

การวิเคราะห์ค่าเฉลี่ยสามารถของโพรโทคอลแบบ CSMA/CA สำหรับระบบ  
แลนไร้สายแบบ SFH/MC DS-CDMA บนช่องสัญญาณ  
การจางทลายแบบนาคาทามิ

THROUGHPUT ANALYSIS OF CSMA/CA PROTOCOL  
FOR SFH/MC DS-CDMA WLAN SYSTEM  
OVER NAKAGAMI FADING CHANNEL

พิศากร สิริวัจน์  
PISAKORN SITTIVATJANA

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของเอกสารตีพิมพ์ตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2549

ISBN 974-15-2525-7

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การวิเคราะห์ค่าวิสัยสามารถของโพรโทคอลแบบ CSMA/CA สำหรับระบบ  
แลนไร้สายแบบ SFH/MC DS – CDMA บนช่องสัญญาณ  
การจางหายแบบนาคากามิ

THROUGHPUT ANALYSIS OF CSMA/CA PROTOCOL  
FOR SFH/MC DS-CDMA WLAN SYSTEM  
OVER NAKAGAMI FADING CHANNEL

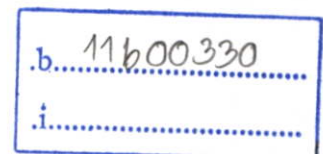


พิศากร สิทธีวณิช

PISAKORN SITTIWATJANA

พ.  
พ 7567  
2549

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 61617  
วัน,เดือน,ปี..... 19 ก.ค. 2549



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2549

ISBN 974-15-2525-7

**THROUGHPUT ANALYSIS OF CSMA/CA PROTOCOL  
FOR SFH/MC DS-CDMA WLAN SYSTEM  
OVER NAKAGAMI FADING CHANNEL**

**PISAKORN SITTIWATJANA**

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

**2006**

**ISBN 974-15-2525-7**

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์ค่าวิสัยสามารถของโปรโตคอลแบบ CSMA/CA สำหรับระบบแลนไร้สายแบบ SFH/MC DS-CDMA บนช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ
นักศึกษา	นายพิศากร สิริธีวัฒน์
รหัสนักศึกษา	47061028
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2549
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.สุวิพล สิริธีชิวภาค

#### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการวิเคราะห์ค่าวิสัยสามารถของโปรโตคอลแบบ CSMA/CA สำหรับระบบแลนไร้สายแบบ SFH/MC DS-CDMA บนช่องการจางหายแบบนาคากามิ ระบบนี้เป็นแบบหลายผู้ใช้และหลายคลื่นพาห์ที่มีการก้าวกระโดดความถี่แบบซ้ำของการแบ่งรหัสโดยตรง (Multiuser Detection of SFH/MC DS-CDMA) ซึ่งรูปแบบการก้าวกระโดดความถี่ (frequency hopping pattern) จะถูกควบคุมด้วย constant-weight-code แล้วใช้การมอดูเลตแบบ BPSK ซึ่งค่าวิสัยสามารถของระบบจะถูกประมาณผ่านช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ ผลการวิเคราะห์เชิงคณิตศาสตร์แสดงให้เห็นว่า เมื่อจำนวนคลื่นพาห์ (number of carrier) มีค่ามากขึ้น หรือจำนวนวิถี (Diversity) มีค่ามากขึ้น หรือค่าตัวแปรเสริมการจางหายแบบนาคากามิ (Nakagami's fading factor:  $m$ ) มีค่ามากขึ้น จะส่งผลให้ค่าวิสัยสามารถของโปรโตคอลแบบ CSMA/CA สำหรับระบบแลนไร้สายแบบ SFH/MC DS-CDMA บนช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ มีประสิทธิภาพที่ดีขึ้น

Thesis Title	Throughput Analysis of CSMA/CA Protocol for SFH/MC DS-CDMA WLAN System over Nakagami Fading Channel
Student	Mr.Pisakorn Sittiwatjana
Student ID.	47061028
Degree	Master of Engineering
Programme	Telecommunication Engineering
Year	2006
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr.Suvepon Sittichivapak

### **ABSTRACT**

This thesis presents throughput analysis of CSMA/CA protocol for SFH/MC DS-CDMA WLAN system over Nakagami fading channel. We consider multiuser detection of slow frequency hopping multicarrier direct sequence code division multiple access. The frequency hopping patterns are controlled by a set of constant-weight-code with binary data sequence using the phase shift keying modulation (BPSK). In the throughput analysis we will also estimate over Nakagami fading channel. Numerical results are shown in the term of number of carriers ( $Q$ ), number of diversity path ( $L$ ) and Nakagami's fading factor ( $m$ ). When these parameters increase, the throughput of system is significantly approved.

**COPYRIGHT 2006**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

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

## กิตติกรรมประกาศ

การจัดทำวิทยานิพนธ์เล่มนี้สามารถสำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลือ ได้รับคำชี้แนะ ได้รับการสนับสนุน และได้รับกำลังใจพร้อมด้วยแรงบรรดาลใจที่ผลักดันที่ทำให้สามารถจัดทำวิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จลงได้ กระผมจึงอยากกล่าวคำขอบพระคุณ คำขอบคุณ และคำขอใจ ไปถึงทุกๆ ท่านที่มีส่วนร่วมในวิทยานิพนธ์นี้

ขอขอบพระคุณ รศ.ดร.สุวิพล สิริชิวภาค อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ได้ให้คำแนะนำ ให้ความรู้ ให้แนวคิดที่เป็นจุดเริ่มต้นของงานวิจัยนี้ ขอขอบพระคุณอาจารย์ทุกท่านที่เป็นกรรมการในการสอบทุกครั้ง ซึ่งได้ให้คำแนะนำเพิ่มเติมเป็นผลให้วิทยานิพนธ์เล่มนี้สมบูรณ์ได้ ขอขอบพระคุณครับ

ขอขอบพระคุณ หลวงปู่ คุณย่า คุณพ่อ คุณแม่ พี่ปึก พี่ป๊อป พี่เลี้ยงคุณ อบรมสังสอน ให้กำลังใจและให้ความช่วยเหลือ สนับสนุนกระผมในทุกๆ ด้าน และเป็นแบบอย่างที่ดีให้กระผมได้เดินรอยตาม ขอขอบพระคุณครับ

ขอขอบคุณ รุ่นพี่ทุกๆ คนในห้องแลบ T-302 พี่โอ พี่อ้อ พี่นพ พี่เก่ง พี่ดี พี่อู๋ พี่วี และขอขอบคุณรุ่นพี่และเพื่อนๆ ในห้องแลบ T-304 พี่ไพร พี่ปุย พี่ดัน พี่เป็ยก พี่บอล พี่ด้อ ตาล เปิ้ล จอ และเพื่อนๆ ทุกคนที่เป็นกำลังใจให้เสมอมา

ขอใจเพื่อนๆ และรุ่นน้องทุกคนในสังกัดจอห์นนี่ แฟมิลี่ ไม่ว่าจะป็นอาราชิ นิวิส คันจานิ8 และจอห์นนี่ จูเนียร์ทุกคน ที่พวกเราต่างเป็นแรงบันดาลใจและกำลังใจให้แก่และกันเสมอมา ตั้งแต่ก่อนนี้จนมาถึงตอนนี้ ขอใจมากนะ

ประโยชน์อันใดและคุณค่าที่ได้จากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ กระผมขอมอบแก่ผู้คนที่มีส่วนร่วมที่ทำให้วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จได้ทุกๆ ท่าน และหวังว่าวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะป็นประโยชน์ต่อผู้ที่สนใจในเรื่องนี้ต่อไป

พิศากร สิทธิวัฒน์

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	1
1.3 สมมุติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน.....	2
1.6 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.7 ขั้นตอนของการศึกษา.....	3
บทที่ 2 ระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย.....	4
2.1 กล่าวนำ.....	4
2.2 การส่งสัญญาณ โดยใช้สัญญาณวิทยุและแสงอินฟราเรด.....	7
2.3 ระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11.....	8
2.3.1 สถาปัตยกรรมทั่วไปของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย IEEE 802.11.....	10
2.3.2 ระดับชั้นฟิสิกัล (Physical Layer).....	11
2.3.3 ระดับชั้น MAC (Medium Access Control).....	13
2.4 ระเบียบวิธีการเข้าถึงแบบ CSMA/CA ตามมาตรฐาน IEEE 802.11.....	17
บทที่ 3 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส.....	21
3.1 ระบบที่มีหลายผู้ใช้.....	21
3.1.1 แบบจำลองของระบบการคิ่มอดูเลตสัญญาณซีดีเอ็มเอแบบเดิม.....	22

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.1.2 แบบจำลองระบบของการคิ่มอดูเลตแบบหลายผู้ใ้.....	23
3.2 เครื่องรับในระบบซีดีเอ็มเอ.....	26
3.2.1 เครื่องรับสัญญาณในระบบซีดีเอ็มเอแบบเดิม.....	26
3.2.2 เครื่องรับระบบหลายผู้ใ้.....	27
3.2.3 ข้อจำกัดของการคิ่เทคหลายผู้ใ้.....	34
3.3 ระบบการเข้าถึงหลายทาง (Multiple Access System).....	34
3.3.1 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่ (FDMA).....	35
3.3.2 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลา (TDMA).....	35
3.3.3 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (CDMA).....	36
3.4 เทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห้.....	40
3.4.1 DS-CDMA (Direct Sequence: DS).....	40
3.4.2 MC-CDMA (Multicarrier CDMA).....	42
3.4.3 MC DS-CDMA (Multicarrier Direct Sequence CDMA).....	44
3.4.4 MT-CDMA (Multitone CDMA).....	46
3.5 การมอดูเลตแบบการแผ่สเปกตรัม (Spread Spectrum Modulation).....	47
3.5.1 การจัดลำดับโดยตรง (Direct Sequence: DS).....	48
3.5.2 วิธีการกระโดดของความถี่ (Frequency Hopping: FH).....	51
3.5.3 วิธีการกระโดดของเวลา (Time Hopping: TH).....	57
3.5.4 ระบบไฮบริด (Hybrid System).....	59
3.6 คุณลักษณะของสัญญาณเมื่อผ่านช่องสัญญาณที่มีการเฟดดิ้งหลายวิถี.....	60
3.6.1 ฟังก์ชันสหสัมพันธ์และกำลังเชิงสเปกตรัมของช่องสัญญาณ.....	61
3.6.2 แบบจำลองช่องสัญญาณ.....	64
3.6.3 แบบจำลองของเรย์ลี (Rayleigh Model).....	65
3.6.4 แบบจำลองของไรเซียน (Rician Model).....	65
3.6.5 แบบจำลองของนาคากามิ (Nakagami Model).....	66
บทที่ 4 การวิเคราะห์ค่าวิสัยสามารถของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย.....	67
2.1 แบบจำลองของระบบที่ใช้ในการวิเคราะห์.....	67
4.1.1 แบบจำลองของเครื่องส่ง.....	67

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.1.2 แบบจำลองช่องสัญญาณ.....	69
4.1.3 แบบจำลองของเครื่องรับ.....	71
4.2 การพิจารณาอัตราส่วนต่อสัญญาณรบกวน (SNR).....	73
4.3 การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ Multiuser Detection SFH/MC DS-CDMA.....	81
4.4 การวิเคราะห์ค่าวิสัยสามารถของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย.....	86
4.4.1 หลักการที่นำเสนอ.....	86
4.4.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณการเข้าถึงแบบ CSMA/CA.....	86
4.4.3 การวิเคราะห์ค่าวิสัยสามารถของระบบแลนที่ใช้วิธีการเข้าถึง แบบ CSMA/CA.....	87
4.4.4 การวิเคราะห์ค่าวิสัยสามารถของระบบแลนที่ใช้วิธีการเข้าถึง แบบ CSMA/CA เมื่อคิดผลกระทบการลดทอนของสัญญาณ เนื่องจากระยะทาง.....	95
บทที่ 5 การวิเคราะห์ผลเชิงคณิตศาสตร์.....	99
5.1 ความน่าจะเป็นที่บิตจะผิดพลาดของการส่งสัญญาณ CDMA.....	100
5.1.1 ผลของระบบผู้ใช้เดียวและระบบหลายผู้ใช้.....	100
5.1.2 ผลของระบบคลื่นพาห์เดียวและระบบหลายคลื่นพาห์.....	101
5.2 ค่าวิสัยสามารถของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายที่ใช้โปรโตคอลแบบ CSMA/CA และมีการส่งสัญญาณ โดยการใช้การส่งแบบ CDMA.....	111
5.2.1 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ.....	111
5.2.2 ผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิ.....	112
5.2.3 ผลของจำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี.....	114
5.2.4 ผลของจำนวนคลื่นพาห์.....	116
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัย.....	117
เอกสารอ้างอิง.....	120

ภาคผนวก ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....123

ประวัติผู้เขียน.....124

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 เปรียบเทียบระยะเวลาการส่ง อัตราการส่งและความถี่ที่ใช้ระหว่าง WLAN แบบต่างๆ.....	11
4.1 แสดงความน่าจะเป็นที่ผู้ใช้จะอยู่ในชั้น $i$ ใดๆ.....	97

## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 สถาปัตยกรรมของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย.....	10
2.2 กระบวนการเข้าถึงแบบพื้นฐานที่ใช้ CSMA/CA ตามมาตรฐาน IEEE 802.11.....	13
2.3 ช่วงเวลา Contention-free period และ Contention period.....	16
2.4 ตัวอย่างกระบวนการทำงานของการเข้าถึงแบบพื้นฐานที่ใช้ CSMA/CA.....	19
2.5 การส่งสัญญาณข้อมูลในกรณีที่เป็นการส่งแบบ Unicast.....	20
3.1 แบบจำลองของระบบหลายผู้ใช้ DS-CDMA (Multuser Detection DS-CDMA).....	25
3.2 เครื่องรับระบบ DS-CDMA แบบเดิม.....	26
3.3 เครื่องรับแบบ Optimum สำหรับระบบอะซิงโครนัส DS-CDMA.....	27
3.4 เครื่องรับแบบคิกอวี่เลตติงสำหรับระบบอะซิงโครนัส DS-CDMA.....	28
3.5 เครื่องรับ Interference Canceller.....	31
3.6 เครื่องรับแบบ Adaptive ในระบบ DS-CDMA ที่ดีทุกสัญญาณ.....	33
3.7 หลักการเข้าถึงหลายทางของระบบที่มีการแผ่สเปกตรัม.....	38
3.8 การกำจัดสัญญาณแทรกสอดของระบบ CDMA.....	39
3.9 (ก) เครื่องส่งของระบบ DS-CDMA.....	41
3.9 (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก.....	41
3.9 (ค) เครื่องรับของระบบ DS-CDMA.....	41
3.10 (ก) เครื่องส่งของระบบ MC-CDMA.....	44
3.10 (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก.....	44
3.10 (ค) เครื่องรับของระบบ MC-CDMA.....	44
3.11 (ก) เครื่องส่งของระบบ MC DS-CDMA.....	45
3.11 (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก.....	45
3.11 (ค) เครื่องรับของระบบ MC DS-CDMA.....	45
3.12 (ก) เครื่องส่งของระบบ MT-CDMA.....	46
3.12 (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก.....	47
3.12 (ค) เครื่องรับของระบบ MT-CDMA.....	47
3.13 เครื่องส่งแบบ DS-CDMA.....	48
3.14 เครื่องส่งแบบ DS-CDMA ที่ดัดแปลงแล้ว.....	49

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.15 ลักษณะของสัญญาณสเปกตรัมด้วยการมอดูเลตแบบ BPSK โดยแกนตั้งเป็น ขนาดของสัญญาณและแกนนอนเป็นเวลา.....	49
3.16 เครื่องรับแบบ DS-CDMA.....	50
3.17 เปรียบเทียบลักษณะของเวลา/ความถี่ของระบบ DS และ FH.....	52
3.18 รูปเครื่องส่งแบบ FH-CDMA.....	52
3.19 รูปเครื่องรับของระบบ FH-CDMA.....	52
3.20 เครื่องส่งของการขยายสเปกตรัมแบบ FH.....	55
3.21 เครื่องรับของการขยายสเปกตรัมแบบ FH.....	55
3.22 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง-รับของระบบ TH-CDMA.....	57
3.23 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และเวลาที่ใช้ในระบบ TH-CDMA.....	57
3.24 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งแบบไฮบริด DS-FH.....	60
3.25 แสดงผลของการเปลี่ยนแปลงทางเวลาของช่องสัญญาณหลายวิธีที่เกิดจาก สัญญาณพัลส์ที่แคบมากๆ.....	61
3.26 คุณลักษณะของรูปร่างความเข้มของสัญญาณหลายวิธี.....	63
3.27 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $\phi_c(\Delta t)$ และ $\phi_c(\tau)$ .....	64
4.1 บล็อกไดอะแกรมเครื่องส่งของระบบ Multiuser Detection SFH/MC DS-CDMA.....	68
4.2 บล็อกไดอะแกรมเครื่องรับของระบบ Multiuser Detection SFH/MC DS-CDMA.....	71
4.3 พื้นฐานการทำงานของ โปรโตคอลแบบ CSMA/CA.....	87
5.1 ความสัมพันธ์ระหว่าง $P_e$ เทียบกับ $E_b/N_0$ ของระบบผู้ใช้เดี่ยว (Single user) และระบบหลายผู้ใช้ (Multiuser) .....	100
5.2 ความสัมพันธ์ระหว่าง $P_e$ เทียบกับ $E_b/N_0$ ของระบบคลื่นพาห์เดี่ยว จำนวนวิถีโคเวอรัจตี (L) เป็น 1 และจำนวนตัวแปรเสริมเฟดดิ้งต่างๆ กัน.....	101
5.3 ความสัมพันธ์ระหว่าง $P_e$ เทียบกับ $E_b/N_0$ ของระบบคลื่นพาห์เดี่ยว จำนวนวิถีโคเวอรัจตี (L) เป็น 2 และจำนวนตัวแปรเสริมเฟดดิ้งต่างๆ กัน.....	101
5.4 ความสัมพันธ์ระหว่าง $P_e$ เทียบกับ $E_b/N_0$ ของระบบคลื่นพาห์เดี่ยว จำนวนวิถีโคเวอรัจตี (L) เป็น 3 และจำนวนตัวแปรเสริมเฟดดิ้งต่างๆ กัน.....	102
5.5 ความสัมพันธ์ระหว่าง $P_e$ เทียบกับ $E_b/N_0$ ของระบบหลายคลื่นพาห์ที่จำนวนคลื่นพาห์ เป็น 8 คลื่นพาห์ จำนวนวิถีโคเวอรัจตี (L) เป็น 1 และจำนวนตัวแปรเสริมเฟดดิ้งต่างๆ กัน.....	103

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.6 ความสัมพันธ์ระหว่าง Pe เทียบกับ Eb/No ของระบบหลายคลื่นพาห์ที่จำนวนคลื่นพาห์ เป็น 8 คลื่นพาห์ จำนวนวิถีโคเวอร์ซิติ (L) เป็น 2 และจำนวนตัวแปรเสริมเฟดดิ้งต่างๆ กัน.....	103
5.7 ความสัมพันธ์ระหว่าง Pe เทียบกับ Eb/No ของระบบหลายคลื่นพาห์ที่จำนวนคลื่นพาห์ เป็น 8 คลื่นพาห์ จำนวนวิถีโคเวอร์ซิติ (L) เป็น 3 และจำนวนตัวแปรเสริมเฟดดิ้งต่างๆ กัน.....	104
5.8 ความสัมพันธ์ระหว่าง Pe เทียบกับ Eb/No ของระบบคลื่นพาห์เดียว ซึ่งมีผลของ ตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m) เป็น 0.5 จำนวนโคเวอร์ซิติ (L) ต่างๆกัน.....	105
5.9 ความสัมพันธ์ระหว่าง Pe เทียบกับ Eb/No ของระบบคลื่นพาห์เดียว ซึ่งมีผลของ ตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m) เป็น 1 จำนวนโคเวอร์ซิติ (L) ต่างๆกัน.....	105
5.10 ความสัมพันธ์ระหว่าง Pe เทียบกับ Eb/No ของระบบคลื่นพาห์เดียว ซึ่งมีผลของ ตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m) เป็น 2 จำนวนโคเวอร์ซิติ (L) ต่างๆกัน.....	105
5.11 ความสัมพันธ์ระหว่าง Pe เทียบกับ Eb/No ของระบบหลายคลื่นพาห์ที่จำนวนคลื่นพาห์ เป็น 8 คลื่นพาห์ ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m) เป็น 0.5 จำนวนวิถีโคเวอร์ซิติ (L) ต่างๆกัน.....	107
5.12 ความสัมพันธ์ระหว่าง Pe เทียบกับ Eb/No ของระบบหลายคลื่นพาห์ที่จำนวนคลื่นพาห์ เป็น 8 คลื่นพาห์ ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m) เป็น 1 จำนวนวิถีโคเวอร์ซิติ (L) ต่างๆกัน.....	107
5.13 ความสัมพันธ์ระหว่าง Pe เทียบกับ Eb/No ของระบบหลายคลื่นพาห์ที่จำนวนคลื่นพาห์ เป็น 8 คลื่นพาห์ ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m) เป็น 2 จำนวนวิถีโคเวอร์ซิติ (L) ต่างๆกัน.....	107
5.14 ความสัมพันธ์ระหว่าง Pe เทียบกับ Eb/No ของระบบคลื่นพาห์เดียว ซึ่งมีผลของ ตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m) เป็น 2 จำนวนโคเวอร์ซิติ (L) ต่างๆกัน.....	109
5.15 ความสัมพันธ์ระหว่าง Pe เทียบกับ Eb/No ของระบบหลายคลื่นพาห์ที่จำนวนคลื่นพาห์ เป็น 8 เป็นคลื่นพาห์ ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m) เป็น 2 จำนวนโคเวอร์ซิติ (L) ต่างๆกัน.....	109
5.16 ความสัมพันธ์ระหว่าง Pe เทียบกับ Eb/No ของระบบหลายคลื่นพาห์ที่จำนวนคลื่นพาห์ ต่างๆกัน ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m) เป็น 0.5 จำนวนวิถีโคเวอร์ซิติ (L) เป็น 3 จำนวนผู้ใช้งาน (K) เป็น 25 คน.....	110

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.17 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่ต้องการใช้งาน (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย เมื่อเปรียบเทียบจำนวนผู้ใช้งาน.....	111
5.18 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่ต้องการใช้งาน (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย ที่เป็นแบบคลื่นพาห์เดียว จำนวนวิถีโคเวออร์ซิตี (L) เท่ากับ 2 ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m) ค่าต่างๆกัน.....	112
5.19 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่ต้องการใช้งาน (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย ที่เป็นแบบคลื่นพาห์เดียว จำนวนวิถีโคเวออร์ซิตี (L) เท่ากับ 3 ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m) ค่าต่างๆกัน.....	113
5.20 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่ต้องการใช้งาน (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย ที่เป็นแบบคลื่นพาห์เดียว ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิ (m) เท่ากับ 0.5 และมีจำนวนวิถีโคเวออร์ซิตี (L) ต่างๆกัน.....	114
5.21 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่ต้องการใช้งาน (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย ที่เป็นแบบคลื่นพาห์เดียว ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิ (m) เท่ากับ 1 และมีจำนวนวิถีโคเวออร์ซิตี (L) ต่างๆกัน.....	115
5.22 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่ต้องการใช้งาน (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิ (m) เท่ากับ 1 และมีจำนวนวิถีโคเวออร์ซิตี (L) เท่ากับ 2 มีจำนวนผู้ใช้งาน 10 คน และเป็นการส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์ที่จำนวนต่างๆกัน.....	116

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันการสื่อสารไร้สาย เช่น โทรศัพท์เคลื่อนที่ (Mobile Telephone) หรือระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย (Wireless Local Area Network: WLAN) จะเปลี่ยนไปอยู่ในรูปแบบของการสื่อสารแบบมัลติมีเดียเคลื่อนที่ (Mobile Multimedia) หรือระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายที่มีความเร็วในการส่งข้อมูลสูง ซึ่งปัญหาที่เกิดขึ้นตามมาของการส่งผ่านด้วยอัตราข้อมูลความเร็วสูงบนช่องสัญญาณวิทยุก็คือ การเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbol Interference: ISI) ซึ่งเกิดขึ้นเนื่องมาจากการเกิดมัลติพาธเฟดดิ้ง ส่งผลให้สมรรถนะของระบบมีค่าต่ำลง

เทคนิคการส่งสัญญาณแบบ โอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM) คือรูปแบบของการสื่อสารแบบหนึ่งที่สามารถแก้ปัญหาที่กล่าวมาข้างต้นได้เนื่องจากระบบโอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) เป็นระบบที่สามารถทนทานต่อการเกิดมัลติพาธเฟดดิ้ง สามารถส่งผ่านข้อมูลด้วยอัตราความเร็วข้อมูลสูงมากเมื่อเทียบกับระบบอื่น อีกทั้งยังใช้ย่านความถี่ที่มีอยู่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยระบบโอเอฟดีเอ็มจะทำการกระจายข้อมูลที่มีความเร็วสูงให้เป็นชุดข้อมูลหลายๆชุดที่มีความเร็วต่ำลงด้วยการแปลงจากข้อมูลอนุกรมเป็นขนาน แล้วส่งผ่านช่องสัญญาณย่อยๆ (Sub channel) จำนวนมาก ทำให้ช่วงเวลาของแต่ละสัญลักษณ์มีช่วงเวลากว้างขึ้นทำให้สามารถลดการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbol Interference) ที่มีสาเหตุมาจากมัลติพาธเฟดดิ้งได้ แต่ถึงแม้ว่าการส่งผ่านข้อมูลแบบโอเอฟดีเอ็ม (OFDM) จะให้ค่าสมรรถนะของระบบที่ดีภายใต้สภาพแวดล้อมแบบมัลติพาธเฟดดิ้งเมื่อเทียบกับระบบที่มีการส่งแบบคลื่นพาห์เดี่ยว (Single carrier) แต่ภายใต้สภาวะของการเกิดการเฟดดิ้งอย่างรวดเร็วนั้นจะทำให้สัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับของแต่ละช่องสัญญาณย่อยนั้นจะมีการเปลี่ยนแปลงในช่วงกว้างซึ่งส่งผลกระทบต่อสมรรถนะที่ต่ำลง

### 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งหวังเพื่อศึกษาระบบการส่งผ่านข้อมูลแบบ โอเอฟดีเอ็ม (OFDM) ซึ่งเป็นเทคนิคหนึ่งที่กำลังถูกนำไปใช้ในการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4 ซึ่งเป็นยุคที่ต้องการสื่อสารข้อมูลด้วยความเร็วสูง ซึ่งการส่งสัญญาณแบบโอเอฟดีเอ็ม (OFDM) ดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้นเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาธเฟดดิ้งนั้นสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับของแต่ละช่องสัญญาณย่อยๆ นั้นจะมีการเปลี่ยนแปลงในช่วงกว้างซึ่งแตกต่างกันตามสภาวะการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณซึ่งจะทำให้สมรรถนะของระบบมีค่าต่ำลง ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงเสนอ

วิธีการประเมินค่าช่องสัญญาณโดยใช้สัญลักษณ์ปริมาตรเบิ้ลพีเอพียอร์แบบค่าต่ำ (Low PAPR Preamble Symbol) สำหรับการส่งสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแบบเบิร์สโหมด (Burst Mode OFDM) ที่รับได้ทางด้านเครื่องรับในแต่ละช่องสัญญาณ ซึ่งสามารถที่จะช่วยให้ระบบมีประสิทธิภาพที่ดีขึ้น

### 1.3 สมมติฐานของการศึกษา

ข้อดีของโอเอฟดีเอ็ม (OFDM; Orthogonal Frequency Division Multiplexing) คือการมี PAPR (Peak to Average Power Ratio) ค่ามาก ซึ่งค่า PAPR ที่สูงนี้เองจะทำให้สมรรถนะของ BER (Bit Error Rate) มีค่าค่อนข้างต่ำ เนื่องจาก Inter-modulation noise ในตัวขยายสัญญาณ (Amplifier) ดังนั้นความแม่นยำของการหาค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณก็จะมีค่าต่ำตามไปด้วยเหมือนกัน ถ้าสัญลักษณ์ปริมาตรเบิ้ลพีเอพียอร์มีค่า PAPR สูงมาก เพราะว่าสัญลักษณ์ปริมาตรเบิ้ลพีเอพียอร์ที่ตัวขยายสัญญาณมีการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณแตกต่างจากสัญลักษณ์ปริมาตรเบิ้ลพีเอพียอร์ที่มีอยู่เดิม ดังนั้นค่าสมรรถนะของ BER ของสัญลักษณ์ข้อมูล (Data Symbol) ก็จะมีค่าเท่ากับค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณโดยใช้สัญลักษณ์ปริมาตรเบิ้ลพีเอพียอร์ ซึ่งจะทำให้ค่าสมรรถนะของระบบต่ำมากอย่างเห็นได้ชัด

การแก้ปัญหาข้างต้นนี้ เราจะใช้สัญลักษณ์ปริมาตรเบิ้ลพีเอพียอร์แบบค่าต่ำ (Low PAPR Preamble Symbol) ในการปรับปรุงความแม่นยำค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear Channel) ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะใช้อัลกอริทึมแกนวเวลา-ความถี่สลับเปลี่ยน (The Time-Frequency Domains Swapping Algorithm) ในสร้างสัญลักษณ์ปริมาตรเบิ้ลพีเอพียอร์โดยเหมือนกับการลดพีเอพียอร์

### 1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

วิธีการประเมินค่าช่องสัญญาณโดยใช้สัญลักษณ์ปริมาตรเบิ้ลพีเอพียอร์แบบค่าต่ำ (Low PAPR Preamble Symbol) สำหรับการส่งสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแบบเบิร์สโหมด (Burst Mode OFDM) ซึ่งรวมถึงการใช้ตัวขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Non-Linear Amplifier) โดยลักษณะเด่นของวิธีการที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้คือ การใช้สัญลักษณ์ปริมาตรเบิ้ลพีเอพียอร์แบบค่าต่ำซึ่งสามารถประเมินค่าได้เที่ยงตรงแม่นยำของช่องสัญญาณความถี่ และสามารถทำให้สมรรถนะอัตราค่าบิตเอร์เรอร์ (Bit Error Rate) ดีขึ้นในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นและยังสามารถใช้ในช่องสัญญาณความถี่ซีเลคทีฟเฟดดิ้ง (Frequency Selective Fading Channel) ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะใช้อัลกอริทึมแกนวเวลา-ความถี่สลับเปลี่ยน (The Time-Frequency Domains Swapping Algorithm) ในสร้างสัญลักษณ์ปริมาตรเบิ้ลพีเอพียอร์โดยเหมือนกับการลดพีเอพียอร์ ซึ่งในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้แสดงผลของคอมพิวเตอร์ซิมูเลชัน (Computer Simulation) เพื่อเปรียบเทียบวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบเดิม

## 1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน

หลักการเดิมเป็นการวิเคราะห์การคิเทคแบบหลายผู้ใช้ ในระบบโคเร็กซ์เควนซ์ซีดีเอ็มเอ ซึ่งวิธีการนี้ไม่สามารถรักษาคว้าวสัยสามารถของระบบให้คงทนได้ สำหรับในวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นการนำเสนอวิธีความถี่ก้าวกระโดดแบบซ้ำ ที่ใช้งานร่วมกับหลายคลื่นพาห์ (SFH/MC) เพื่อแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของระบบที่ได้ เมื่อเปรียบเทียบกับหลักการเดิมที่ไม่ใช้วิธีการก้าวกระโดดความถี่แบบหลายคลื่นพาห์ บนช่องสัญญาณที่มีการจางหาย

## 1.6 ขอบเขตการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์คว้าวสัยสามารถของระบบเลนไร้สาย ที่มีการเข้าถึงช่องสัญญาณด้วยโปรโตคอลแบบ CSMA/CA เมื่อได้สิทธิ์ในการใช้ช่องสัญญาณแล้วจะส่งสัญญาณที่เป็นความถี่ก้าวกระโดดแบบซ้ำหลายคลื่นพาห์ โคเร็กซ์เควนซ์ซีดีเอ็มเอ ที่ถูกประมวลผ่านช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบนาคาгами เพื่อดูค่าความน่าจะเป็นที่บิตจะผิดพลาดและคว้าวสัยสามารถ โดยพิจารณาค่าพารามิเตอร์คือ จำนวนผู้ใช้งานในระบบ จำนวนวิถีโคเวอรัซีตี จำนวนคลื่นพาห์ และค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคาгами

## 1.7 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บทด้วยกันคือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของงานวิจัย ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ สมมติฐาน ทฤษฎีที่ใช้ ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานการเข้าถึงช่องสัญญาณของโปรโตคอลแบบ CSMA/CA ที่เป็นไปตามมาตรฐานของ IEEE 802.11 และแบบจำลองที่นำมาวิเคราะห์

บทที่ 3 กล่าวถึงวิธีการเข้าถึงข้อมูลหลายทางแบบแบ่งรหัส (CDMA) รวมทั้งเทคนิคการทำสเปรดสเปกตรัมอย่าง DS-SS FH-SS และการสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์

บทที่ 4 กล่าวถึงการวิเคราะห์ค่าความน่าจะเป็นที่บิตจะผิดพลาดและวิเคราะห์คว้าวสัยสามารถของระบบคิเทคหลายผู้ใช้ที่มีความถี่ก้าวกระโดดแบบซ้ำหลายคลื่นพาห์ โคเร็กซ์เควนซ์ซีดีเอ็มเอ ที่มีการใช้โปรโตคอลแบบ CSMA/CA

บทที่ 5 กล่าวถึงการหาค่าความน่าจะเป็นที่บิตจะผิดพลาดและคว้าวสัยสามารถของระบบพารามิเตอร์ที่ใช้และผลที่ได้จากการจำลองระบบ เพื่อแสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอสามารถที่ช่วยให้ระบบมีสมรรถนะที่ดีขึ้น

บทที่ 6 เป็นบทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

## บทที่ 2

# ระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย

### 2.1 กล่าวนำ

ในปัจจุบันเทคโนโลยีของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายได้มีการพัฒนาและมีการใช้งานกันอย่างแพร่หลาย เนื่องจากความสะดวกสบายในการติดตั้งกับเครือข่ายต่างๆที่ ไม่ว่าจะเป็นที่บ้าน ที่ทำงานในสำนักงาน โรงพยาบาลหรือภายในโรงงานอุตสาหกรรม ระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายนั้นโดยทั่วไปแล้วจะมีการใช้งานในบริเวณที่จำกัดอยู่บริเวณหนึ่ง เช่น ภายในห้อง ตึกหรือภายในอาคาร เป็นต้น ซึ่งในแต่ละห้องหรือแต่ละอาคารจะทำงานอิสระจากกัน เป็นเครือข่ายที่มีขนาดไม่ใหญ่มากนัก จุดประสงค์ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายคือลดความจำเป็นในการเดินสายเคเบิล อีกทั้งยังต้องการความง่ายหรือความสะดวกในการสร้างโครงข่ายแบบ Ad Hoc ให้ผู้ใช้ (users) สามารถติดต่อสื่อสารกันได้ ตัวอย่างเช่น ระหว่างการประชุมแต่ละครั้ง จำเป็นต้องมีการสร้างโครงข่ายขึ้นมาเฉพาะเมื่อมีการประชุมเกิดขึ้นเท่านั้น ในส่วนต่อไปจะกล่าวถึงข้อดีและข้อเสียของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย เมื่อเปรียบเทียบกับระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบใช้สายทั่วไป

ข้อดีของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายมีดังนี้

- มีความยืดหยุ่นในการใช้งาน (Flexibility): ภายในระยะเวลาครอบคลุมของการให้บริการ ผู้ใช้สามารถติดต่อสื่อสารถึงกันได้ โดยปราศจากข้อจำกัดใดๆ คลื่นหรือสัญญาณวิทยุสามารถที่จะส่งผ่านผนังหรือกำแพงต่างๆได้ ผู้ส่ง-รับข้อมูลและสามารถติดต่อถึงกันได้ถึงแม้จะไม่สามารถมองเห็นได้ก็ตาม (LOS: Line-of-Sight) นอกจากนี้แล้วระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายยังสามารถที่จะใช้งานได้ในบางบริเวณที่ยากแก่การติดตั้งสายเคเบิล
- ง่ายแก่การวางแผน (Planning): เฉพาะโครงข่าย Ad Hoc แบบไร้สายเท่านั้นที่สามารถสร้างโดยไม่จำเป็นต้องวางแผนล่วงหน้า เพราะว่าในระบบใช้สายนั้นจะต้องมีการเดินสายเคเบิลไว้ล่วงหน้าก่อนที่จะมีการใช้งานเสมอ ซึ่งปัจจุบันได้กำลังมีการกำหนดมาตรฐานที่จะใช้ในระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายขึ้นมา เพื่อให้อุปกรณ์ต่างๆ ที่ผลิตจากผู้ผลิตหลายๆ บริษัทสามารถใช้งานร่วมกันได้ สำหรับระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบใช้สายนั้นนอกจากความจำเป็นในการเดินสายเคเบิลแล้ว ยังจำเป็นที่จะต้องมีการเชื่อมต่ออย่างถูกต้องระหว่างผู้ใช้แต่ละคนกับโครงข่าย จึงจะสามารถใช้งานได้
- ง่ายต่อการออกแบบ (Design): โครงข่ายของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายสามารถใช้งานได้กับอุปกรณ์ขนาดเล็กที่ไม่ใช่ PC ได้เช่น Pocket PC PDA หรือ Laptop เป็นต้น ทำให้อุปกรณ์เหล่านี้สามารถติดต่อสื่อสารกับเครือข่ายได้ โดยไม่จำเป็นต้องเดินสายเคเบิล ซึ่ง

จะเป็นการเพิ่มความสะดวกสบายในการใช้งาน เพราะว่าอุปกรณ์ขนาดเล็กเหล่านี้ส่วนมากแล้วจะสามารถเคลื่อนที่ได้

- มีความทนทานต่อสภาพแวดล้อมโดยรอบ (Robustness): โครงข่ายของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายจะมีความคงทนถาวรมากกว่าระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบใช้สาย เช่น ในสถานะที่เกิดแผ่นดินไหวอาจจะทำให้สายเคเบิลขาดได้ ส่งผลให้ระบบโดยรวมเกิดการขัดข้องได้ แต่ในกรณีที่ระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายนั้นยังสามารถที่จะทำงานได้

ในส่วนข้อเสียของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายมีดังนี้

- คุณภาพของการบริการ (Quality of Service): โดยทั่วไปแล้วระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายจะมีคุณภาพของการบริการที่ต่ำกว่าระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบใช้สาย เหตุผลที่สำคัญก็คือ ความกว้างแถบที่ขนาดไม่มากนัก เนื่องข้อกำหนดการส่งสัญญาณวิทยุ (ความเร็วประมาณ 1-10 Mbps) นอกจากนี้แล้วยังมีอัตราบิดเบือนผลในการส่งข้อมูลสูงกว่าแบบมีสาย เพราะว่ามีสัญญาณการแทรกสอด (Interference) มากกว่า (ประมาณ  $10^{-4}$  เมื่อเทียบ  $10^{-10}$  ในเส้นใยนำแสง) อีกทั้งยังมีการหน่วงข้อมูลที่สูงกว่า
- ราคาแพง (Cost): ขณะที่อะแดปเตอร์ (Adaptor) ของระบบอีเทอร์เน็ตความเร็วสูง (High-Speed Ethernet Adaptor) อยู่ที่ประมาณ 10 ปอนด์ (Pound) แต่สำหรับอะแดปเตอร์ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายนั้นจะมีราคาอยู่ที่ 100 ปอนด์ (Pound) เช่น PC-Card
- การพัฒนาที่ไม่ร่วมกัน (Proprietary Solutions): เนื่องจากความล่าช้าของการกำหนดมาตรฐานซึ่งเกิดจากการที่บริษัทผู้ผลิตต่างๆ ที่มีการจดสิทธิบัตรในการพัฒนาเทคโนโลยีต่างๆ ในระบบนี้ได้เสนอวิธีการต่างๆ ในการกำหนดมาตรฐานตามเทคโนโลยีที่ตนเองพัฒนาขึ้นซึ่งโดยมากแล้วจะมีคุณลักษณะที่ไม่เหมือนกัน ทำให้ในการใช้งานจะต้องใช้อุปกรณ์ที่ผลิตมาจากบริษัทผู้ผลิตเดียวกันจึงจะสามารถทำงานร่วมกันได้
- ข้อจำกัดของแต่ละประเทศ (Restrictions): อุปกรณ์ต่างๆ ในระบบไร้สายโดยมากแล้วจะถูกจำกัดด้วยข้อกำหนดต่างๆ ของแต่ละประเทศนั้นๆ เนื่องจากในแต่ละประเทศจะได้มีการกำหนดความถี่ใช้งานในด้านต่างๆ ไว้เพื่อให้การใช้งานความถี่จะไม่เกิดการรบกวนกันหรือให้เกิดการรบกวนกันน้อยที่สุด ในปัจจุบันได้มีการกำหนดมาตรฐานระดับโลกในการใช้ความถี่ขึ้นมา เช่น IMT-2000 เพื่อลดปัญหาที่เกิดขึ้นนี้ ระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายนั้นจะถูกจำกัดให้มีกำลังส่งต่ำๆ และจะใช้ช่วงความถี่ที่ไม่ได้กำหนดให้มีการใช้งาน (Unlicensed Band หรือ ISM Band นั้นเอง)
- ความปลอดภัยและความเป็นส่วนตัว (Safety and Security): การใช้คลื่นหรือสัญญาณวิทยุในการส่งข้อมูลนั้น อาจจะเข้าไปรบกวนกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ ซึ่งเป็นสาเหตุให้เกิดการทำงานที่ผิดพลาดได้ การทำงานที่ผิดพลาดนี้อาจจะมีความสำคัญมากๆ ก็ได้ ดังเช่นภายในโรงพยาบาลซึ่งเป็นสถานที่ที่ต้องมีการควบคุมปัญหานี้เป็นอย่างมาก เป็นต้น

นอกจากนี้แล้วการติดต่อสื่อสารกันโดยใช้สัญญาณวิทยุ นั้นมักจะถูกดักฟังได้ง่ายกว่าแบบมีสาย ซึ่งก็เป็นอีกปัญหาหนึ่งที่มีความสำคัญเป็นอย่างมาก

ระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายนั้นในการออกแบบโดยมากแล้วจะมีจุดประสงค์หรือเป้าหมายที่แตกต่างกัน ซึ่งพอจะสรุปได้ดังนี้

1. การใช้งานได้ทั่วโลก (Global Operation): ผลกระทบของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายนั้นจะถูกนำไปขาย ณ ที่ต่างๆทั่วโลก เพราะฉะนั้นข้อกำหนดต่างๆของแต่ละประเทศจะต้องถูกพิจารณาด้วยเสมอในการพัฒนา ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบใช้สายแล้ว อุปกรณ์ต่างๆที่ขายในแต่ละประเทศอาจจะมีคุณลักษณะที่แตกต่างกันได้
2. กำลังส่งที่ต่ำ (Low Power): อุปกรณ์ต่างๆในระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย โดยมากแล้ว จะต้องใช้ไฟจากแบตเตอรี่ (Battery) ดังนั้นระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายจะต้องถูกออกแบบมาให้มีการจัดการกับระบบกำลังงานที่ดีมาก และจะต้องใช้กำลังส่งที่ต่ำด้วย
3. การทำงานในช่วงความถี่ที่ไม่ได้มีการใช้งาน (License-free Operation): ไม่เหมือนกับในระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบใช้สาย เพราะว่าผู้วางระบบไม่จำเป็นต้องขออนุญาตในการติดตั้งหรือการใช้อุปกรณ์ต่างๆ ในระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายจะใช้ช่วงความถี่ที่เรียกว่า “แบนด์ ISM (ISM Band)” ซึ่งเป็นช่วงความถี่ที่โดยมากแล้วไม่ได้มีการกำหนดขึ้นเพื่อใช้งาน ช่วงความถี่นี้จะอยู่ในช่วง 902-928 MHz 2.4-2.4835 GHz และ 5.725-5.850 GHz[1-2]
4. ต้องใช้เทคโนโลยีที่ทนทานต่อสัญญาณรบกวน (Robust Transmission Technology): เมื่อเปรียบเทียบกับระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบใช้สายแล้ว ระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายจะทำงานภายใต้สภาวะแวดล้อมที่ยากลำบากกว่า เนื่องจากการส่งสัญญาณวิทยุ นั้นอาจถูกรบกวนได้จากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ นอกจากนี้แล้วเครื่องรับเครื่องส่งในระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายจะไม่สามารถปรับจูน (Tuning) ให้เข้ากับสภาพแวดล้อมต่างๆทุกสภาวะได้ ส่วนสายอากาศ (Antenna) จะใช้แบบออมนิไดเรกชันแนล (Omni-directional) ไม่ใช่แบบทิศทาง (Directional)
5. ง่ายแก่การใช้งาน (Easy to Use): เมื่อเปรียบเทียบกับระบบเครือข่ายขนาดใหญ่แบบไร้สาย (Wireless WAN) ระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายจะต้องมีการใช้งานได้ง่ายกว่า เพราะว่าระบบไม่มีความซับซ้อนมากนัก
6. การลงทุนที่ไม่สูงมากนัก (Protection of Investment): ได้มีการลงทุนไปเป็นจำนวนมากกับระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบใช้สาย เพราะฉะนั้นระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบ

ไร้สายจะต้องถูกออกแบบมาให้สามารถใช้งานได้กับระบบโดยรวมเดิมที่มีการใช้งานอยู่แล้ว เพื่อลดต้นทุนในการติดตั้ง

7. มีความปลอดภัยและความเป็นส่วนตัว (Safety and Security): ระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายจะถูกออกแบบมาให้มีความปลอดภัยในการใช้งาน โดยเฉพาะการแพร่กระจายของสัญญาณวิทยุที่เหมาะสมกับแต่ละสถานที่ เช่น โรงพยาบาล เป็นต้น นอกจากนี้แล้วควรมีการเข้ารหัสลับข้อมูล (Data Encryption) เพื่อเพิ่มความปลอดภัยและความเป็นส่วนตัวในการส่งข้อมูล เพื่อให้แน่ใจว่าข้อมูลจะสามารถรับได้เฉพาะผู้ที่ต้องการส่งถึงเท่านั้น
8. ใช้งานได้อย่างต่อเนื่อง (Transparency for Applications): ในระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย ผู้ใช้งานสมควรได้ใช้งานอย่างต่อเนื่อง ไม่เกิดการติดขัด ทั้งที่เกิดจากการหน่วงเวลาของข้อมูล (High Delay) และที่เกิดจากความกว้างแถบที่มีขนาดไม่มากนัก (Lower Bandwidth)

## 2.2 การส่งสัญญาณโดยใช้สัญญาณวิทยุและแสงอินฟราเรด

ในปัจจุบันนี้ระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายที่มีการใช้กันอยู่ จะใช้เทคโนโลยีในการส่งสัญญาณ 2 แบบด้วยกัน เทคโนโลยีแบบแรกคือ การส่งสัญญาณโดยใช้ลำแสงอินฟราเรด (ตัวอย่างเช่น ในช่วงความยาวคลื่น 90 nm.) เทคโนโลยีแบบที่สองคือ การส่งสัญญาณโดยใช้คลื่นวิทยุ (Radio Wave) ซึ่งจะใช้ความถี่ในย่านกิกะเฮิร์ต (Giga Hertz: GHz) เช่น ในช่วงความถี่ 2.4 GHz ในแบนด์ ISM เทคโนโลยีทั้งสองแบบสามารถใช้ได้ทั้งภายในโครงข่ายแบบธรรมดาและโครงข่ายแบบ Ad Hoc ซึ่งเป็นโครงข่ายที่สร้างขึ้น เพื่อจุดประสงค์ใดจุดประสงค์หนึ่งแบบชั่วคราว

ระบบอินฟราเรด (Infrared) เป็นเทคโนโลยีที่ใช้การแพร่กระจายของลำแสง สะท้อนไปยังผนัง เฟอร์นิเจอร์ และอย่างอื่นหรือจะเป็นการส่งแบบ LOS ในกรณีที่ผู้ส่งและผู้รับสามารถมองเห็นกันได้ ที่สถานีส่งอาจจะใช้แหล่งกำเนิดแสงแบบง่ายคือ LED (Light Emitting Diode) หรือจะเป็นแหล่งกำเนิดแสงแบบไดโอด (Laser Diode) ที่มีเสถียรภาพสูง (Stability) ในการส่งสัญญาณไปที่สถานีรับ ส่วนสถานีรับจะใช้โฟโตไดโอด (Photo Diode) ในการรับสัญญาณ[3-4]

ข้อดีของการส่งสัญญาณโดยใช้ลำแสงอินฟราเรดคือ เป็นเทคโนโลยีที่ง่ายและมีราคาถูก ซึ่งในปัจจุบันได้มีการใช้งานกันอย่างแพร่หลายทั้งใน PDA (Personal Data Assistant) คอมพิวเตอร์แบบพกพา (Laptop or Notebook) รวมทั้งในโทรศัพท์เคลื่อนที่ (Mobile Phone) ซึ่งใช้ลำแสงอินฟราเรดในการเชื่อมต่อกันตามมาตรฐานของ IrDA (Infrared Data Association Interface) ในรุ่น 1.0 (Version 1.0) จะสามารถส่งสัญญาณได้ด้วยความเร็ว 115 kbps ขณะที่ IrDA รุ่น 1.1 จะสามารถส่งสัญญาณได้ด้วยความเร็ว 1.152 และ 4 Mbps ในระบบอินฟราเรดนั้นไม่มีความจำเป็นที่จะต้องมีการขอ

อนุญาตในการติดตั้ง อีกทั้งยังง่ายในการจำกัดขอบเขตของเซลล์ และไม่มีปัญหาจากสัญญาณรบกวนที่เกิดจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ

ข้อเสียของการส่งสัญญาณแบบนี้คือ เนื่องจากการส่งสัญญาณโดยใช้ลำแสงอินฟราเรดนั้นจะมีขนาดความกว้างแถบที่ต่ำ เมื่อเปรียบเทียบกับระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบอื่นๆ ทำให้โดยทั่วไปอุปกรณ์ IrDA ส่วนใหญ่จะมีความเร็วจำกัดอยู่ที่ประมาณ 115 kbps ถึงแม้ว่าในรุ่น 1.1 จะสามารถส่งสัญญาณได้ด้วยความเร็ว 4 Mbps ก็ตามแต่ก็ยังเป็นอัตราที่ต่ำอยู่ อย่างไรก็ตามปัญหาหลักของระบบอินฟราเรดก็คือ การลดทอนของสัญญาณที่สูงมากในการส่งสัญญาณ โดยใช้ลำแสงอินฟราเรดนั้นจะไม่สามารถส่งผ่านสิ่งกีดขวางต่างๆหรือผนังได้เลย สำหรับการส่งสัญญาณที่ต้องการคุณภาพดีที่อัตราความเร็วสูงนั้นจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องเป็นการส่งแบบ LOS เท่านั้น

ในส่วนของการส่งสัญญาณโดยใช้คลื่นวิทยุนั้นได้มีการใช้งานอย่างแพร่หลาย ไม่ว่าจะเป็นในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ (เช่น GSM 900 1800 1900 หรือใน DECT 1880 MHz) ระบบการแพร่ภาพทางโทรทัศน์ ระบบวิทยุกระจายเสียง รวมถึงในระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายด้วย

ข้อดีของการใช้คลื่นวิทยุในการส่งสัญญาณก็คือ สามารถครอบคลุมพื้นที่ได้ในบริเวณที่กว้างกว่า อีกทั้งยังสามารถส่งสัญญาณทะลุผ่านผนังหรือสิ่งกีดขวางต่างๆได้ ดังนั้นจึงไม่มีความจำเป็นที่จะต้องส่งสัญญาณแบบ LOS (ในกรณีที่ใช้ความถี่ไม่สูงมากนัก) นอกจากนี้แล้วการส่งสัญญาณแบบนี้จะมีอัตราความเร็วในการส่งสัญญาณที่สูงกว่าในระบบอินฟราเรด

ส่วนปัญหาใหญ่ของระบบนี้ก็คือ การยากในการจำกัดขอบเขตของเซลล์ เนื่องจากคลื่นวิทยุสามารถส่งผ่านกำแพงหรือสิ่งกีดขวางต่างๆได้ จึงยากในการออกแบบ นอกจากนี้การส่งสัญญาณแบบนี้ยังง่ายที่จะเกิดการรบกวนกันระหว่างสถานี รวมถึงการรบกวนที่เกิดจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆด้วย อีกทั้งยังต้องคำนึงถึงข้อกำหนดในการใช้ความถี่ของแต่ละบริเวณอีกด้วย

กล่าวโดยสรุปจะได้ว่า ในระบบอินฟราเรดควรจะใช้ในบริเวณที่ไม่มีสิ่งกีดขวางต่างๆ เพื่อให้การส่งสัญญาณส่วนใหญ่เป็นแบบ LOS ส่วนในระบบที่ใช้คลื่นวิทยุนี้จะสามารถครอบคลุมพื้นที่ได้มากกว่าและมีความเร็วในการส่งที่สูงกว่า แต่จะมีปัญหาในการวางเซลล์เนื่องจากยากในการจำกัดขอบเขตการแพร่กระจายของคลื่นวิทยุ

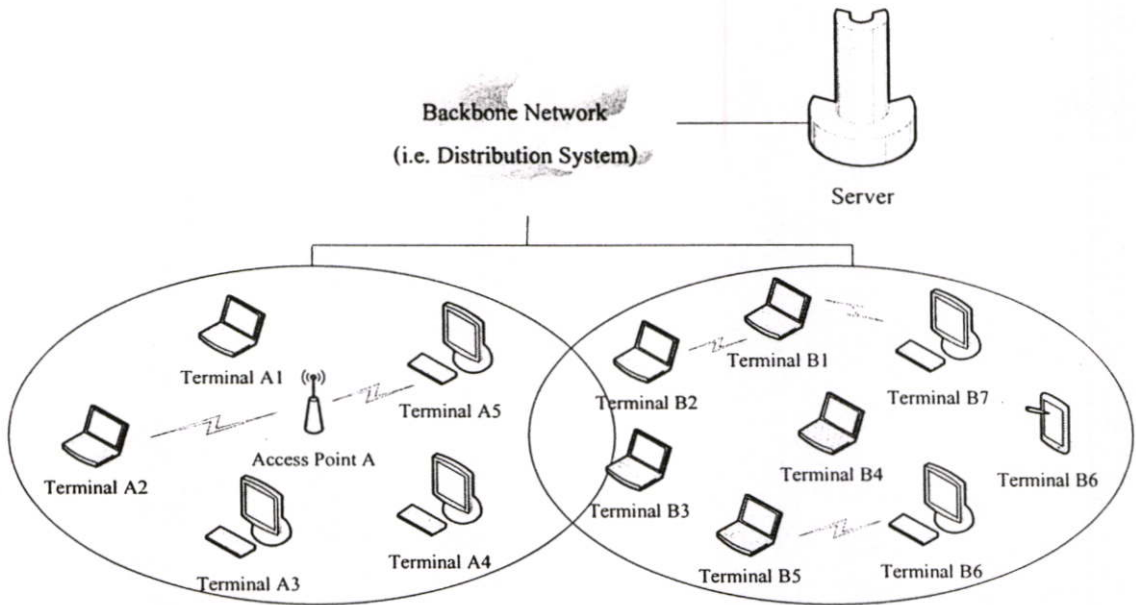
### 2.3 ระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11

เนื่องจากความก้าวหน้าของการสื่อสารแบบดิจิทัล เครื่องคอมพิวเตอร์แบบเคลื่อนที่ รวมทั้งเทคโนโลยีของสารกึ่งตัวนำ ทำให้ระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย (Wireless LAN) มีการใช้งานเพิ่มมากขึ้นในปัจจุบัน ซึ่งเป็นระบบที่ให้ความสะดวกสบายในการใช้งาน โดยที่ขณะใช้งานเครือข่าย ผู้ใช้สามารถเคลื่อนที่ได้ (Mobility) ตัวอย่างของการใช้งานประเภทนี้มีให้เห็นได้ ดังเช่นในโรงงานอุตสาหกรรมและในโกดังเก็บสินค้าขนาดใหญ่ และอื่นๆ ระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายได้มีการใช้งานเพิ่มมากขึ้นในโรงพยาบาลและในสถานศึกษาต่างๆ ซึ่งมีความต้องการใช้งาน

เครือข่าย ขณะที่มีการเคลื่อนที่ของผู้ใช้ตลอดเวลา โดยที่ส่วนมากแล้วจะมีความกว้างแถบที่สามารถใช้งานได้ไม่มากนัก นอกจากระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายจะตอบสนองการใช้งานที่สามารถเคลื่อนที่ไปไหนมาไหนมาได้แล้ว ระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายยังสามารถตอบสนองการใช้งานในบริเวณที่ไม่สามารถเดินสายเคเบิลได้ หรืออาจจะเป็นบริเวณที่สามารถติดตั้งสายเคเบิลได้แต่มีค่าใช้จ่ายที่สูง ตัวอย่างเช่น ในโรงงานอุตสาหกรรม ตลาดหุ้น สถานที่ที่เป็นโบราณสถาน รวมถึงภายในงานแสดงสินค้าต่างๆ เป็นต้น เนื่องจากความแพร่หลายของการใช้งานระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายนี้เอง ทำให้มีความต้องการที่จะจัดตั้งเป็นมาตรฐาน เพื่อให้ระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายที่ผลิตมาจากบริษัทต่างๆ สามารถใช้งานร่วมกันได้ มาตรฐานที่จัดตั้งขึ้นนี้ระบุถึงข้อกำหนดต่างๆ ในระดับชั้นฟิสิกัล (Physical Layer) และในระดับชั้นดาต้าลิงก์ (Data Link Layer) ของแบบจำลองของ OSI มาตรฐานที่จัดตั้งขึ้นนี้มี 2 มาตรฐานด้วยกันคือ IEEE 802.11 ซึ่งเป็นข้อกำหนดที่ถูกจัดตั้งขึ้นโดย IEEE (Institute of Electrical and Electronic Engineers) และ HIPERLAN ซึ่งจัดตั้งโดย ETSI (European Telecommunications Standard Institute) มาตรฐานทั้งสองมาตรฐานนี้ได้กล่าวถึงข้อกำหนดต่างๆ ไม่ว่าจะเป็นการเชื่อมโยงเครือข่ายแบบเคลื่อนที่ได้ (Mobile Networking) ไอพีเคลื่อนที่ (Mobile IP) และข้อกำหนดอื่นๆ ที่ใช้เพื่อการพัฒนาการจัดการต่างๆ ที่จำเป็นในการเชื่อมต่อแบบไร้สาย ในที่นี้จะกล่าวถึงเฉพาะมาตรฐาน IEEE 802.11 เท่านั้น

ระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายที่ใช้สัญญาณวิทยุในการสื่อสารนั้นจะใช้สัญญาณในช่วงความถี่ที่เรียกว่า “ISM แบนด์” (Industrial, Scientific and Medical frequency band) ซึ่งเป็นช่วงความถี่ที่ไม่ได้ใช้ในการสื่อสารทั่วไป แต่จะมีการใช้ในบริเวณที่จำกัด เช่น โรงพยาบาลหรือในโรงงานอุตสาหกรรม เป็นต้น ช่วงความถี่ของ ISM แบนด์นี้มีอยู่ 3 ช่วงความถี่ด้วยกันคือ 902-928 MHz 2.4-2.4835 GHz และ 5.725-5.850 GHz

คณะกรรมการของ IEEE 802.11 ได้ก่อตั้งขึ้นในปี ค.ศ. 1990 เพื่อทำการกำหนดมาตรฐานของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายขึ้น มาตรฐานที่กำหนดขึ้นนี้คือ IEEE 802.11 ซึ่งกล่าวถึงการจัดการต่างๆ ในระดับชั้น MAC (Medium Access Control) และระดับชั้นฟิสิกัล (Physical Layer) IEEE 802.11b กล่าวถึงการทำงานในระดับชั้นฟิสิกัล 3 แบบคือ แบบ DS-SS (Direct Sequence Spread Spectrum) FH-SS (Frequency Hopping Spread Spectrum) และอินฟราเรด (Infrared) [1-2] สุดท้ายคือมาตรฐาน IEEE 802.11a ซึ่งกล่าวถึงการทำงานในระดับชั้นฟิสิกัลแบบใหม่เพื่อให้สามารถส่งสัญญาณข้อมูลได้ด้วยความเร็วสูงได้ โดยการใช้การส่งสัญญาณแบบ OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)[5-6]



รูปที่ 2.1 สถาปัตยกรรมของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย

### 2.3.1 สถาปัตยกรรมทั่วไปของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย IEEE 802.11

ลักษณะโครงข่ายและสถาปัตยกรรมทั่วไปของมาตรฐาน IEEE 802.11 แสดงได้ดังรูปที่ 2.1 จากรูปจะเห็นว่าโครงข่ายตามมาตรฐาน IEEE 802.11 จะมี 2 แบบด้วยกันคือ ระบบโครงข่ายที่เครื่องลูกข่ายสามารถติดต่อกับโครงข่ายหลัก (Backbone Network) ได้โดยตรง โดยผ่านทาง AP (Access Point) ซึ่งส่วนนี้ใน IEEE 802.11 เรียกว่า “ระบบโครงข่ายแบบกระจาย” (Distribution System) ส่วนโครงข่ายอีกประเภทหนึ่งคือ โครงข่ายของกลุ่มของเครื่องลูกข่ายที่สามารถติดต่อกันได้โดยตรงโดยไม่จำเป็นต้องผ่านสถานีฐาน (Base Station) ใดๆเลย โครงข่ายแบบนี้เรียกว่า “โครงข่ายแบบ Ad Hoc” โครงข่ายแบบแรกนั้นใช้สำหรับระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายที่ออกแบบมาให้สามารถครอบคลุมบริเวณทั้งหมด ภายในตึกหรือภายในสถานที่ต่างๆ ซึ่งจำเป็นต้องใช้ AP ป็นจำนวนมาก เพื่อให้ครอบคลุมพื้นที่ทั้งหมด รวมถึงการออกแบบเซลล์แต่ละเซลล์จะต้องให้มีการซ้อนทับกันเล็กน้อย เพื่อให้สามารถสื่อสารกันได้อย่างสมบูรณ์ ในมาตรฐาน IEEE 802.11 เครื่องลูกข่ายที่สามารถติดต่อกับ AP หนึ่งๆได้จะเรียกว่า “BSS” (Basic Service Set) โดยที่เครื่องลูกข่ายนี้อาจจะเป็นสมาชิก (member) ของเซลล์มากกว่าหนึ่งเซลล์ก็ได้ สำหรับโครงข่ายแบบที่สองนั้นจะใช้สำหรับโครงข่ายแบบ Ad Hoc ซึ่งจะใช้งานในบางประเภท เช่น ใช้ในการประชุมกันภายในห้องประชุม เป็นต้น โพรโตคอลสำหรับระดับชั้น MAC นั้นมาตรฐาน IEEE 802.11 ได้ระบุไว้ว่าโครงข่ายทั้งสองแบบจะใช้โปรโตคอลแบบเดียวกัน

### 2.3.2 ระดับชั้นฟิสิกัล (Physical Layer)

ในมาตรฐาน IEEE 802.11 จะมีการใช้ระดับชั้นฟิสิกัลอยู่ 4 แบบด้วยกัน[1-2]คือ

- 2.4 GHz ISM แบนด์ ซึ่งใช้ FH-SS ในการส่งสัญญาณ
- 2.4 GHz ISM แบนด์ ซึ่งใช้ DS-SS ในการส่งสัญญาณ
- แสงอินฟราเรด ซึ่งใช้สัญญาณแสงอินฟราเรดในการส่งสัญญาณ
- 5 GHz ISM แบนด์ ซึ่งใช้การส่งสัญญาณแบบ OFDM

ระดับชั้นฟิสิกัลทั้ง 4 แบบ แสดงเปรียบเทียบกันในตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 เปรียบเทียบระบะการส่ง อัตราการส่งและความถี่ที่ใช้ระหว่าง WLAN แบบต่างๆ

Technology	Standard	Maximum Range (Meters)	File Transfer Speed (Mbps)	Frequency Band (GHz)
DS-SS	IEEE 802.11b	91	11	2.4
FH-SS	IEEE 802.11b	91	2	2.4
Infrared	IEEE 802.11b		10	
OFDM	IEEE 802.11a	91	54	5

(ขณะนี้ได้กำลังมีการกำหนดมาตรฐานใหม่ขึ้นมา เพื่อให้อุปกรณ์ที่เป็นมาตรฐาน IEEE 802.11b สามารถที่ใช้งานร่วมกับอุปกรณ์ที่เป็นไปตามมาตรฐาน IEEE 802.11a ได้ ซึ่งมาตรฐานใหม่นี้คือมาตรฐาน IEEE 802.11g)

คณะกรรมการของ IEEE 802.11 อนุญาตให้มีการใช้ฟิสิกัลได้หลายแบบ เพราะว่าแต่ละสมาชิกของคณะกรรมการนี้ซึ่งส่วนใหญ่จะเป็นผู้ผลิตอุปกรณ์ ได้มีการค้นคว้าและวิจัยเทคโนโลยีที่แตกต่างกันไปก่อนหน้านี้แล้ว ประโยชน์ที่เกิดขึ้นคือ ข้อดีของฟิสิกัลแต่ละแบบ จะได้รับการตรวจสอบและพัฒนาขึ้นเรื่อยๆ จากบริษัทผู้ผลิตที่ใช้เทคโนโลยีนั้นๆ [7] ส่วนข้อเสียที่เกิดขึ้นคือ ผู้ใช้ 2 คน ที่ต้องการใช้งานระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายร่วมกัน จะต้องมีการกำหนดอัตราการส่งข้อมูลระหว่างกันที่ชัดเจน

ในระบบที่ใช้ระดับฟิสิกัลแบบ FH ความถี่ที่ใช้ในการวส่งข้อมูลจะเปลี่ยนแปลงไปตามชุดของความถี่ที่ใช้กัน (ตัวอย่างเช่น ความถี่ที่ใช้ใน US/European ของมาตรฐาน 802.11 คือ 79 ความถี่ และ 23 ความถี่ในการใช้ในประเทศญี่ปุ่น) เครื่องส่งจะส่งข้อมูล ณ ที่ความถี่ที่กำหนดให้เป็นเวลาใดค่าหนึ่งตามที่ได้อูกกำหนดไว้ (เรียกว่า “Dwell time” ใน 802.11) หลังจากครบช่วงเวลาที่กำหนดแล้ว มันจะเปลี่ยนความถี่ที่ส่งไปเป็นอีกความถี่หนึ่งและส่งข้อมูล ณ ความถี่นี้เป็นเวลาใดค่าหนึ่ง หลังจากนั้นก็จะเปลี่ยนไปอีกเรื่อยๆ ความถี่ที่เปลี่ยนไประหว่างการส่งข้อมูลนั้นที่เครื่องรับจะต้องทราบด้วย เพื่อจะได้สามารถรับข้อมูลได้ถูกต้อง นอกจากนี้แล้วที่เครื่องรับจะต้องมีเครื่องสังเคราะห์

ความถี่ (Frequency Synthesizer) เพื่อจะใช้ในการตรวจจับ (Detect) ข้อมูลที่ต้องการ ณ ที่ความถี่นั้นๆ ออกมาได้ ในระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายที่ใช้ FH ในมาตรฐาน 802.11 จะใช้การกระโดดความถี่แบบช้า (Slow Frequency Hopping) ซึ่งก็คือ จะมีการกระโดดจากความถี่หนึ่งไปยังอีกความถี่หนึ่ง หลังจากการส่งสัญญาณข้อมูลไปแล้วหลายๆ สัญญาณ ในระบบ FH นั้นเซลล์ที่ติดกันหรือเซลล์ที่เกิดจากการซ้อนทับกัน จะใช้ชุดของความถี่ที่แตกต่างกัน ชุดของความถี่ที่ใช้แต่ละชุดจะประกอบด้วยความถี่ต่างๆ มากมายและเซลล์ที่อยู่ติดกัน (Adjacent Cell) จะต้องไม่ใช้ความถี่เดียวกัน ณ เวลาเดียวกัน

ในระบบที่ใช้ระดับชั้นฟิสิกัลแบบ DS ข้อมูลก่อนที่จะทำการส่ง จะต้องนำไปมอดูเลต (Modulate) กับสัญญาณแบנדด์กว้างก่อน ซึ่งสัญญาณแบนด์กว้างที่ใช้ในการมอดูเลตนี้จะต้องบอกให้ที่เครื่องรับทราบด้วย เพื่อที่จะได้สามารถทำการตรวจรับข้อมูลที่ส่งมาได้ สังเกตว่ามาตรฐาน 802.11 ที่ใช้ DS นั้นจะแตกต่างจากระบบ CDMA (Code Division Multiple Access) ตรงที่แต่ละเซลล์นั้น จะใช้ชุดของสัญญาณแบนด์กว้างเพียงชุดเดียวเท่านั้น ค่าแฟกเตอร์ที่สำคัญที่ใช้ในการบอกว่าสัญญาณถูกระบายไปมาก-น้อยเพียงใด เมื่อเทียบกับสัญญาณเดิมคือ อัตราการกระจาย (Processing Gain) ของระบบ DS ซึ่งในมาตรฐาน 802.11 ระบุไว้ว่ามีค่า 11 (10.4 dB) เพื่อให้ทนทานต่อสัญญาณรบกวน (Noise) ได้ และให้แบ่งช่วงความถี่ทั้งหมด 83 MHz ออกเป็นช่องสัญญาณย่อยๆ (สำหรับใน US)

ส่วนในระบบที่ใช้ฟิสิกัลแบบ OFDM ที่ใช้ความถี่ 5 GHz นั้น เป็นมาตรฐานใหม่ที่ถูกกำหนดขึ้น เพื่อเพิ่มความสามารถให้กับระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายให้สามารถส่งข้อมูลที่มีความเร็วสูงขึ้น โดยที่ความซับซ้อนของอุปกรณ์ที่ใช้ไม่มีความซับซ้อนมากขึ้นเท่าไรนัก โดยในการส่งข้อมูลนั้นจะส่งข้อมูลผ่านช่องสัญญาณย่อยๆ หลายๆ ช่องสัญญาณ (Subchannel) โดยใช้หลักการทำงานร่วมกันของ S/P (Serial-to-Parallel Converter) และ P/S (Parallel-to-Serial Converter) ช่องสัญญาณที่ใช้ในการส่งสัญญาณนั้นในมาตรฐาน 802.11a ได้ระบุไว้ว่าใช้ 64 ช่องสัญญาณ โดยที่เป็นช่องสัญญาณที่ใช้ส่งข้อมูล 48 ช่องสัญญาณ ช่องสัญญาณที่ใช้ในการส่งสัญญาณชี้นำ (Pilot Symbol) 4 ช่องสัญญาณ ส่วนช่องสัญญาณที่เหลือจะไม่ใช่ อัตราการส่งข้อมูลสูงสุดที่ส่งได้คือ 54 Mbps ในการมอดูเลตสัญญาณข้อมูลนั้นจะใช้กระบวนการ IFFT [11] ในการมอดูเลตเพื่อลดความซับซ้อนของมอดูเลเตอร์

ในส่วนของระดับชั้นฟิสิกัลที่ใช้การส่งสัญญาณโดยใช้อินฟราเรดนั้น จะใช้ในช่วงความยาวคลื่น 850-950 nm ซึ่งเป็นช่วงความยาวคลื่นที่ไม่ได้มีการควบคุม (ใช้เลเซอร์ไดโอดแทน LED) ในมาตรฐานระบุไว้ว่า ในการส่งสัญญาณไม่จำเป็นต้องเป็นแบบ LOS ระหว่างเครื่องรับและเครื่องส่ง แต่แสงอินฟราเรดควรเป็นแบบ diffuse การส่งโดยใช้แสงอินฟราเรดแบบนี้จะใช้สำหรับการสื่อสารแบบจุดไปยังหลายๆจุด (Point-to-Multipoint Communication) ระยะทางไกลที่สุดที่สามารถใช้งานได้คือ ประมาณ 10 เมตร ซึ่งเป็นกรณีที่ไม่ได้รับผลกระทบจากแสงอาทิตย์ และไม่เกิดปัญหาการรบกวนจากความร้อนที่แหล่งกำเนิดแสง โดยทั่วไปการส่งสัญญาณโดยใช้แสงอินฟราเรดตาม

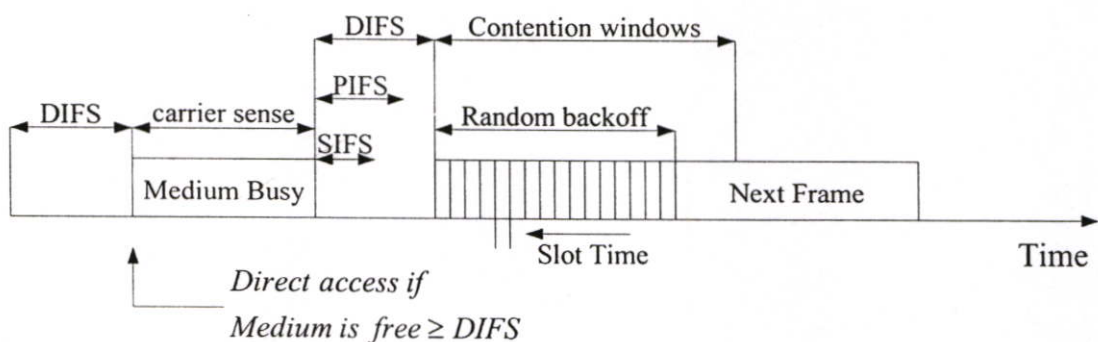
ประชุม เป็นต้น กระบวนการนำความถี่กลับมาใช้ใหม่นั้นนั้น (Frequency Reuse) สามารถทำได้ง่ายมาก เนื่องจากสัญญาณอินฟาเรดตามมาตรฐาน IEEE 802.11 นั้นจะถูกกำหนดให้ไม่สามารถส่งผ่านผนังได้ ทำให้การแบ่งเซลล์สามารถกำหนดขอบเขตได้ง่าย

กล่าวโดยสรุปก็คือ ในระบบ FH นั้นจะใช้จำนวนของช่องความถี่ที่มีจำนวนมากกว่าระบบ DS และ OFDM ในบริเวณที่มีเซลล์ต่างๆ มากๆ หรือมีการซ้อนทับกันของเซลล์หลายๆนั้น สามารถใช้ระบบ FH ได้ดีกว่าระบบอื่น นอกจากนี้แล้ว DS และ FH ยังมีความทนทานต่อสัญญาณรบกวนได้ดี ในระบบ FH นั้นจะเกิดการรบกวนเฉพาะช่วงเวลาใดเวลาหนึ่งเท่านั้น ขณะที่ระบบ DS นั้นการรบกวน ณ ช่วงเวลาใดเวลาหนึ่ง จะมีผลต่อช่วงเวลาการส่งสัญญาณทั้งหมด ดังนั้นระบบ FH จะมีประสิทธิภาพในการทนทานต่อสัญญาณรบกวนได้ดีกว่า ในกรณีถ้าบริเวณนั้นมีสัญญาณรบกวนมากๆ ส่วนระบบ DS นั้นเหมาะสำหรับใช้ในบริเวณที่มีสัญญาณรบกวนน้อยๆ ส่วนในระบบ OFDM นั้นจะทนทานต่อสัญญาณรบกวนได้ดีเช่นกัน นอกจากนี้แล้วยังจะช่วยลดผลกระทบที่เกิดจากการเฟดดิ้ง (Fading) ได้เป็นอย่างดี[5-6] ระบบทั้ง 3 ระบบนี้จะใช้กำลังในการส่งประมาณ 100 mW ซึ่งสามารถจะส่งสัญญาณครอบคลุมในพื้นที่รัศมีไม่เกิน 100 m ขึ้นอยู่กับอัตราเร็วของข้อมูลที่ส่ง

### 2.3.3 ระดับชั้น MAC (Medium Access Control)

ในมาตรฐาน IEEE 802.11 ได้มีการกำหนดโปรโตคอลที่ใช้สำหรับระดับชั้นพีสิคัลทั้ง 4 แบบไว้โปรโตคอลเดียวกัน โปรโตคอลที่กำหนดขึ้นนี้ถูกกำหนดขึ้นเพื่อให้ผู้ผลิตแต่ละรายสามารถที่จะผลิตได้เป็นจำนวนมากๆ โดยที่ราคาไม่สูงมากนัก โปรโตคอลที่สามารถใช้ในระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายได้นั้น จะต้องมียุคสมบัติที่สำคัญคือ

- สามารถรองรับโครงข่ายได้ทั้งแบบทั่วไปและแบบ Ad Hoc ดังรูปที่ 2.1
- สามารถทำงานได้ทั้งแบบอะซิงโครนัสและแบบ time-critical traffic (เรียกว่า “การบริการแบบกำหนดขอบเขตเวลา” [Time-Bounded Service])
- มีคุณสมบัติในการจัดการกำลังงานที่ใช้ในการส่งสัญญาณได้



รูปที่ 2.2 กระบวนการเข้าถึง (Access) แบบพื้นฐานที่ใช้ CSMA/CA ตามมาตรฐาน IEEE 802.11

วิธีการเข้าถึงพื้นฐานที่ใช้กันตามมาตรฐาน 802.11 คือ Distributed Coordination Function ซึ่งจะใช้การเข้าถึงที่เรียกว่า “CSMA/CA” (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance) ซึ่งเป็นแบบหนึ่งของ CSMA และมีลักษณะคล้ายกันกับ CSMA/CD ที่ใช้ในมาตรฐาน 802.3 [8-9] การเข้าถึงแบบ CSMA/CA นี้จะมีการสุ่ม (Random) ของช่วงเวลาเพื่อลดการชนกันของข้อมูล การชนกันของข้อมูลมักจะเกิดขึ้นระหว่างช่วงเวลาที่มีการส่งข้อมูลของสถานีหนึ่ง แต่สถานีอื่นๆ ตรวจไม่พบการส่งข้อมูลนั้นแล้วทำการส่งข้อมูลออกมา กระบวนการเข้าถึงแบบ CSMA/CA ในมาตรฐานของ IEEE 802.11 นี้ จะใช้การสุ่มของช่วงเวลาที่มีการแจกแจงแบบยูนิฟอร์ม (Uniform Distribution) (ในลักษณะของสล็อตของเวลา [slot time]) ซึ่งค่ามากที่สุดของช่วงเวลาที่สุ่มได้นั้นเรียกว่า “Contention Windows” (CW) พารามิเตอร์ CW นี้คือ ขอบเขตของช่วงเวลาที่ได้จากการสุ่ม ซึ่งมีค่าเป็น 2 เท่าของคาบเวลาของเฟรมข้อมูลที่ส่งไปไม่สำเร็จ โดยพิจารณาจากการสูญหายไปของเฟรม ACK (Acknowledgement) กระบวนการเอ็กซ์โพเนนเชียลแบ็คออฟ (Exponential Backoff) นี้จะช่วยลดการชนกันของเฟรมข้อมูลได้เป็นอย่างดี นอกจากนี้แล้วจากรูปที่ 2.2 จะพบว่าค่า IFS (Initial Interframe Space) จะมีค่าที่แตกต่างกันอยู่ 3 ค่า ตามแต่ความสำคัญ (Priority) ของการส่งสัญญาณเฟรมนั้นๆ เฟรมที่มีความสำคัญมากๆ จะถูกส่งโดยใช้ IFS ที่มีค่าน้อยที่สุดคือ Short IFS (SIFS) ตัวอย่างเช่น สัญญาณของ ACK ที่ถูกส่งกลับมาจากสถานีรับ เพื่อยืนยันการรับข้อมูลได้อย่างถูกต้อง สาเหตุที่ต้องใช้ IFS ที่มีค่าน้อยที่สุด ก็เพื่อเป็นการรับประกันว่าจะไม่มีสถานีอื่นส่งสัญญาณ ก่อนที่สัญญาณ ACK นี้จะถูกส่ง IFS ต่อมาคือ PIFS (Point Coordination Function IFS) ซึ่งถูกใช้ในกระบวนการที่เกี่ยวข้องกับการส่งเฟรมแบบ time-critical เพื่อให้เฟรมแบบนี้สามารถที่ถูกส่งได้ก่อนอะซิงโครนัสเฟรมข้อมูลทั่วไป ซึ่งอะซิงโครนัสเฟรมข้อมูลทั่วไปจะใช้ IFS ที่มีค่ามากที่สุดคือ DIFS (Distributed Coordination Function IFS)

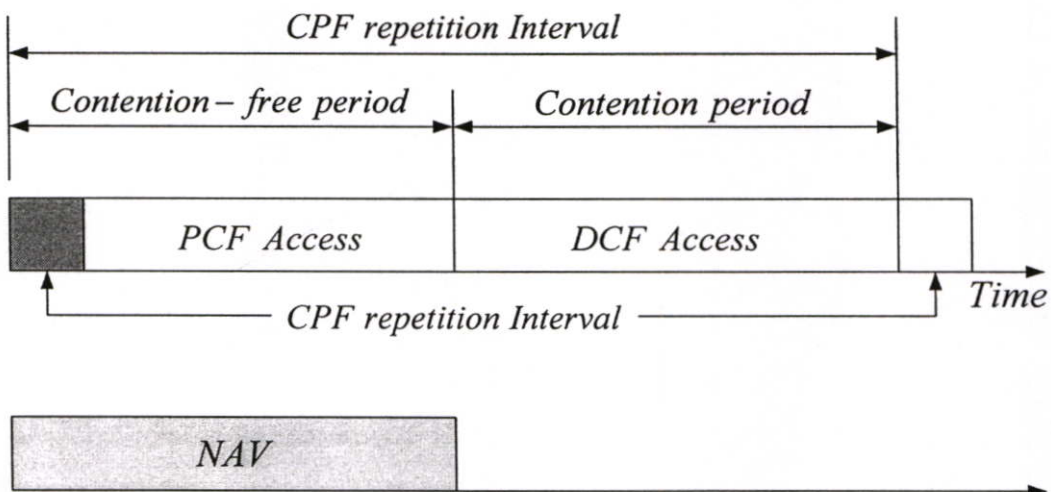
ในระบบการสื่อสารที่ใช้หลักการติดต่อสื่อสาร โดยอาศัยการตรวจจับการส่งสัญญาณวิทยุ นั้น (Carrier Sensing) ปัญหาที่สำคัญอย่างหนึ่งที่เกิดขึ้นคือ “โหนดที่มองไม่เห็น” (Hidden Node) ซึ่งเกิดจากการที่สถานีหนึ่ง สามารถตรวจจับสัญญาณวิทยุที่ส่งมาสถานีอื่นๆ ได้ ขณะที่สถานีอื่นๆ นั้น ไม่สามารถตรวจจับสัญญาณวิทยุที่ส่งมาจากสถานีนี้ได้ เพราะฉะนั้นเมื่อสถานีอื่นๆ ทำการส่งเฟรมข้อมูลออกมา อาจจะทำให้เกิดการชนกันของเฟรมข้อมูลได้ (เนื่องจากขณะนั้น สถานีที่เป็น “โหนดที่มองไม่เห็น” อาจกำลังส่งสัญญาณข้อมูลอยู่ก็ได้) ปัญหาของโหนดที่มองไม่เห็นนี้ จะเป็นสาเหตุให้เกิดการชนกันของข้อมูลมากขึ้น กระบวนการเข้าถึงในชั้น MAC ของมาตรฐาน 802.11 ได้กำหนดวิธีการแก้ปัญหานี้ไว้ด้วย โดยการ ใช้เฟรมควบคุม (Control Frame) 2 ชนิดคือ

- เฟรม RTS (Request to Send) ซึ่งส่งจากสถานีส่งไปยังสถานีปลายทางที่เป็นสถานีรับ
- เฟรม CTS (Clear to Send) ซึ่งส่งจากสถานีรับไปยังสถานีส่ง เมื่อสถานีรับสามารถรับสัญญาณของเฟรม RTS ที่ส่งมาได้

เฟรม CTS จะถูกส่งจากสถานีที่เป็นด้านรับ กลับมายังสถานีที่ต้องการส่งเฟรมข้อมูลนั้น เพื่อยืนยันการมีตัวตน ขณะเดียวกันก็จะเป็นการแจ้งสถานีอื่นๆ (ที่อยู่ในขอบเขตของสัญญาณวิทยุ นั้น

หรือในขอบเขตของเซลล์นั้น) ไปพร้อมๆกันด้วยว่า ขณะนี้มีสถานีที่กำลังส่งสัญญาณออกมา เพราะฉะนั้นสถานีอื่นๆ อย่าเพิ่งทำการส่งสัญญาณออกมา ภายในช่วงเวลาใดเวลาหนึ่ง ช่วงเวลานี้จะเรียกว่า “ช่วงเวลา NAV” (Net Allocation Vector) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11 การส่งเฟรม RTS/CTS จะไม่ใช้ในการส่งสัญญาณของเฟรมข้อมูลที่สั้นๆ เนื่องจากความน่าจะเป็นที่ข้อมูลจะชนกันจะมีค่าน้อยกว่า และนอกจากนี้แล้วการใช้วิธีนี้หลายๆ จะทำให้คำวิสัยสามารถลดลงได้ด้วย

ในกรณีที่เป็นการส่งข้อมูลแบบจำกัดขอบเขตเวลานั้น (Time-Bounded Service) มาตรฐาน IEEE 802.11 ได้ระบุถึงการนำ PCF มาใช้ที่สถานีที่เรียกว่า “Point Coordinator” (หรือสถานี PCF [PCF Station] โดยทั่วไปแล้วสถานี PCF จะเป็น AP นั่นเอง เพราะฉะนั้นการบริการส่งข้อมูลแบบจำกัดขอบเขตเวลานี้จะใช้กับโครงข่ายแบบธรรมดาเท่านั้น ไม่สามารถใช้กับโครงข่ายแบบ Ad Hoc ได้) ซึ่งจะมีความสามารถในการควบคุมการส่งสัญญาณเฟรมข้อมูลได้ นั่นคือเมื่อมีการใช้งานในโหมด PCF สถานีที่เป็นสถานี PCF อนุญาตให้มีเพียงสถานีเดียวเท่านั้นในแต่ละเซลล์ ที่จะสามารถส่งสัญญาณเฟรมข้อมูลออกมาได้ในช่วงระยะเวลาใดเวลาหนึ่ง ในการควบคุมนั้นจะใช้ PIFS และเฟรม Beacon ดังรูปที่ 2.3 ซึ่งจะใช้ในการแจ้งบอกสถานีอื่นๆ ทั้งหมดในเซลล์นั้น เพื่อไม่ให้สถานีใดๆ มีการส่งสัญญาณออกมาภายในช่วงเวลาใดช่วงเวลาหนึ่ง ซึ่งจะเรียกว่า “CFP” (Contention-free period) เมื่อสถานีทั้งหมดในเซลล์ไม่มีการส่งสัญญาณข้อมูลออกมาแล้ว สถานี PCF จะแจ้งบอกให้สถานีที่กำหนดให้สามารถส่งสัญญาณได้ เริ่มการส่งสัญญาณเฟรมข้อมูลออกมา ซึ่งในการส่งสัญญาณเฟรมข้อมูลนั้นจะส่งโดยอาศัยเฟรมโพลลิง (Polling Frame) ที่ส่งมาจากสถานี PCF สังเกตว่า CFP สามารถที่จะเปลี่ยนแปลงความยาวได้ในแต่ละครั้งของการใช้งานของระบบ ระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายโดยทั่วไปในการติดตั้งจะกำหนดให้เซลล์ที่อยู่ติดกันจะใช้ช่องสัญญาณที่ต่างกัน เพื่อป้องกันไม่ให้สถานี PCF 2 สถานีใช้ช่องสัญญาณเดียวกัน ขณะที่ในช่วงเวลา CFP แต่ในกรณีที่เป็นโครงข่ายแบบ AD Hoc ที่มีการใช้งานเฉพาะแบบ DCF นั้นจะยอมให้มีการใช้ช่องสัญญาณเดียวกันได้



รูปที่ 2.3 ช่วงเวลา Contention-free period และ Contention period

อุปกรณ์ส่วนใหญ่โดยทั่วไปที่ใช้ในระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายนั้น โดยมากแล้วจะเป็นแบบจำกัดกำลังงาน (Power Limitation) เพราะฉะนั้นฟังก์ชันในการควบคุมกำลังงานนั้นจะต้องถูกรวมอยู่ด้วย ในกระบวนการเข้าถึงของระดับชั้น MAC เมื่อสถานีใดก็ตามอยู่ในโหมดของการประหยัดพลังงาน (Power Saving Mode) สถานีนั้นๆจะไม่ส่งหรือรับสัญญาณเฟรมข้อมูลใดๆได้เลย แต่มันจะยังคงมีช่วงเวลาที่สามารถทำงานได้อยู่เช่นกัน (คือ ช่วงเวลาที่สามารถส่งและรับสัญญาณเฟรมข้อมูลได้) ในมาตรฐานของ IEEE 802.11 ได้กำหนดกระบวนการในการควบคุมกำลังงานของสถานีต่างๆไว้ ทั้งที่อยู่ในแบบโครงข่ายธรรมดาและในโครงข่ายแบบ Ad Hoc ในกรณีที่เป็นโครงข่ายแบบธรรมดา สถานีต่างๆจะอยู่ในโหมดประหยัดพลังงานและในโหมดทำงานสลับกันไปเรื่อยๆ โดยการตรวจจับสัญญาณ Beacon ที่ส่งมาจาก AP ถ้าสถานีตรวจจับสัญญาณของเฟรมควบคุมที่ส่งมาจาก AP และระบุว่าถึงคิวของตัวเองแล้วที่จะสามารถส่งข้อมูลได้ มันจะส่งเฟรมโพลแบบพิเศษ (Special Poll Frame) กลับไปที่ AP เพื่อบอก AP ว่ามันจะส่งข้อมูลหรือไม่ ในกรณีที่ไม่ใช่โครงข่ายแบบธรรมดา (โครงข่ายแบบ Ad Hoc) สถานีที่อยู่ในโหมดประหยัดพลังงาน จะเปลี่ยนมาอยู่ในโหมดการทำงาน (Wake Up) ภายในช่วงระยะเวลาสั้นๆ ที่ได้มีการกำหนดค่าไว้ก่อนแล้ว เพื่อให้สามารถรับสัญญาณของเฟรมข้อมูลที่ส่งมาหามันได้ ในกรณีที่สถานีเหล่านั้นยังคงเหลือข้อมูลที่ต้องการรับอยู่

สิ่งสำคัญสุดท้าย ในมาตรฐานระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายคือ ระบบรักษาความปลอดภัยที่สามารถรับประกันได้ถึงความเป็นส่วนตัวของข้อมูลที่ส่งไป นอกจากนั้นยังต้องมีการมีความมิดัวตนจริงของสถานีหรือผู้ใช้ใดๆด้วย ในมาตรฐาน IEEE 802.11 ได้ระบุ (เป็นฟังก์ชันเพิ่มเติม) ถึงวิธีการในการเข้ารหัสลับของข้อมูล ที่เรียกว่า “WEP” (Wired Equivalency Privacy Algorithm) อัลกอริทึม WEP นี้มีพื้นฐานมาจากอัลกอริทึม RC4 PRNG ซึ่งถูกพัฒนาโดยองค์กร RSA Data Security Inc [10] มาตรฐาน IEEE 802.11 ได้กำหนดวิธีการในการตรวจสอบความเป็นตัวตนจริงอยู่ 2 วิธี แต่อย่างไรก็ตามขณะนี้ได้มีการกำหนดวิธีการออกมาเพียงวิธีการเดียวคือ “วิธีการ Share Key” ซึ่งมีหลักการอยู่ว่า ผู้ใช้แต่ละคนจะสามารถติดต่อสื่อสารกันได้จะต้องรู้รหัสลับของอีกฝ่ายหนึ่งด้วยเสมอ รหัสลับนั้นคือ “Share Key” นั่นเอง

#### 2.4 ระเบียบวิธีการเข้าถึงแบบ CSMA/CA ตามมาตรฐาน IEEE 802.11

กระบวนการเข้าถึงแบบพื้นฐานตามมาตรฐาน IEEE 802.11 นั้น จะใช้เป็นแบบ CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance) ซึ่งเป็นระเบียบการเข้าถึงแบบสุ่มที่ใช้การตรวจจับการส่งสัญญาณ (Carrier Sense) และหลีกเลี่ยงการชนกันของข้อมูล (Collision Avoidance) โดยใช้กระบวนการเบ็คออฟแบบสุ่ม (Random Backoff) หลักการของการทำงานของระเบียบการเข้าสุ่มแบบนี้แสดงได้ดังรูปที่ 2.3 ถ้าตัวกลางถูกตรวจจับได้ว่าไม่มีการส่งสัญญาณเกิดขึ้นเป็นเวลาไม่น้อยกว่าช่วงเวลา DIFS แล้ว โหนดนั้นๆจะสามารถเริ่มการส่งสัญญาณข้อมูล

ได้อีกครั้งหนึ่ง ซึ่งกระบวนการนี้จะสามารถใช้งานได้เป็นอย่างดี ในกรณีที่มีโหนดหรือมีการส่งข้อมูลน้อยๆ แต่ในกรณีที่มีโหนดหลายๆหรือมีการส่งข้อมูลหลายๆแล้ว จะมีกระบวนการทำงานบางอย่างเพิ่มเข้าไปอีก

ถ้าตัวกลางถูกตรวจจับได้ว่าการส่งสัญญาณเกิดขึ้น หรือก็คือตัวกลางไม่ว่าง โหนดจะทำการรอคอยเป็นเวลาเท่ากับช่วงเวลา DIFS หลังจากนั้นโหนดนั้นๆ จะทำการเลือกค่าของช่วงเวลาเบ็คคอฟแบบสุ่มออกมาค่าหนึ่งภายในช่วง Contention Windows ซึ่งโหนดนั้นๆจะทำการรอคอยการส่งข้อมูลต่อไปอีกเป็นเวลาเท่ากับค่าที่สุ่มได้นี้ เมื่อครบตามเวลาที่ต้องรอคอยแล้ว โหนดก็จะทำการตรวจจับตัวกลางอีกครั้งหนึ่ง ซึ่งถ้าตรวจพบว่าตัวกลางยังไม่ว่างอีกก็จะทำการกระบวนการเดิมต่อไปอีก แต่ถ้าเมื่อรอคอยจนครบตามเวลาที่สุ่มได้แล้วพบว่าตัวกลางว่าง โหนดก็จะทำการส่งสัญญาณออกไปได้ทันที ช่วงเวลาที่ต้องรอคอยนั้นจะวัด (Measure) เป็นหน่วยของสล็อต (Slot) ในการแบ่งช่วงเวลาออกเป็นสล็อตๆนั้น จะถูกพิจารณาจากค่าของการหน่วงเวลาที่เกิดจากการแพร่กระจายสัญญาณ ค่าของการหน่วงเวลาที่เกิดจากกระบวนการส่งสัญญาณและพารามิเตอร์อื่นๆ ในระดับชั้นฟิสิคัล

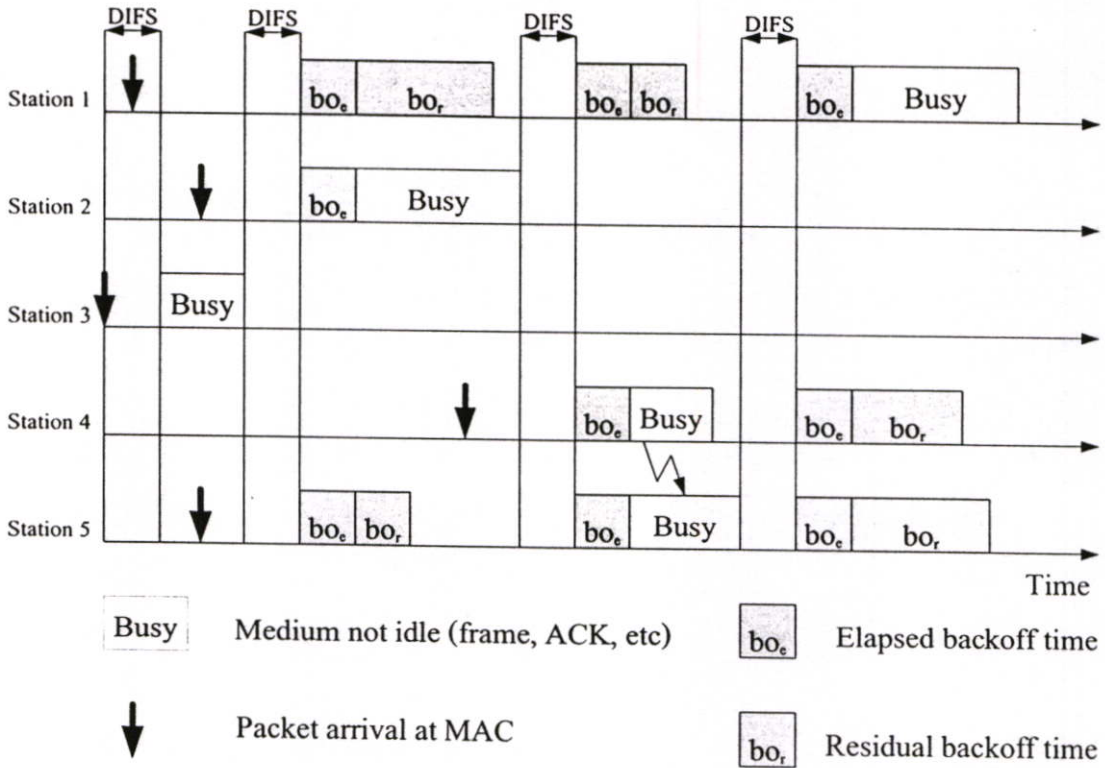
จากที่กล่าวมาแล้วจะพบว่ากระบวนการเข้าถึงแบบ CSMA/CA นั้น ไม่ค่อยมีประสิทธิภาพเท่าไรนัก เพราะว่าโหนดจะมีโอกาสในการส่งข้อมูลเท่าๆกันในไซเคิลถัดไปและไม่ขึ้นอยู่กับช่วงเวลาในแต่ละโหนดจะต้องรอคอยก่อนหน้านั้น และเพื่อให้ประสิทธิภาพดีขึ้นตามมาตรฐาน IEEE 802.11 จึงได้มีการเพิ่มส่วนที่เรียกว่า “เบ็คคอฟไทม์เมอร์” (Backoff Timer) เข้าไปอีก ซึ่งจะใช้ในกรณีดังนี้คือ เมื่อแต่ละโหนดเลือกค่าเบ็คคอฟแบบสุ่มภายใน contention window แล้ว ถ้าสถานีใดๆ ไม่มีการแอ็คเซส (Access) ตัวกลางในไซเคิลแรก มันจะทำการหยุดค่าเบ็คคอฟไทม์เมอร์ แล้วรอคอยจนกว่าช่องสัญญาณจะว่างอีกครั้งเป็นเวลาเท่ากับช่วงเวลา DIFS แล้วจึงเริ่มทำการนับเวลาของเบ็คคอฟไทม์เมอร์ใหม่อีกครั้งหนึ่ง ทันทีที่ไทม์เมอร์หยุดการนับ โหนดจะทำการส่งสัญญาณข้อมูลออกไปทันที นั่นหมายความว่าสถานีที่เบ็คคอฟไทม์เมอร์ยังไม่หยุดนับ จะไม่ทำการเลือกค่าของช่วงเวลาเบ็คคอฟแบบสุ่ม แต่จะทำการรอคอยต่อไป ดังนั้นสถานีที่ต้องรอคอยเป็นเวลานานๆ จะมีโอกาสในการแอ็คเซสตัวกลางมากขึ้น เพียงแค่รอคอยให้ครบตามค่าของเบ็คคอฟไทม์เมอร์จากไซเคิลก่อนหน้านี้นี้เท่านั้น

รูปที่ 2.4 จะอธิบายถึงกระบวนการเข้าถึงแบบสุ่มตามมาตรฐาน IEEE 802.11 ที่เพิ่มกระบวนการเบ็คคอฟไทม์เมอร์เข้าไปด้วย โดยจะมีสถานีอยู่ 5 สถานี พยายามที่จะส่งสัญญาณข้อมูล ช่วงเวลาที่ถูกระงับไว้ในรูป สถานีที่ 3 ได้มีการร้องขอ เพื่อจะทำการส่งสัญญาณข้อมูลก่อนเป็นอันดับแรก จึงทำการรอคอยเป็นเวลาเท่ากับ DIFS ซึ่งหลังจากรอคอยแล้ว พบว่าตัวกลางว่าง จึงได้ทำการส่งสัญญาณข้อมูลออกมาทันที ในขณะที่สถานีที่ 1 สถานีที่ 2 สถานีที่ 5 จะต้องรอจนกว่าตัวกลางจะว่าง และจะต้องรอคอยออกไปอีกเป็นเวลานานน้อยกว่า DIFS หลังจากสถานีที่ 3 ส่งสัญญาณเสร็จ หลังจากนั้นทั้ง 3 สถานีก็จะทำการเลือกค่าของช่วงเวลาเบ็คคอฟแบบสุ่มภายใน contention window แล้วจึงเริ่มเซตค่าของเบ็คคอฟไทม์เมอร์ให้เท่ากับค่าที่สุ่มได้ แล้วจึงเริ่มนับถอยหลังไปเรื่อยๆ

ในรูปที่ 2.4 แสดงค่าของเบ็คออฟแบบสุ่มของสถานีที่ 1 คือผลรวมของ  $bo_c$  (ช่วงเวลาเบ็คออฟแบบสุ่มที่ผ่านมาแล้ว [Elapsed Backoff Time]) และ  $bo_r$  (ช่วงเวลาเบ็คออฟแบบสุ่มที่เหลืออยู่ [Residual Backoff Time]) ซึ่งก็จะมีลักษณะเหมือนกันในกรณีที่ 5 ในส่วนของที่ สถานีที่ 2 จะเห็นว่าค่าเบ็คออฟแบบสุ่มจะมีค่าเฉพาะ  $bo_c$  เท่านั้น ดังนั้นจากรูป 2.4 หลังจากสถานีที่ 2 รอคอยเป็นเวลาเท่ากับ  $bo_c$  แล้วจะพบว่าตัวกลางว่าง จึงได้ทำการส่งสัญญาณข้อมูลทันทีและจะไม่เหลือเวลาที่รอคอยอีกสำหรับสถานีที่ 2 ขณะที่สถานีที่ 2 ทำการส่งสัญญาณข้อมูล เบ็คออฟใหม่เมอร์ของสถานีที่ 1 และสถานีที่ 5 จะหยุดเดินและแต่ละสถานีจะทำการเก็บค่าของเบ็คออฟแบบสุ่มที่เหลือไว้ ขณะเดียวกันก็มีอีกสถานีหนึ่งต้องการส่งข้อมูลเหมือนกันคือ สถานีที่ 4 ซึ่งตรวจพบว่ามีสถานีกำลังส่งสัญญาณข้อมูลอยู่ จึงได้ทำการเลือกค่าเบ็คออฟแบบสุ่มภายใน contention window แล้วจึงจะนำค่าที่สุ่มได้ใช้ในการรอคอยต่อไป

เมื่อสถานีที่ 2 ส่งสัญญาณข้อมูลเสร็จสถานีที่ 1 4 และ 5 ก็จะมีการรอคอยเป็นเวลาเท่ากับ DIFS หลังจากนั้นเบ็คออฟใหม่เมอร์ของสถานีที่ 1 และสถานีที่ 5 ก็จะมีการนับถอยหลังต่อไปจากค่าเบ็คออฟแบบสุ่มที่เก็บไว้ ส่วนสถานีที่ 4 ก็จะมีการรอคอยต่อไปตามค่าเบ็คออฟแบบสุ่มที่เลือกได้ แต่จากรูปจะพบว่าค่าของ  $bo_r$  ที่เหลือของสถานีที่ 5 และส่วนของค่าเบ็คออฟแบบสุ่มที่เลือกได้ของสถานีที่ 4 จะมีค่าเท่ากัน ทำให้เมื่อสถานีทั้ง 2 รอคอยต่อไปจนครบตามกำหนดแล้วจะทำการส่งสัญญาณข้อมูลออกมาพร้อมกัน ก่อให้เกิดการชนกันของข้อมูลขึ้น ทำให้เฟรมข้อมูลที่ส่งไปถูกทำลาย หรือสามารถรับได้แต่ไม่สมบูรณ์ หลังจากสถานีที่ 5 ส่งสัญญาณเสร็จ (เพราะส่งสัญญาณนานกว่าสถานีที่ 4) สถานีที่ 1 ก็จะรอคอยต่อไปเวลาเท่ากับ DIFS หลังจากนั้นก็จะรอคอยต่อไปอีกเป็นเวลาเท่ากับค่าของเบ็คออฟใหม่เมอร์ที่เหลือ (ค่าที่เหลือหลังจากเมื่อสถานีที่ 4 และสถานีที่ 5 เริ่มส่งสัญญาณข้อมูลออกมา) สุดท้ายเมื่อครบตามกำหนดเวลาที่ต้องรอคอยแล้ว พบว่าตัวกลางว่าง สถานีที่ 1 จึงทำการส่งสัญญาณข้อมูลออกมาทันที ขณะที่สถานีที่ 4 และสถานีที่ 5 จะต้องรอคอยต่อไปเนื่องจากสถานีที่เกิดการชนกันของข้อมูล จะต้องทำการสุ่มเวลาเบ็คออฟใหม่อีกครั้ง เพื่อที่จะทำการส่งสัญญาณข้อมูลเดิมกลับไปอีกครั้งหนึ่ง

อย่างไรก็ตามถึงแม้จะมีการเพิ่มเบ็คออฟใหม่เมอร์เข้าไปแล้ว กระบวนการเข้าถึงแบบนี้ก็ยังคงมีปัญหาเกิดขึ้นอยู่ ไม่ว่าจะเป็นมีโหลดมากหรือน้อยก็ตามนั่นคือปัญหาที่เกิดจาก contention window (CW) มีขนาดไม่เหมาะสม ตัวอย่างเช่น ค่าช่วงเวลาสุ่มที่เลือกมาได้ภายใน contention window อาจจะมีค่าใกล้กันเกินไป เป็นสาเหตุทำให้เกิดการหน่วงของข้อมูลอย่างไม่จำเป็น ดังนั้นระบบจึงจะต้องคอยปรับขนาดของ contention window ให้ที่ขนาดเหมาะสมกับจำนวนของสถานีที่ต้องการส่งสัญญาณข้อมูลนั้นๆ

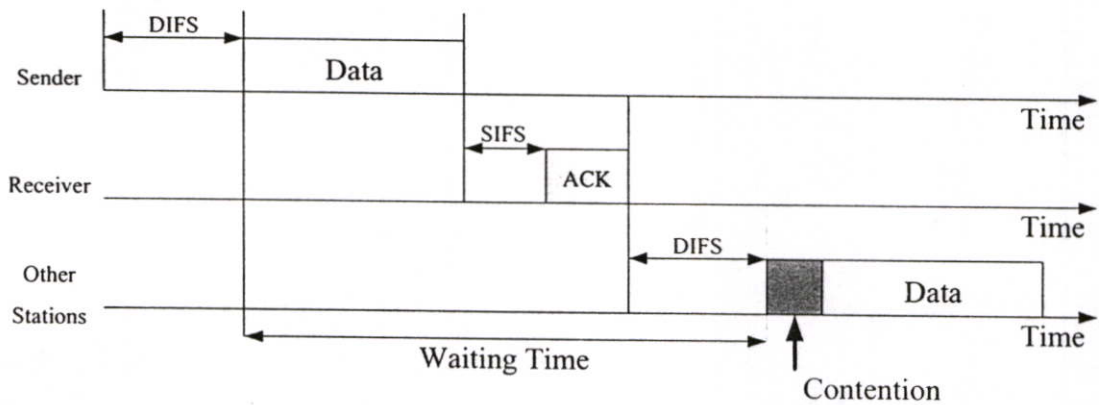


รูปที่ 2.4 ตัวอย่างกระบวนการทำงานของการเข้าถึงแบบพื้นฐานที่ใช้ CSMA/CA

Contention window จะมีขนาดเริ่มต้นที่ค่าหนึ่ง เช่น  $CW_{min} = 7$  แต่ทุกครั้งที่เกิดการชนกันของข้อมูล จะเป็นการระบุว่าตัวกลางหรือช่องสัญญาณเริ่มมีโหลตมากขึ้นแล้ว ขนาดของ Contention window จะถูกปรับให้มีขนาดเพิ่มขึ้นทีละ 2 เท่าไปเรื่อยๆ ซึ่งจะมีขนาดใหญ่ที่สุดที่ 255 (window สามารถมีค่าได้ตั้งแต่ 7 15 31 63 127 255) เมื่อ contention window มีขนาดใหญ่ที่สุด จะพบว่าความน่าจะเป็นที่สุ่มเอาค่าที่ใกล้กันหรือเท่ากันนั้นเป็นไปได้น้อยมาก อย่างไรก็ตามภายใต้สภาวะที่โหลตน้อย ขนาดของ CW ควรจะมีขนาดเล็กที่สุด เพื่อให้แน่ใจว่าการแอ็คเซสจะไม่ถูกหน่วงโดยไม่จำเป็น วิธีดังที่กล่าวมานี้เรียกว่า “เอ็กซ์โพเนนเชียล แบ็คออฟ” (Exponential Backoff) ซึ่งมีลักษณะเดียวกับที่ใช้ในมาตรฐาน IEEE 802.3 CSMA/CD ในระบบอีเทอร์เน็ต

ขณะที่กระบวนการเข้าถึงแบบนี้จะสามารถใช้ได้ดี สำหรับการส่งที่เป็นแบบแพร่สัญญาณ (Broadcast) ในมาตรฐาน IEEE 802.11 ยังได้มีรูปแบบการเข้าถึงนอกเหนือจากที่ได้กล่าวมาแล้วเพื่อใช้ในการส่งแบบยูนิคาส (Unicast: การส่งและรับข้อมูลระหว่างสถานี 2 สถานี) รูปที่ 2.5 แสดงการแอ็คเซสตัวกลางและการส่งสัญญาณข้อมูลของสถานีส่ง แต่ที่สถานีรับจะต้องตอบกลับด้วยสัญญาณ ACK (Acknowledgement) ที่สถานีรับจะทำการแอ็คเซสตัวกลางหรือช่องสัญญาณหลังจากที่สถานีส่งส่งสัญญาณเสร็จ และสถานีรับรอคอยเป็นช่วงเวลาเท่ากับช่วงเวลา SIFS ดังนั้นสถานีอื่นจะไม่สามารถแอ็คเซสตัวกลางได้ในช่วงเวลานี้ ทำให้ไม่เกิดการชนกันของข้อมูล สถานีอื่นๆ จะต้องรอคอยเป็นเวลาเท่ากับ DIFS บวกกับช่วงเวลาแบ็คออฟที่แต่ละสถานีเลือกได้ การส่ง

สัญญาณ ACK จากสถานีรับกลับมายังสถานีส่งนั้น เพื่อเป็นการบอกว่าสัญญาณข้อมูลที่ส่งไปสามารถรับได้อย่างถูกต้อง (โดยการที่สถานีรับจะตรวจสอบจาก CRC ที่ส่งมากับข้อมูล ซึ่งจะกระทำในระดับชั้น MAC) ถ้าไม่มีสัญญาณ ACK ส่งกลับมาที่สถานีส่ง สถานีส่งจะทำการส่งสัญญาณข้อมูลเดิมกลับไปอีกครั้งหนึ่ง (Retransmission) โดยอัตโนมัติ แต่ก่อนที่จะทำการส่งอีกครั้ง สถานีส่งจะต้องทำกระบวนการแอ็คเซสตามขั้นตอนเดิมเหมือนเดิม (ตาม CSMA/CA) จำนวนครั้งของการส่งสัญญาณกลับไปใหม่นี้ จะถูกจำกัดไว้ที่ค่าใดค่าหนึ่ง ซึ่งเมื่อจำนวนครั้งของการส่งสัญญาณกลับไปเกินกว่าค่าๆนี้แล้วจะถือว่าเป็นการส่งที่ล้มเหลว (Failure) และจะถูกรายงานไปที่ระดับชั้นสูงกว่า (Higher Layer)



รูปที่ 2.5 การส่งสัญญาณข้อมูลในกรณีที่เป็นการส่งแบบ Unicast

## บทที่ 3

# การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส

### 3.1 ระบบที่มีหลายผู้ใช้

โดยทั่วไป การตีเทคสัญญาณในระบบ CDMA เป็นแบบ Direct Sequence โดยกระทำจากแมตซ์ฟิลเตอร์ที่เครื่องรับด้วยวิธีสหสัมพันธ์ (Correlation) ของสัญญาณที่รับมา การตีเทคสัญญาณที่รับได้ของผู้ใช้อ้างอิงนั้นมีความยุ่งยากที่จะทำการตีเทคโดยคอร์เรเลเตอร์เอาต์พุต ในระบบ CDMA ที่ทำการตีเทคสัญญาณแบบหลายผู้ใช้เป็นแบบไม่ตั้งฉาก (non-orthogonal) จะมีการแทรกสอดแบบหลายทาง (multiple access interference : MAI) ซึ่งมีลักษณะเป็นการรบกวนที่ไม่เป็นแบบเกาส์ในการรับสัญญาณฟิลเตอร์จะขจัดสัญญาณที่ต้องการและกีดสัญญาณที่แทรกสอดอื่น โดยเสมือนเป็นสัญญาณรบกวนแบบเกาส์ (Gaussian noise) เมื่อสัญญาณแทรกสอดไม่เป็นแบบเกาส์ ประสิทธิภาพของตัวรับสัญญาณจะลดลงเป็นอย่างมาก ด้วยเหตุนี้ความไวในการรับสัญญาณนั้นมีผลกับกำลังงานที่ไม่สมดุลของแต่ละสัญญาณ ตัวอย่างเช่น ในระบบวิทยุมือถือที่มีสัญญาณแทรกสอดที่แรงมากเข้ามาจากผู้ใช้อื่นที่อยู่ใกล้กับสถานีฐาน (Base Station) อาจจะมีรบกวนสัญญาณจากผู้ใช้อื่นที่อยู่ไกลออกไปให้หายไป จึงต้องมีการควบคุมกำลังงานให้เหมาะสม การเปลี่ยนแปลงกำลังงานในหลายวิถี (multipath) เป็นสาเหตุของผลกระทบจากสัญญาณใกล้-ไกล ดังนั้นการกำจัดผลกระทบของหลายวิถีที่มีอยู่ด้วยการควบคุมกำลังงานต้องกระทำที่อัตราส่วนสูงกว่าอัตราส่วนของอัตราการเฟดสูงสุด (maximum fade rate)

การควบคุมกำลังงานในอุดมคติ ประสิทธิภาพของตัวรับสัญญาณที่แมตซ์ฟิลเตอร์จะกำจัดสัญญาณที่ไม่เหมาะสม และจำกัดสัญญาณแทรกสอดหลายทาง นั่นคือ ขณะที่จำนวนของผู้ใช้งานร่วมในระบบมากขึ้น จะทำให้ทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) มากขึ้น ในทางปฏิบัติของระบบ CDMA ส่วนใหญ่แล้วเป็นแบบอะซิงโครนัสที่มีความสัมพันธ์กับการประวิงเวลาของสัญญาณที่เข้ามาที่เครื่องรับ ในระบบที่เป็นสัญญาณเป็นแบบอะซิงโครนัส จำเป็นต้องมีการทำ low crosscorrelation ในทุกๆครั้งที่มีการประวิงเวลา เพื่อให้ระบบที่ตั้งฉากและซิงโครนัส ลดผลของการบดบังและการผิดเพี้ยนของสัญญาณหลายวิถี โดยผลนี้จะถูกกำจัดโดยความตั้งฉาก (Orthogonal) ของสัญญาณ

วิธีการในการมอดูเลตสัญญาณ CDMA ที่ใช้ร่วมกันในช่องสัญญาณที่เข้าถึงแบบหลายทางก็คือการตีเทคและการดีมอดูเลตสัญญาณจากทุก waveform ของผู้ใช้ในเวลาเดียวกัน โดยใช้วิธีการตีเทคแบบหลายผู้ใช้ โดยเครื่องรับจะทำการตัดสินใจการรับสัญญาณของแต่ละผู้ใช้

Optimum Demodulator เป็นประเภทของการตีเทคแบบหลายผู้ใช้ที่มีการพิจารณาจากค่าความเป็นไปได้ที่น้อยที่สุดของความน่าจะเป็นที่บิตจะผิดพลาดเป็นการหาไป-จากกลับตามอัลกอริทึม

ของแบบจำลองที่เป็นแบบไปข้างหน้าคือ แบบจำลองของการตีเทคของ Viterbi ซึ่งเป็นลักษณะเดียวกับแบบจำลองที่ย้อนกลับ

ความซับซ้อนของ optimum receiver เพิ่มขึ้นตามจำนวนของผู้ใช้ในระบบ และระบบ suboptimum receiver multiuser ก็มีความซับซ้อนในการคำนวณค่าได้เพิ่มสัดส่วนโดยตรงตามค่าจำนวนของผู้ใช้ที่เพิ่มขึ้น [12-14] เครื่องรับเหล่านี้จึงตีเทคสัญญาณทุกสัญญาณของผู้ใช้ อย่างไรก็ตาม สัญญาณที่ตีเทคจะจัดในกลุ่มของ linear transformation โดยที่ได้จากเอาต์พุตที่แมตซ์ฟิลเตอร์แบงก์ ของเครื่องรับที่เป็นแบบประมาณค่า adaptive cancellation [15] เครื่องรับจะทำการประมาณค่าสัญญาณที่ส่งมาในแต่ละผู้ใช้ด้วยแมตซ์ฟิลเตอร์ธรรมดา ดังนั้นความแรงของสัญญาณจะถูกลบออกจากสัญญาณที่รับได้ ผลที่เกิดขึ้นสัญญาณจะบริสุทธิ์จากสัญญาณรบกวนที่มีความแรงมาก ๆ การทำงานของเครื่องรับนี้ โดยการลดกำลังของการแทรกสอดในลำดับต่างๆกัน เครื่องรับแบบ adaptive minimum mean square error (MMSE) [16-17] นั้นใช้ข้อดีของโครงสร้างที่เป็น cyclostationary ของการแทรกสอดเพื่อปรับปรุงด้านความจุ (capacity) และความผิดพลาดทางด้านสมรรถนะ เครื่องรับแบบ MMSE นี้ประกอบด้วย สเปซฟิลเตอร์ เครื่องรับนี้จะสัมพันธ์กับค่าตัวแปรชั่วขณะ การลดการรบกวนสามารถทำได้ง่าย ๆ โดยการเลือกเครื่องรับที่เหมาะสม โครงสร้างของเครื่องรับแบบผู้ใช้คนเดียวค่าความจุส่วนใหญ่เพิ่มขึ้นเหมือนใน โครงสร้างของระบบหลายผู้ใช้ (multiuser)

เราจะศึกษาการตีเทคแบบหลายผู้ใช้โดยอธิบายถึงรูปแบบจำลองของ Direct Sequence (DS) ของระบบ CDMA แบบอะซิงโครนัสซึ่งทำให้มีเค้าโครงในการพัฒนาทฤษฎี การตรวจรับสัญญาณแบบหลายผู้ใช้ ในที่นี้จะพิจารณา ตัวเครื่องรับต่างๆกันใน โครงสร้างและประสิทธิภาพ

### 3.1.1 แบบจำลองของระบบการตีเทคสัญญาณซีดีเอ็มเอแบบเดิม

การตีเทคของระบบซีดีเอ็มเอจะสำเร็จได้นั้น ขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของการทำสหสัมพันธ์กันระหว่างรหัสค่าค่างของการทำสหสัมพันธ์ ซึ่งจะถูกกำหนดโดย

$$\rho_{ik} = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} g_i(t) g_k(t) dt \quad (3.1)$$

ในที่นี้ ถ้า  $i = k$ ,  $\rho_{kk} = 1$  และถ้า  $i \neq k$ ,  $0 \leq \rho_{kk} < 1$  การรบกวนระหว่างผู้ใช้จะเกิดขึ้นเนื่องจากการไม่เกิดเงื่อนไขของการตั้งฉากระหว่างสัญญาณรหัส ซึ่งจะนำไปสู่การเกิดการออฟเซต (offset) ทางเวลาที่เป็นแบบสุ่ม (randomly)

ในการพิจารณาข้างต้นนั้น เราไม่ได้มีการพิจารณาบร็องสัญญาณเฟคดิง ดังนั้นถ้าเราพิจารณาบร็องสัญญาณเฟคดิง โครงสร้างของระบบเดิมนั้น อาจจะมีการเปลี่ยนแปลงไปบ้าง เพื่อเพิ่มสมรรถนะของระบบให้สูงขึ้น

### 3.1.2 แบบจำลองระบบของการติดต่อสื่อสารแบบหลายผู้ใช้

แบบจำลองระบบของการติดต่อสื่อสารแบบหลายผู้ใช้ การติดต่อสื่อสาร DS-SS นั้นยากมาก ในระบบอะซิงโครนัส ซึ่งสัญญาณจะเข้ามาถึงตัวเครื่องรับที่มีการประวิงเวลาต่างกัน ต่างเฟส, ขนาดและความถี่เลื่อน ตัวอย่างเช่น ระบบที่เป็น reverse link ในโทรศัพท์มือถือแบบเซลลูลาร์ และเครือข่ายโทรศัพท์ เครื่องส่งและเครื่องรับในสถานีภาคพื้น ในระบบเครื่องรับที่เป็นแบบหลายผู้ใช้เป็นตัวชี้จำนวนและขนาดของสถานีฐาน ระบบ CDMA ที่เป็นแบบซิงโครนัส เช่น forward link ในมือถือและระบบดาวเทียมนั้นอยู่ในกรณีพิเศษโดยระบบนั้นเป็นแบบอะซิงโครนัส

แบบจำลองของเครื่องส่งแสดงในรูปที่ 3.1 ที่มีจำนวนผู้ใช้  $K$  ผู้ใช้ร่วมกันในระบบที่ CDMA ผู้ใช้ที่  $k$  กำหนดด้วยสัญญาณ (signature waveform)  $s_k(t)$

ผู้ใช้แต่ละคนในการสื่อสารทางดิจิทัลมีอัตราข้อมูลเป็น  $1/T$  โดยใช้การมอดูเลตเป็นแบบไบโพลาร์ (bipolar) ค่าของสัญลักษณ์ลำดับที่  $m$  ของผู้ใช้ที่  $k$  เขียนเป็น  $b_k(m)$  ตามรูปที่ 3.1 มีค่าข้อมูลเป็น  $+1$  หรือ  $-1$  ของผู้ใช้ที่  $k$  แสดงได้โดย  $b_k$  ได้สมการเป็น

$$b_k^T = \{b_k(-M), \dots, b_k(0), \dots, b_k(M)\} \quad (3.2)$$

เมื่อ  $(2M+1)$  เป็นจำนวนข้อมูลที่ส่งและ  $T$  เป็นช่วงเวลาของบิต สัญญาณที่ส่งของผู้ใช้ที่  $k$  มีสมการเป็น

$$x_k(t) = \sum_{m=-M}^M b_k(m) s_k(t - mT - \tau_k) \quad (3.3)$$

เมื่อ  $\tau_k$  เป็นการประวิงเวลาของผู้ใช้ลำดับที่  $k$

เพื่อความสะดวก เรากำหนดให้ความยาวรหัสเป็น  $N$  เท่ากับค่า  $G_p = T/T_c$  โดยที่  $T_c$  เป็นระยะห่างระหว่างชิพ และกำหนดให้ไม่มีการสูญเสียของสัญญาณ มีกำลังเป็น

$$\frac{1}{T} \int_0^T s_k^2(t) dt = 1, \quad k = 1, \dots, K \quad (3.4)$$

พลังงานที่ได้รับต่อบิต

$$E_{ck} \int_0^T b_k^2(m) s_k^2(t) dt = E_{ck} \quad (3.5)$$

เมื่อ  $\sqrt{E_{ck}}$  เป็นขนาดของสัญญาณที่รับได้ของผู้ใช้ที่  $k$  สัญญาณที่ได้เป็น  $r(t)$  ประกอบไปด้วยผลรวมของผู้ใช้  $K$  ผู้ใช้ที่ส่งในช่องสัญญาณรบกวนเกาส์ขาว (white Gaussian noise) เป็นไปตามสมการ

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{E_{ck}} \sum_{m=-M}^M b_k(m) s_k(t - mT - \tau_k) + n(t) \quad (3.6)$$

โดยที่  $n(t)$  เป็นสัญญาณรบกวนเกาส์มีความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณข้างเดียวเป็น  $N_0$

กำหนดให้การประวิงเวลา  $\tau_k$  มีความกว้างของคาบเวลาน้อยกว่าคาบเวลา  $T$  ในระบบซิงโครนัส ผู้ใช้อ้างอิงมีความสัมพันธ์กับผู้ใช้ที่ส่ง ดังนั้นสัญญาณที่รับได้มีสมการเป็น

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{E_{ck}} \sum_{m=-M}^M b_k(m) s_k(t - mT) + n(t) \quad (3.7)$$

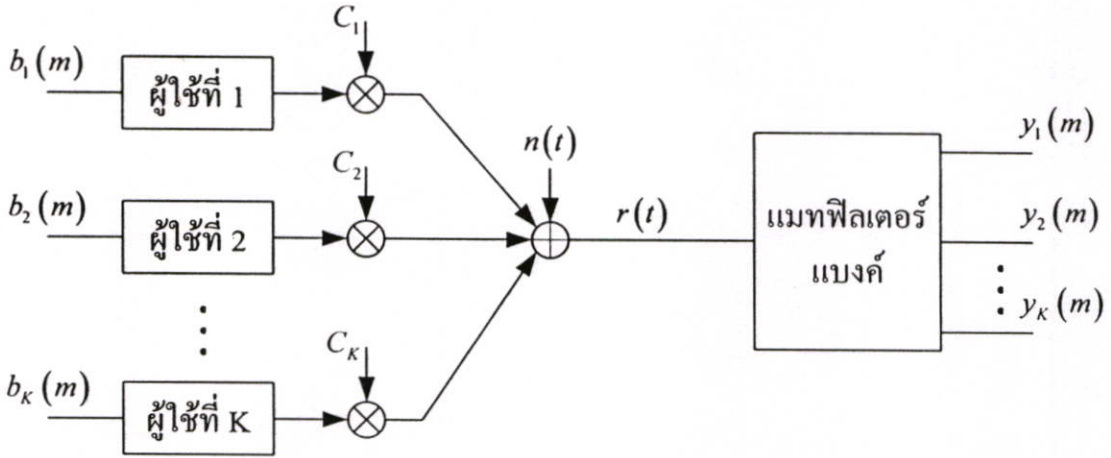
ดังนั้น ไม่มีการปรับชดเชยระหว่างสัญลักษณ์ เมื่อพิจารณาการประวิงเวลาเพียงสั้นๆ โดยจะตรงกับบิตที่ทำการส่ง ทำให้ค่า  $m = 0$  ตามสมการ

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{E_{ck}} b_k(0) s_k(t) + n(t) \quad (3.8)$$

โดยจะได้เอาที่พุดจากแมตริกซ์ฟิลเตอร์เป็น

$$y_k(m) = \frac{1}{T} \int_{\tau_k + mT}^{\tau_k + (m+1)T} r(t) s_k(t - mT - \tau_k) dt, \quad -M \leq m \leq M \quad (3.9)$$

วิธีการต่อไปจะทำการตีמודูเลตที่เครื่องรับโดยการสุ่ม  $y_k(m)$  ในการสุ่มต่อบิตในการตัดสินใจค่าของ  $Y_k$



รูปที่ 3.1 แบบจำลองของระบบหลายผู้ใช้ DS-CDMA (multiuser detection DS-CDMA)

$$Y_k = \sum_{m=1}^{G_p} y(m) \quad (3.10)$$

โดยที่  $G_p$  เป็นจำนวนชิพต่อบิต โดยกำหนดให้มีความยาวเท่ากับความยาวรหัส  $N$  และการประมาณค่าของผู้ใช้ลำดับที่  $k$  ที่ลำดับสัญลักษณ์  $m$  ด้วยค่า  $Y_k$

$$b_k(m) = \text{sgn}[Y_k] = \begin{cases} +1 & \text{if } Y_k \geq 0 \\ -1 & \text{if } Y_k < 0 \end{cases} \quad (3.11)$$

แทนสมการ (3.9) ในสมการ (3.8) จะได้สมการเป็น

$$y_k(m) = \sqrt{E_{ck}} b_k(m) + \frac{1}{T} \int_{\tau_k+mT}^{\tau_k+(m+1)T} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sqrt{E_{cj}} \sum_{i=-M}^M b_j(i) s_j(t-iT-\tau_j) s_k(t-mT-\tau_k) dt + n_k(m) \quad (3.12)$$

กำหนดให้  $n_k(m)$  เป็นการสุ่มจากรบกวนเกาส์ที่มีความยาว  $m$  เมื่อนำเสนอด้วยการมอดูเลตแบบ BPSK จะได้ผลของการแทรกสอดเป็นดังนี้

$$y_k(m) = \sqrt{E_{ck}} b_k(m) + \sum_{i=-M}^M \sum_{j \neq k}^K \sqrt{E_{cj}} b_j(i) \rho_{jk}(l) + n_k(m) \quad (3.13)$$

โดยที่  $p_{jk}$  เป็นการทำให้สัมพันธ์ข้าม

$$p_{jk}(j) = \frac{1}{T} \int_{\tau_k + mT}^{\tau_k + (m+1)T} s_j(t-T) s_k(t + jT - \tau_k) dt \quad (3.14)$$

เมื่อ  $l = 1, 2, \dots, K$  ;  $k = 1, 2, \dots, K$  ;  $i = -M, \dots, 0, \dots, M$

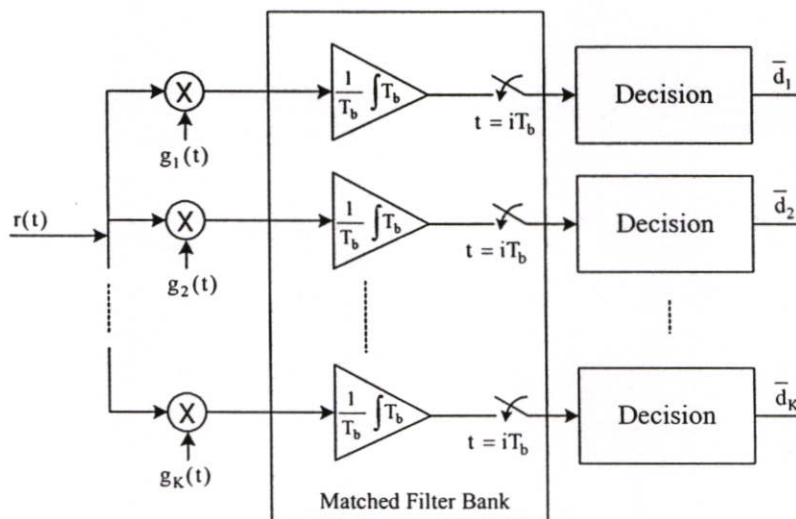
พจน์ของการแทรกสอดแบบหลายทางจะแยกโดยค่าของการแทรกสอดโดยการทำ สหสัมพันธ์ข้ามระหว่างพจน์ ในระบบชิงโครนัส การชดเชยเวลาเป็นศูนย์ ดังนั้นการทำ สหสัมพันธ์ข้ามมีค่าเป็นศูนย์

$$p_{ln}(j) = 0 \quad \text{สำหรับ } l \neq n \quad (3.15)$$

### 3.2 เครื่องรับในระบบซีดีเอ็มเอ

#### 3.2.1 เครื่องรับสัญญาณในระบบซีดีเอ็มเอแบบเดิม

โครงสร้างของเครื่องรับระบบซีดีเอ็มเอมีหลายรูปแบบ ซึ่งแต่ละแบบจะมีโครงสร้างที่เป็น ลักษณะเฉพาะตัว โดยนำเทคนิคอื่น ๆ มาใช้ร่วมด้วย เช่น การลดการรบกวนจากผู้เข้าร่วม (multiple access interference suppression) หรือแม้แต่การใช้เทคนิคการประมวลผลสัญญาณ เครื่องรับ พื้นฐานในระบบ CDMA แสดงได้ดังรูปที่ 3.2

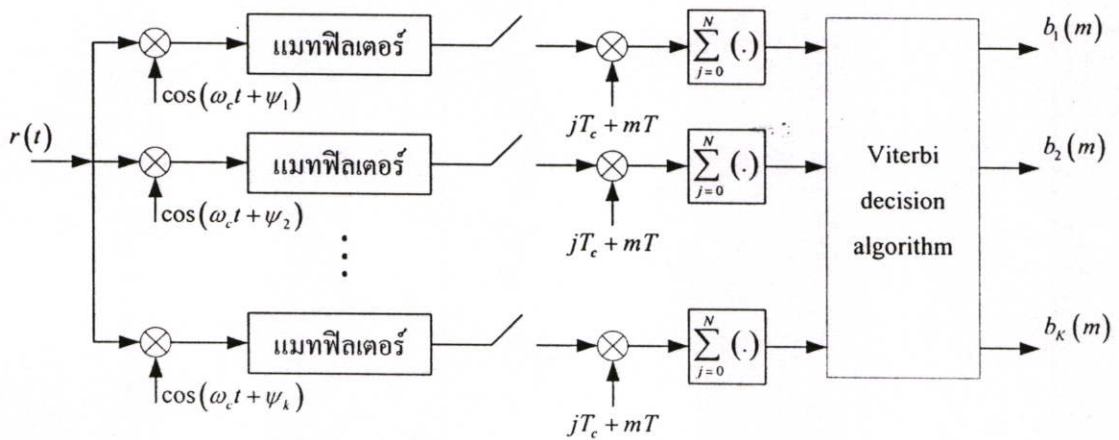


รูปที่ 3.2 เครื่องรับระบบ DS-SS แบบเดิม

### 3.2.2 เครื่องรับระบบหลายผู้ใช้

#### 3.2.2.1 เครื่องรับแบบ Optimum

การดีเทคสัญญาณในเครื่องรับแบบ optimum ที่เป็นแบบอะซิงโครนัสนั้นสังเกตจากสัญญาณที่เข้ามาในหลายๆผู้ใช้ มาที่เอาต์พุตของแมตซ์ฟิลเตอร์ สำหรับวิธีการในการดีเทคแบบ optimum โดยการกำหนดให้การสื่อสารนั้นในแต่ละผู้ใช้งานมีการประวิงเวลา เฟสมีการเลื่อน และขนาดของสัญญาณในแต่ละผู้ใช้งานแยกจากกัน เมื่อสัญญาณมาที่เครื่องรับจะได้เอาต์พุตของแมตซ์ฟิลเตอร์เป็น



รูปที่ 3.3 เครื่องรับแบบ optimum สำหรับระบบอะซิงโครนัส DS-SS

$$y_1(m) = \frac{1}{T} \int_{mT}^{(m+1)T} r(t) C_1(t) dt \quad (3.16)$$

$$y_2(m) = \frac{1}{T} \int_{T_2+mT}^{T_2+(m+1)T} r(t) C_2(t-T_2) dt \quad (3.17)$$

สัญญาณที่รับได้  $r(t)$  เป็นดังสมการ (3.18)

$$r(t) = \sqrt{E_{c1}} \sum_{i=-M}^M b_1(i) C_1(t-iT_b) + \sqrt{E_{c2}} \sum_{i=-M}^M b_2(i) C_2(t-iT_b - \tau_2) \quad (3.18)$$

แทนค่าสมการ (3.18) ในสมการ (3.16) และสมการ (3.17)

$$y_1(m) = \sqrt{E_{c1}} b_1(m) + \sqrt{E_{c2}} b_2(m-1) \rho_{12}(1) + \sqrt{E_{c2}} b_2(m) \rho_{12}(0) + \sqrt{E_{c2}} b_2(m+1) \rho_{12}(-1) + n_1(m) \quad (3.19)$$

$$y_2(m) = \sqrt{E_{c2}}b_2(m) + \sqrt{E_{c1}}b_1(m-1)\rho_{21}(1) + \sqrt{E_{c1}}b_1(m)\rho_{21}(0) + \sqrt{E_{c1}}b_1(m+1)\rho_{21}(-1) + n_2(m) \quad (3.20)$$

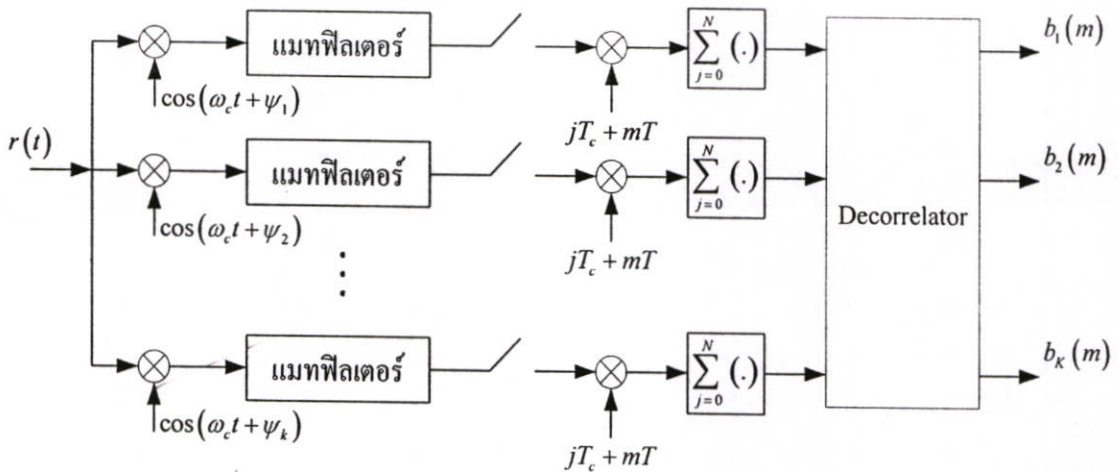
กำหนดให้  $n_1(m)$  และ  $n_2(m)$  เป็นส่วนประกอบของสัญญาณรบกวน โดยที่  $\rho_{12}(j)$  และ  $\rho_{21}(j)$  เป็นการหาความสัมพันธ์ข้ามของสัญญาณ

$$p_{12}(j) = \frac{1}{T} \int_0^T C_1(t)C_2(t+jT-\tau_2)dt = 0 \quad \text{สำหรับ } j \geq 2 \quad (3.21)$$

$$p_{21}(j) = \frac{1}{T} \int_{\tau_2}^{T+\tau_2} C_2(t-\tau_2)C_1(t+jT)dt = 0 \quad \text{สำหรับ } j \geq 2 \quad (3.22)$$

ค่าสมรรถนะของเครื่องรับแบบ optimum ขึ้นอยู่กับค่าของจำนวนเชิงซ้อน โดยจำนวนค่าของจำนวนเชิงซ้อนนั้นขึ้นกับผู้ส่ง โดยจำนวนผู้ใช้งานในระบบต้องเหมาะสมจึงสามารถลดการรบกวนได้ อย่างไรก็ตาม จำนวนผู้ใช้งานในเครื่องรับนี้มีผลเช่นเดียวกับกับเครื่องรับที่เป็นลิเนียร์

### 3.2.2.2 เครื่องรับแบบดีคอรเรเลตติ้ง



รูปที่ 3.4 เครื่องรับแบบดีคอรเรเลตติ้งสำหรับระบบซิงโครนัส DS-SS

เครื่องรับแบบดีคอรเรเลตติ้ง (Decorrelating Receiver) เป็นเครื่องรับที่เป็นเชิงเส้นในแต่ละเวกเตอร์ที่ออกจากแมตซ์ฟิลเตอร์ พร้อมทั้งต่อต้านผลของความใกล้-ไกล (near-far) สมรรถนะของเครื่องรับที่เป็น suboptimum มีผลมาจากการเพิ่มขึ้นของค่าเชิงซ้อนที่เป็นเชิงเส้นของจำนวน

ผู้ใช้งาน เมื่อทำการพิจารณาระบบซิงโครนัส DS-CDMA จะได้ค่าเอาต์พุตจากแมตริกฟิลเตอร์ในระบบซิงโครนัสที่มีสองผู้ใช้งานเป็นดังสมการ

$$\begin{aligned} y_1(m) &= \sqrt{E_{c1}}b_1(m) + \sqrt{E_{c2}}b_2(m)\rho_{12}(m) + n_1(m) \\ &= z_1\{b_1(m), b_2(m)\} + n_1(m) \end{aligned} \quad (3.23)$$

$$\begin{aligned} y_2(m) &= \sqrt{E_{c2}}b_2(m) + \sqrt{E_{c1}}b_1(m)\rho_{21}(m) + n_2(m) \\ &= z_2\{b_1(m), b_2(m)\} + n_2(m) \end{aligned} \quad (3.24)$$

สามารถจัดให้อยู่ในรูปอย่างง่ายเป็นดังสมการ (3.25)

$$\mathbf{y} = \mathbf{WRb} + \mathbf{n} \quad (3.25)$$

โดยที่  $\mathbf{R}$  เป็นการหาสัมพันธข้ามของเมตริกซ์ของผู้ใช้ร่วมในระบบ โดยมีสัมประสิทธิ์  $\rho_{ij}$  ตามสมการ

$$p_{ln}(j) = \frac{1}{T} \int_{\tau_l+nT}^{\tau_l+(n+1)T} s_l(t-T_l)s_n(t+jT-Tn)dt \quad (3.26)$$

เมื่อ  $l = 1, 2$  ;  $n = 1, 2$  ;  $j = -M, \dots, 0, \dots, M$

$\mathbf{W}$  เป็นเมตริกซ์กำลังงานในช่องสัญญาณ  $W_{k,k} = \sqrt{E_{b_{uk}}} C_{uk}(i)$  ตามสมการ (3.27)

$$\mathbf{W} = \text{diag} \left[ \sqrt{E_{c1}}(-M), \dots, \sqrt{E_{cK}}(-M), \dots, \sqrt{E_{c1}}(0), \dots, \sqrt{E_{cK}}(0), \dots, \sqrt{E_{c1}}(M), \dots, \sqrt{E_{cK}}(M) \right] \quad (3.27)$$

$\mathbf{b}$  เป็น diagonal matrix ขนาดของสัญญาณ เป็น

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} b_1(-M) \dots b_1(0) \dots b_1(M) \\ \vdots \\ b_k(-M) \dots b_k(0) \dots b_k(M) \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

จะได้ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของเครื่องรับดีคอรืเลติงเป็น [3], [14]

$$P_b(\gamma_{deco}) = Q\left(\sqrt{\frac{2\gamma_1}{[R^{-1}]_{11}}}\right) \quad (3.29)$$

ข้อดีของเครื่องรับคอคอริเลตติง มีดังนี้

- 1) ให้ค่าสมรรถนะและความจุที่เหนือกว่าเครื่องรับแบบเดิม
- 2) ไม่มีควมจำเป็นที่จะต้องใช้การประมาณค่าทางขนาด
- 3) การคำนวณค่าๆมีความซับซ้อนน้อยกว่าระบบ MLS (maximum likelihood sequence detection)
- 4) ความน่าจะเป็นของการเกิดค่าความผิดพลาดจะไม่ขึ้นอยู่กับกำลังงานของสัญญาณ

ข้อเสียของเครื่องรับคอคอริเลตติง

- 1) ถ้าเราพิจารณาในเวลาจริง (real time) การคำนวณค่าสหสัมพันธ์จะใช้ระยะเวลาในการคำนวณมากกว่า
- 2) การดีเทคแบบนี้เป็นการเพิ่มสัญญาณรบกวน ซึ่งกำลังงานของสัญญาณรบกวนจะเพิ่มขึ้นเสมอ

### 3.2.2.3 อุปกรณ์ตัดการรบกวนออก (Interference Canceller)

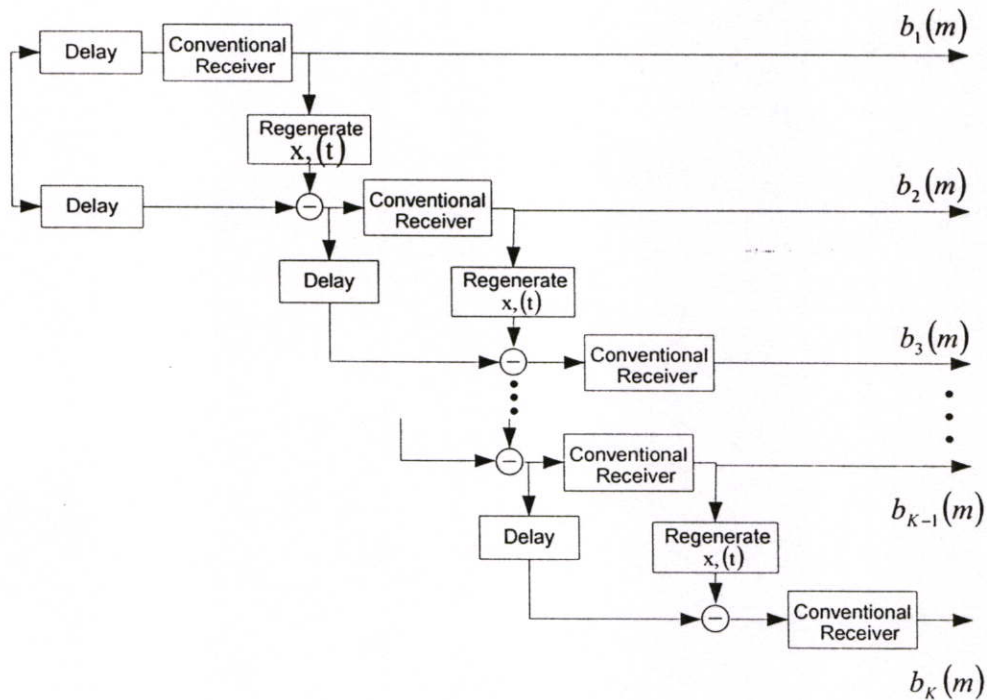
เป็นการประมาณค่าการรบกวนจากผู้ใช้ร่วม (estimation of the interference) และลบสัญญาณรบกวนออกไป ซึ่งสามารถแบ่งออกได้หลายแบบ ได้แก่ ตัวดีเทคแบบตัดการรบกวนอย่างเป็นลำดับ (successive interference cancellation : SIC) ตัวดีเทคแบบตัดการรบกวนอย่างขนาน (parallel interference cancellation : PIC) และตัวดีเทคแบบใช้การตัดสินใจย้อนกลับแบบซีโรฟอร์ซิง (zero-forcing decision-feedback (ZF-DF) detector)

วิธีการ interference canceller อาศัยความต่อเนื่องในการตัดสัญญาณรบกวนออกเมื่อสัญญาณมาถึงเครื่องรับ โดยทำการตัดสัญญาณที่แรงของสัญญาณแทรกสอดก่อนสัญญาณอื่นซึ่งเป็นผลกระทบทำให้เกิดการรบกวนน้อยลง วิธี interference canceler ประกอบด้วย

- 1) ตำแหน่งขนาดของสัญญาณในผู้ใช้  $\sqrt{E_{c1}} > \sqrt{E_{c2}} > \sqrt{E_{c3}} > \dots > \sqrt{E_{cK}}$
- 2) การดีเทคความแรงของสัญญาณของผู้ใช้ด้วยเครื่องรับทั่วไป
- 3) กำลังของผู้ใช้เกิดจากการแผ่สเปกตรัม  $x_k(t)$  ความต่อเนื่องบิตและค่าประมาณทางแอมพลิจูดเป็น  $x_k(t) = \sqrt{E_{ck}} b_k(t) c_k(t)$
- 4) การตัดความแรงของสัญญาณผู้ใช้ที่เป็นการรบกวน
- 5) นำสัญญาณกลับมาทำใหม่จนกระทั่งดีเทคสัญญาณจากผู้ใช้ได้ทั้งหมด

โดยผู้ใช้ทั้งหมดต้องเป็นอิสระจากกัน สัญญาณของแต่ละผู้ใช้ต้องมีความชัดเจน และมีความแม่นยำในการประมาณค่าแอมพลิจูด ค่าจำนวนเชิงซ้อนที่รับได้ต้องเป็นลิเนียร์ (linear) กับจำนวนผู้ใช้

Interference Canceller ใน [12] ค่าแอมพลิจูดจากเอาต์พุตมีกำลังเท่ากัน และสมรรถนะในการกำจัดแอมพลิจูดจากผู้ใช้อื่น ๆ มีความแม่นยำมาก



รูปที่ 3.5 เครื่องรับ Interference Canceller

#### 3.2.2.4 เครื่องรับ Adaptive MMSE

ในการวิเคราะห์สัญญาณ DS-CDMA ด้วยตัวคอดูเลตแบบ suboptimum จะพิจารณาถึงสัญญาณเวลา และคลื่นพาห์ในกรณีของเครื่องรับที่เป็น interference canceller จะต้องมีแอมพลิจูดของสัญญาณที่เหมาะสมในการคอดูเลตสัญญาณของผู้ใช้ทั้งหมด ในระบบอะซิงโครนัสการแผ่หลายวิถีและการบดบังทำให้เกิดความลำบากในการประมาณเฟสของคลื่นพาห์ของสัญญาณที่รับได้ แต่เครื่องรับแบบ MMSE (adaptive minimum mean square error) สัญญาณที่รับได้ไม่จำเป็นต้องมีเวลาและเฟสของคลื่นพาห์ที่แน่นอน ในเครื่องรับที่มีผู้ใช้คนเดียวและเครื่องรับที่มีหลายผู้ใช้จะเกิดค่าเชิงซ้อน ขึ้นอยู่กับการนำไปใช้งาน เครื่องรับแบบ adaptive MMSE แสดงได้ดังรูปที่ 3.6 ในเครื่องรับ adaptive ประกอบด้วยส่วนย่อยของฟิลเตอร์ การประมาณค่าชั่วขณะของพารามิเตอร์ ที่เครื่องส่งทำการส่งข้อมูล เครื่องรับจะทำการปรับค่าในการตัดสินใจให้เหมาะสม เครื่องรับนี้ค่าเฉลี่ยทางเวลามีผลต่อสัมประสิทธิ์ในการพัฒนาของแบบจำลอง เป็นปัจจัยทำให้เกิด

การผิดพลาดได้ ในระหว่างการส่งข่าวสารมาที่เครื่องรับจะมีส่วนประกอบของสัญญาณที่ฟิลเตอร์เป็นดังสมการ

$$r(mT_f) = \sum_{i=-M}^M \sum_{k=1}^K \sqrt{E_{ck}} b_k C_k(mT_f - iT - \tau_k) + n(mT_f) \quad (3.30)$$

ที่เอาต์พุตที่ช่วงเวลา T ดังสมการ

$$y(mT) = \sum_{l=-L}^L a_l r(mT - lT_f) \quad (3.31)$$

สัญญาณไม่มีการสูญเสียในผู้ใช้อ้างอิง (ผู้ใช้ที่ 1 ( $k=1$ )) จะได้สมการจากฟิลเตอร์เป็น

$$\epsilon = E(e_m^2) = E(|y(mT) - b(m)|^2) \quad (3.32)$$

แทนค่าจะได้

$$\epsilon = E(|a^T r - b(m)|^2) \quad (3.34)$$

โดยที่ค่าเวกเตอร์ในการสุ่ม delay-line มีค่าเป็น

$$a = (a_{-L}, \dots, a_L)^T \quad (3.35)$$

$$r = [r(mT + LT_f), \dots, r(mT), \dots, r(mT - LT_f)]^T \quad (3.36)$$

สมรรถนะของเครื่องรับ MSE นี้ดังสมการ

$$\epsilon = a * Da - (a * f + f * a) - \sigma_b^2 \quad (3.37)$$

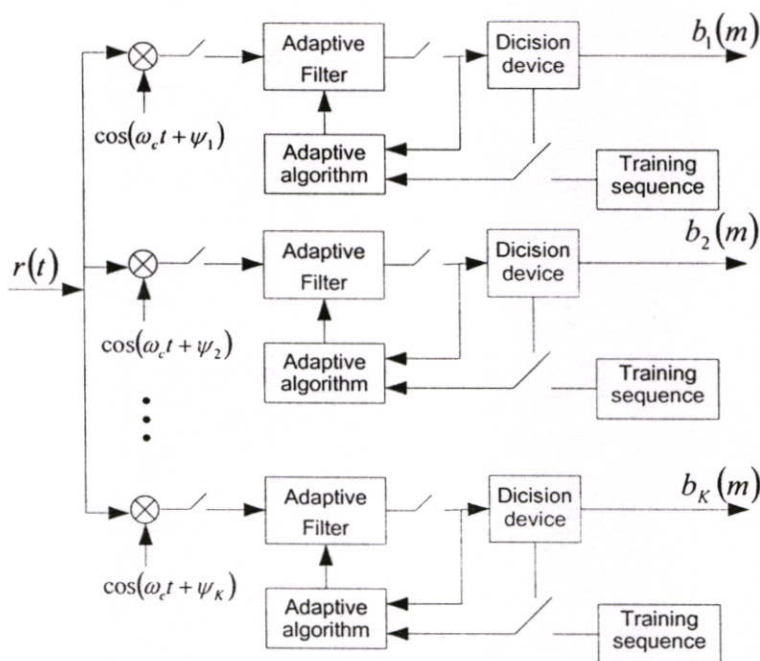
เมื่อพิจารณาถึงความยาวในอิลิเมนต์

$$f_1 = E[b(m)r(mT + lT_s)] = E[|b(m)|^2 C(lT_s)] \quad (3.38)$$

จะมีส่วนประกอบของค่า optimum tap เป็น

$$a_{opt} = 1 - f * D^{-1}f \quad (3.39)$$

อย่างไรก็ตาม ในการคำนวณค่าที่เพิ่มขึ้นอย่างเหมาะสมของ  $f$  และ  $D$  ไม่สามารถทำได้ แต่ข้อดีของเครื่องรับ adaptive MMSE คือสามารถปรับปรุงสมรรถนะของระบบโดย training sequence



รูปที่ 3.6 เครื่องรับแบบ adaptive ในระบบ DS-CDMA ที่ดีเทคทุกสัญญาณ

### 3.2.2.5 เครื่องรับแบบค่าเฉลี่ยกำลังสองของความผิดพลาดที่ต่ำที่สุด (MLSE)

ข้อดีมีดังนี้

- 1) เนื่องจากระบบนี้สามารถจัดสัญญาณรบกวนพื้นหลัง (background noise) ได้ ดังนั้น ตัวดีเทคแบบนี้จึงมีสมรรถนะที่สูงกว่าตัวดีเทคแบบคอคอริเลต
- 2) ไม่ก่อให้เกิดการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวน

ข้อเสียมีดังนี้

- 1) ต้องการการประมาณค่าขนาดของสัญญาณที่รับได้ สมรรถนะของระบบขึ้นอยู่กับกำลังงานของสัญญาณรบกวนจากผู้เข้าร่วม
- 2) ต้องมีการทำกลับของเมตริกซ์ (matrix inversion)

### 3.2.3 ข้อจำกัดของการดีเทคหลายผู้ใช้

ข้อจำกัดที่สำคัญมีสองประการ ได้แก่

- 1) การเกิดขึ้นของการรบกวนจากผู้ร่วมจากเซลล์อื่น (ในระบบโทรศัพท์มือถือ)
- 2) มีความยุ่งยากในการดีเทค ในกรณีของดาวน์โหลด (downlink) ปัญหาความยุ่งยากซับซ้อน (complexity) ค่าใช้จ่าย (Cost) ขนาดและน้ำหนัก (weight) เป็นปัญหาหลักในระบบโทรศัพท์มือถือ การเพิ่มประสิทธิภาพที่อัลลิงค์เพียงอย่างเดียวไม่สามารถช่วยให้ประสิทธิภาพของระบบทั้งหมดดีขึ้นได้

ระบบนี้มีข้อดีคือการใช้แบนด์วิดท์ได้อย่างมีประสิทธิภาพดังนี้

- 1) ในการส่งสัญญาณอัลลิงค์ ระบบนี้จะใช้ประโยชน์จากสเปกตรัมได้ดีกว่า
- 2) แบนด์วิดท์ที่มีขนาดใหญ่ จึงสามารถช่วยเพิ่มสมรรถนะของสัญญาณดาวน์โหลดได้
- 3) ลดความยุ่งยากของอุปกรณ์ที่ใช้ควบคุมกำลัง (power control) ได้
- 4) ลดการเกิดปัญหาจากผลของความใกล้-ไกลของระยะทางได้
- 5) เพิ่มความซับซ้อนที่จำเป็นที่สถานีฐาน (base station) แต่สามารถลดความซับซ้อนที่ตัวโทรศัพท์ได้
- 6) สามารถเพิ่มขนาดพื้นที่การใช้งานได้ โดยใช้กำลังงานเท่าเดิม

### 3.3 ระบบการเข้าถึงหลายทาง (multiple access system)

วิธีการเข้าถึงหลายทางที่นำมาใช้ในระบบการสื่อสารแบบไร้สายสามารถแบ่งออกได้ดังนี้

- 1) การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่ (frequency division multiple access : FDMA) แต่ละช่องสัญญาณจะใช้งานช่วงความถี่ต่างกัน
- 2) การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลา (time division multiple access : TDMA) แต่ละช่องสัญญาณจะใช้งานช่วงเวลาต่างกัน
- 3) การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (code division multiple access : CDMA) แต่ละช่องสัญญาณจะใช้ช่วงความถี่และเวลาเดียวกันก็ได้ โดยแต่ละช่องสัญญาณจะมีรหัสแตกต่างกัน
- 4) การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งการโพลาไรซ์ (polarization division multiple access : PDMA) แต่ละช่องสัญญาณใช้การโพลาไรซ์ต่างกัน วิธีนี้ไม่นิยมนำมาใช้กับระบบวิทยุโทรศัพท์เคลื่อนที่
- 5) การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งสเปซ (space division multiple access : SDMA) วิธีนี้ถูกนำมาใช้กับดาวเทียมที่มีสายอากาศต่างกัน โดยใช้ความถี่เดียวกัน

### 3.3.1 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่ (FDMA)

เป็นการออกแบบการใช้ช่องสัญญาณสำหรับส่วนบุคคล ผู้ใช้แต่ละคนจะถูกจัดสรรแบนด์ความถี่หรือช่องสัญญาณ โดยผู้ใช้บริการต้องร้องขอการบริการ เมื่อมีผู้ใช้บริการใช้อยู่ผู้อื่นไม่สามารถใช้แบนด์ความถี่ร่วมกันได้ ในระบบที่เป็นฟรีควอนซ์ดิวิชันคูปเพลกซ์ ผู้ใช้ถูกออกแบบให้ใช้ช่องสัญญาณเป็นคู่ความถี่ ความถี่หนึ่งจะถูกใช้เพื่อส่งสัญญาณขาขึ้น ส่วนอีกความถี่ก็จะใช้สำหรับช่องสัญญาณขาลง. คุณลักษณะของการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งความถี่

- 1) ผู้ใช้บริการจะครอบครองช่องสัญญาณความถี่ช่องหนึ่งไปตลอดเวลาในที่มีการใช้
- 2) ในระบบ FDMA เมื่อผู้ใช้ไม่ได้ใช้ช่องสัญญาณนั้น ช่องสัญญาณนั้นจะไม่สามารถนำมาใช้ใหม่ได้ทำให้ความจุที่ใช้ช่องสัญญาณลดลง
- 3) ช่องสัญญาณแบนด์วิดท์สัมพันธ์กับช่องสัญญาณแบบแบนด์แคบ (30kHz) ช่องสัญญาณใช้สำหรับผู้ใช้งานคนเดียวต่อช่องความถี่แบบแบนด์แคบ
- 4) มีเวลาในการส่งสัญญาณที่มากต่อค่าเฉลี่ยในการประวิงเวลา ทำให้เกิดการแทรกสอดในสัญลักษณ์ (symbol)
- 5) จำนวนเชิงซ้อนของระบบ FDMA mobile มีค่าต่ำกว่าระบบ TDMA โดยจะเปลี่ยนให้เป็นสัญญาณดิจิทัลในระบบ TDMA
- 6) ความต่อเนื่องในการส่งในระบบ FDMA ต้องซิงโครไนซ์กันทุกเฟรมบิต
- 7) ใช้ทุนสูงเมื่อเปรียบเทียบกับระบบ TDMA เพราะการออกแบบช่องสัญญาณต่อคลื่นพาห์ และต้องใช้ฟิลเตอร์ที่กำจัดการแทรกสอดที่สถานีฐาน
- 8) ผู้ใช้ในระบบ FDMA mobile การส่งและการรับต้องทำงานพร้อมกัน และการเพิ่มขึ้นของผู้ใช้ในระบบต้องใช้ทุนสูงในการตั้งสถานีฐาน
- 9) ในระบบ FDMA ต้องใช้ RF ฟิลเตอร์เพื่อกำจัดการแทรกสอดในช่องสัญญาณ

### 3.3.2 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลา (TDMA)

ในระบบการเข้าถึงแบบแบ่งเวลา (TDMA) สเปกตรัมของสัญญาณวิทยุจะถูกแบ่งเป็นช่วงเวลา (time slot) ในแต่ละช่วงเวลา (slot) ของผู้ใช้ที่ทำการส่งหรือรับ ซึ่งผู้ใช้แต่ละคนนั้นจะครอบครองเวลาในแต่ละช่วง ดังนั้นช่องสัญญาณจะถูกใช้เฉพาะช่วงเวลานั้นๆ โดยที่ N คือช่วงเวลาของเฟรม ในระบบ TDMA จะส่งข้อมูลด้วยวิธีการของ buffer-and-burst ดังนั้นการส่งในทุกผู้ใช้จะไม่ต่อเนื่อง นั้นแสดงว่าต่างจากระบบ FDMA ที่เป็นแบบอนาล็อกที่ส่งด้วยการมอดูเลตแบบ FM ส่วนในระบบ TDMA เป็นแบบดิจิทัลและใช้การมอดูเลตแบบดิจิทัล เฟรมแต่ละเฟรมประกอบไปด้วยช่วง หัวเฟรม ข่าวดสาร และท้ายเฟรม ในระบบ TDMA/TDD ครั้งหนึ่งของช่วงเวลาเป็นข่าวดสารที่ใช้สำหรับการส่งในช่องสัญญาณขาขึ้น และอีกครั้งหนึ่งใช้ในช่องสัญญาณขาลง

ใน TDMA เฟรม ประกอบไปด้วย address และการชิงโครโนซ์ของการสื่อสารที่เครื่องรับของผู้ใช้ ส่วนการ์ดใหม่จะใช้ประโยชน์ในการชิงโครโนซ์ในการรับสัญญาณระหว่างช่วงเวลาและเฟรม คุณลักษณะของการเข้าถึงช่องสัญญาณแบบแบ่งเวลามีดังนี้

- 1) ระบบ TDMA จะใช้ความถี่คลื่นพาร่วมกับผู้อื่นได้ แต่ต้องไม่มีการทับซ้อนของช่วงเวลา จำนวนของช่วงเวลาขึ้นอยู่กับตัวแปรของการมอดูเลตและความเหมาะสมของแบนด์วิดท์
- 2) การส่งข้อมูลสำหรับผู้ใช้ในระบบ TDMA เป็นสัญญาณไม่ต่อเนื่อง จึงต้องมีเบิร์สต์ (bursts) เพื่อชิงโครโนซ์ระบบ นอกจากนี้ระบบ TDMA นี้ยังใช้พลังงานต่ำ
- 3) ระบบ TDMA ต้องมีการปรับแต่งสัญญาณในการสื่อสารมาก เมื่อเปรียบเทียบกับช่องสัญญาณ FDMA
- 4) ในระบบ TDMA การ์ดใหม่ต้องน้อย เมื่อส่งสัญญาณจะใช้ช่วงเวลาสั้นๆ และการส่งเป็นแบบการแผ่สเปกตรัมทำให้ลดการแทรกสอดเมื่ออยู่ในช่องสัญญาณ
- 5) การสื่อสารในระบบ TDMA นั้นแบ่งเป็นช่วงเวลาจะต้องใช้ burst ในการชิงโครโนซ์ระบบ โดยที่เครื่องรับจะทำการร้องขอ burst ข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนที่มีความแตกต่างกันของช่วงเวลาในแต่ละเฟรมของผู้ใช้ ความจุของแบนด์วิดท์ในระบบ TDMA ขึ้นอยู่กับจำนวนผู้ใช้และความยาวของช่วงเวลา

### 3.3.3 หลักการพื้นฐานของระบบเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งรหัส (CDMA)

ในระบบ CDMA เป็นระบบที่มีคุณสมบัติของการเข้าถึงแบบหลายทางด้วยการเข้ารหัสโดยผู้ใช้แต่ละผู้จะมีรหัสเฉพาะที่แตกต่างกัน เพื่อทำการเข้ารหัสข้อมูลที่ต้องการส่ง และที่เครื่องรับจะรู้รหัสของผู้ใช้จึงสามารถรับสัญญาณและทำการถอดรหัสข้อมูลเดิมกลับมา เนื่องจากแบนด์วิดท์ของสัญญาณรหัสดังกล่าวมีค่ามากกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลหลายๆ ทำให้ขบวนการเข้ารหัสนั้นมีผลทำให้เกิดการแผ่สเปกตรัมของสัญญาณ ดังนั้นจึงเรียกขบวนการนี้ว่าการมอดูเลตแบบการแผ่สเปกตรัม (spread-spectrum modulate) และเรียกสัญญาณที่ถูกเข้ารหัสว่าสเปกตรัมการแผ่ (spread-spectrum signal) และเรียกการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสนี้ว่า การเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมการแผ่ (Spread-Spectrum multiple Access :SSMA)

เทคนิคการมอดูเลตแบบการแผ่สเปกตรัมนี้ ได้มีการพัฒนาเพื่อใช้งานในด้านการทหาร เนื่องจากเทคนิคนี้สามารถป้องกันการรบกวนได้ดี และมีความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ ต่อมาได้มีการพัฒนามาใช้ในระบบการสื่อสาร โดยมีข้อกำหนดสำหรับเป็นเทคนิคในการมอดูเลตแบบการแผ่สเปกตรัม 2 ข้อคือ

- 1) แบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ส่งออกไปต้องมากกว่าแบนด์วิดท์ของข้อมูลที่ยังไม่เข้ารหัสสเปกตรัมแผ่

- 2) ผลของความถี่ในแบนด์วิดท์ต้องหาได้จากฟังก์ชันในการส่งข้อมูลข่าวสาร ตามเทคนิคในการมอดูเลต เช่น FM หรือ PM และแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ส่งออกไปไม่ขึ้นอยู่กับข้อมูลที่ยังไม่เข้ารหัสแบบการแผ่สเปกตรัม

การมอดูเลตสัญญาณข้อมูลแบบการแผ่สเปกตรัม จะเป็นอิสระไม่ขึ้นกับสัญญาณข้อมูล แบนด์วิดท์ที่กว้างมากขึ้น เป็นผลให้กำลังของสัญญาณข้อมูลมีการแผ่กว้างออกไปตลอดทั้งช่วงของแบนด์วิดท์ เป็นผลให้สเปกตรัมการแผ่มีความหนาแน่นลดลง อัตราส่วนแบนด์วิดท์ของสัญญาณสเปกตรัมการแผ่ต่อแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลเรียกว่า อัตราขยายประมวลผล (Processing Gain : Gp) ของระบบสเปกตรัมแผ่

$$G_p = \frac{B_t}{B_i} \quad (3.40)$$

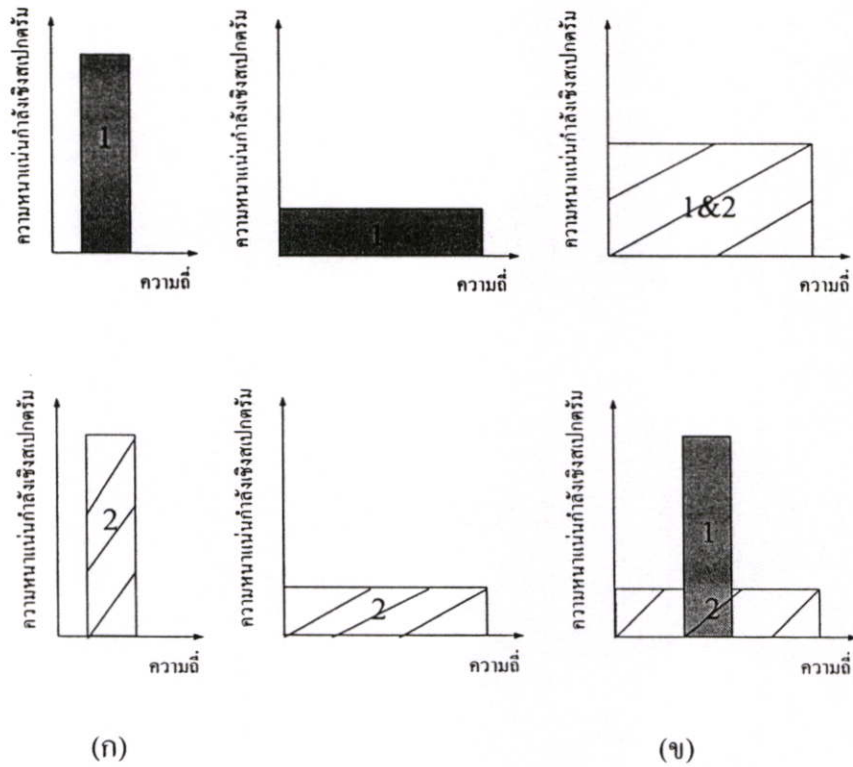
โดย  $B_t$  คือ แบนด์วิดท์ของการส่งสัญญาณ

$B_i$  คือ แบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูล

ที่เครื่องรับจะเปรียบเทียบสัญญาณที่รับได้กับสัญญาณรหัสเพื่อให้ได้ข้อมูลเดิมก่อนการถอดรหัสออกมานั้นคือเครื่องรับจะต้องรู้รหัสที่ใช้ในการเข้ารหัสก่อน ในการเข้ารหัสทำให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลมีขนาดใหญ่ขึ้นมาก ดังนั้นสัญญาณสเปกตรัมแผ่จะมีคุณสมบัติหลายประการที่แตกต่างจากสัญญาณแบนด์แคบนี้

#### 1) ความสามารถในการเข้าถึงหลายทาง

การส่งสัญญาณที่มีการแผ่สเปกตรัม เมื่อมีผู้ใช้งานหลายๆคนในเวลาเดียวกัน ที่เครื่องรับจะสามารถแยกความแตกต่างระหว่างผู้ใช้แต่ละคนได้โดยใช้รหัสที่แตกต่างกันในแต่ละผู้ใช้ นำมาทำสหสัมพันธ์ข้าม ระหว่างผู้ใช้อ้างอิงกับรหัสผู้ใช้อื่นๆที่ต่ำเพียงพอ เมื่อทำสหสัมพันธ์สัญญาณที่รับได้ของผู้ใช้อ้างอิง การตีเทคก็จะดีสเปรด (Despread) สัญญาณของผู้ใช้อ้างอิงดังกล่าวกลับมา ในขณะที่สัญญาณสเปกตรัมแผ่จากผู้ใช้อื่นๆ ยังคงมีลักษณะของสเปกตรัมเท่าเดิม เหตุนี้ภายในแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลจึงมีกำลังของสัญญาณจากผู้ใช้อ้างอิงมากกว่ากำลังของสัญญาณแทรกสอด (interfering power) จากผู้ใช้อื่นๆมาก ดังนั้นจึงตีเทคสัญญาณที่ต้องการออกมาได้ โดยความสามารถในการเข้าถึงหลายทางแสดงในรูปที่ 3.7 โดยรูปที่ 3.7 (ก) แสดงผู้ใช้งาน 2 ผู้ใช้งานสร้างสัญญาณที่มีการแผ่สเปกตรัมจากสัญญาณข้อมูลแบนด์แคบ ในรูปที่ 3.7 (ข) ผู้ใช้งานทั้ง 2 ส่งสัญญาณที่มีการแผ่สเปกตรัมในเวลาเดียวกัน แต่สัญญาณจาก 1 เท่านั้นที่จะถูกตีสเปรดกลับมาที่เครื่องรับ



รูปที่ 3.7 หลักการเข้าถึงหลายทางของระบบที่มีการแผ่สเปกตรัม

## 2) การป้องกันการแทรกสอดแบบหลายวิถี

ในช่องสัญญาณวิทยุสัญญาณระหว่างเครื่องรับ-ส่ง จะมีจำนวนวิถีมากกว่า 1 วิถี อันเนื่องมาจากการสะท้อนและการหักเห ทำให้สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับมาจากหลายเส้นทางต่าง ๆ กัน สัญญาณที่ส่งออกมานั้นมีความแตกต่างกันทั้งแอมพลิจูดและเฟส การรวบสัญญาณนี้เข้าด้วยกันดังกล่าวที่เครื่องรับก็จะเกิดการเสริมกันบางความถี่และหักล้างกันที่ความถี่อื่นๆ ทำให้สัญญาณเกิดการกระจายออก (dispersed signal) ซึ่งการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่สามารถแก้ปัญหาเกี่ยวกับการแทรกสอดแบบหลายวิถีนี้ได้ อย่างไรก็ตามวิธีการแก้ปัญหายังขึ้นอยู่กับชนิดของการมอดูเลตที่ใช้ด้วย

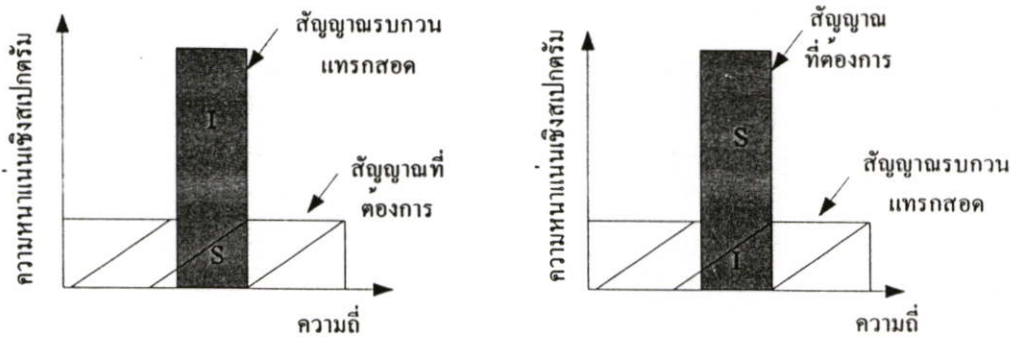
## 3) เป็นระบบส่วนบุคคล (Privacy)

สัญญาณที่ส่งออกจะถูกคิรแปรคและเครื่องรับจะรับสัญญาณข้อมูลเดิมกลับมาได้ เมื่อเครื่องรับรู้รหัสเท่านั้น

## 4) การกำจัดสัญญาณแทรกสอด

การทำสหัสสัมพันธ์ข้าม สัญญาณกับสัญญาณแบนด์แคบจะเป็นการกระจายกำลังงานของสัญญาณแบนด์แคบ นั้นเป็นการลดกำลังของสัญญาณแทรกสอดในแบนด์วิคท์ของข้อมูล แสดงดังรูปที่ 3.8 โดยสัญญาณที่มีการแผ่กระจายสเปกตรัม (S) กับสัญญาณการแทรกสอดแบนด์แคบ (I) ที่

เครื่องรับ สัญญาณที่มีการแผ่สเปกตรัมจะดีสเปรดในขณะที่สัญญาณแทรกสอดจะถูกแผ่สเปกตรัม กลายเป็นสัญญาณรบกวนพื้นหลัง ( background noise ) เมื่อเทียบกับสัญญาณที่ดีสเปรด



รูปที่ 3.8 การกำจัดสัญญาณแทรกสอดของระบบ CDMA

#### 5) ความสามารถในการป้องกันการแทรกแซงจากผู้อื่น (anti-jamming capability)

โดยเฉพาะอย่างยิ่งการแทรกแซงแบนด์แคบ (narrowband jamming) คุณสมบัตินี้คล้ายกับการกำจัดสัญญาณแทรกสอด เพียงแต่สัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้น เป็นไปโดยหลีกเลี่ยงไม่ได้จากระบบ จากคุณสมบัติข้อนี้ทำให้การมอดูเลตแบบการแผ่สเปกตรัมเป็นที่น่าสนใจสำหรับการประยุกต์ใช้งานทางด้านการทหาร

#### 6) ความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ (low probability of intercept : LPI)

เนื่องจากสัญญาณสเปกตรัมแผ่มีความหนาแน่นของกำลังงานที่ต่ำเป็นผลให้สัญญาณตรวจจับยาก

### 3.4 เทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห้

การสื่อสารแบบไร้สายในปัจจุบันได้นำเอาเทคนิค CDMA และ OFDM มาใช้ร่วมกันซึ่งเรียกว่าเทคนิค MC-CDMA (Multi-carrier CDMA) เพื่อใช้ผลจากการแทรกสอดแบบแบนด์แคบ (narrow band interference) ผลการเฟดดิ้งของสัญญาณ และใช้อัตราชีพของรหัสต่ำกว่า ซึ่งจะส่งผลให้เครื่องรับทำการซิงโครไนซ์ได้ง่ายเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีคลื่นพาห้เดียว โดยทั่วไป CDMA แบบคลื่นพาห้เดียว แบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ส่งออกไปจะมากกว่าแบนด์วิดท์โคฮีเรนต์ของช่องสัญญาณ การเกิดเฟดดิ้งดังกล่าวจะเป็นแบบเจาะจงความถี่ (frequency selective fading channel) ทางด้านเครื่องรับใช้แบบเรค (RAKE receiver) ซึ่งเป็นเครื่องรับที่มีความซับซ้อนมาก ในกรณีของ MC-CDMA แบนด์วิดท์ของแต่ละคลื่นพาห้ย่อยจะน้อยกว่าแบนด์วิดท์โคฮีเรนต์ของช่องสัญญาณ การเกิดเฟดดิ้งดังกล่าวเป็นแบบไม่เจาะจงความถี่ (frequency non-selective fading channel)

### 3.4.1 DS-CDMA (Direct Sequence CDMA)

เครื่องส่งแบบ DS-CDMA จะทำการแผ่สเปกตรัมของข้อมูลเริ่มต้น โดยใช้โดเมนทางเวลา ความสามารถในการลดผลการแทรกสอดจากผู้อื่น อธิบายได้โดยคุณลักษณะสหสัมพันธ์ข้าม (cross correlation) ของรหัสการแผ่ การเกิดเฟดดิ้งเป็นแบบเจาะจงความถี่ถูกอธิบายโดยการซ้อนทับ (superimposition) ของสัญญาณ ที่มีค่าประวิงเวลาที่แตกต่างกันและความสามารถในการแยกแยะแต่ละสัญญาณในสัญญาณรวมที่รับ ได้อธิบายโดยคุณลักษณะอัตสหสัมพันธ์ (auto-correlation) ของรหัสการแผ่

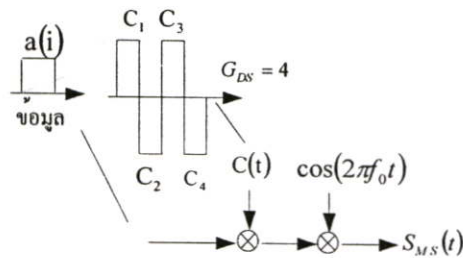
รูปที่ 3.9 (ก) และ (ข) แสดงเครื่องส่งของ DS-CDMA ที่ใช้เทคนิค CBPSK (binary phase shift keying/coherent detection) และสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ถูกส่งซึ่งมีอัตราขยายประมวลผล ( $G_{DS}$ ) เท่ากับ 4 ตามลำดับ

สัญญาณที่ถูกส่งของผู้ใช้งานที่  $j$  แสดงได้โดย

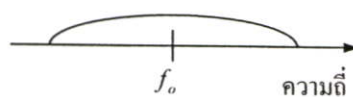
$$S_{DS}^j(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=1}^{G_{DS}} a^j(i) c_m^j p_c(t - (m-1)T_c - iT_s) \cos(2\pi f_0 t) \quad (3.41)$$

โดย  $a^j(i) = +1$  หรือ  $-1$  และ  $c_m^j$  คือข้อมูลลำดับที่  $i$  และชิพที่  $m$  สำหรับผู้ใช้งานที่  $j$  ตามลำดับ  $T_s, T_c \left( = \frac{T_s}{G_{DS}} \right)$  และ  $f_0$  คือความกว้างของสัญลักษณ์ (symbol duration) ความกว้างของชิพ และความถี่คลื่นพาห้ตามลำดับ และ  $p_c(t)$  คือ พัลส์ ซึ่งอธิบายในสมการ (3.42)

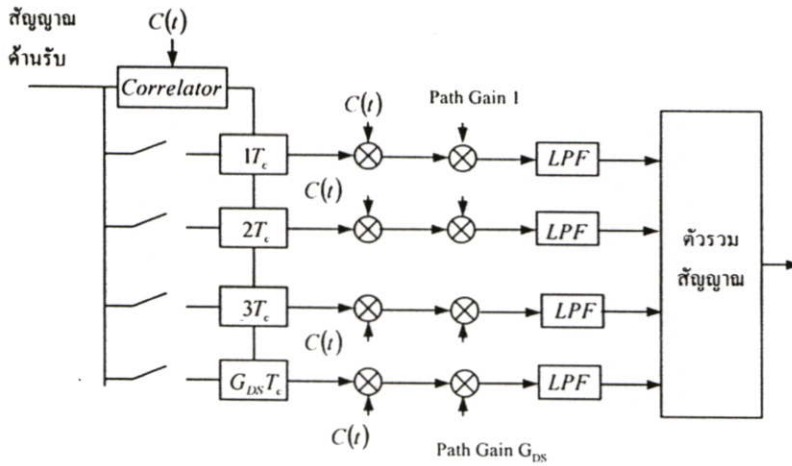
$$p_c(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t \leq T_c) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (3.42)$$



(ก)



(ข)



(ก)

รูปที่ 3.9 (ก) เครื่องส่งของระบบ DS-SS (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก  
(ค) เครื่องรับของระบบ DS-SS

ทางด้านเครื่องรับแบบเรซซึ่งประกอบไปด้วยเครื่องรับแบบสหสัมพันธ์หลายตัวแต่ละตัวจะซิงโครไนซ์กับแต่ละส่วนประกอบของสัญญาณรวมที่รับได้ แสดงดังรูปที่ 3.9 (ก) สมรรถนะของระบบขึ้นอยู่กับจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรซ โดยปกติจะเป็น 1, 2, 3 หรือ 4 สาขาขึ้นอยู่กับข้อจำกัดทางฮาร์ดแวร์ ในระบบ DS-SS ที่ใช้เครื่องรับแบบเรซนั้นจำนวนผู้ใช้งานขึ้นอยู่กับการรบกวนเนื่องจากการแทรกสอดระหว่างกัน (self interference: SI) และการแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทาง (multiple access interference: MAI) ซึ่งเป็นผลจากการมีคุณลักษณะของออสซิลเลชันและสหสัมพันธ์ข้ามที่ไม่สมบูรณ์ของรหัสการแผ่

### 3.4.2 MC-SS (Multi-Carrier SS)

ทางด้านเครื่องรับจะทำการแผ่สเปกตรัมของข้อมูลเดิมไปบนคลื่นพาห่อย่อยที่แตกต่างกันโดยใช้รหัสการแผ่ในโดเมนความถี่ในช่องสัญญาณการสื่อสารความถี่ของโทรศัพท์เคลื่อนที่ การใช้รหัส Hadamard Walsh พิจารณาในช่องสัญญาณแบบไม่เลือกความถี่เฟดดิ้งโครงสร้างเหมือนกับระบบ OFDM ด้วยคุณลักษณะออสซิลเลชันของรหัสการแผ่ที่เหมาะสม

รูปที่ 3.10 (ก) และ (ข) แสดงเครื่องส่ง MC-SS สำหรับ CBPSK และสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออกไปโดยมีจำนวนคลื่นพาห่อย่อย ( $N_c$ ) เท่ากับ 4 และอัตราขยายประมวลผล ( $G_{MC}$ ) เท่ากับ 4 ( $= N_c$ ) ตามลำดับ

สัญญาณที่ส่งออกไปสำหรับผู้ใช้งานที่  $j$  คือ

$$S_{MC}^j(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=1}^{G_{MC}} a^j(i) C_m^j p_s(t - iT_s) \cos\{2\pi(f_0 + m\Delta f)t\} \quad (3.43)$$

โดย  $\Delta t = \left(\frac{1}{T_s}\right)$  คือ ระยะห่างระหว่างคลื่นพาห่อย่อย

$p_s(t)$  คือ สัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยม

แสดงดังสมการ (3.44)

$$p_s(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t \leq T_s) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (3.44)$$

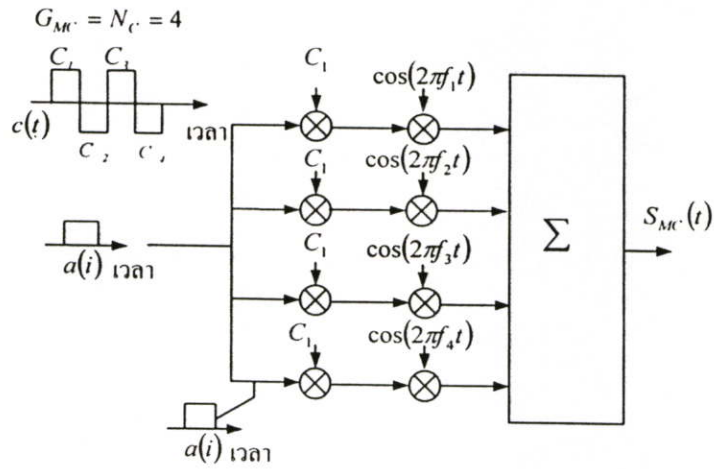
รูปที่ 3.10 (ค) แสดงเครื่องรับของผู้ใช้งานที่  $j$  หลังจากการมอดูเลตกับคลื่นพาห่อย่อยแล้ว จะถูกคูณด้วยตัวขยาย  $q_m$  เพื่อรวมพลังงานที่ถูกกระจายในโดเมนความถี่ ตัวแปรตัดสินใจสามารถแสดงได้ดังนี้

$$D^j = \sum_{m=1}^{G_{MC}} q_m^j y_m \quad (3.45)$$

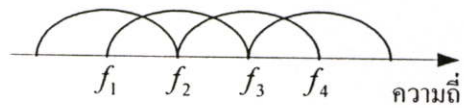
$$y_m = \sum_{j=1}^J z_m^j a^j c_m^j + n_m \quad (3.46)$$

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

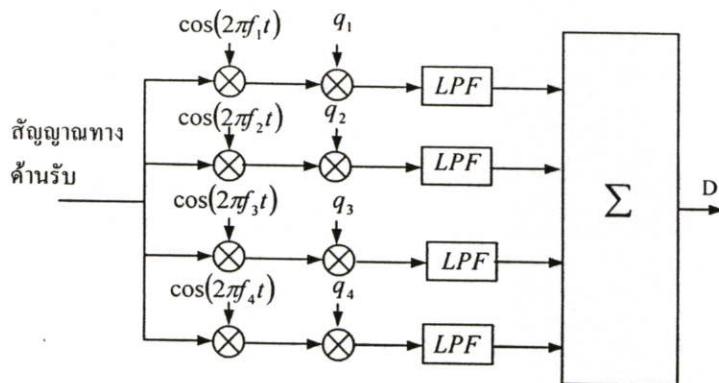
$$q_m^j = \begin{cases} \frac{c_m^j z_m^j}{|z_m^j|} (EGC) \\ c_m^j z_m^j (MRC) \end{cases} \quad (3.47)$$



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 3.10 (ก) เครื่องส่งของระบบ MC-CDMA (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก  
(ค) เครื่องรับของระบบ MC-CDMA

### 3.4.3 MC DS-CDMA (Multi-Carrier Direct Sequence CDMA)

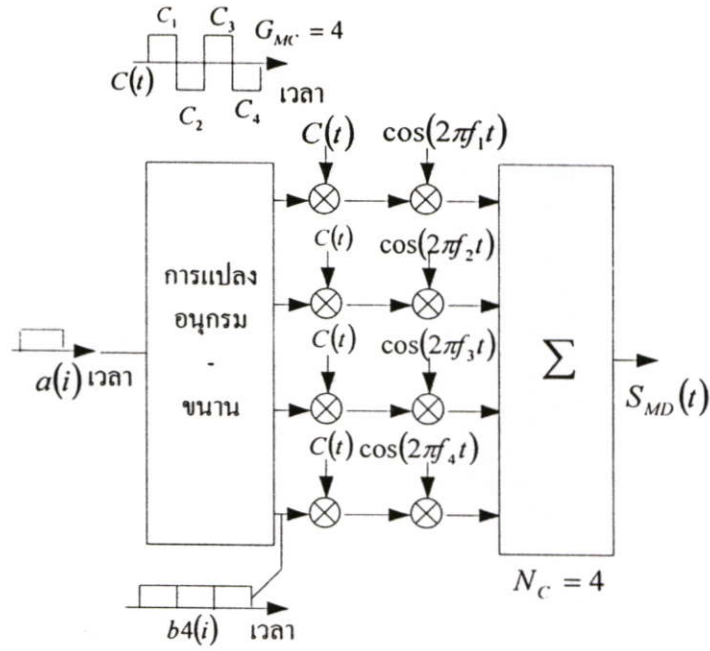
เครื่องส่งของระบบจะทำการขยายสเปกตรัมของสัญญาณเดิม โดยรหัสขยายสเปกตรัม และแปลงจากอนุกรมเป็นขนาน (serial to parallel converter:S/P) แต่ละสาขาจะถูกมอดูเลตเข้ากับคลื่นพาห่อย่อย ในการส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห่ (multi-carrier transmission) จะพิจารณาอยู่ในช่องสัญญาณแบบไม่เลือกความถี่ (frequency nonselective fading channel) ในแต่ละคลื่นพาห่อย่อย ถ้าต้องการพิจารณาเป็นแบบเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ (Frequency selective fading channel) แล้วจะต้องแปลงจากอนุกรมเป็นขนานซึ่งจะแปลงสัญญาณก่อนขยายสเปกตรัม ในการสื่อสารแบบไร้สายจะใช้รหัสฮาดามาร์ดวอลช (Hadamard walsh code) ซึ่งเป็นคุณสมบัติของสหสัมพันธ์กับตัวเอง (autocorrelation) โครงสร้างของเครื่องส่งแบบหลายคลื่นพาห่ ซีดีเอ็มเอนั้น เหมือนกับระบบมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ที่ตั้งฉากซึ่งกันและกัน (orthogonal frequency division multiplexing: OFDM) รูปที่ 3.11 (ก) และ (ข) แสดงเครื่องส่งและสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออกโดยมีจำนวนคลื่นพาห่อย่อยเท่ากับ 4 และอัตราขยายประมวลผล ( $G_{MD}$ ) เท่ากับ 4 ตามลำดับ สัญญาณที่ส่งออกไปแสดงได้โดย

$$s_{MD}^j(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{m=1}^{G_{DS}} b_k^j(i) c_m^j p_m(t - (m-1)T_c - iT_s) \cos\{2\pi(f_0 + k\Delta f)t\} \quad (3.48)$$

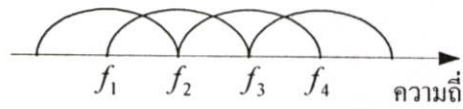
โดย  $b_k^j(i)$  คือ บิตข้อมูลลำดับที่  $i$  ที่คลื่นพาห่อย่อย  $k$  (หลังจากผ่านการแปลงอนุกรม-ขนาน)  $T_s (= N_c T_s)$  และ  $T_c (= \frac{T_s}{G_{MD}})$  คือ ความกว้างบิตสัญญาณและ ความกว้างชิพของแต่ละคลื่นพาห่อย่อยตามลำดับ  $\Delta f = \frac{1}{T_c}$  คือ ระยะห่างระหว่างคลื่นพาห่อย่อย  $p_m(t)$  เป็นสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมโดย

$$p_m(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t \leq T_s) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (3.49)$$

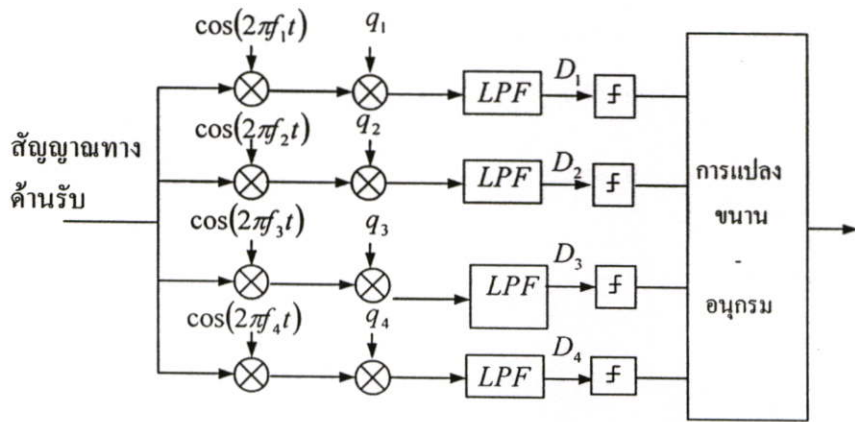
รูปที่ 3.11 (ก) แสดงเครื่องรับ โดยปกติจะประกอบไปด้วยเครื่องรับที่มีจำนวน  $N_c$  สาขา เนื่องจากคลื่นพาห่อย่อยจะเกิดการเฟดดิ้งแบบไม่เจาะจงความถี่



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 3.11 (ก) เครื่องส่งของระบบ MC DS-SS (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก  
(ค) เครื่องส่งของระบบ MC DS-SS

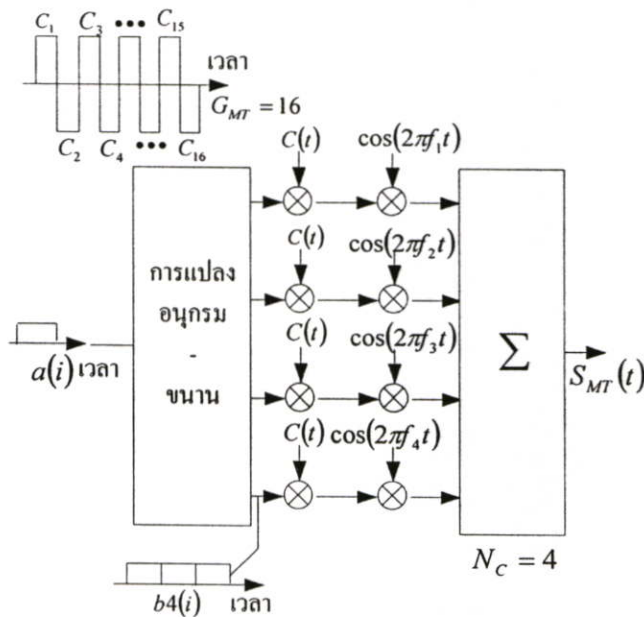
### 3.4.4 MT-CDMA (Multitone CDMA)

ที่เครื่องส่งของระบบมัลติโทน จะขยายสเปกตรัมของข้อมูลที่ได้จากอนุกรมเป็นขนาน และทำการแผ่สเปกตรัมโดยใช้รหัสการแผ่ในโดเมนทางเวลา ดังนั้นสเปกตรัมของแต่ละคลื่นพหุย่อยก่อนจะทำการแผ่สเปกตรัมจะมีเงื่อนไขตั้งฉากทางความถี่ โดยมีช่วงห่างของความถี่พหุย่อยที่สุด เมื่อผ่านกระบวนการขยายสเปกตรัมแล้ว แต่ละคลื่นพหุย่อยจะไม่รักษาความตั้งฉากซึ่งกันและกันได้อีก ระบบ MT-CDMA จะใช้รหัสการแผ่ที่ยาวกว่าเป็นสัดส่วนกับจำนวนคลื่นพหุย่อย เมื่อเปรียบเทียบกับกรณี DS-SS-SS ทำให้ MT-CDMA รองรับผู้ใช้งานได้มากกว่า DS-SS-SS

รูปที่ 3.12 (ก) และ (ข) แสดงเครื่องส่งของระบบ MT-CDMA สำหรับ CBPSK และสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออกไป โดยมีจำนวนคลื่นพหุย่อย ( $N_c$ ) เท่ากับ 4 และอัตราขยายการประมวลผล ( $G_{MD}$ ) เท่ากับ 16 ตามลำดับ สัญญาณที่ส่งออกไปแสดงได้โดย

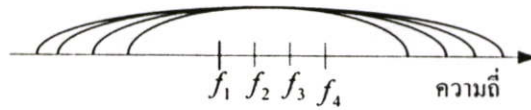
$$s_{MD}^j(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{m=1}^{G_{DS}} b_k^j(i) c_m^j p_c(t - (m-1)T_c - iT_s) \cos\{2\pi(f_0 + k\Delta f^n)t\} \quad (3.50)$$

โดย  $\Delta f \left( = \frac{1}{T_c} \right)$  คือ ระยะห่างระหว่างคลื่นพหุย่อย

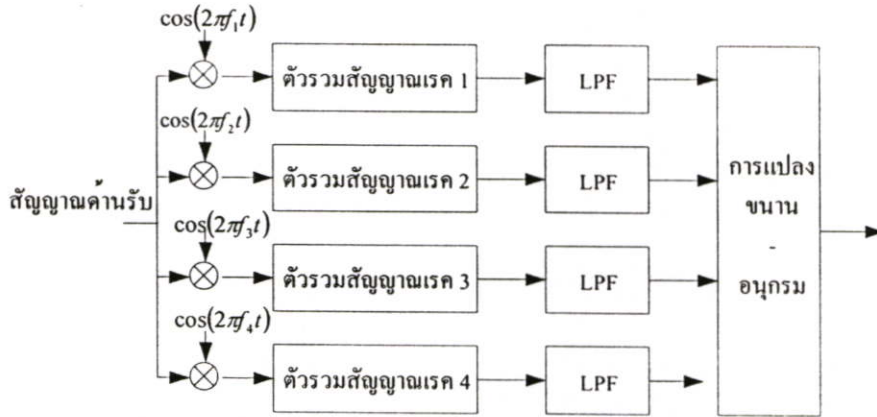


(ก)

รูปที่ 3.12 (ก) เครื่องส่งของระบบ MT-CDMA



(ข)



(ค)

รูปที่ 3.12 (ต่อ) (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก (ค) เครื่องรับของระบบ MT-CDMA

รูปที่ 3.12 (ค) แสดงเครื่องรับที่ประกอบไปด้วยเครื่องรับแบบเรคจำนวน  $N_c$  ตัว ซึ่งเป็นโครงสร้างเหมาะสมสำหรับช่องสัญญาณเกาส์ขาวแบบบวก (additive whit Gaussian Noise) ระบบมัลติโทนอนจะปราศจากการรบกวนระหว่างคลื่นพาห่อย่อย ซึ่งเป็นข้อดีของการใช้รหัสที่ยาวกว่า ผลที่เกิดขึ้นคือ ลดการรบกวนที่เกิดขึ้นเอง (self interference) และการรบกวนจากผู้ใช้งานร่วม (MAI) เมื่อเปรียบเทียบกับระบบ DS-CDMA ธรรมดา

### 3.5 การมอดูเลตแบบการแผ่สเปกตรัม (Spread Spectrum Modulation)

ในระบบ CDMA ใช้หลักการแบบสเปกตรัมแผ่ทำให้ข้อมูลข่าวสารที่ใช้ในการสื่อสารถูกแผ่กระจายไปบนแถบความถี่ทำให้มีแบนด์วิดท์กว้างกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลที่ต้องการจะส่งมาก โดยสามารถแบ่งได้ดังนี้

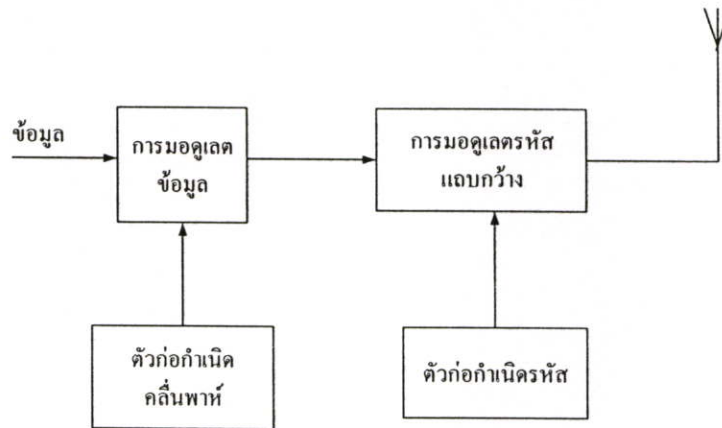
3.5.1 การจัดลำดับโดยตรง (Direct Sequence: DS) โดยสัญญาณข้อมูลจะนำมาคูณกับรหัสข้อมูลที่มีความเร็วสูง

3.5.2 การกระโดดทางความถี่ (Frequency Hopping: FH) โดยความถี่คลื่นพาห่อย่อยของสัญญาณข้อมูลที่ถูกส่งไปจะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วอันเนื่องมาจากรหัสข้อมูล

- 3.5.3 การกระโดดทางเวลา (Time Hopping: TH) สัญญาณข้อมูลไม่ได้ส่งอย่างต่อเนื่องแต่จะส่งเป็นเบิร์สต์สั้นๆ โดยเวลาที่ส่งจะเป็นไปตามรหัสข้อมูล
- 3.5.4 วิธีการมอดูเลตแบบไฮบริดจ์เป็นการรวมเอาเทคนิค 2 วิธีหรือมากกว่าของเทคนิคที่กล่าวมาข้างต้น ใช้ด้วยกันเพื่อแก้ไขข้อบกพร่องของแต่ละวิธี

### 3.5.1 การจัดลำดับโดยตรง (Direct Sequence : DS)

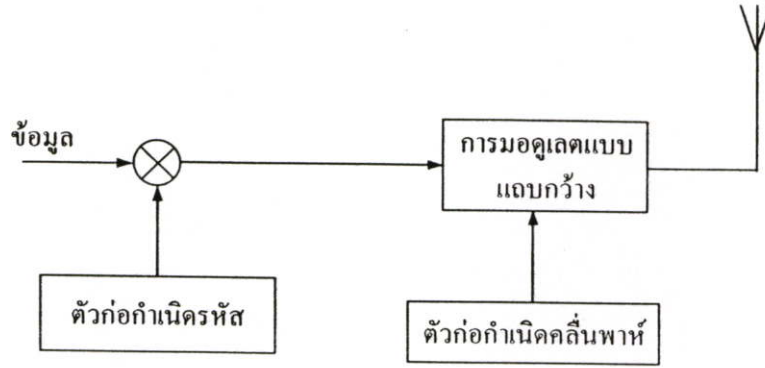
สำหรับระบบ DS-CDMA สัญญาณข้อมูลที่ทำกรมอดูเลตกับคลื่นพาห้จะถูกมอดูเลตโดยตรงกับสัญญาณรหัสดิจิทัล โดยสัญญาณข้อมูลอาจจะเป็นสัญญาณดิจิทัลหรือสัญญาณอนาล็อกก็ได้ สัญญาณข้อมูลจะถูกคูณกับสัญญาณรหัสและได้สัญญาณที่ถูกมอดูเลตเป็นคลื่นพาห้แบบแบนด์กว้างซึ่งเป็นเหตุผลที่เรียกวิธีนี้ว่า การเข้าถึงแบบหลายทางแบบแบ่งรหัสโดยตรง (DS-CDMA)



รูปที่ 3.13 เครื่องส่งแบบ DS-CDMA

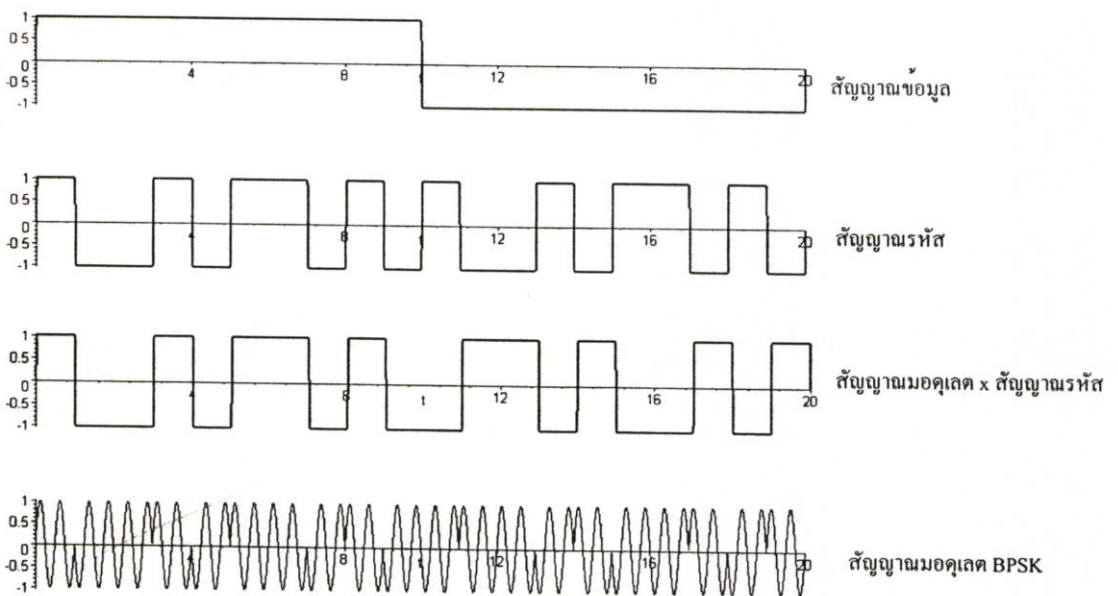
ในรูปที่ 3.13 แสดงบล็อกไดอะแกรม ของเครื่องส่ง DS-CDMA สัญญาณข้อมูลจะถูกมอดูเลตกับคลื่นพาห้ แล้วนำไปมอดูเลตกับสัญญาณรหัส โดยที่รหัสนี้ประกอบไปด้วยบิตต่างๆ ของรหัสเรียกว่า ชิฟ ซึ่งมีค่าเป็น + 1 หรือ -1 เพื่อให้ได้การแผ่สเปกตรัมสัญญาณตามต้องการ อัตราชิฟของสัญญาณจะต้องสูงกว่าอัตราชิฟของสัญญาณข้อมูลมากๆ สำหรับส่วนของการมอดูเลตรหัส นั้นสามารถใช้เทคนิคมอดูเลตได้หลายวิธี เช่น BPSK, DBPSK, QPSK, หรือ MPSK

เมื่อข้อมูลไม่ได้ทำการมอดูเลตสัญญาณข้อมูลนั้นมาก่อนและใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบ BPSK สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.14



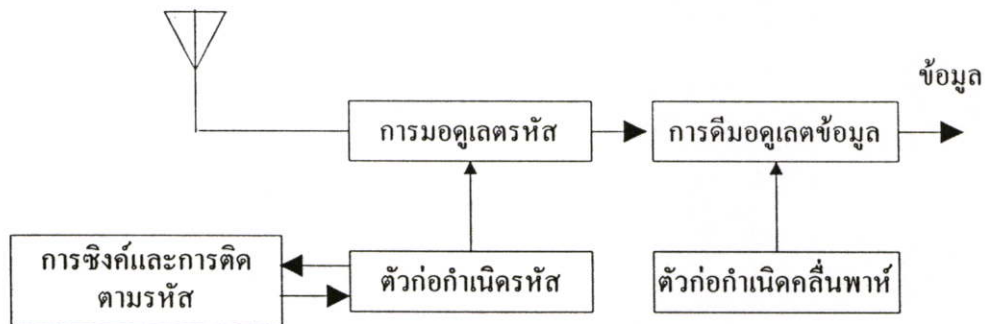
รูปที่ 3.14 เครื่องส่งแบบ DS-SS ที่คิดแปลงแล้ว

สัญญาณ DS-SS จากเครื่องส่งนี้แสดงดังรูปที่ 3.15 โดยใช้รหัสข้อมูล 10 บิตต่อสัญญาณข้อมูล 1 บิต (อัตราชีพของรหัส 10 เท่าของอัตราชีพข้อมูล) มีอัตราการขยายเป็น 10 เท่า ในทางปฏิบัติอัตราการขยายการประมวลผลจะมากกว่านี้ (ระหว่าง  $10^2$  ถึง  $10^3$ )



รูปที่ 3.15 ลักษณะของสัญญาณสเปกตรัมด้วยการมอดูเลตแบบ BPSK โดยแกนตั้งเป็นขนาดของสัญญาณและแกนนอนเป็นเวลา

ที่เครื่องรับดังรูปที่ 3.16 ใช้การคิโมอูเลตแบบโคฮีเรนท์ (Coherent) เพื่อคิสเปรคสัญญาณสเปกตรัมแผ่โดยใช้ตัวกำหนดลำดับรหัส ซึ่งกระบวนการคิสเปรคทางเครื่องรับต้องรู้รหัสสัญญาณที่ถูกต้องเท่านั้น และรหัสที่ได้จากสัญญาณที่รับได้ต้องซิงโครไนซ์ตั้งแต่เริ่มรับสัญญาณจนสิ้นสุดการรับสัญญาณ หลังจากผ่านส่วนของคิสเปรคและคิโมอูเลตแล้วจะได้สัญญาณเดิมกลับคืนมา



รูปที่ 3.16 เครื่องรับแบบ DS-SS

คุณสมบัติที่สำคัญของระบบ CDMA คือ ความสามารถในการเข้าถึงแบบหลายทาง ความสามารถในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบหลายเส้นทาง ความสามารถในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบนด์แคบ และคุณสมบัติมีความน่าจะเป็นในการถูกตัดจับสัญญาณที่ต่ำ โดยอธิบายในกรณีของ DS-SS ดังนี้

#### 1) การเข้าช่องสัญญาณหลายทาง

ขณะมีผู้ใช้งานหลายๆคนใช้งานช่องสัญญาณพร้อมกันในเวลาเดียวกัน สัญญาณ DS จะเกิดการทับซ้อน (overlap) กันในเวลาและความถี่ ที่เครื่องรับแบบโคฮีเรนท์ที่ใช้การคิโมอูเลตเพื่อกำจัดผลของการมอดูเลตออกไป ขบวนการดังกล่าวเป็นการรวมกำลังของสัญญาณที่ต้องการคิเทคให้อยู่ในช่วงแบนด์วิดท์ข้อมูล ค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสของผู้ใช้ที่ต้องการกับรหัสผู้ใช้อื่นที่เข้ามาแทรกสอดมีค่าน้อย การคิเทคแบบโคฮีเรนท์จะทำให้เกิดกำลังงานของสัญญาณแทรกสอดในแบนด์วิดท์ของข้อมูลในขนาดที่ต่ำ

#### 2) สัญญาณการแทรกสอดหลายวิถี

ถ้าฟังก์ชันอัตสหสัมพันธ์ ( autocorrelation ) เป็นไปตามแบบอุดมคติ ซึ่งจะมีค่าเป็น 0 เมื่ออยู่ภายนอกช่วง  $[-T_c, T_c]$  โดยที่  $T_c$  เป็นค่าความกว้างของชิพ สัญญาณที่ทำการคิเทคมีค่าประวิงเวลามากกว่า  $2T_c$  แล้วใช้การคิโมอูเลตแบบโคฮีเรนท์จะทำให้สัญญาณดังกล่าวจะเป็นสัญญาณแทรกสอด ส่วนของกำลังงานของสัญญาณแทรกสอดนี้อยู่ในช่วงแบนด์วิดท์ของข้อมูลเพียงเล็กน้อยเท่านั้น

### 3) การแทรกสอดแบบแบนด์แคบ

การตีเทคแบบ โคฮีเรนซ์ที่เครื่องรับทำได้โดยการคูณรหัสที่ถูกสร้างขึ้นที่เครื่องรับ ผลดังกล่าวเหมือนกับการคูณสัญญาณแบนด์แคบด้วยรหัสที่เครื่องส่ง นั่นคือทำให้สเปกตรัมของสัญญาณแบนด์แคบมีการแผ่กว้างออก ดังนั้นกำลังงานของสัญญาณที่อยู่ในช่วงแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลจะลดลงด้วยค่าแฟคเตอร์ที่เท่ากับค่าเท่ากับอัตราขยายการประมวลผล

### 4) ความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ

เนื่องจากสัญญาณ DS นั้นมีสเปกตรัมของสัญญาณทั้งหมดตลอดเวลา ทำให้มีกำลังส่งต่อเฮิร์ตซ์ต่ำ จึงเป็นการยากที่จะทำการตีเทคสัญญาณ DS นี้

## ข้อดีของระบบ DS-CDMA

- 1) สัญญาณรหัสนี้สร้างได้ง่ายโดยการคูณธรรมดา
- 2) ใช้ความถี่คลื่นพาห์เพียงความถี่เดียวทำให้การสังเคราะห์ความถี่ทำได้ง่ายสร้างได้ง่าย
- 3) สามารถใช้การดีมอดูเลตแบบ โคฮีเรนซ์ได้
- 4) ไม่จำเป็นต้องซิงโครไนซ์ระหว่างผู้ใช้

## ข้อเสียของระบบ DS-CDMA

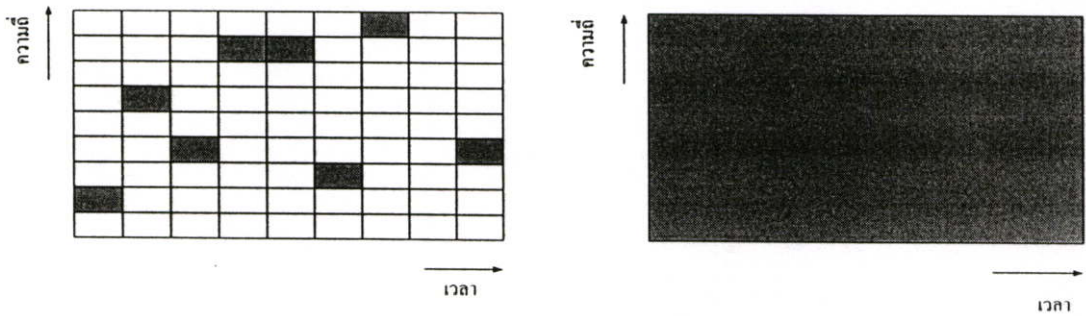
- 1) การเริ่มต้นและการรักษาภาพซิงโครไนซ์ (synchronize) ของสัญญาณที่รับได้และสัญญาณรหัสนี้ทำได้ยาก โดยการซิงโครไนซ์ต้องเกิดขึ้นภายในช่วงความกว้างชีพ
- 2) การที่จะรับสัญญาณได้ถูกต้อง รหัสที่สร้างขึ้นจะต้องซิงโครไนซ์กับรหัสที่รับได้ในช่วงเวลาชีพ เป็นผลให้ขนาดของแบนด์วิดท์จำกัดอยู่ในช่วง 10-20 MHz
- 3) กำลังงานที่รับได้จากผู้ใช้ที่อยู่ใกล้สถานีฐาน (base station) มีค่ามากกว่ากำลังของสัญญาณที่อยู่ไกลออกไป ดังนั้นผู้ใช้ที่อยู่ใกล้สถานีฐานจะทำให้เกิดการแทรกสอดต่อผู้ใช้งานที่อยู่ไกลจากสถานีฐาน ผลกระทบจากความใกล้-ไกล (near-far effect) นี้สามารถแก้ไขโดยการควบคุมกำลังงาน โดยการทำให้สถานีฐานรับสัญญาณจากผู้ใช้งานทั้งหมดเท่ากัน ซึ่งในทางปฏิบัตินั้นทำได้ยาก

### 3.5.2 วิธีการกระโดดของความถี่ (Frequency Hopping : FH)

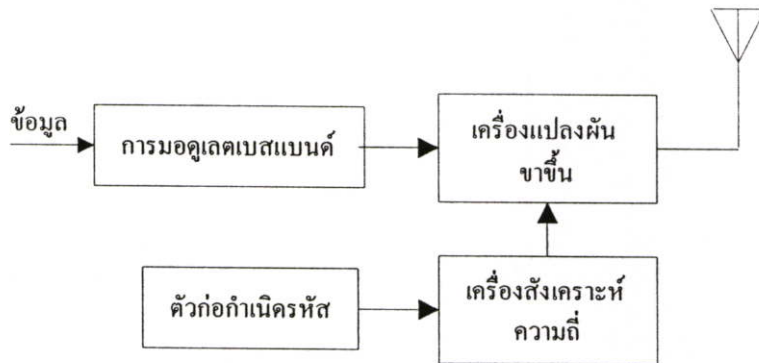
วิธีการของความถี่ก้าวกระโดดนี้ความถี่คลื่นพาห์ของสัญญาณข่าวสารที่นำมามอดูเลตจะไม่คงที่แต่จะเปลี่ยนไปในลักษณะที่มีคาบในช่วงเวลา  $T$  ความถี่คลื่นพาห์จะคงที่แต่จะเปลี่ยนไปในแต่ละช่วงเวลา ซึ่งรูปแบบการกระโดดนี้จะเป็นไปตามสัญญาณรหัสนี้ซึ่งเซตของความถี่ที่เป็นไปได้จะเรียกว่าเซตของการกระโดด (Hop-Set) ซึ่งการครอบครองความถี่จะแตกต่างกันกับกรณีของวิธีการจัดลำดับโดยตรง โดยวิธีดังกล่าวจัดลำดับโดยตรงจะใช้แบนด์วิดท์ทั้งหมดใช้ในการส่ง

ข้อมูล ในขณะที่วิธีการกระโดดความถี่จะใช้แบนด์วิดท์เพียงส่วนเล็กๆเพื่อใช้ในการส่งแต่ละครั้ง และความถี่จะเปลี่ยนไปในเวลาที่ต่างกัน

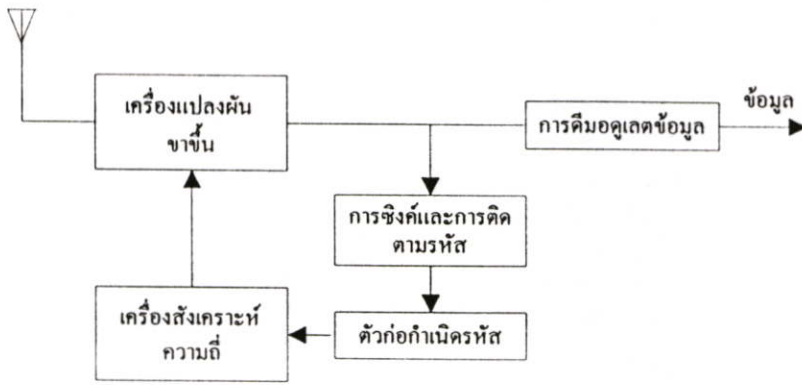
เมื่อระบบความถี่ก้าวกระโดดทำการส่งในช่วงความถี่ย่อยดังรูปที่ 3.17 การส่งในระบบ DS จะส่งในช่วงเวลาเดียวกันตลอดช่วงความถี่ ดังนั้นค่ากำลังงานที่ส่งในช่วงความถี่ 1 จะน้อยกว่าในระบบ FH อย่างไรก็ตามทั้งระบบ DS ส่งความถี่ที่ต่อเนื่องกันทุกคาบเวลา ในขณะที่ระบบ FH จะส่งในช่วงความถี่นี้เฉพาะในช่วงเวลาเท่านั้น ระบบทั้งสองจะมีค่ากำลังงานในช่วงความถี่เท่ากัน ซึ่งความแตกต่างในการใช้ความถี่ของระบบ FH และ DS แสดงดังรูปที่ 3.17



รูปที่ 3.17 เปรียบเทียบลักษณะของเวลา/ความถี่ ของระบบ FH และ DS



รูปที่ 3.18 รูปเครื่องส่งแบบ FH-CDMA



รูปที่ 3.19 รูปเครื่องรับของระบบ FH-CDMA

สัญญาณข้อมูลจะถูกมอดูเลตรวมกับคลื่นพาห์ด้วยเทคนิคการมอดูเลตที่นำมาใช้กับความถี่ก้าวกระโดด เช่น มอดูเลตแบบ FM สำหรับสัญญาณที่เป็นอนาล็อกและการมอดูเลตแบบ FSK กับสัญญาณที่เป็นดิจิทัลและการสังเคราะห์ความถี่ที่ความเร็วสูงที่ควบคุมจากสัญญาณรหัสและความถี่คลื่นพาห์จะถูกแปลงความถี่ขึ้นเพื่อใช้ในการส่ง และทำการแปลงกลับที่เครื่องรับ โดยเครื่องรับแปลงความถี่ลงเป็นสัญญาณเบสแบนด์ที่ถูกมอดูเลตกับคลื่นพาห์ ซึ่งข้อมูลจะได้กลับมาหลังจากการดีมอดูเลตแล้ว การสร้างความถี่ก้าวกระโดดจะต้องซิงโครไนซ์กับแพทเทิร์นการก้าวกระโดดความถี่ (hopping pattern) ของคลื่นพาห์ที่ได้รับ จึงจะเกิดการดีสเปรดที่ถูกต้อง

การก้าวกระโดดความถี่ของระบบ CDMA ยังสามารถแบ่งได้ 2 ชนิด คือ ถ้าจำนวนของการกระโดดมากกว่าอัตราข้อมูล กล่าวได้ว่าเป็นการกระโดดแบบเร็ว (fast frequency hop CDMA : FFH CDMA) ในกรณีนี้ความถี่คลื่นพาห์จะเปลี่ยนหลายครั้งตลอดการส่ง 1 บิต นั่นคือข้อมูล 1 บิต จะถูกส่งในความถี่ที่แตกต่างกัน ถ้าจำนวนการกระโดดน้อยกว่าอัตราข้อมูลกล่าวได้ว่าเป็นการกระโดดแบบช้า (slow frequency hop CDMA:SFH CDMA) การครอบครองแบนด์วิดท์ของสัญญาณในการกระโดดความถี่ครั้งหนึ่งๆ ไม่ขึ้นอยู่กับแบนด์วิดท์ของสัญญาณในการสื่อสาร แต่จะขึ้นอยู่กับสัญญาณก้าวกระโดดและความถี่ในการก้าวกระโดด โดยที่ความถี่ในการก้าวกระโดดแต่ละครั้งประมาณ  $1/T_h$  และ  $T_h$  เป็นช่วงความถี่ในการก้าวกระโดด ความถี่ที่เปลี่ยนแปลงนั้นจะลดกำลังงานก่อนทำการส่งความถี่ก้าวกระโดดในแต่ละครั้ง และเพิ่มกำลังส่งเมื่อความถี่ก้าวกระโดดถูกเปลี่ยนแปลง

ระบบ DS-SS นั้นสามารถอธิบายคุณสมบัติและประสิทธิภาพของ FH-CDMA คือ การกำจัดการแทรกสอดจากหลายวิถี การจำกัดการแทรกสอดจากการรบกวนจากแบนด์แคบและมีความน่าจะเป็นของการป้องกันที่ดีด้วย

### 3.5.2.1 การขยายสเปกตรัมโดยวิธีใช้ความถี่ก้าวกระโดด

ในระบบนี้จะใช้พื้นฐานการมอดูเลตแบบการเลื่อนความถี่ออกไป (Frequency Shift Keying or M-ary Frequency Shift Keying) ซึ่งสามารถที่จะแสดงได้ดังสมการ

$$\begin{aligned} FSK \Rightarrow S_n(t) &= \cos(w_0 + b(t)\Delta w)t \\ &= \cos(w_n t) \quad b(t) = \pm 1 \end{aligned} \quad (3.51)$$

สำหรับตัวปฏิบัติการ  $\epsilon(\cdot)$  เป็นตัวการสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer) ซึ่งจะใช้ในการสร้างสัญญาณความถี่ใดๆ ทำให้มีการเปลี่ยนความถี่ (ก้าวกระโดด) อย่างสม่ำเสมอ อยู่ในขอบเขตของเวลา  $T_h$  สามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$S_\epsilon(t) = \cos(w_1 + M(t, T_h)\Delta w)t = \cos(w_\epsilon t) \quad (3.52)$$

ซึ่ง  $M(t, T_h)$  เป็นจำนวนสุ่ม (Random Number) หรือ จำนวนเลียนแบบการสุ่ม (Pseudorandom Number) มีความแตกต่างกัน M ตัว ตัวปฏิบัติการ  $\epsilon(\cdot)$  โดยทั่วไปนั้นจะประกอบด้วยวิธีการคูณ  $S(t), S_\epsilon(t)$  และ  $S_w(t)$  ด้วยคลื่นความถี่  $w_n + w_\epsilon = w_t = w_0 + w_1 + [b(t) + M(t, T_h)]\Delta w$  ความถี่  $w_t$  จะมีองค์ประกอบที่คงที่คือความถี่  $w_0 + w_1 = w_c$  และองค์ประกอบที่มีการเปลี่ยนแปลงคือ  $[b(t) + M(t, T_h)]\Delta w$  ดังนั้นถ้า  $b(t)$  เป็นสัญญาณที่เป็น  $[-1, +1]$  และ  $M(t, T_h)$  คือจำนวนความถี่ที่ก้าวกระโดด มีสมาชิกเป็น  $[0, 1, 2, \dots, M]$  ค่าของ  $S_w(t)$  จะมีแบนด์วิดท์ ( $B_w$ ) จาก  $(w_c - \Delta w)$  ถึง  $w_c + (M+1)\Delta w = (M+2)\Delta w \cong M\Delta w$  สำหรับค่า M ที่มีค่ามากๆ ถ้าขอบเขตของบิต  $T_b > T_h$  เราจะเรียกว่า การก้าวกระโดดอย่างรวดเร็ว (Fast Frequency Hopping) แต่ถ้ากลับกันเราจะเรียกว่า การก้าวกระโดดอย่างช้า (Slow Frequency Hopping) ส่วนกระบวนการคิมอดูเลตจะมีกระบวนการที่เหมือนกัน การคูณสัญญาณ  $S_w(t), S_\epsilon(t)$  และกรองสัญญาณออกด้วยคลื่นความถี่  $w_t - w_\epsilon = w_n$  ผลลัพธ์นั้นเราจะได้สัญญาณเดิมออกมา (Original narrowband FSK signal)

ถ้ากระบวนการ ขยายสเปกตรัม (Spreading) และ ลดสเปกตรัม (Despreading) ไม่โคฮีเรนท์กัน ค่าของจำนวนสุ่ม (Random Number) ที่เครื่องส่ง ( $M_t(t, T_h)$ ) และที่เครื่องรับ ( $M_r(t-\tau, T_h) = M_t(t, T_h)$ ) จะมีความแตกต่างกันถ้า  $\tau > T_h$  ดังนั้นกระบวนการลดสเปกตรัมลงเท่าเดิม จะสร้างสัญญาณอันหนึ่งที่มีความถี่

$$\begin{aligned} w_t(t) - w_\epsilon(t-\tau) &= w_0 + [M_t(t, T_h) - M_r(t, T_h) + b(t)]\Delta w \\ &= w_0 + [M_\epsilon(t, T_h) + b(t)]\Delta w \end{aligned} \quad (3.53)$$

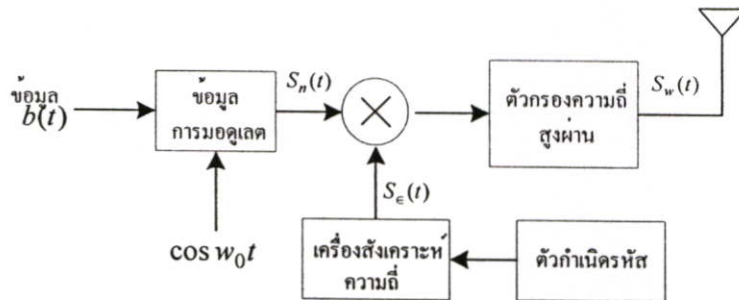
ซึ่ง  $M_\epsilon(t, T_h) \in [-M, -(M-1), \dots, 0, 1, \dots, (M-1), M]$  และฟังก์ชันนี้ก็ยังคงมีคุณสมบัติที่มีแบนด์วิดท์ที่กว้างเช่นเดิม

สำหรับการใช้งานในลักษณะการเข้าถึงได้หลายทาง ที่มีสัญญาณที่เข้ามา  $K$  สัญญาณ และแต่ละสัญญาณจะผ่านตัวปฏิบัติการ  $\epsilon_k(\cdot)$  ซึ่ง  $k=1,2,3,4,\dots,K$  และจะใช้  $M_k(t, T_h)$  เพื่อควบคุมตัวสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer) ดังนั้นในตัวกลางเราจะได้ผลลัพธ์เป็นผลรวมของสัญญาณทั้งหมดดังนี้

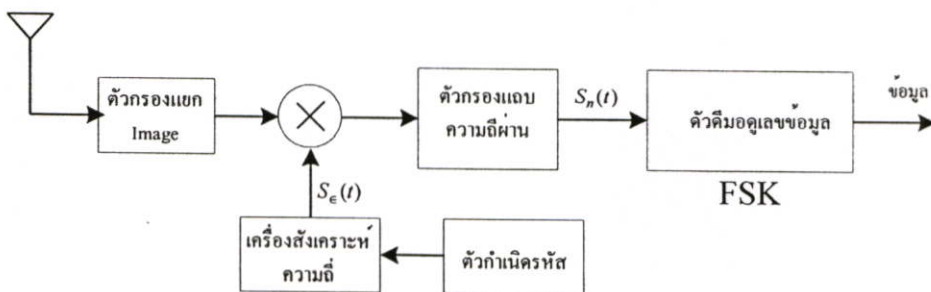
$$\sum_k \cos[w_c + (b_k + M_k)\Delta w]t \quad (3.54)$$

เมื่อสัญญาณของผู้ใช้เครื่องที่  $i$  ถูกส่งเข้ามาที่เครื่องรับที่  $i$  และผ่านกระบวนการลดสเปกตรัมลง (Despreading) ผลลัพธ์เราจะได้สัญญาณที่มีความถี่เท่ากับ  $w_0 + (M_j - M_i)\Delta w$  ซึ่งยังมีแบนด์วิดท์ที่กว้างอยู่เช่นเดิมเนื่องจาก  $M_i \neq M_j$  โดยที่ค่าของความ

แตกต่าง  $\Delta M = M_j - M_i \in [-M, (M-1), \dots, 0, 1, \dots, (M-1), M]$  บล็อกไดอะแกรมของระบบนี้แสดงในรูปที่ 3.20



รูปที่ 3.20 เครื่องส่งของการขยายสเปกตรัมแบบใช้ความถี่ก้าวกระโดด



รูปที่ 3.21 เครื่องรับของการขยายสเปกตรัมแบบใช้ความถี่ก้าวกระโดด

## คุณสมบัติของระบบ FH-CDMA

### 1) การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทาง

กรณีของการกระโดดแบบเร็วข้อมูลจำนวน 1 บิตจะถูกส่งในเวลาที่แตกต่างกันหลายความถี่ โดยความถี่ส่วนใหญ่จะถูกใช้งานโดยผู้ใช้เดียวกันของสัญญาณที่รับได้ต้องมากกว่ากำลังงานของสัญญาณแทรกสอดและจะรับสัญญาณได้ถูกต้อง

กรณีของการกระโดดแบบช้าข้อมูลหลายบิตจะถูกส่งในเวลาที่เดียวกันที่ต่ำกว่า สัญญาณของผู้ใช้จะรับได้อย่างถูกต้อง เมื่อสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้งานที่เกิดขึ้นจะเกิดในความถี่แบนด์เดียวกัน แก้ไขโดยการเข้ารหัสแก้ไขความผิดพลาด (error-correcting code) จะให้ได้ข้อมูลที่ต้องการกลับคืนมา

### 2) การแทรกสอดแบบหลายวิธี

ในกรณีการกระโดดความถี่แบบเร็ว ความถี่คลื่นพาห้จะเปลี่ยนหลายครั้งในช่วง 1 บิต ดังนั้นสัญญาณจะถูกมอดูเลตและถูกส่งไปบนความถี่คลื่นพาห้ย่อยหลายความถี่ ผลของการแทรกสอดหลายวิธีที่เกิดขึ้นจากความถี่ที่แตกต่างกัน จะถูกขยายที่ความถี่หนึ่งแต่จะถูกลดทอนที่อีกความถี่หนึ่ง ที่เครื่องรับ ผลตอบสนองที่ความถี่ที่แตกต่างกันจะถูกเฉลี่ยทำให้สามารถลดผลของการแทรกสอดหลายวิธีได้ ซึ่งในระบบ DS-CDMA จะกำจัดการแทรกสอดหลายวิธีนี้ได้ดีกว่า

### 3) สัญญาณการแทรกสอดแบบแบนด์แคบ

การแทรกสอดแบบแบนด์แคบที่ความถี่หนึ่งของความถี่ก้าวกระโดด ถ้าให้  $G_p$  เป็นการก้าวกระโดดความถี่ ( $G_p$  คือ อัตราขยายการประมวลผล) ของผู้ใช้อ้างอิง โอกาสที่จะเกิดการแทรกสอด  $1/G_p$  เปอร์เซนต์ต่อเวลา ซึ่งการแทรกสอดดังกล่าวสามารถลดลงได้ด้วยตัวประกอบ  $G_p$

### 4) ความน่าจะเป็นของการถูกค้ำจั้นของสัญญาณมีค่าต่ำ (LPI)

ความยากในการรับสัญญาณของ FH ไม่ได้ขึ้นอยู่กับความถี่กำลังส่งที่ต่ำเหมือนในระบบ DS-CDMA แต่อาศัยความถี่ของสัญญาณที่จะส่งซึ่งต้องรู้ล่วงหน้าและความต่อเนื่องของช่วงเวลาในการส่งแต่ละความถี่มีค่าน้อย

## ข้อดีของระบบ FH-CDMA

- 1) การชิงโครโนสในระบบ FH-CDMA จะง่ายกว่าในระบบ DS-CDMA เนื่องจากในระบบ FH-CDMA การชิงโครโนสจะขึ้นอยู่กับช่วงเวลาในการกระโดดที่ความถี่สูงแต่ขึ้นอยู่กับเซตของการกระโดดที่มาก ซึ่งช่วงเวลาการกระโดดจะมีค่ามากกว่าช่วงเวลาของชีพของระบบ DS-CDMA ดังนั้นระบบ FH-CDMA จึงยอมให้มีความผิดพลาดของการชิงโครโนสได้มากกว่า
- 2) ความถี่ก้าวกระโดดในแต่ละแบนด์แตกต่างกัน ขึ้นอยู่กับการสร้างความถี่และการทำชิงโครโนสทำได้ง่ายตามลักษณะการแผ่สเปกตรัมในแบนด์กว้าง

- 3) เนื่องจาก FH-CDMA มีความน่าจะเป็นที่ผู้ใช้งานต่างกันจะใช้ช่วงความถี่เดียวกันมีค่านำน้นคือถ้าผู้ใช้งานที่ไกลจากสถานีฐานส่งข้อมูลมาและที่สถานีฐานได้นับพร้อมกัน สัญญาณของผู้ใช้งานที่ใกล้สถานีฐานส่งมา แต่โอกาสที่จะเกิดในช่วงความถี่เดียวกัน และในเวลาเดียวกันต่ำ นั่นคือจะลดผลของความใกล้-ไกล (near-far effect) ได้
- 4) ความเป็นไปได้ของระบบแบนด์กว้าง FH สามารถลดปัญหาการแทรกสอดจากแบนด์แคบเช่นเดียวกับระบบที่ให้การแผ่สเปกตรัม

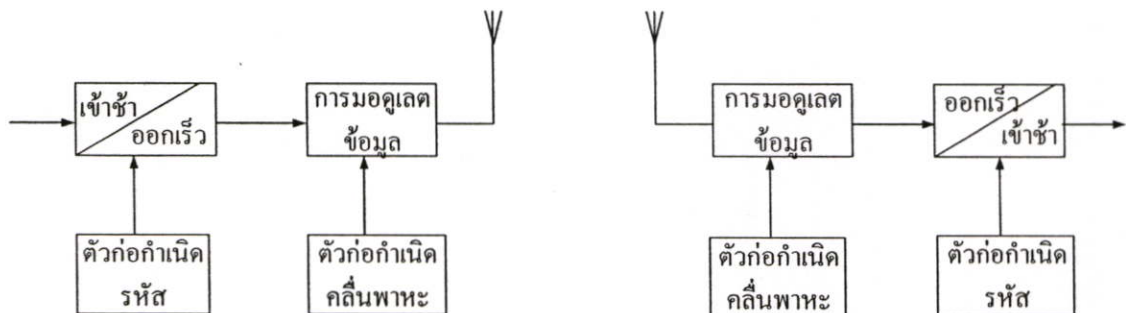
#### ข้อเสียของระบบ FH-CDMA

- 1) ต้องใช้การสังเคราะห์ความถี่ที่มีความซับซ้อนสูง
- 2) การเปลี่ยนความถี่จะหายไป ไม่มีความต่อเนื่องของสัญญาณ
- 3) การใช้การคิโมคูลเตตแบบโคฮีเรนซ์ทำได้ยาก เพราะปัญหาที่ต้องรักษาความสัมพันธ์ของเฟสในช่วงเปลี่ยนความถี่ก้าวกระโดด

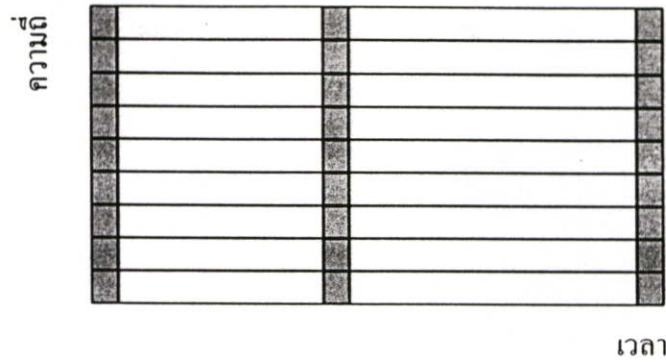
#### 3.5.3 วิธีการกระโดดของเวลา (Time Hopping: TH)

ในระบบ TH-CDMA สัญญาณข้อมูลจะถูกส่งในช่วงเวลาที่กำหนดโดยรหัสของผู้ใช้งานแต่ละคน

แกนของเวลาจะถูกแบ่งเป็นเฟรมและแต่ละเฟรมจะถูกแบ่งออกเป็น M ช่วงเวลา ผู้ใช้งานแต่ละคนจะส่งเฟรมในช่วงเวลา (time slot) ใดใน M จะขึ้นอยู่กับรหัสที่กำหนดให้ในแต่ละผู้ใช้งาน เมื่อผู้ใช้สามารถส่งข้อมูลทั้งหมดได้ใน 1 ไทม์สล็อต ความถี่ที่ใช้ในการส่งจะเพิ่มขึ้นด้วยตัวประกอบ M โดยรูปที่ 3.22 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ TH-CDMA ในรูปที่ 3.23 แสดงกราฟในแกนของเวลาและความถี่ของระบบ TH-CDMA ทำการเปรียบเทียบรูปที่ 3.23 กับรูปที่ 3.17 จะเห็นว่าในระบบ TH-CDMA จะใช้สเปกตรัมแถบกว้างในช่วงเวลาสั้นๆแทนที่จะใช้ทุกช่วงเวลา



รูปที่ 3.22 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง-รับ ของระบบ TH-CDMA



รูปที่ 3.23 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และเวลาที่ใช้ในระบบ TH-CDMA

#### คุณสมบัติของระบบ TH-CDMA

##### 1) การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทาง

ประสิทธิภาพของสัญญาณ TH-SS ที่มีการเข้าถึงแบบหลายทางมีลักษณะเช่นเดียวกับสัญญาณ FH-SS โดยกำหนดให้ความน่าจะเป็นของการส่งในช่วงเวลาเดียวกันของผู้ใช้งานมีค่าต่ำ โดยการกำหนดรหัสที่มีค่าแตกต่างกันในแต่ละผู้ใช้งาน หากเกิดการส่งพร้อมกันเกิดขึ้นการใช้รหัสแก้ความผิดพลาด (Error-detecting and feedback) จะทำให้ได้สัญญาณเดิมกลับคืนมา ถ้ากำหนดให้การส่งมากกว่าผู้ใช้งานคนเดียวเป็นแบบสล็อตสามารถเปลี่ยนจาก TH-CDMA เป็นระบบ TDMA ซึ่งสล็อตที่ส่งสามารถกำหนดให้มีการเปลี่ยนจากเฟรมถึงเฟรม

##### 2) การแทรกสอดจากสัญญาณหลายวิถี

ในระบบ TH-CDMA สัญญาณที่ส่งจะแยกจากเวลา ซึ่งอัตราส่วนของสัญญาณนั้นลดลง เกิดการแผ่ทับซ้อนกันในแต่ละบิต ข้อได้เปรียบก็คือระบบ TH-CDMA นั้นกำจัดการแทรกสอดจากการรบกวนหลายวิถี

##### 3) การแทรกสอดแบบแบนด์แคบ

สัญญาณ TH-CDMA จะถูกส่งโดยเวลาที่น้อยลง ซึ่งจะลดลงเท่ากับ  $1/G_p$  โดย  $G_p$  คือ อัตราขยายการประมวลผล ที่เครื่องรับจะรับสัญญาณการแทรกสอด ในช่วงที่สัญญาณที่ต้องการเท่านั้นแยกกันดังนั้นจะรับสัญญาณการแทรกสอดในช่วงเวลาที่เป็น  $1/G_p$  เปอร์เซ็นต์ของเวลาซึ่งลดกำลังของการแทรกสอดด้วยตัวแปรเสริม  $G_p$

##### 4) ความน่าจะเป็นของการถูกดักจับของสัญญาณมีค่าต่ำ (LPI)

ในระบบ TH-CDMA ความถี่ของแต่ละผู้ใช้งานที่ใช้ส่งจะคงที่ แต่จะแตกต่างกันที่เวลาและช่วงเวลาที่ใช้ในการส่งก็จะสั้นและเมื่อมีผู้ใช้งานหลายคนส่งจะทำให้เครื่องรับยากในการหาช่วงเวลาเริ่มต้นและช่วงเวลาที่สิ้นสุดของการส่งและยากที่จะรู้ว่าผู้ใช้งานคนไหนส่งมา

### ข้อดีของระบบ TH-CDMA

- 1) การสร้าง TH-CDMA ง่ายมากกว่าระบบ FH-CDMA
- 2) มีประโยชน์เมื่อข้อมูลส่งในกำลังเฉลี่ยแบบจำกัดแต่ไม่จำกัดกำลังค่าสูงสุด (peak power) เมื่อข้อมูลถูกส่งแบบเบิร์ตสั้นๆที่กำลังสูงๆ
- 3) ระบบ TH-CDMA ก็ลดผลของความใกล้-ไกล (near-far effect) เช่นเดียวกับระบบ FH-CDMA เนื่องจากความน่าจะเป็นที่ผู้ใช้งานที่แตกต่างกัน จะใช้ช่วงเวลาเดียวกันมีค่าน้อย นั่นคือผู้ใช้งานที่ใกล้กับสถานีฐานและไกลสถานีฐานจะมีรูปแบบของการกระโดดทางเวลาที่แตกต่างกัน จึงลดผลของความใกล้-ไกลได้

### ข้อเสียของระบบ TH-CDMA

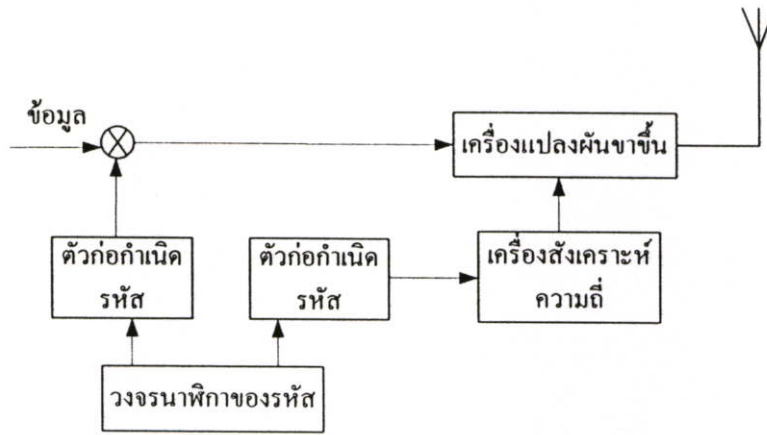
- 1) สัญญาณซิงโครไนซ์ต้องใช้เวลานานและสมรรถนะของเครื่องรับทำซิงโครไนซ์ได้เวลานั้นสั้นเท่านั้น
- 2) หากมีการส่งพร้อมกันเกิดขึ้นจะเกิดการสูญเสียข้อมูลมากจึงต้องใช้รหัสแก้ไขความผิดพลาด และการวางสลับ (Interleave) ที่ดี

#### 3.5.4 ระบบไฮบริด (Hybrid System)

ระบบไฮบริดจะเป็นการรวมเทคนิคการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ 2 เทคนิคหรือมากกว่าเข้าด้วยกัน หากพิจารณาค่า 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

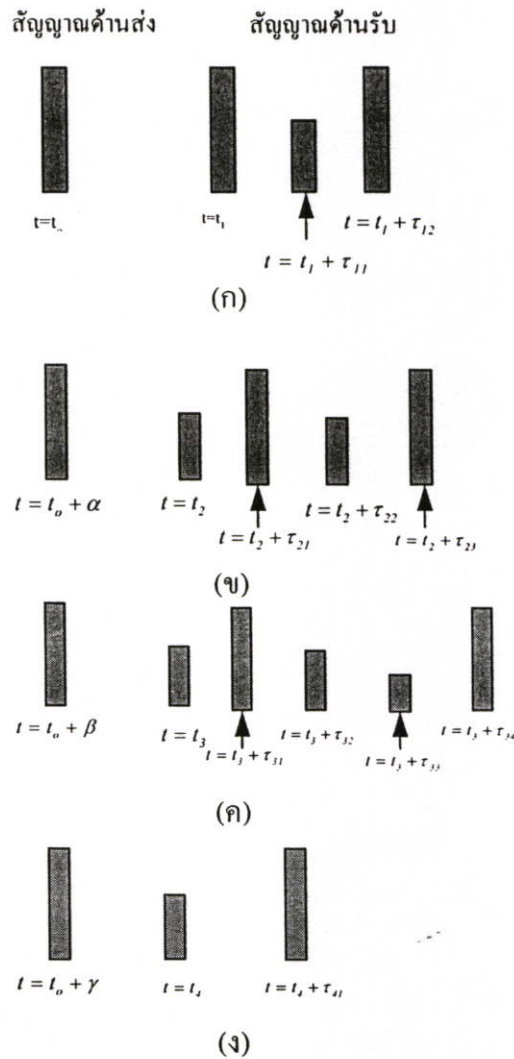
ซึ่งไฮบริดเป็นการนำข้อดีของระบบที่จะนำมารวมกันเข้าด้วยกัน เช่น DS/FH-CDMA ได้คุณสมบัติส่วนดีของ DS-CDMA คือ การลดทอนของช่องสัญญาณหลายวิถี และ FH-CDMA คือ การลดผลของการใกล้ไกล (near-far effect) แต่ความซับซ้อนของเครื่องส่งและเครื่องรับจะเพิ่มขึ้น รูปที่ 3.24 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งแบบไฮบริด DS/FH-CDMA

โดยสัญญาณข้อมูลจะถูกแผ่สเปกตรัมก่อนโดยใช้รหัสส่วนของ DS และถูกมอดูเลตกับคลื่นพาห์ที่เกิดจากการกระโดดทางความถี่ที่สอดคล้องกับรหัส การใช้รหัสสัญญาณนาฬิกาจะช่วยให้ความสัมพันธ์ระหว่างรหัสทั้ง 2 คงที่



รูปที่ 3.24 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งแบบไฮบริด DS-FH

### 3.6 คุณสมบัติของสัญญาณเมื่อผ่านช่องสัญญาณที่มีการเฟดดิ้งหลายวิถี



รูปที่ 3.25 แสดงผลของการเปลี่ยนแปลงทางเวลาทางช่องสัญญาณหลายวิถีที่เกิดจากสัญญาณพัลส์ที่แคบมากๆ

ในการสื่อสารด้วยเทคโนโลยีแบบไร้สาย ทางด้านส่งเมื่อส่งสัญญาณออกไปผ่านไปยังช่องสื่อสารต่างๆ จะเกิดการแทรกสอด การสะท้อนและการลดทอน สัญญาณที่มาถึงทางด้านรับ จะเกิดการรวมกันของสัญญาณที่มาจากหลายเส้นทาง ซึ่งอาจเป็นการเสริมกันหรือหักล้างกัน

หากทำการส่งพัลส์สัญญาณที่มีคาบสั้นๆ ไปบนช่องสัญญาณหลายวิถีที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา สัญญาณที่รับได้จะเป็นขบวนของพัลส์แสดงดังรูปที่ 3.25 ซึ่งจะเห็นว่าคุณลักษณะอย่างหนึ่งของตัวกลางแบบหลายวิถีคือ การแผ่กว้างทางเวลา (time spread) ของสัญญาณเมื่อผ่านช่องสัญญาณ

### 3.6.1 ฟังก์ชันสหสัมพันธ์และกำลังเชิงสเปกตรัมของช่องสัญญาณ

เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของเวลาในโครงสร้างของตัวกลาง ถ้าเราทำการส่งพัลส์ไปเรื่อยๆ ซึ่งจะสังเกตเห็นการเปลี่ยนแปลงของขบวนพัลส์ที่ได้รับ ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงในขนาดของพัลส์ การประวิงเวลาระหว่างพัลส์ และการเปลี่ยนแปลงของจำนวนพัลส์ ดังรูปที่ 3.24 โดยที่การเปลี่ยนแปลงของพัลส์ไม่สามารถทำนายล่วงหน้าได้

เมื่อพิจารณาผลกระทบของช่องสัญญาณต่อสัญญาณที่ถูกส่งไป โดยที่สัญญาณที่ส่งออกไป แสดงได้ดังสมการ (3.25)

$$s(t) = \text{Re} [s_l(t) e^{j2\pi f_c t}] \quad (3.55)$$

โดยที่  $s(t)$  เป็นสัญญาณทางด้านส่ง มีค่าเท่ากับ  
 $s_l(t)$  เป็น equivalent lowpass signal  
 $f_c$  คือความถี่คลื่นพาห์

กำหนดให้เส้นทางในการแพร่กระจายหลายเส้นทาง แต่ละเส้นทางสอดคล้องกับเวลาประวิงที่แพร่กระจาย (propagation delay) และตัวประกอบการลดทอน (attenuation factor) โดยทั้งสองตัวประกอบนี้มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา เกิดการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างของตัวกลางเป็นแถบผ่านของสัญญาณที่รับได้ดังสมการ

$$x(t) = \sum_n \alpha_n(t) s(t - \tau_n(t)) \quad (3.56)$$

โดย  $\alpha_n(t)$  เป็นอัตราการลดทอนของสัญญาณในวิถีที่  $n$   
 $\tau_n(t)$  เป็นเวลาของสัญญาณที่ถูกหน่วงของวิถีที่  $n$   
 $x(t)$  เป็นสัญญาณที่รับได้ที่ภาครับ

เมื่อแทนค่า  $s(t)$  จากสมการ (3.55) ลงในสมการ (3.56) จะได้

$$x(t) = \text{Re} \left( \left\{ \sum_n \alpha_n(t) e^{-2\pi f_c \tau_n(t)} s_l [t - \tau_n(t)] \right\} e^{j2\pi f_c t} \right) \quad (3.57)$$

จากสมการ (3.57) จะแสดงได้ว่าสัญญาณทางด้านรับ แสดงได้ดังสมการ (3.58)

$$r_l(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} s_l(t - \tau_n(t)) \quad (3.58)$$

โดยที่  $r_l(t)$  คือ ผลตอบสนองของช่องสัญญาณผ่านตัวสมมูลต่อสัญญาณแบบผ่านตัวสมมูล

ช่องสัญญาณแบบผ่านตัวสมมูล (equivalent lowpass channel) แสดงในรูปผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ที่มีการแปรผันตามเวลาแสดงดังในสมการ (2.59)

$$c(\tau, t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} s_l(t - \tau_n(t)) \quad (3.59)$$

คุณลักษณะของช่องสัญญาณมัลติพาทเฟดดิ้ง โดยใช้ค่าฟังก์ชันสหสัมพันธ์และฟังก์ชันความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมเมื่อพิจารณาผลตอบสนองต่ออิมพัลส์แบบผ่านตัวสมมูล โดยกำหนดให้  $c(\tau; t)$  เป็นผลตอบสนองอิมพัลส์ที่เป็นกระบวนการสุ่มที่มีค่าเป็นเชิงซ้อนแบบเกาส์ (complex-valued Gaussian stationary) ในตัวแปร  $t$  กำหนดให้  $c(\tau; t)$  เป็นช่องสัญญาณที่มีลักษณะคงที่แบบกว้าง (wide-sense-stationary) ดังนั้นค่าฟังก์ชันอัตสหสัมพันธ์ (autocorrelation function) ของ  $c(\tau; t)$  แสดงได้ดังสมการ (3.60)

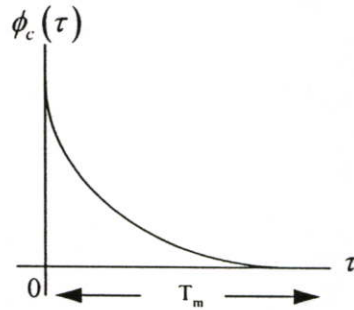
$$\phi_c(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E [c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t)] \quad (3.60)$$

ตัวกลางในการรับส่งสัญญาณวิทยุส่วนมากมีการลดทอน (Attenuation) และมุมเฟสที่มีการประวิงเวลา (phase shift) ของช่องสัญญาณที่มีค่าหน่วงเวลา  $\tau_1$  และ  $\tau_2$  มีลักษณะเป็นอิสระจากกัน ไม่สหสัมพันธ์กัน (uncorrelate) ดังนั้นสมการ (3.60) สามารถเขียนได้เป็นสมการ (3.61)

$$\frac{1}{2} E [c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t)] = \phi_c(\tau_1; \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (3.61)$$

พิจารณา  $\Delta t = 0$  ค่าฟังก์ชันอัตสหสัมพันธ์  $\phi_c(\tau; 0) \equiv \phi_c(\tau)$  คือค่ากำลังงานเอาท์พุทเฉลี่ยของช่องสัญญาณที่มีค่าการประวิงเวลา  $\tau$  โดย  $\phi_c(\tau; \Delta t)$  เป็นความเข้มของสัญญาณหลายวิถี (multipath intensity profile: MIP) ของช่องสัญญาณที่มีการประวิงเวลา โดยทั่วไป  $\phi_c(\tau; \Delta t)$  ค่ากำลังงานเอาท์พุทเฉลี่ยที่ขึ้นกับค่าการประวิงเวลา  $\tau$  และความแตกต่างในการสังเกต  $\Delta t$  ปกติฟังก์ชัน  $\phi_c(\tau)$  จะมีขนาดที่ลดลงแบบเอ็กซ์โพเนนเชียล เมื่อเวลาประวิงมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น  $\tau$  ที่ทำให้

$\phi_c(\tau)$  มีค่าไม่เท่ากับศูนย์ เรียกว่า การแผ่หลายวิถี (multipath spread) ของช่องสัญญาณแทนด้วย  $T_m$  ดังรูปที่ 3.26



รูปที่ 3.25 คุณลักษณะของรูปร่างความเข้มของสัญญาณหลายวิถี

ลักษณะของช่องสัญญาณเป็นดังสมการ

$$C(f;t) = \int c(\tau;t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (3.62)$$

เมื่อกำหนดให้ช่องสัญญาณมีลักษณะคงที่แบบกว้าง (Wide-Sense Stationary) การหาค่าฟังก์ชันสหสัมพันธ์เป็นดังสมการ

$$\phi_c(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E[C^*(f_1, t) C(f_2, t + \Delta t)] \quad (3.63)$$

แทนสมการ (3.62) ในสมการ (3.63) ดังนี้

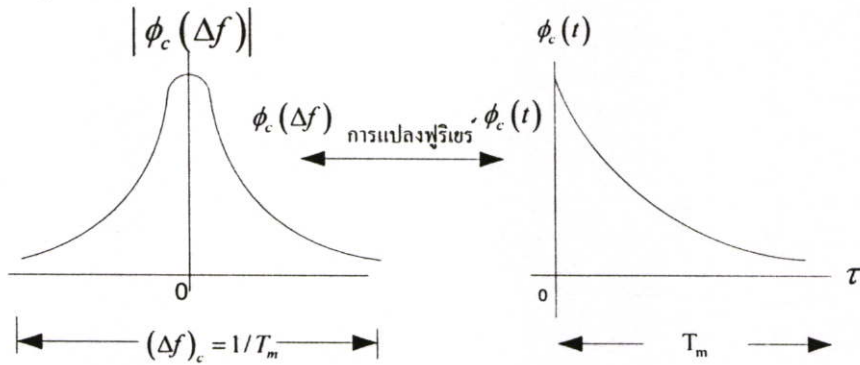
$$\phi_c(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E[C^*(\tau_1, t) C(\tau_2, t + \Delta t)] e^{j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 \quad (3.64)$$

โดย  $\Delta f = f_2 - f_1$  จากสมการ (3.64) เห็นว่า  $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$  คือผลการแปลงฟูริเยร์ของ MIP เรียก  $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$  ว่าฟังก์ชันสหสัมพันธ์ของการกระจายทางความถี่และทางเวลาของช่องสัญญาณ

แทนค่า  $\Delta t = 0$  ในสมการ (3.64) จะได้  $\phi_c(\Delta f; 0) \equiv \phi_c(\Delta f)$  และ  $\phi_c(\tau; 0) \equiv \phi_c(\tau)$  ดังนี้

$$\phi_c(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau) e^{-j2\pi\Delta f\tau} d\tau \quad (3.65)$$

ความสัมพันธ์ดังกล่าวแสดงในรูปที่ 3.27 จากรูปค่าโคฮีเรนต์แบนด์วิดท์ (coherent bandwidth) แสดงได้โดย



รูปที่ 3.27 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $\phi_c(\Delta f)$  และ  $\phi_c(\tau)$

เมื่อ  $(\Delta f)_c$  เป็นค่าโคฮีเรนต์แบนด์วิดท์ถ้าค่า  $(\Delta f)_c$  มีค่าน้อยกว่าค่าแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณที่ส่งออกมา ช่องสัญญาณดังกล่าวจะเรียกว่าเป็นช่องสัญญาณแบบเปลี่ยนแปลงตาม

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{T_m} \quad (3.66)$$

ความถี่ ในทางกลับกันถ้า  $(\Delta f)_c$  มีค่ามากกว่าค่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ส่งออกมา ช่องสัญญาณดังกล่าวจะเรียกว่าเป็นช่องสัญญาณแบบไม่เปลี่ยนแปลงตามความถี่

### 3.6.2 แบบจำลองช่องสัญญาณ

ช่องสัญญาณสามารถแทนได้ด้วยแบบจำลองช่องสัญญาณต่างๆ ซึ่งจะมีค่าของผลตอบสนองอิมพัลส์ (impulse response) ของวงจรของความถี่ต่ำในกรณีทั่วไป สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$c(\tau; t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_n(t) e^{-j\gamma_n \tau} \delta(t - \tau_n(t)) \quad (3.67)$$

โดยที่  $\alpha_n$  เป็นอัตราการลดทอนทางด้านแอมพลิจูดของสัญญาณ (Amplitude distortion factor) ซึ่งมีค่าความหนาแน่นของความน่าจะเป็น แสดงด้วยการแจกแจงแบบต่างๆ

- $\tau_n$  เป็นประวิงเวลา (time delay ) ในเส้นทางต่างๆ ซึ่งกำหนดให้เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบยูนิฟอร์มบนช่วง  $[0, T]$
- $\gamma_n$  เป็นการประวิงเฟส (phase delay ) ซึ่งกำหนดให้เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบยูนิฟอร์มบนช่วง  $[0, 2\pi]$
- $L$  เป็นจำนวนเส้นทางซึ่งจะสอดคล้องกับผลของการจางหายหลายวิถี (multipath fading) เป็นผลเนื่องมาจากการสะท้อน การหักเห และการกระเจิงของสัญญาณภายในช่องสัญญาณ

### 3.6.3 แบบจำลองของเรย์ลี (Raleigh Model)

แบบจำลองของ Raleigh นั้นสามารถอธิบายการแจกแจงของความหนาแน่นกำลังของสัญญาณในชนบทได้ดี ซึ่งมีบ้านเรือนหรือภูเขาที่มีขนาดไม่สูงมากนัก ในการใช้งานในชนบทก็พบปัญหาซึ่งมีผลกระทบกับระดับความแรงของสัญญาณซึ่งเรียกว่าการจางหายในหลายวิถี เมื่อสัญญาณเดินทางมากกว่าหนึ่งเส้นทางจากทางด้านส่งไปยังด้านรับ สัญญาณจะไม่ได้รับโดยตรงจากด้านส่งแต่จะได้รับการหักเหจากทิศทางอื่นๆ ซึ่งจะตกกระทบมา เช่น จากบ้านเรือนในชนบท จึงเป็นการยากมากที่ของการส่งในระดับสายตา (Line-of-Sight) ระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ สัญญาณอาจจะเดินทางไปถึงเครื่องรับ โดยผ่านการสะท้อนกับบ้านเรือนหลายครั้ง นั้นหมายความว่าสัญญาณที่รับได้จะเป็นผลรวมของสัญญาณเดียวกันที่มีความเฟสต่างกันเล็กน้อย มักใช้กับการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณวิทยุ เช่น การสื่อสารวิทยุแบบไร้สาย สามารถแสดงด้วยค่าความหนาแน่นของฟังก์ชันความน่าจะเป็นดังสมการ (3.68)

$$p(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2} \exp\left[\frac{-\alpha^2}{2\sigma^2}\right] \quad \text{เมื่อ } \alpha \geq 0 \quad (3.68)$$

### 3.6.4 แบบจำลองของ Rician (Rician Model)

แบบจำลองของ Rician เป็นแบบจำลองที่เหมาะสมกับสภาวะแวดล้อมในเมือง ประกอบด้วยพารามิเตอร์ 2 ค่า ใช้จำลองเส้นทางในการกระจายสัญญาณประกอบด้วยส่วนหลักคือ ส่วนของ direct line-of-sight และส่วนประกอบในเส้นทางอื่นๆ ที่มีความแรงของสัญญาณแรงลงมา และใช้กับการสื่อสาร microcellular land-mobile การสื่อสาร picocellular indoor และสภาพแวดล้อมในโรงงาน แสดงด้วยฟังก์ชันค่าความหนาแน่นความน่าจะเป็นดังสมการ (3.69)

$$p(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{\alpha^2 + a^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left[\frac{a\alpha}{\sigma^2}\right] \quad \text{เมื่อ } \alpha \geq 0 \quad (3.69)$$

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

### 3.6.5 แบบจำลองของนาคากามิ (Nakagami Model)

แบบจำลองของ Nakagami เป็นแบบจำลองที่ได้มาจากทดลอง สอดคล้องกับสภาพแวดล้อมทั้งในชนบทและในเมือง ซึ่งเหมาะสมกับการแพร่กระจายของ land mobile และ indoor mobile สามารถอธิบายปรากฏการณ์ของการเกิดการเฟดดิ้งในบริเวณอื่นๆ ได้ดี เอด์พุตของสัญญาณด้านรับและเป็นผลบวกทางเวกเตอร์ของขนาดของสัญญาณ (signal strength) แบบจำลอง Nakagami ไม่ได้อธิบายรายละเอียดทางปัญหาคำนวณด้านเฟส อย่างไรก็ตามแบบจำลอง Nakagami ยังสามารถอธิบายแบบจำลองอื่นๆ ได้อีกด้วย สามารถแสดงค่าความหนาแน่นความน่าจะเป็นดังสมการ

$$p_{\alpha_1}(\alpha) = 2 \left(\frac{m_1}{\Omega_1}\right)^{m_1} \frac{\alpha^{2m_1-1}}{\Gamma(m_1)} \exp\left[-\frac{m_1}{\Omega_1} \alpha^2\right] \quad \text{เมื่อ } \alpha \geq 0 \quad (3.70)$$

$$m_1 = \frac{\Omega_1^2}{E[(\alpha_1^2 - \Omega_1)^2]} \geq 0.5 \quad (3.71)$$

ซึ่งจุดเด่นของแบบจำลองนาคากามิ คือ

- 1) เป็นแบบจำลองที่ได้มาจากการทดลองและสอดคล้องกับสภาพแวดล้อมทั้งในชนบทและเมืองใหญ่
- 2) เป็นแบบจำลองที่สอดคล้องกับการแจกแจงของแอมพลิจูด (amplitude distribution) ซึ่งแสดงด้วยตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m) ต่างๆ ดังนี้

$m = 0.5$  คือ การแจกแจงแบบเกาส์เซียนข้างเดียว

$m = 1$  คือ การแจกแจงแบบเรย์ลี

$m \rightarrow \infty$  คือ กรณีอุดมคติที่ไม่มีการเฟดดิ้งของสัญญาณ

## การวิเคราะห์ค่าวิสัยสามารถของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย

ในการวิเคราะห์หาค่าวิสัยสามารถในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ จะแบ่งออกเป็นสองส่วนด้วยกันคือ ส่วนแรกจะเป็นการวิเคราะห์หาสมรรถนะของระบบการส่งสัญญาณแบบคิเทคหลายผู้ใช้ที่มีการก้าวกระโดดความถี่แบบซ้ำหลายคลื่นพาห์ DS-CDMA เมื่อผ่านช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ ในส่วนที่สองจะเป็นการคำนวณหาค่าวิสัยสามารถของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย ซึ่งจะนำผลจากการคำนวณในส่วนแรกไปใช้ในการคำนวณด้วย

### 4.1 แบบจำลองของระบบที่ใช้ในการวิเคราะห์

แบบจำลองที่ใช้ในการวิเคราะห์ ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้แบบจำลองการคิเทคที่มีหลายผู้ใช้ (Multiuser Detection) ที่มีการก้าวกระโดดความถี่แบบซ้ำหลายคลื่นพาห์ DS-CDMA โดยแต่ละคลื่นพาห์ในแต่ละวิธีเป็นอิสระต่อกัน ไม่มีเกี่ยวข้องกัน ในที่นี้จะพิจารณาคลื่นพาห์  $U_k$  คลื่นพาห์ และพิจารณาให้มีจำนวนวิธีโคเวอร์ซิติ (Diversity) ทั้งหมด  $L$  วิธี มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบ  $K$  คน

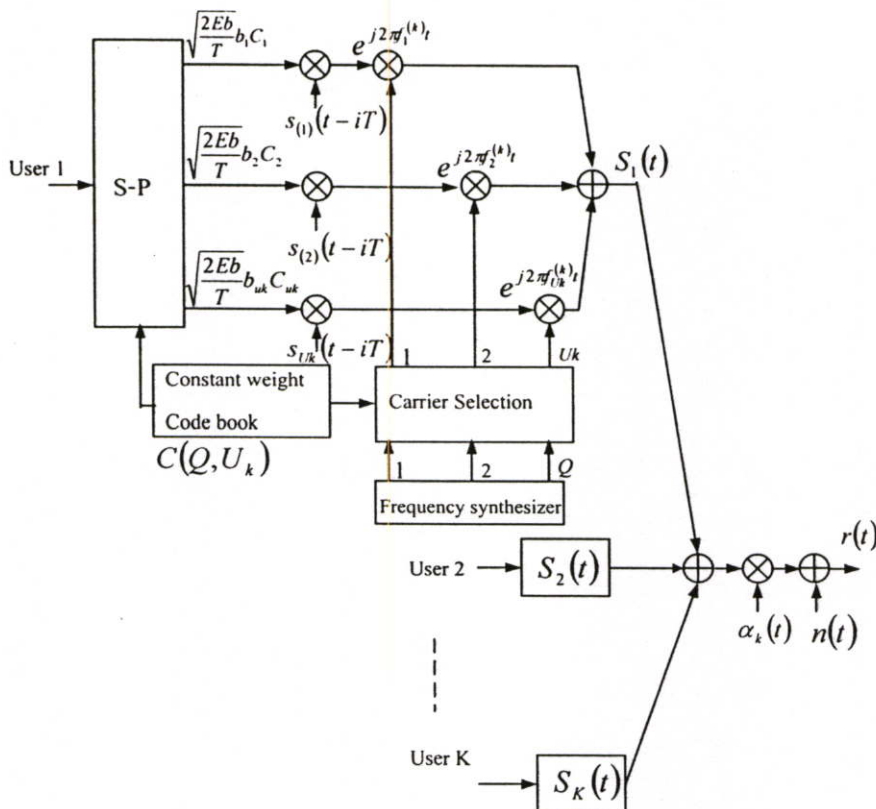
#### 4.1.1 แบบจำลองของเครื่องส่ง (Transmitter Model)

แบบจำลองเครื่องส่งของระบบหลายผู้ใช้ในการกระโดดความถี่แบบซ้ำหลายคลื่นพาห์ DS-CDMA แสดงด้วยบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 4.1

แบบจำลองเครื่องส่งที่เป็นการเข้าถึงแบบหลายทาง (multiple access channel) แสดงได้ดังรูปที่ 4.1 โดยมีผู้ใช้งานหลายๆคนในระบบ ผู้ใช้งานแต่ละคนจะกำหนดลำดับของการแผ่ เป็นตัวแปรแบบสุ่ม (random spreading sequence) โดยที่  $C(Q, U_k)$  เป็นการกำหนดรหัสการกระโดดความถี่ (constant-weight code) ของแต่ละผู้ใช้ จากแพทเทิร์นในการกระโดดความถี่ (FH pattern)

$$\left( \frac{Q}{U_k} \right) = \frac{Q!}{U_k!(Q-U_k)!}$$
 ซึ่งตำแหน่งของ  $U_k$  จะควบคุมการเปลี่ยนแปลงความถี่ ในการตั้งค่า  $U_k$

เป็นการเลือกความถี่ของคลื่นพาห์ย่อยมาใช้งาน และค่า  $U_k$  ได้จากการสังเคราะห์ความถี่ของ  $Q$  (จาก frequency synthesizer) ดังรูปที่ 1 จากระบบที่เป็น multiuser detection SFH/MC DS-CDMA จะได้ความต่อเนื่องของบิตเป็น  $T = U_k T_b$  ซึ่งมีความสอดคล้องกับอัตราส่วนในการสื่อสารข้อมูลแบบหลายทาง (multiple information) จะได้ค่าความต่อเนื่องของบิตเป็น  $T = T_b$  ในระบบการสื่อสารข้อมูลที่เป็น multirate transmission นั้น อธิบายด้วยความแตกต่างของคลื่นพาห์ย่อย [13]



รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมเครื่องส่งของระบบ multiuser detection SFH/MC DS-CDMA

ในระบบ Multiuser Detection SFH/MC DS-CDMA ที่ศึกษาจะกำหนดให้ผู้ใช้งาน  $k$  และกำหนดให้ข้อมูลกับรหัสการแผ่สเปคตรัมที่พิจารณาเป็นเลขฐานสอง โดยหลักการของ Multiuser Detection SFH/MC DS-CDMA จะนำลำดับข้อมูล (Data Sequence) และลำดับรหัส (Code Sequence) จากนั้นทำการมอดูเลตเชิงเลขทางเฟสและคลื่นพาห่อย่อย  $U_k$  โดยคลื่นพาห่ดังกล่าวตั้งฉาก (Orthogonal) ซึ่งกันและกัน โดยแต่ละคลื่นพาห่อย่อยจะเปลี่ยนแปลงตามแพทเทิร์นในการกระโดดความถี่ (FH pattern) ความถี่ที่ใช้งานนั้นควบคุมจากค่า  $U_k$  และค่า  $Q$  เป็นรหัสการกระโดดความถี่ โดยใช้รหัสในการกระโดดเป็น  $C(Q, U_k)$  ตามแพทเทิร์นในการกระโดดความถี่ (FH pattern) สัญญาณที่ถูกส่งออกเป็นดังสมการ

$$s_{uk}^{(k)}(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{k=1}^K \sum_{uk=1}^{U_k} \sqrt{\frac{2Eb_{uk}}{T}} b_{uk}^{(k)}(t) \cdot e^{j2\pi f_{uk}^{(k)}t} s_{uk}^{(k)}(t - iT_c) \quad (4.1)$$

โดยที่

$s_{uk}^{(k)}(t)$  คือ สัญญาณที่ส่ง

$s_{uk}^{(k)}(t - iT_c)$  คือ ลำดับรหัสของผู้ใช้ (Signature waveforms) คนที่  $k$  ซึ่งเป็นสัญญาณพัลส์เลขฐานสองมีค่าแอมพลิจูดเป็น  $(-1, +1)$

- $f_{uk}^{(k)}$  คือ กลุ่มความถี่คลื่นพาห้อย่อย
- $b_{uk}^{(k)}$  คือ ลำดับบิตข้อมูล (Data Sequence) ที่  $i$  ที่ถูกส่งบนคลื่นพาห้อย่อย  $U_k$  ของผู้ใช้คนที่  $k$  ที่มีค่าแอมพลิจูดเป็น  $(-1,+1)$
- $T_c$  คือ ความกว้างของชิพลำดับรหัส

จากสัญญาณที่ส่งและการมอดูเลต กำหนดให้  $T_c$  เป็นความต่อเนื่องของชิพสำหรับการแผ่คลื่น Direct Sequence และ  $N = \frac{T_b}{T_c}$  โดยจะได้อัตราส่วนเป็น  $N_p = \frac{T}{T_c}$  ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $U_k N$  โดยที่  $N$  เป็นค่าความต่อเนื่องของบิตสัญลักษณ์ นอกจากนี้ยังกำหนดให้ช่วงของความถี่ในการกระโดดเป็น  $T_h$  มีจำนวนของบิตข้อมูล  $N_b = \frac{T_h}{T}$  ในการส่ง ต่อ hop มีค่าเป็นจำนวนเต็มบวก โดยมีค่ามากที่สุดเป็น 1 ซึ่งเป็นลักษณะของการกระโดดความถี่แบบช้า (Slow Frequency Hopping)

#### 4.1.2 แบบจำลองช่องสัญญาณ

สัญญาณที่ทำการพิจารณากำหนดให้มีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ ค่อยเป็นค่อยไปและไม่มี การเปลี่ยนแปลงตามค่าเวลา ช่องสัญญาณดังกล่าวเป็นแบบเจาะจงความถี่ (Frequency Selective) และกำหนดให้แต่ละช่องความถี่เกิดการเฟดที่เป็นอิสระต่อกัน โดยวงจรความถี่ต่ำจะสอดคล้องกับ ผลตอบสนองอิมพัลส์ (Impulse Response) สำหรับผู้ใช้ลำดับที่  $k$  แสดงได้ดังสมการ [12]

$$h_{uk}^{(k)}(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{uk,l}^{(k)} e^{-j\phi_{uk,l}^{(k)}} \delta(t - lT_c) \quad (4.2)$$

ในสมการ (4.2) จะเห็นว่าผลตอบสนองอิมพัลส์จะอยู่ในรูปนิพจน์ของตัวประกอบ 3 ตัว คือ

$\alpha_l$  คือ อัตราการลดทอนทางแอมพลิจูด ซึ่งเป็นตัวแปรสุ่มไม่เจาะจง

$\phi_l$  คือ มุมเฟสที่มีการประวิงเวลา เป็นการแจกแจงแบบสม่ำเสมอในช่วง  $[0, 2\pi]$

$lT_c$  คือ การประวิงเวลาวิถีที่  $l$  ของผู้ใช้งานที่  $k$  ซึ่งเป็นการแจกแจงแบบสม่ำเสมอ ในช่วง  $[0, T]$

ผลการตอบสนองอิมพัลส์ตัวแปรที่เราให้ความสนใจคือค่าของตัวแปรเสริม ( $\alpha_l$ ) และใน วิทยานิพนธ์นี้ใช้แบบจำลองนาคากามิ และสัญญาณที่รับได้ในวิถีที่ 1 โดยที่  $l = 1, 2, \dots, L$  สามารถ แทนด้วยฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (Probability Density Function: pdf) สำหรับวิถีที่  $l$  คือ [16],[26]

$$P_{\alpha_l}(\alpha_l) = \frac{2m_l^{m_l} \alpha_l^{2m_l-1}}{\Omega_l^{m_l} \Gamma(m_l)} \exp\left(-\frac{m_l \alpha_l^2}{\Omega_l}\right) \quad (4.3)$$

และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งกำหนดด้วยความสัมพันธ์

$$m_l = \frac{E^2 \left[ \left( \alpha_{uk,l}^{(k)} \right)^2 \right]}{\text{var} \left[ \left( \alpha_{uk,l}^{(k)} \right)^2 \right]} \quad (4.4)$$

จะได้สมการ  $m_l$  ที่นำมาใช้งานดังสมการ (4.5)

$$m_l = \frac{\Omega_l^2}{E \left[ \left( \alpha_l^2 - \Omega_l \right)^2 \right]} \geq 0.5, \quad \Omega_l = E \left[ \alpha_l^2 \right] \quad (4.5)$$

โดยที่

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

$\Omega_l$  คือ โมเมนต์อันดับที่สอง (Second moment)

$U_k$  คือ ค่าของลำดับคลื่นพหุคูณที่  $U_k$

$m_l$  คือ การแจกแจงของแอมพลิจูดในช่องสัญญาณที่มีการเฟดในหลายวิถีที่  $l$  และมีค่าเท่ากับอัตราส่วนของค่าโมเมนต์อันดับที่สองยกกำลังสองต่อค่าของแอมพลิจูด

จะได้ว่า เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่า  $m_l$  จะได้การแจกแจงในรูปแบบต่างๆ [18]

$m = 0.5$  คือ การแจกแจงแบบเกาส์เซียนข้างเดียว

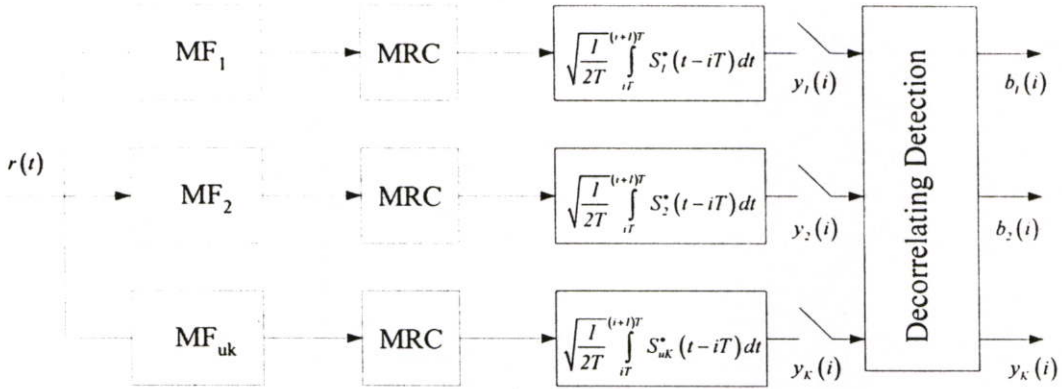
$m = 1.0$  คือ การแจกแจงแบบเรย์ลี

$m \rightarrow \infty$  คือ กรณีในอุดมคติที่ไม่มีการผิดเพี้ยนของสัญญาณ

การแจกแจงแบบไรซ์และแบบลือกนอร์มัลจะสอดคล้องกับการแจกแจงแบบนาคากามิ เมื่อตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง  $m > 1$  ความสัมพันธ์ระหว่างการแจกแจงแบบไรซ์แสดงได้ด้วยค่าคงตัวของไรซ์ (Rice factor :  $K$ ) กับการแจกแจงแบบนาคากามิ ( $m$ ) แสดงได้ด้วยความสัมพันธ์ [16],[25]

$$m = \frac{1}{1 - \left( \frac{K}{1+K} \right)^2} \quad (4.6)$$

### 4.1.3 แบบจำลองเครื่องรับ (Receiver Model)



รูปที่ 4.2 บล็อกไดอะแกรมเครื่องรับของระบบ multiuser detection SFH/MC DS-CDMA

จากรูปที่ 4.2 สัญญาณที่รับได้จากผู้ใช้หลายๆคนแบบอะซิงโครนัส (multiple asynchronous) เป็นระบบของผู้ใช้หลายคน (multiuser) ที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK ในการส่งที่มีการก้าวกระโดดความถี่แบบซ้าหลายคลื่นพาห่ มีค่าความผิดพลาดของบิตข้อมูลเท่ากับ  $b_k(i) \in \{\pm 1\}$  symbol rate  $1/T$  สัญญาณที่รับได้จะมีการเฟดแบบหลายวิถี  $L^{(k)}$  เป็นจำนวนวิถีของผู้ใช้ลำดับที่  $k$  เนื่องจากช่องสัญญาณจะเป็นฟังก์ชันของการลดทอนของแอมพลิจูด การประวิงเวลา ดังนั้นสัญญาณที่ได้จะต้องมีการประวิงเวลาจาก  $s(t-iT)$  เป็น  $s(t-iT-\tau_k)$  และมีการเปลี่ยนแปลงโดยมีการลดทอนจากแอมพลิจูด  $\alpha_l$  และสัญญาณที่รับได้จากผู้ใช้หลายๆคนสามารถแสดงได้ดังสมการ

$$r(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{k=1}^K \sum_{uk=1}^{Uk} \sum_{l=1}^L \sqrt{\frac{2E_{b_{uk}}}{T}} b_{uk,l}^{(k)} \alpha_{uk,l}^{(k)} e^{j2\pi f_{uk,l}^{(k)}(t)} \cdot s_{uk,l}^{(k)}(t-iT-\tau_{uk,l}^{(k)}) + n(t) \quad (4.7)$$

โดยที่

$r(t)$  คือ สัญญาณที่รับได้

$\alpha_{uk,l}^{(k)}$  คือ อัตราการลดทอนทางแอมพลิจูดของผู้ใช้คนที่  $k$  วิถีที่  $l$  บนคลื่นพาห่ย่อย  $uk$

$n(t)$  คือ สัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise : AWGN) มีค่าความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณเท่ากับ  $\frac{N_0}{2}$

$U_k$  คือ นำหนักของค่าคงที่ของรหัสการก้าวกระโดดของผู้ใช้คนที่  $k$

$s_{uk,l}^{(k)}(t-iT-\tau_{uk,l}^{(k)})$  คือ ลำดับรหัสของผู้ใช้  $k$  ที่ได้จากเอาต์พุตของแมตช์ฟิลเตอร์ (Matched Filter)

$b_{uk}^{(k)}$	คือ ลำดับบิตข้อมูล (Data Sequence) ที่ $i$ ที่ถูกส่งบนคลื่นพาห้อย่อย $U_k$ ของผู้ใช้คนที่ $k$ ที่มีค่าแอมพลิจูดเป็น $(-1,+1)$
$iT_l + \tau_{uk,l}^{(k)}$	คือ เวลาที่ประวิงจากเครื่องส่ง วิธีที่ $l$ ของผู้ใช้งานลำดับที่ $k$
$Eb_{uk,l}^{(k)}$	คือ พลังงานของบิตข้อมูลของผู้ใช้ลำดับที่ $k$

โดยที่สัญญาณ  $s_k(t)$  หาได้จาก  $\int_0^T s_k(t) s_k^*(t) dt$

เพื่อความสะดวกในการคำนวณจะกำหนดให้สัญญาณแต่ละผู้ใช้งานที่ผ่านมาถึงเครื่องรับ นั้นมีการเฟดดิ้งของสัญญาณในแต่ละวิธีเป็นอิสระต่อกัน และไม่ขึ้นแก่กัน ในที่นี้กำหนดให้มุมเฟส ในวิธีที่  $l$  ของผู้ใช้ที่  $k$  หรือ  $\phi_l^{(k)}$  มีการแจกแจงแบบสม่ำเสมอบนช่วง  $[0, 2\pi]$  และการประวิงเวลา ของผู้ใช้ลำดับที่  $k$  หรือ  $\tau_{uk,l}^{(k)}$  เป็นอิสระต่อกันและมีการแจกแจงแบบสม่ำเสมอบนช่วง  $[0, T]$  โดยที่ ช่วงเวลา  $T$  ที่มีค่าน้อยกว่าเวลาร่วมนัย (Coherence Time) ในช่องสัญญาณมากก็นั้นทำให้เกิดการ เปลี่ยนแปลงเฟดอย่างช้าๆเป็นไปตามลักษณะของเฟดดิ้งแบบช้า (Slowly Fading)

จากเครื่องรับแบบหลายผู้ใช้จะมีค่าเอาต์พุตของแมตริกซ์ฟิลเตอร์แบงค์ ในการสุ่มตัวอย่าง ลำดับที่  $i^{th}$  ซึ่งสามารถแสดงได้ด้วยเวกเตอร์  $y$  ที่ความยาว  $N$  โดยระบบที่เป็นแบบหลายผู้ใช้ นั้นค่าในการทำสหสัมพันธ์ (Correlation) จากฟิลเตอร์นั้นมีค่าจากเอาต์พุตเป็นเมตริกซ์แสดงได้ดัง สมการ (4.8) [14-15]

$$y(i) = \mathbf{R}W(i)\mathbf{b}(i) + \mathbf{n}(i) \quad (4.8)$$

โดยที่

$y(i)$  เป็นเอาต์พุตจากแมตริกซ์ฟิลเตอร์เป็นเมตริกซ์  $y(i) = \{y_1(i), \dots, y_K(N)\}^T$

$\mathbf{b}(i)$  คือ ยูนิตเมตริกซ์บิตข้อมูล  $i$  ขณะมีผู้ที่ใช้งานในระบบ  $K$  ผู้ใช้ โดย  $\mathbf{b}(i) = \{b_1(i), \dots, b_K(N)\}^T$

$\mathbf{R}$  คือ ยูนิตเมตริกซ์ในการทำสหสัมพันธ์ข้าม (Crosscorrelation) ของสัญญาณ  $\alpha_k e^{j2\pi\tau_{uk}^{(k)}t} s(t - iT - \tau_k)$  ซึ่งจะหาค่าของเมตริกซ์  $\mathbf{R}$  ได้จาก

$$\mathbf{R}_{l,m} = \frac{1}{T} \int_0^T s_l(t) s_m^*(t) dt \quad (l, m = 1, \dots, K)$$

$$\mathbf{R} = \int_0^T s_l(t) s_m^*(t) dt$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R(0) & R(-1) & 0 & \cdot & \cdot & 0 \\ R(1) & R(0) & R(-1) & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & R(1) & R(0) & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & R(-1) & \cdot \\ 0 & \cdot & \cdot & R(1) & R(0) & \cdot \end{bmatrix}$$

$\mathbf{n}(i)$  คือ ยูนิตเมตริกซ์การรบกวนที่เกิดจากสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก (Additive white Gaussian noise) ค่าของการรบกวนนั้นหาได้จาก

$$\mathbf{n}(i) = \frac{1}{\sqrt{2T}} \int_{iT}^{(i+1)T} n(i) \delta_i(t-iT) dt \quad (i=1, \dots, K)$$

$\mathbf{W}_{k,k}$  คือ ยูนิตเมตริกซ์พลังงานที่รับได้ในผู้ใช้งานที่  $k$  ของเมตริกซ์พลังงานในช่องสัญญาณนี้หาได้จาก  $\mathbf{W}_{k,k} = \sqrt{E_{b_{uk}}} C_{uk}(i)$ ;  $uk=1, \dots, K$  โดยที่

$$C_{uk}(i) = \alpha_{uk}(i) e^{-j\theta_{uk}(i)}$$

$$\mathbf{W}_{k,k} = \text{diag} \left[ \sqrt{E_{c1}}(-i), \dots, \sqrt{E_{cK}}(-N), \dots, \sqrt{E_{c1}}(0), \dots, \sqrt{E_{cK}}(0), \dots, \sqrt{E_{c1}}(i), \dots, \sqrt{E_{cK}}(N) \right]$$

$C_{uk}(i)$  คือ สัมประสิทธิ์ของการเฟดแบบช้า (Slowly fading) ในช่องสัญญาณแบบหลายวิถี โดยหาได้จาก  $C_{uk}(i) = \alpha_{uk}(i) e^{-j\theta_{uk}(i)}$  โดยกำหนดให้การเฟดของสัญญาณในแต่ละวิถีเป็นอิสระต่อกันและไม่ขึ้นแก่กัน มุมเฟสในวิถีที่  $l$  ของผู้ใช้  $k$  หรือ  $\theta_{uk}$  มีการแจกแจงแบบสม่ำเสมอบนช่วง  $[0, 2\pi]$  และการประวิงเวลาของผู้ใช้ที่  $k$  หรือ  $\tau_{uk}^{(k)}$  เป็นอิสระต่อกันมีการแจกแจงแบบสม่ำเสมอบนช่วง  $[0, T]$

## 4.2 การพิจารณาอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR)

ในระบบที่ใช้กันอยู่ปัจจุบันนั้น สัญญาณข้อมูลจะถูกแทนสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยม (Rectangular Pulse) ในขณะที่เรานำเสนอขึ้นมาใหม่ สัญญาณข้อมูลจะเป็นสัญญาณฟังก์ชันเกาส์ (Gaussian Function) ซึ่งสัญญาณจะถูกลดทอนกำลังงานของระบบไปเพราะแถบความถี่ข้าง (Side lobe) เพราะรูปร่างของสเปกตรัมมัน มีลักษณะเป็นฟังก์ชันเกาส์ โดยทำการพิจารณาดังนี้

พิจารณาที่เครื่องรับจะกำหนดให้ผู้ใช้งานที่เราสนใจคือผู้ใช้งานคนที่ 1 ( $k=1$ ) เป็นผู้ใช้อ้างอิง ด้วยการใส่เครื่องรับที่เป็นแบบอัตราส่วนสูงสุด (MRC) ซึ่งซึ่งโครโนซกับสัญญาณที่ต้องการเอาต์พุตของเครื่องรับที่เวลาสุ่ม (Sampling Time) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$U = \sum_{l=0}^{L_r} \int_{iT}^{(i+1)T} r(t) b^{(1)} e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} s^{(1)}(t-iT) dt \quad (4.9)$$

ซึ่ง  $U$  ในสมการ (4.9) คือเอาต์พุตของเครื่องรับ ซึ่งตัวอินทิเกรตแสดงโครงสร้างของการฟิลเตอร์ที่มีการประวิงเวลาไปที่แต่ละเวลาสุ่ม ตัวแปร  $r(t)$  คือสัญญาณที่รับได้และเป็นสัญญาณอินพุตพจน์  $\alpha_i^{(l)}$  เรียกว่าน้ำหนัก (Tapped Weight) เป็นตัวชดเชยทางด้านแอมพลิจูด แทนค่าในนิพจน์ของสัญญาณที่รับเข้ามาในสมการ (3.9) จะได้

$$U = \sum_{i=0}^{L_r} \int_{iT}^{(i+1)T} \left\{ \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{kh=1}^K \sum_{uk=1}^{L_k} \sum_{l=1}^L \sqrt{\frac{2E_b}{T}} b^{(k)}(t-T) \alpha^{(k)}(i) e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} s^{(k)}(t-iT) + n(t) \right\} \cdot \alpha_i^{(l)} e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} s^{(l)}(t-iT) dt \quad (4.10)$$

พิจารณาเฉพาะนิพจน์ของการอินทิเกรตได้ดังนี้

นิพจน์ของสัญญาณ

$$\begin{aligned} S^{(i)} &= \int_{iT}^{(i+1)T} \sqrt{\frac{2E_b}{T}} b_0^{(l)} \alpha_i^{(l)} e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} s^{(l)}(t-iT) \alpha_i^{(l)} e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} s^{(l)}(t-iT) dt \\ &= \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \{\alpha_i^{(l)}\}^2 \frac{1}{T} \int_{iT}^{(i+1)T} b_0^{(l)}(t) s^2(t-iT) e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} dt \\ &= \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \{\alpha_i^{(l)}\}^2 \frac{1}{T} \int_{iT}^{(i+1)T} b_0^{(l)}(t) s^2(t-iT) e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} dt \end{aligned} \quad (4.11)$$

เมื่อ  $E_b$  คือ กำลังงานของสัญญาณ

$T$  คือ เวลาของการสุ่ม

$C$  คือ ค่าน้ำหนักตัวชดเชยทางด้านแอมพลิจูด

โดยการพิจารณาว่าผู้ใช้ที่เราสนใจนั้นมีสัญญาณแทรกสอดรวมกับสัญญาณรบกวนที่เป็นพัลส์ (Interference plus Noise) จัดให้อยู่ในเทอม

$$I = I_{mai} + I_{si} + I_{ni} \quad (4.12)$$

นิพจน์ของการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ (Multiple Access Interference) เป็นสัญญาณรบกวนเนื่องจากผู้ใช้งานอื่นๆในระบบ

$$\begin{aligned}
I_{mai}^{(i)} &= \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \sum_{kh=1}^K \sum_{l=0}^{L-1} \int_{iT}^{(i+1)T} \left\{ \alpha_i^{(k)} b^{(k)}(t - \tau_i^{(k)}) e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} s^{(k)}(t - iT) \right\} \cdot \left\{ \alpha_i^{(l)} e^{j2\pi f_{ul}^{(l)} t} s^{(l)}(t - iT) \right\} dt \\
&= \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \sum_{kh=1}^K \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_i^{(k)} \alpha_i^{(l)} e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} \int_{iT}^{(i+1)T} b^{(k)}(t - \tau_i^{(k)}) s^{(k)}(t - \tau_i^{(k)}) s^{(l)}(t - iT) dt
\end{aligned}$$

กำหนดให้การประวิงเวลาเป็น  $\tau_{i1}^{(k)} = \tau_1^{(k)} - \tau_i^{(l)}$

$$I_{mai}^{(i)} = \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \sum_{kh=1}^K \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_i^{(k)} \alpha_i^{(l)} e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} \int_{iT}^{(i+1)T} b^{(k)}(t - \tau_1^{(k)}) s^{(k)}(t - \tau_1^{(k)}) s^{(l)}(t - iT) dt$$

พจน์ในการอินทิเกรต  $\int_{iT}^{(i+1)T} s^{(k)}(t - \tau_1^{(k)}) s^{(l)}(t - iT) dt$  คือ ค่าอัตสหสัมพันธ์ (Autocorrelation)

ของสัญญาณจากระบบหลายผู้ใช้ [14], [19-21]

กำหนดให้

$$R_p(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} p_{Tc}(t) p_{Tc}(t + \tau) dt \quad (4.13)$$

$$\begin{aligned}
\rho_{kl}(\tau) &= \int_{iT}^{(i+1)T} s^{(k)}(t - \tau_1^{(k)}) s^{(l)}(t - iT) dt \\
&= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N b_{ki} b_{lj} R_p(t + (j - i) T_c)
\end{aligned} \quad (4.14)$$

เมื่อระบบอยู่ภายใต้เงื่อนไขแบบหลายผู้ใช้

$$\begin{aligned}
I_{mai}^{(i)} &= \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \sum_{h=1}^{Kh} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_i^{(l)} \alpha_i^{(k)} e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} \frac{1}{T} \int_{iT}^{(i+1)T} b(t - \tau_1^{(k)}) s^{(k)}(t - \tau_1^{(k)}) s^{(l)}(t - iT) dt \\
I_{mai}^{(i)} &= \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \sum_{h=1}^{Kh} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_i^{(l)} \alpha_i^{(k)} e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} \frac{1}{T_c} \int_{iT}^{(i+1)T} \rho_{kl}(\tau) dt
\end{aligned} \quad (4.15)$$

พิจารณาพจน์ของการรบกวนระหว่างกัน (Self Interference) เป็นสัญญาณรบกวนเนื่องจากผลของอัตสหสัมพันธ์ (Autocorrelation)

$$\begin{aligned}
I_{si}^{(i)} &= \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{\substack{lp=0 \\ lp \neq i}}^{Lp} \int_{iT}^{(i+1)T} \left\{ \left\{ \alpha_i^{(l)} \right\} s^{(l)}(t - \tau_i^{(l)}) b^{(l)}(t - \tau_i^{(l)}) e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} \right\} \\
&\quad \cdot \left\{ \left\{ \alpha_i^{(l)} \right\} s^{(l)}(t - iT) e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} \right\} dt \\
&= \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \sum_{l=1}^L \sum_{\substack{lp=1 \\ lp \neq i}}^{Lp} \left\{ \alpha_i^{(l)} \right\} \left\{ \alpha_i^{(l)} \right\} e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} \int_{iT}^{(i+1)T} s^{(l)}(t - \tau_i^{(l)}) s^{(l)}(t - iT) b^{(l)}(t - \tau_i^{(l)}) dt \\
&= \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \sum_{l=1}^L \sum_{\substack{lp=1 \\ lp \neq i}}^{Lp} \left\{ \alpha_i^{(l)} \right\} \left\{ \alpha_i^{(l)} \right\} e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} \frac{1}{T} \int_{iT}^{(i+1)T} \rho_{kl}(\tau) d\tau \quad (4.16)
\end{aligned}$$

นิพจน์ของสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise) สามารถแทนด้วยสมการ

$$I_m^{(i)} = \frac{1}{\sqrt{2T}} \int_{iT}^{(i+1)T} \left[ n(t) \alpha_i^{(l)} s^{(l)}(t - iT) e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} \right] dt \quad (4.17)$$

ดังนั้น เอาต์พุตของเครื่องรับแต่ละเวลาสุ่มสามารถแสดงได้ว่า

$$\begin{aligned}
U &= \sum_{i=0}^{L_r-1} \{ S^{(i)} + I \} \\
&= \sum_{i=0}^{L_r-1} \{ S^{(i)} + I_{si}^{(i)} + I_{mai}^{(i)} + I_{ni}^{(i)} \} \quad (4.18)
\end{aligned}$$

โดยที่

$S^{(i)}$  คือ สัญญาณที่ต้องการ

$I_{mai}^{(i)}$  คือ การแทรกสอดระหว่างผู้ใช้งานในระบบ DS-CDMA

$I_{si}^{(i)}$  คือ การรบกวนระหว่างกันของสัญญาณผู้ใช้เนื่องมาจากผลแถบข้างของออสซิลเลชัน

$I_{ni}^{(i)}$  คือ สัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก

การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบโดยใช้ข้อกำหนดเกาส์เซียน

จาก

$$U = \sum_{i=0}^{L_r-1} \{ S^{(i)} + I_{si}^{(i)} + I_{mai}^{(i)} + I_{ni}^{(i)} \}$$

จะมีองค์ประกอบหลัก 2 ส่วน ได้แก่

กำลังของสัญญาณรบกวนของนิพจน์ต่างๆ

กำลังสัญญาณรบกวนของนิพจน์การแทรกสอดระหว่างผู้ใช้งาน ซึ่งหาได้จากการนำสมการที่ (4.15) มายกกำลังสอง กำหนดให้สัญญาณรบกวนเกาส์มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์

$$\begin{aligned}
 \text{Var}[I_{mai}] &= E[I_{mai}^2] \\
 &= E\left[\left[\sqrt{\frac{2E_b}{T}} \sum_{kh=1}^K \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_i^{(l)} \alpha_i^{(k)} e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} \frac{1}{T} \int_{iT}^{(i+1)T} E[\rho_{kl}(\tau)] d\tau\right]^2\right] \\
 &= \frac{2E_b}{T} \sum_{h=1}^{Kh} \sum_{l=1}^L E\left[\{\alpha_i^{(l)}\}^2\right] E\left[\{\alpha_i^{(k)}\}^2\right] E\left[\left\{e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t}\right\}^2\right] \\
 &\quad \cdot \frac{1}{T} \int_{iT}^{(i+1)T} E[\rho_{kl}^2(\tau)] d\tau \sum_{l=0}^{L_r-1} E\left[\{\alpha_i^{(k)}\}^2\right] \\
 &= \frac{2E_b}{T} \sum_{h=1}^{Kh} \sum_{l=1}^L E\left[\{\alpha_i^{(l)}\}^2\right] E\left[\{\alpha_i^{(k)}\}^2\right] E\left[\left\{e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t}\right\}^2\right] \\
 &\quad \cdot \frac{1}{T} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \int_{iT}^{(i+1)T} R_p^2(\tau) d\tau \sum_{l=0}^{L_r-1} E\left[\{\alpha_i^{(k)}\}^2\right]
 \end{aligned}$$

กำหนดให้  $\Omega_1^{(k)} = E\left[\{\alpha_i^{(k)}\}^2\right]$  และระบบที่ทำการพิจารณาอยู่ในกรณี Rectangular Waveform ตามเงื่อนไข

$$R_p(\tau) = 1 - \frac{\tau}{T_c}, \quad 0 \leq \tau \leq T_c \quad (4.19)$$

จะได้ผลของแวกเรียนซ์ที่เกิดจากการแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นเป็นดังสมการ

$$\sigma_{mai,i}^2 = \frac{2E_b}{T} \cdot \frac{1}{3N} \sum_{kh=1}^K \sum_{l=1}^L E\left[\{\alpha_i^{(l)}\}^2\right] \sum_{l=0}^{L_r-1} \Omega_1^{(k)} \quad (4.20)$$

กำลังของสัญญาณของนิพจน์การรบกวนระหว่างกันหาได้จากการนำสมการ (4.16) มายกกำลังสอง โดยกำหนดให้สัญญาณรบกวนแบบเกาส์มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ จะได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
\text{var}[I_{si}] &= E[I_{si}^2] \\
&= E\left[\left[\sqrt{\frac{2E_b}{T}} \sum_{l=1}^L \sum_{\substack{lp=1 \\ lp \neq l}}^{Lp} \{\alpha_i^{(l)}\} \{\alpha_i^{(l)}\} e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} \frac{1}{T} \int_{iT}^{(i+1)T} \rho_{kl}(\tau) d\tau\right]^2\right] \\
&= \frac{2E_b}{T} E\left[\{\alpha_i^{(l)}\}^2\right] \sum_{l=1}^L \sum_{\substack{lp=1 \\ lp \neq l}}^{Lp} E\left[\{\alpha_i^{(l)}\}^2\right] E\left[\left\{e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t}\right\}^2\right] \frac{1}{T} \int_{iT}^{(i+1)T} E[\rho_{kl}^2(\tau)] d\tau \\
&= \frac{2E_b}{T} \left[E\left\{\alpha_i^{(l)}\right\}^2\right] \sum_{l=1}^L \sum_{\substack{lp=1 \\ lp \neq l}}^{Lp} E\left[\{\alpha_i^{(l)}\}^2\right] E\left[\left\{e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t}\right\}^2\right] \\
&\quad \cdot \frac{1}{2NT} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \sum_{i=0}^{L_r-1} \int_{iT}^{(i+1)T} R_p^2(\tau + (j-i)T) d\tau \tag{4.21}
\end{aligned}$$

กำหนดให้  $\Omega_1^{(l)} = E\left[\{\alpha_i^{(l)}\}^2\right]$  และระบบอยู่ในเงื่อนไข  $\pi \in [0, T]$

$$\begin{aligned}
\text{Var}[I_{si}] &= \frac{Eb}{NT} E\left[\{\alpha_i^{(l)}\}^2\right] \sum_{i=0}^{L_r-1} E\left[\{\alpha_i^{(l)}\}^2\right] \\
&= \frac{Eb}{NT} E\left[\{\alpha_i^{(l)}\}^2\right] \sum_{i=0}^{L_r-1} \Omega_1^{(l)} \\
\sigma_{si,i}^2 &= \frac{Eb}{NT} E\left[\{\alpha_i^{(l)}\}^2\right] \sum_{i=0}^{L_r-1} \Omega_1^{(l)} \tag{4.22}
\end{aligned}$$

กำลังสัญญาณรบกวนของนิพจน์สัญญาณรบกวนเกาส์ขาววงหาได้จากการนำสมการ (4.17) ยกกำลังสอง โดยกำหนดให้เป็นสัญญาณรบกวนเกาส์มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ จะได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
\text{var}[I_{ni}] &= E[I_{ni}^2] \\
&= E\left[\left\{\frac{1}{2T} \{\alpha_i^{(l)}\}^2 \left\{e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t}\right\}^2 \int_{iT}^{(i+1)T} n^2(t) s^2(t-iT) dt\right\}^2\right] \\
\sigma_{ni,i}^2 &= \frac{No}{2} \frac{1}{2T} E\left[\{\alpha_i^{(l)}\}^2\right] \tag{4.23}
\end{aligned}$$

กำลังของสัญญาณหาได้จากการนำสมการ (4.11) มาจัดรูปใหม่

$$\begin{aligned}
S^{(n)} &= \sqrt{\frac{2Eb}{T}} b_0^{(l)} \cdot \{\alpha_i^{(l)}\}^2 \\
U_s &= \sqrt{\frac{2Eb}{T}} \sum_{i=0}^{L_r-1} \{\alpha_i^{(l)}\}^2 \tag{4.24}
\end{aligned}$$

ดังนั้น กำลังของสัญญาณทั้งหมด คือ ผลรวมของสัญญาณของสัญญาณรบกวนในสมการ (4.20), (4.22) และ (4.23) คือ

$$\begin{aligned} \sigma_T^2 &= \sum_{i=0}^{L_r-1} (\sigma_{mai,i}^2 + \sigma_{si,i}^2 + \sigma_{ni,i}^2) \\ &= \frac{2Eb}{T} \left[ \frac{\sum_{h=1}^{kh} \sum_{l=1}^L \Omega_i^{kh}}{3N} + \frac{\sum_{l=1}^L \sum_{\substack{lp=1 \\ lp \neq l}}^{Lp} \Omega_i^{kh}}{2N} + \left( \frac{2Eb\Omega_i^{kh}}{No} \right)^{-1} \right] \sum_{i=0}^{L_r-1} \{\alpha_i^{(1)}\}^2 \end{aligned} \quad (4.25)$$

กำหนดให้ช่องสัญญาณเป็นการเฟดหลายวิถีและแสดงคุณสมบัติของ โปรไฟล์ความเข้มของสัญญาณหลายวิถี (Multipath Intensity Profile : MIP) แสดงได้ว่าค่ากำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณจะเป็นฟังก์ชันของการหน่วงวิถี (path delay) แสดงได้ดังสมการ

$$\Omega_1^{(1)} = \Omega_0 e^{-l\eta} \quad (4.26)$$

โดยที่  $\Omega_0$  เป็นค่าเฉลี่ยกำลังของสัญญาณที่มาในวิถีแรก  
 $\eta$  เป็นอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ

ดังนั้นจะหากำลังของสัญญาณได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \text{Var}(Z / mai) &= \frac{2Eb}{3NT} \sum_{h=1}^{Kh} \sum_{l=1}^L \Omega_1^{(1)} \sum_{i=0}^{L_r-1} \{\alpha_i^{(1)}\}^2 \\ &= \frac{2Eb}{3NT} \sum_{kh=1}^K \sum_{l=1}^L \Omega_0 e^{-l\eta} \sum_{i=0}^{L_r-1} \{\alpha_i^{(1)}\}^2 \\ &= \frac{2Eb}{3NT} \Omega_0 (kh) \sum_{l=1}^L e^{-l\eta} \sum_{i=0}^{L_r-1} \{\alpha_i^{(1)}\}^2 \end{aligned}$$

จาก [14], [18] กำหนดให้

$$q(L, \eta) = \sum_{l=0}^L e^{-l\eta} = \frac{1 - e^{-L\eta}}{1 - e^{-\eta}} \quad (4.27)$$

$$\text{Var}(Z / mai) = \frac{2Eb}{3NT} \Omega_0 (kh) q(L, \eta) \sum_{i=0}^{L_r-1} \{\alpha_i^{(1)}\}^2 \quad (4.28)$$

$$\begin{aligned}
\text{Var}(Z / si) &= \frac{Eb}{NT} \sum_{l=1}^L \sum_{\substack{lp=1 \\ lp \neq l}}^{Lp} \Omega_0^{(l)} \sum_{i=0}^{L_r-1} \{\alpha_i^{(l)}\}^2 \\
&= \frac{Eb}{NT} \sum_{l=1}^L \sum_{\substack{lp=1 \\ lp \neq l}}^{Lp} \Omega_0 e^{-l\eta} \sum_{i=0}^{L_r-1} \{\alpha_i^{(l)}\}^2 \\
&= \frac{Eb}{NT} \Omega_0 \left\{ q(L, \eta) \cdot q\left(\frac{Lp-1}{Lp}\right) \right\} \sum_{i=0}^{L_r-1} \{\alpha_i^{(1)}\}^2 \\
&= \frac{Eb \cdot q(L, \eta)}{NT} \Omega_0 \left(\frac{Lp-1}{Lp}\right) \sum_{i=0}^{L_r-1} \{\alpha_i^{(1)}\}^2
\end{aligned} \tag{4.29}$$

$$\begin{aligned}
\text{Var}(Z / ni) &= \frac{No}{4T} \cdot \Omega_0 \sum_{i=0}^{L_r-1} \{\alpha_i^{(1)}\}^2 \\
&= \frac{No}{4T} \cdot \Omega_0^2 \sum_{i=0}^{L_r-1} \{\alpha_i^{(1)}\}^2
\end{aligned} \tag{4.30}$$

ดังนั้น สัญญาณรบกวนทั้งหมด คือ ผลรวมของกำลังของสัญญาณรบกวนในสมการ คือ

$$\sigma_T^2 = \sum_{i=0}^{L_r-1} (\sigma_{mai,i}^2 + \sigma_{si,i}^2 + \sigma_{ni,i}^2) \tag{4.31}$$

$$\sigma_T^2 = \frac{2Eb\Omega_0}{T} \left[ \frac{(kh)q(L, \eta)}{3N} + \frac{q(L, \eta)}{2N} q\left(\frac{Lp-1}{Lp}\right) + \left(\frac{2Eb\Omega_0}{No}\right)^{-1} \right] \sum_{i=0}^{L_r-1} \{\alpha_i^{(1)}\}^2 \tag{4.32}$$

อัตราส่วนกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวน (SNR) ที่ด้านเครื่องรับคือ

$$\begin{aligned}
SNR &= \frac{Us^2}{2\sigma_T^2} \\
&= \frac{2Eb\Omega_0}{T} \left[ \sum_{i=0}^{L_r-1} \{\alpha_i^{(1)}\}^2 \right]^2 \cdot \frac{T}{2Eb\Omega_0} \left[ \frac{Kh q(L, \eta)}{3N} + \frac{q(L, \eta)}{2N} \left(\frac{Lp-1}{Lp}\right) + \left(\frac{2Eb\Omega_0}{No}\right)^{-1} \right]^{-1} \\
&\quad \cdot \frac{1}{\sum_{i=0}^{L_r-1} \{\alpha_i^{(1)}\}^2} \\
&= \left[ \frac{Kh q(L, \eta)}{3N} + \frac{q(L, \eta)}{2N} \left(\frac{Lp-1}{Lp}\right) + \left(\frac{2Eb\Omega_0}{No}\right)^{-1} \right]^{-1} \sum_{i=0}^{L_r-1} \{\alpha_i^{(1)}\}^2
\end{aligned} \tag{4.33}$$

ดังนั้นค่า SNR จะเขียนได้ในนิพจน์ของ  $\sigma_0 s$  ดังนี้

$$\text{กำหนดให้} \quad S = \frac{1}{\Omega_0} \sum_{i=0}^{L_r-1} \{\alpha_i^{(1)}\}^2 \tag{4.34}$$

$$\bar{\gamma} = \left[ \frac{Khq(L,\eta)}{3N} + \frac{q(L,\eta)}{2N} \left( \frac{Lp-1}{Lp} \right) + \left( \frac{2Eb\Omega_0}{No} \right)^{-1} \right]^{-1} \quad (4.35)$$

### 4.3 การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ multiuser detection SFH/MC DS-CDMA

การนำเสนอระบบที่เป็น multiuser detection SFH/MC DS-CDMA โดยให้การสุ่มค่าจากความถี่ของการก้าวกระโดดในแต่ละคลื่นพาห่อย่อยนั้นมีความสัมพันธ์กับการสื่อสารกับผู้ใช้ลำดับที่  $k$  เมื่อ  $k = 1, 2, \dots, K$  โดยมีค่าตามรูปแบบของแพทเทิร์นความถี่ก้าวกระโดด (FH pattern) คลื่นพาห่อย่อยที่ถูกใช้งานจะเลือกจากกลุ่มของความถี่ตามแพทเทิร์นในการกระโดดความถี่จุดเด่นในการนำเสนอของระบบที่เป็น multiuser detection SFH/MC DS-CDMA โดยการเปลี่ยนแปลงความถี่ของคลื่นพาห่อย่อยด้วยการก้าวกระโดดความถี่นั้นเป็นเช่นเดียวกับระบบที่เป็น hybrid DS/FH CDMA [24] นั้นเป็นการรวมข้อดีของระบบที่เป็น DS และระบบที่เป็น FH Spread Spectrum Modulation โดยจะปรับปรุงความบกพร่องในการสื่อสาร อย่างไรก็ตามจำนวนของผู้ใช้งานที่กำลังใช้งานในแต่ละคลื่นพาห่อย่อยเป็นค่าสุ่มจากศูนย์ถึง  $U_k$  ดังนั้นอัลกอริทึมของการตีเทระบบที่มีหลายผู้ใช้งานอธิบายได้ตาม [22]

การประมาณสมรรถนะของระบบ SFH/MC DS-CDMA หาได้จากค่าเฉลี่ยอัตราที่บิดจะผิดพลาด (Bit Error Rate : BER) โดยกำหนดเงื่อนไขความน่าจะเป็นที่เกิดการรบกวน จากการแทรกสอดกับคลื่นพาห่อย่อยของผู้ใช้งานอ้างอิง เป็นผลให้เกิดการรบกวนแบบหลายทาง (Multiple Access Interference) กับคลื่นพาห่อย่อยที่ใช้งานอ้างอิง ในทำนองเดียวกันค่าเฉลี่ยที่บิดจะผิดพลาดสำหรับระบบ multiuser detection SFH/MC DS-CDMA ก็จะได้จากเงื่อนไขเดียวกัน

ดังนั้นความชัดเจนในการรับค่าของการสื่อสารที่ได้จาก FH pattern โดยที่  $U_k$  เป็นจำนวนคลื่นพาห่อย่อยที่ใช้และระบบปราศจากสถานะ OFF ของคลื่นพาห่อย่อย โดยจะได้ค่าอัตราส่วนความน่าจะเป็นที่บิดผิดพลาดได้ดังสมการ (4.36) [14],[18]

$$P_b = \sum_{Kh=0}^{K-1} \binom{K-1}{Kh} P_h^{Kh} (1-P_h)^{K-1-Kh} \cdot P_b(K_h) \quad (4.36)$$

กำหนดให้  $0 \leq Kh \leq K-1$  และ  $P_h$  เป็นค่าความน่าจะเป็นของการรบกวนซึ่งหาได้จากสัญญาณแทรกสอดในระบบซิงโครนัส โดยกำหนดให้แพทเทิร์นของความถี่ก้าวกระโดด (FH pattern) หาได้จากการสุ่ม (Sampling) จากการกระโดดความถี่  $\left( \frac{Q}{U_k} \right)$  และกำหนดให้  $N_b$  เป็นจำนวนบิตในการส่งแต่ละช่วงของการกระโดดความถี่ที่  $N_b \gg 1$  ค่าความน่าจะเป็นในการรบกวนจากการแทรกสอดของผู้ใช้งานที่  $k$  เป็นดังสมการ (4.37)

$$P_h(k) = \frac{\binom{Q-1}{U_k-1}}{\binom{Q}{U_k}} = \frac{U_k}{Q} \quad (4.37)$$

โดยที่  $U_k$  เป็นค่าน้ำหนักของรหัสการกระโดด (Constant-Weight) ขณะระบบถูกออกแบบให้สนับสนุน multirate service ค่าเฉลี่ยของค่าความน่าจะเป็นในการรบกวน  $P_h$  ซึ่งจะคำนวณค่าเฉลี่ยได้ดังสมการ (4.38) เรากำหนดให้ระบบ multiuser detection SFH/MC DS-CDMA โดยค่าของ  $M$  อยู่ในช่วง  $1 \leq M \leq Q$  อัตราส่วนที่แตกต่างในการสื่อสารมีค่าตรงกับ  $U_1, U_2, \dots, U_M$  เป็นจำนวนของคลื่นพาห่อย่อย ยิ่งไปกว่านั้นเราจะกำหนดให้การส่งแต่ละครั้งเป็นอิสระต่อกัน ค่าความน่าจะเป็นเฉลี่ยที่คลื่นพาห่ที่ใช้ในการสื่อสารที่ทำให้เกิดการรบกวนกับคลื่นพาห่อ้างอิงแสดงได้ตามสมการ

$$P_h = \frac{1}{QM} \sum_{i=1}^M U_i \quad (4.38)$$

ความน่าจะเป็น  $P_b(K_h)$  ใน [16] ซึ่งเป็นเงื่อนไขของความน่าจะเป็นที่บิดผิดพลาดโดยเกิดจากค่าของการรบกวน  $K_h$  จากการแทรกสอดของผู้ใช้งานที่  $K$  วิธีการในการหาค่าความน่าจะเป็นของการประมาณค่าเฉลี่ยของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน  $P_b(K_h)$  สำหรับการรบกวนที่ทำให้เกิด  $K_h$  เงื่อนไขอันแรกที่เป็นการลดทอนแบบมัลติพาธ  $\{\alpha_{q,l}\}$  สำหรับการเกิดการรบกวน  $K_h$  การพิจารณาในส่วยย่อยด้วยการตัดสินใจพารามิเตอร์โดยค่าทางสถิติของแพทเทิร์นการก้าวกระโดดความถี่ (FH pattern) ซึ่งสัมพันธ์กับเงื่อนไขตามสมการ (4.39) [15], [27]

$$P_b(K_h, \{\gamma_l\}_{l=1}^L) = Q\sqrt{2q\gamma_l} \quad (4.39)$$

ส่วน  $\gamma_l$  หาได้จากที่เครื่องรับแบบอัตราส่วนสูงสุด (Maximal Ratio Combining : MRC) [7], [11]

$$\gamma_l = \sum_{l=1}^L \gamma_l \quad (4.40)$$

ที่  $Q(\cdot)$  เป็น Q-function หาได้จาก

$$Q(x) = \frac{1}{2\pi} \int_x^\infty e^{-\frac{t^2}{2}} dt \quad (4.41)$$

วิธีที่ใช้คือ Gaussian Q-function แสดงได้ดัง [26]

$$Q(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\frac{x^2}{2 \sin^2 \theta}\right) d\theta \quad (4.42)$$

ค่าของ Q-function ในสมการ (4.14) นี้มีข้อดีคือค่าของการอินทิเกรตที่จำกัด เป็นอิสระจากค่าของตัวแปร  $x$  ซึ่งเป็นส่วนประกอบที่เหมาะสมเมื่อนำมาใช้ในการวิเคราะห์หาค่าของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ขณะที่เอาต์พุตของช่องสัญญาณมัลติพาทีมีการกระจายเหมือนกันกับ [5] ซึ่งไม่พิจารณาผลของการลดลงที่เป็นแบบเอกซ์โพเนนเชียลที่เป็น MIP ซึ่งจากสมการ (4.11) จะได้ค่ากำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ในการรับของระบบอะซิงโครนัสดังสมการ

$$\bar{\gamma} = \left[ \frac{Kh q(L, \eta)}{3N} + \frac{q(L, \eta)}{2N} \left( \frac{Lp-1}{Lp} \right) + \left( \frac{No}{2Eb\Omega_0} \right)^{-1} \right]^{-1} \quad (4.43)$$

ค่าเฉลี่ยที่บิดจะผิดพลาดสำหรับตัวที่ทำให้เกิดการรบกวน  $K_h$  สามารถคำนวณได้จากเงื่อนไขของความน่าจะเป็นที่จะผิดพลาดของการรบกวน  $P_b(K_h, \{\gamma_l\}_{l=1}^L)$  ซึ่งเป็นฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (pdf) โดยที่  $\{\gamma_l\}_{l=1}^L$  แสดงได้ด้วย  $p\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_L(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_{L-1})$  ค่าเฉลี่ยในการอินทิเกรต ผลรวมของการคูณของน้ำหนักอยู่ในช่วงชัดเจนและถูกต้อง ดังนั้น  $\{\alpha_{q,l}\}$  เป็นการแจกแจงแบบนาคามิ ที่มีค่าฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นตามสมการ (4.3)

$\gamma_l = \frac{\alpha_{q,l}^2}{\Omega_0}$  เป็นการแจกแจงแบบสุมในทอมของฟังก์ชันแกมมาจะให้ค่าเป็นดังสมการ (4.44)

$$p\gamma_l(\gamma) = \frac{m_l^{m_l} \gamma_l^{m_l-1}}{\gamma_l^{m_l} \Gamma(m_l)} \exp\left(-\frac{m_l \gamma_l}{\gamma_l}\right) \quad (4.44)$$

$\Gamma(m_l)$  ที่เป็นแกมมาฟังก์ชันหาได้จาก  $\Gamma(z) = \int_0^{\infty} e^{-t} t^{z-1} dt$  และ  $z > 0$  ดังนั้นค่าตัวแปรสุม

$\{\gamma_l\}_{l=1}^L$  โดยจะกำหนดให้เป็นค่าอิสระทางสถิติเป็นดังนี้

$$p\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_L(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_L) = \prod_{l=1}^L p\gamma_l(\gamma)$$

ซึ่งค่าเฉลี่ยที่ทำให้เกิดการรบกวนสามารถเขียนได้เป็นดังนี้

$$\begin{aligned}
 P_b(\gamma_{dec}) &= Q\left(\sqrt{\frac{2g\gamma_l}{[R^{-1}]_{11}}}\right) \\
 P_b(\{\gamma_l\}_{l=1}^L) &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\frac{g\gamma_l}{\sin^2\theta}\right) d\theta \\
 &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \prod_{l=1}^L \exp\left(-\frac{g\gamma_l}{\sin^2\theta}\right) d\theta
 \end{aligned} \tag{4.45}$$

โดยกำหนดให้ในการมอดูเลตแบบ BPSK นั้นค่า  $g = 1$  [15-16], [27]

$$P_b(\{\gamma_l\}_{l=1}^L) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \prod_{l=1}^L \exp\left(-\frac{\gamma_l}{\sin^2\theta}\right) d\theta \tag{4.46}$$

จะได้สมการที่ทำให้เกิดการรบกวนแบบหลายวิถีเป็นดังนี้

$$\begin{aligned}
 P_b(K_h) &= \int_0^{\infty} P_{\gamma_{dec}}(\gamma) P_{\gamma}(\gamma) d\gamma \\
 &= \int_0^{\infty} \dots \int_0^{\infty} P_b(\{\gamma_l\}_{l=1}^L) \prod_{l=1}^L P_{\gamma_l}(\gamma_l) d\theta d\gamma_1 d\gamma_2 \dots d\gamma_L \\
 &= \int_0^{\infty} \dots \int_0^{\infty} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{1}{\pi} Q\left(\sqrt{\frac{2\gamma_l}{[R^{-1}]_{11}}}\right) \prod_{l=1}^L P_{\gamma_l}(\gamma_l) d\theta d\gamma_1 d\gamma_2 \dots d\gamma_L \\
 &= \int_0^{\infty} \dots \int_0^{\infty} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{1}{\pi} \exp\left(-\frac{\gamma_l}{\sin^2\theta}\right) \prod_{l=1}^L P_{\gamma_l}(\gamma_l) d\theta d\gamma_1 d\gamma_2 \dots d\gamma_L \\
 &= \int_0^{\infty} \dots \int_0^{\infty} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{1}{\pi} \prod_{l=1}^L \exp\left(-\frac{\gamma_l}{\sin^2\theta}\right) \cdot P_{\gamma_l}(\gamma_l) d\theta d\gamma_1 d\gamma_2 \dots d\gamma_L \\
 &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \prod_{l=0}^{L-1} I_l(\gamma_l, \theta) d\theta
 \end{aligned} \tag{4.47}$$

โดยกำหนดให้

$$I_l(\gamma_l, \theta) = \int_0^\infty \exp\left(\frac{-g\gamma_l}{\sin^2 \theta}\right) P_{\gamma_l}(\gamma_l) d\gamma_l ; g = 1 \text{ เป็น BPSK} \quad (4.48)$$

โดยแทนค่าจากสมการ (4.49) ลงในสมการ (4.48) จะได้เป็น

$$I_l(\gamma_l, \theta) = \left( \frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + \gamma_l} \right)^m \quad (4.49)$$

โดยกำหนดให้ค่าเฉลี่ยของอัตราส่วนที่บิดผิดพลาดมีค่าเท่ากันทุกวิถี จะสามารถทำได้โดยแทนค่าจากสมการ (4.50) ลงในสมการ (4.47)

$$P_b(K_h) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \prod_{l=1}^L \left( \frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + \gamma_l} \right)^m d\theta \quad (4.50)$$

กำหนดให้ค่าแฟกเตอร์ของการลด  $\eta = 0$  และ  $Lp = 1$  ในแต่ละวิถีจะมีค่าการกระจาย MIP และให้แต่ละวิถีเป็นอิสระต่อกัน มีค่าเท่ากันทุกวิถี  $\gamma_1 = \gamma_2 = \dots = \gamma_L = \gamma$  ในสมการ (4.50) จะได้สมการใหม่เป็น

$$P_b(K_h) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left( \frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + \gamma} \right)^{mL} d\theta \quad (4.51)$$

โดยการวิเคราะห์ตาม [15], [27-28] สมการ (4.50) สามารถทำให้อยู่ในรูปอย่างง่ายได้เป็น

$$P_b(K_h) = \sqrt{\frac{\gamma}{1+\gamma}} \frac{(1+\gamma)^{-m} \Gamma\left(mL + \frac{1}{2}\right)}{2\sqrt{\pi} \Gamma(mL+1)} {}_2F_1\left(1, mL + \frac{1}{2}; mL+1; (1+\gamma)^{-1}\right) \quad (4.52)$$

ขณะที่ระบบที่มีผู้ใช้งานคนเดียว (Single user) จะมีค่า  $\gamma = \bar{\gamma}_1 / m [R^{-1}]_{1,1}$  โดย  ${}_2F_1(a, b; c; z)$  เป็นฟังก์ชันไฮเปอร์จีโอเมตริกซ์ (hypergeometric function) [21], [28] ซึ่งหาได้จาก

$${}_2F_1(a, b; c; z) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(a)_k (b)_k z^k}{(c)_k k!}$$

$$(a)_k = a(a+1)\dots(a+k-1), \quad (a)_0 = 1$$

สำหรับระบบที่มีหลายผู้ใช้ ค่า  $\gamma$  ในสมการ (4.50) หรือ (4.51) นั้นมีค่าเป็น  $\gamma = \bar{\gamma}_1(1-r^2)/m$  โดยที่ค่า  $r$  หาได้จากการทำสหสัมพันธ์ข้ามสัญญาณระหว่างผู้ใช้งาน ค่าเฉลี่ยของอัตราส่วนที่บิดจะผิดพลาดที่นำเสนอในระบบที่มีการตีเทคผู้ใช้งานหลายคนที่เป็นแบบ SFH/MC DS-CDMA โดยใช้ค่าการสุ่ม FH สามารถคำนวณได้จากการแทนสมการ (4.37) หรือ (4.38) และ (4.51) หรือ (4.52) ลงในสมการ (4.36)

#### 4.4 การวิเคราะห์ค่าวิสัยสามารถของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย

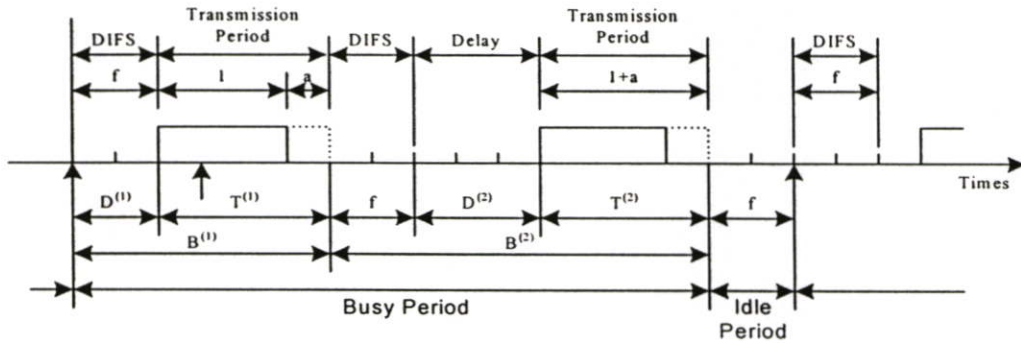
##### 4.4.1 หลักการที่นำเสนอ

ในส่วนนี้จะทำการวิเคราะห์หาค่าวิสัยสามารถของระบบแลนที่ใช้การเข้าถึงหรือก็คือใช้โปรโตคอลในการสื่อสารแบบ CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance) โดยในการวิเคราะห์จะใช้สมการทางความน่าจะเป็นง่าย ๆ ในการวิเคราะห์ นอกจากนี้แล้ว ในการวิเคราะห์จะไม่คำนึงถึงปรากฏการณ์แคปเจอร์ (Capture Effect) ผลลัพธ์ที่ได้ จะแสดงในรูปของสมการค่าวิสัยสามารถที่ถูกลบอร์มอลไรซ์แล้ว (ค่าวิสัยสามารถมีค่าอยู่ระหว่าง 0-1) วิธีการเข้าถึงที่นำมาวิเคราะห์นี้ มีลักษณะการทำงานเช่นเดียวกับการเข้าถึงแบบพื้นฐานตามมาตรฐานระบบแลนไร้สาย IEEE 802.11

##### 4.4.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณการเข้าถึงแบบ CSMA/CA

ตัวอย่างการเข้าถึงแบบนี้แสดงในรูปที่ 1 จากรูป สถานีเข้ามาใช้ช่องสัญญาณทั้งหมด 3 สถานี ซึ่งเวลาที่แต่ละสถานีต้องการส่งข้อมูลแสดงด้วยลูกศร โดยตอนแรกสมมติว่าช่องสัญญาณว่าง (Idle) เมื่อสถานีแรกต้องการส่งข้อมูลจึงทำการตรวจว่าในช่องสัญญาณว่างหรือไม่ (Sense) ปรากฏว่าช่องสัญญาณว่าง และยังคงว่างต่อไปเป็นระยะเวลาเท่ากับ DIFS ในที่นี้มีค่าเท่ากับ  $f$  จึงทำการส่งข้อมูลออกไป ซึ่งข้อมูลที่ส่งมีความยาวเท่ากับ 1 (เป็นความยาวที่ถูกลบอร์มอลไรซ์แล้ว) หลังจากส่งข้อมูลเสร็จสถานีทั้งหมดก็จะต้องรอเป็นระยะเวลาอีกเท่ากับ  $a$  เพื่อรอให้ข้อมูลทั้งหมดที่ส่งออกมาสามารถส่งถึงสถานีปลายทางได้หมดก่อน (Propagation Delay) ระหว่างที่สถานีแรกกำลังส่งข้อมูลอยู่ ปรากฏว่ามีอีกสถานีหนึ่งต้องการใช้ช่องสัญญาณเพื่อส่งข้อมูลในที่นี้ให้เป็นสถานีสอง เมื่อสถานีสองตรวจสัญญาณในช่องสัญญาณจะพบว่ามีการส่งสัญญาณอยู่ สถานีนี้จะทำการรอจนกว่าการส่งสัญญาณที่ตรวจพบนั้นจะสิ้นสุด รวมถึงรออีกช่วงเวลาอีกเท่ากับ  $a$  ด้วย หลังจากสิ้นสุดช่วงเวลา  $a$  แล้ว สถานีสองจะทำการรอต่อไปอีกเป็นระยะเวลาเท่ากับ  $f$  (DIFS) เมื่อสิ้นสุดช่วงเวลานี้แล้วสถานีสองจะทำการสุ่มเลขออกมาค่าหนึ่ง โดยจะนำค่าที่ได้นี้มาทำการรอต่อไปก่อนการ

ส่ง ปรากฏว่าเมื่อสิ้นสุดช่วงเวลาที่สามารถได้แล้วช่องสัญญาณยังคงว่างอยู่จึงทำการส่งสัญญาณข้อมูลออกไป ซึ่งช่วงเวลาที่ใช้ในการส่งสัญญาณข้อมูลทั้งหมดเท่ากับ  $1+a$  (ความยาวของข้อมูล + propagation delay) เมื่อสิ้นสุดการส่งก็จะมีสถานีที่สามเข้ามาใช้ช่องสัญญาณ ซึ่งจะสามารถส่งได้ทันทีเนื่องจากช่องสัญญาณว่างเป็นระยะเวลาเท่ากับ  $f$



รูปที่ 4.3 พื้นฐานการทำงานของ โพรโทคอลแบบ CSMA/CA

โดยสรุปก็คือ สถานีที่ต้องการใช้ช่องสัญญาณในการส่งสัญญาณข้อมูลนั้น ก่อนทำการส่งจะต้องตรวจช่องสัญญาณว่าว่างเป็นระยะเวลาเท่ากับ DIFS ก่อน ถ้ายังคงว่างอยู่จึงสามารถส่งสัญญาณได้ หากการส่งครั้งแรกไม่ว่างก็จะทำการรอโดยใช้หลักการตั้งที่กล่าวมาแล้ว (จนสิ้นสุดการส่งสัญญาณที่ตรวจพบ +  $a$  + DIFS) เพียงแต่จะมีการสุ่มเวลารอเพิ่มเข้าไปอีกก่อนที่จะทำการส่งได้ ซึ่งค่าเวลาที่สุ่มนี้จะมีค่ามากขึ้นเรื่อยๆ ตามจำนวนครั้งที่พยายามใช้ช่องสัญญาณแต่พบว่าช่องสัญญาณยังคงไม่ว่าง โดยจะมีค่าจำกัดไว้ที่ค่าๆหนึ่งตามมาตรฐาน IEEE 802.11

#### 4.4.3 การวิเคราะห์ค่าวิสัยสามารถของระบบแลนที่ใช้วิธีการเข้าถึงแบบ CSMA/CA

เราจะสมมติว่าช่วงเวลาแบบออกไปเป็นสล็อต (Slot) ซึ่งแต่ละสล็อตมีค่าเท่ากับ  $a$  (หรือมีค่าเท่ากับ propagation delay นั้นเอง) ในระบบมีผู้ใช้  $M$  คน (สถานี) แต่ละสถานีจะสร้างแพ็กเก็ตเข้ามาในระบบด้วยความน่าจะเป็นเท่ากับ  $g$  และแต่ละสถานีจะส่งสัญญาณออกไปด้วยความน่าจะเป็นเท่ากับ  $p$  ซึ่งค่านี้จะเกี่ยวข้องกับกระบวนการหน่วงเวลาเบ็คออฟ (Backoff Delay) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11 สถานะของช่องสัญญาณที่สามารถเป็นไปได้มี 2 สถานะ คือ ว่าง (Idle) และไม่ว่าง (Busy) ค่าวิสัยสามารถที่ทำการวิเคราะห์จะเป็นไปตามสมการที่ (4.53) [29]

$$S = \frac{\bar{U}}{\bar{B} + \bar{I}} \quad (4.53)$$

โดยที่  $S$  = ค่าวิสัยสามารถ (Throughput)

$U$  = ช่วงเวลาที่ใช้ในการส่งสัญญาณข้อมูลและส่งได้สำเร็จ (Useful Transmission)

$B$  = ช่วงเวลาที่ใช้ไปทั้งหมดในการส่งสัญญาณข้อมูล (Busy Period)

$I$  = ช่วงเวลาที่ไม่ได้มีการส่งสัญญาณข้อมูล (Idle Period)

ก่อนอื่นเราต้องทำการหาค่าเฉลี่ยของ  $U$ ,  $B$  และ  $I$  ให้ได้ก่อนจึงสามารถหาค่าเฉลี่ยของค่าวิสัยสามารถได้ จากรูปที่ 1 ช่วงเวลา  $B$  จะถูกแบ่งออกเป็น subbusy period ซึ่งแต่ละ subbusy period ประกอบด้วยช่วงเวลาที่รอคอยเนื่องจากการสุ่มค่าออกมาและช่วงเวลาในการส่งสัญญาณข้อมูล เรา จะทำการกำหนดตัวแปรที่ใช้ในการแทนช่วงเวลาเหล่านี้ ดังนี้

$B^{(k)}$  = subbusy period ที่  $k$  ใดๆ

$D^{(k)}$  = ช่วงเวลาที่ต้องรอคอยต่อไปเนื่องจากค่าที่สุ่มออกมาได้ของ subbusy period ที่  $k$  ใดๆ

$T^{(k)}$  = ช่วงเวลาในการส่งสัญญาณข้อมูลของ subbusy period ที่  $k$  ใดๆ

ในช่วงเวลา  $B^{(1)}$ ,  $D^{(1)}$  ก็คือ ค่าของ DIFS นั้นเอง แต่อย่างไรก็ตามในกรณีที่  $k \geq 2$ , ค่าของ  $B^{(k)}$  จะเป็นตัวแปรสุ่ม (Random Variable) จะประกอบด้วยสามส่วนด้วยกันคือ DIFS,  $D^{(k)}$  และ  $T^{(k)}$  ค่าของ DIFS จะสมมติให้มีค่า 1 สล็อตซึ่งมีขนาดเท่ากับ  $f$  ( $I \times a$ ) จากรูปที่ 1 พบว่า  $T^{(k)}$  จะมีค่าคงที่เท่ากับ  $1+a$  เสมอไม่ว่าการส่งนั้นจะเป็นการส่งที่สำเร็จหรือไม่สำเร็จก็ตาม สมมติว่าให้  $J$  เป็นตัวแปรสุ่มที่บอกจำนวน subbusy period ทั้งหมดใน busy period,  $B$  และเช่นเดียวกัน ช่วงเวลาที่มีการส่งสัญญาณข้อมูลสำเร็จก็มีจำนวนเท่ากับ  $J$  เช่นกัน ดังสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (4.54) และ (4.55)

$$B = \sum_{k=1}^J B^{(k)} \quad (4.54)$$

$$U = \sum_{k=1}^J U^{(k)} \quad (4.55)$$

ต่อมาเราจะต้องทำการหาว่าจำนวนของ subbusy period ในช่วงเวลา busy period มีค่าเท่าใด ในระเบียบการเข้าถึงแบบ CSMA/CA นั้นทุกสถานี (ผู้ใช้ทุกคน) สามารถจะส่งสัญญาณข้อมูลได้ หลังจากตรวจแล้วว่าช่องสัญญาณว่างเป็นระยะมากกว่าหรือเท่ากับ DIFS ดังนั้นช่วงเวลา busy period จะมีอยู่ต่อไปเรื่อยๆ トラバドที่ยังมีข้อมูลจากสถานีใดๆ ถูกสร้างขึ้นระหว่างช่วงเวลา  $T^{(k)} + DIFS$  สุดท้ายของ busy period จากรูปที่ 1 ประกอบ กำหนดให้ TP แทนผลรวมของ  $T^{(k)} + DIFS$  สุดท้ายของ busy period ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$TP = 1 + a + f \quad (4.56)$$

จาก  $g$  = ความน่าจะเป็นที่แต่ละสถานีจะสร้างแพ็กเก็ตข้อมูลขึ้นมาใน 1 สล็อต  
 $1-g$  = ความน่าจะเป็นที่แต่ละสถานีจะไม่สร้างแพ็กเก็ตข้อมูลขึ้นมาใน 1 สล็อต  
 $(1-g)^M$  = ความน่าจะเป็นที่สถานีทั้งหมด  $M$  สถานีจะไม่สร้างแพ็กเก็ตขึ้นมาใน 1 สล็อต  
 $(1-g)^{(TP/a)M}$  = ความน่าจะเป็นที่สถานีทั้งหมด  $M$  สถานีจะไม่สร้างแพ็กเก็ตขึ้นมาใน  $TP/a$  สล็อต

$[1-(1-g)^{(TP/a)M}]$  = ความน่าจะเป็นที่จะมีอย่างน้อยหนึ่งสถานีที่จะสร้างแพ็กเก็ตขึ้นมาใน  $TP/a$  สล็อต

เพราะฉะนั้นจะได้ความน่าจะเป็นที่  $J = j$  สามารถแสดงได้ดังนี้ สมมติว่าในช่วง  $TP$  ที่ผ่านไป  $j-1$  ช่วงมีการสร้างแพ็กเก็ตมาเรื่อยๆ จนกระทั่งในช่วง  $TP$  ที่  $j$  ไม่มีการสร้างแพ็กเก็ตมาเลย แสดงว่าเมื่อช่วง  $TP$  ที่  $j$  นี้แล้วจะเป็นการสิ้นสุดของ busy period ด้วย จะได้ว่า

$$\Pr[J = j] = [1 - (1-g)^{(TP/a)M}]^{j-1} (1-g)^{(TP/a)M} \quad (4.57)$$

จากสมการที่ (4.57) จะเห็นว่า  $J$  มีการกระจายแบบเรขาคณิต (Geometric Distribution) จะได้ว่าค่าเฉลี่ย (Mean Value) ของ  $J$  สามารถหาได้จากสมการที่ (4.58) [30]

$$\bar{J} = \frac{1}{(1-g)^{(TP/a)M}} \quad (4.58)$$

พิจารณาว่า  $B^{(1)}$  จะเกิดขึ้นเมื่อมีการสร้างแพ็กเก็ตขึ้นมาในระหว่างสล็อตสุดท้าย ก่อนที่จะมีการเริ่ม busy period ขณะที่ในกรณีที่  $B^{(k)}$  อื่นๆ เมื่อ  $k \geq 2$  จะเกิดขึ้นเมื่อมีการสร้างแพ็กเก็ตขึ้นมาในช่วง  $TP$  สุดท้าย เพราะฉะนั้นจะได้ว่าค่าเฉลี่ยของ busy period สามารถหาได้ดังสมการที่ (4.59) [31]

$$\begin{aligned} \bar{B} = E[B] &= E\left[\sum_{k=1}^J B^{(k)}\right] \\ &= E[B^{(1)}] + E\left[\sum_{k=2}^J B^{(k)}\right] \end{aligned} \quad (4.59)$$

เราต้องทำการกระจายส่วนที่ 2 ของสมการที่ (4.59) เพราะฉะนั้นเมื่อกำหนดให้  $J = j$  ใดๆ เราจะได้

$$E\left[\sum_{k=2}^J B^{(k)} \mid J = j\right] = \sum_{k=2}^j E[B^{(k)} \mid J = j] \quad (4.60)$$

เพราะว่าช่วง  $B^{(k)}$  เมื่อ  $k \geq 2$  จะอิสระจากกันแบบ i.i.d (Independent Identical Distributions) และอิสระจาก  $J$  จะได้ว่า

$$E \left[ \sum_{k=2}^J B^{(k)} \mid J = j \right] = (j-1) E \left[ B^{(2)} \right] \quad (4.61)$$

จาก [19] จะได้ว่า

$$E \left[ E \left[ \sum_{k=2}^J B^{(k)} \mid J \right] \right] = E \left[ \sum_{k=2}^J B^{(k)} \right] \quad (4.62)$$

เพราะฉะนั้นจากสมการที่ (4.61) จะได้ว่า

$$E \left[ \sum_{k=2}^J B^{(k)} \right] = E \left[ (j-1) E \left[ B^{(2)} \right] \right] \quad (4.63)$$

แต่เพราะว่า  $E[B^{(k)}]$  เป็นค่าคงที่ เพราะฉะนั้นเราจะได้

$$\begin{aligned} E \left[ \sum_{k=2}^J B^{(k)} \right] &= (E[J] - 1) E \left[ B^{(2)} \right] \\ &= (\bar{J} - 1) E \left[ B^{(2)} \right] \end{aligned} \quad (4.64)$$

เพราะฉะนั้น จากสมการที่ (4.59) จะสามารถหาค่าเฉลี่ยของ busy period ได้คือ

$$\bar{B} = E \left[ B^{(1)} \right] + (\bar{J} - 1) E \left[ B^{(2)} \right] \quad (4.65)$$

ในทำนองเดียวกัน ค่าเฉลี่ยของการส่งที่สำเร็จ (Useful Transmission) ก็จะมีลักษณะเดียวกันคือ

$$\bar{U} = E \left[ U^{(1)} \right] + (\bar{J} - 1) E \left[ U^{(2)} \right] \quad (4.66)$$

ต่อไปเมื่อเราพิจารณาในช่วงที่ไม่ได้มีการส่งสัญญาณข้อมูล (Idle Period) จะเห็นว่าช่วงเวลานี้ก็มีลักษณะเกิดเช่นเดียวกับ subbusy period ก็คือช่วงเวลาที่ไม่ได้มีการส่งสัญญาณข้อมูลจะคงมีต่อไปเรื่อยๆจนกว่าจะมีการสร้างแพ็กเก็ตเกิดขึ้นมาที่สล็อตสุดท้ายของช่วงเวลานี้ เพราะฉะนั้นถ้าเรา

สมมติว่าเวลาในช่วงนี้ผ่านไป  $k-1$  สล็อต ก่อนที่จะมีการสร้างแพ็กเก็ตขึ้นมาที่สล็อตที่  $k$  จะมีความน่าจะเป็นที่ช่วงเวลานี้จะมีค่าเท่ากับ  $k$  สล็อตจะเป็นไปตามสมการที่ (2.15)

$$\Pr(I = ka) = (1-g)^{(k-1)M} [1 - (1-g)^M] \quad ; k = 1, 2, \dots \quad (4.67)$$

จากสมการข้างบนจะพบว่า ตัวแปรสุ่ม  $I$  มีการแจกแจงแบบเรขาคณิต (Geometric Distributions) เพราะฉะนั้นจะได้ว่า ค่าเฉลี่ยของ  $I$  จะมีค่าเป็นไปตามสมการที่ (4.68) [30]

$$\bar{I} = \frac{a}{(1-g)^M} \quad (4.68)$$

( ค่า  $a$  ในส่วนของเศษในสมการข้างบนมาจากความน่าจะเป็นที่จะเกิด  $I$  เท่ากับ  $k$  สล็อตคูณกับช่วงเวลาของแต่ละสล็อต )

ในส่วนต่อไปเราจะทำการหาค่าเฉลี่ยของ  $D^{(k)}$  และ  $U^{(k)}$ ,  $E[D^{(k)}]$  และ  $E[U^{(k)}]$  สมมติให้ค่าความน่าจะเป็นที่จะมี  $n$  แพ็กเก็ตจากสถานีทั้งหมด  $M$  สถานีถูกสร้างเข้ามาระหว่าง  $X$  สล็อต แทนด้วย  $P_n(X)$  ซึ่งเป็นไปตามสมการที่ (4.69) [31]

$$P_n(X) = \frac{\binom{M}{n} [1 - (1-g)^{(X/a)}]^n (1-g)^{(X/a)(M-n)}}{1 - (1-g)^{(X/a)M}} \quad ; n = 1, 2, \dots, M \quad (4.69)$$

ดังนั้น ถ้าเรากำหนดให้  $N_0^{(j)}$  แทนจำนวนแพ็กเก็ตที่ถูกสร้างขึ้นและสะสมอยู่ ณ ที่จุดสิ้นสุดของช่วงเวลา  $TP$  ที่  $j$  ใดๆ เพราะฉะนั้นความน่าจะเป็นที่  $N_0^{(j)}$  จะมีค่าเท่ากับ  $n$  สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (4.70)

$$\Pr(N_0^{(j)} = n) = P_n(TP) \quad ; j = 2, 3, \dots \quad (4.70)$$

ต่อมาเราจะทำการหาสมการการแจกแจงของ  $D^{(j)}$  เมื่อกำหนด  $N_0^{(j)}$  มาให้ที่  $j = 2, 3, \dots$  เราจะสมมติว่าค่า  $k$ ,  $k = 0, 1, 2, \dots$  แทนจำนวนขอบเขตของสล็อตของ  $D^{(j)}$  ว่าจะต้องมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ  $k$  สล็อต ซึ่งเหตุการณ์นี้จะเป็นไปได้ก็ต่อเมื่อมีจำนวน  $n$  สถานีที่มีการสร้างแพ็กเก็ตขึ้นมาเรียบร้อยแล้วแต่ยังไม่มีการส่ง และสถานีอีก  $M-n$  สถานียังไม่มีการสร้างแพ็กเก็ตขึ้นมาในระหว่าง  $k$  สล็อต เพราะฉะนั้นจะได้ว่า

$$\Pr\left(D^{(j)} \geq ka \mid N_0^{(j)} = n\right) = (1-p)^{kn} (1-g)^{k(M-n)} \quad (4.71)$$

เอาเงื่อนไข  $N_0^{(j)}$  ออกโดยใช้สมการที่ (4.69) และสมการที่ (4.70) จะได้ดังนี้

$$\begin{aligned} & \Pr\left(D_0^{(j)} \geq ka\right) \\ &= \frac{1}{1-(1-g)^{(TP/a)M}} \sum_{n=1}^M \left\{ \binom{M}{n} \left[ 1-(1-g)^{(TP/a)} \right]^n (1-g)^{(TP/a)(M-n)} (1-p)^{kn} (1-g)^{k(M-n)} \right\} \end{aligned} \quad (4.72)$$

เมื่อกระจายพจน์ออกมาแล้วทำการบวกเข้าและลบออกด้วย  $(1-g)^{(TP/a)M} \times (1-g)^{kM}$  หลังจากนั้นทำการจัดรูปใหม่จะได้เป็นสมการที่ (4.73)

$$\begin{aligned} & \Pr\left(D_0^{(j)} \geq ka\right) \\ &= \frac{1}{1-(1-g)^{(TP/a)M}} \left( \left\{ (1-p)^k - (1-g)^{(TP/a)} \left[ (1-p)^k - (1-g)^k \right] \right\}^M - (1-g)^{(TP/a)M} \cdot (1-g)^{kM} \right) \end{aligned} \quad (4.73)$$

จาก [30] และจากสมการที่ (4.73) จะสามารถหา  $E[D^{(j)}]$  ได้ดังสมการที่ (4.74)

$$\bar{D} = E\left[D^{(j)}\right] = \begin{cases} f \left[ 1 - (1-g)^M \right] ; j=1 \\ \frac{a}{1-(1-g)^{(TP/a)M}} \left( \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ (1-p)^k - (1-g)^{(TP/a)} \left[ (1-p)^k - (1-g)^k \right] \right\}^M \right. \\ \left. - (1-g)^{(TP/a)M} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} (1-g)^{kM} \right) ; j=2,3,\dots \end{cases} \quad (4.74)$$

จากสมการที่ (4.65), (4.68) และ (4.74) เราสามารถหาผลรวมระหว่างค่าเฉลี่ยของช่วงเวลาที่ผู้ใช้ไปทั้งหมดในการส่งสัญญาณข้อมูลกับช่วงเวลาที่ไม่ได้ส่งสัญญาณข้อมูลได้ ซึ่งเป็นไปตามสมการที่ (4.75)

$$\bar{B} + \bar{I} = E\left[D^{(1)}\right] + 1 + a + \left[ \left( \frac{1}{(1-g)^{(TP/a)M}} - 1 \right) \left( E\left[D^{(2)}\right] + 1 + a + f \right) \right] + \bar{I}$$

$$\begin{aligned}
\bar{B} + \bar{I} &= f[1 - (1-g)^M] + 1 + a + \left[ \left( \frac{1 - (1-g)^{(TP/a)^M}}{(1-g)^{(TP/a)^M}} \right) (E[D^{(2)}] + 1 + a + f) \right] + \bar{I} \\
&= f[1 - (1-g)^M] + 1 + a + \left\{ \left[ \frac{1 - (1-g)^{(TP/a)^M}}{(1-g)^{(TP/a)^M} \right] (1 + a + f) + \left[ \frac{1 - (1-g)^{(TP/a)^M}}{(1-g)^{(TP/a)^M} \right] \right. \\
&\quad \cdot \left. \left[ \frac{a}{1 - (1-g)^{(TP/a)^M} \left( \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ (1-p)^k - (1-g)^{(TP/a)} [(1-p)^k - (1-g)^k] \right\}^M \right. \right. \right. \\
&\quad \left. \left. \left. - (1-g)^{(TP/a)^M} \sum_{k=1}^{\infty} (1-g)^{kM} \right) \right] \right\} + \frac{a}{[1 - (1-g)^M]} \\
\bar{B} + \bar{I} &= f[1 - (1-g)^M] + 1 + a + \frac{a}{1 - (1-g)^{(TP/a)^M} \left\{ [1 - (1-g)^{(TP/a)^M}] (1 + a + f) \right. \\
&\quad \left. + \left[ a \left( \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ (1-p)^k - (1-g)^{(TP/a)} [(1-p)^k - (1-g)^k] \right\}^M - (1-g)^{(TP/a)^M} \right. \right. \right. \\
&\quad \left. \left. \left. \cdot \sum_{k=1}^{\infty} (1-g)^{kM} \right) \right] \right\} + \frac{a}{[1 - (1-g)^M]}
\end{aligned}$$

(4.75)

ต่อไปเราจะทำการวิเคราะห์หาค่าเฉลี่ยของช่วงเวลาที่ใช้ในการส่งสัญญาณข้อมูลและส่งได้สำเร็จ สมมติว่าเมื่อสิ้นสุดช่วงเวลา  $B^{(i-1)}$  มีผู้ใช้สะสมอยู่  $N_0^{(i-1)}$  เท่ากับ  $n$  แสดงว่ายังมีผู้ใช้อีก  $M-n$  ที่ยังไม่มีกรสร้างแพ็กเกตข้อมูลขึ้นมา ในช่วงเวลา  $B^{(i)}$  มีการหน่วงเวลาไปมากกว่าหรือเท่ากับ  $ka$  ( $D^{(i)} \geq ka$ ) พิจารณาว่าเมื่อมีการส่งแพ็กเกตข้อมูลขึ้นในช่วงเวลา  $B^{(i)}$  นี้ การส่งที่สามารถจะเป็นการส่งที่สำเร็จได้มี 3 กรณีดังต่อไปนี้ (ไม่คิดผลของ Capture Effect)

**1. เมื่อ  $k = 0$  :** แสดงว่าจะมีเฉพาะผู้ใช้งานจำนวน  $n$  ผู้ใช้เท่านั้นที่จะสามารถส่งแพ็กเกตข้อมูลได้ เพราะฉะนั้นจะเป็นการส่งที่สำเร็จได้ก็ต่อเมื่อในจำนวน  $n$  ผู้ใช้นี้จะต้องมีเพียงผู้ใช้เดียวเท่านั้นที่มีการส่งแพ็กเกตเกิดขึ้น

**2. เมื่อ  $k > 0$  :** สามารถแบ่งได้เป็น 2 กรณี

**กรณีที่ 1** เมื่อหนึ่งในผู้ใช้จำนวน  $n$  ผู้ใช้ได้เกิดส่งแพ็กเกตข้อมูลขึ้น เพราะฉะนั้นจะเป็นการส่งที่สำเร็จก็ต่อเมื่อผู้ใช้คนอื่นๆจำนวน  $n-1$  ผู้ใช้ (ที่สะสมอยู่) ยังไม่ได้ส่งข้อมูลและผู้ใช้ที่เหลืออีกจำนวน  $M-n$  ผู้ใช้ก็ต้องไม่มีการสร้างแพ็กเกตข้อมูลใหม่ขึ้นมาด้วย

**กรณีที่ 2** เมื่อหนึ่งในผู้ใช้  $M-n$  ผู้ใช้ได้มีการส่งข้อมูลแพ็กเกตขึ้น เพราะฉะนั้นเพื่อให้การส่งนั้นเป็นการส่งที่สำเร็จแน่นอนก็ต่อเมื่อผู้ใช้คนอื่นๆ จำนวน  $M-n-1$  ผู้ใช้ ซึ่งทั้งที่เป็นผู้ใช้ที่ยังไม่ได้มีการ

สร้างแพ็กเกจขึ้นมาใหม่และเป็นผู้ใช้ที่มีแพ็กเกจสะสมอยู่ จะต้องยังไม่มีคำสั่งแพ็กเกจข้อมูลออกมา จากกรณีทั้ง 3 ที่ได้อธิบายไปนั้นสามารถเขียนเป็นสมการความน่าจะเป็นได้ดังนี้

$$E[U^{(j)} | D^{(j)} \geq ka, N_0^{(j)} = n] = \begin{cases} \binom{n}{1} p(1-p)^{n-1} & ; k=0 \\ \binom{n}{1} p(1-p)^{n-1} (1-g)^{M-n} \\ + (1-p)^n \binom{M-n}{1} g(1-g)^{M-n-1} & ; k > 0 \end{cases} \quad (4.76)$$

กระจายพจน์ออกมาจะได้ดังสมการที่ (4.77)

$$E[U^{(j)} | D^{(j)} \geq ka, N_0^{(j)} = n] = \begin{cases} np(1-p)^{n-1} & ; k=0 \\ np(1-p)^{n-1} (1-g)^{M-n} + (1-p)^n (M-n)g(1-g)^{M-n-1} & ; k > 0 \end{cases} \quad (4.77)$$

ในกรณีที่  $k=0$  ไม่จำเป็นจะต้องเอาเงื่อนไข  $D^{(j)}$  ออก จำเป็นที่จะต้องเอาเงื่อนไข  $D^{(j)}$  ออกในกรณีที่  $k > 0$  เท่านั้น โดยใช้สมการที่ (4.70) ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้มีค่าดังสมการที่ (4.78)

$$E[U^{(j)} | N_0^{(j)} = n] = \sum_{k=1}^{\infty} \left[ \left( np(1-p)^{n-1} (1-g)^{M-n} + (1-p)^n (M-n)g(1-g)^{M-n-1} \right) \cdot (1-p)^{kn} (1-g)^{k(M-n)} \right] \quad (4.78)$$

จัดรูปสมการที่ (4.78) ใหม่โดยใช้ผลรวมแบบอนันต์ของอนุกรมเรขาคณิต (Infinite Geometric Sum Formula) จะได้ว่า

$$E[U^{(j)} | N_0^{(j)} = n] = \left( np(1-p)^{n-1} (1-g)^{M-n} + (1-p)^n (M-n)g(1-g)^{M-n-1} \right) \cdot \frac{(1-p)^n (1-g)^{M-n}}{1 - (1-p)^n (1-g)^{M-n}} \quad (4.79)$$

จากสมการที่ (4.77) และ (4.79) มาทำการเอาเงื่อนไข  $N_0^{(i)}$  ออกโดยใช้สมการที่ (4.69) และ (4.70) เพราะฉะนั้นจะได้เป็นสมการที่ (4.80)

$$E[U^{(i)}] = \sum_{n=1}^M \left\{ \left[ (np(1-p))^{n-1} (1-g)^{M-n} + (1-p)^n (M-n)g(1-g)^{M-n-1} \right] \frac{(1-p)^n (1-g)^{M-n}}{1 - (1-p)^n (1-g)^{M-n}} \right\} \frac{\binom{M}{n} \left[ 1 - (1-g)^{(TP/a)} \right]^n (1-g)^{(TP/a)(M-n)}}{1 - (1-g)^{(TP/a)M}} \quad (4.80)$$

ในกรณีที่ เป็น  $U^{(1)}$  การส่งนั้นจะเป็นการส่งที่สำเร็จได้ก็ต่อเมื่อ ในสล็อตสุดท้ายของช่วงเวลาที่ไม่ได้มีการส่งแพ็กเก็ตข้อมูล (Idle Period) จะต้องมีเพียงผู้ใช้คนเดียวเท่านั้นที่จะสร้างแพ็กเก็ตข้อมูลออกมาเพื่อส่ง (เพราะว่าไม่คิด Capture Effect) จากสมการที่ (4.69) ความน่าจะเป็นที่จะเกิดเหตุการณ์นี้ขึ้น สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (4.81)

$$P_1(1) = \Pr \left[ \text{one user arrive during last slot of previous idle period} \right] \\ = \frac{\binom{M}{1} \left[ 1 - (1-g)^1 \right]^1 (1-g)^{(M-1)}}{1 - (1-g)^M} \\ = \frac{M \left[ 1 - (1-g) \right] (1-g)^{(M-1)}}{1 - (1-g)^M} \quad (4.81)$$

เพราะฉะนั้น เราจะได้ค่าเฉลี่ย  $U^{(i)}$  เมื่อ  $j=1,2,\dots$  สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (4.82)

$$\begin{aligned} \bar{U} &= \frac{M[1-(1-g)](1-g)^{M-1}}{1-(1-g)^M} + \left( \frac{1}{(1-g)^{(TP/u)M}} - 1 \right) \cdot \sum_{n=1}^M \left\{ [np(1-p)^{n-1} + \right. \\ &\quad \left. (np(1-p)^{n-1}(1-g)^{M-n} + (1-p)^n(M-n)g(1-g)^{M-n-1}) \cdot \frac{(1-p)^n(1-g)^{M-n}}{1-(1-p)^n(1-g)^{M-n}} \right] \\ &\quad \cdot \frac{\binom{M}{n} [1-(1-g)^{(TP/u)]^n (1-g)^{(TP/u)(M-n)}}{(1-g)^{(TP/u)M}} \left. \right\} \\ \bar{U} &= \frac{M[1-(1-g)](1-g)^{M-1}}{1-(1-g)^M} + \left( \frac{1}{(1-g)^{(TP/u)M}} - 1 \right) \cdot \sum_{n=1}^M \left\{ [np(1-p)^{n-1} + \right. \\ &\quad \left. (np(1-p)^{n-1}(1-g)^{M-n} + (1-p)^n(M-n)g(1-g)^{M-n-1}) \cdot \frac{(1-p)^n(1-g)^{M-n}}{1-(1-p)^n(1-g)^{M-n}} \right] \\ &\quad \cdot \frac{\binom{M}{n} [1-(1-g)^{(TP/u)]^n (1-g)^{(TP/u)(M-n)}}{(1-g)^{(TP/u)M}} \left. \right\} \end{aligned}$$

(4.82)

เมื่อนำสมการที่ (4.75) และสมการที่ (4.82) แทนลงในสมการที่ (4.53) เราก็จะสามารถหาค่าวิสัยสามารถของระบบแลนไร้สาย ที่ใช้การเข้าถึงแบบ CSMA/CA ได้

#### 4.4.4 การวิเคราะห์ค่าวิสัยสามารถของระบบแลนที่ใช้วิธีการเข้าถึงแบบ CSMA/CA เมื่อคิด

ผลกระทบจากการลดทอนของสัญญาณเนื่องจากระยะทาง

เราจะแบ่งเซลล์ๆ หนึ่งออกเป็น 7 ชั้น โดยรัศมีของแต่ละชั้นมีค่าเท่ากับ  $R/7, 2R/7, 3R/7, \dots, R$  ดังตารางที่ 2 และกำหนดให้การกระจายของผู้ใช้ภายในเซลล์มีลักษณะการกระจายแบบคงที่ในทิศทาง  $\theta$  แต่การกระจายของผู้ใช้จะเปลี่ยนแปลงไปตามระยะทางจากจุดศูนย์กลางเซลล์ (รัศมี) ซึ่งเป็นตำแหน่งของจุดเชื่อมต่อ (Access Point; AP) จาก [32] จะได้ว่าสมการความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (pdf) ของผู้ใช้จะเป็นไปตามสมการที่ (4.83)

$$\begin{aligned} F(x, y) &= \frac{1}{\pi R^2} \rightarrow F(r, \theta) = \frac{1}{\pi R^2} r \\ f(r) &= \int_0^{2\pi} \left( \frac{1}{\pi R^2} \right) r d\theta \end{aligned}$$

ตารางที่ 2.1 แสดงความน่าจะเป็นที่ผู้ใช้จะอยู่ที่ในชั้นที่  $i$  ใดๆ

ชั้นที่	Probability
1	1/49
2	3/49
3	5/49
4	7/49
5	9/49
6	11/49
7	13/49

เมื่อทำการคำนวณหาค่าความน่าจะเป็นจากสมการที่ (4.84) จะได้ค่าความน่าจะเป็นตามตารางที่ 4.1

$$f(r) = \frac{2}{R^2} r \quad (4.83)$$

เพราะฉะนั้นค่าความน่าจะเป็นที่ผู้ใช้จะอยู่ที่ชั้นที่  $i$  ใดๆ จะเป็นไปตามสมการ (4.84)

$$\text{Prob}[\text{user in ring } i] = \int_{R_{i-1}}^{R_i} \frac{2}{R^2} r dr \quad (4.84)$$

เราสามารถหาค่าวิสัยสามารถรวมของเซลล์ใดๆได้ ดังสมการที่ (4.85)

$$S_{total} = \sum_{i=1}^7 S_i \text{prob}[\text{user in ring } i] \quad (4.85)$$

โดยที่  $S_i$  คือ ค่าวิสัยสามารถของผู้ใช้ในชั้นที่  $i$  ใดๆ

ค่าวิสัยสามารถของผู้ใช้ในแต่ละชั้นจะแตกต่างกันไป เพราะว่าผลของการลดทอนของสัญญาณเนื่องจากระยะทางมีค่าแตกต่างกันไป ผู้ใช้ชั้นที่อยู่ห่างจาก AP มาก ค่าการลดทอนกำลังของสัญญาณจะมีค่ามาก ทำให้สัญญาณข้อมูลที่รับได้เกิดความผิดพลาดมากกว่าสัญญาณข้อมูลที่ถูกส่งมาจากชั้นที่อยู่ใกล้ AP สมมติว่าแพ็คเกจของข้อมูลที่ถูกส่งจากผู้ใช้มีความยาวเท่ากับ  $L$  บิต (Bit) เพราะฉะนั้นค่าวิสัยสามารถของข้อมูลในระบบแลนไร้สายในชั้นที่  $i$  ใดๆ จะเป็นไปตามสมการที่ (4.86)

$$S_i = S_{CSMA/CA} \left[ 1 - \text{prob of bit error of DS-SFH/ MC-CDMA in } i \right]^L \quad (4.86)$$

โดยที่  $S_{CSMA/CA}$  คือ ค่าวิสัยสามารถของระบบแลนไร้สาย ที่ใช้การเข้าถึงแบบ CSMA/CA ซึ่งเป็นตามสมการที่ (4.53) ค่าความน่าจะเป็นที่บิตจะผิดพลาดจะมีค่ามากขึ้น เมื่อระยะห่างจากจุดศูนย์กลางมีค่ามากขึ้น โดยสามารถหาได้จากสมการ  $P_e$  หรือก็คือสมการที่ (4.36) สุดท้ายเมื่อนำสมการที่ (4.86) แทนลงในสมการที่ (4.85) เราจะได้ค่าวิสัยสามารถรวมของระบบแลนไร้สายที่ใช้การเข้าถึงแบบ CSMA/CA

## บทที่ 5

### การวิเคราะห์ผลเชิงคณิตศาสตร์

ในบทนี้จะเป็นการนำเสนอ ผลจากการวิเคราะห์เชิงคณิตศาสตร์ของสมการความน่าจะเป็นที่บิต (Bit) จะผิดพลาดของการส่งสัญญาณแบบซีดีเอ็มเอ (CDMA) ที่ส่งผ่านช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ และทางด้านเครื่องรับใช้ระบบเทคนิคหลายผู้ใช้ที่มีการก้าวกระโดดความถี่แบบช้าหลายคลื่นพาห์ DS-SS (Multiuser Detection Slow Frequency Hopping / Multicarrier Direct Sequence Code Division Multiple Access) ซึ่งคำนวณจากสมการที่ (4.36) รวมถึงผลการคำนวณเชิงคณิตศาสตร์ของสมการค่าวิสัยสามารถของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย ที่ใช้การเข้าถึงแบบ CSMA/CA ซึ่งคำนวณมาจากสมการที่ (4.53) (4.75) และ (4.82) ในกรณีที่คิดผลกระทบของการลดทอนสัญญาณด้วย จะคำนวณจากสมการที่ (4.86) ซึ่งจะพิจารณาร่วมกับสมการที่ (4.53) (4.75) และ (4.82) ในการคำนวณเชิงคณิตศาสตร์ จะใช้วิธีการแบบเกาส์-เลอจองด์ (Gauss-Legendre) [22] โดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ที่ประมวลผลเชิงวิศวกรรมมาคำนวณร่วมด้วย

ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ จะทำการศึกษาผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิ จำนวนของคลื่นพาห์ จำนวนของวิถีไดเวอร์ซิตี และจำนวนผู้ใช้งานในระบบ ซึ่งมีผลต่อค่าสมรรถนะของระบบ โดยแบ่งตามหัวข้อได้ดังนี้

#### 5.1 ค่าความน่าจะเป็นที่บิตจะผิดพลาดของการส่งสัญญาณ CDMA เมื่อพิจารณา

##### 5.1.1 ผลของระบบผู้ใช้เดี่ยวและระบบหลายผู้ใช้

##### 5.1.2 ผลของระบบคลื่นพาห์เดี่ยวและระบบหลายคลื่นพาห์

##### 5.1.2.1 ผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิ

##### 5.1.2.2 ค่าความน่าจะเป็นที่บิตจะผิดพลาดของระบบที่มีไดเวอร์ซิตี

##### 5.1.2.3 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ

##### 5.1.2.4 ผลของจำนวนคลื่นพาห์

#### 5.2 ค่าวิสัยสามารถของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายที่ใช้โปรโตคอลแบบ CSMA/CA และมีการส่งสัญญาณโดยใช้การส่งแบบ CDMA เมื่อพิจารณา

##### 5.2.1 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ

##### 5.2.2 ผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิ

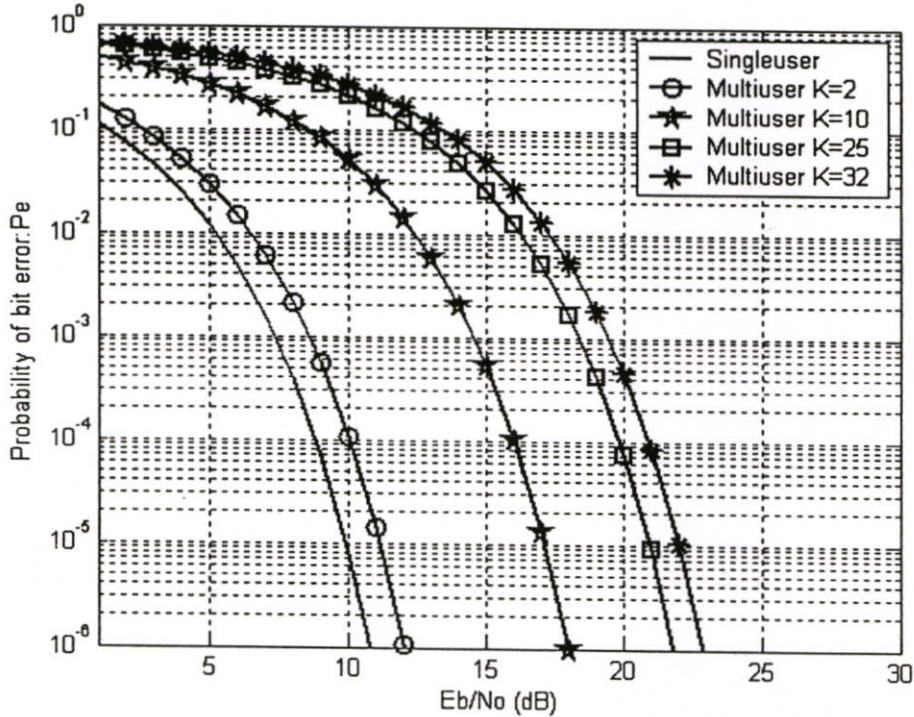
##### 5.2.3 ผลของจำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี

##### 5.2.4 ผลของจำนวนคลื่นพาห์

## 5.1 ค่าความน่าจะเป็นที่บิตจะผิดพลาดของการส่งสัญญาณ CDMA เมื่อพิจารณา

### 5.1.1 ผลของระบบผู้ใช้เดี่ยวและระบบหลายผู้ใช้

ค่าความน่าจะเป็นที่บิตจะผิดพลาดของระบบเมื่อระบบเป็นแบบธรรมดาที่มีผู้ใช้เดี่ยว (singleuser) และระบบที่มีหลายผู้ใช้ (multiuser) ที่ยังไม่มีการเฟดคิงของสัญญาณ

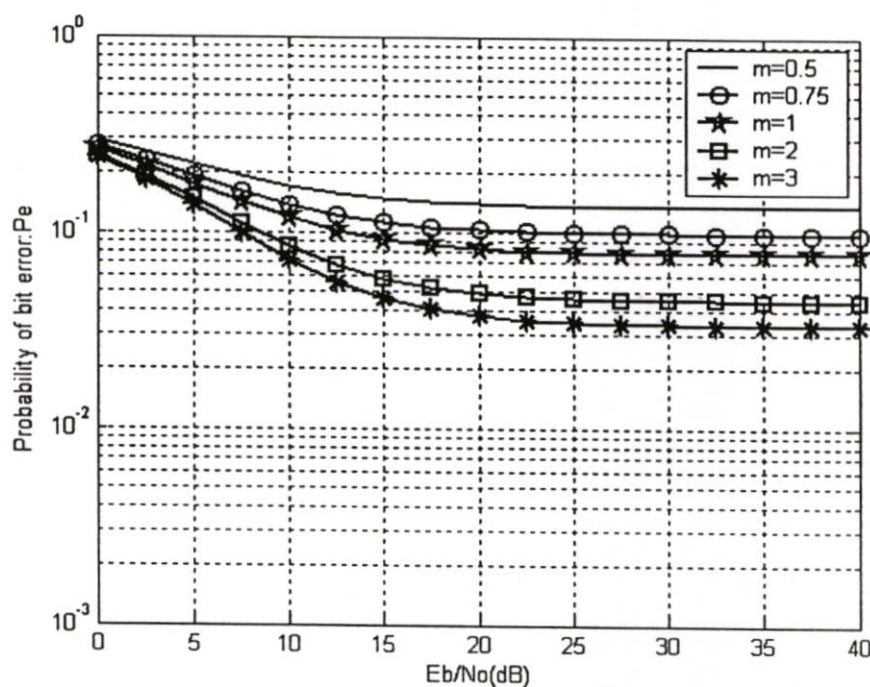


รูปที่ 5.1 ความสัมพันธ์ระหว่าง  $P_e$  เทียบกับ  $E_b/N_0$  ของระบบผู้ใช้เดี่ยว (Single user) และระบบหลายผู้ใช้ (Multiuser)

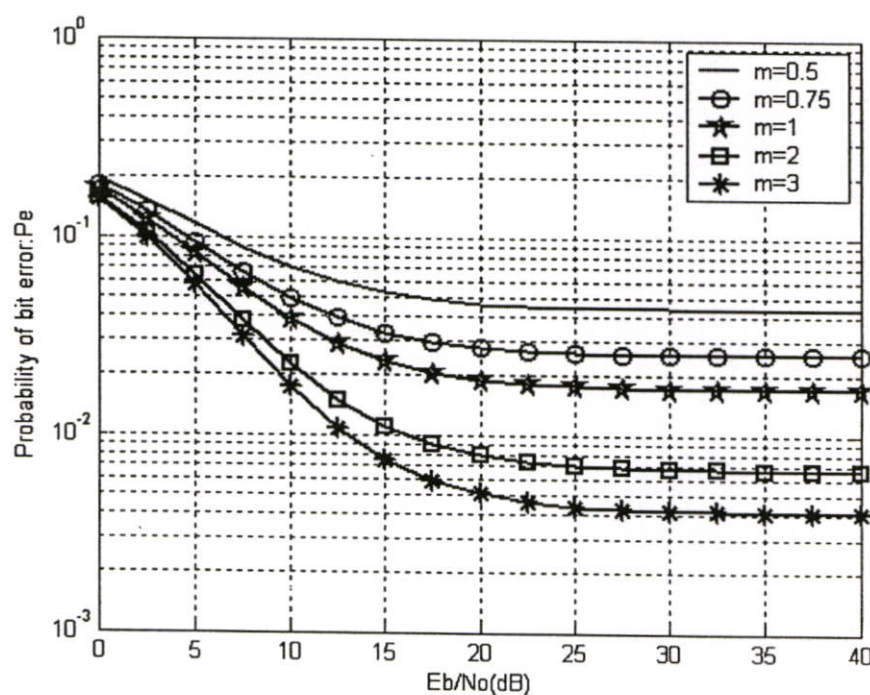
รูปที่ 5.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า  $P_e$  เทียบกับ  $E_b/N_0$  ของระบบที่มีผู้ใช้งานคนเดียว (single user) และระบบที่มีหลายผู้ใช้ (multiuser) สามารถคำนวณได้จากสมการ (3.45) ระบบที่เป็นแบบผู้ใช้เดี่ยวนั้นจะมีความน่าจะเป็นของอัตราบิตผิดพลาดต่ำสุดเนื่องจากไม่มีสัญญาณจากผู้ใช้อื่นมาเป็นสัญญาณแทรกสอดในระบบ ส่วนในระบบที่มีหลายผู้ใช้ที่มีผู้ใช้งานร่วมในระบบเป็น 2, 10, 25 และ 32 ผู้ใช้ ค่าความน่าจะเป็นของอัตราบิตผิดพลาดจะสูงกว่าระบบที่มีผู้ใช้งานคนเดียว ความน่าจะเป็นของอัตราบิตผิดพลาดในระบบหลายผู้ใช้จะต่ำสุดเมื่อระบบมีผู้ใช้งานที่ 2 คน จากกราฟจะเห็นได้ว่าเมื่อมีผู้ใช้งานร่วมในระบบมากขึ้นยังเกิดการรบกวนมากทำให้ความน่าจะเป็นของอัตราบิตผิดพลาดเพิ่มขึ้น โดยจะเห็นได้ว่าค่าความน่าจะเป็นของอัตราบิตผิดพลาดที่ 15 dB นั้นจะสูงสุดเมื่อมีผู้ใช้งานร่วมในระบบเป็น 32 ผู้ใช้

## 5.1.2 ผลของระบบคลื่นพาห์เดี่ยวและระบบหลายคลื่นพาห์

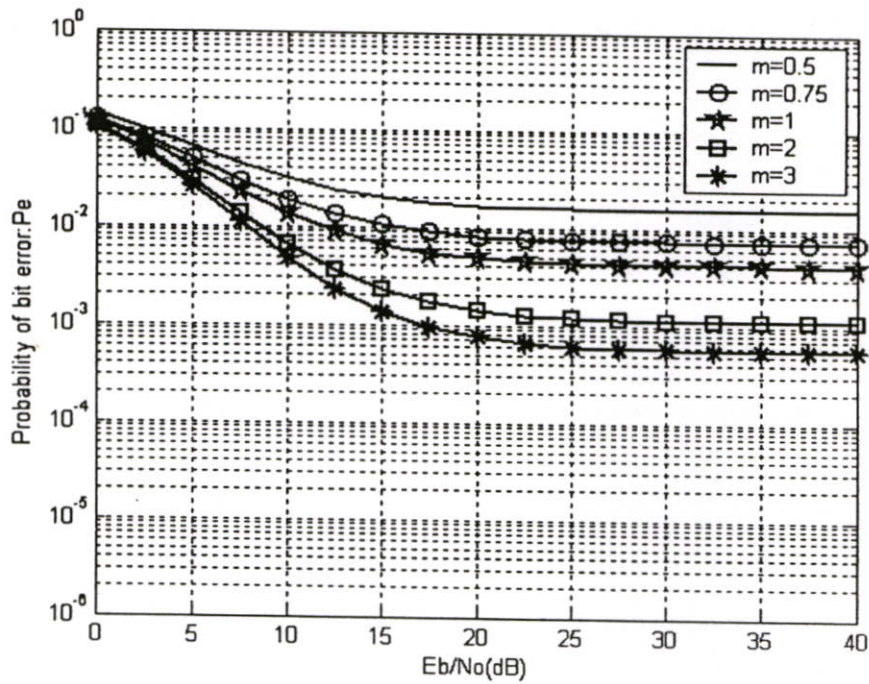
### 5.1.2.1 ผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิ



รูปที่ 5.2 ความสัมพันธ์ระหว่าง  $P_e$  เทียบกับ  $E_b/N_0$  ของระบบคลื่นพาห์เดี่ยว จำนวนวิถีโคเวอรัซติ (L) เป็น 1 และจำนวนตัวแปรเสริมเฟดดิ้งต่างๆ กัน

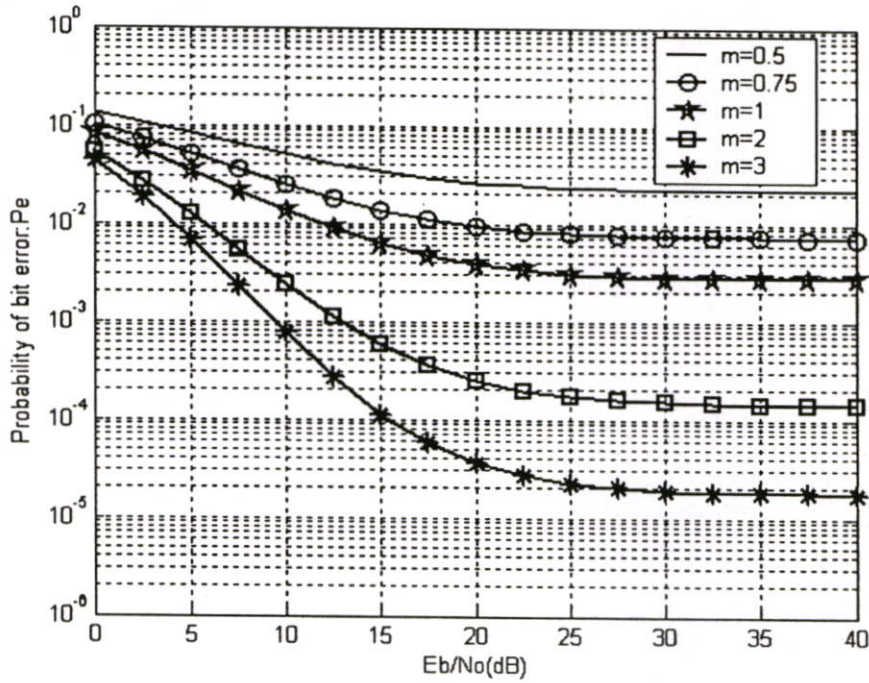


รูปที่ 5.3 ความสัมพันธ์ระหว่าง  $P_e$  เทียบกับ  $E_b/N_0$  ของระบบคลื่นพาห์เดี่ยว จำนวนวิถีโคเวอรัซติ (L) เป็น 2 และจำนวนตัวแปรเสริมเฟดดิ้งต่างๆ กัน

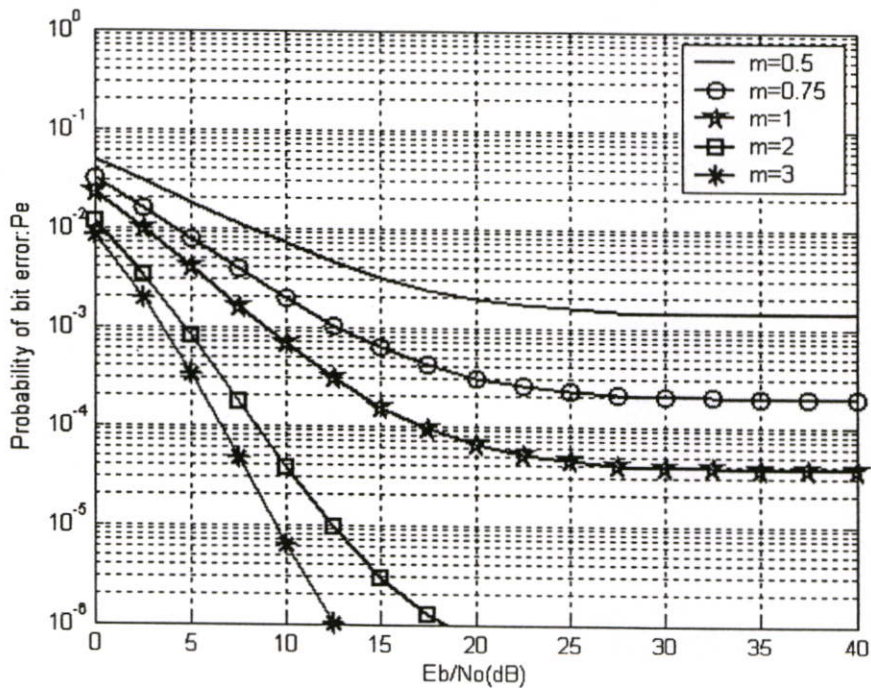


รูปที่ 5.4 ความสัมพันธ์ระหว่าง  $P_e$  เทียบกับ  $E_b/N_0$  ของระบบคลื่นพาห์เดี่ยว จำนวนวิถีโคเวออร์ซิติ ( $L$ ) เป็น 3 และจำนวนตัวแปรเสริมเฟดดิ้งต่างๆ กัน

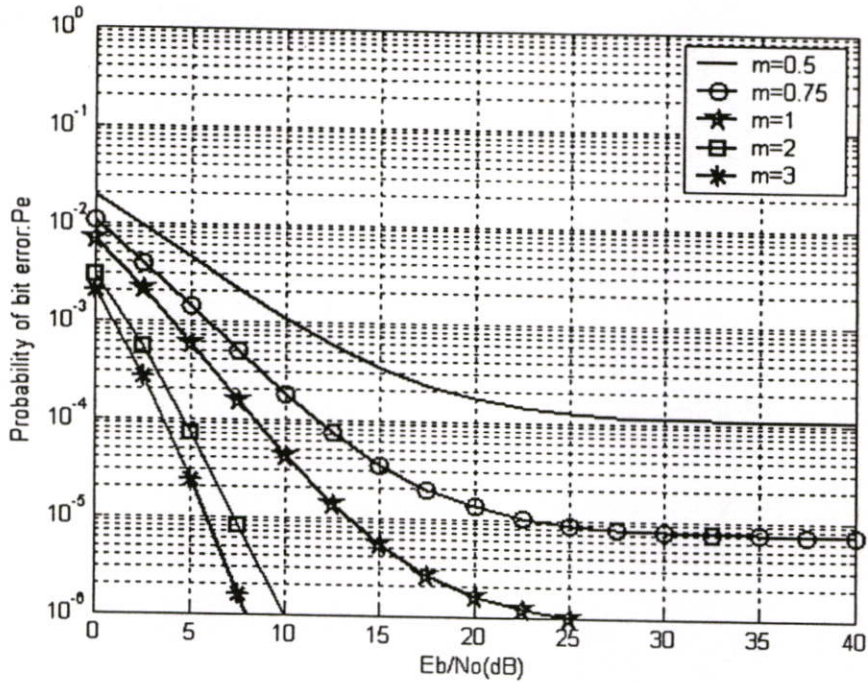
รูปที่ 5.2-5.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $P_e$  เทียบกับ  $E_b/N_0$  ของระบบคลื่นพาห์เดี่ยว มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบ ( $K$ ) เท่ากับ 25 มีตัวแปรเสริมอัตราการใช้ทรัพยากรประมวลผลคือ 256 ที่จำนวนวิถีโคเวออร์ซิติ ( $L$ ) ที่เป็น 1, 2 และ 3 จากกราฟวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งนาคากามิ ( $m$ ) เพิ่มขึ้นทำให้ความน่าจะเป็นอัตราบิดผิดพลาดน้อยลง ที่ตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง ( $m$ ) เท่ากับ 0.5 เป็นการแจกแจงแบบเกาส์เซียนนั้นมีความน่าจะเป็นของอัตราบิดผิดพลาดมากที่สุด เมื่อตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง ( $m$ ) เป็น 1 จะมีคุณสมบัติเหมือนกับ เฟดดิ้งแบบเรย์ลี จากกราฟพบว่าค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง ( $m$ ) มีค่าเป็น 3 ให้ความน่าจะเป็นของอัตราบิดผิดพลาดต่ำที่สุด



รูปที่ 5.5 ความสัมพันธ์ระหว่าง  $P_e$  เทียบกับ  $E_b/N_0$  ของระบบหลายคลื่นพาห์ที่จำนวนคลื่นพาห์เป็น 8 คลื่นพาห์ จำนวนวิถีโคเวอรัจติ ( $L$ ) เป็น 1 และจำนวนตัวแปรเสริมเฟดดิ้งต่างๆ กัน



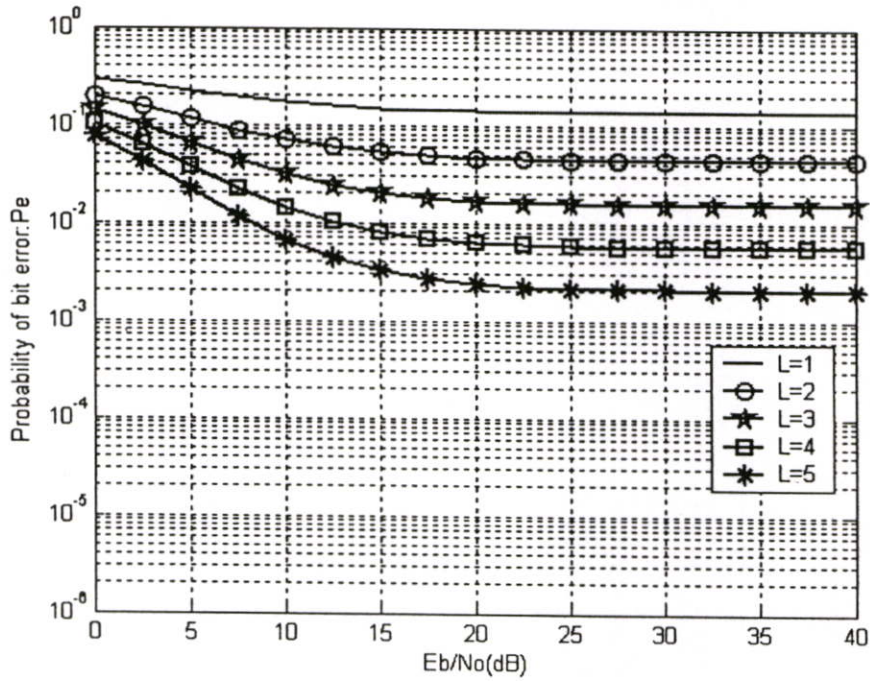
รูปที่ 5.6 ความสัมพันธ์ระหว่าง  $P_e$  เทียบกับ  $E_b/N_0$  ของระบบหลายคลื่นพาห์ที่จำนวนคลื่นพาห์เป็น 8 คลื่นพาห์ จำนวนวิถีโคเวอรัจติ ( $L$ ) เป็น 2 และจำนวนตัวแปรเสริมเฟดดิ้งต่างๆ กัน



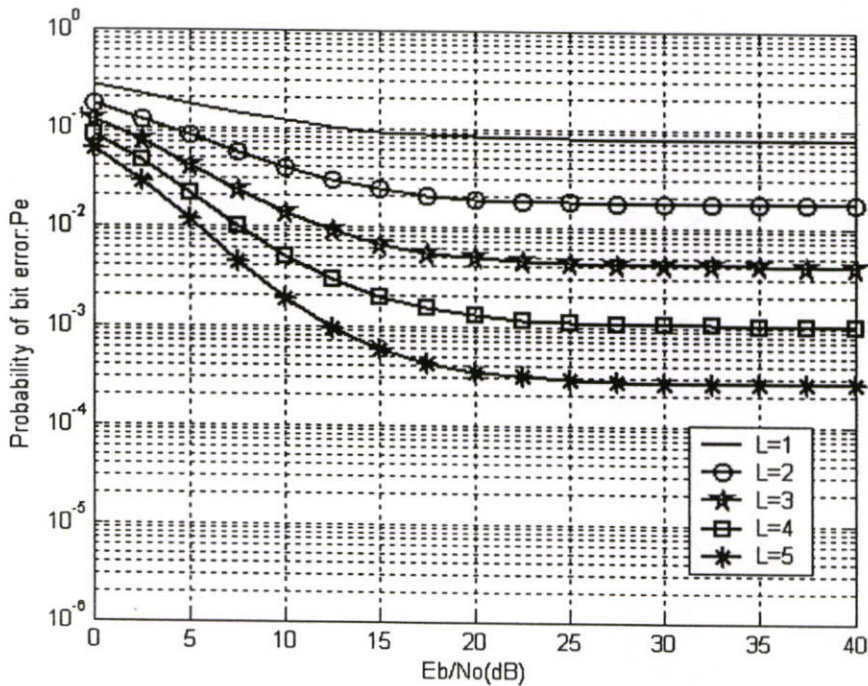
รูปที่ 5.7 ความสัมพันธ์ระหว่าง  $P_e$  เทียบกับ  $E_b/N_0$  ของระบบหลายคลื่นพาห์ที่จำนวนคลื่นพาห์เป็น 8 คลื่นพาห์ จำนวนวิถีโคเวอร์ซิติ ( $L$ ) เป็น 3 และจำนวนตัวแปรเสริมเฟดดิ้งต่างๆ กัน

จากรูปที่ 5.5-5.7 แสดงความน่าจะเป็นของอัตราบิดผิดพลาดของระบบหลายคลื่นพาห์ที่มีจำนวนคลื่นพาห์เท่ากับ 8 จำนวนผู้ใช้งานในระบบ ( $K$ ) เท่ากับ 25 มีตัวแปรเสริมอัตราขยายการประมวลผลคือ 256 ที่จำนวนวิถีโคเวอร์ซิติ ( $L$ ) ที่เป็น 1, 2 และ 3 ผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าการเปลี่ยนแปลงตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิ ( $m$ ) ทำให้ความน่าจะเป็นของอัตราบิดผิดพลาดลดลง โดยที่ตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง ( $m$ ) เป็น 0.5 เป็นสัญญาณเฟดดิ้งแบบเกาส์เซียน มีค่าความน่าจะเป็นของอัตราบิดผิดพลาดสูงที่สุด ( $m$ ) เป็น 1 เป็นเฟดดิ้งแบบเรย์ลี เมื่อ  $m = 3$  นั้นจะทำให้ความน่าจะเป็นของอัตราบิดผิดพลาดต่ำลง

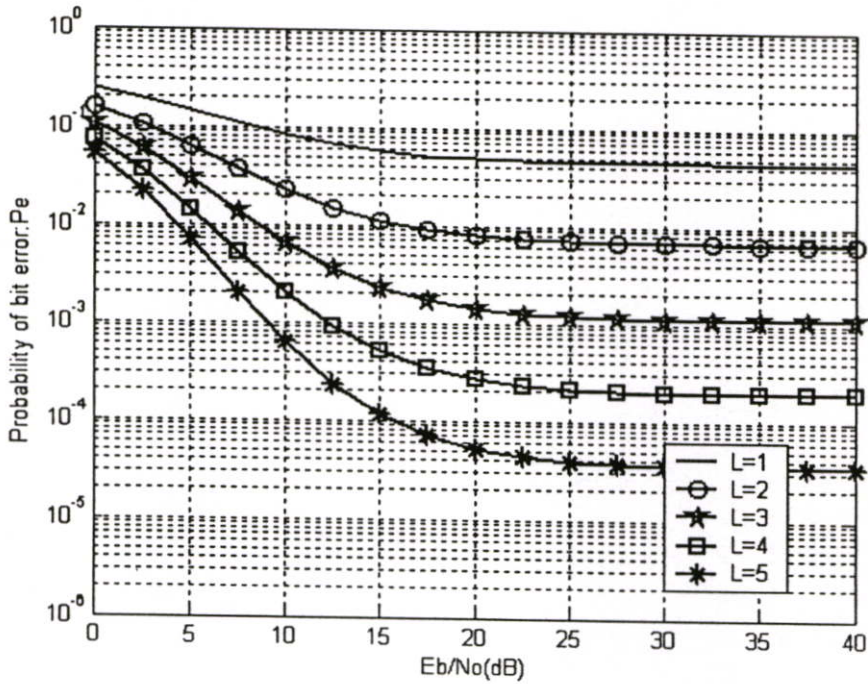
### 5.1.2.2 ค่าความน่าจะเป็นที่บิตจะผิดพลาดของระบบที่มีโคเวอร์จิติ



รูปที่ 5.8 ความสัมพันธ์ระหว่าง  $P_e$  เทียบกับ  $E_b/N_0$  ของระบบคลื่นพาดเดียว ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดคิง ( $m$ ) เป็น 0.5 จำนวนวิถีโคเวอร์จิติ ( $L$ ) ต่างๆกัน

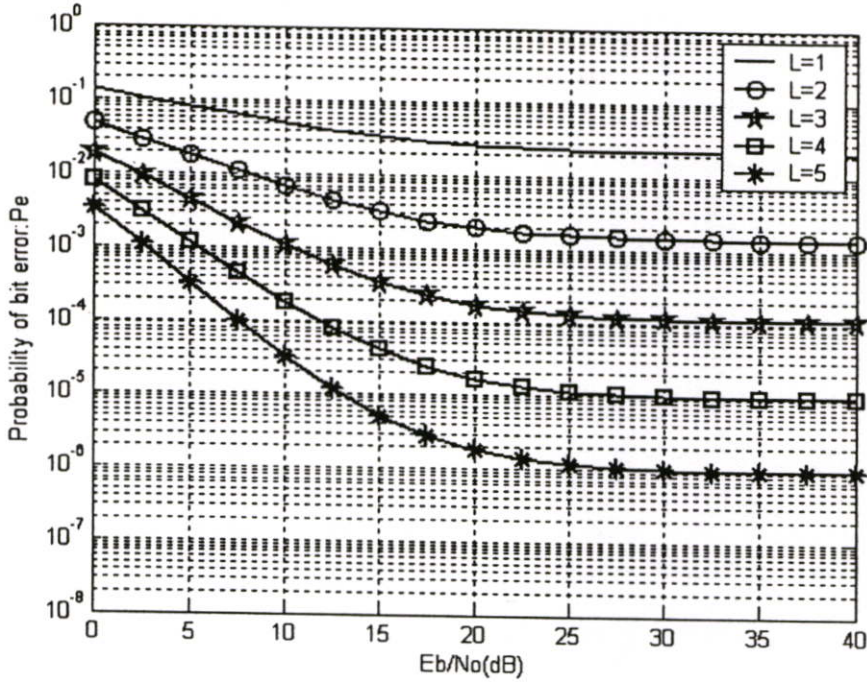


รูปที่ 5.9 ความสัมพันธ์ระหว่าง  $P_e$  เทียบกับ  $E_b/N_0$  ของระบบคลื่นพาดเดียว ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดคิง ( $m$ ) เป็น 1 จำนวนวิถีโคเวอร์จิติ ( $L$ ) ต่างๆกัน

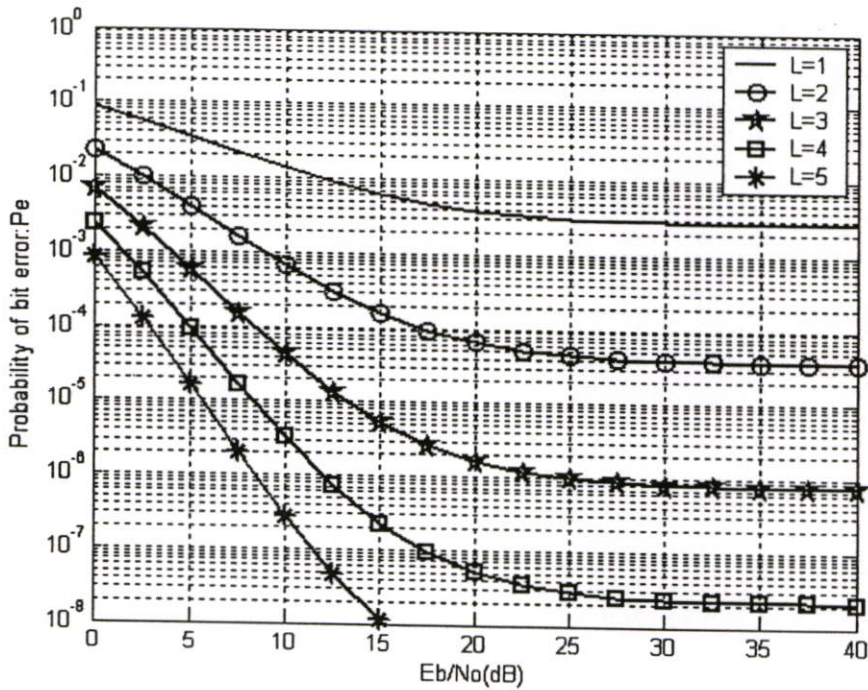


รูปที่ 5.10 ความสัมพันธ์ระหว่าง  $P_e$  เทียบกับ  $E_b/N_0$  ของระบบคลื่นพาดเดียว ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง ( $m$ ) เป็น 2 จำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี ( $L$ ) ต่างๆกัน

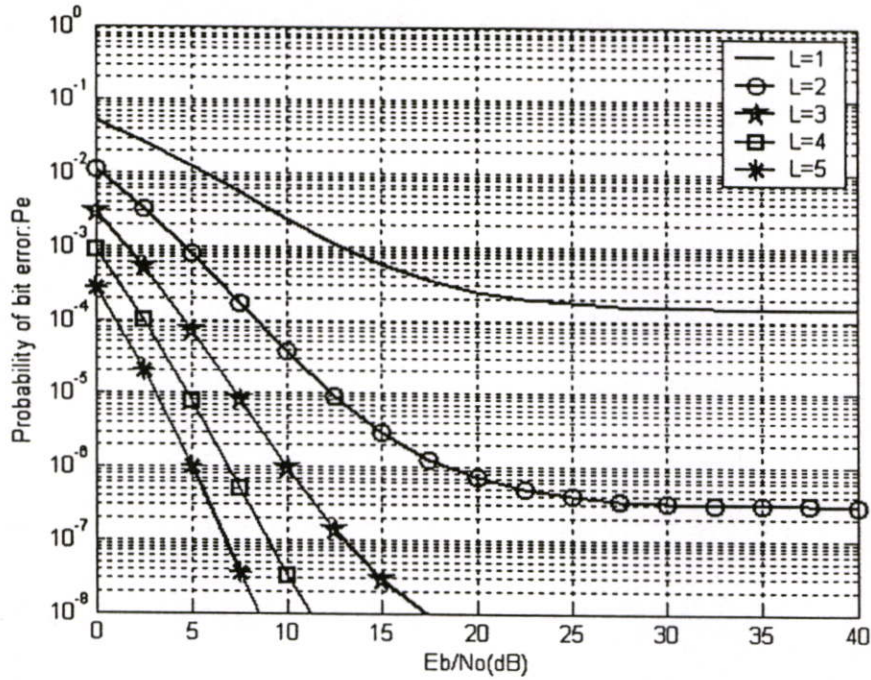
ที่เครื่องรับสามารถที่จะรับสัญญาณได้มากกว่า 1 ทาง ซึ่งเทคนิคไดเวอร์ซิตีทางวิถี และการรวมสัญญาณแบบ MRC มาใช้ในการปรับปรุงคุณภาพในการรับสัญญาณ ซึ่งได้ผลการวิเคราะห์เชิงคณิตศาสตร์แสดงได้ตามรูปที่ 5.8-5.10 ตามลำดับ โดยมีความสัมพันธ์ระหว่าง  $P_e$  เทียบกับ  $E_b/N_0$  มีผู้ใช้งานในระบบ ( $K$ ) เป็น 25 ผู้ใช้ มีค่าของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งเป็น 0.5, 1 และ 2 และมีตัวแปรเสริมอัตราขยายการประมวลผลเป็น 256 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขนั้นแสดงได้ว่า การเพิ่มของจำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี จะมีผลกับค่าความน่าจะเป็นของอัตราบิดผิดพลาตของระบบ โดยที่จำนวนจำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี ( $L$ ) เพิ่มขึ้นทำให้ความน่าจะเป็นของอัตราบิดผิดพลาตต่ำลงมากโดยที่ ( $L$ ) เท่ากับ 5 นั้นจะให้ค่าความน่าจะเป็นของอัตราบิดผิดพลาตต่ำที่สุดตามรูปที่ 5.8-5.10 ตามลำดับ และเมื่อ ( $L$ ) เท่ากับ 1 ระบบจะเป็น nondiversity มีค่าความน่าจะเป็นของอัตราบิดผิดพลาตสูงที่สุด



รูปที่ 5.11 ความสัมพันธ์ระหว่าง  $P_e$  เทียบกับ  $E_b/N_0$  ของระบบหลายคลื่นพาห้ที่จำนวนคลื่นพาห้เป็น 8 คลื่นพาห้ ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดคิง ( $m$ ) เป็น 0.5 จำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี ( $L$ ) ต่างๆกัน



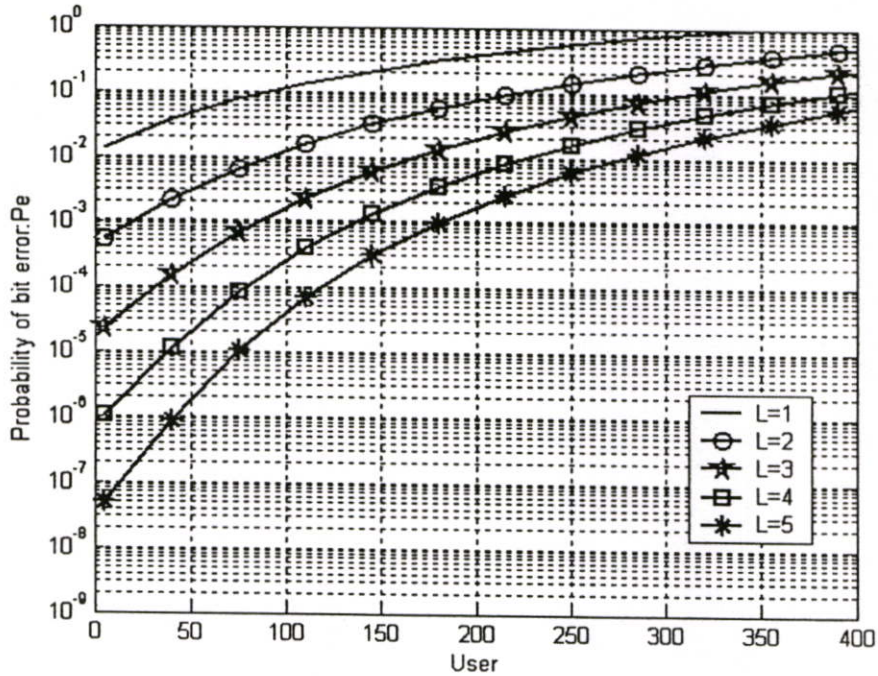
รูปที่ 5.12 ความสัมพันธ์ระหว่าง  $P_e$  เทียบกับ  $E_b/N_0$  ของระบบหลายคลื่นพาห้ที่มีจำนวนคลื่นพาห้เป็น 8 คลื่นพาห้ ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดคิง ( $m$ ) เป็น 1 จำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี ( $L$ ) ต่างๆกัน



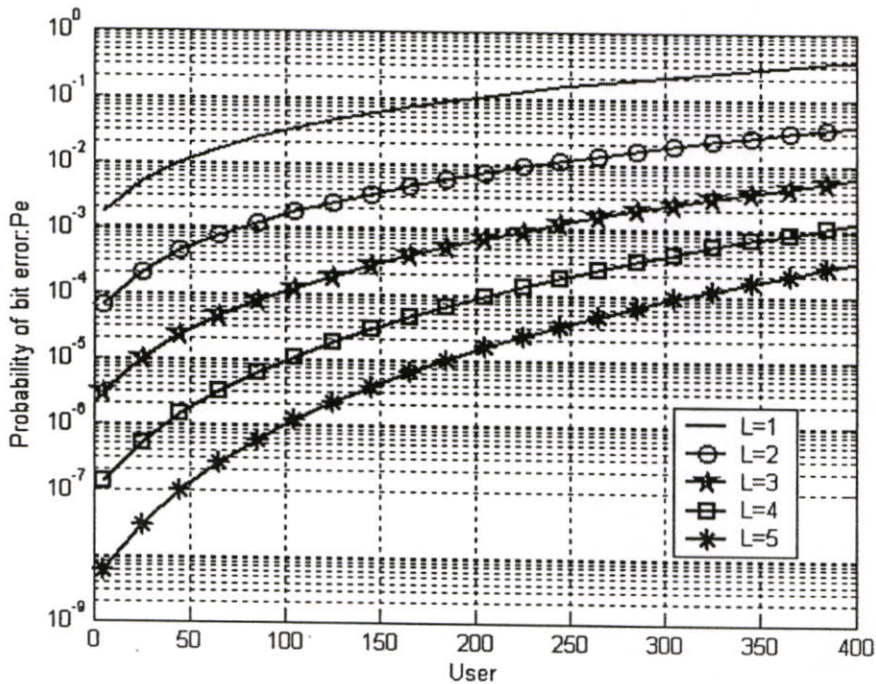
รูปที่ 5.13 ความสัมพันธ์ระหว่าง  $P_e$  เทียบกับ  $E_b/N_0$  ของระบบหลายคลื่นพาห์ที่จำนวนคลื่นพาห์เป็น 8 คลื่นพาห์ ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง ( $m$ ) เป็น 2 จำนวนวิถีโคเวอร์ซิติ ( $L$ ) ต่างๆกัน

รูปที่ 5.11-5.13 แสดงความน่าจะเป็นของอัตราบิดผิดพลาดของระบบที่มีหลายผู้ใช้ของการก้าวกระโดดความถี่แบบซ้าหลายคลื่นพา DS-CDMA โดยมีค่าอัตราขยายการประมวลผลคือ 256 จำนวนผู้ใช้งานในระบบ ( $K$ ) เท่ากับ 25 ค่าของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิ ( $m$ ) เป็น 0.5, 1 และ 2 ตามลำดับ จากผลการวิเคราะห์เชิงคณิตศาสตร์แสดงให้เห็นถึงค่าของจำนวนวิถีโคเวอร์ซิติ ( $L$ ) มีผลต่อระบบ โดยที่ค่า ( $L$ ) เป็น 1 ระบบจะเป็นแบบ nondiversity ซึ่งมีค่าความน่าจะเป็นของอัตราบิดผิดพลาดสูง แต่เมื่อระบบเป็นแบบโคเวอร์ซิติค่าความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดนั้นจะต่ำลง โดยที่ค่าของความผิดพลาดบิดจะต่ำสุดเมื่อ ( $L$ ) เป็น 5 และผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง ( $m$ ) ยังส่งผลทำให้อัตราบิดผิดพลาดลดต่ำลงเมื่อ ตามค่าของตัวแปรเสริมด้วย เมื่อนำไปเปรียบเทียบกับระบบที่เป็นแบบคลื่นพาห์เดี่ยว (single carrier) แล้วระบบที่มีหลายคลื่นพาห์ (multicarrier) จะมีค่าความน่าจะเป็นของที่ต่ำกว่ามาก

### 5.1.2.3 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ



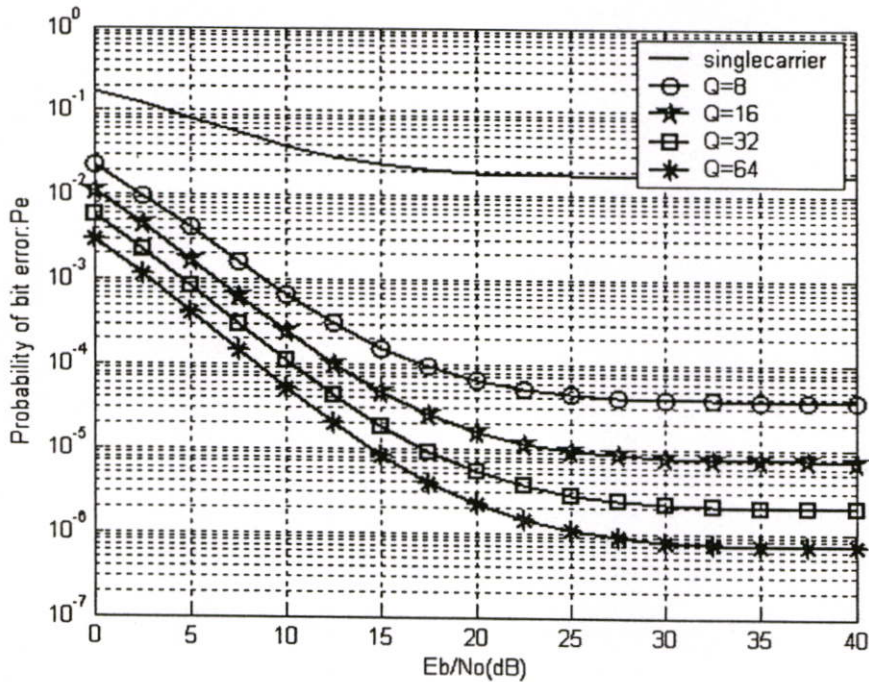
รูปที่ 5.14 ความสัมพันธ์ระหว่าง  $P_e$  เทียบกับ  $E_b/N_0$  ของระบบคลื่นพาห์เดี่ยว ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง ( $m$ ) เป็น 2 จำนวนวิถีโคเวอรัจตี ( $L$ ) ต่างๆกัน



รูปที่ 5.15 ความสัมพันธ์ระหว่าง  $P_e$  เทียบกับ  $E_b/N_0$  ของระบบหลายคลื่นพาห์ ที่จำนวนคลื่นพาห์เป็น 8 คลื่นพาห์ ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง ( $m$ ) เป็น 2 จำนวนวิถีโคเวอรัจตี ( $L$ ) ต่างๆกัน

รูปที่ 5.14-5.15 แสดงความน่าจะเป็นของอัตราบิตผิดพลาดของระบบ เมื่อมีตัวแปรเสริม อัตราขยายประมวลผลเป็น 128 สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิตเท่ากับ 20 dB ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งนาคากามิ ( $m$ ) มีค่าเป็น 2 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขเมื่อจำนวนผู้ใช้งานร่วมในระบบมากขึ้นทำให้ความน่าจะเป็นของอัตราบิตผิดพลาดเพิ่มขึ้น แต่เมื่อระบบมีจำนวนวิถีโคเวอรัลิตีมากขึ้นสามารถทำให้อัตราบิตผิดพลาดลดลง โดยจะลดลงมากที่สุดเมื่อโคเวอรัลิตี ( $L$ ) เป็น 5 ขณะระบบไม่มีวิถีโคเวอรัลิตี ( $L = 1$ ) ระบบจะมีอัตราบิตผิดพลาดสูงที่สุด

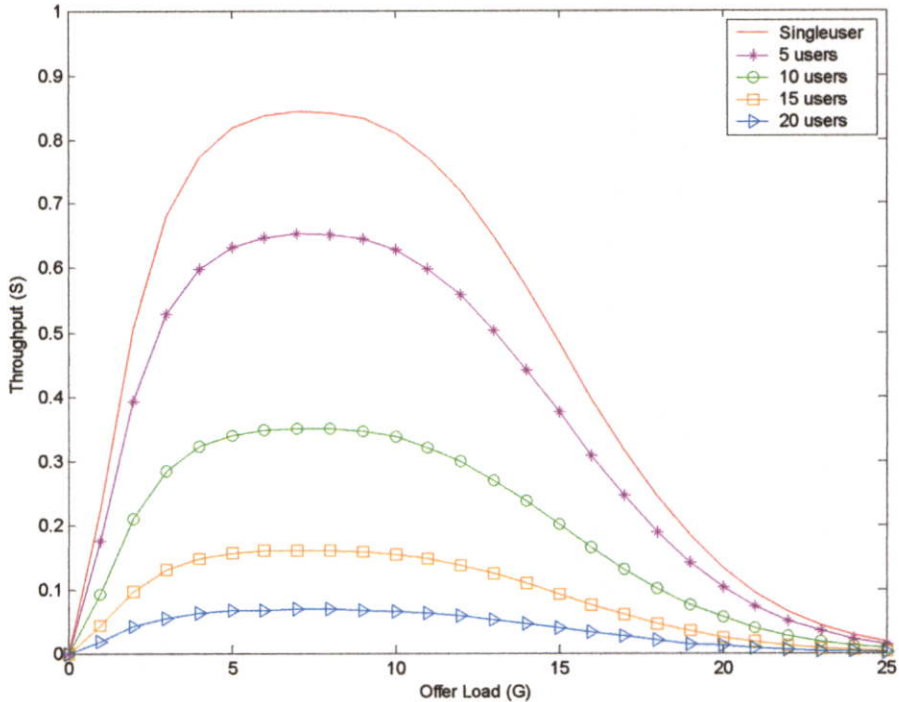
#### 5.1.2.4 ผลของจำนวนคลื่นพาห์



รูปที่ 5.16 ความสัมพันธ์ระหว่าง  $P_e$  เทียบกับ  $E_b/N_0$  ของระบบหลายคลื่นพาห์ที่จำนวนคลื่นพาห์ต่างกัน ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง ( $m$ ) เป็น 0.5 จำนวนวิถีโคเวอรัลิตี ( $L$ ) เป็น 3 จำนวนผู้ใช้งาน ( $K$ ) เป็น 25 คน

## 5.2 ค่าวิสัยสามารถของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายที่ใช้โปรโตคอลแบบ CSMA/CA และมีการส่งสัญญาณโดยใช้การส่งแบบ CDMA เมื่อพิจารณา

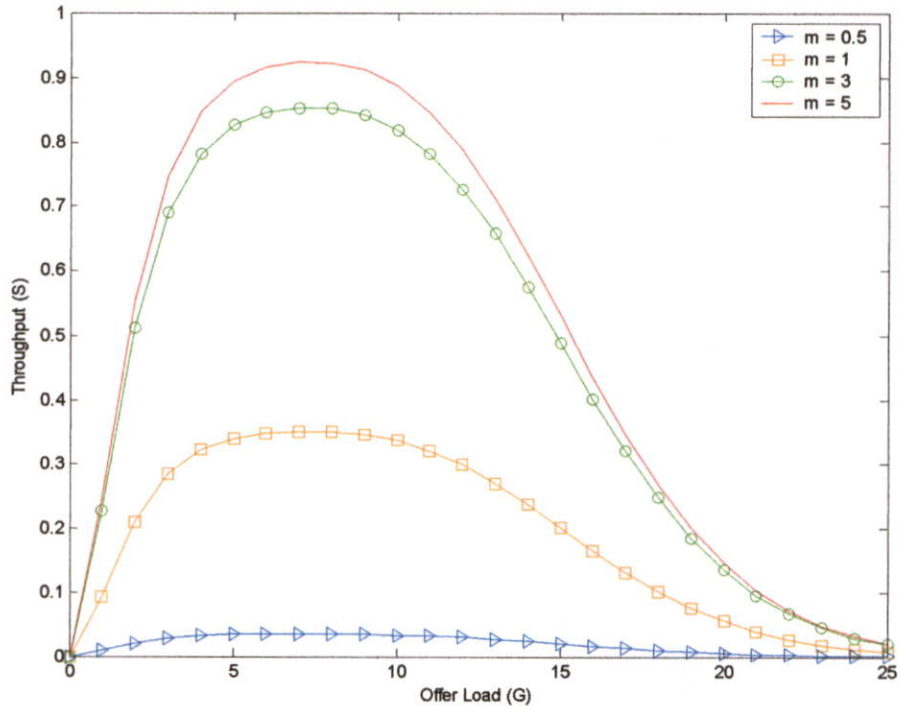
### 5.2.1 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ



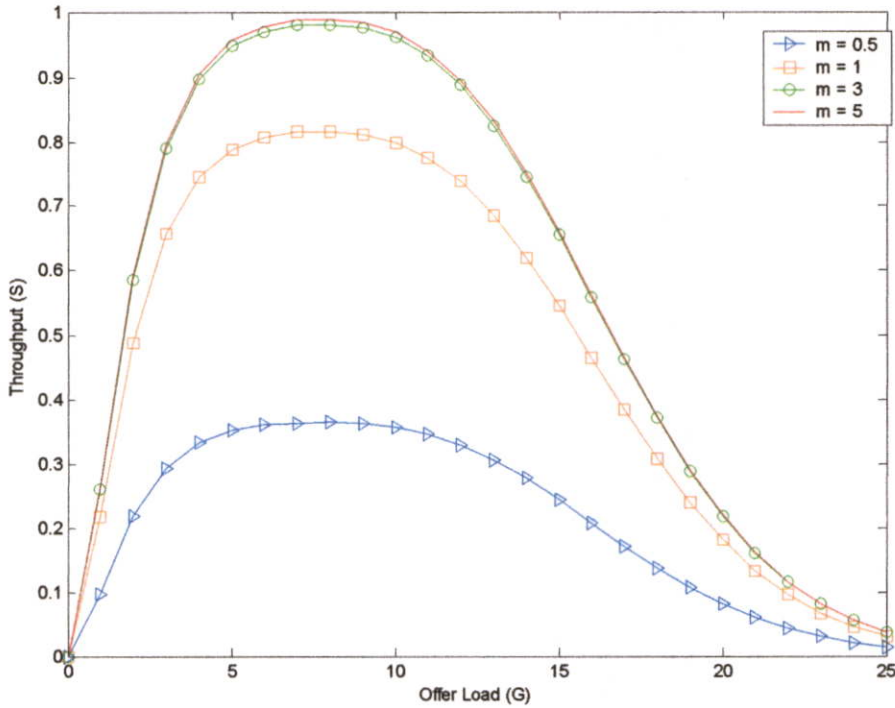
รูปที่ 5.17 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่ต้องการ (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย เมื่อเปรียบเทียบจำนวนผู้ใช้งาน

รูปที่ 5.17 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ(Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่ต้องการ (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายที่ใช้โปรโตคอลแบบ CSMA/CA สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (4.53) (4.75) และ (4.82) จะเห็นว่าระบบที่มีผู้ใช้เพียงคนเดียว (Singleuser) จะมีค่าวิสัยสามารถมากที่สุด เนื่องจากไม่มีการแย่งชิงช่องสัญญาณให้เกิดการชนกันของข้อมูล ส่วนระบบที่มีผู้ใช้หลายคน (Multiuser) จากกราฟมี 5 10 15 และ 20 คน เห็นได้ว่าค่าวิสัยสามารถมีค่าลดลงเมื่อจำนวนผู้ใช้งานมีมากขึ้นเนื่องมาจากมีการแย่งชิงช่องสัญญาณมากขึ้น ทำให้เกิดความน่าจะเป็นของการชนกันของข้อมูลมากตามไปด้วย

### 5.2.2 ผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคามี



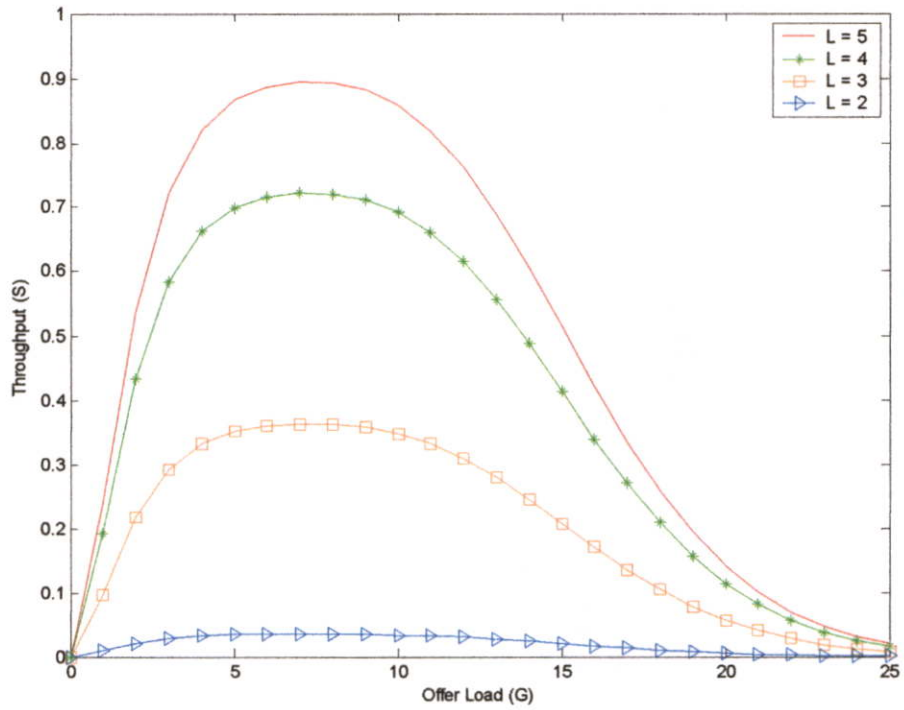
**รูปที่ 5.18** ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่ต้องการ (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย ที่เป็นแบบคลื่นพาห์เดียว จำนวนวิถีโคเวอรัจตี (L) เท่ากับ 2 ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง ( $m$ ) ค่าต่างๆ กัน



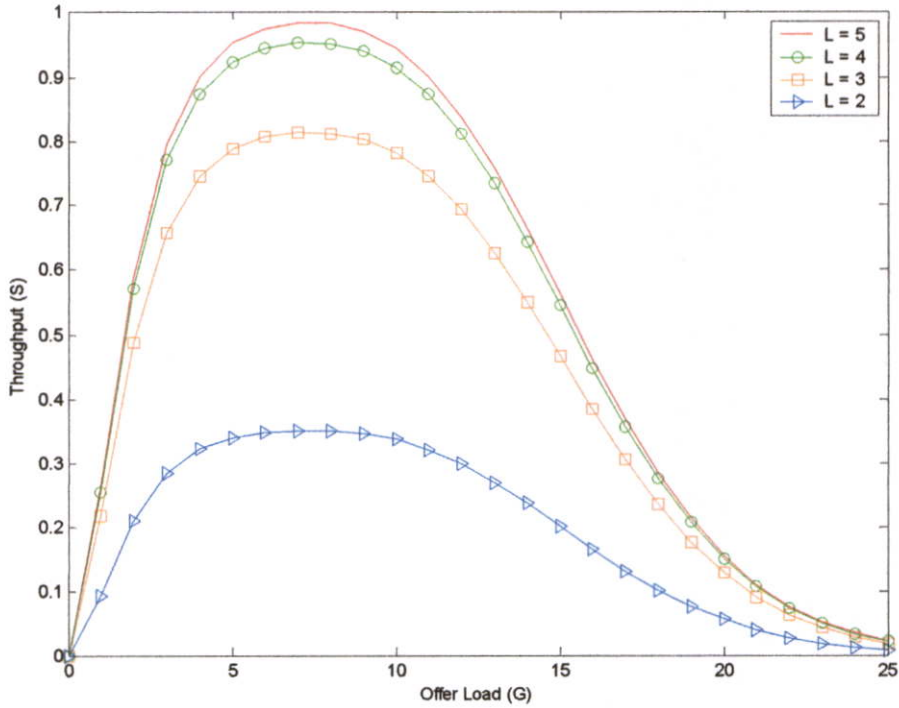
**รูปที่ 5.19** ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่ต้องการ (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย ที่เป็นแบบคลื่นพาห์เดียว จำนวนวิถีดาวอร์ซิติ (L) เท่ากับ 3 ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m) ค่าต่างๆ กัน

จากรูปที่ 5.18-5.19 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ(Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่ต้องการ (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายที่ใช้โปรโตคอลแบบ CSMA/CA ที่เป็นแบบคลื่นพาห์เดียว มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบ 10 คน มีจำนวนวิถีดาวอร์ซิติเท่ากับ 2 และ 3 และมีความยาวแพ็คเก็ตเท่ากับ 1000 บิต จากการวิเคราะห์ผลเชิงคณิตศาสตร์แสดงให้เห็นว่า ถ้าค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคามิ (m) มีค่ามากขึ้นจะทำให้ค่าวิสัยสามารถมีค่ามากขึ้นตามไปด้วย ที่ค่า  $m = 0.5$  เป็นการแจกแจงแบบเกาส์เซียนนั้นมีค่าวิสัยสามารถน้อยที่สุด ถ้า  $m = 1$  เป็นคุณสมบัติของเฟดดิ้งแบบเรลีย์ จากกราฟพบว่าค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีค่าเป็น 5 นั้น ให้ค่าวิสัยสามารถมากที่สุด

### 5.2.3 ผลของจำนวนวิถีโคเวอร์จิติ



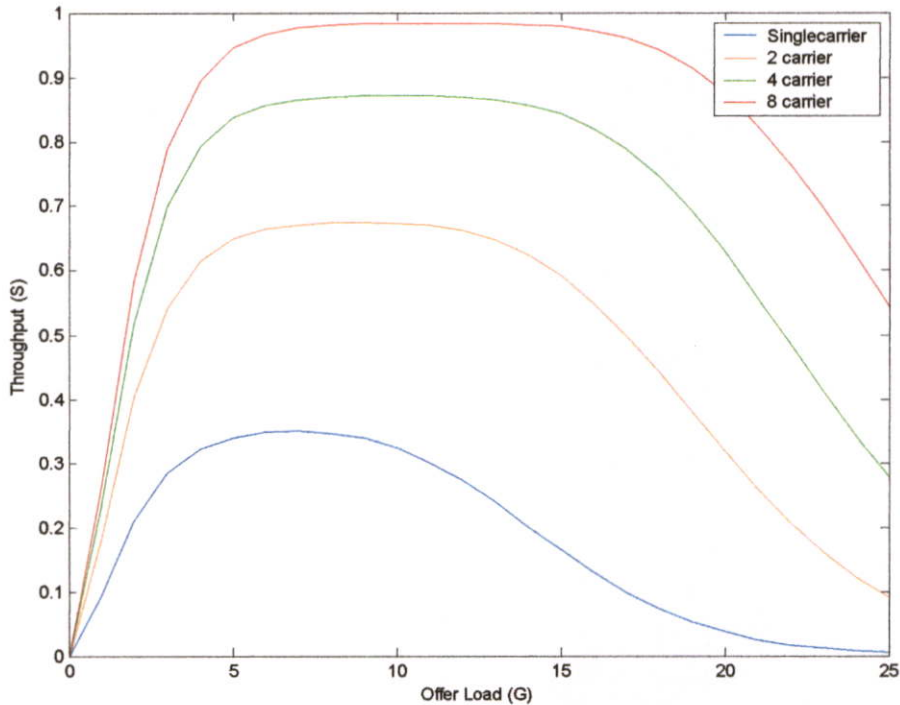
**รูปที่ 5.20** ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่ต้องการ (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย ที่เป็นแบบคลื่นพาห์เดี่ยว ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคาгами (m) เท่ากับ 0.5 และมีจำนวนวิถีโคเวอร์จิติ (L) ต่างๆ กัน



รูปที่ 5.21 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่ต้องการ (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย ที่เป็นแบบคลื่นพาห์เดียว ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคาгами (m) เท่ากับ 1 และมีจำนวนวิถีโคเวอร์ซีตี (L) ต่างๆ กัน

จากรูปที่ 5.20-5.21 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ(Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่ต้องการ (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายที่ใช้โปรโตคอลแบบ CSMA/CA ที่เป็นแบบคลื่นพาห์เดียว มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบ 10 คน ซึ่งมีผลตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคาгамиเท่ากับ 0.5 และ 1 และมีความยาวแพ็คเกจเท่ากับ 1000 บิต จากการวิเคราะห์ผลเชิงคณิตศาสตร์แสดงให้เห็นว่า ถ้าจำนวนวิถีโคเวอร์ซีตี (L) มีค่ามากขึ้นจะทำให้ค่าวิสัยสามารถมีค่ามากขึ้นตามไปด้วย ที่ค่า L = 5 จะให้ค่าวิสัยสามารถมากที่สุด ถ้า L = 1 ระบบจะเป็น nondiversity ซึ่งมีค่าวิสัยสามารถน้อยที่สุด

### 5.2.4 ผลของจำนวนคลื่นพาห้



**รูปที่ 5.22** ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่ต้องการ (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคามี (m) เท่ากับ 1 และมีจำนวนวิถีโคเวอรัจตี (L) เท่ากับ 2 มีจำนวนผู้ใช้งาน 10 คน และเป็นการส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห้ที่จำนวนต่างๆ

จากรูปที่ 5.22 เป็นการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่ต้องการ (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคามี (m) เท่ากับ 1 และมีจำนวนวิถีโคเวอรัจตี (L) เท่ากับ 2 มีจำนวนผู้ใช้งาน 10 คน ที่มีความยาวแพ็คเกจข้อมูลเท่ากับ 1000 บิต และเป็นการส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห้ที่จำนวนต่างๆ จากรูปจะเห็นได้ว่า ที่การส่งแบบคลื่นพาห้เดียว (Singlecarrier) มีค่าวิสัยสามารถน้อยที่สุด ถ้าเพิ่มจำนวนคลื่นพาห้ให้มากขึ้นเรื่อยๆ (Multicarrier) ก็ส่งผลให้ค่าวิสัยสามารถมีค่ามากขึ้นตามไปด้วย และยังคงค่าวิสัยสามารถได้นานมากขึ้น เมื่อเทียบระบบคลื่นพาห้เดียว จากรูปที่จำนวนคลื่นพาห้เท่ากับ 8 ได้ค่าวิสัยสามารถมากที่สุด

## บทที่ 6

### สรุปผลการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้นำเสนอ การวิเคราะห์ค่าวิสัยสามารถของระบบแลนไร้สาย ที่มีการเข้าถึงช่องสัญญาณแบบ CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access / Collision Avoidance) โดยพิจารณาร่วมกับระบบการคิเทคแบบหลายผู้ใช้งานบนความถี่ก้าวกระโดดแบบซ้ำหลายคลื่นพาห์ ไคเร็คซีควนซ์ซีดีเอ็มเอ (Multiuser Detection of Slow Frequency Hopping / Multicarrier Direct Sequence CDMA) และส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบนาคากามิ

โดยที่การเข้าถึงแบบ CSMA/CA เป็นการเข้าถึงช่องสัญญาณที่ได้กำหนดไว้ในมาตรฐาน IEEE 802.11 ในการวิเคราะห์จะแบ่งออกได้สองส่วนคือ ส่วนของระดับชั้น MAC และส่วนของระดับชั้น Physical ก่อนที่ผู้ใช้จะทำการส่งสัญญาณออกมาได้นั้น ผู้ใช้จะต้องทำการตรวจสอบว่าช่องสัญญาณว่างพร้อมให้ใช้งานหรือไม่ ซึ่งการทำงานในส่วนนี้เป็นหน้าที่ของระดับชั้น MAC ซึ่งวิธีการตรวจสอบจะใช้กระบวนการเข้าถึงแบบ CSMA/CA ในกรณีที่อุปกรณ์เครือข่ายแบบไร้สายได้ตรวจสอบแล้ว พบว่าช่องสัญญาณว่าง ก็จะทำการส่งสัญญาณข้อมูลออกไปแบบ SFH/MC DS-CDMA ซึ่งการทำงานในส่วนนี้จะเป็หน้าทีของระดับชั้น Physical

ในส่วนของระดับชั้น Physical วิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้นำข้อดีต่างๆ ของเทคนิค DS-CDMA มาช่วยลดการแทรกสอดได้ดี เทคนิคความถี่ก้าวกระโดดนั้นสามารถนำความถี่ที่ใช้แล้วกลับมาใช้ใหม่ได้อีก อีกทั้งยังกำจัดผลของความถี่ใกล้เคียงได้ดี การสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์เป็นการส่งข้อมูลแบบขนาน สามารถส่งข้อมูลได้มากกว่าระบบคลื่นพาห์เดี่ยว อีกทั้งระบบหลายคลื่นพาห์ยังทนต่อการแทรกสอดหลายวิธี และการแทรกสอดจากแบนด์แคปได้ดีด้วย ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK ส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการบดบังในการสื่อสาร จะมีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้น โดยกำหนดให้เป็นแบบเกาส์ และจากช่องสัญญาณทำให้เกิดการเฟดดิ้งหลายวิธี เป็นผลให้ขนาดและเฟสของสัญญาณข้อมูลมีความผิดเพี้ยนไป ซึ่งในที่นี้จะใช้แบบจำลองช่องสัญญาณของนาคากามิ เนื่องจากมีความเหมาะสมกับสภาพแวดล้อมทั้งในเมือง และชนบท เป็นแบบจำลองที่สอดคล้องกับการแจกแจงทางแอมพลิจูด พร้อมทั้งสามารถอธิบายการเฟดแบบอื่นๆ ได้ด้วยการเปลี่ยนตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m)

ในส่วนของการแสดงผลจากบทที่ผ่านมานั้นแสดงให้เห็นสองส่วนคือ ส่วนแรกเป็นความน่าจะเป็นที่บิตผิดพลาดของระบบตรวจจับหลายผู้ใช้ SFH/MC DS-CDMA ส่วนที่สองเป็นค่าวิสัยสามารถของระบบแลนไร้สายที่พิจารณาร่วมกับระบบตรวจจับหลายผู้ใช้ SFH/MC DS-CDMA แล้วจะเห็นว่าค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ทำการวิเคราะห์ได้แก่ จำนวนผู้ใช้งาน จำนวนวิธีไคเวอร์ซีตี ตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง และจำนวนแคเรียร์ มีผลต่อค่าความน่าจะเป็นที่บิตจะผิดพลาดและค่าวิสัยสามารถคือเมื่อจำนวนผู้ใช้งานมากขึ้น เป็นผลทำให้เกิดการแทรกสอดมากขึ้นจำนวนบิตที่ผิดพลาดจึงมีมากขึ้น

แต่ถ้าเพิ่มจำนวนวิถีโคเวออร์ซิติเข้าไปส่งผลให้ความน่าจะเป็นของบิตที่จะผิดพลาดลดลงได้ หรือว่าเพิ่มจำนวนแคเรียร์ในการส่งสัญญาณก็ทำให้ความน่าจะเป็นของบิตที่จะผิดพลาดลดลงได้ เพราะว่ามีความต้านทานต่อการแทรกสอดหลายวิถี และถ้าค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคามีมีค่ามากขึ้น จะส่งผลให้ความผิดพลาดของบิตที่จะผิดพลาดลดลงได้ด้วยเช่นกัน

ในส่วนของค่าวิสัยสามารถของระบบแลนไร้สายนั้น จะพบว่าค่าวิสัยสามารถมีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ เมื่อความต้องการใช้ช่องสัญญาณมีค่าเพิ่มขึ้น จนกระทั่งค่าๆ หนึ่งซึ่งเป็นค่าสูงสุดถ้าความต้องการใช้งานช่องสัญญาณยังเพิ่มต่อไปค่าวิสัยสามารถที่ได้อาจมีค่าคงที่หรือมีค่าลดลง ซึ่งขึ้นอยู่กับจำนวนผู้ใช้งานในตอนนั้นด้วย แต่ถ้าเราเพิ่มจำนวนวิถีโคเวออร์ซิติหรือตัวแปรเสริมเฟดดิ้งหรือเพิ่มจำนวนแคเรียร์ จะทำให้ค่าวิสัยสามารถมีค่าสูงขึ้นได้ด้วย นั่นหมายถึงระบบมีสมรรถนะที่ดีขึ้น โดยเฉพาะการเพิ่มจำนวนแคเรียร์ให้เป็นการสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์ ส่งผลให้ค่าวิสัยสามารถมีค่าสูงขึ้นและมีความทนทานต่อความต้องการใช้งานช่องสัญญาณมากขึ้นตามไปด้วย

## เอกสารอ้างอิง

- [1] IEEE 802.11a, **Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications**, Piscataway, NJ: IEEE Standard Dept., June 1997.
- [2] IEEE 802.11a, **Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High Speed Physical Layer in the 5 GHz Band**, Piscataway, NJ: IEEE Standard Dept., Sep 1999.
- [3] A. Santamaria and F.Lopez, **Wireless LAN System**, Artech House, 1994.
- [4] E.K. Wesel, **Wireless Multimedia Communications**, Addison-Wesley Longman, 1998.
- [5] L.J. Cimini, Jr., "Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel using Orthogonal Frquency Division Multiplexing," IEEE Trans. Commun., vol. COM-33., pp.665-675, July
- [6] R.V. Nee and R. Prasad, **OFDM for Wireless Media Communication**, Boston-London, Artech House, 2000.
- [7] L.Goldberg, "Wireless LANs: Mobile Computing's Second Wave," Elect. Design, vol.43, pp.55-72, June 26, 1995.
- [8] ANSI/IEEE Std 802.3, **IEEE Standards for Local Area Network: Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection (CSMA/CD) Access Method and Physical Layer Specifications**, NJ: IEEE Standards Dept., 1985.
- [9] L. Kleinrock and F. Tobagi, "Packet Switching in Radio Channels: Part I-Carrier Sense Multiple Access Modes and Their Throughput Delay Characteristics," IEEE Trans. Commun., vol. COM-23, pp.1400-1416, No.12, December 1975.
- [10] B. Scheier, **Applied Cryptography**, New York: Wiley, 1994.
- [11] A.V. Oppenheim and R.W.Shafer, **Discrete-Time Signal Processing**, 2<sup>nd</sup> Ed., New Jersey, Prentice-Hall, 1999.
- [12] H. Harada and R. Prasad, **Simulation and Software Radio for Mobile Communication**, London: Artech House, 2002
- [13] J.G. Proagis, **Digital Communications**, 3<sup>rd</sup> ED. New York: Mcgraw-Hill, 1995.
- [14] L.L. Yang and L. Hoanzo, "Slow Frequency-Hopping Multicarrier DS-CDMA for Transmission over Nakagami Multipath Fading Channels," IEEE Journal on selected areas communication, vol.19, pp.1211-1221, 2001.

- [15] M.K. Simon and M.-S. Alouini, **Digital Communication over Fading Channels: a unified approach to performance analysis**, New York: John Wiley & Sons, INC.
- [16] N. Nakagami, "The m-distribution a general formula for intensity distribution of rapid fading," in *Statistical Method in Radio Wave Propagation*, W.G. Hoffman, Ed. Oxford, England: Pergamon, pp.3-36, 1960.
- [17] S. Aikawa, H. Sato and T. Yoshida, "Performance Analysis of Variable-Rate FEC for Multimedia Radio Communication," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E77-B, No.9, September 1994.
- [18] L.-L. Yang and L. Hoanzo, "Blind Soft-Detection Assisted Frequency-Hopping Multicarrier DS-CDMA," in *Proc. IEEE GLOBECOM*, Rio de Janeiro, Brazil, Dec.5-9, pp. 842-846, 1999.
- [19] S. Glisic and B. Vucetio, **Spread spectrum CDMA Systems for Wireless Communications**, London: Artech House, 1997
- [20] S. Verdu, **Multiuser Detection**, USA: Cambridge University Pres, 1998.
- [21] D.M. Novakivic and M.L. Dukic, "Multiuser Detection Analysis in DS-CDMA Communication System with Nakagami Fading Channels," *IEEE Trans. Commun.*, pp.932-935, 1998.
- [22] E.A. Sourour and M. Nakagawa, "Performance of Orthogonal Multicarrier CDMA in a Multipath Fading Channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol.44, pp.356-367, 1996.
- [23] Z. Zvonar and D. Brady, "Multiuser Detection in Single-Path Fading Channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol.42, pp.1729-1738, 1994.
- [24] T. Vlachos and E. Graniotis, "Performance Study of Hybrid Spread-Spectrum Random-Access Communication," *IEEE Trans. Commun.*, vol.39, pp.975-985, 1996.
- [25] T. Eng and L.B. Milstein, "Coherent DS-CDMA Performance in Nakagami Multipath Fading," *IEEE Trans.*, vol.43, pp.1334-1343, 1995.
- [26] X. Zhang, T.-S. Ng and J. Wang, "Capacity Comparison of Single-tone and Multitone CDMA Systems," *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol.1, pp.243-247, 1999.

- [27] M.-S. Alouini and A.J. Goldsmith, "**A Unified Approach Calculating Error Rates of Linearly Modulated Signals over Generalized Fading Channels,**" IEEE Trans. Commun., vol.47, No.9, pp. 1324-1334, 1999.
- [28] I.S. Gradshteyn and I.M. Ryzhik, **Table of Integrals, Series, and Products**, 5<sup>th</sup> Ed., San Diego, Academic Press Inc., 1994.
- [29] J. Reig and N. Cardona, "**Nakagami-m Approximate Distribution of Sum of Two Nakagami-m Correlated Variables,**" IEEE Letter, vol.36, No.11, pp.978-980, May 2000.
- [30] L.Hanzo, L-L.Yang, E-L.Kuan and K.Yen, "Single and Multi-Carrier DS-SS User Detection, Space-Time Spreading, Synchronisation and Standards," John Wiley & Sons., 2003
- [31] J.H. Kim and J.K. Lee, "**Capture Effect of Wireless CSMA/CA Protocol in Rayleigh and Shadow Fading Channel,**" IEEE Veh., vol.48 No.4, pp1277-1286, July 1999.
- [32] Y.Zhong, G.J. Saulnier, K.S. Vastola and M.J. Medley, "**Throughput Analysis for a Packet Radio Network using Rate Adaptive OFDM Signaling,**" IEEE International Conference on Com., vol.1, pp.516-522, Canada, July 1999.

## ประวัติผู้เขียน

นายพิศากร สิทธิวัจน์ เกิดเมื่อวันที่ 2 สิงหาคม พ.ศ. 2523 ที่จังหวัดอุดรธานี สำเร็จการศึกษาหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ จากมหาวิทยาลัยภาคตะวันออกเฉียงเหนือ ในปีการศึกษา 2544 และเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม บัณฑิตวิทยาลัย คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2547