

การวิเคราะห์ค่าวิสัยสามารถของโปรโตคอล CSMA/CA
ด้วย SFH/MC DS-CDMA ผ่านสายอากาศแบบ Orthogonal Diversity

THROUGHPUT ANALYSIS FOR ORTHOGONAL DIVERSITY
OF CSMA/CA PROTOCOL BY SFH/MC DS-CDMA

พิเชษฐ ร่วมสมัคร
PICHET ROUMSAMAK

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

KMITL-2007-EN-M-010-122

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

**การวิเคราะห์ค่าวิสัยสามารถของโปรโตคอล CSMA/CA
ด้วย SFH/MC DS-CDMA ผ่านสายอากาศแบบ Orthogonal Diversity**

**THROUGHPUT ANALYSIS FOR ORTHOGONAL DIVERSITY
OF CSMA/CA PROTOCOL BY SFH/MC DS-CDMA**



พิเชษฐ ร่วมสมักร

PICHET ROUMSAMAK

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2550

KMITL-2007-EN-M-010-122

**THROUGHPUT ANALYSIS FOR ORTHOGONAL DIVERSITY
OF CSMA/CA PROTOCOL BY SFH/MC DS-CDMA**

PICHET ROUMSAMAK

**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**

2007

KMITL-2007-EN-M-010-122

COPYRIGHT 2007

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์ค่าวิสัยสามารถของโปรโตคอล CSMA/CA ด้วย SFH/MC DS-CDMA ผ่านสายอากาศแบบ Orthogonal Diversity
นักศึกษา	นายพิเชษฐ ร่วมสมัคร
รหัสนักศึกษา	45060521
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2550
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.สุวิพล สิริชีวะภาค

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์ค่าวิสัยสามารถ(Throughput) ด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ของระบบแลนไร้สายที่ใช้ระเบียบการเข้าถึงช่องสัญญาณ (Protocol) แบบ CSMA/CA การส่งสัญญาณจะส่งผ่านสายอากาศที่เป็นออร์ทอโกนอลลิตี (Orthogonality) ต่อกัน ต่อจากนั้นสัญญาณที่ส่งผ่านตัวกลางที่เป็นอากาศ จะมีลักษณะเป็นการก้าวกระโดดความถี่แบบซ้ำหลายคลื่นพาห์ ลำดับตรงซีดีเอ็มเอ (Slow Frequency Hopping / Multicarrier Direct Sequence - Code Division Multiple Access : SFH/MC DS-CDMA) โดยที่เราจะพิจารณาตัวกลางที่เป็นอากาศให้เป็นช่องสัญญาณการจางหายของสัญญาณแบบนาคากามิ

ในวิทยานิพนธ์นี้กล่าวถึงสายอากาศที่ตั้งฉากกัน หมายความว่า เป็นสายอากาศสองอันที่ตั้งฉากกันคือ โพลาริซแนตตั้ง (Vertical Polarization) และ โพลาริซแนวนอน (Horizontal Polarization) ค่าพารามิเตอร์ (Parameter) ที่เราปรับเปลี่ยนในวิทยานิพนธ์นี้มีอยู่สี่ค่าคือ จำนวนผู้ใช้งาน จำนวนวิถีโคเวออร์ซิติ จำนวนคลื่นพาห์ย่อย และตัวแปรเสริมการจางหายแบบนาคากามิ โดยนำผลจากการปรับพารามิเตอร์มาเปรียบเทียบกันระหว่างสายอากาศทั้งสองแบบ

Thesis Title	Throughput Analysis for Orthogonal Diversity of CSMA/CA Protocol by SFH/MC DS - CDMA
Student	Mr.Pichet Roumsamak
Student ID.	45060521
Degree	Master of Engineering
Program	Telecommunication Engineering
Year	2007
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr.Suvepon Sittichivapak

ABSTRACT

This thesis presents the throughput for wireless local area network (WLAN) with mathematical model that the WLAN uses CSMA/CA protocol. The signaling is processed by slow frequency hopping/multicarrier direct sequence code division multiple access (SFH/MC DS-CDMA), and then is transmitted via orthogonality antennas. The throughput of WLAN with Nakagami fading channel are analyzed.

This thesis proposes the orthogonality antennas in which the antennas have two types; vertical polarization and horizontal polarization are perpendicular. In this thesis, the throughput of WLAN between vertical and horizontal polarization is compared with four parameters including number of user, number of path (L_p), number of carrier and Nakagami fading factor.

กิตติกรรมประกาศ

การจัดทำวิทยานิพนธ์เล่มนี้สามารถสำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลือ ได้รับคำชี้แนะ ได้รับการสนับสนุนให้สามารถจัดทำวิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จลงได้ กระผมจึงอยากกล่าวคำขอบคุณไปถึงทุกๆ ท่านที่มีส่วนร่วมในวิทยานิพนธ์นี้

ขอขอบพระคุณ รศ.ดร.สุวิพล สิริชิวภาค อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ได้ให้คำแนะนำ ให้ความรู้ ให้แนวคิดที่เป็นจุดเริ่มต้นของงานวิจัยนี้ ขอขอบพระคุณอาจารย์ทุกท่านที่เป็นกรรมการในการสอบทุกครั้ง ซึ่งได้ให้คำแนะนำเพิ่มเติมเป็นผลให้วิทยานิพนธ์เล่มนี้สมบูรณ์ได้ครับ

ขอขอบใจเพื่อน พี่ น้อง ทุกคน ที่ให้คำแนะนำและความช่วยเหลือในการจัดทำวิทยานิพนธ์เล่มนี้

ประโยชน์อันใดและคุณค่าที่ได้จากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ กระผมขอมอบแก่ผู้คนที่มีส่วนร่วมทุกๆ ท่าน ที่ทำให้วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จได้ และหวังว่าวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะเป็นประโยชน์ต่อผู้ที่สนใจในเรื่องนี้ต่อไป

พิเชษฐ ร่วมสมัคร

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.....	3
1.6 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.7 ขั้นตอนของการศึกษา.....	4
บทที่ 2 ระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย.....	5
2.1 กล่าวนำ.....	5
2.2 การส่งสัญญาณ โดยใช้สัญญาณวิทยุและแสงอินฟราเรด.....	8
2.3 ระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11.....	9
2.3.1 สถาปัตยกรรมทั่วไปของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย IEEE 802.11.....	11
2.3.2 ระดับชั้นฟิสิกัล (Physical Layer).....	12
2.3.3 ระดับชั้นมีเดียแมคแซสคอนโทรล (Medium Access Control).....	14
2.4 ระเบียบวิธีการเข้าถึงแบบ CSMA/CA ตามมาตรฐาน IEEE 802.11.....	17
บทที่ 3 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส.....	22
3.1 ระบบที่มีหลายผู้ใช้.....	22
3.1.1 แบบจำลองของระบบการคิ่มอดูเลตสัญญาณซีดีเอ็มเอแบบเดิม.....	23
3.1.2 แบบจำลองระบบของการคิ่มอดูเลตแบบหลายผู้ใช้.....	24

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.2 เครื่องรับในระบบซีดีเอ็มเอ.....	27
3.2.1 เครื่องรับสัญญาณในระบบซีดีเอ็มเอแบบเดิม.....	27
3.2.2 เครื่องรับระบบหลายผู้ใช้.....	28
3.2.3 ข้อกำหนดของการคิเทคหลายผู้ใช้.....	35
3.3 ระบบการเข้าถึงหลายทาง (Multiple Access System).....	35
3.3.1 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่ (FDMA).....	36
3.3.2 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลา (TDMA).....	36
3.3.3 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (CDMA).....	37
3.4 เทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์.....	40
3.4.1 DS-CDMA (Direct Sequence: DS).....	41
3.4.2 MC-CDMA (Multicarrier CDMA).....	42
3.4.3 MC DS-CDMA (Multicarrier Direct Sequence CDMA).....	45
3.4.4 MT-CDMA (Multitone CDMA).....	47
3.5 การมอดูเลตแบบการแผ่สเปกตรัม (Spread Spectrum Modulation).....	48
3.5.1 การจัดลำดับโดยตรง (Direct Sequence: DS).....	49
3.5.2 วิธีการกระโดดของความถี่ (Frequency Hopping: FH).....	52
3.5.3 วิธีการกระโดดของเวลา (Time Hopping: TH).....	58
3.5.4 ระบบไฮบริด (Hybrid System).....	60
3.6 คุณลักษณะของสัญญาณเมื่อผ่านช่องสัญญาณที่มีการเฟดดิ้งหลายวิถี.....	61
3.6.1 ฟังก์ชันสหสัมพันธ์และกำลังเชิงสเปกตรัมของช่องสัญญาณ.....	62
3.6.2 แบบจำลองช่องสัญญาณ.....	65
3.6.3 แบบจำลองของเรย์ลี (Rayleigh Model).....	66
3.6.4 แบบจำลองของไรเซียน (Rician Model).....	66
3.6.5 แบบจำลองของนาคากามิ (Nakagami Model).....	67

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 การแพร่กระจายคลื่น.....	68
4.1 การแพร่กระจายคลื่นไปบนพื้นโลก.....	68
4.2 แบบจำลองคลื่นที่แพร่กระจาย.....	70
4.2.1 คลื่นผิวดิน (Surface Wave)	71
4.2.2 คลื่นเดินทางผ่านที่ว่าง (Space Wave)	71
4.3 การลดทอนและอัตราการขยายสัญญาณที่ขึ้นกับความสูง.....	75
บทที่ 5 การวิเคราะห์ค่าวิสัยสามารถของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย.....	80
5.1 แบบจำลองของระบบที่ใช้ในการวิเคราะห์.....	80
5.1.1 แบบจำลองของเครื่องส่ง.....	80
5.1.2 แบบจำลองช่องสัญญาณ.....	82
5.1.3 แบบจำลองของเครื่องรับ.....	84
5.2 การพิจารณาอัตราส่วนต่อสัญญาณรบกวน (SNR).....	87
5.3 การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ Multiuser Detection SFH/MC DS-CDMA.....	95
5.4 การวิเคราะห์ค่าวิสัยสามารถของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย.....	100
5.4.1 หลักการที่นำเสนอ.....	100
5.4.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณการเข้าถึงแบบ CSMA/CA.....	100
5.4.3 การวิเคราะห์ค่าวิสัยสามารถของระบบแลนที่ใช้วิธีการเข้าถึง แบบ CSMA/CA.....	101
บทที่ 6 การวิเคราะห์ผลเชิงคณิตศาสตร์.....	111
6.1 ความน่าจะเป็นที่บิตจะผิดพลาดของการส่งสัญญาณ CDMA.....	113
6.1.1 ผลของระบบผู้ใช้เดียวและระบบหลายผู้ใช้.....	113
6.1.2 ผลของระบบคลื่นพาห์เดียวและระบบหลายคลื่นพาห์.....	114
6.2 ค่าวิสัยสามารถของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายที่ใช้โปรโตคอลแบบ CSMA/CA และมีการส่งสัญญาณ โดยการใช้การส่งแบบ CDMA.....	124
6.2.1 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ.....	124
6.2.2 ผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคามี.....	125
6.2.3 ผลของจำนวนวิถีโคเวอรัจตี.....	126

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
6.2.4 ผลของจำนวนคลื่นพาห์.....	127
6.3 ค่าวิสัยสามารถของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายที่ใช้โปรโตคอลแบบ CSMA/CA และมีการส่งสัญญาณ โดยการใช้การส่งแบบ SFH/MC DS-CDMA ผ่านสาย อากาศแบบอโทโกนอลโคเวอร์ซิติ.....	128
6.3.1 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ.....	128
6.3.2 ผลของตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบนาคากามิ.....	129
6.3.3 ผลของจำนวนวิถีโคเวอร์ซิติ.....	130
6.3.4 ผลของจำนวนคลื่นพาห์.....	131
บทที่ 7 สรุปผลการวิจัย.....	132
เอกสารอ้างอิง.....	134
ภาคผนวก ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	137
ประวัติผู้เขียน.....	138

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 เปรียบเทียบระยะเวลาการส่ง อัตราการส่งและความถี่ที่ใช้ระหว่าง WLAN แบบต่างๆ.....	11
4.1 ความสัมพันธ์ของความถี่กับระยะทางที่คลื่นเดินทางได้.....	69
4.2 ค่าความนำไฟฟ้าและความสัมพันธ์ของค่าสภาพยอมไฟฟ้า.....	73

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 สถาปัตยกรรมของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย.....	11
2.2 กระบวนการเข้าถึงแบบพื้นฐานที่ใช้ CSMA/CA ตามมาตรฐาน IEEE 802.11.....	14
2.3 ช่วงเวลา Contention-free period และ Contention period.....	16
2.4 ตัวอย่างกระบวนการทำงานของการเข้าถึงแบบพื้นฐานที่ใช้ CSMA/CA.....	20
2.5 การส่งสัญญาณข้อมูลในกรณีที่เป็นการส่งแบบ Unicast.....	21
3.1 แบบจำลองของระบบหลายผู้ใช้ DS-SS (Multuser Detection DS-SS).....	26
3.2 เครื่องรับระบบ DS-SS แบบเดิม.....	27
3.3 เครื่องรับแบบ Optimum สำหรับระบบอะซิงโครนัส DS-SS.....	28
3.4 เครื่องรับแบบคิกออฟเลตติ้งสำหรับระบบอะซิงโครนัส DS-SS.....	29
3.5 เครื่องรับ Interference Canceller.....	32
3.6 เครื่องรับแบบ Adaptive ในระบบ DS-SS ที่ดีเทคทุกสัญญาณ.....	34
3.7 หลักการเข้าถึงหลายทางของระบบที่มีการแผ่สเปกตรัม.....	39
3.8 การกำจัดสัญญาณแทรกสอดของระบบ SS.....	40
3.9 (ก) เครื่องส่งของระบบ DS-SS.....	41
3.9 (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก.....	42
3.9 (ค) เครื่องรับของระบบ DS-SS.....	42
3.10 (ก) เครื่องส่งของระบบ MC-SS.....	44
3.10 (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก.....	44
3.10 (ค) เครื่องรับของระบบ MC-SS.....	44
3.11 (ก) เครื่องส่งของระบบ MC DS-SS.....	46
3.11 (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก.....	46
3.11 (ค) เครื่องรับของระบบ MC DS-SS.....	46
3.12 (ก) เครื่องส่งของระบบ MT-SS.....	47
3.12 (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก.....	48
3.12 (ค) เครื่องรับของระบบ MT-SS.....	48
3.13 เครื่องส่งแบบ DS-SS.....	49
3.14 เครื่องส่งแบบ DS-SS ที่คัดแปลงแล้ว.....	50
3.15 ลักษณะของสัญญาณสเปกตรัมด้วยการมอดูเลตแบบ BPSK โดยแกนตั้งเป็น ขนาดของสัญญาณและแกนนอนเป็นเวลา.....	50

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.16 เครื่องรับแบบ DS-CDMA.....	51
3.17 เปรียบเทียบลักษณะของเวลา/ความถี่ของระบบ DS และ FH.....	53
3.18 รูปเครื่องส่งแบบ FH-CDMA.....	53
3.19 รูปเครื่องรับของระบบ FH-CDMA.....	53
3.20 เครื่องส่งของการขยายสเปกตรัมแบบ FH.....	56
3.21 เครื่องรับของการขยายสเปกตรัมแบบ FH.....	56
3.22 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง-รับของระบบ TH-CDMA.....	58
3.23 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และเวลาที่ใช้ในระบบ TH-CDMA.....	58
3.24 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งแบบไฮบริด DS-FH.....	60
3.25 แสดงผลของการเปลี่ยนแปลงทางเวลาของช่องสัญญาณหลายวิถีที่เกิดจาก สัญญาณพัลส์ที่แคบมากๆ.....	61
3.26 คุณลักษณะของรูปร่างความเข้มของสัญญาณหลายวิถี.....	64
3.27 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $\phi_c(\Delta t)$ และ $\phi_c(\tau)$	65
4.1 ตัวอย่างขอบเขตต่าง ๆ ของคลื่นกระจายตามพื้นโลก.....	68
4.2 รูปเรขาคณิตของคลื่นที่แพร่กระจายในขอบเขตแนวพื้นโลก.....	70
4.3 สัมประสิทธิ์การสะท้อนสำหรับ good earth ที่ 10 MHz และ 100 MHz.....	74
4.4 การลดทอนสนามไฟฟ้าสำหรับ โพลาริซ์แนวอนเหนือ good earth.....	75
4.5 การลดทอนสนามไฟฟ้าสำหรับ โพลาริซ์แนวอนเหนือ good earth ($f \leq 30$ MHz).....	76
4.6 การลดทอนสนามไฟฟ้าสำหรับ โพลาริซ์แนวตั้งเหนือ good earth ($f > 30$ MHz).....	77
4.7 Height gain สำหรับ โพลาริซ์แนวอนเหนือ good earth.....	77
4.8 Height gain สำหรับ โพลาริซ์แนวตั้งเหนือ good earth.....	78
5.1 บล็อกไดอะแกรมเครื่องส่งของระบบ Multiuser Detection SFH/MC DS-CDMA.....	81
5.2 บล็อกไดอะแกรมเครื่องรับของระบบ Multiuser Detection SFH/MC DS-CDMA.....	84
5.3 พื้นฐานการทำงานของ โพรโตคอลแบบ CSMA/CA.....	101
6.1 ความสัมพันธ์ระหว่าง P_e เทียบกับ E_b/N_0 ของระบบผู้ใช้เดี่ยว และระบบหลายผู้ใช้ (Multiuser).....	113
6.2 ความสัมพันธ์ระหว่าง P_e เทียบกับ E_b/N_0 ของระบบคลื่นพาห้เดี่ยว จำนวนวิถีโคเวอรัซซีตี (L) เป็น 1 และจำนวนตัวแปรเสริมเฟดดิ้งต่างๆ กัน.....	114

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.15 ความสัมพันธ์ระหว่าง Pe เทียบกับ Eb/No ของระบบหลายคลื่นพาห้ที่จำนวนคลื่นพาห้เป็น 8 เป็นคลื่นพาห้ ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดคิง (m) เป็น 2 จำนวนไคเวอร์จิติ (L) ต่างๆกัน.....	122
6.16 ความสัมพันธ์ระหว่าง Pe เทียบกับ Eb/No ของระบบหลายคลื่นพาห้ที่จำนวนคลื่นพาห้ต่างๆกัน ซึ่งมีผลตัวแปรเสริมเฟดคิง (m) เป็น 0.5 จำนวนวิถีไคเวอร์จิติ (L) เป็น 3 จำนวนผู้ใช้งาน (K) เป็น 25 คน	123
6.17 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่ต้องการใช้งาน (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายเมื่อปรับจำนวนผู้ใช้งาน	124
6.18 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่ต้องการใช้งาน (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายที่ใช้โปรโตคอลแบบ CSMA/CA เมื่อปรับค่า ตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบนาคากามิ (m)	125
6.19 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่ต้องการใช้งาน (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายที่ใช้โปรโตคอลแบบ CSMA/CA เมื่อปรับ จำนวนวิถีไคเวอร์จิติ (Lp)	126
6.20 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่ต้องการใช้งาน (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายจำนวนคลื่นพาห้(Q).....	127
6.21 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่ต้องการใช้งาน (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายเมื่อปรับจำนวนผู้ใช้งาน	128
6.22 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่ต้องการใช้งาน (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายเมื่อปรับค่าตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบนาคากามิ (m)	129
6.23 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่ต้องการใช้งาน (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายเมื่อปรับจำนวนวิถีไคเวอร์จิติ (Lp)..	130
6.24 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่ต้องการใช้งาน (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายเมื่อปรับจำนวนคลื่นพาห้(Q).....	131

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

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

ถึงวันนี้ระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายแม้จะมีความเร็วมากขึ้น รวมทั้งคอมพิวเตอร์มีประสิทธิภาพมากขึ้นตามไปด้วย เชื่อกันว่าเราจะได้การเชื่อมต่อที่มีความเร็วสูง แต่ในความเป็นจริงแล้ว ข้อมูลที่ใช้งานกันกลับมามีขนาดใหญ่มากและจำนวนผู้ใช้งานก็มีมากขึ้นตามไปด้วย ส่งผลให้การส่งข้อมูลผ่านระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายยังประสบปัญหาเรื่องการชนกันของข้อมูลและความเร็วในการส่งข้อมูลที่ไม่เพียงพอต่อปริมาณการใช้งานที่เพิ่มมากขึ้นอยู่ตลอดเวลา

ด้วยเหตุนี้งานวิจัยชิ้นนี้จึงนำเสนอการใช้โปรโตคอลแบบ CSMA/CA เพื่อลดการชนกันของแพ็คเกจข้อมูล ร่วมกับการปรับปรุงการส่งสัญญาณด้วยเทคนิคการก้าวกระโดดความถี่แบบซ้ำหลายคลื่นพาห้ไครเรคซีแควนซ์ซีดีเอ็มเอ (Multiuser Detection of Slow Frequency Hopping/Multicarrier Direct Sequence Code Division Multiple Access: Multiuser Detection of SFH/MC DS-CDMA) เพื่อลดผลของการเกิดมัลติพาธเฟดดิ้งและช่วยให้ส่งข้อมูลได้เร็วมากขึ้นในเวลาเท่าเดิม อีกเทคนิคหนึ่งคือการส่งสัญญาณผ่านสายอากาศแนวนอนและแนวตั้ง เพื่อต้องการให้สามารถส่งสองข้อมูลพร้อมกันได้จากสายอากาศแต่ละแบบ จะทำให้เพิ่มการส่งข้อมูลได้มากขึ้นเป็นสองเท่าในเวลาเท่าเดิม

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์เล่มนี้มีจุดประสงค์ให้ระบบ LAN หรือเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายมีการส่งข้อมูลได้เร็วมากขึ้น ต้องการให้มีอัตราบิดเบือนผลล้นน้อยลง แม้ว่าจะเกิดผลกระทบจากการจางหายของช่องสัญญาณก็ตาม จึงได้ทำการศึกษาโปรโตคอลแบบ CSMA/CA ซึ่งเป็นโปรโตคอลตามมาตรฐาน IEEE 802.11 ที่ใช้ในการส่งข้อมูลในระบบ เครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย โปรโตคอลตัวนี้จะทำให้การชนกันของแพ็คเกจข้อมูลล้นน้อยลง ส่วนต่อมาที่ได้ทำการศึกษาคือเทคนิคการส่งสัญญาณที่ใช้เป็นการส่งสัญญาณแบบ SFH/MC DS-CDMA เป็นเทคนิคที่ทำให้ส่งข้อมูลได้เร็วมากขึ้น ให้อัตราบิด

ผิดพลาดลดลงและยังทนทานต่อการจางหายของช่องสัญญาณได้ดีอีกด้วย ส่วนการจางหายของช่องสัญญาณที่ศึกษาในวิทยานิพนธ์เล่มนี้เลือกใช้ช่องสัญญาณการจางหายของนาคากามิ ซึ่งได้ผลของแบบจำลองที่ใกล้เคียงกับสภาพการทำงานจริง สุดท้ายคือการศึกษาการส่งสัญญาณผ่านสายอากาศที่เป็นตั้งฉากกัน นั่นก็คือสายอากาศโพลาริซแนวนอนกับโพลาริซแนวตั้งเป็นการศึกษาผลกระทบของสัญญาณที่เกิดจากส่งสัญญาณออกจากสายอากาศทั้งสองชนิดนี้ว่าจะมีผลกระทบจากการจางหายของช่องสัญญาณต่างกันอย่างไรถ้าสัญญาณที่รับได้ที่ด้านรับมีการรบกวนกันน้อยนั้นหมายความว่ามีโอกาสที่เราจะส่งข้อมูลได้มากขึ้นเป็นสองเท่าโดยใช้เวลาเท่าเดิม

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

แม้ว่าโปรโตคอลแบบ CSMA จะสามารถลดการชนกันของแพ็คเกจข้อมูลได้ แต่ถ้าความต้องการใช้งาน (Offer load) มีค่ามากขึ้นจนถึงระดับหนึ่งค่าวิสัยสามารถของโปรโตคอลตัวนี้ก็ต้องลดลง หรือถ้าเกิดการจางหายของช่องสัญญาณมีค่ามากขึ้นก็ทำให้ค่าวิสัยสามารถลดลงได้อีกเช่นกัน หรือว่าจำนวนผู้ใช้งานมีมากขึ้น ความต้องการใช้งานก็ต้องมากขึ้นตามไปด้วย โอกาสที่แพ็คเกจข้อมูลจะชนกันก็ต้องมีมากขึ้นตามไปด้วย ทำให้โปรโตคอลต้องสุ่มค่าความน่าจะเป็นเพื่อให้ผู้ใช้งานได้มีโอกาสส่งแพ็คเกจข้อมูลได้อีก ทำให้ช่วงเวลาในการรอคอยการส่งแพ็คเกจข้อมูลใหม่มีมากขึ้นอีกนั้นส่งผลให้ค่าวิสัยสามารถลดลงได้อีก นั่นคือความล่าช้าในการให้บริการที่จะเกิดขึ้นตามมา

การแก้ปัญหาข้างต้นนี้ เราจะใช้โปรโตคอลแบบ CSMA/CA เป็นโปรโตคอลที่พัฒนาต่อจากโปรโตคอลแบบ CSMA ซึ่งให้ผลการชนกันของแพ็คเกจข้อมูลลดลง อีกทั้งใช้เทคนิคการส่งสัญญาณแบบ SFH/MC DS-CDMA เพื่อลดผลกระทบจากการจางหายของช่องสัญญาณ ทำให้ได้อัตราบิดผิดพลาดน้อยลง อีกทั้งยังส่งข้อมูลได้ด้วยความเร็วสูง การส่งสัญญาณผ่านสายอากาศที่เป็นออร์ทोगอนอลลิตีต่อกันจะมีโอกาสทำให้ส่งข้อมูลได้มากขึ้นเป็นสองเท่าโดยใช้เวลาเท่าเดิม

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

วิธีการเข้าถึงช่องสัญญาณหรือโปรโตคอลแบบ CSMA/CA จะลดการชนกันของแพ็คเกจข้อมูลได้ เพราะว่าโปรโตคอลจะทำการส่งแพ็คเกจสั้นๆ กระจายออกไปทั่วถึงกันเพื่อบอกว่าผู้ใช้งานต้องการใช้ช่องสัญญาณ เพื่อส่งแพ็คเกจข้อมูลไปที่จุดหมายปลายทางที่ใด ทำให้ผู้ใช้งานคนอื่นๆจะไม่ส่งแพ็คเกจข้อมูลออกมา จึงทำให้ลดการชนกันของแพ็คเกจข้อมูลได้ เทคนิคการส่งสัญญาณแบบ SFH/MC DS-CDMA จะช่วยลดอัตราบิดผิดพลาดได้ เพราะว่าใช้เทคนิคการส่งสัญญาณสามอย่างคือ อย่างแรก DS-CDMA เป็นการลดความผิดพลาดของบิด อย่างที่สอง FH-CDMA เป็นการหลีกเลี่ยงความผิดพลาดของบิด และอย่างสุดท้าย MC-CDMA เป็นการแบ่งโอกาสที่บิดจะผิดพลาดให้ลดน้อยลง รวมทั้งยังส่งบิตข้อมูลได้เร็วขึ้นด้วยเวลาเท่าเดิม นั่นเป็นเพราะส่งบิตข้อมูลขนานกัน

ไปบนคลื่นพาห่อย่อยๆ เมื่อรวมกับโปรโตคอล CSMA/CA จึงส่งผลให้ข้อมูลที่ต้องการส่งมีความมากขึ้น มีความทนทานต่อการจางหายของช่องสัญญาณได้มากขึ้น จึงลดอัตราบิดเบือนผลที่ได้ส่งผลให้ค่าวิสัยสามารถมีค่ามากขึ้น ระบบก็จะมีประสิทธิภาพโดยรวมดีขึ้น เทคนิคสุดท้ายคือการส่งสัญญาณผ่านสายอากาศที่เป็นออร์ทोगอนอลลิตีต่อกัน มีสายอากาศโพลาไรซ์แนวตั้งและโพลาไรซ์แนวนอน การส่งสัญญาณด้วยวิธีนี้ทำให้มีโอกาสที่ส่งข้อมูลสองอย่างออกจากสายอากาศแต่ละแบบ ซึ่งเราจะสามารถส่งข้อมูลเป็นสองเท่าได้ด้วยเวลาเท่าเดิม

1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน

หลักการเดิมเป็นการวิเคราะห์การตีเทคแบบหลายผู้ใช้ ในระบบโคเร็กซ์เควเนซซีดีเอ็มเอ ซึ่งวิธีการนี้ไม่สามารถรักษาค่าวิสัยสามารถของระบบให้คงทนได้ สำหรับในวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นการนำเสนอวิธีความถี่ก้าวกระโดดแบบซ้ำ ที่ใช้งานร่วมกับหลายคลื่นพาห้ (SFH/MC) เพื่อแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของระบบที่ได้ เมื่อเปรียบเทียบกับหลักการเดิมที่ไม่ใช้วิธีการก้าวกระโดดความถี่แบบหลายคลื่นพาห้บนช่องสัญญาณที่มีการจางหาย เปรียบเทียบค่าวิสัยสามารถการใช้โปรโตคอลแบบ CSMA/CA และโปรโตคอลแบบ CSMA และเปรียบเทียบค่าวิสัยสามารถที่ได้จากสายอากาศแบบโพลาไรซ์แนวตั้งกับสายอากาศแบบโพลาไรซ์แนวนอน

1.6 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอ ผลการเปรียบเทียบค่าวิสัยสามารถของระบบแลนไร้สายระหว่างโปรโตคอลแบบCSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance) กับโปรโตคอลแบบ CSMA (Carrier Sense Multiple Access) โดยพิจารณาร่วมกับระบบตรวจจับหลายผู้ใช้งานบนความถี่ก้าวกระโดดแบบซ้ำหลายคลื่นพาห้โคเร็กซ์เควเนซซีดีเอ็มเอ (Multiuser Detection of Slow Frequency Hopping/Multicarrier Direct Sequence Code Division Multiple Access: Multiuser Detection of SFH/MC DS-CDMA) สัญญาณที่ต้องการส่งจะส่งผ่านสายอากาศที่เป็นออร์ทोगอนอลลิตี (Orthogonality) ต่อกัน ซึ่งประกอบด้วยสายอากาศโพลาไรซ์แนวตั้ง (Vertical Polarization) และสายอากาศโพลาไรซ์แนวนอน (Horizontal Polarization) และทำการเปรียบเทียบค่าวิสัยสามารถจากสายอากาศทั้งสองชนิดด้วย สัญญาณที่ส่งผ่านตัวกลางที่เป็นอากาศในที่นี้ได้พิจารณาเป็นช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบนาคามี

1.7 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 7 บทด้วยกันคือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของงานวิจัย ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ สมมติฐาน ทฤษฎีที่ใช้ ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานการเข้าถึงช่องสัญญาณของโปรโตคอลแบบ CSMA/CA ที่เป็นไปตามมาตรฐานของ IEEE 802.11 และแบบจำลองที่นำมาวิเคราะห์

บทที่ 3 กล่าวถึงวิธีการเข้าถึงข้อมูลหลายทางแบบแบ่งรหัส (CDMA) รวมทั้งเทคนิคการทำสเปกตรัมคร่อมอย่าง DS-SS, FH-SS และการสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห้

บทที่ 4 กล่าวถึงการแพร่กระจายของคลื่น แบบจำลองของคลื่นที่แพร่กระจายบนพื้นโลก การลดทอนและอัตราขยายของสัญญาณที่แพร่กระจาย

บทที่ 5 กล่าวถึงการวิเคราะห์ค่าความน่าจะเป็นที่บิตจะผิดพลาดและวิเคราะห์ค่าวิสัยความสามารถของระบบดีเทคหลายผู้ใช้ที่มีความก้าวกระโดดแบบซ้ำหลายคลื่นพาห้ ไคเร็กซ์คิวชันซีดีเอ็มเอ ที่มีการใช้โปรโตคอลแบบ CSMA/CA และโปรโตคอล CSMA ผ่านสายอากาศโพราไรซ์แนวตั้งและโพราไรซ์แนวนอน

บทที่ 6 กล่าวถึงผลการวิเคราะห์เชิงคณิตศาสตร์ แสดงให้เห็นเป็นกราฟของอัตราบิตผิดพลาด ค่าวิสัยสามารถที่ใช้โปรโตคอลแบบ CSMA/CA และ CSMA ผ่านสายอากาศโพราไรซ์แนวตั้งและโพราไรซ์แนวนอน

บทที่ 7 เป็นบทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

บทที่ 2

ระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย

2.1 กล่าวนำ

ในปัจจุบันเทคโนโลยีของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายได้มีการพัฒนาและมีการใช้งานกันอย่างแพร่หลาย เนื่องจากความสะดวกสบายในการติดตั้งกับเครือข่ายต่างๆ ที่ 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): ภายในระยะการครอบคลุมของการให้บริการ ผู้ใช้สามารถติดต่อสื่อสารถึงกันได้ โดยปราศจากข้อจำกัดใดๆ กลิ่นหรือสัญญาณวิทยุสามารถที่จะส่งผ่านผนังหรือกำแพงต่างๆ ได้ ผู้ส่ง-รับข้อมูลและสามารถติดต่อถึงกันได้ ถึงแม้จะไม่สามารถมองเห็นได้ก็ตาม (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

จะเป็นการเพิ่มความสะดวกรสบายในการใช้งาน 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} เมื่อเทียบกับ 10^{-10} ในเส้นใยนำแสง) อีกทั้งยังมีการหน่วงข้อมูลที่สูงกว่า
- ราคาแพง (Cost): ขณะที่อะแดปเตอร์ (Adaptor) ของระบบอีเธอร์เน็ตความเร็วสูง (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 นั้นมักจะถูกรบกวนได้ง่ายกว่าแบบมีสาย ซึ่งก็เป็นอีกปัญหาหนึ่งที่มีความสำคัญเป็นอย่างมาก

ระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายนั้นในการออกแบบโดยมากแล้วจะมีจุดประสงค์หรือเป้าหมายที่แตกต่างกัน ซึ่งพอจะสรุปได้ดังนี้

1. การใช้งานได้ทั่วโลก (Global Operation): ผลกระทบของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายนั้นจะถูกนำไปขาย ณ ที่ต่างๆทั่วโลก เพราะฉะนั้นข้อกำหนดต่างๆของแต่ละประเทศจะต้องถูกพิจารณาด้วยเสมอในการพัฒนา ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบใช้สายแล้ว อุปกรณ์ต่างๆที่ขายในแต่ละประเทศอาจจะมีคุณลักษณะที่แตกต่างกันได้
2. กำลังส่งที่ต่ำ (Low Power): อุปกรณ์ต่างๆในระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายโดยมากแล้ว จะต้องใช้ไฟจากแบตเตอรี่ (Battery) ดังนั้นระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายจะต้องถูกออกแบบมาให้มีการจัดการกับระบบกำลังงานที่ดีมาก และจะต้องใช้กำลังส่งที่ต่ำด้วย
3. การทำงานในช่วงความถี่ที่ไม่ได้มีการใช้งาน (License-free Operation): ไม่เหมือนกับในระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบใช้สาย เพราะว่าผู้วางระบบไม่จำเป็นต้องขออนุญาตในการติดตั้งหรือการใช้ อุปกรณ์ต่างๆ 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 นอกจากนี้การส่งสัญญาณแบบนี้ยังง่ายที่จะเกิดจากการรบกวนกันระหว่างสถานี รวมถึงการรบกวนที่เกิดจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆด้วย อีกทั้งยังต้องคำนึงถึงข้อกำหนดในการใช้ความถี่ของแต่ละบริเวณอีกด้วย

กล่าวโดยสรุปจะได้ว่า ในระบบอินฟราเรดควรจะใช้ในบริเวณที่ไม่มีสิ่งกีดขวางต่างๆ เพื่อให้การส่งสัญญาณส่วนใหญ่เป็นแบบ LOS ส่วนในระบบที่ใช้คลื่นวิทยุนี้จะสามารถครอบคลุมพื้นที่ได้มากกว่าและมีความเร็วในการส่งที่สูงกว่า แต่จะมีปัญหาในการวางเซลล์เนื่องจากยากในการจำกัดขอบเขตการแพร่กระจายของคลื่นวิทยุ

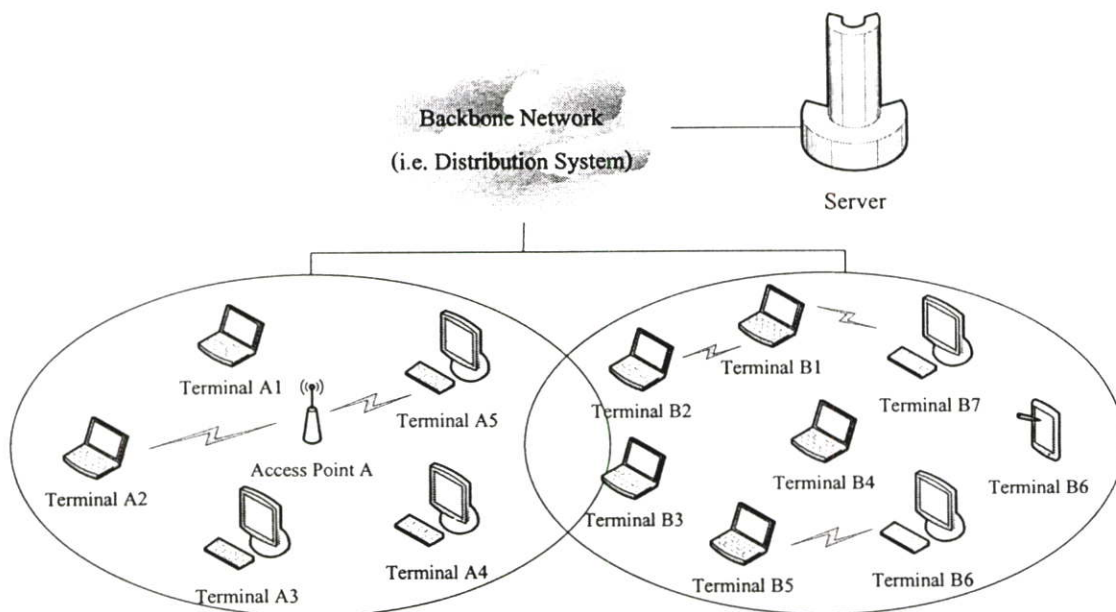
2.3 ระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11

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

เครือข่าย ขณะที่มีการเคลื่อนที่ของผู้ใช้ตลอดเวลา โดยที่ส่วนมากแล้วจะมีความกว้างแถบที่สามารถใช้งานได้ไม่มากนัก นอกจากระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายจะตอบสนองการใช้งานที่สามารถเคลื่อนที่ไปไหนมาไหนมาได้แล้ว ระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายยังสามารถตอบสนองการใช้งานในบริเวณที่ที่ไม่สามารถเดินสายเคเบิลได้ หรืออาจจะเป็นบริเวณที่สามารถติดตั้งสายเคเบิลได้แต่มีค่าใช้จ่ายที่สูง ตัวอย่างเช่น ในโรงงานอุตสาหกรรม ตลาดหุ้น สถานที่ที่เป็นโบราณสถาน รวมถึงภายในงานแสดงสินค้าต่างๆ เป็นต้น เนื่องจากความแพร่หลายของใช้งานระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายนี้เอง ทำให้มีความต้องการที่จะจัดตั้งเป็นมาตรฐาน เพื่อให้ระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายที่ผลิตมาจากบริษัทต่างๆ สามารถใช้งานร่วมกันได้ มาตรฐานที่จัดตั้งขึ้นนี้ระบุถึงข้อกำหนดต่างๆ ในระดับชั้นฟิสิคัล (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 ไม่ว่าจะเป็นการเชื่อมโยงเครือข่ายแบบเคลื่อนที่ (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) และระดับชั้นฟิสิคัล (Physical Layer) IEEE 802.11b กล่าวถึงการทำงานในระดับชั้นฟิสิคัล 3 แบบคือ แบบ DS-SS (Direct Sequence Spread Spectrum) FH-SS (Frequency Hopping Spread Spectrum) และอินฟราเรด (Infrared) [1-2] สุดท้ายคือมาตรฐาน IEEE 802.11a ซึ่งกล่าวถึงการทำงานในระดับชั้นฟิสิคัลแบบใหม่เพื่อให้สามารถส่งสัญญาณข้อมูลได้ด้วยความเร็วสูงได้ 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 โปรโตคอลสำหรับระดับชั้น MAC นั้นมาตรฐาน IEEE 802.11 ได้ระบุไว้ว่าโครงข่ายทั้งสองแบบจะใช้โปรโตคอลแบบเดียวกัน

2.3.2 ระดับชั้นฟิสิกส์ (Physical Layer)

ในมาตรฐาน IEEE 802.11 จะมีการใช้ระดับชั้นฟิสิกส์อยู่ 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

ระดับชั้นฟิสิกส์ทั้ง 4 แบบ แสดงเปรียบเทียบกันในตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 เปรียบเทียบระยะเวลาการส่ง 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 สามารถทำงานร่วมกันกับอุปกรณ์ที่เป็นไปตามมาตรฐาน IEEE 802.11a ได้ ซึ่งมาตรฐานใหม่นี้คือมาตรฐาน IEEE 802.11g)

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

ในระบบที่ใช้ระดับฟิสิกส์แบบ FH ความถี่ที่ใช้ในการส่งข้อมูลจะเปลี่ยนแปลงไปตามชุดของความถี่ที่ใช้กัน (ตัวอย่างเช่น ความถี่ที่ใช้ใน US/European ของมาตรฐาน 802.11 คือ 79 ความถี่ และ 23 ความถี่ในการณีที่ใช้ในญี่ปุ่น) เครื่องส่งจะส่งข้อมูล ณ ความถี่ที่กำหนดให้เป็นเวลาค่าใดค่าหนึ่งตามที่ได้ออกกำหนดไว้ (เรียกว่า "Dwell time" ใน 802.11) หลังจากครบช่วงเวลาที่กำหนดแล้ว มันจะเปลี่ยนความถี่ที่ส่งไปเป็นอีกความถี่หนึ่งและส่งข้อมูล ณ ความถี่นี้เป็นเวลาค่าใดค่าหนึ่ง หลังจากนั้นก็จะเปลี่ยนไปอีกเรื่อยๆ ความถี่ที่เปลี่ยนไประหว่างการส่งข้อมูลนั้นที่เครื่องรับจะต้องทราบด้วย เพื่อจะได้สามารถรับข้อมูลได้ถูกต้อง นอกจากนี้แล้วที่เครื่องรับจะต้องมีเครื่องสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer) เพื่อจะใช้ในการค้นหา (Detect) ข้อมูลที่ต้องการ ณ ความถี่นั้นๆ

ออกมาได้ ในระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายที่ใช้ FH ในมาตรฐาน 802.11 จะใช้การกระโดดความถี่แบบช้า (Slow Frequency Hopping) ซึ่งก็คือ จะมีการกระโดดจากความถี่หนึ่งไปยังอีกความถี่หนึ่ง หลังจากการส่งสัญญาณข้อมูลไปแล้วหลายๆสัญลักษณ์ ในระบบ FH นั้นเซลล์ที่ติดกันหรือเซลล์ที่เกิดจากการซ้อนทับกัน จะใช้ชุดของความถี่ที่แตกต่างกัน ชุดของความถี่ที่ใช้แต่ละชุดจะประกอบด้วยความถี่ต่างๆ มากมายและเซลล์ที่อยู่ติดกัน (Adjacent Cell) จะต้องไม่ใช้ความถี่เดียวกัน เวลาเดียวกัน

ในระบบที่ใช้ระดับชั้นฟิสิกัลแบบ DS ข้อมูลก่อนที่จะทำการส่ง จะต้องนำไปมอดูเลต (Modulate) กับสัญญาณแบנדด์กว้างก่อน ซึ่งสัญญาณแบนด์ด์กว้างที่ใช้ในการมอดูเลตนี้จะต้องบอกให้ที่เครื่องรับทราบด้วย เพื่อที่จะได้สามารถทำการตรวจรับข้อมูลที่ส่งมาได้ สังเกตว่ามาตรฐาน 802.11 ที่ใช้ DS นั้นจะแตกต่างจากระบบ CDMA (Code Division Multiple Access) ตรงที่แต่ละเซลล์นั้น จะใช้ชุดของสัญญาณแบนด์ด์กว้างเพียงชุดเดียวเท่านั้น ค่าแฟกเตอร์ที่สำคัญที่ใช้ในการบอกว่าสัญญาณถูกกระจายไปมาก-น้อยเพียงใด เมื่อเทียบกับสัญญาณเดิมคือ อัตราการกระจาย (Processing Gain) ของระบบ DS ซึ่งในมาตรฐาน 802.11 ระบุไว้ว่าให้มีค่า 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 ช่องสัญญาณที่ใช้ในการส่งสัญลักษณ์ชี้นำ (Pilot Symbol) 4 ช่องสัญญาณ ส่วนช่องสัญญาณที่เหลือจะไม่ใช้ อัตราการส่งข้อมูลสูงสุดที่ส่งได้คือ 54 Mbps ในการมอดูเลตสัญลักษณ์ข้อมูลนั้นจะใช้กระบวนการ IFFT [11] ในการมอดูเลตเพื่อลดความซับซ้อนของมอดูเลเตอร์

ในส่วนของระดับชั้นฟิสิกัลที่ใช้การส่งสัญญาณโดยใช้อินฟราเรดนั้น จะใช้อยู่ในช่วงความยาวคลื่น 850-950 nm ซึ่งเป็นช่วงความยาวคลื่นที่ไม่ได้มีการควบคุม (ใช้เลเซอร์ไดโอดแทน LED) ในมาตรฐานระบุไว้ว่า ในการส่งสัญญาณไม่จำเป็นต้องเป็นแบบ LOS ระหว่างเครื่องรับและเครื่องส่ง แต่แสงอินฟราเรดควรเป็นแบบ diffuse การส่งโดยใช้แสงอินฟราเรดแบบนี้จะใช้สำหรับการสื่อสารแบบจุดไปยังหลายๆจุด (Point-to-Multipoint Communication) ระยะทางไกลที่สุดที่สามารถใช้งานได้คือ ประมาณ 10 เมตร ซึ่งเป็นกรณีที่ไม่ได้รับผลกระทบจากแสงอาทิตย์ และไม่เกิดปัญหาการรบกวนจากความร้อนที่แหล่งกำเนิดแสง โดยทั่วไปการส่งสัญญาณโดยใช้แสงอินฟราเรดตามมาตรฐาน IEEE 802.11 นี้จะใช้กับระบบเครือข่ายภายในอาคาร เช่น ภายในห้องเรียนหรือห้อง

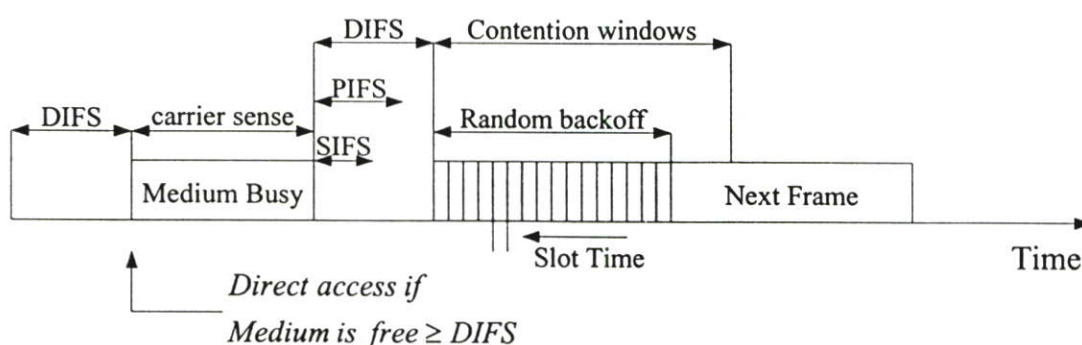
ประชุม เป็นต้น กระบวนการนำความถี่กลับมาใช้ใหม่นั้นนั้น (Frequency Reuse) สามารถทำได้ง่ายมาก เนื่องจากสัญญาณอินฟาเรดตามมาตรฐาน IEEE 802.11 นั้นจะถูกกำหนดให้ไม่สามารถส่งผ่านผนังได้ ทำให้การแบ่งเซลล์สามารถกำหนดขอบเขตได้ง่าย

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 ได้มีการกำหนดโปรโตคอลที่ใช้สำหรับระดับชั้นฟิสิคัลทั้ง 4 แบบไว้โปรโตคอลเดียวกัน โปรโตคอลที่กำหนดขึ้นนี้ถูกกำหนดขึ้นเพื่อให้ผู้ผลิตแต่ละรายสามารถที่จะผลิตได้เป็นจำนวนมากๆ โดยที่ราคาไม่สูงมากนัก โปรโตคอลที่สามารถใช้ในระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายได้นั้น จะต้องมีคุณสมบัติที่สำคัญคือ

- 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) ของช่วงเวลา เพื่อลดการชนกันของข้อมูล การชนกันของข้อมูลมักจะเกิดขึ้นระหว่างช่วงเวลาที่มีการส่งข้อมูลของสถานีหนึ่ง แต่สถานีอื่นๆ ตรวจสอบไม่พบการส่งข้อมูลนั้นแล้วทำการส่งข้อมูลออกมา กระบวนการเข้าถึงแบบ CSMA/CA ในมาตรฐานของ IEEE 802.11 นี้ จะใช้การสุ่มของช่วงเวลาที่มีการแจกแจงแบบยูนิฟอร์ม (Uniform Distribution) (ในลักษณะของสล็อตของเวลา [slot time]) ซึ่งค่ามากที่สุดของช่วงเวลาที่สุ่มได้นั้น เรียกว่า “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 (Priority Coordination Function IFS) ซึ่งถูกใช้ในกระบวนการที่เกี่ยวข้องกับการส่งเฟรมแบบ time-critical เพื่อให้เฟรมแบบนี้สามารถที่ถูกส่งได้ก่อนอะซิงโครนัสเฟรมข้อมูลทั่วไป ซึ่งอะซิงโครนัสเฟรมข้อมูลทั่วไปจะใช้ IFS ที่มีค่ามากที่สุดคือ DIFS (Distributed Coordination Function IFS)

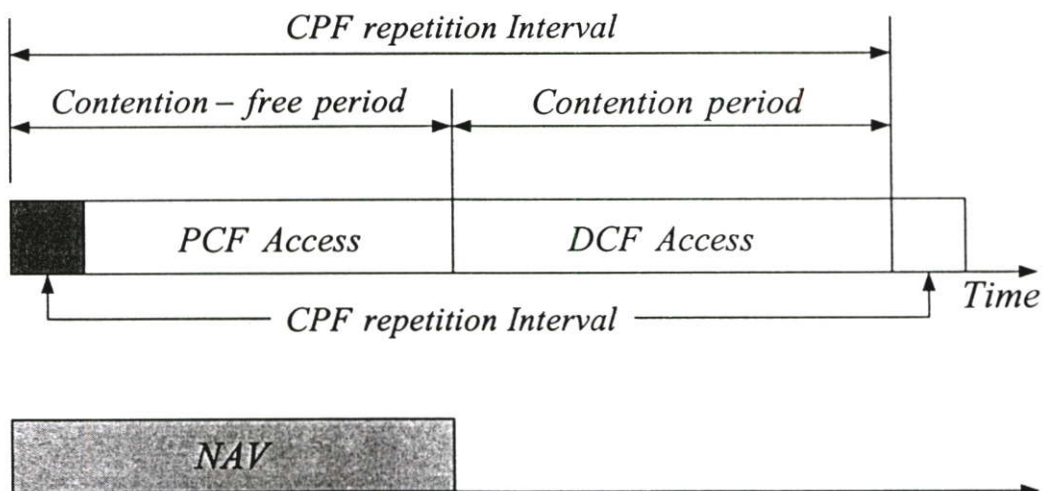
ในระบบการสื่อสารที่ใช้หลักการคิดต่อสื่อสาร โดยอาศัยการตรวจจับการส่งสัญญาณวิทยุ นั้น (Carrier Sensing) ปัญหาที่สำคัญอย่างหนึ่งที่เกิดขึ้นคือ “โหนดที่มองไม่เห็น” (Hidden Node) ซึ่งเกิดจากการที่สถานีหนึ่ง สามารถตรวจจับสัญญาณวิทยุที่ส่งมาสถานีอื่นๆ ได้ ขณะที่สถานีอื่นๆ นั้น ไม่สามารถตรวจจับสัญญาณวิทยุที่ส่งมาจากสถานีนี้ได้ เพราะฉะนั้นเมื่อสถานีอื่นๆ ทำการส่งเฟรมข้อมูลออกมา อาจจะทำให้เกิดการชนกันของเฟรมข้อมูลได้ (เนื่องจากขณะนั้น สถานีที่เป็น “โหนดที่มองไม่เห็น” อาจกำลังส่งสัญญาณข้อมูลอยู่ก็ได้) ปัญหาของโหนดที่มองไม่เห็นนี้ จะเป็นสาเหตุให้เกิดการชนกันของข้อมูลมากขึ้น กระบวนการเข้าถึงในชั้น MAC ของมาตรฐาน 802.11 ได้กำหนดวิธีการแก้ปัญหาไว้ด้วย โดยการใช้เฟรมควบคุม (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)

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

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 นอกจากนั้นยังต้องมีการความมีตัวตนจริงของสถานีหรือผู้ใช้นั้นๆด้วย 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) โดยใช้กระบวนการแบ็คออฟแบบสุ่ม (Random Backoff) หลักการของการทำงานขอระเบียบการเข้าสุ่มแบบนี้แสดงได้ดังรูปที่ 2.3 ถ้าตัวกลางถูกตรวจจับได้ว่าไม่มีการส่งสัญญาณเกิดขึ้นเป็นเวลาไม่น้อยกว่าช่วงเวลา DIFS แล้ว โหนดนั้นๆจะสามารถเริ่มการส่งสัญญาณข้อมูล

ได้อีกครั้งหนึ่ง ซึ่งกระบวนการนี้จะสามารถใช้งานได้เป็นอย่างดี ในกรณีที่มิโหลดหรือมีการส่งข้อมูลน้อยๆ แต่ในกรณีที่มิโหลดมากๆหรือมีการส่งข้อมูลมากๆแล้ว จะมีกระบวนการทำงานบางอย่างเพิ่มเข้าไปอีก

ถ้าตัวกลางถูกตรวจจับได้ว่าการส่งสัญญาณเกิดขึ้น หรือก็คือตัวกลางไม่ว่าง โหนดจะทำการรอคอยเป็นเวลาเท่ากับช่วงเวลา DIFS หลังจากนั้น โหนดนั้นๆ จะทำการเลือกค่าของช่วงเวลาเบ็คคอฟแบบสุ่มออกมาค่าหนึ่งภายในช่วง Contention Windows ซึ่งโหนดนั้นๆจะทำการรอคอยการส่งข้อมูลต่อไปอีกเป็นเวลาเท่ากับค่าที่สุ่มได้นี้ เมื่อครบตามเวลาที่ดื่งรอคอยแล้ว โหนดก็จะทำการตรวจจับตัวกลางอีกครั้งหนึ่ง ซึ่งถ้าตรวจพบว่าตัวกลางยังไม่ว่างอีกก็จะทำการกระบวนการเดิมต่อไปอีก แต่ถ้าเมื่อรอคอยจนครบตามเวลาที่สุ่มได้แล้วพบว่าตัวกลางว่าง โหนดก็จะทำการส่งสัญญาณออกไปได้ทันที ช่วงเวลาที่ดื่งรอคอยนั้นจะวัด (Measure) เป็นหน่วยของสล็อต (Slot) ในการแบ่งช่วงเวลาออกเป็นสล็อตๆนั้น จะถูกพิจารณาจากค่าของการหน่วงเวลาที่เกิดจากการแพร่กระจายสัญญาณ ค่าของการหน่วงเวลาที่เกิดจากกระบวนการส่งสัญญาณและพารามิเตอร์อื่นๆ ในระดับชั้นฟิสิคัล

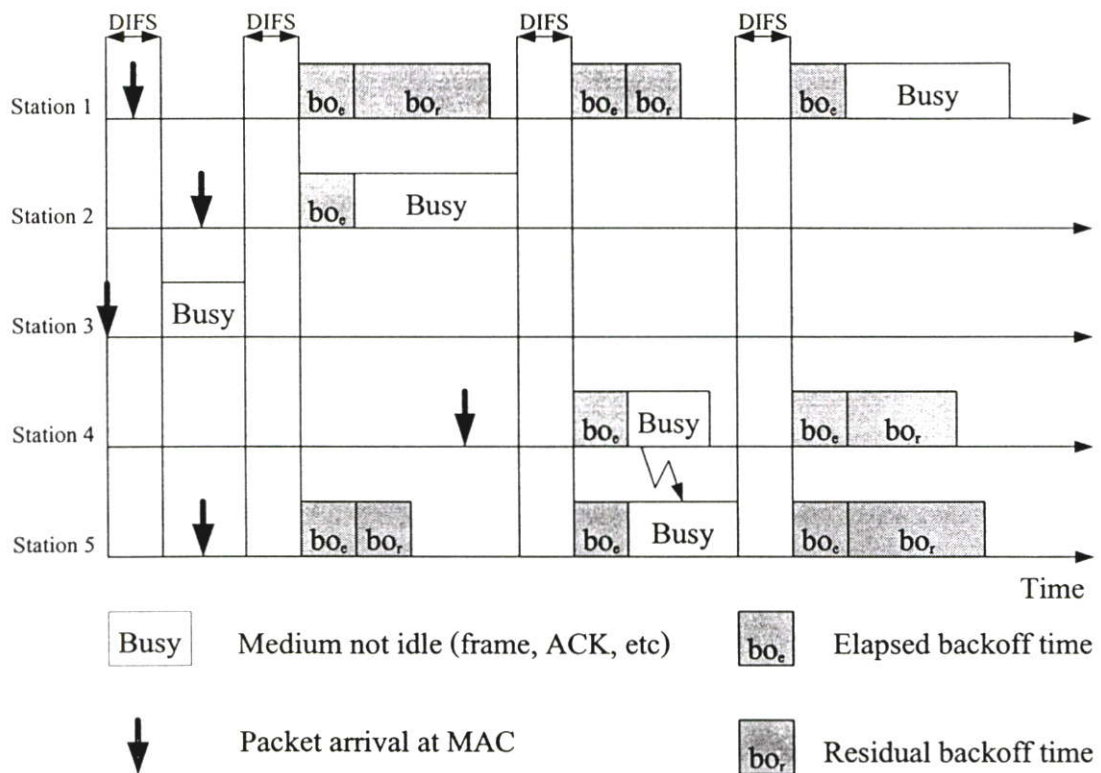
จากที่กล่าวมาแล้วจะพบว่ากระบวนการเข้าถึงแบบ CSMA/CA นั้น ไม่ค่อยมีประสิทธิภาพเท่าไรนัก เพราะว่าโหนดจะมีโอกาสในการส่งข้อมูลเท่าๆกันในไซเคิลถัดไปและไม่ขึ้นอยู่กัช่วงเวลาทีแต่ละโหนดจะต้องรอคอยก่อนหน้านั้น และเพื่อให้ประสิทธิภาพดีขึ้นตามมาตรฐาน IEEE 802.11 จึงได้มีการเพิ่มส่วนที่เรียกว่า “เบ็คคอฟไทม์เมอร์” (Backoff Timer) เข้าไปอีก ซึ่งจะใช้ในกรณีดังนี้คือ เมื่อแต่ละโหนดเลือกค่าเบ็คคอฟแบบสุ่มภายใน contention window แล้ว ถ้าสถานีใดๆ ไม่มีการเอ็คเซส (Access) ตัวกลางในไซเคิลแรก มันจะทำการหยุดค่าเบ็คคอฟไทม์เมอร์ แล้วรอคอยจนกว่าช่องสัญญาณจะว่างอีกครั้งเป็นเวลาเท่ากับช่วงเวลา DIFS แล้วจึงเริ่มทำการนับเวลาของเบ็คคอฟไทม์เมอร์ใหม่อีกครั้งหนึ่ง ทันทีที่ไทม์เมอร์หยุดการนับ โหนดจะทำการส่งสัญญาณข้อมูลออกไปทันที นั่นหมายความว่าสถานีที่เบ็คคอฟไทม์เมอร์ยังไม่หยุดนับ จะไม่ทำการเลือกค่าของช่วงเวลาเบ็คคอฟแบบสุ่ม แต่จะทำการรอคอยต่อไป ดังนั้นสถานีที่ดื่งรอคอยเป็นเวลานานๆ จะมีโอกาสในการเอ็คเซสตัวกลางมากขึ้น เพียงแค่รอคอยให้ครบตามค่าของเบ็คคอฟไทม์เมอร์จากไซเคิลก่อนหน้าเท่านั้น

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

ในรูปที่ 2.4 แสดงค่าของเบ็คคอฟแบบสุ่มของสถานีที่ 1 คือผลรวมของ bo_c (ช่วงเวลาเบ็คคอฟแบบสุ่มที่ผ่านมาแล้ว [Elapsed Backoff Time]) และ bo_r (ช่วงเวลาเบ็คคอฟแบบสุ่มที่เหลืออยู่ [Residual Backoff Time]) ซึ่งก็จะมีลักษณะเหมือนกันในกรณีที่เป็นของสถานีที่ 5 ในส่วนของที่สถานีที่ 2 จะเห็นว่าค่าเบ็คคอฟแบบสุ่มจะมีค่าเฉพาะ bo_c เท่านั้น ดังนั้นจากรูป 2.4 หลังจากสถานีที่ 2 รอคอยเป็นเวลาเท่ากับ bo_c แล้วจะพบว่าตัวกลางว่าง จึงได้ทำการส่งสัญญาณข้อมูลทันทีและจะไม่เหลือเวลาที่รอคอยอีกสำหรับสถานีที่ 2 ขณะที่สถานีที่ 2 ทำการส่งสัญญาณข้อมูล เบ็คคอฟใหม่เมอร์ของสถานีที่ 1 และสถานีที่ 5 จะหยุดเดินและแต่ละสถานีจะทำการเก็บค่าของเบ็คคอฟแบบสุ่มที่เหลือไว้ ขณะเดียวกันก็มีอีกสถานีหนึ่งต้องการส่งข้อมูลเหมือนกันคือ สถานีที่ 4 ซึ่งตรวจพบว่ามิสถานีกำลังส่งสัญญาณข้อมูลอยู่ จึงได้ทำการเลือกค่าเบ็คคอฟแบบสุ่มภายใน contention window แล้วจึงจะนำค่าที่สุ่มได้ใช้ในการรอคอยต่อไป

เมื่อสถานีที่ 2 ส่งสัญญาณข้อมูลเสร็จสถานีที่ 1 4 และ 5 ก็จะทำการรอคอยเป็นเวลาเท่ากับ DIFS หลังจากนั้นเบ็คคอฟใหม่เมอร์ของสถานีที่ 1 และสถานีที่ 5 ก็จะทำการนับถอยหลังต่อไปจากค่าเบ็คคอฟแบบสุ่มที่เก็บไว้ ส่วนสถานีที่ 4 ก็จะทำการรอคอยต่อไปตามค่าเบ็คคอฟแบบสุ่มที่เลือกได้ แต่จากรูปจะพบว่าค่าของ bo_r ที่เหลือของสถานีที่ 5 และส่วนของค่าเบ็คคอฟแบบสุ่มที่เลือกได้ของสถานีที่ 4 จะมีค่าเท่ากัน ทำให้เมื่อสถานีทั้ง 2 รอคอยต่อไปจนครบตามกำหนดแล้วจะทำการส่งสัญญาณข้อมูลออกมาพร้อมกัน ก่อให้เกิดการชนกันของข้อมูลขึ้น ทำให้เฟรมข้อมูลที่ส่งไปถูกทำลาย หรือสามารถรับได้แต่ไม่สมบูรณ์ หลังจากสถานีที่ 5 ส่งสัญญาณเสร็จ (เพราะส่งสัญญาณนานกว่าสถานีที่ 4) สถานีที่ 1 ก็จะทำการรอคอยเป็นเวลาเท่ากับ DIFS หลังจากนั้นก็จะรอคอยต่อไปอีกเป็นเวลาเท่ากับค่าของเบ็คคอฟใหม่เมอร์ที่เหลือ (ค่าที่เหลือหลังจากเมื่อสถานีที่ 4 และสถานีที่ 5 เริ่มส่งสัญญาณข้อมูลออกมา) สุดท้ายเมื่อครบตามกำหนดเวลาที่ต้องรอคอยแล้ว พบว่าตัวกลางว่าง สถานีที่ 1 จึงทำการส่งสัญญาณข้อมูลออกมาทันที ขณะที่สถานีที่ 4 และสถานีที่ 5 จะต้องรอคอยต่อไปเนื่องจากสถานีที่เกิดการชนกันของข้อมูล จะต้องทำการสุ่มเวลาเบ็คคอฟใหม่อีกครั้ง เพื่อที่จะทำการส่งสัญญาณข้อมูลเดิมกลับไปอีกครั้งหนึ่ง

อย่างไรก็ตามถึงแม้จะมีการเพิ่มเบ็คคอฟใหม่เมอร์เข้าไปแล้ว กระบวนการเข้าถึงแบบนี้ก็ยังคงมีปัญหาเกิดขึ้นอยู่ ไม่ว่าจะเป็นมีโหล่มากหรือน้อยก็ตามนั่นคือปัญหาที่เกิดจาก contention window (CW) มีขนาดไม่เหมาะสม ตัวอย่างเช่น ค่าช่วงเวลาสุ่มที่เลือกมาได้ภายใน contention window อาจจะมีค่าใกล้เคียงกันเกินไป เป็นสาเหตุทำให้เกิดการชนกันของข้อมูลอย่างไม่จำเป็น ดังนั้นระบบจึงจะต้องคอยปรับขนาดของ contention window ให้ที่ขนาดเหมาะสมกับจำนวนของสถานีที่ต้องการส่งสัญญาณข้อมูลนั้นๆ

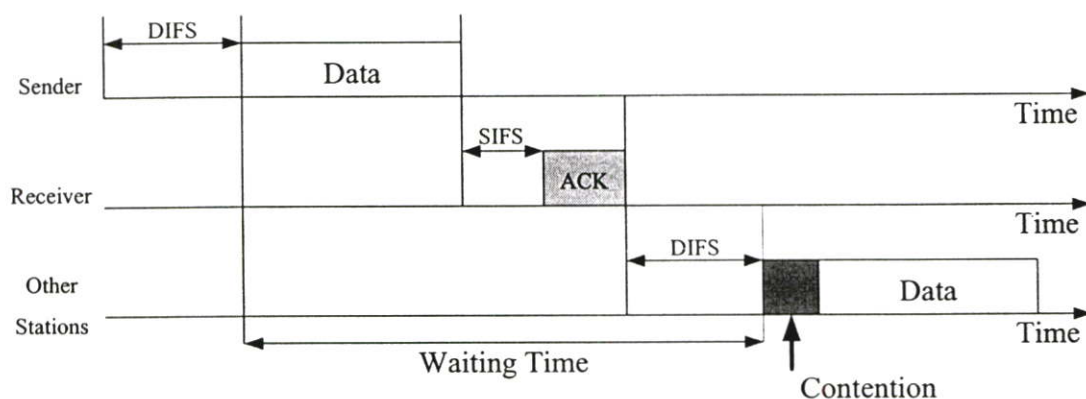


รูปที่ 2.4 ตัวอย่างกระบวนการทำงานของการเข้าถึงแบบพื้นฐานที่ใช้ CSMA/CA

Contention window จะมีขนาดเริ่มต้นที่ค่าๆหนึ่ง เช่น $CW_{min} = 7$ แต่ครั้งที่เกิดการชนกันของข้อมูล จะเป็นการระบุว่าตัวกลางหรือช่องสัญญาณเริ่มมีโหลดมากขึ้นแล้ว ขนาดของ Contention window จะถูกปรับให้มีขนาดเพิ่มขึ้นทีละ 2 เท่าไปเรื่อยๆ ซึ่งจะมีขนาดใหญ่ที่สุดที่ 255 (window สามารถมีค่าได้ตั้งแต่ 7 15 31 63 127 255) เมื่อ contention window มีขนาดใหญ่มากที่สุด จะพบว่าความน่าจะเป็นที่สุ่มเอาค่าที่ใกล้กันหรือเท่ากันนั้นเป็นไปได้น้อยมาก อย่างไรก็ตามภายใต้สภาวะที่โหลดน้อย ขนาดของ CW ควรจะมีขนาดเล็กที่สุด เพื่อให้แน่ใจว่าการแอสซิงโครนัสจะไม่ถูกหน่วงโดยไม่จำเป็น วิธีดังกล่าวมานี้เรียกว่า “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 แสดงการแอสซิงโครนัสตัวกลางและการส่งสัญญาณข้อมูลของสถานีส่ง แต่ที่สถานีรับจะต้องตอบกลับด้วยสัญญาณ ACK (Acknowledgement) ที่สถานีรับจะทำการแอสซิงโครนัสตัวกลางหรือช่องสัญญาณหลังจากที่สถานีส่งส่งสัญญาณเสร็จ และสถานีรับรอคอยเป็นช่วงเวลาเท่ากับช่วงเวลา SIFS ดังนั้นสถานีอื่นจะไม่สามารถแอสซิงโครนัสตัวกลางได้ในช่วงเวลานี้ ทำให้ไม่เกิดการชนกันของข้อมูล สถานีอื่นๆ จะต้องรอคอยเป็นเวลาเท่ากับ DIFS บวกกับช่วงเวลาแบ็คออฟที่ต่อสถานีเลือกได้ การส่ง

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



รูปที่ 2.5 การส่งสัญญาณข้อมูลในกรณีที่เป็นกรส่งแบบ 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) ซึ่งมีลักษณะเป็นการรบกวนที่ไม่เป็นแบบเกาส์ในการรับสัญญาณฟิลเตอร์จะยกระดับสัญญาณที่ต้องการและกดสัญญาณที่แทรกสอดอื่น 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 cross correlation 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 โดยที่ได้จากเอาต์พุตที่แมตซ์ฟิลเตอร์แบงค์ ของเครื่องรับที่เป็นแบบประมาณค่า adaptive cancellation [15] เครื่องรับจะทำการประมาณค่าสัญญาณที่ส่งมาในแต่ละผู้ใช้ด้วยแมตซ์ฟิลเตอร์ธรรมดา ดังนั้นความแรงของสัญญาณจะถูกกลบออกจากสัญญาณที่รับได้ 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 โครงสร้างของเครื่องรับแบบผู้ใช้คนเดียวค่าความจุส่วนใหญ่เพิ่มขึ้นเหมือนในโครงสร้างของระบบหลายผู้ใช้ (multiuser)

เราจะศึกษาการตีเทคแบบหลายผู้ใช้โดยอธิบายถึงรูปแบบจำลองของ Direct Sequence (DS) ของระบบ CDMA แบบอะซิงโครนัสซึ่งทำให้มีเค้าโครงในการพัฒนาทฤษฎี การตรวจรับสัญญาณแบบหลายผู้ใช้ ในที่นี้จะพิจารณา ตัวเครื่องรับต่างๆกันในโครงสร้างและประสิทธิภาพ

3.1.1 แบบจำลองของระบบการตีเทคสัญญาณซีดีเอ็มเอแบบเดิม

การตีเทคของระบบซีดีเอ็มเอจะสำเร็จได้นั้น ขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของการทำสหสัมพันธ์กันระหว่างรหัสค่าคงที่ของการทำสหสัมพันธ์ 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 เราไม่ได้มีการพิจารณานช่องสัญญาณเฟดดิ้ง ดังนั้นถ้าเราพิจารณานช่องสัญญาณเฟดดิ้ง โครงสร้างของระบบเดิมนั้น อาจจะมีการเปลี่ยนแปลงไปบ้าง เพื่อเพิ่มสมรรถนะของระบบให้สูงขึ้น

3.1.2 แบบจำลองระบบของการคีมอดูเลตแบบหลายผู้ใช้

แบบจำลองระบบของการคีมอดูเลตแบบหลายผู้ใช้ การคีมอดูเลตสัญญาณ DS-SS นั้นยากมาก ในระบบอะซิงโครนัส ซึ่งสัญญาณจะเข้ามาถึงตัวเครื่องรับที่มีการประวิงเวลาต่างกัน ต่างเฟส, ขนาดและความถี่ถี่ถี่ 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 τ_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 τ_k มีความกว้างของคาบเวลาน้อยกว่าคาบเวลา T ในระบบซิงโครนัส ผู้ใช้อ้างอิงมีความสัมพันธ์กับผู้ใช้ที่ส่ง ดังนั้นสัญญาณที่รับได้มีสมการเป็น

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

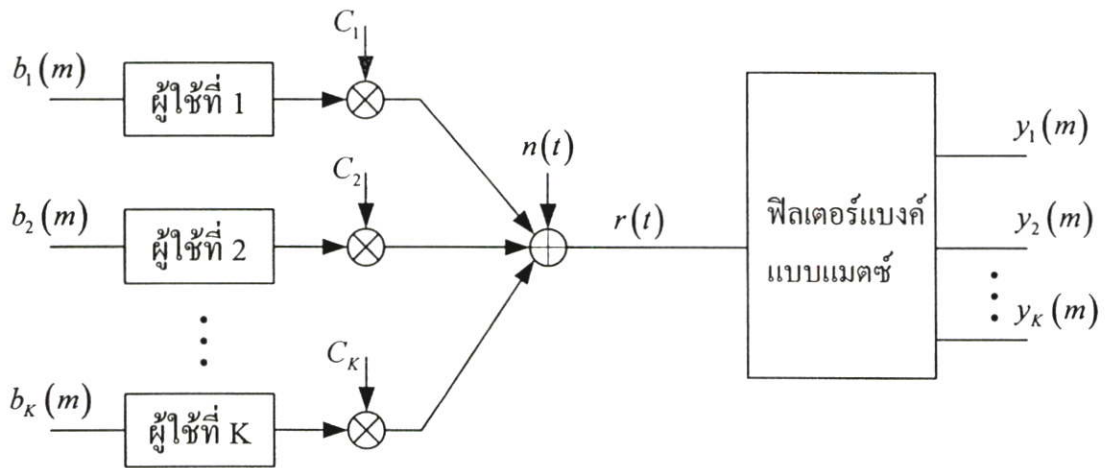
ดังนั้น ไม่มีการปรับชดเชยระหว่างสัญลักษณ์ เมื่อพิจารณาการประวิงเวลาเพียงสั้นๆ โดยจะตรงกับบิตที่ทำการส่ง ทำให้ค่า $m = 0$ ตามสมการ

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

โดยจะได้เอาต์พุตจากแมตซ์ฟิลเตอร์เป็น

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

วิธีการต่อไปจะทำการคิมอดูเลตที่เครื่องรับโดยการสุ่ม $y_k(m)$ ในการสุ่มต่อบิตในการตัดสินใจของ 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 เป็นจำนวนชิฟต์ต่อบิต 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 ρ_{jk} เป็นการหาสหสัมพันธ์ข้าม

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

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

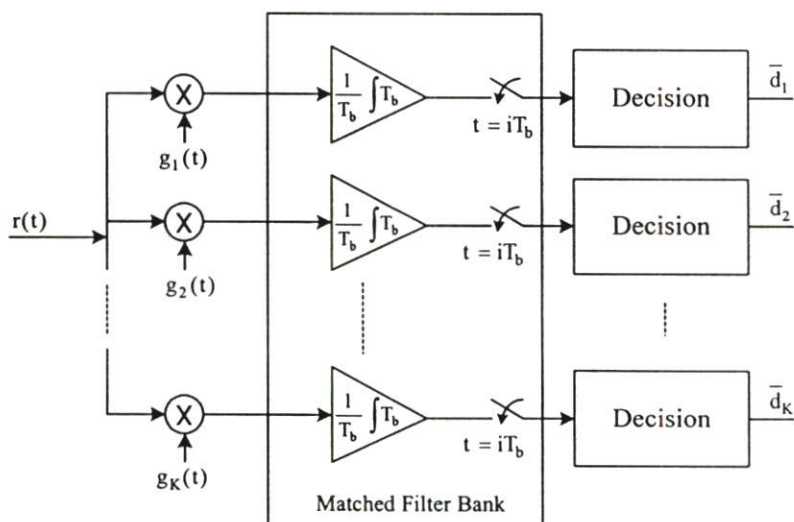
พจน์ของการแทรกสอดแบบหลายทางจะแยกโดยค่าของการแทรกสอดโดยการทำ สหสัมพันธ์ข้ามระหว่างพจน์ ในระบบซิงโครนัส การซัดเซยเวลาเป็นศูนย์ ดังนั้นการทำ สหสัมพันธ์ข้ามมีค่าเป็นศูนย์

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

3.2 เครื่องรับในระบบซีดีเอ็มเอ

3.2.1 เครื่องรับสัญญาณในระบบซีดีเอ็มเอแบบเดิม

โครงสร้างของเครื่องรับระบบซีดีเอ็มเอมีหลายรูปแบบ ซึ่งแต่ละแบบจะมีโครงสร้างที่เป็น ลักษณะเฉพาะตัว โดยนำเทคนิคอื่นๆมาใช้ร่วมด้วย เช่น การลดการรบกวนจากผู้ใช้ร่วม (multiple access interference suppression) หรือแม้แต่การใช้เทคนิคการประมวลผลสัญญาณ เครื่องรับ พื้นฐานในระบบ CDMA แสดงได้ดังรูปที่ 3.2

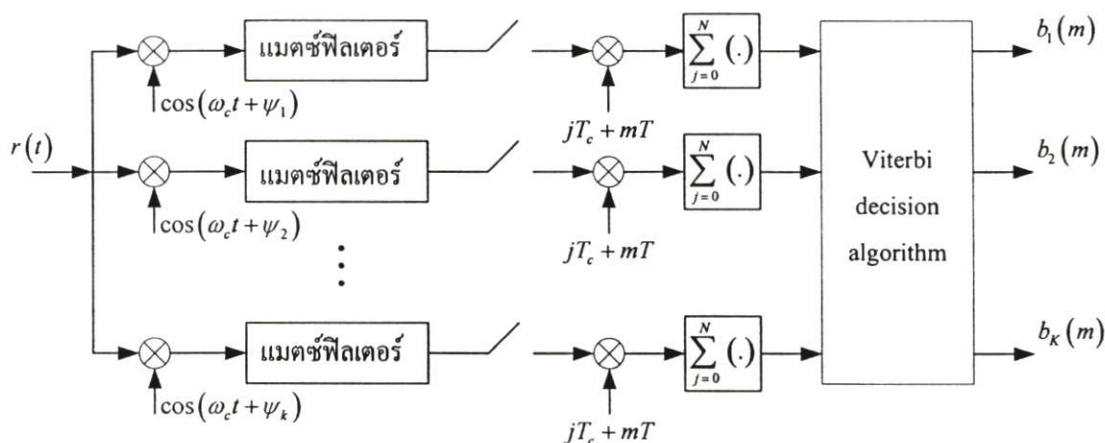


รูปที่ 3.2 เครื่องรับระบบ DS-SS แบบเดิม

3.2.2 เครื่องรับระบบหลายผู้ใช้

3.2.2.1 เครื่องรับแบบ Optimum

การตีเทคสัญญาณในเครื่องรับแบบ Optimum ที่เป็นแบบอะซิงโครนัสนั้นสังเกตจากสัญญาณที่เข้ามาในทุกๆผู้ใช้ มาที่เอาต์พุตของแมตซ์ฟิลเตอร์ สำหรับวิธีการในการตีเทคแบบ optimum โดยการกำหนดให้การสื่อสารนั้นในแต่ละผู้ใช้นั้นมีการประวิงเวลา เฟสมีการเลื่อน และขนาดของสัญญาณในแต่ละผู้ใช้นั้นแยกจากกัน เมื่อสัญญาณมาที่เครื่องรับจะได้เอาต์พุตของแมทฟิลเตอร์เป็น



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)

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

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

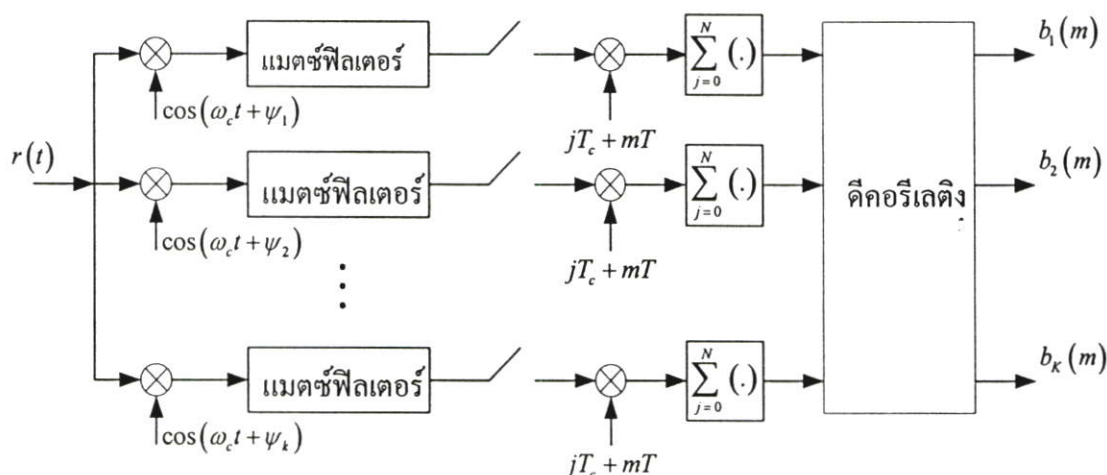
กำหนดให้ $n_1(m)$ และ $n_2(m)$ เป็นส่วนประกอบของสัญญาณรบกวน โดยที่ $\rho_{12}(j)$ และ $\rho_{21}(j)$ เป็นการหาความสัมพันธ์ข้ามของสัญญาณ

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

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

ค่าสมรรถนะของเครื่องรับแบบ Optimum ขึ้นอยู่กับค่าของจำนวนเชิงซ้อน โดยจำนวนค่าของจำนวนเชิงซ้อนนั้นขึ้นกับผู้ใช้ โดยจำนวนผู้ใช้งานในระบบต้องเหมาะสมจึงสามารถลดการรบกวนได้ อย่างไรก็ตาม จำนวนผู้ใช้งานในเครื่องรับนี้มีผลเช่นเดียวกันกับเครื่องรับที่เป็นลิเนียร์

3.2.2.2 เครื่องรับแบบดีคอร์เรเลตติ้ง



รูปที่ 3.4 เครื่องรับแบบดีคอร์เรเลตติ้งสำหรับระบบซิงโครนัส DS-SS

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

ผู้ใช้งาน เมื่อทำการพิจารณาระบบซิงโครนัส DS-CDMA จะได้ค่าเอาต์พุตจากแมตริกซ์ฟิลเตอร์ในระบบซิงโครนัสที่มีสองผู้ใช้เป็นดังสมการ

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

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

สามารถจัดให้อยู่ในรูปอย่างง่ายเป็นดังสมการ (3.25)

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

โดยที่ \mathbf{R} เป็นการหาสหสัมพันธ์ข้ามของเมตริกซ์ของผู้ใช้ร่วมในระบบ โดยมีสัมประสิทธิ์ ρ_{ij} ตามสมการ

$$p_{ln}(j) = \frac{1}{T} \int_{\tau_l+nT}^{\tau_l+(n+1)T} s_l(t-T_1)s_n(t+jT-Tn)dt \quad (3.26)$$

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

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

จะได้ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของเครื่องรับดิจิทัลเป็น [3], [14]

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

ข้อดีของเครื่องรับคอคอริเลตติง มีดังนี้

- 1) ให้ค่าสมรรถนะและความจุที่เหนือกว่าเครื่องรับแบบเดิม
- 2) ไม่มีความจำเป็นที่จะต้องใช้การประมาณค่าทางขนาด
- 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)

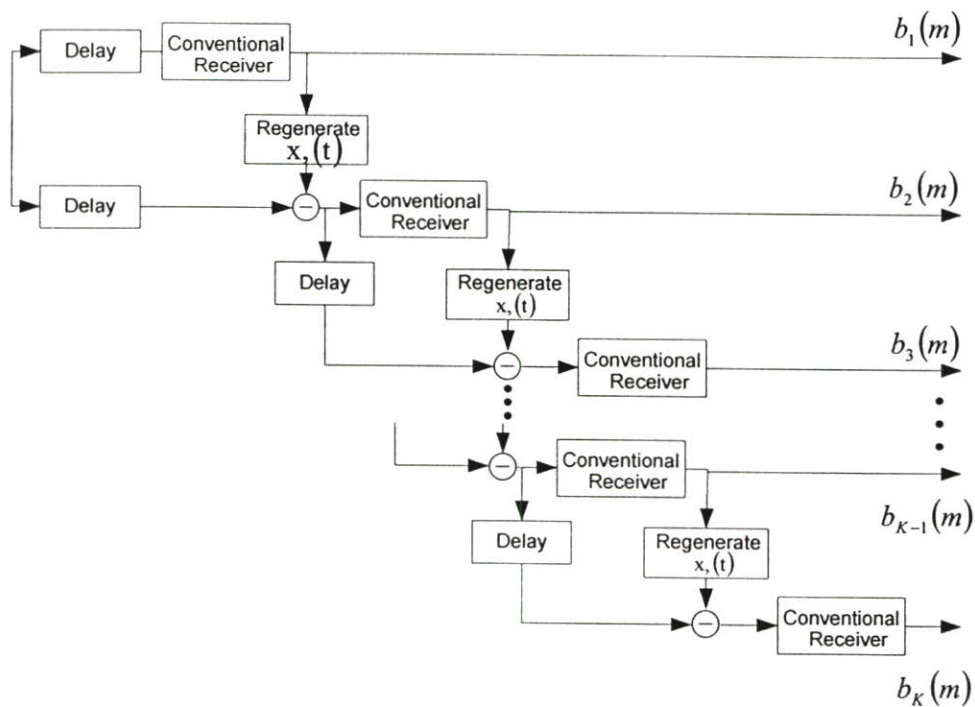
เป็นการประมาณค่าการรบกวนจากผู้เข้าร่วม (Estimation of the interference) และลบสัญญาณรบกวนออกไป ซึ่งสามารถแบ่งออกได้หลายแบบ ได้แก่ ตัวดีเทคแบบตัดการรบกวนอย่างเป็นลำดับ (successive interference cancellation: SIC) ตัวดีเทคแบบตัดการรบกวนอย่างขนาน (parallel interference cancellation: PIC) และตัวดีเทคแบบใช้การตัดสินใจย้อนกลับแบบซีโรฟอร์ซิง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

วิธีการ Interference canceller อาศัยความต่อเนื่องในการตัดสัญญาณรบกวนออกเมื่อสัญญาณมาถึงเครื่องรับ โดยทำการตัดสัญญาณที่แรงของสัญญาณแทรกสอดก่อนสัญญาณอื่นซึ่งเป็นผลกระทบทำให้เกิดการรบกวนน้อยลง วิธี interference canceller 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 และสมรรถนะในการกำจัดการแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นๆมีความแม่นยำมาก



รูปที่ 3.5 เครื่องรับ Interference Canceller

3.2.2.4 เครื่องรับ Adaptive MMSE

ในการวิเคราะห์สัญญาณ DS-CDMA ด้วยตัวคั่นอคูเลตแบบ suboptimum จะพิจารณาถึงสัญญาณเวลา และคลื่นพาห์ในกรณีของเครื่องรับที่เป็น interference canceller จะต้องมีแอมพลิจูดของสัญญาณที่เหมาะสมในการคั่นอคูเลตสัญญาณของผู้ใช้ทั้งหมด ในระบบอะซิงโครนัสการแผ่หลายวิธีและการบดบังทำให้เกิดความลำบากในการประมาณเฟสของคลื่นพาห์ของสัญญาณที่รับได้ แต่เครื่องรับแบบ MMSE (adaptive minimum mean square error) สัญญาณที่รับได้ไม่จำเป็นต้องมีเวลาและเฟสของคลื่นพาห์ที่แน่นอน ในเครื่องรับที่มีผู้ใช้คนเดียวและเครื่องรับที่มีหลายผู้ใช้จะเกิดค่าเชิงซ้อน ขึ้นอยู่กับการนำไปใช้งาน เครื่องรับแบบ adaptive MMSE แสดงได้ดังรูปที่ 3.6 ในเครื่องรับ adaptive ประกอบด้วยส่วนย่อยของฟิลเตอร์ การประมาณค่าช่วงขณะของพารามิเตอร์ ที่เครื่องส่งทำการส่งข้อมูล เครื่องรับจะทำการปรับค่าในการตัดสินใจให้เหมาะสม เครื่องรับนี้ค่าเฉลี่ยทางเวลามีผลต่อสัมประสิทธิ์ในการพัฒนาของแบบจำลอง เป็นปัจจัยทำให้เกิด

การคิดพลาดได้ ในระหว่างการส่งข่าวสารมาที่เครื่องรับจะได้ส่วนประกอบของสัญญาณที่ฟิลเตอร์เป็นดังสมการ

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

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

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

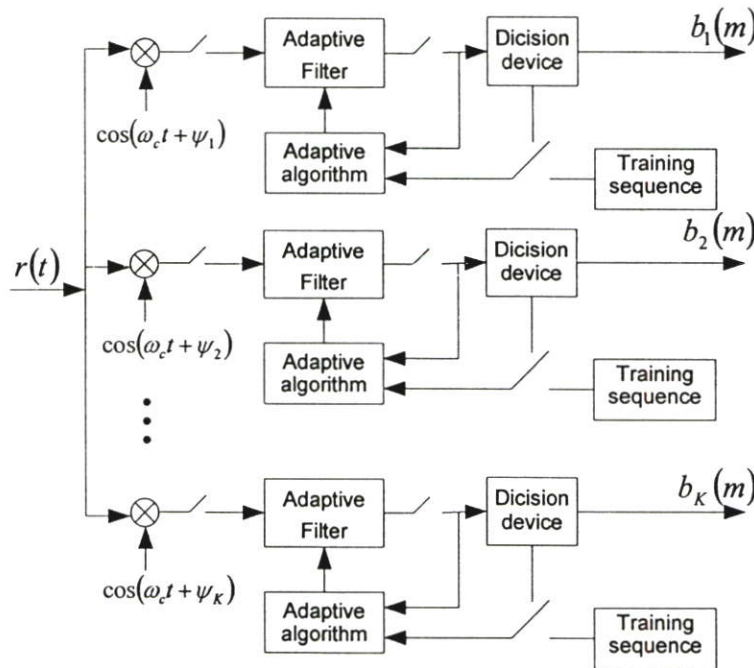
เมื่อพิจารณาถึงความยาวในอิลิเมนต์

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

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 ที่ตีเทคทุกสัญญาณ

3.2.2.5 เครื่องรับแบบค่าเฉลี่ยกำลังสองของความผิดพลาดที่ต่ำที่สุด (MLSE)

ข้อดีมีดังนี้

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

ข้อเสียมีดังนี้

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

3.2.3 ข้อจำกัดของการตีเทคหลายผู้ใช้

ข้อจำกัดที่สำคัญมีสองประการ ได้แก่

- 1) การเกิดขึ้นของการรบกวนจากผู้ใช้ร่วมจากเซลล์อื่น (ในระบบโทรศัพท์มือถือ)
- 2) มีความยุ่งยากในการตีเทค ในกรณีของดาวนลิงค์ (downlink) ปัญหาความยุ่งยาก ซับซ้อน (complexity) ค่าใช้จ่าย (Cost) ขนาดและน้ำหนัก (weight) เป็นปัญหาหลักในระบบโทรศัพท์มือถือ การเพิ่มประสิทธิภาพที่ออฟลิงค์เพียงอย่างเดียวไม่สามารถช่วยให้ประสิทธิภาพของระบบทั้งหมดดีขึ้นได้

ระบบนี้มีข้อดีคือการใช้แบนด์วิดท์ได้อย่างมีประสิทธิภาพดังนี้

- 1) ในการส่งสัญญาณออฟลิงค์ ระบบนี้จะใช้ประโยชน์จากสเปกตรัมได้ดีกว่า
- 2) แบนด์วิดท์ที่มีขนาดใหญ่ จึงสามารถช่วยเพิ่มสมรรถนะของสัญญาณดาวนลิงค์ได้
- 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 เมื่อมีผู้ใช้บริการใ้ใช้ผู้อื่นไม่สามารถใช้แบนด์ความถี่ร่วมกันได้ ในระบบที่เป็นพรีแควนซีดิวิชันคูเพลกซ์ ผู้ใช้ถูกออกแบบให้ใช้ช่องสัญญาณเป็นคู่ความถี่ ความถี่หนึ่งจะถูกใช้เพื่อส่งสัญญาณขาขึ้น ส่วนอีกความถี่ก็จะใช้สำหรับช่องสัญญาณขาลง. คุณลักษณะของการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งความถี่

- 1) ผู้ใช้บริการจะครอบครองช่องสัญญาณความถี่ช่องหนึ่งไปตลอดเวลาในที่มีการใช้
- 2) ในระบบ FDMA เมื่อผู้ใช้ไม่ได้ใช้ช่องสัญญาณนั้น ช่องสัญญาณนั้นจะไม่สามารถนำมาใช้ใหม่ได้ทำให้ความจุที่ใช้ช่องสัญญาณลดลง
- 3) ช่องสัญญาณแบนด์วิดท์สัมพันธ์กับช่องสัญญาณแบบแบนด์แคบ (30kHz) ช่องสัญญาณใช้สำหรับผู้ใช้งานคนเดียวต่อช่องความถี่แบบแบนด์แคบ
- 4) มีเวลาในการส่งสัญลักษณ์ที่มากต่อค่าเฉลี่ยในการประวิงเวลา ทำให้เกิดการแทรกสอดในสัญลักษณ์ (symbol)
- 5) จำนวนเชิงซ้อนของระบบ FDMA mobile มีค่าต่ำกว่าระบบ TDMA โดยจะเปลี่ยนให้เป็นสัญญาณดิจิทัลในระบบ TDMA
- 6) ความต่อเนื่องในการส่งในระบบ FDMA ต้องซิงโครไนซ์กันทุกเฟรมบิต
- 7) ใช้ทุนสูงเมื่อเปรียบเทียบกับระบบ TDMA เพราะการออกแบบช่องสัญญาณต่อคลื่นพาห์และต้องใช้ฟิลเตอร์ที่กำจัดการแทรกสอดที่สถานีฐาน
- 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 และการซิงโครไนซ์ของการสื่อสารที่เครื่องรับของผู้ใช้ ส่วนการ์ดโมเด็มจะใช้ประโยชน์ในการซิงโครไนซ์ในการรับสัญญาณระหว่างช่วงเวลาและเฟรม คุณลักษณะของการเข้าถึงช่องสัญญาณแบบแบ่งเวลามีดังนี้

- 1) ระบบ TDMA จะใช้ความถี่คลื่นพาร่วมกับผู้ใช้คนอื่นได้ แต่ต้องไม่มีการทับซ้อนของช่วงเวลา จำนวนของช่วงเวลาขึ้นอยู่กับตัวแปรของการมอดูเลตและความเหมาะสมของแบนด์วิดท์
- 2) การส่งข้อมูลสำหรับผู้ใช้ในระบบ TDMA เป็นสัญญาณไม่ต่อเนื่อง จึงต้องมีเบิร์สต์ (bursts) เพื่อซิงโครไนซ์ระบบ นอกจากนี้ระบบ TDMA นี้ยังใช้พลังงานต่ำ
- 3) ระบบ TDMA ต้องมีการปรับแก้สัญญาณในการสื่อสารมาก เมื่อเปรียบเทียบกับช่องสัญญาณ FDMA
- 4) ในระบบ TDMA การ์ดโมเด็มต้องน้อย เมื่อส่งสัญญาณจะใช้ช่วงเวลาสั้นๆ และการส่งเป็นแบบการแผ่สเปกตรัมทำให้ลดการแทรกสอดเมื่ออยู่ในช่องสัญญาณ
- 5) การสื่อสารในระบบ TDMA นั้นแบ่งเป็นช่วงเวลาจะต้องใช้ burst ในการซิงโครไนซ์ระบบ โดยที่เครื่องรับจะทำการร้องขอ burst ข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนที่มีความแตกต่างกันของช่วงเวลาในแต่ละเฟรมของผู้ใช้ ความจุของแบนด์วิดท์ในระบบ TDMA ขึ้นอยู่กับจำนวนผู้ใช้ และความยาวของช่วงเวลา

3.3.3 หลักการพื้นฐานของระบบเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งรหัส (CDMA)

ในระบบ CDMA เป็นระบบที่มีคุณสมบัติของการเข้าถึงแบบหลายทางด้วยการเข้ารหัสโดยผู้ใช้แต่ละผู้ใช้จะมีรหัสเฉพาะที่แตกต่างกัน 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) ผลของความถี่ในแบนด์วิดท์ที่ต้องการได้จากฟังก์ชันในการส่งข้อมูลข่าวสาร ตามเทคนิคในการมอดูเลต เช่น FM หรือ PM และแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ส่งออกไปไม่ขึ้นอยู่กับข้อมูลที่ที่ยังไม่เข้ารหัสแบบการแผ่สเปกตรัม

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

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

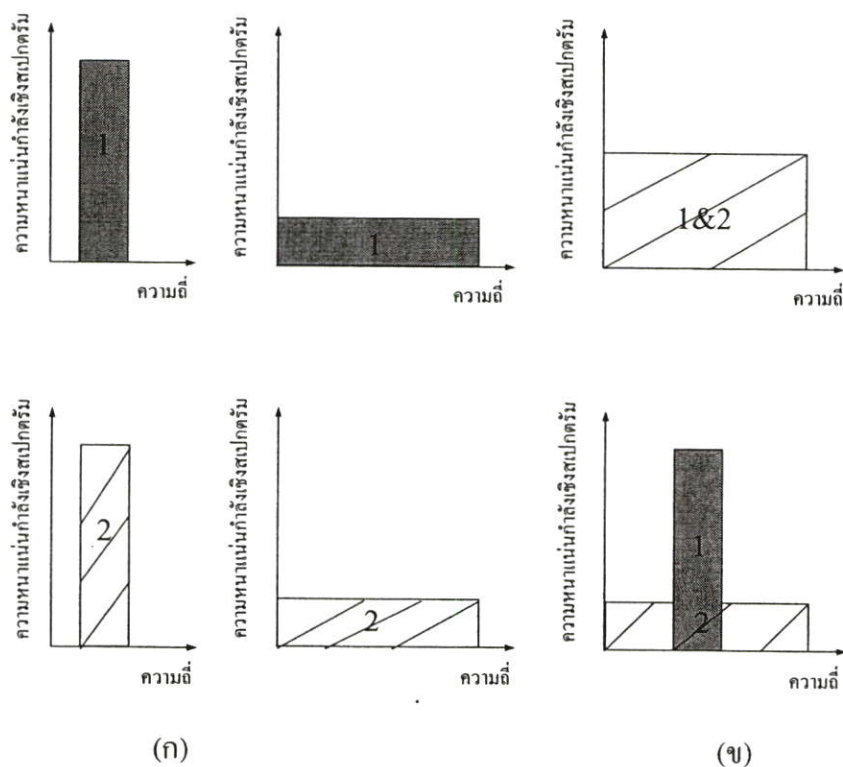
โดย B_t คือ แบนด์วิดท์ของการส่งสัญญาณ

B_i คือ แบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูล

ที่เครื่องรับจะเปรียบเทียบสัญญาณที่รับได้กับสัญญาณรหัสเพื่อให้ได้ข้อมูลเดิมก่อนการถอดรหัสออกมานั้นคือเครื่องรับจะต้องรู้รหัสที่ใช้ในการเข้ารหัสก่อน ในการเข้ารหัสทำให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลมีขนาดใหญ่ขึ้นมาก ดังนั้นสัญญาณสเปกตรัมแผ่จะมีคุณสมบัติหลายประการที่แตกต่างจากสัญญาณแบนด์แคบนี้

1) ความสามารถในการเข้าถึงหลายทาง

การส่งสัญญาณที่มีการแผ่สเปกตรัม เมื่อมีผู้ใช้งานหลายๆคนในเวลาเดียวกัน ที่เครื่องรับจะสามารถแยกความแตกต่างระหว่างผู้ใช้แต่ละคนได้โดยใช้รหัสที่แตกต่างกันในแต่ละผู้ใช้ นำมาทำสหสัมพันธ์ข้าม ระหว่างผู้ใช้อ้างอิงกับรหัสผู้ใช้อื่นๆที่ค่าเพียงพอ 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 เท่านั้นที่จะถูกดีสเปรดกลับมาที่เครื่องรับ



รูปที่ 3.7 หลักการเข้าถึงหลายทางของระบบที่มีการแผ่สเปกตรัม

2) การป้องกันการแทรกสอดแบบหลายวิถี

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

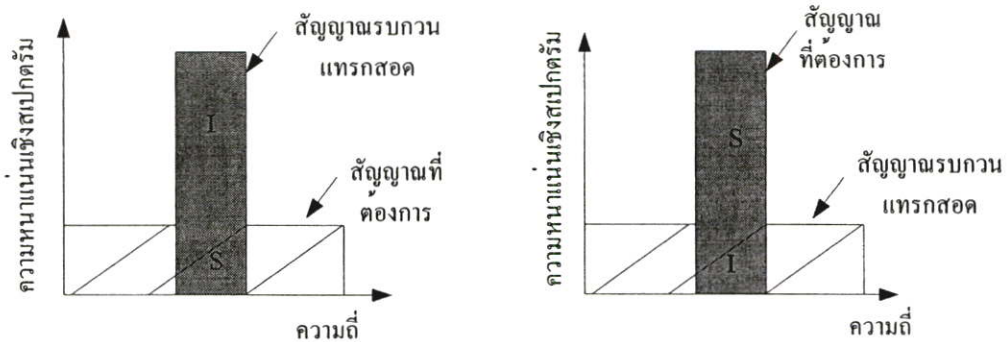
3) เป็นระบบส่วนบุคคล (Privacy)

สัญญาณที่ส่งออกจะถูกคิสเปอร์ดและเครื่องรับจะรับสัญญาณข้อมูลเดิมกลับมาได้ เมื่อเครื่องรับรู้รหัสเท่านั้น

4) การกำจัดสัญญาณแทรกสอด

การทำสับสนพัวพันข้าม สัญญาณกับสัญญาณแบนด์แคบจะเป็นการกระจายกำลังงานของสัญญาณแบนด์แคบ นั้นเป็นการลดกำลังของสัญญาณแทรกสอดในแบนด์วิดท์ของข้อมูล แสดงดังรูปที่ 3.8 โดยสัญญาณที่มีการแผ่กระจายสเปกตรัม (S) กับสัญญาณการแทรกสอดแบนด์แคบ (I) ที่

เครื่องรับ สัญญาณที่มีการแผ่สเปกตรัมจะคัสเปอร์ดในขณะที่สัญญาณแทรกสอดจะถูกแผ่สเปกตรัมกลายเป็นสัญญาณรบกวนพื้นหลัง (background noise) เมื่อเทียบกับสัญญาณที่คัสเปอร์ด



รูปที่ 3.8 การกำจัดสัญญาณแทรกสอดของระบบ CDMA

5) ความสามารถในการป้องกันการแทรกแซงจากผู้อื่น (Anti-jamming capability)

โดยเฉพาะอย่างยิ่งการแทรกแซงแบนด์แคบ (Narrowband jamming) คุณสมบัตินี้คล้ายกับการกำจัดสัญญาณแทรกสอด เพียงแต่สัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้น เป็นไปโดยหลีกเลี่ยงไม่ได้จากระบบ จากคุณสมบัติข้อนี้ทำให้การมอดูเลตแบบการแผ่สเปกตรัมเป็นที่น่าสนใจสำหรับการประยุกต์ใช้งานทางการทหาร

6) ความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ (low probability of intercept : LPI)

เนื่องจากสัญญาณสเปกตรัมแผ่มีความหนาแน่นของกำลังงานที่ต่ำเป็นผลให้สัญญาณตรวจจับยาก

3.4 เทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์

การสื่อสารแบบไร้สายในปัจจุบันได้นำเอาเทคนิค CDMA และ OFDM มาใช้ร่วมกันซึ่งเรียกว่าเทคนิค MC-CDMA (Multi-carrier CDMA) เพื่อใช้ผลจากการแทรกสอดแบบแบนด์แคบ (narrow band interference) ผลการเฟดดิ้งของสัญญาณ และใช้อัตราชิพของรหัสต่ำกว่า ซึ่งจะส่งผลให้เครื่องรับทำการซิงโครไนซ์ได้ง่ายเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีคลื่นพาห์เดียว โดยทั่วไป CDMA แบบคลื่นพาห์เดียว แบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ส่งออกไปจะมากกว่าแบนด์วิดท์โคฮีเรนต์ของช่องสัญญาณ การเกิดเฟดดิ้งดังกล่าวจะเป็นแบบเจาะจงความถี่ (frequency selective fading channel) ทางด้านเครื่องรับใช้แบบเรก (RAKE receiver) ซึ่งเป็นเครื่องรับที่มีความซับซ้อนมาก ในกรณีของ MC-CDMA แบนด์วิดท์ของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยจะน้อยกว่าแบนด์วิดท์โคฮีเรนต์ของช่องสัญญาณ การเกิดเฟดดิ้งดังกล่าวเป็นแบบไม่เจาะจงความถี่ (frequency non-selective fading channel)

3.4.1 DS-SS (Direct Sequence CDMA)

เครื่องส่งแบบ DS-SS จะทำการแผ่สเปกตรัมของข้อมูลเริ่มต้น โดยใช้โดเมนทางเวลา ความสามารถในการลดผลการแทรกสอดจากผู้ใช้งานอื่น อธิบายได้โดยคุณลักษณะสหสัมพันธ์ข้าม (cross correlation) ของรหัสการแผ่ การเกิดเฟดดิ้งเป็นแบบเจาะจงความถี่ถูกอธิบายโดยการซ้อนทับ (superimposition) ของสัญญาณ ที่มีค่าประวิงเวลาที่แตกต่างกันและความสามารถในการแยกแยะแต่ละสัญญาณในสัญญาณรวมที่รับได้อธิบายโดยคุณลักษณะอัตสหสัมพันธ์ (auto-correlation) ของรหัสการแผ่

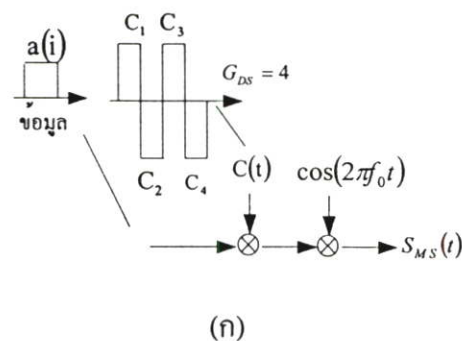
รูปที่ 3.9 (ก) และ (ข) แสดงเครื่องส่งของ DS-SS ที่ใช้เทคนิค BPSK (binary phase shift keying / coherent detection) และสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ถูกส่งซึ่งมีอัตราขยายประมวลผล (G_{DS}) เท่ากับ 4 ตามลำดับ

สัญญาณที่ถูกส่งของผู้ใช้งานที่ j แสดงได้โดย

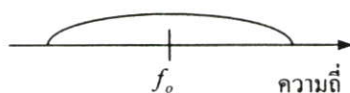
$$S_{DS}^j(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=l}^{G_{DS}} a^j(i) c_m^j p_c(t - (m-l)T_c - iT_s) \cos(2\pi f_0 t) \quad (3.41)$$

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

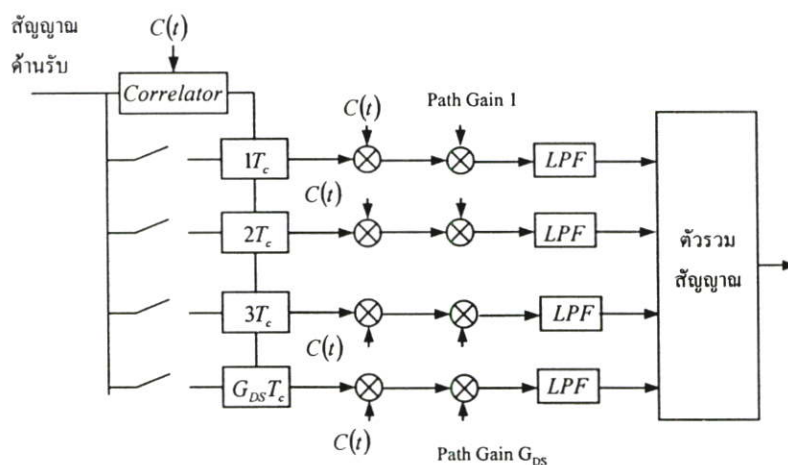
$$p_c(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t \leq T_c) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (3.42)$$



รูปที่ 3.9 (ก) เครื่องส่งของระบบ DS-SS



(ข)



(ค)

รูปที่ 3.9 (ต่อ) (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก (ค) เครื่องรับของระบบ DS-CDMA

ทางด้านเครื่องรับแบบเรคซึ่งประกอบไปด้วยเครื่องรับแบบสหสัมพันธ์หลายตัวแต่ละตัวจะซิงโครไนซ์กับแต่ละส่วนประกอบของสัญญาณรวมที่รับได้ แสดงดังรูปที่ 3.9 (ค) สมรรถนะของระบบขึ้นอยู่กับจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรค โดยปกติจะเป็น 1, 2, 3 หรือ 4 สาขาขึ้นอยู่กับข้อกำหนดทางฮาร์ดแวร์ ในระบบ DS-CDMA ที่ใช้เครื่องรับแบบเรคนี้จำนวนผู้ใช้งานขึ้นอยู่กับการรบกวนเนื่องจากการแทรกสอดระหว่างกัน (self interference: SI) และการแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทาง (multiple access interference: MAI) ซึ่งเป็นผลจากการมีคุณลักษณะของอัตรสหสัมพันธ์และสหสัมพันธ์ข้ามที่ไม่สมบูรณ์ของรหัสการแผ่

3.4.2 MC-CDMA (Multi-Carrier CDMA)

ทางด้านเครื่องรับจะทำการแผ่สเปกตรัมของข้อมูลเดิมไปบนคลื่นพาห่อย่อยที่แตกต่างกันโดยใช้รหัสการแผ่ในโดเมนความถี่ในช่องสัญญาณการสื่อสารควอนตัมลิงค์ของโทรศัพท์เคลื่อนที่ การใช้รหัส Hadamard Walsh พิจารณาในช่องสัญญาณแบบไม่เลือกความถี่เฟดคิง โครงสร้างเหมือนกับระบบ OFDM ด้วยคุณลักษณะอัตรสหสัมพันธ์ของรหัสการแผ่ที่เหมาะสม

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

สัญญาณที่ส่งออกไปสำหรับผู้ใช้งานที่ j คือ

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

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

$p_s(t)$ คือ สัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยม

แสดงดังสมการ (3.44)

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

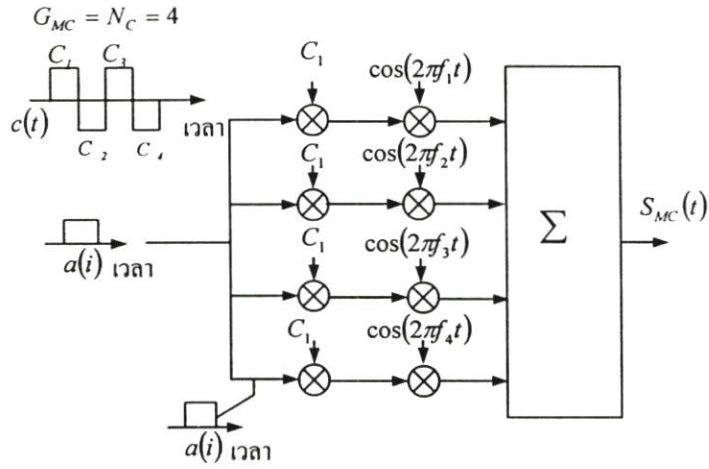
รูปที่ 3.10 (ค) แสดงเครื่องรับของผู้ใช้งานที่ j หลังจากการมอดูเลตกับคลื่นพาห่อย่อยแล้ว จะถูกคูณด้วยตัวขยาย q_m เพื่อรวมพลังงานที่ถูกกระจายในโดเมนความถี่ ตัวแปรตัดสินใจสามารถแสดงได้ดังนี้

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

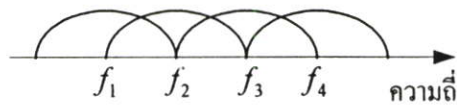
$$y_m = \sum_{j=1}^J z_m^j a^j c_m^j + n_m \quad (3.46)$$

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

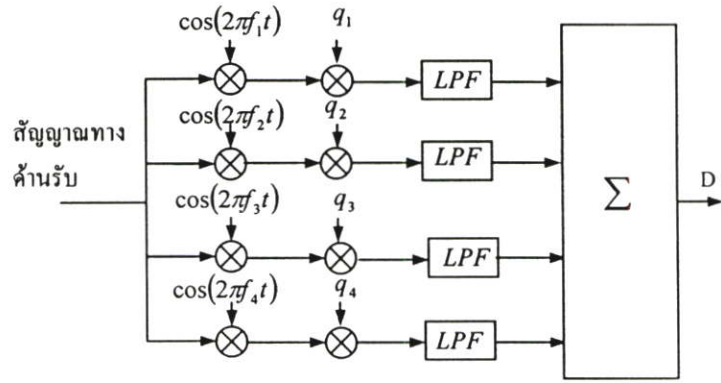
$$q_m^j = \begin{cases} \frac{c_m^j z_m^{j*}}{|z_m^j|} & (EGC) \\ c_m^j z_m^j & (MRC) \end{cases} \quad (3.47)$$



(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)

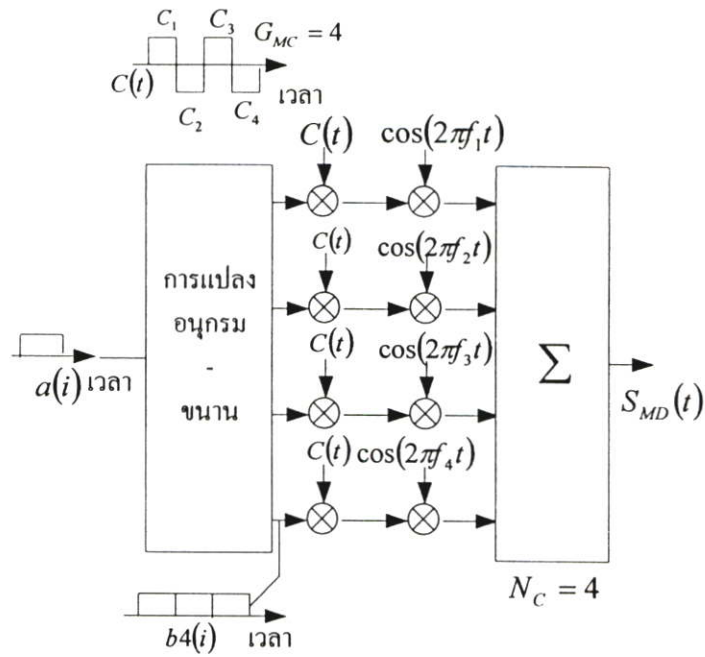
เครื่องส่งของระบบจะทำการขยายสเปกตรัมของสัญญาณเดิม โดยรหัสขยายสเปกตรัม และแปลงจากอนุกรมเป็นขนาน (serial to parallel converter: S/P) แต่ละสาขาจะถูกมอดูเลตเข้ากับคลื่นพาห่อย่อย ในการส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห่ (multi-carrier transmission) จะพิจารณาอยู่ในช่องสัญญาณแบบไม่เลือกความถี่ (frequency nonselective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

$$s_{MD}^j(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{m=1}^{G_{DS}} b_k^j(i) c_m^j p_m(t - (m-1)T_c - iT_s) \cos\{2\pi(f_0 + k\Delta f')t\} \quad (3.48)$$

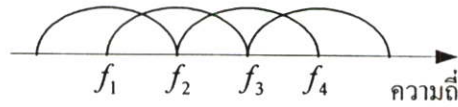
โดย $b_k^j(i)$ คือ บิตข้อมูลลำดับที่ i ที่คลื่นพาห่อย่อย k (หลังจากผ่านการแปลงอนุกรม-ขนาน) $T_s (= N_c T_s)$ และ $T_c \left(= \frac{T_s}{G_{MD}} \right)$ คือ ความกว้างบิตสัญญาณและความกว้างชิพของแต่ละคลื่นพาห่อย่อยตามลำดับ $\Delta f = \frac{1}{T_c}$ คือ ระยะห่างระหว่างคลื่นพาห่อย่อย $p_m(t)$ เป็นสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมโดย

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

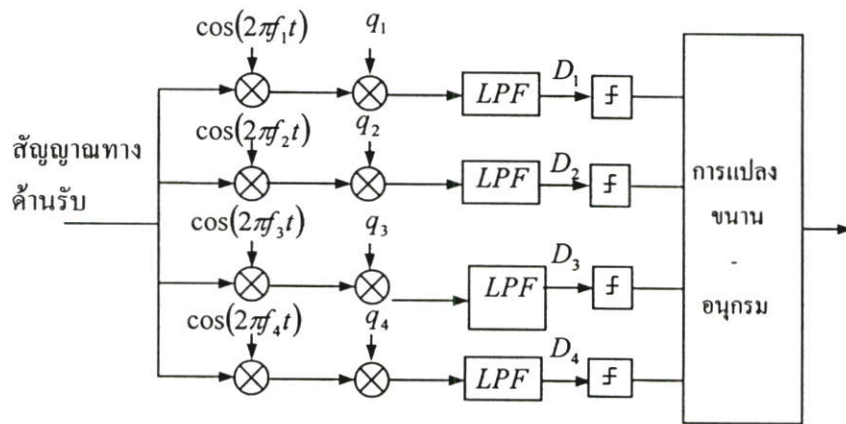
รูปที่ 3.11 (ก) แสดงเครื่องรับ โดยปกติจะประกอบไปด้วยเครื่องรับที่มีจำนวน N_c สาขา เนื่องจากคลื่นพาห่อย่อยจะเกิดการเฟคดิงแบบไม่เจาะจงความถี่



(ก)



(ข)



(ค)

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

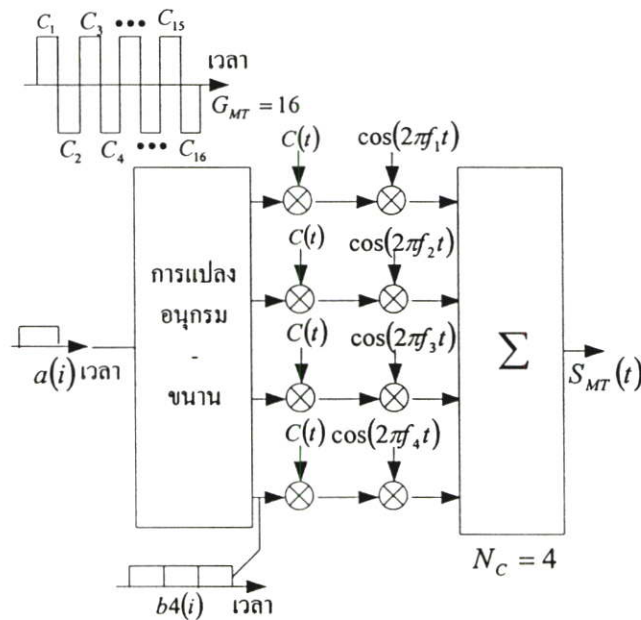
3.4.4 MT-CDMA (Multitone CDMA)

ที่เครื่องส่งของระบบมัลติโทน จะขยายสเปกตรัมของข้อมูลที่ได้จากอนุกรมเป็นขนาน และทำการแผ่สเปกตรัมโดยใช้รหัสการแผ่ในโดเมนทางเวลา ดังนั้นสเปกตรัมของแต่ละคลื่นพาห่อย่อยก่อนจะทำการแผ่สเปกตรัมจะมีเงื่อนไขตั้งจากทางความถี่ โดยมีช่วงห่างของความถี่พาห่อย่อยที่สุด เมื่อผ่านกระบวนการขยายสเปกตรัมแล้ว แต่ละคลื่นพาห่อย่อยจะไม่รักษาความถี่ตั้งจากซึ่งกันและกันได้อีก ระบบ MT-CDMA จะใช้รหัสการแผ่ที่ยาวกว่าเป็นสัดส่วนกับจำนวนคลื่นพาห่อย่อย เมื่อเปรียบเทียบกับกรณี DS-CDMA ทำให้ MT-CDMA รองรับผู้ใช้งานได้มากกว่า DS-CDMA

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

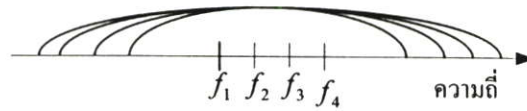
$$s_{MD}^j(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=l}^{N_c} \sum_{m=l}^{G_{DS}} b_k^j(i) c_m^j P_c(t - (m-1)T_c - iT_s) \cos\{2\pi(f_0 + k\Delta f^n)t\} \quad (3.50)$$

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

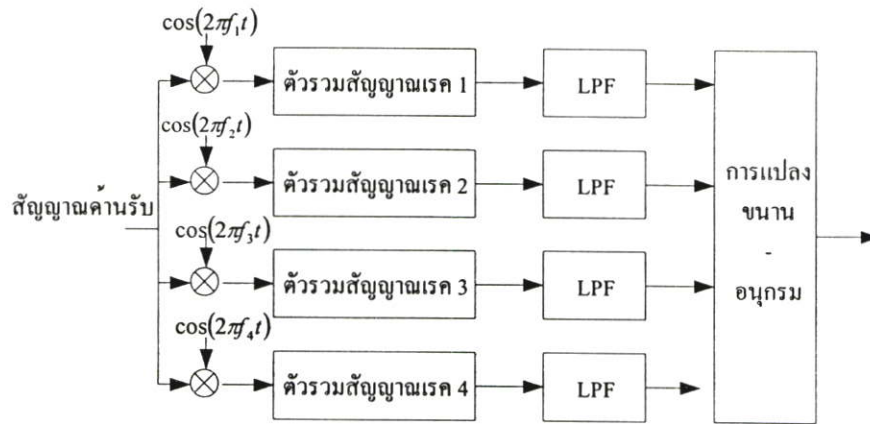


(ก)

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 white Gaussian Noise) ระบบมัลติโตนจะปราศจากการรบกวนระหว่างคลื่นพหุย่อย ซึ่งเป็นข้อดีของการใช้รหัสที่ยาวกว่า ผลที่เกิดขึ้นคือ ลดการรบกวนที่เกิดขึ้นเอง (self interference) และการรบกวนจากผู้ใช้งานร่วม (MAI) เมื่อเปรียบเทียบกับระบบ DS-SS-SSMA ธรรมดา

3.5 การมอดูเลตแบบการแผ่สเปกตรัม (Spread Spectrum Modulation)

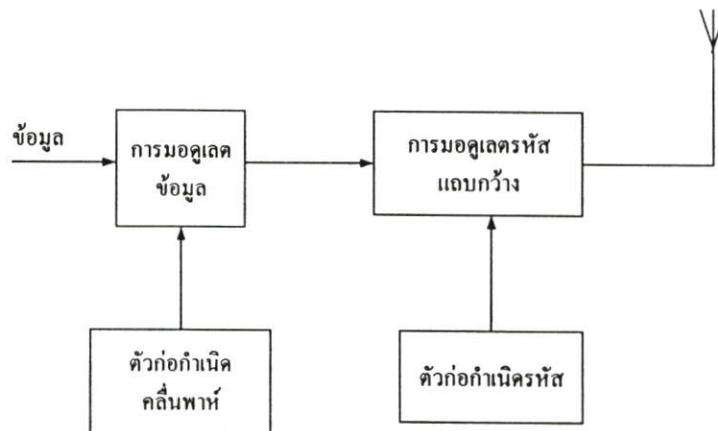
ในระบบ CDMA ใช้หลักการแบบสเปกตรัมแผ่ทำให้ข้อมูลข่าวสารที่ใช้ในการสื่อสารถูกแผ่กระจายไปบนแถบความถี่ทำให้มีแบนด์วิดท์กว้างกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลที่ต้องการจะส่งมาก โดยสามารถแบ่งได้ดังนี้

- 3.5.1 การจัดลำดับโดยตรง (Direct Sequence: DS) โดยสัญญาณข้อมูลจะนำมาคูณกับรหัสข้อมูลที่มีความเร็วสูง

- 3.5.2 การกระโดดทางความถี่ (Frequency Hopping: FH) โดยความถี่คลื่นพาห้ของสัญญาณข้อมูลที่ถูกส่งไปจะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วอันเนื่องมาจากรหัสข้อมูล
- 3.5.3 การกระโดดทางเวลา (Time Hopping: TH) สัญญาณข้อมูลไม่ได้ส่งอย่างต่อเนื่องแต่จะส่งเป็นเบิร์สต์สั้นๆ โดยเวลาที่ส่งจะเป็นไปตามรหัสข้อมูล
- 3.5.4 วิธีการมอดูเลตแบบไฮบริดจ์เป็นการรวมเอาเทคนิค 2 วิธีหรือมากกว่าของเทคนิคที่กล่าวมาข้างต้น ใช้ด้วยกันเพื่อแก้ไขข้อบกพร่องของแต่ละวิธี

3.5.1 การจัดลำดับโดยตรง (Direct Sequence: DS)

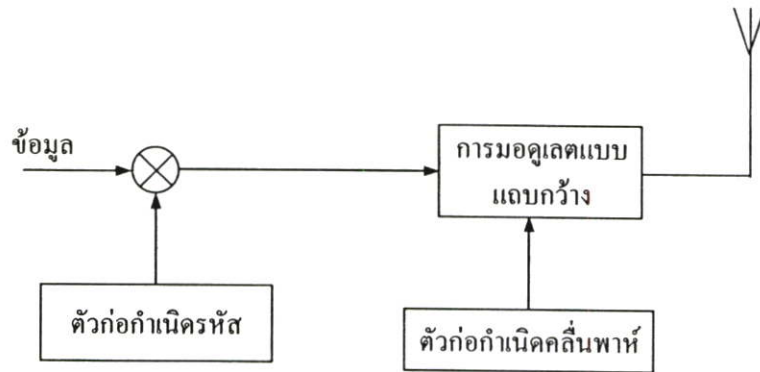
สำหรับระบบ DS-CDMA สัญญาณข้อมูลที่ทำกรมอดูเลตกับคลื่นพาห้จะถูกมอดูเลตโดยตรงกับสัญญาณรหัสดิจิทัล โดยสัญญาณข้อมูลอาจจะเป็นสัญญาณดิจิทัลหรือสัญญาณอนาล็อกก็ได้ สัญญาณข้อมูลจะถูกคูณกับสัญญาณรหัสและได้สัญญาณที่ถูกมอดูเลตเป็นคลื่นพาห้แบบแบนด์กว้างซึ่งเป็นเหตุผลที่เรียกวิธีนี้ว่า การเข้าถึงแบบหลายทางแบบแบ่งรหัสโดยตรง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



รูปที่ 3.13 เครื่องส่งแบบ DS-CDMA

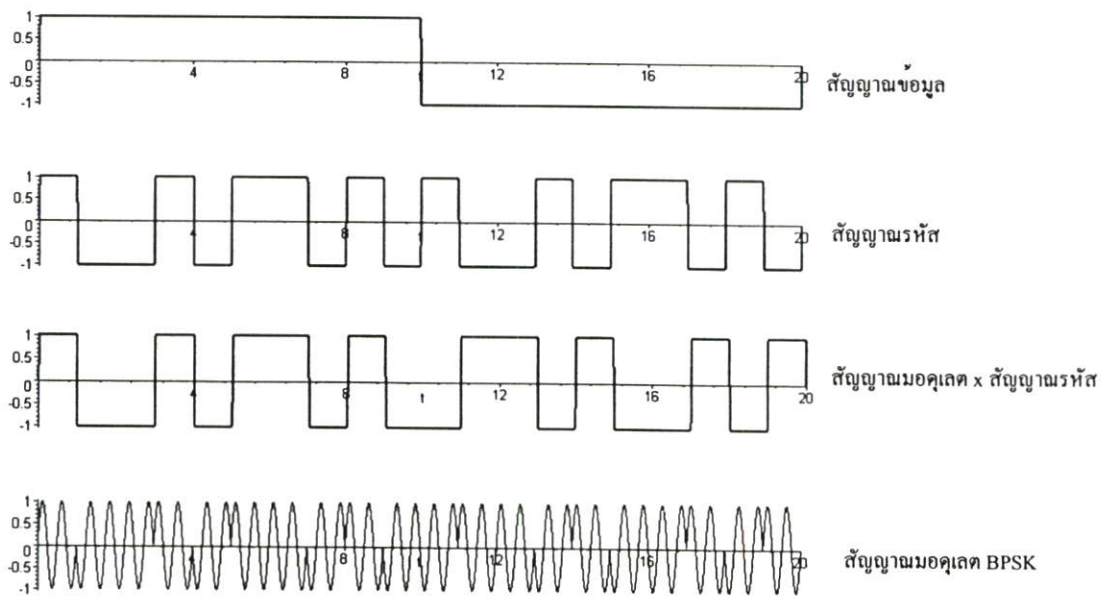
ในรูปที่ 3.13 แสดงบล็อกไดอะแกรม ของเครื่องส่ง DS-CDMA สัญญาณข้อมูลจะถูกมอดูเลตกับคลื่นพาห้ แล้วนำไปมอดูเลตกับสัญญาณรหัส โดยที่รหัสนี้ประกอบไปด้วยบิตต่างๆ ของรหัสเรียกว่า ชิฟ ซึ่งมีค่าเป็น + 1 หรือ -1 เพื่อให้ได้การแผ่สเปกตรัมสัญญาณตามต้องการ อัตราชิฟของสัญญาณจะต้องสูงกว่าอัตราชิฟของสัญญาณข้อมูลมากๆ สำหรับส่วนของการมอดูเลตรหัส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

เมื่อข้อมูลไม่ได้ทำการมอดูเลตสัญญาณข้อมูลนั้นมาก่อนและใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบ BPSK สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.14



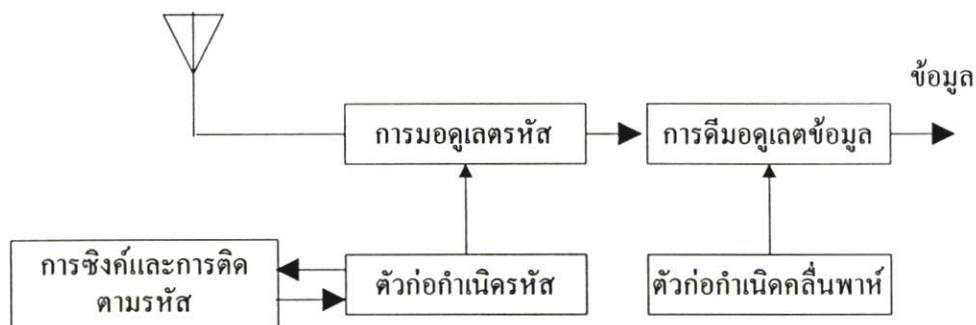
รูปที่ 3.14 เครื่องส่งแบบ DS-SS ที่ตัดแปลงแล้ว

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



รูปที่ 3.15 ลักษณะของสัญญาณสเปกตรัมด้วยการมอดูเลตแบบ BPSK โดยแกนตั้งเป็นขนาดของสัญญาณและแกนนอนเป็นเวลา

ที่เครื่องรับดังรูปที่ 3.16 ใช้การคิมอดูเลตแบบโคฮีเรนต์ (Coherent) เพื่อดีสเปรดสัญญาณสเปกตรัมแม่โดยใช้ตัวกำหนดลำดับรหัส ซึ่งกระบวนการดีสเปรดทางเครื่องรับต้องรู้รหัสสัญญาณที่ต้องการเท่านั้น และรหัสที่ได้จากสัญญาณที่รับได้ต้องซิงโครไนซ์ตั้งแต่เริ่มรับสัญญาณจนถึงสิ้นสุดการรับสัญญาณ หลังจากผ่านส่วนของดีสเปรดและคิมอดูเลตแล้วจะได้สัญญาณเดิมกลับคืนมา



รูปที่ 3.16 เครื่องรับแบบ DS-SS

คุณสมบัติที่สำคัญของระบบ CDMA คือ ความสามารถในการเข้าถึงแบบหลายทาง ความสามารถในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบหลายเส้นทาง ความสามารถในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบแคบ และคุณสมบัติมีความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณที่ต่ำ โดยอธิบายในกรณีของ DS-SS ดังนี้

1) การเข้าช่องสัญญาณหลายทาง

ขณะที่ผู้ใช้งานหลายๆคนใช้งานช่องสัญญาณพร้อมกันในเวลาเดียวกัน สัญญาณ DS จะเกิดการซ้อนทับ (overlap) กันในเวลาและความถี่ ที่เครื่องรับแบบโคฮีเรนต์ที่ใช้การคิมอดูเลตเพื่อกำจัดผลของการมอดูเลตออกไป ขบวนการดังกล่าวเป็นการรวมกำลังของสัญญาณที่ต้องการดีเทคให้อยู่ในช่วงแบนด์วิดท์ข้อมูล ค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสของผู้ใช้ที่ต้องการกับรหัสผู้ใช้อื่นที่เข้ามาแทรกสอดมีค่าน้อย การดีเทคแบบโคฮีเรนต์จะทำให้เกิดกำลังงานของสัญญาณแทรกสอดในแบนด์วิดท์ของข้อมูลในขนาดที่ต่ำ

2) สัญญาณการแทรกสอดหลายวิถี

ถ้าฟังก์ชันอัตสหสัมพันธ์ (autocorrelation) เป็นไปตามแบบอูมคคิ ซึ่งจะมีค่าเป็น 0 เมื่ออยู่ภายนอกช่วง $[-T_c, T_c]$ โดยที่ T_c เป็นค่าความกว้างของชิฟสัญญาณที่ทำการดีเทคมีค่าประวิงเวลามากกว่า $2T_c$ แล้วใช้การคิมอดูเลตแบบโคฮีเรนต์จะทำให้สัญญาณดังกล่าวจะเป็นสัญญาณแทรกสอด ส่วนของกำลังงานของสัญญาณแทรกสอดนี้อยู่ในช่วงแบนด์วิดท์ของข้อมูลเพียงเล็กน้อยเท่านั้น

3) การแทรกสอดแบบแบนด์แคบ

การดีเทคแบบ โคฮีเรนซ์ที่เครื่องรับทำได้โดยการคูณรหัสที่ถูกสร้างขึ้นที่เครื่องรับ ผลดังกล่าวเหมือนกับคูณสัญญาณแบนด์แคบด้วยรหัสที่เครื่องส่ง นั่นคือการทำให้สเปกตรัมของสัญญาณแบนด์แคบมีการแผ่กว้างออก ดังนั้นกำลังงานของสัญญาณที่อยู่ในช่วงแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลจะลดลงด้วยค่าแฟคเตอร์ที่เท่ากับค่าเท่ากับอัตราขยายการประมวลผล

4) ความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ

เนื่องจากสัญญาณ DS นั้นมีสเปกตรัมของสัญญาณทั้งหมดตลอดเวลา ทำให้มีกำลังส่งต่อเฮิร์ตซ์ต่ำ จึงเป็นการยากที่จะทำการดีเทคสัญญาณ DS นี้

ข้อดีของระบบ DS-CDMA

- 1) สัญญาณรหัสสร้างได้ง่ายโดยการคูณธรรมดา
- 2) ใช้ความถี่คลื่นพาห์เพียงความถี่เดียวทำให้การสังเคราะห์ความถี่ทำได้ง่ายสร้างได้ง่าย
- 3) สามารถใช้การคิมอคูเลตแบบ โคฮีเรนซ์ได้
- 4) ไม่จำเป็นต้องซิงโครไนซ์ระหว่างผู้ใช้

ข้อเสียของระบบ DS-CDMA

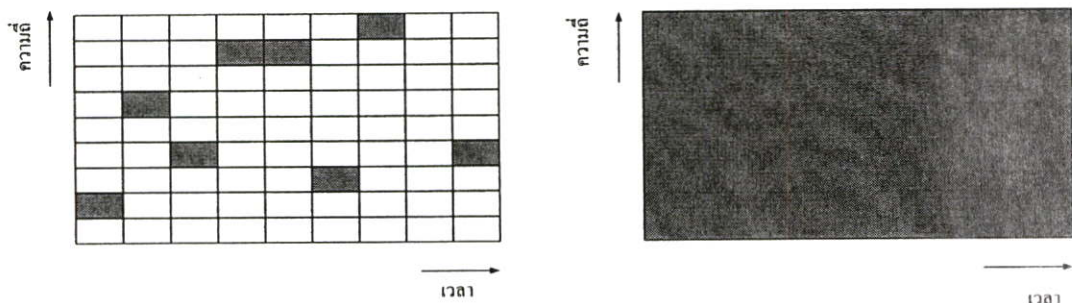
- 1) การเริ่มต้นและการรักษาภาพซิงโครไนซ์ (synchronize) ของสัญญาณที่รับได้และสัญญาณรหัสทำได้ยาก โดยการซิงโครไนซ์ต้องเกิดขึ้นภายในช่วงความกว้างชีพ
- 2) การที่จะรับสัญญาณได้ถูกต้อง รหัสที่สร้างขึ้นจะต้องซิงโครไนซ์กับรหัสที่รับได้ในช่วงเวลาชีพ เป็นผลให้ขนาดของแบนด์วิดท์จำกัดอยู่ในช่วง 10-20 MHz
- 3) กำลังงานที่รับได้จากผู้ใช้ที่อยู่ใกล้สถานีฐาน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

3.5.2 วิธีการกระโดดของความถี่ (Frequency Hopping: FH)

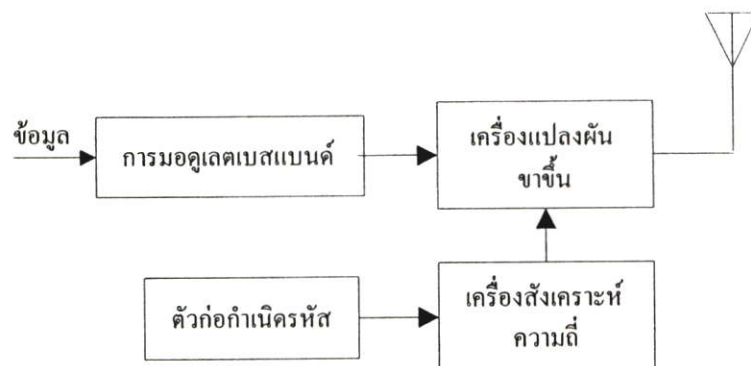
วิธีการของความถี่ก้าวกระโดดนี้ความถี่คลื่นพาห์ของสัญญาณข่าวสารที่นำมาคูณจะไม่คงที่แต่จะเปลี่ยนไปในลักษณะที่มีคาบในช่วงเวลา T ความถี่คลื่นพาห์จะคงที่แต่จะเปลี่ยนไปในแต่ละช่วงเวลา ซึ่งรูปแบบการกระโดดนี้จะเป็นการกระโดดตามสัญญาณรหัสซึ่งเซตของความถี่ที่เป็นไปได้จะเรียกว่าเซตของการกระโดด (Hop-Set) ซึ่งการครอบครองความถี่จะแตกต่างกันกับกรณีของวิธีการจัดลำดับโดยตรง โดยวิธีดังกล่าวจัดลำดับโดยตรงจะใช้แบนด์วิดท์ทั้งหมดใช้ในการส่ง

ข้อมูล ในขณะที่วิธีการกระโดดความถี่จะใช้แบนด์วิดท์เพียงส่วนเล็กๆเพื่อใช้ในการส่งแต่ละครั้ง และความถี่จะเปลี่ยนไปในเวลาที่ต่างกัน

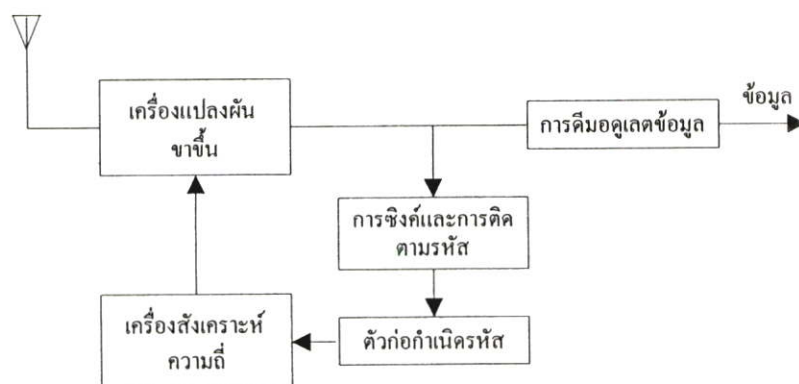
เมื่อระบบความถี่ก้าวกระโดดทำการส่งในช่วงความถี่ย่อยดังรูปที่ 3.17 การส่งในระบบ DS จะส่งในช่วงเวลาเดียวกันตลอดช่วงความถี่ ดังนั้นค่ากำลังงานที่ส่งในช่วงความถี่ 1 จะน้อยกว่าในระบบ FH อย่างไรก็ตามระบบ DS ส่งความถี่ที่คงที่ตลอดเวลา ในขณะที่ระบบ FH จะส่งในช่วงความถี่นี้เฉพาะในช่วงเวลาเท่านั้น ระบบทั้งสองจะมีค่ากำลังงานในช่วงความถี่เท่ากัน 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

สัญญาณข้อมูลจะถูกมอดูเลตรวมกับคลื่นพาห้ด้วยเทคนิคการมอดูเลตที่นำมาใช้กับความถี่ก้าวกระโดด เช่น มอดูเลตแบบ FM สำหรับสัญญาณที่เป็นอนาล็อกและการมอดูเลตแบบ FSK กับสัญญาณที่เป็นดิจิทัลและการสังเคราะห์ความถี่ที่ความเร็วสูงที่ควบคุมจากสัญญาณรหัส และความถี่คลื่นพาห้จะถูกแปลงความถี่ขึ้นเพื่อใช้ในการส่ง และทำการแปลงกลับที่เครื่องรับ โดยเครื่องรับแปลงความถี่ลงเป็นสัญญาณเบสแบนด์ที่ถูกมอดูเลตกับคลื่นพาห้ ซึ่งข้อมูลจะได้กลับมาหลังจากการดีมอดูเลตแล้ว การสร้างความถี่ก้าวกระโดดจะต้องซิงโครไนซ์กับแพทเทิร์นการก้าวกระโดดความถี่ (hopping pattern) ของคลื่นพาห้ที่ได้รับ จึงจะเกิดการดีสเปรดที่ถูกต้อง

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

ระบบ DS-SS-CDMA 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 $\in (\cdot)$ 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) หรือจำนวนเลียนแบบการสุ่ม (Pseudorandom Number) มีความแตกต่างกัน M ตัว ตัวปฏิบัติการ $\epsilon(\cdot)$ โดยทั่วไปนั้น จะประกอบด้วยวิธีการคูณ $S(t), S_\epsilon(t)$ และ $S_w(t)$ ด้วยคลื่นความถี่ $w_n + w_\epsilon = w_r = w_0 + w_1 + [b(t) + M(t, T_h)]\Delta w$ ความถี่ w_r 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 $Tb > T_h$ เราจะเรียกว่า การก้าวกระโดดอย่างรวดเร็ว (Fast Frequency Hopping) แต่ถ้ากลับกันเราจะเรียกว่า การก้าวกระโดดอย่างช้า (Slow Frequency Hopping) ส่วนกระบวนการคิมอดูเลตจะมีกระบวนการที่เหมือนกัน การคูณสัญญาณ $S_w(t), S_\epsilon(t)$ และกรองสัญญาณออกด้วยคลื่นความถี่ $w_r - w_\epsilon = w_n$ 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 จะสร้างสัญญาณอื่นหนึ่งที่มีความถี่

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

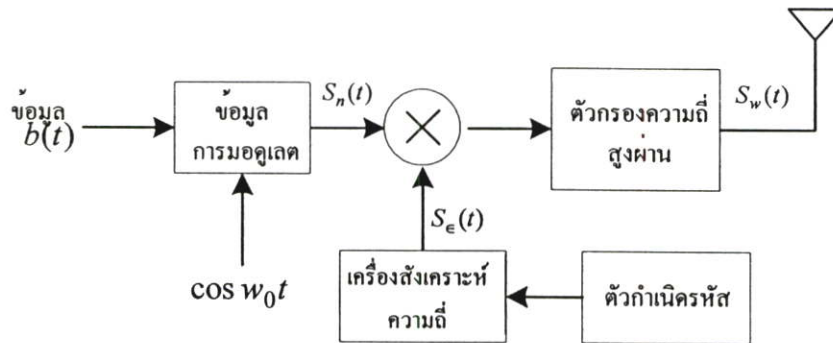
ซึ่ง $M_\epsilon(t, T_h) \in [-M, -(M-1), \dots, 0, 1, \dots, (M-1), M]$ และฟังก์ชันนี้จะยังคงมีคุณสมบัติที่มีแบนด์วิดท์ที่กว้างเช่นเดิม

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

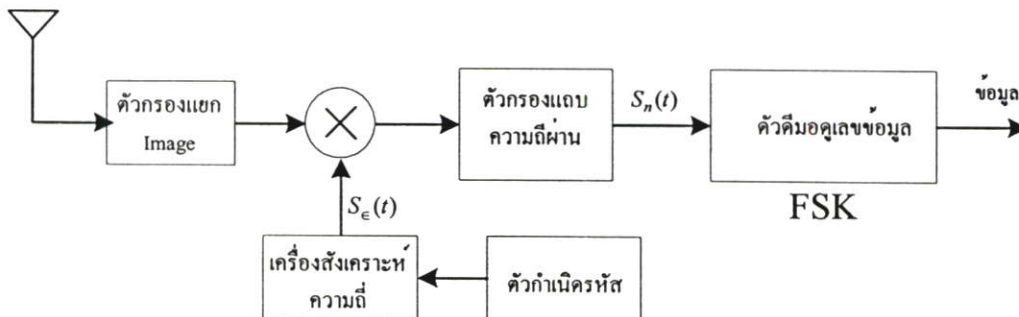
$$\sum_k \cos[w_c + (b_k + M_k)\Delta w]t \quad (3.54)$$

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 บิตจะถูกส่งในความถี่ที่แตกต่างกันหลายความถี่ โดยความถี่ส่วนใหญ่จะถูกใช้งานโดยผู้ใช้เดียวกันกำลังงานของสัญญาณที่รับได้ต้องมากกว่ากำลังงานของสัญญาณแทรกสอดและจะรับสัญญาณได้ถูกต้อง

กรณีของการกระโดดแบบช้าข้อมูลหลายบิตจะถูกส่งในความถี่เดียวกันที่ต่ำกว่า สัญญาณของผู้ใช้จะรับได้อย่างถูกต้อง เมื่อสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้งานที่เกิดขึ้นจะเกิดในความถี่แบนด์เดียวกัน แก้ไขโดยการใช้รหัสแก้ไขความผิดพลาด (error-correcting code) จะให้ได้ข้อมูลที่ต้องการกลับคืนมา

2) การแทรกสอดแบบหลายวิถี

ในกรณีการกระโดดความถี่แบบเร็ว ความถี่คลื่นพาห้จะเปลี่ยนหลายครั้งในช่วง 1 บิต ดังนั้นสัญญาณจะถูกมอดูเลตและถูกส่งไปบนความถี่คลื่นพาห้ย่อยหลายความถี่ ผลของการแทรกสอดหลายวิถีที่เกิดขึ้นจากความถี่พาห้ที่แตกต่างกัน จะถูกขยายที่ความถี่หนึ่งแต่จะถูกลดทอนที่อีกความถี่หนึ่ง ที่เครื่องรับ ผลตอบสนองที่ความถี่ที่แตกต่างกันจะถูกเฉลี่ยทำให้สามารถลดผลของการแทรกสอดหลายวิถีได้ ซึ่งในระบบ DS-CDMA จะกำจัดการแทรกสอดหลายวิถีนี้ได้ดีกว่า

3) สัญญาณการแทรกสอดแบบแบนด์แคบ

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

4) ความน่าจะเป็นของการถูกค้ำจับของสัญญาณมีค่าต่ำ (LPI)

ความยากในการรับสัญญาณของ FH ไม่ได้ขึ้นอยู่กับกำลัส่งที่ต่ำเหมือนในระบบ DS-CDMA แต่อาศัยความถี่ของสัญญาณที่จะส่งซึ่งต้องรู้ล่วงหน้าและความต่อเนื่องของช่วงเวลาในการส่งแต่ละความถี่มีค่าน้อย

ข้อดีของระบบ FH-CDMA

- 1) การซิงโครไนซ์ในระบบ FH-CDMA จะง่ายกว่าในระบบ DS-CDMA เนื่องจากในระบบ FH-CDMA การซิงโครไนซ์จะขึ้นอยู่กับช่วงเวลาในการกระโดดที่ความถี่สูงแต่ขึ้นอยู่กับเซตของการกระโดดที่มาก ซึ่งช่วงเวลาการกระโดดจะมีค่ามากกว่าช่วงเวลาของชิพของระบบ DS-CDMA ดังนั้นระบบ FH-CDMA จึงยอมให้มีความผิดพลาดของการซิงโครไนซ์ได้มากกว่า
- 2) ความถี่ก้าวกระโดดในแต่ละแบนด์แตกต่างกัน ขึ้นอยู่กับการสร้างความถี่และการทำซิงโครไนซ์ทำได้ง่ายตามลักษณะการแผ่สเปกตรัมในแบนด์กว้าง
- 3) เนื่องจาก FH-CDMA มีความน่าจะเป็นที่ผู้ใช้งานต่างกันจะใช้ช่วงความถี่เดียวกันมีค่านำน้นคือถ้าผู้ใช้งานที่ไกลจากสถานีฐานส่งข้อมูลมาและที่สถานีฐานได้นับพร้อมกัน สัญญาณของผู้ใช้งานที่ ใกล้สถานีฐานส่งมา แต่โอกาสที่จะเกิดในช่วงความถี่เดียวกันและในเวลาเดียวกันต่ำ นั่นคือจะลดผลของความใกล้-ไกล (near-far effect) ได้
- 4) ความเป็นไปได้ของระบบแบนด์กว้าง FH สามารถลดปัญหาการแทรกสอดจากแบนด์แคบเช่นเดียวกับระบบที่ให้การแผ่สเปกตรัม

ข้อเสียของระบบ FH-CDMA

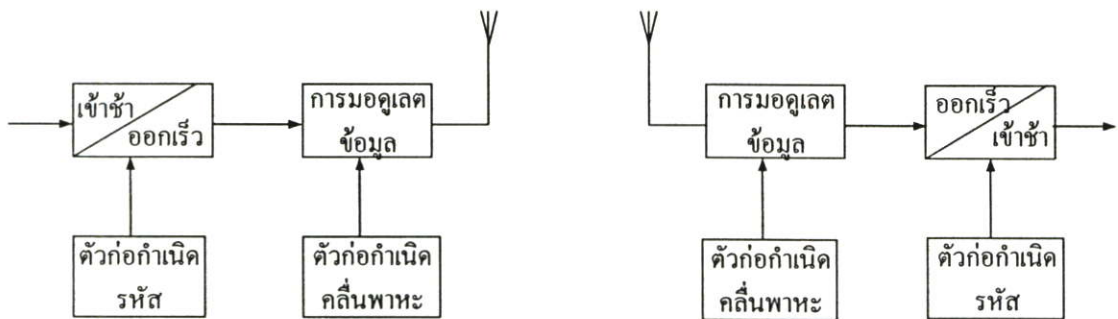
- 1) ต้องใช้การสังเคราะห์ความถี่ที่มีความซับซ้อนสูง
- 2) การเปลี่ยนความถี่จะหายไป ไม่มีความต่อเนื่องของสัญญาณ

- 3) การใช้การคิโมดูเลตแบบ โคฮีเรนซ์ทำได้ยาก เพราะปัญหาที่ต้องรักษาความสัมพันธ์ของเฟสในช่วงเปลี่ยนความถี่ก้าวกระโดด

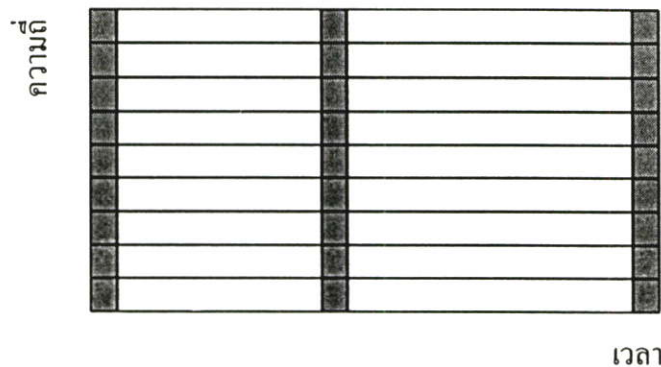
3.5.3 วิธีการกระโดดของเวลา (Time Hopping: TH)

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 จะเห็นได้ว่าในระบบ 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) การแทรกสอดจากสัญญาณหลายวิธี

ในระบบ TH-CDMA สัญญาณที่ส่งจะแยกจากเวลา ซึ่งอัตราส่วนของสัญญาณนั้นลดลงเกิดการแผ่ทับซ้อนกันในแต่ละบิต ข้อได้เปรียบก็คือระบบ TH-CDMA นั้นกำจัดการแทรกสอดจากการรบกวนหลายวิธี

3) การแทรกสอดแบบแบนด์แคบ

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

4) ความน่าจะเป็นของการถูกค้ำจับของสัญญาณมีค่าต่ำ (LPI)

ในระบบ TH-CDMA ความถี่ของแต่ละผู้ใช้งานที่ใช้ส่งจะคงที่ แต่จะแตกต่างกันที่เวลาและช่วงเวลาที่ใช้ในการส่งก็จะสั้นและเมื่อมีผู้ใช้งานหลายคนส่งจะทำให้เครื่องรับยากในการหาช่วงเวลาเริ่มต้นและช่วงเวลาสิ้นสุดของการส่งและยากที่จะรู้ว่าผู้ใช้งานคนไหนส่งมา

ข้อดีของระบบ TH-CDMA

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

ข้อเสียของระบบ TH-CDMA

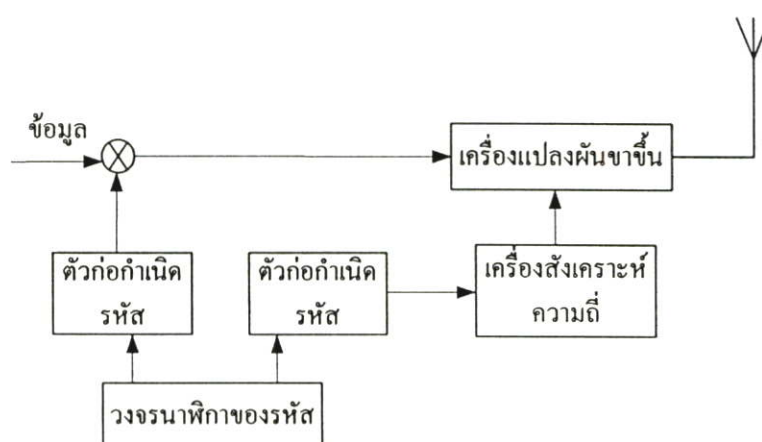
- 1) สัญญาณชิงโครโนซ์ต้องใช้เวลานานและสมรรถนะของเครื่องรับทำชิงโครโนซ์ได้เวลานั้นเท่านั้น
- 2) หากมีการส่งพร้อมกันเกิดขึ้นจะเกิดการสูญเสียข้อมูลมากจึงต้องใช้รหัสแก้ไขความผิดพลาด และการวางสลับ (Interleave) ที่ดี

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

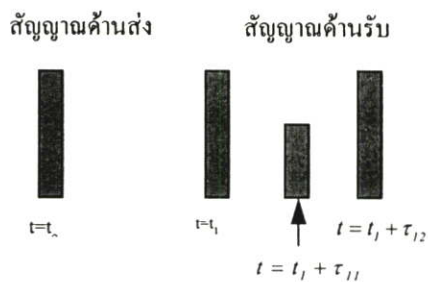
ซึ่งไฮบริดเป็นการนำข้อดีของระบบที่จะนำมารวมกันเข้าด้วยกัน เช่น DS/FH-CDMA ได้คุณสมบัติส่วนดีของ DS-CDMA คือ การลดทอนของช่องสัญญาณหลายวิถี และ FH-CDMA คือ การลดผลของการใกล้ไกล (near-far effect) แต่ความซับซ้อนของเครื่องส่งและเครื่องรับจะเพิ่มขึ้น รูปที่ 3.24 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งแบบไฮบริด DS/FH-CDMA

โดยสัญญาณข้อมูลจะถูกแผ่สเปกตรัมก่อน โดยใช้รหัสส่วนของ DS และถูกมอดูเลตกับคลื่นพาห์ที่เกิดจากการกระโดดทางความถี่ที่สอดคล้องกับรหัส การใช้รหัสสัญญาณนาฬิกาจะช่วยให้ความสัมพันธ์ระหว่างรหัสทั้ง 2 คงที่

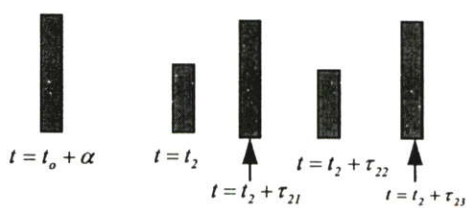


รูปที่ 3.24 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งแบบไฮบริด DS-FH

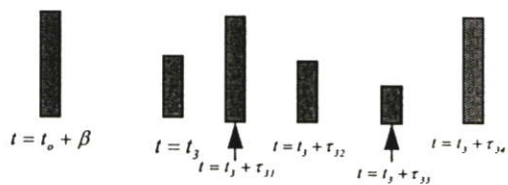
3.6 คุณสมบัติของสัญญาณเมื่อผ่านช่องสัญญาณที่มีการเฟดดิ้งหลายวิถี



(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

รูปที่ 3.25 แสดงผลของการเปลี่ยนแปลงเวลาทางช่องสัญญาณหลายวิถีที่เกิดจากสัญญาณพัลส์ที่แคบมากๆ

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 โดยที่สัญญาณที่ส่งออกไปแสดงได้ดังสมการ (3.25)

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

โดยที่ $s(t)$ เป็นสัญญาณทางด้านส่ง มีค่าเท่ากับ

$s_i(t)$ เป็น Equivalent lowpass signal

f_c คือความถี่คลื่นพาห้

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) จะแสดงได้ว่าสัญญาณทางค่านรับ แสดงได้ดังสมการ (2.58)

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

โดยที่ $r_l(t)$ คือ ผลตอบสนองของช่องสัญญาณผ่านค้ำสมมูลต่อสัญญาณแบบผ่านค้ำสมมูล

ช่องสัญญาณแบบผ่านค้ำสมมูล (Equivalent lowpass channel) แสดงในรูปผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ที่มีการแปรผันตามเวลาแสดงดังในสมการ (2.59)

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

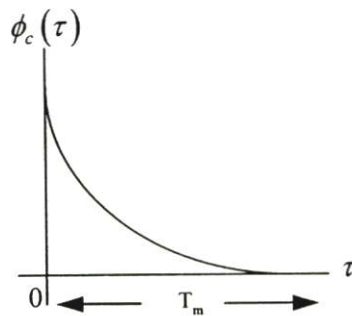
คุณลักษณะของช่องสัญญาณมัลติพาทเฟดดิ้งโดยใช้ค่าฟังก์ชันสหสัมพันธ์และฟังก์ชันความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมเมื่อพิจารณาผลตอบสนองต่ออิมพัลส์แบบผ่านค้ำสมมูล โดยกำหนดให้ $c(\tau; t)$ เป็นผลตอบสนองอิมพัลส์ที่เป็นกระบวนการสุ่มที่มีค่าเป็นเชิงซ้อนแบบเกาส์ (complex-valued Gaussian stationary) ในตัวแปร t กำหนดให้ $c(\tau; t)$ 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) ของช่องสัญญาณที่มีค้ำหน่วยเวลา τ_1 และ τ_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 $\Delta t = 0$ ค่าฟังก์ชันอัตโนมัติสัมพันธ์ $\phi_c(\tau; 0) \equiv \phi_c(\tau)$ คือค่ากำลังงานเอาท์พุทเฉลี่ยของช่องสัญญาณที่มีค่าการประวิงเวลา τ โดย $\phi_c(\tau; \Delta t)$ เป็นความเข้มของสัญญาณหลายวิถี (multipath intensity profile: MIP) ของช่องสัญญาณที่มีการประวิงเวลา โดยทั่วไป $\phi_c(\tau; \Delta t)$ ค่ากำลังงานเอาท์พุทเฉลี่ยที่ขึ้นกับค่าการประวิงเวลา τ และความแตกต่างในการสังเกต Δt ปกติฟังก์ชัน $\phi_c(\tau)$ จะมีขนาดที่ลดลงแบบเอ็กซ์โพเนนเชียล เมื่อเวลาประวิงมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น τ ที่ทำให้ $\phi_c(\tau)$ มีค่าไม่เท่ากับศูนย์ เรียกว่า การแผ่หลายวิถี (multipath spread) ของช่องสัญญาณแทนด้วย T_m ดังรูปที่ 3.26



รูปที่ 3.26 คุณลักษณะของรูปร่างความเข้มของสัญญาณหลายวิถี

ลักษณะของช่องสัญญาณเป็นดังสมการ

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

เมื่อกำหนดให้ช่องสัญญาณมีลักษณะคงที่แบบกว้าง (Wide-Sense Stationary) การหาค่าฟังก์ชันอัตโนมัติสัมพันธ์เป็นดังสมการ

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

แทนสมการ (3.62) ในสมการ (3.63) ดังนั้น

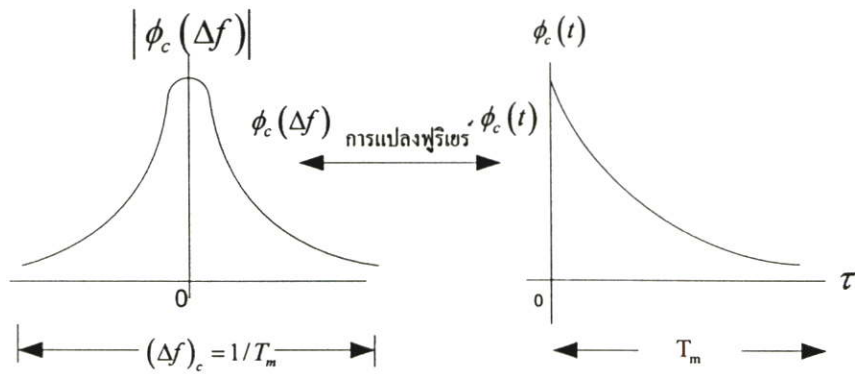
$$\phi_c(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E[C^*(\tau_1, t) C(\tau_2, t + \Delta t)] e^{j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 \quad (3.64)$$

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 $\phi_c(\tau; 0) \equiv \phi_c(\tau)$ ดังนั้น

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

ความสัมพันธ์ดังกล่าวแสดงในรูปที่ 3.27 จากรูปค่าโคฮีเรนต์แบนด์วิดท์ (coherent bandwidth) แสดงได้โดย



รูปที่ 3.27 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\phi_c(\Delta f)$ 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) ของวงจรกรองความถี่ต่ำในกรณีทั่วไป สามารถแสดงได้ดังสมการ

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

- โดยที่ α_n เป็นอัตราการลดทอนทางด้านแอมพลิจูดของสัญญาณ (Amplitude distortion factor) ซึ่งมีค่าความหนาแน่นของความน่าจะเป็น แสดงด้วยการแจกแจงแบบต่างๆ
- τ_n เป็นประวิงเวลา (Time delay) ในเส้นทางต่างๆ ซึ่งกำหนดให้เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบยูนิฟอร์มบนช่วง $[0, T]$
- γ_n เป็นการประวิงเฟส (Phase delay) ซึ่งกำหนดให้เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบยูนิฟอร์มบนช่วง $[0, 2\pi]$
- L เป็นจำนวนเส้นทางซึ่งจะสอดคล้องกับผลของการจางหายหลายวิถี (Multipath fading) เป็นผลเนื่องมาจากการสะท้อน การหักเห และการกระเจิงของสัญญาณภายในช่องสัญญาณ

3.6.3 แบบจำลองของเรย์ลี (Rayleigh Model)

แบบจำลองของ Rayleigh นั้นสามารถอธิบายการแจกแจงของความหนาแน่นกำลังของสัญญาณในชนบทได้ดี ซึ่งมีบ้านเรือนหรือภูเขาที่มีขนาดไม่สูงมากนัก ในการใช้งานในชนบทก็พบปัญหาซึ่งมีผลกระทบกับระดับความแรงของสัญญาณซึ่งเรียกว่าการจางหายในหลายวิถี เมื่อสัญญาณเดินทางมากกว่าหนึ่งเส้นทางจากทางด้านส่งไปยังด้านรับ สัญญาณจะไม่ได้รับโดยตรงจากด้านส่งแต่จะได้รับการสะท้อนจากทิศทางอื่นๆ ซึ่งจะตกกระทบมา เช่น จากบ้านเรือนในชนบท จึงเป็นการยากมากที่ของการส่งในระดับสายตา (Line-of-Sight) ระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ สัญญาณอาจจะเดินทางไปถึงเครื่องรับโดยผ่านการสะท้อนกับบ้านเรือนหลายครั้ง นั้นหมายความว่าสัญญาณที่รับได้จะเป็นผลรวมของสัญญาณเดียวกันที่มีความเฟสต่างกันเล็กน้อย มักใช้กับการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณวิทยุ เช่น การสื่อสารวิทยุแบบบรีดจ์ 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 ที่มีความแรงของสัญญาณแรงลง

มา และใช้กับการสื่อสาร microcellular land-mobile การสื่อสาร picocellular indoor และ สภาพแวดล้อมในโรงงาน 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 เป็นแบบจำลองที่ได้มาจากการทดลอง สอดคล้องกับ สภาพแวดล้อมทั้งในชนบทและในเมือง ซึ่งเหมาะสมกับการแพร่กระจายของ land mobile และ indoor mobile สามารถอธิบายปรากฏการณ์ของการเกิดการเฟดดิ้งในบริเวณอื่นๆ ได้ดี เฮอร์ฟุดของ สัญญาณด้านรับและเป็นผลบวกทางเวกเตอร์ของขนาดของสัญญาณ (signal strength) แบบจำลอง Nakagami ไม่ได้อธิบายรายละเอียดทางปัญหาค้านเฟส อย่างไรก็ตามแบบจำลอง Nakagami ยังสามารถอธิบายแบบจำลองอื่นๆ ได้อีกด้วย สามารถแสดงค่าความหนาแน่นความน่าจะเป็นดัง สมการ

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

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

ซึ่งจุดเด่นของแบบจำลองนาคากามิ คือ

- 1) เป็นแบบจำลองที่ได้มาจากการทดลองและสอดคล้องกับสภาพแวดล้อมทั้งในชนบท และเมืองใหญ่
- 2) เป็นแบบจำลองที่สอดคล้องกับการแจกแจงของแอมพลิจูด (amplitude distribution) ซึ่ง แสดงด้วยตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m) ต่างๆ ดังนี้

$m = 0.5$ คือ การแจกแจงแบบเกาส์เซียนข้างเดียว

$m = 1$ คือ การแจกแจงแบบเรย์ลี

$m \rightarrow \infty$ คือ กรณีอุดมคติที่ไม่มีการเพี้ยนของสัญญาณ

บทที่ 4

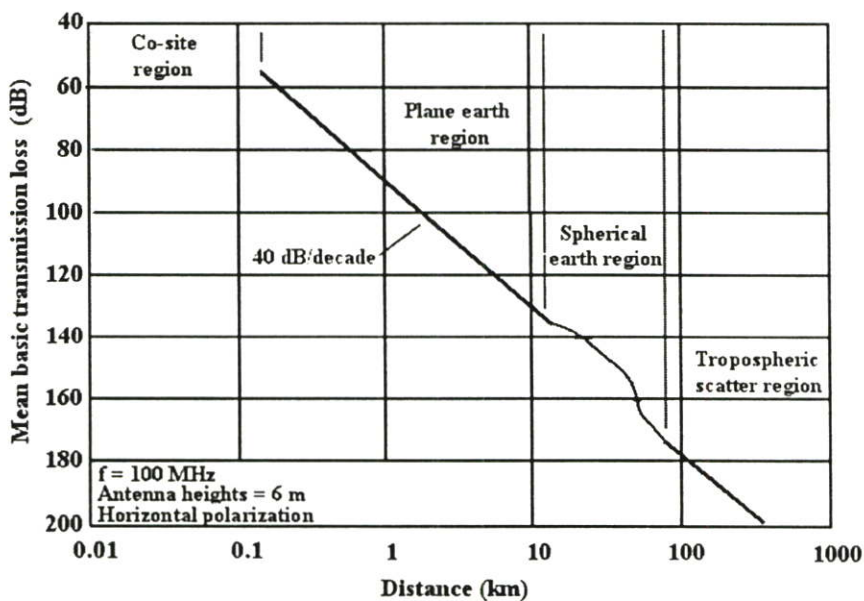
การแพร่กระจายคลื่น

4.1 การแพร่กระจายคลื่นไปบนพื้นโลก

แบบจำลองของคลื่นที่แพร่กระจายไปบนพื้นโลก (Ground Wave Propagation) ถูกแบ่งให้อยู่ในสามขอบเขตดังนี้

1. โค-ไซด์ (Co-site) ขอบเขตใกล้แหล่งจ่ายซึ่งผลกระทบจากพื้นผิวดินน้อยมากหรือตัดทิ้งได้
2. แนวพื้นโลก (Plane earth) หรือขอบเขตแนวระดับสายตา (line-of-sight region) ซึ่งเรขาคณิตของแสง (Ray theory) ใช้ได้
3. แนวโค้งของโลก (Spherical earth) หรือขอบเขตการเลี้ยวเหนือของคลื่น (diffraction region) ซึ่งเรขาคณิตของแสงใช้ไม่ได้และต้องใช้ ทฤษฎีเลี้ยวเบน (Diffraction theory)

ขอบเขตเหล่านี้ถูกแสดงในรูป 4.1 โดยที่ขอบเขตของโค-ไซด์นั้นคลื่นที่แพร่กระจายไปบนพื้นโลกจะถูกลดทอนลงที่อัตรา $1/r$ (20 dB /decade distance) แม้ว่าจุดที่เกิดสัญญาณสูงสุด (peak) และจุดที่สัญญาณถูกหักล้างจนหมด (null) อาจเกิดขึ้นเพราะว่าการแทรกสอดแบบเสริมกันหรือหักล้างกันกับคลื่นสะท้อนพื้นดิน ขอบเขตนี้ขยายไปสู่ระยะทางประมาณ 10 หรือ 20 เมตร ดังแสดงในรูป 4.4 และ 4.5



รูปที่ 4.1 ตัวอย่างขอบเขตต่างๆ ของคลื่นกระจายตามพื้นโลก

สัญญาณจะแพร่ไปตามแนวพื้นโลกได้เป็นระยะทางประมาณ

$$r_{pe} = \frac{80}{\sqrt[3]{f_M}} \quad (4.1)$$

ซึ่ง f_M คือความถี่ในหน่วยเมกกะเฮิร์ต (MHz) ดังตารางที่ 4.1

ถ้าจากระยะทางนี้จะเป็นขอบเขตแนวโค้งของโลกและถ้าไปจะเป็นขอบเขตของชั้นบรรยากาศโทรโปสเฟียร์ (Troposphere scatter)

ตารางที่ 4.1 ความสัมพันธ์ของความถี่กับระยะทางที่คลื่นเดินทางไปได้

f_M MHz	r_{pe}	
	kilometers	miles
1	80	50
10	37	23
100	17	11
1000	8	5

เราคาดคิดสำหรับคลื่นกระจายไปตามพื้นโลก (Ground wave propagation) เหนือพื้นราบ (plane earth) ถูกแสดงในรูป 4.2 ในขอบเขต plane earth คลื่นที่แพร่กระจายไปบนพื้นโลกจะประกอบด้วย คลื่นเดินทางผ่านที่ว่าง (space wave) และ คลื่นผิวดิน (surface wave) โดยคลื่นเดินทางผ่านที่ว่าง ประกอบด้วย คลื่นตรงและคลื่นสะท้อนพื้นดิน

$$\text{คลื่นดิน (Ground Wave)} = \text{คลื่นตรง (Direct Wave)} + \text{คลื่นสะท้อน (Reflected Wave)} + \text{คลื่นผิวดิน (Surface Wave)}$$

ในรูปที่ 4.2

R_1 คือ ระยะการเดินทางด้วยคลื่นตรงระหว่างแหล่งจ่าย (Source)

และจุดในสนาม (Field Point)

R_2 คือ ระยะการเดินทางด้วยคลื่นสะท้อนระหว่างแหล่งจ่ายและจุดในสนาม

r คือ ระยะทางระหว่างแหล่งจ่ายและจุดในสนามวัดเหนือพื้นดิน

h_1 คือ ความสูงแหล่งจ่ายเหนือพื้นโลก

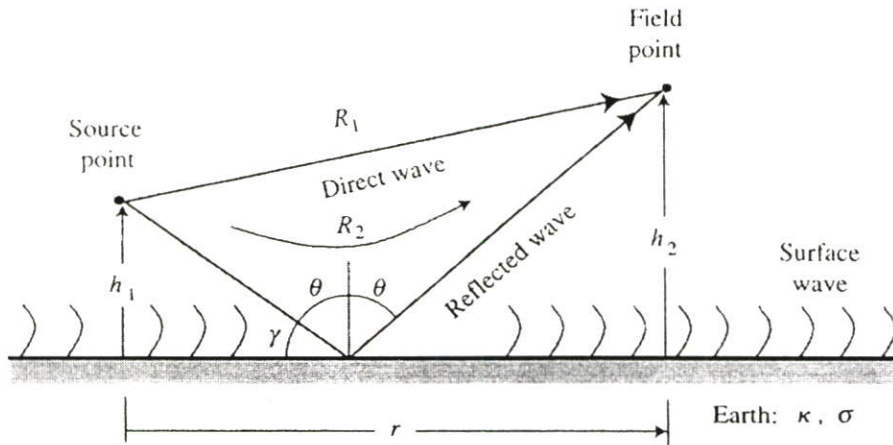
h_2 คือ ความสูงจุดในสนามเหนือพื้นโลก

θ คือ มุมตกกระทบของคลื่นสะท้อน

$\gamma = 90 - \theta$ คือ มุมเงยที่วัดจากสายอากาศแนวนอน

k คือ Relative dielectric Constant ของพื้น โลกอ้างอิงกับพื้นที่ว่างเปล่า

σ คือ ค่าความนำไฟฟ้า (Conductivity) ของพื้น โลก มีหน่วย ซีเมนต์ต่อเมตร (S/m)



รูปที่ 4.2 รูปเรขาคณิตของคลื่นที่แพร่กระจายในขอบเขตแนวพื้น โลก

4.2 แบบจำลองของคลื่นที่แพร่กระจาย

ความแรงสนามของ Ground wave เหนือพื้นราบจากแบบจำลองของ Burrows-Gray [4] คือ

$$E(r) = 2E_0(r)A(r)G(h_1)G(h_2) \quad (4.2)$$

ซึ่ง

$E(r)$ ความแรงสนามของ Ground wave ที่ระยะทาง r และความสูง h_2

$E_0(r)$ คือความ แรงสนามไฟฟ้าเหนือที่ว่างที่ระยะทาง r จากแหล่งจ่าย $2E_0$ คือ สนาม สำหรับโพลาไรซ์แนวตั้งเหนือพื้นราบที่มีความนำไฟฟ้าดีเลิศ

$A(r)$ ตัวประกอบการลดทอนคลื่นผิวดิน(Surface wave)

$G(h)$ Height gain factor (ซึ่ง $h = h_1$ หรือ h_2), เป็นอิสระจากระยะทาง

ในสูตรของ Burrows-Gray $A(r)$, $G(h_1)$ และ $G(h_2)$ เป็นฟังก์ชันของความถี่, โพลาไรเซชัน, ค่า k และค่า σ สมการ (4.2) ใช้ได้เมื่อ $2\pi h_1 h_2 / \lambda r < 1$ และ ใช้ได้ทั้งสำหรับ คลื่นเดินทางผ่านที่ว่าง และ คลื่นผิวดิน นอกจากนั้น (4.2) ใช้กับสนามระยะไกลเท่านั้น

4.2.1 คลื่นผิวดิน (Surface Wave)

คลื่นผิวดินแผ่ขยายที่ความสูงระดับหนึ่งเหนือ พื้นผิวของโลก ความสูงนี้เป็นฟังก์ชันของความถี่และค่าคงที่ k และ σ ของพื้นโลก คลื่นผิวดินถูกจำกัดอยู่ในขอบเขตประมาณ หนึ่งเท่าของความยาวคลื่นเหนือ good earth และห้าถึงสิบเท่าของความยาวคลื่นเหนือน้ำทะเล ที่ความสูงมากกว่านี้ คลื่นเดินทางผ่านที่ว่าง จะมีขนาด (magnitude) มากกว่า (ส่วนประกอบคลื่นผิวดิน จะไม่คงอยู่เหนือผิวราบที่เป็นตัวนำสมบูรณ์ ตัวอย่างเช่น $\sigma = \infty$) ที่ความสูงซึ่งคลื่นผิวดินมีขนาดมากกว่า height gain function จะเท่ากับ unity : $G(h_1) = 1$ และ $G(h_2) = 1$ ซึ่งคือความแรงสนามคลื่นผิวดินไม่เป็นฟังก์ชันของความสูงของแหล่งจ่าย (สายอากาศส่ง) หรือความสูงของจุดในสนาม (สายอากาศรับ) มันถูกแสดงไว้ในรูปที่ 4.7 และ 4.8 ตรงที่ความถี่และความสูงมีความเอียง curve ของ height gain curve เป็นศูนย์

ที่ความสูงมากกว่าซึ่ง คลื่นเดินทางผ่านที่ว่าง มีขนาดมากกว่า ความแรงสนามเพิ่มขึ้นตามความสูงที่อัตราที่เป็นสัดส่วนกับ h : ซึ่งคือ $G \propto h$ และความเอียงของ height gain curve เป็น unity (20 dB / decade height)

เมื่อความเอียงของ Height gain curve เป็น $\frac{1}{2}$ (10 dB / decade height) คลื่นผิวดิน และ คลื่นเดินทางผ่านที่ว่าง จะมีขนาดที่เท่ากัน

ในขอบเขตโค-ไนซ์ (ขอบเขตไกลแหล่งจ่าย) ขนาดของ คลื่นเดินทางผ่านที่ว่าง ใหญ่กว่าขนาดของ คลื่นผิวดิน สนามใกล้เชิงจินตภาพ (reactive near field) อาจจะมีผลสำคัญ

4.2.2 คลื่นเดินทางผ่านที่ว่าง (Space Wave)

เมื่อ คลื่นเดินทางผ่านที่ว่าง มีขนาดมากกว่า วิธีที่ใช้คำนวณความแรงสนามของ ground wave จะขึ้นอยู่กับเรขาคณิตและความยาวคลื่น

เมื่อความไม่เท่ากัน $2\pi h_1 h_2 / \lambda r < 1$ ถูกปฏิบัติตาม ความแรงสนามของ Ground wave สามารถคำนวณจากทั้งแบบจำลองของ Burrows-Bray ใน (3.9) หรือโดยตรงจาก ray theory ที่เป็นผลรวมของคลื่นตรงและคลื่นสะท้อนจากพื้นดิน เมื่อ $2\pi h_1 h_2 / \lambda r < 1$ จะไม่มีจุด peak และจุด null ในความแรงสนามเทียบกับ distance curve เหตุจากการแทรกสอดแบบเสริมและหักล้างกันระหว่างคลื่นตรงและคลื่นสะท้อนจากพื้นดิน

เมื่อ $2\pi h_1 h_2 / \lambda r > 1$ ความแรงสนามของ ground wave ต้องถูกคำนวณจาก ray theory ที่เป็นผลรวมของคลื่นตรงและคลื่นสะท้อนจากพื้นดิน

อ้างอิงรูป 4.2 และ 4.1 ความแรงสนามไฟฟ้าที่จุดรับตรงจากแหล่งจ่ายสายอากาศแบบ Isotropic ($D(\theta, \phi) = 1$) ด้วยกำลังที่แพร่กระจาย P_0 จะเป็นผลรวมของคลื่นตรงและคลื่นสะท้อนพื้นดิน

$$E(r) = E_0(R_1) + \rho E_0(R_2) \quad (4.3)$$

หรือ

$$E(r) = \sqrt{30 P_0} \left[\frac{\varepsilon^{-j\beta R_1}}{R_1} + |\rho| \frac{\varepsilon^{-j\beta R_2} \varepsilon^{-j\phi}}{R_2} \right] \quad (4.4)$$

ซึ่ง

$\rho = |\rho| \varepsilon^{-j\phi}$ สัมประสิทธิ์การสะท้อนที่พื้นผิว

$|\rho|$ ขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อน

ϕ เฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อน

$R_1 = [r^2 + (h_1 - h_2)^2]^{1/2}$ ระยะทางของเส้นทางคลื่นตรง

$R_2 = [r^2 + (h_1 + h_2)^2]^{1/2}$ ระยะทางของเส้นทางคลื่นสะท้อน

สมการ (4.4) ใช้สำหรับขอบเขตสนามระยะไกลจากแหล่งจ่าย ในขอบเขต ในขอบเขตสนามใกล้เชิงจินตภาพ (reactive near field) ระยะ R_1 และ R_2 ในตัวหารในสมการ 3.11 จะเป็นสี่เหลี่ยมหรือลูกบาศก์ขึ้นอยู่กับว่าแหล่งจ่ายเป็น dipole หรือ loop

สมการ (4.4) ใช้ได้สำหรับ horizontal dipole (การรับและการส่ง) ซึ่งตามปกติหันไปตามทิศทางของการแพร่กระจายคลื่น เมื่อ $D(\theta) = 1$ โดยทั่วไปพจน์แรกและพจน์ที่สองของสมการ (4.4) ต้องถูกปรับเพื่อรองรับสำหรับ pattern directivity ของสายอากาศ (เช่น vertical dipole และสายอากาศอัตรายายสูงเช่น Microwave horns) โดยเฉพาะที่มุมเงย γ มีค่ามาก

ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่พื้นผิวของพื้นโลกรามีความนำไฟฟ้าจำกัดเป็นฟังก์ชันของความถี่, มุมยกของคลื่นตกกระทบ γ และค่าคงที่ทางไฟฟ้าของพื้นโลก สำหรับสายอากาศโพลาริซ์แนวอน

$$\rho_h = \frac{\sin \gamma - (k - j60\lambda\sigma - \cos^2 \gamma)^{1/2}}{\sin \gamma + (k - j60\lambda\sigma - \cos^2 \gamma)^{1/2}} \quad (4.5)$$

และสำหรับโพลาริซ์แนวตั้ง

$$\rho_v = \frac{(k - j60\lambda\sigma) \sin \gamma - (k - j60\lambda\sigma - \cos^2 \gamma)^{1/2}}{(k - j60\lambda\sigma) \sin \gamma + (k - j60\lambda\sigma - \cos^2 \gamma)^{1/2}} \quad (4.6)$$

ซึ่ง

$k = \varepsilon / \varepsilon_0$ คือ ค่าสภาพยอมไฟฟ้าสัมพัทธ์ (relative permittivity) ของพื้นโลก

ε ค่าสภาพยอมไฟฟ้า (permittivity) ของพื้นโลก, F/m

ε_0 ค่าสภาพยอมไฟฟ้า ของ free space, 8.854×10^{-12} F/m

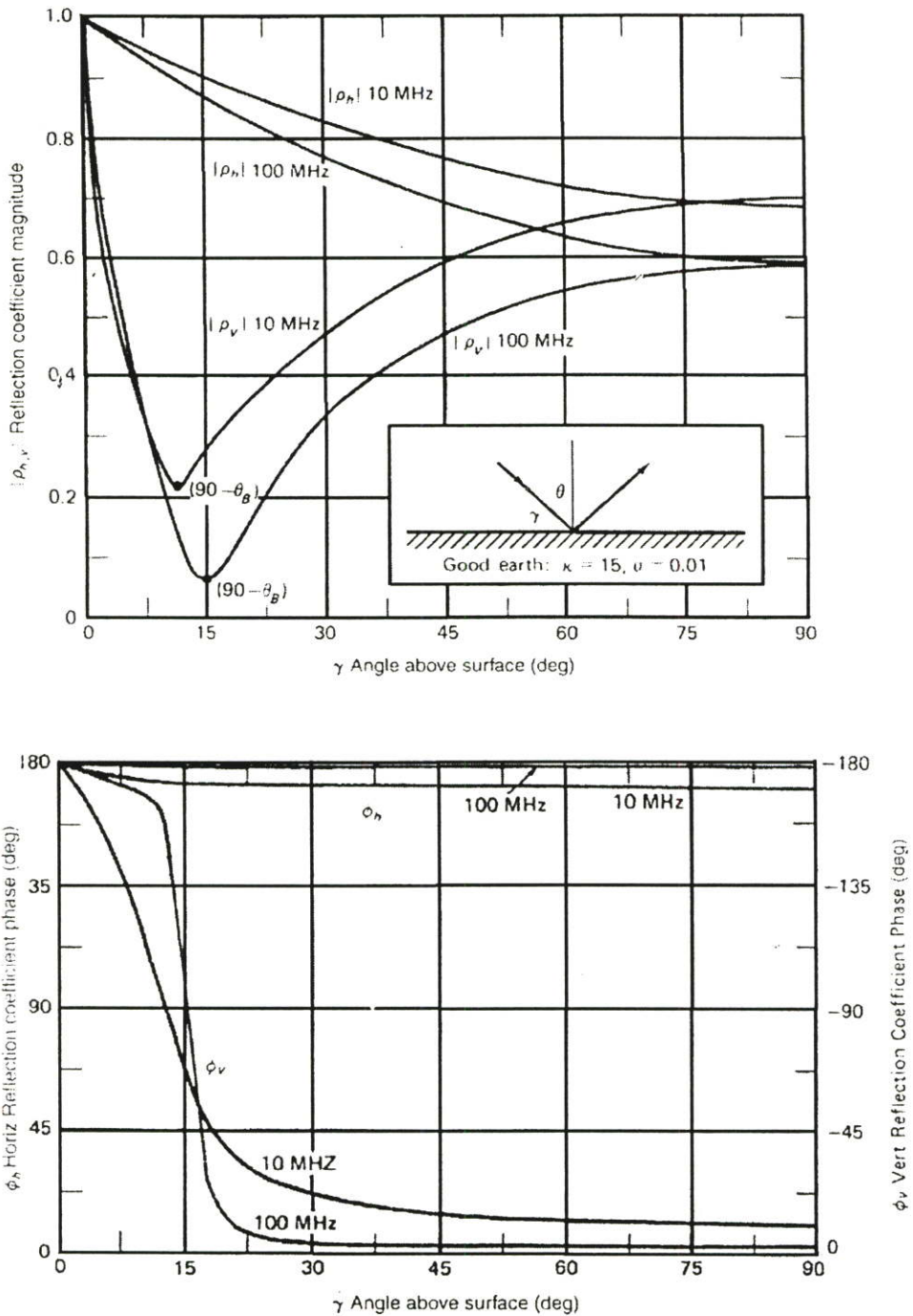
σ ค่าความนำไฟฟ้า (Conductivity) ของพื้นโลกมีหน่วย ซีเมนส์ต่อเมตร (S/m)

ค่าทั่วไปของ ค่าความนำไฟฟ้า และ ค่าสภาพยอมไฟฟ้าสัมพัทธ์ สำหรับภูมิภาคของโลกที่แตกต่างกันแสดงในตารางที่ 4.2 ค่าสำหรับค่าสภาพยอมไฟฟ้าสัมพัทธ์ (dielectric constant) จะคงที่จนถึงความถี่ 10 กิกะเฮิร์ต ค่าคอนดักติวิตีจะคงที่จนถึงประมาณความถี่ 100 เมกะเฮิร์ต ที่ความถี่สูงกว่า 100 เมกะเฮิร์ต ค่าคอนดักติวิตีสำหรับพื้นดินที่ต่างชนิดกันจะเปลี่ยนแปลงตามความถี่

ตารางที่ 4.2 ค่าความนำไฟฟ้าและความสัมพันธ์ของค่าสภาพยอมไฟฟ้า

Terrain	σ Conductivity (siemens/meter)	k Relative Permittivity
Sea water	5	80
Fresh water	0.003	80
Good earth	0.01	15
Dry sand	0.001	10

ขนาดและเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของแนวนอนและแนวตั้งเหนือ good earth ($k=15$ และ $\sigma = 0.01$ s/m) ถูกพลอตในรูป 4.3 สำหรับความถี่ 10 MHz และ 100 MHz สังเกต ขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนแบบแนวตั้งเข้าสู่ต่ำสุดและเฟสเข้าสู่ -90° ที่มุมของการตกกระทบ θ_B รู้จักเป็นมุมบริวสเตอร์เทียม (pseudo Brewster angle) (โดยเปรียบเทียบกับ Brewster angle สำหรับ dielectrics คีเล็ค เมื่อ $\rho_v = 0$ ซึ่งไม่มีการสะท้อนเกิดขึ้น) อีกด้วยสังเกตว่าการตกกระทบอย่างเฉียด ๆ (grazing incidence) ($\gamma=0$) เฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนแนวนอนเป็น 180° และเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนแนวตั้งเป็น -180°

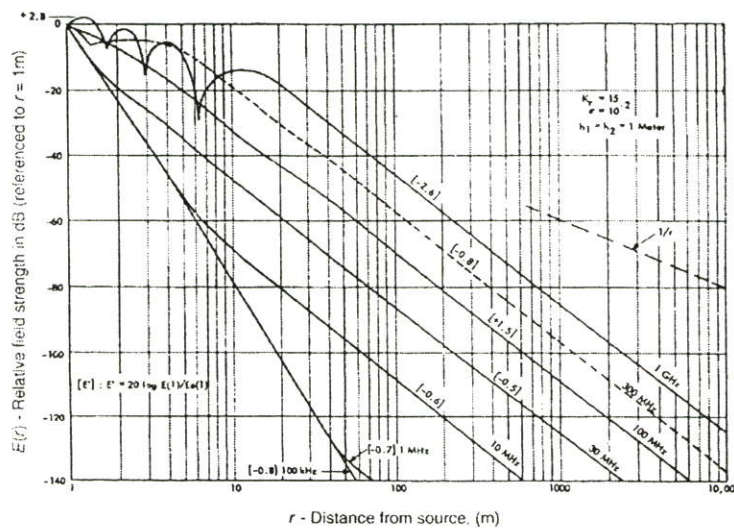


รูปที่ 4.3 สัมประสิทธิ์การสะท้อนสำหรับ good earth ที่ 10 MHz และ 100 MHz

4.3 การลดทอนและอัตราขยายสัญญาณที่ขึ้นกับความสูง

Attenuation and Height Gain Curve สำหรับคลื่นกระจายไปตามพื้นโลกเหนือ good earth ถูกแสดงในรูป 4.4 ถึง 4.8

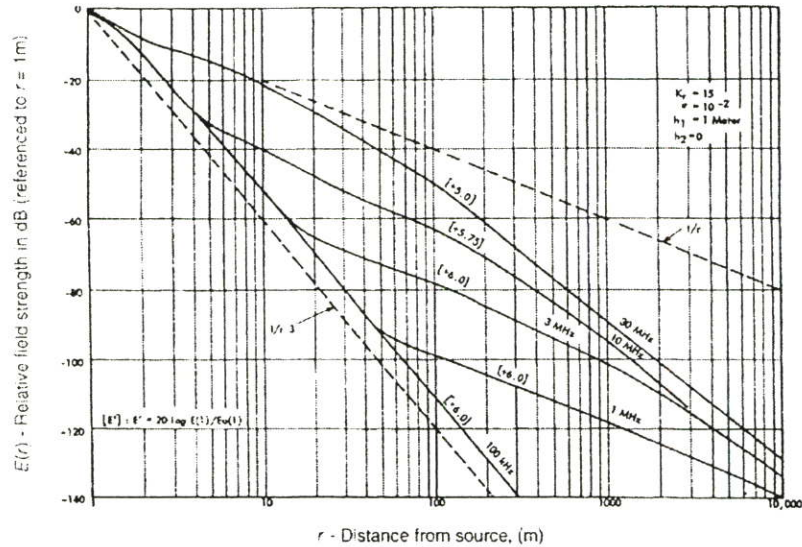
Attenuation Curve ของสนามไฟฟ้าในรูป 4.4 ถึง 4.6 คลอบคลุมความถี่ถึง 1 GHz และระยะทางถึง 10 km (6.2 mile) และถูกคำนวณโดยใช้ทั้งแบบจำลอง Burrows-Gray หรือ ray theory มีความเหมาะสมทั้งคู่สำหรับความถี่และระยะทางที่เจาะจง ในสนามใกล้เชิงจินตภาพ (reactive near field) แหล่งจ่ายแบบ short dipole ถูกสมมติ สำหรับโพลาริซ์แนวอนและโพลาริซ์แนวตั้งที่ความถี่ 30 MHz หรือมากกว่า $h_1 = h_2 = 1$ m สำหรับโพลาริซ์แนวตั้งที่ความถี่ 30 MHz และต่ำกว่า ความสูงของแหล่งจ่ายคือ $h_1 = 1$ และความสูงของจุดในสนามคือ $h_2 = 0$ (แทนสายอากาศรับแบบ monopole บนพื้นผิว) ขนาดในวงเล็บ [E'] ในรูปที่ 4.4 ถึง 4.6 เป็นอัตราส่วน ของความแรงสนามที่ $r = 1$ m ในการแสดงของพื้นโลกต่อความแรงสนามซึ่งควรจะคงอยู่ถ้าพื้นโลกถูกแทนที่โดย free space



รูปที่ 4.4 การลดทอนสนามไฟฟ้าสำหรับ โพลาริซ์แนวอนเหนือ good earth

อ้างอิงถึง attenuation curve สำหรับโพลาริซ์แนวอนในรูป 4.4 ที่ความถี่ 10 MHz หรือมากกว่า คลื่นเดินทางผ่านที่ว่าง เป็นส่วนสำคัญของสนาม ที่ต่ำกว่า 10 MHz คลื่นผิวดิน มีขนาดมากกว่า ยกเว้นในขอบเขตใกล้แหล่ง สังกะที่อัตรา fall-off เริ่มต้น สำหรับ curve ที่ 100 kHz ,1MHz และ 10MHz เป็น $1/r^4$ ซึ่งเป็นผลจากตัวคูณ $1/r^3$ สำหรับ สนามใกล้เชิงจินตภาพ (reactive near field) และตัวคูณ $1/r$ สำหรับการลดทอนของ คลื่นผิวดิน หรือ คลื่นเดินทางผ่านที่ว่าง สังกะเช่นกันในสนามระยะไกล อัตราการลดทอนของ curve ในรูป 4.4 ที่รวมเป็น $1/r^2$ คือ $1/r$ fall-off ของ free-space และตัวคูณ $1/r$ สำหรับอัตราการลดทอนของ คลื่นผิวดิน หรือ คลื่นเดินทางผ่านที่ว่าง

attenuation curve สำหรับโพลาริซ์แนวตั้งถูกแสดงในรูป 4.5 และ 4.6 คลื่นผิวดิน มีขนาดมากกว่าจนถึงประมาณ 100 MHz สำหรับการแสดงเรขาคณิต เหนือกว่าประมาณ 100 MHz คลื่นเดินทางผ่านที่ว่าง มีขนาดมากกว่า ในสนามระยะไกล อัตราการลดทอนของ curve ในรูป 4.5 และ 4.6 รวมเป็น $1/r^2$

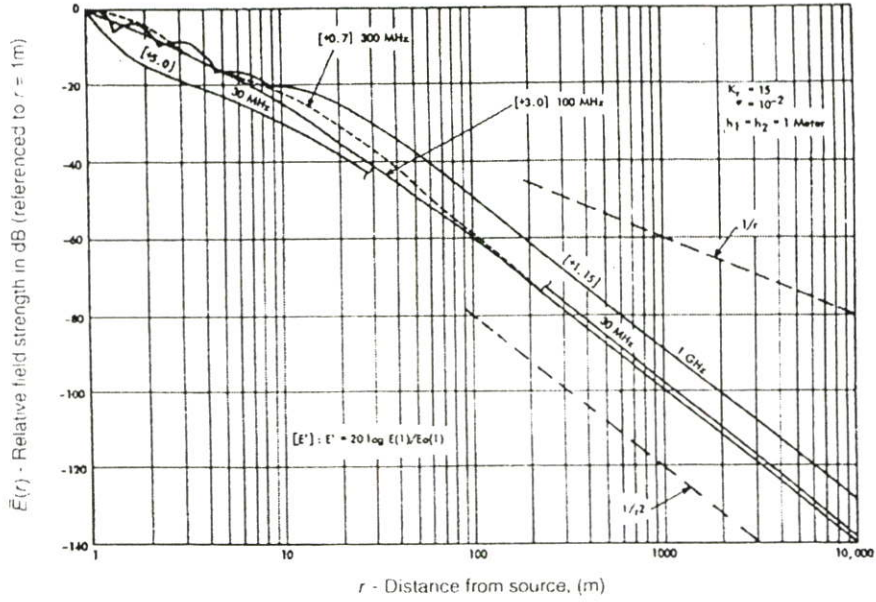


รูปที่ 4.5 การลดทอนสนามไฟฟ้าสำหรับ โพลาริซ์แนวตั้ง เหนือ good earth ($f \leq 30$ MHz)

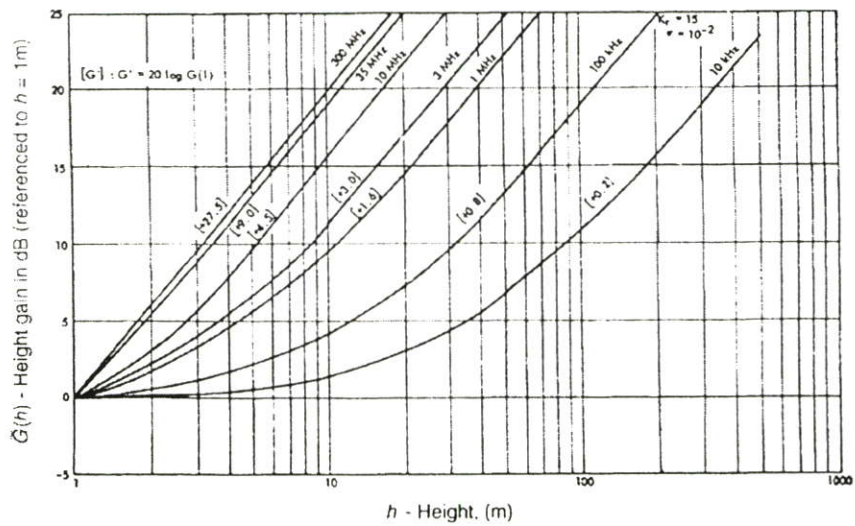
High gain factor ของสนามไฟฟ้าสำหรับโพลาริซ์แนวนอนและโพลาริซ์แนวตั้งเหนือ good earth ถูกแสดงในรูป 4.7 และ 4.8 curve นี้ถูกคำนวณโดยใช้ curve ของ $G(x)$ เทียบกับ $|x|$ ในบทความของ Burrows-Gray

Height gain curve $\bar{G}(h)$ ในรูป 4.8 และ 4.9 ถูกนอมอลไลซ์เป็นความสูงของ $h = 1$ เมตร ขนาด $[G']$ บน curve คือ height gain ที่ $h = 1$ เมตร เพื่อจะหา absolute height gain ที่ความสูง $h > 1$ เมตร ใดๆ จะได้จากการบวก $\bar{G}(h)$ และ $[G']$

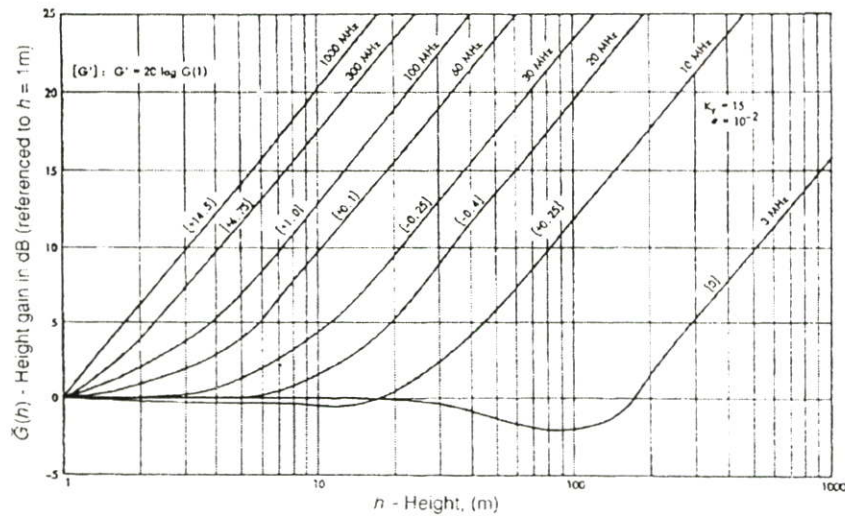
Height gain curve ใช้ได้เมื่อ $2\pi h_1 h_2 / \lambda r < 1$ และเป็นอิสระจากระยะทาง ด้วยเช่นกัน curve ใช้ประโยชน์การเป็นอิสระกับแหล่งจ่ายสูง h_1 และสายอากาศรับสูง h_2 ซึ่งก็คือผลของการเพิ่มความสูงของแหล่งจ่ายหรือสายอากาศรับเป็นอิสระจากกัน



รูปที่ 4.6 การลดทอนสนามไฟฟ้าสำหรับ โพลาริซแนวตั้งเหนือ good earth ($f > 30\text{ MHz}$)



รูปที่ 4.7 Height gain สำหรับ โพลาริซแนวนอนเหนือ good earth



รูปที่ 4.8 Height gain สำหรับ โพลาริซ์แนวตั้งเหนือ good earth

ที่มุมตกกระทบใกล้ Grazing (ค่าน้อยๆของมุม γ) ทั้ง ρ_h และ ρ_v เข้าใกล้ -1 (รูป 4.3) ด้วยเช่นกัน ที่มุม γ มีค่าน้อยๆ (น้อยกว่าประมาณ 15°) ความแตกต่างของระยะทางใน path จะประมาณโดย

$$R_2 - R_1 = 2h_1h_2 / r$$

และความแตกต่างเฟสโดย

$$\beta(R_2 - R_1) = 4\pi h_1h_2 / \lambda r$$

จากนั้นความแรงสนามไฟฟ้าเหนือพื้นโลกด้วยการใช้ (3.5), (3.10) และ (4.4) ลดลงสู่รูปแบบง่ายคือ

$$E(r) = 2E_0 \sin(2\pi h_1h_2 / \lambda r) \quad (4.7)$$

ซึ่ง $E_0 = \sqrt{30P_0D} / r$ คือ ความแรงสนามเหนือที่ว่าง จาก 4.3
 P_0 กำลังงานที่แผ่ออกมาจากสายอากาศส่ง
 D Directive gain ของสายอากาศส่ง

เมื่อ $2\pi h_1h_2 / \lambda r$ มีค่าเล็กพอ ดังนั้น

$$\sin(2\pi h_1 h_2 / \lambda r) \approx 2\pi h_1 h_2 / \lambda r \quad (4.8)$$

จากสมการที่ (4.7) จะปรับเป็นอย่างง่ายคือ

$$E(r) = 4E_0 \pi h_1 h_2 / \lambda r \quad (4.9)$$

อัตราการลดทอนของสนามใน (4.9) คือ $1/r^2$ (40 dB / decade distance) ซึ่งคืออัตรา fall-off ของสนามในรูป 4.4 ถึง 4.6 ที่ระยะที่ไกลกว่า

บทที่ 5

การวิเคราะห์ค่าวิสัยสามารถของระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย ผ่านสายอากาศแบบตั้งฉากกัน

ในการวิเคราะห์ค่าวิสัยสามารถในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ จะแบ่งออกเป็นสองส่วนด้วยกันคือ ส่วนแรกจะเป็นการวิเคราะห์หาสมรรถนะของระบบการส่งสัญญาณแบบดีเทคหลายผู้ใช้ที่มีการก้าวกระโดดความถี่แบบซ้ำหลายคลื่นพาห์ DS-CDMA เมื่อผ่านช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ ในส่วนที่สองจะเป็นการคำนวณหาวิสัยสามารถของระบบ LAN ไร้สาย ที่ใช้การส่งสัญญาณผ่านสายอากาศแบบตั้งฉาก ทำการเปรียบกันระหว่างโปรโตคอลแบบ CSAM/CA กับ CSMA

5.1 แบบจำลองของระบบที่ใช้ในการวิเคราะห์

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

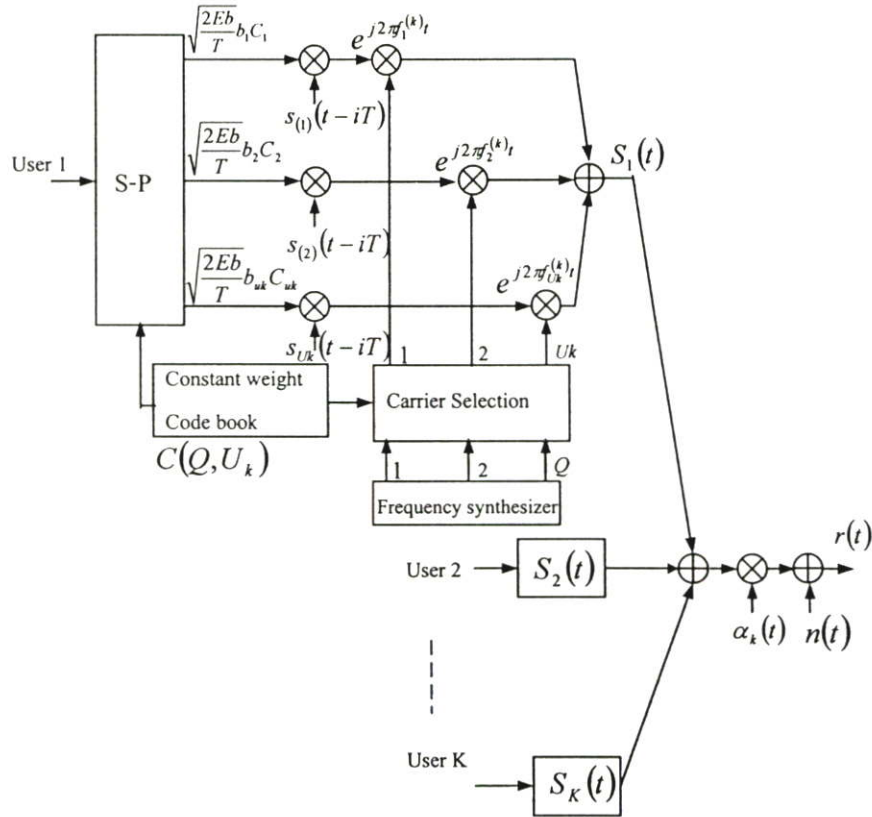
5.1.1 แบบจำลองของเครื่องส่ง (Transmitter Model)

แบบจำลองเครื่องส่งของระบบหลายผู้ใช้ในการกระโดดความถี่แบบซ้ำหลายคลื่นพาห์ DS-CDMA แสดงด้วยบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 5.1

แบบจำลองเครื่องส่งที่เป็นการเข้าถึงแบบหลายทาง (multiple access channel) แสดงได้ดังรูปที่ 5.1 โดยมีผู้ใช้งานหลายๆคนในระบบ ผู้ใช้งานแต่ละคนจะกำหนดลำดับของการแผ่ เป็นตัวแปรแบบสุ่ม (random spreading sequence) โดยที่ $C(Q, U_k)$ เป็นการกำหนดรหัสการกระโดดความถี่ (constant-weight code) ของแต่ละผู้ใช้ จากเพทเทิร์นในการกระโดดความถี่ (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 5.1 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 5.1 บล็อกไดอะแกรมเครื่องส่งของระบบ SFH/MC DS-CDMA

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

$$s_v(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{k=1}^K \sum_{uk=1}^{U_k} \sqrt{\frac{2Eb_{uk}}{T}} b_{uk}^{(k)}(t) \cdot e^{j2\pi f_{v,uk}^{(k)}t} s_{uk}^{(k)}(t - iT_c) \quad (5.1)$$

สัญญาณที่ถูกส่งออกจากสายอากาศแบบแนวนอนเป็นดังสมการ

$$s_h(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{k=1}^K \sum_{uk=1}^{U_k} \sqrt{\frac{2Eb_{uk}}{T}} b_{uk}^{(k)}(t) \cdot e^{j2\pi f_{h,uk}^{(k)} t} s_{uk}^{(k)}(t - iT_c) \quad (5.2)$$

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 กลุ่มความถี่คลื่นพาห่อย่อย

$b_{uk}^{(k)}$ คือ ลำดับบิตข้อมูล (Data Sequence) ที่ i ที่ถูกส่งบนคลื่นพาห่อย่อย 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 เป็นค่าความต่อเนื่องของบิตสัญญาณ นอกจากนี้ยังกำหนดให้ช่วงของความถี่ในการกระโดดเป็น T_h มีจำนวนของบิตข้อมูล $N_b = \frac{T_h}{T}$ ในการส่ง ต่อ hop มีค่าเป็นจำนวนเต็มบวก โดยมีค่ามากที่สุดเป็น 1 ซึ่งเป็นลักษณะของการกระโดดความถี่แบบช้า (Slow Frequency Hopping)

5.1.2 แบบจำลองช่องสัญญาณ

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

$$h_{uk}^{(k)}(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{uk,l}^{(k)} e^{-j\phi_{uk,l}^{(k)}} \delta(t - lT_c) \quad (5.3)$$

ในสมการ (5.3) จะเห็นว่าผลตอบสนองอิมพัลส์จะอยู่ในรูปนิพจน์ของตัวประกอบ 3 ตัว คือ

α_l คือ อัตราการลดทอนทางแอมพลิจูด ซึ่งเป็นตัวแปรสุ่มไม่เจาะจง

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

IT_c คือ การประวิงเวลาวิถีที่ l ของผู้ใช้งานที่ k ซึ่งเป็นการแจกแจงแบบสม่าเสมอ ในช่วง $[0, T]$

ผลการตอบสนองอิมพัลส์ตัวแปรที่เราให้ความสนใจคือค่าของตัวแปรเสริม (α_l) และในวิทยานิพนธ์นี้ใช้แบบจำลองนาคากามิ และสัญญาณที่รับได้ในวิถีที่ l โดยที่ $l=1,2,\dots,L$ สามารถแทนด้วยฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (Probability Density Function: pdf) สำหรับวิถีที่ l คือ [16],[26]

$$P_{\alpha_l}(\alpha_l) = \frac{2m_l^{m_l} \alpha_l^{2m_l-1} \exp\left(-\frac{m_l \alpha_l^2}{\Omega_l}\right)}{\Omega_l^{m_l} \Gamma(m_l)} \quad (5.4)$$

และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งกำหนดด้วยความสัมพันธ์

$$m_l = \frac{E^2\left[\left(\alpha_{uk,l}^{(k)}\right)^2\right]}{\text{var}\left[\left(\alpha_{uk,l}^{(k)}\right)^2\right]} \quad (5.5)$$

จะได้สมการ m_l ที่นำมาใช้งานดังสมการ (5.6)

$$m_l = \frac{\Omega_l^2}{E\left[\left(\alpha_l^2 - \Omega_l\right)^2\right]} \geq 0.5, \quad \Omega_l = E\left[\alpha_l^2\right] \quad (5.6)$$

โดยที่

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

Ω_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

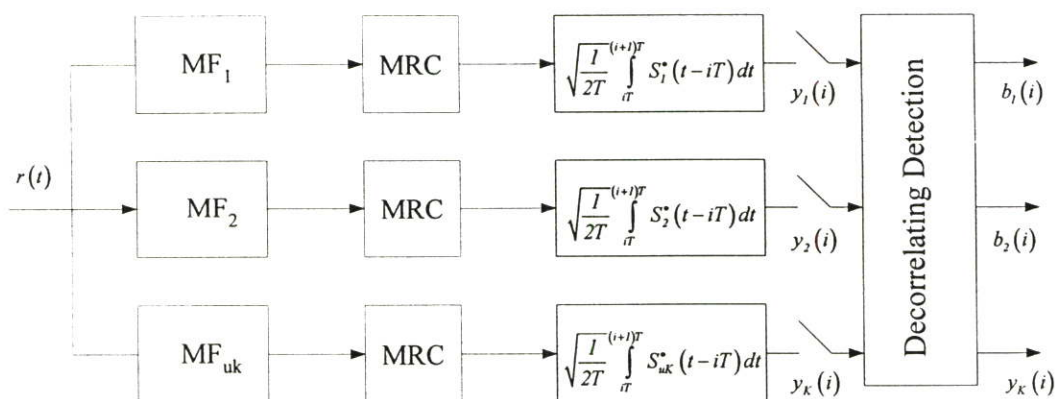
$m = 1.0$ คือ การแจกแจงแบบเรย์ลี

$m \rightarrow \infty$ คือ กรณีในอุดมคติที่ไม่มีการผิดเพี้ยนของสัญญาณ

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

$$m = \frac{1}{1 - \left(\frac{K}{1+K}\right)^2} \quad (5.7)$$

5.1.3 แบบจำลองเครื่องรับ (Receiver Model)



รูปที่ 5.2 บล็อกไดอะแกรมเครื่องรับของระบบ multiuser detection SFH/MC DS-CDMA

จากรูปที่ 5.2 สัญญาณที่รับได้จากผู้ใช้หลายคนแบบอะซิงโครนัส (multiple asynchronous) เป็นระบบของผู้ใช้หลายคน (multiuser) ที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK ในการส่งที่มีการก้าวกระโดดความถี่แบบช้าหลายคลื่นพาห์ มีค่าความผิดพลาดของบิตข้อมูลเท่ากับ $b_k(i) \in \{\pm 1\}$ symbol rate $1/T$ สัญญาณที่รับได้จะมีการเฟดแบบหลายวิถี $L^{(k)}$ เป็นจำนวนวิถีของผู้ใช้ลำดับที่ k เนื่องจากช่องสัญญาณจะเป็นฟังก์ชันของการลดทอนของแอมพลิจูด การประวิงเวลา ดังนั้นสัญญาณที่ไ้จะต้องมีการประวิงเวลาจาก $s(t-iT)$ เป็น $s(t-iT-\tau_k)$ และมีการเปลี่ยนแปลงโดยมีการลดทอนจากแอมพลิจูด α_l และสัญญาณที่รับได้จากผู้ใช้หลายคนที่สายอากาศแบบแนวตั้งสามารถแสดงได้ดังสมการ

$$r_v(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{k=1}^K \sum_{uk=1}^{Uk} \sum_{l=1}^L \sqrt{\frac{2E_{b_{uk}}}{T}} b_{uk,l}^{(k)} \alpha_{uk,l}^{(k)} e^{j2\pi f_{uk,l}^{(k)}(t)} \cdot s_{uk,l}^{(k)}(t-iT-\tau_{uk,l}^{(k)}) + n(t) \quad (5.8)$$

และสัญญาณที่รับได้จากผู้ใช้หลายๆคนที่สายอากาศแบบเสาโรซอนอลสามารถแสดงได้ดังสมการ

$$r_h(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{k=1}^K \sum_{uk=1}^{U_k} \sum_{l=1}^L \sqrt{\frac{2E_{b_{uk}}}{T}} b_{uk,l}^{(k)} \alpha_{uk,l}^{(k)} e^{j2\pi f_{uk,l}^{(k)}(t)} \cdot s_{uk,l}^{(k)}(t - iT - \tau_{uk,l}^{(k)}) + n(t) \quad (5.9)$$

โดยที่

$r(t)$	คือ สัญญาณที่รับได้
$\alpha_{uk,l}^{(k)}$	คือ อัตราการลดทอนทางแอมพลิจูดของผู้ใช้คนที่ k วิถีที่ l บนคลื่นพาห่อย่อย uk
$n(t)$	คือ สัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise: AWGN) มีค่าความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณเท่ากับ $\frac{N_0}{2}$
U_k	คือ จำนวนของค่าคงที่ของรหัสการก้าวกระโดดของผู้ใช้งานที่ 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 ที่ถูกส่งบนคลื่นพาห่อย่อย U_k ของผู้ใช้คนที่ k ที่มีค่าแอมพลิจูดเป็น $(-1,+1)$
$iT_l + \tau_{uk,l}^{(k)}$	คือ เวลาที่ประวิงจากเครื่องส่ง วิถีที่ l ของผู้ใช้งานลำดับที่ k
$Eb_{uk,l}^{(k)}$	คือ พลังงานของบิตข้อมูลของผู้ใช้ลำดับที่ k

โดยที่สัญญาณ $s_k(t)$ หาได้จาก $\int_0^T s_k(t) s_k^*(t) dt$ และค่าอัตราการลดทอนทางแอมพลิจูดของสายอากาศแบบแนวตั้งและแนวนอน สามารถหาได้จากสมการที่ (5.10) และ (5.11)[1]

$$\alpha_h = \frac{\sin \gamma - (\kappa - j60\lambda\sigma - \cos^2 \gamma)^{1/2}}{\sin \gamma + (\kappa - j60\lambda\sigma - \cos^2 \gamma)^{1/2}} \quad (5.10)$$

$$\alpha_v = \frac{(\kappa - 60\lambda\sigma) \sin \gamma - (\kappa - j60\lambda\sigma - \cos^2 \gamma)^{1/2}}{(\kappa - 60\lambda\sigma) \sin \gamma + (\kappa - j60\lambda\sigma - \cos^2 \gamma)^{1/2}} \quad (5.11)$$

เพื่อความสะดวกในการคำนวณจะกำหนดให้สัญญาณแต่ละผู้ใช้งานที่ผ่านมาถึงเครื่องรับนั้นมีการเฟดคิงของสัญญาณในแต่ละวิถีเป็นอิสระต่อกัน และไม่ขึ้นแก่กัน ในที่นี้กำหนดให้มุมเฟสในวิถีที่ l ของผู้ใช้ที่ k หรือ $\phi_l^{(k)}$ มีการแจกแจงแบบสม่ำเสมอบนช่วง $[0, 2\pi]$ และการประวิงเวลา

ของผู้ใช้ลำดับที่ k หรือ $\tau_{uk,l}^{(k)}$ เป็นอิสระต่อกันและมีการแจกแจงแบบสม่ำเสมอในช่วง $[0, T]$ โดยที่ช่วงเวลา T ที่มีค่าน้อยกว่าเวลาร่วมกัน (Coherence Time) ในช่องสัญญาณมากานั้นทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงเฟดอย่างช้าๆเป็นไปตามลักษณะของเฟดดิ้งแบบช้า (Slowly Fading)

จากเครื่องรับแบบหลายผู้ใช้จะมีค่าเอาต์พุตของแมตริกซ์ฟิลเตอร์เบงค์ ในการสุ่มตัวอย่างลำดับที่ i^{th} ซึ่งสามารถแสดงได้ด้วยเวกเตอร์ y ที่ความยาว N โดยระบบที่เป็นแบบหลายใช้นั้นค่าในการทำสหสัมพันธ์ (Correlation) จากฟิลเตอร์นั้นมีค่าจากเอาต์พุตเป็นเมตริกซ์แสดงได้ดังสมการ (5.12) [14-15]

$$\mathbf{y}(i) = \mathbf{R}\mathbf{W}(i)\mathbf{b}(i) + \mathbf{n}(i) \quad (5.12)$$

โดยที่

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

$\mathbf{b}(i)$ คือ ยูนิตเมตริกซ์บิตข้อมูล i ขณะมีผู้ใช้ที่ใช้งานในระบบ 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

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

$\mathbf{W}_{k,k}$ 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 θ_{uk} มีการแจกแจงแบบสม่ำเสมอบนช่วง $[0, 2\pi]$ และการประวิงเวลาของผู้ใช้ที่ k หรือ $\tau_{uk}^{(k)}$ เป็นอิสระต่อกันมีการแจกแจงแบบสม่ำเสมอบนช่วง $[0, T]$

5.2 การพิจารณาอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR)

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

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

$$U = \sum_{i=0}^{L_r} \int_{iT}^{(i+1)T} r(t) b^{(1)} e^{j2\pi f_{uk}^{(1)} t} s^{(1)}(t - iT) dt \quad (5.13)$$

ซึ่ง U ในสมการ (5.13) คือเอาต์พุตของเครื่องรับ ซึ่งตัวอินทิเกรตแสดงโครงสร้างของการฟิลเตอร์ที่มีการประวิงเวลาไปที่แต่ละเวลาสุ่ม ตัวแปร $r(t)$ คือสัญญาณที่รับได้และเป็นสัญญาณอินพุต พจน์ $\alpha_i^{(1)}$ เรียกว่าน้ำหนัก (Tapped Weight) เป็นตัวชดเชยทางด้านแอมพลิจูด แทนค่าในนิพจน์ของสัญญาณที่รับเข้ามาในสมการ (5.13) จะได้

$$U = \sum_{i=0}^{L_r} \int_{iT}^{(i+1)T} \left\{ \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^{U_k} \sum_{l=1}^L \sqrt{\frac{2E_b}{T}} b^{(k)}(t-T) \alpha^{(k)}(i) e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} s^{(k)}(t-iT) + n(t) \right\} \cdot \alpha_i^{(1)} e^{j2\pi f_{uk}^{(1)} t} s^{(1)}(t-iT) dt \quad (5.14)$$

พิจารณาเฉพาะนิพจน์ของการอินทิเกรตได้ดังนี้

นิพจน์ของสัญญาณ

$$\begin{aligned}
 S^{(i)} &= \int_{iT}^{(i+1)T} \sqrt{\frac{2E_b}{T}} b_0^{(l)} \alpha_i^{(l)} e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} s^{(l)}(t-iT) \alpha_i^{(l)} e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} s^{(l)}(t-iT) dt \\
 &= \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \{\alpha_i^{(l)}\}^2 \frac{1}{T} \int_{iT}^{(i+1)T} b_0^{(l)}(t) s^2(t-iT) e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} dt \\
 &= \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \{\alpha_i^{(l)}\}^2 \frac{1}{T} \int_{iT}^{(i+1)T} b_0^{(l)}(t) s^2(t-iT) e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} dt
 \end{aligned} \tag{5.15}$$

เมื่อ E_b คือ กำลังงานของสัญญาณ

T คือ เวลาของการสุ่ม

C คือ ก่าน้ำหนักตัวชดเชยทางด้านแอมพลิจูด

โดยการพิจารณาว่าผู้ใช้ที่เราสนใจนั้นมีสัญญาณแทรกสอดรวมกับสัญญาณรบกวนที่เป็นพัลส์ (Interference plus Noise) จัดให้อยู่ในเทอม

$$I = I_{mai} + I_{si} + I_{ni} \tag{5.16}$$

นิพจน์ของการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ (Multiple Access Interference) เป็นสัญญาณรบกวนเนื่องจากผู้ใช้งานอื่นๆในระบบ

$$\begin{aligned}
 I_{mai}^{(i)} &= \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \sum_{kh=1}^K \sum_{l=0}^{L-1} \int_{iT}^{(i+1)T} \left\{ \alpha_1^{(k)} b^{(k)}(t-\tau_1^{(k)}) e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} s^{(k)}(t-iT) \right\} \cdot \left\{ \alpha_i^{(l)} e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} s^{(l)}(t-iT) \right\} dt \\
 &= \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \sum_{kh=1}^K \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_1^{(k)} \alpha_i^{(l)} e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} \int_{iT}^{(i+1)T} b^{(k)}(t-\tau_1^{(k)}) s^{(k)}(t-\tau_1^{(k)}) s^{(l)}(t-iT) dt
 \end{aligned}$$

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

$$I_{mai}^{(i)} = \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \sum_{kh=1}^K \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_1^{(k)} \alpha_i^{(l)} e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} \int_{iT}^{(i+1)T} b^{(k)}(t-\tau_1^{(k)}) s^{(k)}(t-\tau_1^{(k)}) s^{(l)}(t-iT) dt$$

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

ของสัญญาณจากระบบหลายผู้ใช้ [14], [19-21]

กำหนดให้

$$R_p(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} p_{T_c}(t) p_{T_c}(t-\tau) dt \quad (5.17)$$

$$\begin{aligned} \rho_{kl}(\tau) &= \int_{iT}^{(i+1)T} s^{(k)}(t-\tau_1^{(k)}) s^{(l)}(t-iT) dt \\ &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N b_{ki} b_{lj} R_p(t+(j-i)T_c) \end{aligned} \quad (5.18)$$

เมื่อระบบอยู่ภายใต้เงื่อนไขแบบหลายผู้ใช้

$$\begin{aligned} I_{mai}^{(i)} &= \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \sum_{h=1}^{Kh} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_i^{(l)} \alpha_i^{(k)} e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} \frac{1}{T} \int_{iT}^{(i+1)T} b(t-\tau_1^{(k)}) s^{(k)}(t-\tau_1^{(k)}) s^{(l)}(t-iT) dt \\ I_{mai}^{(i)} &= \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \sum_{h=1}^{Kh} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_i^{(l)} \alpha_i^{(k)} e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} \frac{1}{T_c} \int_{iT}^{(i+1)T} \rho_{kl}(\tau) d\tau \end{aligned} \quad (5.19)$$

พิจารณานิพจน์ของการรบกวนระหว่างกัน (Self Interference) เป็นสัญญาณรบกวนเนื่องจากผลของอัตโนมัติสหสัมพันธ์ (Autocorrelation)

$$\begin{aligned} I_{si}^{(i)} &= \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{\substack{lp=0 \\ lp \neq l}}^{Lp} \int_{iT}^{(i+1)T} \left\{ \left\{ \alpha_i^{(l)} \right\} s^{(l)}(t-\tau_1^{(l)}) b^{(l)}(t-\tau_1^{(l)}) e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} \right\} \\ &\quad \cdot \left\{ \left\{ \alpha_i^{(l)} \right\} s^{(l)}(t-iT) e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} \right\} dt \\ &= \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \sum_{l=1}^L \sum_{\substack{lp=1 \\ lp \neq l}}^{Lp} \left\{ \alpha_i^{(l)} \right\} \left\{ \alpha_i^{(l)} \right\} e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} \int_{iT}^{(i+1)T} s^{(l)}(t-\tau_1^{(l)}) s^{(l)}(t-iT) b^{(l)}(t-\tau_1^{(l)}) dt \\ &= \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \sum_{l=1}^L \sum_{\substack{lp=1 \\ lp \neq l}}^{Lp} \left\{ \alpha_i^{(l)} \right\} \left\{ \alpha_i^{(l)} \right\} e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} \frac{1}{T} \int_{iT}^{(i+1)T} \rho_{kl}(\tau) d\tau \end{aligned} \quad (5.20)$$

นิพจน์ของสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise) สามารถแทนด้วยสมการ

$$I_{ni}^{(i)} = \frac{1}{\sqrt{2T}} \int_{iT}^{(i+1)T} \left[n(t) \alpha_i^{(i)} s^{(i)}(t-iT) e^{j2\pi f_{ck}^{(i)} t} \right] dt \quad (5.21)$$

ดังนั้น เอาต์พุตของเครื่องรับแต่ละเวลาสุ่มสามารถแสดงได้ว่า

$$\begin{aligned} U &= \sum_{i=0}^{L_r-1} \{S^{(i)} + I\} \\ &= \sum_{i=0}^{L_r-1} \{S^{(i)} + I_{si}^{(i)} + I_{mai}^{(i)} + I_{ni}^{(i)}\} \end{aligned} \quad (5.22)$$

โดยที่

$S^{(i)}$ คือ สัญญาณที่ต้องการ

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

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

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

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 (5.19) มายกกำลังสอง กำหนดให้สัญญาณรบกวนเกาส์มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์

$$\begin{aligned}
\text{Var}[I_{mai}] &= E[I_{mai}^2] \\
&= E\left[\left[\sqrt{\frac{2E_b}{T}} \sum_{kh=1}^K \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_i^{(l)} \alpha_1^{(k)} e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} \frac{1}{T} \int_{iT}^{(i+1)T} E[\rho_{k1}(\tau)] d\tau\right]^2\right] \\
&= \frac{2E_b}{T} \sum_{h=1}^{Kh} \sum_{l=1}^L E[\{\alpha_i^{(l)}\}^2] E[\{\alpha_1^{(k)}\}^2] E\left[\left\{e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t}\right\}^2\right] \\
&\quad \cdot \frac{1}{T} \int_{iT}^{(i+1)T} E[\rho_{kl}^2(\tau)] d\tau \sum_{l=0}^{L-1} E[\{\alpha_1^{(k)}\}^2] \\
&= \frac{2E_b}{T} \sum_{h=1}^{Kh} \sum_{l=1}^L E[\{\alpha_i^{(l)}\}^2] E[\{\alpha_1^{(k)}\}^2] E\left[\left\{e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t}\right\}^2\right] \\
&\quad \cdot \frac{1}{T} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \int_{iT}^{(i+1)T} R_p^2(\tau) d\tau \sum_{l=0}^{L-1} E[\{\alpha_1^{(k)}\}^2]
\end{aligned}$$

กำหนดให้ $\Omega_1^{(k)} = E[\{\alpha_1^{(k)}\}^2]$ และระบบที่ทำการพิจารณาอยู่ในกรณี Rectangular waveform ตามเงื่อนไข

$$R_p(\tau) = 1 - \frac{\tau}{T_c}, \quad 0 \leq \tau \leq T_c \quad (5.23)$$

จะได้ผลของแวนเรียนซ์ที่เกิดจากการแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นเป็นดังสมการ

$$\sigma_{mai,i}^2 = \frac{2E_b}{T} \cdot \frac{1}{3N} \sum_{kh=1}^K \sum_{l=1}^L E[\{\alpha_i^{(l)}\}^2] \sum_{l=0}^{L-1} \Omega_1^{(k)} \quad (5.24)$$

กำลังของสัญญาณของนิพจน์การรบกวนระหว่างกันหาได้จากการนำสมการ (5.20) มายกกำลังสอง โดยกำหนดให้สัญญาณรบกวนแบบเกาส์มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ จะได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
\text{var}[I_{si}] &= E[I_{si}^2] \\
&= E\left[\left[\sqrt{\frac{2E_b}{T}} \sum_{l=1}^L \sum_{\substack{lp=1 \\ lp \neq l}}^{Lp} \{\alpha_i^{(l)}\} \{\alpha_1^{(l)}\} e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t} \frac{1}{T} \int_{iT}^{(i+1)T} \rho_{k1}(\tau) d\tau\right]^2\right] \\
&= \frac{2E_b}{T} E[\{\alpha_i^{(l)}\}^2] \sum_{l=1}^L \sum_{\substack{lp=1 \\ lp \neq l}}^{Lp} E[\{\alpha_1^{(l)}\}^2] E\left[\left\{e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t}\right\}^2\right] \frac{1}{T} \int_{iT}^{(i+1)T} E[\rho_{kl}^2(\tau)] d\tau \\
&= \frac{2E_b}{T} \left[E[\{\alpha_i^{(l)}\}^2] \sum_{l=1}^L \sum_{\substack{lp=1 \\ lp \neq l}}^{Lp} E[\{\alpha_1^{(l)}\}^2] E\left[\left\{e^{j2\pi f_{uk}^{(k)} t}\right\}^2\right]\right]
\end{aligned}$$

$$\frac{1}{2NT} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \sum_{i=0}^{L_r-1} \int_{iT}^{(i+1)T} R_p^2(\tau + (j-i)T) d\tau \quad (5.25)$$

กำหนดให้ $\Omega_1^{(1)} = E\left[\{\alpha_1^{(1)}\}^2\right]$ และระบบอยู่ในเงื่อนไข $\pi \in [0, T]$

$$\begin{aligned} \text{Var}[I_{si}] &= \frac{Eb}{NT} E\left[\{\alpha_i^{(1)}\}^2\right] \sum_{i=0}^{L_r-1} E\left[\{\alpha_1^{(1)}\}^2\right] \\ &= \frac{Eb}{NT} E\left[\{\alpha_i^{(1)}\}^2\right] \sum_{i=0}^{L_r-1} \Omega_1^{(1)} \\ \sigma_{si,i}^2 &= \frac{Eb}{NT} E\left[\{\alpha_i^{(1)}\}^2\right] \sum_{i=0}^{L_r-1} \Omega_1^{(1)} \end{aligned} \quad (5.26)$$

กำลังสัญญาณรบกวนของนิพจน์สัญญาณรบกวนเกาส์ขาวบวกหาได้จากการนำสมการ (5.21) ยกกำลังสอง โดยกำหนดให้เป็นสัญญาณรบกวนเกาส์มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ จะได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \text{var}[I_{ni}] &= E[I_{ni}^2] \\ &= E\left[\left\{\frac{1}{2T}\{\alpha_i^{(1)}\}^2 \left\{e^{j2\pi f_{wk}^{(1)}t}\right\}^2 \int_{iT}^{(i+1)T} n^2(t) s^2(t-iT) dt\right\}\right] \\ \sigma_{ni,i}^2 &= \frac{No}{2} \frac{1}{2T} E\left[\{\alpha_i^{(1)}\}^2\right] \end{aligned} \quad (5.27)$$

กำลังของสัญญาณหาได้จากการนำสมการ (5.15) มาจัดรูปใหม่

$$\begin{aligned} S^{(n)} &= \sqrt{\frac{2Eb}{T}} b_0^{(1)} \cdot \{\alpha_i^{(1)}\}^2 \\ U_s &= \sqrt{\frac{2Eb}{T}} \sum_{i=0}^{L_r-1} \{\alpha_i^{(1)}\}^2 \end{aligned} \quad (5.28)$$

ดังนั้น กำลังของสัญญาณทั้งหมด คือ ผลรวมของสัญญาณของสัญญาณรบกวนในสมการ (5.24), (5.26) และ (5.27) คือ

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

$$= \frac{2Eb}{T} \left[\frac{\sum_{h=1}^{kh} \sum_{l=1}^L \Omega_i^{kh}}{3N} + \frac{\sum_{l=1}^L \sum_{\substack{lp=1 \\ lp \neq l}}^{Lp} \Omega_i^{kh}}{2N} + \left(\frac{2Eb\Omega_i^{kh}}{N_o} \right)^{-1} \sum_{i=0}^{L_r-1} \{\alpha_i^{(l)}\}^2 \right] \quad (5.29)$$

กำหนดให้ช่องสัญญาณเป็นการเฟดหลายวิถีและแสดงคุณสมบัติของโปรไฟล์ความเข้มของสัญญาณหลายวิถี (Multipath Intensity Profile: MIP) แสดงได้ว่าค่ากำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณจะเป็นฟังก์ชันของการหน่วงวิถี (path delay) แสดงได้ดังสมการ

$$\Omega_1^{(l)} = \Omega_0 e^{-l\eta} \quad (5.30)$$

โดยที่ Ω_0 เป็นค่าเฉลี่ยกำลังของสัญญาณที่มาในวิถีแรก

η เป็นอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ

ดังนั้นจะหาลำดับของสัญญาณได้ดังนี้

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

จาก [14], [18] กำหนดให้

$$q(L, \eta) = \sum_{l=0}^L e^{-l\eta} = \frac{1 - e^{-L\eta}}{1 - e^{-\eta}} \quad (5.31)$$

$$\text{Var}(Z / mai) = \frac{2Eb}{3NT} \Omega_0 (kh) q(L, \eta) \sum_{i=0}^{L_r-1} \{\alpha_i^{(l)}\}^2 \quad (5.32)$$

$$\begin{aligned} \text{Var}(Z / si) &= \frac{Eb}{NT} \sum_{l=1}^L \sum_{\substack{lp=1 \\ lp \neq l}}^{Lp} \Omega_1^{(l)} \sum_{i=0}^{L_r-1} \{\alpha_i^{(l)}\}^2 \\ &= \frac{Eb}{NT} \sum_{l=1}^L \sum_{\substack{lp=1 \\ lp \neq l}}^{Lp} \Omega_0 e^{-l\eta} \sum_{i=0}^{L_r-1} \{\alpha_i^{(l)}\}^2 \\ &= \frac{Eb}{NT} \Omega_0 \left\{ q(L, \eta) \cdot q\left(\frac{Lp-1}{Lp}\right) \right\} \sum_{i=0}^{L_r-1} \{\alpha_i^{(l)}\}^2 \end{aligned}$$

$$= \frac{Eb \cdot q(L, \eta)}{NT} \Omega_0 \left(\frac{Lp-1}{Lp} \right) \sum_{i=0}^{L_r-1} \{\alpha_i^{(1)}\}^2 \quad (5.33)$$

$$\begin{aligned} \text{Var}(Z / ni) &= \frac{No}{4T} \cdot \Omega_0 \sum_{i=0}^{L_r-1} \{\alpha_i^{(1)}\}^2 \\ &= \frac{No}{4T} \cdot \Omega_0^2 \sum_{i=0}^{L_r-1} \{\alpha_i^{(1)}\}^2 \end{aligned} \quad (5.34)$$

ดังนั้น สัญญาณรบกวนทั้งหมด คือ ผลรวมของกำลังของสัญญาณรบกวนในสมการ คือ

$$\sigma_T^2 = \sum_{i=0}^{L_r-1} (\sigma_{mai,i}^2 + \sigma_{si,i}^2 + \sigma_{ni,i}^2) \quad (5.35)$$

$$\sigma_T^2 = \frac{2Eb\Omega_0}{T} \left[\frac{(kh)q(L, \eta)}{3N} + \frac{q(L, \eta)}{2N} q\left(\frac{Lp-1}{Lp}\right) + \left(\frac{2Eb\Omega_0}{No}\right)^{-1} \right] \sum_{i=0}^{L_r-1} \{\alpha_i^{(1)}\}^2 \quad (5.36)$$

อัตราส่วนกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวน (SNR) ที่ด้านเครื่องรับคือ

$$\begin{aligned} SNR &= \frac{Us^2}{2\sigma_T^2} \\ &= \frac{2Eb\Omega_0}{T} \left[\sum_{i=0}^{L_r-1} \{\alpha_i^{(1)}\}^2 \right]^2 \cdot \frac{T}{2Eb\Omega_0} \left[\frac{Kh}{3N} q(L, \eta) + \frac{q(L, \eta)}{2N} \left(\frac{Lp-1}{Lp}\right) + \left(\frac{2Eb\Omega_0}{No}\right)^{-1} \right]^{-1} \\ &\quad \cdot \frac{1}{\sum_{i=0}^{L_r-1} \{\alpha_i^{(1)}\}^2} \\ &= \left[\frac{Kh}{3N} q(L, \eta) + \frac{q(L, \eta)}{2N} \left(\frac{Lp-1}{Lp}\right) + \left(\frac{2Eb\Omega_0}{No}\right)^{-1} \right]^{-1} \sum_{i=0}^{L_r-1} \{\alpha_i^{(1)}\}^2 \end{aligned} \quad (5.37)$$

ดังนั้นค่า SNR จะเขียนได้ในนิพจน์ของ σ_{0s} ดังนี้

$$\text{กำหนดให้} \quad S = \frac{1}{\Omega_0} \sum_{i=0}^{L_r-1} \{\alpha_i^{(1)}\}^2 \quad (5.38)$$

$$\bar{\gamma} = \left[\frac{Kh}{3N} q(L, \eta) + \frac{q(L, \eta)}{2N} \left(\frac{Lp-1}{Lp}\right) + \left(\frac{2Eb\Omega_0}{No}\right)^{-1} \right]^{-1} \quad (5.39)$$

5.3 การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ multiuser detection SFH/MC DS-CDMA

การนำเสนอระบบที่เป็น multiuser detection SFH/MC DS-CDMA โดยใช้การสุ่มค่าจากความถี่ของการก้าวกระโดดในแต่ละคลื่นพาห่อยุ่่นั้นมีความสัมพันธ์กับการสื่อสารกับผู้ใช้งานลำดับที่ k เมื่อ $k = 1, 2, \dots, K$ โดยมีค่าตามรูปแบบของแพทเทิร์นความถี่ก้าวกระโดด (FH pattern) คลื่นพาห่อย่อยที่ถูกใช้งานจะเลือกจากกลุ่มของความถี่ตามแพทเทิร์นในการกระโดดความถี่จุดเด่นในการนำเสนอของระบบที่เป็น multiuser detection SFH/MC DS-CDMA โดยการเปลี่ยนแปลงความถี่ของคลื่นพาห่ด้วยการก้าวกระโดดความถี่นั้นเป็นเช่นเดียวกับระบบที่เป็น hybrid DS/FH CDMA [24] นั้นเป็นการรวมข้อดีของระบบที่เป็น DS และระบบที่เป็น FH Spread Spectrum Modulation โดยจะปรับปรุงความบกพร่องในการสื่อสาร อย่างไรก็ตามจำนวนของผู้ใช้งานที่กำลังใช้งานในแต่ละคลื่นพาห่อย่อยเป็นค่าสุ่มจากศูนย์ถึง U_k ดังนั้นอัลกอริทึมของการวิเคราะห์ระบบที่มีหลายผู้ใช้งานอธิบายได้ตาม [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 (5.40) [14],[18]

$$P_b = \sum_{Kh=0}^{K-1} \binom{K-1}{Kh} P_h^{Kh} (1-P_h)^{K-1-Kh} P_b(K_h) \quad (5.40)$$

กำหนดให้ $0 \leq Kh \leq K-1$ และ P_h เป็นค่าความน่าจะเป็นของการรบกวนซึ่งหาได้จากสัญญาณแทรกสอดในระบบซิงโครนัส โดยกำหนดให้แพทเทิร์นของความถี่ก้าวกระโดด (FH pattern) หาได้จากการสุ่ม (Sampling) จากการกระโดดความถี่ $\left(\begin{matrix} Q \\ U_k \end{matrix} \right)$ และกำหนดให้ N_b เป็นจำนวนบิตในการส่งแต่ละช่วงของการกระโดดความถี่ที่ $N_b \gg 1$ ค่าความน่าจะเป็นในการรบกวนจากการแทรกสอดของผู้ใช้งานที่ k เป็นดังสมการ (5.41)

$$P_h(k) = \frac{\binom{Q-1}{U_k-1}}{\binom{Q}{U_k}} = \frac{U_k}{Q} \quad (5.41)$$

โดยที่ U_k เป็นค่านำหนักของรหัสการกระโดด (Constant-Weight) ขณะระบบถูกออกแบบให้สนับสนุน multirate service ค่าเฉลี่ยของค่าความน่าจะเป็นในการรบกวน P_h ซึ่งจะคำนวณค่าเฉลี่ยได้ดังสมการ (5.42) 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 ค่าความน่าจะเป็นเฉลี่ยที่คลื่นพาห่อย่อยใช้ในการสื่อสารที่ทำให้เกิดการรบกวนกับคลื่นพาห่อย่อยอื่นแสดงได้ตามสมการ

$$P_h = \frac{1}{QM} \sum_{i=1}^M U_i \quad (5.42)$$

ความน่าจะเป็น $P_b(K_h)$ ใน [16] ซึ่งเป็นเงื่อนไขของความน่าจะเป็นที่บิตผิดพลาดโดยเกิดจากค่าของการรบกวน K_h จากการแทรกสอดของผู้ใช้งานที่ K วิธีการในการหาค่าความน่าจะเป็นของการประมาณค่าเฉลี่ยของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน $P_b(K_h)$ สำหรับการรบกวนที่ทำให้เกิด K_h เงื่อนไขอันแรกที่เป็นการลดทอนแบบมัลติพาธ $\{\alpha_{q,l}\}$ สำหรับการเกิดการรบกวน K_h การพิจารณาในส่วนย่อยด้วยการตัดสินใจพารามิเตอร์โดยค่าทางสถิติของแพทเทิร์นการก้าวกระโดดความถี่ (FH pattern) ซึ่งสัมพันธ์กับเงื่อนไขตามสมการ (5.43) [15], [27]

$$P_b(K_h, \{\gamma_l\}_{l=1}^L) = Q\sqrt{2q\gamma_l} \quad (5.43)$$

ส่วน γ_l หาได้จากที่เครื่องรับแบบอัตราส่วนสูงสุด (Maximal Ratio Combining: MRC) [7], [11]

$$\gamma_l = \sum_{l=1}^L \gamma_l \quad (5.44)$$

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

$$Q(x) = \frac{1}{2\pi} \int_x^\infty e^{-\frac{t^2}{2}} dt \quad (5.45)$$

วิธีที่ใช้คือ Gaussian Q-function แสดงได้ดัง [26]

$$Q(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sin^2\theta}\right) d\theta \quad (5.46)$$

ค่าของ Q-function ในสมการ (5.18) นี้มีข้อดีคือค่าของการอินทิเกรตที่จำกัด เป็นอิสระจากค่าของตัวแปร x ซึ่งเป็นส่วนประกอบที่เหมาะสมเมื่อนำมาใช้ในการวิเคราะห์หาค่าของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ขณะที่เอาต์พุตของช่องสัญญาณมัลติพาทมีการกระจายเหมือนกันกับ [5] ซึ่งไม่พิจารณาผลของการลดลงที่เป็นแบบเอกซ์โพเนนเชียลที่เป็น MIP ซึ่งจากสมการ (5.18) จะได้ค่ากำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ในการรับของระบบอะซิงโครนัสดังสมการ

$$\bar{\gamma} = \left[\frac{K_h q(L, \eta)}{3N} + \frac{q(L, \eta)}{2N} \left(\frac{Lp-1}{Lp} \right) + \left(\frac{N_o}{2Eb\Omega_0} \right)^{-1} \right]^{-1} \quad (5.47)$$

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 (5.4)

$\gamma_l = \frac{\alpha_{q,l}^2}{\Omega_0}$ เป็นการแจกแจงแบบสุม์ในเทอมของฟังก์ชันแกมมาจะให้ค่าเป็นดังสมการ (5.48)

$$P_{\gamma_l}(\gamma) = \frac{m_l^{m_l} \gamma_l^{m_l-1}}{\gamma_l^{m_l} \Gamma(m_l)} \exp\left(-\frac{m_l \gamma_l}{\gamma_l}\right) \quad (5.48)$$

$\Gamma(m_l)$ ที่เป็นแกมมาฟังก์ชันหาได้จาก $\Gamma(z) = \int_0^{\infty} e^{-t} t^{z-1} dt$ และ $z > 0$ ดังนั้นค่าตัวแปรสุม์ $\{\gamma_l\}_{l=1}^L$ 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

$$\begin{aligned}
 P_b(\gamma_{deco}) &= Q\left(\sqrt{\frac{2g\gamma_l}{[R^{-1}]_{11}}}\right) \\
 P_b(\{\gamma_l\}_{l=1}^L) &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\frac{g\gamma_l}{\sin^2 \theta}\right) d\theta \\
 &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \prod_{l=1}^L \exp\left(-\frac{g\gamma_l}{\sin^2 \theta}\right) d\theta
 \end{aligned} \tag{5.49}$$

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

$$P_b(\{\gamma_l\}_{l=1}^L) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \prod_{l=1}^L \exp\left(-\frac{\gamma_l}{\sin^2 \theta}\right) d\theta \tag{5.50}$$

จะได้สมการที่ทำให้เกิดการรบกวนแบบหลายวิถีเป็นดังนี้

$$\begin{aligned}
 P_b(K_h) &= \int_0^{\infty} P_{\gamma_{dec}}(\gamma) P_{\gamma}(\gamma) d\gamma \\
 &= \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} \dots \int_0^{\infty} P_b(\{\gamma_l\}_{l=1}^L) \prod_{l=1}^L P_{\gamma_l}(\gamma_l) d\theta d\gamma_1 d\gamma_2 \dots d\gamma_L \\
 &= \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} \dots \int_0^{\infty} \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} Q\left(\sqrt{\frac{2\gamma_l}{[R^{-1}]_{11}}}\right) \prod_{l=1}^L P_{\gamma_l}(\gamma_l) d\theta d\gamma_1 d\gamma_2 \dots d\gamma_L \\
 &= \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} \dots \int_0^{\infty} \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\frac{\gamma_l}{\sin^2 \theta}\right) \prod_{l=1}^L P_{\gamma_l}(\gamma_l) d\theta d\gamma_1 d\gamma_2 \dots d\gamma_L \\
 &= \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} \dots \int_0^{\infty} \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \prod_{l=1}^L \exp\left(-\frac{\gamma_l}{\sin^2 \theta}\right) P_{\gamma_l}(\gamma_l) d\theta d\gamma_1 d\gamma_2 \dots d\gamma_L \\
 &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \prod_{l=0}^{L-1} I_l(\gamma_l, \theta) d\theta
 \end{aligned} \tag{5.51}$$

โดยกำหนดให้

$$I_l(\gamma_l, \theta) = \int_0^\infty \exp\left(\frac{-g\gamma_l}{\sin^2 \theta}\right) P_{\gamma_l}(\gamma_l) d\gamma_l ; g = 1 \text{ เป็น BPSK} \quad (5.52)$$

โดยแทนค่าจากสมการ (5.53) ลงในสมการ (5.52) จะได้เป็น

$$I_l(\gamma_l, \theta) = \left(\frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + \gamma_l}\right)^m \quad (5.53)$$

โดยกำหนดให้ค่าเฉลี่ยของอัตราส่วนที่บิดผิดพลาดมีค่าเท่ากันทุกวิถี จะสามารถทำได้โดยแทนค่าจากสมการ (5.54) ลงในสมการ (5.51)

$$P_b(K_h) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \prod_{l=1}^L \left(\frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + \gamma_l}\right)^m d\theta \quad (5.54)$$

กำหนดให้ค่าแฟกเตอร์ของการลด $\eta = 0$ และ $Lp = 1$ ในแต่ละวิถีจะมีค่าการกระจาย MIP และให้แต่ละวิถีเป็นอิสระต่อกัน มีค่าเท่ากันทุกวิถี $\gamma_1 = \gamma_2 = \dots = \gamma_L = \gamma$ ในสมการ (5.54) จะได้สมการใหม่เป็น

$$P_b(K_h) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left(\frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + \gamma}\right)^{mL} d\theta \quad (5.55)$$

โดยการวิเคราะห์ตาม [15], [27-28] สมการ (5.54) สามารถทำให้อยู่ในรูปอย่างง่ายได้เป็น

$$P_b(K_h) = \sqrt{\frac{\gamma}{1+\gamma}} \frac{(1+\gamma)^{-m} \Gamma\left(mL + \frac{1}{2}\right)}{2\sqrt{\pi} \cdot \Gamma(mL+1)} {}_2F_1\left(1, mL + \frac{1}{2}; mL+1; (1+\gamma)^{-1}\right) \quad (5.56)$$

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 γ ในสมการ (5.54) หรือ (5.55) นั้นมีค่าเป็น $\gamma = \bar{\gamma}_1(1-r^2)/m$ โดยที่ค่า r หาได้จากการทำสหสัมพันธ์ข้ามสัญญาณระหว่างผู้ใช้งาน ค่าเฉลี่ยของอัตราส่วนที่บิดจะผิดพลาดที่นำเสนอในระบบที่มีการดีเทคผู้ใช้งานหลายคนที่เป็นแบบ SFH/MC DS-CDMA โดยใช้ค่าการสุ่ม FH สามารถคำนวณได้จากการแทนสมการ (5.41) หรือ (5.42) และ (4.55) หรือ (5.56) ลงในสมการ (5.40)

5.4 การวิเคราะห์ค่าวิสัยสามารถของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย

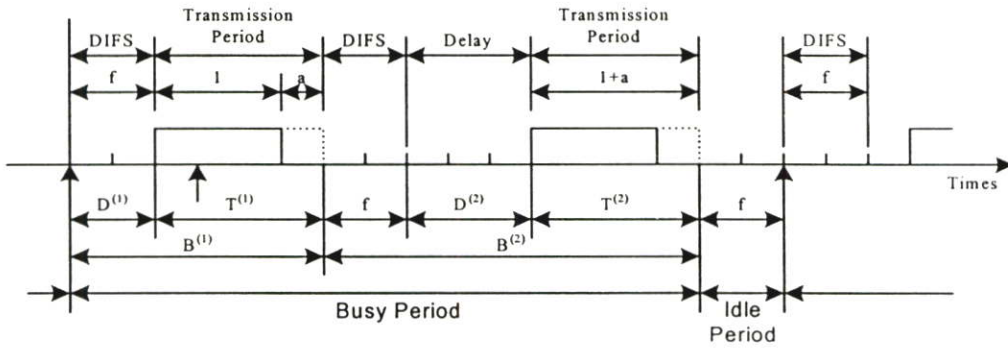
5.4.1 หลักการที่นำเสนอ

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

5.4.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณการเข้าถึงแบบ CSMA/CA

ตัวอย่างการเข้าถึงแบบนี้แสดงในรูปที่ 1 จากรูป สถานีเข้ามาใช้ช่องสัญญาณทั้งหมด 3 สถานี ซึ่งเวลาที่แต่ละสถานีต้องการส่งข้อมูลแสดงด้วยลูกศร โดยตอนแรกสมมติว่าช่องสัญญาณว่าง (Idle) เมื่อสถานีแรกต้องการส่งข้อมูลจึงทำการตรวจว่าในช่องสัญญาณว่างหรือไม่ (Sense) ปรากฏว่าช่องสัญญาณว่าง และยังคงว่างต่อไปเป็นระยะเวลาเท่ากับ DIFS ในที่นี้มีค่าเท่ากับ f จึงทำการส่งข้อมูลออกไป ซึ่งข้อมูลที่ส่งมีความยาวเท่ากับ 1 (เป็นความยาวที่ถูกนอร์มอลไรซ์แล้ว) หลังจากส่งข้อมูลเสร็จสถานีทั้งหมดก็จะต้องรอเป็นระยะเวลาอีกเท่ากับ a เพื่อรอให้ข้อมูลทั้งหมดที่ส่งออกมาสามารถส่งถึงสถานีปลายทางได้หมดก่อน (Propagation Delay) ระหว่างที่สถานีแรกกำลังส่งข้อมูลอยู่ ปรากฏว่ามีอีกสถานีหนึ่งต้องการใช้ช่องสัญญาณเพื่อส่งข้อมูลในที่นี้ให้เป็นสถานีที่สอง เมื่อสถานีที่สองตรวจสัญญาณในช่องสัญญาณจะพบว่าการส่งสัญญาณอยู่ สถานีนี้จะทำการรอจนกว่าการส่งสัญญาณที่ตรวจพบนั้นจะสิ้นสุด รวมถึงรออีกช่วงเวลาอีกเท่ากับ a ด้วย หลังจากสิ้นสุดช่วงเวลา a แล้ว สถานีที่สองจะทำการรอต่อไปอีกเป็นระยะเวลาเท่ากับ f (DIFS) เมื่อสิ้นสุดช่วงเวลานี้แล้วสถานีนี้จะทำการสุ่มเลขออกมาค่าหนึ่ง โดยจะนำค่าที่ได้นี้มาทำการรอต่อไปก่อนการส่ง ปรากฏว่าเมื่อสิ้นสุดช่วงเวลาที่สามารถสุ่มได้แล้วช่องสัญญาณยังคงว่างอยู่จึงทำการส่งสัญญาณข้อมูลออกไป ซึ่งช่วงเวลาที่ใช้ในการส่งสัญญาณข้อมูลทั้งหมดเท่ากับ $1+a$ (ความยาวของข้อมูล +

propagation delay) เมื่อสิ้นสุดการส่งก็จะมีสถานีที่สามเข้ามาใช้ช่องสัญญาณ ซึ่งจะสามารถส่งได้ทันทีเนื่องจากช่องสัญญาณว่างเป็นระยะเวลาเท่ากับ f



รูปที่ 5.3 พื้นฐานการทำงานของ โพรโทคอลแบบ CSMA/CA

โดยสรุปก็คือ สถานีที่ต้องการใช้ช่องสัญญาณในการส่งสัญญาณข้อมูลนั้น ก่อนทำการส่งจะต้องตรวจช่องสัญญาณว่าว่างเป็นระยะเวลาเท่ากับ DIFS ก่อน ถ้ายังคงว่างอยู่จึงสามารถส่งสัญญาณได้ หากการส่งครั้งแรกไม่ว่างก็จะทำการรอโดยใช้หลักการดั่งที่กล่าวมาแล้ว (จนสิ้นสุดการส่งสัญญาณที่ตรวจพบ + a + DIFS) เพียงแต่จะจะมีการสุ่มเวลารอเพิ่มเข้าไปอีกก่อนที่จะทำการส่งได้ ซึ่งค่าเวลาที่สุ่มนี้จะมีค่ามากขึ้นเรื่อยๆ ตามจำนวนครั้งที่พยายามใช้ช่องสัญญาณแต่พบว่าช่องสัญญาณยังคงไม่ว่าง โดยจะมีค่าจำกัดไว้ที่ค่าๆหนึ่งตามมาตรฐาน IEEE 802.11

5.4.3 การวิเคราะห์ค่าวิสัยสามารถของระบบแลนที่ใช้วิธีการเข้าถึงแบบ CSMA/CA

เราจะสมมติว่าช่วงเวลาแบบออกไปเป็นสล็อต (Slot) ซึ่งแต่ละสล็อตมีค่าเท่ากับ a (หรือมีค่าเท่ากับ propagation delay นั้นเอง) ในระบบมีผู้ใช้อยู่ M คน (สถานี) แต่ละสถานีจะสร้างแพ็กเกตเข้ามาในระบบด้วยความน่าจะเป็นเท่ากับ g และแต่ละสถานีจะส่งสัญญาณออกไปด้วยความน่าจะเป็นเท่ากับ p ซึ่งค่านี้อันจะเกี่ยวข้องกับกระบวนการหน่วงเวลาเบ็คออฟ (Backoff Delay) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11 สภาวะของช่องสัญญาณที่สามารถเป็นไปได้มี 2 สภาวะ คือ ว่าง (Idle) และไม่ว่าง (Busy) ค่าวิสัยสามารถที่ทำการวิเคราะห์จะเป็นไปตามสมการที่ (5.57) [29]

$$S = \frac{\bar{U}}{\bar{B} + \bar{I}} \quad (5.57)$$

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 $f(1 \times a)$ จากรูปที่ 5.3 พบว่า $T^{(k)}$ จะมีค่าคงที่เท่ากับ $1+a$ เสมอไม่ว่าการส่งนั้นจะเป็นการส่งที่สำเร็จหรือไม่สำเร็จก็ตาม สมมติว่าให้ J เป็นตัวแปรสุ่มที่บอกจำนวน subbusy period ทั้งหมดใน busy period, B และเช่นเดียวกัน ช่วงเวลาที่มีการส่งสัญญาณข้อมูลสำเร็จก็มีจำนวนเท่ากับ J เช่นกัน ดังสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (5.58) และ (5.59)

$$B = \sum_{k=1}^J B^{(k)} \quad (5.58)$$

$$U = \sum_{k=1}^J U^{(k)} \quad (5.59)$$

ต่อมาเราจะต้องทำการหาว่าจำนวนของ Subbusy period ในช่วงเวลา busy period มีค่าเท่าใด ในระเบียบการเข้าถึงแบบ CSMA/CA นั้นทุกสถานี (ผู้ใช้ทุกคน) สามารถจะส่งสัญญาณข้อมูลได้ หลังจากตรวจแล้วว่าช่องสัญญาณว่างเป็นระยะมากกว่าหรือเท่ากับ DIFS ดังนั้นช่วงเวลา busy period จะมีอยู่ต่อไปเรื่อยๆ ตรวจดูที่ยังมีข้อมูลจากสถานีใดๆ ถูกสร้างขึ้นระหว่างช่วงเวลา $T^{(k)} + DIFS$ สุดท้ายของ busy period จากรูปที่ 5.3 ประกอบ กำหนดให้ TP แทนผลรวมของ $T^{(k)} + DIFS$ สุดท้ายของ busy period ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$TP = 1 + a + f \quad (5.60)$$

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 สถานีจะไม่สร้างแพ็กเก็ตเกิดขึ้นมาใน TP/a สล็อต

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

$$\Pr[J = j] = [1 - (1-g)^{(TP/a)M}]^{j-1} (1-g)^{(TP/a)M} \quad (5.61)$$

จากสมการที่ (5.61) จะเห็นว่า J มีการกระจายแบบเรขาคณิต (Geometric Distribution) จะได้ว่าค่าเฉลี่ย (Mean Value) ของ J สามารถหาได้จากสมการที่ (5.62) [30]

$$\bar{J} = \frac{1}{(1-g)^{(TP/a)M}} \quad (5.62)$$

พิจารณาว่า $B^{(1)}$ จะเกิดขึ้นเมื่อมีการสร้างแพ็กเก็ตขึ้นมาในระหว่างสล็อตสุดท้าย ก่อนที่จะมีการเริ่ม busy period ขณะที่ในกรณีที่ $B^{(k)}$ อื่นๆ เมื่อ $k \geq 2$ จะเกิดขึ้นเมื่อมีการสร้างแพ็กเก็ตขึ้นมาในช่วง TP สุดท้าย เพราะฉะนั้นจะได้ว่าค่าเฉลี่ยของ busy period สามารถหาได้ดังสมการที่ (5.63) [31]

$$\begin{aligned} \bar{B} = E[B] &= E\left[\sum_{k=1}^J B^{(k)}\right] \\ &= E[B^{(1)}] + E\left[\sum_{k=2}^J B^{(k)}\right] \end{aligned} \quad (5.63)$$

เราต้องทำการกระจายส่วนที่ 2 ของสมการที่ (5.63) เพราะฉะนั้นเมื่อกำหนดให้ $J = j$ ใดๆ เราจะได้

$$E\left[\sum_{k=2}^J B^{(k)} \mid J = j\right] = \sum_{k=2}^j E[B^{(k)} \mid J = j] \quad (5.64)$$

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

$$E \left[\sum_{k=2}^J B^{(k)} | J=j \right] = (j-1) E [B^{(2)}] \quad (5.65)$$

จาก [19] จะได้ว่า

$$E \left[E \left[\sum_{k=2}^J B^{(k)} | J \right] \right] = E \left[\sum_{k=2}^J B^{(k)} \right] \quad (5.66)$$

เพราะฉะนั้นจากสมการที่ (5.65) จะได้ว่า

$$E \left[\sum_{k=2}^J B^{(k)} \right] = E \left[(j-1) E [B^{(2)}] \right] \quad (5.67)$$

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

$$\begin{aligned} E \left[\sum_{k=2}^J B^{(k)} \right] &= (E[J]-1) E [B^{(2)}] \\ &= (\bar{J}-1) E [B^{(2)}] \end{aligned} \quad (5.68)$$

เพราะฉะนั้น จากสมการที่ (5.63) จะสามารถหาค่าเฉลี่ยของ busy period ได้คือ

$$\bar{B} = E [B^{(1)}] + (\bar{J}-1) E [B^{(2)}] \quad (5.69)$$

ในทำนองเดียวกัน ค่าเฉลี่ยของการส่งที่สำเร็จ (Useful Transmission) ก็จะมีลักษณะเดียวกันคือ

$$\bar{U} = E [U^{(1)}] + (\bar{J}-1) E [U^{(2)}] \quad (5.70)$$

ต่อไปเมื่อเราพิจารณาในช่วงที่ไม่ได้มีการส่งสัญญาณข้อมูล (Idle Period) จะเห็นว่าช่วงเวลานี้ก็มีลักษณะเกิดเช่นเดียวกับ subbusy period ก็คือช่วงเวลาที่ไม่ได้มีการส่งสัญญาณข้อมูลจะคงมีต่อไปเรื่อยๆจนกว่าจะมีการสร้างแพ็กเกิดขึ้นมาที่สล็อตสุดท้ายของช่วงเวลานี้ เพราะฉะนั้นถ้าเราสมมติว่าเวลาในช่วงนี้ผ่านไป $k-1$ สล็อต ก่อนที่จะมีการสร้างแพ็กเกิดขึ้นมาที่สล็อตที่ k จะได้ว่าความน่าจะเป็นที่ช่วงเวลานี้จะมีค่าเท่ากับ k สล็อตจะเป็นไปตามสมการที่ (5.71)

$$\Pr(I = ka) = (1-g)^{(k-1)M} [1 - (1-g)^M] \quad ; k = 1, 2, \dots \quad (5.71)$$

จากสมการข้างบนจะพบว่า ตัวแปรสุ่ม I มีการแจกแจงแบบเรขาคณิต (Geometric Distributions) เพราะฉะนั้นจะได้ว่า ค่าเฉลี่ยของ I จะมีค่าเป็นไปตามสมการที่ (5.72) [30]

$$\bar{I} = \frac{a}{(1-g)^M} \quad (5.72)$$

(ค่า a ในส่วนของเศษในสมการข้างบนมาจากความน่าจะเป็นที่จะเกิด I เท่ากับ k สล็อตคูณกับช่วงเวลาของแต่ละสล็อต)

ในส่วนต่อไปเราจะทำการหาค่าเฉลี่ยของ $D^{(k)}$ และ $U^{(k)}$, $E[D^{(k)}]$ และ $E[U^{(k)}]$ สมมติให้ค่าความน่าจะเป็นที่จะมี n แพ็กเกตจากสถานีทั้งหมด M สถานีถูกสร้างเข้ามาระหว่าง X สล็อต แทนด้วย $P_n(X)$ ซึ่งเป็นไปตามสมการที่ (5.73) [31]

$$P_n(X) = \frac{\binom{M}{n} [1 - (1-g)^{(X/a)}]^n (1-g)^{(X/a)(M-n)}}{1 - (1-g)^{(X/a)M}} \quad ; n = 1, 2, \dots, M \quad (5.73)$$

ดังนั้น ถ้าเรากำหนดให้ $N_0^{(j)}$ แทนจำนวนแพ็กเกตที่ถูกสร้างขึ้นและสะสมอยู่ ณ ที่จุดสิ้นสุดของช่วงเวลา TP ที่ j ใดๆ เพราะฉะนั้นความน่าจะเป็นที่ $N_0^{(j)}$ จะมีค่าเท่ากับ n สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (5.74)

$$\Pr(N_0^{(j)} = n) = P_n(TP) \quad ; j = 2, 3, \dots \quad (5.74)$$

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 สถานีที่มีการสร้างแพ็กเกตขึ้นมาเรียบร้อยแล้วแต่ยังไม่มีการส่ง และสถานีอีก $M-n$ สถานียังไม่มีการสร้างแพ็กเกตขึ้นมาในระหว่าง k สล็อต เพราะฉะนั้นจะได้ว่า

$$\Pr(D^{(j)} \geq ka | N_0^{(j)} = n) = (1-p)^{kn} (1-g)^{k(M-n)} \quad (5.75)$$

เอาเงื่อนไข $N_0^{(j)}$ ออกโดยใช้สมการที่ (5.73) และสมการที่ (5.74) จะได้ดังนี้

$$\begin{aligned} & \Pr(D_0^{(j)} \geq ka) \\ &= \frac{1}{1-(1-g)^{(TP/a)M}} \sum_{n=1}^M \left\{ \binom{M}{n} \left[1-(1-g)^{(TP/a)} \right]^n (1-g)^{(TP/a)(M-n)} (1-p)^{kn} (1-g)^{k(M-n)} \right\} \end{aligned} \quad (5.76)$$

เมื่อกระจายพจน์ออกมาแล้วทำการบวกเข้าและลบออกด้วย $(1-g)^{(TP/a)M} \times (1-g)^{kM}$ หลังจากนั้นทำการจัดรูปใหม่จะได้เป็นสมการที่ (5.77)

$$\begin{aligned} & \Pr(D_0^{(j)} \geq ka) \\ &= \frac{1}{1-(1-g)^{(TP/a)M}} \left(\left\{ (1-p)^k - (1-g)^{(TP/a)} \left[(1-p)^k - (1-g)^k \right] \right\}^M - (1-g)^{(TP/a)M} \cdot (1-g)^{kM} \right) \end{aligned} \quad (5.77)$$

จาก [30] และจากสมการที่ (5.77) จะสามารถหา $E[D^{(j)}]$ ได้ดังสมการที่ (5.78)

$$\bar{D} = E[D^{(j)}] = \begin{cases} f[1-(1-g)^M] & ; j=1 \\ \frac{a}{1-(1-g)^{(TP/a)M}} \left(\sum_{k=1}^{\infty} \left\{ (1-p)^k - (1-g)^{(TP/a)} \left[(1-p)^k - (1-g)^k \right] \right\}^M \right. \\ \left. - (1-g)^{(TP/a)M} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} (1-g)^{kM} \right) & ; j=2,3,\dots \end{cases} \quad (5.78)$$

จากสมการที่ (5.69), (5.72) และ (5.78) เราสามารถหาผลรวมระหว่างค่าเฉลี่ยของช่วงเวลาที่ใช้ไปทั้งหมดในการส่งสัญญาณข้อมูลกับช่วงเวลาที่ไม่ได้ส่งสัญญาณข้อมูลได้ ซึ่งเป็นไปตามสมการที่ (5.79)

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

$$\begin{aligned}
\bar{B} + \bar{I} &= f[1 - (1-g)^M] + 1 + a + \left[\frac{1 - (1-g)^{(TP/a)M}}{(1-g)^{(TP/a)M}} \left(E[D^{(2)}] + 1 + a + f \right) \right] + \bar{I} \\
&= f[1 - (1-g)^M] + 1 + a + \left\{ \left[\frac{1 - (1-g)^{(TP/a)M}}{(1-g)^{(TP/a)M}} \right] (1 + a + f) + \left[\frac{1 - (1-g)^{(TP/a)M}}{(1-g)^{(TP/a)M}} \right] \right. \\
&\quad \cdot \left. \left[\frac{a}{1 - (1-g)^{(TP/a)M}} \left(\sum_{k=1}^{\infty} \left\{ (1-p)^k - (1-g)^{(TP/a)} [(1-p)^k - (1-g)^k] \right\}^M \right. \right. \right. \\
&\quad \left. \left. \left. - (1-g)^{(TP/a)M} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} (1-g)^{kM} \right) \right] \right\} + \frac{a}{[1 - (1-g)^M]} \\
\bar{B} + \bar{I} &= f[1 - (1-g)^M] + 1 + a + \frac{a}{1 - (1-g)^{(TP/a)M}} \left\{ \left[1 - (1-g)^{(TP/a)M} \right] (1 + a + f) \right. \\
&\quad \left. + \left[a \cdot \left(\sum_{k=1}^{\infty} \left\{ (1-p)^k - (1-g)^{(TP/a)} [(1-p)^k - (1-g)^k] \right\}^M - (1-g)^{(TP/a)M} \right. \right. \right. \\
&\quad \left. \left. \left. \cdot \sum_{k=1}^{\infty} (1-g)^{kM} \right) \right] \right\} + \frac{a}{[1 - (1-g)^M]}
\end{aligned} \tag{5.79}$$

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

1. เมื่อ $k = 0$: แสดงว่าจะมีเฉพาะผู้ใช้งานจำนวน n ผู้ใช้เท่านั้นที่จะสามารถส่งแพ็กเก็ตข้อมูลได้ เพราะฉะนั้นจะเป็นการส่งที่สำเร็จได้ก็ต่อเมื่อในจำนวน n ผู้ใช้นี้จะต้องมีเพียงผู้ใช้เดียวเท่านั้นที่มีการส่งแพ็กเก็ตเกิดขึ้น

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

กรณีที่ 1 เมื่อหนึ่งในผู้ใช้งานจำนวน n ผู้ใช้ได้เกิดส่งแพ็กเก็ตข้อมูลขึ้น เพราะฉะนั้นจะเป็นการส่งที่สำเร็จก็ต่อเมื่อผู้ใช้งานอื่นๆจำนวน $n-1$ ผู้ใช้ (ที่สะสมอยู่) ยังไม่ได้ส่งข้อมูลและผู้ใช้ที่เหลืออีกจำนวน $M-n$ ผู้ใช้ก็ต้องไม่มีการสร้างแพ็กเก็ตข้อมูลใหม่ขึ้นมาด้วย

กรณีที่ 2 เมื่อหนึ่งในผู้ใช้ $M-n$ ผู้ใช้ได้มีการส่งข้อมูลแพ็กเกิดขึ้น เพราะฉะนั้นเพื่อให้การส่งนั้นเป็นการส่งที่สำเร็จแน่นอนก็ต่อเมื่อผู้ใช้คนอื่นๆ จำนวน $M-n-1$ ผู้ใช้ ซึ่งทั้งที่เป็นผู้ใช้ที่ยังไม่ได้มีการสร้างแพ็กเกิดขึ้นมาใหม่และเป็นผู้ใช้ที่มีแพ็กเกิดสะสมอยู่ จะต้องยังไม่มี การส่งแพ็กเกิดข้อมูลออกมา จากกรณีทั้ง 3 ที่ได้อธิบายไปนั้นสามารถเขียนเป็นสมการความน่าจะเป็นได้ดังนี้

$$E[U^{(j)} | D^{(j)} \geq ka, N_0^{(j)} = n] = \begin{cases} \binom{n}{1} p(1-p)^{n-1} & ; k=0 \\ \binom{n}{1} p(1-p)^{n-1} (1-g)^{M-n} \\ + (1-p)^n \binom{M-n}{1} g(1-g)^{M-n-1} & ; k > 0 \end{cases} \quad (5.80)$$

กระจายพจน์ออกมาจะได้ดังสมการที่ (4.77)

$$E[U^{(j)} | D^{(j)} \geq ka, N_0^{(j)} = n] = \begin{cases} np(1-p)^{n-1} & ; k=0 \\ np(1-p)^{n-1} (1-g)^{M-n} + (1-p)^n (M-n)g(1-g)^{M-n-1} & ; k > 0 \end{cases} \quad (5.81)$$

ในกรณีที่ $k=0$ ไม่จำเป็นจะต้องเอาเงื่อนไข $D^{(j)}$ ออก จำเป็นที่จะต้องเอาเงื่อนไข $D^{(j)}$ ออก

ในกรณีที่ $k > 0$ เท่านั้น โดยใช้สมการที่ (5.74) ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้มีค่าดังสมการที่ (5.82)

$$E[U^{(j)} | N_0^{(j)} = n] = \sum_{k=1}^{\infty} \left[\left(np(1-p)^{n-1} (1-g)^{M-n} + (1-p)^n (M-n)g(1-g)^{M-n-1} \right) \cdot (1-p)^{kn} (1-g)^{k(M-n)} \right] \quad (5.82)$$

จัดรูปสมการที่ (5.82) ใหม่โดยใช้ผลรวมแบบอนันต์ของอนุกรมเรขาคณิต (Infinite Geometric Sum Formula) จะได้ว่า

$$\begin{aligned}
& E\left[U^{(j)} \mid N_0^{(j)} = n\right] \\
& = \left(np(1-p)^{n-1}(1-g)^{M-n} + (1-p)^n(M-n)g(1-g)^{M-n-1} \right) \cdot \frac{(1-p)^n(1-g)^{M-n}}{1-(1-p)^n(1-g)^{M-n}}
\end{aligned}
\tag{5.83}$$

จากสมการที่ (5.81) และ (5.83) มาทำการเอาเงื่อนไข $N_0^{(j)}$ ออกโดยใช้สมการที่ (5.73) และ (5.74) เพราะฉะนั้นจะได้เป็นสมการที่ (5.84)

$$\begin{aligned}
E\left[U^{(j)}\right] & = \sum_{n=1}^M \left\{ \left[\left(np(1-p)^{n-1}(1-g)^{M-n} + (1-p)^n(M-n)g(1-g)^{M-n-1} \right) \right. \right. \\
& \quad \left. \left. \frac{(1-p)^n(1-g)^{M-n}}{1-(1-p)^n(1-g)^{M-n}} \right] \cdot \frac{\binom{M}{n} \left[1-(1-g)^{(TP/a)} \right]^n (1-g)^{(TP/a)(M-n)}}{1-(1-g)^{(TP/a)M}} \right\}
\end{aligned}
\tag{5.84}$$

ในกรณีที่เป็น $U^{(1)}$ การส่งนั้นจะเป็นการส่งที่สำเร็จได้ก็ต่อเมื่อ ในสล็อตสุดท้ายของช่วงเวลาที่ไม่ได้มีการส่งแพ็กเก็ตข้อมูล (Idle Period) จะต้องมีเพียงผู้ใช้คนเดียวเท่านั้นที่จะสร้างแพ็กเก็ตข้อมูลออกมาเพื่อส่ง (เพราะว่าไม่คิด Capture Effect) จากสมการที่ (5.73) ความน่าจะเป็นที่จะเกิดเหตุการณ์นี้ขึ้น สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (5.84)

เพราะฉะนั้น เราจะได้ค่าเฉลี่ย $U^{(j)}$ เมื่อ $j=1,2,\dots$ สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (5.85)

$$\begin{aligned}
\bar{U} &= \frac{M[1-(1-g)](1-g)^{M-1}}{1-(1-g)^M} + \left(\frac{1}{(1-g)^{(TP/a)^M} - 1} \right) \cdot \sum_{n=1}^M \left\{ [np(1-p)^{n-1} + \right. \\
&\quad \left. (np(1-p)^{n-1}(1-g)^{M-n} + (1-p)^n(M-n)g(1-g)^{M-n-1}) \cdot \frac{(1-p)^n(1-g)^{M-n}}{1-(1-p)^n(1-g)^{M-n}} \right] \\
&\quad \cdot \frac{\binom{M}{n} [1-(1-g)^{(TP/a)^n]} (1-g)^{(TP/a)(M-n)}}{(1-g)^{(TP/a)^M}} \left. \right\} \\
\bar{U} &= \frac{M[1-(1-g)](1-g)^{M-1}}{1-(1-g)^M} + \left(\frac{1}{(1-g)^{(TP/a)^M} - 1} \right) \cdot \sum_{n=1}^M \left\{ [np(1-p)^{n-1} + \right. \\
&\quad \left. (np(1-p)^{n-1}(1-g)^{M-n} + (1-p)^n(M-n)g(1-g)^{M-n-1}) \cdot \frac{(1-p)^n(1-g)^{M-n}}{1-(1-p)^n(1-g)^{M-n}} \right] \\
&\quad \cdot \frac{\binom{M}{n} [1-(1-g)^{(TP/a)^n]} (1-g)^{(TP/a)(M-n)}}{(1-g)^{(TP/a)^M}} \left. \right\}
\end{aligned}
\tag{5.85}$$

เมื่อนำสมการที่ (5.79) และสมการที่ (5.85) แทนลงในสมการที่ (5.57) เราก็จะสามารถหาค่าวิสัยสามารถของระบบแลนไร้สาย ที่ใช้การเข้าถึงแบบ CSMA/CA ได้

$$S = S_{CSMA/CA} (1 - \bar{P}_e)^L \tag{5.86}$$

โดยที่ $S_{CSMA/CA}$ คือ ค่าวิสัยสามารถของระบบแลนไร้สาย ที่ใช้การเข้าถึงแบบ CSMA/CA ซึ่งเป็นตามสมการที่ (5.57) ค่าความน่าจะเป็นที่บิตจะผิดพลาดจะมีค่ามากขึ้น เมื่อระยะห่างจากจุดศูนย์กลางมีค่ามากขึ้น โดยสามารถหาได้จากสมการ P_e หรือก็คือสมการที่ (5.40) สุดท้ายเมื่อนำสมการที่ (5.86) มาใช้เราจะสามารถคำนวณค่าวิสัยสามารถรวมของระบบแลนไร้สายที่ใช้การเข้าถึงแบบ CSMA/CA ได้

บทที่ 6

การวิเคราะห์ผลเชิงคณิตศาสตร์

ในบทนี้จะเป็นการนำเสนอ ผลจากการวิเคราะห์เชิงคณิตศาสตร์ของสมการคำวิสัยสามารถของโปรโตคอลแบบ CSMA/CA และโปรโตคอลแบบ CSMA เมื่อผู้ใช้ได้สิทธิในการส่งสัญญาณ สัญญาณที่ส่งจะมีลักษณะเป็นการก้าวกระโดดความถี่แบบซ้ำหลายคลื่นพาห์ ถ้าดับตรงซีดีเอ็มเอ (SFH/MC DS-CDMA: Slow Frequency Hopping / Multicarrier Direct Sequence - Code Division Multiple Access) ส่งออกจากสายอากาศแบบออร์ทोगอนัลไดเวอร์ซิตี (Orthogonal Diversity) ที่มีสายอากาศแบบแนวตั้ง (Vertical Polarization) และสายอากาศแบบแนวนอน (Horizontal Polarization) ตั้งฉากกันอยู่ โดยที่เราจะพิจารณาตัวกลางที่เป็นอากาศให้เป็นช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ

ผลจากการวิเคราะห์เชิงคณิตศาสตร์ของสมการความน่าจะเป็นที่บิต (Bit) จะผิดพลาดของการส่งสัญญาณแบบ SFH/MC DS-CDMA ที่ส่งผ่านช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิและทางด้านเครื่องรับใช้ระบบติเทคหลายผู้ใช้ที่มีการก้าวกระโดดความถี่แบบซ้ำหลายคลื่นพาห์ Multiuser Detection SFH/MC DS-CDMA ซึ่งคำนวณจากสมการที่ (5.40) รวมถึงผลการคำนวณเชิงคณิตศาสตร์ของสมการคำวิสัยสามารถของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย ที่ใช้โปรโตคอลแบบ CSMA/CA ซึ่งคำนวณมาจากสมการที่ (5.57) (5.79) และ (5.85) รวมกันเป็นสมการที่ (5.86) และใช้โปรโตคอลแบบ CSMA ซึ่งคำนวณมาจากสมการที่ ในการคำนวณเชิงคณิตศาสตร์ จะใช้วิธีการแบบเกาส์-เลอจองด์ (Gauss-Legendre) [22] โดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ที่ประมวลผลเชิงวิศวกรรมมาคำนวณร่วมด้วย

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะทำการศึกษาผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิ จำนวนของคลื่นพาห์ จำนวนของวิถีไดเวอร์ซิตี และจำนวนผู้ใช้งานในระบบ ซึ่งมีผลต่อค่าสมรรถนะของระบบ โดยแบ่งตามหัวข้อได้ดังนี้

6.1 ค่าความน่าจะเป็นที่บิตจะผิดพลาดของการส่งสัญญาณ CDMA เมื่อพิจารณา

6.1.1 ผลของระบบผู้ใช้เดี่ยวและระบบหลายผู้ใช้

6.1.2 ผลของระบบคลื่นพาห์เดี่ยวและระบบหลายคลื่นพาห์

6.1.2.1 ผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิ

6.1.2.2 ค่าความน่าจะเป็นที่บิตจะผิดพลาดของระบบที่มีไดเวอร์ซิตี

6.1.2.3 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ

6.1.2.4 ผลของจำนวนคลื่นพาห์

6.2 ค่าวิสัยสามารถของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายที่ใช้โปรโตคอลแบบ CSMA/CA และมีเทคนิคการส่งสัญญาณแบบ SFH/MC DS-CDMA ผ่านสายอากาศแบบอโทโกนอลไดเวอร์ซิตี เมื่อพิจารณา

- 6.2.1 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ
- 6.2.2 ผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิ
- 6.2.3 ผลของจำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี
- 6.2.4 ผลของจำนวนคลื่นพาห์

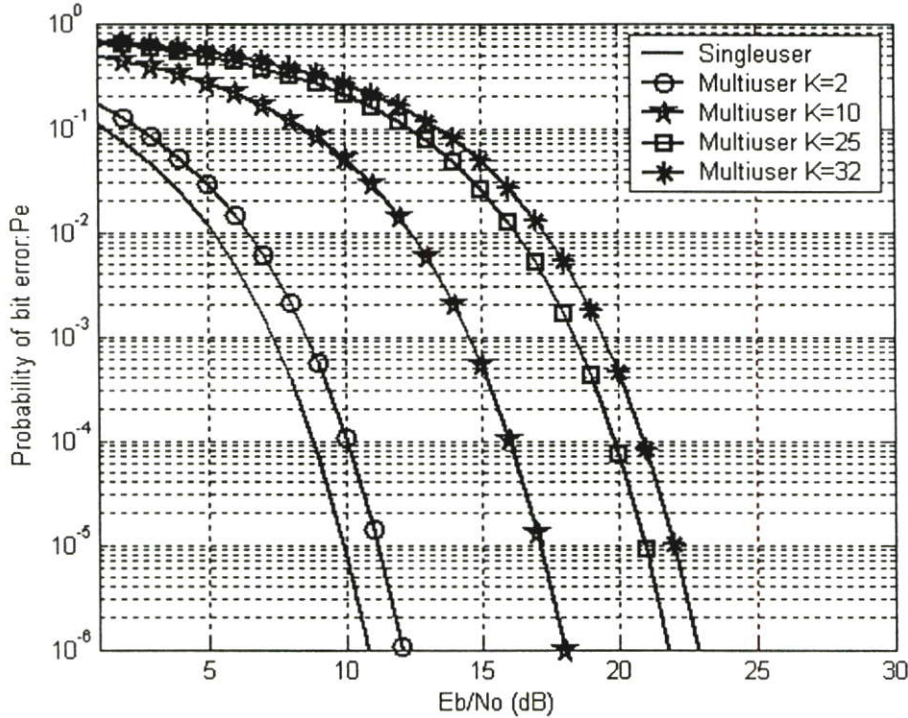
6.3 ค่าวิสัยสามารถของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายที่ใช้โปรโตคอลแบบ CSMA/CA และมีเทคนิคการส่งสัญญาณแบบ SFH/MC DS-CDMA ผ่านสายอากาศแบบอโทโกนอลไดเวอร์ซิตี เมื่อพิจารณา

- 6.3.1 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ
- 6.3.2 ผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิ
- 6.3.3 ผลของจำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี
- 6.3.4 ผลของจำนวนคลื่นพาห์

6.1 ค่าความน่าจะเป็นที่บิตจะผิดพลาดของการส่งสัญญาณ CDMA เมื่อพิจารณา

6.1.1 ผลของระบบผู้ใช้เดี่ยวและระบบหลายผู้ใช้

ค่าความน่าจะเป็นที่บิตจะผิดพลาดของระบบเมื่อระบบเป็นแบบธรรมดาที่มีผู้ใช้เดี่ยว (singleuser) และระบบที่มีหลายผู้ใช้ (multiuser) ที่ยังไม่มีเฟดดิ้งของสัญญาณ

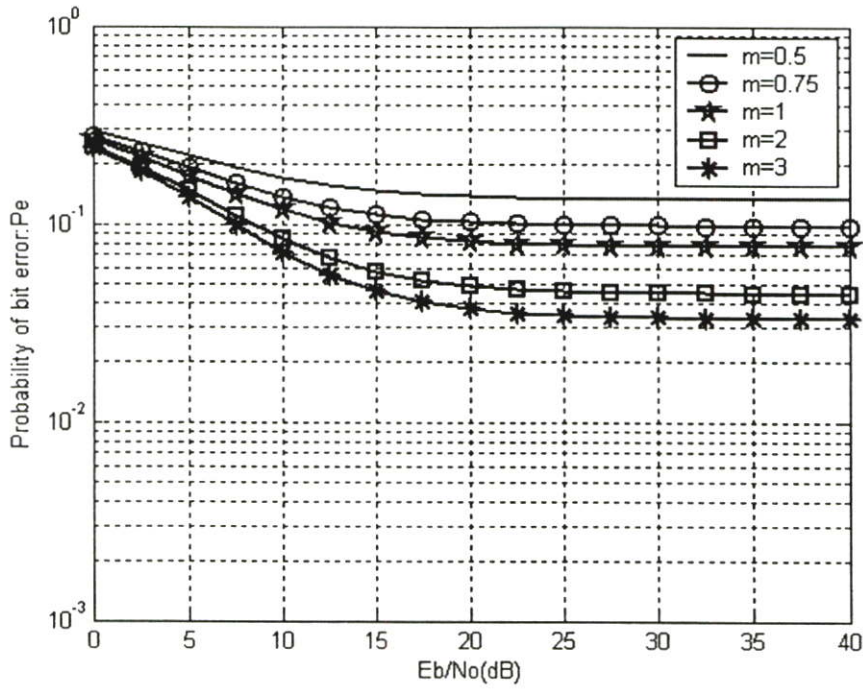


รูปที่ 6.1 ความสัมพันธ์ระหว่าง P_e เทียบกับ E_b/N_0 ของระบบผู้ใช้เดี่ยว (Single user) และระบบหลายผู้ใช้ (Multiuser)

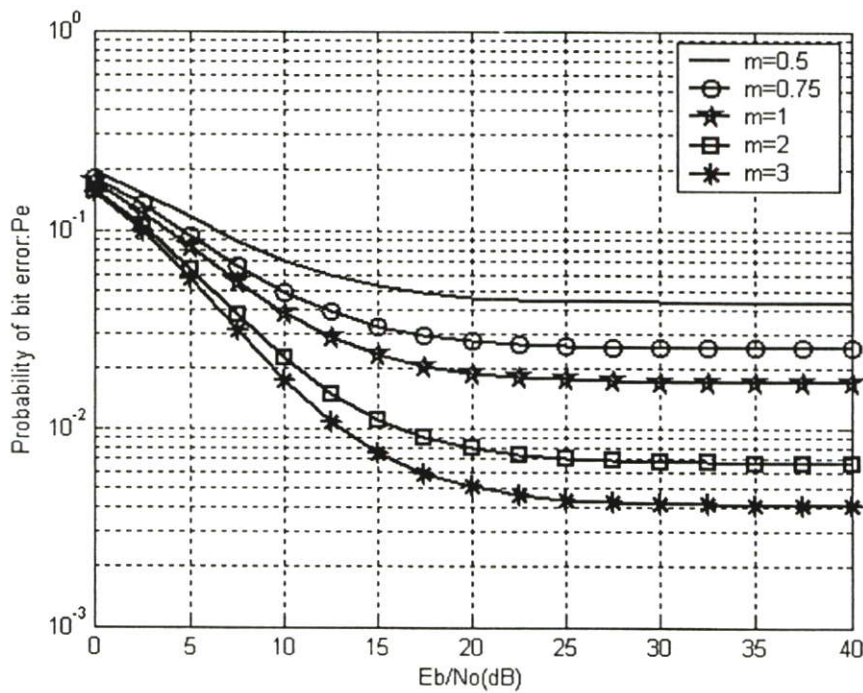
รูปที่ 6.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า P_e เทียบกับ E_b/N_0 ของระบบที่มีผู้ใช้งานคนเดียว (single user) และระบบที่มีหลายผู้ใช้ (multiuser) สามารถคำนวณได้จากสมการ (3.45) ระบบที่เป็นแบบผู้ใช้นั้นจะมีความน่าจะเป็นของอัตราบิตผิดพลาดต่ำสุดเนื่องจากไม่มีสัญญาณจากผู้อื่นมาเป็นสัญญาณแทรกสอดในระบบ ส่วนในระบบที่มีหลายผู้ใช้ที่มีผู้ใช้งานร่วมในระบบเป็น 2, 10, 25 และ 32 ผู้ใช้ ค่าความน่าจะเป็นของอัตราบิตผิดพลาดจะสูงกว่าระบบที่มีผู้ใช้งานคนเดียว ความน่าจะเป็นของอัตราบิตผิดพลาดในระบบหลายผู้ใช้จะต่ำสุดเมื่อระบบมีผู้ใช้งานที่ 2 คน จากกราฟจะเห็นว่าเมื่อมีผู้ใช้งานร่วมในระบบมากขึ้นยิ่งเกิดการรบกวนมากทำให้ความน่าจะเป็นของอัตราบิตผิดพลาดเพิ่มขึ้น โดยจะเห็นว่าค่าความน่าจะเป็นของอัตราบิตผิดพลาดที่ 15 dB นั้นจะสูงสุดเมื่อมีผู้ใช้งานร่วมในระบบเป็น 32 ผู้ใช้

6.1.2 ผลของระบบคลื่นพาห์เดี่ยวและระบบหลายคลื่นพาห์

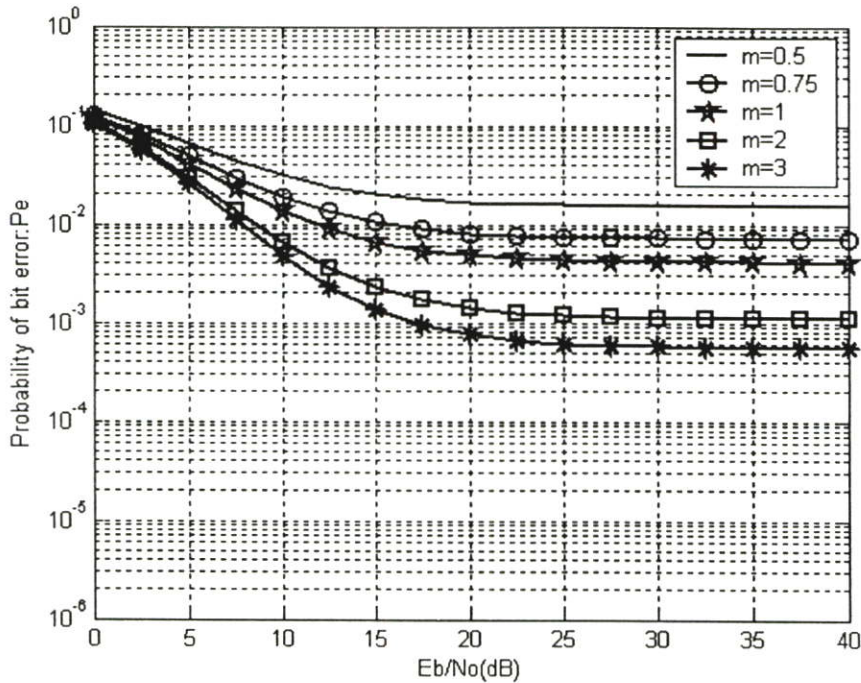
6.1.2.1 ผลของตัวแปรเซริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิ



รูปที่ 6.2 ความสัมพันธ์ระหว่าง P_e เทียบกับ E_b/N_0 ของระบบคลื่นพาห์เดี่ยว จำนวนวิถีโคเวอร์ซิตี (L) เป็น 1 และจำนวนตัวแปรเซริมเฟดดิ้งต่างๆ กัน

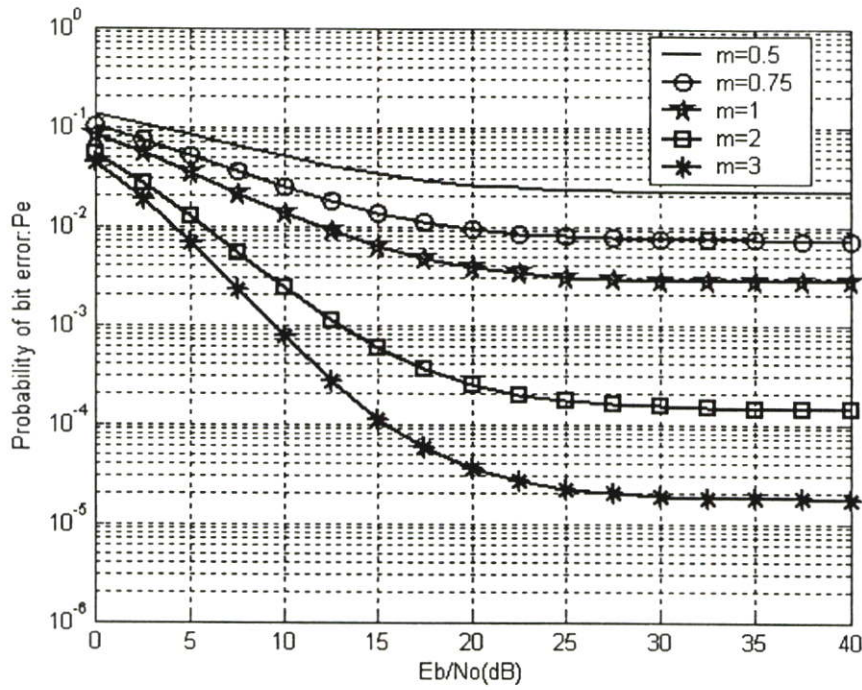


รูปที่ 6.3 ความสัมพันธ์ระหว่าง P_e เทียบกับ E_b/N_0 ของระบบคลื่นพาห์เดี่ยว จำนวนวิถีโคเวอร์ซิตี (L) เป็น 2 และจำนวนตัวแปรเซริมเฟดดิ้งต่างๆ กัน

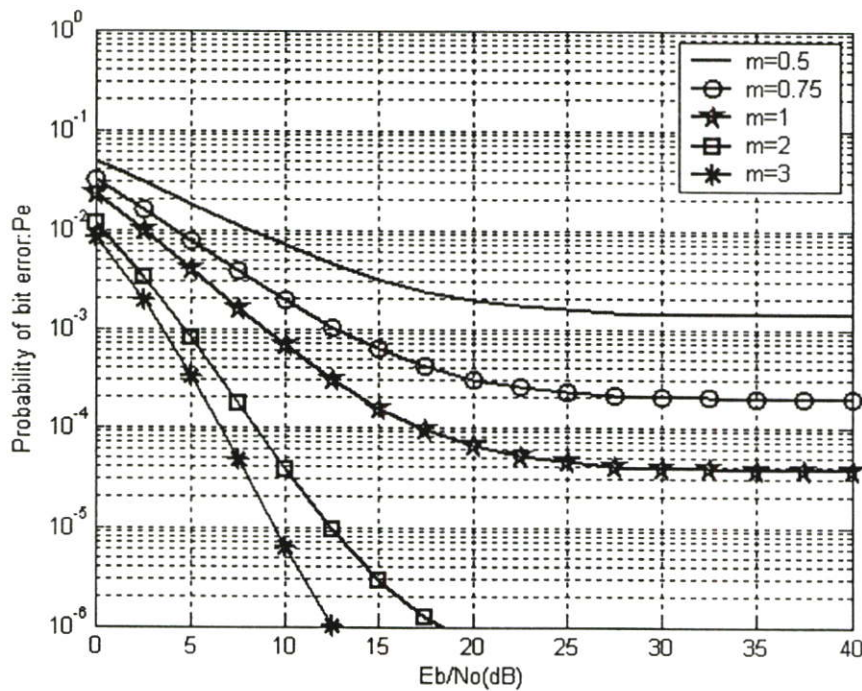


รูปที่ 6.4 ความสัมพันธ์ระหว่าง P_e เทียบกับ E_b/N_0 ของระบบคลื่นพาห์เดี่ยว จำนวนวิถีโคเวอริจันต์ (L) เป็น 3 และจำนวนตัวแปรเสริมเฟดดิ้งต่างๆ กัน

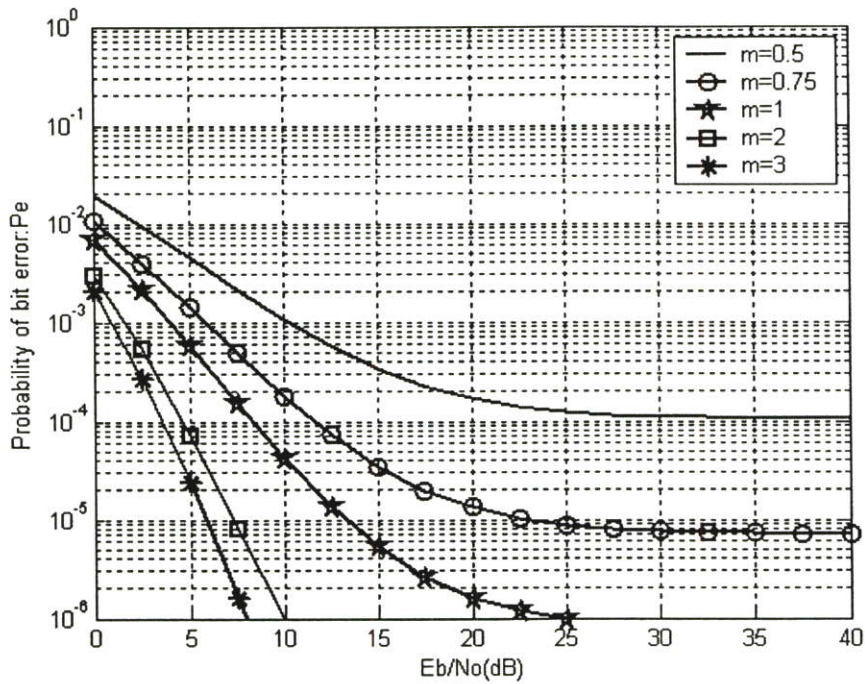
รูปที่ 6.2-6.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง P_e เทียบกับ E_b/N_0 ของระบบคลื่นพาห์เดี่ยว มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบ (K) เท่ากับ 25 มีตัวแปรเสริมอัตราการขยายการประมวลผลคือ 256 ที่จำนวนวิถีโคเวอริจันต์ (L) ที่เป็น 1, 2 และ 3 จากการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งนาคากามิ (m) เพิ่มขึ้นทำให้ความน่าจะเป็นอัตราบิตผิดพลาดน้อยลง ที่ตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m) เท่ากับ 0.5 เป็นการแจกแจงแบบเกาส์เซียนนั้นมีความน่าจะเป็นของอัตราบิตผิดพลาดมากที่สุด เมื่อตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m) เป็น 1 จะมีคุณสมบัติเหมือนกับ เฟดดิ้งแบบเรย์ลี จากกราฟพบว่าค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m) มีค่าเป็น 3 ให้ความน่าจะเป็นของอัตราบิตผิดพลาดต่ำที่สุด



รูปที่ 6.5 ความสัมพันธ์ระหว่าง P_e เทียบกับ E_b/N_0 ของระบบหลายคลื่นพาห์ที่จำนวนคลื่นพาห์เป็น 8 คลื่นพาห์ จำนวนวิถีดิวอร์ซิติ (L) เป็น 1 และจำนวนตัวแปรเสริมเฟดดิ้งต่างๆ กัน



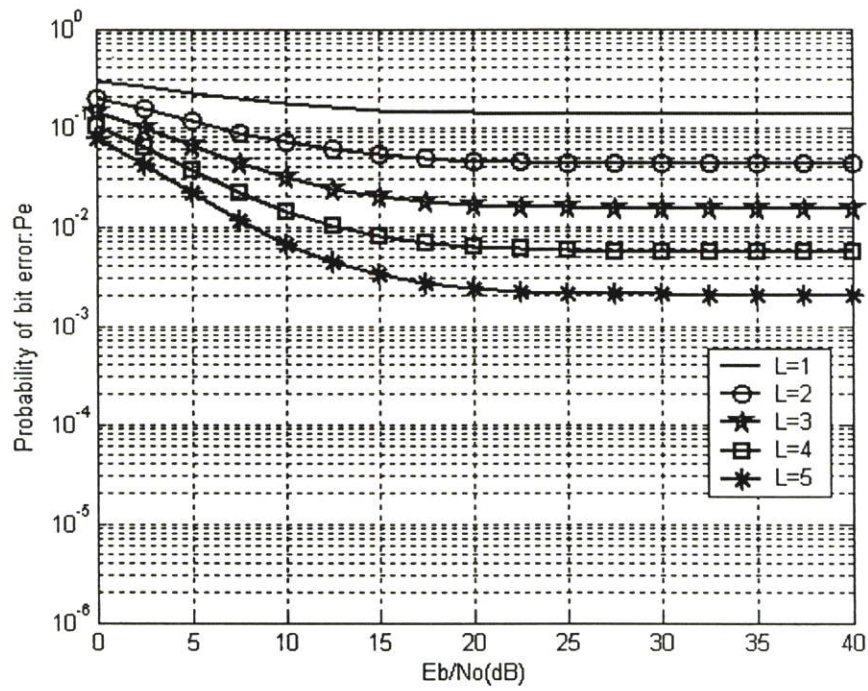
รูปที่ 6.6 ความสัมพันธ์ระหว่าง P_e เทียบกับ E_b/N_0 ของระบบหลายคลื่นพาห์ที่จำนวนคลื่นพาห์เป็น 8 คลื่นพาห์ จำนวนวิถีดิวอร์ซิติ (L) เป็น 2 และจำนวนตัวแปรเสริมเฟดดิ้งต่างๆ กัน



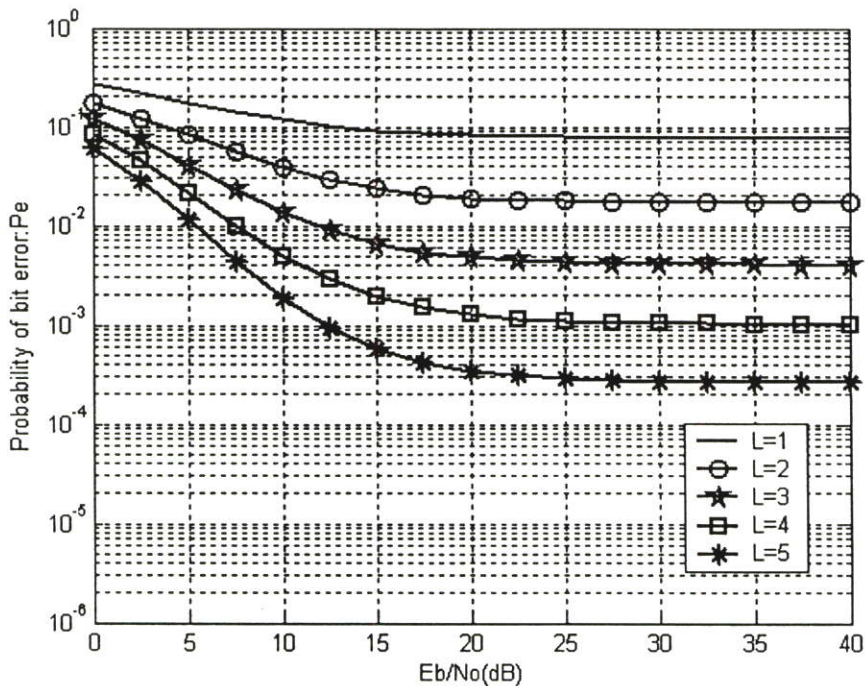
รูปที่ 6.7 ความสัมพันธ์ระหว่าง P_e เทียบกับ E_b/N_0 ของระบบหลายคลื่นพาห์ที่จำนวนคลื่นพาห์เป็น 8 คลื่นพาห์ จำนวนวิถีโคเวออร์ซิติ (L) เป็น 3 และจำนวนตัวแปรเสริมเฟดดิ้งต่างๆ กัน

จากรูปที่ 6.5-6.7 แสดงความน่าจะเป็นของอัตราบิตผิดพลาดของระบบหลายคลื่นพาห์ที่มีจำนวนคลื่นพาห์เท่ากับ 8 จำนวนผู้ใช้งานในระบบ (K) เท่ากับ 25 มีตัวแปรเสริมอัตราขยายการประมวลผลคือ 256 ที่จำนวนวิถีโคเวออร์ซิติ (L) ที่เป็น 1, 2 และ 3 ผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าการเปลี่ยนแปลงตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิ (m) ทำให้ความน่าจะเป็นของอัตราบิตผิดพลาดลดลง โดยที่ตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m) เป็น 0.5 เป็นสัญญาณเฟดดิ้งแบบเกาส์เซียน มีค่าความน่าจะเป็นของอัตราบิตผิดพลาดสูงที่สุด (m) เป็น 1 เป็นเฟดดิ้งแบบเรย์ลี เมื่อ $m = 3$ นั้นจะทำให้ความน่าจะเป็นของอัตราบิตผิดพลาดต่ำลง

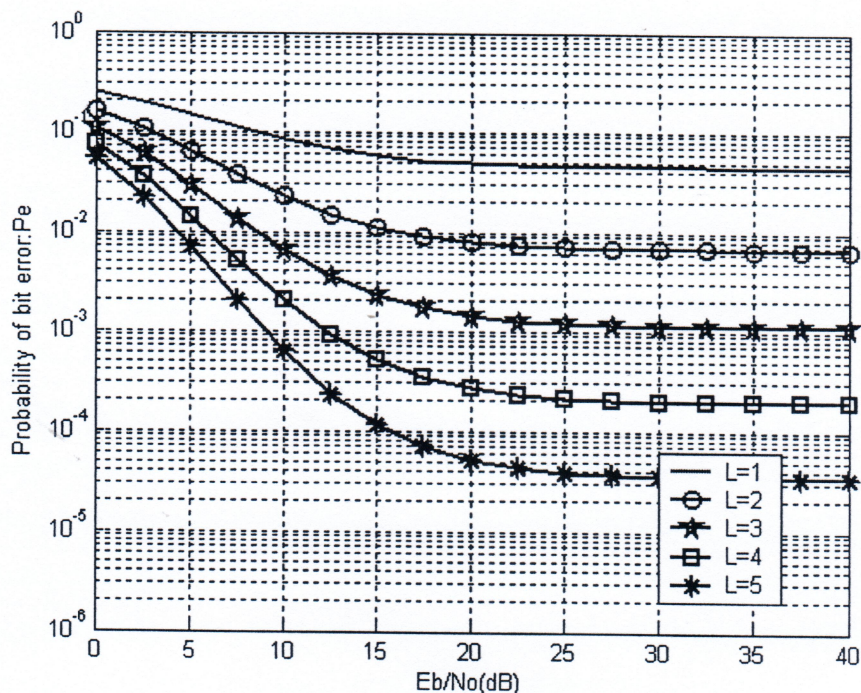
6.1.2.2 ค่าความน่าจะเป็นที่บิตจะผิดพลาดของระบบที่มีไควเวอร์ซิตี



รูปที่ 6.8 ความสัมพันธ์ระหว่าง P_e เทียบกับ E_b/N_0 ของระบบคลื่นพาทช์เดี่ยว ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดคิง (m) เป็น 0.5 จำนวนวิถีไควเวอร์ซิตี (L) ต่างๆกัน

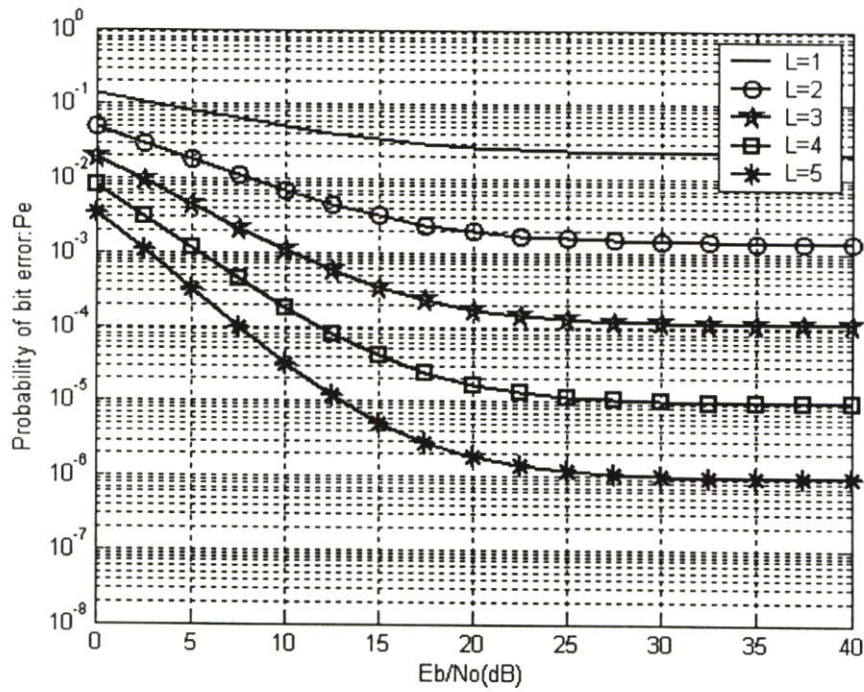


รูปที่ 6.9 ความสัมพันธ์ระหว่าง P_e เทียบกับ E_b/N_0 ของระบบคลื่นพาทช์เดี่ยว ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดคิง (m) เป็น 1 จำนวนวิถีไควเวอร์ซิตี (L) ต่างๆกัน

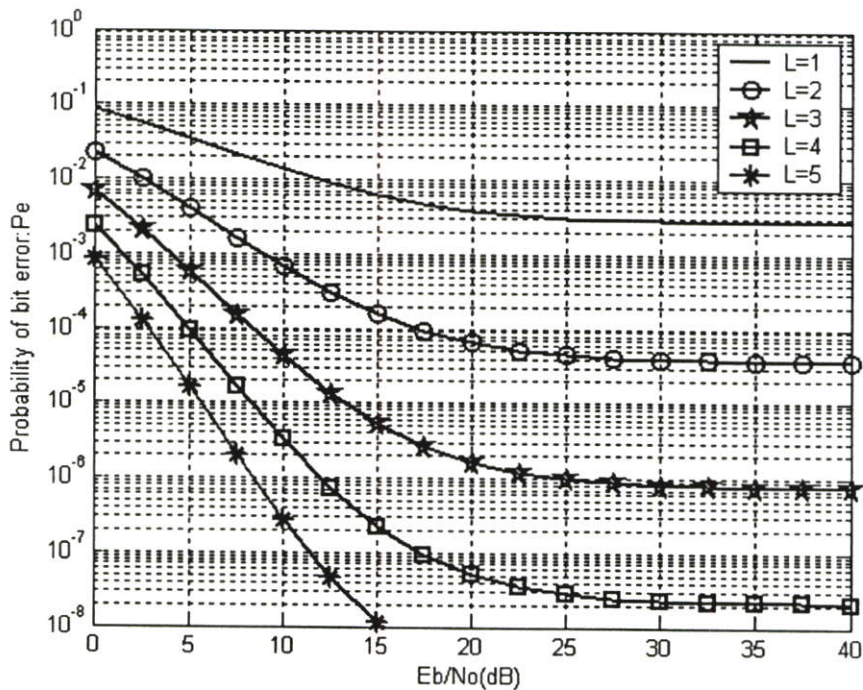


รูปที่ 6.10 ความสัมพันธ์ระหว่าง P_e เทียบกับ E_b/N_0 ของระบบคลื่นพาห์เดี่ยว ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m) เป็น 2 จำนวนวิธีโคเวอรัจตี (L) ต่างๆกัน

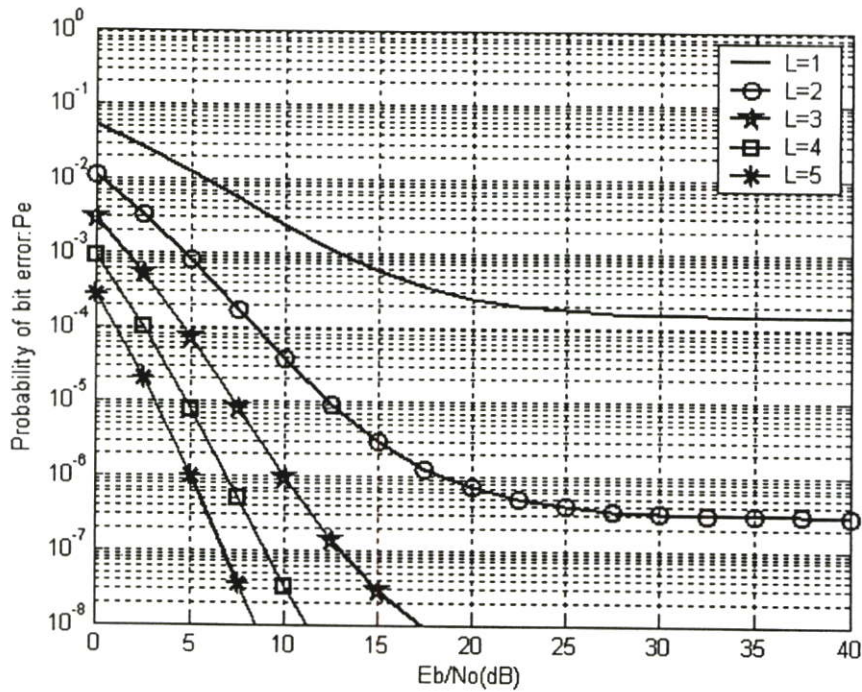
ที่เครื่องรับสามารถที่จะรับสัญญาณได้มากกว่า 1 ทาง ซึ่งเทคนิคโคเวอรัจตีทางวิถี และการรวมสัญญาณแบบ MRC มาใช้ในการปรับปรุงคุณภาพในการรับสัญญาณ ซึ่งได้ผลการวิเคราะห์เชิงคณิตศาสตร์แสดงได้ตามรูปที่ 6.8-6.10 ตามลำดับ โดยมีความสัมพันธ์ระหว่าง P_e เทียบกับ E_b/N_0 มีผู้ใช้งานในระบบ (K) เป็น 25 ผู้ใช้ มีค่าของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งเป็น 0.5, 1 และ 2 และมีตัวแปรเสริมอัตราขยายการประมวลผลเป็น 256 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขนั้นแสดงได้ว่า การเพิ่มของจำนวนวิธีโคเวอรัจตี จะมีผลกับค่าความน่าจะเป็นของอัตราบิดผิดพลาดของระบบ โดยที่จำนวนจำนวนวิธีโคเวอรัจตี (L) เพิ่มขึ้นทำให้ความน่าจะเป็นของอัตราบิดผิดพลาดต่ำลงมากโดยที่ (L) เท่ากับ 5 นั้นจะให้ค่าความน่าจะเป็นของอัตราบิดผิดพลาดต่ำที่สุดตามรูปที่ 6.8-6.10 ตามลำดับ และเมื่อ (L) เท่ากับ 1 ระบบจะเป็น nondiversity มีค่าความน่าจะเป็นของอัตราบิดผิดพลาดสูงที่สุด



รูปที่ 6.11 ความสัมพันธ์ระหว่าง P_e เทียบกับ E_b/N_0 ของระบบหลายคลื่นพาห์ที่จำนวนคลื่นพาห์เป็น 8 คลื่นพาห์ ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m) เป็น 0.5 จำนวนวิถีไดเวอร์ซิติ (L) ต่างๆกัน



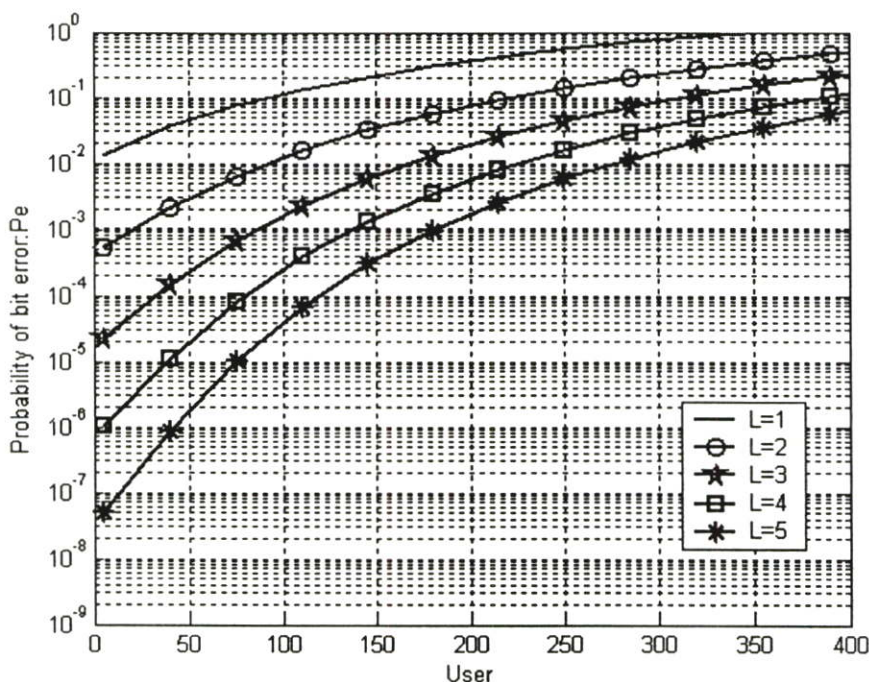
รูปที่ 6.12 ความสัมพันธ์ระหว่าง P_e เทียบกับ E_b/N_0 ของระบบหลายคลื่นพาห์ที่มีจำนวนคลื่นพาห์เป็น 8 คลื่นพาห์ ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m) เป็น 1 จำนวนวิถีไดเวอร์ซิติ (L) ต่างๆกัน



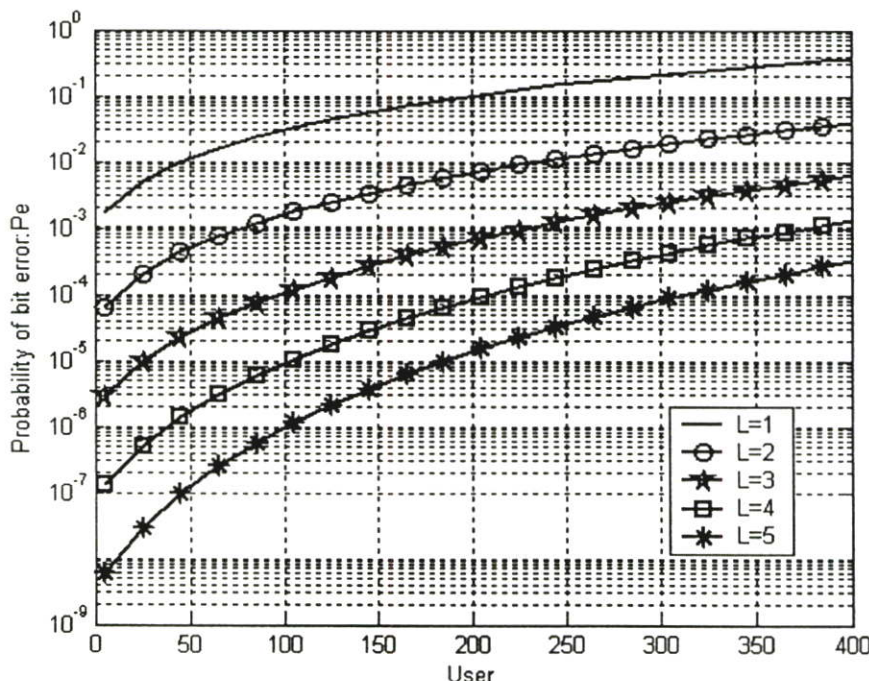
รูปที่ 6.13 ความสัมพันธ์ระหว่าง P_e เทียบกับ E_b/N_0 ของระบบหลายคลื่นพาห์ที่จำนวนคลื่นพาห์เป็น 8 คลื่นพาห์ ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดคิง (m) เป็น 2 จำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี (L) ต่างๆกัน

รูปที่ 6.11-6.13 แสดงความน่าจะเป็นของอัตราบิดผิดพลาดของระบบที่มีหลายผู้ใช้งานการก้าวกระโดดความถี่แบบซ้หลายคลื่นพา DS-CDMA โดยมีค่าอัตราการขยายการประมวลผลคือ 256 จำนวนผู้ใช้งานในระบบ (K) เท่ากับ 25 ค่าของตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบนาคากามิ (m) เป็น 0.5, 1 และ 2 ตามลำดับ จากผลการวิเคราะห์เชิงคณิตศาสตร์แสดงให้เห็นถึงค่าของจำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี (L) มีผลต่อระบบ โดยที่ค่า (L) เป็น 1 ระบบจะเป็นแบบ nondiversity ซึ่งมีค่าความน่าจะเป็นของอัตราบิดผิดพลาดสูง แต่เมื่อระบบเป็นแบบไดเวอร์ซิตีค่าความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดนั้นจะต่ำลง โดยที่ค่าของความผิดพลาดบิดจะต่ำสุดเมื่อ (L) เป็น 5 และผลของตัวแปรเสริมเฟดคิง (m) ยังส่งผลทำให้อัตราบิดผิดพลาดลดลงเมื่อ ตามค่าของตัวแปรเสริมด้วย เมื่อนำไปเปรียบเทียบกับระบบที่เป็นแบบคลื่นพาห์เดี่ยว (single carrier) แล้วระบบที่มีหลายคลื่นพาห์ (multicarrier) จะมีค่าความน่าจะเป็นของที่ต่ำกว่ามาก

6.1.2.3 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ



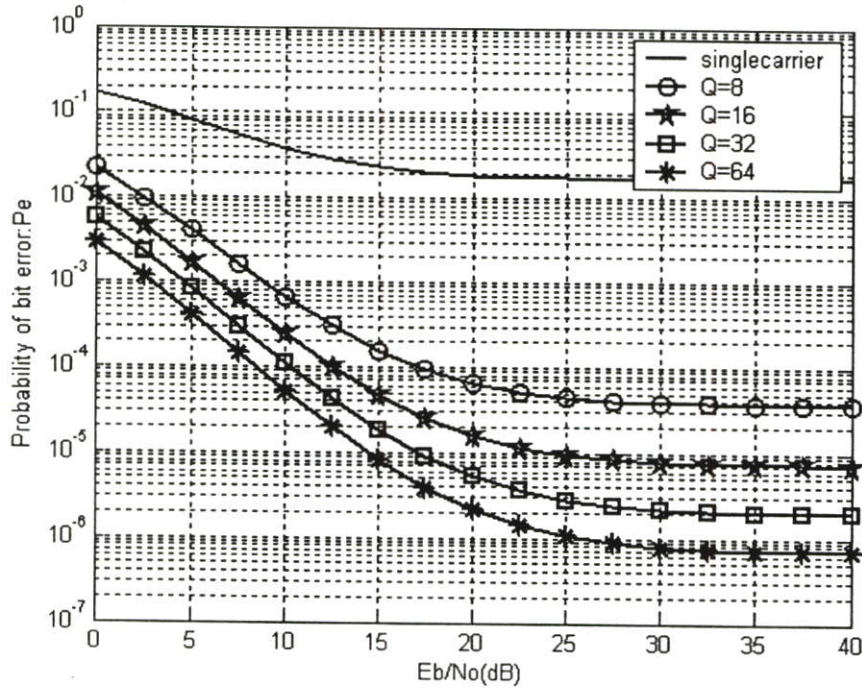
รูปที่ 6.14 ความสัมพันธ์ระหว่าง P_e เทียบกับ E_b/N_0 ของระบบคลื่นพาห์เดี่ยว ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m) เป็น 2 จำนวนวิถีไดเวอร์ซิติ (L) ต่างๆกัน



รูปที่ 6.15 ความสัมพันธ์ระหว่าง P_e เทียบกับ E_b/N_0 ของระบบหลายคลื่นพาห์ ที่จำนวนคลื่นพาห์เป็น 8 คลื่นพาห์ ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m) เป็น 2 จำนวนวิถีไดเวอร์ซิติ (L) ต่างๆกัน

รูปที่ 6.14-6.15 แสดงความน่าจะเป็นของอัตราบิตผิดพลาดของระบบ เมื่อมีตัวแปรเสริม อัตราขยายประมวลผลเป็น 128 สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิตเท่ากับ 20 dB ตัวแปรเสริมเฟดคิงนาคากามิ (m) มีค่าเป็น 2 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขเมื่อจำนวนผู้ใช้งานร่วมในระบบมากขึ้นทำให้ความน่าจะเป็นของอัตราบิตผิดพลาดเพิ่มขึ้น แต่เมื่อระบบมีจำนวนวิถีโคเวอรัลิตีมากขึ้นสามารถทำให้อัตราบิตผิดพลาดลดลง โดยจะลดลงมากที่สุดเมื่อโคเวอรัลิตี (L) เป็น 5 ขณะระบบไม่มีวิถีโคเวอรัลิตี ($L = 1$) ระบบจะมีอัตราบิตผิดพลาดสูงที่สุด

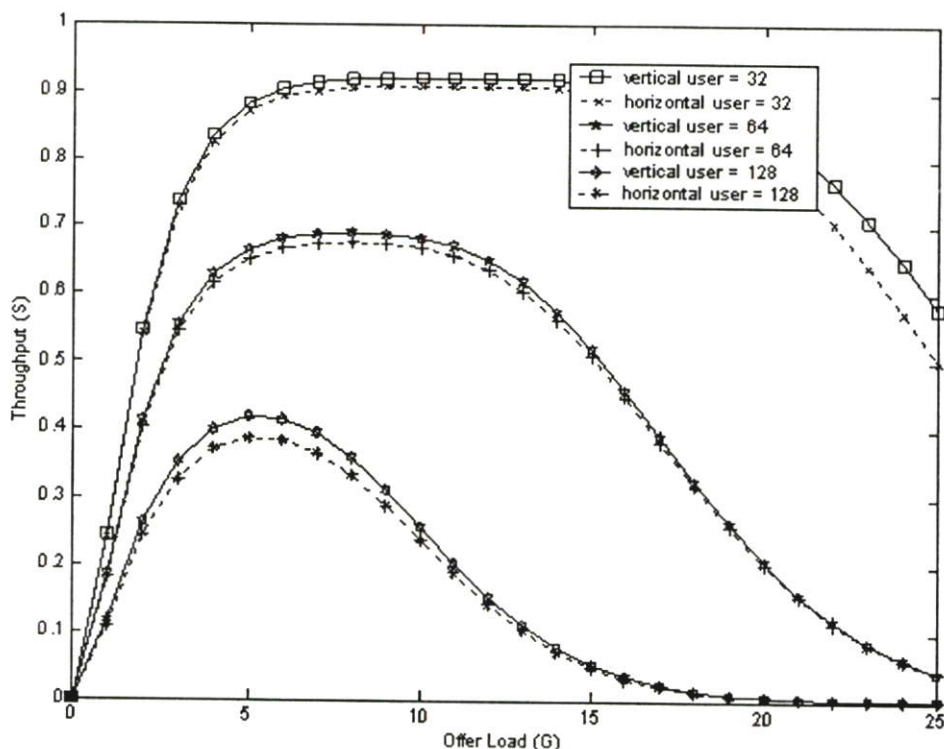
6.1.2.4 ผลของจำนวนคลื่นพาห์



รูปที่ 6.16 ความสัมพันธ์ระหว่าง P_e เทียบกับ E_b/N_0 ของระบบหลายคลื่นพาห์ที่จำนวนคลื่นพาห์ต่างกัน ซึ่งมีผลของตัวแปรเสริมเฟดคิง (m) เป็น 0.5 จำนวนวิถีโคเวอรัลิตี (L) เป็น 3 จำนวนผู้ใช้งาน (K) เป็น 25 คน

6.2 ค่าวิสัยสามารถของระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายที่ใช้โปรโตคอลแบบ CSMA/CA และมีเทคนิคการส่งสัญญาณแบบ SFH/MC DS-CDMA ผ่านสายอากาศแบบออร์ทोगอนอลไดเวอร์ซิตี เมื่อพิจารณา

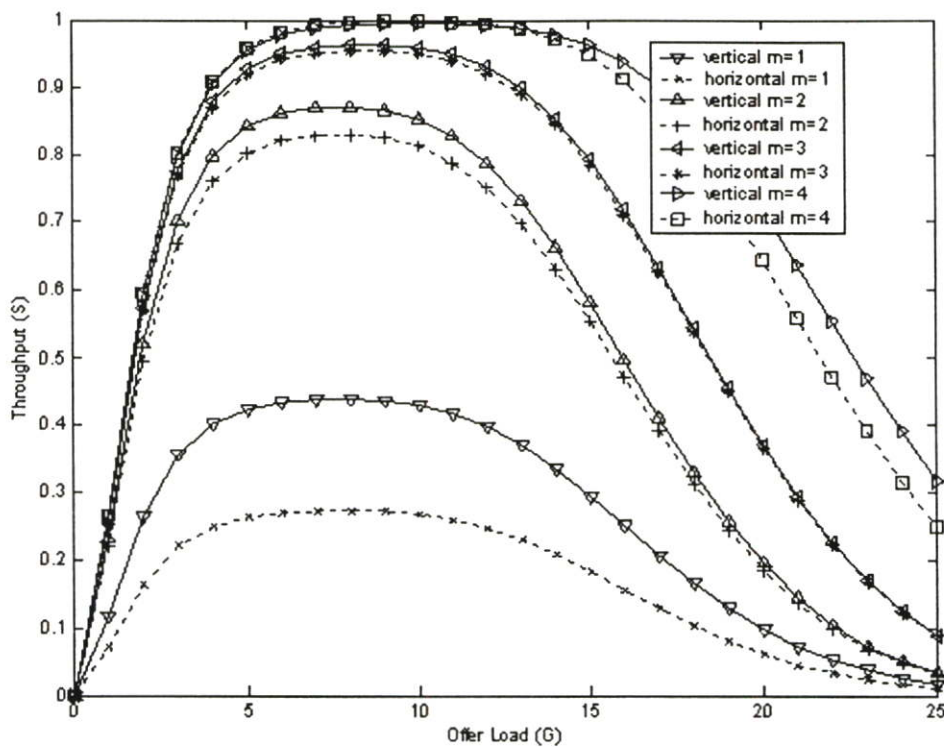
6.2.1 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ



รูปที่ 6.17 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่ต้องการ (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย เมื่อปรับจำนวนผู้ใช้งาน

รูปที่ 6.17 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่ต้องการ (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายที่ใช้โปรโตคอลแบบ CSMA/CA สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (5.57) (5.79) และ (5.85) ร่วมกับสมการที่ (5.40) โดยเปรียบเทียบสายอากาศแนวตั้งและสายอากาศแนวนอน กำหนดค่า $L_p = 1$, $m = 1$, $Q = 4$, $SNR = 15$ dB ทำการปรับจำนวนผู้ใช้งานเป็น 32, 64 และ 128 คนตามลำดับ จะเห็นว่าระบบที่มีผู้ใช้น้อยจะมีค่าวิสัยสามารถมากที่สุด เนื่องจากมีการแข่งขันช่องสัญญาณให้เกิดการชนกันของข้อมูลน้อย ส่วนระบบที่มีผู้ใช้งานมากขึ้นเห็นได้ว่าค่าวิสัยสามารถมีค่าลดลง เนื่องมาจากมีการแข่งขันช่องสัญญาณมากขึ้นทำให้เกิดความน่าจะเป็นของการชนกันของข้อมูลมากตามไปด้วย

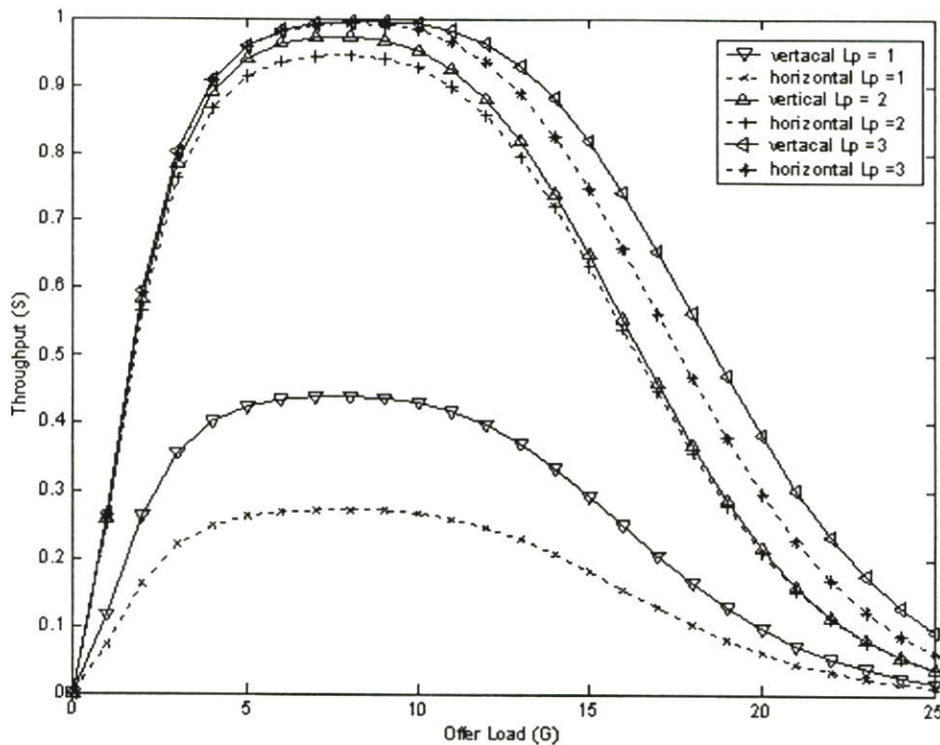
6.2.2 ผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิ



รูปที่ 6.18 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่
ต้องการ (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายที่ใช้โปรโตคอล
แบบ CSMA/CA เมื่อปรับค่าตัวแปรเสริมการจางหายแบบนาคากามิ (m)

รูปที่ 6.18 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่
ต้องการ (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายที่ใช้โปรโตคอลแบบ CSMA/CA
โดยเปรียบเทียบสายอากาศแนวตั้งและสายอากาศแนวนอน กำหนดค่า $L_p = 1$, $Q = 1$ มีจำนวน
ผู้ใช้งาน 32 คนและมี $SNR = 15$ dB ทำการปรับค่าตัวแปรเสริมการจางหายแบบนาคากามิ (m) = 1,
2, 3 และ 4 ตามลำดับ จากการวิเคราะห์ผลเชิงคณิตศาสตร์แสดงให้เห็นว่า ถ้าค่าตัวแปรเสริมการจาง
หายแบบนาคากามิ (m) มีค่ามากขึ้นจะทำให้ค่าวิสัยสามารถมีค่ามากขึ้นตามไปด้วย ที่ค่า $m = 1$ เป็น
การแจกแจงแบบเรลลี ซึ่งมีค่าวิสัยสามารถน้อยที่สุดในที่นี้ ถ้า $m = 1$ จากกราฟพบว่าค่าตัวแปร
เสริมเฟดดิ้งมีค่าเป็น 4 นั้น ให้ค่าวิสัยสามารถมากที่สุด เพราะว่าสัญญาณมีความผิดพลาดน้อย

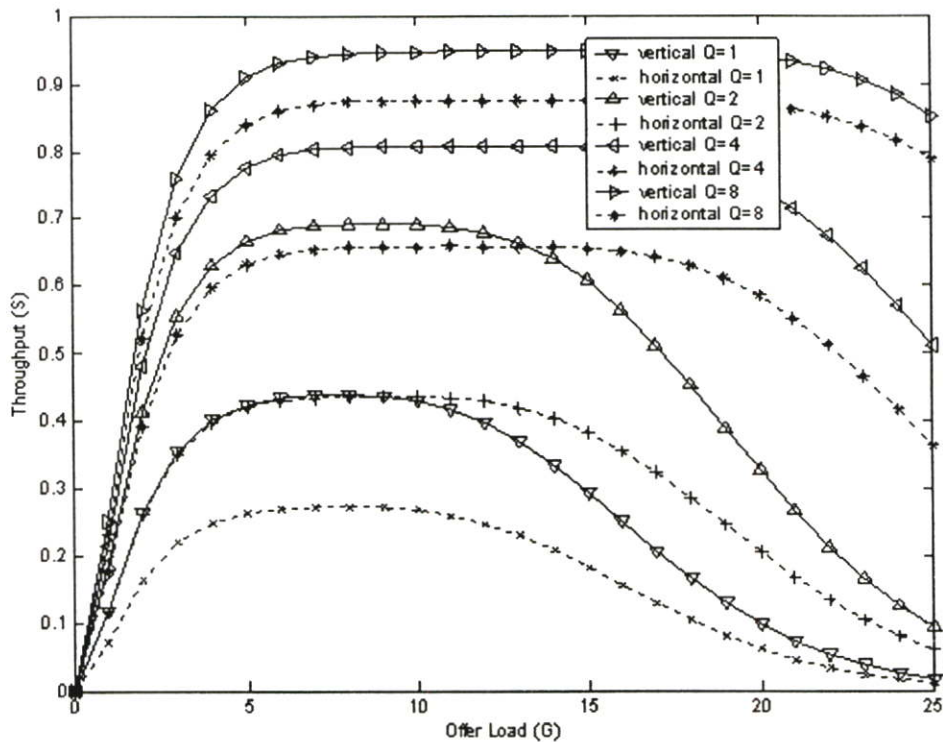
6.2.3 ผลของจำนวนวิถีโคเวอร์ซีติ



รูปที่ 6.19 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่
ต้องการ (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายที่ใช้โปรโตคอล
แบบ CSMA/CA เมื่อปรับจำนวนวิถีโคเวอร์ซีติ (L_p)

รูปที่ 6.19 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่
ต้องการ (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายที่ใช้โปรโตคอลแบบ CSMA/CA
โดยเปรียบเทียบสายอากาศแนวตั้งและสายอากาศแนวนอน กำหนดค่า $Q = 1$, $m = 1$ มีจำนวน
ผู้ใช้งาน 32 คนและมี $SNR = 15$ dB ทำการปรับจำนวนวิถีโคเวอร์ซีติ (L_p) = 1, 2 และ 3 ตามลำดับ
จากการวิเคราะห์ผลเชิงคณิตศาสตร์แสดงให้เห็นว่า ถ้าจำนวนวิถีโคเวอร์ซีติ (L_p) มีค่ามากขึ้นจะทำ
ให้ค่าวิสัยสามารถมีค่ามากขึ้นตามไปด้วย ที่ค่า $L_p = 1$ มีค่าวิสัยสามารถน้อยที่สุดในที่นี้ จากกราฟ
พบว่าจำนวนวิถีโคเวอร์ซีติที่มีค่าเป็น 3 นั้น ให้ค่าวิสัยสามารถมากที่สุด เพราะว่าสัญญาณที่รับได้มี
โอกาสจะได้สัญญาณที่ดีที่สุดจากวิถีโคเวอร์ซีติสักวิถีหนึ่ง

6.2.4 ผลของจำนวนคลื่นพาห์

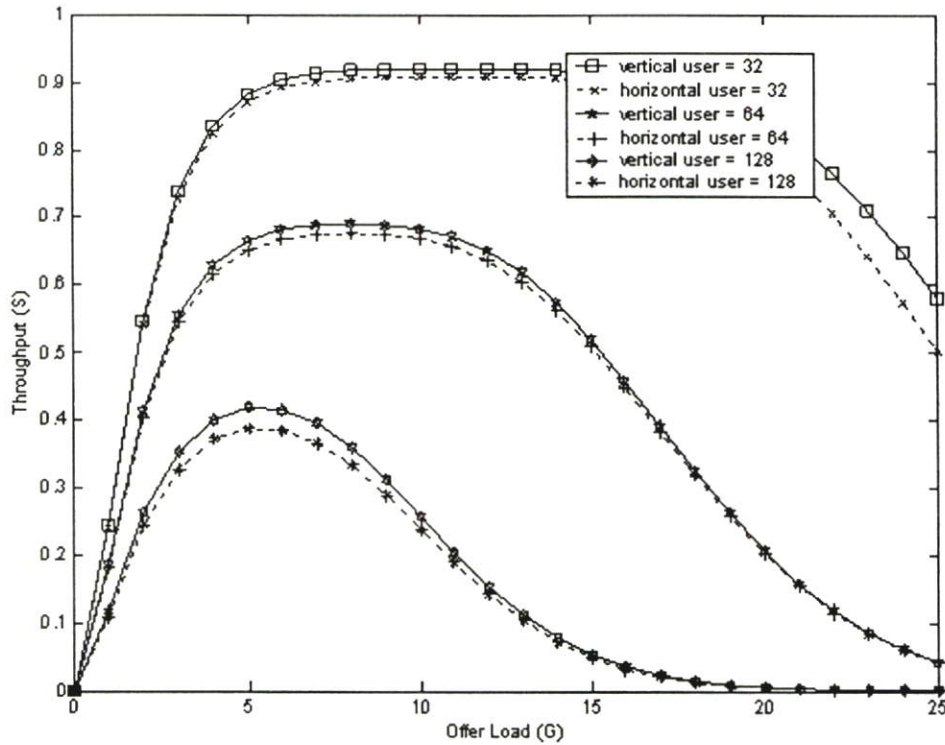


รูปที่ 6.20 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่
ต้องการ (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย เมื่อปรับจำนวน
คลื่นพาห์ (Q)

รูปที่ 6.20 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่
ต้องการ (Offer Load: G) ของระบบ เครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายที่ใช้โปรโตคอลแบบ CSMA/CA
โดยเปรียบเทียบสายอากาศแนวตั้งและสายอากาศแนวนอน กำหนดค่า $L_p = 1$, $m = 1$ จำนวน
ผู้ใช้งาน 32 คนและมี SNR = 15 dB ทำการปรับจำนวนคลื่นพาห์ (Q) = 1, 2, 4 และ 8 ตามลำดับ จาก
การวิเคราะห์ผลเชิงคณิตศาสตร์แสดงให้เห็นว่า ถ้าจำนวนคลื่นพาห์มีค่ามากขึ้นจะทำให้ค่าวิสัย
สามารถมีค่ามากขึ้นตามไปด้วย ที่จำนวนคลื่นพาห์ $Q = 1$ เรียกได้ว่าเป็นระบบคลื่นพาห์เดี่ยว
(singlecarrier) มีค่าวิสัยสามารถน้อยที่สุดในที่นี้ จากกราฟพบว่าจำนวนคลื่นพาห์มีค่าเป็น 8 นั้น
ให้ค่าวิสัยสามารถมากที่สุด เพราะว่าสัญญาณที่รับได้มีความทนทานต่อการรบกวนและทนทานต่อ
การจางหายของช่องสัญญาณมากกว่าเดิม

6.3 ค่าวิสัยสามารถของระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายที่ใช้โปรโตคอลแบบ CSMA และมีเทคนิคการส่งสัญญาณแบบ SFH/MC DS-CDMA ผ่านสายอากาศแบบอโทโทนอนลดไคเวอร์ซิตี เมื่อพิจารณา

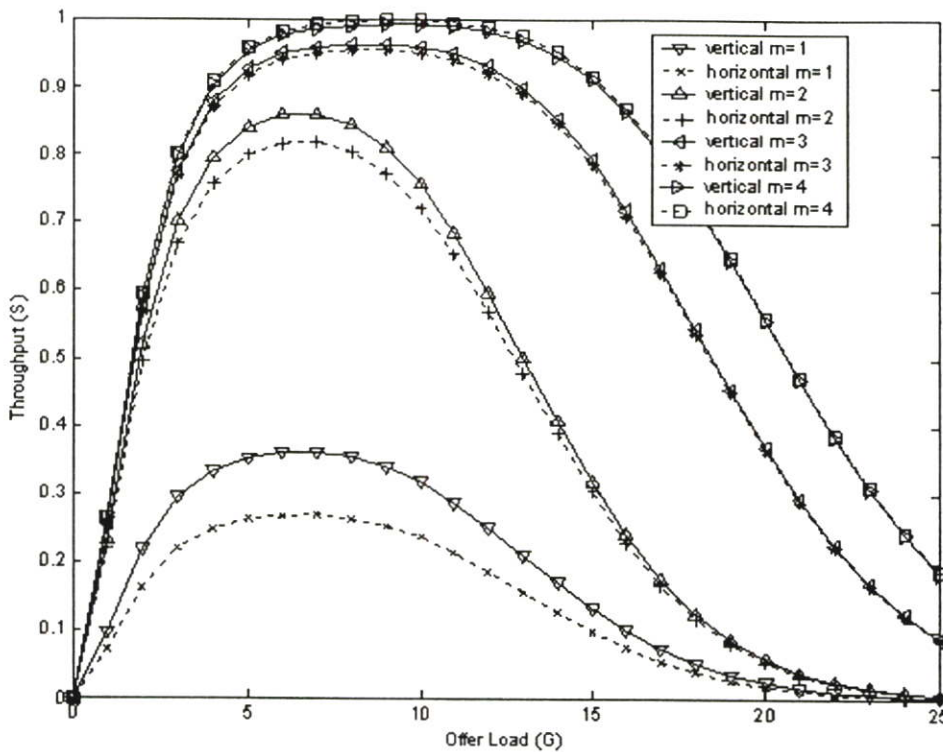
6.3.1 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ



รูปที่ 6.21 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่
ต้องการ (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย เมื่อปรับจำนวน
ผู้ใช้งาน

รูปที่ 6.21 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่
ต้องการ (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายที่ใช้โปรโตคอลแบบ CSMA โดย
เปรียบเทียบสายอากาศแนวตั้งและสายอากาศแนวนอน กำหนดค่า $L_p = 1$, $m = 1$, $Q = 4$, $SNR = 15$
dB ทำการปรับจำนวนผู้ใช้งานเป็น 32, 64 และ 128 คนตามลำดับ จะเห็นว่าระบบที่มีผู้ใช้น้อยจะมีค่า
วิสัยสามารถมากที่สุด เพราะว่ามีการแข่งขันช่องสัญญาณให้เกิดการชนกันของข้อมูลน้อย ส่วนระบบ
ที่มีผู้ใช้งานมากขึ้นเห็นได้ว่าค่าวิสัยสามารถมีค่าลดลง เนื่องมาจากมีการแข่งขันช่องสัญญาณมากขึ้น ทำ
ให้เกิดความน่าจะเป็นของการชนกันของข้อมูลมากตามไปด้วย

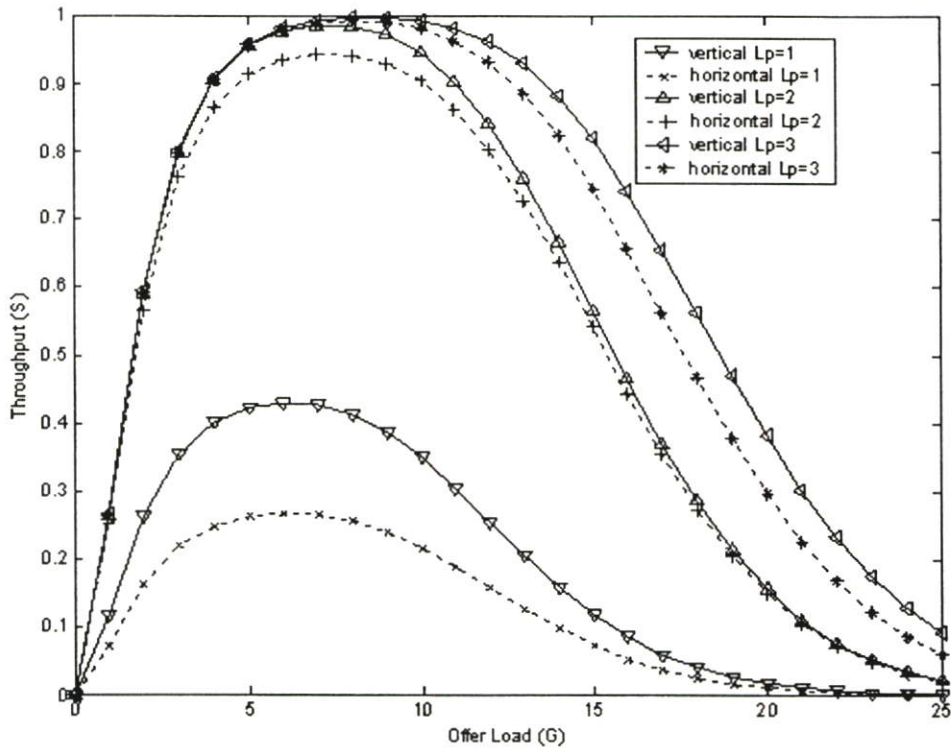
6.3.2 ผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิ



รูปที่ 6.22 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่
ต้องการ (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย เมื่อปรับค่าตัว
แปรเสริมการจางหายแบบนาคากามิ (m)

รูปที่ 6.22 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่
ต้องการ (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายที่ใช้โปรโตคอลแบบ CSMA โดย
เปรียบเทียบสายอากาศแนวตั้งและสายอากาศแนวนอน กำหนดค่า $L_p = 1$, $Q = 1$ มีจำนวนผู้ใช้งาน
32 คนและมี $SNR = 15$ dB ทำการปรับค่าตัวแปรเสริมการจางหายแบบนาคากามิ (m) = 1, 2, 3 และ
4 ตามลำดับ จากการวิเคราะห์ผลเชิงคณิตศาสตร์แสดงให้เห็นว่า ถ้าค่าตัวแปรเสริมการจางหายแบบ
นาคากามิ (m) มีค่ามากขึ้นจะทำให้ค่าวิสัยสามารถมีค่ามากขึ้นตามไปด้วย ที่ค่า $m = 1$ เป็นการแจก
แจงแบบเรลีย์ ซึ่งมีค่าวิสัยสามารถน้อยที่สุดในที่นี้ ถ้า $m = 1$ จากกราฟพบว่าค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง
มีค่าเป็น 4 นั้น ให้ค่าวิสัยสามารถมากที่สุด เพราะว่าสัญญาณมีความผิดพลาดน้อย

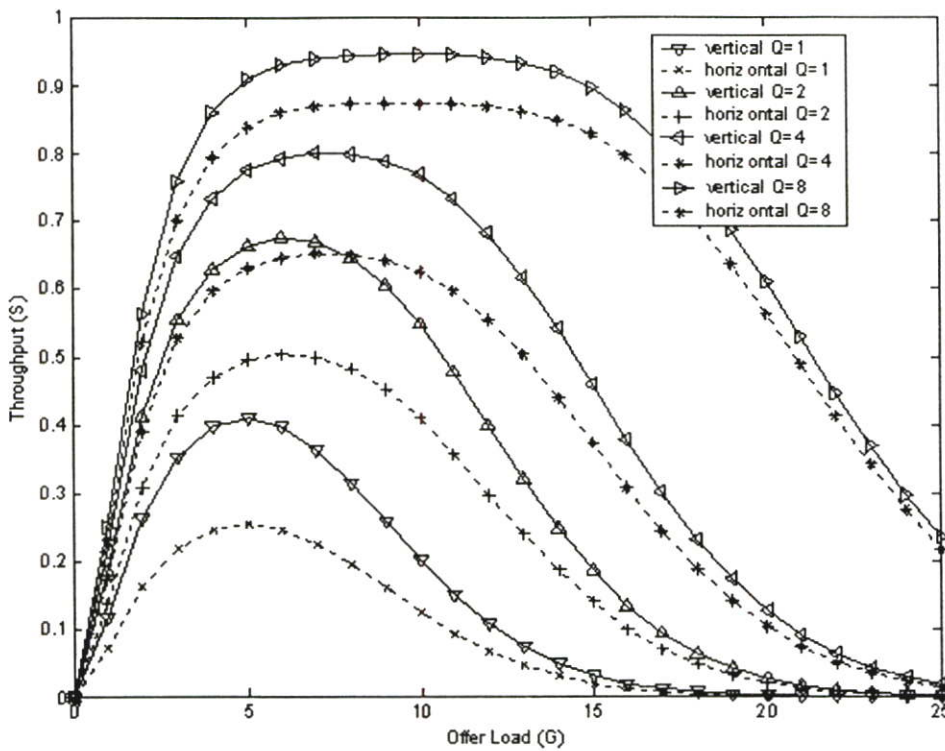
6.3.3 ผลของจำนวนวิถีโคเวอร์ซิติ



รูปที่ 6.23 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่
ต้องการ (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย เมื่อปรับจำนวน
วิถีโคเวอร์ซิติ (L_p)

รูปที่ 6.23 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่
ต้องการ (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายที่ใช้โปรโตคอลแบบ CSMA โดย
เปรียบเทียบสายอากาศแนวตั้งและสายอากาศแนวนอน กำหนดค่า $Q = 1$, $m = 1$ มีจำนวนผู้ใช้งาน
32 คนและมี $SNR = 15$ dB ทำการปรับจำนวนวิถีโคเวอร์ซิติ (L_p) = 1, 2 และ 3 ตามลำดับ จากการ
วิเคราะห์ผลเชิงคณิตศาสตร์แสดงให้เห็นว่า ถ้าจำนวนวิถีโคเวอร์ซิติ (L_p) มีค่ามากขึ้นจะทำให้ค่า
วิสัยสามารถมีค่ามากขึ้นตามไปด้วย ที่ค่า $L_p = 1$ มีค่าวิสัยสามารถน้อยที่สุดในที่นี้ จากกราฟพบว่า
จำนวนวิถีโคเวอร์ซิติมีค่าเป็น 3 นั้น ให้ค่าวิสัยสามารถมากที่สุด เพราะว่าสัญญาณที่รับได้มีโอกาส
จะได้สัญญาณที่ดีที่สุดจากวิถีโคเวอร์ซิติสักวิถีหนึ่ง

6.3.4 ผลของจำนวนคลื่นพาห์



รูปที่ 6.24 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่
ต้องการ (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย เมื่อปรับจำนวน
คลื่นพาห์ (Q)

รูปที่ 6.24 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ (Throughput: S) เทียบกับค่าโหลดที่
ต้องการ (Offer Load: G) ของระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายที่ใช้โปรโตคอลแบบ CSMA โดย
เปรียบเทียบสายอากาศแนวตั้งและสายอากาศแนวนอน กำหนดค่า $L_p = 1$, $m = 1$ จำนวนผู้ใช้งาน 32
คนและมี $SNR = 15$ dB ทำการปรับจำนวนคลื่นพาห์ (Q) = 1, 2, 4 และ 8 ตามลำดับ จากการ
วิเคราะห์ผลเชิงคณิตศาสตร์แสดงให้เห็นว่า ถ้าจำนวนคลื่นพาห์มีค่ามากขึ้นจะทำให้ค่าวิสัยสามารถมี
ค่ามากขึ้นตามไปด้วย ที่จำนวนคลื่นพาห์ $Q = 1$ เรียกได้ว่าเป็นระบบคลื่นพาห์เดี่ยว (single carrier) มี
ค่าวิสัยสามารถน้อยที่สุดในที่นี้ จากกราฟพบว่าจำนวนคลื่นพาห์มีค่าเป็น 8 นั้น ให้ค่าวิสัยสามารถ
มากที่สุด เพราะว่าสัญญาณที่รับได้มีความทนทานต่อการรบกวนและทนทานต่อการจางหายของ
ช่องสัญญาณมากกว่าเดิม

บทที่ 7

สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอ ผลการเปรียบเทียบค่าวิสัยสามารถของระบบแลนไร้สายระหว่างโปรโตคอลแบบ CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance) กับโปรโตคอลแบบ CSMA (Carrier Sense Multiple Access) โดยพิจารณาร่วมกับระบบตรวจจับหลายผู้ใช้งานบนความถี่ก้าวกระโดดแบบซ้ำหลายคลื่นพาห้โคเร็กซ์เควนซ์ซีดีเอ็มเอ (Multiuser Detection of Slow Frequency Hopping/Multicarrier Direct Sequence Code Division Multiple Access: Multiuser Detection of SFH/MC DS-CDMA) สัญญาณที่ต้องการส่งจะส่งผ่านสายอากาศที่เป็นออร์ทोगอนอลลิตี (Orthogonality) คู่กัน ซึ่งประกอบด้วยสายอากาศโพลาไรซ์แนวตั้ง (Vertical Polarization) และสายอากาศโพลาไรซ์แนวนอน (Horizontal Polarization) และทำการเปรียบเทียบค่าวิสัยสามารถจากสายอากาศทั้งสองชนิดด้วย สัญญาณที่ส่งผ่านตัวกลางที่เป็นอากาศในที่นี้ได้พิจารณาเป็นช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบนาคากามิ

ในส่วนของการแสดงผลจากบทที่ผ่านมานั้นแสดงให้เห็นสามส่วนคือ ส่วนแรกเป็นความน่าจะเป็นที่บิตผิดพลาดของระบบตรวจจับหลายผู้ใช้ SFH/MC DS-CDMA ส่วนที่สองและส่วนที่สามเป็นค่าวิสัยสามารถของระบบแลนไร้สายโดยใช้โปรโตคอลแบบ CSMA/CA และโปรโตคอลแบบ CSMA ตามลำดับ โดยจะพิจารณาร่วมกับระบบตรวจจับหลายผู้ใช้ SFH/MC DS-CDMA ส่งสัญญาณผ่านสายอากาศที่เป็นออร์ทोगอนอลลิตีคู่กัน จะเห็นว่าค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่นำมาทำการวิเคราะห์ได้แก่ จำนวนผู้ใช้งาน จำนวนวิถีโคเวอเรจซีดี ตัวแปรเสริมการจางหาย และจำนวนคลื่นพาห้ มีผลต่อค่าความน่าจะเป็นที่บิตจะผิดพลาดและค่าวิสัยสามารถกล่าวคือ เมื่อจำนวนผู้ใช้งานมากขึ้นเป็นผลทำให้เกิดการแทรกสอดมากขึ้นจำนวนบิตที่ผิดพลาดจึงมีมากขึ้น แต่ถ้าเพิ่มจำนวนวิถีโคเวอเรจซีดีเข้าไปส่งผลให้ความน่าจะเป็นของบิตที่จะผิดพลาดลดลงได้ หรือว่าเพิ่มจำนวนคลื่นพาห้ในการส่งสัญญาณก็ทำให้ความน่าจะเป็นของบิตที่จะผิดพลาดลดลงได้ เพราะว่ามีควมต้านทานต่อการแทรกสอดหลายวิถี และถ้าค่าตัวแปรเสริมการจางหายแบบนาคากามิมีค่ามากขึ้น จะส่งผลให้ความผิดพลาดของบิตที่จะผิดพลาดลดลงได้ด้วยเช่นกัน

ในส่วนของค่าวิสัยสามารถของระบบแลนไร้สายนั้น จะพบว่าค่าวิสัยสามารถมีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ เมื่อความต้องการใช้ช่องสัญญาณมีค่าเพิ่มขึ้น จนกระทั่งค่าๆ หนึ่งซึ่งเป็นค่าสูงสุดถ้าความต้องการใช้งานช่องสัญญาณยังเพิ่มต่อไปค่าวิสัยสามารถที่ได้อาจมีค่าคงที่หรือมีค่าลดลง ซึ่งขึ้นอยู่กับจำนวนผู้ใช้งานในตอนนั้นด้วย แต่ถ้าเราเพิ่มจำนวนวิถีโคเวอเรจซีดีหรือตัวแปรเสริมเฟดดิ้งหรือเพิ่มจำนวนคลื่นพาห้ จะทำให้ค่าวิสัยสามารถมีค่าสูงขึ้นได้ด้วย นั่นหมายถึงระบบมีสมรรถนะที่ดีขึ้น โดยเฉพาะการเพิ่มจำนวนคลื่นพาห้ให้เป็นการสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห้ ส่งผลให้ค่าวิสัยสามารถมีค่าสูงขึ้นและมีความทนทานต่อความต้องการใช้งานช่องสัญญาณมากขึ้นตามไปด้วย

จากผลการวิเคราะห์เชิงคณิตศาสตร์ที่แสดงให้เห็นเป็นกราฟนั้น ทำให้เราทราบได้ว่าระบบ Multiuser Detection of SFH/MC DS-CDMA เป็นการปรับปรุงสัญญาณให้มีสมรรถนะที่ดีมากยิ่งขึ้น ยกตัวอย่างกรณีของการส่งสัญญาณหลายคลื่นพาห์ ทำให้สัญญาณมีอัตราบิดเบือนลดลง และจากผลการวิเคราะห์เชิงคณิตศาสตร์ทำให้ทราบว่าโปรโตคอลแบบ CSMA/CA ให้ค่าวิสัยสามารถสูงกว่าโปรโตคอลแบบ CSMA เพราะว่าโปรโตคอลแบบ CSMA/CA มีกลไกการตรวจสอบช่องสัญญาณที่ดีกว่าโปรโตคอลแบบ CSMA ส่วนสัญญาณที่ส่งออกจากสายอากาศแนวตั้งโพราไรซ์และสายอากาศฮอร์ไรซอนทอลโพราไรซ์ เราจะเห็นจากผลการวิเคราะห์แล้วว่าสายอากาศแนวตั้งโพราไรซ์ให้ผลของค่าวิสัยสามารถได้ดีกว่า เมื่อเราทำการปรับพารามิเตอร์ทั้งสองอย่างคือ จำนวนผู้ใช้งาน จำนวนวิถีโคเวอรัจตี จำนวนคลื่นพาห์ และค่าตัวแปรเสริมการจางหายแบบนาคากามิ

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. Santa Maria 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 Frequency Division Multiplexing**,” IEEE Trans. Commun., vol. COM-33., pp.665-675. July
- [6] R.V. Nee and R. Prasad, **OFDM for Wireless Media Communications**, Boston-London, Artech House, 2000.
- [7] L.Goldering, “**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**, 2nd 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. Proakis, **Digital Communications**, 3rd 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.F77-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 System for Wireless Communications**, London: Artech House. 1997
- [20] S. Verdu, **Multuser Detection**, USA: Combridge 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 Performane in Nakagami Multipath Fading,' IEEE Tran., 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**, 5th 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-SSMA Multi-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.

ภาคผนวก

ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์

1. **Pichet Roumsamak**, Pisakorn Sittiwatjana and Suvepon Sittichivapak “Throughput Analysis for Orthogonal Diversity of CSMA/CA Protocol by SFH/MC DS –CDMA,” 4th Electrical/Electronic Telecommunication Computer and Information Technology Conference 2007 (ECTI-Con 2007), 9th -12th May 2007, Mae Fah Luang University, Chiang Rai Thailand, page

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายพิเชษฐ ร่วมสมัคร
วัน เดือน ปีเกิด	11 มกราคม พ.ศ. 2514 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร
ที่อยู่	221/212 ซ.แจ้งวัฒนะ 6 แขวงตลาดบางเขน เขตหลักสี่ กรุงเทพฯ 10210
ประวัติการศึกษา	2539 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ประสบการณ์การทำงาน	
พ.ศ. 2539-2540	ตำแหน่งวิศวกรขายสายต่อนนอกฝ่ายปฏิบัติการ บริษัททีทีแอนด์ที จำกัด
พ.ศ. 2540-2549	ตำแหน่งวิศวกรอาวุโสฝ่ายเทคนิค บริษัททีดีเอ็มเอเซอร์วิสเชส จำกัด
ปัจจุบัน	ตำแหน่งผู้จัดการฝ่ายเทคนิค บริษัทเอสอาร์เทเลคอมเบงก์ค็อก จำกัด