

เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสม โดยใช้จุดเริ่มเปลี่ยนถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้  
สำหรับระบบดีเอสซีดีเอ็มเอแบบหลายอัตราหลายรหัส



นายชูศักดิ์ อาชววาณิชกุล

สถาบันวิทยบริการ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

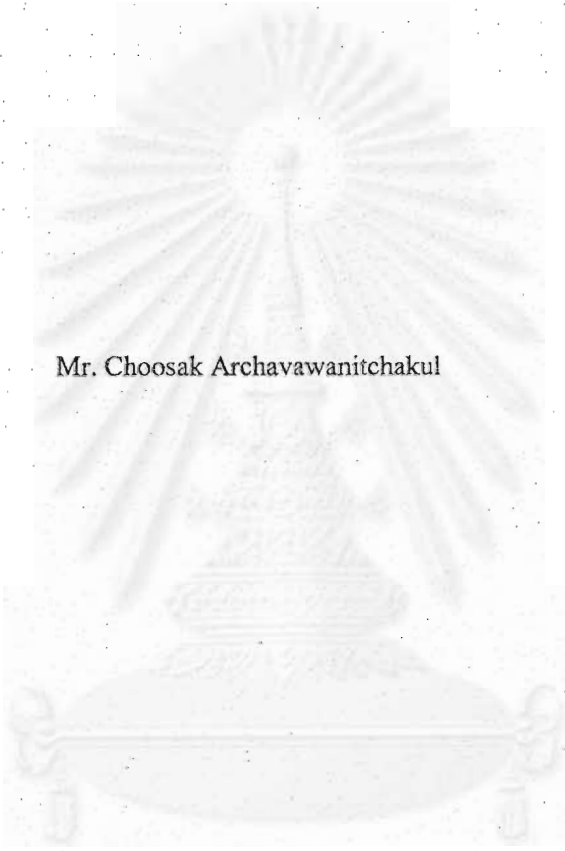
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2545

ISBN 974-17-0947-1

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

HYBRID INTERFERENCE CANCELLATION RECEIVER USING ADAPTIVE WEIGHTED  
THRESHOLD FOR MULTICODE MULTIRATE DS-CDMA SYSTEMS



Mr. Choosak Archavawanitchakul

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements  
for the Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering

Chulalongkorn University

Academic Year 2002

ISBN 974-17-0947-1

หัวข้อวิทยานิพนธ์

เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมโดยใช้จุดเริ่ม  
เปลี่ยนถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้สำหรับระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ  
แบบหลายอัตราหลายรหัส

โดย

นายชูศักดิ์ อาชวามิชกุล

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษา

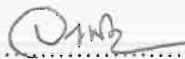
รองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้รับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้  
เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาโทบัณฑิต



..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์  
(ศาสตราจารย์ ดร.สมศักดิ์ ปัญญาแก้ว)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์



..... ประธานกรรมการ  
(รองศาสตราจารย์ ดร.วาทิต เบนจพลงกุล)



..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
(รองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล)




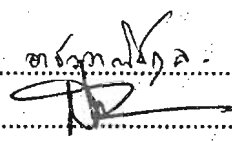
..... กรรมการ  
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ลัญญกร วุฒิสัทติกุลกิจ)

ชูศักดิ์ อาชวาวณิชกุล : เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมโดยใช้จุดเริ่มเปลี่ยนถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้ สำหรับระบบดีเอสซีดีเอ็มเอแบบหลายอัตราหลายรหัส (HYBRID INTERFERENCE CANCELLATION RECEIVER USING ADAPTIVE WEIGHTED THRESHOLD FOR MULTICODE MULTIRATE DS-CDMA SYSTEMS)

อ. ที่ปรึกษา : รศ. ดร. สมชาย จิตะพันธ์กุล, 100 หน้า. ISBN 974-17-0947-1.

วิทยานิพนธ์นี้เสนอเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมโดยใช้จุดเริ่มเปลี่ยนถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้ สำหรับระบบดีเอสซีดีเอ็มเอแบบหลายอัตราหลายรหัส เพื่อเพิ่มสมรรถนะให้กับระบบมากขึ้น เนื่องจากเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานนั้น ให้สมรรถนะที่ไม่ดีในกรณีที่มีการควบคุมกำลังด้านส่งเป็นไปอย่างไม่สมบูรณ์ ส่วนเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่อง ก็ให้สมรรถนะที่ไม่ดีมากนักกับผู้ใช้ที่มีกำลังส่งสูงที่สุด นอกจากนี้แล้ว ในผู้ใช้ที่มีกำลังส่งต่ำที่สุด จะเกิดการประวิงเวลาสูงที่สุด วิทยานิพนธ์นี้จึงนำเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมมาใช้ในระบบหลายอัตราหลายรหัส ซึ่งสามารถแก้ไขปัญหาที่เกิดจากการควบคุมกำลังด้านส่งที่เป็นไปอย่างไม่สมบูรณ์และการประวิงเวลาที่เกิดขึ้นได้ โดยเพิ่มขึ้นตอนการตัดสินใจข้อมูลก่อนที่จะนำไปประมวลสัญญาณแทรกสอด และขั้นตอนการคำนวณค่าถ่วงน้ำหนักข้อมูล เพื่อเพิ่มความเชื่อถือได้ในการประมวลสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นในระบบ ทำให้สมรรถนะของระบบโดยรวมดีขึ้น นอกจากนี้ยังสามารถนำเครื่องรับดังกล่าวไปประยุกต์ใช้ในสถานะแวดล้อมที่มีการเปลี่ยนแปลงของขนาดกำลังส่งของผู้ใช้แต่ละคนในระบบได้เป็นอย่างดีด้วย จากผลการจำลองระบบ พบว่าเครื่องรับที่นำเสนอให้สมรรถนะที่สูงกว่าเครื่องรับชนิดอื่น ๆ โดยจะให้สมรรถนะที่ดีมากขึ้นในผู้ใช้กลุ่มที่ทำการตัดสินใจข้อมูลเป็นกลุ่มสุดท้าย เนื่องจากได้รับการประมวลสัญญาณแทรกสอดที่มีความเชื่อถือได้สูงจากผู้ใช้กลุ่มก่อนหน้า

ภาควิชา ..... วิศวกรรมไฟฟ้า .....  
สาขาวิชา ..... วิศวกรรมไฟฟ้า .....  
ปีการศึกษา ..... 2545 .....

ลายมือชื่อนิสิต.....  .....  
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....  .....  
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษาร่วม.....

# # 4370276821 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEY WORD: CDMA / MULTIRATE / MULTICODE / MULTIUSER DETECTION

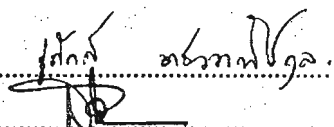
CHOOSAK ARCHAVAWANITCHAKUL : HYBRID INTERFERENCE CANCELLATION RECEIVER USING ADAPTIVE WEIGHTED THRESHOLD FOR MULTICODE MULTIRATE DS-CDMA SYSTEMS. THESIS ADVISOR : ASSOC. PROF. DR.SOMCHAI JITAPUNKUL, Dr. Ing. 100 pp. ISBN 974-17-0947-1.

This thesis proposed a hybrid interference cancellation receiver using adaptive weighted threshold for improving the performance of multicode multirate DS-CDMA systems. The performance of parallel interference cancellation receiver (PIC) is inferior in the non-uniform transmission power environment. The accuracy of bit decision of the highest power user using successive interference cancellation receiver (SIC) is worse than that of PIC. Moreover, SIC also incurs large processing delay time. As a result, this thesis proposed the application of hybrid interference cancellation receiver, which trades off the performance of PIC with processing delay time of SIC, in multicode multirate DS-CDMA systems. The proposed receiver is different from the conventional hybrid interference cancellation receiver in that it also introduced the novel bit decision process and the novel method for calculating cancellation weight factors which are the parameters reflecting the reliability of estimated interference signal. It is clear, from the numerical results, that the novel processes introduced to the proposed receiver significantly enhance the overall performance by reducing bit error rate. Furthermore, the proposed receiver can outperform the PIC and SIC receivers and the superb performance can be seen in the last processing user group.

Department..... Electrical Engineering.....

Field of study..... Electrical Engineering.....

Academic year..... 2002.....

Student's signature..... .....

Advisor's signature..... .....

Co-advisor's signature.....

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยความช่วยเหลืออย่างยิ่งของรองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ซึ่งกรุณาให้ความช่วยเหลือทางด้านความรู้ ตลอดจนได้ให้คำแนะนำ ที่เป็นประโยชน์ในการทำวิจัยมาโดยตลอด

ขอขอบคุณห้องปฏิบัติการวิจัยกรรมวิธีสัจญาณดิจิทัล ซึ่งเป็นสถานที่ทำวิจัย และเพื่อน ๆ พี่น้องนิสิตที่ห้องปฏิบัติการทุกท่านที่มีส่วนช่วยเหลือในการให้ข้อคิดเห็น และคำแนะนำต่าง ๆ ตลอดจนได้ให้บรรยากาศการทำงานที่ดียิ่ง

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณบิดามารดา ที่ได้มอบความรัก ความอบอุ่น และกำลังใจตลอดมา ตลอดจนพี่ ๆ ของข้าพเจ้าที่ให้การสนับสนุนด้วยดีมาตลอด

สถาบันวิทยบริการ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ฎ
สารบัญรูป.....	ฏ
บัญชีคำศัพท์.....	ด

### บทที่

1	บทนำ.....	1
	1.1 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับระบบ CDMA.....	2
	1.2 แบบแผนการเข้าถึงระบบ CDMA แบบหลายอัตรา.....	4
	1.2.1 แบบแผนการมอดูเลตหลายค่า (Multi-modulation Scheme หรือ MDM/CDMA).....	4
	1.2.2 แบบแผนการใช้อัตราขยายประมวลผลคงที่ โดยเปลี่ยนอัตราชิป (Fixed Processing Gain/ Variable Chip Rate Scheme หรือ FDM/CDMA).....	5
	1.2.3 แบบแผนการใช้อัตราชิปคงที่ โดยเปลี่ยนอัตราขยายประมวลผล (Fixed Chip Rate/Variable Processing Gain Scheme หรือ TDM/CDMA).....	6
	1.2.4 แบบแผนการใช้อย่างหลายรหัส (Multi-code Scheme หรือ CDM/CDMA).....	6
	1.3 เครื่องรับแบบธรรมดา (Conventional Receiver หรือ Matched Filter: MF).....	8
	1.4 เครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคน (Multiuser Detection: MUD).....	9
	1.4.1 เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด (Optimum Receiver).....	9
	1.4.2 เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป (Sub-optimum Receiver).....	10
	1.4.2.1 เครื่องรับแบบเชิงเส้น (Linear Receiver).....	10
	1.4.2.2 เครื่องรับแบบไม่เชิงเส้น (Non-linear Receiver).....	11

บทที่	หน้า
1.5	ข้อดีและข้อเสียของเครื่องรับแต่ละชนิด..... 14
1.6	ปัญหาของเครื่องรับ PIC และ SIC ในระบบ CDMA แบบหลายอัตรา..... 15
1.6.1	PIC..... 15
1.6.2	SIC..... 15
1.7	วิธีการแก้ปัญหาเรื่องการประวิงเวลาและการควบคุมกำลังที่ไม่สมบูรณ์ ที่มีผู้เสนอขึ้นในระบบแบบอัตราเดียว..... 16
1.8	แนวทางของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้..... 16
1.9	วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์..... 17
1.10	ขอบเขตของวิทยานิพนธ์..... 17
1.11	ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ..... 17
1.12	ขั้นตอนและวิธีการดำเนินการ..... 18
1.13	ภาพรวมของวิทยานิพนธ์..... 18
1.14	นิยามสัญลักษณ์..... 19
2	ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง..... 20
2.1	สาเหตุของสัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทาง (Multiple Access Interference: MAI)..... 20
2.1.1	รหัสแผ่ (Spreading Code)..... 20
2.1.2	ปรากฏการณ์ใกล้-ไกล (Near-Far Effect)..... 24
2.1.3	เฟดดิ้ง..... 24
2.1.4	อะซิงโครนัส..... 25
2.2	การแผ่และการรวมกลับ..... 25
2.2.1	ขั้นตอนการแผ่ (Spread)..... 25
2.2.2	ขั้นตอนการรวมกลับ (Despread)..... 26
2.3	แบบจำลองระบบ DS-SS-SSMA สามอัตราที่ใช้แบบแผนหลายรหัส..... 27
2.3.1	แบบจำลองระบบภาคส่ง..... 27
2.3.2	แบบจำลองระบบภาครับ..... 29



บทที่	หน้า	
2.4	เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานในระบบสามอัตรา ที่ใช้แบบแผนหลายรหัส.....	31
2.5	เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่องในระบบสามอัตรา ที่ใช้แบบแผนหลายรหัส.....	36
2.6	วิธีการวัดสมรรถนะและความหมายของค่าต่าง ๆ .....	38
2.6.1	อัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate: BER).....	38
2.6.2	อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal-to-noise Ratio: SNR).....	38
2.6.3	ความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล (Near-far Resistance).....	39
3	การปรับปรุงเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมที่นำเสนอ.....	40
3.1	ลักษณะทั่วไปของการแผ่สัญญาณแบบหลายรหัสในระบบสามอัตรา.....	40
3.2	เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมโดยใช้จุดเริ่มเปลี่ยนถ่วงน้ำหนัก แบบปรับตัวได้ สำหรับระบบสามอัตราที่ใช้แบบแผนหลายรหัส.....	41
3.3	เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมโดยใช้ผลต่างระหว่าง ขนาดสัญญาณด้านออกของเครื่องรับแบบธรรมดา กับขนาดสัญญาณ ที่ประมาณได้ของผู้ใช้แต่ละคนในการตัดสินใจถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้ สำหรับระบบสามอัตราที่ใช้แบบแผนหลายรหัส.....	49
4	ผลการวิจัย.....	53
4.1	วิธีการจำลองระบบ.....	54
4.1.1	รหัสแม่ที่ใช้.....	54
4.1.2	สัญญาณรบกวนจากช่องสัญญาณ.....	54
4.1.3	จำนวนผู้ใช้ อัตราบิตข้อมูล และจำนวนบิตข้อมูล ที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	54
4.1.4	เฟดดิ้ง.....	55
4.1.5	สมมติฐานต่าง ๆ ที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	55
4.2	อัตราความผิดพลาดบิตเมื่อเปลี่ยนอัตราส่วนกำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน.....	56

## สารบัญ (ต่อ)

ญ

บทที่		หน้า
4.3	ผลของการควบคุมกำลังอย่างไม่สมบูรณ์และความต้านทาน ต่อปรากฏการณ์ไกล้-ไกล	59
4.3.1	ผลของการควบคุมกำลังอย่างไม่สมบูรณ์	59
4.3.2	ความต้านทานต่อปรากฏการณ์ไกล้-ไกล	64
4.4	ผลของการเกิดเฟดดิ้งในช่องสัญญาณ	70
4.5	ผลของการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัส	73
4.6	ความจุของระบบ	75
5	บทสรุป	81
5.1	สรุปผลการวิจัย	81
5.2	ข้อดีและข้อเสียของเครื่องรับที่นำเสนอทั้งสองชนิด	82
5.3	ข้อเสนอแนะสำหรับการวิจัยในอนาคต	83
	รายการอ้างอิง	84
	ภาคผนวก	90
	ภาคผนวก ก	91
	ภาคผนวก ข	95
	ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์	100

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## สารบัญตาราง

ตาราง		หน้า
ตารางที่ 1.1	เปรียบเทียบข้อดี-ข้อเสียของเครื่องรับแต่ละชนิดในระบบ CDMA	14
ตารางที่ 4.1	จำนวนผู้ใช้จริงที่ใช้ในการทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับชนิดต่าง ๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้จริงในระบบเพิ่มขึ้น	75
ตารางที่ 4.2	จำนวนผู้ใช้จริงและผู้ใช้เสมือน โดยประมาณที่เครื่องรับแต่ละชนิดสามารถรองรับได้ โดยพิจารณาที่ค่า BER เฉลี่ยต่ำกว่า $10^{-2}$ ในทุก ๆ อัตราบิตข้อมูล ในกรณีส่งผ่านช่องสัญญาณแบบ AWGN	76
ตารางที่ 4.3	จำนวนผู้ใช้จริงและผู้ใช้เสมือน โดยประมาณที่เครื่องรับแต่ละชนิดสามารถรองรับได้ โดยพิจารณาที่ค่า BER เฉลี่ยต่ำกว่า $10^{-1}$ ในทุก ๆ อัตราบิตข้อมูล ในกรณีส่งผ่านช่องสัญญาณที่เกิดการเฟดดิ้ง	77
ตารางที่ ก1	ค่า BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ ในเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสม โดยใช้จุดเริ่มเปลี่ยนถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้ (AHIC) เมื่อเปลี่ยนค่า $n$ ในฟังก์ชันของการตัดสินใจข้อมูลตามสมการที่ (2-18)	92
ตารางที่ ก2	ค่า BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตกลาง ในเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสม โดยใช้จุดเริ่มเปลี่ยนถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้ (AHIC) เมื่อเปลี่ยนค่า $n$ ในฟังก์ชันของการตัดสินใจข้อมูลตามสมการที่ (2-18)	92
ตารางที่ ก3	ค่า BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตสูง ในเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสม โดยใช้จุดเริ่มเปลี่ยนถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้ (AHIC) เมื่อเปลี่ยนค่า $n$ ในฟังก์ชันของการตัดสินใจข้อมูลตามสมการที่ (2-18)	93
ตารางที่ ก4	ค่า BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ โดยพิจารณาเฉพาะที่ขั้นตอนแรกของการหักล้างสัญญาณแทรกสอดในเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมที่ใช้การตัดสินใจถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้ (AwHIC) เมื่อเปลี่ยนค่า $F$ ในฟังก์ชันของการถ่วงน้ำหนักตามสมการที่ (3-27)	93
ตารางที่ ก5	ค่า BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตกลาง โดยพิจารณาเฉพาะที่ขั้นตอนแรกของการหักล้างสัญญาณแทรกสอดในเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมที่ใช้การตัดสินใจถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้ (AwHIC) เมื่อเปลี่ยนค่า $F$ ในฟังก์ชันของการถ่วงน้ำหนักตามสมการที่ (3-27)	94

ตารางที่ ก6 ค่า BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตสูง โดยพิจารณาเฉพาะที่ขั้นตอนแรกของการหักล้างสัญญาณแทรกสอดในเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมที่ใช้การตัดสินค้าถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้ (AwHIC) เมื่อเปลี่ยนค่า F ในฟังก์ชันของการถ่วงน้ำหนักตามสมการที่ (3-27) ..... 94



## สารบัญรูป

รูป		หน้า
รูปที่ 1.1	มิติสัญญาณของ (ก) 4-QAM (ข) 16-QAM.....	4
รูปที่ 1.2	ระบบการส่งสำหรับแบบแผนการใช้อัตราขยายประมวลผลคงที่.....	5
รูปที่ 1.3	ระบบการส่งสำหรับแบบแผนการใช้อัตราชีพคงที่.....	6
รูปที่ 1.4	การแตกออกของสัญญาณที่อัตราบิตข้อมูลกลาง สำหรับแบบแผนการใช้หลายรหัส.....	7
รูปที่ 1.5	ระบบการส่งสำหรับแบบแผนการใช้หลายรหัส กรณีมอดูเลตด้วยคลื่นพาห์ต่างกัน.....	7
รูปที่ 1.6	ระบบการส่งสำหรับแบบแผนการใช้หลายรหัส กรณีมอดูเลตด้วยคลื่นพาห์เดียวกัน.....	8
รูปที่ 1.7	ขั้นตอนการทำงานของเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสม.....	13
รูปที่ 2.1	ตัวอย่างกราฟสหสัมพันธ์ข้ามระหว่าง Orthogonal Code.....	21
รูปที่ 2.2	ตัวอย่างกราฟอัตราสหสัมพันธ์ของ Orthogonal Code.....	21
รูปที่ 2.3	ตัวอย่างกราฟสหสัมพันธ์ข้ามระหว่าง PN-sequence.....	22
รูปที่ 2.4	ตัวอย่างกราฟอัตราสหสัมพันธ์ของ PN-sequence.....	22
รูปที่ 2.5	ตัวอย่างกราฟสหสัมพันธ์ข้ามระหว่าง Random Code.....	23
รูปที่ 2.6	ตัวอย่างกราฟอัตราสหสัมพันธ์ของ Random Code.....	23
รูปที่ 2.7	ตัวอย่างขั้นตอนการแผ่สัญญาณ.....	26
รูปที่ 2.8	ขั้นตอนการรวมกลับสัญญาณ (matched filter).....	26
รูปที่ 2.9	แบบจำลองด้านส่งของระบบ DS-CDMA สามอัตราที่ส่งด้วยแบบแผนหลายรหัส.....	28
รูปที่ 2.10	แบบจำลองด้านรับของระบบ DS-CDMA สามอัตราที่ส่งด้วยแบบแผนหลายรหัส.....	29
รูปที่ 2.11	เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานในระบบสามอัตราที่ใช้แบบแผนหลายรหัส.....	32
รูปที่ 2.12	ขั้นตอนการทำงานของเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่อง.....	36
รูปที่ 3.1	ขั้นตอนการทำงานของเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมโดยใช้จุดเริ่มเปลี่ยนถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้.....	42

รูป

หน้า

รูปที่ 3.2	ขั้นตอนการทำงานของเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมโดยใช้ผลต่างระหว่างขนาดสัญญาณด้านออกของเครื่องรับแบบธรรมดา กับขนาดสัญญาณที่ประมาณได้ของผู้ใช้แต่ละคน ในการตัดสินใจว่าถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้	50
รูปที่ 4.1	BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ ในกรณีควบคุมกำลังอย่างสมบูรณ์	57
รูปที่ 4.2	BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตกลาง ในกรณีควบคุมกำลังอย่างสมบูรณ์	58
รูปที่ 4.3	BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตสูง ในกรณีควบคุมกำลังอย่างสมบูรณ์	58
รูปที่ 4.4	BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตกลาง เมื่อ SNR ของผู้ใช้อัตราบิตต่ำมีค่ามากกว่า SNR ของผู้ใช้อัตราบิตอื่น ๆ อยู่ 6 dB	61
รูปที่ 4.5	BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตสูง เมื่อ SNR ของผู้ใช้อัตราบิตต่ำมีค่ามากกว่า SNR ของผู้ใช้อัตราบิตอื่น ๆ อยู่ 6 dB	61
รูปที่ 4.6	BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ เมื่อ SNR ของผู้ใช้อัตราบิตกลางมีค่ามากกว่า SNR ของผู้ใช้อัตราบิตอื่น ๆ อยู่ 6 dB	62
รูปที่ 4.7	BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตสูง เมื่อ SNR ของผู้ใช้อัตราบิตกลางมีค่ามากกว่า SNR ของผู้ใช้อัตราบิตอื่น ๆ อยู่ 6 dB	62
รูปที่ 4.8	BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ เมื่อ SNR ของผู้ใช้อัตราบิตสูงมีค่ามากกว่า SNR ของผู้ใช้อัตราบิตอื่น ๆ อยู่ 6 dB	63
รูปที่ 4.9	BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตกลาง เมื่อ SNR ของผู้ใช้อัตราบิตสูงมีค่ามากกว่า SNR ของผู้ใช้อัตราบิตอื่น ๆ อยู่ 6 dB	63
รูปที่ 4.10	BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ เมื่อ SNR ของผู้ใช้อัตราบิตต่ำเปลี่ยนแปลงไป	66
รูปที่ 4.11	BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตกลาง เมื่อ SNR ของผู้ใช้อัตราบิตต่ำเปลี่ยนแปลงไป	66
รูปที่ 4.12	BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตสูง เมื่อ SNR ของผู้ใช้อัตราบิตต่ำเปลี่ยนแปลงไป	67
รูปที่ 4.13	BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตกลาง เมื่อ SNR ของผู้ใช้อัตราบิตกลางเปลี่ยนแปลงไป	67

## สารบัญรูป (ต่อ)

๘

รูป	หน้า
รูปที่ 4.14 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ เมื่อ SNR ของผู้ใช้อัตราบิตกลางเปลี่ยนแปลงไป .....	68
รูปที่ 4.15 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตสูง เมื่อ SNR ของผู้ใช้อัตราบิตกลางเปลี่ยนแปลงไป .....	68
รูปที่ 4.16 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตสูง เมื่อ SNR ของผู้ใช้อัตราบิตสูงเปลี่ยนแปลงไป .....	69
รูปที่ 4.17 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ เมื่อ SNR ของผู้ใช้อัตราบิตสูงเปลี่ยนแปลงไป .....	69
รูปที่ 4.18 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตกลาง เมื่อ SNR ของผู้ใช้อัตราบิตสูงเปลี่ยนแปลงไป .....	70
รูปที่ 4.19 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณ ที่มีการเฟดดิ้งแบบเรย์ลี ในกรณีควบคุมกำลังอย่างสมบูรณ์ .....	71
รูปที่ 4.20 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตกลาง เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณ ที่มีการเฟดดิ้งแบบเรย์ลี ในกรณีควบคุมกำลังอย่างสมบูรณ์ .....	72
รูปที่ 4.21 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตสูง เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณ ที่มีการเฟดดิ้งแบบเรย์ลี ในกรณีควบคุมกำลังอย่างสมบูรณ์ .....	72
รูปที่ 4.22 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณ แบบอะซิงโครนัส ในกรณีควบคุมกำลังอย่างสมบูรณ์ .....	73
รูปที่ 4.23 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตกลาง เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณ แบบอะซิงโครนัส ในกรณีควบคุมกำลังอย่างสมบูรณ์ .....	74
รูปที่ 4.24 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตสูง เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณ แบบอะซิงโครนัส ในกรณีควบคุมกำลังอย่างสมบูรณ์ .....	74
รูปที่ 4.25 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ เมื่อจำนวนผู้ใช้จริงในระบบเพิ่มขึ้น ตามตารางที่ 4.1 ในกรณีส่งผ่านช่องสัญญาณแบบ AWGN .....	78
รูปที่ 4.26 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตกลาง เมื่อจำนวนผู้ใช้จริงในระบบเพิ่มขึ้น ตามตารางที่ 4.1 ในกรณีส่งผ่านช่องสัญญาณแบบ AWGN .....	78
รูปที่ 4.27 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตสูง เมื่อจำนวนผู้ใช้จริงในระบบเพิ่มขึ้น ตามตารางที่ 4.1 ในกรณีส่งผ่านช่องสัญญาณแบบ AWGN .....	79

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูป	ณ
	หน้า
รูปที่ 4.28 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิดต่ำ เมื่อจำนวนผู้ใช้จริงในระบบเพิ่มขึ้น ตามตารางที่ 4.1 ในกรณีส่งผ่านช่องสัญญาณที่เกิดการเฟดดิ้ง	79
รูปที่ 4.29 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิดกลาง เมื่อจำนวนผู้ใช้จริงในระบบเพิ่มขึ้น ตามตารางที่ 4.1 ในกรณีส่งผ่านช่องสัญญาณที่เกิดการเฟดดิ้ง	80
รูปที่ 4.30 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิดสูง เมื่อจำนวนผู้ใช้จริงในระบบเพิ่มขึ้น ตามตารางที่ 4.1 ในกรณีส่งผ่านช่องสัญญาณที่เกิดการเฟดดิ้ง	80





## บัญชีคำศัพท์

การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งแยกด้วยความถี่	Frequency Division Multiple Access ย่อว่า FDMA
การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งแยกด้วยเวลา	Time Division Multiple Access ย่อว่า TDMA
การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งแยกด้วยรหัส	Code Division Multiple Access ย่อว่า CDMA
การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งแยกด้วยรหัส ชนิดจัดลำดับเข้าถึงโดยตรง	Direct Sequence / Code Division Multiple Access ย่อว่า DS-SS-SSMA
การจัดลำดับเข้าถึงโดยตรง	Direct Sequence ย่อว่า DS
การส่งข้อมูลขาขึ้น หรือข่ายเชื่อม โยงขาขึ้น	Uplink หรือ Reverse link
การส่งข้อมูลขาลง หรือข่ายเชื่อม โยงขาลง	Downlink หรือ Forward link
การแผ่	Spread
การแผ่บิตข้อมูลที่ถูกตัดสินใจบิตแล้ว	Re-spread
รหัสแผ่	Spreading code
อัตราแผ่	Processing gain หรือ Spreading factor
ชิป	Chip
การรวมกลับ	Despread
การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งแยกด้วยรหัส แบบหลายอัตรา	Multirate CDMA
แบบแผนการใช้หลายรหัส	Multi-code scheme
คลื่นพาห้	Carrier
ความกว้างแถบ	Bandwidth
ปรากฏการณ์ใกล้-ไกล	Near-far effect
เครื่องรับแบบธรรมดา	Conventional Receiver หรือ Matched Filter ย่อว่า MF
เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด	Optimum Receiver
เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป	Sub-optimum Receiver
เครื่องรับแบบเชิงเส้น	Linear Receiver
เครื่องรับชนิดที่ทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของ ค่าผิดพลาดต่ำที่สุด	Minimum Mean Square Error Receiver ย่อว่า MMSE

ดีคอร์เรเลเตอร์	Decorrelator
เครื่องรับแบบไม่เชิงเส้น	Non-linear Receiver
เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน	Parallel Interference Cancellation
	ย่อว่า PIC
เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดเพียงบางส่วน	Partial Parallel Interference Cancellation
แบบขนาน	ย่อว่า PPIC
เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่อง	Successive Interference Cancellation
	ย่อว่า SIC
เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดเป็นกลุ่มแบบ	Group-wise Successive Interference
ต่อเนื่อง	Cancellation ย่อว่า GIC
เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสม	Hybrid Interference Cancellation
	ย่อว่า HIC
เครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วมาป้อนกลับ	Decorrelating Decision-Feedback
	Detector ย่อว่า DDFB
สัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทาง	Multiple Access Interference ย่อว่า MAI
อัตราความผิดพลาดบิต	Bit Error Rate ย่อว่า BER
อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน	Signal-to-noise Ratio ย่อว่า SNR
ค่าเริ่มเปลี่ยนแบบปรับตัวได้	Adaptive threshold
ค่าการถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้	Adaptive Weighted factor
ค่าถ่วงน้ำหนัก	Weighted factor
ความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล	Near-far Resistance
ซิงโครนัส	Synchronous
อะซิงโครนัส	Asynchronous
เฟดดิ้งแบบเรย์ลี	Rayleigh fading
เฟดดิ้งหลายวิถี	Multipath fading
ทำให้เป็นบรรทัดฐาน	Normalize
ผู้ใช้งานที่ต้องการ หรือ ผู้ใช้คนที่สนใจ	Desired user
ผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ	Low-rate user
ผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง	Medium-rate user
ผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง	High-rate user
รหัสแบบสุ่ม	Random Code
สหสัมพันธ์ข้าม	Cross-correlation

สหสัมพันธ์ตัวเอง หรือ อัตสหสัมพันธ์

Auto-correlation

สัญญาณที่รับได้

Received signal

สัญญาณย่อย หรือ ผู้ใช้เสมือน

Sub-stream

การประวิงเวลา

Delay

การควบคุมกำลังอย่างสมบูรณ์

Perfect power control

การควบคุมกำลังอย่างไม่สมบูรณ์

Imperfect power control

สัญญาณรบกวนแบบเกาส์

Additive White Gaussian Noise

ย่อว่า AWGN

การแปลงสัญญาณจากอนุกรมเป็นแบบขนาน

Serial-to-Parallel Conversion

ย่อว่า S/P

การแปลงสัญญาณจากขนานเป็นแบบอนุกรม

Parallel-to-Serial Conversion

ย่อว่า P/S

สถาบันวิทยบริการ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## บทที่ 1

### บทนำ

ปัจจุบันการสื่อสารไร้สายได้เข้ามามีบทบาทสำคัญเป็นอย่างมากในการติดต่อสื่อสารระหว่างกัน ทำให้เกิดความต้องการใช้งานมากกว่าความสามารถรองรับการใช้งานของระบบสื่อสารเดิมที่ใช้การเข้าถึงช่องสัญญาณแบบแบ่งแยกด้วยความถี่ (Frequency Division Multiple Access: FDMA) และแบบแบ่งแยกด้วยเวลา (Time Division Multiple Access: TDMA) เนื่องจากระบบที่กล่าวมาทั้งสองระบบนี้ถูกจำกัดความสามารถใช้งานตามความจุของช่องสัญญาณ ซึ่งจะถูกแบ่งออกเป็นช่องสัญญาณย่อยให้ผู้ใช้งานตามช่วงความถี่ต่างๆ หรือตามช่วงเวลาที่แตกต่างกัน ดังนั้นจึงมีการเสนอวิธีการเข้าถึงช่องสัญญาณแบบแบ่งแยกด้วยรหัส (Code Division Multiple Access: CDMA) ขึ้น ซึ่งเป็นวิธีที่ผู้ใช้ในระบบทุกคนสามารถเข้าถึงช่องสัญญาณที่ความถี่และเวลาเดียวกันได้แต่จะถูกแยกด้วยรหัสเฉพาะตัวของแต่ละคน เพื่อสามารถรองรับการใช้งานและการบริการด้านการสื่อสารไร้สายที่หลากหลายมากกว่าการส่งสัญญาณเสียงเพียงอย่างเดียวเหมือนในอดีตที่ผ่านมา และด้วยคุณสมบัติที่สามารถตอบสนองการบริการที่หลากหลายนี้ ระบบสื่อสารไร้สายซีดีเอ็มเอ (CDMA) จึงดูเหมือนว่าจะได้เปรียบวิธีการเข้าถึงช่องสัญญาณแบบอื่นๆ เนื่องจากมีความเหมาะสมในการนำไปใช้งานรองรับการสื่อสารแบบหลายอัตราได้ดีกว่า เช่น การส่งสัญญาณภาพนิ่ง การส่งสัญญาณภาพเคลื่อนไหว และการส่งสัญญาณข้อมูลความเร็วสูง ซึ่งมีอัตราเร็วในการส่งข้อมูลอยู่ระหว่าง 64 kbps ถึง 2 Mbps เป็นต้น รวมทั้งยังเป็นระบบที่ทนต่อสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากภายนอก ได้ดีกว่าวิธีอื่นอีกด้วย ดังนั้นในการสื่อสารยุคที่สามระบบซีดีเอ็มเอจึงได้รับความสนใจในการนำมาพัฒนาปรับปรุงเพื่อใช้สำหรับการสื่อสารไร้สายในเชิงพาณิชย์มากขึ้น ซึ่งโดยปกติแล้วระบบการเข้าถึงช่องสัญญาณแบบอื่นๆ แบบใดตัวหนึ่งจะเป็นตัวกำหนดจำนวนผู้ใช้งานทั้งหมดในระบบ แต่ในระบบการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสสั้นนี้ สัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทาง (Multiple Access Interference: MAI) จะเป็นตัวกำหนดจำนวนผู้ใช้งานทั้งหมดภายในระบบ จึงดูเหมือนว่าระบบมีความยืดหยุ่นสูง โดยความยืดหยุ่นที่เกิดขึ้นนั้นจะมากหรือน้อยขึ้นกับความสามารถของภาครับที่สถานีฐานของระบบที่สามารถลดผลของสัญญาณแทรกสอดที่มาจากผู้ใช้อื่นในระบบได้มากน้อยเพียงใด

ระบบ CDMA ในปัจจุบัน สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ๆ คือ ชนิดกระโดดเปลี่ยนความถี่ (Frequency Hopping: FH) และชนิดจัดลำดับเข้าถึงโดยตรง (Direct Sequence: DS) สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะพิจารณาเฉพาะการสื่อสารที่แบ่งแยกด้วยรหัสชนิดจัดลำดับเข้าถึงโดยตรง (DS-SS) เท่านั้น เนื่องจากได้มีการนำมาใช้งานในเชิงพาณิชย์แล้วและกำลังเป็นที่สนใจในการนำมาวิจัยและพัฒนาอย่างมากในปัจจุบัน ซึ่งปัญหาสำคัญของระบบ DS-SS คือ การแทรกสอดของ

สัญญาณจากการเข้าถึงหลายทาง โดยเฉพาะในกรณีที่เกิดปัญหาปรากฏการณ์ใกล้-ไกล (Near-Far effect) ดังนั้นในการแก้ปัญหาจึงจำเป็นต้องใช้วิธีการควบคุมกำลัง (power control) อย่างแม่นยำและใช้เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคน (Multiuser Detection: MUD) ที่สถานีฐานเพื่อเพิ่มสมรรถนะโดยรวมของระบบให้ดีขึ้น โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะมุ่งเน้นศึกษาเฉพาะเครื่องรับสำหรับสำหรับผู้ใช้หลายคนเพื่อลดผลของสัญญาณแทรกสอดและเพิ่มสมรรถนะของระบบให้มากขึ้น

ในบทนี้จะแนะนำความเป็นมาของระบบ CDMA และกล่าวถึงวิธีการเข้าถึงระบบ DS-SS-SSMA แบบหลายอัตราชนิดต่างๆ จากนั้นจะอธิบายถึงเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่มีผู้เสนอขึ้นมา และปัญหาของเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดชนิดต่างๆ โดยเฉพาะเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมที่วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ให้ความสนใจ รวมถึงแนวทาง วัตถุประสงค์ ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ ขั้นตอนการดำเนินงาน ภาพรวมของเนื้อหาในแต่ละบท และการนิยามสัญลักษณ์ต่างๆที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

## 1.1 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับระบบ CDMA

จุดเริ่มต้นของระบบ CDMA เกิดขึ้นครั้งแรกในสมัยสงครามโลกครั้งที่ 2 โดยถูกพัฒนาขึ้นมาใช้ในการสื่อสารทางทหารของกองทัพสหรัฐอเมริกาเพื่อให้ยากต่อการดักฟังข้อมูลที่เป็นความลับทางทหารและทนต่อการถูกรบกวนจากสัญญาณที่มีความกว้างแถบแคบ แต่ด้วยคุณสมบัติที่โดดเด่น คือยอมให้ผู้ใช้ทุกคนใช้ความถี่ร่วมกันและใช้ได้ในเวลาเดียวกันจึงทำให้ระบบดังกล่าวเป็นที่สนใจอย่างมาก โดยระบบ CDMA นี้ใช้การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ (Spread Spectrum) ทำให้ข้อมูลที่มีความกว้างแถบแคบถูกแผ่ออกเป็นข้อมูลที่มีความกว้างแถบกว้างขึ้น ซึ่งการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่นี้ มีอยู่ด้วยกัน 2 ประเภทใหญ่ ๆ [1,2] คือ

- 1) ชนิดกระโดดเปลี่ยนความถี่ (Frequency Hopping: FH) เป็นการแบ่งช่วงความถี่ออกเป็น  $N$  ช่องแล้วให้ผู้ใช้แต่ละคนส่งบิตข้อมูลแบบกระโดดไปมาในช่วงความถี่ทั้ง  $N$  ช่องนั้น โดยวิธีการกระโดดจะสอดคล้องกับรหัสที่กำหนดให้ของผู้ใช้คนนั้น ๆ
- 2) ชนิดจัดลำดับเข้าถึงโดยตรง (Direct Sequence: DS) เป็นการแปลงข้อมูลแต่ละบิตให้เป็นรหัสที่มีจำนวนของบิตมากกว่าเดิมในช่วงเวลาที่เท่ากันซึ่งได้จากการคูณบิตข้อมูลด้วยรหัสเฉพาะตัวของแต่ละคนที่มีอัตรารหัสที่สูงกว่าอัตราข้อมูล แล้วเรียกแต่ละบิตของรหัสใหม่ว่า "ชิป" (Chip)

หลังจากเทคโนโลยีการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ได้ถูกนำออกมาเผยแพร่ไม่นานก็ถูกนำไปพัฒนาเป็นการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งแยกด้วยรหัส (CDMA) และนำไปใช้ในระบบการสื่อสารที่มีผู้ใช้จำนวนมากแทนวิธีการเข้าถึงหลายทางแบบเดิม ซึ่งในปัจจุบันระบบ CDMA ที่นำมาใช้ในเชิงพาณิชย์นั้นตั้งอยู่บนพื้นฐานของการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ชนิดจัดลำดับเข้าถึง โดยตรง ซึ่งเป็นที่รู้จักกันอย่างแพร่หลายในชื่อ “DS-SS-SS-SS”

หลักการของระบบ DS-SS คือ ระบบดังกล่าวจะอนุญาตให้ผู้ใช้จำนวนมากส่งข้อมูลลงบนความกว้างแถบ (Bandwidth) เดียวกันในเวลาเดียวกันได้ โดยสัญญาณของผู้ใช้จะถูกแยกแยะออกจากกันด้วยชุดของรหัสเฉพาะสำหรับผู้ใช้แต่ละคน ซึ่งเรียกว่า “ลำดับลายมือชื่อ” (Signature Sequence) หรือ “รหัสแผ่” (Spreading Code) ในภาคส่งบิตข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนจะถูกเปลี่ยนเป็นรหัสแผ่บนพื้นฐานของการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ชนิดจัดลำดับเข้าถึง โดยตรงซึ่งเป็นการคูณบิตข้อมูลด้วยรหัสแผ่ที่มีความยาว  $N$  บิต หลังจากทำการมอดูเลตแล้วในช่องสัญญาณจะประกอบด้วยสัญญาณของผู้ใช้ทุกคนรวมกันอยู่ ทางภาครับจะแยกแยะสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนออกจากกันด้วยรหัสแผ่ที่ใช้ในการส่งของผู้ใช้แต่ละคนนั้น โดยการนำรหัสแผ่ของผู้ใช้คนที่ต้องการคูณเข้ากับสัญญาณที่รับได้

ในปี ค.ศ. 1989 บริษัท QUALCOMM ของสหรัฐอเมริกาเป็นบริษัทแรกที่ริเริ่มนำระบบ DS-SS มาใช้ในเชิงพาณิชย์สำหรับการสื่อสารของโทรศัพท์เคลื่อนที่ จากนั้นได้ทำการวิจัยและพัฒนาต่อจน Telecommunications Industry Association (TIA) ยอมรับให้ระบบ DS-SS เป็นมาตรฐานของการเชื่อมต่อทางอากาศ (Air-interface) สำหรับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบดิจิทัลเซลลูลาร์ (Digital Cellular) ในยุคที่ 2 เมื่อวันที่ 16 มิถุนายน ค.ศ.1993 โดยมาตรฐานนี้มีชื่อเรียกว่า “IS-95” ซึ่งกำหนดให้ช่องสัญญาณแต่ละช่องมีความกว้างแถบเป็น 1.2288 MHz และได้ใช้มาจนถึงปัจจุบัน

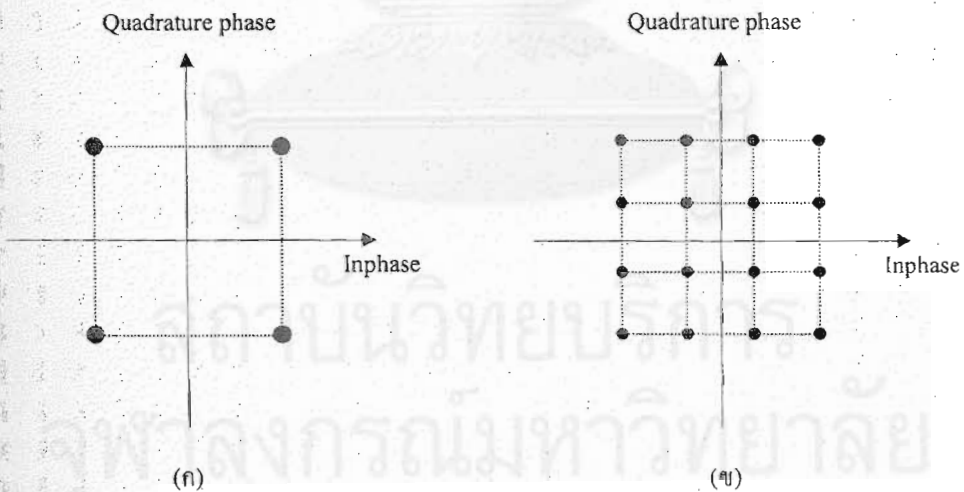
ปัจจุบันมีการกำหนดมาตรฐานการสื่อสารแบบไร้สายในยุคที่ 3 ตามมาตรฐาน Universal Mobile Telecommunications System (UMTS) ของยุโรป และมาตรฐาน International Mobile Telecommunications-2000 (IMT-2000) ของนานาชาติ ซึ่งต้องการเพิ่มความจุของช่องสัญญาณให้มากขึ้น และให้บริการที่หลากหลายมากขึ้น เป็นผลให้อัตราการส่งบิตข้อมูลสูงขึ้นไปด้วย แต่เนื่องจากขีดจำกัดของการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งแยกด้วยความถี่ (FDMA) และการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งแยกด้วยเวลา (TDMA) ทำให้วิธีการเข้าถึงแบบเดิมไม่สามารถรองรับความต้องการดังกล่าวได้ ดังนั้นระบบ DS-SS จึงเข้ามามีบทบาทสำคัญต่อการสื่อสารแบบไร้สายในยุคที่ 3 เนื่องจากสามารถรองรับบริการได้หลากหลายกว่าวิธีการเข้าถึงแบบเดิม โดยมีมาตรฐานของการเชื่อมต่อทางอากาศที่อยู่ในระหว่างการพัฒนาอยู่ 2 มาตรฐาน ก็คือ มาตรฐาน WCDMA ของยุโรปและญี่ปุ่น และมาตรฐาน CDMA2000 ของอเมริกาเหนือ ซึ่งทั้งสองมาตรฐานนี้กำหนดให้ช่องสัญญาณแต่ละช่องมีความกว้างแถบเป็น 5 MHz หรือมากกว่านี้ เมื่อนำไปเปรียบเทียบกับมาตรฐาน IS-95 ซึ่งมีความกว้างแถบเพียง 1.2288 MHz จึงเรียกมาตรฐาน IS-95 ว่า “CDMA แถบแคบ” (Narrowband CDMA) และเรียกมาตรฐาน WCDMA และ CDMA2000 ว่า “CDMA แถบกว้าง” (Wideband CDMA) [3]

## 1.2 แบบแผนการเข้าถึงระบบ CDMA แบบหลายอัตรา [4-6]

เนื่องจากความต้องการบริการด้วยอัตราส่งที่แตกต่างกัน จึงมีการเสนอระบบการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสแบบหลายอัตรา (Multirate CDMA) ขึ้น โดยแบบแผนต่างๆ ที่มีผู้เสนอไว้ นั้นอาศัยหลักการมัลติเพลกซ์ (Multiplex) ในรูปแบบที่แตกต่างกันออกไป ซึ่งได้แก่ การมัลติเพลกซ์โดยใช้การมอดูเลตในระดับที่แตกต่างกัน (Modulation Division Multiplexing: MDM) การมัลติเพลกซ์โดยใช้ความถี่ที่แตกต่างกัน (Frequency Division Multiplexing: FDM) การมัลติเพลกซ์โดยใช้เวลาที่แตกต่างกัน (Time Division Multiplexing: TDM) และการมัลติเพลกซ์โดยใช้รหัสที่แตกต่างกัน (Code Division Multiplexing: CDM) โดยนำรูปแบบต่างๆ นี้มาใช้ร่วมกับระบบ CDMA เพื่อรองรับการใช้งานที่อัตราบิตข้อมูลต่างๆ กันบนแบนด์วิทซ์ช่องสัญญาณเดียวกัน โดยในที่นี้จะกล่าวถึง 4 แบบแผนด้วยกัน ดังนี้

### 1.2.1 แบบแผนการมอดูเลตหลายค่า (Multi-modulation Scheme หรือ MDM/CDMA)

แบบแผนนี้จะใช้การมอดูเลตแบบ M-ary QAM โดยระดับการมอดูเลต M จะเปลี่ยนไปตามอัตราบิตข้อมูล โดยที่อัตราบิตข้อมูลสูงจะทำการมอดูเลตด้วยจำนวนสัญลักษณ์ (M) ที่มากกว่าที่อัตราบิตข้อมูลต่ำ เช่น ผู้ใช้ที่มีอัตราบิตข้อมูลต่ำอาจทำการมอดูเลตด้วย 4-QAM ในขณะที่ผู้ใช้อัตราบิตข้อมูลสูงใช้การมอดูเลตแบบ 16-QAM เป็นต้น โดยแสดงมิติสัญญาณดังรูปที่ 1.1 (ก) และ (ข)



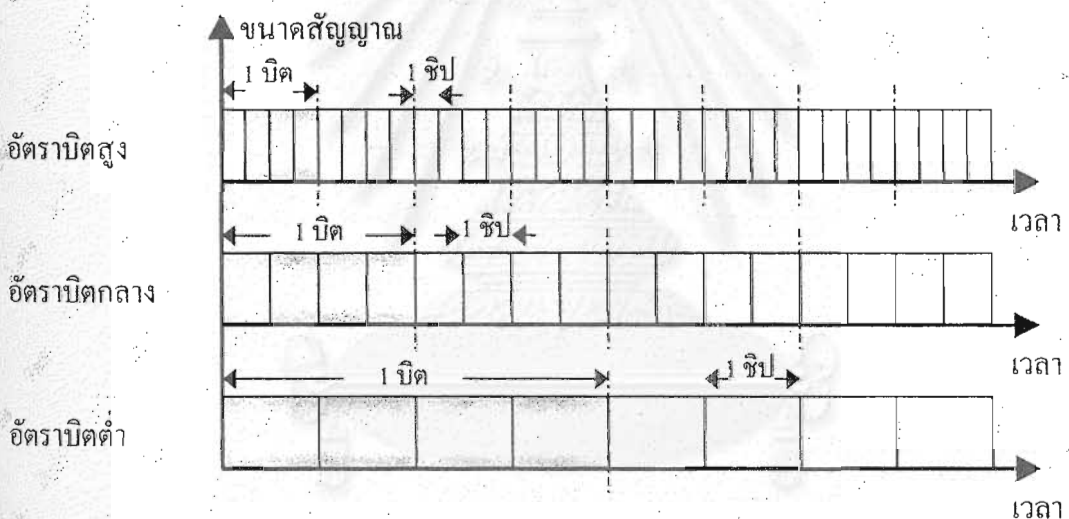
รูปที่ 1.1 มิติสัญญาณของ (ก) 4-QAM (ข) 16-QAM

อย่างไรก็ตาม จากคุณสมบัติของการมอดูเลตพบว่าที่ค่า SNR (signal-to-noise ratio) เดียวกัน ถ้าอัตราบิตผิดพลาดจะสูงขึ้นเมื่อระดับการมอดูเลต M เพิ่มขึ้น ดังนั้นถ้าต้องการให้ได้ค่าอัตราบิตผิดพลาดเท่ากัน จำเป็นต้องใช้กำลังส่งที่ต่างกันเมื่ออัตราบิตข้อมูลต่างกัน โดยผู้ใช้ที่มีอัตราบิตข้อมูลสูงจะ

ต้องส่งด้วยกำลังที่สูงกว่า ซึ่งจะไปรบกวนผู้ใช้ที่มีอัตราบิตข้อมูลต่ำกว่าในลักษณะเดียวกับปรากฏการณ์ใกล้-ไกล (Near-far Effect) ส่งผลให้สมรรถนะของระบบที่ใช้แบบแผนนี้มีค่าต่ำ

### 1.2.2 แบบแผนการใช้อัตราขยายประมวลผลคงที่ โดยเปลี่ยนอัตราชิป (Fixed Processing Gain/ Variable Chip Rate Scheme หรือ FDM/CDMA)

แบบแผนนี้จะใช้การแบ่งแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณออกเป็นแถบย่อยๆ ขนาดใหญ่และเล็กหลายๆ แถบ โดยทำการแผ่ (spread) สัญญาณที่มีอัตราบิตข้อมูลต่ำ เช่น สัญญาณเสียง ลงบนแถบย่อยขนาดเล็ก และแผ่สัญญาณที่มีอัตราบิตข้อมูลสูง เช่น สัญญาณวิดีโอ ลงบนแถบย่อยขนาดใหญ่ เมื่อพิจารณาในทางเวลาจะพบว่าแบบแผนนี้เป็นการเปลี่ยนอัตราชิปตามอัตราบิตข้อมูลเพื่อให้ได้อัตราขยายประมวลผลคงที่ (processing gain) ดังแสดงในรูปที่ 1.2



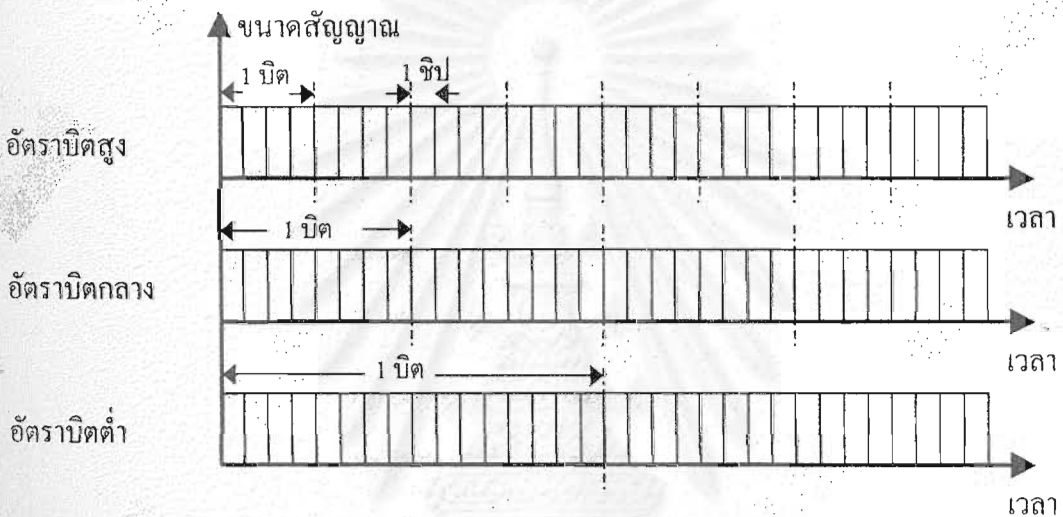
รูปที่ 1.2 ระบบการส่งสำหรับแบบแผนการใช้อัตราขยายประมวลผลคงที่

อย่างไรก็ตาม แบบแผนนี้มีข้อเสียในด้านความซับซ้อนในการวางแผนการจัดการความถี่ ซึ่งจะยุ่งยากมากเพราะแบนด์วิดท์ของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตข้อมูลต่างกันมีค่าไม่เท่ากัน จึงต้องมีการวางแผนจัดการด้านความถี่ที่ดีพอ



### 1.2.3 แบบแผนการใช้อัตราชีพคงที่ โดยเปลี่ยนอัตราขยายประมวลผล (Fixed Chip Rate/Variable Processing Gain Scheme หรือ TDM/CDMA)

แบบแผนนี้สัญญาณทั้งหมดไม่ว่าจะมีอัตราบิตข้อมูลเท่าใดก็ตาม จะถูกแผ่จนได้อัตราชีพเท่ากันหมด (แผ่ออกไปบนแบนด์วิดท์เดียวกัน) ดังนั้นอัตราแผ่ของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตข้อมูลสูงจะมีค่าต่ำกว่าผู้ใช้ที่มีอัตราบิตข้อมูลต่ำ นั่นคือภายในเวลาเดียวกันผู้ใช้ที่มีอัตราบิตข้อมูลสูงจะสามารถส่งสัญลักษณ์ได้มากกว่าผู้ใช้ที่มีอัตราบิตข้อมูลต่ำ ดังรูปที่ 1.3



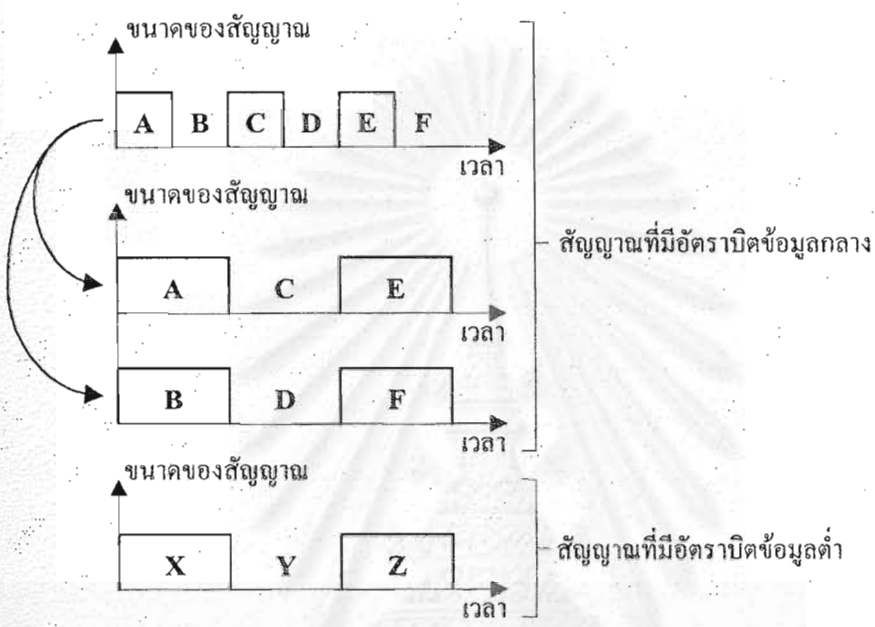
รูปที่ 1.3 ระบบการส่งสำหรับแบบแผนการใช้อัตราชีพคงที่

เนื่องจากสัญลักษณ์ที่ส่งด้วยอัตราบิตข้อมูลสูงจะมีคาบแคบกว่ากรณีส่งด้วยอัตราบิตข้อมูลต่ำ ดังนั้นเพื่อให้ได้กำลังในหนึ่งคาบสัญลักษณ์เท่ากัน (หรือเพื่อให้ได้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากัน) ข้อมูลที่มีอัตราบิตข้อมูลสูงจะต้องส่งด้วยขนาดที่สูงด้วย จึงส่งผลให้เกิดปัญหาในลักษณะเดียวกับปรากฏการณ์ไกล-ไกลต่อผู้ใช้ที่อัตราบิตข้อมูลต่ำ นอกจากนี้สมรรถนะของระบบจะลดลงตามอัตราบิตข้อมูลที่เพิ่มขึ้นด้วย เนื่องจากยิ่งอัตราบิตข้อมูลสูงอัตราแผ่ก็ยิ่งต่ำจนอาจทำให้ค่าสหสัมพันธ์ข้าม (Cross-correlation) ระหว่างผู้ใช้เพิ่มมากขึ้นเมื่อเทียบกับอัตราขยายประมวลผลของระบบ อย่างไรก็ตาม แบบแผนนี้มีความซับซ้อนต่ำ จึงสะดวกในการนำมาใช้งาน

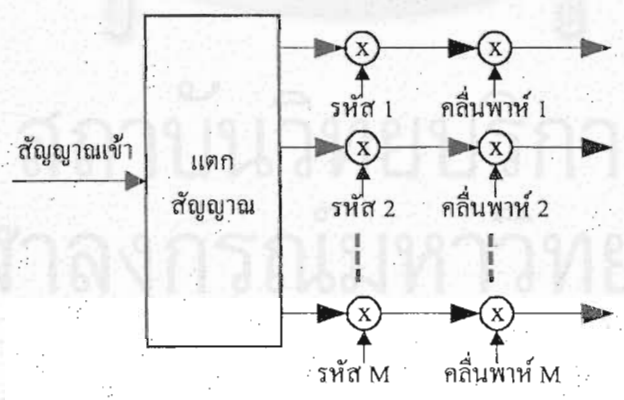
### 1.2.4 แบบแผนการใช้หลายรหัส (Multi-code Scheme หรือ CDM/CDMA)

แบบแผนนี้ผู้ใช้อัตราบิตข้อมูลกลางและอัตราบิตข้อมูลสูงจะถูกแยกออกเป็นหลายสัญญาณย่อยดังแสดงในรูปที่ 1.4 โดยให้บิตแต่ละบิตมีอัตราแผ่เท่ากับอัตราแผ่ของผู้ใช้อัตราบิตข้อมูลที่ต่ำที่สุด

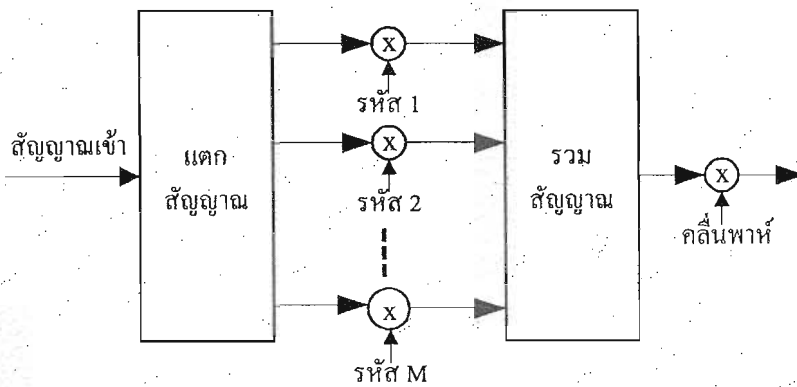
ในระบบ โดยในบิตข้อมูลของผู้ใช้คนเดียวกันนั้นจะถูกแผ่ด้วยรหัสที่ตั้งฉากกันแล้วจึงแผ่ด้วยรหัสประจำตัวของผู้ใช้แต่ละคน ซึ่งทำให้ในผู้ใช้อัตราบิตข้อมูลกลางและอัตราบิตข้อมูลสูงหนึ่งคนจะส่งสัญญาณย่อยออกไปเท่ากับจำนวนเท่าของอัตราบิตข้อมูลที่ต่ำที่สุด แล้วจึงรวมสัญญาณย่อยเหล่านั้นส่งผ่านคลื่นพาห์ (Carrier) เดียวกัน หรือต่างคลื่นพาห์ก็ได้ขึ้นอยู่กับความต้องการของระบบแต่ละระบบ ดังรูปที่ 1.5 และรูปที่ 1.6



รูปที่ 1.4 การแตกออกของสัญญาณที่อัตราบิตข้อมูลกลาง สำหรับแบบแผนการใช้หลายรหัส



รูปที่ 1.5 ระบบการส่งสำหรับแบบแผนการใช้หลายรหัส กรณีมีมอดูเลตด้วยคลื่นพาห์ต่างกัน



รูปที่ 1.6 ระบบการส่งสำหรับแบบแผนการใช้หลายรหัส กรณีมอดูเลตด้วยคลื่นพาห้เดียวกัน

จากที่กล่าวมาจะเห็นว่าแบบแผนดังกล่าวมานี้สามารถจัดปัญหาของปรากฏการณ์ใกล้-ไกลที่เกิดขึ้นในแบบแผนที่ใช้การเปลี่ยนอัตราขยายประมวลผลได้ และสร้างความเสมอภาคให้กับผู้ใช้ทุกคนในระบบเนื่องจากทุกคนถูกส่งด้วยขนาดสัญญาณที่เท่ากัน แต่ก็อาจเกิดปัญหาอันเนื่องมาจาก เมื่อระบบมีผู้ใช้อัตราบิตข้อมูลสูงจำนวนมากอาจส่งผลเหมือนระบบมีจำนวนผู้ใช้เป็นจำนวนมากว่าผู้ใช้จริงในระบบ ทำให้ความจุของระบบลดลงอันเนื่องมาจากผลของ MAI ในระบบเพิ่มขึ้นนั่นเอง และยังคงอาศัยคุณสมบัติที่เป็นเชิงเส้นของตัวขยายสัญญาณด้วย (Amplifier) ซึ่งในความเป็นจริงอาจเกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณได้เนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นของตัวขยายสัญญาณเมื่อระดับสัญญาณสูงขึ้น ดังนั้นในการนำแบบแผนนี้ไปใช้งานจริงจึงจำเป็นต้องมีการกำหนดสัดส่วนการใช้งานระหว่างผู้ใช้ที่อัตราบิตข้อมูลต่างๆ เพื่อป้องกันความผิดพลาดที่อาจเกิดขึ้นได้

เสรี วัฒนภักดีเศชา ได้เสนอวิธีการแก้ปัญหาที่อาจเกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นของตัวขยายสัญญาณ โดยการนำแบบแผนไบออร์ทอคอนอลมาใช้ในการใช้อัตราบิตข้อมูลสูงเพื่อลดปัญหาดังกล่าว [7]

### 1.3 เครื่องรับแบบธรรมดา (Conventional Receiver หรือ Matched Filter: MF)

เครื่องรับชนิดนี้จะใช้รหัสของผู้ใช้คนที่เราต้องการเท่านั้นในการแยกสัญญาณของข้อมูลคนที่เราต้องการออกมาจากสัญญาณรวมทั้งหมดที่รับได้โดยมิได้มีการหักล้างสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นออกไปก่อน ระบบจึงมองสัญญาณแทรกสอดเหล่านั้นเป็นเสมือนสัญญาณรบกวนของระบบ ดังนั้นเมื่อมีผู้ใช้ในระบบจำนวนมากจะทำให้การตัดสินใจบิตข้อมูลมีโอกาสผิดพลาดสูงขึ้น ส่งผลให้สมรรถนะโดยรวมของระบบลดลง โดยเฉพาะเมื่อการควบคุมกำลังที่ภาคส่งเป็นไปอย่างไม่สมบูรณ์ทำให้มองเหมือนเกิดปรากฏการณ์ใกล้-ไกลขึ้นในระบบ ซึ่งจะส่งผลทำให้เกิดความผิดพลาดในการตัดสินใจบิตข้อมูลเพิ่มมากขึ้น จึงมีการเสนอเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนขึ้นเพื่อลดผลจากสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นดังกล่าว

## 1.4 เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคน (Multiuser Detection: MUD) [8-10]

จากความต้องการเพิ่มความจุของระบบเพื่อรองรับผู้ใช้งานที่เข้ามาในระบบมากขึ้น ซึ่งถ้าใช้เครื่องรับแบบธรรมดาจะทำให้ระบบไม่สามารถรองรับผู้ใช้งานที่เพิ่มขึ้นได้ เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคน (MUD) จึงถูกนำมาใช้งานเพื่อตอบสนองความต้องการดังกล่าว โดยนำมาใช้งานที่สถานีฐานเนื่องจากที่สถานีฐานจะต้องรองรับการใช้งานที่หลากหลายและมีจำนวนผู้ใช้ที่เข้ามาในระบบเป็นจำนวนมากจึงจำเป็นต้องมีการจัดการที่เหมาะสมและซับซ้อนกว่าที่สถานีเคลื่อนที่ (mobile station) โดยเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนจะอาศัยหลักการกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทาง (MAI) ให้กับผู้ใช้แต่ละคน ในเซลล์เดียวกันและยังสามารถลดปัญหาด้านการควบคุมกำลังของสัญญาณลงได้ เนื่องจากเครื่องรับชนิดนี้จะทนต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลตามความซับซ้อนของเครื่องรับที่เพิ่มขึ้น

ในปี ค.ศ. 1984 Verdu S. ได้เสนอเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด (Optimum Receiver) ซึ่งเป็นเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่มีสมรรถนะของอัตราบิดผิดพลาดต่ำที่สุด และได้แสดงให้เห็นว่าระบบ CDMA นั้นแท้จริงแล้วไม่ได้เป็นระบบที่ถูกจำกัดด้วยปัญหาของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นหรือปรากฏการณ์ใกล้-ไกล ซึ่งปัญหาทั้งสองชนิดนี้เป็นข้อจำกัดของเครื่องรับแบบธรรมดาเท่านั้น แต่ไม่ใช่เป็นข้อจำกัดของระบบ CDMA หลังจากนั้นเป็นต้นมา เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนก็ได้รับความสนใจอย่างมาก แต่เนื่องจากเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุดมีความซับซ้อนสูงมาก อีกทั้งต้องการทราบข้อมูลต่างๆ มากเกินกว่าที่จะนำไปใช้ได้จริงในทางปฏิบัติ งานวิจัยเกี่ยวกับเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนจึงมุ่งเน้น ไปยังเครื่องรับที่มีสมรรถนะต่ำกว่าเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด แต่มีความซับซ้อนน้อยกว่า ซึ่งเรียกกันว่า “เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป” (Sub-optimum Receiver) ซึ่งมีผู้เสนอขึ้นมาหลายชนิดด้วยกัน และแต่ละชนิดต้องการข้อมูลในการนำไปตัดสินใจข้อมูลที่แตกต่างกันออกไป รวมทั้งมีความเหมาะสมในการนำไปใช้งานที่สภาวะแวดล้อมที่แตกต่างกันออกไปอีกด้วย

ในปี ค.ศ. 1996 Mitra U. ได้เสนอเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุดสำหรับระบบ CDMA แบบหลายอัตราขึ้นเป็นครั้งแรก แต่เนื่องจากปัญหาความซับซ้อนของเครื่องรับเช่นเดียวกับระบบอัตราเดียวจึงมีการเสนอเครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไปสำหรับระบบ CDMA แบบหลายอัตราตามมา โดยส่วนใหญ่จะใช้หลักการเดียวกับที่ใช้ในระบบ CDMA แบบอัตราเดียว เพียงแต่มีการปรับปรุงโครงสร้างบางอย่างให้เหมาะสม หลักการของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนประเภทต่าง ๆ ที่มีผู้เสนอขึ้น มีดังนี้

### 1.4.1 เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด (Optimum Receiver)

เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด สำหรับระบบ CDMA อัตราเดียว ถูกเสนอโดย Verdu S. [11] และสำหรับระบบ CDMA แบบหลายอัตรา ถูกเสนอโดย Mitra U. [12,13] เครื่องรับชนิดนี้ใช้หลักการของ Maximum-Likelihood Sequence Estimation (MLSE) ในการหาลำดับของสัญญาณที่ส่งมา นั่นคือ จะ

พิจารณาชุดของข้อมูลที่เป็นไปได้ทั้งหมดจำนวน  $2^K$  แบบ เมื่อ  $K$  คือ จำนวนผู้ใช้ทั้งหมดในระบบและถือว่าชุดของข้อมูลที่ทำให้ได้สัญญาณเหมือนกับลำดับของสัญญาณที่รับได้มากที่สุด เป็นข้อมูลที่ใช้ส่งมา อย่างไรก็ตามแม้ว่าเครื่องรับชนิดนี้จะมีสมรรถนะที่ดีมาก แต่ก็มีข้อเสียที่สำคัญ คือ มีความซับซ้อนสูงมาก ซึ่งความซับซ้อนจะเพิ่มขึ้นตามจำนวนผู้ใช้แบบเอกซ์โพเนนเชียล (Exponential) อีกทั้งยังต้องการทราบค่าพารามิเตอร์ (Parameter) ของผู้ใช้และพารามิเตอร์ของระบบจำนวนมาก จึงทำให้ไม่สามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้จริงในทางปฏิบัติ ดังนั้นงานวิจัยส่วนใหญ่จึงมุ่งเน้นไปยังเครื่องรับซึ่งมีสมรรถนะที่ด้อยกว่าเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด แต่ยังมีสมรรถนะที่ดีกว่าเครื่องรับแบบธรรมดา

#### 1.4.2 เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป (Sub-optimum Receiver)

เป็นเครื่องรับที่มีสมรรถนะต่ำกว่าเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุดแต่มีความซับซ้อนต่ำกว่าและยังคงมีสมรรถนะที่ดีกว่าเครื่องรับแบบธรรมดาอยู่มาก รวมทั้งความซับซ้อนไม่ได้เพิ่มขึ้นตามจำนวนผู้ใช้แบบเอกซ์โพเนนเชียล ทำให้เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไปมีความเหมาะสมในการนำมาใช้งานจริง โดยเครื่องรับดังกล่าวสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ ๆ คือ แบบเชิงเส้น และแบบไม่เชิงเส้น

##### 1.4.2.1 เครื่องรับแบบเชิงเส้น (Linear Receiver)

เครื่องรับชนิดนี้ประกอบด้วยเครื่องรับแบบธรรมดาของผู้ใช้ทุกคนในระบบ โดยสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบธรรมดาซึ่งเป็นการคูณสัญญาณที่รับได้ด้วยรหัสแผ่ของผู้ใช้คนที่เราต้องการ จะถูกนำมาผ่านกระบวนการแบบเชิงเส้น แล้วจึงค่อยนำผลลัพธ์ที่ได้ไปตัดสินใจ (Bit Decision) เครื่องรับแบบเชิงเส้นมีอยู่ 2 ชนิดที่สำคัญ ดังนี้

- **ดีคอร์เรเลเตอร์ (Decorrelator)**

ดีคอร์เรเลเตอร์ในระบบ CDMA แบบอัตราเดียวถูกเสนอโดย Lupas R. [14,15] และในระบบ CDMA แบบหลายอัตราถูกเสนอโดย Saquib M. [16] ซึ่งมีอยู่ 2 ชนิดด้วยกัน คือ ดีคอร์เรเลเตอร์ชนิดอัตรา บิตต่ำ (Low-rate Decorrelator: LRD) และดีคอร์เรเลเตอร์ชนิดอัตราบิตสูง (High-rate Decorrelator: HRD) ดีคอร์เรเลเตอร์ทุกชนิดมีหลักการที่เหมือนกัน คือ ใช้กระบวนการแบบเชิงเส้นที่มีผลตอบเป็นเมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ (Correlation Matrix) ของรหัสของผู้ใช้ทุกคนในระบบ โดยเครื่องรับแบบดีคอร์เรเลเตอร์นี้ไม่ได้นำผลของสัญญาณรบกวน (Noise) มาใช้พิจารณาด้วย ดังนั้นในกรณีที่กำลังของสัญญาณรบกวนมีค่ามากเมื่อเทียบกับกำลังสัญญาณของ MAI เครื่องรับชนิดนี้จะมีสมรรถนะค่อนข้างต่ำ

ฉัฐพร ราศรีเกรียงไกร ได้เสนอเครื่องรับนี้โดยใช้กระบวนการปรับอัตโนมัติในระบบ DS-SS-CDMA แบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไบออร์โทกอนอล [17]

- **เครื่องรับชนิดที่ทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำที่สุด (Minimum Mean Square Error Receiver: MMSE)**

เครื่องรับชนิดที่ทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำที่สุดในระบบ CDMA แบบอัตราเดียวถูกเสนอโดย Xie Z. [18,19] และในระบบ CDMA แบบหลายอัตราถูกเสนอโดย Ge H. [20]. โดยเครื่องรับชนิดนี้ใช้กระบวนการแบบเชิงเส้น ที่มีผลตอบเป็นเมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัสของผู้ใช้ร่วมกับเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณรบกวนที่ทำการประมาณขึ้นจากคุณสมบัติของช่องสัญญาณ เนื่องจากเครื่องรับชนิดนี้มีการพิจารณาผลของสัญญาณรบกวนร่วมด้วย ดังนั้นในกรณีที่กำลังของสัญญาณรบกวนมีค่ามากเมื่อเทียบกับกำลังสัญญาณของ MAI เครื่องรับชนิดนี้จะมีสมรรถนะที่ดีกว่าเครื่องรับแบบคิออร์รีเลเตอร์ ส่วนในกรณีที่กำลังของสัญญาณรบกวนมีค่าน้อยเมื่อเทียบกับกำลังสัญญาณของ MAI เครื่องรับชนิดนี้จะมีสมรรถนะใกล้เคียงกับเครื่องรับแบบคิออร์รีเลเตอร์

สุวิรัช คุณารัตนพฤกษ์ ได้พยายามลดความซับซ้อนของเครื่องรับชนิดนี้ในระบบ CDMA แบบอัตราเดียว [21-23] ด้วยขั้นตอนลิเนียร์ลีคอนเสตรนคอนแสดนค์มอดุลัส

#### 1.4.2.2 เครื่องรับแบบไม่เชิงเส้น (Non-linear Receiver)

เครื่องรับชนิดนี้อาศัยหลักการประมาณสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นในระบบแล้วนำไปหักล้างออกจากสัญญาณรวมที่รับได้ทั้งหมดก่อนการตัดสินใจข้อมูล โดยสมรรถนะของระบบขึ้นกับความถูกต้องในการประมาณสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น เครื่องรับชนิดนี้แบ่งเป็น 4 ประเภท คือ

- **เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน (Parallel Interference Cancellation: PIC)**

เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานในระบบ CDMA แบบอัตราเดียวถูกเสนอโดย Varanasi M. K. [24] และในระบบ CDMA แบบหลายอัตราถูกเสนอโดย Johansson A.-L. [25] หลักการทำงานของเครื่องรับชนิดนี้คือ ทำการประมาณบิตข้อมูลของผู้ใช้ทุกคนออกมาก่อนในขั้นตอนแรกโดยใช้เครื่องรับแบบ MF หลังจากนั้นจึงทำการแก้บิตข้อมูลเหล่านั้นออกตามขั้นตอนเดียวกันกับด้านส่ง แล้วจึงนำไปหักล้างออกจากสัญญาณรวมที่รับได้ โดยเครื่องรับชนิดนี้จะให้สมรรถนะในการประมาณสัญญาณแทรกสอดที่ดีเมื่อผู้ใช้ทุกคนในระบบมีกำลังของสัญญาณที่ส่งมาเท่ากัน หรือการควบคุมกำลังในการส่งเป็นไปอย่างสมบูรณ์ แต่เมื่อการควบคุมกำลังเป็นไปอย่างไม่สมบูรณ์เครื่องรับชนิดนี้จะให้สมรรถนะในการประมาณสัญญาณแทรกสอดที่ไม่ดีนัก โดยเครื่องรับชนิดนี้สามารถเพิ่มความถูกต้องของการประมาณบิตข้อมูลในขั้นแรก โดยการเปลี่ยนเครื่องรับแบบธรรมดาเป็นเครื่องรับแบบคิออร์รีเลเตอร์ หรือเครื่องรับชนิดที่ทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำที่สุด

• **เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่อง (Successive Interference Cancellation: SIC)**

เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่องในระบบ CDMA แบบอัตราเดียวถูกเสนอโดย Patel P. [26] และในระบบ CDMA แบบหลายอัตราถูกเสนอโดย Johansson A.-L. [27] หลักการทำงานของเครื่องรับชนิดนี้คือ ที่ภาครับจะทำการจัดเรียงขนาดสัญญาณของผู้ใช้ทุกคนที่รับได้ในแต่ละบิตข้อมูลจากมากไปน้อย จากนั้นจึงทำการประมาณบิตข้อมูลของผู้ใช้คนที่มีความถี่สัญญาณสูงสุดก่อน โดยใช้เครื่องรับแบบ MF แล้วจึงทำการแก้บิตข้อมูลนั้นออกตามขั้นตอนเดียวกันกับด้านส่ง หลังจากนั้นจึงนำไปหักล้างออกจากสัญญาณรวมที่รับได้ โดยการทำการซ้ำกระบวนการดังกล่าวเรื่อยๆ จะได้บิตข้อมูลของผู้ใช้คนที่มีความถี่ต่ำที่สุดออกมาเป็นคนสุดท้าย จากการทำงานดังกล่าวจะเห็นว่าผู้ใช้คนที่มีความถี่สูงที่สุดจะถูกตัดสินบิตออกมาเป็นคนแรก ส่วนผู้ใช้คนที่มีความถี่ต่ำที่สุดถูกตัดสินบิตข้อมูลเป็นคนสุดท้ายทำให้เกิดการประวิงเวลาสูง โดยเฉพาะผู้ใช้คนที่มีความถี่ต่ำมากๆ แต่สามารถแก้ปัญหาที่เกิดจากการส่งด้วยกำลังสัญญาณที่ไม่เท่ากันและให้สมรรถนะสูงขึ้นในผู้ใช้ที่มีความถี่ต่ำกว่าลำดับถัดมา เนื่องจากการประมาณสัญญาณจากผู้ใช้คนที่มีความถี่สูงกว่าไปหักล้างจากสัญญาณรวมที่รับได้ซึ่งเป็นการลดสัญญาณแทรกสอดลงให้กับผู้ใช้คนที่มีความถี่ต่ำกว่า ยกเว้นผู้ใช้คนที่มีความถี่สูงที่สุดเนื่องจากถูกตัดสินบิตข้อมูลเป็นคนแรกจึงไม่มีการเพิ่มความเชื่อถือได้จากการหักล้างสัญญาณจากคนอื่น

• **เครื่องรับชนิดนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ (Decorrelating Decision - Feedback Detector: DDFB)**

เครื่องรับชนิดนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับในระบบ CDMA แบบอัตราเดียวถูกเสนอโดย Hallen A. [28] หลักการทำงานของเครื่องรับชนิดนี้คือ ในการประมาณสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้ในระบบจะประกอบไปด้วยวงจรกรอง 2 วงจร คือ วงจรกรองแบบป้อนไปหน้าและวงจรกรองแบบป้อนกลับ โดยวงจรกรองแบบป้อนไปหน้าทำหน้าที่กำจัดผลของผู้ใช้คนที่มีความถี่ต่ำกว่าออกจากผู้ใช้คนที่มีความถี่สูงกว่า ส่วนวงจรกรองแบบป้อนกลับมีหน้าที่ป้อนผลการตัดสินบิตข้อมูลของผู้ใช้คนที่มีความถี่สูงกว่าเพื่อนำไปช่วยในการตัดสินบิตข้อมูลของผู้ใช้คนที่มีความถี่ต่ำกว่า โดยในระบบการส่งแบบหลายอัตรานั้นมีการนำหลักการดังกล่าวไปใช้ร่วมกับเครื่องรับแบบดีคอร์เรเลเตอร์ด้วย

เพียรพร หลินประเสริฐ ลดความซับซ้อนของเครื่องรับนี้ในระบบ CDMA แบบอัตราเดียว [29-31] โดยใช้กระบวนการปรับอัตราโน้ตชนิดบอด

วรวิทย์ กวีวัฒน์ ลดความซับซ้อนของเครื่องรับนี้ในระบบ CDMA แบบหลายอัตรา [32-34] โดยใช้กระบวนการปรับอัตราโน้ตชนิดบอด

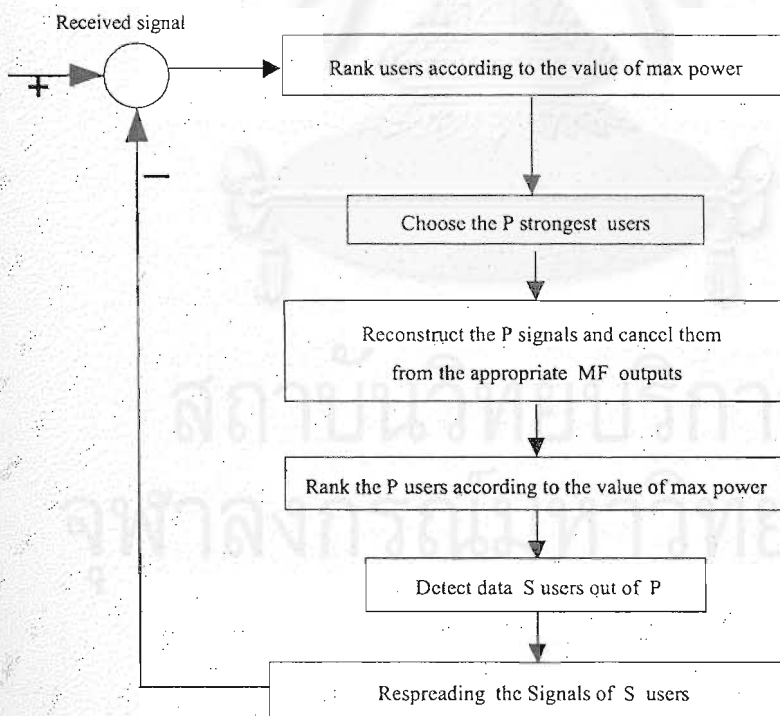
• **เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสม (Hybrid Interference Cancellation: HIC)**

เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมในระบบ CDMA แบบอัตราเดียวถูกเสนอโดย Sun S. และ Koulakiotis D. [35-37] หลักการทำงานของเครื่องรับชนิดนี้คือ การนำเครื่องรับชนิด

หักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานและเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่องมาทำงานร่วมกัน เพื่อกำจัดข้อเสียที่เกิดขึ้นในแต่ละวิธี และทำให้ได้สมรรถนะที่เหมาะสมในสภาพการใช้งานจริง ซึ่งในระบบอัตราเดียวได้มีการเสนอให้ทำการหักล้างแบบผสมนี้เพื่อลดการประวิงเวลาและแก้ไขความไม่สมบูรณ์ในการควบคุมกำลังสัญญาณที่ด้านส่งไปในเวลาเดียวกัน

พิจารณารูปที่ 1.7 ในขั้นตอนแรกเครื่องรับจะทำการเรียงขนาดของสัญญาณที่รับได้ของผู้ใช้งานทุกคนในระบบจากมากไปน้อยตามลำดับ หลังจากนั้นจะทำการเลือกผู้ใช้งานในระบบมาจำนวน  $P$  คนจากจำนวนผู้ใช้งานจริงในระบบทั้งหมด  $K$  คน โดยเรียงตามขนาดของสัญญาณจากมากไปน้อย เพื่อนำไปประมาณสัญญาณแทรกสอดและหักล้างจากสัญญาณรวมที่รับได้ หลังจากนั้นจะแมตช์ผู้ใช้งานทั้ง  $P$  คนออกมาแล้วจัดเรียงขนาดของสัญญาณที่ได้จากมากไปน้อยอีกครั้งหนึ่งเพื่อจะเลือกตัดสินใจปิดข้อมูลของผู้ใช้  $S$  คนแรกที่มีขนาดสูงที่สุดออกมา ( $S \leq P$ ) ก่อนนำบิตที่ตัดสินใจนี้ไปทำการแผ่สัญญาณด้วยรหัสของผู้ใช้แต่ละคนเหมือนที่ด้านส่งแล้วนำไปหักล้างออกจากสัญญาณรวมทั้งหมดที่รับได้อีกครั้งหนึ่ง โดยทำตามขั้นตอนดังกล่าวซ้ำไปเรื่อยๆจนได้ข้อมูลของผู้ใช้กลุ่มสุดท้ายออกมา

เจนวิทย์ สิริรุสศักดิ์ ได้เพิ่มสมรรถนะของเครื่องรับชนิดนี้ในระบบ CDMA แบบอัตราเดียว [38] โดยใช้การหักล้างสัญญาณแทรกสอดเพียงบางส่วน



รูปที่ 1.7 ขั้นตอนการทำงานของเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสม



## 1.5 ข้อดีและข้อเสียของเครื่องรับแต่ละชนิด

จากคุณสมบัติของเครื่องรับชนิดต่างๆ ที่กล่าวมา สามารถสรุปข้อดีและข้อเสียได้ดังตารางที่ 1.1 โดยงานวิจัยส่วนใหญ่มุ่งเน้นลดความซับซ้อนของเครื่องรับ แต่ในขณะเดียวกันก็ต้องการให้อัตราบิดผิดพลาดอยู่ในค่าที่ยอมรับได้ ซึ่งเมื่อพิจารณาแล้วจะพบว่าเครื่องรับที่มีความซับซ้อนสูงให้สมรรถนะที่ดีกว่าเครื่องรับที่มีความซับซ้อนต่ำ ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกพัฒนาเครื่องรับที่มีความซับซ้อนต่ำให้สามารถทำงานได้ดีขึ้นในสภาวะต่างๆ โดยเพิ่มขั้นตอนในการทำงานเพียงเล็กน้อย แต่ให้สมรรถนะที่ดีมากขึ้น

ตารางที่ 1.1 เปรียบเทียบข้อดี-ข้อเสียของเครื่องรับแต่ละชนิดในระบบ CDMA

เครื่องรับ	ข้อดี	ข้อเสีย
LRD	<ul style="list-style-type: none"> <li>● ไม่ต้องทราบขนาดของสัญญาณ</li> <li>● ทนต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล</li> <li>● มีสมรรถนะสูง</li> </ul> ในภาวะที่มีสัญญาณรบกวนไม่มากนัก	<ul style="list-style-type: none"> <li>● ต้องทำการหาเมตริกซ์ผกผัน</li> <li>● มีความซับซ้อนสูง</li> <li>● มีสมรรถนะต่ำ</li> </ul> ในภาวะที่มีสัญญาณรบกวนสูงมาก <ul style="list-style-type: none"> <li>● เกิดการประวิงเวลา</li> </ul>
HRD	<ul style="list-style-type: none"> <li>● ไม่ต้องทราบขนาดของสัญญาณ</li> <li>● ทนต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล</li> <li>● มีสมรรถนะค่อนข้างสูง</li> </ul> ในภาวะที่มีสัญญาณรบกวนต่ำ <ul style="list-style-type: none"> <li>● ไม่เกิดการประวิงเวลา</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>● ต้องทำการหาเมตริกซ์ผกผัน</li> <li>● มีความซับซ้อนค่อนข้างสูง</li> <li>● มีสมรรถนะต่ำ</li> </ul> ในภาวะที่มีสัญญาณรบกวนค่อนข้างสูง
MMSE	<ul style="list-style-type: none"> <li>● ทนต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล</li> <li>● มีสมรรถนะสูง</li> </ul> ทุกภาวะสัญญาณรบกวน	<ul style="list-style-type: none"> <li>● ต้องทราบขนาดของสัญญาณ</li> <li>● ต้องทำการหาเมตริกซ์ผกผัน</li> <li>● มีความซับซ้อนสูงมาก</li> <li>● เกิดการประวิงเวลา</li> </ul>
PIC	<ul style="list-style-type: none"> <li>● ไม่ต้องทำการหาเมตริกซ์ผกผัน</li> <li>● มีความซับซ้อนต่ำ</li> <li>● ไม่เกิดการประวิงเวลา</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>● ต้องทราบขนาดของสัญญาณ</li> <li>● ไม่ทนต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล</li> <li>● มีสมรรถนะค่อนข้างต่ำ</li> </ul>

ตารางที่ 1.1 (ต่อ) เปรียบเทียบข้อดี-ข้อเสียของเครื่องรับแต่ละชนิดในระบบ CDMA

SIC	<ul style="list-style-type: none"> <li>● แก้ปัญหาปรากฏการณ์ใกล้-ไกล</li> <li>● มีความซับซ้อนต่ำ</li> <li>● ไม่ต้องทำการหาเมตริกซ์ผกผัน</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>● ต้องทราบขนาดของสัญญาณ</li> <li>● เกิดการประวิงเวลา</li> <li>● มีสมรรถนะค่อนข้างต่ำ</li> </ul>
DDFB	<ul style="list-style-type: none"> <li>● ทนต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล</li> <li>● มีสมรรถนะสูง</li> <li>● ทุกภาวะสัญญาณรบกวน</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>● ต้องทราบขนาดของสัญญาณ</li> <li>● ต้องทำการหาเมตริกซ์ผกผัน</li> <li>● มีความซับซ้อนค่อนข้างสูง</li> <li>● เกิดการประวิงเวลา</li> </ul>
HIC	<ul style="list-style-type: none"> <li>● ทนต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล</li> <li>● มีสมรรถนะปานกลาง</li> <li>● มีความซับซ้อนค่อนข้างต่ำ</li> <li>● ไม่ต้องทำการหาเมตริกซ์ผกผัน</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>● ต้องทราบขนาดของสัญญาณ</li> <li>● เกิดการประวิงเวลาเล็กน้อย</li> </ul>

1.6 ปัญหาของเครื่องรับ PIC และ SIC ในระบบ CDMA แบบหลายอัตรา

1.6.1 PIC

- การประมาณสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นให้ผลดีมาน้อยเพียงใดขึ้นกับการควบคุมกำลังสัญญาณที่ด้านส่งและขนาดสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นภายในระบบจากผู้ใช้งานทั้งหมด
- ต้องเมตซ์ผู้ใช้งานในระบบทุกคนออกจากสัญญาณรวมพร้อมกันทำให้ผู้ใช้ที่มีขนาดของสัญญาณต่ำเกิดความผิดพลาดได้สูง ซึ่งเมื่อทำการประมาณสัญญาณของผู้ใช้ที่มีขนาดของสัญญาณต่ำดังกล่าวไปหักล้างออกจากสัญญาณรวม ส่งผลให้เกิดการเพิ่มสัญญาณแทรกสอดในระบบมากขึ้น

1.6.2 SIC

- ผู้ใช้ที่มีขนาดของสัญญาณต่ำจะเกิดการประวิงทางเวลาสูงกว่าผู้ใช้ที่มีขนาดของสัญญาณมากกว่าหลายเท่า โดยเฉพาะในกรณีที่มีผู้ใช้อยู่ในระบบเป็นจำนวนมาก
- ผู้ใช้ที่มีขนาดของสัญญาณสูงที่สุดในระบบจะไม่ได้รับการประมาณสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นในระบบ ซึ่งเปรียบเสมือนเครื่องรับแบบธรรมดา ทำให้มีโอกาสเกิดความผิดพลาดในการตัดสินใจข้อมูลได้สูง ในกรณีที่ผู้ใช้ส่วนใหญ่ในระบบมีขนาดของสัญญาณใกล้เคียงกัน

## 1.7 วิธีการแก้ปัญหาเรื่องการประวิงเวลาและการควบคุมกำลังที่ไม่สมบูรณ์ที่มีผู้เสนอขึ้นในระบบแบบอัตราเดียว

เพื่อขจัดปัญหาการประวิงเวลาที่สูงในผู้ใช้ที่มีขนาดสัญญาณต่ำ และช่วยลดปัญหาการควบคุมกำลังที่เป็นไปอย่างไม่สมบูรณ์ จึงมีการเสนอเครื่องรับแบบ HIC ในระบบอัตราเดียวขึ้น โดยเครื่องรับชนิดนี้จะทำการจัดเรียงผู้ใช้ตามขนาดของสัญญาณที่ไปถึงสถานีฐานจากผู้ใช้ที่มีกำลังสูงไปต่ำ และทำการตัดสินใจปิดข้อมูลของผู้ใช้กลุ่มที่มีกำลังสูงก่อนทำให้สามารถลดปัญหาการประวิงเวลาที่เกิดขึ้นในเครื่องรับแบบ SIC ได้อย่างมากเนื่องจากการแมตช์ผู้ใช้เป็นกลุ่มแทนการแมตช์ผู้ใช้ทีละหนึ่งคนในขณะเดียวกันก็ทำการประมาณสัญญาณจากผู้ใช้อื่นไปช่วยในการตัดสินใจปิดข้อมูลของผู้ใช้กลุ่มที่มีกำลังสูงด้วยซึ่งเป็นการเพิ่มสมรรถนะให้กับผู้ใช้กลุ่มที่มีกำลังสูง แต่วิธีการดังกล่าวนี้ยังไม่สามารถแก้ปัญหาของความผิดพลาดจากการประมาณสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้งานในระบบที่มีขนาดสัญญาณต่ำ ซึ่งจะไปเพิ่มสัญญาณแทรกสอดให้กับผู้ใช้คนอื่นในระบบ ทำให้มีโอกาสในการตัดสินใจผิดพลาดค่อนข้างสูง และยังต้องกำหนดจำนวนผู้ใช้ที่จะเข้าไปในกระบวนการประมาณสัญญาณแทรกสอดเพื่อไปหักล้างออกจากสัญญาณรวมไว้ล่วงหน้า โดยไม่สามารถทราบได้ว่าผู้ใช้คนที่เข้าไปในกระบวนการดังกล่าวนี้มีความเชื่อถือได้มากน้อยเพียงใด ทำให้มีโอกาสในการเพิ่มสัญญาณแทรกสอดได้สูง หรือในกรณีที่ขนาดสัญญาณของผู้ใช้ทุกคนในระบบเท่ากันนั้นความเชื่อถือได้ของทุกคนในระบบเท่ากัน แต่ทำการประมาณสัญญาณของผู้ใช้ในระบบเพียงบางคนเท่านั้น ทำให้ไม่สามารถลดสัญญาณแทรกสอดได้อย่างเต็มที่ซึ่งส่งผลกระทบต่อตัดสินใจปิดข้อมูลของผู้ใช้ในกลุ่มแรกๆ ที่ทำการตัดสินใจปิดข้อมูลเป็นอย่างมาก เพราะจะได้รับผลจากสัญญาณแทรกสอดที่มาจากผู้ใช้คนอื่นในระบบสูงที่สุด

## 1.8 แนวทางของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

เนื่องจากระบบสื่อสาร DS-CDMA แบบหลายอัตราที่ใช้วิธีแผ่สัญญาณแบบหลายรหัสมีสมรรถนะที่ดีเหนือกว่าวิธีอื่นๆ ดังที่กล่าวมา จึงเป็นที่นิยมในการนำมาศึกษาวิจัยและพัฒนาในปัจจุบัน ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้ จึงเสนอเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมโดยใช้จุดเริ่มเปลี่ยนถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้ สำหรับระบบ DS-CDMA แบบหลายอัตราหลายรหัส เพื่อลดปัญหาการเพิ่มสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้งานที่มีขนาดสัญญาณต่ำและช่วยประมาณสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นในระบบให้ได้มากที่สุด โดยพิจารณาในระบบแบบหลายอัตราที่ใช้วิธีการแผ่สัญญาณแบบหลายรหัสควบคู่กับเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักทางสถิติและค่าการตัดสินใจแบบปรับตัวได้เข้ามาช่วยเพิ่มสมรรถนะให้กับระบบมากยิ่งขึ้น โดยใช้วิธีการดังกล่าวกับการจำลองระบบที่อัตราปิดข้อมูลต่างๆกัน 3 ระดับ คือ ที่อัตราปิดข้อมูลต่ำ อัตราปิดข้อมูลกลาง และอัตรา

บิตข้อมูลสูง โดยมีอัตราเร็วของบิตข้อมูลเป็น 2 และ 4 เท่าตามลำดับ [32-34] เมื่อเทียบกับอัตราบิตข้อมูลต่ำเป็นหลัก

### 1.9 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

1. เพื่อเพิ่มสมรรถนะของเครื่องรับในระบบสื่อสาร DS-CDMA แบบหลายอัตราหลายรหัส และเป็นวิธีที่มีความซับซ้อนไม่มากนักเพื่อสามารถนำไปใช้งานในระบบได้จริง
2. เพื่อพัฒนากรรมวิธีใหม่ๆ ที่เหมาะสม ในการแก้ไขปัญหาการรบกวนของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น
3. ศึกษาและวิเคราะห์สมรรถนะของเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมโดยใช้จุดเริ่มเปลี่ยนถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้ สำหรับระบบ DS-CDMA แบบหลายอัตราหลายรหัส

### 1.10 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

เพื่อนำเสนอเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ซึ่งใช้วิธีการหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมโดยใช้จุดเริ่มเปลี่ยนถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้ สำหรับระบบ DS-CDMA แบบหลายอัตราหลายรหัส ที่สามารถลดผลของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นๆ ในระบบได้ในระดับที่ดี เมื่อเทียบกับเครื่องรับแบบ MF และเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานชนิดที่มีค่าการตัดสินใจบิตข้อมูลแบบปรับตัวได้ [39] โดยมีความซับซ้อนของระบบที่ไม่สูงมากนักเมื่อเทียบกับเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานดังที่กล่าวมา โดยจะพิจารณาสมรรถนะของระบบด้วยค่า BER เป็นหลัก ซึ่งจะทำให้การจำลองระบบในกรณี Synchronous และ Asynchronous ในช่องสัญญาณแบบ Additive White Gaussian Noise (AWGN) ที่มีเฟดดิ้งแบบเรย์ลี (Rayleigh fading) และพิจารณาในระบบที่มีการควบคุมกำลังอย่างสมบูรณ์และระบบที่มีการควบคุมกำลังอย่างไม่สมบูรณ์ โดยไม่มีการพิจารณาผลของ Multipath Fading

### 1.11 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

ได้ทางเลือกเพิ่มขึ้นสำหรับการแก้ปัญหาในการรับส่งสัญญาณในระบบ DS-CDMA แบบหลายอัตราหลายรหัส โดยให้บิตผิดพลาดอยู่ในระดับที่ค่อนข้างต่ำและมีความซับซ้อนของระบบไม่มากนักซึ่งสามารถนำไปใช้งานได้จริงที่สถานีฐาน

## 1.12 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินการ

1. ศึกษา ค้นคว้าและเก็บรวบรวมกรรมวิธีต่างๆ ที่มีผู้เสนอมาก่อนหน้าในระบบ DS-CDMA แบบอัตราเดียว และหลายอัตรา
  - ศึกษา ระบบ DS-CDMA และเครื่องรับแบบธรรมดา (MF)
  - ศึกษาเครื่องรับแบบเชิงเส้นชนิดต่าง ๆ ที่มีผู้เสนอไว้ ได้แก่ Decorrelator และ MMSE
  - ศึกษาเครื่องรับแบบไม่เชิงเส้นชนิดต่าง ๆ ที่มีผู้เสนอไว้ ได้แก่ PIC, SIC, DDFB และ HIC
  - ศึกษาวิธีการแผ่สัญญาณในระบบ DS-CDMA แบบหลายอัตราชนิดต่าง ๆ
2. วิเคราะห์และทดสอบโดยการจำลองระบบที่มีผู้เสนอไว้ในอดีต เพื่อศึกษาคุณสมบัติของเครื่องรับชนิดต่าง ๆ
  - วิเคราะห์ข้อดีและข้อเสียของเครื่องรับแต่ละชนิด
  - วิเคราะห์ข้อดีและข้อเสียของวิธีที่นำมาใช้ในการแผ่สัญญาณแบบหลายรหัสในระบบ DS-CDMA แบบหลายอัตรา
  - เขียนโปรแกรมจำลองระบบที่นำมาใช้เพื่อเปรียบเทียบกับระบบอื่น ๆ ที่มีการเสนอไว้
3. พัฒนาเครื่องรับในรูปแบบใหม่ โดยมีความซับซ้อนต่ำกว่าเครื่องรับแบบเชิงเส้นและสามารถเพิ่มสมรรถนะให้กับระบบมากขึ้น
4. ทดสอบเครื่องรับที่ปรับปรุงขึ้นมาใหม่นี้ และประเมินผลเปรียบเทียบกับเครื่องรับที่มีผู้เสนอไว้ก่อนหน้า
5. สรุป วิเคราะห์และรวบรวมผลการจำลองระบบเพื่อจัดพิมพ์วิทยานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์

## 1.13 ภาพรวมของวิทยานิพนธ์

เนื้อหาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ แบ่งออกเป็น 5 บท คือ

บทที่ 1 บทนำ แนะนำประวัติความเป็นมาของระบบ CDMA และกล่าวถึงวิธีการเข้าถึงระบบ CDMA แบบหลายอัตรา จากนั้นอธิบายถึงเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่มีผู้เสนอขึ้นมา และปัญหาของเครื่องรับชนิดต่าง ๆ ที่วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ให้ความสนใจ รวมถึงแนวทาง วัตถุประสงค์ ขอบเขตงานวิจัย ขั้นตอนการดำเนินงาน ภาพรวมของเนื้อหาในแต่ละบท และการนิยามสัญลักษณ์

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง อธิบายสาเหตุของการเกิดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น การแผ่และการรวมกลับ แบบจำลองของระบบ CDMA แบบหลายอัตรา วิธีการวัดสมรรถนะและความหมายของค่าต่าง ๆ รวมถึงทฤษฎีเกี่ยวกับเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่เกี่ยวข้องในงานวิจัย

บทที่ 3 เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมโดยใช้จุดเริ่มเปลี่ยนถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้ สำหรับระบบ DS-SS แบบหลายอัตราหลายรหัส เนื้อหาในบทนี้จะเริ่มจากแบบจำลองระบบ CDMA แบบหลายอัตรา ทฤษฎีและเหตุผลพร้อมแนวคิดในการถ่วงน้ำหนักและตัดสินใจข้อมูลก่อนการประมาณการหักล้างสัญญาณแทรกสอด

บทที่ 4 ผลการจำลองระบบ ในบทนี้แสดงผลการจำลองระบบของงานวิจัยพร้อมวิเคราะห์ผลที่ได้โดยเปรียบเทียบสมรรถนะด้วยค่าอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate) ของเครื่องรับชนิดต่าง ๆ ที่มีผู้เสนอไว้ก่อนหน้า และเครื่องรับที่นำเสนอ ในระบบการส่งสัญญาณแบบหลายอัตราหลายรหัส โดยทำการจำลองระบบที่สภาวะต่าง ๆ ดังนี้

- การควบคุมกำลังเป็นไปอย่างสมบูรณ์
- การควบคุมกำลังเป็นไปอย่างไม่สมบูรณ์
- ความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล
- ความต้านทานต่อการเกิดเฟดดิ้ง
- ความจุของระบบ

บทที่ 5 บทสรุป สรุปเกี่ยวกับผลการวิจัย และเนื้อหาในวิทยานิพนธ์ทั้งหมด รวมทั้งข้อเสนอแนะในการทำวิจัยต่อไปในอนาคต

#### 1.14 นิยามสัญลักษณ์

สัญลักษณ์ตัวพิมพ์เล็ก หมายถึง สัญญาณในแต่ละเวลา หรือแทนสมาชิกแต่ละตัวของเมตริกซ์หรือเวกเตอร์

สัญลักษณ์ตัวพิมพ์เล็กที่มีเส้นอยู่ใต้สัญลักษณ์ หมายถึง เวกเตอร์ หรือแทนแถวหรือหลักของเมตริกซ์

สัญลักษณ์ตัวพิมพ์ใหญ่ หมายถึง เมตริกซ์

และนิยามสัญลักษณ์ที่กล่าวมาข้างต้นนี้ จะถูกใช้ไปตลอดทุกบทของวิทยานิพนธ์

## บทที่ 2

### ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

เนื้อหาในบทนี้กล่าวถึงสาเหตุการเกิดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น การแผ่และการรวมกลับ แบบจำลองของระบบ CDMA แบบหลายอัตรา ทฤษฎีเกี่ยวกับเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่วิทยานิพนธ์นี้ให้ความสนใจ ได้แก่ เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน และเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่อง รวมถึงวิธีการวัดสมรรถนะของระบบและความหมายของค่าต่าง ๆ

#### 2.1 สาเหตุของสัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทาง (Multiple Access Interference: MAI)

สัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทางในระบบ CDMA เป็นสัญญาณรบกวนระหว่างผู้ใช้ที่ใช้ความถี่ของคลื่นพาห์เดียวกันแต่ใช้รหัสแผ่ (spreading code) ต่างกัน สาเหตุที่ทำให้เกิดสัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทางก็คือ การตั้งฉากกันอย่างไม่สมบูรณ์ของรหัสแผ่ของผู้ใช้แต่ละคน จึงทำให้เกิดค่าสหสัมพันธ์ข้าม (cross-correlation) ระหว่างรหัสแผ่ของผู้ใช้ที่มีอยู่ในระบบทั้งหมด โดยมีปัจจัยที่ส่งผลให้สัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทางมีค่าสูงขึ้นและส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบมากขึ้น ก็คือ ปฏิกิริยาการแกว่ง-ไถด่ ดังจะกล่าวต่อไปในหัวข้อที่ 2.1.2

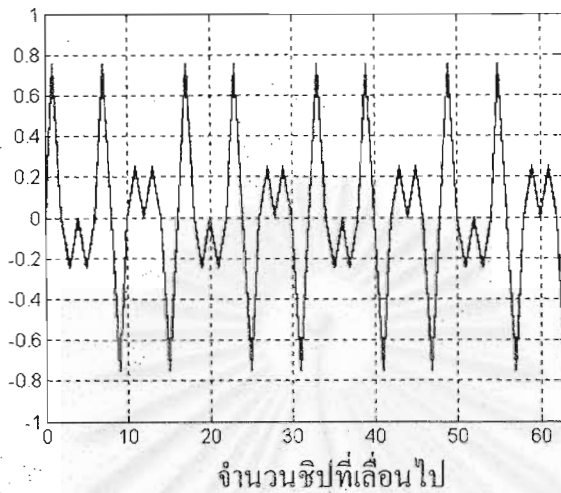
##### 2.1.1 รหัสแผ่ (Spreading Code)

รหัสแผ่ถูกนำมาใช้ในระบบ CDMA เพื่อแบ่งแยกผู้ใช้แต่ละคนออกจากกัน โดยรหัสแผ่ที่ได้นั้นถูกออกแบบให้มีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสเป็นศูนย์หรือเรียกว่า “มีการตั้งฉากกันอย่างสมบูรณ์” อย่างไรก็ตามรหัสแผ่ที่ดีก็มีข้อจำกัดในการนำไปใช้งานอยู่มาก เช่น มีจำนวนชุดรหัสให้ใช้ได้จำกัด และในกรณีที่เกิดการประวิงทางเวลาที่ไม่ว่ากันของผู้ใช้แต่ละคนในระบบ ทำให้รหัสตั้งฉากกันอย่างไม่สมบูรณ์และเกิดสหสัมพันธ์ข้ามที่มีค่าสูงมาก ดังนั้นจึงมีการเสนอรหัสแผ่ชนิดต่าง ๆ ขึ้น เพื่อเลือกให้เหมาะสมกับสภาพการใช้งาน รหัสแผ่ที่ถูกเสนอในระบบ CDMA มีอยู่ 2 ประเภทหลัก ๆ คือ [40]

1. **Orthogonal Code** เป็นรหัสฐานสอง (Binary Code) ที่ตั้งฉากกันอย่างสมบูรณ์ หรือมีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสเป็นศูนย์เมื่อไม่มีการประวิงทางเวลาของรหัส แต่เมื่อมีการประวิงทางเวลาของรหัส สหสัมพันธ์ข้าม (Cross-correlation) จะมีค่าสูงในบางครั้ง นอกจากนี้ยังมีคุณสมบัติทางอัตสหสัมพันธ์ (Autocorrelation) ที่ไม่ดีอีกด้วย ตัวอย่างของรหัสประเภทนี้

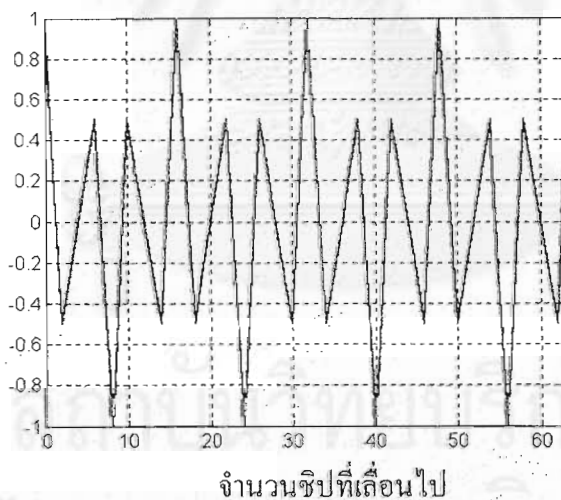
ได้แก่ Hadamard Walsh Code [40] เป็นต้น กราฟของสหัสสัมพันธ์ข้ามและออสหัสสัมพันธ์ แสดงไว้ในรูปที่ 2.1 และรูปที่ 2.2

ค่าสหัสสัมพันธ์ข้าม



รูปที่ 2.1 ตัวอย่างกราฟสหัสสัมพันธ์ข้ามระหว่าง Orthogonal Code

ค่าออสหัสสัมพันธ์



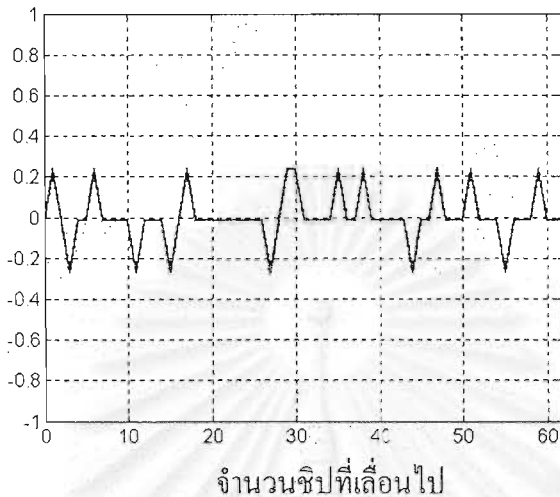
รูปที่ 2.2 ตัวอย่างกราฟออสหัสสัมพันธ์ของ Orthogonal Code

2. **Pseudorandom Noise-sequence (PN-sequence)** เป็นรหัสฐานสองที่มีคุณสมบัติคล้ายกับสัญญาณรบกวนแบบสุ่ม รหัสประเภทนี้จะไม่ตั้งฉากกันอย่างสมบูรณ์ทำให้สหัสสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสไม่เท่ากับศูนย์ อย่างไรก็ตามสหัสสัมพันธ์ข้ามดังกล่าวจะมีค่าต่ำมาก ทั้งในกรณีที่มีการประวิงทางเวลาของรหัสและไม่มีการประวิงทางเวลาของรหัส นอกจากนี้ยังมีคุณสมบัติทางออสหัสสัมพันธ์ที่ดีอีกด้วย ตัวอย่างของรหัสประเภทนี้ ได้แก่ Maximal Length-sequence



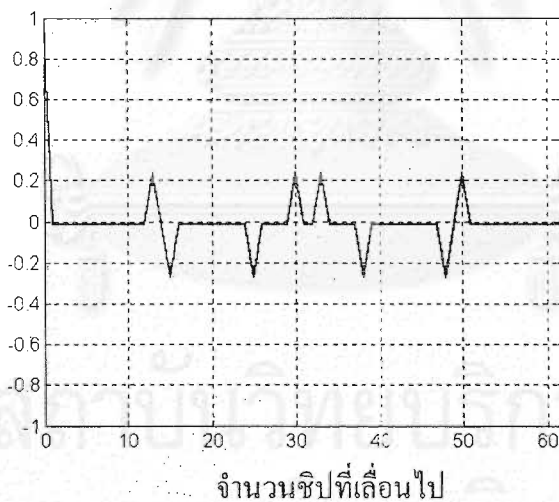
(M-sequence) [40], Gold Code [41] และ Kasami Sequence [42] เป็นต้น กราฟของสหสัมพันธ์ข้ามและอัตสหสัมพันธ์ แสดงไว้ในรูปที่ 2.3 และรูปที่ 2.4

ค่าสหสัมพันธ์ข้าม



รูปที่ 2.3 ตัวอย่างกราฟสหสัมพันธ์ข้ามระหว่าง PN-sequence

ค่าอัตสหสัมพันธ์

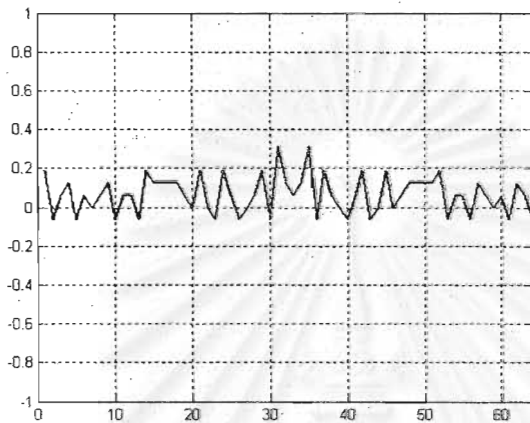


รูปที่ 2.4 ตัวอย่างกราฟอัตสหสัมพันธ์ของ PN-sequence

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้รหัสแบบสุ่ม (Random Code) [43] เนื่องจากรหัสแบบสุ่มนั้น ถูกสร้างขึ้นมาจากกระบวนการสุ่มอย่างอิสระจึงเป็นรหัสแ่งที่มีคุณสมบัติไม่ค่อยดีนัก หรืออาจมองว่าเป็นกรณีที่สำคัญขาดแคลนจากผู้ใช้อื่นมีค่าสูงก็ได้ จึงมีงานวิจัยจำนวนมากที่นิยมใช้รหัสแบบสุ่ม ทั้งนี้ คาดว่าในอนาคตจะมีผู้ใช้จำนวนมาก การใช้รหัสแ่งที่มีคุณสมบัติที่ดีเท่านั้นจะเป็นไปได้ยาก เพราะที่ความยาวรหัสค่าหนึ่ง ๆ นั้น จะมีชุดรหัสที่มีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสต่ำ ๆ อยู่เพียง

จำนวนหนึ่งเท่านั้น ซึ่งอาจจะไม่เพียงพอต่อจำนวนผู้ใช้ในระบบที่เพิ่มขึ้นอย่างมากในปัจจุบันและในอนาคตอันใกล้นี้ จึงอาจจำเป็นต้องใช้ชุดรหัสที่มีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างกันสูงขึ้น อย่างเช่น รหัสแบบสุ่ม เป็นต้น กราฟตัวอย่างค่าสหสัมพันธ์ข้ามและอัตสหสัมพันธ์ของรหัสแบบสุ่มที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ แสดงไว้ในรูปที่ 2.5 และ 2.6

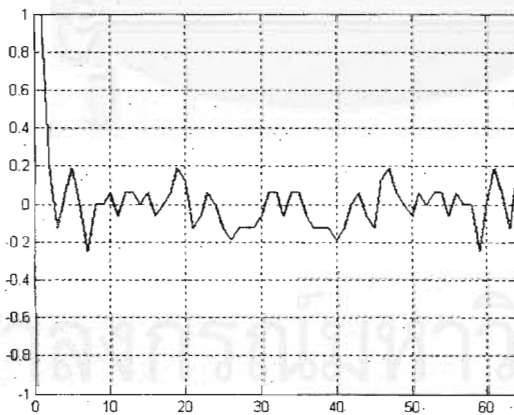
ค่าสหสัมพันธ์ข้าม



จำนวนชิปที่เลื่อนไป

รูปที่ 2.5 ตัวอย่างกราฟสหสัมพันธ์ข้ามระหว่าง Random Code

ค่าอัตสหสัมพันธ์



จำนวนชิปที่เลื่อนไป

รูปที่ 2.6 ตัวอย่างกราฟอัตสหสัมพันธ์ของ Random Code

## 2.1.2 ปราคฏการณ์ใกล้-ไกล (Near-Far Effect)

ปราคฏการณ์ใกล้-ไกล เกิดจากการที่ผู้ใช้ในระบบแต่ละคนอยู่ห่างจากสถานีฐานด้วยระยะทางที่ไม่เท่ากันทำให้กำลังของสัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคนที่มาถึงสถานีฐานมีค่าน้อยแตกต่างกันตามระยะทาง โดยผู้ใช้ที่อยู่ห่างจากสถานีฐานมากสัญญาณที่รับได้ย่อมมีกำลังต่ำในขณะที่ผู้ใช้ที่อยู่ใกล้สถานีฐานนั้นสัญญาณที่รับได้มีกำลังที่สูงกว่าจึงไปรบกวนสัญญาณของผู้ใช้ที่อยู่ไกลจากสถานีฐาน ทำให้สัญญาณแทรกสอดในผู้ใช้ที่อยู่ไกลจากสถานีฐานมีค่าเพิ่มขึ้น ส่งผลให้เครื่องรับที่สถานีฐานตรวจจับสัญญาณผิดพลาดมากขึ้น ระบบจึงมีสมรรถนะต่ำลง

ปราคฏการณ์ใกล้-ไกล จะส่งผลกระทบต่อระบบรุนแรงมากขึ้นเมื่อค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างผู้ใช้ที่อยู่ใกล้และไกลจากสถานีฐานมีค่าสูง ทำให้ MAI มีค่ามากขึ้น โอกาสที่ผู้ใช้ที่อยู่ไกลจากสถานีฐานจะเกิดความผิดพลาดบิตย่อมเพิ่มขึ้นด้วย ซึ่งปัญหานี้สามารถแก้ไขได้โดยการควบคุมกำลังของผู้ใช้ทุกคนที่ไปถึงสถานีฐานให้มีค่าเท่ากัน แต่การควบคุมกำลังที่เข้มงวดจะส่งผลให้ระบบมีความซับซ้อนเพิ่มขึ้นด้วยเช่นกัน

## 2.1.3 เฟดดิ้ง [44-45]

ในระบบสื่อสารไร้สายทั่วไปนั้น สัญญาณที่ส่งมาจากสถานีเคลื่อนที่ส่วนใหญ่จะไม่ได้เดินทางมายังสถานีฐานด้วยระยะทางที่เป็นเส้นตรงเพียงเส้นทางเดียว แต่สัญญาณส่วนใหญ่จะมาถึงสถานีฐานแบบหลายเส้นทาง โดยเกิดจากการสะท้อนสิ่งก่อสร้างต่าง ๆ ทำให้สัญญาณที่มาถึงมีขนาดและเฟสที่เปลี่ยนแปลงไปจากด้านส่ง ซึ่งสัญญาณที่สถานีฐานได้รับนั้นเกิดจากการรวมกันของสัญญาณจากการสะท้อนในทิศทางที่ต่าง ๆ กันเหล่านั้น โดยผลรวมของสัญญาณดังกล่าวอาจจะเป็นการเสริมกันหรือหักล้างกันได้ ลักษณะดังกล่าวนี้ เรียกว่า “เฟดดิ้งแบบหลายวิถี” ซึ่งในระบบ CDMA นั้นสามารถแก้ไขปัญหาการเกิดเฟดดิ้งแบบหลายวิถีได้ โดยใช้เครื่องรับแบบ RAKE ที่ด้านรับ

นอกจากการเกิดเฟดดิ้งแบบหลายวิถีแล้ว ยังมีการเกิดเฟดดิ้งภายในช่องสัญญาณอีกด้วย ซึ่งส่วนใหญ่เฟดดิ้งที่เกิดขึ้นภายในช่องสัญญาณนี้ไม่สามารถทราบค่าที่แท้จริงได้และเฟดดิ้งที่เกิดขึ้นดังกล่าวยังเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลาตามสภาพแวดล้อมที่เปลี่ยนไป ดังนั้นจึงมีการนำวิธีทางสถิติมาใช้ในการจำลองการเกิดเฟดดิ้งขึ้น โดยสมมติให้เฟดดิ้งที่เกิดขึ้นมีการแจกแจงทางสถิติเป็นแบบเรย์ลี (rayleigh) หรือแบบไรซ์ (rice) ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับช่องสัญญาณที่สนใจว่าสามารถยอมให้เกิดสัญญาณวิถีตรง (direct path) ได้หรือไม่ โดยถ้าเกิดสัญญาณวิถีตรง จะสมมติให้เฟดดิ้งมีการแจกแจงแบบไรซ์ ในขณะที่เดียวกันถ้าไม่เกิดวิถีตรง จะสมมติให้เฟดดิ้งมีการแจกแจงเป็นแบบเรย์ลี วิทยานิพนธ์นี้สมมติให้ช่อง

สัญญาณในระบบประกอบด้วยสิ่งกีดขวางมากมายในลักษณะเมืองและ ไม่มีการเกิดสัญญาณวิถีตรง ดัง นั้นเฟดคิงที่ใช้ในการจำลองระบบจึงเป็นการแจกแจงแบบเรย์ลี

#### 2.1.4 อะซิงโครนัส

ความเป็นอะซิงโครนัสนับว่าเป็นเหตุผลหนึ่งที่ทำให้สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นมีการเปลี่ยนแปลงไป โดยอาจเพิ่มขึ้นหรือลดลงขึ้นอยู่กับรหัสแผ่ของผู้ใช้แต่ละคนและความเป็นอะซิงโครนัสที่เกิดขึ้น โดยทั่วไปแล้วรหัสแผ่จะถูกออกแบบมาให้มีคุณสมบัติทางด้านสหสัมพันธ์ข้ามที่ดีในกรณี ที่ระบบซิงโครนัสกัน แต่เมื่อระบบเป็นแบบอะซิงโครนัสค่าสหสัมพันธ์ข้ามดังกล่าวจะเพิ่มขึ้น ทำให้ สัญญาณแทรกสอดมากขึ้นด้วย แต่ในกรณีที่รหัสแผ่ถูกสร้างจากกระบวนการสุ่มอย่างอิสระนั้น ค่าสหสัมพันธ์ข้ามทั้งกรณีซิงโครนัสและอะซิงโครนัสจะให้ค่าไม่แตกต่างกันมากนัก เนื่องจากรหัสแผ่มีคุณสมบัติแบบสุ่มภายในรหัสและกับทุก ๆ รหัสด้วย [46]

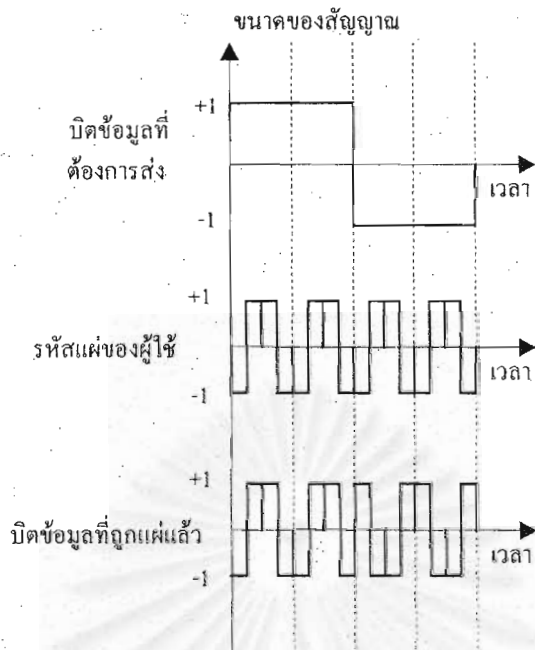
การส่งข้อมูลในระบบ CDMA นั้น ระบบจะควบคุมให้เกิดการซิงโครนัสโดย pilot channel ซึ่ง ทำหน้าที่ในการ synchronize ระหว่างผู้ส่งและผู้รับ เพื่อที่จะทำให้เกิดจุดเริ่มต้นในการส่งและรับที่ถูก ต้องตรงกัน โดยในมาตรฐานของการสื่อสารเคลื่อนที่ยุคที่ 3 กำหนดให้มีการส่ง pilot channel ทั้งการส่ง ข้อมูลเชื่อมโยงขาขึ้นและขาลง อย่างไรก็ตามเนื่องจากการส่งข้อมูลของสถานีเคลื่อนที่จะมีการเปลี่ยนแปลงความเร็วในการเคลื่อนที่อยู่ตลอดเวลา เป็นผลให้เกิดอะซิงโครนัสในระบบขึ้นได้ง่าย

## 2.2 การแผ่และการรวมกลับ

การแผ่และการรวมกลับ เป็นขั้นตอนที่สำคัญสำหรับการสื่อสารในระบบ CDMA โดยการแผ่ เป็นกระบวนการที่ผู้ใช้แต่ละคนใช้ในการส่งข้อมูลของตนเองออกมา ในขณะที่การรวมกลับเป็น กระบวนการที่เครื่องรับใช้สำหรับประมวลผลข้อมูลของผู้ใช้คนที่ต้องการออกมา

### 2.2.1 ขั้นตอนการแผ่ (Spread)

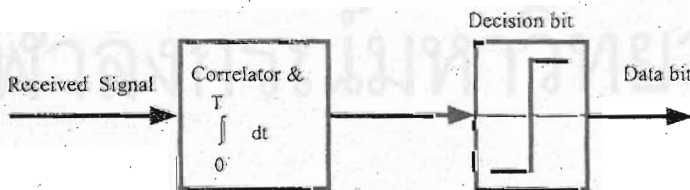
ขั้นตอนการแผ่เกิดขึ้นที่ภาคส่ง โดยนำข้อมูลของผู้ใช้คนที่ต้องการส่งมาคูณกับรหัสแผ่ซึ่งมี อัตราชีพที่สูงกว่าอัตราข้อมูลอยู่มาก ทำให้ข้อมูล 1 บิตถูกกระจายออกเป็นข้อมูลหลายชีพ (chip) แทน เป็นผลให้เกิดการแผ่ขยายของสเปกตรัมขึ้น ตามรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 ตัวอย่างขั้นตอนการแผ่สัญญาณ

### 2.2.2 ขั้นตอนการรวมกลับ (Despread)

ขั้นตอนการรวมกลับเกิดขึ้นที่ภาครับ โดยทำการตรวจวัดข้อมูลของด้านส่งจากสัญญาณที่รับได้ (Received Signal) โดยใช้คอร์รีเลเตอร์ (Correlator) ซึ่งเป็นตัวคำนวณค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่รับได้กับรหัสแผ่ของผู้ใช้ที่ต้องการ จากนั้นก็หาค่าเฉลี่ยของสัญญาณใน 1 คาบบิต ก่อนทำการตัดสินใจบิตข้อมูลของผู้ใช้ที่ต้องการออกมา ขั้นตอนการรวมกลับนี้จะอยู่ในเครื่องรับแบบธรรมชาติของผู้ใช้แต่ละคน ดังแสดงในรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 ขั้นตอนการรวมกลับสัญญาณ (matched filter)

## 2.3 แบบจำลองระบบ DS-CDMA สามอัตราที่ใช้แบบแผนหลายรหัส [47-49]

พิจารณาแบบจำลองระบบ DS-CDMA สามอัตราที่ใช้แบบแผนหลายรหัสในการส่งสัญญาณเชื่อมโยงขาขึ้นผ่านช่องสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน (Additive White Gaussian Noise: AWGN) สมมติให้สถานีฐานรู้รหัสแผ่ของผู้ใช้ทุกคน และผู้ใช้ทุกคนในระบบซิงโครไนซ์กันอย่างสมบูรณ์ โดยพิจารณาเฉพาะผู้ใช้ที่อยู่ภายในเซลล์เดียวกันเท่านั้น ไม่มีผลของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้ที่อยู่เซลล์ข้างเคียง

### 2.3.1 แบบจำลองระบบภาคส่ง

กำหนดให้ ภาคส่งสามารถรองรับผู้ใช้งานที่อัตราบิตข้อมูลต่าง ๆ กัน 3 อัตรา [49-50] คือ อัตราบิตต่ำหรืออัตราบิตพื้นฐาน, อัตราบิตกลางและอัตราบิตสูง โดยให้สัดส่วนของอัตราบิตกลางต่ออัตราบิตต่ำเท่ากับ  $R_M$  และสัดส่วนของอัตราบิตสูงต่ออัตราบิตต่ำเท่ากับ  $R_H$  โดยกำหนดให้สัดส่วนดังกล่าวเป็นเลขจำนวนเต็ม ตัวอย่างเช่น สมมติให้อัตราบิตต่ำส่งด้วยอัตราเร็วเท่ากับ  $R$ , อัตราบิตกลางส่งด้วยอัตราเร็วเท่ากับ  $2R$  ( $R_M = 2$ ) และอัตราบิตสูงส่งด้วยอัตราเร็วเท่ากับ  $4R$  ( $R_H = 4$ ) ดังแสดงในรูปที่ 2.9 โดยมีผู้ใช้จริงทั้งหมด  $K$  คน แบ่งเป็นผู้ใช้อัตราบิตต่ำจำนวน  $K_L$  คน ผู้ใช้อัตราบิตกลางจำนวน  $K_M$  คน และผู้ใช้อัตราบิตสูงจำนวน  $K_H$  คน โดยที่บิตข้อมูลแต่ละบิตในผู้ใช้ทุก ๆ คนทุกอัตรา จะถูกแผ่ด้วยอัตราการแผ่ที่เท่ากัน และมีอัตราแผ่เท่ากับอัตราแผ่ของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ ดังนั้น สัญญาณที่ได้รับจากผู้ใช้งานในระบบมาถึงสถานีฐานพร้อมกันตามสมการที่ (2-1)

$$r(t) = \sum_{i=1}^{K_L} A_{i,L} b_{i,L} S_{i,L}(t) + \sum_{j=1}^{K_M} \left\{ \sum_{m=1}^{R_M} A_{j,M}^{(m)} b_{j,M}^{(m)} S_{j,M}^{(m)}(t) \right\} + \sum_{k=1}^{K_H} \left\{ \sum_{h=1}^{R_H} A_{k,H}^{(h)} b_{k,H}^{(h)} S_{k,H}^{(h)}(t) \right\} + n(t) \quad (2-1)$$

โดย  $A_{i,L}$   $b_{i,L}$  และ  $S_{i,L}(t)$  คือ ขนาดของสัญญาณที่รับได้ บิตข้อมูล และรหัสแผ่ ของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำคนที่  $i$  ที่เวลา  $t$  ตามลำดับ ส่วน  $A_{j,M}^{(m)}$   $b_{j,M}^{(m)}$  และ  $S_{j,M}^{(m)}(t)$  คือ ขนาดของสัญญาณที่รับได้ บิตข้อมูล และรหัสแผ่ ของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลางคนที่  $j$  ในสัญญาณย่อยที่  $m$  ที่เวลา  $t$  ตามลำดับ และในทำนองเดียวกัน  $A_{k,H}^{(h)}$   $b_{k,H}^{(h)}$  และ  $S_{k,H}^{(h)}(t)$  คือ ขนาดของสัญญาณที่รับได้ บิตข้อมูล และรหัสแผ่ ของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงคนที่  $k$  ในสัญญาณย่อยที่  $h$  ที่เวลา  $t$  ตามลำดับ และ  $n(t)$  คือ สัญญาณรบกวนแบบ AWGN ที่มีค่าเฉลี่ยเป็น 0 และมีค่าความแปรปรวนเป็น  $\sigma^2$

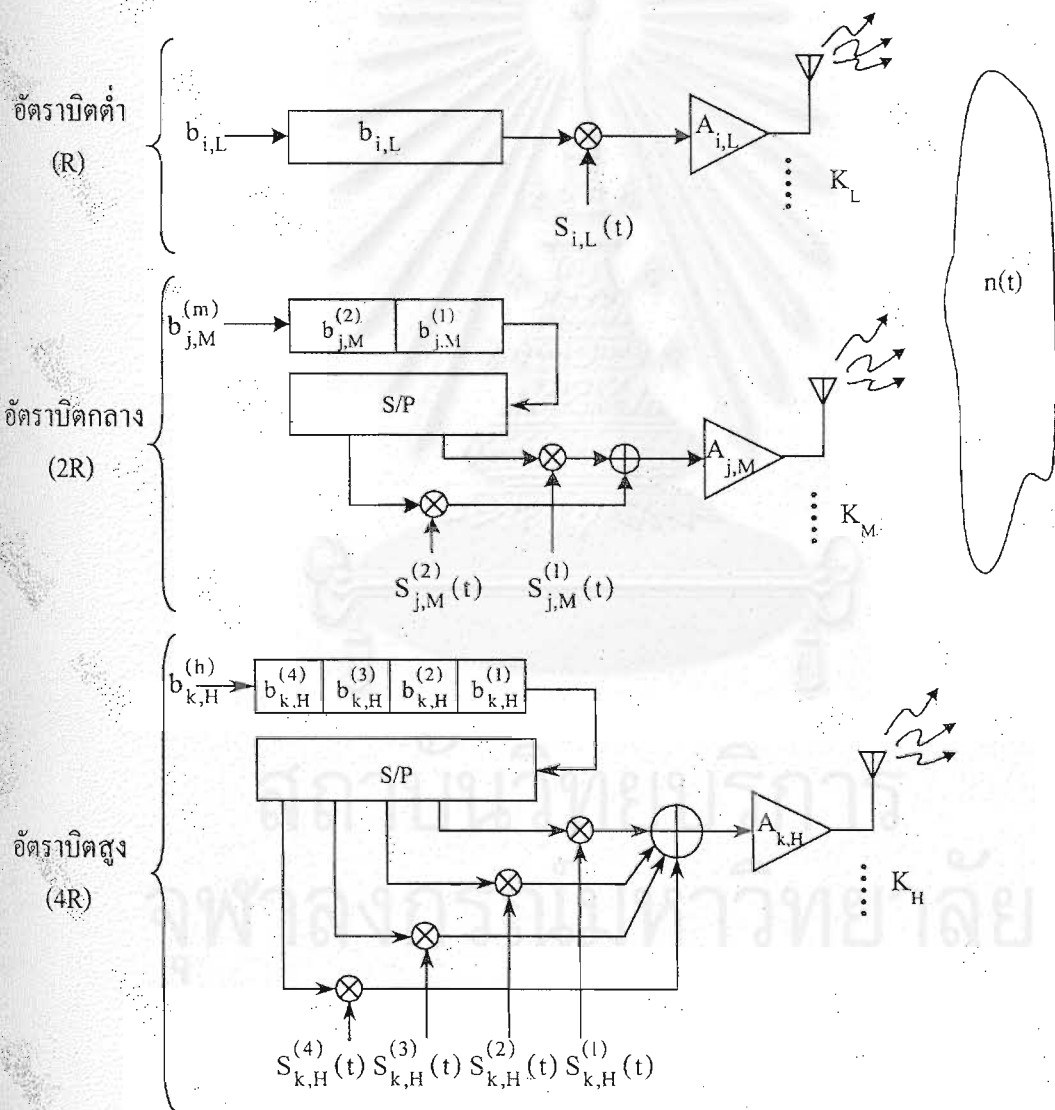
เนื่องจาก รหัสแผ่ที่ใช้ในแบบแผนหลายรหัสนั้น เกิดจากการคูณกันระหว่างรหัสตั้งฉากกับรหัสที่ได้จากการสุ่มอย่างอิสระ โดยรหัสตั้งฉากใช้แบ่งแยกลำดับบิตข้อมูลภายในผู้ใช้คนเดียว ส่วน

รหัสแบบสุ่มนั้นใช้แบ่งแยกผู้ใช้ภายในเซลล์เดียวกัน ซึ่งรหัสเหล่านี้จะถูกทำให้เป็นบรรทัดฐาน (Normalized) ในช่วงคาบเวลาบิต (T) ดังนี้

$$\int_0^T [S_{i,L}]^2 dt = 1 \quad ; \quad i \in \{1, \dots, K_L\} \quad (2-2)$$

$$\int_0^T [S_{j,M}^{(m)}]^2 dt = 1 \quad ; \quad j \in \{1, \dots, K_M\}, \quad m \in \{1, \dots, R_M\} \quad (2-3)$$

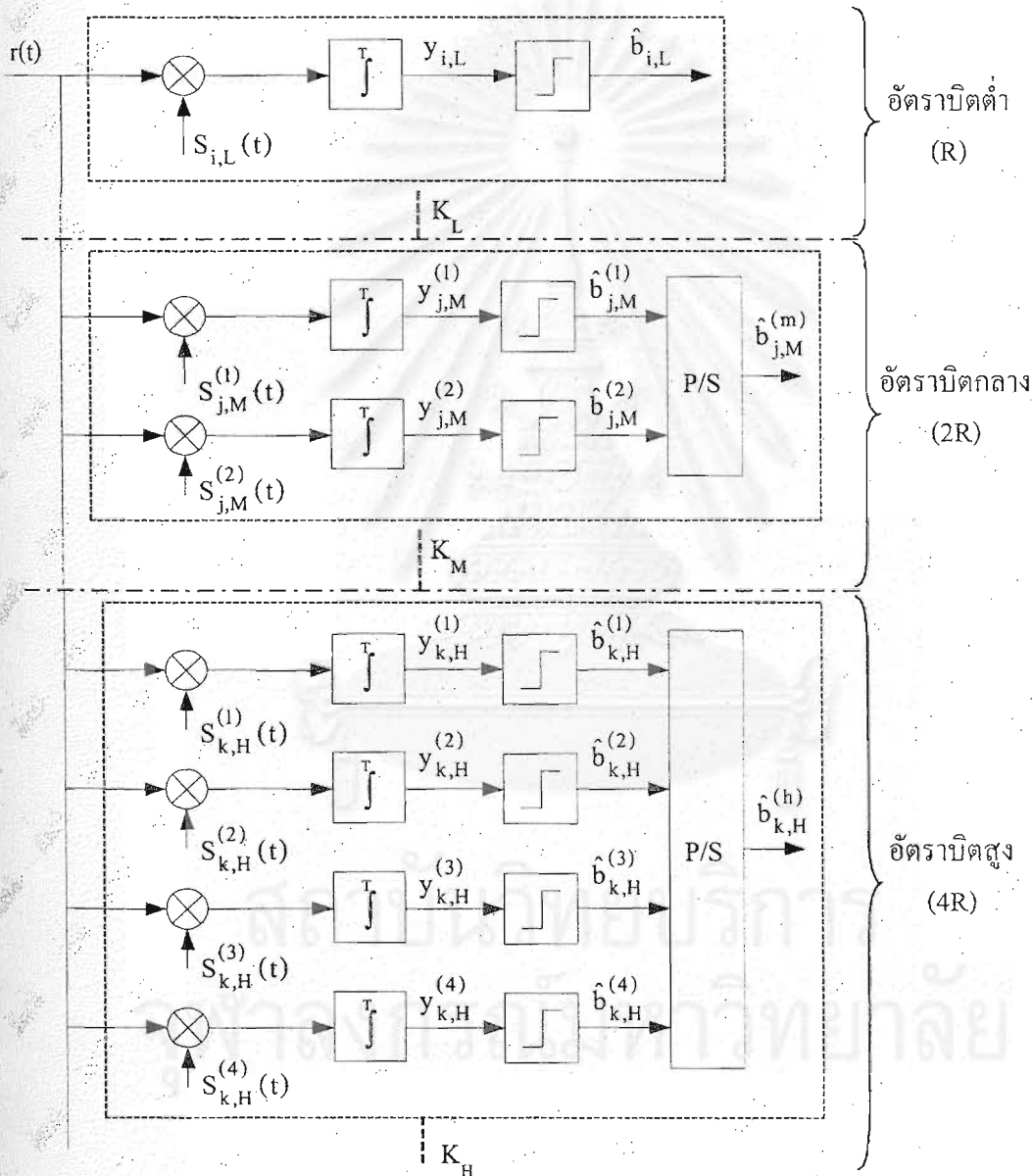
$$\int_0^T [S_{k,H}^{(h)}]^2 dt = 1 \quad ; \quad k \in \{1, \dots, K_H\}, \quad h \in \{1, \dots, R_H\} \quad (2-4)$$



รูปที่ 2.9 แบบจำลองด้านส่งของระบบ DS-SS ตามอัตราที่ส่งด้วยแบบแผนหลายรหัส

### 2.3.2 แบบจำลองระบบภาครับ

พิจารณาภาครับในระบบ CDMA ที่ใช้เครื่องรับแบบธรรมดาในการรวมกลับข้อมูล (despread) ของผู้ใช้งานที่ต้องการออกมา ดังแสดงในรูปที่ 2.10 โดยนำรหัสแผ่ของผู้ใช้งานที่ต้องการคูณกับสัญญาณที่รับได้ ดังนั้น จะได้สมการทั่วไปของข้อมูลก่อนทำการตัดสินใจสำหรับผู้ใช้อัตราบิตต่ำ อัตราบิตกลาง และอัตราบิตสูง ดังแสดงในสมการที่ (2-5) ถึง สมการที่ (2-7) ตามลำดับ



รูปที่ 2.10 แบบจำลองด้านรับของระบบ DS-SS สามอัตราที่ส่งด้วยแบบแผนหลายรหัส



$$\begin{aligned}
 y_{i,L} &= \int_0^T r(t) S_{i,L}(t) dt \\
 &= A_{i,L} b_{i,L} + \sum_{\substack{d=1 \\ d \neq i}}^{K_L} A_{d,L} b_{d,L} \rho_{d,L}^{i,L} + \sum_{j=m=1}^{K_M R_M} A_{j,M} b_{j,M} \rho_{j,M}^{i,L} + \sum_{k=h=1}^{K_H R_H} A_{k,H} b_{k,H} \rho_{k,H}^{i,L} + \tilde{n}_{i,L}
 \end{aligned} \quad (2-5)$$

$$\begin{aligned}
 y_{j,M}^{(m)} &= \int_0^T r(t) S_{j,M}^{(m)}(t) dt \\
 &= A_{j,M} b_{j,M}^{(m)} + \sum_{i=1}^{K_L} A_{i,L} b_{i,L} \rho_{i,L}^{j(m),M} + \sum_{\substack{d=e=1 \\ (d,e) \neq (j,m)}}^{K_M R_M} A_{d,M} b_{d,M} \rho_{d(e),M}^{j(m),M} + \sum_{k=h=1}^{K_H R_H} A_{k,H} b_{k,H} \rho_{k(h),H}^{j(m),M} + \tilde{n}_{j,M}^{(m)}
 \end{aligned} \quad (2-6)$$

$$\begin{aligned}
 y_{k,H}^{(h)} &= \int_0^T r(t) S_{k,H}^{(h)}(t) dt \\
 &= A_{k,H} b_{k,H}^{(h)} + \sum_{i=1}^{K_L} A_{i,L} b_{i,L} \rho_{i,L}^{k(h),H} + \sum_{j=m=1}^{K_M R_M} A_{j,M} b_{j,M} \rho_{j(m),M}^{k(h),H} + \sum_{\substack{d=e=1 \\ (d,e) \neq (k,h)}}^{K_H R_H} A_{d,H} b_{d,H} \rho_{d(e),H}^{k(h),H} + \tilde{n}_{k,H}^{(h)}
 \end{aligned} \quad (2-7)$$

เมื่อ  $\rho_{j(b),R}^{i(a),R} = \int_0^T S_{i,R}^{(a)} S_{j,R}^{(b)} dt$  คือ ค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสแผ่ของผู้ใช้ในระบบ

$\tilde{n}_{i,R}^{(a)}$  คือ สัญญาณรบกวนของบิตข้อมูลที่ถูกรวมกลับด้วยรหัส  $S_{i,R}^{(a)}$

โดยที่  $S_{i,R}^{(a)}$  คือ รหัสแผ่ของผู้ใช้ที่อัตราบิต  $R$  ( $R =$  ต่ำ (L) กลาง (M) หรือ สูง (H)) คนที่  $i$  ในสัญญาณย่อยที่  $a$  และ  $S_{j,R}^{(b)}$  คือ รหัสแผ่ของผู้ใช้ที่อัตราบิต  $R$  คนที่  $j$  ในสัญญาณย่อยที่  $b$

หลังจากการรวมกลับข้อมูลตามสมการที่ (2-5) ถึง สมการที่ (2-7) แล้ว สัญญาณดังกล่าวจะถูกนำมาผ่านการตัดสินใจบิตตามสมการที่ (2-8)

$$\hat{b}_{i,R}^{(a)} = \text{sgn}(y_{i,R}^{(a)}) \quad (2-8)$$

โดย  $\hat{b}_{i,R}^{(a)}$  คือ บิตข้อมูลที่ได้อจากการตัดสินใจบิต ของผู้ใช้ที่อัตราบิต  $R$  คนที่  $i$  ในสัญญาณย่อยที่  $a$  และ

$\text{sgn}(\cdot)$  คือ ฟังก์ชันซิกนัม (sigrum function) ที่มีสมการ ดังนี้

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} +1 & ; x \geq 0 \\ -1 & ; x < 0 \end{cases} \quad (2-9)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (2-5) สมการที่ (2-6) และ สมการที่ (2-7) พบว่าพจน์ที่ 2 พจน์ที่ 3 และ พจน์ที่ 4 ในสมการทั้งหมด คือ ผลของสัญญาณแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ในระบบ ซึ่งเกิดจากความไม่ตั้งฉากกันของรหัสแม่ที่ใช้ โดยเครื่องรับแบบธรรมดาไม่สามารถกำจัดผลของสัญญาณแทรกสอดดังกล่าวได้ ทำให้เครื่องรับแบบธรรมดามีสมรรถนะที่ค่อนข้างต่ำ

สำหรับการนิยามตัวกำกับที่ใช้ตั้งแต่หัวข้อที่ 2.3.2 เป็นต้นไปนั้น นิยามให้ตัวกำกับชนิดที่เป็นตัวห้อยตำแหน่งที่ 1 และ 2 แทนลำดับผู้ใช้และอัตราบิตข้อมูลของผู้ใช้นั้นตามลำดับ โดยกำหนดให้สัญลักษณ์ตัวพิมพ์ใหญ่ R ชนิดที่เป็นตัวห้อยในตำแหน่งที่ 2 แทนอัตราบิตใด ๆ ในที่นี้ R = อัตราบิตต่ำ (L) อัตราบิตกลาง (M) หรือ อัตราบิตสูง (H) และนิยามให้ตัวกำกับชนิดที่เป็นตัวยก แทนสัญญาณย่อยหรือลำดับบิตข้อมูลของผู้ใช้ในคนเดียวกัน โดยผู้ใช้ที่อัตราบิตต่ำนั้นแต่ละคนจะมีสัญญาณย่อยเพียงสัญญาณเดียวเท่านั้น

#### 2.4 เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานในระบบสามอัตราที่ใช้แบบแผนหลายรหัส

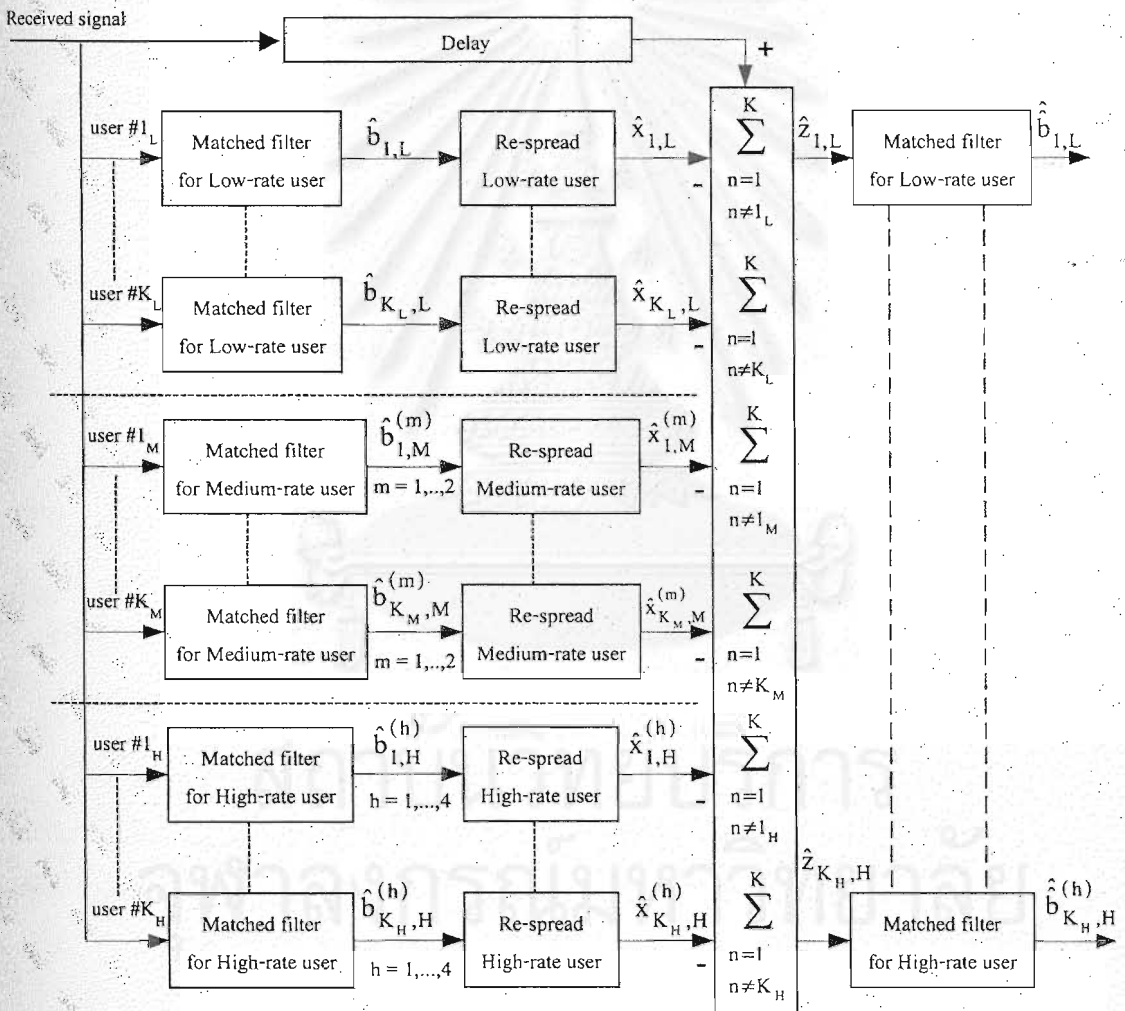
เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานเป็นเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนชนิดไม่เชิงเส้น โดยสามารถลดสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นในผู้ใช้แต่ละคนได้ด้วยการประมาณสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นในระบบมาหักล้างออกจากสัญญาณรวมที่รับได้ แล้วจึงนำไปผ่านเครื่องรับแบบธรรมดาอีกครั้งหนึ่งก่อนทำการตัดสินใจบิตในขั้นตอนสุดท้าย ทำให้สมรรถนะของระบบสูงขึ้น เนื่องจากการประมาณสัญญาณแทรกสอดไปหักล้างออกจากสัญญาณรวมก่อนการตัดสินใจบิตข้อมูล ดังแสดงในรูปที่ 2.11

ขั้นตอนแรกในการทำงานของเครื่องรับชนิดนี้ คือ นำสัญญาณที่รับได้ไปผ่านเครื่องรับแบบธรรมดาแล้วทำการตัดสินใจบิตข้อมูลด้วยฟังก์ชันการตัดสินใจแบบ hard ตามสมการที่ (2-8) หลังจากนั้นจะนำบิตข้อมูลที่ได้จากการตัดสินใจบิตไปทำการแผ่ด้วยรหัสเดียวกันกับด้านส่ง (Re-spread) ดังนั้น จะได้สัญญาณประมาณของผู้ใช้แต่ละคนในสัญญาณย่อยแต่ละสัญญาณ ดังนี้

$$\hat{x}_{i,R}^{(a)}(t) = \hat{A}_{i,R}^{(a)} \hat{b}_{i,R}^{(a)} S_{i,R}^{(a)}(t) \quad (2-10)$$

โดย  $\hat{A}_{i,R}^{(a)}$  คือ ค่าประมาณขนาดสัญญาณที่รับได้ของผู้ใช้อัตราบิต  $R$  คนที่  $i$  ในสัญญาณย่อยที่  $a$  และ  $\hat{b}_{i,R}^{(a)}$  คือ บิตข้อมูลที่ได้จากการประมาณหลังจากผ่านเครื่องรับแบบธรรมดาในขั้นตอนแรก ของผู้ใช้อัตราบิต  $R$  คนที่  $i$  ในสัญญาณย่อยที่  $a$  ตามสมการที่ (2-8)

หลังจากได้สัญญาณประมาณในสมการที่ (2-10) ของผู้ใช้ครบทุกคนและทุกสัญญาณย่อยแล้ว นำสัญญาณย่อยทั้งหมดคูณเว้นสัญญาณย่อยในผู้ใช้คนที่ต้องการ ไปหักล้างออกจากสัญญาณรวมที่รับได้ในสมการที่ (2-1) จะได้สัญญาณประมาณของผู้ใช้คนที่ต้องการหลังจากหักล้างสัญญาณแทรกสอดแล้ว เป็นไปตามสมการที่ (2-11)



รูปที่ 2-11 เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานในระบบสามอัตราที่ใช้แบบแผนหลายรหัส

$$\hat{z}_i(t) = r(t) - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^K \hat{x}_j(t) \quad (2-11)$$

เมื่อ  $\hat{x}_j(t)$  คือ สัญญาณประมาณที่รวมทุกสัญญาณย่อยในผู้ใช้คนที่  $j$  โดยที่  $K$  คือ จำนวนผู้ใช้จริงทั้งหมดในระบบ มีค่าเท่ากับ  $K_L + K_M + K_H$  และ  $\hat{z}_i(t)$  คือสัญญาณประมาณหลังการหักล้างสัญญาณแทรกสอดทั้งหมดแล้ว ของผู้ใช้คนที่  $i$  สำหรับทุก ๆ สัญญาณย่อย

เนื่องจากบิตข้อมูลในผู้ใช้คนเดียวกันนั้นถูกแผ่ด้วยรหัสที่ตั้งฉากกัน จึงไม่จำเป็นต้องนำสัญญาณย่อยที่ได้จากการประมาณภายในผู้ใช้คนเดียวกันมาหักล้างออกจากสัญญาณรวมที่รับได้ เพราะค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสของสัญญาณย่อยเหล่านั้นมีค่าเป็นศูนย์หรือไม่มีผลของ MAI ระหว่างกันนั่นเอง และจากสมการที่ (2-11) สามารถแจกแจงสัญญาณประมาณหลังการหักล้างสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้คนที่ต้องการที่อัตราบิตต่าง ๆ โดยละเอียด ได้ดังนี้

$$\hat{z}_{i,L}(t) = r(t) - \sum_{\substack{d=1 \\ d \neq i}}^{K_L} \hat{x}_{d,L}(t) - \sum_{j=1}^{K_M} \sum_{m=1}^{R_M} \hat{x}_{j,M}^{(m)}(t) - \sum_{k=1}^{K_H} \sum_{h=1}^{R_H} \hat{x}_{k,H}^{(h)}(t) \quad (2-11ก)$$

$$\hat{z}_{i,M}(t) = r(t) - \sum_{d=1}^{K_L} \hat{x}_{d,L}(t) - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{K_M} \sum_{m=1}^{R_M} \hat{x}_{j,M}^{(m)}(t) - \sum_{k=1}^{K_H} \sum_{h=1}^{R_H} \hat{x}_{k,H}^{(h)}(t) \quad (2-11ข)$$

$$\hat{z}_{i,H}(t) = r(t) - \sum_{d=1}^{K_L} \hat{x}_{d,L}(t) - \sum_{j=1}^{K_M} \sum_{m=1}^{R_M} \hat{x}_{j,M}^{(m)}(t) - \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^{K_H} \sum_{h=1}^{R_H} \hat{x}_{k,H}^{(h)}(t) \quad (2-11ค)$$

เมื่อได้สัญญาณประมาณของผู้ใช้คนที่ต้องการแล้ว นำสัญญาณประมาณที่ได้ไปผ่านเครื่องรับแบบธรรมดาอีกครั้งหนึ่ง จะได้ค่าประมาณของบิตข้อมูลที่ถูกส่งมาตามสมการที่ (2-12) โดยแจกแจงละเอียดตามสมการที่ (2-12ก) สมการที่ (2-12ข) และ สมการที่ (2-12ค) ดังนี้

$$\hat{y}_{i,R}^{(a)} = \int_0^T \hat{z}_i(t) S_{i,R}^{(a)}(t) dt \quad (2-12)$$

$$\hat{y}_{i,L} = \int_0^T \hat{z}_{i,L}(t) S_{i,L}(t) dt \quad (2-12ก)$$

$$\hat{y}_{i,M}^{(a)} = \int_{i,M}^T \hat{z}_{i,M}(t) S_{i,M}^{(a)}(t) dt \quad (2-12\text{ข})$$

$$\hat{y}_{i,H}^{(a)} = \int_{i,H}^T \hat{z}_{i,H}(t) S_{i,H}^{(a)}(t) dt \quad (2-12\text{ค})$$

เมื่อ  $\hat{y}_{i,R}^{(a)}$  คือ ค่าประมาณของบิตข้อมูลก่อนการตัดสินใจของผู้ใช้ที่อัตราบิต  $R$  คนที่  $i$  ในสัญญาณย่อยที่  $a$  ของเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน

ขั้นตอนสุดท้ายของเครื่องรับชนิดนี้ คือ นำค่าประมาณของบิตข้อมูลที่ได้จากสมการที่ (2-12) ไปตัดสินใจโดยใช้ฟังก์ชันการตัดสินใจแบบ hard เช่นเดียวกับกับสมการที่ (2-8) จะได้บิตข้อมูลของผู้ใช้คนที่ต้องการออกมา ดังนี้

$$\hat{b}_{i,R}^{(a)} = \text{sgn}(\hat{y}_{i,R}^{(a)}) \quad (2-13)$$

เมื่อพิจารณาเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน พบว่าเครื่องรับดังกล่าวให้สมรรถนะของระบบที่ดีกว่าเครื่องรับแบบธรรมดา เนื่องจากมีการประมาณสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นมาหักล้างออกจากสัญญาณรวม ทำให้การตัดสินใจบิตข้อมูลดีขึ้น อย่างไรก็ตามเครื่องรับชนิดนี้ก็มีข้อเสียเช่นกัน คือ เมื่อการประมาณบิตข้อมูลในขั้นตอนแรกผิดพลาด จะทำให้สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้ที่ประมาณบิตผิดพลาดเพิ่มเป็นสองเท่า ทำให้สมรรถนะของเครื่องรับชนิดนี้ไม่ดีขึ้นในกรณีที่สัญญาณรบกวนในระบบมีค่ามาก จึงมีการเสนอเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดเพียงบางส่วนแบบขนาน (Partial Parallel Interference Cancellation: PPIC) [39,51-54] เพื่อลดผลของความผิดพลาดที่อาจเกิดขึ้นในกรณีที่สัญญาณรบกวนในระบบมีค่ามาก โดยเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดเพียงบางส่วนแบบขนานนี้ มีการเพิ่มขั้นตอนจากเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน เพียงขั้นตอนเดียว คือ ขั้นตอนการถ่วงน้ำหนักบิตข้อมูลที่ได้จากสมการที่ (2-8) ก่อนทำการ Re-spread เพื่อไปหักล้างออกจากสัญญาณรวมที่รับได้ ตามสมการดังนี้

$$\hat{x}_{i,R}^{(a)}(t) = w \left( \hat{A}_{i,R}^{(a)} \hat{b}_{i,R}^{(a)} S_{i,R}^{(a)}(t) \right) \quad (2-14)$$

เมื่อ  $w$  คือ ค่าถ่วงน้ำหนักบิตข้อมูลที่ได้จากการลองผิดลองถูก (trial and error) โดยทุกบิตข้อมูลของผู้ใช้ทุกคนในระบบถูกถ่วงน้ำหนักบิตข้อมูลด้วยค่าเดียวกันเสมอ หลังจากถ่วงน้ำหนักบิตข้อมูลแล้ว ขั้นตอนที่เหลือของเครื่องรับดังกล่าวจะทำงานเช่นเดียวกับเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานทุกประการ

นอกจากการเพิ่มขึ้นตอนการถ่วงน้ำหนักบิตข้อมูลเพื่อเพิ่มสมรรถนะให้กับระบบแล้ว ยังมีการเสนอวิธีการตัดสินบิตข้อมูลให้สามารถเปลี่ยนแปลงตามค่าทางสถิติที่คำนวณได้จากสัญญาณด้านออกก่อนการตัดสินบิตข้อมูลของเครื่องรับแบบธรรมดาในสมการที่ (2-5) ถึง (2-7) โดยใช้วิธีการดังกล่าวร่วมกับการถ่วงน้ำหนักบิตข้อมูลในสมการที่ (2-14) ซึ่งเป็นการเพิ่มสมรรถนะให้กับระบบได้มากขึ้นอีกทางหนึ่งด้วย โดยมีสมการการคำนวณค่าทางสถิติของสัญญาณด้านออกก่อนการตัดสินบิตข้อมูล ดังนี้

$$\sigma^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |y_{i,R}^{(a)}|^2 - \left( \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |y_{i,R}^{(a)}| \right)^2 \quad (2-15)$$

เมื่อ  $y_{i,R}^{(a)}$  คือ ค่าประมาณของบิตข้อมูลก่อนการตัดสินบิตในขั้นตอนแรก ของผู้ใช้ที่อัตราบิต  $R$  คนที่  $i$  ในสัญญาณย่อยที่  $a$  ของเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน และ  $N$  คือ จำนวนบิตทั้งหมดที่ใช้ในการคำนวณ (หรือ จำนวนบิตที่รับได้ ณ เวลาเดียวกัน ในที่นี้มีค่าเท่ากับ  $K_L + (2K_M) + (4K_H)$ )

เมื่อกำหนดค่าทางสถิติเรียบร้อยแล้ว ขั้นตอนต่อไปจะนำค่าประมาณของบิตข้อมูลดังกล่าวไปผ่านการตัดสินบิตที่เปลี่ยนแปลงตามค่าทางสถิติ ตามสมการต่าง ๆ ดังนี้

$$\hat{b}_{i,R}^{(a)} = \text{nsgn}(y_{i,R}^{(a)}) \quad (2-16)$$

$$\text{nsgn}(x) = \begin{cases} 1, & x > Th, \\ 0, & -Th \leq x \leq Th, \\ -1, & x < -Th \end{cases} \quad (2-17)$$

$$Th_{i,R}^{(a)} = \left[ 1 - w \left( \frac{\hat{A}_{i,R}^{(a)}}{\sigma} \right)^n \right] \hat{A}_{i,R}^{(a)} \quad (2-18)$$

โดยที่  $n$  คือ ตัวแปรที่ช่วยในการปรับช่วงของการตัดสินบิตข้อมูล ในที่นี้กำหนดให้มีค่าคงที่ หาได้จากการลองผิดลองถูก

หลังจากผ่านการตัดสินบิตข้อมูลดังกล่าวแล้ว ขั้นตอนต่อไปของเครื่องรับชนิดนี้ คือ ทำการถ่วงน้ำหนักบิตข้อมูลก่อนทำการ Re-spread ข้อมูลเพื่อนำไปหักล้างออกจากสัญญาณรวมที่ได้รับ

หลังจากนั้นจึงทำการแมตซ์ข้อมูล แล้วจึงตัดสินบิตข้อมูลแบบ hard ในขั้นตอนสุดท้าย จะได้ข้อมูลของ  
ผู้ใช้งานที่ต้องการออกมา เช่นเดียวกับขบวนการทำงานของเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบ  
ขนานดังที่กล่าวมา

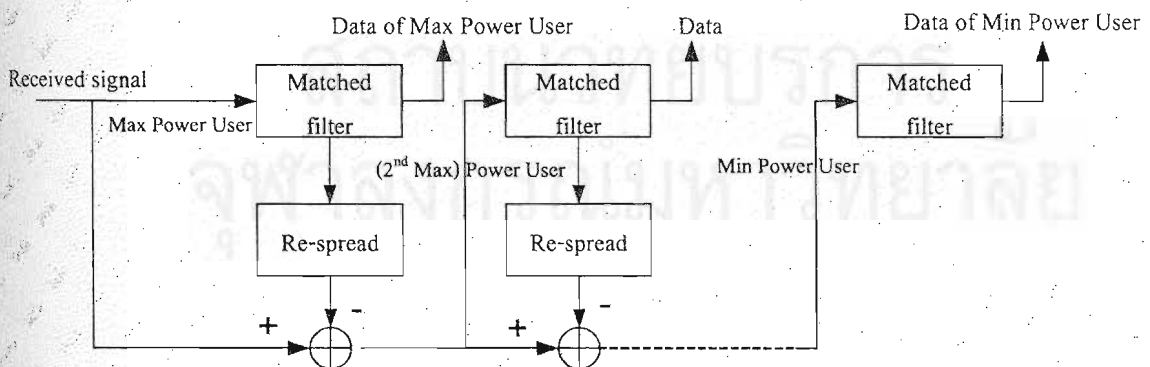
## 2.5 เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่องในระบบสามอัตราที่ใช้แบบแผนหลายรหัส

เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่องเป็นเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนชนิดไม่เชิง  
เส้น โดยสามารถลดสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นในผู้ใช้งานที่มีกำลังต่ำได้ด้วยการประมาณสัญญาณ  
แทรกสอดจากผู้ใช้งานที่มีกำลังสูงกว่ามาหักล้างออกจากสัญญาณรวมที่รับได้ ก่อนการตัดสินบิตข้อมูล  
ของผู้ใช้งานที่มีกำลังต่ำ ทำให้สมรรถนะของผู้ใช้งานที่มีกำลังต่ำดีขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 2.12

ขั้นตอนแรกในการทำงานของเครื่องรับชนิดนี้ คือ เครื่องรับจะทำการประมาณขนาดสัญญาณ  
ของผู้ใช้แต่ละคนในระบบ แล้วจัดเรียงขนาดสัญญาณที่ได้จากการประมาณดังกล่าว จากมากไปน้อย  
ตามลำดับ ดังนี้

$$\hat{A}(1) \geq \hat{A}(2) \geq \hat{A}(3) \dots \geq \hat{A}(K-1) \geq \hat{A}(K) \quad (2-19)$$

เมื่อ  $\hat{A}(K)$  คือ ค่าประมาณขนาดสัญญาณที่รับได้ของผู้ใช้งานที่  $K$  โดยที่  $K$  คือ จำนวนผู้ใช้งานทั้งหมด  
ในระบบ มีค่าเท่ากับ  $K_L + K_M + K_H$  โดยกำหนดให้ ขนาดของสัญญาณย่อยในผู้ใช้งานเดียวกันมีค่าเท่า  
กัน และ  $\hat{A}(1)$  คือ ค่าประมาณขนาดสัญญาณที่รับได้ของผู้ใช้งานที่มีกำลังสูงที่สุด



รูปที่ 2.12 ขั้นตอนการทำงานของเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่อง

เมื่อจัดเรียงขนาดสัญญาณจากมากไปน้อยแล้ว ขั้นตอนที่สองของเครื่องรับชนิดนี้จะทำการแมตช์ข้อมูลของผู้ใช้คนที่มีการกำลังสูงสุดก่อน ตามสมการต่อไปนี้

$$y_{\hat{A}(1)}^{(a)} = \int_0^T r(t) S_{\hat{A}(1)}^{(a)}(t) dt \quad (2-20)$$

เมื่อ  $y_{\hat{A}(1)}^{(a)}$  และ  $S_{\hat{A}(1)}^{(a)}$  คือ สัญญาณประมาณก่อนการตัดสินใจและรหัสแผ่ของผู้ใช้คนที่มีการกำลังสูงสุดในสัญญาณย่อยที่  $a$  ตามลำดับ

หลังจากทำการแมตช์ข้อมูลของผู้ใช้คนที่มีการกำลังสูงสุดครบทุกสัญญาณย่อยแล้ว ขั้นตอนต่อไปจะทำการตัดสินใจข้อมูลทุกบิตของผู้ใช้คนดังกล่าว ด้วยการตัดสินใจแบบ hard ตามสมการที่ (2-8) จากนั้นจึงทำการแผ่บิตข้อมูลดังกล่าวด้วยรหัสเดียวกันกับด้านส่งตามสมการที่ (2-21) เพื่อนำไปหักล้างออกจากสัญญาณรวมที่รับได้ ดังนั้น จะได้ค่าประมาณของสัญญาณรวมที่เหลือ หลังการประมาณสัญญาณจากผู้ใช้คนที่มีการกำลังสูงสุดไปหักล้างออกจากสัญญาณรวมที่รับได้ ตามสมการที่ (2-22) ตามลำดับ ดังนี้

$$\hat{x}_{\hat{A}(1)}^{(a)}(t) = \hat{A}(1) \hat{b}_{\hat{A}(1)}^{(a)} S_{\hat{A}(1)}^{(a)}(t) \quad (2-21)$$

$$\hat{r}(t) = r(t) - \sum_{a=1}^n \hat{x}_{\hat{A}(1)}^{(a)}(t) \quad (2-22)$$

โดยที่  $\hat{b}_{\hat{A}(1)}^{(a)}$  และ  $\hat{x}_{\hat{A}(1)}^{(a)}(t)$  คือ ค่าประมาณบิตข้อมูลที่ได้รับและสัญญาณประมาณหลังการตัดสินใจ และทำการ Re-spread แล้ว ของผู้ใช้คนที่มีการกำลังสูงสุดในสัญญาณย่อยที่  $a$  ตามลำดับ และ  $n$  คือ จำนวนสัญญาณย่อยทั้งหมดในผู้ใช้คนเดียว

หลังจากได้ค่าประมาณของสัญญาณรวมที่เหลือ ( $\hat{r}(t)$ ) แล้ว เครื่องรับชนิดนี้จะทำการแมตช์ข้อมูลของผู้ใช้คนที่มีการกำลังสูงสุดในผู้ใช้ที่เหลือต่อไป ( $\hat{A}(2), \hat{A}(3), \hat{A}(4), \dots, \hat{A}(K)$ ) โดยทำตามขั้นตอนที่กล่าวมาตามลำดับ ทำเช่นนี้เรื่อยไป (จำนวน  $K-1$  รอบ) จนได้ข้อมูลของผู้ใช้คนที่มีการกำลังต่ำที่สุด ( $\hat{A}(K)$ ) ออกมาเป็นคนสุดท้าย

เมื่อพิจารณาเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่อง พบว่าเครื่องรับดังกล่าวให้สมรรถนะของระบบที่ดีกว่าเครื่องรับแบบธรรมดา เนื่องจากมีการประมาณสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนที่มีการกำลังสูงกว่ามาหักล้างออกจากสัญญาณรวม ทำให้การตัดสินใจข้อมูลดีขึ้น อย่างไรก็ตาม เครื่องรับชนิดนี้ก็มีข้อเสียเช่นกัน คือ ผู้ใช้ที่มีการกำลังสูงสุดในระบบจะไม่ได้รับการประมาณสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น ทำให้ได้สมรรถนะเท่ากับเครื่องรับแบบธรรมดา ในขณะที่ผู้ใช้คนที่มีการกำลังต่ำที่สุด



จะเกิดการประวิงเวลาสูงที่สุด เนื่องจากต้องรอผู้ใช้คนที่กำลังสูงกว่าตัดสินใจก่อนแล้วจึงประมาณ สัญญาณแทรกสอดมาหักล้างให้กับผู้ใช้คนที่กำลังต่ำกว่า ดังนั้น Johansson A.-L. [55] จึงเสนอเครื่อง รับหักล้างสัญญาณแทรกสอดเป็นกลุ่มแบบต่อเนื่องขึ้น (Group-wise Successive Interference Cancellation: GIC) ซึ่งสามารถลดการประวิงเวลาที่เกิดขึ้นกับผู้ใช้ที่มีกำลังต่ำได้ โดยเครื่องรับชนิดนี้มี ขั้นตอนการทำงานเช่นเดียวกับเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่อง แต่จะแบ่งกลุ่มผู้ใช้ตาม อัตราบิตต่าง ๆ คือ กลุ่มผู้ใช้อัตราบิตต่ำ กลุ่มผู้ใช้อัตราบิตกลาง และกลุ่มผู้ใช้อัตราบิตสูง แล้วจึงทำการ แมตซ์ข้อมูลและประมาณสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้กลุ่มที่มีกำลังเฉลี่ยสูงที่สุดก่อน เพื่อนำไปหักล้าง ออกจากสัญญาณรวมที่รับได้ ทำเช่นนี้เรื่อยไป (จำนวน 2 รอบ) จนกระทั่งได้ข้อมูลของกลุ่มผู้ใช้ที่มี กำลังเฉลี่ยต่ำที่สุดออกมา จากขั้นตอนการทำงานของเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดเป็นกลุ่มแบบ ต่อเนื่องที่กล่าวมา จะพบว่าเครื่องรับดังกล่าวสามารถลดการประวิงเวลาลงได้มาก แต่จะทำให้ สมรรถนะโดยรวมของระบบลดลงเมื่อเทียบกับเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่อง เนื่องจากในขั้นตอนแรก เครื่องรับชนิดนี้จะทำการแอมตซ์ข้อมูลให้กับผู้ใช้กลุ่มที่มีกำลังเฉลี่ยสูงที่สุด ก่อน โดยผู้ใช้กลุ่มดังกล่าวไม่ได้รับการประมาณสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้กลุ่มอื่น ๆ มาหักล้าง จึง เปรียบได้กับเครื่องรับแบบธรรมดา ในขณะที่เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่องจะทำการ แอมตซ์ข้อมูลของผู้ใช้คนที่กำลังสูงที่สุดเพียงคนเดียวเท่านั้น

## 2.6 วิธีการวัดสมรรถนะและความหมายของค่าต่าง ๆ

### 2.6.1 อัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate: BER)

อัตราความผิดพลาดบิตเป็นค่าที่แสดงถึงสมรรถนะของระบบที่พิจารณาอยู่ โดยแสดงได้ใน หลายรูปแบบ เช่น อัตราความผิดพลาดบิต หรือความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิต (Bit Error Probability) ซึ่งส่วนใหญ่ถูกนำมาใช้แสดงสมรรถนะของระบบในสถานะที่มีการเปลี่ยนแปลงของอัตรา ส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) หรือจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป เป็นต้น

### 2.6.2 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal-to-noise Ratio: SNR)

ถ้าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ที่ออกจากเครื่องรับแบบธรรมดา สำหรับผู้ใช้ คนที่  $k$  มีนิยามในหน่วยเดซิเบล (Decibel: dB) ดังนี้

$$\text{SNR}_k = 10 * \log\left(\frac{A_k^2}{\sigma^2}\right) \text{ dB} \quad (2-23)$$

เมื่อ  $A_k$  คือ ขนาดสัญญาณของผู้ใช้คนที่  $k$  และ  $\sigma^2$  คือ ค่ากำลังของสัญญาณรบกวน

### 2.6.3 ความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล (Near-far Resistance)

ความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล เป็นตัวบ่งบอกถึงความต้านทานของเครื่องรับนั้นต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล สำหรับเครื่องรับหลักข้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมเป็นเครื่องรับแบบไม่เชิงเส้น การหาความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลในรูปของสมการจะมีความยุ่งยากมาก ต่างจากเครื่องรับแบบเชิงเส้น ดังนั้นปกติแล้วจึงแสดงอยู่ในรูปกราฟของอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้คนที่สนใจ (Desired User) ซึ่งมีกำลังต่ำที่สุด เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ของผู้ใช้คนอื่นที่มารบกวน (Interferer) เพิ่มขึ้น เครื่องรับที่มีความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลนั้น ค่าอัตราความผิดพลาดบิตไม่ควรเพิ่มขึ้น เมื่อสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้คนอื่นเพิ่มขึ้น

## การปรับปรุงเครื่องรับหากล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมที่นำเสนอ

เนื้อหาในบทนี้กล่าวถึงลักษณะทั่วไปของการแผ่สัญญาณแบบหลายรหัสและการนำเครื่องรับหากล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมในระบบ DS-SS แบบอัตราเดียวมาปรับใช้ ในระบบ DS-SS สามอัตราที่ใช้แบบแผนหลายรหัส โดยใช้จุดเริ่มเปลี่ยนถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้ เพื่อเพิ่มความเชื่อถือได้ในการประมาณสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นในระบบมาหากล้างออกจากสัญญาณรวมที่รับได้ โดยมีการเพิ่มขึ้นตอนการทำงานให้กับเครื่องรับหากล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสม 2 ขั้นตอน คือ ขั้นตอนในการเลือกถ่วงน้ำหนักบิตข้อมูล และขั้นตอนในการตัดสินใจบิตข้อมูล ซึ่งสามารถปรับตัวได้ทั้ง 2 ขั้นตอน ส่วนในหัวข้อสุดท้ายของบทนี้จะกล่าวถึงวิธีที่นำเสนอเพิ่มเติมในเครื่องรับหากล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสม โดยในบทนี้จะใช้สัญลักษณ์และนิยามเดียวกันกับบทที่ 2 ส่วนที่มีความหมายแตกต่างออกไปจะอธิบายเพิ่มเติมในบทนี้

### 3.1 ลักษณะทั่วไปของการแผ่สัญญาณแบบหลายรหัสในระบบสามอัตรา

จากแบบจำลองระบบภาคส่งในหัวข้อที่ 2.3.1 เมื่อพิจารณาถึงลักษณะการแตกออกเป็นสัญญาณย่อยในการแผ่สัญญาณแบบหลายรหัส พบว่าระบบที่ใช้วิธีการแผ่สัญญาณแบบหลายรหัสนี้จะมีผลทำให้เสมือนว่ามีผู้ใช้ในระบบมากกว่าสภาพความเป็นจริง โดยพิจารณาที่อัตราบิตข้อมูลต่าง ๆ กัน 3 ระดับ คือ ที่อัตราบิตข้อมูลต่ำ อัตราบิตข้อมูลกลาง และอัตราบิตข้อมูลสูง ซึ่งมีอัตราเร็วของบิตข้อมูลกลางและสูง เป็น 2 และ 4 เท่าของอัตราบิตข้อมูลต่ำ ตามลำดับ เพราะฉะนั้นจะได้ว่าในระบบมีผู้ใช้เสมือนเป็น  $K_v = K_L + (2K_M) + (4K_H)$  โดยบิตข้อมูลทุกบิตของผู้ใช้ทุกคนจะถูกแผ่ออกด้วยอัตราการแผ่ที่เท่ากัน ดังนั้นจะได้ว่าผู้ใช้ที่อัตราบิตข้อมูลต่ำจะแผ่สัญญาณออกจำนวนเท่ากับ  $K_L$  ชุดข้อมูล ส่วนอัตราบิตข้อมูลกลางซึ่งมีอัตราเร็วเป็น 2 เท่าของอัตราบิตข้อมูลต่ำ จะถูกแผ่สัญญาณออกเป็นจำนวนเท่ากับ  $2K_M$  ชุดข้อมูล และอัตราบิตข้อมูลสูงซึ่งมีอัตราเร็วเป็น 4 เท่าของอัตราบิตข้อมูลต่ำ จะถูกแผ่สัญญาณออกเป็นจำนวนเท่ากับ  $4K_H$  ชุดข้อมูล โดยไม่มีการแทรกสอดของสัญญาณย่อยภายในผู้ใช้คนเดียวกันเกิดขึ้นเนื่องจากคุณสมบัติของรหัสที่นำมาใช้ในการแผ่สัญญาณ แต่จะส่งผลกระทบต่อผู้ใช้คนอื่น ๆ ในระบบ เมื่อเราพิจารณาผู้ใช้ที่อัตราบิตข้อมูลต่ำคนหนึ่งจะพบว่า มีสัญญาณแทรกสอดที่มาจากผู้ใช้คนอื่น เท่ากับ  $(K_L - 1) + 2K_M + 4K_H$  แต่เมื่อเราพิจารณาผู้ใช้ที่อัตราบิตข้อมูลกลางคนหนึ่งจะพบว่า มีสัญญาณแทรกสอดที่มาจากผู้ใช้คนอื่น เท่ากับ  $K_L + [2(K_M - 1)] + (4K_H)$  และในผู้ใช้อัตราบิตข้อมูลสูงคนหนึ่งจะเกิดสัญญาณแทรกสอด เท่ากับ  $K_L + 2K_M + [4(K_H - 1)]$  จากที่กล่าวมา พบว่าในผู้ใช้อัตราบิต

ข้อมูลสูงเกิดการแทรกสอดของสัญญาณน้อยกว่าผู้ใช้อัตราบิตข้อมูลกลางและต่ำ ส่วนในผู้ใช้อัตราบิตข้อมูลกลางเกิดการแทรกสอดของสัญญาณน้อยกว่าผู้ใช้ที่อัตราบิตข้อมูลต่ำเล็กน้อย

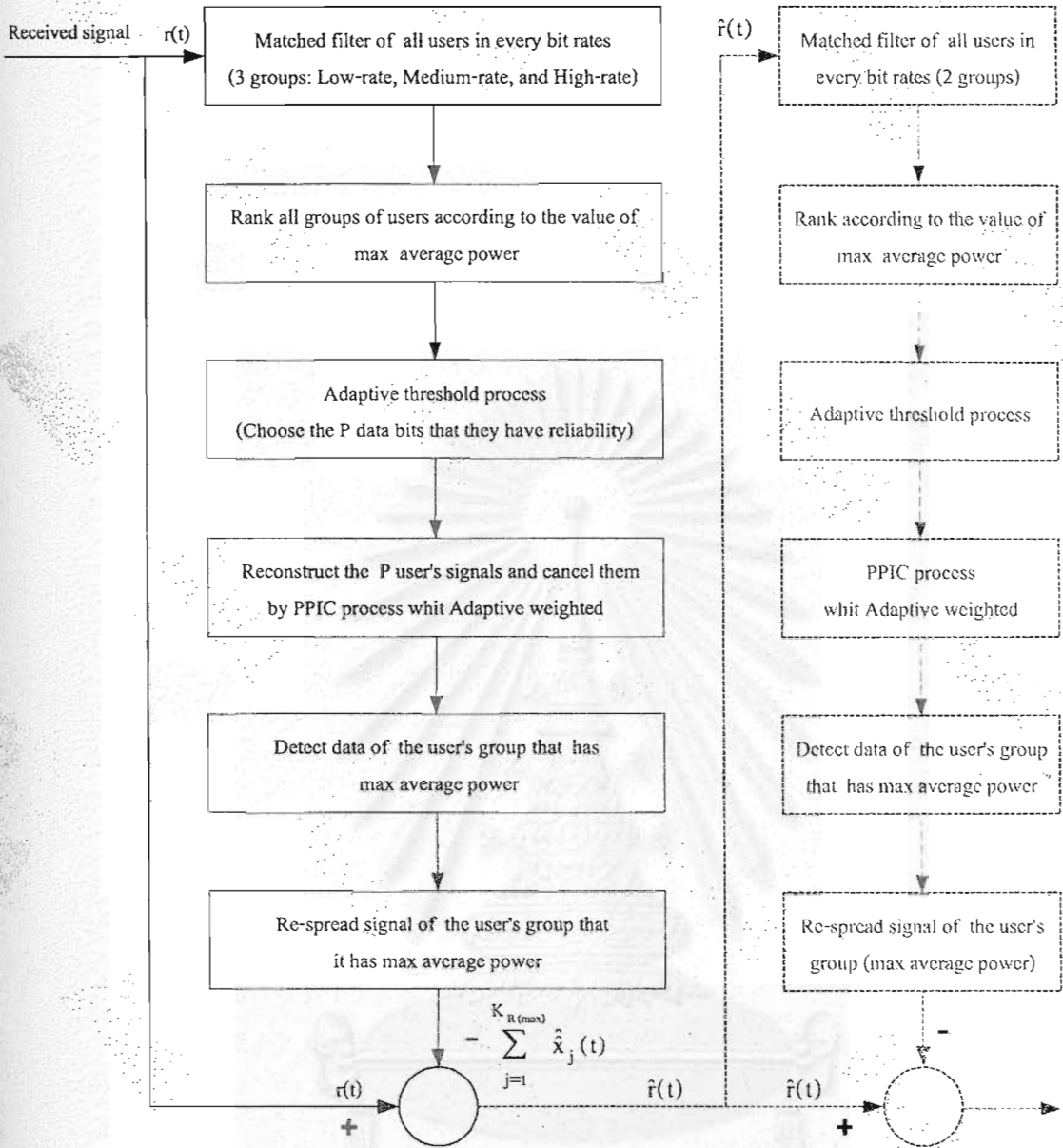
### 3.2 เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมโดยใช้จุดเริ่มเปลี่ยนถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้ สำหรับระบบสามอัตราที่ใช้แบบแผนหลายรหัส

พิจารณาโครงสร้างของเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสม โดยใช้จุดเริ่มเปลี่ยนถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้ ตามขั้นตอนที่แสดงในรูปที่ 3.1 ในขั้นตอนแรก เครื่องรับจะทำการแมตช์ผู้ใช้ทุกคนออกจากสัญญาณรวมที่รับได้และทำการประมาณขนาดสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคน หลังจากนั้นจึงทำการคำนวณหาค่าเฉลี่ยของขนาดสัญญาณที่รับได้ในกลุ่มผู้ใช้แต่ละกลุ่ม (ในที่นี้แบ่งเป็น 3 กลุ่ม คือกลุ่มผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ กลุ่มผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง และกลุ่มผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง) ในขั้นตอนต่อไป เครื่องรับจะทำการจัดเรียงค่าเฉลี่ยของขนาดสัญญาณของผู้ใช้แต่ละกลุ่มจากมากไปน้อยตามลำดับ หลังจากนั้นจึงนำผู้ใช้ทั้งหมดในระบบไปผ่านกระบวนการตัดสินใจแบบปรับตัวได้ ซึ่งเมื่อผ่านกระบวนการดังกล่าวแล้ว จะได้บิตข้อมูลจำนวน  $P$  บิต ที่มีความเชื่อถือได้ไปผ่านกระบวนการหักล้างสัญญาณแทรกสอดเพียงบางส่วนแบบขนาน โดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้ โดยในขั้นตอนสุดท้าย เครื่องรับจะทำการแมตช์ข้อมูลและทำการตัดสินใจบิตข้อมูลของผู้ใช้กลุ่มที่มีกำลังเฉลี่ยสูงที่สุดเป็นกลุ่มแรก หลังจากนั้นจึงทำการแผ่สัญญาณของผู้ใช้กลุ่มดังกล่าวไปหักล้างออกจากสัญญาณรวมที่รับได้ แล้วนำสัญญาณที่เหลือไปผ่านกระบวนการดังกล่าวซ้ำ (จำนวน 2 รอบ) จนได้ข้อมูลของผู้ใช้ครบทุกคน โดยมีรายละเอียดของขั้นตอนการทำงานตามที่เสนอต่อไปนี้

ขั้นตอนที่ 1 แมตช์ผู้ใช้ทุกคนออกจากสัญญาณรวมที่รับได้และทำการประมาณขนาดสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคน หลังจากนั้นจึงทำการคำนวณหาค่าเฉลี่ยของขนาดสัญญาณที่รับได้ในกลุ่มผู้ใช้แต่ละกลุ่มตามลำดับ ดังนี้

- เมื่อสัญญาณที่รับ ได้มาถึงสถานีฐานพร้อมกัน ตามสมการดังนี้

$$r(t) = \sum_{l=1}^{K_L} A_{l,L} b_{l,L} S_{l,L}(t) + \sum_{j=1}^{K_M} \left\{ \sum_{m=1}^{R_M} A_{j,M}^{(m)} b_{j,M}^{(m)} S_{j,M}^{(m)}(t) \right\} + \sum_{k=1}^{K_H} \left\{ \sum_{h=1}^{R_H} A_{k,H}^{(h)} b_{k,H}^{(h)} S_{k,H}^{(h)}(t) \right\} + n(t) \quad (3-1)$$



รูปที่ 3.1 ขั้นตอนการทำงานของเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมโดยใช้จุดเริ่มเปลี่ยนถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้

หลังจากนำสัญญาณที่รับได้ไปผ่านเครื่องรับแบบธรรมดาของผู้ใช้แต่ละคน จะได้ขนาดสัญญาณก่อนการตัดสินใจข้อมูลในขั้นตอนแรก ตามสมการที่ (3-2) โดยแจกแจงละเอียดตามสมการที่ (3-2ก) สมการที่ (3-2ข) และ สมการที่ (3-2ค) ดังนี้

$$y_{i,R}^{(a)} = \int_0^T r(t) S_{i,R}^{(a)}(t) dt \quad (3-2)$$

$$\begin{aligned}
 y_{i,L} &= \int_0^T r(t) S_{i,L}(t) dt \\
 &= A_{i,L} b_{i,L} + \sum_{\substack{d=1 \\ d \neq i}}^{K_L} A_{d,L} b_{d,L} \rho_{d,L}^{i,L} + \sum_{j=1}^{K_M} \sum_{m=1}^{R_M} A_{j,M}^{(m)} b_{j,M}^{(m)} \rho_{j,M}^{i,L} + \sum_{k=1}^{K_H} \sum_{h=1}^{R_H} A_{k,H}^{(h)} b_{k,H}^{(h)} \rho_{k,H}^{i,L} + \tilde{n}_{i,L}
 \end{aligned} \quad (3-2\text{ก})$$

$$\begin{aligned}
 y_{j,M}^{(m)} &= \int_0^T r(t) S_{j,M}^{(m)}(t) dt \\
 &= A_{j,M}^{(m)} b_{j,M}^{(m)} + \sum_{i=1}^{K_L} A_{i,L} b_{i,L} \rho_{i,L}^{j,M} + \sum_{\substack{d=1 \\ (d,e) \neq (j,m)}}^{K_M} \sum_{e=1}^{R_M} A_{d,M}^{(e)} b_{d,M}^{(e)} \rho_{d,M}^{j,M} + \sum_{k=1}^{K_H} \sum_{h=1}^{R_H} A_{k,H}^{(h)} b_{k,H}^{(h)} \rho_{k,H}^{j,M} + \tilde{n}_{j,M}^{(m)}
 \end{aligned} \quad (3-2\text{ข})$$

$$\begin{aligned}
 y_{k,H}^{(h)} &= \int_0^T r(t) S_{k,H}^{(h)}(t) dt \\
 &= A_{k,H}^{(h)} b_{k,H}^{(h)} + \sum_{i=1}^{K_L} A_{i,L} b_{i,L} \rho_{i,L}^{k,H} + \sum_{j=1}^{K_M} \sum_{m=1}^{R_M} A_{j,M}^{(m)} b_{j,M}^{(m)} \rho_{j,M}^{k,H} + \sum_{\substack{d=1 \\ (d,e) \neq (k,h)}}^{K_H} \sum_{e=1}^{R_H} A_{d,H}^{(e)} b_{d,H}^{(e)} \rho_{d,H}^{k,H} + \tilde{n}_{k,H}^{(h)}
 \end{aligned} \quad (3-2\text{ค})$$

- ทำการประมาณขนาดสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนในระบบโดยในที่นี้กำหนดให้รู้คุณสมบัติของช่องสัญญาณ ดังนั้นจะได้

$$\hat{A}_{i,L} = A_{i,L} \quad (3-3)$$

$$\hat{A}_{j,M} = A_{j,M} \quad (3-4)$$

$$\hat{A}_{k,H} = A_{k,H} \quad (3-5)$$

เมื่อ  $\hat{A}_{i,L}$ ,  $\hat{A}_{j,M}$  และ  $\hat{A}_{k,H}$  คือ ค่าประมาณขนาดสัญญาณ ของผู้ใช้ที่อัตราบิตค่าคนที่  $i$  อัตราบิตกลางคนที่  $j$  และอัตราบิตสูงคนที่  $k$  ตามลำดับ โดยกำหนดให้สัญญาณย่อยทุกสัญญาณภายในผู้ใช้คนเดียวกัน มีขนาดสัญญาณเท่ากันตลอดการพิจารณาในหัวข้อที่ 3.2

- เมื่อทำการประมาณขนาดสัญญาณของผู้ใช้ครบทุกคนแล้ว จึงทำการคำนวณหาค่าเฉลี่ยของขนาดสัญญาณในกลุ่มผู้ใช้แต่ละกลุ่ม ดังนี้

$$\hat{A}_L = \frac{1}{K_L} \sum_{i=1}^{K_L} \hat{A}_{i,L} \quad (3-6)$$

$$\hat{A}_M = \frac{1}{K_M} \sum_{j=1}^{K_M} \hat{A}_{j,M} \quad (3-7)$$

$$\hat{A}_H = \frac{1}{K_H} \sum_{k=1}^{K_H} \hat{A}_{k,H} \quad (3-8)$$

เมื่อ  $\hat{A}_L$ ,  $\hat{A}_M$  และ  $\hat{A}_H$  คือ ค่าเฉลี่ยของขนาดสัญญาณที่ด้านรับ ในกลุ่มผู้ใช้อัตราบิดต่ำ อัตราบิดกลาง และอัตราบิดสูง ตามลำดับ

ขั้นตอนที่ 2 ทำการจัดเรียงค่าเฉลี่ยของขนาดสัญญาณของผู้ใช้แต่ละกลุ่มจากมากไปน้อย ตามลำดับ หลังจากนั้นจึงนำผู้ใช้ทั้งหมดในระบบไปผ่านกระบวนการตัดสินใจแบบปรับตัวได้ ซึ่งเมื่อผ่านกระบวนการดังกล่าวแล้ว จะได้บิตข้อมูลจำนวน  $P$  บิตที่มีความเชื่อถือได้ ตามลำดับขั้นตอนดังนี้

- ทำการจัดเรียงค่าเฉลี่ยของขนาดสัญญาณของผู้ใช้แต่ละกลุ่มจากมากไปน้อย ตามตัวอย่างดังนี้

$$\hat{A}_H \geq \hat{A}_M \geq \hat{A}_L \quad (3-9)$$

โดยในกรณีที่ค่าเฉลี่ยของผู้ใช้แต่ละกลุ่มมีค่าเท่ากัน จะทำการจัดเรียงลำดับให้กลุ่มผู้ใช้ที่อัตราบิดสูง ก่อนอัตราบิดกลาง และอัตราบิดกลางก่อนอัตราบิดต่ำ ตามลำดับ ซึ่งสอดคล้องกับลักษณะทั่วไปของการแผ่สัญญาณแบบหลายรหัส เนื่องจากผู้ใช้ที่อัตราบิดสูงมีความเชื่อถือได้สูงกว่าผู้ใช้ที่อัตราบิดกลาง และอัตราบิดต่ำ และผู้ใช้กลุ่มแรกจะถูกตัดสินใจก่อนจึงต้องมีความเชื่อถือได้สูงที่สุด เพื่อจะได้เพิ่มสมรรถนะให้กับระบบได้มากขึ้นเมื่อนำบิตที่ถูกตัดสินใจแล้วไปประมาณสัญญาณแทรกสอดเพื่อหักล้างออกจากสัญญาณรวมที่รับได้

- กำหนดค่าถ่วงน้ำหนักบิตข้อมูลแบบปรับตัวได้ของผู้ใช้แต่ละคน เพื่อนำไปใช้ร่วมกับการคำนวณการตัดสินใจบิตข้อมูลแบบปรับตัวได้ ดังนี้

$$w_{i,R}^{(a)} = \frac{\hat{A}_{i,R}}{\hat{A}_{i,R} + [\text{Var}_{MAI}(y_{i,R}^{(a)})]^{1/2}} \quad (3-10)$$

เมื่อ  $\hat{A}_{i,R}$  คือ ค่าประมาณขนาดสัญญาณของผู้ใช้อัตราบิด  $R$  คนที่  $i$

$w_{i,R}^{(a)}$  คือ ค่าถ่วงน้ำหนักบิตข้อมูลของผู้ใช้อัตราบิด  $R$  คนที่  $i$  ในสัญญาณย่อยที่  $a$

$\text{Var}_{\text{MAI}}(y_{i,R}^{(a)})$  คือ ค่ากำลังของสัญญาณแทรกสอดรวมกับกำลังของสัญญาณรบกวนที่ผู้ใช้ อัตราบิต  $R$  คนที่  $i$  ในสัญญาณย่อยที่  $a$  ได้รับจากผู้ใช้อื่นในระบบ

ในที่นี้จะได้ค่า  $\text{Var}_{\text{MAI}}(y_{i,R}^{(a)})$  ตาม [56-59] ซึ่งพิจารณาค่าดังกล่าวในรูปของความยาวรหัสที่ใช้ในการแผ่บิตข้อมูล ( $L_c$ ) และกำลังสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนในระบบ ( $[\hat{A}_{j,R}]^2$ ) โดยกำหนดให้สัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นของผู้ใช้แต่ละคนภายในระบบประมาณได้ด้วยการแจกแจงแบบ Gaussian ดังนั้น เมื่อสัญญาณของผู้ใช้ทุกคนในระบบมาถึงสถานีฐานพร้อมกัน (Synchronous) จะได้ค่ากำลังของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นในระบบตามสมการที่ (3-11) ส่วนในกรณีที่สัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนในระบบมาถึงสถานีฐานไม่พร้อมกัน (Asynchronous) จะได้ค่ากำลังของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นในระบบตามสมการที่ (3-12) ตามลำดับ ดังนี้

$$\text{Var}_{\text{MAI}}(y_{i,R}^{(a)}) = (1/2L_c) \left[ \sum_{\substack{j=1 \\ (j,L) \neq (i,R)}}^{K_L} [\hat{A}_{j,L}]^2 + \sum_{\substack{j=1 \\ (j,M) \neq (i,R)}}^{K_M} 2[\hat{A}_{j,M}]^2 + \sum_{\substack{j=1 \\ (j,H) \neq (i,R)}}^{K_H} 4[\hat{A}_{j,H}]^2 \right] + P_{\text{noise}} \quad (3-11)$$

$$\text{Var}_{\text{MAI}}(y_{i,R}^{(a)}) = (1/3L_c) \left[ \sum_{\substack{j=1 \\ (j,L) \neq (i,R)}}^{K_L} [\hat{A}_{j,L}]^2 + \sum_{\substack{j=1 \\ (j,M) \neq (i,R)}}^{K_M} 2[\hat{A}_{j,M}]^2 + \sum_{\substack{j=1 \\ (j,H) \neq (i,R)}}^{K_H} 4[\hat{A}_{j,H}]^2 \right] + P_{\text{noise}} \quad (3-12)$$

เมื่อ  $P_{\text{noise}}$  คือ ค่ากำลังของสัญญาณรบกวนภายในระบบ ในที่นี้สามารถทำการประมาณค่าดังกล่าวได้อย่างแม่นยำจากคุณสมบัติของช่องสัญญาณ

เมื่อคำนวณค่าวงนำหนักในแต่ละบิตข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนเรียบร้อยแล้ว ขั้นตอนต่อไปจะนำสัญญาณที่ได้จากการผ่านเครื่องรับแบบธรรมดาของผู้ใช้แต่ละคนจากสมการที่ (3-2) ไปผ่านกระบวนการตัดสินใจแบบปรับตัวได้ ดังนี้

$$\hat{b}_{i,R}^{(a)} = \text{msgn}(y_{i,R}^{(a)}) \quad (3-13)$$

โดยที่

$$\text{msgn}(x) = \begin{cases} 1, & x > Th, \\ 0, & -Th \leq x \leq Th, \\ -1, & x < -Th \end{cases} \quad (3-14)$$



และ

$$Th_{i,R}^{(a)} = \left[ 1 - w_{i,R}^{(a)} \left( \frac{\hat{A}_{i,R}}{\sigma} \right)^{0.1} \right] \hat{A}_{i,R} \quad (3-15)$$

เมื่อ  $\hat{b}_{i,R}^{(a)}$  คือ ค่าประมาณบิตข้อมูลที่ได้จากการตัดสินใจแบบปรับตัวได้ ของผู้ใช้อัตราบิต  $R$  คนที่  $i$  ในสัญญาณย่อยที่  $a$

$Th_{i,R}^{(a)}$  คือ ค่าการตัดสินใจแบบปรับตัวได้ ของผู้ใช้อัตราบิต  $R$  คนที่  $i$  ในสัญญาณย่อยที่  $a$

$\sigma$  คือ ส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานของสัญญาณที่ได้จากเครื่องรับแบบธรรมดา ก่อนการตัดสินใจ โดยพิจารณาเฉพาะขนาดของสัญญาณเท่านั้น สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\sigma = \left[ \frac{1}{K_v} \sum_{i=1}^{K_v} |y_{i,R}^{(a)}|^2 - \left( \frac{1}{K_v} \sum_{i=1}^{K_v} |y_{i,R}^{(a)}| \right)^2 \right]^{1/2} \quad (3-16)$$

โดยที่  $K_v$  คือ จำนวนบิตข้อมูลที่รับได้ทั้งหมด ณ เวลาเดียวกัน มีค่าเท่ากับ  $K_v = K_L + (2K_M) + (4K_H)$

เมื่อทำตามขั้นตอนที่ 2 ครบทุกลำดับขั้นตอนย่อยแล้ว จะได้บิตข้อมูลจำนวน  $P$  บิตที่มีความเชื่อถือได้ หลังจากผ่านการตัดสินใจตามสมการที่ (3-13) โดยที่  $P \leq K_v$

ขั้นตอนที่ 3 นำบิตข้อมูลที่ได้ในขั้นตอนที่ 2 จำนวน  $P$  บิต ไปผ่านกระบวนการหักล้างสัญญาณแทรกสอดเพียงบางส่วนอย่างขนาน โดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่คำนวณได้จากสมการที่ (3-10) หลังจากนั้นจึงทำการตัดสินใจบิตข้อมูลของผู้ใช้กลุ่มที่มีกำลังเฉลี่ยสูงที่สุดออกมาเป็นกลุ่มแรก ตามลำดับขั้นตอนดังนี้ นำบิตข้อมูลที่ได้จำนวน  $P$  บิต ไปทำการ Re-spread และถ่วงน้ำหนักบิตข้อมูลที่ละบิต ดังนี้

$$\hat{x}_{i,R}^{(a)}(t) = w_{i,R}^{(a)} \left( \hat{A}_{i,R} \hat{b}_{i,R}^{(a)} S_{i,R}^{(a)}(t) \right) \quad (3-17)$$

-จากนั้นนำสัญญาณที่ได้จากการ Re-spread บิตข้อมูลที่เชื่อถือได้ทั้งหมด ยกเว้นสัญญาณย่อยทุกสัญญาณของผู้ใช้คนที่ต้องการไปหักล้างออกจากสัญญาณรวมที่รับได้ จะได้สัญญาณประมาณสำหรับสัญญาณย่อยทุกสัญญาณของผู้ใช้คนที่ต้องการหลังการหักล้างสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นในระบบแล้ว ดังนี้

$$\hat{z}_{i,R}^{(a)}(t) = r(t) - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^K \hat{x}_j(t) \quad (3-18)$$

$$\text{โดยที่} \quad \hat{x}_j(t) = \sum_{\substack{\text{all}(a) \\ a \in P}} \hat{x}_j^{(a)}(t) \quad (3-19)$$

เมื่อ  $\hat{x}_j(t)$  คือ สัญญาณประมาณหลังทำการ Re-spread และถ่วงน้ำหนักบิตข้อมูลที่มีความเชื่อถือได้ โดยรวมทุกสัญญาณย่อยของผู้ใช้คนที่  $j$  (ในที่นี้สัญลักษณ์  $a \in P$  แทน สัญญาณย่อยที่ประมาณมาจาก บิตข้อมูลที่มีความเชื่อถือได้) และ  $K$  คือ จำนวนผู้ใช้จริงทั้งหมดในระบบซึ่งคิดรวมผู้ใช้ที่อัตราบิต ต่าง ๆ กัน มีค่าเท่ากับ  $K_L + K_M + K_H$

เนื่องจากเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมจะทำการตัดสินใจบิตข้อมูลของผู้ใช้กลุ่มที่มีกำลังเฉลี่ยสูงที่สุดออกมาเป็นกลุ่มแรก ดังนั้นในการหาค่าสัญญาณประมาณของผู้ใช้คนที่ต้องการหลัง การหักล้างสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นในระบบ จะคำนวณเฉพาะสัญญาณของผู้ใช้กลุ่มดังกล่าว เท่านั้น โดยที่  $R$  ในตัวแปร  $\hat{z}_{i,R(\max)}(t)$  เป็นอัตราบิตข้อมูลที่มีกำลังเฉลี่ยของสัญญาณสูงที่สุดในที่นี้ แทนได้ด้วยสัญลักษณ์  $L$  หรือ  $M$  หรือ  $H$  เช่นเดียวกันกับการกำหนดนิยามของสัญลักษณ์ในบทที่ 2 ดังนั้นจากสมการที่ (3-18) สามารถแสดงให้เห็นรายละเอียดอย่างชัดเจน ในการคำนวณ ค่าสัญญาณ ประมาณสำหรับสัญญาณย่อยทุกสัญญาณของผู้ใช้คนที่ต้องการที่อัตราบิตต่าง ๆ หลังการหักล้าง สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นในระบบแล้ว ตามสมการที่ (3-20) ถึง สมการที่ (3-22) โดยกำหนดให้ สัญญาณย่อยในสมการดังกล่าวเป็นสมาชิกของบิตข้อมูลที่มีความเชื่อถือได้ ( $a \in P$ ) ดังนั้นจะได้

$$\hat{z}_{i,L}(t) = r(t) - \sum_{\substack{a=1 \\ a \neq i}}^{K_L} \hat{x}_{a,L}(t) - \sum_{j=1}^{K_M} \sum_{a=1}^{R_M} \hat{x}_{j,M}^{(a)}(t) - \sum_{k=1}^{K_H} \sum_{a=1}^{R_H} \hat{x}_{k,H}^{(a)}(t) \quad (3-20)$$

$$\hat{z}_{i,M}(t) = r(t) - \sum_{a=1}^{K_L} \hat{x}_{a,L}(t) - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{K_M} \sum_{a=1}^{R_M} \hat{x}_{j,M}^{(a)}(t) - \sum_{k=1}^{K_H} \sum_{a=1}^{R_H} \hat{x}_{k,H}^{(a)}(t) \quad (3-21)$$

$$\hat{z}_{i,H}(t) = r(t) - \sum_{a=1}^{K_L} \hat{x}_{a,L}(t) - \sum_{j=1}^{K_M} \sum_{a=1}^{R_M} \hat{x}_{j,M}^{(a)}(t) - \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^{K_H} \sum_{a=1}^{R_H} \hat{x}_{k,H}^{(a)}(t) \quad (3-22)$$

- ทำการแมตช์ข้อมูลในสัญญาณย่อยทุกสัญญาณของผู้ใช้ทุกคนในกลุ่มที่มีกำลังเฉลี่ยสูงที่สุดตาม สมการที่ (3-23) โดยแจกแจงละเอียดในอัตราบิตต่าง ๆ ได้ตามสมการที่ (3-23ก), (3-23ข) และ (3-23ค) หลังจากนั้นจึงทำการตัดสินใจบิตข้อมูลที่รับได้ของผู้ใช้กลุ่มดังกล่าวด้วยการตัดสินใจแบบ hard ตาม สมการที่ (3-24) ตามลำดับ ดังนี้

$$\hat{y}_{i,R(\max)}^{(a)} = \int_0^T \hat{z}_{i,R(\max)}(t) S_{i,R(\max)}^{(a)}(t) dt \quad (3-23)$$

$$\hat{y}_{i,L} = \int_0^T \hat{z}_{i,L}(t) S_{i,L}(t) dt \quad (3-23ก)$$

$$\hat{y}_{i,M}^{(a)} = \int_0^T \hat{z}_{i,M}(t) S_{i,M}^{(a)}(t) dt \quad (3-23ข)$$

$$\hat{y}_{i,H}^{(a)} = \int_0^T \hat{z}_{i,H}(t) S_{i,H}^{(a)}(t) dt \quad (3-23ค)$$

$$\hat{b}_{i,R(\max)}^{(a)} = \text{sgn}(\hat{y}_{i,R(\max)}^{(a)}) \quad (3-24)$$

ขั้นตอนที่ 4 นำบิตข้อมูลที่ตัดสินบิตแล้วของกลุ่มผู้ใช้ที่มีกำลังเฉลี่ยสูงที่สุดในสมการที่ (3-24) ไปทำการ Re-spread ซ้ำอีกครั้งหนึ่ง เพื่อนำไปหักล้างออกจากสัญญาณรวมที่รับได้ โดยทำตามขั้นตอนที่ 1 ถึง ขั้นตอนที่ 4 ซ้ำจนได้บิตข้อมูลของผู้ใช้ครบทุกคน (ทำซ้ำจนได้บิตข้อมูลของผู้ใช้กลุ่มที่มีกำลังเฉลี่ยต่ำที่สุดเป็นกลุ่มสุดท้าย) ดังนี้

- ทำการ Re-spread บิตข้อมูลทุกบิตของผู้ใช้ที่ตัดสินบิตแล้ว ตามสมการดังนี้

$$\hat{x}_{i,R(\max)}^{(a)}(t) = \hat{A}_{i,R(\max)} \hat{b}_{i,R(\max)}^{(a)} S_{i,R(\max)}^{(a)}(t) \quad (3-25)$$

นำสัญญาณประมาณที่ได้หลังจากตัดสินบิตข้อมูลแล้ว ไปหักล้างออกจากสัญญาณรวมที่ได้รับ จะได้ค่าประมาณของสัญญาณรวมที่ได้รับหลังการหักล้างสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้กลุ่มที่มีกำลังเฉลี่ยสูงที่สุดแล้ว ดังนี้

$$\hat{r}(t) = r(t) - \sum_{j=1}^{K_{R(\max)}} \hat{x}_j(t) \quad (3-26)$$

เมื่อ  $\hat{x}_j(t)$  คือ สัญญาณประมาณหลังการตัดสินบิตข้อมูลเช่นเดียวกับสมการที่ (3-25) โดยคิดรวมสัญญาณย่อยทุกสัญญาณในผู้ใช้คน  $j$  โดยที่  $j$  เป็นสมาชิกของผู้ใช้กลุ่มที่มีกำลังเฉลี่ยสูงที่สุด และ  $K_{R(\max)}$  คือ จำนวนผู้ใช้จริงทั้งหมดในกลุ่มผู้ใช้ที่มีกำลังเฉลี่ยสูงที่สุด

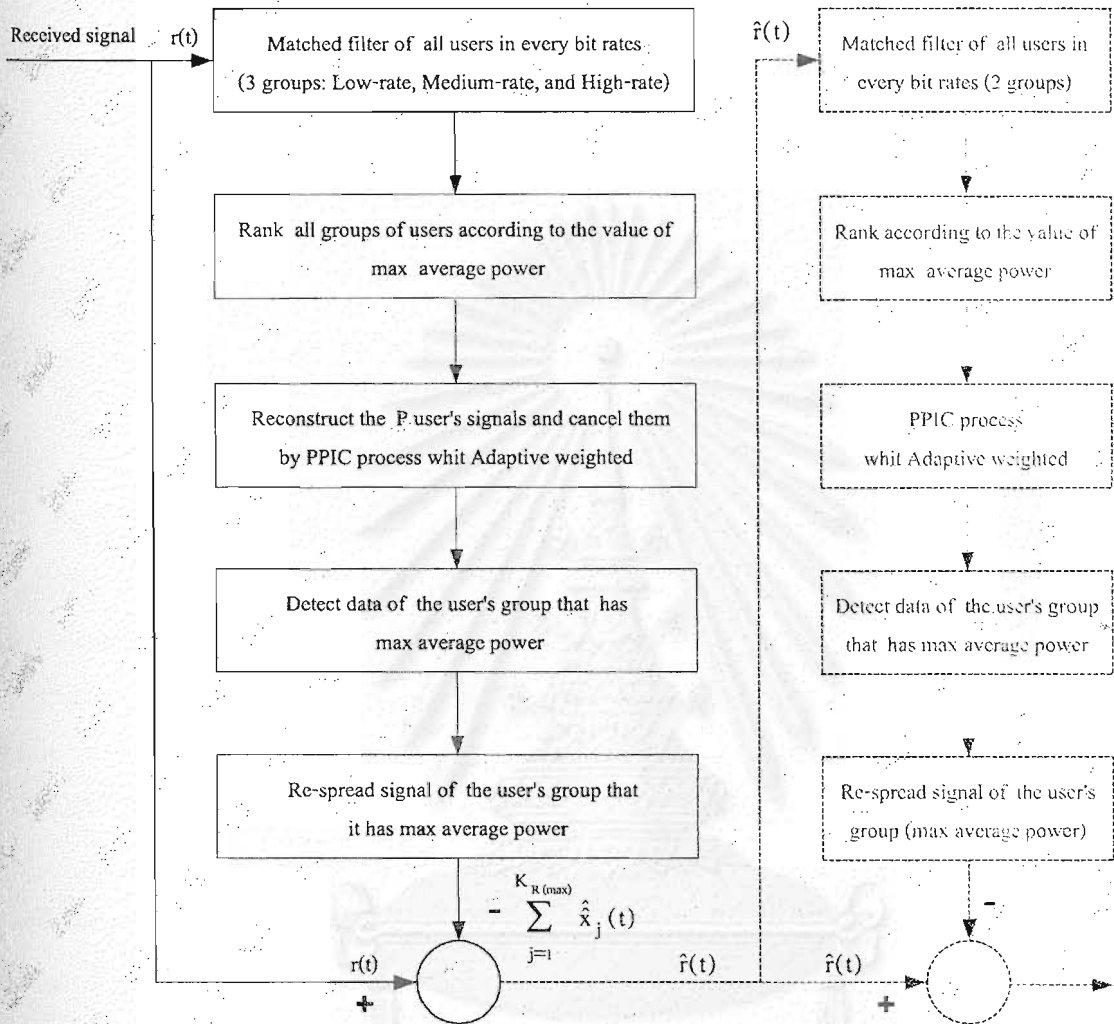
หลังจากได้ค่าประมาณของสัญญาณรวมที่เหลือ ( $f(t)$ ) แล้ว เครื่องรับชนิดนี้จะทำการแมตช์ข้อมูลของผู้ใช้กลุ่มที่มีกำลังเฉลี่ยสูงสุดในผู้ใช้ที่เหลือ ( $K - K_{R(max)}$ ) เป็นลำดับถัดไป โดยการนำค่าประมาณของสัญญาณรวมที่เหลือ ( $f(t)$ ) ไปใช้ในการคำนวณแทนค่า ( $r(t)$ ) ในรอบถัดไป ทำซ้ำตามขั้นตอนที่กล่าวมาตามลำดับทุกขั้นตอน ทำเช่นนี้เรื่อย ๆ จนได้ข้อมูลของผู้ใช้กลุ่มที่มีกำลังเฉลี่ยต่ำที่สุดออกมาเป็นกลุ่มสุดท้าย

### 3.3 เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมโดยใช้ผลต่างระหว่างขนาดสัญญาณด้านออกของเครื่องรับแบบธรรมดา กับขนาดสัญญาณที่ประมาณได้ของผู้ใช้แต่ละคนในการตัดสินใจว่า น้ำหนักแบบปรับตัวได้ สำหรับระบบสามอัตราที่ใช้แบบแผนหลายรหัส

พิจารณาโครงสร้างของเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมโดยใช้ผลต่างระหว่างขนาดสัญญาณด้านออกของเครื่องรับแบบธรรมดา กับขนาดสัญญาณที่ประมาณได้ของผู้ใช้แต่ละคนในการตัดสินใจว่า น้ำหนักแบบปรับตัวได้ ตามขั้นตอนที่แสดงในรูปที่ 3.2 โดยในขั้นตอนแรก เครื่องรับจะทำการแมตช์ผู้ใช้ทุกคนออกจากสัญญาณรวมที่รับได้ และทำการประมาณขนาดสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคน หลังจากนั้นจึงทำการคำนวณหาค่าเฉลี่ยของขนาดสัญญาณที่รับได้ในกลุ่มผู้ใช้แต่ละกลุ่ม (ในที่นี้แบ่งเป็น 3 กลุ่ม คือ กลุ่มผู้ใช้ที่มีอัตราบิดต่ำ, กลุ่มผู้ใช้ที่มีอัตราบิดกลาง และกลุ่มผู้ใช้ที่มีอัตราบิดสูง) ในขั้นตอนต่อไป เครื่องรับจะทำการจัดเรียงค่าเฉลี่ยของขนาดสัญญาณของผู้ใช้แต่ละกลุ่มจากมากไปน้อยตามลำดับ แล้วจึงคำนวณหาค่าถ่วงน้ำหนักบิตข้อมูลโดยใช้ผลต่างระหว่างขนาดสัญญาณด้านออกของเครื่องรับแบบธรรมดา กับขนาดสัญญาณที่ประมาณได้ของผู้ใช้แต่ละคนในการตัดสินใจว่า น้ำหนักแบบปรับตัวได้ เมื่อถ่วงน้ำหนักบิตข้อมูลครบทุกบิตแล้ว จะทำการ Re-spread บิตข้อมูลที่ถ่วงน้ำหนักแล้วของผู้ใช้ทุกคนในระบบ เพื่อนำไปผ่านกระบวนการหักล้างสัญญาณแทรกสอดเพียงบางส่วนแบบขนาน โดยในขั้นตอนสุดท้าย เครื่องรับจะทำการแมตช์ข้อมูลและทำการตัดสินใจบิตข้อมูลของผู้ใช้กลุ่มที่มีกำลังเฉลี่ยสูงที่สุดเป็นกลุ่มแรก หลังจากนั้นจึงทำการแผ่สัญญาณของผู้ใช้กลุ่มดังกล่าว ไปหักล้างออกจากสัญญาณรวมที่รับได้ แล้วนำสัญญาณที่เหลือไปผ่านกระบวนการดังกล่าวซ้ำ จนได้ข้อมูลของผู้ใช้ครบทุกคน

จากขั้นตอนการทำงานที่กล่าวมา พบว่า เครื่องรับดังกล่าวมีการทำงานต่างจากเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมในหัวข้อที่ 3.2 อยู่ 2 ส่วนด้วยกัน ส่วนที่หนึ่ง คือ เครื่องรับดังกล่าวนี้ไม่มีขั้นตอนการตัดสินใจบิตแบบปรับตัวได้ ในที่นี้จะใช้การตัดสินใจบิตแบบ hard แทน ซึ่งสามารถลดความซับซ้อนในการคำนวณลงได้ และส่วนที่สอง คือ เครื่องรับดังกล่าวนี้มีวิธีการคำนวณหาค่าถ่วงน้ำหนักบิตข้อมูลที่ต่างกัน โดยในหัวข้อที่ 3.2 จะใช้ค่าถ่วงน้ำหนักทางสถิติ แต่ในที่นี้จะใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่ได้จาก

ผลต่างระหว่างขนาดสัญญาณด้านออกของเครื่องรับแบบธรรมดา กับขนาดสัญญาณที่ประมาณได้ของผู้ใช้แต่ละคน โดยมีรายละเอียดของขั้นตอนการทำงาน ดังนี้



รูปที่ 3.2 ขั้นตอนการทำงานของเครื่องรับที่กล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสม โดยใช้ผลต่างระหว่างขนาดสัญญาณด้านออกของเครื่องรับแบบธรรมดา กับขนาดสัญญาณที่ประมาณได้ของผู้ใช้แต่ละคนในการตัดสินใจว่าหนักเบาแบบปรับตัวได้

ขั้นตอนที่ 1 แมตซ์ผู้ใช้ทุกคนออกจากสัญญาณรวมที่รับได้และทำการประมาณขนาดสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคน หลังจากนั้นจึงทำการคำนวณค่าเฉลี่ยของขนาดสัญญาณในกลุ่มผู้ใช้แต่ละกลุ่ม ตามสมการที่ (3-1) ถึง สมการที่ (3-8)

ขั้นตอนที่ 2 ทำการจัดเรียงค่าเฉลี่ยของขนาดสัญญาณของผู้ใช้แต่ละกลุ่มจากมากไปน้อย ตามสมการที่ (3-9) หลังจากนั้นจึงนำขนาดสัญญาณด้านออกของเครื่องรับแบบธรรมดาจากสมการที่ (3-2)

ไปคำนวณค่าถ่วงน้ำหนัก โดยใช้ผลต่างระหว่างขนาดสัญญาณด้านออกของเครื่องรับแบบธรรมดา กับขนาดสัญญาณที่ประมาณได้ของผู้ใช้แต่ละคน ตามสมการดังนี้

$$w_{i,R}^{(a)} = \frac{\hat{A}_{i,R}}{\hat{A}_{i,R} + \left[ F \times \left| \hat{A}_{i,R} - I(y_{i,R}^{(a)}) \right| \right]} \quad (3-27)$$

โดยที่

$$I(y_{i,R}^{(a)}) = \begin{cases} \hat{A}_{i,R} & ; \quad |y_{i,R}^{(a)}| \geq \hat{A}_{i,R} \\ |y_{i,R}^{(a)}| & ; \quad |y_{i,R}^{(a)}| < \hat{A}_{i,R} \end{cases} \quad (3-28)$$

เมื่อ  $F$  คือ ค่าคงที่ที่ใช้ในการปรับระดับความเชื่อถือได้ของสัญญาณด้านออกในเครื่องรับแบบธรรมดา การกำหนดค่า  $F$  ในที่นี้ จะขึ้นกับความยาวของรหัส (อัตราเผ่) ที่ใช้เมื่อเปรียบเทียบกับจำนวนสัญญาณย่อยทั้งหมดในระบบ (จำนวนผู้ใช้เสมือนในระบบ) เมื่อกำหนดให้จำนวนของสัญญาณย่อยทั้งหมดในระบบคงที่ ค่า  $F$  จะเพิ่มขึ้นเมื่ออัตราเผ่ลดลง เช่น ที่อัตราเผ่ของระบบมากกว่า 128 ชิป กำหนดให้  $F$  มีค่าเท่ากับ 1 ในขณะที่อัตราเผ่ของระบบเป็น 64 ชิป อาจกำหนดให้ใช้ค่า  $F$  เท่ากับ 2 เป็นต้น เหตุผลที่ค่าดังกล่าวนี้เพิ่มขึ้นเมื่ออัตราเผ่ลดลงเนื่องจากในระบบที่มีอัตราเผ่ต่ำ มีการกระจายกำลังของบิตข้อมูลน้อย ดังนั้น โอกาสที่จะเกิดบิตผิดพลาดจึงมีมากขึ้น และเมื่อพิจารณาสมการที่ (3-27) พบว่า เมื่อค่า  $F$  มากขึ้นค่าถ่วงน้ำหนักในผู้ใช้ที่มีขนาดสัญญาณต่ำ (ขนาดสัญญาณมีค่าเข้าใกล้ศูนย์) จะมีค่าลดลงซึ่งสอดคล้องกับเหตุผลที่กล่าวมาข้างต้นนี้ หรืออาจมองในทางกลับกันได้ว่า ถ้าการส่งสัญญาณในระบบกำหนดให้มีอัตราเผ่คงที่ที่ค่าใดค่าหนึ่งแล้ว เราสามารถปรับเปลี่ยนค่า  $F$  ได้ตามจำนวนผู้ใช้เสมือนที่เพิ่มขึ้น ซึ่งวิธีที่ง่ายที่สุด คือ การกำหนดให้ใช้ค่า  $F$  คงที่ไม่เปลี่ยนแปลง หรืออาจแบ่งช่วงการกำหนดค่าดังกล่าวตามเปอร์เซ็นต์ของผู้ใช้เสมือนที่เพิ่มขึ้นเมื่อเทียบกับความยาวรหัสที่ใช้ในระบบ เช่น ถ้าจำนวนผู้ใช้เสมือนในระบบมีไม่เกินร้อยละ 25 ของความยาวรหัส อาจกำหนดให้ใช้ค่า  $F$  เท่ากับ 1 แต่ถ้าจำนวนผู้ใช้เสมือนในระบบอยู่ระหว่างร้อยละ 25 ถึง ร้อยละ 50 อาจกำหนดให้ใช้ค่า  $F$  เท่ากับ 2 เป็นต้น ซึ่งการกำหนดค่าดังกล่าวจะเป็นการกำหนดค่าต่ำสุดในการถ่วงน้ำหนักบิตข้อมูล และความเชื่อถือได้ของสัญญาณย่อยแต่ละสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบธรรมดาอีกด้วย

ส่วนการกำหนดค่า  $I(y_{i,R}^{(a)})$  ตามสมการที่ (3-28) นั้น เพื่อต้องการลดผลของสัญญาณแทรกสอดที่เกิดจากผู้ใช้อื่นภายในระบบให้ได้มากที่สุด โดยใช้ขนาดสัญญาณด้านออกของเครื่องรับแบบธรรมดาเป็นเงื่อนไขสำคัญในการตัดสินใจถ่วงน้ำหนัก และเมื่อพิจารณาสมการที่ (3-27) และสมการที่ (3-28) พบว่า การคำนวณค่าถ่วงน้ำหนักทุกบิตข้อมูลในผู้ใช้ทุกคนทุกอัตรามีอิสระต่อกัน

ไม่มีการนำข้อมูลของผู้ใช้คนอื่น ๆ ในระบบมาช่วยในการตัดสินใจล่วงหน้านัก ทำให้ง่ายต่อการพิจารณาเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการคำนวณค่าล่วงหน้าในหัวข้อที่ 3.2 แล้วพบว่า สามารถลดขั้นตอนการคำนวณลงได้เล็กน้อย โดยไม่ต้องทำการประมาณกำลังของสัญญาณรบกวนในระบบมาใช้คำนวณค่าล่วงหน้าและมีความอิสระในการทำงานสูง

เมื่อคำนวณค่าล่วงหน้าในบิตข้อมูลแต่ละบิตของผู้ใช้แต่ละคนเรียบร้อยแล้ว ขั้นตอนต่อไปจะนำสัญญาณที่ได้จากการผ่านเครื่องรับแบบธรรมดาของผู้ใช้แต่ละคนจากสมการที่ (3-2) ไปผ่านกระบวนการตัดสินใจบิตข้อมูลแบบ hard ดังนี้

$$\hat{b}_{i,R}^{(a)} = \text{sgn}(y_{i,R}^{(a)}) \quad (3-29)$$

**ขั้นตอนที่ 3** นำบิตข้อมูลที่ได้จากการตัดสินใจบิตแบบ hard ในขั้นตอนที่ 2 จากสมการที่ (3-29) ไปผ่านกระบวนการหากล้างสัญญาณแทรกสอดเพียงบางส่วนอย่างขนาน โดยใช้ค่าล่วงหน้าที่คำนวณได้จากสมการที่ (3-27) หลังจากนั้นจึงทำการตัดสินใจบิตข้อมูลของผู้ใช้กลุ่มที่มีกำลังเฉลี่ยสูงที่สุดออกมาเป็นกลุ่มแรก ตามลำดับขั้นตอนที่แสดงในหัวข้อที่ 3.2 ตามสมการที่ (3-17) ถึง สมการที่ (3-24)

**ขั้นตอนที่ 4** นำบิตข้อมูลที่ตัดสินใจบิตแล้วของกลุ่มผู้ใช้ที่มีกำลังเฉลี่ยสูงที่สุดจากขั้นตอนที่ 3 ไปทำการ Re-spread ซ้ำอีกครั้งหนึ่ง เพื่อนำไปหากล้างออกจากสัญญาณรวมที่รับได้ โดยทำตามขั้นตอนที่ 1 ถึงขั้นตอนที่ 4 ซ้ำจนได้บิตข้อมูลของผู้ใช้ครบทุกคน (ทำซ้ำจนได้บิตข้อมูลของผู้ใช้กลุ่มที่มีกำลังเฉลี่ยต่ำที่สุดเป็นกลุ่มสุดท้าย) โดยทำตามลำดับขั้นตอนที่แสดงในหัวข้อที่ 3.2 ตามสมการที่ (3-25) ถึงสมการที่ (3-26)

จากการพิจารณาเครื่องรับหากล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมที่นำเสนอทั้งสองชนิดที่กล่าวมาตามหัวข้อที่ 3.2 และหัวข้อที่ 3.3 พบว่า เครื่องรับหากล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมโดยใช้จุดเริ่มเปลี่ยนล่วงหน้าแบบปรับตัวได้นั้น มีความซับซ้อนของเครื่องรับสูงกว่าเครื่องรับหากล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมโดยใช้ผลต่างระหว่างขนาดสัญญาณด้านออกของเครื่องรับแบบธรรมดา กับขนาดสัญญาณที่ประมาณได้ของผู้ใช้แต่ละคนในการตัดสินใจล่วงหน้าแบบปรับตัวได้ โดยที่เครื่องรับหากล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมโดยใช้ผลต่างระหว่างขนาดของสัญญาณนั้น มีความเป็นอิสระในการคำนวณหาค่าล่วงหน้ามากกว่า ทำให้ง่ายต่อการคำนวณและไม่ขึ้นกับผู้รัยอื่นในระบบ

## บทที่ 4

### ผลการวิจัย

ในบทนี้จะเป็นส่วนของผลการวิจัย และการวิจารณ์ผลที่ได้จากการจำลองระบบเพื่อหาสมรรถนะของระบบในรูปของอัตราความผิดพลาดบิต (BER) โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้พิจารณาาระบบสามอัตราที่ใช้แบบแผนการส่งหลายรหัสเป็นหลัก ซึ่งทำการเปรียบเทียบสมรรถนะของเครื่องรับที่นำเสนอไว้ในบทที่ 3 กับเครื่องรับที่กล่าวถึงในบทที่ 2 โดยในรูปกราฟผลการทดสอบในบทนี้จะใช้ด้วยย่อของเครื่องรับดังนี้

- เครื่องรับแบบธรรมดา (matched filter) ใช้ตัวย่อว่า “MF”
- เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน ใช้ตัวย่อว่า “PIC”
- เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดเพียงบางส่วนแบบขนานที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักคงที่ และใช้ค่าการตัดสินใจแบบปรับตัวได้ ใช้ตัวย่อว่า “APPIC”
- เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดเป็นกลุ่มแบบต่อเนื่อง ใช้ตัวย่อว่า “GIC”
- เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสม โดยใช้จุดเริ่มเปลี่ยนถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้ ใช้ตัวย่อว่า “AHIC” ซึ่งเป็นเครื่องรับที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ (หัวข้อที่ 3.2)
- เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสม โดยใช้ผลต่างระหว่างขนาดสัญญาณด้านออกของเครื่องรับแบบธรรมดากับขนาดสัญญาณที่ประมาณได้ของผู้ใช้แต่ละคนในการตัดสินใจถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้ ใช้ตัวย่อว่า “AwHIC” ซึ่งเป็นเครื่องรับที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ (หัวข้อที่ 3.3)

โดยในบทนี้แบ่งออกเป็น 6 หัวข้อใหญ่ หัวข้อที่หนึ่ง กล่าวถึงวิธีการจำลองระบบ รวมทั้งการกำหนดค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ หัวข้อที่สอง แสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิต เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) เปลี่ยนไป หัวข้อที่สาม กล่าวถึงระบบที่มีการควบคุมกำลังอย่างไม่สมบูรณ์และความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล หัวข้อที่สี่ แสดงผลของช่องสัญญาณแบบเฟดดิ้งที่มีต่อระบบ หัวข้อที่ห้า แสดงผลของการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัส และหัวข้อที่หก แสดงสมรรถนะด้านความจุของระบบ หรืออัตราความผิดพลาดบิตเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนแปลงไป



## 4.1 วิธีการจำลองระบบ [47-49]

### 4.1.1 รหัสแม่ที่ใช้

สำหรับรหัสที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้รหัสแบบสุ่ม (Random Code) จากหัวข้อที่ 2.1.1 ในการจำแนกผู้ใช้แต่ละคนออกจากกัน และใช้รหัสตั้งฉาก (Walsh Code) ในการจำแนกบิตข้อมูลแต่ละบิตภายในผู้ใช้คนเดียวกัน โดยใช้รหัสทั้งสองชนิดที่กล่าวมาคูณกันแบบซิปต่อซิป แล้วทำให้เป็นบรรทัดฐาน (Normalize) ตามอัตราการแผ่สัญญาณข้อมูล โดยทำการหารรหัสแผ่ด้วยรากที่สองของความยาวของรหัส หรืออัตราแผ่ (Processing Gain, Spreading Factor) เพื่อให้กำลังของสัญญาณเมื่อผ่านการรวมกลับแล้วมีค่า เป็น 1 (เมื่อผู้ใช้แต่ละคนส่งสัญญาณขนาด 1 หน่วย)

สำหรับความยาวรหัสที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ กำหนดให้มีความยาว 64 ซิปตลอดผลการวิจัย [49-50]

### 4.1.2 สัญญาณรบกวนจากช่องสัญญาณ

ในการจำลองระบบ จะต้องมีการส่งสัญญาณข้อมูลผ่านช่องสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวน โดยช่องสัญญาณที่ใช้ในที่นี้จะใช้ช่องสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนแบบ AWGN ที่มีค่าเฉลี่ยขนาดสัญญาณเป็น 0 และมีค่าความแปรปรวนเปลี่ยนแปลงตามอัตราส่วนกำลังของสัญญาณต่อกำลังของสัญญาณรบกวน โดยค่าของสัญญาณรบกวนดังกล่าวจะถูกนำไปใช้ทุก ๆ กรณีตลอดการวิจัย

### 4.1.3 จำนวนผู้ใช้ อัตราบิตข้อมูล และจำนวนบิตข้อมูลที่ใช้ในการจำลองระบบ

ในการจำลองระบบ (หัวข้อที่ 4.2 - 4.5) กำหนดให้มีจำนวนผู้ใช้จริงรวมทั้งหมด 10 ราย ประกอบไปด้วยผู้ใช้อัตราบิตต่ำ 4 ราย ผู้ใช้อัตราบิตกลาง 4 ราย และผู้ใช้อัตราบิตสูง 2 ราย ซึ่งการกำหนดจำนวนผู้ใช้ในลักษณะนี้สอดคล้องกับระบบทั่วไปที่ผู้ใช้อัตราบิตสูง มักจะมีจำนวนน้อยกว่าผู้ใช้อัตราบิตต่ำ ส่วนอัตราบิตที่ใช้จะกำหนดให้อัตราบิตกลางมากกว่าอัตราบิตต่ำอยู่ 2 เท่า และอัตราบิตสูงมากกว่าอัตราบิตต่ำอยู่ 4 เท่า [49-50] โดยทำการจำลองบิตข้อมูลในผู้ใช้อัตราบิตต่ำจำนวน 5,000 บิต นั่นคือจะต้องทำการจำลองบิตข้อมูลในผู้ใช้อัตราบิตกลางจำนวน 10,000 บิต ( $2 \times 5,000$ ) และจำลองบิตข้อมูลในผู้ใช้อัตราบิตสูง 20,000 บิต ( $4 \times 5,000$ ) ไปพร้อม ๆ กัน ตลอดการวิจัย

#### 4.1.4 เฟดดิ้ง

เฟดดิ้งจะถูกนำมาพิจารณาในหัวข้อที่ 4.4 โดยเฟดดิ้งที่ใช้จะเป็นเฟดดิ้งที่มีผลกระทบต่อขนาด (amplitude) รูปคลื่นของสัญญาณเพียงอย่างเดียว แต่ไม่มีผลกระทบต่อเฟส (phase) ของสัญญาณ โดยการแจกแจงเฟดดิ้งที่ใช้จะเป็นแบบเรย์ลี (Rayleigh) นอกจากนี้เฟดดิ้งที่ใช้จะมีลักษณะที่ไม่มีความสัมพันธ์กัน (uncorrelated) ทั้งในทางเวลาและทางความถี่ (ระหว่างส่วนประกอบจริงและส่วนประกอบเสมือน) โดยในการจำลองเฟดดิ้งแบบเรย์ลีนั้น จะทำการจำลองสัญญาณที่ประกอบด้วยส่วนประกอบจริงและส่วนประกอบเสมือนที่มีการแจกแจงเป็นแบบเกาส์ จากนั้นนำส่วนประกอบทั้งสองมารวมกัน แล้วพิจารณาเฉพาะขนาดของสัญญาณที่ได้จากการรวมกันดังกล่าว จะได้เป็นการแจกแจงของสัมประสิทธิ์การลดทอนขนาดสัญญาณแบบเรย์ลี

#### 4.1.5 สมมติฐานต่าง ๆ ที่ใช้ในการจำลองระบบ

เนื่องจากการจำลองระบบในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ พิจารณาเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดชนิดต่าง ๆ ดังนั้น จึงต้องมีการกำหนดสมมติฐานเพิ่มเติม [59] ดังนี้

- พิจารณากรณีข่ายเชื่อม โยงขาขึ้น (Uplink) โดยให้สถานีฐานเป็นเครื่องรับ
- เครื่องรับสามารถรู้คุณลักษณะของช่องสัญญาณได้ คือ สามารถรู้ขนาดสัญญาณ (amplitude) ที่รับได้ของผู้ใช้แต่ละคน และในที่นี้กำหนดให้ทราบขนาดสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนเป็นไปอย่างแม่นยำ นอกจากนี้แล้วยังสามารถรู้กำลังของสัญญาณรบกวนภายในระบบได้อีกด้วย
- เครื่องรับไม่มีความผิดพลาดในการซิงโครไนซ์ (synchronize) สัญญาณที่รับได้ โดยสามารถซิงโครไนซ์ได้ในระดับชิปของรหัสได้อย่างถูกต้อง
- กำหนดให้ช่องสัญญาณมีผลของ AWGN ตลอดการวิจัย โดยไม่มีการคิดผลของการเกิดสัญญาณแบบหลายวิถี (multipath)
- ในกรณีอะซิงโครนัส กำหนดให้สัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนมาถึงเครื่องรับที่สถานีฐานไม่พร้อมกัน และมีการประวิงทางเวลาไม่เกิน 1 คาบบิตข้อมูล (ไม่เกินความยาวรหัสที่ใช้ในการแผ่สัญญาณข้อมูล) โดยการประวิงเวลาของผู้ใช้แต่ละคนเป็นแบบสุ่ม
- ในกรณีเครื่องรับแบบ APPIC กำหนดให้มีค่าถ่วงน้ำหนัก ( $w$ ) เป็น 0.7 สำหรับผู้ใช้ทุกคนและทุก ๆ บิตข้อมูล โดยใช้ค่าการตัดสินใจบิตที่คำนวณได้ตามสมการที่ (2-16) และให้  $n = 0.1$  [39]
- ในกรณีเครื่องรับแบบ AwHIC กำหนดให้ค่าคงที่ที่ใช้ในการปรับระดับความเชื่อถือได้ ( $F$ ) มีค่าคงที่ เป็น 2 สำหรับผู้ใช้ทุกคนและบิตข้อมูลทุกบิต ในการจำลองระบบทุกกรณี
- ทำการจำลองระบบซ้ำใหม่จำนวน 20 รอบ เพื่อหาค่าเฉลี่ยของ BER ทุกกรณี

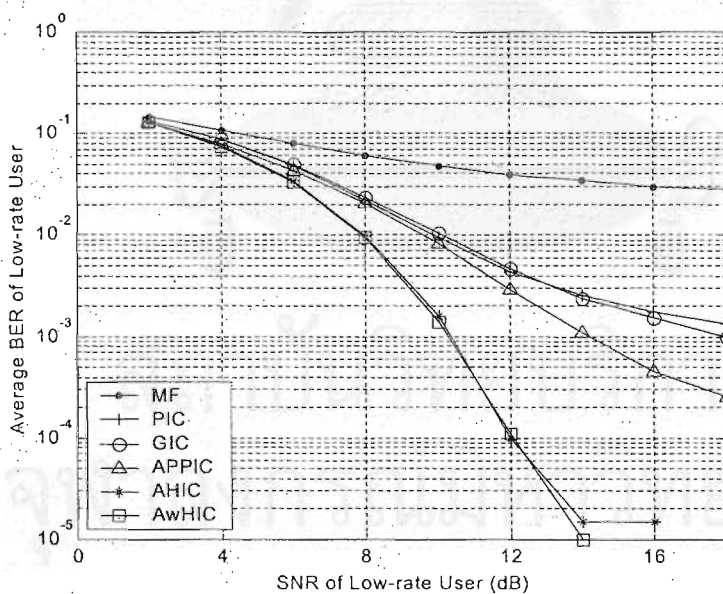
## 4.2 อัตราความผิดพลาดบิตเมื่อเปลี่ยนอัตราส่วนกำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาอัตราความผิดพลาดบิตเมื่อทำการเปลี่ยนค่าอัตราส่วนกำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน เพื่อใช้ในการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ โดยผลการวิจัยในหัวข้อนี้จะยังไม่พิจารณาผลของเฟดดิ้ง และการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัส โดยกำหนดให้ระบบมีการควบคุมกำลังอย่างสมบูรณ์ นั่นคือสัญญาณของผู้ใช้ทุกคนที่ภาครับมีขนาดเท่ากัน

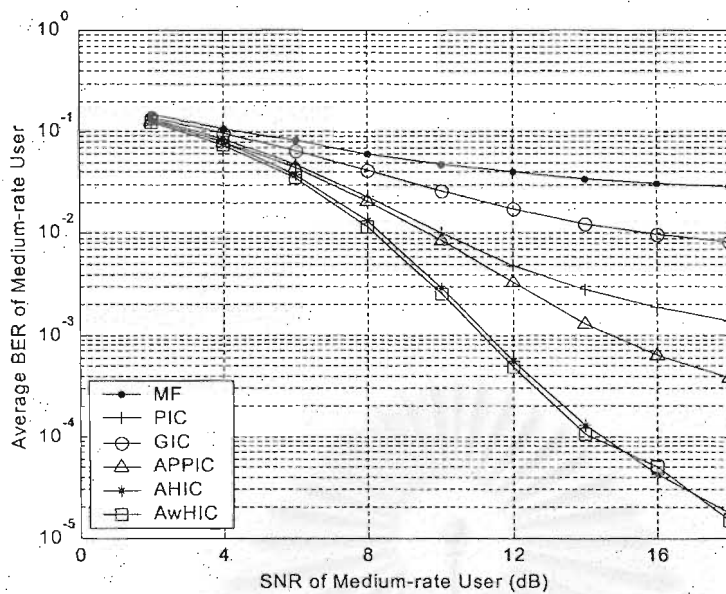
พิจารณาผลที่ได้จากการจำลองระบบ ตามรูปที่ 4.1 ถึง รูปที่ 4.3 พบว่า เครื่องรับที่นำเสนอได้แก่ เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมโดยใช้จุดเริ่มเปลี่ยนถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้ (AHIC) และเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมโดยใช้ผลต่างระหว่างขนาดสัญญาณด้านออกของเครื่องรับแบบธรรมดา กับขนาดสัญญาณที่ประมาณได้ของผู้ใช้แต่ละคน ในการตัดสินใจถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้ (AwHIC) ให้ค่า BER เฉลี่ยต่ำกว่าเครื่องรับชนิดอื่น ๆ ในผู้ใช้ทุกอัตราบิตข้อมูล โดยวิเคราะห์ผลที่ได้ในอัตราบิตข้อมูลแต่ละอัตราดังนี้ เนื่องจากระบบที่มีการควบคุมกำลังอย่างสมบูรณ์ ดังนั้นเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมที่นำเสนอและเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดเป็นกลุ่มแบบต่อเนื่อง (GIC) จะทำการตัดสินใจบิตข้อมูลของผู้ใช้ที่อัตราบิตสูงก่อนเป็นลำดับแรก แล้วจึงทำการประมาณสัญญาณแทรกสอดเพื่อนำไปหักล้างออกจากสัญญาณรวมที่รับได้ หลังจากนั้นจึงทำการตัดสินใจบิตของผู้ใช้อัตราบิตกลางและอัตราบิตต่ำ ตามลำดับ ดังนั้นจึงได้ผลที่สอดคล้องกับขั้นตอนการทำงานดังกล่าวตามรูปที่ 4.1 ถึง รูปที่ 4.3 โดยในรูปที่ 4.1 เครื่องรับที่นำเสนอทั้ง 2 ชนิด ให้ค่า BER เฉลี่ยใกล้เคียงกัน และให้ค่า BER เฉลี่ยต่ำกว่าเครื่องรับชนิดอื่น ๆ เนื่องจากมีการประมาณสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อัตราบิตกลางและอัตราบิตสูงมาหักล้างออกจากสัญญาณรวมที่รับได้ และในขณะเดียวกันก็มีการใช้ค่าการตัดสินใจบิตและถ่วงน้ำหนักบิตข้อมูลในขั้นตอนแต่ละขั้นก่อนการตัดสินใจบิตข้อมูลด้วย ทำให้ได้ผลที่ดีมากยิ่งขึ้น โดยที่เครื่องรับ GIC ให้ค่า BER เฉลี่ยต่ำกว่าเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน (PIC) เนื่องจากเหตุผลเดียวกันกับเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสม คือมีการป้อนกลับข้อมูลของผู้ใช้อัตราบิตกลางและอัตราบิตสูงที่ทำการตัดสินใจบิตแล้วไปหักล้างออกจากสัญญาณรวมที่รับได้ แต่เครื่องรับดังกล่าว ยังคงให้ค่า BER เฉลี่ยที่สูงกว่าเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดเพียงบางส่วนแบบขนานที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักคงที่ และใช้ค่าการตัดสินใจบิตแบบปรับตัวได้ (APPIC) เนื่องจากเครื่องรับ APPIC มีการถ่วงน้ำหนักบิตข้อมูลในผู้ใช้แต่ละคน รวมทั้งยังมีการตั้งค่าการตัดสินใจบิตข้อมูลที่จะนำไปผ่านกระบวนการประมาณสัญญาณแทรกสอดอีกด้วย ทำให้ค่าความเชื่อถือได้ในการประมาณสัญญาณแทรกสอดดีขึ้น เป็นผลให้เครื่องรับ APPIC มีสมรรถนะที่ดีกว่าเครื่องรับ GIC และเครื่องรับ PIC ในอัตราบิตข้อมูลทุก ๆ อัตรา ส่วนในผู้ใช้อัตราบิตกลาง ตามรูปที่ 4.2 พบว่าเครื่องรับ GIC ให้ค่า BER เฉลี่ยสูงกว่าเครื่องรับ PIC เนื่องจากเครื่องรับ GIC มีการประมาณ

สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อัตราบิตสูงกลุ่มเดียวกันนั้น ทำให้การหักล้างสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นเป็นไปอย่างไม่เต็มที่ เมื่อเทียบกับเครื่องรับ PIC และเมื่อพิจารณาผู้ใช้อัตราบิตสูงในรูปที่ 4.3 พบว่าเครื่องรับ GIC มีค่า BER เฉลี่ยเท่ากับเครื่องรับแบบธรรมดา (MF) เนื่องจากการทำงานของเครื่องรับ GIC ในขั้นตอนแรกจะไม่มีกระบวนการประมาณสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นในระบบทำให้ได้สมรรถนะเท่ากับเครื่องรับแบบ MF ซึ่งเป็นข้อเสียของเครื่องรับดังกล่าว

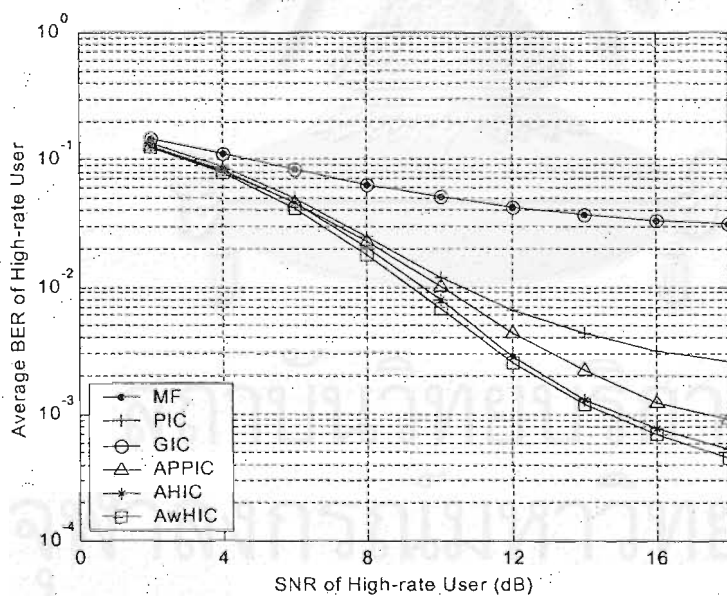
จากที่กล่าวมาตามผลการจำลองระบบในรูปที่ 4.1 ถึง รูปที่ 4.3 จะเห็นได้ว่า เครื่องรับที่นำเสนอ AHIC และ AwHIC จะให้ค่า BER เฉลี่ยที่ดีกว่าเครื่องรับชนิดอื่น ๆ และเมื่อพิจารณาค่า BER เฉลี่ยของผู้ใช้ที่อัตราบิตข้อมูลต่าง ๆ ภายในเครื่องรับที่นำเสนอ นั้น พบว่า กรณีที่มีการควบคุมกำลังอย่างสมบูรณ์ กลุ่มผู้ใช้อัตราบิตต่ำจะให้ค่า BER เฉลี่ยต่ำที่สุด ในขณะที่กลุ่มผู้ใช้อัตราบิตสูงจะให้ค่า BER เฉลี่ยสูงที่สุด เนื่องจากกลุ่มผู้ใช้อัตราบิตสูงถูกตัดสินบิตออกมาก่อนเป็นกลุ่มแรก แล้วนำไปป้อนกลับค่าประมาณของสัญญาณแทรกสอดที่ได้จากการตัดสินบิตแล้วให้กับผู้ใช้อัตราบิตกลางและอัตราบิตต่ำ โดยผู้ใช้อัตราบิตต่ำจะถูกตัดสินบิตเป็นกลุ่มสุดท้าย จึงได้ค่า BER เฉลี่ยที่ดีที่สุด



รูปที่ 4.1 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ ในกรณีควบคุมกำลังอย่างสมบูรณ์



รูปที่ 4.2 BER เฉลี่ยของผู้ใช้ตราบิตกลาง ในกรณีควบคุมกำลังอย่างสมบูรณ์



รูปที่ 4.3 BER เฉลี่ยของผู้ใช้ตราบิตสูง ในกรณีควบคุมกำลังอย่างสมบูรณ์

### 4.3 ผลของการควบคุมกำลังอย่างไม่สมบูรณ์และความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้ไกล

#### 4.3.1 ผลของการควบคุมกำลังอย่างไม่สมบูรณ์

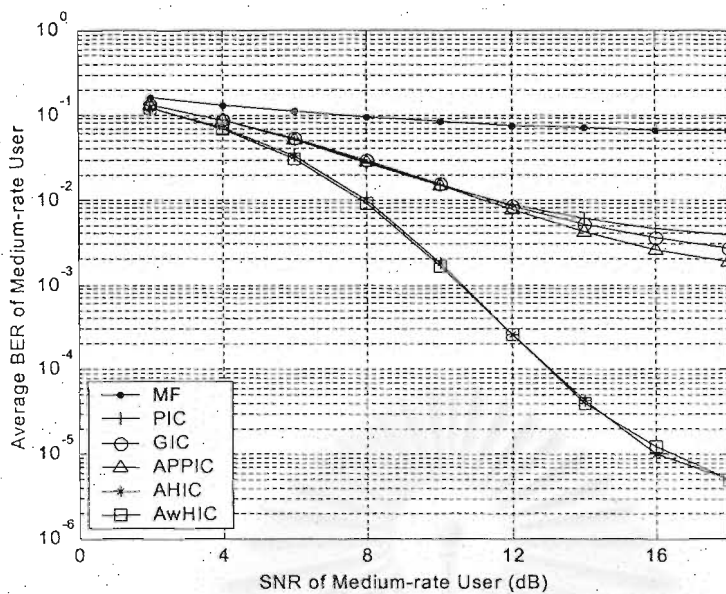
ในการจำลองระบบกรณีที่ผลของการควบคุมกำลังอย่างไม่สมบูรณ์นั้น จะยังไม่พิจารณาผลของการเกิดเฟดดิ้ง และการส่งแบบอะซิงโครนัส โดยจะพิจารณาเปรียบเทียบผลระหว่างค่า BER เฉลี่ยกับค่า SNR ที่เปลี่ยนไป ซึ่งในที่นี้จะกำหนดให้ผู้ใช้กลุ่มที่มีการควบคุมกำลังอย่างไม่สมบูรณ์นั้น มีขนาดสัญญาณใหญ่กว่าผู้ใช้กลุ่มอื่น ๆ อยู่ 2 เท่า หรือประมาณ 6 dB โดยในรูปที่ 4.4 และ รูปที่ 4.5 แสดงค่า BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตกลางและอัตราบิตสูง ตามลำดับ เมื่อกำหนดให้กำลังของสัญญาณของผู้ใช้อัตราบิตต่ำมีค่าสูงกว่าอัตราบิตอื่น ๆ อยู่ 6 dB ในทำนองเดียวกันนั้น รูปที่ 4.6 และ รูปที่ 4.7 แสดงค่า BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำและอัตราบิตสูง ตามลำดับ เมื่อกำหนดให้กำลังของสัญญาณของผู้ใช้อัตราบิตกลางมีค่าสูงกว่าอัตราบิตอื่น ๆ อยู่ 6 dB และในรูปที่ 4.8 และ รูปที่ 4.9 แสดงค่า BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำและอัตราบิตกลาง ตามลำดับ เมื่อกำหนดให้กำลังของสัญญาณของผู้ใช้อัตราบิตสูงมีค่าสูงกว่าอัตราบิตอื่น ๆ อยู่ 6 dB

จากรูปที่ 4.4 และ รูปที่ 4.5 เมื่อเราพิจารณาผลของกำลังของสัญญาณในผู้ใช้อัตราบิตต่ำที่ส่งผลกระทบต่อผู้ใช้อัตราบิตกลางและอัตราบิตสูงนั้น พบว่าเครื่องรับที่นำเสนอทั้งสองชนิด (AHIC และ AwHIC) ให้ค่า BER เฉลี่ยใกล้เคียงกัน และให้ค่า BER เฉลี่ยที่ดีกว่าเครื่องรับชนิดอื่น ๆ ในผู้ใช้อัตราบิตกลางและอัตราบิตสูง ในขณะที่เครื่องรับ APPIC ยังคงให้ค่า BER เฉลี่ยที่ดีกว่าเครื่องรับ PIC และ GIC ในอัตราบิตทุกอัตราเช่นกัน ส่วนเครื่องรับ GIC นั้นจะให้ค่า BER เฉลี่ยที่สูงกว่าเครื่องรับ PIC ในผู้ใช้อัตราบิตสูง และให้ค่า BER เฉลี่ยต่ำกว่าเครื่องรับ PIC ในผู้ใช้อัตราบิตกลาง เนื่องจากเครื่องรับ GIC และเครื่องรับที่นำเสนอ นั้น จะทำการตัดสินบิตของผู้ใช้กลุ่มที่มีกำลังเฉลี่ยสูงที่สุดออกมาก่อนแล้วจึงป้อนกลับสัญญาณแทรกสอดประมาณของผู้ใช้กลุ่มดังกล่าวไปหากล้างออกจากสัญญาณรวมที่ได้รับ หลังจากนั้นจึงทำการตัดสินบิตของผู้ใช้อัตราบิตสูง และอัตราบิตกลาง ตามลำดับ ทำให้ผู้ใช้อัตราบิตกลางมีความเชื่อถือได้สูงที่สุด เนื่องจากผู้ใช้กลุ่มดังกล่าวถูกตัดสินบิตข้อมูลเป็นกลุ่มสุดท้าย

เมื่อพิจารณาผลของกำลังของสัญญาณในผู้ใช้อัตราบิตกลางที่ส่งผลกระทบต่อผู้ใช้อัตราบิตต่ำและอัตราบิตสูงตามรูปที่ 4.6 และ รูปที่ 4.7 นั้น พบว่าเครื่องรับที่นำเสนอทั้งสองชนิด (AHIC และ AwHIC) ให้ค่า BER เฉลี่ยที่ใกล้เคียงกัน และให้ค่า BER เฉลี่ยที่ดีกว่าเครื่องรับชนิดอื่น ๆ ในผู้ใช้อัตราบิตต่ำและอัตราบิตสูง ในขณะที่เครื่องรับ GIC นั้นจะให้ค่า BER เฉลี่ยที่สูงกว่าเครื่องรับ PIC ในผู้ใช้อัตราบิตสูง และให้ค่า BER เฉลี่ยต่ำกว่าเครื่องรับ PIC ในผู้ใช้อัตราบิตต่ำ เนื่องจากเครื่องรับ GIC และเครื่องรับที่นำเสนอ นั้น จะทำการตัดสินบิตของผู้ใช้อัตราบิตกลางก่อนแล้วจึงป้อนกลับสัญญาณแทรกสอดประมาณของผู้ใช้กลุ่มดังกล่าวไปหากล้างออกจากสัญญาณรวมที่ได้รับ หลังจากนั้นจึงทำการตัดสินบิตของผู้ใช้อัตราบิตสูง และอัตราบิตต่ำ ตามลำดับ ส่วนเครื่องรับ APPIC และเครื่องรับ PIC นั้นให้ค่า

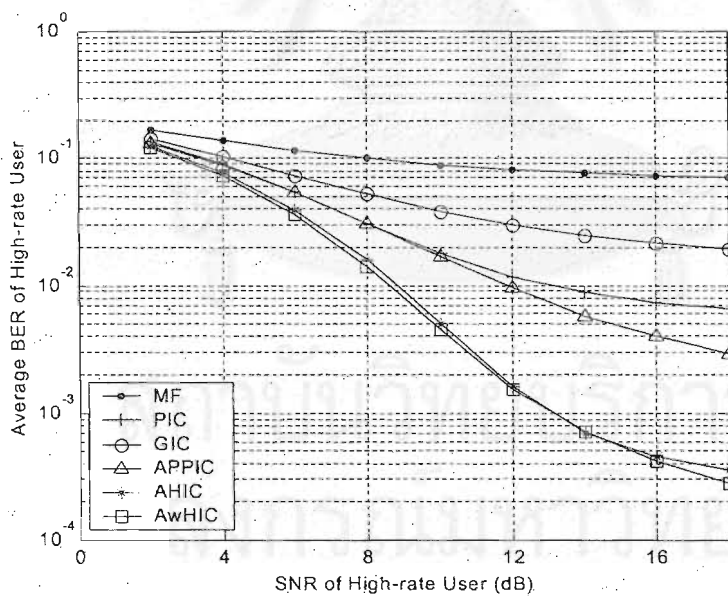
BER เฉลี่ยที่ใกล้เคียงกันในผู้ใช้อัตราบิดต่ำและผู้ใช้อัตราบิดสูง เนื่องจากสัญญาณแทรกสอดที่เกิดจากผู้ใช้อัตราบิดกลางนั้นมีจำนวนมาก (ในที่นี้มีผู้ใช้อัตราบิดกลาง 4 คน ทำให้ได้สัญญาณย่อยทั้งหมด 8 สัญญาณย่อย หรือ 8 ผู้ใช้เสมือน) เมื่อเทียบกับผู้ใช้อัตราบิดต่ำในรูปที่ 4.4 และ รูปที่ 4.5 จึงเสมือนว่ามี MAI ของผู้ใช้ที่มีกำลังสูงกว่าผู้ใช้คนอื่นในระบบเพิ่มจากกรณีดังกล่าวมากขึ้นเป็น 2 เท่า ซึ่งโดยปกติแล้วเครื่องรับ PIC และ เครื่องรับ PPIC ชนิดต่าง ๆ มักจะไม่ทนต่อระบบที่มีขนาดสัญญาณส่งของผู้ใช้แต่ละคนในระบบแตกต่างกัน เพราะจะทำให้เครื่องรับดังกล่าวทำงานได้ไม่ดีนัก โดยผลที่ได้ตามรูปที่ 4.6 และ รูปที่ 4.7 นั้น เครื่องรับแบบ PIC จะให้ผลที่ดีกว่าเครื่องรับแบบ APPIC เล็กน้อย เพราะการประมาณสัญญาณแทรกสอดจากผู้ที่มีกำลังสูงกว่าในระบบซึ่งมีความเชื่อถือได้สูงนั้น เครื่องรับแบบ PIC จะประมาณสัญญาณแทรกสอดดังกล่าวไปหักล้างได้อย่างเต็มที่ แต่เครื่องรับแบบ APPIC จะประมาณสัญญาณแทรกสอดไปได้อย่างไม่เต็มที่ (เพราะใช้ค่าถ่วงน้ำหนักบิตข้อมูลเท่ากับ 0.7) ดังนั้นจึงทำให้เครื่องรับ PIC ให้ค่า BER เฉลี่ยต่ำกว่าเครื่องรับ APPIC เล็กน้อย ตามเหตุผลที่กล่าวมา และจะเห็นผลความแตกต่างมากขึ้น เมื่อมีความแตกต่างของสัญญาณย่อยในอัตราบิตข้อมูลแต่ละอัตราเพิ่มขึ้น

สำหรับการพิจารณาผลของกำลังของสัญญาณในผู้ใช้อัตราบิดสูงที่ส่งผลกระทบต่อผู้ใช้อัตราบิดต่ำและอัตราบิดกลางตามรูปที่ 4.8 และ รูปที่ 4.9 นั้น พบว่าเครื่องรับที่นำเสนอทั้งสองชนิด (AHIC และ AwHIC) ให้ค่า BER เฉลี่ยที่ใกล้เคียงกัน และให้ค่า BER เฉลี่ยที่ดีกว่าเครื่องรับชนิดอื่น ๆ ในผู้ใช้อัตราบิดต่ำและอัตราบิดกลาง ในขณะที่เครื่องรับ GIC นั้นจะให้ค่า BER เฉลี่ยที่สูงกว่าเครื่องรับ PIC ในผู้ใช้อัตราบิดกลาง และให้ค่า BER เฉลี่ยต่ำกว่าเครื่องรับ PIC ในผู้ใช้อัตราบิดต่ำ เนื่องจากเครื่องรับ GIC และเครื่องรับที่นำเสนอนั้น จะทำการตัดสินบิตของผู้ใช้อัตราบิดสูงก่อนแล้วจึงป้อนกลับสัญญาณแทรกสอดประมาณของผู้ใช้กลุ่มดังกล่าวไปหักล้างออกจากสัญญาณรวมที่ได้รับ หลังจากนั้นจึงทำการตัดสินบิตของผู้ใช้อัตราบิดกลาง และอัตราบิดต่ำ ตามลำดับ ส่วนเครื่องรับ APPIC และเครื่องรับ PIC นั้นให้ค่า BER เฉลี่ยที่ใกล้เคียงกันในผู้ใช้อัตราบิดต่ำและผู้ใช้อัตราบิดกลาง โดยเครื่องรับแบบ PIC จะให้ผลที่ดีกว่าเครื่องรับแบบ APPIC เล็กน้อย เพราะการประมาณสัญญาณแทรกสอดจากผู้ที่มีกำลังสูงกว่าในระบบซึ่งมีความเชื่อถือได้สูงนั้น เครื่องรับแบบ PIC จะประมาณสัญญาณแทรกสอดดังกล่าวไปหักล้างได้อย่างเต็มที่ แต่เครื่องรับแบบ APPIC จะประมาณสัญญาณแทรกสอดไปได้อย่างไม่เต็มที่ จึงทำให้เครื่องรับ PIC ให้ค่า BER เฉลี่ยต่ำกว่าเครื่องรับ APPIC เล็กน้อย ตามเหตุผลที่กล่าวมาเช่นเดียวกันกับผลที่ได้ในรูปที่ 4.6 และ รูปที่ 4.7



รูปที่ 4.4 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราปานกลาง

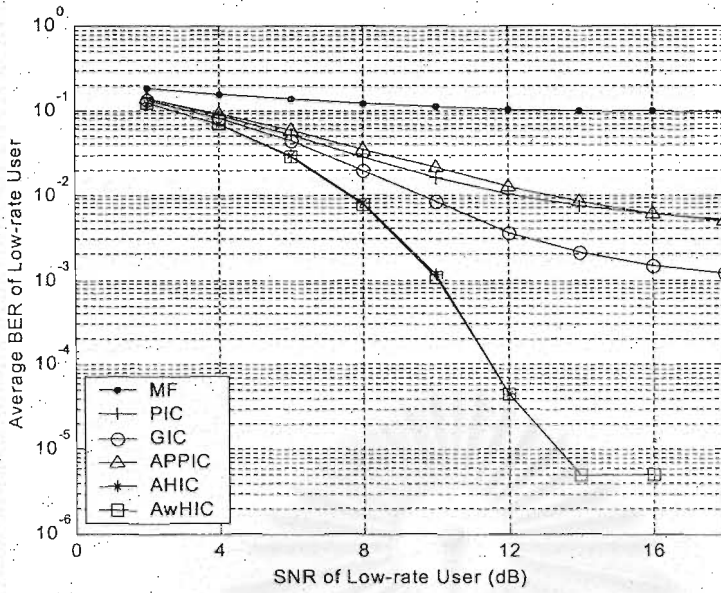
เมื่อ SNR ของผู้ใช้อัตราปานกลางมีค่ามากกว่า SNR ของผู้ใช้อัตราปกติอื่น ๆ อยู่ 6 dB



รูปที่ 4.5 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราสูง

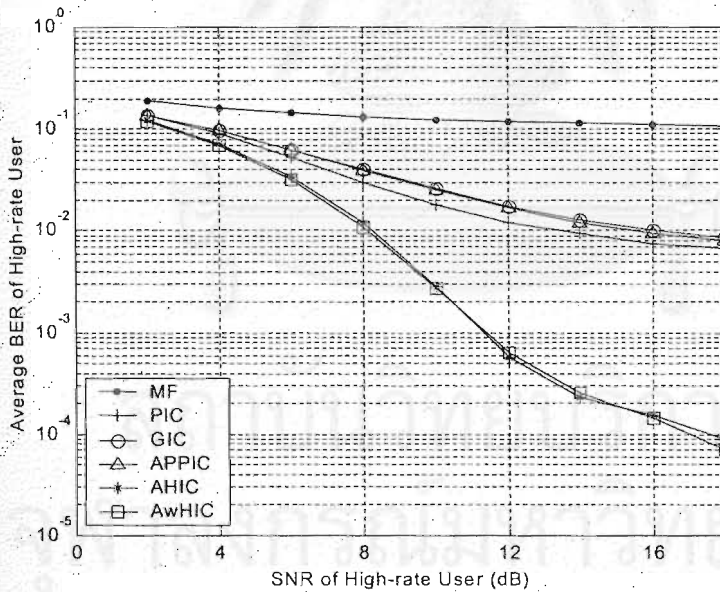
เมื่อ SNR ของผู้ใช้อัตราสูงมีค่ามากกว่า SNR ของผู้ใช้อัตราปกติอื่น ๆ อยู่ 6 dB





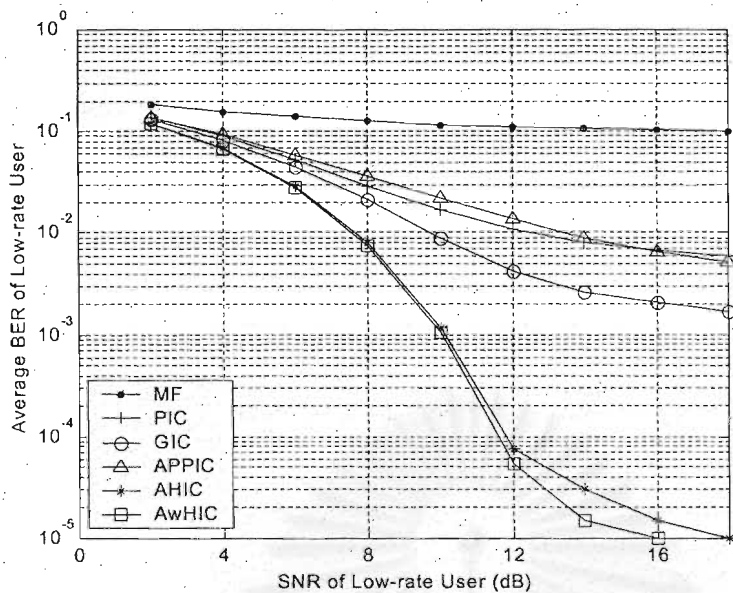
รูปที่ 4.6 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ

เมื่อ SNR ของผู้ใช้อัตราบิตกลางมีค่ามากกว่า SNR ของผู้ใช้อัตราบิตอื่น ๆ อยู่ 6 dB



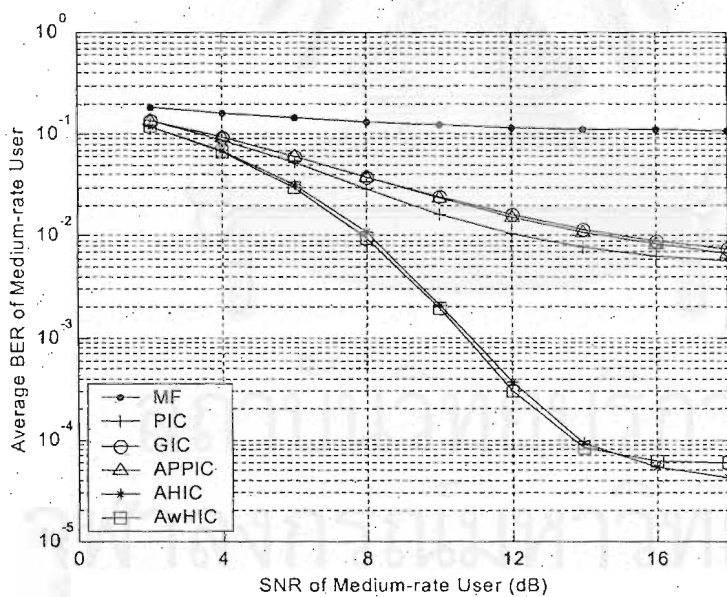
รูปที่ 4.7 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตสูง

เมื่อ SNR ของผู้ใช้อัตราบิตกลางมีค่ามากกว่า SNR ของผู้ใช้อัตราบิตอื่น ๆ อยู่ 6 dB



รูปที่ 4.8 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ

เมื่อ SNR ของผู้ใช้อัตราบิตสูงมีค่ามากกว่า SNR ของผู้ใช้อัตราบิตอื่น ๆ อยู่ 6 dB



รูปที่ 4.9 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตกลาง

เมื่อ SNR ของผู้ใช้อัตราบิตสูงมีค่ามากกว่า SNR ของผู้ใช้อัตราบิตอื่น ๆ อยู่ 6 dB

### 4.3.2 ความต้านทานต่อปรากฏการณ์ไกล้-ไกล

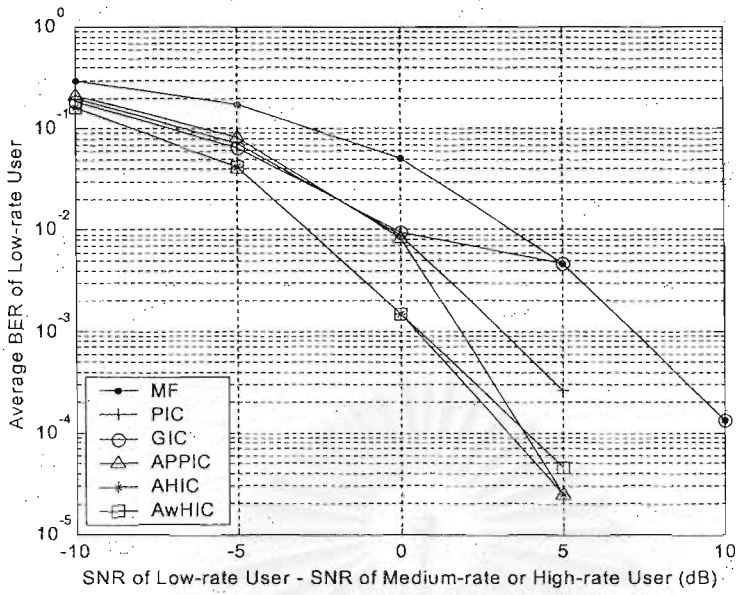
ในการจำลองระบบกรณีความต้านทานต่อปรากฏการณ์ไกล้-ไกลนั้น จะยังไม่พิจารณาผลของการเกิดเฟดดิ้ง และการส่งแบบอะซิงโครนัส โดยพิจารณาเปรียบเทียบผลระหว่างค่า BER เฉลี่ย กับค่า SNR ที่เปลี่ยนไป ซึ่งในที่นี้จะกำหนดให้ผู้ใช้กลุ่มหนึ่งมีการเปลี่ยนแปลงขนาดของสัญญาณด้านส่ง (SNR เปลี่ยนแปลงไป) ในขณะที่ผู้ใช้กลุ่มอื่น ๆ ในระบบมีค่าขนาดของสัญญาณคงที่ 10 dB โดยในรูปที่ 4.10 ถึง รูปที่ 4.12 แสดงค่า BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ อัตราบิตกลางและอัตราบิตสูง ตามลำดับ เมื่อกำหนดให้ SNR ของผู้ใช้อัตราบิตต่ำเปลี่ยนแปลงไป ในทำนองเดียวกันนั้น รูปที่ 4.13 ถึง รูปที่ 4.15 แสดงค่า BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตกลาง อัตราบิตต่ำและอัตราบิตสูง ตามลำดับ เมื่อกำหนดให้ SNR ของผู้ใช้อัตราบิตกลางเปลี่ยนแปลงไป และในรูปที่ 4.16 ถึง รูปที่ 4.18 แสดงค่า BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตสูง อัตราบิตต่ำและอัตราบิตกลาง ตามลำดับ เมื่อกำหนดให้ SNR ของผู้ใช้อัตราบิตสูงเปลี่ยนแปลงไป

พิจารณารูปที่ 4.10 ถึง รูปที่ 4.12 เมื่อกำหนดให้ SNR ของผู้ใช้อัตราบิตต่ำเปลี่ยนแปลงไป พบว่าเครื่องรับที่นำเสนอทั้งสองชนิด (AHIC และ AwHIC) ให้ค่า BER เฉลี่ยที่ใกล้เคียงกัน และให้ค่า BER เฉลี่ยที่ต่ำกว่าเครื่องรับชนิดอื่น ๆ ในผู้ใช้อัตราบิตต่ำ อัตราบิตกลางและอัตราบิตสูง และเมื่อพิจารณาผลที่ได้ในผู้ใช้อัตราบิตกลางและอัตราบิตสูง พบว่า เครื่องรับที่นำเสนอทั้งสองชนิดสามารถทนต่อปรากฏการณ์ไกล้-ไกลได้เป็นอย่างดี เนื่องจากเมื่อกำลังของสัญญาณ ในผู้ใช้อัตราบิตต่ำเพิ่มขึ้น ผู้ใช้ในอัตราบิตกลางและอัตราบิตสูงยังคงให้ค่า BER เฉลี่ยที่ค่อนข้างจะคงที่ เนื่องจากในช่วงที่กำลังของสัญญาณในผู้ใช้อัตราบิตต่ำมีค่าน้อยกว่าผู้ใช้อัตราบิตอื่น ๆ ในระบบ เครื่องรับที่นำเสนอจะทำการตัดสินใจของผู้ใช้อัตราบิตสูงก่อนแล้วจึงป้อนกลับสัญญาณแทรกสอดประมาณของผู้ใช้กลุ่มดังกล่าวไปหักล้างออกจากสัญญาณรวมที่ได้รับ หลังจากนั้นจึงทำการตัดสินใจของผู้ใช้อัตราบิตกลาง และอัตราบิตต่ำ ตามลำดับ ส่วนในช่วงที่กำลังของสัญญาณในผู้ใช้อัตราบิตต่ำมีค่ามากกว่าผู้ใช้อัตราบิตอื่น ๆ ในระบบ เครื่องรับที่นำเสนอจะทำการตัดสินใจของผู้ใช้อัตราบิตต่ำก่อนแล้วจึงป้อนกลับสัญญาณแทรกสอดประมาณของผู้ใช้กลุ่มดังกล่าวไปหักล้างออกจากสัญญาณรวมที่ได้รับ หลังจากนั้นจึงทำการตัดสินใจของผู้ใช้อัตราบิตสูง และอัตราบิตกลาง ตามลำดับ ซึ่งเมื่อพิจารณาเครื่องรับ GIC พบว่าเครื่องรับดังกล่าวจะให้ผลในทิศทางเดียวกันกับเครื่องรับที่นำเสนอ เนื่องจากมีขั้นตอนการหักล้างสัญญาณแทรกสอดเหมือนกัน แต่ให้ค่า BER เฉลี่ยที่สูงกว่า ส่วนในเครื่องรับ PIC และ เครื่องรับ APPIC ในผู้ใช้อัตราบิตกลางและอัตราบิตสูงนั้น ให้ค่า BER เฉลี่ยที่ใกล้เคียงกัน และให้ค่า BER เฉลี่ยสูงขึ้นเมื่อ SNR ของผู้ใช้อัตราบิตต่ำเพิ่มขึ้น

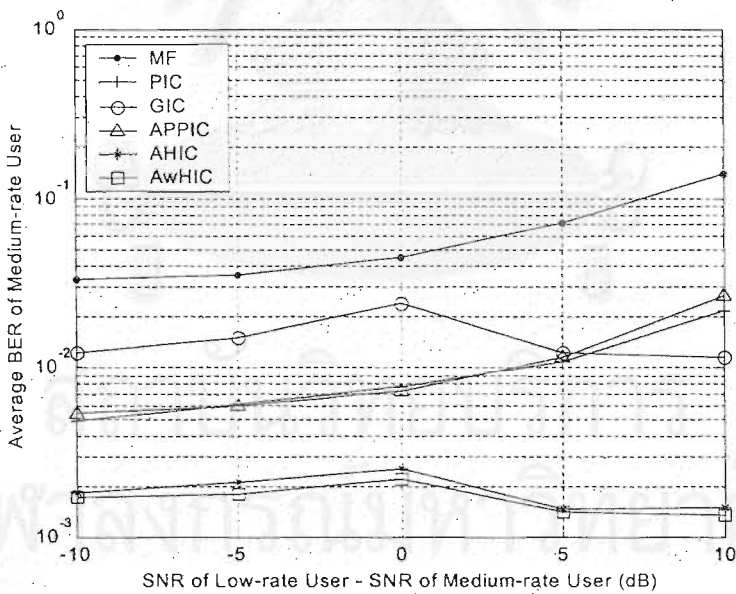
จากรูปที่ 4.13 ถึง รูปที่ 4.15 เมื่อกำหนดให้ SNR ของผู้ใช้อัตราบิตกลางเปลี่ยนแปลงไป พบว่า เครื่องรับที่นำเสนอทั้งสองชนิด (AHIC และ AwHIC) ให้ค่า BER เฉลี่ยที่ใกล้เคียงกัน และให้ค่า BER เฉลี่ยที่ต่ำกว่าเครื่องรับชนิดอื่น ๆ ในผู้ใช้อัตราบิตต่ำ อัตราบิตกลางและอัตราบิตสูง และเมื่อพิจารณาผล

ที่ได้ในผู้ใช้อัตราบิดต่ำและอัตราบิดสูง พบว่า เครื่องรับที่นำเสนอทั้งสองชนิดสามารถทนต่อปรากฏการณ์ไกล-ไกลได้เป็นอย่างดี เนื่องจากเมื่อกำลังของสัญญาณในผู้ใช้อัตราบิดกลางเพิ่มขึ้น ผู้ใช้ในอัตราบิดต่ำและอัตราบิดสูงยังคงให้ค่า BER เฉลี่ยที่ค่อนข้างคงที่ เนื่องจากในช่วงที่กำลังของสัญญาณในผู้ใช้อัตราบิดกลางมีค่าน้อยกว่าผู้ใช้อัตราบิดอื่น ๆ ในระบบ เครื่องรับที่นำเสนอจะทำการตัดสินใจตัดสินบิตของผู้ใช้อัตราบิดสูงก่อนแล้วจึงป้อนกลับสัญญาณแทรกสอดประมาณของผู้ใช้กลุ่มดังกล่าวไปหากล้างออกจากสัญญาณรวมที่ได้รับ หลังจากนั้นจึงทำการตัดสินใจตัดสินบิตของผู้ใช้อัตราบิดต่ำ และอัตราบิดกลางตามลำดับ ส่วนในช่วงที่กำลังของสัญญาณในผู้ใช้อัตราบิดกลางมีค่ามากกว่าผู้ใช้อัตราบิดอื่น ๆ ในระบบ เครื่องรับที่นำเสนอจะทำการตัดสินใจตัดสินบิตของผู้ใช้อัตราบิดกลางก่อนแล้วจึงป้อนกลับสัญญาณแทรกสอดประมาณของผู้ใช้กลุ่มดังกล่าวไปหากล้างออกจากสัญญาณรวมที่ได้รับ หลังจากนั้นจึงทำการตัดสินใจตัดสินบิตของผู้ใช้อัตราบิดสูง และอัตราบิดต่ำ ตามลำดับ ซึ่งเมื่อพิจารณาเครื่องรับ GIC พบว่าเครื่องรับดังกล่าวจะให้ผลในทิศทางเดียวกันกับเครื่องรับที่นำเสนอ คือผู้ใช้ที่อัตราบิดต่ำและอัตราบิดสูงจะให้ค่า BER เฉลี่ยที่ค่อนข้างคงที่ เนื่องจากมีขั้นตอนการหากล้างสัญญาณแทรกสอดเหมือนกัน ส่วนในเครื่องรับ PIC และ เครื่องรับ APPIC ของผู้ใช้อัตราบิดต่ำและอัตราบิดสูงนั้น ให้ค่า BER เฉลี่ยที่ใกล้เคียงกัน และให้ค่า BER เฉลี่ยสูงขึ้นเมื่อ SNR ของผู้ใช้อัตราบิดกลางเพิ่มขึ้น โดยเครื่องรับ PIC ให้ค่า BER เฉลี่ยที่ต่ำกว่าเครื่องรับ APPIC เล็กน้อย ตามเหตุผลที่กล่าวไว้ในรูปที่ 4.6 และ รูปที่ 4.7 (ในหัวข้อที่ 4.3.1)

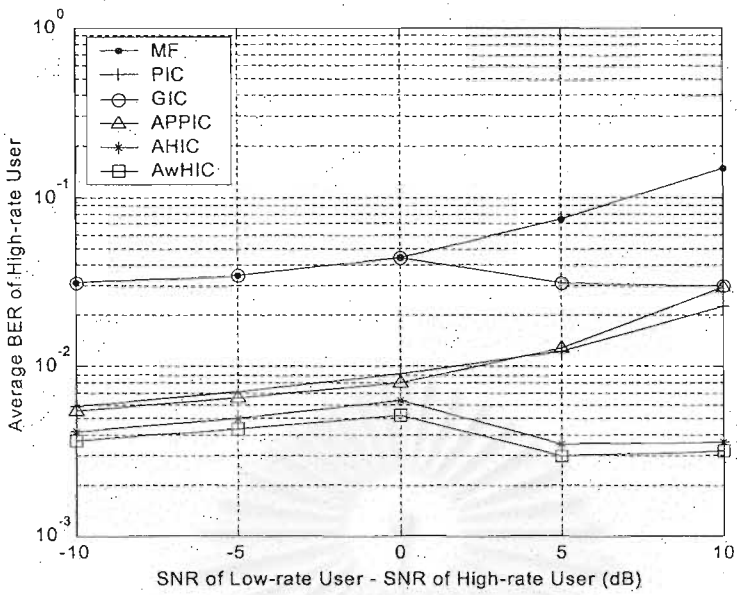
สำหรับรูปที่ 4.16 ถึง รูปที่ 4.18 เมื่อกำหนดให้ SNR ของผู้ใช้อัตราบิดสูงเปลี่ยนแปลงไป จะให้ผลในทิศทางเดียวกันกับรูปที่ 4.10 ถึง รูปที่ 4.15 คือ เครื่องรับที่นำเสนอทั้งสองชนิด (AHIC และ AwHIC) ให้ค่า BER เฉลี่ยที่ใกล้เคียงกัน และให้ค่า BER เฉลี่ยที่ต่ำกว่าเครื่องรับชนิดอื่น ๆ ในผู้ใช้อัตราบิดต่ำ อัตราบิดกลางและอัตราบิดสูง เนื่องจากเมื่อกำลังของสัญญาณในผู้ใช้อัตราบิดสูงเพิ่มขึ้น ผู้ใช้ในอัตราบิดกลางและอัตราบิดต่ำยังคงให้ค่า BER เฉลี่ยที่ค่อนข้างคงที่ เหตุผลมาจากในช่วงที่กำลังของสัญญาณในผู้ใช้อัตราบิดสูงมีค่าน้อยกว่าผู้ใช้อัตราบิดอื่น ๆ ในระบบ เครื่องรับที่นำเสนอจะทำการตัดสินใจตัดสินบิตของผู้ใช้อัตราบิดกลางก่อนแล้วจึงป้อนกลับสัญญาณแทรกสอดประมาณของผู้ใช้กลุ่มดังกล่าวไปหากล้างออกจากสัญญาณรวมที่ได้รับ หลังจากนั้นจึงทำการตัดสินใจตัดสินบิตของผู้ใช้อัตราบิดต่ำ และอัตราบิดสูง ตามลำดับ ส่วนในช่วงที่กำลังของสัญญาณ ในผู้ใช้อัตราบิดสูงมีค่ามากกว่าผู้ใช้อัตราบิดอื่น ๆ ในระบบ เครื่องรับที่นำเสนอจะทำการตัดสินใจตัดสินบิตของผู้ใช้อัตราบิดสูงก่อนแล้วจึงป้อนกลับสัญญาณแทรกสอดประมาณของผู้ใช้กลุ่มดังกล่าวไปหากล้างออกจากสัญญาณรวมที่ได้รับ หลังจากนั้นจึงทำการตัดสินใจตัดสินบิตของผู้ใช้อัตราบิดกลาง และอัตราบิดต่ำ ต่อไปตามลำดับ ในขณะที่เครื่องรับชนิดอื่น ๆ ยังคงให้ผลในทิศทางเดียวกันกับที่กล่าวมาแล้วในรูปที่ 4.13 ถึง รูปที่ 4.15



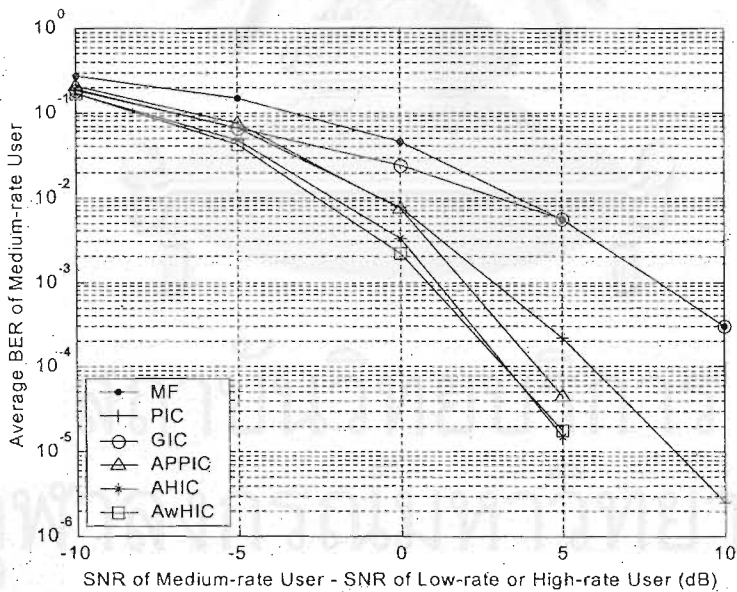
รูปที่ 4.10 BER เฉลี่ยของผู้ใช้ตราบิตต่ำ เมื่อ SNR ของผู้ใช้ตราบิตต่ำเปลี่ยนแปลงไป



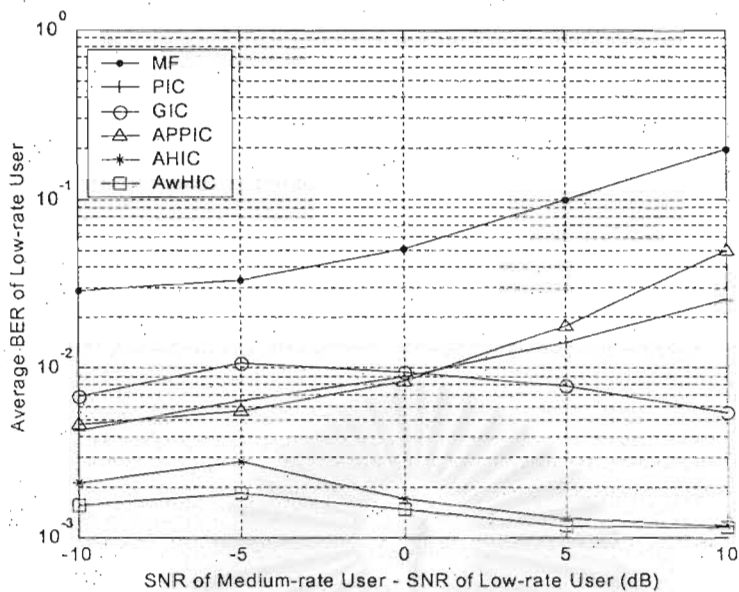
รูปที่ 4.11 BER เฉลี่ยของผู้ใช้ตราบิตกลาง เมื่อ SNR ของผู้ใช้ตราบิตต่ำเปลี่ยนแปลงไป



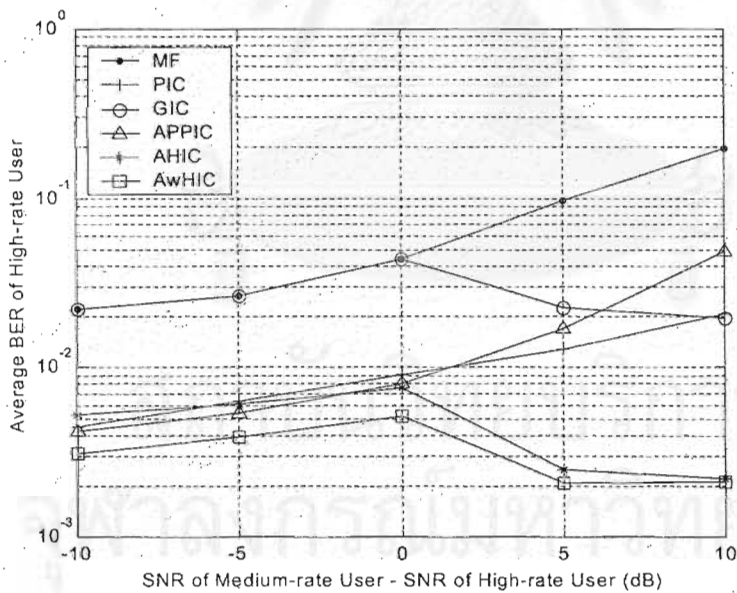
รูปที่ 4.12 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตสูง เมื่อ SNR ของผู้ใช้อัตราบิตต่ำเปลี่ยนแปลงไป



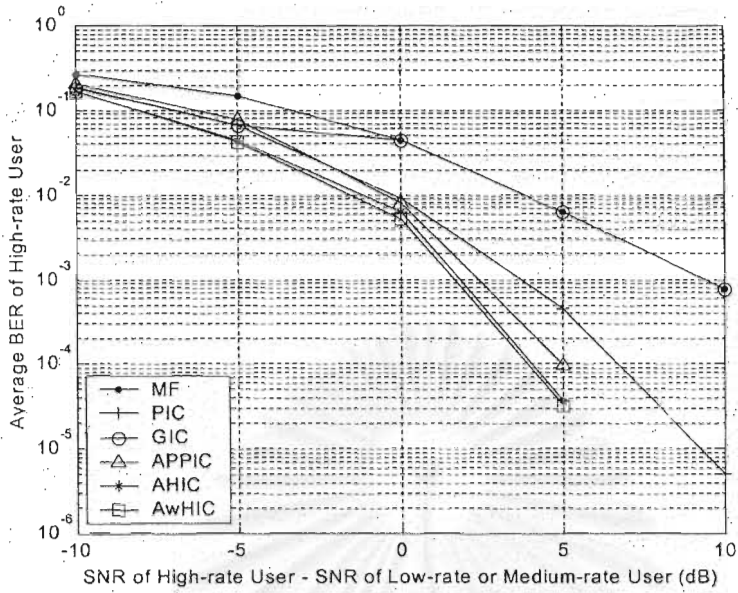
รูปที่ 4.13 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตกลาง เมื่อ SNR ของผู้ใช้อัตราบิตกลางเปลี่ยนแปลงไป



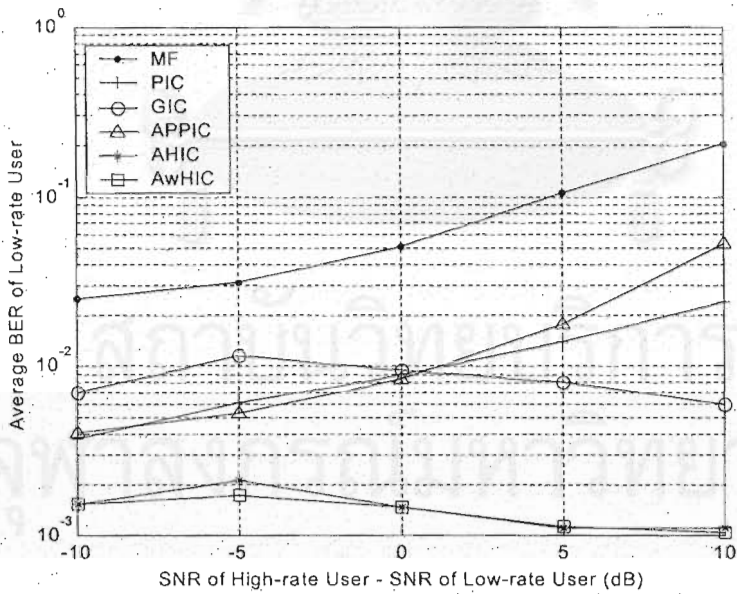
รูปที่ 4.14 BER เฉลี่ยของผู้ใช้ตราบิตต่ำ เมื่อ SNR ของผู้ใช้ตราบิตกลางเปลี่ยนแปลงไป



รูปที่ 4.15 BER เฉลี่ยของผู้ใช้ตราบิตสูง เมื่อ SNR ของผู้ใช้ตราบิตกลางเปลี่ยนแปลงไป

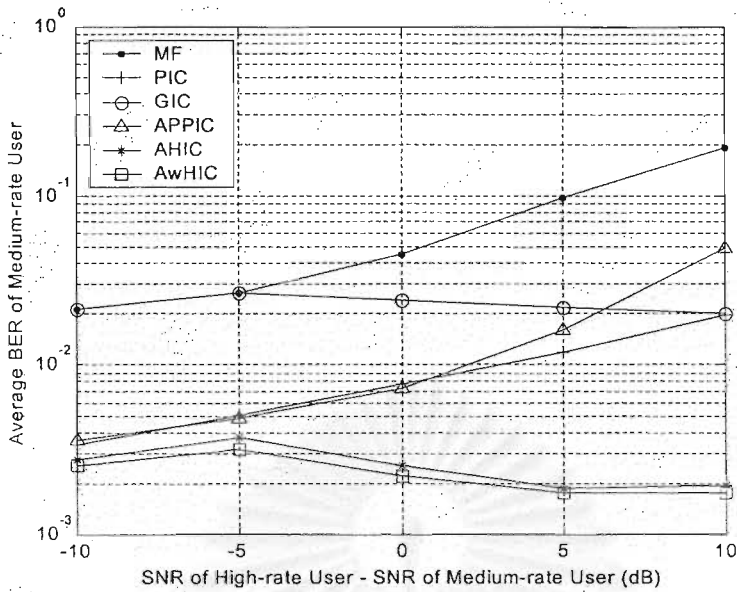


รูปที่ 4.16 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิดสูง เมื่อ SNR ของผู้ใช้อัตราบิดสูงเปลี่ยนแปลงไป



รูปที่ 4.17 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิดต่ำ เมื่อ SNR ของผู้ใช้อัตราบิดสูงเปลี่ยนแปลงไป





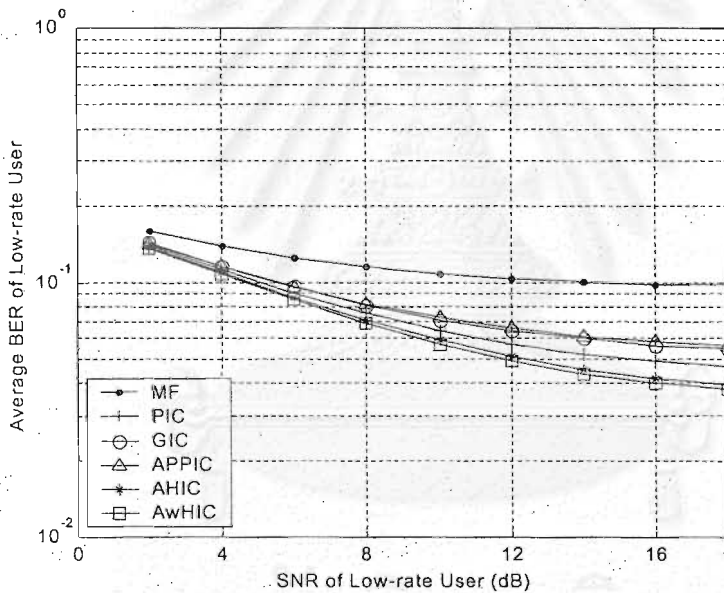
รูปที่ 4.18 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตกลาง เมื่อ SNR ของผู้ใช้อัตราบิตสูงเปลี่ยนแปลงไป

#### 4.4 ผลของการเกิดเฟดดิ้งในช่องสัญญาณ

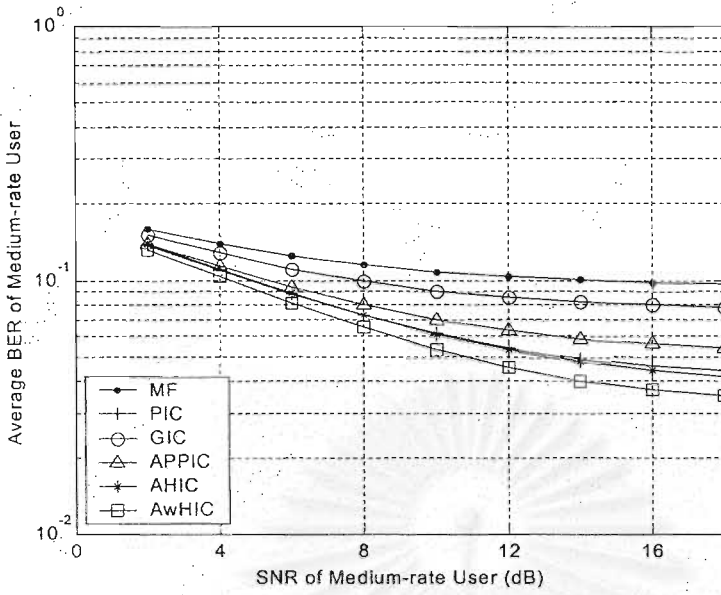
ในการจำลองระบบกรณีผลของการเกิดเฟดดิ้งในช่องสัญญาณนั้น จะพิจารณาเฉพาะเฟดดิ้งที่ส่งผลต่อขนาดของสัญญาณเท่านั้น ไม่พิจารณากรณีที่ส่งผลต่อความถี่ร่วมด้วย โดยเป็นการจำลองการเกิดเฟดดิ้งที่มีลักษณะการแจกแจงทางสถิติเป็นแบบเรย์ลี ที่ส่งผลต่อผู้ใช้แต่ละคนในระบบไม่เท่ากัน และจะยังไม่พิจารณาผลของการส่งแบบอะซิงโครนัส ซึ่งในที่นี้จะพิจารณาเปรียบเทียบผลระหว่างค่า BER เฉลี่ย กับค่า SNR ที่เปลี่ยนแปลงไป โดยรูปที่ 4.19 ถึง รูปที่ 4.21 แสดงค่า BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ อัตราบิตกลาง และอัตราบิตสูง ตามลำดับ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณที่มีการเฟดดิ้งแบบเรย์ลี ในกรณีควบคุมกำลังอย่างสมบูรณ์

พิจารณารูปที่ 4.19 ถึง รูปที่ 4.21 พบว่า เครื่องรับ AwHIC ที่นำเสนอให้ค่า BER เฉลี่ยต่ำที่สุด ในผู้ใช้อัตราบิตต่ำ อัตราบิตกลาง และอัตราบิตสูง เมื่อเทียบกับเครื่องรับชนิดอื่น ๆ ส่วนเครื่องรับแบบ AHIC นั้น จะให้ค่า BER เฉลี่ยต่ำกว่าเครื่องรับ APPIC, GIC และ เครื่องรับ PIC ในผู้ใช้อัตราบิตกลาง และอัตราบิตต่ำ โดยในผู้ใช้อัตราบิตกลางให้ค่า BER เฉลี่ยดีกว่าเครื่องรับ PIC เล็กน้อย แต่ในผู้ใช้อัตราบิตสูงซึ่งถูกตัดสินบิตเป็นกลุ่มแรกนั้น เครื่องรับ PIC จะให้ค่า BER เฉลี่ยต่ำกว่าเครื่องรับ AHIC เล็กน้อยเช่นกัน โดยที่เครื่องรับ PIC ให้ค่า BER เฉลี่ยต่ำกว่าเครื่องรับ APPIC และเครื่องรับ GIC ในอัตราบิตข้อมูลทุกอัตรา และเครื่องรับ APPIC จะให้ค่า BER เฉลี่ยต่ำกว่าเครื่องรับ GIC ในอัตราบิตกลางและอัตราบิตสูง ส่วนในอัตราบิตต่ำนั้นจะให้ค่า BER เฉลี่ยใกล้เคียงกัน จากผลดังกล่าวสามารถสรุปได้ว่า

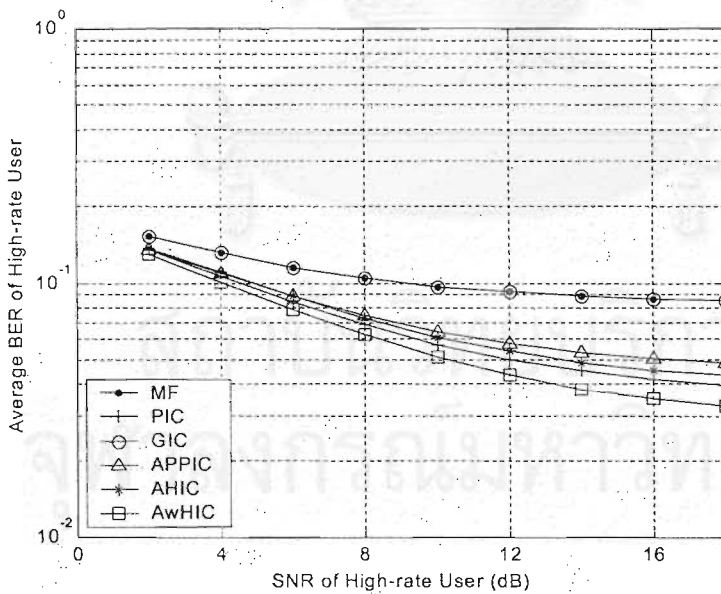
เครื่องรับ AwHIC สามารถทนต่อการเกิดเฟดดิ้งในช่องสัญญาณ ได้ดีกว่าเครื่องรับชนิดอื่น ๆ ที่จำลองการทำงานไว้ในที่นี้ ส่วนเครื่องรับแบบ PIC และ AHIC นั้น ทนต่อการเกิดเฟดดิ้งในช่องสัญญาณได้ไม่ต่างกันมากนัก โดยที่เครื่องรับที่ทนต่อการเกิดเฟดดิ้งในช่องสัญญาณต่ำที่สุดในที่นี้ได้แก่ เครื่องรับ GIC (ไม่คิดรวมผลของเครื่องรับ MF ในการวิเคราะห์นี้) แต่เมื่อพิจารณาผลการจำลองระบบที่ได้โดยรวมในอัตราบิตข้อมูลทุกอัตรา กรณีที่เกิดเฟดดิ้งในช่องสัญญาณเพื่อเปรียบเทียบกับกรณีที่พิจารณาค่า BER เฉลี่ยเมื่อทำการเปลี่ยนค่า SNR ในหัวข้อที่ 4.2 ซึ่งนิยมใช้เป็นกรณีทั่วไป เพื่อเปรียบเทียบกับกรณีอื่น ๆ แล้ว พบว่า เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดทุกชนิดที่จำลองการทำงานไว้ในที่นี้ ยังทนต่อการเกิดเฟดดิ้งในระบบได้ดี โดยเห็นได้จากผลการจำลองที่ได้ของผู้ใช้ทุก ๆ อัตราบิตข้อมูล จะได้ค่า BER เฉลี่ยสูงกว่า  $10^{-2}$  ซึ่งถือเป็นค่าบิตผิดพลาดที่ยังสูงอยู่



รูปที่ 4.19 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณที่มีการเฟดดิ้งแบบเรย์ลี ในกรณีควบคุมกำลังอย่างสมบูรณ์



รูปที่ 4.20 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราปานกลาง เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณที่มีการเฟดดิ้งแบบเรย์ลี  
ในกรณีควบคุมกำลังอย่างสมบูรณ์

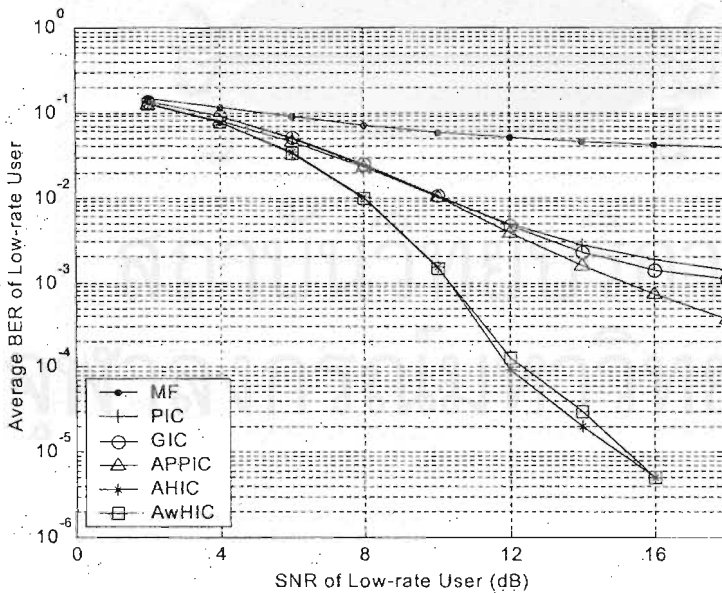


รูปที่ 4.21 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราสูง เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณที่มีการเฟดดิ้งแบบเรย์ลี  
ในกรณีควบคุมกำลังอย่างสมบูรณ์

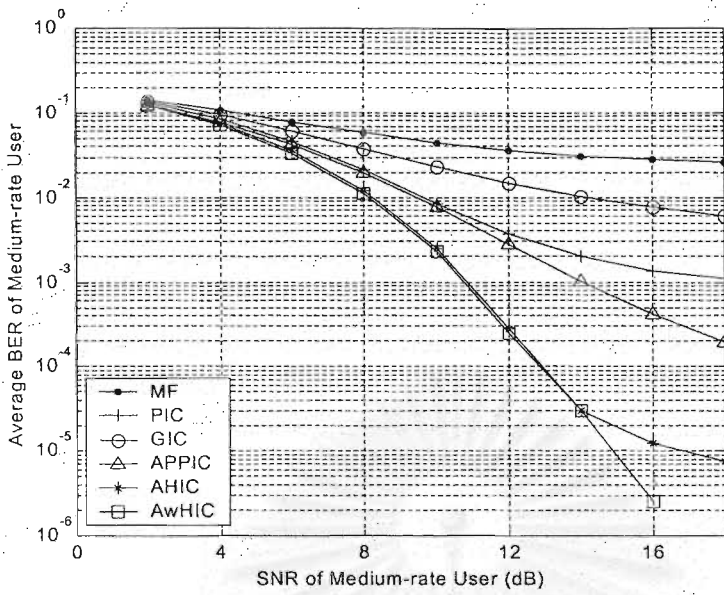
#### 4.5 ผลของการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัส

ในการจำลองระบบกรณีผลของการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสนั้น พิจารณากรณีที่ผู้ใช้ทุกคนในระบบส่งด้วยขนาดกำลังที่เท่ากันผ่านช่องสัญญาณแบบ AWGN โดยไม่คิดผลของการเกิดเฟดดิ้งในช่องสัญญาณ ซึ่งในที่นี้จะพิจารณาเปรียบเทียบผลระหว่างค่า BER เฉลี่ย กับค่า SNR ที่เปลี่ยนแปลงไป โดยรูปที่ 4.22 ถึง รูปที่ 4.24 แสดงค่า BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ อัตราบิตกลาง และอัตราบิตสูง ตามลำดับ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบอะซิงโครนัส ในกรณีควบคุมกำลังอย่างสมบูรณ์ โดยการจำลองระบบการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสในที่นี้ กำหนดให้ที่สถานีฐานสามารถรู้เวลาประวิงของผู้ใช้แต่ละคนได้อย่างถูกต้อง และเวลาประวิงของผู้ใช้แต่ละคนในระบบนั้นได้จากกระบวนการสุ่มอย่างอิสระไม่เกินเวลา 1 คาบบิตข้อมูล (63 ความยาวชิป)

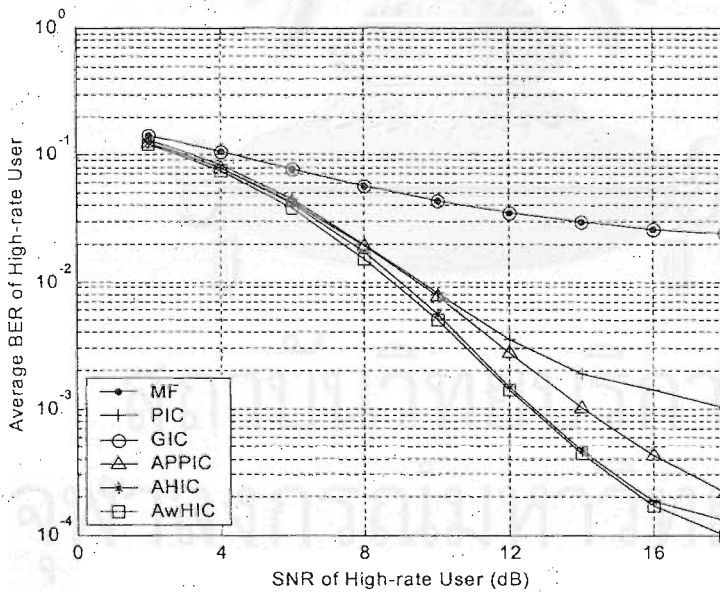
พิจารณาจากรูปที่ 4.22 ถึง รูปที่ 4.24 พบว่า ค่า BER เฉลี่ยของผู้ใช้ทุกคนในระบบ มีค่าใกล้เคียงกับกรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัส ตามรูปที่ 4.1 ถึง รูปที่ 4.3 โดยผลที่ได้จากเครื่องรับทุกชนิดมีแนวโน้มเดียวกันกับกรณีดังกล่าว เนื่องจากการจำลองระบบในที่นี้ผู้ใช้แต่ละคนถูกจำแนกออกจากกันด้วยรหัสแบบสุ่ม ทำให้ไม่ส่งผลกระทบต่อกรการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสมากนัก ตามที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 (รูปที่ 2.5) ดังนั้น การทำงานของเครื่องรับทุกชนิดที่กล่าวมาจึงไม่ได้รับผลกระทบจากกรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัส ผลที่ได้จึงไม่แตกต่างกับกรณีการส่งแบบซิงโครนัส



รูปที่ 4.22 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบอะซิงโครนัส ในกรณีควบคุมกำลังอย่างสมบูรณ์



รูปที่ 4.23 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตกลาง เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบอะซิงโครนัส  
ในกรณีควบคุมกำลังอย่างสมบูรณ์



รูปที่ 4.24 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตสูง เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบอะซิงโครนัส  
ในกรณีควบคุมกำลังอย่างสมบูรณ์

#### 4.6 ความจุของระบบ

ในการจำลองระบบเพื่อพิจารณาผลด้านความจุของระบบนั้น จะทำการเพิ่มผู้ใช้ในระบบ สำหรับอัตราบิตข้อมูลทุกอัตราด้วยสัดส่วนเดียวกันตลอด ตามตารางที่ 4.1 โดยกำหนดให้ผู้ใช้ในระบบ ส่งด้วยขนาดกำลังที่เท่ากันทุกคน เท่ากับ 12 dB ซึ่งในที่นี้จะพิจารณาเปรียบเทียบผลระหว่างค่า BER เฉลี่ย กับจำนวนผู้ใช้จริงรวมในระบบที่เปลี่ยนแปลงไป โดยรูปที่ 4.25 ถึง รูปที่ 4.27 แสดงค่า BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ อัตราบิตกลาง และอัตราบิตสูง ตามลำดับ เมื่อจำนวนผู้ใช้จริงในระบบเพิ่มขึ้น ตามตารางที่ 4.1 โดยส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ AWGN และรูปที่ 4.28 ถึง รูปที่ 4.30 แสดงค่า BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ อัตราบิตกลาง และอัตราบิตสูง ตามลำดับ เมื่อจำนวนผู้ใช้จริงในระบบ เพิ่มขึ้นตามตารางที่ 4.1 โดยส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการเฟดดิ้ง ซึ่งทั้งสองกรณีนั้นจะพิจารณาให้การควบคุมกำลังเป็นไปอย่างสมบูรณ์ และสัญญาณของผู้ใช้ทุกคนในระบบมาถึงเครื่องรับพร้อมกัน

จากรูปที่ 4.25 ถึง รูปที่ 4.30 พบว่า เมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้น (ผู้ใช้ในอัตราบิตข้อมูลทุกอัตราเพิ่มขึ้นด้วยสัดส่วนคงที่) ค่า BER เฉลี่ยของเครื่องรับทุกชนิดจะเพิ่มขึ้นด้วย เนื่องจากเมื่อผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้น จะทำให้สัญญาณแทรกสอดในระบบเพิ่มมากขึ้นด้วย สมรรถนะของเครื่องรับจึงต่ำลง ซึ่งสอดคล้องกับเหตุผลของระบบ CDMA คือ ความจุของระบบ CDMA ขึ้นอยู่กับสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นภายในระบบ และเมื่อพิจารณาลักษณะการแผ่สัญญาณของระบบการส่งแบบหลายรหัสแล้ว ทำให้ทราบว่า เมื่อผู้ใช้อัตราบิตกลางเพิ่มขึ้นจะทำให้สัญญาณแทรกสอดเพิ่มขึ้นเป็นสองเท่าของจำนวนผู้ใช้ที่เพิ่มขึ้น ในทำนองเดียวกันสำหรับผู้ใช้อัตราบิตสูงจะทำให้สัญญาณแทรกสอดเพิ่มขึ้นเป็นสี่เท่า ดังนั้น การเพิ่มผู้ใช้อัตราบิตกลางและอัตราบิตสูงมากขึ้น จะยิ่งทำให้เครื่องรับมีสมรรถนะที่ต่ำลง

ตารางที่ 4.1 จำนวนผู้ใช้จริงที่ใช้ในการทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับชนิดต่าง ๆ  
เมื่อจำนวนผู้ใช้จริงในระบบเพิ่มขึ้น

ผู้ใช้ \ จุติกราฟที่	1	2	3	4	5	6
ผู้ใช้อัตราบิตต่ำ (คน), R	2	4	6	8	10	12
ผู้ใช้อัตราบิตกลาง (คน), 2R	2	4	6	8	10	12
ผู้ใช้อัตราบิตสูง (คน), 4R	1	2	3	4	5	6
ผู้ใช้จริงรวมทั้งหมด (คน)	5	10	15	20	25	30
จำนวนสัญญาณย่อยทั้งหมด (สัญญาณย่อย)	10	20	30	40	50	60

เมื่อพิจารณารูปที่ 4.27 พบว่า ในผู้ใช้อัตราบิดสูงเครื่องรับ AwHIC ให้ค่า BER เฉลี่ยสูงกว่าเครื่องรับ APPIC กรณีที่มีผู้ใช้จริงในระบบมากกว่า 20 คนขึ้นไป ในขณะที่เครื่องรับ APPIC ให้ค่า BER เฉลี่ยใกล้เคียงกับเครื่องรับ AHIC ที่จำนวนผู้ใช้จริงในระบบมากกว่า 20 คนเช่นกัน เหตุผลที่ทำให้เครื่องรับ AwHIC ให้ค่า BER เฉลี่ยที่ไม่ค่อยดีมากนักเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้น เนื่องจากการกำหนดค่าคงที่ที่ใช้ปรับระดับความน่าเชื่อถือ (F) ในการจำลองระบบนี้กำหนดให้มีค่าคงที่เท่ากับ 2 ซึ่งถ้าต้องการให้เครื่องรับดังกล่าวมีสมรรถนะที่ดีขึ้น ควรจะกำหนดให้ค่าดังกล่าวเปลี่ยนแปลงตามเปอร์เซ็นต์ของสัญญาณย่อยทั้งหมดในระบบเมื่อเทียบกับความยาวของรหัสที่ใช้ในการแผ่ตามที่กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 3.3

ตารางที่ 4.2 เป็นการประมาณจำนวนผู้ใช้จริงและจำนวนผู้ใช้เสมือนที่เครื่องรับแต่ละชนิดสามารถรองรับได้จากผลที่ได้ในรูปที่ 4.25 ถึง รูปที่ 4.27 ในกรณีส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ AWGN ซึ่งกำหนดให้สัดส่วนการเพิ่มขึ้นของจำนวนผู้ใช้ในแต่ละอัตรามีค่าคงที่ (จำนวนผู้ใช้อัตราบิดต่ำต่อจำนวนผู้ใช้อัตราบิดกลางต่อจำนวนผู้ใช้อัตราบิดสูง เป็น 2 : 2 : 1) โดยพิจารณาที่ค่า BER เฉลี่ยต่ำกว่า  $10^{-2}$  ในอัตราบิดข้อมูลทุกอัตรา (ภายในเครื่องรับชนิดเดียวกันจะพิจารณาค่า BER เฉลี่ยที่ค่า  $10^{-2}$  ในกลุ่มผู้ใช้ที่ให้ค่า BER เฉลี่ยสูงที่สุด เพื่อนำไปประมาณจำนวนผู้ใช้จริงในระบบของกลุ่มผู้ใช้อัตราบิดอื่น ๆ ที่เหลือ) ซึ่งผลที่ได้ตามตารางที่ 4.2 นั้น พบว่า เครื่องรับที่นำเสนอทั้งสองชนิด (AHIC และ AwHIC) สามารถรองรับจำนวนผู้ใช้งานในระบบได้เท่ากันและมากกว่าเครื่องรับชนิดอื่น ๆ นอกจากนี้แล้วในกลุ่มผู้ใช้ที่ตัดสินบิตที่หลัง จะให้ค่า BER เฉลี่ยที่ดี ทำให้ระบบมีความเชื่อถือได้เพิ่มมากขึ้นด้วย

ตารางที่ 4.2 จำนวนผู้ใช้จริงและผู้ใช้เสมือน โดยประมาณที่เครื่องรับแต่ละชนิดสามารถรองรับได้ โดยพิจารณาที่ค่า BER เฉลี่ยต่ำกว่า  $10^{-2}$  ในทุก ๆ อัตราบิดข้อมูล ในกรณีส่งผ่านช่องสัญญาณแบบ AWGN

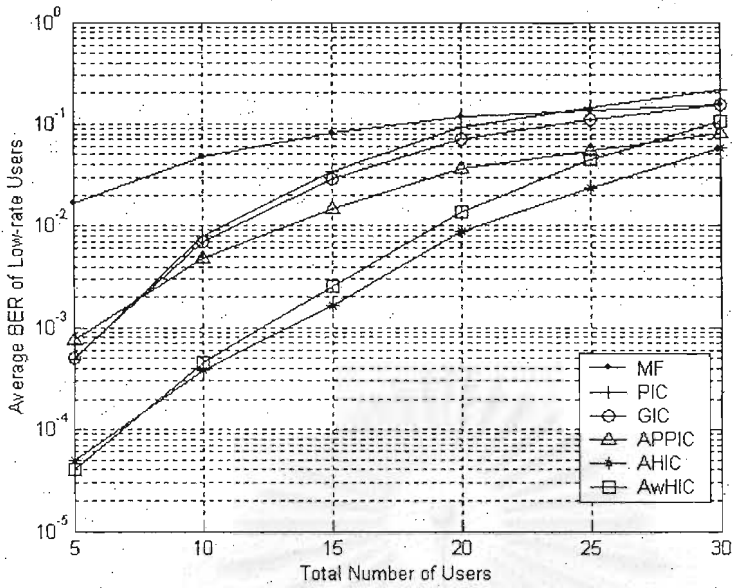
ผู้ใช้ \ เครื่องรับ	MF	GIC	PIC	APPIC	AHIC	AwHIC
ผู้ใช้อัตราบิดต่ำ (คน), R	2	3	4	5	6	6
ผู้ใช้อัตราบิดกลาง (คน), 2R	2	3	4	5	6	6
ผู้ใช้อัตราบิดสูง (คน), 4R	1	1.5	2	2.5	3	3
ผู้ใช้จริงรวมทั้งหมด (คน)	5	7.5	10	12.5	15	15
ผู้ใช้เสมือนทั้งหมด (คน)	10	15	20	25	30	30

จากตารางที่ 4.3 เป็นการประมาณจำนวนผู้ใช้จริงและจำนวนผู้ใช้เสมือนที่เครื่องรับแต่ละชนิดสามารถรองรับได้จากผลที่ได้ในรูปที่ 4.28 ถึง รูปที่ 4.30 ในกรณีส่งผ่านช่องสัญญาณที่เกิดการเฟดดิ้ง ซึ่งกำหนดให้สัดส่วนการเพิ่มขึ้นของจำนวนผู้ใช้ในแต่ละอัตราบิตค่าคงที่ (จำนวนผู้ใช้อัตราบิตต่ำต่อจำนวนผู้ใช้อัตราบิตกลางต่อจำนวนผู้ใช้อัตราบิตสูง เป็น 2 : 2 : 1) โดยพิจารณาที่ค่า BER เฉลี่ยต่ำกว่า  $10^{-1}$  ในทุก ๆ อัตราบิตข้อมูล (ภายในเครื่องรับชนิดเดียวกันจะพิจารณาค่า BER เฉลี่ยที่ค่า  $10^{-1}$  ในกลุ่มผู้ใช้ที่ให้ค่า BER เฉลี่ยสูงที่สุด เพื่อนำไปประมาณจำนวนผู้ใช้จริงในระบบของกลุ่มผู้ใช้อัตราบิตอื่น ๆ ที่เหลือ) เหตุผลที่ต้องพิจารณาค่า BER เฉลี่ยที่ค่า  $10^{-1}$  นั้น เนื่องจากในกรณีที่มีการเฟดดิ้งเกิดขึ้นในช่องสัญญาณจะทำให้เครื่องรับทุกชนิดมีสมรรถนะต่ำ โดยให้ค่า BER เฉลี่ยสูงกว่า  $10^{-2}$  ตามที่กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 4.4 ซึ่งผลที่ได้ตามตารางที่ 4.3 นั้น สอดคล้องกับผลที่ได้ในหัวข้อที่ 4.4 คือเครื่องรับ AwHIC ที่นำเสนอสามารถรองรับจำนวนผู้ใช้งานในระบบได้มากกว่าเครื่องรับชนิดอื่น ๆ โดยที่เครื่องรับแบบ AHIC สามารถรองรับจำนวนผู้ใช้งานในระบบได้เท่ากับเครื่องรับ PIC และ APPIC เนื่องจากเครื่องรับ AHIC ทนต่อการเกิดเฟดดิ้งได้ต่ำกว่าเครื่องรับ AwHIC

ตารางที่ 4.3 จำนวนผู้ใช้จริงและผู้ใช้เสมือนโดยประมาณที่เครื่องรับแต่ละชนิดสามารถรองรับได้ โดยพิจารณาที่ค่า BER เฉลี่ยต่ำกว่า  $10^{-1}$  ในทุก ๆ อัตราบิตข้อมูล ในกรณีส่งผ่านช่องสัญญาณที่เกิดการเฟดดิ้ง

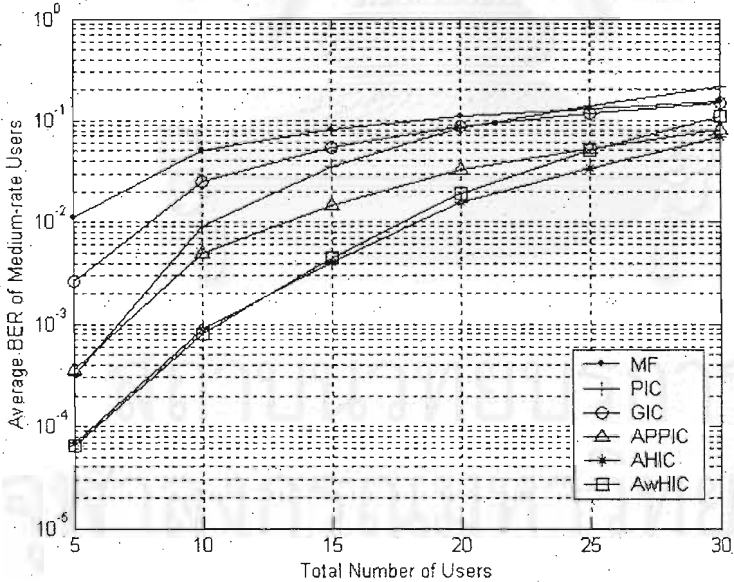
ผู้ใช้ \ เครื่องรับ	MF	GIC	PIC	APPIC	AHIC	AwHIC
ผู้ใช้อัตราบิตต่ำ (คน) , R	3	4	7	7	7	8
ผู้ใช้อัตราบิตกลาง (คน) , 2R	3	4	7	7	7	8
ผู้ใช้อัตราบิตสูง (คน) , 4R	1.5	2	3.5	3.5	3.5	4
ผู้ใช้จริงรวมทั้งหมด (คน)	7.5	10	17.5	17.5	17.5	20
ผู้ใช้เสมือนทั้งหมด (คน)	15	20	35	35	35	40





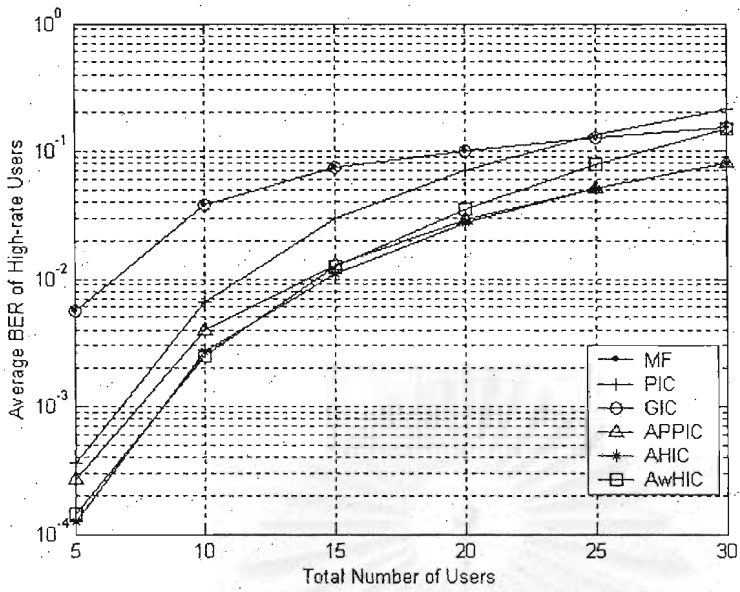
รูปที่ 4.25 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิดต่ำ เมื่อจำนวนผู้ใช้จริงในระบบเพิ่มขึ้นตามตารางที่ 4.1

ในกรณีส่งผ่านช่องสัญญาณแบบ AWGN

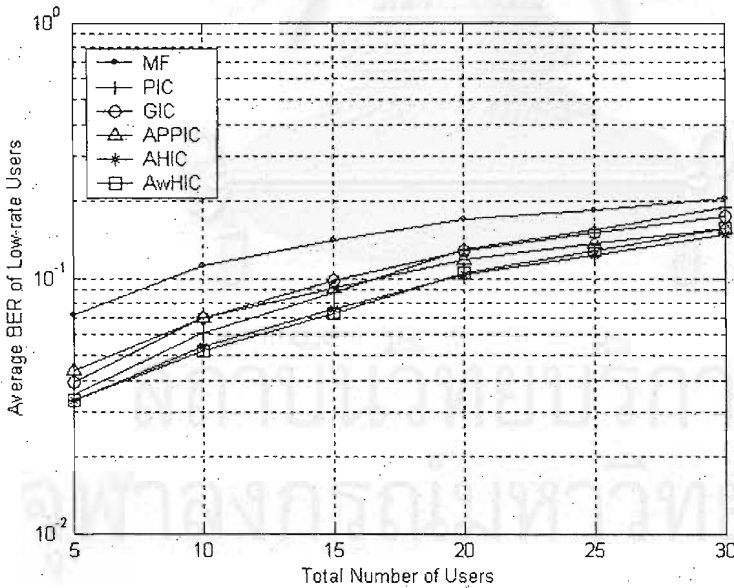


รูปที่ 4.26 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิดกลาง เมื่อจำนวนผู้ใช้จริงในระบบเพิ่มขึ้นตามตารางที่ 4.1

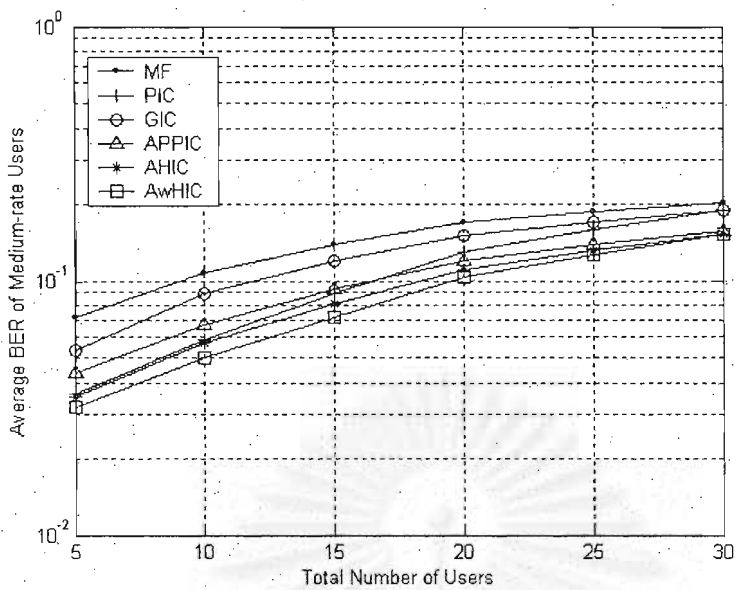
ในกรณีส่งผ่านช่องสัญญาณแบบ AWGN



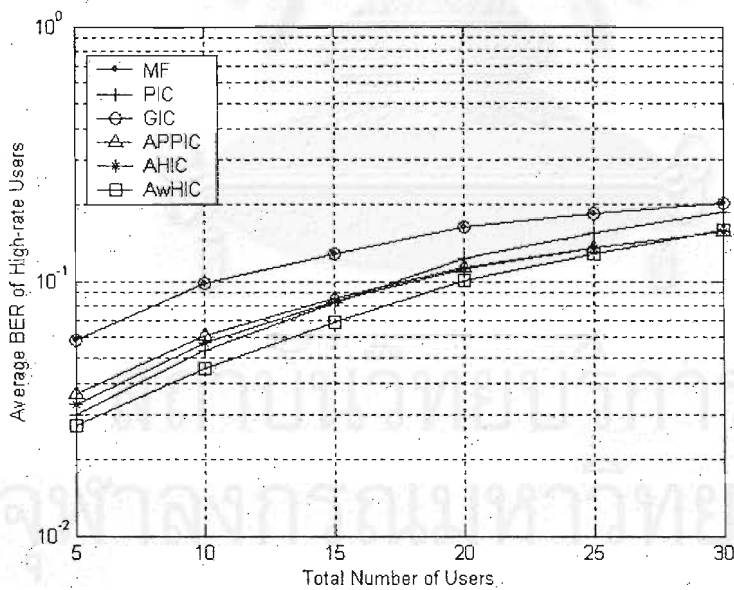
รูปที่ 4.27 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตสูง เมื่อจำนวนผู้ใช้จริงในระบบเพิ่มขึ้นตามตารางที่ 4.1  
ในกรณีส่งผ่านช่องสัญญาณแบบ AWGN



รูปที่ 4.28 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ เมื่อจำนวนผู้ใช้จริงในระบบเพิ่มขึ้นตามตารางที่ 4.1  
ในกรณีส่งผ่านช่องสัญญาณที่เกิดการเฟดดิ้ง



รูปที่ 4.29 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตกลาง เมื่อจำนวนผู้ใช้จริงในระบบเพิ่มขึ้นตามตารางที่ 4.1 ในกรณีส่งผ่านช่องสัญญาณที่เกิดการเฟดดิ้ง



รูปที่ 4.30 BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตสูง เมื่อจำนวนผู้ใช้จริงในระบบเพิ่มขึ้นตามตารางที่ 4.1 ในกรณีส่งผ่านช่องสัญญาณที่เกิดการเฟดดิ้ง

บทสรุป

5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้เสนอเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสม โดยใช้จุดเริ่มเปลี่ยนถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้และเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมโดยใช้ผลต่างระหว่างขนาดสัญญาณด้านออกของเครื่องรับแบบธรรมดากับขนาดสัญญาณที่ประมาณได้ของผู้ใช้แต่ละคนในการตัดสินใจถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้ เพื่อนำมาประยุกต์ใช้ร่วมกับการส่งสัญญาณแบบหลายอัตราหลายรหัส โดยเครื่องรับที่นำเสนออยู่นั้นจัดอยู่ในประเภทเครื่องรับที่มีความซับซ้อนไม่สูงมากนักสามารถนำมาใช้งานจริงได้ ซึ่งการทำงานของเครื่องรับดังกล่าวเป็นการนำข้อดีของเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานมาทำงานร่วมกับเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดเป็นกลุ่มแบบต่อเนื่อง โดยให้การถ่วงน้ำหนักบิตข้อมูลที่จะนำไปประมาณสัญญาณแทรกสอดให้กับผู้ใช้คนอื่น รวมทั้งมีการนำค่าการตัดสินใจมาใช้ร่วมด้วย เพื่อเพิ่มความเชื่อถือได้ให้กับบิตข้อมูลที่จะนำไปประมาณสัญญาณแทรกสอดดังกล่าว ทำให้สมรรถนะของเครื่องรับโดยรวมดีขึ้น

สำหรับการพิจารณาค่าถ่วงน้ำหนักในเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสม โดยใช้จุดเริ่มเปลี่ยนถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้นั้น หาได้จากการประมาณสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้แต่ละคนให้มีการแจกแจงเป็นแบบเกาส์แล้วจึงพิจารณาค่ากำลังของสัญญาณแทรกสอดดังกล่าวเพื่อใช้ในการถ่วงน้ำหนัก ซึ่งสามารถคำนวณได้อย่างง่ายเนื่องจากพิจารณาในรูปของขนาดสัญญาณที่ประมาณได้ของผู้ใช้แต่ละคนรวมกับกำลังของสัญญาณรบกวนในระบบ แล้วจึงนำค่าถ่วงน้ำหนักที่ได้ไปใช้ในการพิจารณาค่าการตัดสินใจ ซึ่งทำให้ค่าการตัดสินใจดังกล่าวสามารถปรับตัวได้ตามค่าถ่วงน้ำหนักที่เปลี่ยนแปลงไปในผู้ใช้แต่ละคน ส่วนการพิจารณาค่าถ่วงน้ำหนักในเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมโดยใช้ผลต่างระหว่างขนาดสัญญาณด้านออกของเครื่องรับแบบธรรมดากับขนาดสัญญาณที่ประมาณได้ของผู้ใช้แต่ละคนในการตัดสินใจถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้นั้น สามารถคำนวณหาได้จากสัญญาณด้านออกของเครื่องรับแบบธรรมดาแล้วเปรียบเทียบกับขนาดสัญญาณที่ประมาณได้ในผู้ใช้แต่ละคน ซึ่งง่ายต่อการพิจารณาค่าถ่วงน้ำหนัก รวมทั้งยังสามารถถ่วงน้ำหนักบิต ข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนแต่ละบิตได้ทันที ไม่ขึ้นกับผู้ใช้คนอื่นในระบบและไม่ขึ้นกับบิตข้อมูลอื่น ๆ ในระบบด้วย ทำให้การตัดสินใจถ่วงน้ำหนักดังกล่าวทำได้ง่าย มีความเป็นอิสระในการคำนวณสูงและ มีความซับซ้อนของเครื่องรับต่ำกว่าเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมโดยใช้จุดเริ่มเปลี่ยนถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้อีกด้วย แต่สามารถให้สมรรถนะที่ใกล้เคียงกันได้

เมื่อพิจารณาผลที่ได้จากการทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับที่นำเสนอในระบบการส่งแบบหลายอัตราหลายรหัสกรณิต่าง ๆ พบว่า เครื่องรับที่นำเสนอทั้งสองชนิดให้สมรรถนะที่ดีกว่าเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดชนิดอื่น ๆ ที่กล่าวไว้ในที่นี้ โดยเครื่องรับที่นำเสนอทั้งสองชนิดมีความต้านทานต่อการเกิดปรากฏการณ์ใกล้-ไกล ได้เป็นอย่างดี และให้ความจุแก่ระบบได้มากขึ้น รวมทั้งในผู้ใช้กลุ่มที่มีกำลังต่ำนั้นจะต้านทานต่อการเกิดเฟดดิ้งได้ดีกว่าเครื่องรับชนิดอื่น ๆ เนื่องจากมีการประมาณสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้กลุ่มที่มีกำลังสูงกว่ามาหักล้าง ส่วนกรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสนั้น จะไม่ส่งผลกระทบต่อระบบโดยรวม เนื่องจากระบบการส่งแบบหลายอัตราหลายรหัสในที่นี้ใช้รหัสแบบสุ่มในการจำแนกผู้ใช้แต่ละคนออกจากกันทำให้ค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างผู้ใช้ในกรณีซิงโครนัสและอะซิงโครนัสไม่ต่างกันมากนัก

## 5.2 ข้อดีและข้อเสียของเครื่องรับที่นำเสนอทั้งสองชนิด

### ข้อดี

- มีความต้านทานต่อการเกิดปรากฏการณ์ใกล้-ไกล ได้เป็นอย่างดี ในผู้ใช้อัตราบิตข้อมูลทุกอัตรา
- ต้านทานต่อการเกิดเฟดดิ้งในช่วงสัญญาณได้สูงกว่าเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดชนิดอื่น ๆ
- ให้สมรรถนะที่ดีขึ้น ในช่วงอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ในระบบไม่สูงมากนัก เมื่อเทียบกับเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดชนิดอื่น ๆ
- สามารถเพิ่มความจุให้กับระบบได้มากขึ้น
- ในการนำไปใช้งานจริงนั้น อาจจะกำหนดให้ผู้ใช้อัตราบิตต่ำส่งด้วยขนาดกำลังที่สูงกว่าผู้ใช้อัตราบิตกลางและผู้ใช้อัตราบิตสูงเล็กน้อย เนื่องจากผู้ใช้อัตราบิตต่ำไม่ต้องการการประวิงทางเวลาสูงมากนัก แต่สามารถยอมรับความผิดพลาดบิต (BER) ได้สูงกว่าผู้ใช้ในอัตราบิตอื่น ๆ จึงต้องทำการตัดสินบิตข้อมูลเป็นกลุ่มแรก ซึ่งการทำงานดังกล่าวจะส่งผลดีต่อระบบมากขึ้น เพราะเมื่อนำบิตข้อมูลที่ตัดสินบิตแล้วไปประมาณสัญญาณแทรกสอดให้กับผู้ใช้อัตราบิตกลางและอัตราบิตสูง จะเป็นการเพิ่มสมรรถนะให้กับผู้ใช้กลุ่มดังกล่าวได้เป็นอย่างดี

### ข้อเสีย

- มีความซับซ้อนของเครื่องรับสูงกว่าเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานและเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดเป็นกลุ่มแบบต่อเนื่องเล็กน้อย
- ผู้ใช้กลุ่มที่มีกำลังสูงที่สุดได้รับการตัดสินบิตข้อมูลก่อน ทำให้ผู้ใช้กลุ่มที่มีกำลังส่งต่ำเกิดการประวิงทางเวลา

เครื่องรับที่นำเสนอ คือ AWHIC และ AHIC นั้น ให้สมรรถนะใกล้เคียงกัน โดยเครื่องรับ AWHIC นั้นสามารถทนต่อการเกิดเฟดดิ้งได้ดีกว่าในผู้ใช้ที่ตัดสินใจตัดสินบิตข้อมูลออกมาเป็นกลุ่มแรก และมีความซับซ้อนต่ำกว่าเครื่องรับ AHIC เนื่องจากเครื่องรับ AWHIC ไม่มีขั้นตอนการคำนวณค่าการตัดสินใจบิตข้อมูลแบบปรับตัวได้

### 5.3 ข้อเสนอแนะสำหรับการวิจัยในอนาคต

สำหรับงานที่ควรได้รับการศึกษา หรือพัฒนาต่อไป คือ

- 1) ศึกษา และวิเคราะห์สมรรถนะของเครื่องรับที่นำเสนอในช่องสัญญาณที่เกิดการเฟดดิ้งชนิดต่าง ๆ นอกเหนือจากการเฟดดิ้งเฉพาะขนาดอย่างเดียว รวมทั้งพิจารณาผลของสัญญาณที่มาจากหลายวิถี (multipath) เป็นต้น
- 2) พัฒนาเครื่องรับที่นำเสนอนี้ในกรณีที่มีการประมาณขนาดสัญญาณที่ภากรับเกิดความผิดพลาดขึ้น รวมทั้งหาฟังก์ชันที่เหมาะสมสำหรับการประมาณค่าคงที่ที่ใช้ปรับระดับความเชื่อถือได้ (F) ในเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมโดยใช้ผลต่างระหว่างขนาดสัญญาณด้านออกของเครื่องรับแบบธรรมดา กับขนาดสัญญาณที่ประมาณได้ของผู้ใช้แต่ละคน ในการตัดสินใจค่าถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้
- 3) ศึกษาสมรรถนะของเครื่องรับดังกล่าวในกรณีการส่งข้อมูลแบบหลายอัตราด้วยแบบแผนอื่น ๆ รวมทั้งกรณีการส่งข้อมูลแบบเปลี่ยนอัตราได้ (Variable Rate)
- 4) พัฒนาเครื่องรับดังกล่าวให้มีสมรรถนะด้านความจุเพิ่มขึ้น โดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักหรือค่าการตัดสินใจที่มีความสามารถของการทำงานในระบบการส่งแบบหลายอัตราหลายรหัสได้ดีขึ้น

## รายการอ้างอิง

1. Pahlavan, K., and Levesque, A. H. Wireless Information Networks. New York: John Wiley & Sons, 1995.
2. ลัญจนกร วุฒิสัทธาธิกุลกิจ. หลักการระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่. กรุงเทพมหานคร: สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2542.
3. Adachi, F., Sawahashi, M., and Suda, H. Wideband DS-CDMA for Next-Generation Mobile Communications Systems. IEEE Communications Magazine Vol. 36 No. 9 (September 1998): 56-69.
4. Ottosson, T., and Svensson, A. Multi-rate Schemes in DS/CDMA Systems. Vehicular Technology Conference, 1995 IEEE 45<sup>th</sup> Vol. 2 (1995): 1006-1010.
5. Juntti, M. J. System Concept Comparisons for Multirate CDMA with Multiuser Detection. Vehicular Technology Conference, 1998 IEEE 48<sup>th</sup> Vol. 1 (1998): 36-40.
6. Azad, H., and Aghvami, A. H. Multirate Spread Spectrum Direct Sequence CDMA Techniques. Spread Spectrum Techniques for Radio Communications Systems, IEE Colloquium (1994): 4/1-4/5
7. เสรี วณิชภักดีเดชา. การประยุกต์ใช้แบบแผนไบออร์โทกอนอลกับผู้ใช้อัตราข้อมูลสูงร่วมด้วยการหักล้างสัญญาณแทรกสอดสำหรับระบบดีเอสซีดีเอ็มเอแบบหลายอัตราที่ใช้แบบแผนหลายรหัส. วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, คณะวิศวกรรมศาสตร์, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2544.
8. Duel-Hallen, A., Holtzman, J., and Zvonar, Z. Multiuser Detection for CDMA Systems. IEEE Personal Communications Vol. 2 No. 2 (April 1995): 46-58.
9. Moshavi, S. Multi-user Detection for DS-CDMA Communications. IEEE Communications Magazine Vol. 34 No. 10 (October 1996): 124-136
10. Verdu, S. Multiuser Detection. Cambridge: Cambridge University Press, 1998.
11. Verdu, S. Minimum Probability of Error for Asynchronous Gaussian Multiple-Access Channels. IEEE Transactions on Information Theory Vol. 32 No. 1 (January 1986): 85-96.
12. Mitra, U. Observations on Jointly Optimal Detection for Multi-rate DS/CDMA Systems. Global Telecommunications Conference, 1996, GLOBECOM'96 Communications: The Key to Global Prosperity (1996): 116-120.

13. Mitra, U. Comparison of Maximum-Likelihood-Based Detection for Two Multirate Access Schemes for CDMA Signals. IEEE Transactions on Communications Vol. 47 No. 1 (January 1999): 64-77.
14. Lupas, R., and Verdu, S. Linear Multiuser Detectors for Synchronous Code-Division Multiple-Access Channels. IEEE Transaction on Information Theory Vol. 35 No. 1 (January 1989): 123-136.
15. Lupas, R., and Verdu, S. Near-Far Resistance of Multiuser Detectors in Asynchronous Channels. IEEE Transactions on Communications Vol. 38 No. 4 (April 1990): 496-508.
16. Saquib, M., Yates, R., and Mandayam, N. Decorrelating Detectors for a Dual Rate Synchronous DS/CDMA System. Vehicular Technology Conference, 1996 IEEE 46<sup>th</sup> Vol. 3 (1996): 377-381.
17. ญัฐพร ราศรีเกรียงไกร. การประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวสำหรับเครื่องรับดีเอสซีดีเอ็มเอแบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไบออร์โทกอนอล. วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, คณะวิศวกรรมศาสตร์, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2544.
18. Xie, Z., Short, R.T., and Rushforth, C.K. A Family of Suboptimum Detectors for Coherent Multiuser Communications. IEEE Journal on Selected Area in Communications Vol. 8 No. 4 (May 1990): 683-690.
19. Klein A., Kaleh, G.K., and Baier, P.W. Zero Forcing and Minimum Mean-Square-Error Equalization for Multiuser Detection in Code-Division Multiple-Access Channel. IEEE Transactions on Vehicular Technology Vol. 45 No. 2 (May 1996): 276-287.
20. Ge, H., Multiuser Detection for Integrated Multi-rate CDMA. IEEE International Conference on Information, Communications and Signal Processing (ICICSP) Vol. 2 (1997): 858-862.
21. สุวิทย์ คุมรัตน์พฤกษ์. เทคนิคการลดความซับซ้อนในเครื่องรับที่ใช้การปรับตัวแบบขอดด้วยขั้นตอนลิเนียร์ลึคอนเสตรนคอนสแตนต์มอดุลัส. วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, คณะวิศวกรรมศาสตร์, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2543.
22. สุวิทย์ คุมรัตน์พฤกษ์, เพียรพร หลินประเสริฐ และสมชาย จิตะพันธ์กุล. การปรับปรุงอัตราการรู้เข้า โดยใช้โครงสร้างแบบลดความซับซ้อนของเครื่องรับชนิดทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำที่สุดในระบบการใช้ช่องสัญญาณร่วมกันแบบแบ่งรหัส. การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ปีที่ 22 (ธันวาคม 2542): 509-512.



23. Kunaruttanapruk, S., Jitapunkul, S., Kaweevat, V., and Linprasert, P. Transformation Searching Algorithm for Partially Adaptive Linearly Constrained Structure DS-CDMA Receiver. IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS 2000) Vol. 2 (November 2000): 811-814.
24. Varanasi, M. K., and Aazhang, B. Multistage Selection in Asynchronous Code-Division Multiple-Access Communications. IEEE Transactions on Communications Vol. 38 No. 4 (April 1990): 509-519.
25. Johansson, A.-L., and Svensson, A. Multi-stage Interference Cancellation in Multi-rate DS/CDMA Systems. Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC) (September 1995): 965-969.
26. Patel, P., and Holtzman, J. Analysis of a Simple Successive Interference Cancellation Scheme in a DS/CDMA System. IEEE Journal on Selected Area in Communications Vol. 12 No. 5 (June 1994): 796-807.
27. Johansson, A.-L., and Svensson, A. Successive Interference Cancellation in Multiple Data Rate DS/CDMA Systems. Vehicular Technology Conference, 1995 IEEE 45<sup>th</sup> Vol. 2 (1995): 704-708.
28. Duel-Hallen, A. Decorrelating Decision-Feedback Multiuser Detection for Synchronous Code-Division Multiple-Access Channel. IEEE Transactions on Communications Vol. 41 No. 2 (February 1993): 285-290.
29. เพียรพร หลินประเสริฐ. มัลติยูสเซอร์ดีเทคชันแบบป้อนกลับที่ใช้กระบวนการปรับอัตราโน้มนัดชนิดบอดสำหรับระบบการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสชนิดโคเรกต์ซีเควนซ์. วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, คณะวิศวกรรมศาสตร์, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2542.
30. เพียรพร หลินประเสริฐ, สุวิชัย คุณารัตนพฤกษ์ และสมชาย จิตะพันธ์กุล. มัลติยูสเซอร์ดีเทคชันแบบป้อนกลับชนิดไร้เทรนนิ่งซีเควนซ์ สำหรับระบบการใช้ช่องสัญญาณร่วมกันแบบแบ่งรหัส. การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ปีที่ 22 (ธันวาคม 2542): 505-508.
31. Linprasert, P., Jitapunkul, S., Kaweevat, V., and Kunaruttanapruk, S. Blind Adaptive Decorrelating Decision-Feedback Multiuser Detection for DS-CDMA System. Wireless Personal Multimedia Communications (WPWC) Vol. 1 (November 2000): 412-417.

32. วรวิทย์ กวีวัฒน์. มัลติยูสเซอร์ดีเทคชันแบบนำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วมาป้อนกลับที่ใช้กระบวนการปรับอัตโนมัติชนิดบอดสำหรับระบบสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสชนิดไคเรกซ์  
แควนซ์แบบหลายอัตรา. วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, คณะวิศวกรรมศาสตร์, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2543.
33. Kaweevat, V., Jitapunkul, S., and Kunaruttanapruk, S. Blind adaptive decorrelating decision-feedback multiuser detection for multirate synchronous DS/CDMA communications. Electrical Engineering Conference (EECON-23) Vol. 1 (November 2000): 537-540.
34. Kaweevat, V., Jitapunkul, S., Archavawanitchakul, C., Wanichpakdeedecha, S., and Rasrikiangkrai, N. Blind adaptive decorrelating decision-feedback multiuser detection for multirate synchronous DS/CDMA communications. The Third IEEE Signal Processing Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC) (March 2001).
35. Sun, S., Rasmussen, L.K., Sugimoto, H., and Lim, T.J. A Hybrid Interference Canceller in CDMA. Spread Spectrum Techniques and Applications IEEE Proceedings 1998  
Vol. 1 (1998): 150-154.
36. Koulakiotis, D., and Aghvami, A.H. Evaluation of a DS/CDMA Multiuser Receiver Employing a Hybrid Form of Interference Cancellation in Rayleigh-Fading Channels. IEEE Communications Letters Vol. 2 No. 3 (March 1998): 61-63.
37. Koulakiotis, D., and Aghvami, A.H. Comparative study of interference cancellation schemes in multi-user detection. CDMA Techniques and Applications for Third Generation Mobile Systems (Digest No.: 1997/129) IEE Colloquium (1997): 10/1-10/7.
38. Sinthusak, J., Jitapunkul, S., and Kaweevat, V. Hybrid Interference Cancellation using Partial Cancellation Technique in CDMA System. Electrical Engineering Conference (EECON-23) Vol. 1 (November 2000): 533-536.
39. Cho, B. Y., and Lee, J. H. Performance of a New PIC Receiver for the reverse link of a DS-CDMA System in a Rayleigh Fading Channel. Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference (1999): 2850-2854.
40. Dinan, E. H., and Jabbari, B. Spreading Codes for Direct Sequence CDMA and Wideband CDMA Cellular Networks. IEEE Communications Magazine Vol. 36 No. 9 (September 1998): 48-54.
41. Komo, J.J., and Yuan, C.-C. Evaluation of Code Division Multiple Access Systems. Energy and Information Technologies in the Southeast Vol. 2 (1989): 849-854.

42. Komo, J.J., and Liu S.-C. Modified Kasami Sequences for CDMA. Southeastern Symposium on System Theory (1990): 219-222.
43. Verdu, S., Shamai, S. Spectral Efficiency of CDMA with Random Spreading. IEEE Transactions on Information Theory Vol. 45 No. 2 (March 1999): 622–640.
44. Sklar, B. Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems part I: Characterization. IEEE Communication Magazine (July 1997): 90-100.
45. Sklar, B. Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems part II: Mitigation. IEEE Communication Magazine (July 1997): 102-109.
46. Seokhyun Y., Bar-Ness, Y. Performance Analysis of Linear Multiuser Detectors for Randomly Spread CDMA using Gaussian Approximation. IEEE Journal on Selected Areas in Communications Vol.20 No.2 (February 2002): 409-418.
47. Chang, P.-R., and Lin, C.-F. Design of Spread Spectrum Multicode CDMA Transport Architecture for Multimedia Services. IEEE Journal on Selected Areas in Communications Vol. 18 No. 1 (January 2000): 99-111.
48. Guo, N., and Milstein, L.B. Uplink Performance Evaluation of Multicode DS/CDMA Systems in the Presence of Nonlinear Distortions. IEEE journal on selected areas in communications Vol. 18 No. 8 (August 2000): 1418-1428.
49. Chih-Lin, I., Pollini, G.P., Ozarow, L., and Gitlin, R.D. Performance of Multi-Code CDMA Wireless Personal Communications Networks. Vehicular Technology Conference Vol. 2 (1995): 907–911.
50. Wijting, C.S., Ojanpera, T., Juntti, M., Kansanen, K., and Prasad, R. Groupwise Serial Multiuser Detectors for Multirate DS-CDMA. Vehicular Technology Conference Vol. 1 (1999): 836–840.
51. Correal, N.S., Buehrer, R.M., Woerner, B.D. Improved CDMA Performance through Bias Reduction for Parallel Interference Cancellation. Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 1997) Vol. 2 (1997): 565-569.
52. Divsalar, D., Simon, M.K., Raphaeli, D. Improved Parallel Interference Cancellation for CDMA. IEEE Transactions on Communications Vol. 46 No. 2 (February 1998): 258–268.
53. Buehrer, R. M., and Nicoloso, S. P. Comments on Partial Parallel Interference Cancellation for CDMA. IEEE Transactions on Communications Vol. 47 No. 5 (May 1999): 658-661.

54. Han, S. H., and Lee, J. H. Multi-stage Partial Parallel Interference Cancellation Receivers for Multi-rate DS-CDMA. Proceedings of the MoMuC '2000 Tokyo Japan (October 2000).
55. Johansson, A.-L. Group-wise Successive Interference Cancellation in Multirate CDMA systems. Vehicular Technology Conference Vol. 2 (1999): 1435-1439.
56. Pursley, M.B. Performance Evaluation for Phase-coded Spread Spectrum Multiple Access Communication part I: System Analysis. IEEE Transactions on Communications Vol. 25 (August 1977): 795-799.
57. Morrow, R. K., JR., and Lehnert, J. S. Bit to Bit Error Dependence in Slotted DS/SSMA Packet Systems with Random Signature Sequences. IEEE Transactions on Communications Vol. 37 No. 10 (October 1989): 1052-1061.
58. Fawzy, A. N., Fayed, A. W., and Riad, M. M. Optimization of Partial Parallel Interference Cancellation (PPIC) Factor in CDMA Systems. Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference (2000): 2375-2380.
59. ฉะเที ประภาวงษ์. การตัดสินใจล่วงหน้าในเครื่องรับแบบการจัดการแทรกสอดบางส่วนในระบบซีดีเอ็มเอหลายอัตราโดยใช้ค่าความแปรปรวนจากสัญญาณขาออกของแมตซ์ฟิลเตอร์. วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, คณะวิศวกรรมศาสตร์, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2543.

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



ภาคผนวก

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## ภาคผนวก ก

## การกำหนดค่าคงที่ที่ใช้ในงานวิจัย

ในเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดเพียงบางส่วนแบบขนานที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักคงที่ และใช้ค่าการตัดสินใจแบบปรับตัวได้ (APPIC) นั้น การกำหนดค่าถ่วงน้ำหนัก ( $w$ ) เท่ากับ 0.7 และค่าตัวแปรที่ช่วยในการปรับช่วงของการตัดสินใจข้อมูล ( $n$ ) เท่ากับ 0.1 ในสมการที่ (2-18) นั้น ถูกกำหนดโดย Cho, B. Y., and Lee, J. H. Performance of a New PIC Receiver for the reverse link of a DS-SS-SSMA System in a Rayleigh Fading Channel. Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference (1999): 2850-2854.

ในกรณีของเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมที่ใช้จุดเริ่มเปลี่ยนถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้ (AHIC) นั้น ได้ทำการลองผิดลองถูกเพื่อหาค่าตัวแปรที่ช่วยในการปรับช่วงของการตัดสินใจข้อมูล ( $n$ ) ในกรณีที่ผู้ใช้ทุกคนในระบบส่งสัญญาณด้วยขนาดกำลังที่เท่ากันผ่านช่องสัญญาณแบบ AWGN และมาถึงเครื่องรับพร้อมกัน เพื่อนำค่าดังกล่าวมาใช้ในการจำลองระบบ โดยทำการเพิ่มค่า  $n$  ขึ้นทีละ 0.05 จนถึง 1 และเริ่มต้นที่  $n$  เท่ากับ 0 ผลที่ได้คือ ค่าที่ทำให้เครื่องรับดังกล่าวให้ผลดีในกลุ่มผู้ใช้ทุกอัตราบิตข้อมูล คือค่า  $n$  เท่ากับ 0.1 เช่นเดียวกับกรณีที่ใช้ในเครื่องรับ APPIC นั่นเอง โดยแสดงตัวอย่างค่า BER เฉลี่ยที่ค่า SNR ต่าง ๆ กัน ในผู้ใช้อัตราบิตต่ำ อัตราบิตกลางและอัตราบิตสูง ที่ค่า  $n$  เท่ากับ 0.1 ถึงค่า  $n$  เท่ากับ 0.5 ตามตารางที่ ก1, ตารางที่ ก2 และตารางที่ ก3 ตามลำดับ

ส่วนในกรณีของเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมโดยใช้ผลต่างระหว่างขนาดสัญญาณด้านออกของเครื่องรับแบบธรรมดา กับขนาดสัญญาณที่ประมาณได้ของผู้ใช้แต่ละคนในการตัดสินใจถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้ (AwHIC) นั้น การกำหนดค่าคงที่ที่ใช้ปรับระดับความเชื่อถือได้ ( $F$ ) สามารถกำหนดค่าดังกล่าวได้ตามเหตุผลที่กล่าวไว้ในบทที่ 3 โดยในการจำลองระบบ กำหนดให้ความยาวรหัสมีค่าคงที่ เท่ากับ 64 ชิป ดังนั้น จะสามารถหาค่า  $F$  ได้จากการลองผิดลองถูกโดยเพิ่มค่าทีละ 1 เริ่มต้นที่ค่า  $F$  เท่ากับ 1 จนถึง 5 เนื่องจากค่าดังกล่าวเป็นตัวบอกค่าถ่วงน้ำหนักต่ำที่สุดของระบบ จึงง่ายต่อการประมาณ ดังนั้นในบางกรณีจึงไม่จำเป็นต้องลองผิดลองถูก แต่สามารถประมาณค่าดังกล่าวได้ตามปริมาณสัญญาณย่อยที่เพิ่มขึ้นและความต้องการถ่วงน้ำหนักต่ำที่สุดในผู้ใช้แต่ละคนเป็นหลัก ในที่นี้ได้ทำการทดสอบในระบบการส่งสัญญาณด้วยขนาดกำลังที่เท่ากันผ่านช่องสัญญาณแบบ AWGN และมาถึงเครื่องรับพร้อมกัน โดยมีจำนวนผู้ใช้อัตราบิตต่ำ อัตราบิตกลางและอัตราบิตสูง เป็น 4 คน, 4 คน และ 2 คน ตามลำดับ พิจารณาค่า BER เฉลี่ยของผู้ใช้แต่ละอัตราเฉพาะที่ขั้นตอนแรกของการหักล้างสัญญาณแทรกสอด แล้วจึงนำค่าดังกล่าวไปใช้กับขั้นตอนที่เหลือต่อไป จากตารางที่ ก4 ถึง ตารางที่ ก6 ได้ค่า  $F$  เท่ากับ 2 ซึ่งเป็นค่าที่ทำให้เครื่องรับมีสมรรถนะสูงที่สุด

ตารางที่ ก1 ค่า BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำในเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสม โดยใช้จุดเริ่มเปลี่ยนถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้ (AHIC) เมื่อเปลี่ยนค่า  $n$  ในฟังก์ชันของการตัดสินใจข้อมูลตามสมการที่ (2-18)

ค่า $n$ ที่เปลี่ยนแปลงไป	ค่า BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ ที่ SNR ต่าง ๆ			
	SNR = 4 dB	SNR = 8 dB	SNR = 12 dB	SNR = 16 dB
$n = 0.1$	0.0840	0.0171	0.0009	0.0001
$n = 0.15$	0.0843	0.0173	0.0009	0.0001
$n = 0.2$	0.0842	0.0173	0.0009	0.0001
$n = 0.25$	0.0845	0.0173	0.0009	0.0001
$n = 0.3$	0.0842	0.0172	0.0010	0.0001
$n = 0.35$	0.0844	0.0171	0.0010	0.0001
$n = 0.4$	0.0845	0.0173	0.0009	0.0001
$n = 0.45$	0.0846	0.0173	0.0011	0.0001
$n = 0.5$	0.0846	0.0174	0.0011	0.0001

ตารางที่ ก2 ค่า BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตกลางในเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสม โดยใช้จุดเริ่มเปลี่ยนถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้ (AHIC) เมื่อเปลี่ยนค่า  $n$  ในฟังก์ชันของการตัดสินใจข้อมูลตามสมการที่ (2-18)

ค่า $n$ ที่เปลี่ยนแปลงไป	ค่า BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตกลาง ที่ SNR ต่าง ๆ			
	SNR = 4 dB	SNR = 8 dB	SNR = 12 dB	SNR = 16 dB
$n = 0.1$	0.0802	0.0156	0.0010	0.0001
$n = 0.15$	0.0804	0.0158	0.0011	0.0001
$n = 0.2$	0.0802	0.0158	0.0011	0.0001
$n = 0.25$	0.0798	0.0159	0.0012	0.0001
$n = 0.3$	0.0797	0.0159	0.0012	0.0001
$n = 0.35$	0.0799	0.0160	0.0013	0.0001
$n = 0.4$	0.0802	0.0162	0.0015	0.0002
$n = 0.45$	0.0802	0.0165	0.0019	0.0004
$n = 0.5$	0.0803	0.0168	0.0025	0.0008

ตารางที่ ก3 ค่า BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตสูงในเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสม โดยใช้จุดเริ่มเปลี่ยนถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้ (AHIC) เมื่อเปลี่ยนค่า  $n$  ในฟังก์ชันของการตัดสินใจตัดสินบิตข้อมูลตามสมการที่ (2-18)

ค่า $n$ ที่เปลี่ยนแปลงไป	ค่า BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตสูง ที่ SNR ต่าง ๆ			
	SNR = 4 dB	SNR = 8 dB	SNR = 12 dB	SNR = 16 dB
$n = 0.1$	0.0817	0.0198	0.0024	0.0004
$n = 0.15$	0.0814	0.0201	0.0025	0.0005
$n = 0.2$	0.0813	0.0199	0.0027	0.0006
$n = 0.25$	0.0810	0.0200	0.0028	0.0006
$n = 0.3$	0.0810	0.0203	0.0028	0.0005
$n = 0.35$	0.0812	0.0204	0.0027	0.0004
$n = 0.4$	0.0813	0.0203	0.0029	0.0007
$n = 0.45$	0.0815	0.0206	0.0036	0.0013
$n = 0.5$	0.0813	0.0210	0.0046	0.0024

ตารางที่ ก4 ค่า BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ โดยพิจารณาเฉพาะที่ขั้นตอนแรกของการหักล้างสัญญาณแทรกสอดในเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมที่ใช้การตัดสินใจถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้ (AwHIC) เมื่อเปลี่ยนค่า  $F$  ในฟังก์ชันของการถ่วงน้ำหนักตามสมการที่ (3-27)

ค่า $F$ ที่เปลี่ยนแปลงไป (ความยาวรหัสที่ 64 บิต)	ค่า BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ ที่ SNR ต่าง ๆ			
	SNR = 4 dB	SNR = 8 dB	SNR = 12 dB	SNR = 16 dB
$F = 1$	0.0767	0.0171	0.0017	0.0002
$F = 2$	0.0758	0.0169	0.0016	0.0001
$F = 3$	0.0763	0.0173	0.0018	0.0002
$F = 4$	0.0765	0.0179	0.0021	0.0002
$F = 5$	0.0768	0.0186	0.0024	0.0003



ตารางที่ ก5 ค่า BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตกลาง โดยพิจารณาเฉพาะที่ขั้นตอนแรกของการหักล้างสัญญาณแทรกสอดในเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมที่ใช้การตัดสินใจค่าถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้ (AwHIC) เมื่อเปลี่ยนค่า F ในฟังก์ชันของการถ่วงน้ำหนักตามสมการที่ (3-27)

ค่า F ที่เปลี่ยนแปลงไป (ความยาวรหัสคงที่ 64 ชิป)	ค่า BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตกลาง ที่ SNR ต่าง ๆ			
	SNR = 4 dB	SNR = 8 dB	SNR = 12 dB	SNR = 16 dB
F = 1	0.0847	0.0252	0.0051	0.0012
F = 2	0.0837	0.0249	0.0048	0.0009
F = 3	0.0839	0.0255	0.0052	0.0010
F = 4	0.0841	0.0263	0.0057	0.0012
F = 5	0.0844	0.0268	0.0062	0.0014

ตารางที่ ก6 ค่า BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตสูง โดยพิจารณาเฉพาะที่ขั้นตอนแรกของการหักล้างสัญญาณแทรกสอดในเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมที่ใช้การตัดสินใจค่าถ่วงน้ำหนักแบบปรับตัวได้ (AwHIC) เมื่อเปลี่ยนค่า F ในฟังก์ชันของการถ่วงน้ำหนักตามสมการที่ (3-27)

ค่า F ที่เปลี่ยนแปลงไป (ความยาวรหัสคงที่ 64 ชิป)	ค่า BER เฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตสูง ที่ SNR ต่าง ๆ			
	SNR = 4 dB	SNR = 8 dB	SNR = 12 dB	SNR = 16 dB
F = 1	0.0870	0.0220	0.0043	0.0012
F = 2	0.0852	0.0217	0.0035	0.0007
F = 3	0.0853	0.0229	0.0040	0.0007
F = 4	0.0862	0.0246	0.0047	0.0008
F = 5	0.0869	0.0262	0.0057	0.0013

## ภาคผนวก ข

## ผลงานของผู้เขียนที่ได้รับการตอบรับให้ตีพิมพ์แล้ว

1. Archavawanitchakul, C., Jitapunkul, S., Kunaruttanapruk, S., Kanchanawat, R., Wanichpakdeedecha, S., and Rasirikriangkrai, N. Novel Method of Adaptive Weight Factor Determination for Partial Parallel Interference Cancellation Receiver in Multicode Multirate DS-CDMA System. The Second International Symposium on Communications and Information Technology (ISCIT 2002) (October 2002).

สถาบันวิทยบริการ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

# Novel Method of Adaptive Weight Factor Determination for Partial Parallel Interference Cancellation Receiver in Multicode Multirate DS-CDMA System

Choosak Archavawanitchakul, Somchai Jitapunkul, Rattaphol Kanchanawat, Suwich Kunaruttanapruk, Seree Wanichpakdeedecha, and Nattapron Rasrikriangkrai

Digital Signal Processing Research Laboratory, Department of Electrical Engineering, Chulalongkorn University, Phayathai Road, Phatumwan, Bangkok 10330, Thailand  
Phone: +66-2-218-6915, Fax: +66-2-218-6912, E-mail: somchai.j@chula.ac.th

**Abstract** -- This paper is to enhance the performance of partial parallel interference cancellation (PPIC) by proposing a novel method of adaptive weight factor selection for PPIC receiver in multicode multirate DS-CDMA system. The drawback of the fixed weight factor is that it cannot be adapted to matched filter output, meanwhile the standard deviation weight factor is not efficient for the multicode system. To overcome these problems, the difference between magnitude of matched filter output and user's amplitude is exploited to determine weight factor for substituting that of the standard deviation weight factor. Moreover this method does not depend on other users' bits in the system. The simulation results show that BER performance of proposed method is better than those of the fixed weight factor and standard deviation weight factor methods.

estimation of matched filter output is wrong. The weight factor determination from output of matched filter is performed in partial parallel interference cancellation (PPIC) to solve this problem. The fixed weight factor [3-6] and standard deviation weight factor [7] are the methods of the PPIC receivers.

This paper presents a novel method of adaptive weight factor determination in partial parallel interference cancellation receiver for decreasing the MAI of the received signals. The proposed method uses difference between magnitude of matched filter output and user's amplitude to determine weight factor. From the simulation results, the proposed method provides better performance for all users than those of the standard PIC receiver and the other weight factor methods in both Rayleigh fading channel and AWGN channel. While the performance of the fixed weight factor and standard deviation weight factor methods are not better than that of the standard PIC receiver.

## I. Introduction

Direct sequence code division multiple access (DS-CDMA) is playing a significant role in transmitting multimedia traffic and higher data rates in third generation mobile radio system. The conventional receiver with matched filter (MF) detects data by correlating the desired user's identified code with received signals. The performance of this receiver is degraded by multiple access interference (MAI) when the number of users in system increases and a near-far effected problem occurs.

The multiuser receivers have been considered to improve the system performance by reducing MAI and the near-far effected problem. When the number of users becomes large, the optimal multiuser receiver [1] is so much complexity to be used, therefore suboptimal multiuser receivers [1-3] are considered which can be classified into linear and non-linear receiver. A well-known non-linear multiuser receiver is parallel interference cancellation (PIC) receiver [2-3] thanks to its simplicity and low delay. However, the standard PIC does not give good results when the

## II. System Model

According to a synchronous multicode multirate DS-CDMA system [8-9], a low-rate, a medium-rate, and a high-rate users transmit one bit,  $M$  bits, and  $H$  bits in the same time interval, respectively. When a high-rate user needs  $H$  times of basic rate, it converts its signal stream using a serial-to-parallel converter into  $H$  basic rate streams, spreads them with a different Walsh modulator and identified code of user, respectively. Therefore, each high-rate user is divided into  $H$  sub-streams while each medium-rate user is divided into  $M$  sub-streams in the same time interval. The spreading gain of each bit is equal to the basic rate in the system. Those sub-streams are combined via the same carrier or the others depend on the system requirements. This method could defeat the near-far problem in variable processing gain [10].

In this system, the data-bit rates of any users are categorized into 3 levels, low-rate (basic rate,  $R_L$ ), medium-rate ( $R_M$ ) and high-rate ( $R_H$ ).  $R_M$  and  $R_H$  are 2 and 4 times of low-rate, respectively. The received baseband signal of each user is written as

$$r(t) = \sum_{i=1}^{K_L} A_{i,L} b_{i,L} S_{i,L}(t) + \sum_{j=1}^{K_M} \left\{ \sum_{m=1}^{R_M} A_{j,M}^{(m)} b_{j,M}^{(m)} S_{j,M}^{(m)}(t) \right\} + \sum_{k=1}^{K_H} \left\{ \sum_{h=1}^{R_H} A_{k,H}^{(h)} b_{k,H}^{(h)} S_{k,H}^{(h)}(t) \right\} + n(t) \quad (1)$$

where  $A_{i,L}$  and  $b_{i,L}$  represent the received amplitude for  $i^{\text{th}}$  low-rate user and its received bit,  $A_{j,M}^{(m)}$  and  $b_{j,M}^{(m)}$  are the received amplitude in the  $m^{\text{th}}$  sub-stream for the  $j^{\text{th}}$  medium-rate user and its received bit,  $A_{k,H}^{(h)}$  and  $b_{k,H}^{(h)}$  are the received amplitude in the  $h^{\text{th}}$  sub-stream for the  $k^{\text{th}}$  high-rate user and its received bit, and  $n(t)$  is the corresponding additive white Gaussian noise (AWGN) with zero mean and power spectral density  $\sigma^2$ .

The spreading codes for stream of low-rate, sub-stream of medium-rate, and sub-stream of high-rate users are denoted by  $S_{i,L}(t)$ ,  $S_{j,M}^{(m)}(t)$ , and  $S_{k,H}^{(h)}(t)$ , respectively. Each user's spreading code is normalized over its bit-time interval following property,

$$\int_0^T [S_n(t)]^2 dt = 1 \quad (2)$$

where  $n = 1, \dots, K_L + (R_M \times K_M) + (R_H \times K_H)$ ,  $S_n(t)$  is spreading code of the  $n^{\text{th}}$  sub-stream, and  $K_L$ ,  $K_M$ ,  $K_H$  are the total number of low-rate, medium-rate, and high-rate users, respectively.

Thus each sub-stream of all users has the same amplitude. The matched filter output of the  $n^{\text{th}}$  sub-stream ( $n^{\text{th}}$  virtual user) can be written as

$$y_n = \int_0^T r(t) S_n(t) dt \quad (3)$$

### III. PIC and PPIC Receivers

#### A. PIC Receiver [2-3]

Considering of the first step in standard PIC receiver, data bit of every user is estimated from the output of matched filter as

$$\hat{b}_n = \text{sgn}(y_n) \quad (4)$$

where  $\text{sgn}(\cdot)$  is the signum function.

Next, each estimated data is re-spreaded with the same code as that of transmitter. The estimated signal of the  $n^{\text{th}}$  sub-stream is given by

$$\hat{x}_n(t) = \hat{A}_n \hat{b}_n S_n(t) \quad (5)$$

where  $\hat{A}_n$  is the estimated amplitude of received signal in the  $n^{\text{th}}$  sub-stream. On the perfect channel estimation assumption, then  $\hat{A}_n$  is substituted by  $A_n$ .

After that, the estimated signals of all users excepting the  $n^{\text{th}}$  sub-stream are cancelled from received signal. The estimation of received signal in the  $n^{\text{th}}$  sub-stream is as following:

$$\hat{r}_n(t) = r(t) - \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq n}}^N \hat{x}_p(t) \quad (6)$$

where  $N = K_L + (R_M \times K_M) + (R_H \times K_H)$  is the total number of sub-streams in the system.

Finally, the signal from (6) is sent to the matched filter before determining data bit with hard decision. If the estimation of data bit in the first step is not correct, the disadvantage of this receiver is that MAI will be increased 2 times. Therefore, many weight factor methods for the estimation of data bit in the first step are proposed for PIC receiver to overcome this problem.

#### B. PPIC Receiver [3-7]

This receiver has one different process from PIC receiver in which it has weight factors for output of matched filter in the first step. This can be written as

$$\hat{r}_n(t) = r(t) - \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq n}}^N w_p \hat{x}_p(t) \quad (7)$$

where  $w_p$  is the weight factor of the  $p^{\text{th}}$  estimated data.

The performance of this receiver depends on the weight factor. If the receiver chooses the appropriate weight factor, the bit error rate (BER) of all users will obviously decrease. Thus the fixed weight factor is primarily proposed to weight the estimated data of all users with the same value. However, the fixed weight factor is not efficient for a varying environment. Subsequently, an adapted weight factor is proposed by using standard deviation from output of matched filter as

$$w_p = \frac{A_p}{A_p + (\text{Var}(y_p) - A_p^2)^{1/2}} \quad (8)$$

$$\text{where } \text{Var}(y_p) = \frac{N(y_p)^2}{p+1} - \left( \frac{N(y_p)}{p+1} \right)^2 \quad (9)$$

Unfortunately, the standard deviation weight factor does not give good results in multicode system because this system could defeat the near-far problem in variable processing gain.

### IV. The proposed method

By the requirement of reducing bit error rate, the weight factor is needed to be properly adaptable. The novel method of adaptive weight factor determination using a difference between magnitude of matched filter output and user's amplitude is proposed and can be presented by the following equation

$$w_p = \frac{A_p}{A_p + F \times |A_p - E(y_p)|} \quad (10)$$

$$\text{where } E(y_p) = \begin{cases} A_p & ; |y_p| \geq A_p, \\ |y_p| & ; |y_p| < A_p \end{cases} \quad (11)$$

and  $F$  is a reliability constant which is varied by a spreading factor. The more spreading factor, the more reliability, results in the less  $F$  value. For example,  $F$  is equal to 1 when a spreading factor is not less than 128 chips/bit and  $F$  is equal to 2 when a spreading factor is 64 chips/bit.

For effectively MAI reducing, the signal from matched filter is used to adjust  $E(y_p)$ . Any information about adjacent bits and other users are unused consequently, the complexity of calculating weight factor could be further reduced.

## V. Simulation Results

System models in section 2 are used. Uplink of synchronous multicode multirate DS-CDMA in perfect power control with a Rayleigh fading channel and AWGN channel are considered. Assume that the system has 4 low-rate users, 4 medium-rate users, and 2 high-rate users. In this simulation, each high-rate user transmits 20,000 bits while each medium-rate user transmits 10,000 bits and each low-rate user transmits 5,000 bits in the same time interval. In each user, the identified code is generated from random codes of length 32. For fixed weight factor method, weight factor of all users is fixed to 0.6. And the  $F$  in the proposed method is set to 3.

In Fig. 1, the average BER of all users is plotted as a function of signal-to-noise ratio (SNR) for perfect power control with AWGN channel. It is shown that the proposed method has the lowest BER for all users in every data bit-rate. In Fig. 2, the average BER of all users is plotted as a function of SNR for perfect power control with a Rayleigh fading channel. The proposed method still has the lowest BER for all groups of user in every data bit-rate while the fixed weight factor and standard deviation weight factor methods have the higher BER than the standard PIC receiver.

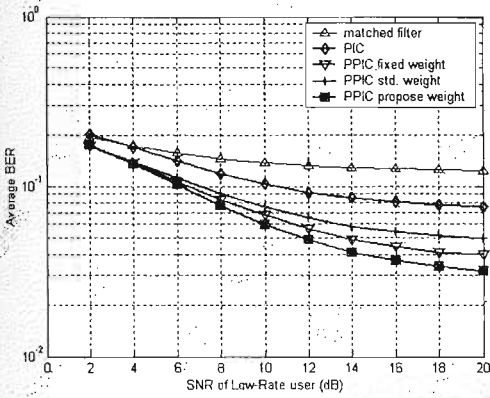
## VI. Conclusion

In this paper, a novel method of adaptive weight factor determination is proposed in partial parallel interference cancellation receiver for uplink of multicode multirate DS-CDMA system. For this method, an adaptive weight factor is adjusted according to the difference between magnitude of matched filter output and user's amplitude for each bit time interval. It is shown

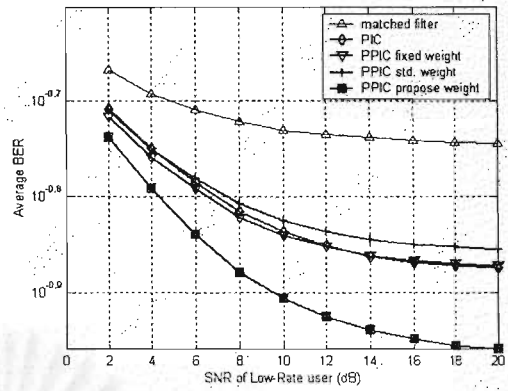
that the proposed method achieves better performance than those of standard PIC receiver and the other weight factor methods in PPIC receiver. Especially in fading channel, the performance of proposed method is still better than those of the other weight factor methods and standard PIC receiver while the other weight factor methods are worst than the standard PIC receiver.

## References

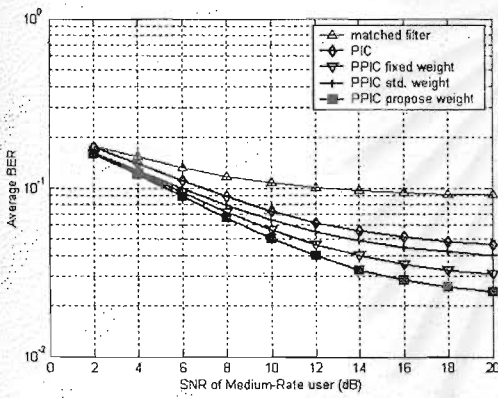
- [1] S. Verdu, "Multiuser Detection," *Cambridge University Press*, UK, 1998.
- [2] P. Patel and J. Holtzman, "Performance Comparison of a DS/CDMA System using a Successive Interference Cancellation (IC) Scheme and a Parallel IC Scheme under Fading," in *Proc. of the ICC'94*, New Orleans, LA, May 1994, pp. 510-514.
- [3] D. Divsalar, M. K. Simon and D. Raphaeli, "Improved Parallel Interference Cancellation for CDMA," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 2, Feb. 1998, pp. 258-268.
- [4] P. Shan and T. S. Rappaport, "Parallel Interference Cancellation (PIC) Improvements for CDMA Multiuser Receivers using Partial Cancellation of MAI Estimates," *IEEE GlobeCom '98*, vol. 6, 1998, pp. 3282-3287.
- [5] S. H. Han and J. H. Lee, "Multi-stage Partial Parallel Interference Cancellation Receivers for Multi-rate DS-CDMA," in *Proc. of the MoMuC'2000*, Tokyo, Japan, Oct. 2000.
- [6] R. M. Buehrer and S. P. Nicoloso, "Comments on Partial Parallel Interference Cancellation for CDMA," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 5, May 1999, pp. 658-661.
- [7] N. Prapavong and W. Benjapolakul, "Improvement of Partial Interference Cancellation Receiver Using Variance from Matched Filter for Weight Factor Assignment and Adaptation in Multirate CDMA Cellular Mobile Communication Systems," in *Proc. of IEEE SPAWC '01*, 2001, pp. 210-213.
- [8] C.-L. I, G. P. Pollini, L. Ozarow and R. D. Gitlin, "Performance of Multi-Code CDMA Wireless Personal Communications Networks," in *Proc. of the IEEE VTC '95*, vol. 2, 1995, pp. 907-911.
- [9] P.-R. Chang and C.-F. Lin, "Design of Spread Spectrum Multicode CDMA Transport Architecture for Multimedia Services," *IEEE Journal Commun.*, vol. 18, no.1, Jan. 2000, pp. 99-111.
- [10] H. Azad and A. H. Aghvami, "Multirate Spread Spectrum Direct Sequence CDMA Techniques," *IEEE spread spectrum techniques for radio communication systems*, 1994, pp. 4/1 - 4/5.



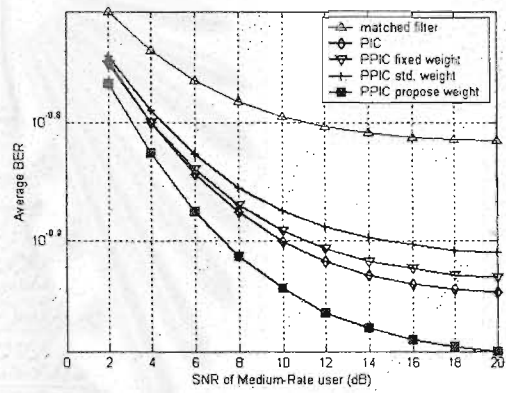
a)



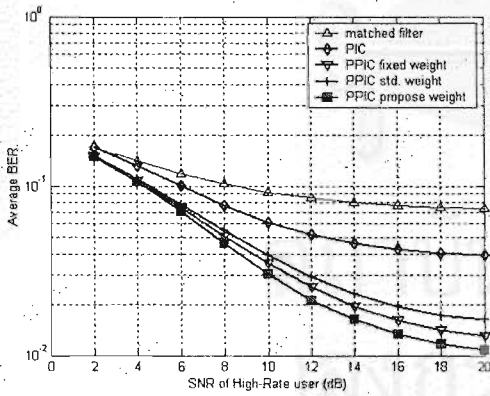
a)



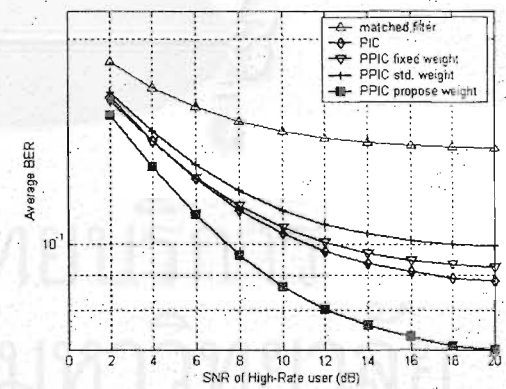
b)



b)



c)



c)

Figure 1. Average BER of PPIC receivers versus SNR (dB) in AWGN channel. a) low-rate, b) medium-rate, and c) high-rate users.

Figure 2. Average BER of PPIC receivers versus SNR (dB) in a Rayleigh fading channel. a) low-rate, b) medium-rate, and c) high-rate users.

## ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายชูศักดิ์ อาชวามาณิชกุล เกิดวันที่ 14 ตุลาคม พ.ศ. 2519 ที่กรุงเทพมหานคร เข้ารับการศึกษา  
ในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2539 สำเร็จการศึกษา  
ปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา  
2542 และเข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ที่จุฬาลงกรณ์  
มหาวิทยาลัยในปีการศึกษา 2543



จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย