

มัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแบบนำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วมาป้อนกลับที่ใช้กระบวนการปรับอัตโนมัติชนิดบอด  
สำหรับระบบการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสชนิดไคเรกซีแควนซ์แบบหลายอัตรา



นายวรวิทย์ กวีวัจน์

สถาบันวิทยบริการ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2543

ISBN 974-13-0060-9

ลิขสิทธิ์ของ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

BLIND ADAPTIVE DECORRELATING DECISION FEEDBACK MULTIUSER  
DETECTION FOR MULTIRATE DS/CDMA COMMUNICATIONS



Mr Voravit Kaweevat

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย  
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 2000

ISBN 974-13-0060-9

หัวข้อวิทยานิพนธ์ มัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแบบนำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วมาป้อนกลับที่ใช้กระบวนการ  
ปรับอัตราโน้มน้าชนิดบอดสำหรับระบบการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสชนิด  
โคเรกซีแควนซ์แบบหลายอัตรา

โดย นายวรวิทย์ กวีวัจน์

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษา รองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัยรับเป็นส่ว  
หนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

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

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

..... ประธานกรรมการ  
(ศาสตราจารย์ ดร.ประสิทธิ์ ประพัฒน์มงคล)

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

..... กรรมการ  
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ลัญจกร วุฒิสัทติกุลกิจ)

วรวิทย์ กวีวัจน์ : มัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับที่ใช้กระบวนการปรับอัตราโน้มนัดชนิดบอดสำหรับระบบการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสชนิดโดเรกซีควอนซ์แบบหลายอัตรา (BLIND ADAPTIVE DECORRELATING DECISION FEEDBACK MULTIUSER DETECTION FOR MULTIRATE DS/CDMA COMMUNICATIONS) อ.ที่ปรึกษา : รศ. ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล, 106 หน้า. ISBN 974-13-0060-9

วิทยานิพนธ์นี้เสนอเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ ที่มีการปรับตัวแบบบอด โดยการนำกระบวนการปรับตัวแบบบอด มาใช้ลดความซับซ้อนของเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ ซึ่งใช้ในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นที่สถานีฐานของระบบการสื่อสารที่แบ่งแยกด้วยรหัสแบบสามอัตรา เริ่มจากใช้ระเบียบวิธีบูตสเตรปในวงจรรองป้อนไปข้างหน้าเพื่อกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงและอัตราบิตกลางออกไปบางส่วน หลังจากนั้นจะกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้ที่เหลือ โดยส่วนป้อนกลับซึ่งใช้ระเบียบวิธีบูตสเตรปเช่นเดียวกันพิจารณาในระบบซิงโครนัส ส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก

เนื่องจากการปรับแบบบอดจึงไม่ต้องส่งชุดลำดับฝึกฝน ทำให้ใช้ประโยชน์จากความกว้างแถบได้อย่างเต็มที่ และจากผลการจำลอง พบว่า เครื่องรับที่เสนอขึ้นนี้สามารถลดการหน่วงเวลาที่เกิดขึ้นกับผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง และรักษาสมรรถนะที่ดีสำหรับผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ อีกทั้งยังกำจัดปัญหาการหาเมทริกซ์ผกผันของเมทริกซ์สหสัมพันธ์ข้ามของรหัส จึงสามารถลดความซับซ้อนของเครื่องรับลงได้

## สถาบันวิทยบริการ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาควิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....

สาขาวิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....

ปีการศึกษา.....2543.....

ลายมือชื่อนิสิต.....

ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....

ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษาร่วม.....

## 4270519221 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEYWORD: ADAPTIVE / FEEDBACK / MULTIUSER DETECTION / MULTIRATE / CDMA

VORAVIT KAWEEVAT : BLIND ADAPTIVE DECORRELATING DECISION FEEDBACK  
MULTIUSER DETECTION FOR MULTIRATE DS/CDMA COMMUNICATIONS. THESIS

ADVISOR : ASSOC. PROF. DR.SOMCHAI JITAPUNKUL, Dr.Ing. 106 pp. ISBN 974-  
13-0060-9

This thesis presents the blind adaptive decorrelating decision-feedback detector (BADF) that uses the blind adaptive algorithm for reducing the complexity of the decorrelating decision-feedback detector (DDFB). The BADF has been used to eliminate multiple access interference (MAI) at the base station in the tri-rate CDMA system. Bootstrap algorithm was used at feed forward filter to eliminate some interferences from high-rate and medium-rate users, and the bootstrap algorithm was used to cancel the remaining MAI at the feedback filter. A transmitting synchronous system is considered over an AWGN channel.

The blind adaptation does not have to send the training sequence, so the bandwidth utilization is good. From the simulation result, the BADF can reduce time delay for high-rate users and keep the good performance for low-rate users. Moreover, the BADF does not find the inverse cross-correlation matrix of the code, so it can reduce the complexity of the receiver.

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

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

Student's signature.....

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

Advisor's signature.....

Academic year.....2000.....

Co-advisor's signature.....

## กิตติกรรมประกาศ

ในการดำเนินการวิจัยและจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ รศ. ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์) เป็นอย่างสูง ที่กรุณาให้ความช่วยเหลือทางด้านความรู้ ให้คำแนะนำ และตรวจแก้ไขรายงานเป็นอย่างดี

ขอขอบคุณห้องปฏิบัติการวิจัยกรรมวิธีสัณฐานดิเจทัล ซึ่งเป็นสถานที่ทำวิจัย รวมถึงเพื่อน พี่น้องนิสิตที่ห้องปฏิบัติการทุกท่าน ที่มีส่วนช่วยเหลือในการให้ข้อคิดเห็น คำแนะนำ และกำลังใจ

เนื่องจากการวิจัยนี้ได้รับการสนับสนุนจากทุนบัณฑิตศึกษาภายในประเทศ สำนักงานพัฒนาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีแห่งชาติ (สวทช.) จึงขอขอบคุณมา ณ โอกาสนี้ด้วย

สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณ บิดามารดา ที่ได้มอบความอบอุ่น การสนับสนุนในทุกด้าน และเป็นแรงใจตลอดเวลาที่ได้ศึกษาวิจัย จนกระทั่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ฎ
สารบัญภาพ.....	ฏ
บัญชีคำศัพท์.....	ณ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับระบบ CDMA.....	2
1.2 วิธีการเข้าถึงระบบ CDMA แบบหลายอัตรา.....	3
1.2.1 วิธีที่ใช้การมอดูเลตหลายค่า.....	4
1.2.2 วิธีที่ใช้รหัสหลายตัว.....	5
1.2.3 วิธีที่ใช้อัตราเผ่คงที่ หรือเปลี่ยนอัตราชิป.....	6
1.2.4 วิธีที่ใช้อัตราชิปคงที่ หรือเปลี่ยนอัตราเผ่.....	7
1.3 เครื่องรับแบบธรรมดา.....	8
1.4 เครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคน.....	9
1.4.1 เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด.....	10
1.4.2 เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป.....	10
1.4.2.1 เครื่องรับแบบเชิงเส้น.....	10
1.4.2.2 เครื่องรับแบบไม่เชิงเส้น.....	11
1.4.3 เครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคนที่มีการปรับตัวได้.....	14
1.5 ข้อดี-ข้อเสียของเครื่องรับแต่ละแบบ.....	14
1.6 ปัญหาของเครื่องรับแบบดีคอรรีเลตชนิ่อัตราบิตต่ำ และเครื่องรับแบบดีคอรรีเลต ชนิ่อัตราบิตสูง สำหรับระบบ CDMA แบบสองอัตรา.....	14
1.6.1 เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตชนิ่อัตราบิตต่ำ.....	14
1.6.2 เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตชนิ่อัตราบิตสูง.....	14
1.7 วิธีแก้ปัญหาที่ได้รับการเสนอ สำหรับระบบ CDMA แบบสองอัตรา.....	15

## สารบัญ (ต่อ)

บทที่	หน้า
1.8	15
1.9	15
1.10	15
1.11	16
1.12	16
1.13	17
1.14	17
2	18
2.1	18
2.1.1	18
2.1.2	20
2.2	21
2.2.1	21
2.2.2	21
2.2.3	22
2.2.4	23
2.3	24
2.3.1	24
2.3.2	25
2.3.2.1	25
2.3.2.2	26
2.4	27
2.4.1	27
2.4.2	27
2.4.3	27
2.4.4	28



สารบัญ (ต่อ)

บทที่	หน้า
2.5	เครื่องรับแบบดีคอรรีเลต..... 28
2.5.1	เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตชนิดอัตราบิตต่ำ..... 28
2.5.2	เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตชนิดอัตราบิตสูง..... 32
2.5.3	ปัญหาของเครื่องรับแบบดีคอรรีเลตชนิดอัตราบิตต่ำ และเครื่องรับแบบดีคอรรีเลตชนิดอัตราบิตสูง..... 35
2.5.3.1	เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตชนิดอัตราบิตต่ำ..... 35
2.5.3.2	เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตชนิดอัตราบิตสูง..... 35
2.6	เครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ..... 35
3	เครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด..... 37
3.1	แบบจำลองของระบบ CDMA แบบสามอัตรา..... 37
3.1.1	แบบจำลองของระบบภาคส่ง..... 37
3.2	หลักการของระเบียบวิธีนูนตสเตรป..... 39
3.3	เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตที่มีการปรับตัวโดยใช้ระเบียบวิธีนูนตสเตรป สำหรับระบบ CDMA แบบอัตราเดียว..... 41
3.4	เครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด สำหรับระบบ CDMA แบบสามอัตรา..... 43
4	ผลการวิจัย..... 51
4.1	วิธีการจำลองระบบ..... 51
4.2	ลักษณะการลู่เข้าของค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่ถูกลบแล้ว เมื่อค่าช่วงก้าวเปลี่ยนไป..... 52
4.3	อัตราความผิดพลาดบิต เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป..... 67
4.3.1	กรณีควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์..... 67
4.3.2	กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์..... 73
4.4	ความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้ไกล..... 77
4.5	ความจุของระบบ หรืออัตราความผิดพลาดบิตเมื่อจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้น..... 82

## สารบัญ (ต่อ)

บทที่	หน้า
4.6 อัตราความผิดพลาดบิต เมื่ออัตราส่วนระหว่างอัตราเพิ่มขึ้น.....	86
5 บทสรุป.....	89
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	89
5.2 ข้อดี-ข้อเสียของเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ ที่มีการปรับตัวแบบบอด.....	90
5.3 ข้อเสนอแนะสำหรับการวิจัยในอนาคต.....	90
รายการอ้างอิง.....	91
ภาคผนวก.....	96
ภาคผนวก ก.....	97
ประวัติผู้เขียน.....	106

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 1.1	เปรียบเทียบข้อดี-ข้อเสียของเครื่องรับแต่ละแบบ สำหรับระบบ CDMA แบบหลายอัตรา.....	13
ตารางที่ 4.1	รหัสแผ่ของระบบที่มีผู้ใช้ 9 คน ซึ่งเป็นผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง, สูง และต่ำ อย่างละ 3 คน ถูกแผ่ด้วยรหัสแบบสุ่มยาว 60, 30 และ 15 ชิป ตามลำดับ.....	54
ตารางที่ 4.2	เมทริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัสที่ถูกทำให้เป็นบรรทัดฐานแล้วในช่วงย่อยที่ 1 : HB <sup>(1)</sup> .....	55
ตารางที่ 4.3	เมทริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัสที่ถูกทำให้เป็นบรรทัดฐานแล้วในช่วงย่อยที่ 2 : HB <sup>(2)</sup> .....	56
ตารางที่ 4.4	เมทริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัสที่ถูกทำให้เป็นบรรทัดฐานแล้วในช่วงย่อยที่ 3 : HB <sup>(3)</sup> .....	57
ตารางที่ 4.5	เมทริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัสที่ถูกทำให้เป็นบรรทัดฐานแล้ว ซึ่งเกิดจาก บิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำทั้งหมด กับบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง และอัตราบิตสูงในช่วงย่อยสุดท้าย : LB.....	58
ตารางที่ 4.6	เมทริกซ์น้ำหนักร่วง ในช่วงย่อยที่ 1 : HB <sup>(1)</sup> .....	63
ตารางที่ 4.7	เมทริกซ์น้ำหนักร่วง ในช่วงย่อยที่ 2 : HB <sup>(2)</sup> .....	64
ตารางที่ 4.8	เมทริกซ์น้ำหนักร่วง ในช่วงย่อยที่ 3 : HB <sup>(3)</sup> .....	65
ตารางที่ 4.9	เมทริกซ์น้ำหนักร่วง ซึ่งเกิดจากบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำทั้งหมด กับบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง และอัตราบิตสูงในช่วงย่อยสุดท้าย : LB.....	66
ตารางที่ 4.10	ค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมที่สุด สำหรับผู้ใช้ทุกคน.....	67
ตารางที่ 4.11	ความยาวของรหัสแบบสุ่ม ที่อัตราส่วนระหว่างอัตราค่าต่าง ๆ กัน.....	86

## สารบัญภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1 มิติสัญญาณของ 4-ary QAM.....	4
รูปที่ 1.2 มิติสัญญาณของ 16-ary QAM.....	4
รูปที่ 1.3 การแตกออกของสัญญาณที่มีอัตราบิตสูงสำหรับวิธีที่ใช้รหัสหลายตัว.....	5
รูปที่ 1.4 ระบบการส่งสำหรับวิธีที่ใช้รหัสหลายตัวแบบมอดูเลตด้วยคลื่นพาห์ต่างกัน.....	5
รูปที่ 1.5 ระบบการส่งสำหรับวิธีที่ใช้รหัสหลายตัวแบบมอดูเลตด้วยคลื่นพาห์เดียวกัน.....	6
รูปที่ 1.6 ระบบการส่งสำหรับวิธีที่ใช้อัตราแฝงที่เชิงความถี่.....	6
รูปที่ 1.7 ระบบการส่งสำหรับวิธีที่ใช้อัตราแฝงที่เชิงเวลา.....	7
รูปที่ 1.8 ระบบการส่งสำหรับวิธีที่ใช้อัตราชีพคงที่เชิงความถี่.....	8
รูปที่ 1.9 ระบบการส่งสำหรับวิธีที่ใช้อัตราชีพคงที่เชิงเวลา.....	8
รูปที่ 2.1 ตัวอย่างกราฟสหสัมพันธ์ข้ามระหว่าง Orthogonal Code.....	19
รูปที่ 2.2 ตัวอย่างกราฟสหสัมพันธ์ตัวเองของ Orthogonal Code.....	19
รูปที่ 2.3 ตัวอย่างกราฟสหสัมพันธ์ข้ามระหว่าง PN-sequence.....	20
รูปที่ 2.4 ตัวอย่างกราฟสหสัมพันธ์ตัวเองของ PN-sequence.....	20
รูปที่ 2.5 ตัวอย่างขั้นตอนการแผ่.....	22
รูปที่ 2.6 ตัวอย่างสัญญาณที่รับได้.....	23
รูปที่ 2.7 ตัวอย่างขั้นตอนการรวมกลับ.....	23
รูปที่ 2.8 แบบจำลองของระบบภาคส่ง.....	24
รูปที่ 2.9 เครื่องรับแบบธรรมดา.....	26
รูปที่ 2.10 เครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคน.....	26
รูปที่ 2.11 โครงสร้างของเครื่องรับแบบดีคอดริ์เลตชนิดอัตราบิตต่ำ.....	29
รูปที่ 2.12 ตัวอย่างรหัสเสมือน สำหรับเครื่องรับแบบดีคอดริ์เลตชนิดอัตราบิตต่ำ.....	29
รูปที่ 2.13 กราฟของฟังก์ชันซิกนัม.....	32
รูปที่ 2.14 โครงสร้างของเครื่องรับแบบดีคอดริ์เลตชนิดอัตราบิตสูง.....	32
รูปที่ 2.15 ตัวอย่างรหัสเสมือน สำหรับเครื่องรับแบบดีคอดริ์เลตชนิดอัตราบิตสูง.....	33
รูปที่ 2.16 โครงสร้างของเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วมาป้อนกลับ.....	36
รูปที่ 3.1 แบบจำลองของระบบภาคส่ง.....	38
รูปที่ 3.2 เครื่องแยกสัญญาณที่มีการปรับตัวแบบบอดโดยใช้ระเบียบวิธีบูตสเตรป.....	40
รูปที่ 3.3 เครื่องรับแบบดีคอดริ์เลตที่มีการปรับตัวโดยใช้ระเบียบวิธีบูตสเตรป.....	41

สารบัญภาพ (ต่อ)

	หน้า	
รูปที่ 3.4	กระบวนการปรับน้ำหนักถ่วงของผู้ใช้ลำดับที่ $k$ โดยระเบียบวิธีบูตสเตรป.....	42
รูปที่ 3.5	โครงสร้างของเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วมาป้อนกลับ ที่มีการปรับตัวแบบบอด.....	44
รูปที่ 3.6	ตัวอย่างบิตของผู้ใช้อัตราบิตสูง ยกเว้นในช่วงย่อยสุดท้าย.....	44
รูปที่ 3.7	ตัวอย่างบิตของผู้ใช้อัตราบิตกลาง ยกเว้นในช่วงย่อยสุดท้าย.....	46
รูปที่ 3.8	ตัวอย่างบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงและอัตราบิตกลาง ในช่วงย่อยสุดท้าย และบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ.....	47
รูปที่ 4.1	ระบบที่มีผู้ใช้อัตราบิตต่ำ, กลาง และสูง อย่างละ 3 คน.....	53
รูปที่ 4.2	ลักษณะการลู่เข้าของค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่ถูกสเกลแล้ว ของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ.....	59
รูปที่ 4.3	ลักษณะการลู่เข้าของค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่ถูกสเกลแล้ว ของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง.....	60
รูปที่ 4.4	ลักษณะการลู่เข้าของค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่ถูกสเกลแล้ว ของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง.....	60
รูปที่ 4.5	ตัวอย่างลักษณะการลู่เข้าของน้ำหนักถ่วงของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ.....	61
รูปที่ 4.6	ตัวอย่างลักษณะการลู่เข้าของน้ำหนักถ่วงของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง.....	62
รูปที่ 4.7	ตัวอย่างลักษณะการลู่เข้าของน้ำหนักถ่วงของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง.....	62
รูปที่ 4.8	ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ.....	70
รูปที่ 4.9	ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ ที่ค่า SNR ต่ำ ๆ.....	70
รูปที่ 4.10	ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง.....	71
รูปที่ 4.11	ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง ที่ค่า SNR ต่ำ ๆ.....	71
รูปที่ 4.12	ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง.....	72
รูปที่ 4.13	ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง ที่ค่า SNR ต่ำ ๆ.....	72
รูปที่ 4.14	อัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง เมื่ออัตราส่วนสัญญาณ ต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำมากกว่า 10 dB ที่ทุกสภาวะ.....	74
รูปที่ 4.15	อัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง เมื่ออัตราส่วนสัญญาณ ต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำมากกว่า 10 dB ที่ทุกสภาวะ.....	74



สารบัญภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.30 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ เมื่อจำนวนผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงเพิ่มขึ้น.....	85
รูปที่ 4.31 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง เมื่อจำนวนผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงเพิ่มขึ้น.....	85
รูปที่ 4.32 ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ เมื่ออัตราส่วนระหว่างอัตราเพิ่มขึ้น.....	87
รูปที่ 4.33 ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง เมื่ออัตราส่วนระหว่างอัตราเพิ่มขึ้น.....	87
รูปที่ 4.34 ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง เมื่ออัตราส่วนระหว่างอัตราเพิ่มขึ้น.....	88

## บัญชีคำศัพท์

การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งแยกด้วยความถี่	Frequency Division Multiple Access ย่อว่า FDMA
การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งแยกด้วยเวลา	Time Division Multiple Access ย่อว่า TDMA
การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งแยกด้วยรหัส หรือ การสื่อสารที่แบ่งแยกด้วยรหัส	Code Division Multiple Access ย่อว่า CDMA
การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งแยกด้วยรหัส ชนิดจัดลำดับเข้าถึงโดยตรง	Direct Sequence / Code Division Multiple Access ย่อว่า DS/CDMA
การจัดลำดับเข้าถึงโดยตรง	Direct Sequence ย่อว่า DS
การตัดสินใจบิต	Bit Decision
การแผ่	Spread
การรวมกลับ	Despread
การสื่อสารที่แบ่งแยกด้วยรหัสแบบสองอัตรา	Dual-rate CDMA
การสื่อสารที่แบ่งแยกด้วยรหัสแบบสามอัตรา	Tri-rate CDMA
การสื่อสารที่แบ่งแยกด้วยรหัสแบบหลายอัตรา	Multirate CDMA
ขอบเขตของผู้ใช้รายเดี่ยว	Single User Bound ย่อว่า SUB
คลื่นพาห้	Carrier
ความกว้างแถบ	Bandwidth
ความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล	Near-far Resistance
คอรีเลเตอร์	Correlator
ค่าช่วงก้าว	Step Size
ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่ถูกสเกลแล้ว	Scaled Mean Square Error ย่อว่า SMSE
เครื่องรับชนิดที่ทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของ ค่าผิดพลาดต่ำที่สุด	Minimum Mean Square Error Receiver ย่อว่า MMSE
เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด	Optimum Receiver
เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป	Sub-optimum Receiver
เครื่องรับแบบเชิงเส้น	Linear Receiver
เครื่องรับแบบดีคอรีเลต	Decorrelating Detector ย่อว่า DD
เครื่องรับแบบดีคอรีเลตชนิดอัตราบิตต่ำ	Low-rate Decorrelator ย่อว่า LRD



เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตชนิดอัตราบิตสูง	High-rate Decorrelator ย่อว่า HRD
เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตที่มีการปรับตัวโดยใช้ ระเบียบวิธี Bootstrap	Adaptive Bootstrap Decorrelating Detector ย่อว่า ABDD
เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตที่มีการปรับตัวโดยใช้ ระเบียบวิธี Bootstrap ชนิดอัตราบิตต่ำ	Low-rate Adaptive Bootstrap Decorrelating Detector ย่อว่า LB
เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตที่มีการปรับตัวโดยใช้ ระเบียบวิธี Bootstrap ชนิดอัตราบิตสูง	High-rate Adaptive Bootstrap Decorrelating Detector ย่อว่า HB
เครื่องรับแบบธรรมดา	Conventional Receiver หรือ Match Filter ย่อว่า MF
เครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วมาป้อนกลับ	Decorrelating Decision-Feedback Detector ย่อว่า DDFB
เครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วมาป้อนกลับ ที่มีการปรับตัวแบบบอด	Blind Adaptive Decorrelating Decision- Feedback Detector ย่อว่า BADF
เครื่องรับแบบไม่เชิงเส้น	Non-linear Receiver
เครื่องรับแบบหักล้างอย่างขนาน	Parallel Interference Cancellation ย่อว่า PIC หรือ Multistage Receiver
เครื่องรับแบบหักล้างอย่างต่อเนื่อง	Successive Interference Cancellation ย่อว่า SIC
เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคน	Multuser Detection ย่อว่า MUD
เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่มีการปรับตัวได้	Adaptive Multuser Detection
ช่วงย่อย	Subinterval
ชิป	Chip
ชุดลำดับฝึกฝน	Training Sequence
ซิงโครนัส	Synchronous
ดิจิตอล	Digital
ดีคอรรีเลเตอร์	Decorrelator
แถบฐาน	Baseband
ทำให้เป็นบรรทัดฐาน	Normalize
น้ำหนักถ่วง	Weight
บูตสเตรป	Bootstrap
ปรากฏการณ์ใกล้-ไกล	Near-far Effect

ผู้ใช้คนที่สนใจ	Desired User
ผู้ใช้คนอื่นที่มารบกวน	Interferer
ผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง	Medium-rate User
ผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ	Low-rate User
ผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง	High-rate User
แผ่	Spread
เฟดดิ้งที่มีหลายวิถี	Multipath Fading
รหัสแบบสุ่ม	Random Code
รหัสแผ่	Spreading Code
รหัสยาว	Long Code
รหัสสั้น	Short Code
ระบบเชื่อมโยงขาขึ้น	Up Link หรือ Reverse Link
ระบบเชื่อมโยงขาลง	Down Link หรือ Forward Link
ระเบียบวิธี	Algorithm
ลู่เข้า	Converge
สหสัมพันธ์ข้าม	Cross-correlation
สหสัมพันธ์ตัวเอง	Autocorrelation
สเปกตรัมแผ่	Spread Spectrum
สัญญาณที่รับได้	Received Signal
สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น	Multiple Access Interference ย่อว่า MAI
สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก	Additive White Gaussian Noise ย่อว่า AWGN
อัตราความผิดพลาดบิต	Bit Error Rate ย่อว่า BER
อัตราชิป	Chip Rate
อัตราบิต	Bit Rate
อัตราแผ่	Processing Gain หรือ Spreading Factor
อัตราส่วนระหว่างอัตรา	Rate Ratio
อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน	Signal-to-noise Ratio ย่อว่า SNR
แอนะล็อก	Analog

## บทที่ 1

### บทนำ

ในอดีตนั้น มนุษย์จะอยู่รวมกันเป็นสังคมขนาดเล็ก แต่ละสังคมก็สั่งสมอารยธรรมที่เป็นเอกลักษณ์เฉพาะตัวแตกต่างกันไป ต่อเมื่อมนุษย์เริ่มรู้จักการเดินทาง จึงเริ่มนำผลผลิตมาแลกเปลี่ยนกัน ทำให้เกิดการค้าขายขึ้น และนี่เองที่เป็นจุดเริ่มต้นของการติดต่อสื่อสารระหว่างกัน ซึ่งทำให้เกิดการผสมผสานระหว่างวัฒนธรรม การติดต่อสื่อสารของมนุษย์ เริ่มจากการเดินทางไปมาหาสู่กันโดยตรง จนกระทั่งเทคโนโลยีเจริญก้าวหน้าขึ้น มนุษย์จึงไม่จำเป็นต้องเดินทางไปด้วยตัวเองก็สามารถสนทนากันได้ โดยการแปลงเสียงให้เป็นสัญญาณไฟฟ้าแล้วส่งผ่านสายทองแดงไป ซึ่งเป็นหลักการของการสื่อสารแบบมีสายนั่นเอง แต่เนื่องจากข้อจำกัดอันเนื่องมาจากภูมิประเทศของโลก ทำให้พื้นที่บางแห่งไม่สามารถวางสายไปถึงได้ เพราะเป็นการสิ้นเปลืองทรัพยากรมากเกินไป การสื่อสารแบบไร้สายจึงเกิดขึ้น

การสื่อสารแบบไร้สายในยุคที่ 1 จะรับส่งสัญญาณแบบแอนะล็อก (Analog) และใช้การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งแยกด้วยความถี่ (Frequency Division Multiple Access : FDMA) จากนั้นจึงเข้าสู่การสื่อสารแบบไร้สายในยุคที่ 2 ซึ่งรับส่งสัญญาณแบบดิจิทัล (Digital) และใช้การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งแยกด้วยเวลา (Time Division Multiple Access : TDMA) แต่เนื่องจากความต้องการความจุของระบบที่เพิ่มขึ้น จึงเกิดเทคนิคใหม่ขึ้น คือ การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งแยกด้วยรหัส หรือการสื่อสารที่แบ่งแยกด้วยรหัส (Code Division Multiple Access : CDMA) เพื่อนำไปสู่การสื่อสารแบบไร้สายในยุคที่ 3 ต่อไป

ระบบ CDMA เป็นระบบที่ยอมให้ผู้ใช้ทุกคนใช้ทรัพยากรความถี่ และเวลาร่วมกันได้ โดยข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนจะถูกแยกกันด้วยรหัส เปรียบเสมือนงานเลี้ยงที่มีคนหลายชาติหลายภาษาร่วมงาน แต่ละคู่สนทนาก็จะพูดพร้อม ๆ กัน ซึ่งจะเข้าใจกันเฉพาะคู่สนทนาที่สนทนาด้วยภาษาเดียวกันเท่านั้น ส่วนคนอื่น ๆ ก็จะเหมือนเป็นสัญญาณรบกวน ระบบ CDMA ในปัจจุบัน สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ ๆ คือ ชนิดกระโดดเปลี่ยนความถี่ (Frequency Hopping : FH) และชนิดจัดลำดับเข้าถึงโดยตรง (Direct Sequence : DS) สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะพิจารณาเฉพาะการสื่อสารที่แบ่งแยกด้วยรหัสชนิดจัดลำดับเข้าถึงโดยตรง (DS/CDMA) เท่านั้น เนื่องจากได้มีการนำมาใช้ในเชิงพาณิชย์แล้ว

ปัจจัยที่มีผลต่อความจุของระบบ DS/CDMA ที่สำคัญ คือ สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น (Multiple Access Interference : MAI) จึงได้มีการวิจัยเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคน (Multiuser Detection : MUD) ขึ้นมาที่สถานีฐาน นอกจากนี้ระบบการสื่อสารแบบไร้สายในยุคที่ 3 ต้องการให้

บริการผู้ใช้ด้วยอัตราส่งที่แตกต่างกัน เช่น สัญญาณเสียงที่มีอัตราบิต 9.6 Kbps, สัญญาณวิดีโอที่มีอัตราบิต 144 Kbps ไปจนถึงการส่งข้อมูลระดับ 2 Mbps ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงมีจุดประสงค์ที่จะพัฒนาเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคน เพื่อเพิ่มความจุให้ระบบการสื่อสารที่แบ่งแยกด้วยรหัสแบบหลายอัตรา (Multirate CDMA)

ในบทนี้จะแนะนำถึงประวัติความเป็นมาของระบบ CDMA และกล่าวถึงวิธีการเข้าถึงระบบ CDMA แบบหลายอัตรา จากนั้นจะอธิบายถึงเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่มีผู้เสนอขึ้นมา และปัญหาของเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับที่วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ให้ความสนใจ รวมถึงแนวทาง, วัตถุประสงค์, ขอบเขตงาน, ขั้นตอนการดำเนินงาน, ภาพรวมของเนื้อหาในแต่ละบท และการนิยามสัญลักษณ์

## 1.1 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับระบบ CDMA

ระบบ CDMA เกิดขึ้นครั้งแรกในสมัยสงครามโลกครั้งที่ 2 โดยนำมาใช้ในการสื่อสารทางทหารของกองทัพสหรัฐอเมริกา เพื่อให้ถูกดักฟังได้ยาก และทนต่อการถูกรบกวนโดยสัญญาณที่มีความกว้างแถบแคบ เนื่องจากใช้การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ (Spread Spectrum) ทำให้ข้อมูลที่มีความกว้างแถบแคบ ถูกแผ่ออกเป็นข้อมูลที่มีความกว้างแถบกว้างขึ้นกว่าเดิม การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ มีอยู่ด้วยกัน 2 ประเภทใหญ่ ๆ [1,2] คือ

- 1) **ชนิดกระโดดเปลี่ยนความถี่ (Frequency Hopping : FH)** ทำการแบ่งช่วงความถี่ออกเป็น N ช่อง แล้วให้ผู้ใช้แต่ละคนส่งบิตข้อมูลแบบกระโดดไปมาในช่วงความถี่ทั้ง N ช่องนั้น โดยวิธีการกระโดดจะสอดคล้องกับรหัสของผู้ใช้คนนั้น ๆ
- 2) **ชนิดจัดลำดับเข้าถึงโดยตรง (Direct Sequence : DS)** ทำการแปลงข้อมูลแต่ละบิตเป็นรหัสที่มีจำนวนของบิตมากกว่า แล้วเรียกแต่ละบิตของรหัสใหม่ว่า “ชิป” (Chip)

ต่อมาเทคโนโลยีการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ ได้ถูกพัฒนาเป็นการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งแยกด้วยรหัส (CDMA) เพื่อใช้ในระบบการสื่อสารที่มีผู้ใช้จำนวนมาก แทนวิธีการเข้าถึงหลายทางแบบเดิม ในปัจจุบันระบบ CDMA ที่นำมาใช้ในเชิงพาณิชย์แล้วอยู่บนพื้นฐานของการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ชนิดจัดลำดับเข้าถึงโดยตรง ซึ่งเป็นที่รู้จักกันอย่างแพร่หลายในชื่อ “DS/CDMA”

ระบบ CDMA จะอนุญาตให้ผู้ใช้จำนวนมากส่งข้อมูลลงบนความกว้างแถบ (Bandwidth) เดียวกัน ในเวลาเดียวกันได้ โดยสัญญาณของผู้ใช้จะถูกแยกออกจากกันด้วยชุดของรหัสเฉพาะสำหรับผู้ใช้แต่ละคน ซึ่งเรียกว่า “ลำดับลายมือชื่อ” (Signature Sequence) หรือ “รหัสแผ่” (Spreading Code) ในภาคส่งบิตข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคน จะถูกเปลี่ยนเป็นรหัสแผ่ บนพื้นฐานของการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ชนิดจัดลำดับเข้าถึงโดยตรง หลังจากทำการมอดูเลตแล้ว ในช่อง

สัญญาณจะประกอบด้วยสัญญาณของผู้ใช้ทุกคนรวมกันอยู่ ทางภาครับจะแยกแยะสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนออกจากกันด้วยรหัสแฉ่ที่ใช้ในการส่งนั่นเอง ดังนั้นจึงเรียกเทคโนโลยีใหม่นี้ว่า “ระบบการสื่อสารที่แบ่งแยกด้วยรหัส” หรือ “การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งแยกด้วยรหัส” (CDMA)

ในปี ค.ศ. 1989 บริษัท QUALCOMM ของสหรัฐอเมริกา เป็นบริษัทแรกที่ริเริ่มนำระบบ DS/CDMA มาใช้ในเชิงพาณิชย์สำหรับการสื่อสารของโทรศัพท์เคลื่อนที่ จากนั้นได้วิจัยและพัฒนาต่อจน Telecommunications Industry Association (TIA) ยอมรับให้ระบบ DS/CDMA เป็นมาตรฐานของการเชื่อมต่อทางอากาศ (Air-interface) สำหรับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบดิจิทัลเซลลูลาร์ (Digital Cellular) ในยุคที่ 2 เมื่อวันที่ 16 มิถุนายน ค.ศ.1993 โดยมาตรฐานนี้มีชื่อว่า “IS-95” ซึ่งกำหนดให้แต่ละช่องสัญญาณมีความกว้างแถบเป็น 1.2288 MHz และได้ใช้มาจนถึงปัจจุบัน

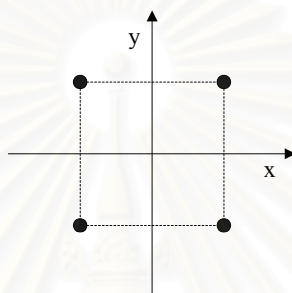
ในอนาคตอันใกล้โลกกำลังจะก้าวเข้าสู่ระบบการสื่อสารแบบไร้สายในยุคที่ 3 ตามมาตรฐาน Universal Mobile Telecommunications System (UMTS) ของยุโรป และมาตรฐาน International Mobile Telecommunications-2000 (IMT-2000) ของนานาชาติ ซึ่งต้องการความจุเพิ่มขึ้น และบริการที่หลากหลายมากขึ้น เป็นผลให้อัตราส่งข้อมูลสูงขึ้นตามไปด้วย แต่เนื่องจากขีดจำกัดของการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งแยกด้วยความถี่ (FDMA) และการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งแยกด้วยเวลา (TDMA) ทำให้วิธีการเข้าถึงแบบเดิมไม่สามารถรองรับความต้องการดังกล่าวได้ ดังนั้นระบบ DS/CDMA จึงเข้ามามีบทบาทสำคัญต่อการสื่อสารแบบไร้สายในยุคที่ 3 โดยมีมาตรฐานของการเชื่อมต่อทางอากาศที่อยู่ในระหว่างการพัฒนาอยู่ 2 มาตรฐาน ก็คือ มาตรฐาน WCDMA ของยุโรปและญี่ปุ่น และมาตรฐาน CDMA2000 ของอเมริกาเหนือ ซึ่งทั้งสองมาตรฐานนี้ กำหนดให้ช่องสัญญาณแต่ละช่องมีความกว้างแถบมากกว่า 5 MHz 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 วิธีการเข้าถึงระบบ CDMA แบบหลายอัตรา [4-6]

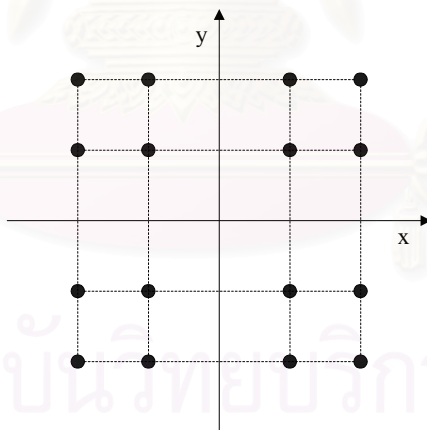
เนื่องจากการสื่อสารแบบไร้สายในยุคที่ 3 ต้องการให้บริการผู้ใช้ด้วยอัตราส่งที่แตกต่างกัน ดังนั้นจึงเกิดระบบการสื่อสารที่แบ่งแยกด้วยรหัสแบบหลายอัตรา (Multirate CDMA) ขึ้น โดยวิธีการเข้าถึงแบบต่าง ๆ ที่มีผู้เสนอขึ้นมา อยู่บนหลักการของการมัลติเพล็กซ์ (Multiplex) ในรูปแบบต่าง ๆ ได้แก่ การมอดูเลต (Modulation Division Multiplexing : MDM), รหัส (Code Division Multiplexing : CDM), ความถี่ (Frequency Division Multiplexing : FDM) และเวลา (Time Division Multiplexing : TDM) โดยนำมาใช้ร่วมกับระบบ CDMA เพื่อช่วยในการจัดสรรบริการซึ่งมีอัตราบิตต่าง ๆ กัน ลงบนความกว้างแถบของช่องสัญญาณเดียวกัน โดยมีอยู่ 4 วิธีการ ได้แก่

### 1.2.1 วิธีที่ใช้การมอดูเลตหลายค่า (Multi-modulation Scheme)

วิธีนี้จะใช้การมอดูเลตแบบ M-ary QAM (Quadrature Amplitude Modulation) โดยเปลี่ยนค่าของการมอดูเลต (M) ตามอัตราบิตในการส่ง จึงเรียกรูปแบบนี้ว่า “MDM/CDMA” ซึ่งจะมอดูเลตสัญญาณที่มีอัตราบิตสูงด้วยจำนวนสัญลักษณ์ที่มากกว่าอัตราบิตต่ำ เช่น ผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ (Low-rate User) อาจถูกมอดูเลตด้วย 4-ary QAM ส่วนผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง (High-rate User) อาจจะถูกมอดูเลตด้วย 16-ary QAM โดยแสดงมิติสัญญาณไว้ในรูปที่ 1.1 และรูปที่ 1.2 [7]



รูปที่ 1.1 มิติสัญญาณของ 4-ary QAM

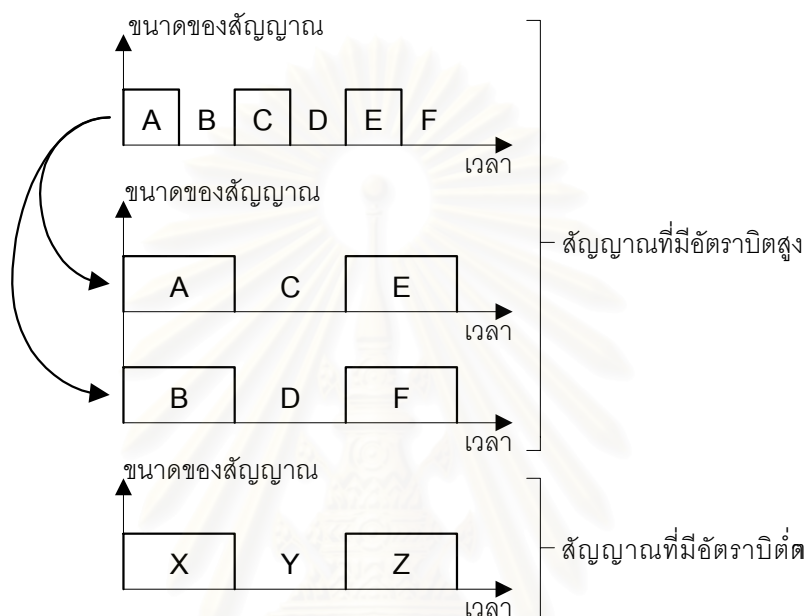


รูปที่ 1.2 มิติสัญญาณของ 16-ary QAM

อย่างไรก็ตามจากคุณสมบัติของการมอดูเลต พบว่าที่ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal-to-noise Ratio : SNR) เดียวกัน เมื่อ M เพิ่มขึ้น ก็จะทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate : BER) เพิ่มขึ้นตามด้วย ดังนั้นถ้าต้องการให้ได้ BER เท่ากัน จำเป็นต้องใช้กำลังส่งต่างกันเมื่ออัตราบิตต่างกัน โดยผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงต้องส่งด้วยกำลังที่สูงด้วย ทำให้ไปรบกวนผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ ในลักษณะเดียวกับปรากฏการณ์ใกล้-ไกล (Near-far Effect)

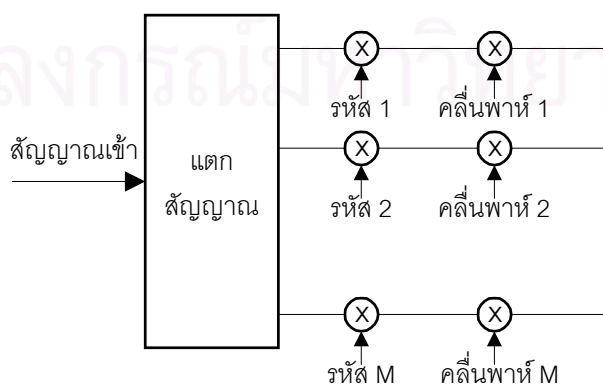
### 1.2.2 วิธีที่ใช้รหัสหลายตัว (Multi-code Scheme)

วิธีนี้สัญญาณที่มีอัตราบิตสูง จะถูกแตกออกเป็นหลายสัญญาณย่อยที่มีอัตราบิต (Bit Rate) เท่ากับอัตราบิตต่ำสุด แล้วทำการแผ่ (Spread) สัญญาณย่อยเหล่านั้นด้วยรหัสที่มีอัตราชิป (Chip Rate) เท่ากัน และตั้งฉากกันออกไป ดังรูปที่ 1.3 จึงเรียกรูปนี้ว่า “CDM/CDMA”

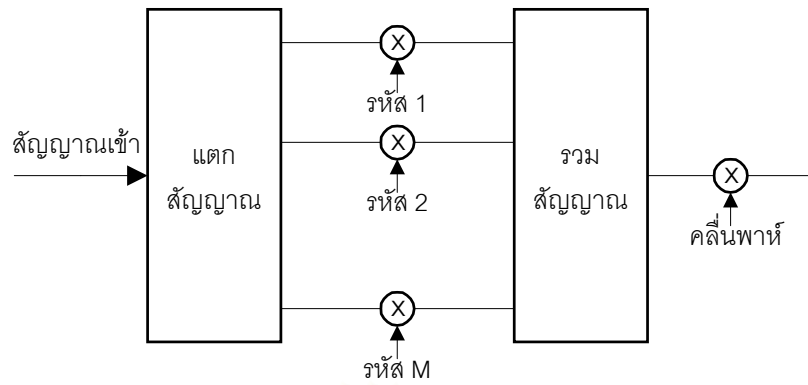


รูปที่ 1.3 การแตกออกของสัญญาณที่มีอัตราบิตสูง สำหรับวิธีที่ใช้รหัสหลายตัว

สัญญาณย่อยที่แตกออกไปนี้ สามารถนำมอดูเลตด้วยคลื่นพาห้ (Carrier) ต่างกัน แล้วส่งออกไป หรือนำสัญญาณย่อยเหล่านั้นมารวมกันก่อน ค่อยไปมอดูเลตด้วยคลื่นพาห้เดียวกัน แล้วส่งออกไปก็ได้ ดังรูปที่ 1.4 และรูปที่ 1.5



รูปที่ 1.4 ระบบการส่งสำหรับวิธีที่ใช้รหัสหลายตัว แบบมอดูเลตด้วยคลื่นพาห้ต่างกัน

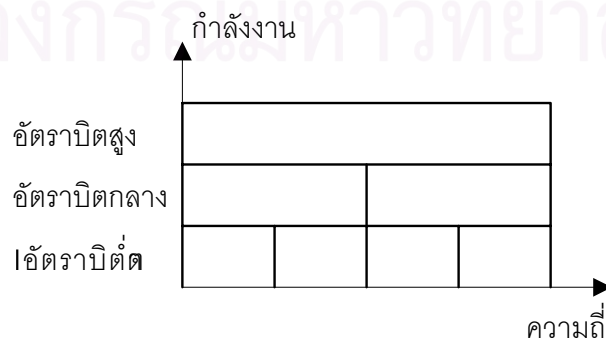


รูปที่ 1.5 ระบบการส่งสำหรับวิธีที่ใช้รหัสหลายตัว แบบมอดูเลตด้วยคลื่นพาห้เดียวกัน

สัญญาณย่อยทั้งหมดที่ถูกแผ่ด้วยอัตราแผ่ (Processing Gain หรือ Spreading Factor) เท่ากัน จะไม่ก่อให้เกิดปัญหาปรากฏการณ์ใกล้-ไกล อย่างไรก็ตาม เนื่องจากวิธีนี้ต้องการตัวขยายสัญญาณ (Amplifier) ที่เป็นเชิงเส้น แต่ในความเป็นจริงแล้วลักษณะสมบัติของตัวขยายสัญญาณมักไม่เป็นเชิงเส้น เมื่อระดับสัญญาณสูง ดังนั้นจึงก่อให้เกิดปัญหาในกรณีที่ส่งด้วยอัตราบิตสูง ๆ ทำให้ผลรวมของสัญญาณจะมีค่าสูงตามไปด้วย

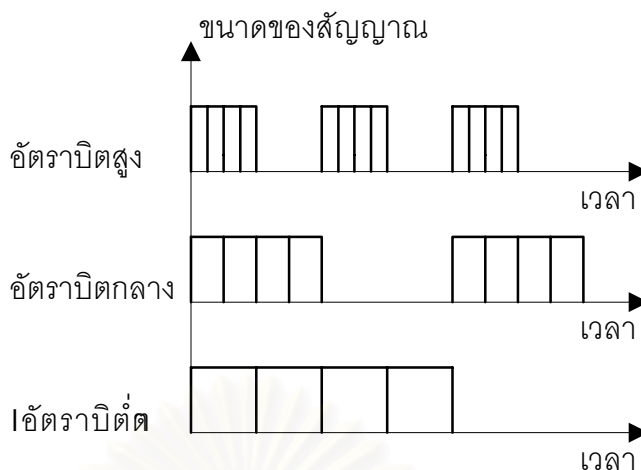
### 1.2.3 วิธีที่ใช้อัตราแผ่คงที่ หรือเปลี่ยนอัตราชิป (Fixed Processing Gain หรือ Variable Chip Rate)

วิธีนี้จะแบ่งความกว้างแถบของช่องสัญญาณออกเป็นแถบย่อย ๆ ขนาดใหญ่และเล็กหลาย ๆ แถบ แล้วทำการแผ่สัญญาณที่มีอัตราบิตต่ำ เช่น สัญญาณเสียง ลงบนแถบย่อยขนาดเล็ก และแผ่สัญญาณที่มีอัตราบิตสูง เช่น สัญญาณวิดีโอ ลงบนแถบย่อยขนาดใหญ่ ถ้ามองในทางเวลาก็คือ การเปลี่ยนอัตราชิปตามอัตราบิตของข้อมูล เพื่อให้อัตราแผ่คงที่นั่นเอง ดังแสดงในรูปที่ 1.6 และรูปที่ 1.7 จึงเรียกวินี้ว่า “FDM/CDMA”



รูปที่ 1.6 ระบบการส่งสำหรับวิธีที่ใช้อัตราแผ่คงที่ เชิงความถี่





รูปที่ 1.7 ระบบการส่งสำหรับวิธีที่ใช้อัตราแฉ่งที่ เชิงเวลา

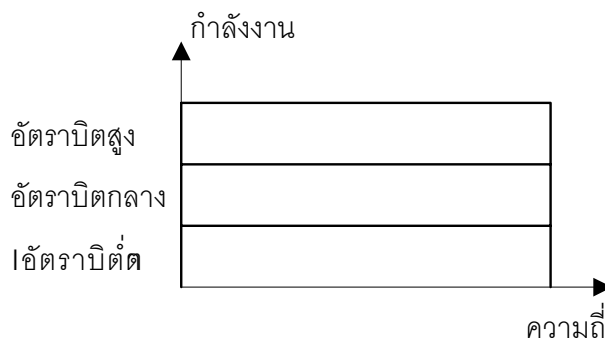
อย่างไรก็ตามวิธีนี้จะยุ่งยากมาก เพราะความกว้างแถบของผู้ใช้แต่ละคนขึ้นอยู่กับอัตราบิตที่จะส่ง ทำให้ระบบต้องมีการวางแผนจัดการความถี่ที่ดี

#### 1.2.4 วิธีที่ใช้อัตราชิปคงที่ หรือเปลี่ยนอัตราแฉ่ง (Fixed Chip Rate หรือ Variable Processing Gain)

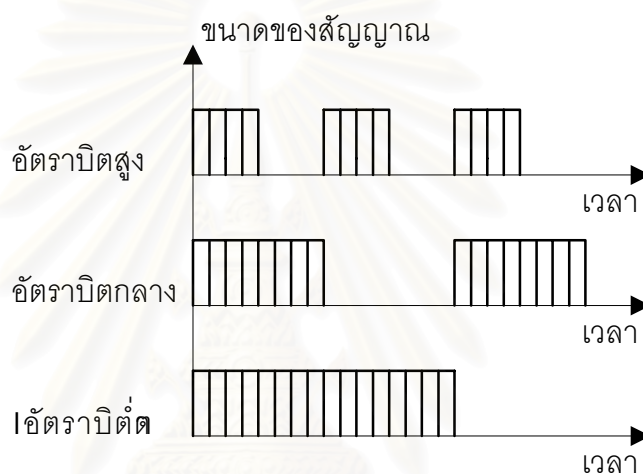
วิธีนี้สัญญาณทั้งหมดไม่ว่าจะมีอัตราบิตเท่าไรก็ตาม จะถูกแฉ่งจนได้อัตราชิปเท่ากันหมด (แฉ่งออกไปบนความกว้างแถบเดียวกัน) ดังนั้นอัตราแฉ่งของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง จะมีค่าต่ำกว่าผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ นั่นคือ ภายใต้อัตราเดียวกัน ผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงจะสามารถส่งสัญลักษณ์ได้มากกว่าผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ ดังรูปที่ 1.8 และรูปที่ 1.9 จึงเรียกรูปนี้ว่า “TDM/CDMA”

เนื่องจากสัญลักษณ์ที่ส่งด้วยอัตราบิตสูง จะมีคาบแคบกว่ากรณีส่งด้วยอัตราบิตต่ำ ดังนั้นเพื่อให้กำลังในหนึ่งคาบสัญลักษณ์เท่ากัน (หรือเพื่อให้ได้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากัน) ข้อมูลที่มีอัตราบิตสูง จะต้องส่งด้วยกำลังที่สูงด้วย จึงส่งผลให้เกิดปัญหาในลักษณะเดียวกับปรากฏการณ์ใกล้-ไกล ต่อผู้ใช้ที่อัตราบิตต่ำ นอกจากนี้สมรรถนะของระบบจะลดลงตามอัตราบิตที่เพิ่มขึ้นด้วย เนื่องจาก ยิ่งอัตราบิตสูงอัตราแฉ่งก็ยิ่งต่ำ จนอาจทำให้สหสัมพันธ์ข้าม (Cross-correlation) ระหว่างผู้ใช้มีค่าสูงขึ้น

อย่างไรก็ตาม งานวิจัยส่วนใหญ่ในปัจจุบันได้ให้ความสนใจกับวิธีที่ใช้อัตราชิปคงที่มากที่สุด รวมถึงเครื่องรับทั้งหมดที่ถูกกล่าวถึงในวิทยานิพนธ์นี้ด้วย เนื่องจากคุณสมบัติเด่นที่สำคัญ คือ ฮาร์ดแวร์ (Hardware) ที่ใช้มีความซับซ้อนต่ำ ทำให้ง่ายต่อการสร้างการเชื่อมต่อทางอากาศ (Air-interface) และระบบไม่จำเป็นต้องยุ่งยากกับการวางแผนจัดการความถี่



รูปที่ 1.8 ระบบการส่งสำหรับวิธีที่ใช้อัตราบิตคงที่ เชนิงความถี่



รูปที่ 1.9 ระบบการส่งสำหรับวิธีที่ใช้อัตราบิตคงที่ เชนิงเวลา

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

เครื่องรับแบบนี้จะใช้เฉพาะรหัสของผู้ใช้เท่านั้น ในการแยกสัญญาณออกมา โดยผลตอบของเครื่องรับของผู้ใช้แต่ละคน คือ รหัสของผู้ใช้คนนั้น เครื่องรับแบบนี้มีได้กำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นออกไป แต่จะมองเหมือนเป็นสัญญาณรบกวน (Noise) ถ้าจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้น สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นก็จะเพิ่มขึ้นด้วย ทำให้เกิดความผิดพลาดในการรับส่งข้อมูลสูงจนเกินค่าที่ระบบกำหนดไว้ ดังนั้นความจุของระบบจึงถูกจำกัดด้วยสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น และเนื่องจากไม่สามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นออกไปได้ จึงทำให้สมรรถนะของผู้ใช้ในระบบลดลง เมื่อกำลังของผู้ใช้คนอื่นที่มากขึ้น ส่งผลให้ระบบไวต่อปรากฏการณ์ใกล้ไกล ซึ่งเกิดจากผู้ใช้อื่นอยู่ห่างจากสถานีฐานไม่เท่ากัน ทำให้กำลังที่มาถึงสถานีฐานไม่เท่ากัน ดังนั้นจึงต้องมีการควบคุมกำลังส่งอย่างเข้มงวด เพื่อให้กำลังของสัญญาณที่มาถึงสถานีฐานของผู้ใช้แต่ละคนมีค่าใกล้เคียงกัน

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

เนื่องจากระบบสื่อสารไร้สายในยุคที่ 3 ต้องการให้ระบบมีความจุสูงกว่าระบบในยุคเดิม และจากที่ได้กล่าวมาแล้วในข้างต้นว่า ปัจจัยที่มีผลต่อความจุของระบบที่สำคัญ คือ สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น ดังนั้นในการเพิ่มความจุของระบบ จะต้องมีวิธีการกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นที่มีประสิทธิภาพ หนึ่งในวิธีการที่ได้รับความนิยมอย่างมาก ก็คือ การใช้เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคน ซึ่งนำเอาความรู้เกี่ยวกับผู้ใช้คนอื่น ๆ ในเซลล์เดียวกันมากำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น (MAI) ให้กับผู้ใช้แต่ละคนในเซลล์นั้น นอกจากนี้เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนยังมีความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลอีกด้วย ทำให้ลดปัญหาของการควบคุมกำลังส่งอย่างเข้มงวดลงได้

เมื่อพิจารณาที่สถานีฐาน (Base Station) จะพบว่า สถานีฐานต้องมีการรับส่งสัญญาณให้ผู้ใช้ทุกคนในเซลล์ ทำให้เครื่องรับที่สถานีฐานรับรหัสของผู้ใช้ทุกคนในเซลล์นั้น จึงมีผู้เสนอเครื่องรับชนิดหนึ่งขึ้นมา เรียกว่า “เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคน” (Multiuser Detection) เพื่อใช้ที่สถานีฐาน ซึ่งเครื่องรับชนิดนี้อาศัยความรู้เกี่ยวกับรหัส และสัญญาณของผู้ใช้คนอื่น ๆ ในเซลล์ มาช่วยลดการรบกวนจากสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น ออกไปก่อนที่จะนำไปตัดสินใจ (Bit Decision)

สำหรับเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ (Mobile Station) จะรู้เฉพาะรหัสของตัวเองเท่านั้น จึงไม่สามารถใช้เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนได้ อย่างไรก็ตามโดยปกติแล้วระบบเชื่อมโยงขาขึ้น (Up Link หรือ Reverse Link) ซึ่งเป็นการส่งสัญญาณจากเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ไปยังสถานีฐาน มักจะมีความคับคั่งมากกว่า ระบบเชื่อมโยงขาลง (Down Link หรือ Forward Link) ซึ่งเป็นการส่งสัญญาณจากสถานีฐานไปยังเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ ดังนั้นการเพิ่มความจุให้กับระบบเชื่อมโยงขาขึ้น โดยการใช้เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่สถานีฐาน ก็เหมือนเป็นการเพิ่มความจุของทั้งระบบไปด้วย

ในปี ค.ศ. 1984 Verdu S. ได้เสนอเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด (Optimum Receiver) ซึ่งเป็นเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่มีสมรรถนะในแง่ของอัตราความผิดพลาดที่ดีที่สุด และได้แสดงให้เห็นว่าระบบ CDMA นั้น แท้จริงแล้วไม่ได้เป็นระบบที่ถูกจำกัดด้วยปัญหาสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นหรือปรากฏการณ์ใกล้-ไกล ซึ่งปัญหาทั้งสองประการนี้เป็นข้อจำกัดของเครื่องรับแบบธรรมดาเท่านั้น มิใช่เป็นข้อจำกัดของระบบ CDMA หลังจากนั้นเป็นต้นมา เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนก็ได้รับความนิยมใจอย่างมาก แต่เนื่องจากเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุดมีความซับซ้อนสูงมาก อีกทั้งต้องการทราบข้อมูลต่าง ๆ มากเกินกว่าที่จะนำไปใช้ได้จริงในทางปฏิบัติ งานวิจัยเกี่ยวกับเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคน จึงมุ่งเน้นไปยังเครื่องรับที่มีสมรรถนะต่ำลง แต่มีความซับซ้อนน้อยกว่า ซึ่งเรียกกันว่า “เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป” (Sub-optimum Receiver) ซึ่งมีหลายแบบ และแต่ละแบบต้องการข้อมูลที่แตกต่างกันออกไป อีกทั้งมีความเหมาะสมในสภาวะแวดล้อมที่ต่างกันอีกด้วย

ในช่วงหลายปีที่ผ่านมาเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคน มุ่งเน้นไปในระบบที่ผู้ใช้แต่ละคนส่ง

ข้อมูลด้วยอัตราบิตเท่ากันหมด จนกระทั่งในปี ค.ศ. 1996 Mitra U. ได้เสนอเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุดสำหรับระบบ CDMA แบบหลายอัตราขึ้นเป็นครั้งแรก แต่เนื่องจากปัญหาความซับซ้อนที่เกิดขึ้น จึงค่อย ๆ เกิดเครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไปสำหรับระบบ CDMA แบบหลายอัตราตามมา โดยส่วนใหญ่ก็จะใช้หลักการเดียวกับที่ใช้ในระบบ CDMA แบบอัตราเดียว เพียงแต่มีการปรับปรุงโครงสร้างบางอย่างให้เหมาะสม หลักการของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคนประเภทต่าง ๆ ที่มีผู้เสนอขึ้น มีดังนี้

#### 1.4.1 เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด (Optimum Receiver)

เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด สำหรับระบบ CDMA แบบอัตราเดียว ถูกเสนอโดย Verdu S. [11] และสำหรับระบบ CDMA แบบหลายอัตรา ถูกเสนอโดย Mitra U. [12,13] เครื่องรับชนิดนี้ใช้หลักการของ Maximum-Likelihood Sequence Estimation (MLSE) ในการหาลำดับของสัญญาณที่ส่งมา นั่นคือ จะพิจารณาชุดของข้อมูลที่เป็นไปได้ทั้งหมด และถือว่าชุดของข้อมูลที่ทำให้ได้สัญญาณเหมือนกับลำดับของสัญญาณที่รับได้มากที่สุด เป็นข้อมูลที่ใช้ส่งมา อย่างไรก็ตาม แม้ว่าเครื่องรับชนิดนี้จะมีสมรรถนะที่ดีมาก แต่ก็มีข้อเสียที่สำคัญ คือ มีความซับซ้อนสูงมาก ซึ่งความซับซ้อนจะเพิ่มขึ้นตามจำนวนผู้ใช้แบบเอกซ์โพเนนเชียล (Exponential) อีกทั้งยังต้องการทราบค่าพารามิเตอร์ (Parameter) ของผู้ใช้และพารามิเตอร์ของระบบจำนวนมาก จึงทำให้ไม่สามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้จริงในทางปฏิบัติ ดังนั้นงานวิจัยส่วนใหญ่จึงมุ่งเน้นไปยังเครื่องรับซึ่งมีสมรรถนะที่ดีกว่าเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด แต่ยังมีสมรรถนะที่ดีกว่าเครื่องรับแบบธรรมดา

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

เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป เป็นเครื่องรับที่มีสมรรถนะด้อยกว่าเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด แต่ยังคงมีสมรรถนะที่ดีกว่าเครื่องรับแบบธรรมดา รวมทั้งความซับซ้อนไม่ได้เพิ่มตามจำนวนผู้ใช้แบบเอกซ์โพเนนเชียล เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ ๆ คือ แบบเชิงเส้น และแบบไม่เชิงเส้น

##### 1.4.2.1 เครื่องรับแบบเชิงเส้น (Linear Receiver)

เครื่องรับชนิดนี้ประกอบด้วยเครื่องรับแบบธรรมดาของผู้ใช้ทุกคนในระบบ โดยสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบธรรมดา จะถูกนำมาผ่านกระบวนการแบบเชิงเส้น แล้วจึงค่อยนำผลรับที่ได้ไปตัดสินใจ (Bit Decision) เครื่องรับแบบนี้แบ่งออกเป็นชนิดที่สำคัญ 2 ชนิด ซึ่งแตกต่างกันตรงกระบวนการแบบเชิงเส้นที่ใช้ ดังนี้

- **เครื่องรับแบบดีคอเรลิต (Decorrelating Detector : DD)**

เครื่องรับแบบดีคอเรลิต สำหรับระบบ CDMA แบบอัตราเดียว ถูกเสนอโดย Lupas R. [14,15] และสำหรับระบบ CDMA แบบหลายอัตรา ถูกเสนอโดย Saquib M. [16,17] ในปี ค.ศ. 1996 ซึ่งมี 2 แบบ คือ เครื่องรับแบบดีคอเรลิตชนิดอัตราบิดต่ำ (Low-rate Decorrelator : LRD) และเครื่องรับแบบดีคอเรลิตชนิดอัตราบิดสูง (High-rate Decorrelator : HRD) เครื่องรับแบบดีคอเรลิตทุกแบบมีหลักการที่เหมือนกัน คือ จะใช้กระบวนการแบบเชิงเส้นที่มีผลตอบเป็นเมทริกซ์ผกผันของเมทริกซ์สหสัมพันธ์ (Correlation Matrix) ของรหัสของผู้ใช้ทุกคนในระบบ เนื่องจากเครื่องรับแบบดีคอเรลิตไม่ได้นำผลของสัญญาณรบกวน (Noise) มาพิจารณาด้วย ดังนั้นในกรณีที่กำลังของสัญญาณรบกวนมีค่ามาก เครื่องรับแบบดีคอเรลิตจะมีสมรรถนะที่ไม่ดี

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

เครื่องรับชนิดที่ทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำที่สุด สำหรับระบบ CDMA แบบอัตราเดียว ถูกเสนอโดย Xie Z. [18,19] และสำหรับระบบ CDMA แบบหลายอัตรา ถูกเสนอโดย Ge H. [20] ในปี ค.ศ. 1998 เครื่องรับชนิดนี้ใช้กระบวนการแบบเชิงเส้น ที่มีผลตอบเป็นเมทริกซ์ผกผันของเมทริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัสของผู้ใช้รวมกับเมทริกซ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณรบกวน เนื่องจากเครื่องรับชนิดนี้มีการพิจารณาผลของสัญญาณรบกวนด้วย ดังนั้นในกรณีที่กำลังของสัญญาณรบกวนมีค่ามาก เครื่องรับชนิดที่ทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำที่สุดจะมีสมรรถนะที่ดีกว่าเครื่องรับแบบดีคอเรลิต ส่วนในกรณีที่กำลังของสัญญาณรบกวนมีค่าน้อย เครื่องรับชนิดที่ทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำที่สุดก็จะมีสมรรถนะใกล้เคียงกับเครื่องรับแบบดีคอเรลิต สุวิรัช คุณารัตนพฤกษ์ ได้พยายามลดความซับซ้อนของเครื่องรับนี้ในระบบ CDMA แบบอัตราเดียว [21-23]

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

เครื่องรับชนิดนี้ โดยทั่วไปแล้วจะทำงานโดยการประมาณสัญญาณของผู้ใช้คนอื่นในระบบ แล้วนำไปหักล้างออกจากสัญญาณรวม (สัญญาณที่ได้รับ) สัญญาณที่ถูกหักล้างแล้วจะถูกนำไปสู่กระบวนการตัดสินใจของผู้ใช้คนที่สนใจ สมรรถนะของเครื่องรับชนิดนี้ขึ้นอยู่กับความถูกต้องในการประมาณสัญญาณของผู้ใช้คนอื่น คือ ถ้ามีความถูกต้องมาก เครื่องรับชนิดนี้ก็มีประสิทธิภาพที่ดีตามไปด้วย เครื่องรับที่มีการทำงานในลักษณะดังกล่าว และเป็นที่น่าสนใจในงานวิจัย มีอยู่ 3 ชนิดด้วยกัน คือ

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

เครื่องรับแบบหักล้างอย่างขนาน สำหรับระบบ CDMA แบบอัตราเดียว ถูกเสนอโดย Varanasi M. K. [24] และสำหรับระบบ CDMA แบบหลายอัตรา ถูกเสนอโดย Johansson A.-L. [25] หลักการของเครื่องรับชนิดนี้ ก็คือ เครื่องรับจะประมาณบิตข้อมูลของผู้ใช้ทุกคนออกมาก่อนในขั้นแรกโดยใช้เครื่องรับแบบธรรมดา แล้วนำบิตข้อมูลเหล่านั้นไปใช้ในการหักล้างการรบกวนของผู้ใช้คนอื่นออกจากสัญญาณรวม ก่อนที่จะเข้าสู่กระบวนการตัดสินใจบิตของผู้ใช้คนที่สนใจ เครื่องรับชนิดนี้สามารถเพิ่มความถูกต้องของการประมาณบิตข้อมูลในขั้นแรก โดยการเปลี่ยนเครื่องรับแบบธรรมดาเป็นเครื่องรับแบบดีคอรรีเลต หรือเครื่องรับชนิดที่ทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำที่สุด เจนวิทย์ สีนุสัคค ได้เพิ่มสมรรถนะของเครื่องรับชนิดนี้ในระบบ CDMA แบบอัตราเดียว [26]

- **เครื่องรับแบบหักล้างอย่างต่อเนื่อง (Successive Interference Cancellation : SIC)**

เครื่องรับแบบหักล้างอย่างต่อเนื่อง สำหรับระบบ CDMA แบบอัตราเดียว ถูกเสนอโดย Patel P. [27] และสำหรับระบบ CDMA แบบหลายอัตรา ถูกเสนอโดย Johansson A.-L. [28] หลักการของเครื่องรับชนิดนี้ ก็คือ เครื่องรับจะหาบิตข้อมูลของผู้ใช้ที่มีกำลังแรงที่สุดออกมาก่อนโดยใช้เครื่องรับแบบธรรมดา จากนั้นทำการหักล้างการรบกวนของผู้ใช้คนนี้ออกจากสัญญาณรวม แล้วนำสัญญาณรวมที่ผ่านการหักล้างนี้ไปหาบิตข้อมูลของผู้ใช้ที่มีกำลังสูงสุดในบรรดาผู้ใช้ที่เหลือ ที่ยังไม่ได้ตรวจจับสัญญาณโดยใช้เครื่องรับแบบธรรมดา เมื่อทำซ้ำกระบวนการเดิมไปเรื่อย ๆ ก็จะได้บิตข้อมูลของผู้ใช้ทุกคนออกอย่างต่อเนื่องกัน เครื่องรับนี้สามารถเพิ่มความถูกต้องได้ด้วยวิธีเดียวกับเครื่องรับแบบหักล้างอย่างขนาน

- **เครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วมาป้อนกลับ (Decorrelating Decision - Feedback Detector : DDFB)**

เครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วมาป้อนกลับ สำหรับระบบ CDMA แบบอัตราเดียว ถูกเสนอโดย Hallen A. [29] ประกอบด้วยวงจรกรอง 2 วงจร คือ วงจรกรองป้อนไปข้างหน้า และวงจรกรองป้อนกลับ วงจรกรองป้อนไปข้างหน้าทำหน้าที่กำจัดผลของผู้ใช้ที่มีกำลังต่ำกว่าออกจากผู้ใช้ที่มีกำลังสูงกว่า ส่วนวงจรกรองป้อนกลับมีหน้าที่ป้อนผลการตัดสินใจบิตของผู้ใช้ที่มีกำลังสูงกว่า เพื่อนำไปช่วยในการตัดสินใจบิตของผู้ใช้ที่มีกำลังต่ำกว่า เครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วมาป้อนกลับสำหรับระบบ CDMA แบบหลายอัตรา ถูกเสนอโดย Chen J. [30,31] ซึ่งมีหลักการต่างกับที่ใช้ในระบบ CDMA แบบอัตราเดียวอย่างมาก กล่าวคือ จะประมาณบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงออกมาก่อนบางส่วน โดยใช้เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตชนิดอัตราบิตสูง (HRD) นำบิตที่ประมาณได้ไปแผ่ใหม่ แล้วนำไปหักล้างออกจากสัญญาณที่รับได้ จากนั้นใช้เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตชนิดอัตราบิตต่ำ (LRD) ประมาณบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงที่เหลืออยู่ และบิตทั้งหมดของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ เพื่อยพร หลินประเสริฐ ลดความซับซ้อนของเครื่องรับนี้ในระบบ CDMA แบบอัตราเดียว [32-34]

ตารางที่ 1.1 เปรียบเทียบข้อดี-ข้อเสียของเครื่องรับแต่ละแบบ สำหรับระบบ CDMA แบบหลายอัตรา

เครื่องรับ	ข้อดี	ข้อเสีย
เครื่องรับแบบ ดีคอรรีเลตชนิด อัตราบิตต่ำ (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>● ต้องทำการหาเมทริกซ์ผกผัน</li> <li>● มีความซับซ้อนสูง</li> <li>● มีสมรรถนะต่ำ</li> </ul> ในภาวะที่มีสัญญาณรบกวนสูงมาก <ul style="list-style-type: none"> <li>● เกิดการหน่วงเวลา</li> </ul>
เครื่องรับแบบ ดีคอรรีเลตชนิด อัตราบิตสูง (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>● ไม่เกิดการหน่วงเวลา</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>● ต้องทำการหาเมทริกซ์ผกผัน</li> <li>● มีความซับซ้อนค่อนข้างสูง</li> <li>● มีสมรรถนะต่ำ</li> </ul> ในภาวะที่มีสัญญาณรบกวนค่อนข้างสูง
เครื่องรับชนิดที่ ทำให้ค่าเฉลี่ย กำลังสองของ ค่าผิดพลาดต่ำ ที่สุด (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>● ต้องทำการหาเมทริกซ์ผกผัน</li> <li>● มีความซับซ้อนสูงมาก</li> <li>● เกิดการหน่วงเวลา</li> </ul>
เครื่องรับแบบ หักล้างอย่าง ขนาน (PIC)	<ul style="list-style-type: none"> <li>● ไม่ต้องทำการหาเมทริกซ์ผกผัน</li> <li>● มีความซับซ้อนต่ำ</li> <li>● ไม่เกิดการหน่วงเวลา</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>● ต้องทราบขนาดของสัญญาณ</li> <li>● ไม่ทนต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล</li> <li>● มีสมรรถนะต่ำ</li> </ul>
เครื่องรับแบบ หักล้างอย่าง ต่อเนื่อง (SIC)	<ul style="list-style-type: none"> <li>● แก้ปัญหาปรากฏการณ์ใกล้-ไกล</li> <li>● มีความซับซ้อนต่ำ</li> <li>● ไม่ต้องทำการหาเมทริกซ์ผกผัน</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>● ต้องทราบขนาดของสัญญาณ</li> <li>● เกิดการหน่วงเวลา</li> <li>● มีสมรรถนะต่ำ</li> </ul>
เครื่องรับแบบ นำข้อมูลที่ตัด สิ้นแล้วมาป้อน กลับ (DDFB)	<ul style="list-style-type: none"> <li>● ทนต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล</li> <li>● มีสมรรถนะสูง</li> </ul> ทุกภาวะสัญญาณรบกวน <ul style="list-style-type: none"> <li>● ไม่เกิดการหน่วงเวลา</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>● ต้องทราบขนาดของสัญญาณ</li> <li>● ต้องทำการหาเมทริกซ์ผกผัน</li> <li>● มีความซับซ้อนค่อนข้างสูง</li> </ul>

### 1.4.3 เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่มีการปรับตัวได้ (Adaptive Multiuser Detection)

เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไปทั้งแบบเชิงเส้น และแบบไม่เชิงเส้นที่ได้กล่าวไปแล้ว ยังมีความซับซ้อนของเครื่องรับที่สูงอยู่ เช่น ต้องมีการหาเมทริกซ์ผกผันอยู่บ่อย ๆ ดังนั้นจึงมีงานวิจัยจำนวนมากเสนอเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่มีการปรับตัวได้ สำหรับระบบ CDMA แบบอัตราเดียว [35-38] เพื่อลดความซับซ้อนดังกล่าว แต่ยังมีได้มีการนำมาใช้ในระบบ CDMA แบบหลายอัตรา

### 1.5 ข้อดี-ข้อเสียของเครื่องรับแต่ละแบบ

ข้อดี-ข้อเสียของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแต่ละแบบ สำหรับระบบ CDMA แบบหลายอัตรา แสดงไว้ในตารางที่ 1.1 ซึ่งสรุปได้ว่า ในกรณีที่รู้ขนาดของสัญญาณอย่างถูกต้องแล้ว เครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับจะมีประสิทธิภาพที่ดี ไม่ว่าจะมีความซับซ้อนมากหรือน้อยก็ตาม อีกทั้งยังไม่เกิดการหน่วงเวลาอีกด้วย ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกที่จะลดความซับซ้อนของเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ

### 1.6 ปัญหาของเครื่องรับแบบดีคორเรเลชันอัตราบิดต่ำ และเครื่องรับแบบดีคอรเรเลชันอัตราบิดสูง สำหรับระบบ CDMA แบบสองอัตรา (Dual-rate CDMA)

#### 1.6.1 เครื่องรับแบบดีคอรเรเลชันอัตราบิดต่ำ

- ในระบบจริงนั้น ช่องสัญญาณจะมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา คือ มีการเข้ามาและออกไปของผู้ใช้ ทำให้ต้องหาเมทริกซ์ผกผันบ่อย ๆ ระบบจึงมีความซับซ้อนอย่างมากตามค่าอัตราส่วนระหว่างอัตราบิดสูงต่ออัตราบิดต่ำ (Rate Ratio)
- สำหรับผู้ใช้ที่มีอัตราบิดสูง ผลลัพธ์ที่ผ่านเครื่องรับแบบธรรมดา จะถูกเก็บไว้ช่วงเวลาหนึ่งก่อนที่จะนำมาผ่านดีคอรเรเลเตอร์ (Decorrelator) ทำให้เกิดการหน่วงเวลาขึ้น

#### 1.6.2 เครื่องรับแบบดีคอรเรเลชันอัตราบิดสูง

- ในภาวะที่มีสัญญาณรบกวนค่อนข้างสูง จะมีสมรรถนะที่ต่ำมาก ซึ่งอาจจะแย่กว่าเครื่องรับแบบธรรมดาด้วยในบางครั้ง
- เมทริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัส มีโอกาสเป็นเมทริกซ์เอกฐาน (Singular Matrix) ค่อนข้างสูง จึงไม่สามารถหาเมทริกซ์ผกผันได้



### 1.7 วิธีแก้ปัญหาที่ได้รับการเสนอ สำหรับระบบ CDMA แบบสองอัตรา

เพื่อกำจัดการหน่วงเวลาที่เกิดขึ้นกับผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง และรักษาสมรรถนะที่ดีสำหรับผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ Chen J. [30,31] จึงได้เสนอเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ สำหรับระบบ CDMA แบบสองอัตราขึ้น แต่ก็มีข้อเสียที่สำคัญ คือ การหาเมทริกซ์ผกผันของเมทริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัสไม่ได้ ยังคงมีโอกาสสูงอยู่ อีกทั้งความซับซ้อนยังคงค่อนข้างสูงอีกด้วย

### 1.8 แนวทางของวิทยานิพนธ์

เนื่องจากงานวิจัยส่วนใหญ่ในปัจจุบัน เริ่มจากการพิจารณาเพียงแค่ระบบ CDMA แบบสองอัตราเท่านั้น แต่ในระบบการสื่อสารแบบไร้สายในยุคที่ 3 ต้องการให้บริการที่มีอัตราส่งแตกต่างกันมากกว่าสองอัตรา เช่น สัญญาณเสียงที่มีอัตราบิต 9.6 Kbps, สัญญาณวิดีโอที่มีอัตราบิต 144 Kbps ไปจนถึงการส่งข้อมูลระดับ 2 Mbps ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงเสนอการนำกระบวนการปรับอัตโนมัติชนิดบอด ซึ่งใช้ระเบียบวิธีบูตสเตรปมาใช้ลดปัญหาความซับซ้อนในการหาเมทริกซ์ผกผันที่ใช้ในเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ สำหรับระบบ CDMA แบบสามอัตรา และเนื่องจากการเป็นการปรับแบบบอดจึงไม่ต้องส่งชุดลำดับฝึกฝน (Training Sequence) ซึ่งเป็นส่วนเกินในระบบ ทำให้ใช้ประโยชน์จากความกว้างแถบได้อย่างเต็มที่ เครื่องรับใหม่ที่เสนอขึ้นนี้มีชื่อว่า “เครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด” (Blind Adaptive Decorrelating Decision-Feedback Detector : BADF)

### 1.9 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

1. เพื่อพัฒนารวมวิธีใหม่ ๆ ที่เหมาะสม ในการแก้ไขปัญหาการรบกวนของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นในระบบ DS/CDMA แบบหลายอัตรา
2. ศึกษา และวิเคราะห์สมรรถนะของเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด ซึ่งได้เสนอขึ้นมา

### 1.10 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

พัฒนาเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด สำหรับระบบ CDMA แบบหลายอัตรา ซึ่งสามารถลดผลการรบกวนของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นได้ เมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบธรรมดา อีกทั้งกระบวนการไม่ซับซ้อนเท่ากับเครื่องรับแบบนำข้อมูล

ที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับแบบเดิม โดยจะพิจารณาเฉพาะในระบบเชื่อมโยงขาขึ้นแบบซิงโครนัส (Synchronous) สำหรับช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise : AWGN) แต่ไม่คิดผลของเฟดดิ้งหลายวิถี (Multipath Fading) โดยจะพิจารณาสมรรถนะทั้งในด้านอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate : BER) และความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล (Near-far Resistance) โดยใช้สมมุติฐานที่ว่าทราบขนาดของสัญญาณ และเวลาที่สัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนมาถึงด้านรับอย่างถูกต้อง

### 1.11 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

ได้กรรมวิธีใหม่ ๆ สำหรับแก้ปัญหาในการรับส่งสัญญาณ สำหรับระบบ DS/CDMA แบบหลายอัตรา ที่คาดว่าจะมีบทบาทอย่างมากในระบบการสื่อสารแบบไร้สายในยุคที่ 3

### 1.12 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินการ

1. ศึกษา, ค้นคว้า และรวบรวมกรรมวิธีต่าง ๆ ที่มีผู้เสนอขึ้นในระบบ CDMA แบบหลายอัตรา
  - ศึกษาเครื่องรับแบบธรรมดา (MF)
  - ศึกษาเครื่องรับแบบเชิงเส้นที่มีผู้เสนอขึ้น ซึ่งประกอบด้วยเครื่องรับแบบดีคอรรีเลตชนิดอัตราบิตต่ำ (LRD), เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตชนิดอัตราบิตสูง (HRD) และเครื่องรับชนิดที่ทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำที่สุด (MMSE)
  - ศึกษาเครื่องรับแบบไม่เชิงเส้นที่มีผู้เสนอขึ้น ซึ่งประกอบด้วยเครื่องรับแบบหักล้างอย่างขนาน (PIC), เครื่องรับแบบหักล้างอย่างต่อเนื่อง (SIC) และเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ (DDFB)
2. วิเคราะห์และทดสอบกรรมวิธีต่าง ๆ ในอดีต
  - วิเคราะห์หาข้อดี-ข้อเสียของเครื่องรับแต่ละแบบ
  - วิเคราะห์หาข้อดี-ข้อเสียของเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ
  - เขียนโปรแกรมสร้างแบบจำลองระบบ และทดสอบเปรียบเทียบผลที่ได้ของแต่ละกรรมวิธี
3. พัฒนกรรมวิธีใหม่ ๆ เพื่อลดความซับซ้อนของเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ
4. ทดสอบกรรมวิธีที่เสนอขึ้น และประเมินผลระบบ
5. สรุป, วิจัย และเขียนรายงานฉบับสมบูรณ์

### 1.13 ภาพรวมของวิทยานิพนธ์

เนื้อหาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ แบ่งออกเป็น 5 บท คือ

บทที่ 1 บทนำ จะแนะนำถึงประวัติความเป็นมาของระบบ CDMA และกล่าวถึงวิธีการเข้าถึงระบบ CDMA แบบหลายอัตรา จากนั้นจะอธิบายถึงเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่มีผู้เสนอขึ้นมา และปัญหาของเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ ที่วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ให้ความสนใจ รวมถึงแนวทาง, วัตถุประสงค์, ขอบเขตงาน, ขั้นตอนการดำเนินงาน, ภาพรวมของเนื้อหาในแต่ละบท และการนิยามสัญลักษณ์

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงสาเหตุของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น, การแผ่และการรวมกลับ, แบบจำลองของระบบ CDMA แบบสองอัตรา, วิธีการวัดสมรรถนะและความหมายของค่าต่าง ๆ รวมถึงทฤษฎีเกี่ยวกับเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่เกี่ยวข้อง ได้แก่ เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตชนิดอัตราบิดต่ำ, เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตชนิดอัตราบิดสูง และเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ

บทที่ 3 เครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด เนื้อหาในบทนี้จะเริ่มจากแบบจำลองของระบบ CDMA แบบสามอัตรา จากนั้นจะกล่าวถึงการนำระเบียบวิธี Bootstrap ซึ่งได้ถูกเสนอไว้ใช้ในเครื่องรับแบบดีคอรรีเลตสำหรับระบบ CDMA แบบอัตราเดียว มาประยุกต์ใช้ในเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ สำหรับระบบ CDMA แบบสามอัตรา

บทที่ 4 ผลการวิจัย ในบทนี้เป็นส่วนของผลการวิจัย และการวิจารณ์สมรรถนะของเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด เทียบกับเครื่องรับแบบอื่น ๆ

บทที่ 5 บทสรุป เนื้อหาในบทนี้จะเริ่มจากการสรุปผลการวิจัย จากนั้นจะกล่าวถึงข้อดี-ข้อเสียของเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด และสุดท้ายเป็นข้อเสนอแนะสำหรับการวิจัยในอนาคต

### 1.14 นิยามสัญลักษณ์

สัญลักษณ์ตัวพิมพ์เล็ก หมายถึง สัญลักษณ์ในแต่ละเวลา หรือแทนสมาชิกแต่ละตัวของเมทริกซ์ หรือเวกเตอร์

สัญลักษณ์ตัวพิมพ์เล็กที่มีเส้นอยู่ใต้สัญลักษณ์ หมายถึง เวกเตอร์ หรือแทนแถวหรือหลักของเมทริกซ์

สัญลักษณ์ตัวพิมพ์ใหญ่ หมายถึง เมทริกซ์

และนิยามสัญลักษณ์ที่กล่าวมาข้างต้นนี้ จะถูกใช้ไปตลอดทุกบทของวิทยานิพนธ์

## บทที่ 2

### ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงสาเหตุของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น, การแผ่และการรวมกลับ, แบบจำลองของระบบ CDMA แบบสองอัตรา, วิธีการวัดสมรรถนะและความหมายของค่าต่าง ๆ รวมถึงทฤษฎีเกี่ยวกับเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่เกี่ยวข้อง ได้แก่ เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตชันนิตอัตราบิตต่ำ, เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตชันนิตอัตราบิตสูง และเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ

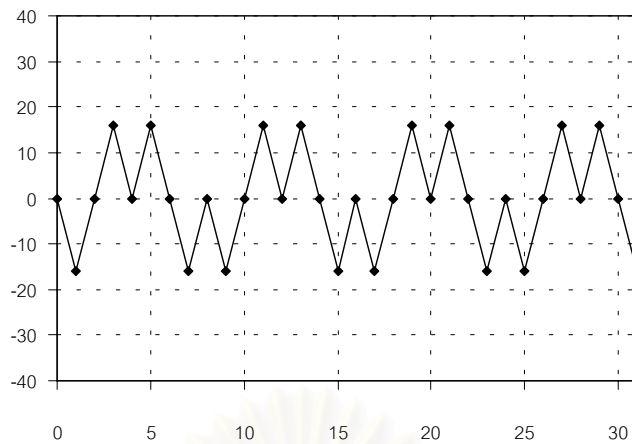
#### 2.1 สาเหตุของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น (Multiple Access Interference : MAI)

สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น เป็นสัญญาณที่รบกวนกันระหว่างผู้ใช้ที่ใช้ความถี่คลื่นพาห์เดียวกันแต่ใช้รหัสแผ่ต่างกัน ซึ่งอาจมองเป็นสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนก็ได้ สาเหตุหลักที่ก่อให้เกิดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น ก็คือ การตั้งฉากกันอย่างไม่สมบูรณ์ของรหัสแผ่ของผู้ใช้แต่ละคน จึงทำให้เกิดสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสแผ่ นอกจากนี้ปรากฏการณ์ใกล้เคียง-ไกล ก็เป็นสาเหตุอีกประการหนึ่งที่ทำให้สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นมีค่าสูงขึ้น

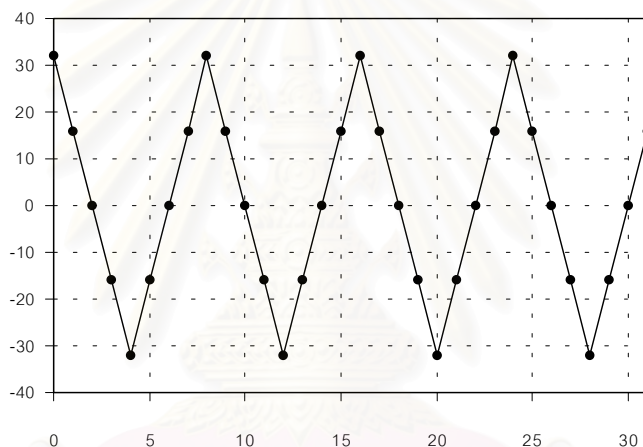
##### 2.1.1 รหัสแผ่ (Spreading Code)

รหัสแผ่เป็นตัวที่ใช้แบ่งแยกผู้ใช้แต่ละคนในระบบ CDMA ออกจากกัน รหัสแผ่ที่ดีจะถูกออกแบบให้มีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสเป็นศูนย์ หรือตั้งฉากกันอย่างสมบูรณ์ อย่างไรก็ตามรหัสแผ่ที่ดีนั้นจะออกแบบได้ยาก อีกทั้งมีจำนวนชุดรหัสให้ใช้ได้จำกัด และอาจตั้งฉากกันอย่างไม่สมบูรณ์ เนื่องจากสภาพแวดล้อม เช่น มีค่าหน่วงเวลาที่ไม่เท่ากัน ดังนั้นรหัสแผ่บางประเภทจึงถูกออกแบบมาเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว รหัสแผ่ที่ถูกเสนอในระบบ CDMA มีอยู่ 2 ประเภทหลัก ๆ คือ [39]

1. **Orthogonal Code** เป็นรหัสฐานสอง (Binary Code) ที่ตั้งฉากกันอย่างสมบูรณ์ หรือมีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสเป็นศูนย์เมื่อไม่มีการเลื่อนของรหัส แต่เมื่อมีการเลื่อนของรหัสสหสัมพันธ์ข้าม (Cross-correlation) จะมีค่าสูงในบางครั้ง นอกจากนี้ยังมีคุณสมบัติทางสหสัมพันธ์ตัวเอง (Autocorrelation) ที่ไม่ดีอีกด้วย ตัวอย่างของรหัสประเภทนี้ ได้แก่ Hadamard Walsh Code [39] เป็นต้น กราฟของสหสัมพันธ์ข้ามและสหสัมพันธ์ตัวเองแสดงไว้ในรูปที่ 2.1 และรูปที่ 2.2

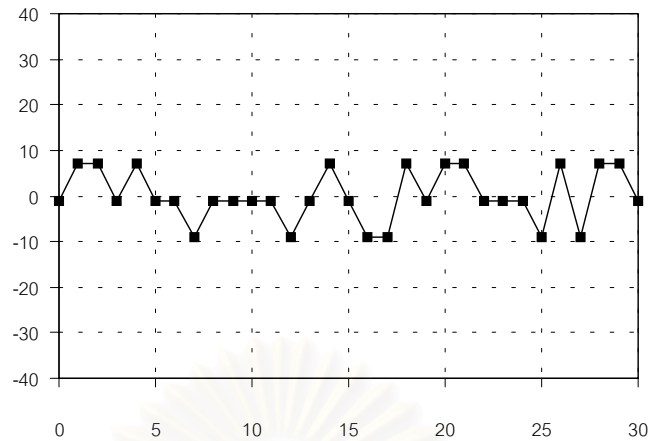


รูปที่ 2.1 ตัวอย่างกราฟสหสัมพันธ์ข้ามระหว่าง Orthogonal Code

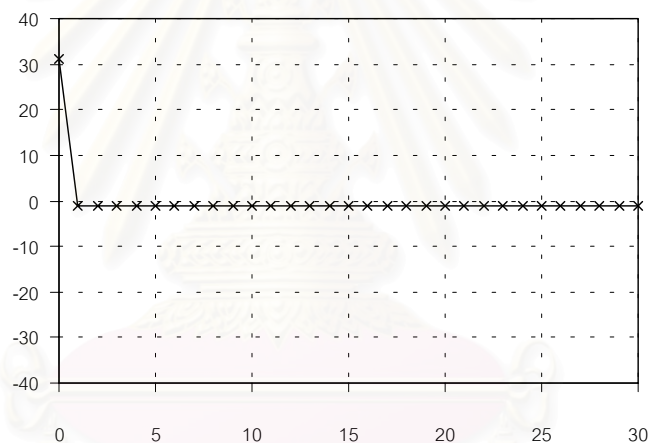


รูปที่ 2.2 ตัวอย่างกราฟสหสัมพันธ์ตัวเองของ Orthogonal Code

2. **Pseudorandom Noise-sequence (PN-sequence)** เป็นรหัสฐานสองที่มีคุณสมบัติคล้ายกับสัญญาณรบกวนซึ่งเป็นกระบวนการแบบสุ่ม รหัสประเภทนี้จะไม่ตั้งฉากกันอย่างสมบูรณ์ ทำให้สหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสไม่เท่ากับศูนย์ อย่างไรก็ตามสหสัมพันธ์ข้ามดังกล่าวจะมีค่าต่ำมาก ทั้งในกรณีที่มีการเลื่อนของรหัส และไม่มี การเลื่อนของรหัส นอกจากนี้ยังมีคุณสมบัติทางสหสัมพันธ์ตัวเองที่ดีอีกด้วย ตัวอย่างของรหัสประเภทนี้ได้แก่ Maximal Length-sequence (M-sequence) [39], Gold Code [40] และ Kasami Sequence [41] เป็นต้น กราฟของสหสัมพันธ์ข้ามและสหสัมพันธ์ตัวเอง แสดงไว้ในรูปที่ 2.3 และรูปที่ 2.4 สำหรับรหัสแฉะที่ทำให้เกิดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น ในระบบชิงโครนัส สำหรับช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก (AWGN) จะเป็นรหัสประเภท PN-sequence



รูปที่ 2.3 ตัวอย่างกราฟสหสัมพันธ์ข้ามระหว่าง PN-sequence



รูปที่ 2.4 ตัวอย่างกราฟสหสัมพันธ์ตัวเองของ PN-sequence

### 2.1.2 ปปรากฏการณ์ใกล้-ไกล (Near-far Effect)

ปรากฏการณ์ใกล้-ไกล เป็นผลมาจากการที่ผู้ใช้แต่ละคนอยู่ห่างจากสถานีฐานไม่เท่ากัน ทำให้สัญญาณจากผู้ใช้ที่อยู่ใกล้กับสถานีฐานมาถึงสถานีฐานด้วยกำลังของสัญญาณที่แรง จึงไปรบกวนสัญญาณจากผู้ใช้ที่อยู่ไกลจากสถานีฐาน สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นจึงเพิ่มขึ้น ทำให้เครื่องรับแบบธรรมดาตรวจจับสัญญาณผิดพลาดได้ง่ายขึ้น ระบบจึงมีสมรรถนะต่ำลง ซึ่งปัญหานี้สามารถแก้ไขได้โดยการควบคุมกำลังส่งของผู้ใช้ทุกคนที่ไปถึงสถานีฐานให้เท่ากัน แต่การควบคุมกำลังส่งที่เข้มงวดนี้จะส่งผลให้ระบบมีความซับซ้อนมาก

นอกจากนี้ในระบบ CDMA แบบสองอัตรา ที่ใช้อัตราชิปคิงที่นั้น สัญญาณที่ส่งด้วยอัตราบิตสูง จะมีคาบแคบกว่ากรณีส่งด้วยอัตราบิตต่ำ ดังนั้นเพื่อให้กำลังในหนึ่งคาบสัญญาณเท่ากัน (หรือเพื่อให้ได้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากัน) ข้อมูลที่มีอัตราบิตสูงต้องส่งด้วยกำลังที่สูงด้วย จึงส่งผลให้เกิดปัญหาในลักษณะเดียวกับปรากฏการณ์ใกล้-ไกลต่อผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ

## 2.2 การแผ่และการรวมกลับ

การแผ่และการรวมกลับ เป็นขั้นตอนที่สำคัญสำหรับการสื่อสารข้อมูลในระบบ CDMA โดยการแผ่ เป็นกระบวนการที่ผู้ใช้แต่ละคนใช้ในการส่งข้อมูลของตนเองออกมา และการรวมกลับเป็นกระบวนการซึ่งใช้ที่เครื่องรับสำหรับประมาณบิตข้อมูลของผู้ใช้คนที่สนใจ (Desired User)

### 2.2.1 รหัสสั้นและรหัสยาว (Short Code และ Long Code)

รหัสสั้น หมายถึง การใช้รหัส 1 ชุด ในการแผ่ข้อมูล 1 บิต จึงเรียกว่าเป็น “รหัสที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา” (Time Invariant Spreading Code) ส่วนรหัสยาว หมายถึง การใช้รหัส 1 ชุด แผ่ข้อมูลหลาย ๆ บิต โดยแต่ละบิตข้อมูลจะถูกแผ่ด้วยส่วนย่อย ๆ ที่แตกต่างกันของชุดรหัสนั้น จึงเรียกว่าเป็น “รหัสที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา” (Time Varying Spreading Code)

มาตรฐาน IS-95 จะใช้รหัสยาวในการแผ่ แต่สำหรับมาตรฐานของระบบการสื่อสารแบบไร้สายในยุคที่ 3 นั้น มีการเสนอให้ใช้ทั้งรหัสสั้น และรหัสยาว [39] โดยรหัสสั้นนี้ถูกเสนอขึ้นมาเพื่อให้เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบใหม่สามารถนำมาใช้ในทางปฏิบัติได้ เนื่องจากเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบใหม่มีความซับซ้อนสูงขึ้นอย่างมาก

นอกจากนี้ยังมี เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่มีการปรับตัวได้ (Adaptive Multiuser Detection) ซึ่งปรับตามข้อมูลครั้งละ 1 บิต โดยถูกออกแบบมาเพื่อใช้ลดความซับซ้อนให้กับเครื่องรับเฉพาะกรณีแผ่ด้วยรหัสสั้นเท่านั้น ตัวอย่างเช่น เครื่องรับที่มีการส่งชุดลำดับฝึกฝน [38] และเครื่องรับที่มีการปรับตัวแบบบอดชนิดเชิงเส้น [37]

### 2.2.2 Gold Code และรหัสแบบสุ่ม (Random Code)

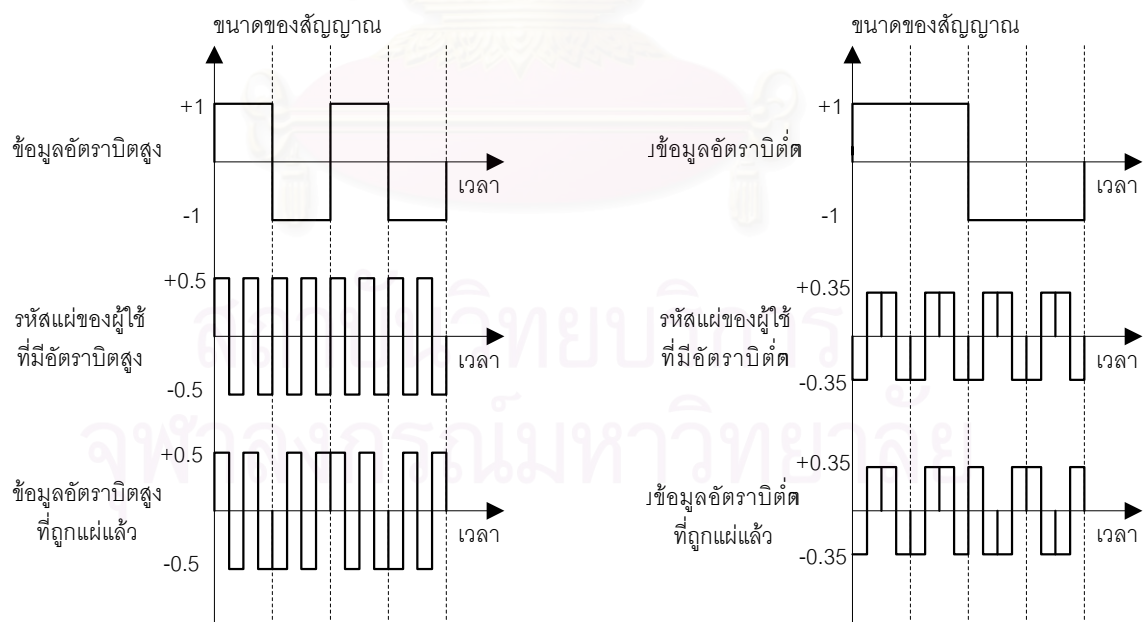
สำหรับรหัสสั้นที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้รหัสแบบสุ่ม (Random Code) เท่านั้น เนื่องจาก Gold Code เป็นรหัสแผ่ที่มีคุณสมบัติที่ดี (มีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสต่ำมาก) ส่วนรหัสแบบสุ่มซึ่งถูกสร้างขึ้นมาจากการสุ่มอย่างอิสระ เป็นรหัสแผ่ที่มีคุณสมบัติไม่ค่อยดี หรืออาจมองว่าเป็นกรณีที่สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นมีค่าสูงก็ได้ จึงมีงานวิจัยมากมายที่ใช้รหัสแบบสุ่ม แม้ว่าในปัจจุบัน

ยังมีได้นำมาใช้ในระบบจริง ทั้งนี้เนื่องมาจาก คาดว่าระบบในอนาคตจะมีผู้ใช้จำนวนมาก การใช้รหัสแฉ่ที่มีคุณสมบัติที่ดีเท่านั้นจะเป็นไปได้ยาก เพราะที่ความยาวรหัสค่าหนึ่ง ๆ จะมีชุดรหัสที่มีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสต่ำๆ อยู่เพียงจำนวนหนึ่งเท่านั้น ดังนั้นถ้าระบบใช้รหัสสั้นในการแฉ่แล้ว ในอนาคตอาจต้องใช้ชุดรหัสที่มีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างกันสูงขึ้น อย่างเช่น รหัสแบบสุ่ม เป็นต้น

### 2.2.3 ขั้นตอนการแฉ่ (Spread)

ที่ภาคส่งจะนำข้อมูลของผู้ใช้ที่ต้องการส่งซึ่งมีอัตราบิตค่อนข้างต่ำ มาคูณกับรหัสแฉ่ซึ่งมีอัตราบิตที่สูงกว่ามาก ผลลัพธ์ที่ได้ ก็คือ สัญญาณที่มีอัตราการส่งสูงกว่าข้อมูลที่ต้องการจะส่งมาก ด้วยเหตุนี้จึงเรียกว่าเกิดการแฉ่ของสเปกตรัมขึ้น

สำหรับระบบ CDMA แบบสองอัตรา ที่ใช้อัตราบิตคงที่นั้น รหัสของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงจะสั้นกว่าและมีขนาดใหญ่กว่ารหัสของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ ตัวอย่างแสดงไว้ในรูปที่ 2.5 โดยข้อมูลของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ 1 บิต จะถูกแฉ่ออกเป็นรหัสที่มีความยาว 8 ชิป ในขณะที่ข้อมูลของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง 1 บิต จะถูกแฉ่ออกเป็นรหัสที่มีความยาวแค่ 4 ชิป เท่านั้น เนื่องจากผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงส่งข้อมูลได้เร็วกว่าผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำอยู่ 2 เท่า



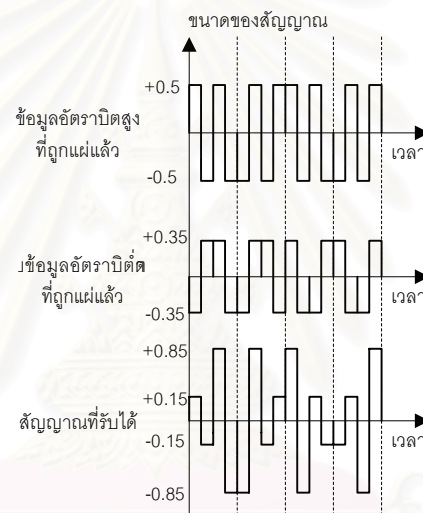
รูปที่ 2.5 ตัวอย่างขั้นตอนการแฉ่



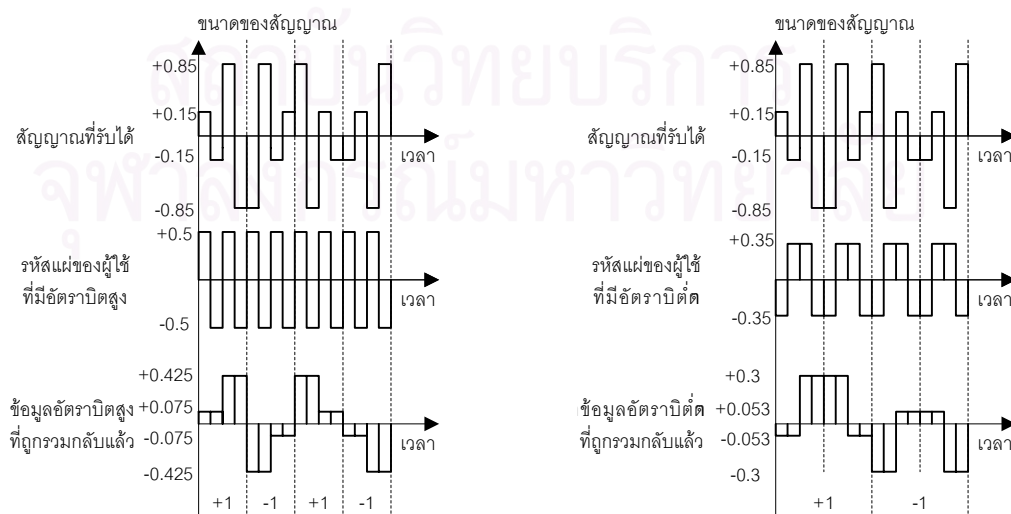
## 2.2.4 ขั้นตอนการรวมกลับ (Despread)

ที่ภาครับจะตรวจจับข้อมูลที่ส่งมา จากสัญญาณที่ได้รับได้ (Received Signal) โดยใช้คอร์รีเลเตอร์ (Correlator) ซึ่งเป็นตัวคำนวณค่าสหสัมพันธ์ โดยจะทำการคูณสัญญาณที่ได้รับเข้ากับรหัสแฉ่ตัวเดิมที่ใช้ในการแฉ่ที่ภาคส่ง จากนั้นก็หาค่าเฉลี่ยของสัญญาณทุก ๆ 1 คาบของบิตข้อมูลที่ต้องการ ในที่สุดจะได้ข้อมูลกลับคืนมา ขั้นตอนการรวมกลับนี้จะอยู่ในเครื่องรับแบบธรรมชาติของผู้ใช้แต่ละคน ซึ่งจะได้กล่าวถึงต่อไป

จากตัวอย่างที่แล้ว สมมติให้ช่องสัญญาณไม่มีสัญญาณรบกวน ดังนั้นสัญญาณที่ได้รับจะเกิดจากการรวมกันของข้อมูลที่ถูกระบุแล้ว ดังแสดงในรูปที่ 2.6 และตัวอย่างการรวมกลับอยู่ในรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.6 ตัวอย่างสัญญาณที่ได้รับ



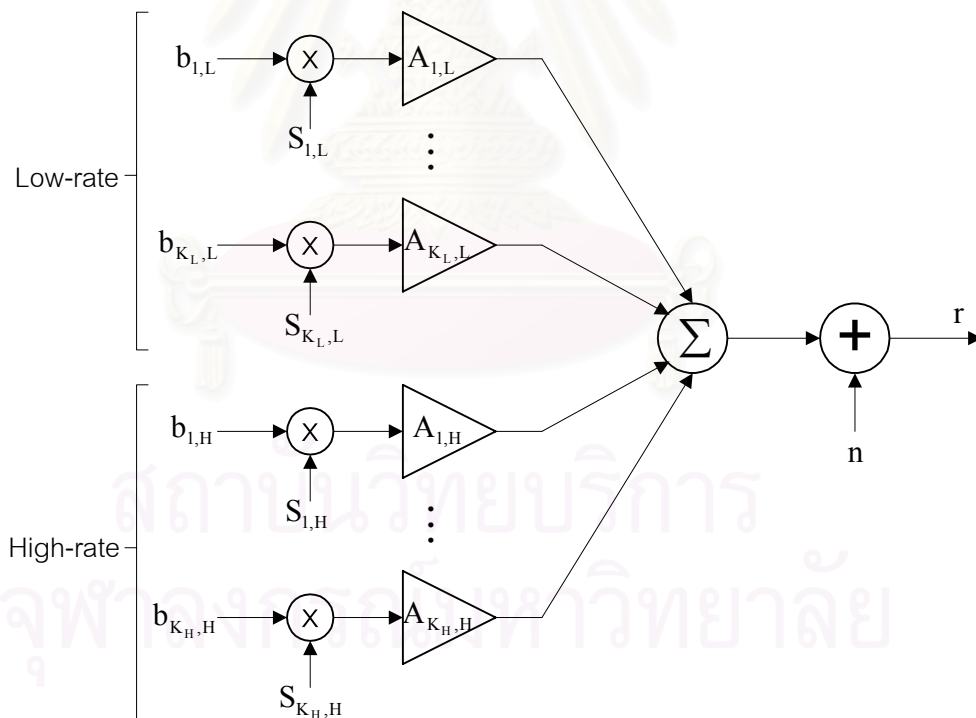
รูปที่ 2.7 ตัวอย่างขั้นตอนการรวมกลับ

## 2.3 แบบจำลองของระบบ CDMA แบบสองอัตรา (Dual-rate CDMA)

### 2.3.1 แบบจำลองของระบบภาคส่ง

แบบจำลองของระบบ CDMA แบบสองอัตราที่ภาคส่งแสดงไว้ในรูปที่ 2.8 งานวิจัยที่ผ่านมา [16,17,30,31] เริ่มจากการพิจารณาระบบที่มีสองอัตราก่อน เพื่อนำแนวคิดขยายไปสู่ระบบที่มีหลายอัตราต่อไป พิจารณาแบบจำลองการส่งแบบแถบฐาน (Baseband) ในระบบ CDMA แบบสองอัตราในกรณีระบบเชื่อมโยงขาขึ้น สำหรับระบบการส่งแบบซิงโครนัสผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนสีขาวแบบบวกร โดยไม่คิดผลของเฟดดิ้งหลายวิถี และตั้งสมมติฐานว่าสัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคนมาถึงภาครับโดยซิงโครนัสกันอย่างสมบูรณ์ และที่ภาครับรู้รหัสแผ่ของผู้ใช้ทุกคน

ให้ระบบมีผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ  $K_L$  คน และผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง  $K_H$  คน คาบบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำเป็น  $T_L$  และคาบบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงเป็น  $T_H$  โดยสมมติให้อัตราส่วนระหว่างอัตราบิตสูงต่ออัตราบิตต่ำ (Rate Ratio :  $R = T_L / T_H$ ) เป็นจำนวนเต็ม



รูปที่ 2.8 แบบจำลองของระบบภาคส่ง

จากรูปที่ 2.8 สัญญาณที่รับได้ (Received Signal :  $r$ ) สามารถเขียนได้ดังนี้ [31]

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

โดย  $A_{i,L}$  และ  $b_{i,L}(t)$  คือ ขนาดของสัญญาณที่รับได้ และบิตข้อมูลในเวลา  $t$  ของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำคนที่  $i$  ในทำนองเดียวกัน  $A_{j,H}^{(h)}$  และ  $b_{j,H}^{(h)}(t)$  คือ ขนาดของสัญญาณที่รับได้ และบิตข้อมูลในเวลา  $t$  ของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงคนที่  $j$  ในช่วงย่อยที่  $h$  ส่วน  $n(t)$  เป็นสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาว ที่มีค่าเฉลี่ยเป็น 0 และค่าความแปรปรวนเป็น  $\sigma^2$

สำหรับ  $S_{i,L}(t)$  คือ รหัสแผ่ของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำคนที่  $i$  และ  $S_{j,H}^{(h)}(t)$  คือ รหัสแผ่ของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงคนที่  $j$  ในช่วงย่อยที่  $h$  โดยรหัสแผ่จะถูกทำให้เป็นบรรทัดฐาน (Normalize) ในช่วงบิตของมัน ดังนี้ [31]

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

$$\int_0^{T_H} [S_{j,H}^{(h)}(t)]^2 dt = 1 \quad ; \quad j \in \{1, \dots, K_H\}, h \in \{1, \dots, R\} \quad (2-3)$$

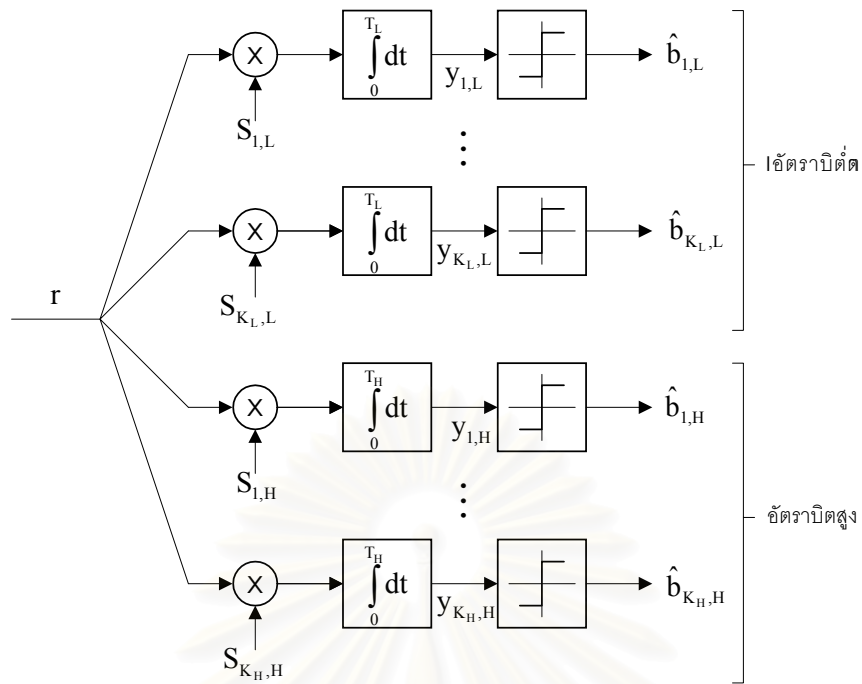
### 2.3.2 แบบจำลองของระบบภาครับ

สัญญาณที่รับได้จะถูกนำมาผ่านเครื่องรับแบบธรรมดา ก่อน แล้วจึงนำสัญญาณที่ได้ไปผ่านเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่น่าสนใจ ได้แก่ เครื่องรับแบบดีคอดริเลตชนิดอัตราบิตต่ำ, เครื่องรับแบบดีคอดริเลตชนิดอัตราบิตสูง, เครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ และเครื่องรับชนิดที่ทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำที่สุดที่ใช้กระบวนการปรับอัตโนมัติ

#### 2.3.2.1 เครื่องรับแบบธรรมดา (Conventional Receiver หรือ Match Filter : MF)

หน้าที่ของเครื่องรับในระบบ CDMA คือ การแยกแยะผู้ใช้แต่ละคนออกจากกัน ตามปกติแล้วเครื่องรับที่ใช้กันโดยทั่วไป ก็คือ เครื่องรับแบบธรรมดา ดังแสดงในรูปที่ 2.9 ซึ่งเครื่องรับนี้ก็ยังคงถูกใช้เป็นส่วนประกอบหนึ่งในเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคน

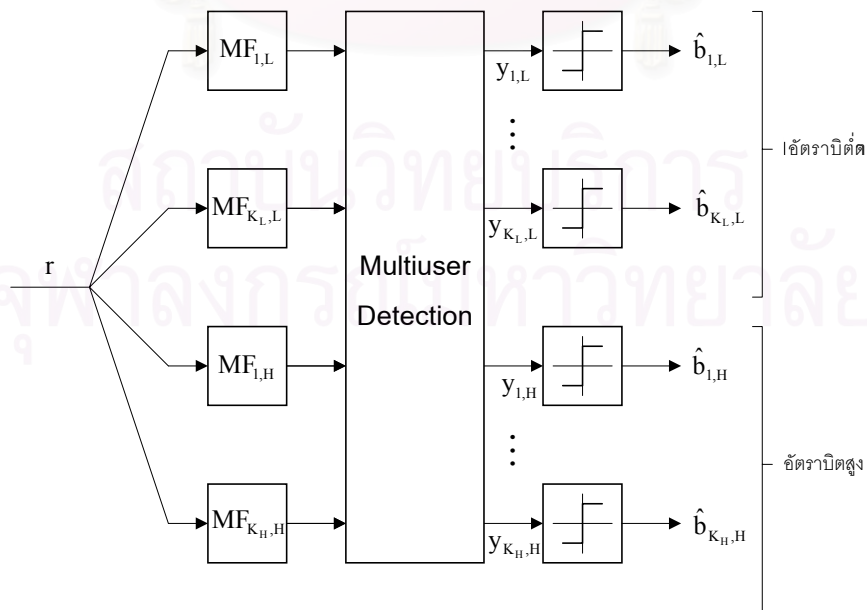
เครื่องรับแบบธรรมดาของผู้ใช้แต่ละคน จะประกอบด้วยรหัสแผ่ของผู้ใช้คนนั้น และวงจรรวมซึ่งใช้สำหรับรวมสัญญาณของผู้ใช้ โดยพบว่าเครื่องรับแบบธรรมดาของผู้ใช้แต่ละคน จะใช้รหัสแผ่ของตัวเองเท่านั้น ในการแยกสัญญาณที่ต้องการออกมา เครื่องรับแบบธรรมดานี้ไม่ได้กำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นออกไป แต่จะคิดเหมือนกับว่าเป็นสัญญาณรบกวนซึ่งไม่สามารถกำจัดได้ หลังจากผ่านเครื่องรับแบบธรรมดาแล้ว สัญญาณที่ได้จะถูกนำไปตัดสินว่าข้อมูลที่ผู้ใช้ส่งมาเป็นอะไร โดยนำไปผ่านวงจรตัดสินใจ ตัดสิน ดังนั้นถ้าระบบมีสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นมาก ๆ ข้อมูลที่ได้จากเครื่องรับแบบธรรมดาจะผิดพลาดได้ง่าย เนื่องจากความสามารถของเครื่องรับแบบธรรมดากำหนดด้วยสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น



รูปที่ 2.9 เครื่องรับแบบธรรมดา

2.3.2.2 เครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคน (Multiuser Detection : MUD)

ในกรณีที่มีการนำเครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคนมาใช้ที่ภาครับ สัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบธรรมดาจะยังไม่ถูกส่งไปตัดสินบิต แต่จะถูกส่งไปเข้าเครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคนก่อน จากนั้นจึงค่อยทำการตัดสินบิต ดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 เครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคน

## 2.4 วิธีการวัดสมรรถนะและความหมายของค่าต่าง ๆ

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

โดยทั่วไปแล้ว ค่าที่แสดงถึงสมรรถนะของระบบที่สนใจ จะถูกแสดงอยู่ในรูปอัตราความผิดพลาดบิต หรือความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิต (Bit Error Probability) เมื่ออยู่ในสภาวะต่าง ๆ เช่น เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) เปลี่ยนไป หรือจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป เป็นต้น สำหรับอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่มีการปรับตัวได้ จะเริ่มนับเมื่อการปรับตัวลู่เข้า (Converge) สู่สถานะอยู่ตัว (Steady State) แล้ว สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ ทั้งในเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่มีการปรับตัวได้แบบอาศัยชุดลำดับฝึกฝน (Training Sequence) และแบบบอด (Blind) คือ ไม่อาศัยชุดลำดับฝึกฝน จะปรับค่าน้ำหนักถ่วง (Weight) ไป 1,000 บิต จากนั้นจึงหยุดปรับแล้วค่อยเริ่มนับค่าอัตราความผิดพลาดบิต ส่วนค่าช่วงก้าว (Step Size) จะเลือกค่าที่ทำให้อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของระบบโดยรวมหลังจากการปรับไป 1,000 บิต ดีที่สุด ซึ่งจะทำให้ค่าน้ำหนักถ่วงลู่เข้าในช่วงประมาณ 1,000 บิต

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

ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ของสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบธรรมดา สำหรับผู้ใช้คนที่  $k$  มีนิยามในหน่วยเดซิเบล (Decibel : dB) ดังนี้

$$\text{SNR}_k = 10 * \log\left(\frac{A_k^2}{\sigma^2}\right) \quad (2-4)$$

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

### 2.4.3 ความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล (Near-far Resistance)

ความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล เป็นตัวบ่งบอกถึงความทนทานของเครื่องรับนั้นต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล สำหรับเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ ซึ่งเป็นเครื่องรับแบบไม่เชิงเส้น การหาความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลในรูปของสมการจะมีความยุ่งยากมาก ต่างจากเครื่องรับแบบเชิงเส้น ดังนั้นปกติแล้วจึงแสดงอยู่ในรูปกราฟของอัตราความผิดพลาดบิต (BER) ของผู้ใช้คนที่สนใจ (Desired User) ซึ่งมีกำลังต่ำที่สุด เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ของผู้ใช้คนอื่นที่มารบกวน (Interferer) เพิ่มขึ้น เครื่องรับที่มีความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลนั้น ค่าอัตราความผิดพลาดบิตไม่ควรเพิ่มขึ้น เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้คนอื่นเพิ่มขึ้น

#### 2.4.4 ขอบเขตของผู้ใช้รายเดียว (Single User Bound : SUB)

ถ้าพิจารณาจริงอย่างคร่าว ๆ โดยให้สัญญาณแทรกสอดในระบบเกิดจากสัญญาณของผู้ใช้ในระบบเท่านั้น จะสามารถแบ่งสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้ในระบบออกเป็น 2 ประเภท คือ สัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นภายในเซลล์ (Intracell Interference) และสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นระหว่างเซลล์ (Inter-cell Interference) [9] สำหรับสัญญาณแทรกสอดที่มาจากผู้ใช้ในเซลล์อื่น จะไม่สามารถกำจัดได้ด้วยเครื่องรับสำหรับผู้ให้หลายคน ส่วนสัญญาณแทรกสอดที่มาจากผู้ใช้ภายในเซลล์เดียวกัน จะสามารถกำจัดได้ด้วยเครื่องรับสำหรับผู้ให้หลายคน ดังนั้นสมรรถนะที่ดีที่สุดของระบบเมื่อใช้เครื่องรับสำหรับผู้ให้หลายคน ก็คือ สมรรถนะของระบบที่ไม่มีการรบกวนจากสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นในเซลล์ที่เครื่องรับสำหรับผู้ให้หลายคนนั้นทำงานอยู่

ถ้าหากระบบมีผู้ใช้คนที่สนใจเพียงคนเดียวเท่านั้นที่จะส่งข้อมูลอยู่ในเซลล์ เครื่องรับแบบธรรมดาจะเป็นเครื่องรับที่ดีที่สุดในการรับสัญญาณ เนื่องจากมีผู้ใช้คนเดียวจึงไม่มีสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นเกิดขึ้น ดังนั้นเมื่อใช้เครื่องรับสำหรับผู้ให้หลายคน ในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น สมรรถนะที่ได้จึงไม่ดีไปกว่าการใช้เครื่องรับแบบธรรมดา หรือกล่าวได้ว่าระบบเช่นนี้จะเป็นขอบเขตของเครื่องรับสำหรับผู้ให้หลายคน ซึ่งเรียกว่า “ขอบเขตของผู้ใช้รายเดียว” (Single User Bound : SUB)

### 2.5 เครื่องรับแบบดีคอร์รีเลต (Decorrelating Detector)

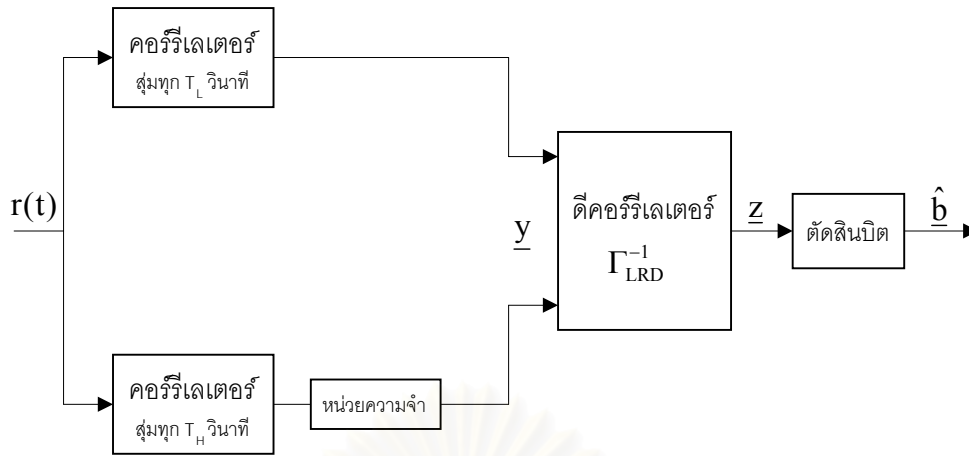
#### 2.5.1 เครื่องรับแบบดีคอร์รีเลตชนิดอัตราบิดต่ำ (Low-rate Decorrelator : LRD) [16,17,31]

เครื่องรับแบบดีคอร์รีเลตชนิดอัตราบิดต่ำ มีโครงสร้างดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.11

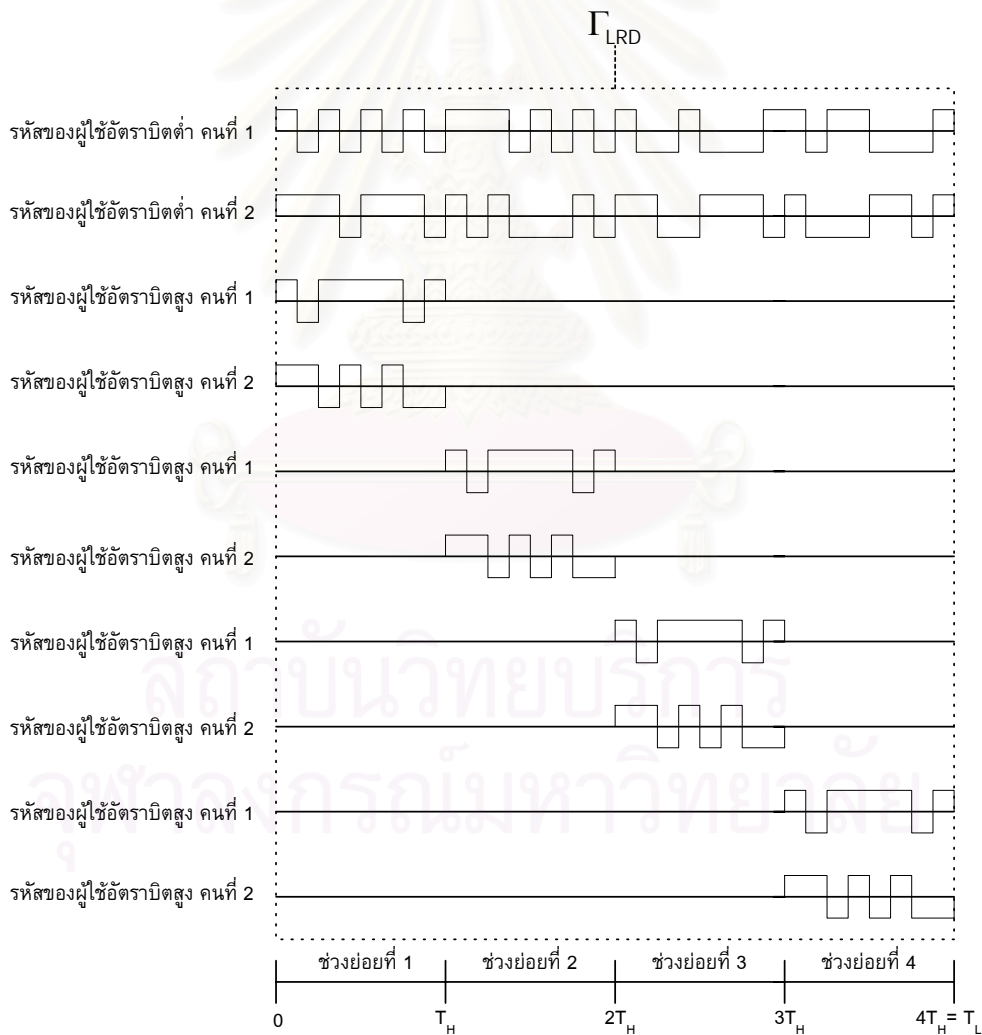
ในช่วง  $[0, T_L]$  จะมองผู้ใช้ที่มีอัตราบิดสูงแต่ละคนเป็นผู้ใช้ที่มีอัตราบิดต่ำที่มีจำนวนเท่ากับค่าอัตราส่วนระหว่างอัตรา ( $R$ ) ดังนั้นในระบบ CDMA แบบสองอัตรา ซึ่งมีผู้ใช้ที่มีอัตราบิดต่ำ  $K_L$  คน และผู้ใช้ที่มีอัตราบิดสูง  $K_H$  คน จะมองเสมือนว่าเป็นระบบ CDMA แบบอัตราเดียวที่มีผู้ใช้  $K_L + RK_H$  คน ซึ่งส่งด้วยอัตราบิดต่ำ โดยได้แสดงตัวอย่างไว้ในรูปที่ 2.12 ซึ่งมีผู้ใช้ที่มีอัตราบิดต่ำ 2 คน และผู้ใช้ที่มีอัตราบิดสูง 2 คน โดยอัตราบิดสูงมากกว่าอัตราบิดต่ำอยู่ 4 เท่า ดังนั้นจึงเสมือนว่าระบบมีผู้ใช้ทั้งหมด  $2 + 4 \times 2 = 10$  คน

จากรูปที่ 2.12 รหัสแผ่ของผู้ใช้เสมือนคนที่  $h$  ของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดสูงคนที่  $j$  คือ

$$\tilde{S}_{j,H}^{(h)}(t) = \begin{cases} S_{j,H}^{(h)}(t) & ; (h-1)T_H \leq t \leq hT_H \\ 0 & ; \text{Else} \end{cases} \quad (2-5)$$



รูปที่ 2.11 โครงสร้างของเครื่องรับแบบดีโคอริเลตชนิดอัตราบิตต่ำ



รูปที่ 2.12 ตัวอย่างรหัสเสมือน สำหรับเครื่องรับแบบดีโคอริเลตชนิดอัตราบิตต่ำ

จากรูปที่ 2.11 เครื่องรับแบบดีคอดรีเลตชนิดอัตราบิดต่ำจะนำสัญญาณที่รับได้มาผ่านเครื่องรับแบบธรรมดา หรือคอดรีเลเตอร์ 2 แบบ คือ คอดรีเลเตอร์ที่ส่งทุก ๆ  $T_L$  วินาที สำหรับผู้ใช้ที่มีอัตราบิดต่ำ และคอดรีเลเตอร์ที่ส่งทุก ๆ  $T_H$  วินาที สำหรับผู้ใช้ที่มีอัตราบิดสูง กรณีบิดของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดสูง จะถูกเก็บไว้ในหน่วยความจำ (Memory) จนมีบิดครบเท่ากับ  $R$  ก่อนที่จะนำไปผ่านเข้าดีคอดรีเลเตอร์ที่ใช้เมตริกซ์ ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัส แล้วผู้ใช้ทุกคนก็จะถูกตัดสินบิตออกมาพร้อมกัน

ให้ระบบมีผู้ใช้เสมือนทั้งหมด  $K$  คน ซึ่ง  $K = K_L + RK_H$

สัญญาณที่รับได้เมื่อนำมาผ่านเครื่องรับแบบธรรมดาก็จะได้ผลลัพธ์เป็น

$$y_k = \int_0^{T_L} r(t) S_k(t) dt \quad ; k=1, \dots, K \quad (2-6)$$

ให้  $\underline{y} = [y_1, y_2, \dots, y_K]^T$  และแทนสมการ (2-1) ลงในสมการ (2-6)

ผลลัพธ์ที่ผ่านเครื่องรับแบบธรรมดา สามารถเขียนให้อยู่ในรูปเวกเตอร์ได้ดังนี้

$$\underline{y} = \Gamma_{LRD} \Lambda \underline{b} + \underline{n} \quad (2-7)$$

โดย  $\underline{b}$  คือ เวกเตอร์ของบิตข้อมูล

$$\begin{aligned} \underline{b} &= [b_1, b_2, \dots, b_K]^T \\ &= [b_{1,L}, \dots, b_{K_L,L}, b_{1,H}^{(1)}, \dots, b_{K_H,H}^{(1)}, \dots, b_{1,H}^{(R)}, \dots, b_{K_H,H}^{(R)}]^T \end{aligned} \quad (2-8)$$

$\Lambda$  คือ เมตริกซ์ทแยงมุม โดยมีองค์ประกอบในแนวทแยงมุมเป็นขนาดของสัญญาณที่รับได้

$$\Lambda = \begin{bmatrix} A_{1,L} & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & & & & & & \vdots \\ \vdots & & A_{K_L,L} & & & & & 0 \\ 0 & & & A_{1,H}^{(1)} & & & & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & & & & \vdots \\ \vdots & & & & A_{K_H,H}^{(1)} & & & \vdots \\ 0 & & & & & \ddots & & 0 \\ \vdots & & & & & & A_{1,H}^{(R)} & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & A_{K_H,H}^{(R)} \end{bmatrix} \quad (2-9)$$

$\underline{n}$  คือ เวกเตอร์ของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียน มีค่าเฉลี่ยเป็น 0 มีเมตริกซ์สหสัมพันธ์เป็น  $\sigma^2 \Gamma_{LRD}$

$\Gamma_{LRD}$  คือ เมตริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัส

$A_{i,L}$  คือ ขนาดสัญญาณของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดต่ำ คนที่  $i$

$A_{j,H}^{(h)}$  คือ ขนาดสัญญาณของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดสูง คนที่  $j$  ในช่วงย่อยที่  $h$



เมตริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัสด เขียนได้ดังนี้

$$\Gamma_{LRD} = \begin{bmatrix} \Gamma_{LL} & \Gamma_{LH}^{(1)} & \Gamma_{LH}^{(2)} & \cdots & \Gamma_{LH}^{(R)} \\ \Gamma_{HL}^{(1)} & \Gamma_{HH}^{(1)} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \Gamma_{HL}^{(2)} & \mathbf{0} & \Gamma_{HH}^{(2)} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \mathbf{0} \\ \Gamma_{HL}^{(R)} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \Gamma_{HH}^{(R)} \end{bmatrix} \quad (2-10)$$

โดย

$$[\Gamma_{LL}]_{m,n} = \int_0^{T_L} S_{m,L}(t) S_{n,L}(t) dt \quad ; m=1,\dots,K_L \quad n=1,\dots,K_L \quad (2-11)$$

$$[\Gamma_{LH}^{(h)}]_{m,n} = \int_0^{T_L} S_{m,L}(t) \tilde{S}_{n,H}^{(h)}(t) dt \quad ; m=1,\dots,K_L \quad n=1,\dots,K_H \quad h=1,\dots,R \quad (2-12)$$

$$[\Gamma_{HH}^{(h)}]_{m,n} = \int_0^{T_L} \tilde{S}_{m,H}^{(h)}(t) \tilde{S}_{n,H}^{(h)}(t) dt \quad ; m=1,\dots,K_H \quad n=1,\dots,K_H \quad h=1,\dots,R \quad (2-13)$$

เมื่อใช้นิยามรหัสดเหมือนของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงจากสมการ (2-5)

จากนั้นนำผลลัพธ์ที่ผ่านเครื่องรับแบบธรรมดา มาเข้าดีคอดรีเลเตอร์ จะได้

$$\underline{z} = \Gamma_{LRD}^{-1} \underline{y} \quad (2-14)$$

แทนสมการ (2-7) ลงในสมการ (2-14) จะได้

$$\begin{aligned} \underline{z} &= \Lambda \underline{b} + \Gamma_{LRD}^{-1} \underline{n} \\ &= \Lambda \underline{b} + \tilde{\underline{n}} \end{aligned} \quad (2-15)$$

เนื่องจาก  $\Gamma_{LRD} = \Gamma_{LRD}^T$  ดังนั้นเมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัสด จึงเขียนได้เป็น

$$\Gamma_{LRD}^{-1} = \begin{bmatrix} G_{00} & \cdots & G_{0R} \\ \vdots & & \vdots \\ G_{R0} & \cdots & G_{RR} \end{bmatrix} \quad (2-16)$$

โดย

$$G_{00} = \left[ \Gamma_{LL} - \sum_{i=1}^R \Gamma_{LH}^{(i)} (\Gamma_{HH}^{(i)})^{-1} \Gamma_{HL}^{(i)} \right]^{-1} \quad ; i=1,\dots,R \quad (2-17)$$

$$G_{0h} = -G_{00} \Gamma_{LH}^{(i)} (\Gamma_{HH}^{(i)})^{-1} \quad ; i=1,\dots,R \quad (2-18)$$

$$G_{ij} = (\Gamma_{HH}^{(i)})^{-1} \Gamma_{HL}^{(i)} G_{00} \Gamma_{LH}^{(j)} (\Gamma_{HH}^{(j)})^{-1} \quad ; i=1,\dots,R \quad j=1,\dots,R \quad i \neq j \quad (2-19)$$

$$G_{ii} = (\Gamma_{HH}^{(i)})^{-1} + (\Gamma_{HH}^{(i)})^{-1} \Gamma_{HL}^{(i)} G_{00} \Gamma_{LH}^{(i)} (\Gamma_{HH}^{(i)})^{-1} \quad ; i=1,\dots,R \quad (2-20)$$

ในขั้นสุดท้ายนำผลลัพธ์ที่ได้จากดีคอดรีเลเตอร์มาเข้าวงจรตัดสินใจตัดสินบิต จะได้

$$\hat{\underline{b}} = \text{sgn}(\underline{z}) \quad (2-21)$$

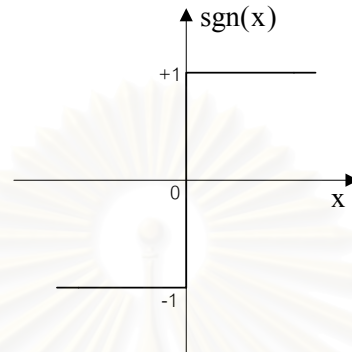
แทนสมการ (2-15) ลงในสมการ (2-21) จะได้

$$\hat{\underline{b}} = \text{sgn}(\Lambda \underline{b} + \tilde{\underline{n}}) \quad (2-22)$$

เมื่อ  $\text{sgn}(\cdot)$  คือ ฟังก์ชันซิกนัม (Signum Function) ที่มีสมการ ดังนี้

$$\begin{aligned}\text{sgn}(x) &= +1 && ; x > 0 \\ &= -1 && ; x < 0\end{aligned}\quad (2-23)$$

กราฟของฟังก์ชันซิกนัม แสดงไว้ในรูปที่ 2.13

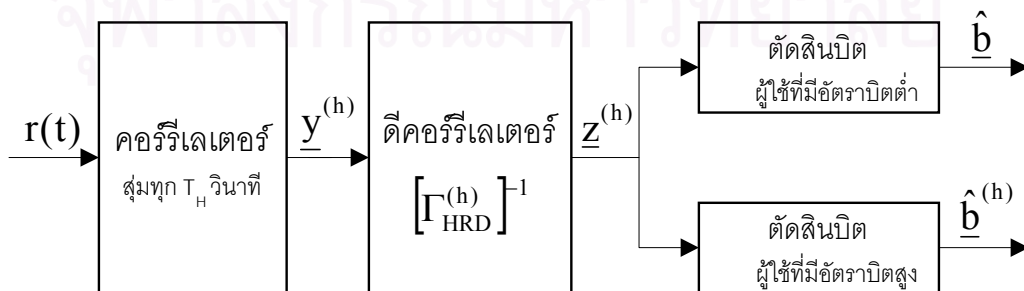


รูปที่ 2.13 กราฟของฟังก์ชันซิกนัม

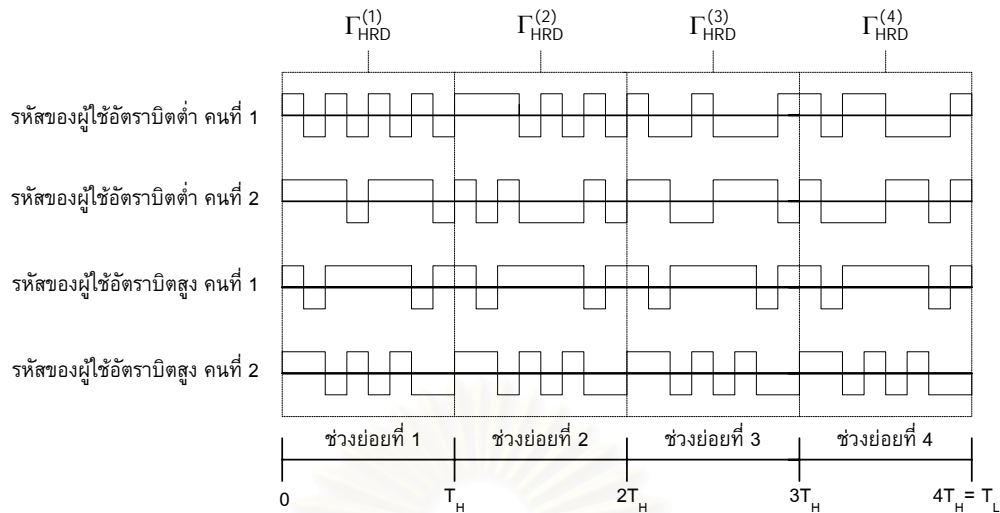
## 2.5.2 เครื่องรับแบบดีคორเรลิตชนิดอัตราบิดสูง (High-rate Decorrelator : HRD) [16,17,31]

เครื่องรับแบบดีคอรเรลิตชนิดอัตราบิดสูง มีโครงสร้างดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.14

ในการทำงานเดียวกันกับเครื่องรับแบบดีคอรเรลิตชนิดอัตราบิดต่ำ ก็สามารถสร้างดีคอรเรลิตเตอร์สำหรับทุกๆ ช่วงย่อย (Subinterval)  $[(h-1)T_H, hT_H]$  ได้ โดยในช่วงย่อยที่  $h$  ผู้ใช้ที่มีอัตราบิดสูงจะส่งข้อมูล 1 บิต ในขณะที่ผู้ใช้ที่มีอัตราบิดต่ำจะส่งบิตแค่เพียง  $1/R$  เท่านั้น ดังนั้นในแต่ละช่วงย่อยจะเสมือนว่าเป็นระบบ CDMA แบบอัตราเดียวที่มีผู้ใช้  $K_L + K_H$  คน ซึ่งส่งด้วยอัตราบิดสูง โดยได้แสดงตัวอย่างไว้ในรูปที่ 2.15 ซึ่งมีผู้ใช้ที่มีอัตราบิดต่ำ 2 คน และผู้ใช้ที่มีอัตราบิดสูง 2 คน โดยอัตราบิดสูงมากกว่าอัตราบิดต่ำอยู่ 4 เท่า ดังนั้นในแต่ละช่วงย่อยจึงเสมือนว่าระบบมีผู้ใช้ทั้งหมด  $2 + 2 = 4$  คน



รูปที่ 2.14 โครงสร้างของเครื่องรับแบบดีคอรเรลิตชนิดอัตราบิดสูง



รูปที่ 2.15 ตัวอย่างรหัสเสมือน สำหรับเครื่องรับแบบดีคอดริเลตชนิดอัตราบิตสูง

จากรูปที่ 2.14 เครื่องรับแบบดีคอดริเลตชนิดอัตราบิตสูงจะนำสัญญาณที่รับได้มาผ่านเครื่องรับแบบธรรมดา หรือคอดริเลเตอร์ที่สุ่มทุก ๆ  $T_H$  วินาที ทั้งสำหรับผู้ที่มีอัตราบิตต่ำ และผู้ที่มีอัตราบิตสูง จากนั้นจึงนำไปผ่านเข้าดีคอดริเลเตอร์ซึ่งใช้เมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัส แล้วผู้ที่มีอัตราบิตสูงก็จะถูกตัดสินใจตัดสินทันที สำหรับผู้ที่มีอัตราบิตต่ำจะรวมสัญญาณก่อนตัดสินบิต

ในแต่ละช่วงย่อยระบบมีผู้ใช้เสมือนทั้งหมด  $K$  คน ซึ่ง  $K = K_L + K_H$

ในช่วงย่อยที่  $h$  สัญญาณที่รับได้เมื่อนำมาผ่านเครื่องรับแบบธรรมดาจะได้ผลลัพธ์เป็น

$$y_k^{(h)} = \int_{(h-1)T_H}^{hT_H} r(t) S_k(t) dt \quad ; k=1, \dots, K \quad h=1, \dots, R \quad (2-24)$$

ให้  $\underline{y}^{(h)} = [y_1^{(h)}, y_2^{(h)}, \dots, y_K^{(h)}]^T$  และแทนสมการ (2-1) ลงในสมการ (2-24)

ผลลัพธ์ที่ผ่านเครื่องรับแบบธรรมดา สามารถเขียนให้อยู่ในรูปเวกเตอร์ได้ดังนี้

$$\underline{y}^{(h)} = \Gamma_{HRD}^{(h)} \Lambda^{(h)} \underline{b}^{(h)} + \underline{n}^{(h)} \quad (2-25)$$

โดย  $\underline{b}^{(h)}$  คือ เวกเตอร์ของบิตข้อมูลในช่วงย่อยที่  $h$

$$\begin{aligned} \underline{b}^{(h)} &= [b_1^{(h)}, b_2^{(h)}, \dots, b_K^{(h)}]^T \\ &= [b_{1,L}, \dots, b_{K_L,L}, b_{1,H}, \dots, b_{K_H,H}]^T \end{aligned} \quad (2-26)$$

$\Lambda^{(h)}$  คือ เมตริกซ์ทแยงมุม โดยมีองค์ประกอบในแนวทแยงมุมเป็นขนาดของสัญญาณที่รับได้

$$\Lambda^{(h)} = \begin{bmatrix} A_{1,L} & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & & & & \vdots \\ \vdots & & A_{K_L,L} & & & 0 \\ 0 & & & A_{1,H} & & \vdots \\ \vdots & & & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & A_{K_H,H}^{(h)} \end{bmatrix} \quad (2-27)$$

$\underline{n}^{(h)}$  คือ เวกเตอร์ของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียน มีค่าเฉลี่ยเป็น 0 มีเมตริกซ์สหสัมพันธ์เป็น  $\sigma^2 \Gamma_{\text{HRD}}^{(h)}$   
 $\Gamma_{\text{HRD}}^{(h)}$  คือ เมตริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัส ในช่วงย่อยที่  $h$  ซึ่ง  $h = 1, \dots, R$

$$\Gamma_{\text{HRD}}^{(h)} = \begin{bmatrix} \Gamma_{\text{LL}}^{(h)} & \Gamma_{\text{LH}}^{(h)} \\ \Gamma_{\text{HL}}^{(h)} & \Gamma_{\text{HH}}^{(h)} \end{bmatrix} \quad (2-28)$$

โดย

$$[\Gamma_{\text{LL}}^{(h)}]_{m,n} = \int_{(h-1)T_H}^{hT_H} \mathbf{S}_{m,L}(t) \mathbf{S}_{n,L}(t) dt \quad ; m = 1, \dots, K_L \quad n = 1, \dots, K_L \quad h = 1, \dots, R \quad (2-29)$$

$$[\Gamma_{\text{LH}}^{(h)}]_{m,n} = \int_{(h-1)T_H}^{hT_H} \mathbf{S}_{m,L}(t) \tilde{\mathbf{S}}_{n,H}^{(h)}(t) dt \quad ; m = 1, \dots, K_L \quad n = 1, \dots, K_H \quad h = 1, \dots, R \quad (2-30)$$

$$[\Gamma_{\text{HH}}^{(h)}]_{m,n} = \int_{(h-1)T_H}^{hT_H} \tilde{\mathbf{S}}_{m,H}^{(h)}(t) \tilde{\mathbf{S}}_{n,H}^{(h)}(t) dt \quad ; m = 1, \dots, K_H \quad n = 1, \dots, K_H \quad h = 1, \dots, R \quad (2-31)$$

จากนั้นนำผลลัพธ์ที่ผ่านเครื่องรับแบบธรรมดา มาเข้าดีคอดริลเตอร์ จะได้

$$\underline{z}^{(h)} = [\Gamma_{\text{HRD}}^{(h)}]^{-1} \underline{y}^{(h)} \quad (2-32)$$

แทนสมการ (2-25) ลงในสมการ (2-32) จะได้

$$\begin{aligned} \underline{z}^{(h)} &= \Lambda^{(h)} \underline{b}^{(h)} + [\Gamma_{\text{HRD}}^{(h)}]^{-1} \underline{n}^{(h)} \\ &= \Lambda^{(h)} \underline{b}^{(h)} + \tilde{\underline{n}}^{(h)} \end{aligned} \quad (2-33)$$

ในช่วงย่อยที่  $h$  เมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัส คือ

$$[\Gamma_{\text{HRD}}^{(h)}]^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}^{(h)} & -\mathbf{L}^{(h)} \Gamma_{\text{LH}}^{(h)} (\Gamma_{\text{HH}}^{(h)})^{-1} \\ -\mathbf{H}^{(h)} \Gamma_{\text{HL}}^{(h)} (\Gamma_{\text{LL}}^{(h)})^{-1} & \mathbf{H}^{(h)} \end{bmatrix} \quad (2-34)$$

โดย

$$\mathbf{L}^{(h)} = [\Gamma_{\text{LL}}^{(h)} - \Gamma_{\text{LH}}^{(h)} (\Gamma_{\text{HH}}^{(h)})^{-1} \Gamma_{\text{HL}}^{(h)}]^{-1} \quad (2-35)$$

$$\mathbf{H}^{(h)} = [\Gamma_{\text{HH}}^{(h)} - \Gamma_{\text{HL}}^{(h)} (\Gamma_{\text{LL}}^{(h)})^{-1} \Gamma_{\text{LH}}^{(h)}]^{-1} \quad (2-36)$$

ในขั้นสุดท้ายนำผลลัพธ์ที่ได้จากดีคอดริลเตอร์มาเข้าวงจรตัดสินใจ สำหรับผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงคนที่  $j$  จะถูกตัดสินใจออกมาทันที คือ

$$\hat{b}_{j,H}^{(h)} = \text{sgn}(z_j^{(h)}) \quad (2-37)$$

แต่สำหรับผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำคนที่  $i$  จะถูกตัดสินใจโดยใช้ Maximal Ratio Combining [17] ดังนี้

$$\hat{b}_{i,L} = \text{sgn} \left[ \sum_{h=1}^R \left( \frac{z_i^{(h)}}{(\Gamma_{i,i}^{(h)})^{-1}} \right) \right] \quad (2-38)$$

### 2.5.3 ปัญหาของเครื่องรับแบบดีคอรรีเลตชนิดอัตราบิตต่ำ (LRD) และ เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตชนิดอัตราบิตสูง (HRD)

#### 2.5.3.1 เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตชนิดอัตราบิตต่ำ

- ในระบบจริงนั้น ช่องสัญญาณจะมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา คือ มีการเข้ามาและออกไปของผู้ใช้ ทำให้ต้องหาเมตริกซ์ผกผันบ่อย ๆ ระบบจึงมีความซับซ้อนอย่างมากตามค่าอัตราส่วนระหว่างอัตราบิตสูงต่ออัตราบิตต่ำ
- สำหรับผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง ผลลัพธ์ที่ผ่านเครื่องรับแบบธรรมดา จะถูกเก็บไว้ช่วงเวลาหนึ่งก่อนที่จะนำมาผ่านดีคอรรีเลเตอร์ ทำให้เกิดการหน่วงเวลาขึ้น

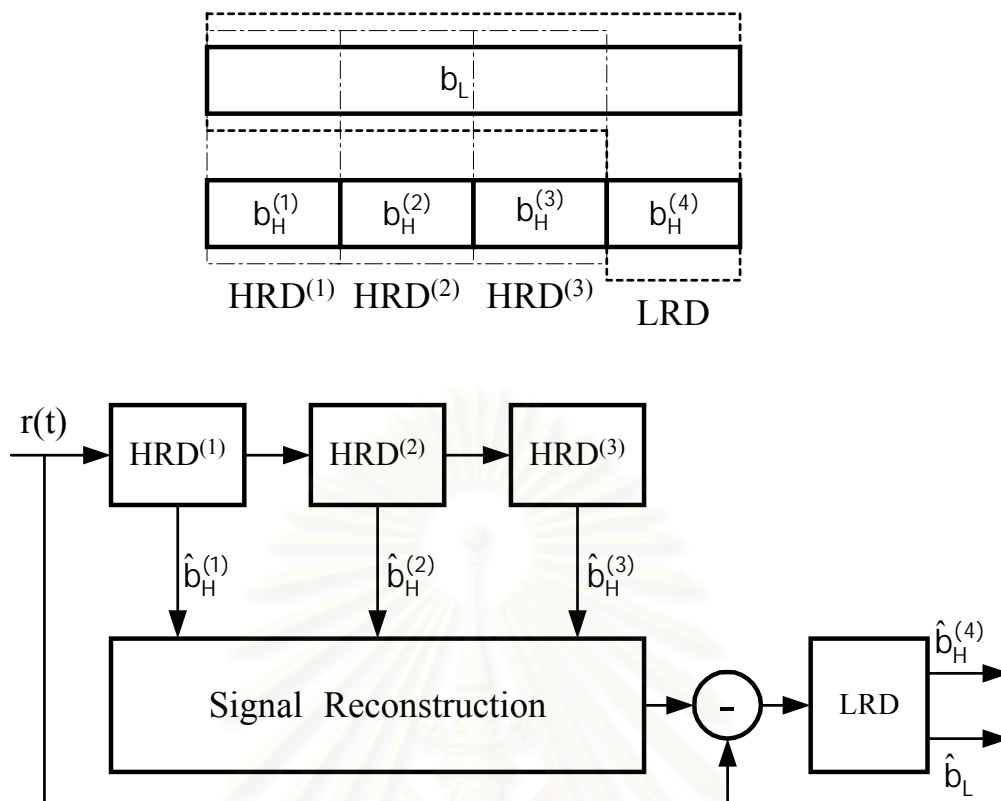
#### 2.5.3.2 เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตชนิดอัตราบิตสูง

- ในภาวะที่มีสัญญาณรบกวนค่อนข้างสูง จะมีสมรรถนะที่ต่ำมาก ซึ่งอาจจะต่ำกว่าเครื่องรับแบบธรรมดาด้วยในบางครั้ง
- เมตริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัส มีโอกาสเป็นเมตริกซ์เอกฐานค่อนข้างสูง จึงไม่สามารถหาเมตริกซ์ผกผันได้

### 2.6 เครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ (Decorrelating Decision-Feedback Detector : DDFB)

เพื่อกำจัดการหน่วงเวลาที่เกิดขึ้นกับผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง และรักษาสมรรถนะที่ดีสำหรับผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ J. Chen [30,31] จึงได้เสนอเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ สำหรับระบบ CDMA แบบสองอัตราขึ้น ซึ่งมีโครงสร้างดังรูปที่ 2.16

จากรูปที่ 2.16 บิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงยกเว้นในช่วงย่อยสุดท้ายจะถูกประมาณออกมาก่อน โดยใช้เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตชนิดอัตราบิตสูง (HRD) นำบิตที่ประมาณได้ในช่วง  $R - 1$  ช่วงย่อยแรกไปแผ่ใหม่ แล้วนำไปหักออกจากสัญญาณที่รับได้ จากนั้นใช้เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตชนิดอัตราบิตต่ำ (LRD) ประมาณบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงในช่วงย่อยสุดท้าย และบิตทั้งหมดของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ อย่างไรก็ตามเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ (DDFB) ก็ยังคงต้องหาเมตริกซ์ผกผันทั้งหมด  $R$  ตัว ที่มาจากเครื่องรับแบบดีคอรรีเลตชนิดอัตราบิตสูงจำนวน  $R - 1$  ตัว โดยแต่ละตัวมีขนาด  $(K_L + K_H) * (K_L + K_H)$  และที่มาจากเครื่องรับแบบดีคอรรีเลตชนิดอัตราบิตต่ำอีก 1 ตัว ซึ่งมีขนาด  $(K_L + K_H) * (K_L + K_H)$  เช่นกัน ดังนั้นจึงยังคงมีโอกาสค่อนข้างสูงอยู่ที่จะหาเมตริกซ์ผกผันไม่ได้



รูปที่ 2.16 โครงสร้างของเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ

### บทที่ 3

#### เครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด

เนื่องจากการวิจัยส่วนใหญ่ในปัจจุบัน เริ่มจากการพิจารณาเพียงระบบ CDMA แบบสองอัตราเท่านั้น แต่ในระบบการสื่อสารแบบไร้สายในยุคที่ 3 ต้องการให้บริการที่มีอัตราส่งแตกต่างกันมากกว่าสองอัตรา เช่น สัญญาณเสียงที่มีอัตราบิต 9.6 Kbps, สัญญาณวิดีโอที่มีอัตราบิต 144 Kbps ไปจนถึงการส่งข้อมูลระดับ 2 Mbps ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงเสนอการนำกระบวนการปรับอัตราในมิติชนิดบอด ซึ่งใช้ระเบียบวิธีบูตสเตรป (Bootstrap) มาใช้ลดปัญหาความซับซ้อนในการหาเมทริกซ์ ผกผันที่ใช้ในเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ สำหรับระบบ CDMA แบบสามอัตรา และเนื่องจากการปรับแบบบอดจึงไม่ต้องส่งชุดลำดับฝึกฝน ซึ่งเป็นส่วนเกินในระบบ ทำให้ใช้ประโยชน์จากความกว้างแถบได้อย่างเต็มที่ โดยเรียกเครื่องรับใหม่ที่เสนอขึ้นนี้ว่า “เครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับที่ใช้กระบวนการปรับอัตราในมิติชนิดบอด” (Blind Adaptive Decorrelating Decision-Feedback Detector : BADF)

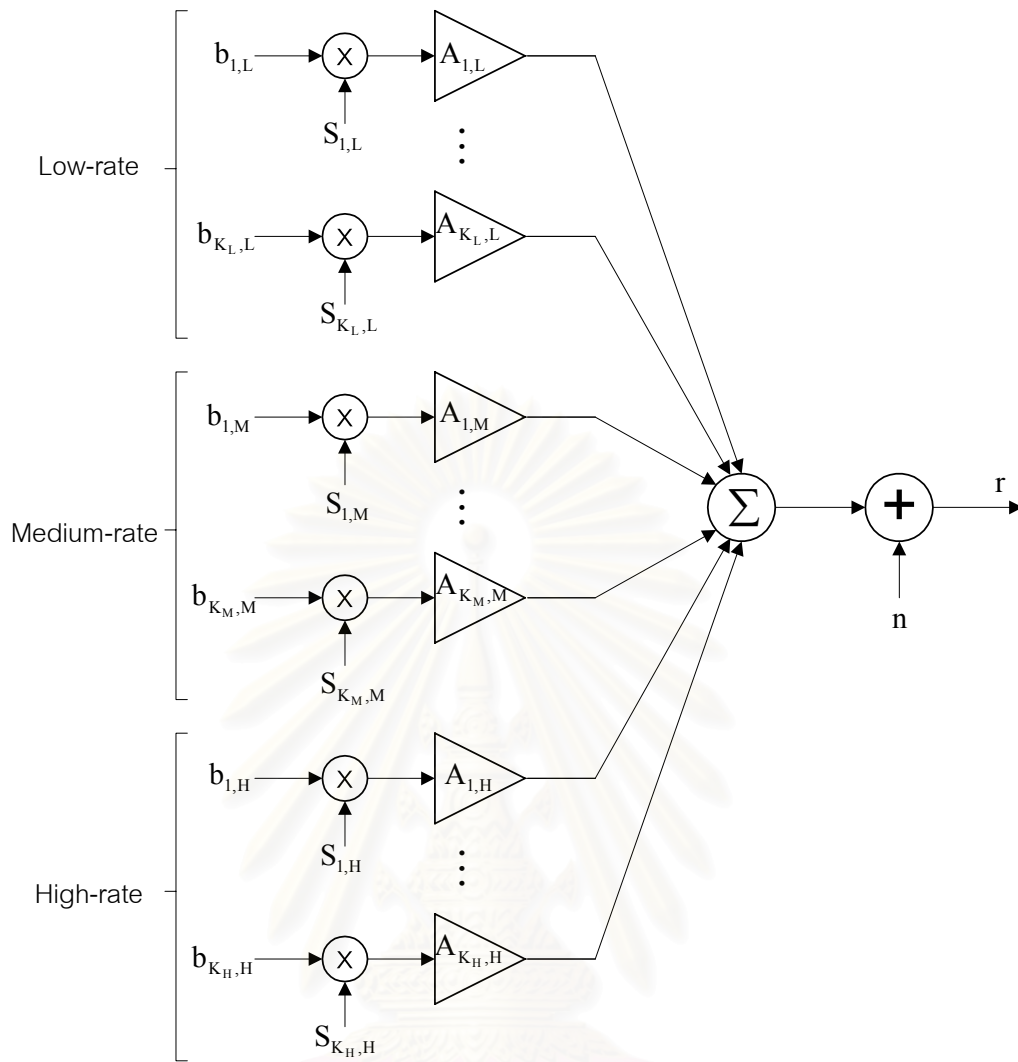
เนื้อหาในบทนี้จะเริ่มจากแบบจำลองของระบบ CDMA แบบสามอัตรา จากนั้นจะกล่าวถึงการนำระเบียบวิธีบูตสเตรป ซึ่งได้ถูกเสนอไว้ใช้ในเครื่องรับแบบดีคอร์เรลิตสำหรับระบบ CDMA แบบอัตราเดียว มาประยุกต์ใช้ในเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ สำหรับระบบ CDMA แบบสามอัตรา

#### 3.1 แบบจำลองของระบบ CDMA แบบสามอัตรา (Tri-rate CDMA)

##### 3.1.1 แบบจำลองของระบบภาคส่ง

วิทยานิพนธ์นี้ได้เสนอแบบจำลองของระบบ CDMA แบบสามอัตราที่ภาคส่งแสดงไว้ในรูปที่ 3.1 พิจารณาแบบจำลองการส่งแบบแถบฐาน ในระบบ CDMA แบบสามอัตรา ในกรณีระบบเชื่อมโยงขาขึ้น สำหรับระบบการส่งแบบซิงโครนัส ผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก โดยไม่คิดผลของเฟดดิ้งหลายวิถี และตั้งสมมติฐานว่าสัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคนมาถึงภาครับโดยซิงโครนัสกันอย่างสมบูรณ์ และที่ภาครับรู้รหัสแผ่ของผู้ใช้ทุกคน

ให้ระบบมีผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ  $K_L$  คน, ผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง  $K_M$  คน และผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง  $K_H$  คน คาบบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำเป็น  $T_L$ , คาบบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลางเป็น  $T_M$  และคาบบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงเป็น  $T_H$  โดยให้ทั้งอัตราส่วนระหว่างอัตราบิตสูงต่ออัตราบิตต่ำ ( $R_{HL}$ ) และอัตราส่วนระหว่างอัตราบิตกลางต่ออัตราบิตต่ำ ( $R_{ML}$ ) เป็นจำนวนเต็ม



รูปที่ 3.1 แบบจำลองของระบบภาคส่ง

จากรูปที่ 3.1 สัญญาณที่รับได้ (Received Signal : r) สามารถเขียนได้ดังนี้

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

โดย  $A_{i,L}$  และ  $b_{i,L}(t)$  คือ ขนาดของสัญญาณที่รับได้ และบิตข้อมูลในเวลา  $t$  ของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำคนที่  $i$  ส่วน  $A_{j,M}^{(m)}$  และ  $b_{j,M}^{(m)}(t)$  คือ ขนาดของสัญญาณที่รับได้ และบิตข้อมูลในเวลา  $t$  ของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลางคนที่  $j$  ในช่วงย่อยที่  $m$  และในทำนองเดียวกัน  $A_{k,H}^{(h)}$  และ  $b_{k,H}^{(h)}(t)$  คือ ขนาดของสัญญาณที่รับได้ และบิตข้อมูลในเวลา  $t$  ของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงคนที่  $k$  ในช่วงย่อยที่  $h$  ส่วน  $n(t)$  เป็นสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก ที่มีค่าเฉลี่ยเป็น 0 และค่าความแปรปรวนเป็น  $\sigma^2$



ส่วน  $S_{i,L}(t)$  คือ รหัสแผลของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำคนที่  $i$  ส่วน  $S_{j,M}^{(m)}(t)$  คือ รหัสแผลของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลางคนที่  $j$  ในช่วงย่อยที่  $m$  ส่วน  $S_{k,H}^{(h)}(t)$  คือ รหัสแผลของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงคนที่  $k$  ในช่วงย่อยที่  $h$  โดยรหัสแผลจะถูกทำให้เป็นบรรทัดฐาน (Normalize) ในช่วงบิตของมัน ดังนี้

$$\int_0^{T_L} [S_{i,L}(t)]^2 dt = 1 \quad ; \quad i \in \{1, \dots, K_L\} \quad (3-2)$$

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

$$\int_0^{T_H} [S_{k,H}^{(h)}(t)]^2 dt = 1 \quad ; \quad k \in \{1, \dots, K_H\}, h \in \{1, \dots, R_{HL}\} \quad (3-4)$$

### 3.2 หลักการของระเบียบวิธีบูตสเตรป (Bootstrap) [42]

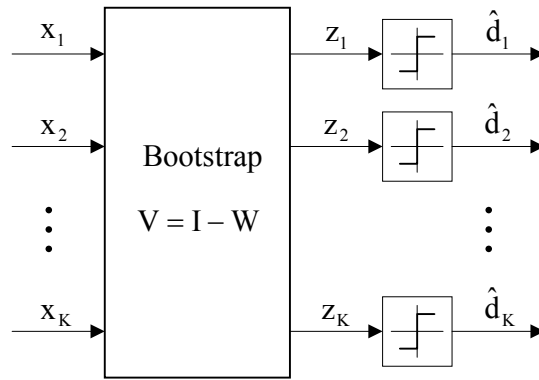
ระเบียบวิธีบูตสเตรป เป็นกระบวนการปรับตัวแบบบอดที่ใช้ในการแยกแยะข้อมูลซึ่งเป็นอิสระจากกัน แต่อยู่ปะปนกันออกจากกัน ระเบียบวิธีนี้จะทำการกำจัดค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างข้อมูลที่ไม่ต้องการ (สัญญาณแทรกสอด) กับสัญญาณออก จนในที่สุดจะทำให้สัญญาณออกเป็นอิสระจากสัญญาณแทรกสอดนั้น

หากสัญญาณที่ป้อนเข้าเครื่องแยกสัญญาณ (Separator) เกิดจากข้อมูลที่ต้องการและข้อมูลที่ไม่ต้องการ ซึ่งเป็นอิสระจากกัน แต่ปะปนกันมาด้วยค่าสหสัมพันธ์ข้ามค่าหนึ่ง ทำให้สัญญาณที่เข้ามาในเครื่องแยกสัญญาณนั้นไม่เป็นอิสระจากสัญญาณที่ไม่ต้องการ หลักการของบูตสเตรป ก็คือการพยายามลดค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณออกของเครื่องแยกสัญญาณ กับข้อมูลที่ไม่ต้องการทั้งหมด เพื่อให้สัญญาณออกเหลือแต่ข้อมูลที่ต้องการเท่านั้น โดยสามารถเขียนอธิบายเป็นสมการได้ดังนี้

ให้ระบบมีผู้ใช้  $K$  คน และข้อมูลของผู้ใช้ทุกคนที่ส่งออกมาเป็นเวกเตอร์  $\underline{d}$  ขนาด  $K * 1$  ซึ่งสมาชิก  $d_k$  ( $k = 1, \dots, K$ ) แต่ละตัวเป็นอิสระต่อกัน โดยค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนเป็นเมทริกซ์  $G$  ขนาด  $K * K$  ที่มีสมาชิก  $g_{ij}$  ( $i, j = 1, \dots, K$ ) และถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาว  $\underline{n}$  จึงสามารถเขียนเวกเตอร์ของสัญญาณก่อนเข้าเครื่องแยกสัญญาณ  $\underline{x}$  ได้ดังนี้

$$\underline{x} = G \underline{d} + \underline{n} \quad (3-5)$$

จากนั้นนำสัญญาณ  $\underline{x}$  นี้ผ่านเข้าเครื่องแยกสัญญาณที่มีเมทริกซ์การแปลง (Transformation Matrix)  $V$  ขนาด  $K * K$  ซึ่งเกิดจากเมทริกซ์เอกลักษณ์ (Identity Matrix)  $I$  ลบด้วยเมทริกซ์น้ำหนักถ่วง (Weight Matrix)  $W$  เครื่องแยกสัญญาณแบบนี้แสดงไว้ในรูปที่ 3.2 โดยแต่ละแถวของเมทริกซ์  $V$  จะเสมือนว่าเป็นเครื่องแยกสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคน คือ เป็นเครื่องแยกสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนขนาด  $1 * K$  จำนวน  $K$  เครื่อง ประกอบกันเป็นเครื่องแยกสัญญาณที่มีเมทริกซ์การแปลง  $V$



รูปที่ 3.2 เครื่องแยกสัญญาณที่มีการปรับตัวแบบบอดโดยใช้ระเบียบวิธีบูตสเตรป

จากรูปที่ 3.2 สัญญาณที่ผ่านออกมาจากเครื่องแยกสัญญาณ คือ

$$\underline{z} = \underline{V} \underline{x} = (\underline{I} - \underline{W}) \underline{x} \quad (3-6)$$

โดย

$$\underline{V} = \begin{bmatrix} 1 & v_{12} & \cdots & v_{1K} \\ v_{21} & 1 & & v_{2K} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ v_{K1} & v_{K2} & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (3-7)$$

$$\underline{W} = \begin{bmatrix} 0 & w_{12} & \cdots & w_{1K} \\ w_{21} & 0 & & w_{2K} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ w_{K1} & w_{K2} & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad (3-8)$$

เนื่องจากแต่ละแถวของเมทริกซ์ จะแทนเครื่องแยกสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคน ดังนั้นจากสมการ (3-6) จะสามารถเขียนสัญญาณที่ออกจากเครื่องแยกสัญญาณของผู้ใช้ลำดับที่  $k$  ได้เป็น

$$z_k = x_k - \underline{w}_k' \underline{x}_k \quad (3-9)$$

โดย  $z_k$  และ  $x_k$  คือ สมาชิกตัวที่  $k$  ของเวกเตอร์  $\underline{z}$  และ  $\underline{x}$  ตามลำดับ มีขนาด  $1 \times 1$

$\underline{z}_k'$  และ  $\underline{x}_k'$  คือ เวกเตอร์ซึ่งประกอบด้วยสมาชิกทุกตัวของเวกเตอร์  $\underline{z}$  และ  $\underline{x}$  ยกเว้นสมาชิก  $z_k$  และ  $x_k$  ตามลำดับ จึงมีขนาดเป็น  $(K-1) \times 1$

$\underline{w}_k'$  คือ แถวที่  $k$  ของเมทริกซ์  $\underline{W}$  ที่ไม่มีสมาชิก  $w_{kk}$  รวมอยู่ด้วย จึงมีขนาดเป็น  $1 \times (K-1)$

จากที่ได้กล่าวไปแล้วในตอนต้นว่า หลักการของระเบียบวิธีบูตสเตรป คือ การทำให้สัญญาณที่ออกจากเครื่องแยกสัญญาณที่ต้องการ เป็นอิสระจากข้อมูลที่ไม่ต้องการทั้งหมด นั่นคือ ระเบียบวิธีบูตสเตรปจะทำการลดค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณออกกับข้อมูลที่ไม่ต้องการทั้งหมด โดยถ้าพิจารณาให้ผู้ลำดับที่  $k$  เป็นผู้ใช้คนที่สนใจ จึงเป็นการลดค่าสหสัมพันธ์ข้ามเพื่อให้ได้

$$E[z_k \underline{d}_k'] = 0 \quad ; k=1, \dots, K \quad (3-10)$$

โดย  $\underline{d}_k$  คือ เวกเตอร์ข้อมูลของผู้ใช้ทุกคนที่ไม่ใช่คนที่  $k$  หรือเป็นเวกเตอร์  $\underline{d}$  ที่ไม่มีสมาชิก  $d_k$  อยู่ จึงมีขนาดเป็น  $(K-1)*1$  ดังนี้

$$\underline{d}_k = [d_1, d_2, \dots, d_{k-1}, d_{k+1}, \dots, d_K]^T \quad (3-11)$$

อย่างไรก็ตาม เราไม่สามารถทราบค่าจริงของ  $\underline{d}_k$  ได้ ระเบียบวิธีบูตสเตรปจะทำการประมาณค่า  $\underline{d}_k$  ด้วยบิตที่ตรวจจับได้จากสัญญาณที่ออกจากเครื่องแยกสัญญาณของผู้ใช้คนอื่น ๆ คือ  $\text{sgn}(z_k)$  โดยจะปรับลด  $E[z_k \text{sgn}(z_k)]$  แทนการปรับลด  $E[z_k \underline{d}_k]$  และเมื่อใช้ค่าประมาณที่ขณะใด ๆ แทนค่าเฉลี่ย ในที่สุดก็จะได้กระบวนการปรับตัวแบบบอดโดยใช้ระเบียบวิธีบูตสเตรปเป็น

$$\underline{w}_k(i+1) = \underline{w}_k(i) + \mu z_k \text{sgn}(z_k^T) \quad (3-12)$$

เมื่อ  $\mu$  คือ ค่าช่วงก้าว (Step Size)

### 3.3 เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตที่มีการปรับตัวโดยใช้ระเบียบวิธีบูตสเตรป (Adaptive Bootstrap Decorrelating Detector : ABDD) สำหรับระบบ CDMA แบบอัตราเดียว [43-45]

Y. Bar-Ness ได้นำระเบียบวิธีบูตสเตรปมาใช้กับเครื่องรับแบบดีคอรรีเลตเพื่อกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น ในระบบ CDMA แบบอัตราเดียว โดยใช้สัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบธรรมดาของผู้ใช้ทุก ๆ คนเป็นสัญญาณเข้าดีคอรรีเลเตอร์

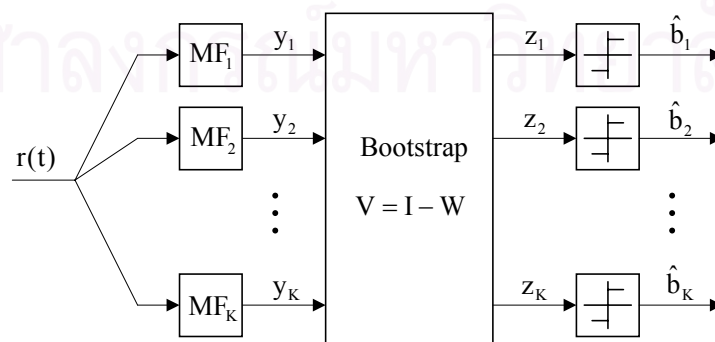
จากสมการ (2-7) สัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบธรรมดา สามารถเขียนได้เป็น

$$\underline{y} = \Gamma \Lambda \underline{b} + \underline{n} \quad (3-13)$$

พบว่าสมการ (3-13) มีลักษณะที่คล้ายกับสมการ (3-5) คือ

$$\underline{x} = G \underline{d} + \underline{n} \quad (3-14)$$

โดย Y. Bar-Ness ให้สัญญาณเข้า  $\underline{x}$  เป็น  $\underline{y}$  พิจารณาว่าสัญญาณที่ต้องการ  $\underline{d}$  ก็คือ  $\underline{b}$  และมองเมทริกซ์สหสัมพันธ์ข้ามระหว่างข้อมูลของผู้ใช้  $G$  เป็น  $\Gamma \Lambda$  ก็จะได้เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตที่มีการปรับตัวโดยใช้ระเบียบวิธีบูตสเตรป ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตที่มีการปรับตัวโดยใช้ระเบียบวิธีบูตสเตรป

จากรูปที่ 3.3 สัญญาณที่ผ่านออกมาจากเครื่องรับแบบดีคอรรีเลต คือ

$$\underline{z} = \underline{V} \underline{y} = (\underline{I} - \underline{W}) \underline{y} \quad (3-15)$$

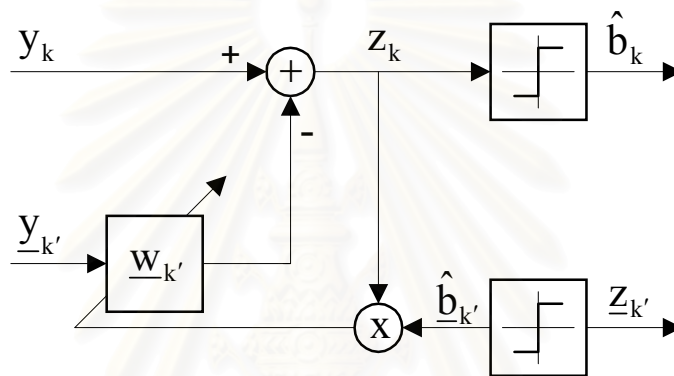
จากสมการ (3-15) จะสามารถเขียนสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับของผู้ใช้ลำดับที่  $k$  ได้เป็น

$$z_k = y_k - \underline{w}_{k'} \underline{y}_{k'} \quad (3-16)$$

ส่วนกระบวนการปรับตัวเพื่อลด  $E[z_k \underline{b}_{k'}]$  จะเป็นไปตามสมการ (3-12) เช่นกัน คือ

$$\underline{w}_{k'}(i+1) = \underline{w}_{k'}(i) + \mu z_k \text{sgn}(z_{k'}) \quad (3-17)$$

จากสมการ (3-16) และ สมการ (3-17) สามารถแสดงกระบวนการปรับน้ำหนักถ่วงของผู้ใช้ลำดับที่  $k$  ไว้ในรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 กระบวนการปรับน้ำหนักถ่วงของผู้ใช้ลำดับที่  $k$  โดยระเบียบวิธีขั้นตอนสุ่ม

เมื่อกำลังของผู้ใช้ที่มารบกวนไม่สูงนัก หรือกรณีอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ของผู้ใช้ที่มารบกวนมีค่าต่ำ เครื่องรับชนิดนี้จะมีสมรรถนะที่ดีกว่าเครื่องรับแบบดีคอรรีเลต สำหรับระบบ CDMA แบบอัตราเดียว ซึ่งใช้ค่าน้ำหนักถ่วงคงที่ ทั้งนี้เนื่องจากในกรณีที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้ที่มารบกวนมีค่าต่ำ เครื่องรับชนิดนี้จะกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นได้ไม่หมด แต่สัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องรับนี้จะลดลง ดังนั้นสมรรถนะจึงดีขึ้น เพราะเมื่อกำลังของผู้ใช้ที่มารบกวนต่ำ ความผิดพลาดส่วนใหญ่จะเกิดจากสัญญาณรบกวน และเครื่องรับนี้จะมีสมรรถนะลู่เข้าสู่เครื่องรับแบบดีคอรรีเลต ในกรณีที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ของผู้ใช้ที่มารบกวนมีค่าสูง ๆ ซึ่ง Y. Bar-Ness ได้พิสูจน์ว่าในสถานะอยู่ตัว กรณีผู้ใช้คนอื่นที่มารบกวนมีอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสูง จนทำให้ประมาณค่า  $E[z_k \underline{b}_{k'}]$  ด้วยค่า  $E[z_k \text{sgn}(z_{k'})]$  ได้อย่างแม่นยำแล้ว ค่าน้ำหนักถ่วงของเครื่องรับนี้จะลู่เข้าสู่

$$\underline{w}_{k'} = \underline{g}_{k'} \Gamma_{k'}^{-1} \quad (3-18)$$

โดย  $\Gamma_k$  คือ เมทริกซ์  $\Gamma$  ซึ่งไม่มีสมาชิกในแถวที่  $k$  และหลักที่  $k$  อยู่

$\underline{g}_k$  คือ แถวที่  $k$  ของเมทริกซ์  $\Gamma$  ซึ่งไม่มีสมาชิกตัวที่  $k$  อยู่

สัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบดีคอรรีเลตที่สถานะอยู่ตัวของผู้ใช้ลำดับที่  $k$  คือ

$$z_k = A_k(\underline{g}_{kk} - \underline{g}_k \Gamma_k^{-1} \underline{g}_k^T) b_k + \zeta_k \quad (3-19)$$

โดย  $\zeta_k$  คือ สัญญาณรบกวนที่ผ่านออกมาจากเครื่องรับของผู้ใช้ลำดับที่  $k$

จากสมการ (3-19) พบว่าจะเหลือเฉพาะข้อมูลของผู้ใช้ลำดับที่  $k$  ที่ส่งมา คือ  $b_k$  เท่านั้น โดยไม่มีข้อมูลของผู้ใช้คนอื่นปะปนมา ซึ่งหมายถึงเครื่องรับนี้สามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นได้หมด และในกรณีที่ผู้ใช้คนอื่นมีอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนต่ำ การประมาณ  $E[z_k b_k^*]$  จะถูกต้องน้อยลง ทำให้เหลืออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน หรือพจน์ที่มี  $b_k$  อยู่บางส่วน แต่จะให้สัญญาณรบกวนน้อยกว่าเครื่องรับแบบดีคอรรีเลต ทำให้เครื่องรับชนิดนี้ แม้จะหักล้างสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นได้ไม่หมด แต่ยังคงให้ความผิดพลาดเนื่องจากผลรวมของการรบกวนจากสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นที่เหลือนี้กับสัญญาณรบกวน ต่ำกว่าเครื่องรับแบบดีคอรรีเลต

จากสมการ (3-19) พบว่าสัญญาณที่ผ่านออกมาจากเครื่องรับแบบดีคอรรีเลตที่มีการปรับตัวโดยใช้ระเบียบวิธีบูตสเตรปจะเหลือเป็นค่าคงที่คูณกับข้อมูลที่ส่งมา ดังนั้นจึงนิยามค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่ถูกสเกลแล้ว (Scaled Mean Square Error : SMSE) เป็นค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าความผิดพลาดระหว่างข้อมูลที่ถูกลบแล้ว กับสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับก่อนนำไปตัดสินใจ ดังนี้

$$SMSE_k = E[\{(\underline{g}_{kk} - \underline{g}_k \Gamma_k^{-1} \underline{g}_k^T) b_k - z_k\}^2] \quad (3-20)$$

#### 3.4 เครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด (Blind Adaptive Decorrelating Decision-Feedback Detector : BADF) สำหรับระบบ CDMA แบบสามอัตรา

วิทยานิพนธ์นี้เสนอการนำกระบวนการปรับตัวแบบบอดที่ใช้ระเบียบวิธีบูตสเตรป มาใช้แก้ปัญหาความซับซ้อนในการหาเมทริกซ์ผกผัน โดยการนำหลักการของเครื่องรับแบบดีคอรรีเลตที่มีการปรับตัวโดยใช้ระเบียบวิธีบูตสเตรป (ABDD) จากหัวข้อที่ 3.3 มาประยุกต์ใช้ในโครงสร้างของเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วมาป้อนกลับ (DDFB) ในหัวข้อที่ 2.6

พิจารณา โครงสร้างของเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอดที่เสนอขึ้น สำหรับระบบ CDMA แบบสามอัตรา ดังแสดงไว้ในรูปที่ 3.5

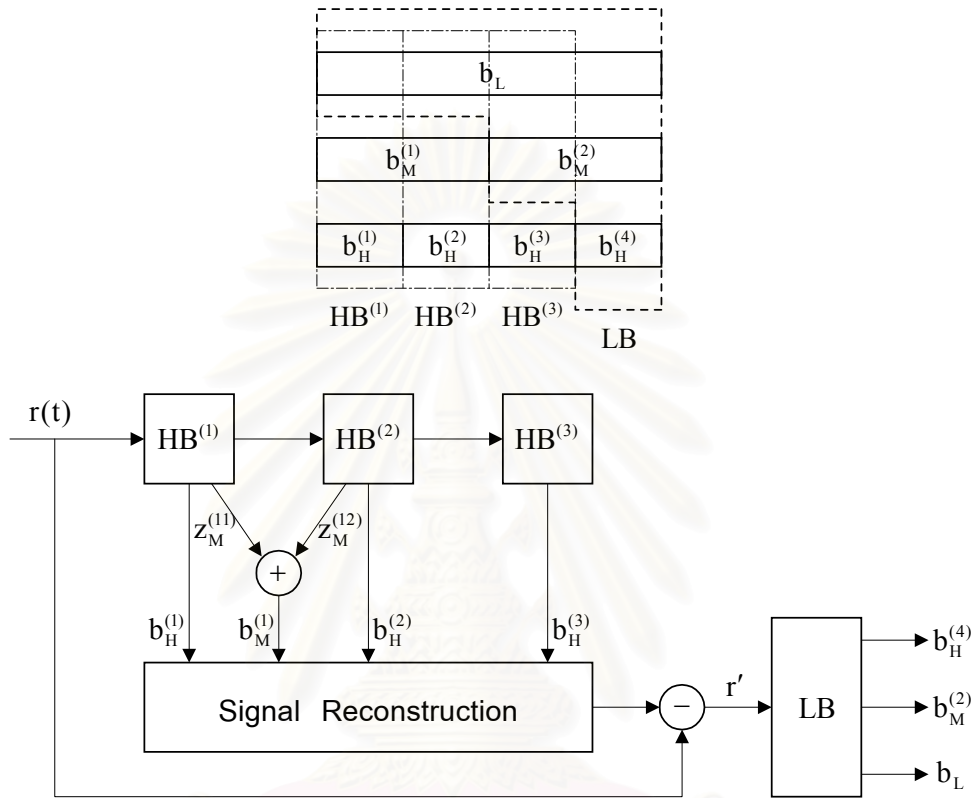
ในช่วงเวลาเดียวกัน ระบบมีผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ  $K_L$  คน ส่งข้อมูลคนละ 1 บิต ในขณะที่ผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง  $K_M$  คน ส่งข้อมูลคนละ  $R_{ML}$  บิต และผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง  $K_H$  คน ส่งข้อมูลคนละ  $R_{HL}$  บิต

เมื่อ  $R_{HL}$  คือ อัตราส่วนระหว่างอัตราบิตสูงต่ออัตราบิตต่ำ

$R_{ML}$  คือ อัตราส่วนระหว่างอัตราบิตกลางต่ออัตราบิตต่ำ

$R_{HM}$  คือ อัตราส่วนระหว่างอัตราบิตสูงต่ออัตราบิตกลาง

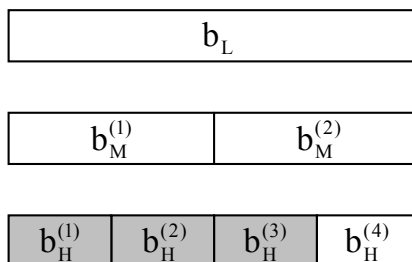
โดยจะพิจารณาเฉพาะกรณีที่ทั้ง  $R_{HL}$ ,  $R_{ML}$  และ  $R_{HM}$  เป็นจำนวนเต็มเท่านั้น



รูปที่ 3.5 โครงสร้างของเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด

จากรูปที่ 3.5 เครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด (BADF) มีการทำงาน 3 ขั้นตอน ดังนี้

**ขั้นที่ 1** หาบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง ยกเว้นในช่วงย่อยสุดท้าย แสดงตัวอย่างไว้ในรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 ตัวอย่างบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง ยกเว้นในช่วงย่อยสุดท้าย

เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตชนิดอัตราบิตสูง (HRD) ที่ใช้ในโครงสร้างของเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดคลื่นแล้วมาป้อนกลับ (DDFB) จะถูกแทนด้วยเครื่องรับแบบดีคอรรีเลตที่มีการปรับตัวโดยใช้ระเบียบวิธีนิวตสเตรปชนิดอัตราบิตสูง (HB) ซึ่งต้องใช้ทั้งหมด  $R_{HL} - 1$  ตัว เท่ากับจำนวนของเครื่องรับแบบ ดีคอรรีเลตชนิดอัตราบิตสูง โดยเครื่องรับแบบดีคอรรีเลตที่มีการปรับตัวโดยใช้ระเบียบวิธีนิวตสเตรปชนิดอัตราบิตสูง (HB) จะมีลักษณะคล้ายกับ เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตที่มีการปรับตัวโดยใช้ระเบียบวิธีนิวตสเตรป (ABDD) ที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.3

ในแต่ละช่วงย่อย ผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงจะส่งข้อมูล 1 บิต ในขณะที่ผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลางจะส่งเพียง  $1/R_{HM}$  บิต และผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำจะส่งแค่เพียง  $1/R_{HL}$  บิต เท่านั้น ดังนั้นในแต่ละช่วงย่อยจะเสมือนว่าเป็นระบบ CDMA แบบอัตราเดียว ที่มีผู้ใช้  $K$  คน ( $K = K_L + K_M + K_H$ ) ซึ่งส่งด้วยอัตราบิตสูง

ในช่วงย่อยที่  $h$  สัญญาณที่รับได้เมื่อนำมาผ่านเครื่องรับแบบธรรมดาจะได้ผลลัพธ์เป็น

$$y_k^{(h)} = \int_{(h-1)T_H}^{hT_H} r(t) S_k(t) dt \quad ; k = 1, \dots, K \quad h = 1, \dots, R_{HL} - 1 \quad (3-21)$$

ให้  $\underline{y}^{(h)} = [y_1^{(h)}, y_2^{(h)}, \dots, y_K^{(h)}]^T$  และแทนสมการ (3-1) ลงในสมการ (3-21)

ผลลัพธ์ที่ผ่านเครื่องรับแบบธรรมดา สามารถเขียนให้อยู่ในรูปเวกเตอร์ได้ดังนี้

$$\underline{y}^{(h)} = \Gamma^{(h)} \Lambda^{(h)} \underline{b}^{(h)} + \underline{n}^{(h)} \quad (3-22)$$

โดย  $\underline{b}^{(h)}$  คือ เวกเตอร์ของบิตข้อมูลในช่วงย่อยที่  $h$

$$\begin{aligned} \underline{b}^{(h)} &= [b_1^{(h)}, b_2^{(h)}, \dots, b_K^{(h)}]^T \\ &= [b_{1,L}, \dots, b_{K_L,L}, b_{1,M}^{(m)}, \dots, b_{K_M,M}^{(m)}, b_{1,H}^{(h)}, \dots, b_{K_H,H}^{(h)}]^T \end{aligned} \quad (3-23)$$

$\Lambda^{(h)}$  คือ เมทริกซ์ทแยงมุม ที่มีองค์ประกอบในแนวทแยงมุมเป็นขนาดของสัญญาณที่รับได้

$$\Lambda^{(h)} = \begin{bmatrix} A_{1,L} & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & & & & \vdots \\ & & A_{K_L,L} & & & \vdots \\ \vdots & & & A_{1,M}^{(m)} & & 0 \\ 0 & & & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & & A_{K_M,M}^{(m)} & \vdots \\ \vdots & & & & & A_{1,H}^{(h)} \\ & & & & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & A_{K_H,H}^{(h)} \end{bmatrix} \quad (3-24)$$

$\underline{n}^{(h)}$  คือ เวกเตอร์ของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน มีค่าเฉลี่ยเป็น 0 มีเมทริกซ์สหสัมพันธ์เป็น  $\sigma^2 \Gamma^{(h)}$

$\Gamma^{(h)}$  คือ เมทริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัส ในช่วงย่อยที่  $h$

จากนั้นนำผลลัพธ์ที่ผ่านเครื่องรับแบบธรรมดา มาเข้าเครื่องรับแบบดีคอรรีเลตที่มีการปรับตัว โดยใช้ระเบียบวิธีบูตสเตรปชนิดอัตราบิตสูง (HB) จะได้

$$\underline{z}^{(h)} = \mathbf{V}^{(h)} \underline{y}^{(h)} = (\mathbf{I} - \mathbf{W}^{(h)}) \underline{y}^{(h)} \quad (3-25)$$

โดย  $\mathbf{I}$  คือ เมทริกซ์เอกลักษณ์ ขนาด  $(\mathbf{K}_L + \mathbf{K}_M + \mathbf{K}_H) * (\mathbf{K}_L + \mathbf{K}_M + \mathbf{K}_H)$

$\mathbf{W}^{(h)}$  คือ เมทริกซ์น้ำหนักถ่วง ในช่วงย่อยที่  $h$

แทนสมการ (3-22) ลงในสมการ (3-25) จะได้

$$\underline{z}^{(h)} = \mathbf{V}^{(h)} \Gamma^{(h)} \Lambda^{(h)} \underline{b}^{(h)} + \mathbf{V}^{(h)} \underline{n}^{(h)} = \mathbf{V}^{(h)} \Gamma^{(h)} \Lambda^{(h)} \underline{b}^{(h)} + \underline{c}^{(h)} \quad (3-26)$$

โดย  $\underline{c}^{(h)}$  คือ สัญญาณรบกวนที่ผ่านออกมาจากเครื่องรับแล้ว ในช่วงย่อยที่  $h$

ถ้าเป็นเครื่องรับแบบดีคอรรีเลตชนิดอัตราบิตสูง (HRD) เมทริกซ์  $\mathbf{V}^{(h)}$  ก็คือ เมทริกซ์  $[\Gamma^{(h)}]^{-1}$  นั่นเอง ดังนั้นจะได้  $\mathbf{V}^{(h)} * \Gamma^{(h)}$  เป็นเมทริกซ์เอกลักษณ์ แต่สำหรับเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้ว มาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด (BADF) จะเลือกให้  $\mathbf{V}^{(h)} * \Gamma^{(h)}$  เป็นเมทริกซ์ที่แยงมุมเท่านั้น โดย  $\mathbf{V}^{(h)}$  ไม่จำเป็นต้องเป็นเมทริกซ์สมมาตร (Symmetric Matrix)

จากสมการ (3-25) จะสามารถเขียนสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับของผู้ใช้ลำดับที่  $k$  ได้เป็น

$$z_k^{(h)} = y_k^{(h)} - \underline{w}_{k'}^{(h)} \underline{y}_{k'}^{(h)} \quad (3-27)$$

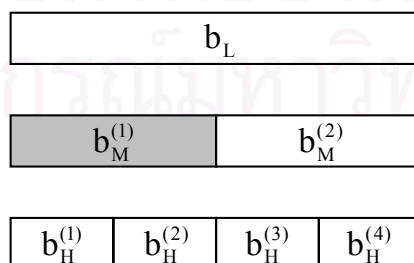
ส่วนกระบวนการปรับตัวเพื่อลด  $E[z_k^{(h)} \underline{b}_{k'}^{(h)}]$  จะเป็นไปตามสมการ (3-17) เช่นกัน คือ

$$\underline{w}_{k'}^{(h)}(i+1) = \underline{w}_{k'}^{(h)}(i) + \mu z_k^{(h)} \text{sgn}(z_{k'}^{(h)})^T \quad (3-28)$$

สำหรับผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง นำผลลัพธ์ที่ได้จากสมการ (3-27) ซึ่งได้มาหลังจากผ่านเครื่องรับแบบดีคอรรีเลตที่มีการปรับตัวโดยใช้ระเบียบวิธีบูตสเตรปชนิดอัตราบิตสูง (HB) ไปทำการตัดสินใจบิตโดยทันที ก็จะได้บิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง ยกเว้นในช่วงย่อยสุดท้ายออกมา คือ

$$\hat{b}_{k,H}^{(h)} = \text{sgn}(z_{k,H}^{(h)}) \quad ; k = 1, \dots, K_H \quad h = 1, \dots, R_{HL} - 1 \quad (3-29)$$

**ขั้นที่ 2** หาบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง ยกเว้นในช่วงย่อยสุดท้าย แสดงตัวอย่างไว้ในรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 ตัวอย่างบิตของผู้ใช้อัตราบิตกลาง ยกเว้นในช่วงย่อยสุดท้าย



สำหรับผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง นำผลลัพธ์ที่ได้จากสมการ (3-27) ซึ่งได้มาหลังจากผ่านเครื่องรับแบบดีคอดรีเลตที่มีการปรับตัวโดยใช้ระเบียบวิธีบูตสเตรปชนิดอัตราบิตสูง (HB) มารวมกันจนครบบิตของอัตราบิตกลางก่อน แล้วจึงนำไปทำการตัดสินบิต ก็จะได้บิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง ยกเว้นในช่วงย่อยสุดท้ายออกมา คือ

$$\hat{b}_{j,M}^{(m)} = \text{sgn}\left(\sum_{i=1}^{R_{HM}} z_{k,M}^{(mi)}\right) \quad ; j=1,\dots,K_M \quad m=1,\dots,R_{ML}-1 \quad (3-30)$$

จากนั้นนำบิตที่ตัดสินแล้วทั้งหมด คือ  $\hat{b}_{k,H}^{(h)}$  และ  $\hat{b}_{j,M}^{(m)}$  ไปแผ่ใหม่ แล้วนำไปหักล้างออกจากสัญญาณที่รับได้ ดังนี้

$$r'(t) = r(t) - \sum_{j=1}^{K_M} \left\{ \sum_{m=1}^{R_{ML}-1} A_{j,M}^{(m)} \hat{b}_{j,M}^{(m)}(t) S_{j,M}^{(m)}(t) \right\} - \sum_{k=1}^{K_H} \left\{ \sum_{h=1}^{R_{HL}-1} A_{k,H}^{(h)} \hat{b}_{k,H}^{(h)}(t) S_{k,H}^{(h)}(t) \right\} \quad (3-31)$$

แทนสมการ (3-1) ลงในสมการ (3-31) จะได้

$$r'(t) = \sum_{i=1}^{K_L} A_{i,L} b_{i,L}(t) S_{i,L}(t) + \sum_{j=1}^{K_M} A_{j,M}^{(R_{ML})} b_{j,M}^{(R_{ML})}(t) S_{j,M}^{(R_{ML})}(t) + \sum_{k=1}^{K_H} A_{k,H}^{(R_{HL})} b_{k,H}^{(R_{HL})}(t) S_{k,H}^{(R_{HL})}(t) - \sum_{j=1}^{K_M} \left\{ \sum_{m=1}^{R_{ML}-1} A_{j,M}^{(m)} e_{j,M}^{(m)}(t) S_{j,M}^{(m)}(t) \right\} - \sum_{k=1}^{K_H} \left\{ \sum_{h=1}^{R_{HL}-1} A_{k,H}^{(h)} e_{k,H}^{(h)}(t) S_{k,H}^{(h)}(t) \right\} \quad (3-32)$$

เมื่อ  $e_{j,M}^{(m)}$  คือ ค่าผิดพลาดในการประมาณบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลางคนที่  $j$  ในช่วงย่อยที่  $m$

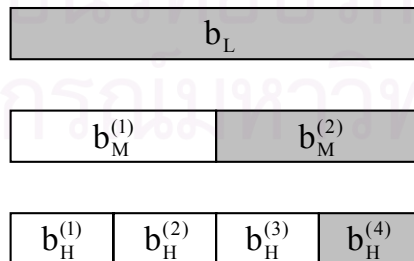
$e_{k,H}^{(h)}$  คือ ค่าผิดพลาดในการประมาณบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงคนที่  $k$  ในช่วงย่อยที่  $h$

โดย

$$e_{j,M}^{(m)}(t) = b_{j,M}^{(m)}(t) - \hat{b}_{j,M}^{(m)}(t) \quad (3-33)$$

$$e_{k,H}^{(h)}(t) = b_{k,H}^{(h)}(t) - \hat{b}_{k,H}^{(h)}(t) \quad (3-34)$$

**ขั้นที่ 3** หาบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงและอัตราบิตกลางในช่วงย่อยสุดท้าย และบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ แสดงตัวอย่างไว้ในรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 ตัวอย่างบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงและอัตราบิตกลาง ในช่วงย่อยสุดท้าย และบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ

เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตชนิดอัตราบิตต่ำ (LRD) ที่ใช้ในโครงสร้างของเครื่องรับแบบนำข้อมูล ที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ (DDFB) จะถูกแทนด้วยเครื่องรับแบบดีคอรรีเลตที่มีการปรับตัวโดยใช้ ระเบียบวิธีนูนตสเตรปชนิดอัตราบิตต่ำ (LB) ซึ่งใช้เพียงแค่ 1 ตัว เท่ากับจำนวนของเครื่องรับแบบดีคอรรี เลตชนิดอัตราบิตต่ำ โดยเครื่องรับแบบดีคอรรีเลตที่มีการปรับตัวโดยใช้ระเบียบวิธีนูนตสเตรปชนิด อัตราบิตต่ำ (LB) จะมีลักษณะคล้ายกับเครื่องรับแบบดีคอรรีเลตที่มีการปรับตัวโดยใช้ระเบียบวิธีนูนตส ตเรป (ABDD) ที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.3

ในแต่ละช่วง ผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำจะมีข้อมูลคนละ 1 บิต ในขณะที่ผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลางและ ผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงเหลือแค่คนละ 1 บิตเช่นกัน คือ ในช่วงย่อยสุดท้าย เท่านั้น ดังนั้นในแต่ละช่วงจะ เสมือนว่าเป็นระบบ CDMA แบบอัตราเดียว ที่มีผู้ใช้  $K$  คน ( $K = K_L + K_M + K_H$ ) ซึ่งส่งด้วยอัตรา บิตต่ำ

ให้รหัสแผลของผู้ใช้เสมือนคนที่  $m$  ของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลางคนที่  $j$  คือ

$$\tilde{S}_{j,M}^{(m)}(t) = \begin{cases} S_{j,M}^{(m)}(t) & ; (m-1)T_M \leq t \leq mT_M \\ 0 & ; \text{Else} \end{cases} \quad (3-35)$$

และรหัสแผลของผู้ใช้เสมือนคนที่  $h$  ของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงคนที่  $k$  คือ

$$\tilde{S}_{k,H}^{(h)}(t) = \begin{cases} S_{k,H}^{(h)}(t) & ; (h-1)T_H \leq t \leq hT_H \\ 0 & ; \text{Else} \end{cases} \quad (3-36)$$

สัญญาณที่รับได้เมื่อนำมาผ่านเครื่องรับแบบธรรมดาจะได้ผลลัพธ์เป็น

$$y_k = \int_0^{T_L} r'(t) S_k(t) dt \quad ; k = 1, \dots, K \quad (3-37)$$

ให้  $\underline{y} = [y_1, y_2, \dots, y_K]^T$  และแทนสมการ (3-1) ลงในสมการ (3-34)

ผลลัพธ์ที่ผ่านเครื่องรับแบบธรรมดา สามารถเขียนให้อยู่ในรูปเวกเตอร์ได้ดังนี้

$$\underline{y} = \Gamma \Lambda \underline{b} + \underline{n} + \underline{e} \quad (3-38)$$

โดย  $\underline{e}$  คือ เวกเตอร์ของค่าผิดพลาดของข้อมูลที่ตัดสินแล้ว

$\underline{b}$  คือ เวกเตอร์ของบิตข้อมูล

$$\begin{aligned} \underline{b} &= [b_1, b_2, \dots, b_K]^T \\ &= [b_{1,L}, \dots, b_{K_L,L}, b_{1,M}^{(R_{ML})}, \dots, b_{K_M,M}^{(R_{ML})}, b_{1,H}^{(R_{HL})}, \dots, b_{K_H,H}^{(R_{HL})}]^T \end{aligned} \quad (3-39)$$

$\underline{n}$  คือ เวกเตอร์ของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียน มีค่าเฉลี่ยเป็น 0 มีเมทริกซ์สหสัมพันธ์เป็น  $\sigma^2 \Gamma$

$\Gamma$  คือ เมทริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัสของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง และอัตราบิตกลางในช่วงย่อยสุดท้าย และบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ

$\Lambda$  คือ เมทริกซ์ทแยงมุม โดยมีองค์ประกอบในแนวทแยงมุมเป็นขนาดของสัญญาณที่รับได้

$$\Lambda = \begin{bmatrix} A_{1,L} & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & & & & \vdots \\ & & A_{K_L,L} & & & 0 \\ \vdots & & & A_{1,M}^{(R_{ML})} & & \vdots \\ 0 & & & \ddots & & 0 \\ \vdots & & & & A_{K_M,M}^{(R_{ML})} & \vdots \\ & & & & & A_{1,H}^{(R_{HL})} \\ \vdots & & & & & \ddots \\ 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & A_{K_H,H}^{(R_{HL})} \end{bmatrix} \quad (3-40)$$

จากนั้นนำผลลัพธ์ที่ผ่านเครื่องรับแบบธรรมดา มาเข้าเครื่องรับแบบดีคอดรีเลตที่มีการปรับตัว โดยใช้ระเบียบวิธีนิวตันสแตรพชนิดอัตราบิดต่ำ (LB) จะได้

$$\underline{z} = \underline{V} \underline{y} = (\underline{I} - \underline{W}) \underline{y} \quad (3-41)$$

โดย  $\underline{I}$  คือ เมทริกซ์เอกลักษณ์ ขนาด  $(K_L + K_M + K_H) * (K_L + K_M + K_H)$

$\underline{W}$  คือ เมทริกซ์น้ำหนักถ่วง

แทนสมการ (3-35) ลงในสมการ (3-38) จะได้

$$\underline{z} = \underline{V} \underline{\Gamma} \underline{\Lambda} \underline{b} + \underline{V} \underline{n} = \underline{V} \underline{\Gamma} \underline{\Lambda} \underline{b} + \underline{c} \quad (3-42)$$

โดย  $\underline{c}$  คือ สัญญาณรบกวนที่ผ่านออกมาจากเครื่องรับแล้ว

ถ้าเป็นเครื่องรับแบบดีคอดรีเลตชนิดอัตราบิดต่ำ (LRD) เมทริกซ์  $\underline{V}$  ก็คือ เมทริกซ์  $\underline{\Gamma}^{-1}$  นั้นเอง ดังนั้นจะได้  $\underline{V} * \underline{\Gamma}$  เป็นเมทริกซ์เอกลักษณ์ แต่สำหรับเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด (BADF) จะเลือกให้  $\underline{V} * \underline{\Gamma}$  เป็นเมทริกซ์ที่แยงมุมเท่านั้น โดย  $\underline{V}$  ไม่จำเป็นต้องเป็นเมทริกซ์สมมาตร (Symmetric Matrix)

จากสมการ (3-38) จะสามารถเขียนสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับของผู้ใช้ลำดับที่  $k$  ได้เป็น

$$z_k = y_k - \underline{w}_{k'} \underline{y}_{k'} \quad (3-43)$$

ส่วนกระบวนการปรับตัวเพื่อลด  $E[z_k \underline{b}_{k'}]$  จะเป็นไปตามสมการ (3-17) เช่นกัน คือ

$$\underline{w}_{k'}(i+1) = \underline{w}_{k'}(i) + \mu z_k \text{sgn}(z_{k'})^T \quad (3-44)$$

นำผลลัพธ์ที่ได้จากสมการ (3-40) ซึ่งได้มาหลังจากผ่านเครื่องรับแบบดีคอดรีเลตที่มีการปรับตัวโดยใช้ระเบียบวิธีนิวตันสแตรพชนิดอัตราบิดต่ำ (LB) ไปทำการตัดสินบิตโดยทันที ก็จะได้บิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดต่ำ และบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดสูงและอัตราบิดกลางในช่วงย่อยสุดท้ายออกมา คือ

$$\hat{b}_{i,L} = \text{sgn}(z_{i,L}) \quad ; i = 1, \dots, K_L \quad (3-45)$$

$$\hat{b}_{j,M}^{(R_{ML})} = \text{sgn}(z_{j,M}^{(R_{ML})}) \quad ; j = 1, \dots, K_M \quad (3-46)$$

$$\hat{b}_{k,H}^{(R_{HL})} = \text{sgn}(z_{k,H}^{(R_{HL})}) \quad ; k = 1, \dots, K_H \quad (3-47)$$

สรุปได้ว่าเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด (BADF) จะกำจัดปัญหาของการหาเมทริกซ์ผกผันของเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วมาป้อนกลับ (DDFB) ได้ ทำให้ความซับซ้อนของระบบลดลง อีกทั้งยังคงกำจัดการหน่วงเวลาที่เกิดขึ้นกับผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง และรักษาสมรรถนะที่ดีที่สุดสำหรับผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ ไว้เช่นเดียวกับเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วมาป้อนกลับ (DDFB)



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## บทที่ 4

### ผลการวิจัย

ในบทนี้จะเป็นส่วนของผลการวิจัย และการวิจารณ์สมรรถนะของเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด (BADF) โดยแบ่งเป็น 6 หัวข้อใหญ่ ซึ่งหัวข้อแรกมีเนื้อหาเกี่ยวกับวิธีการจำลองระบบ หัวข้อที่สองเกี่ยวกับลักษณะการลู่เข้าของค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่ถูกลบแล้ว (SMSE) เมื่อค่าช่วงก้าว (Step Size) เปลี่ยนไป หัวข้อที่สามแสดงอัตราความผิดพลาดบิต (BER) เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) เปลี่ยนไป หัวข้อที่สี่เกี่ยวกับความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล (Near-far Resistance) หัวข้อที่ห้าแสดงความจุของระบบหรืออัตราความผิดพลาดบิต (BER) เมื่อจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้น และหัวข้อสุดท้ายแสดงอัตราความผิดพลาดบิต (BER) เมื่ออัตราส่วนระหว่างอัตรา (Rate Ratio) เพิ่มขึ้น

สำหรับเครื่องรับอื่น ๆ ที่ถูกนำมาเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด (BADF) มีดังนี้คือ เครื่องรับแบบธรรมดา (MF), เครื่องรับแบบดีคอดรีเลตชนิดอัตราบิตต่ำ (LRD), เครื่องรับแบบดีคอดรีเลตชนิดอัตราบิตสูง (HRD), เครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วมาป้อนกลับ (DDFB) และเครื่องรับแบบธรรมดากรณีระบบมีผู้ใช้คนที่สนใจเพียงคนเดียวเท่านั้นที่ส่งข้อมูล หรือที่เรียกว่า ขอบเขตของผู้ใช้รายเดียว (SUB) ซึ่งจะบอกถึงสมรรถนะในกรณีที่ไม่มีกรรบวนของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น (MAI) อยู่เลย โดยเครื่องรับทั้งหมดนี้ได้แสดงรายละเอียดไว้ในบทที่ 2 แล้ว

สำหรับเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วมาป้อนกลับ (DDFB) และเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด (BADF) จำเป็นต้องใช้ความรู้เกี่ยวกับขนาดของสัญญาณที่มีถึงด้านรับในกระบวนการทำงานด้วย ดังนั้นจึงตั้งสมมติฐานว่าด้านรับสามารถประมาณขนาดของสัญญาณได้อย่างถูกต้อง

#### 4.1 วิธีการจำลองระบบ

สำหรับรหัสที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้รหัสแบบสุ่ม (Random Code) เท่านั้น เนื่องจาก Gold Code เป็นรหัสแม่ที่มีคุณสมบัติที่ดี (มีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสดำมาก) ทำให้เครื่องรับแต่ละชนิดมีสมรรถนะที่ดีใกล้เคียงกันมาก จนไม่สามารถเปรียบเทียบสมรรถนะได้อย่างชัดเจน ส่วนรหัสแบบสุ่ม ซึ่งถูกสร้างขึ้นมาจากการสุ่มอย่างอิสระ เป็นรหัสแม่ที่มีคุณสมบัติไม่ค่อยดี หรืออาจมองว่าเป็นกรณีที่สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นมีค่าสูงก็ได้ จึงมีงานวิจัยมากมายที่ใช้รหัสแบบสุ่ม แม้ว่าในปัจจุบันยังมีได้นำมาใช้ในระบบจริง ทั้งนี้เนื่องมาจาก คาดว่าระบบในอนาคตจะมีผู้ใช้จำนวน

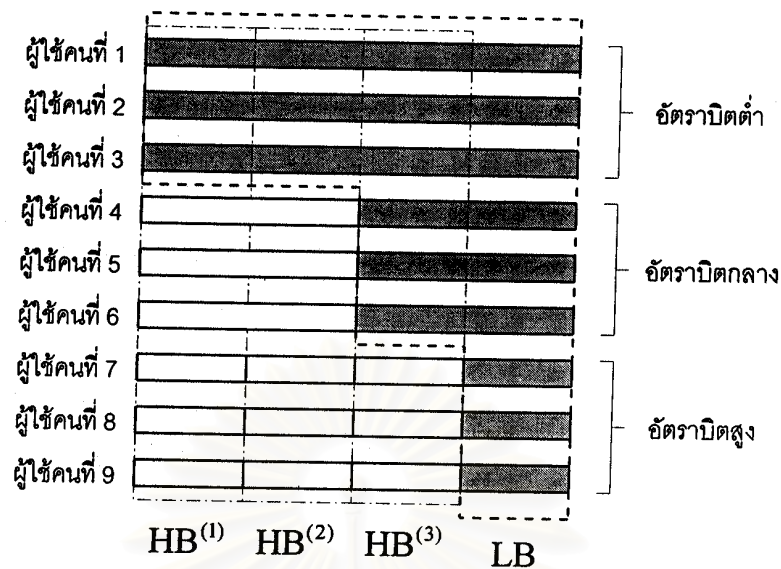
มหาศาล การใช้รหัสแรมที่มีคุณสมบัติที่ดีเท่านั้นจะเป็นไปได้ยาก เพราะที่ความยาวรหัสค่าหนึ่ง ๆ จะมีชุดรหัสที่มีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสต่ำ ๆ อยู่เพียงจำนวนหนึ่งเท่านั้น ดังนั้นถ้าระบบใช้รหัสสั้นในการแผ่แล้ว ในอนาคตอาจต้องใช้ชุดรหัสที่มีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างกันสูงขึ้น อย่างเช่น รหัสแบบสุ่ม

ในการจำลองระบบ รหัสแรมจะถูกทำให้เป็นบรรทัดฐาน (Normalize) ตามอัตราบิตของผู้ใช้แต่ละคน โดยหารรหัสแรมด้วยรากที่สองของความยาวของรหัส หรืออัตราแผ่ (Processing Gain, Spreading Factor) ซึ่งไม่ว่าจะทำให้เป็นบรรทัดฐานหรือไม่ก็ตาม สมรรถนะก็จะไม่ต่างกัน เนื่องจากการทำให้เป็นบรรทัดฐานนี้ เป็นเพียงการปรับให้รหัสแรมมีขนาดเป็น 1 เท่ากันหมดเท่านั้น แต่อัตราส่วนของที่สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น และสัญญาณรบกวนจะมีค่าเท่าเดิม ทำให้เมทริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัสแรมมีสมาชิกในแนวเส้นทแยงมุมเป็น 1 ทั้งนี้การใช้รหัสแรมที่ถูกทำให้เป็นบรรทัดฐานในการจำลองระบบของ เครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอดจะสะดวกกว่า เนื่องจากสัญญาณเข้าในส่วนป้อนกลับเป็นบิตข้อมูลที่ตรวจจับได้ซึ่งมีขนาดเป็น 1 ในขณะที่สัญญาณเข้าเครื่องรับถ้าไม่ได้ใช้รหัสแรมที่ถูกทำให้เป็นบรรทัดฐาน จะมีขนาดมากกว่า 1 มาก ๆ ดังนั้นในกระบวนการปรับตัวจำเป็นต้องใช้ค่าช่วงก้าวที่ต่างกัน เพื่อให้สามารถทำงานไปด้วยกันได้ดี เพราะถ้าใช้ค่าช่วงก้าวเท่ากัน ส่วนป้อนกลับจะปรับตัวได้ช้ากว่ามาก หากต้องการให้เร็วขึ้นก็ต้องเพิ่มค่าช่วงก้าว ซึ่งส่งผลให้สมรรถนะของระบบลดลง นอกจากนี้การที่ขนาดของสัญญาณที่เข้าเครื่องรับแปรตามค่าอัตราแผ่ เมื่ออัตราแผ่เปลี่ยนไปจะทำให้ค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมเปลี่ยนไปอย่างมาก จึงต้องทำการหาค่าที่เหมาะสมในช่วงกว้าง ฉะนั้นเพื่อหลีกเลี่ยงความยุ่งยากในการหาค่าช่วงก้าวเมื่ออัตราแผ่เปลี่ยนไป จึงใช้รหัสแรมที่ถูกทำให้เป็นบรรทัดฐานแล้ว ทำให้การปรับตัวทั้งระบบเข้าสู่สถานะอยู่ตัวในระยะใกล้เคียงกัน และเมื่อเปลี่ยนอัตราแผ่แล้วค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมจะเปลี่ยนไปไม่มากนัก

#### 4.2 ลักษณะการลู่เข้าของค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่ถูกสเกลแล้ว เมื่อค่าช่วงก้าวเปลี่ยนไป

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาผลของค่าช่วงก้าวที่มีต่อค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่ถูกสเกลแล้ว ซึ่งหาได้จากการเฉลี่ยค่ากำลังสองของความแตกต่างระหว่างสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับ กับผลคูณระหว่างข้อมูลจริงที่ส่งมากับค่าคงที่ ดังสมการ (3-20)

ให้ระบบมีผู้ใช้ทั้งหมด 9 คน โดยเป็นผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ, กลาง และสูง อย่างละ 3 คน โดยถูกแผ่ด้วยรหัสที่ยาว 60, 30 และ 15 ชิป ตามลำดับ นั่นคือ อัตราบิตกลางมากกว่าอัตราบิตต่ำอยู่ 2 เท่า และอัตราบิตสูงมากกว่าอัตราบิตต่ำอยู่ 4 เท่า นั่นคือ ในช่วงเวลาเดียวกันผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำจะส่งข้อมูล 1 บิต ในขณะที่ผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง และสูง จะส่ง 2 และ 4 บิต ตามลำดับ ดังแสดงไว้ในรูปที่ 4.1 โดยผู้ใช้คนที่ 1 ถึง 3 มีอัตราบิตต่ำ ผู้ใช้คนที่ 4 ถึง 6 มีอัตราบิตกลาง และผู้ใช้คนที่ 7 ถึง 9 มีอัตราบิตสูง ส่วนรหัสแรมแสดงไว้ในตารางที่ 4.1



รูปที่ 4.1 ระบบที่มีผู้ใช้อัตราบิดต่ำ, กลาง และสูง อย่างละ 3 คน

เมทริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัสที่ถูกทำให้เป็นบรรทัดฐานแล้วของผู้ใช้ทุกคน ในช่วงย่อยที่ 1, 2 และ 3 แสดงไว้ในตารางที่ 4.2, 4.3 และ 4.4 ตามลำดับ ส่วนเมทริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัสที่แรงงาในรูปที่ 4.1 ซึ่งเกิดจากบิดของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดต่ำทั้งหมด กับบิดของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดกลาง และอัตราบิดสูง ในช่วงย่อยสุดท้าย แสดงไว้ในตารางที่ 4.5

องค์ประกอบในแนวเส้นทแยงมุมของเมทริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัส ที่ถูกทำให้เป็นบรรทัดฐานแล้ว คือ สหสัมพันธ์ตัวเองของรหัส จากตารางที่ 4.2, 4.3 และ 4.4 พบว่าสหสัมพันธ์ตัวเองของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดต่ำ (ผู้ใช้คนที่ 1-3) จะมีค่าเป็น 0.25 เนื่องจากในช่วงย่อยหนึ่ง ๆ จะเป็นเพียงแค่นั้นในสี่ของบิดของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดต่ำเท่านั้น ส่วนสหสัมพันธ์ตัวเองของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดกลาง (ผู้ใช้คนที่ 4-6) จะมีค่าเป็น 0.5 เนื่องจากในช่วงย่อยหนึ่ง ๆ จะเป็นเพียงแค่นั้นในสองของบิดของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดกลางเท่านั้น ในขณะที่สหสัมพันธ์ตัวเองของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดสูง (ผู้ใช้คนที่ 7-9) จะมีค่าเป็น 1 และจากตารางที่ 4.5 พบว่าสหสัมพันธ์ตัวเองของผู้ใช้ทุกคน (ผู้ใช้คนที่ 1-9) จะมีค่าเป็น 1 ทั้งหมด เนื่องจากเกิดจากหนึ่งบิดของผู้ใช้ทุกอัตรา (บิดที่แรงงาในรูปที่ 4.1)

ส่วนองค์ประกอบอื่น ๆ ที่ไม่ได้อยู่ในแนวเส้นทแยงมุมของเมทริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัสที่ถูกทำให้เป็นบรรทัดฐานแล้ว คือ สหสัมพันธ์ข้ามของรหัส จากตารางที่ 4.2 – 4.5 พบว่าสหสัมพันธ์ข้ามของรหัสจะมีค่าเป็นบวก หรือลบก็ได้ ซึ่งจะมีค่ามากบ้างน้อยบ้าง โดยไม่มีรูปแบบที่แน่นอน เพราะเกิดจากรหัสแบบสุ่ม แต่จะมีค่าไม่เกินสหสัมพันธ์ตัวเอง





ตารางที่ 4.2 เมทริกซ์สัมพันธภาพที่ถูกต้องทำให้เป็นบรรทัดฐานแล้วในช่วงย่อยที่ 1 : HB<sup>(1)</sup>

แถว\หลัก	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	0.25	-0.0500	-0.0167	-0.0707	-0.1179	0.1179	0.1000	0.0333	-0.1000
2	-0.0500	0.25	0.0167	0.0707	-0.0707	-0.1179	0.0333	-0.1667	0.1000
3	-0.0167	0.0167	0.25	0.0236	-0.0236	0.0236	0.1000	0.0333	0.1667
4	-0.0707	0.0707	0.0236	0.5	0.0333	0.1000	-0.3300	0.1414	0.1414
5	-0.1179	-0.0707	-0.0236	0.0333	0.5	0.0333	0.1414	0.2357	-0.3300
6	0.1179	-0.1179	0.0236	0.1000	0.0333	0.5	-0.3300	0.3300	-0.0471
7	0.1000	0.0333	0.1000	-0.3300	0.1414	-0.3300	1	-0.2000	-0.2000
8	0.0333	-0.1667	0.0333	0.1414	0.2357	0.3300	-0.2000	1	-0.0667
9	-0.1000	0.1000	0.1667	0.1414	-0.3300	-0.0471	-0.2000	-0.0667	1

ตารางที่ 4.3 เมทริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัสที่ถูกทำให้เป็นบรรทัดฐานแล้วในเซตย่อยที่ 2 : HB<sup>(2)</sup>

แถว\หลัก	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	0.25	0.1833	0.0833	-0.0707	-0.0236	0.0707	-0.1000	-0.1667	0.1000
2	0.1833	0.25	0.0167	0.0236	-0.1179	0.0707	0.0333	-0.0333	-0.0333
3	0.0833	0.0167	0.25	0.0707	-0.0707	-0.1650	-0.1667	0.0333	0.1667
4	-0.0707	0.0236	0.0707	0.5	-0.1000	-0.1000	0.1414	0.2357	-0.1414
5	-0.0236	-0.1179	-0.0707	-0.1000	0.5	0.2333	0.0471	-0.4243	-0.0471
6	0.0707	0.0707	-0.1650	-0.1000	0.2333	0.5	0.0471	-0.4243	-0.0471
7	-0.1000	0.0333	-0.1667	0.1414	0.0471	0.0471	1	-0.2000	-0.2000
8	-0.1667	-0.0333	0.0333	0.2357	-0.4243	-0.4243	-0.2000	1	-0.0667
9	0.1000	-0.0333	0.1667	-0.1414	-0.0471	-0.0471	-0.2000	-0.0667	1

ตารางที่ 4.4 เมทริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัสที่ถูกทำให้เป็นบรรทัดฐานแล้วในช่องทางขอยที่ 3 : HB<sup>(3)</sup>

แถว\หลัก	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	0.25	0.0167	0.0500	0.0707	0.0236	-0.0236	-0.1000	0.1000	0.1000
2	0.0167	0.25	0.0167	0.0236	0.2593	0.0236	-0.0333	0.0333	-0.2333
3	0.0500	0.0167	0.25	0.0707	0.1179	0.0707	0.0333	0.2333	-0.0333
4	0.0707	0.0236	0.0707	0.5	0.0333	0.1000	-0.3300	0.1414	0.1414
5	0.0236	0.2593	0.1179	0.0333	0.5	0.0333	0.1414	0.2357	-0.3300
6	-0.0236	0.0236	0.0707	0.1000	0.0333	0.5	-0.3300	0.3300	-0.0471
7	-0.1000	-0.0333	0.0333	-0.3300	0.1414	-0.3300	1	-0.2000	-0.2000
8	0.1000	0.0333	0.2333	0.1414	0.2357	0.3300	-0.2000	1	-0.0667
9	0.1000	-0.2333	-0.0333	0.1414	-0.3300	-0.0471	-0.2000	-0.0667	1

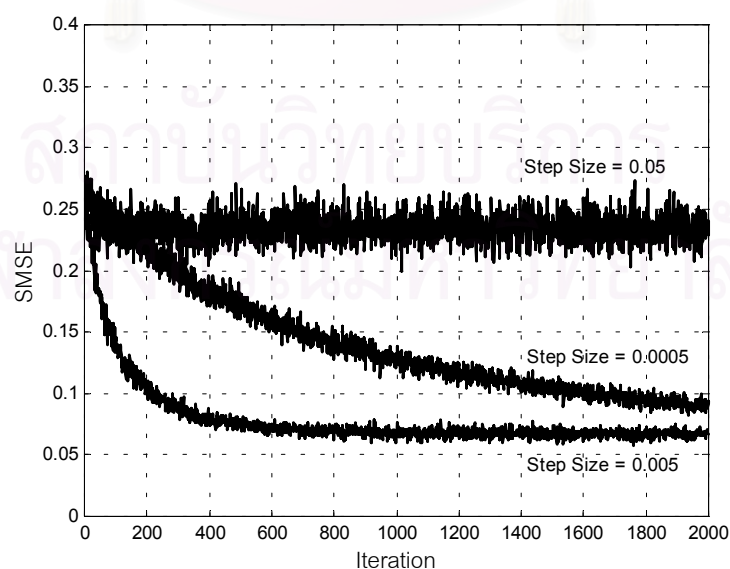
ตารางที่ 4.5 เมทริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัสที่ถูกทำให้เป็นบรรทัดฐานแล้ว ซึ่งเกิดจากประวัติของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดาทั้งหมด  
 กับประวัติของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดกลาง และอัตราบิดสูงในช่วงย่อยสุดท้าย : LB

แถวหลัก	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	1	0.0333	0.0667	0.0943	0.0943	0.0471	0.1667	0.1000	-0.1667
2	0.0333	1	0.0333	0.0000	0.3771	0.0471	-0.0333	-0.1000	0.0333
3	0.0667	0.0333	1	-0.0471	-0.0471	0.0000	-0.0333	0.0333	0.1667
4	0.0943	0.0000	-0.0471	1	-0.0667	0.0000	0.1414	0.2357	-0.1414
5	0.0943	0.3771	-0.0471	-0.0667	1	0.2667	0.0471	-0.4243	-0.0471
6	0.0471	0.0471	0.0000	0.0000	0.2667	1	0.0471	-0.4243	-0.0471
7	0.1667	-0.0333	-0.0333	0.1414	0.0471	0.0471	1	-0.2000	-0.2000
8	0.1000	-0.1000	0.0333	0.2357	-0.4243	-0.4243	-0.2000	1	-0.0667
9	-0.1667	0.0333	0.1667	-0.1414	-0.0471	-0.0471	-0.2000	-0.0667	1

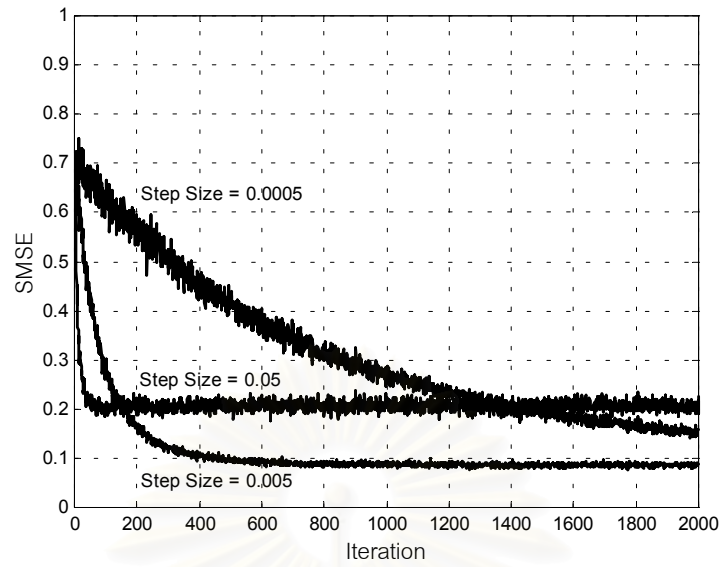
รูปที่ 4.2, 4.3 และ 4.4 แสดงลักษณะการลู่เข้าเฉลี่ยของการทดลองอย่างอิสระ 1,000 ครั้ง ของค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่ถูกสเกลแล้ว (SMSE) ซึ่งหาได้จากสมการ (3-20) สำหรับผู้ใช้ที่มี อัตราบิดต่ำ, กลาง และสูง ตามลำดับ ในกรณีควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์ คือ ขนาดของสัญญาณที่มา ถึงด้านรับของผู้ใช้แต่ละคนเป็น 1 เท่ากันหมด และสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบธรรมดาที่มีอัตรา ส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) เป็น 14 dB โดยใช้ค่าช่วงก้าวเดียวกันในการปรับค่าน้ำ หนักถ่วงของวงจรรองทั้ง 4 ตัว คือ เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตที่มีการปรับตัวโดยใช้ระเบียบวิธีนิวตส แตรชนิดอัตราบิดสูง (HB) 3 ตัว และเครื่องรับแบบดีคอรรีเลตที่มีการปรับตัวโดยใช้ระเบียบวิธีนิวตส แตรชนิดอัตราบิดต่ำ (LB) 1 ตัว แล้วนำมาเปรียบเทียบผลเมื่อใช้ค่าช่วงก้าวเปลี่ยนไป 3 ค่าด้วยกัน คือ 0.0005, 0.005 และ 0.05

โดยทั่วไปแล้ว ในกรณีที่ค่าช่วงก้าวมีค่าต่ำ ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่ถูกสเกลแล้ว จะลู่เข้า ช้ากว่าในกรณีที่ค่าช่วงก้าวมีค่าสูง แต่ก็จะได้ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่ถูกสเกลแล้วที่สถานะอยู่ตัว มีค่าต่ำกว่า ทั้งนี้เพราะค่าช่วงก้าวเป็นหน่วยความจำในกระบวนการปรับตัว ดังนั้นในกรณีที่เลือกค่า ช่วงก้าวต่ำ กระบวนการปรับตัวจะดำเนินไปค่อนข้างช้า เนื่องจากต้องใช้เวลาในการกำจัดผลของข้อ- มูลเดิม แต่ผลของความผิดพลาดซึ่งเกิดจากการประมาณค่าเฉลี่ยทางสถิติด้วยค่าคงที่ขณะใด ๆ ใน กรณีที่ใช้ค่าช่วงก้าวต่ำนี้ จะถูกกรองออกไปมากกว่ากรณีค่าช่วงก้าวสูง ๆ [46] จึงทำให้ในกรณีที่ค่าช่วง ก้าวต่ำ จะได้ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่ถูกสเกลแล้วที่สถานะอยู่ตัว ต่ำกว่ากรณีค่าช่วงก้าวสูง

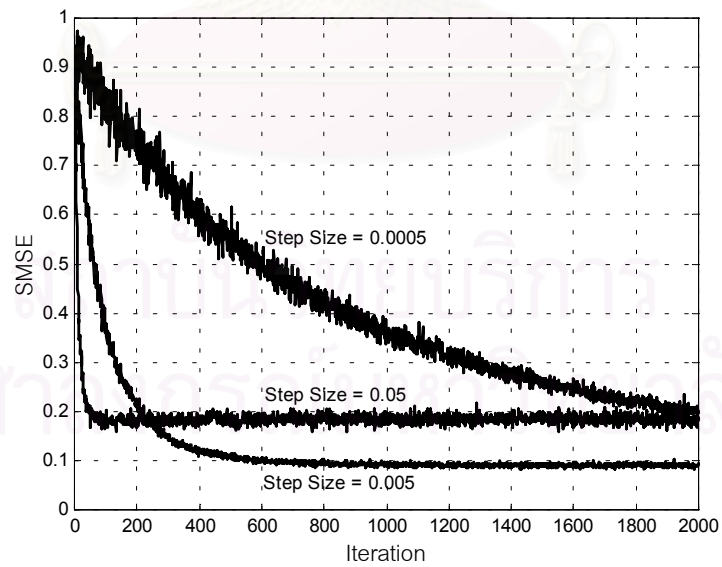
จากรูปที่ 4.2 - 4.4 พบว่าเมื่อค่าช่วงก้าวเป็น 0.05 กราฟจะลู่เข้าเร็วมาก (ไม่เกิน 100 Iteration) เมื่อค่าช่วงก้าวเป็น 0.005 กราฟจะลู่เข้าประมาณ Iteration ที่ 600 และในกรณีที่ค่าช่วง ก้าวเป็น 0.0005 กราฟยังไม่ลู่เข้าเลย แม้ว่าจะผ่านไปแล้ว 2000 Iteration



รูปที่ 4.2 ลักษณะการลู่เข้าของค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่ถูกสเกลแล้วของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดต่ำ

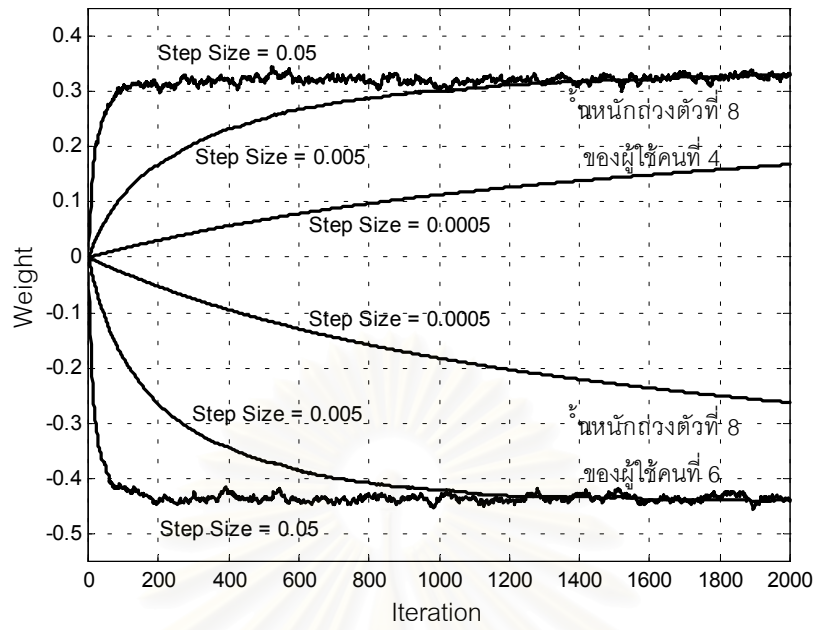


รูปที่ 4.3 ลักษณะการลู่เข้าของค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่ถูกสเกลแล้วของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดกลาง

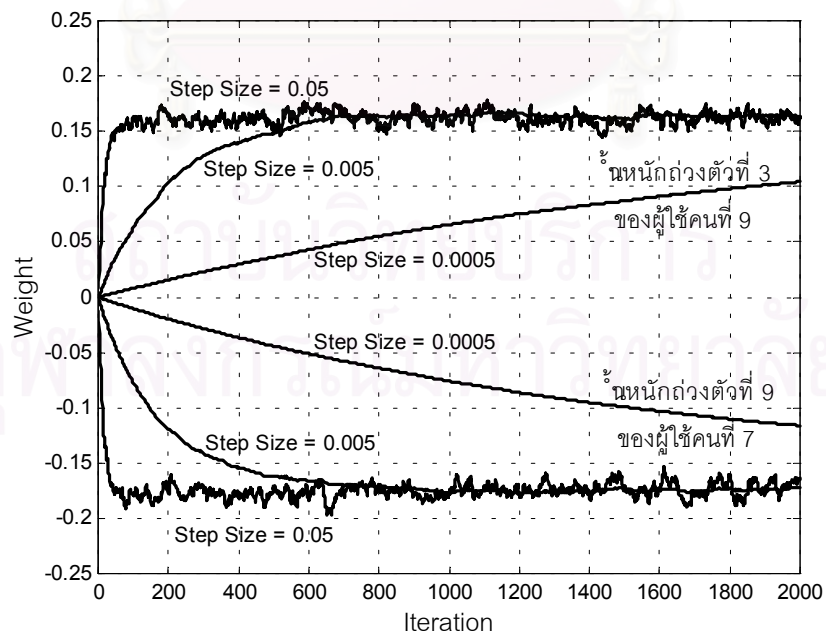


รูปที่ 4.4 ลักษณะการลู่เข้าของค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่ถูกสเกลแล้วของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดสูง





รูปที่ 4.6 ตัวอย่างลักษณะการลู่เข้าของน้ำหนักถ่วงของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดกลาง



รูปที่ 4.7 ตัวอย่างลักษณะการลู่เข้าของน้ำหนักถ่วงของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดสูง



ตารางที่ 4.6 เมทริกซ์น้ำหนักถ่วง ในช่วงย่อยที่ 1 : HB<sup>(1)</sup>

แถวหลัก	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	0	-0.3287	-0.5791	0.2542	-1.4627	1.1817	0.9821	0.1475	-0.4129
2	-0.3287	0	-0.0242	0.3491	-0.2858	-0.0962	0.1761	-0.1373	-0.0110
3	-0.5791	-0.0242	0	0.1880	-0.3040	0.5160	0.5350	0.0601	0.2009
4	0.5084	0.6982	0.3760	0	0.6697	-0.2404	-0.7616	0.1012	0.2133
5	-2.9254	-0.5716	-0.6080	0.6697	0	1.1133	1.3214	0.5016	-0.9112
6	2.3635	-0.1925	1.0320	-0.2404	1.1133	0	-1.4160	0.2660	0.0885
7	3.9286	0.7046	2.1401	-1.5233	2.6428	-2.8320	0	-0.2324	0.2153
8	0.5900	-0.5491	0.2403	0.2023	1.0032	0.5321	-0.2324	0	0.2489
9	-1.6518	-0.0440	0.8037	0.4267	-1.8225	0.1770	0.2153	0.2489	0

ตารางที่ 4.7 เมทริกซ์น้ำหนักถ่วง ในช่องทางขยที่ 2 : HB<sup>(2)</sup>

แถว\หลัก	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	0	3.7853	1.1373	-0.5246	0.3593	-0.1891	-0.4324	-0.6006	0.2322
2	3.7853	0	-0.4088	0.3729	-0.9529	0.7388	0.4328	0.3823	-0.3053
3	1.1373	-0.4088	0	0.7673	-0.1166	-1.2205	-0.4433	-0.5501	0.2599
4	-1.0492	0.7459	1.5346	0	0.1741	0.5602	0.4051	0.5782	-0.2123
5	0.7185	-1.9058	-0.2332	0.1741	0	0.5602	-0.0369	-0.7477	-0.2123
6	-0.3783	1.4775	-2.4411	0.5602	0.5602	0	-0.6567	-1.2527	0.2391
7	-1.7295	1.7312	-1.7732	0.8101	-0.0738	-1.3133	0	-1.3047	0.1262
8	-2.4024	1.5293	-2.2005	1.1563	-1.4953	-2.5053	-1.3047	0	0.1388
9	0.9287	-1.2214	1.0397	-0.4247	-0.4247	0.4782	0.1262	0.1388	0

ตารางที่ 4.8 เมทริกซ์น้ำหนักถ่วง ในช่วงย่อยที่ 3 : HB<sup>(3)</sup>

แถว\หลัก	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	0	0.1768	0.2327	0.0068	0.0075	-0.2894	-0.1680	0.1347	0.1388
2	0.1768	0	-0.2715	-0.1144	1.8724	-0.0151	-0.5186	-0.3897	-0.2675
3	0.2327	-0.2715	0	0.2008	0.2980	0.1453	0.1795	0.2249	-0.0090
4	0.0136	-0.2288	0.4015	0	0.4398	-0.1106	-0.5773	-0.0488	0.1885
5	0.0150	3.7447	0.5960	0.4398	0	-0.0131	0.9013	0.7533	-0.2151
6	-0.5788	-0.0302	0.2907	-0.1106	-0.0131	0	-0.6133	0.4622	-0.1031
7	-0.6719	-2.0742	0.7182	-1.1547	1.8025	-1.2267	0	-0.3617	-0.1785
8	0.5388	-1.5588	0.8997	-0.0976	1.5065	0.9243	-0.3617	0	-0.0343
9	0.5550	-1.0699	-0.0360	0.3771	-0.4301	-0.2063	-0.1785	-0.0343	0

ตารางที่ 4.9 เมทริกซ์นำหน้าถ่วง ซึ่งเกิดจากอันดับของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดต่ำทั้งหมด  
 กับอันดับของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดสูง ในหน่วยย่อยสุดท้าย : LB

แถวหลัก	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	0	-0.0014	0.1031	0.0160	0.1759	0.0958	0.1969	0.2495	-0.1309
2	-0.0014	0	0.0525	0.0356	0.4913	-0.0474	-0.0420	0.0551	0.0517
3	0.1031	0.0525	0	-0.0475	-0.0655	0.0364	0.0031	0.0416	0.1851
4	0.0160	0.0356	-0.0475	0	0.0148	0.1377	0.2085	0.3713	-0.0769
5	0.1759	0.4913	-0.0655	0.0148	0	0.1210	-0.0856	-0.5688	-0.0931
6	0.0958	-0.0474	0.0364	0.1377	0.1210	0	-0.1110	-0.5644	-0.0832
7	0.1969	-0.0420	0.0031	0.2085	-0.0856	-0.1110	0	-0.4059	-0.2086
8	0.2495	0.0551	0.0416	0.3713	-0.5688	-0.5644	-0.4059	0	-0.1614
9	-0.1309	0.0517	0.1851	-0.0769	-0.0931	-0.0832	-0.2086	-0.1614	0

### 4.3 อัตราความผิดพลาดบิต เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป

หัวข้อนี้เป็นผลจากการจำลองระบบเพื่อศึกษาสมรรถนะของเครื่องรับ ซึ่งเป็นที่นิยมกันอย่างมากในบทความทั่วไป พิจารณาระบบที่มีผู้ใช้ทั้งหมด 9 คน โดยเป็นผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ, กลาง และสูง อย่างละ 3 คน ซึ่งถูกแผ่ด้วยรหัสแบบสุ่มที่ยาว 60, 30 และ 15 ชิป ตามลำดับ จากตารางที่ 4.1 ดังนั้นผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำจะส่งข้อมูล 5,000 บิต ในขณะที่ผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง และอัตราบิตสูง จะส่ง 10,000 และ 20,000 บิต ตามลำดับ ส่วนการนับอัตราความผิดพลาดบิต (BER) จะเริ่มนับหลังจากที่ระบบปรับตัวไปแล้ว 1,000 บิต จึงต้องทำการหาค่าช่วงก้าวที่เหมาะสม ที่ทำให้ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่ถูกสเกลแล้ว (SMSE) มีค่าต่ำที่สุด หลังจากปรับตัวไปแล้ว 1,000 บิต โดยจะพิจารณาแยกเป็น 2 กรณี คือ

- กรณีควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์ (Perfect Power Control) หมายถึง สัญญาณของผู้ใช้ทุกคนมาถึงภาครับด้วยขนาดของสัญญาณที่เท่ากันหมด
- กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ (Imperfect Power Control) หมายถึง สัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนมาถึงภาครับด้วยขนาดของสัญญาณที่ต่างกัน หรือเป็นกรณีที่เกิดปรากฏการณ์ใกล้-ไกล นั่นเอง

#### 4.3.1 กรณีควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์

ตารางที่ 4.10 แสดงค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมที่สุด หลังจากระบบปรับตัวไปแล้ว 1,000 บิต โดยกำหนดให้ ค่าช่วงก้าวที่ใช้ในเครื่องรับแบบดีคอร์ดรีเลตที่มีการปรับตัวโดยใช้ระเบียบวิธีบูตสเตรปชนิดอัตราบิตสูง (HB) ทั้ง 3 ตัว มีค่าเท่ากันหมด เพื่อลดความซับซ้อนในการหา แต่อาจจะต่างจากค่าช่วงก้าวที่ใช้ใน เครื่องรับแบบดีคอร์ดรีเลตที่มีการปรับตัวโดยใช้ระเบียบวิธีบูตสเตรปชนิดอัตราบิตต่ำ (LB)

ตารางที่ 4.10 ค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมที่สุด สำหรับผู้ใช้ทุกคน

SNR (dB)	2	4	6	8	10	12	14	16
HB <sup>(1)</sup>	0.001	0.001	0.001	0.002	0.003	0.003	0.003	0.004
HB <sup>(2)</sup>	0.001	0.001	0.001	0.002	0.003	0.003	0.003	0.004
HB <sup>(3)</sup>	0.001	0.001	0.001	0.002	0.003	0.003	0.003	0.004
LB	0.004	0.001	0.008	0.009	0.001	0.001	0.001	0.001

รูปที่ 4.8 และ 4.9 แสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิต (BER) เฉลี่ยของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ รูปที่ 4.10 และ 4.11 เป็นของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง ส่วนรูปที่ 4.12 และ 4.13 เป็นของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ของผู้ใช้แต่ละอัตราเปลี่ยนไป โดยเปรียบเทียบระหว่างเครื่องรับ 6 ชนิด คือ เครื่องรับแบบธรรมดา (MF), เครื่องรับแบบดีคอดริเลตชนิดอัตราบิตสูง (HRD), เครื่องรับแบบดีคอดริเลตชนิดอัตราบิตต่ำ (LRD), เครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ (DDFB), เครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด (BADF) ที่เสนอขึ้นในวิทยานิพนธ์นี้ และสุดท้าย คือ ขอบเขตของผู้ใช้รายเดียว (SUB) โดยผลการจำลองระบบในกราฟนี้ ได้จากการเฉลี่ยผลการทดลองอย่างอิสระจำนวน 50 ครั้ง

จากรูปที่ 4.9, 4.11 และ 4.13 พบว่า ในกรณีที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) มีค่าต่ำ ๆ (น้อยกว่า 5 dB) เครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานทุกคนทั้งหมด รวมถึงขอบเขตของผู้ใช้รายเดียว จะให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิต (BER) ใกล้เคียงกับเครื่องรับแบบธรรมดา ทั้งนี้เนื่องจากในกรณีที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนต่ำ ๆ นั้น ปัญหาสัญญาณรบกวน (Noise) จะมีผลต่อค่าอัตราความผิดพลาดบิต มากกว่าปัญหาสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้งานอื่น (MAI) ดังนั้นการกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้งานอื่นด้วยเครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคน จะไม่ส่งผลให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตดีขึ้นมากนัก นอกจากนี้ในกรณีที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าต่ำ (น้อยกว่า 6 dB) พบว่าเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด (BADF) จะให้ผลดีที่สุด เนื่องจากเครื่องรับแบบดีคอดริเลตชนิดอัตราบิตสูง (HRD), เครื่องรับแบบดีคอดริเลตชนิดอัตราบิตต่ำ (LRD) และเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ (DDFB) มีคุณสมบัติที่เพิ่มสัญญาณรบกวน ในขณะที่เครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด (BADF) มีการลดสัญญาณรบกวนลง โดยสมการบุตสเตรป จะกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้งานอื่น (MAI) ได้ไม่หมด แต่จะให้สัญญาณรบกวนที่ผ่านออกมาจากวงจรกรองมีค่าน้อยกว่ากรณีที่กำลังได้หมด ดังนั้นในกรณีนี้ซึ่งสัญญาณรบกวนมีผลมากกว่าสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้งานอื่นอย่างมาก ทำให้เครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด (BADF) ให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิต (BER) ที่ดีที่สุด

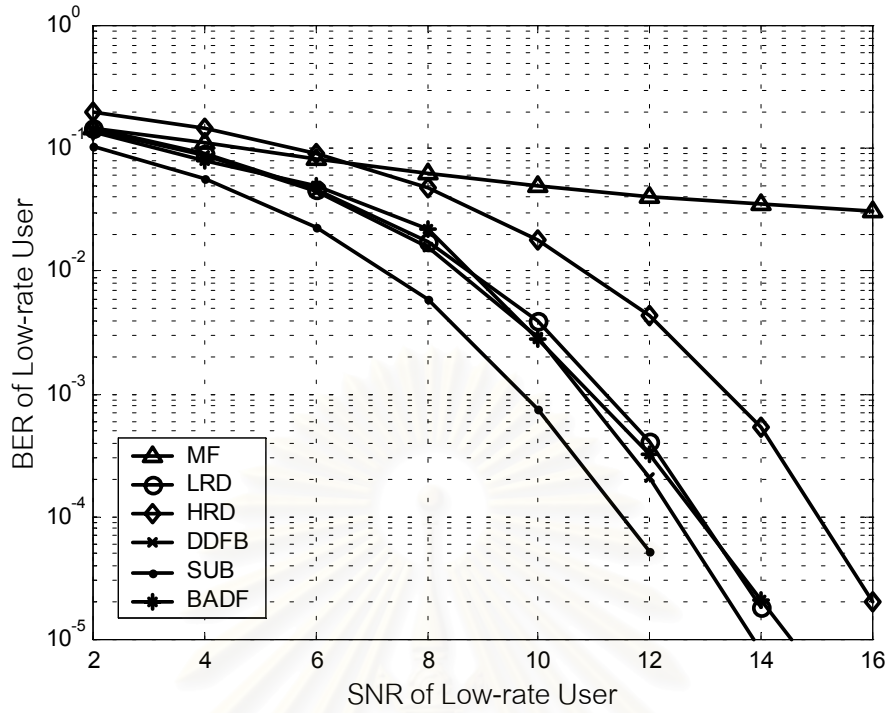
ในกรณีที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) มีค่าเพิ่มขึ้น สมรรถนะของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคนจะดีเหนือเครื่องรับแบบธรรมดามากขึ้น แต่เนื่องจากวิทยานิพนธ์นี้เสนอเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด (BADF) ซึ่งเป็นการลดความซับซ้อนของเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ (DDFB) จึงทำการพิจารณาเปรียบเทียบกับเครื่องรับชนิดนี้เป็นสำคัญ ซึ่งพบว่าเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่า 6-14 dB เครื่องรับที่เสนอขึ้นนี้จะมีสมรรถนะดีกว่าเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ (DDFB) เล็กน้อย เพราะเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้น ระเบียบวิธีบุตสเตรปจะกำจัดสัญญาณ

แทรกสอดจากผู้ใช้อื่นได้เกือบทั้งหมด รวมทั้งมีการเพิ่มสัญญาณรบกวนเช่นเดียวกับเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ (DDFB) ดังนั้นค่าอัตราความผิดพลาดบิต (BER) ที่ได้ของเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด (BADF) และเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ (DDFB) จึงใกล้เคียงกัน

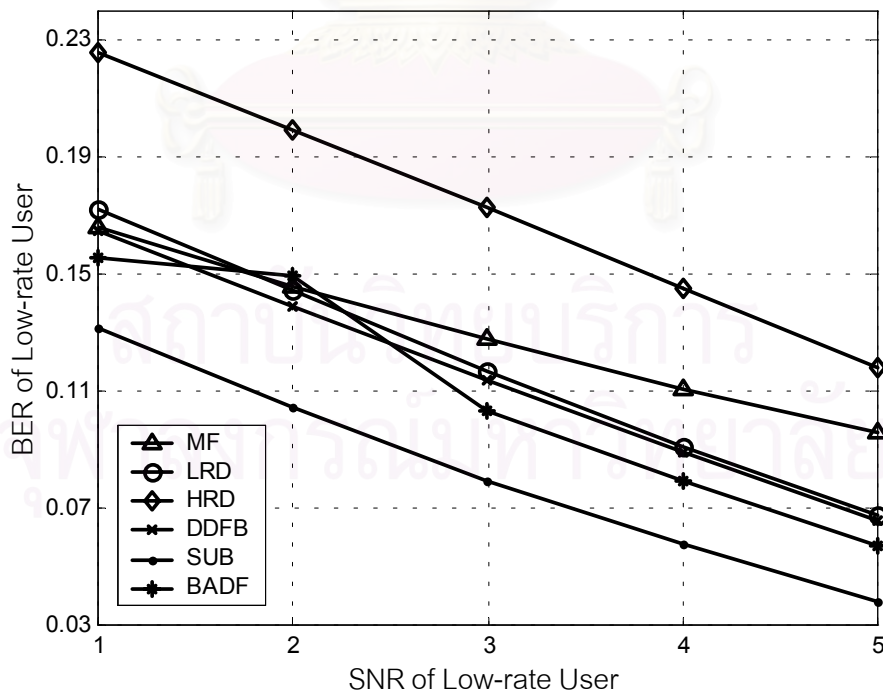
อย่างไรก็ตาม จะพบว่าในกรณีที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าสูงมาก (มากกว่า 14 dB) นั้น ค่าความผิดพลาดบิตของเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด (BADF) จะดีน้อยกว่าเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ (DDFB) มากขึ้น เนื่องจากความผิดพลาดในกระบวนการปรับตัวต่อค่าความผิดพลาดบิต (BER) จะชัดเจนขึ้นในกรณีที่สัญญาณรบกวนมีค่าต่ำ ๆ

จากรูปที่ 4.8 พบว่าสำหรับผู้ที่มีอัตราบิตต่ำแล้ว เครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ (DDFB) จะมีสมรรถนะดีที่สุด รองลงมาจะเป็นเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด (BADF) และเครื่องรับแบบดีคอดรีเลตชนิดอัตราบิตต่ำ (LRD) ตามลำดับ ซึ่งจะมีสมรรถนะใกล้เคียงกัน โดยจะดีกว่าเครื่องรับแบบดีคอดรีเลตชนิดอัตราบิตสูง (HRD) อย่างมาก

จากรูปที่ 4.10 และ 4.12 พบว่าสำหรับผู้ที่มีอัตราบิตกลาง และอัตราบิตสูงแล้ว เครื่องรับแบบดีคอดรีเลตชนิดอัตราบิตต่ำ (LRD) จะมีสมรรถนะดีที่สุด ซึ่งดีกว่าเครื่องรับแบบอื่น ๆ อย่างมาก เนื่องจากมีความซับซ้อนมากที่สุด รองลงมาจะเป็นเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด (BADF) , เครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ (DDFB) และเครื่องรับแบบดีคอดรีเลตชนิดอัตราบิตสูง (HRD) ตามลำดับ

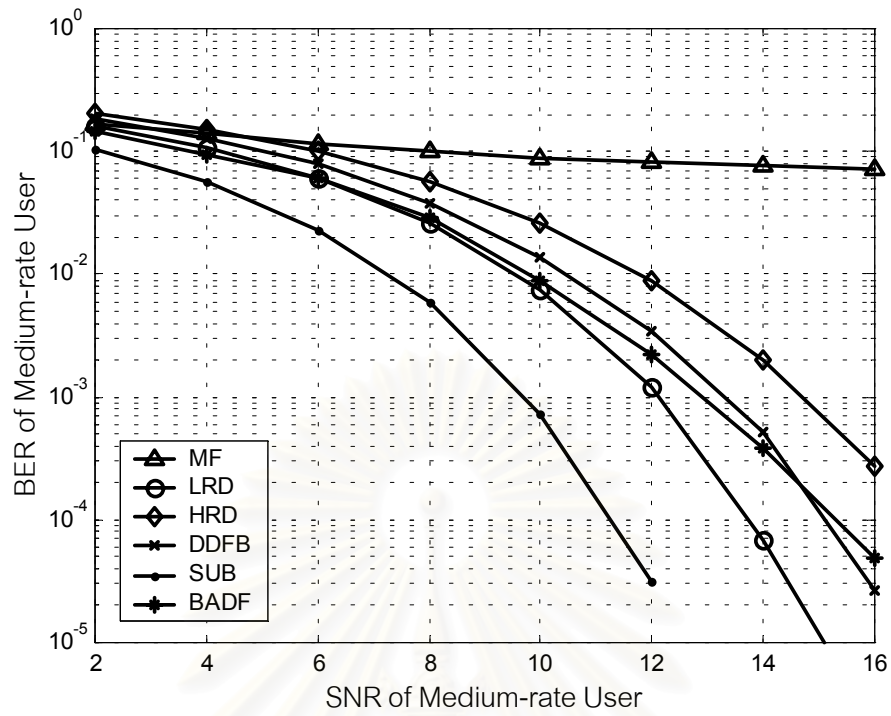


รูปที่ 4.8 ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ

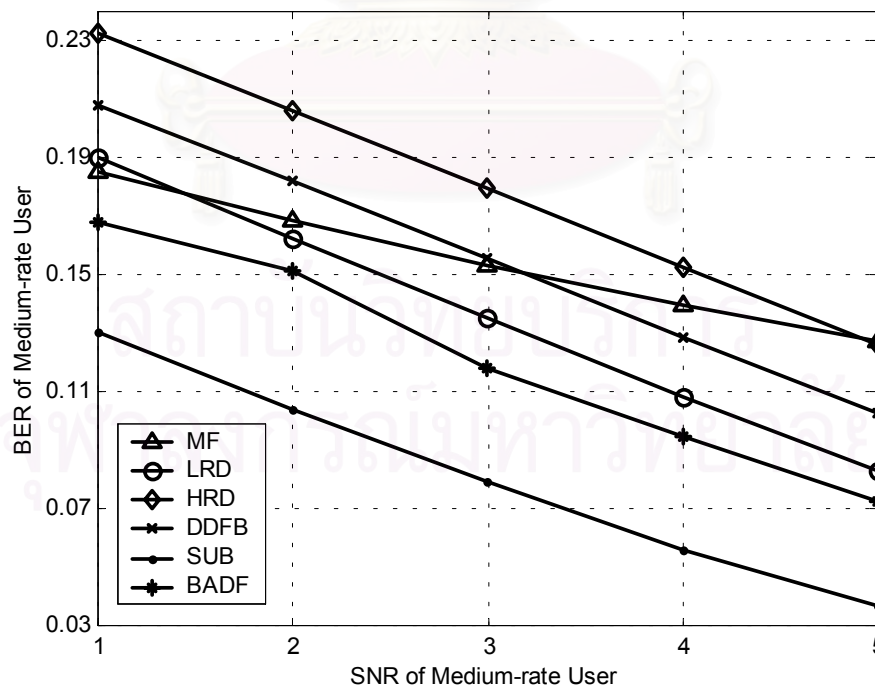


รูปที่ 4.9 ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ ที่ค่า SNR ต่ำ ๆ

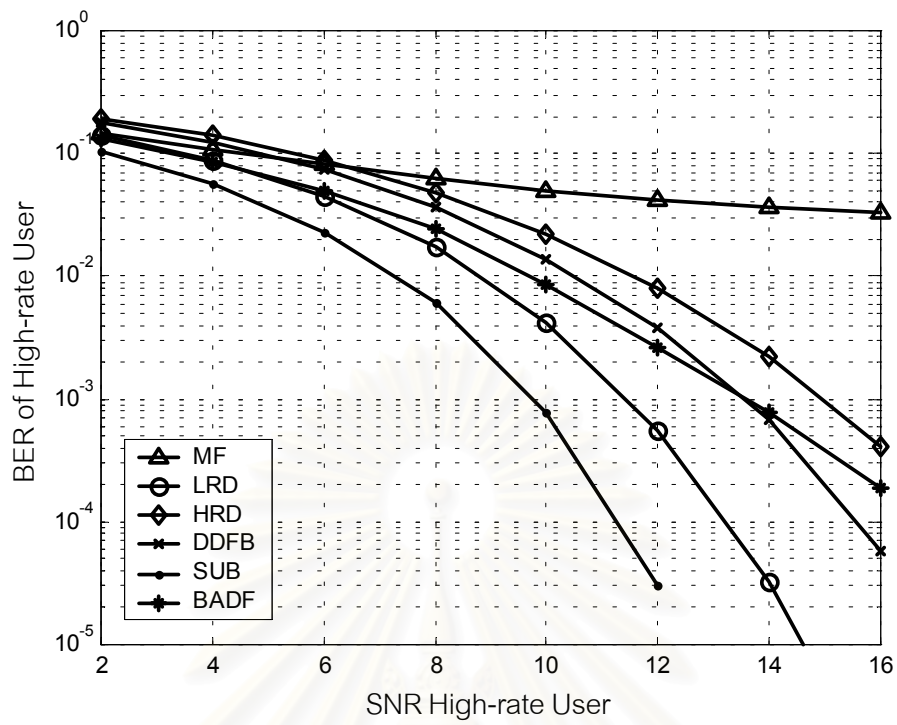




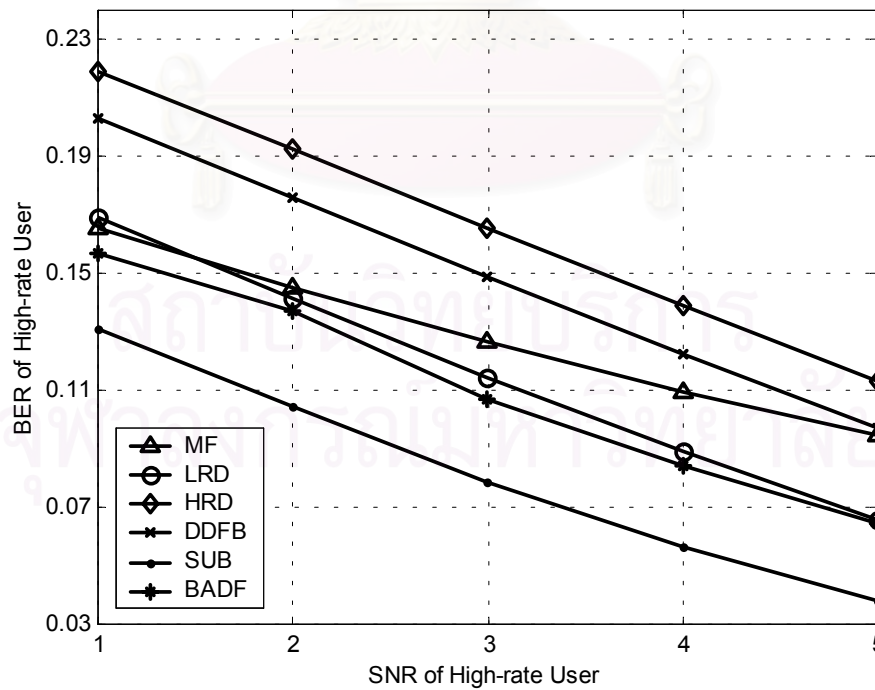
รูปที่ 4.10 ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง



รูปที่ 4.11 ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง ที่ค่า SNR ต่ำ ๆ



รูปที่ 4.12 ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง

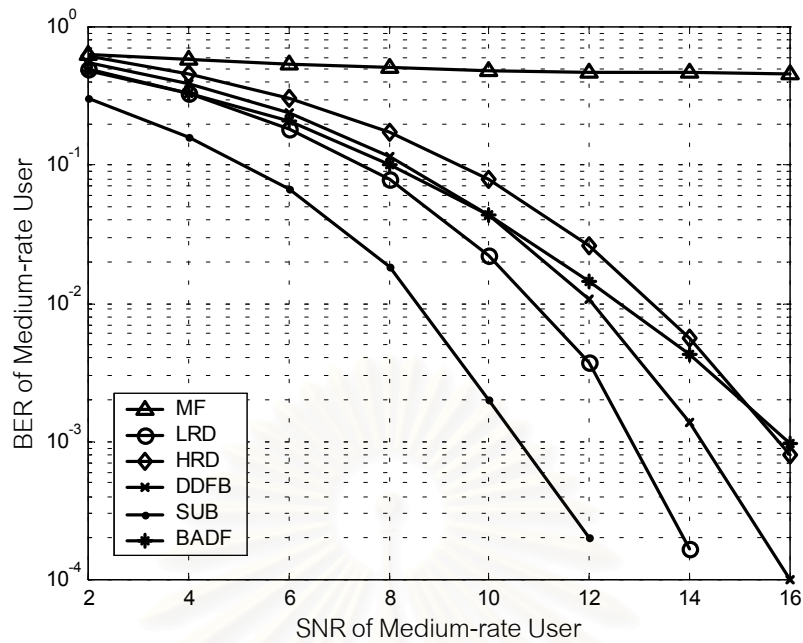


รูปที่ 4.13 ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง ที่ค่า SNR ต่ำ ๆ

### 4.3.2 กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์

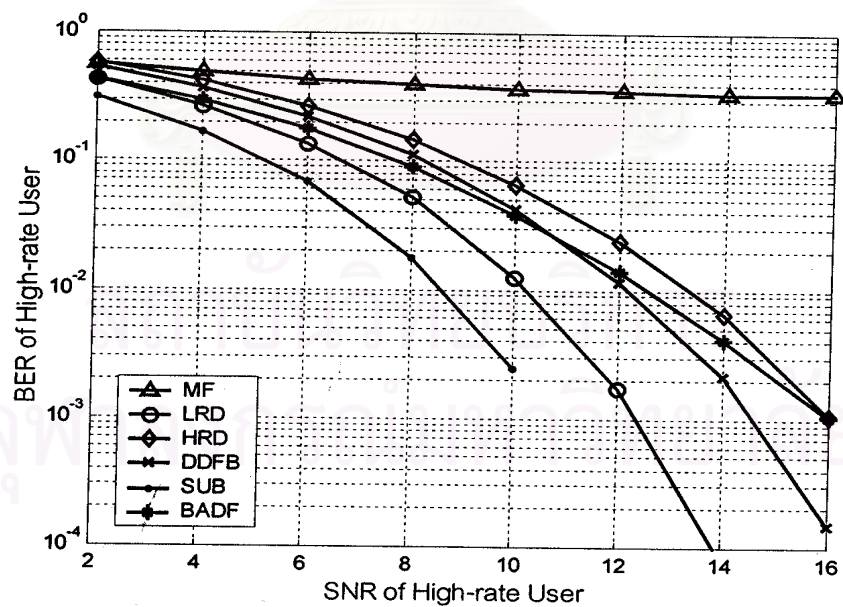
ในส่วนนี้จะเป็นสมรรถนะของระบบในกรณีที่ควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ รูปที่ 4.14 และ 4.15 แสดงความสัมพันธ์เฉลี่ยของการทดลองอย่างอิสระจำนวน 50 ครั้ง ระหว่างอัตราความผิดพลาดบิต (BER) เฉลี่ยของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง และสูงตามลำดับ เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง และสูงเปลี่ยนไป โดยให้ผู้ใช้แต่ละคนได้รับสัญญาณรบกวนเท่า ๆ กัน และให้สัญญาณที่มาถึงของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง และสูง มีค่าเป็น 1 หมด ส่วนผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำมีค่าเป็น  $\sqrt{10} = 3.16$  ซึ่งหมายความว่า อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ จะมากกว่าผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง และสูงอยู่ 10 dB ที่ทุกสภาวะ ส่วนรูปที่ 4.16 และ 4.17 เป็นอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ และสูงตามลำดับ เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลางมากกว่า 10 dB ที่ทุกสภาวะ ในทำนองเดียวกัน รูปที่ 4.18 และ 4.19 เป็นอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ และกลางตามลำดับ เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงมากกว่า 10 dB ที่ทุกสภาวะ

โดยรวมแล้วพบว่าอัตราความผิดพลาดบิต (BER) ของเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบอด (BADF) จะมีค่าใกล้เคียงกับเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วมาป้อนกลับ (DDFB) เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) มีค่าไม่สูงมากนัก (น้อยกว่า 10 dB) แต่ที่ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสูง ๆ (มากกว่า 14 dB) สมรรถนะของเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วมาป้อนกลับ (DDFB) จะดีกว่าเครื่องรับที่เสนอขึ้นมา เนื่องจากความผิดพลาดในกระบวนการปรับตัวต่อค่าความผิดพลาดบิต (BER) จะชัดเจนขึ้นในกรณีที่สัญญาณรบกวนมีค่าต่ำ ๆ



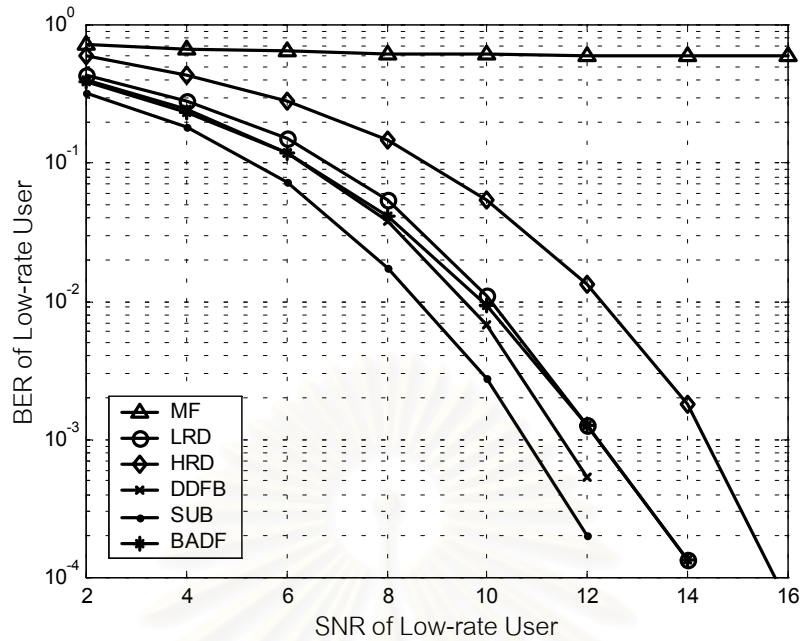
รูปที่ 4.14 อัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง

เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำมากกว่า 10 dB ที่ทุกสภาวะ

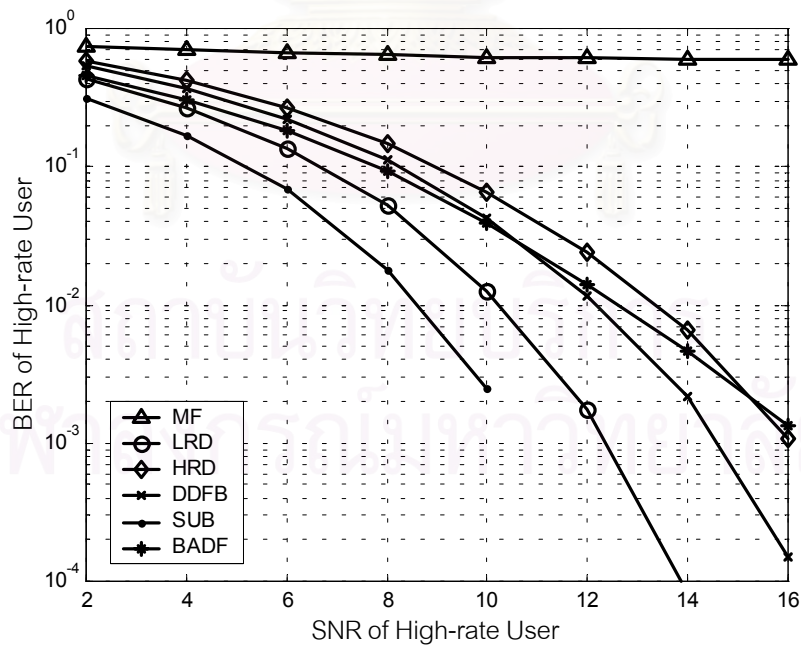


รูปที่ 4.15 อัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง

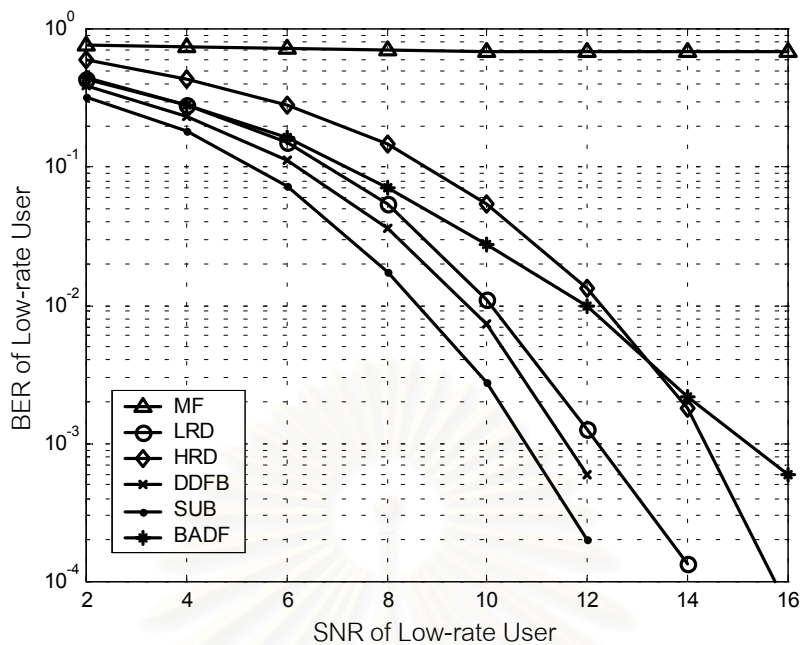
เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำมากกว่า 10 dB ที่ทุกสภาวะ



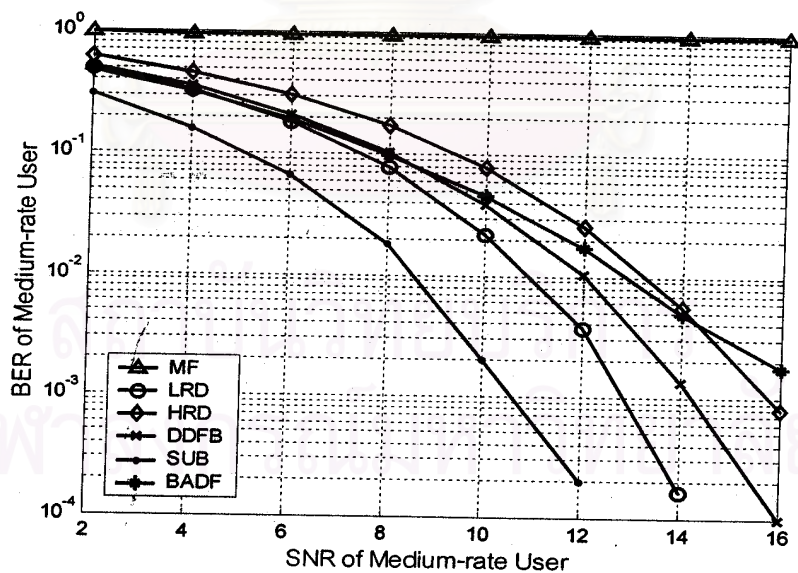
รูปที่ 4.16 อัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ  
เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลางมากกว่า 10 dB ที่ทุกสภาวะ



รูปที่ 4.17 อัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง  
เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลางมากกว่า 10 dB ที่ทุกสภาวะ



รูปที่ 4.18 อัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ  
เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงมากกว่า 10 dB ที่ทุกสภาวะ



รูปที่ 4.19 อัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง  
เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงมากกว่า 10 dB ที่ทุกสภาวะ

#### 4.4 ความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล (Near-far Resistance)

สำหรับผลการจำลองระบบในหัวข้อนี้ จะเป็นผลเกี่ยวกับความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล โดยผู้ใช้ที่มีอัตราบิดต่ำ, กลาง และสูง อย่างละ 3 คน ใช้รหัสแม่เหมือนในหัวข้อที่ 4.2 แต่กำลังส่งที่มาถึงด้านรับจะต่างออกไป

รูปที่ 4.20 และ 4.21 เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์เฉลี่ยของการทดลองอย่างอิสระจำนวน 50 ครั้ง ระหว่างอัตราความผิดพลาดบิต (BER) ของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดกลาง และสูงตามลำดับ เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดต่ำเพิ่มขึ้น โดยแกนอนเป็นค่าผลต่างระหว่างอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดต่ำ กับอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดกลาง และสูง ซึ่งมีค่าเป็น 10 dB คงที่ ทั้งนี้จะให้ผู้ใช้ทุกคนได้รับสัญญาณรบกวนเท่ากัน และสัญญาณรบกวนมีค่าคงที่ ดังนั้นการเพิ่มอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ในกรณีนี้จะหมายถึง การเพิ่มกำลังสัญญาณของผู้ใช้คนอื่นที่มารบกวน หรือเป็นการเพิ่มสัญญาณแทรกสอดที่มารบกวนผู้ใช้คนที่สนใจนั่นเอง ส่วนรูปที่ 4.22 และ 4.23 เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราความผิดพลาดบิต (BER) ของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดต่ำ และสูงตามลำดับ เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดกลางเพิ่มขึ้น และในทำนองเดียวกันรูปที่ 4.24 และ 4.25 เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดต่ำ และกลางตามลำดับ เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดสูงเพิ่มขึ้น

พบว่าเมื่อกำลังสัญญาณของผู้ใช้คนอื่นที่มารบกวนเพิ่มขึ้น เครื่องรับแบบธรรมดา (MF) จะมีสมรรถนะต่ำลงอย่างมาก (อัตราความผิดพลาดบิตเพิ่มขึ้นอย่างมาก) เนื่องจากเครื่องรับแบบธรรมดา คัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น (MAI) เป็นสัญญาณรบกวน ฉะนั้นเมื่อกำลังของผู้ใช้คนอื่นที่มารบกวนเพิ่มขึ้น ทำให้สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นเพิ่มขึ้น ก็เหมือนกับมีสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้นด้วย ดังนั้นค่าอัตราความผิดพลาดบิตจึงเพิ่มขึ้น แต่เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนซึ่งกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น จะให้สมรรถนะต่างออกไป สำหรับเครื่องรับแบบดีคอรรีเลตชนิดอัตราบิดสูง (HRD), เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตชนิดอัตราบิดต่ำ (LRD) และเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ (DDFB) ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้คนที่สนใจจะไม่ขึ้นกับกำลังสัญญาณของผู้ใช้คนอื่นที่มารบกวนเลย เพราะเครื่องรับแบบดีคอรรีเลตนั้นสามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นได้ทั้งหมด ส่วนเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด (BADF) ที่เสนอขึ้นนี้ อัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดกลาง และสูง จะค่อย ๆ เพิ่มขึ้น ตามกำลังของผู้ใช้คนอื่นที่มารบกวน โดยจะเริ่มมีสมรรถนะต่ำกว่าเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ (DDFB) เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้คนอื่นที่มา

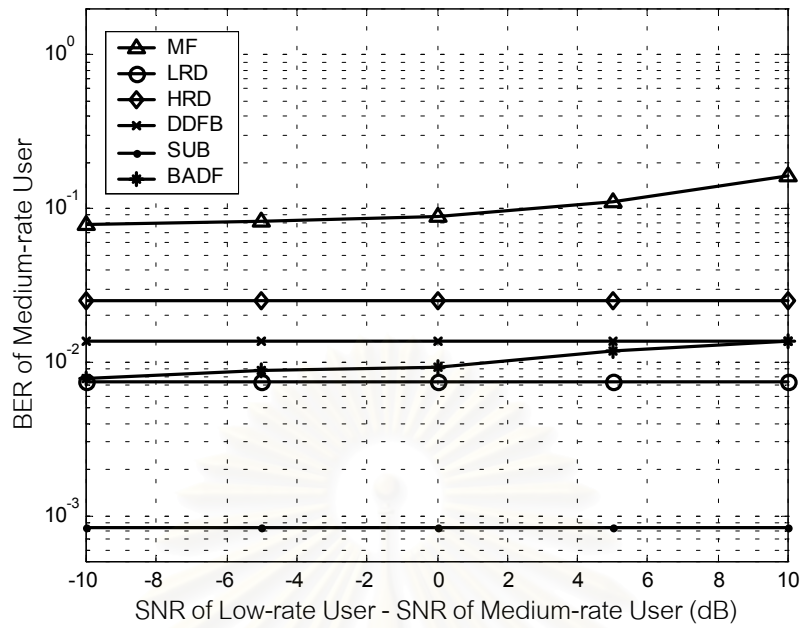
รบกวนสูงกว่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้คนที่สนใจ อยู่ 10 dB แต่สำหรับอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำนั้น จะค่อนข้างคงที่ แม้ว่ากำลังของผู้ใช้คนอื่นที่มารบกวนจะเพิ่มขึ้น เนื่องจากมีการนำบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง และสูง ซึ่งตัดสินบิตแล้วมาหักล้างสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นออกไปก่อนบางส่วน จึงเป็นการลดผลของปรากฏการณ์ใกล้-ไกลที่เกิดขึ้นกับผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ

นอกจากนี้ยังพบว่า ในกรณีที่ผู้ใช้คนที่สนใจอยู่ใกล้กับสถานีฐานมากกว่าผู้ใช้คนอื่นที่มารบกวน เครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด (BADF) จะมีสมรรถนะที่เหนือกว่าเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ (DDFB) แต่เมื่อผู้ใช้คนที่สนใจอยู่ไกลออกไปจากสถานีฐานมากกว่าผู้ใช้คนอื่นที่มารบกวน สมรรถนะของเครื่องรับที่เสนอขึ้นมานี้ก็จะค่อย ๆ ต่ำลง ดังที่ได้กล่าวไว้แล้วในข้างต้น

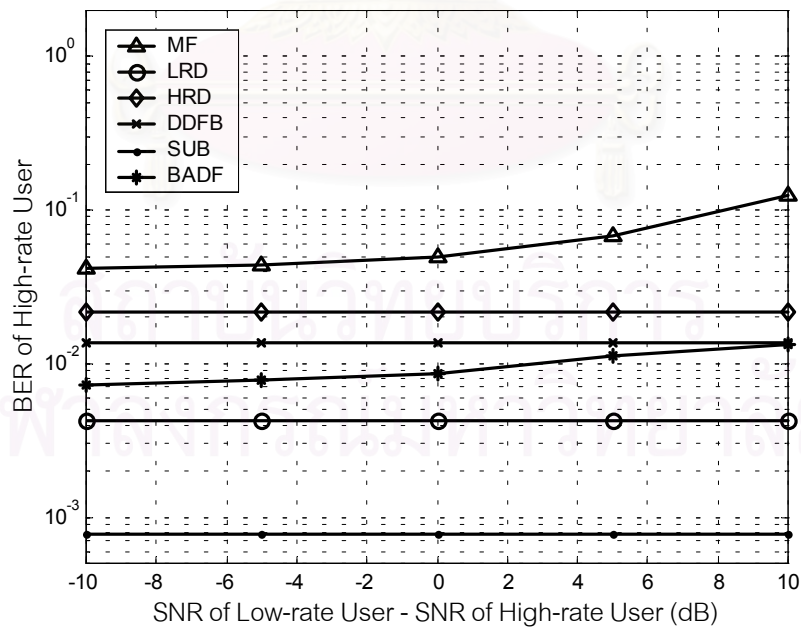


สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

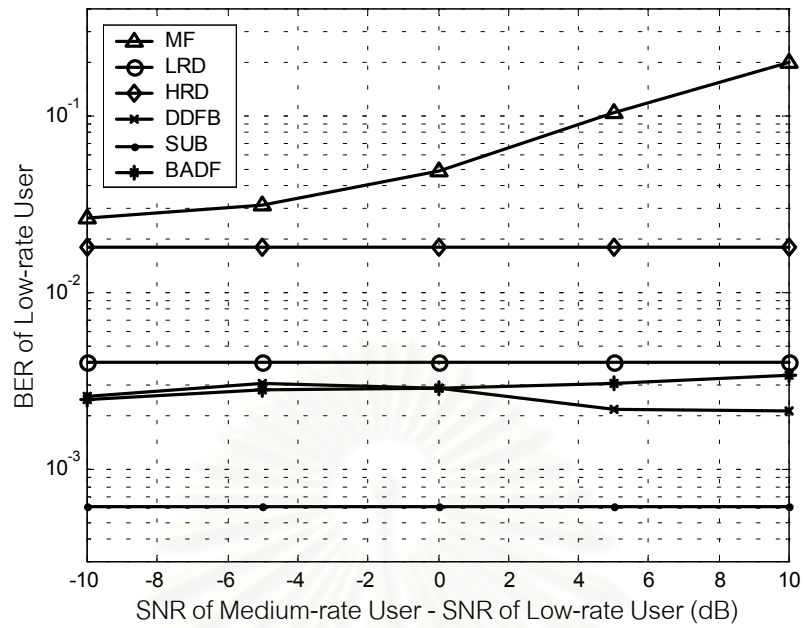




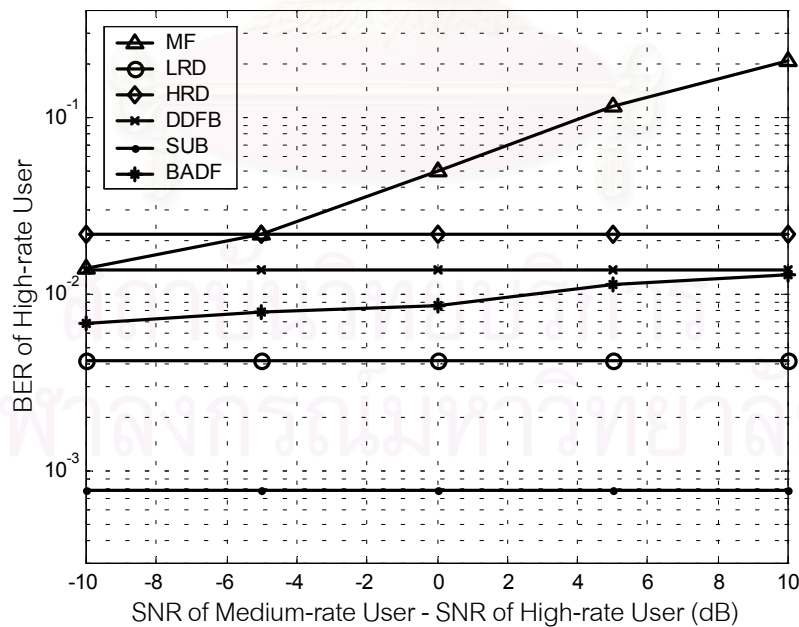
รูปที่ 4.20 ความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำเพิ่มขึ้น



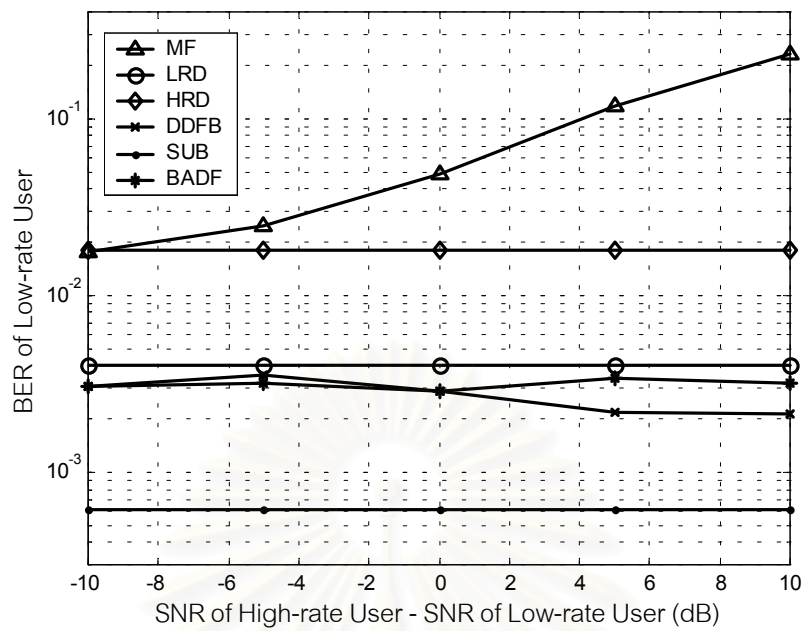
รูปที่ 4.21 ความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำเพิ่มขึ้น



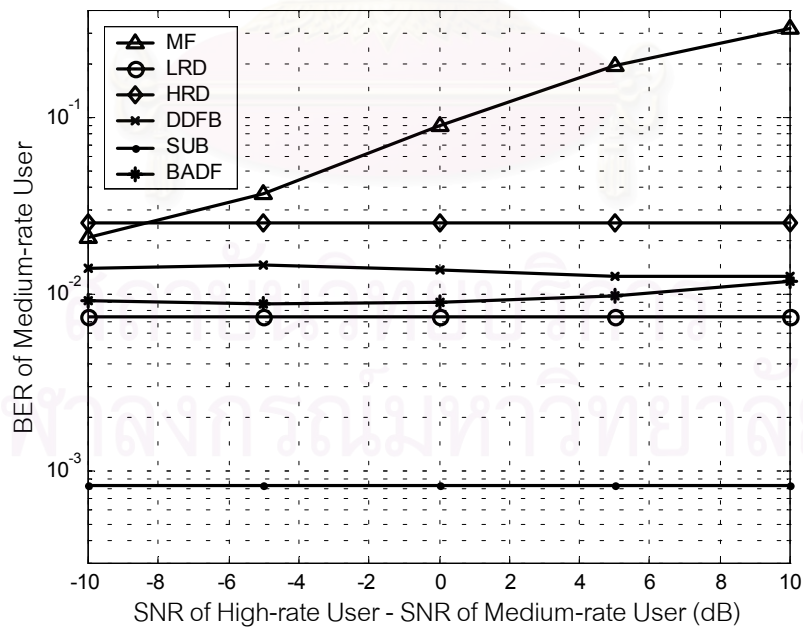
รูปที่ 4.22 ความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดต่ำ เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดกลางเพิ่มขึ้น



รูปที่ 4.23 ความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดสูง เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดกลางเพิ่มขึ้น



รูปที่ 4.24 ความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดต่ำ เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดสูงเพิ่มขึ้น



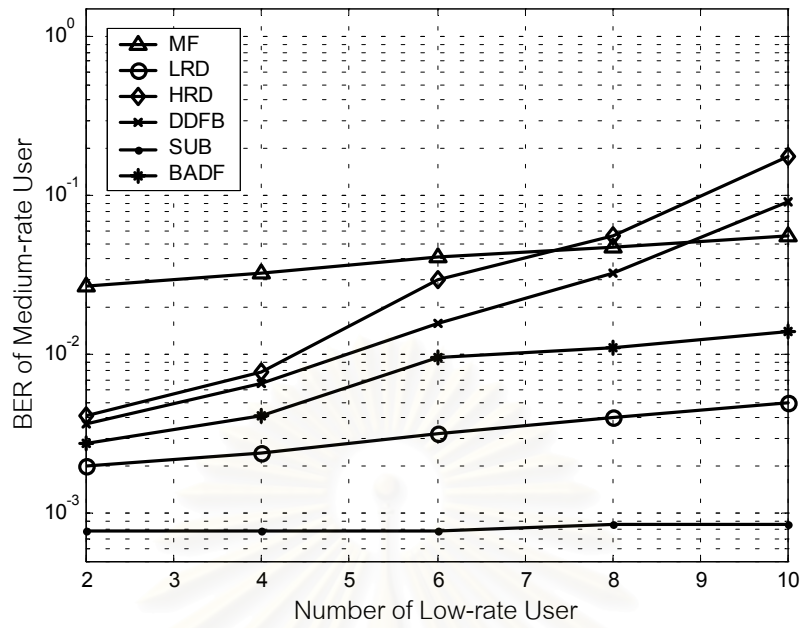
รูปที่ 4.25 ความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดกลาง เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้ที่มีอัตราบิดสูงเพิ่มขึ้น

#### 4.5 ความจุของระบบ หรืออัตราความผิดพลาดบิตเมื่อจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้น

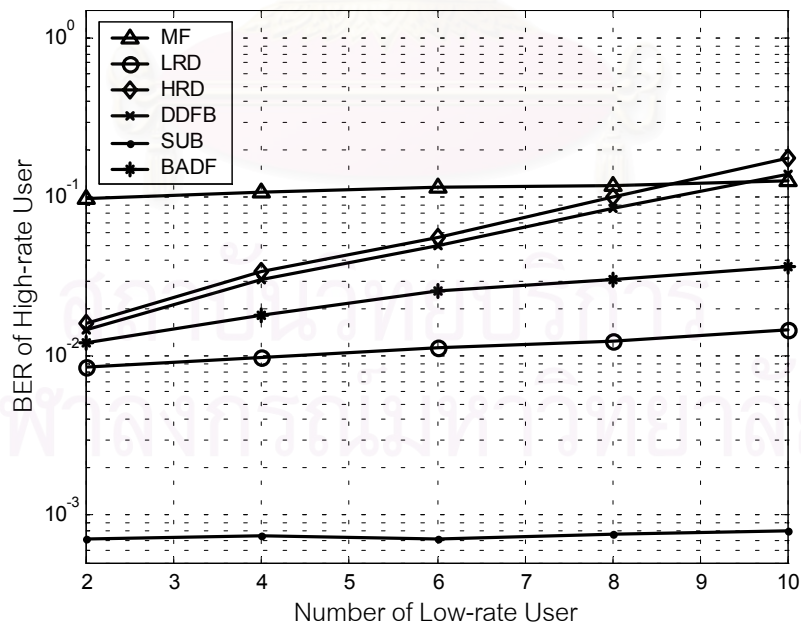
ในหัวข้อนี้จะพิจารณาเกี่ยวกับสมรรถนะของเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด (BADF) ในการเพิ่มความจุของระบบ โดยจะพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ในแต่ละอัตรา กับจำนวนผู้ใช้ในแต่ละอัตราที่เพิ่มขึ้น ซึ่งความสัมพันธ์นี้สามารถบ่งบอกถึงความจุของระบบ เมื่อใช้เครื่องรับชนิดต่าง ๆ ได้ สำหรับในหัวข้อนี้เลือกใช้รหัสแบบสุ่มที่มีความยาว 60,30 และ 15 ชิป เพื่อใช้กับผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ, กลาง และสูงตามลำดับ

รูปที่ 4.26, 4.27 แสดงค่าเฉลี่ยจากการทดลองอย่างอิสระจำนวน 50 ครั้งซึ่งเป็นกราฟระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง และสูงตามลำดับ กับจำนวนของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ โดยระบบมีผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง 2 คน และอัตราบิตสูง 2 คน ในกรณีควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์ และผู้ใช้ทุกคนในระบบมีค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเป็น 10 dB เท่ากันหมด ส่วนรูปที่ 4.28, 4.29 เป็นกราฟระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ และสูงตามลำดับ กับจำนวนของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง และในทำนองเดียวกันรูปที่ 4.30, 4.31 เป็นกราฟระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ และกลางตามลำดับ กับจำนวนของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง

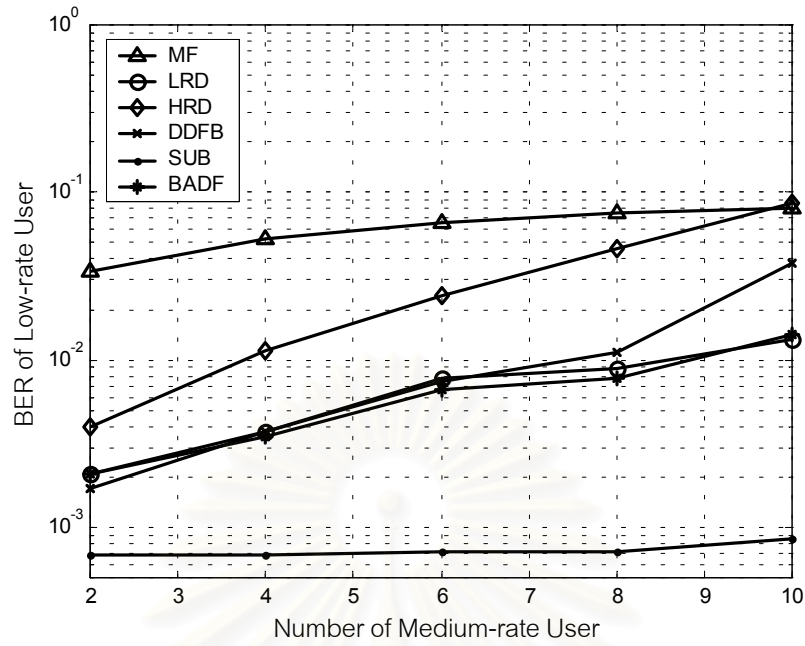
พบว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้คนอื่นที่มารบกวนเพิ่มขึ้น อัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้คนที่สนใจก็จะสูงขึ้นด้วย โดยสมรรถนะของเครื่องรับแบบดีคอดริเลตชนิดอัตราบิตสูง (HRD) และเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วมาป้อนกลับ (DDFB) จะลดลงอย่างมาก เมื่อจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้น ซึ่งอาจจะต่ำกว่าเครื่องรับแบบธรรมดา (MF) ด้วยในบางครั้ง แต่สำหรับเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด (BADF) สมรรถนะจะลดลงไม่มากนักเช่นเดียวกับเครื่องรับแบบดีคอดริเลตชนิดอัตราบิตต่ำ (LRD) โดยเครื่องรับที่เสนอขึ้นนี้จะยังคงทำให้อัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ มีค่าต่ำที่สุด เมื่อเทียบกับเครื่องรับแบบอื่น ๆ อยู่ แม้ว่าจำนวนผู้ใช้คนอื่นที่มารบกวนจะเพิ่มขึ้นอย่างมากก็ตาม



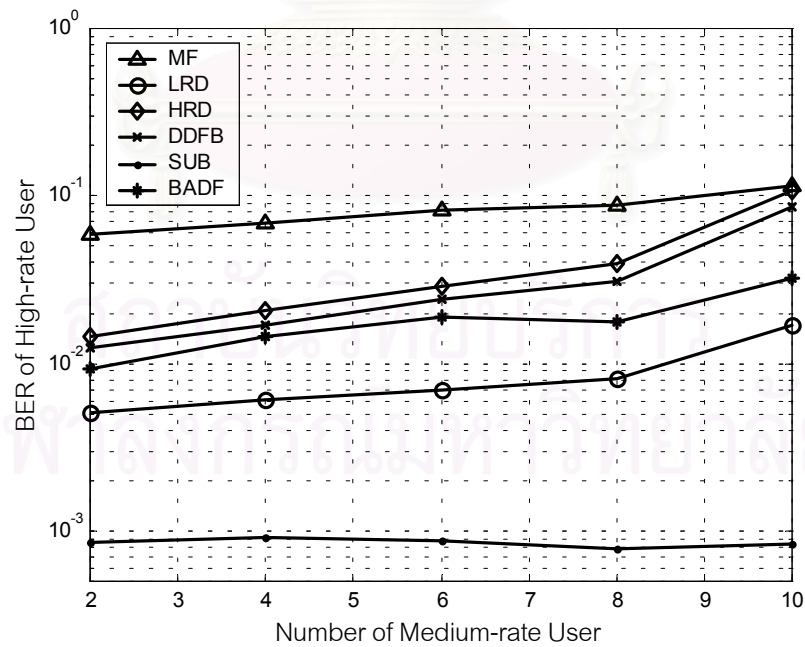
รูปที่ 4.26 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่มีอัตราปานกลาง  
เมื่อจำนวนผู้ใช้ที่มีอัตราต่ำเพิ่มขึ้น



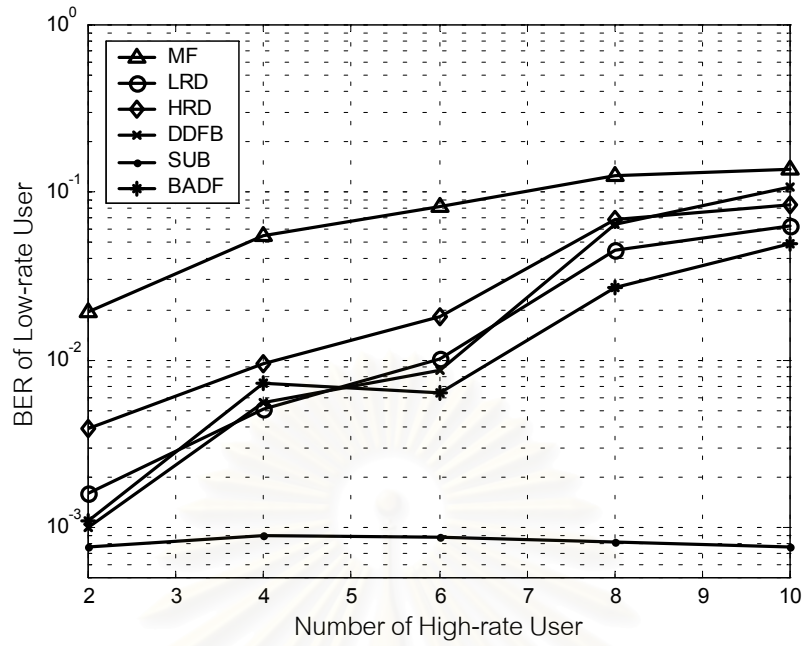
รูปที่ 4.27 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่มีอัตราสูง  
เมื่อจำนวนผู้ใช้ที่มีอัตราต่ำเพิ่มขึ้น



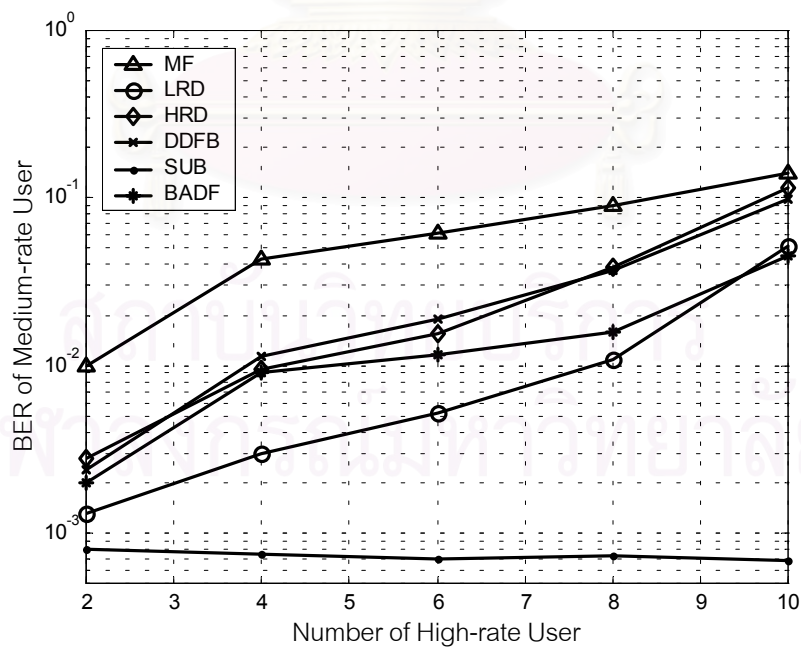
รูปที่ 4.28 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ  
เมื่อจำนวนผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลางเพิ่มขึ้น



รูปที่ 4.29 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง  
เมื่อจำนวนผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลางเพิ่มขึ้น



รูปที่ 4.30 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ  
เมื่อจำนวนผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงเพิ่มขึ้น



รูปที่ 4.31 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง  
เมื่อจำนวนผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงเพิ่มขึ้น

#### 4.6 อัตราความผิดพลาดบิต เมื่ออัตราส่วนระหว่างอัตราเพิ่มขึ้น

สำหรับการจำลองระบบในหัวข้อนี้ จะให้ระบบมีผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ, กลาง และสูง อย่างละ 3 คน ถูกแผ่ด้วยรหัสแบบสุ่มที่มีความยาวเปลี่ยนไปตามอัตราส่วนระหว่างอัตรา ดังแสดงไว้ในตารางที่ 4.11 ในกรณีควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์ และให้ผู้ใช้ทุกคนในระบบมีค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเป็น 10 dB เท่ากันหมด

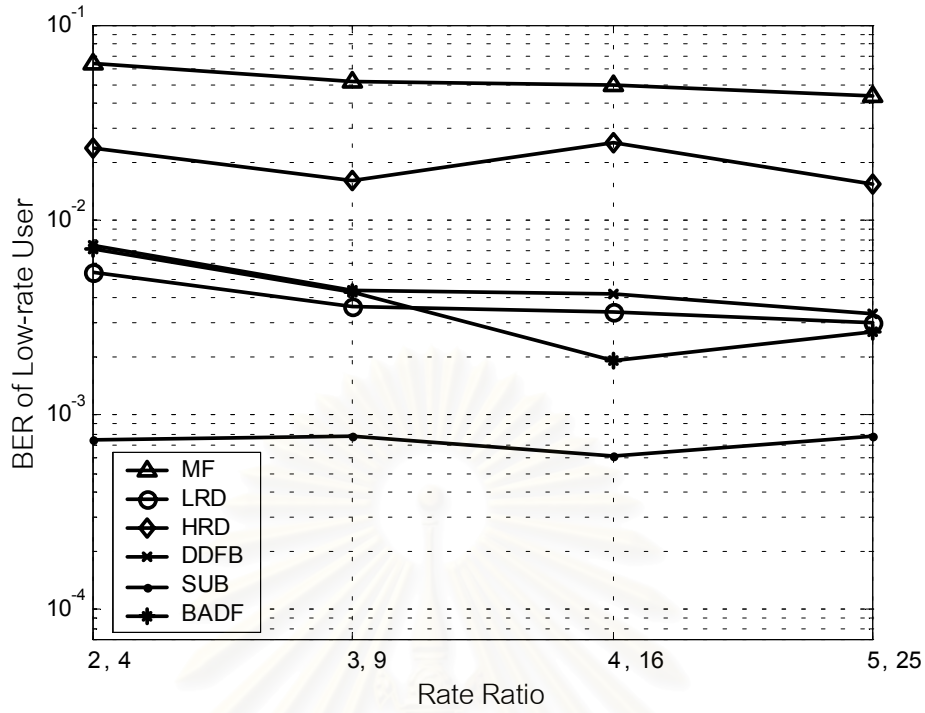
รูปที่ 4.32, 4.33 และ 4.34 แสดงค่าเฉลี่ยจากการทดลองอย่างอิสระจำนวน 50 ครั้ง ซึ่งเป็นกราฟระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ, กลาง และสูง ตามลำดับ กับอัตราส่วนระหว่างอัตราที่เพิ่มขึ้น

พบว่าอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับทุกชนิด จะค่อย ๆ ต่ำลง แม้ว่าอัตราส่วนระหว่างอัตราจะเพิ่มขึ้นอย่างมากก็ตาม โดยที่อัตราส่วนระหว่างอัตราที่มีค่าต่ำ ๆ สมรรถนะของเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด (BADF) จะดีกว่าเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ (DDFB) เพียงเล็กน้อยเท่านั้น แต่ที่อัตราส่วนระหว่างอัตราที่มีค่าสูง ๆ แล้วสมรรถนะของเครื่องรับที่เสนอขึ้นนี้ จะดีกว่าอย่างเห็นได้ชัด

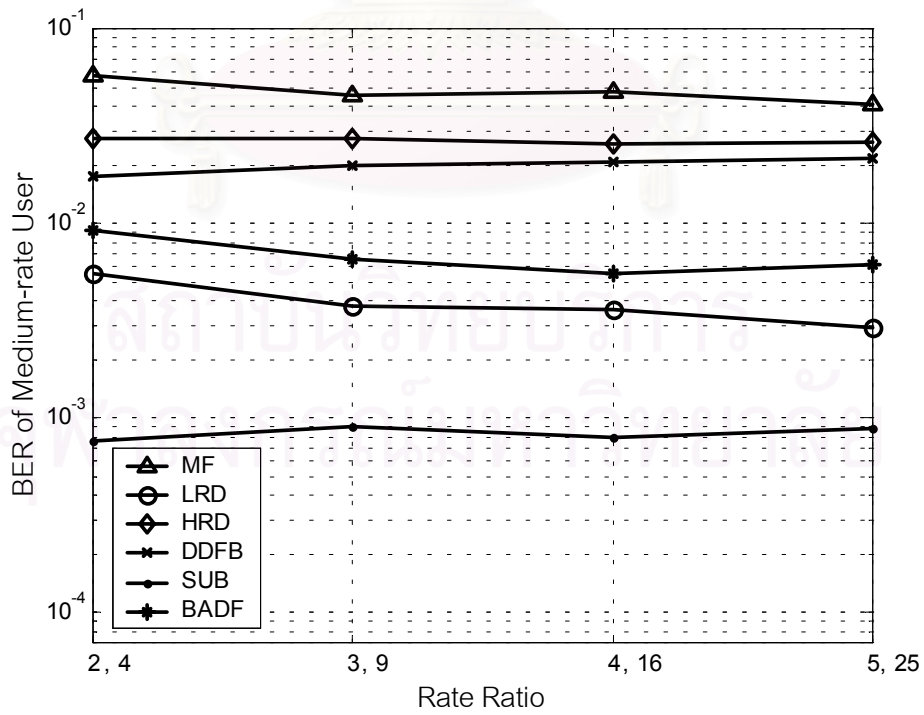
ตารางที่ 4.11 ความยาวของรหัสแบบสุ่ม ที่อัตราส่วนระหว่างอัตราค่าต่าง ๆ กัน

ความยาวของรหัส (ชิป)	ผู้ใช้ที่มี อัตราบิตต่ำ	ผู้ใช้ที่มี อัตราบิตกลาง	ผู้ใช้ที่มี อัตราบิตสูง
อัตราส่วนระหว่างอัตราบิตกลางต่ออัตราบิตต่ำ = 2 อัตราส่วนระหว่างอัตราบิตสูงต่ออัตราบิตต่ำ = 4	60	30	15
อัตราส่วนระหว่างอัตราบิตกลางต่ออัตราบิตต่ำ = 3 อัตราส่วนระหว่างอัตราบิตสูงต่ออัตราบิตต่ำ = 9	135	45	15
อัตราส่วนระหว่างอัตราบิตกลางต่ออัตราบิตต่ำ = 4 อัตราส่วนระหว่างอัตราบิตสูงต่ออัตราบิตต่ำ = 16	240	60	15
อัตราส่วนระหว่างอัตราบิตกลางต่ออัตราบิตต่ำ = 5 อัตราส่วนระหว่างอัตราบิตสูงต่ออัตราบิตต่ำ = 25	375	75	15

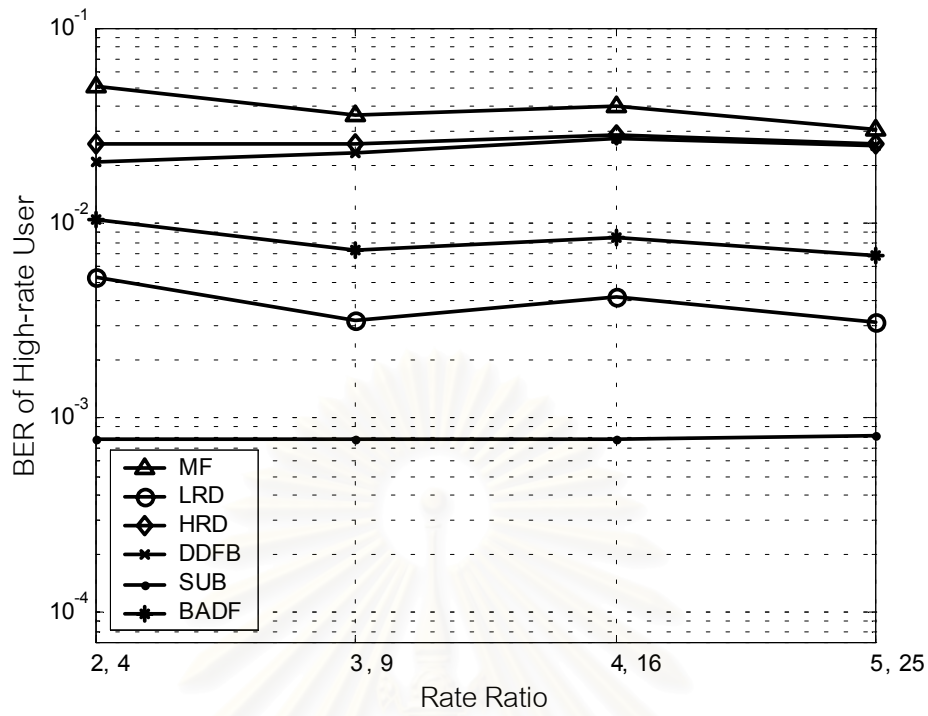




รูปที่ 4.32 ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ เมื่ออัตราส่วนระหว่างอัตราเพิ่มขึ้น



รูปที่ 4.33 ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง เมื่ออัตราส่วนระหว่างอัตราเพิ่มขึ้น



รูปที่ 4.34 ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง เมื่ออัตราส่วนระหว่างอัตราเพิ่มขึ้น

## บทที่ 5

### บทสรุป

#### 5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้เสนอการนำระเบียบวิธีบูตสเตรปมาใช้ในกระบวนการปรับตัว เพื่อลดความซับซ้อนในการคำนวณหาเมทริกซ์ผกผันของเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ (DDFB) กระบวนการปรับตัวที่ใช้เป็นกระบวนการที่ไม่อาศัยชุดลำดับฝึกฝน (Training Sequence) จึงเรียกเครื่องรับนี้ว่า “เครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด” (BADF) ซึ่งทำให้เครื่องรับสามารถลดภาระในการคำนวณกรณีที่เกิดการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณลงได้ นั่นคือเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงในระบบแทนที่จะต้องทำการคำนวณหาเมทริกซ์ผกผัน ซึ่งมีความซับซ้อนต่อหนึ่งบิตข้อมูลเพิ่มตามจำนวนผู้ใช้เป็น  $O(K^2)$  ให้เสร็จภายในบิตถัดมา จะมีการคำนวณเพียง  $O(K)$  ในบิตถัดมาเท่านั้น นอกจากนี้เครื่องรับแบบบอดจะมีข้อได้เปรียบที่ไม่จำเป็นต้องส่งชุดลำดับฝึกฝน จึงมีความสะดวกในการใช้งานมากกว่า รวมทั้งไม่มีความสูญเสียในกระบวนการส่งข้อมูลที่เกิดจากการส่งชุดลำดับฝึกฝน

สำหรับค่าน้ำหนักถ่วง และค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่ถูกสเกลแล้ว เมื่อใช้กรรมวิธีแบบบอดนี้พบว่า ยิ่งค่าช่วงก้าวสูงจะมีอัตราการลู่ออกเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวเร็วขึ้น แต่จะให้ความผิดพลาดมากกว่า และค่าค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่ถูกสเกลแล้วของผู้ใช้แต่ละคนไม่จำเป็นต้องลู่ออกพร้อมกัน ซึ่งในการจำลองระบบเพื่อทดสอบสมรรถนะ จะเลือกค่าช่วงก้าวที่ทำให้ได้อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของระบบหลังปรับค่าน้ำหนักถ่วง 1,000 ครั้ง มีค่าดีที่สุด

ทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด (BADF) โดยจำลองระบบเชื่อมโยงขาขึ้น สำหรับการส่งแบบซิงโครนัส ผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก (AWGN) พิจารณาผลเมื่อกำลังของสัญญาณรบกวน (SNR) เปลี่ยนไป ในกรณีควบคุมกำลังส่งสมบูร์กและไม่สมบูร์ก และผลเมื่ออัตราส่วนระหว่างอัตรา (Rate Ratio) เปลี่ยนไป รวมทั้งพิจารณาความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล และผลที่มีต่อความจุของระบบ โดยทำการเปรียบเทียบเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด (BADF) กับเครื่องรับแบบอื่น ๆ คือ เครื่องรับแบบธรรมดา (MF), เครื่องรับแบบดีคอร์ดริเลตชนิดอัตราบิตสูง (HRD), เครื่องรับแบบดีคอร์ดริเลตชนิดอัตราบิตต่ำ (LRD), เครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ (DDFB) และขอบเขตของผู้ใช้รายเดียว (SUB) ทดสอบกับระบบที่แผ่ด้วยรหัสแบบสุ่ม

## 5.2 ข้อดี-ข้อเสียของเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด

### ข้อดี

- กำจัดการหน่วงเวลาที่เกิดขึ้นกับผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง  
เนื่องจากถ้าใช้เครื่องรับแบบดีคอดรีเลตชนิดอัตราบิตต่ำ (LRD) จะทำให้เกิดการหน่วงเวลาขึ้น
- รักษาสมรรถนะที่ดีสำหรับผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ  
เนื่องจากถ้าใช้เครื่องรับแบบดีคอดรีเลตชนิดอัตราบิตสูง (HRD) จะทำให้สมรรถนะลดลง
- กำจัดปัญหาการหาเมทริกซ์ผกผันของเมทริกซ์สหสัมพันธ์ข้ามของรหัส จึงลดความซับซ้อนลงได้  
เนื่องจากทั้งเครื่องรับแบบดีคอดรีเลตชนิดอัตราบิตต่ำ (LRD), เครื่องรับแบบดีคอดรีเลตชนิดอัตราบิตสูง (HRD) และเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ (DDFB) จะต้องหาเมทริกซ์ผกผัน
- ปรับปรุงสมรรถนะให้ดีขึ้น ในช่วงที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ไม่สูงนัก  
เนื่องจากทั้งเครื่องรับแบบดีคอดรีเลตชนิดอัตราบิตต่ำ (LRD), เครื่องรับแบบดีคอดรีเลตชนิดอัตราบิตสูง (HRD) และเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ (DDFB) จะเพิ่มสัญญาณรบกวนให้กับระบบ ดังนั้นที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนไม่สูงนัก สมรรถนะจึงไม่ค่อยดี

### ข้อเสีย

- สมรรถนะไม่สูงนัก ที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) สูงๆ
- ทนต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล ได้ถึงค่าหนึ่งเท่านั้น

## 5.3 ข้อเสนอแนะสำหรับการวิจัยในอนาคต

สำหรับงานที่ควรได้รับการศึกษา หรือพัฒนาต่อไป คือ

- 1) ศึกษา และวิเคราะห์ สมรรถนะของเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับที่มีการปรับตัวแบบบอด (BADF) ในกรณีช่องสัญญาณอื่น ๆ นอกเหนือจากช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก (AWGN) เช่น ในช่องสัญญาณที่เกิดการเฟดดิ้ง (Fading) [10,47,48] เป็นต้น
- 2) พัฒนาเครื่องรับนี้เพื่อใช้ในระบบอะซิงโครนัส โดยโครงสร้างของเครื่องรับในระบบอะซิงโครนัสที่มีผู้เสนอขึ้นมาขึ้นมามีอยู่ใน [49,50]
- 3) พัฒนาเครื่องรับนี้ต่อไปในระบบ CDMA แบบเปลี่ยนอัตราได้ (Variable Rate CDMA) [51-53] ซึ่งหมายถึง ผู้ใช้แต่ละคนสามารถส่งข้อมูลได้หลายอัตราพร้อม ๆ กัน โดยต่างจากระบบ CDMA แบบหลายอัตรา ซึ่งผู้ใช้แต่ละคนจะส่งได้เพียงอัตราใดอัตราหนึ่งเท่านั้น

## รายการอ้างอิง

1. Pahlavan, K., and Levesque, A. H. Wireless Information Networks. New York: John Wiley & Sons, 1995.
2. ลัญฉกร วุฒิสถิติกุลกิจ. 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. Proakis, J. G. Digital Communications. New York: McGraw-Hill, 1995.
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. Saquib, M. Quality of Service for Multi-rate DS/CDMA Systems with Multi-user Detection. Doctoral Dissertation, Department of Electrical and Computer Engineering, University of New Jersey, USA., 1998.
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., Kaleb, 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 (ICICS) Vol. 2 (1997): 858-862.
21. สุวิชัย คุณารัตนพฤกษ์. เทคนิคการลดความซับซ้อนในเครื่องรับที่ใช้การปรับตัวแบบบอดด้วยขั้นตอนวิธีรีคองเสตรนคอนแสดนต์มอดูลัส. วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, คณะวิศวกรรมศาสตร์, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2543.
22. สุวิชัย คุณารัตนพฤกษ์, 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. Successive Interference Cancellation in Multiple Data Rate DS/CDMA Systems. Vehicular Technology Conference, 1995 IEEE 45<sup>th</sup> Vol. 2 (1995): 704-708.
26. 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.
27. 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.
28. 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.
29. 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.
30. Chen, J., and Mitra, U. A Decorrelating Decision-Feedback Detector for Dual Rate Synchronous DS/CDMA Communications. Wireless Communications and Networking Conference (WCNC) (1999): 1124-1128.
31. Chen, J., and Mitra, U. Analysis of Decorrelator-Based Receivers for Multirate DS/CDMA Communications. IEEE Transactions on Vehicular Technology Vol. 48 No. 6 (November 1999): 1966-1983.

32. เพ็ญพร หลินประเสริฐ. มัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแบบป้อนกลับที่ใช้กระบวนการปรับอัตโนมัติชนิดบอดสำหรับระบบการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสชนิดไคเรกต์ซีเควนท์. วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, คณะวิศวกรรมศาสตร์, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2542.
33. เพ็ญพร หลินประเสริฐ, สุวิทย์ คุณารัตนพฤษ และสมชาย จิตะพันธ์กุล. มัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแบบป้อนกลับชนิดไคเรกต์ซีเควนท์ สำหรับระบบการใช้ช่องสัญญาณร่วมกันแบบแบ่งรหัส. การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ปีที่ 22 (ธันวาคม 2542): 505-508.
34. Linprasert, P., Jitapunkul, S., Kaweevat, V., and Kunaruttanapruk, S. Blind Adaptive Decorrelating Decision-Feedback Multiuser Detection for DS-CDMA System. Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC) Vol. 1 (November 2000): 412-417.
35. Verdu, S. Adaptive Multiuser Detection. IEEE Third International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA) Vol. 1 (1994): 43-50.
36. Chen, D. S., and Roy, S. An Adaptive Multiuser Receiver for CDMA Systems. IEEE Journal on Selected Areas in Communications Vol. 12 No. 5 (June 1994): 808-816.
37. Honig, M., Madhow, U., and Verdu, S. Blind Adaptive Multiuser Detection. IEEE Transactions on Information Theory Vol. 41 No. 4 (July 1995): 944-960.
38. Woodward, G., and Vucetic B. S. Adaptive Detection for DS-CDMA. Proceedings of the IEEE Vol. 86 No. 7 (July 1998): 1413-1434.
39. 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.
40. 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.
41. Komo, J.J., and Liu S.-C. Modified Kasami Sequences for CDMA. Southeastern Symposium on System Theory (1990): 219-222.
42. Dinc, A., and Bar-Ness, Y. Bootstrap: A Fast Blind Adaptive Signal Separator. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP) Vol. 2 (1992): 325-328.



43. Bar-Ness, Y., Siveski, Z., and Chen, D. W. Bootstrapped Decorrelating Algorithm for Adaptive Interference Cancellation in Synchronous CDMA Communications Systems. IEEE Third International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA) Vol. 1 (1994): 162-166.
44. Bar-Ness, Y. Recent Results on Adaptive Multiuser Signal Separation in CDMA; Important Steps in Meeting the Needs of Third-Generation Wireless Communications Systems. IEEE International Conference on Personal Wireless Communications (ICPWC) (1996): 108-115.
45. Bar-Ness, Y., and Punt, J. B. Adaptive Bootstrap CDMA Multi-User Detector. International Journal Special Issue on Signal Separation and Interference Cancellation for PIMRC Vol. 3 No. 1 (1996): 55-71.
46. Haykin, S. Adaptive Filter Theory. 3<sup>rd</sup> ed. New Jersey: Prentice-Hall, 1996.
47. Rappaport, T. S. Wireless Communications Principles & Practice. New Jersey: Prentice Hall, 1996.
48. Juntti, M. Multiuser Demodulation for DS-CDMA Systems in Fading Channel. Doctoral Dissertation, Department of Electrical Engineering, University of Oulu, Finland, 1998.
49. Saquib, M., Yates, R.D., and Ganti, A. An Asynchronous Multirate Decorrelator. IEEE Transactions on Communications Vol. 48 No. 5 (May 2000): 739-742.
50. Saquib, M., Yates, R.D., and Ganti, A. Power Control for an Asynchronous Multirate Decorrelator. IEEE Transactions on Communications Vol. 48 No. 5 (May 2000): 804-812.
51. Okumura, Y., and Adachi, F. Variable Rate Data Transmission with Blind Rate Detection for Coherent DS-CDMA Mobile Radio. Electronics Letters Vol.32 No. 20 (September 1996): 1865-1866.
52. Okumura, Y., and Adachi, F. Variable Rate Transmission and Blind Rate Detection for Coherent DS-CDMA Mobile Radio. Electronics Letters Vol.33 No. 24 (November 1997): 2026-2027.
53. 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.



ภาคผนวก

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## ภาคผนวก ก

ผลงานวิจัยของผู้เขียนที่ได้รับการตีพิมพ์แล้ว

1. 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.
2. Kaweevat, V., Jitapunkul, S., Archavawanitchakol, C., Wanichpakdeedecha, S., and Rasikriangkrai, 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).



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## Blind Adaptive Decorrelating Decision-Feedback Multiuser Detection for Multirate Synchronous DS/CDMA Communications

Voravit Kaweevat Somchai Jitapunkul and Suwich Kunaruttanapruk  
Digital Signal Processing Research Laboratory, Department of Electrical Engineering,  
Faculty of Engineering, Chulalongkorn University, Bangkok, Thailand 10330.  
Phone (66-2) 218-6503, Fax (66-2) 218-6503, E-Mail: jsomchai@chula.ac.th

### Abstract

A dual rate synchronous DS/CDMA system provides service to low bit rate and high bit rate users, and both kinds of user have the same chip rate. Previously, two types of decorrelators have been proposed: a high-rate decorrelator (HRD), and a low-rate decorrelator (LRD). It has been observed that the LRD provides better performance than the HRD for all users at the expense of higher complexity and longer demodulation delay for high-rate users. To improve the performance and reduce the demodulation delay, a decorrelating decision-feedback detector (DF) has been proposed. Although the DF has less complexity than that of the LRD, the complexity of DF is still high. This paper presents a blind adaptive decorrelating decision-feedback detector (BAD) which uses bootstrap algorithm to decrease the complexity of DF and reduce the singular-matrix problem of decorrelator. The simulation results show that this detector provides better performance than that of the DF.

**Keywords :** DS/CDMA, multiuser detection, multirate, blind adaptive, decision-feedback

### 1. Introduction

Direct sequence code division multiple access (DS/CDMA) is being considered to support multimedia traffic in third generation mobile radio system, such as Future Public Land Mobile Telecommunication System (FPLMTS) and Universal Mobile Telecommunication System (UMTS) [1].

The multiuser detections [2] for single-rate DS/CDMA gain a lot of attention because of their performance against strong interference which overcome a weakness of conventional receiver (so called matched filter: MF). In order to avoid a high computational complexity of multiuser detections, the adaptive multiuser detections [3], which find a solution adaptively by using training sequence, are investigated. The blind adaptive multiuser detection is explored in [4] for eliminating the requirement of training sequence that leads to more efficiency bandwidth utilization.

To provide integrated voice and data communication over cellular networks, several access strategies [5] have been proposed for multirate DS/CDMA system. These include (a) variable processing gain scheme, (b) variable chip rate scheme, (c) multi-code method, and (d) multi-modulation scheme. This paper consider a dual rate synchronous DS/CDMA system that uses the variable processing gain

(spreading length) scheme because it needs simple hardware. For this scheme, the chip rate of all users is fixed and the spreading length of each users is proportional to the data rate. Recently, multiuser detections for multirate DS/CDMA are investigated. Saquib proposed two decorrelators [6]: a high-rate decorrelator (HRD) and a low-rate decorrelator (LRD). While the LRD shows improved performance for both high-rate and low-rate users, it does incur additional complexity as well as a processing delay. To improve performance and reduce the demodulation delay, Chen proposed a decorrelating decision-feedback detector (DF) [7]. Although the DF has less complexity than that of the LRD, the complexity of DF is still high.

This paper presents a blind adaptive decorrelating decision-feedback detector (BAD) for decreasing the complexity of DF. The proposed detector uses the blind adaptive decorrelators which apply bootstrap algorithm [8] to decode the high-rate data bits except those in the last sub-interval. After subtracting the interference due to the decoded high-rate data bits from the received signal, a LRD is applied to the low-rate data bits and the high-rate data bits in the last sub-interval. From the simulation results, BAD provides better performance for low-rate users than that of the LRD and better performance for high-rate users than that of the DF. Because of using adaptive algorithm, it reduces the singular-matrix problem of decorrelator which uses inverse correlation matrix of spreading code. Furthermore, in near-far situation, the performance of BAD is still better than that of the DF.

### 2. Dual Rate Synchronous System

In a synchronous dual-rate DS/CDMA system, a low-rate user transmits 1 bit while a high-rate user transmits M bits. The bit interval of the low-rate and high-rate users is denoted as  $T_L$  and  $T_H$ , respectively. Over the interval  $[0, T_L]$ , the received baseband signal can be written as

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

where  $A_{j,L}$  and  $b_{j,L}$  represent the received amplitude for  $j^{\text{th}}$  low-rate user and its received bit. Similarly,  $A_{j,H}^{(m)}$  and  $b_{j,H}^{(m)}$  are the received amplitude in the  $m^{\text{th}}$  sub-interval for the  $k^{\text{th}}$  high-rate user and its received bit. Signal is sent over an additive white Gaussian noise (AWGN) channel in which the noise  $n(t)$  has power spectral density  $\sigma^2$ .

The spreading codes for low-rate and high-rate users are denoted by  $S_{j,L}(t)$  and  $S_{j,H}^{(m)}(t)$ , respectively.

Each user's spreading code is normalized over its bit interval so that

$$\int_0^{T_g} [S_{n,g}(t)]^2 dt = 1 \quad (2)$$

where  $g = L, H$  and  $n = 1, \dots, K_g$

The  $K = K_L + MK_H$  bits transmitted in the interval  $[0, T_L]$  can be written as the  $K$  bit vector

$$\underline{b} = [\underline{b}_1, \underline{b}_2, \dots, \underline{b}_K] = \left[ \overbrace{[b_{1,L} \dots b_{K_L,L}]_{[0, T_L]}}^{\text{group L users}}, \overbrace{[b_{1,H}^{(1)} \dots b_{K_H,H}^{(1)}]_{[0, T_H]}}^{\text{group H users}}, \dots, \overbrace{[b_{1,H}^{(M)} \dots b_{K_H,H}^{(M)}]_{[(M-1)T_H, MT_H]}}^{\text{group H users}} \right]^T \quad (3)$$

The sampled output of correlators for the spreading code  $S_n(t)$  is the vector  $\underline{y} = [y_1, y_2, \dots, y_K]^T$  with

$$y_n = \int_0^{T_L} r(t) S_n(t) dt \quad ; n = 1, \dots, K \quad (4)$$

The output of matched filters can be written as

$$\underline{y} = \Gamma \Lambda \underline{b} + N \quad (5)$$

where  $\Lambda$  is a diagonal matrix with  $\Lambda_{n,n} = A_n$  and  $\Gamma$  is the  $K * K$  cross-correlation matrix with

$$[\Gamma]_{j,k} = \int_0^{T_L} S_j(t) S_k(t) dt \quad (6)$$

### 3. Decorrelating Detector

#### 3.1 Low-Rate Decorrelator (LRD) [6]

In the interval  $[0, T_L]$ , each high-rate user is equivalent to  $M$  virtual low-rate users. The spreading codes for the  $m^{\text{th}}$  virtual user of high-rate user  $k$  is

$$\tilde{S}_{k,H}^{(m)}(t) = \begin{cases} S_{k,H}^{(m)}(t) & : (m-1)T_H \leq t \leq mT_H \\ 0 & : \text{else} \end{cases} \quad (7)$$

Therefore, the dual-rate system with  $K_L$  low-rate users and  $K_H$  high-rate users is equivalent to a single-rate system with  $K$  users ( $K = K_L + MK_H$ ).

The cross-correlation matrix of the virtual low-rate system is

$$\Gamma_{\text{LRD}} = \begin{bmatrix} \Gamma_{LL} & \Gamma_{LH}^{(1)} & \Gamma_{LH}^{(2)} & \dots & \Gamma_{LH}^{(M)} \\ \Gamma_{HL}^{(1)} & \Gamma_{HH}^{(1)} & 0 & \dots & 0 \\ \Gamma_{HL}^{(2)} & 0 & \Gamma_{HH}^{(2)} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \Gamma_{HL}^{(M)} & 0 & 0 & \dots & \Gamma_{HH}^{(M)} \end{bmatrix} \quad (8)$$

where

$$[\Gamma_{LL}]_{m,n} = \int_0^{T_L} S_{m,L}(t) S_{n,L}(t) dt \quad (9)$$

$$[\Gamma_{LH}^{(k)}]_{m,n} = \int_0^{T_L} S_{m,L}(t) \tilde{S}_{n,H}^{(k)}(t) dt \quad (10)$$

$$[\Gamma_{HH}^{(k)}]_{m,n} = \int_0^{T_L} S_{m,H}(t) \tilde{S}_{n,H}^{(k)}(t) dt \quad (11)$$

From equation (5),  $\underline{y}$  is decorrelated by applying the transformation  $\Gamma_{\text{LRD}}^{-1}$  to yield

$$\underline{z} = \Gamma_{\text{LRD}}^{-1} \underline{y} = \Lambda \underline{b} + \hat{N} \quad (12)$$

where  $\hat{N}$  is a zero-mean Gaussian vector with the covariance matrix  $\sigma^2 \Gamma_{\text{LRD}}^{-1}$ .

The decoding rule is

$$\hat{\underline{b}} = \text{sgn}(\underline{z}) \quad (13)$$

The LRD has certain disadvantages. First, the LRD still requires inversion of the matrix  $\Gamma_{\text{LRD}}$  so its complexity grows in order of  $M$ . Second, for each high-rate user, the  $M$  sampled correlator outputs in  $[0, T_L]$  are stored and decoded simultaneously at time  $T_L$  incurring a  $M$  bits processing delay.

#### 3.2 High-Rate Decorrelator (HRD) [6]

This decorrelator matches to each sub-interval  $[(i-1)T_H, iT_H]$ . In the  $i^{\text{th}}$  sub-interval, each of the  $K_H$  high-rate user transmits 1 bit,  $b_{k,H}^{(i)}$ , while each of the  $K_L$  low-rate user transmits a portion of the signal due to bit,  $b_{j,L}$ . The users in the sub-interval can be regarded as  $K_L + K_H$  virtual high-rate users.

The cross-correlation matrix of the virtual high-rate system is

$$\Gamma_{\text{HRD}}^{(i)} = \begin{bmatrix} \Gamma_{LL}^{(i)} & \Gamma_{LH}^{(i)} \\ \Gamma_{HL}^{(i)} & \Gamma_{HH}^{(i)} \end{bmatrix} \quad (14)$$

where

$$[\Gamma_{LL}^{(i)}]_{m,n} = \int_{(i-1)T_H}^{iT_H} S_{m,L}(t) S_{n,L}(t) dt \quad (15)$$

For the high-rate users, the received bits are the output of the decorrelator applied in each sub-interval. Dissimilarly, the low-rate user bits are estimated by using a soft decoding rule :

$$\hat{b}_{j,L} = \text{sgn} \left[ \sum_{i=1}^M \left( \frac{1}{[\Gamma_{\text{HRD}}^{(i)}]_{j,j}^{-1}} \right) z_j^{(i)} \right] \quad ; 1 \leq j \leq K_L \quad (16)$$

The HRD has a great disadvantage which is its low performance.

#### 3.3 Decorrelating Decision Feedback Detector (DF)[7]

In order to reduce the decoding delay of the high-rate data bits and maintain good performance for low-rate users, a DF is proposed. In the first stage, each high-rate user's bit except the one in the last sub-interval is decoded by a HRD. Then, those first stage estimates are used for reconstructing the signals of the high-rate users in the first  $M-1$  sub-intervals. In the second stage, the reconstructed signals are subtracted from the received signal and a LRD is applied to the high-rate users' bits in the last sub-interval and all the low-rate users' bits. This scheme incurs no demodulation delay for each high-rate user's bits and improves the

performance for low-rate users by eliminating the interference from the high-rate data bits in the first M-1 sub-intervals. Although the DF has less complexity than that of the LRD, the complexity of DF is still high.

**4. Blind Adaptive Decorrelating Decision-Feedback Detector (BAD)**

The concept of BAD is similar to that of DF. The proposed detector is illustrated in Fig. 1.

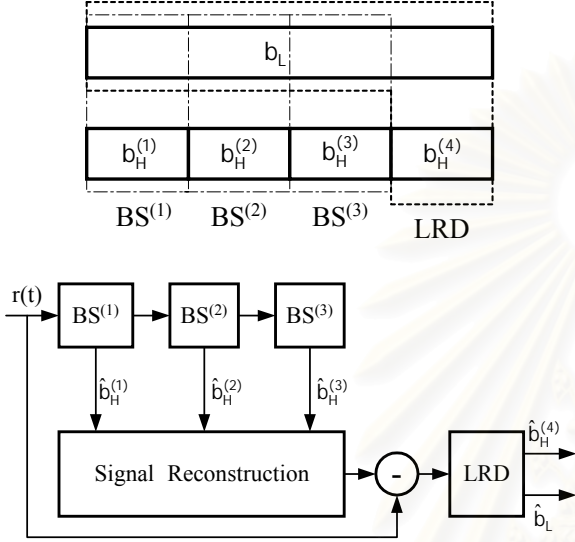


Fig. 1 Abstract view of BAD operation.

For the BAD, each HRD in the first stage of DF is replaced by a blind adaptive bootstrap decorrelator (BS). The BS can eliminate the need of correlation matrix inversion in HRD which is a high complexity operation. So,  $[\Gamma_{HRD}^{(i)}]^{-1}$  ( $i=1, \dots, M-1$ ) is proposed to be generated with a blind adaptive bootstrap algorithm [8] - [10]. Let

$$\underline{z} = V^{(i)} \underline{y} \tag{17}$$

From equation (5),

$$\underline{z} = V^{(i)} (\Gamma \Lambda \underline{b} + N) = V^{(i)} \Gamma \Lambda \underline{b} + \tilde{N} \tag{18}$$

So, the new transformation matrix is

$$V^{(i)} = I - W^{(i)} \tag{19}$$

where I is a K\*K identity matrix ( $K=K_L+K_H$ ), and

$$W^{(i)T} = \begin{bmatrix} 0 & w_{1,2} & \dots & w_{1,K-1} & w_{1,K} \\ w_{2,1} & 0 & \dots & w_{2,K-1} & w_{2,K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ w_{K-1,1} & w_{K-1,2} & \dots & 0 & w_{K-1,K} \\ w_{K,1} & w_{K,2} & \dots & w_{K,K-1} & 0 \end{bmatrix} \tag{20}$$

Note that  $W^{(i)}$  is not necessarily a symmetric matrix. The structure of blind adaptive bootstrap decorrelator (BS) is shown in Fig. 2. The output of this detector is

$$\underline{z}_k = \underline{x}_k - \underline{w}_k^T \underline{x}_k \tag{21}$$

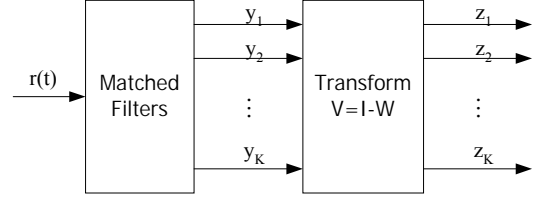


Fig. 2 The structure of BS

where  $\underline{z}_k$  is  $\underline{z}$  without the  $k^{th}$  element,  $\underline{w}_k$  is the  $k^{th}$  column of  $W^{(i)}$  without  $w_{kk}$  and  $\underline{x}_k$  is the vector  $\underline{x}$  with  $x_k$  taken out.

With the bootstrap algorithm, the element of  $W^{(i)}$  is chosen to satisfy

$$E[z_k b_k] = 0 \quad : k = 1, \dots, K \tag{22}$$

To obtain an adaptive bootstrap algorithm for solving equation (22), the update formula is

$$\underline{w}_k(i+1) = \underline{w}_k(i) + \mu z_k \text{sgn}(z_k) \tag{23}$$

In the second stage, the LRD of BAD is similar to one of DF. From equation (8), the cross-correlation matrix is reduced to

$$\Gamma_{LRD} = \begin{bmatrix} \Gamma_{LL} & \Gamma_{LH}^{(M)} \\ \Gamma_{HL}^{(M)} & \Gamma_{HH}^{(M)} \end{bmatrix} \tag{24}$$

**5. Simulation Results**

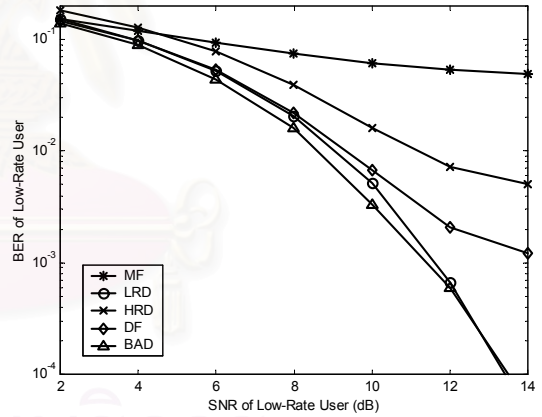


Fig. 3 BER of Low-Rate User in perfect power control

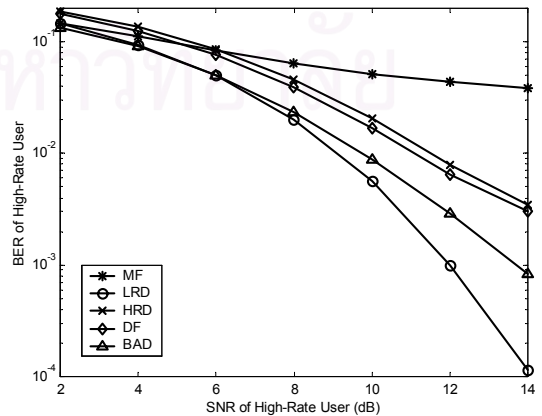


Fig. 4 BER of High-Rate User in perfect power control

For numerical comparisons of the BAD and the other detectors, let us consider a small CDMA system which supports eight users,  $K_L=4$ ,  $K_H=4$ . A high-rate user transmits  $M=4$  bits while a low-rate user transmits 1 bit. In this simulation, each low-rate user transmits 1000 bits, so each high-rate user can transmit 4000 bits in the same interval. The spreading codes, using in each sub-interval, are the random generated binary codes of length 15. In Fig. 3, the average bit error rate (BER) of low-rate user over 50 independent experiments is plotted as a function of signal-to-noise ratio (SNR). From this figure, it can be seen that the BAD has the lowest BER for every SNR values. For high-rate users, the performance of BAD is better than that of the DF, see Fig. 4.

In Fig. 5, the average BER of the low-rate user over 50 independent experiments is plotted as a function of the increasing SNR of the high-rate users. The SNR of low-rate user is fixed (8 dB). Under the MF, the BER of the desired users deteriorates as the interfering users increase their transmitted power, while the BER of the desired users is fixed for the other detectors including BAD. Moreover, the BAD gives the lowest BER at every values of interferers' power. In Fig. 6, the BER of the high-rate user for the BAD increases as the interfering users transmit with higher power but it is still below the level of the DF.

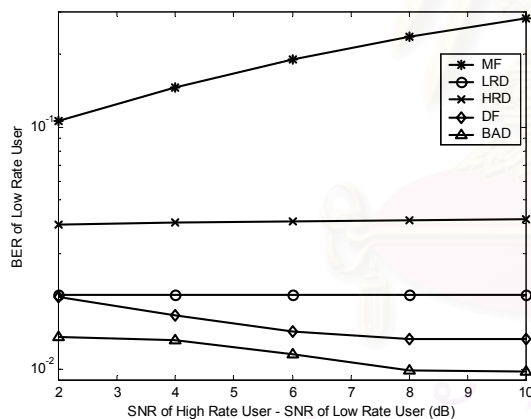


Fig. 5 BER of Low-Rate User in near-far situation

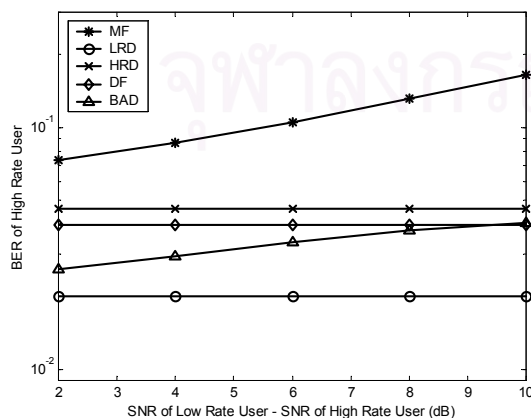


Fig. 6 BER of High-Rate User in near-far situation

## 6. Conclusion

In this paper, we have proposed a blind adaptive decorrelating decision-feedback detector (BAD) in order to further reduce the complexity and delay while maintaining good performance. The decision-feedback structure ensures no significant delay for demodulating high-rate users and better performance than that of the LRD for low-rate users. Furthermore, in near-far situation, the performance of BAD is still better than that of the DF.

## 7. Acknowledgment

The authors would like to acknowledge the National Science and Technology Development Agency (NSTDA) for Local Graduate Scholarship.

## References

- [1] A.Baier, W.Granzow, P.Tedee, and J.Thielecke, "Design Study for a CDMA-based Third-generation Mobile Radio System", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, May 1994, pp.733-743.
- [2] Sergio Verdu, "Multiuser Detection", Cambridge University Press, 1998.
- [3] G.Woodward and B.S.Vucetic, "Adaptive Detection for DS-CDMA", Proceeding of the IEEE, July 1998, pp.1413-1434.
- [4] Honig M.L., Madhow U. and Verdu S., "Blind Adaptive Multiuser Detection", IEEE Transactions Information Theory, July 1995, pp.944-960.
- [5] T.Ottosson and A.Svensson, "Multi-rate Schemes in DS/CDMA Systems", Proceeding of IEEE Vehicular Technology Conference, July 1995, pp.1006-1010.
- [6] M.Saquib, R.Yates and N.Mandayam, "Decorrelating Detectors for a Dual Rate Synchronous DS/CDMA channel", Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference, May 1996, pp.377-381.
- [7] J. Chen, U. Mitra, "A Decorrelating Decision-Feedback Detector for Dual Rate Synchronous DS/CDMA Communications", IEEE Wireless Communication and Networking Conference, Sept. 1999, pp.1124-1128.
- [8] Bar-Ness, "Recent Results on Adaptive Multiuser Signal Separation in CDMA : Important Steps in Meeting the needs of Third-generation Wireless Comm. System", Personal Wireless Communication IEEE Conference, Feb. 1996, pp.108-115.
- [9] X. Li and Bar-Ness, "The bootstrap algorithm: a robust multiuser CDMA detector with time delay variation", Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC, 1997, pp.68-72.
- [10] Bar-Ness and Waes, "Implementing the bootstrap algorithm to multi-shot matched filtering multiuser detection", Mediterranean Electrotechnical Conference, 1998, pp.829-833.

## Blind Adaptive Decorrelating Decision-Feedback Multiuser Detection for Multirate Synchronous DS/CDMA Communications

V.Kaweevat, S.Jitapunkul, C.Archavawanitchakol, S.Wanichpakdeedecha, and N. Rasrikiangkrai  
 Digital Signal Processing Research Laboratory, Department of Electrical Engineering,  
 Faculty of Engineering, Chulalongkorn University, Bangkok, Thailand 10330.  
 Phone (66-2) 218-6503, Fax (66-2) 218-6503, E-Mail: jsomchai@chula.ac.th

**Abstract** - A three-rate synchronous DS/CDMA system provides service to low, medium and high bit rate users, and all kinds of user have the same chip rate. Previously, two types of decorrelators have been proposed: a high-rate decorrelator (HRD), and a low-rate decorrelator (LRD). It has been observed that the LRD provides better performance than the HRD for all users at the expense of higher complexity and longer demodulation delay for high-rate users. To improve the performance and reduce the demodulation delay, a decorrelating decision-feedback detector (DF) has been proposed. Although the DF has less complexity than that of the LRD, the complexity of DF is still high. This paper presents a blind adaptive decorrelating decision-feedback detector (BADF) which uses bootstrap algorithm to decrease the complexity of DF and eliminates the singular-matrix problem of decorrelator.

### I. Introduction

Direct sequence code division multiple access (DS/CDMA) is being considered to support multimedia traffic in third generation mobile radio system, such as Future Public Land Mobile Telecommunication System (FPLMTS) and Universal Mobile Telecommunication System (UMTS) [1].

The multiuser detections [2] for single-rate DS/CDMA gain a lot of attention because of their performance against strong interference which overcome a weakness of conventional receiver (so called matched filter: MF). In order to avoid a high computational complexity of multiuser detections, the adaptive multiuser detections [3], which find a solution adaptively by using training sequence, are investigated. The blind adaptive multiuser detection is explored in [4] for eliminating the requirement of training sequence that leads to more efficiency bandwidth utilization.

To provide integrated voice, video and data communication over cellular networks, several access strategies [5] have been proposed for multirate DS/CDMA system. These include a) variable processing gain scheme, b) variable chip rate scheme, c) multi-code method, d) multi-modulation scheme. This paper considers a three-rate synchronous DS/CDMA system that uses the variable processing gain (spreading length) scheme because it needs simple hardware. For this scheme, the chip rate of all users is fixed and the spreading length of each users is

proportional to the data rate. Recently, multiuser detections for multirate DS/CDMA are investigated. Saquib proposed two decorrelators [6]: a high-rate decorrelator (HRD) and a low-rate decorrelator (LRD). While the LRD shows improved performance for all users, it does incur additional complexity as well as a processing delay. To improve performance and reduce the demodulation delay, Chen proposed a decorrelating decision-feedback detector (DF) [7]. Although the DF has less complexity than that of the LRD, the complexity of DF is still high.

This paper presents a blind adaptive decorrelating decision-feedback detector (BADF) for decreasing the complexity of DF. The proposed detector uses the blind adaptive decorrelators which apply bootstrap algorithm [8] to decode the high-rate and medium-rate data bits except those in the last sub-interval. After subtracting the interference due to the decoded high-rate and medium-rate data bits from the received signal, an adaptive decorrelating detector [9] using LMS algorithm is applied to the all low-rate data bits and the high-rate and medium-rate data bits in the last sub-interval. In the low signal-to-noise ratio, the simulation results show that BADF provides better performance for low-rate users than that of the LRD and better performance for high-rate and medium-rate users than that of the DF.

### II. Three-Rate Synchronous System

In a synchronous three-rate DS/CDMA system, each  $K_L$  low-rate user transmits 1 bit while each  $K_M$  medium-rate and  $K_H$  high-rate user transmits  $M_M$  and  $M_H$  bits, respectively. Over the low-rate interval,  $[0, T_L]$ , the received baseband signal can be written as

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

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-interval for the  $j^{\text{th}}$  medium-rate user and its received bit. Similarly,  $A_{k,H}^{(h)}$  and  $b_{k,H}^{(h)}$  are the received amplitude in the  $h^{\text{th}}$  sub-interval for the  $k^{\text{th}}$  high-rate user and its received bit. Signal is sent over an additive white Gaussian noise (AWGN) channel in which the noise  $n(t)$  has power spectral density  $\sigma^2$ . The spreading codes for low-rate, medium-rate and 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 interval so that

$$\int_0^{T_g} [S_{n,g}(t)]^2 dt = 1 \quad (2)$$

where  $g = L, M, H$  and  $n = 1, \dots, K_g$

The  $K = K_L + M_m K_M + M_h K_H$  bits transmitted in the interval  $[0, T_L]$  can be written as the  $K$  bit vector

$$\underline{b} = [b_1, b_2, \dots, b_K]^T \quad (3)$$

The sampled output of correlators for the spreading code  $S_n(t)$  is the vector  $\underline{y} = [y_1, y_2, \dots, y_K]^T$  with

$$y_n = \int_0^{T_L} r(t) S_n(t) dt \quad ; n = 1, \dots, K \quad (4)$$

The output of matched filters can be written as

$$\underline{y} = \Gamma \Lambda \underline{b} + \underline{N} \quad (5)$$

where  $\Lambda$  is a diagonal matrix with  $\Lambda_{n,n} = A_n$  and  $\Gamma$  is the  $K * K$  cross-correlation matrix with

$$[\Gamma]_{j,k} = \int_0^{T_L} S_j(t) S_k(t) dt \quad (6)$$

### III. Decorrelating Detector for Dual-Rate CDMA

#### A. Low-Rate Decorrelator (LRD) [6]

In the interval  $[0, T_L]$ , each high-rate user is equivalent to  $M$  virtual low-rate users. Therefore, the dual-rate system with  $K_L$  low-rate users and  $K_H$  high-rate users is equivalent to a single-rate system with  $K$  users ( $K = K_L + MK_H$ ).

The cross-correlation matrix of the virtual low-rate system is  $\Gamma_{LRD}$ . From equation (5),  $\underline{y}$  is decorrelated by applying the transformation  $\Gamma_{LRD}^{-1}$  to yield

$$\underline{z} = \Gamma_{LRD}^{-1} \underline{y} = \Lambda \underline{b} + \hat{\underline{N}} \quad (7)$$

where  $\hat{\underline{N}}$  is a zero-mean Gaussian vector with the covariance matrix  $\sigma^2 \Gamma_{LRD}^{-1}$ .

The decoding rule is

$$\hat{\underline{b}} = \text{sgn}(\underline{z}) \quad (8)$$

The LRD has certain disadvantages. First, the LRD still requires inversion of the matrix  $\Gamma_{LRD}$  so its complexity grows in order of  $M$ . Second, for each high-rate user, the  $M$  sampled correlator outputs in  $[0, T_L]$  are stored and decoded simultaneously at time  $T_L$  incurring a  $M$  bits processing delay.

#### B. High-Rate Decorrelator (HRD) [6]

This decorrelator matches to each sub-interval  $[(i-1)T_H, iT_H]$ . In the  $i^{\text{th}}$  sub-interval, each of the  $K_H$  high-rate user transmits 1 bit,  $b_{k,H}^{(i)}$ , while each of the

$K_L$  low-rate user transmits a portion of the signal due to bit,  $b_{j,L}$ . The users in the sub-interval can be regarded as  $K_L + K_H$  virtual high-rate users.

The HRD has a great disadvantage which is its low performance.

#### C. Decorrelating Decision Feedback Detector (DF) [7]

In order to reduce the decoding delay of the high-rate data bits and maintain good performance for low-rate users, a DF is proposed. In the first stage, each high-rate user's bit except the one in the last sub-interval is decoded by a HRD. Then, those first stage estimates are used for reconstructing the signals of the high-rate users in the first  $M-1$  sub-intervals. In the second stage, the reconstructed signals are subtracted from the received signal and a LRD is applied to the high-rate users' bits in the last sub-interval and all the low-rate users' bits. This scheme incurs no demodulation delay for each high-rate user's bits and improves the performance for low-rate users by eliminating the interference from the high-rate data bits in the first  $M-1$  sub-intervals. Although the DF has less complexity than that of the LRD, the complexity of DF is still high.

#### IV. Blind Adaptive Decorrelating Decision-Feedback Detector for Three-Rate CDMA

The concept of BADF is similar to that of DF. The proposed detector is illustrated in Fig. 1.

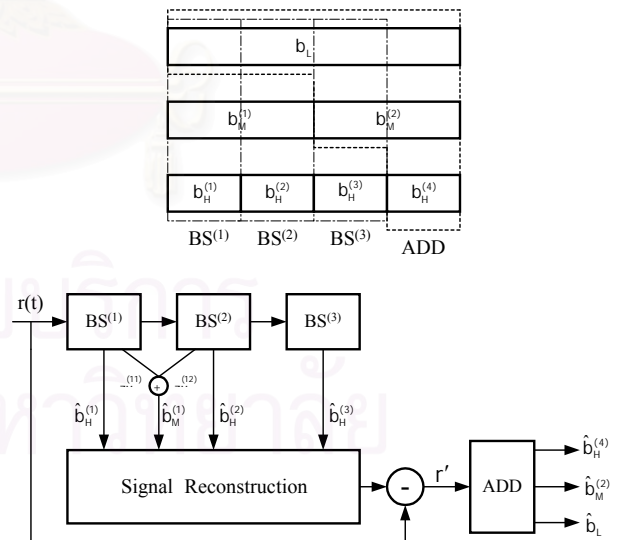


Fig. 1. Abstract view of BADF operation.

In the first stage, each high-rate and medium-rate user's bit except the one in the last sub-interval is decoded by a blind adaptive bootstrap decorrelator (BS). Therefore, each HRD in DF is replaced by a BS. Then, those first stage estimates are used for

reconstructing the signals of the medium-rate users in the first  $M_M-1$  sub-intervals and the high-rate users in the first  $M_H-1$  sub-intervals. The BS can eliminate the need of correlation matrix inversion in HRD which is a high complexity operation. So, inverse cross-correlation matrix is proposed to be generated with a blind adaptive bootstrap algorithm [8]. Let

$$\underline{z} = V^{(h)} \underline{y} \quad (9)$$

From equation (5),

$$\underline{z} = V^{(h)} (\Gamma \Lambda \underline{b} + N) = V^{(h)} \Gamma \Lambda \underline{b} + \tilde{N} \quad (10)$$

So, the new transformation matrix is

$$V^{(h)} = I - W^{(h)} \quad (11)$$

where  $I$  is a  $K * K$  identity matrix ( $K=K_L+K_M+K_H$ ).

The structure of blind adaptive bootstrap decorrelator (BS) is shown in Fig. 2. The output of this detector is

$$\underline{z}_k = \underline{x}_k - \underline{w}_k^T \underline{x}_k \quad (12)$$

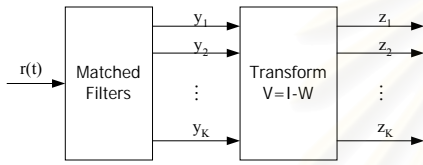


Fig. 2. The structure of BS

where  $\underline{z}_k$  is  $\underline{z}$  without the  $k^{th}$  element,  $\underline{w}_k$  is the  $k^{th}$  column of  $W^{(h)}$  without  $w_{kk}$  and  $\underline{x}_k$  is the vector  $\underline{x}$  with  $x_k$  taken out.

With the bootstrap algorithm, the element of  $W^{(h)}$  is chosen to satisfy

$$E[z_k b_k] = 0 \quad : k = 1, \dots, K \quad (13)$$

To obtain an adaptive bootstrap algorithm for solving equation (22), the update formula is

$$\underline{w}_k(i+1) = \underline{w}_k(i) + \mu z_k \text{sgn}(z_k) \quad (14)$$

In the second stage, the reconstructed signals are subtracted from the received signal and an adaptive decorrelating detector (ADD) is applied to the high-rate and medium-rate users' bits in the last sub-interval and all the low-rate users' bits. So, a LRD in DF is replaced by an ADD. The ADD, in [9], uses recursive least square (RLS) algorithm which needs matrix inversion so this paper presents ADD which uses least mean square (LMS) algorithm instead. The structure of ADD is shown in Fig. 3.

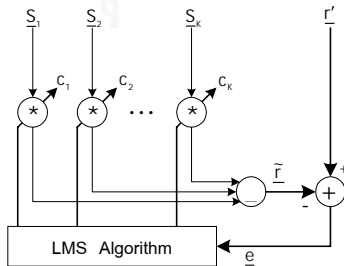


Fig. 3. The structure of ADD

From the Fig. 3, the estimated signal is

$$\tilde{r} = \sum_{i=1}^K (c_i * \underline{S}_i) \quad (15)$$

where  $\underline{S}_i$  is a spreading code of  $i^{th}$  user and  $c_i$  is a filter coefficient of  $i^{th}$  user ( $i = 1, \dots, K_L+K_M+K_H$ )

The error between received signal and estimated signal is

$$\underline{e}(j) = r'(j) - \tilde{r}(j) \quad (16)$$

The update weight equation using LMS algorithm is

$$c_i(j+1) = c_i(j) + \mu e(j) \underline{S}_i^T \quad (17)$$

Using hard decision, the received data bit is

$$\hat{b}_i = \text{sgn}(c_i) \quad (18)$$

### V. Simulation Results

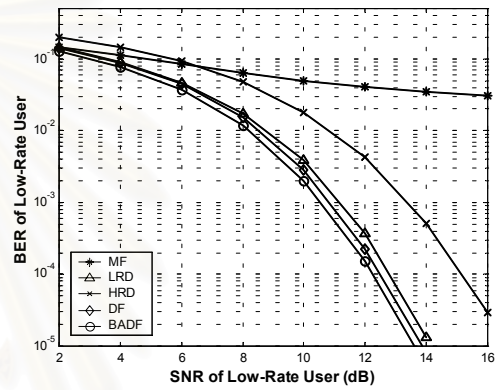


Fig. 4. Low-Rate User in Perfect Power Control

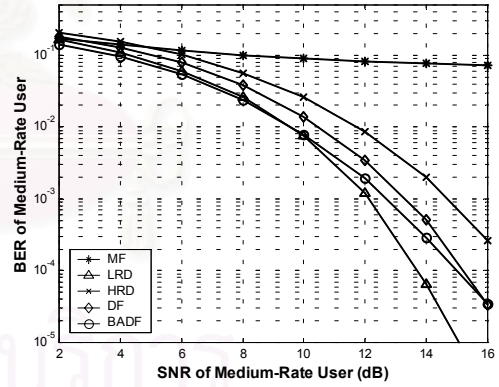


Fig. 5. Medium-Rate User in Perfect Power Control

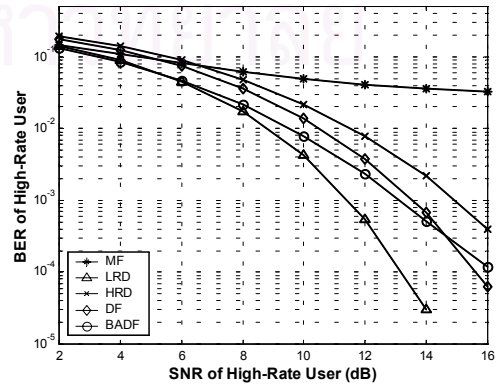


Fig. 6. High-Rate User in Perfect Power Control

For numerical comparisons of the BADF and the other detectors, let us consider a CDMA system which supports nine users,  $K_L=3$ ,  $K_M=3$ , and  $K_H=3$ . A low-rate user transmit 1 bit while a medium-rate and high-rate user transmit  $M_M=2$  bits and  $M_H=4$  bits. In this simulation, each low-rate user transmits 5000 bits, so each medium-rate and high-rate user can transmit 10000 bits and 20000 bits. The spreading codes are the random generated binary codes of length 15, 30, and 60 for high-rate, medium-rate, and low-rate users, respectively.

In Fig. 4, the average bit error rate (BER) of low-rate user over 50 independent experiments is plotted as a function of its signal-to-noise ratio (SNR). From this figure, it can be seen that the BADF has the lowest BER for every SNR values because of eliminating the interference from previous medium-rate and high-rate data bits. For medium-rate and high-rate users, the performance of BADF is better than that of the DF in low SNR (0-14 dB) because the DF uses conventional decorrelator which increases noise to system, see Fig. 5 and Fig. 6.

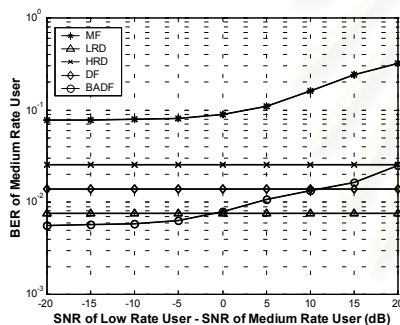


Fig. 7. Medium-Rate User in Near-Far Situation

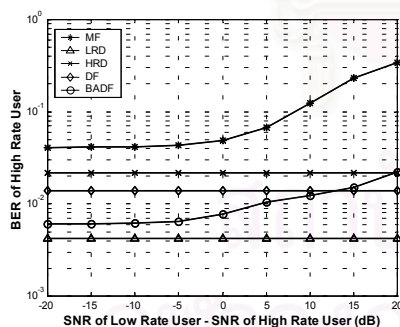


Fig. 8. High-Rate User in Near-Far Situation

In Fig. 7, the average BER of the medium-rate user over 50 independent experiments is plotted as a function of the increasing SNR of the low-rate user. The SNR of medium-rate user is fixed (10 dB). Under the MF and BADF, the BER of the desired users deteriorates as the interfering users increase their transmitted power, while the BER of the desired users is fixed for the other detectors. However, the BER of the BADF is lower than that of the DF if the difference of SNR is less than 10 dB. Similarly, in Fig. 8, the

BER of the high-rate user for the BADF increases as the low-rate users transmit with higher power but it is still below the level of the DF.

## VI. Conclusion

In this paper, we have proposed a blind adaptive decorrelating decision-feedback detector (BADF) in order to further reduce the complexity and delay while maintaining good performance. The decision-feedback structure ensures no significant delay for demodulating high-rate and medium-rate users, and better performance than that of the DF for all users in low SNR (0-14 dB). Furthermore, in near-far situation (less than 10 dB), the performance of the BADF for all users is still better than that of the DF.

## Acknowledgments

The authors would like to acknowledge the National Science and Technology Development Agency (NSTDA) for Local Graduate Scholarship.

## References

- [1] A.Baier, W.Granzow, P.Tedee, and J.Thielecke, "Design Study for a CDMA-based Third-generation Mobile Radio System", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, pp.733-743, 1994.
- [2] Sergio Verdu, "Multiuser Detection", Cambridge University Press, 1998.
- [3] G.Woodward and B.S.Vucetic, "Adaptive Detection for DS-SS", Proceeding of the IEEE, pp.1413-1434, 1998.
- [4] M.L. Honig, U. Madhow and S. Verdu, "Blind Adaptive Multiuser Detection", IEEE Transactions Information Theory, pp.944-960, 1995.
- [5] T.Ottosson and A.Svensson, "Multi-rate Schemes in DS/SS Systems", Proceeding of IEEE Vehicular Technology Conference, pp.1006-1010, 1995.
- [6] M.Saquib, R.Yates and N.Mandayam, "Decorrelating Detectors for a Dual Rate Synchronous DS/SS channel", Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference, pp.377-381, 1996.
- [7] J. Chen and U. Mitra, "A Decorrelating Decision-Feedback Detector for Dual Rate Synchronous DS/SS Communications", IEEE Wireless Communication and Networking Conference, pp.1124-1128, 1999.
- [8] Y. Bar-Ness and J.B. Punt, "Adaptive Bootstrap CDMA Multiuser Detector", Wireless Personal Comm. :An International Journal, special issue on Signal Separation and Interference Cancellation for PIMRC, Kluwer Publishers, pp.55-71, 1996.
- [9] D. Chen, S. Roy, "An Adaptive Multiuser Receiver for CDMA System", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, pp.808-816, 1994.

## ประวัติผู้เขียน

นายวรวิทย์ กวีวิวัฒน์ เกิดวันที่ 27 พฤษภาคม พ.ศ. 2521 ที่กรุงเทพมหานคร เข้าศึกษาในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2538 สำเร็จการศึกษาปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2541 และเข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ที่จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัยในปีการศึกษา 2542 ในระหว่างการศึกษาระดับมหาบัณฑิตนี้ได้รับการสนับสนุนจากทุนบัณฑิตศึกษาภายในประเทศ สำนักงานพัฒนาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีแห่งชาติ (สวทช.)



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย