

การประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวสำหรับเครื่องรับดีเอสซีดีเอ็มเอแบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกลง



นางสาวณัฐพร ราศรีเกรียงไกร

สถาบันวิทยบริการ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2544

ISBN 974-03-1518-6

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

APPLICATION OF ADAPTIVE FILTER FOR BIORTHOGONAL  
MULTIRATE DS-CDMA RECEIVER



Miss Nattaporn Rasrikiangkrai

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 2001

ISBN 974-03-1518-6



ณัฐพร ราศรีเกรียงไกร : การประยุกต์ใช้วงจรรองแบบปรับตัวสำหรับเครื่องรับดีเอสซีดีเอ็มเอแบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัล. (APPLICATION OF ADAPTIVE FILTER FOR BIORTHOGONAL MULTIRATE DS-CDMA RECEIVER) อ. ที่ปรึกษา : รศ. ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล , 105 หน้า. ISBN 974-03-1518-6.

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอ การประยุกต์ใช้วงจรรองแบบปรับตัวสำหรับเครื่องรับดีเอสซีดีเอ็มเอแบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัล เพื่อเพิ่มสมรรถนะให้ระบบดีเอสซีดีเอ็มเอแบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัล โดยใช้ระเบียบวิธีค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยสุดเพื่อประมาณสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับแล้วนำค่าสัมประสิทธิ์วงจรรองที่ได้ไปหาบิดข้อมูลตามวิธีไบออร์ทอกอนัลต่อไป การปรับตัวที่ใช้เป็นการปรับตัวแบบบอด พิจารณาระบบดีเอสซีดีเอ็มเอแบบสามอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัล ในกรณีซิงโครนัส ส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวกเท่านั้นและกรณีที่มีการลดทอนชนิดราบเรียบแบบเรย์ลีร่วมด้วย

เนื่องจากการปรับแบบบอดจึงไม่ต้องส่งลำดับฝึกฝน ทำให้ใช้ประโยชน์จากความกว้างแถบได้อย่างเต็มที่ และจากผลการจำลอง พบว่า วงจรรองแบบปรับตัวในเครื่องรับที่เสนอขึ้นนี้สามารถเพิ่มสมรรถนะของระบบดีเอสซีดีเอ็มเอแบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัลได้ จึงไม่มีปัญหาเรื่องการประมาณขนาดของสัญญาณผิดพลาด อีกทั้งในการคำนวณก็ไม่ต้องหาเมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ข้ามของรหัส จึงสามารถลดความซับซ้อนของเครื่องรับลงได้

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาควิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่อนิสิต.....  
สาขาวิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....  
ปีการศึกษา.....2544.....ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษาร่วม.....

## 4370289021 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEY WORD: DS-CDMA / MULTIRATE / BIORTHOGONAL / MULTIUSER DETECTION / ADAPTIVE

NATTAPORN RASRIKRIANGKRAI : APPLICATION OF ADAPTIVE FILTER FOR BIORTHOGONAL MULTIRATE DS-CDMA RECEIVER. THESIS ADVISOR: ASSOC. PROF. SOMCHAI JITAPUNKUL, Dr.Ing., 105 pp. ISBN 974-03-1518-6.

This thesis presents an application of the adaptive filtering technique to improve the performance of biorthogonal multirate DS-CDMA systems. This thesis exploits the least mean square algorithm for estimating the received signal at the receiver. In the following step, the filter coefficient from blind adaptation is used to obtain data bits by biorthogonal scheme. The proposed algorithm considering tri-rate biorthogonal synchronous DS-CDMA system transmitting over an AWGN channel with and without Rayleigh flat fading.

Due to using the blind adaptive algorithm, the training sequences have not to be sent, so the bandwidth utilization is more efficiency. Simulation results show that adaptive filter improves the performance of multirate biorthogonal DS-CDMA system. In addition, the computational process does not have to determine the inverse cross-correlation matrix of spreading code so the complexity could be further reduced.

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Department..... Electrical Engineering ..... Student's signature.....

Field of study..... Electrical Engineering ..... Advisor's signature.....

Academic year ..... 2001 ..... Co-advisor's signature.....

## กิตติกรรมประกาศ

การดำเนินการวิจัยและจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยความช่วยเหลืออย่างดียิ่งของอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล ที่กรุณาให้คำแนะนำในการวิจัยมาโดยตลอด ผู้วิจัยจึงขอกราบขอบพระคุณมา ณ ที่นี้

ขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดาที่ให้การสนับสนุนผู้วิจัย ในทุกๆ ด้านเสมอมา ขอบคุณน้องสาวผู้วิจัยสำหรับกำลังใจที่มีให้

ขอขอบคุณห้องปฏิบัติการวิจัยกรรมวิธีสัตวญาณดิจิทัล ซึ่งเป็นสถานที่ทำวิจัย รวมถึงเพื่อนพี่น้องนิสิตทุกท่าน ที่มีส่วนช่วยเหลือในการให้ข้อคิดเห็น คำแนะนำ และกำลังใจ จนกระทั่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

สุดท้ายนี้ เนื่องด้วยการทำงานวิจัยได้รับการสนับสนุนจากทุนอุดหนุนและส่งเสริมวิทยานิพนธ์จากทบวงมหาวิทยาลัย จึงขอขอบคุณมา ณ โอกาสนี้ด้วย

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ฉ
สารบัญรูป.....	ฉ
บัญชีคำศัพท์.....	ณ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับระบบ CDMA.....	2
1.2 เครื่องรับแบบดั้งเดิม.....	3
1.3 เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคน.....	3
1.3.1 เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด.....	4
1.3.2 เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป.....	5
1.3.2.1 เครื่องรับแบบเชิงเส้น.....	5
1.3.2.2 เครื่องรับแบบไม่เชิงเส้น.....	6
1.3.3 เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่มีการปรับตัวได้.....	7
1.4 วิธีการเข้าถึงระบบ CDMA แบบหลายอัตรา.....	8
1.4.1 วิธีที่ใช้การมอดูเลตหลายค่า.....	8
1.4.2 วิธีที่ใช้อัตราขยายประมวลผลคงที่ หรือเปลี่ยนอัตราชีพ.....	9
1.4.3 วิธีที่ใช้อัตราชีพคงที่ หรือเปลี่ยนอัตราขยายประมวลผล.....	10
1.4.4 วิธีที่ใช้รหัสหลายรหัส.....	11
1.4.5 วิธีไบออร์ทอกอนัล.....	13
1.5 ปัญหาของเครื่องรับแบบดั้งเดิมที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัล.....	
สำหรับระบบ DS-SS แบบหลายอัตรา.....	15
1.6 แนวทางของวิทยานิพนธ์นี้.....	15
1.7 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	15
1.8 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	16
1.9 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	16

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
1.10 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินการ.....	16
1.11 ภาพรวมของวิทยานิพนธ์.....	17
1.12 นิยามสัญลักษณ์.....	18
2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	19
2.1 รหัสแผ่.....	19
2.1.1 Orthogonal Code.....	19
2.1.2 Pseudorandom Noise-sequence.....	19
2.2 ปัจจัยที่มีผลกระทบต่อสมรรถนะของเครื่องรับในระบบ DS-CDMA.....	20
2.3 การแผ่และการรวมกลับ.....	20
2.3.1 รหัสสั้นและรหัสยาว.....	22
2.3.2 Gold Code และรหัสสุ่ม.....	22
2.3.3 การแผ่.....	22
2.3.4 การรวมกลับ.....	23
2.4 ระบบ DS-CDMA แบบอัตราเดียว.....	24
2.4.1 แบบจำลองระบบทางภาคส่ง.....	24
2.4.2 แบบจำลองระบบทางภาครับ.....	26
2.4.2.1 เครื่องรับแบบดั้งเดิม.....	26
2.4.2.2 เครื่องรับแบบดีคอร์ดรีเลต.....	28
2.4.2.3 เครื่องรับแบบดีคอร์ดรีเลตชนิดปรับตัวได้.....	29
2.5 ระบบ DS-CDMA แบบสามอัตราที่ใช้วิธีไบนารีทอคอนัล.....	34
2.5.1 โครงสร้างทางภาคส่ง.....	34
2.5.2 โครงสร้างทางภาครับ.....	35
2.6 ปัญหาของเครื่องรับแบบดั้งเดิมที่ใช้วิธีไบนารีทอคอนัลสำหรับระบบ DS-CDMA	
แบบหลายอัตรา.....	36
2.7 วิธีการวัดสมรรถนะและความหมายของค่าต่างๆ.....	36
2.7.1 อัตราความผิดพลาดบิต.....	36
2.7.2 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน.....	36
2.7.3 ความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล.....	37



สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.7.4	ขอบเขตของผู้ใช้รายเดี่ยว.....	37
3	การประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ในเครื่องรับดีเอสซีดีเอ็มเอ แบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัล.....	38
3.1	แบบจำลองระบบ DS-CDMA แบบสามอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัล.....	39
3.1.1	แบบจำลองระบบทางภาคส่ง.....	39
3.2	ระเบียบวิธี LMS ที่นำมาประยุกต์ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้.....	41
3.3	การประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้สำหรับเครื่องรับดีเอสซีดีเอ็มเอ แบบสามอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัล.....	42
3.3.1	ความซับซ้อน.....	47
4	ผลการวิจัย.....	49
4.1	วิธีการจำลองระบบ.....	49
4.2	การลู่เข้าของค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองในเครื่องรับที่ประยุกต์ ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้.....	50
4.3	อัตราความผิดพลาดบิต เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป.....	55
4.3.1.	กรณีควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์.....	55
4.3.2.	กรณีควบคุมกำลังแบบไม่สมบูรณ์.....	58
4.4	อัตราความผิดพลาดบิตเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป กรณีส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการลดทอนจากเฟดดิ้งชนิดราบเรียบแบบเรย์ลี.....	63
4.5	อัตราความผิดพลาดบิตเมื่อจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้น.....	67
4.6	ความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล.....	72
4.7	สรุปผลการวิจัย.....	78
5	สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ.....	80
5.1	สรุปผลการวิจัย.....	80
5.2	ข้อดี-ข้อเสียของเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้.....	81
5.3	ข้อเสนอแนะสำหรับการวิจัยในอนาคต.....	82

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
รายการอ้างอิง.....	83
ภาคผนวก.....	87
ภาคผนวก ก.....	88
ภาคผนวก ข.....	92
ภาคผนวก ค.....	99
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์.....	105



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 3.1	ความซับซ้อนในการคำนวณของวงจรกรองแบบปรับตัวได้ สำหรับเครื่องรับที่เสนอขึ้น.....	48
ตารางที่ 4.1	ค่าช่วงก้ำวที่เหมาะสมในกรณีส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจาก สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวกรณีควบคุมกำลังแบบสมบรูณ์.....	55
ตารางที่ 4.2	ค่าช่วงก้ำวที่เหมาะสมเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ของผู้ใช้อัตราบิตกลาง และสูงเปลี่ยนไป.....	59
ตารางที่ 4.3	ค่าช่วงก้ำวที่เหมาะสมเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ และสูงเปลี่ยนไป.....	59
ตารางที่ 4.4	ค่าช่วงก้ำวที่เหมาะสมเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ และกลางเปลี่ยนไป.....	60
ตารางที่ 4.5	ค่าช่วงก้ำวที่เหมาะสมกรณีส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณรบกวน เกาส์เซียนสีขาวแบบบวกร และมีการลดทอนชนิดราบเรียบแบบเรย์ลี.....	64
ตารางที่ 4.6	ค่าช่วงก้ำวที่เหมาะสมเมื่อจำนวนผู้ใช้อัตราบิตต่ำเพิ่มขึ้น.....	68
ตารางที่ 4.7	ค่าช่วงก้ำวที่เหมาะสมเมื่อจำนวนผู้ใช้อัตราบิตกลางเพิ่มขึ้น.....	68
ตารางที่ 4.8	ค่าช่วงก้ำวที่เหมาะสมเมื่อจำนวนผู้ใช้อัตราบิตสูงเพิ่มขึ้น.....	71
ตารางที่ 4.9	ค่าช่วงก้ำวที่เหมาะสมเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ของผู้ใช้อัตราบิตต่ำเพิ่มขึ้น.....	74
ตารางที่ 4.10	ค่าช่วงก้ำวที่เหมาะสมเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ของผู้ใช้อัตราบิตกลางเพิ่มขึ้น.....	74
ตารางที่ 4.11	ค่าช่วงก้ำวที่เหมาะสมเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ของผู้ใช้อัตราบิตสูงเพิ่มขึ้น.....	74
ตารางที่ ข.1	ความซับซ้อนในการคำนวณของระเบียบวิธี LMS.....	96

## สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 1.1 การจัดตำแหน่งของสัญญาณ 4 QAM.....	8
รูปที่ 1.2 การจัดตำแหน่งของสัญญาณ 16 QAM.....	9
รูปที่ 1.3 การส่งสัญญาณ โดยใช้วิธีที่ใช้อัตราขยายประมวลผลคงที่เชิงเวลา.....	9
รูปที่ 1.4 การส่งสัญญาณ โดยใช้วิธีที่ใช้อัตราขยายประมวลผลคงที่เชิงความถี่.....	10
รูปที่ 1.5 การส่งสัญญาณ โดยใช้วิธีที่ใช้อัตราชีพคงที่เชิงเวลา.....	11
รูปที่ 1.6 การส่งสัญญาณ โดยใช้วิธีที่ใช้อัตราชีพคงที่เชิงความถี่.....	11
รูปที่ 1.7 การแผ่สัญญาณที่แตกออกแล้วในวิธีที่ไร้รหัสหลายรหัส.....	12
รูปที่ 1.8 การแผ่สัญญาณในแต่ละอัตราบิตของวิธีไบออร์ทอกอนัล.....	14
รูปที่ 2.1 เส้นทางการเดินทางของสัญญาณจากเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ไปยังสถานีฐาน.....	21
รูปที่ 2.2 ตัวอย่างการแผ่สัญญาณ.....	23
รูปที่ 2.3 ตัวอย่างสัญญาณที่รับได้.....	23
รูปที่ 2.4 ตัวอย่างการรวมกลับของสัญญาณ.....	24
รูปที่ 2.5 แบบจำลองระบบ DS-CDMA แบบอัตราเดียวทางภาคส่ง.....	25
รูปที่ 2.6 เครื่องรับแบบดั้งเดิมของผู้ใช้คนที่ k.....	27
รูปที่ 2.7 การตรวจวัดสัญญาณ โดยใช้คิออร์รีเลต.....	29
รูปที่ 2.8 เครื่องรับแบบคิออร์รีเลตชนิดปรับตัวได้.....	30
รูปที่ 2.9 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับแบบคิออร์รีเลตชนิดปรับตัวได้.....	30
รูปที่ 2.10 โครงสร้างทางภาคส่งของระบบ DS-CDMA ที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัล ในผู้ใช้อัตราบิตสูงที่มีอัตราบิต 4R.....	34
รูปที่ 2.11 โครงสร้างทางภาครับสำหรับเครื่องรับแบบดั้งเดิมในระบบ DS-CDMA ที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัลในผู้ใช้อัตราบิตสูงที่มีอัตราบิต 4R.....	35
รูปที่ 3.1 แบบจำลองภาคส่งของระบบ DS-CDMA แบบสามอัตรา.....	39
รูปที่ 3.2 การประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวตามระเบียบวิธี LMS สำหรับระบบ DS-CDMA แบบอัตราเดียว.....	41
รูปที่ 3.3 กระบวนการปรับตัวที่ประยุกต์ใช้กับเครื่องรับในระบบ DS-CDMA แบบสามอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัล.....	43
รูปที่ 3.4 กระบวนการหาบิตข้อมูลจากค่าสัมประสิทธิ์วงจรกรอง สำหรับระบบ DS-CDMA แบบสามอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัล.....	44



## สารบัญรูป (ต่อ)

		หน้า
รูปที่ 4.17	ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตกลาง กรณีมีการลดทอนชนิดรบบเรียบแบบเรย์ลีด้วย.....	66
รูปที่ 4.18	ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตสูง กรณีมีการลดทอนชนิดรบบเรียบแบบเรย์ลีด้วย.....	66
รูปที่ 4.19	อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตกลาง เมื่อจำนวนผู้ใช้อัตราบิตต่ำเพิ่มขึ้น.....	69
รูปที่ 4.20	อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตสูง เมื่อจำนวนผู้ใช้อัตราบิตต่ำเพิ่มขึ้น.....	70
รูปที่ 4.21	อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ เมื่อจำนวนผู้ใช้อัตราบิตกลางเพิ่มขึ้น.....	70
รูปที่ 4.22	อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตสูง เมื่อจำนวนผู้ใช้อัตราบิตกลางเพิ่มขึ้น.....	71
รูปที่ 4.23	อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ เมื่อจำนวนผู้ใช้อัตราบิตสูงเพิ่มขึ้น.....	71
รูปที่ 4.24	อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตกลาง เมื่อจำนวนผู้ใช้อัตราบิตสูงเพิ่มขึ้น.....	72
รูปที่ 4.25	ความต้านทานต่อปรากฏการณ์ไกลล์-ไกลล์ของผู้ใช้อัตราบิตกลางเมื่ออัตราส่วน สัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตต่ำเพิ่มขึ้น.....	75
รูปที่ 4.26	ความต้านทานต่อปรากฏการณ์ไกลล์-ไกลล์ของผู้ใช้อัตราบิตสูงเมื่ออัตราส่วน สัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตต่ำเพิ่มขึ้น.....	75
รูปที่ 4.27	ความต้านทานต่อปรากฏการณ์ไกลล์-ไกลล์ของผู้ใช้อัตราบิตต่ำเมื่ออัตราส่วน สัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตกลางเพิ่มขึ้น.....	76
รูปที่ 4.28	ความต้านทานต่อปรากฏการณ์ไกลล์-ไกลล์ของผู้ใช้อัตราบิตสูงเมื่ออัตราส่วน สัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตกลางเพิ่มขึ้น.....	76
รูปที่ 4.29	ความต้านทานต่อปรากฏการณ์ไกลล์-ไกลล์ของผู้ใช้อัตราบิตต่ำเมื่ออัตราส่วน สัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตสูงเพิ่มขึ้น.....	77
รูปที่ 4.30	ความต้านทานต่อปรากฏการณ์ไกลล์-ไกลล์ของผู้ใช้อัตราบิตกลางเมื่ออัตราส่วน สัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตสูงเพิ่มขึ้น.....	83
รูปที่ ก.1	การแจกแจงของฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นแบบเรย์ลี.....	88

## สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ ก.2 แบบจำลองแบบส้อมสำหรับการสร้างสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลี.....	90
รูปที่ ข.1 วงจรกรองแบบปรับตัวได้.....	91



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



## บัญชีคำศัพท์

การกระโดดเปลี่ยนความถี่	Frequency Hopping ย่อว่า FH
การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่	Frequency Division Multiple Access ย่อว่า FDMA
การเข้าถึงหลายทางแบบด้วยเวลา	Time Division Multiple Access ย่อว่า TDMA
การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งด้วยรหัส	Code Division Multiple Access ย่อว่า CDMA
การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งแยกด้วยรหัส	Direct Sequence / Code Division Multiple Access ย่อว่า DS/CDMA
ชนิดลำดับโดยตรง	Direct Sequence ย่อว่า DS
ลำดับโดยตรง	Direct Sequence ย่อว่า DS
การประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัว	An Application of Adaptive Filter
การปรับตัวแบบบอด	Blind Adaptation
การตัดสินใจ	Bit Decision
การแผ่	Spread
การรวมกลับ	Despread
การสื่อสารที่แบ่งแยกด้วยรหัสแบบสามอัตรา	Tri-rate CDMA
การสื่อสารที่แบ่งแยกด้วยรหัสแบบหลายอัตรา	Multirate CDMA
เกณฑ์กำลังสองน้อยที่สุด	Least Square Criterion
ขอบเขตของผู้ใช้รายเดียว	Single User Bound ย่อว่า SUB
ข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น	Up Link หรือ Reverse Link
ข่ายเชื่อมโยงขาลง	Down Link หรือ Forward Link
คลื่นพาห้	Carrier
ความกว้างแถบ	Bandwidth
ความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล	Near-far Resistance
คอร์รีเลเตอร์	Correlator
ค่าช่วงก้าว	Step Size
เครื่องรับชนิดที่ทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของ	Minimum Mean Square Error Receiver
ค่าผิดพลาดต่ำที่สุด	ย่อว่า MMSE



เครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้	Adaptive Filter Receiver ย่อว่า AF
เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด	Optimum Receiver
เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป	Sub-optimum Receiver
เครื่องรับแบบเชิงเส้น	Linear Receiver
เครื่องรับแบบดีคอรรีเลต	Decorrelating Detector ย่อว่า DD
เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตชนิดปรับตัวได้	Adaptive Decorrelator
เครื่องรับแบบดั้งเดิม	Conventional Receiver หรือ Match Filter ย่อว่า MF
เครื่องรับแบบไม่เชิงเส้น	Non-linear Receiver
เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน	Parallel Interference Cancellation ย่อว่า PIC หรือ Multistage Receiver
เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างต่อเนื่อง	Successive Interference Cancellation ย่อว่า SIC
เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างผสม	Hybrid Interference Cancellation ย่อว่า HIC
เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคน	Multuser Detection ย่อว่า MUD
เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่มีการปรับตัวได้	Adaptive Multuser Detection
ชิพ	Chip
ซิงโครนัส	Synchronous
ดิจิทัล	Digital
ดีคอรรีเลเตอร์	Decorrelator
แถบฐาน	Baseband
ทำให้เป็นบรรทัดฐาน	Normalize
น้ำหนักถ่วง	Weight
ไบออร์โทกอนัล	Biorthogonal
ปรากฏการณ์ใกล้-ไกล	Near-far Effect
ผู้ใช้คนที่สนใจ	Desired User
ผู้ใช้คนอื่นที่มารบกวน	Interferer
ผู้ใช้ที่มีอัตราบิตกลาง	Medium-rate User
ผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ	Low-rate User
ผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง	High-rate User

แผ่	Spread
ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น	Probability Density Function
เฟดดิ้งชนิดราบเรียบแบบเรย์ลี	Rayleigh Flat Fading
เฟดดิ้งหลายวิถี	Multipath Fading
รหัสตั้งฉาก	Orthogonal Code
รหัสแผ่	Spreading Code
รหัสยาว	Long Code
รหัสสั้น	Short Code
รหัสสุ่ม	Random Code
ระเบียบวิธีค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุด	Least Mean Square Algorithm ย่อว่า
	LMS
ลู่อู่เข้า	Converge
ลำดับฝึกฝน	Training Sequence
สหสัมพันธ์ข้าม	Cross-correlation
สเปกตรัมแผ่	Spread Spectrum
สัญญาณที่รับได้	Received Signal
สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น	Multiple Access Interference ย่อว่า
	MAI
สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาว	Additive White Gaussian Noise
	ย่อว่า AWGN
สัมประสิทธิ์ของวงจรรอง	Filter Coefficient
อัตราขยายประมวลผลหรือปัจจัยแผ่	Processing Gain หรือ Spreading Factor
อัตราความผิดพลาดบิต	Bit Error Rate ย่อว่า BER
อัตราชีพ	Chip Rate
อัตราบิต	Bit Rate
อัตราส่วนค่ายอดต่อค่าเฉลี่ย	Peak-to-Average Ratio ย่อว่า PAV
อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน	Signal-to-noise Ratio ย่อว่า SNR
อัตสหสัมพันธ์	Autocorrelation
แอนะล็อก	Analog

# บทที่ 1

## บทนำ

ในระบบสื่อสารมีการใช้เทคนิคการเข้าถึงแบบหลายทางเพื่อให้บริการผู้ใช้บริการจำนวนหลายๆ รายพร้อมกันในเวลาเดียวกัน สำหรับการสื่อสารเคลื่อนที่ยุคที่ 1 นั้นใช้เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่เพื่อรับส่งสัญญาณแบบแอนะล็อก ต่อมาเมื่อเข้าสู่การสื่อสารเคลื่อนที่ยุคที่ 2 ได้ใช้เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลา ในการรับส่งสัญญาณแบบดิจิทัล แต่เนื่องจากความต้องการความจุของระบบที่เพิ่มขึ้น จึงมีการนำเทคนิคใหม่มาใช้ คือ การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส หรือการสื่อสารที่แบ่งแยกด้วยรหัสเพื่อนำไปสู่การสื่อสารเคลื่อนที่ยุคที่ 3 ต่อไป

เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส หรือระบบ CDMA นั้นอนุญาตให้ผู้ใช้ทุกคนใช้ทรัพยากรความถี่ และเวลาร่วมกันได้ โดยข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนในระบบจะถูกแยกจากกันด้วยชุดรหัสเฉพาะสำหรับผู้ใช้แต่ละคน ระบบ CDMA มีอยู่ด้วยกัน 2 ประเภทหลัก คือ ชนิดกระโดดเปลี่ยนความถี่และชนิดลำดับโดยตรง สำหรับชนิดลำดับโดยตรงนี้ได้มีการนำมาใช้ในระบบสื่อสารเคลื่อนที่แล้ว ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงพิจารณาเฉพาะการสื่อสารที่แบ่งรหัสชนิดลำดับโดยตรง (DS-SS-CDMA) เท่านั้น

ระบบ DS-SS-CDMA มีคุณสมบัติที่ดีหลายประการ [1] เช่น มีซอฟต์แวร์แฮนด์ออฟ (Soft Handoff) จึงเป็นระบบที่น่าสนใจ อย่างไรก็ตามระบบ DS-SS-CDMA ยังมีปัญหาซึ่งเป็นปัจจัยสำคัญที่มีผลกระทบต่อความจุของระบบ คือ สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นๆ จึงได้มีการเสนอเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนขึ้นมาที่สถานีฐานเพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าว นอกจากนี้การให้บริการผู้ใช้ด้วยอัตราส่งที่แตกต่างกันยังเป็นสิ่งจำเป็นในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ยุคที่ 3 ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงมีจุดประสงค์ที่จะพัฒนาเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนในระบบการสื่อสารที่แบ่งแยกด้วยรหัสแบบหลายอัตรา

ในบทนี้จะแนะนำถึงประวัติความเป็นมาของระบบ DS-SS-CDMA และเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่มีผู้เสนอขึ้นมา จากนั้นจะกล่าวถึงวิธีการเข้าถึงระบบ CDMA แบบหลายอัตรา และปัญหาของวิธีโอบอ้อมก่อนัลที่วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ให้ความสนใจ รวมถึงแนวทาง วัตถุประสงค์ ขอบเขตงาน ขั้นตอนการดำเนินงาน ภาพรวมของเนื้อหาในแต่ละบท และการนิยามสัญลักษณ์

## 1.1 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับระบบ CDMA

สมัยสงครามโลกครั้งที่ 2 ระบบการสื่อสารของกองทัพสหรัฐอเมริกาใช้การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ (Spread Spectrum) ทำให้ข้อมูลที่มีความกว้างแถบแคบถูกแผ่ออกเป็นข้อมูลที่มีความกว้างแถบกว้างขึ้นกว่าเดิม เพื่อป้องกันการถูกรบกวนโดยสัญญาณที่มีความกว้างแถบแคบจากฝ่ายตรงข้าม และยากต่อการดักฟัง การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่มีอยู่ 2 วิธีหลัก ๆ [1] คือ

1) **วิธีกระโดดเปลี่ยนความถี่ (Frequency Hopping: FH)** วิธีนี้จะทำการแบ่งช่วงความถี่ออกเป็น  $N$  ช่อง และการส่งบิตข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนจะส่งแบบกระโดดไปมาในช่วงความถี่ทั้ง  $N$  ช่องนั้น โดยแบบแผนการกระโดดจะสอดคล้องกับรหัสของผู้ใช้แต่ละคน

2) **วิธีลำดับโดยตรง (Direct Sequence: DS)** วิธีนี้ข้อมูลแต่ละบิตจะถูกแผ่ออกด้วยรหัสที่มีจำนวนของบิตมากกว่าข้อมูลเดิมก่อนที่จะถูกแผ่ออก แล้วเรียกแต่ละบิตชุดใหม่นี้ว่า “ชิพ” (Chip)

จากเทคโนโลยีการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (CDMA) จึงได้ถูกพัฒนาขึ้น เพื่อใช้ในระบบการสื่อสารที่มีผู้ใช้จำนวนมาก

ระบบการสื่อสารที่แบ่งรหัส หรือ การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (CDMA) อนุญาตให้ผู้ใช้จำนวนมากส่งข้อมูลลงบนความถี่แถบเดียวกัน ในเวลาเดียวกันได้ โดยสัญญาณของผู้ใช้จะถูกแยกแยะออกจากกันด้วยชุดของรหัสเฉพาะสำหรับผู้ใช้แต่ละคน ซึ่งเรียกว่า “ลำดับลายมือชื่อ” (Signature Sequence) หรือ “รหัสแผ่” (Spreading Code) ทางภาคส่ง บิตข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนจะถูกมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ชนิดลำดับ โดยตรงด้วยชุดรหัสเฉพาะสำหรับผู้ใช้แต่ละคน แล้วส่งรวมกันไปในช่องสัญญาณเดียวกันทุกคน ทางภาครับจะแยกแยะสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนออกจากกันด้วยรหัสแผ่ของผู้ใช้แต่ละคนที่ใช้ในการส่งนั่นเอง

ระบบเซลลูลาร์ CDMA ได้ถูกพัฒนาขึ้น โดยบริษัท QUALCOMM ของสหรัฐอเมริกา ในปี ค.ศ. 1989 และต่อมาจึงได้รับการยอมรับจาก Telecommunications Industry Association (TIA) เป็นมาตรฐานของการต่อร่วมทางอากาศ (Air-interface) สำหรับระบบ โทรศัพท์เคลื่อนที่แบบดิจิทัลเซลลูลาร์ (Digital Cellular) ยุคที่ 2 เมื่อวันที่ 16 มิถุนายน ค.ศ. 1993 โดยมาตรฐานนี้มีชื่อว่า “IS-95” ซึ่งกำหนดให้ช่องสัญญาณแต่ละช่องมีความถี่แถบเป็น 1.2288 MHz และได้ใช้มา จนถึงปัจจุบัน

เมื่อก้าวเข้าสู่ระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ยุคที่ 3 เนื่องจากมีความต้องการความจุเพิ่มขึ้น ต้องให้บริการผู้ใช้ด้วยอัตราส่งที่แตกต่างกัน และบริการที่หลากหลายมากขึ้นตามมาตรฐาน Universal Mobile Telecommunications System (UMTS) ของยุโรป และมาตรฐาน International Mobile Telecommunications-2000 (IMT-2000) ของนานาชาติ เป็นผลให้อัตราส่งข้อมูลสูงขึ้นตามไปด้วย ดังนั้นระบบ DS-SS-CDMA จึงเข้ามามีบทบาทสำคัญต่อการสื่อสารเคลื่อนที่ยุคที่ 3 โดยมีมาตรฐาน

การต่อร่วมทางอากาศที่อยู่ในระหว่างการพัฒนาอยู่ 2 มาตรฐาน ก็คือ มาตรฐาน WCDMA ของยุโรปและญี่ปุ่น และมาตรฐาน cdma2000 ของอเมริกาเหนือ ซึ่งทั้งสองมาตรฐานนี้ กำหนดให้ช่องสัญญาณแต่ละช่องมีความกว้างแถบมากกว่า 5 MHz ซึ่งมากกว่ามาตรฐาน IS-95 ที่มีความกว้างแถบเพียง 1.2288 MHz จึงเรียกมาตรฐาน IS-95 ว่า “CDMA แถบแคบ” (Narrowband CDMA) และเรียกมาตรฐาน WCDMA และ cdma2000 ว่า “CDMA แถบกว้าง” (Wideband CDMA) [2]

## 1.2 เครื่องรับแบบดั้งเดิม (Conventional Receiver หรือ Match Filter: MF)

เครื่องรับสำหรับผู้ใช้แต่ละคนในระบบ CDMA จะเป็นเครื่องรับแบบดั้งเดิม เนื่องจากเครื่องรับแบบดั้งเดิมจะใช้เฉพาะรหัสของผู้ใช้คนที่สนใจในการแยกสัญญาณของผู้ใช้คนนั้นออกมา โดยไม่ได้นำความรู้เกี่ยวกับผู้ใช้คนอื่นในระบบมาใช้ในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น (MAI) แต่จะมองเหมือนเป็นสัญญาณรบกวน (Noise) ดังนั้นเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้น ทำให้สมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้ในระบบลดลง ด้วยเหตุนี้ความจุของระบบที่ใช้เครื่องรับแบบดั้งเดิมจึงถูกจำกัดด้วย MAI และเนื่องจากไม่สามารถกำจัด MAI ออกไปได้จึงทำให้ระบบที่ใช้เครื่องรับแบบดั้งเดิมนี้ไม่ต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลได้ ปรากฏการณ์ใกล้-ไกลเกิดจากสัญญาณของผู้ใช้ที่อยู่ใกล้สถานีฐานมากกว่าไปรบกวนผู้ใช้ที่อยู่ไกลจากสถานีฐาน เนื่องจากผู้ใช้ที่อยู่ใกล้สถานีฐานจะมีกำลังของสัญญาณแรงกว่าของผู้ใช้ที่อยู่ไกลจากสถานีฐาน

## 1.3 เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคน (Multiuser Detection: MUD)

ระบบสื่อสารเคลื่อนที่ในอนาคตต้องการระบบที่มีความจุของระบบเพิ่มขึ้น ดังนั้นในระบบ DS-SS-CDMA จึงต้องมีการพัฒนาเพื่อให้ความจุของระบบเพิ่มขึ้นด้วย และเนื่องจากปัจจัยที่มีผลต่อความจุของระบบที่สำคัญ คือ สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น ดังนั้นการเพิ่มความจุของระบบจึงต้องมีวิธีการกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นที่มีประสิทธิภาพ ด้วยเหตุนี้จึงได้มีการใช้เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคน ซึ่งนำเอาความรู้เกี่ยวกับผู้ใช้คนอื่น ๆ ในเซลล์เดียวกันมากำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นให้กับผู้ใช้แต่ละคนในเซลล์นั้น นอกจากนี้เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนยังมีความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลอีกด้วย ทำให้ลดปัญหาการควบคุมกำลังอย่างเข้มงวดในระบบเซลล์ลาร์ลงได้

ได้มีผู้เสนอให้ใช้เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่สถานีฐานเพื่อ ช่วยลดการรบกวนจากสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น ก่อนที่จะนำไปตัดสินบิต เนื่องจากที่สถานีฐานจะต้องมีการรับส่งสัญญาณให้ผู้ใช้ทุกคนในเซลล์ ทำให้เครื่องรับที่สถานีฐานรู้รหัสของผู้ใช้ทุกคนในเซลล์นั้น



เป็นการเพิ่มความจุให้กับข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น (Up Link หรือ Reverse Link) ซึ่งเป็นการส่งสัญญาณจากสถานีเคลื่อนที่ไปยังสถานีฐาน และมักมีความคับคั่งมากกว่าข่ายเชื่อมโยงขาลง (Down Link หรือ Forward Link) ซึ่งเป็นการส่งสัญญาณจากสถานีฐานไปยังสถานีเคลื่อนที่ ดังนั้นการเพิ่มความจุให้กับข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น ก็เหมือนเป็นการเพิ่มความจุของทั้งระบบไปด้วย

ในปี ค.ศ. 1984 Verdu S. [3] ได้เสนอเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุดเป็นเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่มีสมรรถนะในด้านของอัตราความผิดพลาดบิตที่ดีที่สุด นอกจากนี้แล้ว Verdu S. ยังได้แสดงให้เห็นว่าปัญหาสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นหรือปรากฏการณ์ใกล้-ไกลนี้เป็นข้อจำกัดของเครื่องรับแบบดั้งเดิมเท่านั้นมิใช่เป็นข้อจำกัดของระบบ CDMA แต่เนื่องจากเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุดมีความซับซ้อนสูงมาก อีกทั้งมีความต้องการทราบข้อมูลต่าง ๆ มากเกินกว่าที่จะนำไปใช้ได้จริงในทางปฏิบัติ งานวิจัยเกี่ยวกับเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคน จึงมุ่งเน้นไปยังเครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไปที่มีสมรรถนะต่ำลง แต่มีความซับซ้อนน้อยกว่า

ต่อมาในปี ค.ศ. 1996 Mitra U. [4] ได้เสนอเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุดสำหรับระบบ CDMA แบบหลายอัตราขึ้น และหลังจากนั้นจึงค่อย ๆ เกิดเครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไปสำหรับระบบ CDMA แบบหลายอัตราตามมา ซึ่งมีความซับซ้อนน้อยกว่าเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด หลักการของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนประเภทต่าง ๆ ที่มีผู้เสนอขึ้น มีดังนี้

### 1.3.1 เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด (Optimum Receiver)

เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด ใช้หลักการของ Maximum-Likelihood Sequence Estimation (MLSE) หากำดับของสัญญาณที่ส่งมา โดยการพิจารณาชุดของข้อมูลที่เป็นไปได้ทั้งหมด และถือว่าชุดของข้อมูลที่ทำให้ได้สัญญาณเหมือนกับลำดับของสัญญาณที่รับได้มากที่สุด เป็นข้อมูลที่ผู้ใช้ส่งมา อย่างไรก็ตามแม้ว่าเครื่องรับชนิดนี้จะมีสมรรถนะที่ดีมาก แต่ก็มีข้อเสียที่สำคัญ คือ มีความซับซ้อนสูงมาก ซึ่งความซับซ้อนจะเพิ่มขึ้นตามจำนวนผู้ใช้แบบเอกซ์โพเนนเชียล (Exponential) อีกทั้งยังต้องการทราบค่าพารามิเตอร์ (Parameter) ของผู้ใช้และพารามิเตอร์ของระบบจำนวนมาก จึงทำให้ไม่สามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้จริงในทางปฏิบัติ ดังนั้นงานวิจัยส่วนใหญ่จึงมุ่งเน้นไปยังเครื่องรับซึ่งมีสมรรถนะที่ด้อยกว่าเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด

เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด สำหรับระบบ CDMA แบบอัตราเดียว ถูกเสนอโดย Verdu S. [3] และสำหรับระบบ CDMA แบบหลายอัตรา ถูกเสนอโดย Mitra U. [4]

### 1.3.2 เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป (Sub-optimum Receiver) [5-11]

เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไปจะมีสมรรถนะด้อยกว่าเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด แต่ยังคงมีสมรรถนะที่ดีกว่าเครื่องรับแบบดั้งเดิม นอกจากนี้ความซับซ้อนก็มิได้เพิ่มขึ้นตามจำนวนผู้ใช้แบบเอกซ์โพเนนเชียล เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไปในระบบ CDMA นั้น ส่วนใหญ่จะใช้หลักการเดียวกับที่ใช้ในระบบ CDMA แบบอัตราเดียว ซึ่งสามารถแบ่งได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ ๆ คือ แบบเชิงเส้นและแบบไม่เชิงเส้น

#### 1.3.2.1 เครื่องรับแบบเชิงเส้น (Linear Receiver)

เครื่องรับชนิดนี้ประกอบด้วยเครื่องรับแบบดั้งเดิมของผู้ใช้ทุกคนในระบบ โดยสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบดั้งเดิม จะถูกนำมาผ่านกระบวนการแบบเชิงเส้น แล้วจึงค่อยนำผลรับที่ได้ไปตัดสินใจ ตัดสินใจ เครื่องรับแบบนี้มีอยู่ 2 ชนิดที่สำคัญ ดังนี้

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

เครื่องรับแบบดีคอร์เรเลตนี้ใช้กระบวนการแบบเชิงเส้นที่มีผลตอบเป็นเมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ (Correlation Matrix) ของรหัสของผู้ใช้ทุกคนในระบบเพื่อกำจัด MAI โดยไม่นำผลของสัญญาณรบกวน (Noise) มาพิจารณา ด้วยเหตุนี้กระบวนการกำจัด MAI ของเครื่องรับชนิดนี้จึงไปเพิ่มสัญญาณรบกวนให้แก่สัญญาณที่รับได้ ดังนั้นกรณีที่กำลังของสัญญาณรบกวนมีค่ามากหรือค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าต่ำๆ เครื่องรับแบบดีคอร์เรเลตจึงมีสมรรถนะไม่ดี

สำหรับระบบ CDMA แบบหลายอัตรา มี 2 แบบ [12] คือ เครื่องรับแบบดีคอร์เรเลตชนิดอัตราบิดต่ำ (Low-rate Decorrelator: LRD) และเครื่องรับแบบดีคอร์เรเลตชนิดอัตราบิดสูง (High-rate Decorrelator: HRD)

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

เครื่องรับชนิดนี้ใช้กระบวนการแบบเชิงเส้นที่มีผลตอบเป็นเมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัสของผู้ใช้ร่วมกับเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณรบกวน เนื่องจากเครื่องรับชนิดนี้มีการพิจารณาผลของสัญญาณรบกวนด้วย ดังนั้นกรณีที่กำลังของสัญญาณรบกวนมีค่ามาก เครื่องรับชนิดนี้จึงมีสมรรถนะที่ดีกว่าเครื่องรับแบบดีคอร์เรเลต ส่วนในกรณีที่กำลังของสัญญาณรบกวนมีค่าน้อย เครื่องรับชนิดนี้จะมีสมรรถนะใกล้เคียงกับเครื่องรับแบบดีคอร์เรเลต

สุวิรัช คุนารัตนพุกฤษ ได้พยายามลดความซับซ้อนของเครื่องรับชนิดนี้ในระบบ CDMA แบบอัตราเดียว [13]

### 1.3.2.2 เครื่องรับแบบไม่เชิงเส้น (Non-linear Receiver)

เครื่องรับชนิดนี้จะนำสัญญาณที่ได้จากการประมาณสัญญาณของผู้ใช้คนอื่นในระบบไปหักล้างออกจากสัญญาณรวม (สัญญาณที่ได้รับ) แล้วจึงนำสัญญาณที่ถูกหักล้างแล้วไปตัดสินบิตได้บิตข้อมูลของผู้ใช้คนที่สนใจ ดังนั้นถ้าสามารถประมาณสัญญาณของผู้ใช้คนอื่นได้ถูกต้อง เครื่องรับชนิดนี้จะมีประสิทธิภาพที่ดีตามไปด้วย เครื่องรับที่มีการทำงานในลักษณะดังกล่าว และเป็นที่น่าสนใจในงานวิจัย มีอยู่ 3 ชนิดด้วยกัน คือ

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

เครื่องรับชนิดนี้จะนำสัญญาณที่ผ่านเครื่องรับแบบดั้งเดิมมาทำการประมาณบิตข้อมูลของผู้ใช้ทุกคนออกมาก่อน แล้วนำบิตข้อมูลที่ประมาณได้ของผู้ใช้ทุกคนยกเว้นผู้ใช้คนที่สนใจไปใช้ในการหักล้างออกจากสัญญาณรวมเพื่อกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นออกไปก่อนที่จะเข้าสู่กระบวนการตัดสินบิตของผู้ใช้คนที่สนใจ โดยที่เครื่องรับชนิดนี้จะทำการหาบิตข้อมูลของผู้ใช้ทุกคนในระบบออกมาพร้อมๆ กันทุกคน เครื่องรับชนิดนี้จะมีสมรรถนะที่ดีในระบบที่มีการควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์ เครื่องรับชนิดนี้สามารถเพิ่มความถูกต้องของการประมาณบิตข้อมูลในขั้นแรก โดยการเปลี่ยนเครื่องรับแบบดั้งเดิมเป็นเครื่องรับแบบดีคอร์ดรีเลต หรือเครื่องรับชนิดที่ทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำที่สุด ซึ่งเครื่องรับทั้งสองชนิดที่นำมาใช้นี้อาจเป็นแบบปรับตัวได้ [14]

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

เครื่องรับชนิดนี้จะทำการหาบิตข้อมูลของผู้ใช้ที่มีกำลังที่แรงสุดออกมาก่อน โดยใช้เครื่องรับแบบดั้งเดิม แล้วจึงนำไปหักล้างออกจากสัญญาณรวมที่รับได้เพื่อหักล้างการแทรกสอดของผู้ใช้คนนี้ออกจากสัญญาณรวม เมื่อเสร็จสิ้นขั้นตอนนี้แล้วก็จะได้บิตข้อมูลของผู้ใช้ที่มีกำลังแรงที่สุดและสัญญาณรวมของผู้ใช้ทุกคนยกเว้นผู้ใช้ที่มีกำลังแรงที่สุด แล้วจึงนำสัญญาณรวมที่ผ่านการหักล้างนี้ไปหาบิตข้อมูลของผู้ใช้ที่มีกำลังสูงที่สุดในบรรดาผู้ใช้ที่เหลือ โดยใช้เครื่องรับแบบดั้งเดิมเช่นเคย ทำซ้ำกระบวนการเดิมต่อไปเรื่อยๆ จะได้บิตข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนออกมาอย่างต่อเนื่องกันตามลำดับความแรงของสัญญาณจนครบทุกคน เครื่องรับนี้สามารถเพิ่มความถูกต้องของการประมาณบิตข้อมูลได้ด้วยวิธีเดียวกันกับที่เสนอสำหรับเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน



- **เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างผสม (Hybrid Interference Cancellation: HIC)**

เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานจะมีสมรรถนะดีดกว่าเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างต่อเนื่อง แต่จะมีค่าประวิงเวลาในกระบวนการน้อยกว่าเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างต่อเนื่องมาก จึงมีงานวิจัยเสนอให้ใช้เครื่องรับแบบหักล้างอย่างผสม โดยนำเครื่องรับทั้งแบบหักล้างอย่างขนานและแบบหักล้างอย่างต่อเนื่องมาใช้ร่วมกันเครื่องรับชนิดนี้จะมีสมรรถนะดีกว่าเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน และจะมีค่าประวิงเวลาในกระบวนการน้อยกว่าเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างต่อเนื่อง

เจน วิทย์ สิ้น ฐศักดิ์ ได้เพิ่มสมรรถนะของเครื่องรับชนิดนี้ในระบบ DS-CDMA แบบอัตราเดียว [15]

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

เครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับสำหรับระบบ CDMA แบบอัตราเดียว ประกอบด้วยวงจรกรองป้อนไปหน้า และวงจรกรองป้อนกลับ วงจรกรองป้อนไปหน้าทำหน้าที่กำจัดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากผู้ใช้ที่มีกำลังต่ำกว่าออกจากผู้ใช้ที่มีกำลังสูงกว่า ส่วนวงจรกรองป้อนกลับมีหน้าที่ป้อนผลการตัดสินบิตของผู้ใช้ที่มีกำลังสูงกว่า เพื่อนำไปช่วยในการตัดสินบิตของผู้ใช้ที่มีกำลังต่ำกว่า ต่อมาในปี ค.ศ. 1999 Chen J. [16] ได้เสนอเครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับสำหรับระบบ DS-CDMA แบบหลายอัตรา ซึ่งมีหลักการทํางาน คือการประมาณบิตของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงออกมาก่อนบางส่วน โดยใช้เครื่องรับแบบคิคอร์รีเลตชนิดอัตราบิตสูงแล้วทำการแผ่บิตข้อมูลที่ประมาณได้เพื่อนำไปหักล้างออกจากสัญญาณรวมที่รับได้ แล้วใช้เครื่องรับแบบคิคอร์รีเลตชนิดอัตราบิตต่ำประมาณบิตข้อมูลของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงที่เหลือและบิตข้อมูลของผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำทั้งหมด

เพียรพร หลิน ประเสริฐ ใช้วิธีการดังกล่าวเพื่อลดความซับซ้อนของเครื่องรับนี้ในระบบ DS-CDMA แบบอัตราเดียว [17] และวรวิทย์ กวีวัฒน์ ได้นำกระบวนการปรับอัตโนมัติแบบขอดมาใช้กับเครื่องรับนี้ในระบบ DS-CDMA แบบสามอัตรา [18]

### 1.3.3 เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่มีการปรับตัวได้ (Adaptive Multiuser Detection)

เนื่องจากความซับซ้อนของเครื่องรับที่เหมาะสมลงไปทั้งแบบเชิงเส้น และแบบไม่เชิงเส้นที่ได้กล่าวไปแล้ว เช่น เครื่องรับแบบคิคอร์รีเลตจะต้องมีการหาเมตริกซ์ผกผันเป็นจำนวนหลายครั้ง เนื่องจากระบบจะมีการเปลี่ยนแปลงผู้ใช้ในระบบตลอดเวลา และบางครั้งอาจจะไม่สามารถหาเมตริกซ์ผกผันได้ ดังนั้นจึงมีงานวิจัยจำนวนมากเสนอเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่มีการปรับตัว

สำหรับระบบ CDMA แบบอัตราเดียว [19,20] เพื่อลดความซับซ้อนดังกล่าว แต่ยังมีได้มีการนำมาใช้ในระบบ CDMA แบบหลายอัตรา

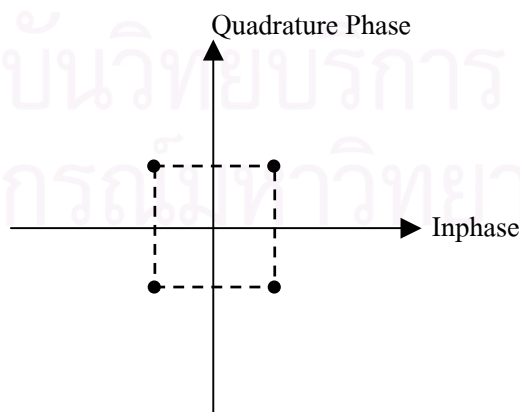
#### 1.4 วิธีการเข้าถึงระบบ CDMA แบบหลายอัตรา [2,21-23]

เนื่องจากการสื่อสารเคลื่อนที่ในยุคที่ 3 ต้องการให้บริการผู้ใช้ด้วยอัตราส่งที่แตกต่างกัน สำหรับระบบ CDMA นั้นมีผู้เสนอวิธีการเข้าถึงแบบต่างๆ ขึ้นมาบนหลักการของการมัลติเพล็กซ์ (Multiplex) เพื่อจัดสรรบริการซึ่งมีอัตราบิตต่างๆ กันลงบนความกว้างแถบของช่องสัญญาณเดียวกัน วิธีการเข้าถึงแบบต่างๆ ที่มีผู้เสนอขึ้น มีดังนี้

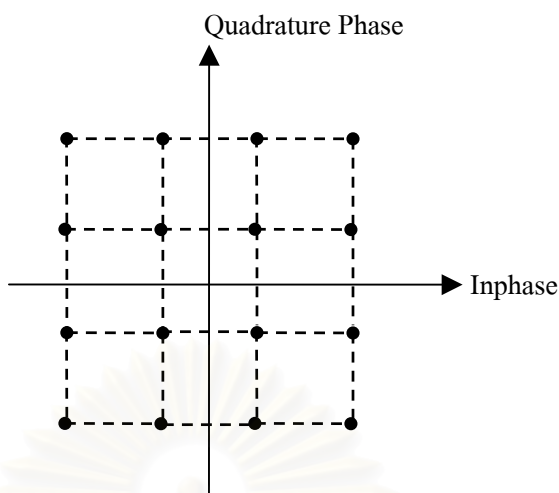
##### 1.4.1 วิธีที่ใช้การมอดูเลตหลายค่า (Multi-modulation Scheme)

วิธีที่ใช้การมอดูเลตหลายค่าที่ใช้การมอดูเลตแบบ M-ary QAM (Quadrature Amplitude Modulation) จะมีค่าของการมอดูเลต (M) เปลี่ยนไปตามอัตราบิตที่ใช้ในการส่ง โดยสัญญาณที่มีอัตราบิตสูงจะถูกมอดูเลตด้วยจำนวนสัญลักษณ์ที่มากกว่าสัญญาณที่มีอัตราบิตต่ำ

เมื่อพิจารณาสัญญาณในระบบเดียวกันซึ่งมีค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนค่าหนึ่ง พบว่าค่าอัตราความผิดพลาดบิตจะเพิ่มขึ้นตามค่า M ที่เพิ่มขึ้น ดังนั้นถ้าต้องการให้สัญญาณที่มีอัตราบิตต่างกันมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตเท่ากัน จึงต้องใช้กำลังส่งที่ต่างกัน โดยผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงต้องส่งด้วยกำลังที่สูงกว่าผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ จึงมีผลรบกวนผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำในลักษณะเดียวกับปรากฏการณ์ใกล้-ไกล รูปที่ 1.1 และ 1.2 แสดงการจัดตำแหน่งของสัญญาณ 4 QAM และ 16 QAM ตามลำดับ [24]



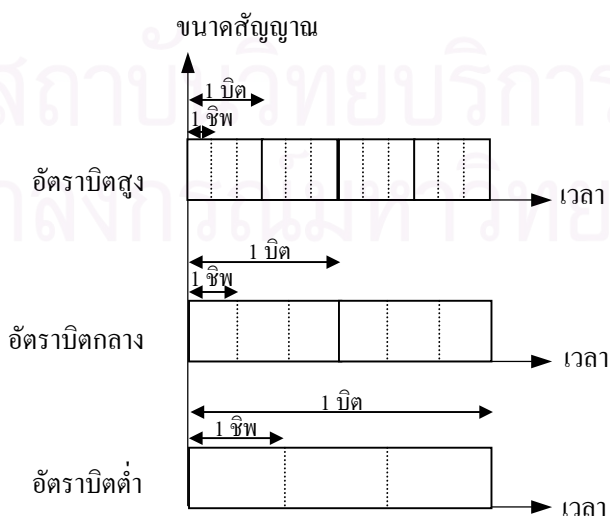
รูปที่ 1.1 การจัดตำแหน่งของสัญญาณ 4 QAM



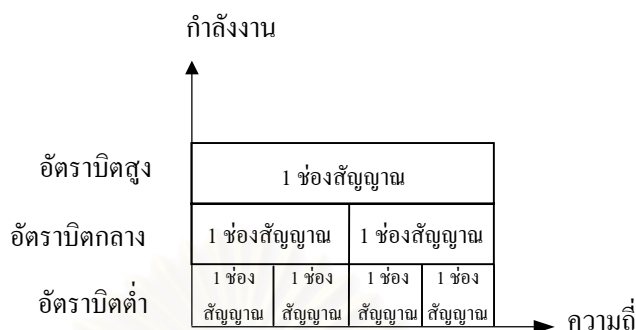
รูปที่ 1.2 การจัดตำแหน่งของสัญญาณ 16 QAM

#### 1.4.2 วิธีที่ใช้อัตราขยายประมวลผลคงที่ หรือเปลี่ยนอัตราชีพ (Fixed Processing Gain หรือ Variable Chip Rate)

สำหรับวิธีที่ใช้อัตราขยายประมวลผลคงที่ หรือเปลี่ยนอัตราชีพนี้ อัตราชีพที่ใช้ในแต่ละอัตราบิตจะมีค่าไม่เท่ากันซึ่งจะเปลี่ยนไปตามอัตราบิตเพื่อให้อัตราขยายประมวลผลคงที่ โดยสัญญาณที่มีอัตราบิตต่ำถูกแผ่ด้วยรหัสที่มีอัตราชีพต่ำกว่าสัญญาณที่มีอัตราบิตสูงเมื่อมองในทางเวลา และสำหรับในทางความถี่นั้น วิธีนี้จะแบ่งความกว้างแถบของช่องสัญญาณเป็นแถบย่อยๆ ขนาดใหญ่และเล็กหลายๆ แถบ แล้วทำการแผ่สัญญาณที่มีอัตราบิตต่ำลงบนแถบย่อยขนาดเล็ก และแผ่สัญญาณที่มีอัตราบิตสูงลงบนแถบย่อยขนาดใหญ่



รูปที่ 1.3 การส่งสัญญาณโดยใช้วิธีที่ใช้อัตราขยายประมวลผลคงที่เชิงเวลา



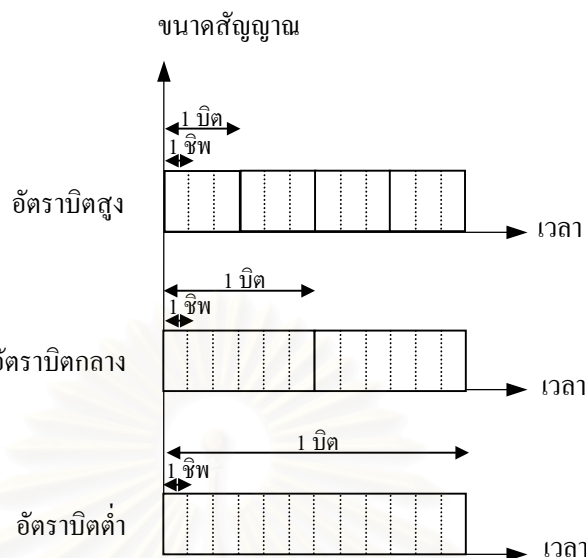
รูปที่ 1.4 การส่งสัญญาณโดยใช้วิธีที่ใช้อัตราขยายประมวลผลคงที่เชิงความถี่

อย่างไรก็ตามเนื่องจากความกว้างแถบของผู้ใช้แต่ละคนขึ้นอยู่กับอัตราบิตที่จะส่งทำให้ระบบต้องมีการวางแผนจัดการความถี่ที่ดีซึ่งยุ่งยากมาก

#### 1.4.3 วิธีที่ใช้อัตราชีพคงที่ หรือเปลี่ยนอัตราขยายประมวลผล (Fixed Chip Rate หรือ Variable Processing Gain)

วิธีที่ใช้อัตราชีพคงที่ หรือเปลี่ยนอัตราขยายประมวลผลนี้จะแผ่สัญญาณในทุกอัตราบิตด้วยรหัสที่มีอัตราชีพเท่ากันหมด ดังนั้นผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงจะมีอัตราขยายประมวลผลต่ำกว่าผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ นั่นคือ ภายใต้อัตราบิตเดียวกัน ผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงจะสามารถส่งสัญลักษณ์ได้มากกว่าผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำ และถ้ามองในทางความถี่ สัญญาณทั้งหมดของวิธีนี้จะถูกแผ่ออกไปบนความกว้างแถบเดียวกันจนได้อัตราชีพเท่ากัน

เนื่องจากสัญญาณที่ส่งด้วยอัตราบิตสูงจะมีคาบแคบกว่ากรณีส่งด้วยอัตราบิตต่ำ ดังนั้นเพื่อให้กำลังในหนึ่งคาบสัญญาณเท่ากัน (หรือเพื่อให้ได้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากัน) ข้อมูลที่มีอัตราบิตสูงจะต้องส่งด้วยกำลังที่สูงกว่าข้อมูลที่มีอัตราบิตต่ำ จึงส่งผลให้เกิดปัญหาในลักษณะเดียวกับปรากฏการณ์ใกล้-ไกลต่อผู้ใช้ที่อัตราบิตต่ำ นอกจากนี้สมรรถนะของระบบจะลดลงตามอัตราบิตที่เพิ่มขึ้นด้วย เนื่องจากยิ่งอัตราบิตสูงอัตราขยายประมวลผลก็ยิ่งต่ำจนอาจทำให้สหสัมพันธ์ข้ามระหว่างผู้ใช้มีค่าสูงขึ้น



รูปที่ 1.5 การส่งสัญญาณโดยใช้วิธีที่ใช้อัตราชีพคงที่เชิงเวลา

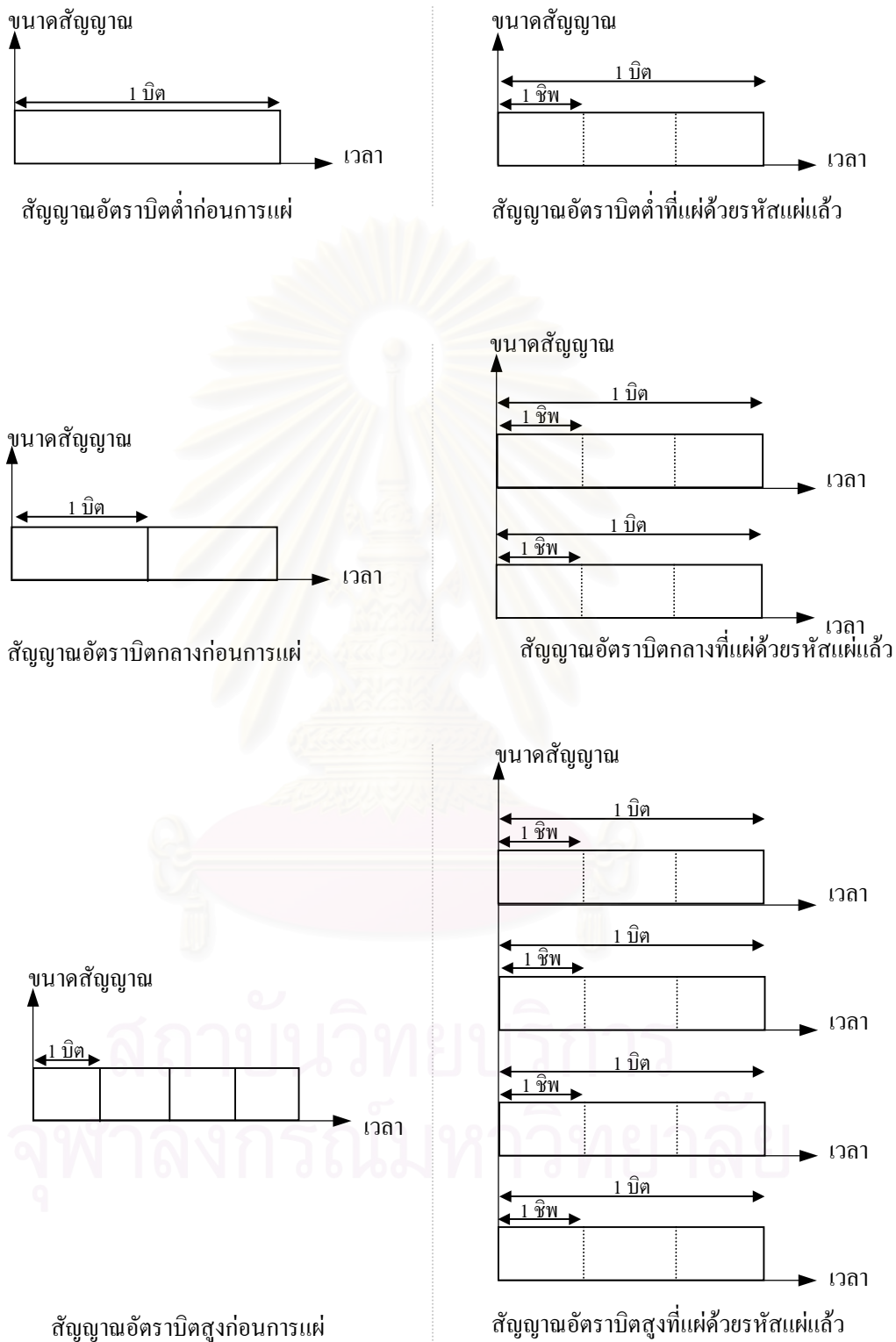


รูปที่ 1.6 การส่งสัญญาณโดยใช้วิธีที่ใช้อัตราชีพคงที่เชิงความถี่

#### 1.4.4 วิธีที่เข้ารหัสหลายรหัส (Multi-code Scheme)

วิธีนี้ สัญญาณที่มีอัตราบิตสูงจะถูกแยกออกเป็นหลายสัญญาณย่อยที่มีอัตราบิตเท่ากับอัตราบิตต่ำสุด แล้วทำการแผ่สัญญาณย่อยเหล่านั้นด้วยรหัสที่มีอัตราชีพเท่ากัน และตั้งฉากกัน

สัญญาณย่อยที่แยกออกไปนี้สามารถนำมามอดูเลตด้วยคลื่นพาห์ (Carrier) ต่างกันแล้วส่งออกไป หรือนำสัญญาณย่อยเหล่านั้นมารวมกันก่อนมอดูเลตด้วยคลื่นพาห์เดียวกันแล้วส่งออกไปก็ได้



รูปที่ 1.7 การแผ่สัญญาณที่แตกออกแล้วในวิธีที่ใช้รหัสหลายรหัส



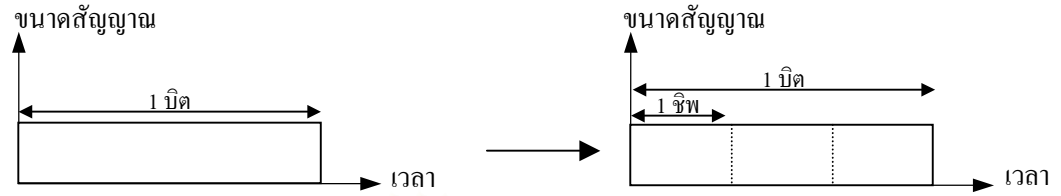
ในกรณีที่ส่งด้วยอัตราบิตสูงนั้น ผลรวมของสัญญาณจะมีค่าสูงตามไปด้วย กล่าวคือ ค่าอัตราส่วนค่ายอดต่อค่าเฉลี่ย (Peak-to-Average Ratio : PAV) ของสัญญาณมีค่าสูง ซึ่งอาจทำให้เกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณเนื่องจากคุณสมบัติที่ไม่เป็นเชิงเส้นของตัวขยายสัญญาณ (Amplifier) เมื่อระดับสัญญาณมีค่าสูง

#### 1.4.5 วิธีไบออร์ทอกอนัล (Biorthogonal Scheme) [25,26]

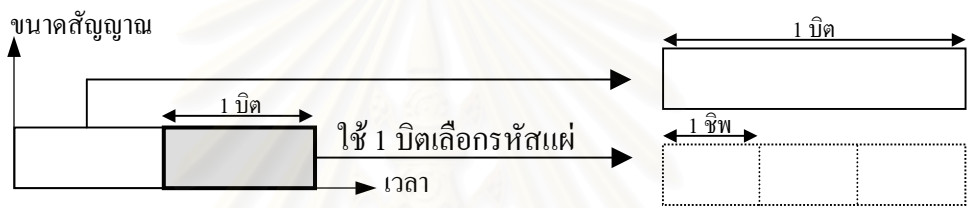
วิธีไบออร์ทอกอนัลถูกนำมาใช้ในสัญญาณที่มีอัตราบิตสูงซึ่งมีอัตราบิตเท่ากับ MR เมื่อ R เป็นอัตราบิตพื้นฐานในระบบ DS-SS แบบหลายอัตรา วิธีนี้จะแบ่งสัญญาณอัตราบิตสูงออกเป็นชุด โดยแต่ละชุดมีบิตข้อมูลจำนวน M บิตเมื่ออัตราบิตสูงมีอัตราบิตที่สูงกว่าอัตราบิตพื้นฐาน (อัตราบิตต่ำที่สุดในระบบ) M เท่า จากนั้นจะใช้บิตข้อมูลจำนวน M-1 บิตในการเลือกรหัส 1 รหัสจากชุดรหัสซึ่งมีรหัสทั้งหมด  $2^{M-1}$  รหัสที่ต่างจากกัน แล้วนำรหัสที่เลือกได้นี้ไปแผ่บิตข้อมูลอีกหนึ่งบิตที่เหลือ

ภาครับจะนำสัญญาณที่รับได้มารวมกลับด้วยรหัสทุกรหัสในชุดรหัส ซึ่งจะเป็นรหัสชุดเดียวกันกับที่ภาคส่ง แล้วทำการเปรียบเทียบสัญญาณที่ได้ทั้ง  $2^{M-1}$  สัญญาณเพื่อหาสัญญาณที่มีกำลังสูงที่สุดซึ่งรหัสที่ใช้แผ่สัญญาณที่มีกำลังสูงที่สุดนี้จะสามารถระบุบิตข้อมูล M-1 บิตแรกได้ และจะได้บิตข้อมูลบิตที่ M จากการตัดสินใจบิตสัญญาณที่มีกำลังสูงที่สุดนี้

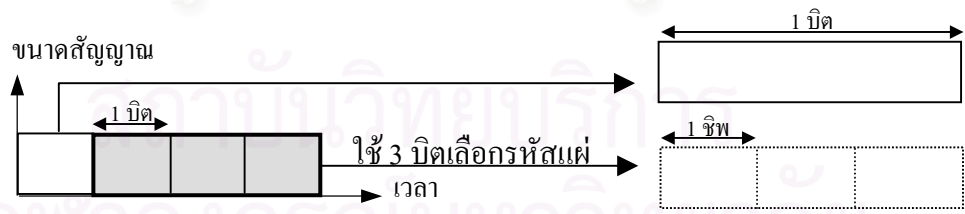
อย่างไรก็ตามผู้ใช้อัตราบิตสูงที่มีอัตราบิต MR ต้องใช้รหัส  $2^{M-1}$  รหัสซึ่งมากกว่ารหัสจำนวน M รหัสของวิธีที่ใช้รหัสหลายรหัส ทำให้มีโอกาสเกิดความผิดพลาดที่ขั้นตอนการรวมกลับสัญญาณเพื่อหาสัญญาณที่มีกำลังสูงที่สุดได้ และเป็นเหตุให้ไม่สามารถหารหัสที่ใช้แผ่สัญญาณนี้ได้อย่างถูกต้อง จึงเป็นผลให้ได้บิตข้อมูล M-1 บิตแรกผิดไป



อัตราบิตต่ำ



อัตราบิตกลาง



อัตราบิตสูง

รูปที่ 1.8 การแผ่สัญญาณในแต่ละอัตราบิตของวิธีไบออร์ทอคอนัล



## 1.5 ปัญหาของเครื่องรับแบบดั้งเดิมที่ใช้วิธีไบออร์ทอคอนัลสำหรับระบบ DS-CDMA แบบหลายอัตรา

การหาบิตข้อมูลที่ส่งมาจากทางภาคส่งสำหรับวิธีไบออร์ทอคอนัลนั้น ภาครับจะต้องใช้รหัสจำนวนมาก โดยผู้ใช้อัตราบิตสูงที่มีอัตราบิต MR ต้องใช้รหัส  $2^{M-1}$  รหัสซึ่งมากกว่ารหัสจำนวน M รหัสของวิธีที่ใช้รหัสหลายรหัส ทำให้มีโอกาสเกิดความผิดพลาดที่ขั้นตอนการรวมกลับสัญญาณเพื่อหาสัญญาณที่มีกำลังสูงที่สุดได้ ซึ่งเมื่อเกิดความผิดพลาดในการหาสัญญาณที่มีกำลังสูงที่สุดแล้ว ก็จะส่งผลให้ได้บิตข้อมูลในส่วนที่แฝงมากับรหัสแฝงด้วยเช่นกัน เนื่องจากไม่สามารถหารหัสที่ถูกต้องที่ใช้แฝงสัญญาณนี้ได้ เมื่อไม่ทราบรหัสแฝงที่ถูกต้องก็ไม่สามารถหาบิตข้อมูล M-1 บิตแรกที่ถูกต้องได้

ความผิดพลาดนี้จะมีผลต่อสมรรถนะของระบบอย่างมาก ดังนั้นการปรับปรุงเครื่องรับให้สามารถหาสัญญาณที่มีกำลังสูงที่สุดออกมาได้อย่างถูกต้องจึงเป็นแนวทางที่ดีเพื่อให้ระบบมีสมรรถนะดีขึ้น

## 1.6 แนวทางของวิทยานิพนธ์นี้

เนื่องจากในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ยุคที่ 3 ต้องการให้บริการที่มีอัตราส่งแตกต่างกัน เช่น สัญญาณเสียงที่มีอัตราบิต 9.6 kbps สัญญาณวิดีโอที่มีอัตราบิต 144 kbps ไปจนถึงการส่งข้อมูลระดับ 2 Mbps ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงมีจุดมุ่งหมายที่จะพัฒนาเครื่องรับในระบบ DS-CDMA แบบหลายอัตรา และได้นำวิธีไบออร์ทอคอนัลมาใช้ เนื่องจากวิธีนี้ไม่มีปัญหาเรื่องค่าอัตราส่วนค่ายอดต่อค่าเฉลี่ย (PAV) ของสัญญาณที่อัตราบิตสูงเหมือนในกรณีของวิธีที่ใช้รหัสหลายรหัส โดยในวิทยานิพนธ์นี้ได้เสนอการประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ เพื่อแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นในวิธีไบออร์ทอคอนัลดังที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 1.5

## 1.7 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

1. เพื่อประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ในการแก้ปัญหาการรบกวนจากสัญญาณแทรกสอดที่มาจากผู้ใช้คนอื่นในระบบ DS-CDMA แบบหลายอัตราให้มีความถูกต้องมากขึ้นในการประมาณสัญญาณที่รับได้

2. ศึกษาและวิเคราะห์สมรรถนะที่ได้จากการประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ในเครื่องรับ DS-CDMA แบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอคอนัลในกรณีผู้ใช้มีอัตราบิตสูงกว่าอัตราบิต พื้นฐาน (อัตราบิตต่ำที่สุดในระบบ) ที่เสนอขึ้นมา

## 1.8 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

สามารถพัฒนาเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ โดยอาศัยกระบวนการปรับอัตโนมัติในการประมาณสัญญาณที่รับได้ และใช้วิธีไบออร์ทอคอนัลสำหรับระบบ DS-CDMA แบบหลายอัตรา เพื่อลดผลการรบกวนจากสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นๆ

ในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่นั้น การควบคุมระบบให้มีการรับส่งสัญญาณซิงโครนัสกันเป็นไปได้ยาก และเมื่อเกิดกรณีอะซิงโครนัสขึ้น รหัสแผลที่ใช้ในระบบก็จะไม่มีคุณสมบัติการตั้งฉากกัน ทำให้สมรรถนะของเครื่องรับในระบบด้อยลง นอกจากนี้เฟดดิ้งหลายวิธียังเป็นอีกสาเหตุหนึ่งที่ทำให้รหัสแผลไม่มีคุณสมบัติการตั้งฉากกัน ดังนั้นการจำลองระบบเพื่อวิเคราะห์สมรรถนะของเครื่องรับในระบบจึงใช้รหัสสุ่มที่ไม่ตั้งฉากกันอย่างสมบูรณ์เป็นรหัสแผล และพิจารณาเฉพาะกรณีซิงโครนัส โดยไม่คิดผลของเฟดดิ้งหลายวิธี เพื่อให้ง่ายสำหรับการจำลองระบบ

ในวิทยานิพนธ์นี้จะพิจารณาข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นเฉพาะกรณีซิงโครนัส สำหรับช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณ AWGN ที่มีการลดทอนจากเฟดดิ้งชนิดราบเรียบแบบเรย์ลี โดยไม่คิดผลของเฟดดิ้งหลายวิธี และคาดว่าสมรรถนะของเครื่องรับที่เสนอขึ้นนี้จะดีกว่าเครื่องรับแบบดั้งเดิมที่ใช้วิธีไบออร์ทอคอนัลในผู้ใช้อัตราบิตสูง ทั้งในด้านอัตราความผิดพลาดบิต และความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล

## 1.9 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

ได้กรรมวิธีสำหรับแก้ปัญหาในการรับส่งสัญญาณสำหรับระบบ DS-CDMA แบบหลายอัตราที่คาดว่าจะมีบทบาทอย่างมากในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ยุคที่ 3

### 1.10 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินการ

- 1) ศึกษา ค้นคว้าและเก็บรวบรวมกรรมวิธีต่างๆ ที่มีผู้เสนอขึ้นซึ่งมีรายละเอียดดังนี้
  - ศึกษาเครื่องรับแบบดั้งเดิมที่ใช้ในระบบ DS-CDMA
  - ศึกษาเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบต่างๆ
  - ศึกษากรรมวิธีการเข้าถึงแบบต่างๆ ที่มีผู้เสนอขึ้นในระบบ DS-CDMA แบบหลายอัตรา
  - ศึกษาวิธีไบออร์ทอคอนัล
- 2) วิเคราะห์และทดสอบกรรมวิธีต่างๆ ในอดีต
  - วิเคราะห์หาข้อดี-ข้อเสียของเครื่องรับแต่ละแบบ

- วิเคราะห์หาข้อดีข้อเสียของกรรมวิธีการเข้าถึงแบบต่างๆ สำหรับระบบ DS-CDMA แบบหลายอัตราแบบต่างๆ ในอดีต
- เขียนโปรแกรมสร้างแบบจำลองระบบ และทดสอบเปรียบเทียบผลที่ได้ของกรรมวิธีแต่ละกรรมวิธี

3) ทดสอบกรรมวิธีที่เสนอขึ้น และประเมินผลระบบ

4) สรุป วิเคราะห์ และเขียนวิทยานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์

### 1.11 ภาพรวมของวิทยานิพนธ์

เนื้อหาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ แบ่งออกเป็น 5 บท โดยที่

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง บทนี้จะกล่าวถึงรหัสแรมป์ จั๊จจที่มีผลกระทบต่อสมรรถนะของเครื่องรับในระบบ DS-CDMA การแผ่และการรวมกลับ แบบจำลองระบบ DS-CDMA แบบอัตราเดียว ทฤษฎีเกี่ยวกับเครื่องรับที่เกี่ยวข้อง รวมทั้งแบบจำลองระบบ DS-CDMA แบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัล และปัญหาที่เกิดขึ้น นอกจากนี้ยังกล่าวถึงวิธีการวัดสมรรถนะและความหมายของค่าต่าง ๆ

บทที่ 3 การประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ในเครื่องรับ DS-CDMA แบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัล เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงแบบจำลองของระบบ DS-CDMA แบบสามอัตราที่ใช้ระเบียบวิธีไบออร์ทอกอนัล จากนั้นจะกล่าวถึงระเบียบวิธี LMS ที่นำมาประยุกต์ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จากนั้นจึงอธิบายถึงวิธีการประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ในเครื่องรับ DS-CDMA แบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัล และความซับซ้อนที่จะเกิดขึ้น

บทที่ 4 ผลการวิจัย บทนี้จะเป็นส่วนของผลการวิจัย และการวิจารณ์สมรรถนะของเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ในการแก้ปัญหาการรบกวนจากสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นในระบบ DS-CDMA แบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัล นอกจากนี้แล้วยังมีการเปรียบเทียบผลที่ได้กับเครื่องรับแบบอื่น ๆ

บทที่ 5 บทสรุป บทนี้จะสรุปผลการวิจัย และข้อดีข้อเสียของการประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ในการแก้ปัญหาการรบกวนจากสัญญาณแทรกสอดที่มาจากผู้ใช้คนอื่นในระบบ DS-CDMA แบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัลในผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูง ส่วนในตอนท้ายของบทนี้จะเป็นข้อเสนอแนะสำหรับการวิจัยในอนาคต

### 1.12 นิยามสัญลักษณ์

สัญลักษณ์ตัวพิมพ์เล็ก หมายถึง สัญลักษณ์ที่เวลาแต่ละจุด หรือแทนสมาชิกแต่ละตัวของเมตริกซ์ หรือเวกเตอร์

สัญลักษณ์ตัวพิมพ์เล็กแบบหนา หมายถึง เวกเตอร์ หรือแทนแถวของเมตริกซ์

สัญลักษณ์ตัวพิมพ์ใหญ่แบบหนา หมายถึง เมตริกซ์

และนิยามสัญลักษณ์ที่กล่าวมาข้างต้นนี้ จะถูกใช้ไปตลอดทุกบทของวิทยานิพนธ์



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## บทที่ 2

### ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

บทนี้จะกล่าวถึงปัจจัยสำคัญที่ส่งผลกระทบต่อความจุของระบบ DS-CDMA การแผ่และการรวมกลับ แบบจำลองของระบบ DS-CDMA แบบอัตราเดียว ทฤษฎีเกี่ยวกับเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่เกี่ยวข้อง รวมถึงวิธีการวัดสมรรถนะและความหมายของค่าต่าง ๆ

#### 2.1 รหัสแผ่ (Spreading Code)

ในระบบ DS-CDMA รหัสแผ่จะถูกนำมาใช้เพื่อแบ่งแยกผู้ใช้แต่ละคนออกจากกัน รหัสแผ่ที่จำเป็นต้องตั้งฉากกันอย่างสมบูรณ์ หรือมีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสเป็นศูนย์ อย่างไรก็ตาม รหัสแผ่ที่คืนันจะออกแบบได้ยาก อีกทั้งมีจำนวนชุดรหัสให้ใช้ได้จำกัด และอาจตั้งฉากกันอย่างไม่สมบูรณ์ เนื่องจากสภาพแวดล้อม เช่น มีค่าประวิงเวลาที่แตกต่างกัน รหัสแผ่ที่ถูกเสนอในระบบ DS-CDMA มีอยู่ 2 ประเภทหลัก ๆ คือ [27]

**2.1.1 Orthogonal Code** เป็นรหัสฐานสองที่ตั้งฉากกันอย่างสมบูรณ์ จึงมีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสเป็นศูนย์ แต่เมื่อมีการเลื่อนของรหัส ค่าสหสัมพันธ์ข้ามอาจจะมีค่าสูงได้ในบางครั้ง นอกจากนี้ยังมีคุณสมบัติทางอตสหสัมพันธ์ที่ดีอีกด้วย ตัวอย่างรหัสชนิดนี้ ได้แก่ Hadamard Walsh Code เป็นต้น

**2.1.2 Pseudorandom Noise-sequence (PN-sequence)** เป็นรหัสฐานสองที่มีคุณสมบัติคล้ายกับสัญญาณรบกวนซึ่งเป็นกระบวนการแบบสุ่ม และเป็นรหัสที่ไม่ตั้งฉากกันอย่างสมบูรณ์ รหัสชนิดนี้จะมีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสต่ำมาก ถึงแม้จะมีการเลื่อนของรหัสก็ตาม นอกจากนี้ยังมีคุณสมบัติทางอตสหสัมพันธ์ที่ดีอีกด้วย ตัวอย่างรหัสชนิดนี้ ได้แก่ Maximal Length-sequence (M-sequence) Gold Code และ Kasami Sequence เป็นต้น

ในระบบซิงโครนัส สำหรับช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณ AWGN รหัสแผ่ที่ทำให้เกิดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นจะเป็นรหัสประเภท PN-sequence ดังนั้นการจำลองระบบในวิทยานิพนธ์นี้จึงใช้รหัส PN-sequence ในการแยกแยะข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนในระบบออกจากกัน และใช้รหัส Orthogonal ในการแยกแยะข้อมูลของผู้ใช้อัตราบิตสูงในส่วนที่แผ่มากับรหัสออกมา ซึ่งจะอธิบายรายละเอียดในหัวข้อที่ 4.1



## 2.2 ปัจจัยที่มีผลกระทบต่อสมรรถนะของเครื่องรับในระบบ DS-CDMA

- สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น

เนื่องจากผู้ใช้ทุกคนในระบบ DS-CDMA จะใช้ช่องสัญญาณในช่วงความถี่ และเวลาเดียวกันแต่ใช้รหัสแผ่ต่างกัน ดังนั้นสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนเกิดการแทรกสอดซึ่งกันและกันโดยสาเหตุหลักที่ก่อให้เกิดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นนี้ คือ การตั้งฉากกันอย่างไม่สมบูรณ์ของรหัสแผ่ของผู้ใช้แต่ละคน จึงทำให้เกิดสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสแผ่ นอกจากนี้ปรากฏการณ์ใกล้-ไกล เป็นสาเหตุอีกประการหนึ่งที่ทำให้สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นมีค่าสูงขึ้น

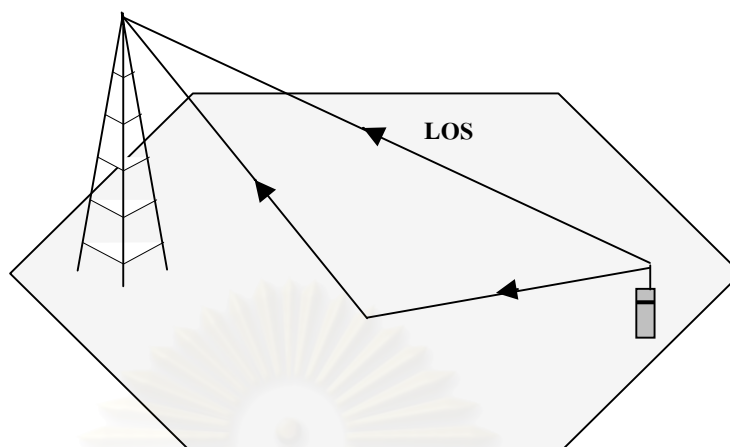
- ปรากฏการณ์ใกล้-ไกล

สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นที่มีสาเหตุจากปรากฏการณ์ใกล้-ไกลเป็นผลมาจากการที่ผู้ใช้แต่ละคนอยู่ห่างจากสถานีฐานไม่เท่ากันทำให้สัญญาณจากผู้ใช้ที่อยู่ใกล้สถานีฐานมาถึงสถานีฐานด้วยกำลังของสัญญาณที่แรงกว่าผู้ใช้ที่อยู่ไกลจากสถานีฐาน สัญญาณของผู้ใช้ที่อยู่ไกลจากสถานีฐานจึงถูกแทรกสอดด้วยสัญญาณจากผู้ใช้ที่อยู่ใกล้สถานีฐาน ทำให้สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นเพิ่มขึ้น การตรวจวัดสัญญาณของเครื่องรับจึงมีความผิดพลาดได้ง่ายขึ้น วิธีหนึ่งในการลดผลของปรากฏการณ์ใกล้-ไกลสามารถทำได้โดยการควบคุมกำลังส่งของผู้ใช้ทุกคนที่ไปถึงสถานีฐานให้เท่ากัน แต่การควบคุมกำลังส่งที่เข้มงวดนี้จะส่งผลให้ระบบมีความซับซ้อนมากขึ้น

นอกจากนี้ในระบบ DS-CDMA แบบหลายอัตราที่ใช้อัตราชีพทงที่นั้น ยังเกิดปัญหาในลักษณะเดียวกับปรากฏการณ์ใกล้-ไกลต่อผู้ใช้ที่มีอัตราบิตต่ำด้วย เนื่องจากสัญลักษณ์ที่ส่งด้วยอัตราบิตสูงจะมีคาบแคบกว่ากรณีส่งด้วยอัตราบิตต่ำ ดังนั้นเพื่อให้กำลังในหนึ่งคาบสัญลักษณ์เท่ากัน (หรือเพื่อให้ได้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากัน) ข้อมูลที่มีอัตราบิตสูงต้องส่งด้วยกำลังที่สูงกว่าด้วย

- เฟดดิ้ง

การส่งสัญญาณในระบบสื่อสารเคลื่อนที่ระหว่างสถานีฐานกับสถานีเคลื่อนที่นั้น สัญญาณมักจะไม่ได้เดินทางเป็นเส้นตรง แต่จะเกิดการสะท้อนจากสิ่งก่อสร้าง และสภาพแวดล้อมในบริเวณนั้น ดังนั้นสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับจึงเป็นสัญญาณที่เกิดจากการรวมกันของสัญญาณที่สะท้อนมาจากเส้นทางต่างๆ กัน (Multipath) ดังรูปที่ 2.1 ซึ่งสัญญาณเหล่านี้จะมีขนาดและเฟสต่างๆ กัน ด้วยเหตุนี้สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับจึงมีขนาดและเฟสผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณจริงที่ส่งมาขึ้นอยู่กับการรวมของสัญญาณที่ได้จากการสะท้อนนั้น เรียกปรากฏการณ์นี้ว่า เฟดดิ้ง (Fading) หรือกล่าวได้ว่าการเปลี่ยนแปลงของขนาดและเฟสของสัญญาณที่รับได้ที่มีสาเหตุมาจากการรวมกันของสัญญาณที่สะท้อนมาจากหลายเส้นทางต่างๆ กันนี้ เรียกว่า เฟดดิ้งหลายวิถี (Multipath Fading)



รูปที่ 2.1 เส้นทางการเดินทางของสัญญาณจากสถานีเคลื่อนที่ไปยังสถานีฐาน

นอกจากนี้การเคลื่อนที่ของสถานีเคลื่อนที่ด้วยความเร็ว ยังมีผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของขนาดความแรงสัญญาณที่รับได้ และเกิดปรากฏการณ์การเลื่อนความถี่แบบดอปเพลอร์ (Doppler shift) เนื่องจากการเคลื่อนที่ด้วย

ในการจำลองช่องสัญญาณที่มีผลของเฟดดิ้งมักจะนิยมใช้แบบจำลองช่องสัญญาณที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลี (Rayleigh distribution) เนื่องจากลักษณะการแจกแจงของสัญญาณในตัวอาคารและในตัวเมืองส่วนใหญ่จะมีรูปแบบดังกล่าว

เฟดดิ้งที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลี (Rayleigh Fading) จะเกิดจากผลรวมของสัญญาณที่สะท้อนมาจากเส้นทางอื่น โดยไม่มีสัญญาณที่เดินทางเป็นเส้นตรง (Line of Sight: LOS) ดังในรูปที่ 2.1 ส่วนกรณีที่มีสัญญาณที่เดินทางเป็นเส้นตรงด้วยนั้น จะเรียกว่า การแจกแจงแบบไรเซียน (Rician distribution)

สำหรับฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (Probability Density Function) ของสัญญาณที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลีนั้น ได้แสดงรายละเอียดไว้ในภาคผนวก ก

### 2.3 การแผ่และการรวมกลับ

การแผ่และการรวมกลับ เป็นขั้นตอนที่สำคัญสำหรับการสื่อสารข้อมูลในระบบ DS-CDMA โดยการแผ่เป็นกระบวนการที่ผู้ใช้แต่ละคนใช้ในการส่งข้อมูลของตนเองออกมา และการรวมกลับเป็นกระบวนการซึ่งใช้ที่เครื่องรับสำหรับประมาณบิตข้อมูลของผู้ใช้คนที่สนใจ

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

รหัสสั้น หมายถึง การใช้รหัสหนึ่งรหัสในการแผ่ข้อมูล 1 บิต จึงเป็นรหัสที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา (Time Invariant Spreading Code) ส่วนรหัสยาว หมายถึง การใช้รหัสหนึ่งรหัสในการแผ่ข้อมูลหลายๆ บิต โดยแต่ละบิตข้อมูลจะถูกแผ่ด้วยส่วนย่อยๆ ที่แตกต่างกันของรหัสนั้น รหัสยาวนี้จึงเรียกเป็นรหัสที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา (Time Varying Spreading Code)

การแผ่สำหรับมาตรฐานของระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ยุคที่ 3 นั้น มีการเสนอให้ใช้ทั้งรหัสสั้น และรหัสยาว [27] โดยรหัสสั้นนี้ถูกเสนอขึ้นมาเพื่อให้เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบใหม่ที่มีความซับซ้อนสูงขึ้นสามารถนำมาใช้ในทางปฏิบัติได้ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงใช้รหัสสั้นเป็นรหัสแผ่สำหรับผู้ใช้แต่ละคนในระบบ

### 2.3.2 Gold Code และรหัสสุ่ม (Random Code)

Gold Code เป็นรหัส PN-sequence ที่มีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสต่ำมาก ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่ดีสำหรับการใช้เป็นรหัสแผ่ แต่เนื่องจากความยาวรหัสค่าหนึ่งๆ จะมีชุดรหัสที่มีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสต่ำๆ อยู่เพียงจำนวนหนึ่งเท่านั้น จึงไม่สามารถรองรับระบบในอนาคตที่คาดว่าจะมีผู้ใช้จำนวนมากได้

รหัสสุ่ม (Random Code) เป็นรหัสแผ่ที่ถูกสร้างขึ้นมาจากการสุ่มอย่างอิสระ และมีคุณสมบัติไม่คอยดี ซึ่งอาจมองเป็นกรณีที่สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นมีค่าสูง และถ้าระบบใช้รหัสสั้นในการแผ่แล้ว ในอนาคตที่คาดว่าจะมีจำนวนผู้ใช้เพิ่มมากขึ้นจนทำให้รหัสแผ่ที่มีคุณสมบัติที่ดีไม่เพียงพอกับความต้องการใช้บริการที่เพิ่มขึ้น อาจต้องใช้ชุดรหัสที่มีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างกันสูงขึ้น เนื่องจากรหัสแผ่ที่มีคุณสมบัติที่ดีนั้นมีจำนวนจำกัด จึงมีงานวิจัยมากมายที่ใช้รหัสสุ่มเพื่อให้มีรหัสแผ่เพียงพอความต้องการใช้บริการที่จะเพิ่มขึ้น ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้รหัสสั้นที่เป็นรหัสสุ่ม เพื่อแบ่งแยกผู้ใช้แต่ละคนออกจากกัน

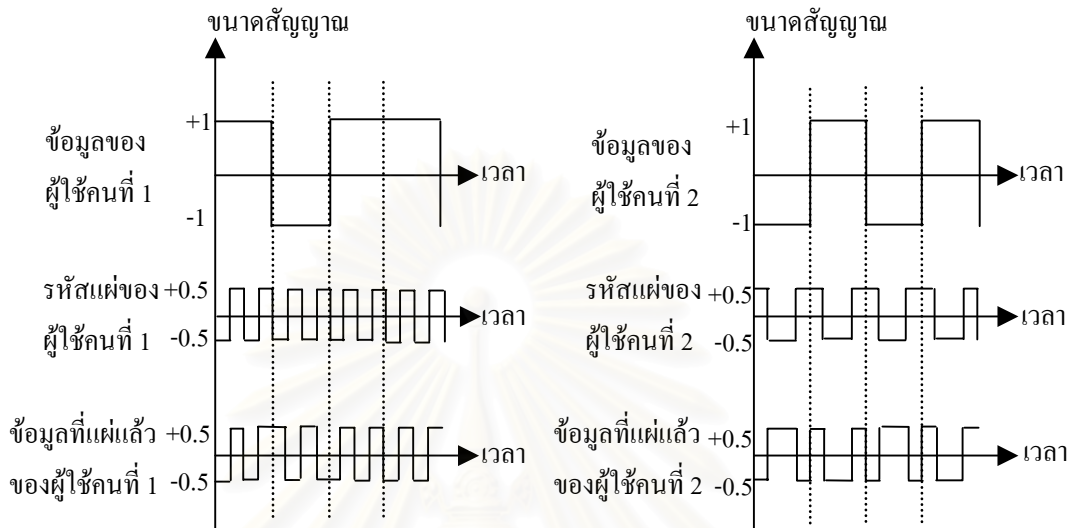
### 2.3.3 การแผ่ (Spreading)

ในระบบ DS-CDMA ภาคส่งจะนำข้อมูลของผู้ใช้ที่ต้องการส่งที่อยู่ในรูปแบบของสัญญาณดิจิทัลมาคูณกับรหัสแผ่ซึ่งมีอัตราชีพที่สูงกว่าอัตราบิตข้อมูลมาก เพื่อให้ได้สัญญาณที่มีอัตราการส่งสูงกว่าข้อมูลที่ต้องการจะส่ง ซึ่งกล่าวได้ว่าเกิดการแผ่ของสเปกตรัมขึ้น

สำหรับการแผ่ในระบบ DS-CDMA แบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัลนั้น ข้อมูลส่วนหนึ่งของผู้ใช้อัตราบิตสูงจะถูกส่งไปโดยการแผ่ข้อมูลที่สามารถพิจารณาในลักษณะเดียวกัน



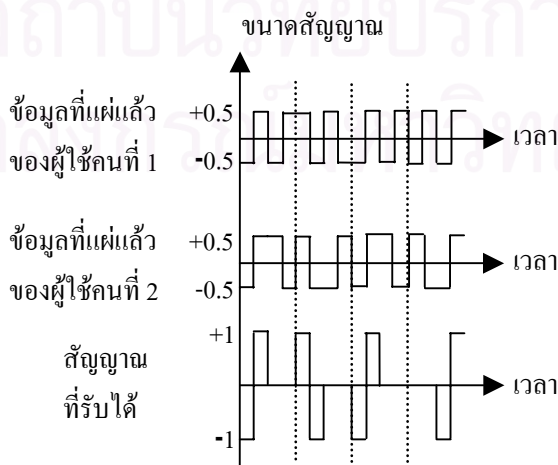
กับการแผ่ข้อมูลในระบบ DS-SS แบบอัตราเดียวได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.2 ส่วนข้อมูลที่เหลือของผู้ใช้อัตราบิตสูงจะถูกส่งไปโดยการแบ่งไปกับรหัสแผ่ที่เลือกมาใช้ในส่วนที่มีการแผ่ข้อมูลนั้น



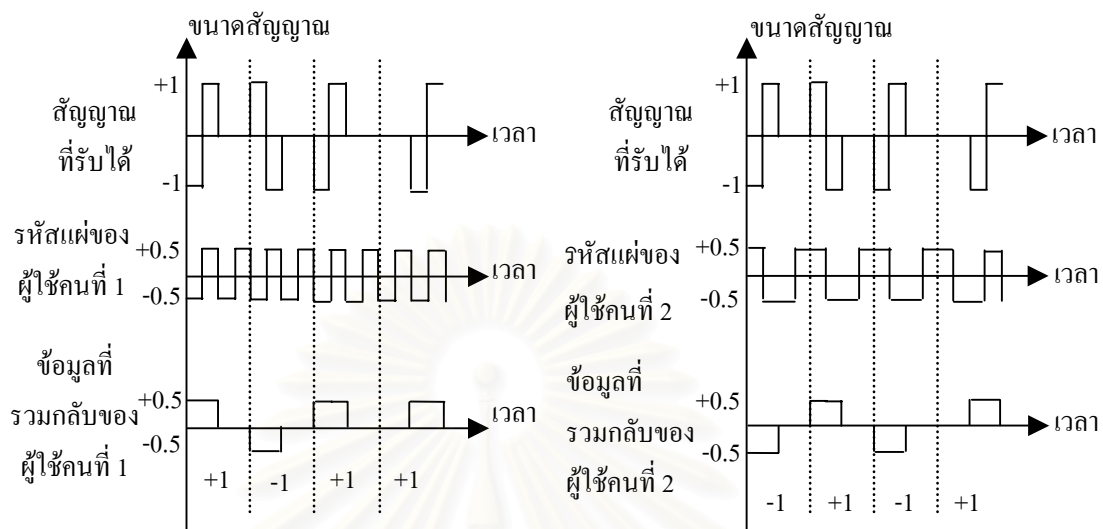
รูปที่ 2.2 ตัวอย่างการแผ่สัญญาณ

2.3.4 การรวมกลับ (Despreading)

ภาครับจะนำสัญญาณที่รับได้มาคูณกับรหัสแผ่ตัวเดิมที่ใช้ในการแผ่สัญญาณที่ภาคส่งแล้วหาค่าเฉลี่ยของสัญญาณในแต่ละคาบของบิตข้อมูล ซึ่งกระบวนการที่เกิดขึ้นทั้งหมดนี้จะอยู่ในคอร์เรเลเตอร์ (Correlator) หรือ เครื่องรับแบบดั้งเดิมของผู้ใช้แต่ละคน ซึ่งจะได้กล่าวในรายละเอียดต่อไป เมื่อนำสัญญาณที่ได้จากคอร์เรเลเตอร์นี้ไปตัดสินบิตก็จะได้ข้อมูลกลับคืนมา



รูปที่ 2.3 ตัวอย่างสัญญาณที่รับได้



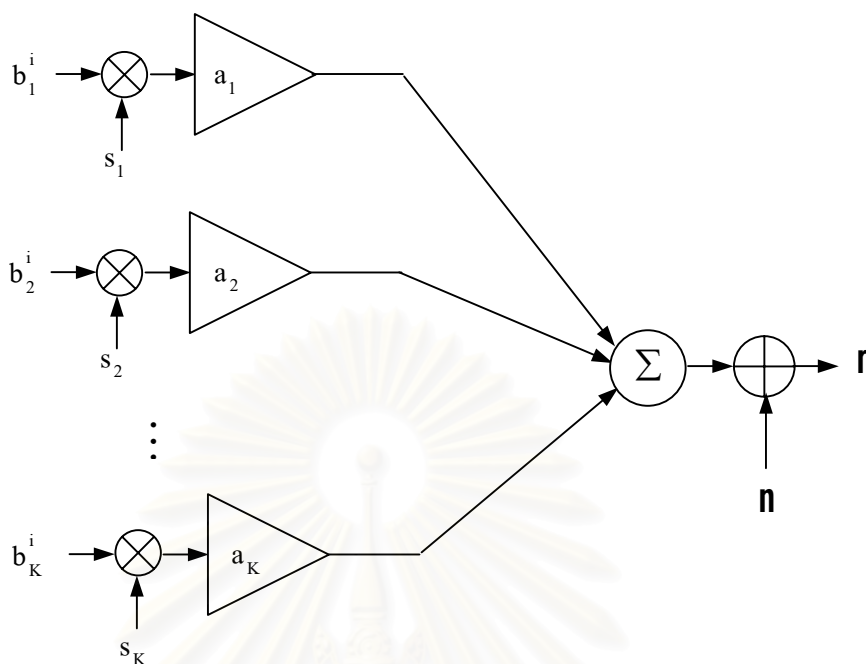
รูปที่ 2.4 ตัวอย่างการรวมกลับของสัญญาณ

รูปที่ 2.4 เป็นการแสดงการรวมกลับของสัญญาณ ที่ถูกแผ่ในรูปที่ 2.2 เมื่อส่งผ่านช่องสัญญาณที่ไม่มีสัญญาณรบกวน

## 2.4 ระบบ DS-CDMA แบบอัตราเดียว

### 2.4.1 แบบจำลองระบบทางภาคส่ง

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาแบบจำลองการส่งแบบแถบฐานในระบบ DS-CDMA กรณีขยายเชื่อมโยงขาขึ้น สำหรับการส่งแบบซิงโครนัสผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณ AWGN ดังแสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 แบบจำลองระบบ DS-SS แบบอัตราเดียวทางภาคส่ง

กำหนดให้ระบบมีผู้ใช้จำนวน  $K$  คน โดยที่ภาครับรู้รหัสแผ่ของผู้ใช้ทุกคนในระบบ ให้  $b_k^i$  เป็นบิตข้อมูลของผู้ใช้คนที่  $k$  ในช่วงเวลาที่  $i$  และมีคาบสัญลักษณ์  $T_s$  ซึ่ง  $b_k^i \in \{-1, +1\}$  และมาถึงภาครับด้วยขนาด  $a_k$  โดยใช้รหัสแผ่  $s_k(t)$  ที่มีความยาว  $L_c$  ซึ่งสามารถเขียนได้เป็น

$$s_k(t) = \sum_{m=1}^{L_c} s_k^m p(t - (m-1)T_c) \quad (2-1)$$

โดยที่  $p(t) = \begin{cases} 1 & ; t \in [0, T_c] \\ 0 & ; \text{otherwise} \end{cases}$

$T_c$  เป็นคาบเวลาในหนึ่งชิพ ( $T_c = T_s / L_c$ ) และ  $s_k^m \in \{-1, +1\}$

สัญญาณที่แผ่แล้วของผู้ใช้คนที่  $k$  จะสามารถเขียนได้เป็น

$$ss_k(t) = \sum_{i=0}^{\infty} a_k b_k^i s_k(t - iT_s) \quad (2-2)$$

สัญญาณที่รับได้จะสามารถเขียนได้เป็น

$$r(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{k=1}^K a_k b_k^i s_k(t - iT_s) + n(t) \quad (2-3)$$

เนื่องจากพิจารณาเฉพาะกรณีส่งผ่านช่องสัญญาณแบบซิงโครนัส ดังนั้นสามารถเขียนสมการ (2-3) ใหม่ได้เป็น [19]

$$r(t) = \sum_{k=1}^K a_k b_k s_k(t) + n(t) \quad (2-4)$$

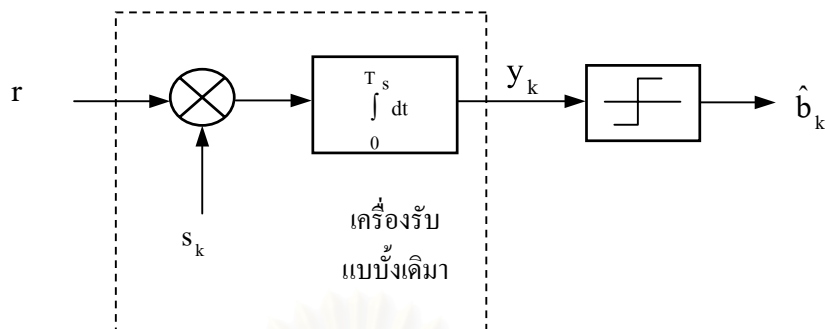
โดยที่  $n(t)$  เป็นสัญญาณ AWGN ที่มีค่าเฉลี่ยเป็น 0 และค่าความแปรปรวนเป็น  $\sigma^2$

## 2.4.2 แบบจำลองระบบทางภาครับ

ภาครับจะนำสัญญาณที่รับได้ตามสมการที่ (2-4) มาผ่านเครื่องรับแบบดั้งเดิมก่อนเข้าสู่เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่น่าสนใจ ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้คือ เครื่องรับแบบดีคอร์ดรีเลต และเครื่องรับดีคอร์ดรีเลตแบบปรับตัวได้

### 2.4.2.1 เครื่องรับแบบดั้งเดิม

เครื่องรับแบบดั้งเดิมของผู้ใช้แต่ละคนจะประกอบด้วยรหัสผ่านของผู้ใช้คนนั้น และวงจรอินทิเกรต หรืออาจกล่าวได้ว่าเครื่องรับแบบดั้งเดิมสำหรับผู้ใช้แต่ละคนจะมีผลตอบเป็นรหัสผ่านของตนเอง ดังรูปที่ 2.6 สัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบดั้งเดิมจะถูกนำไปตัดซินบิตโดยผ่านวงจรตัดซินบิตเพื่อให้ได้บิตข้อมูลที่ต้องการ เครื่องรับแบบดั้งเดิมนี้ไม่สามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นออกไปได้ แต่จะคิดว่าเป็นสัญญาณรบกวนซึ่งไม่สามารถกำจัดได้ เนื่องจากเครื่องรับแบบดั้งเดิมของผู้ใช้แต่ละคนจะใช้รหัสผ่านของตัวเองเท่านั้นในการแยกสัญญาณที่ต้องการออกมา ดังนั้นถ้าระบบมี MAI มากๆ ข้อมูลที่ได้จากเครื่องรับแบบดั้งเดิมจะผิดพลาด หรือกล่าวได้ว่าสมรรถนะของเครื่องรับแบบดั้งเดิมถูกจำกัดด้วย MAI



รูปที่ 2.6 เครื่องรับแบบดั้งเดิมของผู้ใช้คนที่  $k$

เมื่อ  $y_k$  เป็นสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบดั้งเดิมของผู้ใช้คนที่  $k$  ที่เวลา  $iT_s$  ดังนั้นเขียนเป็นสมการได้เป็น

$$y_k = \int_0^{T_s} r(t)s_k(t)dt \quad (2-5)$$

เมื่อแทนค่าสัญญาณที่รับได้จากสมการที่ (2-4) แล้วจะสามารถเขียนสมการของสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบดั้งเดิมของผู้ใช้ทุกคนที่เวลา  $iT_s$  ในรูปเวกเตอร์ได้ดังนี้

$$\mathbf{y} = \mathbf{\Gamma} \mathbf{A} \mathbf{b} + \mathbf{m} \quad (2-6)$$

โดยที่  $\mathbf{y} = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_K]^T$  และ  $\mathbf{b} = [b_1 \ b_2 \ \dots \ b_K]^T$

$\mathbf{A}$  เป็นเมตริกซ์ที่มีสมาชิกเป็น 0 ยกเว้นในแนวทแยงมุมจะเป็นขนาดสัญญาณของผู้ใช้ทุกคนในระบบ เขียนเมตริกซ์  $\mathbf{A}$  ได้ดังนี้

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & a_2 & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & a_K \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

$\mathbf{\Gamma}$  เป็นเมตริกซ์สหสัมพันธ์ระหว่างรหัสแผ่ของผู้ใช้ทุกคนในระบบซึ่งมีขนาด  $K \times K$  ดังนี้

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \|s_1\|^2 & \cdots & \langle s_k, s_1 \rangle \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \langle s_1, s_k \rangle & \cdots & \|s_k\|^2 \end{bmatrix} \quad (2-8)$$

โดยที่  $\langle s_j, s_k \rangle = \int_0^T s_j(t)s_k(t)dt$  และสัญญาณรบกวนที่ออกจากเครื่องรับแบบดั้งเดิมจะมีค่าเฉลี่ย

เป็น 0 และมีค่าเมตริกซ์สหสัมพันธ์เป็น  $E(\mathbf{m}\mathbf{m}^T) = \Gamma\sigma^2$

นำสัญญาณ  $\mathbf{y}$  ที่ได้จากสมการ (2-6) นี้ไปตัดสินบิต

$$\hat{\mathbf{b}} = \text{sgn}(\mathbf{y}) \quad (2-9)$$

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

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

จากการตัดสินบิตนี้ทำให้ได้ข้อมูลที่ต้องการออกมา จะเห็นได้ว่าเครื่องรับแบบดั้งเดิมไม่ได้กำจัด MAI ออกไป แต่จะคิดเสมือนว่า MAI เป็นสัญญาณรบกวน

#### 2.4.2.2 เครื่องรับแบบดีคอรรีเลต

เครื่องรับแบบดีคอรรีเลเตอร์ถูกเสนอขึ้น โดย Lupas [7] โดยมีผลตอบของเครื่องรับเป็นเมตริกซ์สหสัมพันธ์ผกผันของรหัสแผ่ของผู้ใช้ทุกคนในระบบ ดังสมการที่ (2-10)

$$\mathbf{T} = \Gamma^{-1} \quad (2-10)$$

เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตจะถูกวางอยู่หลังเครื่องรับแบบดั้งเดิม ดังนั้นสัญญาณเข้าของเครื่องรับแบบดีคอรรีเลตจะสามารถเขียนได้ตามสมการที่ (2-6) และสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบดีคอรรีเลตสามารถเขียนได้เป็น

$$\mathbf{z} = \Gamma^{-1} (\Gamma \mathbf{A} \mathbf{b} + \mathbf{m}) \quad (2-11)$$

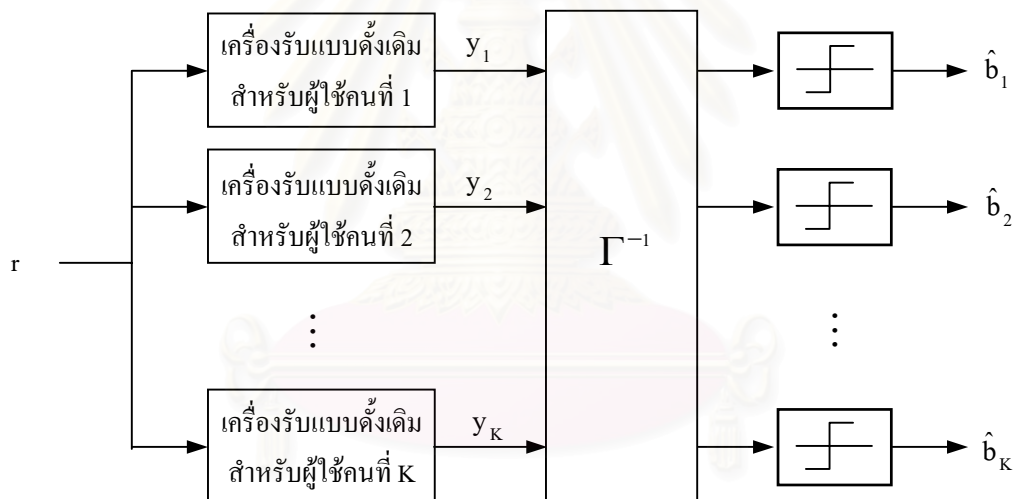
$$\mathbf{z} = \mathbf{A} \mathbf{b} + \Gamma^{-1} \mathbf{m} \quad (2-12)$$

โดยที่สัญญาณรบกวน  $\mathbf{m}' = \Gamma^{-1} \mathbf{m}$  จะมีเมตริกซ์สหสัมพันธ์เป็น  $E(\mathbf{m}'\mathbf{m}'^T) = \Gamma^{-1} \sigma^2$



จากสมการที่ (2-12) จะพบว่าเครื่องรับแบบคิออร์รีเลตจะสามารถกำจัด MAI ได้ทั้งหมด แต่ในกรณีที่มีสัญญาณรบกวนสูงๆ เครื่องรับแบบคิออร์รีเลตจะไปเพิ่มผลของสัญญาณรบกวน ซึ่งสามารถพิจารณาได้จากพจน์สุดท้ายของสมการที่ (2-12) หรืออาจกล่าวได้ว่าเครื่องรับแบบคิออร์รีเลตนี้มีคุณสมบัติเพิ่มสัญญาณรบกวน (Enhance Noise) ดังนั้นเครื่องรับแบบคิออร์รีเลตจึงมีสมรรถนะด้อยกว่าเครื่องรับแบบดั้งเดิมในกรณีที่สัญญาณรบกวนมีผลรุนแรงกว่า MAI

อย่างไรก็ตาม เครื่องรับแบบคิออร์รีเลตไม่ต้องอาศัยค่าขนาดของสัญญาณในการคำนวณ ทำให้ไม่มีความผิดพลาดเนื่องจากการประมาณค่าขนาดของสัญญาณ ซึ่งจัดว่าเป็นข้อดีที่สำคัญสำหรับเครื่องรับ และเนื่องจากเครื่องรับแบบคิออร์รีเลตสามารถกำจัด MAI ได้ทั้งหมด จึงมีความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลอย่างสมบูรณ์ [28] นั่นคือกำลังของสัญญาณจากผู้ใช้คนอื่นๆ จะไม่ส่งผลกระทบต่อสัญญาณของผู้ใช้คนที่สนใจ เครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคนแบบคิออร์รีเลตได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.7



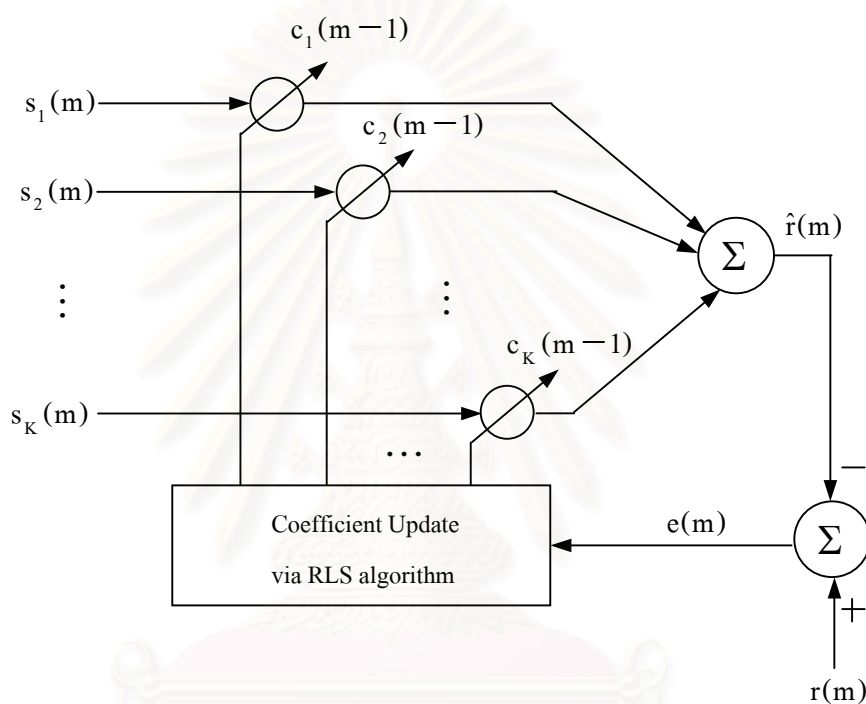
รูปที่ 2.7 การตรวจวัดสัญญาณโดยใช้คิออร์รีเลต

### 2.4.2.3 เครื่องรับแบบคิออร์รีเลตชนิดปรับตัวได้

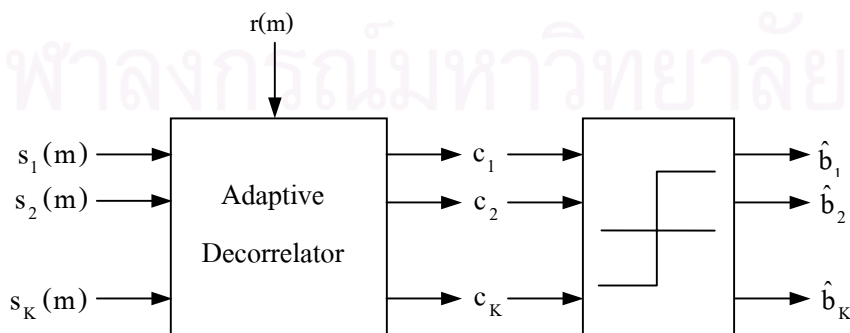
เนื่องจากเครื่องรับแบบคิออร์รีเลตมีผลตอบของเครื่องรับเป็นเมตริกซ์สหสัมพันธ์ผกผันของรหัสแผ่ของผู้ใช้ทุกคนในระบบ ดังนั้นจำเป็นต้องทำการคำนวณเมตริกซ์สหสัมพันธ์ผกผันก่อน ซึ่งบางครั้งอาจประสบปัญหาเนื่องจากไม่สามารถหาเมตริกซ์ผกผันได้ (Singular Matrix) นอกจากนี้การที่มีผู้ใช้เข้าและออกจากระบบตลอดเวลา ทำให้ต้องคำนวณเมตริกซ์สหสัมพันธ์ผกผันใหม่ตลอดเวลาด้วยเช่นกัน ซึ่งยุ่งยากและการคำนวณนี้จะมีความซับซ้อนมากยิ่งขึ้นเมื่อผู้ใช้ในระบบมี

จำนวนมากๆ ดังนั้นจึงมีผู้เสนอเครื่องรับแบบคิออร์รีเลตชนิดปรับตัวได้ขึ้นมา ซึ่งสามารถปรับตัวตามจำนวนผู้ใช้ในระบบที่มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลาได้

ในปี ค.ศ. 1994 Chen [19] ได้เสนอวงจรกรองสำหรับการสร้างสัญญาณที่ต้องการขึ้นมา (Signal Recontruction Filter) โดยใช้ระเบียบวิธี RLS ดังแสดงในรูปที่ 2.8 เพื่อนำไปสู่เครื่องรับแบบคิออร์รีเลตชนิดปรับตัวได้ ซึ่งมีบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.8 เครื่องรับแบบคิออร์รีเลตชนิดปรับตัวได้



รูปที่ 2.9 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับแบบคิออร์รีเลตชนิดปรับตัวได้

จากสมการที่ (2-4) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของเวลาไม่ต่อเนื่อง (discrete-time) ได้เป็น

$$r(m) = \sum_{k=1}^K a_k b_k s_k(m) + n(m) \quad (2-13)$$

เมื่อ  $r(m)$  คือ สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับแบบคอร์ดรีเลตชนิดปรับตัวได้  
 $s_k(m)$  คือ รหัสแผ่ของผู้ใช้คนที่  $k$  เมื่อ  $1 \leq k \leq K$

โดยการหาเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ของวงจรรองที่คูณกับรหัสแผ่แล้วทำให้ประมาณสัญญาณที่รับได้มีค่าใกล้เคียงกับสัญญาณที่รับได้จริงมากที่สุด ดังสมการที่ (2-14)

$$\hat{r}(m) = \sum_{k=1}^K c_k(m-1) s_k(m) = \mathbf{c}^T(m-1) \mathbf{s}(m) \quad (2-14)$$

โดยที่  $c_k(m-1)$  คือ สัมประสิทธิ์ของวงจรรองของผู้ใช้คนที่  $k$  ที่เวลา  $m-1$   
 $\mathbf{c}^T(m-1) = [c_1(m-1) \ c_2(m-1) \ \dots \ c_K(m-1)]$   
 $\mathbf{s}^T(m) = [s_1(m) \ s_2(m) \ \dots \ s_K(m)]$

ให้สัมประสิทธิ์ของวงจรรอง  $c_k(0)$  มีค่าเริ่มต้นเป็นศูนย์ และจะปรับค่าทุกๆ ช่วง ดังนั้นจึงสามารถหาสัมประสิทธิ์ของวงจรรองที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการทำซ้ำรอบที่  $n$  ได้ดังนี้

$$\mathbf{c}(n) = \mathbf{R}^{-1}(n) \boldsymbol{\alpha}(n) \quad (2-15)$$

เมื่อใช้เกณฑ์กำลังสองน้อยที่สุด (Least Square Criterion: LS) จะได้เมตริกซ์สหสัมพันธ์สำหรับการทำซ้ำรอบที่  $n$  มีค่าเป็น

$$\mathbf{R}(n) = \sum_{m=1}^n \lambda^{n-m} \mathbf{s}(m) \mathbf{s}^T(m) \quad (2-16)$$

และ

$$\boldsymbol{\alpha}(n) = \sum_{m=1}^n \lambda^{n-m} r(m) \mathbf{s}(m) \quad (2-17)$$

โดยที่  $\lambda =$  ค่าคงที่ระหว่าง 0 กับ 1 เรียกว่า “Forgetting Factor”

และ  $\lambda < 1$  สำหรับการติดตามช่องสัญญาณไม่ประจำที่ (Nonstationary Channels)

เมื่อแทนค่า  $r(m)$  จากสมการที่ (2-13) ในสมการที่ (2-17) แล้วแทนลงในสมการที่ (2-15) จะได้ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองที่เหมาะสมที่สุดค่าสุดท้าย คือ

$$\mathbf{c}(M) = \mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{R}^{-1}(M)\mathbf{A} \quad (2-18)$$

เมื่อ  $\mathbf{A}$  คือ กระทบการแบบเกาส์ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์

$M$  คือ ตัวอย่างต่อหนึ่งสัญญาณ

และ  $\mathbf{R}(M)$  คือ เมตริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัสแผ่ของผู้ใช้ทุกคนในระบบ

นำค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองที่ได้จากสมการที่ (2-18) ไปตัดสินบิตได้บิตข้อมูล ดังนี้

$$\hat{\mathbf{b}} = \text{sgn}[\mathbf{c}(M)] \quad (2-19)$$

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำหลักการของเครื่องรับแบบดีคอร์ดรีเลตชนิดปรับตัวได้ที่เสนอโดย Chen มาประยุกต์ใช้กับระบบ DS-SS-SSMA แบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัล โดยการใช้ระเบียบวิธีค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุด (Least Mean Square: LMS) สำหรับปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง (Coefficient Update Algorithm) ในเครื่องรับแบบดีคอร์ดรีเลตชนิดปรับตัวได้ เนื่องจากเป็นวิธีที่ง่าย และไม่ต้องคำนวณหาเมตริกซ์ผกผันด้วย

### วิธี Steepest descent [29,30]

วิธี Steepest descent จะสามารถปรับตัวให้ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองเข้าสู่ผลตอบที่ต้องการได้ โดยใช้การทำซ้ำหรือวิธีการปรับตัวเองได้ในการเปลี่ยนแปลงค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองแต่ละครั้งในทิศทางที่ลดค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดในการประมาณมากที่สุด โดยจะปรับค่าสัมประสิทธิ์ดังนี้

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu(\nabla J(n)) \quad (2-20)$$

โดยที่  $\mathbf{w}(n)$  เป็นเวกเตอร์ของค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง (Tap Weight Vector) ที่เวลา  $n$

$\mu$  เป็นค่าช่วงก้าว (Learning Rate Parameter หรือ Step-size)

$J(n)$  เป็นค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดที่เวลา  $n$

$\nabla J(n)$  เป็นเวกเตอร์ของค่าเกรเดียนท์ของค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดที่เวลา  $n$

## ระเบียบวิธีค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุด (Least Mean Square: LMS)

ระเบียบวิธี LMS อยู่ในตระกูลวิธี Stochastic Gradient ใช้ข้อมูลที่มีอยู่ในการประมาณค่าเกรเดียนท์ของค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดที่ช่วงเวลาใดๆ ของวิธี Steepest Descent ระเบียบวิธี LMS จะใช้ค่าผลคูณของเวกเตอร์สัญญาณเข้ากับค่าความผิดพลาดเป็นค่าประมาณของเกรเดียนท์เวกเตอร์ ในสมการที่ (2-20) ของวิธี Steepest Descent อย่างไรก็ตามการประมาณเกรเดียนท์เวกเตอร์นี้ทำให้เกิดผลตามมา คือ ในการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองแต่ละครั้ง จะได้รับผลจากสัญญาณรบกวนเกรเดียนท์ทำให้ค่าที่คำนวณ โดยระเบียบวิธี LMS จะมีการเคลื่อนไหวอย่างสุ่มรอบๆ ค่าต่ำที่สุดของพื้นผิวความผิดพลาด หรือลู่เข้าค่าเฉลี่ยแทนที่จะลู่เข้าสู่จุดต่ำที่สุดอย่างแท้จริง

ระเบียบวิธี LMS ประกอบด้วยกระบวนการพื้นฐาน 2 กระบวนการ ดังนี้

- 1) กระบวนการกรอง
  - คำนวณผลตอบของวงจรรองแบบทรานเวอร์ส

สัญญาณออกจากวงจรรอง:

$$y(n) = \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n) \quad (2-21)$$

- คำนวณหาค่าผิดพลาดในการประมาณ

ค่าผิดพลาดในการประมาณ:

$$e(n) = y(n) - d(n) \quad (2-22)$$

- 2) กระบวนการปรับค่าสัมประสิทธิ์

ปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองตามค่าผิดพลาดในการประมาณ ดังสมการ

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu\mathbf{x}(n)e(n) \quad (2-23)$$

โดยที่  $\mathbf{x}(n)$  เป็นเวกเตอร์สัญญาณเข้า

$d(n)$  เป็นผลตอบที่ต้องการ

$e(n)$  เป็นค่าผิดพลาดระหว่างข้อมูลที่ได้กับข้อมูลที่ต้องการ

สามารถดูรายละเอียดต่างๆ ของระเบียบวิธี LMS ได้ในภาคผนวก ข

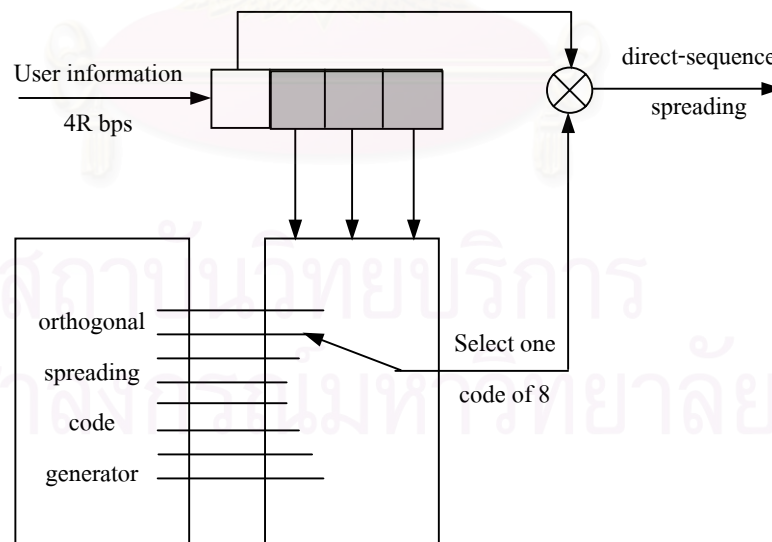
## 2.5 ระบบ DS-SS แบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไบนารีทอคอนัล

### 2.5.1 โครงสร้างทางภาคส่ง

สำหรับระบบ DS-SS แบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไบนารีทอคอนัลในผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงกว่าอัตราบิตพื้นฐานนั้น บิตข้อมูลของผู้ใช้ทุกคนจะถูกแผ่ด้วยรหัสแม่ที่มีความยาวของรหัสเท่ากันหมด ถึงแม้ว่าผู้ใช้แต่ละคนนั้นจะมีอัตราบิตไม่เท่ากันก็ตาม ตัวอย่างแสดงไว้ในรูปที่ 1.8

วิธีไบนารีทอคอนัลถูกนำมาใช้ในสัญญาณที่มีอัตราบิตสูงซึ่งมีอัตราบิตเท่ากับ  $MR$  เมื่อ  $R$  เป็นอัตราบิตพื้นฐานในระบบ DS-SS แบบหลายอัตรา วิธีนี้จะแบ่งสัญญาณอัตราบิตสูงออกเป็นชุด โดยแต่ละชุดมีบิตข้อมูลจำนวน  $M$  บิต เมื่ออัตราบิตสูงมีอัตราบิตที่สูงกว่าอัตราบิตพื้นฐาน (อัตราบิตต่ำที่สุดในระบบ)  $M$  เท่า จากนั้นจะใช้บิตข้อมูลจำนวน  $M-1$  บิต ในการเลือกรหัส 1 รหัสจากชุดรหัสซึ่งมีรหัสทั้งหมด  $2^{M-1}$  รหัสที่ตั้งฉากกัน แล้วนำรหัสที่เลือกได้นี้ไปแผ่บิตข้อมูลอีกหนึ่งบิตที่เหลือ

ตัวอย่างโครงสร้างทางภาคส่งที่อัตราบิตสูงมีอัตราบิต  $4R$  ( $M=4$ ) ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.10 ซึ่งบิตข้อมูล 3 บิตแรก ถูกนำมาใช้ในการเลือกรหัส 1 รหัสจากชุดรหัสซึ่งมีรหัสทั้งหมด 8 รหัสที่ตั้งฉากกัน แล้วนำรหัสนี้ไปแผ่บิตข้อมูลอีกหนึ่งบิตที่เหลือ จากนั้นส่งสัญญาณนี้ไปด้วยอัตราบิตเท่ากับอัตราบิตพื้นฐาน



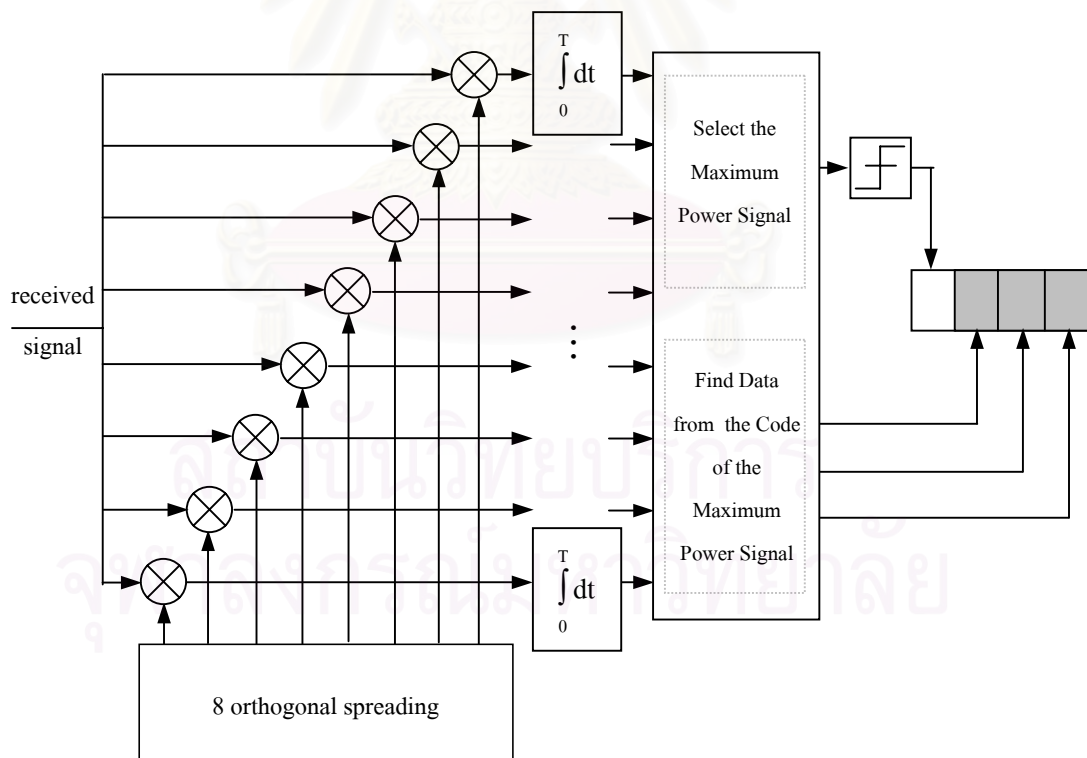
รูปที่ 2.10 โครงสร้างทางภาคส่งของระบบ DS-SS ที่ใช้วิธีไบนารีทอคอนัล  
ในผู้ใช้อัตราบิตสูงที่มีอัตราบิต  $4R$



## 2.5.2 โครงสร้างทางภาครับ

ภาครับจะนำสัญญาณที่ได้รับได้มารวมกลับด้วยรหัสทุกรหัสในชุดรหัส ซึ่งจะเป็นรหัสชุดเดียวกันกับที่ภาคส่ง แล้วทำการเปรียบเทียบสัญญาณที่ได้ทั้ง  $2^{M-1}$  สัญญาณเพื่อหาสัญญาณที่มีกำลังสูงที่สุดซึ่งรหัสที่ใช้แผ่สัญญาณที่มีกำลังสูงที่สุดนี้จะสามารถระบุบิตข้อมูล  $M-1$  บิตแรกได้ และจะได้บิตข้อมูลบิตที่  $M$  จากการตัดสินใจบิตสัญญาณที่มีกำลังสูงที่สุดนี้

รูปที่ 2.11 แสดงโครงสร้างทางภาครับสำหรับเครื่องรับแบบดั้งเดิมในระบบ DS-CDMA ที่ใช้วิธีไบนารีทอคอนัลในผู้ใช้อัตราบิตสูงที่มีอัตราบิต 4R ภาครับจะนำสัญญาณที่ได้รับได้มารวมกลับด้วยรหัสทั้ง 8 รหัสซึ่งเป็นรหัสในชุดเดียวกับที่ภาคส่ง แล้วทำการเปรียบเทียบสัญญาณที่ได้ทั้ง 8 สัญญาณเพื่อหาสัญญาณที่มีกำลังสูงที่สุดซึ่งรหัสที่ใช้แผ่สัญญาณที่มีกำลังสูงที่สุดนี้จะสามารถระบุบิตข้อมูล 3 บิตแรกได้ และจะได้บิตข้อมูลบิตที่ 4 จากการตัดสินใจบิตสัญญาณที่มีกำลังสูงที่สุดนี้



รูปที่ 2.11 โครงสร้างทางภาครับสำหรับเครื่องรับแบบดั้งเดิมในระบบ DS-CDMA ที่ใช้วิธีไบนารีทอคอนัลในผู้ใช้อัตราบิตสูงที่มีอัตราบิต 4R

## 2.6 ปัญหาของเครื่องรับแบบดั้งเดิมที่ใช้วิธีไบนารีทอคอนัลสำหรับระบบ DS-SS แบบหลายอัตรา

เมื่อผู้ใช้อัตราบิตสูงที่มีอัตราบิต  $M R$  ต้องใช้รหัส  $2^{M-1}$  รหัสซึ่งมากกว่ารหัสจำนวน  $M$  รหัสของวิธีที่ใช้รหัสหลายรหัส ทำให้มีโอกาสเกิดความผิดพลาดที่ขั้นตอนการรวมกลับสัญญาณเพื่อหาสัญญาณที่มีกำลังสูงสุดได้ จึงไม่สามารถหารหัสที่ใช้แต่ละสัญญาณนี้เพื่อนำไปหาบิตข้อมูล  $M-1$  บิตแรกที่ถูกต้องได้ ซึ่งความผิดพลาดนี้จะมีผลต่อสมรรถนะของระบบอย่างมาก ดังนั้นการปรับปรุงเครื่องรับให้สามารถหาสัญญาณที่มีกำลังสูงสุดออกมาได้อย่างถูกต้องจึงเป็นอีกแนวทางที่ดีเพื่อทำให้ระบบมีสมรรถนะดีขึ้น

## 2.7 วิธีการวัดสมรรถนะและความหมายของค่าต่าง ๆ

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

อัตราความผิดพลาดบิต หรือความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิต (Bit Error Probability: BEP) เป็นค่าที่แสดงถึงสมรรถนะของระบบที่สนใจในสถานะต่าง ๆ เช่น เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ ค่าความผิดพลาดบิตจะนับเมื่อสิ้นสุดการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองสำหรับการหาบิตข้อมูลในแต่ละบิตและสามารถเริ่มนับได้ตั้งแต่สิ้นสุดการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองสำหรับบิตข้อมูลบิตแรก

### 2.7.2 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal-to-Noise Ratio: SNR)

ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบดั้งเดิมสำหรับผู้ใช้งานที่  $k$  มีนิยามในหน่วยเดซิเบล (Decibel: dB) ดังนี้

$$\text{SNR}_k = 10 \log \left( \frac{A_k^2}{\sigma^2} \right) \quad (2-24)$$

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

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

การพิจารณาความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลของเครื่องรับชนิดต่างๆ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ แสดงอยู่ในรูปกราฟของอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้คนที่สนใจซึ่งมีกำลังต่ำสุด เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้คนอื่นเพิ่มขึ้น กล่าวคือ ผู้ใช้คนอื่นที่มารบกวนอยู่ใกล้สถานีฐานมากขึ้น และมากกว่าผู้ใช้คนที่สนใจด้วย สำหรับเครื่องรับที่มีความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลนั้น จะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตคงที่ เมื่อสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้คนอื่นเพิ่มขึ้น หรือกล่าวได้ว่า ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเป็นอิสระจากกำลังของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น [28]

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

เมื่อพิจารณาระบบที่มีสัญญาณแทรกสอดจากสัญญาณของผู้ใช้ในระบบเท่านั้น ซึ่งแบ่งเป็นสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นภายในเซลล์ (Intracell Interference) และสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นระหว่างเซลล์ (Inter-cell Interference) [6] การใช้เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนในระบบเช่นนี้จะสามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดที่มาจากผู้ใช้ในเซลล์อื่นได้ แต่ไม่สามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดที่มาจากผู้ใช้งานในเซลล์เดียวกันได้ ดังนั้นการใช้เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนนั้น จะทำให้สมรรถนะของระบบดีที่สุดก็ต่อเมื่อไม่มีการรบกวนจากสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นในเซลล์ที่เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนนั้นทำงานอยู่

ถ้าหากระบบมีผู้ใช้คนที่สนใจเพียงคนเดียวเท่านั้นที่ส่งข้อมูลอยู่ในเซลล์ เครื่องรับแบบดั้งเดิมจะเป็นเครื่องรับที่ดีที่สุดในการรับสัญญาณ เนื่องจากมีผู้ใช้คนเดียวในระบบจึงไม่มีสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นเกิดขึ้น ดังนั้นสมรรถนะของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนจึงไม่ดีไปกว่าเครื่องรับแบบดั้งเดิม ระบบเช่นนี้เป็นขอบเขตของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคน ที่เรียกว่า “ขอบเขตของผู้ใช้รายเดียว”

### บทที่ 3

## การประยุกต์ใช้วงจรรองแบบปรับตัวได้ในเครื่องรับ DS-CDMA แบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัล

เนื่องจากในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ยุคที่ 3 ต้องการให้บริการที่มีอัตราส่งแตกต่างกัน ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงเสนอการประยุกต์ใช้วงจรรองแบบปรับตัวได้ในเครื่องรับ DS-CDMA แบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัล เพื่อเพิ่มความจุของระบบ DS-CDMA แบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัล สำหรับวงจรรองแบบปรับตัวได้นั้นจะปรับค่าสัมประสิทธิ์ตามระเบียบวิธี LMS และเป็นการปรับแบบบอดจึงไม่ต้องส่งลำดับฝึกฝนซึ่งเป็นส่วนเกินในระบบ ทำให้ใช้ประโยชน์จากความกว้างแถบได้อย่างเต็มที่ นอกจากนี้ระเบียบวิธี LMS ยังเป็นระเบียบวิธีที่ไม่ต้องใช้เมตริกซ์ผกผันในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ จึงไม่มีปัญหาความซับซ้อนที่เกิดจากการหาเมตริกซ์ผกผันดังเช่นเครื่องรับแบบคอร์ดรีเลต ข้อดีที่สำคัญอีกประการหนึ่งคือ ไม่ต้องอาศัยค่าขนาดของสัญญาณในการคำนวณทำให้ไม่มีความผิดพลาดจากการประมาณค่าขนาดของสัญญาณที่รับได้ และเนื่องจากใช้การทำซ้ำในบิตข้อมูลแต่ละบิตเพื่อให้ได้บิตข้อมูลแต่ละบิตออกมา ดังนั้นกระบวนการปรับตัวที่ใช้นี้จะเข้าสู่ผลตอบที่ต้องการได้ในบิตแต่ละบิต

อย่างไรก็ตาม จากหลักการของเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรรองแบบปรับตัวได้ พบว่าเมื่อสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับไม่เหมือนสัญญาณที่ส่งมาจากภาคส่งเนื่องจากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณที่มีการลดทอนซึ่งมีสาเหตุต่างๆ กันแล้วแต่สภาพแวดล้อม การปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองเพื่อประมาณสัญญาณที่รับได้ให้ใกล้เคียงสัญญาณที่รับได้จริงมากที่สุด โดยไม่นำผลกระทบที่เกิดในช่องสัญญาณนั้นมาใช้ในการปรับค่าด้วยแล้วก็จะได้บิตข้อมูลที่ไม่ถูกต้อง

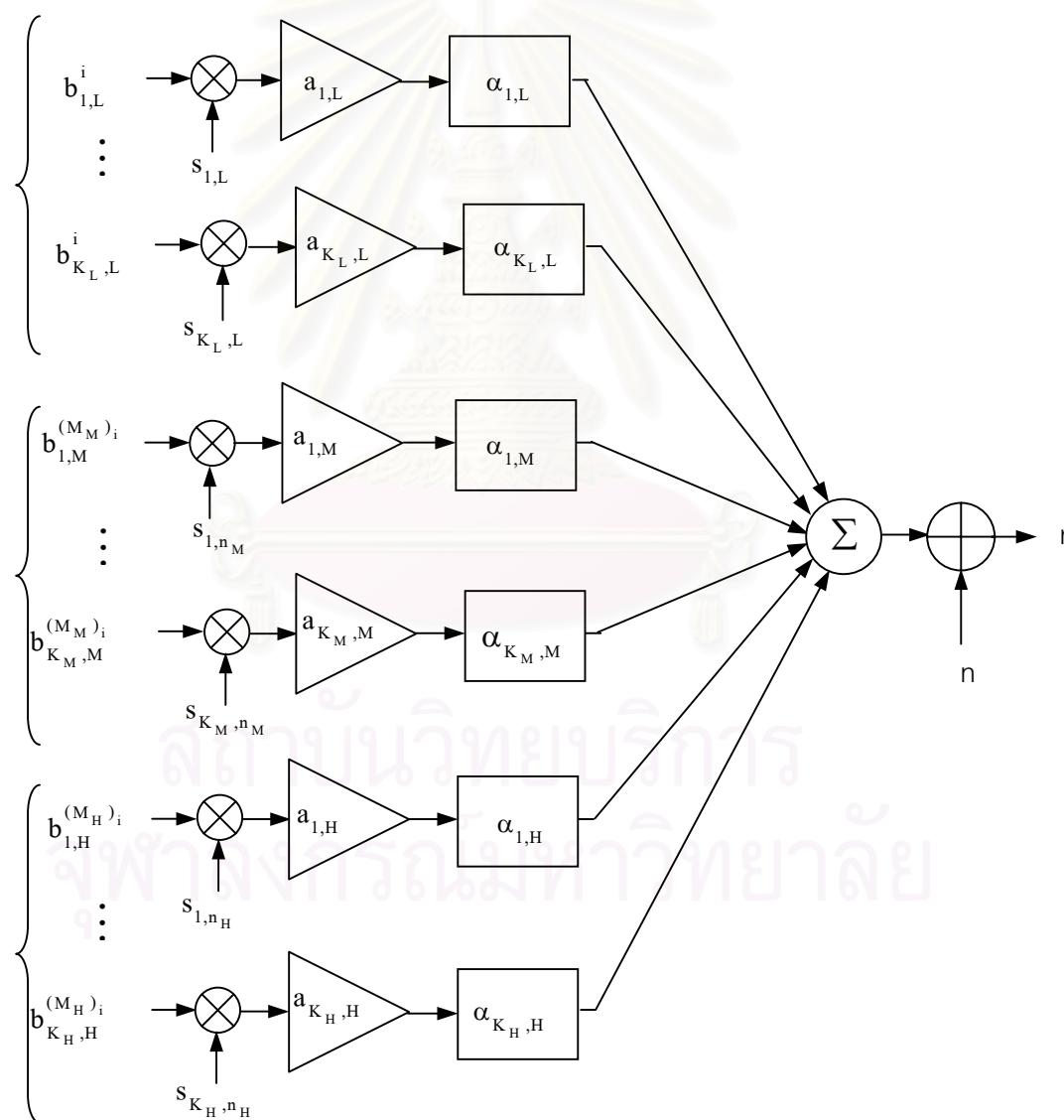
เพื่อให้การจำลองระบบง่ายต่อการเข้าใจ จึงพิจารณาแบบจำลองระบบ DS-CDMA แบบสามอัตราแทนแบบจำลองระบบ DS-CDMA แบบหลายอัตรา โดยมีอัตราบิตต่ำ อัตราบิตกลาง และอัตราบิตสูง ทั้งนี้แบบจำลองระบบ DS-CDMA แบบสามอัตราจะเป็นแนวคิดเพื่อพัฒนาไปสู่ระบบ DS-CDMA แบบหลายอัตราได้

เนื้อหาในบทนี้จะเริ่มจากแบบจำลองของระบบ DS-CDMA แบบสามอัตรา จากนั้นจะกล่าวถึงการนำระเบียบวิธี LMS มาประยุกต์ใช้ในเครื่องรับแบบคอร์ดรีเลตชนิดปรับตัวได้สำหรับระบบ DS-CDMA แบบอัตราเดียวที่ Chen ได้เสนอไว้ [19] เพื่อเป็นแนวทางสำหรับการประยุกต์ใช้วงจรรองแบบปรับตัวได้ในเครื่องรับแบบดั้งเดิมของระบบ DS-CDMA แบบสามอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัล

### 3.1 แบบจำลองระบบ DS-CDMA แบบสามอัตราที่ใช้วิธีไบนารีทอคอนัล

#### 3.1.1 แบบจำลองระบบทางภาคส่ง

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาระบบ DS-CDMA แบบสามอัตราซึ่งเป็นพื้นฐานในการพัฒนาสู่ระบบ DS-CDMA แบบหลายอัตรา ในรูปที่ 3.1 เป็นแบบจำลองการส่งแบบแถบฐานในระบบ DS-CDMA แบบสามอัตรากรณีขยายเชื่อมโยงขาขึ้นสำหรับระบบการส่งแบบซิงโครนัสผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณ AWGN และมีการลดทอนจากเฟดดิ้งชนิดราบเรียบแบบเรย์ลี โดยไม่คิดผลของเฟดดิ้งหลายวิถี และที่ภาครับรู้รหัสแต่ทั้งหมดในชุดรหัสของผู้ใช้ทุกคน



รูปที่ 3.1 แบบจำลองภาคส่งของระบบ DS-CDMA แบบสามอัตรา

สมมติให้ในระบบมีผู้ใช้ทั้งหมด  $K$  คน ซึ่งเป็นผู้ใช้อัตราบิตต่ำ  $K_L$  คน ผู้ใช้อัตราบิตกลาง  $K_M$  คน และผู้ใช้อัตราบิตสูง  $K_H$  คน ในขณะที่ผู้ใช้อัตราบิตต่ำส่งบิตข้อมูลจำนวน 1 บิต ผู้ใช้อัตราบิตกลางจะส่งบิตข้อมูลจำนวน  $M_M$  บิต ส่วนผู้ใช้อัตราบิตสูงจะส่งบิตข้อมูลจำนวน  $M_H$  บิต ดังนั้นจำนวนรหัสแฝงในชุดรหัสของผู้ใช้อัตราบิตกลางแต่ละคนเป็น  $N_M = 2^{M_M - 1}$  รหัส และ  $N_H = 2^{M_H - 1}$  รหัสสำหรับผู้ใช้อัตราบิตสูง

จากรูปที่ 3.1 สัญญาณที่รับได้ที่ภาครับของเครื่องรับสามารถแสดงได้ดังนี้

$$r(t) = \sum_{j=1}^{K_L} \alpha_{j,L} a_{j,L} b_{j,L}^i s_{j,L}(t) + \sum_{k=1}^{K_M} \alpha_{k,M} a_{k,M} b_{k,M}^{(M_M)_i} s_{k,n_M}(t) + \sum_{l=1}^{K_H} \alpha_{l,H} a_{l,H} b_{l,H}^{(M_H)_i} s_{l,n_H}(t) + n(t) \quad (3-1)$$

โดย  $\alpha_{j,L}$   $\alpha_{k,M}$  และ  $\alpha_{l,H}$  เป็นขนาดของการลดทอนที่มีการแจกแจงชนิดราบเรียบแบบเรย์ลีของผู้ใช้อัตราบิตต่ำคนที่  $j$  ผู้ใช้อัตราบิตกลางคนที่  $k$  และผู้ใช้อัตราบิตสูงคนที่  $l$  ตามลำดับ โดย  $\alpha_{j,L}$   $\alpha_{k,M}$  และ  $\alpha_{l,H}$  จะเป็นอิสระต่อกัน นอกจากนี้ยังสามารถใช้แบบจำลองภาคส่งของระบบ DS-CDMA แบบสามอัตราในรูปที่ 3.1 นี้สำหรับระบบการส่งแบบชิงโครนัสผ่านช่องสัญญาณที่มีเพียงการรบกวนจากสัญญาณ AWGN โดยไม่มีการลดทอนจากเฟดดิ้งชนิดราบเรียบแบบเรย์ลีได้โดยการกำหนดให้  $\alpha_{j,L}$   $\alpha_{k,M}$  และ  $\alpha_{l,H}$  มีค่าเท่ากับ 1

$a_{j,L}$   $a_{k,M}$  และ  $a_{l,H}$  เป็นขนาดของสัญญาณของผู้ใช้อัตราบิตต่ำคนที่  $j$  ผู้ใช้อัตราบิตกลาง คนที่  $k$  และผู้ใช้อัตราบิตสูงคนที่  $l$  ตามลำดับ

$b_{j,L}^i$  เป็นข้อมูลบิตที่  $i$  ของผู้ใช้อัตราบิตต่ำคนที่  $j$

$b_{k,M}^{(M_M)_i}$  เป็นข้อมูลบิตที่  $M_M$  ในชุดของบิตข้อมูลชุดที่  $i$  ซึ่งมีทั้งหมด  $M_M$  บิตในแต่ละชุดของผู้ใช้อัตราบิตกลางคนที่  $k$

$b_{l,H}^{(M_H)_i}$  เป็นข้อมูลบิตที่  $M_H$  ในชุดของบิตข้อมูลชุดที่  $i$  ซึ่งมีทั้งหมด  $M_H$  บิตในแต่ละชุดของผู้ใช้อัตราบิตสูงคนที่  $l$

$s_{j,L}(t)$  เป็นรหัสแฝงของผู้ใช้อัตราบิตต่ำคนที่  $j$  เมื่อ  $1 \leq j \leq K_L$

$s_{k,n_M}(t)$  เป็นรหัสแฝงลำดับที่  $n_M$  ที่เลือกจากชุดรหัสซึ่งมีรหัส  $N_M = 2^{M_M - 1}$  รหัสที่ตั้งฉากกันทั้งหมดของผู้ใช้อัตราบิตกลางคนที่  $k$  เมื่อ  $1 \leq k \leq K_M$  และ  $1 \leq n_M \leq N_M$

และ  $s_{l,n_H}(t)$  เป็นรหัสแฝงลำดับที่  $n_H$  ที่เลือกจากชุดรหัสซึ่งมีรหัส  $N_H = 2^{M_H - 1}$  รหัสที่ตั้งฉากกันทั้งหมดของผู้ใช้อัตราบิตสูงคนที่  $l$  เมื่อ  $1 \leq l \leq K_H$  และ  $1 \leq n_H \leq N_H$



โดยรหัสของผู้ใช้ทุกคนในระบบจะถูกทำให้เป็นบรรทัดฐาน (Normalize) ในช่วงบิตข้อมูลของอัตราบิตต่ำซึ่งมีเวลาในหนึ่งคาบสัญลักษณ์เป็น  $T_L$  ทำให้

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

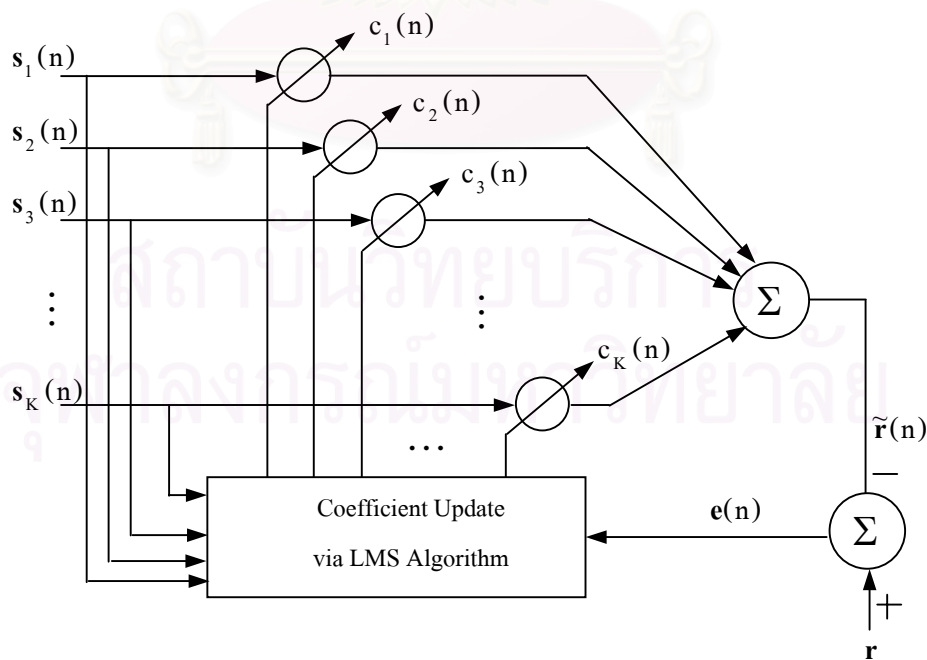
$$\int_0^{T_L} [s_{k,M}(t)]^2 dt = 1 \quad ; \quad k \in \{1, \dots, K_M\} \quad (3-3)$$

$$\int_0^{T_L} [s_{l,H}(t)]^2 dt = 1 \quad ; \quad l \in \{1, \dots, K_H\} \quad (3-4)$$

ส่วน  $n(t)$  เป็นสัญญาณ AWGN ที่มีค่าเฉลี่ยเป็น 0 และค่าความแปรปรวนเป็น  $\sigma^2$

### 3.2 ระเบียบวิธี LMS ที่นำมาประยุกต์ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้

วงจรกรองแบบปรับตัวได้ที่นำมาประยุกต์ใช้ จะมีลักษณะเช่นเดียวกับวงจรกรองแบบปรับตัวได้ที่ใช้ในเครื่องรับแบบดิโคอร์รีเลชันปรับตัวได้ที่เสนอโดย Chen [19] เพียงแต่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้ระเบียบวิธี LMS สำหรับปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแทนการใช้ระเบียบวิธี RLS ที่ Chen เสนอให้ใช้ เนื่องจากระเบียบวิธี LMS เป็นระเบียบวิธีที่ง่ายกว่า และไม่ต้องมีการหาเมตริกซ์ผกผันอีกด้วย การประยุกต์ใช้วงจรกรองนี้ในระบบ DS-CDMA แบบอัตราเดียวได้แสดงไว้ในรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 การประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ตามระเบียบวิธี LMS

สำหรับระบบ DS-CDMA แบบอัตราเดียว

พิจารณากระบวนการพื้นฐาน 2 กระบวนการ สำหรับการประยุกต์ใช้ระเบียบวิธี LMS เป็นดังนี้

1) กระบวนการกรอง

- คำนวณผลตอบของวงจรกรองแบบทรานเวอร์ส

สัญญาณรวมที่ออกจากวงจรกรองซึ่งเป็นการประมาณสัญญาณที่รับได้:

$$\tilde{r}(n) = \sum_{k=1}^K c_k(n) s_k(n) \quad (3-5)$$

- คำนวณค่าผิดพลาดในการประมาณ

ค่าผิดพลาดในการประมาณ:

$$e(n) = r - \tilde{r}(n) \quad (3-6)$$

2) กระบวนการปรับค่าสัมประสิทธิ์

ในกระบวนการนี้จะปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองตามค่าผิดพลาดในการประมาณที่ได้จากกระบวนการกรอง ดังสมการที่ (3.8)

$$c_k(n+1) = c_k(n) + \mu e(n) s_k^T(n) \quad (3-7)$$

โดยที่  $y_k(n)$  เป็นสัญญาณออกจากวงจรกรอง ซึ่งก็คือ สัญญาณที่ถูกแผ่แล้วของผู้ใช้คนที่  $k$

$c_k(n)$  เป็นค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง ซึ่งก็คือ ค่าประมาณของบิตข้อมูลที่ส่งมาจากทางภาครับของผู้ใช้คนที่  $k$

$s_k(n)$  เป็นสัญญาณเข้าวงจรกรองขนาด  $1 \times C$  ซึ่งก็คือ รหัสแผ่ยาว  $C$  บิตของผู้ใช้คนที่  $k$

$r$  เป็นผลตอบที่ต้องการ ซึ่งก็คือ สัญญาณที่รับได้จริงที่ภาครับ

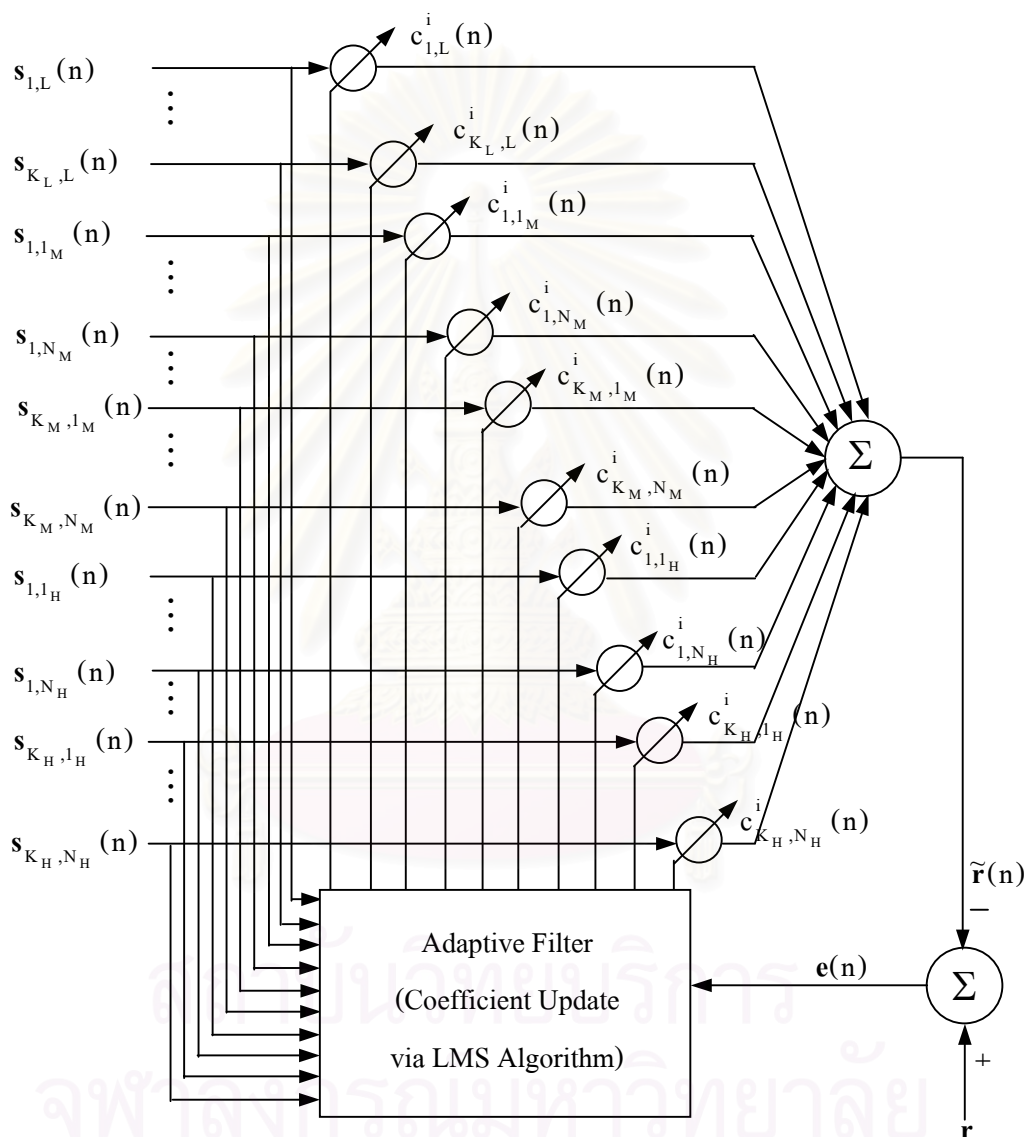
$e(n)$  เป็นค่าผิดพลาดระหว่างข้อมูลที่ได้ออกกับข้อมูลที่ต้องการ

$\mu$  เป็นค่าช่วงก้าว

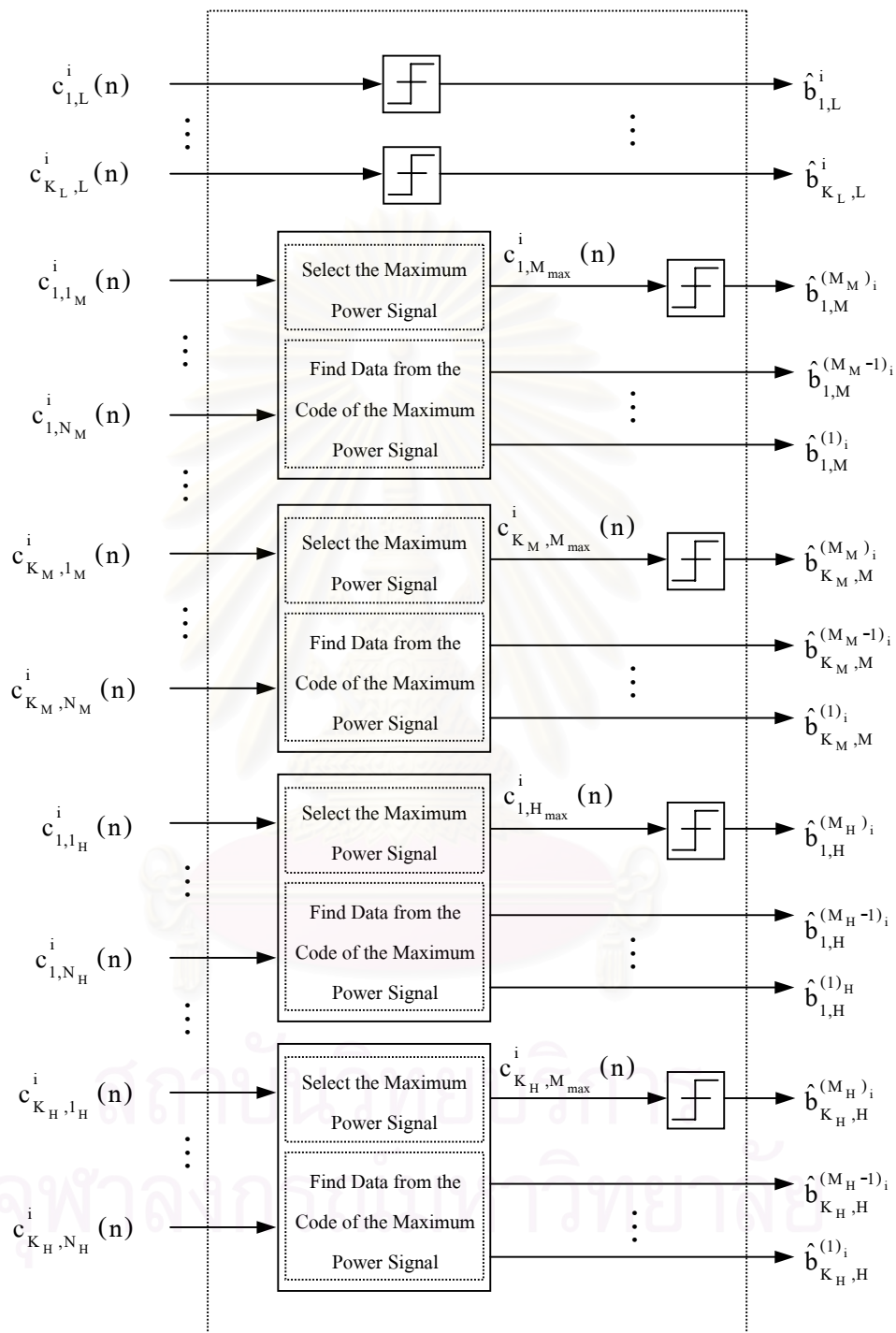
### 3.3 การประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ในเครื่องรับ DS-CDMA แบบสามอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัล

ภาครับสำหรับการประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ในเครื่องรับ DS-CDMA แบบสามอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัลนั้น จะแยกพิจารณาเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนของวงจรกรองแบบปรับตัวได้นำมาประยุกต์ใช้ในเครื่องรับนี้ที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.3 และส่วนของการหาบิตข้อมูลที่ต้องการ เนื่องจากมีข้อมูลบางส่วนที่แผ่มาที่รหัส ซึ่งในส่วนนี้แสดงไว้ในรูปที่ 3.4

สำหรับรูปที่ 3.3 นั้น  $r$  คือ สัญญาณที่รับได้ซึ่งเป็นสัญญาณที่ได้รับผลกระทบจากการรบกวนต่างๆ ดังที่แสดงในสมการที่ 3.1



รูปที่ 3.3 กระบวนการปรับตัวได้ที่ประยุกต์ใช้กับเครื่องรับในระบบ DS-SSMA แบบสามอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกกอนัล



รูปที่ 3.4 กระบวนการหาบิตข้อมูลจากค่าสัมประสิทธิ์วงจรรอง  
สำหรับระบบ DS-CDMA แบบสามอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอคอนด์

ขั้นตอนการทำงานของเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ในระบบ DS-SS-SSMA แบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไบนารีทอคอนัล มีดังนี้

**ขั้นที่ 1** กำหนดให้สัมประสิทธิ์ของวงจรกรองมีค่าเริ่มต้นเท่ากับ 0 ดังนี้

$$c_{j,L}^i(n) = 0 \text{ สำหรับข้อมูลบิตที่ } i \text{ ของผู้ใช้อัตราบิตต่ำคนที่ } j$$

$c_{k,n_M}^i(n) = 0$  สำหรับบิตข้อมูลชุดที่  $i$  ของรหัสลำดับที่  $n_M$  ในชุดรหัสของผู้ใช้อัตราบิตกลางคนที่  $k$

$c_{l,n_H}^i(n) = 0$  สำหรับบิตข้อมูลชุดที่  $i$  ของรหัสลำดับที่  $n_H$  ในชุดรหัสของผู้ใช้อัตราบิตสูงคนที่  $l$

**ขั้นที่ 2** หาสัญญาณรวมของสัญญาณที่สร้างขึ้นใหม่ทั้งหมด

**ขั้นที่ 2.1** สำหรับผู้ใช้อัตราบิตต่ำทุกคน ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองในขั้นที่ 1 ถูกแผ่ด้วยรหัสแผ่ของผู้ใช้อัตราบิตต่ำแต่ละคน

**ขั้นที่ 2.2** สำหรับผู้ใช้อัตราบิตกลางทุกคน ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองในขั้นที่ 1 ถูกแผ่ด้วยรหัสแผ่ทุกรหัสในชุดรหัสของผู้ใช้อัตราบิตกลางแต่ละคน โดยชุดรหัสแต่ละชุดประกอบด้วยรหัสที่ตั้งฉากกันทั้งหมด  $N_M = 2^{M_M - 1}$  รหัส ซึ่งเป็นรหัสชุดเดียวกับชุดรหัสในภาคส่งสำหรับผู้ใช้อัตราบิตกลาง

**ขั้นที่ 2.3** สำหรับผู้ใช้อัตราบิตสูงทุกคน ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองในขั้นที่ 1 ถูกแผ่ด้วยรหัสแผ่ทุกรหัสในชุดรหัสของผู้ใช้อัตราบิตสูงแต่ละคน โดยชุดรหัสแต่ละชุดประกอบด้วยรหัสที่ตั้งฉากกันทั้งหมด  $N_H = 2^{M_H - 1}$  รหัส ซึ่งเป็นรหัสชุดเดียวกับชุดรหัสในภาคส่งสำหรับผู้ใช้อัตราบิตสูง

**ขั้นที่ 2.4** รวมสัญญาณที่ได้ในขั้นที่ 2.1 2.2 และ 2.3 เข้าด้วยกันได้ดังนี้

$$\tilde{r}(n) = \sum_{j=1}^{K_L} (c_{j,L}^i(n) * s_{j,L}(n)) + \sum_{k=1}^{K_M} \sum_{n_M=1}^{N_M} (c_{k,n_M}^i(n) * s_{k,n_M}(n)) + \sum_{l=1}^{K_H} \sum_{n_H=1}^{N_H} (c_{l,n_H}^i(n) * s_{l,n_H}(n)) \quad (3-8)$$

เมื่อ  $c_{j,L}^i(n)$  เป็นค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองสำหรับบิตข้อมูลบิตที่  $i$  ของผู้ใช้อัตราบิตต่ำคนที่  $j$  สำหรับการปรับค่าครั้งที่  $n$

$c_{k,n_M}^i(n)$  เป็นค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองสำหรับบิตข้อมูลในบิตข้อมูลชุดที่  $i$  ซึ่งจะถูกแผ่ด้วยรหัสลำดับที่  $n_M$  ในชุดรหัสของผู้ใช้อัตราบิตกลางคนที่  $k$  สำหรับการปรับครั้งที่  $n$

$c_{l,n_H}^i(n)$  เป็นค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองสำหรับบิตข้อมูลในบิตข้อมูลชุดที่  $i$  ซึ่งจะถูกแผ่ด้วยรหัสลำดับที่  $n_H$  ในชุดรหัสของผู้ใช้อัตราบิตสูงคนที่  $l$  สำหรับการปรับครั้งที่  $n$

**ขั้นที่ 3** นำสัญญาณรวมที่สร้างขึ้นนี้ไปหักล้างกับสัญญาณที่รับได้จริงเพื่อหาค่าผิดพลาด

$$\mathbf{e}(n) = \mathbf{r} - \tilde{\mathbf{r}}(n) \quad (3-9)$$

ใช้ค่าผิดพลาดนี้เพื่อปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองในขั้นตอนต่อไป

**ขั้นที่ 4** ปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองทุกค่าตามระเบียบวิธี LMS ดังนี้

$$\mathbf{c}(n+1) = \mathbf{c}(n) + \mu \mathbf{e}(n) \mathbf{s}^T(n) \quad (3-10)$$

สำหรับข้อมูลบิตที่  $i$  ของผู้ใช้อัตราบิตต่ำคนที่  $j$ :

$$c_{j,L}^i(n+1) = c_{j,L}^i(n) + \mu \mathbf{e}(n) \mathbf{s}_{j,L}^T(n) \quad (3-11)$$

สำหรับบิตข้อมูลชุดที่  $i$  ของรหัสลำดับที่  $n_M$  ในชุดรหัสของผู้ใช้อัตราบิตกลางคนที่  $k$ :

$$c_{k,n_M}^i(n+1) = c_{k,n_M}^i(n) + \mu \mathbf{e}(n) \mathbf{s}_{k,n_M}^T(n) \quad (3-12)$$

สำหรับบิตข้อมูลชุดที่  $i$  ของรหัสลำดับที่  $n_H$  ในชุดรหัสของผู้ใช้อัตราบิตสูงคนที่  $l$ :

$$c_{l,n_H}^i(n+1) = c_{l,n_H}^i(n) + \mu \mathbf{e}(n) \mathbf{s}_{l,n_H}^T(n) \quad (3-13)$$

เมื่อปรับค่าสัมประสิทธิ์วงจรรองทุกตัวแล้ว จึงนำค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองนี้ไปผ่านขั้นตอนต่างๆ โดยเริ่มทำขั้นที่ 2.1 ใหม่จนครบจำนวนของการทำซ้ำที่กำหนดไว้ ซึ่งเป็นจำนวนการทำซ้ำที่ใช้ปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองแล้วได้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดที่ลู่เข้าสู่ภาวะอยู่ตัวสำหรับแต่ละค่าช่วงก๊าวที่ใช้ โดยที่ค่าช่วงก๊าวนี้เป็นค่าช่วงก๊าวที่ทำให้ระบบมีสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของทั้งระบบที่ดี

**ขั้นที่ 5** หาบิตข้อมูลของผู้ใช้ทุกคนในระบบสำหรับการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองครั้งที่  $n$

**ขั้นที่ 5.1** สำหรับผู้ใช้อัตราบิตต่ำสามารถหาบิตข้อมูลจากการนำค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองไปตัดสินบิต

$$\hat{b}_{j,L}^i = \text{sgn}(c_{j,L}^i(n)) \quad (3-14)$$



ขั้นที่ 5.2 สำหรับผู้ใช้อัตราบิตกลาง สัญญาณที่มีกำลังสูงที่สุดของสัญญาณที่สร้างขึ้นใหม่ทั้งหมดในชุดรหัสที่มีรหัสที่ตั้งฉากกันทุกตัวของผู้ใช้อัตราบิตกลางที่ได้ในขั้นที่ 2.2 นี้ทำให้รู้ว่าที่ภาคส่งใช้รหัสใดในการแผ่สัญญาณของผู้ใช้อัตราบิตกลางคนที่  $k$  ทางภาคส่ง และจากรหัสที่ได้นี้ทำให้ได้บิตข้อมูล  $M_M - 1$  บิตแรก ในบิตข้อมูลชุดที่  $i$

สัญญาณที่มีกำลังสูงที่สุดสำหรับผู้ใช้อัตราบิตกลางคนที่  $k$  คือ

$$c_{k,M_{\max}}^i(n) = \max\{(c_{k,1M}^i(n)), (c_{k,2M}^i(n)), \dots, (c_{k,N_M}^i(n))\} \quad (3-15)$$

เมื่อนำสัญญาณที่มีกำลังสูงที่สุดนี้ไปตัดสินบิตจะได้บิตข้อมูลที่เหลืออีก 1 บิตของผู้ใช้อัตราบิตกลางออกมา ในที่สุดก็ได้บิตข้อมูลที่ส่งมาจากภาคส่งครบทุกบิต

$$\hat{b}_{k,M}^{(M_M)_i} = \text{sgn}(c_{k,M_{\max}}^i(n)) \quad (3-16)$$

ขั้นที่ 5.3 สำหรับผู้ใช้อัตราบิตสูง สัญญาณที่มีกำลังสูงที่สุดของสัญญาณที่สร้างขึ้นใหม่ที่ถูกแผ่ด้วยรหัสทุกรหัสในชุดรหัสที่มีรหัสที่ตั้งฉากกันทุกตัวของผู้ใช้อัตราบิตสูงที่ได้ในขั้นที่ 2.3 นี้ทำให้รู้ว่าที่ภาคส่งใช้รหัสใดในการแผ่สัญญาณของผู้ใช้อัตราบิตสูงคนที่ 1 ทางภาคส่ง จากรหัสที่ได้นี้ทำให้ได้บิตข้อมูล  $M_H - 1$  บิตแรก ในบิตข้อมูลชุดที่  $i$

สัญญาณที่มีกำลังสูงที่สุดสำหรับผู้ใช้อัตราบิตสูงคนที่ 1 คือ

$$c_{1,H_{\max}}^i(n) = \max\{(c_{1,1H}^i(n)), (c_{1,2H}^i(n)), \dots, (c_{1,N_H}^i(n))\} \quad (3-17)$$

เมื่อนำสัญญาณที่มีกำลังสูงที่สุดนี้ไปตัดสินบิตก็จะได้บิตข้อมูลที่เหลืออีกหนึ่งบิตของผู้ใช้อัตราบิตสูงออกมา ในที่สุดก็ได้บิตข้อมูลที่ส่งมาจากภาคส่งครบทุกบิต

$$\hat{b}_{1,H}^{(M_H)_i} = \text{sgn}(c_{1,H_{\max}}^{(M_H)_i}(n)) \quad (3-18)$$

### 3.3.1 ความซับซ้อน

สำหรับวงจรกรองอันดับที่  $p$  (Filter Order =  $p$ ) ที่ปรับค่าสัมประสิทธิ์ตามระเบียบวิธี LMS ดังแสดงในรูปที่ 3.3 มีค่าสัมประสิทธิ์  $p+1$  ค่า โดยที่  $p+1 = K_L + (K_M \cdot N_M) + (K_H \cdot N_H)$  จะสามารถพิจารณาความซับซ้อนของวงจรกรองแบบปรับตัวได้นำมาประยุกต์ใช้ในเครื่องรับ

DS-CDMA แบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไปออร์ทอกอนัลได้จากตัวดำเนินการที่ใช้ ซึ่งก็คือ การบวก ลบ คูณ และหาร

สำหรับการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ (Coefficient Update) จะมีการบวก  $p+1$  ครั้ง และการคูณอีก  $p+1$  ครั้ง เนื่องจากค่า  $\mu e_j$  ใช้การคำนวณเพียง 1 ครั้งเท่านั้นสำหรับสัมประสิทธิ์ทั้งหมด นอกจากนี้แล้วยังมีการบวกอีก 1 ครั้ง สำหรับคำนวณค่าความผิดพลาด และการคูณอีก 1 ครั้ง คือ  $\mu e_j$  สุดท้ายก็คูณอีก  $p+1$  ครั้ง และบวกอีก  $p$  ครั้ง เพื่อคำนวณหาค่าประมาณของผลตอบที่ต้องการ ดังนั้นจะต้องคูณทั้งสิ้น  $2p+3$  ครั้ง และบวกทั้งสิ้น  $2p+2$  ครั้ง

ตารางที่ 3.1 ความซับซ้อนในการคำนวณของวงจรกรองแบบปรับตัวได้  
สำหรับเครื่องรับที่เสนอขึ้น

สมการ	จำนวนการคูณ/หาร	จำนวนการบวก/ลบ
(3-8)	$p+1$	$p$
(3-9)	-	1
(3-11) ถึง (3-13)	$(p+1)+1$	$p+1$

ระเบียบวิธี LMS มีความซับซ้อนเป็น  $O(K)$  [30] เมื่อ  $K$  เท่ากับ  $p+1$  ซึ่งก็คือระเบียบวิธี LMS จะมีความซับซ้อนในการคำนวณเป็นสัดส่วนกับ  $K$  และสำหรับเครื่องรับแบบดิจิทัลพิจารณาความซับซ้อนได้จากความซับซ้อนในการหาเมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ระหว่างรหัสแผ่ซึ่งโดยทั่วไปการหาเมตริกซ์ผกผันขนาด  $K \times K$  จะมีความซับซ้อนเป็น  $O(K^3)$  [31] ซึ่งก็คือ การหาเมตริกซ์ผกผันจะมีความซับซ้อนในการคำนวณเป็นสัดส่วนกับ  $K^3$  ส่วนเครื่องรับแบบดั้งเดิมนั้นจะใช้การคูณเพียงครั้งเดียวเท่านั้น ในการตรวจวัดบิตข้อมูลของผู้ใช้คนที่สนใจ จะเห็นได้ว่าความซับซ้อนของเครื่องรับที่เสนอขึ้นนี้ต่ำกว่าเครื่องรับแบบดิจิทัลแต่สูงกว่าเครื่องรับแบบดั้งเดิม

## บทที่ 4

### ผลการวิจัย

บทนี้จะเป็นผลการวิจัย และการวิจารณ์สมรรถนะที่ได้จากการประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ในเครื่องรับ DS-CDMA แบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัล โดยแบ่งเนื้อหาเป็น 6 หัวข้อ ซึ่งหัวข้อแรกมีเนื้อหาเกี่ยวกับวิธีการจำลองระบบ หัวข้อที่สองเกี่ยวกับลักษณะการลู่เข้าของเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้เมื่อค่าช่วงก้าวเปลี่ยนไป หัวข้อที่สามแสดงอัตราความผิดพลาดบิตเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป หัวข้อที่สี่แสดงอัตราความผิดพลาดบิตเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไปกรณีช่องสัญญาณมีการลดทอนจากเฟดดิ้งชนิดราบเรียบแบบเรย์ลีด้วย หัวข้อที่ห้าแสดงผลกระทบต่อสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตของระบบเมื่อจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้น และหัวข้อสุดท้ายเกี่ยวกับความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล

สำหรับเครื่องรับที่ถูกนำมาเปรียบเทียบกับสมรรถนะกับเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ในระบบ DS-CDMA แบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัล คือ เครื่องรับแบบดั้งเดิม เครื่องรับแบบดิคอร์รีเลต และเครื่องรับแบบดั้งเดิมในกรณีที่ระบบมีผู้ใช้คนที่สนใจเพียงคนเดียวเท่านั้นที่ส่งข้อมูล หรือที่เรียกว่า ขอบเขตของผู้ใช้รายเดียวซึ่งจะบอกถึงสมรรถนะในกรณีที่ไม่มี การรบกวนของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นในระบบ โดยเครื่องรับที่พิจารณาทั้งหมดนี้เป็นเครื่องรับในระบบ DS-CDMA แบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัล

#### 4.1 วิธีการจำลองระบบ

Gold Code เป็นรหัส PN-sequence ที่มีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสต่ำมาก ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่ดีสำหรับการใช้ป็นรหัสแผ่ แต่เนื่องจากความยาวรหัสค่าหนึ่งๆ จะมีชุดรหัสที่สหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสมีค่าต่ำๆ อยู่เพียงจำนวนหนึ่งเท่านั้น จึงไม่สามารถรองรับระบบในอนาคตที่คาดว่าจะมีผู้ใช้จำนวนมากได้

รหัสสุ่มเป็นรหัสแผ่ที่ถูกสร้างขึ้นมาจากการสุ่มอย่างอิสระ และมีคุณสมบัติไม่ค้อยดี ซึ่งอาจมองเป็นกรณีที่สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นมีค่าสูง ดังนั้นรหัสแผ่ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้รหัสสั้นที่เป็นรหัสสุ่มเพื่อแบ่งแยกผู้ใช้แต่ละคนในระบบออกจากกันและใช้รหัสตั้งฉากเพื่อแบ่งแยกข้อมูลส่วนที่แผ่มากับรหัสแผ่ของผู้ใช้อัตราบิตสูงกว่าอัตราบิตพื้นฐานออกมาจากสัญญาณที่รับได้ที่ภาครับ เนื่องจากที่ภาครับของระบบ DS-CDMA แบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัล จะแบ่งแยกข้อมูลของผู้ใช้อัตราบิตสูงคนที่สนใจออกมาโดยการนำสัญญาณที่

รับได้มารวมกลับด้วยรหัสแผ่ทูลรหัสในชุดรหัสของผู้ใช้อัตราบิตสูงคนที่สนใจ แล้วเลือกสัญญาณที่มีกำลังสูงที่สุดออกมา ซึ่งเมื่อนำสัญญาณที่มีกำลังสูงที่สุดนี้ไปตัดสินบิตก็จะได้บิตข้อมูลของผู้ใช้อัตราบิตสูงคนที่สนใจออกมา 1 บิต ส่วนบิตข้อมูลในชุดของบิตข้อมูลที่เหลือจะแบ่งมาทับรหัสแผ่ที่ให้สัญญาณมีกำลังสูงที่สุด จากระหัสแผ่นี้สามารถทราบบิตข้อมูลที่เหลือได้ ดังนั้นจึงใช้รหัสตั้งฉากในชุดรหัสของผู้ใช้อัตราบิตสูง ทั้งนี้เนื่องจากรหัสตั้งฉากจะมีค่าออสสัมพันธ์สูงและค่าออสสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสต่ำ จึงทำให้การรวมกลับระหว่างสัญญาณที่รับได้ทับรหัสแผ่ที่ใช้ในการแผ่สัญญาณทางภาคส่งนั้นมีค่ากำลังของสัญญาณสูงกว่ารหัสแผ่อื่นๆ ในชุดรหัสของผู้ใช้อัตราบิตสูงคนที่สนใจนั้นอย่างชัดเจน เมื่อทราบรหัสแผ่ที่ทางภาคส่งใช้ในการแผ่อย่างถูกต้องแล้วจะได้ข้อมูลในส่วนที่แผ่มาทับรหัสแผ่อย่างถูกต้องเช่นกัน

ในการจำลองระบบของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้รหัสแผ่ยาว 64 ชิป ที่ถูกทำให้เป็นบรรทัดฐาน (Normalize) โดยการหารด้วยรากที่สองของความยาวของรหัสแผ่ หรืออัตราขยายประมวลผลเพื่อปรับให้รหัสแผ่มีค่าพลังงานเป็น 1 เท่ากันหมดซึ่งจะได้เมตริกซ์ออสสัมพันธ์ของรหัสแผ่ที่มีสมาชิกในแนวเส้นทแยงมุมเป็น 1 ซึ่งไม่มีผลให้สมรรถนะเปลี่ยนแปลงไปจากการใช้รหัสแผ่ที่ไม่ถูกทำให้เป็นบรรทัดฐาน

สำหรับการส่งข้อมูลนั้น กำหนดให้อัตราบิตกลางมีอัตราบิตสูงกว่าอัตราบิตต่ำอยู่ 2 เท่า และอัตราบิตสูงมีอัตราบิตสูงกว่าอัตราบิตต่ำอยู่ 4 เท่า [18] ผู้ใช้อัตราบิตต่ำส่งข้อมูล 2,000 บิต ขณะที่ผู้ใช้อัตราบิตกลาง และอัตราบิตสูงส่งข้อมูล 4,000 และ 8,000 บิต ตามลำดับ ส่วนการนับค่าความผิดพลาดบิตจะนับเมื่อสิ้นสุดการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองสำหรับการหาบิตข้อมูลในแต่ละบิตและสามารถเริ่มนับได้ตั้งแต่สิ้นสุดการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองสำหรับบิตข้อมูลบิตแรก และหาค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยจากการทดสอบอย่างอิสระจำนวน 50 ครั้ง แล้วนำมาหาค่าเฉลี่ย นอกจากนี้ค่าช่วงก้ำวที่ใช้ในเครื่องรับที่เสนอขึ้นนี้จะเป็ค่าช่วงก้ำวที่เหมาะสมสำหรับแต่ละกรณีที่พิจารณาเพื่อให้ได้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของทั้งระบบบิตที่สุดเมื่อทำซ้ำ 120 ครั้งในแต่ละบิต

#### 4.2 การลู่เข้าของค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองในเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาผลของค่าช่วงก้ำวที่มีต่อการลู่เข้าหาค่าตอบที่ต้องการของค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองในเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ โดยคำตอบที่ต้องการของเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ คือ บิตข้อมูลทุกบิตของผู้ใช้อัตราบิตต่ำทุกคน บิตข้อมูลบิตที่ 2 ในแต่ละชุดของบิตข้อมูลของผู้ใช้อัตราบิตกลางทุกคน และบิตข้อมูลบิตที่ 4 ในแต่ละชุดของบิตข้อมูลของผู้ใช้อัตราบิตสูงทุกคน สำหรับระบบที่มีผู้ใช้ทั้งหมด 12 คน เป็นผู้ใช้อัตราบิตต่ำ 5 คน ผู้ใช้อัตราบิตกลาง 4 คน และผู้ใช้อัตราบิตสูง 3 คน ถูกแผ่ด้วยรหัสแผ่

ยาว 64 บิต ในช่วงเวลาเดียวกันผู้ใช้อัตราบิตต่ำจะส่งข้อมูล 1 บิต ในขณะที่ผู้ใช้อัตราบิตกลาง และสูง จะส่ง 2 และ 4 บิต ตามลำดับ โดยแสดงตัวอย่างของบิตข้อมูลที่มีเป็น 1 สำหรับทุกรูปที่พิจารณาในหัวข้อนี้

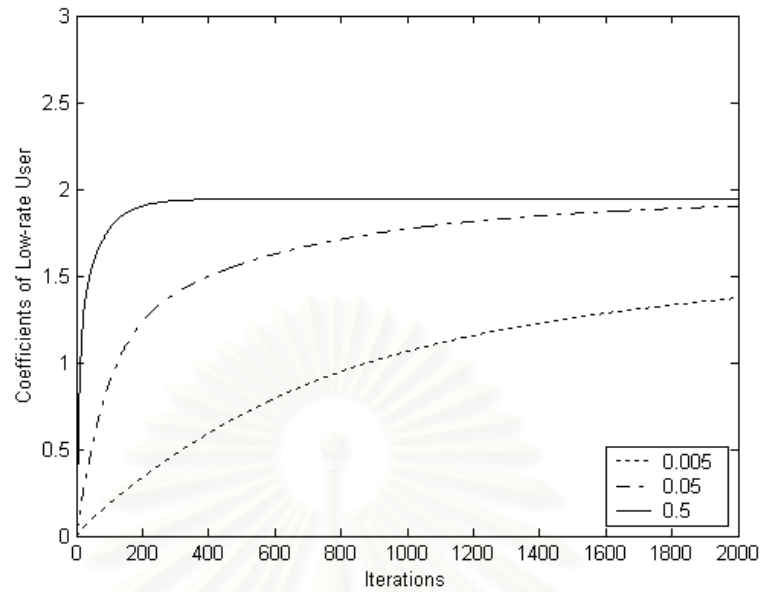
รูปที่ 4.1 4.2 และ 4.3 แสดงลักษณะการลู่เข้าหาคำตอบที่ต้องการของค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองในเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรรองแบบปรับตัวได้สำหรับผู้ใช้ในอัตราบิตต่ำ อัตราบิตกลาง และอัตราบิตสูง ตามลำดับ ในกรณีควบคุมกำลังแบบสมบรูณ์ โดยกำหนดให้สัญญาณของผู้ใช้ทุกคนมีขนาดเป็น 1 เท่ากันหมด เมื่อค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเป็น 4 dB โดยใช้ค่าช่วงก้าว 0.005 0.05 และ 0.5 ตามลำดับ ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองทุกตัว

รูปที่ 4.4 4.5 และ 4.6 แสดงลักษณะการลู่เข้าหาคำตอบที่ต้องการของค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองในเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรรองแบบปรับตัวได้สำหรับผู้ใช้ในอัตราบิตต่ำ อัตราบิตกลาง และอัตราบิตสูง ตามลำดับ ในกรณีควบคุมกำลังแบบสมบรูณ์ โดยกำหนดให้สัญญาณของผู้ใช้ทุกคนมีขนาดเป็น 1 เท่ากันหมด เมื่อค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเป็น 16 dB โดยใช้ค่าช่วงก้าว 0.005 0.05 และ 0.5 ตามลำดับ ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองทุกตัว

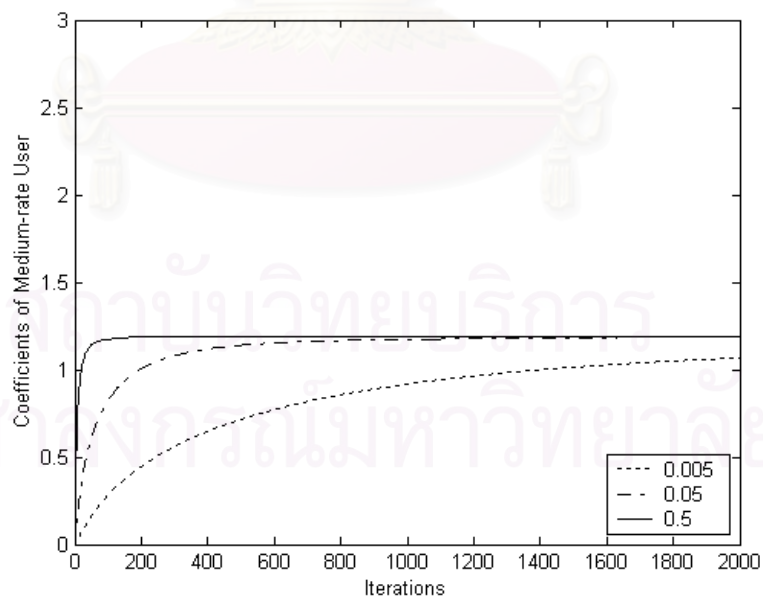
โดยทั่วไปแล้ว ในกรณีที่ค่าช่วงก้าวมีค่าต่ำ ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองจะลู่เข้าคำตอบที่ต้องการช้ากว่าในกรณีที่ค่าช่วงก้าวมีค่าสูง แต่ก็จะได้ค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัวมีค่าต่ำกว่า ทั้งนี้เนื่องจากค่าช่วงก้าวเป็นหน่วยความจำในกระบวนการปรับตัว ดังนั้นในกรณีที่เลือกค่าช่วงก้าวต่ำ กระบวนการปรับตัวจะดำเนินไปค่อนข้างช้า แต่ผลของความผิดพลาดซึ่งเกิดจากการประมาณค่าเฉลี่ยทางสถิติด้วยค่าคงที่ขณะใดๆ ในกรณีที่ใช้ค่าช่วงก้าวต่ำนี้ จะถูกกรองออกไปมากกว่ากรณีค่าช่วงก้าวสูงๆ [30] จึงทำให้ในกรณีค่าช่วงก้าวต่ำ จะได้ค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว ต่ำกว่ากรณีค่าช่วงก้าวสูง อย่างไรก็ตามพบว่ามีค่าช่วงก้าว 0.5 ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองจะลู่เข้าเร็วมาก ส่วนค่าช่วงก้าว 0.005 กราฟจะลู่เข้าช้ากว่า และในบางครั้งการใช้ค่าช่วงก้าวที่สูงมากเกินไปอาจทำให้วงจรรองไม่สามารถปรับตัวเข้าหาคำตอบที่ต้องการได้เลย โดยปรับตัวไปในทิศทางที่ผิด หรือปรับตัวข้ามคำตอบที่ต้องการไป

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



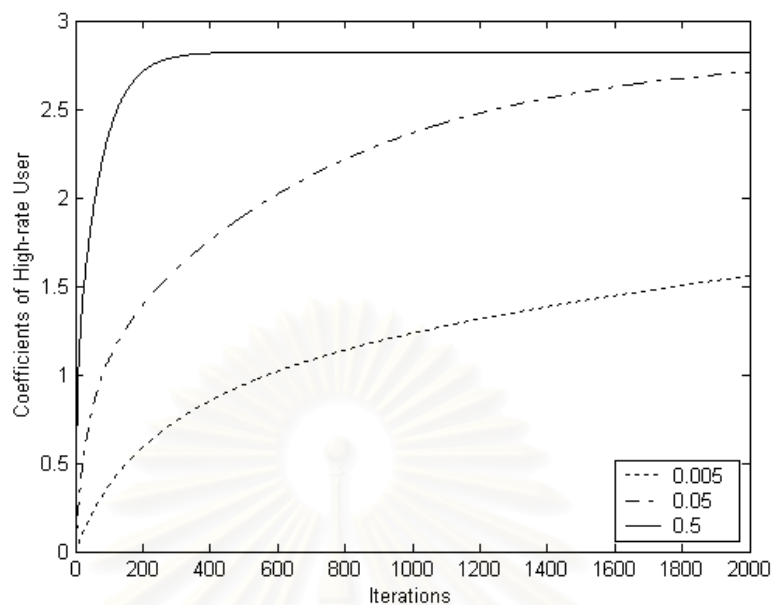


รูปที่ 4.1 การลู่เข้าของค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองที่ใช้ค่าช่วงก้าว 0.005 0.05 และ 0.5 เมื่อค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน 4 dB สำหรับผู้ใช้อัตราบิตต่ำ

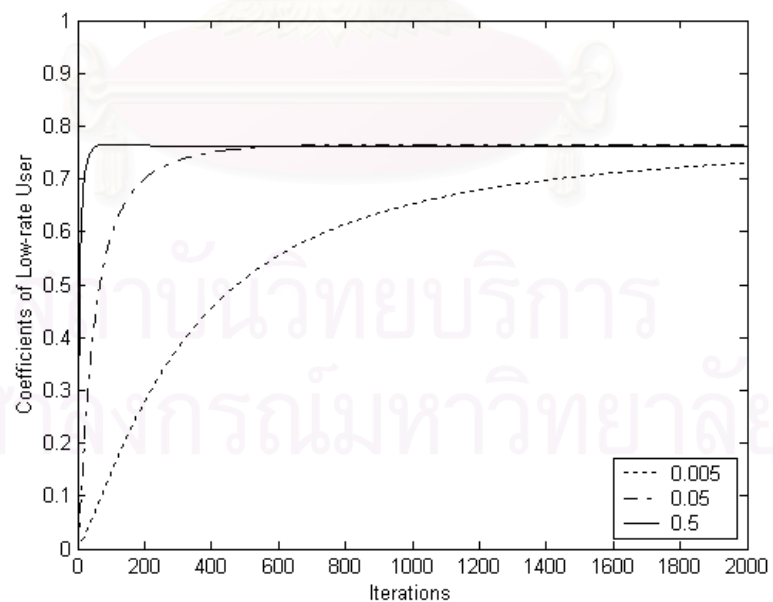


รูปที่ 4.2 การลู่เข้าของค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองที่ใช้ค่าช่วงก้าว 0.005 0.05 และ 0.5 เมื่อค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน 4 dB สำหรับผู้ใช้อัตราบิตกลาง

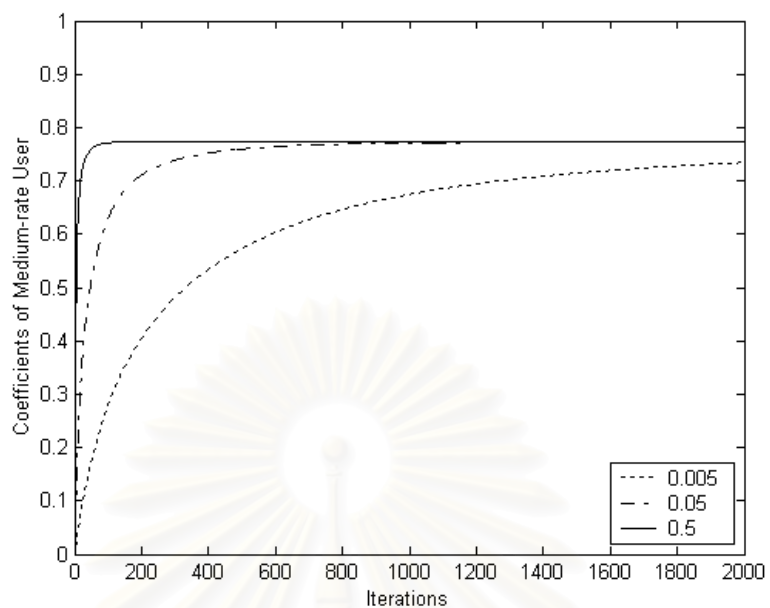




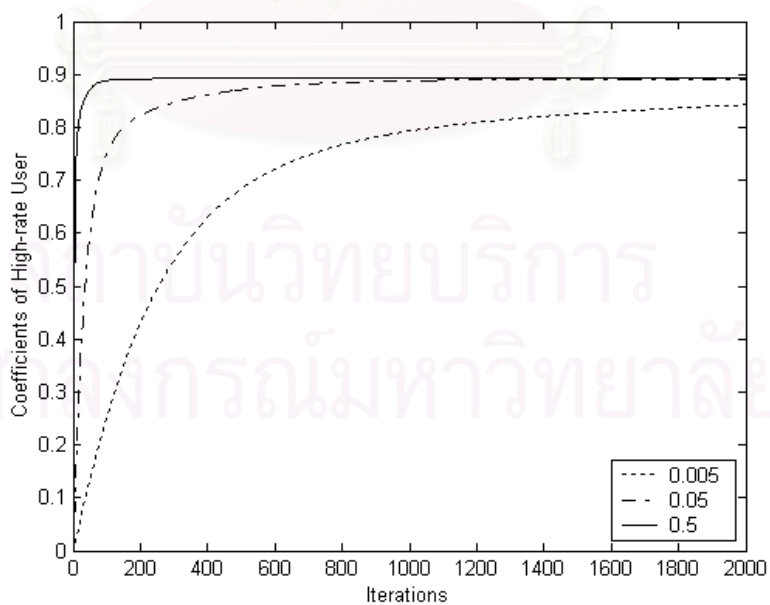
รูปที่ 4.3 การลู่เข้าของค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองที่ใช้ค่าช่วงก้าว 0.005 0.05 และ 0.5 เมื่อค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน 4 dB สำหรับผู้ใช้อัตราบิตสูง



รูปที่ 4.4 การลู่เข้าของค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองที่ใช้ค่าช่วงก้าว 0.005 0.05 และ 0.5 เมื่อค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน 16 dB สำหรับผู้ใช้อัตราบิตต่ำ



รูปที่ 4.5 การลู่เข้าของค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองที่ใช้ค่าช่วงก้าว 0.005 0.05 และ 0.5 เมื่อค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน 16 dB สำหรับผู้ใช้อัตราบิตกลาง



รูปที่ 4.6 การลู่เข้าของค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองที่ใช้ค่าช่วงก้าว 0.005 0.05 และ 0.5 เมื่อค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน 16 dB สำหรับผู้ใช้อัตราบิตสูง

### 4.3 อัตราความผิดพลาดบิต เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป

หัวข้อนี้เป็นผลจากการจำลองระบบเพื่อศึกษาสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป โดยพิจารณาในระบบ DS-SS แบบสามอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอคอนัลซึ่งเป็นระบบเชิงโคโรนัสสำหรับช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณ AWGN มีผู้ใช้ทั้งหมด 12 คน เป็นผู้ใช้อัตราบิตต่ำ 5 คน ผู้ใช้อัตราบิตกลาง 4 คน และผู้ใช้อัตราบิตสูง 3 คน โดยพิจารณาแยกเป็น 2 กรณี คือ

- กรณีควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์ (Perfect Power Control) ซึ่งเป็นกรณีระบบมีการควบคุมกำลังส่งอย่างสมบูรณ์ทำให้สัญญาณของผู้ใช้ทุกคนมาถึงภาครับด้วยขนาดของสัญญาณที่เท่ากันหมด
- กรณีควบคุมกำลังแบบไม่สมบูรณ์ (Imperfect Power Control) เป็นกรณีที่ระบบมีการควบคุมกำลังไม่เข้มงวดจึงทำให้สัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนมาถึงภาครับด้วยขนาดของสัญญาณที่ต่างกันหรือเป็นกรณีที่เกิดปรากฏการณ์ใกล้-ไกล นั่นเอง

#### 4.3.1 กรณีควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์

ตารางที่ 4.1 แสดงค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมของเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ สำหรับการทำซ้ำ 120 ครั้งในบิตแต่ละบิต ในกรณีส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณ AWGN และมีการควบคุมกำลังส่งที่สมบูรณ์ โดยกำหนดให้สัญญาณของผู้ใช้ทุกคนในระบบมีขนาดเป็น 1

ตารางที่ 4.1 ค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมในกรณีส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณ AWGN กรณีควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์

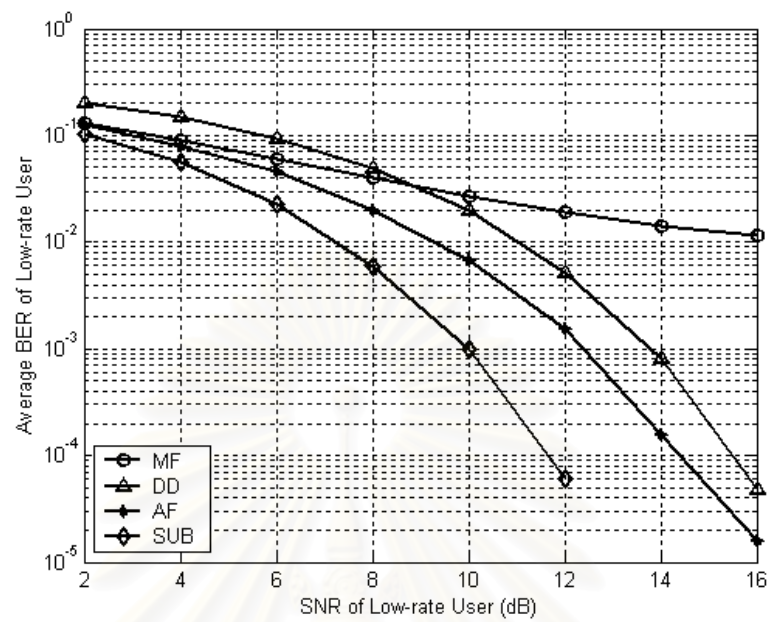
SNR (dB)	2	4	6	8	10	12	14	16
ค่าช่วงก้าว	0.009	0.01	0.02	0.02	0.02	0.03	0.04	0.05

รูปที่ 4.7 แสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ รูปที่ 4.8 เป็นของผู้ใช้อัตราบิตกลาง ส่วนรูปที่ 4.9 เป็นของผู้ใช้อัตราบิตสูง เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้แต่ละอัตราบิตเปลี่ยนไป โดยทำการเปรียบเทียบผลของเครื่องรับแบบดั้งเดิม เครื่องรับแบบดีคอร์ดรีเลต และเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ที่เสนอในวิทยานิพนธ์นี้ รวมทั้งขอบเขตของผู้ใช้รายเดียว

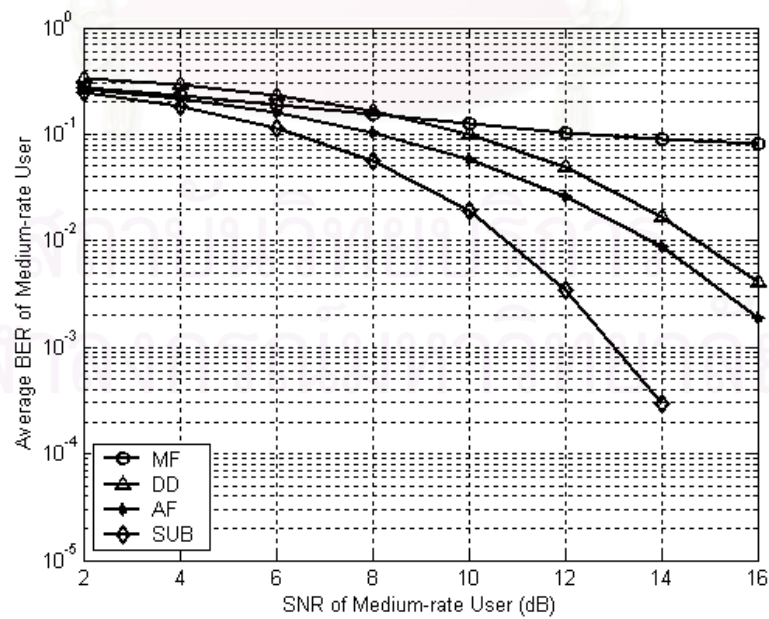
จากรูปที่ 4.7 4.8 และ 4.9 พบว่าในกรณีที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าต่ำ ๆ เครื่องรับแบบดั้งเดิม และเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัว ได้จะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตใกล้เคียงกัน ทั้งนี้เนื่องจากในกรณีที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนต่ำ ๆ นั้น ปัญหาสัญญาณรบกวนจะมีผลต่อค่าอัตราความผิดพลาดบิตมากกว่าปัญหาสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น ดังนั้นการกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นด้วยเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนจึงไม่ส่งผลให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตดีขึ้นมากนัก ส่วนเครื่องรับแบบคิออร์รีเลตจะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตสูงที่สุด เนื่องจากเครื่องรับแบบคิออร์รีเลตมีคุณสมบัติเพิ่มสัญญาณรบกวน ดังนั้นในกรณีที่สัญญาณรบกวนมีผลต่อค่าอัตราความผิดพลาดบิตมากกว่าสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น เครื่องรับแบบคิออร์รีเลตจะมีสมรรถนะด้อยกว่าเครื่องรับแบบดั้งเดิม นอกจากนี้ยังพบว่าในกรณีที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าต่ำ ๆ นั้นเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้จะมีสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตดีที่สุด เนื่องจากมีการปรับตัวเพื่อลดผลของสัญญาณรบกวนลงได้เมื่อใช้ค่าช่วงก้าวที่เหมาะสม เมื่อพิจารณากรณีที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่มีค่าสูงขึ้น พบว่าเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนจะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำกว่าเครื่องรับแบบดั้งเดิม เนื่องจากในกรณีนี้สัญญาณรบกวนจะมีผลต่อค่าอัตราความผิดพลาดบิตน้อยกว่าสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น การกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนจึงส่งผลให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตมีแนวโน้มดีขึ้นเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าสูงขึ้น

จากรูปที่ 4.7 พบว่าสำหรับผู้ใช้อัตราบิตต่ำ เครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ มีสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตดีที่สุด ส่วนเครื่องรับแบบคิออร์รีเลตมีสมรรถนะด้อยกว่าเครื่องรับแบบดั้งเดิมในช่วงที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าต่ำ ๆ และจะมีสมรรถนะดีกว่าเครื่องรับแบบดั้งเดิมเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าสูงขึ้น

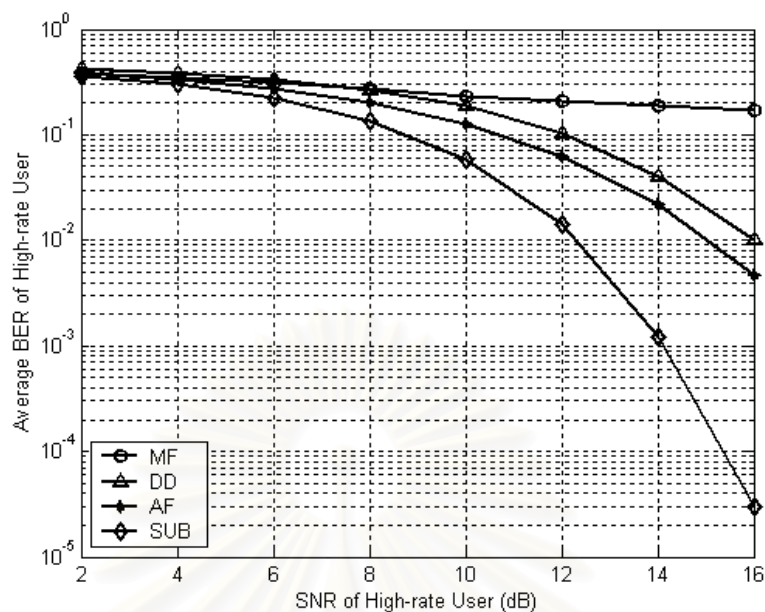
จากรูปที่ 4.8 และ 4.9 พบว่าสำหรับผู้ใช้อัตราบิตกลาง และอัตราบิตสูงนั้น ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับแต่ละชนิดมีแนวโน้มในลักษณะเดียวกับค่าอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ แต่จะมีสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตด้อยกว่าผู้ใช้อัตราบิตต่ำ โดยจะด้อยลงเมื่ออัตราบิตเพิ่มขึ้น ทั้งนี้เนื่องจากในการส่งบิตข้อมูลที่มีอัตราบิตสูงกว่าอัตราบิตพื้นฐานในระบบ DS-CDMA แบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไพออร์ทอกอนนั้น เมื่อเกิดความผิดพลาดในการหาสัญญาณที่มีกำลังสูงที่สุดแล้ว ก็จะส่งผลให้ได้บิตข้อมูลในส่วนที่แฝงมากับรหัสแผ่ผัดด้วยเช่นกัน ซึ่งแตกต่างกับอัตราบิตพื้นฐานที่ความผิดพลาดในการหาบิตข้อมูลแต่ละบิตนั้นไม่ส่งผลกระทบต่อ การหาบิตข้อมูลอื่นๆ เลย



รูปที่ 4.7 ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ



รูปที่ 4.8 ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตกลาง



รูปที่ 4.9 ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตสูง

#### 4.3.2 กรณีควบคุมกำลังแบบไม่สมบูรณ์

พิจารณาสมรรถนะของระบบในกรณีที่ควบคุมกำลังแบบไม่สมบูรณ์ รูปที่ 4.10 และ 4.11 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตกลาง และสูงตามลำดับ เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตกลาง และสูงเปลี่ยนไป กำหนดให้ผู้ใช้แต่ละคนได้รับสัญญาณรบกวนเท่าๆ กัน และอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตต่ำมีค่ามากกว่าผู้ใช้อัตราบิตกลาง และสูงกว่า 10 dB ที่ทุกสภาวะ โดยสัญญาณของผู้ใช้อัตราบิตกลาง และอัตราบิตสูง มีขนาดเป็น 1 ดังนั้นสัญญาณของผู้ใช้อัตราบิตต่ำมีขนาดเป็น  $\sqrt{10}$  ส่วน รูปที่ 4.12 และ 4.13 เป็นอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ และสูงตามลำดับ เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตกลางสูงกว่า 10 dB ที่ทุกสภาวะ ในทำนองเดียวกัน รูปที่ 4.14 และ 4.15 เป็นอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ และกลาง ตามลำดับ เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตสูงสูงกว่า 10 dB ที่ทุกสภาวะ

โดยรวมแล้วพบว่าเครื่องรับแบบดั้งเดิมมีสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตสูงมากในกรณีควบคุมกำลังแบบไม่สมบูรณ์ เนื่องจากไม่มีการกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น ส่วนค่าอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้และเครื่องรับแบบคิกออฟรีเลตจะมีค่าใกล้เคียงกัน และมีค่าต่ำกว่าเครื่องรับแบบดั้งเดิม เนื่องจากเป็นเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่มีการกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นด้วย เมื่ออัตราส่วนสัญญาณ



ต่อสัญญาณรบกวนมีค่าไม่สูงมากนักเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองจะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำกว่าเครื่องรับแบบดีคอร์ดรีเลต เนื่องจากคุณสมบัติเพิ่มสัญญาณรบกวนของเครื่องรับแบบดีคอร์ดรีเลต แต่เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าสูงขึ้นจนกระทั่งปัญหาสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นมีผลต่อค่าอัตราความผิดพลาดบิตมากกว่าปัญหาสัญญาณรบกวนเครื่องรับแบบดีคอร์ดรีเลตซึ่งสามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นได้หมด จึงมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำกว่าเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้

ตารางที่ 4.2 แสดงค่าช่วงก้ำวที่เหมาะสมสำหรับผู้ใช้งานของเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัล สำหรับการทำซ้ำ 120 ครั้งในแต่ละบิต ในกรณีส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณ AWGN เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตกลาง และสูงเปลี่ยนไป ส่วนตารางที่ 4.3 แสดงค่าช่วงก้ำวที่เหมาะสม เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ และสูงเปลี่ยนไป สำหรับตารางที่ 4.4 นั้นแสดงค่าช่วงก้ำวที่เหมาะสม เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ และกลางเปลี่ยนไป

ตารางที่ 4.2 ค่าช่วงก้ำวที่เหมาะสมเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตกลาง และสูงเปลี่ยนไป

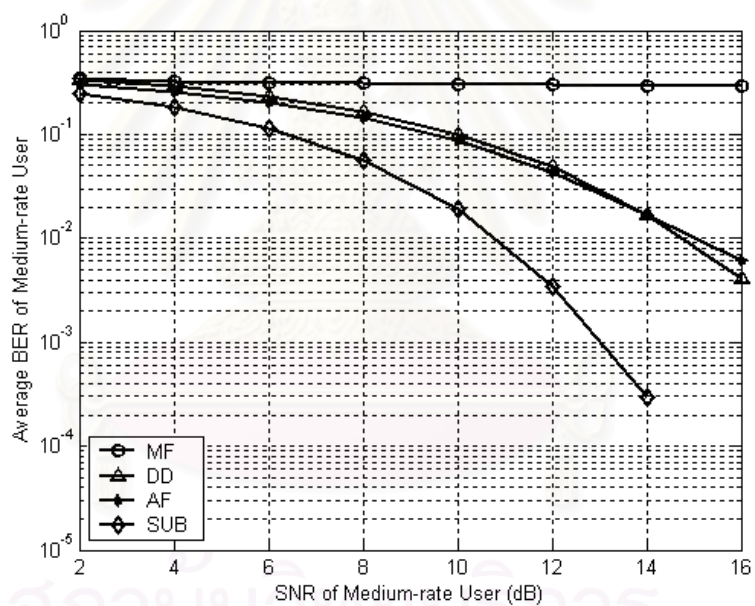
SNR(dB)	2	4	6	8	10	12	14	16
ค่าช่วงก้ำว	0.03	0.03	0.05	0.05	0.07	0.09	0.09	0.09

ตารางที่ 4.3 ค่าช่วงก้ำวที่เหมาะสมเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ และสูงเปลี่ยนไป

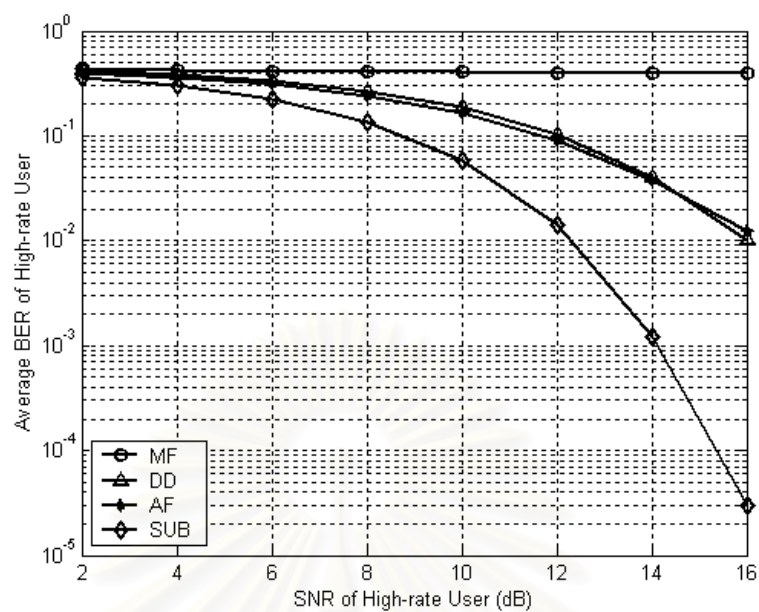
SNR(dB)	2	4	6	8	10	12	14	16
ค่าช่วงก้ำว	0.03	0.03	0.03	0.05	0.07	0.09	0.09	0.09

ตารางที่ 4.4 ค่าช่วงก้ำวที่เหมาะสมเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน  
ของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ และกลางเปลี่ยนไป

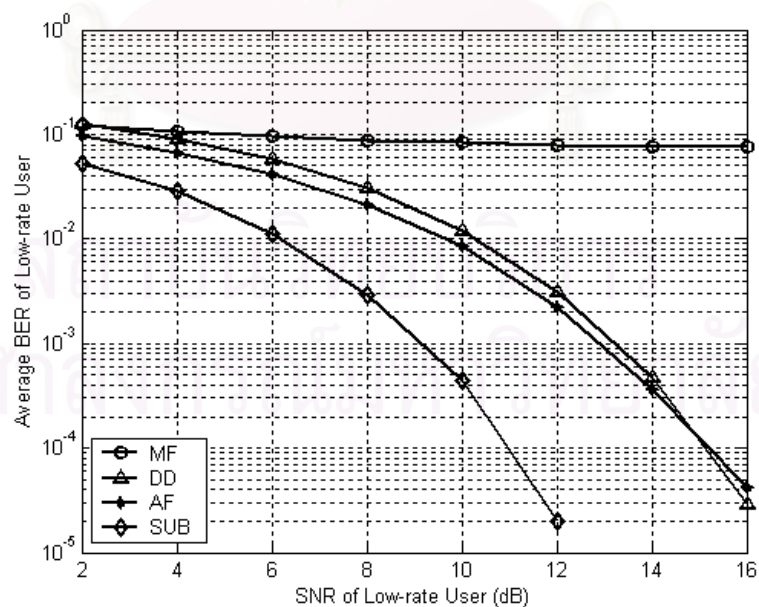
SNR(dB)	2	4	6	8	10	12	14	16
ค่าช่วงก้ำว	0.01	0.03	0.03	0.03	0.05	0.09	0.09	0.09



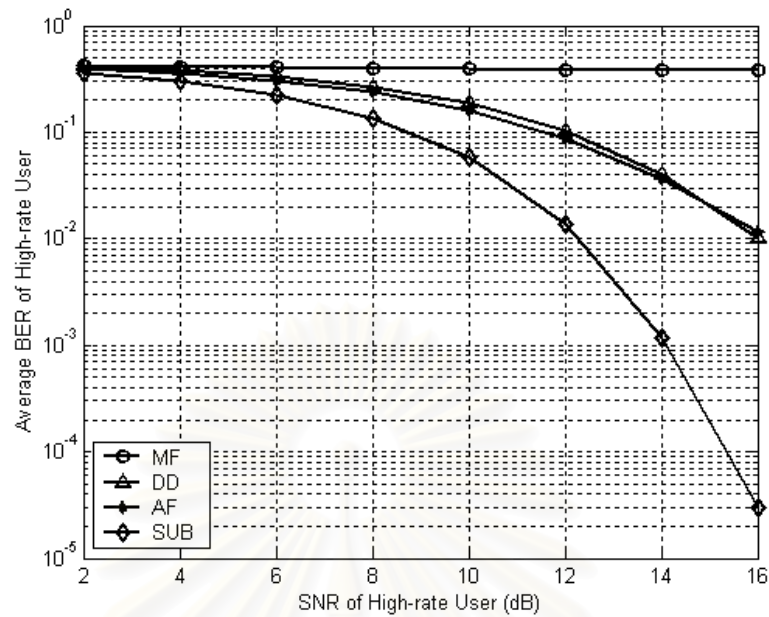
รูปที่ 4.10 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตกลาง  
เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตต่ำสูงกว่า 10 dB ที่ทุกสภาวะ



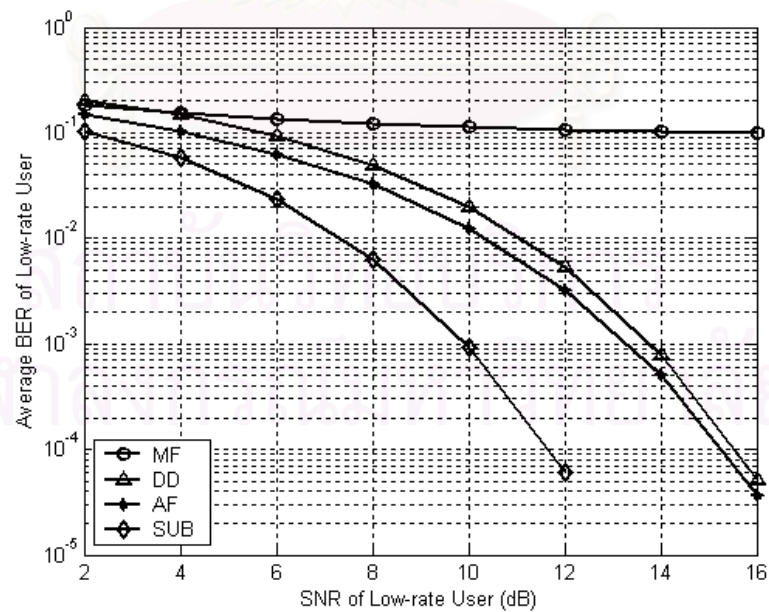
รูปที่ 4.11 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตสูง  
เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตต่ำสูงกว่า 10 dB ที่ทุกสภาวะ



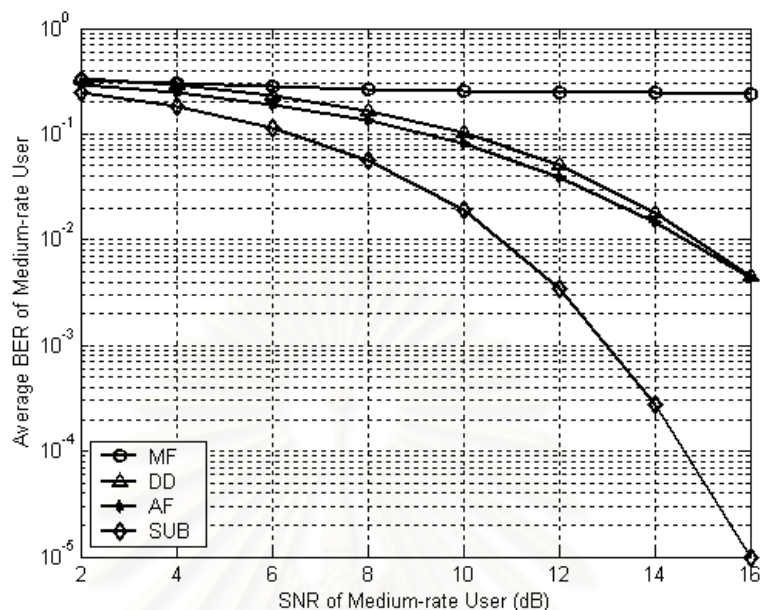
รูปที่ 4.12 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ  
เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตกลางสูงกว่า 10 dB ที่ทุกสภาวะ



รูปที่ 4.13 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตสูง  
เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตกลางสูงกว่า 10 dB ที่ทุกสภาวะ



รูปที่ 4.14 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ  
เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตสูงสูงกว่า 10 dB ที่ทุกสภาวะ



รูปที่ 4.15 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตกลาง  
เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตสูงสูงกว่า 10 dB ที่ทุกสภาวะ

#### 4.4 อัตราความผิดพลาดบิตเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไปกรณีส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการลดทอนจากเฟดดิ้งชนิดราบเรียบแบบเรย์ลี

หัวข้อนี้เป็นผลจากการจำลองระบบเพื่อศึกษาสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป โดยพิจารณาระบบ DS-CDMA แบบสามอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกกอนัลซึ่งเป็นระบบซิงโครนัสสำหรับช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณ AWGN และมีการลดทอนจากเฟดดิ้งชนิดราบเรียบแบบเรย์ลี โดยไม่คิดผลของเฟดดิ้งหลายวิถี มีผู้ใช้ทั้งหมด 12 คน เป็นผู้ใช้อัตราบิตต่ำ 5 คน ผู้ใช้อัตราบิตกลาง 4 คน และผู้ใช้อัตราบิตสูง 3 คน พิจารณากรณีควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์เพื่อดูผลกระทบจากเฟดดิ้งชนิดราบเรียบแบบเรย์ลีเท่านั้น โดยกำหนดให้สัญญาณของผู้ใช้ทุกคนในระบบมีขนาดเป็น 1

สำหรับการจำลองระบบซิงโครนัสสำหรับช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณ AWGN และมีการลดทอนจากเฟดดิ้งชนิดราบเรียบแบบเรย์ลี โดยไม่คิดผลของเฟดดิ้งหลายวิถีนั้นแบบจำลองในส่วนของการลดทอนจากเฟดดิ้งชนิดราบเรียบแบบเรย์ลีแสดงไว้ในภาคผนวก ก

ตารางที่ 4.5 แสดงค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมสำหรับผู้ใช้งานทุกคนของเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้ วงจรกรองแบบปรับตัวได้ สำหรับการทำซ้ำ 120 ครั้งในแต่ละบิต ในกรณีส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณ AWGN และมีการลดทอนจากเฟดดิ้งชนิดราบเรียบแบบเรย์ลี โดยไม่คิดผลของเฟดดิ้งหลายวิถี ซึ่งมีการควบคุมกำลังส่งที่สมบูรณ์

ตารางที่ 4.5 ค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมกรณีส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณ AWGN และมีการลดทอนจากเฟดดิ้งชนิดราบเรียบแบบเรย์ลี

SNR(dB)	2	4	6	8	10	12	14	16
ค่าช่วงก้าว	0.006	0.008	0.02	0.02	0.02	0.03	0.03	0.03

สำหรับในกรณีส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณ AWGN และมีการลดทอนจากเฟดดิ้งชนิดราบเรียบแบบเรย์ลีนั้น การลดทอนจากเฟดดิ้งชนิดราบเรียบแบบเรย์ลีจะส่งผลให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับทุกชนิดสูงกว่ากรณีส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณ AWGN เท่านั้น อย่างไรก็ตามแนวโน้มของค่าอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับ แต่ละมีลักษณะเช่นเดียวกับกรณีส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณ AWGN เท่านั้น

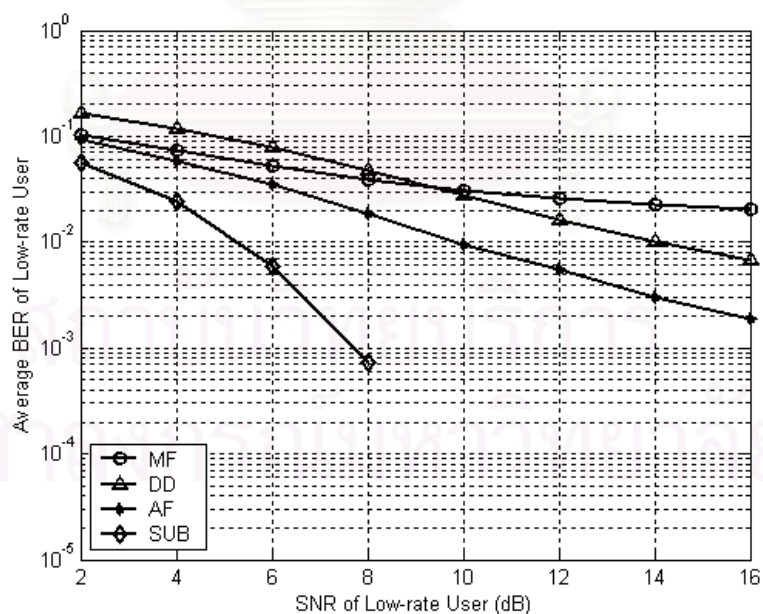
สำหรับเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้นั้นมีหลักการทำงาน คือ การปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองเพื่อประมาณสัญญาณที่รับได้ให้ใกล้เคียงสัญญาณที่รับได้จริงมากที่สุด ซึ่งถ้าสัญญาณที่รับได้จริงที่ภาครับเป็นสัญญาณที่เหมือนสัญญาณที่ส่งจากทางภาคส่งแล้ว การปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองจะทำให้ได้บิตข้อมูลที่ต้องการ ดังนั้นเมื่อสัญญาณที่รับได้จริงเป็นสัญญาณที่มีผลกระทบจากสัญญาณ AWGN และการลดทอนจากเฟดดิ้งชนิดราบเรียบแบบเรย์ลีด้วย การปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองเพื่อประมาณสัญญาณที่รับได้นี้ โดยไม่นำผลกระทบที่เกิดจากสัญญาณ AWGN และการลดทอนจากเฟดดิ้งชนิดราบเรียบแบบเรย์ลีมาใช้ในการปรับค่าด้วยนั้น ทำให้บิตข้อมูลที่ได้จากการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองไม่ถูกต้อง ส่งผลให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตสูงขึ้น

อย่างไรก็ตาม เครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้สามารถแก้ปัญหานี้ได้โดยการประมาณการลดทอนจากเฟดดิ้งชนิดราบเรียบแบบเรย์ลีที่จะเกิดขึ้นในเวลาต่อมา แล้วนำไปใช้ในขั้นตอนการประมาณสัญญาณที่รับได้ ซึ่งทำให้การปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองได้บิตข้อมูลที่ต้องการมากขึ้น แต่สำหรับปัญหาสัญญาณ AWGN นั้นสามารถแก้ปัญหาได้โดยการเลือกค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมซึ่งจะช่วยให้วงจรกรองปรับตัวเพื่อลดผลกระทบจากสัญญาณรบกวนได้

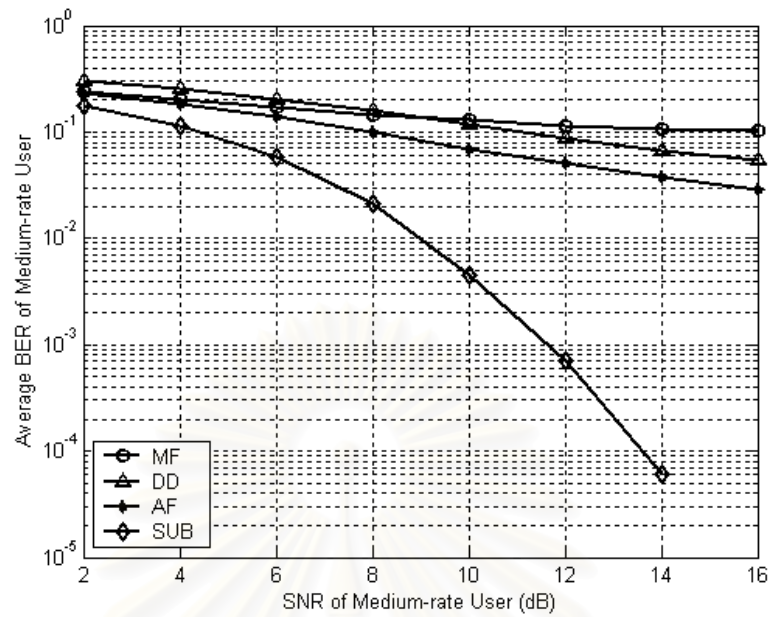


จากรูปที่ 4.16 พบว่าสำหรับผู้ใช้อัตราบิตต่ำ เครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัว ได้ มีสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตที่ดีที่สุด ส่วนเครื่องรับแบบดีคอร์ดรีเลชั่นนั้นมีสมรรถนะด้อยกว่าเครื่องรับแบบดั้งเดิมในช่วงที่ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าต่ำๆ แต่มีสมรรถนะดีกว่าเครื่องรับแบบดั้งเดิมเมื่อค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าสูงขึ้น

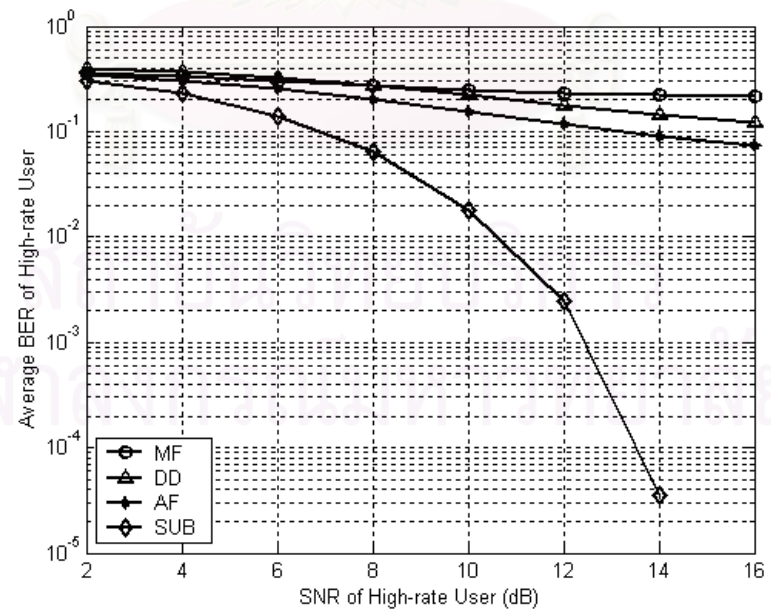
จากรูปที่ 4.17 และ 4.18 พบว่าสำหรับผู้ใช้อัตราบิตกลาง และอัตราบิตสูงนั้น ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับแต่ละชนิดมีแนวโน้มในลักษณะเช่นเดียวกับค่าอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ แต่มีสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตด้อยกว่าผู้ใช้อัตราบิตต่ำ โดยจะด้อยลงเมื่ออัตราบิตเพิ่มขึ้น ทั้งนี้เนื่องจากการส่งบิตข้อมูลที่มีอัตราบิตสูงกว่าอัตราบิตพื้นฐานในระบบ DS-CDMA แบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัลนั้น เมื่อเกิดความผิดพลาดในการหาสัญญาณที่มีกำลังสูงที่สุดแล้ว ก็จะส่งผลให้ได้บิตข้อมูลในส่วนที่แฝงมากับรหัสแฝงด้วยเช่นกัน ซึ่งแตกต่างกับอัตราบิตพื้นฐานที่ความผิดพลาดในการหาบิตข้อมูลแต่ละบิตนั้นไม่ส่งผลกระทบต่อ การหาบิตข้อมูลอื่นๆ เลย



รูปที่ 4.16 ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ กรณีมีการลดทอนจากเฟดดิ้งชนิดราบเรียบแบบเรย์ลีด้วย



รูปที่ 4.17 ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้อัตราปานกลาง กรณีมีการลดทอนจากเฟดดิ้งชนิดราบเรียบแบบเรย์ลีด้วย



รูปที่ 4.18 ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตสูง กรณีมีการลดทอนจากเฟดดิ้งชนิดราบเรียบแบบเรย์ลีด้วย

#### 4.5 อัตราความผิดพลาดบิตเมื่อจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้น

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาเกี่ยวกับสมรรถนะที่ได้จากการประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ในเครื่องรับ DS-CDMA แบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไปออร์ทอกกอล เพื่อดูผลกระทบที่มีต่อสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตของระบบเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้น โดยจะพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ในแต่ละอัตรา กับจำนวนผู้ใช้ในแต่ละอัตราบิตที่เพิ่มขึ้น ซึ่งจะพิจารณาเฉพาะกรณีควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์เพื่อวิเคราะห์สมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้นเท่านั้น

รูปที่ 4.19 และ 4.20 เป็นกราฟระหว่างค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตกลาง และสูงตามลำดับ กับจำนวนของผู้ใช้อัตราบิตต่ำที่เพิ่มขึ้นจนกระทั่งมีจำนวนผู้ใช้อัตราบิตต่ำเป็น 10 คน โดยระบบมีผู้ใช้อัตราบิตกลาง 2 คน และอัตราบิตสูง 2 คน และผู้ใช้ทุกคนในระบบมีค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเป็น 10 dB เท่ากันหมด ส่วนรูปที่ 4.21 และ 4.22 เป็นกราฟระหว่างค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ และสูงตามลำดับ กับจำนวนของผู้ใช้อัตราบิตกลางที่เพิ่มขึ้นจนกระทั่งมีจำนวนผู้ใช้อัตราบิตกลางเป็น 10 คน และในทำนองเดียวกันรูปที่ 4.23 และ 4.24 เป็นกราฟระหว่างค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ และกลางตามลำดับ กับจำนวนของผู้ใช้อัตราบิตสูงที่เพิ่มขึ้นจนกระทั่งมีจำนวนผู้ใช้อัตราบิตสูงเป็น 8 คน พบว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้คนอื่นที่มารบกวนเพิ่มขึ้น ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้คนที่สนใจในเครื่องรับทุกชนิดจะสูงขึ้น โดยเฉพาะเครื่องรับแบบดั้งเดิมที่มีค่าอัตราความผิดพลาดบิตเพิ่มขึ้นในสัดส่วนที่สูงขึ้นตามจำนวนผู้ใช้ที่เพิ่มขึ้น ซึ่งจะสังเกตเห็นได้อย่างชัดเจนในรูปที่ 4.19 และ 4.20 เนื่องจากเครื่องรับแบบดั้งเดิมไม่กำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นที่มารบกวนแต่จะมองเป็นสัญญาณรบกวน ดังนั้นเมื่อจำนวนผู้ใช้คนอื่นมากขึ้น จึงทำให้สมรรถนะของเครื่องรับแบบดั้งเดิมค่อยๆ ลดลงโดยจะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตสูงขึ้นตามจำนวนผู้ใช้ที่เพิ่มขึ้น ส่วนเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนนั้น ถึงแม้จะมีการกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นแต่ค่าอัตราความผิดพลาดบิตก็ยังคงเพิ่มขึ้นตามจำนวนผู้ใช้ที่เพิ่มขึ้น ที่เป็นเช่นนี้มีสาเหตุมาจากข้อจำกัดของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่ไม่สามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นได้หมด หรือเป็นผลจากการเพิ่มสัญญาณรบกวนในเครื่องรับ แบบดิกอร์รีเลต

จากรูปที่ 4.21 และ 4.22 เครื่องรับแบบดิกอร์รีเลตจะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตสูงขึ้นในสัดส่วนที่สูงขึ้นตามจำนวนผู้ใช้อัตราบิตกลางที่เพิ่มขึ้น ซึ่งแตกต่างจากรูปที่ 4.19 และ 4.20 ทั้งนี้เนื่องจากการเพิ่มจำนวนผู้ใช้อัตราบิตกลางจะทำให้ที่เครื่องรับต้องใช้รหัสแผ่จำนวนมาก โดยผู้ใช้อัตราบิตกลางแต่ละคนจะมีรหัสแผ่ 2 รหัสในชุดรหัสของผู้ใช้อัตราบิตกลางแต่ละคน และในรูปที่ 4.23 และ 4.24 สำหรับเครื่องรับแบบดั้งเดิมและเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัว

ได้นั้นมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตในลักษณะเดียวกับผู้ใช้อัตราบิตกลาง แต่จะดีกว่าเนื่องจากผู้ใช้อัตราบิตสูงจะใช้รหัสแรมถึง 8 รหัสในชุดรหัสของผู้ใช้อัตราบิตสูงแต่ละคน ส่วนเครื่องรับแบบดีคอร์ดรีเลตจะมีสมรรถนะทางด้านค่าอัตราความผิดพลาดบิตเลวมาก โดยค่าอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้อัตราบิตต่ำและผู้ใช้อัตราบิตสูงจะสูงขึ้นอย่างมากเมื่อจำนวนผู้ใช้อัตราบิตสูงเพิ่มขึ้น จนกระทั่งเมื่อจำนวนผู้ใช้อัตราบิตสูงเพิ่มขึ้นเกิน 8 คน ค่าอัตราความผิดพลาดบิตจะเพิ่มขึ้นน้อยมาก เนื่องจากความไม่ถูกต้องของการหาเมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัสแรมที่มีค่าเข้าใกล้ Singular Matrix มากขึ้น

อย่างไรก็ตามเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้นั้นยังคงมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำที่สุด เมื่อเทียบกับเครื่องรับแบบอื่น ๆ แม้ว่าจำนวนผู้ใช้อื่นที่มารบกวนจะเพิ่มขึ้นก็ตาม และจะมีอัตราความผิดพลาดบิตสูงขึ้นในเครื่องรับแบบดีคอร์ดรีเลต โดยจะมีอัตราความผิดพลาดบิตเพิ่มขึ้นในอัตราใกล้เคียงกับเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ ส่วนเครื่องรับแบบดั้งเดิมนั้นมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตสูงที่สุด

ตารางที่ 4.6 แสดงค่าช่วงก้ำวที่เหมาะสมสำหรับผู้ใช้งานทุกคนของเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ สำหรับการทำซ้ำ 120 ครั้งในแต่ละบิต ในกรณีส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณ AWGN เมื่อจำนวนผู้ใช้อัตราบิตต่ำเพิ่มขึ้น ส่วนตารางที่ 4.7 แสดงค่าช่วงก้ำวที่เหมาะสม เมื่อจำนวนผู้ใช้อัตราบิตกลางเพิ่มขึ้น และตารางที่ 4.8 แสดงค่าช่วงก้ำวที่เหมาะสม เมื่อจำนวนผู้ใช้อัตราบิตสูงเพิ่มขึ้น

ตารางที่ 4.6 ค่าช่วงก้ำวที่เหมาะสมเมื่อจำนวนผู้ใช้อัตราบิตต่ำเพิ่มขึ้น

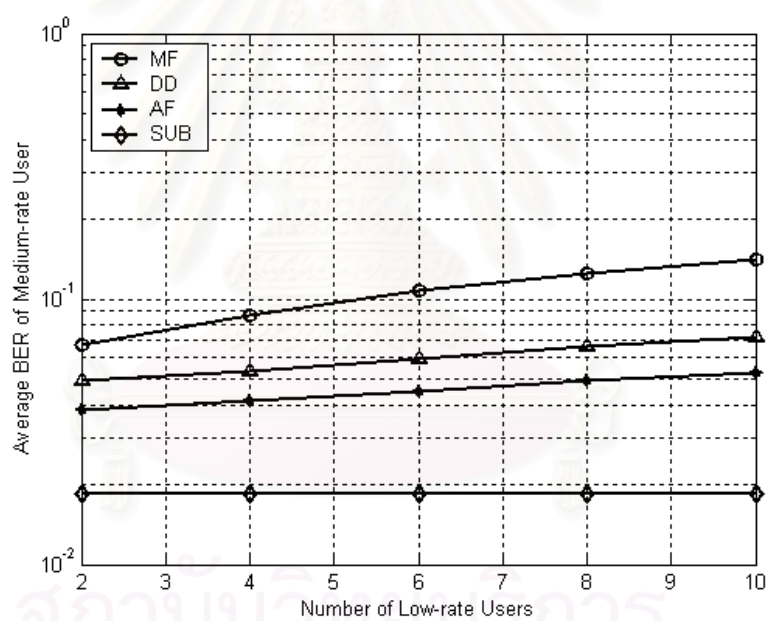
จำนวนผู้ใช้อัตราบิตต่ำ	2	4	6	8	10
ค่าช่วงก้ำว	0.03	0.03	0.03	0.03	0.03

ตารางที่ 4.7 ค่าช่วงก้ำวที่เหมาะสมเมื่อจำนวนผู้ใช้อัตราบิตกลางเพิ่มขึ้น

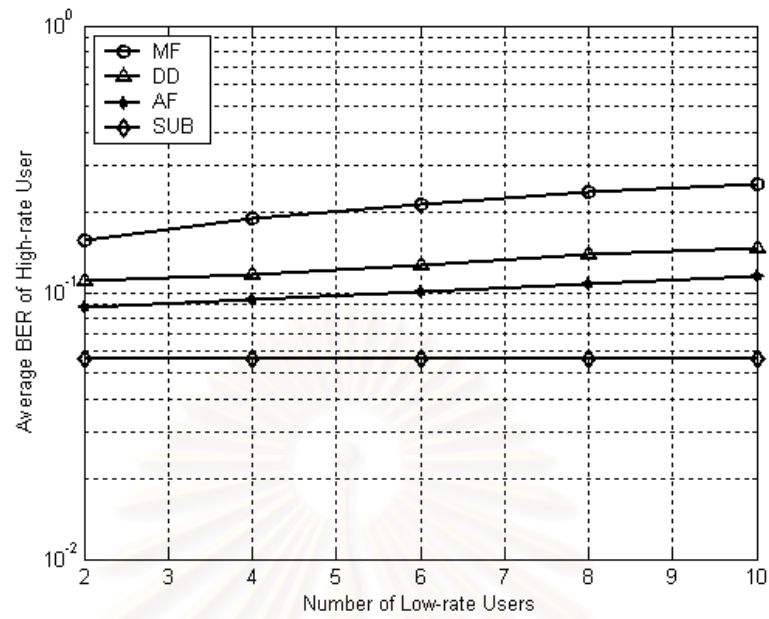
จำนวนผู้ใช้อัตราบิตกลาง	2	4	6	8	10
ค่าช่วงก้ำว	0.03	0.03	0.03	0.03	0.03

ตารางที่ 4.8 ค่าช่วงก้ำวที่เหมาะสมจำนวนผู้ใช้อัตราบิตสูงเพิ่มขึ้น

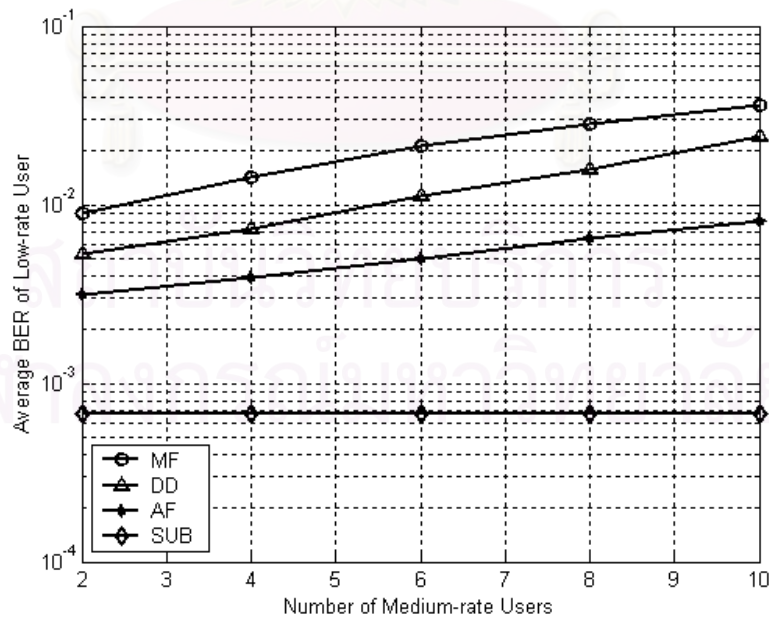
จำนวนผู้ใช้อัตราบิตสูง	2	4	6	8	10
ค่าช่วงก้ำว	0.007	0.007	0.01	0.01	0.01



รูปที่ 4.19 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตกลาง  
เมื่อจำนวนผู้ใช้อัตราบิตต่ำเพิ่มขึ้น

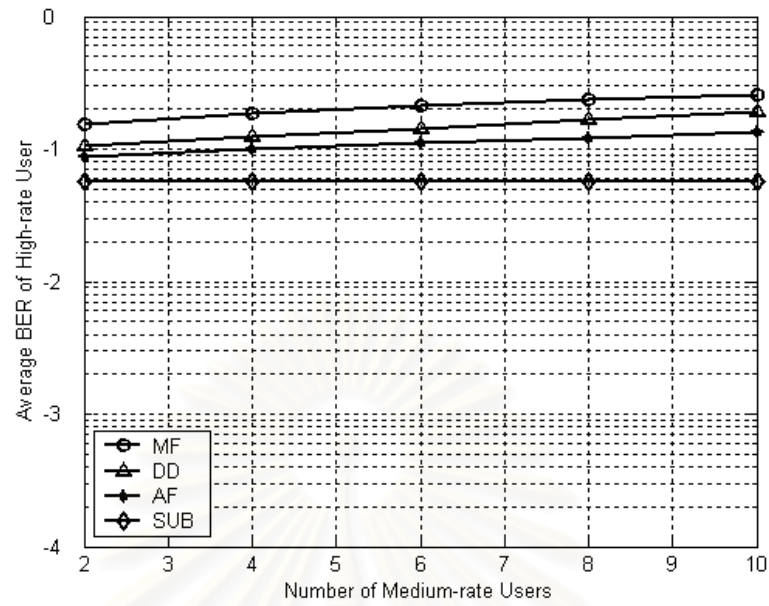


รูปที่ 4.20 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตสูง  
เมื่อจำนวนผู้ใช้อัตราบิตต่ำเพิ่มขึ้น

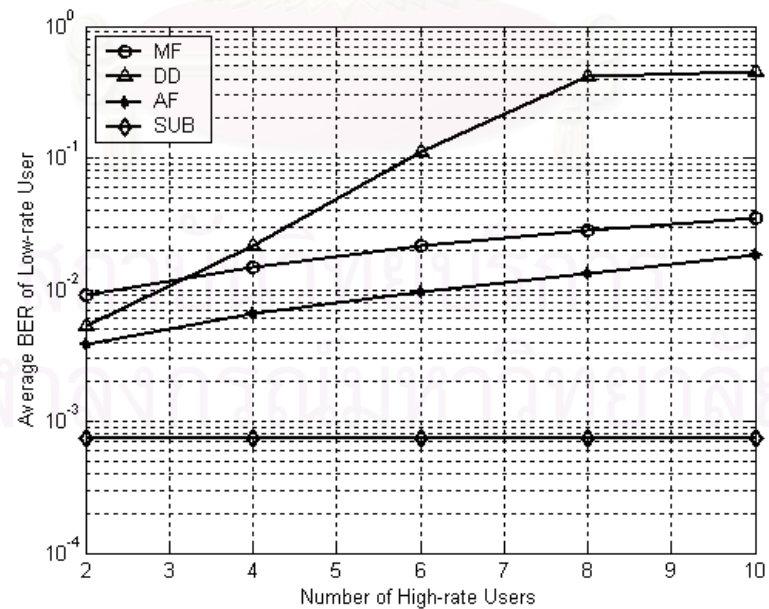


รูปที่ 4.21 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ  
เมื่อจำนวนผู้ใช้อัตราบิตกลางเพิ่มขึ้น

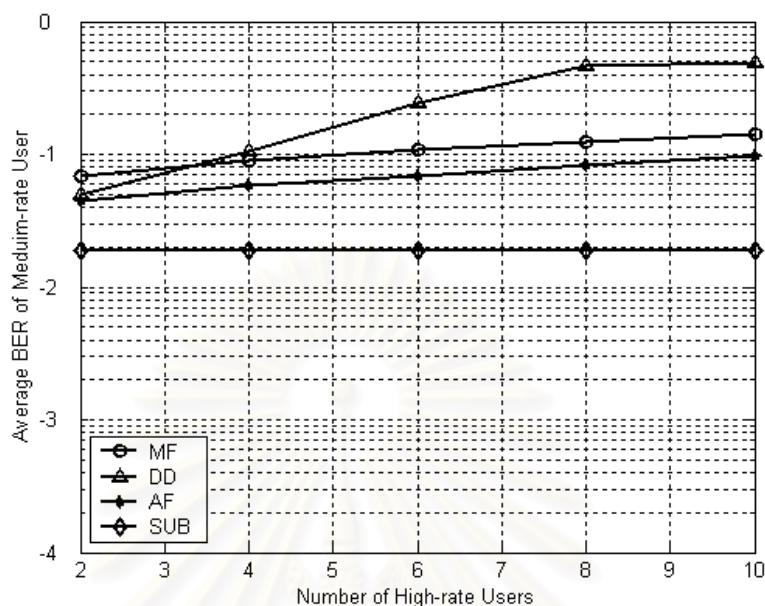




รูปที่ 4.22 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตสูง  
เมื่อจำนวนผู้ใช้อัตราบิตกลางเพิ่มขึ้น



รูปที่ 4.23 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ  
เมื่อจำนวนผู้ใช้อัตราบิตสูงเพิ่มขึ้น



รูปที่ 4.24 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตกลาง  
เมื่อจำนวนผู้ใช้อัตราบิตสูงเพิ่มขึ้น

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

สำหรับผลการจำลองระบบในหัวข้อนี้ เป็นการพิจารณาความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลของเครื่องรับแต่ละชนิด ให้ระบบมีผู้ใช้ทั้งหมด 12 คน เป็นผู้ใช้อัตราบิตต่ำ 5 คน ผู้ใช้อัตราบิตกลาง 4 คน และผู้ใช้อัตราบิตสูง 3 คน โดยกำลังที่มาถึงภาครับไม่เท่ากัน

รูปที่ 4.25 และ 4.26 เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้อัตราบิตกลาง และสูงตามลำดับ เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตต่ำเพิ่มขึ้น โดยแกนอนเป็นค่าผลต่างระหว่างอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ กับอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตกลาง และสูง ซึ่งมีค่าเป็น 10 dB คงที่ ให้ผู้ใช้ทุกคนได้รับสัญญาณรบกวนเท่ากัน และสัญญาณรบกวนมีค่าคงที่ ดังนั้น การเพิ่มอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตต่ำสามารถทำได้โดยการเพิ่มกำลังสัญญาณของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ ส่วนรูปที่ 4.27 และ 4.28 เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ และสูงตามลำดับ เมื่อค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตกลางเพิ่มขึ้น และในทำนองเดียวกันรูปที่ 4.29 และ 4.30 เป็น

กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ และกลางตามลำดับ เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตสูงเพิ่มขึ้น

ปรากฏว่าเมื่อกำลังสัญญาณของผู้ใช้คนอื่นที่มารบกวนเพิ่มขึ้น ซึ่งเปรียบเสมือนผู้ใช้งานที่สนใจอยู่ห่างจากสถานีฐานมากขึ้น เครื่องรับแบบดั้งเดิมมีสมรรถนะต่ำลงอย่างมาก (อัตราความผิดพลาดบิตเพิ่มขึ้นอย่างมาก) เนื่องจากเครื่องรับแบบดั้งเดิมไม่กำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้งานอื่น ดังนั้นเมื่อกำลังของผู้ใช้คนอื่นที่มารบกวนเพิ่มขึ้น ทำให้สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้งานอื่นเพิ่มขึ้น ค่าอัตราความผิดพลาดบิตจึงเพิ่มขึ้น สำหรับเครื่องรับแบบดิจิทัลซึ่งสามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้งานอื่นได้ทั้งหมด ดังนั้นค่าอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้คนที่สนใจจึงไม่ขึ้นกับกำลังสัญญาณของผู้ใช้คนอื่นที่มารบกวนเลย ส่วนเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ ค่าอัตราความผิดพลาดบิตจะเพิ่มขึ้นตามกำลังของผู้ใช้คนอื่นที่มารบกวน แต่ไม่มากเท่าเครื่องรับแบบดั้งเดิม และยังคงมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำกว่าเครื่องรับแบบดั้งเดิม

พิจารณารูปที่ 4.25 และ 4.26 ซึ่งเป็นการเพิ่มกำลังสัญญาณของผู้ใช้อัตราต่ำนั้น ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้อัตราบิตกลาง และอัตราบิตสูงของเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้จะเพิ่มขึ้นทีละน้อย แต่ยังคงมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำที่สุด จนกระทั่งค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตต่ำสูงกว่าผู้ใช้อัตราบิตกลาง และอัตราบิตสูงประมาณ 13 dB เครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้จะเริ่มมีสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตด้อยกว่าเครื่องรับแบบดิจิทัล แต่ไม่ด้อยกว่าเครื่องรับแบบดั้งเดิม

พิจารณารูปที่ 4.27 และ 4.28 ซึ่งเป็นการเพิ่มกำลังสัญญาณของผู้ใช้อัตรากลางนั้น ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ และอัตราบิตสูงของเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้จะเพิ่มขึ้นทีละน้อย แต่ยังคงมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำที่สุด จนกระทั่งค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตกลางสูงกว่าผู้ใช้อัตราบิตต่ำ และอัตราบิตสูงประมาณ 14 dB เครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้จะเริ่มมีสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตด้อยกว่าเครื่องรับแบบดิจิทัล แต่ไม่ด้อยกว่าเครื่องรับแบบดั้งเดิม

พิจารณารูปที่ 4.29 และ 4.30 ซึ่งเป็นการเพิ่มกำลังสัญญาณของผู้ใช้อัตราสูงนั้น ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ และอัตราบิตกลางของเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้จะเพิ่มขึ้นทีละน้อย แต่ยังคงมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำที่สุด จนกระทั่งอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตสูงมีค่าสูงกว่าผู้ใช้อัตราบิตต่ำ และอัตราบิตกลางประมาณ 16 dB เครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้จะเริ่มมีสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตด้อยกว่าเครื่องรับแบบดิจิทัล แต่ไม่ด้อยกว่าเครื่องรับแบบดั้งเดิม

ตารางที่ 4.9 แสดงค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมสำหรับผู้ใช้งานทุกคนของเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ สำหรับการทำให้ซ้ำ 120 ครั้งในแต่ละบิต ในกรณีส่งผ่านช่องสัญญาณที่มี

การรบกวนจากสัญญาณ AWGN เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิดต่ำเพิ่มขึ้น ส่วนตารางที่ 4.10 แสดงค่าช่วงก้ำวที่เหมาะสม เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิดกลางเพิ่มขึ้น และส่วนตารางที่ 4.11 แสดงค่าช่วงก้ำวที่เหมาะสม เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิดสูงเพิ่มขึ้น

ตารางที่ 4.9 ค่าช่วงก้ำวที่เหมาะสมเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิดต่ำเพิ่มขึ้น

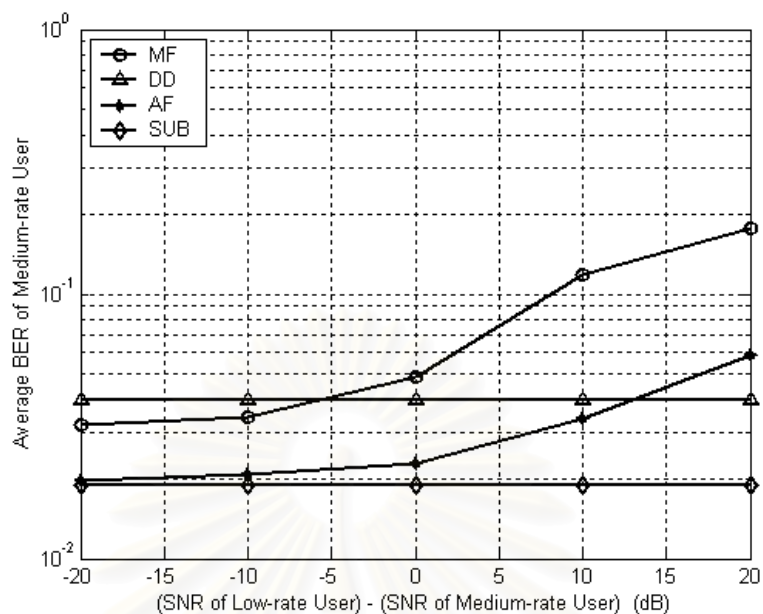
$\Delta\text{SNR (dB)}$	-20	-10	0	10	20
ค่าช่วงก้ำว	0.01	0.03	0.09	0.09	0.09

ตารางที่ 4.10 ค่าช่วงก้ำวที่เหมาะสมเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิดกลางเพิ่มขึ้น

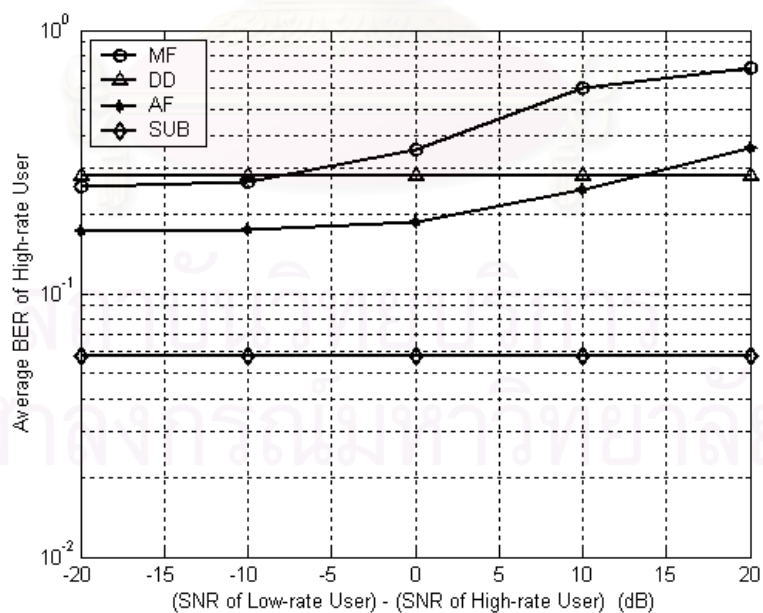
$\Delta\text{SNR (dB)}$	-20	-10	0	10	20
ค่าช่วงก้ำว	0.03	0.03	0.03	0.07	0.09

ตารางที่ 4.11 ค่าช่วงก้ำวที่เหมาะสมเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิดสูงเพิ่มขึ้น

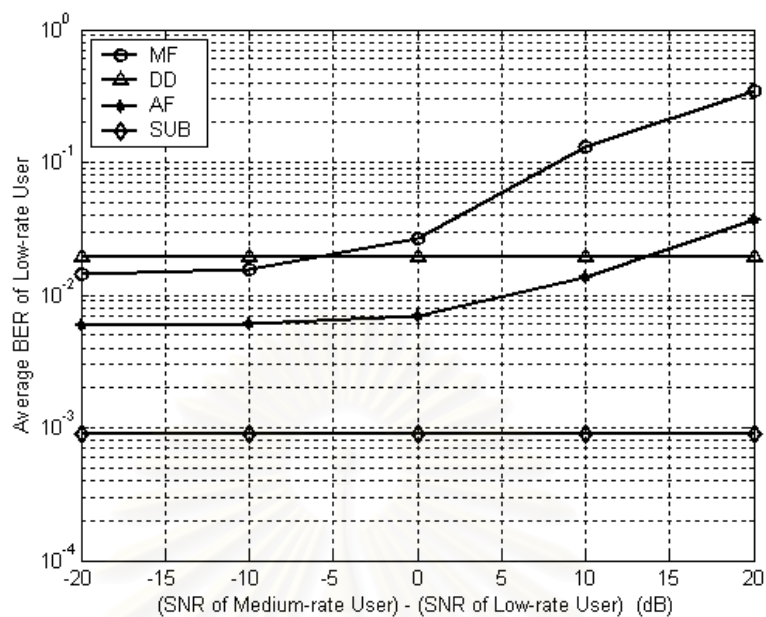
$\Delta\text{SNR (dB)}$	-20	-10	0	10	20
ค่าช่วงก้ำว	0.01	0.03	0.03	0.05	0.09



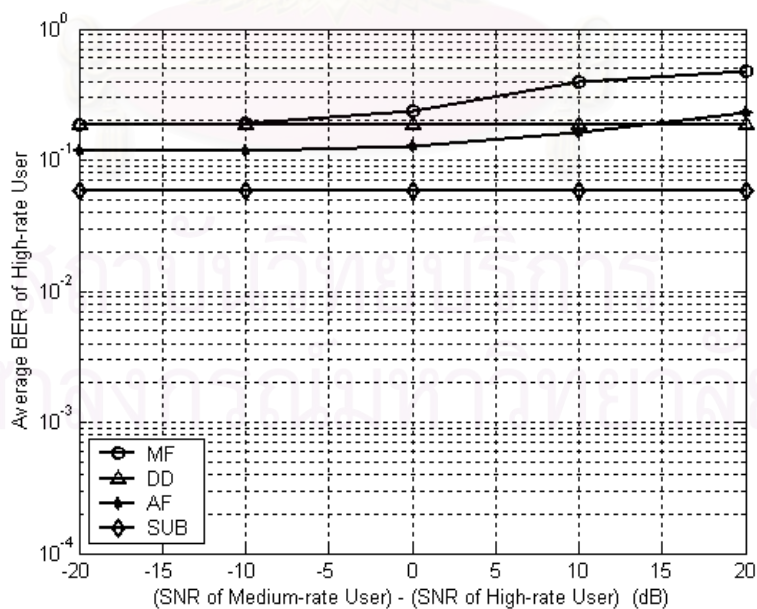
รูปที่ 4.25 ความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลของผู้ใช้อัตราบิตกลาง เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตต่ำเพิ่มขึ้น



รูปที่ 4.26 ความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลของผู้ใช้อัตราบิตสูง เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตต่ำเพิ่มขึ้น

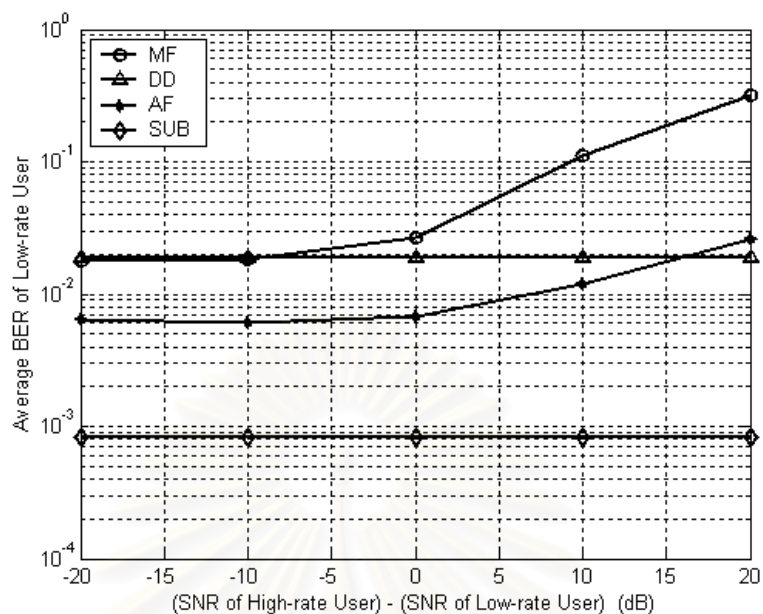


รูปที่ 4.27 ความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตกลางเพิ่มขึ้น

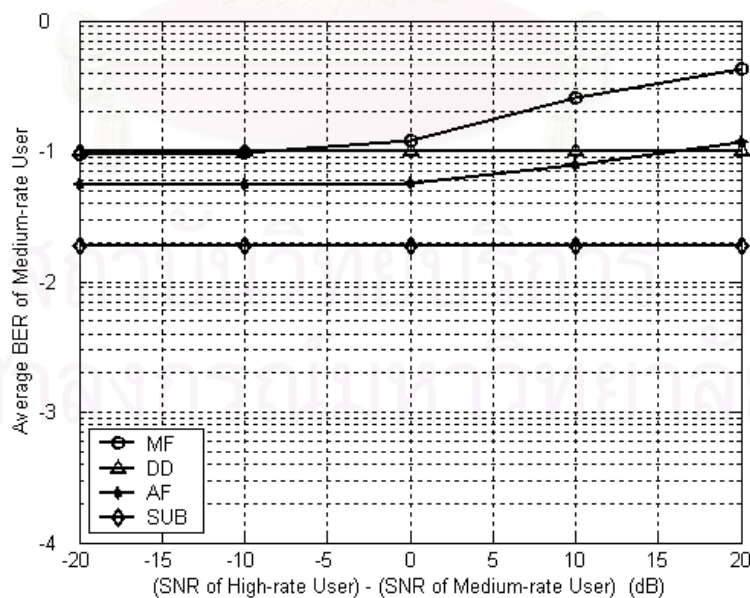


รูปที่ 4.28 ความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลของผู้ใช้อัตราบิตสูง เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตกลางเพิ่มขึ้น





รูปที่ 4.29 ความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลของผู้ใช้อัตราบิตต่ำ เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตสูงเพิ่มขึ้น



รูปที่ 4.30 ความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลของผู้ใช้อัตราบิตกลาง เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อัตราบิตสูงเพิ่มขึ้น

#### 4.7 สรุปผลการวิจัย

หัวข้อนี้เป็นการสรุปข้อดีข้อด้อยของเครื่องรับที่เสนอขึ้นและเครื่องรับที่นำมาเปรียบเทียบในระบบ DS-CDMA แบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัล กรณีสองโหนดสำหรับช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณ AWGN

- พิจารณาอัตราความผิดพลาดบิต เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไปในกรณีควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์ ปรากฏว่าที่ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าต่างๆ เครื่องรับที่เสนอขึ้นและเครื่องรับแบบดั้งเดิมมีสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตใกล้เคียงกัน ส่วนเครื่องรับแบบดีคอร์ดรีเลตมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตสูงที่สุดเนื่องจากมีคุณสมบัติเพิ่มผลกระทบจากสัญญาณรบกวน เมื่อค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าสูงขึ้น เครื่องรับที่เสนอขึ้นจะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำสุด รองลงมาคือ เครื่องรับแบบดีคอร์ดรีเลต และเครื่องรับแบบดั้งเดิมตามลำดับ

สำหรับกรณีควบคุมกำลังแบบไม่สมบูรณ์นั้น เมื่อค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าต่างๆ เครื่องรับที่เสนอขึ้นมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำที่สุด ส่วนเครื่องรับแบบดีคอร์ดรีเลตและเครื่องรับแบบดั้งเดิมมีสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตใกล้เคียงกันต่างจากกรณีควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์ ทั้งนี้เนื่องจากกรณีควบคุมกำลังแบบไม่สมบูรณ์มีผลกระทบของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นมากขึ้น ทำให้เครื่องรับแบบดีคอร์ดรีเลตซึ่งสามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นได้มีสมรรถนะใกล้เคียงเครื่องรับแบบดั้งเดิม เมื่อค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าสูงขึ้น เครื่องรับที่เสนอขึ้นและเครื่องรับแบบดีคอร์ดรีเลตจะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำกว่าเครื่องรับแบบดั้งเดิมมาก โดยเครื่องรับที่เสนอขึ้นและเครื่องรับแบบดีคอร์ดรีเลตมีสมรรถนะใกล้เคียงกัน

- การวิเคราะห์ผลกระทบต่อสมรรถนะของเครื่องรับแต่ละชนิดเมื่อมีการลดทอนจากเฟดดิ้งชนิดราบเรียบแบบเรย์ลีเท่านั้น จะพิจารณาอัตราความผิดพลาดบิต เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป โดยส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณ AWGN และมีการลดทอนจากเฟดดิ้งชนิดราบเรียบแบบเรย์ลี เฉพาะกรณีควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์ ปรากฏว่าค่าอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับทุกชนิดสูงกว่ากรณีไม่มีการลดทอนจากเฟดดิ้งชนิดราบเรียบแบบเรย์ลี แต่มีแนวโน้มเช่นเดียวกัน ซึ่งจากผลการจำลองระบบแสดงให้เห็นว่าระบบ DS-CDMA แบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัลไม่ทนทานต่อการลดทอนจากเฟดดิ้งชนิดราบเรียบแบบเรย์ลี

- พิจารณาอัตราความผิดพลาดบิตเมื่อจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้น ปรากฏว่าเครื่องรับทุกชนิดมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตเพิ่มขึ้นเมื่อจำนวนผู้ใช้อื่นที่มาแทรกสอดเพิ่มขึ้น อย่างไรก็ตามค่าอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่เสนอขึ้นก็ยังคงมีค่าต่ำกว่าเครื่องรับชนิดอื่น
- สำหรับความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลของเครื่องรับแต่ละชนิดนั้น ปรากฏว่าเครื่องรับแบบดีคอร์ดมีความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล ส่วนเครื่องรับที่เสนอขึ้นและเครื่องรับแบบดั้งเดิมนั้นมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้คนที่สนใจเพิ่มขึ้นเมื่อกำลังสัญญาณของผู้ใช้คนอื่นที่มาแทรกสอดมีค่ามากขึ้น อย่างไรก็ตามเครื่องรับที่เสนอขึ้นยังคงมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำกว่าเครื่องรับแบบดั้งเดิม



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## บทที่ 5

### สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

#### 5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอการประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ในเครื่องรับ DS-CDMA แบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัล ซึ่งวิธีไบออร์ทอกอนัลนั้นไม่มีปัญหาเรื่องค่าอัตราส่วนระหว่างค่ายอดต่อค่าเฉลี่ยของสัญญาณมีค่าสูงเหมือนที่เกิดขึ้นกับวิธีที่ใช้รหัสหลายรหัส อย่างไรก็ตามวิธีไบออร์ทอกอนัลจะต้องใช้รหัสแฝงที่เครื่องรับจำนวนมากในการหาบิตข้อมูลที่ส่งมา เนื่องจากในผู้ใช้ที่มีอัตราบิตสูงกว่าอัตราบิตพื้นฐานจะต้องใช้รหัสแฝงในชุดรหัสทุกรหัสเพื่อหาสัญญาณที่รวมกลับแล้วสำหรับรหัสแต่ละรหัส จากนั้นนำสัญญาณที่รวมกลับแล้วที่มีกำลังสูงที่สุดไปหาบิตข้อมูลส่วนที่แฝงมากับรหัสแฝงที่ใช้แฝงสัญญาณจากทางภาคส่ง จะเห็นได้ว่าถ้าเกิดความผิดพลาดในการหาสัญญาณที่มีกำลังสูงที่สุดนี้แล้ว ก็จะส่งผลให้ได้บิตข้อมูลในส่วนที่แฝงมากับรหัสแฝงผิดด้วยเช่นกัน ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้เสนอให้ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ในเครื่องรับ DS-CDMA แบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไบออร์ทอกอนัลเพื่อลดความผิดพลาดที่จะเกิดขึ้นในขั้นตอนการหาสัญญาณที่มีกำลังสูงที่สุด สำหรับการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองนั้นได้เลือกใช้ระเบียบวิธี LMS มาใช้เนื่องจากเป็นระเบียบวิธีที่ง่าย ความซับซ้อนไม่สูง และไม่ต้องมีการหาเมตริกซ์ผกผัน นอกจากนี้กระบวนการปรับตัวที่ใช้ยังเป็นกระบวนการที่ไม่ต้องอาศัยลำดับฝึกฝน หรือที่เรียกว่า การปรับตัวแบบบอด ทำให้ไม่มีความสูญเสียไปในการส่งข้อมูลที่เกิดจากการส่งลำดับฝึกฝน นอกจากนี้ยังสามารถปรับตัวตามสถานะที่เปลี่ยนแปลงไปของช่องสัญญาณได้โดยง่าย

สำหรับกระบวนการปรับตัวของเครื่องรับที่เสนอขึ้นนี้ จะมีอัตราการเข้าสู่สถานะอยู่ตัวเร็วขึ้นเมื่อใช้ค่าช่วงก้าวสูง แต่จะให้ความผิดพลาดมากกว่าที่ใช้ค่าช่วงก้าวต่ำ และค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมสำหรับการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองเพื่อให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้ในแต่ละอัตราบิตต่ำที่สุดจะมีค่าแตกต่างกันไป ดังนั้นในการจำลองระบบเพื่อทดสอบสมรรถนะจะเลือกค่าช่วงก้าวที่ทำให้ได้อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของทั้งระบบมีค่าดีที่สุด เมื่อทำซ้ำ 120 ครั้งในแต่ละบิต

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีการจำลองขยายเชื่อมโยงขาขึ้น สำหรับการส่งแบบซิงโครนัสผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณ AWGN เพื่อทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้

วงจรรองแบบปรับตัวได้ โดยพิจารณาผลเมื่อกำลังของสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป ในกรณีควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์และไม่สมบูรณ์ พิจารณาความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล และผลกระทบที่มีต่อสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตของระบบเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้น นอกจากนี้ยังได้มีการทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรรองแบบปรับตัวได้ เมื่อช่องสัญญาณมีการลดทอนจากเฟดดิ้งชนิดราบเรียบแบบเรย์ลีร่วมด้วย โดยการพิจารณาผลเมื่อกำลังของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป ในกรณีควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์ด้วย โดยทำการเปรียบเทียบเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรรองแบบปรับตัวได้กับเครื่องรับแบบดั้งเดิม และเครื่องรับแบบดีคอร์ดรีเลต และขอบเขตของผู้ใช้รายเดียว

## 5.2 ข้อดี-ข้อเสียของเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรรองแบบปรับตัวได้

### ข้อดี

- ไม่ต้องคำนวณเมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ระหว่างรหัสแรมป์ที่มีการคำนวณที่ซับซ้อน ดังเช่นที่ใช้ในเครื่องรับแบบดีคอร์ดรีเลต
- ปรับปรุงสมรรถนะให้ดีขึ้นในช่วงที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนไม่สูงนัก ต่างจากเครื่องรับแบบดีคอร์ดรีเลตที่เพิ่มสัญญาณรบกวนให้กับระบบ ทำให้มีสมรรถนะค่อนข้างต่ำเมื่อค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนไม่สูงนัก
- สามารถปรับตัวให้ได้บิตข้อมูลที่ต้องการได้ภายในหนึ่งบิต ทำให้บิตข้อมูลแต่ละบิตที่ได้จากการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองมีความเชื่อถือได้เท่าๆ กัน
- ไม่ต้องใช้ลำดับฝึกฝนสำหรับกระบวนการปรับตัว
- มีความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลได้ค่อนข้างดี
- ไม่ต้องอาศัยค่าขนาดของสัญญาณในการคำนวณ

### ข้อเสีย

- เมื่อช่องสัญญาณมีการลดทอนจากเฟดดิ้งชนิดราบเรียบแบบเรย์ลี เครื่องรับในระบบ DS-CDMA แบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไปบอร์ทอกอนัลจะมีสมรรถนะค่อนข้างต่ำ แต่เครื่องรับที่เสนอขึ้นจะยังคงมีสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตดีกว่าเครื่องรับแบบดั้งเดิมและเครื่องรับแบบดีคอร์ดรีเลต
- ต้องการค่าช่วงกว้างที่เหมาะสมและสัมพันธ์กับจำนวนการทำซ้ำเพื่อให้เครื่องรับที่เสนอขึ้นมีสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตที่ดี

### 5.3 ข้อเสนอแนะสำหรับการวิจัยในอนาคต

สำหรับงานที่ควรได้รับการศึกษา หรือพัฒนาต่อไป คือ

- 1) ศึกษา และวิเคราะห์สมรรถนะของเครื่องรับที่มีการประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ในกรณีช่องสัญญาณอื่นๆ เช่น ในช่องสัญญาณที่มีผลของเฟดดิ้งหลายวิถี
- 2) พัฒนาเครื่องรับนี้เพื่อใช้ในระบบอะซิงโครนัส
- 3) พัฒนาเครื่องรับนี้ต่อไปในระบบ CDMA แบบเปลี่ยนอัตราได้ (Variable Rate CDMA) [32] ซึ่งหมายถึง ผู้ใช้แต่ละคนสามารถส่งข้อมูลได้หลายอัตราพร้อม ๆ กัน โดยต่างจากระบบ CDMA แบบหลายอัตราซึ่งผู้ใช้แต่ละคนจะส่งได้เพียงอัตราใดอัตราหนึ่งเท่านั้น
- 4) นำการทำนายการลดทอนจากเฟดดิ้งชนิดราบเรียบแบบเรย์ลีที่จะเกิดขึ้นในเวลาต่อมา มาใช้เพื่อนำค่าการลดทอนที่ได้นี้ไปช่วยในการประมาณสัญญาณที่รับได้
- 5) นำแนวคิดการประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ในเครื่องรับ DS-SS แบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไบออร์โทกอนัลไปใช้กับวิธี biorthogonal multicode ได้



## รายการอ้างอิง

1. ลัญจนกร วุฒิสัททกุลกิจ. หลักการระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่. กรุงเทพมหานคร: สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2542.
2. 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.
3. 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.
4. 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.
5. Verdu, S. Multiuser Detection. Cambridge: Cambridge University Press, 1998.
6. Moshavi, S. Multi-User Detection for DS-CDMA Communication. IEEE Communications Magazine Vol. 34 (Oct 1996): 124-136.
7. 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.
8. 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.
9. Latva-aho, M., and Lilleberg, J. Parallel interference cancellation in multiuser detection. Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings, 1996 IEEE 4<sup>th</sup> International Symposium Vol. 3 (1996): 1151-1155.
10. 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.
11. Duel-Hallen, A. Decorrelating Decision-Feedback Multiuser Detection for Synchronous Code-Division Multiple-Access Channel. IEEE Transactions on Comunciations Vol.41 No. 2 (Febuary 1993): 285-290.

12. 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.
13. สุวิชัย คุณารัตนพฤกษ์. เทคนิคการลดความซับซ้อนในเครื่องรับที่ใช้การปรับตัวแบบบอดด้วยขั้นตอนลิเนียร์ลึคอนเสตรนคอนแสดนต์มอดูลัส. วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, คณะวิศวกรรมศาสตร์, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2543.
14. Cho, K. S., Madsen, A. H., and Park, W. Combination of adaptive Multiuser Detection and Parallel Interference Cancellation Technique for DS-CDMA Systems. Adaptive Systems for Signal Processing, Communications, and Control Symposium, IEEE 2000 (2000): 408-413.
15. เจนวิทย์ สิ้นธุสัคค. การปรับปรุงการหักล้างการแทรกสอดแบบผสมโดยใช้เทคนิคการหักล้างบางส่วนแบบขนานในช่องสัญญาณที่มีการลดทอนแบบเรเลย์ในระบบการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสชนิดไคเรกต์ซีแควนซ์. วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, คณะวิศวกรรมศาสตร์, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2543.
16. Chen, L., and Mitre, U. A Decorrelating Decision-Feedback Detector for Dual Rate Synchronous DS/CDMA Communications. Wireless Communications and Networking Conference (WCNC) (1999): 1124-1128.
17. เพ็ชรพร หลินประเสริฐ. มัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแบบป้อนกลับที่ใช้กระบวนการปรับอัตโนมัติชนิดบอดสำหรับระบบการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสชนิดไคเรกต์ซีแควนซ์. วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, คณะวิศวกรรมศาสตร์, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2542.
18. วรวิทย์ กวีวัจน์. มัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแบบนำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วมาป้อนกลับที่ใช้กระบวนการปรับอัตโนมัติชนิดบอดสำหรับระบบการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสชนิดไคเรกต์ซีแควนซ์แบบหลายอัตรา. วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, คณะวิศวกรรมศาสตร์, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2543.
19. 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.
20. Woodward, G., and Vucetic B. S. Adaptive Detection for DS-CDMA. Proceedings of the IEEE Vol. 86 No. 7 (July 1998): 1413-1434.

21. 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.
22. Juntti, M. J. System Concept Comparisons for Multirate CDMA with Multiuser Detection. Vehicular Technology Conference, 1995 IEEE 48<sup>th</sup> Vol. 1 (1998): 36-40.
23. Juntti, M.J. Multiuser Detector Performance Comparisons in Multirate CDMA Systems. Vehicular Technology Conference, 1998 IEEE 48<sup>th</sup> Vol. 1 (1998): 31-35.
24. บัณฑิต ไรจน์อารยานนท์. หลักการไฟฟ้าสื่อสาร. กรุงเทพมหานคร: สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2536.
25. Ziemer, R. E., and Harvatin, D. T. An Overview and Characterization of Multirate Schemes for Future-Generation Wireless Systems. IEEE Sixth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA) Vol. 2 (2000): 550-554.
26. Peterson, R. L., Ziemer, R. E., and Seoane, J. L. Biorthogonal Multicode Modulation for High-Rate High-Reliability Personal Communications Requiring Controlled Peak-to-Average Transmit Power Ratio. Broadband Communications, Proceeding 2000 intern. Zurich sem. (2000): 263-270.
27. 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.
28. Lupas, R., and Verdu, S. Near-Far Resistance of Multiuser Detectors in Asynchronous Channels. IEEE Transaction on Communications Vol. 38 No. 4 (April 1990): 496-508.
29. พีระ พัทธินทรตนะกุล. การตรวจวัดผู้ใช้หลายคนแบบปรับตัวได้สำหรับระบบการใช้ช่องสัญญาณร่วมกันแบบแบ่งรหัส. โครงการปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, คณะวิศวกรรมศาสตร์, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2542.
30. Haykin, S. Adaptive Filter Theory. New Jersey: Prentice-Hall International, 1996.
31. Recktenwald, G. W. Selected Solutions for Exercises in Numerical Methods with MATLAB: Implementations and Applications. Prentice-Hall, 2000.
32. 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.

33. เจนจบ วีระพานิชเจริญ. การปรับปรุงการควบคุมกำลังในข่ายเชื่อมโยงย้อนกลับในระบบวิทยุเคลื่อนที่เซลลูลาร์ DS-CDMA. วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, คณะวิศวกรรมศาสตร์, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2543.
34. Proakis, J. G. Digital communications. New York: McGraw Hill, 2001.
35. Zvonar, Z., and Brady, D. Multiuser Detection in Single-Path Fading Channels. IEEE Transaction on Communications Vol. 42 No. 2 (1994): 1729-1739.



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาคผนวก ก

ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลี [24]

ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลีนี้มีการแจกแจงดังนี้

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\alpha^2} e^{-r^2/2\alpha^2} & , 0 \leq r \leq \infty \\ 0 & , r < 0 \end{cases} \quad (ก-1)$$

รูปร่างการแจกแจงของสมการที่ (ก-1) แสดงไว้ในรูปที่ ก.1 ซึ่งจะมีค่าสูงสุดเป็น  $p(\alpha) = 1/(\alpha\sqrt{e})$  ที่  $r = \alpha$  มีค่าเฉลี่ยดังนี้

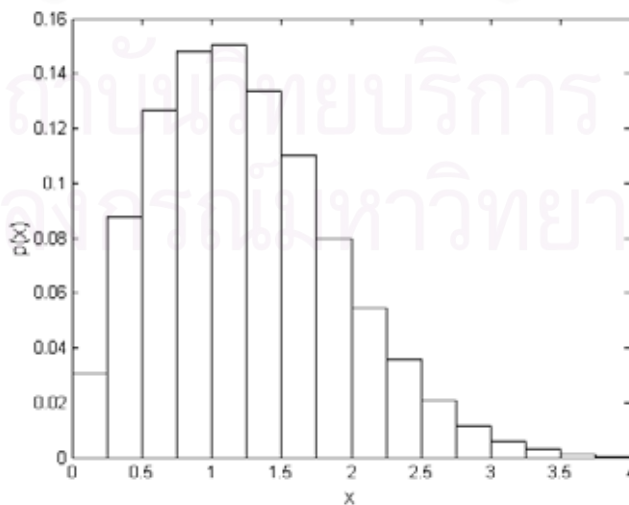
$$\bar{R} = \sqrt{\frac{\pi}{2}}\alpha \quad (ก-2)$$

และค่ากำลังสองเฉลี่ย

$$\overline{R^2} = 2\alpha^2 \quad (ก-3)$$

ส่วนค่าความแปรปรวนมีค่าดังนี้

$$\sigma^2 = \overline{R^2} - \bar{R}^2 = (2 - \frac{\pi}{2})\alpha^2 \quad (ก-4)$$



รูปที่ ก.1 การแจกแจงของฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นแบบเรย์ลี

การแจกแจงแบบเรย์ลีนี้มีความสัมพันธ์กับการแจกแจงแบบเกาส์เขียนดังนี้คือ ถ้าให้  $X$  และ  $Y$  เป็นตัวแปรสุ่มแบบเกาส์เขียน 2 ชุดที่เป็นอิสระต่อกัน มีค่าเฉลี่ย  $M_x = M_y = 0$  และมีค่าความแปรปรวน  $\sigma_x^2 = \sigma_y^2 = \sigma^2$  ในเงื่อนไขเหล่านี้ฟังก์ชันรวมความหนาแน่นความน่าจะเป็นของ  $X$  และ  $Y$  จะเขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} p_{XY}(x,y) &= p_X(x)p_Y(y) = \frac{e^{-x^2/2\sigma^2}}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \frac{e^{-y^2/2\sigma^2}}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \\ &= \frac{e^{-(x^2+y^2)/2\sigma^2}}{2\pi\sigma^2} \end{aligned} \quad (ก-5)$$

เมื่อแปลงฟังก์ชันรวมความหนาแน่นความน่าจะเป็นนี้ให้อยู่ในรูปพิกัดเชิงขั้ว (polar co-ordinate) ซึ่งมีตัวแปรเป็น  $R$  และ  $\Phi$  จะทำได้โดยตั้งเงื่อนไขดังนี้

$$p_{R\Phi}(r,\phi)|drd\phi| = p_{XY}(x,y)|dxdy| \quad (ก-6)$$

และเนื่องจาก

$$\left. \begin{aligned} r^2 &= x^2 + y^2 \\ \phi &= \arctan \frac{y}{x} \\ dxdy &= r dr d\phi \end{aligned} \right\} \quad (ก-7)$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ (ก-5) และ (ก-7) ลงในสมการที่ (ก-6) จะได้

$$p_{R\Phi}(r,\phi) = \frac{1}{2\pi} \left( \frac{r}{\sigma^2} e^{-r^2/2\sigma^2} \right) \quad (ก-8)$$

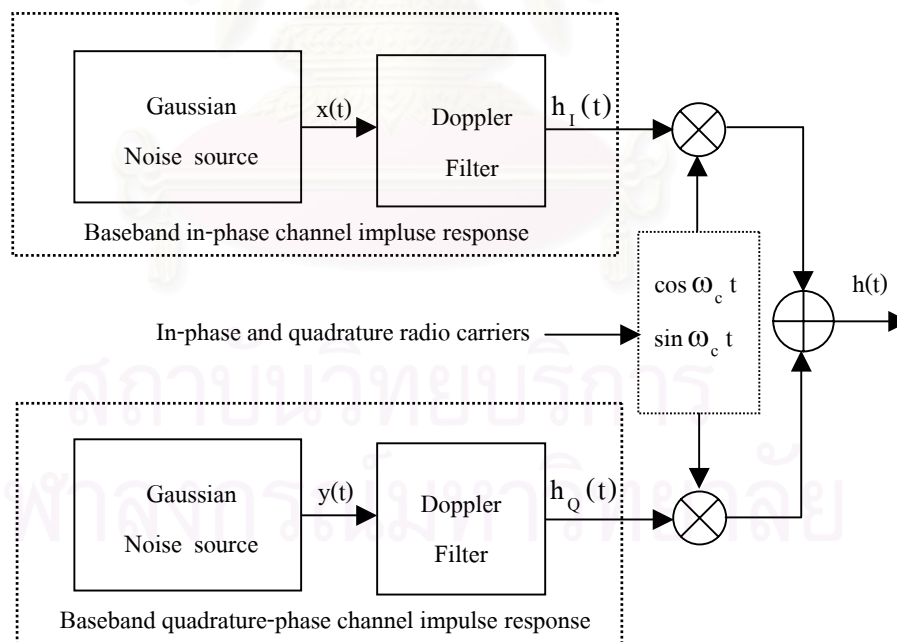
พิจารณาสมการที่ (ก-8) พบว่าพจน์ที่อยู่ในวงเล็บจะมีการแจกแจงเหมือนการแจกแจงแบบเรย์ลี โดยมีค่า  $\sigma = \alpha$  สำหรับพจน์แรกนั้นเป็นความน่าจะเป็นที่เกี่ยวข้องกับตัวแปรสุ่ม  $\Phi$  ซึ่งเป็นอิสระจากตัวแปรสุ่ม  $R$  กล่าวคือ จากผลในสมการที่ (ก-8) นี้สามารถอ้างได้ว่าตัวแปรสุ่ม  $R$  และ  $\Phi$  เป็นอิสระต่อกัน ทำให้  $p_{R\Phi}(r,\phi) = p_R(r)p_\Phi(\phi)$  โดยที่  $p_R(r)$  มีการแจกแจงแบบเรย์ลี และ  $p_\Phi(\phi) = 1/2\pi$



สรุปได้ว่าฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลีนี้เป็นผลจากการคิดฟังก์ชันร่วมความหนาแน่นความน่าจะเป็นของตัวแปรสุ่มแบบเกาส์เซียนที่เป็นอิสระต่อกัน

**แบบจำลองที่มีลักษณะเป็นแบบสุ่ม [33]**

การสร้างสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีสามารถทำได้โดยการใช้แบบจำลองชนิดที่มีลักษณะเป็นแบบสุ่ม ดังแสดงในรูปที่ ก.2 โดยสัญญาณที่ออกมาจากแหล่งกำเนิดสัญญาณเกาส์เซียนจะถูกส่งผ่านวงจรกรองที่แสดงผลของความถี่ดอปเพลอร์ (Doppler frequency) โดยถ้าพิจารณาสัญญาณที่สถานีฐาน ได้รับจากสถานีเคลื่อนที่สำหรับเส้นทางที่  $i$ -th ทำมุม  $\alpha_i$  กับสถานีฐาน จะพบว่าความถี่ของคลื่นพาห้ของสัญญาณที่มีค่า  $f_c$  จะมีค่าเปลี่ยนเป็น  $f_c + f_m \cos \alpha_i$  โดยที่  $f_m = v/\lambda = v f_c / c$   $v$  คือ ความเร็วของสถานีเคลื่อนที่  $\lambda = c/f_c$  คือ ความยาวคลื่นของคลื่นพาห้ของสัญญาณ และ  $c$  คือ ความเร็วแสง ความถี่ดอปเพลอร์นี้จะมีทั้งค่าบวกและค่าลบขึ้นอยู่กับมุม  $\alpha_i$  ส่วนค่าสูงที่สุด-ต่ำที่สุดของความถี่ดอปเพลอร์นั้นมีความเท่ากับ  $\pm f_m$



รูปที่ ก.2 แบบจำลองแบบสุ่มสำหรับการสร้างสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลี

จากรูปถ้ายังไม่พิจารณาเครื่องกรองความถี่ดอปเพลอร์ (Doppler Filter) จะได้ว่า  $h_I(t) = x(t)$  และ  $h_Q(t) = y(t)$  ดังนั้นจะได้สัญญาณขาออกดังนี้

$$h(t) = x(t) \cos(\omega_c t) - y(t) \sin(\omega_c t) \quad (\text{ก-9})$$

โดยที่  $x(t)$  และ  $y(t)$  เป็นตัวแปรสุ่มแบบเกาส์เซียน และสามารถเขียน  $h(t)$  ในรูปของ

$$h(t) = R(t) \cos(\omega_c t + \psi(t)) \quad (\text{ก-10})$$

โดยที่

$$R(t) = (x^2(t) + y^2(t))^{1/2} \quad (\text{ก-11})$$

ซึ่งมีการแจกแจงแบบเรย์ลี

$$\psi(t) = \tan^{-1} \left( \frac{y(t)}{x(t)} \right) \quad (\text{ก-12})$$

ซึ่งมีการแจกแจงแบบยูนิฟอร์ม

และเมื่อพิจารณาผลของวงจรกรองความถี่ดอปเพลอร์ด้วย จะพบว่า  $h(t)$  ก็ยังคงมีการแจกแจงแบบเรย์ลี

สำหรับการจำลองระบบในกรณีช่องสัญญาณมีการลดทอนจากเฟดดิ้งชนิดราบเรียบแบบเรย์ลีซึ่งจะส่งผลกระทบต่อขนาดของสัญญาณที่รับได้ แต่ไม่ทำให้เกิดการผิดเพี้ยนของรูปคลื่น (Waveform Distortion) [5] โดยไม่คิดผลของการลดทอนหลายวิถี สมมติให้การลดทอนของผู้ใช้แต่ละคนในระบบเป็นอิสระต่อกัน และไม่คิดผลของความถี่ดอปเพลอร์ เนื่องจากไม่ได้มีการทำการลดทอนที่จะเกิดขึ้นในเวลาต่อมา [15,33,34]

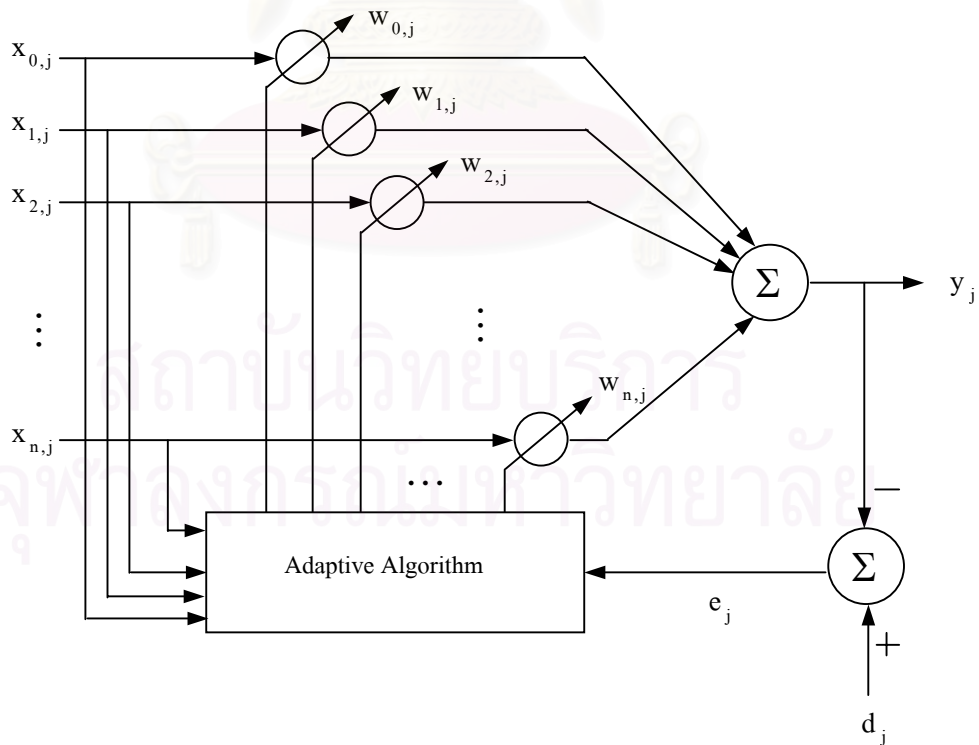
ภาคผนวก ข

ระเบียบวิธีค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุด (Least Mean Square: LMS) [29,30]

ระเบียบวิธี LMS นี้จัดอยู่ในตระกูลวิธี Stochastic Gradient ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้

$$\left( \begin{array}{c} \text{เวกเตอร์} \\ \text{สัมประสิทธิ์} \\ \text{ของวงจรรอง} \\ \text{ที่ปรับค่าแล้ว} \end{array} \right) = \left( \begin{array}{c} \text{เวกเตอร์} \\ \text{สัมประสิทธิ์} \\ \text{ของวงจรรอง} \\ \text{ค่าเดิม} \end{array} \right) + \left( \begin{array}{c} \text{ค่าช่วงก้าว} \\ \text{สำหรับการ} \\ \text{การปรับค่า} \end{array} \right) \left( \begin{array}{c} \text{เวกเตอร์} \\ \text{สัญญาณเข้า} \\ \text{ของวงจรรอง} \end{array} \right) \left( \begin{array}{c} \text{ค่าผิดพลาด} \\ \text{จากการ} \\ \text{ประมาณ} \end{array} \right)$$

ระเบียบวิธี LMS จะใช้ข้อมูลที่มีอยู่สำหรับประมาณค่าเกรเดียนท์ที่ช่วงเวลาใดๆ ของวิธี Steepest Descent ระเบียบวิธี LMS จะใช้ค่าผลคูณของเวกเตอร์สัญญาณกับค่าความผิดพลาดเป็นค่าประมาณของเกรเดียนท์เวกเตอร์จริง



รูปที่ ข.1 วงจรรองแบบปรับตัวได้

จากรูปที่ ข.1 เวกเตอร์ของสัญญาณเข้า  $\mathbf{x}_j$  มีนิยาม คือ

$$\mathbf{x}_j = [x_{0,j} \ x_{1,j} \ x_{2,j} \ \dots \ x_{n,j}]^T$$

โดยถือว่าสัญญาณเข้าทุกตัวจะปรากฏพร้อมกันบนเส้นทางซึ่งเวลาไม่ต่อเนื่อง (Discrete Time) ใช้ดัชนี  $j$  สำหรับสัมประสิทธิ์ของวงจรรองหรือค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง  $w_0, w_1, \dots, w_n$  สามารถปรับเปลี่ยนได้ โดยเวกเตอร์ของค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง  $\mathbf{w}_j$  (Tap-weight Vector) คือ

$$\mathbf{w}_j = [w_{0,j} \ w_{1,j} \ w_{2,j} \ \dots \ w_{n,j}]^T$$

สัญญาณออก  $y_j$  ได้จากผลคูณระหว่าง  $\mathbf{x}_j$  กับ  $\mathbf{w}_j$

$$y_j = \mathbf{x}_j^T \mathbf{w}_j = \mathbf{w}_j^T \mathbf{x}_j \quad (\text{ข-1})$$

สัญญาณผิดพลาด  $e_j$  คือ ผลต่างระหว่างผลตอบที่ต้องการ  $d_j$  กับสัญญาณออก  $y_j$

$$e_j = d_j - \mathbf{x}_j^T \mathbf{w}_j = d_j - \mathbf{w}_j^T \mathbf{x}_j \quad (\text{ข-2})$$

ระเบียบวิธีซึ่งปรับค่าได้ (Adaptive Algorithm) โดยทั่วไปมีจุดประสงค์เพื่อปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองให้ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยมีค่าต่ำที่สุด เมื่อให้สัญญาณเข้าและผลตอบที่ต้องการ เป็น Statistically Stationary คือ มีค่าไม่ขึ้นกับเวลา และให้ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองมีค่าคงที่ค่าหนึ่ง จะสามารถหารูปทั่วไปของค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยในฟังก์ชันของค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง ได้ดังนี้

จากสมการที่ (ข-2) เมื่อยกกำลังสอง จะได้

$$e_j^2 = d_j^2 - 2d_j \mathbf{x}_j^T \mathbf{w}_j + \mathbf{w}_j^T \mathbf{x}_j \mathbf{x}_j^T \mathbf{w}_j \quad (\text{ข-3})$$

หาค่าคาดหวังของสมการที่ (ข-3) ได้

$$E[e_j^2] = E[d_j^2] - 2E[d_j \mathbf{x}_j^T] \mathbf{w}_j + \mathbf{w}_j^T E[\mathbf{x}_j \mathbf{x}_j^T] \mathbf{w}_j \quad (\text{ข-4})$$

นิยามให้เวกเตอร์  $\mathbf{r}_{dx}$  คือ สหสัมพันธ์ข้ามระหว่างผลตอบที่ต้องการ  $d_j$  ซึ่งเป็นสเกลาร์กับเวกเตอร์  $\mathbf{x}_j$

$$\mathbf{r}_{dx} = E[d_j \mathbf{x}_j] = E[d_j x_{0,j} \ d_j x_{1,j} \ \dots \ d_j x_{n,j}]^T$$

และนิยามให้เมตริกซ์  $\mathbf{R}$  คือ เมตริกซ์ออสทหสัมพันธ์ของสัญญาณเข้า

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{x}_j \mathbf{x}_j^T] = E \begin{bmatrix} x_{0,j} x_{0,j} & x_{0,j} x_{1,j} & \dots & x_{0,j} x_{n,j} \\ x_{1,j} x_{0,j} & x_{1,j} x_{1,j} & \dots & x_{1,j} x_{n,j} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x_{n,j} x_{0,j} & x_{n,j} x_{1,j} & \dots & x_{n,j} x_{n,j} \end{bmatrix}$$

จากค่า  $\mathbf{r}_{dx}$  และ  $\mathbf{R}$  ที่นิยามไว้นี้สามารถเขียนสมการของค่ากำลังสองเฉลี่ยในสมการที่ (ข-4) ได้ดังนี้

$$E[e_j^2] = E[d_j^2] - 2\mathbf{r}_{dx}^T \mathbf{w}_j + \mathbf{w}_j^T \mathbf{R} \mathbf{w}_j \quad (\text{ข-5})$$

จากสมการนี้ได้ค่าความผิดพลาดเป็นฟังก์ชันของค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง ซึ่งมีรูปร่างเป็นพื้นผิวพาราโบล่าหงาย การปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองเพื่อให้ได้ค่าความผิดพลาดต่ำที่สุด ก็คือ การวิ่งวนไปตามพื้นผิวนี้นจนถึงจุดต่ำที่สุด ซึ่งสามารถทำได้โดยการหาค่าเกรเดียนต์  $\nabla$  ของฟังก์ชันค่าความผิดพลาดดังนี้

$$\nabla = \left[ \frac{\partial E[e_j^2]}{\partial w_0} \quad \frac{\partial E[e_j^2]}{\partial w_1} \quad \dots \quad \frac{\partial E[e_j^2]}{\partial w_n} \right] = -2\mathbf{r}_{dx} + 2\mathbf{R} \mathbf{w}_j \quad (\text{ข-6})$$

$\mathbf{w}^*$  คือ เวกเตอร์ของค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองที่เหมาะสม ซึ่งเรียกว่า “Wiener Weight Vector” สามารถหาได้โดยให้  $\nabla = 0$  จะได้

$$\mathbf{w}^* = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{r}_{dx} \quad (\text{ข-7})$$

ระเบียบวิธี LMS เป็นวิธีการในทางปฏิบัติในการหาค่าประมาณใกล้เคียงของผลเฉลยของสมการดังกล่าวในเวลาจริง (Real Time) โดยไม่ต้องคำนวณฟังก์ชันสหสัมพันธ์ (Correlation Function) และไม่ต้องหาเมตริกซ์ผกผัน สามารถปรับค่าเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ของวงจรรองได้ดังนี้

$$\mathbf{w}_{j+1} = \mathbf{w}_j - \mu \nabla_j \quad (\text{ข-8})$$

โดย  $\mu$  คือ ค่าช่วงก้าว (Step Size) และในการทำซ้ำแต่ละครั้งจะใช้เวลาคงที่ค่าหนึ่ง เกรเดียนต์ของการทำซ้ำครั้งที่  $j$  แทนด้วย  $\nabla_j$  ซึ่งมีค่าตามสมการที่ (ข-9)

$$\nabla_j = \left[ \frac{\partial E[e_j^2]}{\partial w_0} \quad \frac{\partial E[e_j^2]}{\partial w_1} \quad \dots \quad \frac{\partial E[e_j^2]}{\partial w_n} \right]^T \quad (\text{ข-9})$$

ระเบียบระเบียบวิธี LMS นี้จะประมาณค่าของเกรเดียนท์  $\nabla_j$  ด้วยการหาอนุพันธ์ของ  $e_j^2$  เทียบกับ  $\mathbf{w}_j$  ได้

$$\begin{aligned} \hat{\nabla}_j &= \left[ \frac{\partial e_j^2}{\partial w_0} \quad \frac{\partial e_j^2}{\partial w_1} \quad \dots \quad \frac{\partial e_j^2}{\partial w_n} \right]^T \\ &= 2e_j \left[ \frac{\partial e_j}{\partial w_0} \quad \frac{\partial e_j}{\partial w_1} \quad \dots \quad \frac{\partial e_j}{\partial w_n} \right]^T \end{aligned} \quad (\text{ข-10})$$

แทนค่า  $e_j^2$  จากสมการที่ (ข-3) ในสมการที่ (ข-10) ก็จะได้ค่าประมาณเกรเดียนท์อยู่ในรูป

$$\hat{\nabla}_j = -2e_j \mathbf{x}_j \quad (\text{ข-11})$$

ใช้ค่าประมาณเกรเดียนท์แทนค่าจริงของเกรเดียนท์ในสมการที่ (ข-8) ได้ Widrow-Hoff LMS คือ

$$\mathbf{w}_{j+1} = \mathbf{w}_j + 2\mu e_j \mathbf{x}_j \quad (\text{ข-12})$$

ซึ่งสามารถสรุปได้ว่า ระเบียบวิธี LMS ประกอบด้วยกระบวนการพื้นฐาน 2 กระบวนการ ดังนี้

### 1) กระบวนการกรอง (Filtering Process)

- คำนวณผลตอบของวงจรกรองแบบทรานเวอร์สได้

สัญญาณออกจากวงจรกรอง:

$$y_j = \mathbf{w}_j^T \mathbf{x}_j \quad (\text{ข-13})$$

- คำนวณหาค่าผิดพลาดในการประมาณได้

ค่าผิดพลาดในการประมาณ:

$$e_j = d_j - y_j \quad (\text{ข-14})$$



## 2) กระบวนการปรับค่าสัมประสิทธิ์ (Adaptive Process)

ทำการปรับสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองอย่างอัตโนมัติตามค่าผิดพลาดในการประมาณที่หาได้จากกระบวนการกรอง ดังสมการ

$$\mathbf{w}_{j+1} = \mathbf{w}_j + \mu \mathbf{x}_j e_j \quad (\text{ข-15})$$

หรือ

$$\mathbf{w}_{j+1} = \mathbf{w}_j + \mu \mathbf{x}_j [d_j - \mathbf{x}_j^T \mathbf{w}_j] \quad (\text{ข-16})$$

โดยที่  $\mathbf{x}_j$  คือ เวกเตอร์สัญญาณเข้า

$\mu$  คือ พารามิเตอร์ช่วงก้าว

$d_j$  คือ ผลตอบที่ต้องการ

$\mathbf{w}_j$  คือ เวกเตอร์สัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง

$e_j$  คือ ค่าความผิดพลาดจากการประมาณ

จากกระบวนการข้างต้นพบว่า สำหรับวงจรกรองแบบปรับตัวอันดับที่  $p$  (Filter Order =  $p$ ) ที่มีสัมประสิทธิ์  $p+1$  ค่า นั้น ในการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์วงจรกรอง (Coefficient Update) จะมีการบวก  $p+1$  ครั้ง และการคูณอีก  $p+1$  ครั้ง เนื่องจากค่า  $\mu e_j$  ใช้การคำนวณเพียง 1 ครั้งเท่านั้น สำหรับสัมประสิทธิ์ทั้งหมด นอกจากนี้แล้วยังมีการบวกอีก 1 ครั้ง สำหรับคำนวณค่าความผิดพลาด และการคูณอีก 1 ครั้ง คือ  $\mu e_j$  สุดท้ายก็คูณอีก  $p+1$  ครั้ง และบวกอีก  $p$  ครั้ง เพื่อคำนวณหาค่าประมาณของผลตอบที่ต้องการ ดังนั้นจะต้องคูณทั้งสิ้น  $2p+3$  ครั้ง และบวกทั้งสิ้น  $2p+2$  ครั้ง

ตารางที่ ข.1 ความซับซ้อนในการคำนวณของระเบียบวิธี LMS

สมการ	จำนวนการคูณ/หาร	จำนวนการบวก/ลบ
$y_j = \mathbf{w}_j^T \mathbf{x}_j$	$p+1$	$p$
$e_j = d_j - y_j$	-	1
$\mathbf{w}_{j+1} = \mathbf{w}_j + \mu \mathbf{x}_j e_j$	$(p+1)+1$	$p+1$

ค่าเกรเดียนต์เวกเตอร์  $\nabla E$  ใน วิธีของ Steepest Descent สามารถประมาณได้ด้วย  $x_j e_j$  หรือกล่าวได้ว่า Expectation Operator ได้ถูกนำออกไปจากสมการในวิธี Steepest Descent ซึ่งการประมาณเกรเดียนต์เวกเตอร์โดยการละ Expectation Operator นี้ทำให้เกิดผลตามมา คือ ในการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองแต่ละครั้งจะได้รับผลจากเกรเดียนต์น้อยลง ดังนั้นการคำนวณโดยระเบียบวิธี LMS จะมีการเคลื่อนไหวอย่างสุ่มรอบๆ ค่าต่ำสุดของพื้นผิวความผิดพลาด หรือลู่เข้าค่าเฉลี่ยแทนที่จะลู่เข้าสู่จุดต่ำสุดอย่างแท้จริง

เนื่องจากระเบียบวิธี LMS ใช้กระบวนการป้อนกลับในการทำงาน ดังนั้นเราจึงต้องคำนึงถึงเสถียรภาพของระบบด้วย ซึ่งเกณฑ์ที่จะทำให้เกิดเสถียรภาพนี้คือ

$$E(n) \rightarrow E(\infty) \text{ เมื่อ } n \rightarrow \infty$$

เมื่อ  $E(n)$  คือ ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยของระเบียบวิธี LMS ที่เวลา  $n$  และค่าที่สถานะอยู่ตัวของระเบียบวิธี LMS  $E(\infty)$  เป็นค่าคงที่ ค่าเฉลี่ยกำลังสองจะลู่เข้าสู่ค่าที่สถานะอยู่ตัวเมื่อเป็นไปตามเกณฑ์นี้ สำหรับระเบียบวิธี LMS นั้น ค่าช่วงก้าว  $\mu$  ที่เหมาะสมซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไขเกี่ยวกับโครงสร้างเจาะจง (Eigenstructure) ของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณเข้าจะทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองลู่เข้าตามเกณฑ์ดังกล่าวได้

ความแตกต่างระหว่างค่าที่สถานะอยู่ตัว  $E(\infty)$  และค่าต่ำที่สุด  $E_{\min}$  ที่ได้จากผลเฉลี่ยของ Wiener เรียกว่าค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยส่วนเกิน (Excess Mean-Squared Error)  $E_{\text{ex}}(\infty)$  ความแตกต่างนี้แสดงถึงสิ่งที่จะต้องสูญเสียไปในกระบวนการปรับสัมประสิทธิ์วงจรรองโดยใช้ระเบียบวิธี LMS แทนที่จะใช้วิธี Steepest Descent

การปรับแก้ผิด (Misadjustment:  $M$ ) คือ อัตราส่วนระหว่าง  $E(\infty)$  กับ  $E_{\min}$  เป็นค่าที่แสดงว่าผลตอบที่สถานะอยู่ตัวของระเบียบวิธี LMS อยู่ห่างจากผลเฉลี่ยของ Wiener มากน้อยแค่ไหน และสามารถกำหนดค่าการปรับแก้ผิดนี้ให้มีค่ามากน้อยตามต้องการได้ โดยขึ้นอยู่กับช่วงก้าวที่ใช้ในระเบียบวิธี LMS สำหรับค่าช่วงก้าวต่ำๆ นั้นกระบวนการปรับจะดำเนินไปค่อนข้างช้าและผลจากเกรเดียนต์สัญญาณรบกวนของสัมประสิทธิ์วงจรรองจะถูกกรองออกไปมากซึ่งจะส่งผลในการลดการปรับแก้ผิดด้วย แต่ถ้าใช้ค่าช่วงก้าวสูงๆ กระบวนการปรับนี้จะเร็วขึ้นแต่ค่าการปรับแก้ผิดก็จะเพิ่มขึ้นเช่นเดียวกัน นั่นคือระเบียบวิธี LMS นี้เราจำเป็นต้องเลือกระหว่างความถูกต้องของผลลัพธ์หรือความเร็วในการปรับสัมประสิทธิ์ ดังนั้นการใช้ระเบียบวิธี LMS เราต้องให้ความสนใจกับช่วงก้าวเป็นอย่างมากเพราะค่าช่วงก้าวที่ใช้ในระเบียบวิธี LMS นี้จะมีค่าคงที่ตลอดกระบวนการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง ด้วยเหตุนี้จึงมีผู้พัฒนาวิธีการใหม่ๆ ให้มีการปรับค่าช่วงก้าวนี้ในขณะที่กระบวนการกำลังดำเนินการ เพื่อให้ผลตอบของวงจรรองใช้เวลาในการลู่เข้าสู่ค่าที่ถูกต้องเร็วขึ้นและมีความถูกต้องมากขึ้นด้วย

### การลู่เข้าของระเบียบวิธี LMS

เนื่องจาก  $\mathbf{w}_j$  เป็นเวกเตอร์ของตัวแปรสุ่ม การลู่เข้าของ LMS จึงต้องพิจารณาภายในขอบเขตทางสถิติ ดังนั้นเราจึงเริ่มโดยการสมมติให้  $\mathbf{x}_j$  และ  $d_j$  เป็น Wide-Sense Stationary ซึ่งค่าเฉลี่ยทางสถิติ 2 ตัว คือ Mean และ Variance มีค่าคงที่ตลอดเวลา และสัมพันธ์  $\mathbf{w}_j$  ลู่เข้าสู่ค่าเฉลี่ย  $\mathbf{w} = \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{r}_{dx}$  คือ  $\lim_{n \rightarrow \infty} E[\mathbf{w}_j] = \mathbf{w} = \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{r}_{dx}$  ก็ต่อเมื่อ

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{\max}} \quad (\text{ข-17})$$

เมื่อ  $\lambda_{\max}$  เป็นค่าเฉพาะจาง (Eigenvalue) ที่ใหญ่ที่สุดของ  $\mathbf{R}_x$



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## ภาคผนวก ค

ผลงานวิจัยของผู้เขียนที่ได้รับการตีพิมพ์แล้ว คือ

Rasikriangkrai, N., Kaweevat, V., Jitapunkul, S., Archavawanitchakul, C., and  
Wanichpakdeedecha, S. Blind Adaptive Decorrelating Detector PIC in DS/CDMA Systems.  
Electrical Engineering Conference (EECON-24) Vol. 1 (November 2001): 1127-1131.



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## Blind Adaptive Decorrelating Detector PIC in DS/CDMA Systems

N. Rasriangkrai, S. Jitapunkul, S. Kunaruttanapruk, C. Archavawanitchakul, and S. Wanichpakdeedecha  
 Digital Signal Processing Research Laboratory, Department of Electrical Engineering,  
 Faculty of Engineering, Chulalongkorn University, Bangkok, Thailand 10330.  
**Phone (66-2) 218-6911, Fax (66-2) 218-6912, E-Mail: jsomchai@chula.ac.th**

### Abstract

This paper aims to improve the performance of the parallel interference cancellation detector (PIC) for code division multiple access (CDMA). Adaptive decorrelating detector has been proposed to be an initial stage for PIC to solve the problem of the inversion of a singular cross-correlation matrix and to reduce the complexity. Although adaptive decorrelator has less complexity than that of the classical decorrelator, it still requires training sequence causing inferior bandwidth utilization. Consequently, in this paper, a blind adaptive decorrelating detector using bootstrap algorithm as an initial stage of PIC (BAD/PIC), which does not require a training sequence, is proposed to replace conventional adaptive decorrelating detector. Therefore, this algorithm has a superior view of utilizing bandwidth. The simulation result shows that this detector provides better performance than that of the standard PIC.

**Keywords:** DS/CDMA, PIC, decorrelating detector, blind adaptive, bootstrap algorithm

### 1. Introduction

Direct sequence code division multiple access (DS/CDMA) is the method of multiplexing wireless users by distinct signature waveforms. There are many interests in DS/CDMA technology in recent years. Multiple access interference (MAI) caused by the non-zero cross-correlations of each user's signature waveform and the near-far effect are the factors which limit the capacity and performance of DS/CDMA system.

The matched filter receiver (MF), often called conventional receiver, does not eliminate MAI but treats it as noise. Therefore, the multiuser detection DS/CDMA [1,2] is introduced to reduce the MAI. Since the optimal multiuser receiver introduced by Verdu [1] is too complex to be implemented in a practical system, two groups of the sub-optimal multiuser receiver have been proposed; linear detector and non-linear detector (or subtractive interference cancellation).

In the class of interference cancellation, it can be divided into parallel interference canceller (PIC) and successive interference canceller (SIC). Not as PIC, SIC has a delay time. As PIC has inferior bit error rate (BER) performance, the goal of this paper is to improve its performance. One of the techniques [2] investigated in the past was to use the decorrelating detector (decorrelator) as the initial stage of PIC instead of the bank of matched filter in order to increase reliability of

estimation of the MAI at the initial stage. However, decorrelator requires computation of the inversion cross-correlation matrix. If the cross-correlation matrix is singular, its inverse matrix cannot be obtained. Thus, adaptive decorrelator [3-5] is proposed to solve this problem and reduce the complexity. Although adaptive decorrelator has less complexity than that of the decorrelator, it still requires a training sequence causing inferior bandwidth utilization. The blind adaptive multiuser detection is explored in [6] for eliminating the requirement of training sequence. So that the proposed technique using a blind adaptive multiuser detection (BAD) using bootstrap algorithm [7-10] as the initial stage of PIC has been considered in this paper because it can find a solution adaptively without the requirement of the training sequences.

### 2. System model [3]

Consider a synchronous DS/CDMA system with  $K$  users. Over the interval  $[0, T]$ , the received signal can be written as

$$r(t) = \sum_{k=1}^K b_k a_k s_k(t) + n(t) \quad (1)$$

where  $b_k \in \{-1, 1\}$  is the  $k^{\text{th}}$  user received bit,  $a_k$  is the amplitude for the  $k^{\text{th}}$  user. Signal is transmitted over an additive white Gaussian noise (AWGN) channel, which has zero-mean with covariance  $\sigma^2$ .  $s_k(t)$  is the signature sequence of duration  $T$ . It is normalized so that

$$\int_0^T [s_m(t)]^2 dt = 1 \quad ; \quad m = 1, \dots, K \quad (2)$$

The sampled output of the  $k^{\text{th}}$  user's matched filters can be written as

$$y_k = \int_0^T r(t) s_k(t) dt \quad (3)$$

The sampled output in vector form is

$$\underline{y} = \Gamma \Lambda \underline{b} + N \quad (4)$$

where  $\underline{b} = [b_1, b_2, \dots, b_K]$ ,  $N = [n_1, n_2, \dots, n_K]$ ,  $\Lambda = \text{diag}[a_1, a_2, \dots, a_K]^T$  and  $\Gamma$  is the cross-correlation matrix with

$$\Gamma_{j,k} = \int_0^T s_j(t) s_k(t) dt \quad ; \quad k, j \in (1, 2, \dots, K) \quad (5)$$

### 3. Standard Parallel Interference Cancellation [3]

The structure of the receiver is shown in Fig.1. The received signal of the  $k^{\text{th}}$  user's PIC stage can be written as

$$\hat{r}_k(t) = r(t) - \sum_{\substack{j=1 \\ \neq k}}^K \hat{x}_j(t) \quad (6)$$

where  $\hat{x}_j(t) = \hat{b}_j a_j s_j(t)$ ,  $\hat{b}_j$  is the decision bit of the  $j^{\text{th}}$  user's initial stage of PIC. The sampled output of the  $k^{\text{th}}$  user's matched filters at PIC stage can be written as

$$y_k = \int_0^T s_k(t) \hat{r}_k(t) dt \quad (7)$$

The decision bit of PIC is

$$\hat{b}_k = \text{sgn}(y_k) \quad (8)$$

### 4. Decorrelating detector [1,2]

From equation (4),  $\underline{y}$  is decorrelated by applying the transformation  $\Gamma^{-1}$  to yield

$$\underline{z} = \Gamma^{-1} \underline{y} = \Lambda \underline{b} + \hat{N} \quad (9)$$

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

The decision rule is

$$\hat{\underline{b}} = \text{sgn}(\underline{z}) \quad (10)$$

Since the decorrelating detector has a better performance than that of the matched filter receiver, so matched filter can be replaced by the decorrelating detector as the initial stage of PIC (DD/PIC), as shown in Fig.2.

### 5. Bootstrap Algorithm

In the first stage of the PIC, received signal is decided by a blind adaptive bootstrap decorrelator (BS). So, the inverse cross-correlation matrix is proposed to be generated with a blind adaptive bootstrap algorithm [6-10]. Let

$$\underline{z} = V \underline{y} \quad (11)$$

Form equation (4)

$$\underline{z} = V(\Gamma \Lambda \underline{b} + N) = V\Gamma \Lambda \underline{b} + \tilde{N} \quad (12)$$

So, the new transformation matrix is

$$V = I - W \quad (13)$$

where I is an identity matrix and

$$W^T = \begin{bmatrix} 0 & w_{1,2} & \dots & w_{1,K-1} & w_{1,K} \\ w_{2,1} & 0 & \dots & w_{2,K-1} & w_{2,K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ w_{K-1,1} & w_{K-1,2} & \dots & 0 & w_{K-1,K} \\ w_{K,1} & w_{K,2} & \dots & w_{K,K-1} & 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

The output of this detector is

$$z_k = x_k - \underline{w}_k^T \underline{x}_k \quad (15)$$

where  $\underline{z}_k$  is  $\underline{z}$  without the  $k^{\text{th}}$  element,  $\underline{w}_k$  is the  $k^{\text{th}}$  column of W 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 must be chosen to satisfy

$$E[z_k \underline{b}_k] = 0 \quad ; \quad k = 1, \dots, K \quad (16)$$

To obtain an adaptive bootstrap algorithm for solving equation (14), the update formula is

$$\underline{w}_k(i+1) = \underline{w}_k(i) + \mu z_k \text{sgn}(\underline{z}_k) \quad (17)$$

Since a blind adaptive decorrelating detector using the bootstrap algorithm has a lower complexity than that of the decorrelating detector, so matched filter in the initial stage of PIC can be replaced by a blind adaptive decorrelating detector using bootstrap algorithm, as shown in Fig.3.

### 6. Simulation result

Consider the proposed receiver, a 2-stage receiver consisting of a stage of a blind adaptive decorrelating detector followed by a stage of a PIC, as shown in Fig.3.

For numerical comparisons of the BAD/PIC and other detectors, let us consider a DS/CDMA system, which supports 5 users, each user transmits 6000 bits. The spreading codes are the random generated binary codes of length 15. In this simulation, stepsize of



BAD/PIC is searched by adapts 1000 bits, bit error rate (BER) count 5000 bits after.

For a perfect power control system in Fig.4, the average BER of 5 users over 10 experiments is plotted as a function of its signal-to-noise (SNR). The power of each user is set to 8 dB. From this figure, it can be seen that the BAD/PIC has lower BER than that of the standard PIC for every SNR values.

Fig.5, 6 and 7 show the near-far effect. The powers are set to 1 dB, 8 dB and 18 dB in Fig.5, 6 and 7, respectively. In Fig.5, the average bit error rate (BER) of the lowest-power user over 10 experiments is plotted as a function of its signal-to-noise (SNR). The result shows that the BAD/PIC has a higher BER than that of the DD. It is because that the lowest-power user has near-far effects. Therefore, the BAD/PIC must adapt more than 1000 bits to converge to the lowest BER. However, the BAD/PIC has lower BER than that of standard PIC for every SNR values.

In the case of medium-power user in Fig.6, it is shown that the proposed detector has better BER than that of the standard PIC. While the highest-power user in Fig.7, it is shown that all receivers almost have the same performance.

## 7. Conclusion

In this paper, a blind adaptive decorrelating detector for PIC (BAD/PIC) is proposed in order to improve the performance of a standard PIC and reduce the complexity of the DD/PIC while maintaining good performance. Furthermore, in near-far situation, the performance of the BAD/PIC is still better than that of the standard PIC.

## References

- [1] S. Verdu *Multiuser Detection*, Cambridge University Press, 1998.
- [2] S. Moshavi "Multi-User Detection for DS-CDMA Communication" *IEEE Communications Magazine*, 1996, pp. 124-136.

- [3] A. Host-Madsen, and C. Kyung-Sean "MMSE/PIC multiuser detection for DS/CDMA systems with inter- and intra-cell interference" *IEEE Transactions on Communications*, Feb, 1999, pp. 291-299.
- [4] C. KyungSeon, A.H. Madsen, and P. WonJin "Combination of adaptive multiuser detection and parallel interference cancellation technique for DS-CDMA systems" *Adaptive Systems for Signal Processing, Communications, and Control Symposium*, 2000, pp. 408-413.
- [5] G. Woodward, and B.S. Vucetic "Adaptive Detection for DS-CDMA" *Proceeding of the IEEE*, 1998, pp. 1413-1434.
- [6] M.L. Honig, U. Madhow, and S. Verdu "Blind Adaptive Multiuser Detection" *IEEE Transactions on Information Theory*, 1995, pp. 944-960.
- [7] 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*, 1996, pp. 108-115.
- [8] X. Li, and Y.Bar-Ness "The bootstrap algorithm: a robust multiuser CDMA detector with time delay variation" *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 1997, pp. 68-72.
- [9] Bar-Ness, David W. Chen, and Z. Siveski "Bootstrapped Decorrelating Algorithm for Adaptive Interference Cancellation in Synchronous CDMA" *Spread Spectrum Techniques and Applications*, 1994, pp. 162-166.
- [10] V. Kaweevat, S. Jitapunkul, N. Rasrikriangkrai, C. Archavawanitchakol, and S. Wanichpakdeedecha "Blind adaptive decorrelating decision-feedback multiuser detection for multirate synchronous DS/CDMA communications" *2001 IEEE Third Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications 2001*, pp. 178 -181.

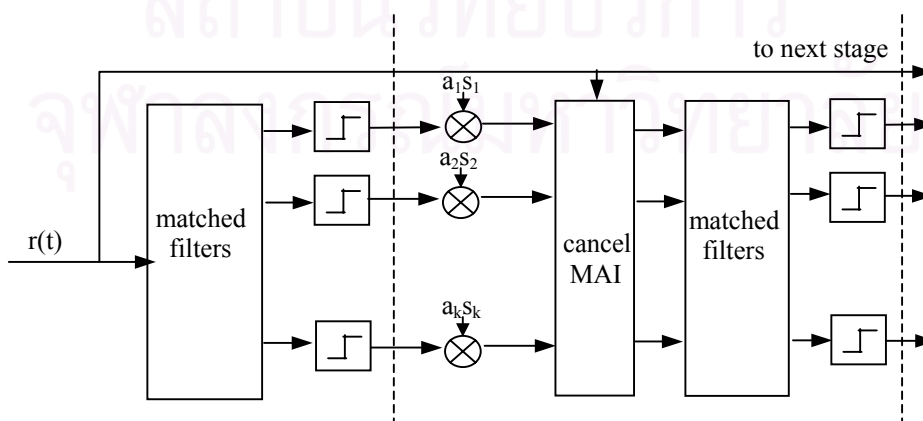


Fig. 1 Structure of the standard PIC.

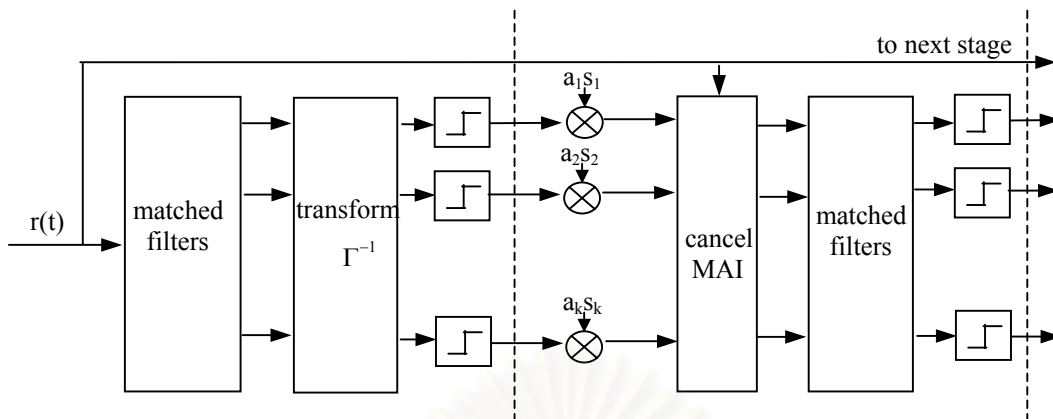


Fig. 2 Structure of DD/PIC

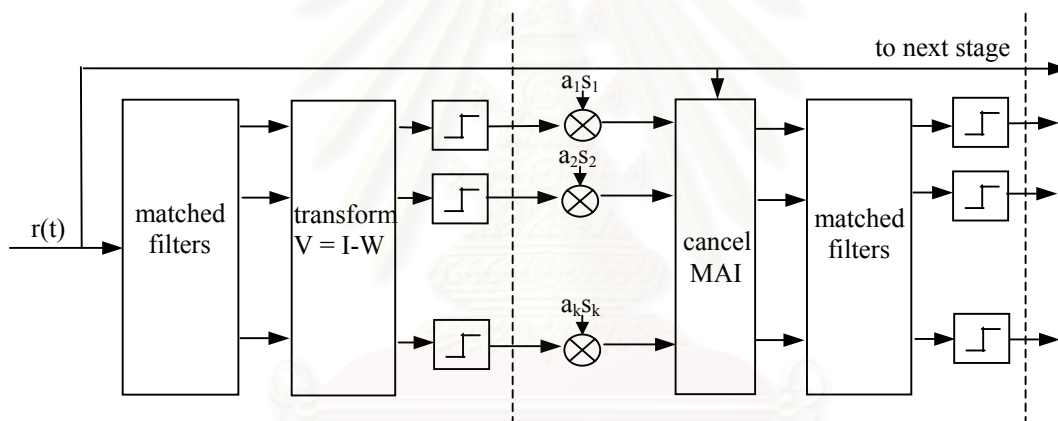


Fig. 3 Structure of BAD/PIC

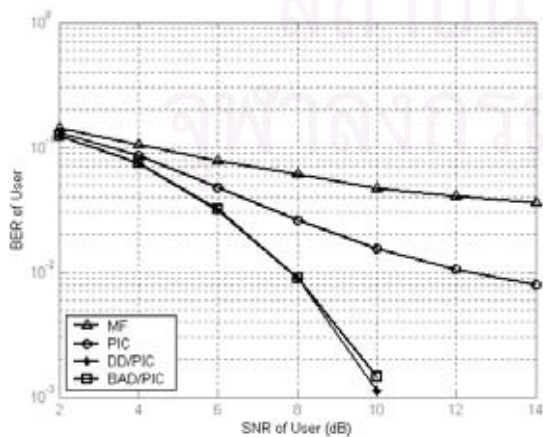


Fig. 4 BER in perfect power control

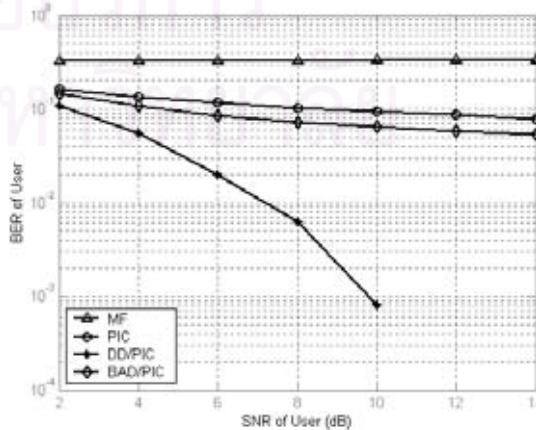


Fig. 5 BER of the lowest-power user in near-far situation

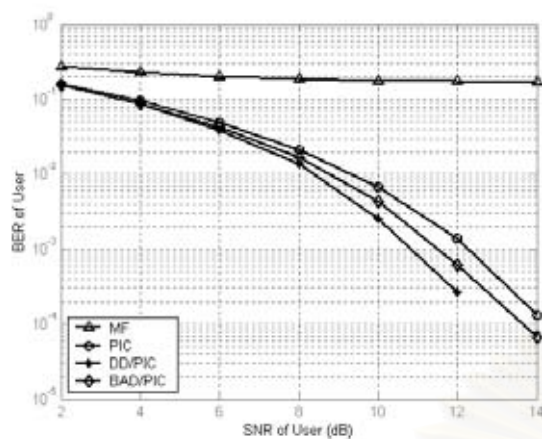


Fig.6 BER of the medium-power user in near-far situation

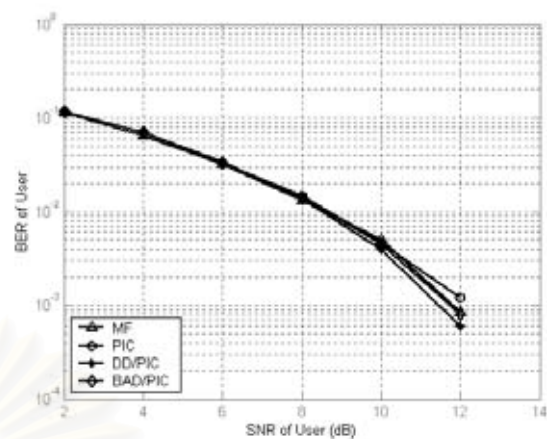


Fig.7 BER of the highest-power user in near-far situation

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นางสาวณัฐพร ราศรีเกรียงไกร เกิดวันที่ 21 กรกฎาคม พ.ศ. 2520 ที่กรุงเทพมหานคร เข้ารับการศึกษาในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ในปีการศึกษา 2538 สำเร็จการศึกษาปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จากมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ในปีการศึกษา 2541 และเข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ที่จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัยในปีการศึกษา 2543 ในระหว่างการศึกษาระดับมหาบัณฑิตนี้ได้รับทุนอุดหนุนงานวิจัยจากทบวงมหาวิทยาลัย



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย