

เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานชนิดปรับตัวได้แบบบอดด้วย
กระบวนการปรับอัตราโนมิตสำหรับผู้ใช้หลายคนในระบบการสื่อสารแบบแบ่ง
แยกด้วยรหัสชนิดจัดลำดับการเข้าถึงโดยตรง

THE VARIABLE STEP SIZE BLIND ADAPTIVE DECORRELATING PIC
FOR MULTIUSER DS/CDMA DETECTION

ศิริธร เบนจพรกุลนิจ
SIRITHON BENCHAPORNKULLANIJ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-513-8

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานชนิดปรับตัวได้แบบบอดด้วย
กระบวนการปรับอัตโนมัติสำหรับผู้ใช้หลายคนในระบบการสื่อสารแบบแบ่ง
แยกด้วยรหัสชนิดจัดลำดับการเข้าถึงโดยตรง

THE VARIABLE STEP SIZE BLIND ADAPTIVE DECORRELATING PIC
FOR MULTIUSER DS/CDMA DETECTION



ศิริธร เบญจพรกุลนิจ

SIRITHON BENCHAPORNKULLANIJ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

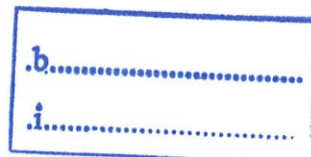
บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-513-8

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 49546
วัน, เดือน, ปี..... ก.พ. 2547



**THE VARIABLE STEP SIZE BLIND ADAPTIVE DECORRELATING
PIC FOR MULTIUSER DS/CDMA DETECTION**

SIRITHON BENCHAPORNKULLANIJ

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

2003

ISBN 974-324-513-8

COPYRIGHT 2003

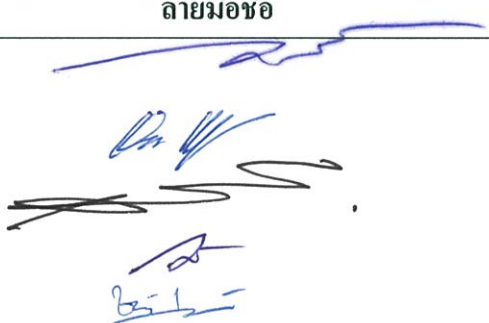
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ เครื่องรับแบบหากล้างการแทรกสอดอย่างขนานชนิดปรับตัวได้แบบบอดด้วย
กระบวนการปรับอัตโนมัติสำหรับผู้ใช้หลายคนในระบบการสื่อสารแบบแบ่งแยก
ด้วยรหัสชนิดจัดลำดับการเข้าถึงโดยตรง
THE VARIABLE STEP SIZE BLIND ADAPTIVE DECORRELATING PIC
FOR MULTIUSER DS/CDMA DETECTION

ชื่อนักศึกษา นางสาวศิริธร เบญจพรกุลนิง
รหัสประจำตัว 44061808
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมสารสนเทศ
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ รศ.ชวลิต เบญจางคประเสริฐ

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.กนก	เจนจิระพงศ์เวช	
รศ.อรลาภ	แสงอรุณ	
ผศ.อุทัย	ศรีธีระวิโรจน์	
อาจารย์มนต์ชัย	เข้มช้อย	
รศ.ชวลิต	เบญจางคประเสริฐ	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 22 พฤษภาคม 2546 เวลา 11.30-13.30
สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 (ห้อง E12-404)

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(รศ.ดร.บุญวัฒน์ อัคร)
คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่.....๒๙.....เดือน.....พฤษภาคม.....พ.ศ.๒๕๔๖.....

หัวข้อวิทยานิพนธ์

เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานชนิดปรับตัวได้แบบบอดด้วยกระบวนการปรับอัตโนมัติสำหรับผู้ใช้งานหลายคนในระบบการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสชนิดจัดลำดับการเข้าถึง โดยตรง

นักศึกษา

นางสาวศิริธร เบญจพรกุลนิจ

รหัสประจำตัว

44061808

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมสารสนเทศ

พ.ศ.

2546

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

รศ. ชวลิต เบญจางคประเสริฐ

บทคัดย่อ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการเสนอเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานชนิดปรับตัวได้แบบบอดด้วยกระบวนการปรับอัตโนมัติ (VSBAD/PIC) และได้มีการปรับปรุงเครื่องรับชนิดนี้ขึ้นมาใหม่เพื่อให้มีสมรรถนะที่ดีขึ้น และเรียกวิธีการนี้ว่า MVSBAD/PIC ในระบบซิงโครนัสที่ส่งผ่านช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาวเท่านั้น โดยในกระบวนการปรับตัวแบบบอดนั้นได้นำเอาหลักการของระเบียบวิธีการของบูตสเตรปมาใช้ และเนื่องจากวิธีการของบูตสเตรปนั้นเป็นกระบวนการปรับตัวแบบบอดทำให้เครื่องรับไม่จำเป็นต้องส่งลำดับฝึกฝน (Training Sequence) ทำให้สามารถใช้ประโยชน์จากแถบความถี่ได้อย่างเต็มที่ และสามารถลดความซับซ้อนของระบบในการคำนวณค่าเมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ระหว่างรหัสได้

จากผลการจำลองระบบ แสดงให้เห็นว่าสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับแบบ MVSBAD/PIC ดีกว่าเครื่องรับแบบอื่น คือ เครื่องรับแบบเมตซ์ (MF) เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน (PIC) เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานแบบบอด (BAD/PIC) และเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานชนิดปรับตัวได้แบบบอดด้วยกระบวนการอัตโนมัติ (VSBAD/PIC)

Thesis Title	The Variable Step Size Blind Adaptive Decorrelating PIC for Multiuser DS/CDMA Detection
Student	Miss Sirithon Benchapornkullaniij
Student ID	44061808
Degree	Master of Engineering
Programme	Information Engineering
Year	2003
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Chawalit Benjangkprasert

ABSTRACT

This thesis presents the variable step size algorithm for blind adaptive decorrelating detector PIC (VSBAD/PIC) and improved the performance of the system, modified variable step size blind adaptive decorrelating detector PIC (MVSBAD/PIC) is proposed for the synchronous DS/CDMA system. Consequently, in this thesis, a blind adaptive decorrelation detector using bootstrap algorithm as an initial stage of PIC (BAD/PIC), which does not require a training sequence. Therefore, this algorithm has a superior view of utilizing bandwidth and reduce the complexity of computation of inversion cross-correlation matrix.

The simulation results shows that the performance of MVSBAD/PIC is better than that of the other detector such as Matched Filter, PIC, BAD/PIC and VSBAD/PIC.

กิตติกรรมประกาศ

การดำเนินการวิจัยและการจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยความช่วยเหลืออย่างดียิ่งของอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ รองศาสตราจารย์ ชวลิต เบญจางคประเสริฐ ที่กรุณาให้คำแนะนำในการวิจัยมาโดยตลอด ผู้วิจัยจึงขอกราบขอบพระคุณมา ณ ที่นี้

ขอกราบขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ นภพินท์ อนันตรศิริชัย ซึ่งให้คำแนะนำและคำปรึกษา รวมทั้งตรวจสอบขั้นตอนในการทำวิทยานิพนธ์

ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ที่ให้การสนับสนุนผู้วิจัย ในทุก ๆ ด้าน และขอขอบคุณพี่ชาย น้องสาวและน้องชาย ที่คอยช่วยเหลือและเป็นกำลังใจให้เสมอมา

ขอขอบคุณ คุณพัชรี เทพนมิตร ที่มีส่วนช่วยเหลือในการให้ข้อคิดเห็น คำแนะนำ และกำลังใจ จนกระทั่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ขอขอบคุณ คุณวันวิสา ชัชวงษ์ คุณสุกัญญา ศิริเจียมรัตน์ และเพื่อน Lab FDTD ทุกคน ที่ให้ความช่วยเหลือในทุก ๆ ด้าน

สุดท้ายขอขอบคุณบัณฑิตวิทยาลัยที่ให้การสนับสนุนการทำวิทยานิพนธ์ครั้งนี้

ศิริธร เบญจพรกุลนิจ

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญต่อปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	1
1.3 แนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตของการวิจัย.....	2
1.5 นิยามสัญลักษณ์.....	2
บทที่ 2 หลักการพื้นฐานของวงจรกรองปรับตัวได้.....	3
2.1 วิธี Steepest Descent (Method of Steepest Descent).....	3
2.2 ระเบียบวิธี LMS (Least-Mean-Square Algorithm).....	6
2.3 ระเบียบวิธี Normalized LMS (Normalized LMS Algorithm).....	10
2.4 ระเบียบวิธี Variable Step Size LMS (Variable Step Size LMS Algorithm).....	11
บทที่ 3 หลักการพื้นฐานของระบบการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัส.....	12
3.1 บทนำ.....	12
3.1.1 วิธีการจัดลำดับการเข้าถึงโดยตรง (Direct Sequence : DS).....	12
3.1.2 วิธีการกระโดดเปลี่ยนทางความถี่ (Frequency Hopping : FH).....	13
3.1.3 วิธีการกระโดดเปลี่ยนทางเวลา (Time Hopping : TH).....	15
3.1.4 วิธีการแบบไฮบริด.....	16
3.2 เครื่องรับแบบธรรมดา (Conventional Receiver).....	19
3.3 เครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคน (Multiuser Detection).....	19
3.3.1 เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด (Optimal receiver).....	19

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.3.2 เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป (Sub-optimal receiver)	20
3.3.2.1 เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไปแบบเชิงเส้น	20
3.3.2.2 เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไปแบบไม่เชิงเส้น	20
3.3.3 เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่มีการปรับตัวได้	22
บทที่ 4 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	23
4.1 ปัจจัยที่มีผลกระทบต่อสมรรถนะของเครื่องรับในระบบ DS/CDMA	23
4.1.1 สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น (Multiple Access Interference)	23
4.1.2 ปรากฏการณ์ใกล้-ไกล (Near-Far Effect)	23
4.1.3 การเฟดดิ้งของสัญญาณ (Fading).....	23
4.2 รหัสแผ่ (Spreading Code)	25
4.2.1 Orthogonal Code	25
4.2.2 Pseudorandom Noise-Sequence (PN Sequence).....	25
4.3 การส่งและรับสัญญาณเบสแบนด์.....	25
4.3.1 ขั้นตอนการแผ่ (Spreading)	25
4.3.2 ขั้นตอนการรวมกลับ (Despreading).....	26
4.4 แบบจำลองระบบ	27
4.4.1 แบบจำลองระบบด้านส่ง	27
4.4.2 แบบจำลองระบบทางภาครับ	28
4.4.2.1 เครื่องรับแบบแมตช์ (Match Filter)	28
4.4.2.2 เครื่องรับแบบคิอริเลต	30
4.4.2.3 เครื่องรับแบบคิอริเลตชนิดปรับตัวได้.....	31
4.5 วิธีวัดสมรรถนะและความหมายของค่าต่าง ๆ.....	32
4.5.1 อัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate : BER).....	32
4.5.2 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio : SNR)....	32
4.5.3 ความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล.....	32
4.5.4 ขอบเขตของผู้ใช้รายเดียว (Single User Bound : SUB)	32

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

บทที่ 5 การประยุกต์ใช้วงจรกรองปรับตัวได้.....	34
5.1 หลักการของระเบียบวิธีการแบบนูนสแตรป.....	34
5.2 เครื่องรับแบบดีคอดรีเลคที่ใช้ระเบียบวิธีการแบบนูนสแตรป.....	36
5.3 เครื่องรับแบบดีคอดรีเลคที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองชนิดปรับตัวได้โดย ใช้ระเบียบวิธีการแบบนูนสแตรป.....	37
5.4 โครงสร้างของเครื่องรับแต่ละชนิดที่ใช้เปรียบเทียบในการวิจัย	38
บทที่ 6 ผลการวิจัย.....	41
6.1 วิธีการจำลองระบบ	41
6.2 อัตราความผิดพลาดบิต เมื่อสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป.....	42
6.2.1 ผลการจำลอง	42
6.2.1.1 กรณีที่ถูกแผ่ด้วยรหัส Gold Code	42
6.2.1.2 กรณีที่ถูกแผ่ด้วยรหัสสุ่ม	51
6.3 การรู่เข้าของค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองชนิดปรับตัวได้	60
ในเครื่องรับแบบMVSBAD/PIC	
6.4 ความจุของระบบ.....	63
6.5 ความทนทานต่อปรากฏการณ์ไกล์-ไกล.....	64
บทที่ 7 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	66
7.1 สรุปผลการวิจัย	66
7.2 ข้อเสนอแนะ	67
เอกสารอ้างอิง	68
ภาคผนวก	71
ภาคผนวก ก. ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลล์ูลาร์ CDMA.....	72
ภาคผนวก ข. ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์	80

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
ประวัติผู้เขียน	86

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 แสดงข้อดีและข้อเสียของการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่แต่ละชนิด.....	17
6.1 รหัสแผ่สำหรับผู้ใช้งานแต่ละคน ในระบบ 4 คน ถูกแผ่ด้วย Gold Code ขนาด 7 บิต	42
6.2 ค่าสหสัมพันธ์ระหว่างรหัสแผ่ (Γ)	42
6.3 รหัสแผ่สำหรับผู้ใช้งานแต่ละคน ในกรณีระบบ 4 คนที่ถูกแผ่ด้วยรหัสสุ่ม 15 บิต.....	60
6.4 แสดงสหสัมพันธ์ระหว่างรหัส (Γ)	60

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	วงจรถอดแบบทรานเวอร์ส.....3
2.2	วงจรถอดแบบปรับตัวได้แบบทรานเวอร์ส N แท้ป.....6
3.1	เครื่องส่งสัญญาณแบบ DS/CDMA..... 13
3.2	เครื่องรับสัญญาณแบบ DS/CDMA 13
3.3	(ก) เครื่องส่งสัญญาณแบบ FH/CDMA..... 14
3.3	(ข) เครื่องรับสัญญาณแบบ FH/CDMA 14
3.4	การครอบครองเวลา/ย่านความถี่ของสัญญาณ FH และ สัญญาณ DS..... 15
3.5	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และเวลาที่ใช้ในระบบ TH/CDMA..... 15
3.6	(ก) เครื่องส่งสัญญาณแบบ TH/CDMA 16
3.6	(ข) เครื่องรับสัญญาณแบบ TH/CDMA 16
4.1	ปรากฏการณ์ใกล้-ไกล24
4.2	เส้นทางการเดินทางของสัญญาณจากสถานีเคลื่อนที่ไปยังสถานีฐาน24
4.3	ตัวอย่างการแผ่สัญญาณ.....26
4.4	ตัวอย่างการรวมกลับของสัญญาณ26
4.5	แบบจำลองระบบค้ำส่ง27
4.6	เครื่องรับแบบแมตซ์ของผู้ใช้ลำดับที่ k.....29
4.7	เครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคนแบบคิกอริเลต.....31
5.1	เครื่องแยกสัญญาณที่มีการปรับตัวโดยใช้ระเบียบวิธีการแบบนูนตสเตรป35
5.2	โครงสร้างของเครื่องรับแบบคิกอริเลตที่ใช้ระเบียบวิธีการแบบนูนตสเตรป36
5.3	โครงสร้างของเครื่องรับหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน (PIC).....38
5.4	โครงสร้างของเครื่องรับแบบคิกอริเลตที่ใช้ระเบียบวิธีนูนตสเตรป39
	หักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน (BAD/PIC)
5.5	โครงสร้างของเครื่องรับแบบคิกอริเลตที่ใช้ระเบียบวิธีนูนตสเตรป39
	หักล้างการแทรกสอดโดยการปรับอัตราโนมตีแบบ VSBAD/PIC39
5.6	โครงสร้างของเครื่องรับแบบคิกอริเลตที่ใช้ระเบียบวิธีนูนตสเตรป40
	หักล้างการแทรกสอดโดยการปรับอัตราโนมตีแบบ MVSBAD/PIC
6.1	อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกคนในระบบ เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยน.....43
	ไป ในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วย Gold Code ขนาด 7 บิต กรณีความถี่กำลังส่งสมบูรณ์

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.2 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่กำลังส่งต่ำ เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไป.....44	
ในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วย Gold Code ขนาด 7 บิต กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์	
6.3 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่กำลังส่งสูง เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไป44	
ในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วย Gold Code ขนาด 7 บิต กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์	
6.4 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกคนในระบบ เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไป...45	
ในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วย Gold Code ขนาด 7 บิต กรณีควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์	
6.5 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่กำลังส่งต่ำ เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไป.....46	
ในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วย Gold Code ขนาด 7 บิต กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์	
6.6 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่กำลังส่งสูง เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไป46	
ในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วย Gold Code ขนาด 7 บิต กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์	
6.7 การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกคนในระบบ เมื่อ E_b/N_047	
ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไป ในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วย Gold Code ขนาด 7 บิต	
กรณีควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์ ของเครื่องรับแบบ VSBAD/PIC และ MVSBAD/PIC	
6.8 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้แต่ละคนที่ E_b/N_0 8 dB กรณีควบคุม48	
กำลังส่งสมบูรณ์ ในเครื่องรับแต่ละประเภท	
6.9 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้แต่ละคนที่ E_b/N_0 12 dB กรณีควบคุม48	
กำลังส่งสมบูรณ์ ในเครื่องรับแต่ละประเภท	
6.10 การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่กำลังส่งต่ำ เมื่อ E_b/N_049	
ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไป ในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วย Gold Code ขนาด 7 บิต	
กรณีควบคุมกำลังไม่ส่งสมบูรณ์ ของเครื่องรับแบบ VSBAD/PIC และ MVSBAD/PIC	
6.11 การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่กำลังส่งสูง เมื่อ E_b/N_050	
ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไป ในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วย Gold Code ขนาด 7 บิต	
กรณีควบคุมกำลังไม่ส่งสมบูรณ์ ของเครื่องรับแบบ VSBAD/PIC และ MVSBAD/PIC	
6.12 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้แต่ละคนที่ E_b/N_0 8 dB กรณีควบคุม50	
กำลังส่งไม่สมบูรณ์ ในเครื่องรับแต่ละประเภท	
6.13 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้แต่ละคนที่ E_b/N_0 12 dB กรณีควบคุม51	
กำลังส่งไม่สมบูรณ์ ในเครื่องรับแต่ละประเภท	

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.26 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้แต่ละคนที่ E_b/N_0 12 dB กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ ในเครื่องรับแต่ละประเภท	59
6.27 การเปรียบเทียบการรบกวนของค่าน้ำหนักถ่วงของผู้ใช้คนที่ 1	61
6.28 การเปรียบเทียบการรบกวนของค่าน้ำหนักถ่วงของผู้ใช้คนที่ 2	61
6.29 การเปรียบเทียบการรบกวนของค่าน้ำหนักถ่วงของผู้ใช้คนที่ 3	62
6.30 การเปรียบเทียบการรบกวนของค่าน้ำหนักถ่วงของผู้ใช้คนที่ 4	62
6.31 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกคนในระบบเมื่อจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้น ในกรณีควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์	63
6.32 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้คนที่ 4 เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้คนอื่น ๆ ทุกคนเพิ่มขึ้น เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้คนที่ 4 เป็น 10 dB ในระบบที่ถูกแผ่ด้วยรหัสสุ่มขนาด 15 บิต	65

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เมื่อระบบการสื่อสารเคลื่อนที่แบบแอนะล็อกในยุคที่ 1 ซึ่งใช้เทคนิคการเข้าถึงแบบแบ่งทางความถี่ เกิดปัญหาเกี่ยวกับความจุของช่องสัญญาณที่ไม่เพียงพอต่อปริมาณความต้องการของผู้ใช้งานที่เพิ่มจำนวนขึ้นอย่างรวดเร็ว การสื่อสารแบบเคลื่อนที่จึงพัฒนาเข้าสู่ยุคที่ 2 ซึ่งเป็นการสื่อสารเคลื่อนที่แบบดิจิทัล ที่ใช้เทคนิคการเข้าถึงแบบแบ่งทางเวลา แต่ถึงอย่างนั้นก็ยังเกิดปัญหาเกี่ยวกับความจุของช่องสัญญาณที่ยังไม่สามารถรองรับจำนวนผู้ใช้ได้ ทำให้การสื่อสารแบบเคลื่อนที่ก้าวเข้ามาสู่ยุคที่ 3 นั่นคือการนำระบบ CDMA หรือ เทคนิคการเข้าถึงแบบแบ่งรหัสมาใช้ซึ่งทำให้ความจุของระบบเพิ่มขึ้นเป็น 3 เท่า

ระบบ CDMA เป็นระบบที่อนุญาตให้ผู้ใช้ทุกคนในระบบสามารถส่งข้อมูลลงบนแถบความกว้าง (Bandwidth) เดียวกันและเวลาเดียวกันได้ โดยข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนในระบบจะถูกแยกแยะออกจากกันด้วยชุดรหัสที่แตกต่างกันสำหรับผู้ใช้แต่ละคน ซึ่งระบบ CDMA นั้นมีอยู่ด้วยกัน 4 ประเภทคือ วิธีการจัดลำดับการเข้าถึงโดยตรง วิธีการกระโดดเปลี่ยนทางความถี่ วิธีการกระโดดเปลี่ยนทางเวลา และวิธีการแบบไฮบริด สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะพิจารณาเฉพาะวิธีการจัดลำดับการเข้าถึงโดยตรง (DS/CDMA) เนื่องจากเป็นประเภทที่มีการนำมาใช้ในระบบการสื่อสารแบบเคลื่อนที่แล้ว

อย่างไรก็ตามระบบ DS/CDMA ยังคงมีปัญหาซึ่งเป็นปัจจัยที่มีผลกระทบต่อความจุของระบบคือ ปัญหาสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น ๆ (Multiple Access Interference : MAI) ปัญหาการควบคุมกำลังส่งอย่างเข้มงวดเพื่อแก้ไขปัญหาที่เกิดจากปรากฏการณ์ใกล้-ไกล (Near-Far Effect) ดังนั้นการแก้ไขปัญหาดังกล่าวได้ถูกพัฒนาขึ้น ซึ่งวิธีการหนึ่งที่นิยมนำมาใช้คือ เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคน (Multiuser Detection) ซึ่งเป็นเครื่องรับที่ถูกเสนอให้นำมาใช้ที่สถานีฐาน เพื่อลดปัญหาสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น ๆ และความซับซ้อนในการควบคุมกำลังส่งของสัญญาณ

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

จากปัญหาที่กล่าวไปแล้วในข้างต้น คือปัญหาที่เกิดจากสัญญาณการแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น และการควบคุมกำลังส่งอย่างเข้มงวดในระบบ DS/CDMA ผู้วิจัยได้ทำการหาเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนในการลดปัญหาที่เกิดขึ้น และลดความซับซ้อนของระบบลง โดยการใช้เครื่องรับที่มีกระบวนการปรับตัวแบบบอดที่ได้เสนอขึ้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

1.3 แนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอการนำกระบวนการปรับอัตโนมัติแบบบอดมาใช้ในการแก้ปัญหาความซับซ้อนที่เกิดจากการหาเมตริกซ์ผกผันของเครื่องรับแบบดิจิทัลและเนื่องจากการที่มีผู้ใช้ในระบบเข้าออกตลอดเวลาจึงต้องมีการคำนวณค่าเมตริกซ์ผกผันใหม่ทุกครั้งเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงจำนวนของผู้ใช้ในระบบ ซึ่งในบางครั้งค่าเมตริกซ์ผกผันนี้ไม่สามารถหาค่าได้ จึงได้มีผู้เสนอระเบียบวิธีการของบูตสเตรปขึ้นมาเพื่อใช้ในการประมาณค่าของเมตริกซ์ผกผันนี้ ซึ่งผู้วิจัยได้ทำการปรับปรุงระเบียบวิธีการของบูตสเตรปด้วยการปรับค่าช่วงก้าว เพื่อให้ได้ค่าของน้ำหนักถ่วงที่มีค่าเหมาะสมกับค่าสหสัมพันธ์ของผู้ใช้ในระบบ

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

สามารถพัฒนาเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานชนิดปรับตัวได้แบบบอดด้วยกระบวนการปรับอัตโนมัติสำหรับผู้ใช้หลายคนในการประมาณค่าสัญญาณที่รับได้ ซึ่งสามารถลดผลการรบกวนที่เกิดจากสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นได้ เมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบแมตซ์ เมื่อทำการพิจารณาในระบบเชื่อมโยงขาขึ้นแบบซิงโครนัสสำหรับช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาว และพิจารณาสมรรถนะในด้านอัตราความผิดพลาดบิต ความจุของระบบ และความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล

1.5 นิยามสัญลักษณ์

สัญลักษณ์ตัวพิมพ์เล็ก หมายถึง สัญญาณเวลาแต่ละจุด หรือแทนสมาชิกแต่ละตัวของเมตริกซ์ หรือเวกเตอร์

สัญลักษณ์ตัวพิมพ์เล็กแบบหนา หมายถึง เวกเตอร์ หรือ แทนแถวของเมตริกซ์

สัญลักษณ์ตัวพิมพ์ใหญ่แบบหนา หมายถึง เมตริกซ์

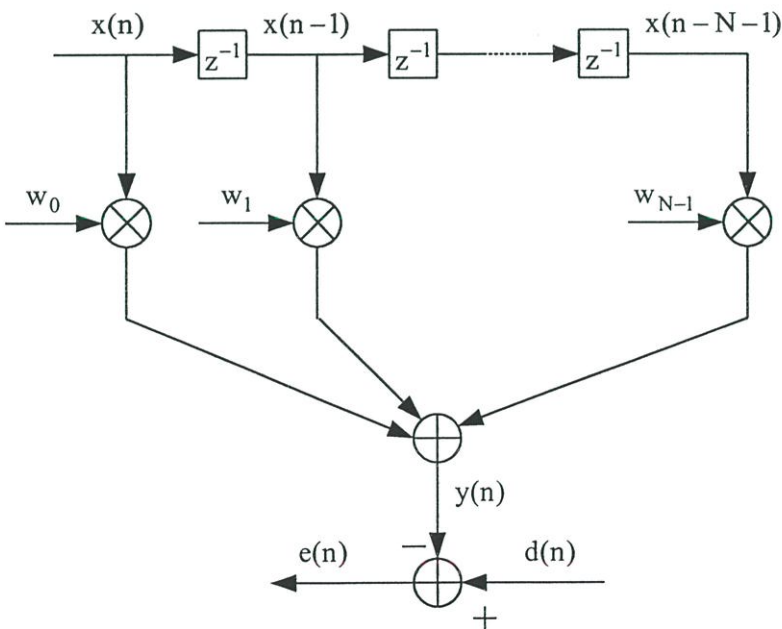
บทที่ 2

หลักการพื้นฐานของวงจรรองแบบปรับตัวได้

วงจรรองแบบปรับตัวได้ (Adaptive Filtering) ได้เข้ามามีบทบาทเป็นอย่างมากในงานประมวลผลสัญญาณดิจิทัล และระบบควบคุม ทั้งนี้เพราะ ความสามารถปรับเปลี่ยนคุณลักษณะ (Characteristics) ประจำตัวของระบบให้สอดคล้องกับสัญญาณที่รับเข้ามาได้ด้วยตัวเอง ซึ่งจะสามารถทำงานกับสัญญาณที่มีลักษณะเปลี่ยนแปลงตามเวลา (Nonstationary) ซึ่งเป็นสัญญาณที่เกิดขึ้นจริงในทางปฏิบัติ วงจรรองแบบปรับตัวได้นั้นแบ่งออกเป็นสองชนิดใหญ่ ๆ คือ วงจรรองปรับตัวได้แบบเชิงเส้น และวงจรรองปรับตัวได้แบบไม่เชิงเส้น ในบทนี้จะกล่าวถึงระเบียบวิธีการทั่วไปของวงจรรองแบบเชิงเส้นเท่านั้น

2.1 วิธี Steepest Descent (Method of Steepest Descent)

วิธี Steepest Descent เป็นกรรมวิธีสำหรับปรับค่าน้ำหนักถ่วงของวงจรรองปรับตัวได้ เพื่อให้เข้าสู่ผลตอบที่ต้องการวิธีหนึ่งซึ่งได้รับความนิยม วิธี Steepest Descent ใช้ในการทำซ้ำหรือวิธีการปรับตัวเองในการเปลี่ยนแปลงค่าน้ำหนักถ่วงของวงจรรองที่ละเอียดทีละน้อยในทิศทางที่ลดค่าของฟังก์ชันจุดประสงค์มากที่สุด โดยการปรับค่าน้ำหนักถ่วง



รูปที่ 2.1 วงจรรองแบบทรานเวอร์ส

จากรูปที่ 2.1 อินพุตของวงจรกรองคือ $x(n)$ ผลตอบที่ต้องการคือ $d(n)$ ซึ่งสมมติเป็นลำดับค่าจริง ค่าสัมประสิทธิ์วงจรกรอง w_0, w_1, \dots, w_{N-1} สมมติให้เป็นค่าจริง ซึ่งสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของเวกเตอร์ได้ตามลำดับดังนี้

$$\mathbf{w} = [w_0 \quad w_1 \quad \dots \quad w_{N-1}]^T \quad (2-1)$$

และ

$$\mathbf{x}(n) = [x(n) \quad x(n-1) \quad \dots \quad x(n-N+1)]^T \quad (2-2)$$

จะได้เอาต์พุตของวงจรกรองเป็น

$$y(n) = \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n) = \mathbf{x}^T(n) \mathbf{w} \quad (2-3)$$

สัญญาณผิดพลาด $e(n)$ คือผลต่างระหว่างคำตอบที่ต้องการ $d(n)$ และเอาต์พุตของวงจร $y(n)$

$$e(n) = d(n) - \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n) = d(n) - \mathbf{x}^T(n) \mathbf{w} \quad (2-4)$$

โดยมีฟังก์ชันจุดประสงค์เป็น

$$\xi = E[e^2(n)] \quad (2-5)$$

จากสมการที่ (2-4) เมื่อยกกำลังสองจะได้

$$e^2(n) = d^2(n) - 2\mathbf{w}^T \mathbf{x}(n)d(n) + \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)\mathbf{w} \quad (2-6)$$

หาค่าความคาดหวังของสมการ (2-6) ได้ดังนี้

$$\xi = E[e^2(n)] = E[d^2(n)] - 2\mathbf{w}^T E[\mathbf{x}(n)d(n)] + \mathbf{w}^T E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)]\mathbf{w} \quad (2-7)$$

นิยามให้เวกเตอร์ \mathbf{p} คือ สหสัมพันธ์ข้ามระหว่างคำตอบที่ต้องการ $d(n)$ ซึ่งเป็นสเกลาร์กับเวกเตอร์อินพุตของวงจรกรอง $\mathbf{x}(n)$

$$\mathbf{p} = E[\mathbf{x}(n)d(n)] = [p_0 \quad p_1 \quad \dots \quad p_{N-1}]^T \quad (2-8)$$

และนิยามให้เมตริกซ์อัตโนมัติของอินพุตเป็น

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)] = \begin{bmatrix} r_{0,0} & r_{0,1} & \dots & r_{0,N-1} \\ r_{1,0} & r_{1,1} & \dots & r_{1,N-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ r_{N-1,0} & r_{N-1,1} & \dots & r_{N-1,N-1} \end{bmatrix} \quad (2-9)$$

จากค่า \mathbf{p} และ \mathbf{R} ที่นิยามไว้นี้สามารถเขียนสมการของค่ากำลังสองเฉลี่ยในสมการที่ (2-7) ได้ดังนี้

$$\xi = E[e^2(n)] = E[d^2(n)] - 2\mathbf{w}^T \mathbf{p} + \mathbf{w}^T \mathbf{R} \mathbf{w} \quad (2-10)$$

จากสมการนี้ทำให้ได้ฟังก์ชันจุดประสงค์ ซึ่งมีรูปร่างเป็นพื้นผิวพาราโบลาหงาย การปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองเพื่อให้ได้ค่าความผิดพลาดต่ำที่สุด ก็คือ การวิ่งวนไปตามพื้นผิวนี้นั้นจนถึงจุดต่ำที่สุด ซึ่งสามารถทำได้โดยการหาค่าเกรเดียนต์ ∇ ของฟังก์ชันจุดประสงค์ดังนี้

$$\nabla \xi = \left[\frac{\partial E[e^2(n)]}{\partial w_0} \quad \frac{\partial E[e^2(n)]}{\partial w_1} \quad \dots \quad \frac{\partial E[e^2(n)]}{\partial w_n} \right] = -2\mathbf{p} + 2\mathbf{R}\mathbf{w} \quad (2-11)$$

เมื่อให้ $\nabla \xi = 0$ จะได้เวกเตอร์ของค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองที่เหมาะสม \mathbf{w}_0 ซึ่งเรียกว่า “Wiener Weight Vector”

$$\mathbf{w}_0 = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p} \quad (2-12)$$

ตามวิธี steepest descent สามารถหาค่าเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ของวงจรรองใหม่ได้ดังนี้

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu \nabla_n \xi \quad (2-13)$$

โดย $\mathbf{w}(n)$ เป็นเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ของวงจรรอง ที่การทำซ้ำครั้งที่ n

μ เป็นค่าช่วงก้าว

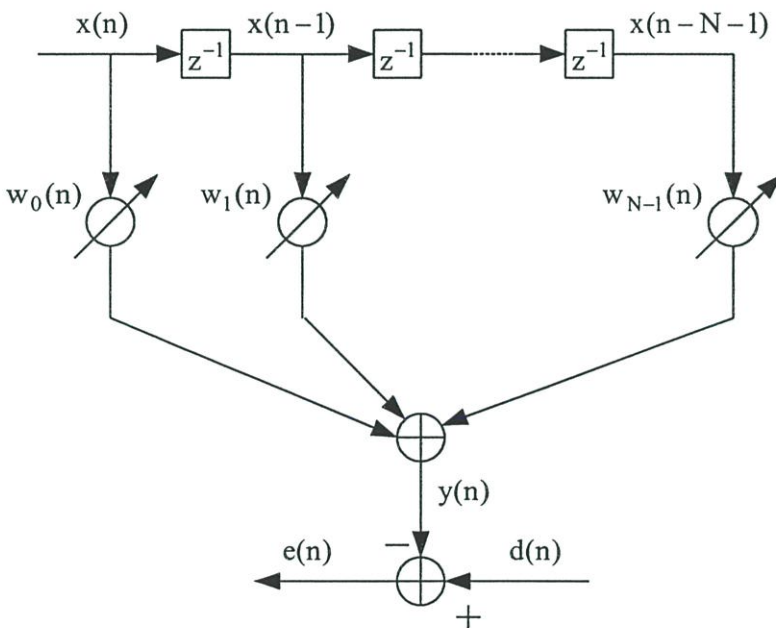
$\nabla_n \xi$ เป็นเวกเตอร์ของค่าเกรเดียนต์ของ $\nabla \xi$ ที่ $\mathbf{w} = \mathbf{w}(n)$

2.2 ระเบียบวิธี LMS (Least-Mean-Square Algorithm)

ระเบียบวิธี LMS นี้จัดอยู่ในตระกูลวิธี Stochastic Gradient ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} \text{เวกเตอร์} \\ \text{สัมประสิทธิ์ของวงจร} \\ \text{กรองที่ปรับค่าแล้ว} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{เวกเตอร์} \\ \text{สัมประสิทธิ์ของ} \\ \text{วงจรกรองเดิม} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \text{ค่าช่วงก้าว} \\ \text{สำหรับ} \\ \text{การประมาณ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{เวกเตอร์} \\ \text{สัญญาณเข้า} \\ \text{ของวงจรกรอง} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{ค่าผิดพลาด} \\ \text{จากการ} \\ \text{ประมาณ} \end{bmatrix}$$

ระเบียบวิธี LMS จะใช้ข้อมูลที่มีอยู่สำหรับประมาณค่าเกรเดียนต์ที่ขณะเวลาใด ๆ ของวิธี Steepest Descent ระเบียบวิธี LMS จะใช้ค่าผลคูณของเวกเตอร์สัญญาณกับค่าความผิดพลาดเป็นค่าประมาณของเกรเดียนต์เวกเตอร์จริง



รูปที่ 2.2 วงจรกรองแบบปรับตัวได้แบบทรานเวอร์ส N แท้ป

จากรูปที่ 2.2 แสดงวงจรกรองแบบปรับตัวได้แบบทรานเวอร์ส N แท้ป อินพุตของวงจรกรองคือ $x(n)$ ผลตอบที่ต้องการคือ $d(n)$ และจะได้เอาต์พุตของวงจรกรองเป็น

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i(n)x(n-i) \quad (2-14)$$

สัญญาณผิดพลาด $e(n)$ คือผลต่างระหว่างคำตอบที่ต้องการ $d(n)$ และเอาต์พุตของวงจรกรอง $y(n)$

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (2-15)$$

สำหรับสัมประสิทธิ์ของวงจรรองหรือค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง $w_0(n), w_1(n), \dots, w_{N-1}(n)$ สามารถปรับเปลี่ยนได้ โดยเวกเตอร์ของค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง $w(n)$ คือ

$$w(n) = [w_0(n) \ w_1(n) \ \dots \ w_{N-1}(n)]^T \quad (2-16)$$

ระเบียบวิธีที่ปรับค่าได้ (Adaptive Algorithm) โดยทั่วไปมีจุดประสงค์เพื่อปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองให้ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยมีค่าต่ำที่สุด เมื่อให้อินพุตของวงจรรอง $x(n)$ และผลตอบที่ต้องการ $d(n)$ เป็น Statistically Stationary คือ มีค่าไม่ขึ้นกับเวลาและให้ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองมีค่าคงที่ค่าหนึ่ง ระเบียบวิธี LMS เป็นวิธีการในทางปฏิบัติในการหาค่าประมาณใกล้เคียงของผลเฉลยของสมการดังกล่าวในเวลาจริง (Real Time) โดยไม่ต้องคำนวณฟังก์ชันสหสัมพันธ์ (Correlation Function) และไม่ต้องหาเมตริกซ์ผกผัน สามารถปรับค่าเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ของวงจรรองได้ดังนี้

$$w(n+1) = w(n) - \mu \nabla e^2(n) \quad (2-17)$$

โดย μ คือค่าช่วงก้าว (Step Size) และ ∇ เป็นการกระทำของเกรเดียนต์นิยามโดย

$$\nabla = \left[\frac{\partial}{\partial w_0} \quad \frac{\partial}{\partial w_1} \quad \dots \quad \frac{\partial}{\partial w_{N-1}} \right]^T \quad (2-18)$$

ที่ตำแหน่ง i ของเวกเตอร์เกรเดียนต์ $\nabla e^2(n)$

$$\frac{\partial e^2(n)}{\partial w_i} = 2e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial w_i} \quad (2-19)$$

แทนสมการ (2-14) ในสมการ (2-19) และเนื่องจาก $d(n)$ ไม่ได้ขึ้นกับ w_i จะได้

$$\frac{\partial e^2(n)}{\partial w_i} = -2e(n) \frac{\partial y(n)}{\partial w_i} \quad (2-20)$$

แทน $y(n)$ จากสมการ (2-14) จะได้

$$\frac{\partial e^2(n)}{\partial w_i} = -2e(n)x(n-i) \quad (2-21)$$

จากสมการที่ (2-18) และ (2-21) จะได้

$$\nabla e^2(n) = -2e(n)x(n) \quad (2-22)$$

เมื่อ $x(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-N+1)]^T$ แทนสมการ (2-22) ในสมการ (2-17)

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

ซึ่งสามารถสรุปได้ว่า ระเบียบวิธี LMS ประกอบด้วยกระบวนการพื้นฐาน 2 กระบวนการ ดังนี้

1 กระบวนการกรอง (Filtering Process)

- คำนวณผลตอบของวงจรกรองแบบทรานเวอร์สได้

เอาต์พุตของวงจรกรอง :

$$y(n) = w^T(n)x(n) \quad (2-24)$$

- คำนวณหาค่าผิดพลาดในการประมาณได้

ค่าผิดพลาดในการประมาณ :

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (2-25)$$

2 กระบวนการปรับค่าสัมประสิทธิ์ (Adaptive Process)

ทำการปรับสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองอย่างอัตโนมัติตามค่าผิดพลาดในการประมาณที่หาได้จากกระบวนการกรอง ดังสมการ

$$w(n+1) = w(n) + 2\mu e(n)x(n) \quad (2-26)$$

ค่าเกรเดียนท์เวกเตอร์ $\nabla \xi$ ในวิธีของ Steepest Descent สามารถประมาณได้ด้วย $e(n)x(n)$ หรือกล่าวได้ว่า Expectation Operator ได้ถูกนำออกไปจากสมการในวิธี Steepest Descent ซึ่งการประมาณเกรเดียนท์เวกเตอร์โดยการละ Expectation Operator นี้ทำให้เกิดผลตามมา

คือ ในการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองแต่ละครั้งจะได้รับผลจากเกรเดียนท์นอยส์ ดังนั้น การคำนวณโดยระเบียบวิธี LMS จะมีการเคลื่อนไหวย่างสุ่มรอบ ๆ ค่าต่ำสุดของพื้นผิวความผิดพลาด หรือลู่เข้าสู่ค่าเฉลี่ยแทนที่จะลู่เข้าสู่จุดต่ำสุดอย่างแท้จริง

เนื่องจากระเบียบวิธี LMS ใช้กระบวนการป้อนกลับในการทำงาน ดังนั้นเราจึงต้องคำนึงถึงเสถียรภาพของระบบด้วย ซึ่งเกณฑ์ที่จะทำให้เกิดเสถียรภาพนี้คือ

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

เมื่อ $\xi(n)$ คือ ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยของระเบียบวิธี LMS ที่เวลา n และค่าที่สถานะอยู่ตัวของระเบียบวิธี LMS $\xi(\infty)$ เป็นค่าคงที่ ค่าเฉลี่ยกำลังสองจะลู่เข้าสู่ค่าที่สถานะอยู่ตัวเมื่อเป็นไปตามเกณฑ์นี้ สำหรับระเบียบวิธี LMS นั้น ค่าช่วงก้าว μ ที่เหมาะสมซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไขเกี่ยวกับโครงสร้างเจาะจง (Eigenstructure) ของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของอินพุตจะทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองลู่เข้าตามเกณฑ์ดังกล่าวได้

ความแตกต่างระหว่างค่าที่สถานะอยู่ตัว $\xi(\infty)$ และค่าต่ำที่สุด ξ_{\min} ที่ได้จากผลเฉลี่ยของ Wiener เรียกว่าค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยส่วนเกิน (Excess Mean-Squared Error) $\xi_{ex}(\infty)$ ความแตกต่างนี้แสดงถึงสิ่งที่ต้องสูญเสียไปในกระบวนการปรับสัมประสิทธิ์วงจรรองโดยใช้ระเบียบวิธี LMS แทนที่จะใช้วิธี Steepest Descent

การปรับแก้ผิด (Misadjustment : M) คือ อัตราส่วนระหว่าง $\xi(\infty)$ กับ ξ_{\min} เป็นค่าที่แสดงว่าผลตอบแทนที่สถานะอยู่ตัวของระเบียบวิธี LMS อยู่ห่างจากผลเฉลี่ยของ Wiener มากน้อยแค่ไหนและสามารถกำหนดค่าการปรับแก้ผิดนี้ให้มีค่ามากน้อยตามต้องการได้ โดยขึ้นอยู่กับช่วงก้าวที่ใช้ในระเบียบวิธี LMS สำหรับค่าช่วงก้าวต่ำ ๆ นั้นกระบวนการปรับจะดำเนินไปค่อนข้างช้าและผลจากเกรเดียนท์สัญญาณรบกวนของสัมประสิทธิ์วงจรรองจะถูกกรองออกไปมากซึ่งจะส่งผลในการลดการปรับแก้ผิดด้วย แต่ถ้าใช้ค่าช่วงก้าวสูง ๆ กระบวนการนี้จะเร็วขึ้นแต่ค่าการปรับแก้ผิดจะเพิ่มขึ้นเช่นเดียวกัน นั่นคือระเบียบวิธี LMS นี้เราจำเป็นต้องเลือกระหว่างความถูกต้องของผลลัพธ์หรือความเร็วในการปรับสัมประสิทธิ์ ดังนั้นการใช้ระเบียบวิธี LMS เราต้องให้ความสนใจกับช่วงก้าวเป็นอย่างมากเพราะค่าช่วงก้าวที่ใช้ในระเบียบวิธี LMS นี้จะมีค่าคงที่ตลอดกระบวนการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง ด้วยเหตุนี้จึงมีผู้พัฒนาวิธีการใหม่ ๆ ให้มีการปรับค่าช่วงก้าวนี้ในขณะที่กระบวนการกำลังดำเนินการ เพื่อให้ผลตอบแทนของวงจรรองใช้เวลาลู่เข้าสู่ค่าที่ถูกต้องเร็วขึ้นและมีความถูกต้องมากขึ้นด้วย

2.3 ระเบียบวิธี Normalized LMS (Normalized LMS Algorithm)

วิธีการ normalized LMS (NLMS) เป็นวิธีการที่ดัดแปลงมาจากระเบียบวิธี LMS โดยนำเอาสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาที่อินพุตของวงจรกรอง และทำการปรับค่า normalized ของค่าพารามิเตอร์ช่วงก้าว ซึ่งจะให้ค่าที่เสถียรและการลู่อื่นของการปรับตัวจะให้ผลที่ดี พิจารณาสมการ LMS ดังนี้

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + 2\mu(n)e(n)\mathbf{x}(n) \quad (2-27)$$

เมื่อค่าพารามิเตอร์ $\mu(n)$ เปลี่ยนตามเวลา การปรับค่า $\mu(n)$ เพื่อให้ขนาดของความผิดพลาดมีค่าต่ำ ดังสมการ

$$e^+(n) = d(n) - \mathbf{w}^T(n+1)\mathbf{x}(n) \quad (2-28)$$

แทนสมการที่ (2-27) ในสมการที่ (2-28) จะได้

$$e^+(n) = (1 - 2\mu(n)\mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n))e(n) \quad (2-29)$$

จัดรูปสมการใหม่จะได้ค่า $\mu(n)$ เป็น

$$\mu(n) = \frac{1}{2\mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n)} \quad (2-30)$$

แทนสมการ (2-30) ในสมการ (2-27) จะได้

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \frac{1}{\mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n)} e(n)\mathbf{x}(n) \quad (2-31)$$

สมการ (2-31) เป็น NLMS recursion และเมื่อนำมารวมกับสมการที่ (2-14) และ (2-15) จะเรียกวิธีการนี้ว่า ระเบียบวิธีแบบ NLMS

2.4 ระเบียบวิธี Variable Step Size LMS (Variable Step Size LMS Algorithm)

ค่าช่วงก้าว μ สามารถใช้ในการควบคุมสมรรถนะของระเบียบวิธี LMS แต่เนื่องจากความต้องการอัตราการลู่เข้าของระเบียบวิธี LMS ที่เร็ว ซึ่งจะทำให้ค่าช่วงก้าวมีค่ามาก แต่ค่าความผิดพลาดก็จะเพิ่มขึ้นด้วย ซึ่งในการปรับแก้ผิด (Misadjustment) นั้นค่าช่วงก้าวจะต้องมีค่าเล็ก ๆ ดังนั้นจึงได้มีการเสนอ ระเบียบวิธี Variable step size LMS (VSLMS) ขึ้น เพื่อที่จะได้อัตราการลู่เข้าที่เร็ว และมีความผิดพลาดต่ำ

หลักการทำงานของ VSLMS จะอยู่บนพื้นฐานของ LMS ซึ่งจะทำการปรับเปลี่ยนค่าช่วงก้าวให้มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา สามารถเขียนสมการที่ (2-23) ได้ใหม่เป็น

$$w_i(n+1) = w_i(n) + 2\mu_i(n)e(n)x(n-1) \quad i=0,1,\dots,N-1 \quad (2-32)$$

เมื่อ $w_i(n)$ เป็นสมาชิกตัวที่ i ของเวกเตอร์ของค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง $w(n)$ และ $\mu_i(n)$ เป็นค่าช่วงก้าวที่เวลา n การปรับแก้ช่วงก้าว $\mu_i(n)$ สามารถทำได้ดังนี้ เทอมเกรเดียนต์ของ stochastic $g_i(n) = e(n)x(n-i)$ เป็นตัวตรวจสอบความสำเร็จของระเบียบวิธี และ $\mu_i(n)$ จะเพิ่มขึ้นเมื่อเทอมต่อมาไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงในด้านบวกหรือลบ เหตุการณ์นี้จะเกิดขึ้นเมื่อวงจรรองปรับตัวได้ยังไม่ลู่เข้า ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองปรับตัวได้จะลู่เข้าสู่ค่าที่เหมาะสมเมื่อค่าเฉลี่ยของเทอมเกรเดียนต์ของ stochastic มีค่าเข้าใกล้ศูนย์

ค่าช่วงก้าว $\mu_i(n)$ ของระเบียบวิธี VSLMS สามารถปรับได้โดยสมการต่อไปนี้

$$\mu_i(n) = \mu_i(n-1) + \rho \operatorname{sgn}[g_i(n)] \operatorname{sgn}[g_i(n-1)] \quad (2-33)$$

เมื่อ ρ เป็นพารามิเตอร์ของช่วงก้าวที่มีค่าน้อย ๆ ในสมการที่ (2-33) ถ้าละฟังก์ชัน sgn จะได้สมการของช่วงก้าวใหม่เป็น

$$\mu_i(n) = \mu_i(n-1) + \rho g_i(n)g_i(n-1) \quad (2-34)$$

จากสมการ (2-32) เขียนในรูปเวกเตอร์ได้เป็น

$$w(n+1) = w(n) + 2\mu(n)e(n)x(n) \quad (2-35)$$

บทที่ 3

หลักการพื้นฐานของระบบการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัส (CDMA)

3.1 บทนำ

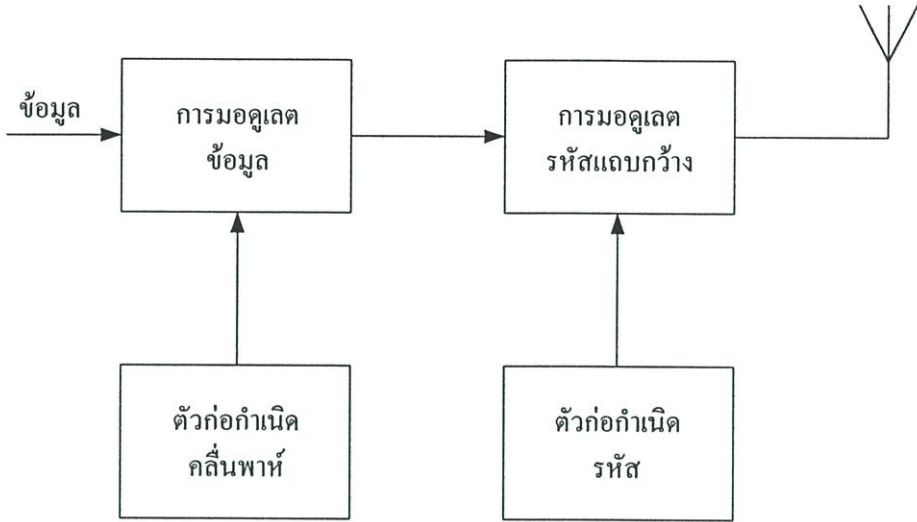
การเข้าถึงข้อมูลหลายทางโดยการแบ่งแยกด้วยรหัสนั้น ทำได้โดยการเข้ารหัสซึ่งผู้ใช้แต่ละคนจะถูกกำหนดลำดับรหัส (Code Sequence) โดยที่เครื่องรับจะรู้ลำดับรหัสของผู้ใช้แต่ละคน และทำการถอดรหัสหลังจากรับสัญญาณเพื่อให้ได้ข้อมูลเดิมกลับมา ดังนั้นเมื่อความกว้างแถบ (Bandwidth) ของรหัสดังกล่าวมีค่ามากกว่าความกว้างแถบของสัญญาณข้อมูลมาก ๆ จะมีผลทำให้เกิดการแผ่กว้างของสเปกตรัมของสัญญาณ ซึ่งเรียกกระบวนการนี้ว่า การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ (Spread-Spectrum (SS) modulation) ซึ่งสามารถแบ่งออกได้เป็น

3.1.1 วิธีการจัดลำดับการเข้าถึงโดยตรง (Direct Sequence : DS)

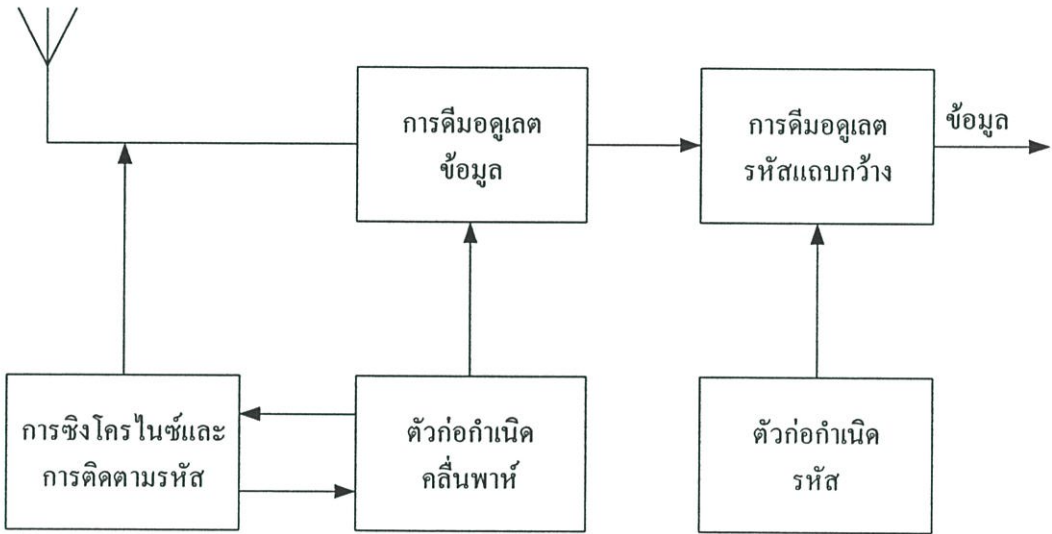
ในวิธีการจัดลำดับการเข้าถึงโดยตรง สัญญาณข้อมูลจะถูกมอดูเลตโดยตรงกับสัญญาณรหัสดิจิทัล โดยที่สัญญาณข้อมูลดังกล่าวอาจเป็นได้ทั้งสัญญาณแอนะล็อกและสัญญาณดิจิทัล แต่โดยส่วนใหญ่จะเป็นสัญญาณดิจิทัล สัญญาณข้อมูลจะถูกคูณกับสัญญาณรหัสโดยตรงและนำสัญญาณที่ได้มามอดูเลตกับสัญญาณพาห์แถบกว้าง ซึ่งผลจากการคูณสัญญาณข้อมูลและสัญญาณรหัสโดยตรงนี้เองจึงเรียกวิธีการนี้ว่า การสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัส โดยวิธีการจัดลำดับการเข้าถึงโดยตรง

จากรูปที่ 3.1 สัญญาณข้อมูลฐานสองจะถูกมอดูเลตกับสัญญาณพาห์ หลังจากนั้นสัญญาณที่ได้จะถูกนำไปมอดูเลตกับสัญญาณรหัส โดยที่สัญญาณรหัสนี้จะประกอบด้วยจำนวนบิตรหัสหรือที่เรียกว่า ชิป (Chips) ที่เป็น +1 หรือ -1 เพื่อให้เกิดการแผ่ของสัญญาณตามที่ต้องการอัตราชิปของสัญญาณรหัสจะต้องสูงกว่าอัตราชิปของสัญญาณข้อมูลมาก ๆ

ที่เครื่องรับดังรูปที่ 3.2 จะใช้การดีมอดูเลตแบบร่วมนัย (Coherent) เพื่อการรวมกลับสัญญาณโดยใช้ลำดับรหัสที่สร้างขึ้นทางด้านรับ ในกระบวนการนี้จะสำเร็จได้ไม่เพียงแต่รู้ลำดับรหัสทางด้านส่ง แต่จะต้องทำให้รหัสของสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับซิงโครไนซ์กับสัญญาณรหัสที่สร้างขึ้นมาที่เครื่องรับด้วย ซึ่งการซิงโครไนซ์นี้จะเริ่มทำตั้งแต่รับสัญญาณ ไปจนกระทั่งรับสัญญาณได้ทั้งหมด หลังจากนั้นจะทำการรวมกลับสัญญาณข้อมูลและทำการดีมอดูเลตก็จะได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับมา



รูปที่ 3.1 เครื่องส่งสัญญาณแบบ DS/CDMA

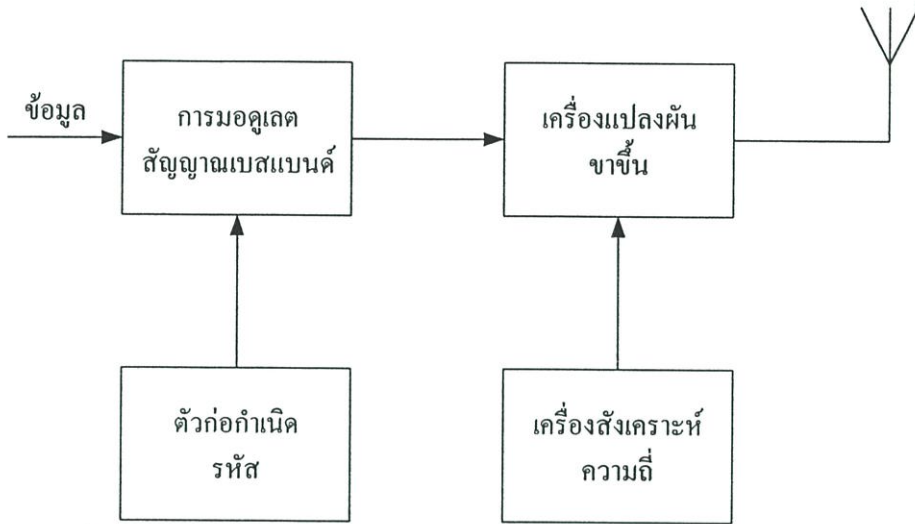


รูปที่ 3.2 เครื่องรับสัญญาณแบบ DS/CDMA

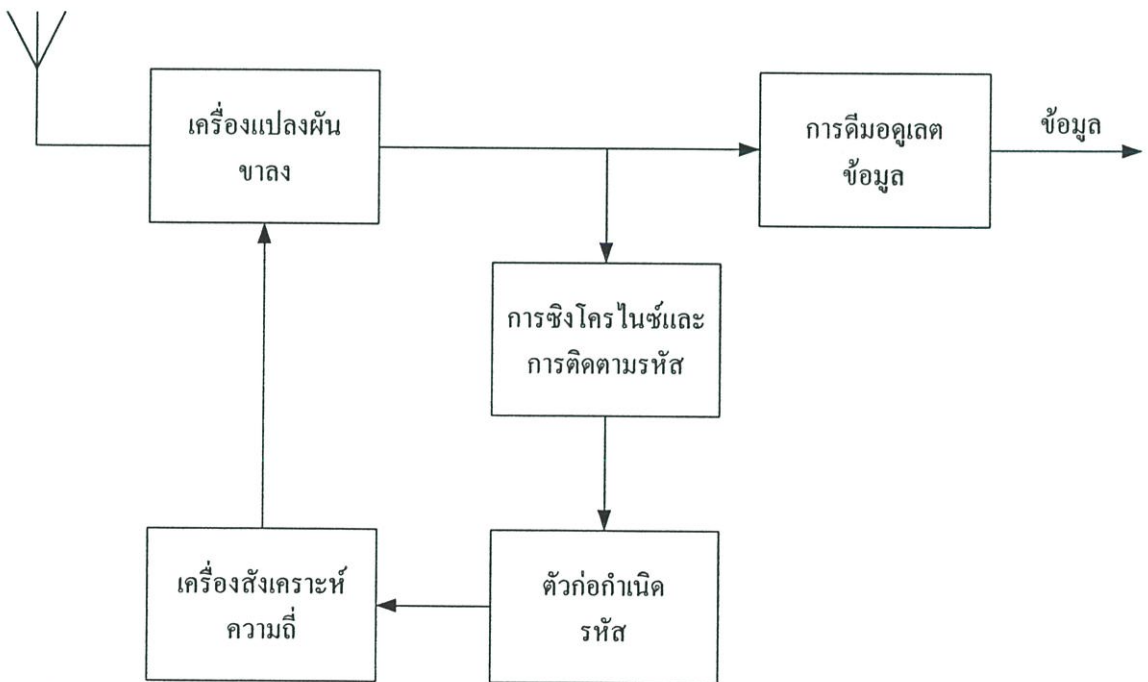
3.1.2 วิธีการกระโดดเปลี่ยนทางความถี่ (Frequency Hopping : FH)

บล็อกไดอะแกรมของระบบการกระโดดเปลี่ยนความถี่แสดงดังรูปที่ 3.3 วิธีการกระโดดเปลี่ยนทางความถี่ในระบบ CDMA นั้น ความถี่ของสัญญาณพาห์ที่ใช้มอดูเลตกับสัญญาณข้อมูลจะมีค่าไม่คงที่เปลี่ยนไปตามคาบเวลา นั่นคือในช่วงเวลา T ความถี่สัญญาณพาห์จะมีค่าคงที่แต่ในช่วงเวลา T ต่อมาความถี่สัญญาณพาห์จะกระโดดไปยังความถี่อื่น หรืออาจจะเป็นความถี่เดิมก็ได้ รูปแบบการกระโดดเปลี่ยนความถี่จะเป็นไปตามการควบคุมจากสัญญาณรหัส กลุ่มของความถี่สัญญาณพาห์ทั้งหมดเรียกว่าเซตของการกระโดด (hop-set) ซึ่งการครอบครองความถี่จะแตกต่างกันกรณีของการจัดลำดับการเข้าถึงโดยตรง โดยวิธีจัดลำดับการเข้าถึงโดยตรงจะใช้แถบความถี่ทั้ง

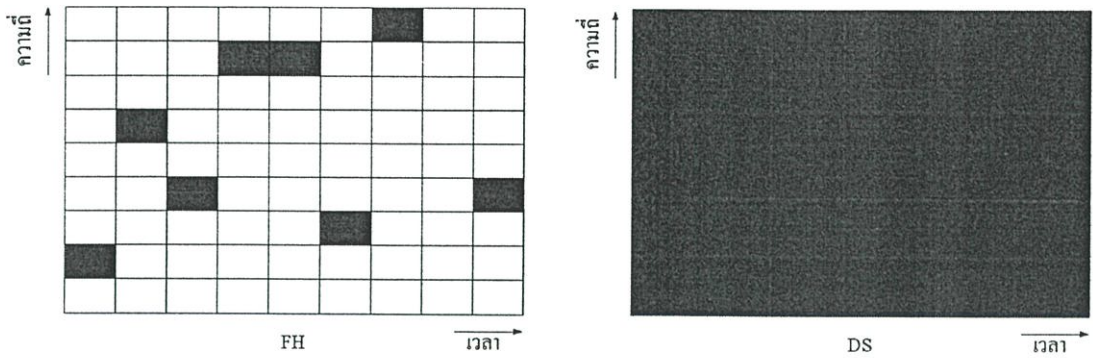
หมดในการส่งข้อมูลในขณะที่วิธีการกระโดดเปลี่ยนทางความถี่จะใช้แถบความถี่เพียงส่วนเล็ก ๆ เพื่อใช้ในการส่งแต่ความถี่จะเปลี่ยนไปตามเวลาที่ต่างกัน ดังแสดงในรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.3 (ก) เครื่องส่งสัญญาณแบบ FH/CDMA



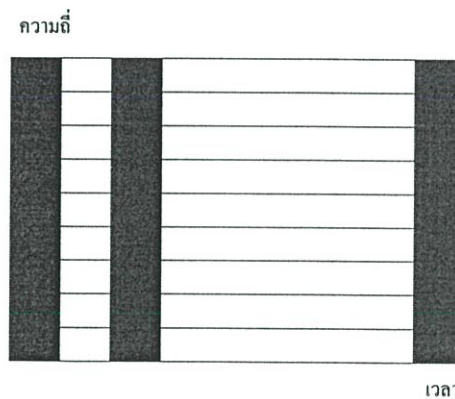
รูปที่ 3.3 (ข) เครื่องรับสัญญาณแบบ FH/CDMA



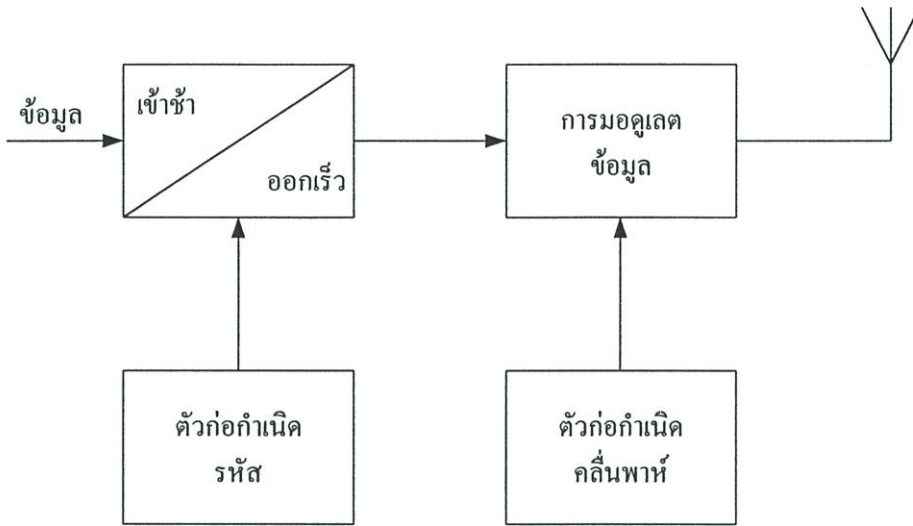
รูปที่ 3.4 การครอบครองเวลา/ย่านความถี่ของสัญญาณ FH และ สัญญาณ DS

3.1.3 วิธีการกระโดดเปลี่ยนทางเวลา (Time Hopping : TH)

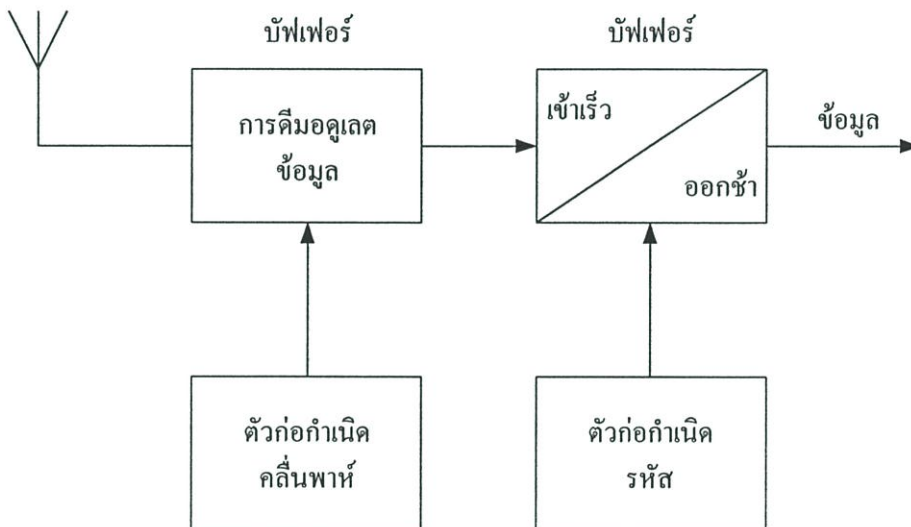
วิธีการกระโดดเปลี่ยนทางเวลานี้ สัญญาณข้อมูลจะถูกส่งตามช่วงเวลาที่กำหนดรหัสผู้ใช้งานแต่ละคน โดยในแกนเวลาจะถูกแบ่งออกเป็นเฟรมและแต่ละเฟรมจะถูกแบ่งออกเป็นไทม์สล็อตจำนวน M ไทม์สล็อต ผู้ใช้งานแต่ละคนจะส่งข้อมูลในไทม์สล็อตใดใน M จะขึ้นกับรหัสที่กำหนดให้ เมื่อผู้ใช้งานส่งข้อมูลทั้งหมดใน 1 ไทม์สล็อตความถี่ที่ใช้ในการส่งจะเพิ่มขึ้นด้วยค่าแฟคเตอร์ M รูปที่ 3.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และเวลาที่ใช้ในระบบ TH/CDMA และรูปที่ 3.6 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ TH/CDMA



รูปที่ 3.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และเวลาที่ใช้ในระบบ TH/CDMA



รูปที่ 3.6 (ก) เครื่องส่งสัญญาณแบบ TH/CDMA



รูปที่ 3.6 (ข) เครื่องรับสัญญาณแบบ TH/CDMA

3.1.4 วิธีการแบบไฮบริด

วิธีการแบบไฮบริดนี้จะใช้เทคนิคการมอดูเลตสเปกตรัมแผ่ตั้งแต่ 2 วิธีหรือมากกว่ารวมกัน จากวิธีการมอดูเลตสเปกตรัมแผ่ที่กล่าวไปแล้วในข้างต้นสามารถสร้างระบบไฮบริดที่อาจเป็นไปได้ดังนี้ คือ DS/FH, DS/TH, FH/TH และ DS/FH/TH แนวคิดของระบบไฮบริดเป็นการรวมเอาข้อดีของเทคนิคการมอดูเลตแต่ละเทคนิคเข้าด้วยกัน

ตารางที่ 3.1 แสดงข้อดีและข้อเสียของการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่แต่ละชนิด

การมอดูเลตแบบ สเปกตรัมแผ่	ข้อดี	ข้อเสีย
วิธีการจัดลำดับการเข้าถึง โดยตรง	<ol style="list-style-type: none"> 1. การสร้างสัญญาณที่ถูกเข้ารหัสสามารถทำได้ง่ายโดยใช้กระบวนการคูณธรรมดา 2. วงจรสังเคราะห์ความถี่จะเป็นวงจรง่าย ๆ เนื่องจากใช้ความถี่พาห้เพียงความถี่เดียว 3. สามารถดีมอดูเลตสัญญาณสเปกตรัมแผ่ได้โดยการใช้ดีมอดูเลตแบบร่วมนัย 4. ไม่จำเป็นต้องมีการซิงโครไนซ์ระหว่างผู้ใช้ 	<ol style="list-style-type: none"> 1. การเริ่มต้นและรักษาการซิงโครไนซ์ระหว่างรหัสของสัญญาณที่รับได้กับรหัสของสัญญาณที่สร้างขึ้นทางด้านการรับทำได้ยาก ซึ่งกระบวนการซิงโครไนซ์จะต้องเกิดขึ้นภายในช่วงเวลาของชิป 2. การที่จะรับสัญญาณได้อย่างถูกต้อง ลำดับรหัสที่สร้างขึ้นจะต้องซิงโครไนซ์กับลำดับรหัสที่รับได้ในช่วงเวลาของชิป ทำให้ขนาดของความกว้างแถบในทางปฏิบัติอยู่ในช่วง 10-20 MHz 3. กำลังงานที่รับได้จากผู้ใช้งานที่อยู่ใกล้สถานีฐานมีค่ามากกว่าที่รับได้จากผู้ใช้งานที่อยู่ไกลจากสถานีฐาน ส่งผลให้ผู้ใช้งานที่อยู่ใกล้เกิดการแทรกสอดสัญญาณของผู้ใช้ที่อยู่ไกลออกไป หรือที่เรียกว่า ผลจากปรากฏการณ์ใกล้-ไกล

ตารางที่ 3.1 (ต่อ)

การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่	ข้อดี	ข้อเสีย
วิธีการกระโดดเปลี่ยนทางความถี่	<ol style="list-style-type: none"> 1. การชิงโครโนซ์ของระบบ FH/CDMA ทำได้ง่ายกว่าระบบ DS/CDMA แต่จะมีความผิดพลาดที่มากกว่าเนื่องจากเป็นการกระโดดเปลี่ยนทางความถี่ด้วยความเร็วมาก ๆ 2. ความกว้างแถบความถี่ในการกระโดดต่าง ๆ ที่สัญญาณ FH สามารถครอบครองใช้งานไม่จำเป็นต้องอยู่ติดกัน ประกอบกับการมีการชิงโครโนซ์ที่ง่าย ทำให้สามารถมีความกว้างแถบของสเปกตรัมแผ่ที่กว้างขึ้น 3. สมรรถนะในเรื่องของปรากฏการณ์ใกล้-ไกลดีกว่าระบบ DS/CDMA 	<ol style="list-style-type: none"> 1. ต้องใช้วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ซับซ้อนมาก 2. การเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดของสัญญาณในการเปลี่ยนแปลงย่านความถี่จะทำให้ความถี่ในการกระโดดเพิ่มมากขึ้น เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาดังกล่าว สัญญาณจะต้องถูกปิดและเปิดใหม่เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ 3. การมอดูเลตแบบร่วมนับทำได้ยาก เนื่องจากปัญหาการรักษาความสัมพันธ์ของเฟสในช่วงเวลาการกระโดด
วิธีการกระโดดเปลี่ยนทางเวลา	<ol style="list-style-type: none"> 1. การสร้างใช้งานง่ายกว่าระบบ FH/CDMA 2. เมื่อเครื่องส่งมีกำลังเฉลี่ยจำกัดแต่มีกำลังสูงสุดไม่จำกัด ระบบ TH/CDMA จะมีความเหมาะสมในการนำไปใช้งาน 3. มีปัญหาจากปรากฏการณ์ใกล้-ไกลน้อยมากเช่นเดียวกับระบบ FH/CDMA 	<ol style="list-style-type: none"> 1. ต้องใช้เวลาานกว่าที่รหัสจะชิงโครโนซ์ 2. ถ้ามีการส่งสัญญาณจากผู้ใช้หลายคนเกิดขึ้น จะทำให้บิดข้อมูลจำนวนมากเกิดความเสียหายดังนั้นต้องใช้รหัสตรวจสอบความผิดพลาดที่ดี และต้องมีการวางสลับทางบิด (data interleaving)

3.2 เครื่องรับแบบธรรมดา (Conventional Receiver)

ในระบบ CDMA เครื่องรับแบบธรรมดาจะหมายถึง เครื่องรับของผู้ใช้แต่ละคนในระบบ ซึ่งจะเป็นเครื่องรับแบบแมตช์ (Match Filter) โดยเครื่องรับชนิดนี้จะมองสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น (Multiple Access Interference : MAI) เหมือนกับเป็นสัญญาณรบกวนซึ่งไม่สามารถกำจัดออกไปได้ เนื่องจากเครื่องรับชนิดนี้จะใช้เฉพาะรหัสของผู้ใช้คนที่สนใจและทำการแยกสัญญาณของผู้ใช้คนนั้น ๆ ออกมาเท่านั้น ดังนั้นถ้าระบบมีจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้นสัญญาณการแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น ๆ จะเพิ่มมากขึ้นด้วย จึงทำให้เกิดความผิดพลาดในการรับส่งข้อมูล หรือก็คือค่าสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้ในระบบลดลง การที่จะทำให้ระบบสามารถให้บริการในแง่ของอัตราความผิดพลาดที่ต้องการ ในระบบจึงจำเป็นต้องจำกัดจำนวนผู้ใช้สูงสุดที่ทำให้ค่าสัญญาณการแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น ๆ ไม่มากจนเกินค่าอัตราความผิดพลาดที่ต้องการ ซึ่งจะหมายถึงความจุของระบบที่ใช้เครื่องรับแบบแมตช์ถูกจำกัดด้วยค่าสัญญาณการแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น ๆ และส่งผลให้เครื่องรับชนิดนี้ไม่ทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล

3.3 เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคน (Multiuser Detection)

จากความต้องการที่จะให้ระบบมีความจุของระบบเพิ่มมากขึ้น เพื่อรองรับกับความต้องการที่จะเพิ่มขึ้นในอนาคต ดังนั้นระบบ DS/CDMA จึงต้องมีการพัฒนาเพื่อให้ความจุของระบบเพิ่มขึ้นด้วย จึงได้มีการเสนอเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนเพื่อนำมาใช้แทนเครื่องรับแบบแมตช์ โดยที่เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนจะนำเอาความรู้เกี่ยวกับผู้ใช้คนอื่น ๆ ภายในเซลล์มากำจัดสัญญาณการแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น ๆ ให้กับผู้ใช้แต่ละคนภายในเซลล์ และนอกจากนี้เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนยังมีความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลที่ดีขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบแมตช์ ทำให้สามารถลดปัญหาการควบคุมกำลังส่งอย่างเข้มงวดในระบบเซลล์อาร์ลงได้

ในปี ค.ศ. 1984 Verdu S. [1] ได้เสนอเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุดเป็นเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่มีสมรรถนะในด้านอัตราความผิดพลาดบิตดีที่สุดในขณะนี้แล้ว Verdu S. ยังได้แสดงให้เห็นว่าปัญหาสัญญาณการแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น ๆ หรือปรากฏการณ์ใกล้-ไกลนี้เป็นข้อจำกัดของเครื่องรับแบบแมตช์เท่านั้น ไม่ใช่เป็นข้อจำกัดของระบบ CDMA แต่เนื่องจากเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุดมีความซับซ้อนสูงมาก และยังต้องการทราบข้อมูลต่าง ๆ มากเกินกว่าที่จะนำไปใช้ได้จริงในทางปฏิบัติ ดังนั้นงานวิจัยต่าง ๆ จึงมุ่งเน้นไปยังเครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไปซึ่งมีสมรรถนะที่ต่ำลงแต่ความซับซ้อนน้อยกว่า

3.3.1 เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด (Optimal receiver)

เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่เป็นเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุดถูกเสนอโดย Verdu S. เครื่องรับสำหรับหลายผู้ใช้นี้ใช้หลักการของ Maximum-Likelihood Sequence Estimation (MLSE)

ในการหาลำดับของสัญญาณที่ส่งมา อย่างไรก็ตามแม้เครื่องรับประเภทนี้จะมีสมรรถนะที่ดีมาก แต่ข้อเสียคือ มีความซับซ้อนสูงมากรวมทั้งยังเพิ่มตามจำนวนผู้ใช้แบบเอกซ์โพเนนเชียล และต้องการทราบค่าพารามิเตอร์ของผู้ใช้และพารามิเตอร์ของระบบจำนวนมาก จึงทำให้ไม่สามารถใช้งานได้จริงในทางปฏิบัติ

3.3.2 เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป (Sub-optimal receiver)

เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไปเป็นเครื่องรับที่มีสมรรถนะด้อยกว่าเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด แต่ดีกว่าเครื่องรับแบบแมตซ์รวมทั้งความซับซ้อนไม่เพิ่มตามจำนวนผู้ใช้แบบเอกซ์โพเนนเชียล เครื่องที่เหมาะสมรองลงไปสามารถแบ่งได้เป็น 2 ประเภท คือ

3.3.2.1 เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไปแบบเชิงเส้น

เครื่องรับชนิดนี้ประกอบด้วยเครื่องรับแบบแมตซ์ของผู้ใช้ทุกคนในระบบ โดยสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบแมตซ์ของผู้ใช้ทุกคนจะถูกนำมาผ่านกระบวนการที่เป็นแบบเชิงเส้น จากนั้นผลลัพธ์ที่ได้จะถูกนำไปตัดสินใจ เครื่องรับชนิดนี้สามารถแบ่งได้เป็น 2 ชนิด ตามลักษณะกระบวนการที่เป็นแบบเชิงเส้นที่ใช้ คือ

1) ดีคอรีเลเตอร์ (Decorrelator)

เครื่องรับชนิดนี้ใช้กระบวนการที่เป็นแบบเชิงเส้นที่มีผลตอบสนองเป็นเมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ (correlation matrix) ของรหัสแม่ของผู้ใช้ทุกคนในระบบ เครื่องรับชนิดนี้ไม่ได้มีการนำผลของสัญญาณรบกวนมาพิจารณาด้วย ดังนั้นในกรณีที่กำลังของสัญญาณรบกวนมีค่ามาก เครื่องรับชนิดนี้จะมีสมรรถนะที่ไม่ดี

2) เครื่องรับชนิดทำให้ค่าเฉลี่ยของกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำที่สุด (Minimum Mean Square Error receiver : MMSE)

เครื่องรับชนิดนี้ใช้กระบวนการที่เป็นเชิงเส้นที่มีผลตอบสนองเป็นเมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัสแม่ของผู้ใช้ร่วมกับเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณรบกวน เนื่องจากเครื่องรับชนิดนี้มีการพิจารณาผลของสัญญาณรบกวนด้วย ดังนั้นในกรณีที่กำลังของสัญญาณรบกวนมีค่ามากเครื่องรับชนิดนี้จะมีสมรรถนะดีกว่าดีคอรีเลเตอร์ สำหรับในกรณีที่กำลังของสัญญาณรบกวนมีค่าน้อยเครื่องรับชนิดนี้จะมีค่าใกล้เคียงกับดีคอรีเลเตอร์

3.3.2.2 เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไปแบบไม่เชิงเส้น

เครื่องรับชนิดนี้โดยทั่วไปแล้วจะทำงานได้โดยการประมาณสัญญาณของผู้ใช้คนอื่น ๆ ในระบบ แล้วนำไปหักล้างออกจากสัญญาณที่รับมา สัญญาณที่ถูกหักล้างแล้วจะถูกนำไปสู่กระบวนการเพื่อตัดสินใจ สมรรถนะของเครื่องรับชนิดนี้ขึ้นอยู่กับความถูกต้องของการประมาณ

สัญญาณของผู้ใช้คนอื่น ๆ ถ้ามีความถูกต้องมากเครื่องรับชนิดนี้ก็จะมีประสิทธิภาพดีตามไปด้วย เครื่องรับที่มีลักษณะการทำงานดังกล่าวและเป็นที่น่าสนใจในงานวิจัยซึ่งมีด้วยกัน 4 ชนิดคือ

1) เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน (Multistage receiver หรือ Parallel Interference Cancellation : PIC)

หลักการของเครื่องรับแบบนี้คือจะทำการประมาณบิตข้อมูลของผู้ใช้ทุกคนก่อนในขั้นแรกโดยใช้เครื่องรับแบบแมตซ์ แล้วนำข้อมูลเหล่านั้นไปใช้ในการหักล้างสัญญาณรบกวนของผู้ใช้คนอื่น ๆ ออกจากสัญญาณที่รับได้ ก่อนที่จะเข้ากระบวนการตัดสินใจบิต เครื่องรับชนิดนี้จะเพิ่มความถูกต้องของการประมาณบิตข้อมูลขั้นแรกโดยการเปลี่ยนเครื่องรับแบบแมตซ์เป็นดีคอรিলเตอร์ หรือเครื่องรับชนิดทำให้ค่าเฉลี่ยของกำลังสองของค่าความผิดพลาดต่ำที่สุดรวมถึงการใช้วิธีอื่น ๆ

2) เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างต่อเนื่อง (Successive Interference Cancellation : SIC)

หลักการของเครื่องรับแบบนี้คือ การหาบิตข้อมูลของผู้ใช้ที่มีกำลังแรงสุดออกมาก่อนโดยใช้เครื่องรับแบบแมตซ์ หลังจากนั้นทำการหักล้างสัญญาณรบกวนของผู้ใช้คนนี้ออกจากสัญญาณที่รับได้ และนำสัญญาณรวมที่รับได้ผ่านการหักล้างนี้ไปหาบิตข้อมูลของผู้ใช้ที่มีกำลังสูงสุดในผู้ใช้ที่ยังไม่ได้ทำการตรวจจับสัญญาณ โดยเครื่องรับแบบแมตซ์ และทำซ้ำกระบวนการเดิมจนได้บิตข้อมูลของผู้ใช้ทุกคนออกมาอย่างต่อเนื่องกัน เครื่องรับชนิดนี้สามารถเพิ่มความถูกต้องของการประมาณบิตในขั้นแรกได้ด้วยวิธีเดียวกันกับที่ใช้ในเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน

3) เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างผสม (Hybrid Interference Cancellation)

เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานจะมีสมรรถนะด้อยกว่าเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างต่อเนื่อง แต่จะมีค่าประวิงเวลาในกระบวนการน้อยกว่าเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างต่อเนื่องมาก จึงมีงานวิจัยเสนอให้ใช้เครื่องรับแบบหักล้างอย่างผสม โดยนำเครื่องรับทั้งแบบหักล้างอย่างขนานและหักล้างอย่างต่อเนื่องมาใช้รวมกัน โดยเครื่องรับชนิดนี้จะให้ค่าสมรรถนะที่ดีกว่าเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน และจะมีค่าประวิงเวลาน้อยกว่าเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างต่อเนื่อง

4) เครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วมาป้อนกลับ (Decorrelating Decision Feedback Detector : DDFB)

เป็นเครื่องรับที่ประกอบด้วยวงจรกรอง 2 วงจรคือ วงจรกรองไปข้างหน้า และวงจรกรองป้อนกลับ โดยวงจรกรองไปข้างหน้ามีหน้าที่กำจัดผลของผู้ใช้ที่มีกำลังต่ำกว่าออกจากผู้ใช้ที่มีกำลังสูงกว่า ส่วนวงจรกรองป้อนกลับมีหน้าที่ป้อนผลการตัดสินใจบิตของผู้ใช้ที่มีกำลังสูงกว่า เพื่อไปช่วย

ในการตัดสินใจของผู้ใช้ที่กำลังต่ำกว่า เครื่องรับชนิดนี้มีสมรรถนะที่ดีมากแต่ก็มีความซับซ้อนสูงมากเช่นกัน

3.3.3 เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่มีการปรับตัวได้

เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไปทั้งแบบเชิงเส้นและแบบไม่เชิงเส้นที่กล่าวไปแล้ว ยังมี ความซับซ้อนของเครื่องรับที่สูงมาก เช่น เครื่องรับแบบดีคอดรีเลเตอร์ต้องมีการคำนวณหาเมตริกซ์ ผกผันเป็นจำนวนหลายครั้งเนื่องจากระบบมีการเปลี่ยนแปลงผู้ใช้ตลอดเวลา และบางครั้งก็ไม่สามารถหาเมตริกซ์ผกผันได้ ดังนั้นจึงมีงานวิจัยจำนวนมากเสนอเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่มีการปรับตัวได้ [2] ทำให้เครื่องรับบางชนิดไม่จำเป็นต้องใช้ความรู้เกี่ยวกับรหัสแผ่ของผู้ใช้คนอื่น ๆ ในระบบ

บทที่ 4

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงปัจจัยสำคัญที่ส่งผลกระทบต่อความจุของระบบ DS/CDMA แบบจำลองของระบบ DS/CDMA วิธีการวัดสมรรถนะและความหมายของค่าต่าง ๆ ที่วัด และทฤษฎีเกี่ยวกับเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่เกี่ยวข้องที่นำมาเปรียบเทียบกับเครื่องรับที่เสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

4.1 ปัจจัยที่มีผลกระทบต่อสมรรถนะของเครื่องรับในระบบ DS/CDMA

4.1.1 สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น (Multiple Access Interference)

ในระบบ DS/CDMA ผู้ใช้ทุกคนจะส่งสัญญาณออกมาในช่วงความถี่และเวลาเดียวกันแต่ใช้รหัสแผ่ต่างกัน ดังนั้นสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนจึงเกิดการรบกวนซึ่งกันและกัน การรบกวนดังกล่าวนี้เรียกว่า การแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น (MAI) โดยสาเหตุหลักที่ก่อให้เกิดสัญญาณการแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น คือ การตั้งฉากอย่างไม่สมบูรณ์ของรหัสแผ่ของผู้ใช้แต่ละคน ทำให้เกิดค่าสหสัมพันธ์ข้าม (Cross-Correlation) ระหว่างรหัสแผ่ นอกจากนี้ปรากฏการณ์ใกล้-ไกลเป็นสาเหตุอีกประการหนึ่งที่ทำให้เกิดสัญญาณการแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นด้วย

4.1.2 ปรากฏการณ์ใกล้-ไกล (Near-Far Effect)

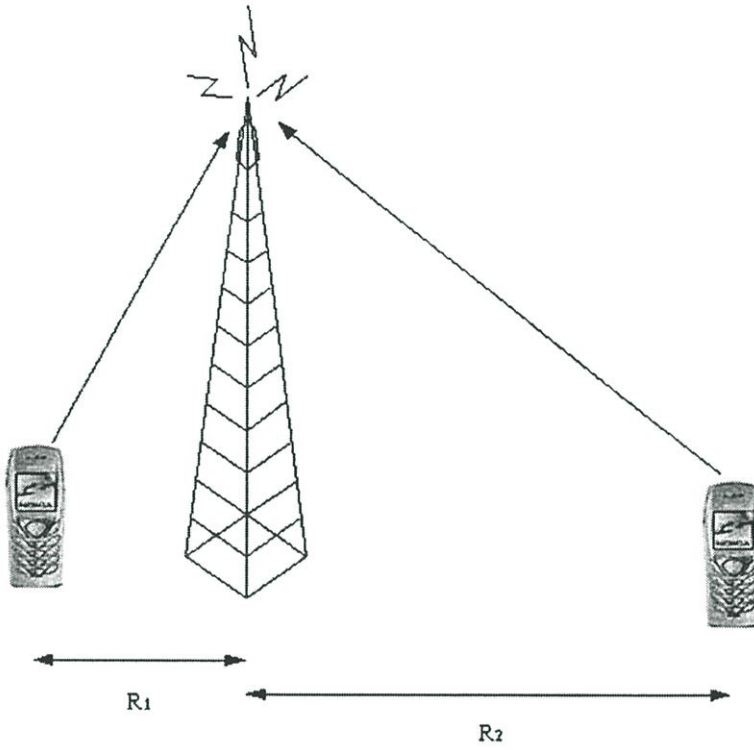
ปรากฏการณ์ใกล้-ไกล คือ ปรากฏการณ์ที่ระดับของสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนในระบบที่รับได้ที่สถานีฐานมีค่าไม่เท่ากัน ปรากฏการณ์ใกล้-ไกลนี้มักจะเกิดกับผู้ใช้แต่ละคนที่มีระยะห่างจากเครื่องไม่เท่ากัน ระยะทางที่ไม่เท่ากันทำให้สัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนเกิดการลดทอนที่ไม่เท่ากัน ดังรูปที่ 4.1 สัญญาณของผู้ใช้ที่อยู่ใกล้สถานีฐานจะถูกลดทอนน้อยกว่าสัญญาณของผู้ใช้ที่อยู่ไกลออกไป

การแก้ปัญหาปรากฏการณ์ใกล้-ไกล ทำได้โดยการควบคุมกำลังส่งของสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคน เพื่อให้กำลังส่งของสัญญาณที่รับได้ที่สถานีฐานของผู้ใช้ทุกคนมีค่าเท่ากัน

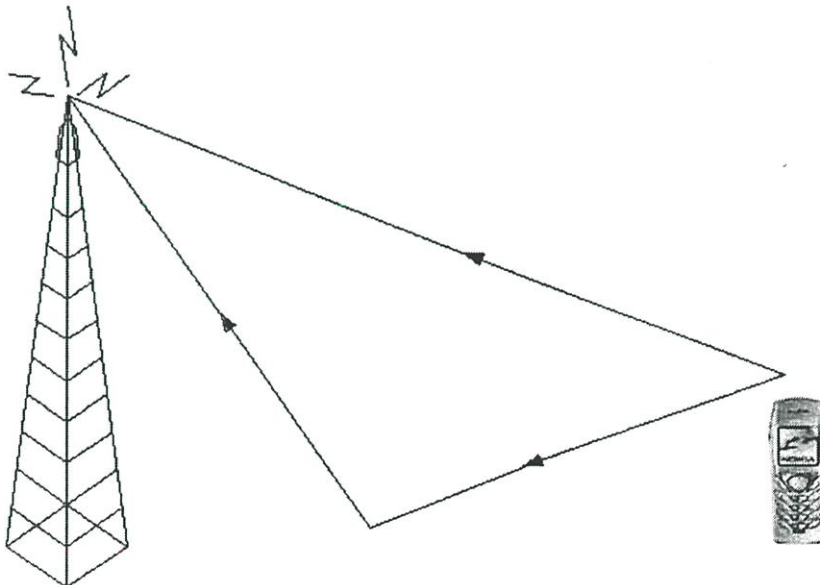
4.1.3 การเฟดดิ้งของสัญญาณ (Fading)

การส่งสัญญาณในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ระหว่างสถานีฐานกับสถานีเคลื่อนที่ สัญญาณมักจะไม่ได้เดินทางเป็นเส้นตรงแต่จะเกิดการสะท้อนจากสิ่งก่อสร้าง และสภาพแวดล้อมในบริเวณนั้น ๆ ดังนั้นสัญญาณที่รับได้จึงเป็นสัญญาณที่เกิดจากการรวมกันของสัญญาณที่สะท้อนมาจากเส้นทางต่าง ๆ กัน ดังรูปที่ 4.2 ซึ่งสัญญาณเหล่านี้จะมีขนาดและเฟสที่ต่างกันส่งผลให้

สัญญาณที่รับได้มีขนาดและเฟสผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณจริงที่ส่งมา เรียกปรากฏการณ์นี้ว่า การเฟด
คิงของสัญญาณ



รูปที่ 4.1 ปรากฏการณ์ไคลี-ไกล



รูปที่ 4.2 เส้นทางการเดินทางของสัญญาณจากสถานีเคลื่อนที่ไปยังสถานีฐาน

4.2 รหัสแผ่ (Spreading Code)

รหัสแผ่ คือ สิ่งที่ใช้แบ่งแยกผู้ใช้แต่ละคนในระบบ DS/CDMA ออกจากกัน รหัสแผ่ที่ดีจะถูกรออกแบบมาให้มีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสในชุดรหัสเป็นศูนย์ หรือมีความตั้งฉากกันโดยสมบูรณ์ อย่างไรก็ตามรหัสแผ่ที่ดีดังกล่าวออกแบบได้ยาก และยังมีจำนวนชุดรหัสที่ใช้ได้จำกัด และอาจตั้งฉากกันอย่างไม่สมบูรณ์เนื่องจากสภาพแวดล้อม ดังนั้นจึงได้มีการออกแบบรหัสแผ่บางประเภทขึ้นมาเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว รหัสแผ่ที่ใช้ในระบบ DS/CDMA มีด้วยกัน 2 ประเภทหลัก ๆ คือ [3]

4.2.1 Orthogonal Code

เป็นรหัสไบนารีที่ตั้งฉากกันอย่างสมบูรณ์เมื่อไม่มีการเลื่อนของรหัสจะมีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสเป็นศูนย์ แต่เมื่อมีการเลื่อนของรหัสค่าสหสัมพันธ์ข้ามอาจมีค่ามากได้ในบางกรณี แต่รหัสชนิดนี้มีคุณสมบัติทางอัตสหสัมพันธ์ (Autocorrelation) ที่ไม่ดี ตัวอย่างของรหัสชนิดนี้ได้แก่ Hadamard Walsh Code เป็นต้น

4.2.2 Pseudorandom Noise-Sequence (PN Sequence)

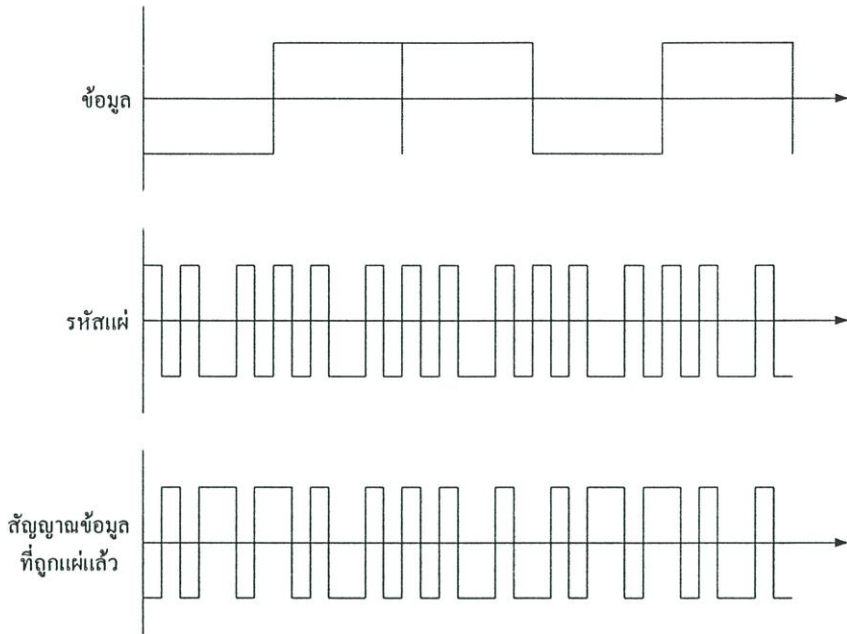
เป็นรหัสไบนารีที่มีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสไม่เท่ากับศูนย์ แต่จะมีค่าต่ำมากทั้งในกรณีที่มีการเลื่อนของรหัส และไม่มีการเลื่อนของรหัส นอกจากนี้รหัสชนิดนี้ยังมีคุณสมบัติทางอัตสหสัมพันธ์ที่ดีด้วย ตัวอย่างของรหัสชนิดนี้ได้แก่ M-sequence (Maximal Length Sequence), Gold Code และ Kasami Sequence เป็นต้น

4.3 การส่งและรับสัญญาณเบสแบนด์

ขั้นตอนที่สำคัญในการสื่อสารข้อมูลในระบบ DS/CDMA คือ การแผ่และการรวมกลับ การแผ่เป็นกระบวนการที่ผู้ใช้แต่ละคนใช้ในการส่งข้อมูลของตนเองออกมา และการรวมกลับเป็นกระบวนการที่ใช้ที่เครื่องรับสำหรับประมวลผลข้อมูลของผู้ใช้คนที่สนใจ

4.3.1 ขั้นตอนการแผ่ (Spreading)

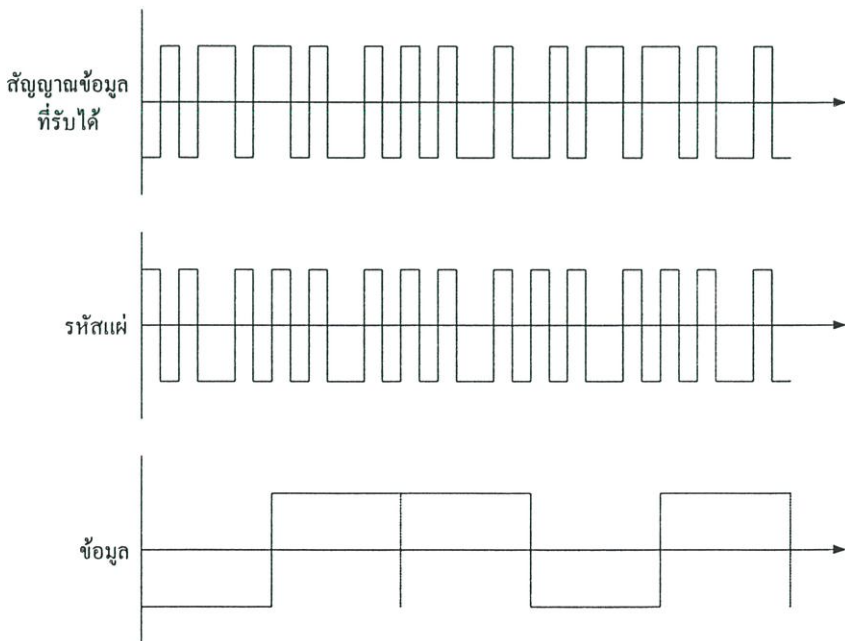
ขั้นตอนในการสร้างสัญญาณเบสแบนด์ของผู้ใช้แต่ละคน เริ่มต้นด้วยการนำข้อมูลที่ต้องการส่งที่อยู่ในรูปของสัญญาณดิจิทัลซึ่งมีอัตราบิตข้อมูลที่ค่อนข้างต่ำมาคูณกับรหัสแผ่ ซึ่งมีอัตราบิตข้อมูลที่สูงกว่ามาก ผลที่ได้คือ สัญญาณที่ได้จะมีอัตราการส่งสูงกว่าข้อมูลที่ต้องการส่งมาก ด้วยเหตุนี้จึงเรียกว่าเกิดการแผ่ของสเปกตรัมเกิดขึ้น และเรียกขั้นตอนนี้ว่า ขั้นตอนการแผ่ข้อมูล รูปที่ 4.3 ประกอบ



รูปที่ 4.3 ตัวอย่างการแผ่สัญญาณ

4.3.2 ขั้นตอนการรวมกลับ (Despreading)

เป็นขั้นตอนที่ใช้ในเครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์ซึ่งเป็นเครื่องรับแบบธรรมดาสำหรับระบบ DS/CDMA ซึ่งขั้นตอนนี้เริ่มต้นจากการรับสัญญาณข้อมูลที่ถูกละเอียดมาจำนวน 1 คาบของบิตข้อมูลปกติ จากนั้นนำมาคำนวณค่าสหสัมพันธ์ (correlate) ระหว่างสัญญาณดังกล่าวกับรหัสแผ่ของผู้ใช้คนที่สนใจ หลังจากนั้นหาค่าเฉลี่ยของสัญญาณในหนึ่งคาบของบิตข้อมูลที่ต้องการ รูปที่ 4.4 ประกอบ

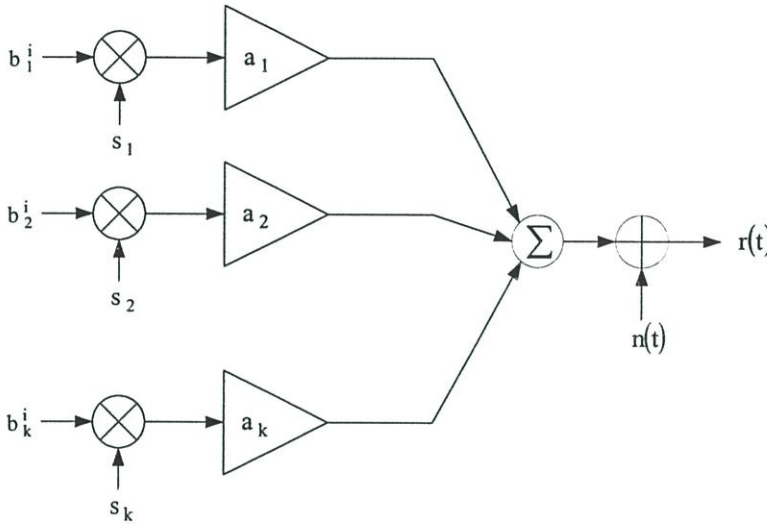


รูปที่ 4.4 ตัวอย่างการรวมกลับของสัญญาณ

4.4 แบบจำลองระบบ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้พิจารณาระบบ DS/CDMA ในกรณีระบบเชื่อมโยงขาขึ้นสำหรับการส่งแบบซิงโครนัสสำหรับช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาว (Additive White Gaussian Noise : AWGN)

4.4.1 แบบจำลองระบบด้านส่ง



รูปที่ 4.5 แบบจำลองระบบด้านส่ง

พิจารณาแบบจำลองการส่งแบบเบสแบนด์ในระบบ DS/CDMA ผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนเกาส์เซียนแบบขาว กำหนดให้มีผู้ใช้ในระบบจำนวน K คน $b_k(i)$ เป็นข้อมูลบิตที่ i ของผู้ใช้ลำดับที่ k มีช่วงคาบสัญญาณเป็น T_s a_k เป็นขนาดของสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับของผู้ใช้ลำดับที่ k s_k เป็น รหัสแผ่ของผู้ใช้ลำดับที่ k ซึ่งมีจำนวนชิปเท่ากับ L_c ซึ่งสามารถเขียนได้เป็น

$$s_k(t) = \sum_{i=0}^{L_c-1} s_k^i x(t - iT_c) \quad (4-1)$$

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

T_c เป็นคาบของชิป ($T_c = T_s/L_c$)

และ $s_k^i \in \{-1, 1\}$

สัญญาณที่ผ่านการแผ่ (ss_k) แล้วของผู้ใช้ลำดับที่ k จะสามารถเขียนได้เป็น

$$ss_k(t) = \sum_{i=0}^{\infty} a_k^i b_k^i s_k(t - iT_s) \quad (4-2)$$

สัญญาณรวมที่รับได้ที่เครื่องรับสามารถเขียนได้เป็น

$$r(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{k=1}^K a_k^i b_k^i s(t - iT_s) + n(t) \quad (4-3)$$

เนื่องจากพิจารณาเฉพาะกรณีส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบซิงโครนัส ดังนั้นสามารถเขียนสมการ (4-3) ได้ใหม่เป็น

$$r(t) = \sum_{k=0}^K a_k b_k s_k(t) + n(t) \quad (4-4)$$

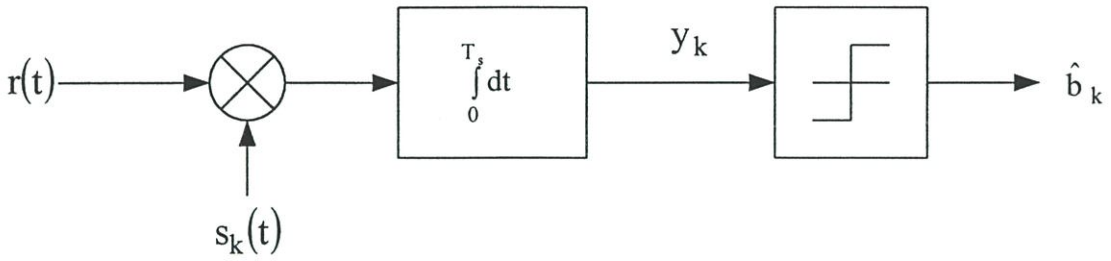
โดยที่ $n(t)$ เป็นสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาวที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และความแปรปรวนเป็น σ^2

4.4.2 แบบจำลองระบบทางภาครับ

สัญญาณที่รับได้ทางภาครับตามสมการ (4-4) จะถูกนำมาผ่านเครื่องรับแบบแมตช์ก่อนในขั้นแรก หลังจากนั้นจึงนำสัญญาณที่ได้ไปผ่านเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่น่าสนใจ ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ คือ เครื่องรับคิคลอริเลตแบบปรับตัวได้ และเครื่องรับคิคลอริเลตแบบปรับตัวได้ที่ใช้กระบวนการปรับอัตโนมัติ

4.4.2.1 เครื่องรับแบบแมตช์ (Match Filter)

หน้าที่ของเครื่องรับแบบแมตช์ในระบบ DS/CDMA คือ ทำหน้าที่แยกแยะผู้ใช้แต่ละคนออกจากกัน โดยเครื่องรับแบบแมตช์ของผู้ใช้แต่ละคนจะประกอบด้วยรหัสแผ่ของผู้ใช้คนนั้นและวงจรอินทิเกรตดังรูปที่ 4.6 ซึ่งจะสังเกตได้ว่าเครื่องรับแบบแมตช์ของผู้ใช้แต่ละคนจะใช้รหัสแผ่ของตนเองเท่านั้นในการแยกสัญญาณที่ต้องการออกมา จากนั้นสัญญาณที่ได้จะถูกนำไปผ่านวงจรตัดสินใจเพื่อให้ได้ข้อมูลที่ต้องการ เครื่องรับแบบแมตช์นี้ไม่สามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นออกไปได้ แต่จะคิดว่าเป็นสัญญาณรบกวนซึ่งไม่สามารถกำจัดได้ ดังนั้นถ้าระบบที่มี MAI มาก ๆ ข้อมูลที่ได้จากเครื่องรับแบบแมตช์จะผิดพลาด หรือกล่าวได้ว่าสมรรถนะของเครื่องรับแบบแมตช์ถูกจำกัดด้วย MAI



รูปที่ 4.6 เครื่องรับแบบแมตซ์ของผู้ใช้ลำดับที่ k

เมื่อ y_k เป็นสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบแมตซ์ของผู้ใช้คนที่ k ที่เวลา iT_s ดังนั้นเขียนเป็นสมการได้

$$y_k = \int_0^{T_s} r(t) s_k(t) dt \quad (4-5)$$

เมื่อแทนค่าสัญญาณที่รับได้จากสมการที่ (4-4) แล้วจะสามารถเขียนสมการของสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบแมตซ์ของผู้ใช้ทุกคนที่เวลา iT_s ในรูปเวกเตอร์ได้ดังนี้

$$\mathbf{y} = \Gamma \mathbf{A} \mathbf{b} + \mathbf{n} \quad (4-6)$$

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 ยกเว้นในแนวทแยงมุมจะเป็นขนาดของสัญญาณของผู้ใช้ทุกคนในระบบ เขียนเมตริกซ์ \mathbf{A} ได้ดังนี้

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & a_2 & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & a_K \end{bmatrix} \quad (4-7)$$

Γ เป็นเมตริกซ์สหสัมพันธ์ระหว่างรหัสแผ่ของผู้ใช้ทุกคนในระบบซึ่งมีขนาด $K \times K$ ดังนี้

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \|s_1\|^2 & \dots & \langle s_K, s_1 \rangle \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \langle s_1, s_K \rangle & \dots & \|s_K\|^2 \end{bmatrix} \quad (4-8)$$

โดยที่ $\langle s_j, s_k \rangle = \int_0^{T_s} s_j(t) s_k(t) dt$ และสัญญาณรบกวนที่ออกจากเครื่องรับแบบแมตซ์จะมีค่าเฉลี่ยเป็น 0 และมีค่าเมตริกซ์สหสัมพันธ์เป็น $E(\mathbf{nn}^T) = \Gamma \sigma^2$
นำสัญญาณ y ที่ได้จากสมการ (4-6) ไปตัดสินบิต

$$\hat{b} = \text{sgn}(y) \quad (4-9)$$

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

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} +1 & ; x \geq 0 \\ -1 & ; x < 0 \end{cases} \quad (4-10)$$

จากการตัดสินบิตนี้ทำให้ได้ข้อมูลที่ต้องการออกมา จะเห็นว่าเครื่องรับแบบแมตซ์ไม่ได้กำจัด MAI ออกไป แต่จะคิดเสมือนว่า MAI เป็นสัญญาณรบกวน

4.4.2.2 เครื่องรับแบบดีคอรีเลต

เครื่องรับแบบดีคอรีเลตถูกเสนอขึ้นโดย Lupas [7] โดยมีผลตอบของเครื่องรับเป็นเมตริกซ์สหสัมพันธ์ผกผันของรหัสแผ่ของผู้ใช้ทุกคนในระบบ ดังสมการที่ (4-10)

$$\Gamma = \Gamma^{-1} \quad (4-10)$$

เครื่องรับแบบดีคอรีเลตจะถูวางอยู่หลังเครื่องรับแบบแมตซ์ ดังนั้นสัญญาณเข้าของเครื่องรับแบบดีคอรีเลตจะสามารถเขียนได้ตามสมการที่ (4-6) และสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบดีคอรีเลต (\mathbf{z}) สามารถเขียนได้เป็น

$$\mathbf{z} = \Gamma^{-1}(\Gamma \mathbf{A} \mathbf{b} + \mathbf{n}) \quad (4-11)$$

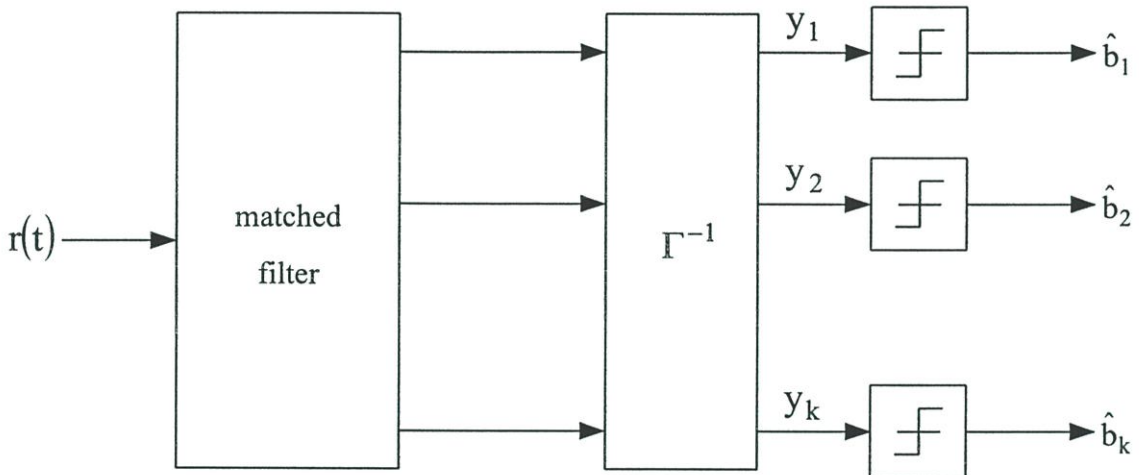
$$\mathbf{z} = \mathbf{A} \mathbf{b} + \Gamma^{-1} \mathbf{n} \quad (4-12)$$

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

จากสมการที่ (4-12) จะพบว่าเครื่องรับแบบดีคอรีเลตจะสามารถกำจัด MAI ได้ทั้งหมด แต่ในกรณีที่สัญญาณรบกวนสูง ๆ เครื่องรับแบบดีคอรีเลตจะไปเพิ่มผลของสัญญาณรบกวน ซึ่งสามารถพิจารณาได้จากพจน์สุดท้ายของสมการที่ (4-12) หรืออาจกล่าวได้ว่าเครื่องรับแบบดีคอรี

เลตนี้ก็มีคุณสมบัติเพิ่มสัญญาณรบกวน (Enhance Noise) ดังนั้นเครื่องรับแบบคิอริเลตจึงมีสมรรถนะด้อยกว่าเครื่องรับแบบแมตซ์ในกรณีที่สัญญาณรบกวนมีผลรุนแรงกว่า MAI

อย่างไรก็ตาม เครื่องรับแบบคิอริเลตไม่ต้องอาศัยค่าขนาดของสัญญาณในการคำนวณ ทำให้ไม่มีความผิดพลาดเนื่องจากการประมาณค่าขนาดของสัญญาณ ซึ่งจัดว่าเป็นข้อดีที่สำคัญสำหรับเครื่องรับ และเนื่องจากเครื่องรับแบบคิอริเลตสามารถกำจัด MAI ได้ทั้งหมด จึงมีความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลอย่างสมบูรณ์ นั่นคือกำลังของสัญญาณจากผู้ใช้คนอื่น ๆ จะไม่ส่งผลกระทบต่อสัญญาณของผู้ใช้คนที่สนใจ เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบคิอริเลตแสดงดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบคิอริเลต

4.4.2.3 เครื่องรับแบบคิอริเลตชนิดปรับตัวได้

เนื่องจากเครื่องรับแบบคิอริเลตมีผลตอบของเครื่องรับเป็นเมตริกซ์สหสัมพันธ์ผกผันของรหัสแผ่ของผู้ใช้ทุกคนในระบบ ดังนั้นจึงต้องคำนวณหาเมตริกซ์สหสัมพันธ์ผกผันก่อน ซึ่งในบางครั้งไม่อาจหาค่าเมตริกซ์ผกผันได้ นอกจากนี้การที่มีผู้ใช้เข้าและออกจากระบบตลอดเวลา ทำให้ต้องคำนวณค่าเมตริกซ์สหสัมพันธ์ผกผันใหม่ตลอดเวลาด้วยเช่นกัน ซึ่งมีความยุ่งยากและการคำนวณนี้มีความซับซ้อนที่สูงยิ่งขึ้นเมื่อผู้ใช้ในระบบมีจำนวนมาก ๆ ดังนั้นจึงมีผู้เสนอเครื่องรับแบบคิอริเลตชนิดปรับตัวได้ขึ้นมา ซึ่งสามารถปรับตัวตามจำนวนผู้ใช้ในระบบที่มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลาได้ซึ่งจะกล่าวถึงต่อไปในบทที่ 5

4.5 วิธีวัดสมรรถนะและความหมายของค่าต่าง ๆ

4.5.1 อัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate : BER)

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

4.5.2 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio : SNR)

ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบแมตซ์ สำหรับผู้ใช้คนที่ k มีนิยามในหน่วยเดซิเบล (Decibel : dB) ดังนี้

$$\text{SNR}_k = 10 \log \left(\frac{A_k^2}{\sigma^2} \right) \quad (4-13)$$

เมื่อ A_k คือ ขนาดสัญญาณของผู้ใช้คนที่ k และ σ^2 คือ ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนซึ่งก็คือ กำลังของสัญญาณรบกวน

4.5.3 ความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล

การพิจารณาความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลของเครื่องรับชนิดต่าง ๆ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ แสดงอยู่ในรูปกราฟของอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้คนที่สนใจซึ่งมีกำลังต่ำที่สุดเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้คนอื่นเพิ่มขึ้น

4.5.4 ขอบเขตของผู้ใช้รายเดียว (Single User Bound : SUB)

เมื่อพิจารณาระบบที่มีสัญญาณแทรกสอดจากสัญญาณของผู้ใช้ในระบบเท่านั้น ซึ่งเป็นสัญญาณการแทรกสอดที่เกิดขึ้นภายในเซลล์ (Intracell Interference) และสัญญาณการแทรกสอดที่เกิดขึ้นระหว่างเซลล์ (Inter-cell Interference) การใช้เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนในระบบเช่นนี้จะสามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดที่มาจากผู้ใช้ในเซลล์อื่น ๆ ได้ แต่ไม่สามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดที่มาจากผู้ภายในเซลล์เดียวกันได้ ดังนั้นการใช้เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนนั้น จะทำให้สมรรถนะของระบบดีที่สุดเมื่อไม่มีการรบกวนจากสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นในเซลล์ที่เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนนั้น

หากระบบมีผู้ใช้คนที่สนใจเพียงคนเดียวเท่านั้นที่ส่งข้อมูลอยู่ในเซลล์ เครื่องรับแบบแมตซ์จะเป็นเครื่องรับที่ดีที่สุดในการรับสัญญาณ เนื่องจากมีผู้ใช้คนเดียวในระบบจึงไม่มีสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นเกิดขึ้น ดังนั้นสมรรถนะของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนจึงไม่ดีกว่า

เครื่องรับแบบแมตซ์ ระบบเช่นนี้เป็นขอบเขตของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคน ที่เรียกว่า ขอบเขต
ของผู้ใช้รายเดียว

บทที่ 5

การประยุกต์ใช้วงจรกรองปรับตัวได้

ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการของระเบียบวิธีการแบบนูนตแพรปที่ใช้ในเครื่องรับที่หักล้างการแทรกสอดแบบขนานสำหรับผู้ใช้งานหลายคน และการนำเอาวงจรกรองชนิดปรับตัวได้มาประยุกต์ใช้ในเครื่องรับเพื่อให้เครื่องรับมีค่าสมรรถนะที่ดีขึ้น

5.1 หลักการของระเบียบวิธีการแบบนูนตแพรป

ระเบียบวิธีการแบบนูนตแพรป เป็นกระบวนการปรับตัวแบบบอดที่ใช้ในการแยกแยะข้อมูลซึ่งเป็นอิสระจากกัน แต่อยู่ปะปนกันออกจากกัน โดยจะทำการกำจัดค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างข้อมูลที่ไม่ต้องการกับสัญญาณออก จนในที่สุดทำให้ได้สัญญาณออกเป็นอิสระจากข้อมูลที่ไม่ต้องการ

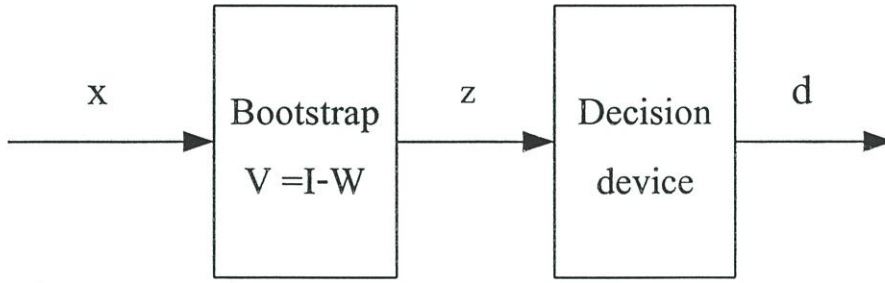
หากสัญญาณที่ป้อนเข้าเครื่องรับสัญญาณ เกิดจากข้อมูลที่ต้องการและข้อมูลที่ไม่ต้องการ ซึ่งเป็นอิสระจากกัน แต่ปะปนกันมาด้วยค่าสหสัมพันธ์ข้าม หลักการของนูนตแพรปคือ การพยายามลดค่าสหสัมพันธ์ข้าม ระหว่างสัญญาณออกของเครื่องแยกสัญญาณกับข้อมูลที่ไม่ต้องการทั้งหมด เพื่อให้ได้สัญญาณออกเป็นข้อมูลที่ต้องการเท่านั้น

พิจารณาระบบที่มีผู้ใช้ K คน และจำนวนข้อมูลของผู้ใช้ทุกคนที่ส่งออกมาเป็นเวกเตอร์ \mathbf{d} ขนาด $K \times 1$ ซึ่งสมาชิก d_k ($k = 1, 2, \dots, K$) แต่ละตัวเป็นอิสระจากกัน โดยค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนเป็นเมตริกซ์ \mathbf{G} ขนาด $K \times K$ และถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาว \mathbf{n} จึงสามารถเขียนเวกเตอร์ของสัญญาณก่อนเข้าเครื่องแยกสัญญาณ \mathbf{x} ได้ดังนี้

$$\mathbf{x} = \mathbf{G}\mathbf{d} + \mathbf{n} \quad (5-1)$$

โดยเครื่องแยกสัญญาณที่มีเมตริกซ์การแปลง (Transformation matrix) \mathbf{V} ขนาด $K \times K$ ซึ่งเกิดจากเมตริกซ์เอกลักษณ์ (Identity matrix) \mathbf{I} ลบด้วยเมตริกซ์ถ่วงน้ำหนัก (Weight matrix) \mathbf{W} ดังรูปที่ 5.1 โดยแต่ละแถวของเมตริกซ์ \mathbf{V} จะเสมือนว่าเป็นเครื่องแยกสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคน ขนาด $K \times 1$ จำนวน K เครื่อง ประกอบกับเป็นเครื่องแยกสัญญาณที่มีเมตริกซ์การแปลง \mathbf{V} จากรูปที่ 5.1 สัญญาณที่ผ่านออกจากเครื่องแยกสัญญาณคือ

$$\mathbf{z} = \mathbf{V}\mathbf{x} = (\mathbf{I} - \mathbf{W})\mathbf{x} \quad (5-2)$$



รูปที่ 5.1 เครื่องแยกสัญญาณที่มีการปรับตัวโดยใช้ระเบียบวิธีการแบบบูตสแตรป

โดย

$$\mathbf{W}^T = \begin{bmatrix} 0 & w_{1,2} & \cdots & w_{1,K-1} & w_{1,K} \\ w_{2,1} & 0 & \cdots & w_{2,K-1} & w_{2,K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ w_{K-1,1} & w_{K-1,2} & \cdots & 0 & w_{K-1,K} \\ w_{K,1} & w_{K,2} & \cdots & w_{K,K-1} & 0 \end{bmatrix} \quad (5-3)$$

เนื่องจากแต่ละแถวของเมตริกซ์ จะแทนเครื่องแยกสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคน ดังนั้นจากสมการ (5-2) จะสามารถเขียนสัญญาณที่ออกจากเครื่องแยกสัญญาณของผู้ใช้ลำดับที่ k เป็นผู้ใช้ที่สนใจ ได้เป็น

$$z_k = x_k - \mathbf{w}_k^T \mathbf{x}'_k \quad (5-4)$$

โดย z_k และ x_k คือ สมาชิกคนที่ k ของเวกเตอร์ \mathbf{z} และ \mathbf{x} ตามลำดับ ขนาด 1×1

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

\mathbf{w}_k^T คือ แถวที่ k ของเมตริกซ์ \mathbf{W} ที่ไม่มีสมาชิก w_{kk} รวมอยู่ด้วย จึงมีขนาดเป็น $1 \times (K-1)$

ระเบียบวิธีการแบบบูตสแตรป จะลดค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณออกกับข้อมูลที่ไม่ต้องกรทั้งหมด เพื่อให้ได้

$$E[z_k \mathbf{d}'_k] = 0 \quad ; k = 1, 2, \dots, K \quad (5-5)$$

โดย \mathbf{d}'_k คือ เวกเตอร์ข้อมูลของผู้ใช้ทุกคนยกเว้นคนที่ k มีขนาดเป็น $(K-1) \times 1$ จะได้

$$\mathbf{d}'_k = [d_1, d_2, \dots, d_{k-1}, d_{k+1}, \dots, d_K]^T$$

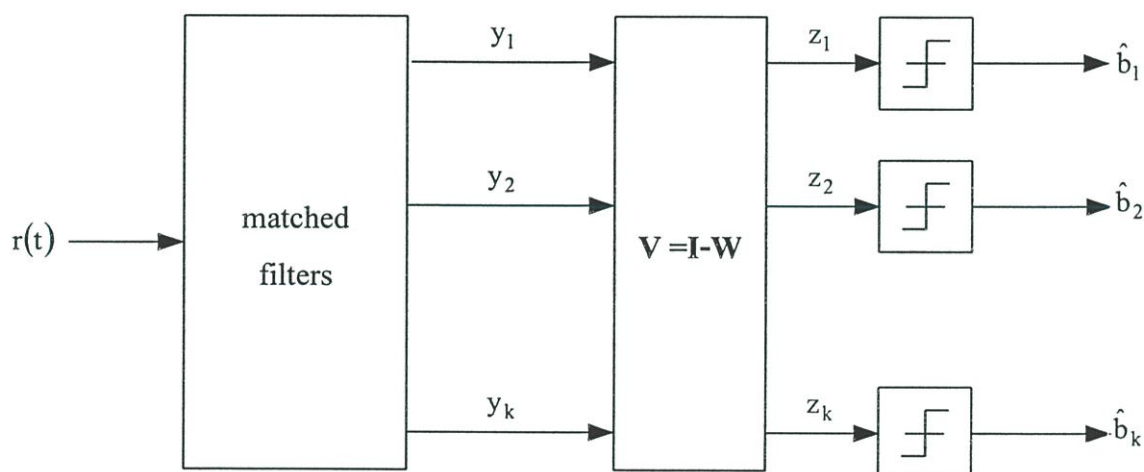
ระเบียบวิธีการแบบนูนสแตรงจะทำการประมาณค่า d'_k ด้วยบิตที่ตรวจจับได้จากสัญญาณที่ออกจากเครื่องแยกสัญญาณของผู้ใช้คนอื่น ๆ คือ $\text{sgn}(z'_k)$ โดยจะทำการปรับลด $E[z_k \text{sgn} z'_k]$ แทนการปรับลด $E[z_k d'_k]$ และเมื่อใช้ค่าประมาณที่ขณะใด ๆ แทนค่าเฉลี่ย ในที่สุดก็จะได้กระบวนการปรับตัวแบบบอดโดยใช้ระเบียบวิธีการแบบนูนสแตรงเป็น

$$w'_k(i+1) = w'_k(i) + \mu z_k \text{sgn}(z'_k) \quad (5-6)$$

เมื่อ μ คือ ค่าช่วงก้าว (Step-size)

5.2 เครื่องรับแบบคอร์ดรีเลตที่ใช้ระเบียบวิธีการแบบนูนสแตรง

Bar-Ness Y. [5] ได้นำระเบียบวิธีการแบบนูนสแตรงมาใช้กับเครื่องรับแบบคอร์ดรีเลตเพื่อกำจัด MAI ในระบบ DS/CDMA



รูปที่ 5.2 โครงสร้างของเครื่องรับแบบคอร์ดรีเลตที่ใช้ระเบียบวิธีการแบบนูนสแตรง

จากรูปที่ 5.2 สัญญาณที่ผ่านเครื่องรับคอร์ดรีเลตชนิดปรับตัวได้แบบบอดโดยใช้ระเบียบวิธีการแบบนูนสแตรงคือ

$$z = Vy \quad (5-7)$$

จากสมการที่ (4-6)

$$z = V(\Gamma Ab + n) = V\Gamma Ab + \tilde{n} \quad (5-8)$$

จากสมการ (5-8) สามารถเขียนสัญญาณออกที่เครื่องรับของผู้ใช้ลำดับที่ k ได้เป็น

$$z_k = y_k - \mathbf{w}_k^T \mathbf{y}'_k \quad (5-9)$$

ส่วนกระบวนการปรับตัวเพื่อลดค่า $E[z_k \mathbf{d}'_k] = 0$ จะเป็นไปตามสมการ

$$\mathbf{w}'_k(i+1) = \mathbf{w}'_k(i) + \mu z_k \text{sgn}(z'_k) \quad (5-10)$$

5.3 เครื่องรับแบบดีคორีเลตที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองชนิดปรับตัวได้โดยใช้ระเบียบวิธีการแบบนูนตแตรป

จากหัวข้อ 5.2 เป็นวิธีการที่ใช้ค่าช่วงก้าวคงที่ ซึ่งในหัวข้อนี้ได้ทำการดัดแปลงโดยใช้การปรับค่าช่วงก้าว หรือที่เรียกว่า กระบวนการ Variable Step-Size Blind Adaptive Decorrelating Detector PIC (VSBAD/PIC) เพื่อให้ได้ค่าสมรรถนะที่ดีขึ้น

จากสมการ (5-10)

$$\mathbf{w}'_k(i+1) = \mathbf{w}'_k(i) + \mu z_k \text{sgn}(z'_k) \quad (5-11)$$

โดยระเบียบวิธีที่เสนอขึ้นได้ทำการแก้ไขมาจากระเบียบวิธีแบบนูนตแตรป โดยทำการปรับค่าช่วงก้าว หรือค่าพารามิเตอร์ μ สามารถเขียนสมการได้ใหม่เป็น

$$\mathbf{w}'_k(i+1) = \mathbf{w}'_k(i) + \mu(i) z_k \text{sgn}(z'_k) \quad (5-12)$$

ค่าช่วงก้าว $\mu(i)$ สามารถปรับได้โดยสมการต่อไปนี้

$$\varphi(i+1) = \alpha \varphi(i) + \sigma(1 - \text{BER}) \quad (5-13)$$

$$\mu(i+1) = \kappa \mu(i) + \beta \varphi^2(i) \quad (5-14)$$

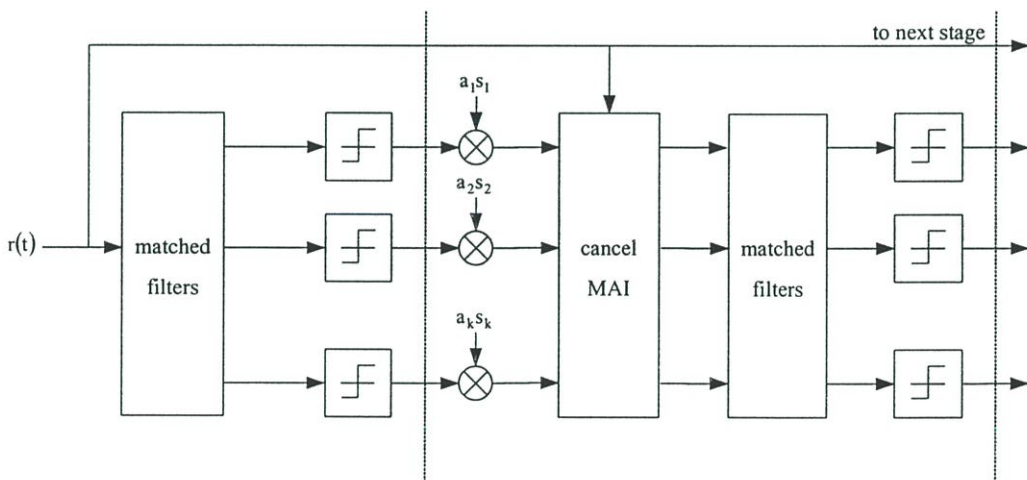
จากสมการที่ (5-13) และ (5-14) ทำการตั้งค่า $\mu(i)$ เริ่มต้นเป็น μ_{\min} เมื่อ $0 < \kappa < 1$, $\beta > 0$, $\sigma > 0$ และ $0 < \alpha < 1$ ในช่วงเริ่มต้นของการปรับค่า BER จะมีค่ามากส่งผลให้ $\mu(i)$ มีค่าลดลง และเมื่อค่า BER มีค่าลดลง จะส่งผลให้ค่า $\mu(i)$ มีค่ามากขึ้น

จากนั้นได้ทำการปรับปรุงระเบียบวิธีการใหม่ในการปรับค่าช่วงก้าวของระเบียบวิธีบูต-สเตรป โดยทำการปรับสมการที่ (5-13) ใหม่ ดังนี้

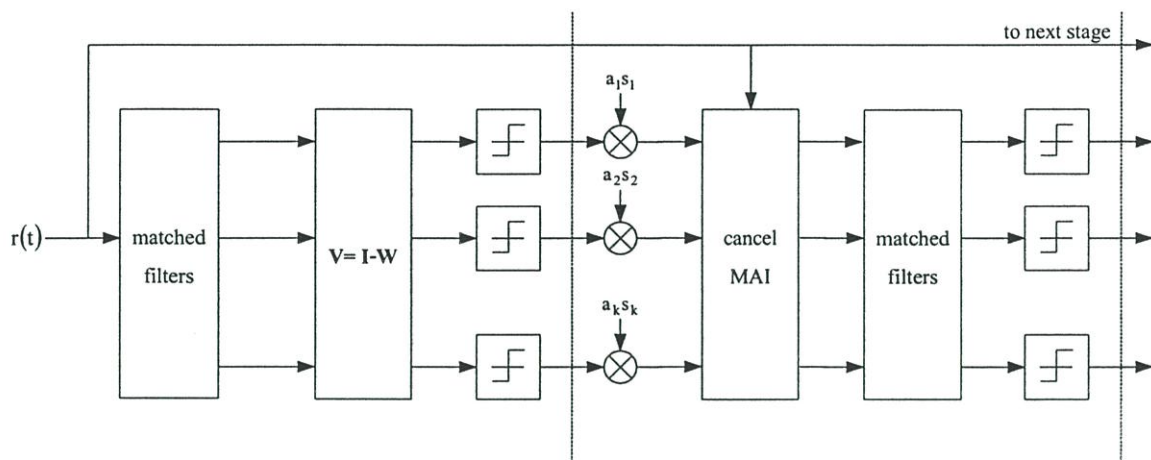
$$\varphi(i+1) = \alpha\varphi(i) + \sigma \left(\frac{z(i) - y(i)}{z(i) + y(i)} \right) \quad (5-15)$$

ซึ่งจากสมการที่ (5-15) นี้จะต้องทำการกำหนดค่า $\mu(i)$ ในช่วงเริ่มต้นเป็น μ_{\max} ซึ่งเมื่อค่า $\left(\frac{z(i) - y(i)}{z(i) + y(i)} \right)$ มาก จะยังผลให้ $\mu(i)$ มีค่าเพิ่มขึ้น และเมื่อ $\left(\frac{z(i) - y(i)}{z(i) + y(i)} \right)$ ลดลง จะยังผลให้ $\mu(i)$ มีค่าเล็กน้อยตามไปด้วย ค่าของ $\mu(i)$ ที่ได้ทำให้ค่าน้ำหนักถ่วง (W) มีค่าเข้าสู่เมตริกซ์สหสัมพันธ์ระหว่างรหัสแผ่ และเรียกวิธีการใหม่นี้ว่า Modified Variable Step Size Blind Adaptive Decorrelating Detector PIC (MVSBAD/PIC)

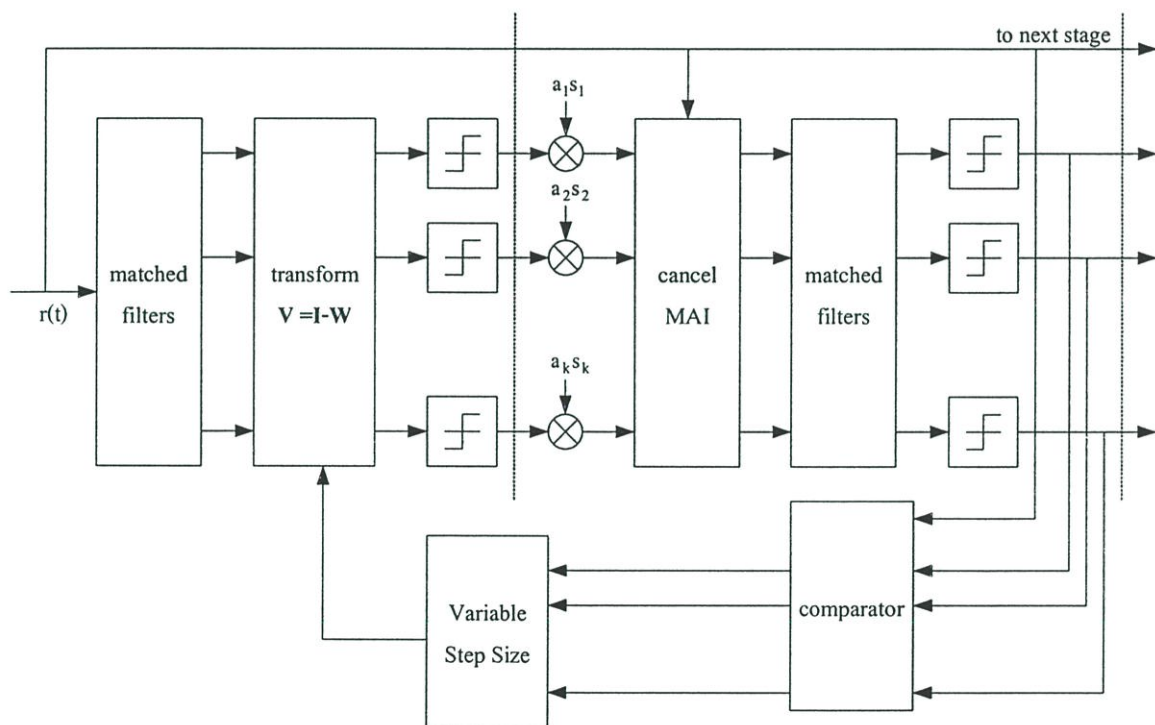
5.4 โครงสร้างของเครื่องรับแต่ละชนิดที่ใช้เปรียบเทียบในการวิจัย



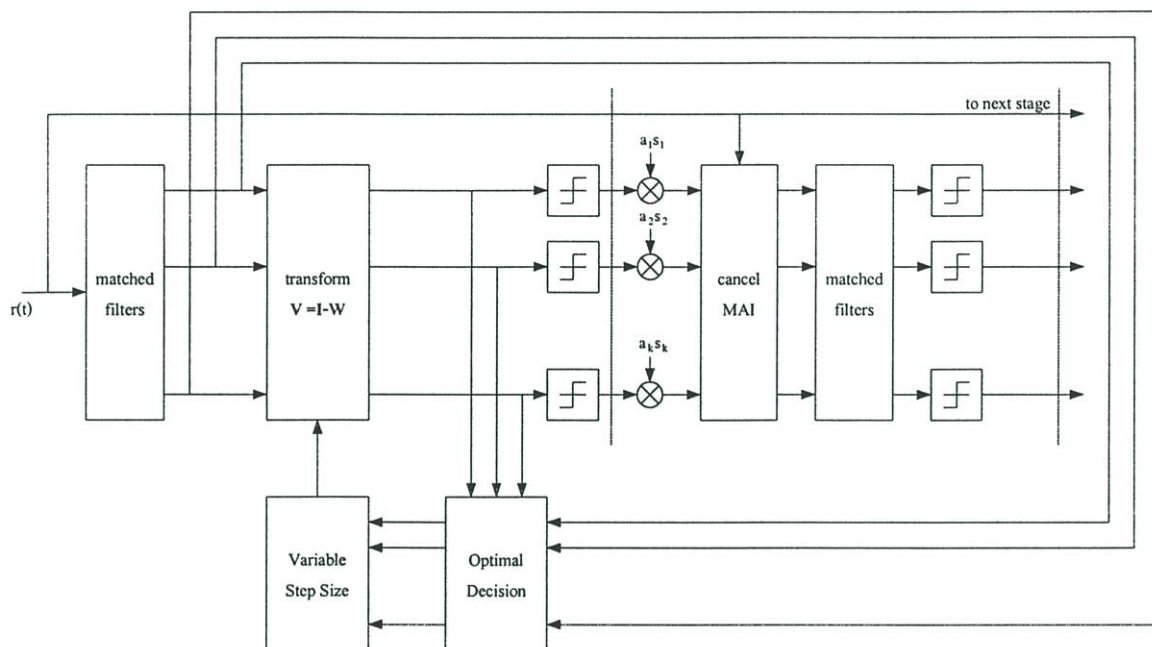
รูปที่ 5.3 โครงสร้างของเครื่องรับหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน (PIC)



รูปที่ 5.4 โครงสร้างของเครื่องรับแบบคอดิวิชันที่ใช้ระเบียบวิธีการแบบขั้นตอนการแทรกสอดอย่างขนาน (BAD/PIC)



รูปที่ 5.5 โครงสร้างของเครื่องรับแบบคอดิวิชันที่ใช้ระเบียบวิธีการแบบขั้นตอนการแทรกสอดโดยการปรับอัตราโน้มน้าแบบ VSBAD/PIC



รูปที่ 5.6 โครงสร้างของเครื่องรับแบบคิกอริเลตที่ใช้ระเบียบวิธีการแบบนุดสแทรกหักล้างการแทรกสอดโดยการปรับอัตราโน้ตแบบ MVSBAD/PIC

บทที่ 6

ผลการวิจัย

ในบทนี้จะเป็นส่วนของผลการวิจัยและการวิจารณ์สมรรถนะที่ได้จากการประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ด้วยกระบวนการปรับอัตโนมัติในเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนในระบบ DS/CDMA โดยแบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 หัวข้อใหญ่ ซึ่งหัวข้อแรกมีเนื้อหาเกี่ยวกับวิธีการจำลองระบบ หัวข้อที่สองเป็นการแสดงอัตราความผิดพลาดบิต เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป หัวข้อที่สามแสดงลักษณะการลู่เข้าของค่าน้ำหนักถ่วงในเครื่องรับแบบ MVSBAD/PIC หัวข้อที่สี่แสดงผลกระทบต่อสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตของระบบเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้น และหัวข้อสุดท้ายเกี่ยวกับความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล

สำหรับเครื่องรับที่นำมาเปรียบเทียบสมรรถนะกับเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ด้วยกระบวนการปรับอัตโนมัติ มีดังนี้คือ เครื่องรับแบบแมตซ์ (MF) เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน (PIC) เครื่องรับแบบคิอริเลตที่ใช้ระเบียบวิธีบูตสเตรปหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน (BAD/PIC) และเครื่องรับแบบแมตซ์ในกรณีที่ระบบมีผู้ใช้คนที่สนใจเพียงคนเดียวเท่านั้นที่ส่งข้อมูล หรือที่เรียกว่า ขอบเขตของผู้ใช้รายเดียว ซึ่งจะบอกถึงสมรรถนะในกรณีที่ไม่มีกรรบกวนของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นในระบบ โดยเครื่องรับที่พิจารณาทั้งหมดเป็นเครื่องรับในระบบ DS/CDMA

6.1 วิธีการจำลองระบบ

ในการจำลองระบบของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้รหัสแม่ในการจำลองระบบ 2 แบบคือ รหัส Gold Code เป็นรหัส PN-Sequence ที่มีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสต่ำ ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่ดีสำหรับการใช้เป็นรหัสแม่ แต่เนื่องจากความยาวของรหัสหนึ่ง ๆ จะมีชุดรหัสสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสที่มีค่าต่ำ ๆ อยู่เพียงจำนวนหนึ่งเท่านั้น จึงไม่สามารถรองรับระบบในอนาคตที่คาดว่าจะมีผู้ใช้ในระบบจำนวนมากได้ ดังนั้นรหัสแม่แบบที่สองคือ รหัสสุ่มซึ่งเป็นรหัสแม่ที่ถูกสร้างขึ้นจากการสุ่มอย่างอิสระและมีคุณสมบัติไม่ค่อยดี ในการพิจารณา

รหัสแม่ที่ใช้จะถูกทำให้เป็นบรรทัดฐาน (Normalize) โดยการหารด้วยรากที่สองของความยาวรหัสแม่ เพื่อปรับให้รหัสแม่มีค่าพลังงานเป็นหนึ่งเท่ากันหมด ซึ่งจะได้เมตริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัสแม่ที่มีสมาชิกในแนวเส้นทแยงมุมเป็น 1 ซึ่งไม่มีผลให้สมรรถนะเกิดการเปลี่ยนแปลงไปจากการใช้รหัสแม่ที่ไม่ได้ถูกทำให้เป็นบรรทัดฐาน

6.2 อัตราความผิดพลาดบิต เมื่อสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป

หัวข้อนี้เป็นผลจากการจำลองระบบเพื่อศึกษาสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่นำเสนอขึ้นทั้ง 2 วิธี เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป โดยพิจารณาระบบ DS/CDMA ในช่องสัญญาณเชิงโคโรนัสที่มีการรบกวนจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาว (AWGN) โดยแบ่งการพิจารณาออกเป็น

1. กรณีควบคุมกำลังส่งอย่างสมบูรณ์ ซึ่งเป็นกรณีที่ระบบมีการควบคุมกำลังส่งอย่างเข้มงวด ทำให้สัญญาณของผู้ใช้ทุกคนที่มาถึงทางด้านรับด้วยขนาดของสัญญาณที่เท่ากัน
2. กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ เป็นกรณีที่ระบบควบคุมกำลังส่งไม่เข้มงวดจึงส่งผลให้สัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนที่มาถึงทางด้านรับด้วยขนาดของสัญญาณที่แตกต่างกัน หรือการเกิดปรากฏการณ์ใกล้-ไกล นั่นเอง

6.2.1 ผลการจำลองระบบ

6.2.1.1 กรณีที่ถูกแผ่ด้วยรหัส Gold Code

พิจารณาระบบที่มีผู้ใช้จำนวน 4 คน แต่ละคนส่งข้อมูลจำนวน 10,000 บิต แต่ละบิตถูกแผ่ด้วยรหัส Gold Code ขนาด 7 บิต ตามตารางที่ 6.1 ผ่านช่องสัญญาณ AWGN และสามารถหาค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัส (Γ) ซึ่งถูกปรับเท่าแล้วได้ตามตารางที่ 6.2 โดยผลจากการจำลองระบบในกราฟ ได้จากการเฉลี่ยผลการทดลองอย่างอิสระจำนวน 30 ครั้ง

ตารางที่ 6.1 รหัสแผ่สำหรับผู้ใช้แต่ละคน ในระบบ 4 คน ถูกแผ่ด้วย Gold Code ขนาด 7 บิต [6]

ผู้ใช้คนที่	รหัสแผ่ที่ใช้						
1	1	-1	-1	1	1	1	-1
2	1	1	-1	-1	-1	-1	-1
3	-1	1	-1	1	1	1	-1
4	1	-1	-1	-1	-1	1	-1

ตารางที่ 6.2 แสดงสหสัมพันธ์ระหว่างรหัส (Γ)

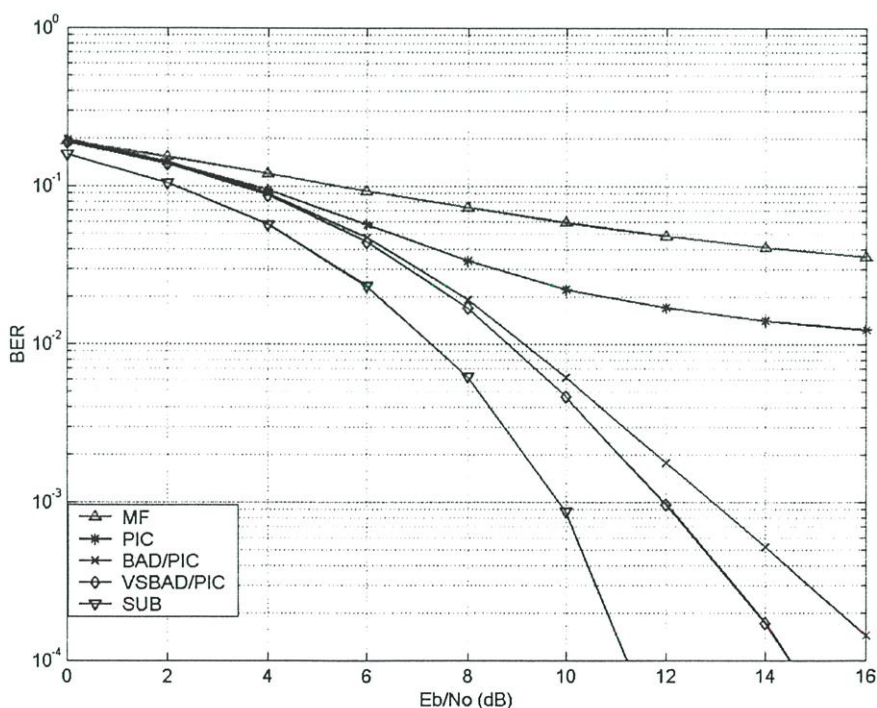
ผู้ใช้คนที่	ค่าสหสัมพันธ์ระหว่างรหัส (Γ)			
1	1	-1/7	3/7	3/7
2	-1/7	1	-1/7	3/7
3	3/7	-1/7	1	-1/7
4	3/7	3/7	-1/7	1

1) เครื่องรับแบบ VSBAD/PIC

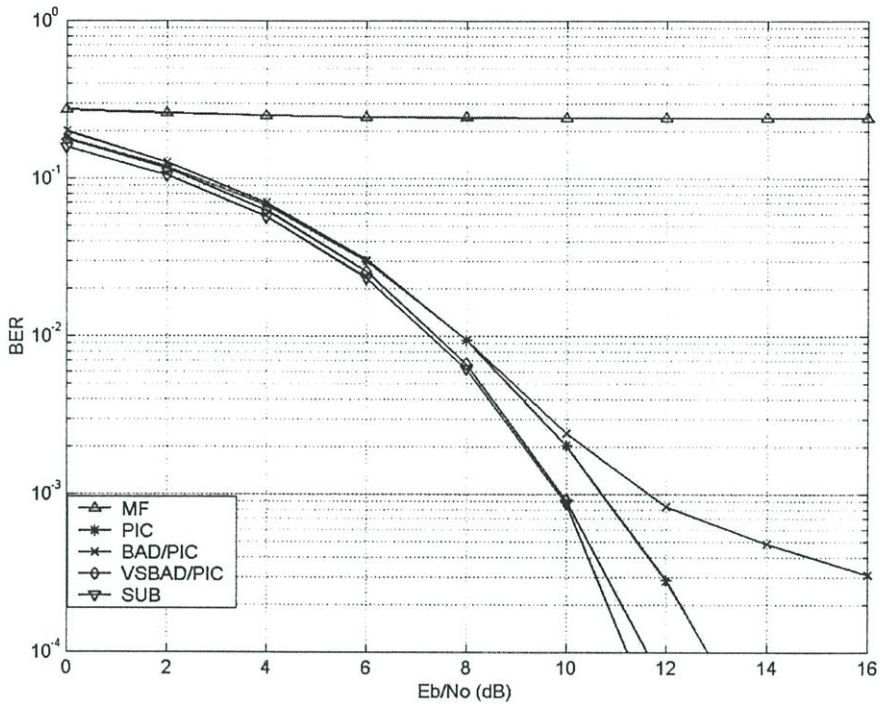
กรณีควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์ โดยกำลังส่งของผู้ใช้ทุกคนในระบบที่มาถึงเครื่องรับมีขนาดเป็น 1 dBW ดังแสดงในรูปที่ 6.1 พบว่าเครื่องรับแบบ VSBAD/PIC มีค่าสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตที่ดีกว่า เครื่องรับประเภทอื่น ๆ ที่ใช้ในการเปรียบเทียบ แต่ที่ค่า E_b/N_0 ต่ำ ๆ เครื่องรับทุกประเภทจะมีค่าสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตที่ใกล้เคียงกัน เนื่องจากที่ค่า E_b/N_0 ต่ำ ๆ นั้น สัญญาณรบกวนจะมีผลต่อผู้ใช้ในระบบมากกว่าสัญญาณการแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น

กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ ดังแสดงในรูปที่ 6.2 และ รูปที่ 6.3 แสดงสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกคนที่มีกำลังส่งต่ำและกำลังส่งสูง โดยให้กำลังส่งของผู้ใช้ในระบบ 4 คนที่มาถึงเครื่องรับ มีขนาดเป็น 1, 1, 8 และ 8 dBW ตามลำดับ จะพบว่าในกรณีของผู้ใช้ที่มีกำลังส่งต่ำในรูปที่ 6.2 เครื่องรับแบบ VSBAD/PIC มีสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยที่ใกล้เคียงกับ ขอบเขตของผู้ใช้รายเดียว และมีสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตที่ดีกว่าเครื่องรับประเภทอื่นที่ใช้ในการเปรียบเทียบ

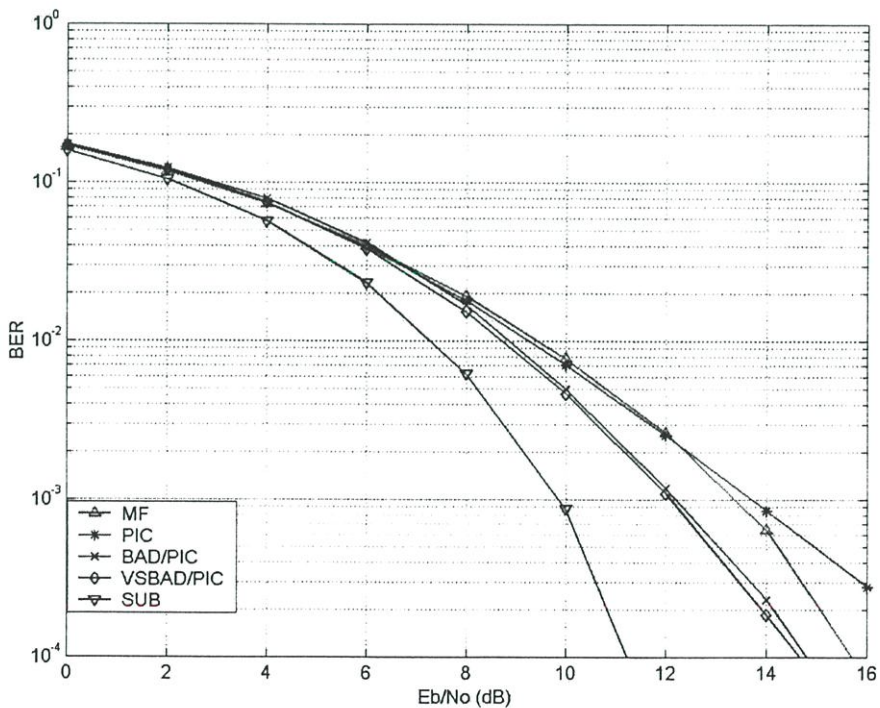
จากรูปที่ 6.3 กรณีของผู้ใช้กำลังส่งสูง พบว่าเครื่องรับแบบ VSBAD/PIC มีสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตที่ใกล้เคียงกับเครื่องรับแบบ BAD/PIC แต่มีสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตที่ดีกว่าเครื่องรับแบบแมตซ์ และเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน



รูปที่ 6.1 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกคนในระบบ เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไป ในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วย Gold Code ขนาด 7 บิต กรณีควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์



รูปที่ 6.2 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่กำลังส่งต่ำ เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไป ในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วย Gold Code ขนาด 7 บิต กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์

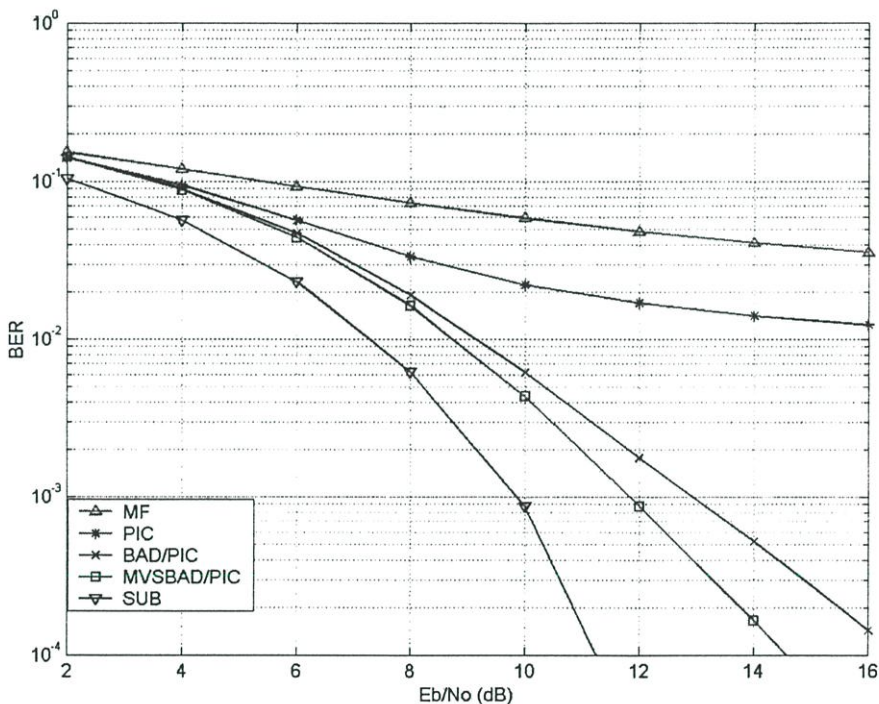


รูปที่ 6.3 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่กำลังส่งสูง เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไป ในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วย Gold Code ขนาด 7 บิต กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์

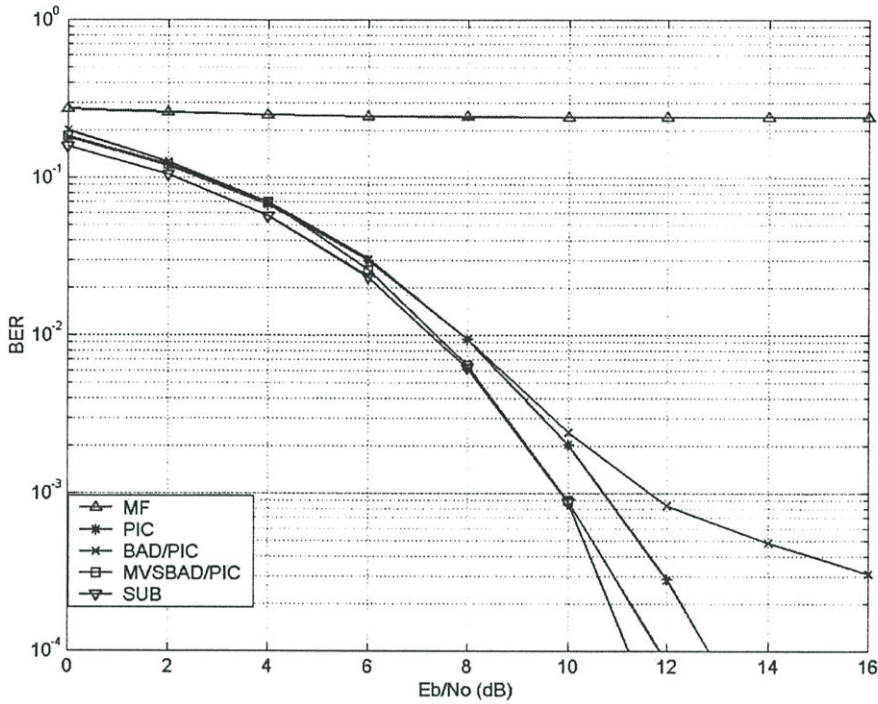
2) เครื่องรับแบบ MVSBAD/PIC

กรณีควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์ จากรูปที่ 6.4 แสดงถึงสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกคนในระบบ พบว่าเครื่องรับแบบ MVSBAD/PIC ให้สมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตที่ดีกว่าเครื่องรับประเภทอื่น โดยเฉพาะที่ค่า E_b/N_0 สูง (มากกว่า 10 dB) ซึ่งเครื่องรับประเภทนี้จะสามารถกำจัดสัญญาณการแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นได้ดีกว่าเครื่องรับประเภทอื่น แต่ที่ค่า E_b/N_0 ต่ำ ๆ จะมีค่าสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตที่ใกล้เคียงกัน เนื่องมาจากสัญญาณรบกวนที่มีผลต่อสมรรถนะของเครื่องรับมากกว่าสัญญาณการแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น

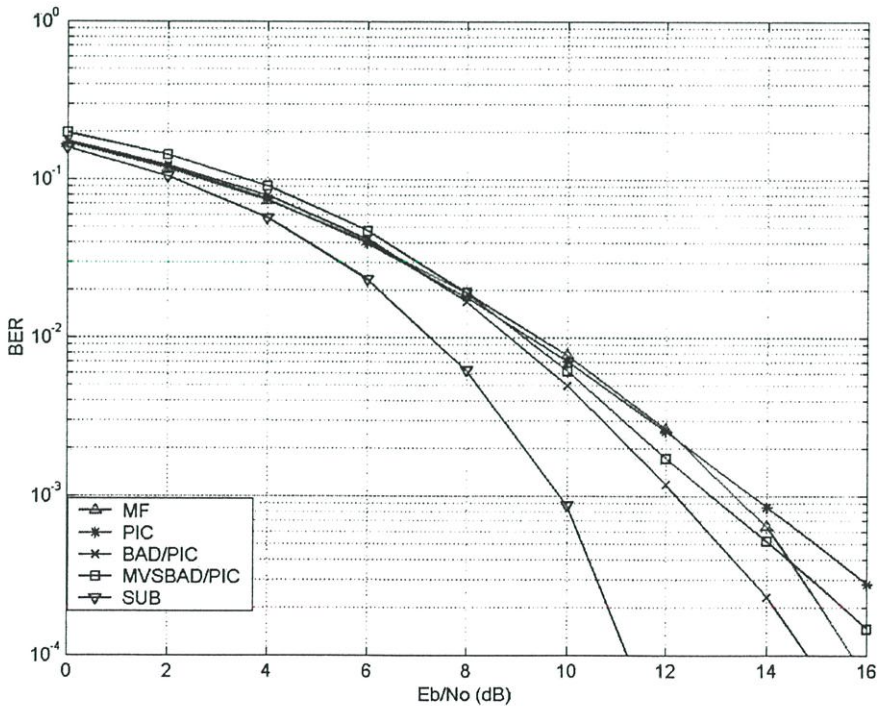
กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ ในรูปที่ 6.5 แสดงสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่กำลังส่งต่ำ เครื่องรับแบบ MVSBAD/PIC มีสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตที่ดีกว่าเครื่องรับประเภทอื่น และมีค่าที่ใกล้เคียงกับขอบเขตของผู้ใช้รายเดียว



รูปที่ 6.4 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกคนในระบบ เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไปในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วย Gold Code ขนาด 7 บิต กรณีควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์



รูปที่ 6.5 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่กำลังส่งต่ำ เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไป ในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วย Gold Code ขนาด 7 บิต กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์

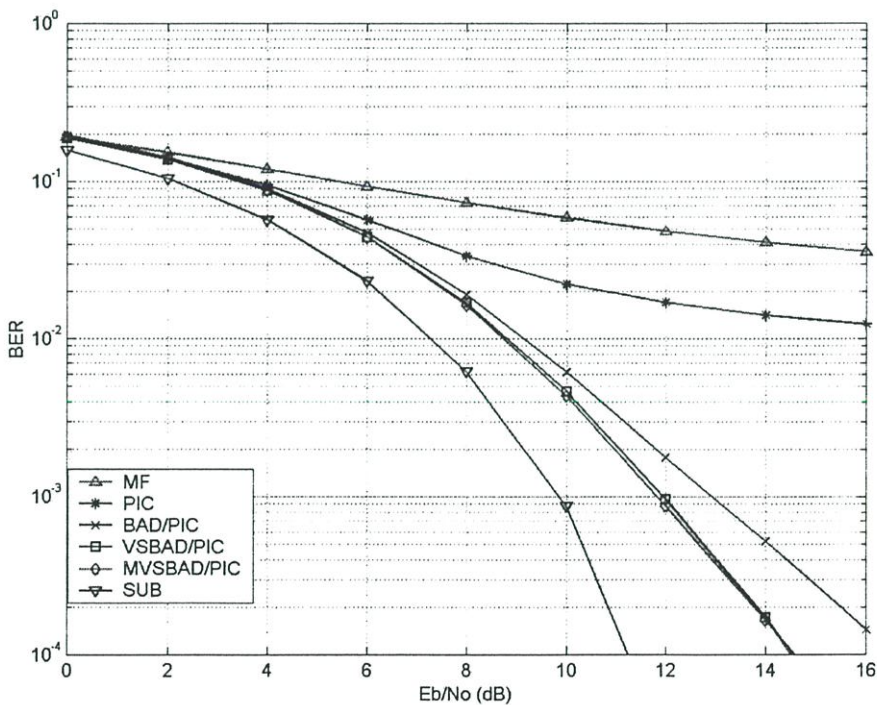


รูปที่ 6.6 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่กำลังส่งสูง เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไป ในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วย Gold Code ขนาด 7 บิต กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์

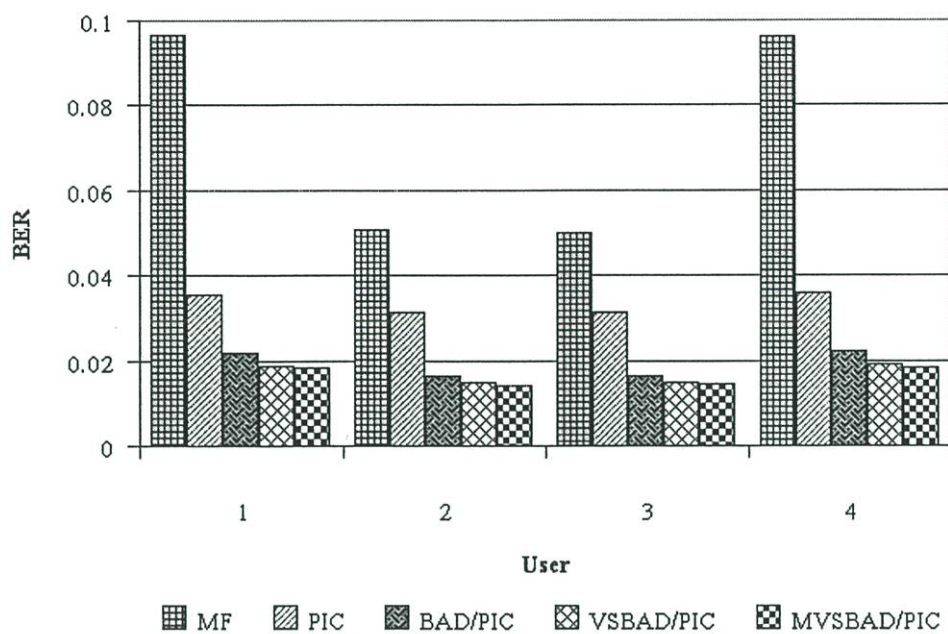
จากรูปที่ 6.6 แสดงสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่กำลังส่งสูง ที่ E_b/N_0 ต่ำกว่า 10 dB เครื่องรับทุกประเภทจะมีสมรรถนะที่ใกล้เคียงกัน เนื่องจากผลของสัญญาณรบกวน จะมีผลต่อสมรรถนะของเครื่องรับมากกว่าสัญญาณการแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น แต่เมื่อ E_b/N_0 สูงขึ้นเครื่องรับแบบ MVSBAD/PIC จะมีสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตที่ดีขึ้นและดีกว่าเครื่องรับแบบแมตซ์และเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน แต่ยังคงมีค่าสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตที่ต่ำกว่าเครื่องรับแบบ BAD/PIC เนื่องจากการปรับค่าช่วงก้าว ซึ่งการปรับค่าช่วงก้าวนี้ผู้วิจัยจะใช้ค่าพารามิเตอร์ในการปรับแบบเดียวกันกับกรณีที่ใช้กำลังส่งต่ำ ทำให้ค่าช่วงก้าวมีค่ามากกว่าค่าที่เหมาะสมจึงทำให้มีสมรรถนะที่ต่ำกว่าเครื่องรับแบบ BAD/PIC

สำหรับรูปที่ 6.7 ถึงรูปที่ 6.13 แสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของเครื่องรับที่นำเสนอขึ้นทั้งสองชนิด คือ เครื่องรับแบบ VSBAD/PIC และเครื่องรับแบบ MVSBAD/PIC เมื่อถูกแผ่ด้วยรหัส Gold Code ขนาด 7 บิต

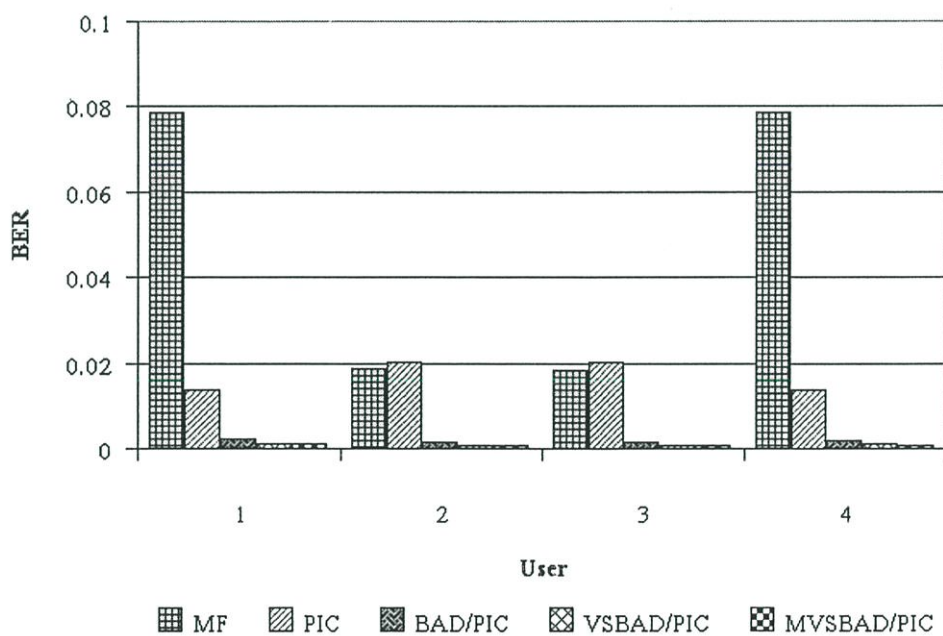
กรณีควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์ในรูปที่ 6.7 เครื่องรับแบบ MVSBAD/PIC มีสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตที่ใกล้เคียงกับเครื่องรับแบบ VSBAD/PIC



รูปที่ 6.7 การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกคนในระบบ เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไป ในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วย Gold Code ขนาด 7 บิต กรณีควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์ ของเครื่องรับแบบ VSBAD/PIC และ MVSBAD/PIC



รูปที่ 6.8 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้แต่ละคนที่ E_b/N_0 8 dB กรณีควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์ ในเครื่องรับแต่ละประเภท

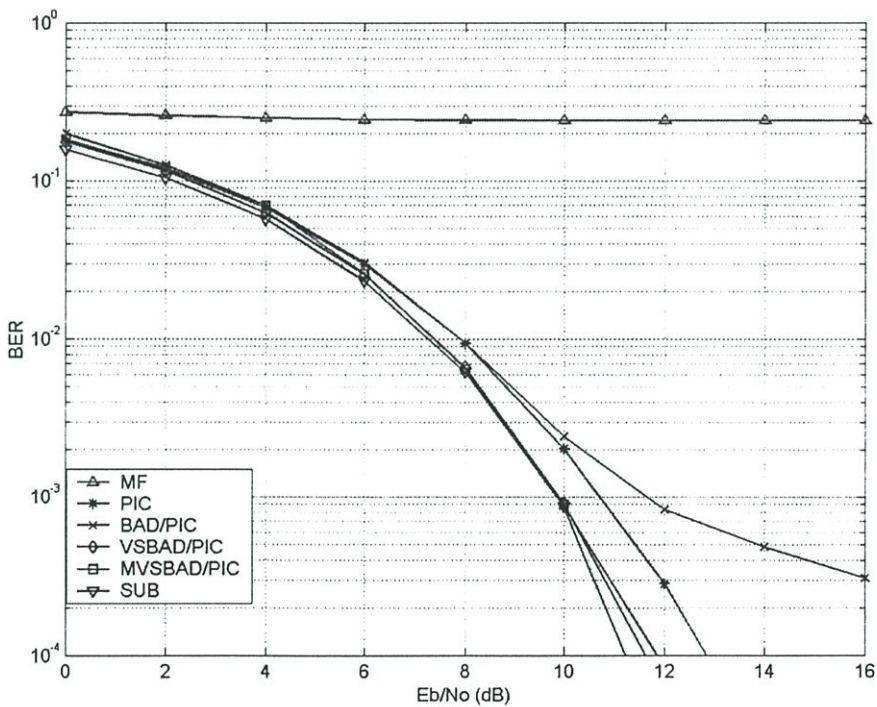


รูปที่ 6.9 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้แต่ละคนที่ E_b/N_0 12 dB กรณีควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์ ในเครื่องรับแต่ละประเภท

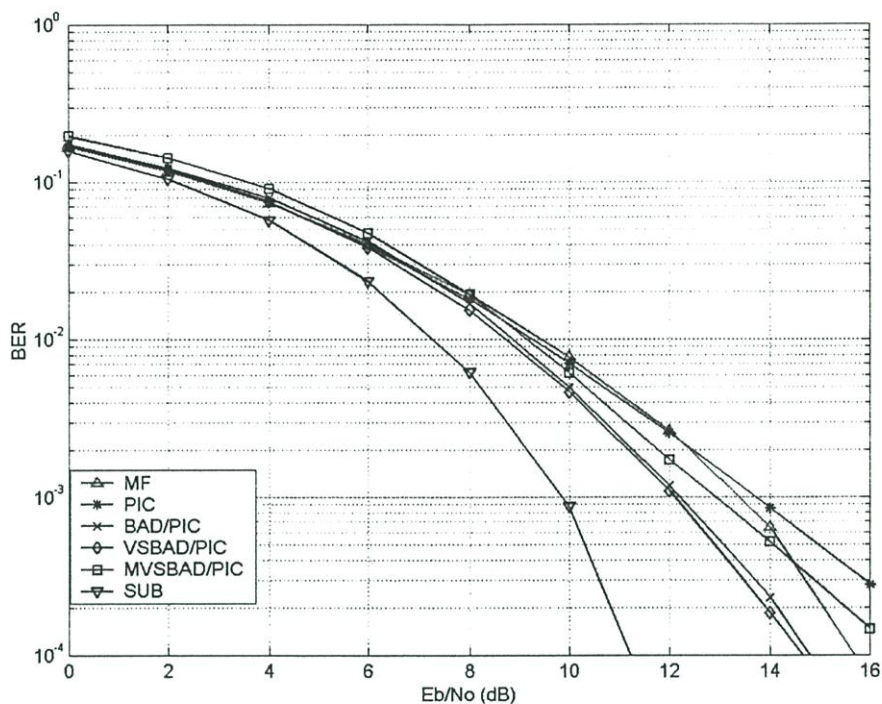
สำหรับรูปที่ 6.8 และ รูปที่ 6.9 จะแสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้แต่ละคนในรูปที่ 6.7 ที่ค่า E_b/N_0 8 และ 12 dB ตามลำดับ ซึ่งการที่ผู้ใช้แต่ละคนมีอัตราความผิดพลาดบิตไม่เท่ากันนั้นเนื่องมาจากรหัสแก้ไขข้อผิดพลาดที่ใช้ ซึ่งถ้าพิจารณาจากตารางที่ 6.2 พบว่ารหัสแก้ไขข้อผิดพลาดของผู้ใช้คนที่ 1 และคนที่ 4 มีสหสัมพันธ์กับรหัสแก้ไขข้อผิดพลาดอื่น ๆ มากกว่ารหัสแก้ไขข้อผิดพลาดของผู้ใช้คนที่ 2 และ 3 ดังนั้นอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้คนที่ 1 และ 4 จึงสูงกว่าผู้ใช้คนที่ 2 และ 3

สำหรับรูปที่ 6.10 และ รูปที่ 6.11 แสดงการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยในเครื่องรับแบบ VSBAD/PIC และเครื่องรับแบบ MVSBAD/PIC ของผู้ใช้ที่กำลังส่งต่ำ และผู้ใช้ที่กำลังส่งสูงตามลำดับ พบว่าที่ผู้ใช้ที่กำลังส่งต่ำเครื่องรับที่นำเสนอขึ้นทั้งสองแบบจะให้สมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตที่ใกล้เคียงกันและใกล้เคียงกับขอบเขตของผู้ใช้รายเดียว ซึ่งการปรับค่าช่วงก้าวทำให้สมรรถนะของเครื่องรับทั้งสองอย่างดีกว่าเครื่องรับแบบ BAD/PIC ที่ใช้ค่าช่วงก้าวที่คงที่

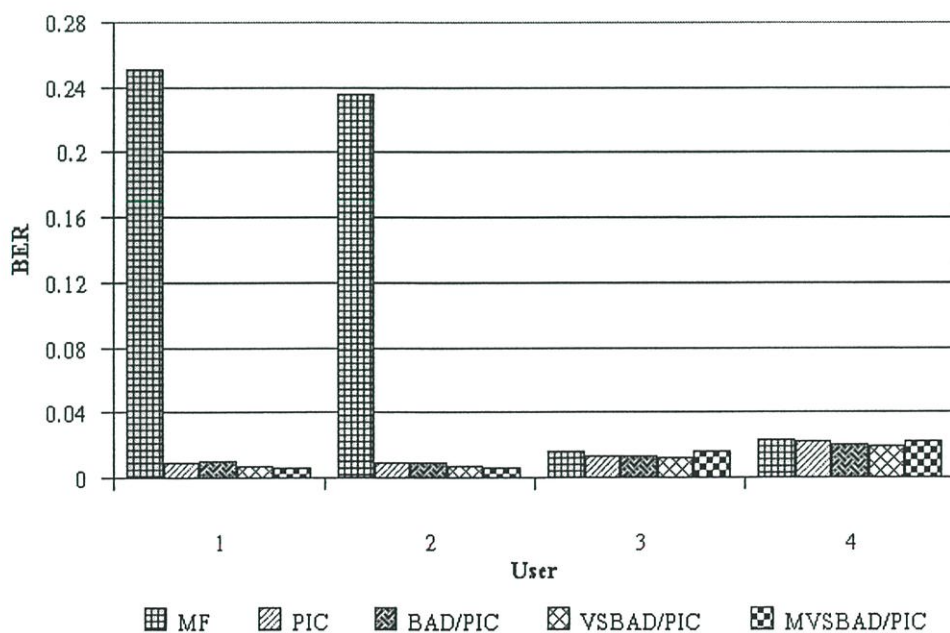
สำหรับรูปที่ 6.12 และ รูปที่ 6.13 จะแสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้แต่ละคนในกรณีที่ควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ ในรูปที่ 6.10 และรูปที่ 6.11 ที่ค่า E_b/N_0 8 และ 12 dB ตามลำดับ



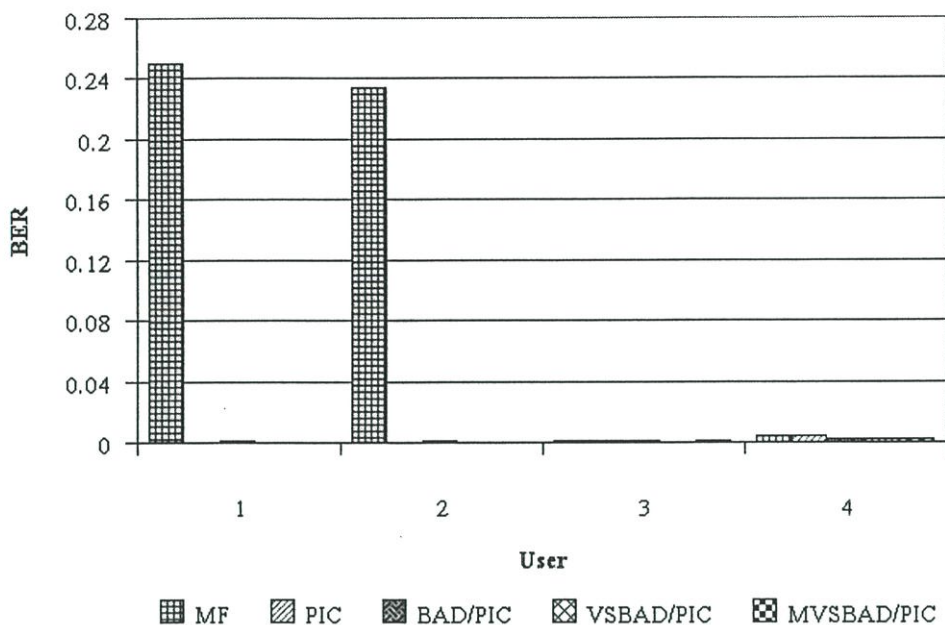
รูปที่ 6.10 การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่กำลังส่งต่ำ เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไป ในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแก้ไขด้วย Gold Code ขนาด 7 บิต กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ของเครื่องรับแบบ VSBAD/PIC และ MVSBAD/PIC



รูปที่ 6.11 การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่กำลังส่งสูง เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไป ในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วย Gold Code ขนาด 7 บิต กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ของเครื่องรับแบบ VSBAD/PIC และ MVSBAD/PIC



รูปที่ 6.12 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้แต่ละคนที่ E_b/N_0 8 dB กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ ในเครื่องรับแต่ละประเภท



รูปที่ 6.13 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้แต่ละคนที่ E_b/N_0 12 dB กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ ในเครื่องรับแต่ละประเภท

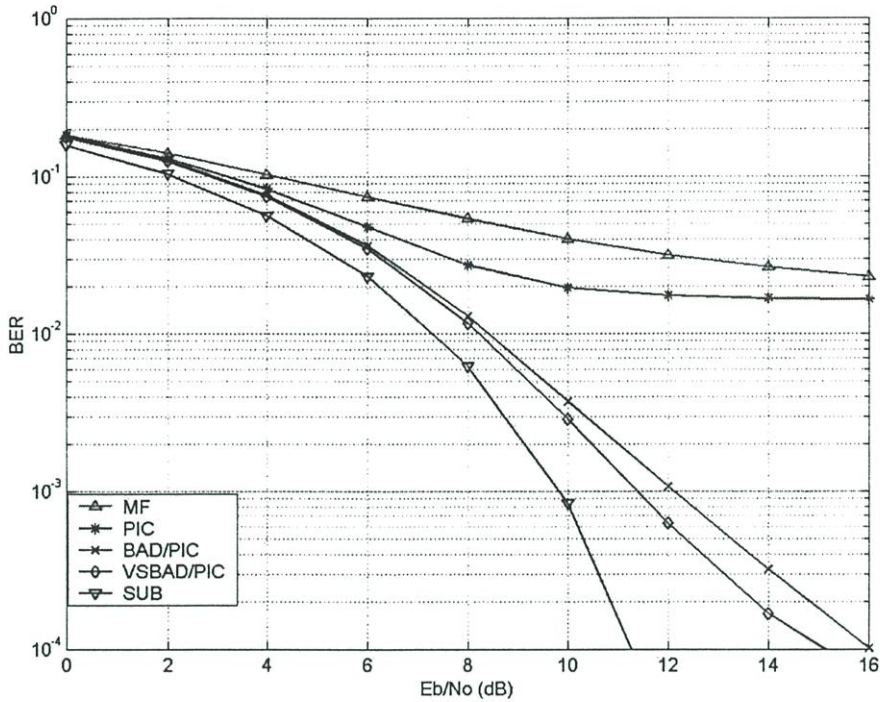
6.2.1.2 กรณีที่ถูกแผ่ด้วยรหัสสุ่ม

พิจารณาระบบที่มีผู้ใช้จำนวน 4 คน แต่ละคนส่งข้อมูลจำนวน 10,000 บิต แต่ละบิตถูกแผ่ด้วยรหัสสุ่ม ขนาด 15 บิต ด้วยการทดลองอย่างอิสระจำนวน 30 ครั้ง

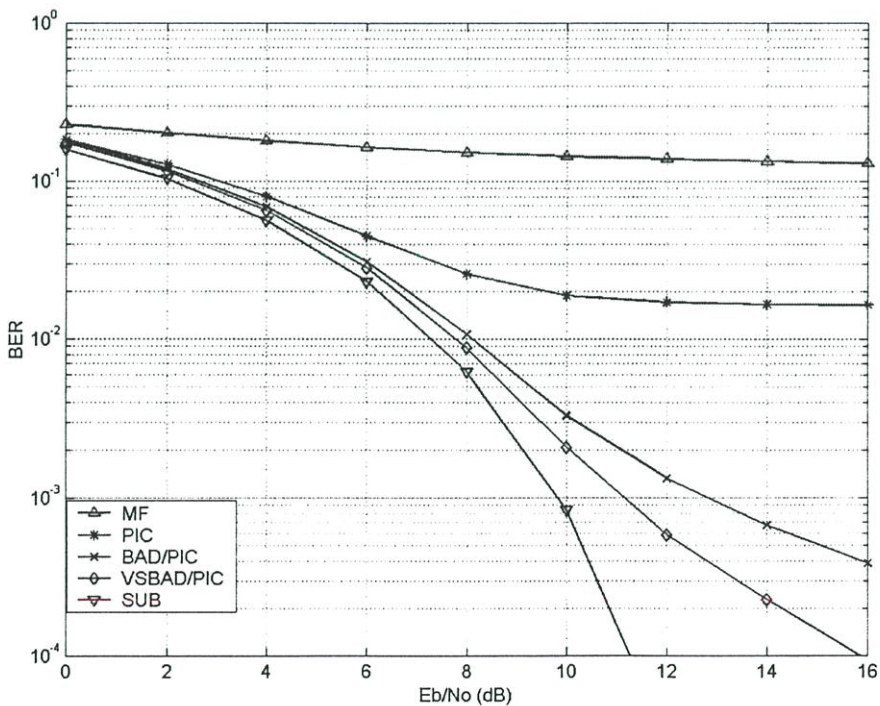
1) เครื่องรับแบบ VSBAD/PIC

กรณีควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์ โดยกำลังส่งของผู้ใช้ทุกคนในระบบที่มาถึงเครื่องรับมีขนาดเป็น 1 dBW ดังแสดงในรูปที่ 6.14 พบว่าเครื่องรับแบบ VSBAD/PIC มีค่าสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตที่ดีกว่า เครื่องรับประเภทอื่น ๆ ที่ใช้ในการเปรียบเทียบ ทุกค่า E_b/N_0

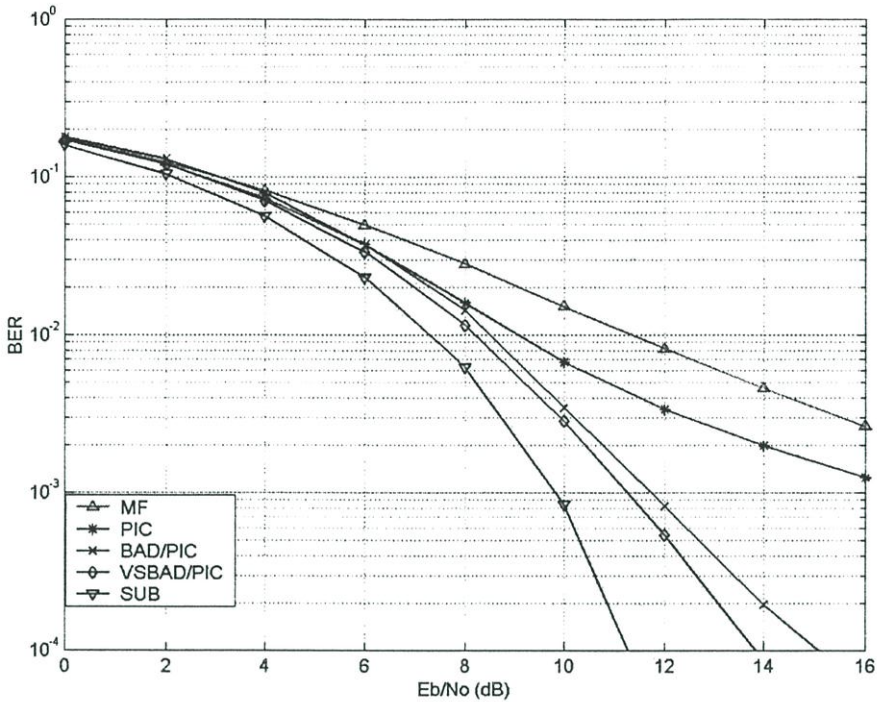
กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ ดังแสดงในรูปที่ 6.15 และ รูปที่ 6.16 แสดงสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกคนที่มีกำลังส่งต่ำและกำลังส่งสูง ตามลำดับ โดยให้กำลังส่งของผู้ใช้ในระบบ 4 คนที่มาถึงเครื่องรับ มีขนาดเป็น 1, 1, 8 และ 8 dBW ตามลำดับ จะพบว่าเครื่องรับแบบ VSBAD/PIC มีสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยที่ดีกว่าเครื่องรับแบบ BAD/PIC ที่ใช้ค่าช่วงก้าวคงที่ และดีกว่าเครื่องรับแบบแมตซ์และเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานซึ่งเห็นได้อย่างชัดเจน



รูปที่ 6.14 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกคนในระบบ เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไป ในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วยรหัสสุ่มขนาด 15 บิต กรณีควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์



รูปที่ 6.15 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่กำลังส่งต่ำ เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไป ในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วยรหัสสุ่มขนาด 15 บิต กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์

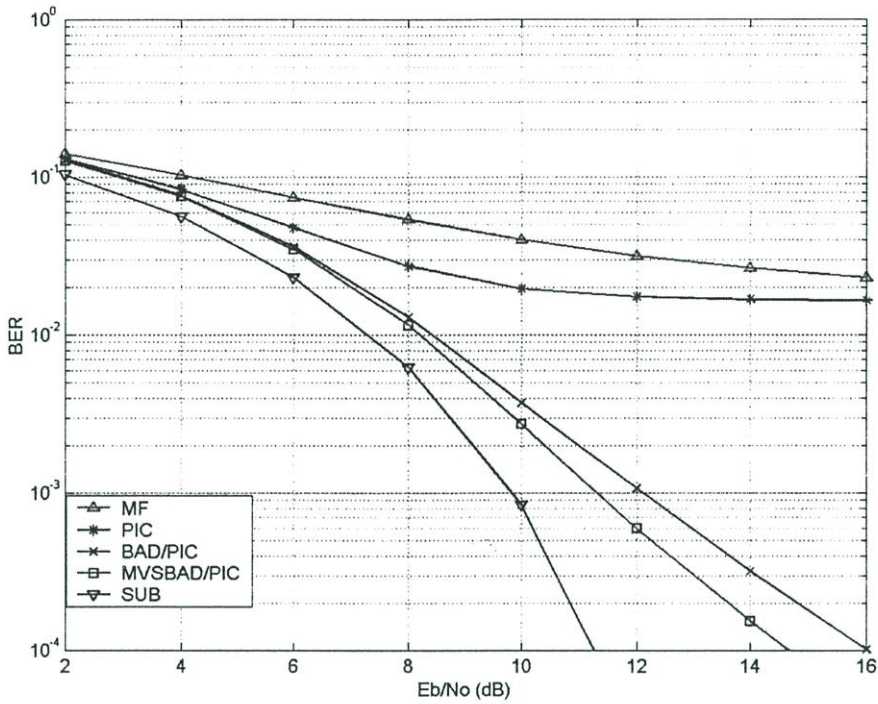


รูปที่ 6.16 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่กำลังส่งสูง เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไปในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วยรหัสสุ่มขนาด 15 บิต กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์

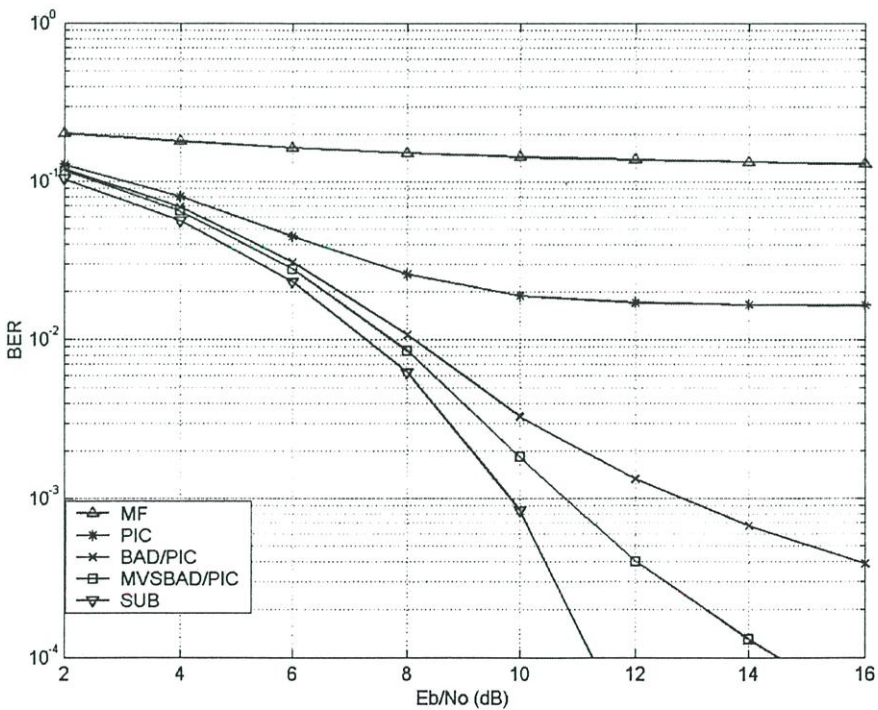
2) เครื่องรับแบบ MVSBAD/PIC

กรณีควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์ ดังแสดงในรูปที่ 6.17 แสดงสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกคนในระบบ พบว่าเครื่องรับแบบ MVSBAD/PIC ให้สมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตที่ดีกว่าเครื่องรับประเภทอื่น โดยเฉพาะที่ค่า E_b/N_0 สูง (มากกว่า 8 dB) ซึ่งเครื่องรับประเภทนี้จะสามารถกำจัดสัญญาณการแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นได้ดีกว่าเครื่องรับประเภทอื่น แต่ที่ค่า E_b/N_0 ต่ำ ๆ จะมีค่าสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตที่ใกล้เคียงกัน เนื่องมาจากสัญญาณรบกวนที่มีผลต่อสมรรถนะของเครื่องรับมากกว่าสัญญาณการแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น

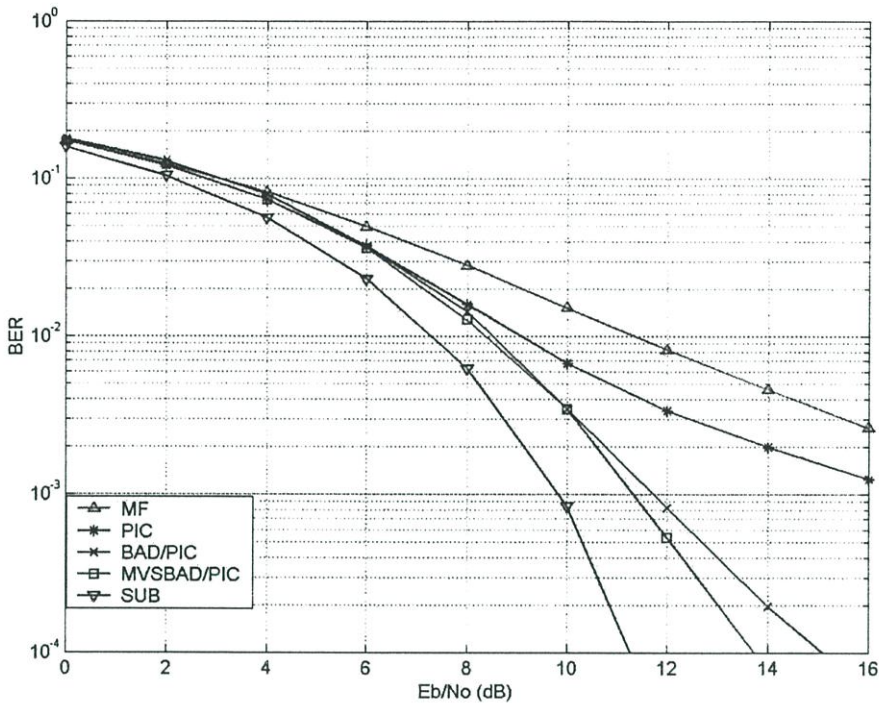
กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ ในรูปที่ 6.18 และรูปที่ 6.19 แสดงสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่กำลังส่งต่ำและผู้ใช้ที่กำลังส่งสูง ตามลำดับ เครื่องรับแบบ MVSBAD/PIC มีสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตที่ดีกว่าเครื่องรับประเภทอื่นอย่างชัดเจน



รูปที่ 6.17 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกคนในระบบ เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไป ในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วยรหัสสุ่มขนาด 15 บิต กรณีควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์



รูปที่ 6.18 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่กำลังส่งต่ำ เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไป ในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วยรหัสสุ่มขนาด 15 บิต กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์



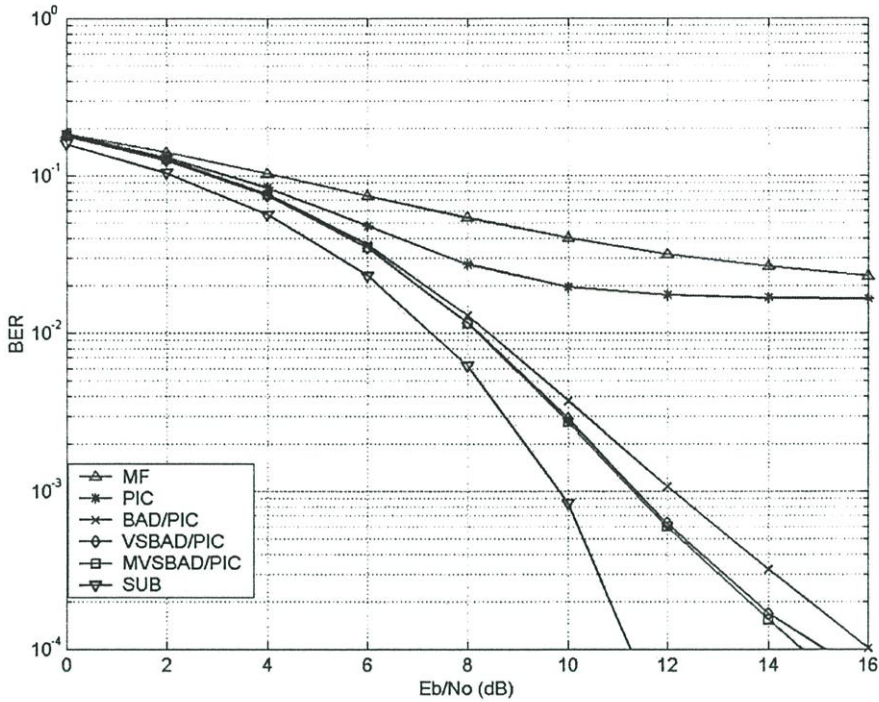
รูปที่ 6.19 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่กำลังส่งสูง เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไปในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วยรหัสสุ่มขนาด 15 บิต กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์

สำหรับรูปที่ 6.20 ถึงรูปที่ 6.26 แสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของเครื่องรับที่นำเสนอขึ้นทั้งสองชนิด คือ เครื่องรับแบบ VSBAD/PIC และเครื่องรับแบบ MVSBAD/PIC เมื่อถูกแผ่ด้วยรหัสสุ่มขนาด 15 บิต

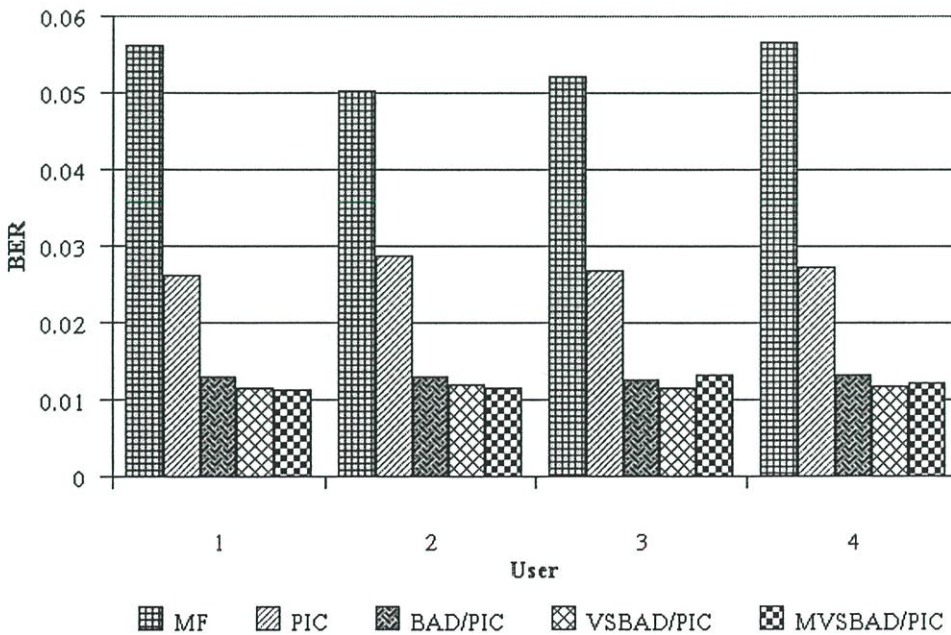
กรณีควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์ในรูปที่ 6.20 เครื่องรับแบบ MVSBAD/PIC มีสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตที่ใกล้เคียงกับเครื่องรับแบบ VSBAD/PIC แต่เมื่อ E_b/N_0 สูงเครื่องรับแบบ MVSBAD/PIC มีสมรรถนะที่ดีกว่าเครื่องรับแบบ VSBAD/PIC เล็กน้อย

สำหรับรูปที่ 6.21 และ รูปที่ 6.22 จะแสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้แต่ละคนในรูปที่ 6.20 ที่ค่า E_b/N_0 8 และ 12 dB ตามลำดับ

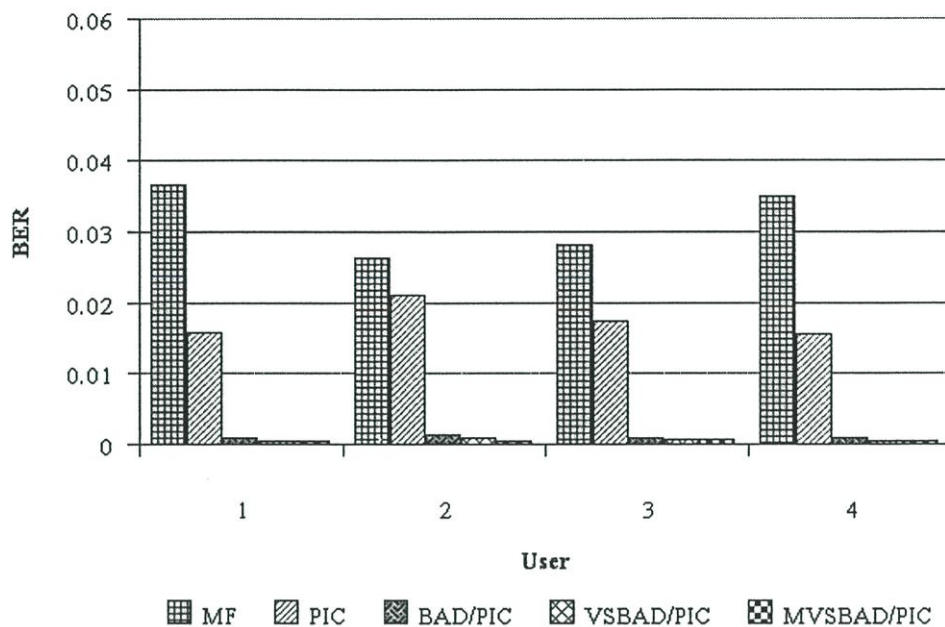
สำหรับรูปที่ 6.23 และ รูปที่ 6.24 แสดงการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยในเครื่องรับแบบ VSBAD/PIC และเครื่องรับแบบ MVSBAD/PIC ของผู้ใช้ที่กำลังส่งต่ำ และผู้ใช้ที่กำลังส่งสูงตามลำดับ พบว่าในรูปที่ 6.23 เครื่องรับแบบ MVSBAD/PIC นั้นจะให้สมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตที่ดีกว่าเครื่องรับแบบ VSBAD/PIC อย่างเห็นได้ชัดเจนเมื่อ E_b/N_0 สูงขึ้น เนื่องจากการปรับค่าช่วงกว้างของเครื่องรับแบบ MVSBAD/PIC ที่ใช้อัตราความผิดพลาดในแต่ละบิตควบคุมการปรับค่าช่วงกว้างที่มีความละเอียดกว่าการใช้อัตราความผิดพลาดของแต่ละ E_b/N_0 ในการควบคุมการปรับค่าช่วงกว้าง



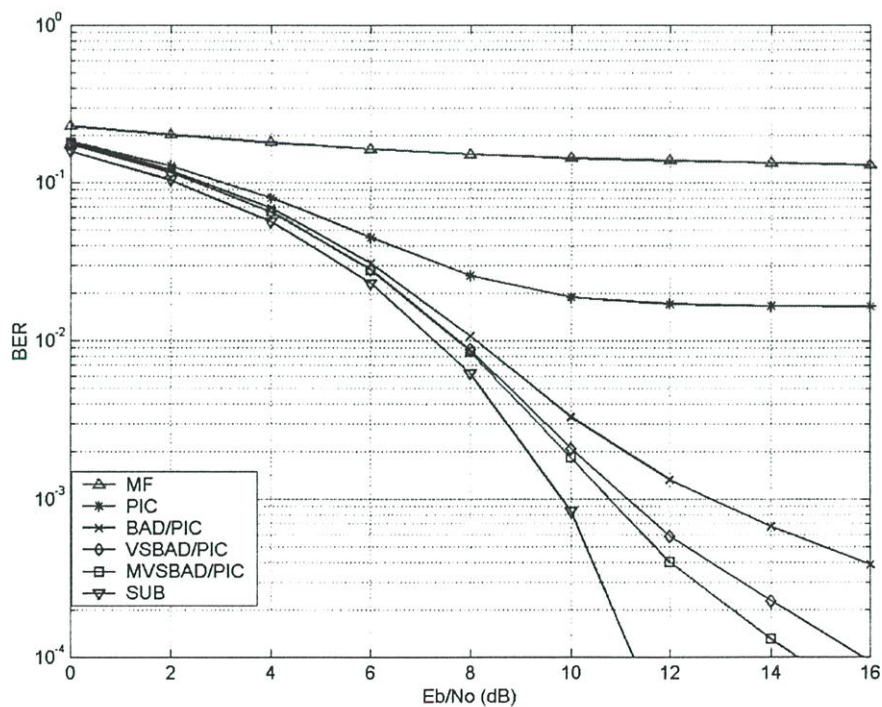
รูปที่ 6.20 การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกคนในระบบ เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไป ในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วยรหัสสุ่มขนาด 15 บิต กรณีควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์ ของเครื่องรับแบบ VSBAD/PIC และ MVSBAD/PIC



รูปที่ 6.21 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้แต่ละคนที่ E_b/N_0 8 dB กรณีควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์ ในเครื่องรับแต่ละประเภท



รูปที่ 6.22 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้แต่ละคนที่ E_b/N_0 12 dB กรณีควบคุมกำลังส่ง สมบูรณ์ ในเครื่องรับแต่ละประเภท

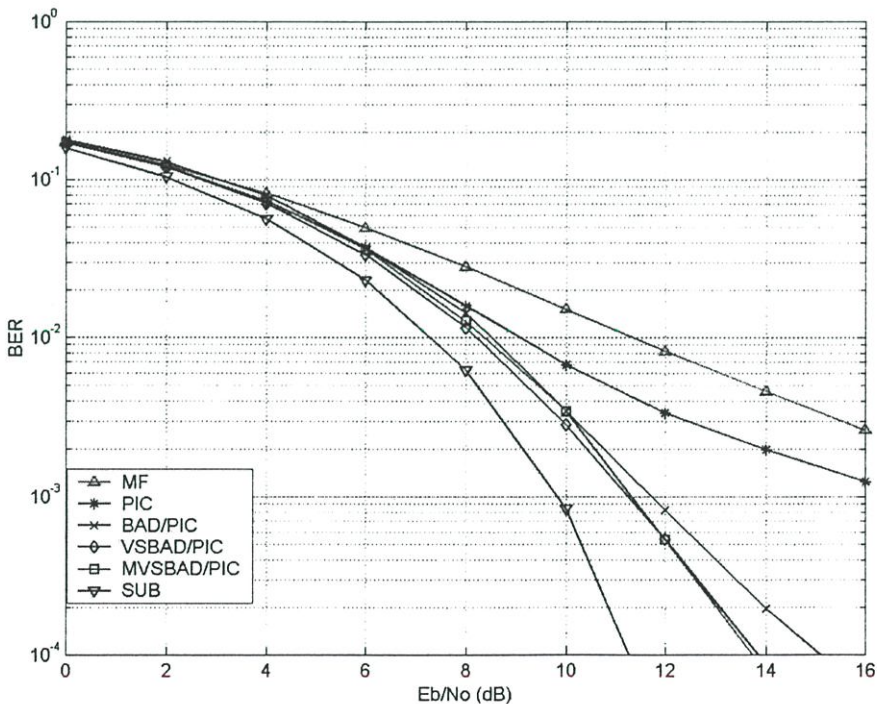


รูปที่ 6.23 การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่กำลังส่งต่ำ เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไป ในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วยรหัสสุ่มขนาด 15 บิต กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ของเครื่องรับแบบ VSBAD/PIC และ MVSBAD/PIC

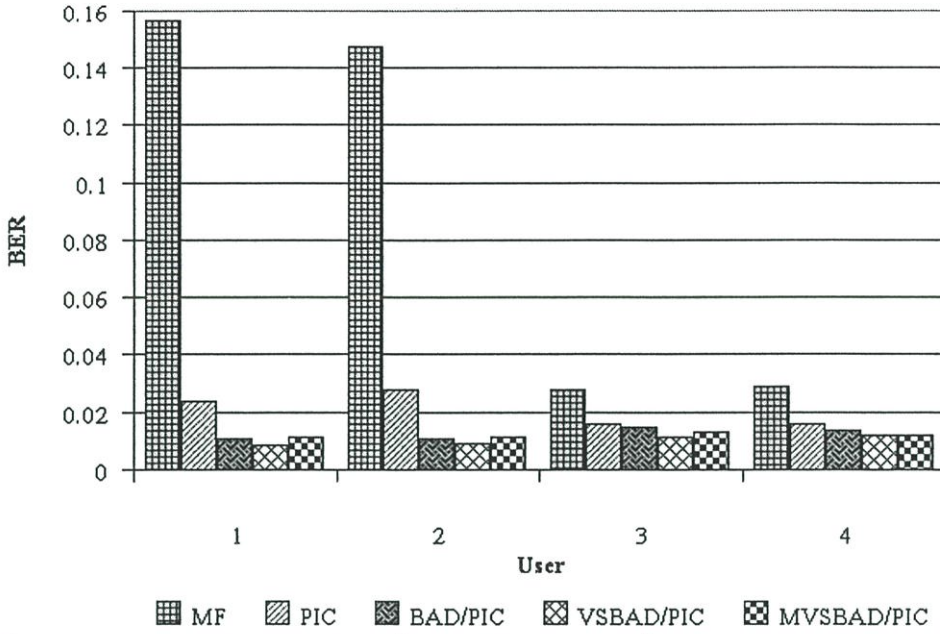
ในรูปที่ 6.24 เครื่องรับแบบ MVSBAD/PIC และเครื่องรับแบบ VSBAD/PIC มีค่าสมรรถนะที่ใกล้เคียงกัน เนื่องจากกำลังส่งของผู้ใช้สูงการที่จะเกิดการแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นจึงมีค่าน้อยทำให้สมรรถนะของเครื่องรับที่นำเสนอขึ้นทั้งสองชนิดมีค่าใกล้เคียงกัน

สำหรับรูปที่ 6.25 และ รูปที่ 6.26 จะแสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้แต่ละคนในกรณีที่ควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ ในรูปที่ 6.23 และรูปที่ 6.24 ที่ค่า E_b/N_0 8 และ 12 dB ตามลำดับ

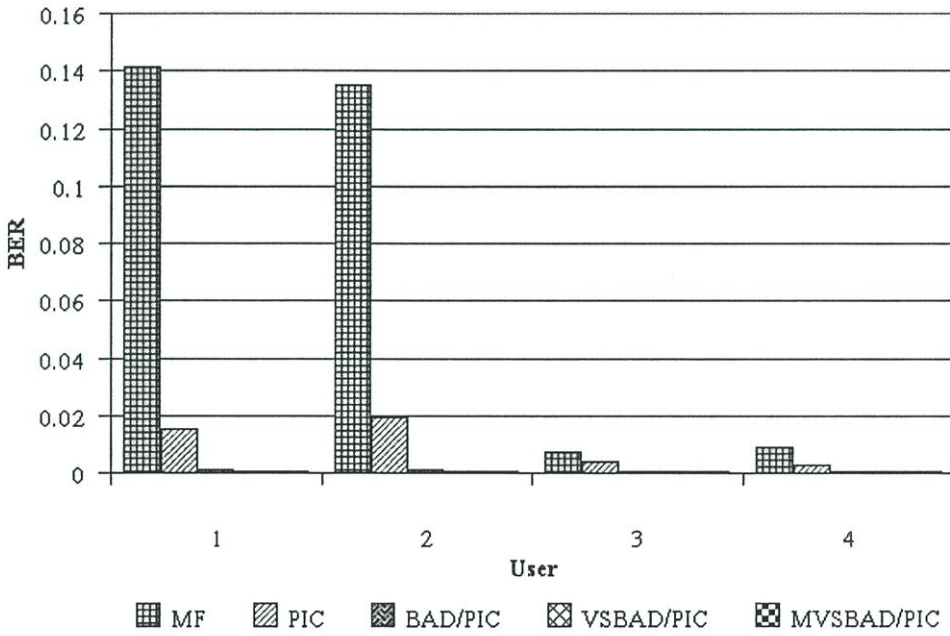
สรุปได้ว่า เมื่อพิจารณาผลของการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณรบกวนต่อเครื่องรับ ในกรณีที่ใช้รหัสแผล่เป็นรหัส Gold Code ทั้งในกรณีควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์และกรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ เครื่องรับที่ได้ทำการเสนอขึ้นทั้งสองวิธี คือเครื่องรับแบบ VSBAD/PIC และเครื่องรับแบบ MVSBAD/PIC ให้สมรรถนะโดยเฉลี่ยของระบบและสมรรถนะของผู้ใช้แต่ละคนที่ใกล้เคียงกัน และมีสมรรถนะที่ดีกว่าเครื่องรับแบบ BAD/PIC ที่ใช้ค่าช่วงก้าวคงที่ ส่วนในกรณีที่ใช้รหัสแผล่เป็นรหัสสุ่ม กรณีควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์เครื่องรับทั้งสองให้สมรรถนะโดยเฉลี่ยของระบบและสมรรถนะของผู้ใช้แต่ละคนที่ใกล้เคียงกัน กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ของผู้ใช้ที่กำลังส่งต่ำ เครื่องรับแบบ MVSBAD/PIC ให้สมรรถนะโดยเฉลี่ยดีกว่าเครื่องรับแบบ VSBAD/PIC ส่วนผู้ใช้ที่กำลังส่งสูงเครื่องรับทั้งสองให้สมรรถนะโดยเฉลี่ยที่ใกล้เคียงกัน



รูปที่ 6.24 การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่กำลังส่งสูง เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไป ในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผล่ด้วยรหัสสุ่มขนาด 15 บิต กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ของเครื่องรับแบบ VSBAD/PIC และ MVSBAD/PIC



รูปที่ 6.25 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้แต่ละคนที่ E_b/N_0 8 dB กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ ในเครื่องรับแต่ละประเภท



รูปที่ 6.26 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้แต่ละคนที่ E_b/N_0 12 dB กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ ในเครื่องรับแต่ละประเภท

6.3 การรู่เข้าของค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองชนิดปรับตัวได้ในเครื่องรับแบบ MVSBAD/PIC

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาผลของค่าถ่วงน้ำหนักที่มีผลต่อการรู่เข้าของค่าตอบที่ต้องการในวงจรรองแบบปรับตัวได้ ดังสมการที่ (5-12)

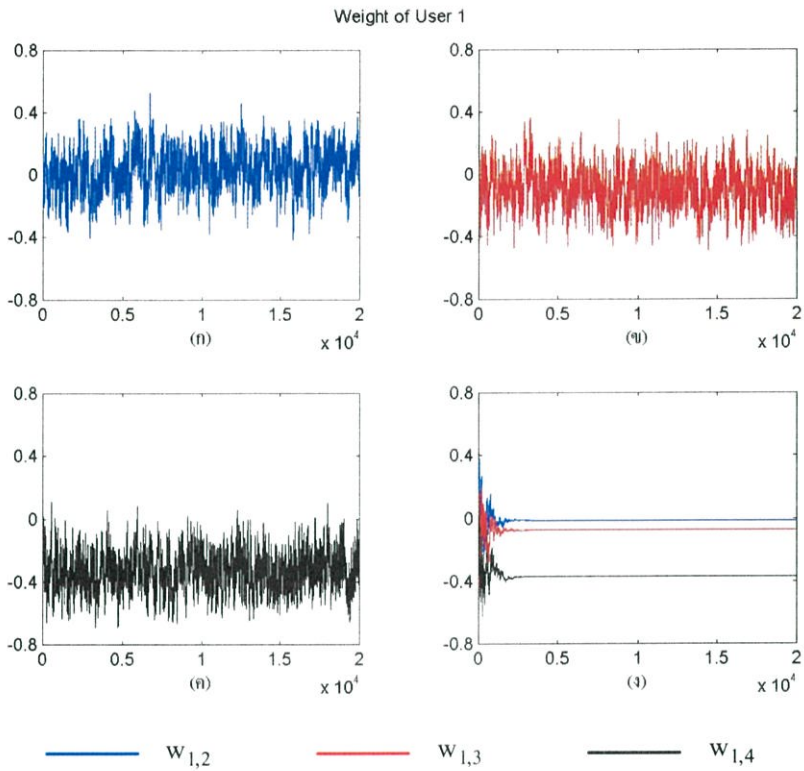
รูปที่ 6.27, 6.28, 6.29 และ 6.30 แสดงลักษณะการรู่เข้าของน้ำหนักถ่วงของผู้ใช้คนที่ 1, 2, 3 และ 4 ตามลำดับ ในระบบผู้ใช้ 4 คน ซึ่งถูกแผ่ด้วยรหัสสุ่มขนาด 15 บิต ตามตารางที่ 6.3 ในกรณีที่ควบคุมกำลังส่งอย่างสมบูรณ์ โดยให้กำลังส่งของผู้ใช้ทุกคนที่มาถึงเครื่องรับมีขนาดเป็น 1 dBW เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเป็น 10 dB โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ตั้งต้นของวงจรรองที่ได้แนะนำเสนอขึ้นดังนี้ $\mu_{\max} = 0.08$, $\varphi = 1$, $\alpha = 0.999$, $\beta = 0.975$ และ $\sigma = 0.00001$ ดังแสดงในรูป(ง) ซึ่งทำการเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบ BAD/PIC ที่ใช้ค่าช่วงก้าวคงที่ คือ $\mu = 0.03$ ดังแสดงในรูป(ก), (ข) และ(ค) ซึ่งค่าน้ำหนักถ่วงที่แสดงในผู้ใช้แต่ละคนจะประกอบด้วย ค่าน้ำหนักถ่วงของผู้ใช้คนอื่นที่มีผลต่อผู้ใช้คนที่พิจารณา ซึ่งจะเป็นไปตามสมการที่ (5.3) จากรูปพบว่า ในเครื่องรับแบบ BAD/PIC ค่าน้ำหนักถ่วงของผู้ใช้คนอื่นจะมีค่าไม่คงที่จะมีการปรับเปลี่ยนตลอดเวลา เมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบ MVSBAD/PIC ซึ่งจะให้ค่าน้ำหนักถ่วงที่คงที่หลังจากปรับตัวไปแล้ว 2000 บิต และเปรียบเทียบค่าน้ำหนักถ่วงในสถานะอยู่ตัวของรูปทั้ง 4 กับตารางที่ 6.4 ซึ่งแสดงค่าสหสัมพันธ์ของรหัสแผ่ที่ใช้ในตารางที่ 6.3จะมีค่าใกล้เคียงกัน

ตารางที่ 6.3 รหัสแผ่สำหรับผู้ใช้แต่ละคน ในกรณีระบบ 4 คนที่ถูกแผ่ด้วยรหัสสุ่ม 15 บิต

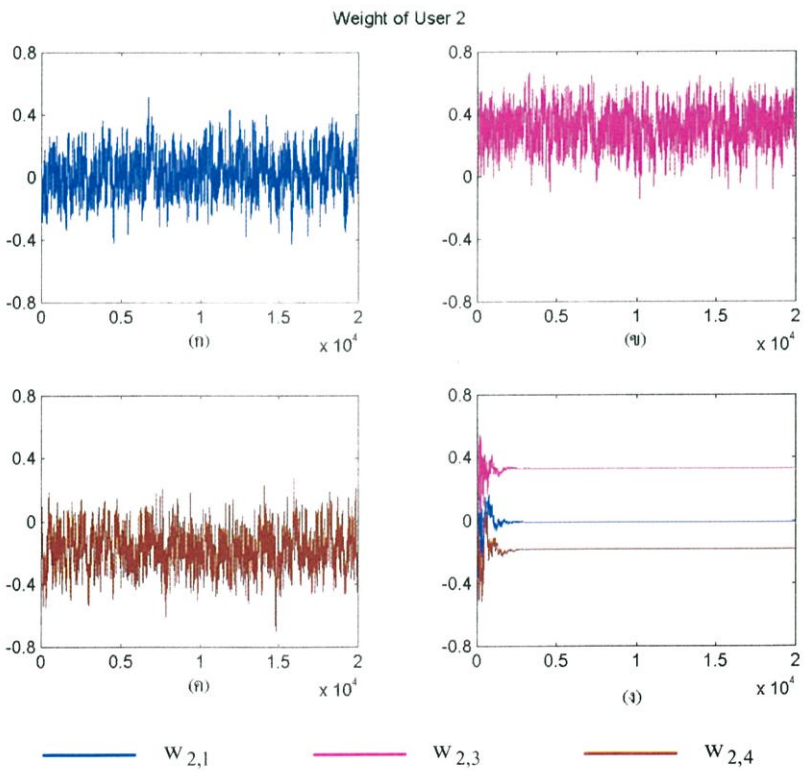
ผู้ใช้คนที่	รหัสที่ใช้แผ่														
1	-1	1	1	-1	1	1	1	1	-1	-1	1	1	1	1	1
2	1	-1	-1	-1	-1	1	1	-1	-1	-1	1	-1	-1	1	1
3	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	-1	1	1	-1	1	1
4	-1	-1	1	1	-1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	-1	-1	-1

ตารางที่ 6.4 ค่าสหสัมพันธ์ระหว่างรหัสแผ่ (Γ)

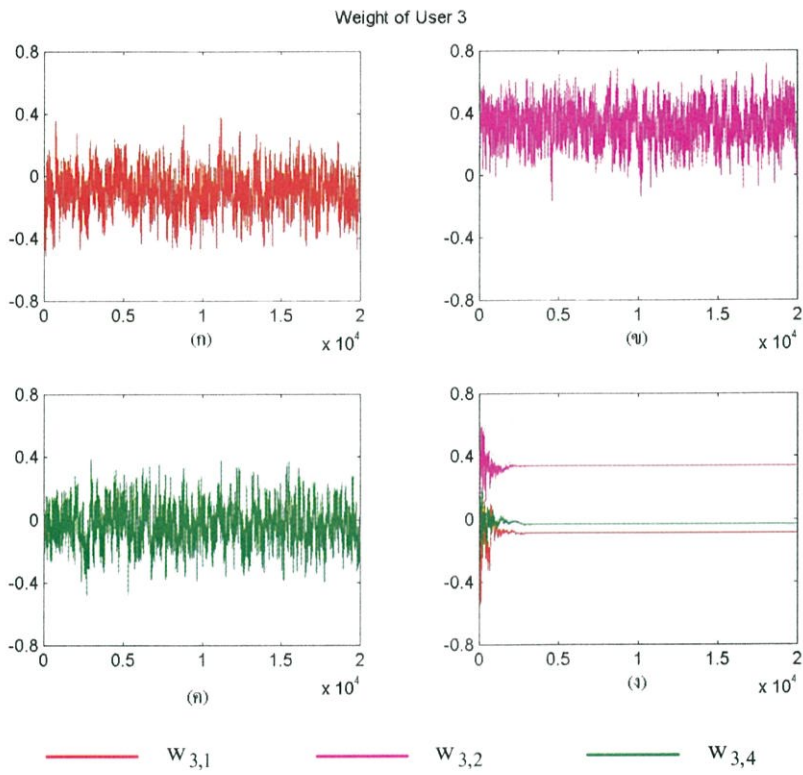
ผู้ใช้คนที่	ค่าสหสัมพันธ์ระหว่างรหัส (Γ)			
1	1	0.0667	-0.0667	-0.3333
2	0.0667	1	0.3333	-0.2000
3	-0.0667	0.3333	1	-0.6667
4	-0.3333	-0.2000	-0.6667	1



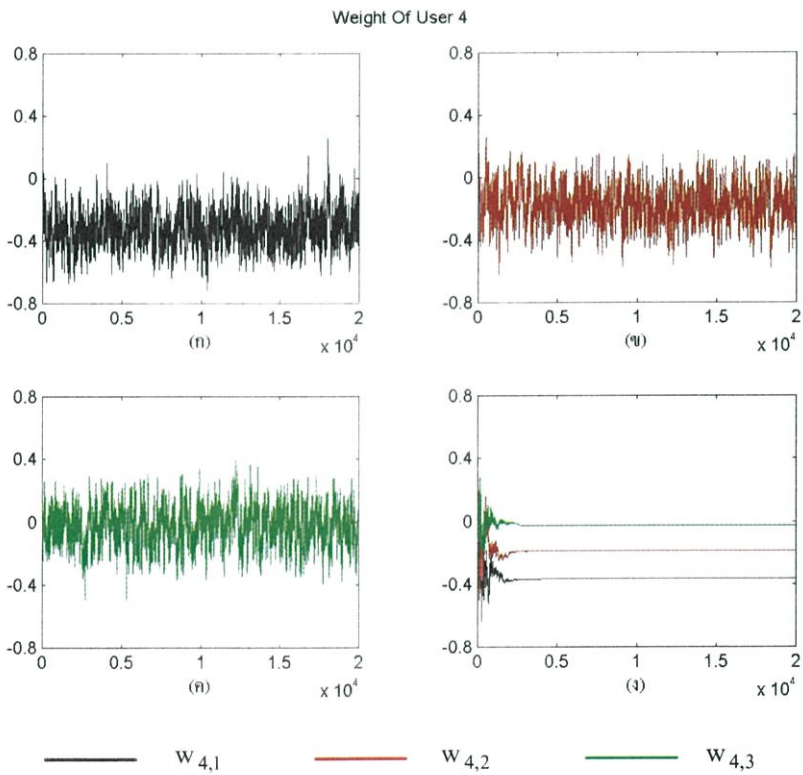
รูปที่ 6.27 การเปรียบเทียบการลู่เข้าของค่าน้ำหนักถ่วงของผู้ใช้คนที่ 1



รูปที่ 6.28 การเปรียบเทียบการลู่เข้าของค่าน้ำหนักถ่วงของผู้ใช้คนที่ 2



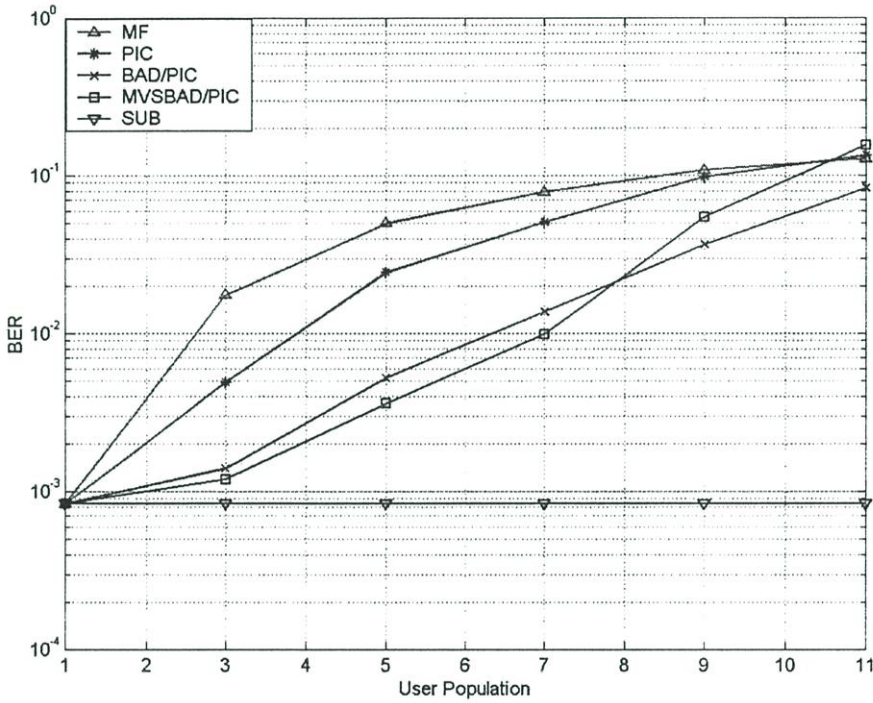
รูปที่ 6.29 การเปรียบเทียบการลู่เข้าของค่าน้ำหนักถ่วงของผู้ใช้คนที่ 3



รูปที่ 6.30 การเปรียบเทียบการลู่เข้าของค่าน้ำหนักถ่วงของผู้ใช้คนที่ 4

6.4 ความจุของระบบ

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาเกี่ยวกับสมรรถนะของเครื่องรับ MVSBAD/PIC ในการเพิ่มความจุของระบบ โดยพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่าง อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกคนในระบบ ซึ่งความสัมพันธ์นี้จะบ่งบอกถึงความจุของระบบเมื่อใช้เครื่องรับชนิดต่างๆ ได้ โดยทำการพิจารณาระบบในกรณีควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์เท่านั้น



รูปที่ 6.31 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกคนในระบบเมื่อจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้น ในกรณีควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์

จากรูปที่ 6.31 แสดงค่าเฉลี่ยจากการทดลองอย่างอิสระ 30 ครั้งของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกคนในระบบกับจำนวนผู้ใช้ในระบบ เมื่อผู้ใช้แต่ละคนมีค่า E_b/N_0 เป็น 10 dB จากกราฟเมื่อพิจารณาค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ 10^{-2} เครื่องรับแบบ MVSBAD/PIC สามารถรองรับจำนวนผู้ใช้ได้มากกว่าเครื่องรับชนิดอื่น โดยเฉพาะอย่างยิ่งเครื่องรับแบบแมตซ์ ซึ่งสามารถรองรับผู้ใช้ได้ประมาณ 7 ผู้ใช้ในระบบ

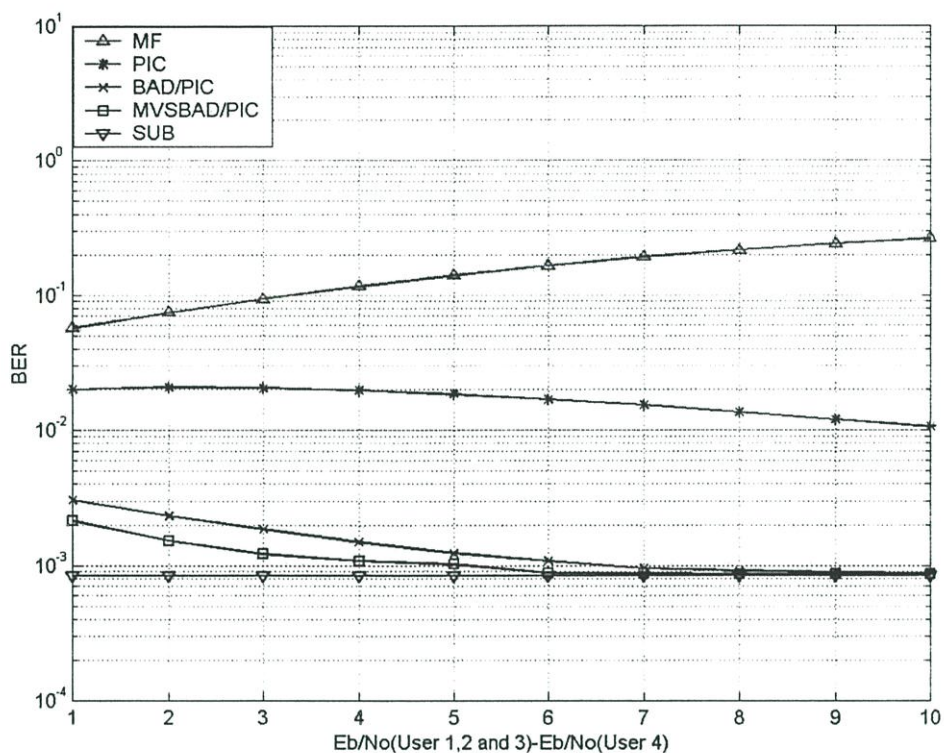
6.5 ความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล

สำหรับผลการจำลองในหัวข้อนี้จะเป็นผลเกี่ยวกับความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล โดยใช้ผู้ใช้จำนวน 4 คน และใช้รหัสแผ่แบบสุ่มขนาด 15 บิต แต่กำลังที่มาถึงทางด้านรับจะแตกต่างกันออกไป

รูปที่ 6.32 เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์เฉลี่ยของการทดลองอิสระจำนวน 30 ครั้ง ระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้คนที่ 4 ซึ่งมีกำลังของสัญญาณต่ำที่สุด เมื่อสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้คนอื่น ๆ เพิ่มขึ้น โดยแกน x เป็นผลต่างระหว่างสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้คนอื่น ๆ กับสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้คนที่ 4 ซึ่งมีค่าเป็น 10 dB ทั้งนี้ผู้ใช้ทุกคนได้รับสัญญาณรบกวนเท่ากันและสัญญาณรบกวนมีค่าคงที่ ดังนั้นการเพิ่มสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนในกรณีนี้จะหมายถึงการเพิ่มกำลังของสัญญาณของผู้ใช้คนอื่น ๆ หรือเป็นการเพิ่มสัญญาณการแทรกสอดที่มารบกวนผู้ใช้คนที่พิจารณานั้นเอง (ผู้ใช้คนที่ 4)

พบว่าเมื่อกำลังของผู้ใช้คนอื่น ๆ เพิ่มขึ้น เครื่องรับแบบแมตซ์จะมีความผิดพลาดบิตเพิ่มขึ้น เนื่องจากเครื่องรับแบบแมตซ์คิดสัญญาณการแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นเป็นสัญญาณรบกวน ฉะนั้นเมื่อกำลังของผู้ใช้คนอื่นเพิ่มขึ้น ซึ่งก็หมายถึงสัญญาณการแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นเพิ่มขึ้นด้วย ก็เหมือนมีสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้น ดังนั้นอัตราความผิดพลาดบิตจึงเพิ่มขึ้น แต่สำหรับเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนซึ่งมีการกำจัดสัญญาณการแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นจะให้สมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตที่ต่างออกไป โดยเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานได้นำเอาความรู้เกี่ยวกับสัญญาณการแทรกสอดมาใช้ ดังที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 3 จึงทำให้ได้ค่าสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตที่ดีกว่าเครื่องรับแบบแมตซ์ สำหรับเครื่องรับแบบ BAD/PIC และเครื่องรับแบบ MVSBAD/PIC จะให้สมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตที่ดีกว่าเครื่องรับแบบ PIC เนื่องจากการเพิ่มสัญญาณรบกวนน้อยกว่า แต่จะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตดีกว่าเล็กน้อยเพียงใดขึ้นกับว่าสามารถหักล้างสัญญาณการแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นได้มากเพียงใด นั่นคือหากข้อมูลที่นำมาหักล้างสัญญาณการแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นให้กับผู้ใช้คนที่ 4 นี้เชื่อถือได้มาก การกำจัดสัญญาณการแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นก็จะถูกต้องมากยิ่งขึ้น ซึ่งจากรูปพบว่าอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับจะลดลงและเข้าสู่ขอบเขตของผู้ใช้รายเดียว เมื่อกำลังของสัญญาณจากผู้ใช้คนอื่น ๆ มากกว่าผู้ใช้คนที่ 4 อยู่ 6 dB

นั่นคือสำหรับเครื่องรับที่ใช้กระบวนการปรับตัวแบบบอดของผู้ใช้คนอื่น ๆ ที่มารบกวนมีกำลังแรงเท่าใด ยิ่งหมายความว่าบิตข้อมูลที่ตรวจจับได้จากผู้ใช้เหล่านั้นจะเชื่อถือได้มากขึ้นเท่านั้น ทำให้มาช่วยเหลือผู้รับที่มีกำลังต่ำที่สุดก็จะทำให้หักล้างการแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น ได้ถูกต้อง ทำให้สมรรถนะดีขึ้นจนเข้าสู่ขอบเขตของผู้ใช้รายเดียว



รูปที่ 6.32 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้คนที่ 4 เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้คนอื่น ๆ ทุกคนเพิ่มขึ้น เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้คนที่ 4 เป็น 10 dB ในระบบที่ถูกแผ่ด้วยรหัสสุ่มขนาด 15 บิต

บทที่ 7

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

7.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานชนิดปรับตัวได้แบบบอดด้วยกระบวนการปรับอัตราโน้มนัดสำหรับผู้ใช้หลายคน ด้วยการใช้ระเบียบวิธีแบบนูดสแทรกป ในการลดความซับซ้อนของการคำนวณค่าเมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ระหว่างรหัส โดยที่ระเบียบวิธีการของนูดสแทรกปเป็นกระบวนการปรับอัตราโน้มนัดที่ไม่ต้องอาศัยลำดับฝึกฝน (Training Sequence) จึงทำให้สามารถใช้ประโยชน์จากแถบความถี่ได้อย่างเต็มที่

การทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานชนิดปรับตัวได้แบบบอดด้วยกระบวนการปรับอัตราโน้มนัดสำหรับผู้ใช้หลายคน โดยการจำลองระบบเชื่อมโยงขาขึ้นสำหรับการส่งสัญญาณแบบซิงโครนัสผ่านช่องสัญญาณรบกวนที่มีการรบกวนจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาว ซึ่งได้มีการพิจารณาสมรรถนะในด้านของอัตราความผิดพลาดบิตเมื่อสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป ทั้งในกรณีที่ควบคุมกำลังส่งอย่างสมบูรณ์ และกรณีที่ควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยทำการเปรียบเทียบกับเครื่องรับประเภทอื่น ๆ คือ เครื่องรับแบบแมตซ์ (MF) เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน (PIC) เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานแบบบอด (BAD/PIC) เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานชนิดปรับตัวได้แบบบอด (VSBAD/PIC) และเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานชนิดปรับตัวได้แบบบอดที่ได้ทำการปรับปรุงใหม่ (MSVBAD/PIC) รวมทั้งขอบเขตของผู้ใช้รายเดียว โดยทำการทดสอบกับระบบที่ถูกแผ่ด้วยรหัส Gold Code ขนาด 7 บิต และรหัสสุ่มขนาด 15 บิต รวมทั้งได้มีการพิจารณาความจุของระบบและความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล

ผลการจำลองพบว่า ในเครื่องรับแบบ MVSBAD/PIC จะมีค่าสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตที่ใกล้เคียงกับเครื่องรับแบบ VSBAD/PIC เมื่อสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไปในกรณีที่ใช้รหัส Gold Code เป็นรหัสแผ่ ยกเว้นกรณีที่ควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ที่ผู้ใช้กำลังส่งสูง แต่เมื่อใช้รหัสสุ่มเป็นรหัสแผ่เครื่องรับแบบ MVSBAD/PIC จะให้สมรรถนะที่ดีกว่าเครื่องรับแบบ VSBAD/PIC เนื่องจากมีการปรับช่วงกว้างในทุกบิตข้อมูล

เนื่องจากเครื่องรับแบบ MVSBAD/PIC มีค่าสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตที่ดีกว่าเครื่องรับแบบ VSBAD/PIC ในกรณีใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม ดังนั้นในการพิจารณาความจุของระบบจะใช้เครื่องรับแบบ MVSBAD/PIC มาใช้ในการเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบแมตซ์ เครื่องรับแบบ PIC และเครื่องรับแบบ BAD/PIC จากการวิจัยพบว่าที่อัตราความผิดพลาดบิต 10^{-2} เครื่องรับแบบ

MVSBAD/PIC สามารถรองรับผู้ใช้ในระบบได้ประมาณ 3.5 เท่าเมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบแมตซ์

สำหรับความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล เครื่องรับแบบ MVSBAD/PIC ให้สมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตที่ดีกว่าเครื่องรับประเภทอื่น เนื่องจากเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานโดยทั่ว ๆ ไปมีการนำเอาความรู้เกี่ยวกับสัญญาณการแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นมาใช้ อีกทั้งเครื่องรับแบบ MVSBAD/PIC สามารถปรับค่าช่วงก้าวได้อย่างเหมาะสม เมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบ BAD/PIC ที่ใช้ค่าช่วงก้าวคงที่ จึงทำให้เครื่องรับแบบ MVSBAD/PIC สามารถทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลได้ดีกว่าเครื่องรับประเภทอื่น

7.2 ข้อเสนอแนะ

งานที่ควรได้รับการศึกษาหรือพัฒนาต่อไป

1. ศึกษาและวิเคราะห์สมรรถนะของเครื่องรับชนิดนี้ในกรณีช่องสัญญาณแบบอื่น เช่น ในช่องสัญญาณที่เกิดการเฟดดิ้ง
2. พัฒนาเครื่องรับชนิดนี้เพื่อใช้ในระบบอะซิงโครนัส

เอกสารอ้างอิง

- [1] Verdu, S. "Minimum Probability of Error for Asynchronous Gaussian Multiple-Access Channel." IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 2, no. 1, January 1986. pp. 85-96.
- [2] Woodward, G. and Vucetic, B.S. "Adaptive Detection for DS-CDMA." Proceedings of the IEEE, Vol. 86, no. 7, July 1998. pp. 1413-1434.
- [3] 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. pp. 48-54.
- [4] 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. pp. 123-136.
- [5] Bar-Ness, Y., Siveski, Z. and Chen, D.W. "Bootstrapped Decorrelating Algorithm for Adaptive Interference Cancelation in Synchronous CDMA Communications Systems." IEEE ISSSTA '94, Vol. 1, July 1994. pp. 162-166.
- [6] เพ็ชรพร หลินประเสริฐ. 2542. "มัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแบบป้อนกลับที่ใช้กระบวนการปรับอัตราโน้ตมอดสำหรับระบบการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสชนิดโคเรกซ์เควณซ์." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย.
- [7] สัญจร วุฒิสัทธาภิบาล. 2542. หลักการระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่. กรุงเทพฯ : จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย.
- [8] Ramjee Prasad. 1996. **CDMA for Wireless Personal Communications**. Boston London : Artech House.
- [9] Verdu, S. 1998. **Multiuser Detection**. Cambridge : Cambridge University Press.
- [10] ณัฐพร ราศรีเกรียงไกร และคณะ. 2544. "กระบวนการปรับตัวแบบบอดที่จัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานสำหรับเครื่องรับสัญญาณในระบบการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสชนิดโคเรกซ์เควณซ์" หน้า 1127-1131. ในการประชุมวิชาการทางไฟฟ้า ครั้งที่ 24. กรุงเทพฯ : คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.

- [11] Bar-Ness, Y. and Punt, J.B. "An Improved Multi-User CDMA Decorrelating Detector." PIMRC'95, Wireless: Merging onto the Information Superhighway, Sixth IEEE International Symposium, Vol. 3, September 1995. pp. 975-979.
- [12] Zihua Guo and Khaled Ben Letaief. "An effective multiuser receiver for DS/CDMA systems." IEEE Journal on Selected Areas in Communication, Vol. 19, no. 6, June 2001. pp. 1019-1028.
- [13] Buehrer, R.M., Correal-Mendoza, N.S. and Woerner, B.D. "A Simulation Comparison of Multiuser Receivers for Cellular CDMA." IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 49, no. 4, July 2000. pp. 1065-1085.
- [14] Shimon Moshavi, Bellcore. "Multi-User Detection for DS-CDMA Communications." IEEE Communications Magazine, October 1996. pp. 124-136.
- [15] Anders Host-Madsen and Kyung-Sean Cho. "MMSE/PIC Multiuser Detection for DS/CDMA Systems with Inter- and Intra-Cell Interference." IEEE Transactions on Communications, Vol. 47, no. 2, February 1999. pp. 291-299.
- [16] KyungSeon Cho, Anders Host Madsen and WonJin Park. "Combination of adaptive multiuser detection and parallel interference cancellation technique for DS-CDMA Systems." Adaptive Systems for Signal Processing, Communications, and Control Symposium 2000. AS-SPCC. IEEE 2000, 2000. pp. 408-413.
- [17] Honing, M.L., Madhow, U. and Verdu, S. "Blind Adaptive Multiuser Detection." IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 41, no. 4, July 1995. pp. 944-960.
- [18] Bar-Ness, Y. "Recent Results on Adaptive Multiuser Signal Separation in CDMA : Important Steps in Meeting The Needs of Third-Generation Wireless Commu. Systems." ICPWC'96, 1996. pp. 108-115.
- [19] Honig, M.L., Madhow, U. and Verdu, S. "Blind Adaptive Interference Suppression for Near-Far Resistant CDMA." Global Telecommunications Conference. GLOBECOM '94. Communications: The Global Bridge, Vol. 1, 28 November - 2 December 1994. pp. 379-384.
- [20] Samardzija, D., Mandayam, N. and Seskar, I. "Blind Successive Interference Cancellation for DS-CDMA Systems." IEEE Transactions on Communications, Vol. 50, no. 2, February 2002. pp. 276-290.
- [21] Xiaochun Li and Bar-Ness, Y. "The Bootstrap Algorithm : A Robust Multiuser CDMA Detector With Time Delay Variation." PIMRC '97, Vol. 1, September 1997. pp. 68-72.

- [22] Cheng-Chou Lee and Bar-Ness, Y. "Convergence and Stability Analysis of the Adaptive "Bootstrap" CDMA Multi-User Detector." Communication Theory Mini-Conference, IEEE 1999, June 1999. pp. 168-171.
- [23] Damani, R., Nasiri-Kenari, M. and Shayesteh, M.G. "Multistage Interference Cancellation Methods for Multiuser DS/CDMA Detection and Performance Analysis." Vehicular Technology Conference, 2001. VTC 2001 Fall. IEEE VTS 54th , Vol. 2 , 2001. pp. 688-692.
- [24] Guoqiang Xue, Jianfeng Weng, Le-Ngoc, T. and Tahar, S. "Adaptive Multistage Parallel Interference Cancellation for CDMA." Communications, 1999 (ICC '99), 1999 IEEE International Conference, Vol. 2 , 1999. pp. 917-921.
- [25] Punalard, R., Benjangkprasert, C., Anantrasirichai, N. and Janchitrapongvej, K. "A robust variable step-size LMS-like algorithm for a second-order adaptive IIR notch filter for frequency detection" Wireless Communications, 2001. (SPAWC '01), 2001. pp. 232-234.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์ CDMA

การสื่อสารแบบไร้สาย (Wireless Communication) คือความเจริญก้าวหน้าทางด้านวิทยาการทำให้เกิดอุปกรณ์ที่ไม่จำเป็นต้องใช้สายสัญญาณในการส่งผ่านข้อมูลระหว่างเครื่องคอมพิวเตอร์ โดยอุปกรณ์เหล่านั้นเรียกว่า Wireless LAN หรือระบบเครือข่ายไร้สาย หลักการทำงานจะใช้ความถี่ของ คลื่นวิทยุในการส่งผ่านข้อมูลไปตามอากาศถึงเครื่องที่ต้องการ หรือเครื่องปลายทาง แต่เนื่องจากการ พัฒนายังอยู่ในระยะเริ่มต้นทำให้การส่งข้อมูลโดยสื่อชนิดนี้นั้นยังทำได้ไม่เร็วนัก และเครื่องที่อยู่ในเครือข่ายยังต้องอยู่ไม่ห่างกันมากนัก รวมถึงราคาของอุปกรณ์ยังสูงกว่าอุปกรณ์ทั่วไปอีกด้วย

1. ลำดับขั้นการพัฒนาเทคโนโลยีไร้สายเป็น 3 ยุค ดังนี้

1. ยุคที่ 1 (1G) ค.ศ. 1980-1990

ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่ 1 หรือ 1G นี้เป็นยุคที่เรียกว่า ช่วงเริ่มต้น (Initial Stage) เริ่มมีการใช้งานครั้งแรกที่ชิคาโก เรียกว่า ระบบ AMPS และเป็นระบบที่มีการติดต่อระหว่างสถานีเคลื่อนที่ และสถานีฐานที่ใช้แบบ FDMA (Frequency Division Multiple Access) โดยที่สัญญาณเสียงพูดจะถูกส่งแบบแอนะล็อก นอกจากระบบ AMPS แล้วยังมีระบบของยุโรป คือ NMT ของกลุ่มประเทศสแกนดิเนเวีย และแทคส์ (TACS) การพัฒนามุ่งเน้นที่การสื่อสารเสียงพูด (Voice)

2. ยุคที่ 2 (2G) ค.ศ. 1990-2000

ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่ 2 หรือ 2G นี้เป็นยุคที่เรียกว่า ช่วงเติบโต (Growing Stage) เพื่อให้ระบบมีความจุ (Capacity) เพิ่มขึ้น และมีระบบความปลอดภัย (Security) ของสัญญาณที่ส่งและรับ การป้องกันการใช้เครื่องมือที่ไม่ได้ลงทะเบียน ระบบ 2G จะใช้หลักการ TDMA (Time-Division Multiple Access) ประกอบด้วย DAMPS ของสหรัฐ GSM ของยุโรป IS-95 หรือ cdmaOne ของสหรัฐ และ PDC ของญี่ปุ่น การพัฒนายังคงมุ่งเน้นที่การสื่อสารเสียงพูด และในขณะเดียวกันมีการพัฒนาระบบให้สามารถรองรับการสื่อสารข้อมูลความเร็วต่ำ (64 Kbps) ได้ด้วย

3. ยุคที่ 3 (3G) ค.ศ. 2000-

ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่ 3 หรือ 3G นี้เป็นยุคที่เรียกว่า ช่วงขยายขยาย (Expansion Stage) การพัฒนามุ่งเน้นที่การรองรับเสียงพูด การสื่อสารข้อมูลความเร็วสูง (384 Kbps จนถึง 2Mbps) และบริการสื่อประสม เทคโนโลยีที่อยู่ในยุค 3G มีการพัฒนาขึ้นมาหลากหลาย เช่น IMT-2000/ UMTS, M-ISDN (Mobile ISDN) และ W-CDMA จุดประสงค์หลักของบริการ 3G คือ ความ

ต้องการที่จะให้มีมาตรฐานเดียวกัน (มาตรฐาน IMT2000) เพื่อสถานีเคลื่อนที่ใด ๆ สามารถใช้ได้ทั่วโลก และความต้องการที่จะให้มีการรับส่งข้อมูลที่เร็วขึ้น และเพียงพอกับการใช้งานมัลติมีเดีย โดยที่มีคุณสมบัติทัดเทียมกับระบบ โทรคมนาคมมีสาย (Fixed line) ในราคาที่เหมาะสม

2. ความเป็นมาของระบบ CDMA

CDMA เป็นรูปแบบของการสื่อสารแบบดิจิทัลถูกนำมาใช้งานครั้งแรกในทางทหาร เนื่องจากมีคุณสมบัติป้องกันการรบกวน (Anti-jam) และ หลีกเลี่ยงการถูกดักฟัง (Low Probability of Intercept) ได้เป็นอย่างดี เพราะว่ารระบบ CDMA ใช้คลื่นพาหะที่มีลักษณะเหมือนสัญญาณรบกวน (noise) เนื่องจากใช้กำลังส่งต่ำ และ รวมถึงการใช้แถบความถี่กว้างมากเมื่อเทียบกับระบบอื่น ๆ เช่น GSM

1940's ทฤษฎี CDMA ถูกคิดขึ้น

1990 QUALCOMM, Inc., of San Diego เป็นผู้ริเริ่มเสนอแนวคิดของระบบ CDMA ทำให้เกิดการนำระบบ CDMA มาใช้งานจริงในทางปฏิบัติ

1994 ระบบ CDMA ถูกจัดตั้งเป็นมาตรฐาน IS-95 (TIA/EIA/IS-95)

1995 - ผู้นำทางด้านเทคโนโลยีที่สนใจในระบบ CDMA ได้รวมตัวกันขึ้นในนามของ CDG (CDMA Development Group) โดยขณะนี้ กำลังอยู่ในขั้นตอนพัฒนา cdmaOne ไปสู่ cdma2000 และได้ถูกเสนอต่อ ITU ให้เป็นส่วนหนึ่งของ IMT-2000 3G Process ขณะนี้ cdmaOne อยู่การดำเนินการเฟสแรก มีมาตรฐาน 1XRTT ความเร็วในการส่งข้อมูล 144 kbps ในช่องสัญญาณขนาด 1.25 MHz เฟสที่ 2 ที่จะพัฒนาต่อไปจะทำให้ระบบมีความเร็วในการส่งข้อมูลเพิ่มขึ้นเป็น 2 Mbps ในขนาดช่องสัญญาณไม่จำกัด

ในที่นี้จะกล่าวถึงสถาปัตยกรรมของ IS-95 โดยสังเขป

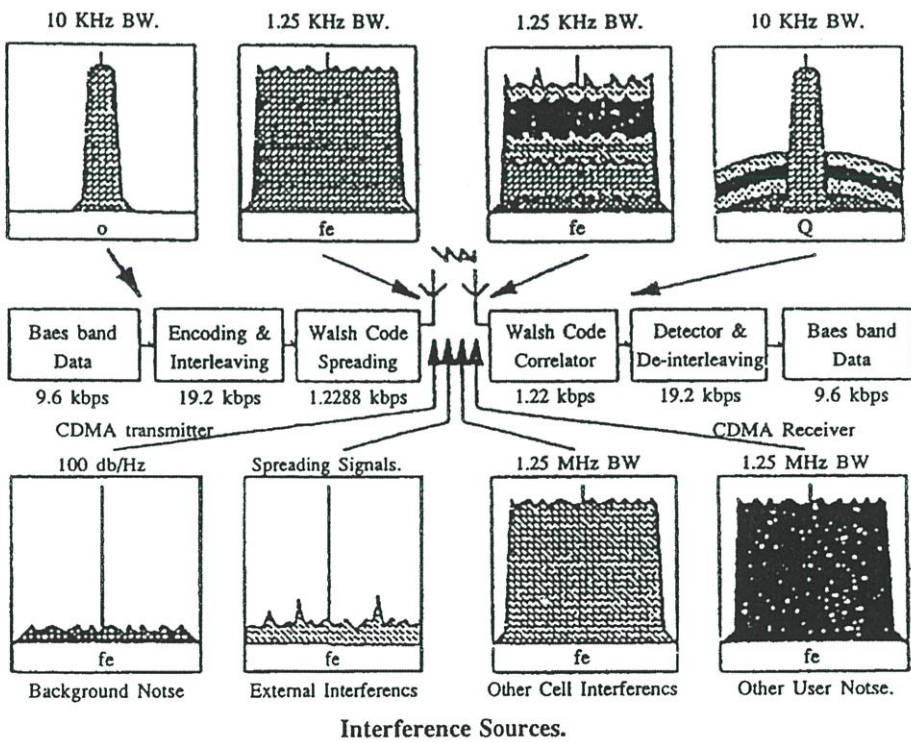
3. สถาปัตยกรรมของ IS-95

มาตรฐานของโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์ระบบ CDMA ถูกพัฒนาโดยกลุ่มบริษัทที่นำโดยกลุ่มบริษัทที่นำโดย Qualcomm Inc. โดยที่เอกสารร่างของระบบถูกส่งให้คณะกรรมการพิจารณามาตรฐานเซลลูลาร์ระบบดิจิทัล TR 45.5 ของ EIA/TIA พิจารณา และในที่สุด CTIA ก็ยอมรับให้ CDMA เป็นมาตรฐาน โทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบดิจิทัลในชื่อว่า IS-95 ถูกออกแบบให้เป็น Dual Mode เช่นเดียวกับกับมาตรฐาน IS-54

3.1 การออกแบบจำนวนช่องสัญญาณของระบบ IS-95

ขั้นตอนพื้นฐานในการรับส่งสัญญาณในระบบ CDMA มาตรฐาน IS-95 สามารถอธิบายได้ดังรูปที่ ก.1 ขั้นแรกข้อมูลที่ต้องการส่งได้แก่ ข้อมูลดิจิทัลจากวงจรเข้ารหัสเสียง (วงจรเข้ารหัส

เสียง) ประมาณไม่เกิน 8 Kbps บิตข้อมูลที่ใช้ตรวจสอบความผิดพลาดและสัญญาณควบคุมการจราจรของระบบ สำหรับ IS-95 นั้นข้อมูลเหล่านี้จะมีความเร็วรวมไม่เกิน 9.6 Kbps ซึ่งต้องการความกว้างแถบประมาณ 10 kHz ข้อมูลที่ต้องการส่งจะถูกนำไปเข้ารหัสแก้ความผิดพลาดเพื่อลดพลังงานที่จำเป็นในการส่งก่อนที่จะทำการแผ่สเปกตรัมด้วยอนุกรม PN โดยที่อนุกรม PN ที่ใช้ความเร็ว 1.228 Mbps ทำให้ความกว้างแถบถูกแผ่เป็น 1.25 MHz พร้อมกับแผ่สเปกตรัม สัญญาณที่ได้จะถูกมอดูเลตด้วยคลื่นพาห์เพื่อส่งในย่านความถี่ที่ต้องการ ที่ภากรับสัญญาณจะถูกรับในช่วงความถี่ 1.25 MHz โดยมีจุดศูนย์กลางอยู่ที่ความถี่พาห์ หลังจากนั้นสัญญาณที่รับได้จะถูกแปลงให้กลับมาที่เบสแบนด์พร้อมกับการถอดรหัสโดยการคูณด้วยอนุกรม PN ซึ่งสเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยอนุกรม PN เดียวกันเท่านั้นจะถูกขยายให้กลับมารวมกันดังเดิม ในขณะที่เดียวกันระดับสเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยอนุกรม PN ที่แตกต่างกันจะมีค่าต่ำมาก มีลักษณะไม่แตกต่างจากสัญญาณรบกวนตามธรรมชาติ



รูปที่ ก.1 หลักการทำงานของ CDMA ในระบบ IS-95

หากสมมติว่าที่เครื่องรับสัญญาณจากแต่ละช่องมีระดับพลังงานเท่ากันจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถในการให้บริการของระบบ CDMA ที่ไม่ใช่ระบบเซลล์ลูลาร์ สามารถประมาณได้โดย

$$M_{\max} \approx G \left(\frac{N_o}{E_b} \right) \quad (ก-1)$$

โดยที่ $G=B_{ss}/B_d$ คืออัตราส่วนระหว่างความกว้างแถบของการแผ่ B_{ss} กับความกว้างแถบของข้อมูลที่ต้องการส่ง B_d และ E_b คือพลังงานของข้อมูลแต่ละบิตที่เครื่องรับรับได้ N_o คือความหนาแน่นพลังงานของสัญญาณรบกวนทั้งหมดต่อหน่วยความถี่

ความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณที่ได้จากสมการที่ (ก-1) อาจจะน้อยกว่าระบบ TDMA หรือ FDMA ก็ได้ ดังนั้นเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของระบบ CDMA มาตรฐาน IS-95 จึงถูกออกแบบให้ความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณเพิ่มขึ้นด้วยวิธีต่อไปนี้

3.1.1 ให้รหัสแก้ความผิดพลาดที่มีประสิทธิภาพสูง

IS-95 เลือกใช้รหัสป้องกันความผิดพลาดที่มีประสิทธิภาพสูงมาก โดยรหัสที่ใช้ใน IS-95 คือรหัสการประสาน (Convolutional Code) ที่วงจรเข้ารหัสมีจำนวนหน่วยความสำเร็จสูงถึง 9 และข้อมูลที่ต้องการส่งจะถูกเข้ารหัสทั้งหมด (ในวงจรเข้ารหัสของ GSM และ D-AMP ใช้หน่วยความจำเพียง 5 และข้อมูลที่ต้องการส่งจะถูกเข้ารหัสเพียงบางส่วนเท่านั้น) ทำให้ระดับพลังงาน E_b ที่จำเป็นในการรับส่งลดลง จากสมการที่ (ก-1) การลด E_b มีผลให้ช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการมีค่าเพิ่มขึ้นสำหรับสัญญาณจากสถานีฐาน (Reverse Link) อัตราการเข้ารหัสการประสาน จะเป็น 1/2 ในขณะที่สัญญาณจากเครื่องโทรศัพท์ (Forward Link) อัตราการเข้ารหัสจะเป็น 1/3

โดยปกติหากจำนวนเฟรมที่ผิดพลาดมีค่าต่ำกว่า 2% ทำให้ไม่สามารถจับความเพี้ยนของเสียงที่ได้จากการถอดรหัสจากวงจรเข้ารหัสเสียง ได้เพื่อให้ได้คุณภาพที่ต้องการ ประมาณว่า E_b/N_o ที่จำเป็นสำหรับ IS-95 มีค่าประมาณ 7 dB

3.1.2 การใช้เครื่องจับการเกิดของสัญญาณเสียง (Voice Activity Detection: VAD)

โดยธรรมชาติของการสนทนาแล้ว ไม่ได้พูดตลอดเวลาตัวอย่างเช่น อย่างน้อยครั้งหนึ่งจะไปในการฟังและยังมีเวลาที่ใช้ในการคิด ฯลฯ ถ้าอัตราของการใช้งานช่องสัญญาณเป็น d ซึ่งทั่วไปแล้วเป็นที่ยอมรับกันว่า d มีค่าระหว่าง 0.35 ถึง 0.4 นั้นหมายความว่าแต่ละช่องสัญญาณในการสื่อสารระบบสองทาง (full duplex) จะถูกใช้งานเพียงประมาณ 35-40% เท่านั้น สำหรับระบบ FDMA หรือ TDMA ค่านี้แทบไม่มีความหมายเพราะแต่ละช่องความถี่หรือช่องเวลา จะถูกจองใช้งานตลอดเวลาไม่ว่าจะมีการใช้งานหรือไม่ ในทางกลับกันสำหรับระบบ CDMA แล้ว ในขณะที่ช่องสัญญาณ

ช่องใดช่องหนึ่งถูกใช้งาน มันจะไปปรากฏเป็นสัญญาณรบกวนของช่องสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณอื่นด้วย ดังนั้นหากใช้เครื่องจับการเกิดของสัญญาณเสียง (VAD) เพื่อให้มีการส่งสัญญาณเฉพาะในช่วงที่มีเสียงพูดเท่านั้นแล้ว ค่าเฉลี่ยพลังงานของสัญญาณรบกวนจะลดลง d เท่า ทำให้สามารถเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการขึ้นได้ $1/d$ เท่า นั่นคือจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการของ CDMA เมื่อมีการใช้ VAD จะเพิ่มขึ้นเป็น $(1/d)/M_{\max}$ ช่อง

3.1.3 การลดกำลังส่งในข้อมูลความเร็วต่ำ

ข้อมูลที่ถูกลำไปแผ่สเปกตรัมนั้นมีความเร็วคงที่ 9.6 Kbps ก็จริงแต่ความเร็วข้อมูลที่ได้จากการแปลงสัญญาณเสียงที่เวลาใดเวลาหนึ่งของวงจรเข้ารหัสเสียง นั้นมีหลายค่าได้แก่ 1, 2, 4 และ 8 Kbps แต่เมื่อข้อมูลมีความเร็วต่ำกว่า 8 Kbps แต่ละบิตของข้อมูลจากวงจรเข้ารหัสเสียง จะถูกส่งซ้ำซ้อนเป็น 8, 4 และ 2 เท่า เพื่อให้ดูเหมือนว่าความเร็วจากวงจรเข้ารหัสเสียง มีค่าคงที่ 9.6 Kbps เสมอ เนื่องจากส่งข้อมูลซ้ำซ้อนไปแล้ว ดังนั้นสามารถจะลด E_b ของแต่ละบิตที่ใช้ในการส่งเป็น 1/8, 1/4, และ 1/2 เท่าได้โดยไม่กระทบต่ออัตราความผิดพลาดซึ่งจะเป็นการลดการรบกวนที่มีต่อช่องสัญญาณอื่นด้วย

3.1.4 การนำความถี่มาใช้ใหม่แต่ละเซกเตอร์

การแบ่งเซลล์ในระบบ TDMA และ FDMA นั้นช่วงความถี่เดียวกันไม่สามารถนำมาใช้ในเซลล์ข้างเคียงได้ เพราะหากสัญญาณ 2 สัญญาณถูกส่งในช่วงความถี่เดียวกันโดยที่ระยะห่างไม่มากพอความแรงของสัญญาณทั้งสองจะทำให้เกิดการแทรกสอดซึ่งกันและกันอย่างรุนแรง จนไม่สามารถแยกสัญญาณที่ต้องการออกจากสัญญาณที่รับได้ แต่สำหรับ CDMA แล้วเนื่องจากสัญญาณทั้งสองถูกมอดูเลตด้วยอนุกรม PN ที่ต่างกัน สัญญาณจากช่องที่ไม่ต้องการจะไม่ถูกขยายที่เครื่องรับ จึงมีค่าต่ำมากและสามารถแยกออกจากสัญญาณที่ต้องการได้ ทำให้สามารถนำความถี่ทั้งหมดมาใช้ในเซลล์ข้างเคียงได้

อย่างไรก็ตามเนื่องจากจำนวนช่องสัญญาณในเซลล์ข้างเคียงมีจำนวนมากเช่นกันเมื่อรวมกันแล้ว ทำให้ระดับพลังงานของสัญญาณรบกวนในเซลล์ที่กำลังทำการสื่อสารเพิ่มมากขึ้นด้วย อันมีผลต่อเนื่องทำให้จำนวนของสัญญาณที่ใช้งานจริงลดลงด้วย โดยประมาณว่าจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการจะลดลงเป็นอัตราส่วนประมาณ $F = 0.60$

นอกจากนี้ในแต่ละเซลล์ของ IS-95 ยังแบ่งย่อยเป็น 3 เซกเตอร์โดยใช้สายอากาศแบบมีทิศทาง (Directional Antenna) ที่มีมุมกว้าง 120 องศาทำให้ความสามารถในการบริการช่องสัญญาณในแต่ละเซลล์เพิ่มขึ้น 3 เท่า แต่เนื่องจากความไม่สมบูรณ์ของสายอากาศ (เนื่องจาก side lobes) ทำให้ประสิทธิภาพลดลงประมาณ 15% ความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณในแต่ละเซลล์เพิ่มขึ้นด้วยอัตราเพียง $S = 2.55$

จากผลการเพิ่มประสิทธิภาพในการใช้ช่องสัญญาณดังที่กล่าวข้างต้น จำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการในแต่ละเซลล์ของระบบ CDMA ตามมาตรฐาน IS-95 อาจประมาณได้โดย

$$M_{\max} \approx G \left(\frac{N_o}{E_b} \right) \frac{1}{d} \quad (ก-2)$$

ซึ่งหมายความว่าในแต่ละเซลล์ของ IS-95 จะสามารถให้บริการช่องสัญญาณได้ 79 ช่องต่อช่องความถี่ 1 MHz อย่างไรก็ตามก็ควรคำนึงอยู่เสมอว่าความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณที่คำนวณได้จากสมการที่ (ก-2) นี้เป็นค่าที่ได้จากการประมาณ โดยมีได้คำนึงถึงผลของความผิดพลาดของการควบคุมกำลังส่ง และผลจากสัญญาณรบกวนเนื่องจากปรากฏการณ์ต่าง ๆ เช่น ปรากฏการณ์เฟดดิ้ง

3.2 ระบบการควบคุมกำลังส่ง

ความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณของ CDMA ที่กล่าวถึงในหัวข้อที่ผ่านมาบางส่วน ได้จากการสมมติว่าระดับพลังงานจากช่องสัญญาณทุก ๆ ช่องจะมาปรากฏที่เครื่องรับด้วยค่าที่ใกล้เคียงกันตลอดเวลา ซึ่งในสภาพแวดล้อมที่ใช้งานจริงแล้วหากไม่มีระบบการควบคุมที่เหมาะสมแล้วระดับพลังงานแต่ละช่องสัญญาณจะไม่เท่ากัน เนื่องจากสัญญาณจากเครื่องส่งที่อยู่ใกล้ถูกลดทอนมากกว่าสัญญาณจากเครื่องที่อยู่ไกล จึงเกิดปัญหาว่าเครื่องส่งที่อยู่ไกลจะมีระดับพลังงานที่มากกว่าเครื่องที่อยู่ใกล้ (Near-Far Problem) นอกจากนี้ยังเกิดปรากฏการณ์เฟดดิ้งจากคลื่นหลายทิศทาง (Multipath Fading) อันเกิดจากการหักล้างกันของคลื่นตรงและคลื่นสะท้อนจากสิ่งปลูกสร้างรอบ ๆ เครื่องรับ โดยเฉพาะเมื่อเครื่องโทรศัพท์กำลังเคลื่อนที่ก็ยิ่งจะทำให้ระดับพลังงานมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว ความเปลี่ยนแปลงเหล่านี้มีผลต่อระบบเป็นอย่างมากเพราะหากไม่สามารถควบคุมได้แล้วก็ไม่สามารถควบคุมช่องสัญญาณให้คงที่ได้ ซึ่งที่จริงแล้วระบบควบคุมกำลังส่งในระบบ CDMA อาจถือได้เป็นกุญแจสำคัญที่สุดที่ทำให้เกิดโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ CDMA ได้

การควบคุมระดับพลังงานในช่องสัญญาณที่ส่งจากเครื่องโทรศัพท์มายังสถานีฐาน (Reverse Link) นับว่าสำคัญมากที่สุดซึ่งอาจแบ่งออกเป็นสองส่วนคือ ส่วนที่เป็นวงจรเปิด (open loop) และวงจรปิด (close loop) การควบคุมระดับพลังงานด้วยวงจรปิดนั้น คือการที่สถานีฐานวัดสัญญาณที่รับได้จากเครื่องโทรศัพท์แล้วจึงส่งคำสั่งกลับไปให้เครื่องโทรศัพท์เพื่อเพิ่มหรือลดกำลังส่ง โดยจะเพิ่มหรือลดเพียงครั้งละประมาณ 0.5 dB ทุก ๆ 15-20 milliseconds ส่วนการควบคุมระดับพลังงานด้วยวงจรเปิดนั้น ใช้เพื่อรับมือกับการเปลี่ยนแปลงของพลังงานอย่างรวดเร็ว อันเนื่องมาจากปรากฏการณ์เฟดดิ้ง โดยที่เครื่องโทรศัพท์จะคอยจับสัญญาณที่มีค่าคงที่ (เช่น pilot signal หรือ

สัญญาณซิงโครไนซ์) ซึ่งส่งจากสถานีฐานตลอดเวลา หากระดับของสัญญาณเหล่านี้เกิดการเพิ่มอย่างรวดเร็ว เครื่องโทรศัพท์จะลดกำลังส่งลงทันที โดยที่ค่าการเปลี่ยนแปลงด้วยวิธีนี้อาจสูงถึง 85 dB

สำหรับสัญญาณที่ส่งจากสถานีฐานมายังเครื่องโทรศัพท์ (Forward Link) นั้นมีลักษณะคล้ายกับการควบคุมระดับพลังงานด้วยวงจรปิดของ Reverse Link แต่สถานีจะค่อย ๆ ลดกำลังส่งลงเรื่อย ๆ ด้วยคาบเวลาที่คงที่ นอกจากจะพบว่าเริ่มเกิดการผิดพลาดในข้อมูลที่รับได้หรือจะมีการขอให้เพิ่มระดับพลังงานจากเครื่องโทรศัพท์ การเปลี่ยนแปลงของระดับพลังงานจากสถานีฐานจะช้ากว่าใน Reverse Link เล็กน้อย และการเปลี่ยนแปลงจะอยู่ระหว่าง 0.5-6 dB

3.3 สถาปัตยกรรมการแบ่งช่องสัญญาณ

มาตรฐาน IS-95 ใช้การแบ่งช่องสัญญาณแบบผสมระหว่างความถี่ รหัส PN แบบตั้งฉาก (Orthogonal Code) โดย IS-95 จะแบ่งช่วงความถี่ทั้งหมดของระบบเซลลูลาร์ออกเป็น 2 ช่วงคือช่วงที่ใช้ส่งสัญญาณจากสถานีฐานและจากเครื่องโทรศัพท์เช่นเดียวกับ AMPS จากนั้นความถี่แต่ละช่วงจะถูกแบ่งเป็นความถี่ย่อยเพื่อใช้ในการแผ่สเปกตรัม แต่ขนาดของความถี่ย่อยนี้จะต้องไม่กว้างเกินไป เพราะการแผ่ความถี่ ให้มีความถี่กว้างเกินไป จะทำให้วงจรฮาร์ดแวร์ของเครื่องรับและเครื่องส่งจะมีความยุ่งยากมากขึ้นด้วย นอกจากนี้ยังต้องคำนึงถึงความสะดวกในการเปลี่ยนแปลงจากระบบเดิมที่เป็น AMPS หรือ D-AMPS ไปเป็น IS-95 คือทำให้สามารถทยอยเปลี่ยนระบบไปเป็น CDMA เพิ่มขึ้นทีละความถี่ โดยไม่มีปัญหาให้กับผู้ที่ยังใช้ระบบเก่ามากนัก

3.4 ระบบ Soft Handoff

การ Handoff คือ การที่เครื่องโทรศัพท์เครื่องหนึ่งเปลี่ยนจากการใช้ช่องสัญญาณที่เป็นของสถานีฐานแห่งหนึ่งไปใช้ช่องสัญญาณของสถานีฐานข้างเคียงระหว่างการสนทนา เมื่อสถานีข้างเคียงนั้นอยู่ใกล้หรือมีคุณภาพของช่องสัญญาณที่ดีกว่า โดยทั่วไปแล้วหุ้มสาย MTSSO จะเป็นผู้ควบคุมกระบวนการนี้ สำหรับโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบแอนะล็อกหรือดิจิทัลระบบ TDMA เมื่อมีการ Handoff จะต้องมีการเปลี่ยนช่วงความถี่และต้องเลิกใช้ช่องสัญญาณจากเซลล์เก่าก่อนจึงจะใช้ช่องสัญญาณในเซลล์ใหม่ได้ การทำ Handoff แบบนี้เป็นเหตุให้เกิดความผิดพลาด (เช่น สายหลุด) ในระหว่างการทำ Handoff ได้จากเหตุผลหลายประการเช่น กรณีที่ไม่มีช่องสัญญาณว่างในเซลล์ข้างเคียง หรือการที่หุ้มสายกำหนดช่องสัญญาณให้เซลล์ที่ผิดไป

ในระบบ CDMA ปัญหาดังกล่าวสามารถแก้ไขได้โดยการใช้ระบบ Soft Handoff คือ เนื่องจากเซลล์ทุกเซลล์ใช้ความถี่ในช่วงเดียวกันหมดและช่องสัญญาณแบ่งด้วยรหัส PN ที่เหมาะสม ดังนั้นเมื่อเครื่องโทรศัพท์อยู่ในพื้นที่ใกล้เขตแบ่งเซลล์ มันจะจองช่องสัญญาณจากสถานีฐาน (Forward Link) ทั้งสองในเวลาเดียวกันได้โดยไม่ต้องใช้เครื่องรับที่ทำงานในความถี่ที่แตกต่างกัน ทำให้สามารถสับเปลี่ยนไปยังสถานีที่ช่องสัญญาณมีคุณภาพดีที่สุดเมื่อไรก็ได้โดยไม่ต้องมีการเปลี่ยน

ช่วงความถี่ เช่นเดียวกันสัญญาณจากเครื่องโทรศัพท์ (Reverse Link) จะถูกรับจากสถานีฐานทั้งสอง และชุมสายจะทำการเปรียบเทียบสัญญาณที่รับได้ และตัดสินใจเลือกใช้สัญญาณที่มีคุณภาพดีที่สุดเมื่อไรก็ได้เช่นกัน อย่างไรก็ตาม เนื่องจาก IS-95 ใช้การแบ่งช่องสัญญาณแบบผสมระหว่างการใช้อนุกรม PN และช่วงความถี่ดังกล่าวที่กล่าวมาข้างต้น ดังนั้น IS-95 ก็จำเป็นต้องใช้การ Handoff แบบเก่าเช่นเดียวกัน หากไม่มีช่องสัญญาณในช่วงความถี่เดียวกันเหลือว่างเลย

3.5 เครื่องรับไคเวอร์ซิตี

การที่ CDMA แผลงพลังงานไปในช่วงความถี่ที่กว้างกว่า FDMA หรือ FDMA/TDMA มาก ทำให้ผลจากการรบกวนที่เกิดจากสัญญาณรบกวนในช่วงความถี่เฉพาะ (Frequency selective fading) มีค่าลดลง เช่นใน IS-95 เนื่องจากความกว้างแถบการกระจายมีค่า 1.25 MHz จะสามารถลดผลจากสัญญาณรบกวนในช่วงความถี่เฉพาะที่มีความกว้าง 200-300 KHz ลงได้มาก ในขณะที่ผลจากสัญญาณรบกวนเดียวกันนี้จะรุนแรงมากในระบบ TDMA หรือ FDMA

นอกจากนี้ปรากฏการณ์เฟดดิ้งแบบหลายทิศทางในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ซึ่งมีผลทำให้เกิดการลดทอนเนื่องจากสัญญาณเดียวกันแต่มาถึงไม่พร้อมกัน มีผลให้รูปแบบของสัญญาณที่รับได้ขึ้นอยู่กับกรหน่วงหรือผลต่างของเวลาระหว่างสัญญาณที่มาถึงในทิศทางที่ต่างกัน ซึ่งค่าของการหน่วงนี้อาจมีค่าเปลี่ยนแปลงในช่วงกว้างมากแล้วแต่สภาพภูมิประเทศ

ภาครับของมาตรฐาน IS-95 ถูกออกแบบให้ใช้หลักการของไคเวอร์ซิตีระหว่างเส้นทางเพื่อบรรเทาผลของการลดทอนเนื่องจากการหน่วงนี้ หลักการของไคเวอร์ซิตีระหว่างเส้นทางคือเครื่องรับจะค้นหาสัญญาณที่มาถึงภาครับจากหลายทิศทาง แล้วเลือกรับเอาสัญญาณที่มีพลังงานที่แรงที่สุด การใช้ไคเวอร์ซิตีระหว่างเส้นทางเป็นวิธีการแก้ปัญหาการเฟดดิ้งที่มีประสิทธิภาพมาก แต่ไม่ค่อยถูกนำมาประยุกต์ใช้ใน โทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์ระบบ TDMA และ FDMA เพราะมักไม่ได้ผลกับสัญญาณที่มีความกว้างแถบต่ำเกินไป และที่สำคัญที่สุดโดยทั่วไปแล้วสำหรับระบบ FDMA และ TDMA นั้นจำเป็นต้องใช้สายอากาศแบบมีหลายก้านเพื่อแยกสัญญาณที่มาจากทิศทางที่ต่างกัน

แต่เนื่องจาก IS-95 เป็นระบบ CDMA จึงเหมาะสมมากที่จะใช้ไคเวอร์ซิตีระหว่างเส้นทาง เพราะมีความกว้างแถบกว้าง นอกจากนี้ยังสามารถใช้เครื่องรับแบบเรค ซึ่งสามารถใช้หลักการไคเวอร์ซิตีระหว่างเส้นทางโดยไม่จำเป็นต้องใช้สายอากาศแบบมีหลายก้าน หลักการของ RAKE คือหากสัญญาณจากเส้นทางที่ต่างกันมาถึงเครื่องรับ โดยเวลาที่ต่างกันมากกว่าช่วงคาบเวลา 1 ชิปของอนุกรม PN ทำให้สามารถแยกสัญญาณเหล่านั้นออกจากกัน โดยการใช้เครื่องสหสัมพันธ์ (correlator) ที่มีค่าออฟเซตทางเวลาที่ต่างกันของเรคของ IS-95 ประกอบด้วยเครื่องรับสหสัมพันธ์ 3 ชุด เพื่อใช้รับสัญญาณที่มาถึงด้วยความแรงที่สุด 3 สัญญาณในการประมวลผลของไคเวอร์ซิตี

ภาคผนวก ข.

ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์

- [1] S. Benchapornkullaniij. et. al. “The Variable Step Size Blind Adaptive Decorrelating Detector PIC in DS/CDMA System” **Proceedings of the International Conference on Scientific & Engineering Computation (IC-SEC)**. December 3-5, 2002. pp. 324-327.

Proceedings of the International Conference on Scientific & Engineering Computation (IC-SEC) 2002

Recent Advances in Computational Science & Engineering

Editors

H. P. Lee

K. Kumar



Simon & Schuster
100 Broome Street
New York, NY 10012
www.simonandschuster.com

THE VARIABLE STEP SIZE BLIND ADAPTIVE DECORRELATING DETECTOR PIC IN DS/CDMA SYSTEM

S. BENCHAPORNKULLANI, C. BENJANGKAPRASERT, M. LERTWATECHAKUL

*Research Center for Communications and Information Technology (ReCCIT), and
Department of Information Engineering, Faculty of Engineering,*

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,

Bangkok 10520, Thailand

Phone 662-739-2382

Fax 662-326-4176

E-mail: kbchawal@kmitl.ac.th, b_sirithon@hotmail.com

The parallel interference cancellation detector (PIC) for code division multiple access (CDMA) has inferior bit error rate (BER) performance and the detector requires computation of the inversion cross-correlation matrix. Sometime the inversion cross-correlation matrix cannot be obtained if it is a singular matrix. Thus, adaptive decorrelator is proposed to solve this problem using blind adaptive decorrelating detector PIC (BAD/PIC) and reduce the complexity. Since, a blind adaptive without requiring training sequence. Therefore, this algorithm has a superior view of utilizing bandwidth. This paper is proposed to improve the performance of a blind adaptive decorrelating detector PIC using the variable step size algorithm (VSBAD/PIC).

1 Introduction

Multiple Access Interference (MAI) is a factor which limits the capacity and performance of DS/CDMA systems. The matched filter receiver (MF) cannot eliminate MAI. Therefore, the multiuser detection for DS/CDMA was introduced by Verdu in [1] which the optimal multiuser receiver has a good performance but it was too complex to be implemented in real system. So the sub-optimal multiuser receiver has been proposed.

In the class of interference cancellation can be divided into parallel interference canceller (PIC) and successive interference canceller (SIC). In this paper interests PIC, we are proposed to improved the performance convergence rate of blind adaptive decorrelating detector PIC [3] using the variable step size algorithm (VSBAD/PIC).

2 System model

In a DS/CDMA system with K users. We consider transmit their information synchronous over a common AWGN channel and over interval $[0, T]$. The receiver signal can be written as:

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

where a_k is the received amplitude for the k -th user's signal, $b_k \in \{-1, +1\}$ is the k -th user transmitted bit, $s_k(t)$ is the signature waveform of the k -th user, and $n(t)$ is AWGN with zero-mean, variance σ^2 .

The output of the k -th user's matched filters can be written as:

$$y_k = \int_0^T r(t) s_k(t) dt \quad ; k = 1, 2, \dots, K$$

This can be written in the matrix-vector form as:

$$\underline{y} = \Gamma \Lambda \underline{b} + N$$

where $\underline{y} = [y_1, y_2, \dots, y_K]^T$, $\underline{b} = [b_1, b_2, \dots, b_K]^T$, $N = [n_1, n_2, \dots, n_K]^T$, $\Lambda = \text{diag}[a_1, a_2, \dots, a_K]$, and Γ is the cross-correlation matrix is defined as:

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

3 Decorrelating detector [2]

From equation the receiver signal used the inverse of the matrix Γ^{-1} to separate the signals. That is:

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

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

The decision output of the decorrelating detector defined as:

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

4 The bootstrap algorithm [3]

The inverse cross-correlation matrix is proposed to be generated with a blind adaptive bootstrap algorithm, as shown in Fig. 1. Let

$$\underline{z} = V \underline{y} = V \Gamma \Lambda \underline{b} + \tilde{N}$$

So, the transformation matrix is

$$V = I - W$$

To obtain an adaptive bootstrap algorithm, the update formula is defined as:

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

5 The variable step size algorithm

The variable step size algorithm is modified from the bootstrap algorithm by adjusting the step size parameter μ , as shown in Fig. 2. The parameter update recursion of the algorithm is given by:

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

The objective of variable step size bootstrap algorithm is to ensure large $\mu(i)$ when the algorithm is far from the optimum, $\mu(i)$ decreasing as we approach the optimum. That is described as:

$$\varphi(i) = \alpha \varphi(i-1) + \varepsilon(1 - \text{BER})$$

Thus, the variable step size update is given by:

$$\mu(i+1) = \gamma\mu(i) + \beta\phi^2$$

where α , ε , γ , and β are positive constants.

6 Simulation Result

Consider DS/CDMA system, which support 5 users. Each user transmits 500 bits. The spreading codes are the random generated binary code of length 15.

For the perfect power control in Fig. 3, the average BER of 5 users over 10 ensembles versus E_b/N_0 . The power of each user is 8 dB. From this Figure, the simulation results can be observed the VSBAD/PIC has lower than the BAD/PIC for every E_b/N_0 values.

For the near-far effect, the power are 1, 8, and 18 dB in Fig. 4, 5, and 6 respectively. In Fig. 4, and Fig. 5, show the average bit error rate (BER) of the lowest-power and the medium-power user over 10 ensembles versus the E_b/N_0 respectively. The VSBAD/PIC has lower BER than that of the BAD/PIC for every E_b/N_0 values. And the highest-power in Fig. 6 shown that the VSBAD/PIC approaches the BAD/PIC and DD/PIC for every E_b/N_0 values.

7 Conclusion

A variable step size blind adaptive decorrelating detector for PIC (VSBAD/PIC) is proposed has the better performance than a blind adaptive decorrelating detector (BAD/PIC) in case of the perfect power control, lowest-power and medium-power user in near-far situation. And highest-power user in near-far situation has the same performance.

References

1. S. Verdu, *Multuser Detection*. Cambridge University Press, 1998.
2. S. Moshavi, Multi-User Detection for DS-CDMA Communication. *IEEE Communications Magazine* (1996) pp. 124-136.
3. N. Rasikriangkrai, S. Jitapunkul, S. Kunaruttanapruk, C. Archawanitchakul and S. Wanichpakdeedecha, Blind Adaptive Decorrelating Detector PIC in DS/CDMA Systems. *24th Electrical Engineering Conference (EECON-24, 2001)* pp.1127-1131.

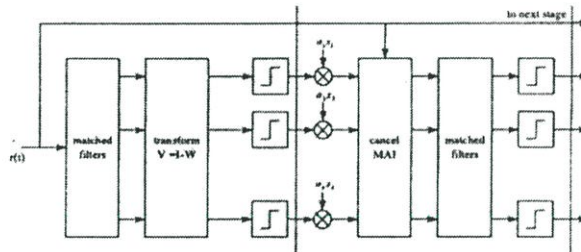


Figure 1. Structure of Blind Adaptive Decorrelating Detector PIC

ประวัติผู้เขียน

นางสาวศิริธร เบญจพรกุลนิจ เกิดเมื่อวันที่ 7 สิงหาคม พ.ศ. 2521 ที่จังหวัดสุราษฎร์ธานี เข้ารับการศึกษาในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ ในปีการศึกษา 2539 สำเร็จการศึกษาปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าจาก มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ ในปีการศึกษา 2542 และเข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2544