

อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้สำหรับเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอด
อย่างขนานแบบบอดที่มีผู้ใช้หลายคนในระบบการสื่อสารดีเอสซีดีเอ็มเอ

ADAPTATION ALGORITHM FOR BLIND ADAPTIVE DECORRELATING
PIC FOR MULTIUSER DS/CDMA DETECTION

สุภิญญา ศิริเจียมรัตน์
SUPINYA SIRJAMRAT

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2549

ISBN 974-15-2152-9

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้สำหรับเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอด
อย่างขนานแบบบอดที่มีผู้ใช้หลายคนในระบบการสื่อสารดีเอสซีดีเอ็มเอ

ADAPTATION ALGORITHM FOR BLIND ADAPTIVE DECORRELATING
PIC FOR MULTIUSER DS/CDMA DETECTION

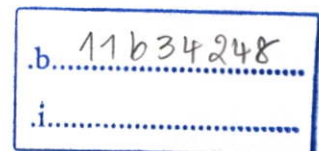


สุภิญญา สิริเจียมรัตน์

SUPINYA SIRIJAMRAT

รพ.
๙๘๓๙๐
๒๕๔๙

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....**63285**
วัน,เดือน,ปี. **25** ส.ค. **2549**



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2549

ISBN 974-15-2152-9

**ADAPTATION ALGORITHM FOR BLIND ADAPTIVE
DECORRELATING PIC FOR MULTIUSER DS/CDMA DETECTION**

SUPINYA SIRIJAMRAT

**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**

2006

ISBN 974-15-2152-9

COPYRIGHT 2006

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์

อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้สำหรับเครื่องรับแบบหักล้าง
การแทรกสอดอย่างขนานแบบบอดที่มีผู้ใช้หลายคนใน
ระบบการสื่อสารดีเอสซีดีเอ็มเอ

นักศึกษา

นางสาวสุกัญญา ศิริเจียมรัตน์

รหัสประจำตัว

44612903

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมสารสนเทศ

พ.ศ.

2549

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

รศ. ชวลิต เบญจางคประเสริฐ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการเสนอระเบียบวิธีแบบปรับตัวได้สำหรับเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานชนิดปรับตัวได้แบบบอด ในระบบการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสชนิดจัดลำดับการเข้าถึงโดยตรงที่ส่งแบบซิงโครนัส โดยส่งผ่านช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาวเท่านั้น โดยในกระบวนการปรับตัวแบบบอดนั้นได้นำเอาวิธีการของนูดสแทรกปมาใช้ และเนื่องจากวิธีการของนูดสแทรกปนั้นเป็นกระบวนการปรับตัวแบบบอด ทำให้เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานแบบบอดที่นำเสนอไม่จำเป็นต้องส่งลำดับฝึกฝน (Training Sequence) ทำให้สามารถใช้ประโยชน์จากแถบความถี่ได้อย่างเต็มที่ และสามารถลดความซับซ้อนของระบบในการคำนวณค่าเมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ระหว่างรหัสได้

จากผลการจำลองระบบ แสดงให้เห็นว่าสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่นำเสนอนี้ดีกว่าเครื่องรับแบบอื่น เมื่อเทียบกับ เครื่องรับแบบเมตซ์(MF) เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน(PIC) เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานแบบบอด(BAD/PIC)

Thesis Title	Adaptation Algorithm for Blind Adaptive Decorrelating PIC for Multiuser DS/CDMA Detection
Student	Miss Supinya Sirijiamrat
Student ID	44612903
Degree	Master of Engineering
Programme	Information Engineering
Year	2006
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Chawalit Benjangkprasert

ABSTRACT

The thesis presents adaptation algorithm for blind adaptive decorrelating PIC and improved the performance of the system for the synchronous DS/CDMA system in an additive white Gaussian noise (AWGN) channel. 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 are shown that the performance of proposed algorithm is better than that of the other detector such as Matched Filter, the parallel interference cancellation detector (PIC) and the blind adaptive decorrelating parallel interference cancellation detector (BAD/PIC).

กิตติกรรมประกาศ

การดำเนินการวิจัยและการจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยความช่วยเหลืออย่างดียิ่งของอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ รองศาสตราจารย์ ชวลิต เบญจางคประเสริฐ ที่กรุณาให้คำแนะนำในการวิจัยมาโดยตลอด ผู้วิจัยจึงขอกราบขอบพระคุณมา ณ ที่นี้

ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ที่ให้การสนับสนุนผู้วิจัย ในทุก ๆ ด้าน และขอขอบคุณพี่ชาย ที่คอยช่วยเหลือและเป็นกำลังใจให้เสมอมา

ขอขอบคุณ คุณสุธรรม สัทธรรมสกุล ที่มีส่วนช่วยเหลือในการให้ข้อคิดเห็น คำแนะนำ และกำลังใจ จนกระทั่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

สุดท้ายขอขอบคุณบัณฑิตวิทยาลัยที่ให้การสนับสนุนการทำวิทยานิพนธ์ครั้งนี้

สุกัญญา ศิริเจียมรัตน์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VII
สารบัญรูป	VIII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย	2
1.5 ขอบเขตของการวิจัย	2
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา	3
1.7 นิยามสัญลักษณ์	3
บทที่ 2 พื้นฐานของระบบเซลลูลาร์ CDMA.....	4
2.1 หลักการทั่วไปของการเข้าถึงหลายทางในระบบเซลลูลาร์.....	4
2.1.1 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งทางความถี่.....	4
2.1.2 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งทางเวลา.....	4
2.1.3 การเข้าถึงหลายทางแบบแผ่สเปกตรัม.....	5
2.1.3.1 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งทางรหัส	5
2.1.3.2 การเข้าถึงหลายทางแบบเปลี่ยนความถี่.....	6
2.1.4 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งทางทิศทาง	6
2.2 รหัสในระบบ CDMA	6
2.2.1 รหัส Orthogonal	7
2.2.1.1 คุณสมบัติของการ Orthogonal.....	7
2.2.1.2 การสเปรดและดีสเปรด.....	8
2.2.1.3 รหัส Walsh	12

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.2.2 รหัส Pseudorandom Noise (PN).....	16
2.2.2.1 รหัส Short PN.....	20
2.2.2.2 รหัส Long PN.....	21
2.3 ปัจจัยที่มีผลกระทบต่อสมรรถนะของเครื่องรับในระบบ DS/CDMA	21
2.3.1 สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น (Multiple Access Interference).....	21
2.3.2 ปรากฏการณ์ใกล้-ไกล (Near-Far Effect)	21
2.3.3 การเฟดดิ้งของสัญญาณ (Fading).....	22
บทที่ 3 หลักการพื้นฐานวงจรกรองปรับตัวได้.....	24
3.1 สมการอธิบายระบบวงจรกรอง.....	24
3.2 ประเภทของวงจรกรอง	25
3.3 ระเบียบวิธี Steepest Descent (Method of Steepest Descent)	25
3.4 ระเบียบวิธี LMS (Least-Mean-Square Algorithm).....	28
3.5 ระเบียบวิธี RLS (Recursive Least-Square Algorithm)	32
3.6 ระเบียบวิธี Variable Step Size LMS (Variable Step Size LMS Algorithm).....	35
บทที่ 4 แบบจำลองระบบทางภาครับ	36
4.1 เครื่องรับแบบแมตช์ (Match Filter).....	36
4.2 เครื่องรับแบบคิครีเลต.....	38
4.3 เครื่องรับแบบคิครีเลตชนิดปรับตัวได้	39
4.4 ระเบียบวิธีการแบบบุคคลแปรป	39
4.5 เครื่องรับแบบคิครีเลตที่ใช้ระเบียบวิธีการแบบบุคคลแปรป.....	41
4.6 ระเบียบวิธีการแบบปรับตัวได้สำหรับเครื่องรับแบบแบบหักล้าง	42
การแทรกสอดอย่างขนานแบบบอด	
4.6.1 กรณีช่วงที่เลือกเป็นช่วงที่มีค่า StepSize มาก.....	46
4.6.2 กรณีช่วงที่เลือกเป็นช่วงที่มีค่า StepSize น้อย	47
4.7 โครงสร้างของเครื่องรับแต่ละชนิดที่ใช้เปรียบเทียบในวิทยานิพนธ์.....	48

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 การหาค่าสมรรถนะของระบบ	50
5.1 วิธีการจำลองระบบ	50
5.2 ผลการจำลองระบบ	51
5.2.1 กรณีที่ถูกแผ่ด้วยรหัส Gold Code	51
5.2.1.1 กำหนดค่าความละเอียดในการตรวจสอบ (N) เท่ากับ 11 บิต....	52
และเปลี่ยนแปลงค่าช่วงก้ำวด้านต่ำและด้านสูง	
5.2.1.2 กำหนดขอบเขตของช่วงก้ำวให้มีค่าคงที่.....	54
5.2.1.3 กำหนดค่าความละเอียดในการตรวจสอบ (N) เท่ากับ 9 บิต.....	55
และเปลี่ยนแปลงค่าช่วงก้ำวด้านต่ำและด้านสูง	
5.2.1.2 กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์	58
5.2.2 กรณีที่ถูกแผ่ด้วยรหัสสุ่ม.....	59
5.2.2.1 กำหนดค่าความละเอียดในการตรวจสอบ (N) เท่ากับ 11 บิต....	60
และเปลี่ยนแปลงค่าช่วงก้ำวด้านต่ำและด้านสูง	
5.2.2.2 กำหนดขอบเขตของช่วงก้ำวให้มีค่าคงที่.....	62
5.2.2.3 กำหนดค่าความละเอียดในการตรวจสอบ (N) เท่ากับ 21 บิต....	63
และเปลี่ยนแปลงค่าช่วงก้ำวด้านต่ำและด้านสูง	
5.2.2.4 กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์	64
5.3 ความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล.....	67
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	69
6.1 สรุปผลการวิจัย	69
6.2 ข้อเสนอแนะ	70
เอกสารอ้างอิง	71
ภาคผนวก	72
ภาคผนวก ก. ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์	73
ประวัติผู้เขียน	79

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
5.1 รหัสแผล่สำหรับผู้ใ้แต่ละคน ในระบบ 4 คน ถูกแผล่ด้วย Gold Code ขนาด 7 บิต	52
52 ค่าสหสัมพันธ์ระหว่างรหัสแผล่ (Γ)	52

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 สเปรดข้อมูลด้วยรหัสชุดที่ 4.....	9
2.2 สัญญาณไฟฟ้ารวมที่ด้านส่ง.....	9
2.3 สัญญาณไฟฟ้าด้านรับและการดีสเปรดข้อมูลกลับคืน	10
2.4 การดีสเปรดด้วยรหัสที่ไม่ถูกต้อง.....	11
2.5 การสร้างรหัส Walsh ด้วย Walsh function matrix	12
2.6 Walsh Code ขนาด 64 บิต.....	14
2.7 รหัส Walsh ที่ 0 และ 32.....	15
2.8 การสเปรดบิตข้อมูลด้วยรหัส Walsh ขนาด 64 บิต	15
2.9 การสร้าง PN Code โดยอาศัย Shift Register และ XOR gate.....	17
2.10 การทำงานของ Shift Register เพื่อสร้าง PN Code	18
2.11 รหัส PN Code ที่มี Polynomial เป็น $X^3 + X^2 + 1$	19
2.12 Autocorrelation ของรหัส PN Code	19
2.13 ปรากฏการณ์ไกล-ไกล	22
2.14 เส้นทางการเดินทางของสัญญาณจากสถานีเคลื่อนที่ไปยังสถานีฐาน	23
3.1 วงจรกรองแบบทรานเวอร์ส.....	25
3.2 วงจรกรองแบบปรับตัวได้แบบทรานเวอร์ส N แท้ป.....	28
3.3 วงจรกรองแบบปรับตัวได้แบบทรานเวอร์ส N แท้ปที่แปรผันตามเวลา.....	32
4.1 เครื่องรับแบบแมตซ์ของผู้ใช้ลำดับที่ k.....	37
4.2 เครื่องรับสำหรับผู้ให้หลายคนแบบคิอริเลต	39
4.3 เครื่องแยกสัญญาณที่มีการปรับตัวโดยใช้ระเบียบวิธีการแบบนูดสแทรก	40
4.4 โครงสร้างของเครื่องรับแบบคิอริเลตที่ใช้ระเบียบวิธีการแบบนูดสแทรก	42
4.5 หลักการกำหนดค่า StepSize	44
4.6 ขั้นตอนการลดขนาดของช่วงของค่า StepSize.....	46
4.7 โครงสร้างของเครื่องรับหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน (PIC).....	48
4.8 โครงสร้างของเครื่องรับแบบคิอริเลตที่ใช้ระเบียบวิธีการแบบนูดสแทรก	48
หักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน (BAD/PIC)	
4.9 โครงสร้างของเครื่องรับแบบคิอริเลตที่ใช้ระเบียบวิธีการแบบนูดสแทรก	49
หักล้างการแทรกสอดโดยการปรับค่า StepSize อัตโนมัตินำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้	

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.1 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกคนในระบบ เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไป ในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วยรหัส Gold Code ขนาด 7 บิต กรณีควบคุมกำลังส่ง สมบูรณ์	51
5.2 เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย53 เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงช่วงก้าวด้านสูง กรณีที่ให้ค่า $N=11$	53
5.3 เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย53 เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงช่วงก้าวด้านต่ำ กรณีที่ให้ค่า $N=11$	53
5.4 รูปขยายการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย.....54 เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงช่วงก้าวด้านต่ำ กรณีที่ให้ค่า $N=11$	54
5.5 เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า N55 กรณีที่มีการกำหนดค่าช่วงก้าวด้านต่ำ 0.001 และด้านสูงเท่ากับ 0.016	55
5.6 รูปขยายการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า N55 กรณีที่มีการกำหนดค่าช่วงก้าวด้านต่ำ 0.001 และด้านสูงเท่ากับ 0.016	55
5.7 เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย56 เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงช่วงก้าวด้านสูง กรณีที่ให้ค่า $N=9$	56
5.8 เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย57 เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงช่วงก้าวด้านต่ำ กรณีที่ให้ค่า $N=9$	57
5.9 รูปขยายการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย.....57 เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงช่วงก้าวด้านต่ำ กรณีที่ให้ค่า $N=9$	57
5.10 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่กำลังส่งต่ำ เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไป.....58 ในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วยรหัส Gold Code ขนาด 7 บิต กรณีควบคุมกำลังส่ง ไม่สมบูรณ์	58
5.11 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่กำลังส่งสูง เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไป59 ในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วยรหัส Gold Code ขนาด 7 บิต กรณีควบคุมกำลังส่ง ไม่สมบูรณ์	59
5.12 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกคนในระบบ เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยน60 ไป ในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วยรหัสสุ่มขนาด 15 บิต กรณีควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์	60

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.13 เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย61 เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงช่วงก้าวด้านสูง กรณีที่ให้ค่า $N=11$	61
5.14 เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย61 เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงช่วงก้าวด้านต่ำ กรณีที่ให้ค่า $N=11$	61
5.15 รูปขยายการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย62 เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงช่วงก้าวด้านต่ำ กรณีที่ให้ค่า $N=11$	62
5.16 เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า N62 กรณีที่มีการกำหนดค่าช่วงก้าวด้านต่ำ 0.001 และด้านสูงเท่ากับ 0.016	62
5.17 รูปขยายการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า N63 กรณีที่มีการกำหนดค่าช่วงก้าวด้านต่ำ 0.001 และด้านสูงเท่ากับ 0.016	63
5.18 เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย64 เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงช่วงก้าวด้านสูง กรณีที่ให้ค่า $N=21$	64
5.19 เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย64 เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงช่วงก้าวด้านต่ำ กรณีที่ให้ค่า $N=21$	64
5.20 รูปขยายการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย65 เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงช่วงก้าวด้านต่ำ กรณีที่ให้ค่า $N=21$	65
5.21 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่กำลังส่งต่ำ เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไป66 ในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วยรหัสสุ่มขนาด 15 บิต กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์	66
5.22 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่กำลังส่งสูง เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไป66 ในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วยรหัสสุ่มขนาด 15 บิต กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์	66
5.23 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้คนที่ 4 เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้คนอื่นๆ ทุกคนเพิ่มขึ้น68 เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้คนที่ 4 เป็น 10 dB ในระบบที่ถูกแผ่ด้วยรหัสสุ่มขนาด 15 บิต	68

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง จากเดิมที่เคยใช้การรับส่งแบบอนาล็อกในยุคที่ 1 ได้พัฒนามาเป็นการรับส่งแบบดิจิทัลในยุคที่ 2 จนในขณะนี้ระบบการสื่อสารไร้สายกำลังก้าวสู่ยุคที่ 3 หรือ 3G (Third – Generation) นั่นคือการนำระบบ CDMA หรือ เทคนิคการเข้าถึงแบบแบ่งรหัสมาใช้ ซึ่งสามารถรองรับจำนวนผู้ใช้ที่มากขึ้นกว่าระบบการสื่อสารในยุคที่ 1 และยุคที่ 2

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

ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ DS/CDMA นั้นแต่ละผู้ใช้จะใช้ความถี่คลื่นพาห้ความถี่เดียวกัน โดยแต่ละผู้ใช้ถูกทำการคูณด้วยข้อมูล PN แบบ Random และแต่ละผู้ใช้นี้มีค่าของข้อมูล PN ที่แตกต่างกัน และระบบค่าของพลังงานที่ใช้ในการติดต่อสื่อสารในระบบ DS/CDMA นั้นมีระดับพลังงานที่ต่ำมาก เนื่องมาจากสาเหตุที่ต้องการให้อายุการใช้งานของเครื่องโทรศัพท์มีระยะเวลาที่นาน และด้านความปลอดภัยของผู้ใช้ต่อกำลังส่งของเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ เนื่องจากในระบบ DS/CDMA แต่ละผู้ใช้จะใช้ความถี่คลื่นพาห้ความถี่เดียวกัน และกำลังส่งของโทรศัพท์เคลื่อนที่ DS/CDMA อยู่ในระดับที่ต่ำ ดังนั้นอาจเกิดปัญหาการรบกวนเนื่องจากสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นๆ (Multiple Access Interference: MAI) นอกจากนี้ยังมีปัญหาการควบคุมกำลังส่งอย่างเข้มงวดเพื่อแก้ไขปัญหาที่เกิดจากปรากฏการณ์ใกล้ - ไกล (Near - Far Effect) [20] ดังนั้นการแก้ไขปัญหาดังกล่าวได้ถูกพัฒนาขึ้น ซึ่งวิธีการหนึ่งที่นิยมนำมาใช้คือ เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคน (Multiuser Detection) [10,12-19] ซึ่งเป็นเครื่องรับที่ถูกเสนอให้นำมาใช้ที่สถานีฐานเพื่อลดปัญหาสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นๆ และความซับซ้อนในการควบคุมกำลังส่งของสัญญาณ

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

เนื่องจากระบบ DS/CDMA เป็นระบบโทรศัพท์ที่ในอนาคตมีแนวโน้มจะถูกนำมาใช้แทนที่ระบบโทรศัพท์ที่มีอยู่ในปัจจุบัน จึงเป็นสาเหตุให้ผู้ทำวิจัยสนใจที่จะศึกษาเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของระบบ DS/CDMA ในส่วนของการลดความผิดพลาดของระบบจากสัญญาณการแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นและการควบคุมกำลังส่งอย่างเข้มงวดในระบบ DS/CDMA โดยผู้วิจัยได้ทำการหาเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนในการลดปัญหาที่เกิดขึ้นและลดความซับซ้อนของระบบลง โดยการใช้เครื่องรับที่มีกระบวนการปรับตัวแบบบอดที่ได้เสนอขึ้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

จากการที่ได้มีผู้คิดค้นนำวิธีการแบบบอดสเตป[9,18,20-23] มาใช้ในเครื่องรับที่หักล้างการแทรกสอดแบบขนาน สำหรับผู้ใช้หลายคนในระบบ DS/CDMA ซึ่งระเบียบวิธีแบบบอดสเตปจะมีการกำหนดค่า พารามิเตอร์ ก็คือ หรือค่าช่วงก้าว (StepSize) ซึ่งเป็นค่าคงที่ สิ่งที่น่าสนใจก็คือถ้าค่าช่วงก้าวนี้สามารถเปลี่ยนแปลงได้เองตามความเหมาะสม นั้นย่อมหมายถึงประสิทธิภาพที่ดีขึ้นของเครื่องรับ

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอการนำกระบวนการปรับอัตโนมัติแบบบอดมาใช้ในการแก้ปัญหาคความซับซ้อนที่เกิดจากการหาเมตริกซ์ผกผันของเครื่องรับแบบดีคอรเรเลเตอร์ และเนื่องจากการที่มีผู้ใช้ในระบบเข้าออกตลอดเวลาจึงต้องมีการคำนวณค่าเมตริกซ์ผกผันใหม่ทุกครั้งเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงจำนวนของผู้ใช้ในระบบ ซึ่งในบางครั้งค่าเมตริกซ์ผกผันนี้ไม่สามารถหาค่าได้ จึงได้มีผู้เสนอระเบียบวิธีการของบอดสเตปขึ้นมาเพื่อใช้ในการประมาณค่าของเมตริกซ์ผกผันนี้ ซึ่งผู้วิจัยได้ทำการปรับปรุงระเบียบวิธีการของบอดสเตปด้วยการปรับค่าช่วงก้าว เพื่อให้ได้ค่าของน้ำหนักถ่วงที่มีค่าเหมาะสมกับค่าสหสัมพันธ์ของผู้ใช้ในระบบ

1.5 ขอบเขตการวิจัย

สามารถพัฒนาเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานชนิดปรับตัวได้แบบบอดด้วยกระบวนการปรับอัตโนมัติสำหรับผู้ใช้หลายคนในการประมาณค่าสัญญาณที่รับได้ ซึ่งสามารถลดผลการรบกวนที่เกิดจากสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นได้ เมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบแมตซ์ เมื่อทำการพิจารณาในระบบเชื่อมโยงขาขึ้น (Reverse Link) แบบชิงโครนัสสำหรับ

ช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาว และพิจารณาสมรรถนะในด้าน อัตราความผิดพลาดบิต ความจุของระบบ และความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล

1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บทด้วยกันคือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของงานวิจัย ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ สมมติฐาน ทฤษฎีที่ใช้ ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานเบื้องต้นของระบบเซลลูลาร์ CDMA หลักการทั่วไปของการเข้าถึงหลายทาง รหัสในระบบ CDMA และปัจจัยที่มีผลกระทบต่อสมรรถนะของเครื่องรับในระบบ DS/CDMA

บทที่ 3 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานวงจรกรองปรับตัวได้ สมการอธิบายวงจรกรอง ระเบียบวิธี Steepest Descent ระเบียบวิธี LMS ระเบียบวิธี RLS และระเบียบวิธี VLSMS

บทที่ 4 กล่าวถึงแบบจำลองทางภาครับที่นำมาเปรียบเทียบในวิทยานิพนธ์ ระเบียบวิธีการแบบบูตสเตรป ระเบียบวิธีการแบบปรับตัวได้สำหรับเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานแบบบอด รวมทั้งโครงสร้างของเครื่องรับแต่ละชนิดที่ใช้เปรียบเทียบในวิทยานิพนธ์

บทที่ 5 กล่าวถึงการหาค่าสมรรถนะของระบบ พารามิเตอร์ที่ใช้และผลที่ได้จากการจำลองระบบ เพื่อแสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอ นั้นสามารถที่ช่วยให้ระบบมีสมรรถนะที่ดีขึ้น

บทที่ 6 เป็นบทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

1.7 นิยามสัญลักษณ์

สัญลักษณ์ตัวพิมพ์เล็ก หมายถึง สัญญาณเวลาแต่ละจุด หรือแทนสมาชิกแต่ละตัวของเมตริกซ์ หรือเวกเตอร์

สัญลักษณ์ตัวพิมพ์เล็กแบบหนา หมายถึง เวกเตอร์ หรือ แทนแถวของเมตริกซ์

สัญลักษณ์ตัวพิมพ์ใหญ่แบบหนา หมายถึง เมตริกซ์

บทที่ 2

พื้นฐานเบื้องต้นของระบบเซลลูลาร์ CDMA

การสื่อสารแบบไร้สาย (Wireless Communication) มีความจำเป็นต้องใช้เทคนิคการเข้าถึงหลายทางเพื่อให้ผู้ใช้สามารถส่งข้อมูลออกมาได้ตลอดเวลาในขณะที่ยังมีช่องสัญญาณว่าง ผู้ใช้จึงสามารถส่งสัญญาณได้หลายช่องสัญญาณ หรือกล่าวได้ว่าแต่ละช่องสัญญาณมีผู้ใช้หลายคน (Multiple Access) ซึ่งจะทำให้มีประสิทธิภาพในการใช้งานสูงขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการเดิมที่กำหนดช่องสื่อสารแบบถาวรหรือกึ่งถาวรให้แก่ผู้ใช้แต่ละคน ซึ่งผู้ใช้อื่นจะไม่สามารถใช้ช่องสัญญาณนั้นได้แม้ว่าเจ้าของช่องสัญญาณจะไม่ได้ใช้ประโยชน์ใด ๆ ในขณะนั้นก็ตาม การเข้าถึงหลายทางในระบบการสื่อสาร นั้นมีอยู่ 4 รูปแบบ คือ

2.1 หลักการทั่วไปของการเข้าถึงหลายทางในระบบเซลลูลาร์ [1]

2.1.1 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งทางความถี่

การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งทางความถี่ (FDMA: Frequency Division Multiple Access) คือ เทคนิคที่กำหนดให้ผู้ใช้กลุ่มหนึ่งใช้คลื่นความถี่หรือช่องสัญญาณเดียวกัน เมื่อผู้ใช้คนหนึ่งกำลังใช้โทรศัพท์ ผู้ใช้อื่นจะไม่สามารถใช้โทรศัพท์ได้จนกว่าช่องสัญญาณนั้นจะว่าง คือผู้ใช้คนเดิมเลิกใช้โทรศัพท์หรือเคลื่อนที่ไปยังเซลล์อื่น

2.1.2 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งทางเวลา

การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งทางเวลา (TDMA: Time Division Multiple Access) คือ เทคนิคที่ได้รับการพัฒนาขึ้นมา เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการใช้โทรศัพท์เซลลูลาร์แบบดิจิทัล โดยเฉพาะ สัญญาณคลื่นวิทยุจะถูกแบ่งออกเป็นช่วงเวลา (Time slot) แบบเดียวกับที่ใช้ในการผสมสัญญาณด้วยการแบ่งเวลาทำงาน (TDM) เพื่อให้ผู้ใช้ในกลุ่มสามารถใช้คลื่นความถี่เดียวกันในการสื่อสารพร้อม ๆ กันได้ โดยทั่วไประบบ TDMA จะกำหนดจำนวนผู้ใช้ไว้เพียงกลุ่มละ 3 คนเท่านั้น และมักจะทำงานร่วมกับการผสมคลื่นแบบ FDMA เพื่อให้เกิดความคล่องตัวมากขึ้น

การนำเทคโนโลยี TDMA มาใช้งานร่วมกับ FDMA ทำให้เกิดข้อได้เปรียบมากกว่าการใช้ FDMA เพียงแบบเดียวหลายประการ TDMA มีการทำงานที่อ่อนตัว คือนอกจากจะใช้ส่งข้อมูลที่เป็นเสียงพูดแล้ว ยังสามารถใช้ส่งแฟกซ์ การประชุมผ่าน วิทยุทัศน์ และข้อมูลอิเล็กทรอนิกส์อื่น ๆ ได้ด้วย การแบ่งช่วงเวลายังช่วยให้ไม่เกิดปัญหาการรบกวนกันเองของสัญญาณ (Interference) ระหว่างผู้ใช้ ช่วยยืดอายุแบตเตอรี่ของโทรศัพท์มือถือเพราะจะเกิดการส่งสัญญาณเพียงหนึ่งในสาม

ของเวลาทั้งหมดเท่านั้น การนำมาใช้งานร่วมกับ FDMA ยังช่วยเพิ่มประสิทธิภาพสูงขึ้นคือสามารถส่งสัญญาณได้ทั้งระบบดิจิทัลและอนาล็อก

อย่างไรก็ตาม ข้อจำกัดของการผสมเทคโนโลยีสองแบบเข้าด้วยกันคือ ในกรณีที่ผู้ใช้ทั้งสามคนในกลุ่ม (TDMA กำหนดจำนวนผู้ใช้ไว้ที่ 3 คนต่อหนึ่งช่องสัญญาณ) กำลังใช้โทรศัพท์พร้อมกัน ผู้ใช้คนอื่นจะไม่สามารถใช้ช่องสัญญาณนั้นจนกว่าผู้ใช้อย่างน้อยหนึ่งคนในกลุ่มจะเลิกการใช้โทรศัพท์หรือย้ายไปสื่อสารกับสถานีสื่อสารหรือเซลล์อื่น และถ้าผู้ใช้พยายามจะย้ายไปสื่อสารกับเซลล์อื่นที่ไม่มีช่องสัญญาณว่าง ก็จะทำให้ช่องสัญญาณโทรศัพท์ของผู้นั้นถูกตัดขาดในทันที ในทำนองเดียวกัน ถ้าผู้ใช้อยู่ในพื้นที่ที่ไม่มีช่วงเวลา (Time slot) ว่าง ผู้ใช้ก็จะไม่สามารถใช้โทรศัพท์ได้ แม้ว่าระบบนี้จะไม่มีการรบกวนจากสัญญาณผู้ใช้คนอื่น แต่อาจมีปัญหาเรียกว่า Multipath Interference ขึ้นได้ ปัญหานี้เกิดขึ้นเนื่องจากสัญญาณที่ส่งจากสถานีสื่อสารมายังเครื่องโทรศัพท์นั้นเกิดการสะท้อนกับวัตถุขนาดใหญ่บางชนิด เช่น อาคารหรือเครื่องบิน จึงเกิดเป็นสัญญาณสะท้อน (Echo) กลับไปยังเครื่องโทรศัพท์อีกครั้งหนึ่ง ปัญหานี้แก้ไขโดยการกำหนดระยะเวลาการส่งสัญญาณ สัญญาณที่เดินทางมาถึงเครื่องโทรศัพท์ภายหลังจากระยะเวลาที่กำหนดจะถูกเพิกเฉย เครื่องโทรศัพท์ที่อยู่ตามเขตรอยต่อของสถานีสื่อสารมักจะเกิดปัญหานี้ได้ง่ายขึ้น และปัญหาจะหมดไปเมื่อเคลื่อนที่เข้าไปอยู่เขตภายในเซลล์

2.1.3 การเข้าถึงหลายทางแบบແ່ສປຸກຕຣັມ

ประกอบด้วยเทคนิคแบ่งได้ 2 ประเภท

2.1.3.1 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งทางรหัส

การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งทางรหัส (CDMA: Code Division Multiple Access) คือ เทคนิคที่ได้มีการพัฒนาขึ้นเพื่อเพิ่มความจุ (Capacity) ให้สามารถรองรับจำนวนผู้ใช้งานมาก ๆ ได้ โดยมีเทคนิคที่แตกต่างออกไปจาก FDMA และ TDMA โดยสิ้นเชิง เนื่องจากการใช้ช่องสัญญาณความถี่ร่วมกันโดยตลอด ดังนั้นการนำความถี่กลับมาใช้ซ้ำในระบบเซลล์ลาร์ก็จะมีลักษณะที่แตกต่างออกไป คือทุกเซลล์ใช้ช่องสัญญาณเดียวกันหมด ซึ่งผู้ใช้สามารถใช้ร่วมกันอย่างต่อเนื่องในเวลาเดียวกัน (ไม่มีการแบ่ง Timeslot) เป็นจำนวนไม่จำกัด ซึ่งต่างออกไปจาก FDMA และ TDMA หลักการสำคัญที่ได้นำมาใช้ในระบบ CDMA คือเรื่องรหัส (Code) รหัสที่ว่านี้ประกอบด้วยรหัสหลายชุด ชุดที่สำคัญคือ Walsh Code ซึ่งจัดอยู่ในประเภทของ Orthogonal Code คือเป็นรหัสที่มีลักษณะพิเศษ การพยายามถอดรหัสด้วยรหัสอื่นที่ไม่ถูกต้องจะทำให้ข้อมูลที่ได้ออกมามีความสัมพันธ์เป็นศูนย์ หรือไม่ได้ข้อมูลอะไรเลยนั่นเอง

การทำงานของ CDMA นั้นทำให้การสื่อสารเป็นไปอย่างต่อเนื่องไม่ขาดตอน โดยที่ช่องสัญญาณหนึ่งช่องสามารถใช้ร่วมกันได้มากมาย ต่างจากการแบ่งช่องสัญญาณออกเป็น Timeslot ซึ่งมีโอกาสที่จะเกิดความสับสนได้และในกรณีที่ช่วงของ Timeslot นั้นเกิดความผิดพลาด

ทำให้ไม่ได้รับสัญญาณข้อมูล ก็จะทำให้การพุดคุยขาดตอนหรือมีการสะดุดนั่นเอง นอกจากนี้พื้นฐานของ CDMA นั้นเป็นเรื่องของการเข้ารหัส ดังนั้นจึงมีความปลอดภัยสูง ยากต่อการลักลอบดักฟัง

2.1.3.2 การเข้าถึงหลายทางแบบเปลี่ยนความถี่

การเข้าถึงหลายทางแบบเปลี่ยนความถี่ (FHMA: Frequency Hopped Multiple Access) คือ เทคนิคที่มีพื้นฐานมาจากระบบ FDMA คือมีการแบ่งความถี่ออกเป็นช่องสัญญาณ แต่ FDMA จะมีการเปลี่ยนความถี่เป็นระยะ ๆ จึงได้ชื่อว่าเป็น Frequency Hopped เพราะความถี่มีการกระโดดเปลี่ยนไปเปลี่ยนมาอยู่ตลอดเวลา การเปลี่ยนความถี่มีลักษณะแบบสุ่มแต่มีรูปแบบแน่นอนหรือเรียกว่า Pseudorandom เนื่องจากการเปลี่ยนความถี่ไปมาจึงทำให้กิน Bandwidth กว้างกว่าที่ใช้จริงในการสนทนา แต่ทำให้มีผู้ใช้ความถี่ร่วมกันได้เป็นจำนวนมาก เนื่องจากช่องสัญญาณจะถูกใช้สลับกันไป จึงมีเหลือให้ใช้ร่วมกันได้

2.1.4 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งทางทิศทาง

การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งทางทิศทาง (SDMA: Space Division Multiple Access) คือ เทคนิคที่อาศัยหลักการควบคุมการส่งคลื่นวิทยุออกไปในพื้นที่อากาศ (Space) โดยกำหนด Spot Beam จากสายอากาศให้สำหรับผู้ใช้แต่ละคน สำหรับ SDMA นี้ส่วนสำคัญได้แก่ระบบสายอากาศที่สามารถควบคุมได้ ซึ่งจะช่วยลดคลื่นสัญญาณรบกวนในระบบให้น้อยลงได้ ปัจจุบันได้มีการพัฒนาสายอากาศแบบที่เป็น Adaptive Antenna ขึ้นมา ซึ่งสามารถควบคุม Spot Beam ได้ตามต้องการ

2.2 รหัสในระบบ CDMA[2]

ดังที่ได้กล่าวแล้วในหัวข้อที่ 2.1 ว่าเทคนิค CDMA หรือ Code Division Multiple Access นี้ อาศัยการเข้ารหัสเป็นกุญแจสำคัญ การอาศัยรหัสนี้ให้ประโยชน์มากมาย ทั้งด้านความปลอดภัย และในทางเทคนิคจะพบสิ่งที่น่าสนใจหลายประการทำให้ CDMA เป็นเทคโนโลยีที่เป็นพื้นฐานสำหรับมือถือในยุค 3G รหัสที่ใช้ในระบบ CDMA อ้างอิงจากมาตรฐาน IS-95A ซึ่งเป็นมาตรฐานที่มีการใช้งานอยู่จริงในปัจจุบันดังนี้

รหัสที่ใช้ในระบบ CDMA นั้นมีอยู่ด้วยกันหลายชุด แต่หากจะแบ่งตามประเภทของรหัสแล้ว สามารถแบ่งออกได้เป็นประเภทใหญ่ ๆ อยู่ 2 ประเภท ได้แก่ Orthogonal Code และ PN Code รหัสทั้งสองประเภทนี้ถูกใช้เพื่อจุดประสงค์ที่ต่างกัน และถูกใช้ในลำดับขั้นตอนที่แตกต่างกันระหว่างด้าน Forward Link (การติดต่อจากสถานีฐาน ไปยังเครื่องมือถือ) และด้าน Reverse Link (การติดต่อจากเครื่องมือถือไปยังสถานีฐาน) ลักษณะของรหัสทั้งสองประเภทอธิบายได้ดังนี้

2.2.1 รหัส Orthogonal

2.2.1.1 คุณสมบัติของการ Orthogonal

รหัส Orthogonal เป็นรหัสที่มีลักษณะพิเศษ คือการพยายามถอดรหัสด้วยรหัสอื่นที่ไม่ถูกต้องจะทำให้ข้อมูลที่ได้ออกมามีความสัมพันธ์เป็นศูนย์ หรือไม่ได้ข้อมูลอะไรเลยนั่นเอง อธิบายในเชิงของพีชคณิตได้ความสัมพันธ์ที่ว่า ผลลัพธ์ของการ XOR (Exclusive OR) ของรหัส Orthogonal ชุดใดกับชุดอื่น จะมีจำนวนหนึ่งกับศูนย์เท่ากัน ซึ่งการที่ให้ผลลัพธ์เช่นนี้จะมีผลดีในการเข้ารหัสคือ ค่าสหสัมพันธ์ข้าม (Cross-Correlation) ของรหัสเป็นศูนย์ หมายความว่า การพยายามถอดรหัสด้วยรหัสชุดอื่นที่ไม่ตรงกัน จะไม่สามารถให้ข้อมูลอะไรออกมาได้เลย ตัวอย่างของ รหัส Orthogonal ความยาว 4 บิต

รหัส Orthogonal ความยาว 4 บิต

Code Sequence 1	0	0	0	0
Code Sequence 2	0	1	0	1
Code Sequence 3	0	0	1	1
Code Sequence 4	0	1	1	0

จากชุดรหัสทั้ง 4 ข้างต้น นำเอารหัสชุดที่ 1 และ 2 มา XOR กัน จะได้ผลลัพธ์ที่มีเลขหนึ่ง และศูนย์เท่ากัน ดังนี้

XOR	0	0	0	0
	0	1	0	1
	0	1	0	1

แต่ถ้านำเอารหัสชุดเดียวกันมา XOR กัน จะพบว่าผลลัพธ์ที่ได้มีค่าเป็นศูนย์ทั้งหมด ดังนี้

XOR	0	1	0	1
	0	1	0	1
	0	0	0	0

ในระบบสื่อสาร ข้อมูล Digital ที่เป็น 0 หรือ 1 นี้ จะถูกส่งผ่านระบบเครือข่ายสื่อสารด้วย ศักย์ไฟฟ้า +1 และ -1 โวลต์ ที่ด้านรับสัญญาณจะถูกตีความออกมาโดยอาศัยการ XOR สัญญาณ

ข้อมูลที่ได้รับและนำเอาค่าศักย์ไฟฟ้าที่ได้มารวมกันในช่วงเวลาใดเวลาหนึ่ง ผลลัพธ์ที่ได้คือค่า สหสัมพันธ์ข้าม ซึ่งจะถูกนำไปแปลเป็นบิตของข้อมูลอีกครั้งหนึ่ง จากตัวอย่างทั้งสองข้างต้นนั้น ในกรณีที่เป็นการหักคนละชุด ผลลัพธ์ที่ได้จากการ XOR นั้น จะมี 0 และ 1 เท่า ๆ กัน ซึ่งเมื่อคิด ผลรวมของศักย์ไฟฟ้าในช่วงความยาว 4 บิตข้อมูลนี้ จะได้ศักย์ไฟฟ้าศูนย์โวลต์ ซึ่งไม่สามารถนำไป ตีความเป็นข้อมูลได้เนื่องจากไม่ใกล้เคียงทั้ง +1 หรือ -1 โวลต์ แต่ในตัวอย่างหลังที่ใช้รหัสชุด เดียวกัน จะได้ผลลัพธ์เป็น 0 บิตทั้งหมด ซึ่งเมื่อรวมค่าศักย์ไฟฟ้าทั้ง 4 บิต จะได้เป็น +4 โวลต์ และ เฉลี่ยออกมาได้ +1 โวลต์ต่อบิต ซึ่งสามารถตีความข้อมูลออกมาเป็นบิต 0 ได้

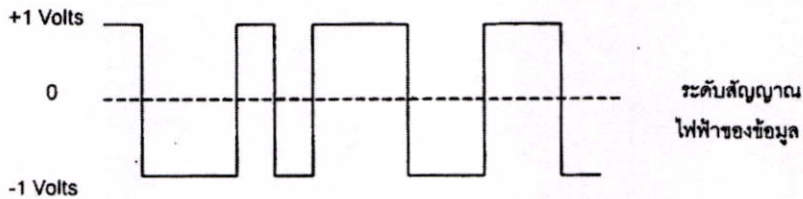
โดยปกติแล้วค่าสหสัมพันธ์ข้าม คือค่าที่บอกถึงความสัมพันธ์ของรหัสหรือสัญญาณสอง ชุดว่ามีความเกี่ยวข้องสัมพันธ์กันมากน้อยเพียงใด ในกรณีของ Orthogonal Code นั้นจะพบว่า รหัส แต่ละชุดที่ต่างกันจะมีความสัมพันธ์เกี่ยวข้องกัน นั่นคือรหัสชุดหนึ่งจะไม่สามารถให้ข้อมูลเกี่ยวกับ รหัสชุดอื่นได้ ดังนั้นการนำเอารหัสคนละชุดมาพยายามถอดรหัสข้อมูลชุดอื่นจะได้ค่าสหสัมพันธ์ ข้าม เป็นศูนย์ ซึ่งไม่มีประโยชน์และไม่สามารถตีความออกมาได้ แต่ถ้าใช้รหัสชุดที่ถูกต้องคือรหัส ชุดเดียวกัน จะได้ค่าสหสัมพันธ์ข้าม ที่มีความหมายและสามารถตีความข้อมูลออกมาได้

2.2.1.2 การสเปรดและดีสเปรด

คุณสมบัติของรหัส Orthogonal ดังที่กล่าวมาข้างต้นนี้ ทำให้ระบบ CDMA เลือกใช้รหัส ดังกล่าวสำหรับแยกแยะช่องสัญญาณแต่ละช่องออกจากกัน และส่งรวมกันออกไปภายใต้ความถี่ เดียว ที่ด้านรับสามารถแปลงเป็นข้อมูลที่ต้องการได้ โดยอาศัยการถอดรหัสด้วยรหัส Orthogonal ที่ ถูกต้อง ระบบ CDMA จึงสามารถใช้ความถี่ที่มีอยู่ร่วมกันได้ ซึ่งเป็นลักษณะสำคัญของระบบนี้ที่ ดีกว่าระบบอื่น เพื่อให้เข้าใจถึงลักษณะการนำเอารหัส Orthogonal ไปใช้ในการแยกช่องสัญญาณ แสดงดังตัวอย่างต่อไปนี้

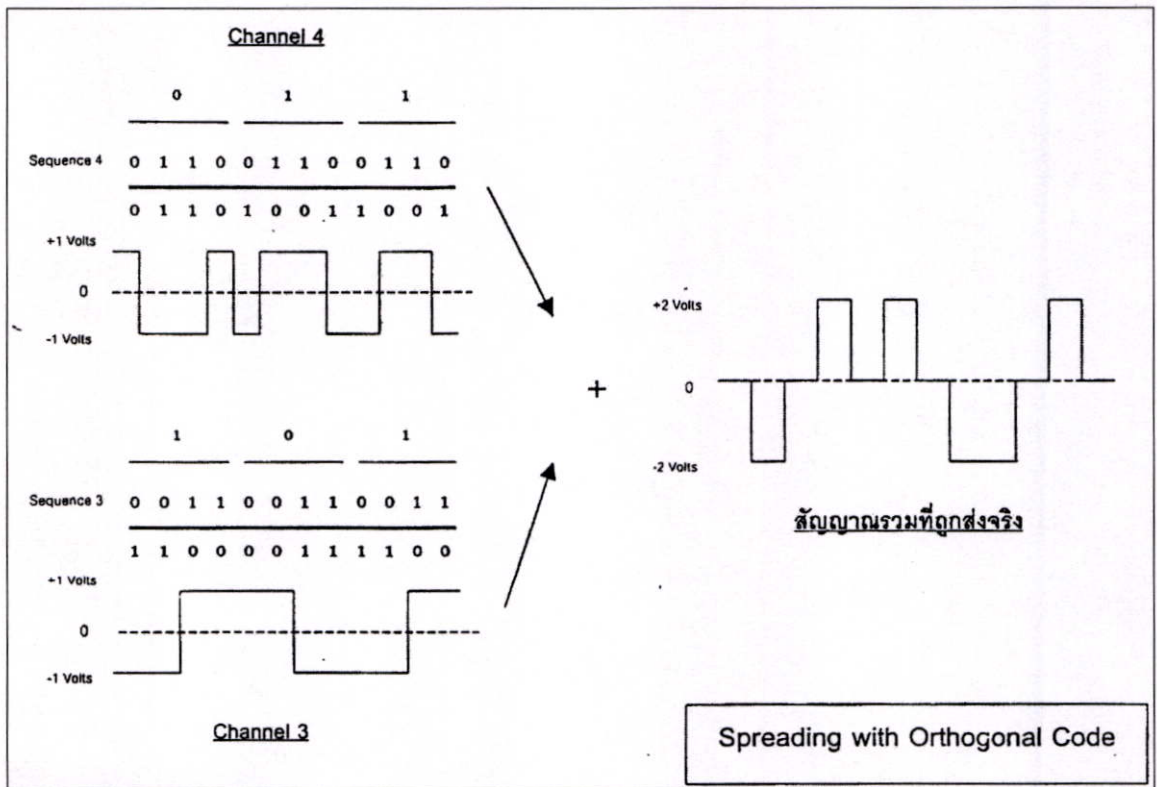
ในกรณีของระบบ CDMA ที่ใช้รหัส Orthogonal ความยาว 4 บิตข้างต้น ถ้าหากมีชุด ข้อมูลที่ต้องการจะส่ง 3 บิต คือ 0 1 1 และทำการส่งข้อมูลบนช่องสัญญาณที่ 4 นั่นคือใช้รหัสชุดที่ 4 คือ 0 1 1 0 จะได้ข้อมูลภายหลังการเข้ารหัสที่จะใช้ส่งต่อไปดังรูปที่ 2.4 โปรดสังเกตว่าในเบื้องต้นมี ข้อมูลอยู่เพียง 3 บิต แต่ภายหลังการเข้ารหัสแล้ว ข้อมูลที่จะส่งออกไปจะมีถึง 12 บิต มากกว่าเป็น 4 เท่าของข้อมูลเดิม ในแง่ของแบนด์วิดท์ ในการส่งข้อมูลนั้นก็กว้างขึ้นเป็น 4 เท่า ซึ่งแสดงให้เห็น ว่าระบบ CDMA ต้องการแบนด์วิดท์ มากกว่าปกติ เช่น 1.23 MHz ในกรณีของ IS-95A และทำให้ ระบบ CDMA ได้ชื่อว่าเป็น Spread spectrum เนื่องจากมีการกระจายแบนด์วิดท์ ให้กว้างขึ้นด้วย การเข้ารหัสนั่นเอง หลังจากที่ได้ทำการสเปรดข้อมูลด้วยรหัส Orthogonal แล้ว เมื่อแทนบิต 0 และ 1 ด้วยศักย์ไฟฟ้า +1 และ -1 โวลต์ สัญญาณไฟฟ้าที่จะถูกส่งออกไปยังด้านรับจะมีลักษณะดังรูปที่

	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	ข้อมูล
	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	รหัส Orthogonal 4 บิต
	0	1	1	0	1	0	0	1	1	0	0	1	ข้อมูลหลังเข้ารหัสสำหรับส่ง



รูปที่ 2.1 สเปรคข้อมูลด้วยรหัสชุดที่ 4

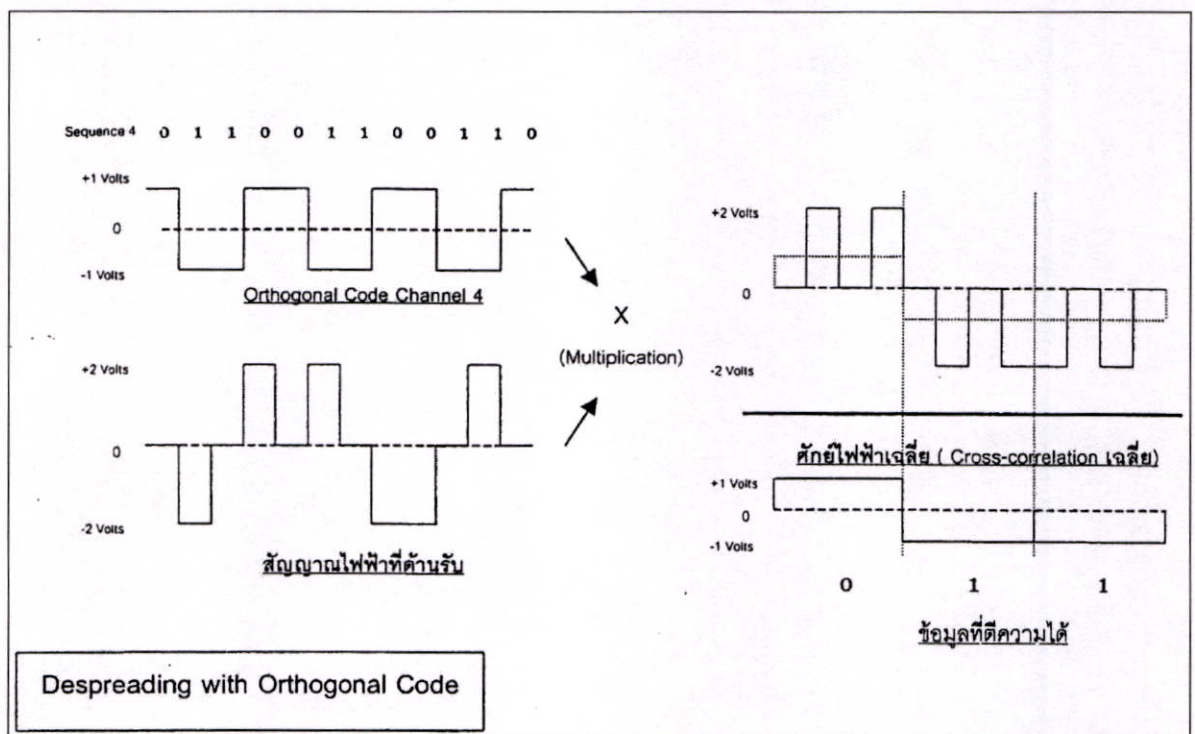
ในการทำงานเดียวกัน ถ้าหากต้องการส่งข้อมูลอีกชุดหนึ่งคือ 1 0 1 ออกไปพร้อม ๆ กัน โดยอาศัยรหัสชุดที่ 3 จะได้ชุดข้อมูลอีกชุดหนึ่งที่มีการสเปรค ในกรณีนี้มีช่องสัญญาณอยู่ 2 ช่องที่ใช้รหัส Orthogonal ซึ่งต่างกันคือ 3 และ 4 เมื่อได้สัญญาณไฟฟ้าของข้อมูลที่สเปรคแล้ว ก็จะทำให้การส่งรวมกันออกไปที่ด้านรับผ่านทางช่องความถี่ ซึ่งต้องการเพียง 1 ช่องความถี่เท่านั้น สัญญาณรวมของสัญญาณทั้งสองชุดเป็นดังรูปที่ 2.2 ซึ่งมีศักย์ไฟฟ้าเพิ่มขึ้นเป็น 2 โวลต์ในบางจุด



รูปที่ 2.2 สัญญาณไฟฟ้ารวมที่ด้านส่ง

สิ่งที่น่าสนใจประการหนึ่งในที่นี้คือรูปร่างของสัญญาณไฟฟ้าที่ถูกส่งออกไปนั้น แม้จะอยู่ในรูปแบบของสัญญาณดิจิทัล แต่จะพบว่าสัญญาณจะมีรูปร่างที่แตกต่างออกไป ไม่มีรูปแบบแน่นอน และไม่เหมือนกับสัญญาณไฟฟ้าของช่องที่ 3 และ 4 ที่นำมารวมกัน ยิ่งในกรณีที่มิช้องสัญญาณมากกว่า 2 ช่องแล้ว สัญญาณยังจะมีรูปร่างที่แตกต่างออกไปอีก ซึ่งหากสเปรค ข้อมูลด้วยรหัส Orthogonal ที่ยาวกว่า 4 บิต เช่น 64 บิตแล้ว สัญญาณจะยังมีรูปแบบที่ไม่แน่นอนและอาจกล่าวได้ว่าคล้ายสัญญาณรบกวนมากยิ่งขึ้นในแง่ของแบนด์วิดท์ก็จะถูกขยายให้กว้างขึ้นไปอีกมากกว่า 4 เท่า คล้ายกับ แบนด์วิดท์ ของช่องสัญญาณรบกวน ซึ่งจะทำให้สัญญาณยากต่อการตรวจจับและทนต่อสัญญาณรบกวนมากขึ้น

เมื่อได้สัญญาณจากการสเปรคแล้ว ก็จะส่งสัญญาณดังกล่าวไปที่ด้านรับ ซึ่งจะต้องมีกระบวนการ Modulation กับคลื่นพาห์ (Carrier) ก่อนที่จะส่งออกอากาศ และขอสมมติว่าสัญญาณดังกล่าวไปถึงด้านรับได้อย่างสมบูรณ์และผ่านการ Demodulation ได้สัญญาณคืนออกมาดังในรูปที่ 2.3

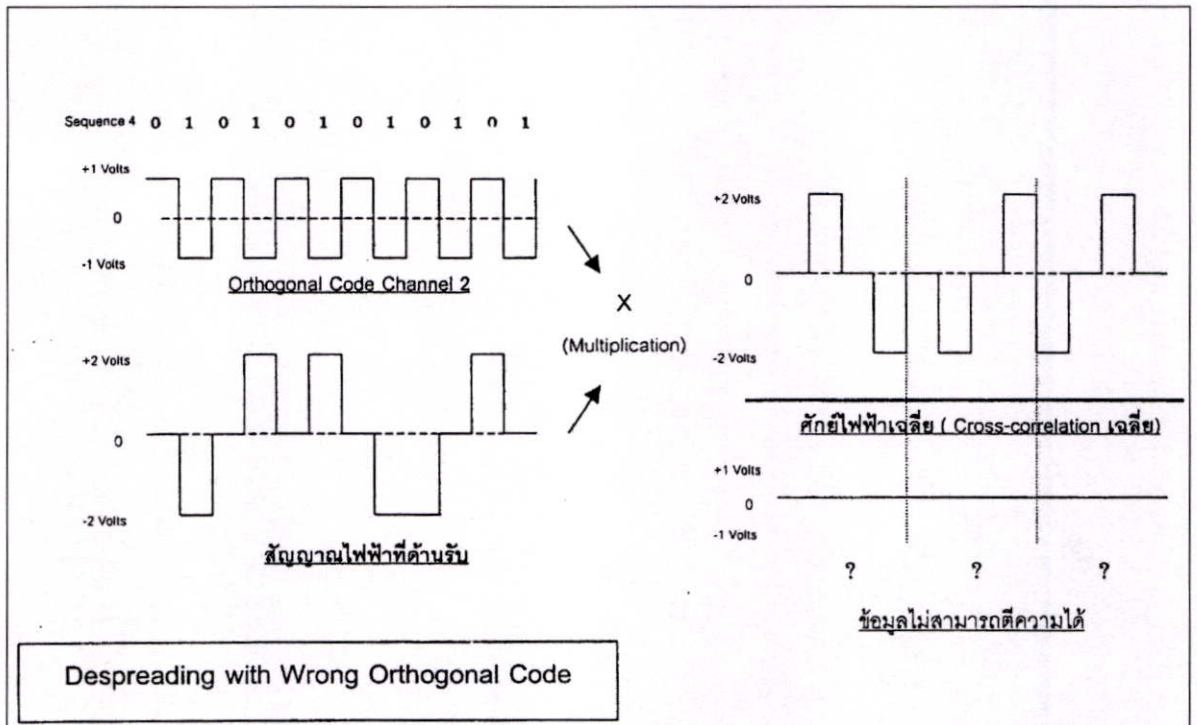


รูปที่ 2.3 สัญญาณ ไฟฟ้าด้านรับและการตีสเปรคข้อมูลกลับคืน

ที่ด้านรับเมื่อได้รับสัญญาณดังกล่าว จะทำการตีสเปรค ข้อมูลซึ่งก็คือการถอดรหัส (เข้ารหัสอีกครั้ง) ด้วยรหัส Orthogonal ชุดที่ถูกต้อง สมมติให้ในที่นี้ต้องการข้อมูล 0 1 1 ดังนั้นรหัสที่ถูกต้องคือชุดที่ 4 คือ 0 1 1 0 โดยอาศัยการคูณ (Multiplication) จะทำให้ได้สัญญาณไฟฟ้าอีกชุดหนึ่งซึ่งในที่นี้คือ สหสัมพันธ์ข้าม ระหว่างสัญญาณรวมที่ได้รับ กับสัญญาณรหัสชุดที่ 4 นั่นเอง

ค่าเฉลี่ยในหนึ่งคาบเวลาที่เหมาะสม (กำหนดไว้ตรงกันทั้งด้านรับและด้านส่ง) ซึ่งในที่นี้คือ 4 บิต ของสัญญาณไฟฟ้าที่ได้ก็คือค่า สหสัมพันธ์ข้าม เฉลี่ย จะสามารถตีความออกมาเป็นข้อมูลได้คือ 0 1 1 ซึ่งเป็นข้อมูลที่ต้องการนั่นเอง และแบนด์วิธของข้อมูลจะถูกลดลงเหลือเท่าเดิมเช่นเดียวกับที่ ด้านส่ง ทำให้เรียกการถอดรหัสด้วยรหัส Orthogonal ที่ด้านรับว่าเป็นการดีสเปรด

หากพิจารณาในแง่ของพลังงานที่ใช้ในการส่งนั้นจะพบว่าที่ด้านส่งนั้น จะมีการกระจาย พลังงานในหนึ่งบิตของข้อมูลกล่าวอีกนัยหนึ่งคือข้อมูลนั่นเอง ออกไปเป็นบิตย่อย 4 บิต ที่ด้านรับ จะนำเอาพลังงานย่อยเหล่านี้มารวมกันอีกครั้ง (เป็น สหสัมพันธ์ข้าม) และตีความออกมาเป็นข้อมูล เดิม เช่นการรวมพลังงานจาก 4 บิตย่อยและเฉลี่ยออกมาเพื่อตีความเป็นข้อมูลเดิม 1 บิต การทำ เช่นนี้มีส่วนช่วยให้ระบบ CDMA มีความทนทานต่อสัญญาณรบกวน โดยหากมีข้อมูลบิตย่อยใด โคนรบกวนหรือสูญหายไประหว่างทาง ก็ยังคงมีบิตย่อยอื่นเหลืออยู่ ซึ่งสามารถเอาพลังงานที่เหลือ มารวมกันและตีความเป็นข้อมูลออกมาได้



รูปที่ 2.4 การดีสเปรดด้วยรหัสที่ไม่ถูกต้อง

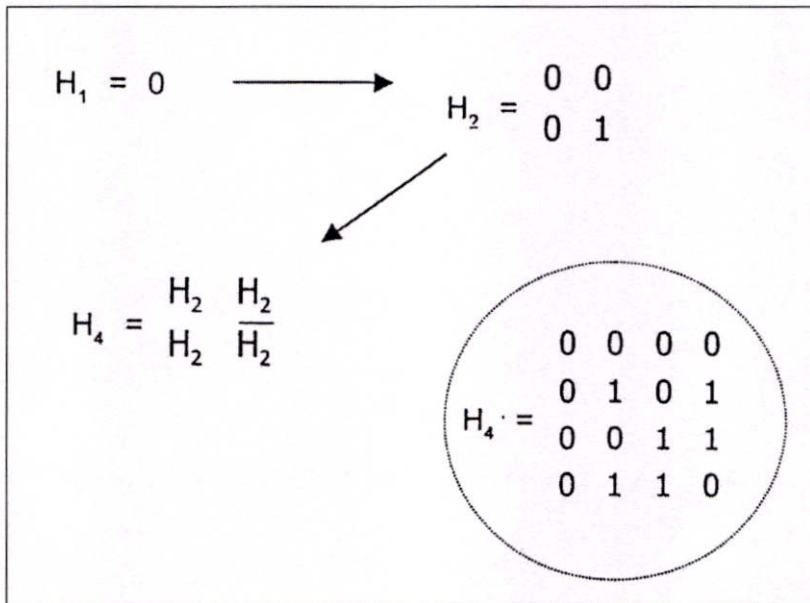
ในกรณีที่ทำการดีสเปรดด้วยรหัส Orthogonal ที่ไม่ถูกต้องเช่นใช้รหัสชุดที่ 2 นั่นคือ 0101 จะได้ สหสัมพันธ์ข้าม ของสัญญาณที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ดังรูปที่ 2.4 ทำให้ไม่สามารถตีความข้อมูลออกมาได้ ดังนั้นข้อมูลจึงถูกปกป้องและแยกแยะด้วยชุดรหัส Orthogonal ที่แตกต่างกัน

ในทางปฏิบัตินั้น ความยาวของรหัส Orthogonal จะต้องมีความเหมาะสม นั่นคือไม่ยาว และไม่สั้นจนเกินไป การที่รหัสนั้นสั้นเกินไป จะทำให้ชุดรหัสมีจำนวนน้อยเกินไปจนไม่พอเพียง

กับช่องสัญญาณ อีกทั้งยังมีความปลอดภัยต่ำด้วย แต่ถ้ายาวเกินไปจะทำให้มีความซับซ้อนจนอุปกรณ์มีราคาแพงจนเกินไป ในระบบ IS-95A นั้นจะอาศัยรหัสที่มีชื่อเฉพาะเรียกว่ารหัส Walsh ซึ่งเป็นรหัส Orthogonal ที่มีความยาว 64 บิต

2.2.1.3 รหัส Walsh

รหัส Walsh จัดเป็นรหัส Orthogonal แบบหนึ่งซึ่งถูกสร้างขึ้นได้ด้วยกรรมวิธีการวนซ้ำ (Recursive Method) อธิบายโดยใช้ Walsh function matrix (หรือเรียกอีกชื่อหนึ่งว่า Hadamard Matrix) ดังในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 การสร้างรหัส Walsh ด้วย Walsh function matrix

เริ่มต้นจากเมตริกซ์ที่เล็กที่สุด $H_1 = 0$ สามารถสร้าง Walsh function matrix ขนาดใหญ่ขึ้นเป็นสองเท่า H_2 ได้ดังรูป โดย H_2 จะมีสมาชิกเป็น H_1 ยกเว้นตำแหน่งสุดท้ายมุมล่างขวาที่ จะเป็นค่า $\overline{H_1}$ หรือค่าตรงข้ามของ H_1 (ในที่นี้คือ $H_1 = 0$ ดังนั้น $\overline{H_1} = 1$)

ในลักษณะเดียวกัน สามารถสร้าง Walsh function matrix ขนาด 4×4 ที่ใหญ่ขึ้นเป็นสองเท่าของ H_2 ได้ดังรูป โดย H_4 จะมีสมาชิกเป็น H_2 ยกเว้นที่ตำแหน่งสุดท้ายที่ จะมีค่าเป็น $\overline{H_2}$ หรือค่าตรงข้ามของ H_2

ด้วยการสร้างเมตริกซ์ที่ใหญ่กว่าเป็นสองเท่าโดยใช้เมตริกซ์ขนาดเล็กไปเรื่อย ๆ จะทำให้สามารถสร้าง Walsh function matrix ขนาด $2N \times 2N$ ได้ด้วยความสัมพันธ์ต่อไปนี้

$$H_{2N} = \begin{matrix} H_N & H_N \\ H_N & \overline{H_N} \end{matrix} \quad \text{โดย } N \text{ เป็นเลขคู่}$$

เมื่อสร้างเมตริกซ์ดังกล่าวได้แล้ว สิ่งที่ได้จาก Walsh function matrix ก็คือรหัส Walsh นั้นเอง โดยค่าในแต่ละบรรทัด (rows) ของเมตริกซ์ก็คือค่าของชุดรหัสหนึ่งชุดนั่นเอง ตัวอย่างเช่น เมตริกซ์ H_4 ขนาด 4×4 ที่ได้จะประกอบด้วยรหัส Walsh ความยาว 4 บิต จำนวน 4 ชุด ดังนี้

รหัส Orthogonal ความยาว 4 บิต

Code Sequence 1	0	0	0	0
Code Sequence 2	0	1	0	1
Code Sequence 3	0	0	1	1
Code Sequence 4	0	1	1	0

ซึ่งเป็นรหัสชุดเดียวกับรหัส Orthogonal ความยาว 4 บิต ที่ได้กล่าวถึงไปในตอนที่แล้ว นั่นเอง โปรดสังเกตทางด้านขวาของความสัมพันธ์นั้นก็คือเมตริกซ์ H_4 ที่ได้สร้างขึ้นมา

ในระบบ CDMA มาตรฐาน IS-95A นั้นจะอาศัยรหัส Walsh Code ที่มีความยาว 64 บิตซึ่งสามารถสร้างขึ้นได้โดยวิธีเดียวกันได้เป็นเมตริกซ์ขนาด 64×64 ดังในรูปที่ 2.6

จากรูปที่ 2.6 จะพบ Walsh Code เป็นจำนวนทั้งหมด 64 ชุด ชุดที่น่าสนใจคือชุดที่ 0 จะมีบิตของรหัสเป็น 0 ทุกบิต หรือชุดที่ 32 จะมีบิตรหัสครึ่งหนึ่งเป็น 0 อีกครึ่งหนึ่งเป็น 1 ดังรูปที่ 2.7

1	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000
2	0101	0101	0101	0101	0101	0101	0101	0101	0101	0101	0101	0101	0101	0101	0101	0101
3	0011	0011	0011	0011	0011	0011	0011	0011	0011	0011	0011	0011	0011	0011	0011	0011
4	0110	0110	0110	0110	0110	0110	0110	0110	0110	0110	0110	0110	0110	0110	0110	0110
5	0000	1111	0000	1111	0000	1111	0000	1111	0000	1111	0000	1111	0000	1111	0000	1111
6	0101	1010	0101	1010	0101	1010	0101	1010	0101	1010	0101	1010	0101	1010	0101	1010
7	0011	1100	0011	1100	0011	1100	0011	1100	0011	1100	0011	1100	0011	1100	0011	1100
8	0110	1001	0110	1001	0110	1001	0110	1001	0110	1001	0110	1001	0110	1001	0110	1001
9	0000	0000	1111	1111	0000	0000	1111	1111	0000	0000	1111	1111	0000	0000	1111	1111
10	0101	0101	1010	1010	0101	0101	1010	1010	0101	0101	1010	1010	0101	0101	1010	1010
11	0011	0011	1100	1100	0011	0011	1100	1100	0011	0011	1100	1100	0011	0011	1100	1100
12	0110	0110	1001	1001	0110	0110	1001	1001	0110	0110	1001	1001	0110	0110	1001	1001
13	0000	1111	1111	0000	0000	1111	1111	0000	0000	1111	1111	0000	0000	1111	1111	0000
14	0101	1010	1010	0101	0101	1010	1010	0101	0101	1010	1010	0101	0101	1010	1010	0101
15	0011	1100	1100	0011	0011	1100	1100	0011	0011	1100	1100	0011	0011	1100	1100	0011
16	0110	1001	1001	0110	0110	1001	1001	0110	0110	1001	1001	0110	0110	1001	1001	0110
17	0000	0000	0000	0000	1111	1111	1111	1111	0000	0000	0000	0000	1111	1111	1111	1111
18	0101	0101	0101	0101	1010	1010	1010	1010	0101	0101	0101	0101	1010	1010	1010	1010
19	0011	0011	0011	0011	1100	1100	1100	1100	0011	0011	0011	0011	1100	1100	1100	1100
20	0110	0110	0110	0110	1001	1001	1001	1001	0110	0110	0110	0110	1001	1001	1001	1001
21	0000	1111	0000	1111	1110	1100	1111	0000	0000	1111	0000	1111	1110	1100	1111	0000
22	0101	1010	0101	1010	1011	0001	1010	0101	1010	1010	0101	1010	1011	0001	1010	0101
23	0011	1100	0011	1100	1100	0011	1100	0011	0011	1100	0011	1100	1100	0011	1100	0011
24	0110	1001	0110	1001	1001	0110	1001	0110	0110	1001	1001	0110	1001	0110	1001	0110
25	0000	0000	1111	1111	1111	1111	0000	0000	0000	1111	1111	1111	1111	0000	0000	0000
26	0101	0101	1010	1010	1010	0010	0101	0101	0101	1010	1010	1010	0010	0101	0101	0101
27	0011	0011	1100	1100	1100	0000	0011	0011	0011	0011	1100	1100	1100	0000	0011	0011
28	0110	0110	1001	1001	1000	1101	0110	0110	0110	1001	1001	1001	1000	1101	0110	0110
29	0000	1111	1111	0000	1110	1100	0000	1111	0000	1111	1111	0000	1110	1100	0000	1111
30	0101	1010	1010	0101	1011	0001	0101	1010	0101	1010	1010	0101	1011	0001	0101	1010
31	0011	1100	1100	0011	1100	0011	0011	1100	0011	1100	1100	0011	1100	0011	0011	1100
32	0110	1001	1001	0110	1001	1110	0110	1001	0110	1001	1001	0110	1001	1110	0110	1001
33	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	0000	1111	1111	1111	1111	1111	1111	1111	1111
34	0101	0101	0101	0101	0101	0101	0101	0101	1010	1010	1010	1010	1010	1010	1010	1010
35	0011	0011	0011	0011	0011	0011	0011	0011	1100	1100	1100	1100	1100	1100	1100	1100
36	0110	0110	0110	0110	0110	0110	0110	0110	1001	1001	1001	1001	1001	1001	1001	1001
37	0000	1111	0000	1111	0000	1111	0000	1111	1111	0000	1111	0000	1111	0000	1111	0000
38	0101	1010	0101	1010	0101	1010	0101	1010	0101	1010	0101	1010	0101	1010	0101	1010
39	0011	1100	0011	1100	0011	1100	0011	1100	0011	1100	0011	1100	0011	1100	0011	1100
40	0110	1001	0110	1001	0110	1001	0110	1001	0110	1001	0110	1001	0110	1001	0110	1001
41	0000	0000	1111	1111	0000	0000	1111	1111	1111	1111	0000	0000	1111	1111	0000	1111
42	0101	0101	1010	1010	0101	0101	1010	1010	0101	0101	1010	1010	0101	0101	1010	1010
43	0011	0011	1100	1100	0011	0011	1100	1100	0011	0011	1100	1100	0011	0011	1100	1100
44	0110	0110	1001	1001	0110	0110	1001	1001	0110	0110	1001	1001	0110	0110	1001	1001
45	0000	1111	1111	0000	0000	1111	1111	0000	1111	0000	0000	1111	1111	0000	0000	1111
46	0101	1010	1010	0101	0101	1010	1010	0101	0101	1010	1010	0101	0101	1010	1010	0101
47	0011	1100	1100	0011	0011	1100	1100	0011	0011	1100	1100	0011	0011	1100	1100	0011
48	0110	1001	1001	0110	0110	1001	1001	0110	0110	1001	1001	0110	0110	1001	1001	0110
49	0000	0000	0000	0000	1111	1111	1111	1111	1111	1111	1111	1111	0000	0000	0000	0000
50	0101	0101	0101	0101	1010	0010	1010	1010	0101	0101	1010	1010	0101	1010	0101	1010
51	0011	0011	0011	0011	1100	0000	1100	1100	0011	0011	1100	1100	0011	0011	1100	1100
52	0110	0110	0110	0110	1000	1101	0110	1001	0110	1001	1001	0110	1001	1101	0110	1001
53	0000	1111	0000	1111	1110	1100	1111	0000	1111	0000	1111	0000	1111	0000	1111	0000
54	0101	1010	0101	1010	1011	0001	0101	0101	0101	1010	1010	0101	0101	1011	0001	0101
55	0011	1100	0011	1100	1100	0011	1100	0011	0011	1100	0011	1100	0011	0011	1100	1100
56	0110	1001	0110	1001	1001	0110	1001	0110	0110	1001	1001	0110	1001	0110	1001	0110
57	0000	0000	1111	1111	1111	1111	0000	0000	1111	1111	0000	0000	1111	0000	0000	1111
58	0101	0101	1010	1010	1010	0010	0101	0101	0101	1010	1010	0010	0101	0101	1010	0101
59	0011	0011	1100	1100	1100	0000	0011	0011	1100	1100	0011	0011	1100	0011	0011	1100
60	0110	0110	1001	1001	1000	1101	0110	1001	0110	1001	1001	0110	1001	1101	0110	1001
61	0000	1111	1111	0000	1110	1100	0000	1111	1111	0000	0000	1111	0001	1111	0000	1111
62	0101	1010	1010	0101	1011	0001	0101	1010	0101	1010	1010	0101	0101	1011	0001	0101
63	0011	1100	1100	0011	1100	0011	0011	1100	1100	0011	0011	1100	0011	0011	1100	1100
64	0110	1001	1001	0110	1001	1110	0110	1001	0110	1001	1001	0110	1001	1110	0110	1001

รูปที่ 2.6 Walsh Code ขนาด 64 บิต

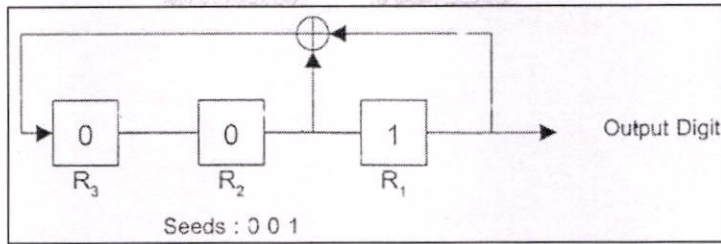
2.2.2 รหัส Pseudorandom Noise (PN)

รหัสอีกประเภทหนึ่งที่มีการใช้ในระบบ CDMA มาตรฐาน IS-95A ได้แก่ PN Code หรือที่ข้อมาจาก Pseudorandom Noise Code รหัสที่ว่าเป็นรหัสที่มีลักษณะเหมือนสัญญาณรบกวน ทำให้ได้ชื่อส่วนหนึ่งว่า Noise ด้วย แต่เป็นสัญญาณรบกวนที่ถูกสร้างขึ้นด้วยกระบวนการสุ่มที่สามารถเขียนได้ทางคณิตศาสตร์ นั่นคือ ถึงแม้จะเป็นการสุ่มแต่รหัสจะวนกลับมาซ้ำเดิมเนื่องจากมีรูปแบบที่แน่นอนอธิบายได้ด้วยความสัมพันธ์ทาง คณิตศาสตร์ ต่อไปเป็นตัวอย่าง PN Code ที่มีการนำมาใช้ในมาตรฐาน IS-95A ซึ่งเป็น Binary PN Code ที่ประกอบด้วยบิต 0 หรือ 1 เท่านั้น

หากจะอธิบายถึงลักษณะที่สำคัญของ PN Code แล้ว จะประกอบด้วยคุณสมบัติ 4 ประการ ดังนี้

1. Balance property เป็นคุณสมบัติซึ่งชุดรหัส PN Code ที่ถูกสร้างขึ้นมาจะมีจำนวนบิต 0 และ 1 เป็นจำนวนเท่า ๆ กัน หรือ เกือบเท่ากัน
2. Run-length property เป็นคุณสมบัติที่ชุดรหัส PN Code ที่สร้างขึ้นมาในช่วงเวลาใดก็ตาม
 - ครั้งหนึ่งของชุดรหัส จะประกอบด้วยบิต 0 ที่ต่อเนื่องกัน (Consecutive 0s) หรือบิต 1 ที่ต่อเนื่องกัน (Consecutive 1s) มีความยาวเป็น 1
 - หนึ่งในสี่ ของชุดรหัส จะประกอบด้วยบิต 0 ที่ต่อเนื่องกัน หรือบิต 1 ที่ต่อเนื่องกันมีความยาวเป็น 2
 - หนึ่งในแปด ของชุดรหัส จะประกอบด้วยบิต 0 ที่ต่อเนื่องกัน หรือบิต 1 ที่ต่อเนื่องกันมีความยาวเป็น 3 บิต
 - ต่อเนื่องเช่นนี้เรื่อยไป
3. Shift and add property เป็นคุณสมบัติที่กล่าวว่า ผลรวมของชุดรหัส PN Code C_k ใด ๆ กับตัวมันเองที่มีการเลื่อนไปเป็นจำนวน t บิต C_{k+t} จะได้เป็นรหัสชุดเดียวกันที่มีการเลื่อนบิตออกไป
4. Autocorrelation property กล่าวว่ารหัสชุดเดียวกันที่ถูกเลื่อนบิตออกไป จะมีความสัมพันธ์ (Autocorrelation) กับรหัสเดิมน้อย หรืออาจกล่าวได้ว่าไม่ให้มีข้อมูลที่เกี่ยวกับรหัสเดิม

ต่อไปเป็นตัวอย่างของ PN Code โดยสามารถสร้าง PN Code ขึ้นมาได้จากการอาศัย Shift Register และ XOR gate ดังรูปที่ 2.9



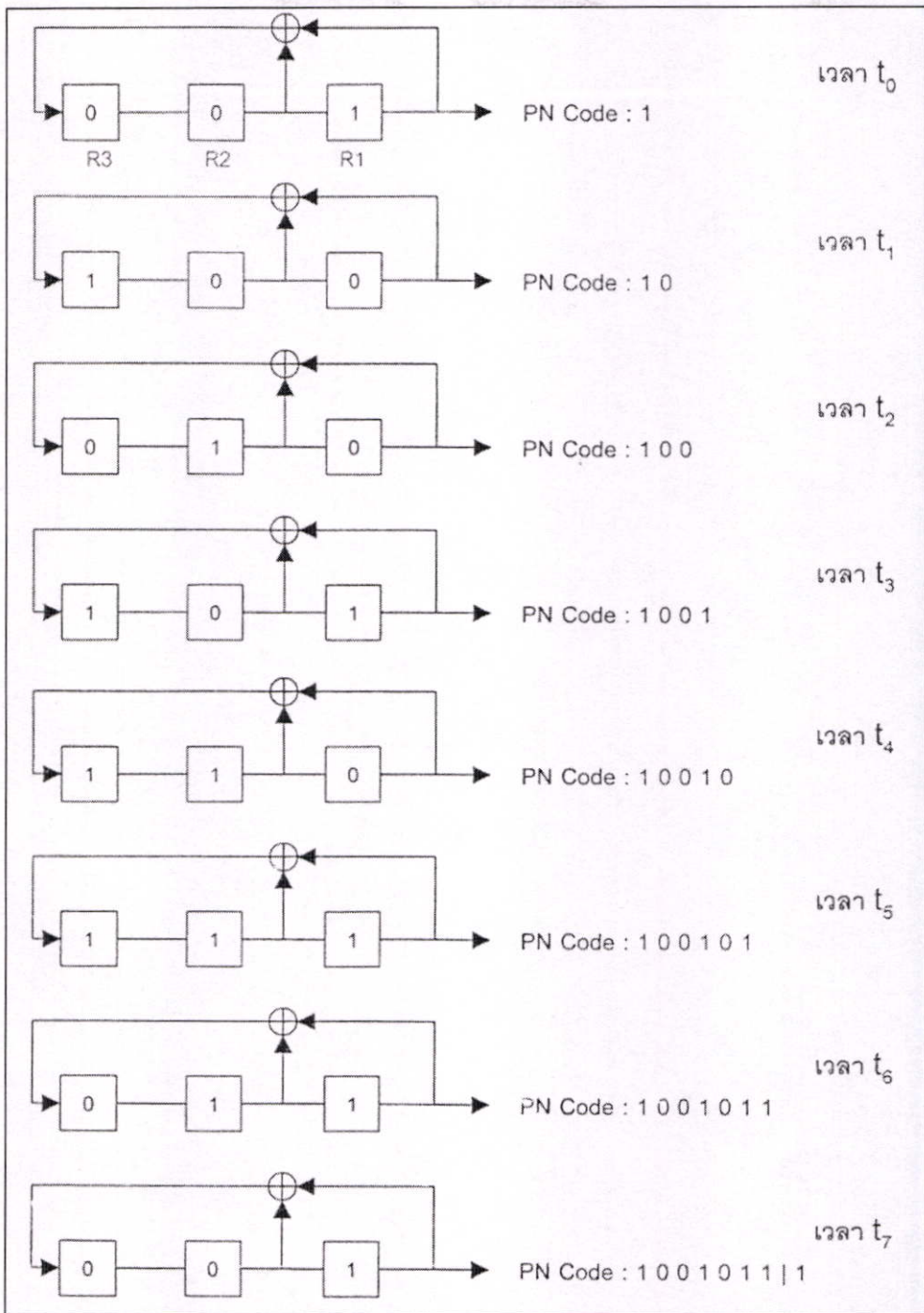
รูปที่ 2.9 การสร้าง PN Code โดยอาศัย Shift Register และ XOR gate

จากรูปเครื่องหมาย \square แทนตัว Shift Register ในขณะที่เครื่องหมาย \oplus แทน XOR gate ซึ่งผลลัพธ์เป็นบิต 1 เมื่อ Input ทั้งสองต่างกันเท่านั้น ที่ด้าน Output Digit เป็นบิตของรหัส PN Code ที่ถูกสร้างขึ้น การทำงานของวงจรดังกล่าวในรูปที่ 2.9 สามารถอธิบายได้ดังรูปที่ 2.10

จากรูปที่ 2.10 จะพบว่าเมื่อปล่อยให้วงจรทำงานตามจังหวะของสัญญาณ Clock ไปเรื่อยๆ ค่าใน Shift Register จะมีการเลื่อน (Shift) เปลี่ยนค่าไปเช่นกัน ทำให้เกิดเป็นค่าบิตรหัส PN Code ต่าง ๆ กันไปตามเวลา ตัวอย่างเช่น จากเวลา t_0 ที่เป็นสถานะเริ่มต้น ที่เวลาถัดมา 1 จังหวะ t_1 ค่าของ Shift Register จะมีการเลื่อนไปทางขวาจาก R3 ไป R2 และ จาก R2 ไป R1 ส่วนค่าบิตใน R3 จะมีการเปลี่ยนเป็นค่าที่ได้จากผลลัพธ์ของ XOR gate ซึ่งในที่นี้มี input จากบิต R1 และ R2 ดังนั้นที่เวลา t_1 ค่าใน Shift Register ทั้ง 3 จะเปลี่ยนจาก 0 0 1 เป็น 1 0 0 แทน และทำให้บิตรหัสที่ได้ ณ เวลานั้นเป็นบิต 0

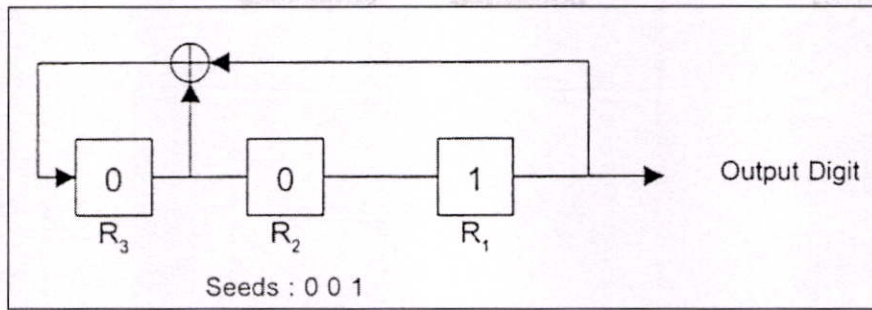
ในทำนองเดียวกันที่เวลาถัดมา t_2 ค่าใน Shift Register ก็จะมีการเลื่อนเปลี่ยนไปเป็นค่า 0 1 0 ได้บิตรหัสเป็นบิต 0 เป็นเช่นนี้เรื่อย ๆ จนกระทั่งถึงเวลา t_7 ค่าใน Shift Register จะกลับไปสู่ค่า ณ จุดเริ่มต้นเวลา t_0 ใหม่อีกครั้ง ซึ่งเป็นการครบรอบระยะเวลาของการวน หรือที่เรียกว่าเป็นความยาว (Length) ของรหัส ชุดรหัส PN Code ที่ได้ คือ 1 0 0 1 0 1 1 ... วนซ้ำไปเรื่อย ๆ นั่นเอง

กระบวนการที่ได้กล่าวมานี้ใช้สำหรับสร้าง PN Code ที่มีความยาวต่าง ๆ กัน โดยการใช้ Shift Register และ XOR gate ถ้าหากใช้ Register เป็นจำนวน N ตัว จะทำให้ได้ชุดรหัสที่มีความยาว (Length) เป็น $2^N - 1$ ซึ่งเป็น Maximum Length หรือเป็นรหัสที่ยาวที่สุดที่ยังไม่มีการวนซ้ำ ดังเช่นกรณีของตัวอย่าง PN Code ที่ได้มีการใช้ Shift Register จำนวน 3 ชุดทำให้ได้ชุดรหัสที่มี Length เป็น 7 หรือ $2^3 - 1$ นั่นเอง ดังนั้นหากต้องการ PN Code ที่มีความยาวมาก จะต้องใช้ Shift Register เป็นจำนวนมากขึ้นด้วย



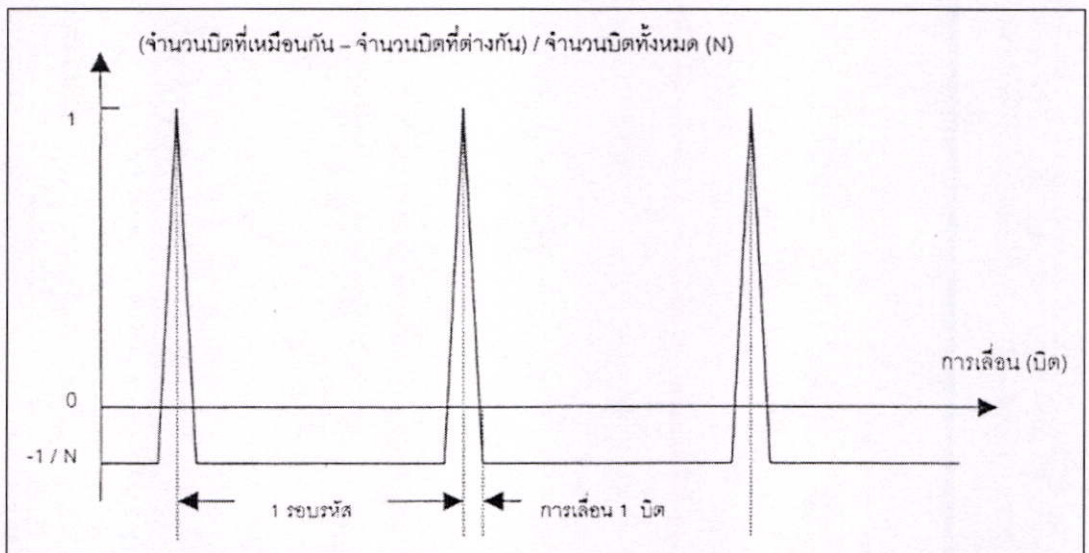
รูปที่ 2.10 การทำงานของ Shift Register เพื่อสร้าง PN Code

ในรูปที่ 2.9 และ 2.10 แสดงถึงลักษณะวงจร Shift Register ที่ใช้สร้างรหัส PN Code หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือการระบุถึงชุดรหัส PN Code นั้นเอง อย่างไรก็ตาม โดยปกติการระบุชุดรหัส PN Code จะไม่ใช่รูป แต่จะอาศัย Polynomial แทน เช่นในรูปที่ 2.9 และ 2.10 นั้น เป็นชุดรหัสที่มี Polynomial เป็น $X^3 + X + 1$ อีกตัวอย่างหนึ่งของชุดรหัสที่มี Polynomial เป็น $X^3 + X^2 + 1$ ซึ่งใช้บิตรหัสเป็น 1 0 0 1 1 1 0 แสดงดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 รหัส PN Code ที่มี Polynomial เป็น $X^3 + X^2 + 1$

คุณสมบัติที่พิเศษของ PN Code คือคุณสมบัติในข้อที่ 4 คือ Autocorrelation property ที่กล่าวว่ารหัสชุดเดียวกันที่ถูกเลื่อนบิตออกไป จะมีความสัมพันธ์ (Autocorrelation) กับรหัสเดิมน้อยหรืออาจกล่าวได้ว่า ไม่ให้ข้อมูลที่เกี่ยวกับรหัสเดิม ซึ่งสามารถอธิบายด้วยกราฟความสัมพันธ์ในรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 Autocorrelation ของรหัส PN Code

ในรูปที่ 2.12 จะพบว่า การเลื่อน (Shift) ออกไปเพียง 1 บิต ก็จะทำให้ค่า Autocorrelation (ซึ่งในที่นี้แทนด้วยความสัมพันธ์ (จำนวนบิตที่เหมือนกัน - จำนวนบิตที่ต่างกัน) / จำนวนบิตทั้งหมด (N)) มีค่าน้อยมาก นั่นคือไม่ให้ข้อมูลเกี่ยวกับชุดรหัสเลข ดังนั้นถึงแม้จะรู้ว่าข้อมูลที่ถูกลังมาถูกเข้ารหัสด้วยรหัส PN Code ชุดใด แต่ถ้าหากไม่รู้ว่ารหัสเริ่มต้น ณ เวลาใด ก็จะไม่สามารถถอดรหัสออกมาได้ การถอดรหัสถึงแม้จะใช้ PN Code ชุดที่ถูกต้องแต่เลื่อนไปแม้แต่บิตเดียวก็จะไม่ได้ข้อมูลที่ถูกต้องกลับมา ด้วยเหตุนี้รหัส PN Code จึงได้ถูกนำมาใช้ในระบบ CDMA เนื่องจากให้ความปลอดภัยในการเข้ารหัสสูง

ในมาตรฐาน IS-95A นั้นมีการใช้ PN Code อยู่สองแบบคือ Short PN Code และ Long PN Code จากชื่อคงพอจะทราบเบื้องต้นว่าทั้งสองเป็นรหัส PN Code เช่นเดียวกัน เพียงแต่มีความยาวต่างกัน รหัสทั้งสองถูกใช้เพื่อจุดประสงค์ที่แตกต่างกัน รวมทั้งแตกต่างไปจาก Walsh Code ที่ใช้สำหรับแยกแยะช่องสัญญาณ (Channelization) ที่ได้กล่าวถึงไปแล้ว

2.2.2.1 รหัส Short PN

Short PN Code ถูกใช้เพื่อจุดประสงค์ 2 ประการ คือ

1. เพื่อแยกแยะว่าเป็น Cell ใดและ Sector ใดของ Cell ในแต่ละ Cell และแต่ละ Sector จะใช้ Short PN Code ชุดเดียวกัน แต่มีจุดเริ่มต้นที่เวลาต่างกัน หรือมีค่า Offset ต่างกันนั่นเอง โดยอาศัยคุณสมบัติ Autocorrelation ของ PN Code ทำให้ที่ด้านรับคือเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่สามารถแยกแยะได้ว่ากำลังติดต่อกับที่ใด โดยไม่สับสนและรบกวนกัน ดังนั้นอาจกล่าวได้ว่า PN Code ที่ใช้เปรียบเสมือนกับหมายเลขประจำ Cell หรือ Sector (Cell/Sector ID) นั่นเอง

2. เพื่อใช้เป็นรหัสสำหรับ Quadrature Spreading เนื่องจากในระบบ IS-95A นั้นในภาคของการส่งจะใช้การมอดูเลชันแบบ QPSK ซึ่ง 1 สัญลักษณ์ (Symbol) จะประกอบด้วยองค์ประกอบ 2 ส่วนคือ I (In-phase) และ Q (Quadrature-Phase) จึงได้มีการนำเอารหัส Short PN Code มาใช้แยกแยะระหว่างองค์ประกอบทั้งสองส่วนนี้ โดยจะมีการใช้รหัส Short PN Code 2 ชุดซึ่งได้แก่ In-phase short PN Code และ Quadrature-Phase short PN Code มี Polynomial ดังนี้

$$P_I(X) = X^{15} + X^{13} + X^9 + X^8 + X^7 + X^5 + 1$$

$$P_Q(X) = X^{15} + X^{12} + X^{11} + X^{10} + X^6 + X^5 + X^4 + X^3 + 1$$

จาก Polynomial ทั้งสองจะพบว่า รหัส Short PN Code มีความยาว 1 รอบเท่ากับ $2^{15} + 1$ หรือเท่ากับ 32,767 บิต และจากอัตราการส่งข้อมูลออกอากาศของมาตรฐาน IS-95A ที่เท่ากับ 1.2288 Mbps ทำให้รหัส Short PN Code ที่ถูกส่งออกไป จะมีการวนซ้ำทุก ๆ 26.67 msec ซึ่งในแง่ของความปลอดภัยนั้นดูจะสั้นเกินไปจนเป็นไปได้ที่จะทำการดักฟังและถอดรหัสออกมา แต่ที่จริงแล้วการออกแบบระบบ IS-95A นั้น จงใจออกแบบให้รหัส Short PN Code มีความยาวที่พอเหมาะ ทำให้ด้านรับคือเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่คอยฟังสัญญาณอยู่สามารถเข้าใจและปรับตัวให้เข้ากับจังหวะการส่งได้ ภาครับในเครื่องโทรศัพท์จะสแกนหาสัญญาณและวิเคราะห์หาจังหวะการเริ่มต้นของรหัส โดยทดลองปรับเวลาเริ่มต้นไปเรื่อย ๆ และถอดรหัสดูจนได้ค่า Correlation สูงที่สุด ก็จะปรับจังหวะ (Synchronize) เข้ากับเวลาเริ่มต้นดังกล่าว ดังนั้นการที่ Short PN Code มีความยาวเพียง 26.67 msec จึงทำให้ใช้เวลาเพียงเล็กน้อยเท่านั้น เครื่องรับก็จะปรับเข้าจังหวะการรับส่งได้ ความปลอดภัยจึงไม่ใช่จุดประสงค์หลักของ Short PN Code แต่เป็นรหัสสำหรับแยกแยะ Cell และ

Sector และ องค์ประกอบ I และ Q เท่านั้น ในระบบ IS-95A จะให้ Long PN Code สำหรับความปลอดภัย

2.2.2.2 รหัส Long PN

Long PN Code ถูกใช้เพื่อจุดประสงค์ในการรักษาความปลอดภัย (Privacy) เพื่อป้องกันการลักลอบดักฟังและนำข้อมูลไปถอดรหัสออกมา โดยอาศัยความยาวของรหัสที่ยาวมากจนทำให้การลักลอบดักฟังเพื่อถอดรหัสไม่สามารถทำได้ในทางปฏิบัติ Polynomial ของ Long PN Code คือ

$$P_L(X) = X^{42} + X^{35} + X^{33} + X^{31} + X^{27} + X^{26} + X^{25} + X^{22} + X^{21} + X^{19} + X^{18} + X^{17} + X^{16} + X^{10} + X^7 + X^6 + X^5 + X^3 + X^2 + X + 1$$

จาก Polynomial นี้จะพบว่า Long PN Code จะมีความยาวรหัสเป็น $2^{42} - 1$ หรือเท่ากับ 4.4 ล้านล้านบิต ถ้าหากคิดที่อัตราการส่งข้อมูลออกอากาศ 1.2288 Mbps แล้วรหัสจะวนกลับมาซ้ำเดิมทุก ๆ 41.2 วัน ซึ่งทำให้การถอดรหัสไม่สามารถทำได้ในทางปฏิบัติ เพราะการที่จะดักฟังรหัสและถอดรหัสวนกลับมาซ้ำเพื่อแกะรูปแบบของรหัสนั้นต้องดักฟังนานถึงประมาณ 41.2 วัน นอกจากนี้ในทางปฏิบัติยังเป็นไปไม่ได้เนื่องจากคงไม่มีใครทำการพูดโทรศัพท์เป็นเวลานานถึง 41.2 วันแน่ ดังนั้น Long PN Code จึงให้ความปลอดภัยอย่างสูงแก่ระบบ CDMA IS-95A

โดยสรุปแล้ว จะเห็นว่าระบบ CDMA IS-95A มีการใช้รหัสอยู่ 2 ประเภทคือ รหัส Walsh code และ รหัส PN Code เพื่อจุดประสงค์ต่าง ๆ กัน จึงเป็นระบบที่ค่อนข้างซับซ้อน แต่ให้ความปลอดภัยและทนทานต่อสัญญาณรบกวนสูง

2.3 ปัจจัยที่มีผลกระทบต่อสมรรถนะของเครื่องรับในระบบ DS/CDMA[3]

2.3.1 สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น (Multiple Access Interference)

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

2.3.2 ปรากฏการณ์ใกล้-ไกล (Near-Far Effect)

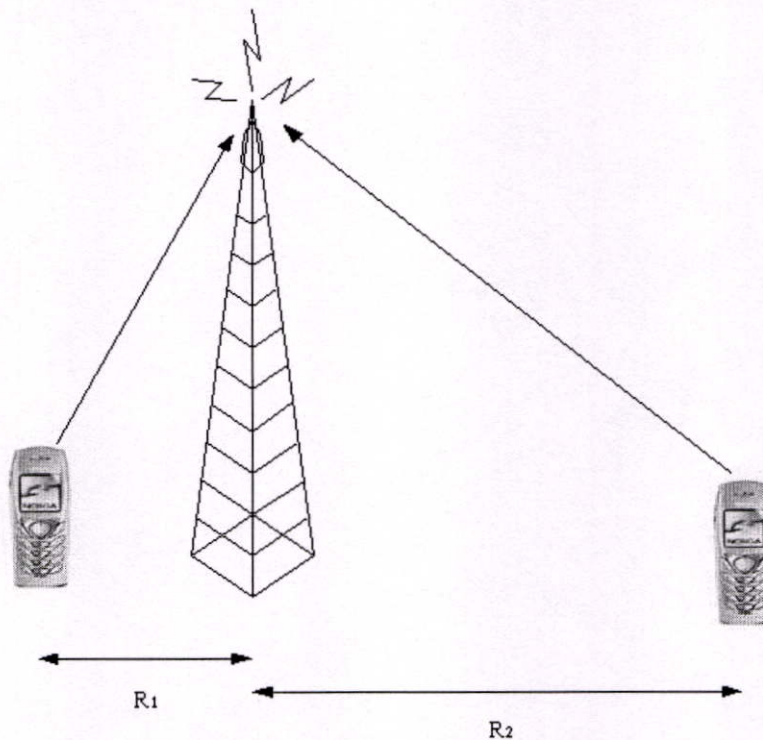
ปรากฏการณ์ใกล้-ไกล คือ ปรากฏการณ์ที่ระดับของสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนในระบบที่รับได้ที่สถานีฐานมีค่าไม่เท่ากัน ปรากฏการณ์ใกล้-ไกลนี้มักจะเกิดกับผู้ใช้แต่ละคนที่มีระยะห่าง

จากเครื่องไม่เท่ากัน ระยะทางที่ไม่เท่ากันทำให้สัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนเกิดการลดทอนที่ไม่เท่ากัน ดังรูปที่ 2.13 สัญญาณของผู้ใช้ที่อยู่ใกล้สถานีฐานจะถูกลดทอนน้อยกว่าสัญญาณของผู้ใช้ที่อยู่ไกลออกไป

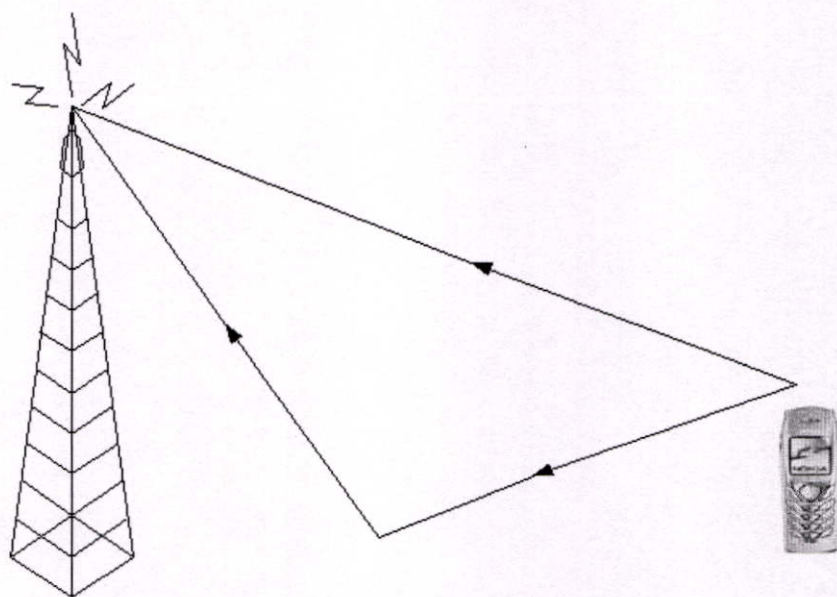
การแก้ปัญหาปรากฏการณ์ใกล้-ไกล ทำได้โดยการควบคุมกำลังส่งของสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคน เพื่อให้กำลังส่งของสัญญาณที่รับได้ที่สถานีฐานของผู้ใช้ทุกคนมีค่าเท่ากัน

2.3.3 การเฟดดิ้งของสัญญาณ (Fading)

การส่งสัญญาณในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ระหว่างสถานีฐานกับสถานีเคลื่อนที่ สัญญาณมักจะไม่ได้เดินทางเป็นเส้นตรง แต่จะเกิดการสะท้อนจากสิ่งก่อสร้าง และสภาพแวดล้อมในบริเวณนั้น ๆ ดังนั้นสัญญาณที่รับได้จึงเป็นสัญญาณที่เกิดจากการรวมกันของสัญญาณที่สะท้อนมาจากเส้นทางต่าง ๆ กัน ดังรูปที่ 2.14 ซึ่งสัญญาณเหล่านี้จะมีขนาดและเฟสที่ต่างกันส่งผลให้สัญญาณที่รับได้มีขนาดและเฟสผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณจริงที่ส่งมา เรียกปรากฏการณ์นี้ว่า การเฟดดิ้งของสัญญาณ



รูปที่ 2.13 ปรากฏการณ์ใกล้-ไกล



รูปที่ 2.14 เส้นทางการเดินทางของสัญญาณจากสถานีเคลื่อนที่ไปยังสถานีฐาน

บทที่ 3

หลักการพื้นฐานวงจรรองปรับตัวได้

วงจรรองแบบปรับตัวได้ (Adaptive Filtering) ได้เข้ามามีบทบาทเป็นอย่างมากในงานประมวลผลสัญญาณดิจิทัล และระบบควบคุม ทั้งนี้เพราะ ความสามารถปรับเปลี่ยนคุณลักษณะ (Characteristics) ประจำตัวของระบบให้สอดคล้องกับสัญญาณที่รับเข้ามาได้ด้วยตัวเอง ซึ่งจะสามารถทำงานกับสัญญาณที่มีลักษณะเปลี่ยนแปลงตามเวลา (Nonstationary) ซึ่งเป็นสัญญาณที่เกิดขึ้นจริงในทางปฏิบัติ

3.1 สมการอธิบายระบบวงจรรอง [5]

ซึ่งจะหมายถึงสมการที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุต (input) และสัญญาณเอาต์พุต (output) ทั้งในขอบข่ายของเวลา และขอบข่ายของ แชนทรีนส์ฟอร์ม

ในขอบข่ายเวลาหรือแกนเวลา สมการอธิบายระบบอาจอยู่ในรูปของ สมการผลต่าง คือ

$$\sum_{k=0}^N a_k y[n-k] = \sum_{k=0}^M b_k x[n-k] \quad (3.1)$$

โดยที่ $y(n)$ คือ เอาต์พุตของวงจรรอง

$x(n)$ คือ อินพุตของวงจรรอง

M, N คือ ลำดับ (order) ของวงจรรอง

a_k, b_k คือ ค่าสัมประสิทธิ์

หรือแสดงอยู่ในรูปแบบ

$$y(n) = \sum_{k=0}^M b_k x(n-k) + \sum_{k=1}^N a_k y(n-k) \quad (3.2)$$

ในขอบข่ายความถี่หรืออาจเรียกว่าในขอบข่าย แชนทรีนส์ฟอร์ม (z-transform) สามารถเขียนในรูปของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันได้ดังสมการ

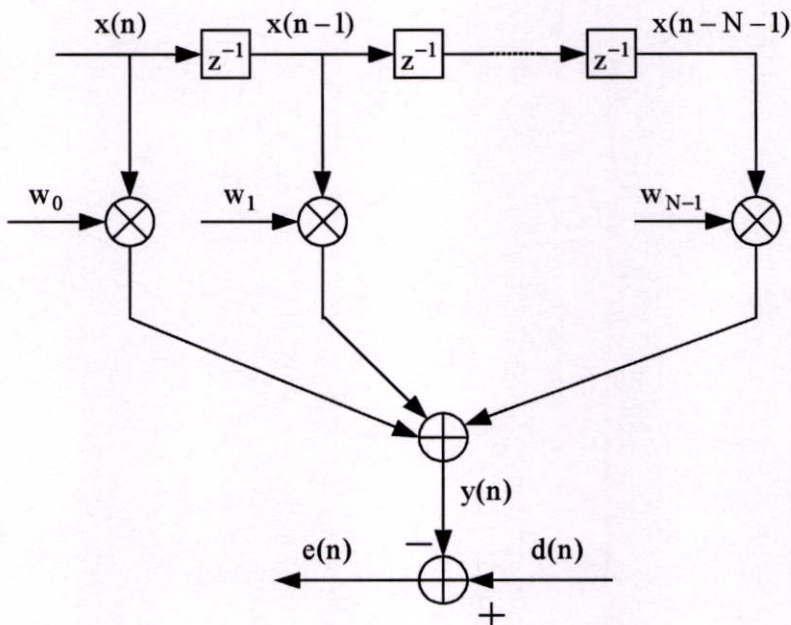
$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^M b_k Z^{-k}}{1 - \sum_{k=1}^N a_k Z^{-k}} \quad (3.3)$$

3.2 ประเภทของวงจรกรอง [4,5]

วงจรกรองดิจิทัลจะถูกจำแนกตามผลตอบสนองของอิมพัลส์ (Impulse หรือ Unit Sample) หรือตามโครงสร้างของวงจรกรองนั้น ๆ หากผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ไม่จำกัดเรียกว่าวงจรกรองดิจิทัลนั้นว่า ไอไออาร์ (IIR : Infinite-Impulse Response) ส่วนเอฟไออาร์ (FIR : Finite-Impulse Response) หมายถึง วงจรกรองดิจิทัลที่มีการตอบสนองต่ออิมพัลส์จำกัด

3.3 ระเบียบวิธี Steepest Descent (Method of Steepest Descent) [6]

วิธี Steepest Descent เป็นกรรมวิธีสำหรับปรับค่าน้ำหนักถ่วงของวงจรกรองปรับตัว เพื่อให้ได้เข้าสู่ผลตอบที่ต้องการวิธีหนึ่ง ซึ่งได้รับความนิยม วิธี Steepest Descent ใช้ในการทำซ้ำหรือวิธีการปรับตัวเองในการเปลี่ยนแปลงค่าน้ำหนักถ่วงของวงจรที่ละเอียดทีละน้อยในทิศทางที่ลดค่าของฟังก์ชันจุดประสงค์มากที่สุด โดยการปรับค่าน้ำหนักถ่วง



รูปที่ 3.1 วงจรกรองแบบทรานเวอร์ส

จากรูปที่ 3.1 อินพุตของวงจรรองคือ $x(n)$ ผลตอบที่ต้องการคือ $d(n)$ ซึ่งสมมติเป็นลำดับค่าจริง ค่าสัมประสิทธิ์วงจรรอง w_0, w_1, \dots, w_{N-1} สมมติให้เป็นค่าจริง ซึ่งสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของเวกเตอร์ได้ตามลำดับดังนี้

$$\mathbf{w} = [w_0 \quad w_1 \quad \dots \quad w_{N-1}]^T \quad (3.4)$$

และ

$$\mathbf{x}(n) = [x(n) \quad x(n-1) \quad \dots \quad x(n-N+1)]^T \quad (3.5)$$

จะได้เอาต์พุตของวงจรรองเป็น

$$y(n) = \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n) = \mathbf{x}^T(n) \mathbf{w} \quad (3.6)$$

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

$$e(n) = d(n) - \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n) = d(n) - \mathbf{x}^T(n) \mathbf{w} \quad (3.7)$$

โดยมีฟังก์ชันจุดประสงค์เป็น

$$\xi = E[e^2(n)] \quad (3.8)$$

จากสมการที่ (3.7) เมื่อยกกำลังสองจะได้

$$e^2(n) = d^2(n) - 2\mathbf{w}^T \mathbf{x}(n)d(n) + \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)\mathbf{w} \quad (3.9)$$

หาค่าความคาดหวังของสมการ (3.9) ได้ดังนี้

$$\xi = E[e^2(n)] = E[d^2(n)] - 2\mathbf{w}^T E[\mathbf{x}(n)d(n)] + \mathbf{w}^T E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)]\mathbf{w} \quad (3.10)$$

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

$$\mathbf{p} = E[\mathbf{x}(n)d(n)] = [p_0 \quad p_1 \quad \dots \quad p_{N-1}]^T \quad (3.11)$$

และนิยามให้เมตริกซ์อัตโนมัติของอินพุตเป็น

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)] = \begin{bmatrix} r_{0,0} & r_{0,1} & \dots & r_{0,N-1} \\ r_{1,0} & r_{1,1} & \dots & r_{1,N-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ r_{N-1,0} & r_{N-1,1} & \dots & r_{N-1,N-1} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

จากค่า \mathbf{p} และ \mathbf{R} ที่นิยามไว้นี้ สามารถเขียนสมการของค่ากำลังสองเฉลี่ยในสมการที่ (3.10) ได้ดังนี้

$$\xi = E[e^2(n)] = E[d^2(n)] - 2\mathbf{w}^T \mathbf{p} + \mathbf{w}^T \mathbf{R} \mathbf{w} \quad (3.13)$$

จากสมการนี้ทำให้ได้ฟังก์ชันจุดประสงค์ ซึ่งมีรูปร่างเป็นพื้นผิวพาราโบล่าหงาย การปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองเพื่อให้ได้ค่าความผิดพลาดต่ำที่สุด ก็คือ การวิ่งวนไปตามพื้นผิวนี้นั้นจนถึงจุดต่ำที่สุด ซึ่งสามารถทำได้โดยการหาค่าเกรเดียนต์ ∇ ของฟังก์ชันจุดประสงค์ดังนี้

$$\nabla \xi = \left[\frac{\partial E[e^2(n)]}{\partial w_0} \quad \frac{\partial E[e^2(n)]}{\partial w_1} \quad \dots \quad \frac{\partial E[e^2(n)]}{\partial w_n} \right] = -2\mathbf{p} + 2\mathbf{R}\mathbf{w} \quad (3.14)$$

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

$$\mathbf{w}_0 = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p} \quad (3.15)$$

ตามวิธี steepest descent สามารถหาค่าเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ของวงจรกรองใหม่ได้ดังนี้

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu \nabla_n \xi \quad (3.16)$$

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

μ เป็นค่าช่วงก้าว

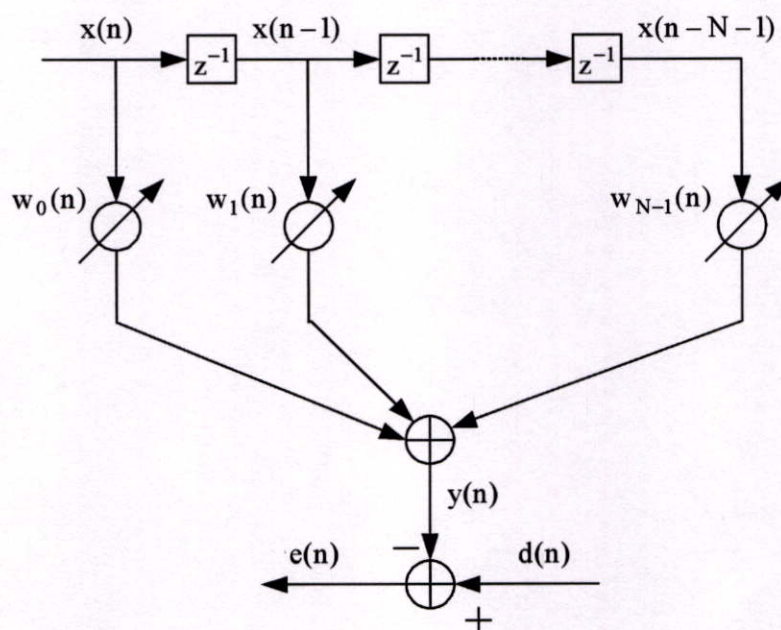
$\nabla_n \xi$ เป็นเวกเตอร์ของค่าเกรเดียนต์ของ $\nabla \xi$ ที่ $\mathbf{w} = \mathbf{w}(n)$

3.4 ระเบียบวิธี LMS (Least-Mean-Square Algorithm) [6]

ระเบียบวิธี LMS นี้จัดอยู่ในตระกูลวิธี Stochastic Gradient ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้

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

ระเบียบวิธี LMS จะใช้ข้อมูลที่มีอยู่สำหรับประมาณค่าเกรเดียนต์ที่ระยะเวลาใด ๆ ของวิธี Steepest Descent ระเบียบวิธี LMS จะใช้ค่าผลคูณของเวกเตอร์สัญญาณกับค่าความผิดพลาดเป็นค่าประมาณของเกรเดียนต์เวกเตอร์จริง



รูปที่ 3.2 วงจรกรองแบบปรับตัวได้แบบทรานเวอร์ส N แท็ป

จากรูปที่ 3.2 แสดงวงจรกรองแบบปรับตัวได้แบบทรานเวอร์ส N แท็ป อินพุตของวงจรกรองคือ $x(n)$ ผลตอบที่ต้องการคือ $d(n)$ และจะได้เอาต์พุตของวงจรกรองเป็น

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i(n)x(n-i) \quad (3.17)$$

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

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (3.18)$$

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

$$\mathbf{w}(n) = [w_0(n) \ w_1(n) \ \dots \ w_{N-1}(n)]^T \quad (3.19)$$

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

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu \nabla e^2(n) \quad (3.20)$$

โดย μ คือค่าช่วงก้าว (Step Size) และ ∇ เป็นการกระทำของเกรเดียนต์นิยามโดย

$$\nabla = \left[\frac{\partial}{\partial w_0} \quad \frac{\partial}{\partial w_1} \quad \dots \quad \frac{\partial}{\partial w_{N-1}} \right]^T \quad (3.21)$$

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

$$\frac{\partial e^2(n)}{\partial w_i} = 2e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial w_i} \quad (3.22)$$

แทนสมการ (3.17) ในสมการ (3.22) และเนื่องจาก $d(n)$ ไม่ได้ขึ้นกับ w_i จะได้

$$\frac{\partial e^2(n)}{\partial w_i} = -2e(n) \frac{\partial y(n)}{\partial w_i} \quad (3.23)$$

แทน $y(n)$ จากสมการ (3.17) จะได้

$$\frac{\partial e^2(n)}{\partial w_i} = -2e(n)x(n-i) \quad (3.24)$$

จากสมการที่ (3.21) และ (3.24) จะได้

$$\nabla e^2(n) = -2e(n)\mathbf{x}(n) \quad (3.25)$$

เมื่อ $\mathbf{x}(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-N+1)]^T$ แทนสมการ (3.25) ในสมการ (3.20)

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + 2\mu e(n)\mathbf{x}(n) \quad (3.26)$$

ซึ่งสามารถสรุปได้ว่า ระเบียบวิธี LMS ประกอบด้วยกระบวนการพื้นฐาน 2 กระบวนการ ดังนี้

1 กระบวนการกรอง (Filtering Process)

- คำนวณผลตอบของวงจรกรองแบบทรานเวอร์สได้

เอาต์พุตของวงจรกรอง :

$$y(n) = \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n) \quad (3.27)$$

- คำนวณหาค่าผิดพลาดในการประมาณได้

ค่าผิดพลาดในการประมาณ :

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (3.28)$$

2 กระบวนการปรับค่าสัมประสิทธิ์ (Adaptive Process)

ทำการปรับสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองอย่างอัตโนมัติตามค่าผิดพลาดในการประมาณที่หาได้จากกระบวนการกรอง ดังสมการ

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + 2\mu e(n)\mathbf{x}(n) \quad (3.29)$$

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

คือ ในการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองแต่ละครั้งจะได้รับผลจากเกรเดียนต์น้อยๆ ดังนั้น การคำนวณโดยระเบียบวิธี LMS จะมีการเคลื่อนไหวย่างสุ่มรอบ ๆ ค่าต่ำสุดของพื้นผิวความผิดพลาด หรือเข้าสู่ค่าเฉลี่ยแทนที่จะเข้าสู่จุดต่ำสุดอย่างแท้จริง

เนื่องจากระเบียบวิธี LMS ใช้กระบวนการป้อนกลับในการทำงาน ดังนั้นจึงต้องคำนึงถึง เสถียรภาพของระบบด้วย ซึ่งเกณฑ์ที่จะทำให้เกิดเสถียรภาพนี้คือ

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

เมื่อ $\xi(n)$ คือ ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยของระเบียบวิธี LMS ที่เวลา n และค่าที่สภาวะอยู่ตัวของระเบียบวิธี LMS $\xi(\infty)$ เป็นค่าคงที่ ค่าเฉลี่ยกำลังสองจะเข้าสู่ค่าที่สภาวะอยู่ตัวเมื่อเป็นไปตามเกณฑ์นี้ สำหรับระเบียบวิธี LMS นั้น ค่าช่วงก้าว μ ที่เหมาะสมซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไขเกี่ยวกับโครงสร้างเฉพาะ (Eigenstructure) ของเมทริกซ์สหสัมพันธ์ของอินพุตจะทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองเข้าสู่ตามเกณฑ์ดังกล่าวได้

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

การปรับแก้ผิด (Misadjustment : M) คือ อัตราส่วนระหว่าง $\xi(\infty)$ กับ ξ_{\min} เป็นค่าที่แสดงว่าผลตอบที่สถานะอยู่ตัวของระเบียบวิธี LMS อยู่ห่างจากผลเฉลี่ยของ Wiener มากน้อยแค่ไหน และสามารถกำหนดค่าการปรับแก้ผิดนี้ให้มีค่าน้อยตามต้องการได้ โดยขึ้นอยู่กับช่วงก้าวที่ใช้ในระเบียบวิธี LMS สำหรับค่าช่วงก้าวต่ำ ๆ นั้นกระบวนการปรับจะดำเนินไปค่อนข้างช้าและผลจากเกรเดียนต์สัญญาณรบกวนของสัมประสิทธิ์วงจรรองจะถูกกรองออกไปมาก ซึ่งจะส่งผลในการลดการปรับแก้ผิดด้วย แต่ถ้าใช้ค่าช่วงก้าวสูง ๆ กระบวนการนี้จะเร็วขึ้นแต่ค่าการปรับแก้ผิดจะเพิ่มขึ้นเช่นเดียวกัน นั่นคือระเบียบวิธี LMS นี้จำเป็นต้องเลือกระหว่างความถูกต้องของผลลัพธ์หรือความเร็วในการปรับสัมประสิทธิ์ ดังนั้นการใช้ระเบียบวิธี LMS ต้องให้ความสนใจกับช่วงก้าวเป็นอย่างมากเพราะค่าช่วงก้าวที่ใช้ในระเบียบวิธี LMS นี้จะมีค่าคงที่ตลอดกระบวนการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง ด้วยเหตุนี้จึงมีผู้พัฒนาวิธีการใหม่ ๆ ให้มีการปรับค่าช่วงก้าวนี้ในขณะที่กระบวนการกำลังดำเนินการ เพื่อให้ผลตอบของวงจรรองใช้เวลาเข้าสู่ค่าที่ถูกต้องเร็วขึ้น และมีความถูกต้องมากขึ้นด้วย

3.5 ระเบียบวิธี RLS (Recursive Least-Squares Algorithm) [6]

ระเบียบวิธี RLS เป็นระเบียบวิธีที่พัฒนามาจากระเบียบวิธีกำลังสองน้อยสุด (Least Squares) โดยการเรียกแบบวนซ้ำสำหรับการออกแบบวงจรกรองปรับตัวได้แบบทรานเวอร์ส และกำหนดค่ากำลังสองน้อยสุดโดยประมาณของเทปแวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักของวงจรกรองนี้ที่การวนซ้ำที่ $N-1$ ในการคำนวณการวนซ้ำที่ N จะขึ้นกับค่าของข้อมูลที่เข้ามาใหม่

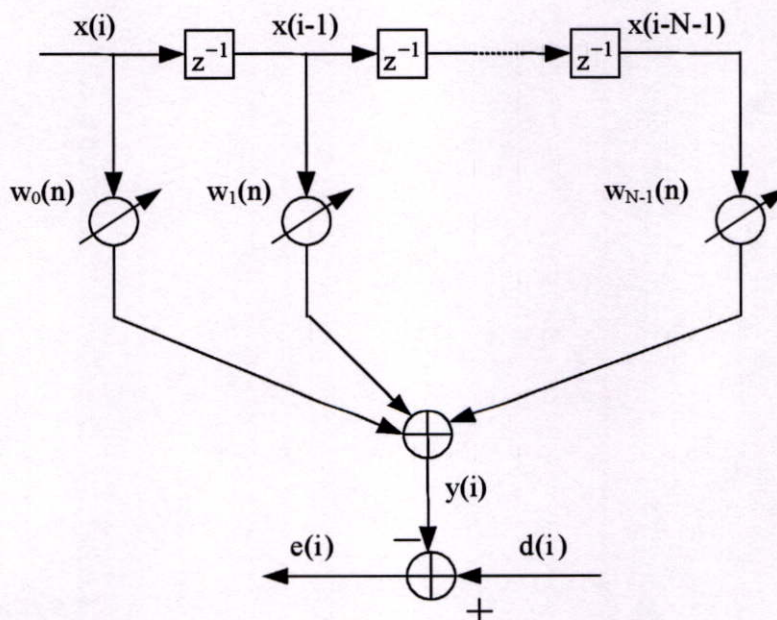
ในการพัฒนาวงจรกรอง RLS ได้เริ่มจากการทบทวนความสัมพันธ์ขั้นต้นของระเบียบวิธีกำลังสองน้อยสุดและใช้ทฤษฎีเมตริกซ์ผกผัน โดยวงจรกรอง RLS สามารถถูกหาคำตอบได้เร็วกว่า วงจร LMS แบบธรรมดา แต่มีการคำนวณที่ซับซ้อนมากขึ้นด้วยเช่นกัน

การทำให้เกิดผลการเรียกซ้ำของระเบียบวิธีกำลังสองน้อยสุดต้องกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น และใช้ข้อมูลตัวอย่างในการปรับค่าการประมาณค่าค่าเก่า โดยจะพบว่าข้อมูลที่สังเกตมีความยาวไม่แน่นอน และสามารถแสดงฟังก์ชันพื้นฐานได้ดัง สมการที่ 3.30 โดยมีปัจจัยถ่วงน้ำหนัก $\beta(n, i)$

$$\xi(n) = \sum_{i=1}^n \beta(n, i) |e(i)|^2 \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (3.30)$$

เมื่อสัญญาณผิดพลาด $e(i)$ คือผลต่างระหว่างค่าตอบที่ต้องการ $d(i)$ และเอาต์พุตของวงจรกรอง $y(i)$ ซึ่งมีผลมาจากวงจรกรองแบบปรับตัวได้แบบทรานเวอร์ส N แท้ที่แปรผันตามเวลา อินพุตของวงจรกรองคือ $x(i)$ ณ เวลาที่ i ดังรูปที่ 3.3

$$e(i) = d(i) - y(i) = d(i) - w^H(n)x(i) \quad (3.31)$$



รูปที่ 3.3 วงจรกรองแบบปรับตัวได้แบบทรานเวอร์ส N แท้ที่แปรผันตามเวลา

เมื่อ $\mathbf{x}(i)$ คือเวกเตอร์สัญญาณอินพุต ณ เวลาที่ i นิยามโดย

$$\mathbf{x}(i) = [x(i), x(i-1), \dots, x(i-N+1)]^T \quad (3.32)$$

และ $\mathbf{w}(n)$ คือเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนัก ณ เวลาที่ n นิยามโดย

$$\mathbf{w}(n) = [w_0(n), w_1(n), \dots, w_{N-1}(n)]^T \quad (3.33)$$

โดยที่เวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักของวงจรถอบแบบทรานเวอร์สจะอยู่ระหว่างช่วง $1 \leq i \leq n$ ตามที่ฟังก์ชันพื้นฐาน $\xi(n)$ ใช้นิยามมา

ปัจจัยถ่วงน้ำหนัก $\beta(n, i)$ มีคุณสมบัติดังนี้

$$0 < \beta(n, i) \leq 1, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (3.34)$$

โดยทั่วไปการใช้ปัจจัยถ่วงน้ำหนัก $\beta(n, i)$ นั้นใช้เพื่อให้แน่ใจว่าข้อมูลที่ผ่านมามีความเกี่ยวข้องน้อยลงและไม่มีความเกี่ยวข้องกับข้อมูลปัจจุบัน ซึ่งเมื่อวงจรถอบทำงานในสภาวะไม่คงที่ข้อมูลที่สังเกตได้จะมีความเป็นไปได้ที่จะเกิดการผันผวนของข้อมูล รูปแบบของน้ำหนักถ่วงที่ใช้เรียกว่า เอ็กโพเนนเชียลเวตติ้งแฟคเตอร์ (exponential weighting factor) หรือ ฟอรัgetting แฟคเตอร์ (forgetting factor) นิยามโดย

$$\beta(n, i) = \lambda^{n-i} \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (3.35)$$

เมื่อ λ คือค่าคงที่ค่าบวกที่เข้าใกล้ 1 (แต่น้อยกว่า) เมื่อ $\lambda = 1$ จะได้ระเบียบวิธีกำลังสองน้อยสุด และสามารถคำนวณหน่วยความจำที่ใช้ในระเบียบวิธีได้จากค่าผกผันของ $1 - \lambda$ สำหรับกรณีพิเศษที่ $\lambda = 1$ หน่วยความจำจะมีค่าอนันต์

ระเบียบวิธี RLS ประกอบด้วยกระบวนการดังต่อไปนี้
การกำหนดค่าเริ่มต้นของระเบียบวิธี

$$\mathbf{w}(0) = \mathbf{0} \quad (3.36)$$

$$\mathbf{P}(0) = \delta^{-1} \mathbf{I} \quad (3.37)$$

$$\text{และ } \delta = \begin{cases} \text{ค่าคงที่ค่าบวกที่มีค่าน้อย ๆ สำหรับค่า SNR สูง ๆ} \\ \text{ค่าคงที่ค่าบวกที่มีค่ามาก ๆ สำหรับค่า SNR ต่ำ ๆ} \end{cases}$$

สำหรับการคำนวณในแต่ละรอบเมื่อ $n = 1, 2, \dots$

$$\pi(n) = \mathbf{P}(n-1)\mathbf{x}(n) \quad (3.38)$$

$$\mathbf{k}(n) = \frac{\pi(n)}{\lambda + \mathbf{x}^H(n)\pi(n)} \quad (3.39)$$

$$\xi(n) = \mathbf{d}(n) - \mathbf{w}^H(n-1)\mathbf{x}(n) \quad (3.40)$$

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n-1) + \mathbf{k}(n)\xi^2(n) \quad (3.41)$$

$$\text{และ } \mathbf{P}(n) = \lambda^{-1}\mathbf{P}(n-1) + \lambda^{-1}\mathbf{k}(n-1)\mathbf{x}^H(n)\mathbf{P}(n-1) \quad (3.42)$$

โดยสมการ 3.40 เป็นอัลกอริทึมเป้าหมายได้อธิบายถึงขั้นตอนการกรอง โดยวงจรกรองแบบทรานเวอร์สนำเสนอใจตรงที่สามารถคำนวณค่าผิดพลาดโดยประมาณได้ล่วงหน้า สมการที่ 3.41 จะอธิบายขั้นตอนการปรับตัวของอัลกอริทึม เวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักจะเปลี่ยนไปโดยเพิ่มขึ้นจากค่าเก่าโดยเพิ่มเป็นจำนวนเท่ากับผลของค่าส่งยุคเชิงซ้อนของค่าผิดพลาดโดยประมาณ $\xi(n)$ และ เวกเตอร์ที่มีอัตราขยายผันแปรตามเวลา $\mathbf{k}(n)$ (ณ ที่นี้จะเรียกว่าเวกเตอร์อัตราขยาย) สมการ 3.39 และ 3.40 จะเป็นสมการที่ใช้สำหรับปรับค่าเวกเตอร์อัตราขยายแบบปรับตัวได้ และที่สำคัญความสามารถของระเบียบวิธี RLS อธิบายได้ด้วยสมการเหล่านี้ ซึ่งค่าสหสัมพันธ์ของเมตริกซ์ผกผัน $\Phi(n)$ ถูกแทนที่ในแต่ละขั้นตอนโดยแบ่งค่าอย่างง่าย ๆ

การคำนวณเวกเตอร์อัตราขยาย $\mathbf{k}(n)$ มี 2 ขั้นตอน คือ

1. ค่ากลางแทนโดย $\pi(n)$
2. $\pi(n)$ ถูกใช้ในการคำนวณหา $\mathbf{k}(n)$

ขั้นตอนทั้งสองนี้เป็นการคำนวณเพื่อหา $\mathbf{k}(n)$ ดังสมการที่ 3.39

วงจรกรอง RLS มีการกำหนดค่าเริ่มต้น 2 ค่าได้แก่

1. ค่าเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักเริ่มต้นให้ $\mathbf{w}(0) = 0$
2. ค่าสหสัมพันธ์ของเมตริกซ์เริ่มต้น $\Phi(0)$ กำหนดให้ $n = 0$ ในสมการ

$$\Phi(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{x}(i)\mathbf{x}_i^H(n) + \delta \lambda^n \mathbf{I} \quad (3.43)$$

เพราะฉะนั้นจะได้ว่า $\Phi(0) = \delta I$ และควรกำหนดค่าพารามิเตอร์ δ ให้มีค่าน้อย ๆ สำหรับค่า SNR สูง ๆ และกำหนดค่า δ ให้มีค่ามาก ๆ สำหรับค่า SNR ต่ำ ๆ

3.6 ระเบียบวิธี Variable Step Size LMS (Variable Step Size LMS Algorithm) [7]

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

หลักการการทำงานของ VSLMS จะอยู่บนพื้นฐานของ LMS ซึ่งจะทำการปรับเปลี่ยนค่าช่วงก้าวให้มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา สามารถเขียน ได้ดังสมการที่ 3.44

$$w_i(n+1) = w_i(n) + 2\mu_i(n)e(n)x(n-1) \quad i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.44)$$

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 ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองปรับตัวได้จะลู่เข้าสู่ค่าที่เหมาะสม เมื่อค่าเฉลี่ยของเทอมเกรเดียนต์ของ stochastic มีค่าเข้าใกล้ศูนย์

ค่าช่วงก้าว $\mu_i(n)$ ของระเบียบวิธี VSLMS สามารถปรับได้โดยสมการต่อไปนี้

$$\mu_i(n) = \mu_i(n-1) + \rho \operatorname{sgn}[g_i(n)] \operatorname{sgn}[g_i(n-1)] \quad (3.45)$$

เมื่อ ρ เป็นพารามิเตอร์ของช่วงก้าวที่มีค่าน้อย ๆ ในสมการที่ 3.45 ถ้าละฟังก์ชัน sgn จะได้สมการของช่วงก้าวใหม่เป็น

$$\mu_i(n) = \mu_i(n-1) + \rho g_i(n) g_i(n-1) \quad (3.46)$$

จากสมการที่ 3.44 เขียนในรูปเวกเตอร์ได้เป็น

$$w(n+1) = w(n) + 2\mu(n)e(n)x(n) \quad (3.47)$$

บทที่ 4

แบบจำลองระบบทางภาครับ

สัญญาณรวมที่รับได้ทางภาครับที่ส่งแบบเบสแบนด์ในระบบ DS/CDMA ผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนเกาส์เซียนแบบขาว และกำหนดให้มีผู้ใช้ในระบบจำนวน K คน สามารถเขียนได้ตามสมการ

$$r(t) = \sum_{k=0}^K a_k b_k s_k(t) + n(t) \quad (4.1)$$

เมื่อ a_k เป็นขนาดของสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับของผู้ใช้ลำดับที่ k

b_k เป็นบิตข้อมูลของผู้ใช้ลำดับที่ k มีช่วงคาบสัญญาณเป็น T_s

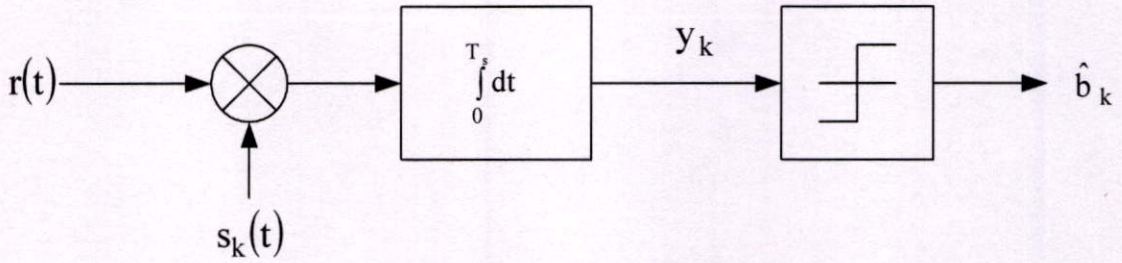
s_k เป็น รหัสแผ่ของผู้ใช้ลำดับที่ k

$n(t)$ เป็นสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาวที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และความแปรปรวนเป็น σ^2

สัญญาณจะถูกนำมาผ่านเครื่องรับแบบแมตช์ก่อนในขั้นแรก หลังจากนั้นจึงนำสัญญาณที่ได้ไปผ่านเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่น่าสนใจ ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ คือ เครื่องรับดีคอดรีเลตแบบปรับตัวที่ใช้ระเบียบวิธีการแบบบุคคลแทรก

4.1 เครื่องรับแบบแมตช์ (Matched Filter)

หน้าที่ของเครื่องรับแบบแมตช์ในระบบ DS/CDMA คือ ทำหน้าที่แยกแยะสัญญาณของผู้ใช้ แต่ละคนออกจากกัน โดยเครื่องรับแบบแมตช์ของผู้ใช้แต่ละคนจะประกอบด้วยรหัสแผ่ของผู้ใช้คนนั้นและวงจรอินทิเกรตดังรูปที่ 4.1 ซึ่งจะสังเกตเห็นได้ว่าเครื่องรับแบบแมตช์ของผู้ใช้แต่ละคนจะใช้รหัสแผ่ของตนเองเท่านั้น ในการแยกสัญญาณที่ต้องการออกมา จากนั้นสัญญาณที่ได้จะถูกนำไปผ่านวงจรตัดสินใจเพื่อให้ได้บิตข้อมูลที่ต้องการ เครื่องรับแบบแมตช์นี้ไม่สามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นออกไปได้ แต่จะคิดว่าเป็นสัญญาณรบกวนซึ่งไม่สามารถกำจัดได้ ดังนั้นถ้าระบบที่มี MAI มาก ๆ ข้อมูลที่ได้จากเครื่องรับแบบแมตช์จะผิดพลาด หรือกล่าวได้ว่าสมรรถนะของเครื่องรับแบบแมตช์ถูกจำกัดด้วย MAI



รูปที่ 4.1 เครื่องรับแบบแมตซ์ของผู้ใช้ลำดับที่ k

สัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบแมตซ์ของผู้ใช้คนที่ k ที่เวลา iT_s เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$y_k = \int_0^{T_s} r(t)s_k(t)dt \quad (4.2)$$

เมื่อแทนค่าสัญญาณที่รับได้จากสมการที่ (4.1) แล้วจะสามารถเขียนสมการของสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบแมตซ์ของผู้ใช้ทุกคนที่เวลา iT_s ในรูปเวกเตอร์ได้ดังนี้

$$\mathbf{y} = \Gamma \mathbf{A} \mathbf{b} + \mathbf{n} \quad (4.3)$$

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

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & a_2 & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & a_K \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Γ เป็นเมตริกซ์สหสัมพันธ์ระหว่างรหัสแผ่ของผู้ใช้ทุกคนในระบบซึ่งมีขนาด $K \times K$ ดังนี้

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \|s_1\|^2 & \dots & \langle s_K, s_1 \rangle \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \langle s_1, s_K \rangle & \dots & \|s_K\|^2 \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

โดยที่ $\langle s_j, s_k \rangle = \int_0^{T_s} s_j(t) s_k(t) dt$ และสัญญาณรบกวนที่ออกจากเครื่องรับแบบแมตซ์จะมีค่าเฉลี่ยเป็น 0 และมีค่าเมตริกซ์อัตราสหสัมพันธ์เป็น $E(\mathbf{nn}^T) = \Gamma \sigma^2$ นำสัญญาณ y ที่ได้จากสมการ (4.3) ไปตัดสินบิต

$$\hat{b} = \text{sgn}(y) \quad (4.6)$$

จากการตัดสินบิตนี้ทำให้ได้ข้อมูลที่ต้องการออกมา จะเห็นว่าเครื่องรับแบบแมตซ์ไม่ได้กำจัด MAI ออกไป แต่จะคิดเสมือนว่า MAI เป็นสัญญาณรบกวน

4.2 เครื่องรับแบบดีคอริเลต

เครื่องรับแบบดีคอริเลต [8,11,24-25] จะถูกวางอยู่หลังเครื่องรับแบบแมตซ์ ดังนั้นสัญญาณอินพุตของเครื่องรับแบบดีคอริเลตจะสามารถเขียนได้ตามสมการที่ (4.3) และสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบดีคอริเลต (\mathbf{z}) สามารถเขียนได้เป็น

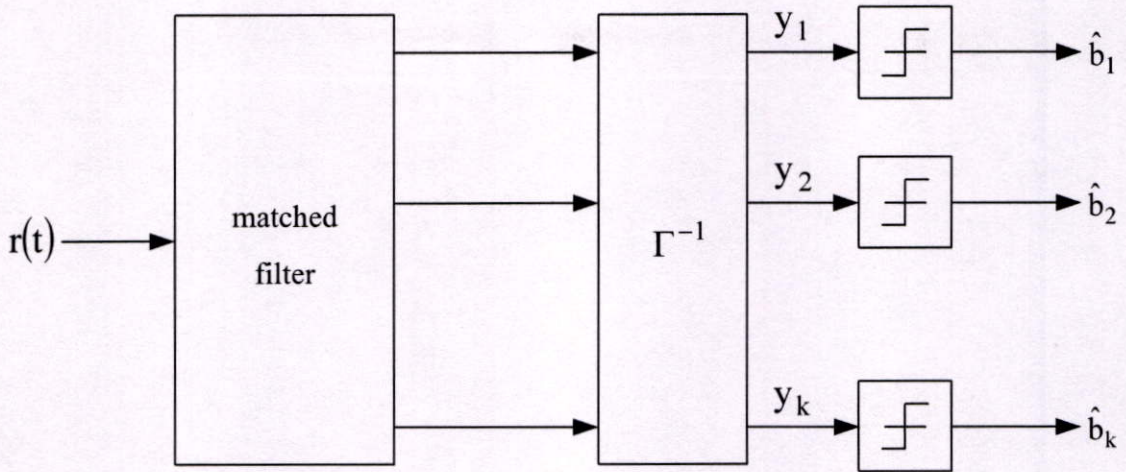
$$\mathbf{z} = \Gamma^{-1}(\Gamma \mathbf{A} \mathbf{b} + \mathbf{n}) \quad (4.7)$$

$$\mathbf{z} = \mathbf{A} \mathbf{b} + \Gamma^{-1} \mathbf{n} \quad (4.8)$$

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

จากสมการที่ (4.8) จะพบว่าเครื่องรับแบบดีคอริเลตจะสามารถกำจัด MAI ได้ทั้งหมด แต่ในกรณีที่สัญญาณรบกวนสูง ๆ เครื่องรับแบบดีคอริเลตจะไปเพิ่มผลของสัญญาณรบกวน ซึ่งสามารถพิจารณาได้จากพจน์สุดท้ายของสมการที่ (4.8) หรืออาจกล่าวได้ว่าเครื่องรับแบบดีคอริเลตนี้มีคุณสมบัติเพิ่มสัญญาณรบกวน (Enhance Noise) ดังนั้นเครื่องรับแบบดีคอริเลตจึงมีสมรรถนะด้อยกว่าเครื่องรับแบบแมตซ์ในกรณีที่สัญญาณรบกวนมีผลรุนแรงกว่า MAI

อย่างไรก็ตาม เครื่องรับแบบดีคอริเลตไม่ต้องอาศัยค่าขนาดของสัญญาณในการคำนวณ ทำให้ไม่มีความผิดพลาดเนื่องจากการประมาณค่าขนาดของสัญญาณ ซึ่งจัดว่าเป็นข้อดีที่สำคัญสำหรับเครื่องรับ และเนื่องจากเครื่องรับแบบดีคอริเลตสามารถกำจัด MAI ได้ทั้งหมด จึงมีความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลอย่างสมบูรณ์ นั่นคือกำลังของสัญญาณจากผู้ใช้คนอื่น ๆ จะไม่ส่งผลกระทบต่อสัญญาณของผู้ใช้คนที่สนใจ เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบดีคอริเลตแสดงดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบคิกอริเลต

4.3 เครื่องรับแบบคิกอริเลตชนิดปรับตัวได้

เนื่องจากเครื่องรับแบบคิกอริเลตมีผลตอบของเครื่องรับเป็นเมตริกซ์สหสัมพันธ์ผกผันของรหัสแผ่ของผู้ใช้ทุกคนในระบบ ดังนั้นจึงต้องคำนวณหาเมตริกซ์สหสัมพันธ์ผกผันก่อน ซึ่งในบางครั้งไม่อาจหาค่าเมตริกซ์ผกผันได้ นอกจากนี้การที่มีผู้ใช้เข้าและออกจากระบบตลอดเวลา ทำให้ต้องคำนวณค่าเมตริกซ์สหสัมพันธ์ผกผันใหม่ตลอดเวลาด้วยเช่นกัน ซึ่งมีความยุ่งยากและการคำนวณนี้จะมีความซับซ้อนที่สูงยิ่งขึ้นเมื่อผู้ใช้ในระบบมีจำนวนมาก ๆ ดังนั้นจึงมีผู้เสนอเครื่องรับแบบคิกอริเลตชนิดปรับตัวได้ขึ้นมา ซึ่งสามารถปรับตัวตามจำนวนผู้ใช้ในระบบที่มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลาได้ซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

4.4 ระเบียบวิธีการแบบนูนสแทรก

ระเบียบวิธีการแบบนูนสแทรก เป็นกระบวนการปรับตัวแบบบอดที่ใช้ในการแยกแยะข้อมูลซึ่งเป็นอิสระจากกัน แต่อยู่ปะปนกันออกจากกัน โดยจะทำการกำจัดค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างข้อมูลที่ไม่ต้องการกับสัญญาณเอาต์พุต จนในที่สุดทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุตเป็นอิสระจากข้อมูลที่ไม่ต้องการ

หากสัญญาณที่ป้อนเข้าเครื่องรับสัญญาณ เกิดจากข้อมูลที่ต้องการและข้อมูลที่ไม่ต้องการ ซึ่งเป็นอิสระจากกัน แต่ปะปนกันมาด้วยค่าสหสัมพันธ์ข้าม หลักการของนูนสแทรกคือ การพยายามลดค่าสหสัมพันธ์ข้าม ระหว่างสัญญาณเอาต์พุตของเครื่องแยกสัญญาณกับข้อมูลที่ไม่ต้องการทั้งหมด เพื่อให้ได้สัญญาณเอาต์พุตเป็นข้อมูลที่ต้องการเท่านั้น

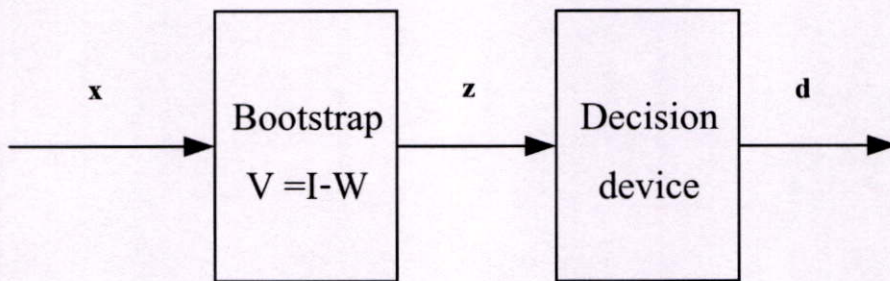
พิจารณาระบบที่มีผู้ใช้ K คน และจำนวนข้อมูลของผู้ใช้ทุกคนที่ส่งออกมาเป็นเวกเตอร์ \mathbf{d} ขนาด $K \times 1$ ซึ่งสมาชิก d_k ($k = 1, 2, \dots, K$) แต่ละตัวเป็นอิสระจากกัน โดยค่าสหสัมพันธ์ข้าม

ระหว่างข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนเป็นเมตริกซ์ G ขนาด $K \times K$ และถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาว n จึงสามารถเขียนเวกเตอร์ของสัญญาณก่อนเข้าเครื่องแยกสัญญาณ x ได้ดังนี้

$$x = Gd + n \quad (4.9)$$

โดยเครื่องแยกสัญญาณที่มีเมตริกซ์การแปลง (Transformation matrix) V ขนาด $K \times K$ ซึ่งเกิดจากเมตริกซ์เอกลักษณ์ (Identity matrix) I ลบด้วยเมตริกซ์ถ่วงน้ำหนัก (Weight matrix) W ดังรูปที่ 4.3 โดยแต่ละแถวของเมตริกซ์ V จะเสมือนว่าเป็นเครื่องแยกสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคน ขนาด $K \times 1$ จำนวน K เครื่อง ประกอบกับเป็นเครื่องแยกสัญญาณที่มีเมตริกซ์การแปลง V จากรูปที่ 4.3 สัญญาณที่ผ่านออกจากเครื่องแยกสัญญาณคือ

$$z = Vx = (I - W)x \quad (4.10)$$



รูปที่ 4.3 เครื่องแยกสัญญาณที่มีการปรับตัวโดยใช้ระเบียบวิธีการแบบนูนตสแทรก

โดย

$$W^T = \begin{bmatrix} 0 & w_{1,2} & \cdots & w_{1,K-1} & w_{1,K} \\ w_{2,1} & 0 & \cdots & w_{2,K-1} & w_{2,K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ w_{K-1,1} & w_{K-1,2} & \cdots & 0 & w_{K-1,K} \\ w_{K,1} & w_{K,2} & \cdots & w_{K,K-1} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

เนื่องจากแต่ละแถวของเมตริกซ์ จะแทนเครื่องแยกสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคน ดังนั้นจากสมการ (4.10) จะสามารถเขียนสัญญาณที่ออกจากเครื่องแยกสัญญาณของผู้ใช้ลำดับที่ k เป็นผู้ใช้ที่สนใจได้เป็น

$$z_k = x_k - \mathbf{w}_k^T \mathbf{x}'_k \quad (4.12)$$

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 $1 \times (K-1)$

ระเบียบวิธีการแบบนุตสแทรกป จะลดค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณเอาที่พุดกับข้อมูลที่ไมต้องการทั้งหมดเพื่อให้ได้

$$E[z_k \mathbf{d}'_k] = 0 \quad ; k = 1, 2, \dots, K \quad (4.13)$$

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

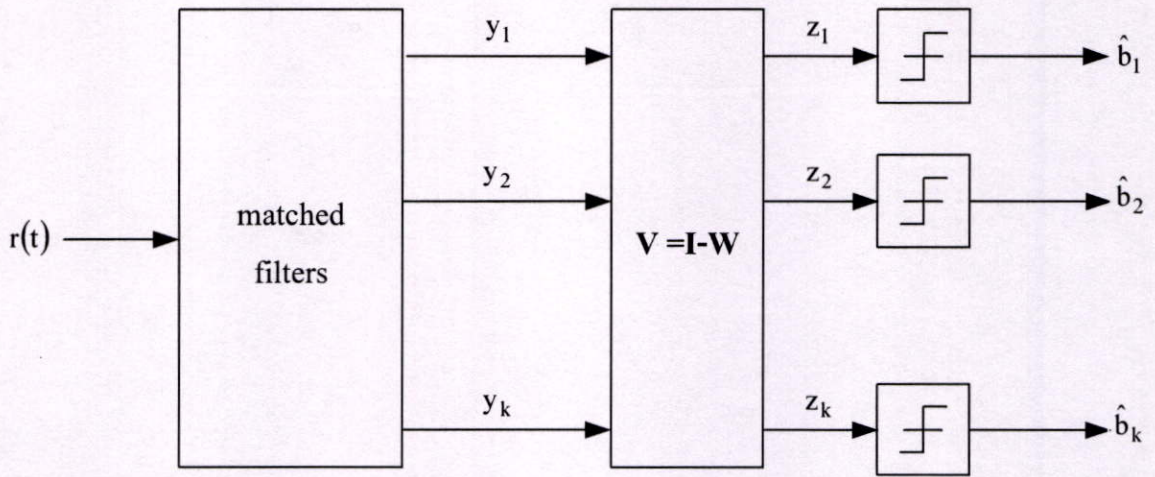
$$\mathbf{d}'_k = [d_1, d_2, \dots, d_{k-1}, d_{k+1}, \dots, d_K]^T$$

ระเบียบวิธีการแบบนุตสแทรกป จะทำการประมาณค่า \mathbf{d}'_k ด้วยบิตที่ตรวจจับได้จากสัญญาณที่ออกจากเครื่องแยกสัญญาณของผู้ใช้คนอื่น ๆ คือ $\text{sgn}(z'_k)$ โดยจะทำการปรับลด $E[z_k \text{sgn } z'_k]$ แทนการปรับลด $E[z_k \mathbf{d}'_k]$ และเมื่อใช้ค่าประมาณที่ขณะใด ๆ แทนค่าเฉลี่ย ในที่สุดจะได้กระบวนการปรับตัวแบบบอดโดยใช้ระเบียบวิธีการแบบนุตสแทรกป เป็น

$$\mathbf{w}'_k(i+1) = \mathbf{w}'_k(i) + \mu z_k \text{sgn}(z'_k) \quad (4.14)$$

4.5 เครื่องรับแบบดีคอรี่เลตที่ใช้ระเบียบวิธีการแบบนุตสแทรกป

Bar-Ness Y. [9] ได้นำระเบียบวิธีการแบบนุตสแทรกปมาใช้กับเครื่องรับแบบดีคอรี่เลตเพื่อกำจัด MAI ในระบบ DS/CDMA



รูปที่ 4.4 โครงสร้างของเครื่องรับแบบคอคอริเลตที่ใช้ระเบียบวิธีการแบบนูดสแทรก

จากรูปที่ 4.4 สัญญาณที่ผ่านเครื่องรับคอคอริเลตชนิดปรับตัวได้แบบบอดโดยใช้ระเบียบวิธีการแบบนูดส-แทรก คือ

$$\mathbf{z} = \mathbf{V}\mathbf{y} \quad (4.15)$$

จากสมการที่ (4.3)

$$\mathbf{z} = \mathbf{V}(\Gamma\mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{n}) = \mathbf{V}\Gamma\mathbf{A}\mathbf{b} + \tilde{\mathbf{n}} \quad (4.16)$$

จากสมการ (4.16) สามารถเขียนสัญญาณเอาต์พุตที่เครื่องรับของผู้ใช้ลำดับที่ k ได้เป็น

$$z_k = y_k - \mathbf{w}'_k \mathbf{y}'_k \quad (4.17)$$

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

$$\mathbf{w}'_k(i+1) = \mathbf{w}'_k(i) + \mu z_k \text{sgn}(z'_k) \quad (4.18)$$

เมื่อ μ คือ ค่าชวังก้าว (Step-size)

4.6 ระเบียบวิธีการแบบปรับตัวได้สำหรับเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานแบบบอด

จากการที่นำระเบียบวิธีการแบบนูดสแทรก ที่นำมาใช้ในเครื่องรับที่หักล้างการแทรกสอดแบบขนาน สำหรับผู้ใช้หลายคน ซึ่งระเบียบวิธีแบบนูดสแทรกจะมีการกำหนดค่า พารามิเตอร์ คือ

μ หรือค่าช่วงก้าว (StepSize) ซึ่งเป็นค่าคงที่ สิ่งที่น่าสนใจก็คือ ถ้าค่าช่วงก้าวนี้สามารถเปลี่ยนแปลงได้เองตามความเหมาะสม นั้นย่อมหมายถึงประสิทธิภาพที่ดีขึ้นของเครื่องรับ

การทำให้ค่าช่วงก้าวที่คงที่สามารถปรับค่าได้เองโดยอัตโนมัติ เรียกระบวนการนี้ว่า Adaptation StepSize เพื่อให้เครื่องรับมีประสิทธิภาพที่ดีขึ้น

โดยจะนำค่าสัญญาณเอาต์พุตที่เครื่องรับ z_k และสัญญาณอินพุตที่เครื่องรับ y_k ของผู้ใช้จำนวน k คน มาใช้ในการตัดสินใจกำหนดค่าช่วงก้าว โดยจะทำการหาค่าผลต่างของสัญญาณเอาต์พุต และสัญญาณอินพุตโดยหาได้จากสมการ

$$\Delta_k(jN + n) = z_k(jN + n) - y_k(jN + n) \quad (4.19)$$

$j = (\text{bit} - 1) \text{ div } N$ ดังนั้น j จะเป็นเลขจำนวนเต็มที่ไม่คิดเศษ ($j = 0, 1, 2, \dots$)

$n = ((\text{bit} - 1) \text{ mod } N) + 1$ ดังนั้น n จะเป็นเลขจำนวนเต็มที่เป็นเศษที่เหลือ ($n = 1, 2, \dots, N$)

จากนั้นนำค่าผลต่างที่ได้ของผู้ใช้ทุกคนมาทำการ Normalize โดยจะใช้ค่าผลต่างสูงสุดของผู้ใช้คนใดคนหนึ่งมาเป็นหลัก โดยในการคิดจะไม่คำนึงถึงเครื่องหมาย นั่นคือจะคิดแค่ระดับของ Amplitude เท่านั้น โดยค่าสูงสุดจะหาได้จากสมการ

$$\Delta_{\max}(jN + n) = \max\{|\Delta_1(jN + n)|, |\Delta_2(jN + n)|, \dots, |\Delta_k(jN + n)|\} \quad (4.20)$$

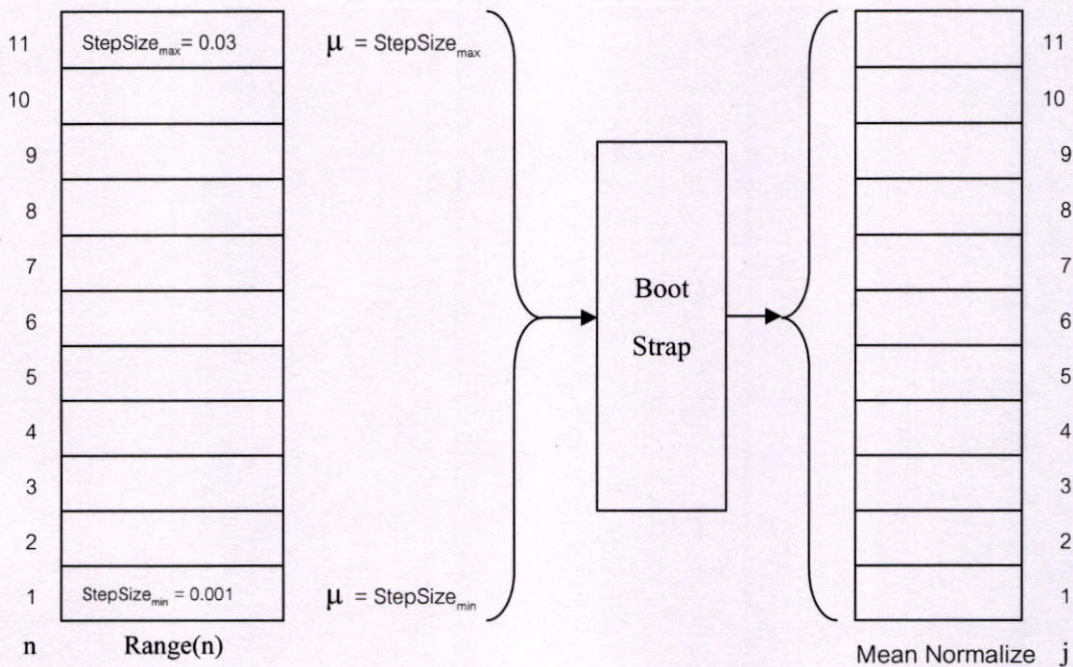
ซึ่งค่า Normalize ที่ได้ของผู้ใช้แต่ละคนแสดงได้ดังสมการ ดังนี้

$$\text{norm}_k(jN + n) = \frac{\Delta_k(jN + n)}{\Delta_{\max}(jN + n)} \quad (4.21)$$

จากนั้นจะทำการหาค่าเฉลี่ยของการ Normalize ของผู้ใช้ทุกคน โดยจะคิดค่าเฉพาะผู้ใช้ที่ไม่ใช่ผู้ใช้ที่มีค่า Normalize สูงสุด และเนื่องจากค่า Normalize ของผู้ใช้ที่มีค่าสูงสุคนั้นค่า Normalize จะเท่ากับ 1 เพราะฉะนั้นสามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$\text{mean_norm}(jN + n) = \left\{ \frac{\sum_{i=1}^k \text{norm}_k(jN + n) - 1}{k - 1} \right\} \quad (4.22)$$

หลักการของวิธีการที่นำเสนอนี้ จะมีค่าที่ต้องการทำการกำหนด คือค่าช่วงของ StepSize นั่นคือต้องกำหนดค่า StepSize สูงสุด (StepSize_{\max}) และต่ำสุด (StepSize_{\min}) เพื่อกำหนดขอบเขตในการเลือกค่า StepSize และต้องกำหนดความละเอียดในการตรวจสอบ (N) ค่าของ StepSize ด้วย โดยหลักการในการกำหนดค่า StepSize จะแสดงไว้ในรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 หลักการกำหนดค่า StepSize

จากรูปที่ 4.5 จะมีการกำหนดค่า $StepSize_{max} = 0.03$ และ $StepSize_{min} = 0.001$ และมีการกำหนดความละเอียดในการตรวจสอบ (N) ไว้ที่ 11 bit ต่อการตรวจสอบ 1 ครั้ง เริ่มแรกจะต้องทำการคำนวณหาค่าของระยะห่าง $\zeta(j)$ ของค่า StepSize ในแต่ละ bit ก่อน โดยหาได้จากสมการ

$$\zeta(j) = \frac{StepSize_{max}(j) - StepSize_{min}(j)}{N - 1} \quad (4.23)$$

จากนั้นจะนำค่าระยะห่าง $\zeta(j)$ ที่ได้ไปคำนวณหาค่า StepSize ที่จะนำไปใช้กับข้อมูลจำนวน N บิต ที่จะเข้ามา แสดงสมการในการกำหนดค่าดังนี้

$$Range(n) = StepSize_{min}(j) + (n - 1)\zeta(j) \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (4.24)$$

โดยการนำไปใช้คือนำค่า StepSize จำนวน N ค่าที่เก็บไว้ กำหนดให้กับระเบียบวิธีบูตสแตรป และเมื่อสิ้นสุดกระบวนการครบทั้ง N บิตแล้ว จะได้ค่าของ Mean Normalize มาทั้งหมดจำนวน j ค่า ในตัวอย่างที่ยกมาคือจะได้ค่ามาทั้งหมด 11 ค่า โดยจะทำการเปรียบเทียบค่าระหว่างผลรวมของ Mean Normalize ที่ใช้ค่า StepSize ในช่วงมาก กับค่าที่ใช้ค่า StepSize ในช่วงน้อย จากตัวอย่างก็คือจะเปรียบเทียบค่าระหว่าง $\sum_{j=1}^6 \text{mean_norm}(jN + n)$ กับ $\sum_{j=6}^{11} \text{mean_norm}(jN + n)$ และมีการกำหนดเงื่อนไขดังต่อไปนี้

กรณีที่ 1 ถ้า

$$\sum_{j=1}^{\text{Mid}} \text{mean_norm}(jN + n) > \sum_{j=\text{Mid}}^{\text{Max}} \text{mean_norm}_j(jN + n) \quad (4.25)$$

ให้เปลี่ยนค่า $\text{StepSize}_{\text{max}}$ และ $\text{StepSize}_{\text{min}}$ ถัดไปให้มีค่าตามสมการ

$$\text{stepsize}_{\text{max}}(j+1) = \text{stepsize}_{\text{mid}}(j) \quad (4.26)$$

$$\text{stepsize}_{\text{min}}(j+1) = \text{stepsize}_{\text{min}}(j) \quad (4.27)$$

เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าแล้วทำการตรวจสอบอีกครั้งตามสมการ

$$\text{stepsize}_{\text{min}}(j+1) = \text{stepsize}_{\text{min}}(j-1) \quad (4.28)$$

เพื่อตรวจสอบว่าค่า $\text{StepSize}_{\text{min}}$ ที่ถูกกำหนดมาให้นั้นมีค่าเท่ากับ $\text{StepSize}_{\text{min}}$ ค่าก่อนหน้า หรือไม่ ถ้าใช่ให้เปลี่ยนแปลงค่า $\text{StepSize}_{\text{min}}$ ใหม่ตามสมการดังนี้

$$\text{stepsize}_{\text{min}}(j+1) = \text{stepsize}_{\text{min}}(j) - \left[\zeta(j) \left(\frac{N-1}{2} \right) \right] \quad (4.29)$$

กรณีที่ 2 ถ้า

$$\sum_{j=1}^{\text{Mid}} \text{mean_norm}(jN + n) < \sum_{j=\text{Mid}}^{\text{Max}} \text{mean_norm}_j(jN + n) \quad (4.30)$$

ให้เปลี่ยนค่า $\text{StepSize}_{\text{max}}$ และ $\text{StepSize}_{\text{min}}$ ถัดไปให้มีค่าตามสมการ

$$\text{stepsize}_{\text{max}}(j+1) = \text{stepsize}_{\text{max}}(j) \quad (4.31)$$

$$\text{stepsize}_{\text{min}}(j+1) = \text{stepsize}_{\text{mid}}(j) \quad (4.32)$$

เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าแล้วทำการตรวจสอบอีกครั้งตามสมการ

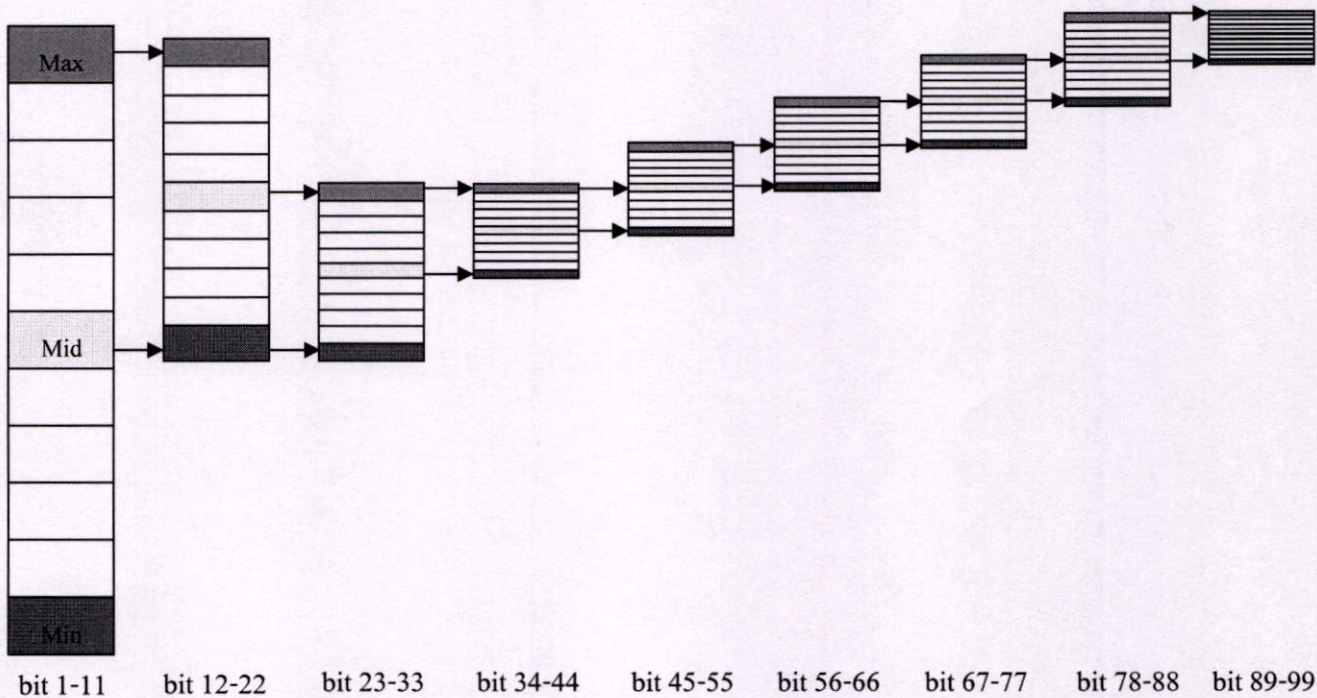
$$\text{stepsize}_{\text{max}}(j+1) = \text{stepsize}_{\text{max}}(j-1) \quad (4.33)$$

เพื่อตรวจสอบว่าค่า $\text{StepSize}_{\text{max}}$ ที่ถูกกำหนดมาให้นั้นมีค่าเท่ากับ $\text{StepSize}_{\text{max}}$ ค่าก่อนหน้า หรือไม่ ถ้าใช่ให้เปลี่ยนแปลงค่า $\text{StepSize}_{\text{max}}$ ใหม่ตามสมการดังนี้

$$\text{stepsize}_{\max}(j+1) = \text{stepsize}_{\max}(j) + \left[\zeta(j) \left(\frac{N-1}{2} \right) \right] \quad (4.34)$$

ซึ่งสามารถอธิบายได้ว่าเมื่อค่าผลรวมของค่าเฉลี่ยที่ Normalize แล้ว ในช่วงที่มีค่า StepSize น้อยมากกว่าในช่วงที่มีค่า StepSize มาก ก็จะเลือกค่าในช่วง StepSize ช่วงน้อยเพื่อกำหนดค่า StepSize ให้กับการตรวจสอบช่วงถัดไป โดยจะให้ค่า StepSize_{min} ยังคงค่าเดิมไว้ แต่เปลี่ยนค่า StepSize_{max} ให้มีค่าเท่ากับค่า StepSize ค่ากลางแทน ในทางตรงกันข้ามถ้าค่าผลรวมของค่าเฉลี่ยที่ Normalize แล้วในช่วงที่มีค่า StepSize มาก มากกว่าในช่วงที่มีค่า StepSize น้อย ก็จะเลือกใช้ค่า StepSize ในช่วงที่มีค่ามาก โดยจะคงค่า StepSize_{max} ไว้ และเปลี่ยนค่า StepSize_{min} ให้มีค่าเท่ากับค่า StepSize ค่ากลางแทน

จากนั้นจะนำค่า StepSize_{max} และ StepSize_{min} ที่ได้มาใหม่ ไปทำขั้นตอนแรกใหม่ โดยเริ่มต้นคำนวณหาค่าระยะห่าง $\zeta(j)$ ของ StepSize ใหม่อีกครั้ง โดยมีข้อสังเกตอยู่ว่าระยะห่างที่ได้จะลดลงจากเดิมครั้งหนึ่ง ดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 ขั้นตอนการลดขนาดของช่วงของค่า StepSize

ในการลดขนาดของช่วงของ StepSize_{max} และ StepSize_{min} นั้นก็มีเงื่อนไขดังต่อไปนี้

4.6.1 กรณีช่วงที่เลือกเป็นช่วงที่มีค่า StepSize มาก

จะตัดสินใจจากการเลือกช่วงของกระบวนการก่อนหน้า โดยจะมี 2 ทางคือ

1. เมื่อกระบวนการก่อนหน้าเลือกช่วงที่มีค่า StepSize มาก จะไม่ลดขนาดของระยะห่าง (step) ลง แต่จะขยับช่วงไปทางค่าสูงแทน กล่าวคือจะมีการกำหนดค่า StepSize_{min} ใหม่ให้มีค่าเท่ากับ StepSize ค่ากลาง แต่ยังคงใช้ค่าระยะห่าง $\zeta(j)$ เดิม ซึ่งจะส่งผลให้ค่า StepSize_{max} เพิ่มขึ้นเอง ดังรูปที่ 20 ช่วงบิตที่ 34-44, 45-55, 56-66, 67-77 และ 78-88

2. เมื่อกระบวนการก่อนหน้าเลือกช่วงที่มีค่า StepSize น้อย จะทำการลดขนาดของระยะห่างลง โดยค่า StepSize_{max} จะมีค่าเท่าเดิม แต่เพิ่มค่าของ StepSize_{min} ให้มีค่าเท่ากับค่าของ StepSize ค่ากลางส่งผลให้ค่าระยะห่าง $\zeta(j)$ ลดลงครึ่งหนึ่งของค่าระยะห่าง $\zeta(j)$ เดิม ดังรูปที่ 4.6 ช่วงบิตที่ 12-22

4.6.2 กรณีช่วงที่เลือกเป็นช่วงที่มีค่า StepSize น้อย

จะตัดสินใจจากการเลือกช่วงของกระบวนการก่อนหน้า โดยจะมี 2 ทางคือ

1. เมื่อกระบวนการก่อนหน้าเลือกช่วงที่มีค่า StepSize น้อย จะไม่ลดขนาดของระยะห่าง (step) ลง แต่จะขยับช่วงไปทางค่าที่ต่ำลงแทน กล่าวคือจะมีการกำหนดค่า StepSize_{max} ใหม่ ให้มีค่าเท่ากับ StepSize ค่ากลาง แต่ยังคงใช้ค่าระยะห่าง(step) เดิม ซึ่งจะส่งผลให้ค่า StepSize_{min} ลดลงตามไปด้วย

2. เมื่อกระบวนการก่อนหน้าเลือกช่วงที่มีค่า StepSize มาก จะทำการลดขนาดของระยะห่างลง โดยค่า StepSize_{min} จะมีค่าเท่าเดิม แต่จะลดค่าของ StepSize_{max} ให้มีค่าเท่ากับค่าของ StepSize ค่ากลาง ส่งผลให้ค่าระยะห่าง $\zeta(j)$ ลดลงครึ่งหนึ่งของค่าระยะห่าง $\zeta(j)$ เดิม ดังรูปที่ 4.6 ช่วงบิตที่ 23-33

โดยเงื่อนไขที่กล่าวมาข้างต้นในกรณีที่มีการขยับช่วง ในทั้งสองกรณีที่กล่าวมาถ้าต้องการการขยับไม่ว่าจะขยับขึ้นทางค่าที่สูงขึ้น หรือลดต่ำลง ถ้าค่าก่อนหน้าเป็นค่าที่เป็นขอบเขตของ StepSize แล้ว จะไม่ทำการขยับแต่จะทำการลดขนาดลงแทน

กระบวนการข้างต้นจะกระทำวนซ้ำไปเรื่อย ๆ โดยจะทำการปรับช่วงของค่า StepSize ให้แคบลงเรื่อย ๆ จนมีค่าลดลงจนเสมือนเป็นค่าเพียงค่าเดียว ซึ่งวิธีการดังกล่าวนี้เรียกว่า Adaptation StepSize

จากสมการ (4.18)

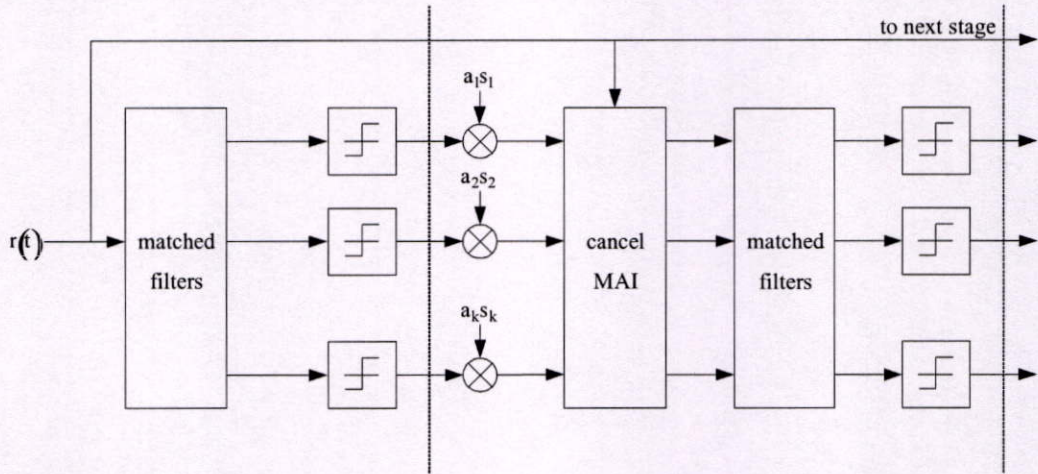
$$\mathbf{w}'_k(i+1) = \mathbf{w}'_k(i) + \mu(i)\mathbf{z}_k \operatorname{sgn}(\mathbf{z}'_k) \quad (4.35)$$

ค่าช่วงก้าว $\mu(i)$ สามารถปรับได้โดยสมการต่อไปนี้

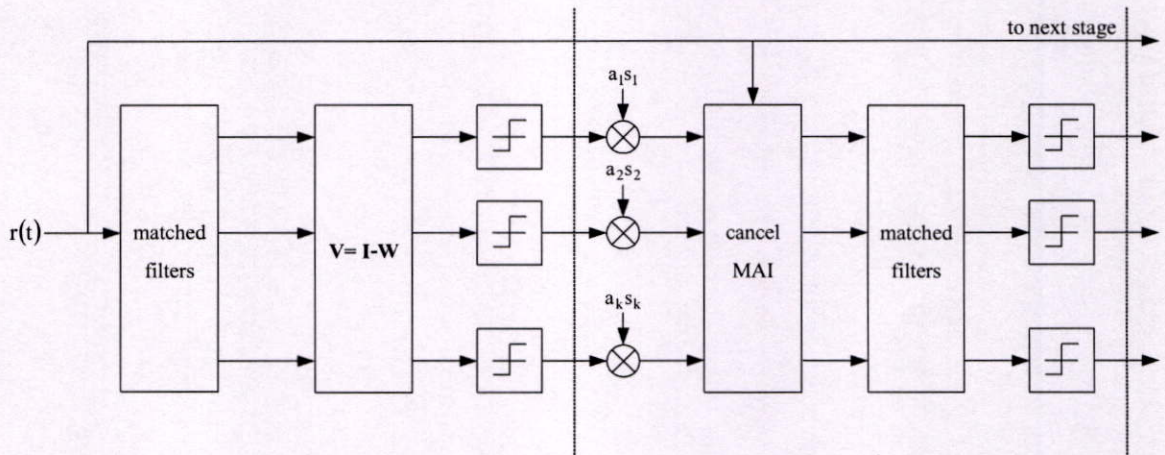
$$\mu(i+1) = \mu(jN + n) = \text{stepsize}_{\min}(j) + (n-1)\zeta(j) \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (4.36)$$

จากสมการที่ (4.28) ทำการตั้งค่า $\mu(i)$ เริ่มต้นเป็น Min ของค่า StepSize ในแต่ละช่วง ซึ่งสามารถหาได้จากขั้นตอนที่อธิบายไปแล้วเบื้องต้น

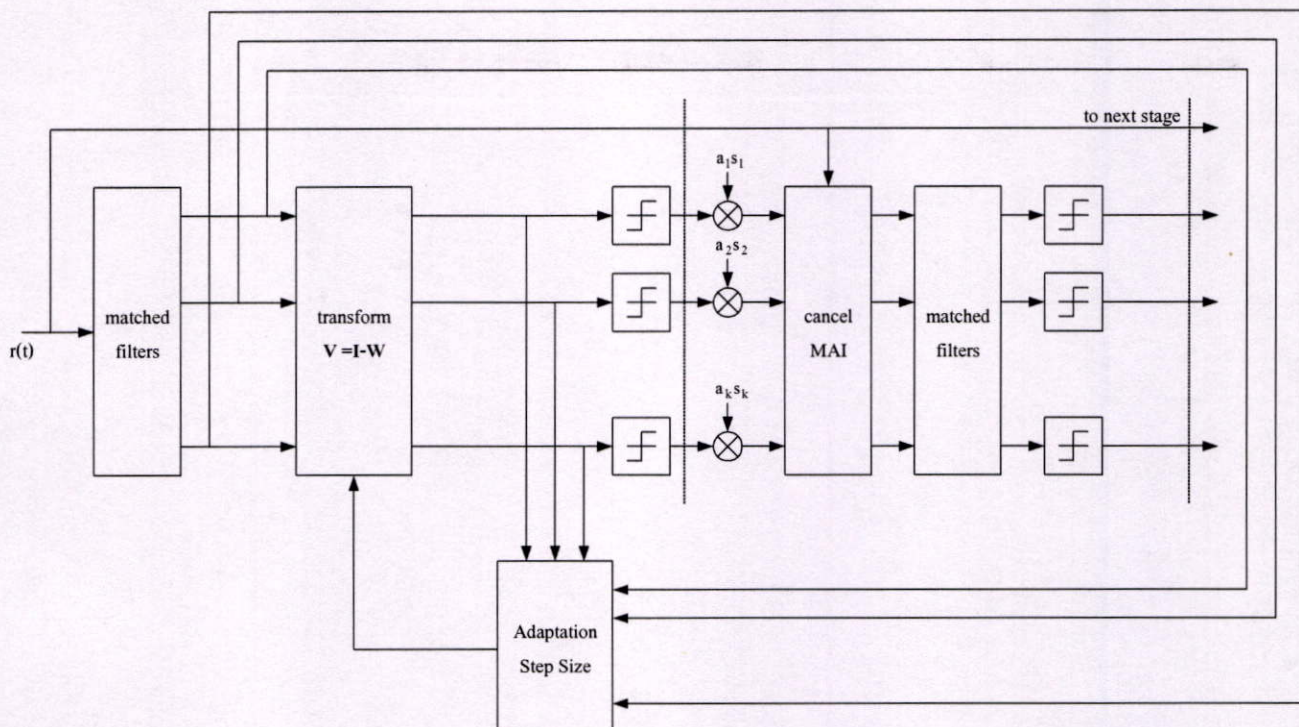
4.7 โครงสร้างของเครื่องรับแต่ละชนิดที่ใช้เปรียบเทียบในวิทยานิพนธ์



รูปที่ 4.7 โครงสร้างของเครื่องรับหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน (PIC)



รูปที่ 4.8 โครงสร้างของเครื่องรับแบบดีคอรเรลที่ใช้ระเบียบวิธีการแบบมอดสแทรกหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน (BAD/PIC)



รูปที่ 4.9 โครงสร้างของเครื่องรับแบบคิคลอริเลตที่ใช้ระเบียบวิธีการแบบบรูคสแทรกพห้ก้างการแทรกสอดโดยการปรับค่า StepSize อัตโนมัตินำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

บทที่ 5

การหาค่าสมรรถนะของระบบ

ในบทนี้จะกล่าวถึงวิธีการประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวสำหรับเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานชนิดปรับตัวได้แบบบอดสำหรับผู้ใช้หลายคนในระบบการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสชนิดจัดลำดับการเข้าถึงโดยตรง และผลที่ได้จากการจำลองระบบจะแสดงให้เห็นสมรรถนะของระบบ เมื่อนำเครื่องรับที่นำเสนอมาเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบแมตซ์ (MF) เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน (PIC) เครื่องรับแบบคิอริเลตที่ใช้ระเบียบวิธีนูนสเตรปหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน (BAD/PIC) และเครื่องรับแบบแมตซ์ในกรณีที่ระบบมีผู้ใช้คนที่สนใจเพียงคนเดียวเท่านั้นที่ส่งข้อมูล หรือที่เรียกว่า ขอบเขตของผู้ใช้รายเดียว ซึ่งจะบอกถึงสมรรถนะในกรณีที่ไม่มีกรอบของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นในระบบ โดยเครื่องรับที่พิจารณาทั้งหมดเป็นเครื่องรับในระบบ DS/CDMA

5.1 วิธีการจำลองระบบ

การจำลองระบบของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการจำลองเพื่อหาค่าของพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่เหมาะสมสำหรับใช้กับเครื่องรับแบบคิอริเลตที่ใช้ระเบียบวิธีแบบนูนสเตรปหักล้างการแทรกสอดโดยการปรับอัตโนมัติ การจำลองจะใช้รหัสแม่ 2 แบบคือ รหัส Gold Code และรหัสสุ่ม ดังที่ได้กล่าวถึงไว้ในบทที่ 2 รหัสแม่ที่ใช้จะถูกทำให้เป็นบรรทัดฐาน (Normalize) โดยการหารด้วยรากที่สองของความยาวรหัสแม่ เพื่อปรับให้รหัสแม่มีค่าพลังงานเป็นหนึ่งเท่ากันหมด ซึ่งจะได้เมตริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัสแม่ที่มีสมาชิกในแนวเส้นทแยงมุมเป็น 1 ซึ่งไม่มีผลให้สมรรถนะเกิดการเปลี่ยนแปลงไปจากการใช้รหัสแม่ที่ไม่ได้ถูกทำให้เป็นบรรทัดฐาน

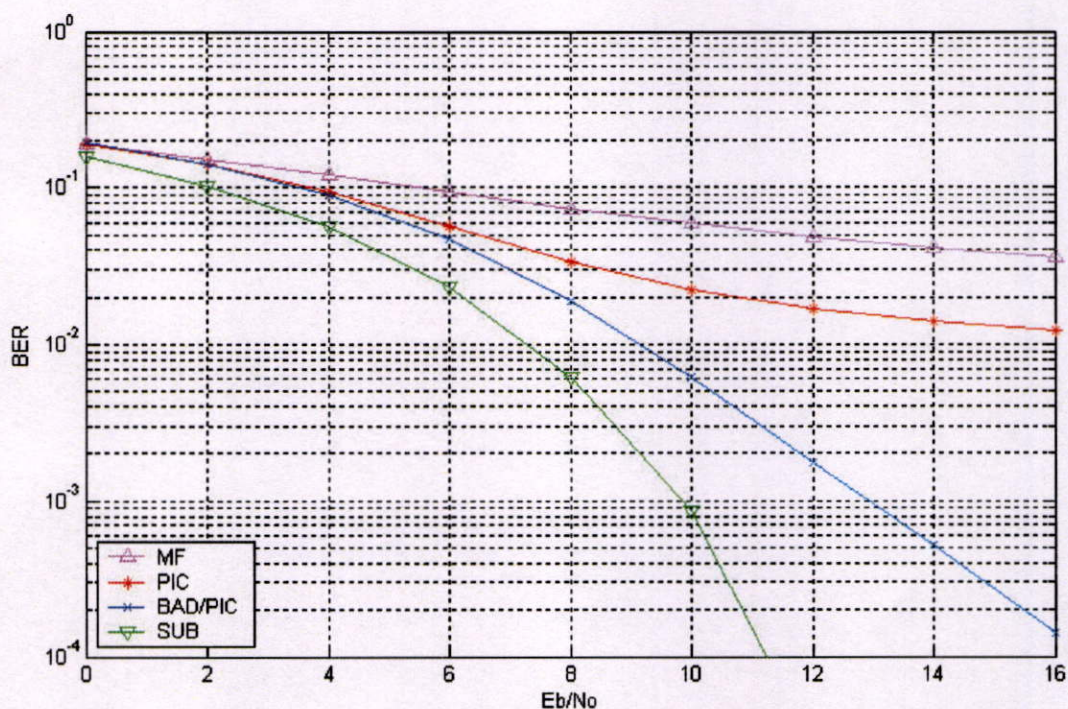
อัตราความผิดพลาดบิต เมื่อสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป โดยพิจารณาระบบ DS/CDMA ในช่องสัญญาณเชิงโคโรนัสที่มีการรบกวนจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาว (AWGN) โดยแบ่งการพิจารณาออกเป็น

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

5.2 ผลการจำลองระบบ

5.2.1 กรณีที่ถูกแผ่ด้วยรหัส Gold Code

จากการเปรียบเทียบของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย เครื่องรับชนิดต่าง ๆ ตามรูปที่ 5.1 ประกอบไปด้วยเครื่องรับแบบแมตซ์(MF) เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน (PIC) เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานแบบบอด (BAD/PIC) และเพิ่มในส่วนของกรณีที่มีผู้ใช้เพียงคนเดียว (SUB) เพิ่มเข้าไปเพื่อแสดงผลการเปรียบเทียบ จากรูปจะเห็นว่า เครื่องรับแบบ BAD มีประสิทธิภาพที่ดีกว่าเครื่องรับอีก 2 แบบ อย่างเห็นได้ชัด แต่ก็ยังมีความผิดพลาดบิตอยู่เมื่อเทียบกับกรณีที่มีผู้ใช้เพียงคนเดียว ซึ่งเครื่องรับที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ มุ่งเน้นในการปรับปรุงประสิทธิภาพ ของเครื่องรับ BAD แบบเดิม ที่มีการกำหนดค่าช่วงก้าวที่คงที่ ให้มีการปรับเปลี่ยนค่าของช่วงก้าวได้เองโดยอัตโนมัติ



รูปที่ 5.1 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกคนในระบบ เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไปในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วยรหัส Gold Code ขนาด 7 บิต กรณีควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์

โดยในการจำลองผลจะพิจารณาระบบที่มีผู้ใช้งาน 4 คน โดยกำลังส่งของผู้ใช้ทุกคนในระบบที่มีกำลังเครื่องรับมีขนาดเป็น 1 dBW แต่ละคนส่งข้อมูลจำนวน 10,000 บิต แต่ละบิตถูกแผ่ด้วยรหัส Gold Code ขนาด 7 บิต ด้วยการทดลองอย่างอิสระจำนวน 30 ครั้ง และทดลองเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของระเบียบวิธีการที่นำเสนอ โดยในการเปรียบเทียบผลการจำลอง จะทำการเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบ BAD และแบบที่มีผู้ใช้งานรายเดี่ยวนั้น

ตารางที่ 5.1 รหัสแม่สำหรับผู้ใช้แต่ละคน ในระบบ 4 คน ถูกแผ่ด้วย Gold Code ขนาด 7 บิต [6]

ผู้ใช้คนที่	รหัสแม่ที่ใช้						
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

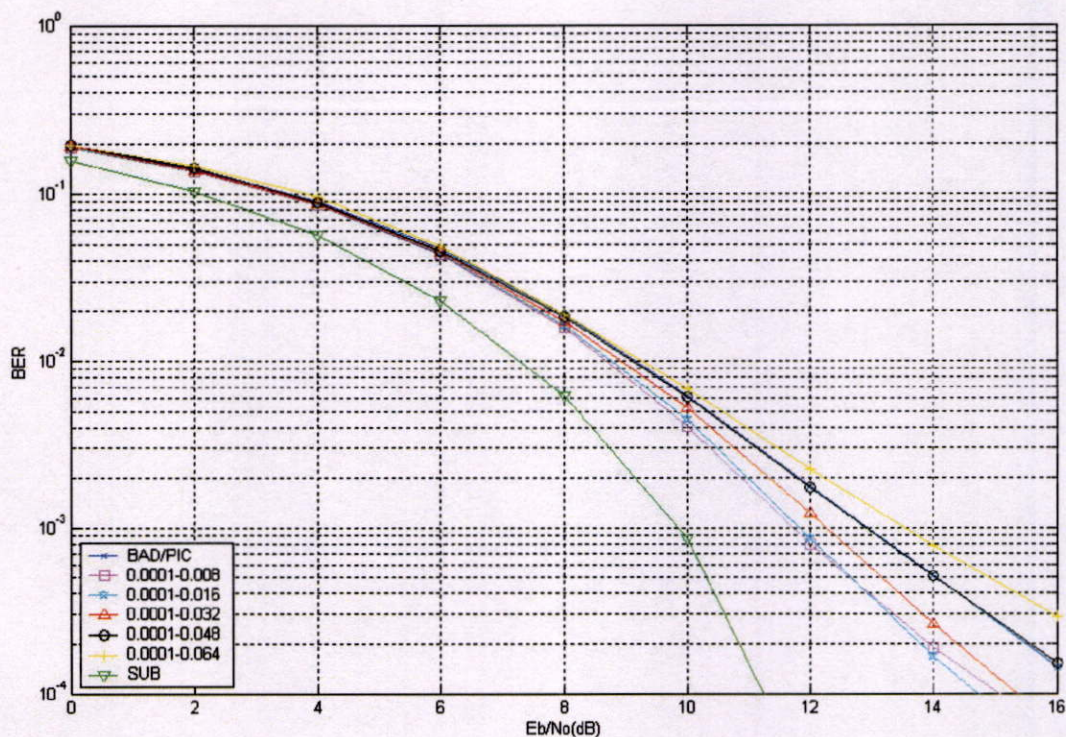
ตารางที่ 5.2 แสดงสหสัมพันธ์ระหว่างรหัส (Γ)

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

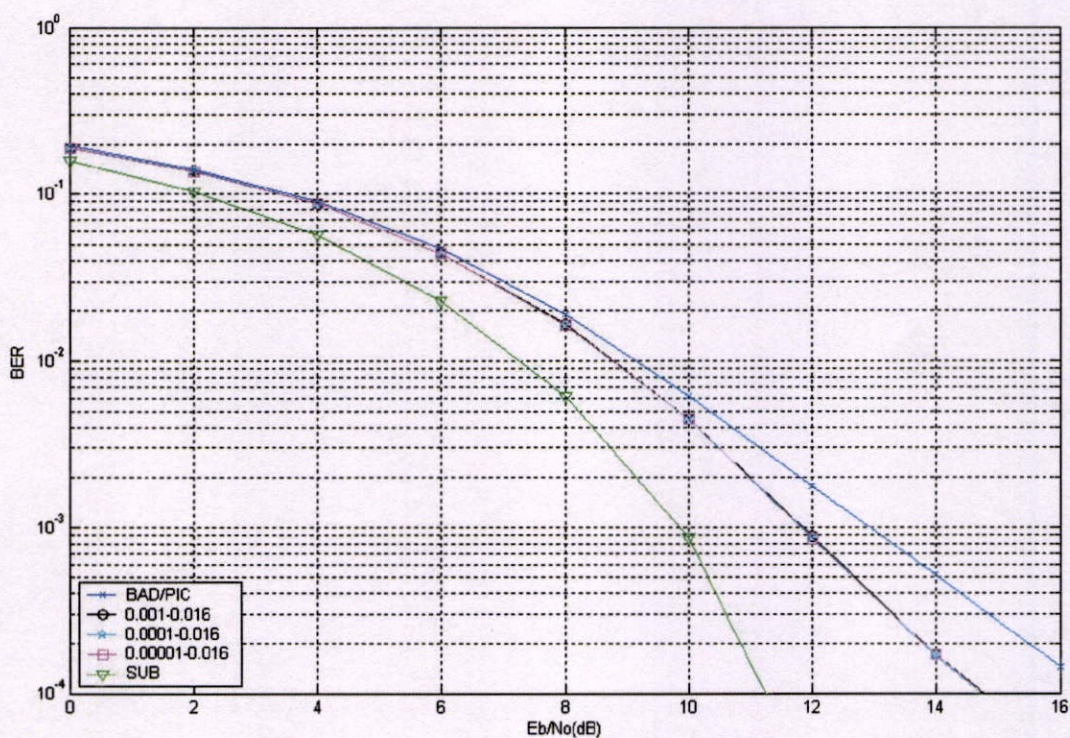
5.2.1.1 กำหนดค่าความละเอียดในการตรวจสอบ (N) ให้เป็นค่าคงที่มีค่าเท่ากับ 11 บิต และเปลี่ยนแปลงค่าช่วงก้าวด้านต่ำและด้านสูง ซึ่งแบ่งเป็น 2 กรณีคือ

1. กรณีกำหนดค่าช่วงก้าวด้านต่ำ ($StepSize_{min}$) ให้เป็นค่าคงที่ ซึ่งในที่นี้กำหนดให้ มีค่าเท่ากับ 0.0001 เปลี่ยนแปลงเฉพาะค่าช่วงก้าวด้านสูง ($StepSize_{max}$) โดยเปลี่ยนแปลงค่าช่วงก้าวด้านสูงมีค่าเท่ากับ 0.008, 0.016, 0.032, 0.048 และ 0.064 ตามลำดับ ผลการจำลองอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกคน แสดงดังในรูปที่ 5.2 จากรูปการเปลี่ยนแปลงค่าช่วงก้าวด้านสูงระหว่าง 0.008 กับ 0.016 มีค่าความผิดพลาดในลักษณะใกล้เคียงกัน แต่อาจพอสรุปได้ว่าการกำหนดช่วงก้าวด้านสูงเท่ากับ 0.016 มีแนวโน้มที่น่าจะให้ผลที่ดีกว่า

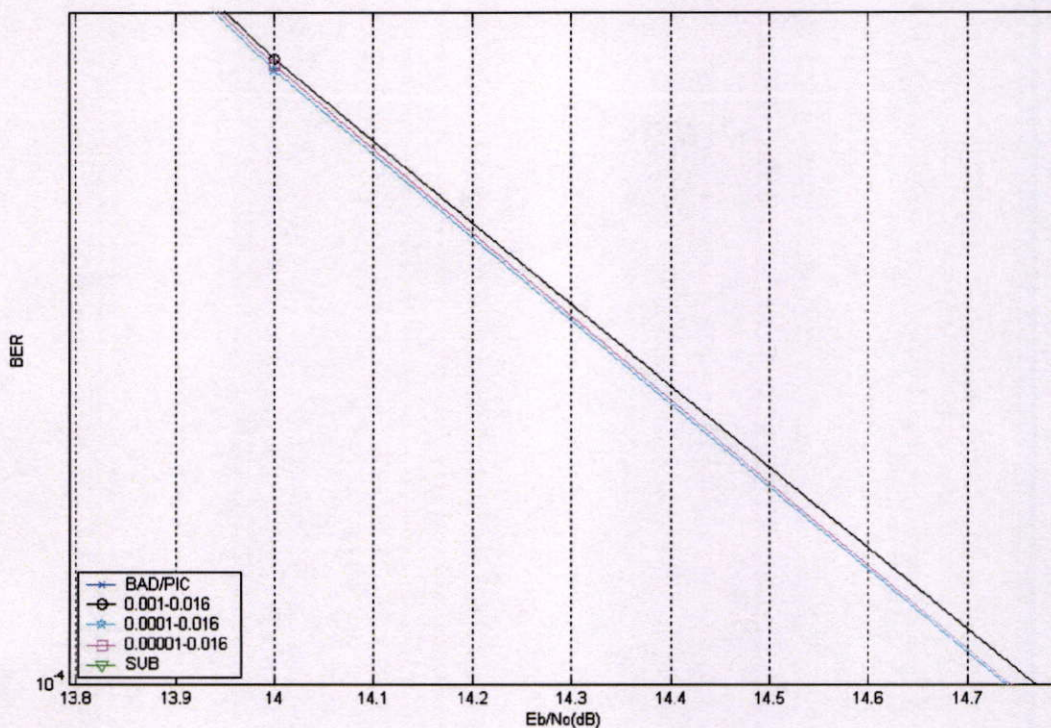
2. กรณีกำหนดค่าช่วงก้าวด้านสูง ($StepSize_{max}$) ให้มีค่าคงที่ ซึ่งในที่นี้กำหนดให้เท่ากับ 0.016 เปลี่ยนแปลงเฉพาะค่าช่วงก้าวด้านต่ำ ($StepSize_{min}$) โดยเปลี่ยนแปลงค่าช่วงก้าวด้านต่ำให้มีค่าเท่ากับ 0.00001, 0.0001 และ 0.001 ตามลำดับ ผลการจำลองอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกคนแสดงดังในรูปที่ 5.3 จากรูปจะเห็นว่าผลการจำลองทั้ง 3 รูปแบบมีผลใกล้เคียงกันโดยค่าความผิดพลาดเฉลี่ยใกล้เคียงกันมาก ซึ่งอาจมีความยุ่งยากในการวิเคราะห์ จึงทำการขยายรูปเพื่อทำให้ผลชัดเจนนยิ่งขึ้น แสดงดังรูปที่ 5.4 จากรูปแสดงให้เห็นว่า การกำหนดค่าช่วงก้าวด้านต่ำ เท่ากับ 0.0001 เป็นช่วงที่ให้ความผิดพลาดบิตเฉลี่ยลดต่ำลงมากที่สุด



รูปที่ 5.2 เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงช่วงก้ำวด้านสูง กรณีที่
ให้ค่า $N = 11$

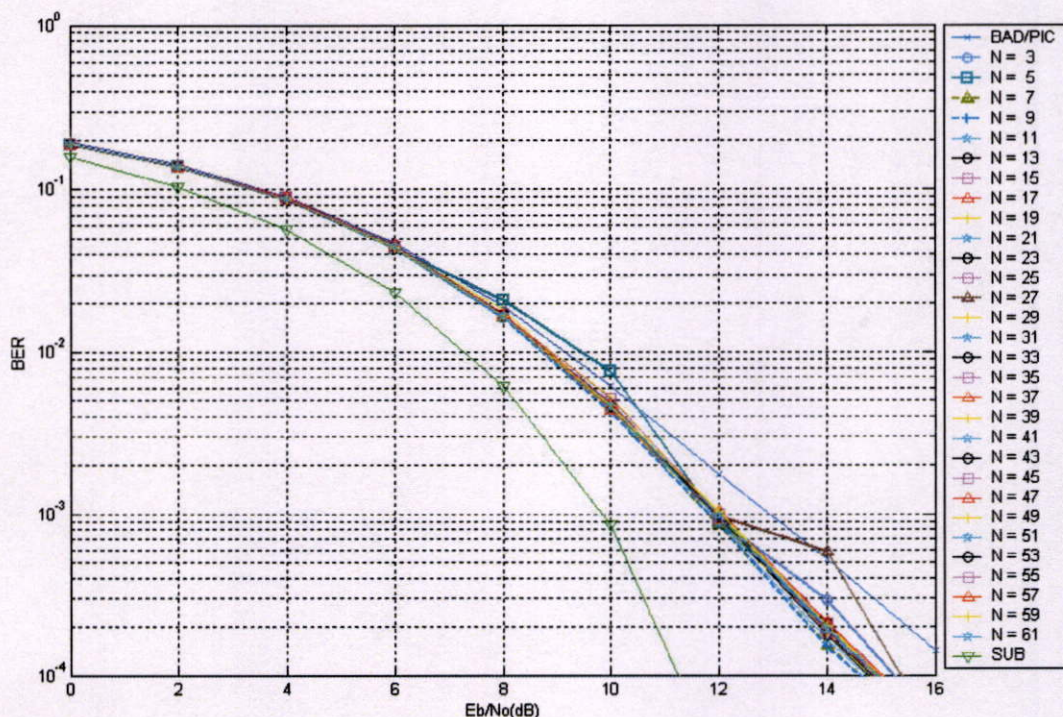


รูปที่ 5.3 เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงช่วงก้ำวด้านต่ำ กรณีที่
ให้ค่า $N = 11$

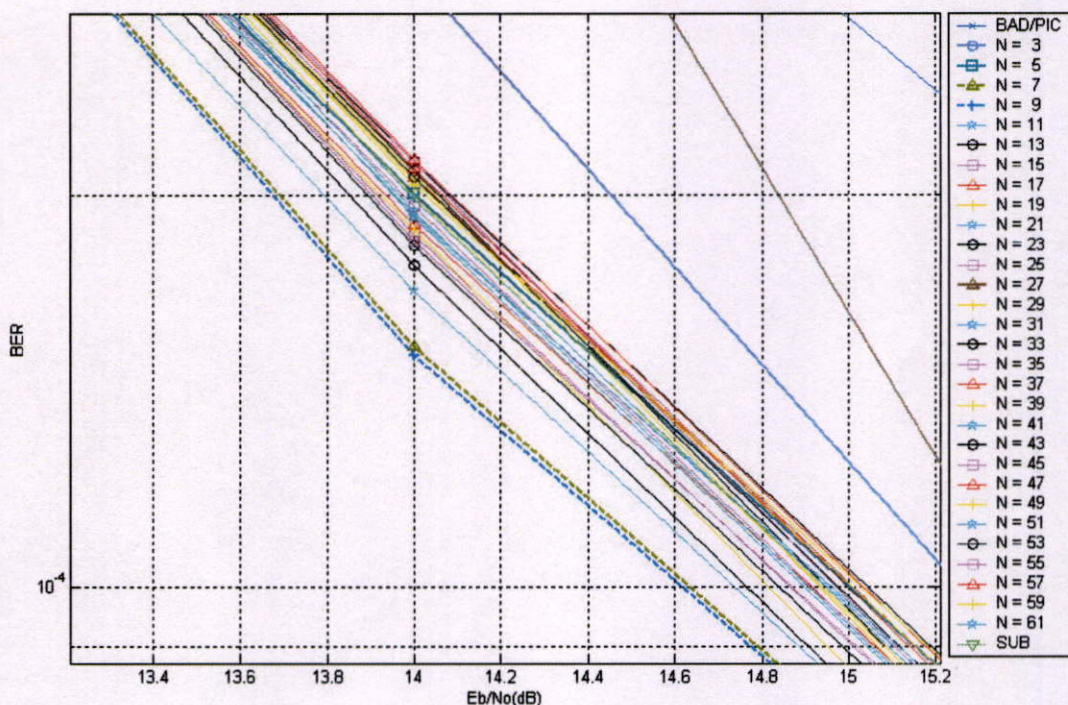


รูปที่ 5.4 รูปขยายการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงช่วงก้าวด้าน
ต่ำ กรณีที่ให้ค่า $N = 11$

5.2.1.2 กำหนดขอบเขตของค่าช่วงก้าวให้มีค่าคงที่ ซึ่งจะกำหนดให้ ค่าช่วงก้าวด้านต่ำมีค่าเท่ากับ 0.0001 และค่าช่วงก้าวด้านสูงมีค่าเท่ากับ 0.016 โดยจะทำการเปลี่ยนแปลงค่าความละเอียดในการตรวจสอบ (N) เริ่มจาก 3 ถึง 61 โดยค่าที่ใช้จะใช้เฉพาะค่าที่เป็นจำนวนคี่เท่านั้น ซึ่งผลการจำลองแสดงตามรูปที่ 5.5 แต่เนื่องจากผลการจำลอง ค่อนข้างใกล้เคียงกันจึงทำการขยายรูปในส่วนที่มีการซ้อนทับกันแสดงตามรูปที่ 5.6 จากรูปจะเห็นว่าผลการจำลองที่ดีที่สุดคือผลที่ใช้ค่า N เท่ากับ 9



รูปที่ 5.5 เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า N กรณีที่มีการกำหนดค่าช่วงก้ำวด้านต่ำ 0.001 และด้านสูงเท่ากับ 0.016

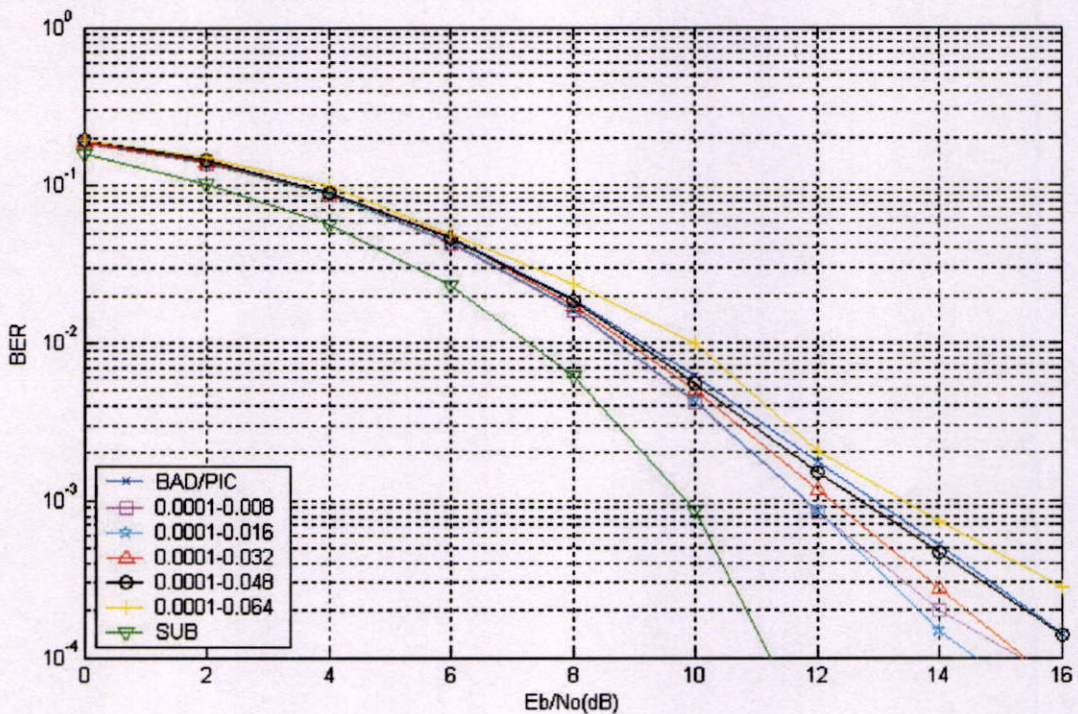


รูปที่ 5.6 รูปขยายการ เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า N กรณีที่มีการกำหนดค่าช่วงก้ำวด้านต่ำ 0.001 และด้านสูงเท่ากับ 0.016

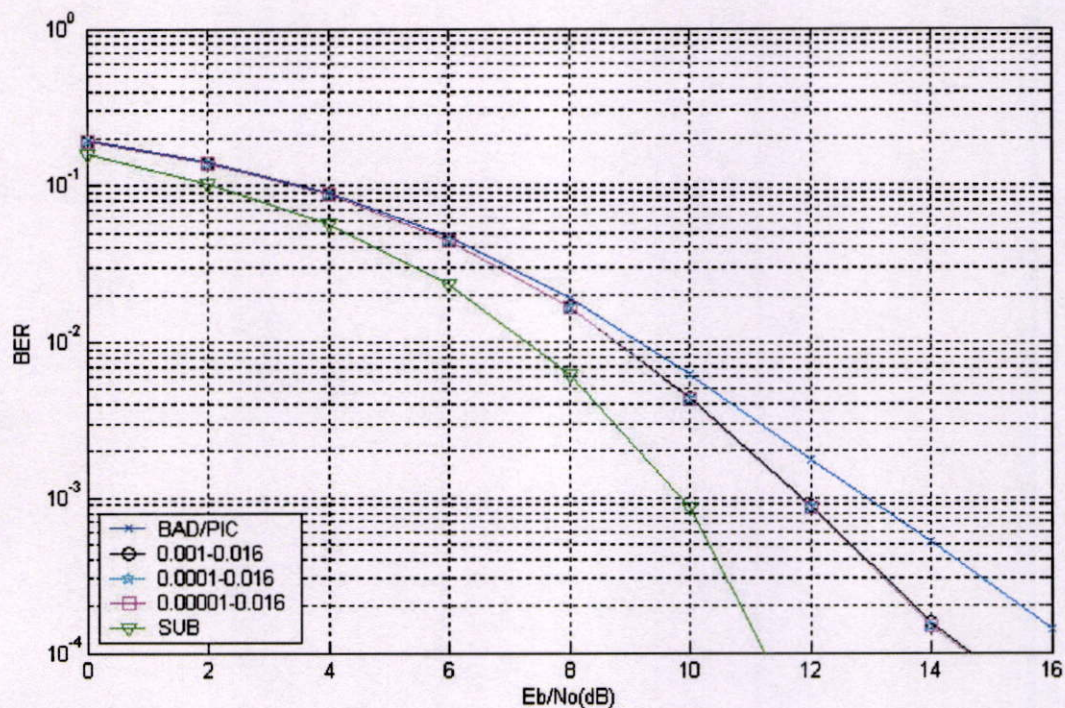
5.2.1.3 จากผลการจำลองในข้อ 5.2.1.2 จึงทำการจำลองผลต่อโดยการกำหนดค่า N ให้คงที่เท่ากับ 9 บิต และเปลี่ยนค่าช่วงก้ำวด้านต่ำและด้านสูง ซึ่งเป็น 2 กรณี

1. กรณีกำหนดค่าช่วงก้าวด้านต่ำ (StepSize_{\min}) ให้เป็นค่าคงที่ ซึ่งในที่นี้กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 0.0001 เปลี่ยนแปลงเฉพาะค่าช่วงก้าวด้านสูง (StepSize_{\max}) โดยเปลี่ยนแปลงค่าช่วงก้าวด้านสูงมีค่าเท่ากับ 0.008, 0.016, 0.032, 0.048 และ 0.064 ตามลำดับ ผลการจำลองอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกคน แสดงดังในรูปที่ 5.7 จากรูปแสดงให้เห็นว่ากำหนดค่าช่วงก้าวด้านสูงเท่ากับ 0.016 เป็นค่าที่ทำให้ผลการจำลองที่ดีที่สุด เมื่อกำหนดช่วงก้าวด้านต่ำเท่ากับ 0.0001

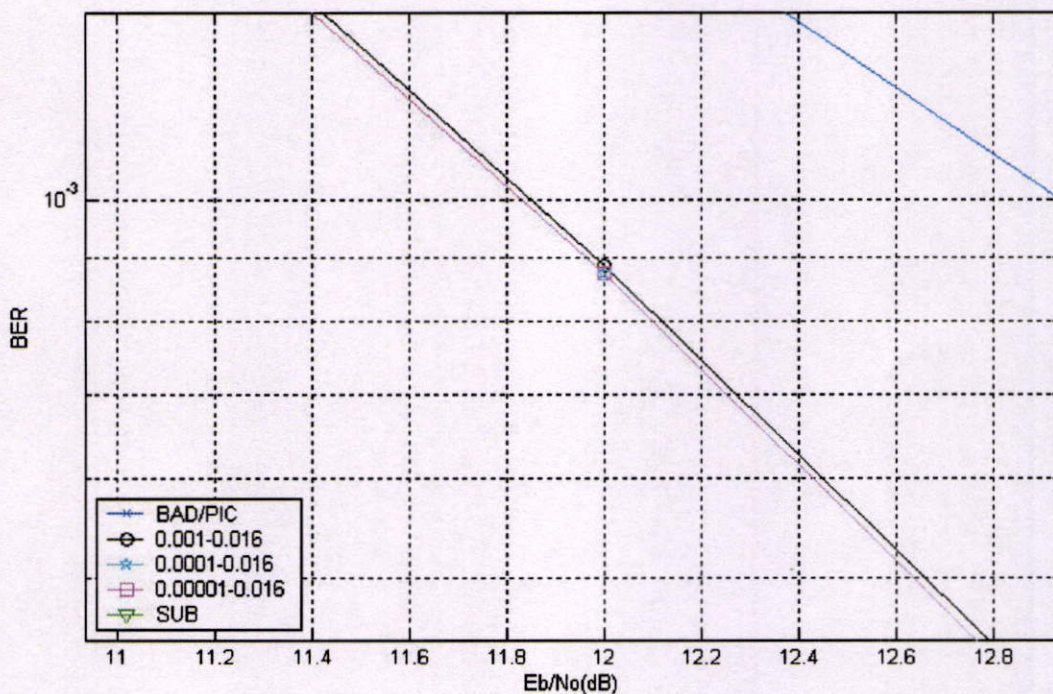
2. กรณีกำหนดค่าช่วงก้าวด้านสูง (StepSize_{\max}) ให้มีค่าคงที่ ซึ่งในที่นี้กำหนดให้เท่ากับ 0.016 เปลี่ยนแปลงเฉพาะค่าช่วงก้าวด้านต่ำ (StepSize_{\min}) โดยเปลี่ยนแปลงค่าช่วงก้าวด้านต่ำให้มีค่าเท่ากับ 0.00001, 0.0001 และ 0.001 ตามลำดับ ผลการจำลองอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกคนแสดงดังในรูปที่ 5.8 จากรูปจะเห็นว่าผลการจำลองทั้ง 3 รูปแบบมีผลใกล้เคียงกันโดยค่าความผิดพลาดเฉลี่ยใกล้เคียงกันมาก ซึ่งอาจมีความยุ่งยากในการวิเคราะห์ จึงทำการขยายรูปเพื่อทำให้ผลดูชัดเจนยิ่งขึ้น แสดงดังรูปที่ 5.9 จะเห็นว่า การกำหนดช่วงก้าวด้านต่ำเท่ากับ 0.0001 กับ 0.00001 มีผลการจำลองค่าความผิดพลาดบิตแทบจะเป็นค่าเดียวกัน



รูปที่ 5.7 เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงช่วงก้าวด้านสูง กรณีที่
ให้ค่า $N = 9$



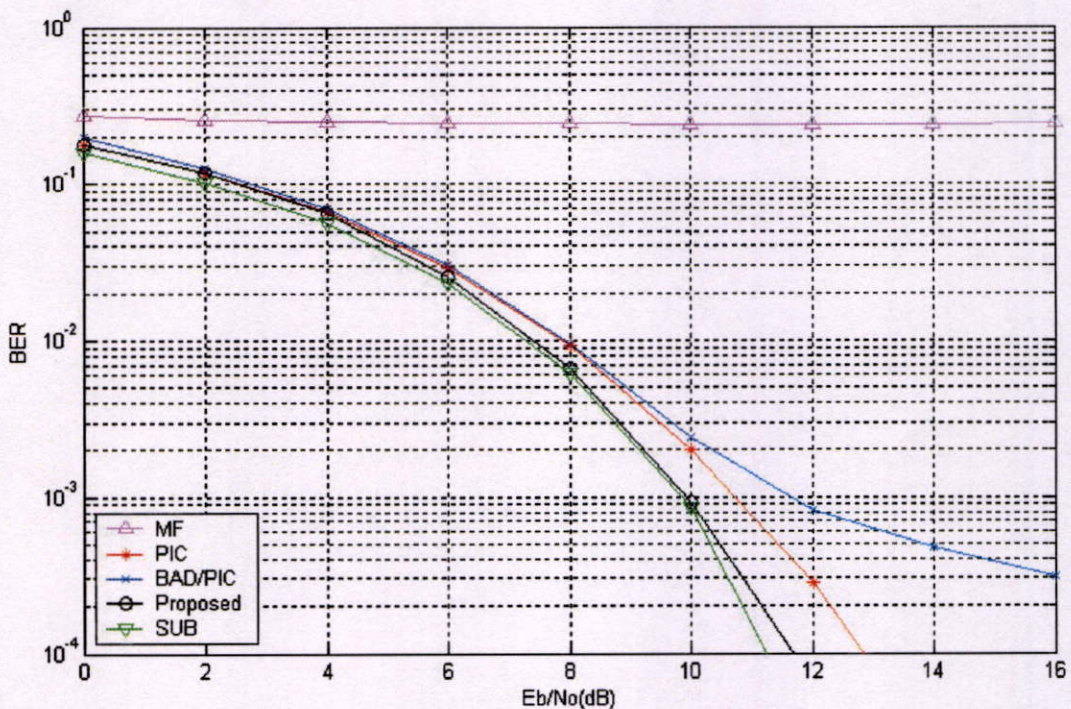
รูปที่ 5.8 เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงช่วงค้ำด้านต่ำ กรณีที่
ให้ค่า $N = 9$



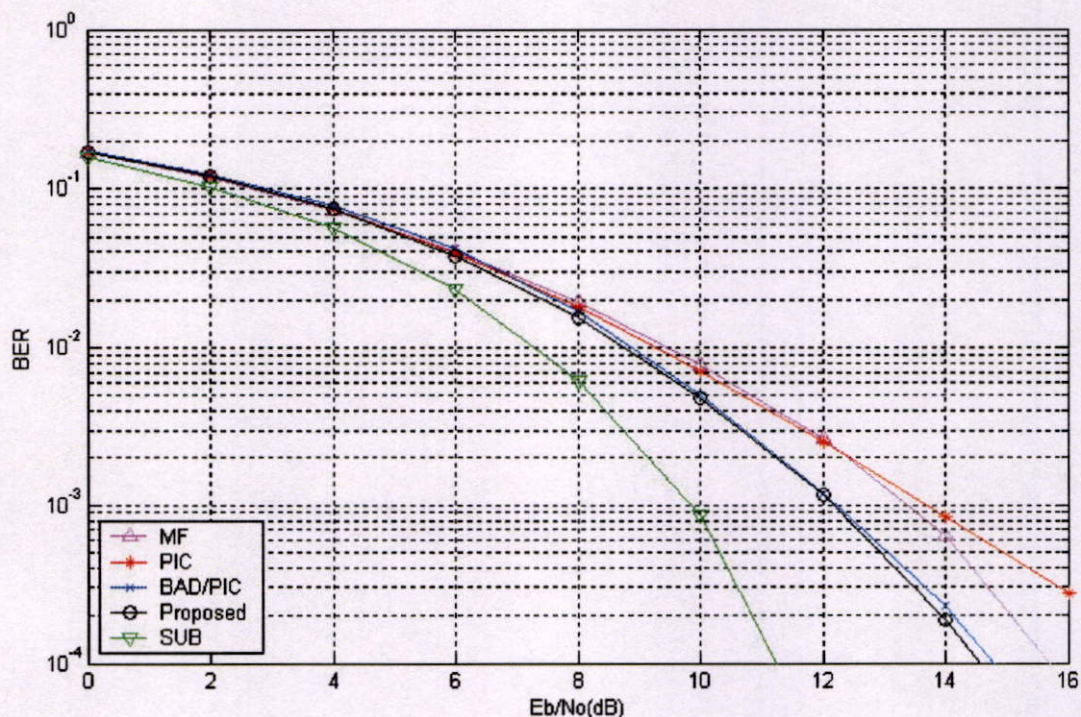
รูปที่ 5.9 รูปขยายการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงช่วงค้ำด้าน
ต่ำ กรณีที่ให้ค่า $N = 9$

5.2.1.4 จากข้อ 5.2.1.2 และ 5.2.1.3 จะได้ค่าพารามิเตอร์ที่ดีที่สุดคือ ค่า N คือ ค่าคงที่ 9 บิต ค่าช่วงก้าวด้านต่ำเท่ากับ 0.0001 และ ค่าช่วงก้าวด้านสูงเท่ากับ 0.016 ทำการจำลอง เพื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบแมตซ์(MF) เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน (PIC) เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานแบบบอด (BAD/PIC) และมีเพิ่มในส่วน ของกรณีที่มีผู้ใช้เพียงคนเดียว (SUB) ในกรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ ดังแสดงในรูปที่ 5.10 และ 5.11 แสดงสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกคนที่มีกำลังส่งต่ำและ กำลังส่งสูง โดยให้กำลังส่งของผู้ใช้ในระบบ 4 คนที่มาถึงเครื่องรับ มีขนาดเป็น 1, 1, 8 และ 8 dBW ตามลำดับ จะพบว่าในกรณีของผู้ใช้ที่มีกำลังส่งต่ำในรูปที่ 5.10 เครื่องรับที่นำเสนอ มี สมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยที่ใกล้เคียงกับ ขอบเขตของผู้ใช้รายเดียว และมีสมรรถนะ อัตราความผิดพลาดบิตที่ดีกว่าเครื่องรับประเภทอื่นที่ใช้ในการเปรียบเทียบ

จากรูปที่ 5.11 กรณีของผู้ใช้กำลังส่งสูง พบว่าเครื่องรับที่นำเสนอ มีสมรรถนะอัตราความ ผิดพลาดบิตที่ใกล้เคียงกับเครื่องรับแบบ BAD/PIC แต่มีสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตที่ดีกว่า เครื่องรับแบบแมตซ์ และเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน



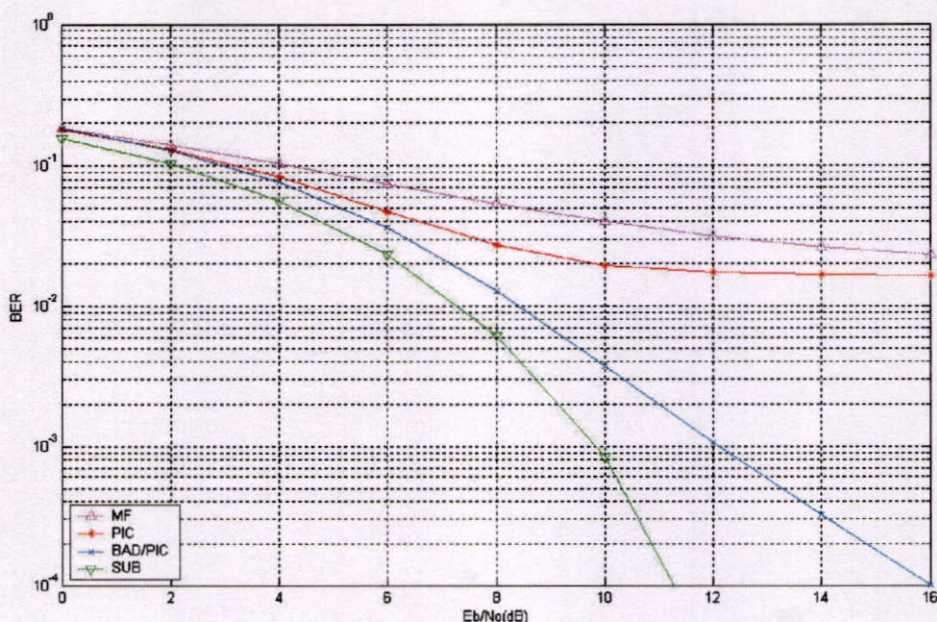
รูปที่ 5.10 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่มีกำลังส่งต่ำ เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไป ในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วยรหัส Gold Code ขนาด 7 บิต กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์



รูปที่ 5.11 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่กำลังส่งสูง เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไป ในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วยรหัส Gold Code ขนาด 7 บิต กรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์

5.2.2 กรณีที่ถูกแผ่ด้วยรหัสสุ่ม

จากการเปรียบเทียบของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย เครื่องรับชนิดต่าง ๆ ตามรูปที่ 5.12 ประกอบไปด้วยเครื่องรับแบบแมตซ์(MF) เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน (PIC) เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานแบบบอด (BAD/PIC) และเพิ่มในส่วนของกรณีที่มีผู้ใช้เพียงคนเดียว (SUB) เพิ่มเข้าไปเพื่อแสดงผลการเปรียบเทียบ จากรูปจะเห็นว่า เครื่องรับแบบ BAD มีประสิทธิภาพที่ดีกว่าเครื่องรับอีก 2 แบบ อย่างเห็นได้ชัด แต่ก็ยังมีความผิดพลาดบิตอยู่เมื่อเทียบกับกรณีที่มีผู้ใช้เพียงคนเดียว ซึ่งเครื่องรับที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ มุ่งเน้นในการปรับปรุงประสิทธิภาพ ของเครื่องรับ BAD แบบเดิม ที่มีการกำหนดค่าช่วงก้ำวที่คงที่ ให้มีการปรับเปลี่ยนค่าของช่วงก้ำวได้เองโดยอัตโนมัติ



รูปที่ 5.12 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกคนในระบบ เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคน เปลี่ยนไปในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วยรหัสสุ่มขนาด 15 บิต กรณีควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์

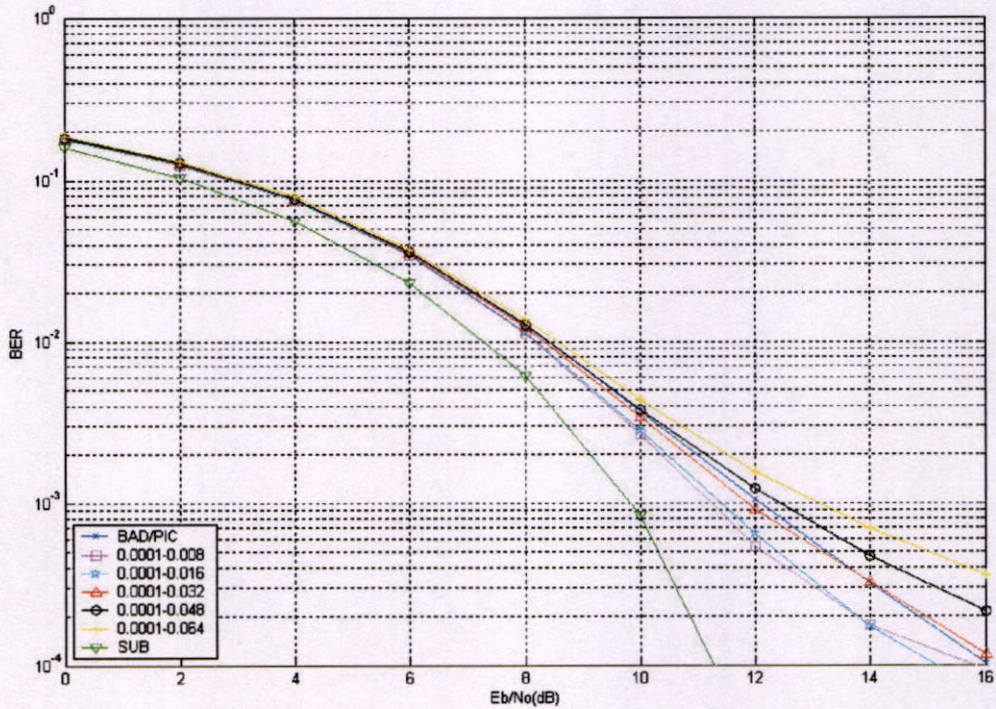
โดยในการจำลองผลจะพิจารณาระบบที่มีผู้ใช้งานจำนวน 4 คน โดยกำลังส่งของผู้ใช้ทุกคน ในระบบที่มาถึงเครื่องรับมีขนาดเป็น 1 dBW แต่ละคนส่งข้อมูลจำนวน 10,000 บิต แต่ละบิตถูกแผ่ด้วยรหัสสุ่ม ขนาด 15 บิต ด้วยการทดลองอย่างอิสระจำนวน 30 ครั้ง และทดลองเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของระเบียบวิธีการที่น่าเสนอ โดยในการเปรียบเทียบผลการจำลอง จะทำการเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบ BAD และแบบที่มีผู้ใช้งานรายเดียวเท่านั้น

5.2.2.1 กำหนดค่าความละเอียดในการตรวจสอบ (N) ให้เป็นค่าคงที่ มีค่าเท่ากับ 11 บิต และเปลี่ยนแปลงค่าช่วงก้าวด้านต่ำและด้านสูง ซึ่งแบ่งเป็น 2 กรณีคือ

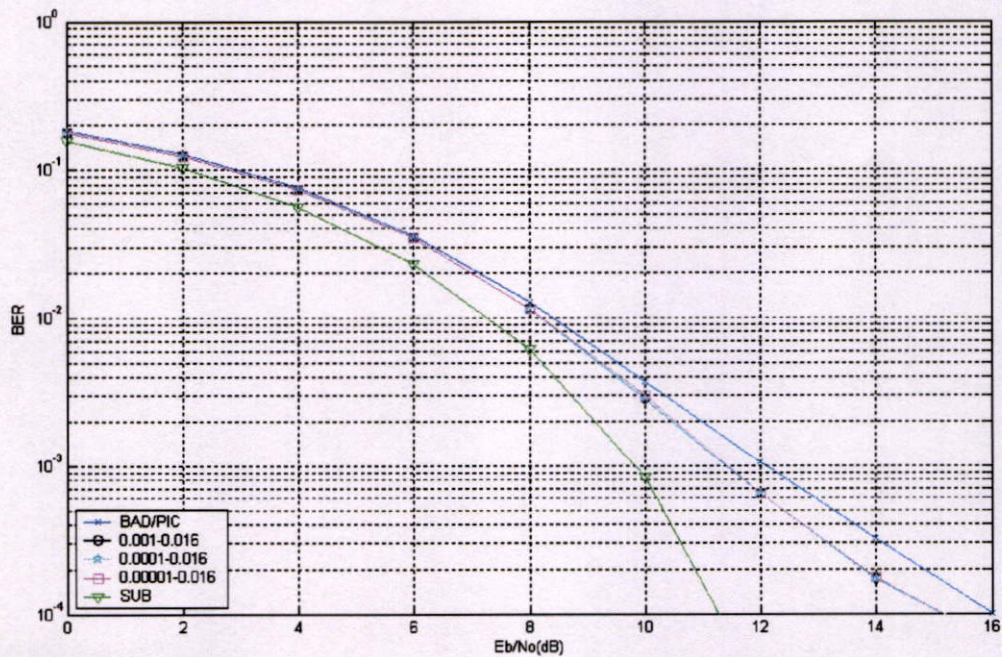
1. กรณีกำหนดค่าช่วงก้าวด้านต่ำ ($StepSize_{min}$) ให้เป็นค่าคงที่ ซึ่งในที่นี้กำหนดให้ มีค่าเท่ากับ 0.0001 เปลี่ยนแปลงเฉพาะค่าช่วงก้าวด้านสูง ($StepSize_{max}$) โดยเปลี่ยนแปลงค่าช่วงก้าวด้านสูงมีค่าเท่ากับ 0.008, 0.016, 0.032, 0.048 และ 0.064 ตามลำดับ ผลการจำลองอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกคน แสดงดังในรูปที่ 5.13 จากรูปการเปลี่ยนแปลงค่าช่วงก้าวด้านสูง ระหว่าง 0.008 กับ 0.016 มีค่าความผิดพลาดในลักษณะใกล้เคียงกัน แต่อาจพอสรุปได้ว่าการ กำหนดช่วงก้าวด้านสูงเท่ากับ 0.016 มีแนวโน้มที่น่าจะให้ผลที่ดีกว่า

2. กรณีกำหนดค่าช่วงก้าวด้านสูง ($StepSize_{max}$) ให้มีค่าคงที่ ซึ่งในที่นี้กำหนดให้ เท่ากับ 0.016 เปลี่ยนแปลงเฉพาะค่าช่วงก้าวด้านต่ำ ($StepSize_{min}$) โดยเปลี่ยนแปลงค่าช่วงก้าวด้านต่ำให้มีค่าเท่ากับ 0.00001, 0.0001 และ 0.001 ตามลำดับ ผลการจำลองอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกคนแสดงดังในรูปที่ 5.14 จากรูปจะเห็นว่าผลการจำลองทั้ง 3 รูปแบบมีผลใกล้เคียงกันโดย

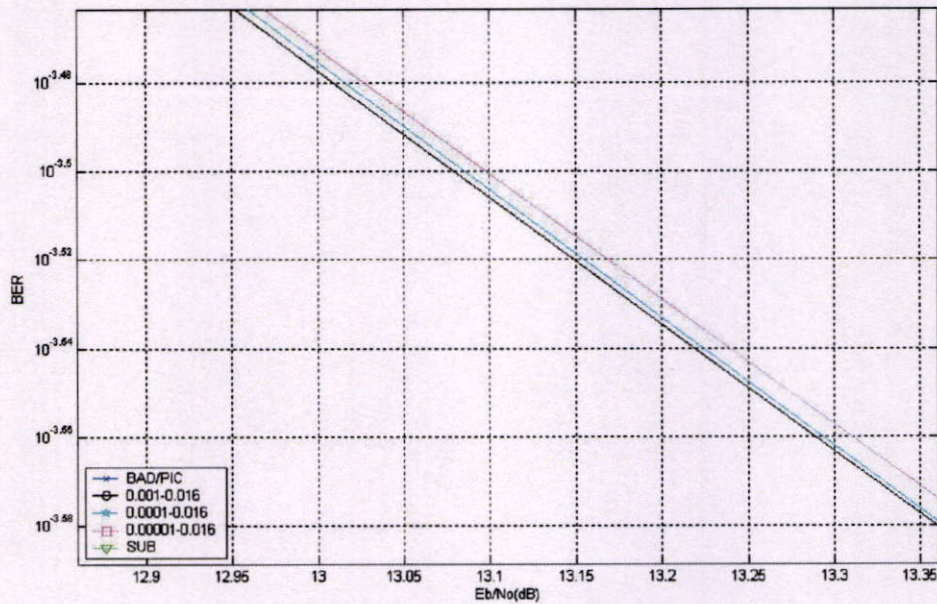
ค่าความผิดพลาดเฉลี่ยใกล้เคียงกันมาก ซึ่งอาจมีความยุ่งยากในการวิเคราะห์ จึงทำการขยายรูป เพื่อทำให้ผลชัดเด่นยิ่งขึ้น แสดงคังรูปที่ 5.15 จากรูปแสดงให้เห็นว่า การกำหนดค่าช่วงก้าวด้านต่ำ เท่ากับ 0.001 เป็นช่วงที่ให้ความผิดพลาดบิตเฉลี่ยลดต่ำลงมากที่สุด



รูปที่ 5.13 เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงช่วงก้าวด้านสูง กรณีที่ ให้ค่า $N = 11$

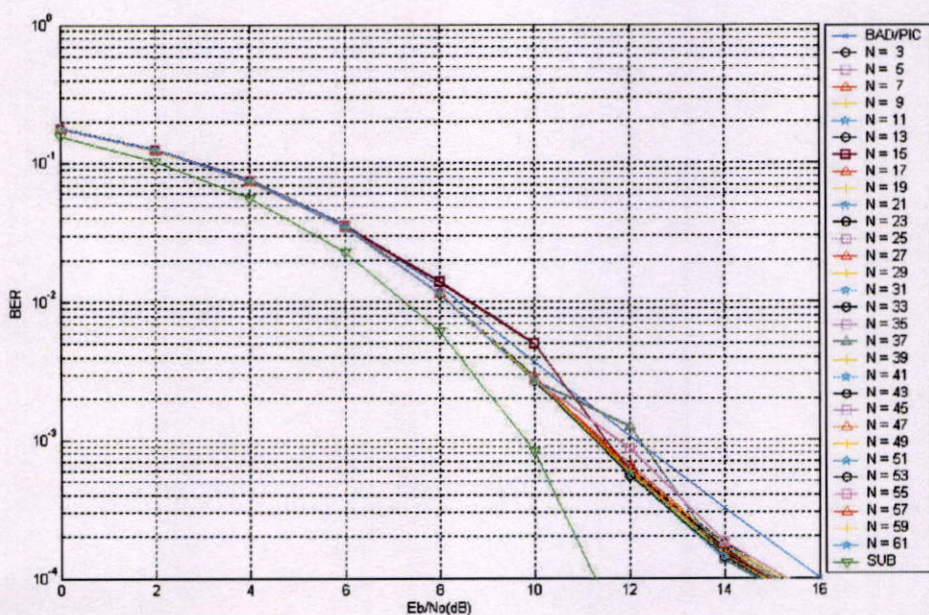


รูปที่ 5.14 เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงช่วงก้าวด้านต่ำ กรณีที่ ให้ค่า $N = 11$

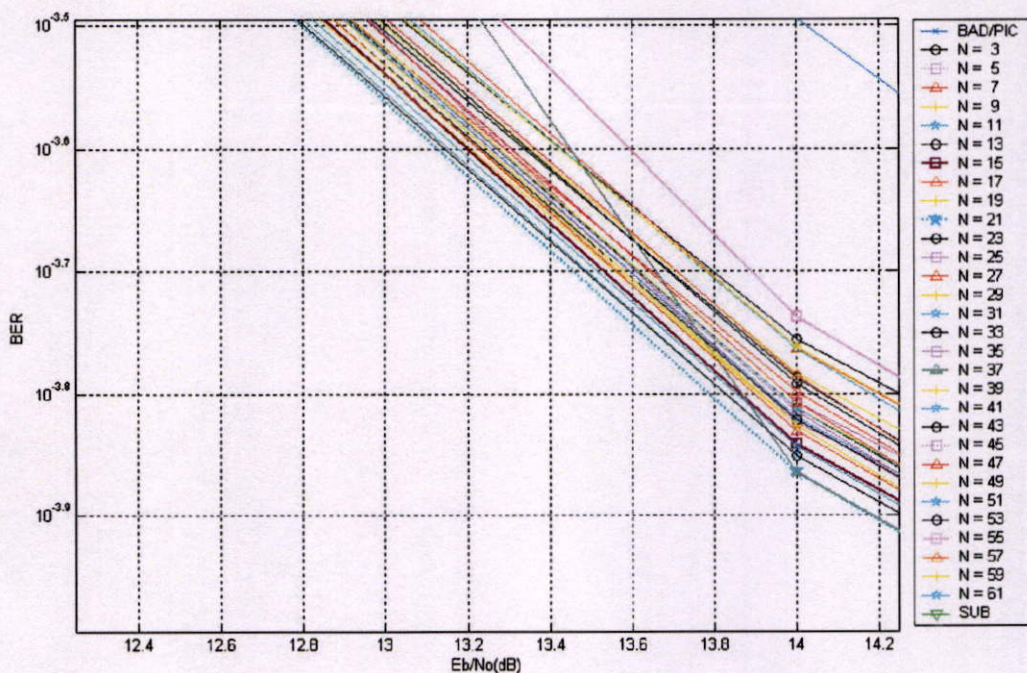


รูปที่ 5.15 รูปขยายการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงช่วงก้าว ด้านต่ำ กรณีที่ให้ค่า $N = 11$

5.2.2.2 กำหนดขอบเขตของค่าช่วงก้าวให้มีค่าคงที่ ซึ่งจะกำหนดให้ ค่าช่วงก้าว ด้านต่ำมีค่าเท่ากับ 0.001 และค่าช่วงก้าวด้านสูงมีค่าเท่ากับ 0.016 โดยจะทำการเปลี่ยนแปลงค่าความละเอียดในการตรวจสอบ (N) เริ่มจาก 3 ถึง 61 โดยค่าที่ใช้จะใช้เฉพาะค่าที่เป็นจำนวนคี่เท่านั้น ซึ่งผลการจำลองแสดงตามรูปที่ 5.16 แต่เนื่องจากผลการจำลอง ค่อนข้างใกล้เคียงกันจึงทำการขยายรูปในส่วนที่มีการซ้อนทับกันแสดงตามรูปที่ 5.17 จากรูปจะเห็นว่าผลการจำลองที่ดีที่สุดคือผลที่ใช้ค่า N เท่ากับ 21



รูปที่ 5.16 เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า N กรณีที่มีการกำหนดค่าช่วงก้าวด้านต่ำ 0.001 และด้านสูงเท่ากับ 0.016

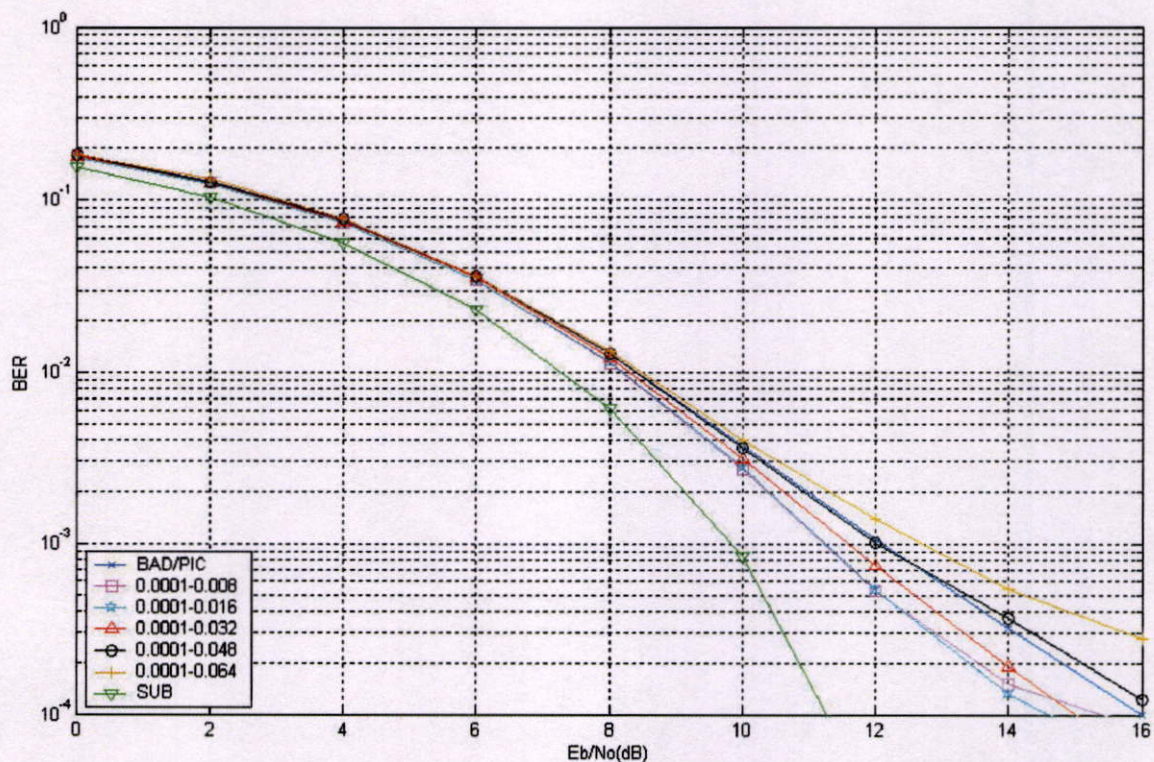


รูปที่ 5.17 รูปขยายการ เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า N กรณีที่มีการกำหนดค่าช่วงก้าวด้านต่ำ 0.001 และด้านสูงเท่ากับ 0.016

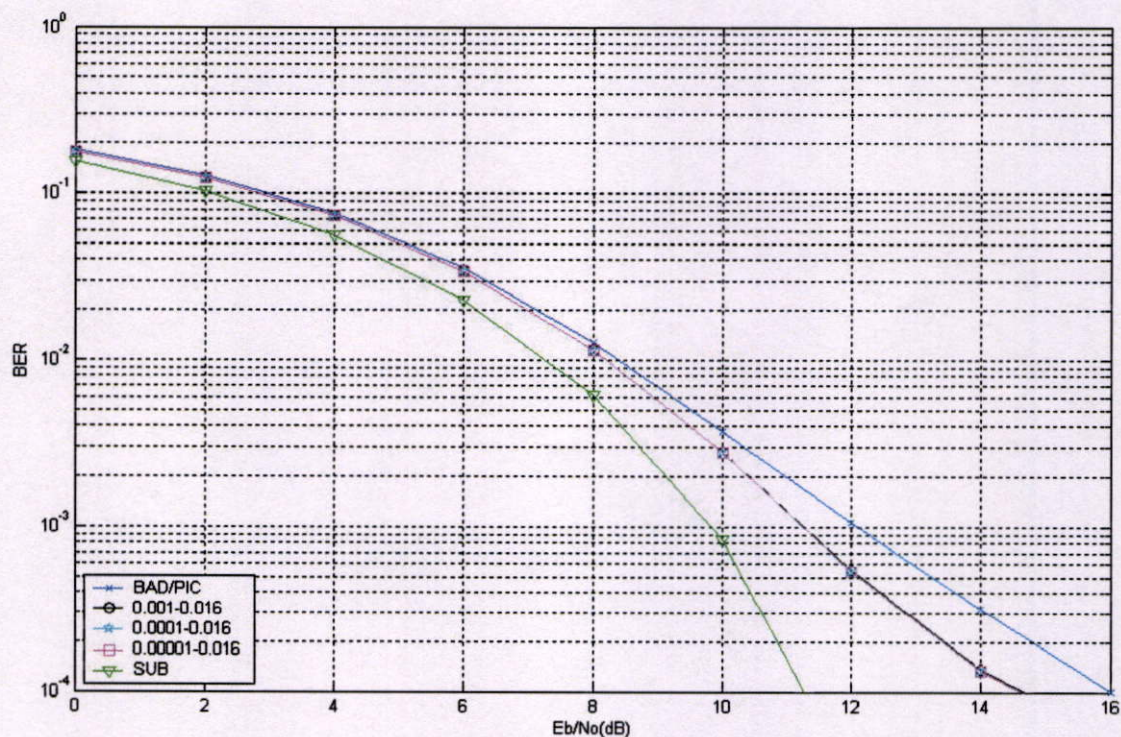
5.2.2.3 จากผลการจำลองในข้อ 5.2.2.2 จึงทำการจำลองผลต่อโดยการกำหนดค่า N ให้คงที่เท่ากับ 21 บิต และเปลี่ยนค่าช่วงก้าวด้านต่ำและด้านสูง ซึ่งเป็น 2 กรณี

1. กรณีกำหนดค่าช่วงก้าวด้านต่ำ ($StepSize_{min}$) ให้เป็นค่าคงที่ ซึ่งในที่นี้กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 0.0001 เปลี่ยนแปลงเฉพาะค่าช่วงก้าวด้านสูง ($StepSize_{max}$) โดยเปลี่ยนแปลงค่าช่วงก้าวด้านสูงมีค่าเท่ากับ 0.008, 0.016, 0.032, 0.048 และ 0.064 ตามลำดับ ผลการจำลองอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกคน แสดงดังในรูปที่ 5.18 จากรูปแสดงให้เห็นว่ากำหนดค่าช่วงก้าวด้านสูงเท่ากับ 0.016 เป็นค่าที่ทำให้ผลการจำลองที่ดีที่สุด เมื่อกำหนดช่วงก้าวด้านต่ำเท่ากับ 0.0001

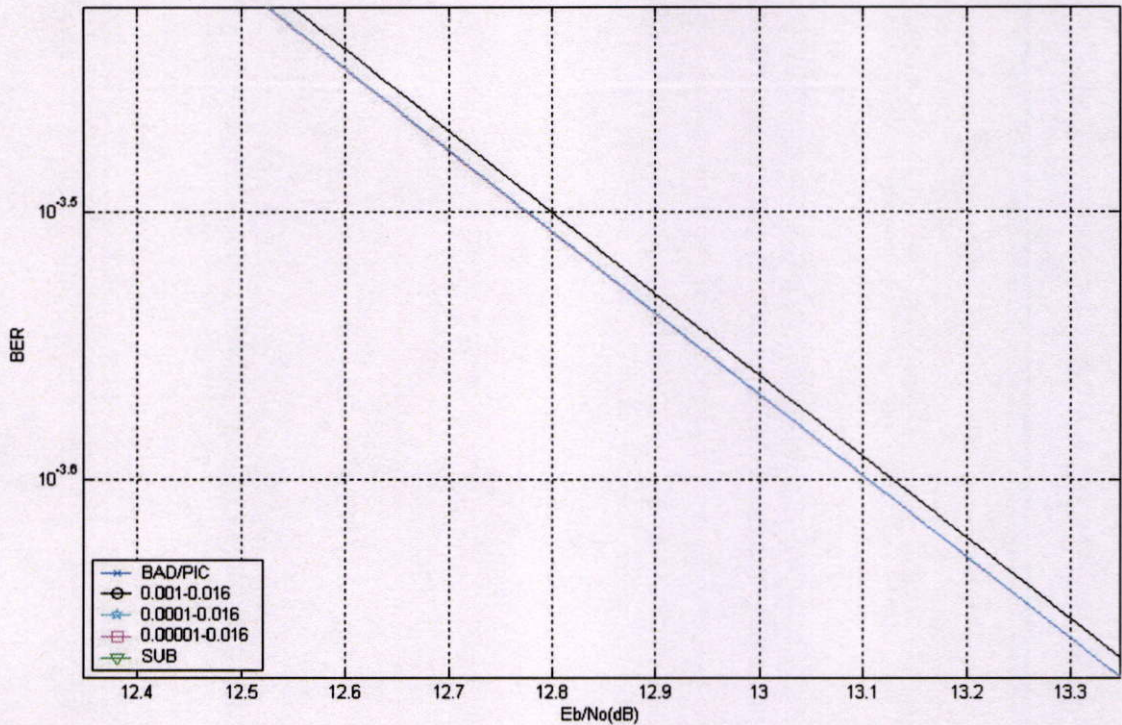
2. กรณีกำหนดค่าช่วงก้าวด้านสูง ($StepSize_{max}$) ให้มีค่าคงที่ ซึ่งในที่นี้กำหนดให้เท่ากับ 0.016 เปลี่ยนแปลงเฉพาะค่าช่วงก้าวด้านต่ำ ($StepSize_{min}$) โดยเปลี่ยนแปลงค่าช่วงก้าวด้านต่ำให้มีค่าเท่ากับ 0.00001, 0.0001 และ 0.001 ตามลำดับ ผลการจำลองอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกคนแสดงดังในรูปที่ 5.19 จากรูปจะเห็นว่าผลการจำลองทั้ง 3 รูปแบบมีผลใกล้เคียงกันโดยค่าความผิดพลาดเฉลี่ยใกล้เคียงกันมาก ซึ่งอาจมีความยุ่งยากในการวิเคราะห์ จึงทำการขยายรูปเพื่อทำให้ผลดูชัดเจนยิ่งขึ้น แสดงดังรูปที่ 5.20 จะเห็นว่า การกำหนดช่วงก้าวด้านต่ำเท่ากับ 0.0001 กับ 0.00001 มีผลการจำลองค่าความผิดพลาดบิตแทบจะเป็นค่าเดียวกัน



รูปที่ 5.18 เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงช่วงก้ำวด้านสูง กรณีที่
ให้ค่า $N = 21$

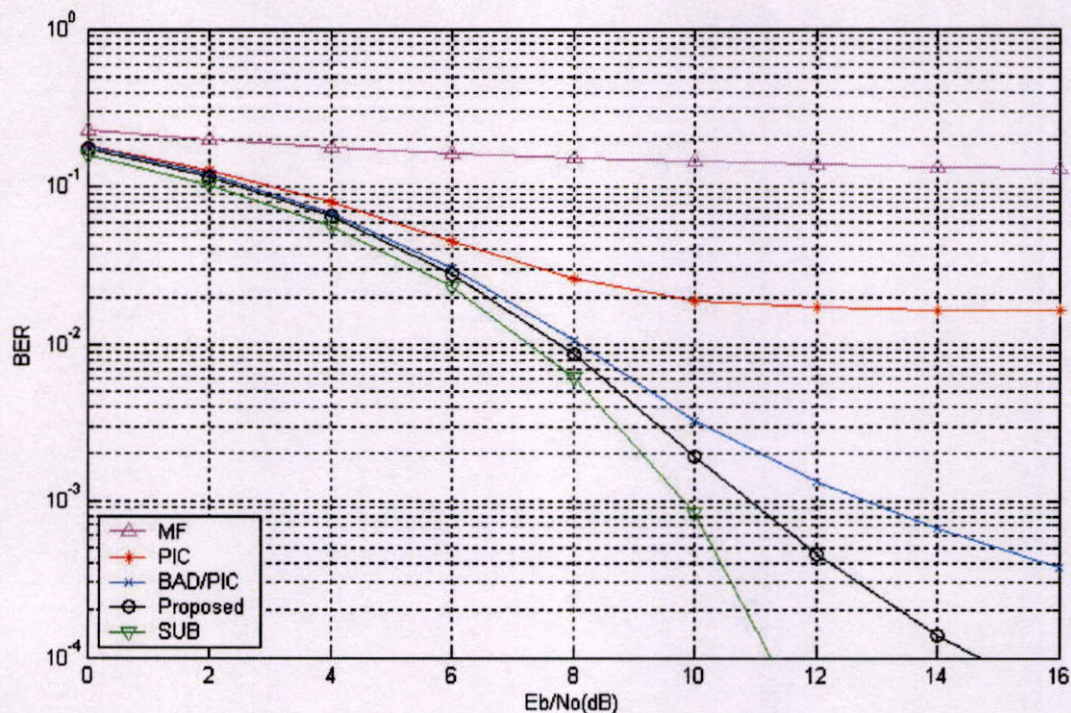


รูปที่ 5.19 เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงช่วงค้ำวด้านต่ำ กรณีที่
ให้ค่า $N = 21$

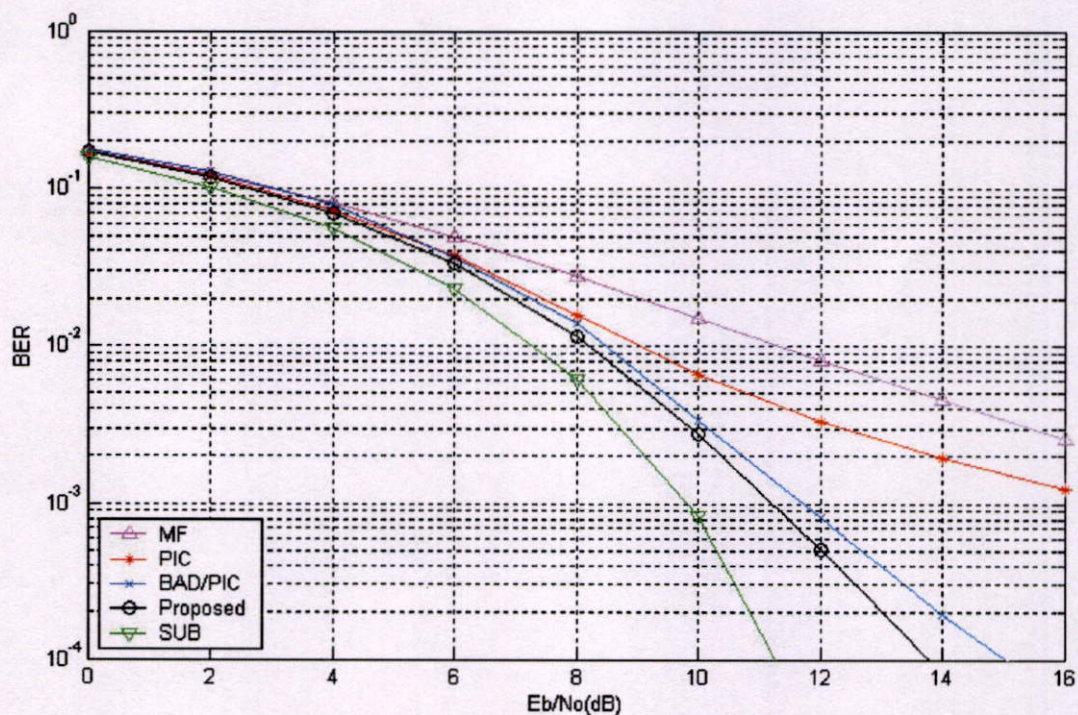


รูปที่ 5.20 รูปขยายการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงช่วงค้ำด้านต่ำ กรณีที่ให้ค่า $N = 21$

5.2.2.4 จากข้อ 5.2.2.2 และ 5.2.2.3 จะได้ค่าพารามิเตอร์ที่ดีที่สุดคือ ค่า N คือค่าคงที่ 21 บิต ค่าช่วงค้ำด้านต่ำเท่ากับ 0.0001 และ ค่าช่วงค้ำด้านสูงเท่ากับ 0.016 ทำการจำลองเพื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบแมตซ์(MF) เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน (PIC) เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานแบบบอด (BAD/PIC) และมีเพิ่มในส่วนของกรณีที่มีผู้ใช้เพียงคนเดียว (SUB) ในกรณีควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ ดังแสดงในรูปที่ 5.21 และ 5.22 แสดงสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกคนที่มีกำลังส่งต่ำและกำลังส่งสูง โดยให้กำลังส่งของผู้ใช้ในระบบ 4 คนที่มาถึงเครื่องรับ มีขนาดเป็น 1, 1, 8 และ 8 dBW ตามลำดับ จะพบว่าเครื่องรับที่นำเสนอ มีสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยที่ดีกว่าเครื่องรับแบบอื่นอย่างชัดเจน



รูปที่ 5.21 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่กำลังส่งต่ำ เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไป ในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วยรหัสสุ่มขนาด 15 บิต กรณีควบคุมกำลังส่งไม่ สมบูรณ์



รูปที่ 5.22 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่กำลังส่งสูง เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนไป ในระบบที่มีผู้ใช้ 4 คน ที่ถูกแผ่ด้วยรหัสสุ่มขนาด 15 บิต กรณีควบคุมกำลังส่งไม่ สมบูรณ์

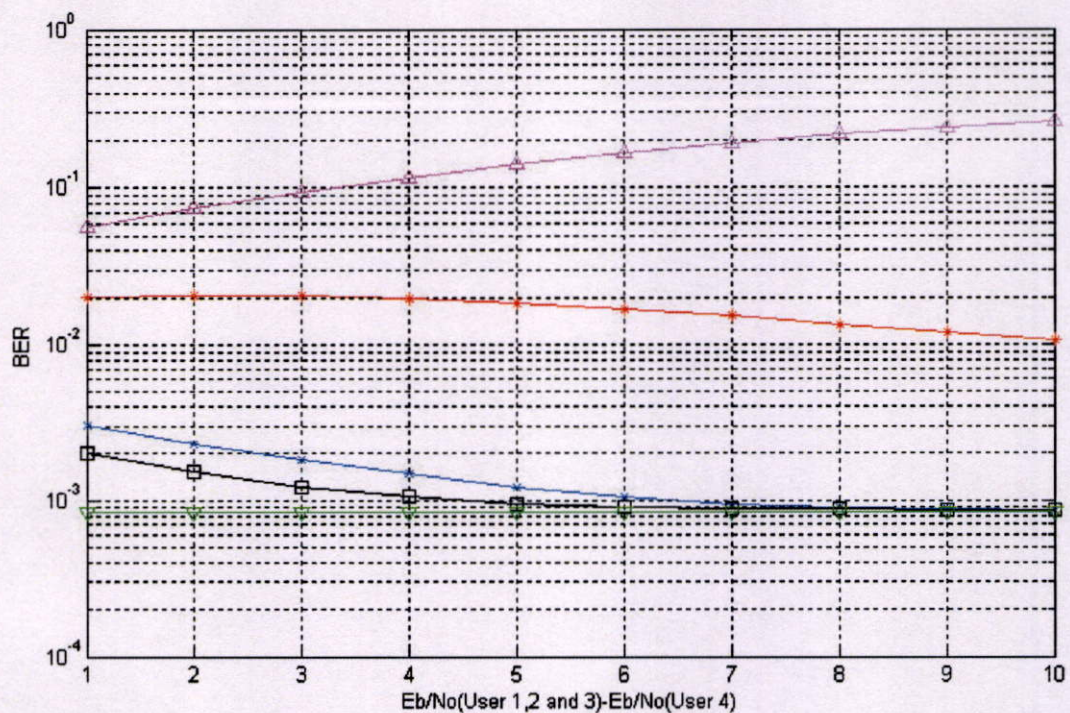
5.3 ความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล

สำหรับผลการจำลองในหัวข้อนี้จะเป็นผลเกี่ยวกับความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล โดยใช้ผู้ใช้จำนวน 4 คน และใช้รหัสแม่แบบกลุ่มขนาด 15 บิต แต่กำลังที่มาถึงทางด้านรับจะแตกต่างกันออกไป

รูปที่ 5.23 เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์เฉลี่ยของการทดลองอิสระจำนวน 30 ครั้ง ระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้คนที่ 4 ซึ่งมีกำลังของสัญญาณต่ำที่สุด เมื่อสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้คนอื่น ๆ เพิ่มขึ้น โดยแกน x เป็นผลต่างระหว่างสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้คนอื่น ๆ กับสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้คนที่ 4 ซึ่งมีค่าเป็น 10 dB ทั้งนี้ ผู้ใช้ทุกคนได้รับสัญญาณรบกวนเท่ากันและสัญญาณรบกวนมีค่าคงที่ ดังนั้นการเพิ่มสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนในกรณีนี้จะหมายถึงการเพิ่มกำลังของสัญญาณของผู้ใช้คนอื่น ๆ หรือเป็นการเพิ่มสัญญาณการแทรกสอดที่มารบกวนผู้ใช้คนที่พิจารณาตนเอง (ผู้ใช้คนที่ 4)

พบว่าเมื่อกำลังของผู้ใช้คนอื่น ๆ เพิ่มขึ้น เครื่องรับแบบแมตซ์จะมีอัตราความผิดพลาดบิตเพิ่มขึ้น เนื่องจากเครื่องรับแบบแมตซ์คิดสัญญาณการแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นเป็นสัญญาณรบกวน ฉะนั้นเมื่อกำลังของผู้ใช้คนอื่นเพิ่มขึ้น ซึ่งก็หมายถึงสัญญาณการแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นเพิ่มขึ้นด้วย ก็เหมือนมีสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้น ดังนั้นอัตราความผิดพลาดบิตจึงเพิ่มขึ้น แต่สำหรับเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนซึ่งมีการกำจัดสัญญาณการแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นจะให้สมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตที่ต่างออกไป โดยเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานได้นำเอาความรู้เกี่ยวกับสัญญาณการแทรกสอดมาใช้ ดังที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 3 จึงทำให้ได้ค่าสมรรถนะ อัตราความผิดพลาดบิตที่ดีกว่าเครื่องรับแบบแมตซ์ สำหรับเครื่องรับแบบ BAD/PIC และเครื่องรับที่นำเสนอ จะให้สมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตที่ดีกว่าเครื่องรับแบบ PIC เนื่องจากการเพิ่มสัญญาณรบกวนน้อยกว่า แต่จะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตดีกว่าเล็กน้อย เพียงใดขึ้นกับว่าสามารถหักล้างสัญญาณการแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นได้มากเพียงใด นั่นคือหากข้อมูลที่นำมาหักล้างสัญญาณการแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นให้กับผู้ใช้คนที่ 4 นี้เชื่อถือได้มาก การกำจัดสัญญาณการแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นก็จะถูกต้องมากยิ่งขึ้น ซึ่งจากรูปพบว่าอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับจะลดลงและเข้าสู่ขอบเขตของผู้ใช้รายเดียว เมื่อกำลังของสัญญาณจากผู้ใช้คนอื่น ๆ มากกว่าผู้ใช้คนที่ 4 อยู่ 6 dB

นั่นคือสำหรับเครื่องรับที่ใช้กระบวนการปรับตัวแบบบอดยังผู้ใช้คนอื่น ๆ ที่มารบกวนมีกำลังแรงเท่าใด ยิ่งหมายความว่าบิตข้อมูลที่ตรวจจับได้จากผู้ใช้เหล่านั้นจะเชื่อถือได้มากขึ้นเท่านั้น ทำให้มาช่วยเหลือผู้รับที่มีกำลังต่ำที่สุดก็จะทำให้หักล้างการแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นได้ถูกต้อง ทำให้สมรรถนะดีขึ้นจนเข้าสู่ขอบเขตของผู้ใช้รายเดียว



รูปที่ 5.23 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้คนที่ 4 เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้คนอื่น ๆ ทุกคนเพิ่มขึ้น เมื่อ E_b/N_0 ของผู้ใช้คนที่ 4 เป็น 10 dB ในระบบที่ถูกแผ่ด้วยรหัสสุ่มขนาด 15 บิต

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปผลการวิจัย

ปัจจุบันโทรศัพท์เคลื่อนที่ถือเป็นอุปกรณ์สื่อสารที่เข้ามามีบทบาทสำคัญอย่างมากในชีวิตประจำวันของผู้คน และแนวโน้มของการบริการก็จะเปลี่ยนไปสู่การสื่อสารแบบมัลติมีเดีย (Mobile Multimedia) แต่ในขณะที่ย่านความถี่ใช้งานนั้นมีจำกัด ดังนั้นจึงต้องหาวิธีการเพื่อให้เครือข่ายไร้สาย มีความสามารถรองรับกับความต้องการส่งผ่านข้อมูลที่เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว และได้รับข้อมูลที่ถูกต้อง แม้จะมีจำนวนผู้ใช้งานมากขึ้นก็ตาม

ในวิทยานิพนธ์นี้ ได้นำเสนออัลกอริทึมแบบปรับตัวได้สำหรับเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานแบบบอดที่มีผู้ใช้หลายคนในระบบการสื่อสารดีเอสซีดีเอ็มเอ ในการลดความซับซ้อนของการคำนวณค่าเมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ระหว่างรหัส โดยที่ระเบียบวิธีการของบุตรสแทรกเป็นกระบวนการปรับอัตโนมัติที่ไม่ต้องอาศัยลำดับฝึกฝน (Training Sequence) จึงทำให้สามารถใช้ประโยชน์จากแถบความถี่ได้อย่างเต็มที่

การทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้สำหรับเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานแบบบอดที่มีผู้ใช้หลายคน โดยการจำลองระบบเชื่อมโยงขากลับ (Reverse Link) สำหรับการส่งสัญญาณแบบซิงโครนัสผ่านช่องสัญญาณรบกวนที่มีการรบกวนจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาว ซึ่งได้มีการพิจารณาสมรรถนะในด้านของอัตราความผิดพลาดบิตเมื่อสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป ทั้งในกรณีที่ควบคุมกำลังส่งอย่างสมบูรณ์ และกรณีที่ควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยทำการเปรียบเทียบกับเครื่องรับประเภทอื่น ๆ คือ เครื่องรับแบบแมตซ์ (MF) เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน (PIC) เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานแบบบอด (BAD/PIC) และเครื่องรับแบบที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ รวมทั้งขอบเขตของผู้ใช้รายเดียว โดยทำการทดสอบกับระบบที่ถูกแผ่ด้วยรหัส Gold Code ขนาด 7 บิต และรหัสสุ่มขนาด 15 บิต รวมทั้งได้มีการพิจารณาความจุของระบบและความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้ไกล

ดังผลการจำลองในบทที่ 5 แสดงให้เห็นว่าเครื่องรับที่นำเสนอคือแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานแบบบอด มีประสิทธิภาพที่ดีกว่าแบบที่มีการกำหนดค่าช่วงก้ำวที่คงที่ ซึ่งในการกำหนดค่าของความละเอียดในการตรวจระบบ (N) นั้น จากผลการจำลองแสดงให้เห็นว่า ค่า N มีผลต่อประสิทธิภาพ แต่น้อยกว่า ช่วงของค่าช่วงก้ำว ซึ่งจะมีผลกระทบต่อประสิทธิภาพมากกว่า ทั้งยังแสดงให้เห็นอีกว่า อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่นำเสนอนี้ดีกว่าเครื่องรับแบบอื่น เมื่อเทียบกับ เครื่องรับแบบแมตซ์ เครื่องรับแบบ PIC เครื่องรับแบบ BAD/PIC

สำหรับความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล เครื่องรับที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ให้สมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตที่ดีกว่าเครื่องรับประเภทอื่น เนื่องจากเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานโดยทั่ว ๆ ไปมีการนำเอาความรู้เกี่ยวกับสัญญาณการแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นมาใช้ อีกทั้งเครื่องรับแบบที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์สามารถปรับค่าช่วงก้าวได้อย่างเหมาะสมเมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบ BAD/PIC ที่ใช้ค่าช่วงก้าวคงที่ จึงทำให้เครื่องรับแบบที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์สามารถทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลได้ดีกว่าเครื่องรับประเภทอื่น

6.2 ข้อเสนอแนะ

งานที่ควรได้รับการศึกษาหรือพัฒนาต่อไป

1. ศึกษาและวิเคราะห์สมรรถนะของเครื่องรับชนิดนี้ในกรณีช่องสัญญาณแบบอื่น เช่น ในช่องสัญญาณที่เกิดการเฟดดิ้ง
2. พัฒนาเครื่องรับชนิดนี้เพื่อใช้ในระบบอะซิงโครนัส

เอกสารอ้างอิง

- [1] Castoldi, P. 1996. **Multiuser Detection in CDMA Mobile Terminals**. Boston London : Artech House.
- [2] Gerakoulis, D. and Geraniotis, E. 2001. **CDMA: Access and Switching**. Chichester : John Wiley and Sons.
- [3] Prasad, R. 1996. **CDMA for Wireless Personal Communications**. Boston London : Artech House.
- [4] Mersereau, R. M. and Smith, M. J. T. 1993. **Digital Filtering a Computer Laboratory Textbook**. New York : John Wiley and Sons.
- [5] ไพรัช รัชชพงษ์. 2535. **การประมวลสัญญาณดิจิทัล ตอนการออกแบบวงจรกรองดิจิทัล**. กรุงเทพฯ : เอ็ดดิสัน เพรส โปรดักส์.
- [6] Haykin, S. 2002. **Adaptive Filter Theory**. 2nd ed. New Jersey : Prentice Hall.
- [7] ศิริธร เบญจพรกุลนิจ. 2546. “เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานชนิดปรับตัวได้แบบบอดด้วยกระบวนการปรับอัตโนมัติสำหรับผู้ใช้หลายคนในระบบการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสซินคัลด์เข้าถึงโดยตรง.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระเจ้าเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- [8] สัญฉกร วุฒิสัทติกุลกิจ. 2542. **หลักการระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่**. กรุงเทพฯ : จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย.
- [9] Bar-Ness, Y., Siveski, Z. and Chen, D.W. “Bootstrapped Decorrelating Algorithm for Adaptive Interference Cancellation in Synchronous CDMA Communications Systems.” IEEE ISSSTA '94, Vol. 1, July 1994. pp. 162-166.
- [10] Verdu, S. 1998. **Multiuser Detection**. Cambridge : Cambridge University Press.
- [11] ญัฐพร ราศรีเกรียงไกร และคณะ. 2544. “กระบวนการปรับตัวแบบบอดที่ขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานสำหรับเครื่องรับสัญญาณในระบบการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสชนิดไคเรกซ์ควอนซ์” หน้า 1127-1131. **การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 24**. กรุงเทพฯ : คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.

- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] Shimon Moshavi, Bellcore. "Multi-User Detection for DS-CDMA Communications." IEEE Communications Magazine, October 1996. pp. 124-136.
- [16] 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.
- [17] 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.
- [18] Honig, 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.
- [19] 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.
- [20] 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.
- [21] 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.
- [22] 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.

- [23] 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.
- [24] 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.
- [25] 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.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์

- [1] S. Sirijiamrat. et. al. “Optimization of Blind Adaptive Decorrelating PIC Detector Performance in DS-CDMA System” **International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS)**. August 25-27, 2004. pp. 1962-1965.

ICCAS '04

ICCAS 2004

2004 International Conference on Control, Automation and Systems

August 25-27, 2004

The Shangri-La Hotel, Bangkok, Thailand

Welcome Message

Conference Organization

Conference Information

Sponsors

Table of Contents

Author Index

Search This CD-ROM

Exit



<http://www.kmitl.ac.th>

<http://www.iccas.org>



Optimization of Blind Adaptive Decorrelating PIC Detector Performance in DS-CDMA System

S. Sirijiamrat, C. Benjangkprasert, and O. Sangaroon

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
(Tel : +66-2-739-2382; E-mail: kbchawal@kmitl.ac.th, kssupiny@kmitl.ac.th)

Abstract: In this paper, the new algorithm for blind adaptive decorrelating parallel interference canceller detector in direct-sequence code division multiple access (DS-CDMA) synchronous communication systems is proposed. The goal of this paper is to improve the performance of the blind adaptive decorrelating parallel interference cancellation detector (BAD/PIC). The proposed blind adaptive decorrelating detector is using optimum step-size technique bootstrap algorithm as an initial stage of PIC, which does not require a training sequence. Therefore, this algorithm has a superior view of utilizing bandwidth and reduces the complexity of computation of inversion cross-correlation matrix. The computer simulation results show that the bit error rate performance of the proposed algorithm for the new structure of detector is better than that of the other detectors such as matched filters, the conventional PIC, and the blind adaptive decorrelating PIC detector.

Keywords: DS-CDMA, PIC, decorrelating detector, blind adaptive, bootstrap algorithm.

1. INTRODUCTION

Direct-sequence code division multiple access (DS-CDMA) is well known as interference limited air interface in wireless communication where each user is affected by the Multiple Access Interference (MAI) originating from other active users that transmit their data simultaneously.

Performance of DS-CDMA system is severely degraded by MAI and near-far effect. Furthermore, the difference of transmitted power between users makes the situation worse in the multi-rate DS-CDMA system with the multiple modulation. The matched filter (MF) receiver cannot eliminate MAI.

As a result, many sub-optimal receivers have been developed [1,2] and these include the linear multiuser detectors and interference cancellation detectors. The latter can be further classified as parallel interference cancellation (PIC) and successive interference cancellation (SIC). In this paper, we interests in blind adaptive decorrelating detector [3] using bootstrap algorithm as an initial stage of PIC (BAD/PIC) [5-7] that this detector provides better performance than that of the standard PIC.

This paper aims to improve the performance of the PIC detector. First, the DS-CDMA model is presented. In section 3 and 4 present the usefulness previous detector such as the standard parallel interference cancellation and the blind adaptive bootstrap algorithm respectively. Section 5, the proposed blind adaptive decorrelating parallel interference cancellation detector using optimum adaptation technique is presented. Computer simulations for several situations to demonstrate the performance of the detectors and conclusions are given in section 6 and 7, respectively.

2. DS-CDMA MODEL [4]

The DS-CDMA model considered here is a synchronous K users system with long spreading codes (also called random codes) over the interval $[0, T]$. In this, the received signal at the base-station can be written as:

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

where $b_k \in \{-1, 1\}$ is the information bit sequence, a_k is the received amplitude, and $s_k(t)$ is the time-varying pseudo-random signature code for k -th user. Here in, $n(t)$ is assumed to be additive white Gaussian noise (AWGN).

The correlator-receiver for detection of k -th user in this model is given by matched filtering with the received pulse wave form.

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

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

$$\mathbf{y} = \mathbf{\Gamma} \mathbf{\Lambda} \mathbf{b} + \mathbf{n} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \text{where } \mathbf{y} &= [y_1, y_2, \dots, y_K]^T \\ \mathbf{b} &= [b_1, b_2, \dots, b_K]^T \\ \mathbf{n} &= [n_1, n_2, \dots, n_K]^T \\ \mathbf{\Lambda} &= \text{diag}[a_1, a_2, \dots, a_K] \end{aligned}$$

and $\mathbf{\Gamma}$ is the cross-correlation matrix is defined as:

$$\Gamma_{j,k} = \int_0^T s_j(t) s_k(t) dt \quad ; j, k \in (1, 2, \dots, K) \quad (4)$$

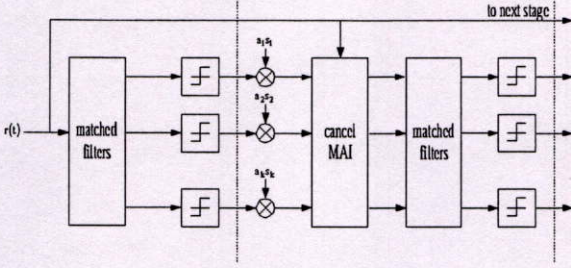


Fig. 1 Structure of the standard PIC detector.

3. THE STANDARD PARALLEL INTERFERENCE CANCELLATION [4]

The structure of the receiver is shown in Fig. 1. The received signal of the k -th user's PIC stage after subtracting MAI is given by:

$$\hat{r}_k(t) = r(t) - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \hat{x}_j(t) \quad (5)$$

where $\hat{x}_j(t) = \hat{b}_j a_j s_j$, \hat{b}_j is the decision bit of the j -th user's an initial stage of PIC.

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

$$y_k = \int_0^T \hat{r}_k(t) s_k(t) dt \quad (6)$$

The decision bit of PIC is given as:

$$\hat{b}_k = \text{sgn}(y_k) \quad (7)$$

4. THE BOOTSTRAP ALGORITHM

The inverse cross-correlation matrix to be generated with a blind adaptive bootstrap algorithm [5-7], as shown in Fig. 2.

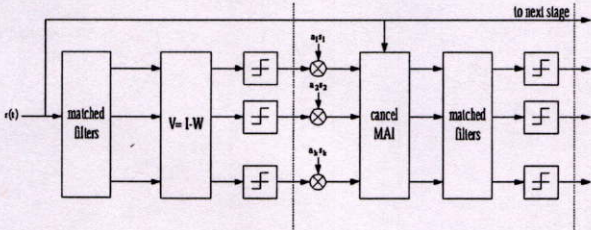


Fig. 2 Structure of BAD/PIC detector.

In the limit performance. Let,

$$\mathbf{z} = \mathbf{V}\mathbf{y} = \mathbf{V}\mathbf{T}\mathbf{\Lambda}\mathbf{b} + \hat{\mathbf{n}} \quad (8)$$

For the transformation the bootstrap decorrelator has the form

$$\mathbf{V} = \mathbf{I} - \mathbf{W} \quad (9)$$

where \mathbf{I} is an identity matrix and

$$\mathbf{W}^T = \begin{bmatrix} 0 & w_{1,2} & \cdots & w_{1,K-1} & w_{1,K} \\ w_{2,1} & 0 & \cdots & w_{2,K-1} & w_{2,K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ w_{K-1,1} & w_{K-1,2} & \cdots & 0 & w_{K-1,K} \\ w_{K,1} & w_{K,2} & \cdots & w_{K,K-1} & 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

\mathbf{W} is not necessarily a symmetric matrix, then the output of detector is given as follow:

$$\mathbf{z}_k = \mathbf{y}_k - \mathbf{w}_k^T \mathbf{y}_k \quad (11)$$

where \mathbf{w}_k is the k -th column of \mathbf{W} without w_{kk}

\mathbf{y}_k is the vector \mathbf{y} with y_k taken out

The update formula of the bootstrap algorithm can be written as:

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

where μ is a fix step-size parameter.

5. THE PROPOSED ALGORITHM

In the blind adaptive decorrelating detector using bootstrap algorithm that using a fix step-size parameter μ . In this section, we propose the blind adaptive decorrelating PIC detector using optimum adaptation technique.

The optimum adaptation technique is modified from the bootstrap algorithm by adjusting the step-size parameter μ , as shown in Fig. 3.

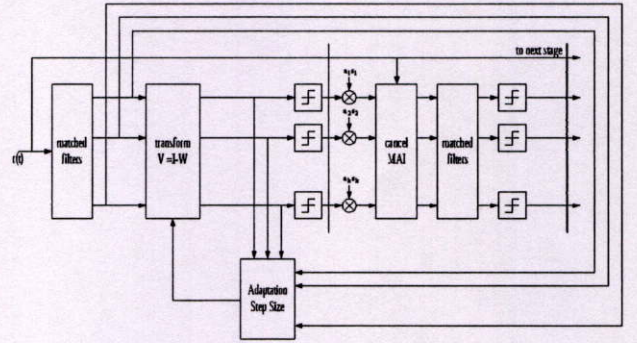


Fig. 3 Structure of proposed detector

The parameter of update recursion of the adaptive algorithm is given by:

$$\mathbf{w}_k(i+1) = \mathbf{w}_k(i) + \mu(i) \mathbf{z}_k \text{sgn}(\mathbf{z}_k) \quad (13)$$

where $\mu(i)$ is variable step-size parameter.

The adaptation step-size algorithm that uses to approach the optimum step-size. The performance of the system can improve when step-size has the optimum value. For the first stage, must define the parameters, K is number of user, N is number of bit for sample (odd number), S_{max} is boundary of maximum step-size value and S_{min} is boundary of minimum step-size value.

The step-size parameter $\mu(i)$ can be adjustment by equations (14) and (15), respectively.

$$\zeta(j) = \frac{s_{\max}(j) - s_{\min}(j)}{N - 1} \quad (14)$$

$$\mu(i) = s_{\min}(j) + n\zeta(j) \quad (15)$$

where i = number of bit
 $j = (i - 1)$ divide by N ($j = 0, 1, 2, \dots$)
 $n = (i - 1)$ modulus by N ($n = 0, 1, 2, \dots, N-1$)

The initial value of $s_{\max}(0)$, $s_{\min}(0)$ and $s_{mid}(0)$ are

$$s_{\max}(0) = s_{\max} \quad (16)$$

$$s_{\min}(0) = s_{\min} \quad (17)$$

$$s_{mid}(0) = s_{\min} + \left(\frac{N+1}{2}\right) \left(\frac{s_{\max} - s_{\min}}{N-1}\right) \quad (18)$$

The values of $s_{\max}(j)$, and $s_{\min}(j)$ have variation by the mean of comparison between input and output of bootstrap.

$$Mn(i) = \left\{ \frac{\sum_{k=1}^K N_k(i) - 1}{K - 1} \right\} \quad (19)$$

$$N_k(i) = \frac{\Delta_k(i)}{\Delta_{\max}(i)} \quad (20)$$

$$\Delta_{\max}(i) = \max\{|\Delta_1(i)|, |\Delta_2(i)|, \dots, |\Delta_k(i)|\} \quad (21)$$

$$\Delta_k(i) = z_k(i) - y_k(i) \quad (22)$$

The one of comparison use N bit each. The boundary of summation defined as $Mid = \frac{N+1}{2}$ and $Max = N$. The condition of comparison is defined as:

$$\sum_{n=1}^{Mid} Mn(jN + n) > \sum_{n=Mid}^{Max} Mn(jN + n) \quad (23)$$

Let: $s_{\max}(j+1) = s_{mid}(j)$
 $s_{\min}(j+1) = s_{\min}(j)$

$$\sum_{n=1}^{Mid} Mn(jN + n) < \sum_{n=Mid}^{Max} Mn(jN + n) \quad (24)$$

Let: $s_{\max}(j+1) = s_{\max}(j)$
 $s_{\min}(j+1) = s_{mid}(j)$

After the value of $s_{\max}(j)$ and $s_{\min}(j)$ have changed by equation (23) or (24) must check condition as:

if $s_{\min}(j+1) = s_{\min}(j-1)$ and $s_{\min}(j+1) > s_{\min}$

then $s_{\min}(j+1) = s_{\min}(j+1) - \left[\zeta(j) \left(\frac{N-1}{2} \right) \right]$

or if $s_{\max}(j+1) = s_{\max}(j-1)$ and $s_{\max}(j+1) < s_{\max}$

then $s_{\max}(j+1) = s_{\max}(j+1) + \left[\zeta(j) \left(\frac{N-1}{2} \right) \right]$

6. SIMULATION RESULTS

Consider DS-CDMA system, which support 4 users. Each user transmits 10,000 bits. The spreading codes are the fixed binary codes of length 7 (Gold code) and the random generated binary codes of length 15. The constant parameters of this simulation for the proposed detector structure are defined as follows: $N = 11$, $s_{\max} = 0.03$ and $s_{\min} = 0.001$.

Fig. 4 and Fig. 7 show the perfect power control, the average BER of 4 users over 30 ensembles versus E_b/N_0 . The power of each user is 1 dB. From these Figures, the simulation results can be observed the proposed detector has lower bit error rate (BER) than that of the BAD/PIC for every E_b/N_0 values.

For the near-far effect, the power of each users are 1, 1, 8 and 8 dB respectively. In Fig. 5, Fig. 8 show the average BER of the lowest-power and in Fig. 6, Fig. 9 show the average BER of the highest-power user over 30 ensembles versus the E_b/N_0 , respectively. From the results show that the performance of the proposed detector has better than that of the BAD/PIC for every E_b/N_0 values in both cases.

7. CONCLUSION

An optimum adaptation technique for blind adaptive decorrelating PIC detector is proposed. It has better performance than that of the other detectors such as matched filters, the conventional PIC, and the blind adaptive decorrelating PIC detector for every E_b/N_0 values in both cases of the perfect power control, lowest-power and highest-power user in near-far situation.

REFERENCES

- [1] S. Verdu, *Multiuser Detection*, Cambridge University Press, Cambridge, 1998.
- [2] S. Moshavi, "Multi-user detection for DS-CDMA communication," *IEEE Communications Magazine*, Vol. 34, No. 10, pp. 124-136, 1996.
- [3] M.L. Honig, U. Madhow, and S. Verdu, "Blind adaptive multiuser detection," *IEEE Trans. on Information Theory*, Vol. 41, No. 4, pp. 944-960, 1995.
- [4] A.H. Madsen, C. Kyung-Sean, "MMSE/PIC multiuser detection for DS/CDMA systems with inter- and intra-cell interference," *IEEE Trans. on Communications*, Vol. 47, No. 2, pp. 291-299, 1999.
- [5] N. Rasriangkrai, S. Jitapunkul, S. Kunaruttanapruk, C. Archavawanitchakul and S. Wanichpakdeedecha, "Blind adaptive decorrelating detector PIC in DS/CDMA systems," *Proc. of 24th Conf. on Electrical Engineering*, pp. 1127-1131, 2001.
- [6] X. Li and Y. Bar-Ness, "The bootstrap algorithm: a

robust multiuser CDMA detector with time delay variation," *Proc. of the 8th Conf. on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pp. 68-72, 1997.

- [7] Y. Bar-Ness, D. W. Chen and Z. Siveski, "Bootstrapped decorrelating algorithm for adaptive interference cancellation in synchronous CDMA," *Proc. of the 3rd Conf. on Spread Spectrum Techniques and Applications*, pp. 162-166, 1994.
- [8] S. Buzzi, M. Lops and H. V. Poor, "Blind adaptive joint multiuser detection and equalization in dispersive differentially encoded CDMA channels," *IEEE Trans. on Signal Processing*, Vol. 51, No. 7, pp. 1880-1893, 2003.

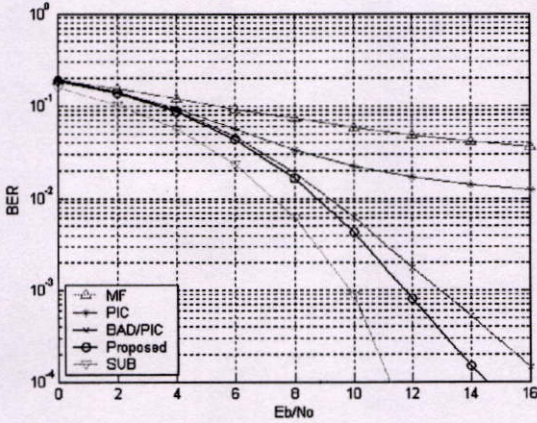


Fig. 4 BER in perfect power control using Gold Code.

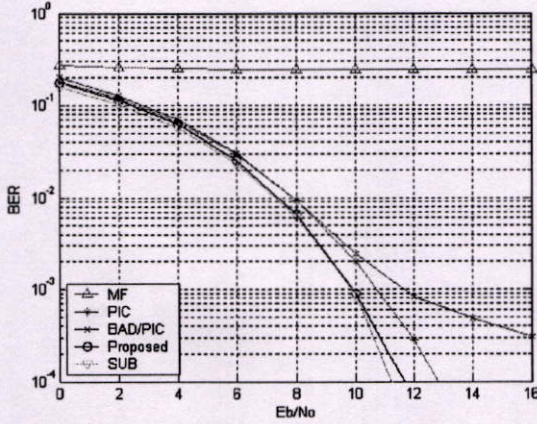


Fig. 5 BER of the lowest-power user in near-far situation using Gold Code.

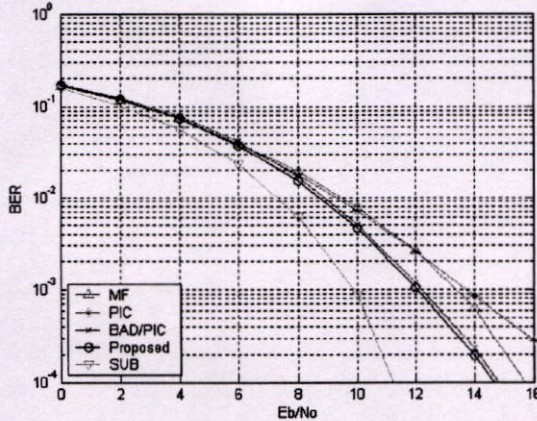


Fig. 6 BER of the highest-power user in near-far situation using Gold Code.

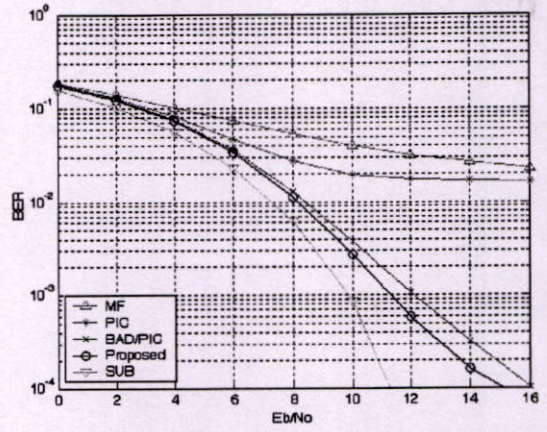


Fig. 7 BER in perfect power control using random code.

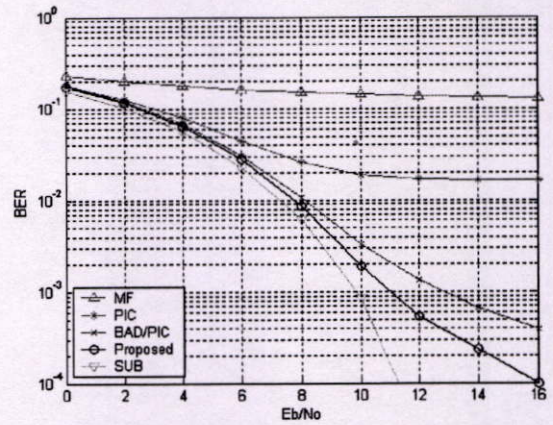


Fig. 8 BER of the lowest-power user in near-far situation using random code.

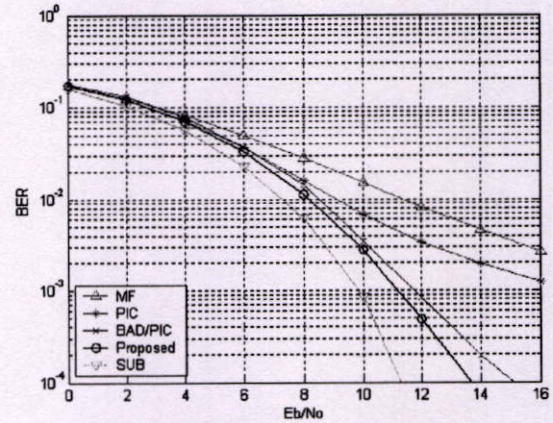


Fig. 9 BER of the highest-power user in near-far situation using random code.

ประวัติผู้เขียน

นางสาวสุภิญญา ศิริเจียมรัตน์ เกิดวันที่ 13 กรกฎาคม พ.ศ. 2522 ที่จังหวัดจันทบุรี เข้ารับการศึกษาในหลักสูตรวิทยาศาสตรบัณฑิต สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2540 สำเร็จการศึกษาปริญญาตรีวิทยาศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิทยาการคอมพิวเตอร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2543 และเข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2544