เครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบขนานโดยใช้ฟังก์ชันไม่เชิงเส้นแบบไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์และค่าถ่วงน้ำหนักเหมาะที่สุดในระบบสื่อสารเคลื่อนที่ซีดีเอ็มเอ

นาย กวิน นิ่มไศละ

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2544

ISBN 974-03-0377-3

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

PARALLEL INTERFERENCE CANCELLATION RECEIVER USING NONLINEAR FUNCTION OF HYPERBOLIC TANGENT AND OPTIMUM WEIGHT IN CDMA MOBILE COMMUNICATION SYSTEM

Mr. Kawin Nimsaila

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering
Department of Electrical Engineering
Faculty of Engineering
Chulalongkorn University
Academic Year 2001
ISBN 974-03-0377-3

หัวข้อวิทยานิพนธ์ เครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบขนานโดยใช้ฟังก์ชันไม่เชิงเส้นแบบไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์และค่าถ่วงน้ำหนักเหมาะที่สุดในระบบสื่อสารเคลื่อนที่ซีดีเอ็มเอ

โดย นาย กวิน นิ่มไศละ

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษา รองศาสตราจารย์ ดร.วาทิต เบญจพลกุล

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้นับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญามหาบัณฑิต

…………………………………………….. คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์

(ศาสตราจารย์ ดร.สมศักดิ์ ปัญญาแก้ว)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

……………………………………………… ประธานกรรมการ

(ศาสตราจารย์ ดร.ประสิทธิ์ ประพิณมงคลการ)

…………………………………………... อาจารย์ที่ปรึกษา

(รองศาสตราจารย์ ดร.วาทิต เบญจพลกุล)

………………………………………………กรรมการ

(รองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล)

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

กวิน นิ่มไศละ : เครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบขนานโดยใช้ฟังก์ชันไม่เชิงเส้นแบบไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์และค่าถ่วงน้ำหนักเหมาะที่สุดในระบบสื่อสารเคลื่อนที่ซีดีเอ็มเอ (PARALLEL INTERFERENCE CANCELLATION RECEIVER USING NONLINEAR FUNCTION OF HYPERBOLIC TANGENT IN CDMA MOBILE COMMUNICATION SYSTEM) อาจารย์ที่ปรึกษา : รศ. ดร.วาทิต เบญจพลกุล, 133 หน้า. ISBN 974-03-0377-3

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอวิธีการปรับปรุงเครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบขนานที่สถานีฐานในระบบสื่อสารเคลื่อนที่ซีดีเอ็มเอ โดยได้เพิ่มค่าถ่วงน้ำหนักและเปลี่ยนการประมาณบิตของสัญญาณแทรกสอดโดยใช้ฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์แทนการใช้ฟังก์ชันเครื่องหมาย ข้อดีของการประมาณบิตของสัญญาณแทรกสอดโดยใช้ฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์คือทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองระหว่างสัญญาณแทรกสอดที่แท้จริงและสัญญาณแทรกสอดที่ประมาณขึ้นมีค่าต่ำที่สุด แต่ทั้งนี้เมื่อจำนวนผู้ใช้งานมีค่ามาก การใช้ฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์เพียงอย่างเดียวไม่เพียงพอที่จะทำให้อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับมีค่าต่ำ ดังนั้นจึงต้องมีการนำค่าถ่วงน้ำหนักมาช่วยในการทำให้สัญญาณมีความเชื่อถือได้ ช่วงของค่าถ่วงน้ำหนักที่ทำให้อัตราบิตผิดพลาดมีค่าต่ำนั้นขึ้นอยู่กับค่าเจาะจง (Eigenvalue) ของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ข้าม (Cross Correlation Matrix) ของผู้ใช้งานในระบบ

จากผลการจำลองแบบพบว่าเครื่องรับที่นำเสนอให้อัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำกว่าเครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบขนานที่ใช้ฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์เพียงอย่างเดียวทั้งกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์และกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ โดยเมื่อพิจารณาจำนวนผู้ใช้งาน 30 คนในระบบอะซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์พบว่าเครื่องรับที่นำเสนอในตอนที่ 1 ของเครื่องรับให้อัตราบิตผิดพลาดที่ค่า SNR 10 dB อยู่ที่ประมาณ 1.2×10^{-1} ขณะที่เครื่องรับที่ใช้ฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์เพียงอย่างเดียวมีอัตราบิตผิดพลาดที่ประมาณ 2.4×10^{-1} และเมื่อเพิ่มจำนวนตอนของเครื่องรับให้มากขึ้น อัตราบิตผิดพลาดยิ่งลดลง และเมื่อพิจารณาในแง่ความจุของระบบ ที่อัตราบิตผิดพลาด 10^{-2} ในกรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์เครื่องรับที่นำเสนอสามารถรองรับผู้ใช้งานประมาณ 27 คน ขณะที่เครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบขนานที่ใช้ฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์เพียงอย่างเดียวรองรับผู้ใช้งานได้ประมาณ 19 คน

ภาควิชา...........วิศวกรรมไฟฟ้า.........   ลายมือชื่อนิสิต...

สาขาวิชา..........วิศวกรรมไฟฟ้า.........   ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา...........................

ปีการศึกษา 2544

4270211921 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING
KEYWORD: CDMA/ PARALLEL INTERFERENCE CANCELLATION

KAWIN NIMSAILA : PARALLEL INTERFERENCE CANCELLATION RECEIVER USING NONLINEAR FUNCTION OF HYPERBOLIC TANGENT AND OPTIMUM WEIGHT IN CDMA MOBILE COMMUNICATION SYSTEM. Thesis Advisor : ASSOC. PROF. DR. WATIT BENJAPOLAKUL, 133 pp. ISBN 974-03-0377-3

This thesis presents a scheme for improving Bit Error Rate (BER) of Parallel Interference Cancellation (PIC) receiver in CDMA mobile communication system. The proposed method is to add a weight and change signum function to hyperbolic tangent function in estimation of interference. By replacing signum function with hyperbolic tangent function, the error between actual interference and estimated interference is minimized. But when the number of users is increased, using only hyperbolic tangent function cannot give low BER. One way to reduce BER is to add a weight into a receiver. Using a weight with hyperbolic tangent function gives a reliable signal from receiver. The value of weight which gives low BER depends on eigenvalue of cross correlation matrix of spreading codes of users in the system.

The result from simulation shows that the proposed receiver gives lower BER than the PIC receiver that uses only hyperbolic tangent function for both cases of power control and no power control cases. For example, when the number of users is 30 users in asynchronous data transfer and power control mode, the proposed receiver at stage 1 gives BER of about 1.2×10^{-1} while the PIC receiver that uses only hyperbolic tangent function gives BER of about 2.4×10^{-1}. With the number of stages increased, BER in each stage is reduced. Considering capacity performance, the proposed receiver gives the number of users more than the PIC receiver using hyperbolic tangent function at BER of 10^{-2}. For example, in synchronous data transfer and power control mode, the proposed receiver supports about 27 users while the PIC using hyperbolic tangent can only support about 19 users.

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

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

Academic year 2001

กิตติกรรมประกาศ

ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ รศ. ดร.วาทิต เบญจพลกุล อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ได้ให้คำแนะนำ รวมทั้งข้อคิดเห็นต่างๆ ตลอดระยะเวลาในการทำวิจัยมาด้วยดีตลอด

นอกจากนี้ขอขอบคุณพี่ๆ และเพื่อนๆ ห้องปฏิบัติการโทรคมนาคม และห้องปฏิบัติการวิจัยกรรมวิธีสัญญาณดิจิตอลที่ได้ให้คำแนะนำ ข้อคิดเห็นที่เป็นประโยชน์ รวมถึงห้องปฏิบัติการโทรคมนาคม ซึ่งเป็นสถานที่ทำงานวิจัยตลอดจนอำนวนความสะดวกในการทำวิทยานิพนธ์ให้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย……………………………………………………………………………ง

บทคัดย่อภาษาอังกฤษ…………………………………………………………………………..จ

กิตติกรรมประกาศ……………………………………………………………………………ฉ

สารบัญ………………………………………………………………………………………..ช

สารบัญตาราง……………………………………………………………………………….…ฎ

สารบัญรูป……………………………………………………………………………………..ฏ

บัญชีคำศัพท์……………………………………………………………………………………..ธ

บทที่

1. บทนำ……………………………………………………………………………………1

   1.1 ความรู้เบื้องต้นในระบบ CDMA……………………………………………………….2

   1.2 Direct Sequence Code Division Multiple Access (DS-CDMA)………………...2

   1.3 Multiuser Detection…………………………………………………………………….3

   1.4 แนวคิดที่จะนำเสนอ……………………………………………………………………..5

   1.5 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์……………………………………………………………6

   1.6 ขอบเขตของงานวิจัย……………………………………………………………………..6

   1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ…………………………………………………………………6

2. แบบจำลองระบบ……………………………………………………………………………7

   2.1 คำศัพท์ที่เกี่ยวข้อง………………………………………………………………………….7

   2.2 แบบจำลองระบบ…………………………………………………………………………..8

   2.3 เครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์ (Matched Filter)………………………………………….9

   2.4 เครื่องรับแบบเหมาะสมที่สุด (Optimum Detector)……………………………………..14

   2.5 เครื่องรับชนิดการกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน…………………………………15

   2.6 เครื่องรับชนิดการกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานบางส่วน…………………….…19

   2.7 เครื่องรับชนิดการกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานบางส่วนโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่ปรับค่าได้……………………………………………………………………..22

3. เครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบขนานโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักและฟังก์ชันไม่เชิงเส้นแบบไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์.....24
3.1 หลักการของเครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบขนานโดยใช้ฟังก์ชันไม่เชิงเส้นแบบไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์.....24
3.2 การหาค่าสัมประสิทธิ์ความน่าเชื่อถือ (α_j) ที่เหมาะสม.....26
3.3 หลักการของเครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบขนานโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักและฟังก์ชันไม่เชิงเส้นแบบไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์.....29
3.3.1 ช่วงของค่าถ่วงน้ำหนักที่ทำให้อัตราบิตผิดพลาดมีความเสถียรภาพ....30
3.3.2 ค่าถ่วงน้ำหนักที่ทำให้อัตราบิตผิดพลาดมีค่าต่ำที่สุด.....32

4. ผลการจำลองระบบ.....34
4.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองแบบ.....34
4.2 สมมติฐานที่ใช้ในการจำลองแบบ.....35
4.3 ผลการจำลองแบบ.....36
4.3.1 ค่าถ่วงน้ำหนักที่ทำให้อัตราบิตผิดพลาดมีค่าต่ำลงเมื่อจำนวนสถานะเพิ่มขึ้น.....36
4.3.2 BER ของเครื่องรับเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไป.....38
4.3.2.1 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัส.....38
4.3.2.1.1 กรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์.....38
4.3.2.1.2 กรณีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์.....48
4.3.2.2 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัส.....57
4.3.2.2.1 กรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์.....57
4.3.2.2.2 กรณีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์.....65
4.3.3 BER ของเครื่องรับเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป.....74
4.3.3.1 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์.....74
4.3.3.2 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์.....78
4.3.3.3 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์.....82

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

4.3.3.4 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์......86
4.3.4 ผลการเปรียบเทียบ BER ระหว่างการใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบคงที่และการใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสม......90
4.3.4.1 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์......90
4.3.4.2 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์......94
4.3.4.3 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์......97
4.3.4.4 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์......100
4.3.5 ผลกระทบที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงค่าถ่วงน้ำหนักที่ตอนใดๆที่มีต่ออัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับ......103
4.3.6 ผลการเปรียบเทียบ BER เมื่อจำนวนผู้ใช้งานเปลี่ยนไปของเครื่องรับที่นำเสนอทั้งกรณีค่าถ่วงน้ำหนักคงที่และค่าถ่วงน้ำหนักเหมาะที่สุดเทียบกับเครื่องรับแบบ PIC ชนิดอื่น......106
4.3.6.1 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์......106
4.3.6.2 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์......108
4.3.6.3 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์......110
4.3.6.4 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์......112
4.3.7 ผลของจำนวนบิตที่ใช้ในการหาค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุด......115

5 บทสรุป......116
5.1 สรุปผลวิจัย......116
5.2 ความซับซ้อนของเครื่องรับที่นำเสนอ......118
5.3 ข้อเสนอแนะสำหรับการวิจัยในอนาคต......119

รายการอ้างอิง……………………………………………………………………………120
ภาคผนวก……………………………………………………………………………..122
ภาคผนวก ก……………………………………..…………………………..123
ภาคผนวก ข……………………………………………………………….…127
ภาคผนวก ค…………………………………………………………………128
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์……………………………………………………………133

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 4.1 ช่วงของค่าถ่วงน้ำหนักที่ทำให้อัตราบิตผิดพลาด
มีค่าต่ำลงในแต่ละตอน…...…………………………………………………36
ตารางที่ 4.2 ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมของเครื่องรับที่นำเสนอในตอนที่ 1
กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์…………91
ตารางที่ 4.3 ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมของเครื่องรับที่นำเสนอในตอนที่ 2
กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ ………..92
ตารางที่ 4.4 ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมของเครื่องรับที่นำเสนอในตอนที่ 3
กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์…………93
ตารางที่ 4.5 ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมของเครื่องรับที่นำเสนอ
กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์………96
ตารางที่ 4.6 ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมของเครื่องรับที่นำเสนอ
กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์……..99
ตารางที่ 4.7 ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมของเครื่องรับที่นำเสนอ
กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์…….102
ตารางที่ 4.8 อัตราบิตผิดพลาดและฟังก์ชันต้นทุนของเครื่องรับที่ตอนที่ 1
ที่ค่าถ่วงน้ำหนักค่าต่าง ๆ………………………………………………...103
ตารางที่ 4.9 อัตราบิตผิดพลาดและฟังก์ชันต้นทุนของเครื่องรับที่ตอนที่ 2
ที่ค่าถ่วงน้ำหนักค่าต่าง ๆ………………………………………………...104
ตารางที่ 4.10 อัตราบิตผิดพลาดและฟังก์ชันต้นทุนของเครื่องรับที่ตอนที่ 3
ที่ค่าถ่วงน้ำหนักต่าง ๆ……………………………………………………105

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญรูป

หน้า

รูปที่ 1.1 การเข้าถึงหลายทางแบบ (a) FDMA (b) TDMA (c) CDMA........................1
รูปที่ 1.2 ประเภทของเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ดีเทคชัน......................................3

รูปที่ 2.1 ตัวอย่างการแผ่บิตข้อมูล...8
รูปที่ 2.2 เครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์ของผู้ใช้ที่ k 9
รูปที่ 2.3 สัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนในกรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัส.................10
รูปที่ 2.4 การแจกแจงความน่าจะเป็นของสัญญาณ
ที่ออกจากเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์..12
รูปที่ 2.5 กรณีตัดสินบิตผิดพลาดเมื่อ (a) บิตที่ส่งเป็น –1 (b) บิตที่ส่งเป็น +1 13
รูปที่ 2.6 เครื่องรับแบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน (PIC)..........................16
รูปที่ 2.7 โครงสร้างของเครื่องรับแบบกำจัดสัญญาณแทรกสอด
แบบขนานที่ตอนที่ m 17
รูปที่ 2.8 เครื่องรับแบบ PW-PIC..19
รูปที่ 2.9 โครงสร้างของเครื่องรับแบบ PW-PIC ที่ตอนที่ m....................................21
รูปที่ 2.10 เครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบขนานบางส่วน
โดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่ปรับค่าได้..22

รูปที่ 3.1 เครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบขนาน
โดยใช้ฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์ 25
รูปที่ 3.2 ฟังก์ชันการแจกแจงความน่าจะเป็นของค่า $y_j(i)$
เมื่อกำหนดค่า $b_j(i)=1$ 27
รูปที่ 3.3 ฟังก์ชันการแจกแจงความน่าจะเป็นของค่า $y_j(i)$
เมื่อกำหนดค่า $b_j(i)=-1$ 28

รูปที่ 4.1 BER ของเครื่องรับที่นำเสนอที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักเท่ากับ 0.5 ที่จำนวนผู้ใช้งาน 30 คน..37
รูปที่ 4.2 BER ของเครื่องรับที่นำเสนอที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักเท่ากับ 1 ที่จำนวนผู้ใช้งาน 30 คน 38
รูปที่ 4.3 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 1 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน 39
รูปที่ 4.4 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 2 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน 41
รูปที่ 4.5 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 3 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน 41
รูปที่ 4.6 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 4 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน 42
รูปที่ 4.7 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 5 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน 42
รูปที่ 4.8 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 1 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน 44
รูปที่ 4.9 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 2 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน 45
รูปที่ 4.10 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 3 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน 46
รูปที่ 4.11 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 4 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน 47

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

รูปที่ 4.12	BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 5 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน 47
รูปที่ 4.13	BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 1 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน 48
รูปที่ 4.14	BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 2 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน 49
รูปที่ 4.15	BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 3 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน 50
รูปที่ 4.16	BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 4 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน 51
รูปที่ 4.17	BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 5 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน 51
รูปที่ 4.18	BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 1 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน 52
รูปที่ 4.19	BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 2 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน 53
รูปที่ 4.20	BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 3 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน 54
รูปที่ 4.21	BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 4 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน 56

รูปที่ 4.22 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 5 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน.......... 56

รูปที่ 4.23 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 1 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน.......... 57

รูปที่ 4.24 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 2 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน.......... 58

รูปที่ 4.25 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 3 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน.......... 59

รูปที่ 4.26 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 4 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน.......... 60

รูปที่ 4.27 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 5 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน.......... 60

รูปที่ 4.28 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 1 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน.......... 61

รูปที่ 4.29 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 2 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน.......... 62

รูปที่ 4.30 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 3 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน.......... 63

รูปที่ 4.31 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 4 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน.......... 64

รูปที่ 4.32 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 5 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน 65
รูปที่ 4.33 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 1 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน........66
รูปที่ 4.34 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 2 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน........ 67
รูปที่ 4.35 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 3 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน 68
รูปที่ 4.36 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 4 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน 69
รูปที่ 4.37 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 5 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน........69
รูปที่ 4.38 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 1 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน 70
รูปที่ 4.39 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 2 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน........71
รูปที่ 4.40 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 3 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน 72
รูปที่ 4.41 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 4 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน........73

รูปที่ 4.42 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 5 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน..73

รูปที่ 4.43 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 1 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ 74

รูปที่ 4.44 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 2 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ 75

รูปที่ 4.45 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป ที่ตอนที่ 3 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ 76

รูปที่ 4.46 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 4 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ 77

รูปที่ 4.47 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 5 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ 77

รูปที่ 4.48 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 1 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ 78

รูปที่ 4.49 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 2 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ 79

รูปที่ 4.50 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 3 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ 80

รูปที่ 4.51 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 4 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ 81

รูปที่ 4.52 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 5 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ 81

รูปที่ 4.53 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป ที่ตอนที่ 1 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ 82

รูปที่ 4.54 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 2 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์..... 83

รูปที่ 4.55 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 3 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์......84

สถาบันวิทยบริการ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

รูปที่ 4.56 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 4 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ 85

รูปที่ 4.57 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 5 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์......85

รูปที่ 4.58 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 1 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์........86

รูปที่ 4.59 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 2 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์........87

รูปที่ 4.60 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 3 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ 88

รูปที่ 4.61 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 4 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ 89

รูปที่ 4.62 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 5กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ 89

รูปที่ 4.63 BER ของเครื่องรับที่นำเสนอเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 1 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ 90

รูปที่ 4.64 BER ของเครื่องรับที่นำเสนอเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 2 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ 92

รูปที่ 4.65 BER ของเครื่องรับที่นำเสนอเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 3 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ 93

รูปที่ 4.66 BER ของเครื่องรับที่นำเสนอเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 1 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ 94

รูปที่ 4.67 BER ของเครื่องรับที่นำเสนอเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 2 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ 95

รูปที่ 4.68 BER ของเครื่องรับที่นำเสนอเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 3 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ 95

รูปที่ 4.69 BER ของเครื่องรับที่นำเสนอเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 4 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ 96

รูปที่ 4.70 BER ของเครื่องรับที่นำเสนอเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 1 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ 97

รูปที่ 4.71 BER ของเครื่องรับที่นำเสนอเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 2 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ 98
รูปที่ 4.72 BER ของเครื่องรับที่นำเสนอเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 3 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ 98
รูปที่ 4.73 BER ของเครื่องรับที่นำเสนอเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 4 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ 99
รูปที่ 4.74 BER ของเครื่องรับที่นำเสนอเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 1 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ 100
รูปที่ 4.75 BER ของเครื่องรับที่นำเสนอเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 2 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ 101
รูปที่ 4.76 BER ของเครื่องรับที่นำเสนอเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 3 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ 101
รูปที่ 4.77 BER ของเครื่องรับที่นำเสนอเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 4 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ 102
รูปที่ 4.78 BER ของเครื่องรับ PIC ประเภทต่างๆ ที่ตอนที่ 1 เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปกรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์..........106
รูปที่ 4.79 BER ของเครื่องรับ PIC ประเภทต่างๆ ที่ตอนที่ 2 เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปกรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์..........107
รูปที่ 4.80 BER ของเครื่องรับ PIC ประเภทต่างๆ ที่ตอนที่ 3 เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปกรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์..........107
รูปที่ 4.81 BER ของเครื่องรับ PIC ประเภทต่างๆ ที่ตอนที่ 1 เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปกรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์.......108
รูปที่ 4.82 BER ของเครื่องรับ PIC ประเภทต่างๆ ที่ตอนที่ 2 เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปกรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์.......109
รูปที่ 4.83 BER ของเครื่องรับ PIC ประเภทต่างๆ ที่ตอนที่ 3 เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปกรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์.......110
รูปที่ 4.84 BER ของเครื่องรับ PIC ประเภทต่างๆ ที่ตอนที่ 1เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปกรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์.......111
รูปที่ 4.85 BER ของเครื่องรับ PIC ประเภทต่างๆ ที่ตอนที่ 2 เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปกรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์.......111

รูปที่ 4.86 BER ของเครื่องรับ PIC ประเภทต่างๆ ที่ตอนที่ 3 เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ ……112
รูปที่ 4.87 BER ของเครื่องรับ PIC ประเภทต่างๆ ที่ตอนที่ 1 เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์….113
รูปที่ 4.88 BER ของเครื่องรับ PIC ประเภทต่างๆ ที่ตอนที่ 2 เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ …113
รูปที่ 4.89 BER ของเครื่องรับ PIC ประเภทต่างๆ ที่ตอนที่ 3 เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์….114
รูปที่ 4.90 ผลของจำนวนบิตที่มีต่ออัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอ ที่ตอนที่ 1 ที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุด………………………………….. 106

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บัญชีคำศัพท์

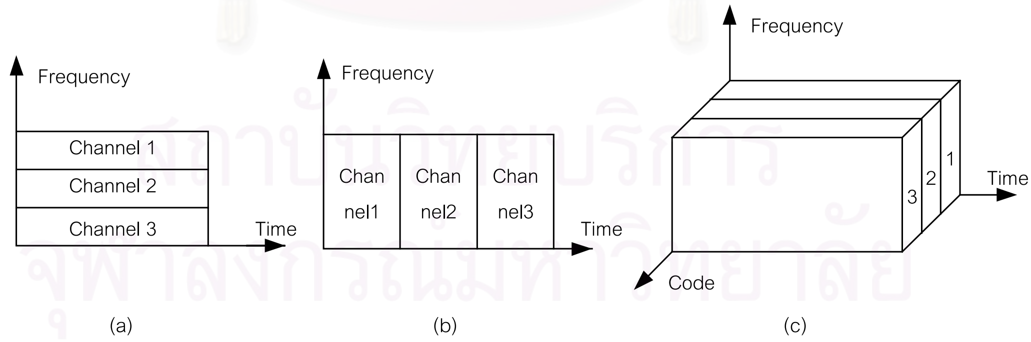
การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่	Frequency Division Multiple Access หรือ FDMA
การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส	Code Division Multiple Access หรือ CDMA
การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลา	Time Division Multiple Access หรือ TDMA
การควบคุมกำลังส่ง	power control
ค่าเจาะจง	eigenvalue
ค่าประวิงเวลา	delay
ค่าสหสัมพันธ์ข้าม	cross correlation
ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน	Signal to Noise Ratio หรือ SNR
เครื่องรับที่นำนิวรอลเน็ตเวิร์กมาประยุกต์ใช้	neural network receiver
เครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบขนาน	Parallel Interference Cancellation หรือ PIC
เครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบต่อเนื่อง	Successive Interference Cancellation หรือ SIC
เครื่องรับแบบดีคอร์รีเลเตอร์	decorrelator detector
เครื่องรับแบบเชิงเส้น	linear receiver
เครื่องรับแบบที่ให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่า-ผิดพลาดมีค่าต่ำที่สุด	Minimum Mean Square Error receiver หรือ MMSE receiver
เครื่องรับแบบป้อนกลับ	decision feedback
เครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ดีเทคชัน	multiuser detection
เครื่องรับแบบไม่เชิงเส้น	nonlinear receiver
เครื่องรับแบบเหมาะที่สุด	optimal receiver
เครื่องรับแบบเหมาะรองลงไป	sub optimal receiver
ชิป	chip
ซอฟต์แฮนด์ออฟ	soft handoff
ปรากฏการณ์ใกล้ไกล	near-far effect
ฟังก์ชันเครื่องหมาย	signum function
ฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์	hyperbolic tangent function
เฟดดิงแบบพหุวิถี	multipath fading
แมตช์ฟิลเตอร์	Matched Filter หรือ MF

รหัสแผ่	spreading code
วิธีสเปกตรัมแผ่แบบกระโดดความถี่	frequency hopping spread spectrum
วิธีสเปกตรัมแผ่แบบกระโดดเวลา	time hopping spread spectrum
วิธีสเปกตรัมแผ่แบบลำดับตรง	direct sequence spread spectrum
เวกเตอร์เจาะจง	eigenvector
สถานีเคลื่อนที่	mobile station
สถานีฐาน	base station
สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก	Additive White Gaussian Noise หรือ AWGN
สัญญาณแทรกสอดระหว่างผู้ใช้	Multiple Access Interference หรือ MAI
อัตราขยายการประมวลผล	Processing Gain หรือ PG
อัตราบิตผิดพลาด	Bit Error Rate หรือ BER

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 1
บทนำ

ในปัจจุบันความต้องการใช้ช่องสัญญาณในระบบสื่อสารเคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์ได้เพิ่มมากขึ้นอย่างรวดเร็ว ส่งผลให้ระบบสื่อสารเคลื่อนที่แบบแอนะลอกไม่สามารถรองรับความต้องการของผู้ใช้งานได้ จึงทำให้มีการพัฒนาระบบสื่อสารเคลื่อนที่เซลลูลาร์แบบดิจิตอลเพื่อเพิ่มความจุของช่องสัญญาณให้มากขึ้น โดยการเข้าถึงช่องสัญญาณในระบบดิจิตอลนั้นแบ่งได้เป็น 3 วิธีหลัก ดังนี้คือ การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่ (Frequency Division Multiple Access หรือ FDMA), การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลา (Time Division Multiple Access หรือ TDMA) และการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (Code Division Multiple Access หรือ CDMA) ดังแสดงตามรูปที่ 1.1 ซึ่งในบรรดา 3 วิธีนี้ การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (CDMA) เป็นวิธีที่มีข้อได้เปรียบมากที่สุด ไม่ว่าจะเป็นการทนต่อผลที่เกิดจากเฟดดิงแบบพหุวิถี (multipath fading) ความจุของช่องสัญญาณสามารถเพิ่มได้ตามความเหมาะสม ไม่ได้กำหนดตายตัวอย่างเช่นในระบบ FDMA หรือ TDMA นอกจากนี้ในระบบ CDMA ยังมีการโอนช่องสัญญาณแบบซอฟต์แฮนด์ออฟ (soft handoff) ซึ่งทำให้การส่งสัญญาณมีความต่อเนื่อง [1] นอกจากนี้ระบบ CDMA ยังเป็นระบบที่มีมาตรฐานใกล้เคียงกับข้อกำหนดของระบบโทรคมนาคมยุคที่ 3 (Third Generation Communication System) ที่ต้องการให้ระบบสื่อสารเคลื่อนที่เซลลูลาร์สามารถรองรับการให้บริการที่หลากหลายชนิดเช่น บริการทางด้านเสียง (voice), ภาพ (image), วิดีโอ (video) รวมทั้งบริการมัลติมีเดีย (multimedia) อื่นๆ



รูปที่ 1.1 การเข้าถึงหลายทางแบบ (a) FDMA (b) TDMA (c) CDMA [2]

อย่างไรก็ตาม ปัญหาที่สำคัญที่จำกัดความจุของช่องสัญญาณในระบบ CDMA คือการแทรกสอดของสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนหรือที่เรียกว่า Multiple Access Interference (MAI) ปัญหานี้ทำให้การรับส่งข้อมูลไม่ว่าจะเป็นสัญญาณเสียงหรือสัญญาณอื่นๆ มีคุณภาพต่ำ และ

ปัญหานี้จะรุนแรงยิ่งขึ้นในกรณีที่กำลังของสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนที่สถานีฐานรับได้มีค่าไม่เท่ากันหรือที่เรียกว่าปรากฏการณ์ใกล้ไกล (Near-Far Effect) ซึ่งปัญหาที่กล่าวมาข้างต้นนี้สามารถแก้ไขได้โดยการควบคุมกำลังส่ง (power control) ของสถานีเคลื่อนที่ (mobile station) ให้มีค่ากำลังที่เหมาะสม หรือการแก้ไขโดยการกำจัด MAI ให้มีค่าน้อยที่สุด เพื่อทำให้คุณภาพของสัญญาณดีขึ้น ส่งผลให้ความจุของระบบมีค่าเพิ่มขึ้น

1.1 ความรู้เบื้องต้นในระบบ CDMA [2]

ในระบบ CDMA ช่องสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนถูกกำหนดโดยรหัสแผ่ (spreading code) ผู้ใช้แต่ละคนมีรหัสแผ่ที่แตกต่างกัน การส่งข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนทำได้โดยการนำข้อมูลมามอดูเลตกับรหัสแผ่ของผู้ใช้คนนั้นแล้วส่งไปยังสถานีฐานในเวลาเดียวกันกับผู้ใช้คนอื่นๆ ที่สถานีฐานเครื่องรับจะนำรหัสแผ่ของผู้ใช้แต่ละคนมาดีมอดูเลตกับสัญญาณที่รับได้เพื่อตัดสินบิตข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคน วิธีการนำข้อมูลมามอดูเลตกับรหัสแผ่ในระบบ CDMA นั้นยังแบ่งได้อีก 3 วิธีย่อยดังนี้

1.วิธีสเปกตรัมแผ่แบบลำดับตรง (Direct sequence spread spectrum)

2.วิธีสเปกตรัมแผ่แบบกระโดดความถี่ (Frequency hopping spread spectrum)

3.วิธีสเปกตรัมแผ่แบบกระโดดเวลา (Time hopping spread spectrum)

โดยในบรรดาทั้ง 3 วิธีนี้ วิธีสเปกตรัมแผ่แบบลำดับตรงมีความเป็นไปได้ในทางปฏิบัติมากกว่าวิธีอื่นๆ รวมทั้งได้มีการนำมาใช้งานในระบบเซลลูลาร์แล้ว ดังนั้นหัวข้อถัดไปจะกล่าวถึงรายละเอียดเบื้องต้นของระบบซีดีเอ็มเอแบบวิธีสเปกตรัมแผ่แบบลำดับตรง (DS-CDMA)

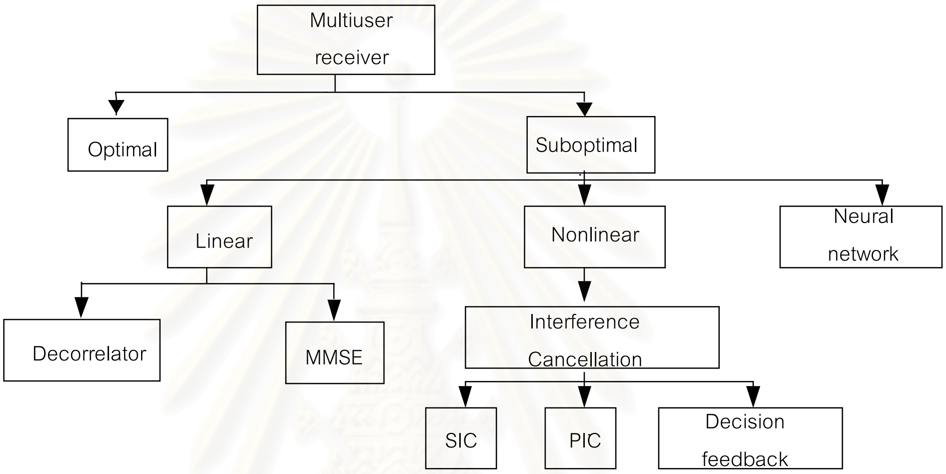
1.2 Direct Sequence-Code Division Multiple Access (DS-CDMA)

ในการส่งข้อมูลแบบ DS-CDMA ผู้ใช้แต่ละคนมีรหัสแผ่ของตนเอง บิตข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนถูกแผ่ด้วยรหัสแผ่ ซึ่งส่งผลให้แบนด์วิดท์ในการส่งข้อมูลเพิ่มขึ้น ตัวอย่างเช่นถ้าผู้ใช้ส่งข้อมูลที่ความเร็ว 9.6 kbps ด้วยรหัสแผ่ที่มีความยาวเท่ากับ 128 ชิป อัตราการส่งข้อมูลที่ผ่านการมอดูเลตด้วยรหัสแผ่แล้วจะมีค่าเท่ากับ 128*9.6 kbps = 1.2288 Mbps ที่ทางฝั่งภาครับจะนำรหัสแผ่ของผู้ใช้คนนั้นมาดีมอดูเลตเพื่อให้ได้บิตข้อมูลที่ต้องการ เครื่องรับที่ว่านี้มีชื่อเรียกว่าเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์ แต่ในความเป็นจริงโดยคุณลักษณะของช่องสัญญาณและคุณลักษณะของรหัสแผ่นั้น รหัสแผ่ของผู้ใช้แต่ละคนนั้นไม่ได้ตั้งฉากกัน (Orthogonality) อย่างสมบูรณ์ ส่งผลให้เกิดค่าสหสัมพันธ์ข้าม (cross-correlation) ขึ้นระหว่างรหัสแผ่ของผู้ใช้แต่ละคน ซึ่งทำให้เกิด MAI ขึ้นในระบบ ส่งผลต่อความจุของช่องสัญญาณ เครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์ไม่สามารถกำจัดผลของ MAI ได้ จึงได้มีนักวิจัยเสนอเครื่องรับประเภทต่างๆ ที่สามารถลดผลของ MAI ได้โดยใช้หลักความ

จริงที่ว่า เครื่องรับที่สถานีฐานนั้นรู้รหัสแผ่ของผู้ใช้ทุกๆ คน เมื่อนำรหัสแผ่ของผู้ใช้ทุกคนมาช่วยในการตัดสินบิตข้อมูลก็จะทำให้ลดผลที่เกิดจาก MAI ได้ เครื่องรับที่เสนอมานี้จึงมีชื่อเรียกว่าเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ดีเทคชัน (Multiuser Detection)

1.3 Multiuser Detection

เครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ดีเทคชันยังสามารถแบ่งออกได้เป็นประเภทย่อยอีกหลายประเภทดังแสดงตามรูปที่ 1.2



รูปที่ 1.2 ประเภทของเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ดีเทคชัน [3]

จากรูปที่ 1.2 เครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์แบ่งได้ออกเป็น 2 ประเภทใหญ่คือ แบบเหมาะที่สุด (Optimal) และแบบเหมาะสมรองลงไป (Suboptimal) โดยแบบเหมาะสมรองลงไปยังคงแบ่งได้อีกหลายประเภท รายละเอียดของเครื่องรับแต่ละประเภทจะกล่าวดังต่อไปนี้

1.3.1 **เครื่องรับแบบเหมาะที่สุด** (Optimal Receiver) [4]

เครื่องรับแบบเหมาะที่สุดเป็นเครื่องรับที่ให้อัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำที่สุด เครื่องรับแบบเหมาะที่สุดจะทำการหาลำดับบิตที่ให้ค่าของฟังก์ชันต้นทุนมีค่าต่ำที่สุดซึ่งความซับซ้อนในการหาลำดับบิตนั้นแปรผันแบบเอ็กซ์โพเนนเชียลตามจำนวนผู้ใช้งานในระบบ ดังนั้นเครื่องรับแบบเหมาะที่สุดจึงไม่สามารถนำมาใช้งานในทางปฏิบัติได้ จึงมีการคิดค้นเครื่องรับแบบเหมาะสมรองลงไปเพื่อลดความซับซ้อนในการคำนวณ แต่ให้ผลที่เหมาะใกล้เคียงกับเครื่องรับแบบเหมาะที่สุด รายละเอียดของเครื่องรับแบบเหมาะที่สุดจะได้กล่าวถึงต่อไปในหัวข้อที่ 2.5

1.3.2 เครื่องรับแบบเหมาะสมรองลงไป

เครื่องรับแบบเหมาะสมรองลงไปได้ถูกคิดค้นขึ้นเพื่อลดความซับซ้อนในการคำนวณของเครื่องรับแบบเหมาะที่สุด แต่อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบเหมาะรองลงไปยังมีค่าสูงกว่าเครื่องรับแบบเหมาะที่สุด ประเภทของเครื่องรับแบบเหมาะรองลงไปแบ่งได้เป็น 3 ประเภทใหญ่ดังนี้

1.3.2.1 **เครื่องรับแบบเชิงเส้น** (Linear Receiver)

เครื่องรับแบบเชิงเส้นเป็นเครื่องรับที่สามารถเขียนในรูปฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) คูณกับสัญญาณจากแมตซ์ฟิลเตอร์ คุณสมบัติของฟังก์ชันถ่ายโอนทำให้สัญญาณที่ได้ปราศจากผลของ MAI เครื่องรับแบบเชิงเส้นแบ่งออกเป็น 2 ประเภทย่อยดังนี้

1.3.2.1.1 **เครื่องรับแบบดีคอร์รีเลเตอร์** (Decorrelator Detector) [5]

ในเครื่องรับแบบดีคอร์รีเลเตอร์นั้น ฟังก์ชันถ่ายโอนที่ใช้คือ เมตริกซ์ผกผันของค่าสหสัมพันธ์ข้ามของผู้ใช้ ผลลัพธ์ที่ได้จากเครื่องรับแบบดีคอร์รีเลเตอร์นั้นทำให้สัญญาณที่ได้ของผู้ใช้แต่ละคนไม่มีผลของสัญญาณแทรกสอดเหลืออยู่เลย แต่ปัญหาที่สำคัญของเครื่องรับแบบดีคอร์รีเลเตอร์คือในกรณีที่มีผลของสัญญาณรบกวนสูง การนำเมตริกซ์ผกผันของค่าสหสัมพันธ์ข้ามไปคูณกับสัญญาณเป็นการขยายสัญญาณรบกวนให้มีค่าเพิ่มขึ้น ส่งผลให้อัตราบิตผิดพลาดมีค่าสูง และนอกจากนี้ การคำนวณค่าเมตริกซ์ผกผันของค่าสหสัมพันธ์ข้ามซึ่งมีความซับซ้อนแปรผันตามจำนวนผู้ใช้งานแบบยกกำลังสามนั้นยังถือว่ามีความซับซ้อนอยู่สูงพอสมควรซึ่งเป็นปัญหาที่ต้องนำมาพิจารณาในทางปฏิบัติด้วย

1.3.2.1.2 **เครื่องรับแบบที่ให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดมีค่าต่ำที่สุด** (Minimum Mean Square Error **หรือ** MMSE receiver) [6]

เครื่องรับชนิดนี้มีหลักการคล้ายคลึงกันกับเครื่องรับแบบดีคอร์รีเลเตอร์ แต่มีการนำค่ากำลังงานของสัญญาณรบกวนไปคำนวณในฟังก์ชันถ่ายโอนด้วย ส่งผลให้ในกรณีที่มีผลของสัญญาณรบกวนสูง เครื่องรับชนิดนี้มีอัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำกว่าเครื่องรับแบบดีคอร์รีเลเตอร์

1.3.2.2 **เครื่องรับแบบไม่เชิงเส้น** (Nonlinear Receiver)

เครื่องรับแบบไม่เชิงเส้นหรือที่เรียกอีกอย่างว่า เครื่องรับแบบกำจัดสัญญาณแทรกสอด (Interference Cancellation หรือ IC) นั้นมีหลักการดังนี้คือ เครื่องรับทำการจำลองสัญญาณแทรกสอดขึ้นเพื่อนำไปหักล้างกับสัญญาณที่เครื่องรับได้รับ หลังจากนั้นจึงค่อยทำการตัดสินบิตอีกทีหนึ่ง เครื่องรับแบบไม่เชิงเส้นนี้แบ่งได้เป็น 3 ประเภทย่อยดังนี้คือ

1.3.2.2.1 **เครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบขนาน** (Parallel Interference Cancellation **หรือ** PIC) [7, 8, 9]

เครื่องรับทำการจำลองสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้ขึ้น หลังจากนั้นจึงนำสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้ทุกคนไปหักล้างกับสัญญาณที่ได้รับพร้อมๆ กัน สัญญาณที่ผ่านการหักล้างสัญญาณ

แทรกสอดแล้วจึงเปรียบเสมือนสัญญาณที่ไม่มีผลของ MAI หลังจากนั้นจึงนำสัญญาณที่ผ่านการหักล้างสัญญาณแทรกสอดแล้วไปผ่านเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์อีกครั้งหนึ่งเพื่อทำการตัดสินบิตข้อมูล รายละเอียดของเครื่องรับแบบ PIC ได้กล่าวถึงต่อไปในหัวข้อที่ 2.6

1.3.2.2.2 **เครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบต่อเนื่อง** (Successive Interference Cancellation **หรือ** SIC) [10, 11]

เครื่องรับแบบ SIC นั้นมีหลักการคล้ายคลึงกันกับเครื่องรับแบบ PIC เพียงแต่แตกต่างกันตรงที่ในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดนั้น เครื่องรับแบบ SIC ทำการกำจัดสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้ทีละคน โดยเริ่มจากผู้ใช้คนที่มีกำลังสูงสุดก่อนเรียงลำดับไปจนถึงผู้ใช้คนที่มีกำลังต่ำที่สุด เครื่องรับแบบ SIC เป็นเครื่องรับที่เหมาะสมกับกรณีที่กำลังของผู้ใช้แต่ละคนมีค่าไม่เท่ากัน แต่ค่าการประวิงเวลาของเครื่องรับแบบ SIC มีค่ามากทั้งนี้เพราะการกำจัดสัญญาณแทรกสอดต้องกำจัดทั้งสิ้นเป็นจำนวนเท่ากับจำนวนผู้ใช้งาน ขณะที่เครื่องรับแบบ PIC มีค่าการประวิงเวลาน้อยเพราะมีการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพียงครั้งเดียว

1.3.2.2.3 **เครื่องรับแบบป้อนกลับ** (Decision Feedback) [12]

หลักการของเครื่องรับแบบป้อนกลับคือ นำสัญญาณของผู้ใช้คนอื่น ๆ มาป้อนกลับเพื่อช่วยในการกำจัด MAI โครงสร้างของเครื่องรับแบบป้อนกลับมีความคล้ายคลึงกับเครื่องรับแบบ SIC

1.3.2.3 **เครื่องรับที่นำนิวรอลเน็ตเวิร์กมาประยุกต์ใช้** (Neural Network Receiver) [13, 14]

เครื่องรับแบบนิวรอลเน็ตเวิร์กนั้นเป็นการนำนิวรอลเน็ตเวิร์กมาเรียนรู้เพื่อให้สามารถตัดสินบิตข้อมูลได้อย่างถูกต้อง แต่ข้อเสียของเครื่องรับแบบนิวรอลเน็ตเวิร์กนั้นคือต้องใช้เทรนนิงซีเควนซ์ (training sequence) ในการทำให้โครงสร้างของนิวรอลเน็ตเวิร์กมีความเหมาะสม

1.4 แนวคิดที่นำเสนอ

จากเครื่องรับชนิดต่างๆ ที่กล่าวมาในหัวข้อที่ 1.3 พบว่าเครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบขนานเป็นเครื่องรับที่มีประสิทธิภาพดีให้อัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำพอสมควร มีความซับซ้อนของโครงสร้างไม่มากนัก ดังนั้นในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จึงเสนอการปรับปรุงเครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบขนาน โดยมีการปรับปรุงด้วยกัน 2 ส่วน ส่วนแรกเป็นการปรับปรุงการประมาณค่าบิตของสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้แต่ละคน โดยการเปลี่ยนแปลงจากการประมาณค่าบิตด้วยฟังก์ชันเครื่องหมายมาเป็นการใช้ฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์แทน การใช้ฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์จะช่วยทำให้ค่าความผิดพลาดที่เกิดจากการประมาณค่าบิตของสัญญาณแทรกสอดมีค่าต่ำที่สุด และอีกส่วนหนึ่งเป็นการเพิ่มค่าตัวถ่วงน้ำหนักให้กับเครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบขนาน การเพิ่มค่าถ่วงน้ำหนักช่วยทำให้อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับมีค่าลดต่ำลงอย่างต่อ

เนื่องเมื่อจำนวนสถานะในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพิ่มมากขึ้น ซึ่งถ้าไม่มีค่าถ่วงน้ำหนัก เมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบมีค่ามาก เครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบขนานจะมีอัตราบิตผิดพลาดที่สูงได้

1.5 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

เพื่อปรับปรุงเครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบขนานในระบบ DS-CDMA ให้มีค่าอัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำลง โดยการเพิ่มค่าถ่วงน้ำหนักและใช้ฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์มาช่วยในการประมาณค่าบิตของสัญญาณแทรกสอด

1.6 ขอบเขตของงานวิจัย

ในงานวิจัยนี้ได้ทำการเปรียบเทียบเครื่องรับที่นำเสนอโดยเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์และเครื่องรับแบบ PIC ประเภทต่างๆ โดยเปรียบเทียบในกรณีต่างๆ ดังต่อไปนี้

1. เปรียบเทียบกรณีที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์และไม่สมบูรณ์ เพื่อวัดผลกระทบที่เกิดจากปรากฏการณ์ใกล้ไกลที่มีต่อเครื่องรับ
2. เปรียบเทียบความจุของระบบเพื่อดูว่าเครื่องรับที่นำเสนอสามารถรองรับความจุได้มากน้อยเพียงใด

1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

เครื่องรับที่ปรับปรุงนี้สามารถนำมาใช้ได้ในระบบจริงที่สถานีฐาน เพราะรู้รหัสแผ่ของผู้ใช้คนอื่นและสามารถกำจัดผลของ MAI จากผู้ใช้คนที่เครื่องรับไม่ต้องการได้ตามสภาพระบบที่เปลี่ยนไปและเครื่องรับนี้มีความซับซ้อนน้อยเมื่อเทียบกับเครื่องรับชนิดอื่น ทำให้เหมาะที่จะนำไปใช้ในระบบจริงได้

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 2
แบบจำลองระบบ

บทนี้กล่าวถึงหลักการจำลองแบบในการส่งข้อมูลของระบบ DS-CDMA โดยในส่วนแรกจะอธิบายคำศัพท์ที่เกี่ยวข้อง จากนั้นจะกล่าวถึงรหัสแผ่ที่ใช้ในการจำลองแบบ และในส่วนสุดท้ายอธิบายหลักการของเครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์, เครื่องรับชนิดการกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานประเภทต่างๆ

2.1 คำศัพท์ที่เกี่ยวข้อง

2.1.1 **ชิป** (Chip) หมายถึง 1 บิตของรหัสแผ่

2.1.2 **อัตราขยายการประมวลผล** (Processing Gain **หรือ** PG) หมายถึง จำนวนชิปของรหัสแผ่ที่ใช้แผ่บิตข้อมูล 1 บิต โดยมีค่าดังสมการที่ (2-1)

$$PG = \frac{T_b}{T_c} = \frac{R_c}{R_b} \tag{2-1}$$

โดยที่ T_b คือ คาบเวลาของหนึ่งบิตข้อมูล

T_c คือ คาบเวลาของหนึ่งชิปของรหัสแผ่

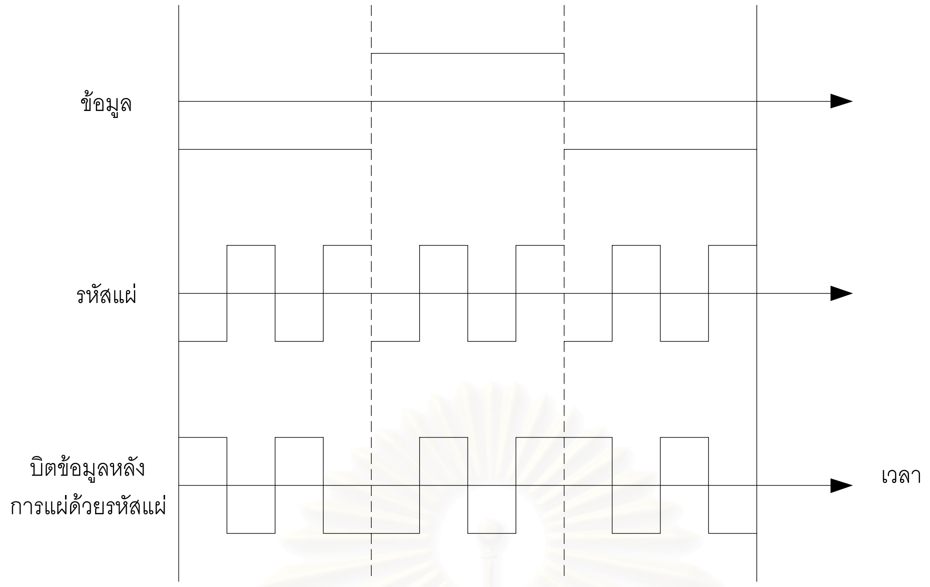
R_b คือ อัตราบิตข้อมูล (bit rate)

R_c คือ อัตราชิปของรหัสแผ่ (chip rate)

2.1.3 **รหัสแผ่** (Spreading Code) หมายถึง รหัสที่ใช้ในการแผ่บิตข้อมูล รหัสแผ่จะเป็นตัวกำหนดช่องสัญญาณให้กับผู้ใช้แต่ละคน คุณสมบัติของรหัสแผ่มีลักษณะที่คล้ายกับสัญญาณรบกวนหรือที่เรียกว่า Pseudo Random Noise Sequence วิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้รหัสแผ่2 ประเภทคือแบบรหัสสุ่ม (random code) ที่มีอัตราแผ่เท่ากับ 32 และแบบ Gold Code ที่มีอัตราแผ่เท่ากับ 31 รายละเอียดในการสร้าง Gold Code และคุณสมบัติของ Gold Code กล่าวไว้ในภาคผนวก ก.

2.1.4 **การแผ่สัญญาณ** หมายถึง การนำบิตข้อมูลซึ่งอยู่ในรูปแบบไบนารี (-1 หรือ +1) มาคูณกับรหัสแผ่ซึ่งมีอัตราชิปที่สูงกว่าอัตราบิตข้อมูล ตัวอย่างเช่นถ้าต้องการส่งบิตข้อมูลจำนวน 3 บิต ที่มีค่าเป็น –1, +1, -1 ด้วยรหัสแผ่ความยาว 4 ชิปที่มีรหัสเป็น –1, +1, –1, +1 จะส่งได้ดังรูปที่ 2.1

2.1.5 **การดีสเปรดสัญญาณ** หมายถึง การนำสัญญาณที่เครื่องรับรับได้มาทำการคูณกับรหัสแผ่ที่ใช้ในการส่งแล้วทำการหาค่าเฉลี่ยทางเวลาในหนึ่งบิต เพื่อที่จะได้บิตข้อมูลที่ต้องการ รายละเอียดของการดีสเปรดสัญญาณจะได้กล่าวถึงต่อไปในหัวข้อเครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์



รูปที่ 2.1 ตัวอย่างการแผ่บิตข้อมูล

2.2 แบบจำลองระบบ

ในการจำลองระบบมีสมมติฐานดังนี้

1. พิจารณาเพียง 1 สถานีฐาน
2. พิจารณาการส่งข้อมูลในข่ายเชื่อมโยงย้อนกลับ (reverse link) นั่นคือผู้ใช้ส่งข้อมูลจากสถานีเคลื่อนที่ไปยังสถานีฐาน โดยให้มีจำนวนผู้ใช้ K คน
3. บิตข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนถูกแผ่ด้วยรหัสแผ่
4. ส่งบิตข้อมูลในรูปของสัญญาณเบสแบนด์เท่านั้น
5. ช่องสัญญาณมีผลของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise, AWGN) เท่านั้น ไม่คิดผลของเรย์เลห์เฟดดิง (Rayleigh fading)

ดังนั้นสัญญาณที่สถานีฐานรับได้จะมีค่าดังสมการที่ (2-2)

$$r(t) = \sum_{j=1}^{K} \sum_{i=-N_b}^{N_b} A_j b_j(i) S_j(t - iT_b - \tau_j) + n(t) \qquad (2\text{-}2)$$

และ

$$S_j(t) = \sum_{k=1}^{PG} \frac{C_{j,k}}{\sqrt{PG}} p(t - kT_c) \qquad (2\text{-}3)$$

โดยที่ $r(t)$ คือสัญญาณที่สถานีฐานได้รับ

A_j คือขนาด (amplitude) สัญญาณที่รับได้ของผู้ใช้คนที่ j

$b_j(i)$ คือบิตข้อมูลที่ i ของผู้ใช้คนที่ j โดยมีความน่าจะเป็นในการส่งบิต +1 และ –1 เท่ากันคือ 0.5

S_j คือรหัสแผ่ของผู้ใช้คนที่ j

τ_j คือค่าการประวิงเวลา (delay) ของผู้ใช้คนที่ j

$n(t)$ คือสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise หรือ AWGN) ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และมีความแปรปรวนเป็น σ_{noise}^2

$2N_b + 1$ คือจำนวนบิตข้อมูลต่อ 1 เฟรม

K คือจำนวนผู้ใช้ทั้งหมด

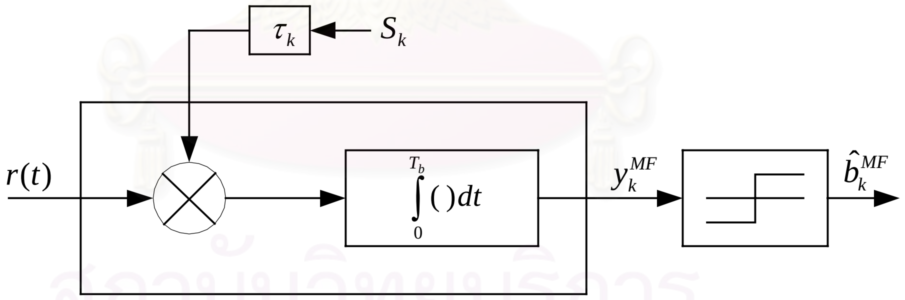
$C_{j,k}$ คือรหัสแผ่ของผู้ใช้คนที่ j ที่ตำแหน่งชิปที่ k ซึ่งมีค่าเป็น +1 หรือ –1

$p(t)$ คือพัลส์ที่มีขนาดหนึ่งหน่วยและมีความกว้าง T_c หน่วย

กรณีที่สัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคนมาถึงสถานีฐานพร้อมกันนั้น การส่งข้อมูลจะเป็นแบบซิงโครนัส (synchronous) แต่ถ้าค่าการประวิงเวลาของผู้ใช้แต่ละคนไม่เท่ากัน การส่งข้อมูลนั้นจะเป็นแบบ อะซิงโครนัส (asynchronous)

2.3 **เครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์** (Matched Filter **หรือ** MF)

เครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์หรือที่เรียกว่าเครื่องรับแบบดั้งเดิม (conventional detector) นั้นมีหลักการทำงานดังนี้ ทำการดีสเปรดสัญญาณของผู้ใช้คนที่ต้องการ โดยการนำรหัสแผ่ที่ผ่านการประวิงเวลาแล้วของผู้ใช้คนนั้นไปคูณกับสัญญาณที่รับได้ หลังจากนั้นจึงนำสัญญาณที่ได้ไปทำการตัดสินบิต โครงสร้างของเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์แสดงได้ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 เครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์ของผู้ใช้ที่ k

กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัส

ในการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัส ได้กำหนดให้ค่าการประวิงเวลาของผู้ใช้ทุกคนมีค่าเท่ากับศูนย์ สมการของสัญญาณที่ได้จากเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์มีค่าดังสมการที่ (2-4)

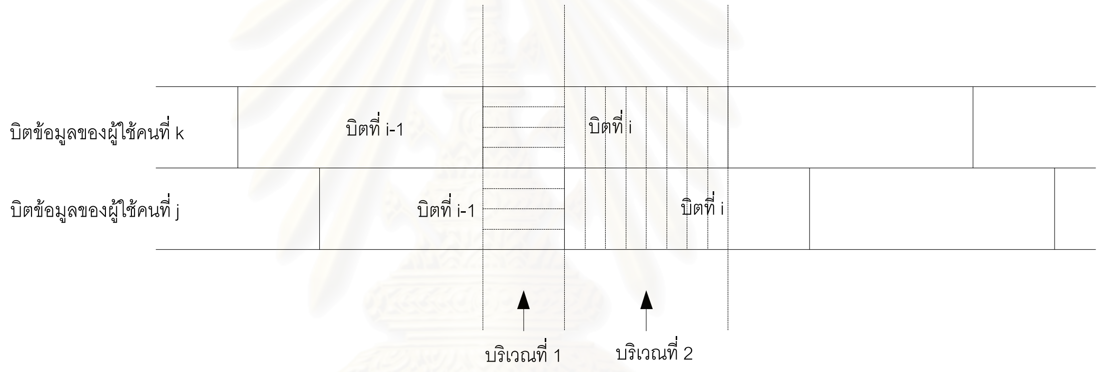
$$y_k^{MF}(i) = \int_{iT_b}^{(i+1)T_b} r(t)S_k(t)dt = A_k b_k(i) + \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq k}}^{K} A_j b_j(i)\rho_{k,j} + \eta_k(i) \qquad (2\text{-}4)$$

desired bit　　interference　　noise

โดยที่ $\rho_{k,j} = \int_0^{T_b} S_k(t)S_j(t)dt$ คือค่าสหสัมพันธ์ข้าม (cross correlation) ระหว่างรหัสแผ่ของผู้ใช้คนที่ k และผู้ใช้คนที่ j

$\eta_k(i) = \int_{iT_b}^{(i+1)T_b} n(t)S_k(t)dt$ คือสัญญาณรบกวนแบบ AWGN ที่มีค่าเฉลี่ยและความแปรปรวนเป็นศูนย์และ σ_{noise}^2 ตามลำดับ (ดูในภาคผนวก ข.)

กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัส



รูปที่ 2.3 สัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนในกรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัส

กรณีนี้สัญญาณที่ได้รับจากผู้ใช้แต่ละคนมีค่าการประวิงเวลาต่างกันดังตัวอย่างตามรูปที่ 2.3 สัญญาณที่ได้รับจากเครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์จึงมีค่าตามสมการที่ (2-5)

$$y_k^{MF}(i) = \int_{iT_b+\tau_k}^{(i+1)T_b+\tau_k} r(t)S_k(t)dt = A_k b_k(i) + \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq k}}^{K} A_j b_j(i-1)\rho_{(k,j)^-} + \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq k}}^{K} A_j b_j(i)\rho_{(k,j)^+} + \eta_k(i)$$

(2-5)

โดยที่ $\rho_{(k,j)^-}$ คือค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสแผ่ของผู้ใช้คนที่ k และรหัสแผ่ของผู้ใช้คนที่ j ตามส่วนที่แรเงาในบริเวณที่ 1 ของรูปที่ 2.3

และ $\rho_{(k,j)^+}$ คือค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสแผ่ของผู้ใช้คนที่ k และรหัสแผ่ของผู้ใช้คนที่ j ตามส่วนที่แรเงาในบริเวณที่ 2 ของรูปที่ 2.3

จากทั้งกรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและกรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัส พบว่าสัญญาณที่ได้จากแมตซ์ฟิลเตอร์ของทั้งสองกรณีต่างกันเพียงแค่เทอมของสัญญาณแทรกสอด โดยในกรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสมีผลของสัญญาณแทรกสอดมากกว่ากรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัส ซึ่งเปรียบเสมือนว่ากรณีมีผู้ใช้งานในระบบจำนวนหนึ่ง กรณีอะซิงโครนัสจะมีจำนวนผู้ใช้งานเสมือนมากกว่ากรณีซิงโครนัส ดังนั้นในการวิเคราะห์เครื่องรับประเภทต่างๆจะวิเคราะห์กรณีซิงโครนัสเท่านั้น

และเมื่อนำค่า $y_k^{MF}(i)$ มาทำการตัดสินบิตด้วยฟังก์ชันเครื่องหมาย (signum function) แล้วบิตที่ได้จากเครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์มีค่าดังสมการที่ (2-6)

$$\hat{b}_k^{MF}(i) = \mathrm{sgn}(y_k^{MF}(i)) \qquad (2\text{-}6)$$

เมื่อ $\mathrm{sgn}(x) = \begin{cases} +1, & \mathrm{x} \ge 0 \\ -1, & \mathrm{x} < 0 \end{cases}$

อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์

ในที่นี้เพื่อความสะดวก จะพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดในกรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสเท่านั้น โดยจากสมการที่ (2-4) พิจารณาเทอมของสัญญาณแทรกสอดพบว่าสัญญาณแทรกสอดประกอบไปด้วยสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้จำนวน K-1 คน (ไม่รวมผู้ใช้คนที่ k) โดยสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้จำนวน K-1 คนนี้ต่างเป็นอิสระต่อกัน และเมื่อพิจารณาสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้แต่ละคนตามสมการที่ (2-7)

$$A_j b_j(i) \rho_{k,j} \qquad (2\text{-}7)$$

พบว่าสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้คนที่ j นี้มีการแจกแจงความน่าจะเป็นแบบ Bernoulli ที่มีค่าคาดหวังและความแปรปรวนตามสมการที่ (2-8) และสมการที่ (2-9) ตามลำดับ

$$\begin{aligned} E[A_j b_j(i)\rho_{k,j}] &= \sum_{b_j(i)=-1,+1} (A_j b_j(i)\rho_{k,j}) \Pr[b_j(i)] \\ &= A_j \rho_{k,j} \Pr[b_j(i)=+1] - A_j \rho_{k,j} \Pr[b_j(i)=-1] \\ &= 0.5A_j\rho_{k,j} - 0.5A_j\rho_{k,j} = 0 \end{aligned} \qquad (2\text{-}8)$$

$$\begin{aligned} VAR[A_j b_j(i)\rho_{k,j}] = E[A_j b_j(i)\rho_{k,j}]^2 &= \sum_{b_j(i)=-1,+1} (A_j b_j(i)\rho_{k,j})^2 \Pr[b_j(i)] \\ &= A_j^2 \rho_{k,j}^2 \Pr[b_j(i)=+1] + A_j^2 \rho_{k,j}^2 \Pr[b_j(i)=-1] \\ &= 0.5A_j^2\rho_{k,j}^2 + 0.5A_j^2\rho_{k,j}^2 = A_j^2\rho_{k,j}^2 \end{aligned} \qquad (2\text{-}9)$$

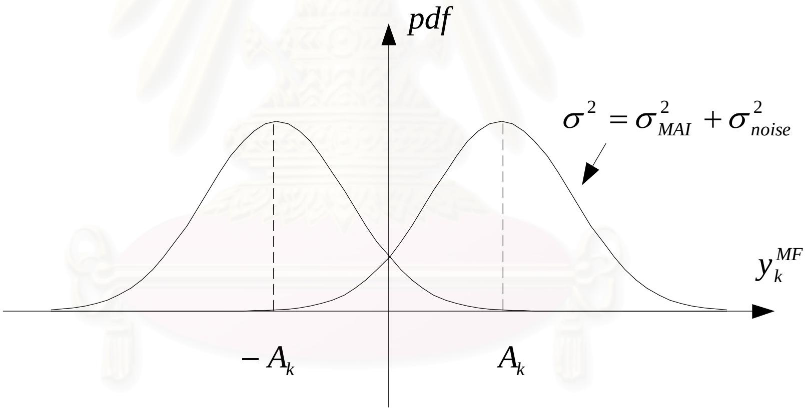
จากสมการที่ (2-8) และ (2-9) สรุปได้ว่าสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้แต่ละคนมีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์และความแปรปรวนเท่ากับ $A_j^2\rho_{k,j}^2$ และเมื่อพิจารณาการแจกแจงความน่าจะเป็นของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้ทั้ง K-1 คน โดย central limit theorem เมื่อจำนวนผู้ใช้งานมีค่ามากๆ

เทอมของสัญญาณแทรกสอดจะมีการแจกแจงความน่าจะเป็น เป็นแบบเกาส์เซียน โดยมีค่าเฉลี่ยเท่ากับผลรวมของค่าเฉลี่ยของสัญญาณแทรกสอดแต่ละคน และมีค่าความแปรปรวนเท่ากับผลรวมของค่าความแปรปรวนของสัญญาณแทรกสอดแต่ละคน ดังนั้นสัญญาณแทรกสอดที่ไปรบกวนผู้ใช้คนที่ k สามารถจำลองแบบให้มีการแจกแจงความน่าจะเป็นแบบปกติ ที่มีค่าเฉลี่ยและความแปรปรวนตามสมการที่ (2-10) และสมการที่ (2-11) ตามลำดับ

$$E[\sum_{\substack{j=1 \\ j\neq k}}^{K} A_j b_j(i)\rho_{k,j}] = \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq k}}^{K} E[A_j b_j(i)\rho_{k,j}] = 0 \qquad (2\text{-}10)$$

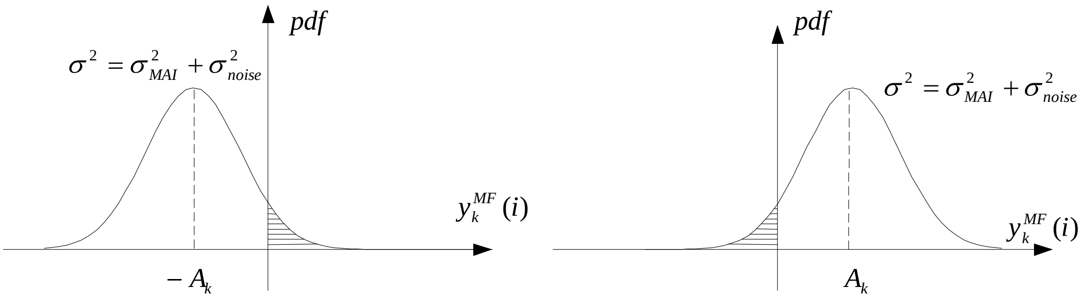
$$\sigma_{MAI}^2 = \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq k}}^{K} VAR[A_j b_j(i)\rho_{k,j}] = \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq k}}^{K} A_j^2 \rho_{k,j}^2 \qquad (2\text{-}11)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (2-4) เทอมของสัญญาณแทรกสอดและเทอมของสัญญาณรบกวนต่างมีการกระจายแบบปกติ ส่วนเทอมของสัญญาณผู้ใช้ที่ k เป็นค่าคงที่ที่มีค่าเป็น A_k หรือ $-A_k$ ขึ้นอยู่กับว่าค่า $b_k(i)$ =+1 หรือ $b_k(i)$ = -1 ตามลำดับ ดังนั้นการกระจายของค่า $y_k^{MF}(i)$ จึงมีการกระจายแบบปกติที่รอบจุด A_k และ $-A_k$ ดังแสดงในรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 การแจกแจงความน่าจะเป็นของสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์

จากรูปที่ 2.4 จะเห็นได้ว่าเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์ตัดสินบิตผิดพลาดก็ต่อเมื่อ ถ้าบิตที่ส่ง, $b_k(i)$ เป็น –1 แต่ค่า $y_k^{MF}(i)$ ที่คำนวณได้มีค่ามากกว่าศูนย์ หรือถ้าบิตที่ส่ง, $b_k(i)$ เป็น +1 แต่ค่า $y_k^{MF}(i)$ ที่คำนวณได้กลับมีค่าน้อยกว่าศูนย์ ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 กรณีตัดสินบิตผิดพลาดเมื่อ (a) บิตที่ส่งเป็น –1 (b) บิตที่ส่งเป็น +1

การคำนวณอัตราบิตผิดพลาดสามารถคำนวณได้จากทั้งในกรณีของรูปที่ 2.5 (a) หรือรูปที่ 2.5 (b) เพราะว่าความน่าจะเป็นในการส่งบิต +1 หรือ –1 มีค่าเท่ากัน ซึ่งเมื่อพิจารณาจากรูปที่ 2.5 (a) พบว่าอัตราบิตผิดพลาดคือส่วนของพื้นที่แรเงาของเส้นโค้งระฆังคว่ำที่มีค่าเฉลี่ยเป็น $-A_k$ และมีความแปรปรวนเป็น σ^2 โดยสมการของเส้นโค้งระฆังคว่ำมีค่าดังสมการที่ (2-12)

$$p(y_k^{MF}(i)) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-(y_k^{MF}(i)+A_k)^2/2\sigma^2} \tag{2-12}$$

และพื้นที่แรเงาหาได้โดยการอินทิเกรตค่า $y_k^{MF}(i)$ ตั้งแต่ศูนย์จนถึงค่าอนันต์ดังสมการที่ (2-13)

$$BER_k^{MF} = P(y_k^{MF}(i) \geq 0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \int_0^{\infty} e^{-(y_k^{MF}(i)+A_k)^2/2\sigma^2} dy_k^{MF}(i) \tag{2-13}$$

หรือเขียนในรูปอย่างย่อได้ดังสมการที่ (2-14)

$$BER_k^{MF} = Q\left(\frac{A_k}{\sigma}\right) = Q\left(\frac{A_k}{\sqrt{\sigma^2_{MAI} + \sigma^2_{noise}}}\right) \tag{2-14}$$

เมื่อ BER_k^{MF} คืออัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์ของผู้ใช้คนที่ k และ

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-x^2/2} dx \tag{2-15}$$

จากสมการที่ (2-14) ค่า A_k นั้นคือค่าเฉลี่ยของค่า $y_k^{MF}(i)$ เมื่อกำหนดบิตข้อมูลที่ส่งของผู้ใช้คนที่ k ให้มีค่าเป็น +1 ขณะที่ค่า σ^2 คือค่าความแปรปรวนของค่า $y_k^{MF}(i)$ ดังนั้นสมการทั่วไปของเครื่องรับชนิดต่างๆ จึงมีค่าดังสมการที่ (2-16)

$$BER_k = Q\left(\frac{E[y_k(i) \mid b_k(i)=1]}{\sqrt{VAR[y_k(i) \mid b_k(i)=1]}}\right) \tag{2-16}$$

โดยสมการที่ (2-16) จะมีค่าถูกต้องแม่นยำก็ต่อเมื่อลักษณะการแจกแจงค่า $y_k(i)$ มีการแจกแจงแบบปกติ

เมื่อพิจารณาจากสมการที่ (2-16) พบว่าอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์จะมีค่าต่ำก็ต่อเมื่อค่าความแปรปรวนของค่า $y_k^{MF}(i)$ มีค่าต่ำ แต่ความแปรปรวนของเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์ประกอบด้วยความแปรปรวนที่เกิดจากสัญญาณแทรกสอดที่เกิดจากผู้ใช้งานและความแปรปรวนที่เกิดจากสัญญาณรบกวน ดังนั้นเมื่อจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้น ความแปรปรวนของสัญญาณที่ได้จากเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์จึงมีค่าเพิ่มขึ้น ดังนั้นจึงส่งผลให้อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์มีค่าสูง

2.4 เครื่องรับแบบเหมาะที่สุด (Optimum Detector) [4]

เครื่องรับแบบเหมาะที่สุดเป็นเครื่องรับที่มีอัตราบิตผิดพลาดต่ำที่สุด เครื่องรับแบบเหมาะที่สุดใช้หลักการของ Maximum Likelihood Sequence Estimator (MLSE) โดยเครื่องรับทำการสร้างลำดับบิตที่เป็นไปได้ทั้งหมดแล้วนำไปตรวจสอบกับฟังก์ชันต้นทุน (cost function) ลำดับบิตใดที่ทำให้ฟังก์ชันต้นทุนมีค่าต่ำที่สุดจะเป็นผลลัพธ์ของเครื่องรับแบบเหมาะที่สุด

พิจารณาระบบที่การส่งข้อมูลเป็นแบบซิงโครนัสที่มีผู้ใช้งานจำนวน K คนและพิจารณาในช่วงบิตข้อมูล 1 บิตให้

$\bar{y} = [y_1^{MF} \;\; y_2^{MF} \;\; \ldots \;\; y_K^{MF}]^T$ แทนเวกเตอร์ของเอาต์พุตจากแมตช์ฟิลเตอร์ของผู้ใช้ตั้งแต่คนที่ 1 ถึงคนที่ K โดย $\bar{y}$ มีมิติเป็น $K \times 1$

$R = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{12} & \cdots & \rho_{1K} \\ \rho_{21} & 1 & \cdots & \rho_{2K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{K1} & \rho_{K2} & \cdots & 1 \end{bmatrix}$ แทนเมตริกซ์สหสัมพันธ์ข้าม (cross correlation matrix) ของผู้ใช้คนที่ 1 ถึงคนที่ K โดย R มีมิติเป็น $K \times K$

$A = \begin{bmatrix} A_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & A_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & A_K \end{bmatrix}$ แทนเมตริกซ์ของค่าขนาดสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคน โดย ที่ A มีมิติเป็น $K \times K$

ฟังก์ชันต้นทุนของเครื่องรับแบบเหมาะที่สุดมีนิยามตามสมการที่ (2-17) ดังนี้

$$f(\vec{b}) = \frac{1}{2}(A\vec{b})^T R(A\vec{b}) - \bar{y}^T A\vec{b} \qquad (2\text{-}17)$$

และเครื่องรับแบบเหมาะที่สุดจะเลือกลำดับบิตที่ให้ค่าของฟังก์ชันต้นทุนมีค่าต่ำที่สุด ซึ่งเขียนเป็นสมการคณิตศาสตร์ได้ตามสมการที่ (2-18)

$$\vec{b}_{opt} = \underset{\vec{b} \in \{-1,1\}^K}{\arg\,[\min} \; f(\vec{b})] \qquad (2\text{-}18)$$

จากหลักการดังกล่าวข้างต้นพบว่าความซับซ้อนในการคำนวณของเครื่องรับแบบเหมาะที่สุดมีค่าแปรตามจำนวนผู้ใช้งานแบบเอ็กซ์โพเนนเชียล ตัวอย่างเช่นในกรณีที่มีผู้ใช้งานจำนวน 20 คน จำนวนลำดับบิตที่เป็นไปได้ทั้งหมดมีจำนวนทั้งสิ้น 2^{20} ลำดับบิต (ผู้ใช้แต่ละคนมีบิตที่เป็นไปได้ 2 บิตคือ +1 หรือ –1 ดังนั้นผู้ใช้ 20 คนจึงมีลำดับบิตที่เป็นไปได้ 2^{20} ลำดับบิต) เครื่องรับแบบเหมาะที่สุดจะต้องนำลำดับบิตทั้ง 2^{20} ลำดับบิตนี้ไปแทนในฟังก์ชันต้นทุนเพื่อหาลำดับบิตเพียงลำดับเดียวที่ให้ค่าฟังก์ชันต้นทุนที่ต่ำที่สุด ดังนั้นถึงแม้ว่าเครื่องรับแบบเหมาะที่สุดจะให้อัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำที่สุด แต่ในทางปฏิบัติไม่สามารถทำได้เพราะต้องใช้เวลาในการคำนวณมาก ดังนั้นจึงได้มีผู้เสนอเครื่องรับแบบเหมาะรองลงไป (sub-optimum detector) โดยวัตถุประสงค์ของการเสนอเครื่องรับแบบเหมาะรองลงไปก็เพื่อแก้ปัญหาเรื่องความซับซ้อนในการคำนวณ โดยเครื่องรับแบบเหมาะรองลงไปมีหลายประเภท แต่ในวิทยานิพนธ์นี้จะเน้นไปที่เครื่องรับชนิดการกำจัดการแทรกสอดแบบขนาน (Parallel Interference Cancellation)

2.5 **เครื่องรับแบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน** [7, 8]

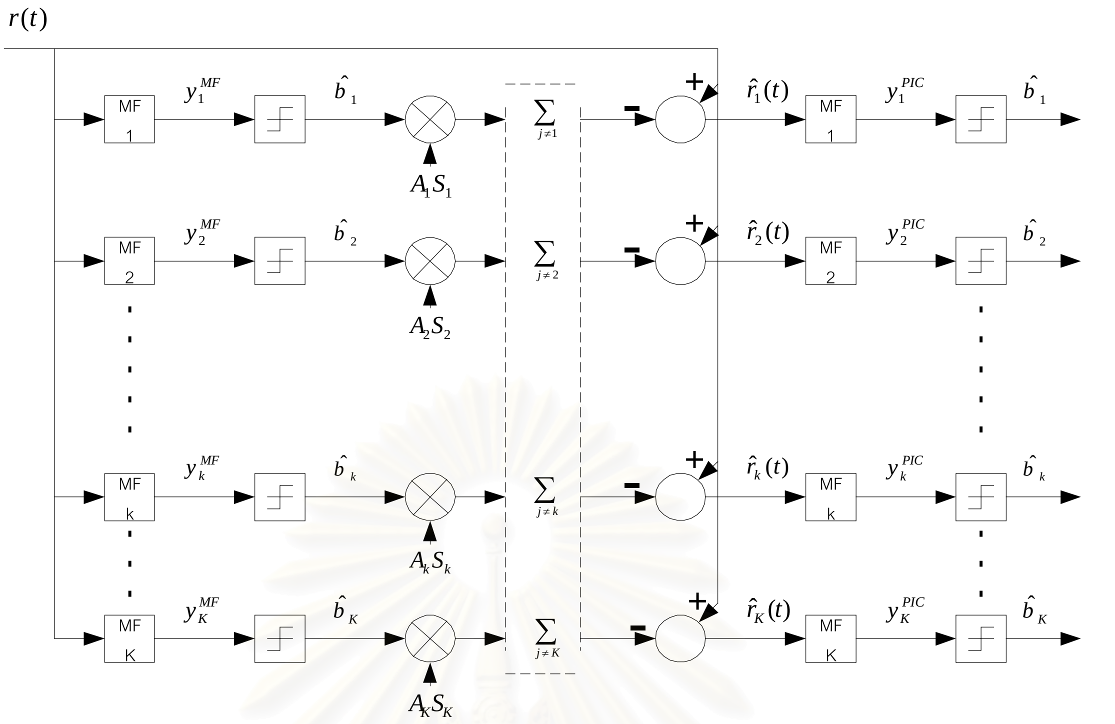
หลักการของเครื่องรับแบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน (Parallel Interference Cancellation หรือ PIC) จะสร้างสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้ที่มาแทรกสอดขึ้นมาเพื่อนำไปหักล้างกับสัญญาณที่สถานีฐานรับได้ สัญญาณแทรกสอดที่สร้างขึ้นได้มาจากบิตที่ตัดสินได้จากเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์ สัญญาณที่ถูกหักล้างจากสัญญาณแทรกสอดแล้วนั้นจะถูกนำไปผ่านเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์อีกครั้งหนึ่ง เพื่อทำการตัดสินบิตที่ได้อีกครั้งหนึ่ง โครงสร้างของเครื่องรับแบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานแสดงดังรูปที่ 2.6

เมื่อพิจารณาผู้ใช้คนที่ k เครื่องรับแบบ PIC ทำการสร้างสัญญาณแทรกสอดให้กับผู้ใช้คนที่ k ดังสมการที่ (2-19)

$$\hat{I}_k(t) = \sum_{i=-N_b}^{N_b} \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq k}}^{K} \hat{A}_j \hat{b}_j^{MF}(i) S_j(t - iT_b) \qquad (2\text{-}19)$$

โดยที่ $\hat{I}_k(t)$ คือสัญญาณแทรกสอดที่เครื่องรับแบบ PIC สร้างขึ้นให้สำหรับผู้ใช้คนที่ k

$\hat{A}_j$ คือค่าประมาณของขนาดของสัญญาณของผู้ใช้คนที่ k ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับ A_j โดย $\hat{A}_j$ หาได้โดยการใช้สัญญาณไพล็อต หรือใช้การหาค่าเฉลี่ยทางเวลาของสัญญาณที่ได้จากเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์ [16]



รูปที่ 2.6 เครื่องรับแบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน (PIC)

เมื่อนำสัญญาณแทรกสอดที่สร้างขึ้นไปหักล้างกับสัญญาณที่สถานีฐานรับได้ สัญญาณที่ถูกหักล้างผลของสัญญาณแทรกสอดแล้วของผู้ใช้คนที่ k จะมีค่าดังสมการที่ (2-20)

$$\hat{r}_k(t) = r(t) - \hat{I}_k(t) \qquad (2\text{-}20)$$

โดยที่ $\hat{r}_k(t)$ คือสัญญาณที่ได้รับการหักล้างด้วยสัญญาณแทรกสอดที่สร้างขึ้นแล้วของผู้ใช้คนที่ k

นำสมการที่ (2-19) ไปแทนในสมการที่ (2-20) ได้สมการที่ (2-21)

$$\hat{r}_k(t) = \sum_{i=-N_b}^{N_b} A_k b_k(i) S_k(t - iT_b) + \sum_{i=-N_b}^{N_b} \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq k}}^{K} A_j [b_j(i) - \hat{b}_j^{MF}(i)] S_j(t - iT_b) + n(t) \qquad (2\text{-}21)$$

และเมื่อนำสัญญาณที่ถูกหักล้างด้วยสัญญาณแทรกสอดแล้วจากสมการที่ (2-21) ไปผ่านเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์อีกครั้งหนึ่ง จะได้สัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์มีค่าดังสมการที่ (2-22)

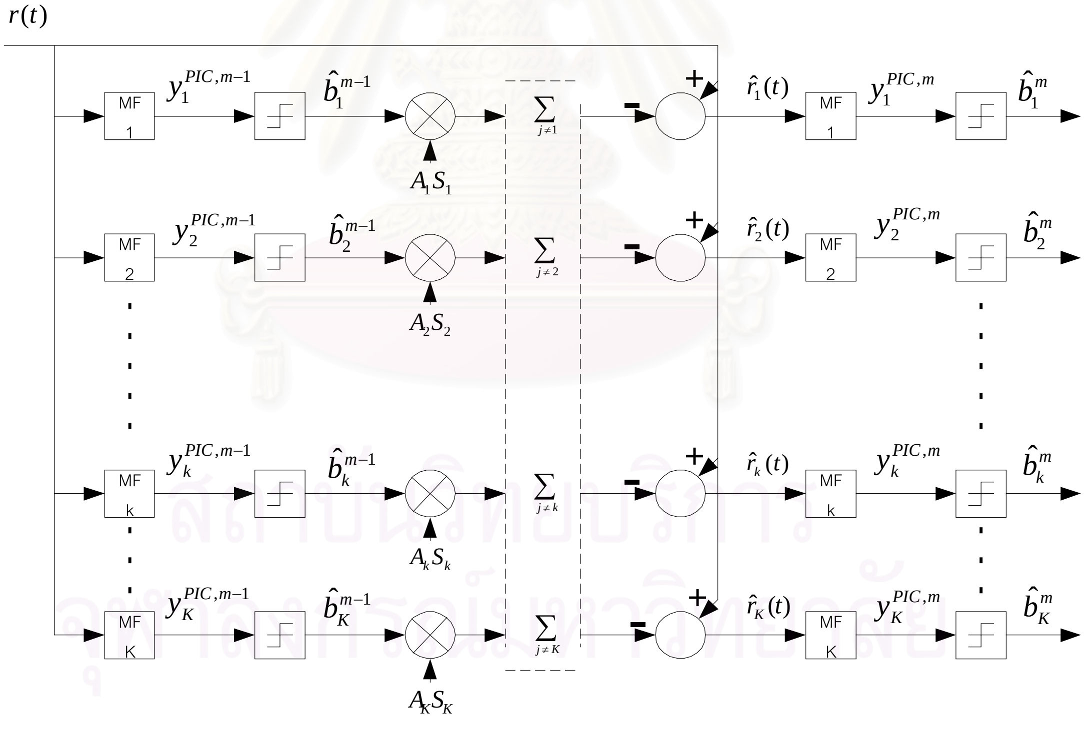
$$\begin{aligned} y_k^{PIC}(i) &= \int_{iT_b}^{(i+1)T_b} \hat{r}_k(t) S_k(t)\,dt \\ &= A_k b_k(i) + \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq k}}^{K} A_j [b_j(i) - \hat{b}_j^{MF}(i)] \rho_{j,k} + \eta_k(t) \qquad (2\text{-}22) \end{aligned}$$

โดยที่ $y_k^{PIC}(i)$ คือค่าที่คำนวณได้จากเครื่องรับ PIC เมื่อทำการกำจัดสัญญาณแทรกสอดแล้ว

หลังจากที่ได้ค่า $y_k^{PIC}(i)$ แล้ว เครื่องรับแบบ PIC จะทำการตัดสินบิตโดยการนำค่า $y_k^{PIC}(i)$ มาตัดสินบิตด้วยฟังก์ชันเครื่องหมายดังสมการที่ (2-23)

$$\hat{b}_k^{PIC}(i) = \mathrm{sgn}(y_k^{PIC}(i)) \tag{2-23}$$

จากสมการที่ (2-22) พบว่าเทอมของสัญญาณแทรกสอดถูกกำจัดออกไป ส่งผลให้เครื่องรับแบบ PIC มีอัตราบิตผิดพลาดต่ำลง โดยสัญญาณแทรกสอดจะถูกกำจัดออกไปหมดก็ต่อเมื่อบิตที่ตัดสินได้จากเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์มีความถูกต้อง แต่จริงๆแล้วเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์อาจตัดสินบิตผิดพลาดไปทำให้แทนที่จะเป็นการกำจัดสัญญาณแทรกสอด กลับกลายเป็นไปเพิ่มสัญญาณแทรกสอดขึ้นเป็น 2 เท่า เช่นถ้าบิตที่แท้จริงของผู้ใช้คนที่ j เป็น +1 นั่นคือ $b_j(i) = +1$ แต่เครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์ตัดสินเป็น –1 นั่นคือ $\hat{b}_j^{MF}(i) = -1$ ดังนั้นเทอมของสัญญาณแทรกสอดจะมีค่าเป็น $b_j(i) - \hat{b}_j^{MF}(i) = +1-(-1) = 2$ ซึ่งกลายเป็นการเพิ่มเทอมของสัญญาณแทรกสอด ส่งผลให้อัตราบิตผิดพลาดมีค่าสูง จึงได้มีการเสนอการกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานอีกครั้งหนึ่ง โดยมีหลักการเช่นเดิม เพียงแต่เพิ่มจำนวนตอน (stage) ของการกำจัดสัญญาณแทรกสอด ดังแสดงตามรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 โครงสร้างของเครื่องรับแบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานที่ตอนที่ m

อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ PIC

การคำนวณอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ PIC มีหลักการคำนวณเช่นเดียวกันกับเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์ โดยการสมมติให้การแจกแจงค่า $y_k^{PIC}(i)$ เป็นแบบปกติ จากสมการที่ (2-16) อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ PIC จะมีค่าดังสมการที่ (2-24)

$$BER_k^{PIC} = Q\left(\frac{E[y_k^{PIC}(i) \mid b_k(i)=1]}{VAR[y_k^{PIC}(i) \mid b_k(i)=1]}\right) \tag{2-24}$$

โดยที่ BER_k^{PIC} คืออัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ PIC ของผู้ใช้คนที่ k

จากหลักการกำจัดสัญญาณแทรกสอดทำให้ค่าความแปรปรวนของค่า $y_k^{PIC}(i)$ มีค่าต่ำลง แต่ถ้าในกรณีที่เทอมของสัญญาณแทรกสอดที่สร้างขึ้นเพื่อทำการหักล้างมีความผิดพลาดสูงค่าความแปรปรวนของ $y_k^{PIC}(i)$ จะมีค่าเพิ่มขึ้นส่งผลให้อัตราบิตผิดพลาดไม่ได้ดีกว่าในกรณีของเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์ ซึ่งพบได้ในกรณีที่จำนวนผู้ใช้งานมีค่ามาก

นอกจากนี้เมื่อพิจารณาค่า $E[y_k(i) \mid b_k(i)=1]$ ในกรณีของเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์ ค่า $E[y_k^{MF}(i) \mid b_k(i)=1]$ มีค่าเป็น A_k แต่ในกรณีของเครื่องรับแบบ PIC ค่า $E[y_k^{PIC}(i) \mid b_k(i)=1]$ มีค่าไม่เท่ากับ A_k โดยใน [8] ได้แสดงให้เห็นว่าค่า $E[y_k^{PIC}(i) \mid b_k(i)=1]$ มีค่าดังสมการที่ (2-25)

$$E[y_k^{PIC}(i) \mid b_k(i)=1] = (1-\lambda)A_k \tag{2-25}$$

โดยที่ λ มีค่าน้อยกว่า 1 และค่า λ มีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อจำนวนผู้ใช้ที่แทรกสอดเพิ่มมากขึ้น ส่งผลให้ค่าเฉลี่ยของ $y_k^{PIC}(i)$ มีค่าน้อยกว่าค่า A_k (มีค่าเข้าใกล้ศูนย์) ซึ่งทำให้อัตราบิตผิดพลาดมีค่าสูงขึ้น (เพราะว่าตัวเศษในสมการที่ (2-24) มีค่าลดลง)

ดังนั้นในกรณีเครื่องรับแบบ PIC อัตราบิตผิดพลาดอาจมีค่าสูงกว่าเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์ได้ โดยมีสาเหตุจาก 2 ประการคือ

1. ค่าความแปรปรวนของเครื่องรับแบบ PIC ($VAR[y_k^{PIC}(i) \mid b_k(i)]$) มีค่าสูงกว่าความแปรปรวนของเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์
2. ค่าเฉลี่ยของเครื่องรับแบบ PIC ($E[y_k^{PIC}(i) \mid b_k(i)=1]$) มีค่าต่ำลง

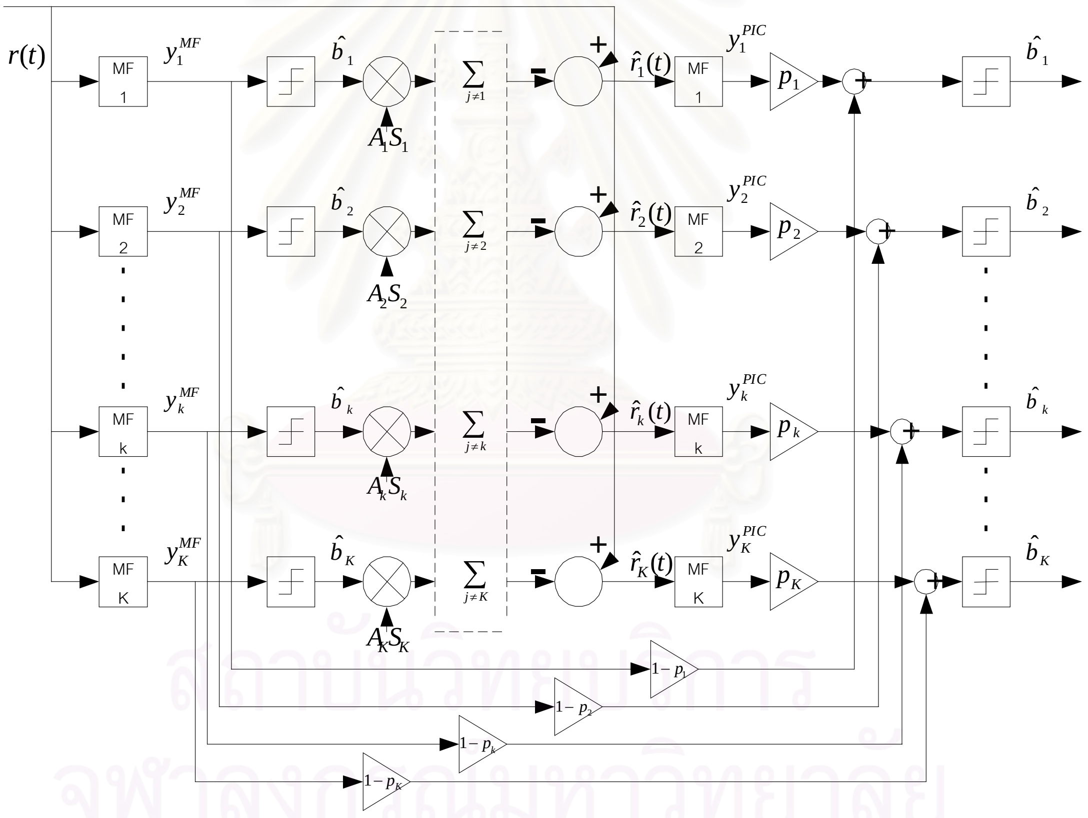
ซึ่งสาเหตุทั้ง 2 ข้อเกิดจากจำนวนผู้ใช้งานมีค่ามาก ซึ่งจะได้เห็นจากผลการจำลองระบบในบทที่ 4

วิธีการหนึ่งในการแก้ไขปัญหาที่เกิดจาก 2 ข้อข้างต้นนั้น ทำได้โดยการใช้ค่าถ่วงน้ำหนักโดยเป็นการถ่วงน้ำหนักระหว่างค่า $y_k^{MF}(i)$ ซึ่งได้จากเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์ กับค่า $y_k^{PIC}(i)$ ซึ่งได้จากเครื่องรับแบบ PIC ซึ่งเครื่องรับที่ใช้หลักการถ่วงน้ำหนักระหว่างเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์และเครื่องรับแบบ PIC นี้มีชื่อเรียกว่า เครื่องรับแบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานบางส่วน

2.6 เครื่องรับแบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานบางส่วน [8, 9]

เนื่องจากการสร้างสัญญาณแทรกสอดของเครื่องรับแบบ PIC อาจมีความผิดพลาดอยู่บ้างขึ้นอยู่กับบิตที่ตัดสินได้จากเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์ ส่งผลให้เครื่องรับแบบ PIC อาจไม่ได้มีอัตราบิตผิดพลาดที่ดีกว่าเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์ ดังนั้นจึงได้มีผู้เสนอเครื่องรับที่มีการถ่วงน้ำหนักระหว่างเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์และเครื่องรับแบบ PIC โดยเครื่องรับชนิดนี้มีชื่อเรียกว่าเครื่องรับแบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานบางส่วน (Partial Weight Parallel Interference Cancellation หรือ PW-PIC)

เครื่องรับ PW-PIC มีค่าถ่วงน้ำหนักของผู้ใช้แต่ละคน โดยให้ p_k แทนค่าถ่วงน้ำหนักของผู้ใช้คนที่ k และ p_k มีค่าอยู่ในช่วง 0 ถึง 1 นั่นคือ $0 \le p_k \le 1$ โครงสร้างของเครื่องรับแบบ PW-PIC แสดงดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 เครื่องรับแบบ PW-PIC

จากรูปที่ 2.8 ผลรวมที่เกิดจากการถ่วงน้ำหนักระหว่างเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์และเครื่องรับแบบ PIC มีค่าดังสมการที่ (2-26)

$$y_k^{PW-PIC}(i) = p_k y_k^{PIC}(i) + (1-p_k) y_k^{MF}(i) = y_k^{MF}(i) + p_k (y_k^{PIC}(i) - y_k^{MF}(i)) \quad (2\text{-}26)$$

โดยที่ $y_k^{PW-PIC}(i)$ คือสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบ PW-PIC

p_k คือค่าถ่วงน้ำหนักสำหรับผู้ใช้คนที่ k

เมื่อนำค่า $y_k^{MF}(i)$ จากสมการที่ (2-4) และ $y_k^{PIC}(i)$ จากสมการที่ (2-22) แทนลงในสมการที่ (2-26) จะได้ค่า $y_k^{PW-PIC}(i)$ มีค่าดังสมการที่ (2-27)

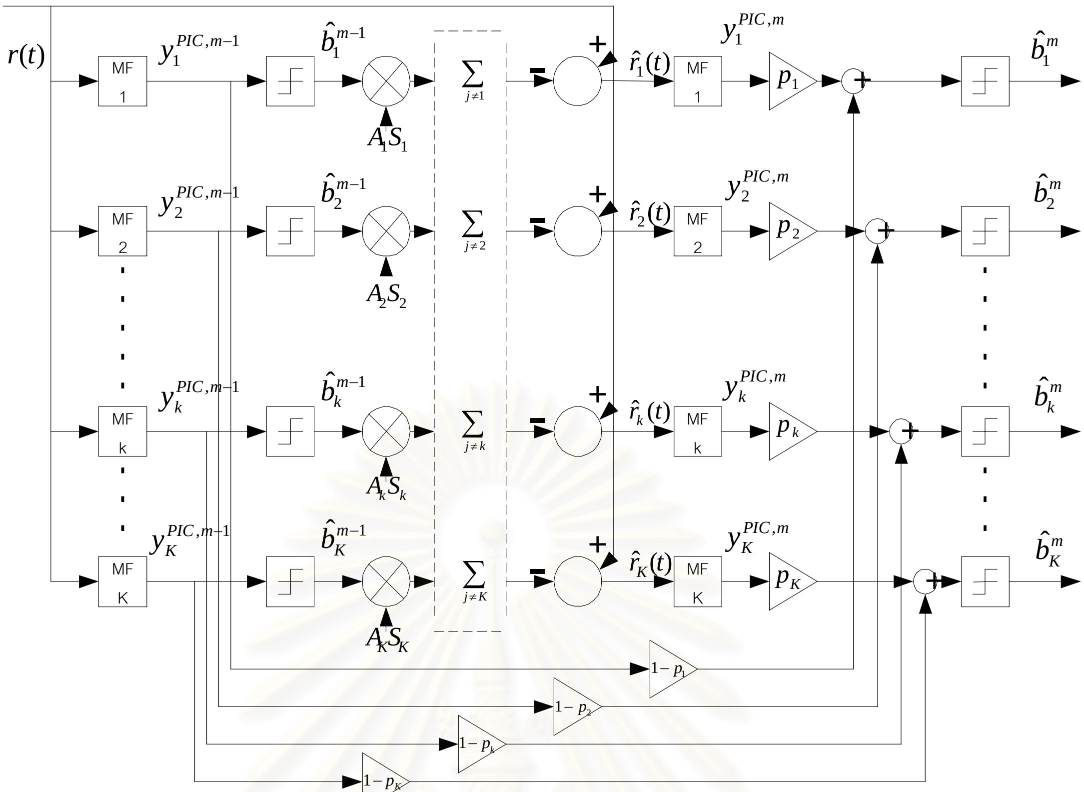
$$\begin{aligned}
y_k^{PW-PIC}(i) &= [A_k b_k(i) + \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq k}}^{K} A_j b_j(i)\rho_{k,j} + \eta_k(i)] + \\
&\quad p_k[(A_k b_k(i) + \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq k}}^{K} A_j [b_j(i) - \hat{b}_j^{MF}(i)]\rho_{k,j} + \eta_k(i)) - \\
&\quad (A_k b_k(i) + \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq k}}^{K} A_j b_j(i)\rho_{k,j} + \eta_k(i))] \\
&= [A_k b_k(i) + \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq k}}^{K} A_j b_j(i)\rho_{k,j} + \eta_k(i)] + p_k[-\sum_{\substack{j=1 \\ j\neq k}}^{K} A_j \hat{b}_j^{MF}(i)\rho_{k,j}] \\
&= A_k b_k(i) + \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq k}}^{K} A_j [b_j(i) - p_k \hat{b}_j^{MF}(i)]\rho_{k,j} + \eta_k(i) \qquad (2\text{-}27)
\end{aligned}$$

และบิตที่ตัดสินได้จากเครื่องรับแบบ PW-PIC ได้จากการนำค่า $y_k^{PW-PIC}(i)$ ไปตัดสินบิตด้วยฟังก์ชันเครื่องหมายดังสมการที่ (2-28)

$$\hat{b}_k^{PW-PIC}(i) = \mathrm{sgn}(y_k^{PW-PIC}(i)) \quad (2\text{-}28)$$

เช่นเดียวกันกับกรณีเครื่องรับแบบ PIC เครื่องรับแบบ PW-PIC สามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดได้มากกว่า 1 ตอน การเพิ่มจำนวนตอนของเครื่องรับแบบ PW-PIC ช่วยให้การกำจัดสัญญาณแทรกสอดมีความถูกต้องมากยิ่งขึ้น ส่งผลให้อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับมีค่าต่ำลง โครงสร้างของเครื่องรับแบบ PW-PIC ที่ตอนที่ m ใดๆ แสดงได้ดังรูปที่ 2.9

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 2.9 โครงสร้างของเครื่องรับแบบ PW-PIC ที่ตอนที่ m

อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ PW-PIC

การคำนวณอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ PW-PIC มีหลักการคำนวณเช่นเดียวกันกับเครื่องรับแบบ PIC โดยสมการอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ PW-PIC มีค่าดังสมการที่ (2-29)

$$BER_k^{PW-PIC} = Q\left(\frac{E[y_k^{PW-PIC}(i) \mid b_k(i)=1]}{VAR[y_k^{PW-PIC}(i) \mid b_k(i)=1]}\right) \tag{2-29}$$

โดยใน [8] ได้แสดงให้เห็นว่าค่า $E[y_k^{PW-PIC}(i) \mid b_k(i)=1]$ มีค่าดังสมการที่ (2-30)

$$E[y_k^{PW-PIC}(i) \mid b_k(i)=1] = (1-p_k\lambda)A_k \tag{2-30}$$

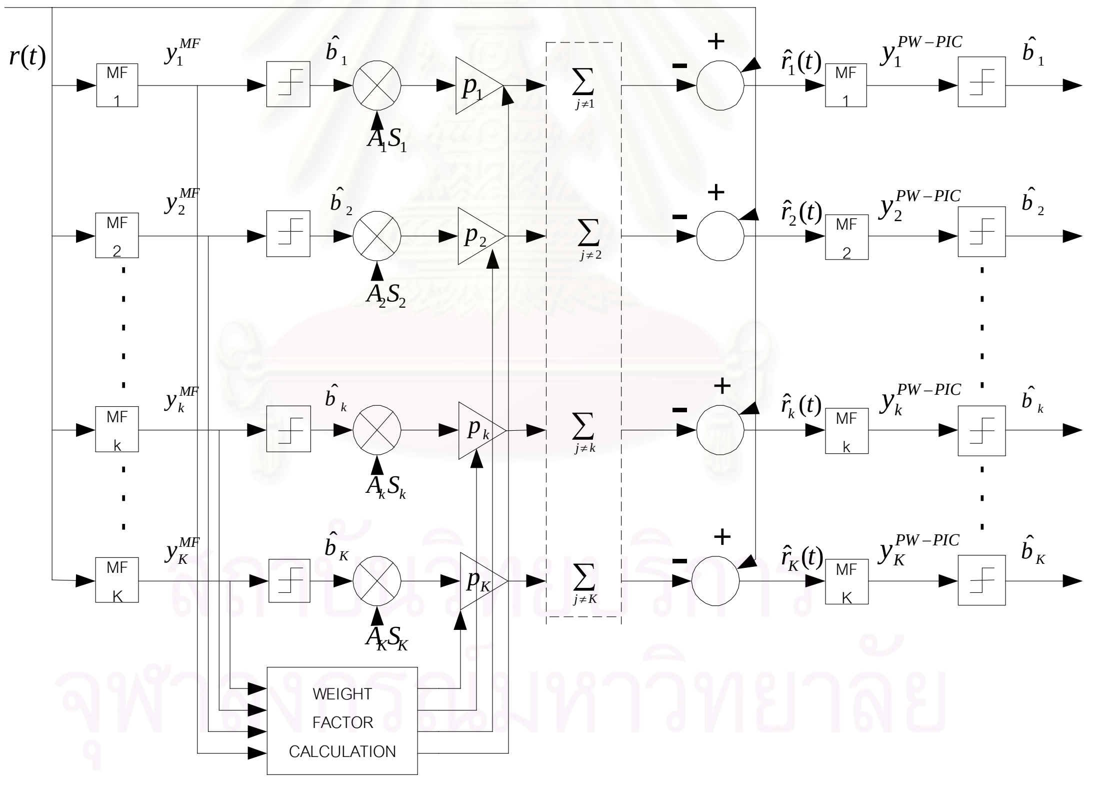
จากสมการที่ (2-30) จะเห็นได้ว่าค่าถ่วงน้ำหนัก p_k ช่วยทำให้ค่าเฉลี่ยของค่า $y_k^{PW-PIC}(i)$ มีค่าเข้าใกล้ค่า A_k มากขึ้น ส่งผลให้อัตราบิตผิดพลาดมีค่าต่ำลง แต่ทั้งนี้ต้องพิจารณาค่าความแปรปรวนของค่า $y_k^{PW-PIC}(i)$ ด้วย โดยการคำนวณค่าความแปรปรวนนั้นมีความซับซ้อนในการคำนวณ จึงไม่ได้แสดงให้ดูในที่นี้ แต่จากผลการจำลองระบบพบว่าเครื่องรับแบบ PW-PIC ช่วยลดค่าความแปรปรวนลงเมื่อเทียบกับเครื่องรับแบบ PIC

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปัญหาที่สำคัญของเครื่องรับแบบ PW-PIC คือการหาค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสำหรับผู้ใช้แต่ละคน ซึ่งใน [9] ได้กำหนดให้เป็นค่าคงที่เพียงค่าเดียว แต่ในความเป็นจริงแล้วค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะจะขึ้นอยู่กับจำนวนผู้ใช้งาน, พลังงานบิตต่อสัญญาณรบกวน ซึ่งการหาค่า p_k ที่เหมาะทำได้โดยวิธีการ trial and error ซึ่งทำได้ลำบากและใช้เวลานาน จึงได้มีผู้เสนอเครื่องรับแบบถ่วงน้ำหนัก โดยสามารถปรับค่าถ่วงน้ำหนักได้ตามสภาพแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลงไป

2.7 เครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบขนานบางส่วนโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่ปรับค่าได้ [15]

จากเครื่องรับที่แสดงในหัวข้อที่ 2.6 ได้กำหนดให้ค่าถ่วงน้ำหนัก p_k มีค่าคงที่ค่าหนึ่ง ซึ่งในระบบสื่อสารเคลื่อนที่นั้น จำนวนผู้ใช้งานมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะนั้นจึงควรมีค่าเปลี่ยนแปลงตามสภาพของระบบนั้นด้วย จึงได้มีผู้เสนอเครื่องรับให้ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่มีการปรับตัวได้ โครงสร้างของเครื่องรับชนิดนี้แสดงดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 เครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบขนานบางส่วนโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่ปรับค่าได้

จากรูปที่ 2.10 สัญญาณแทรกสอดที่สร้างขึ้นสำหรับผู้ใช้คนที่ k มีค่าดังสมการที่ (2-31)

$$\hat{I}_k(t) = \sum_{i=-N_b}^{N_b} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^{K} p_j A_j \hat{b}_j^{MF}(i) S_j(t - iT_b) \tag{2-31}$$

ค่า p_j คือค่าถ่วงน้ำหนักให้กับสัญญาณแทรกสอดที่สร้างขึ้นของผู้ใช้คนที่ j ซึ่งค่า p_j คำนวณได้จากสมการที่ (2-32)

$$p_j = \frac{A_j}{A_j + (\sigma_{MAI}^2 + \sigma_{noise}^2)^{1/2}} \tag{2-32}$$

จากสมการที่ (2-32) พบว่าในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้งานสูง หรือมีพลังงานของสัญญาณรบกวนสูง ค่า σ_{MAI}^2 หรือค่า σ_{noise}^2 จะมีค่ามาก ส่งผลให้สัญญาณแทรกสอดที่สร้างขึ้นได้อาจมีความไม่น่าเชื่อถือสูง ดังนั้นค่าถ่วงน้ำหนักจึงควรมีค่าต่ำๆ (ใกล้เคียงศูนย์) ในขณะที่กรณีผู้ใช้งานน้อยๆ หรือมีพลังงานของสัญญาณรบกวนต่ำ สัญญาณแทรกสอดที่สร้างขึ้นจะมีความน่าเชื่อถือสูง ดังนั้นค่าถ่วงน้ำหนักที่ได้จากสมการที่ (2-32) จึงมีค่าใกล้เคียงหนึ่ง ดังนั้นจะเห็นได้ว่าเครื่องรับชนิดนี้ ค่าถ่วงน้ำหนักสามารถปรับตัวให้มีความเหมาะตามสภาพแวดล้อมของระบบที่เปลี่ยนแปลงไป

อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบขนานบางส่วนโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่ปรับค่าได้

การคำนวณอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับชนิดนี้คำนวณได้เช่นเดียวกันกับเครื่องรับในหัวข้อที่ 2.7 โดยอัตราบิตผิดพลาดจะต่ำเพียงใดนั้นขึ้นอยู่กับค่าถ่วงน้ำหนัก

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 3
เครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบขนานโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักและฟังก์ชันไม่เชิงเส้นแบบไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์

เนื้อหาในบทนี้กล่าวถึงเครื่องรับที่นำฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์มาคำนวณค่าบิตที่ใช้ในการประมาณค่าสัญญาณแทรกสอดที่สร้างขึ้นของผู้ใช้แต่ละคน ในกรณีเครื่องรับแบบ PIC ค่าบิตที่ใช้ในการประมาณค่าสัญญาณแทรกสอดมีเพียงสองค่าคือ +1 หรือ –1 ส่งผลให้ในบางครั้งแทนที่จะเป็นการกำจัดสัญญาณแทรกสอดกลับกลายเป็นเพิ่มสัญญาณแทรกสอด ในขณะที่การนำฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์มาประมาณค่าบิตที่ใช้สำหรับสัญญาณแทรกสอด บิตที่ประมาณค่าได้นั้นจะมีค่าต่อเนื่องในช่วง –1 ถึง +1 ซึ่งเปรียบเสมือนกับการถ่วงน้ำหนักให้กับเครื่องรับแบบ PIC ทำให้สัญญาณแทรกสอดที่สร้างขึ้นมีความน่าเชื่อถือมากกว่า อย่างไรก็ตามเมื่อจำนวนผู้ใช้งานเพิ่มมากขึ้น การนำฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์มาประมาณค่าบิตที่ใช้สำหรับสัญญาณแทรกสอดเพียงอย่างเดียวนั้นยังไม่เพียงพอที่จะทำให้อัตราบิตผิดพลาดมีค่าต่ำได้ ดังนั้นในหัวข้อที่ 3.3 ผู้วิจัยจึงได้เสนอการนำค่าถ่วงน้ำหนักมาช่วยทำให้สัญญาณที่ได้มีความน่าเชื่อถือมากยิ่งขึ้น อีกทั้งผู้วิจัยได้เสนอขอบเขตของค่าถ่วงน้ำหนักที่ดีว่าควรมีค่าไม่เกินค่าใด ซึ่งเป็นเหตุผลที่ว่าทำไมเมื่อจำนวนผู้ใช้งานมีค่ามากๆ เครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบขนานที่ใช้ฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์เพียงอย่างเดียวจึงให้อัตราบิตผิดพลาดที่ไม่ค่อยดี

3.1 หลักการของเครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบขนานโดยใช้ฟังก์ชันไม่เชิงเส้นแบบไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์ [16]

เครื่องรับนี้มีหลักการคล้ายกับเครื่องรับแบบ PIC แต่ต่างกันตรงที่ว่า ในเครื่องรับแบบ PIC บิตที่ใช้ในการประมาณค่าสัญญาณแทรกสอดมีค่าเป็น –1 หรือ +1 ขณะที่บิตที่ใช้ในการประมาณค่าสัญญาณแทรกสอดของเครื่องรับชนิดนี้มีค่าต่อเนื่องในช่วง –1 ถึง +1 โครงสร้างของเครื่องรับที่เสนอนี้แสดงได้ดังรูปที่ 3.1

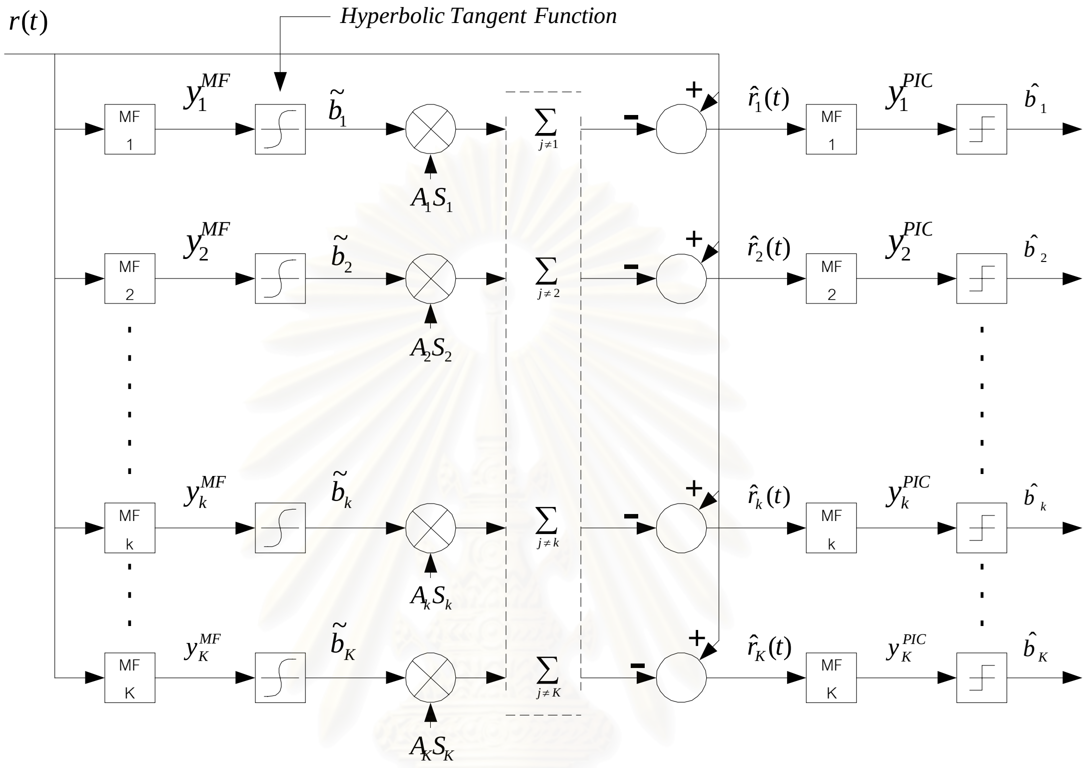
จากรูปที่ 3.1 เมื่อพิจารณาผู้ใช้คนที่ k สัญญาณแทรกสอดที่สร้างขึ้นสำหรับผู้ใช้คนที่ k มีค่าดังสมการที่ (3-1)

$$\hat{I}_k(t) = \sum_{i=-N_b}^{N_b} \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq k}}^{K} A_j \tilde{b}_j(i) S_j(t - iT_b - \tau_j) \tag{3-1}$$

ค่าบิตที่ประมาณขึ้นของสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้คนที่ j, ได้จากผลลัพธ์ของฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์ โดยคำนวณได้ดังสมการที่ (3-2)

$$\tilde{b}_j(i) = \tanh(\alpha_j y_j^{MF}(i)) \tag{3-2}$$

โดยที่ค่า α_j คือสัมประสิทธิ์ความน่าเชื่อถือของสัญญาณที่ตรวจวัดได้โดยแมตช์ฟิลเตอร์ของผู้ใช้คนที่ j ซึ่งในกรณีที่สัญญาณแทรกสอดที่สร้างขึ้นจากผู้ใช้คนที่ j มีความไม่น่าเชื่อถือสูง ค่า α_j ควรมีค่าต่ำๆ การคำนวณหาค่า α_j ที่เหมาะสมได้แสดงในหัวข้อที่ 3.2



รูปที่ 3.1 เครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบขนานโดยใช้ฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์

สัญญาณแทรกสอดที่สร้างขึ้นจากสมการที่ (3-1) จะถูกนำไปหักล้างกับสัญญาณที่สถานีฐานได้รับ ดังนั้นสัญญาณที่หักล้างผลของสัญญาณแทรกสอดแล้วของผู้ใช้คนที่ k มีค่าดังสมการที่ (3-3)

$$\hat{r}_k(t) = r(t) - \hat{I}_k(t) \tag{3-3}$$

สัญญาณ $\hat{r}_k(t)$ จะถูกนำไปผ่านเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์อีกครั้งหนึ่งดังสมการที่ (3-4) และทำการตัดสินบิตดังสมการที่ (3-5)

$$y_k(i) = \int_{iT_b}^{(i+1)T_b} \hat{r}_k(t) S_k(t) dt$$

$$= A_k b_k(i) + \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq k}}^{K} A_j [b_j(i) - \tilde{b}_j(i)] \rho_{j,k} + \eta_k(i)$$

$$= A_k b_k(i) + \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq k}}^{K} A_j [b_j(i) - \tanh(\alpha_j y_j^{MF}(i))] \rho_{j,k} + \eta_k(i) \qquad (3\text{-}4)$$

$$\hat{b}_k(i) = \mathrm{sgn}(y_k(i)) \qquad (3\text{-}5)$$

3.2 การหาค่าสัมประสิทธิ์ความน่าเชื่อถือ (α_j) ที่เหมาะสม

ค่า α_j ที่เหมาะสมควรมีค่าเปลี่ยนแปลงได้ขึ้นอยู่กับจำนวนผู้ใช้งานหรือค่าพลังงานเฉลี่ยต่อบิต (E_b) ต่อความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณรบกวน (N_0) หลักการหาค่า α_j ทำได้โดยการประมาณค่า $\tilde{b}_j(i)$ ที่ทำให้ค่า $E[b_j(i) - \tilde{b}_j(i)]^2$ มีค่าต่ำที่สุด ซึ่งค่า $\tilde{b}_j(i)$ มีค่าดังสมการที่ (3-5) ดังนี้

$$\tilde{b}_j(i) = E[b_j(i) \mid y_j(i)] \qquad (3\text{-}5)$$

โดยในที่นี้ $y_j(i)$ ก็คือ $y_j^{MF}(i)$ และค่า $E[b_j(i) \mid y_j(i)]$ มีค่าดังสมการที่ (3-6) ดังนี้

$$E[b_j(i) \mid y_j(i)] = [b_j(i)=1] pdf(b_j(i)=1 \mid y_j(i)) + [b_j(i)=-1] pdf(b_j(i)=-1 \mid y_j(i))$$

$$= pdf(b_j(i)=1 \mid y_j(i)) - pdf(b_j(i)=-1 \mid y_j(i)) \qquad (3\text{-}6)$$

แต่จากทฤษฎีของ Bayes (Bayes's theory) ที่ว่า $pdf(A \mid B)\Pr(B) = pdf(B \mid A)\Pr(A)$ หรือจัดรูปใหม่ได้เป็น

$$pdf(A \mid B) = \frac{pdf(B \mid A)\Pr(A)}{\Pr(B)} = \frac{pdf(B \mid A)\Pr(A)}{\sum_{for\ all\ a\in A} pdf(B \mid A=a)\Pr(A=a)}$$

ดังนั้นค่าของ $pdf(b_j(i)=1 \mid y_j(i))$ สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$pdf(b_j(i)=1 \mid y_j(i)) = \frac{pdf(y_j(i) \mid b_j(i)=1)\Pr(b_j(i)=1)}{pdf(y_j(i) \mid b_j(i)=1)\Pr(b_j(i)=1) + pdf(y_j(i) \mid b_j(i)=-1)\Pr(b_j(i)=-1)}$$

โดยที่ค่า $\Pr(b_j(i)=1) = 1/2$ และค่า $\Pr(b_j(i)=-1) = 1/2$ ดังนั้นเขียน $pdf(b_j(i)=1 \mid y_j(i)))$ ใหม่ได้เป็น

$$pdf(b_j(i)=1 \mid y_j(i)) = \frac{pdf(y_j(i) \mid b_j(i)=1)}{pdf(y_j(i) \mid b_j(i)=1) + pdf(y_j(i) \mid b_j(i)=-1)} \qquad (3\text{-}7)$$

ทำนองเดียวกันค่า $pdf(b_j(i)=-1 \mid y_j(i))$ เขียนได้ใหม่ดังสมการที่ (3-8)

$$pdf(b_j(i)=-1 \mid y_j(i)) = \frac{pdf(y_j(i) \mid b_j(i)=-1)}{pdf(y_j(i) \mid b_j(i)=1) + pdf(y_j(i) \mid b_j(i)=-1)} \qquad (3\text{-}8)$$

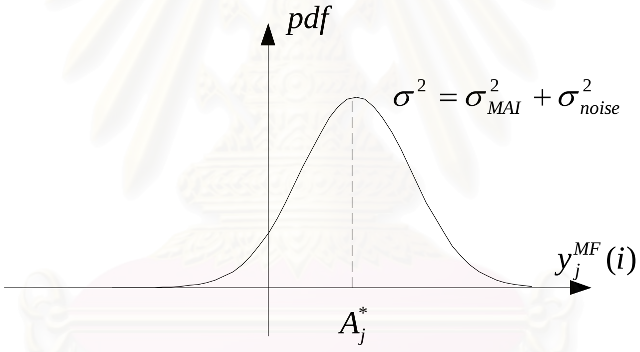
เมื่อนำสมการที่ (3-7) และ (3-8) ไปแทนในสมการที่ (3-6) ค่า $E[b_j(i) \mid y_j(i)]$ จะมีค่าดังสมการที่ (3-9)

$$E[b_j(i) \mid y_j(i)] = \frac{pdf(y_j(i) \mid b_j(i)=1) - pdf(y_j(i) \mid b_j(i)=-1)}{pdf(y_j(i) \mid b_j(i)=1) + pdf(y_j(i) \mid b_j(i)=-1)} \qquad (3\text{-}9)$$

จากในหัวข้อที่ 2.3 และหัวข้อที่ 2.5 ฟังก์ชันการแจกแจงความน่าจะเป็นของค่า $y_j(i)$ เมื่อกำหนดค่า $b_j(i)=1$ มีการแจกแจงแบบปกติโดยมีค่าเฉลี่ยเป็น A_j^* (ค่า $A_j^* = A_j$ ในกรณีตอนแรก และมีค่าน้อยกว่า A_j ในกรณีตอนที่สองขึ้นไป) และมีค่าความแปรปรวนเป็น $\sigma_j^2 = \sigma_{MAI}^2 + \sigma_{noise}^2$ ดังนั้นค่า $pdf(y_j(i) \mid b_j(i)=1)$ เขียนได้ดังสมการที่ (3-10)

$$pdf(y_j(i) \mid b_j(i)=1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_j^2}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{y_j(i) - A_j^*}{\sigma_j}\right)^2\right] \qquad (3\text{-}10)$$

โดยรูปแสดงฟังก์ชันการแจกแจงความน่าจะเป็นของค่า $y_j(i)$ เมื่อกำหนดค่า $b_j(i)=1$ แสดงดังรูปที่ 3.2

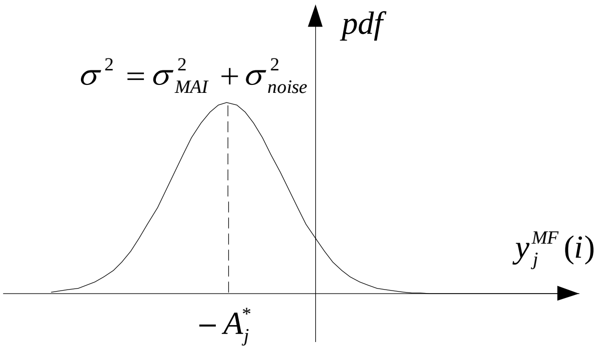


รูปที่ 3.2 ฟังก์ชันการแจกแจงความน่าจะเป็นของค่า $y_j(i)$ เมื่อกำหนดค่า $b_j(i)=1$

ทำนองเดียวกันฟังก์ชันการแจกแจงความน่าจะเป็นของค่า $y_j(i)$ เมื่อกำหนดค่า $b_j(i)=-1$ มีการแจกแจงแบบปกติเช่นเดียวกันกับกรณี $b_j(i)=1$ แต่มีค่าเฉลี่ยเป็น $-A_j^*$ ดังนั้นค่า $pdf(y_j(i) \mid b_j(i)=-1)$ เขียนได้ดังสมการที่ (3-11) ดังนี้

$$pdf(y_j(i) \mid b_j(i)=-1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_j^2}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{y_j(i) + A_j^*}{\sigma_j}\right)^2\right] \qquad (3\text{-}11)$$

รูปแสดงฟังก์ชันการแจกแจงความน่าจะเป็นของค่า $y_j(i)$ เมื่อกำหนดค่า $b_j(i)=-1$ แสดงดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 ฟังก์ชันการแจกแจงความน่าจะเป็นของค่า $y_j(i)$ เมื่อกำหนดค่า $b_j(i) = -1$

จากสมการที่ (3-10) และสมการที่ (3-11) นำสมการทั้งสองสมการไปแทนในสมการที่ (3-9) จะได้ค่า $E[b_j(i) \,|\, y_j(i)]$ มีค่าดังสมการที่ (3-12)

$$E[b_j(i) \,|\, y_j(i)] = \frac{\exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{y_j(i) - A_j^*}{\sigma_j}\right)^2\right] - \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{y_j(i) + A_j^*}{\sigma_j}\right)^2\right]}{\exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{y_j(i) - A_j^*}{\sigma_j}\right)^2\right] + \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{y_j(i) + A_j^*}{\sigma_j}\right)^2\right]} \quad (3\text{-}12)$$

เมื่อทำการกระจายค่าในฟังก์ชันเอ็กซ์โพเนนเชียลและทำการจัดรูปใหม่ สมการที่ (3-12) ลดรูปเป็นสมการที่ (3-13)

$$E[b_j(i) \,|\, y_j(i)] = \frac{\exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{y_j^2(i) + (A_j^*)^2 - 2A_j^* y_j(i)}{\sigma_j^2}\right)\right] - \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{y_j^2(i) + (A_j^*)^2 + 2A_j^* y_j(i)}{\sigma_j^2}\right)\right]}{\exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{y_j^2(i) + (A_j^*)^2 - 2A_j^* y_j(i)}{\sigma_j^2}\right)\right] + \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{y_j^2(i) + (A_j^*)^2 + 2A_j^* y_j(i)}{\sigma_j^2}\right)\right]}$$

$$= \frac{\left[\exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{y_j^2(i) + (A_j^*)^2}{\sigma_j^2}\right)\right]\right]\left[\exp\left(\frac{A_j^* y_j(i)}{\sigma_j^2}\right) - \exp\left(\frac{-A_j^* y_j(i)}{\sigma_j^2}\right)\right]}{\left[\exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{y_j^2(i) + (A_j^*)^2}{\sigma_j^2}\right)\right]\right]\left[\exp\left(\frac{A_j^* y_j(i)}{\sigma_j^2}\right) + \exp\left(\frac{-A_j^* y_j(i)}{\sigma_j^2}\right)\right]}$$

$$= \frac{\left[\exp\left(\frac{A_j^* y_j(i)}{\sigma_j^2}\right) - \exp\left(\frac{-A_j^* y_j(i)}{\sigma_j^2}\right)\right]}{\left[\exp\left(\frac{A_j^* y_j(i)}{\sigma_j^2}\right) + \exp\left(\frac{-A_j^* y_j(i)}{\sigma_j^2}\right)\right]} = \tanh\left(\frac{A_j^*}{\sigma_j^2} y_j(i)\right) \quad (3\text{-}13)$$

และจากสมการที่ (3-5) ค่า $\tilde{b}_j(i)$ ที่เหมาะสมมีค่าเป็น

$$\tilde{b}_j(i) = E[b_j(i) \mid y_j(i)] = \tanh\left(\frac{A_j^*}{\sigma_j^2} y_j(i)\right) \tag{3-14}$$

และเมื่อเทียบกับสมการที่ (3-2) แล้วค่า α_j มีค่าเป็น

$$\alpha_j = \frac{A_j^*}{\sigma_j^2} \tag{3-15}$$

จะเห็นได้ว่าเครื่องรับชนิดนี้ประมาณค่าบิตของสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้แต่ละคนให้มีค่าใกล้เคียงกับสัญญาณแทรกสอดจริงๆ โดยการใช้ฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์ ส่งผลให้อัตราบิตผิดพลาดของวิธีนี้มีค่าต่ำกว่าการใช้ฟังก์ชันเครื่องหมาย (signum function) โดยค่าสัมประสิทธิ์ความน่าเชื่อถือ α_j มีค่าเปลี่ยนแปลงได้ขึ้นอยู่กับจำนวนผู้ใช้งานในระบบ เช่นถ้าในระบบมีผู้ใช้งานน้อย สัญญาณแทรกสอดจะมีค่าต่ำส่งผลให้ค่า α_j มีค่าสูง ฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์ก็จะมีค่าคล้ายกับฟังก์ชันเครื่องหมาย แต่ถ้ามีจำนวนผู้ใช้งานในระบบมากๆ ค่า α_j จะมีค่าต่ำ เพื่อเป็นการลดผลเสียของการประมาณค่าสัญญาณแทรกสอดที่ผิดไปของเครื่องรับ

แต่วิธีการนี้เหมาะกับกรณีที่จำนวนผู้ใช้งานมีค่าน้อยๆ เท่านั้น ถ้าจำนวนผู้ใช้งานเพิ่มมากขึ้น ผลของสัญญาณแทรกสอดจะมีค่ามากยิ่งขึ้น ซึ่งเครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบขนานที่ใช้ฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์ไม่สามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดให้หมดไปได้ ส่งผลให้อัตราบิตผิดพลาดมีค่าสูง อีกทั้งเมื่อเพิ่มจำนวนตอนในการกำจัดสัญญาณแทรกสอด เครื่องรับชนิดนี้แทนที่จะให้อัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำลง กลับกลายเป็นการเพิ่มอัตราบิตผิดพลาด ดังนั้นผู้วิจัยจึงได้เสนอการนำค่าถ่วงน้ำหนักมาปรับปรุงให้เครื่องรับชนิดนี้มีอัตราบิตผิดพลาดที่ดีขึ้น

3.3 หลักการของเครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบขนานโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักและฟังก์ชันไม่เชิงเส้นแบบไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์ (เครื่องรับที่นำเสนอ)

กำหนดให้ค่า μ คือค่าถ่วงน้ำหนักโดยที่ผู้ใช้แต่ละคนมีค่าถ่วงน้ำหนักที่เท่ากัน สัญญาณที่ได้จากเครื่องรับที่นำเสนอที่ตอนที่ m ใดๆ ของผู้ใช้คนที่ k เขียนได้ดังสมการที่ (3-16) ดังนี้

$$y_k^m(i) = (1-\mu)y_k^{m-1}(i) + \mu\left(\int_{iT_b}^{(i+1)T_b}[r(t) - \hat{I}_k(t)]S_k(t)dt\right) \tag{3-16}$$

และทำการตัดสินบิตที่ได้จากสมการที่ (3-16) ด้วยฟังก์ชันเครื่องหมายดังสมการที่ (3-17)

$$\hat{b}_k^{proposed}(i) = \mathrm{sgn}[y_k^m(i)] \tag{3-17}$$

วิธีการในหัวข้อที่ 3.2 เปรียบเสมือนวิธีการในหัวข้อนี้แต่แตกต่างกันตรงที่ค่าถ่วงน้ำหนักในหัวข้อที่ 3.2 นั้นมีค่าเท่ากับ 1 เสมอ ส่งผลให้กรณีที่มีผู้ใช้งานจำนวนมากๆ อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับในแต่ละตอนไม่มีเสถียรภาพ การกำหนดค่าถ่วงน้ำหนักช่วยให้อัตราบิตผิดพลาดมีค่าต่ำลงเรื่อยๆ เมื่อจำนวนตอนของเครื่องรับเพิ่มขึ้น

3.3.1 ช่วงของค่าถ่วงน้ำหนักที่ทำให้อัตราบิตผิดพลาดมีเสถียรภาพ

พิจารณากรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัส จากสมการที่ (3-16) เขียนได้ใหม่ดังสมการที่ (3-18) ดังนี้

$$y_k^m(i) = (1-\mu)y_k^{m-1}(i) + \mu(\int_{iT_b}^{(i+1)T_b}[r(t) - \hat{I}_k(t)]S_k(t)dt)$$

$$= (1-\mu)y_k^{m-1}(i) + \mu(\int_{iT_b}^{(i+1)T_b} r(t)S_k(t)dt - \int_{iT_b}^{(i+1)T_b}\hat{I}_k(t)S_k(t)dt)$$

$$= (1-\mu)y_k^{m-1}(i) + \mu(y_k(i) - \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq k}}^{K} A_j\tilde{b}_j^m(i)\rho_{k,j}) \tag{3-18}$$

โดยที่ $y_k(i) = \int_{iT_b}^{(i+1)T_b} r(t)S_k(t)dt$ และ

$$\sum_{\substack{j=1 \\ j\neq k}}^{K} A_j\tilde{b}_j^m(i)\rho_{k,j} = \int_{iT_b}^{(i+1)T_b}\hat{I}_k(t)S_k(t)dt = \int_{iT_b}^{(i+1)T_b}[\sum_{\substack{j=1 \\ j\neq k}}^{K} A_j\tilde{b}_j^m(i)S_j(t)]S_k(t)dt$$

จากสมการที่ (3-18) เมื่อพิจารณาเพียงช่วง 1 บิตข้อมูลและเขียนให้อยู่ในรูปเมตริกซ์ สมการที่ (3-18) เขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (3-19)

$$\bar{y}^m = (1-\mu)\bar{y}^{m-1} + \mu(\bar{y} - [R-I]A\tilde{\bar{b}})$$

$$= \bar{y}^{m-1} + \mu(\bar{y} - [R-I]A\tilde{\bar{b}} - \bar{y}^{m-1})$$

$$= \bar{y}^{m-1} + \mu\bar{x} \tag{3-19}$$

โดยที่ $\bar{y}^m$ แทนเวกเตอร์ของสัญญาณของผู้ใช้จำนวน K คนที่ได้จากเครื่องรับที่นำเสนอที่ตอนที่ m

$\bar{y}^{m-1}$ แทนเวกเตอร์ของสัญญาณของผู้ใช้จำนวน K คนที่ได้จากเครื่องรับที่นำเสนอที่ตอนที่ m-1

$\bar{x} = \bar{y} - [R-I]A\tilde{\bar{b}} - \bar{y}^{m-1}$

μ คือค่าถ่วงน้ำหนักโดยกำหนดให้ทุกคนมีค่าถ่วงน้ำหนักที่เท่ากัน

พิจารณาจากบทที่ 2 ในหัวข้อที่ 2.4 เครื่องรับแบบเหมาะที่สุดนั้นให้อัตราบิตผิดพลาดต่ำที่สุด ซึ่งได้จากการทำให้ฟังก์ชันต้นทุนมีค่าต่ำที่สุด จะเห็นได้ว่าฟังก์ชันต้นทุนมีความสัมพันธ์กับอัตราบิตผิดพลาด โดยที่ค่าฟังก์ชันต้นทุนต่ำ อัตราบิตผิดพลาดจะมีค่าต่ำด้วยเช่นเดียวกัน

ดังนั้นถ้าต้องการให้อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอในตอนที่ m ใดๆ มีค่าต่ำกว่าตอนก่อนหน้า, m-1 ค่าฟังก์ชันต้นทุนของเครื่องรับที่นำเสนอที่ตอนที่ m จะต้องมีค่าต่ำกว่าค่าฟังก์ชันต้นทุนของเครื่องรับที่นำเสนอที่ตอนที่ m-1 ซึ่งเขียนเป็นสมการคณิตศาสตร์ได้ดังสมการที่ (3-20)

$$f(\bar{y}^{m})-f(\bar{y}^{m-1})<0 \tag{3-20}$$

จากบทที่ 2 สมการที่ (2-17) จะได้ว่า

$f(\bar{y}^{m})=\frac{1}{2}(\bar{y}^{m})^{T}R(\bar{y}^{m})-\bar{y}^{T}\bar{y}^{m}$ และ $f(\bar{y}^{m-1})=\frac{1}{2}(\bar{y}^{m-1})^{T}R(\bar{y}^{m-1})-\bar{y}^{T}\bar{y}^{m-1}$ นำไปแทนลงในสมการที่ (3-20) ได้ดังสมการที่ (3-21)

$$\frac{1}{2}(\bar{y}^{m})^{T}R(\bar{y}^{m})-\bar{y}^{T}\bar{y}^{m}-\frac{1}{2}(\bar{y}^{m-1})^{T}R(\bar{y}^{m-1})^{T}-\bar{y}^{T}\bar{y}^{m-1}<0 \tag{3-21}$$

นำค่า $\bar{y}^{m}$ จากสมการที่ (3-19) แทนลงในสมการที่ (3-21) จะได้ว่า

$$[\frac{1}{2}(\bar{y}^{m-1}+\mu\bar{x})^{T}R(\bar{y}^{m-1}+\mu\bar{x})-\bar{y}^{T}(\bar{y}^{m-1}+\mu\bar{x})]-[\frac{1}{2}(\bar{y}^{m-1})^{T}R(\bar{y}^{m-1})^{T}-\bar{y}^{T}\bar{y}^{m-1}]<0$$

$$\frac{1}{2}(\bar{y}^{m-1}+\mu\bar{x})^{T}R(\bar{y}^{m-1}+\mu\bar{x})-\bar{y}^{T}\bar{y}^{m-1}-\mu\bar{y}^{T}\bar{x}-\frac{1}{2}(\bar{y}^{m-1})^{T}R(\bar{y}^{m-1})^{T}+\bar{y}^{T}\bar{y}^{m-1}<0$$

$$\frac{1}{2}(\bar{y}^{m-1}+\mu\bar{x})^{T}R(\bar{y}^{m-1}+\mu\bar{x})-\mu\bar{y}^{T}\bar{x}-\frac{1}{2}(\bar{y}^{m-1})^{T}R(\bar{y}^{m-1})^{T}<0$$

$$\frac{1}{2}((\bar{y}^{m-1})^{T}+\mu(\bar{x})^{T})R(\bar{y}^{m-1}+\mu\bar{x})-\mu\bar{y}^{T}\bar{x}-\frac{1}{2}(\bar{y}^{m-1})^{T}R(\bar{y}^{m-1})^{T}<0$$

$$\frac{1}{2}((\bar{y}^{m-1})^{T}R(\bar{y}^{m-1})+\mu(\bar{y}^{m-1})^{T}R\bar{x}+\mu(\bar{x})^{T}R(\bar{y}^{m-1})+\mu^{2}(\bar{x})^{T}R\bar{x})-\mu\bar{y}^{T}\bar{x}-\frac{1}{2}(\bar{y}^{m-1})^{T}R(\bar{y}^{m-1})^{T}<0$$

$$\frac{1}{2}(\mu(\bar{y}^{m-1})^{T}R\bar{x}+\mu(\bar{x})^{T}R(\bar{y}^{m-1})+\mu^{2}(\bar{x})^{T}R\bar{x})-\mu\bar{y}^{T}\bar{x}<0$$

แต่เนื่องจาก $(\bar{y}^{m-1})^{T}R\bar{x}$ มีค่าเท่ากับ $(\bar{x})^{T}R\bar{y}^{m-1}$ ดังนั้นจากสมการข้างบนจะได้ว่า

$$\frac{1}{2}(2\mu(\bar{y}^{m-1})^{T}R\bar{x}+\mu^{2}(\bar{x})^{T}R\bar{x})-\mu\bar{y}^{T}\bar{x}<0$$

$$\mu(\bar{y}^{m-1})^{T}R\bar{x}+\frac{\mu^{2}}{2}(\bar{x})^{T}R\bar{x}-\mu\bar{y}^{T}\bar{x}<0$$

$$\frac{\mu^{2}}{2}(\bar{x})^{T}R\bar{x}-\mu[\bar{y}^{T}\bar{x}-(\bar{y}^{m-1})^{T}R\bar{x}]<0$$

$$\frac{\mu^{2}}{2}(\bar{x})^{T}R\bar{x}-\mu[\bar{y}-R\bar{y}^{m-1}]^{T}\bar{x}<0 \tag{3-22}$$

พิจารณาเมตริกซ์ R ทำการแยกเมตริกซ์ R โดยใช้วิธีการ Eigen-decomposition เมตริกซ์ R สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3-23)

$$R=\Lambda\lambda\Lambda^{T} \tag{3-23}$$

โดยที่ $\lambda=\begin{bmatrix}\lambda^{1} & 0 & \cdots & 0\\ 0 & \lambda_{2} & \cdots & 0\\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots\\ 0 & 0 & \cdots & \lambda_{K}\end{bmatrix}$ เป็นเมตริกซ์ทแยงมุมที่มีสมาชิกในแนวทแยงมุมเป็นค่า Eigenvalue ของเมตริกซ์ R

Λ เป็นเมตริกซ์ที่เก็บค่า Eigenvector ที่สอดคล้องกับ Eigenvalue ที่ได้จากเมตริกซ์ λ และมีคุณสมบัติ $\Lambda\Lambda^{T}=\Lambda^{T}\Lambda=I$

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

นำเมตริกซ์ R ที่ได้จากสมการที่ (3-23) ไปแทนในสมการที่ (3-22) และจากคุณสมบัติที่ว่า $\vec{x}^T \Lambda\lambda\Lambda^T \vec{x} < \lambda_{\max}(\vec{x}^T \Lambda\Lambda^T \vec{x}) = \lambda_{\max}(\vec{x}^T \vec{x})$ [17] จะได้ว่า

$$\frac{\mu^2}{2}\vec{x}^T \Lambda\lambda\Lambda^T x - \mu[\bar{y} - R\bar{y}^{m-1}]\vec{x} < \frac{\mu^2}{2}\lambda_{\max}\vec{x}^T\vec{x} - \mu[\bar{y} - R\bar{y}^{m-1}]\vec{x} < 0 \quad (3\text{-}24)$$

ค่า μ ที่ทำให้ฟังก์ชันต้นทุนที่ตอนที่ m มีค่าต่ำกว่าตอนที่ m-1 จะมีค่าเป็น

$$\mu < \frac{2[\bar{y} - R\bar{y}^{m-1}]\vec{x}}{\lambda_{\max}\vec{x}^T\vec{x}} \quad (3\text{-}25)$$

พิจารณาสมการที่ 3-25 ค่า $\left\|\bar{y} - R\bar{y}^{m-1}\right\|$ อาจมีค่ามากกว่าหรือน้อยกว่าค่า $\left\|\vec{x}\right\|$ ก็ได้ เมื่อพิจารณาทั้งสองกรณีจะได้ว่า

1. ถ้า $\left\|\bar{y} - R\bar{y}^{m-1}\right\| < \left\|\vec{x}\right\|$ แล้วจะได้ว่า $\mu < \frac{2[\bar{y} - R\bar{y}^{m-1}]\vec{x}}{\lambda_{\max}\vec{x}^T\vec{x}} < \frac{2\vec{x}^T\vec{x}}{\lambda_{\max}\vec{x}^T\vec{x}} = \frac{2}{\lambda_{\max}}$ นั่นคือ

$$\mu < \frac{2}{\lambda_{\max}} \quad (3\text{-}26)$$

2. ถ้า $\left\|\bar{y} - R\bar{y}^{m-1}\right\| > \left\|\vec{x}\right\|$ แล้วค่า μ สามารถมีค่ามากกว่าค่า $\frac{2}{\lambda_{\max}}$ ได้

จากทั้งสองกรณีเพื่อให้ค่าฟังก์ชันต้นทุนมีค่าต่ำลงในแต่ละตอนค่า μ ควรจะมีค่าไม่เกิน $\frac{2}{\lambda_{\max}}$ ดังนั้นในการกำหนดค่าถ่วงน้ำหนักจึงต้องกำหนดให้มีค่าต่ำกว่า $\frac{2}{\lambda_{\max}}$ ซึ่งจะทำให้อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอมีค่าต่ำลงในแต่ละตอน การใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่มีค่ามากกว่า $\frac{2}{\lambda_{\max}}$ จะทำให้อัตราบิตผิดพลาดมีค่าสูง ซึ่งจะแสดงไว้ในบทที่ 4

เครื่องรับที่นำเสนอนี้เป็นวิธีการที่นำข้อดีของสัมประสิทธิ์ความน่าเชื่อถือได้, α_j และค่าถ่วงน้ำหนัก, μ โดยสัมประสิทธิ์ความเชื่อถือได้มีลักษณะแบบพลวัตคือปรับเปลี่ยนค่าได้ตามจำนวนสภาวะแวดล้อมซึ่งเกิดจากจำนวนผู้ใช้งานเปลี่ยนแปลงไปหรือค่าสัญญาณรบกวนเปลี่ยนแปลงไป สัมประสิทธิ์ความเชื่อถือได้มีส่วนช่วยทำให้การประมาณบิตที่ใช้ในการสร้างสัญญาณแทรกสอดมีความน่าเชื่อถือ ขณะเดียวกันค่าถ่วงน้ำหนักได้กำหนดให้มีค่าคงที่ที่ค่าๆ หนึ่งโดยไม่เปลี่ยนแปลง ค่าถ่วงน้ำหนักนี้มีไว้เพื่อทำให้อัตราบิตผิดพลาดมีค่าลดต่ำลงเรื่อยๆ เมื่อจำนวนตอนในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพิ่มขึ้น ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้จากเครื่องรับที่นำเสนอนี้จะแสดงไว้ในบทที่ 4

3.3.2 ค่าถ่วงน้ำหนักที่ทำให้อัตราบิตผิดพลาดมีค่าต่ำที่สุด

พิจารณาพจน์ทางซ้ายมือของสมการที่ (3-22) ซึ่งเป็นผลต่างระหว่างฟังก์ชันต้นทุนของเครื่องรับที่นำเสนอในตอนที่ m และตอนที่ m-1 ถ้าต้องการให้อัตราบิตผิดพลาดของตอนที่ m มีค่า

ต่ำที่สุด จะต้องทำให้พจน์ทางซ้ายมือมีค่าต่ำที่สุด ค่า μ ที่ทำให้พจน์ทางซ้ายมือของสมการที่ (3-22) มีค่าต่ำที่สุดหาได้จากการดิฟเฟอเรนชิเอตพจน์ทางซ้ายมือเทียบกับตัวแปร μ แล้วเทียบค่าให้เท่ากับศูนย์ ซึ่งได้ตามสมการที่ (3-27) ดังนี้

$$\mu(\bar{x})^T R\bar{x} - [\bar{y} - R\bar{y}^{m-1}]^T \bar{x} = 0$$

หรือ

$$\mu = \frac{[\bar{y} - R\bar{y}^{m-1}]^T \bar{x}}{\bar{x}^T R\bar{x}} \tag{3-27}$$

ค่า μ ที่ได้เป็นการคำนวณจากบิตข้อมูลทีละ 1 บิต ซึ่งทำให้ต้องคำนวณค่า μ ทุกๆ บิตข้อมูลทำให้เป็นการเพิ่มความซับซ้อนอย่างมาก เพื่อที่จะลดความซับซ้อนในการคำนวณ การคำนวณค่า μ จะทำการหาค่า μ เฉลี่ยใน 1 เฟรมข้อมูล โดยค่า μ เฉลี่ยหาได้จากการเปลี่ยนสมการที่ (3-20) ให้มีค่าดังสมการที่ (3-28) ดังนี้

$$E[f(\bar{y}^m)] - E[f(\bar{y}^{m-1})] \le 0 \tag{3-28}$$

ซึ่งค่า μ ที่ได้จะมีค่าดังสมการที่ (3-29) ดังนี้

$$\mu = \frac{E[(\bar{y} - R\bar{y}^{m-1})^T \bar{x}]}{E[\bar{x}^T R\bar{x}]} \tag{3-29}$$

โดยที่ $E[.]$ คือค่าคาดหวัง ในทางปฏิบัติ $E[.]$ จะหาได้จากค่าเฉลี่ยทางเวลา โดยเฉลี่ยจากบิตข้อมูลในแต่ละเฟรม

บทที่4
ผลการจำลองระบบ

ในบทนี้แบ่งหัวข้อออกเป็น 3 หัวข้อใหญ่ได้แก่ หัวข้อแรกกล่าวถึงความหมายของพารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการจำลองแบบ หัวข้อถัดมากล่าวถึงสมมติฐานที่ใช้ในการจำลองแบบในวิทยานิพนธ์นี้ และหัวข้อสุดท้ายแสดงถึงผลลัพธ์ที่ได้จากการจำลองแบบ โดยนำผลที่ได้จากวิธีที่นำเสนอเปรียบเทียบกับวิธี PW-PIC, Adaptive Weight PIC (AW-PIC) [15] และ PIC using hyperbolic tangent function (H-PIC) [16] โดยในหัวข้อสุดท้ายได้แบ่งออกเป็นหัวข้อย่อยต่างๆ ตามที่จะกล่าวถึงถัดไป

4.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองแบบ

4.1.1 ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR)

ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) คืออัตราส่วนระหว่างกำลังงานของสัญญาณของผู้ใช้คนที่รับได้ ต่อกำลังงานของสัญญาณรบกวน โดยค่าอัตราส่วนนี้มีหน่วยเป็นเดซิเบล (dB) เขียนได้ดังสมการที่ (4-1)

$$(SNR)_k = 10\log\left(\frac{A_k^2}{\sigma_{noise}^2}\right) \tag{4-1}$$

โดยที่ A_k^2 คือกำลังงานของผู้ใช้คนที่ k และ σ_{noise}^2 คือกำลังงานของสัญญาณรบกวน

4.1.2 อัตราบิตผิดพลาด (Bit Error Rate, BER)

ตัววัดสมรรถนะที่สำคัญอย่างหนึ่งของเครื่องรับคืออัตราบิตผิดพลาด โดยเครื่องรับที่มีสมรรถนะดี จะมีอัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำ การวัดอัตราบิตผิดพลาดจะทำการวัดที่ค่า SNR ต่างๆกัน เพื่อดูผลของสัญญาณรบกวนว่ามีผลต่ออัตราบิตผิดพลาดอย่างไร นิยามของอัตราบิตผิดพลาดมีดังนี้

อัตราบิตผิดพลาดของผู้ใช้คนที่ k คือ อัตราส่วนระหว่างจำนวนบิตที่เครื่องรับของผู้ใช้คนที่ k ตัดสินผิดพลาดไป ต่อจำนวนบิตที่ส่งมาทั้งหมด

โดยในผลการจำลองแบบของวิทยานิพนธ์นี้ การหาอัตราบิตผิดพลาดทำการวัดจากผู้ใช้เพียงคนเดียว โดยกำหนดให้วัดอัตราบิตผิดพลาดจากผู้ใช้คนที่ 1

4.1.3 ผลกระทบที่เกิดจากปรากฏการณ์ใกล้ไกล (near far effect)

ปรากฏการณ์ใกล้ไกลคือการที่สัญญาณที่สถานีฐานได้รับจากสถานีเคลื่อนที่ที่อยู่ห่างจากสถานีฐานมากๆ มีค่าต่ำกว่าสัญญาณที่สถานีฐานได้รับจากสถานีเคลื่อนที่ที่อยู่ใกล้สถานีฐาน

ความไม่เท่ากันของระดับความแรงสัญญาณมีผลทำให้สถานีฐานตัดสินบิตของผู้ใช้แต่ละคนแตกต่างกันไป โดยอัตราบิตผิดพลาดของผู้ใช้คนที่อยู่ใกล้สถานีฐานจะมีค่าต่ำกว่าอัตราบิตผิดพลาดของผู้ใช้คนที่อยู่ไกลจากสถานีฐาน ดังนั้นผลกระทบที่เกิดจากปรากฏการณ์ใกล้ไกลจึงเป็นตัววัดสมรรถนะอย่างหนึ่งของเครื่องรับ โดยเครื่องรับที่ดีควรให้อัตราบิตผิดพลาดต่ำเมื่อมีผลของปรากฏการณ์ใกล้ไกล โดยในการจำลองแบบได้กำหนดให้ค่ากำลังงานของผู้ใช้คนอื่นๆ มีค่าสูงกว่าค่ากำลังงานของผู้ใช้คนที่ 1 แล้วทำการวัดอัตราบิตผิดพลาดของผู้ใช้คนที่ 1 เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของเครื่องรับในแต่ละวิธี

4.1.4 ความจุของระบบ

ความจุของระบบหมายถึงการที่เมื่อจำนวนผู้ใช้งานเพิ่มมากขึ้นแล้วมีผลทำให้อัตราบิตผิดพลาดเพิ่มขึ้นมากน้อยเท่าไร โดยเครื่องรับที่ดี เมื่อมีจำนวนผู้ใช้งานเพิ่มมากขึ้น อัตราบิตผิดพลาดควรมีค่าเพิ่มขึ้นเล็กน้อย ความจุของระบบอาจจะวัดในแง่ การกำหนดอัตราบิตผิดพลาดที่ค่าๆ หนึ่ง เช่น 10^{-2} แล้วดูว่าเครื่องรับแต่ละชนิดสามารถรองรับผู้ใช้งานได้จำนวนกี่คน โดยไม่ทำให้อัตราบิตผิดพลาดเกินค่าที่กำหนดเอาไว้ โดยที่จำนวนผู้ใช้งานยิ่งมากแสดงว่าเครื่องรับนั้นยิ่งมีสมรรถนะที่ดี

4.2 สมมติฐานที่ใช้ในการจำลองแบบ

ในการจำลองแบบเพื่อวัดสมรรถนะของเครื่องรับในวิทยานิพนธ์นี้ ได้กำหนดค่าต่างๆดังนี้

1. การส่งข้อมูลมีทั้งการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและแบบอะซิงโครนัส โดยในการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัส รหัสแผ่ที่ใช้ในการจำลองแบบเป็นแบบรหัสสุ่ม (random code) ที่มีจำนวนชิปเท่ากับ 32 ชิป ส่วนการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัส รหัสแผ่ที่ใช้เป็นแบบ Gold code ที่มีความยาว 31 ชิป คุณสมบัติของ Gold code และรหัสสุ่มกล่าวไว้ในภาคผนวก ก
2. การส่งข้อมูลทำการส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีผลของสัญญาณรบกวนแบบ Additive White Gaussian Noise (AWGN) เท่านั้น โดยไม่มีผลที่เกิดจากเฟดดิงแบบหลายเส้นทาง (multipath fading)
3. เครื่องรับที่สถานีฐานสามารถรู้คุณสมบัติของช่องสัญญาณนั่นคือ เครื่องรับรู้ค่าขนาดของสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคน รวมทั้งรู้ตำแหน่งเวลาที่สัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนส่งมาถึงที่สถานีฐานนั่นคือ เครื่องรับไม่มีความผิดพลาดที่เกิดจากการซิงโครไนซ์ (synchronize) สัญญาณของผู้ใช้แต่ละคน
4. ในกรณีเครื่องรับแบบ PW-PIC กำหนดให้ค่าถ่วงน้ำหนักมีค่าเท่ากับ 0.5 ทุกๆ ตอน

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

5. อัตราบิตผิดพลาดวัดจากผู้ใช้คนที่หนึ่ง โดยการวัดอัตราบิตผิดพลาดวัดจากบิตที่ตัดสินผิดพลาดไปจากจำนวนข้อมูลที่ส่งทั้งหมด 50000 บิต

4.3 ผลการจำลองแบบ

4.3.1 ค่าถ่วงน้ำหนักที่ทำให้อัตราบิตผิดพลาดมีค่าต่ำลงเมื่อจำนวนตอนเพิ่มขึ้น

จากหัวข้อที่ 3.2 แสดงให้เห็นว่าค่าถ่วงน้ำหนักมีผลต่ออัตราบิตผิดพลาด ในหัวข้อนี้ได้แสดงให้เห็นว่าค่าถ่วงน้ำหนักควรมีค่าไม่เกินเท่าใด ที่จำนวนผู้ใช้งานที่แตกต่างกัน โดยค่าถ่วงน้ำหนักที่ดีควรมีค่าไม่เกิน $\frac{2}{\lambda_{\max}}$ เมื่อ $\lambda_{\max}$ คือค่า eigenvalue ที่มากที่สุดของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ข้าม

ตารางที่ 4.1 ช่วงของค่าถ่วงน้ำหนักที่ทำให้อัตราบิตผิดพลาดมีค่าต่ำลงในแต่ละตอน

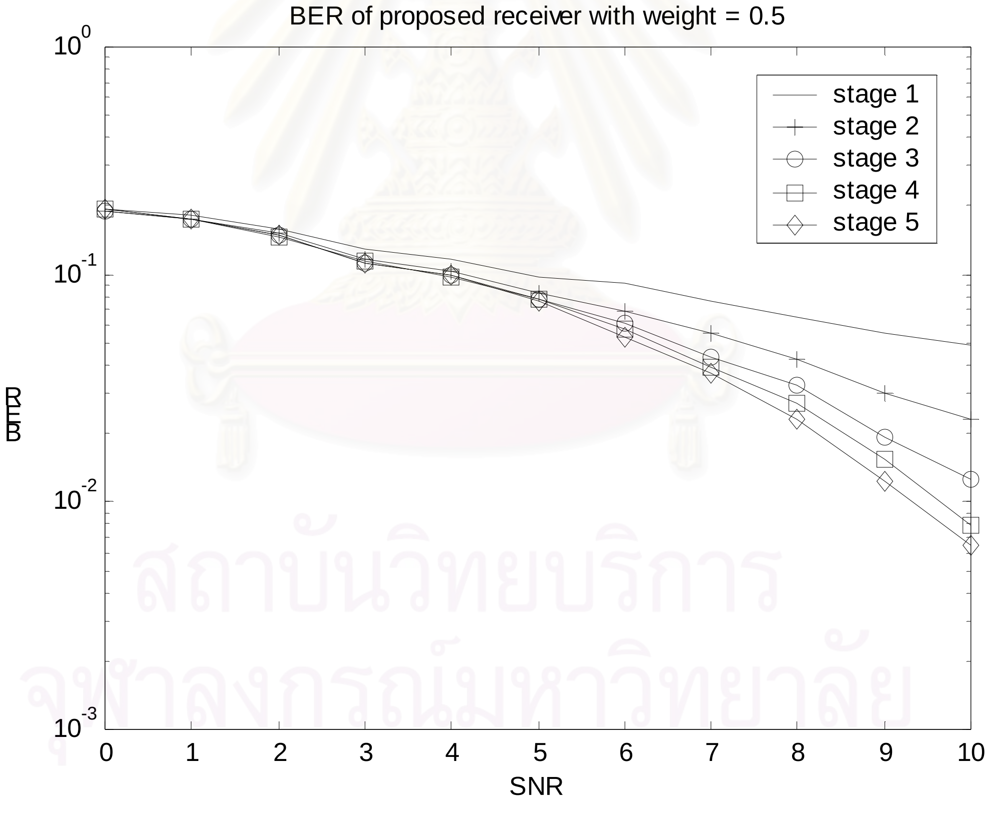
จำนวนผู้ใช้งาน	$\lambda_{\max}$	$\mu = 2/\lambda_{\max}$	จำนวนผู้ใช้งาน	$\lambda_{\max}$	$\mu = 2/\lambda_{\max}$
3	1.177	1.699	4	1.365	1.465
5	1.567	1.276	6	1.568	1.275
7	1.606	1.245	8	1.737	1.152
9	1.927	1.038	10	1.933	1.034
11	1.934	1.033	12	1.952	1.024
13	2.037	0.982	14	2.160	0.926
15	2.163	0.925	16	2.239	0.893
17	2.242	0.892	18	2.306	0.867
19	2.446	0.818	20	2.498	0.800
21	2.610	0.766	22	2.690	0.744
23	2.694	0.742	24	2.716	0.736
25	2.765	0.723	26	2.785	0.718
27	2.952	0.677	28	2.952	0.677
29	3.022	0.662	30	3.240	0.617
31	3.295	0.607	32	3.364	0.595

ตารางที่ 4.1 แสดงขอบเขตบนของค่าถ่วงน้ำหนักที่ได้จากรหัสสุ่มที่มีความยาวของรหัสเท่ากับ 32 ชิป ซึ่งรองรับจำนวนผู้ใช้งานได้ 32 คน โดยแสดงตั้งแต่จำนวนผู้ใช้งาน 3 คนไปจนถึง 32 คน ซึ่งพบว่าที่จำนวนผู้ใช้งานน้อยๆ (ประมาณไม่เกิน 10 คน) ค่าถ่วงน้ำหนักจะมีค่ามาก (มีค่าเกิน 1 ได้) ซึ่งหมายความว่าที่จำนวนผู้ใช้งานน้อยๆ ไม่มีความจำเป็นที่จะต้องนำค่าถ่วงน้ำหนักมา

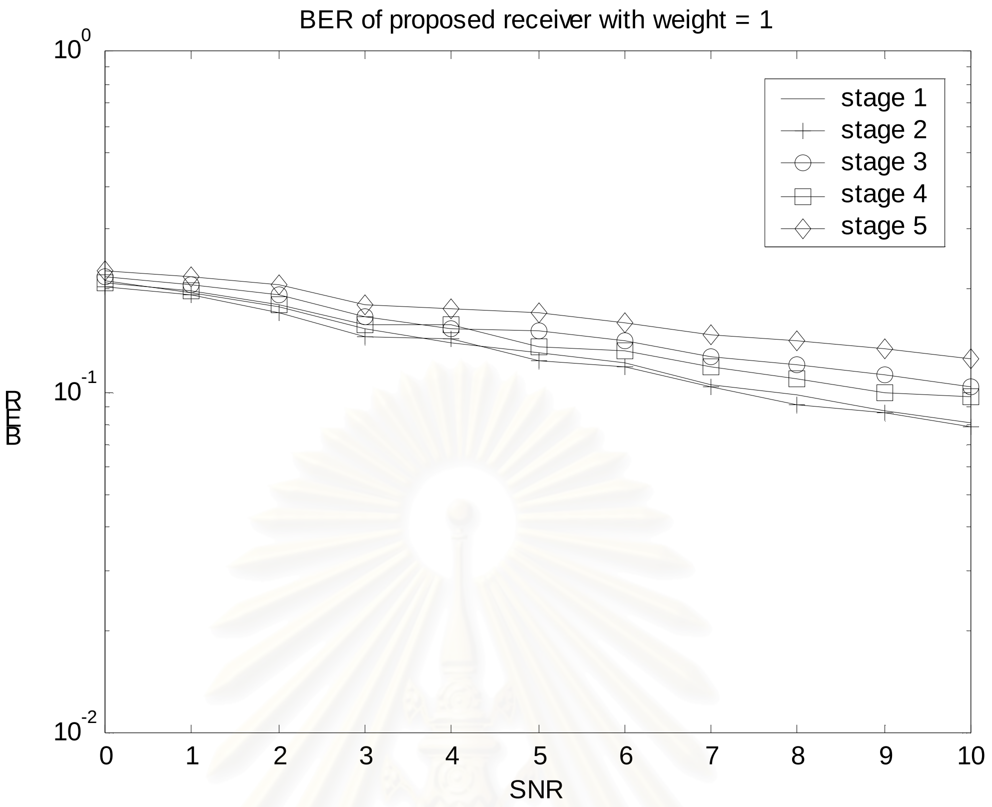
ใช้ในเครื่องรับแบบ PIC แต่เมื่อจำนวนผู้ใช้งานเริ่มเพิ่มมากขึ้น ค่าถ่วงน้ำหนักเริ่มมีค่าลดลง และมีค่าต่ำกว่า 1 โดยที่ในกรณีจำนวนผู้ใช้งานเท่ากับ 32 คน ค่าถ่วงน้ำหนักควรมีค่าไม่เกิน 0.6 (โดยประมาณ)

รูปที่ 4.1 และรูปที่ 4.2 แสดงอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอโดยการเลือกใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่ต่างกัน โดยในที่นี้ได้กำหนดให้จำนวนผู้ใช้งานเท่ากับ 30 คน และรูปที่ 4.1 กำหนดให้เครื่องรับมีค่าถ่วงน้ำหนักเท่ากับ 0.5 ขณะที่รูปที่ 4.2 ได้กำหนดให้เครื่องรับมีค่าถ่วงน้ำหนักเท่ากับ 1 ซึ่งจากตารางค่าถ่วงน้ำหนักที่จำนวนผู้ใช้งาน 30 คน ควรมีค่าไม่เกิน 0.6 โดยประมาณ ซึ่งผลการจำลองจากทั้งสองรูปตรงตามการวิเคราะห์ที่ได้นำเสนอ โดยพบว่าอัตราบิตผิดพลาดที่ได้จากรูปที่ 4.1 ที่จำนวนตอนเพิ่มขึ้น อัตราบิตผิดพลาดจะมีค่าต่ำลง แต่ในขณะที่รูปที่ 4.2 อัตราบิตผิดพลาดกลับมีค่าไม่แน่นอน โดยในตอนที่ 5 อัตราบิตผิดพลาดกลับมีค่าสูงกว่าตอนที่ 1

ดังนั้นในผลการจำลองระบบหัวข้อถัดไป ได้กำหนดให้ค่าถ่วงน้ำหนักมีค่าเท่ากับ 0.5 เพื่อรับประกันว่าอัตราบิตผิดพลาดจะมีค่าต่ำลงเมื่อจำนวนตอนเพิ่มขึ้น



รูปที่ 4.1 BER ของเครื่องรับที่นำเสนอที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักเท่ากับ 0.5 ที่จำนวนผู้ใช้งาน 30 คน



รูปที่ 4.2 BER ของเครื่องรับที่นำเสนอที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักเท่ากับ 1 ที่จำนวนผู้ใช้งาน 30 คน

4.3.2 BER ของเครื่องรับเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไป

ในหัวข้อที่ 4.3.2 นี้ทำการจำลองแบบ 2 กรณีคือ กรณีที่หนึ่งจำลองแบบการส่งที่เป็นแบบซิงโครนัสโดยใช้รหัสสุ่มความยาว 32 บิต และกรณีที่สองจำลองแบบการส่งข้อมูลที่เป็นแบบอะซิงโครนัสโดยใช้ Gold code ความยาว 31 บิต และในแต่ละกรณีได้จำลองทั้งกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์และกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์

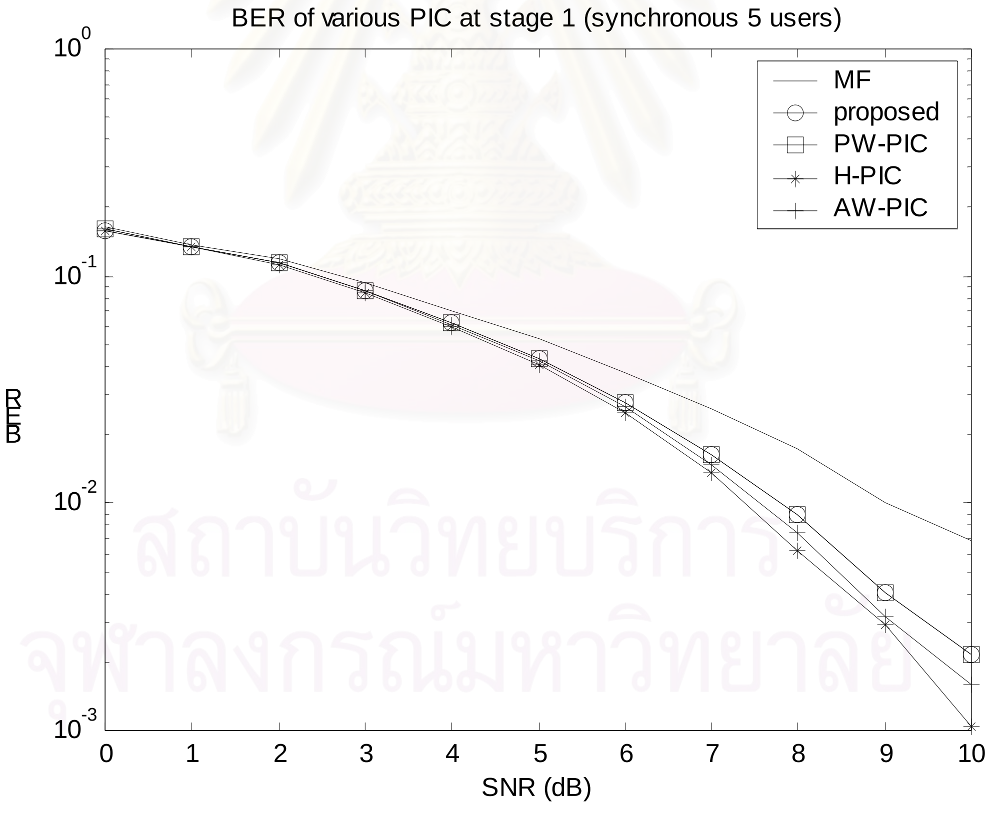
4.3.2.1 กรณีการส่งข้อมูลเป็นแบบซิงโครนัส

4.3.2.1.1 กรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์

ในกรณีนี้ทำการจำลองแบบโดยการให้ค่า SNR มีค่าเปลี่ยนแปลงไปโดยเริ่มจากค่า SNR ต่ำๆ ไปจนถึงค่า SNR สูงๆ (เริ่มที่ค่า SNR เท่ากับ 0 dB ไปจนถึงค่า SNR เท่ากับ 10 dB) ขนาดสัญญาณของผู้ใช้ทุกคนที่มาถึงสถานีฐานมีค่าเท่ากันซึ่งเป็นผลของการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยกำหนดให้ค่าขนาดของสัญญาณที่เครื่องรับรับสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนมีค่าเท่ากับ 0 dB การจำลองแบบได้จำลองทั้งในกรณีผู้ใช้งานมีจำนวนน้อยๆ (มีผู้ใช้งาน 5 คน) และกรณีผู้ใช้งานมีจำนวนมากๆ (มีผู้ใช้งานจำนวน 30 คน)

ผลที่ได้จากการจำลองแบบเมื่อมีผู้ใช้งานจำนวน 5 คน

พิจารณาจากรูปที่ 4.3 ซึ่งเป็นอัตราบิตผิดพลาดที่ได้จากเครื่องรับแบบ PIC ประเภทต่างๆ ที่ตอนที่ 1 พบว่าในกรณีที่สัญญาณรบกวนมีค่ามาก (ช่วงบริเวณที่ค่า SNR มีค่าต่ำ เช่นบริเวณ 0-5 dB) เครื่องรับทุกประเภทให้อัตราบิตผิดพลาดที่มีค่าใกล้เคียงกัน โดยเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์มีอัตราบิตผิดพลาดที่สูงกว่าเครื่องรับแบบ PIC ทุกประเภทเล็กน้อย ทั้งนี้เพราะว่าในช่วงค่า SNR ต่ำๆ นั้นผลของสัญญาณรบกวนมีค่ามากกว่าผลของสัญญาณแทรกสอด และโดยหลักการของเครื่องรับแบบ PIC ประเภทต่างๆ นั้นไม่สามารถลดผลของสัญญาณรบกวนได้ ทำให้อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ PIC ประเภทต่างๆมีค่าใกล้เคียงกับของเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์ แต่เมื่อพิจารณาในช่วงค่า SNR สูงๆ (บริเวณ 5-10 dB) ซึ่งเป็นช่วงที่ผลของสัญญาณแทรกสอดมีค่ามากกว่าผลของสัญญาณรบกวน จะเห็นได้ว่าเครื่องรับแบบ PIC ทุกชนิดให้อัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำกว่าเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์อย่างเห็นได้ชัด ทั้งนี้เป็นไปตามหลักการของเครื่องรับแบบ PIC ซึ่งมีการกำจัดสัญญาณแทรกสอดออกไป ทำให้อัตราบิตผิดพลาดมีค่าต่ำ



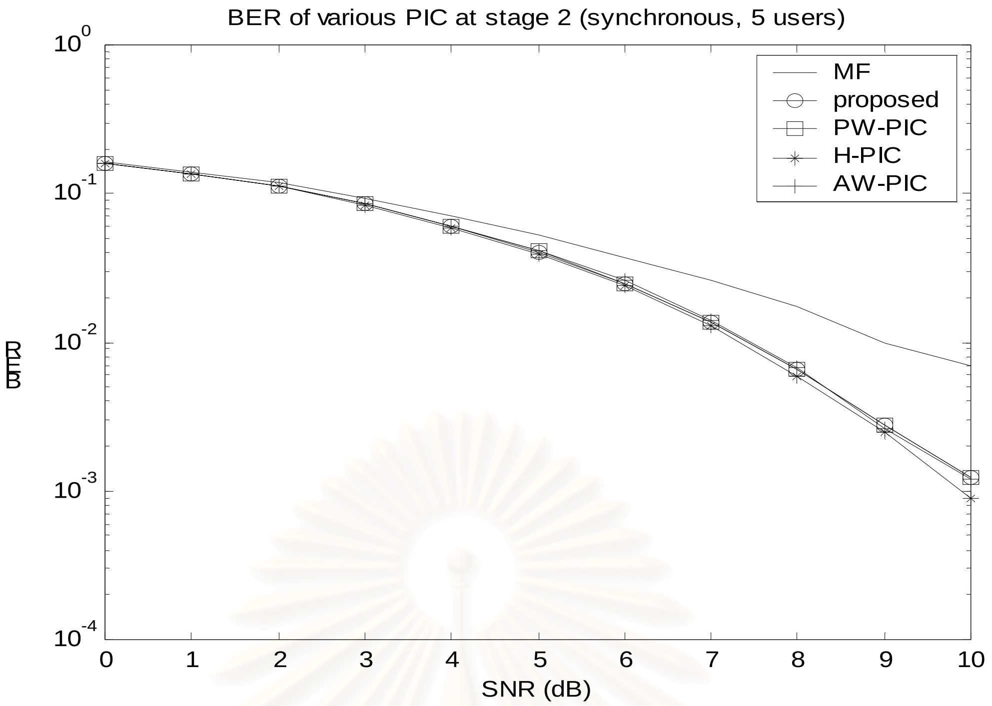
รูปที่ 4.3 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 1 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน

และเมื่อพิจารณาเครื่องรับแบบ PIC ประเภทต่างๆนั้น พบว่าเครื่องรับแบบ H-PIC ให้อัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำที่สุดโดยมีค่าประมาณ 10^{-3} ที่ค่า SNR เท่ากับ 10 dB ส่วนเครื่องรับที่นำเสนอนั้นมีอัตราบิตผิดพลาดใกล้เคียงกับเครื่องรับแบบ PW-PIC สาเหตุที่เครื่องรับที่นำเสนอและเครื่องรับแบบ PW-PIC มีอัตราบิตผิดพลาดสูงกว่าเครื่องรับแบบ H-PIC นั้นเพราะว่าเครื่องรับที่นำเสนอและเครื่องรับแบบ PW-PIC ได้ใช้ค่าถ่วงน้ำหนัก (ซึ่งในการจำลองแบบได้กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 0.5) มาถ่วงน้ำหนักระหว่างสัญญาณที่ได้จากเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์และสัญญาณที่หักล้างผลของสัญญาณแทรกสอดแล้ว ซึ่งในกรณีที่จำนวนผู้ใช้งานมีค่าน้อยๆนั้น สัญญาณที่หักล้างผลของสัญญาณแทรกสอดแล้วมีความเชื่อถือได้สูงกว่าสัญญาณที่ได้จากเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์ การถ่วงน้ำหนักจึงเป็นการนำสัญญาณที่มีความเชื่อถือได้ต่ำจากเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์มารวมด้วยส่งผลให้อัตราบิตผิดพลาดมีค่าสูงขึ้น

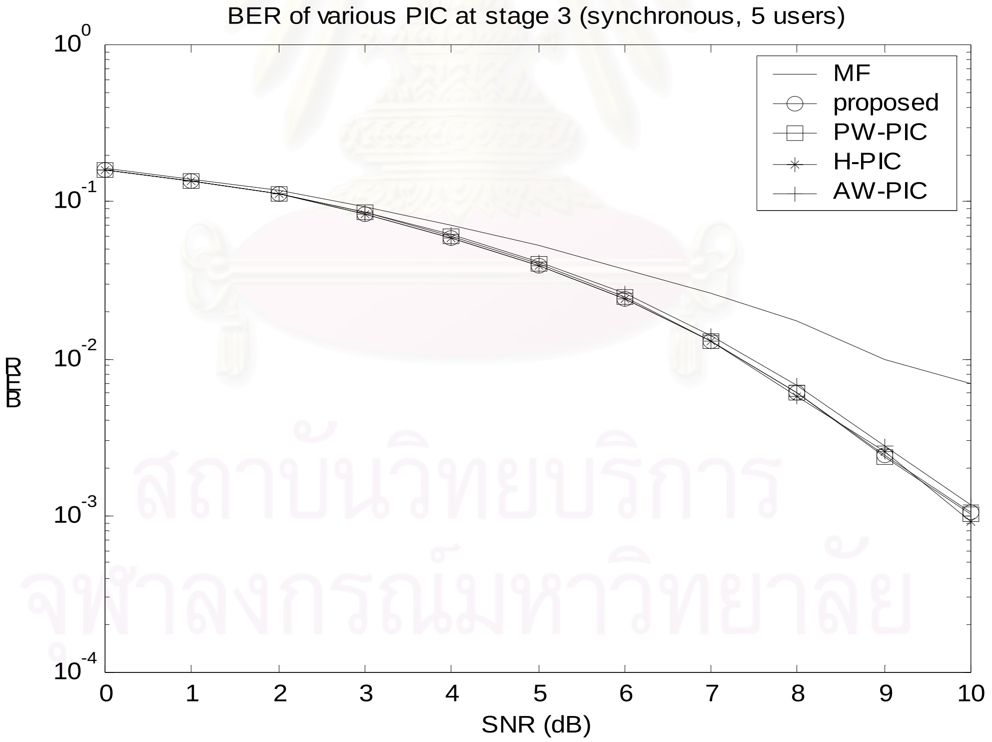
เมื่อพิจารณาในตอนที่ 2 ของเครื่องรับแบบ PIC ทุกประเภทตามที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 4.4 พบว่าเครื่องรับทุกชนิดมีค่าอัตราบิตผิดพลาดที่ใกล้เคียงกัน โดยเครื่องรับที่นำเสนอและเครื่องรับแบบ PW-PIC มีอัตราบิตผิดพลาดที่ดีขึ้นเมื่อเทียบกับของตอนที่ 1 ทั้งนี้เพราะเครื่องรับทั้งสองประเภทมีการถ่วงน้ำหนักระหว่างสัญญาณที่ตอนก่อนหน้ากับสัญญาณที่หักล้างผลของสัญญาณแทรกสอด ทำให้อัตราบิตผิดพลาดดีขึ้นเมื่อเทียบกับของตอนที่ 1 ขณะที่เครื่องรับแบบ H-PIC นั้นอัตราบิตผิดพลาดลดลงเล็กน้อยเมื่อเทียบกับของตอนที่ 1 เพราะว่าการกำจัดสัญญาณแทรกสอดที่ตอนที่ 1 มีความเชื่อถือได้สูงอยู่แล้ว ทำให้สัญญาณที่ป้อนเข้าสู่ตอนที่ 2 มีความเชื่อถือได้สูงอัตราบิตผิดพลาดจึงมีค่าใกล้เคียงเดิม

และเมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ PIC ที่ตอนที่ 3, 4 และ 5 ดังแสดงในรูปที่ 4.3, 4.4 และ 4.5 ตามลำดับนั้น พบว่าเครื่องรับแบบ PIC ทุกประเภทให้อัตราบิตผิดพลาดที่มีค่าใกล้เคียงกันหมด โดยอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่ตอนที่ 3, 4 และ 5 มีค่าเท่าๆกัน ไม่เปลี่ยนแปลง ทำให้สรุปได้ว่าที่จำนวนผู้ใช้งานน้อยๆ นั้น เครื่องรับแบบ PIC ทุกประเภทสามารถกำจัดผลของสัญญาณแทรกสอดได้ดี โดยการกำจัดสัญญาณแทรกสอดนั้นใช้เพียง 2-3 ตอนก็เพียงพอที่จะกำจัดสัญญาณแทรกสอดได้หมด

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

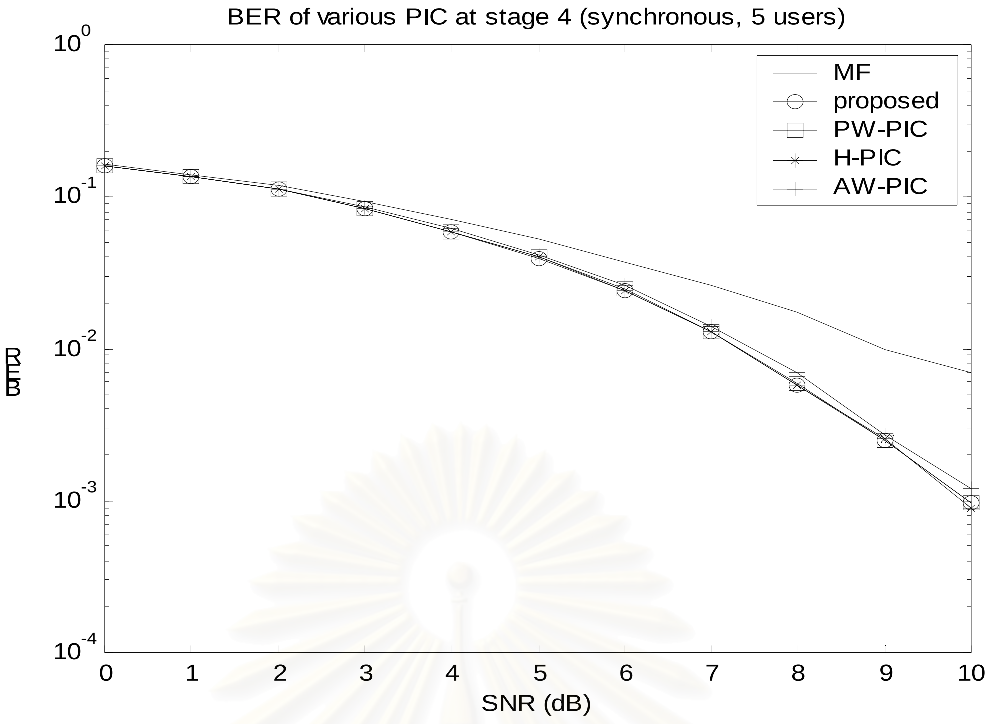


รูปที่ 4.4 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 2 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน

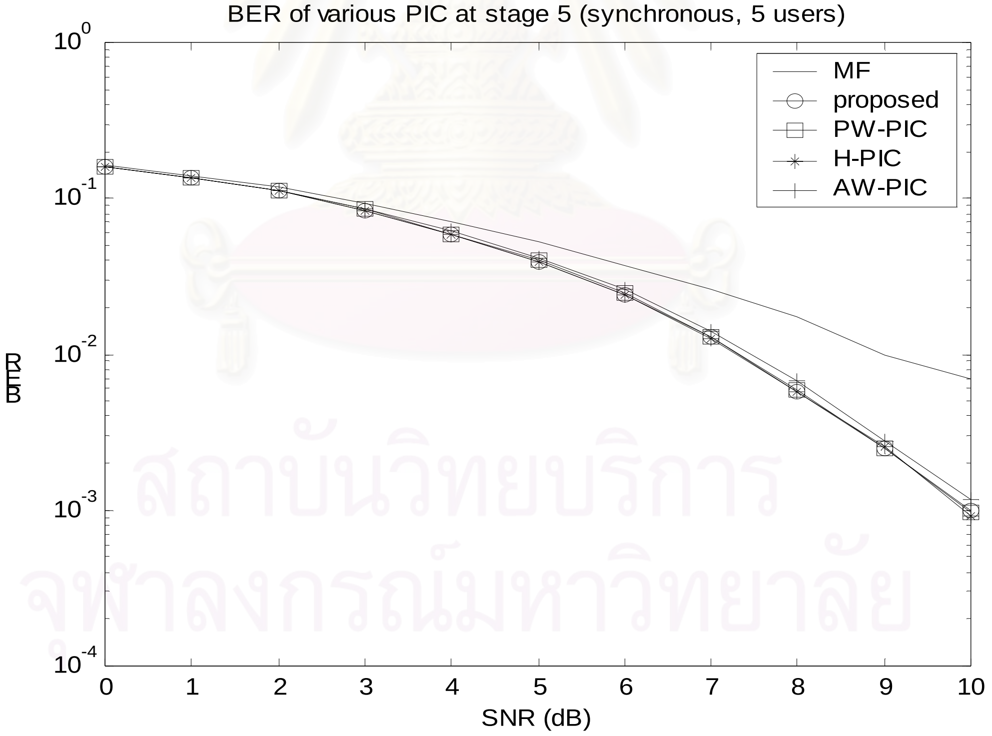


สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

รูปที่ 4.5 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 3 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน



รูปที่ 4.6 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 4 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน



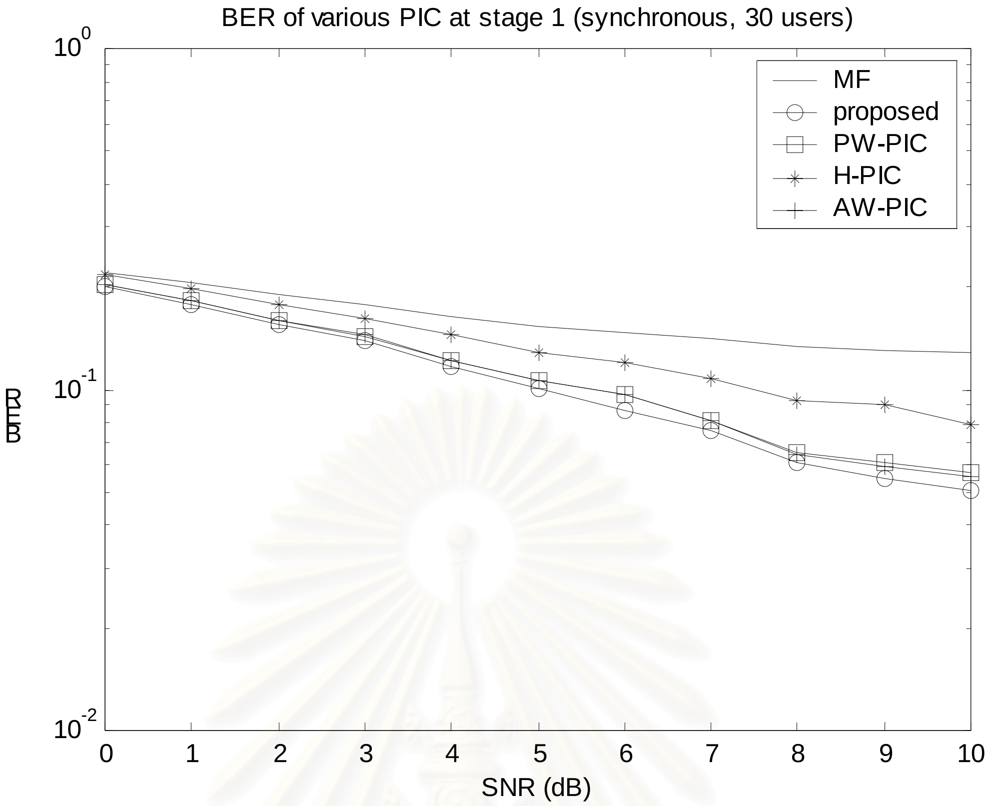
รูปที่ 4.7 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 5 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ผลที่ได้จากการจำลองแบบเมื่อมีผู้ใช้งานจำนวน 30 คน

พิจารณารูปที่ 4.8 ซึ่งแสดงอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับประเภทต่างๆที่ตอนที่ 1 ของระบบที่มีผู้ใช้งานจำนวน 30 คนพบว่า กรณีที่ค่า SNR ต่ำๆ เครื่องรับแบบ PIC ประเภทต่างๆ ให้ผลลัพธ์ที่ดีกว่าเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์ ซึ่งเมื่อเทียบกับกรณีจำนวนผู้ใช้งานน้อยๆ (5 คน) นั้นอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ PIC ประเภทต่างๆ แทบไม่ต่างกับเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์เลย ทั้งนี้เพราะว่า ถึงแม้ว่าในช่วงค่า SNR ต่ำซึ่งมีผลของสัญญาณรบกวนสูง แต่ในกรณีจำนวนผู้ใช้งานมากๆ ผลของสัญญาณแทรกสอดก็มีค่าสูงเช่นเดียวกันและมีค่ามากกว่าผลของสัญญาณรบกวน ดังนั้นเครื่องรับแบบ PIC ซึ่งเป็นเครื่องรับที่กำจัดผลของสัญญาณแทรกสอดจึงให้อัตราบิตผิดพลาดที่ดีกว่าเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์ แต่เมื่อค่า SNR เพิ่มมากขึ้น (บริเวณเลย 5 dB ขึ้นไป) อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแต่ละชนิดเริ่มมีความแตกต่างมากขึ้นอย่างชัดเจน โดยเครื่องรับที่นำเสนอ, เครื่องรับแบบ PW-PIC และเครื่องรับแบบ AW-PIC มีค่าใกล้เคียงกันและต่ำกว่าเครื่องรับแบบ H-PIC ทั้งนี้เพราะว่า เครื่องรับแบบ H-PIC นั้นนำสัญญาณที่ผ่านการหักล้างผลของสัญญาณแทรกสอดมาทำการตัดสินบิต ซึ่งในกรณีที่มีผู้ใช้งานจำนวนมาก การกำจัดสัญญาณแทรกสอดมีความเชื่อถือได้ต่ำ ส่งผลให้สัญญาณที่ผ่านการหักล้างผลของสัญญาณแทรกสอดมีความเชื่อถือได้ต่ำ ทำให้การตัดสินบิตผิดพลาดไป แต่ในขณะที่เครื่องรับแบบ PIC อีกสามประเภทที่เหลือนั้น มีการนำค่าถ่วงน้ำหนักมาใช้ โดยเป็นการถ่วงน้ำหนักระหว่างสัญญาณที่ได้จากแมตช์ฟิลเตอร์และสัญญาณที่ผ่านการหักล้างผลของสัญญาณแทรกสอด การถ่วงน้ำหนักทำให้ช่วยลดผลของความเชื่อถือได้ต่ำของสัญญาณ ส่งผลให้อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับทั้งสามประเภทนี้ดีกว่าเครื่องรับแบบ H-PIC

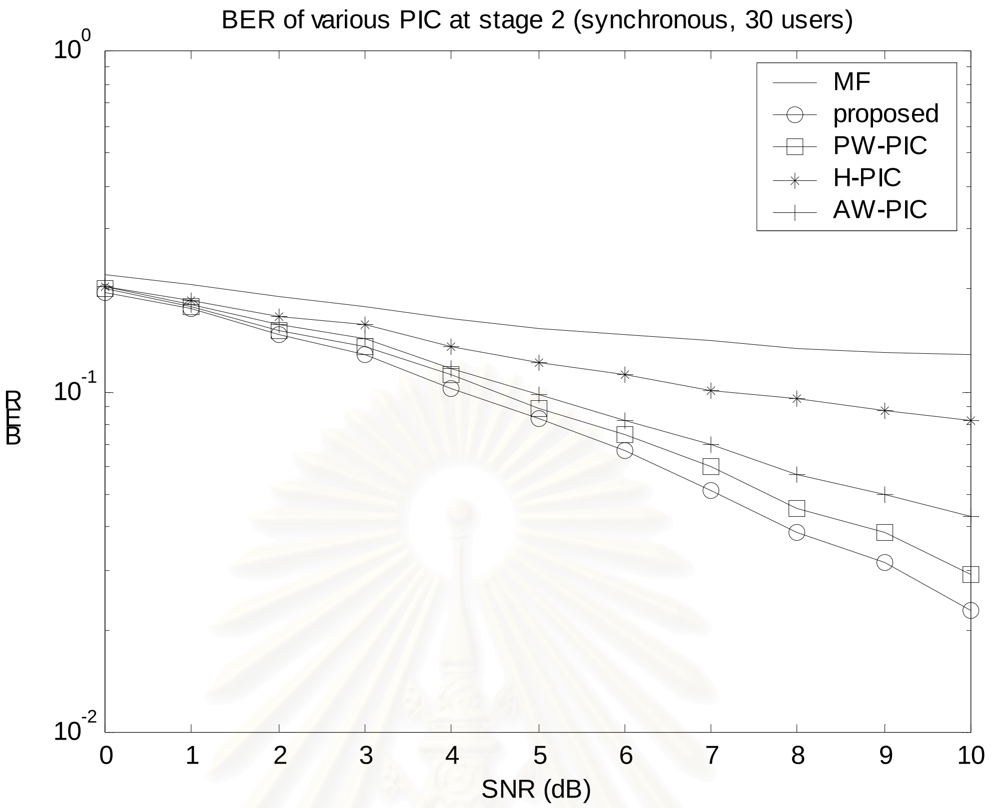
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 4.8 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 1 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน

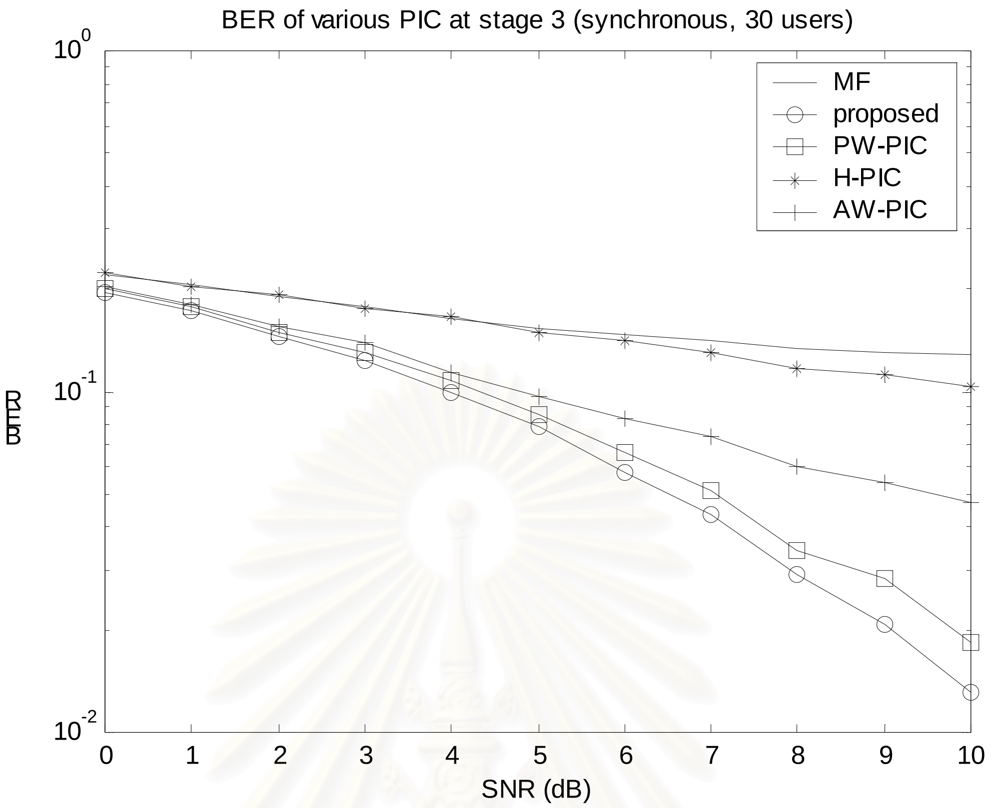
เมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดระหว่างเครื่องรับที่นำเสนอและเครื่องรับแบบ PW-PIC นั้น เครื่องรับที่นำเสนอมีอัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำกว่าเครื่องรับแบบ PW-PIC ทั้งนี้เพราะเครื่องรับที่นำเสนอ มีการประมาณบิตที่ใช้ในการสร้างสัญญาณแทรกสอดด้วยฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์ ซึ่งบิตที่ได้จากฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์มีคุณสมบัติที่ช่วยทำให้ความแตกต่างระหว่างบิตที่แท้จริงกับบิตที่ประมาณได้มีค่าต่ำที่สุด ส่งผลให้การกำจัดสัญญาณแทรกสอดมีความเชื่อถือได้สูงเมื่อเทียบกับเครื่องรับแบบ PW-PIC ซึ่งบิตที่ใช้ในการสร้างสัญญาณแทรกสอดได้จากฟังก์ชันเครื่องหมาย (signum function) ซึ่งมีเพียงแค่สองค่าคือ +1 หรือ –1

เมื่อจำนวนตอนเพิ่มขึ้นเครื่องรับที่นำเสนอจะมีอัตราบิตผิดพลาดที่ดีขึ้นและดีกว่าเครื่องรับประเภทอื่นๆ อย่างเห็นได้ชัด ดังแสดงในรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 2 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน

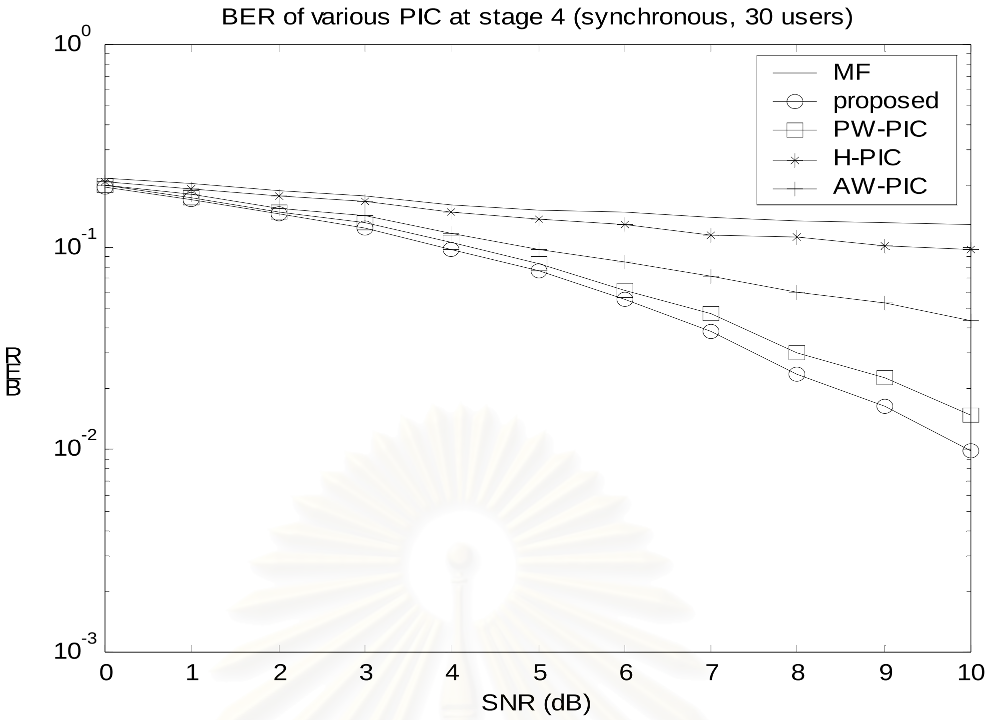
จากรูปที่ 4.9 อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอและเครื่องรับแบบ PW-PIC มีค่าอัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำลงเมื่อเทียบกับอัตราบิตผิดพลาดที่ตอนที่ 1 ทั้งนี้เพราะเครื่องรับทั้งสองประเภทมีการนำค่าถ่วงน้ำหนักระหว่างสัญญาณที่ได้จากตอนที่ 1 และสัญญาณที่ผ่านการหักล้างสัญญาณแทรกสอดแล้ว การถ่วงน้ำหนักช่วยให้สัญญาณมีความเชื่อถือได้ ส่งผลให้อัตราบิตผิดพลาดมีค่าต่ำ ขณะที่เครื่องรับแบบ H-PIC นั้นกลับมีอัตราบิตผิดพลาดไม่แตกต่างกับของตอนที่ 1 มากนัก เพราะว่าเครื่องรับแบบ H-PIC นั้น นำสัญญาณที่ผ่านการหักล้างสัญญาณแทรกสอดไปพิจารณาตัดสินบิตเพียงอย่างเดียว ไม่ได้มีการถ่วงน้ำหนัก ซึ่งสัญญาณที่ได้จากตอนที่ 1 เดิมไม่มีความเชื่อถือได้อยู่แล้ว ดังนั้นเมื่อนำมาสร้างเป็นสัญญาณแทรกสอดสำหรับใช้ในตอนที่ 2 สัญญาณแทรกสอดที่ได้จึงไม่มีความเชื่อถือได้ ส่งผลให้การกำจัดสัญญาณแทรกสอดไม่มีประสิทธิภาพ ดังนั้นไม่ว่าจะเพิ่มจำนวนตอนให้มากเท่าใด ผลของการกำจัดสัญญาณแทรกสอดก็ยังคงไม่ดีอยู่ ส่งผลให้อัตราบิตผิดพลาดมีค่าสูงอยู่เช่นเดิม ซึ่งสังเกตได้จากอัตราบิตผิดพลาดที่ตอนที่ 3,4 และ 5 ตามรูปที่ 4.10, 4.11 และ 4.12 ตามลำดับ ยังคงมีค่าไม่แตกต่างกับของตอนที่ 1 หรือ 2 สักเท่าใด



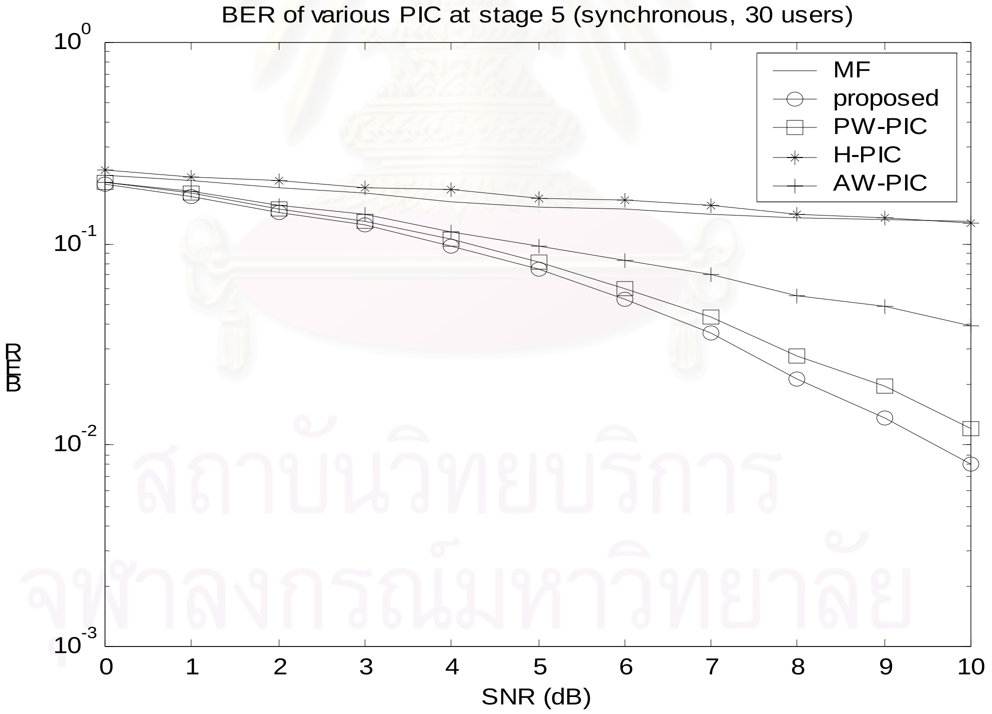
รูปที่ 4.10 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 3 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน

จากรูปที่ 4.10 จะเห็นได้ชัดถึงอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอและเครื่องรับแบบ PW-PIC ซึ่งวิธีที่เสนอนั้นมีการประมาณบิตที่ใช้สำหรับสร้างสัญญาณสัญญาณแทรกสอดให้มีค่าเหมาะสม ส่งผลให้การกำจัดสัญญาณแทรกสอดมีประสิทธิภาพดีกว่าเมื่อเทียบกับเครื่องรับแบบ PW-PIC อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอจึงมีค่าต่ำกว่าอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ PW-PIC ส่วนเครื่องรับแบบ H-PIC นั้นพบว่าอัตราบิตผิดพลาดที่ตอนที่ 3 กลับมีอัตราบิตผิดพลาดที่สูงกว่าตอนที่ 2 เล็กน้อย โดยมีค่าใกล้เคียงกับอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์ ซึ่งสรุปได้ว่าอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ H-PIC นั้นไม่เสถียรภาพ ซึ่งเครื่องรับที่นำเสนอนี้สามารถแก้ไขปัญหาในส่วนนี้ได้โดยการเพิ่มค่าถ่วงน้ำหนัก

เมื่อพิจารณารูปที่ 4.10, 4.11 และ 4.12 ประกอบกันพบว่า อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอและเครื่องรับแบบ PW-PIC ที่ตอนที่ 3, 4 และ 5 เริ่มมีอัตราบิตผิดพลาดที่มีค่าคงที่แล้ว ซึ่งแสดงว่าเครื่องรับที่นำเสนอนั้นใช้เพียงแค่ 3 หรือ 4 ตอนก็เพียงพอ โดยถ้าเพิ่มจำนวนตอนให้มากกว่านี้ก็จะทำให้เป็นการเพิ่มความซับซ้อนในการคำนวณ ซึ่งไม่คุ้มต่ออัตราบิตผิดพลาดที่ลดลงเพียงเล็กน้อย



รูปที่ 4.11 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 4 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน



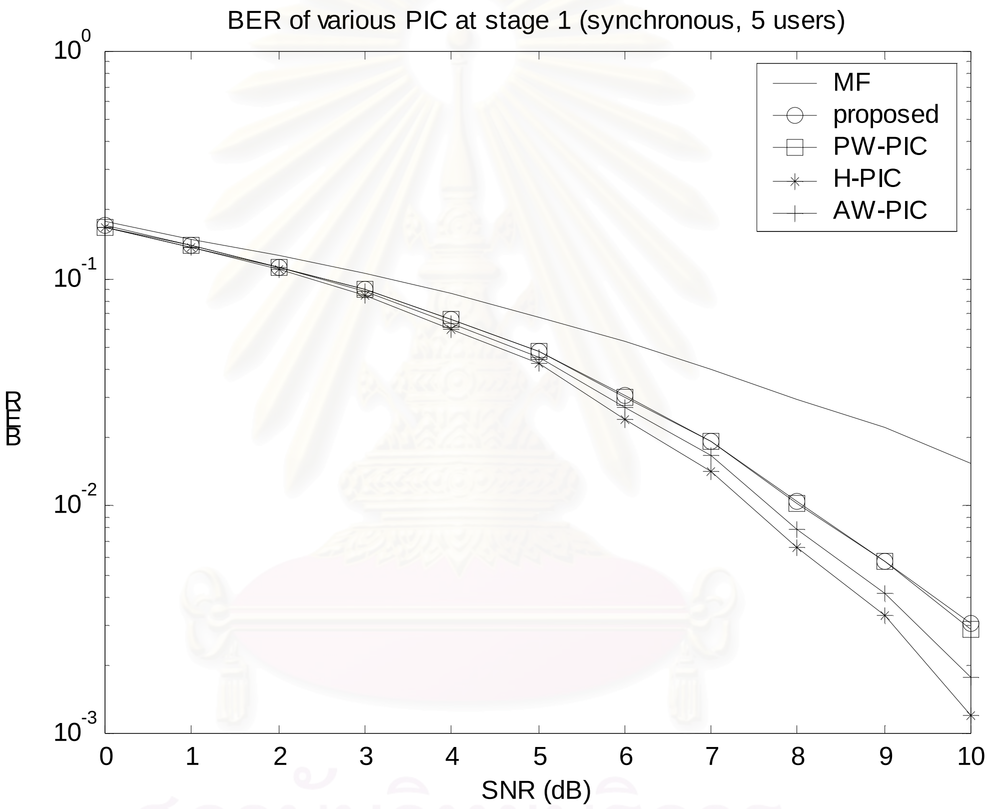
รูปที่ 4.12 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 5 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

4.3.2.1.2 กรณีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์

ในที่นี้พิจารณาแบ่งเป็นสองกรณีเช่นเดียวกันกับกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยแบ่งเป็นกรณีที่มีผู้ใช้งานจำนวนน้อยๆ (5 คน) และกรณีผู้ใช้งานจำนวนมากๆ (30 คน) โดยกำหนดให้แต่ละคนมีค่ากำลังงานที่รับได้ที่สถานีฐานไม่เท่ากันซึ่งเป็นผลของการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ โดยให้แต่ละคนมีค่ากำลังงานอยู่ในช่วง 0-6 dB และทำการวัดอัตราบิตผิดพลาดของผู้ใช้ที่มีค่ากำลังงานต่ำที่สุด (0 dB) เพื่อดูว่าเครื่องรับแต่ละประเภทมีความสามารถที่จะทนต่อผลของปรากฏการณ์ใกล้ไกลได้มากน้อยเพียงใด

ผลที่ได้จากการจำลองแบบเมื่อมีผู้ใช้งานจำนวน 5 คน



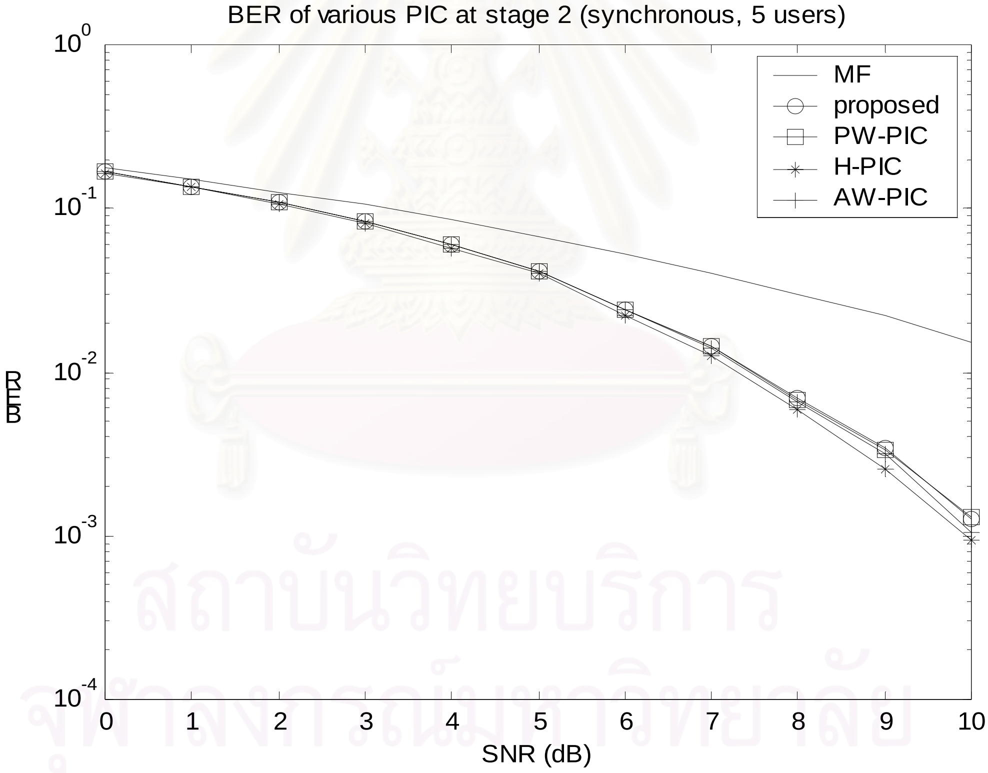
รูปที่ 4.13 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 1 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

พิจารณาจากรูปที่ 4.13 ในช่วงบริเวณที่ค่า SNR ต่ำนั้นๆ เครื่องรับทุกประเภทให้อัตราบิตผิดพลาดที่ใกล้เคียงกัน ทั้งนี้เพราะว่าในช่วงค่า SNR นี้มีผลของสัญญาณรบกวนมากกว่าผลของสัญญาณแทรกสอด ทำให้ประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ประเภทต่างๆ ไม่ได้ดีกว่าเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์มากนัก แต่เมื่อพิจารณาในบริเวณที่ค่า SNR มีค่ามากๆ ซึ่งเป็นบริเวณที่ผลของสัญญาณแทรกสอดมีค่ามากกว่าผลของสัญญาณรบกวน เครื่องรับแบบ PIC ทุกประเภทให้อัตรา

บิตผิดพลาดที่ดีกว่าเครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์อย่างเห็นได้ชัด เพราะว่าเครื่องรับแบบ PIC ได้กำจัดสัญญาณแทรกสอดออกไป

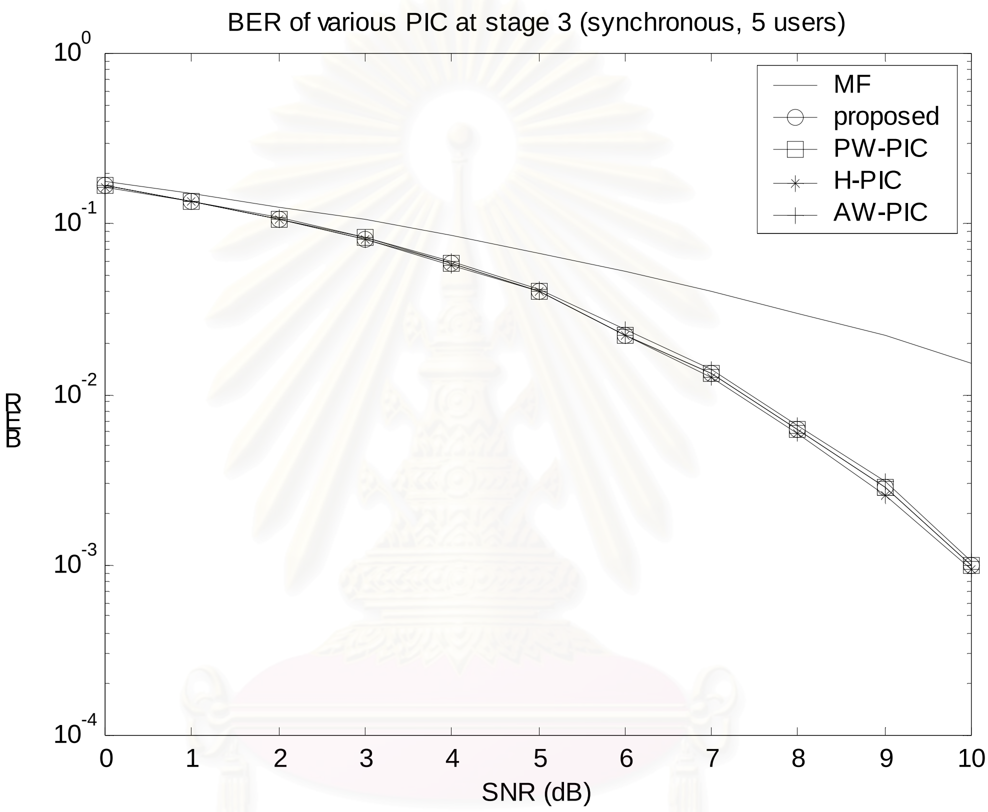
เมื่อพิจารณาเครื่องรับแบบ PIC ประเภทต่างๆ พบว่าเครื่องรับแบบ H-PIC และ AW-PIC มีอัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำที่สุด แต่ก็ต่ำกว่าเครื่องรับที่นำเสนอและเครื่องรับแบบ PW-PIC เพียงเล็กน้อย ทั้งนี้เพราะว่าที่จำนวนผู้ใช้งานน้อยๆ การกำจัดสัญญาณแทรกสอดมีประสิทธิภาพดีอยู่แล้ว จึงไม่มีความจำเป็นต้องถ่วงน้ำหนัก เครื่องรับแบบ H-PIC จึงให้อัตราบิตผิดพลาดที่ดี ขณะที่เครื่องรับแบบ AW-PIC นั้น ค่าถ่วงน้ำหนักที่ได้มีค่าใกล้เคียง 1 ส่งผลให้อัตราบิตผิดพลาดมีค่าต่ำ ส่วนเครื่องรับที่นำเสนอและเครื่องรับแบบ PW-PIC มีการถ่วงน้ำหนักโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักเท่ากับ 0.5 ซึ่งเป็นการถ่วงน้ำหนักระหว่างสัญญาณที่ผ่านการหักล้างสัญญาณแทรกสอดกับสัญญาณทีได้จากแมตซ์ฟิลเตอร์ ซึ่งสัญญาณที่ได้จากแมตซ์ฟิลเตอร์มีความเชื่อถือได้ต่ำกว่าสัญญาณที่ผ่านการหักล้างสัญญาณแทรกสอด ดังนั้นเครื่องรับที่นำเสนอจึงมีอัตราบิตผิดพลาดสูงกว่าเครื่องรับแบบ H-PIC



รูปที่ 4.14 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 2 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน

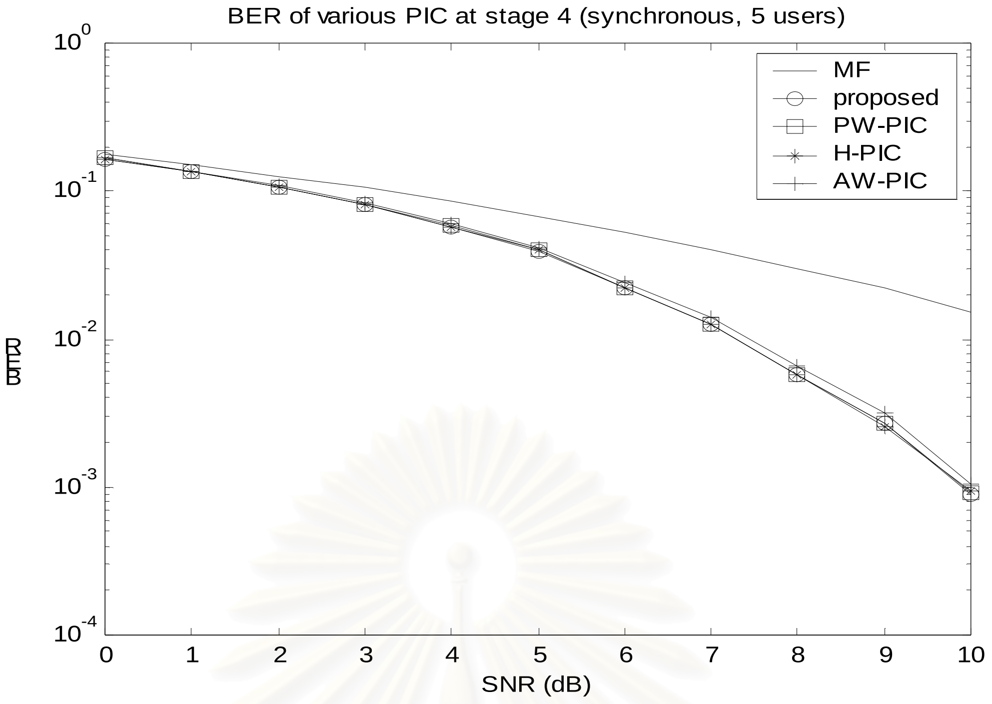
เมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ PIC ประเภทต่างๆ กลับพบว่าเครื่องรับแบบ PIC แต่ละประเภทให้อัตราบิตผิดพลาดที่ใกล้เคียงกันมาก นั่นคือเครื่องรับที่นำเสนอและ

เครื่องรับแบบ PW-PIC ได้มีการปรับปรุงสัญญาณให้มีความเชื่อถือได้เพิ่มมากขึ้นจากตอนที่ 1 ส่งผลให้อัตราบิตผิดพลาดในตอนที่ 2 มีค่าดีขึ้นและใกล้เคียงกันกับเครื่องรับแบบ H-PIC และสำหรับแบบ H-PIC และ AW-PIC อัตราบิตผิดพลาดที่ได้จากตอนที่ 2 มีค่าต่ำกว่าอัตราบิตผิดพลาดที่ได้จากตอนที่ 1 เพียงเล็กน้อยเท่านั้น ซึ่งหมายความว่าการกำจัดสัญญาณแทรกสอดค่อนข้างกำจัดได้อย่างสมบูรณ์แล้วในตอนที่ 1 จึงส่งผลให้อัตราบิตผิดพลาดระหว่างสองตอนมีค่าไม่ค่อยแตกต่างกัน

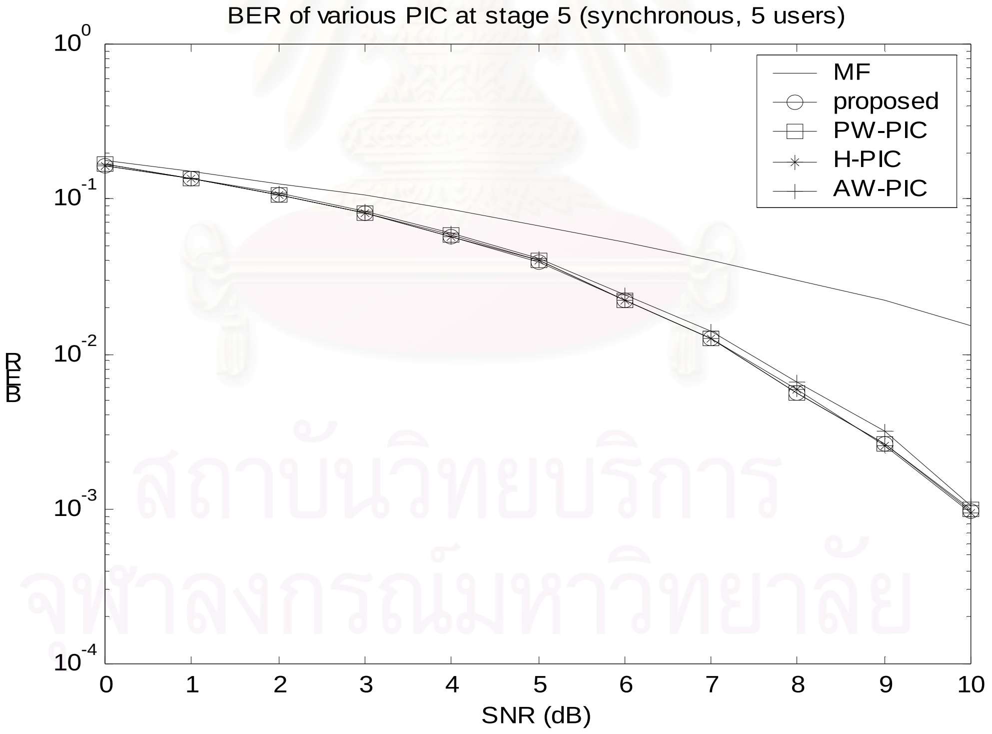


รูปที่ 4.15 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 3 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน

จากรูปที่ 4.15 ซึ่งแสดงอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่ตอนที่ 3 เห็นได้ชัดว่าอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ PIC แต่ละประเภท ไม่ได้แตกต่างไปจากอัตราบิตผิดพลาดที่ได้จากตอนที่ 2 เลย ดังนั้นสรุปได้ว่าในกรณีจำนวนผู้ใช้งานน้อยๆ เครื่องรับแบบ PIC ทุกประเภทสามารถลดผลของสัญญาณแทรกสอดได้ดี ส่งผลให้มีอัตราบิตผิดพลาดที่ดี และการกำจัดสัญญาณแทรกสอดใช้เพียงแค่ 2 ถึง 3 ตอนก็เพียงพอแล้ว โดยในรูปที่ 4.16 และรูปที่ 4.17 แสดงอัตราบิตผิดพลาดในตอนที่ 4 และ 5 ตามลำดับ ซึ่งพบว่ามีค่าใกล้เคียงกับตอนที่ 2

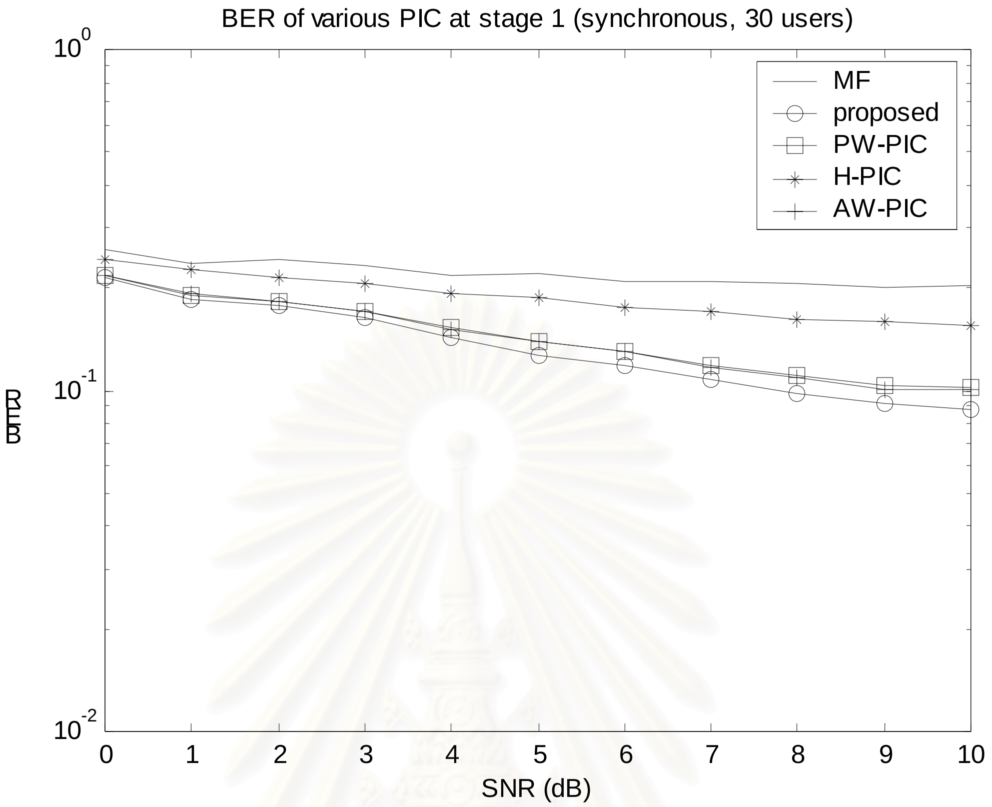


รูปที่ 4.16 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 4 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน



รูปที่ 4.17 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 5 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน

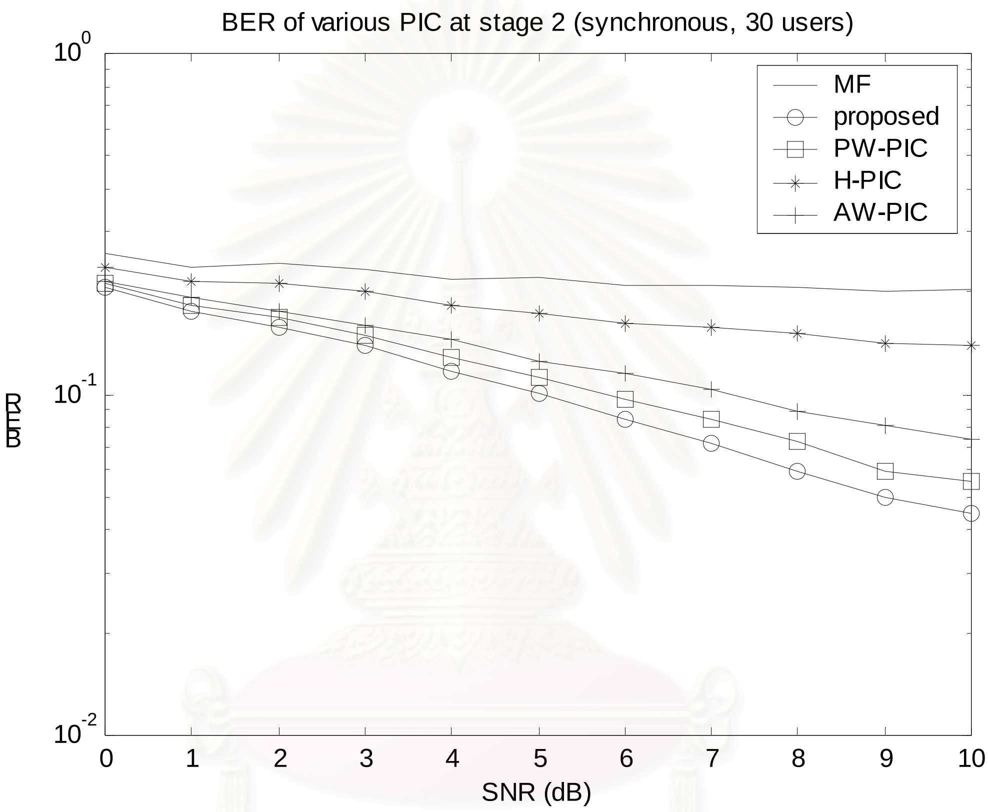
ผลที่ได้จากการจำลองแบบเมื่อมีผู้ใช้งานจำนวน 30 คน



รูปที่ 4.18 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 1 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน

จากรูปที่ 4.18 พบว่าเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์และเครื่องรับแบบ PIC ประเภทต่างๆ มีอัตราบิตผิดพลาดที่แตกต่างกันอย่างเห็นได้ชัดตลอดช่วงค่า SNR ตั้งแต่ 0 –10 dB ทั้งนี้เพราะว่าจำนวนผู้ใช้งานมีมาก ส่งผลให้สัญญาณแทรกสอดมีผลมากกว่าสัญญาณรบกวน เครื่องรับแบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดจึงให้อัตราบิตผิดพลาดที่ดีกว่าเครื่องรับที่ไม่ได้มีการกำจัดสัญญาณแทรกสอด และเมื่อพิจารณาเครื่องรับแบบ PIC ประเภทต่างๆนั้น พบว่าเครื่องรับที่ได้นำเสนอนั้นมีอัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำที่สุด โดยต่ำกว่าเครื่องรับแบบ PW-PIC และแบบ AW-PIC เพียงเล็กน้อย ส่วนเครื่องรับแบบ H-PIC กลับมีอัตราบิตผิดพลาดที่ไม่ค่อยดี โดยมีค่าใกล้เคียงกับอัตราบิตผิดพลาดที่ได้จากเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์ ทั้งนี้เพราะว่าการที่จำนวนผู้ใช้งานมีมากบวกกับผลของปรากฏการณ์ใกล้ไกล ทำให้การกำจัดสัญญาณแทรกสอดมีความเชื่อถือได้ต่ำ ส่งผลให้เครื่องรับแบบ H-PIC มีอัตราบิตผิดพลาดสูง ขณะที่เครื่องรับแบบ PIC ทั้งสามวิธีนั้น มีการนำค่าถ่วงน้ำหนักมาช่วยในการลดผลของความเชื่อถือได้ที่ต่ำของสัญญาณ ดังนั้นเครื่องรับที่มีการถ่วงน้ำหนักทั้งสามวิธีจึงให้อัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำ และเมื่อเปรียบเทียบอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่เสนอ

ในตอนที่ 1 ของกรณีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์กับกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ (เปรียบเทียบรูปที่ 4.18 และรูปที่ 4.8 พบว่าอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่เสนอในรูปที่ 4.18 นั้นมีค่าสูงกว่าอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอในรูปที่ 4.8 ทั้งนี้เพราะว่าอัตราบิตผิดพลาดที่ได้จากรูปที่ 4.18 นี้วัดจากสัญญาณของผู้ใช้ที่มีความแรงของสัญญาณต่ำที่สุด ทำให้สัญญาณของผู้ใช้คนอื่นๆ ที่มีสัญญาณแรงกว่ามารบกวน ส่งผลให้อัตราบิตผิดพลาดมีค่าสูง การแก้ไขสามารถทำได้โดยการเพิ่มจำนวนตอนของเครื่องรับให้มากขึ้น

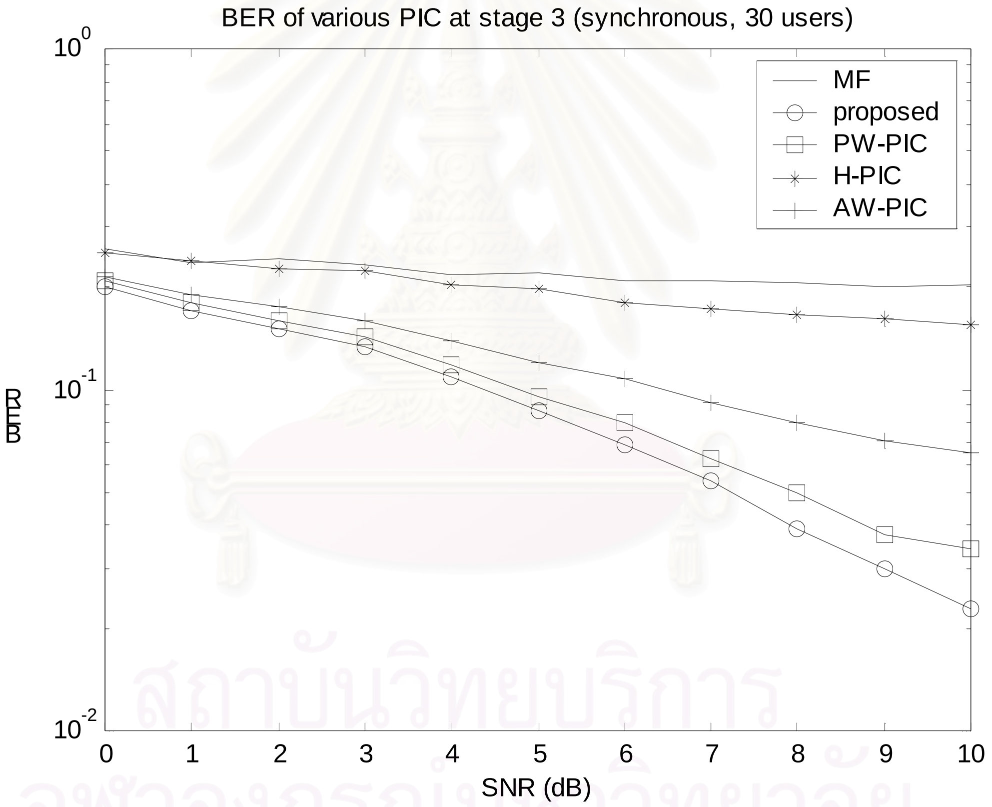


รูปที่ 4.19 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 2 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน

จากรูปที่ 4.19 อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการถ่วงน้ำหนักทั้งสามวิธีเริ่มลดลงอย่างชัดเจน แต่ในขณะที่ เครื่องรับแบบ H-PIC กลับมีอัตราบิตผิดพลาดที่ไม่แตกต่างกับอัตราบิตผิดพลาดที่ได้จากตอนที่ 1 เท่าใดนัก ทั้งนี้สอดคล้องกับผลการจำลองในหัวข้อที่ 4.3.1 ซึ่งค่าถ่วงน้ำหนักในกรณีมีผู้ใช้งาน 30 คนควรมีค่าน้อยกว่า 1 นอกจากนี้เมื่อเปรียบเทียบเครื่องรับที่นำเสนอกับเครื่องรับแบบ PW-PIC พบว่าเครื่องรับที่นำเสนอมีอัตราบิตผิดพลาดที่ดีกว่าเพราะว่าเครื่องรับที่นำเสนอมีการนำฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์มาช่วยในการประมาณบิตของสัญญาณแทรกสอด ซึ่งบิตทีได้จากฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์นี้มีความเชื่อถือได้สูงกว่าบิตที่

ได้จากฟังก์ชันเครื่องหมาย ส่งผลให้อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอมีอัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำกว่า

เมื่อเปรียบเทียบอัตราบิตผิดพลาดของวิธีที่นำเสนอในกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์กับกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ (รูปที่ 4.19 กับรูปที่ 4.9) พบว่าอัตราบิตผิดพลาดยังคงมีค่าต่างกันพอสมควรอยู่ โดยที่ค่า SNR 10 dB อัตราบิตผิดพลาดของกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์มีค่าประมาณ 2.2×10^{-2} ขณะที่อัตราบิตผิดพลาดของกรณีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์มีค่าประมาณ 4.4×10^{-2} (แตกต่างกันประมาณ 2 เท่า) ซึ่งหมายความว่าเครื่องรับที่นำเสนอที่มีจำนวนตอนในการกำจัดสัญญาณแทรกสอด 2 ตอนนั้น ยังไม่สามารถลดผลที่เกิดจากปรากฏการณ์ใกล้ไกลได้ จึงยังต้องมีการเพิ่มจำนวนตอนของการกำจัดสัญญาณแทรกสอดให้มากขึ้นอีกดังผลการจำลองที่ได้จากรูปที่ 4.20



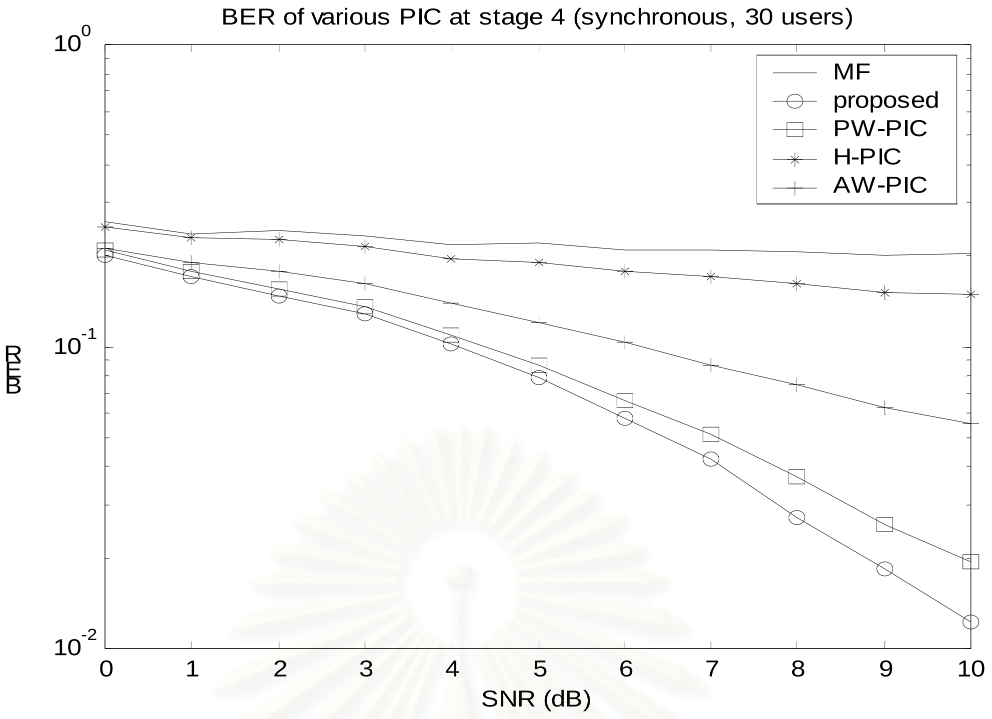
รูปที่ 4.20 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 3 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน

จากรูปที่ 4.20 อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอมีอัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำลงอีกอย่างเห็นได้ชัด และเมื่อเปรียบเทียบอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอที่ได้จากรูปที่ 4.10 พบว่าอัตราบิตผิดพลาดทั้งกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์และการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์เริ่มมีอัตราบิตผิดพลาดที่ใกล้เคียงกัน โดยที่ค่า SNR เท่ากับ 10 dB อัตราบิตผิดพลาดที่ได้จากรูปที่ 4.10 มีค่าประมาณ 1.4×10^{-2} ขณะที่อัตราบิตผิดพลาดที่ได้จากรูปที่ 4.20 มีค่าประมาณ 2.2×10^{-2} ซึ่งแสดงให้เห็นว่าเครื่องรับที่นำเสนอที่มีจำนวนตอนในการกำจัดสัญญาณแทรกสอด 3 ตอนเริ่มสามารถแก้ไขผลที่เกิดจากปรากฏการณ์ใกล้ไกลได้

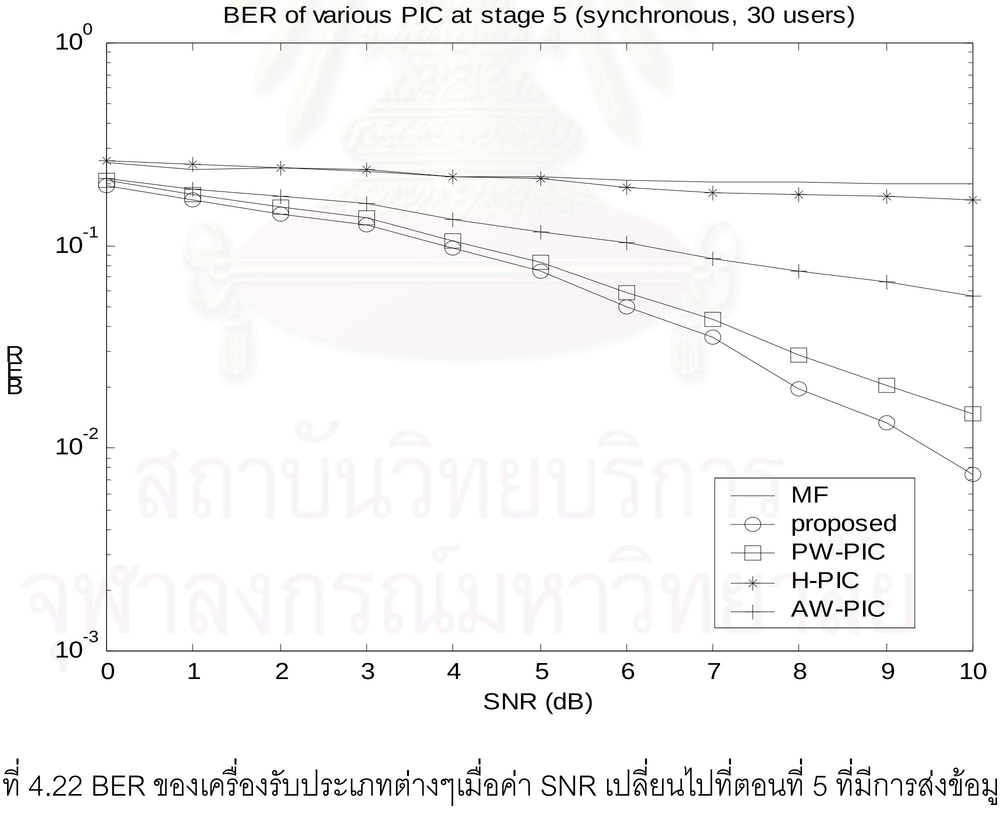
และเมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอในตอนที่ 4 และ 5 ตามรูปที่ 4.21 และ 4.22 ตามลำดับนั้นพบว่าอัตราบิตผิดพลาดเริ่มมีค่าลู่เข้าค่าคงที่ค่าหนึ่ง ซึ่งหมายความว่า เครื่องรับที่นำเสนอนี้ต้องใช้จำนวนตอนในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดประมาณ 4 ถึง 5 ตอน จึงจะให้อัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำที่สุด ขณะที่ในกรณีที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์เครื่องรับใช้เพียงประมาณ 3 ถึง 4 ตอน ให้อัตราบิตผิดพลาดที่มีค่าต่ำแล้ว ทั้งนี้เป็นไปตามหลักการที่ว่ากรณีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ ผลของสัญญาณแทรกสอดจะมีค่ามากกว่ากรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ ดังนั้นการกำจัดสัญญาณแทรกสอดในกรณีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์จึงต้องใช้จำนวนตอนมากกว่ากรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์

เมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอในตอนที่ 5 ของกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์และกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ (รูปที่ 4.22 และรูปที่ 4.12) พบว่าอัตราบิตผิดพลาดของทั้งสองกรณีมีค่าใกล้เคียงกันมาก โดยที่ค่า SNR เท่ากับ 10 dB อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอที่ได้จากรูปที่ 4.12 มีค่าประมาณ 8×10^{-3} ขณะที่อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่เสนอที่ได้จากรูปที่ 4.22 มีค่าประมาณ 8×10^{-3} เช่นเดียวกัน ดังนั้นจึงสรุปได้ว่า เครื่องรับที่นำเสนอนี้สามารถแก้ไขปัญหาที่เกิดจากปรากฏการณ์ใกล้ไกลได้ เพียงแต่ต้องใช้จำนวนตอนในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพิ่มขึ้น

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 4.21 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 4 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน



รูปที่ 4.22 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 5 ที่มีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน

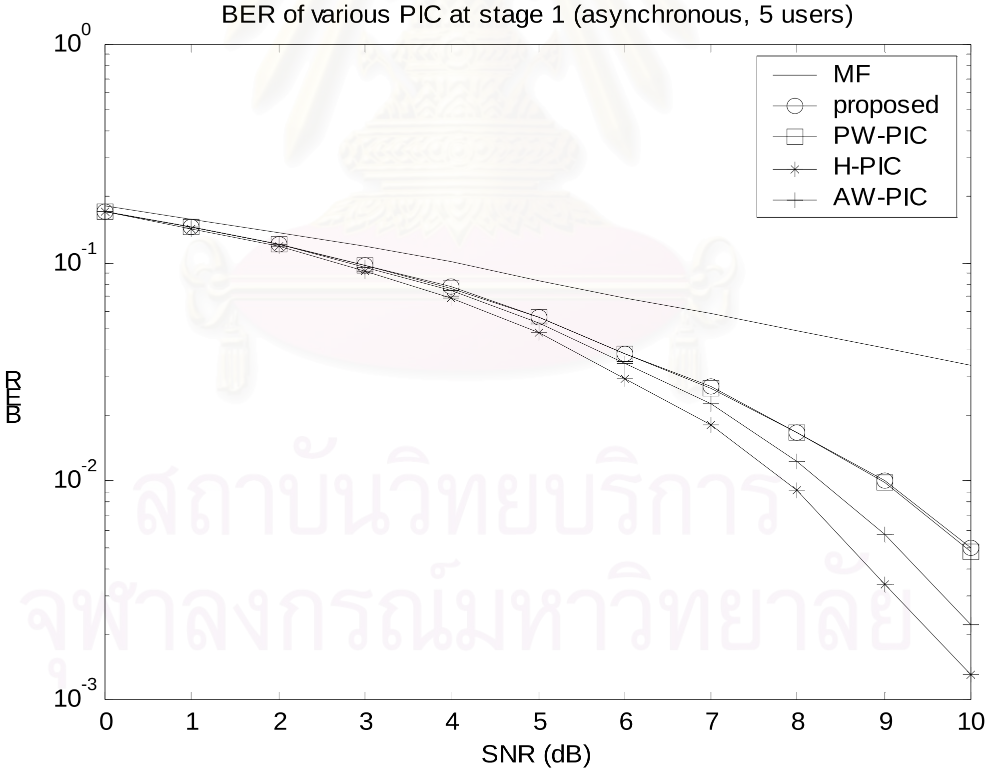
4.3.2.2 กรณีการส่งข้อมูลเป็นแบบอะซิงโครนัส

4.3.2.2.1 กรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์

เช่นเดียวกันกับการจำลองการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัส ในหัวข้อนี้ทำการเปลี่ยนแปลงค่า SNR ตั้งแต่ค่า 0 ถึง 10 dB โดยแบ่งการจำลองออกเป็น 2 กรณี คือกรณีที่จำนวนผู้ใช้งานมีค่าน้อยๆ (5 คน) และกรณีจำนวนผู้ใช้งานมีค่ามากๆ (30 คน) โดยได้ผลดังต่อไปนี้

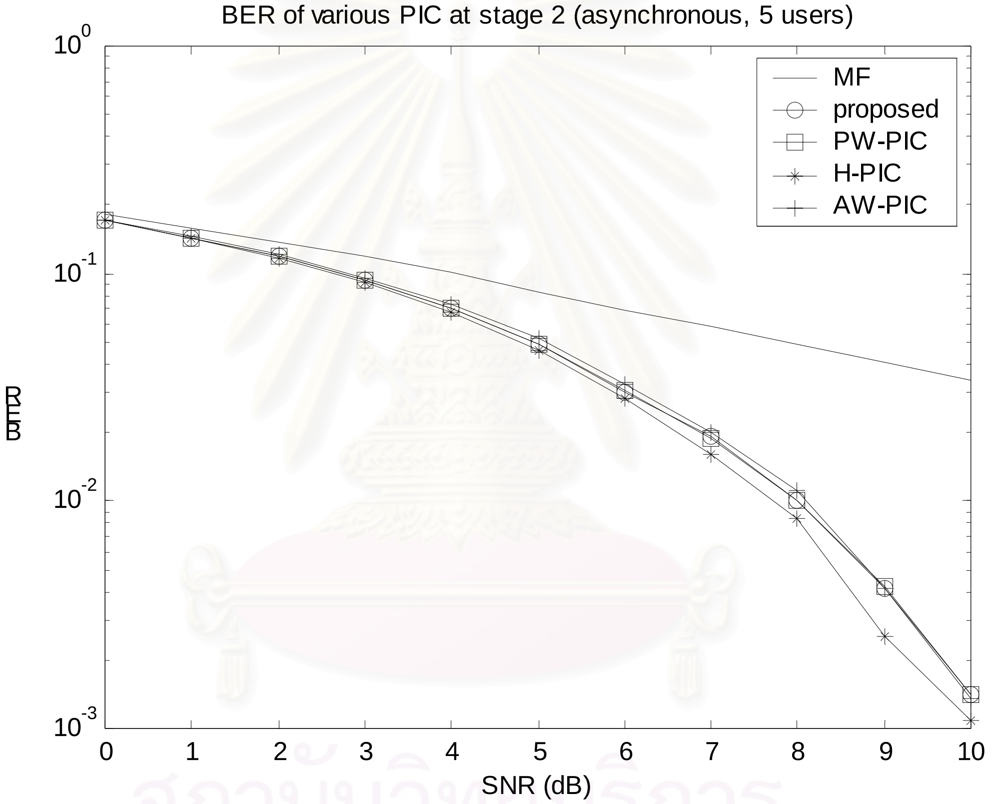
ผลที่ได้จากการจำลองแบบเมื่อมีผู้ใช้งานจำนวน 5 คน

พิจารณาจากรูปที่ 4.23 พบว่าที่ค่า SNR ต่ำ เครื่องรับแต่ละประเภทมีอัตราบิตผิดพลาดที่ใกล้เคียงกัน โดยเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์มีอัตราบิตผิดพลาดที่สูงกว่าเครื่องรับประเภทอื่นๆ เล็กน้อย ทั้งนี้เพราะว่าที่ค่า SNR ต่ำๆ ผลของสัญญาณรบกวนมีค่าสูงกว่าผลของสัญญาณแทรกสอด อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานจึงไม่ดีกว่าอัตราบิตผิดพลาดที่ได้จากเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์มากนัก แต่เมื่อพิจารณาช่วงที่ค่า SNR มีค่าสูงๆ ซึ่งมีผลของสัญญาณรบกวนน้อยมากเมื่อเทียบกับผลของสัญญาณแทรกสอด เครื่องรับแบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานชนิดต่างๆ จึงให้อัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำกว่าอัตราบิตผิดพลาดที่ได้จากเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์อย่างเห็นได้ชัด



รูปที่ 4.23 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 1 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน

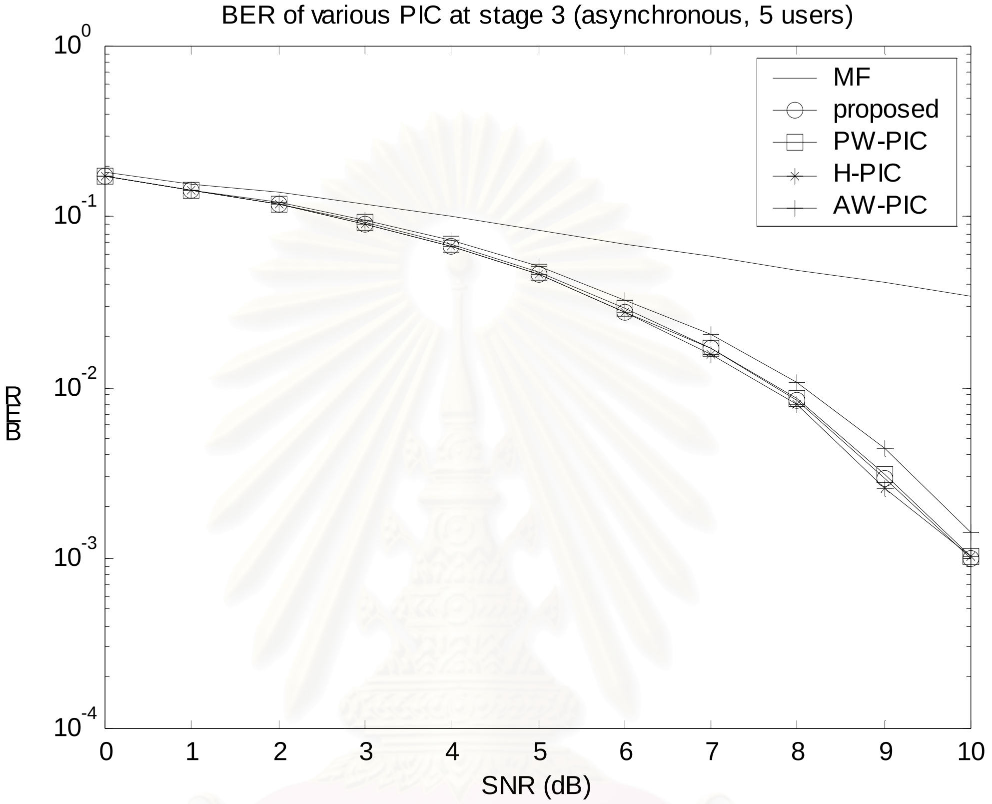
เมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดชนิดต่างๆ นั้น พบว่าเครื่องรับแบบ H-PIC ให้อัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำที่สุด ทั้งนี้เพราะว่าในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้งานน้อยๆ การกำจัดสัญญาณแทรกสอดมีความเชื่อถือได้สูงอยู่แล้ว ส่งผลให้เครื่องรับแบบ H-PIC ให้อัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำที่สุด ขณะที่เครื่องรับแบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดอีก 3 ชนิดนั้น มีการนำค่าถ่วงน้ำหนักมาช่วย ซึ่งการถ่วงน้ำหนักนี้เป็นการถ่วงน้ำหนักระหว่างสัญญาณที่ได้จากสัญญาณที่หักล้างผลของสัญญาณแทรกสอดแล้วและสัญญาณจากแมตช์ฟิลเตอร์ ทั้งนี้สัญญาณจากแมตช์ฟิลเตอร์มีความเชื่อถือได้ต่ำ ส่งผลให้สัญญาณที่ได้จากเครื่องรับทั้งสามประเภทมีความเชื่อถือได้ต่ำด้วย อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับทั้งสามประเภทนี้จึงมีค่าสูง



รูปที่ 4.24 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 2 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน

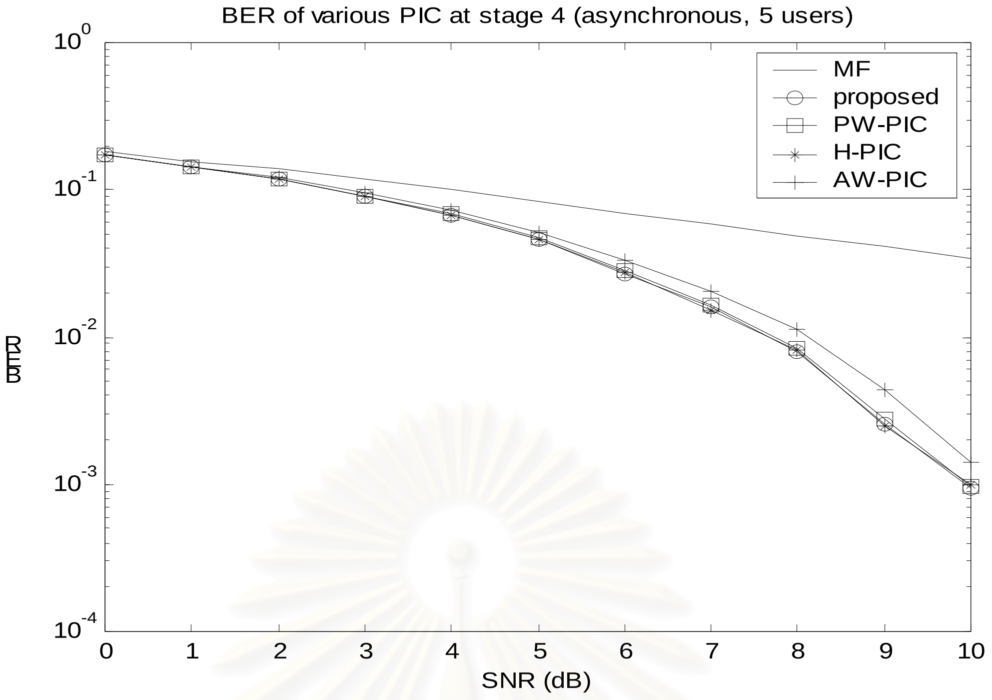
เมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับประเภทต่างๆ ในตอนที่ 2 ตามรูปที่ 4.24 นั้น พบว่า อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานทุกประเภทนั้น ให้อัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำและใกล้เคียงกันมาก โดยเครื่องรับแบบ H-PIC ยังคงให้อัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำที่สุด โดยอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ H-PIC ในตอนที่ 2 นี้ไม่แตกต่างกับอัตราบิตผิดพลาดในตอนที่ 1 มากนัก ส่วนเครื่องรับแบบ PW-PIC และเครื่องรับที่นำเสนอนั้นมีอัตราบิตผิด

พลาดที่ลดลงจากตอนที่ 1 อย่างเห็นได้ชัด เพราะว่าในตอนนี้เครื่องรับแบบ PW-PIC และเครื่องรับที่นำเสนอนั้นมีการถ่วงน้ำหนักระหว่างสัญญาณที่ได้จากตอนที่ 1 และสัญญาณที่ผ่านการหักล้างสัญญาณแทรกสอดในตอนปัจจุบัน ซึ่งสัญญาณทั้งสองเริ่มมีความเชื่อถือได้สูงแล้ว ส่งผลให้อัตราบิตผิดพลาดมีค่าต่ำ

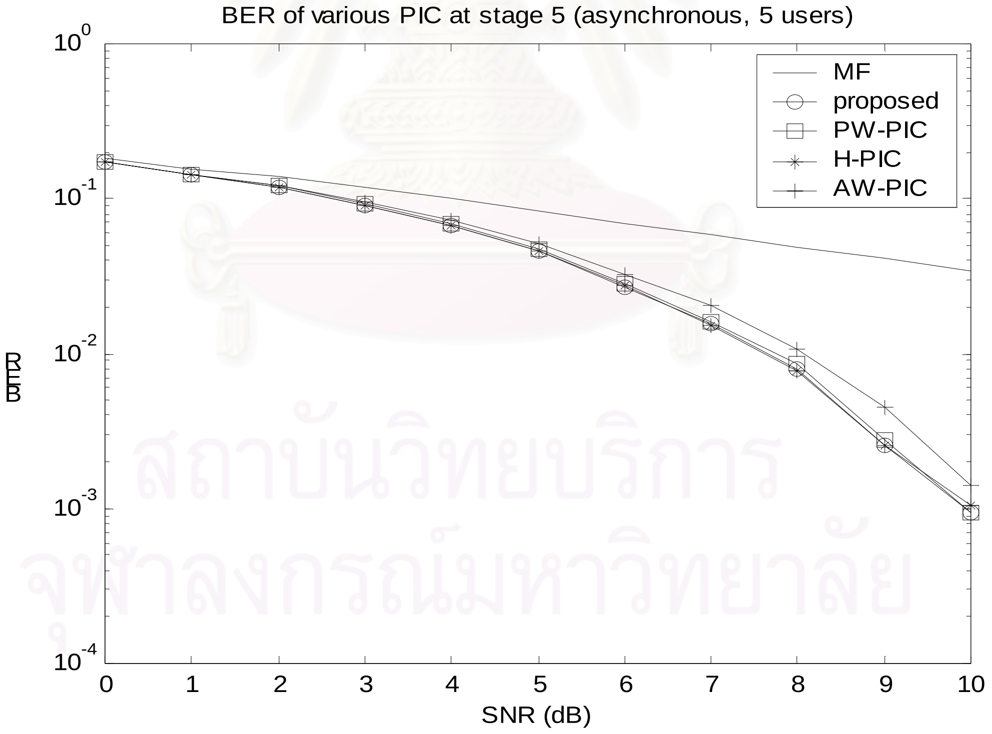


รูปที่ 4.25 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 3 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน

เมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับประเภทต่างๆ ที่ตอนที่ 3 ตามรูปที่ 4.25 นั้นพบว่าเครื่องรับแบบ PIC ทุกประเภทให้อัตราบิตผิดพลาดที่ใกล้เคียงกันหมดและมีค่าต่ำกว่าเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์อย่างมาก โดยอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ PIC ที่ตอนที่ 3 นี้ไม่แตกต่างกับตอนที่ 2 เท่าใดนัก และเมื่อเปรียบเทียบเครื่องรับแบบ PIC ประเภทต่างๆ ที่ตอนที่ 4 และ 5 ตามรูปที่ 4.26 และ 4.27 ตามลำดับนั้น อัตราบิตผิดพลาดแทบไม่ได้ลดลงไปจากเดิมเลย จึงสรุปได้ว่าที่จำนวนผู้ใช้งานน้อยๆ การกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานนั้นใช้เพียง 1-2 ตอนก็เพียงพอแล้ว



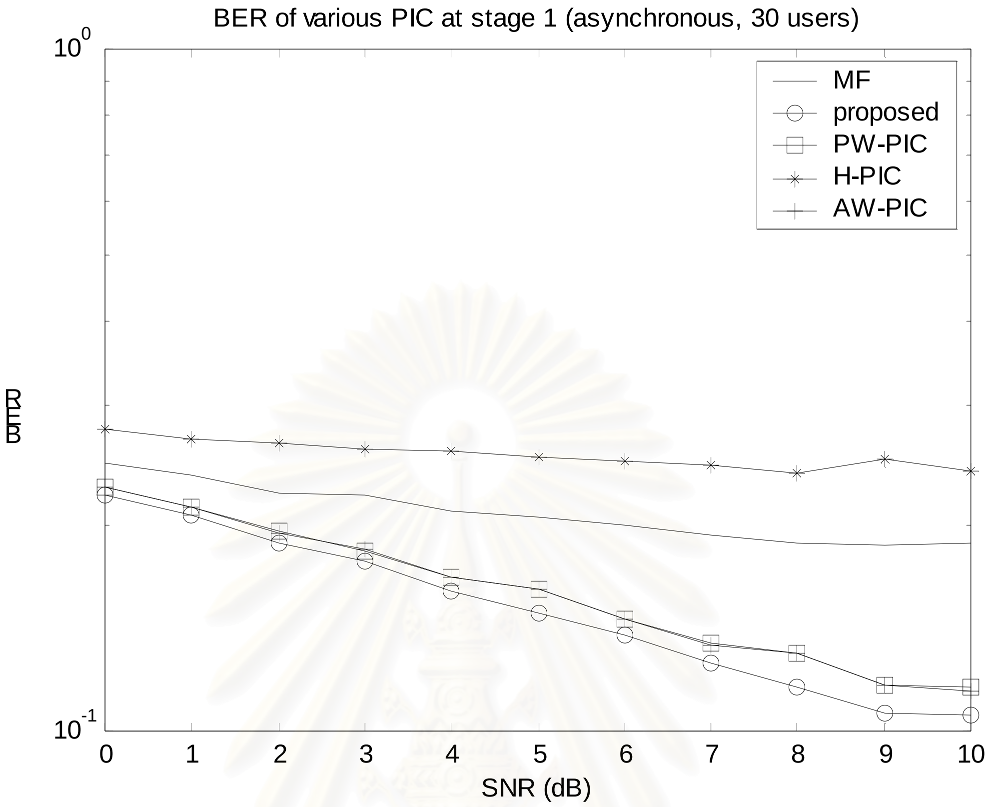
รูปที่ 4.26 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 4 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน



รูปที่ 4.27 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 5 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

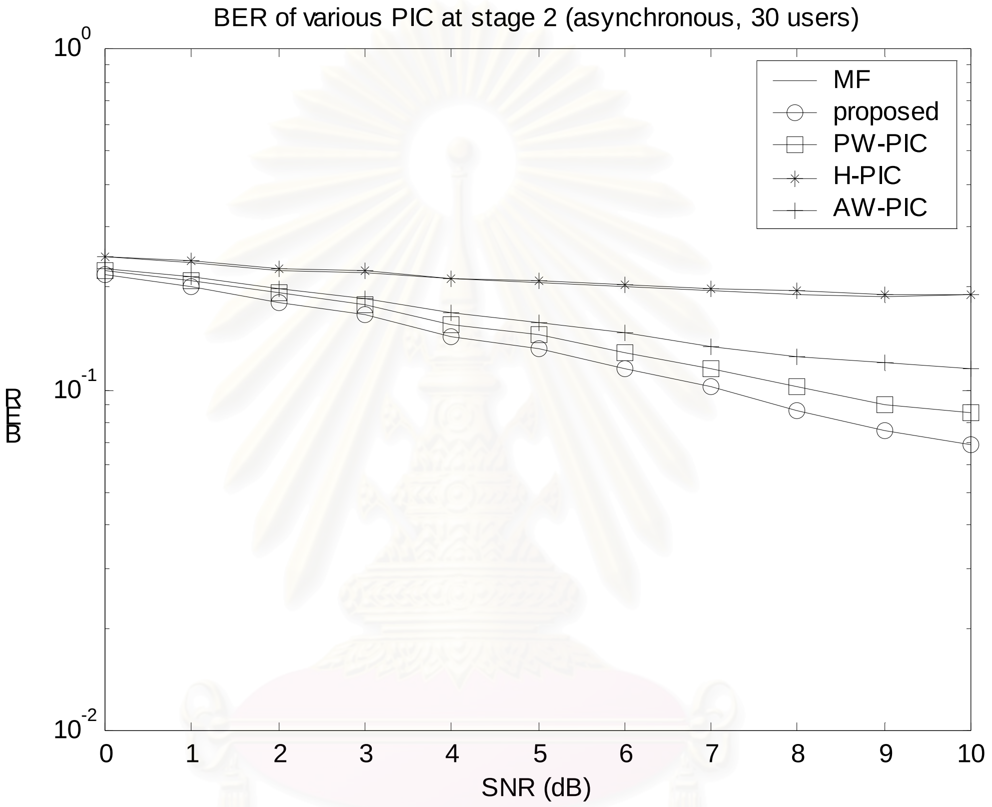
ผลที่ได้จากการจำลองแบบเมื่อมีผู้ใช้งานจำนวน 30 คน



รูปที่ 4.28 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 1 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน

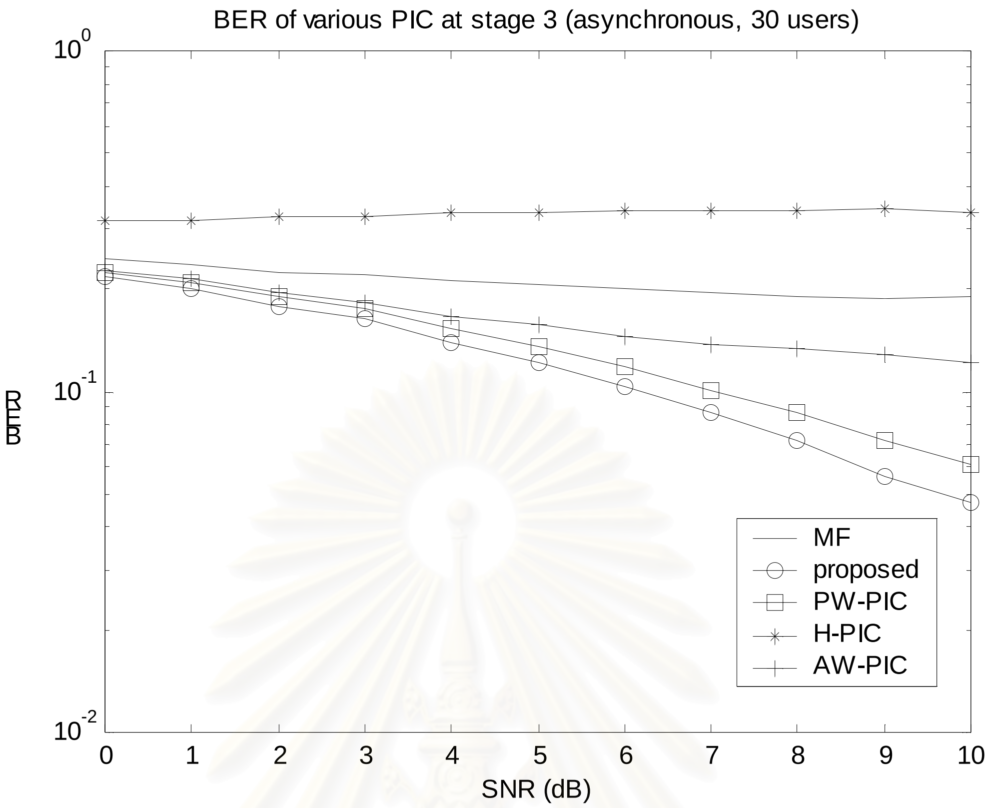
พิจารณารูปที่ 4.28 ซึ่งแสดงอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับประเภทต่างๆ ที่ตอนที่ 1 พบว่า ไม่ว่าที่ค่า SNR จะมีค่าต่ำหรือสูง อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแต่ละประเภทจะแตกต่างกันอย่างเห็นได้ชัด ทั้งนี้เพราะว่าจำนวนผู้ใช้งานมีมากส่งผลให้ผลสัญญาณแทรกสอดมีค่าสูงกว่าผลของสัญญาณรบกวน และเมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดที่ได้จากเครื่องรับแบบ H-PIC พบว่ามีอัตราบิตผิดพลาดสูงกว่าเครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์ตลอดทุกช่วงค่า SNR อย่างเห็นได้ชัด ทั้งนี้เพราะว่าเครื่องรับแบบ H-PIC ไม่มีการถ่วงน้ำหนัก สัญญาณที่ได้จากเครื่องรับชนิดนี้ได้มาจากสัญญาณที่ผ่านการหักล้างสัญญาณแทรกสอดเพียงอย่างเดียว ซึ่งในกรณีจำนวนผู้ใช้งานมากๆ การจำลองสัญญาณแทรกสอดมีความเชื่อถือได้ต่ำ ดังนั้นแทนที่จะเป็นการหักล้างสัญญาณแทรกสอดกลับกลายเป็นไปเพิ่มสัญญาณแทรกสอด ส่งผลให้วิธีนี้มีอัตราบิตผิดพลาดสูงกว่าเครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์ด้วยซ้ำ อีกทั้งในกรณีอะซิงโครนัสนั้นเปรียบเสมือนมีผู้ใช้งานเพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่า (ตามหัวข้อที่ 2.3) ส่งผลให้สัญญาณแทรกสอดมีค่าสูงมากๆ ดังนั้นจึงต้องมีการนำค่าถ่วงน้ำหนักมาลดผลของความเชื่อถือได้ต่ำของสัญญาณ ซึ่งเครื่องรับที่นำเสนอและเครื่องรับแบบ PW-PIC ให้

อัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำกว่าเครื่องรับแบบ H-PIC และเครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์อย่างมาก ส่วนเครื่องรับแบบ AW-PIC นั้นให้อัตราบิตผิดพลาดเช่นเดียวกันกับเครื่องรับแบบ PW-PIC ทั้งนี้ทั้งสองวิธีมีโครงสร้างคล้ายกันโดยมีการใช้ฟังก์ชันเครื่องหมายมาประมาณบิตข้อมูลที่ใช้ในการสร้างสัญญาณแทรกสอด ในขณะที่เครื่องรับที่นำเสนอมีการนำฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์มาประมาณบิตข้อมูลที่ใช้ในการสร้างสัญญาณแทรกสอด ดังนั้นวิธีที่นำเสนอจึงมีอัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำกว่า



รูปที่ 4.29 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 2 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน

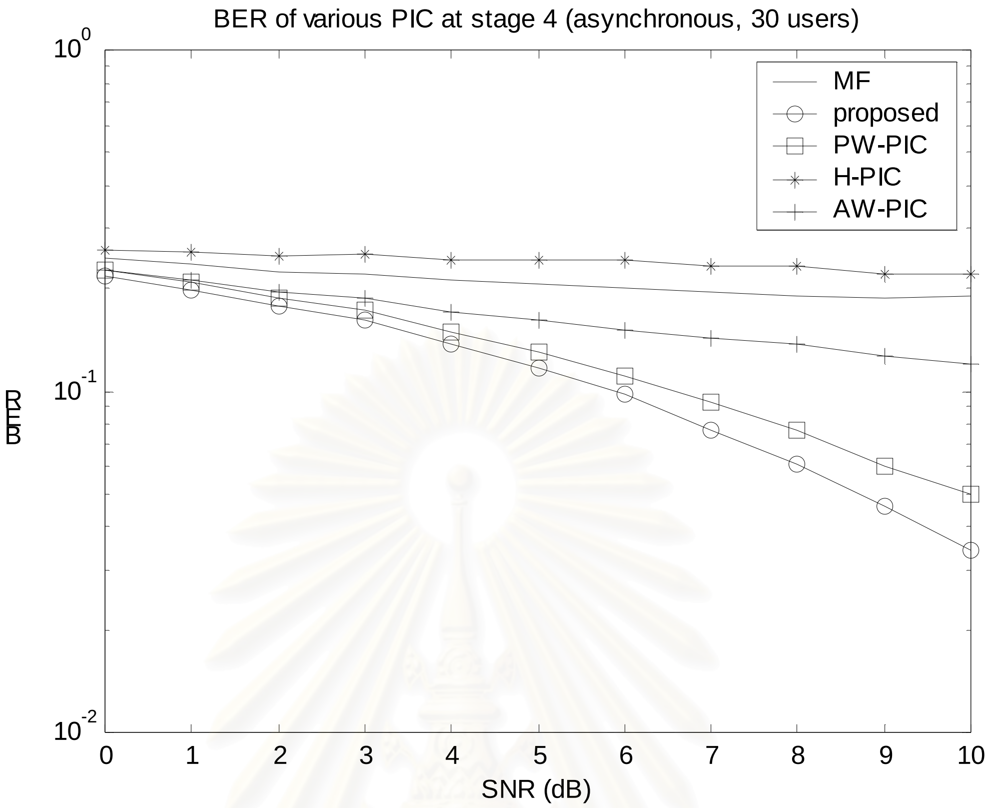
เมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับประเภทต่างๆ ในตอนที่ 2 พบว่าอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ H-PIC นั้นลดลงมาจากตอนแรกเพียงเล็กน้อย และมีอัตราบิตผิดพลาดไม่ต่างกับอัตราบิตผิดพลาดที่ได้จากเครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์ ส่วนเครื่องรับแบบ AW-PIC มีอัตราบิตผิดพลาดเท่ากันกับในตอนที่ 1 ส่วนเครื่องรับที่นำเสนอและเครื่องรับแบบ PW-PIC นั้นมีอัตราบิตผิดพลาดลดลงจากตอนที่ 1 แต่ยังลดลงมาไม่มากนักทั้งนี้เพราะมีผลของสัญญาณแทรกสอดสูง การกำจัดสัญญาณแทรกสอดจึงจำเป็นต้องใช้จำนวนตอนให้มากขึ้นอีก



รูปที่ 4.30 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 3 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน

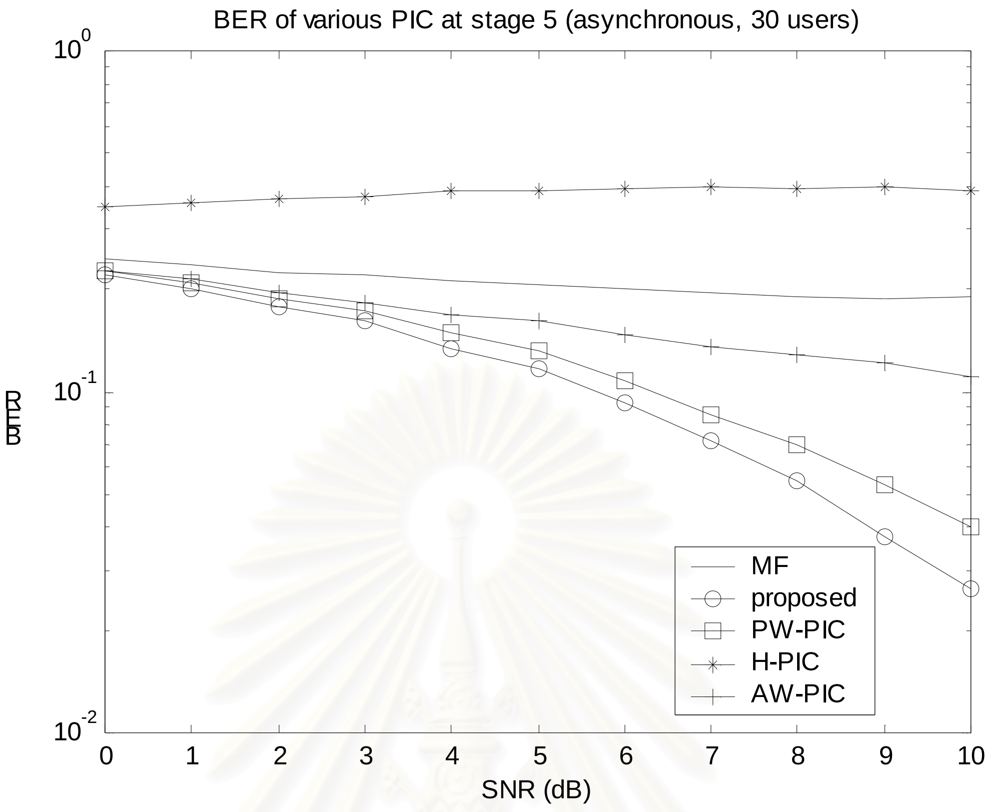
เมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานประเภทต่างๆ ในตอนที่ 3 นั้น เครื่องรับแบบ H-PIC กลับมีอัตราบิตผิดพลาดที่สูงขึ้นไปอีกครั้ง โดยมีอัตราบิตผิดพลาดสูงกว่าเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์ ทำให้สรุปได้ว่า ที่จำนวนผู้ใช้งานมากๆ อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ H-PIC ไม่เสถียร กล่าวคือ อัตราบิตผิดพลาดจะมีค่าสูงและต่ำสลับกันไปตามจำนวนตอนที่เพิ่มมากขึ้น (สังเกตจากรูปที่ 4.28 ถึงรูปที่ 4.32) ซึ่งตรงกันกับการวิเคราะห์ที่เสนอในหัวข้อที่ 3.3 และผลการทดสอบในหัวข้อที่ 4.3.1 ที่ว่าที่จำนวนผู้ใช้งานมากๆ ค่าถ่วงน้ำหนักควรมีค่าน้อยๆ ซึ่งเครื่องรับแบบ H-PIC มีค่าถ่วงน้ำหนักเท่ากับ 1 ส่งผลให้มีอัตราบิตผิดพลาดที่ไม่ดี

เมื่อพิจารณาเครื่องรับแบบ PW-PIC และเครื่องรับที่นำเสนอพบว่า อัตราบิตผิดพลาดได้ลดลงจากตอนที่ 1 และตอนที่ 2 อย่างต่อเนื่อง โดยเครื่องรับที่นำเสนอยังคงมีอัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำกว่าเครื่องรับแบบ PW-PIC



รูปที่ 4.31 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 4 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน

เมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดในตอนที่ 4 ตามรูปที่ 4.31 นั้นพบว่าอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอและเครื่องรับแบบ PW-PIC นั้นลดลงจากตอนที่ 3 เพียงแต่ลดลงไม่มากนัก และเมื่อเปรียบเทียบอัตราบิตผิดพลาดของตอนที่ 4 และตอนที่ 5 (ตามรูปที่ 4.32) พบว่าลดลงเพียงเล็กน้อย ทำให้สรุปได้ว่า อัตราบิตผิดพลาดเริ่มมีค่าลดลงจนถึงค่าคงที่ค่าหนึ่งแล้ว โดยเมื่อเพิ่มจำนวนตอนให้เพิ่มขึ้นอีก อัตราบิตผิดพลาดก็จะลดลงเพียงเล็กน้อย ดังนั้นในกรณีนี้การกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยวิธีที่นำเสนอนี้ ใช้เพียงแค่ 4 ถึง 5 ตอนก็เพียงพอแล้ว โดยถ้าเพิ่มจำนวนตอนให้มากกว่านี้ก็จะไม่คุ้มกับความซับซ้อนในการคำนวณเมื่อเทียบกับอัตราบิตผิดพลาดที่ดีขึ้นที่จะได้รับ



รูปที่ 4.32 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 5 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน

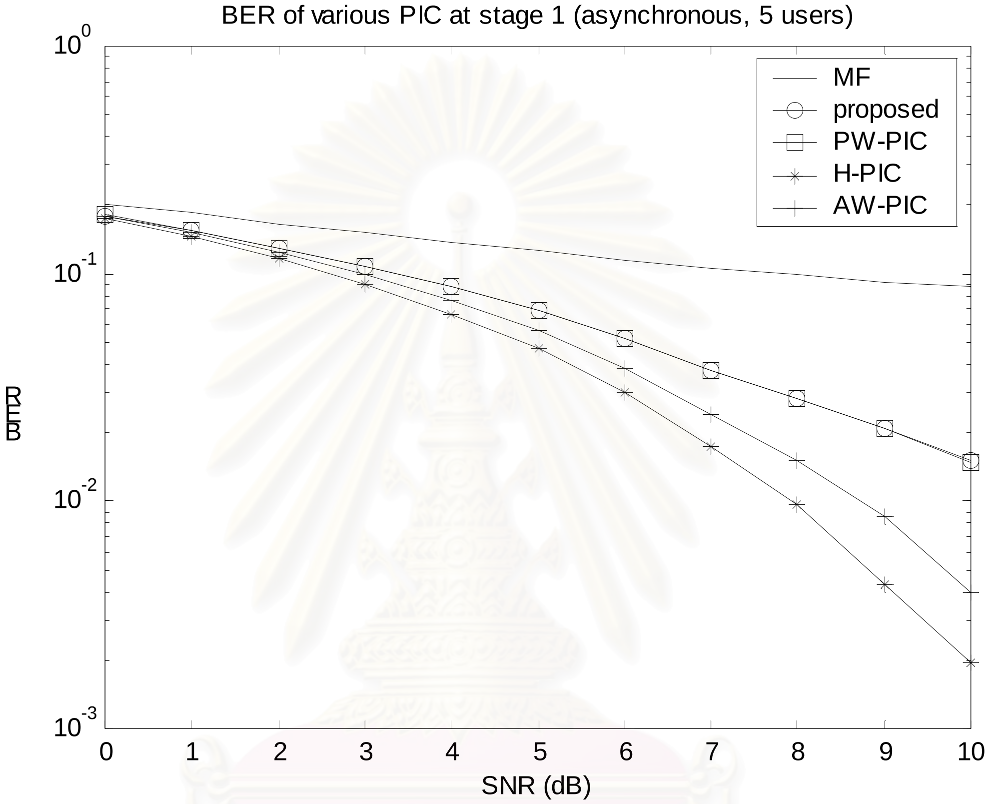
4.3.2.2.2 กรณีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์

ข้อกำหนดในการจำลองแบบต่างๆ ของกรณีนี้เหมือนกันกับกรณีของการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสตามหัวข้อที่ 4.3.2.1.2

ผลที่ได้จากการจำลองแบบเมื่อมีผู้ใช้งานจำนวน 5 คน

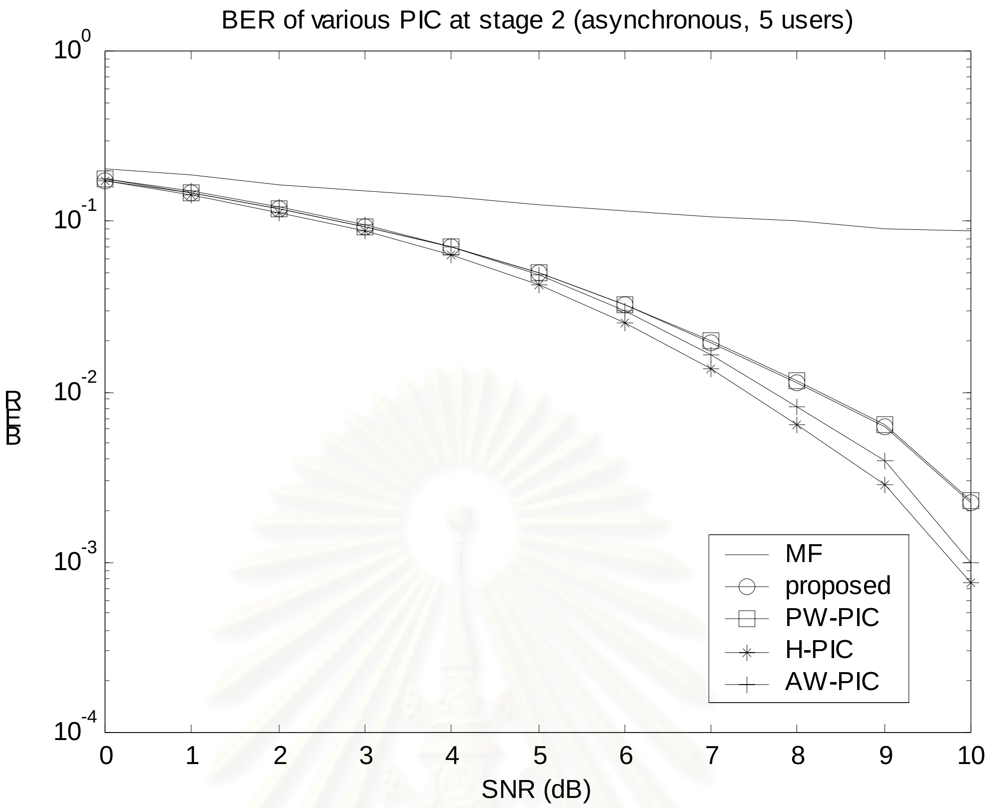
จากรูปที่ 4.33 ซึ่งแสดงอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับประเภทต่างๆ ที่ตอนที่ 1 พบว่าอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ H-PIC ให้อัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำที่สุด ทั้งนี้เมื่อจำนวนผู้ใช้งานน้อยๆ การสร้างสัญญาณแทรกสอดเพื่อนำมาใช้ในการหักล้างจะมีความเชื่อถือได้สูง ส่งผลให้การกำจัดสัญญาณแทรกสอดมีความเชื่อถือได้สูง อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ H-PIC จึงมีค่าต่ำ ผิดกับเครื่องรับที่นำเสนอและเครื่องรับแบบ PW-PIC ซึ่งมีการถ่วงน้ำหนักระหว่างสัญญาณจากแมตช์ฟิลเตอร์และสัญญาณที่ผ่านการหักล้างด้วยค่าถ่วงน้ำหนัก 0.5 ซึ่งเปรียบเสมือนเป็นการนำสัญญาณที่มีความเชื่อถือได้ต่ำจากสัญญาณจากแมตช์ฟิลเตอร์เข้ามาผสม ส่งผลให้สัญญาณที่ได้จากเครื่องรับที่นำเสนอและเครื่องรับแบบ PW-PIC มีความเชื่อถือได้ต่ำ อัตราบิตผิดพลาดจึงยังคงมีค่าสูง และเมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอ กับเครื่อง

รับแบบ PW-PIC พบว่าอัตราบิตผิดพลาดของทั้งสองวิธีมีค่าเท่ากัน ทั้งนี้เพราะกรณีจำนวนผู้ใช้งานน้อยๆ ค่าความแปรปรวนของสัญญาณแทรกสอดมีค่าต่ำ ส่งผลให้ค่าสัมประสิทธ์ความเชื่อถือได้ตามสมการที่ 3-15 มีค่าสูง ซึ่งทำให้ฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์มีคุณสมบัติใกล้เคียงกับฟังก์ชันเครื่องหมาย ส่วนกรณีที่อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ AW-PIC มีค่าต่ำเพราะว่า ค่าถ่วงน้ำหนักที่คำนวณได้จากสมการที่ (2-31) ในบทที่ 2 มีค่าใกล้เคียง 1



รูปที่ 4.33 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 1 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน

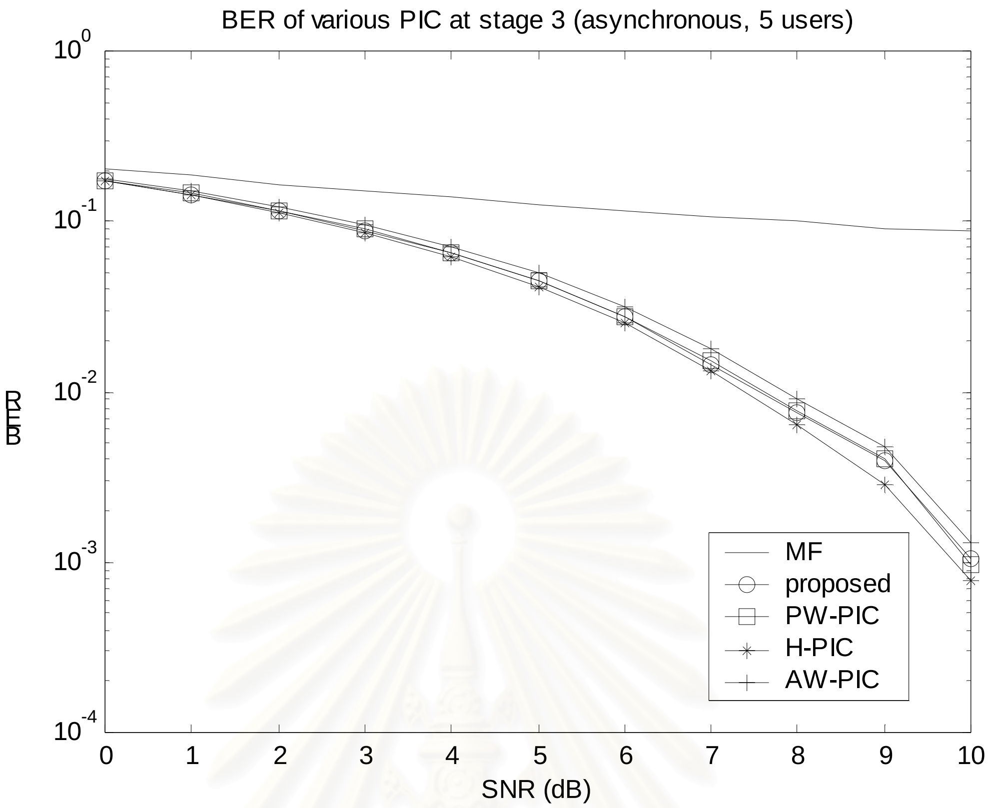
เมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับประเภทต่างๆ ที่ตอนที่ 2 ตามรูปที่ 4.34 พบว่า เครื่องรับที่นำเสนอและเครื่องรับแบบ PW-PIC เริ่มมีอัตราบิตผิดพลาดลดลงอย่างมากและมีค่าใกล้เคียงกับเครื่องรับแบบ H-PIC เพราะว่าสัญญาณที่ได้จากตอนที่ 1 และสัญญาณที่ได้จากตอนปัจจุบันของทั้งสองวิธีต่างเริ่มมีความเชื่อถือได้ ส่วนเครื่องรับแบบ AW-PIC ก็มีอัตราบิตผิดพลาดลดลงใกล้เคียงกับเครื่องรับแบบ H-PIC เช่นเดียวกัน



รูปที่ 4.34 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 2 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน

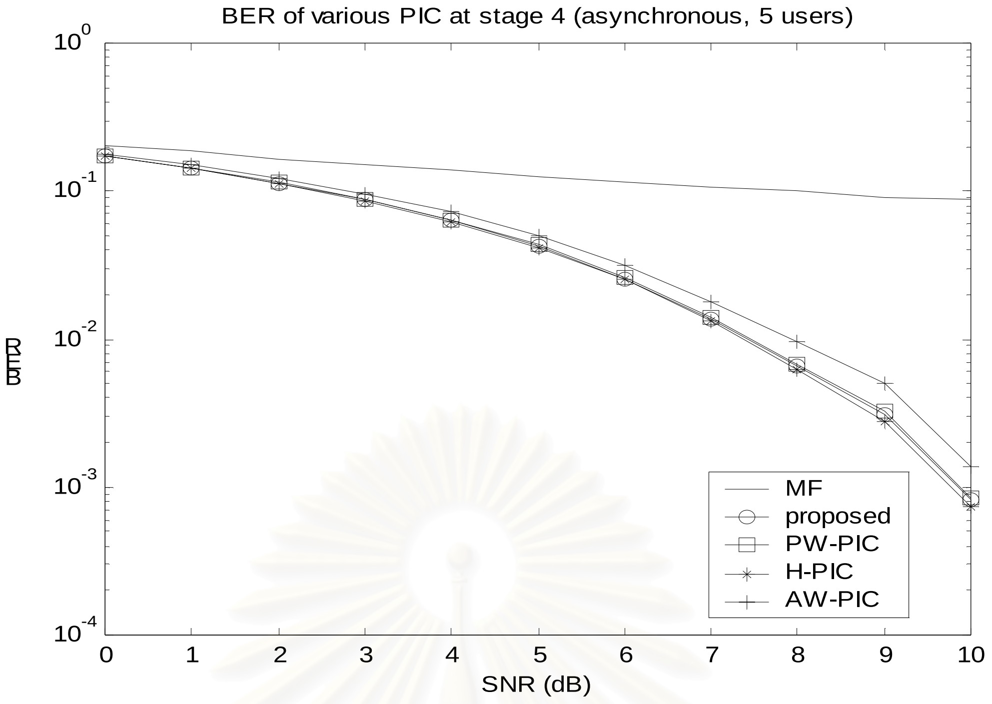
ส่วนรูปที่ 4.35 ซึ่งแสดงอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับประเภทต่างๆ ที่ตอนที่ 3 นั้นพบว่าเครื่องรับแบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานทุกประเภทให้อัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำและมีค่าใกล้เคียงกันมาก ซึ่งหมายความว่าเครื่องรับที่นำเสนอนั้นใช้จำนวนตอนเพียง 2 ถึง 3 ตอนก็จะให้อัตราบิตผิดพลาดเช่นเดียวกันกับเครื่องรับแบบ H-PIC เพียงแต่เครื่องรับแบบ H-PIC ค่อนข้างให้อัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำตั้งแต่ตอนที่ 1 แล้ว

เมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่ตอนที่ 4 และ 5 ตามรูปที่ 4.36 และรูปที่ 4.37 ตามลำดับนั้น พบว่าอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอแทบไม่ได้แตกต่างกันกับอัตราบิตผิดพลาดที่ได้จากตอนที่ 3 เท่าใดนัก ดังนั้นในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้งานน้อยๆ จำนวนตอนในการกำจัดสัญญาณแทรกสอด 2 ถึง 3 ตอนก็เพียงพอแล้ว

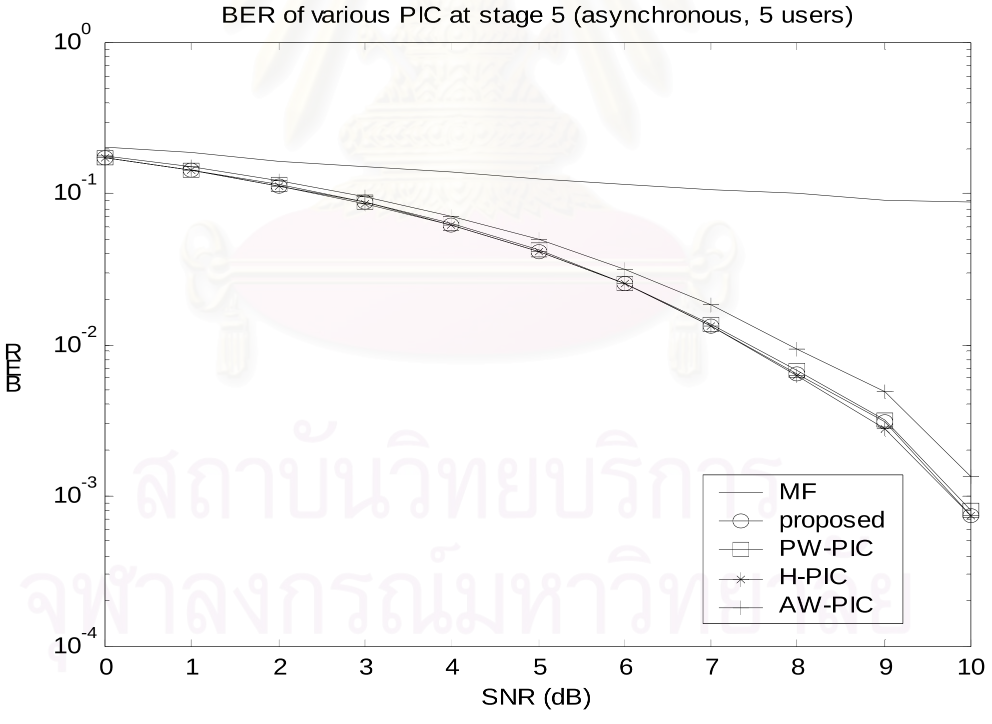


รูปที่ 4.35 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 3 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน

เมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ (รูปที่ 4.23 ถึงรูปที่ 4.27) และอัตราบิตผิดพลาดกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ (รูปที่ 4.33 ถึงรูปที่ 4.37) พบว่าในกรณีที่จำนวนตอนน้อยๆ (1 ถึง 2 ตอน) เครื่องรับที่นำเสนอในกรณีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์มีอัตราบิตผิดพลาดสูงกว่ากรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ แต่ผลสุดท้ายแล้วเมื่อจำนวนตอนเพิ่มมากขึ้น (ตอนที่ 3 ขึ้นไป) อัตราบิตผิดพลาดของกรณีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์มีค่าเท่ากันกับกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยมีอัตราบิตผิดพลาดประมาณ 10^{-3} ที่ค่า SNR 10 dB ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าเครื่องรับที่นำเสนอสามารถทนต่อผลของปรากฏการณ์ใกล้ไกลได้

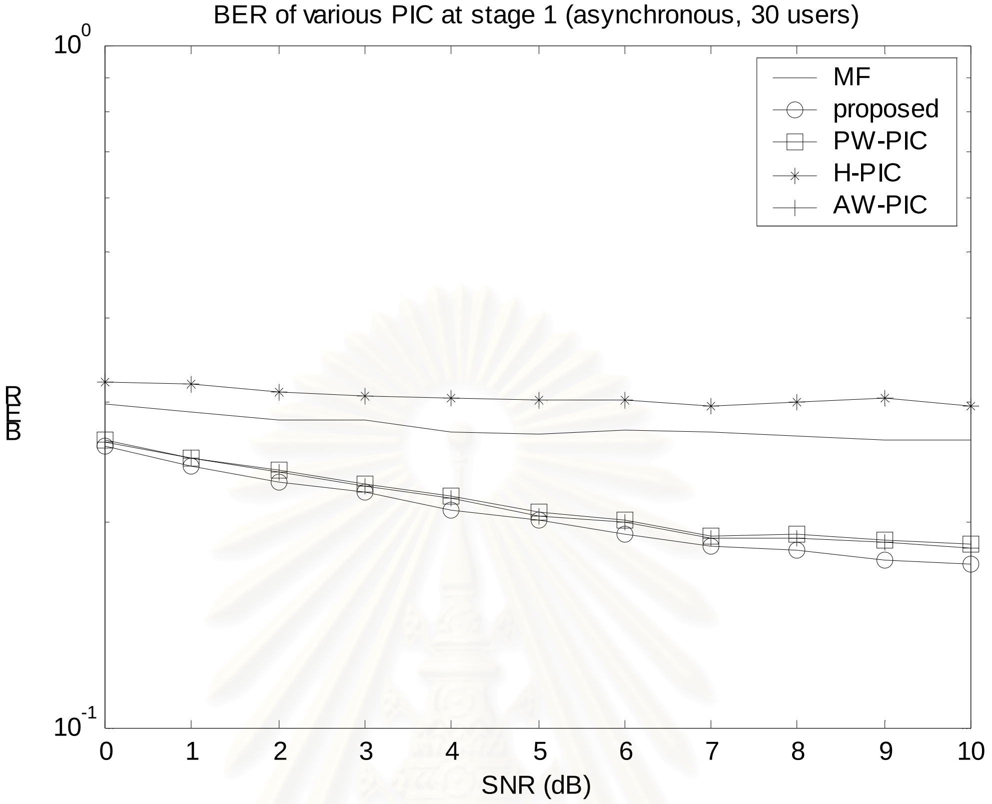


รูปที่ 4.36 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 4 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน



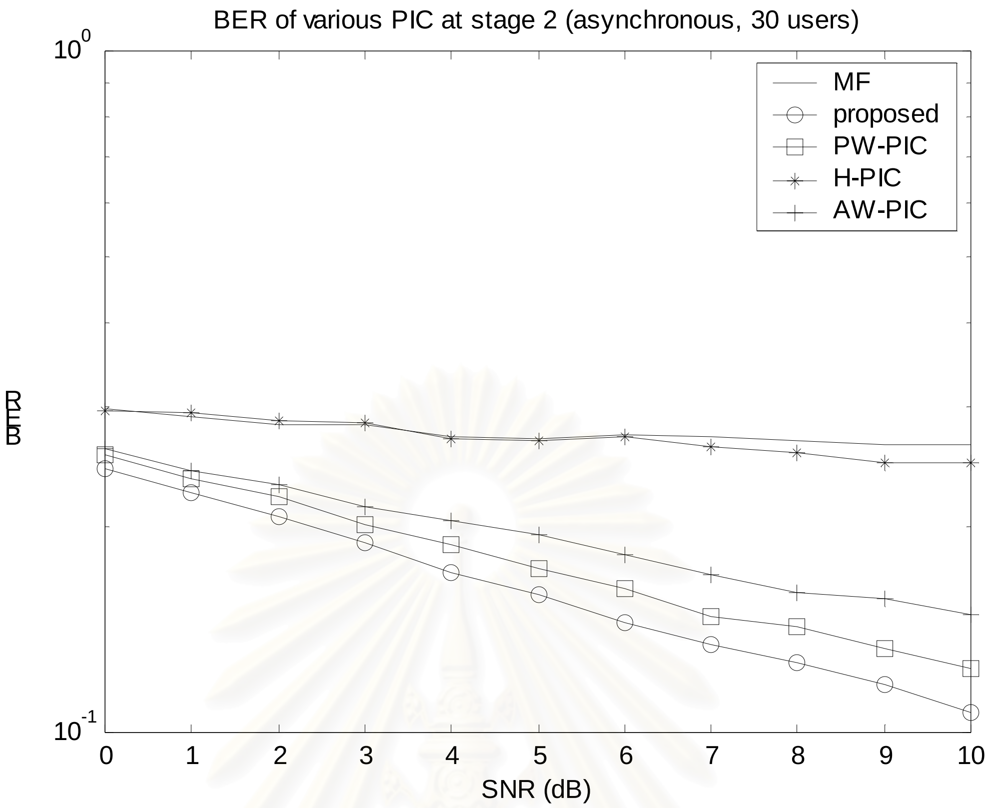
รูปที่ 4.37 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 5 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 5 คน

ผลที่ได้จากการจำลองแบบเมื่อมีผู้ใช้งานจำนวน 30 คน



รูปที่ 4.38 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 1 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน

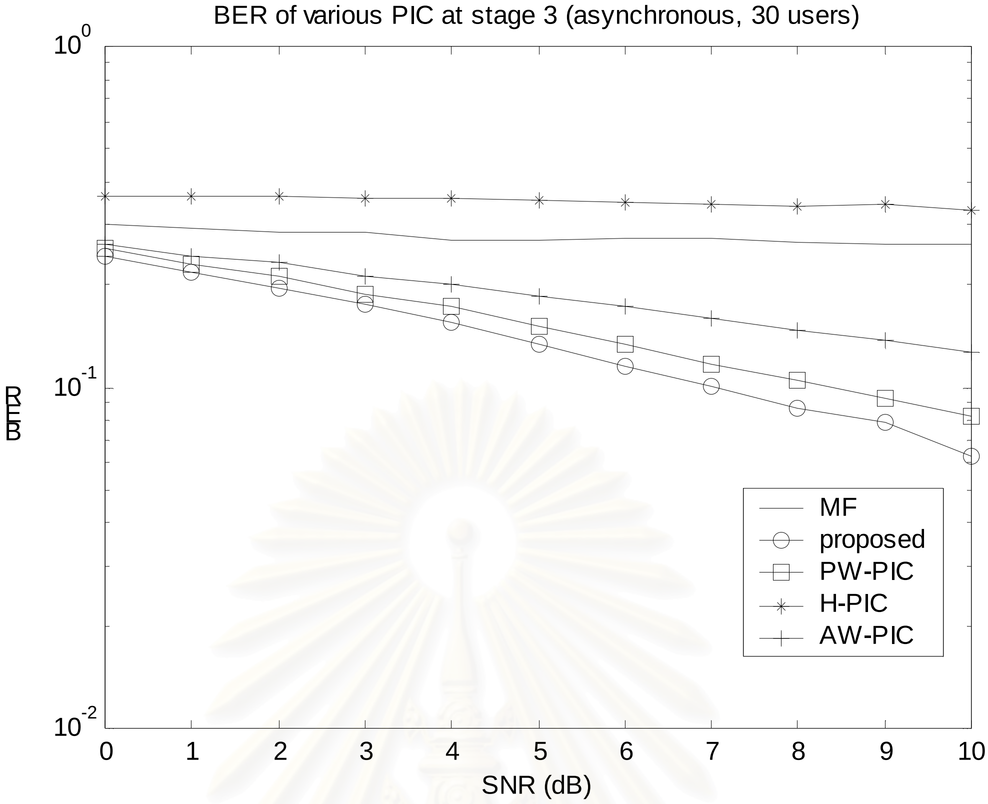
พิจารณารูปที่ 4.38 ซึ่งแสดงอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับประเภทต่างๆ ที่ตอนที่ 1 พบว่าเครื่องรับแบบ H-PIC มีอัตราบิตผิดพลาดที่สูงมากและสูงกว่าเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์ ซึ่งเหมือนกันทั้งกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์หรือการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ ดังนั้นเครื่องรับแบบ H-PIC ไม่สามารถให้อัตราบิตผิดพลาดที่ดีได้เลย วิธีการหนึ่งที่ช่วยให้อัตราบิตผิดพลาดมีค่าดีขึ้น นั่นคือต้องมีการนำค่าถ่วงน้ำหนักมาใช้ ซึ่งจะเห็นได้ชัดว่าวิธีที่นำเสนอมีอัตราบิตผิดพลาดต่ำกว่าทั้งเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์และเครื่องรับแบบ H-PIC และในตอนที่ 1 นั้นวิธีที่นำเสนอมีอัตราบิตผิดพลาดที่ใกล้เคียงกันกับเครื่องรับแบบ PW-PIC และเครื่องรับแบบ AW-PIC ทั้งนี้เมื่อนำอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอในกรณีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ (รูปที่ 4.38) มาเปรียบเทียบกับอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอในกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ (รูปที่ 4.28) พบว่าอัตราบิตผิดพลาดของการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ยังมีค่าสูงกว่ากรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์มาก ซึ่งหมายความว่าที่ตอนที่ 1 นั้น เครื่องรับที่นำเสนอยังไม่สามารถแก้ปัญหาที่เกิดจากผลของปรากฏการณ์ใกล้ไกลได้



รูปที่ 4.39 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 2 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน

และเมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดในตอนที่ 2 พบว่าเครื่องรับที่นำเสนอมีอัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำกว่าเครื่องรับแบบ PW-PIC และเครื่องรับที่เสนอโดย [natee] อย่างเห็นได้ชัด ทั้งนี้เพราะเครื่องรับที่นำเสนอมีการนำฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์มาประมาณบิตของสัญญาณแทรกสอด ทำให้การกำจัดสัญญาณแทรกสอดมีความเชื่อถือได้สูง

เมื่อเปรียบเทียบรูปที่ 4.29 ซึ่งเป็นกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์และรูปที่ 4.39 ซึ่งเป็นกรณีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ พบว่าอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอในกรณีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ยังคงสูงกว่าอัตราบิตผิดพลาดของกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ เพียงแต่สูงกว่าไม่มากนัก (ที่ค่า SNR เท่ากับ 10 dB อัตราบิตผิดพลาดกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์มีค่าประมาณ 7×10^{-2} ขณะที่อัตราบิตผิดพลาดของกรณีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์มีค่าประมาณ 1.1×10^{-1}) ซึ่งแสดงให้เห็นว่าเครื่องรับที่นำเสนอเริ่มมีความสามารถทนต่อผลที่เกิดจากปรากฏการณ์ใกล้ไกลได้

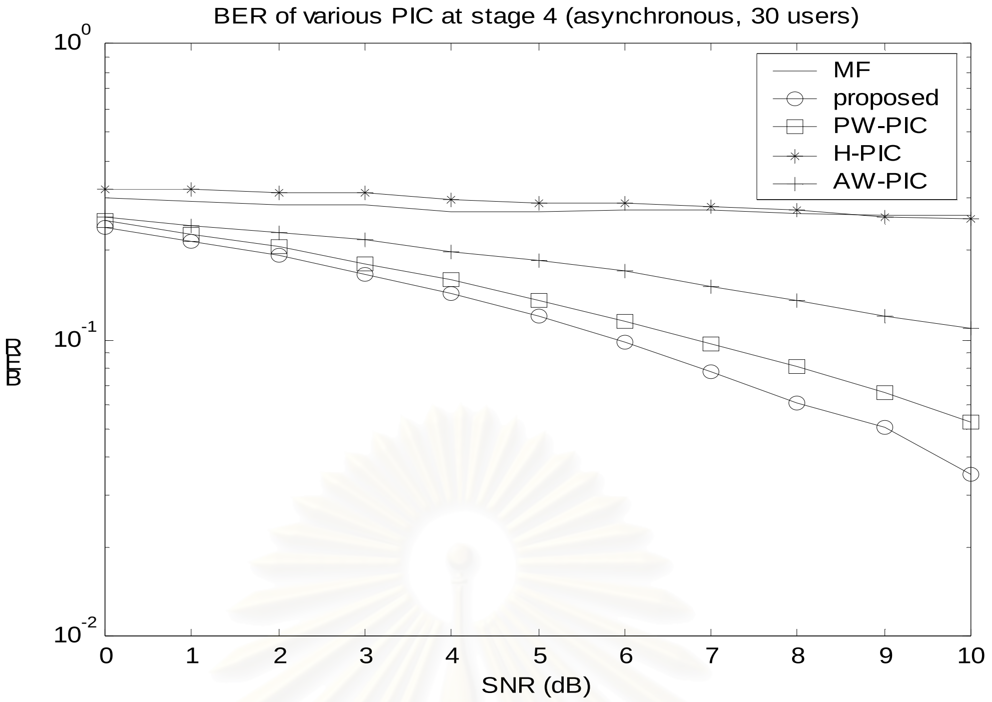


รูปที่ 4.40 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 3 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน

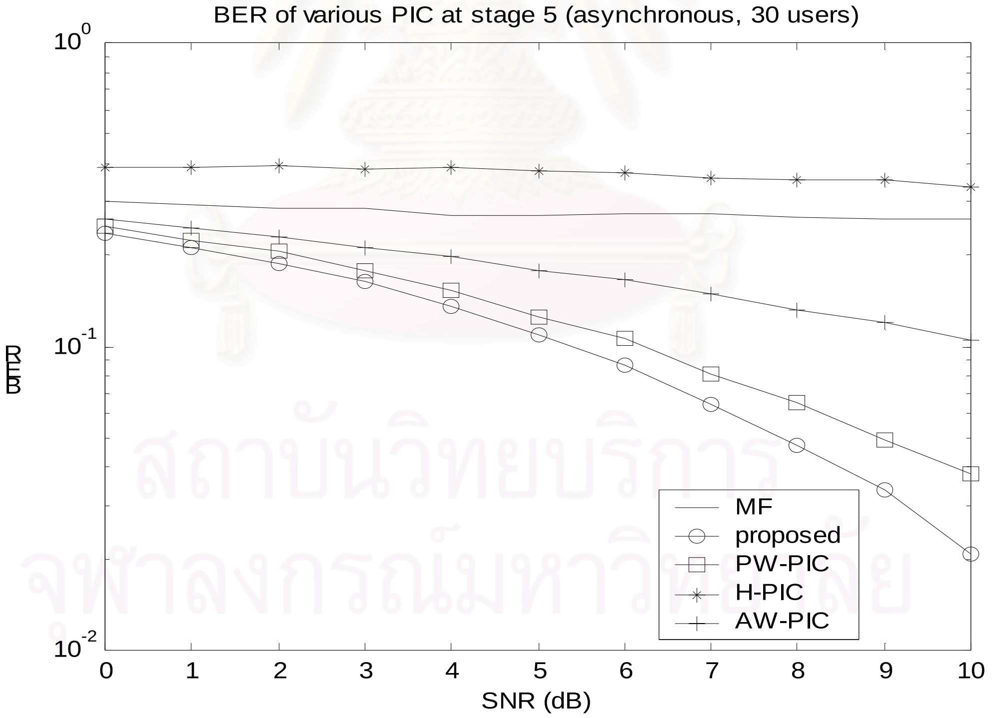
พิจารณารูปที่ 4.40 ซึ่งแสดงอัตราบิตผิดพลาดที่ตอนที่ 3 พบว่าอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอยังคงมีอัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำกว่าเครื่องรับประเภทอื่นๆ ส่วนเครื่องรับแบบ AW-PIC อัตราบิตผิดพลาดลดลงเพียงเล็กน้อยเท่านั้น นั่นคืออัตราบิตผิดพลาดที่ตอนที่ 3 ไม่ค่อยแตกต่างกับอัตราบิตผิดพลาดที่ได้จากตอนที่ 2

เมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอในตอนที่ 4 และ 5 ตามรูปที่ 4.41 และรูปที่ 4.42 ตามลำดับนั้นพบว่า อัตราบิตผิดพลาดเริ่มลดน้อยลงเมื่อเทียบกับในตอนที่ 1 หรือ 2 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอนั้นเริ่มคงที่ในตอนที่ 4 หรือ 5 แล้ว ดังนั้นการเพิ่มจำนวนตอนให้มากขึ้น อัตราบิตผิดพลาดที่ได้จะไม่คุ้มกับความซับซ้อนที่เพิ่มขึ้น

นอกจากนี้เมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอในตอนที่ 4 หรือ 5 ของกรณีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ (รูปที่ 4.41 และ 4.42) จะเห็นได้ว่าอัตราบิตผิดพลาดมีค่าใกล้เคียงกับอัตราบิตผิดพลาดที่ได้ในกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ (รูปที่ 4.31 และ 4.32) ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าเครื่องรับที่นำเสนอนี้สามารถลดผลของปรากฏการณ์ใกล้ไกลได้ โดยจำเป็นต้องใช้จำนวนตอนประมาณ 4 ถึง 5 ตอน



รูปที่ 4.41 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 4 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน



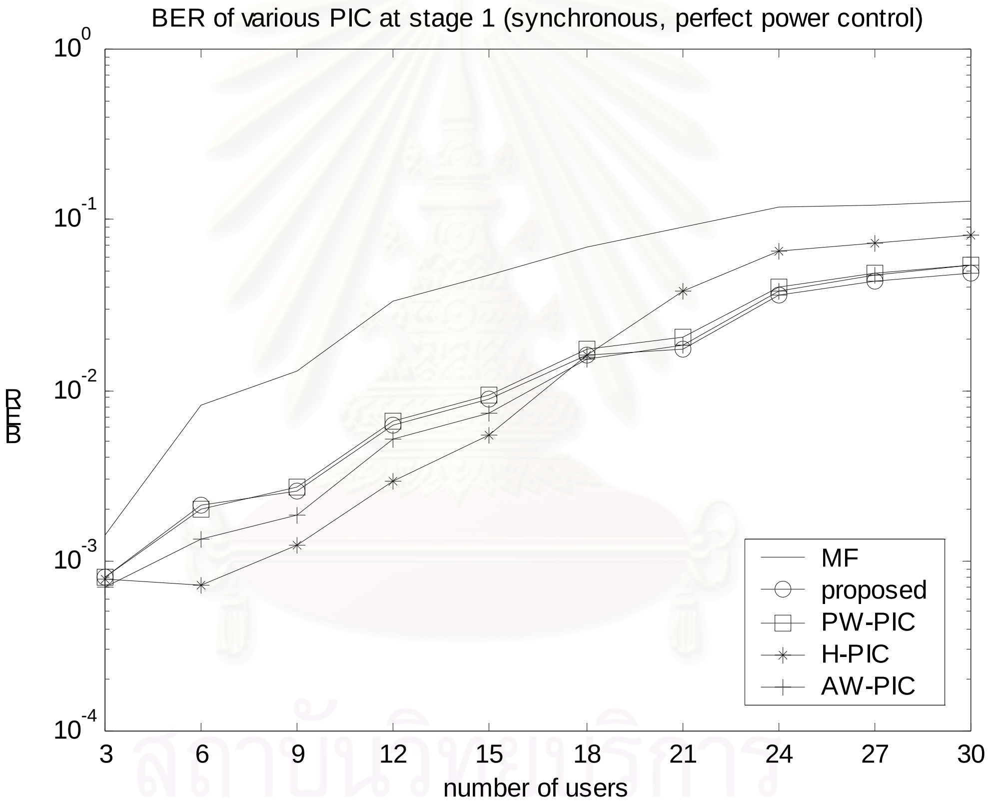
รูปที่ 4.42 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆเมื่อค่า SNR เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 5 ที่มีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ โดยมีจำนวนผู้ใช้งาน 30 คน

4.3.3 BER ของเครื่องรับเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป

ในหัวข้อนี้ทำการวัดอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับเมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบมีค่าเปลี่ยนแปลงไป โดยกำหนดให้อัตราส่วนกำลังต่อสัญญาณรบกวน (SNR) มีค่าเท่ากับ 10 dB โดยแบ่งการจำลองทั้งกรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและแบบอะซิงโครนัส โดยในแต่ละกรณีได้แบ่งออกเป็นสองกรณีย่อยคือกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์และกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์

4.3.3.1 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์

ในการจำลองได้ทำการวัดอัตราบิตผิดพลาดโดยเริ่มจากจำนวนผู้ใช้งานตั้งแต่ 3 คนจนถึง 30 คน โดยมีการเพิ่มจำนวนผู้ใช้งานคราวละ 3 คน ซึ่งได้ผลลัพธ์ดังรูปที่ 4.43 ถึงรูปที่ 4.47

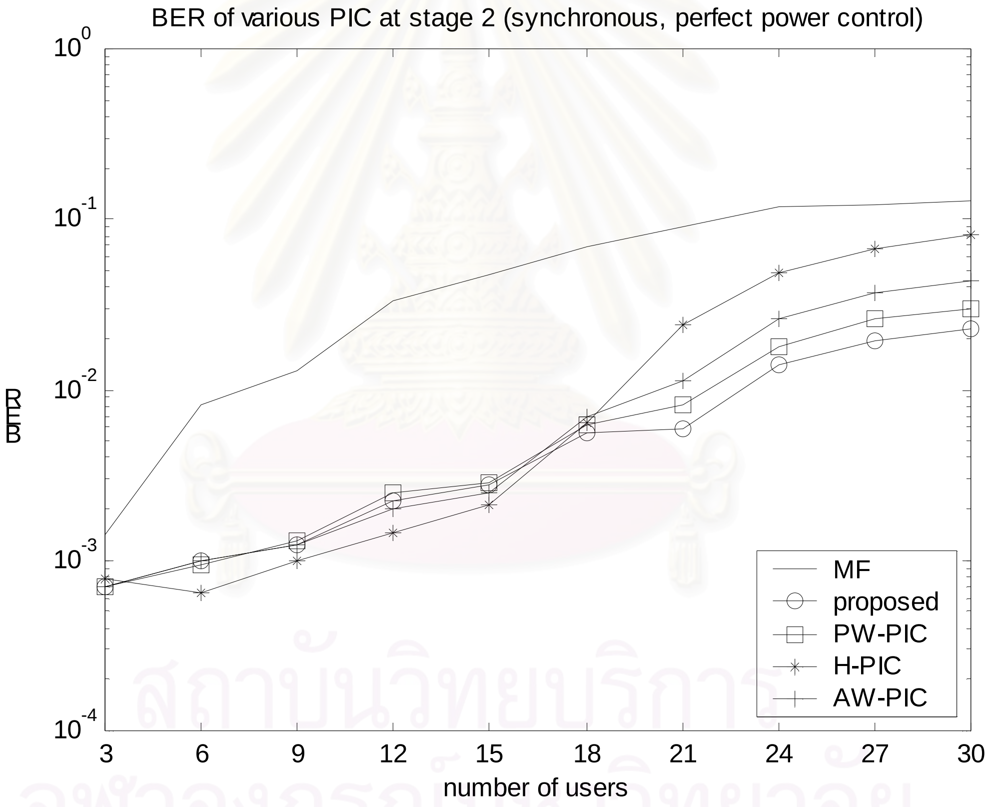


รูปที่ 4.43 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 1 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์

จากรูปที่ 4.43 เมื่อพิจารณาในช่วงที่จำนวนผู้ใช้งานมีค่าต่ำๆ อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ H-PIC ให้อัตราบิตผิดพลาดที่ดีที่สุด ทั้งนี้เพราะเมื่อจำนวนผู้ใช้งานมีค่าน้อยๆนั้นการสร้างสัญญาณแทรกสอดมีความเชื่อถือได้สูง จึงไม่จำเป็นต้องมีการถ่วงน้ำหนัก ขณะที่เครื่องรับที่นำเสนอนั้นมีการถ่วงน้ำหนักระหว่างสัญญาณจากแมตช์ฟิลเตอร์และสัญญาณที่ผ่านการหัก

ล้างสัญญาณแทรกสอดแล้ว ซึ่งสัญญาณที่ได้จากแมตช์ฟิลเตอร์มีความเชื่อถือได้ต่ำ ส่งผลให้สัญญาณที่ได้จากเครื่องรับที่นำเสนอมีความเชื่อถือได้ต่ำกว่าสัญญาณที่ได้จากเครื่องรับแบบ H-PIC อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอจึงสูงกว่าอัตราบิตผิดพลาดที่ได้จากเครื่องรับแบบ H-PIC ส่วนเครื่องรับแบบ AW-PIC นั้นมีอัตราบิตผิดพลาดที่ใกล้เคียงกับเครื่องรับที่นำเสนอโดยมีอัตราบิตผิดพลาดต่ำกว่าเล็กน้อย ทั้งนี้เพราะค่าถ่วงน้ำหนักในเครื่องรับแบบ AW-PIC มีการปรับเปลี่ยนค่าได้จึงให้อัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำกว่า

เมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดในช่วงที่มีผู้ใช้งานมากๆ พบว่าเครื่องรับแบบ H-PIC ให้อัตราบิตผิดพลาดที่สูงกว่าเครื่องรับที่นำเสนอ ทั้งนี้เพราะว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้งานมีค่ามากๆ การสร้างสัญญาณจะมีความเชื่อถือได้ต่ำ ดังนั้นจึงควรมีการถ่วงน้ำหนักเพื่อให้สัญญาณมีความเชื่อถือได้ ส่งผลให้เครื่องรับที่นำเสนอมีอัตราบิตผิดพลาดที่ดีกว่า

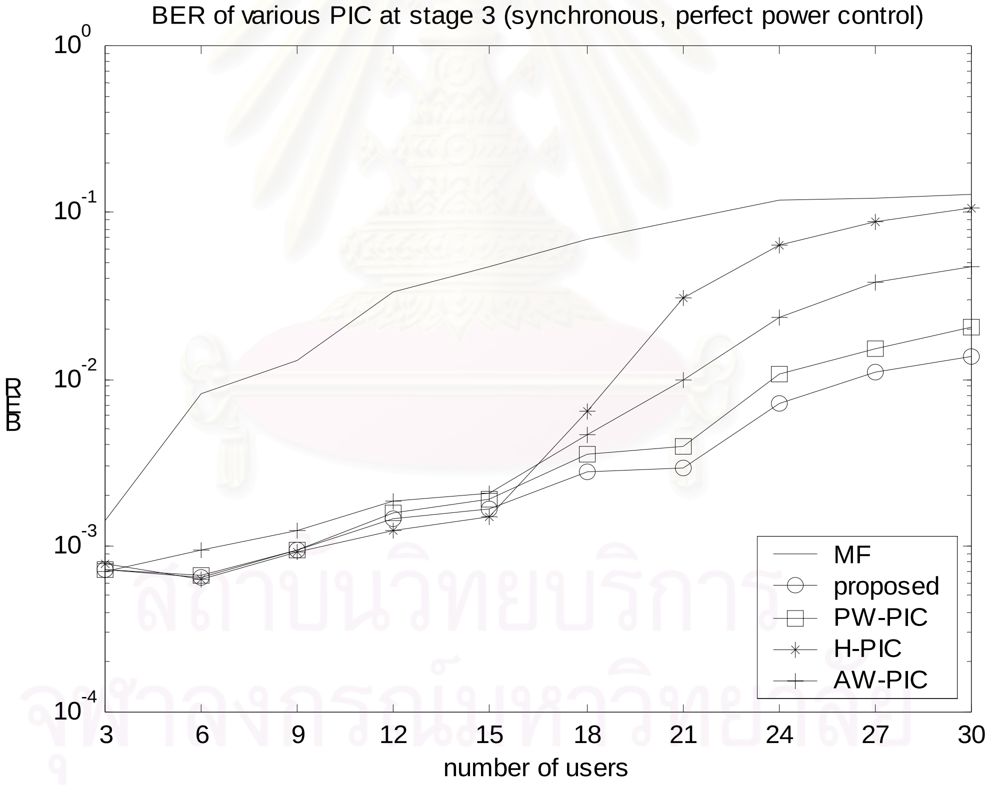


รูปที่ 4.44 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 2
กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์

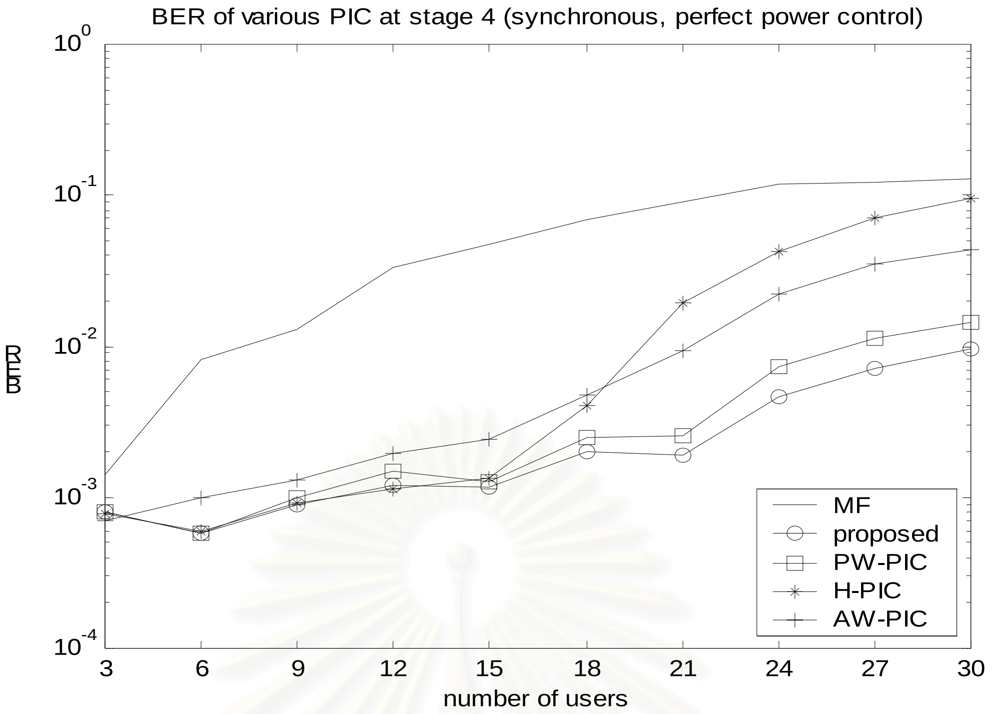
เมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดในตอนที่ 2 ของเครื่องรับประเภทต่างๆ ตามรูปที่ 4.44 พบว่า ที่บริเวณจำนวนผู้ใช้งานน้อยๆ อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอเริ่มมีอัตราบิตผิดพลาดที่ใกล้เคียงกับเครื่องรับแบบ H-PIC โดยยังคงมีค่าสูงกว่าอัตราบิตผิดพลาดที่ได้จากเครื่อง

รับแบบ H-PIC เล็กน้อย ขณะที่เมื่อพิจารณาบริเวณจำนวนผู้ใช้งานมากๆ อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอได้ลดลงจากตอนที่ 1 แต่อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ H-PIC กลับไม่ได้ลดลงจากตอนที่ 1 เท่าใดนัก และเมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดในตอนที่ 3 ตามรูปที่ 4.45 จะเห็นได้ว่าในช่วงที่ผู้ใช้งานมีค่ามากๆ อัตราบิตผิดพลาดระหว่างเครื่องรับที่นำเสนอและเครื่องรับแบบ H-PIC ค่อนข้างแตกต่างกันอย่างเห็นได้ชัด ซึ่งสรุปได้ว่าการใช้ฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์มาช่วยในการประมาณบิตที่ใช้สำหรับสร้างสัญญาณแทรกสอดเพียงอย่างเดียวนั้นไม่เพียงพอ จำเป็นต้องมีการนำค่าถ่วงน้ำหนักมาช่วยด้วย และเมื่อพิจารณาในช่วงจำนวนผู้ใช้งานน้อยๆ พบว่าเครื่องรับที่นำเสนอมีอัตราบิตผิดพลาดต่ำเช่นเดียวกันกับเครื่องรับแบบ H-PIC

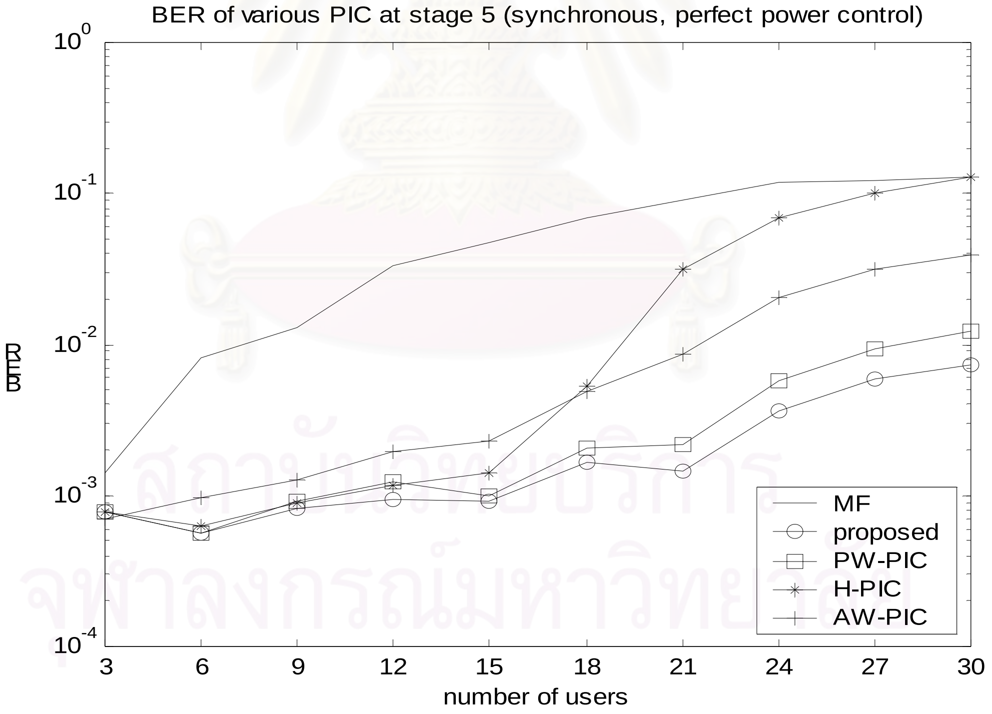
เมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับประเภทต่างๆ ในตอนที่ 4 และ 5 ตามรูปที่ 4.46 และรูปที่ 4.47 ตามลำดับนั้นพบว่า เครื่องรับในแต่ละวิธีมีอัตราบิตผิดพลาดที่ค่อนข้างคงที่ไม่แตกต่างกับอัตราบิตผิดพลาดในตอนที่ 3 มากนัก ซึ่งทำให้สรุปได้ว่าจำนวนตอนของการกำจัดสัญญาณแทรกสอดประมาณ 3 ตอนก็เพียงพอที่จะทำให้อัตราบิตผิดพลาดมีค่าต่ำ



รูปที่ 4.45 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป ที่ตอนที่ 3 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์



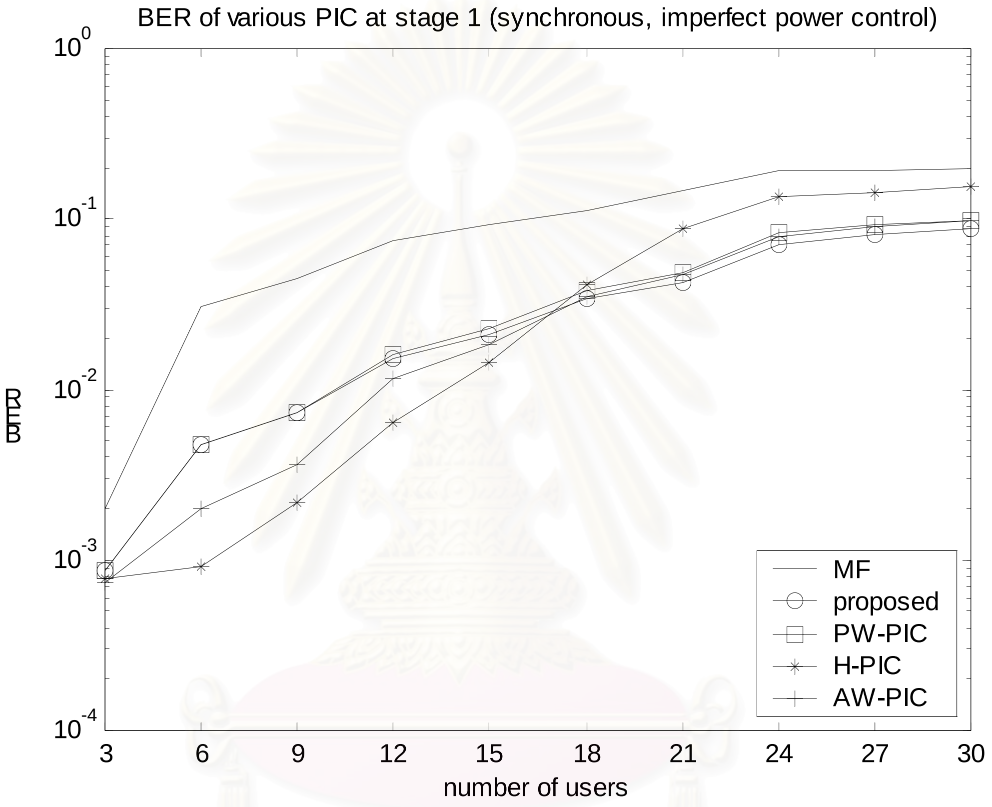
รูปที่ 4.46 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 4 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์



รูปที่ 4.47 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 5 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์

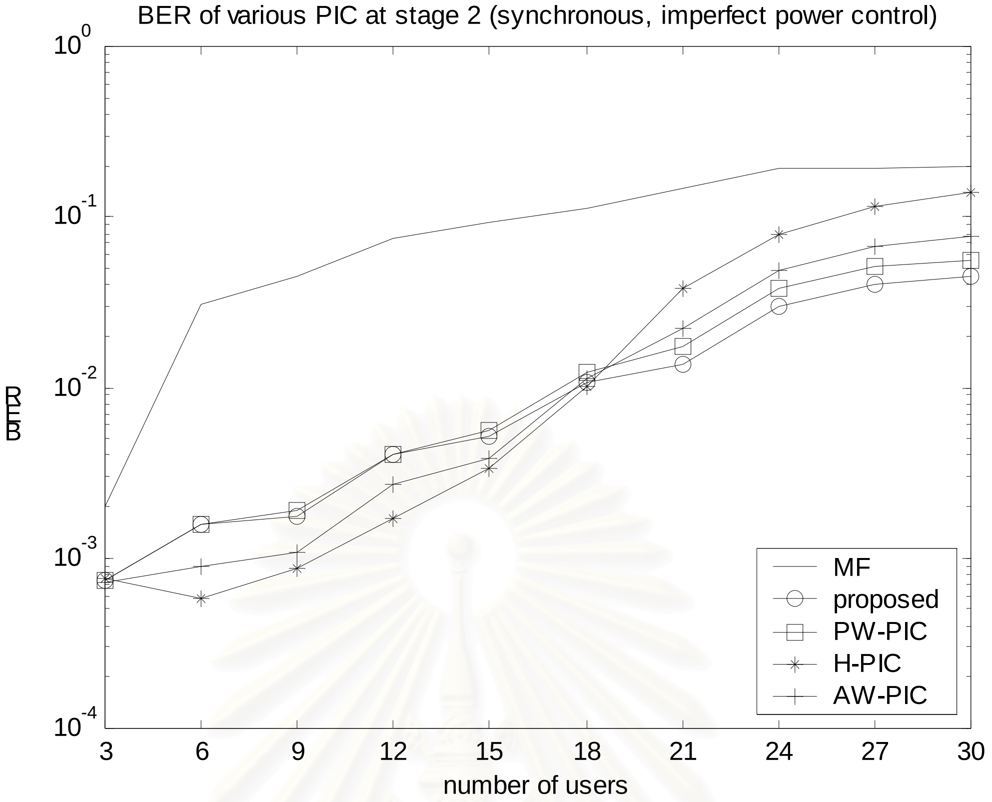
4.3.3.2 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์

ในกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ได้กำหนดให้ผลต่างของค่ากำลังงานของสัญญาณที่ได้รับสูงที่สุดและค่ากำลังงานของสัญญาณที่ได้รับต่ำที่สุดมีค่าเท่ากับ 6 dB โดยอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ของผู้ใช้ที่มีกำลังงานต่ำที่สุดเท่ากับ 10 dB ดังนั้นอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ของผู้ใช้ที่มีกำลังงานสูงที่สุดเท่ากับ 16 dB และการวัดอัตราบิตผิดพลาดทำการวัดอัตราบิตผิดพลาดของผู้ใช้ที่มีกำลังงานต่ำที่สุด



รูปที่ 4.48 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 1
กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์

พิจารณารูปที่ 4.48 เช่นเดียวกันกับกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ เมื่อพิจารณาในช่วงที่จำนวนผู้ใช้งานมีค่าต่ำๆ อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ H-PIC ให้อัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำที่สุด ทั้งนี้เพราะการสร้างสัญญาณแทรกสอดมีความเชื่อถือได้สูงอยู่แล้ว ขณะที่อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอกลับมีอัตราบิตผิดพลาดที่สูงกว่าซึ่งเกิดจากผลของการถ่วงน้ำหนัก แต่เมื่อจำนวนผู้ใช้งานมีค่ามากขึ้น การถ่วงน้ำหนักมีผลช่วยให้อัตราบิตผิดพลาดดีกว่าการไม่ถ่วงน้ำหนักส่งผลให้เครื่องรับที่นำเสนอมีอัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำกว่าเครื่องรับแบบ H-PIC

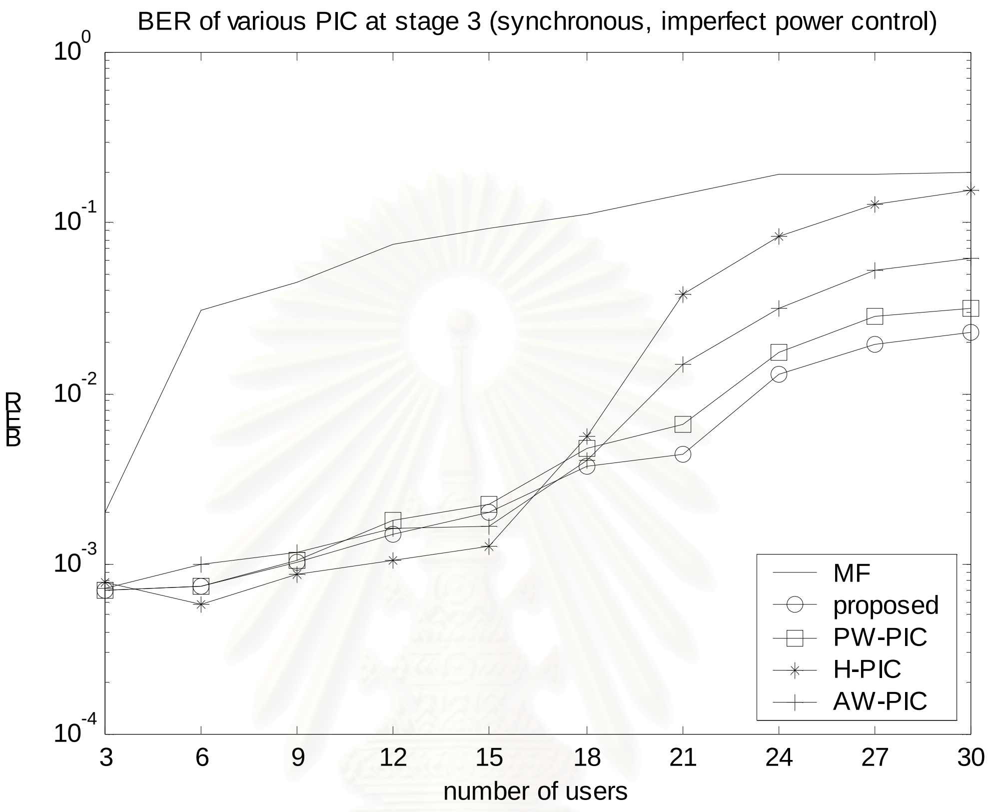


รูปที่ 4.49 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 2
กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์

เมื่อเพิ่มจำนวนตอนในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเป็น 2 ตอนตามรูปที่ 4.49 นั้นพบว่าในช่วงบริเวณจำนวนผู้ใช้งานมีค่าน้อยๆ นั้น อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอเริ่มมีค่าใกล้เคียงกันกับอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ H-PIC โดยยังคงมีอัตราบิตผิดพลาดสูงกว่า แต่เมื่อผู้ใช้งานมากขึ้น (เกิน 18 คนขึ้นไป) อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอกลับมีค่าดีกว่าเครื่องรับแบบ H-PIC โดยอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอมีค่าต่ำกว่าเครื่องรับแบบ PW-PIC อีกด้วย และเมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอในตอนที่ 1 และ 2 ของกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ (รูปที่ 4.48 และรูปที่ 4.49) เทียบกับอัตราบิตผิดพลาดในตอนที่ 1 และตอนที่ 2 ของกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ (รูปที่ 4.43 และรูปที่ 4.44) พบว่าอัตราบิตผิดพลาดกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ยังคงมีค่าสูงกว่าของกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ ซึ่งหมายความว่าเครื่องรับที่นำเสนอที่มีจำนวนตอน 2 หรือ 3 ตอนยังไม่เพียงพอต่อการกำจัดผลที่เกิดจากปรากฏการณ์ใกล้ไกล

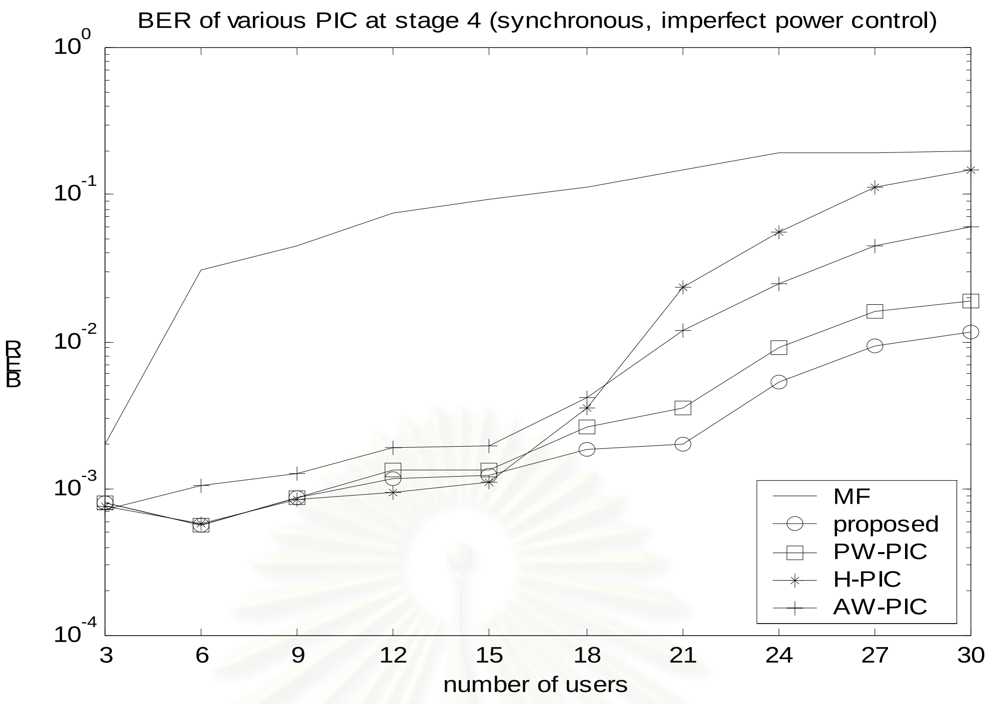
เมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดในตอนที่ 3 ตามรูปที่ 4.50 กรณีที่มีจำนวนผู้ใช้งานน้อยๆ อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอค่อนข้างมีค่าใกล้เคียงกับอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ H-PIC แล้ว ส่วนกรณีที่มีผู้ใช้งานมากๆ อัตราบิตผิดพลาดก็ลดลงจากตอนที่ 2 ไปอีกส่งผลให้

ความแตกต่างของอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอและเครื่องรับแบบ H-PIC เห็นได้ชัดมากยิ่งขึ้น แต่เมื่อพิจารณาเทียบกับกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ (ตามรูปที่ 4.45) อัตราบิตผิดพลาดเริ่มมีค่าใกล้เคียงกันแล้ว

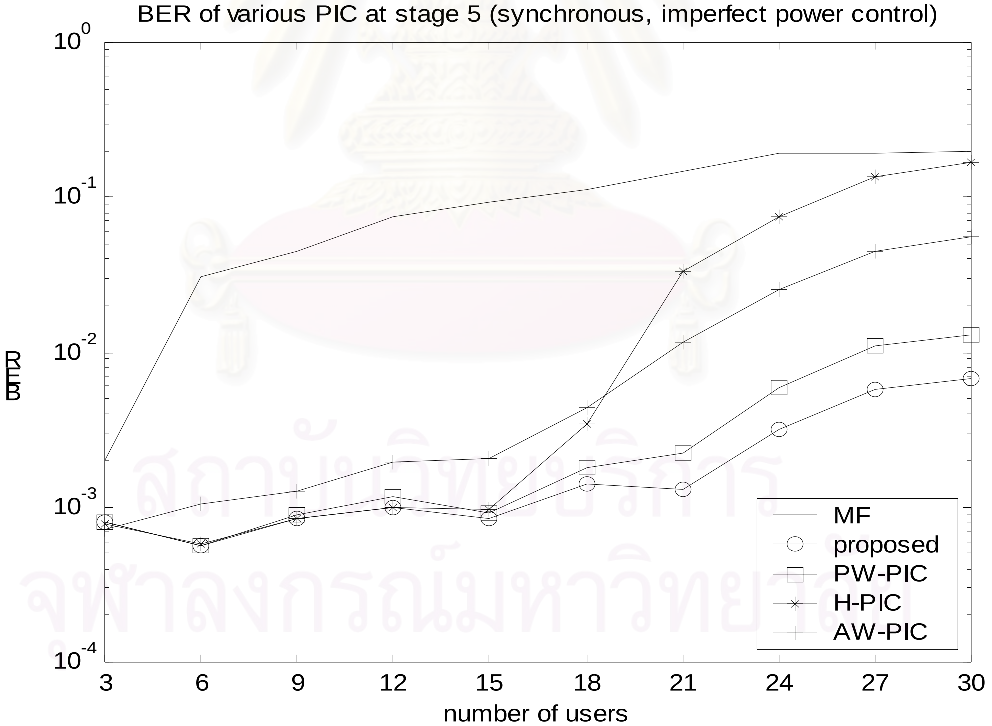


รูปที่ 4.50 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 3
กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์

เมื่อพิจารณาในตอนที่ 4 และ 5 ตามรูปที่ 4.51 และรูปที่ 4.52 ตามลำดับนั้น ในช่วงที่จำนวนผู้ใช้งานมีค่าต่ำๆ อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอนั้นมีค่าไม่ต่างกับอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ H-PIC ซึ่งสรุปได้ว่าเครื่องรับที่นำเสนอนั้นให้อัตราบิตผิดพลาดที่ดีเช่นเดียวกันกับเครื่องรับแบบ H-PIC และเมื่อพิจารณากรณีที่มีผู้ใช้งานมากๆ อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอนั้นก็ได้ลดลงมาจากตอนที่ 3 โดยลดลงไม่มากนัก ซึ่งแสดงให้เห็นว่าจำนวนตอนในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดประมาณ 3 ถึง 4 ตอนก็เพียงพอแล้ว และเมื่อเทียบอัตราบิตผิดพลาดในตอนที่ 4 และ 5 ของกรณีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ (รูปที่ 4.51 และรูปที่ 4.52) กับกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ (รูปที่ 4.46 และรูปที่ 4.47) พบว่ามีค่าใกล้เคียงกันมาก ดังนั้นเครื่องรับที่เสนอจึงมีความสามารถในการกำจัดผลที่เกิดจากปรากฏการณ์ใกล้ไกลได้ โดยจำนวนตอนที่ใช้ควรอยู่ที่ประมาณ 4 ถึง 5 ตอน

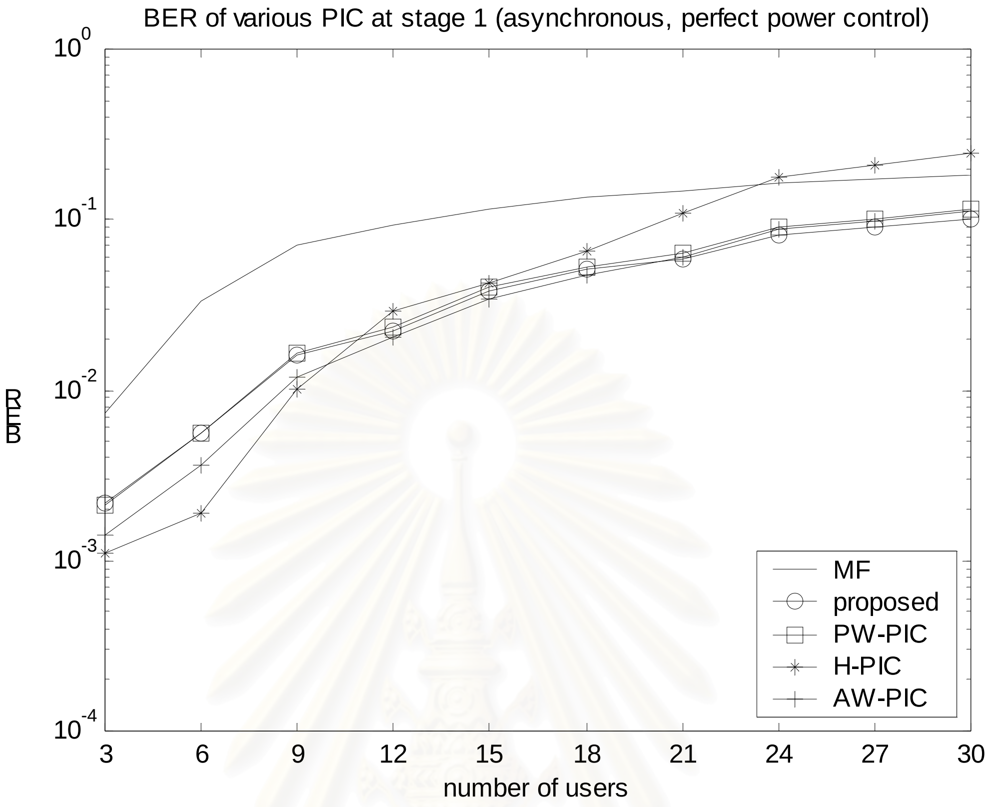


รูปที่ 4.51 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 4 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์



รูปที่ 4.52 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 5 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์

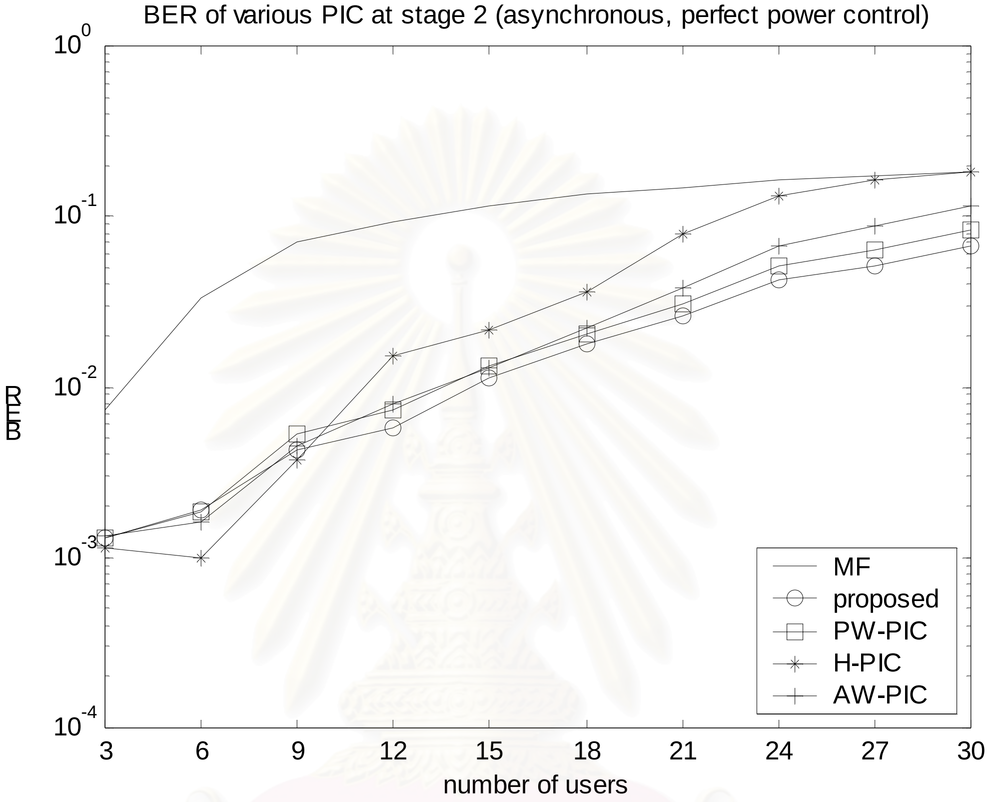
4.3.3.3 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์



รูปที่ 4.53 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป ที่ตอนที่ 1 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์

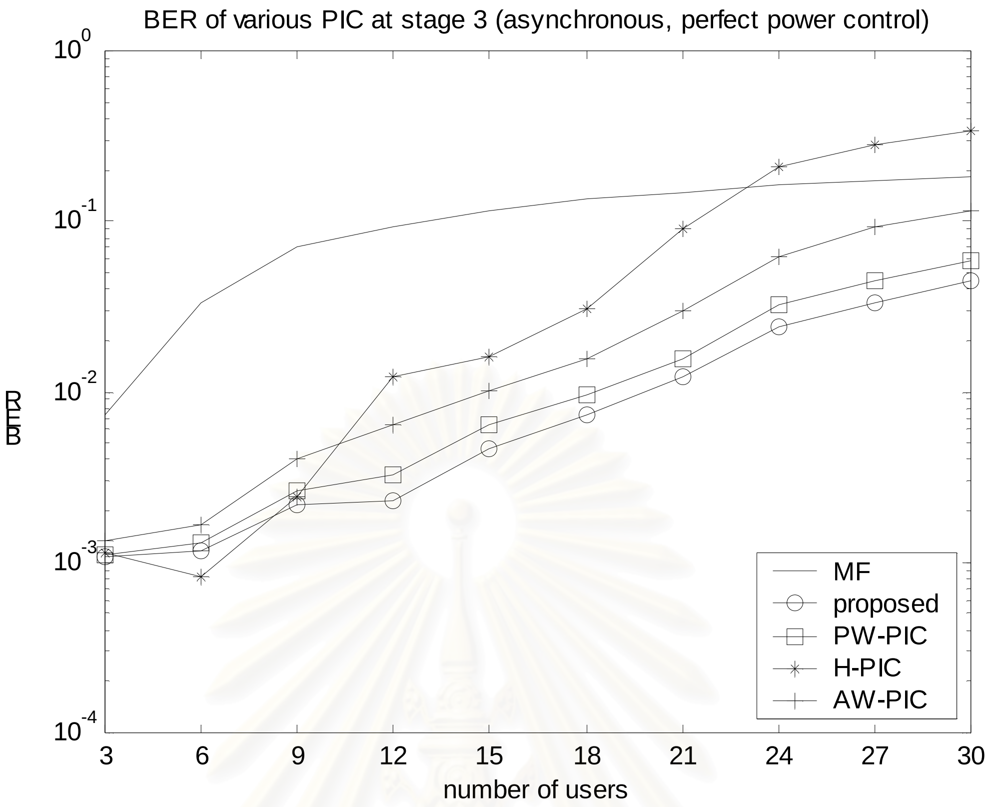
จากรูปที่ 4.53 แนวโน้มของอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับประเภทต่างๆ คล้ายคลึงกันกับอัตราบิตผิดพลาดกรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัส โดยในกรณีที่จำนวนผู้ใช้งานน้อยๆ (น้อยกว่า 9 คน) นั้น อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ H-PIC ให้อัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำกว่าอัตราบิตผิดพลาดที่ได้จากเครื่องรับที่นำเสนอ แต่เมื่อจำนวนผู้ใช้งานเริ่มมากขึ้น (ประมาณ 10 คนขึ้นไป) อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอกลับดีกว่าอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ H-PIC โดยมีเหตุผลเช่นเดียวกันกับกรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสในหัวข้อที่ 4.3.3.1 แต่ในกรณีซิงโครนัส (ตามรูปที่ 4.43) อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ H-PIC เริ่มมีค่ามากกว่าอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอเมื่อจำนวนผู้ใช้งานมีค่าประมาณ 18 คนขึ้นไป ซึ่งต่างกันกับในกรณีอะซิงโครนัสซึ่งอยู่ที่ประมาณ 10 คนขึ้นไป ทั้งนี้เพราะว่าในกรณีอะซิงโครนัสสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้ 1 คนเปรียบเสมือนมีค่าเท่ากับสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้ 2 คนในกรณีซิงโครนัส (ตามที่ได้แสดงในหัวข้อที่ 2.3 ในบทที่ 2) ส่งผลให้ในกรณีอะซิงโครนัส การสร้างสัญญาณแทรกสอดเริ่มมีความเชื่อถือได้ต่ำที่จำนวนผู้ใช้งานน้อยกว่าเมื่อเทียบกับกรณีซิงโครนัส

เมื่อเปรียบเทียบอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแต่ละประเภทในกรณีอะซิงโครนัสเทียบกับกรณีซิงโครนัส พบว่าอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับประเภทต่างๆ ในกรณีอะซิงโครนัสสูงกว่ากรณีซิงโครนัส ซึ่งตรงกับการวิเคราะห์เพราะสัญญาณแทรกสอดในกรณีอะซิงโครนัสมีค่ามากกว่ากรณีซิงโครนัส ส่งผลให้ในกรณีอะซิงโครนัสมีอัตราบิตผิดพลาดที่สูงกว่ากรณีซิงโครนัส



รูปที่ 4.54 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 2
กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์

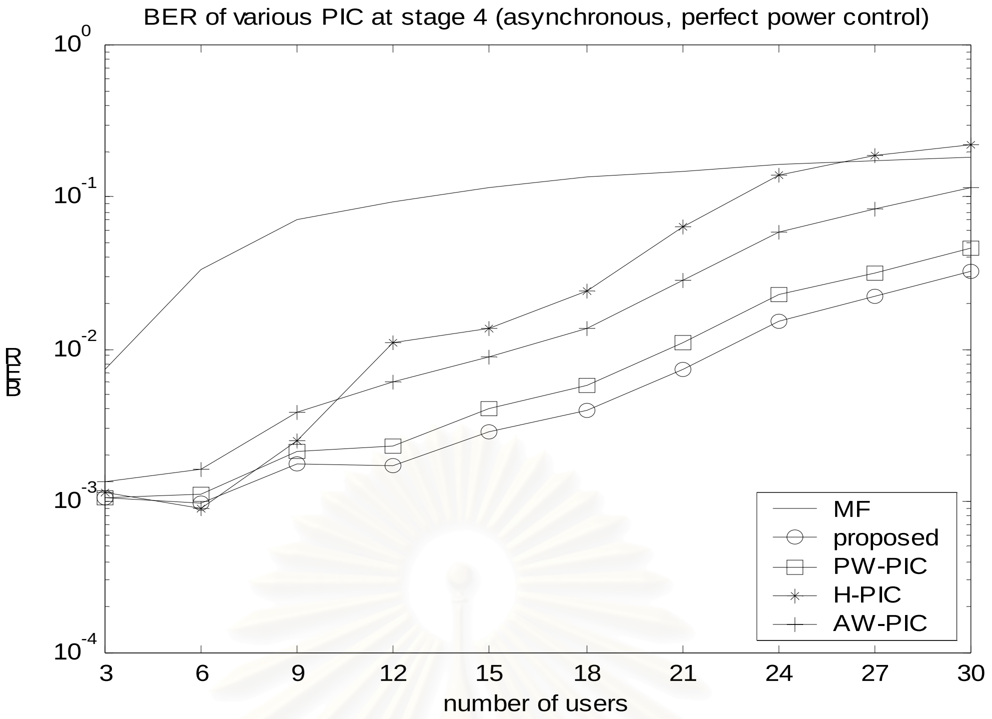
เมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับในตอนที่ 2 ตามรูปที่ 4.54 นั้นพบว่ากรณีจำนวนผู้ใช้งานน้อยๆนั้น อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอมีค่าค่อนข้างใกล้เคียงกับอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ H-PIC โดยมีค่าสูงกว่าเล็กน้อย แต่ในกรณีที่จำนวนผู้ใช้งานมีค่ามากๆ อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอกลับมีค่าต่ำกว่าอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ H-PIC อย่างเห็นได้ชัด และเครื่องรับที่นำเสนอยังคงมีอัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำที่สุดโดยต่ำกว่าอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ PW-PIC เล็กน้อย



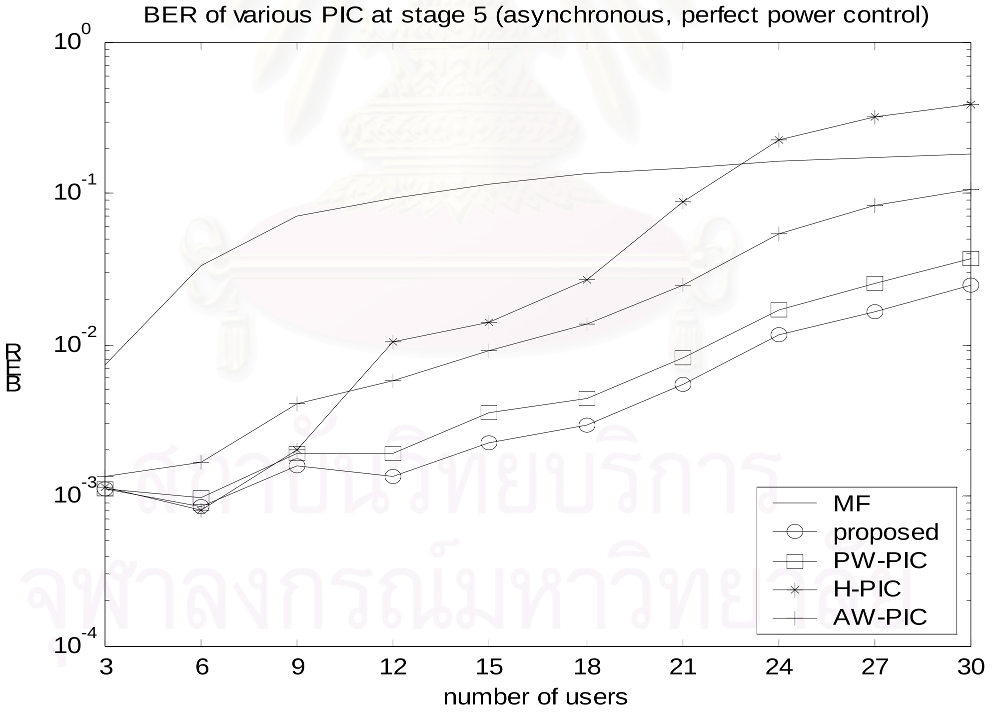
รูปที่ 4.55 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 3
กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์

เมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับประเภทต่างๆ ในตอนที่ 3 ตามรูปที่ 4.55 พบว่าอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ H-PIC ในตอนที่ 3 กลับมีค่าสูงขึ้นกว่าอัตราบิตผิดพลาดที่ได้จากตอนที่ 2 ด้วยซ้ำ ส่วนเครื่องรับที่นำเสนอมีอัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำลงกว่าของตอนที่ 2 และมีค่าต่ำกว่าของเครื่องรับแบบ PW-PIC

ส่วนอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่ตอนที่ 4 และ 5 แสดงดังรูปที่ 4.56 และรูปที่ 4.57 ตามลำดับ โดยอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอลดลงจากตอนที่ 3 โดยเปลี่ยนแปลงไม่มากนัก ซึ่งทำให้สรุปได้ว่าจำนวนตอนในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดควรอยู่ที่ประมาณ 3 ถึง 5 ตอนก็เพียงพอ โดยถ้าเพิ่มจำนวนตอนให้มากขึ้นกว่านี้ก็จะเป็นการเพิ่มความซับซ้อนมากขึ้นไปอีก โดยอัตราบิตผิดพลาดที่ได้ไม่คุ้มกับความซับซ้อนที่เพิ่มขึ้น

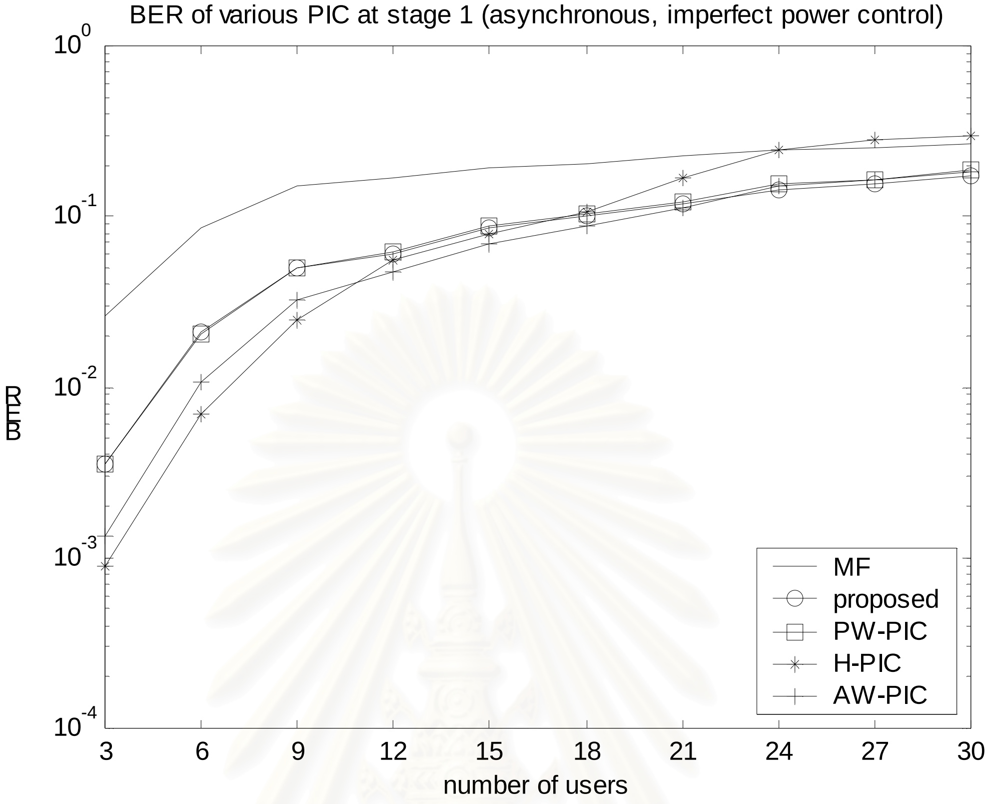


รูปที่ 4.56 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 4 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์



รูปที่ 4.57 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 5 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์

4.3.3.4 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์

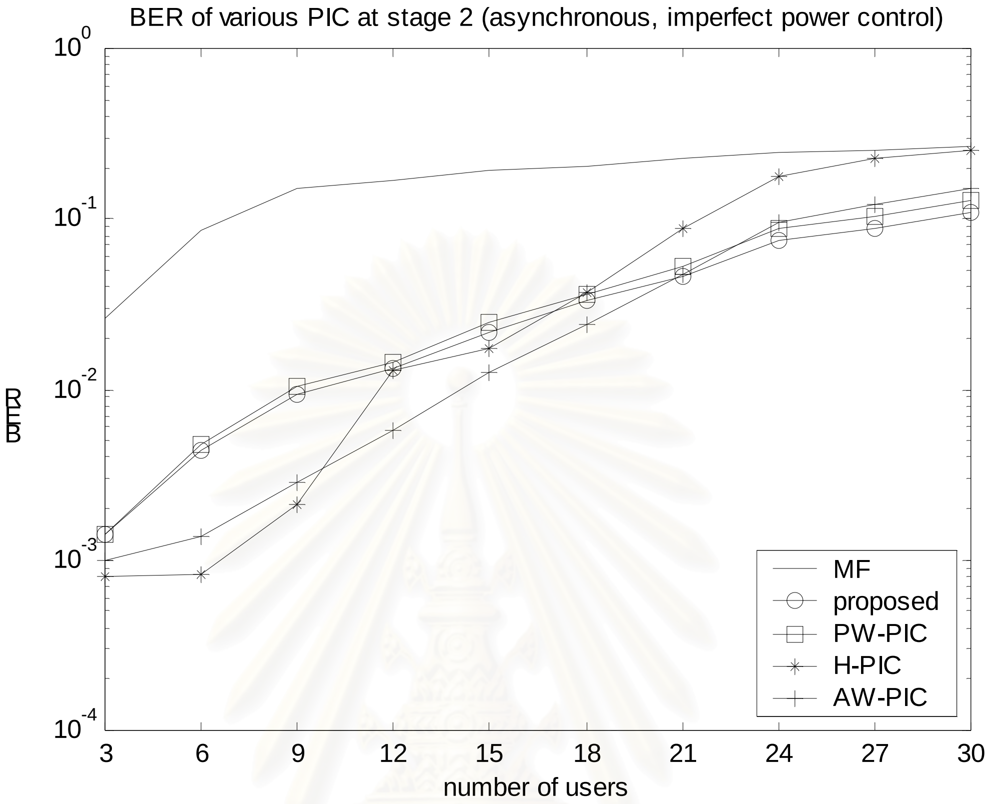


รูปที่ 4.58 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 1
กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์

พิจารณารูปที่ 4.58 ผลลัพธ์ที่ได้มีลักษณะคล้ายกันกับกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ เพียงแต่แตกต่างกันตรงที่อัตราบิตผิดพลาดในกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์นั้นมีค่าสูงกว่าอัตราบิตผิดพลาดในกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ (ตามรูปที่ 4.53) ซึ่งเป็นผลกระทบจากปรากฏการณ์ใกล้ไกล และเมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอจะมีค่าสูงกว่าอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ H-PIC ในกรณีที่จำนวนผู้ใช้งานมีค่าน้อยๆ แต่เมื่อจำนวนผู้ใช้งานเพิ่มมากขึ้นอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอกลับมีค่าดีกว่า ซึ่งเหตุผลได้กล่าวมาแล้วตามหัวข้อก่อนหน้านี้

เมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดที่ได้จากตอนที่ 2 ตามรูปที่ 4.59 พบว่าลักษณะอัตราบิตผิดพลาดที่ได้ยังคงคล้ายคลึงกับอัตราบิตผิดพลาดที่ได้จากตอนที่ 1 และเมื่อเทียบอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอที่ได้จากตอนที่ 2 กรณีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ (รูปที่ 4.59) เทียบกับอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอที่ได้จากตอนที่ 2 กรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ (รูปที่ 4.54) พบว่าอัตราบิตผิดพลาดกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ยัง

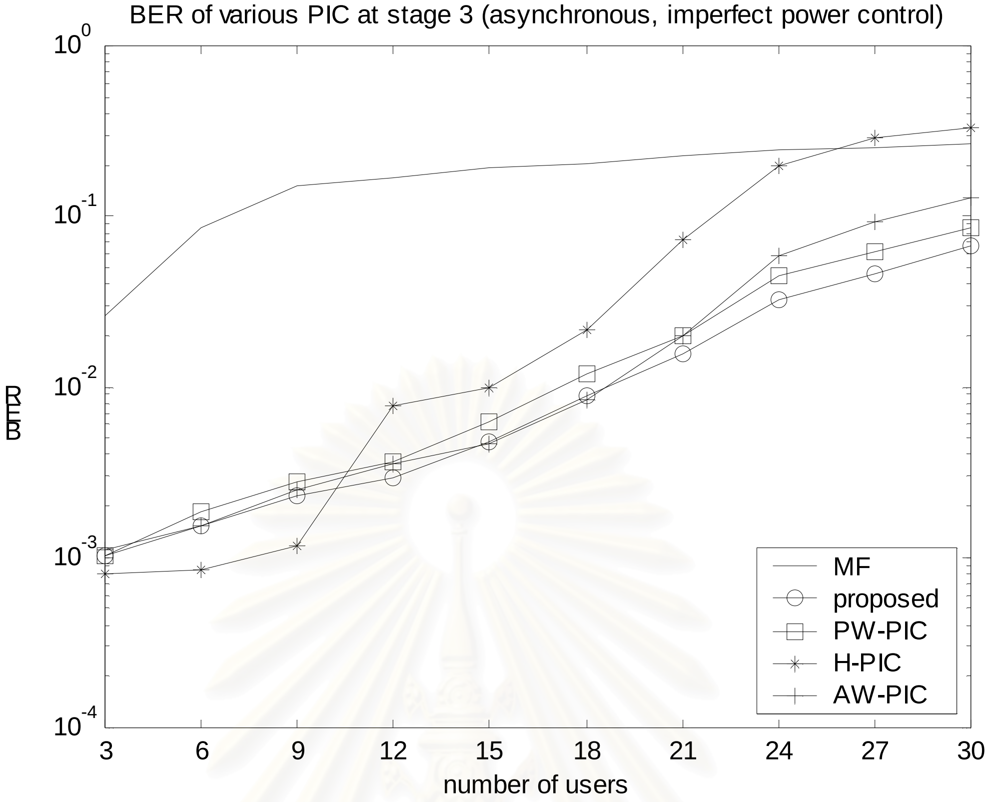
คงมีค่าสูงกว่าเล็กน้อย ซึ่งหมายความว่าจำนวนตอนในการกำจัดสัญญาณแทรกสอด 2 ตอนยังไม่สามารถแก้ปัญหาที่เกิดจากปรากฏการณ์ใกล้ไกลได้



รูปที่ 4.59 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 2
กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์

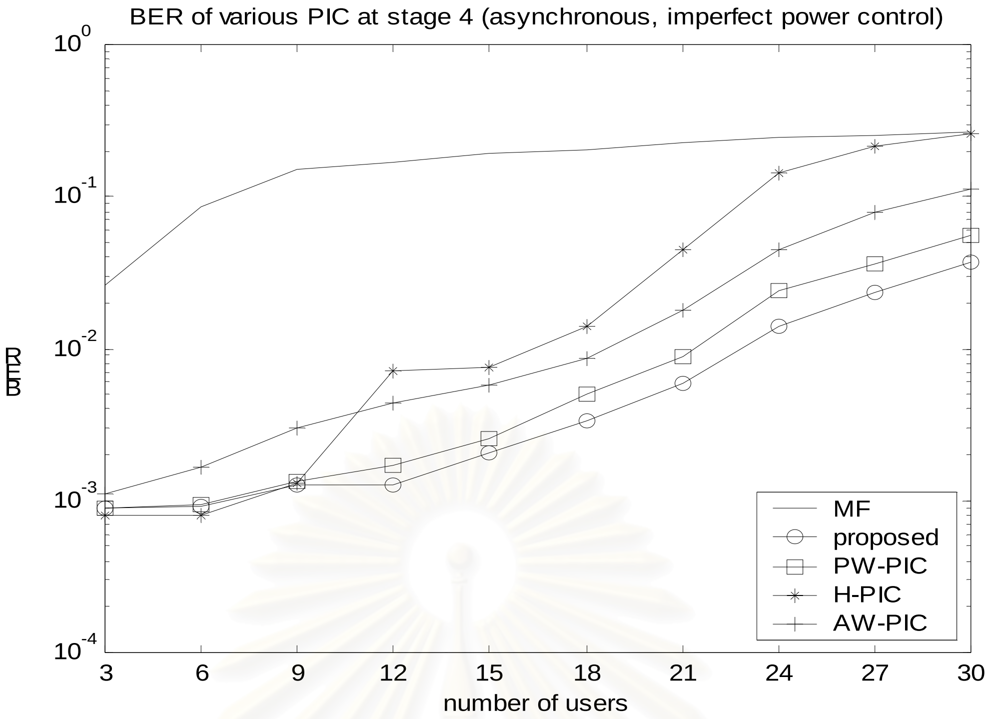
เมื่อเพิ่มจำนวนตอนขึ้นเป็น 3 ตอนตามรูปที่ 4.60 พบว่า ในช่วงที่จำนวนผู้ใช้งานต่ำๆ อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอเริ่มมีค่าต่ำใกล้เคียงกับอัตราบิตผิดพลาดที่ได้จากเครื่องรับแบบ H-PIC และในทางกลับกันกรณีที่จำนวนผู้ใช้งานมากๆ อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอกลับมีค่าดีกว่าอัตราบิตผิดพลาดที่ได้จากเครื่องรับแบบ H-PIC อย่างเห็นได้ชัด

อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอในตอนที่ 3 กรณีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ (รูปที่ 4.59) ยังคงมีค่าสูงกว่าอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอในตอนที่ 3 กรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ (รูปที่ 4.54) เพียงแต่สูงกว่าไม่มากนักเมื่อเทียบกับในตอนที่ 2 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าเครื่องรับที่นำเสนอที่มีจำนวนตอนในการกำจัดสัญญาณแทรกสอด 3 ตอนเริ่มมีความสามารถในการแก้ไขผลที่เกิดจากปรากฏการณ์ใกล้ไกลได้

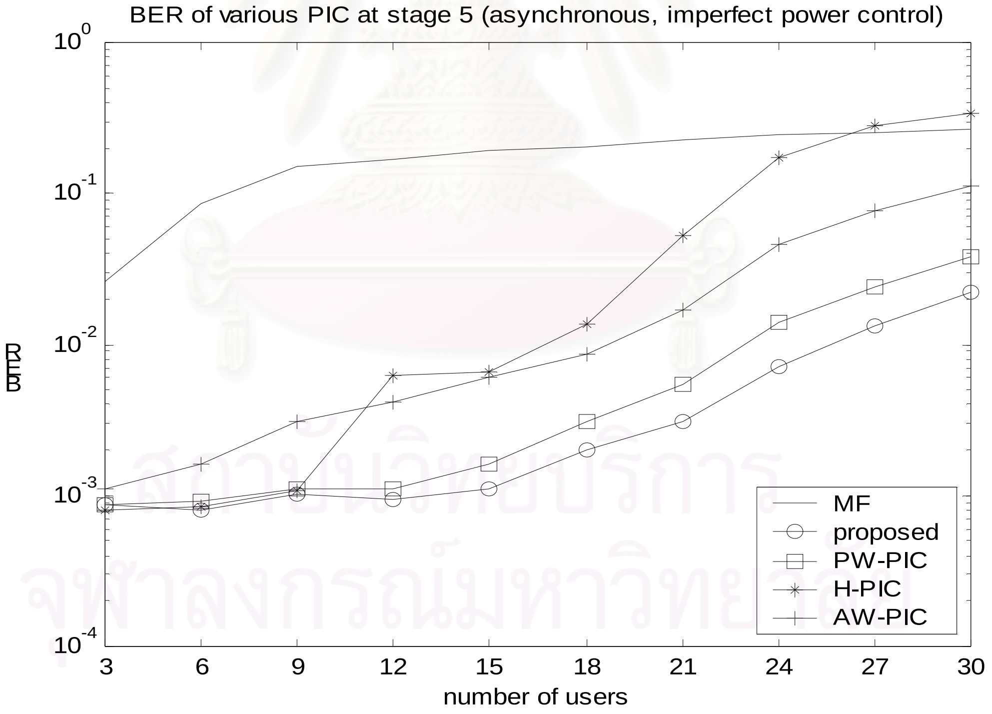


รูปที่ 4.60 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 3 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์

สุดท้ายเมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับประเภทต่างๆ ที่ตอนที่ 4 และ 5 ตามรูปที่ 4.61 และรูปที่ 4.62 ตามลำดับนั้นพบว่า ในตอนที่ 4 และ 5 กรณีที่จำนวนผู้ใช้งานน้อยๆ เครื่องรับที่นำเสนอมีอัตราบิตผิดพลาดเท่ากับเครื่องรับแบบ H-PIC และกรณีที่จำนวนผู้ใช้งานมากๆ เครื่องรับที่นำเสนอมีอัตราบิตผิดพลาดต่ำกว่าเครื่องรับแบบ H-PIC อย่างมาก และเมื่อเปรียบเทียบอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอทั้งตอนที่ 4 และ 5 กรณีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์เทียบกับอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอในตอนที่ 4 และ 5 กรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์พบว่า อัตราบิตผิดพลาดมีค่าใกล้เคียงกันมาก แสดงให้เห็นว่าเครื่องรับที่นำเสนอมีความสามารถในการกำจัดผลที่เกิดจากปรากฏการณ์ใกล้ไกลได้



รูปที่ 4.61 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 4 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์



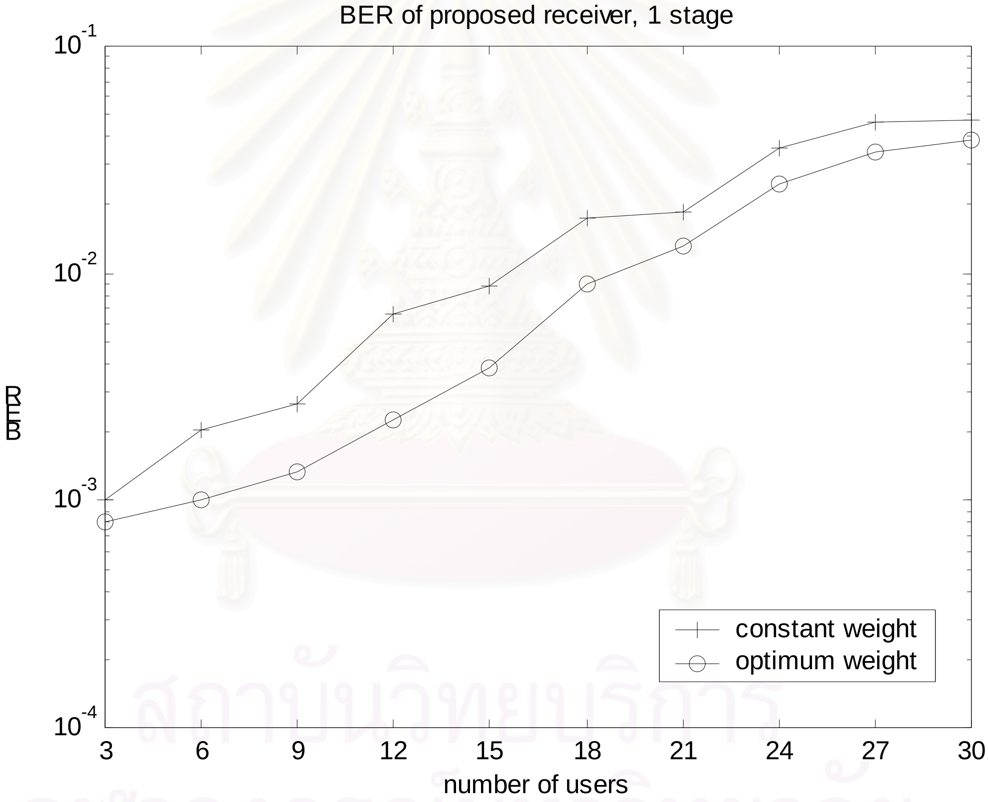
รูปที่ 4.62 BER ของเครื่องรับประเภทต่างๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 5 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

4.3.4 ผลการเปรียบเทียบ BER ระหว่างการใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบคงที่และการใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุด

หัวข้อนี้ทำการเปรียบเทียบอัตราบิตผิดพลาดที่ได้จากเครื่องรับที่นำเสนอโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่มีค่าคงที่กับเครื่องรับที่นำเสนอโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุดที่ได้จากสมการที่ (3-29) โดยการคำนวณค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุดได้คำนวณ 1 ครั้งต่อ 1 เฟรมข้อมูลซึ่งมีจำนวนบิตข้อมูล 200 บิต ส่วนค่าถ่วงน้ำหนักที่คงที่กำหนดให้มีค่าเหมือนกับหัวข้อที่ผ่านมาคือมีค่าเท่ากับ 0.5 การวัดอัตราบิตผิดพลาดทำการวัดเปรียบเทียบกับจำนวนผู้ใช้งานที่เปลี่ยนแปลงไป โดยกำหนดให้ค่ากำลังงานต่อสัญญาณรบกวน (SNR) มีค่าเท่ากับ 10 dB

4.3.4.1 **กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์**



รูปที่ 4.63 BER ของเครื่องรับที่นำเสนอเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 1
กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์

เมื่อพิจารณากรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ พบว่าจากรูปที่ 4.63 เครื่องรับที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุดให้อัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำกว่าเครื่องรับที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบคงที่ โดยที่อัตราบิตผิดพลาด 10^{-2} เครื่องรับที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่

สุดสามารถรองรับจำนวนผู้ใช้งานได้ประมาณ 18 คน ขณะที่ของเครื่องรับที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักคงที่รองรับได้ประมาณ 15 คน ทั้งนี้เครื่องรับที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุดได้ทำการหาค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุดแล้ว โดยค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมได้แสดงดังตารางที่ 4.2 ดังนั้นอัตราบิตผิดพลาดจึงมีค่าต่ำที่สุด ขณะที่เครื่องรับที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบคงที่ ค่าถ่วงน้ำหนักไม่ได้เปลี่ยนแปลงไปตามจำนวนผู้ใช้งานที่เปลี่ยนแปลงไป ส่งผลให้อัตราบิตผิดพลาดมีค่ามากกว่า

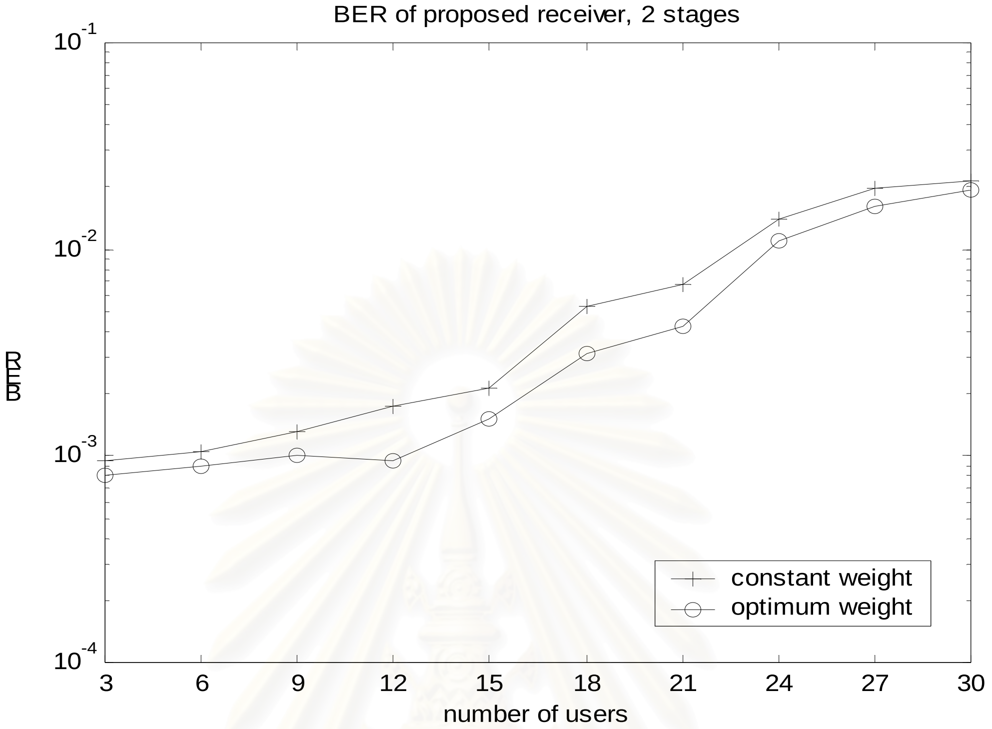
ตารางที่ 4.2 ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมของเครื่องรับที่นำเสนอในตอนที่ 1

จำนวนผู้ใช้งาน	ค่าถ่วงน้ำหนัก
3	1.016
6	0.942
9	0.851
12	0.830
15	0.775
18	0.749
21	0.702
24	0.697
27	0.662
30	0.625

พิจารณารูปที่ 4.64 เมื่อจำนวนตอนของเครื่องรับที่นำเสนอเพิ่มเป็น 2 ตอน อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุดยังมีค่าต่ำกว่าเครื่องรับที่นำเสนอที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบคงที่เพียงแต่ต่ำกว่าไม่มากนักเมื่อเทียบกับอัตราบิตผิดพลาดในตอนที่ 1 โดยที่อัตราบิตผิดพลาด 10^{-2} เครื่องรับที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบเหมาะที่สุดสามารถรองรับจำนวนผู้ใช้งานได้ประมาณ 24 คน ขณะที่ของเครื่องรับที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักคงที่รองรับได้ประมาณ 22 คน ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุดของเครื่องรับที่นำเสนอในตอนที่ 2 ได้แสดงไว้ที่ตารางที่ 4.3

และเมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดในตอนที่ 3 ตามรูปที่ 4.65 กลับพบว่าอัตราบิตผิดพลาดของทั้งสองกรณีมีค่าใกล้เคียงกันแล้ว ซึ่งสรุปได้ว่าไม่ว่าจะเลือกใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบคงที่หรือแบบเหมาะที่สุด สุดท้ายอัตราบิตผิดพลาดที่ได้ของทั้งสองกรณีจะมีค่าใกล้เคียงกัน เพียงแต่ในกรณีที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสม อัตราบิตผิดพลาดในตอนแรกๆ ค่อนข้างลดลงเร็วกว่าเมื่อ

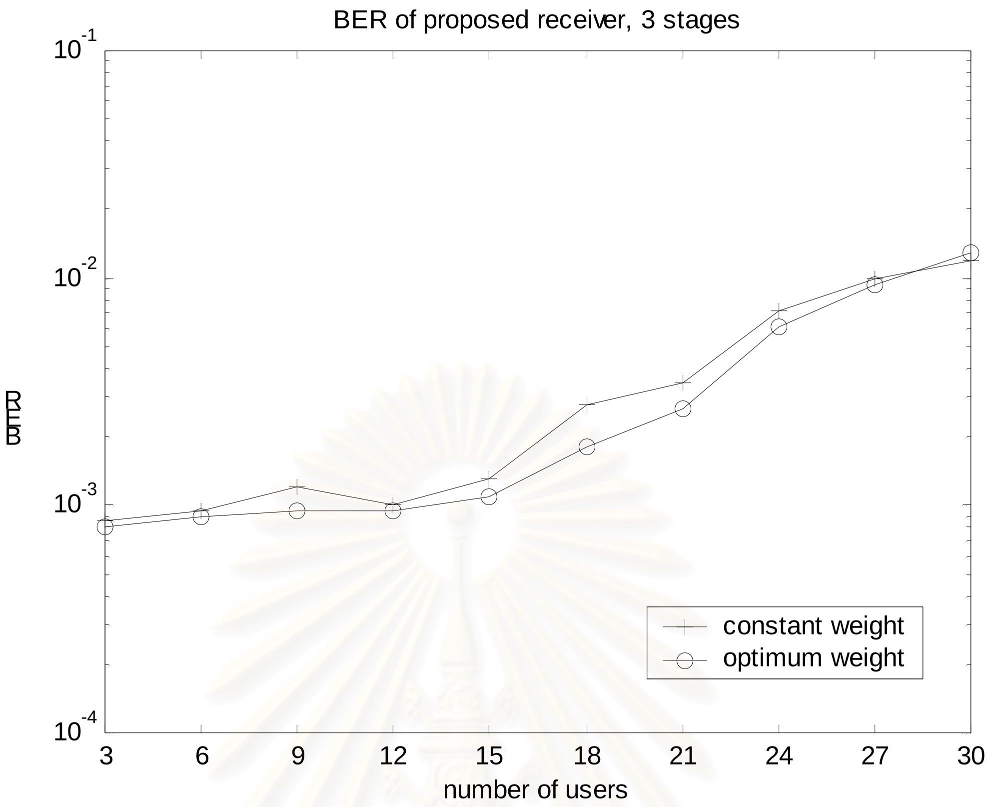
เทียบกับเครื่องรับที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบคงที่ ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมของเครื่องรับที่นำเสนอในตอนที่ 3 แสดงดังตารางที่ 4.4



รูปที่ 4.64 BER ของเครื่องรับที่นำเสนอเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 2 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์

ตารางที่ 4.3 ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมของเครื่องรับที่นำเสนอในตอนที่ 2

จำนวนผู้ใช้งาน	ค่าถ่วงน้ำหนัก
3	0.041
6	0.607
9	0.663
12	0.683
15	0.697
18	0.675
21	0.577
24	0.552
27	0.483
30	0.437



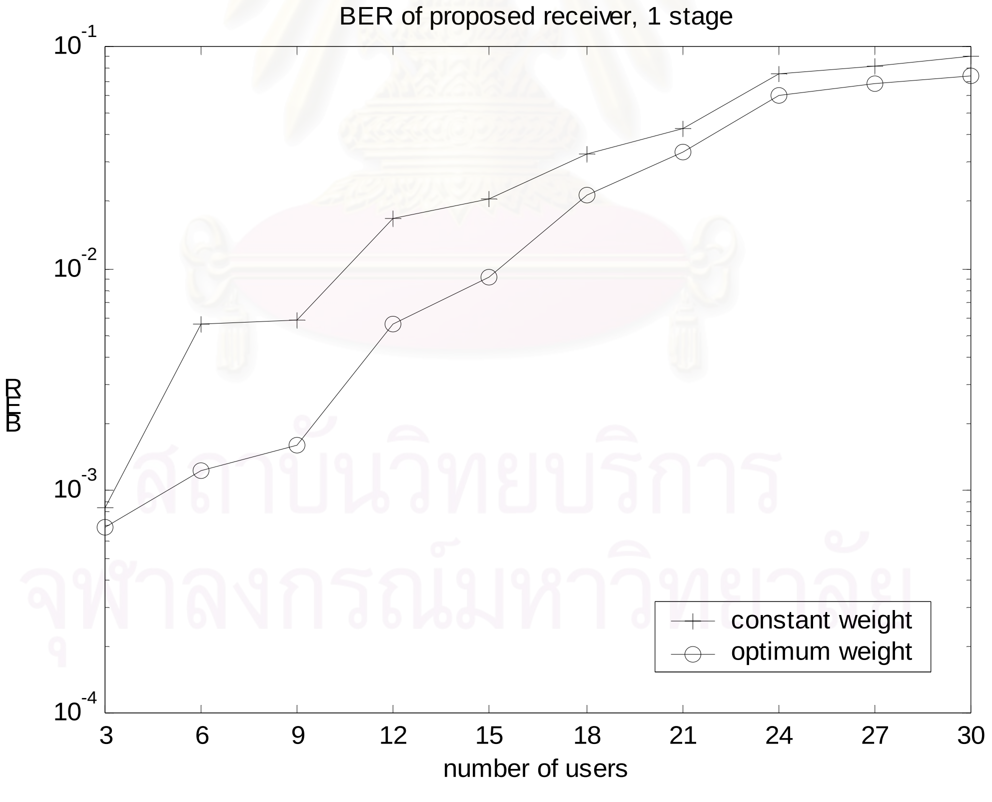
รูปที่ 4.65 BER ของเครื่องรับที่นำเสนอเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 3 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์

ตารางที่ 4.4 ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมของเครื่องรับที่นำเสนอในตอนที่ 3

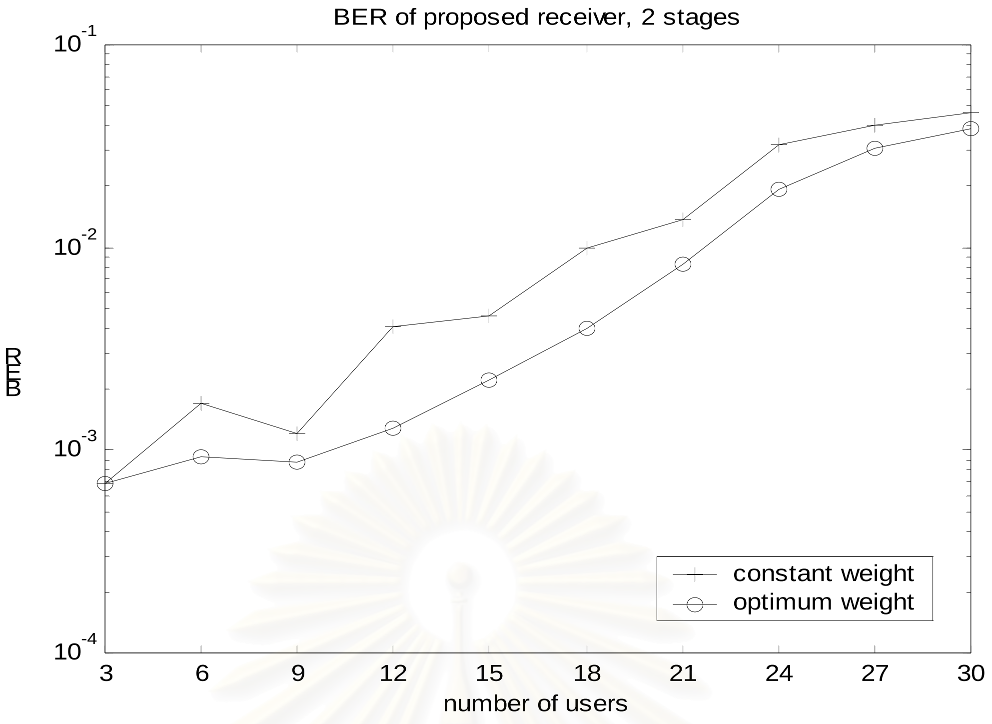
จำนวนผู้ใช้งาน	ค่าถ่วงน้ำหนัก
3	0.000
6	0.001
9	0.247
12	0.355
15	0.365
18	0.425
21	0.485
24	0.434
27	0.378
30	0.333

4.3.4.2 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์

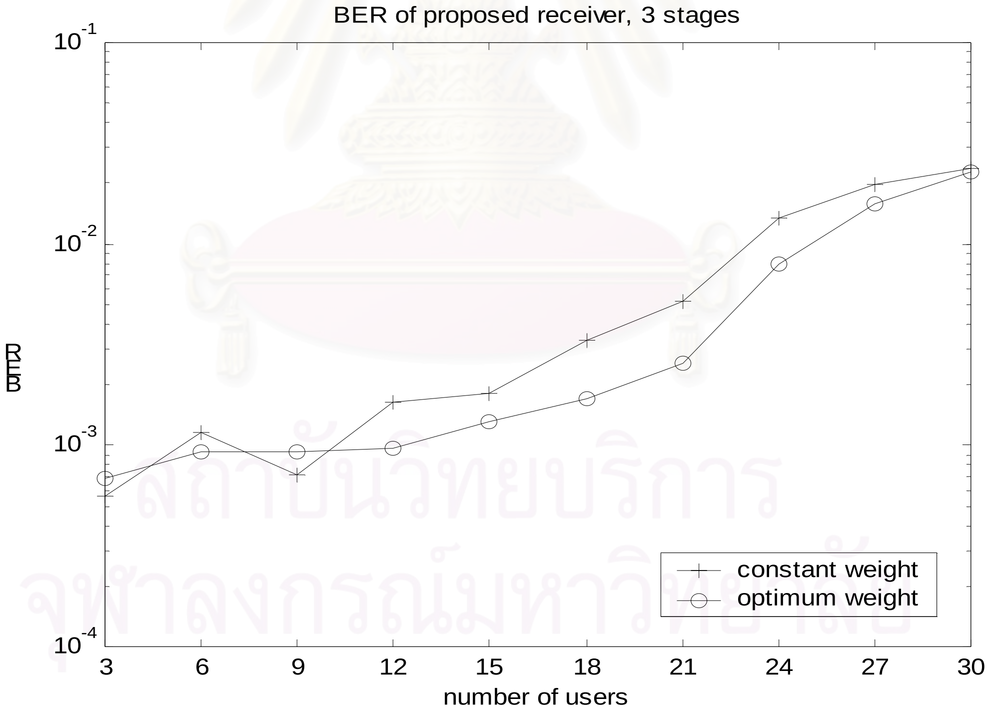
ส่วนในกรณีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์นั้น ซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.66 ถึงรูปที่ 4.69 เครื่องรับที่นำเสนอที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุดให้อัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำกว่าค่าถ่วงน้ำหนักแบบคงที่เช่นเดียวกันกับกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ โดยในตอนที่ 1 ที่อัตราบิตผิดพลาด 10^{-2} เครื่องรับที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบเหมาะที่สุดรองรับจำนวนผู้ใช้งานได้ประมาณ 15 คน ขณะที่ของเครื่องรับที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักคงที่รองรับได้ประมาณ 10 คน โดยเมื่อจำนวนตอนในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพิ่มขึ้น อัตราบิตผิดพลาดของทั้งวิธีที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบคงที่และวิธีที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบเหมาะที่สุดเริ่มมีค่าใกล้เคียงกันแล้ว โดยในกรณีการควบคุมกำลังส่งไม่สมบูรณ์ ที่จำนวนตอน 4 ตอน อัตราบิตผิดพลาดของทั้งสองวิธีมีค่าใกล้เคียงกัน ดังนั้นเครื่องรับที่นำเสนอที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบเหมาะที่สุดควรนำไปใช้งานที่จำนวนตอนประมาณ 1 หรือ 2 ตอนก็เพียงพอ โดยถ้าต้องการใช้เครื่องรับที่นำเสนอที่มีจำนวนตอนมากกว่านี้ ก็ไม่จำเป็นต้องใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุด เพราะการหาค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุดจะเพิ่มความซับซ้อนในการคำนวณมากกว่ากรณีที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบคงที่ โดยที่อัตราบิตผิดพลาดที่ได้จากทั้งสองวิธีไม่ได้แตกต่างกันมากนัก ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุดของเครื่องรับที่นำเสนอในตอนที่ 1 ถึง 4 ได้แสดงไว้ดังตารางที่ 4.5



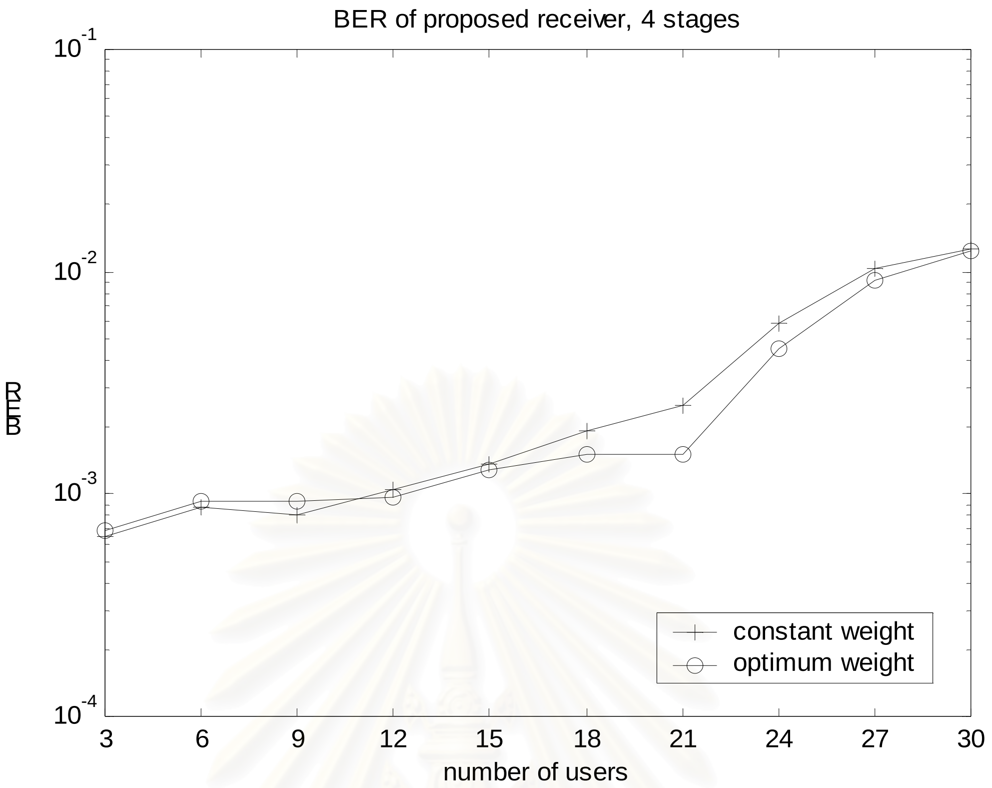
รูปที่ 4.66 BER ของเครื่องรับที่นำเสนอเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 1
กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์



รูปที่ 4.67 BER ของเครื่องรับที่นำเสนอเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 2 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์



รูปที่ 4.68 BER ของเครื่องรับที่นำเสนอเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 3 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์



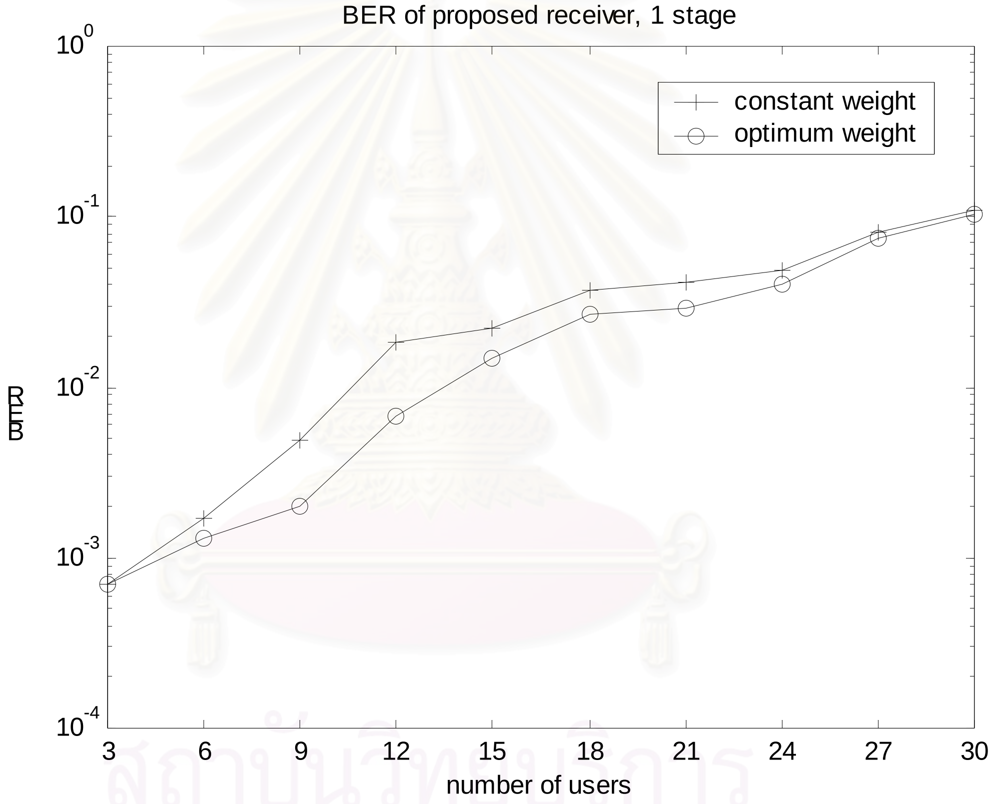
รูปที่ 4.69 BER ของเครื่องรับที่นำเสนอเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 4 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์

ตารางที่ 4.5 ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมของเครื่องรับที่นำเสนอ

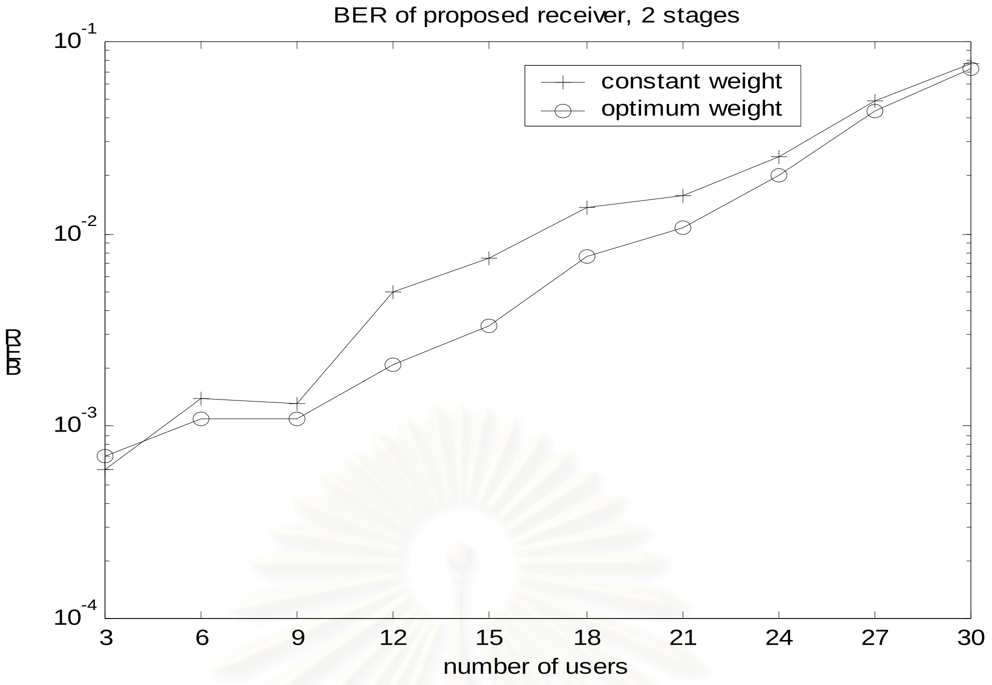
จำนวนผู้ใช้งาน	ค่าถ่วงน้ำหนัก ที่ตอนที่ 1	ค่าถ่วงน้ำหนัก ที่ตอนที่ 2	ค่าถ่วงน้ำหนัก ที่ตอนที่ 3	ค่าถ่วงน้ำหนัก ที่ตอนที่ 4
3	1.002	0.343	0.000	0.000
6	0.950	0.750	0.001	0.001
9	0.851	0.812	0.484	0.005
12	0.808	0.825	0.486	0.050
15	0.777	0.789	0.555	0.196
18	0.735	0.754	0.560	0.203
21	0.704	0.674	0.590	0.408
24	0.688	0.592	0.581	0.473
27	0.643	0.515	0.517	0.478
30	0.632	0.481	0.376	0.451

4.3.4.3 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์

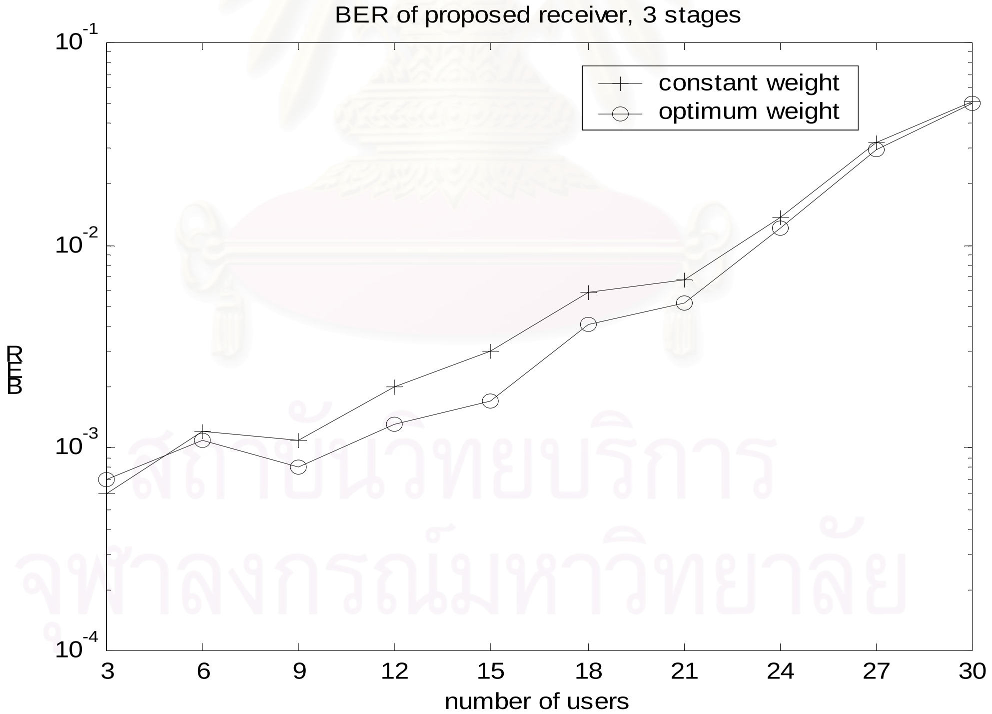
เช่นเดียวกันกับกรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัส โดยในตอนที่ 1 ที่อัตราบิตผิดพลาด 10^{-2} เครื่องรับที่นำเสนอที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบเหมาะที่สุดรองรับจำนวนผู้ใช้งานได้ประมาณ 14 คน ขณะที่ของเครื่องรับที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักคงที่รองรับได้ประมาณ 12 คน ส่วนตอนที่ 2 นั้น เครื่องรับที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบเหมาะที่สุดรองรับได้ประมาณ 21 คน ขณะที่ของเครื่องรับที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักคงที่รองรับได้ประมาณ 16 คน แต่เมื่อจำนวนตอนเพิ่มขึ้นเป็น 3 หรือ 4 ตอน อัตราบิตผิดพลาดของกรณีค่าถ่วงน้ำหนักเหมาะที่สุดและค่าถ่วงน้ำหนักคงที่มีค่าใกล้เคียงกัน ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุดของตอนต่างๆ แสดงดังตารางที่ 4.6



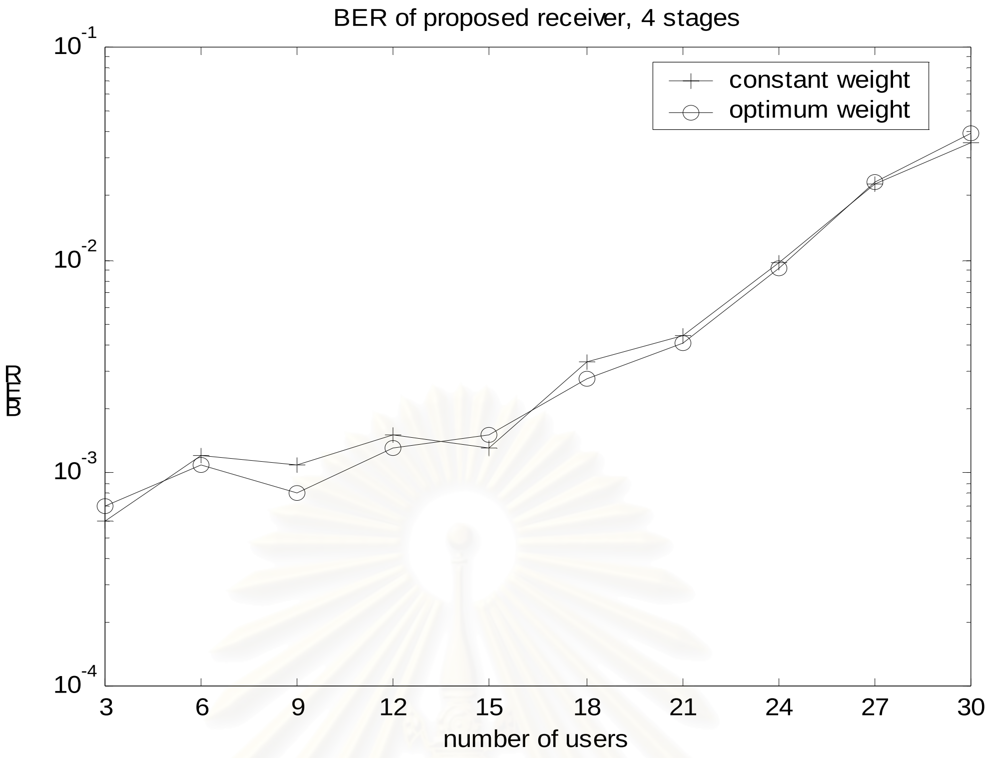
รูปที่ 4.70 BER ของเครื่องรับที่นำเสนอเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 1 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์



รูปที่ 4.71 BER ของเครื่องรับที่นำเสนอเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 2 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์



รูปที่ 4.72 BER ของเครื่องรับที่นำเสนอเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 3 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์



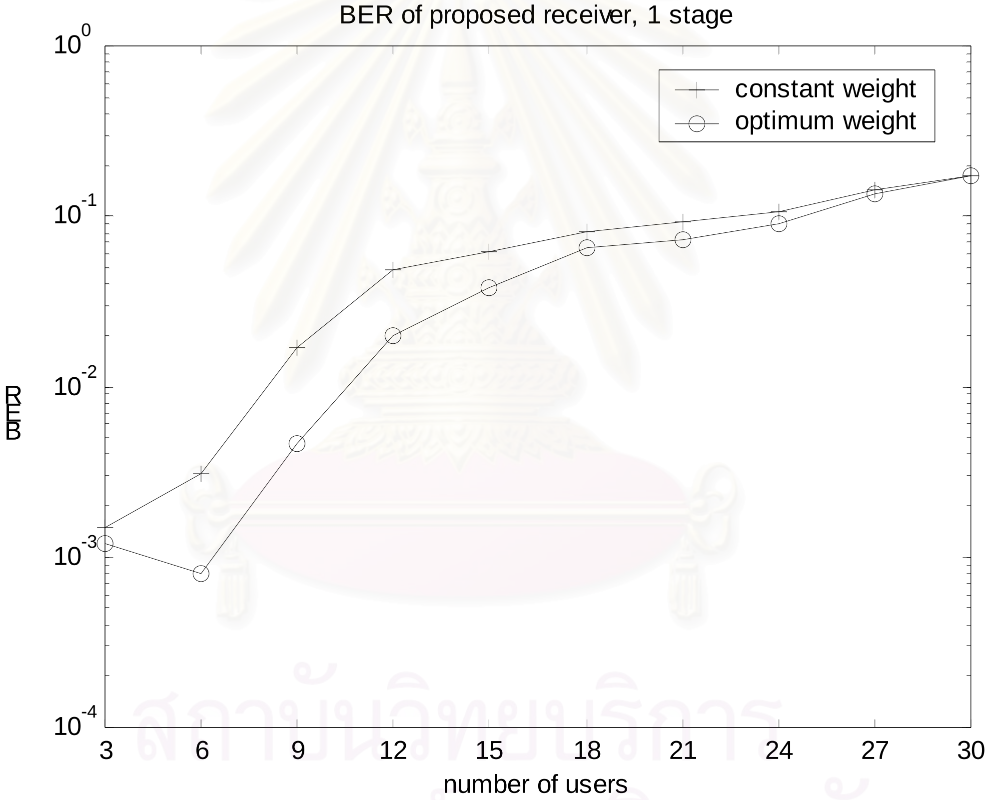
รูปที่ 4.73 BER ของเครื่องรับที่นำเสนอเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 4
กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์

ตารางที่ 4.6 ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมของเครื่องรับที่นำเสนอ

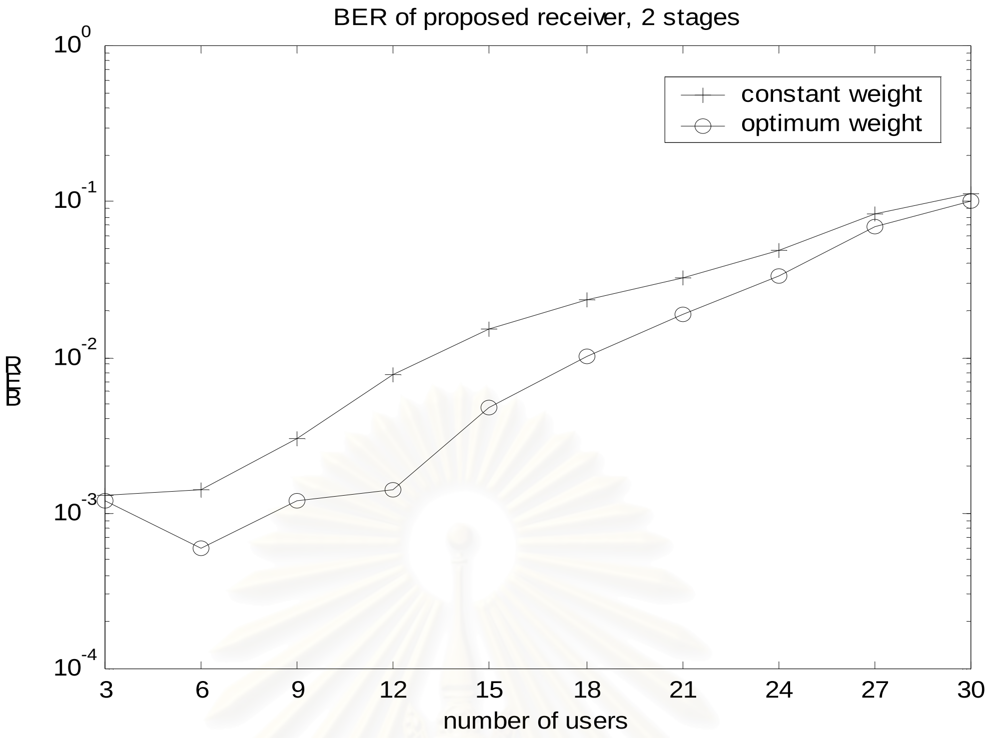
จำนวนผู้ใช้งาน	ค่าถ่วงน้ำหนักที่ตอนที่ 1	ค่าถ่วงน้ำหนักที่ตอนที่ 2	ค่าถ่วงน้ำหนักที่ตอนที่ 3	ค่าถ่วงน้ำหนักที่ตอนที่ 4
3	0.997	0.000	0.000	0.000
6	0.969	0.527	0.000	0.002
9	0.853	0.659	0.134	0.007
12	0.820	0.719	0.300	0.008
15	0.754	0.685	0.427	0.117
18	0.696	0.570	0.395	0.234
21	0.713	0.581	0.500	0.255
24	0.687	0.519	0.425	0.315
27	0.674	0.488	0.408	0.336
30	0.651	0.452	0.361	0.350

4.3.4.4 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์

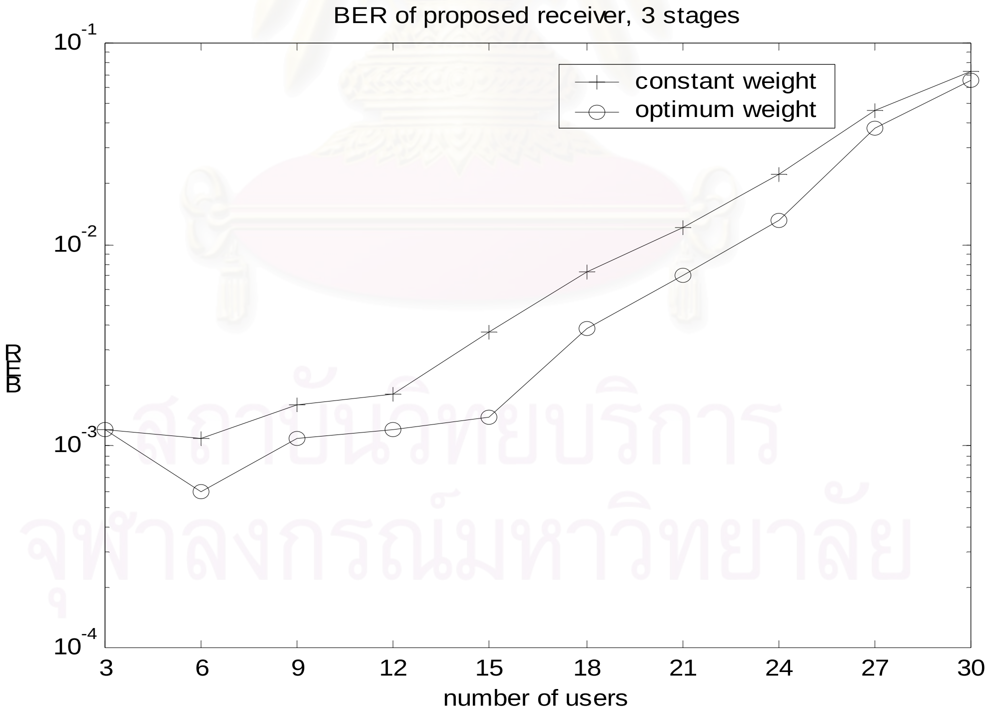
กรณีนี้ผลจากการจำลองที่ได้เหมือนกับใน 3 กรณีแรก โดยที่อัตราบิตผิดพลาด 10^{-2} ที่ตอนที่ 1 เครื่องรับที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุดรองรับได้ประมาณ 11 คน ขณะที่ของเครื่องรับที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักคงที่รองรับได้ประมาณ 8 คน และเมื่อเพิ่มจำนวนตอนเป็น 2 ตอน เครื่องรับที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุดรองรับได้ประมาณ 18 คน ขณะที่ของเครื่องรับที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักคงที่รองรับได้ประมาณ 13 คน และในตอนที่ 3 เครื่องรับที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุดรองรับได้ประมาณ 22 คน ขณะที่ของเครื่องรับที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักคงที่รองรับได้ประมาณ 20 คน ส่วนที่จำนวนตอน 4 ตอนนั้นอัตราบิตผิดพลาดของทั้งสองวิธีค่อนข้างมีค่าใกล้เคียงกัน ตารางที่ 4.7 แสดงค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุดที่ตอนต่าง ๆ



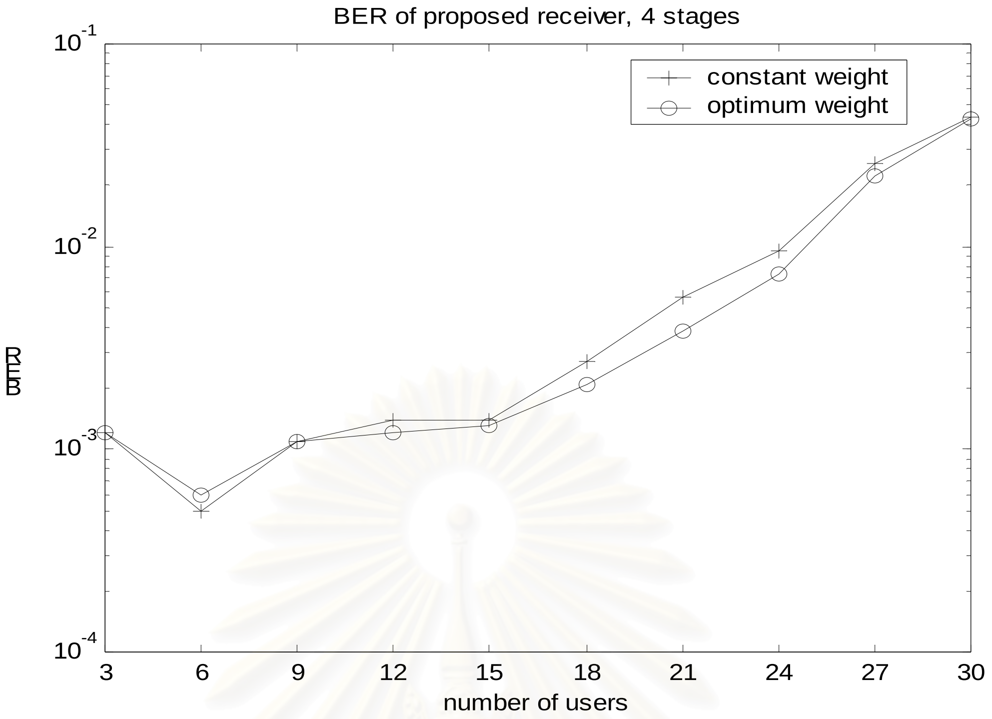
รูปที่ 4.74 BER ของเครื่องรับที่นำเสนอเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 1 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์



รูปที่ 4.75 BER ของเครื่องรับที่นำเสนอเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 2 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์



รูปที่ 4.76 BER ของเครื่องรับที่นำเสนอเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 3 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์



รูปที่ 4.77 BER ของเครื่องรับที่นำเสนอเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไปที่ตอนที่ 4 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์

ตารางที่ 4.7 ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมของเครื่องรับที่นำเสนอ

จำนวนผู้ใช้งาน	ค่าถ่วงน้ำหนักที่ตอนที่ 1	ค่าถ่วงน้ำหนักที่ตอนที่ 2	ค่าถ่วงน้ำหนักที่ตอนที่ 3	ค่าถ่วงน้ำหนักที่ตอนที่ 4
3	1.006	0.000	0.001	0.000
6	0.968	0.702	0.061	0.000
9	0.832	0.781	0.241	0.057
12	0.815	0.810	0.409	0.147
15	0.749	0.764	0.486	0.185
18	0.697	0.654	0.560	0.294
21	0.705	0.629	0.539	0.324
24	0.676	0.557	0.515	0.404
27	0.682	0.526	0.434	0.404
30	0.645	0.491	0.392	0.380

4.3.5 ผลกระทบที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงค่าถ่วงน้ำหนักที่ตอนใดๆ ที่มีต่ออัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับ

ในหัวข้อนี้ได้ทำการศึกษาผลที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงค่าถ่วงน้ำหนักว่ามีผลกระทบมากน้อยเพียงใดกับค่าอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอ และค่าฟังก์ชันต้นทุนที่นิยามโดยสมการที่ 2-17 ซึ่งมีค่าตามสมการข้างล่างนี้

$$f(\bar{y}^m) = \frac{1}{2}(\bar{y}^m)^T R(\bar{y}^m) - \bar{y}^T \bar{y}^m$$

โดยการจำลองแบบได้จำลองแบบในกรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสและมีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ ที่จำนวนผู้ใช้งาน 30 คน โดยในการจำลองครั้งนี้ได้ทำการจำลองแบบของเครื่องรับที่นำเสนอจำนวน 3 ตอน ในแต่ละตอนได้กำหนดให้ค่าถ่วงน้ำหนักมีค่าเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 0 ถึง 1 โดยเพิ่มขึ้นครั้งละ 0.1 แล้ววัดอัตราบิตผิดพลาดกับฟังก์ชันต้นทุนของเครื่องรับที่นำเสนอ ผลการจำลองที่ได้มีดังนี้

4.3.5.1 ค่าอัตราบิตผิดพลาดและค่าฟังก์ชันต้นทุนของเครื่องรับที่นำเสนอที่ตอนที่ 1

ตารางที่ 4.8 อัตราบิตผิดพลาดและฟังก์ชันต้นทุนของเครื่องรับที่ตอนที่ 1 ที่ค่าถ่วงน้ำหนักต่าง ๆ

ค่าถ่วงน้ำหนัก	ค่าฟังก์ชันต้นทุน	อัตราบิตผิดพลาด
0.0	19.211	0.192
0.1	5.496	0.176
0.2	-6.074	0.153
0.3	-15.755	0.132
0.4	-22.590	0.114
0.5	-26.795	0.085
0.6	-28.306	0.077
0.7	-27.552	0.074
0.8	-24.899	0.090
0.9	-19.247	0.114
1.0	-12.140	0.156

พิจารณาจากตารางที่ 4.8 พบว่าค่าถ่วงน้ำหนักแต่ละค่านั้นให้ค่าฟังก์ชันต้นทุนที่แตกต่างกันมากอย่างเห็นได้ชัด โดยค่าถ่วงน้ำหนักที่ทำให้ค่าฟังก์ชันต้นทุนมีค่าต่ำที่สุดมีค่าอยู่ที่ประมาณ

0.6 ถึง 0.7 ซึ่งสอดคล้องกับการหาค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่ได้จากหัวข้อที่ 4.3.4 โดยในตารางที่ 4.5 ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมของเครื่องรับที่ตอนที่ 1 ที่มีผู้ใช้งาน 30 คนมีค่าเท่ากับ 0.632 นอกจากนี้ค่าฟังก์ชันต้นทุนยังสอดคล้องกับอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอด้วย โดยค่าฟังก์ชันต้นทุนที่มีค่าต่ำจะมีอัตราบิตผิดพลาดที่มีค่าต่ำเช่นเดียวกัน จากตารางที่ 4.8 แสดงให้เห็นว่าค่าถ่วงน้ำหนักที่เปลี่ยนแปลงไปมีผลกระทบต่ออัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับอย่างชัดเจน

4.3.5.2 ค่าอัตราบิตผิดพลาดและค่าฟังก์ชันต้นทุนของเครื่องรับที่นำเสนอที่ตอนที่ 2

ตารางที่ 4.9 อัตราบิตผิดพลาดและฟังก์ชันต้นทุนของเครื่องรับที่ตอนที่ 2 ที่ค่าถ่วงน้ำหนักต่าง ๆ

ค่าถ่วงน้ำหนัก	ค่าฟังก์ชันต้นทุน	อัตราบิตผิดพลาด
0.0	-28.524	0.075
0.1	-30.002	0.063
0.2	-30.886	0.054
0.3	-31.528	0.045
0.4	-31.663	0.040
0.5	-32.050	0.035
0.6	-31.665	0.035
0.7	-31.385	0.034
0.8	-30.377	0.033
0.9	-29.396	0.035
1.0	-28.047	0.036

พิจารณาจากตารางที่ 4.9 พบว่าค่าฟังก์ชันต้นทุนที่ได้จากค่าถ่วงน้ำหนักค่าต่างๆ แทบไม่ค่อยแตกต่างกันมากนักเมื่อเทียบกับในกรณีตอนที่ 1 โดยค่าถ่วงน้ำหนักที่ทำให้ค่าฟังก์ชันต้นทุนมีค่าต่ำที่สุดอยู่ที่ประมาณ 0.5 ซึ่งสอดคล้องกับการคำนวณค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่ได้แสดงไว้ในตารางที่ 4.5 กรณีผู้ใช้งาน 30 คนซึ่งคำนวณได้เท่ากับ 0.48 และเมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับพบว่าที่ค่าถ่วงน้ำหนักตั้งแต่ 0.5 เป็นต้นไป อัตราบิตผิดพลาดเริ่มค่อนข้างมีค่าใกล้เคียงกัน

4.3.5.3 ค่าอัตราบิตผิดพลาดและค่าฟังก์ชันต้นทุนของเครื่องรับที่นำเสนอที่ตอนที่ 3

ตารางที่ 4.10 อัตราบิตผิดพลาดและฟังก์ชันต้นทุนของเครื่องรับที่ตอนที่ 3 ที่ค่าถ่วงน้ำหนักต่าง ๆ

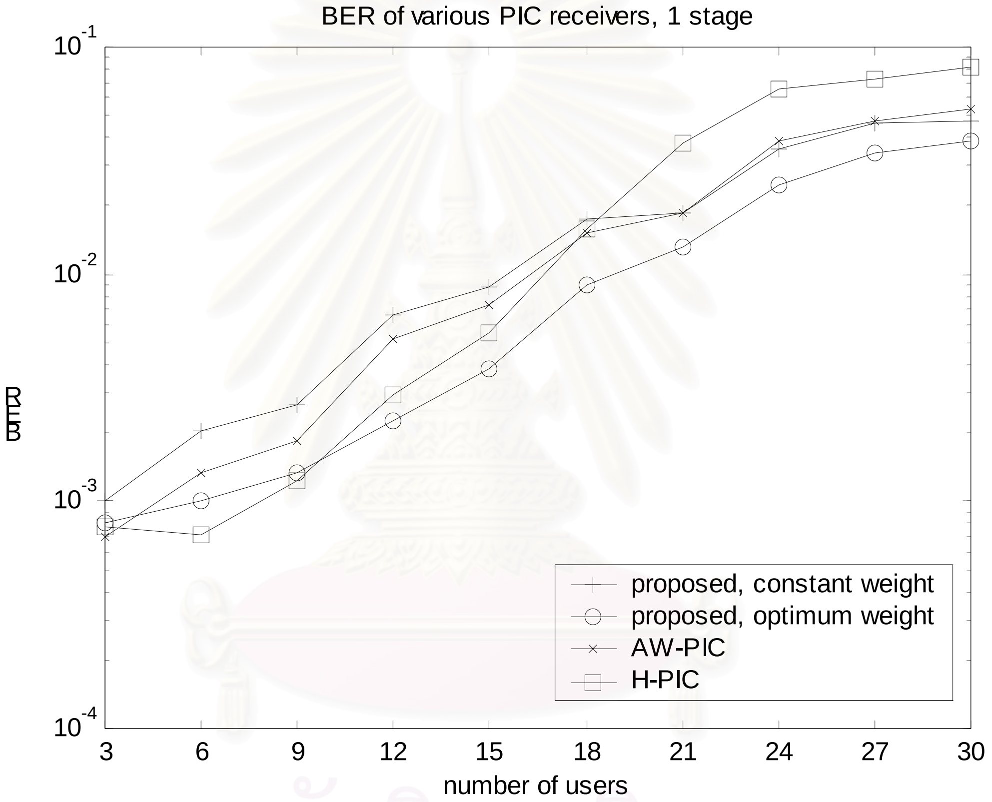
ค่าถ่วงน้ำหนัก	ค่าฟังก์ชันต้นทุน	อัตราบิตผิดพลาด
0.0	-31.516	0.037
0.1	-32.208	0.032
0.2	-32.135	0.028
0.3	-32.869	0.023
0.4	-32.293	0.023
0.5	-33.161	0.018
0.6	-31.888	0.019
0.7	-32.293	0.015
0.8	-32.291	0.018
0.9	-31.468	0.015
1.0	-31.742	0.016

จากตารางที่ 4.10 พบว่าค่าฟังก์ชันต้นทุนที่ค่าถ่วงน้ำหนักค่าต่าง ๆ มีค่าใกล้เคียงกันมาก ซึ่งสรุปได้ว่าค่าถ่วงน้ำหนักไม่มีผลต่อค่าฟังก์ชันต้นทุนมากนัก แต่เมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาด กลับพบว่า อัตราบิตผิดยังค่อนข้างแตกต่างกันเมื่อค่าถ่วงน้ำหนักเปลี่ยนแปลงไป โดยอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับจะมีค่าต่ำที่สุดที่บริเวณค่าถ่วงน้ำหนักเท่ากับ 1 ซึ่งจากตรงนี้จะเห็นได้ว่าการคำนวณค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุด (จากตารางที่ 4.5 ที่ตอนที่ 3 ได้ค่าถ่วงน้ำหนักเท่ากับ 0.38) นั้นไม่ได้ทำให้อัตราบิตผิดพลาดมีค่าต่ำที่สุด เพราะว่าอัตราบิตผิดพลาดไม่ได้สัมพันธ์กับค่าฟังก์ชันต้นทุนแล้ว ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าไม่ควรคำนวณค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมในตอนที่ 3 โดยการกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานในตอนที่ 3 นั้นควรใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่มีค่าเท่ากับ 1 เพื่อที่จะทำให้อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับมีค่าต่ำ รวมทั้งเพื่อลดความซับซ้อนในการคำนวณค่าถ่วงน้ำหนักที่ตอนที่ 3

4.3.6 ผลการเปรียบเทียบ BER เมื่อจำนวนผู้ใช้งานเปลี่ยนไปของเครื่องรับที่นำเสนอทั้งกรณีค่าถ่วงน้ำหนักคงที่และค่าถ่วงน้ำหนักเหมาะที่สุดเทียบกับเครื่องรับแบบ PIC ชนิดอื่น

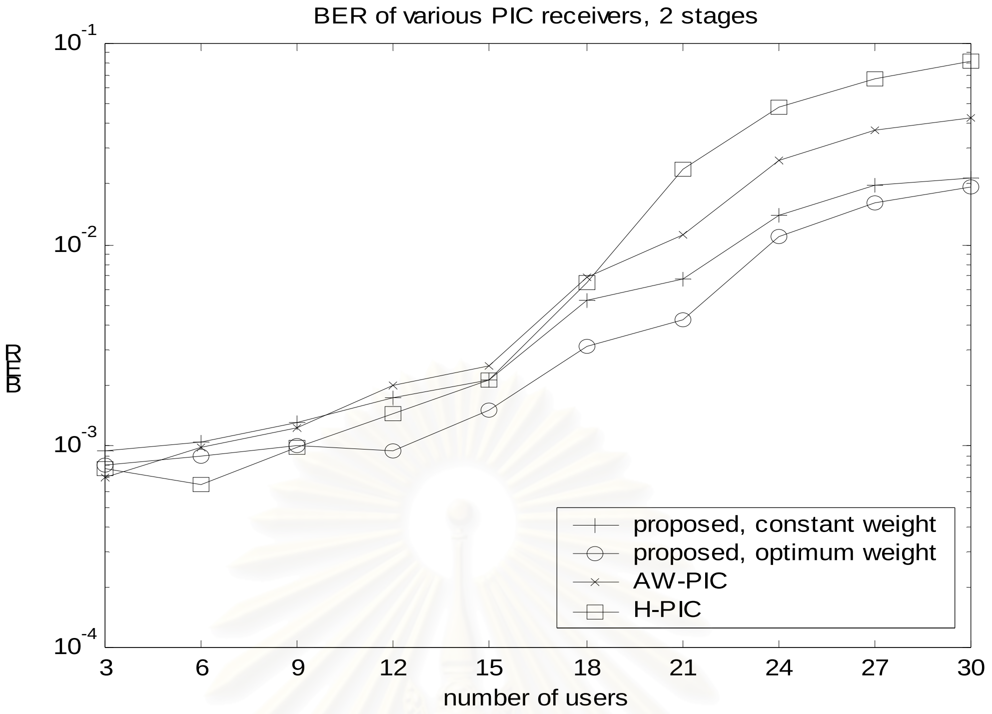
หลังจากได้แสดงผล BER ของเครื่องรับที่นำเสนอที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบคงที่และแบบเหมาะที่สุด ในหัวข้อนี้ได้ทำการเปรียบเทียบผลของทั้งสองวิธีเทียบกับเครื่องรับแบบ PIC ประเภทอื่นๆ โดยแบ่งเป็น 4 กรณีเช่นเดิม โดยจำนวนตอนในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดกำหนดให้เท่ากับ 3 ตอน ผลการจำลองที่ได้มีดังนี้

4.3.6.1 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์

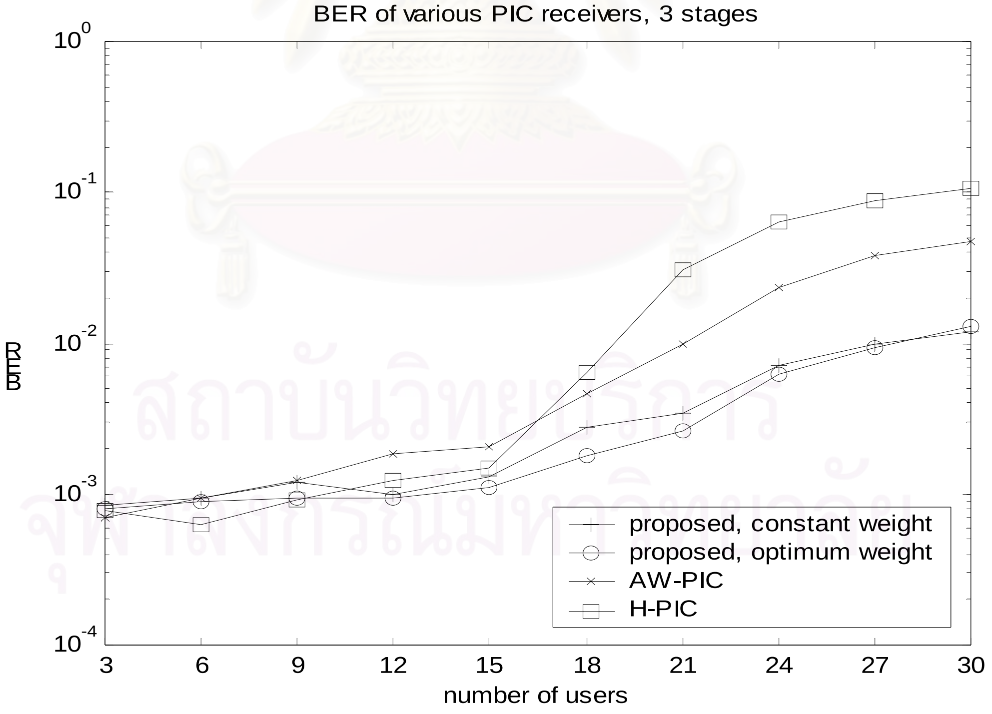


รูปที่ 4.78 BER ของเครื่องรับ PIC ประเภทต่างๆ ที่ตอนที่ 1 เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์

จากรูปที่ 4.78 เมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดที่ 10^{-2} พบว่าเครื่องรับที่นำเสนอที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุดรองรับผู้ใช้งานได้ประมาณ 19 คน ขณะที่เครื่องรับแบบ AW-PIC และเครื่องรับแบบ H-PIC รองรับได้ประมาณ 16 คน ทั้งนี้เพราะว่าเครื่องรับที่นำเสนอได้ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุดจึงสามารถรองรับจำนวนผู้ใช้งานได้มากกว่าเครื่องรับทั้งสองวิธี



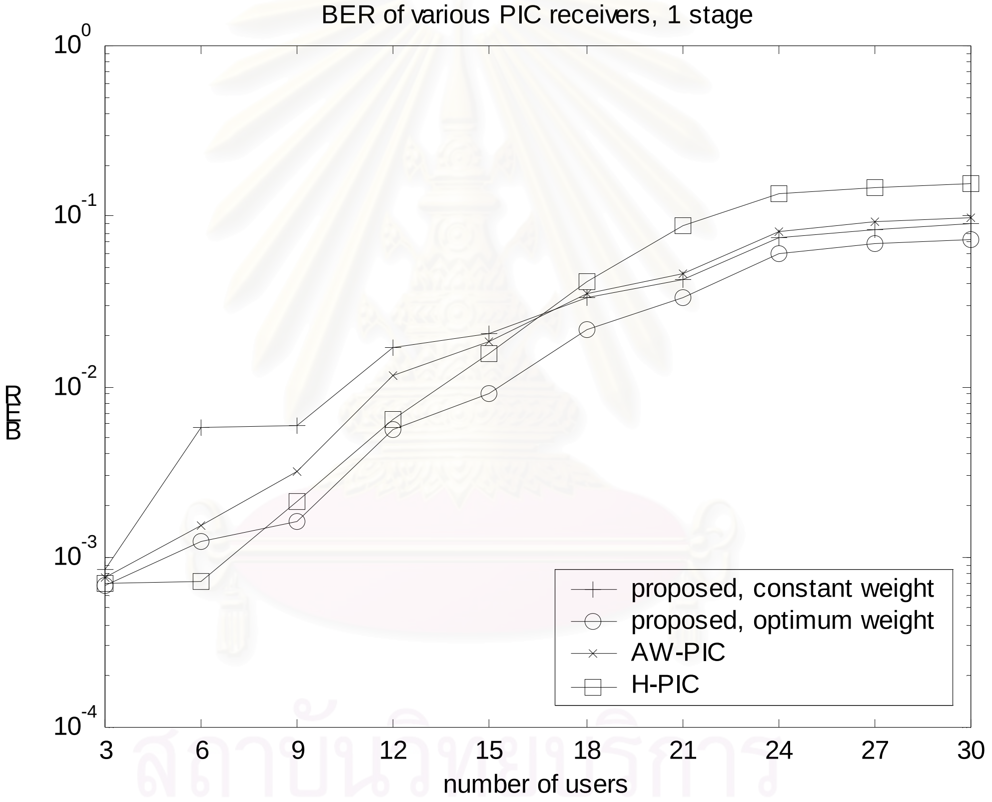
รูปที่ 4.79 BER ของเครื่องรับ PIC ประเภทต่างๆ ที่ตอนที่ 2 เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์



รูปที่ 4.80 BER ของเครื่องรับ PIC ประเภทต่างๆ ที่ตอนที่ 3 เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์

จากรูปที่ 4.79 พบว่าที่อัตราบิตผิดพลาด 10^{-2} เครื่องรับที่นำเสนอที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักเหมาะที่สุดรองรับจำนวนผู้ใช้ได้ประมาณ 24 คน ขณะที่ของเครื่องรับแบบ AW-PIC และ H-PIC รองรับได้ 20 และ 19 คนตามลำดับ ส่วนรูปที่ 4.80 เครื่องรับที่นำเสนอที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักเหมาะที่สุดรองรับจำนวนผู้ใช้ได้ประมาณ 27 คน ขณะที่ของเครื่องรับแบบ AW-PIC และ H-PIC รองรับได้ 21 และ 19 คนตามลำดับ จะเห็นได้ว่าเครื่องรับทั้งแบบ AW-PIC และแบบ H-PIC ไม่สามารถเพิ่มจำนวนผู้ใช้งานให้มากขึ้นได้เมื่อจำนวนตอนเพิ่มขึ้น ขณะที่เครื่องรับที่นำเสนอสามารถรองรับผู้ใช้งานมากยิ่งขึ้นเมื่อจำนวนตอนเพิ่มขึ้น

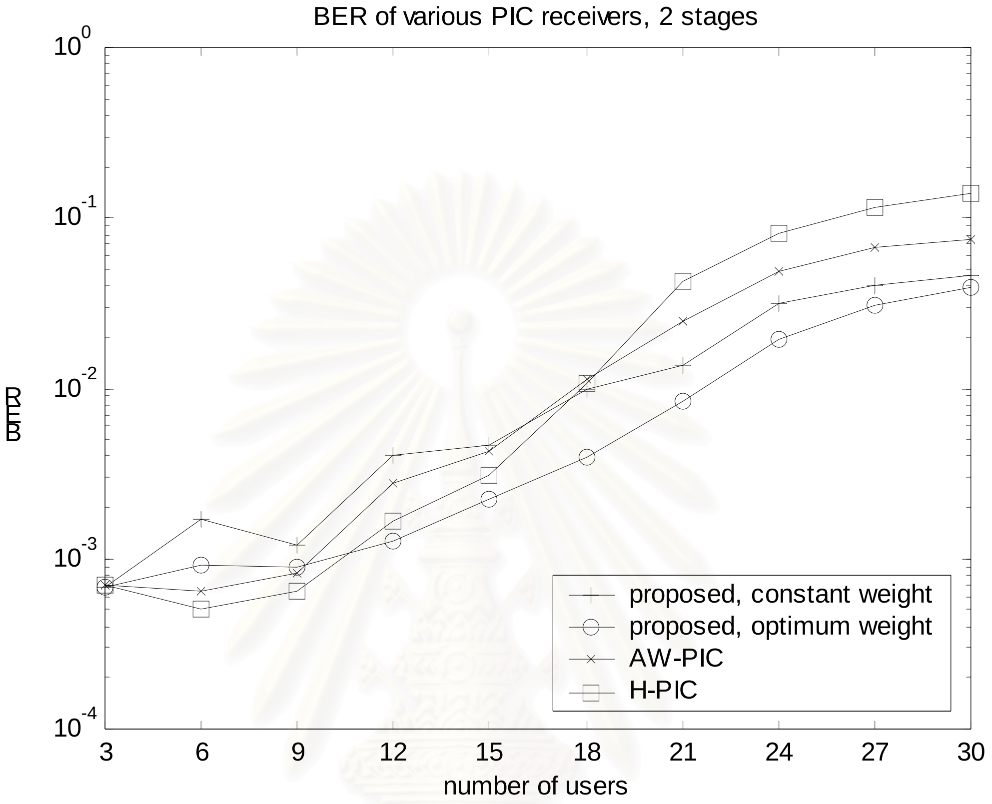
4.3.6.2 กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์



รูปที่ 4.81 BER ของเครื่องรับ PIC ประเภทต่างๆ ที่ตอนที่ 1 เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป
กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์

จากรูปที่ 4.81 ที่อัตราบิตผิดพลาดที่ 10^{-2} เครื่องรับที่นำเสนอที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบคงที่รองรับจำนวนผู้ใช้ได้ประมาณ 10 คน ขณะที่แบบที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุดรองรับได้ 15 คน และของเครื่องรับแบบ H-PIC และ AW-PIC รองรับได้ประมาณ 13 และ 11 คนตามลำดับ จะเห็นได้ว่าเครื่องรับที่นำเสนอที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบคงที่ให้จำนวนผู้ใช้งานที่ต่ำกว่าของเครื่องรับแบบ

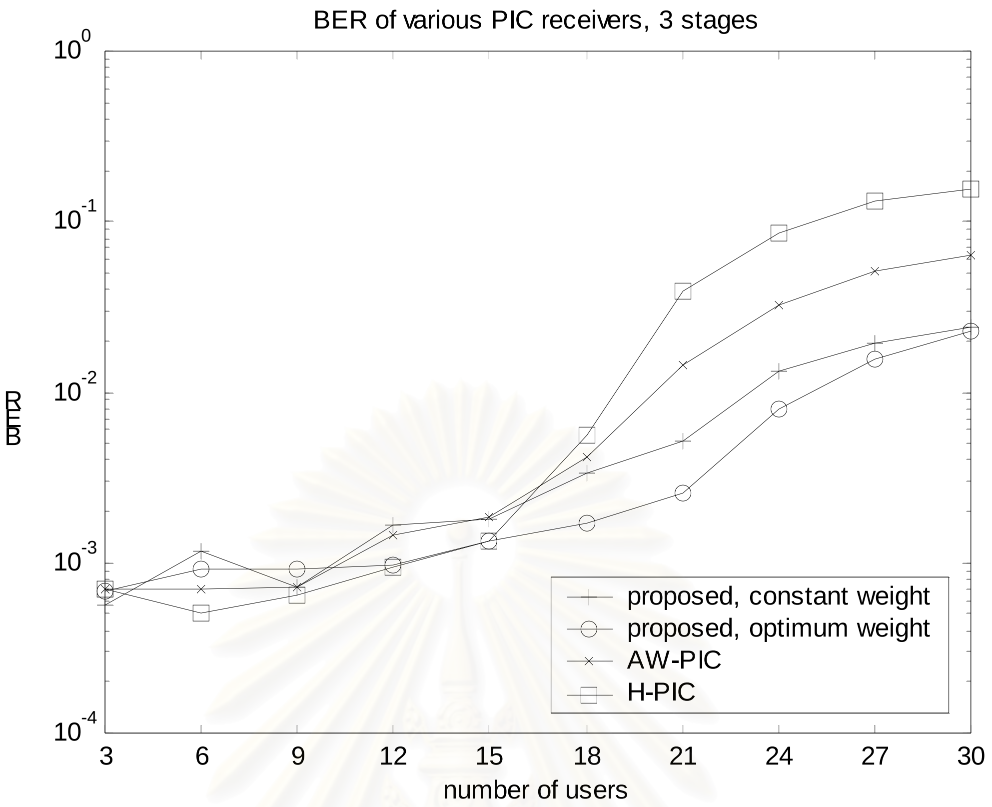
H-PIC และของ AW-PIC ทั้งนี้เพราะว่าค่าถ่วงน้ำหนักที่คงที่เป็นค่าถ่วงน้ำหนักที่ยังไม่เหมาะสมทำให้รองรับจำนวนผู้ใช้งานได้น้อย แต่เมื่อใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุด เครื่องรับที่นำเสนอสามารถรองรับจำนวนผู้ใช้งานได้มากกว่าวิธีอื่นๆ



รูปที่ 4.82 BER ของเครื่องรับ PIC ประเภทต่างๆ ที่ตอนที่ 2 เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป
กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์

จากรูปที่ 4.82 เครื่องรับที่นำเสนอที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักเหมาะที่สุดรองรับจำนวนผู้ใช้ได้ประมาณ 22 คนที่อัตราบิตผิดพลาด 10^{-2} ขณะที่ของเครื่องรับแบบ H-PIC และ AW-PIC รองรับได้ประมาณ 18 คน และเมื่อพิจารณาในตอนที่ 3 ตามรูปที่ 4.83 เครื่องรับที่นำเสนอที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักเหมาะที่สุดรองรับจำนวนผู้ใช้งานได้ประมาณ 25 คน ขณะที่ของเครื่องรับแบบ H-PIC และ AW-PIC รองรับได้ประมาณ 19 และ 20 คนตามลำดับ

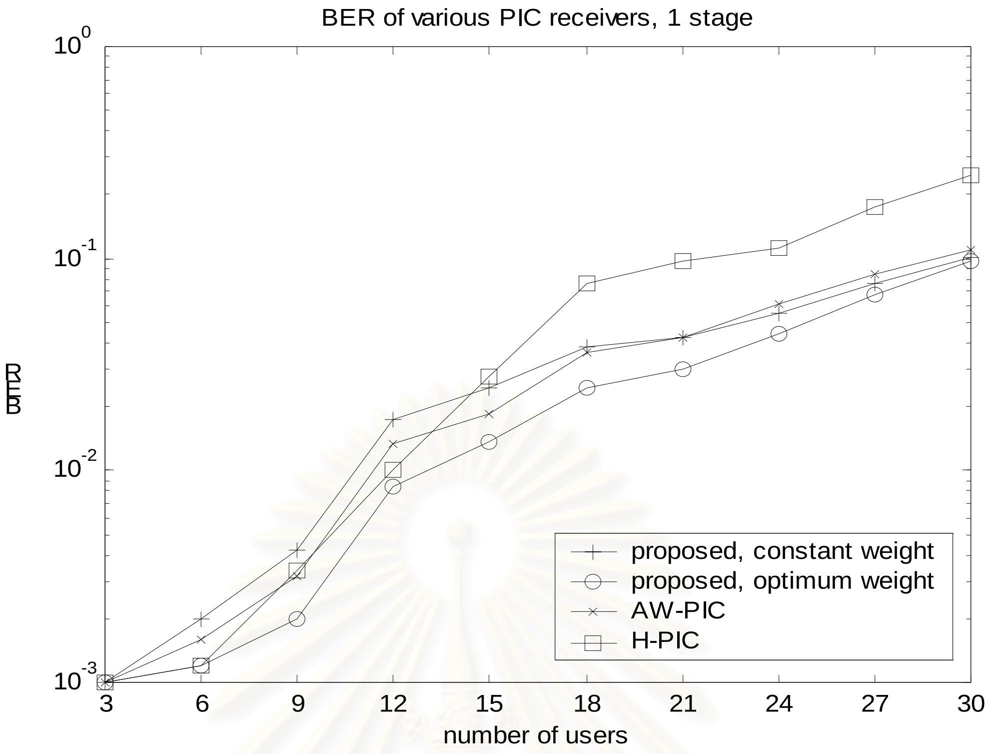
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



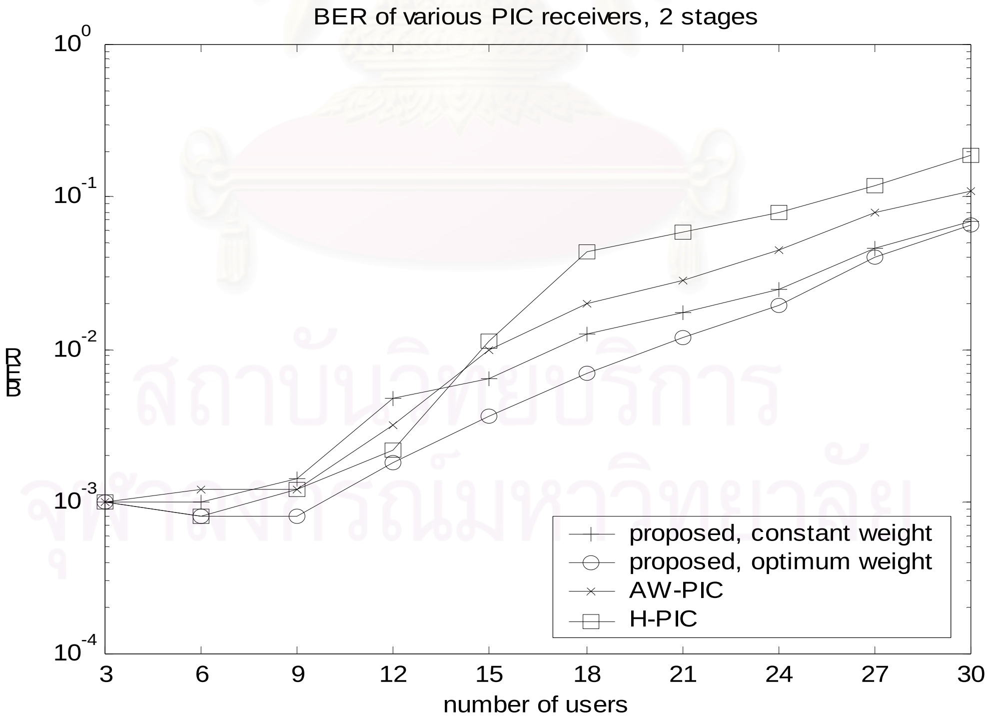
รูปที่ 4.83 BER ของเครื่องรับ PIC ประเภทต่างๆ ที่ตอนที่ 3 เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป กรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์

4.3.6.3 **กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์**

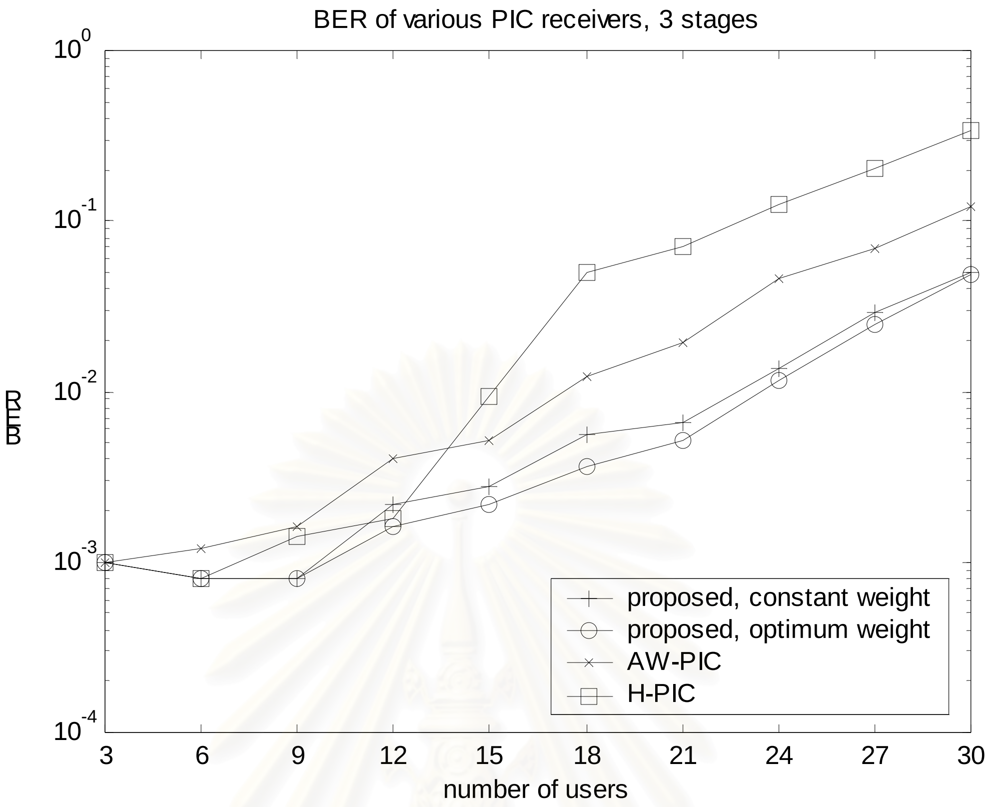
พิจารณาจากรูปที่ 4.84 พบว่าเครื่องรับที่นำเสนอที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุดที่ตอนที่ 1 สามารถรองรับจำนวนผู้ใช้ได้ประมาณ 13 คนที่อัตราบิตผิดพลาด 10^{-2} ขณะที่ของเครื่องรับแบบ H-PIC และแบบ AW-PIC รองรับได้ประมาณ 12 และ 11 คนตามลำดับ แต่เมื่อจำนวนตอนเป็น 2 ตอนดังแสดงตามรูปที่ 4.85 พบว่าเครื่องรับที่นำเสนอที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุดรองรับจำนวนผู้ใช้ได้ประมาณ 20 คน ขณะที่ของเครื่องรับแบบ H-PIC และแบบ AW-PIC รองรับได้ประมาณ 15 คนเท่านั้น และเมื่อเพิ่มจำนวนตอนเป็น 3 ตอนตามรูปที่ 4.86 พบว่าเครื่องรับที่นำเสนอที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุดรองรับจำนวนผู้ใช้ได้ประมาณ 24 คน ขณะที่ของเครื่องรับแบบ H-PIC ได้ประมาณ 15 คน และแบบ AW-PIC รองรับได้ประมาณ 17 คนซึ่งจะเห็นได้ว่าเครื่องรับที่นำเสนอที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุดสามารถรองรับจำนวนผู้ใช้ได้มากกว่าเครื่องรับชนิดอื่นๆ ไม่ว่าจะเป็นตอนที่ 1, 2 หรือ 3



รูปที่ 4.84 BER ของเครื่องรับ PIC ประเภทต่างๆ ที่ตอนที่ 1 เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์



รูปที่ 4.85 BER ของเครื่องรับ PIC ประเภทต่างๆ ที่ตอนที่ 2 เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์

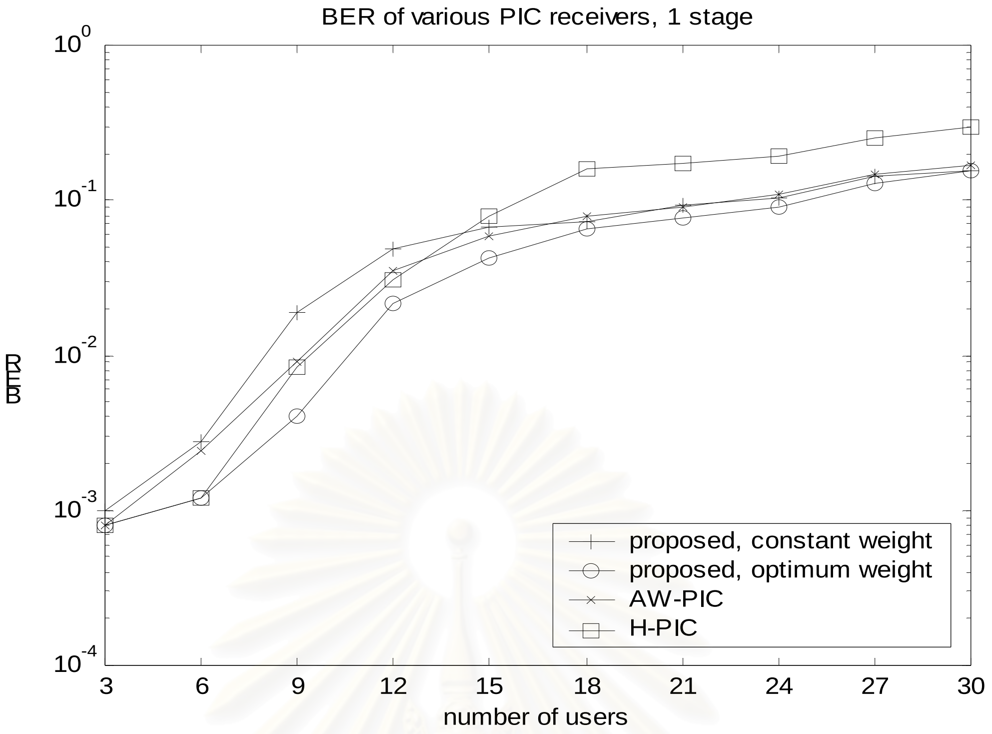


รูปที่ 4.86 BER ของเครื่องรับ PIC ประเภทต่างๆ ที่ตอนที่ 3 เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป
กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์

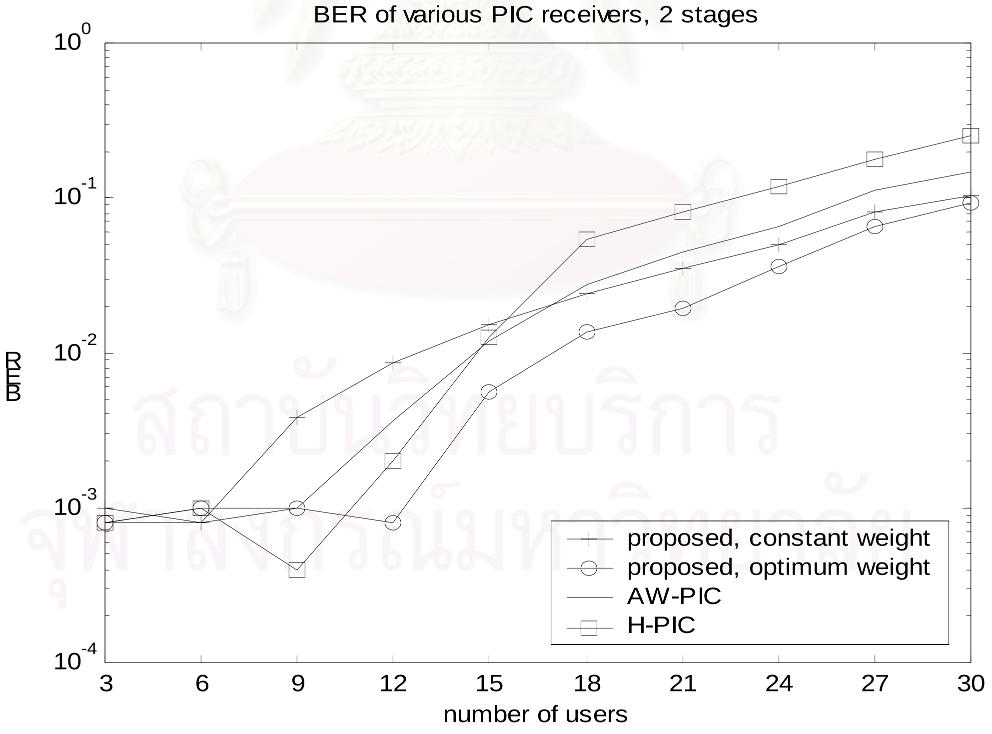
4.3.6.4 กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์

กรณีนี้ก็เช่นเดียวกันกับสามกรณีแรกโดยเครื่องรับที่นำเสนอที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุดรองรับจำนวนผู้ใช้งานได้มากกว่าเครื่องรับชนิดอื่นๆ ผลที่ได้แสดงดังรูปที่ 4.87 ถึงรูปที่ 4.89

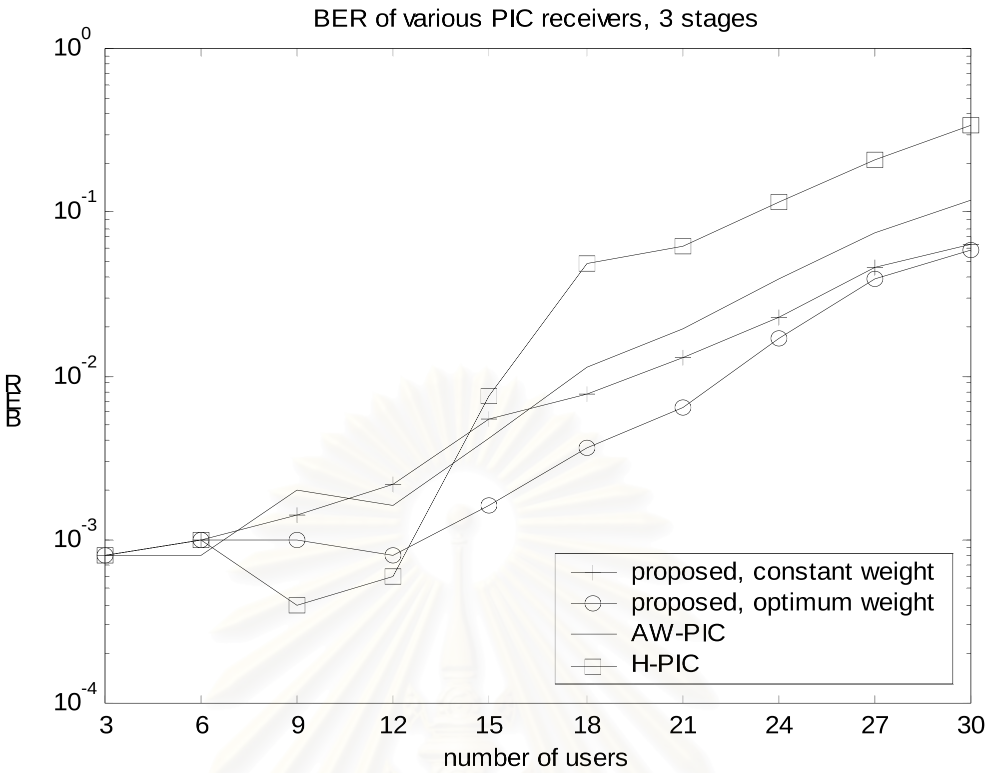
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 4.87 BER ของเครื่องรับ PIC ประเภทต่างๆ ที่ตอนที่ 1 เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์



รูปที่ 4.88 BER ของเครื่องรับ PIC ประเภทต่างๆ ที่ตอนที่ 2 เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์

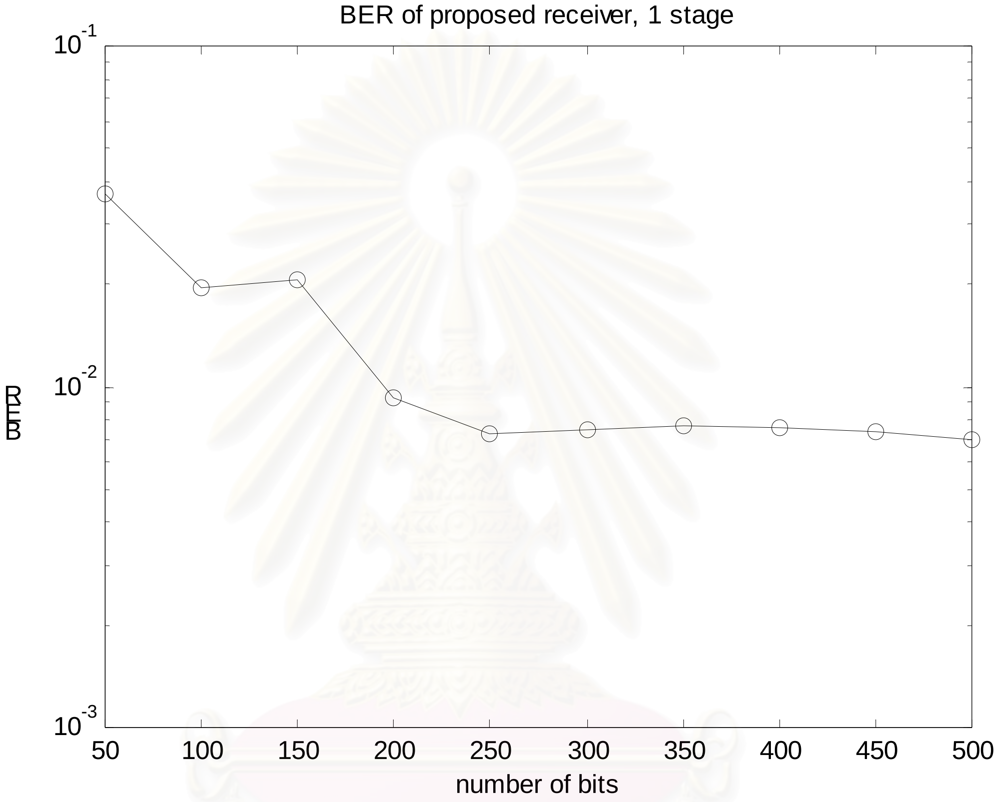


รูปที่ 4.89 BER ของเครื่องรับ PIC ประเภทต่างๆ ที่ตอนที่ 3 เมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป
กรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์

จากทั้ง 4 กรณีพบว่าเครื่องรับที่นำเสนอที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักเหมาะที่สุดสามารถรองรับจำนวนผู้ใช้งานได้มากกว่าเครื่องรับแบบ AW-PIC และแบบ H-PIC โดยเฉพาะในกรณีตอนที่ 2 และตอนที่ 3 จำนวนผู้ใช้ของแต่ละวิธีจะแตกต่างกันอย่างเห็นได้ชัด ทั้งนี้เพราะว่าเครื่องรับที่นำเสนอนั้นเลือกใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่ทำให้อัตราบิตผิดพลาดมีค่าต่ำที่สุด ส่งผลให้รองรับจำนวนผู้ใช้ได้มากกว่าเครื่องรับประเภทอื่นๆ ส่วนเครื่องรับแบบ H-PIC ได้กำหนดให้ค่าถ่วงน้ำหนักมีค่าเท่ากับ 1 ซึ่งค่าถ่วงน้ำหนักที่เท่ากับ 1 มีค่าเหมาะสมในกรณีจำนวนผู้ใช้มีค่าต่ำๆ เท่านั้น ส่วนเครื่องรับแบบ AW-PIC นั้นเป็นการถ่วงน้ำหนักให้กับสัญญาณแทรกสอด ไม่ได้เป็นการถ่วงน้ำหนักระหว่างสัญญาณที่ตอนก่อนหน้าและสัญญาณที่ตอนปัจจุบันอย่างที่เครื่องรับที่นำเสนอใช้ การถ่วงน้ำหนักของเครื่องรับแบบ AW-PIC ให้อัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำลงที่ค่าๆ หนึ่งเท่านั้น ส่งผลให้เมื่อจำนวนตอนเพิ่มขึ้นอัตราบิตผิดพลาดจึงมีค่าลดลงเล็กน้อยเท่านั้น อีกทั้งค่าถ่วงน้ำหนักในเครื่องรับแบบ AW-PIC มีจำนวนทั้งสิ้นเท่ากับจำนวนผู้ใช้ ขณะที่เครื่องรับที่นำเสนอมีเพียงค่าถ่วงน้ำหนักเพียงค่าเดียว ซึ่งส่งผลต่อความสิ้นเปลืองในหน่วยความจำ อีกทั้งการคำนวณค่าถ่วงน้ำหนักในเครื่องรับแบบ AW-PIC ต้องคำนวณทั้งสิ้นเท่ากับจำนวนผู้ใช้ ซึ่งมากกว่าการคำนวณค่าถ่วงน้ำหนักในเครื่องรับที่นำเสนอซึ่งคำนวณเพียงค่าเดียว

4.3.7 ผลของจำนวนบิตที่ใช้ในการหาค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุด

หัวข้อนี้ได้ทำการทดลองหาจำนวนบิตข้อมูลที่นำมาใช้หาค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุดตามสมการที่ (3-29) ซึ่งได้จำลองในกรณีซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ ผลลัพธ์ที่ได้แสดงดังรูปที่ 4.90



รูปที่ 4.90 ผลของจำนวนบิตที่มีต่ออัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอที่ตอนที่ 1 ที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุด

จากรูปที่ 4.90 พบว่าเมื่อใช้จำนวนบิตข้อมูลต่ำๆ คือประมาณ 50 ถึง150 บิต อัตราบิตผิดพลาดค่อนข้างมีค่าสูง ขณะที่ประมาณ 200 บิตขึ้นไปพบว่าอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอค่อนข้างมีค่าคงที่แล้วและมีค่าต่ำ ซึ่งสรุปได้ว่าการคำนวณค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุดจะให้ผลดีก็ต่อเมื่อจำนวนบิตข้อมูลมีค่ามาก ซึ่งในที่นี้คือประมาณ 200 บิตขึ้นไป

บทที่ 5
บทสรุป

5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้นำเสนอเครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบขนานซึ่งมีการนำค่าถ่วงน้ำหนักและฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์มาใช้สำหรับการประมาณบิตของสัญญาณแทรกสอด คุณสมบัติของฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์นั้นสามารถประมาณบิตของสัญญาณแทรกสอดได้ถูกต้องใกล้เคียงกับสัญญาณแทรกสอดที่แท้จริงมากกว่าการประมาณบิตสัญญาณแทรกสอดด้วยฟังก์ชันเครื่องหมาย ซึ่งหลักการและเหตุผลได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 3.2

อย่างไรก็ตาม ถึงแม้ว่าฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์จะให้ค่าความผิดพลาดระหว่างสัญญาณแทรกสอดที่แท้จริงและสัญญาณแทรกสอดที่ประมาณขึ้นมีค่าน้อยก็ตาม แต่หลักการดังกล่าวได้มาจากการทำให้ค่าความผิดพลาดของสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้เพียงคนเดียวมีค่าต่ำ ซึ่งเมื่อจำนวนผู้ใช้เพิ่มมากขึ้น ความผิดพลาดโดยรวมที่เกิดจากการประมาณสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้ทุกๆคนอาจมีค่าสูง ซึ่งจะทำให้การกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานมีความผิดพลาด อัตราบิตผิดพลาดที่ได้จากเครื่องรับจึงมีค่าสูง ดังนั้นจึงต้องมีการนำค่าถ่วงน้ำหนักมาช่วยปรับปรุงการกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานให้มีความเชื่อถือได้มากขึ้น การถ่วงน้ำหนักเป็นการถ่วงน้ำหนักระหว่างสัญญาณที่ได้จากเครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบขนานตอนก่อนหน้าและตอนปัจจุบัน การถ่วงน้ำหนักจำเป็นในกรณีที่มีผู้ใช้งานจำนวนมากๆ เท่านั้น โดยในกรณีที่มีผู้ใช้งานน้อยๆ สัญญาณที่ได้จากเครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบขนานค่อนข้างมีความเชื่อถือได้สูงอยู่แล้ว ไม่จำเป็นต้องมีการถ่วงน้ำหนัก

เมื่อพิจารณาถึงผลการจำลองแบบที่ได้จากบทที่ 4 ของเครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบขนานที่นำเสนอนั้น สรุปได้ว่า

ในกรณีที่ค่า SNR มีค่าต่ำๆ นั่นคือมีผลของสัญญาณรบกวนมากๆ ไม่ว่าจะเป็นกรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสหรือแบบอะซิงโครนัส เครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบขนานที่นำเสนอมีอัตราบิตผิดพลาดที่ไม่ได้แตกต่างไปจากเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์มากนัก ซึ่งมีสาเหตุมาจากผลของสัญญาณรบกวนมีผลกระทบมากกว่าผลของสัญญาณแทรกสอด ซึ่งเครื่องรับที่นำเสนอนั้นไม่สามารถกำจัดผลที่เกิดจากสัญญาณรบกวนได้ แต่ในกรณีที่ค่า SNR มีค่าสูงๆ นั้น ผลของสัญญาณแทรกสอดมีค่ามากกว่าผลที่เกิดจากสัญญาณรบกวน เครื่องรับที่นำเสนอสามารถกำจัดผลของสัญญาณแทรกสอดได้ดี ในขณะที่เครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์มองสัญญาณแทรกสอดเสมือนกับเป็นสัญญาณรบกวน ดังนั้นเครื่องรับที่นำเสนอจึงให้อัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำกว่าเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์อย่างเห็นได้ชัด ซึ่งในทางปฏิบัติค่า SNR จะอยู่ที่ประมาณ 10 dB

ในกรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ เมื่อพิจารณาจำนวนผู้ใช้งานน้อยๆ เครื่องรับที่นำเสนอมีอัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำและใกล้เคียงกับเครื่องรับแบบ H-PIC โดยเมื่อเพิ่มจำนวนตอนในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานให้มีค่า 2, 3, 4 และ 5 ตอน พบว่าจำนวนตอน 2 ตอนก็เพียงพอที่จะทำให้อัตราบิตผิดพลาดมีค่าต่ำ โดยอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอที่ตอนที่ 2 และตอนที่ 3 แทบไม่ได้แตกต่างกันมากนัก แต่เมื่อจำนวนผู้ใช้งานมีค่ามากๆ อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอในตอนที่ 1 มีค่าต่ำกว่าอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ H-PIC ในตอนที่ 1 และยิ่งเมื่อเพิ่มจำนวนตอนให้มากขึ้น ความแตกต่างของอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับทั้งสองวิธียิ่งเห็นได้อย่างชัดเจน และเมื่อพิจารณาถึงอัตราการลดลงของอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอ พบว่าตั้งแต่ตอนที่ 3 เป็นต้นไป อัตราบิตผิดพลาดเริ่มมีค่าลดลงไม่มากนักแล้ว ดังนั้นการนำเครื่องรับที่เสนอไปใช้งานควรใช้งานที่จำนวนตอนไม่เกิน 3 ตอน เพื่อที่จะให้คุ้มต่อความซับซ้อนในการคำนวณของเครื่องรับ

ในกรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ พบว่ากรณีที่จำนวนผู้ใช้งานน้อยๆ เครื่องรับที่นำเสนอให้อัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำเช่นเดียวกันกับเครื่องรับแบบ H-PIC โดยเครื่องรับที่นำเสนอที่มีจำนวนตอน 2 ตอนให้อัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำแล้ว ส่วนกรณีที่จำนวนผู้ใช้งานมากๆ เครื่องรับที่นำเสนอจำเป็นต้องใช้จำนวนตอนเพิ่มขึ้น โดยจำนวนตอน 3 ตอนสามารถให้อัตราบิตผิดพลาดที่ค่อนข้างต่ำแล้วแต่เมื่อเทียบกับอัตราบิตผิดพลาดของกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ พบว่ากรณีเครื่องรับที่นำเสนอที่มีจำนวนตอน 3 ตอนยังคงมีอัตราบิตผิดพลาดสูงกว่ากรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์อยู่ แต่ถ้าต้องการให้เครื่องรับสามารถกำจัดผลที่เกิดจากการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ จำนวนตอนที่ใช้ต้องเพิ่มขึ้นโดยควรอยู่ที่ 4 หรือ 5 ตอน ซึ่งสอดคล้องกับเหตุผลที่ว่าในกรณีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ ผลของสัญญาณแทรกสอดจะมีค่ามากกว่ากรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ เพื่อที่จะให้ได้อัตราบิตผิดพลาดที่มีค่าต่ำ กรณีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ต้องใช้จำนวนตอนในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดมากกว่ากรณีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์

สำหรับกรณีการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัส อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่นำเสนอและอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับแบบ H-PIC มีลักษณะเช่นเดียวกับกรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัส เพียงแต่ว่ามีอัตราบิตผิดพลาดที่สูงกว่า เพราะว่าจากบทที่ 2 ในระบบอะซิงโครนัส ผู้ใช้ 1 คนเปรียบเสมือนให้สัญญาณแทรกสอด 2 คน ดังนั้นในกรณีอะซิงโครนัสจึงมีผลของสัญญาณแทรกสอดมากกว่ากรณีซิงโครนัส ส่งผลให้อัตราบิตผิดพลาดกรณีอะซิงโครนัสมีค่าสูงกว่าของกรณีซิงโครนัส และเมื่อพิจารณาจำนวนตอนที่ใช้ในเครื่องรับที่นำเสนอพบว่าควรใช้จำนวนตอนประมาณ 2 ถึง 4 ตอนเช่นเดียวกับกรณีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัส โดยที่จำนวนตอนขึ้นอยู่กับจำนวนผู้ใช้งานหรือการควบคุมกำลังส่งว่าเป็นแบบการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์หรือแบบไม่สมบูรณ์

เมื่อพิจารณาถึงการใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุดพบว่า การใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุดได้ให้อัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำกว่าการใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่คงที่ ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุดหาได้จากการทำให้ค่าฟังก์ชันต้นทุนของเครื่องรับมีค่าต่ำที่สุด โดยจากการจำลองแบบในบทที่ 4 ค่าฟังก์ชันต้นทุนสัมพันธ์กับอัตราบิตผิดพลาด โดยถ้าค่าฟังก์ชันต้นทุนมีค่าต่ำ อัตราบิตผิดพลาดจะมีค่าต่ำเช่นกัน ซึ่งความสัมพันธ์นี้เป็นจริงกับเครื่องรับที่ตอนที่ 1 แต่เมื่อจำนวนตอนตั้งแต่ 2 ตอนขึ้นไป อัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับเริ่มจะไม่ค่อยสัมพันธ์กับค่าฟังก์ชันต้นทุน และในตอนที่ 3 อัตราบิตผิดพลาดไม่ค่อยสัมพันธ์กับค่าที่ได้จากฟังก์ชันต้นทุน ซึ่งในผลการจำลองได้พบว่าค่าถ่วงน้ำหนักที่เท่ากับ 1 สามารถให้อัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำใกล้เคียงกับอัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำที่สุด ดังนั้นการนำค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุดมาร่วมใช้กับเครื่องรับที่นำเสนอ ควรใช้ค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุดที่ตอนที่ 1 หรือ 2 เท่านั้น ส่วนตอนที่ 3 เป็นต้นไป ควรใช้วิธีกำจัดการแทรกสอดแบบขนานที่มีค่าถ่วงน้ำหนักเท่ากับ 1 ทั้งนี้เพื่อเป็นการลดความซับซ้อนในการคำนวณของเครื่องรับอีกด้วย นอกจากนี้การคำนวณค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุดอาจจะจัดทำให้อยู่ในรูปข้อมูลที่เก็บลงในตาราง โดยเมื่อจำนวนผู้ใช้งานเปลี่ยนไป ก็จะทำการเปลี่ยนค่าถ่วงน้ำหนักที่สอดคล้องที่เก็บไว้ในตาราง ทั้งนี้เพื่อเป็นการลดความซับซ้อนในการคำนวณ

5.2 ความซับซ้อนของเครื่องรับที่นำเสนอ

เครื่องรับที่นำเสนอนั้นมีความซับซ้อนเพิ่มมาจากเครื่องรับแบบกำจัดการแทรกสอดแบบขนานแบบทั่วไปดังนี้

1. ค่าถ่วงน้ำหนัก

ค่าถ่วงน้ำหนักที่เพิ่มขึ้นสามารถแบ่งได้เป็น 2 กรณีคือใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบคงที่หรือใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบเหมาะที่สุด การใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบคงที่จะช่วยลดความซับซ้อนในการคำนวณหาค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุด แต่อย่างไรก็ตามผลจำลองแบบที่ได้พบว่าอัตราบิตผิดพลาดของเครื่องรับที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบคงที่มีค่าสูงกว่าของเครื่องรับที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบเหมาะที่สุด ซึ่งทำให้ต้องใช้จำนวนตอนในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพิ่มมากขึ้นเพื่อให้มีค่าอัตราบิตผิดพลาดที่เท่ากับของเครื่องรับที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบเหมาะที่สุด ซึ่งการเพิ่มจำนวนตอนในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเป็นการเพิ่มความซับซ้อนของเครื่องรับ วิธีการที่จะช่วยลดความซับซ้อนของเครื่องรับคือการใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบเหมาะที่สุดกับเครื่องรับที่มีจำนวนตอนในการกำจัดสัญญาณน้อยๆ โดยการลดความซับซ้อนในการคำนวณของค่าถ่วงน้ำหนักแบบเหมาะที่สุดอาจทำได้โดยการหาค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะที่สุดเก็บไว้ในรูปแบบตารางเพียงครั้งเดียว เมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบเปลี่ยนแปลงไป ก็ค่อยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักค่าใหม่ที่สัมพันธ์กับจำนวนผู้ใช้งานที่เก็บไว้ใน

ตาราง วิธีการนี้จะช่วยทำให้เครื่องรับมีอัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำและมีความซับซ้อนในการคำนวณเหมือนกับการใช้ค่าถ่วงน้ำหนักแบบคงที่

2. การคำนวณสัมประสิทธิ์ความเชื่อถือได้ในฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์

พิจารณาสัมประสิทธิ์ความเชื่อถือได้จากสมการที่ (3-15) การคำนวณที่เพิ่มขึ้นมีอยู่สองส่วนคือการคำนวณค่าขนาดของสัญญาณและการคำนวณค่าความแปรปรวนของสัญญาณ การคำนวณค่าขนาดของสัญญาณคือการหาค่าเฉลี่ยของสัญญาณนั่นเอง ซึ่งทั้งค่าเฉลี่ยและค่าความแปรปรวนนั้นคำนวณได้ง่ายอยู่แล้ว อีกทั้งในระบบ IS-95 นั้น การรับข้อมูลนั้นรับทีละ 1 เฟรม ซึ่งแต่ละเฟรมมีข้อมูลอยู่ประมาณ 200 บิต การคำนวณสัมประสิทธิ์ความเชื่อถือได้จึงคำนวณจากข้อมูลในแต่ละเฟรมนั่นเอง

สรุปโดยรวมแล้วเครื่องรับที่นำเสนอมีความแตกต่างกับเครื่องรับแบบ PIC ทั่วไป ในส่วนที่การเพิ่มค่าถ่วงน้ำหนักและการเปลี่ยนแปลงการประมาณค่าบิตของสัญญาณแทรกสอดจากฟังก์ชันเครื่องหมายเป็นฟังก์ชันไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์ ความแตกต่างของโครงสร้างเพียงเล็กน้อยนี้เป็นผลให้สามารถนำเครื่องรับที่นำเสนอไปใช้งานแทนที่เครื่องรับแบบ PIC ทั่วไป โดยไม่ต้องมีการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างของระบบ

5.3 ข้อเสนอแนะสำหรับการวิจัยในอนาคต

สำหรับงานที่ควรได้รับการศึกษาหรือพัฒนาต่อไปจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ คือ

1. ทำการศึกษาเครื่องรับที่นำเสนอในสภาวะช่องสัญญาณอื่นๆนอกเหนือจากช่องสัญญาณ แบบ AWGN เช่น ในช่องสัญญาณที่มีผลของเฟดดิงแบบเรย์เลห์ (Rayleigh fading) หรือ ผลของสัญญาณที่มาจากหลายวิถี (multipath) เป็นต้น

2. ศึกษาผลของความผิดพลาดที่เครื่องรับว่ามีผลต่อสมรรถนะของวิธีที่นำเสนออย่างไร เช่น เมื่อค่าประมาณของขนาดของสัญญาณที่รับได้ผิดพลาด และกรณีที่ซิงโครไนซ์เวลาหรือเฟสของสัญญาณที่ด้านรับผิด เป็นต้น

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

รายการอ้างอิง

1. R. L. Pickholtz, L. B. Milstein and D. L. Schilling, “Spread Spectrum for Mobile Communications,” IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 40, pp. 313-322, May 1991.
2. T. Ojanpera and R. Prasad, Wideband CDMA for Third Generation Mobile Communications, Boston London, Artech House, 1998.
3. M. Alam, T. Ojanpera and R. Prasad, “Near-Far Resistance of Parallel Interference Cancellation Detector in a Multirate DS-CDMA Systems,” Vehicular Technology Conference, IEEE VTS 50 th, Vol. 3, pp. 1830-1834, 1999.
4. S. Verdu, Multiuser Detection, Cambridge University Press, 1998.
5. R. Lupas and S. Verdu, “Near Far Resistance of Multiuser Detectors in Asynchronous Code Division Multiple Access Communications,” IEEE Transactions on Communications, Vol. 38, pp. 496-508, Apr. 1990.
6. U. Madhow and M. L. Honig, “MMSE Interference Suppression for Direct Sequence Spread Spectrum CDMA,” IEEE Transactions on Communications, Vol. 42, pp. 3187-3188, Dec. 1994.
7. D. Divsalar and M. K. Simon, “Improved CDMA Performance Using Parallel Interference Cancellation,” IEEE Military Communications Conference, Vol. 3, pp. 911-917, 1994.
8. R. M. Buehrer and S. P. Nicoloso, “Comments on Partial Parallel Interference Cancellation for CDMA,” IEEE Transactions on Communications, Vol. 47, pp. 658-661, May. 1999.
9. D. Divsalar, M. Simon and D. Raphaeli, “Improved Parallel Interference Cancellation for CDMA,” IEEE Transactions on Communications, Vol. 46, pp. 258-268, Feb. 1998.
10. P. Patel and J. Holtzman, “Analysis of a Simple Successive Interference Cancellation Scheme in a DS/CDMA System,” IEEE Journal on Commuincations, Vol. 12, pp. 796-807, Jun. 1994.
11. Y. Cho and J. H. Lee, “Analysis of an Adaptive SIC for Near-Far Resistant DS CDMA,” IEEE Transactions on Communications, Vol. 46, pp. 1429-1432, Nov. 1998.

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

12. A. D. Hallen, J. Holtzman and Z. Zvonar, "Multiuser Detection for CDMA Systems," IEEE Personal Communications, Vol. 2, pp. 46-58, Apr. 1995.

13. G. He and A. C. Kot, "A New Adaptive Neural Network Multiuser Detector in Synchronous CDMA Systems," IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. 4, pp. 3333-3336, 1997.

14. C. Valadon and R. Tafazolli, "A Fast Adaptive Multiuser Detector for DS-CDMA Communications Based on an Artificial Neural Network Architecture," IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, Vol. 3, pp. 873-877, 1998.

15. N. Prapavong and W. Benjapolakul, "Improvement of Partial Interference Cancellation Receiver Using Variance from Matched Filter for Weight Factor Assignment and Adaptation in Multirate CDMA Cellular Mobile Communication Systems," 2001 IEEE 3 rd Workshop on Signal Processing, pp. 210-213, March 2001.

16. S. gollamudi, S. Nagaraj, Y. F. Huang and R. M. Buehrer, "Optimal Multistage Interference Cancellation for CDMA Systems Using The Nonlinear MMSE Critirion," 32 nd Asilomar Conference on Signals Systems and Computers, Vol. 1, pp. 665-669, 1998.

17. S. Haykin, Adaptive Filter Theory, Prentice Hall International Editions, Third Edition, 1996

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาคผนวก

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาคผนวก ก

Gold code

ถูกสร้างจาก preferred pair ของ m-sequence (Maximal Length Sequence) ซึ่ง preferred pair คือ คู่ของ m-sequence ที่มีค่าสหสัมพันธ์ข้าม (cross-correlation) น้อยกว่า m-sequence คู่อื่นๆ โดยนิยาม Gold code ดังนี้

เมื่อ A และ B เป็น prefered pair ของ m-sequence

$G = \{ A, B, A+B, A+DB, A+D^2B, A+D^3B, \ldots, A+D^{N-1}B\}$

เมื่อ D^i = การเลื่อน sequence ไป 1 บิต

หรือเขียนเป็นสมการ ได้ดังนี้ $G = \{A+D^kB\}$

นั่นคือ สร้าง Gold code 1 sequence ได้จากการบวก A กับ B ซึ่งเลื่อนไป k บิตนั่นเอง โดยค่าสหสัมพันธ์ข้ามของ Gold code ต่ำกว่า m-sequence แต่ค่าอัตสหสัมพันธ์ (autocorrelation) ไม่ดีเท่ากับ m-sequence

ค่าสหสัมพันธ์ข้ามของ Gold code มีค่า 3 ระดับ ได้แก่ {-1, -t(m), t(m)-2}

$$t(m) = \begin{cases} 2^{(m+1)/2} + 1 & (\text{odd } m) \\ 2^{(m+2)/2} + 1 & (\text{even } m) \end{cases}$$

เมื่อ m คือ จำนวนของ shift generator ที่ใช้สร้าง m-sequences

Gold code **ความยาว 31 ชิป**

ในการจำลองแบบกำหนดใช้ Gold code ความยาว 31 ชิป ซึ่งสร้างจาก preferred pair ที่เกิดจาก generator function $g(x) = 1+x^2$ และ $1+x+x^2+x^4$ หรือ m = 5 ดังนั้น ค่าสหสัมพันธ์ข้ามมีค่า 3 ระดับได้แก่ {-1/31, -9/31, 7/31} ซึ่ง Gold code ที่ใช้ในการจำลองแบบ ดังตาราง ก

ตารางที่ ก Gold code ความยาว 31 ชิปที่ใช้ในแบบจำลอง

Gold code	1	2	3	4	5	6	7	8	9	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	3	3
										0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	1
1	-1	-1	1	-1	-1	1	1	-1	1	-1	-1	1	1	-1	1	-1	1	-1	-1	1	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	-1
2	1	1	1	-1	-1	1	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	-1	1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1
3	1	1	1	-1	1	-1	1	1	-1	1	1	-1	1	1	1	-1	1	1	-1	1	1	1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	1
4	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	-1	-1	1	1	1	1	-1	-1	1	-1
5	1	1	1	1	-1	1	1	1	1	-1	1	1	-1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	1	-1	1	-1	1	1	1	-1	1	-1	1
6	-1	-1	-1	1	1	1	1	1	-1	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	-1	1	1	1	-1	1	1	1	-1
7	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	-1	1	-1	-1	1	-1	1	1	1	-1	1	1	1	1	1	1	1	-1	-1	-1	1	-1	1
8	1	-1	1	-1	1	1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	1	-1	1	1	1	-1	-1	1	1	1	1	1	1	1	1	-1	-1
9	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	1	1	1	-1	-1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	1	1	-1	-1	-1	1	1	-1	1	-1
10	-1	1	-1	1	1	-1	1	1	1	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	1	-1	-1	-1	1
11	1	-1	-1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	-1
12	-1	-1	1	1	1	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	-1	1	1	1	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	-1	1	-1	-1
13	1	-1	-1	-1	-1	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	1
14	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	1	1	1	1	-1	1	1	-1	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	1	1	1	-1	-1	-1
15	-1	1	1	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	1	-1	1	1	-1	1	-1	1	-1	1	1	-1	1	-1	-1	1	1	1	-1	1
16	-1	-1	1	-1	1	-1	-1	-1	1	1	1	1	-1	1	-1	1	-1	-1	1	1	-1	1	1	-1	1	1	-1	1	-1	-1	1
17	1	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	1	-1	1	-1	1	1	-1	1	-1	1	-1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	1	-1	1	1	1
18	1	-1	-1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	-1	-1	1	1	1	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	1	1	1	-1	1	1
19	-1	-1	-1	-1	1	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	1	-1	-1	1	1	1	1	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	-1	1	1
20	-1	1	1	1	1	1	1	-1	1	1	1	-1	1	-1	-1	1	1	1	1	-1	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	1	1
21	1	1	-1	1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1	1	-1	1	-1	1	1	1	-1	-1	-1	1	1	1	1
22	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	1	1	1	-1	-1	-1	1	1	-1	-1	-1	-1	1	-1	1	-1	-1	1	1	-1	-1
23	-1	1	-1	-1	-1	1	1	1	-1	1	-1	1	-1	1	1	1	-1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	1	1
24	1	1	-1	-1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	1	-1	-1	-1	1	-1	-1	1	1	1	-1	1	1	-1	-1	1
25	-1	1	1	-1	1	1	-1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	1	-1	1	1	-1	1	1	-1
26	1	1	1	1	1	-1	-1	1	1	1	-1	1	1	1	1	-1	-1	-1	1	1	1	-1	-1	-1	1	-1	1	1	1	1	-1
27	1	-1	1	1	1	1	-1	1	-1	1	1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1
28	1	1	-1	1	1	1	-1	-1	1	-1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	-1	1	-1	-1
29	-1	-1	1	1	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	-1	1	1	1	-1	-1	1	-1	-1	1	1	1	1	1	1
30	1	-1	1	1	-1	-1	1	1	-1	-1	-1	1	1	1	-1	1	1	-1	1	-1	-1	-1	1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1
31	-1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	-1	1	-1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1

โปรแกรมสร้าง Gold code ความยาว 31 ชิป

```
function gold seq = Gold_code;

global  gold_seq
      connections1=[1 0 1 0 0];
      connections2=[1 1 1 0 1];
      sequence1=ss_mlsrs(connections1);
      sequence2=ss_mlsrs(connections2);
      L=2^length(connections1)-1;
for shift_amount=0:L-1,
         temp=[sequence2(shift_amount+1:L) sequence2(1:shift_amount)];
         gold_seq(shift_amount+1,:)=(sequence1+temp)-floor((sequence1+temp)./2).*2;
end;
for i=1:length(gold_seq)
       for j=1:length(gold_seq(1,:)),
            if gold_seq(i,j)==0,
            gold_seq(i,j)=-1;
            else gold_seq(i,j)=1;
      end;
   end;
end;

function [seq]=ss_mlsrs(connections);

global seq
      m=length(connections);
      L=2^m-1;
      registers=[zeros(1,m-1) 1];
      seq(1)=registers(m);
for i=2:L,
```

```
    new_reg_cont(1)=connections(1)*seq(i-1);
for j=2:m,
        new_reg_cont(j)=registers(j-1)+connections(j)*seq(i-1);
end;
    registers=new_reg_cont;
    seq(i)=registers(m);
end;
```

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาคผนวก ข

พิจารณาค่า $\eta_k(i)$ ซึ่งเป็นผลที่เกิดจากการนำสัญญาณรบกวน AWGN ผ่านเข้าเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์ของผู้ใช้ที่ k ซึ่งมีค่าตามสมการที่ ข-1 ดังนี้

$$\eta_k(i) = \int_{iT_b}^{(i+1)T_b} n(t)S_k(t)dt \quad \text{ข-1}$$

พิจารณาค่าเฉลี่ยของ $\eta_k(i)$ ซึ่งมีค่าตามสมการ ข-2 ดังนี้

$$E[\eta_k(i)] = E[\int_{iT_b}^{(i+1)T_b} n(t)S_k(t)dt] = \int_{iT_b}^{(i+1)T_b} E[n(t)S_k(t)]dt \quad \text{ข-2}$$

แต่เนื่องจาก $n(t)$ และ $S_k(t)$ ต่างอิสระต่อกันดังนั้น $E[n(t)S_k(t)] = E[n(t)]E[S_k(t)]$ และ $E[n(t)] = 0$ ดังนั้นสมการที่ ข-3 มีค่าเป็น

$$E[\eta_k(i)] = \int_{iT_b}^{(i+1)T_b} E[n(t)]E[S_k(t)]dt = 0 \quad \text{ข-3}$$

พิจารณาความแปรปรวนของ $\eta_k(i)$ ซึ่งมีค่าตามสมการที่ ข-4 ดังนี้

$$Var[\eta_k(i)] = E[\eta_k(i)^2] - (E[\eta_k(i)])^2 = E[\eta_k(i)^2] \quad \text{ข-4}$$

นำสมการที่ ข-1 แทนลงในสมการที่ ข-4 จะได้ค่า $Var[\eta_k(i)]$ มีค่าตามสมการที่ ข-5 ดังนี้

$$\begin{aligned} Var[\eta_k(i)] &= E[\int_{iT_b}^{(i+1)T_b} n(t)S_k(t)dt \int_{iT_b}^{(i+1)T_b} n(t)S_k(t)dt] \\ &= E[\int_{iT_b}^{(i+1)T_b} n(t)^2 [\int_{iT_b}^{(i+1)T_b} S_k(t)S_k(t)dt]dt] \end{aligned} \quad \text{ข-5}$$

แต่ $\int_{iT_b}^{(i+1)T_b} S_k(t)S_k(t)dt = 1$ ดังนั้นจากสมการที่ ข-5 จะได้ว่า

$$Var[\eta_k(i)] = E[\int_{iT_b}^{(i+1)T_b} n(t)^2\, dt] \quad \text{ข-6}$$

แต่เนื่องจากว่า $\int_{iT_b}^{(i+1)T_b} n(t)^2\, dt$ คือค่ากำลังงานของสัญญาณรบกวนแบบ AWGN ในช่วงเวลา iT_b ถึงเวลา $(i+1)T_b$ ดังนั้นค่า $E[\int_{iT_b}^{(i+1)T_b} n(t)^2\, dt]$ จึงเป็นค่าเฉลี่ยของกำลังงานของสัญญาณรบกวนแบบ AWGN ซึ่งก็คือค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนแบบ AWGN นั่นเอง ดังนั้น $Var[\eta_k(i)] = \sigma_{noise}^2$

จากที่กล่าวมาข้างต้นจึงสรุปได้ว่า $\eta_k(i)$ มีพารามิเตอร์ทางสถิติคือค่าเฉลี่ยและค่าความแปรปรวนเหมือนกับสัญญาณรบกวน AWGN, $n(t)$ ทุกประการ

ภาคผนวก ค

บทความทางวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่แล้วได้แก่ บทความ “Optimum Weight for Weighted Parallel Interference Cancellation Receiver” **จากการประชุมทางวิชาการ** International Symposium on Communication and Information Technology 2001 (ISCIT-2001) **ซึ่งจัดขึ้นในวันที่** 14 **ถึง** 16 **พฤศจิกายน พ.ศ.** 2544 **ที่โรงแรมเชียงใหม่ออร์คิด จังหวัดเชียงใหม่ ประเทศไทย**

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Optimum Weight for Weighted Parallel Interference Cancellation Receiver

Kawin Nimsaila and Watit Benjapolakul

Department of Electrical Engineering, Chulalongkorn University,
Phayathai Road, Bangkok 10330, Thailand
Phone: +66-0-2218-6902, Fax: +66-0-2218-6912 E-mail: watit@ee.eng.chula.ac.th

ABSTRACT

This paper proposes a calculation scheme of optimum weight, which are derived from the optimum detector, for weighted parallel interference cancellation receiver in CDMA cellular mobile communication system. With these optimum weights, the proposed receiver increases a little computational complexity but gives Bit Error Rate (BER) lower than the receiver using fixed weights.

1. INTRODUCTION

Code Division Multiple Access (CDMA) is a promising candidate for third generation mobile communication systems. However, CDMA system has a limited capacity caused by Multiple Access Interference (MAI). To overcome the effect of MAI, the using of optimum detector [1] can eliminate the MAI and give the lowest BER over all of the other detectors. However, the computational complexity is exponentially proportional to the number of users and it cannot be used in practical implementations.

To reduce complexity, sub-optimum detectors have been proposed such as linear receiver or interference cancellation receiver. Parallel Interference Cancellation (PIC) receiver [2] is an efficient receiver to cancel the MAI. The interference signals from the other users are generated simultaneously and subtracted from received signal before detection. If interference signals are generated correctly, the MAI are eliminated. But if interference signals are generated incorrectly, the MAI are doubly increased. To solve this problem, Divsalar *et al.* proposed Weighted Parallel Interference Cancellation (WPIC) receiver [3] which has a more capacity than the PIC receiver. The weights at each stage that were proposed by [3] are given to be constant which is not appropriate when the number of users are changed. This paper proposes a method to calculate the optimum weight for each stage. The optimum weights are derived from the optimum detector. Using the optimum weights, the WPIC receiver increases a little computational complexity but gives a better BER than WPIC receiver using fixed weights.

The structure of this paper is as follows. In section 2, the system model is described. The calculation of the optimum weights is proposed in section 3. The simulation results are given in section 4. Finally, section 5 concludes the work in this paper.

2. SYSTEM MODEL

In this section, the model is briefly described. The model is based on discrete time symbol, synchronous channel. Assuming that the channel has an Additive White Gaussian Noise (AWGN) with zero mean and variance σ_n^2.

The number of users that are communicating simultaneously are assumed to be K users. Each user has a specific spreading code of length N denoted by $\vec{s}_k$, where $\vec{s}_k$ is spreading code of user k and has $N \times 1$ dimension. Note that it is assumed that spreading code of each user is normalized which means that $\vec{s}_k^T \vec{s}_k = 1$, where $\vec{s}_k^T$ is the transpose of vector $\vec{s}_k$. The received signal at base station is the sum of each signal from K users plus noise, thus the received signal can be written in matrix form of Equation (1).

$$\vec{r} = SA\vec{b} + \vec{n} \quad (1)$$

Where $\vec{r}$ is the received signal vector and has $N \times 1$ dimension. S is a matrix of spreading codes of K users, $S = [s_1, s_2, ..., s_K]$, and has $N \times K$ dimension. A is diagonal matrix, the diagonal elements of which consist of amplitudes of K users, $A = diag(A_1, A_2, ..., A_K)$, and has $K \times K$ dimension. $\vec{b} = [b_1 \; b_2 \; ... \; b_k]^T$ is data bit vector of K users with $K \times 1$ dimension. Finally, $\vec{n}$ is AWGN vector sampled at chip rate and the dimension of $\vec{n}$ is $N \times 1$.

2.1 Matched Filter (MF)

To detect data for user k from received signal, matched filter uses spreading code of user k, $\vec{s}_k$, multiply with received signal and then decide the bit with signum function. These operations can be shown in Equations (2) and (3), respectively.

$$\vec{y} = S^T \vec{r} = RA\vec{b} + \vec{\eta} \quad (2)$$

$$\vec{b}^{MF} = sign(\vec{y}) \quad (3)$$

Where $\vec{y} = [y_1 \; y_2 \; ... \; y_K]^T$ is the output vector from matched filter. $R = S^T S$ is spreading code

correlation matrix and has $K \times K$ dimension. $\vec{\eta}$ is the result from AWGN where $E[\vec{\eta}\vec{\eta}^T] = \sigma_n^2 R$

Note that from Equation (2), the element k th of $\vec{y}$ can be expressed as Equation (4).

$$y_k = A_k b_k + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^{K} A_j b_j \rho_{k,j} + \eta_k \tag{4}$$

Where $\rho_{k,j}$ is cross correlation of spreading codes between user k and user j. From Equation (4), if there are a lot of number of interfering users, BER of matched filter becomes poor.

2.2 Optimum Detector

It is shown in [1] that output bit vector of optimum detector is given by Equation (5)

$$\vec{b}^{opt} = \arg[\min_{\vec{b} \in \{-1,+1\}^K} f(A\vec{b})] \tag{5}$$

$$f(A\vec{b}) = \frac{1}{2}(A\vec{b})^T R(A\vec{b}) - \vec{y}^T (A\vec{b}) \tag{6}$$

From Equation (5), it is clear that if the bit vector that minimizes $f(A\vec{b})$ is found, the detector will give the lowest BER. However, to find the bit vector that satisfies Equation (5), all possible bit vectors, which equal to 2^K bit vectors must be tried. This is impossible for large value of K.

2.3 PIC Receiver

PIC receiver estimates an interference signal in order to cancel the actual interference signal from received signal and then pass the cancelled signal to MF again. This operation can be expressed as in Equation (7).

$$\begin{aligned} y_{1,k} &= s_k^T (r - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^{K} s_j g(y_j)) \\ &= s_k^T (r - \sum_{j=1}^{K} s_j g(y_j)) + g(y_j) \end{aligned} \tag{7}$$

Where $y_{1,k}$ is the output of the k th user of PIC receiver at stage 1 and $g(.)$ can be linear function [4] which is defined as

$$g(y_j) = y_j \tag{8}$$

or nonlinear function such as signum function which is defined as

$$g(y_j) = \begin{cases} +A_j, & if \;\; y_j \geq 0 \\ -A_j, & if \;\; y_j < 0 \end{cases} \tag{9}$$

or hyperbolic tangent function [5] which is defined as

$$g(y_j) = A_j \tanh(\frac{A_j^*}{\sigma^2} y_j) \tag{10}$$

where A_j^* and σ^2 is the effective amplitude of user j and variance of interference signal plus noise, respectively. Moreover, $g(.)$ can be another nonlinear device such as null zone function, saturated linear function, etc.

From Equation (7), the output of PIC receiver can be expressed in matrix form as in Equation (11).

$$\begin{aligned} \vec{y}_1 &= S^T[\vec{r} - Sg(\vec{y})] + g(\vec{y}) \\ &= \vec{y} - [R - I]g(\vec{y}) \end{aligned} \tag{11}$$

Where $\vec{y}_1$ is the output vector of PIC receiver at stage 1. By analogy, the output vector of PIC receiver at stage m is expressed as in Equation (12)

$$\vec{y}_m = \vec{y} - [R - I]g(\vec{y}_{m-1}) \tag{12}$$

Where $\vec{y}_0 = \vec{y}$, and output bit vector of PIC receiver at stage m is expressed as in Equation (13)

$$\vec{b}^{PIC,m} = sign(\vec{y}_m) \tag{13}$$

It is shown in [4] that if $g(.)$ is linear function, $\vec{y}_m$ converges if and only if the maximum eigenvalue of R does not exceed 2, which is not true when the number of users are high. If $\vec{y}_m$ does not converge, BER of PIC receiver will be poor. One way to solve this problem is to use weights in PIC receiver.

2.4 WPIC Receiver

WPIC receiver uses a weight for weighting between previous output of PIC and the signal excluding interference signal at the present stage. This operation can be expressed in Equation (14).

$$\vec{y}_m = (1-\mu_m)\vec{y}_{m-1} + \mu_m[\vec{y} - [R-I]g(\vec{y}_{m-1})] \tag{14}$$

Where μ_m is a weight of WPIC receiver at stage m. Note that if $\mu_m = 1$ for all stages, then WPIC receiver will be a PIC receiver.

In [3], Divsalar *et al.* used a constant weight for each stage which was not adequate because if the number of users are changed or other parameters such as the amplitude of signal from each user or power is changed, weight should be changed too.

3. OPTIMUM WEIGHT FOR WPIC RECEIVER

Consider Equations (5) and (6), optimum detector will give the lowest BER if and only if $f(A\vec{b})$ is minimized. To relate WPIC receiver to the optimum detector, $A\vec{b}$ in Equation (6) is

replaced by $\vec{y}_m$ and $f(\vec{y}_m)$ is made lower as much as possible, and WPIC receiver will give a lower BER [1]. Thus, it is needed that BER of WPIC receiver at stage m is less than that at stage m-1, that is Equation (15) must be satisfied.

$$f(\vec{y}_m) - f(\vec{y}_{m-1}) \le 0 \qquad (15)$$

Refer to Equation (14), $\vec{y}_m$ is arranged so that

$$\vec{y}_m = \vec{y}_{m-1} + \mu_m \vec{x}_{m-1} \qquad (16)$$

where $\vec{x}_{m-1} = y - [R - I]g(\vec{y}_{m-1}) - \vec{y}_{m-1}$. Substituting Equation (16) into Equation (15) yields

$$\frac{1}{2}\vec{y}_m^T R \vec{y}_m - \vec{y}^T \vec{y}_m - \frac{1}{2}\vec{y}_{m-1}^T R \vec{y}_{m-1} + \vec{y}^T \vec{y}_{m-1} \le 0$$

$$\frac{1}{2}[\vec{y}_{m-1}^T + \mu_m \vec{x}_{m-1}^T] R [\vec{y}_{m-1} + \mu_m \vec{x}_{m-1}]$$

$$-\vec{y}^T[\vec{y}_{m-1} + \mu_m \vec{x}_{m-1}] - \frac{1}{2}\vec{y}_{m-1}^T R \vec{y}_{m-1}$$

$$+\vec{y}^T \vec{y}_{m-1} \le 0$$

$$\frac{1}{2}[\vec{y}_{m-1}^T R \vec{y}_{m-1} + \mu_m \vec{x}_{m-1}^T R \vec{y}_{m-1} +$$

$$\vec{y}_{m-1}^T R \mu_m \vec{x}_{m-1} + \mu_m^2 \vec{x}_{m-1}^T R \vec{x}_{m-1}]$$

$$-\vec{y}^T \mu_m \vec{x}_{m-1} - \frac{1}{2}\vec{y}_{m-1}^T R \vec{y}_{m-1} \le 0$$

Both $\mu_m \vec{x}_{m-1}^T R \vec{y}_{m-1}$ and $\vec{y}_{m-1}^T R \mu_m \vec{x}_{m-1}$ are scalar, so they are equal. Replace $\mu_m \vec{x}_{m-1}^T R \vec{y}_{m-1}$ and $\vec{y}_{m-1}^T R \mu_m \vec{x}_{m-1}$ with $\mu_m \vec{y}_{m-1}^T R \vec{x}_{m-1}$, then the above Equation is expressed as

$$\frac{1}{2}\mu_m^2 \vec{x}_{m-1}^T R \vec{x}_{m-1} - \mu_m[\vec{y}^T - \vec{y}_{m-1}^T R]\vec{x}_{m-1} \le 0$$

Note that $R^T = R$, then the above Equation can be rewritten as Equation (17)

$$\frac{1}{2}\mu_m^2 \vec{x}_{m-1}^T R \vec{x}_{m-1} - \mu_m[\vec{y} - R\vec{y}_{m-1}]^T \vec{x}_{m-1} \le 0 \qquad (17)$$

The optimum weight should give the lowest $f(\vec{y}_m)$ with respect to $f(\vec{y}_{m-1})$. Thus, the optimum weight can be calculated by minimizing the objective function which is the difference between $f(\vec{y}_m)$ and $f(\vec{y}_{m-1})$. This means that the optimum weight for lowering BER in each stage (the next stage) of the WPIC receiver is calculated by differentiating the left-hand term of Equation (15) with respect to μ_m and then equating to zero. Equation (15) is the same as Equation (17). Differentiating the left-hand term of Equation (17) with respect to μ_m and equating to zero yields

$$\mu_m = \frac{[\vec{y} - R\vec{y}_{m-1}]^T \vec{x}_{m-1}}{\vec{x}_{m-1}^T R \vec{x}_{m-1}} \qquad (18)$$

4. SIMULATION RESULTS

In this simulation, the spreading code of each user is a random code with processing gain equal to 32. In the case of power control, each user has equal power with SNR equal to 10 dB. In the case of no power control, each user is assigned with random power and the difference between the maximum power and the minimum power is 6 dB. BER is measured from the minimum power user. To compare WPIC receiver with optimum weight and WPIC receiver with fixed weight, a set of fixed weights of 0.5, 0.7 and 0.9, respectively, in the first three stages of WPIC receiver which are the same as those used in [3], is used.

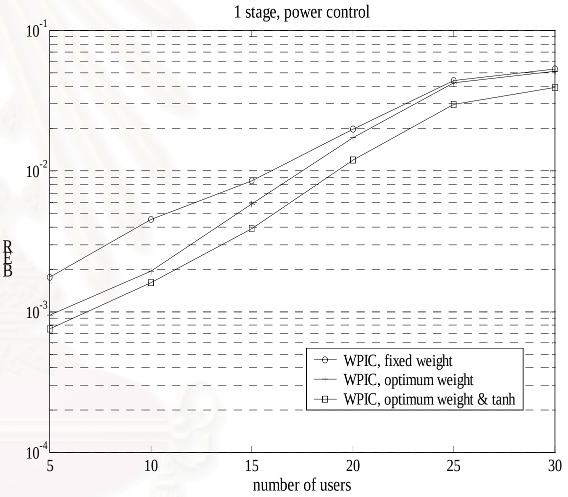


Figure 1. BER of WPIC receiver at stage 1 with proposed optimum weight compared to the case of fixed weight

Table 1. Optimum weight in the first stage of WPIC receiver

Users	5	10	15	20	25	30
Weight	0.89	0.81	0.72	0.67	0.61	0.57

From Figure 1, WPIC receiver with proposed optimum weight gives a better BER than that with fixed weight because WPIC receiver with fixed weight has a fixed weight of 0.5 which is appropriate for some particular number of users only. Table 1 shows the optimum weight for different number of users. By replacing signum function with hyperbolic tangent function defined by Equation (10), WPIC receiver with optimum weight and hyperbolic tangent function produces the lowest BER. This is because, in interference

cancellation, hyperbolic tangent function gives the error between interference signal and reconstructed interference signal lower than signum function [5].

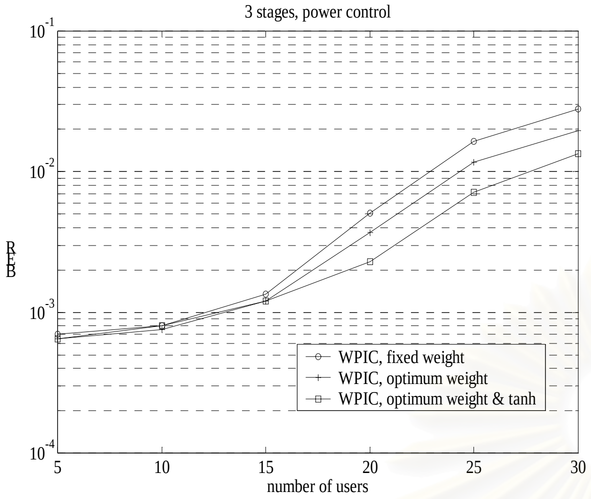


Figure 2. BER of WPIC receiver at stage 3 with proposed optimum weight compared to the case of fixed weight

From Figure 2, BERs of all three receivers at the number of users less than 15 users are approximately equal which means that all of three receivers reach their minimum BERs. But when the number of users increases, WPIC receiver with fixed weight gives BER higher than that with optimum weight because fixed weights are not appropriate. Again, using hyperbolic tangent function with the optimum weight PIC receiver give a better BER than the other two receivers.

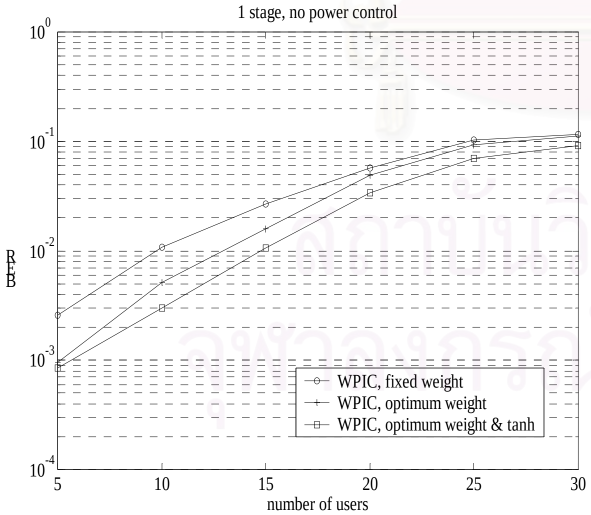


Figure 3. BER of WPIC receiver at stage 1 with proposed optimum weight compared to the case of fixed weight

Figure 3 and Figure 4 show BER in the case of no power control. BER of all three receivers are in the same way as the case of power control but give a higher BER.

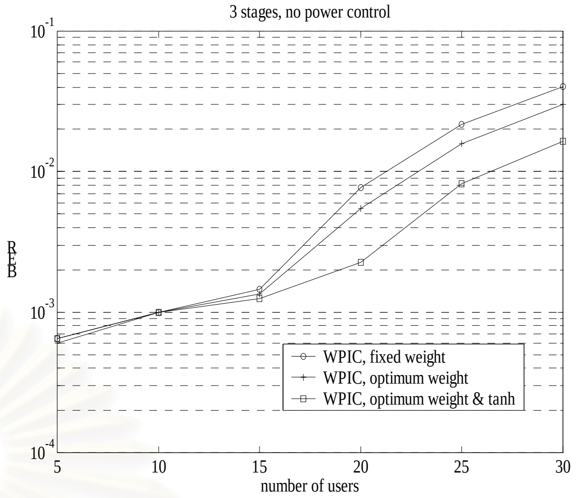


Figure 4. BER of WPIC receiver at stage 3 with proposed optimum weight compared to the case of fixed weight

5. CONCLUSIONS

In this paper, a method for calculating optimum weight used in WPIC receiver is proposed. The optimum weight is derived from the optimum detector. With optimum weight, BER of WPIC receiver is improved when compared to WPIC receiver with fixed weight. The combination of optimum weight and hyperbolic tangent function gives the best BER compared to the other two receivers.

REFERENCES

[1] S. Verdu, "Minimum probability of error for asynchronous Gaussian multiple-access channels," IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. IT-32, pp. 85-96, Jan. 1986.

[2] D. Divsalar and M. K. Simon, "Improved CDMA performance using parallel interference cancellation," IEEE Military Communications Conference, Vol. 3, pp. 911-917, 1994.

[3] D. Divsalar, M. Simon and D. Raphaeli, "Improved parallel interference cancellation for CDMA," IEEE Trans. Commun., Vol. 46, pp. 258-268, Feb. 1998.

[4] D. Guo, L. K. Rasmussen, S. Sun, T. J. Lim and C. Cheah, "MMSE-based linear parallel interference cancellation in CDMA," IEEE Spread Spectrum Techniques and Application, Vol. 3, pp. 917-921, 1998.

[5] S. Gollamudi, S. Nagaraj, Y. F. Huang and R. M. Buehrer, "Optimal multistage interference cancellation for CDMA systems using the nonlinear MMSE criterionn," Conference on Signals Systems and Computers, Vol. 1, pp. 665-669, 1998.

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นาย กวิน นิ่มไศละ เกิดวันที่ 21 มกราคม พ.ศ. 2521 ที่กรุงเทพมหานคร เข้ารับการศึกษาในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตร์บัณฑิต จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัยในปีการศึกษา 2538 สำเร็จการศึกษาปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตร์บัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าในปีการศึกษา 2541 และเข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตร์มหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2542

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย