# เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ สำหรับระบบมัลติ-แคเรียร์ ซีดีเอ็มเอ

นางสาวจิราภา ทรงธนศักดิ์

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2546

ISBN 974-17-3691-6

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

# PARALLEL INTERFERENCE CANCELLATION RECEIVER WITH ADAPTIVE FREQUENCY OFFSET CORRECTION FOR MULTI-CARRIER CDMA SYSTEMS

Miss Jirapa Songthanasak

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 2003

ISBN 974-17-3691-6

สถาบันวิทยบริการ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

| | |
|---|---|
| หัวข้อวิทยานิพนธ์ | เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ สำหรับระบบการสื่อสารแบบมัลติ-แคเรียร์ ซีดีเอ็มเอ |
| โดย | นางสาวจิราภา ทรงธนศักดิ์ |
| สาขาวิชา | วิศวกรรมไฟฟ้า |
| อาจารย์ที่ปรึกษา | รองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล |
| อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม | อาจารย์ ดร.นิศาชล ตั้งเสงี่ยมวิสัย |

---

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้นับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญามหาบัณฑิต

………………………………………….. คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์
(ศาสตราจารย์ ดร.สมศักดิ์ ปัญญาแก้ว)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

…………………………………………… ประธานกรรมการ
(ศาสตราจารย์ ดร.ประสิทธิ์ ประพิณมงคลการ)

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

……………………………………………อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม
(อาจารย์ ดร.นิศาชล ตั้งเสงี่ยมวิสัย)

……………………………………………กรรมการ
(ดร.เสถียร เตรียมล้ำเลิศ)

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

จิราภา ทรงธนศักดิ์ : เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ สำหรับระบบมัลติ-แคเรียร์ ซีดีเอ็มเอ (PARALLEL INTERFERENCE CANCELLATION RECEIVER WITH ADAPTIVE FREQUENCY OFFSET CORRECITON FOR MULTI-CARRIER CDMA SYSTEMS) อ. ที่ปรึกษา: รศ. ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล, อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม ดร.นิศาชล ตั้งเสงี่ยมวิสัย, 93 หน้า. ISBN 974-17-3691-6.

ระบบมัลติ-แคเรียร์ ซีดีเอ็มเอ (MC-CDMA) เป็นระบบการสื่อสารที่เกิดจากการทำงานร่วมกันของระบบซีดีเอ็มเอ (CDMA) และ เทคนิค OFDM ระบบ MC-CDMA มีความไวต่อเฟดดิงเฉพาะความถี่ (frequency selective fading) น้อยกว่าระบบ DS-CDMA และยังต้องการอัตราชิปที่ต่ำกว่า ซึ่งเหมาะกับทราฟฟิกมัลติมีเดียต่าง ๆ อย่างไรก็ตาม ระบบ MC-CDMA มีความไวต่อความถี่ออฟเซตเป็นอย่างมาก วิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดอย่างขนานที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ สำหรับระบบมัลติ-แคเรียร์ ซีดีเอ็มเอ ซึ่งจะสามารถแก้ไขผลของความถี่ออฟเซต ด้วยค่าความถี่ออฟเซตที่ประมาณได้โดยเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบบอด และยังสามารถลดผลของสัญญาณรบกวนจากผู้ใช้คนอื่น (MAI) ได้ โดยใช้การประมาณค่าความถี่ออฟเซตด้วยเทคนิค Maximum Likelihood และเทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต เนื่องจากค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคนมีค่าไม่เท่ากันในกรณีของการสื่อสารระหว่างอุปกรณ์เคลื่อนที่ปลายทางไปยังสถานีฐาน ดังนั้นจึงต้องใช้เทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดในการแยกสัญญาณของผู้ใช้ที่สนใจออกจากสัญญาณรวมที่รับได้ที่สถานีฐาน เมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบแมตช์ และเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดอย่างขนานที่ไม่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแล้ว เครื่องรับที่นำเสนอจะให้ประสิทธิภาพดีกว่า โดยพิจารณาในเทอมของ BER

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า ลายมือชื่อนิสิต..........................................
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา..........................................
ปีการศึกษา 2546 ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษาร่วม..........................................

# # 4470253421 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEY WORD: MULTI-CARRIER CDMA (MC-CDMA) / FREQUENCY OFFSET / PARALLIE INTERFERENCE CANCELLATION RECEIVER (PIC)

JIRAPA SONGTHANASAK: PARALLEL INTERFERENCE CANCELLATION RECEIVER WITH ADAPTIVE FREQUENCY OFFSET CORRECTION FOR MULTI-CARRIER CDMA SYSTEMS. THESIS ADVISOR: ASSOC. PROF. SOMCHAI JITAPUNKUL, Dr.Ing., THESIS CO-ADVISOR: NISACHON TANGSANGIUMVISAI, Ph.D., 93 pp. ISBN 974-17-3691-6.

MC-CDMA is a multiple access scheme based on a combination of code division and OFDM technique. For high data rate communication, as compared to DS-CDMA, MC-CDMA is less sensitive to frequency selective fading channel, needs much lower chip rate at the same processing gain and is capable of handling diverse multimedia traffic. However, MC-CDMA is much sensitive to carrier frequency offset. This thesis proposed a parallel interference cancellation receiver (PIC) with adaptive frequency offset correction for MC-CDMA systems. By using blind adaptive frequency offset estimation technique and PIC, the proposed receiver can jointly correct the frequency offset and the multiple access interference (MAI). The Maximum Likelihood technique and the Virtual carrier are used for blind frequency offset estimation. Since the value of frequency offset for each user is usually not the same in the uplink, therefore; the desired user's signal is needed to be separated from the mixed signal in order to be able to estimate the frequency offset. The PIC is used for signal separation. As compared to the conventional PIC and matched filters, the proposed receiver can improve the performance of the receiver in term of BER.

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Department ........Electrical Engineering........ Student's Signature............................

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

Academic year ........2003........ Co-advisor's signature............................

# กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยคำแนะนำและความช่วยเหลืออย่างดียิ่งของอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ คือ รศ. ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล พร้อมทั้งแรงกระตุ้นและคำแนะนำของอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม คือ ดร.นิศาชล ตั้งเสงี่ยมวิสัย ผู้วิจัยจึงขอกราบขอบพระคุณ

ขอขอบคุณโครงการเสริมสร้างความเชื่อมโยงระหว่างภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและภาคเอกชนทางด้านการวิจัยและพัฒนา (Cooperation Project Between Department of Electrical Engineering and Private Sector for Research and Development) ปี พ.ศ. 2546 ที่ช่วยสนับสนุนเงินทุนสำหรับการทำงานวิจัย

ขอบคุณพี่สุวิชช์ สำหรับการให้คำปรึกษาและความช่วยเหลือในด้านการทำงานวิจัยเสมอมา

ขอขอบคุณพี่ ๆ ในห้องปฏิบัติการวิจัยทุก ๆ คน รวมถึงเพื่อน ๆ และคนรอบตัวของผู้วิจัยทุก ๆ คน ไม่ว่าจะเป็นที่อยู่ภายในห้องปฏิบัติการวิจัยกรรมวิธีสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Processing Research Laboratory) หรือที่ใดก็ตาม สำหรับความช่วยเหลือและแรงบันดาลใจ ขอขอบคุณที่ทำให้วันเวลาของผู้วิจัยผ่านไปอย่างมีความหมาย

สุดท้ายผู้วิจัยขอกราบขอบคุณบิดามารดาและครอบครัวที่ให้กำลังใจและการสนับสนุนแก่ผู้วิจัยเสมอมาจนสำเร็จการศึกษา

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

# สารบัญ

หน้า


บทคัดย่อภาษาไทย ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ จ
กิตติกรรมประกาศ ฉ
สารบัญ ช
สารบัญตาราง ฎ
สารบัญภาพ ฏ
บัญชีคำศัพท์ ท

บทที่

1 บทนำ 1
1.1 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับระบบ MC-CDMA 1
1.2 เครื่องรับแบบธรรมดา 1
1.3 มัลติยูสเซอร์ดีเทกชัน 2
1.3.1 เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด 3
1.3.2 เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป 3
1.3.2.1 เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไปแบบเชิงเส้น 3
1.3.2.2 เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไปแบบไม่เชิงเส้น 4
1.4 การแทรกสอดอันเนื่องมาจากการรบกวนกันระหว่างผู้ใช้ 7
1.5 ความถี่ออฟเซตและปัญหาที่เกิดจากการมีความถี่ออฟเซต 7
1.6 วิธีการแก้ปัญหาความถี่ออฟเซตที่มีผู้เสนอขึ้นมา 8
1.7 แนวทางของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ 9
1.8 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ 9
1.9 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ 10
1.10 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ 10
1.11 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน 10
1.12 ภาพรวมของวิทยานิพนธ์ 11
1.13 นิยามสัญลักษณ์ 11

# สารบัญ (ต่อ)


บทที่ หน้า

2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง 12

2.1 แบบจำลองของระบบ MC-CDMA 12

2.2 เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน 14

2.3 เทคนิคการหักล้างแบบขนานบางส่วน 17

2.4 สาเหตุของการแทรกสอดอันเนื่องมาจากการรบกวนกันระหว่างผู้ใช้ 18

2.4.1 ปรากฏการณ์ใกล้-ไกล 18

2.4.2 รหัสแผ่ 18

2.5 ความถี่ออฟเซต 19

2.6 การแก้ไขความถี่ออฟเซต 22

2.7 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบบอด 23

2.7.1 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตคลื่นพาห์แบบบอด โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood 23

2.7.2 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตของคลื่นพาห์แบบบอด โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือน 25

2.8 วิธีการวัดสมรรถนะและความหมายของตัววัดสมรรถนะต่าง ๆ 26

2.8.1 Bit Error Rate (BER) หรือ Bit Error Probability (BEP) 26

2.8.2 อัตราส่วนกำลังสัญญาณที่ต้องการต่อสัญญาณรบกวน 26

3 เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ 28

3.1 เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ 29

3.2 เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานบางส่วน ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ 31

4 ผลการทดลอง 33

4.1 ระบบจำลองที่ใช้ในการทดสอบ 33

4.2 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานกับเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานบางส่วน เมื่อไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซต 34

# สารบัญ (ต่อ)

บทที่ หน้า


4.2.1 กรณีที่ใช้รหัสแผ่ต่างชนิดกัน 34
4.2.2 กรณีที่ความยาวของรหัสแผ่ไม่เท่ากัน 39
4.2.3 กรณีที่จำนวนผู้ใช้ในระบบไม่เท่ากัน 41
4.3 การหาค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมสำหรับเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซต 44
4.3.1 กรณีที่ใช้รหัสแผ่ต่างชนิดกัน 45
4.3.1.1 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood 45
4.3.1.2 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือน 46
4.3.2 กรณีที่ความยาวของรหัสแผ่ไม่เท่ากัน 48
4.3.2.1 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood 48
4.3.2.2 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือน 49
4.4 การนำเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้มาใช้ใน เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน 51
4.4.1 กรณีที่ใช้รหัสแผ่ต่างชนิดกัน 51
4.4.1.1 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood 52
4.4.1.2 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือน 55
4.4.2 กรณีที่ความยาวของรหัสแผ่ไม่เท่ากัน 59
4.4.2.1 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood 59
4.4.2.2 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือน 59
4.4.3 กรณีที่จำนวนผู้ใช้ในระบบไม่เท่ากัน 62

# สารบัญ (ต่อ)

บทที่ หน้า

4.4.3.1 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ..... 62

4.4.3.2 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือน ..... 62

4.5 การนำเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ มาใช้ในเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานบางส่วน ..... 65

4.5.1 กรณีที่ใช้รหัสแผ่ต่างชนิดกัน ..... 65

4.5.1.1 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ..... 65

4.5.1.2 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือน ..... 69

4.5.2 กรณีที่ความยาวของรหัสแผ่ไม่เท่ากัน ..... 73

4.5.2.1 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ..... 73

4.5.2.2 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือน ..... 75

4.5.3 กรณีที่จำนวนผู้ใช้ในระบบไม่เท่ากัน ..... 77

4.5.3.1 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ..... 77

4.5.3.2 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือน ..... 79

5 บทสรุป ..... 82

5.1 สรุปผลการวิจัย ..... 82

5.2 ข้อเสนอแนะสำหรับการวิจัยในอนาคต ..... 83

รายการอ้างอิง ..... 85

ภาคผนวก ..... 87

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์ ..... 93

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

# สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 1.1 เปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแต่ละแบบ ........ 5
ตารางที่ 4.1 ค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมสำหรับเทคนิค Maximum Likelihood
เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่มและรหัสแผ่แบบ Walsh ........ 45
ตารางที่ 4.2 ค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมสำหรับเทคนิคคลื่นพาห์เสมือน
เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่มและรหัสแผ่แบบ Walsh ........ 46
ตารางที่ 4.3 ค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมสำหรับเทคนิค Maximum Likelihood
เมื่อความยาวของรหัสแผ่ที่ใช้เท่ากับ 16 32 และ 64 บิต ........ 48
ตารางที่ 4.4 ค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมสำหรับเทคนิคคลื่นพาห์เสมือน
เมื่อความยาวของรหัสแผ่ที่ใช้เท่ากับ 16 32 และ 64 บิต ........ 50

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

# สารบัญภาพ

หน้า


รูปที่ 2.1 แบบจำลองการทำงานของเครื่องส่งแบบ MC-CDMA 12

รูปที่ 2.2 แบบจำลองการทำงานของเครื่องรับแบบแมตช์ที่ใช้ในระบบ MC-CDMA 13

รูปที่ 2.3 โครงสร้างเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดอย่างขนาน (2 ขั้น) 15

รูปที่ 2.4 โครงสร้างการทำงานภายในเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดอย่างขนาน 15

รูปที่ 2.5 โครงสร้างการทำงานของเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดอย่างขนานที่ใช้เทคนิคการหักล้างบางส่วนแบบขนาน 17

รูปที่ 2.6 ปรากฏการณ์ใกล้-ไกล 18

รูปที่ 2.7 การเกิดความถี่ออฟเซตเนื่องจากปรากฏการณ์ดอปเพลอร์ 20

รูปที่ 2.8 การหมุนของสัญญาณที่รับได้เนื่องจากความถี่ออฟเซต 20

รูปที่ 2.9 แบบจำลองการทำงานของการแก้ไขความถี่ออฟเซต 22

รูปที่ 2.10 ค่าของฟังก์ชัน log likelihood ที่ $\Delta f$ ต่าง ๆ 24

รูปที่ 2.11 สเปกตรัมของ MC-CDMA ที่มีคลื่นพาห์เสมือนที่ขอบของช่องสัญญาณ 25

รูปที่ 2.12 แบบจำลองการทำงานของอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ ที่ใช้ประมาณค่าความถี่ออฟเซต 26

รูปที่ 3.1 โครงสร้างการทำงานของเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดอย่างขนานที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต 29

รูปที่ 3.2 โครงสร้างการทำงานของเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดอย่างขนานที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตขณะที่เริ่มต้นทำงาน 30

รูปที่ 3.3 โครงสร้างการทำงานของเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วนอย่างขนานที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต 31

รูปที่ 4.1 ค่า BER ของเครื่องรับแบบ PIC ที่ขั้นต่าง ๆ เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม 34

รูปที่ 4.2 ค่า BER ของเครื่องรับแบบ PIC ที่ขั้นต่าง ๆ เมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh 35

รูปที่ 4.3 เปรียบเทียบค่า BER ของเครื่องรับแบบ PIC ที่ใช้รหัสแผ่สุ่มและแบบ Walsh 35

รูปที่ 4.4 ค่า BER ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่ขั้นต่าง ๆ เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม 36

รูปที่ 4.5 เปรียบเทียบค่า BER ของเครื่องรับแบบ PIC และเครื่องรับแบบ PPIC ที่ขั้นที่ 2 และ 4 เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม 37

รูปที่ 4.6 ค่า BER ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่ขั้นต่าง ๆ เมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh 37

# สารบัญภาพ (ต่อ)

หน้า

รูปที่ 4.7 เปรียบเทียบค่า BER ของเครื่องรับแบบ PIC และเครื่องรับแบบ PPIC ที่ขั้นที่ 2 และ 4 เมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh ..... 38
รูปที่ 4.8 เปรียบเทียบค่า BER ของเครื่องรับแบบ PPIC ในขั้นที่ 1 (MF) 2 และ 4 เมื่อรหัสแผ่ใช้รหัสแผ่แบบสุ่มและแบบ Walsh ..... 39
รูปที่ 4.9 ค่า BER ของเครื่องรับแบบ PIC ที่ขั้นต่าง ๆ เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 16 32 และ 64 บิต ..... 40
รูปที่ 4.10 ค่า BER ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่ขั้นต่าง ๆ เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 16 32 และ 64 บิต ..... 40
รูปที่ 4.11 เปรียบเทียบค่า BER ของเครื่องรับแบบ PIC และเครื่องรับแบบ PPIC ที่ขั้นที่ 2 และ 4 เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 16 32 และ 64 บิต ..... 41
รูปที่ 4.12 ค่า BER ของเครื่องรับแบบ PIC ที่ขั้นต่าง ๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เท่ากับ 1 10 20 และ 30 คน ..... 42
รูปที่ 4.13 ค่า BER ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่ขั้นต่าง ๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เท่ากับ 1 10 20 และ 30 คน ..... 42
รูปที่ 4.14 เปรียบเทียบค่า BER ของเครื่องรับแบบ PIC และเครื่องรับแบบ PPIC ที่ขั้นที่ 2 และ 4 เมื่อจำนวนผู้ใช้เท่ากับ 1 10 20 และ 30 คน ..... 43
รูปที่ 4.15 สัญญาณของผู้ใช้คนหนึ่งในขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PIC ..... 44
รูปที่ 4.16 ค่าการประมาณความถี่ออฟเซตผิดพลาดของการประมาณค่าความถี่ออฟเซตโดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ที่ค่าช่วงก้าวต่าง ๆ เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม ..... 45
รูปที่ 4.17 ค่าการประมาณความถี่ออฟเซตผิดพลาดของการประมาณค่าความถี่ออฟเซตโดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ที่ค่าช่วงก้าวต่าง ๆ เมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh ..... 46
รูปที่ 4.18 ค่าการประมาณความถี่ออฟเซตผิดพลาดของการประมาณค่าความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือน ที่ค่าช่วงก้าวต่าง ๆ เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม ..... 47

# สารบัญภาพ (ต่อ)

หน้า

รูปที่ 4.19 ค่าการประมาณความถี่ออฟเซตผิดพลาดของการประมาณค่าความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนที่ค่าช่วงก้าวต่าง ๆ เมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh 47
รูปที่ 4.20 ค่าการประมาณความถี่ออฟเซตผิดพลาดของการประมาณค่าความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ที่ค่าช่วงก้าวต่าง ๆ เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 16 บิต 48
รูปที่ 4.21 ค่าการประมาณความถี่ออฟเซตผิดพลาดของการประมาณค่าความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ที่ค่าช่วงก้าวต่าง ๆ เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 32 บิต 49
รูปที่ 4.22 ค่าการประมาณความถี่ออฟเซตผิดพลาดของการประมาณค่าความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ที่ค่าช่วงก้าวต่าง ๆ เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 64 บิต 49
รูปที่ 4.23 ค่าการประมาณความถี่ออฟเซตผิดพลาดของการประมาณค่าความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนที่ค่าช่วงก้าวต่าง ๆ เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 16 บิต 50
รูปที่ 4.24 ค่าการประมาณความถี่ออฟเซตผิดพลาดของการประมาณค่าความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนที่ค่าช่วงก้าวต่าง ๆ เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 32 บิต 50
รูปที่ 4.25 ค่าการประมาณความถี่ออฟเซตผิดพลาดของการประมาณค่าความถี่ออฟเซตโดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนที่ค่าช่วงก้าวต่าง ๆ เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 64 บิต 51
รูปที่ 4.26 ค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตโดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตเมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม 53
รูปที่ 4.27 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต กับเครื่องรับแบบ PIC ที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซต เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม 53

# สารบัญภาพ (ต่อ)

หน้า

รูปที่ 4.28 ค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต เมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh ........ 54

รูปที่ 4.29 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต กับเครื่องรับแบบ PIC ที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซต เมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh ........ 54

รูปที่ 4.30 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม และรหัสแผ่แบบ Walsh ........ 55

รูปที่ 4.31 ค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม ........ 56

รูปที่ 4.32 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือน ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต กับเครื่องรับแบบ PIC ที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซต เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม ........ 56

รูปที่ 4.33 ค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต เมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh ........ 57

รูปที่ 4.34 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือน ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต กับเครื่องรับแบบ PIC ที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซต เมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh ........ 57

# สารบัญภาพ (ต่อ)

หน้า

รูปที่ 4.35 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือน ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต เมื่อใช้รหัสแผ่สุ่ม และรหัสแผ่แบบ Walsh ........ 58
รูปที่ 4.36 ค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 16 32 และ 64 บิต ........ 60
รูปที่ 4.37 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต กับเครื่องรับแบบ PIC ที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซต เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 16 32 และ 64 บิต ........ 60
รูปที่ 4.38 ค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 16 32 และ 64 บิต ........ 61
รูปที่ 4.39 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต กับเครื่องรับแบบ PIC ที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซต เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 16 32 และ 64 บิต ........ 61
รูปที่ 4.40 ค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต เมื่อจำนวนของผู้ใช้เท่ากับ 1 10 20 และ 30 คน ........ 63
รูปที่ 4.41 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต กับเครื่องรับแบบ PIC ที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซต เมื่อจำนวนของผู้ใช้เท่ากับ 1 10 20 และ 30 คน ........ 63
รูปที่ 4.42 ค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต เมื่อจำนวนของผู้ใช้เท่ากับ 1 10 20 และ 30 คน ........ 64

## สารบัญภาพ (ต่อ)

หน้า

รูปที่ 4.43 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต กับเครื่องรับแบบ PIC ที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซต เมื่อจำนวนของผู้ใช้เท่ากับ 1 10 20 และ 30 ........ 64
รูปที่ 4.44 ค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม ........ 66
รูปที่ 4.45 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PPIC และเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต กับเครื่องรับแบบ PPIC ที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซต ........ 66
รูปที่ 4.46 ค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต เมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh ........ 67
รูปที่ 4.47 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PPIC กับเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต กับเครื่องรับแบบ PPIC ที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซต เมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh ........ 68
รูปที่ 4.48 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม และรหัสแผ่แบบ Walsh ........ 69
รูปที่ 4.49 ค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม ........ 70

# สารบัญภาพ (ต่อ)

หน้า

รูปที่ 4.50 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PPIC กับเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต กับเครื่องรับแบบ PPIC ที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซต เมื่อใช้รหัสแบบสุ่ม ........ 70

รูปที่ 4.51 ค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต เมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh ........ 71

รูปที่ 4.52 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PPIC กับเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต กับเครื่องรับแบบ PPIC ที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซต เมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh ........ 72

รูปที่ 4.53 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่มและรหัสแผ่แบบ Walsh ........ 73

รูปที่ 4.54 ค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 16 32 และ 64 บิต ........ 74

รูปที่ 4.55 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นที่ 2 และ 4ของเครื่องรับแบบ PPIC และเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้ทฤษฎี Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต กับเครื่องรับแบบ PPIC ที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซต เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 16 32 และ 64 บิต ........ 75

รูปที่ 4.56 ค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 16 32 และ 64 บิต ........ 76

รูปที่ 4.57 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PPIC และเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต กับเครื่องรับแบบ PPIC ที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซต เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 16 32 และ 64 บิต ........ 77

## สารบัญภาพ (ต่อ)

หน้า

รูปที่ 4.58 ค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้ทฤษฎี Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต เมื่อจำนวนของผู้ใช้เท่ากับ 1 10 20 และ 30 คน ..... 78

รูปที่ 4.59 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PPIC และเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้ทฤษฎี Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต กับเครื่องรับแบบ PPIC ที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซต เมื่อจำนวนของผู้ใช้เท่ากับ 1 10 20 และ 30 คน ..... 78

รูปที่ 4.60 ค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต เมื่อจำนวนของผู้ใช้เท่ากับ 1 10 20 และ 30 คน ..... 79

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

# บัญชีคำศัพท์

| | |
|---|---|
| Adaptive algorithm | อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ |
| Additive White Gaussian Noise (AWGN) | สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก |
| Attenuation | การลดทอน |
| Bandwitdth | แบนวิดท์ |
| Bit decision | การตัดสินใจบิต |
| Bit error rate (BER) | อัตราความผิดพลาดของบิตเมื่อเทียบกับจำนวนบิตข้อมูลที่ส่งออก |
| Capacity | ความจุ |
| Cross-correlation | สหสัมพันธ์ข้าม |
| Correlation matrix | เมตริกซ์สหสัมพันธ์ |
| Decision feedback receiver | เครื่องรับแบบป้อนกลับ |
| Decorrelator | ดีคอรีเลเตอร์ |
| Delay time | เวลาหน่วง |
| Doppler effect | ปรากฏการณ์ดอปเพลอร์ |
| Downlink | การสื่อสารระหว่างสถานีฐานไปยังอุปกรณ์เคลื่อนที่ปลายทาง |
| Frequency offset | ความถี่ออฟเซต |
| Guard Band | แถบกัน |
| Harmonic frequency | ความถี่ฮาร์โมนิค |
| Input data symbol | สัญลักษณ์ข้อมูลขาเข้า |
| Integrator | ตัวอินทิเกรต |
| Inter-Carrier Interference (ICI) | การแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห์ย่อย |
| Iterate | การทำซ้ำ |
| Matched filter | เครื่องรับแบบแมตช์ หรือ เครื่องรับแบบธรรมดา |
| Minimum Mean Square Error Receiver | เครื่องรับชนิดทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำที่สุด |
| Multi-carrier CDMA (MC-CDMA) | มัลติ-แคเรียร์ ซีดีเอ็มเอ |

| | |
|---|---|
| Multiple Access Interference (MAI) | สัญญาณแทรกสอดอันเนื่องมาจากการรบกวนกันระหว่างผู้ใช้ |
| Multiple access technique | เทคนิคการเข้าถึงแบบหลายทาง |
| Near-far effect | ปรากฏการณ์ใกล้-ไกล |
| Noise | สัญญาณรบกวน |
| Optimal receiver | เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด |
| Orthogonal | ความตั้งฉากกัน |
| Oscillator | ออสซิลเลเตอร์ |
| Parallel Interference Cancellation Receiver | เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน |
| Partial Parallel Interference Cancellation | เทคนิคการหักล้างแบบขนานบางส่วน |
| Perfect power control | การควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์ |
| Pilot signal | สัญญาณนำ |
| Phase offset | เฟสออฟเซต |
| Random code | รหัสแบบสุ่ม |
| Reference symbol | สัญลักษณ์อ้างอิง |
| Rotation | การหมุน |
| Sensitivity | ความไว |
| Signal to noise ration (SNR) | อัตราส่วนกำลังสัญญาณที่ต้องการต่อสัญญาณรบกวน |
| Spreading code | รหัสแผ่ |
| Spreading factor | ตัวประกอบการแผ่ |
| Step size | ค่าช่วงก้าว |
| Subcarrier | คลื่นพาห์ย่อย |
| Sub-optimal receiver | เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป |
| Successive Interference Cancellation Receiver | เครื่องรับแบบหักล้างสัญญาณแทรกสอดอย่างต่อเนื่อง |
| Uplink | การสื่อสารระหว่างอุปกรณ์เคลื่อนที่ปลายทางไปยังสถานีฐาน |
| Virtual carrier | คลื่นพาห์เสมือน |
| Virtual channel | ช่องสัญญาณเสมือน |
| Weighting factor | ตัวประกอบถ่วงน้ำหนัก |

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

# บทที่ 1

# บทนำ

นับตั้งแต่ทศวรรษที่ 60 เป็นต้นมา มีงานวิจัยเป็นจำนวนมากที่ได้ศึกษาเกี่ยวกับเทคนิคมัลติ-แคเรียร์มอดูเลชัน (Multi-Carrier Modulation: MCM) ในด้านการนำไปประยุกต์ใช้งาน [1] ผลจากการพัฒนาของงานวิจัยในสาขากรรมวิธีสัญญาณดิจิทัลและทฤษฎีการสื่อสาร ส่งผลให้มีการพัฒนาระบบสื่อสารแบบ Multi-carrier CDMA และ Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) โดยที่ในวิทยานิพนธ์นี้จะพิจารณาที่ภาครับของระบบสื่อสารแบบ MC-CDMA เท่านั้น

## 1.1 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับระบบ MC-CDMA [2, 3]

MC-CDMA เป็นเทคนิคการมอดูเลชันแบบดิจิทัล ซึ่งสัญลักษณ์ข้อมูลเดียว (single data symbol) จะถูกส่งผ่านคลื่นพาห์ย่อยหลายคลื่น (subcarrier) ที่มีแบนด์วิดท์ (bandwidth) แคบ ๆ โดยคลื่นพาห์ย่อยเหล่านี้จะถูกเข้ารหัสด้วยเฟสออฟเซต (phase offset) เป็น $0$ หรือ $\pi$ ขึ้นกับรหัสแผ่ (spreading code) ความถี่ของคลื่นพาห์ย่อยทั้งหมดจะเป็นความถี่ฮาร์โมนิค (harmonic frequency) ของ $1/T$ เมื่อ $T$ คือคาบของข้อมูล ซึ่งจะทำให้คลื่นพาห์ย่อยเหล่านี้ตั้งฉากซึ่งกันและกัน ทำให้เครื่องรับสามารถแยกข้อมูลจากคลื่นพาห์ย่อยแต่ละคลื่นได้ โดยมอดูเลตสัญญาณที่รับได้กับความถี่ของคลื่นพาห์ย่อยที่ต้องการ คลื่นพาห์ย่อยจะตั้งฉากซึ่งกันและกันถ้าความถี่ของคลื่นพาห์ย่อยเหล่านั้นมีค่าต่างกันเป็นจำนวนเท่าของ $F/T$ เมื่อ $F$ เป็นระยะห่างของคลื่นพาห์ย่อยที่อยู่ติดกัน เรียกว่า F-parameter

จำนวนชิปของรหัสแผ่จะกำหนดเฟสที่แต่ละคลื่นพาห์ย่อย ถ้ารหัสแผ่มีความยาวเท่ากับ $N$ ชิป จะมีคลื่นพาห์ย่อยจำนวน $N$ คลื่น โดยจะเรียก $N$ ว่า ตัวประกอบการแผ่ (spreading factor) การมอดูเลชันวิธีนี้ ถือว่าเป็นเทคนิคการเข้าถึงแบบหลายทาง (multiple access technique) เนื่องจากผู้ใช้หลายคนสามารถใช้กลุ่มของคลื่นพาห์ย่อยกลุ่มเดียวกันได้ โดยใช้รหัสแผ่ที่ตั้งฉากกันระหว่างผู้ใช้ทั้งหมด จะเห็นได้ว่ามีความตั้งฉากกันอยู่ 2 ระดับ [2] คือ การตั้งฉากกันระหว่างคลื่นพาห์ย่อยและการตั้งฉากกันของรหัสแผ่ของผู้ใช้แต่ละคน

## 1.2 เครื่องรับแบบธรรมดา (Conventional Receiver or Matched Filter)

เครื่องรับแบบธรรมดาที่ใช้ในระบบ MC-CDMA หรือที่เรียกกันว่าเครื่องรับแบบแมตช์ (matched filter) [4] เมื่อใช้เครื่องรับแบบนี้ผู้ใช้แต่ละคนจะพิจารณาสัญญาณแทรกสอดต่าง ๆ เหมือนกับเป็นสัญญาณรบกวนซึ่งไม่สามารถกำจัดออกไปได้ ดังนั้นในกรณีที่สัญญาณแทรกสอด

อันเนื่องมาจากการรบกวนกันระหว่างผู้ใช้มีค่ามาก เครื่องรับชนิดนี้จะมีสมรรถนะที่ไม่ดีในแง่ของอัตราความผิดพลาดสูง ส่งผลให้ต้องลดจำนวนผู้ใช้ในระบบลงเพื่อให้อัตราความผิดพลาดของเครื่องรับอยู่ในระดับที่ต้องการ สาเหตุสำคัญอย่างหนึ่งที่ทำให้ระดับสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น ๆ มีค่ามาก คือ ปรากฏการณ์ใกล้-ไกล (Near-far effect) ซึ่งปรากฏการณ์นี้เกิดจากการที่ผู้ใช้แต่ละคนอยู่ห่างจากสถานีฐานไม่เท่ากัน ส่งผลให้กำลังของสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนที่รับได้ที่เครื่องรับไม่เท่ากัน ดังนั้นจึงต้องมีการควบคุมกำลังส่งอย่างเข้มงวดเพื่อให้กำลังของสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนที่รับได้ที่เครื่องรับมีค่าเท่ากัน เพื่อให้เครื่องรับแบบธรรมดานี้มีประสิทธิภาพที่ดีขึ้น

## 1.3 มัลติยูสเซอร์ดีเทกชัน (Multiuser Detection)

สืบเนื่องจากการที่ระบบการสื่อสารแบบ MC-CDMA ได้รับการคาดหมายว่าจะถูกนำไปใช้เป็นแอร์-อินเตอร์เฟส (air-interface) สำหรับระบบใหม่ ๆ ในอนาคต ดังนั้น เพื่อที่จะเพิ่มประสิทธิภาพของระบบจึงจำเป็นที่จะต้องแก้ไขข้อจำกัดของระบบ MC-CDMA ซึ่งข้อจำกัดที่สำคัญข้อหนึ่งได้แก่ การแทรกสอดอันเนื่องมาจากการรบกวนกันระหว่างผู้ใช้ (Multiple Access Interference: MAI) ซึ่งจะมีผลต่อความจุของระบบ ดังนั้น จึงใช้เครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ ซึ่งนำเอาความรู้เกี่ยวกับผู้ใช้ คนอื่น ๆ ในเซลล์มากำจัด MAI ให้กับผู้ใช้แต่ละคนในเซลล์นั้น และเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์นี้นอกจากจะถูกออกแบบให้กำจัด MAI ได้แล้วยังมีความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลดีขึ้น ทำให้ลดปัญหาซึ่งเกิดจากปรากฏการณ์ใกล้-ไกล ที่ทำให้ต้องทำการควบคุมกำลังส่งอย่างเข้มงวดอีกด้วย

สำหรับประวัติความเป็นมาในการศึกษาเกี่ยวกับมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันนั้นได้สรุปอยู่ในวิทยานิพนธ์ของนายเจนวิทย์ สินธุสัคค [4] ว่า แนวคิดของการใช้มัลติยูสเซอร์ดีเทกชันหรือเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์แทนเครื่องรับแบบแมตช์ เป็นมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันชื่อ zero-forcing decorrelating detector ซึ่งเสนอโดย Schneuder และเผยแพร่ในปีค.ศ. 1979 เป็นครั้งแรก หลังจากนั้นก็มีการวิจัยเกี่ยวกับมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันมาเรื่อย ๆ แต่จุดที่ทำให้มีการสนใจอย่างกว้างขวางจะเกิดจากเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด (optimal receiver) ซึ่งเป็นมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันที่มีสมรรถนะในแง่ของอัตราความผิดพลาดน้อยที่สุด ที่ถูกเสนอโดย Verdu ในปีค.ศ. 1984 โดย Verdu ได้แสดงให้เห็นว่าระบบ CDMA นั้นแท้ที่จริงแล้วไม่ได้เป็นระบบที่ถูกจำกัดด้วยปัญหาสัญญาณแทรกสอดอันเนื่องมาจากการรบกวนกันระหว่างผู้ใช้ หรือปรากฏการณ์ใกล้-ไกล ดังที่เข้าใจกันมาแต่อย่างใด ทั้งสองประการนี้เป็นข้อจำกัดของเครื่องรับแบบแมตช์เท่านั้น ไม่ใช่ข้อจำกัดของระบบ CDMA

หลังจากนั้นเป็นต้นมา มัลติยูสเซอร์ดีเทกชันก็ได้รับความสนใจอย่างมาก แต่อย่างไรก็ตามเนื่องจากเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุดมีความซับซ้อนในการสร้างจริง รวมทั้งต้องการข้อมูลต่าง ๆ มากเกินกว่าที่จะนำไปใช้จริงในทางปฏิบัติ งานวิจัยเกี่ยวกับมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันจึงมุ่งเน้นไปยังมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันที่มีสมรรถนะต่ำลง แต่มีความซับซ้อนน้อยกว่า หรือที่นิยมเรียกกันว่า

เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป (sub-optimum receiver) ในช่วงหลายปีที่ผ่านมา มัลติยูสเซอร์ดีเทกชันชนิดต่าง ๆ ได้ถูกเสนอขึ้น แต่ละชนิดต้องการข้อมูลที่ต่างกัน และมีความเหมาะสมในสภาวะแวดล้อมที่แตกต่างกัน ภาพรวมของหลักการมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันประเภทต่าง ๆ ที่มีผู้เสนอขึ้นจะถูกสรุปอยู่ในวิทยานิพนธ์ของนายเจนวิทย์ สินธุสัคค [4] เป็นดังนี้

### 1.3.1 เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด (Optimum Receiver)

มัลติยูสเซอร์ดีเทกชันที่เป็เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุดถูกเสนอโดย Verdu เป็นมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันที่ใช้หลักการของ Maximum Likelihood Sequence Estimation (MLSE) ในการหาลำดับของสัญญาณที่ส่งมา นั่นคือ จะพิจารณาชุดของข้อมูลที่เป็นไปได้ทั้งหมด และถือว่าชุดของข้อมูลที่ทำให้ได้สัญญาณเหมือนลำดับของสัญญาณที่รับได้มากที่สุดเป็นข้อมูลที่ผู้ใช้ส่งมา อย่างไรก็ตาม แม้มัลติยูสเซอร์ดีเทกชันประเภทนี้จะมีสมรรถนะที่ดีมาก แต่ก็มีข้อเสียคือ มีความซับซ้อนสูงมาก รวมทั้งความซับซ้อนที่เพิ่มตามจำนวนผู้ใช้ในรูปแบบเอกซ์โปเนลเชียล และต้องการทราบค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของผู้ใช้รวมถึงระบบเป็นจำนวนมาก จึงทำให้ไม่สามารถทำได้จริงในทางปฏิบัติ ดังนั้นงานวิจัยส่วนใหญ่จึงมุ่งเน้นไปยังเครื่องรับซึ่งมีสมรรถนะด้อยกว่าเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด แต่ยังให้สมรรถนะดีกว่าเครื่องรับแบบแมตช์เป็นหลัก

### 1.3.2 เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป (Sub-Optimum Receiver)

เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไปเป็นเครื่องรับที่มีสมรรถนะด้อยกว่าเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด แต่ดีกว่าเครื่องรับแบบแมตช์ รวมทั้งความซับซ้อนไม่ได้เพิ่มตามจำนวนผู้ใช้แบบเอกซ์โปเนลเชียล เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไปสามารถแบ่งได้เป็นประเภทที่สำคัญ 2 ประเภท คือ แบบเชิงเส้นและแบบไม่เชิงเส้น

#### 1.3.2.1 เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไปแบบเชิงเส้น

เครื่องรับชนิดนี้จะประกอบด้วยเครื่องรับแบบแมตช์ของผู้ใช้ทุกคนในระบบ โดยสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบแมตช์ของผู้ใช้ทุกคนจะถูกนำมาผ่านกระบวนการที่เป็นแบบเชิงเส้น จากนั้นผลลัพธ์ที่ได้จะถูกนำไปตัดสินใจบิต (bit decision) เครื่องรับชนิดนี้ยังสามารถแบ่งออกเป็น 2 ชนิด ตามลักษณะของกระบวนการที่เป็นแบบเชิงเส้นที่ใช้ ดังนี้

- **ดีคอรีเลเตอร์ (Decorrelator)** เครื่องรับชนิดนี้ใช้กระบวนการที่เป็นแบบเชิงเส้นที่มีผลตอบสนองเป็นเมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ (correlation matrix) ของรหัสแผ่ของผู้ใช้ทุกคนในระบบ เครื่องรับชนิดนี้ไม่ได้มีการนำผลของสัญญาณรบกวน (noise) มาพิจารณาด้วย ดังนั้นในกรณีที่กำลังของสัญญาณรบกวนมีค่ามาก เครื่องรับชนิดนี้จะมีสมรรถนะที่ไม่ดี

- **เครื่องรับชนิดทำให้ค่าเฉลี่ยของกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำที่สุด (Minimum Mean Square Error Receiver: MMSE)** เครื่องรับชนิดนี้ใช้กระบวนการที่เป็นแบบเชิงเส้นที่มีผลตอบสนองเป็นเมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัสแผ่ของผู้ใช้ร่วมกับเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณรบกวน เนื่องจากเครื่องรับชนิดนี้มีการพิจารณาผลของสัญญาณรบกวนด้วย ดังนั้น ในกรณีที่กำลังของสัญญาณรบกวนมีค่ามาก เครื่องรับชนิดนี้จะมีสมรรถนะดีกว่าดีคอรีเลเตอร์ สำหรับในกรณีที่กำลังของสัญญาณรบกวนมีค่าน้อย เครื่องรับชนิดนี้จะมีสมรรถนะใกล้เคียงกับดีคอรีเลเตอร์

**1.3.2.2 เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไปแบบไม่เชิงเส้น**

เครื่องรับชนิดนี้โดยทั่วไปแล้วจะทำงานโดยการประมาณสัญญาณของผู้ใช้คนอื่น ๆ ในระบบ แล้วนำไปหักล้างออกจากสัญญาณ โดยรวม (สัญญาณที่รับมาได้) สัญญาณที่ถูกหักล้างแล้วจะถูกนำไปสู่กระบวนการเพื่อตัดสินใจบิตของผู้ใช้คนที่สนใจ สมรรถนะของเครื่องรับชนิดนี้ขึ้อยู่กับความถูกต้องของการประมาณสัญญาณของผู้ใช้คนอื่น ๆ ถ้ามีความถูกต้องมาก เครื่องรับชนิดนี้ก็จะมีประสิทธิภาพที่ดีตามไปด้วย เครื่องรับที่มีการทำงานในลักษณะดังกล่าวมีด้วยกัน 3 ชนิดคือ

- **เครื่องรับแบบหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน (Multistage Receiver หรือ Parallel Interference Cancellation Receiver: PIC)** หลักการของเครื่องรับแบบนี้คือ การประมาณบิตข้อมูลของผู้ใช้ทุกคนออกมาก่อนในขั้นแรกโดยใช้เครื่องรับแบบแมตช์ แล้วนำบิตข้อมูลเหล่านั้นไปใช้ในการหักล้างการรบกวนของผู้ใช้คนอื่น ๆ ออกจากสัญญาณโดยรวม ก่อนที่จะเข้าสู่กระบวนการตัดสินใจบิตของผู้ใช้คนที่สนใจ เครื่องรับชนิดนี้อาจจะเพิ่มความถูกต้องของการประมาณบิตข้อมูลในขั้นแรกโดยการเปลี่ยนเครื่องรับแบบแมตช์เป็นดีคอรีเลเตอร์ หรือเครื่องรับชนิดทำให้ค่าเฉลี่ยของกำลังสองค่าผิดพลาดต่ำที่สุด รวมถึงการใช้วิธีอื่น ๆ เช่น การถอดรหัสแก้ไขข้อผิดพลาดร่วมด้วย
- **เครื่องรับชนิดหักล้างการแทรกสอดแบบต่อเนื่อง (Successive Interference Cancellation Receiver: SIC)** หลักการของเครื่องรับแบบนี้คือ หาบิตข้อมูลของผู้ใช้ที่มีกำลังแรงที่สุดออกมาก่อนโดยใช้เครื่องรับแบบแมตช์ หลังจากนั้นหักล้างการรบกวนของผู้ใช้คนนี้ออกจากสัญญาณรวม และนำสัญญาณรวมที่ผ่านการหักล้างนี้ไปหาบิตข้อมูลของผู้ใช้ที่มีกำลังสูงสุดในบรรดาผู้ใช้ที่ยังไม่ได้ตรวจจับสัญญาณ โดยใช้เครื่องรับแบบแมตช์ เมื่อทำซ้ำกระบวนการเดิมไปเรื่อย ๆ ก็จะได้บิตข้อมูลของผู้ใช้ทุกคนออกมาอย่างต่อเนื่องกัน เครื่องรับชนิดนี้สามารถเพิ่มความถูกต้องของการประมาณบิตข้อมูลในขั้นแรกได้ด้วยวิธีเดียวกับที่ใช้ในเครื่องรับแบบหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน

- **เครื่องรับแบบป้อนกลับ (Decision Feedback Receiver)** เป็นเครื่องรับที่ประกอบด้วยวงจรกรอง 2 วงจร ได้แก่ วงจรกรองไปข้างหน้า และวงจรกรองป้อนกลับ โดยวงจรกรองไปข้างหน้าทำหน้าที่กำจัดผลของผู้ใช้ที่มีกำลังต่ำกว่าออกจากผู้ใช้ที่มีกำลังสูงกว่า ส่วนวงจรกรองป้อนกลับมีหน้าที่ป้อนผลการตัดสินใจบิตของผู้ใช้ที่มีกำลังสูงกว่า เพื่อไปช่วยในการตัดสินใจบิตของผู้ใช้ที่มีกำลังต่ำกว่า เครื่องรับชนิดนี้มีสมรรถนะที่ดีมากกว่ามัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแบบอื่น ๆ ทั้งหมด แต่เครื่องรับชนิดนี้ก็มีความซับซ้อนสูงมากเช่นกัน

**ตารางที่ 1.1** เปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแต่ละแบบ [4]

| เครื่องรับ | ข้อดี | ข้อเสีย |
|---|---|---|
| ดีคอรีเลเตอร์ | • ไม่ต้องทราบขนาดของสัญญาณที่มาถึง | • ในภาวะสัญญาณรบกวนมาก ๆ จะมีสมรรถนะต่ำกว่าเครื่องรับแบบแมตช์<br>• ต้องทำการคำนวณเมตริกซ์ผกผัน |
| เครื่องรับแบบลดค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาด | • มีการคิดผลของสัญญาณรบกวนด้วย ทำให้ในภาวะสัญญาณรบกวนสูงๆ ได้ผลคล้ายเครื่องรับแบบแมตช์ ส่วนในภาวะสัญญาณรบกวนต่ำจะได้ผลแบบดีคอรีเลเตอร์ | • ต้องทราบขนาดของสัญญาณที่มาถึง<br>• ต้องทำการคำนวณเมตริกซ์ผกผัน |
| เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่อง | • เหมาะที่จะนำไปใช้งานจริง เพราะจะเพิ่มฮาร์ดแวร์ (hardware) น้อยที่สุดในบรรดามัลติยูสเซอร์-ดีเทคชันทั้งหมด<br>• ให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าเครื่องรับแบบแมตช์ | • กรณีที่ไม่เกิดปัญหาปรากฏการณ์ใกล้-ไกล และกรณี MAI ต่ำ ๆ จะให้ BER ที่ดีกว่าเครื่องรับแบบแมตช์ไม่มากนัก<br>• เกิดเวลาหน่วง โดยเฉพาะผู้ใช้คนท้าย ๆ ต้องรอนานมาก |

| | | |
|---|---|---|
| เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่อง | • กรณีเกิดปรากฏการณ์ใกล้-ไกลหรือ MAI สูง ๆ จะให้ BER ที่ดีกว่าเครื่องรับแบบแมตช์และเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน | • ต้องมีการเรียงลำดับผู้ใช้ตามขนาดของสัญญาณที่แต่ละขั้น |
| เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน | • เหมาะที่จะนำไปใช้งานจริง<br>• ความล่าช้า (bit delay) น้อย<br>• ให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าเครื่องรับแบบแมตช์<br>• กรณีที่ไม่เกิดปัญหาปรากฏการณ์ใกล้-ไกล หรือ MAI ต่ำ ๆ จะให้ BER ที่ดีกว่าเครื่องรับแบบแมตช์และแบบการหักล้างสัญญาณแทรกสอดอย่างต่อเนื่อง<br>• เมื่อจำนวนขั้นเพิ่มขึ้น ประสิทธิภาพของเครื่องรับจะดีขึ้นตามไปด้วย | • ความซับซ้อนเพิ่มขึ้นเมื่อจำนวนขั้นเพิ่มขึ้น<br>• ในกรณีที่เกิดปัญหาปรากฏการณ์ใกล้-ไกล หรือกรณีที่ MAI สูง ๆ ประสิทธิภาพของเครื่องรับจะไม่ดี<br>• การประมาณสัญญาณแทรกสอดที่ขั้นแรกมีความผิดพลาดสูง ส่งผลให้สัญญาณแทรกสอดในขั้นถัดไปสูงตามไปด้วย |
| มัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแบบป้อนกลับ | • สมรรถนะสูงสุดในบรรดามัลติยูสเซอร์-ดีเทกชันทั้งหมด ถ้าทราบขนาดของสัญญาณที่มาถึงอย่างแม่นยำในทุกกรณี ไม่ว่าในภาวะสัญญาณรบกวน และ MAI มากหรือน้อย | • ต้องทราบขนาดของสัญญาณที่มาถึง<br>• ต้องคำนวณ cholesky decomposition และหาเมตริกซ์ผกผัน<br>• ต้องมีการเรียงลำดับผู้ใช้ตามขนาดของสัญญาณที่มาถึง |

### 1.4 การแทรกสอดอันเนื่องมาจากการรบกวนกันระหว่างผู้ใช้ (Multiple Access Interference: MAI)

ในระบบ MC-CDMA ผู้ใช้ทุกคนจะส่งสัญญาณออกมาในช่วงความถี่และเวลาเดียวกัน สัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนจึงรบกวนซึ่งกันและกัน ซึ่งเป็นหนึ่งในข้อด้อยที่สำคัญของการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัส (CDMA)โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อเป็นการสื่อสารระหว่างอุปกรณ์เคลื่อนที่ปลายทางไปยังสถานีฐาน (uplink) ซึ่งมักจะเกิดปรากฏการณ์ใกล้-ไกล (Near-Far effect) ซึ่งต้องอาศัยการควบคุมกำลังส่ง (power control) อย่างเข้มงวด อีกสาเหตุหนึ่งของ MAI ได้แก่ค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสแผ่ของผู้ใช้ ซึ่งสามารถแก้ไขได้โดยการออกแบบรหัสแผ่ของผู้ใช้แต่ละคนให้ตั้งฉากซึ่งกันและกัน และมีการนำเอาเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์แบบต่าง ๆ มาใช้งานที่สถานีฐานเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพโดยรวมของระบบ

### 1.5 ความถี่ออฟเซต (Frequency Offset) และปัญหาที่เกิดจากการมีความถี่ออฟเซต

ระบบสื่อสารแบบ MC-CDMA จะได้รับผลของความถี่ออฟเซต (frequency offset) ซึ่งส่งผลให้สมรรถนะของระบบลดลง เนื่องจากมีจำนวนคลื่นพาห์ย่อยมากเช่นเดียวกับแบบแผนหลายคลื่นพาห์อื่น ๆ ความถี่ออฟเซตจะทำให้เกิดการลดทอน (attenuation) และการหมุน (rotation) ของสัญญาณที่รับได้ เนื่องจากการเลื่อนของฟังก์ชัน $\mathrm{sinc}(\cdot)$ ทำให้ไม่ได้รับการสุ่มที่จุดสูงสุด ผลกระทบอีกประการหนึ่งเนื่องจากความถี่ออฟเซตได้แก่การเกิดการแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห์ย่อย (Inter-Carrier Interference: ICI) เนื่องจากการสูญเสียความตั้งฉากระหว่างคลื่นพาห์ย่อยต่าง ๆ [5]

เมื่อมีความถี่ออฟเซตเกิดขึ้นก็จะยิ่งส่งผลให้ผลของ MAI เพิ่มขึ้นด้วย เนื่องจากสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนถูกรบกวนด้วยผลของความถี่ออฟเซต โดยเฉพาะอย่างยิ่ง เมื่อพิจารณาการสื่อสารระหว่างอุปกรณ์เคลื่อนที่ปลายทางไปยังสถานีฐาน (uplink) เมื่อความถี่ออฟเซตของสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนไม่เท่ากันจะทำให้ประสิทธิภาพของระบบการสื่อสารลดลงอย่างมาก

งานวิจัยหลายเรื่องได้พิจารณาถึงความไว (sensitivity) ของประสิทธิภาพของระบบ MC-CDMA ที่มีต่อผลของความถี่ออฟเซตในกรณีต่าง ๆ พบว่าการลดลงของประสิทธิภาพของระบบ MC-CDMA อันเนื่องมาจากผลของความถี่ออฟเซตนั้น นอกเหนือจากค่าของความถี่ออฟเซตเองแล้ว จำนวนคลื่นพาห์ย่อยและจำนวนผู้ใช้ภายในระบบก็มีส่วนในการลดทอนประสิทธิภาพของระบบเมื่อมีความถี่ออฟเซตด้วย [6-9] H. Steendam และ M. Moeneclaey [1] ได้ทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบ MC-CDMA เทียบกับระบบ MC-DS-CDMA เมื่อมีความถี่ออฟเซตในการสื่อสารระหว่างสถานีฐานไปยังอุปกรณ์ปลายทาง (downlink) พบว่าระบบ MC-DS-CDMA และระบบ MC-CDMA จะมีประสิทธิภาพลดลงเนื่องจากผลของความถี่ออฟเซต แต่ระบบ MC-DS-CDMA จะมีความไวต่อความถี่ออฟเซตมากกว่าระบบ MC-CDMA เมื่อจำนวนคลื่นพาห์ที่ใช้มีจำนวนมากกว่าความยาวของรหัสแผ่ Mashury [10] ได้ศึกษาถึงผลของความถี่ออฟเซตที่มีต่อ

ประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ มัลติยูสเซอร์ดีเทคชัน คือ ดีคอรีเลเตอร์และเครื่องรับแบบลดค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาด พบว่าประสิทธิภาพของเครื่องรับทั้งสองประเภทจะถูกจำกัดด้วยค่าของความถี่ออฟเซตภายในระบบ โดยเครื่องรับทั้งสองจะสามารถทนทานต่อค่าความถี่ออฟเซตน้อย ๆ เท่านั้น

### 1.6 วิธีการแก้ปัญหาความถี่ออฟเซตที่มีผู้เสนอขึ้นมา

เนื่องจากระบบการสื่อสารแบบ MC-CDMA จะมีความไวอย่างมากต่อความถี่ออฟเซตที่เกิดขึ้น ดังนั้นจึงได้มีความพยายามในการแก้ไขปัญหาความถี่ออฟเซตซึ่งมีหลายวิธี สามารถสรุปได้ดังต่อไปนี้

ในปี ค.ศ. 1999 Y.Kim, S. Choi, C. You และ D. Hong [7] ได้เสนอให้ใช้ pulse shaping ในการลดผลของความถี่ออฟเซต จากผลการทดลองได้เสนอว่า pulse รูปสามเหลี่ยมและ rise cosine จะลดผลของการแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห์ย่อย (Inter-Carrier Interference: ICI) ได้ดีที่สุดโดยการทดลองนี้ได้พิจารณาที่การสื่อสารระหว่างสถานีฐานไปยังอุปกรณ์ปลายทาง (downlink) และไม่มีการประมาณค่าความถี่ออฟเซตที่เกิดขึ้น

M. A. Vissor, Y. Bar-Ness [11] ได้เสนอให้ใช้เครื่องรับแบบดีคอรีเลเตอร์ (decorrelator) ร่วมกับ bootstrap algorithm ในการลดผลของการแทรกสอดอันเนื่องมาจากการรบกวนกันระหว่างผู้ใช้ (Multiple Access Interference: MAI) และการแก้ไขความถี่ออฟเซตในการสื่อสารระหว่างสถานีฐานไปยังอุปกรณ์ปลายทาง (downlink) ซึ่งต้องมีการคำนวณเมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์

ในปีค.ศ. 2000 X. Li, G. Yue และ C. Yin [12] เสนอวิธีการประมาณค่าความถี่ออฟเซตจากผลต่างของ the gravity centers ของสเปกตรัมของสัญญาณนำ (pilot signal) ที่อยู่ระหว่างคลื่นพาห์ซึ่งต้องอาศัยการส่งสัญญาณนำ ส่งผลให้ความจุของระบบถูกลดลง นอกจากนี้ยังมีการคำนวณค่า gravity center ที่ซับซ้อน

U. Tureli, D. Kinvanc และ H. Liu [13] ได้เสนอเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบบอดโดยใช้ช่องสัญญาณเสมือน ร่วมกับเครื่องรับแบบ MMSE ซึ่งไม่จำเป็นต้องอาศัยการส่งสัญญาณนำหรือสัญลักษณ์อ้างอิง (reference symbol) แต่ก็จำเป็นต้องคำนวณเมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์

ในปีค.ศ. 2001 Q. Tian และ K. Ben Letaief [14] ได้นำเอาทฤษฎี Maximum Likelihood มาใช้ในการประมาณความถี่ออฟเซตที่การสื่อสารระหว่างสถานีฐานไปยังอุปกรณ์เคลื่อนที่ปลายทาง (downlink) โดยเป็นการประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบบอดที่ไม่จำเป็นต้องส่งสัญญาณนำหรือสัญลักษณ์อ้างอิง (reference symbol) อื่น ๆ

A. C. McCormick, P. M. Grant, J. S. Thomsom และ E. A. Al-Susa [15] เสนอให้ใช้ค่าเฉลี่ยของเฟสที่แตกต่างกันระหว่างบิตข้อมูลและสัญลักษณ์นำในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต ซึ่งต้องอาศัยการส่งสัญญาณนำ ส่งผลให้ความจุของระบบลดลง

ในปีค.ศ. 2002 A. Feng, Q. Yin, J. Zhang และ K. Deng [16] เสนอให้ใช้ Space–time constant modulus algorithm (ST-CMA) ในการปรับเท่า (equalization) และถอดรหัส (decoding) สัญญาณ MC-CDMA ใน frequency domain ซึ่งจะเป็นการ synchronization ทางความถี่ไปในเวลาเดียวกัน และหลังจากนั้นได้เสนอให้ใช้อัลกอริทึม constant modulus based adaptive blind channel estimation ในการชดเชยผลของความถี่ออฟเซต โดยไม่มีการประมาณค่าความถี่ออฟเซต

ในปีค.ศ. 2003 D. Darasena, G. Gelli และ F. Verde [17] เสนอให้ใช้สัญญาณนำทั้งในทางความถี่และทางเวลาในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต และค่าเวลาประวิงการแพร่กระจาย (propagation delay) ในการสื่อสารระหว่างอุปกรณ์เคลื่อนที่ปลายทางไปยังสถานีฐาน (uplink) ซึ่งต้องอาศัยการส่งสัญญาณ pilot ทำให้ความจุของระบบถูกลดลง

จากวิธีต่าง ๆ ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตพบว่าทุกวิธีจะพิจารณาให้ค่าความถี่ออฟเซตที่คลื่นพาห์ย่อยของผู้ใช้เท่ากัน ถึงแม้ว่าความถี่ออฟเซตเนื่องจากปรากฏการณ์ดอปเพลอร์ (Doppler effect) จะทำให้ค่าความถี่ออฟเซตที่คลื่นพาห์ย่อยไม่เท่ากัน แต่ก็เป็นค่าที่น้อยมากเมื่อเทียบกับระยะห่างระหว่างคลื่นพาห์ย่อย $(1/T)$ เมื่อ $T$ คือคาบของสัญลักษณ์ข้อมูล จึงทำให้ไม่จำเป็นต้องพิจารณาผลอันเนื่องมาจากปรากฏการณ์ดอปเพลอร์ที่ทำให้ความถี่ออฟเซตไม่เท่ากันในแต่ละคลื่นพาห์ย่อย [18]

## 1.7 แนวทางของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

วิทยานิพนธ์นี้เสนอให้ใช้วิธีการประมาณและแก้ไขความถี่ออฟเซตมาทำงานร่วมกับเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน (PIC) ซึ่งเป็นเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ (MUD) เพื่อให้สามารถแก้ปัญหาของความถี่ออฟเซตและปัญหา MAI ได้ในเวลาเดียวกัน เพื่อเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพโดยรวมของระบบการสื่อสารแบบ MC-CDMA

## 1.8 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

เพื่อพัฒนากรรมวิธีในการเพิ่มสมรรถนะของเครื่องรับสำหรับระบบสื่อสารแบบ MC-CDMA โดยใช้การแก้ไขความถี่ออฟเซตร่วมกับเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน

**1.9 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์**

เพื่อนำเสนอเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์สำหรับระบบ MC-CDMA ซึ่งใช้วิธีการหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานและการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยการประมาณค่าความถี่ออฟเซตโดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood และเทคนิคคลื่นพาห์เสมือน เพื่อลดผลของการแทรกสอดอันเนื่องมาจากการรบกวนกันระหว่างผู้ใช้ (Multiple Access Interference: MAI) และลดผลการแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห์ (Inter-Carrier Interference: ICI) อันเนื่องมาจากผลของความถี่ออฟเซตในระบบ ในงานวิจัยนี้จะพิจารณาสมรรถนะของระบบด้วยค่า BER เป็นหลัก และพิจารณาเฉพาะที่การสื่อสารระหว่างอุปกรณ์เคลื่อนที่ปลายทางไปยังสถานีฐาน (uplink) เมื่อผู้ใช้ทุกคนในระบบมีความถี่ออฟเซตไม่เกิน $\pm 0.5/T$ โดยจะไม่พิจารณาผลของ Mulitpath fading

**1.10 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ**

1. อัลกอริทึมสำหรับเครื่องรับมัลติยูสเซอร์ดีเทคชัน เพื่อใช้ในการแก้ไขปัญหาความถี่ออฟเซตของระบบการสื่อสารแบบ MC-CDMA เพื่อลดปัญหาการแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห์ย่อย
2. เพื่อเป็นแนวทางในการวิจัยสำหรับการปรับปรุงสมรรถนะของระบบการสื่อสาร MC-CDMA ต่อไป

**1.11 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน**

1. ศึกษาค้นคว้าระบบการสื่อสารแบบ MC-CDMA โดยมีรายละเอียดดังนี้
   - **1.1** ศึกษาและเปรียบเทียบระบบการสื่อสารแบบ MC-CDMA กับระบบการสื่อสารแบบต่าง ๆ รวมทั้งศึกษาเครื่องรับชนิดต่าง ๆ ที่ใช้ในการสื่อสารแบบ CDMA ได้แก่ MF และ PIC
   - **1.2** ศึกษาผลของความถี่ออฟเซตต่อระบบการสื่อสารแบบ MC-CDMA
   - **1.3** ศึกษาและค้นคว้าอัลกอริทึมที่ใช้ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตสำหรับระบบการสื่อสารแบบ MC-CDMA และระบบการสื่อสารแบบ multicarrier อื่น ๆ
2. วิเคราะห์และทดสอบอัลกอริทึมที่ใช้ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตจากงานที่มีผู้เสนอแล้ว
3. ทดสอบเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ซึ่งใช้วิธีการหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานที่มีการใช้อัลกอริทึมในการแก้ไขความถี่ออฟเซต
4. สรุป วิจารณ์และจัดทำรายงานฉบับสมบูรณ์

## 1.12 ภาพรวมของวิทยานิพนธ์

สำหรับเนื้อหาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งออกเป็น 5 บท คือ

บทที่ 1 บทนำ มีเนื้อหาเกี่ยวกับความเป็นมาของวิทยานิพนธ์, ความสำคัญของปัญหา, ปริทัศน์วรรณกรรม (Literature review) วัตถุประสงค์ ขอบเขตของงานวิจัย ภาพรวมของวิทยานิพนธ์ และนิยามสัญลักษณ์ที่ใช้

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงสาเหตุของการเกิดความถี่ออฟเซตและ MAI, แบบจำลองระบบของระบบ MC-CDMA ซึ่งถูกแผ่ (spread) ด้วยรหัสแผ่แบบรหัสสั้น (short code), ทฤษฎีเกี่ยวกับเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน และเทคนิคการหักล้างแบบขนานบางส่วนและวิธีการวัดค่าต่าง ๆ ที่ใช้ในการจำลองระบบ รวมทั้งความหมายของค่าต่าง ๆ ที่วัด

บทที่ 3 เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดอย่างขนานที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงแนวคิดของเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ แนวคิดของเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานบางส่วนที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โครงสร้างของเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ และโครงสร้างของเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานบางส่วนแบบปรับตัวได้

บทที่ 4 ผลการวิจัย ในบทนี้จะเป็นส่วนของผลการวิจัยและการวิจารณ์สมรรถนะของเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ และเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานบางส่วนที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ สำหรับระบบ MC-CDMA ในช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise: AWGN)

บทที่ 5 บทสรุป จะสรุปเกี่ยวกับเนื้อหาในวิทยานิพนธ์ทั้งหมด รวมทั้งข้อเสนอแนะเกี่ยวกับการวิจัยในอนาคตต่อไป

## 1.13 นิยามสัญลักษณ์

สัญลักษณ์ตัวเล็กเขียนแบบตัวบางจะหมายถึงสัญญาณในแต่ละเวลา หรือแทนสมาชิกแต่ละตัวของเมตริกซ์หรือเวกเตอร์

สัญลักษณ์ที่แทนเวกเตอร์จะถูกพิมพ์ด้วยตัวพิมพ์เล็กแบบตัวหนา และสัญลักษณ์ที่แทนเมตริกซ์จะถูกพิมพ์ด้วยตัวพิมพ์ใหญ่แบบตัวหนา

และนิยามสัญลักษณ์ข้างบนนี้จะถูกใช้ไปตลอดทุกบทของวิทยานิพนธ์

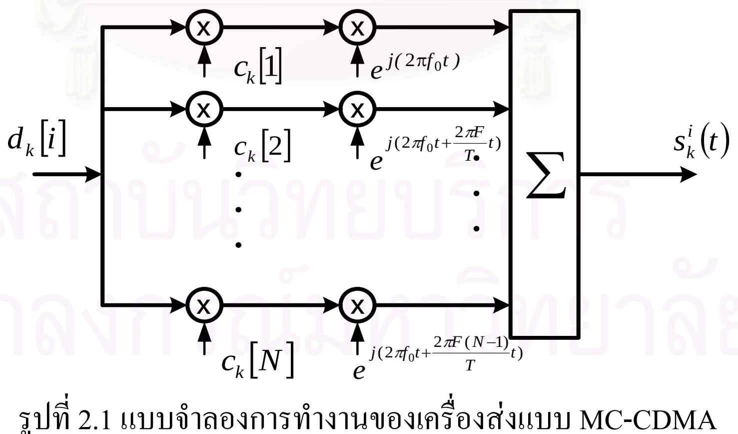
# บทที่ 2

# ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงแบบจำลองของระบบ MC-CDMA ซึ่งถูกแผ่ด้วยรหัสแผ่แบบรหัสสั้น ทฤษฎีเกี่ยวกับเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน เทคนิคการหักล้างแบบขนานบางส่วน สาเหตุของความถี่ออฟเซต (frequency offset) การแก้ไขความถี่ออฟเซต และอัลกอริทึมที่ใช้ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตสำหรับระบบการสื่อสารแบบ MC-CDMA ที่เกี่ยวข้อง

## 2.1 แบบจำลองของระบบ MC-CDMA [2, 3]

แบบจำลองการทำงานของเครื่องส่งแบบ MC-CDMA แสดงดังรูปที่ 2.1 กำหนดให้สัญลักษณ์ข้อมูลขาเข้าลำดับที่ $i$ ของผู้ใช้คนที่ $k$ (input data symbol) $d_k[i]$ เป็น binary antipodal ขั้นตอนการทำงานของเครื่องส่งแบบ MC-CDMA นี้ จะเริ่มเมื่อสัญลักษณ์ข้อมูลขาเข้า 1 สัญลักษณ์ถูกจำลองเป็นข้อมูลแบบขนานจำนวน $N$ สัญลักษณ์ข้อมูล แต่ละคลื่นพาห์ย่อย (subcarrier) จะถูกคูณด้วย ชิป $c_k[n]$ แล้วมอดูเลตแบบ BPSK เข้ากับคลื่นพาห์ย่อยที่มีระยะห่างจากคลื่นพาห์ย่อยข้างเคียงเท่ากับ $F/T$ เมื่อ $F$ และ $T$ คือ F-parameter และคาบของข้อมูลตามลำดับ สำหรับ $f_0$ คือความถี่ของคลื่นพาห์ย่อยคลื่นแรก สัญญาณที่ส่งจะเป็นผลรวมของผลลัพธ์ของทุกคลื่นพาห์ย่อย




รูปที่ 2.1 แบบจำลองการทำงานของเครื่องส่งแบบ MC-CDMA

เมื่อพิจารณาแบบจำลองการทำงานของเครื่องส่งแบบ MC-CDMA ในรูปที่ 2.1 พบว่า เครื่องส่งแบบ MC-CDMA นั้นประกอบไปด้วย bank of oscillator โดยคลื่นพาห์ย่อยแต่ละคลื่นจะมีออสซิลเลเตอร์ 1 เครื่องรองรับ โดยสัญญาณที่ส่งที่เวลา $t$ จากบิตข้อมูลที่ $i$ ของผู้ใช้คนที่ $k$ เมื่อกำหนดให้ F-Parameter: $F=1$ จะมีสัญลักษณ์เป็นดังนี้

$$s_k^i(t) = \sum_{n=1}^{N} c_k[n] d_k[i] e^{j\left(2\pi f_0 t + \frac{2\pi(n-1)}{T}t\right)} \quad (2\text{-}1)$$

เพื่อให้สะดวกต่อการนำเสนอ ต่อจากนี้จะวิเคราะห์เฉพาะช่วงบิตที่ $i$ โดยจะละทิ้งตัวยก $i$ ดังนั้น สมการที่ (2-1) สามารถเขียนได้เป็น

$$s_k(t) = \sum_{n=1}^{N} c_k[n] d_k e^{j\left(2\pi f_0 t + \frac{2\pi(n-1)}{T}t\right)} \quad (2\text{-}2)$$

เมื่อ $$c_k[n] \in \{-1,1\} \quad (2\text{-}3)$$

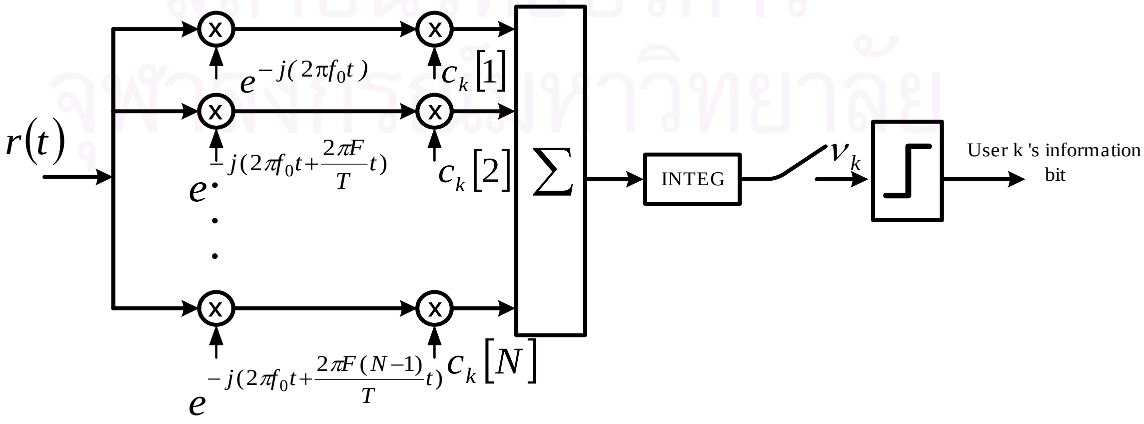
โดย $c_k[1], c_k[2], \ldots, c_k[N]$ แทนรหัสแผ่ของผู้ใช้คนที่ $k$ และ $f_0$ คือ ความถี่ของคลื่นพาห์ย่อยสำหรับชิป $c_k[1]$

ในกรณีที่มีผู้ใช้ในระบบอยู่ $K$ คน สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับจะเป็น

$$r(t) = \sum_{k=1}^{K} \sum_{n=1}^{N} c_k[n] d_k e^{j\left(2\pi f_0 t + \frac{2\pi(n-1)}{T}t\right)} + n(t) \quad (2\text{-}4)$$

เมื่อ $n(t)$ คือ additive white Gaussian noise (AWGN) ที่มี one-side power spectral density เท่ากับ $N_0$

เครื่องรับแบบแมตช์ (Matched filter: MF) หรือ conventional receiver เป็นเครื่องรับแบบธรรมดาที่ใช้ในระบบ MC-CDMA [2] โดยจะใช้รหัสของผู้ใช้คนที่ต้องการในการแยกสัญญาณของข้อมูลที่ต้องการออกมาจากสัญญาณรวมที่รับได้ที่เครื่องรับทั้งหมด แบบจำลองการทำงานของเครื่องรับแบบแมตช์ ที่ใช้ในระบบ MC-CDMA แสดงในรูปที่ 2.2




รูปที่ 2.2 แบบจำลองการทำงานของเครื่องรับแบบแมตช์ที่ใช้ในระบบ MC-CDMA

สมมติให้สัญญาณที่ต้องการคือ สัญญาณของผู้ใช้คนที่ $k$ โดยที่คลื่นพาห์ย่อยแต่ละคลื่นจะมีออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่ของคลื่นพาห์ย่อยนั้น และตัวอินทิเกรต (integrator) และใช้ความตั้งฉากกัน (orthogonal) ของรหัสแผ่ของผู้ใช้ในการแยกแยะสัญญาณที่ต้องการ ในการถอดรหัสคลื่นพาห์ย่อยที่ $n$ เมื่อ $n = 1,2,...,N$ จะใช้ชิปที่ $n$ ของรหัสแผ่ของผู้ใช้คนที่ต้องการ $c_k[n]$ คูณเข้าไป ถ้าสัญญาณที่รับได้ไม่ถูกลดทอนโดยช่องสัญญาณ ผลของการแทรกสอดอันเนื่องมาจากการรบกวนกันระหว่างผู้ใช้ (Multiple Access Interference: MAI) จะถูกกำจัดเนื่องจากความตั้งฉากกันของ รหัสแผ่ สัญญาณ $\nu_k$ ที่ได้จากเครื่องรับแบบแมตช์จะอยู่ในรูป

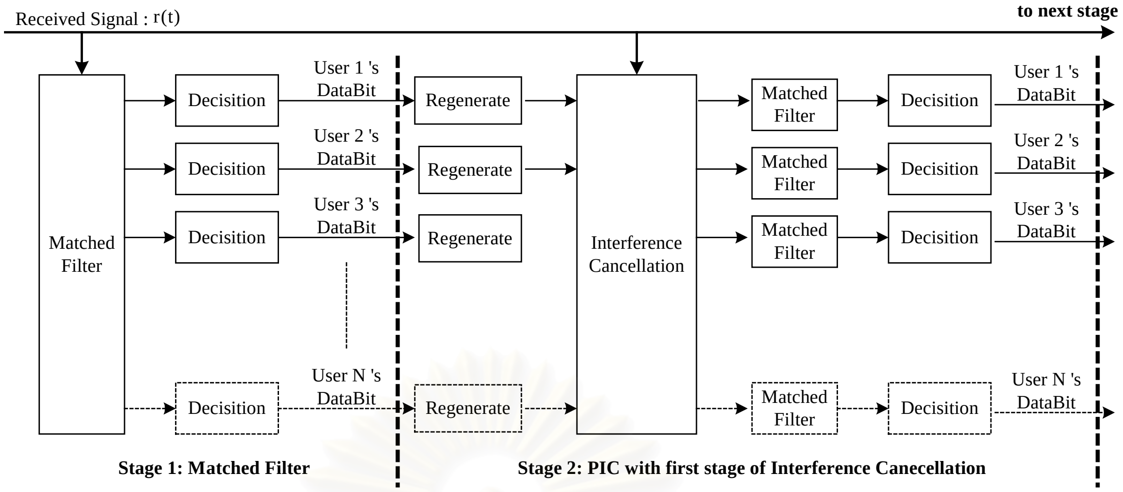
$$\nu_k = \frac{1}{\pi}\sum_{k=1}^{K}\sum_{n=1}^{N} d_k c_k[n] + \eta \tag{2-5}$$

เนื่องจากเครื่องรับแบบแมตช์มิได้มีการหักล้างสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น ทำให้สัญญาณแทรกสอดเหล่านั้นเป็นเสมือนสัญญาณรบกวน ดังนั้นเมื่อมีผู้ใช้ในระบบเป็นจำนวนมากจะทำให้การตัดสินบิตข้อมูลมีโอกาสผิดพลาดสูง ส่งผลให้สมรรถนะโดยรวมของระบบลดลง โดยเฉพาะเมื่อการควบคุมกำลังที่ภาคส่งเป็นไปอย่างไม่สมบูรณ์ทำให้ระบบได้รับผลของปรากฏการณ์ใกล้-ไกล (Near-Far Effect) ซึ่งจะส่งผลทำให้เกิดความผิดพลาดในการตัดสินบิตข้อมูลมากขึ้น จึงมีการนำเสนอเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ขึ้นเพื่อลดผลจากสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้น

## 2.2 เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน (Parallel Interference Cancellation Receiver: PIC) [4]

เนื่องจากข้อจำกัดของเครื่องรับแบบแมตช์ ซึ่งพิจารณาสัญญาณ MAI เหมือนกับสัญญาณรบกวน ทำให้เครื่องรับแบบนี้ถูกจำกัดด้วย MAI ส่งผลให้เกิดการพัฒนาเครื่องรับมัลติยูสเซอร์ขึ้น เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน (PIC) ก็เป็นเครื่องรับแบบหนึ่งในเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ ซึ่งมีข้อดีในเรื่องความเหมาะสมที่จะนำไปใช้ในทางปฏิบัติ เนื่องจากเครื่องรับแบบ PIC นี้จะมีความซับซ้อนที่น้อยมาก และมีเวลาหน่วง (delay time) ที่ต่ำ เมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์แบบอื่น ๆ [4]

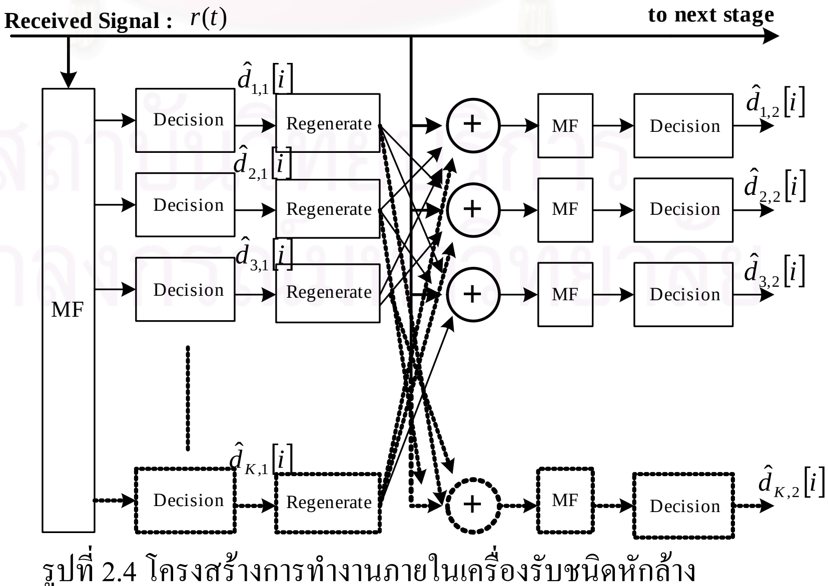
โครงสร้างของเครื่องรับแบบ PIC แสดงในรูปที่ 2.3 เป็นเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานที่มี 2 ขั้น (stage) โดยขั้นแรกไม่มีการหักล้างของสัญญาณแต่อย่างใด แต่จะใช้เครื่องรับแบบแมตช์ในการประมาณบิตข้อมูลของผู้ใช้ทุกคนเพื่อนำไปใช้ในขั้นถัดไป




รูปที่ 2.3 โครงสร้างเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน (2 ขั้น)

ในกรณีที่ต้องการจะให้เครื่องรับชนิดนี้มีจำนวนขั้นของการหักล้างมากขึ้น ก็เพียงนำลักษณะโครงสร้างที่เหมือนกับในขั้นที่สองมาต่อไปเรื่อย ๆ ตามที่ต้องการ การเพิ่มจำนวนขั้นของการหักล้างให้มากขึ้น จะส่งผลให้เครื่องรับชนิดนี้มีประสิทธิภาพดีขึ้นด้วย

สำหรับเครื่องรับแบบ PIC จะมีหลักการทำงานคือการประมาณและการหักล้างสัญญาณการแทรกสอดอันเนื่องมาจากการรบกวนกันระหว่างผู้ใช้ในระบบแบบขนานก่อนที่จะทำการหักล้างสัญญาณแทรกสอดนั้นเพื่อให้ได้สัญญาณของผู้ใช้คนที่ต้องการ ซึ่งจะมีข้อดีในเรื่องของค่าหน่วงเวลาของการประมาณบิตที่น้อยเมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่องมาก




รูปที่ 2.4 โครงสร้างการทำงานภายในเครื่องรับชนิดหักล้าง

สัญญาณแทรกสอดแบบขนาน

ในรูปที่ 2.4 แสดงลักษณะโครงสร้างการทำงานภายในเครื่องรับแบบ PIC โดยสามารถที่จะเขียนขั้นตอนการทำงานของเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานได้ดังนี้ คือ

1. เมื่อใช้เครื่องรับแบบแมตช์สำหรับการประมาณสัญญาณของข้อมูลที่ต้องการในขั้นแรก (first stage) จะได้บิตข้อมูลที่ประมาณได้เป็น $\hat{d}_{k,1}$ สำหรับผู้ใช้คนที่ $k = 1,2,...,K$ ดังนั้นสามารถเขียนสมการของการตัดสินใจบิตข้อมูลของผู้ใช้คนที่ $k$ ได้

$$\hat{d}_{k,1} = \mathrm{sgn}(\nu_k) \tag{2-6}$$

2. จากนั้น ทำการสร้างสัญญาณใหม่โดยใช้รหัสแผ่ $c_k[n]$ ของผู้ใช้แต่ละคนคูณเข้ากับข้อมูล $\hat{d}_{k,1}$ ที่ประมาณได้ แล้วนำเอาแต่ละชิปของผลคูณที่ได้ไปมอดูเลตกับความถี่ของคลื่นพาห์ย่อยที่สัมพันธ์กับชิปนั้น จะทำให้ได้สัญญาณใหม่เป็น $\hat{s}_k(t)$ โดยสามารถหาได้จากสมการ

$$\hat{s}_{k,1}(t) = \sum_{n=1}^{N} \hat{d}_{k,1} c_k[n] e^{j\left(2\pi f_0 t + \frac{2\pi(n-1)}{T}t\right)} \tag{2-7}$$

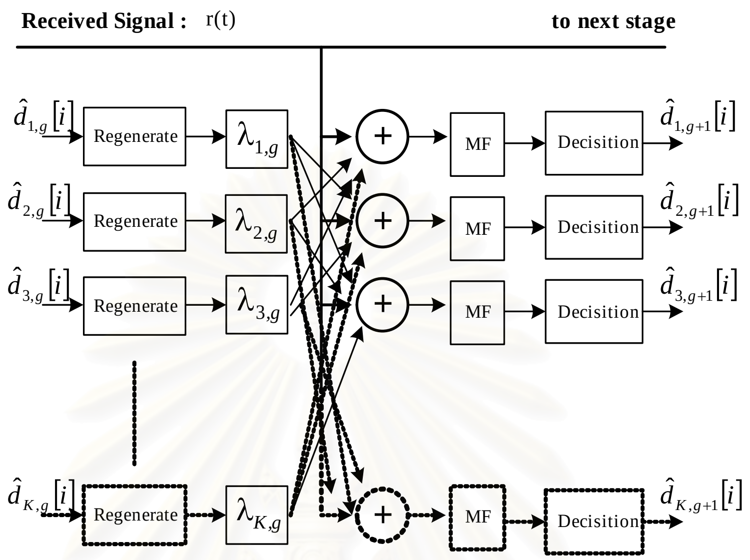
3. สัญญาณใหม่ $\hat{s}_{k,1}(t)$ ที่ได้จะถูกรวมกับสัญญาณของผู้ใช้คนอื่น ๆ ภายในระบบ ต่อจากนั้นนำสัญญาณผลรวมนี้ไปทำการหักล้างสัญญาณเพื่อให้ได้สัญญาณของผู้ใช้คนที่ $k$ โดยจะเห็นว่าเมื่อต้องการสัญญาณของผู้ใช้คนใด ก็จะนำสัญญาณของผู้ใช้คนอื่นๆ ที่เหลือไปหักลบออกจากสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับ $r(t)$ ดังสมการต่อไปนี้

$$R_{k,1}(t) = r(t) - \sum_{p \neq k}^{K} \hat{s}_{p,1}(t) \tag{2-8}$$

4. หลังจากทำการหักล้างสัญญาณ เพื่อให้ได้สัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการแล้ว จะนำสัญญาณที่ได้ไปผ่านเครื่องรับแบบแมตช์ แล้วทำการตัดสินใจต่อไป ค่าที่ประมาณได้ $\hat{d}_{k,2}$ เป็นข้อมูลบิตที่ได้ในขั้นที่สองของผู้ใช้คนที่ $k$ แต่เป็นข้อมูลบิตขั้นแรกของการหักล้างของเครื่องรับแบบ PIC ข้อมูลที่ประมาณได้นี้จะถูกนำไปใช้ในขั้นถัดไปของเครื่องรับแบบ PIC

**2.3 เทคนิคการหักล้างแบบขนานบางส่วน (Partial Parallel Interference Cancellation)** [4]

พิจารณาโครงสร้างเครื่องรับแบบ PIC ที่ใช้เทคนิคการหักล้างแบบขนานบางส่วน ดังรูปที่ 2.5




รูปที่ 2.5 โครงสร้างการทำงานของเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน ที่ใช้เทคนิคการหักล้างแบบขนานบางส่วน

พบว่ามีความแตกต่างจากโครงสร้างเครื่องรับแบบ PIC ในส่วนของการนำสัญญาณที่ประมาณได้ $\hat{s}_{k,g}(t)$ เมื่อ $k = 1,2,...K$ เป็นผู้ใช้คนที่ $K$ และ $g = 1,2,...$ เป็นขั้นของเครื่องรับแบบ PIC คูณเข้ากับค่าคงที่ $\lambda_{k,g}$ ก่อนที่จะนำไปหักล้างกับสัญญาณที่รับได้ที่สถานีฐาน $r(t)$ สมการของสัญญาณที่รับได้หลังจากทำการหักล้างสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นที่ประมาณได้ในขั้นที่ $g$ หาได้จาก

$$R_{k,g}(t) = r(t) - \sum_{p \neq k}^{K} \lambda_{p,g} \hat{s}_{p,g}(t) \tag{2-9}$$

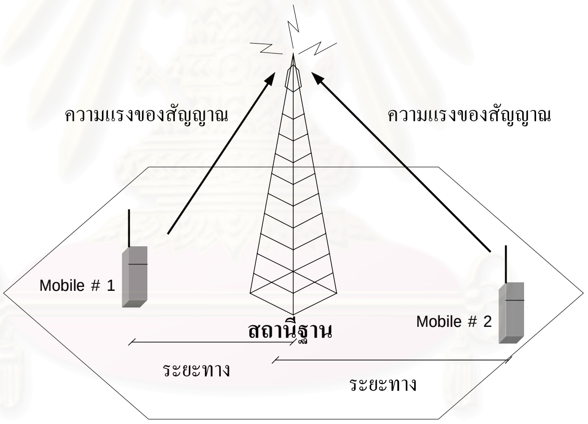
โดยค่า $\lambda_{1,g}, \lambda_{2,g}, ..., \lambda_{K,g}$ จะมีค่าเท่ากันในแต่ละขั้นที่ $g$ ดังนั้นในการใช้เทคนิคการหักล้างบางส่วนแบบขนาน จำเป็นที่จะต้องหาค่า $\lambda_{k,g}$ ที่แต่ละขั้นของเครื่องรับก่อนที่จะนำค่าที่ได้มาใช้กับเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดแบบขนาน และจากนี้ไปจะเรียกเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน (PIC) ที่ใช้เทคนิคการหักล้างแบบขนานบางส่วนว่าเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานบางส่วน (Partial Parallel Interference Cancellation Receiver: PPIC) ไปตลอดทั้งวิทยานิพนธ์

**2.4 สาเหตุของการแทรกสอดอันเนื่องมาจากการรบกวนกันระหว่างผู้ใช้ (Multiple Access Interference: MAI)**

ในระบบ MC-CDMA ผู้ใช้ทุกคนจะส่งสัญญาณออกมาในช่วงความถี่และเวลาเดียวกัน สัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนจึงรบกวนซึ่งกันและกัน การรบกวนดังกล่าวเรียกว่า Multiple Access Interference (MAI) ระดับของ MAI นี้จะขึ้นอยู่กับค่าสหสัมพันธ์ข้าม (cross-correlation) ระหว่างสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนว่ามากหรือน้อยเพียงใด สิ่งที่มีผลต่อค่าสหสัมพันธ์ข้ามดังกล่าวมากที่สุดก็คือ รหัสแผ่ของผู้ใช้แต่ละคนภายในระบบนั่นเอง

**2.4.1 ปรากฏการณ์ใกล้-ไกล (Near-Far Effect)**

ปรากฏการณ์ใกล้-ไกล คือ ปรากฏการณ์ที่ระดับของสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนในระบบที่รับได้ที่เครื่องรับมีค่าไม่เท่ากัน ปรากฏการณ์ใกล้-ไกลมักจะเกิดจากผู้ใช้แต่ละคนมีระยะห่างจากสถานีฐานไม่เท่ากัน ระยะห่างที่ไม่เท่ากันทำให้สัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนเกิดการลดทอนที่ไม่เท่ากัน สัญญาณของผู้ใช้ที่อยู่ใกล้เครื่องรับมากกว่าจะถูกลดทอนน้อยกว่า ในขณะที่สัญญาณของผู้ใช้ที่อยู่ไกลกว่าจะถูกลดทอนมากกว่า ดังรูปที่ 2.6




รูปที่ 2.6 ปรากฏการณ์ใกล้-ไกล

การแก้ไขปัญหาปรากฏการณ์ใกล้-ไกลทำได้โดยการควบคุมกำลังส่งของผู้ใช้แต่ละคน เพื่อให้กำลังของสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนที่รับได้ที่เครื่องมีค่าเท่ากัน อย่างไรก็ดี การควบคุมกำลังส่งนี้มีความซับซ้อนสูงมาก

**2.4.2 รหัสแผ่ (Spreading Code)**

นอกจาก MAI จะเกิดจากปรากฏการณ์ใกล้-ไกลแล้ว ยังมีสาเหตุมาจากรหัสแผ่ รหัสแผ่คือสิ่งที่จะใช้แบ่งแยกผู้ใช้แต่ละคนในระบบ MC-CDMA ออกจากกัน รหัสแผ่ที่ดีจะถูกออกแบบมาให้มีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสแผ่ในชุดรหัสแผ่เป็นศูนย์ หรือมีความตั้งฉากกันโดยสมบูรณ์ อย่างไรก็ดี รหัสแผ่ดังกล่าวออกแบบได้ยาก มีจำนวนรหัสแผ่ให้ใช้ได้จำกัด รวมทั้งความตั้งฉากอาจ

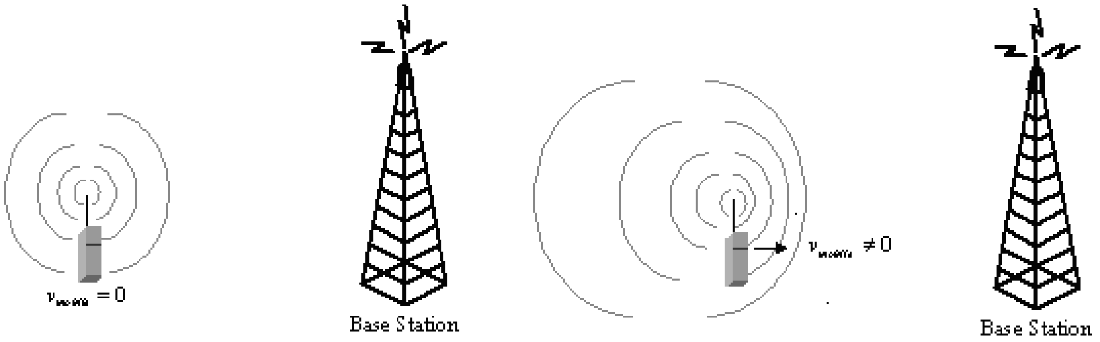
จะสูญเสียไปเนื่องจากสภาพแวดล้อม เช่น ค่าหน่วงเวลาที่ไม่เท่ากัน เป็นต้น ดังนั้นรหัสแผ่บางประเภทจึงถูกออกแบบมาเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว รหัสแผ่ที่ถูกเสนอใช้ในระบบ MC-CDMA มีด้วยกัน 2 ประเภทหลัก คือ

1. **Orthogonal Code** เป็นรหัสไบนารีที่ในขณะที่ไม่มีการเลื่อนของรหัสแผ่จะมีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสเป็นศูนย์ แต่เมื่อมีการเลื่อนของรหัสในบางกรณีจะทำให้เกิดค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสแผ่ที่มีค่ามาก นอกจากนี้ ตัวอย่างของรหัสแผ่ที่จัดอยู่ในประเภทนี้ได้แก่ Hadamard Walsh code และ variable-length orthogonal sequence เป็นต้น
2. **Pseudorandom Noise-Sequence (PN Sequence)** เป็นรหัสไบนารีที่มีคุณสมบัติคล้ายสัญญาณรบกวน และมีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสไม่เท่ากับศูนย์ อย่างไรก็ดี ค่าสหสัมพันธ์ข้ามดังกล่าวจะมีค่าต่ำมากทั้งในกรณีที่มีการเลื่อนของรหัส และไม่มีการเลื่อนของรหัส ตัวอย่างของรหัสแผ่ที่จัดอยู่ในประเภทนี้ได้แก่ m-sequence (Maximal-length sequence) Gold code และ Kasami sequence เป็นต้น

## 2.5 ความถี่ออฟเซต (Frequency Offset)

ความถี่ออฟเซต (frequency offset) คือ ผลต่างระหว่างความถี่ของคลื่นพาห์ย่อยที่มาถึงเครื่องรับกับความถี่ของออสซิลเลเตอร์ที่เครื่องรับ สาเหตุที่สำคัญของการเกิดความถี่ออฟเซตมี 2 ประการ คือ ความถี่ที่ไม่ตรงกันระหว่างออสซิลเลเตอร์ที่เครื่องส่งกับออสซิลเลเตอร์ที่เครื่องรับ และปรากฏการณ์ดอปเพลอร์ (Doppler effect) ดังแสดงในรูปที่ 2.7 (ข) เมื่อเปรียบเทียบกับกรณีที่ไม่มีความถี่ออฟเซตดังรูปที่ 2.7 (ก) ผลกระทบของความถี่ออฟเซตจะทำให้เกิดการลดทอน (attenuation) และการหมุน (rotation) ของสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับดังแสดงในรูปที่ 2.8 นอกจากนี้ ความถี่ออฟเซตยังทำให้คลื่นพาห์ย่อยในระบบการสื่อสารแบบ MC-CDMA สูญเสียความตั้งฉากระหว่างกันไป ส่งผลให้เกิดการแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห์ย่อย (Inter-Carrier Interference: ICI) อีกด้วย [5]

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

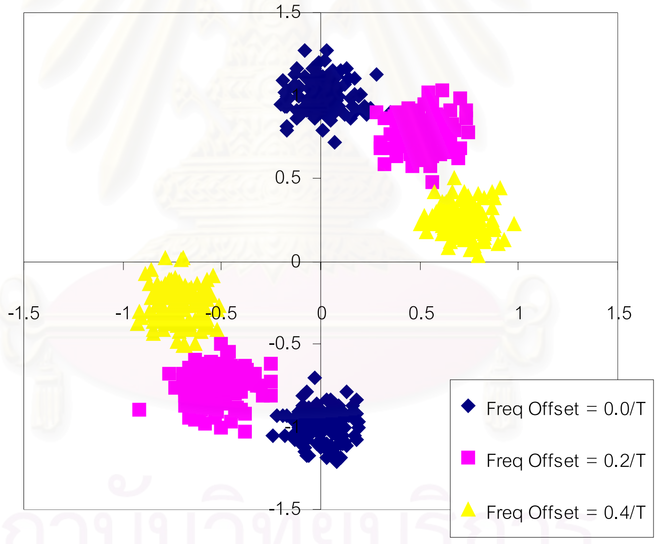



(ก) (ข)

รูปที่ 2.7 การเกิดความถี่ออฟเซตเนื่องจากปรากฏการณ์ดอปเพลอร์ (Doppler effect)

(ก) ไม่เกิดความถี่ออฟเซตเนื่องจากปรากฏการณ์ดอปเพลอร์ เนื่องจากไม่มีการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์ปลายทาง

(ข) เกิดความถี่ออฟเซตเนื่องจากปรากฏการณ์ดอปเพลอร์ เนื่องจากมีการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์ปลายทาง




รูปที่ 2.8 การหมุนของสัญญาณที่รับได้เนื่องจากความถี่ออฟเซต

ในกรณีที่ใช้เครื่องรับแบบแมตช์ $v_k$ จะอยู่ในรูป

$$v_k = \frac{1}{\pi}\sum_{m=1}^{N}\sum_{k=1}^{K}\sum_{n=1}^{N} d_k c_k[n]\frac{\sin \pi\Delta f}{\Delta f + m - n} + \eta \qquad (2\text{-}10)$$

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

จากสมการที่ (2-10) สามารถพิจารณาแยกได้เป็นส่วนต่าง ๆ ดังนี้

$$D \triangleq \frac{\sin \pi\Delta f}{\pi\Delta f} d_k \tag{2-11}$$

$$MAI \triangleq \frac{\sin \pi\Delta f}{\pi\Delta f} \sum_{m=1}^{K} \sum_{h \neq k}^{K} d_h c_h [m] c_k [m] \tag{2-12}$$

$$ICI1 \triangleq \frac{\sin \pi\Delta f}{\pi} \sum_{m=1}^{N} \sum_{n \neq m}^{N} d_k c_k [n] c_k [m] \frac{1}{\Delta f + m - n} \tag{2-13}$$

$$ICI2 \triangleq \frac{\sin \pi\Delta f}{\pi} \sum_{m=1}^{N} \sum_{l \neq k}^{K} \sum_{n \neq m}^{N} d_k c_l [n] c_k [m] \frac{1}{\Delta f + m - n} \tag{2-14}$$

$$AWGN : \eta \tag{2-15}$$

เมื่อ $D$ แทนสัญญาณของผู้ใช้ที่สนใจ

$MAI$ แทนสัญญาณแทรกสอดอันเนื่องมาจากการรบกวนกันระหว่างผู้ใช้ภายในระบบ

$ICI1$ แทนสัญญาณแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห์ย่อย จากสัญญาณผู้ใช้คนที่สนใจ

$ICI2$ แทนสัญญาณแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห์ย่อย จากสัญญาณของผู้ใช้คนอื่น ๆ ภายในระบบ

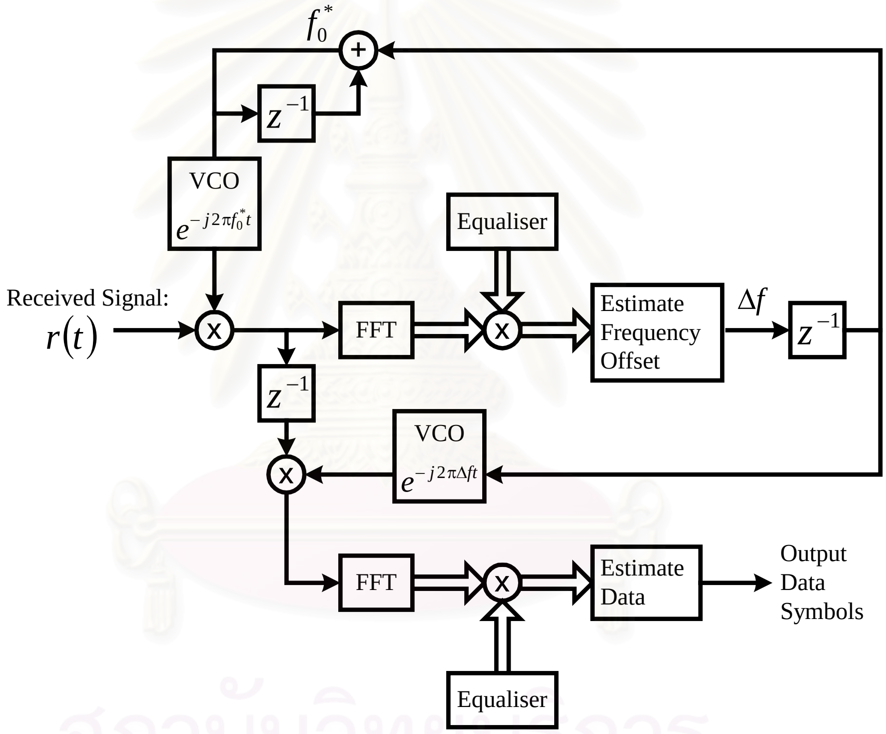
$\Delta f$ แทนค่าความถี่ออฟเซต

จากสมการที่ (2-10) ถึง (2-15) สรุปได้ว่าสัญญาณของผู้ใช้ที่สนใจ $D$ จะถูกลดทอนเนื่องจากผลของความถี่ออฟเซต [9] ถึงแม้ว่าสัญญาณรบกวนจากผู้ใช้อื่นภายในระบบจะถูกลดทอนลงด้วย โดยเป็นผลมาจากความถี่ออฟเซตเช่นกัน แต่ความถี่ออฟเซตจะส่งผลให้เกิดการรบกวนกันระหว่างคลื่นพาห์ย่อย ในรูปของ $ICI1$ และ $ICI2$ ซึ่งการรบกวนกันระหว่างคลื่นพาห์ย่อยนี้จะไม่เกิดขึ้นในกรณีที่ไม่มีความถี่ออฟเซต

การแก้ไขความถี่ออฟเซต สามารถทำได้โดยการประมาณความถี่ออฟเซตจากสัญญาณที่รับได้ จากนั้นจึงทำการชดเชยความถี่ออฟเซตให้กับสัญญาณที่รับได้ระหว่างกระบวนการดีมอดูเลต

**2.6 การแก้ไขความถี่ออฟเซต (Frequency Offset Correction)**

เนื่องจากความถี่ออฟเซตที่เกิดขึ้นที่เครื่องรับจะทำให้สัญญาณที่ได้รับเกิดการลดทอนและการหมุน ดังแสดงในรูปที่ 2.8 วิธีหนึ่งในการแก้ไขความถี่ออฟเซต คือ การประมาณค่าความถี่ออฟเซตที่เกิดขึ้นและทำการชดเชยความถี่ออฟเซตที่เกิดขึ้นให้กับสัญญาณที่รับได้ แบบจำลองการทำงานของการแก้ไขความถี่ออฟเซตแสดงไว้ในรูปที่ 2.9 [15] กล่าวคือ สัญญาณที่รับได้จะถูกดีมอดูเลตด้วยออสซิลเลเตอร์ของเครื่องรับ แล้วประมาณค่าความถี่ออฟเซตเพื่อนำค่าความถี่ออฟเซตไปชดเชยสัญญาณที่รับได้ จากนั้นจะทำการประมาณข้อมูลที่ถูกส่งมาด้วยกระบวนการของ MC-CDMA และนำความถี่ออฟเซตที่ได้จากการประมาณนี้ไปปรับความถี่ของออสซิลเลเตอร์ที่เครื่องรับด้วย [15]




รูปที่ 2.9 แบบจำลองการทำงานของการแก้ไขความถี่ออฟเซต

ในวิทยานิพนธ์นี้ จะพิจารณาวิธีการประมาณค่าความถี่ออฟเซตขอ-งคลื่นพาห์แบบบอด เนื่องจากวิธีการประมาณค่าความถี่ออฟเซตวิธีนี้ ไม่ต้องการ training sequence หรือสัญญาณนำ ทำให้สามารถใช้ช่องสัญญาณอย่างมีประสิทธิภาพ

## 2.7 การประมาณความถี่ออฟเซตของคลื่นพาห์แบบบอด (Blind Carrier Frequency Offset Estimation)

ในวิทยานิพนธ์นี้ จะศึกษาวิธีการประมาณความถี่ออฟเซตของคลื่นพาห์แบบบอด 2 วิธี คือ เทคนิค Maximum Likelihood [13] และเทคนิคคลื่นพาห์เสมือน (virtual carrier) [13]

### 2.7.1 การประมาณความถี่ออฟเซตของคลื่นพาห์แบบบอดโดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood [14]

ถ้ากำหนดให้ฟังก์ชัน likelihood ของความถี่ออฟเซตเป็น

$$\Lambda = \frac{2}{N_0}\int_0^T \mathrm{Re}\{r(t)s^*(t)\}dt \qquad (2\text{-}16)$$

$$r(t) = \sum_{k=1}^{K}\sum_{n=1}^{N} d_k c_k[n] e^{j\left(2\pi f_0 t + \frac{2\pi(n-1)}{T}t\right)} + n(t) \qquad (2\text{-}17).$$

และเครื่องรับจะประมาณสัญญาณที่ส่ง $s^*(t)$ จากสัญญาณที่รับได้เป็น

$$s^*(t) = \sum_{k=1}^{K}\sum_{n=1}^{N} d_k c_k[n] e^{j\left(2\pi f_0^* t + \frac{2\pi(n-1)}{T}t\right)} \qquad (2\text{-}18)$$

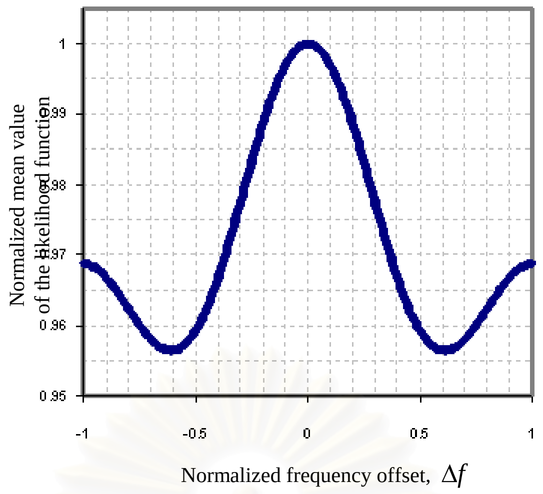
กำหนดให้ $\Delta f$ คือค่าการประมาณความถี่ผิดพลาดของ $f_0$ เมื่อ $f_0^*$ คือค่า $f_0$ ที่ประมาณได้ที่เครื่องรับเป็น

$$\Delta f = f_0 - f_0^* \qquad (2\text{-}19)$$

ค่าเฉลี่ยของฟังก์ชัน likelihood อยู่ในรูปของ

$$E[\Lambda] = \frac{1}{N_0^2}\sum_{m=1}^{N}\sum_{l=1}^{N}\frac{1-\cos(2\pi\Delta f)}{(\Delta f + m - l)^2} \qquad (2\text{-}20)$$

เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ออฟเซต $\Delta f$ แล้ว ฟังก์ชัน likelihood ในสมการที่ (2-20) จะให้ค่าสูงสุดที่ความถี่ออฟเซตเท่ากับศูนย์ดังรูปที่ 2.10




รูปที่ 2.10 ค่าของฟังก์ชัน likelihood ที่ $\Delta f$ ต่าง ๆ

วิธีหนึ่งในการหาค่ามากที่สุด (maximization) ของฟังก์ชัน log likelihood นี้ สามารถทำได้โดยการใช้วิธีเกรเดียนท์ (gradient method) ในการหาอนุพันธ์ของฟังก์ชัน likelihood เทียบกับ $f_0^*$ จะได้ความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$\frac{\partial \Lambda'}{\partial f_0^*} = \frac{2C}{N_0^2}\sum_{n=1}^{N}\mathrm{Re}\{q_m\}\frac{\partial(\mathrm{Re}\{q_m\})}{\partial f_0^*} \quad ; m = 1,\ldots, N \tag{2-21}$$

เมื่อ

$$q_m = \int_0^T r(t)\times e^{-j(2\pi f_0 t)}\times e^{-j(2\pi f_0^{*} t)}dt \tag{2-22}$$

ดังนั้น

$$\frac{\partial(\mathrm{Re}\{q_m\})}{\partial f_0^*} = 2\pi\sum_{l=1}^{N} d_k\int_0^T t\cos[2\pi(f_l - f_m + \Delta f)T] \tag{2-23}$$

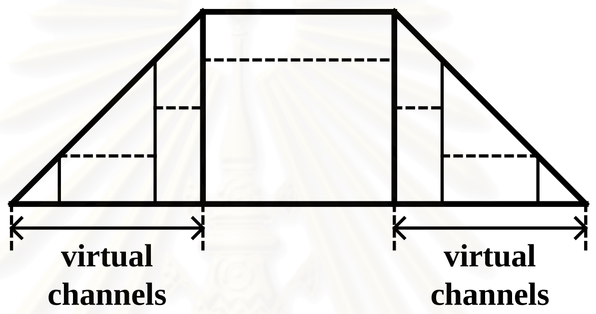
และสามารถใช้อัลกอริทึมแบบวนซ้ำในการประมาณค่า $f_0^*$ ที่เหมาะสมได้เป็น

$$f_{0,i+1}^* = f_{0,i}^* + a\varepsilon_i \tag{2-24}$$

เมื่อ $f_{0,i+1}^*$ คือค่า $f_o$ ที่ประมาณได้จากสัญญาณที่รับได้เมื่อส่งบิตข้อมูลลำดับที่ $i$ เมื่อ $i = 1,2,\ldots$ $\varepsilon_i = \sum_{k_2=1}^{N}\mathrm{Re}\{q_{k_2}\}\times\frac{\partial(\mathrm{Re}\{q_{k_2}\})}{\partial f_0^*}$ และ $a$ คือค่าช่วงก้าว (step size) ซึ่งเป็นค่าคงที่ที่มากกว่าศูนย์

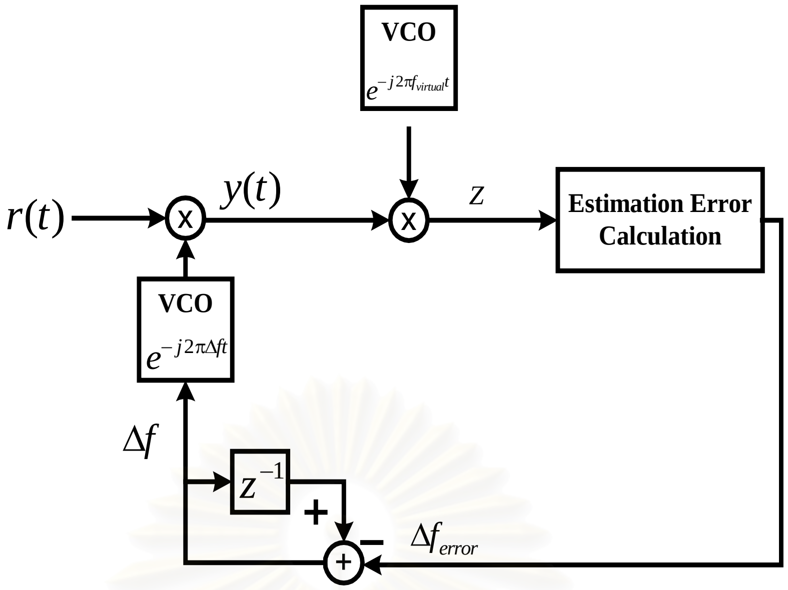
### 2.7.2 การประมาณความถี่ออฟเซตของคลื่นพาห์แบบบอดโดยใช้คลื่นพาห์เสมือน (Blind Carrier Frequency Offset Estimation Using Virtual Carrier) [13]

ในระบบการสื่อสารแบบ MC-CDMA นั้น จำนวนคลื่นพาห์ย่อยที่ใช้ในการส่งข่าวสารมักจะน้อยกว่าจำนวนของคลื่นพาห์ย่อยที่มีอยู่ในระบบทั้งหมด ถ้าใช้คลื่นพาห์ย่อยในการสื่อสารทั้งสิ้น $M$ คลื่น จากจำนวนคลื่นพาห์ย่อยในระบบทั้งหมดเท่ากับ $N$ คลื่น จะมีคลื่นพาห์ย่อยที่ไม่ได้ใช้งานหรือคลื่นพาห์เสมือน (virtual carrier) จำนวน $N-M$ ดังรูปที่ 2.11 จากมาตรฐานของ multicarrier คลื่นพาห์เสมือนเหล่านี้มักจะทำหน้าที่เป็นแถบกัน (guard band) ทำให้สามารถใช้คลื่นพาห์ย่อยเหล่านี้ในการประมาณความถี่ออฟเซตได้




รูปที่ 2.11 สเปกตรัม (spectrum) ของ MC-CDMA ที่มีคลื่นพาห์เสมือน
ที่ขอบของช่องสัญญาณ(channel boundary)

การประมาณค่าความถี่ออฟเซตสามารถใช้ประโยชน์จากคุณสมบัติของคลื่นพาห์ย่อยที่ตั้งฉากซึ่งกันและกัน และการที่มีคลื่นพาห์เสมือน โดยการนำสัญญาณที่รับได้มาทำการดีมอดูเลตกับคลื่นพาห์เสมือนที่ไม่ได้ใช้ในการส่งข้อมูล ซึ่งถ้าไม่มีความถี่ออฟเซต ผลลัพธ์ที่ได้จะมีค่าเป็นศูนย์ โดยผลลัพธ์นี้ก็คือผลจากความถี่ออฟเซตนั่นเอง ดังนั้นจึงสามารถสร้างอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ (adaptive algorithm) สำหรับการประมาณค่าความถี่ออฟเซต ดังแบบจำลองการทำงานของอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ในรูปที่ 2.12




รูปที่ 2.12 แบบจำลองการทำงานของอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ที่ใช้ประมาณค่าความถี่ออฟเซต

จากแบบจำลองการทำงานของอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ในรูปที่ 2.12 สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับ $r(t)$ จะถูกทำการแก้ไขความถี่ออฟเซตด้วยค่าความถี่ออฟเซตที่ประมาณได้เมื่อเวลา $t-1$ สัญญาณ $r(t)$ ที่ถูกแก้ไขความถี่ออฟเซตด้วยค่าความถี่ออฟเซตที่ประมาณได้แล้วจะถูกนำไปดีมอดูเลตกับความถี่ของคลื่นพาห์เสมือน เพื่อนำไปประมาณความผิดพลาดของการประมาณความถี่ออฟเซต ถ้าการประมาณความถี่ออฟเซตถูกต้อง ผลลัพธ์ที่ได้จากการดีมอดูเลตสัญญาณที่รับได้ $r(t)$ ที่ผ่านการแก้ไขความถี่ออฟเซตแล้วกับความถี่ของคลื่นพาห์เสมือนควรจะมีค่าเป็นศูนย์ ความผิดพลาดของการประมาณความถี่ออฟเซตนี้จะนำไปปรับค่าความถี่ออฟเซตที่ประมาณไว้ต่อไป

โดยกำหนดให้ค่าความถี่ออฟเซตที่ประมาณได้จากสัญญาณที่รับได้เมื่อส่งบิตข้อมูลลำดับที่ $i$ เมื่อ $i=1,2,...$ และ $b$ คือค่าช่วงก้าว (step size) ซึ่งเป็นค่าคงที่ที่มากกว่าศูนย์สามารถคำนวณได้จาก

$$\Delta f_{0,i+1} = \Delta f_{0,i} + b\varepsilon_i \tag{2-25}$$

เมื่อ $\varepsilon_i$ คือค่าการประมาณความถี่ออฟเซตผิดพลาด โดยสามารถคำนวณได้จากความสัมพันธ์

$$\varepsilon_i = \mathrm{Re}\{Z * Y^*\} \tag{2-26}$$

เมื่อ

$$Z = \int_0^T r(t)\times e^{-j2\pi(f_{virtual}+\Delta f)t}\,dt \tag{2-27}$$

และ $$Y = \frac{\partial Z}{\partial \Delta f} \qquad (2\text{-}28)$$

## 2.8 วิธีการวัดสมรรถนะและความหมายของตัววัดสมรรถนะต่าง ๆ

### 2.8.1 Bit Error Rate (BER) หรือ Bit Error Probability (BEP)

ตามปกติแล้วค่าที่แสดงถึงสมรรถนะของระบบที่สนใจจะถูกแสดงอยู่ในรูป Bit Error Rate (BER) หรือ Bit Error Probability (BEP) เมื่ออยู่ในสภาวะต่าง ๆ เช่น เมื่อ SNR เปลี่ยนไป หรือจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป เป็นต้น ซึ่งจะคิดจากค่าความผิดพลาดของบิตที่ส่งเมื่อเทียบกับจำนวนบิตข้อมูลที่ส่งออกไป

### 2.8.2 อัตราส่วนกำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio: SNR)

ค่า SNR เป็นสิ่งที่ใช้บอกความรุนแรงของการรบกวนจากสัญญาณรบกวนต่อสัญญาณของผู้ใช้ โดยถ้ามีการรบกวนมาก ค่า SNR จะมีค่าน้อย ในทางกลับกัน ถ้ามีสัญญาณรบกวนน้อย ค่า SNR จะมีค่ามาก ค่า SNR สำหรับผู้ใช้ลำดับที่ $k$ มีหน่วยเป็น dB แสดงได้โดย

$$SNR = 10\log_{10}\left(\frac{Na_k^2}{\sigma^2}\right) \qquad (2\text{-}25)$$

โดย $N$ แทนความยาวของรหัสแผ่ที่ใช้

$a_k^2$ แทนกำลังของสัญญาณของผู้ใช้คนที่ $k$

$\sigma^2$ แทนกำลังของสัญญาณรบกวน

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

# บทที่ 3

## เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงแนวคิดของเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน (PIC) ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โครงสร้างของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ และโครงสร้างของเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานบางส่วน (PPIC) ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้

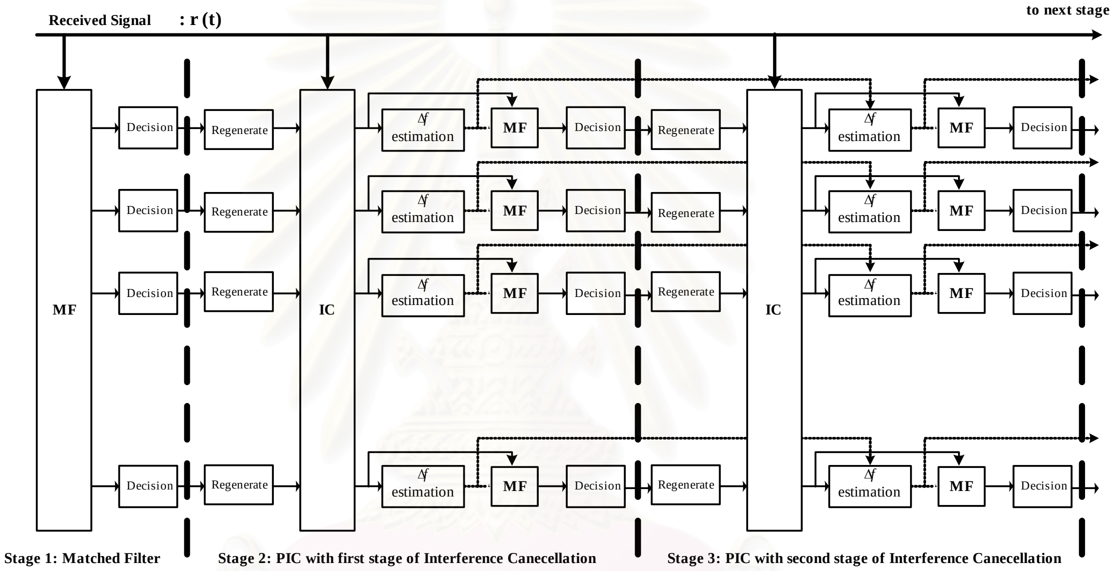
ในระบบการสื่อสารแบบ MC-CDMA ปัญหาหนึ่งที่พบ คือ ปัญหาการแทรกสอดอันเนื่องมาจากการรบกวนกันระหว่างผู้ใช้ (Multiple Access Interference: MAI) ส่งผลให้สมรรถนะของระบบลดลง โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อเป็นการสื่อสารระหว่างอุปกรณ์เคลื่อนที่ปลายทางไปยังสถานีฐาน (uplink) ซึ่งปัญหานี้สามารถแก้ไขได้โดยการออกแบบรหัสแผ่ของผู้ใช้ทุกคนให้ตั้งฉากกับรหัสแผ่ของผู้ใช้คนอื่น อีกวิธีหนึ่งที่ใช้ในการแก้ไข MAI ได้แก่ การใช้เครื่องรับแบบ มัลติยูสเซอร์ที่สถานีฐาน

นอกเหนือจากปัญหา MAI แล้ว ปัญหาของความถี่ออฟเซตก็มีผลเช่นกัน เนื่องจากระบบการสื่อสารแบบ MC-CDMA มีจำนวนคลื่นพาห์ย่อยมากและใช้ประโยชน์จากคุณสมบัติที่ตั้งฉากซึ่งกันและกันของคลื่นพาห์ย่อยเหล่านั้น จึงทำให้ระบบการสื่อสารแบบ MC-CDMA มีความไวต่อผลของความถี่ออฟเซต โดยทำให้เกิดการลดทอนของสัญญาณที่ต้องการและการรบกวนกันระหว่างคลื่นพาห์ย่อย (Inter-Carrier Interference: ICI) เนื่องจากการสูญเสียความตั้งฉากระหว่างคลื่นพาห์ย่อยต่าง ๆ ดังนั้นจึงมีความจำเป็นในการแก้ไขความถี่ออฟเซตของระบบ MC-CDMA เพื่อเพิ่มสมรรถนะการทำงานของระบบ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงเสนอให้นำเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตมาทำงานร่วมกับเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน (PIC) และเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานบางส่วน (PPIC) ซึ่งเป็นเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ดีเทคชันที่มีกระบวนการหักล้าง MAI ที่ประมาณได้ออกจากสัญญาณรวมที่รับได้ที่เครื่องรับ ทำให้สามารถนำสัญญาณที่ถูกหักล้าง MAI ออกไปแล้ว ไปประมาณค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคนได้ ซึ่งเป็นประโยชน์อย่างมากในการสื่อสารระหว่างอุปกรณ์เคลื่อนที่ปลายทางไปยังสถานีฐาน (uplink) เนื่องจากสัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคนที่มาถึงเครื่องรับจะมีค่าความถี่ออฟเซตไม่เท่ากัน ทำให้ไม่สามารถประมาณค่าความถี่ออฟเซตที่เครื่องรับแบบแมตช์ได้ทันที นอกจากนี้เครื่องรับแบบ PIC และ PPIC ยังประมวลผลสัญญาณจากผู้ใช้ทุกคนภายในระบบในเวลาเดียวกันทำให้มีค่าหน่วงเวลา (delay

time) ในการประมวลผลน้อย โดยเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตที่จะนำมาใช้ร่วมกับเครื่องรับแบบ PIC และ PPIC ได้แก่เทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบบอดแบบปรับตัวได้คือเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตโดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood และเทคนิคคลื่นพาห์เสมือน ซึ่งเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบบอด จะไม่ต้องใช้การส่งสัญลักษณ์อ้างอิง (reference symbol) หรือสัญญาณนำ (pilot signal) ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต

## 3.1 เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้

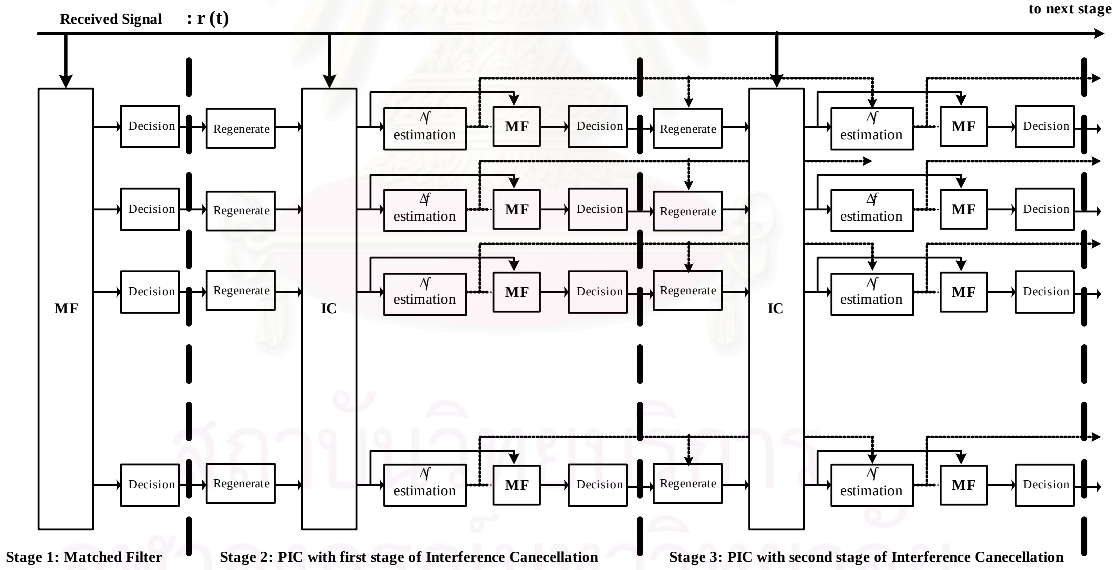



รูปที่ 3.1 โครงสร้างการทำงานของเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้

เมื่อพิจารณาโครงสร้างการทำงานของเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน (PIC) ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ ดังแสดงในรูปที่ 3.1 พบว่าโครงสร้างการทำงานของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ ต่างจากโครงสร้างการทำงานของเครื่องรับชนิดเดียวกันที่ไม่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต ตรงที่เครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้จะมีกระบวนการประมาณค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคนหลังจากกระบวนการหักล้างสัญญาณรบกวน (Interference Cancellation: IC) แล้ว ซึ่งจะทำให้สามารถประมาณค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคนได้อย่างเป็นอิสระต่อกัน จากนั้นจึงนำเอาค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคนที่ประมาณได้ไปปรับค่าความถี่ของออสซิลเลเตอร์ของเครื่องรับแบบแมตช์ เพื่อทำให้สามารถตัดสินบิตข้อมูลได้ถูกต้องยิ่งขึ้น นอกจากนี้ ค่าความถี่ออฟเซตที่ประมาณได้จะถูกส่งไปให้กับกระบวนการประมาณค่าความถี่ออฟเซตและกระบวนการสร้างสัญญาณใหม่

ในขั้นถัดไปของเครื่องรับแบบ PIC เพื่อทำให้สามารถสร้างสัญญาณที่มีคุณสมบัติที่คล้ายคลึงกับสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนที่รับได้มากที่สุด ส่งผลให้สามารถหักล้างสัญญาณรบกวนได้ถูกต้องยิ่งขึ้น

อย่างไรก็ดีในขณะที่เริ่มทำการประมาณค่าความถี่ออฟเซตนั้น ค่าความถี่ออฟเซตเริ่มต้นจะถูกกำหนดให้มีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งอาจจะส่งผลให้การประมาณบิตข้อมูลมีโอกาสผิดพลาดได้มาก และเมื่อการประมาณบิตข้อมูลในขั้นแรก ๆ มีค่าที่ผิดพลาดก็จะส่งผลให้การสร้างสัญญาณข้อมูลใหม่นั้นมีความผิดพลาดตามไปด้วย ทำให้กระบวนการหักล้างสัญญาณแทรกสอดมีความผิดพลาด ส่งผลให้การประมาณค่าความถี่ออฟเซตไม่ถูกต้อง ซึ่งจะส่งผลให้ประสิทธิภาพของเครื่องรับลดลง เมื่อนำค่าความถี่ออฟเซตที่ผิดพลาดนั้นไปใช้ในกระบวนการสร้างสัญญาณใหม่ ดังนั้นในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตในครั้งแรก ๆ จะไม่มีการนำเอาค่าความถี่ออฟเซตที่ประมาณได้ไปใช้ในกระบวนการสร้างสัญญาณข้อมูลใหม่ของผู้ใช้ โครงสร้างการทำงานของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตขณะเริ่มการทำงานแสดงดังรูปที่ 3.2 ซึ่งแตกต่างจากโครงสร้างในรูปที่ 3.1 คือ ไม่นำค่าความถี่ออฟเซตที่ประมาณได้ไปใช้ในกระบวนการสร้างสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนใหม่



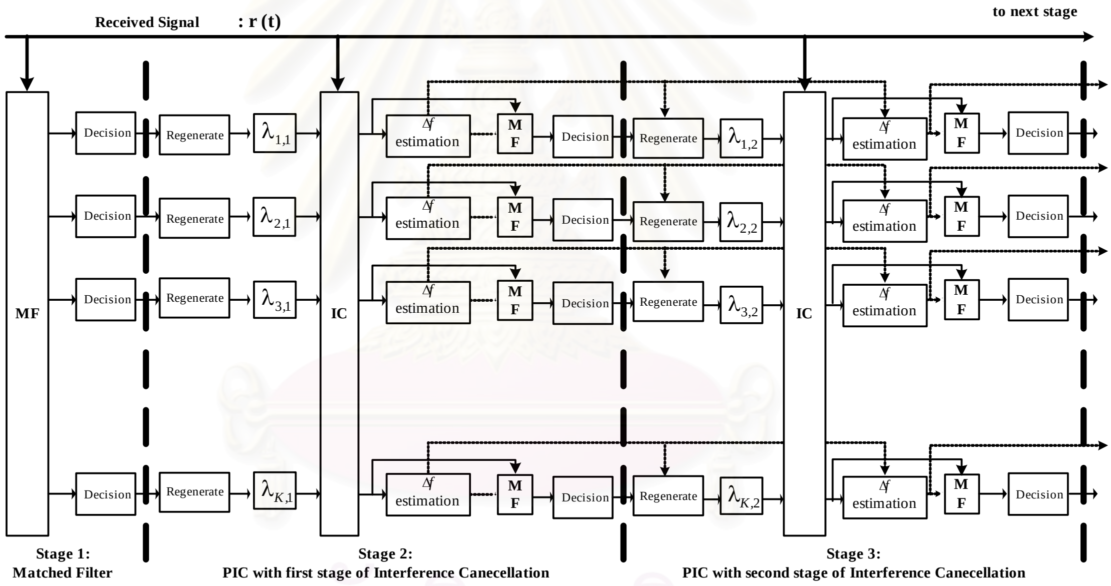

รูปที่ 3.2 โครงสร้างการทำงานของเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ขณะที่เริ่มต้นทำงาน

แต่เนื่องจากเครื่องรับแบบ PIC นั้นจะใช้การตัดสินใจแบบหยาบ (hard decision) ประกอบกับไม่มีตัวประกอบปรับน้ำหนัก (weighting factor) ในการปรับระดับของสัญญาณที่เหมาะสมเพื่อลดสัญญาณหักล้างการรบกวนกันระหว่างผู้ใช้ ทำให้สัญญาณแทรกสอดในขั้นถัดไปของเครื่องรับแบบ PIC มีค่าสูงขึ้น ส่งผลให้ประสิทธิภาพของเครื่องรับไม่ดีเท่าที่ควร จึงนำเอาเครื่องรับชนิดหัก

ล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วนอย่างขนานมาใช้ในการลดสัญญาณรบกวน เพื่อทำให้ประสิทธิภาพของเครื่องรับชนิดนี้ดีกว่าเครื่องรับแบบ PIC ทั่วไป

## 3.2 เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานบางส่วนที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้

เนื่องจากว่าเครื่องรับแบบ PIC โดยทั่วไปไม่มีตัวประกอบปรับน้ำหนัก (weighting factor: $\lambda_{k,g}$ ) ในการปรับระดับสัญญาณแทรกสอดในเครื่องรับแบบ PIC นี้ ส่งผลให้เกิดอัตราการตัดสินใจบิตที่ผิดพลาดมากขึ้น เมื่อจำนวนขั้นของเครื่องรับแบบ PIC เพิ่มขึ้น โดยเฉพาะที่ขั้นแรก ๆ ของเครื่องรับชนิดนี้ ซึ่งถ้าหากไม่มีตัวปรับน้ำหนักของสัญญาณที่เหมาะสมแล้ว ก็จะส่งผลให้บิตข้อมูลมีอัตราผิดพลาดมากขึ้นกว่าเดิม ในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเครื่องรับแบบ PPIC มาใช้ร่วมกับการแก้ไขความถี่ออฟเซต ดังโครงสร้างการทำงานแสดงในรูปที่ 3.3




รูปที่ 3.3 โครงสร้างการทำงานของเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานบางส่วนที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้

สถาบันวิทยบริการ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

เมื่อพิจารณาโครงสร้างการทำงานของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ในรูปที่ 3.3 พบว่าจะแตกต่างจากโครงสร้างเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ เพียงในส่วนที่มีการคูณตัวประกอบปรับน้ำหนัก $\lambda_{k,g}$ ก่อนที่จะนำสัญญาณของผู้ใช้ที่สร้างใหม่ ไปหักล้างกับสัญญาณที่รับได้ที่สถานีฐาน โดยการคูณตัวปรับน้ำหนักเพื่อปรับระดับของสัญญาณเพื่อลดสัญญาณหักล้างการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้เพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพโดยรวมของเครื่องรับ โดยค่า $\lambda_{k,g}$ จะใช้ค่าที่ได้ทำการทดสอบแล้วในวิทยานิพนธ์ของนายเจนวิทย์ สินธุสัคค [4] ในการทดสอบเครื่องรับแบบ PPIC ที่นำเสนอ

สำหรับผลการจำลองระบบ เพื่อทดสอบประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC และ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood และเทคนิคคลื่นพาห์เสมือนจะนำเสนอและเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบแมตช์ซึ่งถูกใช้ที่ขั้นแรกของเครื่องรับแบบ PIC และ PPIC และเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบ PIC และเครื่องรับแบบ PPIC ที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซตในบทต่อไป

# บทที่ 4

# ผลการทดลอง

ในบทนี้จะเป็นส่วนของผลการทดลองและวิจารณ์สมรรถนะของเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน (PIC) ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ และเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานบางส่วน (PPIC) ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยการจำลองระบบด้วยคอมพิวเตอร์ ซึ่งจะพิจารณาสมรรถนะของเครื่องรับดังกล่าวในสภาวะต่าง ๆ โดยนำเทคนิค Maximum Likelihood และเทคนิคคลื่นพาห์เสมือน (Virtual carrier) มาใช้ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต โดยจะพิจารณาในช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก (additive white Gaussian noise: AWGN)

เนื้อหาในบทนี้จะแบ่งออกเป็น 4 หัวข้อหลัก ได้แก่ การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานกับเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานบางส่วนเมื่อไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซต การหาค่าช่วงก้าว (step size) ที่เหมาะสมสำหรับเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตทั้งสองวิธี สมรรถนะของเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตที่ใช้เทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ทั้งสองในสภาวะต่าง ๆ และสมรรถนะของเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานบางส่วนที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตที่ใช้เทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้เช่นเดียวกับเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้

## 4.1 ระบบจำลองที่ใช้ในการทดสอบ

ในการจำลองระบบเพื่อศึกษาสมรรถนะของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ และเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้จะตั้งสมมติฐานดังนี้ คือ

1. การควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์ หมายถึง สัญญาณของผู้ใช้ทุกคนมาถึงด้านรับด้วยขนาดของสัญญาณเท่ากัน
2. ไม่มีความผิดพลาดในการซิงโครไนซ์ทางเวลาของสัญญาณด้านเครื่องรับ หมายถึง สัญญาณของผู้ใช้ทุกคนมาถึงเครื่องรับพร้อมกัน
3. ช่องสัญญาณที่ใช้เป็นช่องสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก (AWGN)

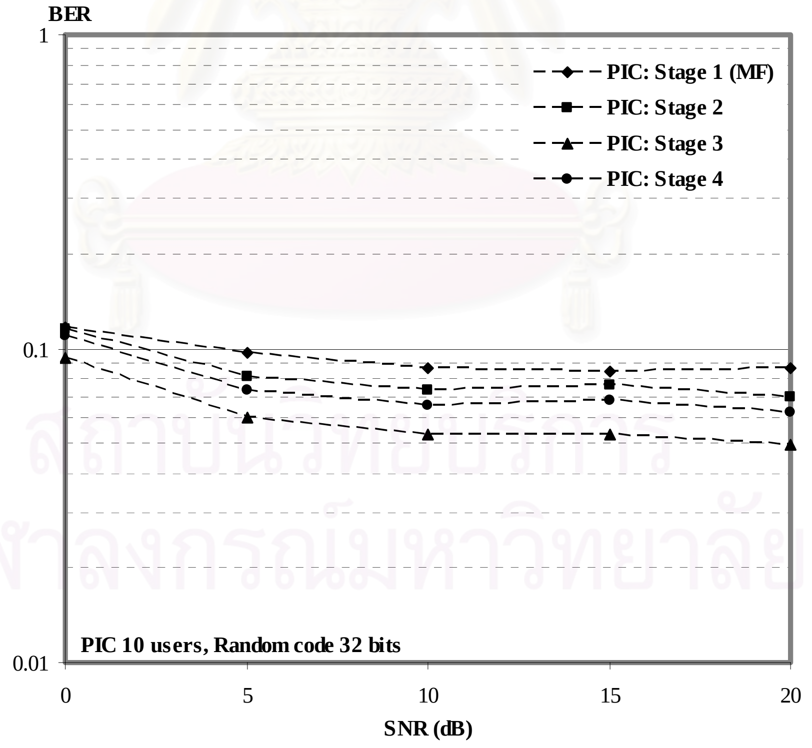
### 4.2 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานกับเครื่องรับชนิดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานบางส่วนเมื่อไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซต

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC กับเครื่องรับแบบ PPIC เมื่อมีความถี่ออฟเซตในสภาวะแตกต่างกัน ซึ่งหมายถึงในกรณีที่ชนิดของรหัสแผ่ที่ใช้ต่างกัน กรณีที่ความยาวของรหัสแผ่ที่ใช้ต่างกัน และในกรณีที่จำนวนผู้ใช้ไม่เท่ากัน เพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องรับทั้งสองแบบในกรณีที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซต

#### 4.2.1 กรณีที่ใช้รหัสแผ่ต่างชนิดกัน

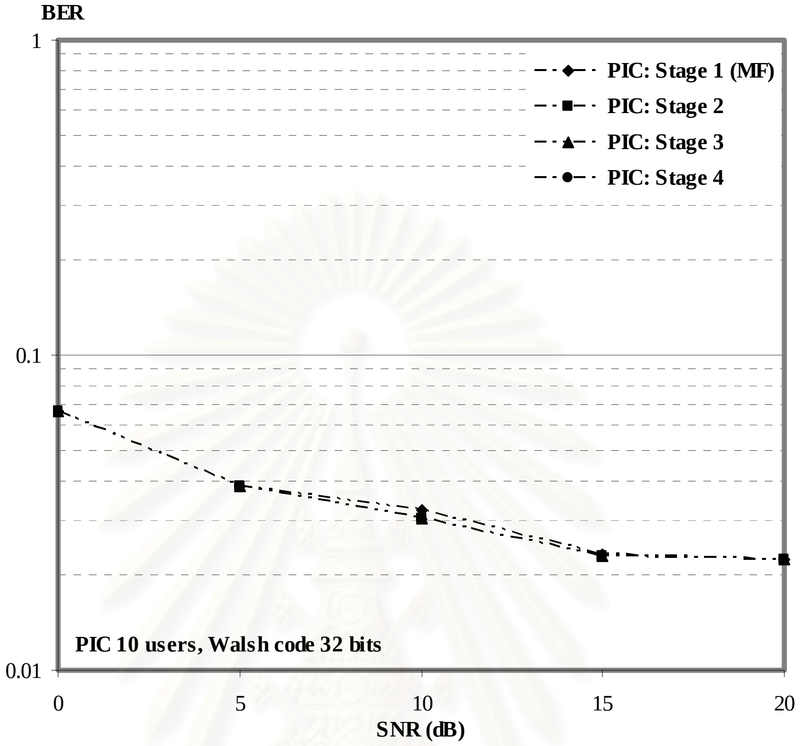
ในกรณีที่รหัสแผ่ต่างชนิดกัน จะกำหนดให้จำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 คน และความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 32 บิต โดยรหัสแผ่ที่ใช้เป็นรหัสแผ่แบบสุ่มและรหัสแผ่แบบ Walsh โดยค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคนจะถูกกำหนดโดยการสุ่มให้มีค่าคงที่อยู่ในช่วง $\pm 0.5/T$ เมื่อ $T$ คือคาบของบิตข้อมูล

รูปที่ 4.1 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ที่ขั้นต่าง ๆ เมื่อใช้รหัสแผ่สุ่ม โดยเมื่อขั้นของการหักล้างสัญญาณแทรกสอดเพิ่มขึ้นค่า BER ของเครื่องรับจะลดลงเนื่องจาก MAI บางส่วนได้ถูกหักล้างออกไป แต่อย่างไรก็ดี ค่า BER ของเครื่องรับจะลดลงไม่มากนัก เมื่อเพิ่มขั้นของการหักล้างขึ้น

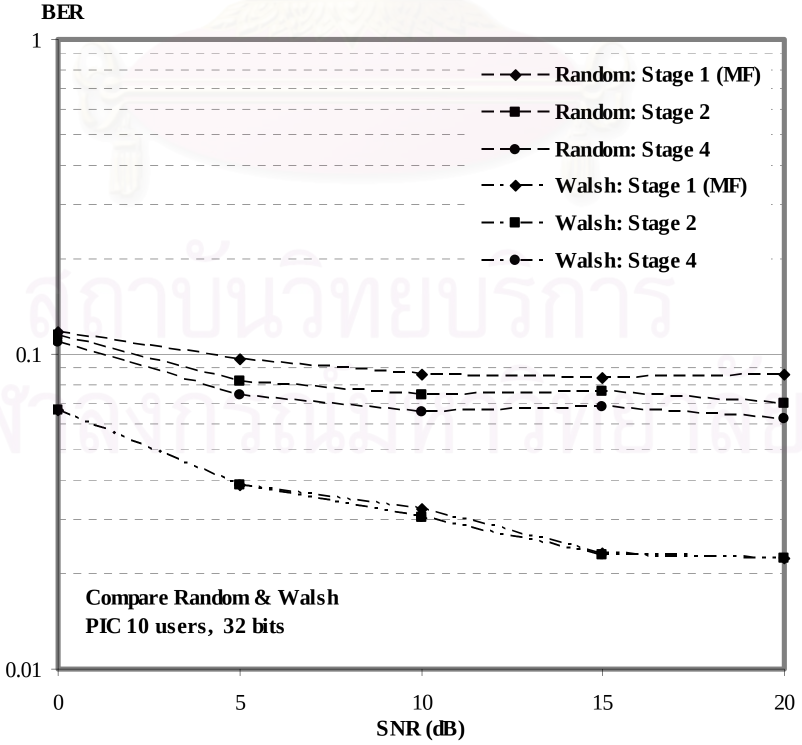



รูปที่ 4.1 ค่า BER ของเครื่องรับแบบ PIC ที่ขั้นต่าง ๆ เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม

รูปที่ 4.2 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC เมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh จะให้ประสิทธิภาพใกล้เคียงเครื่องรับแบบแมตช์ ถึงแม้ว่าจำนวนขั้นของการหักล้างสัญญาณแทรกสอดจะเพิ่มขึ้น




รูปที่ 4.2 ค่า BER ของเครื่องรับแบบ PIC ที่ขั้นต่าง ๆ เมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh

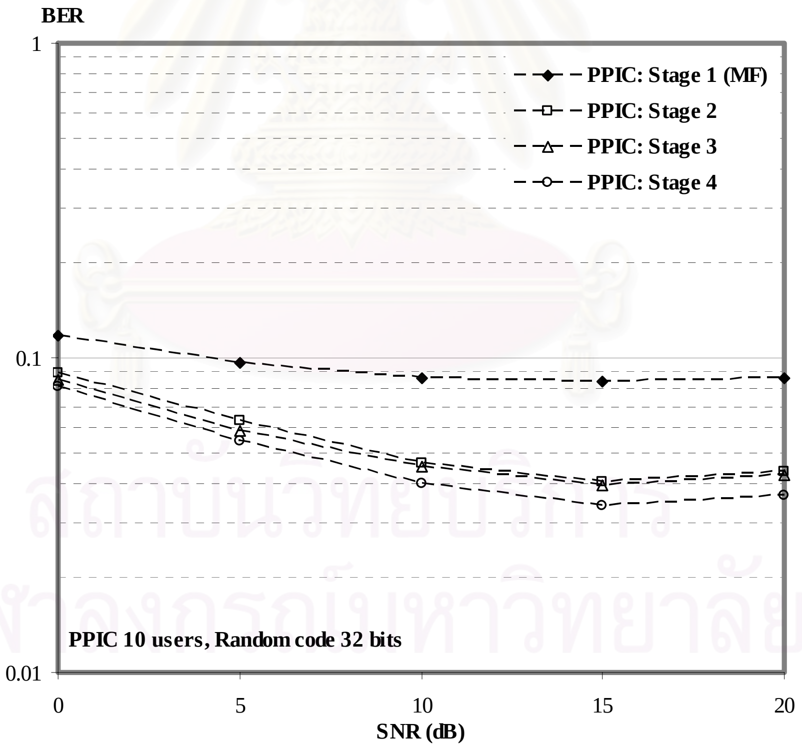



รูปที่ 4.3 เปรียบเทียบค่า BER ของเครื่องรับแบบ PIC เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่มและแบบ Walsh

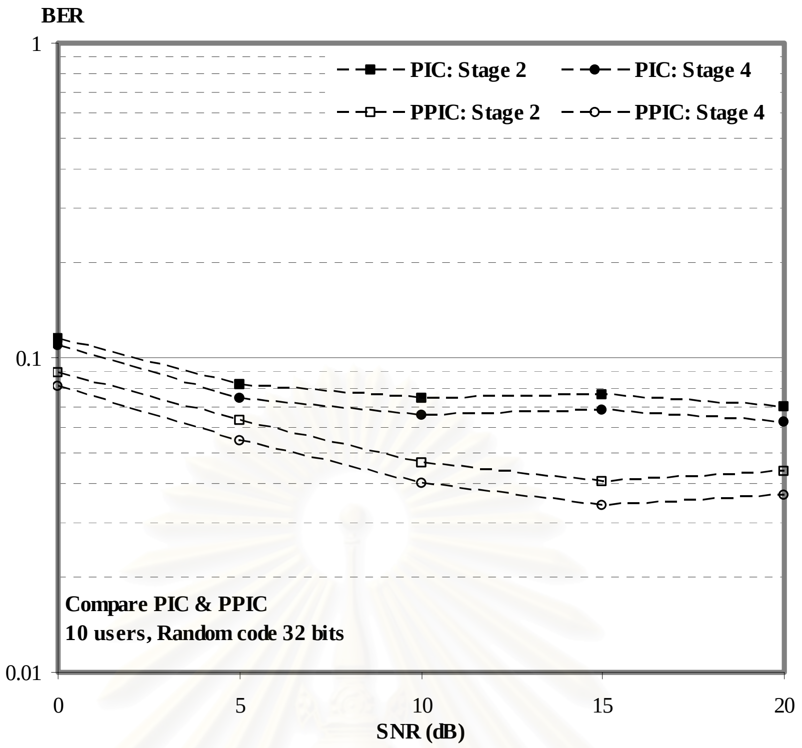
จากรูปที่ 4.3 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ที่ขั้นที่ 1 (MF), 2 และ 4 เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่มกับเครื่องรับชนิดเดียวกัน เมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh ซึ่งให้ประสิทธิภาพใกล้เคียงกันในทุกขั้นของเครื่องรับ พบว่าเมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh จะให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าเมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม เนื่องจากความตั้งฉากซึ่งกันและกันระหว่างของรหัสแบบ Walsh จึงสามารถลดผลของ MAI ได้

ในรูปที่ 4.4 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PPIC ที่ขั้นต่าง ๆ เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม การเพิ่มขึ้นของจำนวนขั้นที่ใช้ในการหักล้างสัญญาณแทรกสอดทำให้ประสิทธิภาพของเครื่องรับชนิดนี้เพิ่มขึ้น โดยประสิทธิภาพของเครื่องรับในขั้นที่ 2 จะดีกว่าประสิทธิภาพของเครื่องรับในขั้นแรกซึ่งเป็นเครื่องรับแบบแมตช์อย่างเห็นได้ชัด แต่เมื่อเพิ่มจำนวนขั้นในการหักล้างสัญญาณแทรกสอดขึ้น ประสิทธิภาพของเครื่องรับจะเพิ่มขึ้นเพียงเล็กน้อยเท่านั้น

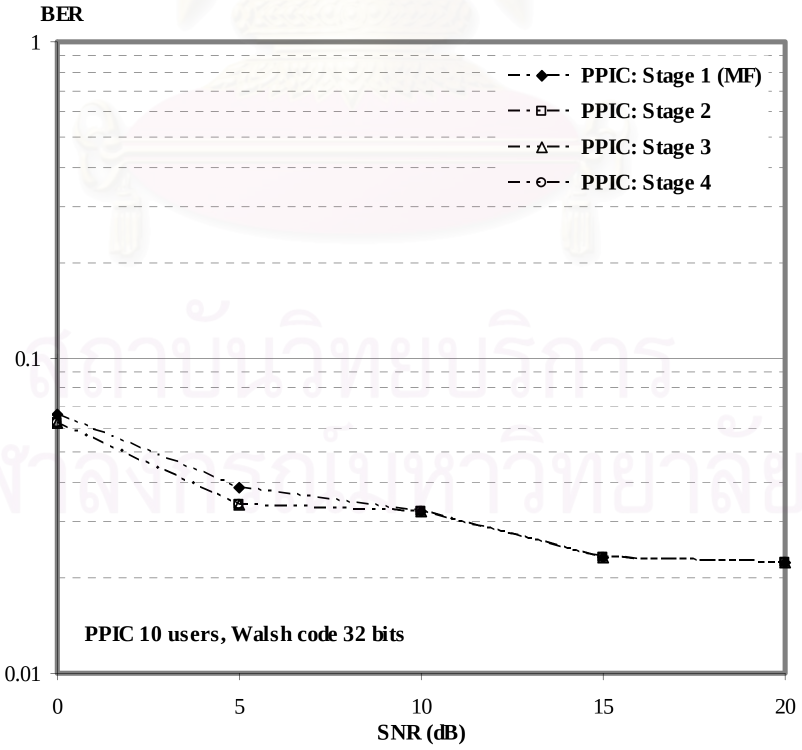
เมื่อเปรียบเทียบกับประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ที่ขั้นที่ 2 และ 4 ดังแสดงในรูปที่ 4.5 พบว่าเครื่องรับแบบ PPIC จะให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าเครื่องรับแบบ PIC เนื่องจากมีตัวประกอบปรับน้ำหนักในการปรับระดับสัญญาณแทรกสอด



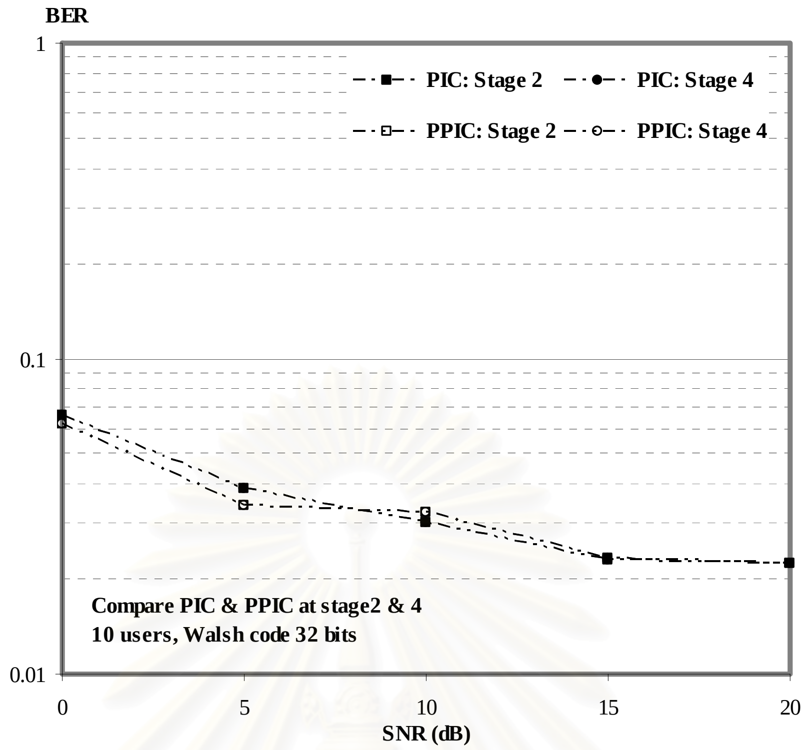

รูปที่ 4.4 ค่า BER ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่ขั้นต่าง ๆ เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม




รูปที่ 4.5 เปรียบเทียบค่า BER ของเครื่องรับแบบ PIC และเครื่องรับแบบ PPIC ที่ขั้นที่ 2 และ 4 เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม




รูปที่ 4.6 ค่า BER ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่ขั้นต่าง ๆ เมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh

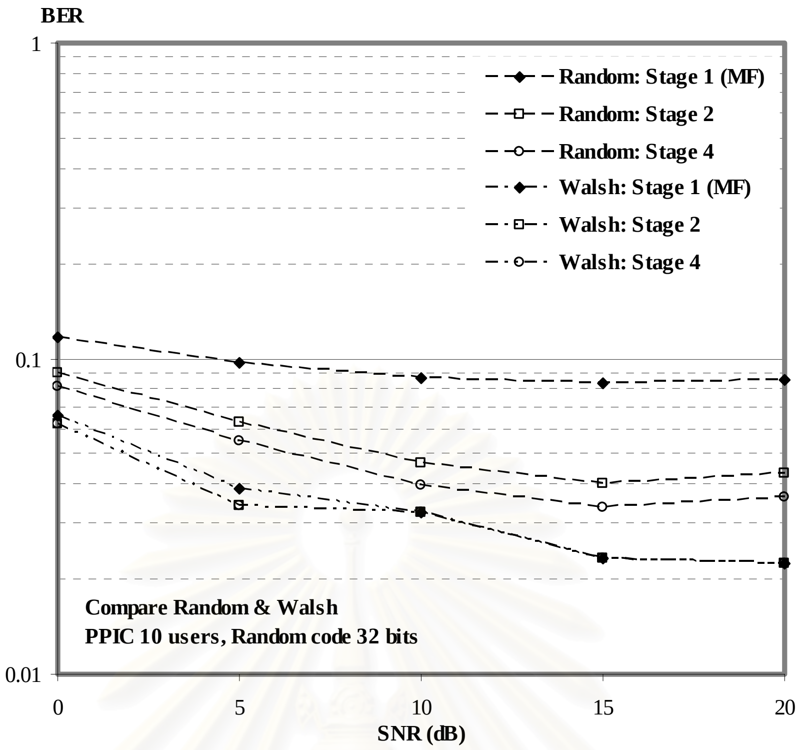



รูปที่ 4.7 เปรียบเทียบ BER ของเครื่องรับแบบ PIC และเครื่องรับแบบ PPIC
ที่ขั้นที่ 2 และ 4 เมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh

รูปที่ 4.6 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PPIC ที่ขั้นต่าง ๆ เมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh จะให้ประสิทธิภาพใกล้เคียงเครื่องรับแบบแมตช์ที่ใช้ในขั้นแรกของเครื่องรับแบบ PPIC ถึงแม้ว่าจำนวนขั้นของการหักล้างสัญญาณแทรกสอดจะเพิ่มขึ้น

เมื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC และเครื่องรับแบบ PPIC ที่ขั้นที่ 2 และ 4 พบว่าเครื่องรับทั้งสองจะให้ประสิทธิภาพใกล้เคียงกัน ดังแสดงในรูปที่ 4.7

จากรูปที่ 4.8 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PPIC ที่ขั้นที่ 1 (MF) 2 และ 4 เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่มกับเครื่องรับชนิดเดียวกันและเมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh ซึ่งให้ประสิทธิภาพใกล้เคียงกันในขั้นของการหักล้างสัญญาณแทรกสอดที่ 2 3 และ 4 พบว่า เมื่อใช้ รหัสแผ่แบบ Walsh จะให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าเมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม เนื่องจากความตั้งฉากซึ่งกันและกันระหว่างรหัสแผ่แบบ Walsh จึงสามารถลดผลของ MAI ได้

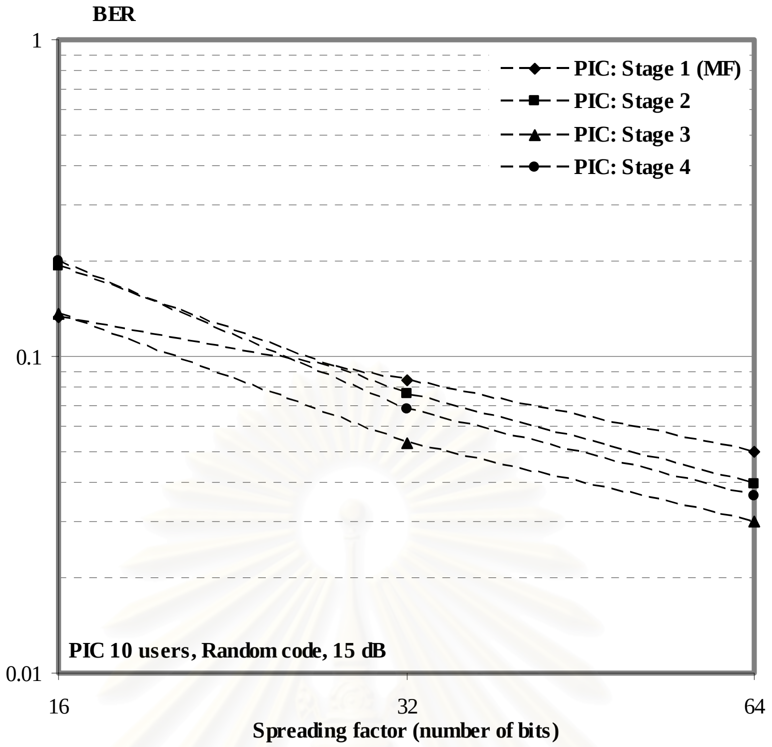



รูปที่ 4.8 เปรียบเทียบค่า BER ของเครื่องรับแบบ PPIC ในขั้นที่ 1 (MF) 2 และ 4 เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่มและรหัสแผ่แบบ Walsh

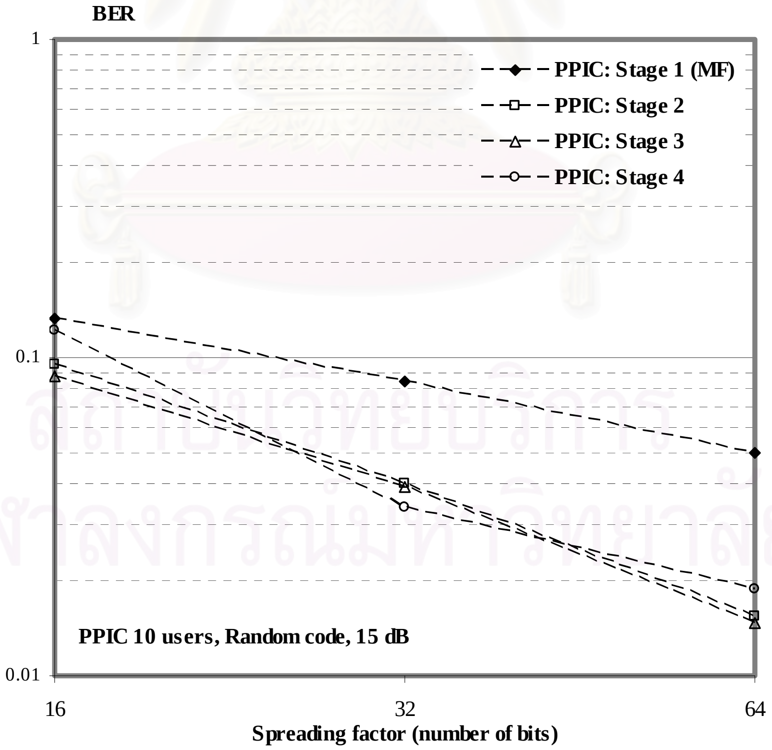
จากผลการจำลองระบบ พบว่า เมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh เครื่องรับทั้งสองชนิดจะมีประสิทธิภาพที่ใกล้เคียงกับเครื่องรับแบบ MF ถึงแม้ว่าจำนวนขั้นของการหักล้างสัญญาณ แทรกสอดจะเพิ่มขึ้น ขณะที่เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม เครื่องรับแบบ PPIC จะให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าเครื่องรับแบบ PIC และเมื่อขั้นของการหักล้างสัญญาณแทรกสอดเพิ่มขึ้น เครื่องรับทั้งสองชนิดจะมีประสิทธิภาพที่เพิ่มขึ้น จึงสรุปได้ว่า ชนิดของรหัสแผ่ที่ใช้มีผลต่อประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC และเครื่องรับแบบ PPIC

### 4.2.2 กรณีที่ความยาวของรหัสแผ่ไม่เท่ากัน

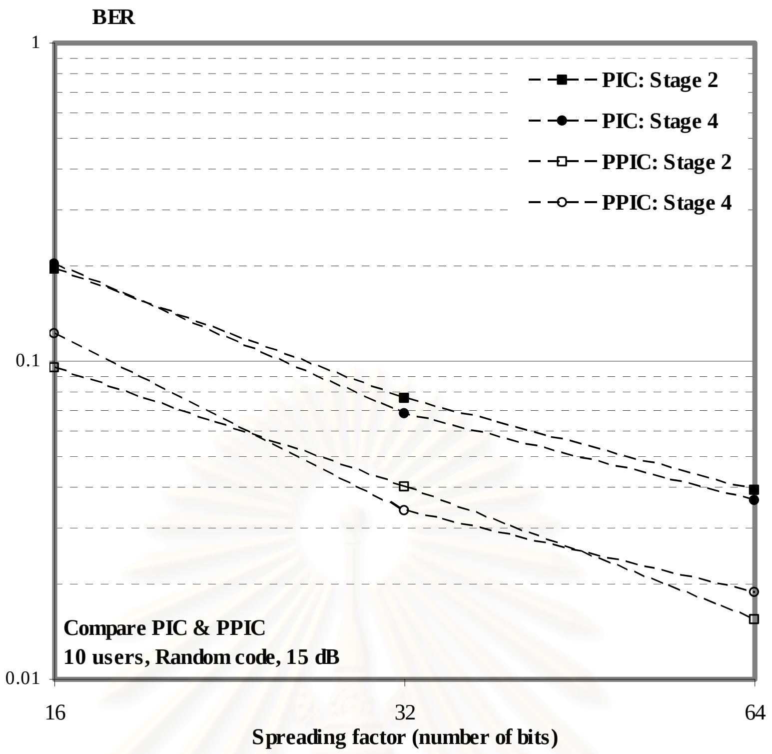
ในกรณีที่ความยาวของรหัสแผ่ไม่เท่ากัน จะกำหนดให้รหัสแผ่ที่ใช้เป็นรหัสแบบสุ่ม จำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 คน ที่ SNR เท่ากับ 15 dB โดยความยาวของรหัสแผ่ที่ใช้เท่ากับ 16 32 และ 64 บิต เพื่อพิจารณาผลของความยาวของรหัสแผ่ที่มีต่อประสิทธิภาพของเครื่องรับทั้งสองชนิด




รูปที่ 4.9 ค่า BER ของเครื่องรับแบบ PIC ที่ขั้นต่าง ๆ
เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 16 32 และ 64 บิต




รูปที่ 4.10 ค่า BER ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่ขั้นต่าง ๆ
เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 16 32 และ 64 บิต

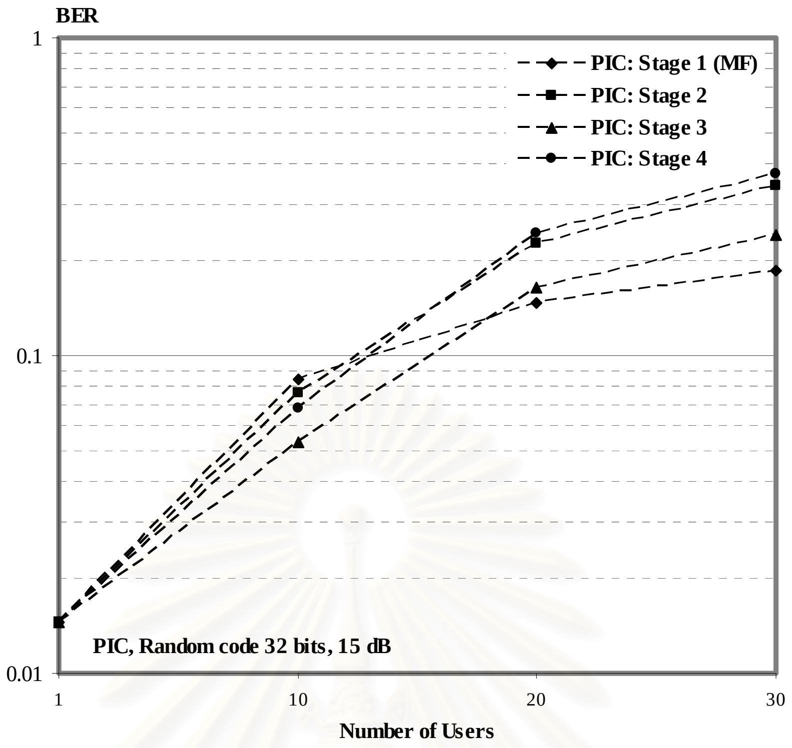



รูปที่ 4.11 เปรียบเทียบค่า BER ของเครื่องรับแบบ PIC และเครื่องรับแบบ PPIC ที่ขั้นที่ 2 และ 4 เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 16 32 และ 64 บิต

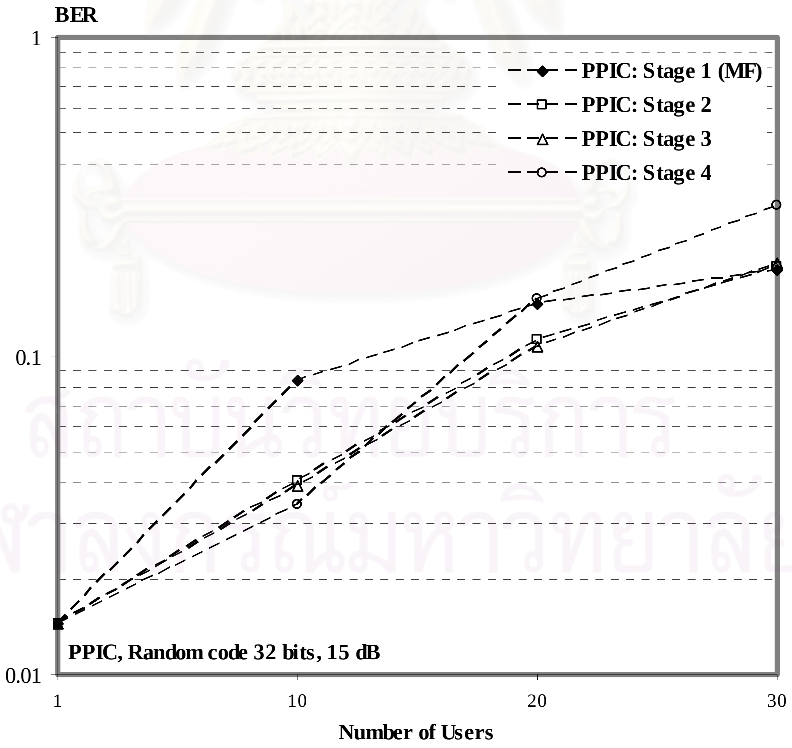
จากผลการจำลองระบบดังแสดงในรูปที่ 4.9 – รูปที่ 4.11 แสดงว่า เมื่อความยาวของรหัสแผ่เพิ่มขึ้นประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC และเครื่องรับแบบ PPIC จะเพิ่มขึ้น เนื่องจากเมื่อความยาวของรหัสแผ่หรือค่า spreading factor เพิ่มขึ้นทำให้รหัสแผ่มีความตั้งฉากซึ่งกันและกันมากขึ้น แสดงในรูปที่ 4.9 และ 4.10 และเมื่อเปรียบเทียบกับประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ในขั้นที่ 2 และ 4 ดังรูปที่ 4.11 พบว่าเครื่องรับแบบ PPIC จะให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าเครื่องรับแบบ PIC ที่ขั้นเดียวกัน เนื่องจากมีตัวประกอบปรับน้ำหนักที่ใช้ในการปรับระดับสัญญาณแทรกสอด

### 4.2.3 กรณีที่จำนวนผู้ใช้ในระบบไม่เท่ากัน

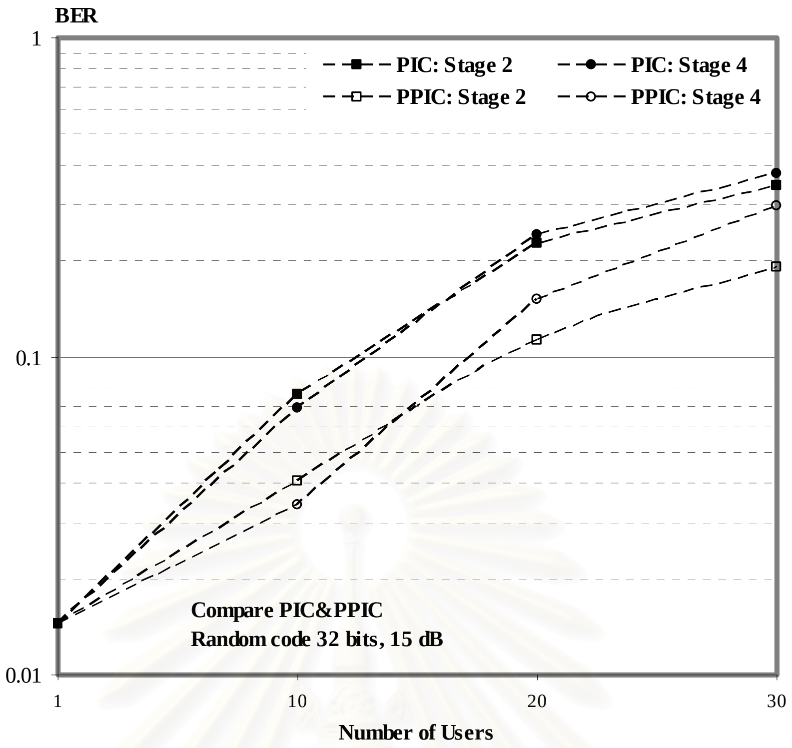
ในกรณีที่จำนวนผู้ใช้ภายในระบบไม่เท่ากัน จะกำหนดให้ใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม ที่มีความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 32 บิต ที่ SNR เท่ากับ 15 dB โดยจำนวนของผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 1 10 20 และ 30 คน




รูปที่ 4.12 ค่า BER ของเครื่องรับแบบ PIC ที่ขั้นต่าง ๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เท่ากับ 1 10 20 และ 30 คน



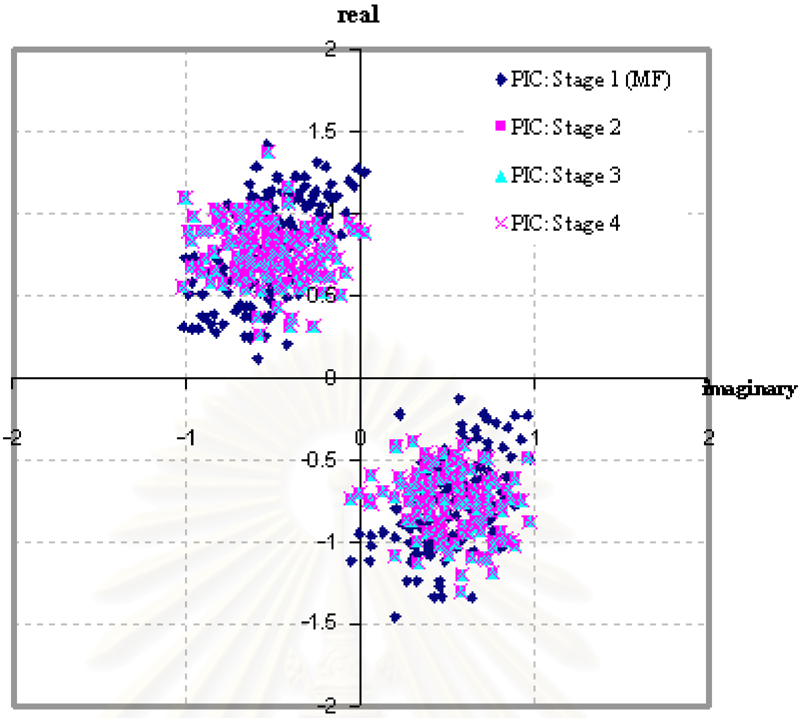

รูปที่ 4.13 ค่า BER ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่ขั้นต่าง ๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้เท่ากับ 1 10 20 และ 30 คน




รูปที่ 4.14 เปรียบเทียบค่า BER ของเครื่องรับแบบ PIC และเครื่องรับแบบ PPIC ที่ขั้นที่ 2 และ 4 เมื่อจำนวนผู้ใช้เท่ากับ 1 10 20 และ 30 คน

เมื่อจำนวนของผู้ใช้เพิ่มขึ้น ประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC และเครื่องรับแบบ PPIC จะลดลง ดังแสดงในรูปที่ 4.12 และ 4.13 และเมื่อมีจำนวนของผู้ใช้เป็นจำนวนมาก การเพิ่มจำนวนขั้นของการหักล้างสัญญาณแทรกสอดไม่สามารถเพิ่มประสิทธิภาพของเครื่องรับทั้งสองชนิดได้ เนื่องจากผลของการตัดสินใจบิตที่ผิดพลาดในขั้นก่อนหน้า ทำให้ในบางกรณีประสิทธิภาพของเครื่องรับทั้งสองชนิดจะลดลงเมื่อจำนวนขั้นเพิ่มขึ้น และเมื่อเปรียบเทียบกับประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ในขั้นที่ 2 และ 4 ดังรูปที่ 4.14 พบว่าเครื่องรับแบบ PPIC จะให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าเครื่องรับแบบ PIC ที่ขั้นเดียวกัน เนื่องจากตัวประกอบปรับน้ำหนักที่ใช้ในการปรับระดับสัญญาณแทรกสอด

จากผลการจำลองระบบ พบว่าเครื่องรับแบบ PIC และเครื่องรับแบบ PPIC มีประสิทธิภาพที่ไม่ดีนัก เมื่อมีความถี่ออฟเซต ทั้งนี้เนื่องจากถึงแม้ว่าเครื่องรับทั้งสองชนิดจะสามารถหักล้างสัญญาณการแทรกสอดอันเนื่องมาจากการรบกวนกันระหว่างผู้ใช้ได้บางส่วน แต่สัญญาณที่ผ่านการหักล้างสัญญาณแทรกสอดแล้วนั้น ก็ยังคงได้รับผลของความถี่ออฟเซตอยู่ ดังแสดงในรูปที่ 4.15 จึงทำให้ประสิทธิภาพของเครื่องรับทั้งสองชนิดไม่ดีนัก รวมถึงทำให้ในบางกรณีเมื่อจำนวนขั้นของการหักล้างสัญญาณแทรกสอดเพิ่มขึ้น กลับทำให้ค่า BER เพิ่มขึ้นตามไปด้วย ทั้งนี้เนื่องจากผลของการตัดสินใจบิตที่ผิดพลาดในขั้นก่อนหน้า ทำให้การประมาณสัญญาณแทรกสอดเพื่อนำไปหักล้างจากสัญญาณรวมที่รับได้ผิดพลาดไป




รูปที่ 4.15 แสดงสัญญาณของผู้ใช้คนหนึ่งในขั้นต่าง ๆ

**4.3 การหาค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมสำหรับเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซต**

ในหัวข้อนี้จะเป็นการหาค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมสำหรับเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซต เพื่อนำมาใช้ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้ในเครื่องรับแบบ PIC และเครื่องรับแบบ PPIC ในช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาว

ในการพิจารณาค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมสำหรับเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตทั้งสองในหัวข้อนี้ จะพิจารณาว่า เมื่อให้ชนิดของรหัสแผ่ และความยาวของรหัสแผ่แตกต่างกันแล้ว ค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมสำหรับเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตทั้งสองจะแตกต่างกันอย่างไร โดยจะพิจารณานำค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมจะพิจารณาจากค่า BER เวลาที่ใช้ในการลู่เข้าสู่สถานะอิ่มตัวและความพริ้ว (ripple) เมื่ออยู่ในสถานะอิ่มตัวเพื่อใช้ในเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตทั้งสอง

สำหรับการทดลองนี้ จะกำหนดให้จำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 1 คน เนื่องจากสัญญาณที่นำมาประมาณค่าความถี่ออฟเซตโดยเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตทั้งสองแบบนั้น เป็นสัญญาณของผู้ใช้เพียงคนเดียว เนื่องจากได้ถูกหักล้างสัญญาณการแทรกสอดอันเนื่องมาจากการรบกวนกันระหว่างผู้ใช้ไปแล้ว โดยกำหนดให้ค่า SNR เท่ากับ 10 dB เมื่อใช้บิตข้อมูล 20,000 บิต

และกำหนดให้ค่าความถี่ออฟเซตมีค่าเท่ากับ $0.45/T$ $0.25/T$ $0.05/T$ $-0.15/T$ และ $-0.35/T$ เมื่อ $T$ คือคาบของบิตข้อมูล สำหรับค่าความถี่ออฟเซตแต่ละค่านั้นจะทำการทดลองอย่างอิสระจำนวน 30 ครั้ง แล้วนำค่า BER ที่ได้จากค่าความถี่ออฟเซตแต่ละค่ามาเฉลี่ยกัน

### 4.3.1 กรณีที่ใช้รหัสแผ่ต่างชนิดกัน

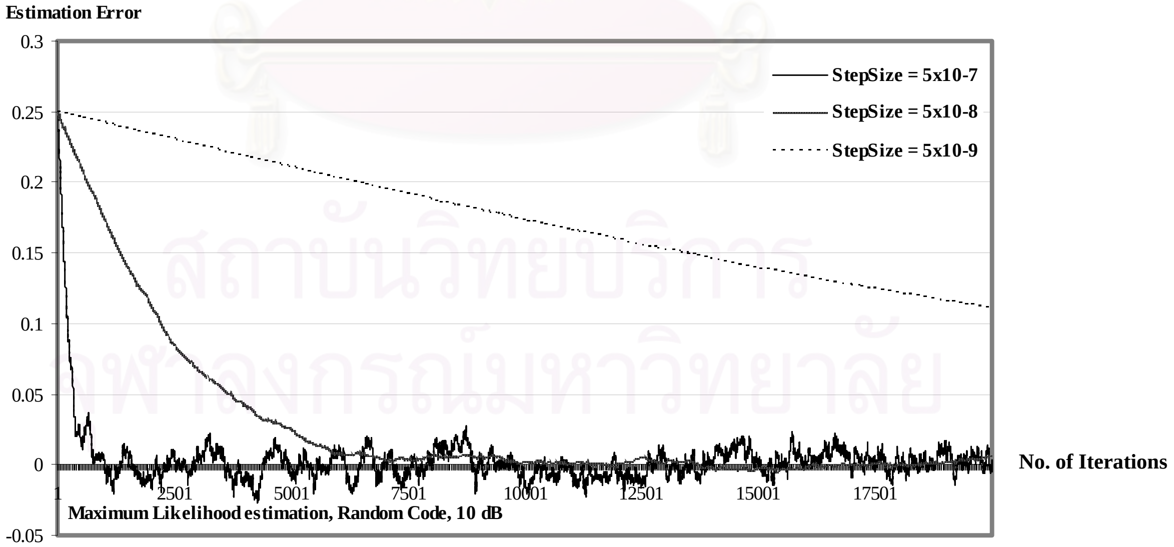
สำหรับรหัสแผ่ที่ใช้ในหัวข้อนี้ กำหนดให้ใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม (Random code) และรหัสแผ่แบบ Walsh (Walsh code) ที่มีความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 32 บิต

#### 4.3.1.1 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood

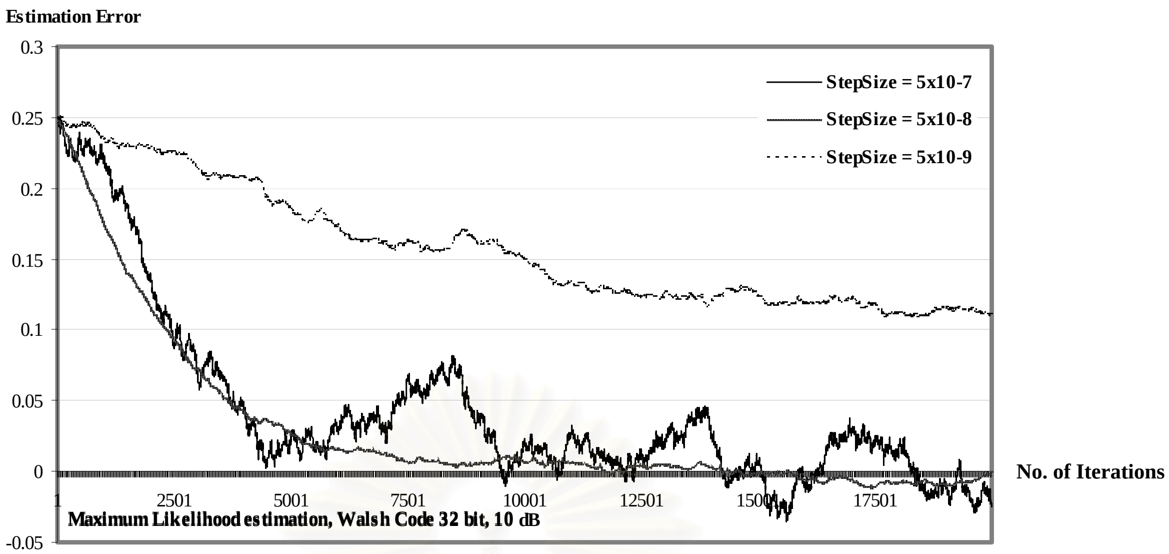
รูปที่ 4.16 และรูปที่ 4.17 แสดงค่าการประมาณค่าความถี่ออฟเซตผิดพลาดของค่าช่วงก้าวต่าง ๆ ที่ใช้ในเทคนิค Maximum Likelihood เมื่อพิจารณาที่ค่าความถี่ออฟเซตเท่ากับ $0.25/T$ โดยจะเปรียบเทียบระหว่างค่าการประมาณความถี่ออฟเซตผิดพลาด (Estimation Error) และจำนวนรอบการทำซ้ำ (Iteration) เมื่อรหัสแผ่เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม และรหัสแผ่แบบ Walsh

ตารางที่ 4.1 ค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมสำหรับเทคนิค Maximum Likelihood
เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่มและรหัสแผ่แบบ Walsh

| ชนิดรหัสแผ่ | ค่าช่วงก้าวที่เหมาะสม | ค่า BER ที่ SNR = 10 dB |
|---|---|---|
| Walsh Code | $5 \times 10^{-8}$ | 0.01035941 |
| Random Code | $5 \times 10^{-8}$ | 0.011903158 |




รูปที่ 4.16 ค่าการประมาณความถี่ออฟเซตผิดพลาดของการประมาณค่าความถี่ออฟเซต
โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ที่ค่าช่วงก้าวต่าง ๆ เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม



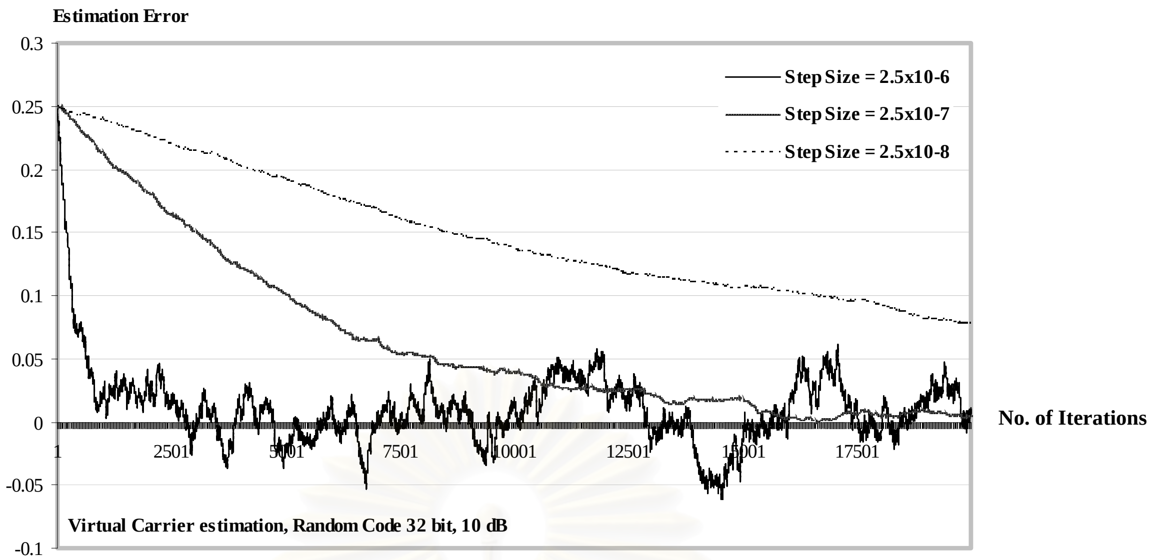

รูปที่ 4.17 ค่าการประมาณความถี่ออฟเซตผิดพลาดของเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ที่ค่าช่วงก้าวต่าง ๆ เมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh

#### 4.3.1.2 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือน (Virtual Carrier)

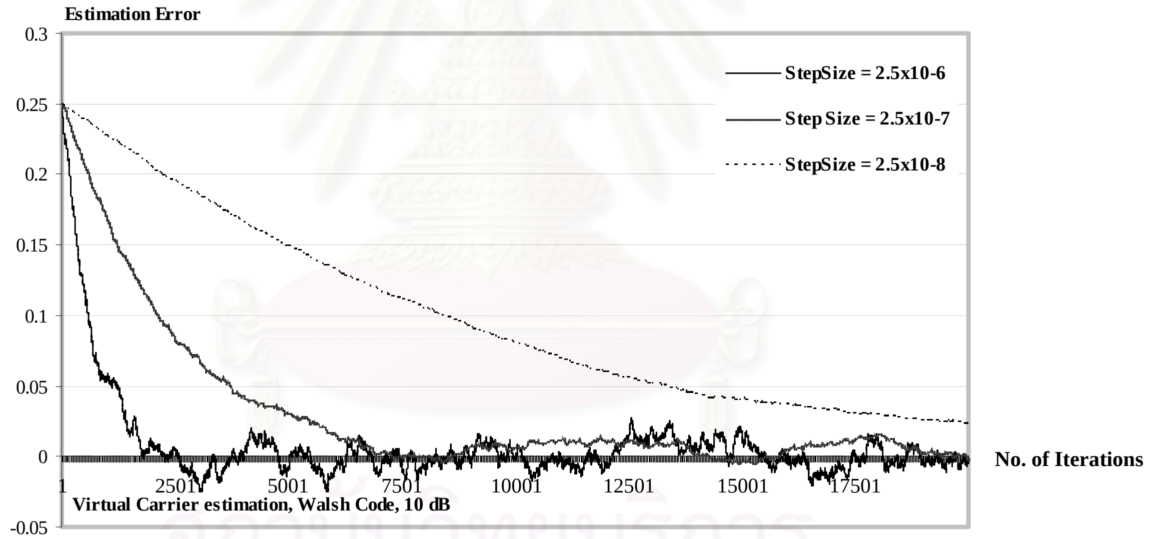
รูปที่ 4.18 และรูปที่ 4.19 แสดงค่าการประมาณค่าความถี่ออฟเซตผิดพลาดของค่าช่วงก้าวต่าง ๆ ที่ใช้ในเทคนิคคลื่นพาห์เสมือน เมื่อพิจารณาที่ความถี่ออฟเซตเท่ากับ $0.25/T$ โดยจะเปรียบเทียบระหว่างค่าการประมาณความถี่ออฟเซตผิดพลาด (Estimation Error) และจำนวนรอบการทำซ้ำ เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่มและรหัสแผ่แบบ Walsh

ตารางที่ 4.2 ค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมสำหรับเทคนิคคลื่นพาห์เสมือน เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่มและรหัสแผ่แบบ Walsh

| ชนิดของรหัสแผ่ | ค่าช่วงก้าวที่เหมาะสม | ค่า BER |
|---|---|---|
| Walsh Code | $2.5\text{x}10^{-7}$ | 0.000824614 |
| Random Code | $2.5\text{x}10^{-7}$ | 0.02433436 |




รูปที่ 4.18 ค่าการประมาณความถี่ออฟเซตผิดพลาดของเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนที่ค่าช่วงก้าวต่าง ๆ เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม




รูปที่ 4.19 ค่าการประมาณความถี่ออฟเซตผิดพลาดของเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนที่ค่าช่วงก้าวต่าง ๆ เมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh

จากค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมที่ได้จากการจำลองระบบเมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่มและรหัสแผ่แบบ Walsh พบว่าเมื่อกำหนดให้ความยาวของรหัสแผ่เท่ากันแล้ว ค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมจะมีค่าเท่ากัน ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าชนิดของรหัสแผ่ไม่มีผลต่อค่าช่วงก้าว

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

### 4.3.2 กรณีที่ความยาวของรหัสแผ่ไม่เท่ากัน

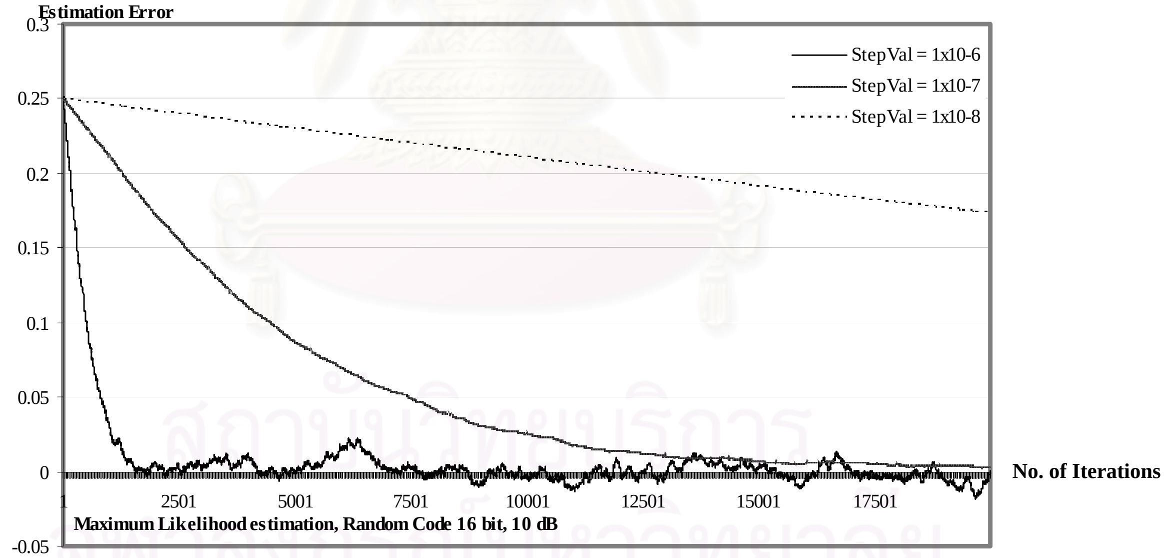
กำหนดให้ความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 16 32 และ 64 บิต เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม

#### 4.3.2.1 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood

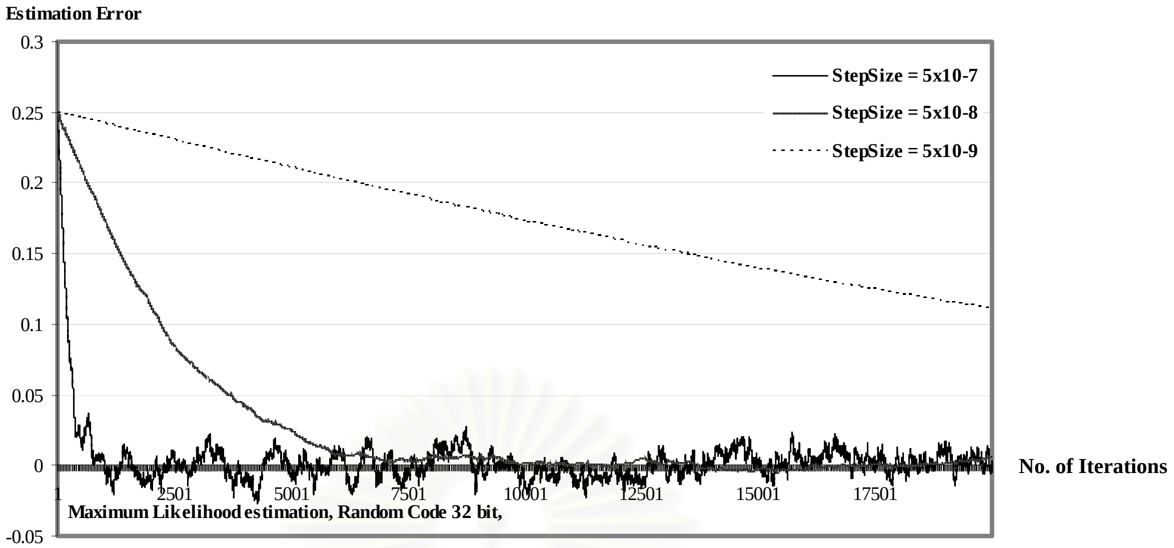
รูปที่ 4.20 รูปที่ 4.21 และรูปที่ 4.22 แสดงค่าการประมาณค่าความถี่ออฟเซตผิดพลาดของค่าช่วงก้าวต่าง ๆ ที่ใช้ในเทคนิค Maximum Likelihood เมื่อกำหนดให้ ความถี่ออฟเซตมีค่าเท่ากับ $0.25/T$ โดยจะเปรียบเทียบระหว่างค่าการประมาณความถี่ออฟเซตผิดพลาด และจำนวนรอบการทำซ้ำ (Iteration) เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 16 32 และ 64 บิต

ตารางที่ 4.3 ค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมสำหรับเทคนิค Maximum Likelihood
เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 16 32 และ 64 บิต

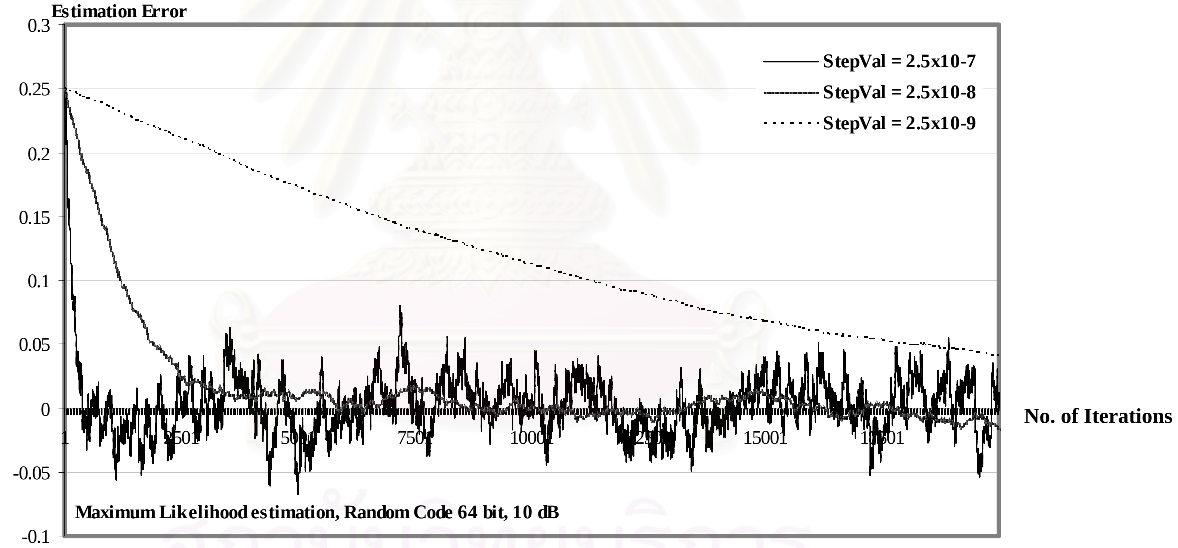
| ความยาวของรหัสแผ่ | ค่าช่วงก้าวที่เหมาะสม | ค่า BER |
|---|---|---|
| 16 บิต | $1\text{x}10^{-7}$ | 0.013116922 |
| 32 บิต | $5\text{x}10^{-8}$ | 0.011903158 |
| 64 บิต | $2.5\text{x}10^{-8}$ | 0.002710258 |




รูปที่ 4.20 ค่าการประมาณความถี่ออฟเซตผิดพลาดของเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซต
โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ที่ค่าช่วงก้าวต่าง ๆ เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 16 บิต




รูปที่ 4.21 ค่าการประมาณความถี่ออฟเซตผิดพลาดของเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ที่ค่าช่วงก้าวต่าง ๆ เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 32 บิต




รูปที่ 4.22 ค่าการประมาณความถี่ออฟเซตผิดพลาดของการประมาณค่าความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ที่ค่าช่วงก้าวต่าง ๆ เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 64 บิต

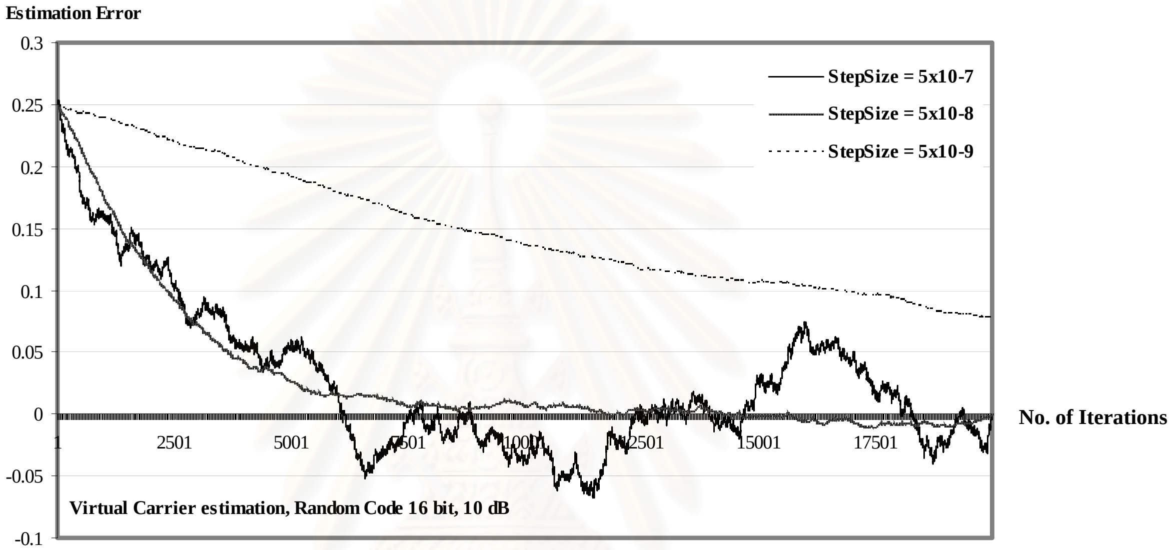
#### 4.3.2.2 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือน

รูปที่ 4.23 รูปที่ 4.24 และรูปที่ 4.25 แสดงค่าการประมาณความถี่ออฟเซตผิดพลาดที่ค่าช่วงก้าวต่าง ๆ ที่ใช้ในเทคนิคคลื่นพาห์เสมือนเมื่อกำหนดให้ค่าความถี่ออฟเซตเท่ากับ $0.25/T$ โดยจะเปรียบเทียบระหว่างค่าการประมาณความถี่ออฟเซตผิดพลาด และจำนวนรอบการทำซ้ำ เมื่อความยาวของรหัสแผ่ที่ใช้เท่ากับ 16 32 และ 64 บิต

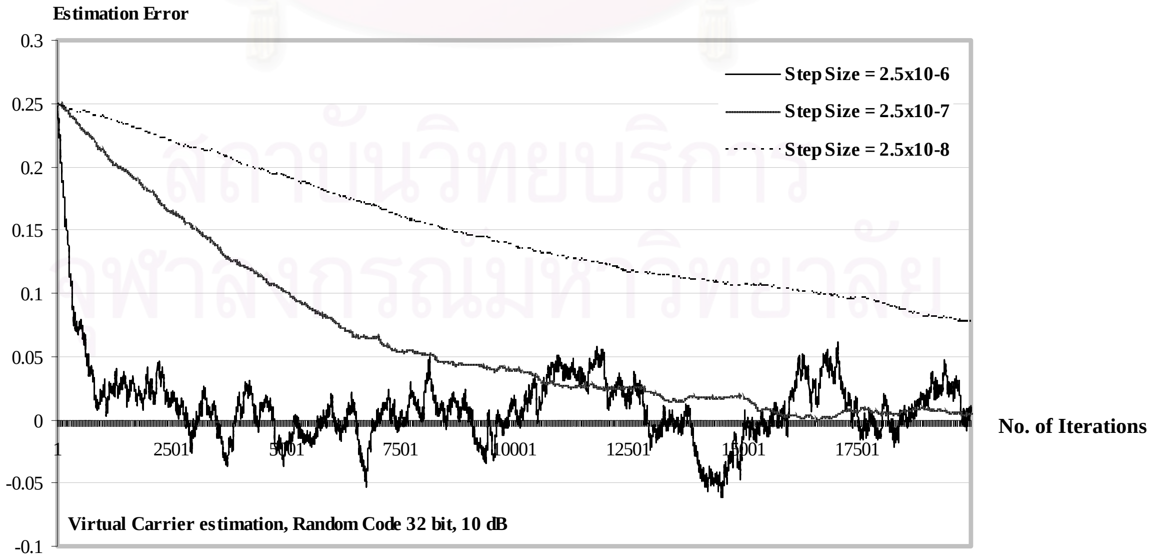
ตารางที่ 4.4 ค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมสำหรับเทคนิคคลื่นพาห์เสมือน

เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 16 32 และ 64 บิต

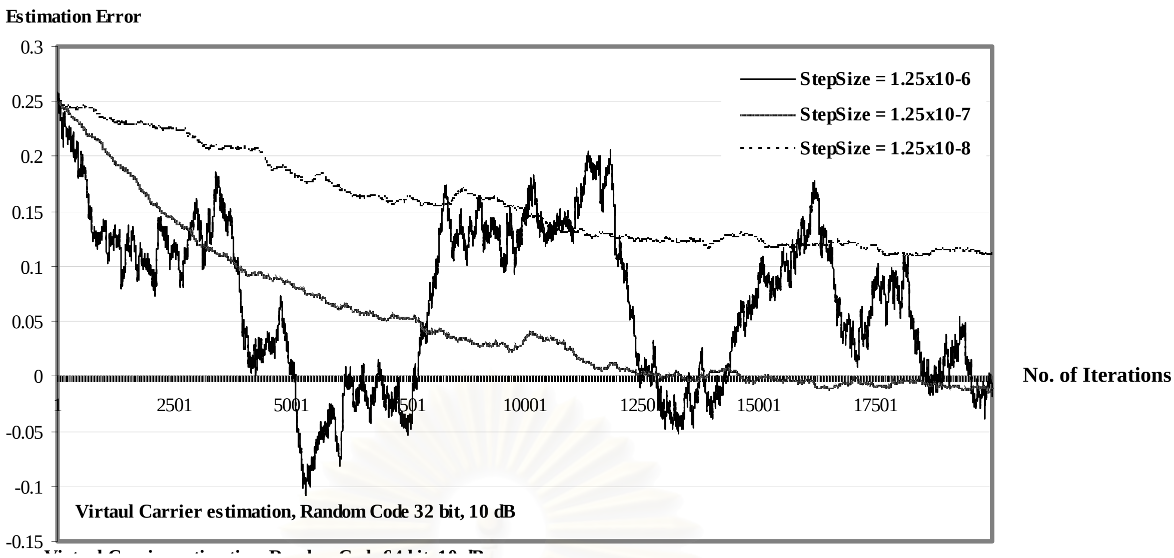
| ความยาวของรหัสแผ่ | ค่าช่วงก้าวที่เหมาะสม | ค่า BER |
|---|---|---|
| 16 บิต | $5.0 \times 10^{-7}$ | 0.00160718 |
| 32 บิต | $2.5 \times 10^{-7}$ | 0.010087 |
| 64 บิต | $1.25 \times 10^{-7}$ | 0.026745638 |




รูปที่ 4.23 ค่าการประมาณความถี่ออฟเซตผิดพลาดของเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนที่ค่าช่วงก้าวต่าง ๆ เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 16 บิต




รูปที่ 4.24 ค่าการประมาณความถี่ออฟเซตผิดพลาดของเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนที่ค่าช่วงก้าวต่าง ๆ เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 32 บิต




รูปที่ 4.25 ค่าการประมาณความถี่ออฟเซตผิดพลาดของเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนที่ค่าช่วงก้าวต่าง ๆ เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 64 บิต

จากการจำลองระบบเพื่อพิจารณาหาค่าช่วงก้าวของเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ พบว่าเมื่อเปลี่ยนชนิดของรหัสแผ่จะไม่ส่งผลให้ค่าช่วงก้าวที่เลือกเปลี่ยนไป แต่อย่างไรก็ดี เมื่อเปลี่ยนความยาวของรหัสแผ่จะทำให้ค่าช่วงก้าวที่เลือกเปลี่ยนไป โดยเป็นสัดส่วนกันกับความยาวของรหัสแผ่ที่เลือกใช้

## 4.4 การนำเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้มาใช้ในเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน

ในหัวข้อนี้จะเป็นการนำเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood และเทคนิคคลื่นพาห์เสมือนมาใช้ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตให้กับเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต ซึ่งก็คือ การนำเอาค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมสำหรับเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตทั้งสองแบบ ซึ่งหาได้จากหัวข้อที่ 4.2 มาใช้ในเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซต โดยค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคนจะถูกสุ่มให้มีค่าคงที่อยู่ในช่วง $\pm 0.5/T$ เมื่อ $T$ คือคาบของบิตข้อมูล โดยให้เครื่องรับแบบ PIC มีการทำงานทั้งสิ้น 4 ขั้น โดยขั้นแรกของเครื่องรับแบบ PIC เป็นเครื่องรับแบบแมตช์

### 4.4.1 กรณีที่ใช้รหัสแผ่ต่างชนิดกัน

ในกรณีที่รหัสแผ่ต่างชนิดกัน จะกำหนดให้จำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 คน และความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 32 บิต โดยใช้รหัสแผ่แบบสุ่มและรหัสแผ่แบบ Walsh และค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคนจะถูกสุ่มให้มีค่าคงที่อยู่ในช่วง $\pm 0.5/T$ เมื่อ $T$ คือคาบของบิตข้อมูล

**4.1.1.1 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood**

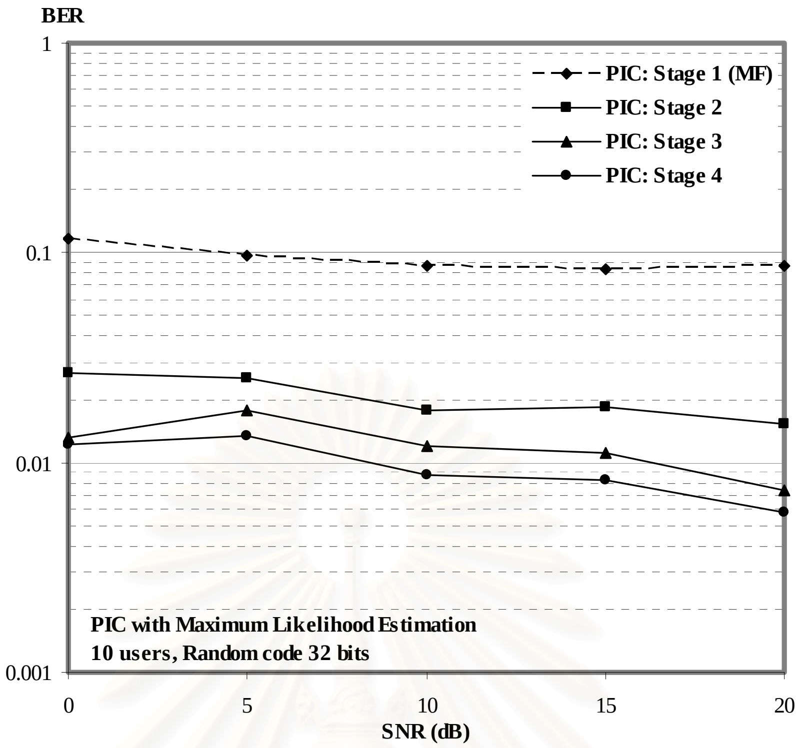
รูปที่ 4.26 แสดงประสิทธิภาพที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคนเมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม พบว่าเมื่อจำนวนขั้นของการหักล้างสัญญาณแทรกสอดเพิ่มขึ้น ประสิทธิภาพของเครื่องรับก็จะเพิ่มขึ้นด้วย

เมื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคน กับเครื่องรับชนิดเดียวกันที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซตที่ขั้นที่ 2 และ 4 ดังแสดงในรูปที่ 4.27 พบว่าเมื่อมีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแล้ว จะทำให้ประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นอย่างมาก เนื่องจากการสร้างสัญญาณใหม่ (Regenerate) จะมีความถูกต้องเพิ่มขึ้น เนื่องจากมีการนำเอาความถี่ออฟเซตที่ประมาณได้ไปใช้ในการสร้างสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคน และนำไปใช้ในการดีมอดูเลตสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคน ซึ่งถ้าไม่มีการประมาณความถี่ออฟเซตแล้วจะทำให้สัญญาณที่สร้างใหม่ของผู้ใช้แต่ละคนมีค่าความถี่ออฟเซตเป็นศูนย์ เมื่อนำมาใช้ในการหักล้างจากสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับเพื่อใช้ในการประมาณสัญญาณของผู้ใช้คนอื่น ๆ จะทำให้สัญญาณที่ประมาณได้ของผู้ใช้คนอื่น ๆ ถูกลดทอนลงไปมากกว่าความเป็นจริง ทำให้การตัดสินใจบิตผิดพลาด ดังที่เกิดขึ้นกับเครื่องรับแบบ PIC ที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซต

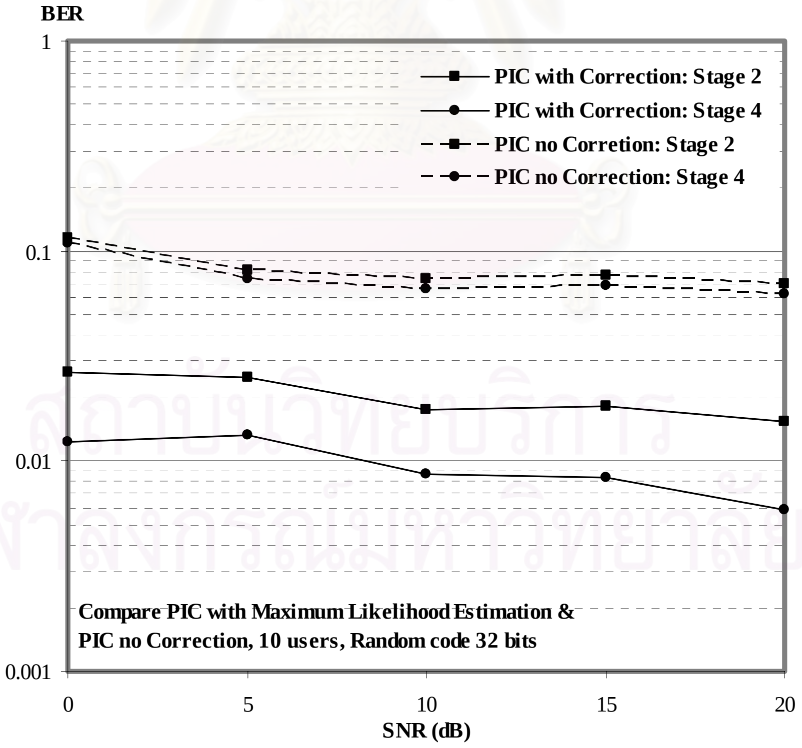
รูปที่ 4.28 แสดงประสิทธิภาพที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคนเมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh พบว่าเมื่อจำนวนขั้นของการหักล้างสัญญาณแทรกสอดเพิ่มขึ้น ประสิทธิภาพของเครื่องรับก็จะเพิ่มขึ้นด้วย

เมื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องรับชนิดนี้ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้กับเครื่องรับชนิดเดียวกันที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซตที่ขั้นต่าง ๆ ดังแสดงในรูปที่ 4.29 พบว่าเมื่อมีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแล้ว จะทำให้ประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นอย่างมาก

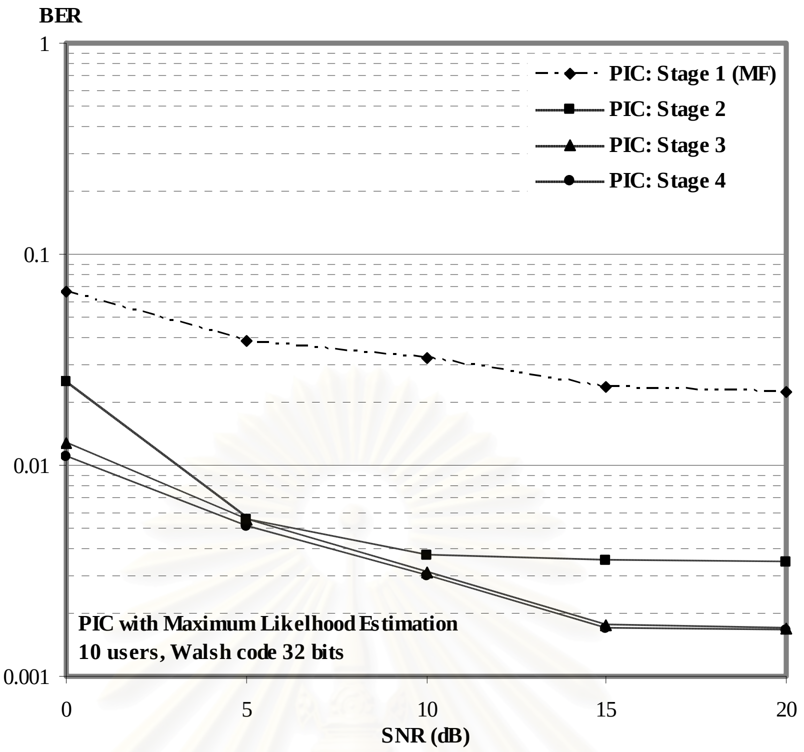
และเมื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคน เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่มและรหัสแผ่แบบ Walsh พบว่าเมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh จะให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่ารหัสแบบสุ่ม เนื่องจากผลของความตั้งฉากซึ่งกันและกันระหว่างรหัสแผ่แบบ Walsh ที่มีมากกว่ารหัสแผ่แบบสุ่ม ทำให้สามารถลดผลของ MAI ลงไปได้ ดังรูปที่ 4.30



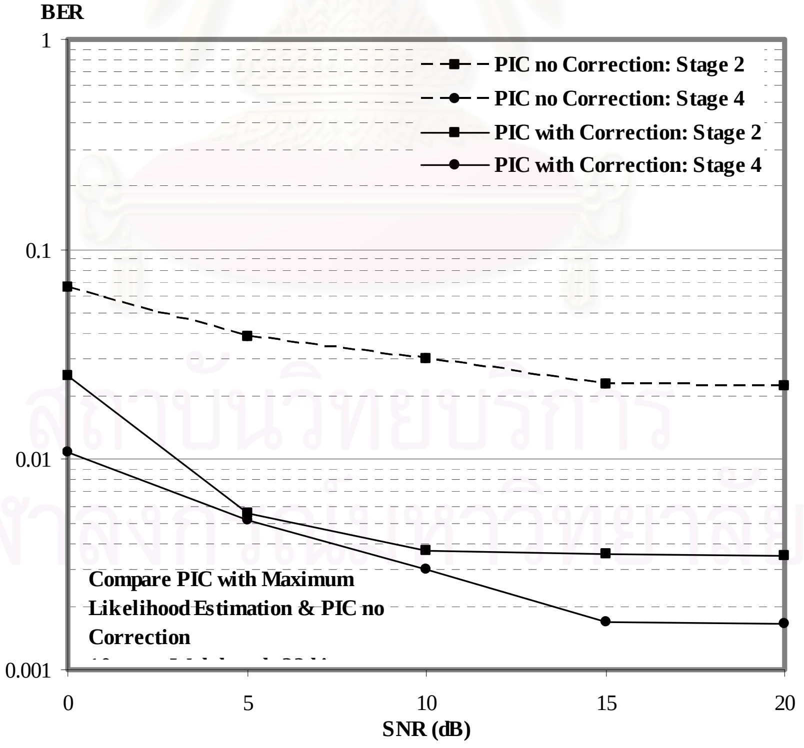

รูปที่ 4.26 ค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม



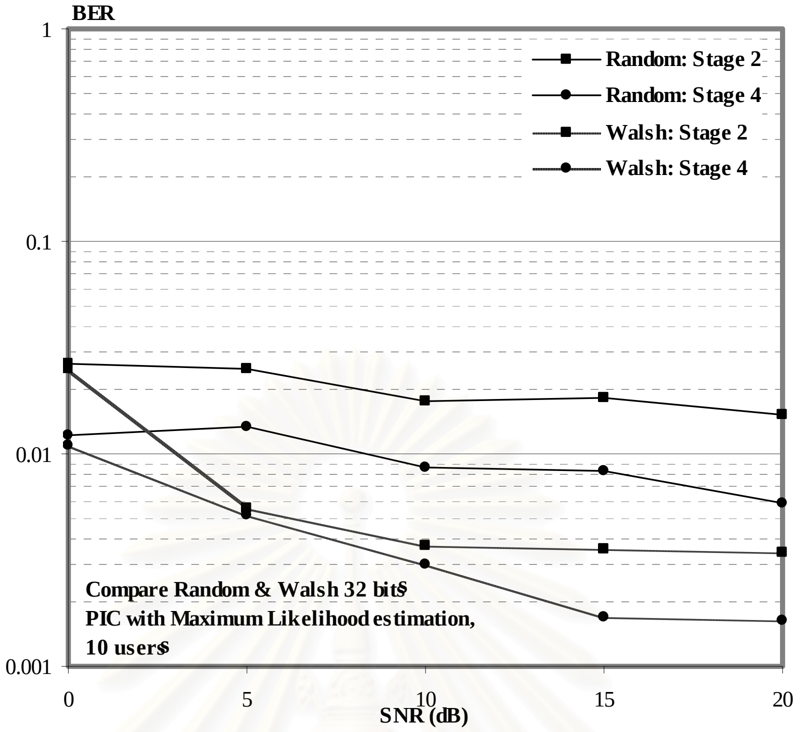

รูปที่ 4.27 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต กับเครื่องรับแบบ PIC ที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซต เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม




รูปที่ 4.28 ค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต เมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh




รูปที่ 4.29 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต กับเครื่องรับแบบ PIC ที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซต เมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh

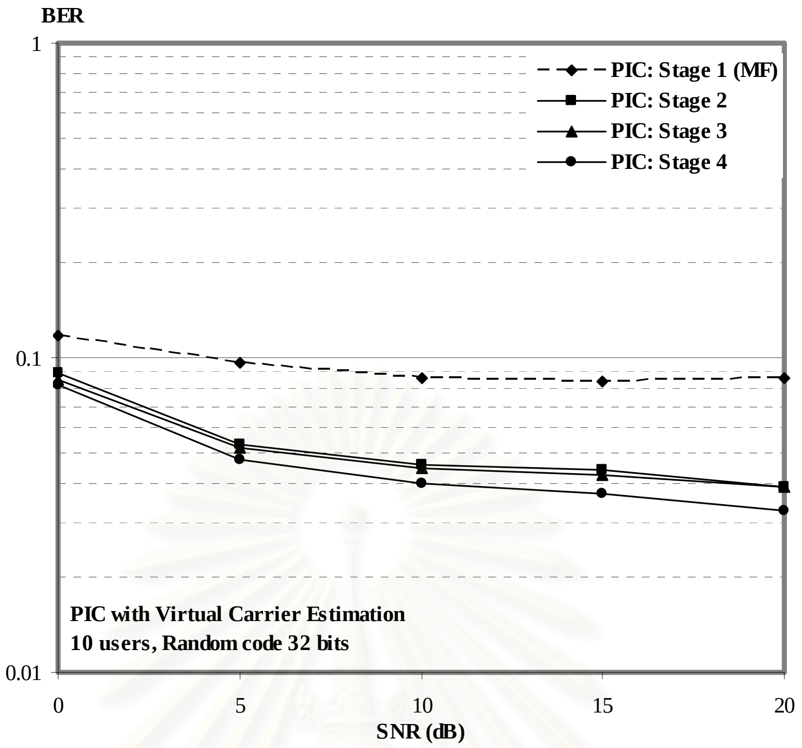



รูปที่ 4.30 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่มและรหัสแผ่แบบ Walsh

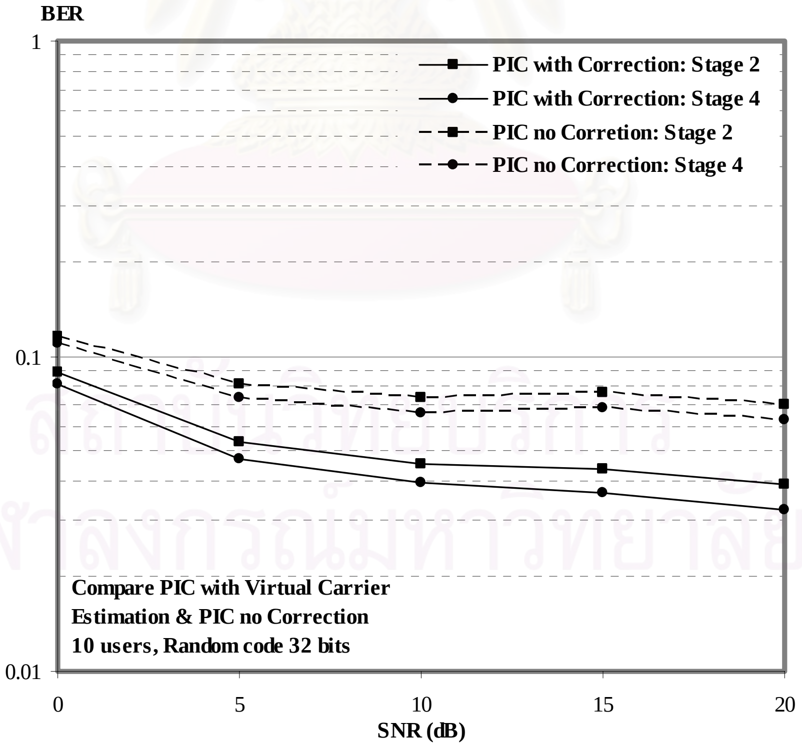
**4.4.1.2 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือน**

รูปที่ 4.31 แสดงประสิทธิภาพที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคนเมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม พบว่าเมื่อจำนวนขั้นของการหักล้างสัญญาณแทรกสอดเพิ่มขึ้นประสิทธิภาพของเครื่องรับก็จะเพิ่มขึ้นด้วย และเมื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องรับชนิดนี้ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต กับเครื่องรับชนิดเดียวกันที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซตที่ขั้นต่าง ๆ ดังแสดงในรูปที่ 4.32 พบว่าเมื่อมีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแล้ว จะทำให้ประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นอย่างมาก

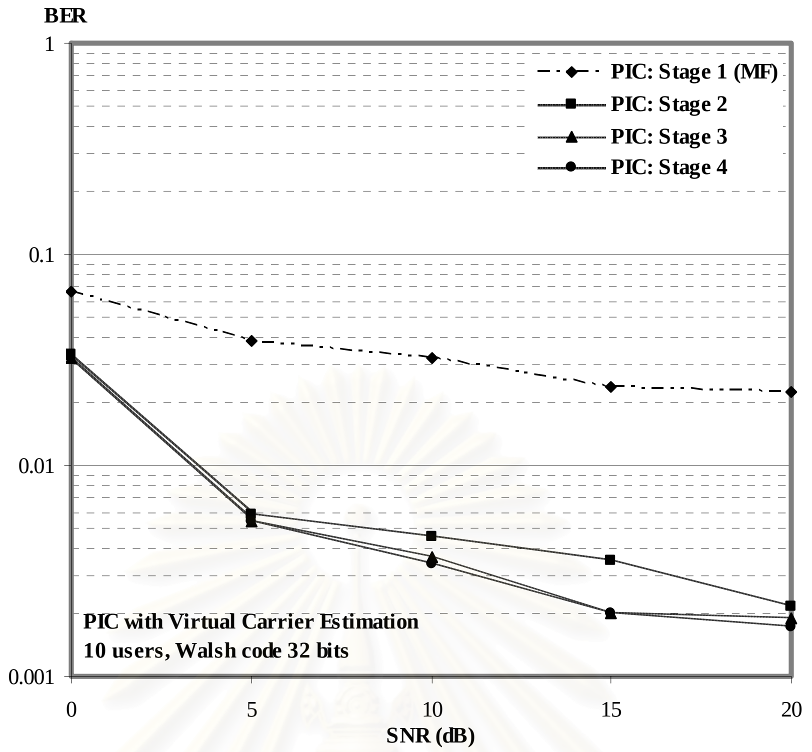
รูปที่ 4.33 แสดงประสิทธิภาพที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคนเมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh พบว่าเมื่อจำนวนขั้นของการหักล้างสัญญาณแทรกสอดเพิ่มขึ้นประสิทธิภาพของเครื่องรับก็จะเพิ่มขึ้นด้วย



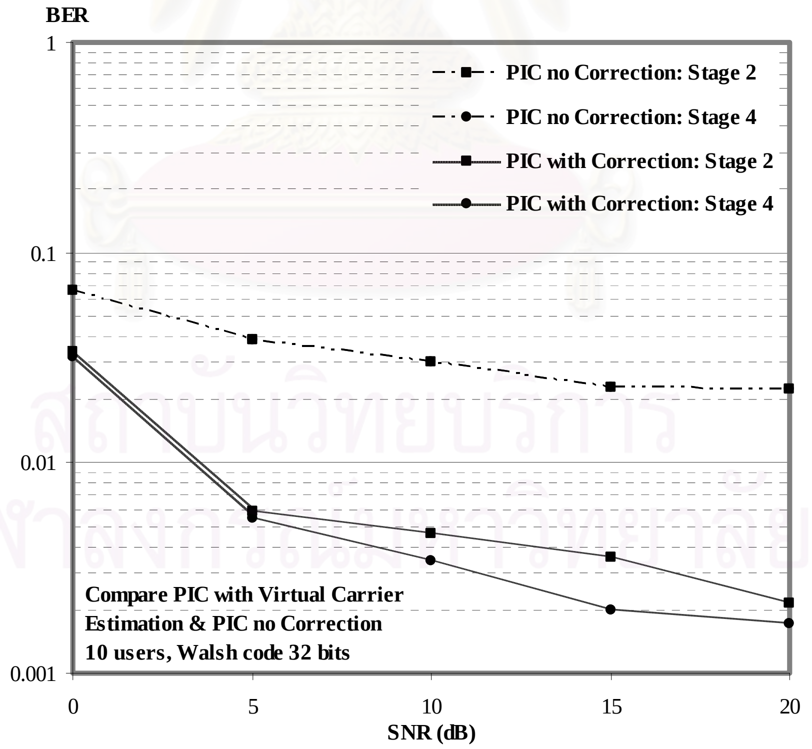

รูปที่ 4.31 ค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับชนิดแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม




รูปที่ 4.32 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PICที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตกับเครื่องรับแบบ PICที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซต เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม



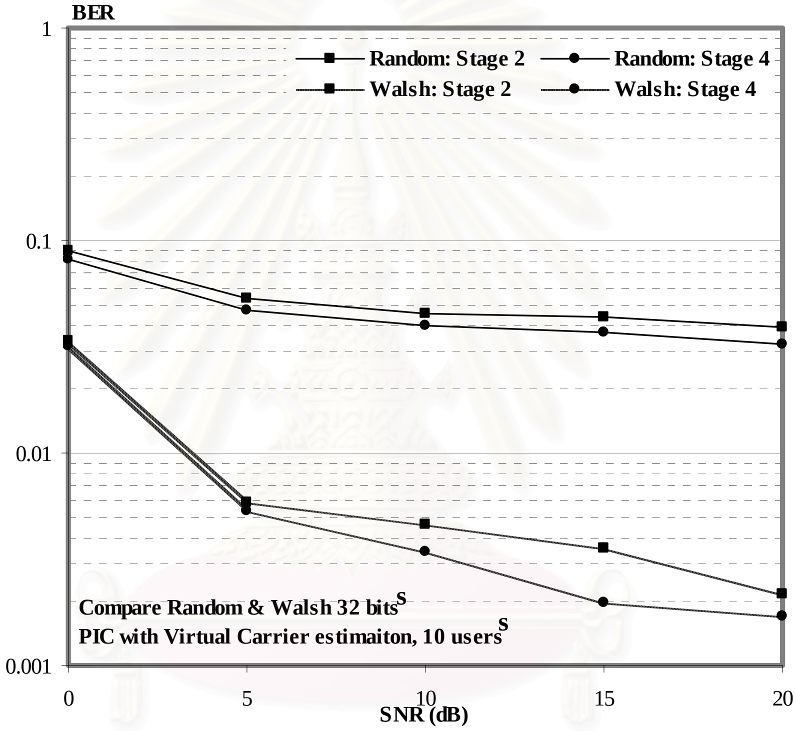

รูปที่ 4.33 ค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต เมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh




รูปที่ 4.34 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต กับเครื่องรับแบบ PIC ที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซต เมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh

เมื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องรับชนิดนี้ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต กับเครื่องรับชนิดเดียวกันที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซตที่ขั้นที่ 2 และ 4 ดังแสดงในรูปที่ 4.34 พบว่าเมื่อมีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแล้ว จะทำให้ประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ในระบบ MC-CDMA เพิ่มขึ้น

และเมื่อทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคน เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่มกับรหัสแผ่แบบ Walsh พบว่าเมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh จะให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่ารหัสแบบสุ่ม ดังรูปที่ 4.35




รูปที่ 4.35 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่มและรหัสแผ่แบบ Walsh

จากผลของการจำลองระบบเพื่อทดสอบประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood และเทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณความถี่ออฟเซต เพื่อพิจารณาผลของชนิดของรหัสแผ่ที่มีผลต่อประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตนั้น พบว่าเมื่อมีการแก้ไขความถี่ออฟเซต จะส่งผลให้ประสิทธิภาพของเครื่องรับเพิ่มขึ้น เนื่องจากมีการนำค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคนที่ประมาณได้ด้วยเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตทั้งสองแบบไปใช้ในกระบวนการสร้าง

สัญญาณใหม่ และการดีมอดูเลต ซึ่งทำให้การหักล้างสัญญาณแทรกสอด (Interference Cancellation) มีความถูกต้องเพิ่มมากขึ้น รวมถึงเมื่อนำค่าความถี่ออฟเซตที่ประมาณได้ไปใช้ในการดีมอดูเลตสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนในเครื่องรับแบบแมตช์ ซึ่งเป็นการลดผลของ ICI ทำให้การตัดสินใจบิตถูกต้องมากยิ่งขึ้น และความแตกต่างของรหัสแผ่ที่ใช้จะส่งผลต่อประสิทธิภาพของเครื่องรับด้วยเช่นเดียวกัน โดยรหัสแผ่แบบ Walsh จะให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าเมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม เนื่องจากความตั้งฉากซึ่งกันและกันของรหัสแผ่แบบ Walsh จะช่วยลดผลของ MAI จากผู้ใช้คนอื่น ๆ ได้ดี

**4.4.2 กรณีที่ความยาวของรหัสแผ่ไม่เท่ากัน**

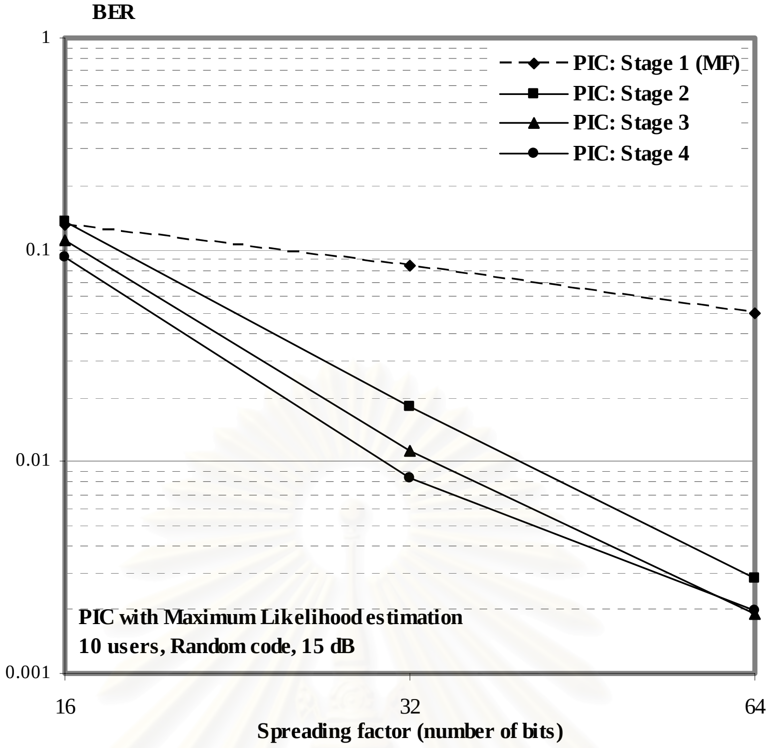
ในกรณีที่ความยาวของรหัสแผ่ไม่เท่ากัน จะกำหนดให้ใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม จำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 คน ที่ SNR เท่ากับ 15 dB โดยความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 16 32 และ 64 บิต

**4.4.2.1 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood**

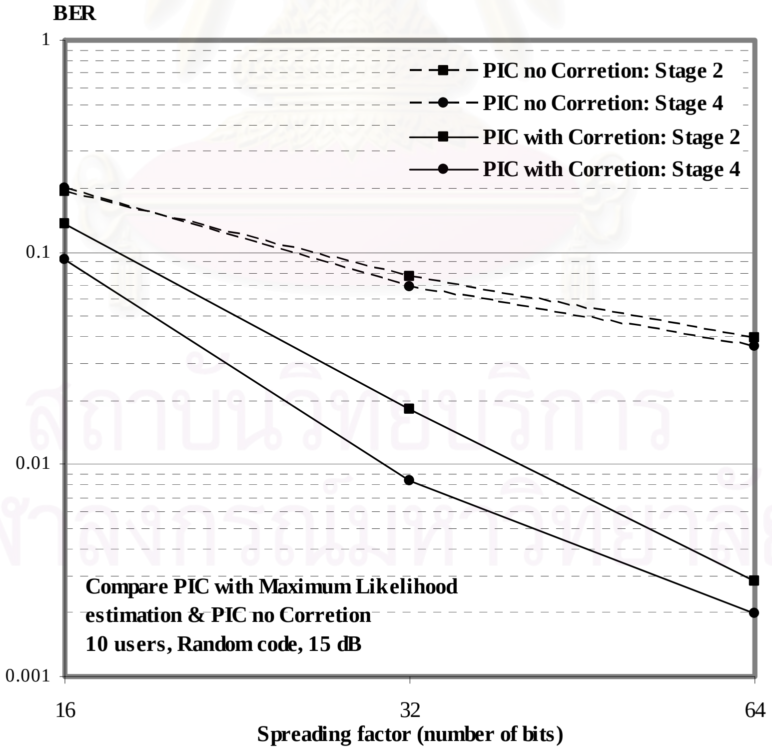
จากรูปที่ 4.36 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคน เมื่อความยาวของรหัสแผ่ หรือค่า spreading factor เท่ากับ 16 32 และ 64 บิตพบว่า เมื่อความยาวของรหัสแผ่เพิ่มขึ้น ประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้จะเพิ่มขึ้น และการเพิ่มขึ้นของขั้นในการหักล้างสัญญาณแทรกสอดจะทำให้ประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตเพิ่มขึ้นด้วย และเมื่อเปรียบเทียบกับประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ที่ไม่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต ที่ขั้นที่ 2 และ 4 ดังแสดงในรูปที่ 4.37 พบว่าเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตจะให้ประสิทธิภาพที่เพิ่มขึ้น

**4.4.2.2 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือน**

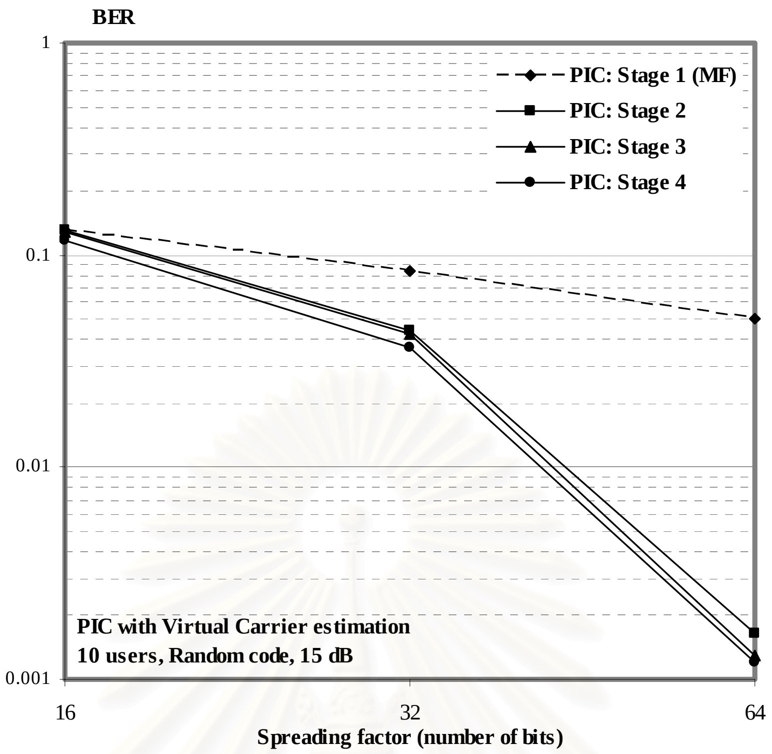
จากรูปที่ 4.38 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคน เมื่อความยาวของรหัสแผ่ หรือค่า spreading factor เท่ากับ 16 32 และ 64 บิต พบว่าเมื่อความยาวของรหัสแผ่เพิ่มขึ้น ประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้จะเพิ่มขึ้น และการเพิ่มขึ้นของขั้นในการหักล้างสัญญาณแทรกสอดจะทำให้ประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตเพิ่มขึ้นเล็กน้อย และเมื่อเปรียบเทียบกับประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ที่ไม่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต ดังแสดงในรูปที่ 4.39 พบว่าเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตจะให้ประสิทธิภาพที่เพิ่มขึ้น



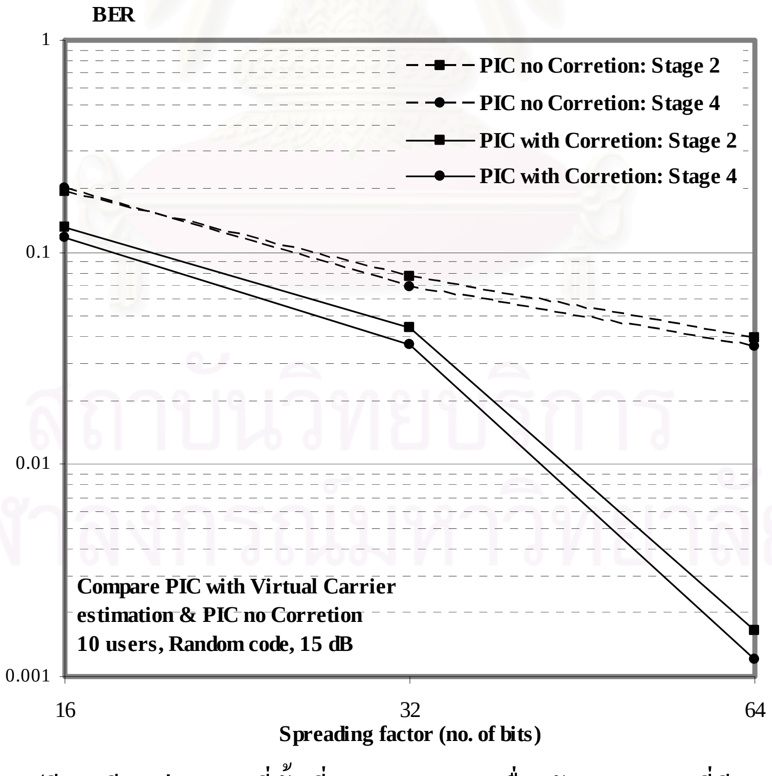

รูปที่ 4.36 ค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตโดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตเมื่อความยาวรหัสแผ่เท่ากับ 16 32 และ 64




รูปที่ 4.37 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตกับเครื่องรับแบบ PIC ที่ไม่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 16 32 และ 64




รูปที่ 4.38 ค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตโดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตเมื่อความยาวของรหัสแผ่เป็น16 32 และ 64




รูปที่ 4.39 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตกับเครื่องรับแบบ PIC ที่ไม่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 16 32 และ 64

จากผลการจำลองระบบเพื่อพิจารณาประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิคการประมาณค่า Maximum Likelihood และเทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคน เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 16 32 และ 64 บิต พบว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากัน ประสิทธิภาพของเครื่องรับจะเพิ่มขึ้นเมื่อความยาวของรหัสแผ่เพิ่มขึ้น เนื่องจากความตั้งฉากระหว่างกันของรหัสแผ่ภายในระบบเพิ่มขึ้นส่งผลให้ผลจาก MAI ลดลง โดยเมื่อเปรียบเทียบกับประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซต พบว่าเมื่อมีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแล้ว ประสิทธิภาพของเครื่องรับจะเพิ่มขึ้น เนื่องจากผลของ ICI ที่ลดลง

### 4.4.3 กรณีที่จำนวนผู้ใช้ภายในระบบไม่เท่ากัน

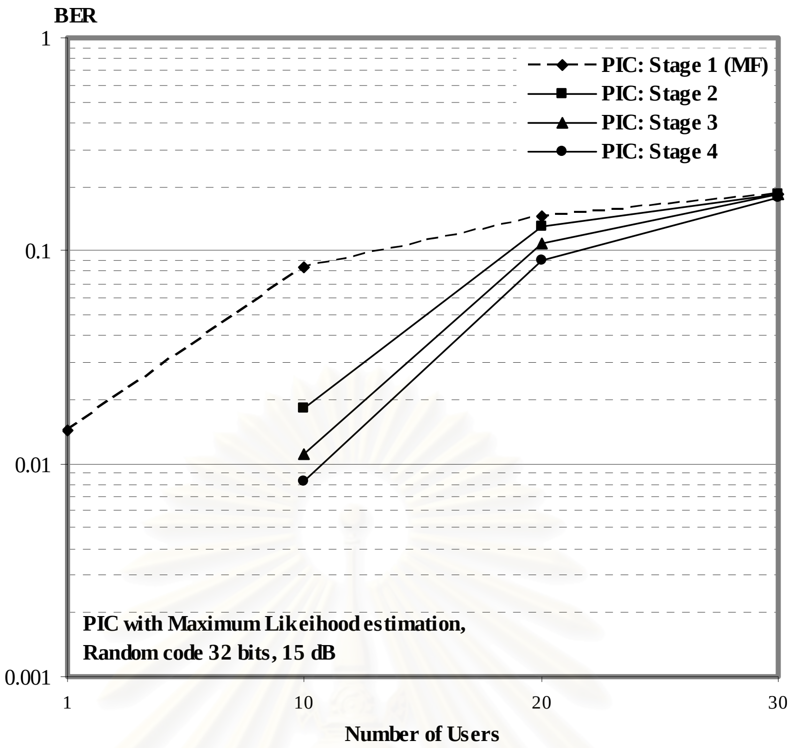
ในกรณีที่จำนวนผู้ใช้ภายในระบบไม่เท่ากัน จะกำหนดให้ใช้รหัสแผ่แบบสุ่มที่มีความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 32 บิต ที่ SNR เท่ากับ 15 dB โดยจำนวนของผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 1 10 20 และ 30 คน

#### 4.4.3.1 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood

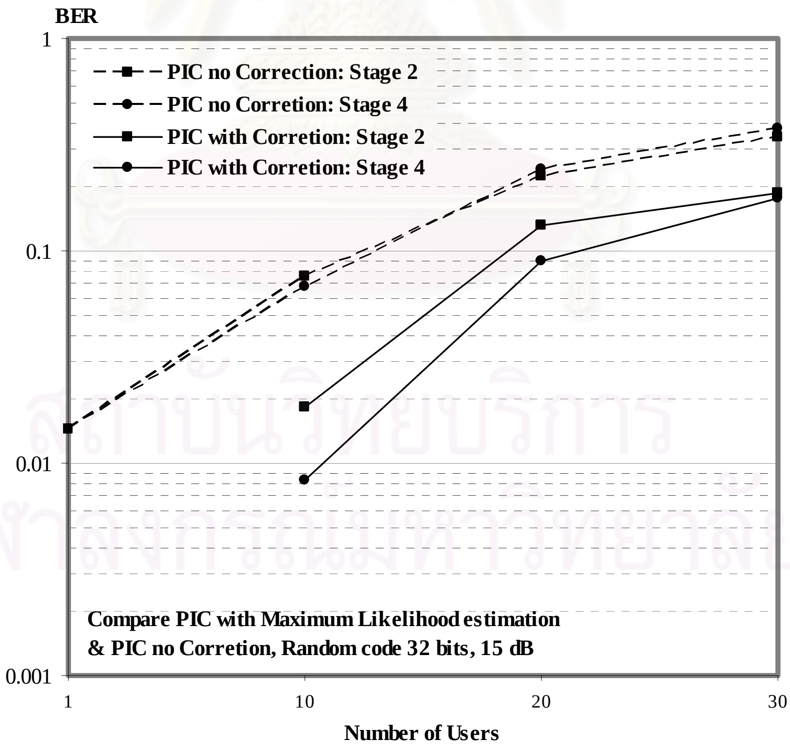
รูปที่ 4.40 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคน พบว่าเมื่อจำนวนขั้นของการหักล้างสัญญาณแทรกสอดเพิ่มขึ้น ประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตจะเพิ่มขึ้นตามไปด้วย แต่อย่างไรก็ดี เมื่อจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้น ประสิทธิภาพของเครื่องรับชนิดนี้จะลดลงเนื่องจากระดับของ MAI ที่เพิ่มขึ้น และเมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบ PIC ที่ไม่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต พบว่าประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตจะเพิ่มขึ้น ดังรูปที่ 4.41

#### 4.4.3.2 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือน

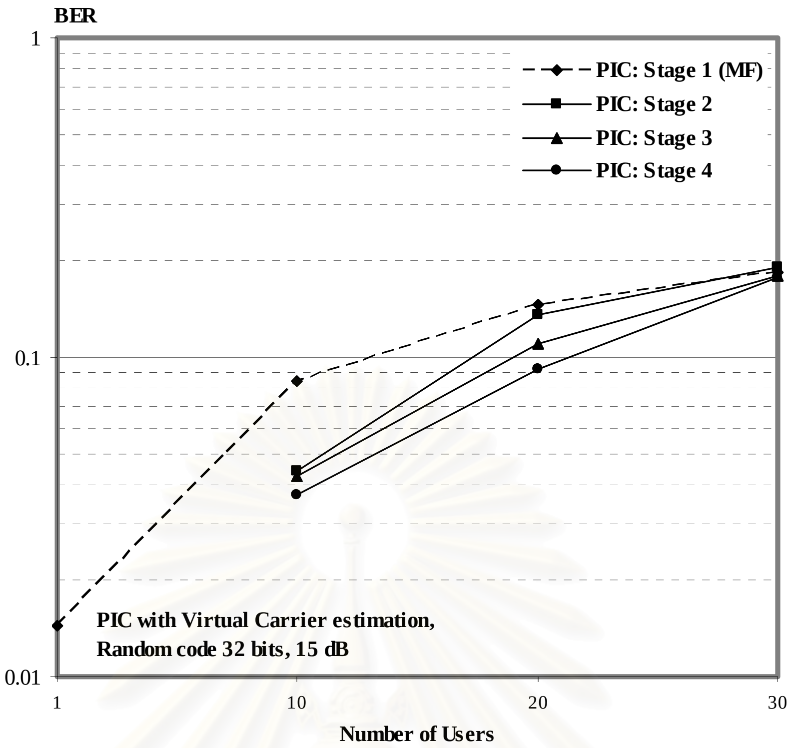
รูปที่ 4.42 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคน พบว่าเมื่อจำนวนขั้นของการหักล้างสัญญาณแทรกสอดเพิ่มขึ้น ประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตจะเพิ่มขึ้นตามไปด้วย แต่อย่างไรก็ดี เมื่อจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้น ประสิทธิภาพของเครื่องรับชนิดนี้จะลดลงเนื่องจากระดับของ MAI ที่เพิ่มขึ้น และเมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบ PIC ที่ไม่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต พบว่าประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตจะเพิ่มขึ้น ดังรูปที่ 4.43



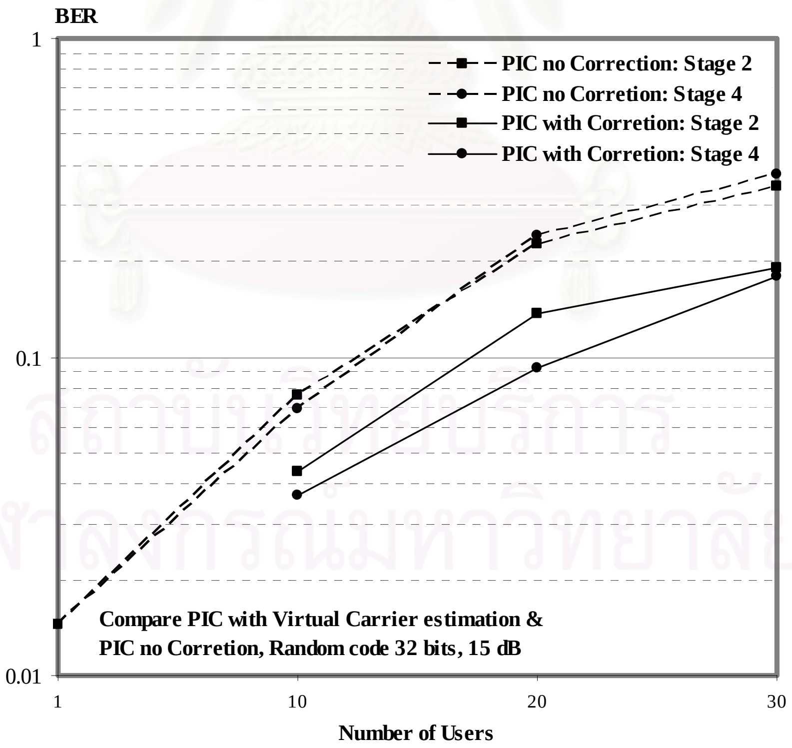

รูปที่ 4.40 ค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตโดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตเมื่อจำนวนผู้ใช้เป็น 1 10 20 และ 30 คน




รูปที่ 4.41 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต กับเครื่องรับแบบ PIC ที่ไม่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต เมื่อจำนวนผู้ใช้เป็น 1 10 20 และ 30 คน




รูปที่ 4.42 ค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตโดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต เมื่อจำนวนของผู้ใช้เป็น 1 10 20 และ 30 คน




รูปที่ 4.43 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตโดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต กับเครื่องรับแบบ PIC ที่ไม่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต เมื่อจำนวนของผู้ใช้เป็น 1 10 20 และ 30 คน

จากผลการจำลองระบบเพื่อพิจารณาประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิคการประมาณค่า Maximum Likelihood และเทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคน เมื่อจำนวนของผู้ใช้ภายในระบบเท่ากับ 1 10 20 และ 30 คน พบว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้ในเพิ่มขึ้น ประสิทธิภาพของเครื่องรับจะลดลง เนื่องจากผลของ MAI ที่เพิ่มขึ้น เมื่อพิจารณาประสิทธภาพในกรณีที่จำนวนผู้ใช้เท่ากับ 1 คนในทุกขั้นของการหักล้างหายไป เนื่องจากว่าค่า BER มีค่าที่ต่ำ โดยเมื่อเปรียบเทียบกับประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซต พบว่าเมื่อมีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแล้ว ประสิทธิภาพของเครื่องรับจะเพิ่มขึ้น

## 4.5 การนำเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้มาใช้ในเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานบางส่วน

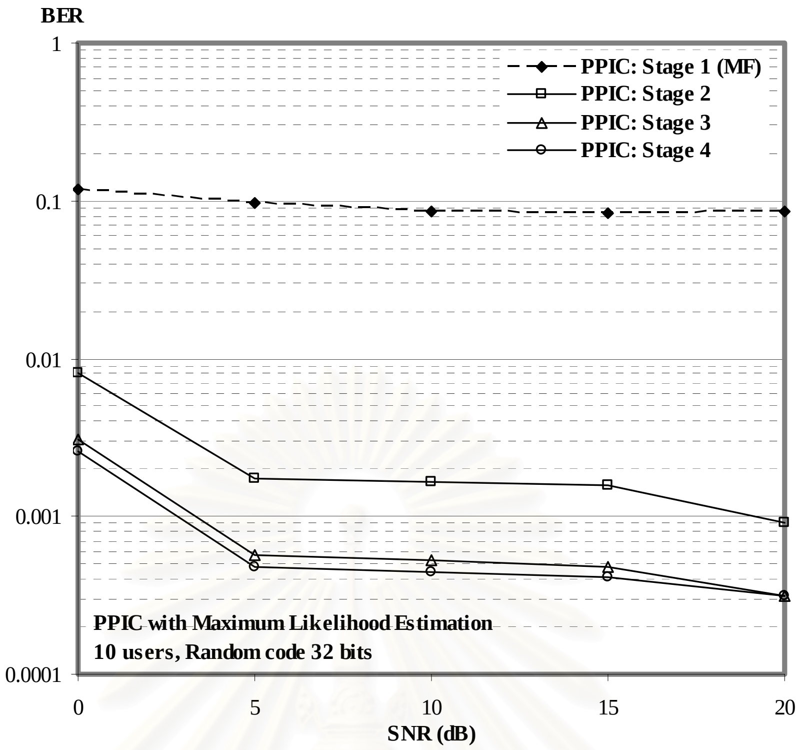
ในหัวข้อนี้จะเป็นการนำเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood และ เทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตโดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือน มาใช้ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตร่วมกับเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานบางส่วน ซึ่งก็คือ การนำเอาค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมสำหรับเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ทั้งสอง ซึ่งหาได้จากหัวข้อที่ 4.2 มาใช้ในเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซต โดยค่า ความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคนจะถูกสุ่มให้มีค่าคงที่อยู่ในช่วง $\pm 0.5/T$ โดยให้เครื่องรับแบบ PPIC มีการทำงานทั้งสิ้น 4 ขั้น (สเตต)

### 4.5.1 กรณีที่ใช้รหัสแผ่ต่างชนิดกัน

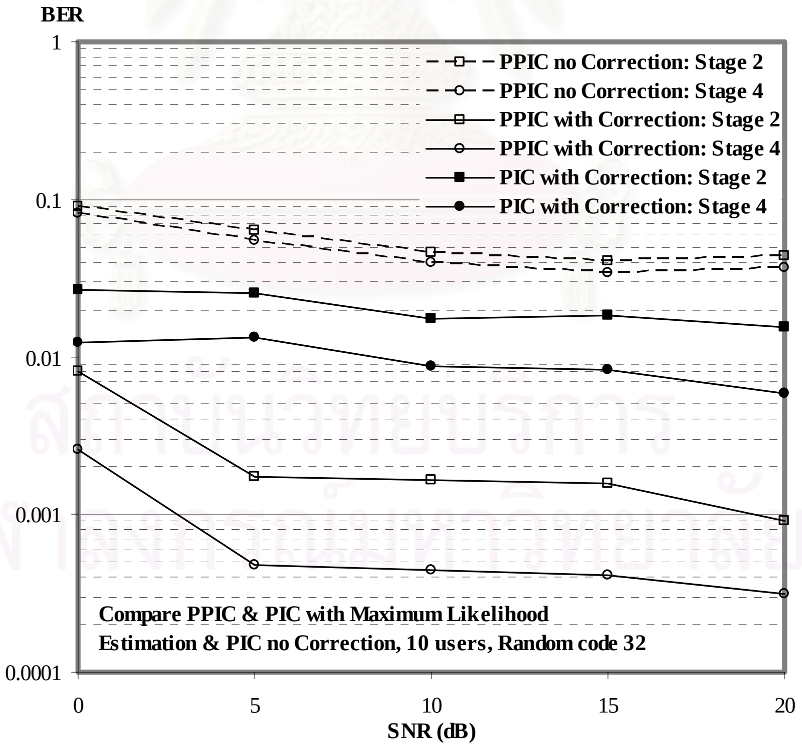
ในกรณีที่รหัสแผ่คนละชนิดกัน จะกำหนดให้ผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 คน และความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 32 บิต โดยใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม และรหัสแผ่แบบ Walsh

#### 4.5.1.1 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood

รูปที่ 4.44 แสดงประสิทธิภาพที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคนเมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่มที่ขั้นต่าง ๆ พบว่าเมื่อจำนวนขั้นของการหักล้างสัญญาณแทรกสอดเพิ่มขึ้น ประสิทธิภาพของเครื่องรับก็จะเพิ่มขึ้นด้วย

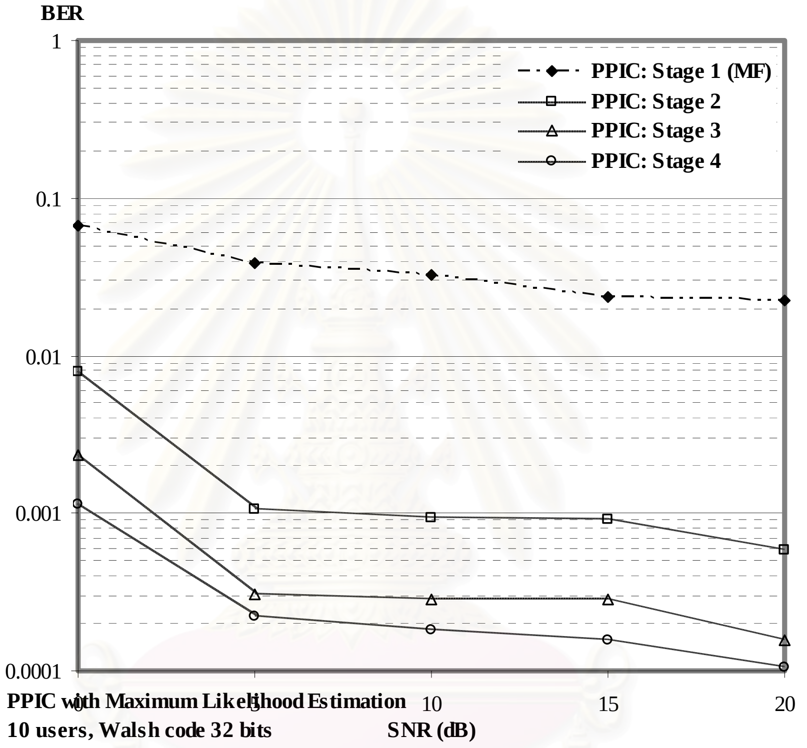



รูปที่ 4.44 ค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตเมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม




รูปที่ 4.45 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PPIC และเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต กับเครื่องรับแบบ PPIC ที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซตเมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม

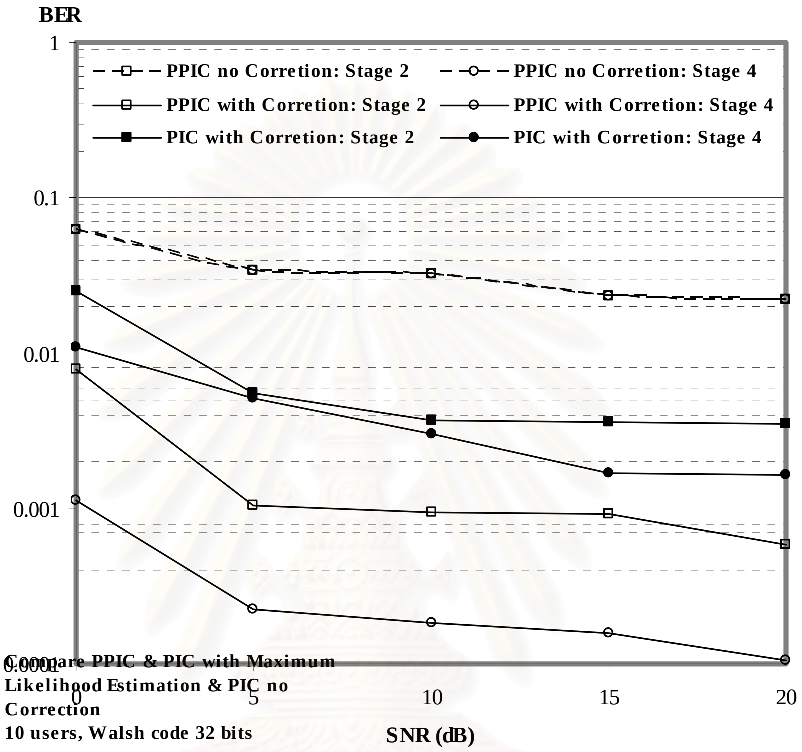
เมื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PPIC และเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ กับเครื่องรับแบบ PPIC ที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซตที่ขั้นที่ 2 และ 4 ดังแสดงในรูปที่ 4.45 พบว่าเมื่อมีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแล้ว จะทำให้ประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นอย่างมาก และประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ จะดีกว่าประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ ที่ขั้นเดียวกัน เนื่องจากมีการใช้ตัวประกอบปรับน้ำหนักในการปรับระดับสัญญาณแทรกสอด ทำให้ปรับปรุงการประมาณสัญญาณของผู้ใช้ได้ดีขึ้น ส่งผลให้การตัดสินใจบิตมีความถูกต้องเพิ่มมากขึ้น



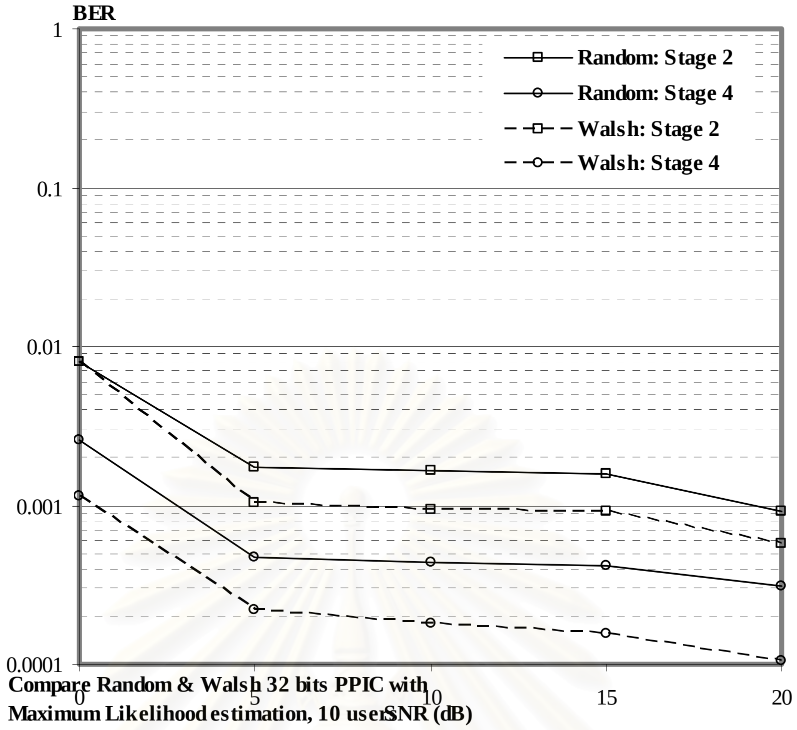

รูปที่ 4.46 ค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตเมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh

รูปที่ 4.46 แสดงประสิทธิภาพที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคนเมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh พบว่าเมื่อจำนวนขั้นของการหักล้างสัญญาณแทรกสอดเพิ่มขึ้น ประสิทธิภาพของเครื่องรับก็จะเพิ่มขึ้นด้วย และเมื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PPIC กับเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ กับเครื่องรับแบบ PPIC ที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซตที่ขั้นที่ 2 และ 4 ดังแสดงในรูปที่ 4.47 พบว่า เมื่อมีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแล้ว จะทำให้ประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นอย่างมาก และประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้จะดีกว่าประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ ที่ขั้นเดียวกัน

และเมื่อทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคน เมื่อรหัสแผ่ที่ใช้เป็นรหัสแผ่แบบสุ่มกับรหัสแผ่แบบ Walsh พบว่าเมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh จะให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่ารหัสแบบสุ่ม ดังรูปที่ 4.47



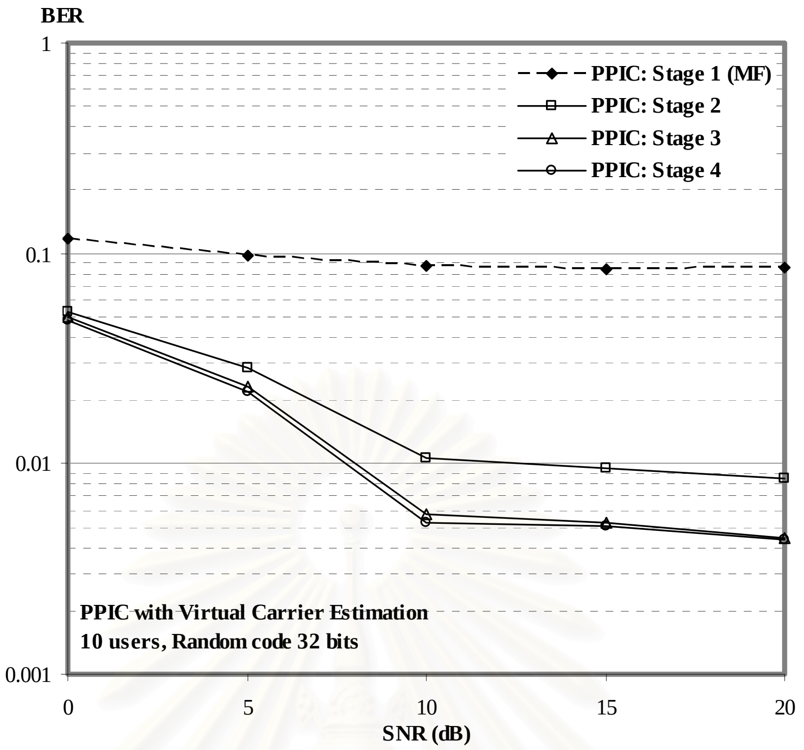

รูปที่ 4.47 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PPIC กับเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต กับเครื่องรับแบบ PPIC ที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซตเมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh



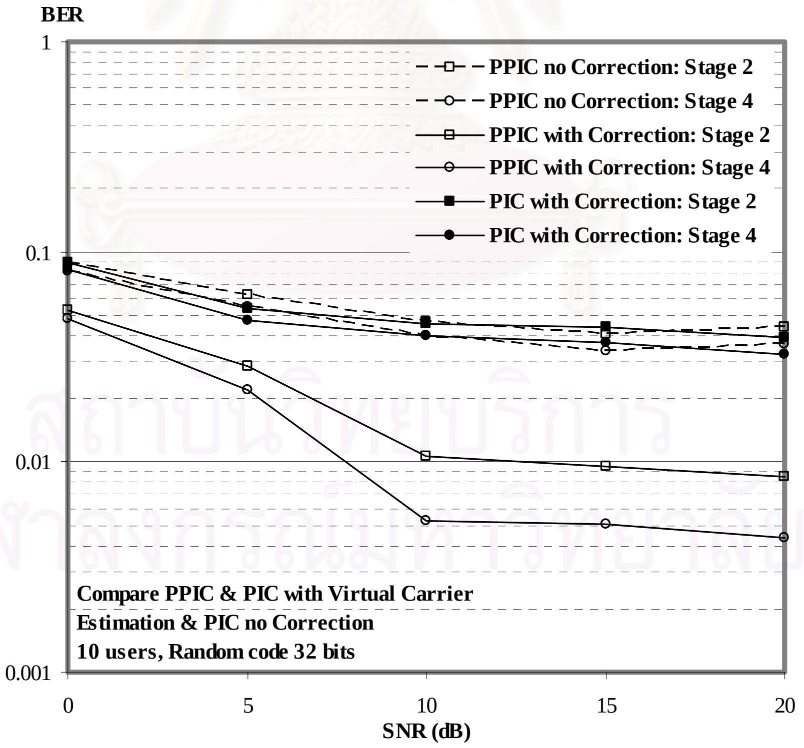

รูปที่ 4.48 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่มและรหัสแผ่แบบ Walsh

**4.5.1.2 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือน**

รูปที่ 4.49 แสดงประสิทธิภาพที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคนเมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม พบว่าเมื่อจำนวนขั้นของการหักล้างสัญญาณแทรกสอดเพิ่มขึ้น ประสิทธิภาพของเครื่องรับก็จะเพิ่มขึ้นด้วย และเมื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PPIC กับเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ กับเครื่องรับชนิดเดียวกันที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซตที่ขั้น 2 และ 4 ดังแสดงในรูปที่ 4.50 พบว่าเมื่อมีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแล้ว จะทำให้ประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นอย่างมาก และประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตจะดีกว่าประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต ที่ขั้นเดียวกัน

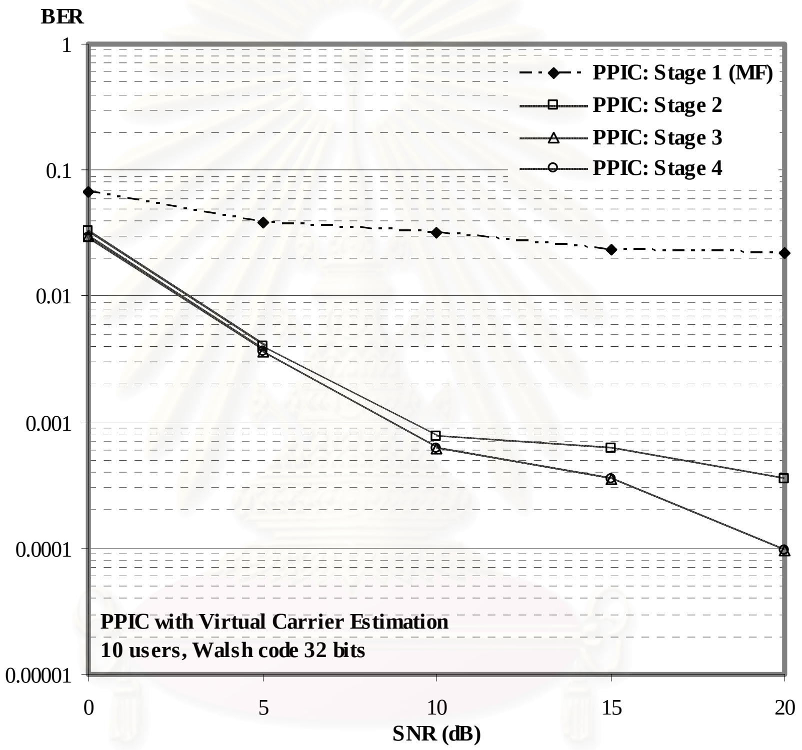



รูปที่ 4.49 ค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับชนิดแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือน ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตเมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม




รูปที่ 4.50 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PPIC กับเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต กับเครื่องรับแบบ PIC ที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซตเมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม

รูปที่ 4.51 แสดงประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคนเมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh ที่ขั้นต่าง ๆ พบว่าเมื่อจำนวนขั้นของการหักล้างสัญญาณแทรกสอดเพิ่มขึ้น ประสิทธิภาพของเครื่องรับก็จะเพิ่มขึ้นด้วย และเมื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องรับเครื่องรับแบบ PPIC กับเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต กับเครื่องรับแบบ PPIC ที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซตที่ขั้นที่ 2 และ 4 ดังแสดงในรูปที่ 4.52 พบว่าเมื่อมีการแก้ไข ความถี่ออฟเซตแล้ว จะทำให้ประสิทธิภาพเพิ่มขึ้น

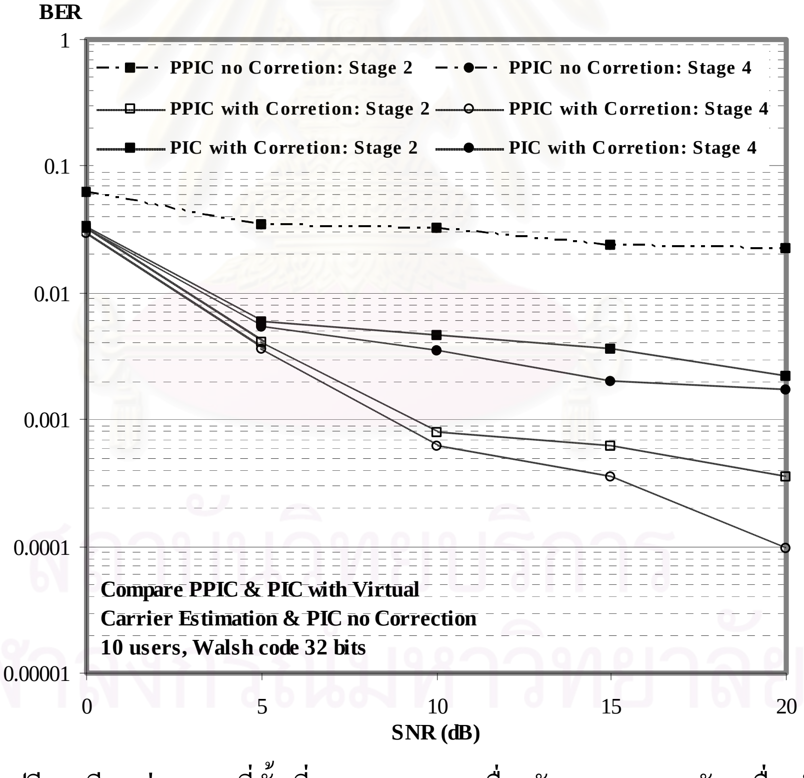



รูปที่ 4.51 ค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตเมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh

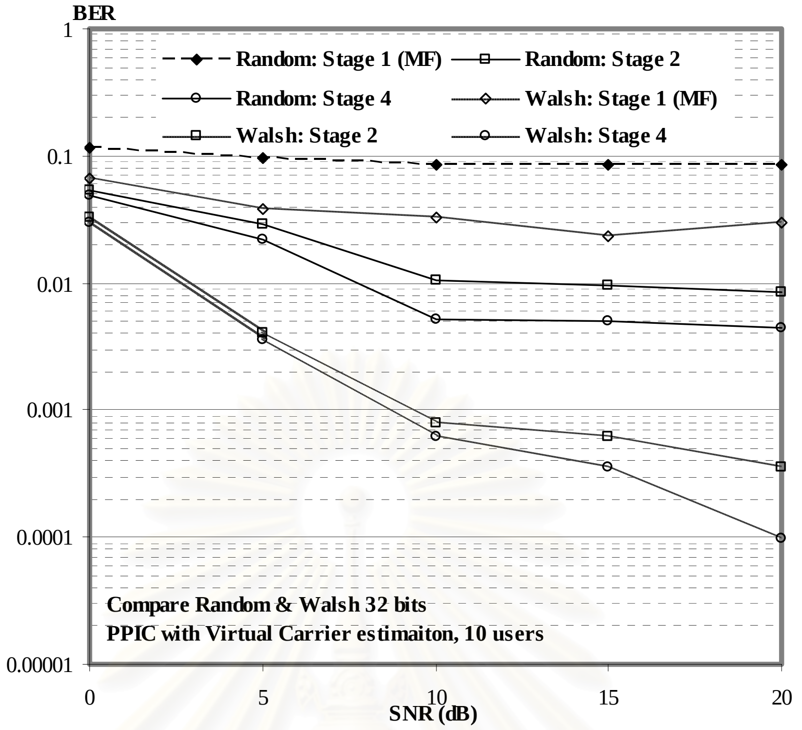
เมื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคน เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่มและรหัสแผ่แบบ Walsh พบว่าเมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh จะให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่ารหัสแบบสุ่ม ดังรูปที่ 4.53

จากผลของการจำลองระบบเพื่อทดสอบประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood และเทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณความถี่ออฟเซต เพื่อพิจารณาผลของชนิดของรหัสแผ่ที่มีผลต่อประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้นั้น พบว่าเมื่อมีการแก้ไข

ความถี่ออฟเซต จะส่งผลให้ประสิทธิภาพของเครื่องรับเพิ่มขึ้น เนื่องจากมีการนำค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคนที่ประมาณได้ด้วยเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ทั้งสองไปใช้ในกระบวนการสร้างสัญญาณใหม่ และการดีมอดูเลต ซึ่งทำให้การหักล้างสัญญาณแทรกสอด (Interference Cancellation: IC) มีความถูกต้องเพิ่มมากขึ้น รวมถึงเมื่อนำค่าความถี่ออฟเซตที่ประมาณได้ไปใช้ในการดีมอดูเลตสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนในเครื่องรับแบบแมตช์ ซึ่งเป็นการลดผลของ ICI ทำให้การตัดสินใจบิตถูกต้องมากยิ่งขึ้น และความแตกต่างของรหัสแผ่ที่ใช้จะส่งผลต่อประสิทธิภาพของเครื่องรับด้วยเช่นเดียวกัน โดยรหัสแผ่แบบ Walsh จะให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าเมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม เนื่องจากความตั้งฉากซึ่งกันและกันของรหัสแผ่แบบ Walsh จะช่วยลดผลของ MAI จากผู้ใช้คนอื่น ๆ ได้ดี และเมื่อเปรียบเทียบกับประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตวิธีเดียวกัน เครื่องรับแบบ PPIC จะให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่า เนื่องจากการใช้ตัวประกอบปรับน้ำหนัก ในการปรับระดับสัญญาณแทรกสอดก่อนที่จะนำมาใช้ในขั้นตอนหักล้างสัญญาณแทรกสอด




รูปที่ 4.52 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PPIC กับเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต กับเครื่องรับแบบ PPIC ที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซต เมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh



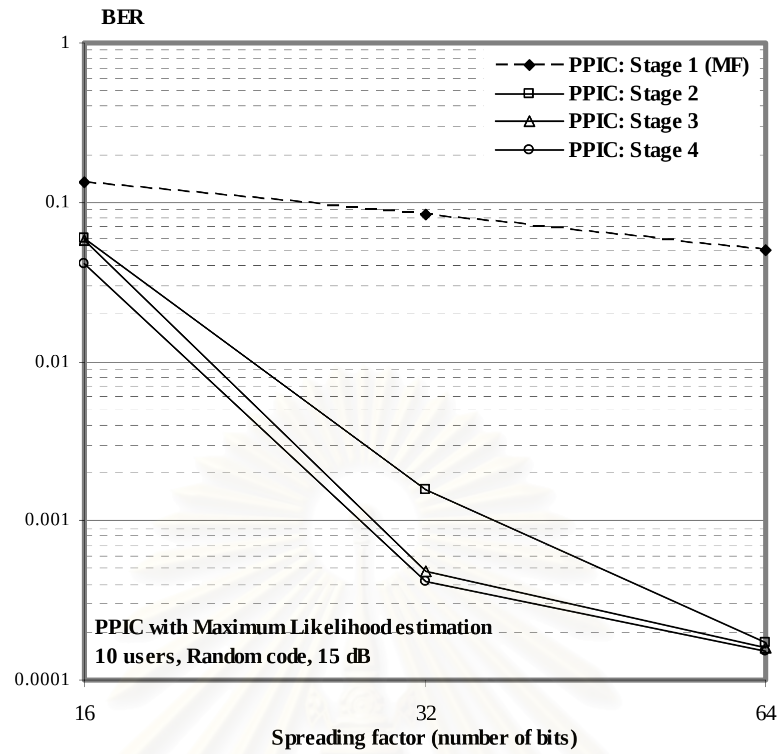

รูปที่ 4.53 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต เมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่มและรหัสแผ่แบบ Walsh

### 4.5.2 กรณีที่ความยาวของรหัสแผ่ไม่เท่ากัน

ในกรณีที่ความยาวของรหัสแผ่ไม่เท่ากัน จะกำหนดให้ใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม จำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 คน ที่ SNR เท่ากับ 15 dB เมื่อความยาวของรหัสแผ่ที่ใช้เท่ากับ 16 32 และ 64 บิต

#### 4.5.2.1 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood

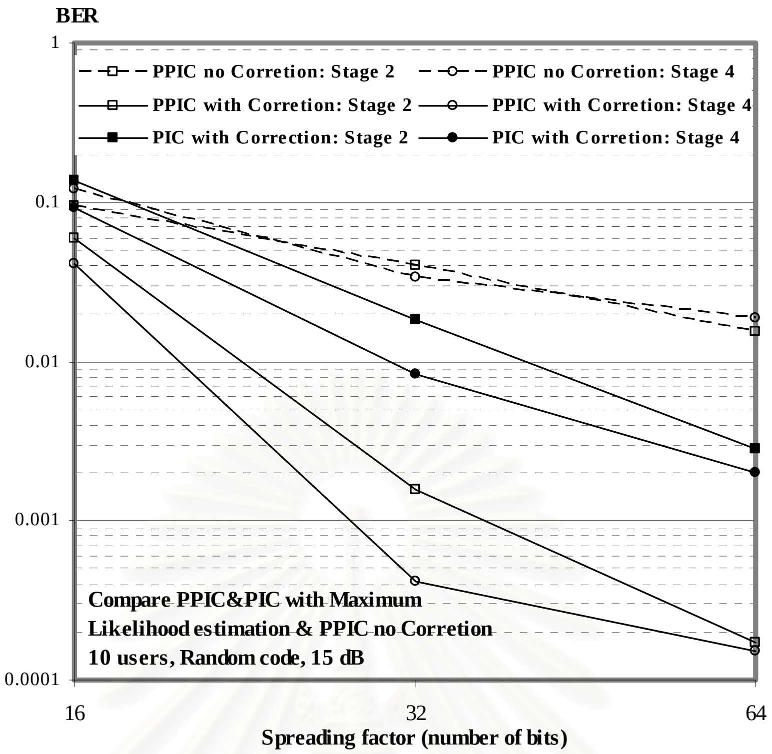
จากรูปที่ 4.54 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคน เมื่อความยาวของรหัสแผ่ หรือค่า spreading factor เท่ากับ 16 32 และ 64 บิต พบว่าเมื่อความยาวของรหัสแผ่เพิ่มขึ้น ประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้จะเพิ่มขึ้น และการเพิ่มขึ้นของขั้นในการหักล้างสัญญาณแทรกสอดจะทำให้ประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตเพิ่มขึ้นด้วย




รูปที่ 4.54 ค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต
โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต
เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 16 32 และ 64 บิต

เมื่อเปรียบเทียบกับประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตและเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต ดังแสดงในรูปที่ 4.55 พบว่าเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตจะให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าเครื่องรับแบบ PPIC ที่ไม่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตอย่างเห็นได้ชัด และประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตจะดีกว่าประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต ที่ขั้นเดียวกัน

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



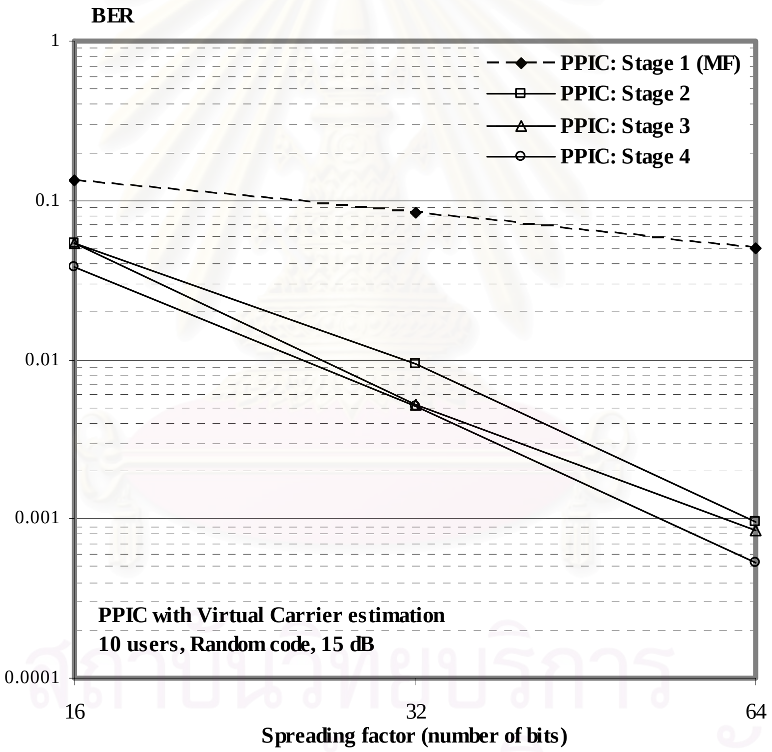

รูปที่ 4.55 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PPIC และเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihoodในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตกับเครื่องรับแบบ PPIC ที่ไม่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 16 32 และ 64 บิต

**4.5.2.2 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือน**

จากรูปที่ 4.56 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคน เมื่อความยาวของรหัสแผ่ หรือค่า spreading factor เท่ากับ 16 32 และ 64 บิต พบว่าเมื่อความยาวของรหัสแผ่เพิ่มขึ้น ประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตจะเพิ่มขึ้น และการเพิ่มขึ้นของขั้นในการหักล้างสัญญาณแทรกสอดจะทำให้ประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตเพิ่มขึ้นด้วย และเมื่อเปรียบเทียบกับประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PPIC ที่ไม่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตและเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ ดังแสดงในรูปที่ 4.58 พบว่าเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ จะให้ประสิทธิภาพที่เพิ่มขึ้นอย่างเห็นได้ชัด และประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้จะดีกว่าประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต ที่ขั้นเดียวกัน

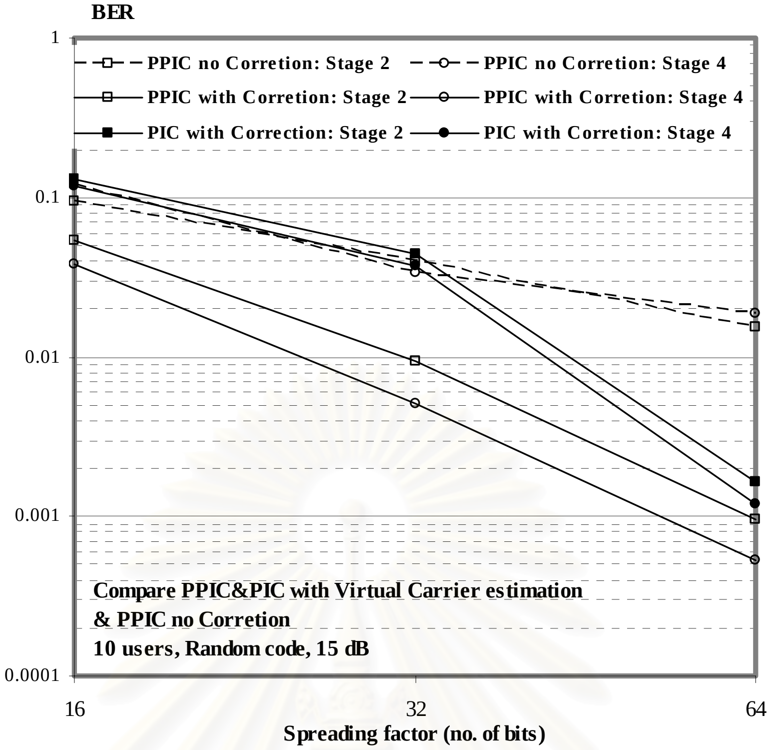
จากผลการจำลองระบบเพื่อพิจารณาประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิคการประมาณค่า Maximum Likelihood และเทคนิค

คลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคน เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 16 32 และ 64 บิต พบว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากัน ประสิทธิภาพของเครื่องรับจะเพิ่มขึ้นเมื่อความยาวของรหัสแผ่เพิ่มขึ้น เนื่องจากความตั้งฉากระหว่างกันของรหัสแผ่ภายในระบบเพิ่มขึ้น ส่งผลให้ผลจาก MAI ลดลง โดยเมื่อเปรียบเทียบกับประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซต พบว่าเมื่อมีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแล้ว ประสิทธิภาพของเครื่องรับจะเพิ่มขึ้น เนื่องจากผลของ ICI ที่ลดลง และเมื่อเปรียบเทียบกับประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต ด้วยเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตวิธีเดียวกันแล้ว พบว่าเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตจะมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าเนื่องจากมีการใช้ตัวประกอบปรับน้ำหนัก ในการปรับระดับสัญญาณแทรกสอดก่อนที่จะนำไปใช้ในกระบวนการหักล้างสัญญาณแทรกสอดออกจากสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับ




รูปที่ 4.56 ค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต
โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต
เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 16 32 และ 64 บิต

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



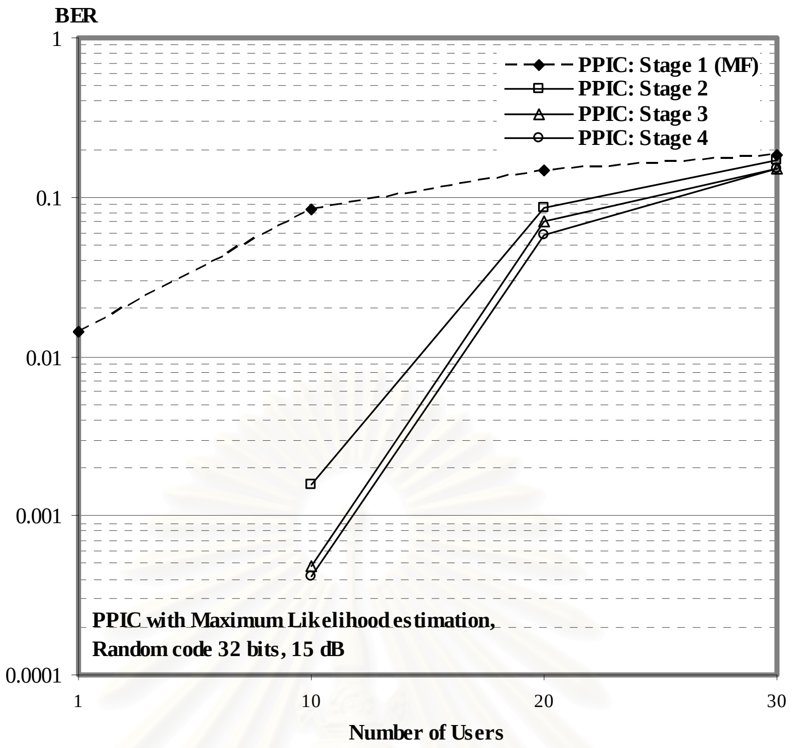

รูปที่ 4.57 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นที่ 2 และ 4 ของเครื่องรับแบบ PPIC และเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต กับเครื่องรับแบบ PPIC ที่ไม่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต เมื่อความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 16 32 และ 64 บิต

### 4.5.3 กรณีที่จำนวนของผู้ใช้ภายในระบบไม่เท่ากัน

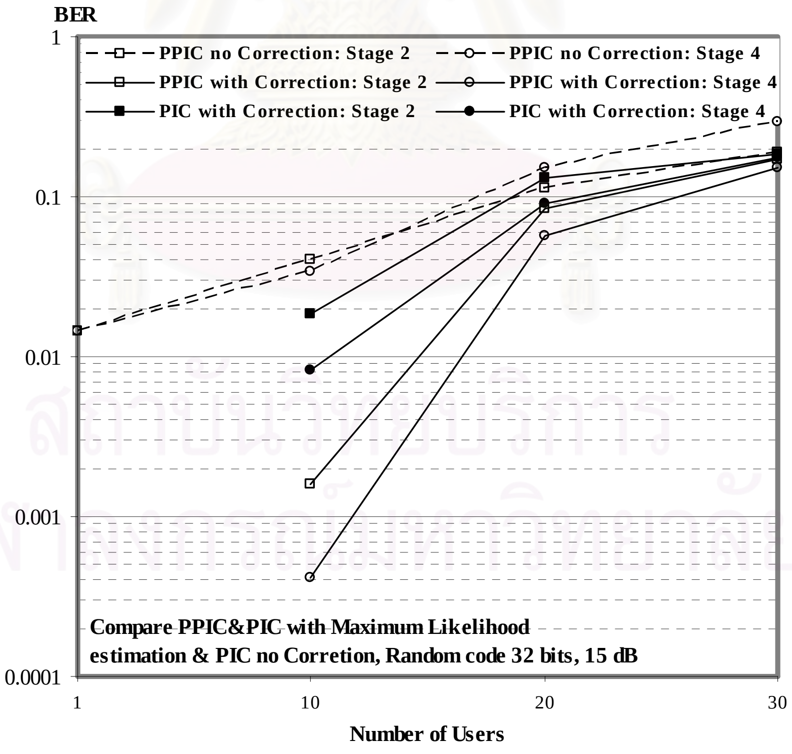
ในกรณีที่จำนวนผู้ใช้ภายในระบบไม่เท่ากัน จะกำหนดให้ใช้รหัสแผ่แบบสุ่มที่มีความยาวของรหัสแผ่เท่ากับ 32 บิต ที่ SNR เท่ากับ 15 dB โดยจำนวนของผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 1 10 20 และ 30 คน

#### 4.5.3.1 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood

รูปที่ 4.58 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคน พบว่าเมื่อจำนวนขั้นของการหักล้างสัญญาณแทรกสอดเพิ่มขึ้น ประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตจะเพิ่มขึ้นตามไปด้วย แต่อย่างไรก็ดี เมื่อจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้น ประสิทธิภาพของเครื่องรับชนิดนี้จะลดลงเนื่องจากระดับของ MAI ที่เพิ่มขึ้น




รูปที่ 4.58 ค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตโดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต เมื่อจำนวนของผู้ใช้เป็น 1 10 20 และ 30

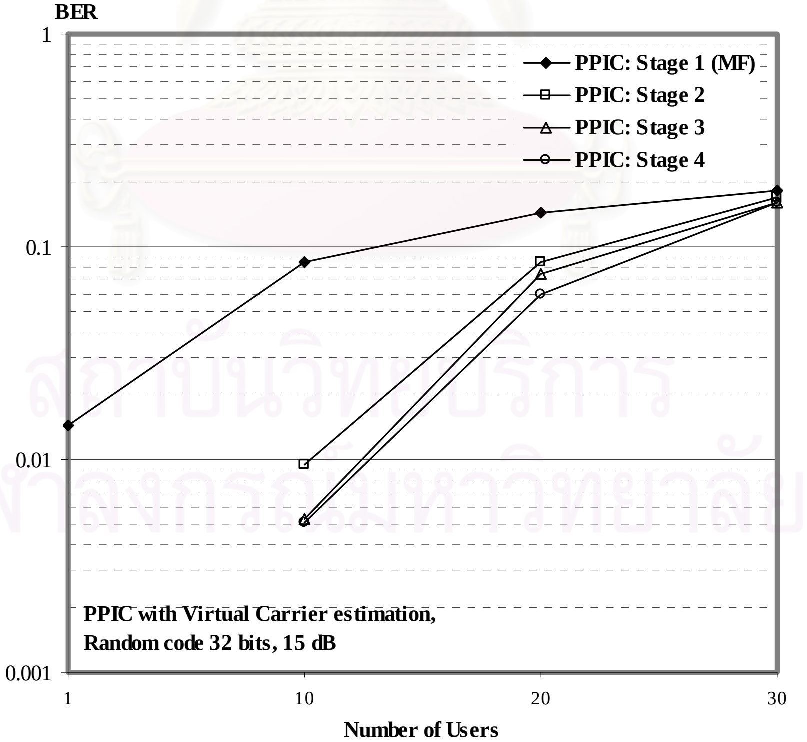



รูปที่ 4.59 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PPIC และเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตโดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต กับเครื่องรับแบบ PPIC ที่ไม่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต เมื่อจำนวนของผู้ใช้เป็น 1 10 20 และ 30

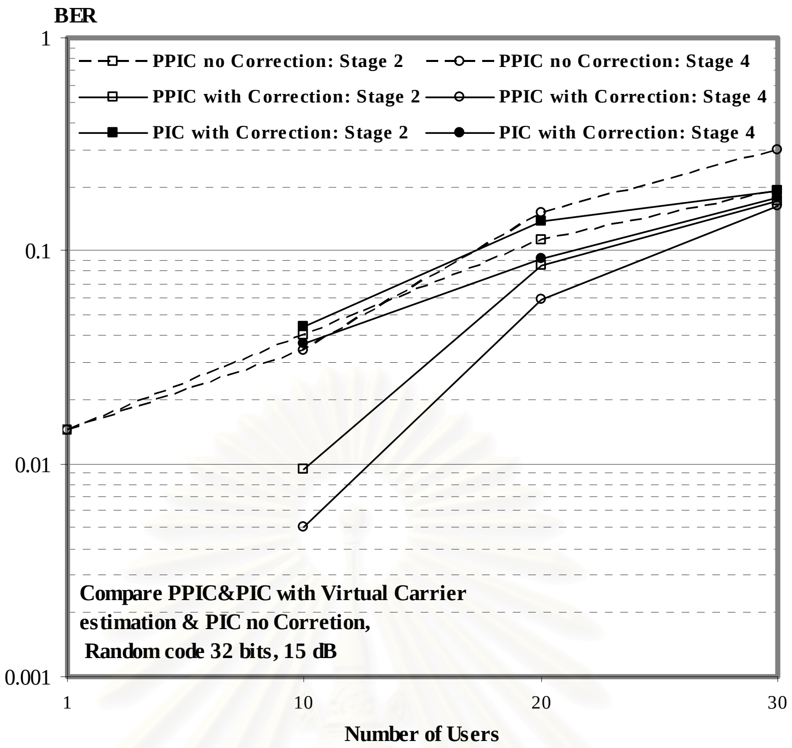
และเมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบ PPIC ที่ไม่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตและเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตพบว่าประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้จะเพิ่มขึ้นมาก ดังรูปที่ 4.59 และประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้จะดีกว่าประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต ที่ขั้นเดียวกัน

**4.5.3.2 การประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือน**

รูปที่ 4.60 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้โดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคน พบว่าเมื่อจำนวนขั้นของการหักล้างสัญญาณแทรกสอดเพิ่มขึ้น ประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้จะเพิ่มขึ้นตามไปด้วย แต่อย่างไรก็ดี เมื่อจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้น ประสิทธิภาพของเครื่องรับชนิดนี้จะลดลงเนื่องจากระดับของ MAI ที่เพิ่มขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบ PPIC ที่ไม่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตและเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ พบว่าประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตจะเพิ่มขึ้นมาก ดังรูปที่ 4.61 และประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตจะดีกว่าประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต ที่ขั้นเดียวกัน




รูปที่ 4.60 ค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตโดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตเมื่อจำนวนของผู้ใช้เป็น 1 10 20 และ 30 คน




รูปที่ 4.61 เปรียบเทียบค่า BER ที่ขั้นต่าง ๆ ของเครื่องรับแบบ PPIC และเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตโดยใช้เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต กับเครื่องรับแบบ PIC ที่ไม่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต เมื่อจำนวนของผู้ใช้เป็น 1 10 20 และ 30 คน

จากผลการจำลองระบบเพื่อพิจารณาประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิคการประมาณค่า Maximum Likelihood และเทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคน เมื่อจำนวนของผู้ใช้ภายในระบบเท่ากับ 1 10 20 และ 30 คน พบว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้ในเพิ่มขึ้น ประสิทธิภาพของเครื่องรับจะลดลง เนื่องจากผลของ MAI ที่เพิ่มขึ้น เมื่อพิจารณาประสิทธิภาพเมื่อจำนวนของผู้ใช้เท่ากับ 1 คนในทุกขั้นของการหักล้างหายไป เนื่องจากว่าค่า BER มีค่าที่ต่ำมาก ซึ่งจำเป็นต้องใช้จำนวนบิตข้อมูลที่มากขึ้น เพื่อที่จะทำให้เห็นค่า BER เมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 1 คนได้ โดยเมื่อเปรียบเทียบกับประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ที่ไม่ได้แก้ไขความถี่ออฟเซต พบว่าเมื่อมีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแล้ว ประสิทธิภาพของเครื่องรับจะเพิ่มขึ้น และเมื่อเปรียบเทียบกับประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต โดยใช้เทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตวิธีเดียวกันแล้ว พบว่าเครื่องรับแบบ PPIC จะให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่า เนื่องจากการใช้ตัวประกอบปรับน้ำหนักในการปรับระดับสัญญาณแทรกสอดก่อนกระบวนการหักล้างสัญญาณแทรกสอด

จากผลการจำลองระบบเพื่อทดสอบประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC และแบบ PPIC ที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ ในกรณีต่าง ๆ พบว่าเมื่อมีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแล้ว

ประสิทธิภาพโดยรวมของเครื่องรับแบบ PIC และเครื่องรับแบบ PPIC จะเพิ่มขึ้น เนื่องจากการสร้างสัญญาณใหม่ของผู้ใช้แต่ละคนความคล้ายคลึงกับสัญญาณของผู้ใช้คนนั้น ๆ ที่เครื่องรับรับได้มากขึ้น ส่งผลให้กระบวนการหักล้างสัญญาณแทรกสอดมีความถูกต้องมากขึ้น และเมื่อนำค่าความถี่ออฟเซตที่ประมาณได้ไปใช้ในกระบวนการดีมอดูเลตจะทำให้สามารถลดผลของสัญญาณแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห์ย่อยได้ดี (ICI) และเครื่องรับแบบ PPIC จะมีประสิทธิภาพโดยรวมที่ดีกว่าเครื่องรับแบบ PIC เมื่อพิจารณาจากค่า BER เนื่องจากเครื่องรับแบบ PPIC จะใช้ตัวประกอบปรับน้ำหนักในการปรับระดับสัญญาณแทรกสอดก่อนที่จะนำไปหักล้างออกจากสัญญาณรวมที่รับได้ที่เครื่องรับ

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

# บทที่ 5

# บทสรุป

## 5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้เสนอการนำเทคนิคการประมาณและแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้มาใช้ร่วมกับเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดอย่างขนาน และเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณสัญญาณแทรกสอดบางส่วนอย่างขนาน เพื่อเพิ่มสมรรถนะเครื่องรับของระบบการสื่อสารแบบ MC-CDMA เทคนิคการประมาณและแก้ไขความถี่ออฟเซตนี้จะสามารถลดผลของการรบกวนกันระหว่างคลื่นพาห์ย่อย (Inter-Carrier Interference: ICI) ซึ่งมีสาเหตุมาจากการเกิดความถี่ออฟเซต ซึ่งทำให้สมรรถนะของระบบการสื่อสารแบบ MC-CDMA เพิ่มขึ้นอย่างมาก ในกรณีของการสื่อสารระหว่างอุปกรณ์ปลายทางไปยังสถานีฐาน (uplink) ซึ่งสัญญาณที่ได้รับจากผู้ใช้แต่ละคนจะมีค่าความถี่ออฟเซตไม่เท่ากัน ทำให้ไม่สามารถประมาณค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้แต่ละคนได้จากสัญญาณรวมที่รับได้ที่เครื่องรับทันที วิทยานิพนธ์นี้จึงใช้ประโยชน์จากการที่เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดอย่างขนาน และเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วน อย่างขนาน ซึ่งมีกระบวนการหักล้างสัญญาณแทรกสอดอันเนื่องมาจากการรบกวนกันระหว่างผู้ใช้ (Multiple Access Interference: MAI) ซึ่งจะทำให้สัญญาณที่ได้หลังจากกระบวนการนี้สามารถนำไปประมาณค่าความถี่ออฟเซตของผู้ใช้คนที่ต้องการได้

ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้เทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood และเทคนิคคลื่นพาห์เสมือน สำหรับการหาค่าช่วงก้าวของเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตทั้งสองนั้น จะหาทั้งหมด 2 กรณี คือ เมื่อรหัสแผ่เป็นคนละชนิดกัน (Walsh code และ Random Code) และกรณีที่ความยาวของรหัสแผ่ไม่เท่ากัน (Random Code ที่มีความยาวรหัสแผ่เท่ากับ 16 32 และ 64 บิต) เมื่อกำหนดให้ค่าความถี่ออฟเซตมีค่าเท่ากับ $0.45/T$ $0.25/T$ $0.05/T$ $-0.15/T$ และ $-0.35/T$ เพื่อดูผลว่าแต่ละกรณีจะมีผลต่อค่าช่วงก้าวของเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตแต่ละวิธีอย่างไร จากผลการจำลองระบบพบว่าสำหรับเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตทั้งสองวิธีเมื่อรหัสแผ่เป็นคนละชนิดกันค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมจะไม่ต่างกัน แต่ในกรณีที่ความยาวของรหัสแผ่ไม่เท่ากัน ค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมจะเปลี่ยนแปลงไปตามความยาวของรหัสแผ่ โดยค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมของรหัสแผ่ที่มีความยาว 16 บิตจะมีค่าประมาณสองเท่าของค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมของรหัสแผ่ที่มีความยาว 32 บิต ซึ่งก็มีค่าเป็นสองเท่าของค่าช่วงก้าวที่เหมาะสมของรหัสแผ่ที่มีความยาว 64 บิตเช่นกัน

ในการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบต่าง ๆ จะทำการเปรียบเทียบเครื่องรับแบบแมตช์, เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดอย่างขนานที่ไม่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต, เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วนอย่างขนานที่ไม่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซต, เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดอย่างขนานที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood และเทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต และเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วนอย่างขนานที่มีการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้ โดยใช้เทคนิค Maximum Likelihood และ เทคนิคคลื่นพาห์เสมือนในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต เมื่อมีการควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์ ในช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาว สำหรับการสุ่มค่าความถี่ออฟเซตจะอยู่ในช่วง $\pm 0.5/T$ ในกรณีที่ใช้รหัสแผ่คนละชนิดกัน, กรณีที่ความยาวของรหัสแผ่ไม่เท่ากัน และกรณีที่มีผู้ใช้ในระบบไม่เท่ากัน จากผลการจำลองระบบพบว่าในกรณีที่ไม่มีการแก้ไขค่าความถี่ออฟเซต เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดอย่างขนาน และเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วนอย่างขนานจะมีประสิทธิภาพไม่ต่างจากเครื่องรับแบบแมตช์มากนัก ในกรณีที่ใช้รหัสแผ่คนละชนิดกัน เมื่อใช้รหัสแผ่แบบ Walsh จะให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าเมื่อใช้รหัสแผ่แบบสุ่ม เนื่องจากความตั้งฉากกันของรหัสแผ่แบบ Walsh จะช่วยลดสัญญาณรบกวนจากผู้ใช้คนอื่นได้ดีกว่ารหัสแผ่แบบสุ่ม ส่วนในกรณีที่ความยาวของรหัสแผ่ไม่เท่ากัน พบว่าเมื่อความยาวของรหัสแผ่เพิ่มขึ้น จะส่งผลให้ BER ของเครื่องรับมีค่าลดลง ในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้แตกต่างกันตั้งแต่ 1-30 คน จะพบว่าเมื่อมีจำนวนผู้ใช้น้อย ๆ ค่า BER ของเครื่องรับจะมีค่าต่ำ และเมื่อจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้นค่า BER จะเพิ่มตามไปด้วย แสดงให้เห็นว่า เมื่อจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้น การแทรกสอดของสัญญาณระหว่างผู้ใช้จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามไปด้วย

เมื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตทั้งสอง อันได้แก่ Maximum Likelihood และเทคนิคคลื่นพาห์เสมือน จากการทดสอบพบว่าเทคนิคการประมาณค่าความถี่ออฟเซตทั้งสองมีข้อจำกัดในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต โดยจะสามารถประมาณค่าความถี่ออฟเซตได้ในช่วง $\pm 0.5/T$ อย่างไรก็ดี จากผลการทดสอบพบว่าเทคนิค Maximum Likelihood จะให้ความถูกต้องในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตมากกว่าเทคนิคคลื่นพาห์เสมือน

และเมื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ PIC และเครื่องรับแบบ PPIC เมื่อมีการแก้ไขความถี่ออฟเซต พบว่าเครื่องรับแบบ PPIC มีประสิทธิภาพที่ดีกว่าเครื่องรับแบบ PIC เนื่องจากตัวประกอบปรับน้ำหนักที่ใช้ในการปรับระดับสัญญาณแทรกสอดที่ใช้ในเครื่องรับแบบ PPIC

จึงสรุปได้ว่าเทคนิคการประมาณและแก้ไขค่าความถี่ออฟเซตแบบปรับตัวได้มีส่วนช่วยในการปรับปรุงการตัดสินใจในเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดอย่างขนาน และเครื่องรับ

ชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วนอย่างขนานได้อย่างมาก ซึ่งส่งผลให้ประสิทธิภาพของเครื่องรับทั้งสองเพิ่มขึ้นไปด้วย

**5.2 ข้อเสนอแนะสำหรับการวิจัยในอนาคต**

สำหรับงานที่ควรได้รับการศึกษาต่อหรือพัฒนาต่อไป คือ

1.) การศึกษาสมรรถนะเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดอย่างขนาน และเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วนอย่างขนาน ในกรณีช่องสัญญาณแบบอื่น ๆ เช่น ในช่องสัญญาณที่มีการลดทอนแบบเรเลย์ และช่องสัญญาณที่มีการลดทอนแบบหลายวิถี (multipath fading) เป็นต้น
2.) พัฒนาเครื่องรับนี้เพื่อใช้ในระบบอะซิงโครนัส

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

# รายการอ้างอิง


1. H. Steendam and M. Meoneclaey. Comparison of the sensitivities of MC-CDMA and MC-DS-CDMA to carrier frequency offset. IEEE Symposium on Communications and Vehicular Technology. (October 2000): 166-173.
2. N.Yee and J. Linnartz. Multi-Carrier CDMA in an Indoor Wireless Radio Channel. Internal report of the NICRO project 93-101 "Frequency-Code Division Multiple Access: a new Spreading Technique for the Radio Communications over Multipath Channels" Teknekron Communication Systems, University of California at Berkeley, Berkeley, California 94720.
3. S. Hara and R. Prasad. Overview of Multicarrier CDMA. IEEE Communication Magazine. Issue: (December 1997): 126-133.
4. เจนวิทย์ สินธุสัคค. การปรับปรุงการหักล้างการแทรกสอดแบบผสมโดยใช้เทคนิคการหักล้างบางส่วนแบบขนานในช่องสัญญาณที่มีการลดทอนแบบเรเลย์ในระบบการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสชนิดไดเรกต์ซีเควนซ์.วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, คณะวิศวกรรมศาสตร์, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2542.
5. Y. Kim, K. Bang, S. Choi, C. You and D. Hong. Effect of carrier frequency offset on performance of MC-CDMA systems. IEEE Electronic Letters. 35 (March 1999): 378-379.
6. J. Jang, K. B. Lee. Effects of frequency offset on MC/CDMA system performance. IEEE Vehicular Technology Conference. 1 (May 1999): 566-570.
7. Y. Kim, S. Choi, C. You and D. Hong. Effect of carrier frequency offset on the performance of an MC-CDMA system and its countermeasure using pulse shaping. IEEE International Conference on Communications. 1 (June 1999): 167-171.
8. H. Steendan and M. Moeneclaey. The effect of synchronisation errors on MC-CDMA performance. IEEE International Conference on Communications. 3 (June 1999): 1510-1514.
9. Y. Kim, S. Choi, C. You and D. Hong. BER computation of an MC-CDMA system with carrier frequency offset. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 5 (March 1999): 2555-2558.

10. Mashury. Performance analysis of multiuser detectors for mc-cdma in the presence of frequency offset. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 3 (2003): 548-551.

11. M. A. Visser and Y. Bar-Nees. Joint multiuser detection and frequency offset correction for downlink MC-CDMA. IEEE Global Telecommunication Conference. 5 (December 1999): 2400-2404.

12. X. Li, G. Yue and C. Yin. A difference method of the gravity center with double pilots for the MC-CDMA system. IEEE Asia-Pacific Conference of Circuit and Systems. (December 2000): 25-29.

13. U. Tureli, D. Kinvanc and H. Liu. MC-CDMA uplink-blind carrier frequency offset estimation. IEEE Conference Record of the Thirty-Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. 1 (Oct. 2000): 241-245.

14. Q. Tian and K.B. Letaief. ML estimation and correction of frequency offset for MC-CDMA systems over fading channels. IEEE Vehicular Technology Conference. 1 (May 2001): 571-575.

15. A. C. McCormick, P. M. Grant, J. S. Thompson and E. A. Al-Susa. A carrier frequency offset correction scheme for MC-CDMA. IEEE Vehicular Technology Conference. 3 (May 2001): 1689-1692.

16. A. Feng Q. Yin, J. Zhang and K. Deng. Blind channel estimation in synchronous MC-CDMA system with consideration of carrier offset compensation. IEEE Vehicular Technology Conference. 2 (Spring 2002): 660-664.

17. D. Darsena, G. Gelli and F. Verde. Time-frequency synchronisation algorithm for MC-CDMA systems in LMDS applications. IEEE Electronic Letters. (May 2003): 806-807.

18. B. Natarajan, C. R. Nassar, S. Shattil, M. Michelini and Z. Wu. High-performance MC-CDMA via carrier interferometry codes. IEEE Transactions on Vehicular Technology. 50 issue 6 (November 2001): 1344-1353.

# ภาคผนวก

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

# บทความทางวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่

1. ได้รับการตอบรับงานประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 26 (EECON-26) สำหรับบทความ “Parallel Interference Cancellation Receiver with Frequency Offset Estimation for Uplink MC-CDMA System” กำหนดจัดการประชุม โดย ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า และภาควิชาเทคโนโลยีไฟฟ้าอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ในระหว่างวันที่ 6-7 พฤศจิกายน 2546

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

# Parallel Interference Cancellation Receiver with Maximum Likelihood Frequency Offset Estimation for Uplink MC-CDMA System

J. Songthansak, S. Kunaruttanapruk, N. Tangsangiumvisai and S. Jitapankul
Digital Signal Processing Research Laboratory, Department of Electrical Engineering,
Faculty of Engineering, Chulalongkorn University, Bangkok 10330, Thailand
Phone: (662) 2186915, Fax: (662) 2186912, Email: jirapa@chula.com

**Abstract**

In this paper, we propose a technique that jointly corrects the frequency offset and suppresses the multiple access interference (MAI). Since the value of frequency offset of each user signal is usually not the same in the uplink, therefore; we need to separate the desired user signal from the mixed signal in order to be able to estimate the frequency offset. We use the parallel interference cancellation technique for the signal separation. Performance of our purposed scheme in term of BER comparable to conventional PIC and matched filter

**Keywords:** MC-CDMA, parallel interference cancellation receiver (PIC), frequency offset

## 1. Introduction

MC-CDMA is a multiple access scheme based on a combination of code division and OFDM techniques, which was developed by N. Yee and J-P. Linartz [1]. For high data rate communication, as compared to DS-CDMA, MC-CDMA is less sensitive to frequency – selective fading channel, needs much lower chip rate at the same processing gain and is capable of handling diverse multimedia traffic [2]. However, MC-CDMA has some disadvantages. Its peak-to-average power ratio is quite large, as result, it will reduce the efficiency of RF power amplifier. Beside, MC-CDMA is difficult to synchronize, and is sensitive to frequency offset and phase noise [3].

The frequency offset results from a mismatch of the carrier frequencies between the transmitter and the receiver. In addition, the Doppler shift due to the mobile movement can cause the frequency offset. This leads to inter-carrier interference (ICI) because the orthogonality between carrier frequencies is lost. Several approaches have been proposed, which is investigated the performance sensitivity to the frequency offset [4, 5] and the estimation technique for frequency offset in MC-CDMA systems [6-8]. Most of the frequency offset estimation techniques require the transmission of the reference symbols every certain time. The transmission of the reference symbols will reduce channel efficiency [6]. Q. Tian and K.B. Letalief [8] developed a blind frequency offset estimation technique based on Maximum likelihood principle without using reference symbol or training sequence. This blind frequency offset estimation method works well in the downlink.

Another problem in wireless communication is multiple access interference (MAI) due to the utilization of the same communication channel by many users at the same time. This event considerably degrades the performance of the system even in the presence of small frequency offset. Since this effect becomes significant in the uplink due to different value of frequency offset from those users. Therefore, the frequency offset and the MAI should be considered together. Hence, in this paper, a receiver that can estimate the frequency offset and eliminate MAI will be proposed.

This paper is organized as follows. Section 2 briefly describes the system model of the MC-CDMA scheme, parallel interference cancellation receiver and frequency offset estimation using Maximum likelihood principle. In section 3, the proposed receiver is discussed. Simulation results are given in Section 4, fallowed by conclusions in Section 5.

## 2. System Model of MC-CDMA

The block diagram of a MC-CDMA transmitter is shown in Fig. 1.

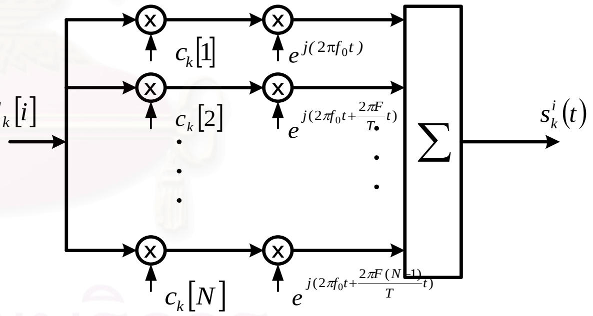



Fig. 1 MC-CDMA transmitter block diagram

At the transmitter side, the user $k$'s information bit, $d_k[\mathrm{i}]$, is spread across the frequency by user's spreading code of length $N$. Then it is BPSK modulated to subcarriers. The first subcarrier frequency is $f_0$. Each subcarrier is spaced apart from their neighboring subcarriers by $1/T$. The orthogonality between subcarrier frequencies is maintained if the subcarrier frequencies are spaced apart by multiples of $F/T$ where $T$ is an information bit's duration and $F$ is an positive integer. The transmitted signal consists of the sum of the outputs of these subcarriers.

The block diagram of an MC-CDMA receiver is shown in Fig. 2.

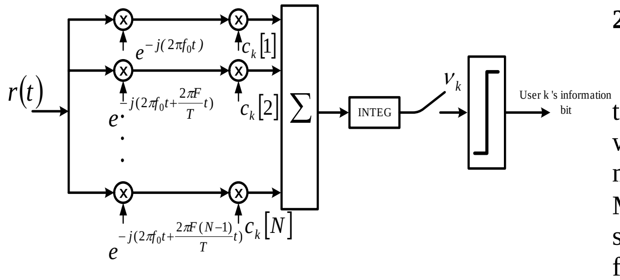



Fig. 2 MC-CDMA receiver block diagram

The received signal, $r(t)$, is first demodulated with frequencies corresponding to the frequencies of the particular BPSK modulated subcarriers. To extract the desired signal's component, the desired user's spreading code is multiplied to decode. The output signals from each subcarrier are summed together to make a decision of the desired user's information bit.

### 2.1 Parallel Interference Cancellation Receiver: PIC

For PIC, the estimate of MAI is evaluated from the decided bits of all users in the previous stage. Then, it is cancelled from the mixed signal. The bit detection will be performed after.

The concept of parallel interference cancellation receiver (PIC) is that each user is simultaneously cancel their interference (MAI). PIC is placed after a matched filter that firstly estimates each user's information bit [9]. The block diagram of a parallel interference cancellation receiver (PIC) is shown in Fig. 3.

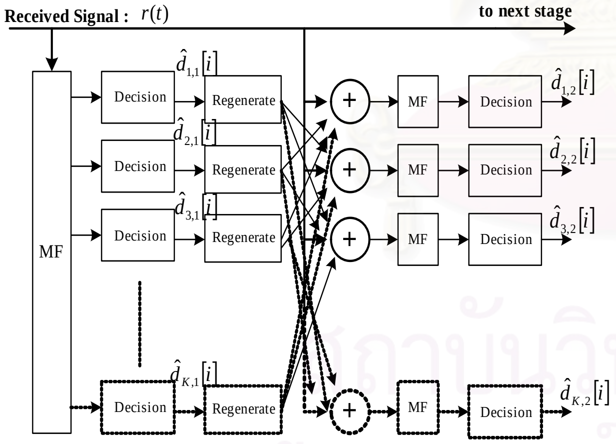



Fig. 3 PIC block diagram

The initial stage is a matched filter. It is then cascaded with the first stage of PIC, The information bit decision of the previous stage is employed with the known spreading codes to regenerate the received signals of all users. For each user, the MAI is estimated as the sum of all other user signals. The original received signal, $r(t)$, is subtracted by the corresponding estimated MAI for each user, and is finally fed to the matched filter to obtain an improved decision for each user. Both the error signal of previous decisions will be contributed to the MAI estimation error.

### 2.2 Maximum Likelihood Estimation of the Frequency Offset in MC-CDMA

In this section, the frequency offset estimation technique based on the Maximum likelihood principle will be explored. The system is assumed to be BPSK modulated with $K$ users and the processing gain of $N$. Moreover, the receiver is assumed to be perfectly synchronized with the transmitters. The likelihood function for the frequency offset for a MC-CDMA system is fully derived in [8], and given by

$$\Lambda = \frac{2}{N_0}\int_0^T \mathrm{Re}\{r(t)s^*(t)\}dt \qquad (1)$$

where the received signal, $r(t)$, is obtained from

$$r(t) = \sum_{k=1}^{K}\sum_{n=1}^{N} d[i]c_n e^{j\left(2\pi f_0 t + \frac{2\pi(n-1)}{T}t\right)} + n(t) \qquad (2)$$

$n(t)$ is additive white Gaussian noise having a single sided power spectrum density of $N_0$, and $s^*(t)$ is the estimate of the received signal, $r(t)$, with the form of

$$s^*(t) = \sum_{k=1}^{K}\sum_{n=1}^{N} d[i]c_n[k]e^{j\left(2\pi f_0^* t + \frac{2\pi(n-1)}{T}t\right)} \qquad (3)$$

Let $f_0^*$ denote the estimation of the carrier frequency, $f_0$, the frequency offset is therefore given by

$$\Delta f = f_0 - f_0^* \qquad (4)$$

The mean value of the likelihood function, $\Lambda$, becomes

$$E[\Lambda] = \frac{1}{N_0^2}\sum_{m=1}^{N}\sum_{l=1}^{N}\frac{1-\cos(2\pi\Delta f)}{(\Delta f + m - 1)^2} \qquad (5)$$

In Fig. 4, the normalized mean value of the likelihood function is plotted against normalized frequency offset $\Delta f$. It is clear that the likelihood function reaches an absolute maximal value at $\Delta f = 0$.

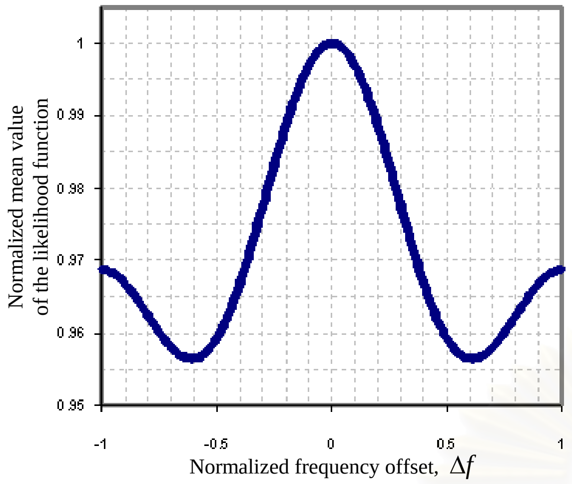



Fig. 4 Normalized mean value of the likelihood function versus frequency offset

From the local convexity of the likelihood function between $-0.5 \le \Delta f \le 0.5$, as shown in Fig. 4, in order to find the frequency offset, the likelihood function, $\Lambda$, is therefore minimized by using the gradient method; i.e. by tracking the derivative of the likelihood function with respected to $f_0^*$ as following:

$$\frac{\partial \Lambda}{\partial f_0^*} = \frac{2C}{N_0^2} \sum_{n=1}^{N} \mathrm{Re}\{q_m\} \frac{\partial(\mathrm{Re}\{q_m\})}{\partial f_0^*} \quad ; m = 1, \ldots, N \tag{6}$$

where $$q_m = \int_0^T r(t) \times e^{-j(2\pi f_0 t)} \times e^{-j(2\pi f_0^* t)} dt \tag{7}$$

$$\frac{\partial(Re\{q_m\})}{\partial f_0^*} = 2\pi \sum_{l=1}^{N} d_l \int_0^T t \cos[2\pi(f_l - f_m + \Delta f)T] \tag{8}$$

and $C$ is a non zero multiplicative positive constant which is independent on $f_0^*$.

Hence, an iterate algorithm for the optimization of $f_0^*$ is obtained as

$$f_{0,i+1}^* = f_{0,i}^* + a\varepsilon_i \tag{9}$$

where $a$ is a positive constant and

$$\varepsilon_i = \sum_{m=1}^{N} \mathrm{Re}\{q_m\} \times \frac{\partial(\mathrm{Re}\{q_m\})}{\partial f_0^*} \tag{10}$$

## 3. Parallel Interference Cancellation Receiver with Maximum Likelihood Frequency Offset Estimation

A parallel interference cancellation receiver with Maximum Likelihood frequency offset estimation technique is therefore proposed to improve system performance. In the uplink, the received signal from each user in the system has different value of frequency offset. It is necessary to estimate users' information bit by matched filter. Consequently, a multi-stage PIC is employed to eliminate the MAI before the estimation of frequency offset of each user, as illustrated in Fig. 5.

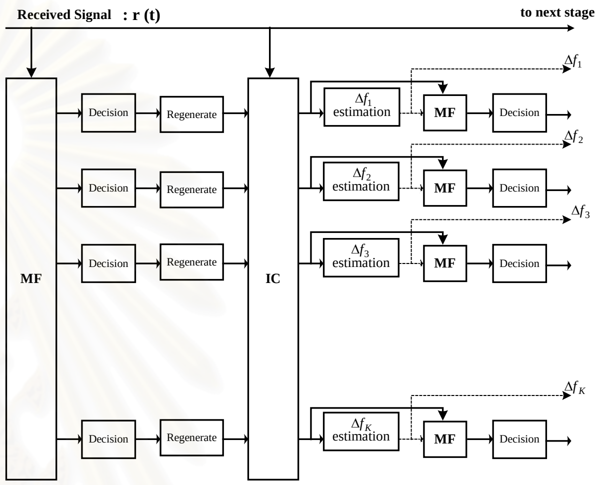



Fig. 5 Proposed PIC with ML frequency offset estimation technique

The initial stage is a conventional matched filter that is used to estimate all of the users' information bit without any consideration of the frequency offset. Next, the first stage of PIC is used to regenerate all of the users' received signals from the estimated information bit. The original received signal is then subtracted by the MAI, which is considered to be the other users' received signals. The subtracted signal, which is considered to be MAI free, is used to estimate the user's frequency offset. The estimated frequency offset and the MAI free signal are then fed to the matched filter to detect information bit. Finally, the estimated frequency offset is fed to the next stage of PIC in order to adjust the frequency of the oscillator at the modulator.

In the uplink, the value of frequency offset from each user is not usually the same. It is therefore not possible to estimate all of users' frequency offset from the receiver signal by using only matched filter at the receive as in the downlink. PIC is suggested to be employed in order to separate the desired user signal from the original received signal. In this case, the value of the desired user's frequency offset can be estimated.

## 4. Simulation Results

The performance of the proposed MC-CDMA receiver was compared with that of a matched filter and a multi-stage PIC without the frequency offset estimation correction techniques. The simulation model

was a synchronous MC-CDMA with BPSK modulation in AWGN, no fading channel and the number of users was $K = 10$. The power was perfectly control and the number of sub-carriers (processing gain) was $N = 32$. The spreading code was chosen to be random code, which is normally used in the uplink, in order to examined the MAI cancellation performance of the receivers. The values of normalized frequency offset for each user were randomly generated within the range of $-0.5$ to $0.5$.

The distribution of detected information bits from conventional PIC and PIC with frequency offset estimation was compared at stage 1. The result in Fig. 6 shown that PIC with frequency offset estimation technique which corrected the effect of the frequency offset from the received signal. And it achieved in better performance of information bits decision. While in conventional PIC, the information bit detection still had the effect of frequency offset.

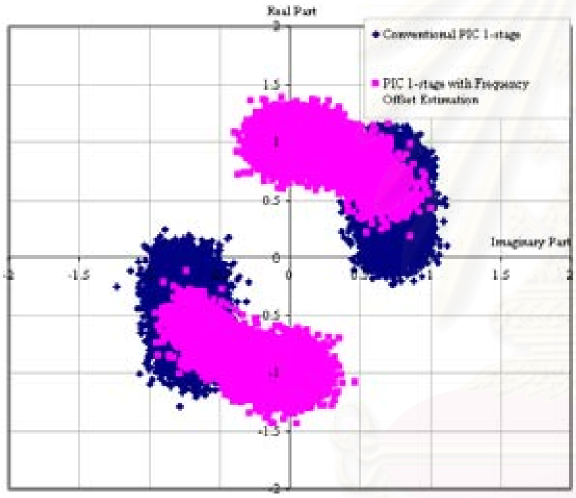



Fig. 6 Comparison between the distribution of detected information bits from conventional PIC 1-stage and PIC 1-stage with frequency offset estimation

Next, the performance of matched filter, conventional PIC and PIC with frequency offset estimation technique were compared between them at stage 1, 3 and 5 in term of bit error rate (BER). It was depicted in Fig. 7 to Fig. 10 that PIC with frequency offset estimation yielded better performance than the conventional PIC and matched filter. The performance of conventional PIC was quite the same as matched filter although the number of stage in conventional PIC was increased.

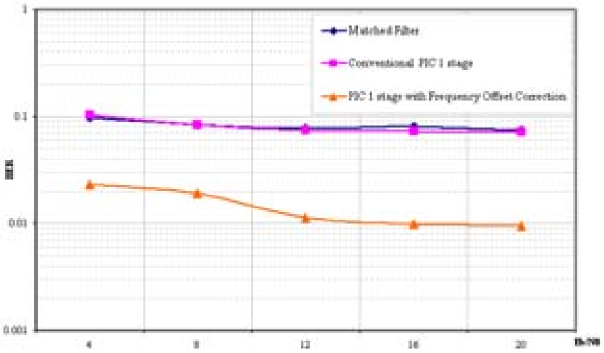



Fig. 7 Comparison between conventional 1-stage PIC and 1-stage PIC with frequency offset estimation

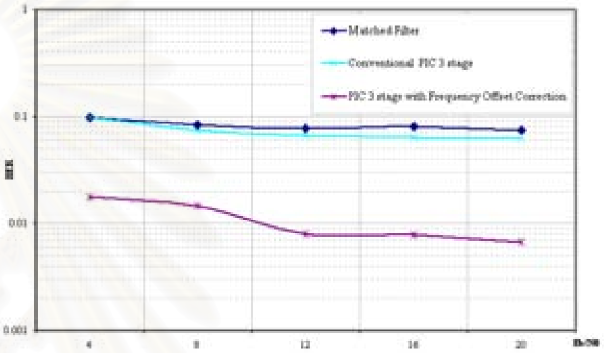



Fig. 8 Comparison between conventional 3-stage PIC and 3-stage PIC with frequency offset estimaiton

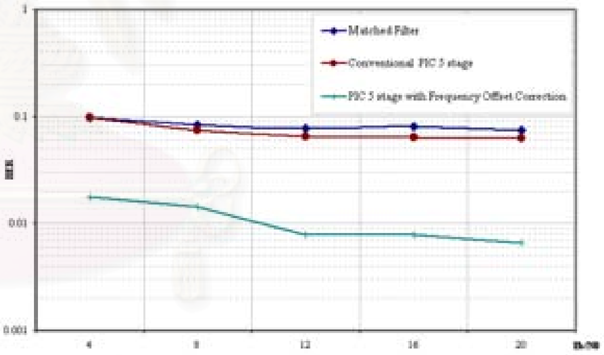



Fig. 9 Comparison between conventional 5-stage PIC and 5-stage PIC with frequency offset estimation

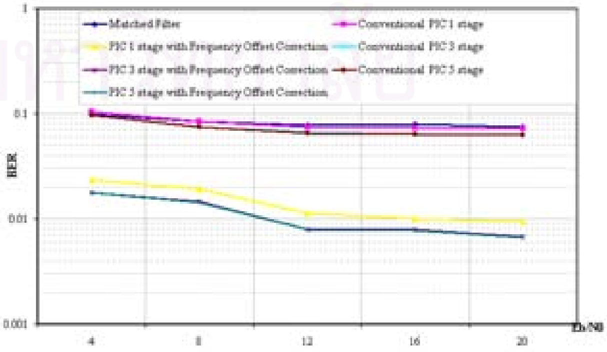



Fig. 10 Comparison between conventional multi-stage PIC and PIC with frequency offset estimation

## 5. Conclusions

A parallel interference cancellation receiver (PIC) with frequency offset estimation technique has been proposed in this paper in order to improve the performance of an MC-CDMA system. The proposed technique employs the Maximum Likelihood estimation method.

As the frequency offset has been corrected, the inter-carrier interference (ICI) is reduced and thus the received signals distort less than those in the conventional PIC. Simulation results have shown that improved performance in terms of BER can be obtained by using the PIC receiver with the applied frequency offset estimation technique, as compared with the conventional PIC and the matched filter.

## 6. Acknowledgement

The author would like to express the grateful thanks to grant from government research and development in cooperative project between EE department and private sector for supporting this work.

## 7. References

[1] N. Yee and J-P. Linartz, “Multi-Carrier CDMA in an Indoor Wireless Radio Channel,” internal report of the NICRO project93-101 “Frequency-Code Division Multiple Access: a new Spreading Technique for the Radio Communications over Multipath Channels” by Teknekron Communication Systems, University of California, Berkeley, California 94720.

[2] A. Feng, Q. Yin, J. Zhang and K. Deng, “Blind Channel Estimation in Synchronous MC-CDMA System with Consideration of Carrier Offset Compensation,” in Proc. *Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pp.660-664, 2002.

[3] S. Hara and R. Prasad, “Overview of Multicarrier CDMA,” IEEE Communications Magazine, vol. 35, pp. 126-133, Dec. 1997.

[4] Y. Kim, K. Bang, S. Choi, C. You and D. Hong, “Effect of Carrier Frequency Offset on Performance of MC-CDMA,” *IEEE ELECTRONIC LETTERS*, vol. 35, pp.378-379, Mar. 1999.

[5] H. Steendam and M. Meoneclaey, “Comparison of the sensitivities of MC-CDMA and MC-DC-CDMA to Carrier Frequency Offset,” in Proc. *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 3, pp. 166-173, Oct. 2000.

[6] A. C. McCormick, P. M. Grant, J. S. Thomson and E. A. Al-Susa, “A Carrier Frequency Offset Correction Scheme for MC-CDMA,” in Proc. *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 3, pp.1689-1692, May 2001.

[7] F. Diffara and A. Chouly, “Maximum Likelihood Frequency Offset Detectors for Orthogonal Multicarrier Systems,” in Proc. *IEEE International Conference*, vol. 2, pp. 766-771, May 2001.

[8] Q. TIAN and K. B. Letalief, “ML Estimation and Correction of Frequency Offset for MC-CDMA Systems over Fading Channels,” in Proc. *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pp.571-575, May 2001.

[9] J. Sinthusak, S. Jitapunkul and V. Kaweevat, “Hybrid Interference Cancellation using Partial Cancellation Technique in CDMA System,” in Proc. EECON-23, vol. 1, pp.135-138, Nov. 2000.

ศูนย์วิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

# ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นางสาวจิราภา ทรงธนศักดิ์ เกิดวันที่ 17 กรกฎาคม พ.ศ. 2523 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร เข้าศึกษาในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยมหิดล ในปีการศึกษา 2540 และเข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ที่ห้องปฏิบัติการวิจัยกรรมวิธีสัญญาณดิจิทัล ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2544

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย