

การแก้ไขความถี่ออสซิลเลชันสำหรับระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอบนช่องสัญญาณที่มีเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่



นางสาว พุกษา ตันทรงเจริญ

สถาบันวิทยบริการ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2547

ISBN 974-53-1710-1

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

FREQUENCY OFFSET CORRECTION FOR MULTICARRIER CDMA SYSTEMS OVER  
FREQUENCY SELECTIVE FADING CHANNEL



Miss Pruksa Tansongcharoen

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements  
for the Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering

Chulalongkorn University

Academic Year 2004

ISBN 974-53-1710-1

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การแก้ไขความถี่ออฟเซตสำหรับระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอบน ช่องสัญญาณที่มีเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่
โดย	นางสาว พกษา ตันทรงเจริญ
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษา	รองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล

---

คณะวิศวกรรมศาสตร์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้หัวข้อวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วน  
หนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์  
(ศาสตราจารย์ ดร. ติเรก ลาวัญย์ศิริ)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

..... ประธานกรรมการ  
(ศาสตราจารย์ ดร.ประสิทธิ์ ประพัฒน์มงคล)

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

..... กรรมการ  
(รองศาสตราจารย์ ดร.วาทิต เบญจพลกุล)

..... กรรมการ  
(อาจารย์ ดร.นิศาชล ตั้งเสงี่ยมวิสัย)

พฤกษา ตันทรงเจริญ : การแก้ไขความถี่ออฟเซตสำหรับระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอบน  
ช่องสัญญาณที่มีเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่. (FREQUENCY OFFSET CORRECTION FOR  
MULTICARRIER CDMA SYSTEMS OVER FREQUENCY SELECTIVE FADING CHANNEL)

อ. ที่ปรึกษา : รศ. ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล, 113 หน้า. ISBN 974-53-1710-1.

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอวิธีการประมาณและแก้ไขความถี่ออฟเซตสำหรับระบบมัลติแค-  
เรียร์ซีดีเอ็มเอเมื่อพิจารณาช่องสัญญาณที่มีเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ โดยนำเสนอสองอัลกอริทึม  
หลักที่ใช้ในการประมาณความถี่ออฟเซต อัลกอริทึมแรกมีการเสนอเทคนิคเพื่อประมาณจำนวนวิถี  
สำคัญ เพื่อนำค่าที่ได้มาเลือกตำแหน่งของสัญญาณในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตที่มีขนาด  
ไม่เกินระยะห่างระหว่างคลื่นพหุฮาร์โมนี หลังจากแก้ไขความถี่ออฟเซตชนิดที่ไม่เป็นจำนวนเต็มแล้ว  
สัญญาณจะถูกแปลงไปอยู่ในโดเมนความถี่เพื่อทำการประมาณความถี่ออฟเซตชนิดที่เป็นจำนวน  
เต็มออกมา โดยวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอสัญลักษณ์นำร่องรูปแบบใหม่ที่เหมาะสมต่อ  
ช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่เพื่อใช้ในการประมาณความถี่ออฟเซตที่เป็นจำนวนเต็ม

ผลการจำลองระบบเปรียบเทียบระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม  
สามารถยืนยันได้ว่า อัลกอริทึมที่นำเสนอให้ประสิทธิภาพที่เหนือกว่าอัลกอริทึมที่มีอยู่เดิมเป็น  
อย่างมาก

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาควิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....

สาขาวิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....

ปีการศึกษา.....2547.....

ลายมือชื่อนิสิต.....

ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....

## 4570439021 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEY WORD: MC-CDMA / MULTICARRIER CDMA / DOWNLINK / FREQUENCY OFFSET / SYNCHRONIZATION / MAXIMUM LIKELIHOOD / MULTIPATH FADING

PRUKSA TANSONGCHAROEN : FREQUENCY OFFSET CORRECTION FOR MULTICARRIER CDMA SYSTEMS OVER FREQUENCY SELECTIVE FADING CHANNEL. THESIS ADVISOR : ASSOC. PROF. SOMCHAI JITAPUNKUL, Dr.Ing. 113 pp. ISBN 974-53-1710-1.

This thesis presents the novel method for carrier frequency offset (FO) estimation in Multi-carrier Code Division Multiple Access (Multi-carrier CDMA, MC-CDMA) with multipath Rayleigh fading channel. The proposed estimator is composed of two methods for improving the existing FO estimation techniques. First, the CIR length estimation technique is introduced in order to enhance the accuracy of fractional FO (FFO) estimation. Second, the new pilot design is proposed for acquiring an integer FO (IFO) value. The estimation of FFO (values is between -0.5 and 0.5) is carried out in the first stage. After the compensation of FFO, the estimation of IFO is then performed in the following stage. This new design overcomes the limit of the other previous FO value estimation techniques and very suitable for practical implementation.

From the simulation results, this new design significantly reduces the estimation error compared with the previous techniques. This confirms the advantages of proposed techniques.

Department.....Electrical Engineering.....

Student's signature.....

Field of study.....Electrical Engineering.....

Advisor's signature.....

Academic year.....2004.....

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้เป็นอย่างดีด้วยความช่วยเหลืออย่างดียิ่งของ รองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ซึ่งกรุณาให้ความรู้ คำแนะนำที่เป็นประโยชน์ในการวิจัย ตลอดจนความเมตตา และเอาใจใส่ต่อผู้ทำวิจัยมาโดยตลอด ผู้วิจัยจึงขอกราบขอบพระคุณมา ณ ที่นี้

ขอกราบขอบพระคุณบิดามารดาที่ให้กำเนิด ให้ความรัก ความอบอุ่น การอบรม สั่งสอน การสนับสนุน และเป็นกำลังใจแก่ผู้วิจัยในทุก ๆ ด้านเสมอมา

ขอขอบคุณโครงการเสริมสร้างความเชื่อมโยงระหว่างภาคทวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า และภาคเอกชนทางด้านการวิจัยและพัฒนา (Cooperative Project between Department of Electrical Engineering and Private sector for Research and Development) ที่ให้ทุนสนับสนุนค่าใช้จ่ายในการวิจัย และจัดทำวิทยานิพนธ์จนสำเร็จลุล่วง

สุดท้ายนี้ ขอขอบคุณห้องปฏิบัติการวิจัยกรรมวิธีสัญญาณดิจิทัลซึ่งเป็นสถานที่ทำวิจัย รวมถึงเพื่อนพี่น้องนิสิตทุกท่าน ที่มีส่วนช่วยเหลือในการให้ข้อคิดเห็น คำแนะนำ และกำลังใจ จนกระทั่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ลุล่วงไปได้ด้วยดี

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ญ
สารบัญภาพ.....	ฎ
บัญชีคำศัพท์ .....	ณ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมา.....	1
1.2 ความรู้พื้นฐานระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ.....	2
1.2.1 หลักการแผ่สเปกตรัมแบบดีเอสและการมอดูเลตแบบมัลติแคเรียร์.....	2
1.2.2 หลักการมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ.....	4
1.2.3 การเปรียบเทียบเทคนิคการมอดูเลตแบบต่างๆ.....	6
1.3 งานวิจัยที่ผ่านมา .....	8
1.3.1 เทคนิคการประมาณโดยใช้สัญลักษณ์นำร่อง (Pilot Estimation).....	8
1.3.2 เทคนิคการประมาณแบบบอด (Blind Estimation).....	9
1.4 แนวทางของวิทยานิพนธ์.....	10
1.5 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	11
1.6 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	11
1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	11
1.8 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินการ.....	11
1.9 ภาพรวมของวิทยานิพนธ์.....	12
1.10 นิยามสัญลักษณ์.....	13
2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	14
2.1 แบบจำลองระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ.....	14
2.1.1 แบบจำลองภาคส่ง (Transmitter Model).....	14

2.1.2	แบบจำลองภาครับ (Receiver Model).....	15
2.2	ช่องสัญญาณวิทยุเคลื่อนที่ (Mobile Radio Channel) .....	17
2.2.1	การแพร่กระจายหลายวิถีที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (Time-Variant Multipath Propagation).....	17
2.2.2	แบบจำลองช่องสัญญาณ (Channel Model).....	20
2.3	การดีเทคข้อมูล (Data Detection).....	20
2.3.1	การดีเทคข้อมูลสำหรับผู้ใช้งานเดี่ยว (Single-User Detection: SD, One Tap Equalization).....	20
2.3.2	การดีเทคข้อมูลสำหรับผู้ใช้งานหลายราย (Multi-user Detection: MD).....	24
2.4	รหัสแผ่.....	27
2.5	ช่วงเวลาคุ้มกัน (Guard Interval) และ Cyclic Prefix: CP.....	28
2.6	รูปแบบการจัดวางสัญลักษณ์นำร่อง (Pilot-Symbol-Aided: PSA schemes).....	30
2.6.1	รูปแบบการจัดวางสัญลักษณ์นำร่องทางเวลา (Time Multiplex Pilot Schemes).....	31
2.6.2	รูปแบบการจัดวางสัญลักษณ์นำร่องทางความถี่ (Frequency Multiplex Pilot Schemes).....	31
2.6.3	รูปแบบการจัดวางสัญลักษณ์นำร่องแบบกระจาย (Scattered Pilot, 2D Pilot Schemes).....	31
2.7	ความถี่ออฟเซต (Frequency Offset: FO).....	32
2.7.1	สาเหตุการเกิดความถี่ออฟเซต.....	32
2.7.2	ประเภทของความถี่ออฟเซต.....	32
2.7.3	ผลกระทบเนื่องจากความถี่ออฟเซต.....	33
2.8	ปัจจัยที่ส่งผลต่อสมรรถนะของระบบ.....	36
2.9	พารามิเตอร์ที่ใช้วัดสมรรถนะของระบบ.....	37
3	การประมาณและการแก้ไขความถี่ออฟเซตสำหรับระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ.....	39
3.1	โครงสร้างสัญญาณ.....	39
3.2	อัลกอริทึมที่นำเสนอ.....	40
3.2.1	อัลกอริทึมสำหรับประมาณความถี่ออฟเซตที่ไม่เป็นจำนวนเต็ม (FFO Estimation) โดยปรับปรุงทฤษฎี Maximum Likelihood Estimation.....	40



บทที่	หน้า
3.2.2 อัลกอริทึมสำหรับประมาณความถี่ออฟเซตที่เป็นจำนวนเต็ม (IFO Estimation).....	47
3.3 การแก้ไขความถี่ออฟเซต (Frequency Offset Correction).....	50
4 ผลการวิจัย.....	52
4.1 สมมุติฐานต่างๆ ที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	52
4.2 การจำลองระบบเพื่อทดสอบประสิทธิภาพของอัลกอริทึมที่ใช้ในการประมาณความถี่ออฟเซตสำหรับระบบ MC-CDMA.....	53
4.2.1 การทดสอบเพื่อหาค่า threshold ที่เหมาะสมในสภาวะต่าง ๆ.....	53
4.2.2 เปรียบเทียบสมรรถนะของอัลกอริทึมที่ค่า threshold ต่าง ๆ โดยใช้เกณฑ์ MSE.....	60
4.2.3 เปรียบเทียบสมรรถนะของอัลกอริทึมที่ใช้ประมาณค่า FFO ที่ค่าความถี่ออฟเซตต่าง ๆ.....	62
4.2.4 เปรียบเทียบสมรรถนะของอัลกอริทึมที่ใช้ประมาณค่า FFO เมื่อกำหนดให้จำนวนผู้ใช้ทั้งหมดในระบบมีค่าเท่ากับ 2, 4 และ 6 ผู้ใช้.....	75
4.2.5 เปรียบเทียบสมรรถนะของอัลกอริทึมที่ใช้ประมาณค่า FFO เมื่อกำหนดให้ความยาวรหัสแรมมีเท่ากับ 16, 32 และ 64.....	76
4.2.6 เปรียบเทียบสมรรถนะของอัลกอริทึมที่ใช้การประมาณความถี่ออฟเซตชนิด IFO.....	77
4.2.7 เปรียบเทียบสมรรถนะของระบบด้วยอัตราบิดผิดพลาด.....	81
4.3 ผลสรุปโดยรวม.....	89
5 บทสรุป.....	91
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	91
5.2 ข้อดีและข้อด้อย.....	92
5.3 ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต.....	93
รายการอ้างอิง.....	94
ภาคผนวก.....	99
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์.....	113

## สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 4.1	เปรียบเทียบร้อยละของความถูกต้องระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม เมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 2, 4, 6 และ 8.....	78
ตารางที่ 4.2	เปรียบเทียบร้อยละของความถูกต้องระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม เมื่อจำนวน pilot ที่ใช้ในการประมาณ IFO เท่ากับ 2, 4 และ 6.....	78
ตารางที่ 4.3	เปรียบเทียบร้อยละของความถูกต้องระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม เมื่อจำนวนวิถีสำคัญเท่ากับ 4, 6 และ 8.....	79
ตารางที่ 4.4	เปรียบเทียบร้อยละของความถูกต้องระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม เมื่อความถี่ออฟเซตเท่ากับ 1.1, 1.2, 1.3, และ 1.4.....	79
ตารางที่ 4.5	เปรียบเทียบร้อยละของความถูกต้องระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม เมื่อจำนวนบิตที่เป็น pilot ต่อหนึ่งสัญลักษณ์เท่ากับ 4, 6 และ 8.....	79
ตารางที่ 4.6	เปรียบเทียบร้อยละของความถูกต้องระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม เมื่อความยาวรหัสแม่เท่ากับ 32, 64 และ 128.....	79
ตารางที่ 5.1	เปรียบเทียบข้อดีและข้อด้อยของอัลกอริทึมที่นำเสนอเทียบกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิมสำหรับการประมาณความถี่ออฟเซตชนิด IFO.....	92
ตารางที่ 5.2	เปรียบเทียบข้อดีและข้อด้อยของอัลกอริทึมที่นำเสนอเทียบกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิมสำหรับการประมาณความถี่ออฟเซตชนิด FFO.....	93

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## สารบัญภาพ

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 1.1	เปรียบเทียบความหนาแน่นพลังงาน (power density).....2
รูปที่ 1.2	หลักการแผ่แบบดีเอสเมื่อพิจารณาผู้ใช้คนเดียว.....3
รูปที่ 1.3	หลักการมอดูเลตแบบมัลติแคเรียร์.....3
รูปที่ 1.4	ระบบการเข้าถึงหลายทางแบบ MC-FDMA, MC-TDMA และ MC-CDMA.....4
รูปที่ 1.5	หลักการมอดูเลตแบบมัลติแคเรียร์.....5
รูปที่ 1.6	สเปกตรัมของสัญญาณแถบแคบ.....7
รูปที่ 1.7	สเปกตรัมของสัญญาณ DS-SS-SS-SS.....7
รูปที่ 1.8	สเปกตรัมของสัญญาณ MC-SS-SS-SS ก่อนผ่านช่องสัญญาณ.....8
รูปที่ 1.9	สเปกตรัมของสัญญาณ MC-SS-SS-SS หลังผ่านช่องสัญญาณ.....8
รูปที่ 2.1	แบบจำลองภาคส่งของระบบ MC-SS-SS-SS.....14
รูปที่ 2.2	แบบจำลองภาครับของระบบ MC-SS-SS-SS.....15
รูปที่ 2.3	การดีเทคข้อมูลสำหรับผู้ใช้รายเดียวแบบต่างๆ.....21
รูปที่ 2.4	แสดงการดีเทคข้อมูลสำหรับผู้ใช้หลายรายแบบต่างๆ.....24
รูปที่ 2.5	เครื่องรับแบบดีคอรรีเลต.....25
รูปที่ 2.6	เครื่องรับแบบ MMSE.....26
รูปที่ 2.7	แสดงคลื่นสัญญาณส่ง 3 คลื่นที่มีการมอดูเลตแบบ Binary phase shift keying (BPSK) ที่มีการเติมช่วงเวลาคู้มกัน.....28
รูปที่ 2.8	การเติม cyclic prefix ในช่วงเวลาคู้มกัน.....29
รูปที่ 2.9	แสดงคลื่นสัญญาณส่ง 3 คลื่นที่มีการมอดูเลตแบบ Binary phase shift keying (BPSK) ที่มีการเติม cyclic prefix ในช่วงเวลาคู้มกัน.....29
รูปที่ 2.10	การจัดวางสัญญาณนำร่องแบบต่างๆ.....30
รูปที่ 2.11	แสดงสเปกตรัมของสัญญาณ MC-SS-SS-SS เมื่อเกิดความถี่ออฟเซต.....35
รูปที่ 3.1	โครงสร้างของสัญญาณที่มีการเติม cyclic prefix ในช่วงเวลาคู้มกัน.....41
รูปที่ 3.2	โครงสร้างเฟรมในช่องสัญญาณหลายวิถี.....43
รูปที่ 3.3	แสดงคลื่นสัญญาณ.....45
รูปที่ 3.4	เทคนิคการประมาณค่าวิถีสำคัญ.....46
รูปที่ 3.5	window length.....47
รูปที่ 3.6	เทคนิคการประมาณค่าวิถีสำคัญสำหรับช่องสัญญาณที่มีค่าวิถีสำคัญคงที่.....47
รูปที่ 3.7	รูปแบบการเติมสัญญาณนำร่องสำหรับการประมาณ IFO แบบดั้งเดิม.....48

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 3.8	รูปแบบการเติมสัญญาณรบกวนสำหรับการประมาณ IFO ที่นำเสนอ..... 49
รูปที่ 3.9	เทคนิคการประมาณ IFO.....50
รูปที่ 3.10	โครงสร้างการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบที่ 1.....51
รูปที่ 3.11	โครงสร้างการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบที่ 2.....51
รูปที่ 4.1	แสดงค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่รับได้, $x(n)$ กับสัญญาณที่รับได้ถัดไป $N$ ตำแหน่ง, $x(n + N)$ ที่ค่า SNR เท่ากับ 10 dB และจำนวนผู้ใช้เท่ากับ 1, 5 และ 10.....54
รูปที่ 4.2	แสดงค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่รับได้, $x(n)$ กับสัญญาณที่รับได้ถัดไป $N$ ตำแหน่ง, $x(n + N)$ ที่ค่า SNR เท่ากับ 20 dB และจำนวนผู้ใช้เท่ากับ 1, 5 และ 10.....54
รูปที่ 4.3	แสดงค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่รับได้, $x(n)$ กับสัญญาณที่รับได้ถัดไป $N$ ตำแหน่ง, $x(n + N)$ ที่ค่า SNR เท่ากับ 30 dB และจำนวนผู้ใช้เท่ากับ 1, 5 และ 10.....55
รูปที่ 4.4	แสดงค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่รับได้, $x(n)$ กับสัญญาณที่รับได้ถัดไป $N$ ตำแหน่ง, $x(n + N)$ เมื่อกำหนดให้ความถี่ออฟเซตเท่ากับ 0.2 และ 0.4 ที่ความยาวรหัสแม่, $N$ เท่ากับ 32 และ 64.....56
รูปที่ 4.5	แสดงค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่รับได้, $x(n)$ กับสัญญาณที่รับได้ถัดไป $N$ ตำแหน่ง, $x(n + N)$ เมื่อกำหนดให้ จำนวนวิถีสำคัญมีค่าเท่ากับ 2, 4, 6, 8 และ 10.....57
รูปที่ 4.6	แสดงค่าร้อยละของความถูกต้องในการประมาณ removable path ที่ค่า threshold ต่างๆ เมื่อกำหนดค่าให้ จำนวนวิถีสำคัญมีค่าเท่ากับ 2.....58
รูปที่ 4.7	แสดงค่าร้อยละของความถูกต้องในการประมาณ removable path ที่ค่า threshold ต่างๆ เมื่อกำหนดค่าให้ จำนวนวิถีสำคัญมีค่าเท่ากับ 4.....58
รูปที่ 4.8	แสดงค่าร้อยละของความถูกต้องในการประมาณ removable path ที่ค่า threshold ต่างๆ เมื่อกำหนดค่าให้ จำนวนวิถีสำคัญมีค่าเท่ากับ 6.....59
รูปที่ 4.9	แสดงค่าร้อยละของความถูกต้องในการประมาณ removable path ที่ค่า threshold ต่างๆ เมื่อกำหนดค่าให้ จำนวนวิถีสำคัญมีค่าเท่ากับ 8.....59
รูปที่ 4.10	แสดงค่าร้อยละของความถูกต้องในการประมาณ removable path ที่ค่า threshold ต่างๆ เมื่อกำหนดค่าให้ จำนวนวิถีสำคัญมีค่าเท่ากับ 10.....60



ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 4.23 เปรียบเทียบ MSE ระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม ที่ค่าความถี่ออฟเซต 0.9 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพายุย่อย.....	70
รูปที่ 4.24 เปรียบเทียบค่าความถี่ออฟเซตที่ประมาณได้ระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม ที่ค่าความถี่ออฟเซต 1.1 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพายุย่อย.....	71
รูปที่ 4.25 เปรียบเทียบค่าความถี่ออฟเซตที่ประมาณได้ระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม ที่ค่าความถี่ออฟเซต 1.2 และ 1.3 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพายุย่อย.....	71
รูปที่ 4.26 เปรียบเทียบ MSE ระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม ที่ค่าความถี่ออฟเซต 1.1 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพายุย่อย.....	72
รูปที่ 4.27 เปรียบเทียบ MSE ระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม ที่ค่าความถี่ออฟเซต 1.2 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพายุย่อย.....	72
รูปที่ 4.28 เปรียบเทียบ MSE ระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม ที่ค่าความถี่ออฟเซต 1.3 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพายุย่อย.....	73
รูปที่ 4.29 เปรียบเทียบค่าความถี่ออฟเซตที่ประมาณได้ระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม ที่ค่าความถี่ออฟเซต 1.5, 1.7 และ 1.9 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพายุย่อย.....	74
รูปที่ 4.30 เปรียบเทียบ MSE ระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม ที่ค่าความถี่ออฟเซต 1.5, 1.7 และ 1.9 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพายุย่อย.....	75
รูปที่ 4.31 เปรียบเทียบสมรรถนะของอัลกอริทึมเมื่อกำหนดให้จำนวนผู้ใช้ในระบบมีค่าเท่ากับ 4, 6 และ 8.....	76
รูปที่ 4.32 เปรียบเทียบสมรรถนะของอัลกอริทึมเมื่อกำหนดให้ความยาวรหัสแรมมีค่าเท่ากับ 16, 32 และ 64.....	77
รูปที่ 4.33 แสดงค่า BER ภายใต้สมมุติฐานที่ว่าระบบสามารถขจัดความถี่ออฟเซตได้อย่างสมบูรณ์.....	82
รูปที่ 4.34 แสดงค่า BER ของระบบเมื่อค่าความถี่ออฟเซตเท่ากับ 0.1, 0.2 และ 0.3 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพายุย่อย.....	82
รูปที่ 4.35 แสดงค่า BER ของระบบเมื่อค่าความถี่ออฟเซตเท่ากับ 0.6, 0.7 และ 0.8 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพายุย่อย.....	83

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 4.36 แสดงค่า BER ของระบบเมื่อค่าความถี่ออฟเซตเท่ากับ 1.1, 1.2 และ 1.3 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพาห์ย่อย.....	84
รูปที่ 4.37 แสดงค่า BER ของระบบเมื่อค่าความถี่ออฟเซตเท่ากับ 1.7 และ 1.9 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพาห์ย่อย.....	85
รูปที่ 4.38 แสดงค่า BER ของระบบเมื่อ จำนวนวิถีสำคัญเท่ากับ 2, 5 และ 8 สัญลักษณ์.....	86
รูปที่ 4.39 แสดงค่า BER ของระบบเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 2, 4 และ 6.....	86
รูปที่ 4.40 แสดงค่า BER ของระบบเมื่อจำนวนสัญญาณนำร่องเท่ากับ 2, 4 และ 6 สัญลักษณ์.....	87
รูปที่ 4.41 แสดงค่า BER เมื่อจำนวนบิตของสัญญาณนำร่องเท่ากับ 4, 8 และ 11 สัญลักษณ์.....	88
รูปที่ 4.42 แสดงค่า BER ของระบบเมื่อความยาวรหัสแพร่เท่ากับ 16, 32 และ 64 สัญลักษณ์.....	88

## บัญชีคำศัพท์

การกระเจิง	Scattering
การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่	Frequency Division Multiple Access ย่อว่า FDMA
การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งด้วยเวลา	Time Division Multiple Access ย่อว่า TDMA
การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งด้วยรหัส	Code Division Multiple Access ย่อว่า CDMA
การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งด้วยรหัส ชนิดลำดับโดยตรง	Direct Sequence-Code Division Multiple Access ย่อว่า DS-CDMA
การวนซ้ำ	Iteration
การตัดสินใจ	Bit Decision
การปรับเท่า	Equalization
การประมาณช่องสัญญาณ	Channel Estimation
การแปลงฟูริเยร์แบบไม่ต่อเนื่อง	Discrete Fourier Transform ย่อว่า DFT
การแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว	Fast Fourier Transform ย่อว่า FFT
การแผ่	Spread
การแผ่กลับ	Despread
การมอดูเลต	Modulation
ข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น	Up Link หรือ Reverse Link
ข่ายเชื่อมโยงขาลง	Down Link หรือ Forward Link
ค่าเฉลี่ยของผลต่างกำลังสองของความ ผิดพลาด	Mean Squared Error ย่อว่า MSE
คลื่นพาห้	Carrier
คลื่นพาห้ย่อย	Subcarrier
คอรีเลเตอร์	Correlator
เครื่องรับชนิดที่ทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสอง ของค่าผิดพลาดต่ำที่สุด	Minimum Mean Square Error Receiver ย่อว่า MMSE
เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด	Optimum Receiver
เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป	Sub-optimum Receiver



เครื่องรับแบบเชิงเส้น	Linear Receiver
เครื่องรับแบบดีคอรรีเลต	Decorrelating Detector
เครื่องรับแบบดั้งเดิม	Conventional Receiver หรือ Match Filter
เครื่องรับแบบไม่เชิงเส้น	No-linear Receiver
เครื่องรับแบบหักล้างสัญญาณแทรกสอด อย่างขนาน	Parallel Interference Cancellation ย่อว่า PIC
เครื่องรับแบบหักล้างสัญญาณแทรกสอด อย่างต่อเนื่อง	Successive Interference Cancellation ย่อว่า SIC
เครื่องรับแบบหักล้างสัญญาณแทรกสอด อย่างผสม	Hybrid Interference Cancellation ย่อว่า HIC
เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายราย	Multisuser Detection
ความตั้งฉาก	Orthogonality
ความแปรปรวน	Variance
ชิพ	Chip
ช่องสัญญาณแบบพหุวิถี	Multi-path Channel
ซิงโครนัส	Synchronous
ดิจิทัล	Digital
ดีคอรรีเลเตอร์	Decorrelator
แถบความถี่ร่วมนัย	Coherence bandwidth
น้ำหนักถ่วง	Weight
ปรากฏการณ์ใกล้-ไกล	Near-far Effect
พหุวิถี	Multipath
เฟดดิ้ง	Fading
เฟดดิ้งแบบเลือกความถี่	Selective Fading
เฟดดิ้งแบบเรียบ	Flat Fading
รหัสแผ่	Spreading Code
รหัสสุ่ม	Random Code
ระยะความผิดพลาด	Error Distance
เวลาประวิง	Delay time
สหสัมพันธ์ข้าม	Cross correlation

สัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณ	Channel Gain
สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น	Multiple Access Interference ย่อว่า MAI
สัญญาณแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์	Intersymbol interference ย่อว่า ISI
สัญญาณแทรกสอดระหว่างคลื่นพาหีย่อย	Intercarrier interference ย่อว่า ICI
สัญญาณนำ	Pilot Signal
สัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบขาว	Additive White Gaussian Noise
อะซิงโครนัส	Asynchronous
อัตราแผ่	Processing Gain หรือ Spreading factor
อัตราความผิดพลาดบิต	Bit Error Rate ย่อว่า BER
อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน	Signal-to-noise Ratio ย่อว่า SNR
อัตสหสัมพันธ์	Autocorrelation

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมา

เป็นที่ทราบกันดีอยู่แล้วว่า ระบบสื่อสารไร้สายยุคที่ 3 (third generation: 3G mobile communication) สามารถรองรับบริการแบบมัลติมีเดียที่ประกอบด้วยการส่ง ข้อมูล (data) สัญญาณเสียง (voice) และสัญญาณวิดีโอ (video) ซึ่งอัตราการส่งสัญญาณต่าง ๆ เป็นอัตราที่ต่ำ ดังนั้นในระบบสื่อสารไร้สายยุคต่อไป หรือระบบสื่อสารไร้สายยุคที่ 4 (fourth generation: 4G) ซึ่งถูกคาดการณ์ว่าระบบต้องสามารถรองรับการบริการมัลติมีเดียแบบตอบสนองทันที (interactive multimedia) ซึ่งรวมไปถึง การประชุมทางไกล (teleconference) อินเทอร์เน็ตไร้สาย (wireless internet) เหล่านี้เป็นต้น เพื่อให้สามารถรองรับบริการเหล่านี้ได้ ระบบต้องมีแบนด์วิธกว้าง และต้องส่งข้อมูลอัตราบิตสูงได้ นอกจากนี้ระบบสื่อสารไร้สายยุคที่ 4 ต้องสามารถรองรับปริมาณผู้ใช้ที่เพิ่มมากขึ้น รวมถึงการรับประกันคุณภาพของข้อมูลเมื่อส่งด้วยอัตราบิตที่สูงขึ้น จากที่กล่าวมาว่าระบบสื่อสารไร้สายยุคที่ 4 มีการพัฒนาเป็นอย่างมากเมื่อเทียบกับระบบสื่อสารไร้สายยุคก่อนหน้าดังนี้ ระบบสื่อสารไร้สายยุคที่ 1 สามารถส่งสัญญาณเสียงได้เพียงอย่างเดียว ต่อมาอัตราการส่งข้อมูลได้ถูกพัฒนาจาก 9.6 kbps เป็น 32 kbps สำหรับระบบไร้สายยุคที่ 2 และอัตราการส่งข้อมูลสามารถเพิ่มได้ถึง 2 Mbps สำหรับระบบไร้สายยุคที่ 3 และสำหรับระบบไร้สายยุคที่ 4 มีผู้เชี่ยวชาญคาดการณ์ว่า ระบบสามารถเพิ่มอัตราการส่งข้อมูลไปได้ถึง 10 - 20 Mbps

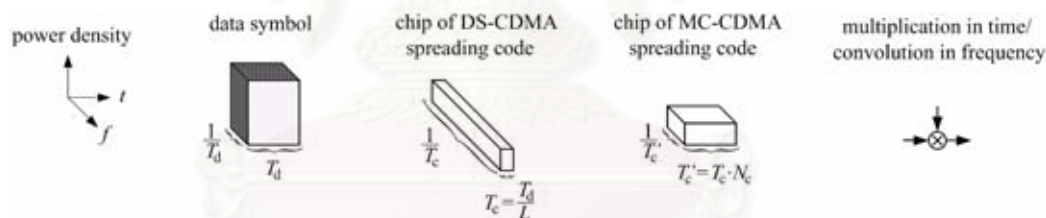
ระบบที่ได้รับความนิยมอย่างแพร่หลายสำหรับรองรับบริการในระบบสื่อสารไร้สายยุคที่ 4 คือ ระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ (Multicarrier Code-Division Multiple-Access, Multicarrier CDMA, MC-CDMA) ซึ่งเป็นการรวมเทคนิค OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) และวิธีการซีดีเอ็มเอ (Code Division Multiple Access: CDMA) เข้าด้วยกัน ทำให้ระบบ Multicarrier CDMA มีความสามารถในการใช้แบนด์วิธอย่างคุ้มค่า และสามารถทนต่อการเกิดเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ (frequency selective fading channel) และเนื่องจากเทคโนโลยีนี้สามารถใช้เทคนิคทางกรรมวิธีสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Processing: DSP) และ RF (Radio Frequency) ร่วมด้วย จึงทำให้เทคโนโลยีนี้ได้รับความนิยมเป็นอย่างมาก

อย่างไรก็ดี ปัญหาความถี่ออฟเซตเป็นปัญหาสำคัญอย่างหนึ่งของระบบ MC-CDMA ซึ่งส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของระบบ เนื่องจากความถี่ออฟเซตก่อให้เกิดการเลือนของฟังก์ชัน  $\text{sinc}(\cdot)$  สัญญาณจึงไม่ได้รับการสุ่มที่จุดสูงสุด ส่งผลให้เกิดการลดทอนของสัญญาณที่ต้องการ นอกจากนี้ความถี่ออฟเซตยังส่งผลให้เกิดการรบกวนกันระหว่างคลื่นพหุย่อย (Inter-carrier interference: ICI) เนื่องจากการสูญเสียความต้งฉากระหว่างคลื่นพหุย่อยต่าง ๆ ดังนั้นการแก้ไขความถี่ออฟเซตจึงเป็นส่วนที่สำคัญในการเพิ่มประสิทธิภาพของระบบ

## 1.2 ความรู้พื้นฐานระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ [1-5]

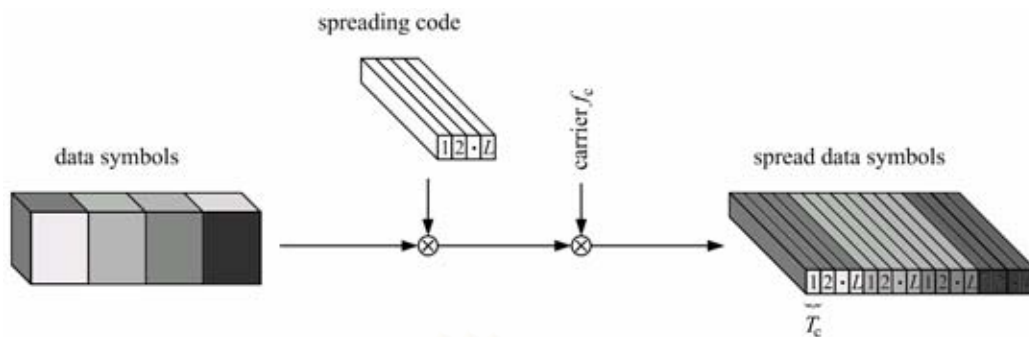
### 1.2.1 หลักการแผ่สเปกตรัมแบบดีเอสและการมอดูเลตแบบมัลติแคเรียร์

ก่อนที่จะอธิบายถึงหลักการของระบบ MC-CDMA นั้น ต้องทำความเข้าใจถึงหลักการพื้นฐานที่สำคัญของการแผ่สเปกตรัมแบบดีเอส และหลักการมอดูเลตแบบมัลติแคเรียร์เสียก่อน ดังรูปที่ 1.1 โดยภาพที่แสดงเป็นขนาดที่นอร์มัลไลซ์ (normalized) ด้วยพลังงานภายใน 1 บิตข้อมูล ซึ่งมีคาบของข้อมูลเท่ากับ  $T_d$



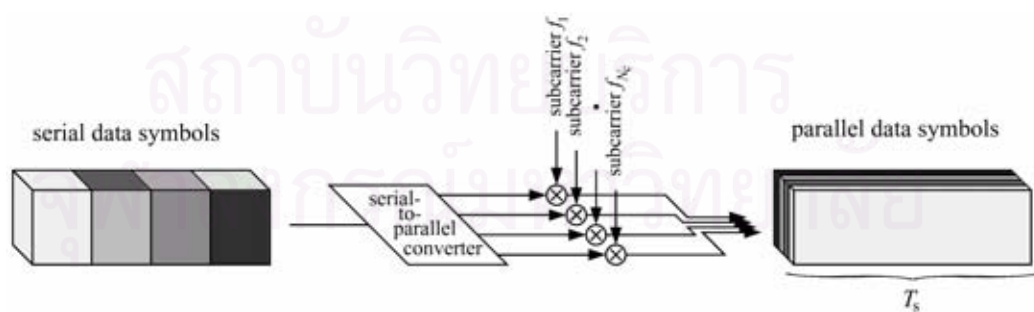
รูปที่ 1.1 เปรียบเทียบความหนาแน่นพลังงาน (power density)

หลักการของการแผ่แบบดีเอสแสดงดังรูปที่ 1.2 บิตข้อมูลที่มีความยาว  $T_d$  จะถูกแผ่หรือคูณกับรหัสประจำผู้ใช้ (spreading sequence, spreading code) ที่แต่ละชิปมีความยาวเท่ากับ  $T_c$  ก่อนที่จะถูกมอดูเลตลงบนคลื่นพาห้ที่มีความถี่เท่ากับ  $f_c$  ซึ่งรหัสแผ่ของแต่ละผู้ใช้ในระบบ DS-CDMA ถูกกำหนดให้มีความแตกต่างแบบตั้งฉากกัน และความยาวของรหัสแผ่มีค่าเท่ากับ  $L$  จากรูปที่ 1.1 อัตราชิปมีค่าเท่ากับ  $1/T_c$  และมีค่าเป็น เท่าของอัตราบิตหรือ  $1/T_d$  นอกจากนี้ระบบ DS-CDMA นี้ ผู้ใช้แต่ละคนใช้แบนวิดท์ร่วมกัน และแบ่งระบบสามารถแยกแยะผู้ใช้ออกจากกันโดยใช้รหัสแผ่เป็นหลัก



รูปที่ 1.2 หลักการแผ่แบบดีเอสเมื่อพิจารณาผู้ใช้คนเดียว  $T_c = T_d / L$

จากที่กล่าวมาข้างต้น เมื่ออัตราข้อมูลมีค่าสูงคาบของชิปก็มีค่าน้อย แต่ถ้าคาบของชิปที่ต้องการส่งมีค่าน้อยกว่าเวลากระเจิง (time dispersive) ของช่องสัญญาณหลายวิถี (multipath channel) ประสิทธิภาพของระบบจะถูกจำกัดด้วยค่าการลดทอนระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbol Interference: ISI) ส่งผลให้เครื่องรับมีความซับซ้อนขึ้นเป็นลำดับเมื่อเทียบกับปริมาณ ISI ซึ่งถือเป็นปัญหาที่สำคัญมาก และเทคนิคที่ถูกเสนอขึ้นเพื่อป้องกันการเกิดปัญหา ISI คือ เทคนิคการมอดูเลตแบบมัลติแคเรียร์ ซึ่งหลักการสำคัญแสดงดังรูปที่ 1.3 เริ่มจากบิตข้อมูลที่อัตราสูงจะถูกแบ่งออกเป็นบิตข้อมูลย่อยด้วยอัตราที่ต่ำลงจำนวน  $N$  บิต และถูกมอดูเลตลงบนคลื่นพาห่อย่อยที่  $f_n$  เมื่อ  $n=1,2,\dots,N$  ดังนั้นในแบนด์วิธรวมของระบบจึงถูกแบ่งออกเป็นแบนด์วิธแคบจำนวน  $N$  เมื่อพิจารณาสภาวะอุดมคติที่ไม่มีการเกิดเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ อัตราข้อมูลของแต่ละคลื่นพาห่อย่อยมีค่าลดลงเป็น  $N$  เท่าเมื่อเทียบกับแบบ DS ซึ่งสามารถลดการเกิดปัญหา ISI ลงได้



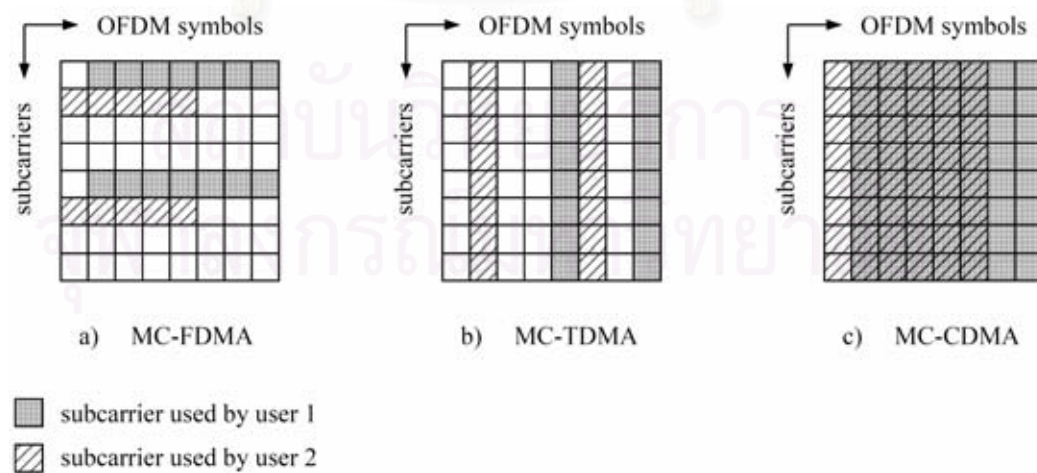
รูปที่ 1.3 หลักการมอดูเลตแบบมัลติแคเรียร์  $T_s = T_d N$

## 1.2.2 หลักการมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ

จากการประสบความสำเร็จของการใช้การมอดูเลตแบบมัลติแคเรียร์ จึงมีนักวิจัยจำนวนมากมุ่งศึกษาการนำระบบมัลติแคเรียร์มาใช้สำหรับระบบสื่อสารไร้สายที่มีการเข้าถึงหลายทาง (multiple access system) ซึ่งระบบแรกที่ใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบมัลติแคเรียร์ถูกตีพิมพ์เมื่อปี ค.ศ. 1993 โดย Nathan Yee [1] นอกจากนี้ยังมีบทความวิจัยที่น่าสนใจอีกหลากหลายบทความที่น่าเสนอเกี่ยวกับเรื่องนี้ในปีถัด ๆ มา ซึ่งสามารถจำแนกระบบโดยยึดตามหลักการแฉ่ได้ดังนี้

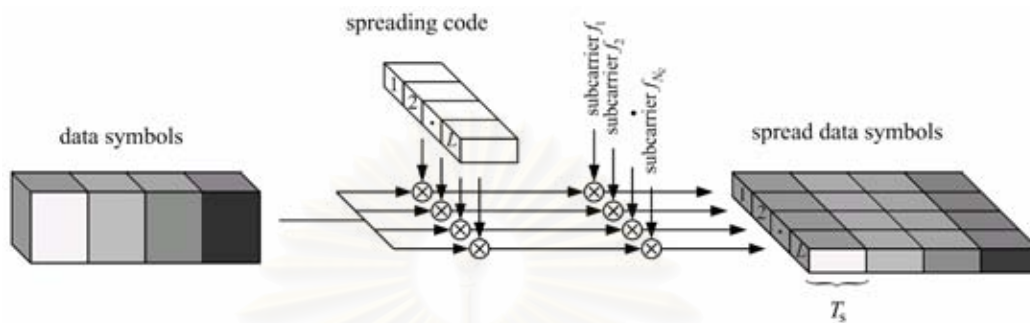
- การรวมกันของการแฉ่ในโดเมนความถี่ และการมอดูเลตหลายคลื่นพาห์ (combination of frequency domain spreading and multicarrier modulation) ได้แก่ ระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ (MC-CDMA)
- การรวมกันของการแฉ่ในโดเมนเวลา และการมอดูเลตหลายคลื่นพาห์ (combination of time domain spreading and multicarrier modulation) ได้แก่ ระบบ MC-FDMA (multicarrier frequency division multiple access หรือ multicarrier DS-CDMA) และ MC-TDMA (multicarrier time division multiple access)

พิจารณารูปที่ 1.4 [1-3] แสดงระบบการเข้าถึงหลายทางโดยใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ เมื่อพิจารณาแกนนอน (แกนเวลา) แทนความยาวบิตข้อมูล และแกนตั้ง (แกนความถี่) แทนดัชนีคลื่นพาห์ย่อย (subcarrier) เมื่อมีผู้ใช้ในระบบ (user) จำนวน 2 ราย



รูปที่ 1.4 ระบบการเข้าถึงหลายทางแบบ MC-FDMA, MC-TDMA และ MC-CDMA

ในวิทยานิพนธ์นี้จะอ้างอิง MC-CDMA เป็นหลัก เพราะว่าเป็นระบบพื้นฐานที่ง่ายที่สุดและมักจะนิยมนำระบบนี้มาอ้างอิงเพื่อที่จะทำการวิเคราะห์สมรรถนะเมื่อนำเอาเทคนิคต่าง ๆ เข้ามาใช้



รูปที่ 1.5 หลักการมอดูเลตแบบมัลติแคเรียร์

ระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ (พิจารณารูปที่ 1.5) มีหลักการเช่นเดียวกับระบบที่มอดูเลตแบบหลายคลื่นพาดังที่กล่าวมา แต่ก่อนที่บิตข้อมูลจะทำขั้นตอนการมอดูเลตลงในแต่ละคลื่นพาด้อย บิตข้อมูล 1 บิตจะถูกทำการคัดลอก (copy) ลงบนแต่ละคลื่นพาด้อย และทำการแผ่ด้วยรหัสประจำตัวของแต่ละผู้ใช้หรือเรียกอย่างย่อว่า รหัสแผ่ ซึ่งในที่นี้พิจารณาเป็นสัญญาณรบกวนสุ่มเทียมในโดเมนของความถี่ เฟสของแต่ละคลื่นพาด้อยจะสอดคล้องกับแต่ละชิปของรหัสแผ่ ดังนั้นถ้ารหัสแผ่มีความยาว  $N$  ชิป ก็จะต้องใช้คลื่นพาด้อยจำนวน  $N$  คลื่นพาด้อย ระบบ MC-CDMA นี้จะใช้การเข้าถึงหลายทาง (multiple accesses) โดยผู้ใช้ทุกคนจะใช้คลื่นพาด้อยกลุ่มเดียวกัน แต่จะใช้รหัสแผ่ที่ต่างกัน โดยรหัสแผ่นี้จะต้องมีคุณสมบัติตั้งฉากกับรหัสแผ่ของผู้ใช้รายอื่น ดังนั้นจึงสังเกตได้ว่าในระบบ MC-CDMA นั้นจะมีความตั้งฉากอยู่ 2 ระดับชั้น นั่นคือ ความตั้งฉากระหว่างคลื่นพาด้อย และ ความตั้งฉากระหว่างรหัสแผ่ และที่ปลายทางข้อมูลในแต่ละคลื่นพาด้อยจะถูกแยกออกมา โดยการมอดูเลตสัญญาณที่รับมาได้ด้วยผลตอบสนองทางความถี่ของเครื่องรับที่มีต่อคลื่นพาด้อยที่ต้องการ และอินทิเกรตตลอดช่วงคาบของสัญญาณ โดยที่จะมีเงื่อนไขว่า ความตั้งฉาก (orthogonality) ระหว่างคลื่นพาด้อยจะมีอยู่ได้ ถ้าแต่ละคลื่นพาด้อยแยกห่างกันเป็นจำนวนเท่าของส่วนกลับของความยาวคาบบิต หรือ  $F/T_b$  เมื่อ  $F = 1, 2, 3, \dots$  โดยเรียกพารามิเตอร์  $F$  นี้ว่า channel spacing factor

เพื่อประสิทธิภาพการใช้แบนด์วิดท์สูงสุด ระยะห่างระหว่างคลื่นพาด้อยต้องมีค่าน้อยที่สุดที่เป็นไปได้ นั่นคือ  $F$  เท่ากับ 1 นั่นเอง ซึ่งโครงสร้างของสัญญาณระบบ MC-CDMA

เมื่อ  $F$  เท่ากับ 1 นี้จะเหมือนกับลักษณะของโครงสร้างสัญญาณระบบ Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) นอกจากนี้สัญญาณในเชิงความถี่ที่แต่ละคลื่นพาร์ย่อยจะเป็นสัญญาณที่มีแถบความถี่แคบและมีลักษณะเป็นฟังก์ชัน sinc ดังนั้นส่วนของความถี่ที่เลยออกไปปนหรือรบกวนคลื่นพาร์ย่อยใกล้เคียงจึงมีน้อยมาก

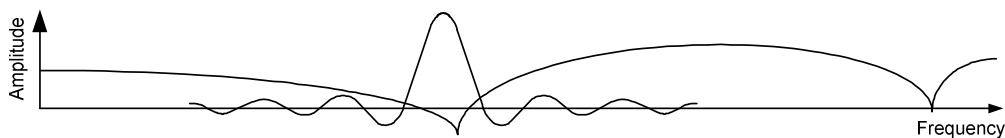
นอกจากการคำนึงถึงประสิทธิภาพในการใช้แถบความถี่โดยรวมทั้งหมดแล้ว ยังต้องคำนึงถึงไดเวอร์ซิตีทางความถี่ (frequency diversity) ด้วย โดยในการส่งข้อมูลผ่านหลาย ๆ คลื่นพาร์ย่อยนั้น เพื่อให้มีคลื่นพาร์ย่อยที่จะถูกลดทอนอย่างมากโดยช่องสัญญาณมีจำนวนเล็กน้อยนั้น แต่ละคลื่นพาร์ย่อยจะต้องอยู่ห่างกันมากกว่าแถบความถี่ร่วมนัย (coherence bandwidth) ของช่องสัญญาณ ถ้าเกิดมีหลาย ๆ คลื่นพาร์ย่อยตั้งอยู่ในระยะห่างไม่เกินแถบความถี่ร่วมนัยของช่องสัญญาณแล้ว ก็จะมีโอกาสเป็นไปได้สูงที่เมื่อคลื่นพาร์ย่อยหนึ่งถูกลดทอนโดยช่องสัญญาณ แล้วคลื่นพาร์ย่อยอื่นที่เหลือจะถูกลดทอนไปด้วย ดังนั้นเราจะต้องเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์  $F$  ที่เหมาะสมเพื่อให้มีทั้งการใช้แถบความถี่ที่มีประสิทธิภาพและมีไดเวอร์ซิตีทางความถี่ที่ดี

### 1.2.3 การเปรียบเทียบเทคนิคการมอดูเลตแบบต่าง ๆ [35]

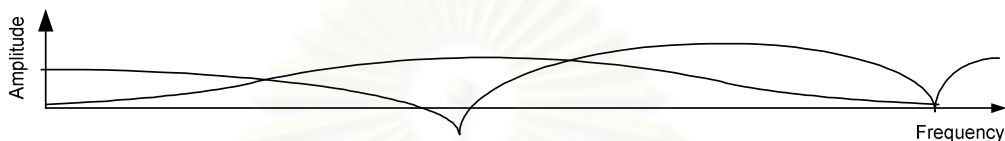
สำหรับหัวข้อนี้ต้องการเปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณแบบต่าง ๆ และผลกระทบของการเกิดเฟดดิ้งต่อสัญญาณเหล่านั้น สัญญาณที่นำมาพิจารณาประกอบด้วยสัญญาณแถบแคบ (narrow band) สัญญาณ DS-CDMA และสัญญาณ MC-CDMA

ในสภาวะแวดล้อมภายในอาคาร การสื่อสารแถบแคบมีลักษณะทนทานต่อการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ เนื่องจากช่วงเวลาของสัญลักษณ์แต่ละตัวมีค่ามากกว่าการแผ่เวลาประวิง (time delay spread) แต่ในทางกลับกันแบนด์วิดท์ของสัญญาณแถบแคบมีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์ร่วมนัย (coherent bandwidth) เป็นผลให้สัญญาณแถบแคบได้รับผลของเฟดดิ้งราบ (flat fading) ส่งผลให้สัญญาณทั้งหมดหายไปถ้าเฟดดิ้งมีผลมากดังรูปที่ 1.6 เทคนิค DS-CDMA เป็นเทคนิคหนึ่งที่ถูกเสนอขึ้นมาเพื่อจัดการกับเฟดดิ้งราบ โดยแผ่แบนด์วิดท์ของสัญญาณให้กว้างกว่าแบนด์วิดท์ร่วมนัย และจากที่กล่าวมาในหัวข้อที่แล้ว การสร้างสัญญาณ DS-CDMA ทำได้โดยคูณสัญลักษณ์ข้อมูลด้วยรหัสแผ่ ส่งผลให้สัญญาณมีแบนด์วิดท์กว้างขึ้น ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับแบนด์วิดท์ร่วมนัยแล้วมีค่ากว้างกว่ามาก ดังนั้นสัญญาณจะได้รับเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ (frequency selective fading) และลดโอกาสที่สัญญาณทั้งหมดถูกจางหายดังรูปที่ 1.7





รูปที่ 1.6 สเปกตรัมของสัญญาณแถบแคบ

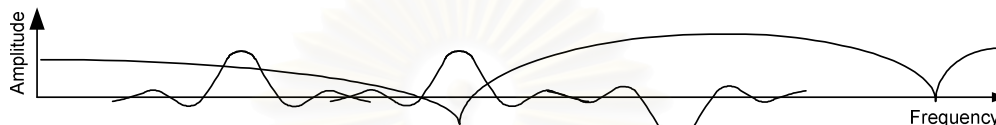


รูปที่ 1.7 สเปกตรัมของสัญญาณ DS-SS

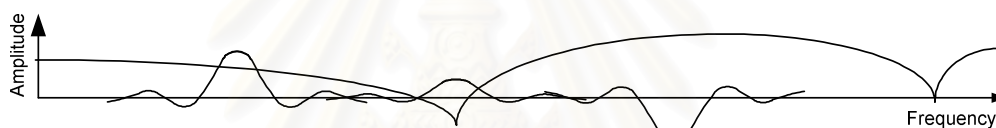
สำหรับเทคนิคนี้ ความสามารถในการแยกแยะสัญญาณในโดเมนเวลาต้องเพิ่มขึ้นเป็น  $N$  เท่า และสัญญาณชนิดนี้จะมีผลของการรบกวนระหว่างชิป (Inter-Chip Interference) มาก การรบกวนระหว่างชิปนี้ส่งผลให้เครื่องรับจำเป็นต้องมีความซับซ้อนมาก และเครื่องรับนี้ยังต้องรองรับการชิงโครโนซ์เมื่อจำนวนวิถีที่แยกแยะได้ (resolvable path) เพิ่มขึ้น มีเครื่องรับชนิดหนึ่งที่ใช้แก้ปัญหานี้คือเครื่องรับ RAKE เครื่องรับนี้ประกอบด้วยกิ่งของเครื่องรับจำนวนหนึ่ง โดยที่เครื่องรับแต่ละเครื่องชิงโครโนซ์กับวิถีที่แยกแยะได้หนึ่งวิถี อย่างไรก็ตามถ้า  $T/N$  มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ  $T_d$  แล้ว จำนวนกิ่งของเครื่องรับ (หรือจำนวนวิถีที่แยกแยะได้) จะมีมากจนไม่สามารถนำมาใช้งานได้จริง นอกจากนี้เครื่องรับแบบ RAKE ก็ยังมีข้อจำกัดสำหรับการประยุกต์ใช้งานบางอย่าง ดังเช่น ในการสื่อสารไร้สายภายในสำนักงานจะมีเรื่องเกี่ยวกับกำลังมาเกี่ยวข้อง นั่นคืออุปกรณ์ปลายทางชนิดพกพาถูกออกแบบมาภายใต้เงื่อนไขที่ว่ากำลังที่ใช้ต้องมีค่าต่ำ จากการวัดช่องสัญญาณวิทยุไร้สายสำหรับภายในอาคารพบว่าที่แถบความถี่บางแถบช่องสัญญาณจะมีลักษณะราบและมีแบนด์วิดท์รวมกันกว้าง ในสภาวะแวดล้อมเช่นนี้ถ้าจะให้ระบบ DS-SS มีได้เวอริซิตีทางความถี่ จำเป็นต้องมีตัวประกอบการแผ่ที่มีค่าสูง ซึ่งจำเป็นต้องใช้กำลังจากการประมวลผลสัญญาณและการชิงโครโนซ์มาก และทำให้ต้องใช้แบนด์วิดท์มาก ซึ่งเป็นการใช้ทรัพยากรอย่างไม่มีประสิทธิภาพ

MC-SS พิจารณาถึงเรื่องที่ว่า จะอย่างไรที่จะแผ่แบนด์วิดท์ของสัญญาณโดยไม่ต้องเพิ่มผลของการแผ่เวลาประวิง สัญญาณ MC-SS ประกอบด้วยคลื่นพาห่อย่อยแถบแคบ  $N$  คลื่น แต่ละคลื่นมีช่วงเวลาของสัญญาณมากกว่าการแผ่เวลาประวิงมาก ดังนั้นสัญญาณ

MC-CDMA จะไม่ต้องพบกับปัญหาทางด้านเวลาประวิงและการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ ดังเช่น DS-CDMA นอกจากนี้เนื่องจากสามารถเลือกค่าของพารามิเตอร์  $F$  เพื่อกำหนดระยะห่างระหว่างคลื่นพาหีย่อยได้ จึงสามารถเลือกค่านี้เพื่อให้โอกาสที่คลื่นพาหีย่อยทั้งหมดจะได้รับการลดทอนจากเฟดดิ้งทางความถี่ที่สูงมากมีน้อย เป็นผลให้มีได้เวอริซิตีทางความถี่ และนอกจากนี้ยังใช้ค่าตัวประกอบการแผ่ไม่สูงมากดังเช่น DS-CDMA



รูปที่ 1.8 สเปกตรัมของสัญญาณ MC-CDMA ก่อนผ่านช่องสัญญาณ



รูปที่ 1.9 สเปกตรัมของสัญญาณ MC-CDMA หลังผ่านช่องสัญญาณ

### 1.3 งานวิจัยที่ผ่านมา

ปี ค.ศ. 1996 เริ่มมีงานวิจัยที่มุ่งศึกษาปัญหาความถี่ออฟเซตอย่างจริงจัง ซึ่งเริ่มจากการพิจารณาการประมาณ และแก้ไขความถี่ออฟเซตสำหรับระบบ OFDM [6-9], [12], [14-19], [23-29], [32-34] และตามมาด้วยระบบ MC-CDMA [5], [8], [10-11], [13], [20-21] ในบทนี้ต้องการแสดงถึงงานวิจัยต่าง ๆ ที่มีผู้นำเสนอมาก่อนหน้า โดยแบ่งตามประเภทของการประมาณความถี่ออฟเซตออกเป็น 2 เทคนิคหลัก และยึดหลักตามลักษณะของสัญลักษณ์ที่ใช้ประมาณดังนี้

#### 1.3.1 เทคนิคการประมาณโดยใช้สัญลักษณ์นำร่อง (Pilot Estimation)

การประมาณแบบนี้ต้องส่งสัญลักษณ์นำร่องทุกช่วงเวลาหนึ่งที่แน่นอน [27-32] โดย Young Park, S และ Kang, C [32] ได้เสนอรูปแบบการจัดวางสัญลักษณ์นำร่องแบบต่าง ๆ และปี ค.ศ. 1998 Rupp, M. [30] ได้เสนอวิธีการส่งสัญลักษณ์นำร่องแบบต่อเนื่องทางเวลาทุก

ช่วงเวลาหนึ่ง (training sequences) เพื่อประมาณค่าความถี่ออฟเซต ซึ่งเป็นการลดประสิทธิภาพการใช้แบนด์วิดท์เป็นอย่างมาก งานวิจัยต่อมาจึงมุ่งเน้นจำนวนสัญลักษณ์นำร่อง ซึ่ง Han, D.S., Seo, J.H and Kim, J.J. [29] และ Sliksovic, M. [31] ได้เสนอวิธีการประมาณความถี่ออฟเซตโดยใช้สัญลักษณ์นำร่อง 2 สัญลักษณ์ที่ติดกัน จากนั้น Fernandez - Gatino Garcia, M.J., Edfors, O และ Paez-Borrillo [27-28] ได้เสนอประยุกต์ใช้ทฤษฎี Maximum Likelihood สำหรับประมาณความถี่ออฟเซตจาก Scattered pilot

### 1.3.2 เทคนิคการประมาณแบบบอด (Blind Estimation) [15-26]

เทคนิคการประมาณความถี่ออฟเซตแบบนี้สามารถแบ่งย่อยออกเป็น 2 เทคนิคใหญ่ โดยพิจารณาจากลักษณะของสัญญาณที่นำมาประมาณ ดังนี้

- **พิจารณาสัญญาณที่ละทิ้งช่วงเวลาคู่กัน (Guard interval) [15-22]**

Chang และ Visser [15-16] เสนออัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ชนิด LMS และ NLMS ตามลำดับ ซึ่ง NLMS สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ออฟเซตและประมาณได้แม่นยำกว่า นอกจากนี้ Dongming, B. และ Xinying, Y [16] ได้เสนออัลกอริทึมที่มีลักษณะสุ่มเกิน (over-sampling) เพื่อขยายช่วงความถี่ออฟเซตจากที่อัลกอริทึมแบบเก่าสามารถประมาณได้จาก  $(-0.5, 0.5)$  เป็น  $(-1, 1)$  แต่อัลกอริทึมทั้งหมดที่กล่าวมานี้ไม่สามารถประมาณค่าที่ถูกต้องเมื่อช่องสัญญาณมีการเกิดเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่

- **พิจารณาสัญญาณที่เฉพาะช่วงเวลาคู่กัน**

การประมาณแบบนี้สามารถประมาณค่าความถี่ออฟเซตได้ภายในช่วง  $\pm 0.5$  เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพาหีย่อยเท่านั้น งานวิจัยที่มุ่งเน้นด้านการประมาณค่าความถี่ออฟเซตส่วนมากที่ออกมาในช่วงแรกไม่ได้คำนึงผลกระทบของช่องสัญญาณ ทำให้ค่าความถี่ออฟเซตที่ประมาณให้ผลไม่ถูกต้องมากนักโดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อพิจารณาที่สภาวะแวดล้อมที่ช่องสัญญาณมีจำนวนวิธีมาก เนื่องจากสัญญาณช่วงต้นที่นำมาใช้ในการคำนวณถูกรบกวนโดยช่องสัญญาณ ดังนั้น ปี ค.ศ. 2003 Songping, W และ Bar-Ness, Y [26] จึงได้นำเสนอวิธีการประมาณช่องสัญญาณเพื่อหาจำนวนเส้นทางของช่องสัญญาณหลายวิถี (multipath channel) แบบปรับตัวได้ ซึ่งกรรมวิธีการประมาณจำนวนเส้นทางของช่องสัญญาณมีความซับซ้อน และใช้เวลาในการประมวลผลเป็นอย่างมาก ดังนั้นจึงไม่เหมาะสำหรับช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว (fast varying channel)

นอกจากนี้ ปี ค.ศ. 2002 Jiao, Y., Hong, C., Sun, X. และ Zhou, Z [20] เสนอวิธีการประมาณค่าความถี่ออฟเซตที่ครอบคลุมช่วงกว้างขึ้นจากงานวิจัยก่อนหน้า ซึ่งสามารถประมาณค่าได้ในช่วง  $\pm 0.5$  เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพาหีย่อย โดยแยกการประมาณความถี่ออฟเซตออกเป็น 2 ส่วน คือ ประมาณค่าความถี่ออฟเซตที่อยู่ในช่วง  $\pm 0.5$  เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพาหีย่อย ในโดเมนเวลา โดยประมาณจากสัญญาณที่รับได้บริเวณช่วงเวลาคุ้มกัน และประมาณความถี่ออฟเซตที่มีค่าเป็นจำนวนเต็มในโดเมนความถี่

จากที่กล่าวมาทั้งหมดสามารถกล่าวโดยสรุปได้ดังนี้ อัลกอริทึมต่าง ๆ ที่ถูกเสนอ [8-19] ไม่สามารถประมาณค่าความถี่ออฟเซตเมื่อพิจารณาช่วงที่กว้างกว่า  $(-0.5, 0.5)$  และไม่สามารถประมาณค่าที่ถูกต้องเมื่อพิจารณาระบบที่เกิดเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่

#### 1.4 แนวทางของวิทยานิพนธ์

ระบบ MC-CDMA เป็นระบบที่ได้รับความนิยมเป็นอย่างมากสำหรับระบบสื่อสารยุคที่ 4 เนื่องจากสามารถให้บริการที่หลากหลายด้วยความเร็วสูง และทนต่อปัญหาการเกิดเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ จากงานวิจัยที่ผ่านมาพบว่าระบบ MC-CDMA ไม่ทนทานต่อการเกิดความถี่ออฟเซต นั่นคือถ้าระบบไม่สามารถชิงโครโนซ์ทางความถี่ได้ จะเกิดปัญหา ICI ทำให้การตัดสินใจข้อมูลมีความผิดพลาด ดังนั้นจึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งที่ระบบต้องมีกรรมวิธีในการประมาณและแก้ไขความถี่ออฟเซต ซึ่งอัลกอริทึมต่าง ๆ ที่ถูกเสนอไม่สามารถประมาณค่าความถี่ออฟเซตที่ถูกต้องเมื่อพิจารณาระบบที่เกิดเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ นอกจากนี้ [26] ได้เสนออัลกอริทึมการประมาณค่าความถี่ออฟเซต แต่ต้องประมาณการหาผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ของช่องสัญญาณก่อน ซึ่งเป็นกรรมวิธีที่ซับซ้อน ดังนั้นวิทยานิพนธ์จึงเสนออัลกอริทึมสำหรับหาค่าวิถีสำคัญ (significant path , resolvable path, CIR length) โดยไม่จำเป็นต้องทราบค่าผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ เพื่อลดความซับซ้อน และเพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของอัลกอริทึมที่ใช้ประมาณค่าความถี่ออฟเซตที่ไม่เป็นจำนวนเต็มแบบดั้งเดิม (Fractional Frequency Offset: FFO Estimation) นอกจากนี้เมื่อพิจารณาถึงจำนวนคลื่นพาหีย่อยที่เพิ่มมากขึ้น ย่อมส่งผลให้โอกาสในการเกิดความถี่ออฟเซตที่มีค่ามากกว่าครึ่งหนึ่งของระยะห่างระหว่างคลื่นพาหีย่อยมีค่าเพิ่มมากขึ้น ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงเสนออัลกอริทึมเพื่อสามารถประมาณความถี่ออฟเซตในช่วงที่กว้างขึ้น โดยใช้สัญญาณนำร่องที่มีรูปแบบพิเศษ เพื่อใช้ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตที่มีค่าเป็นจำนวนเท่าของคลื่นพาหีย่อย (Integer Frequency Offset: IFO Estimation)

### 1.5 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

- พัฒนา และปรับปรุงสมรรถนะของระบบสื่อสารแบบ MC-CDMA โดยแก้ไขความผิดพลาดเนื่องจากความถี่ออฟเซต
- ปรับปรุงอัลกอริทึมที่ใช้ประมาณค่าความถี่ออฟเซต

### 1.6 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

นำเสนออัลกอริทึมสำหรับการประมาณ และแก้ไขความถี่ออฟเซต เพื่อลด ICI อันเนื่องมาจากการเกิดความถี่ออฟเซตในระบบ MC-CDMA โดยพิจารณาการสื่อสารระหว่างสถานีฐานไปยังอุปกรณ์เคลื่อนที่ปลายทาง (downlink) ที่มีการลดทอนของช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่ โดยในการวิทยานิพนธ์นี้ใช้ค่าเฉลี่ยของผลต่างกำลังสองของความผิดพลาด (Mean Squared Error: MSE) อัตราความผิดพลาดบิต (BER) และร้อยละของความถูกต้องเป็นเกณฑ์ในการวัด และวิเคราะห์ประสิทธิภาพของอัลกอริทึม

### 1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. ได้อัลกอริทึมสำหรับแก้ไขปัญหาความถี่ออฟเซตในระบบการสื่อสารแบบ MC-CDMA เมื่อพิจารณาผลของช่องสัญญาณ
2. เป็นแนวทางในการวิจัยสำหรับการปรับปรุงสมรรถนะของระบบสื่อสาร MC-CDMA ต่อไป

### 1.8 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินการ

1. ศึกษาค้นคว้าระบบสื่อสาร MC-CDMA และพิจารณาโครงสร้างสัญญาณทั้งทางภาครับและภาคส่งของระบบ
2. ศึกษาผลกระทบของความถี่ออฟเซตต่อระบบการสื่อสารแบบต่าง ๆ โดยเฉพาะระบบสื่อสารแบบ MC-CDMA โดยเฉพาะระบบสื่อสารแบบ MC-CDMA
3. ศึกษาและค้นคว้าอัลกอริทึมที่ใช้ในการประมาณ และแก้ไขความถี่ออฟเซตสำหรับระบบการสื่อสารแบบต่าง ๆ

4. วิเคราะห์ และทดสอบอัลกอริทึมต่าง ๆ ที่มีผู้เสนอแล้ว อันประกอบด้วยวิเคราะห์หาข้อดี และข้อเสียของแต่ละอัลกอริทึม รวมทั้งเขียนโปรแกรมจำลองระบบเพื่อทดสอบอัลกอริทึมต่าง ๆ
5. ปรับปรุง พัฒนาอัลกอริทึมใหม่เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพสำหรับการประมาณความถี่ออฟเซต
6. ทดสอบอัลกอริทึมที่คิดค้นขึ้น และประเมินผล
7. สรุป วิจาร์ณ และรวบรวมผลการจำลองระบบเพื่อจัดพิมพ์วิทยานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์

## 1.9 ภาพรวมของวิทยานิพนธ์

เนื้อหาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ แบ่งออกเป็น 5 บท คือ

บทที่ 1 บทนำ มีการกล่าวถึงประวัติความเป็นมา พื้นฐานของระบบมัลติแคเรียร์ ซีดีเอ็มเอ งานวิจัยที่ผ่านมา แนวทางที่น่าเสนอ จากนั้นได้กล่าวถึง วัตถุประสงค์ ขอบเขตของวิธีดำเนินการของงานวิจัย ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ ขั้นตอนการดำเนินงาน และการนิยามสัญลักษณ์

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง เนื้อหาในบทนี้ได้กล่าวถึง แบบจำลองภาคส่งและภาครับของระบบ MC-CDMA ช่องสัญญาณวิทยุเคลื่อนที่ แบบจำลองช่องสัญญาณที่ใช้ในการจำลองระบบ การดีเทคข้อมูล รหัสแม่ ช่วงเวลาคัมกัน รูปแบบการเติมสัญลักษณ์นำร่อง ความถี่ออฟเซต ปัจจัยที่ส่งผลต่อสมรรถนะของระบบ และพารามิเตอร์ที่ใช้วัดสมรรถนะของระบบ

บทที่ 3 ในบทนี้ได้กล่าวถึงระบบ MC-CDMA ที่มีการประมาณและแก้ไขความถี่ออฟเซตโดยอธิบายถึงอัลกอริทึมต่าง ๆ ที่นำเสนอ

บทที่ 4 ผลการทดลองแสดงสมรรถนะของอัลกอริทึมที่นำเสนอ ในเงื่อนไขต่าง ๆ

บทที่ 5 สรุปผลการวิจัย ข้อดีและข้อด้อยของอัลกอริทึมที่นำเสนอ และข้อเสนอแนะสำหรับพัฒนางานวิจัยต่อไป

### 1.10 นิยามสัญลักษณ์

สัญลักษณ์ตัวพิมพ์เล็ก หมายถึง สัญลักษณ์ในแต่ละเวลา หรือแทนสมาชิกแต่ละตัวของเมตริกซ์หรือเวกเตอร์

สัญลักษณ์ตัวพิมพ์เล็กที่มีเส้นอยู่เหนือสัญลักษณ์ หมายถึงเวกเตอร์

สัญลักษณ์ตัวพิมพ์ใหญ่ หมายถึง เมตริกซ์

สัญลักษณ์ตัวพิมพ์ใหญ่ที่อยู่ในวงเล็บและมีดรรชนีห้อยท้ายหมายถึงหลักหรือแถวหนึ่ง ๆ ของเมตริกซ์

และนิยามสัญลักษณ์ที่กล่าวมาข้างต้นนี้จะถูกใช้ไปตลอดวิทยานิพนธ์



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

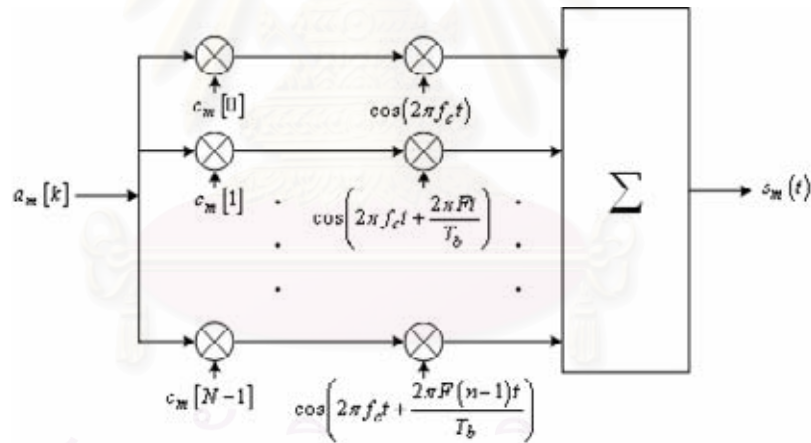
## บทที่ 2

### ความรู้พื้นฐานและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

#### 2.1 แบบจำลองระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ

##### 2.1.1 แบบจำลองภาคส่ง (Transmitter Model)

แบบจำลองระบบ MC-CDMA [1-5] แสดงดังรูปที่ 2.1 เมื่อกำหนดให้สัญลักษณ์ข้อมูลขาเข้า (input data symbol) ของบิตข้อมูลที  $k$  สำหรับผู้ใช้คนที่  $m$  แทนด้วย  $a_m[k] = \pm 1$  และ  $c_m[i] = \pm 1$  แทนรหัสแฉ่ของผู้ใช้คนที่  $m$  ชิปที  $i$  โดยกระบวนการส่งสัญญาณเป็นดังนี้ นำสัญลักษณ์ข้อมูลขาเข้า 1 สัญลักษณ์ มาทำสำเนา (copy) เท่ากับจำนวนคลื่นพาห่อย่อยทั้งหมด ( $N$ ) และนำสัญลักษณ์ที่ได้ในแต่ละคลื่นพาห่อย่อยมาคูณด้วยแต่ละชิป  $c_m[i]$  ของรหัสแฉ่ จากนั้นมอดูเลตเข้ากับคลื่นพาห่อย่อยทีมีระยะห่างระหว่างคลื่นพาห่อย่อยข้างเคียงเท่ากับ  $F/T_b$



รูปที่ 2.1 แบบจำลองภาคส่งของระบบ MC-CDMA

พิจารณาจากรูปที่ 2.1 สามารถเขียนเป็นสัญญาณส่งสำหรับข้อมูลสัญลักษณ์ที  $k$  เมื่อพิจารณาสำหรับผู้ใช้คนที่  $m$  เป็นดังนี้

$$s_m(t) = \sum_{i=0}^{N-1} c_m[i] a_m[k] \cos(2\pi(f_c + i \frac{F}{T_b})) p_{T_b}(t - kT_b) \quad (2.1)$$



เมื่อกำหนดให้  $f_c$  คือ ความถี่ของคลื่นพาย่อยสำหรับคลื่นพาย่อยที่ศูนย์และ  $p_{T_b}(t)$  แทน สัญญาณอิมพัลส์ขนาดหนึ่งหน่วย (unit pulse) ที่มีค่าอยู่ในช่วงเวลา  $[0, T_b]$

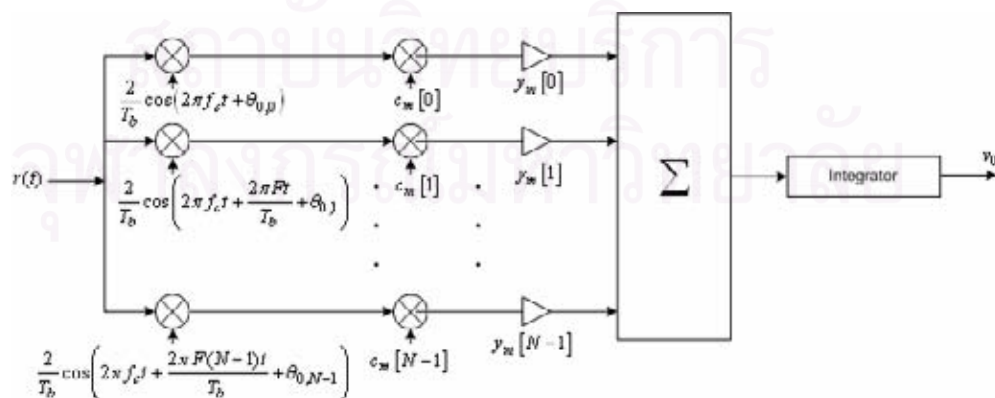
เมื่อพิจารณาจากหลักการส่งสัญญาณสำหรับระบบ MC-CDMA แล้วพบว่าต้องใช้ ออสซิลเลเตอร์เป็นจำนวนมากสำหรับการมอดูเลตสัญญาณหลายคลื่นพาย่อย ดังนั้นเพื่อลดจำนวน ออสซิลเลเตอร์ วิทยานิพนธ์นี้จึงพิจารณาสัญญาณทุกสัญญาณในรูปโดเมนเวลาแบบไม่ต่อเนื่อง (discrete time) ซึ่งสามารถนำการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่อง (Discrete Fourier Transform: DFT) เข้ามาประยุกต์ใช้ได้

### 2.1.2 แบบจำลองภาครับ (Receiver Model)

ในส่วนของหัวข้อนี้พิจารณาถึงสัญญาณที่รับได้ทางภาครับสำหรับระบบ MC-CDMA โดยพิจารณาผู้ใช้ในระบบทั้งสิ้นจำนวน  $M$  ราย สัญญาณขาเข้าที่ภาครับสามารถแสดงได้ ดังนี้

$$r(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} \rho_{m,i} c_m[i] a_m[k] \cos(2\pi(f_c + i\frac{F}{T_b})t + \theta_{m,i}) + n(t) \quad (2.2)$$

กำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ เป็นดังนี้  $\rho_{m,i}$  และ  $\theta_{m,i}$  คือ สัมประสิทธิ์การลดทอนเชิงขนาด และ เฟสที่เป็นผลสืบเนื่องมาจากช่องสัญญาณของผู้ใช้รายที่  $m$  สำหรับคลื่นพาย่อยที่  $i$  โดยที่  $n(t)$  คือ สัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก (additive white Gaussian noise: AWGN) ที่มีค่าเฉลี่ย เท่ากับศูนย์ และมีค่าความแปรปรวนเป็น  $\sigma_n^2$  พิจารณากระบวนการภาครับเป็นดังรูปที่ 2.2 โดยมี หลักการทำงานย้อนกลับกับกระบวนการทางภาคส่งดังนี้



รูปที่ 2.2 แบบจำลองภาครับของระบบ MC-CDMA

พิจารณาจากรูปที่ 2.2 สามารถอธิบายกระบวนการที่ภาครับได้ดังนี้ สัญญาณที่รับได้จากผู้ใช้ทั้งหมดในระบบ  $r(t)$  มาผ่านกระบวนการของเครื่องรับแบบธรรมดา หรือแมตซ์ฟิลเตอร์ (match filter: MF) พิจารณาต่อหนึ่งคลื่นพาห่อย่อย จากนั้นนำสัญญาณที่ได้มารวมกันเพื่อทำการตัดสินใจข้อมูล ( $v_0$ ) โดยอาศัยคุณสมบัติตั้งฉาก (orthogonally) ของแต่ละชุดรหัสเพื่อแยกแยะข้อมูลของแต่ละผู้ใช้ออกจากกัน ซึ่งมีหลักการคือ นำรหัสแฉับที่  $i$  ของผู้ใช้คนที่ต้องการมาคูณกับสัญญาณคลื่นพาห่อย่อยที่  $i$  เพื่อเป็นการแผ่ข้อมูลหลาย ๆ ชิปกลับมาเป็น สัญลักษณ์ข้อมูลเดิม และในกรณีอุดมคติ วิธีการนี้จะเป็นการหักล้างข้อมูลของผู้ใช้คนอื่นที่เหลือออกไป โครงสร้างของแมตซ์ฟิลเตอร์ประกอบไปด้วยตัวอินทิเกรเตอร์ และออสซิลเลเตอร์ซึ่งทำหน้าที่สร้างความถี่ของแต่ละคลื่นพาห่อย่อย นอกจากนี้ยังมีกระบวนการประมาณเฟสที่ผิดเพี้ยนไป ( $\theta_{m,i}$ ) เพื่อให้ออสซิลเลเตอร์สามารถซิงโครไนซ์ในเวลากับสัญญาณที่ต้องการได้ สัญญาณในช่วงสัญลักษณ์ที่  $k$  เมื่อผ่านการตัดสินใจข้อมูลสามารถแสดงได้ดังนี้

$$v_0 = \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} \rho_{m,i} a_m[k] c_m[i] \frac{2}{T_b} \int_{kT_b}^{(k+1)T_b} \cos(2\pi(f_c + i\frac{F}{T_b}) + \theta_{m,i}) \cdot \cos(2\pi(f_c + i\frac{F}{T_b}) + \hat{\theta}_{0,i}) dt + \eta \quad (2.3)$$

กำหนดให้  $\hat{\theta}_{0,i}$  คือค่าเฟสของสัญญาณที่ต้องการสำหรับคลื่นพาห่อย่อยที่  $i$  และเมื่อพิจารณาภายใต้สมมติฐานที่ว่าระบบสามารถทำการประมาณค่าลดทอนเชิงเฟสได้อย่างถูกต้อง หรือ  $\hat{\theta}_{0,i} = \theta_{0,i}$  สัญญาณในสมการที่ (2.3) สามารถลดรูปเป็นดังนี้

$$v_0 = a_0[k] \sum_{i=0}^{N-1} \rho_{0,i} + \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} a_m[k] c_m[i] c_0[i] \rho_{m,i} \cos \phi_{m,i} + \eta \quad (2.4)$$

โดย  $\eta$  แทนสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก

$$\eta = \sum_{i=0}^{N-1} \int_{kT_b}^{(k+1)T_b} n(t) \frac{2}{T_b} \cos(2\pi(f_c + i\frac{F}{T_b}) + \hat{\theta}_{0,i}) dt \quad (2.5)$$

และ  $\phi_{m,i} = \theta_{0,i} - \theta_{m,i}$  เมื่อพิจารณาสัญญาณข้อมูลที่ต้องการ (สมการที่ 2.3) ประกอบไปด้วย 3 พจน์ โดยพจน์แรกเป็นส่วนของสัญญาณข้อมูลที่ต้องการ พจน์ที่ 2 จะเป็นส่วนของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น (Multiple Access Interference: MAI) และพจน์สุดท้ายจะเป็นส่วนของสัญญาณรบกวน และเมื่อพิจารณาในกรณีอุดมคติที่  $\rho_{m,i}$  มีค่าคงที่ นั่นคือการลดทอนจาก

ช่องสัญญาณเท่ากันหมดในทุกคลื่นพาหีย่อย และ  $\theta_{m,i} = 0$  หรือ ไม่เกิดการผิดเพี้ยนทางเฟสขึ้น เมื่อสัญญาณเดินทางผ่านช่องสัญญาณ สมการที่ (2.5) จะลดรูปเป็น

$$v_0 = Na_0[k] + \sum_{m=1}^{M-1} a_m[k] \rho_{m,i} \sum_{i=0}^{N-1} c_m[i] c_0[i] + \eta \quad (2.6)$$

$$v_0 = Na_0[k] + \eta \quad (2.7)$$

จะสังเกตได้ว่าส่วนของสัญญาณรบกวนจากผู้รัยอื่นจะถูกหักล้างไปได้ เนื่องจากสมบัติความตั้งฉากของรหัส แต่ในทางปฏิบัติ ช่องสัญญาณจะมีการลดทอนที่แต่ละคลื่นพาหีย่อยไม่เท่ากัน และจะเกิดความผิดเพี้ยนทางเฟสด้วย ดังนั้น สัญญาณรบกวนจากผู้รัยอื่นจะส่งผลให้มีการตัดสินบิตข้อมูลที่ผิดพลาดได้

## 2.2 ช่องสัญญาณวิทยุเคลื่อนที่ (Mobile Radio Channel)

### 2.2.1 การแพร่กระจายหลายวิถีที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (Time-Variant Multipath Propagation)

ในระบบสื่อสารวิทยุเคลื่อนที่ (mobile radio communication) ช่องสัญญาณวิทยุเป็นสิ่งที่เชื่อมโยงระหว่างโทรศัพท์เคลื่อนที่ (mobile station: MS) และสถานีฐาน (base station: BS) ในการแลกเปลี่ยนข้อมูลข่าวสารต่าง ๆ โดยสัญญาณที่ถูกส่งออกมาจะได้รับผลกระทบจากปรากฏการณ์ที่สามารถจำแนกตามคุณลักษณะดังนี้

- การแพร่กระจายหลายวิถี (Multipath Propagation)

ปรากฏการณ์นี้เกิดขึ้นในกรณีที่สัญญาณที่ส่งออกมา เดินทางผ่านสิ่งแวดล้อมต่าง ๆ กัน แล้วเกิดการสะท้อน (reflection) การเลี้ยวเบน (diffraction) และการกระจัดกระจาย (scattering) คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าอันเนื่องมาจากสิ่งกีดขวางต่าง ๆ ทั้งที่เกิดขึ้นเองตามธรรมชาติ และสิ่งที่มีมนุษย์สร้างขึ้นอาทิเช่น อาคาร ต้นไม้ ภูเขา และ สิ่งกีดขวางอื่น ๆ ดังนั้นเมื่อพิจารณาสัญญาณที่รับได้ซึ่งเป็นผลรวมของสัญญาณแบบซูปเปอร์โพสิชัน (superposition) จากหลายทิศทางที่มีเวลาประวิง การลดทอนเชิงขนาด และเฟสที่ต่างกัน โดยเรียกช่องสัญญาณที่เกิดการแพร่กระจายหลายวิถีนี้ว่า ช่องสัญญาณหลายวิถีหรือช่องสัญญาณพหุวิถี (multipath channel) นอกจากนี้การเคลื่อนที่ของโทรศัพท์เคลื่อนที่ และการเคลื่อนที่ของวัตถุที่อยู่ในช่องสัญญาณ

ยังทำให้ช่องสัญญาณหลายวิธีมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา (time varying) หรือที่เรียกว่า เฟดดิ้งแบบเร็ว (fast fading) อีกด้วย

- การบดบัง (Shadowing)

ปรากฏการณ์นี้เกิดจากสิ่งกีดขวางขนาดใหญ่ อาทิเช่น ภูเขา ตึก หรือกำแพง บดบังสัญญาณที่ส่งมา ส่งผลต่อความแรงหรือกำลังของสัญญาณที่รับได้ไม่ว่าจะลดลงหรือเพิ่มขึ้น และการเปลี่ยนแปลงของกำลังสัญญาณเนื่องจากการบดบังนี้สามารถเรียกอีกอย่างว่า เฟดดิ้งแบบช้า (slow fading) และสามารถอธิบายปรากฏการณ์นี้โดยใช้การแจกแจงล็อกปกติ (log-normal distribution) [4]

- Path Loss

เป็นปรากฏการณ์ที่ใช้อธิบายถึงความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังสัญญาณเฉลี่ยระหว่างระยะห่างระหว่างสถานีฐานและโทรศัพท์เคลื่อนที่ สำหรับช่องสัญญาณแบบ free space ค่ากำลังสัญญาณเฉลี่ยจะแปรผกผันกับกำลังสองของระยะห่างระหว่างสถานีฐานและโทรศัพท์เคลื่อนที่ แต่สำหรับช่องสัญญาณวิทยุเคลื่อนที่เมื่อพิจารณากรณีที่มีสัญญาณวิถีตรง (line of sight: LOS) ระหว่างสถานีฐานและโทรศัพท์เคลื่อนที่พบว่า ค่ากำลังสัญญาณเฉลี่ยจะแปรผกผันกับกำลังสามสี่ หรือ ห้าของระยะห่างระหว่างสถานีฐานและโทรศัพท์เคลื่อนที่ [4]

จากที่กล่าวมาข้างต้นการเปลี่ยนแปลงของกำลังสัญญาณเนื่องจากการบดบัง shadowing และ path loss สามารถแก้ไขโดยใช้กรรมวิธีควบคุมกำลังส่งของสัญญาณ (power control) ซึ่งจะไม่กล่าวถึงในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เมื่อพิจารณาภายใต้สมมุติฐานที่ว่าช่องสัญญาณเป็นกระบวนการแบบสุ่มชนิด wide-sense stationary ผลตอบสนองของสัญญาณอินพุตต่อช่องสัญญาณเป็นดังนี้

$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^L a_l e^{j(2\pi f_{D,l} t + \theta_l)} \delta(\tau - \tau_l) \quad (2.8)$$

เมื่อกำหนดให้  $a_l$ ,  $f_{D,l}$ ,  $\theta_l$  และ  $\tau_l$  แทนขนาด ความถี่ดอปเพลอร์ (doppler frequency) เฟส และเวลาประวิง (propagation delay) สำหรับเส้นทาง (path) ที่  $l$  ตามลำดับ เมื่อความถี่ดอปเพลอร์คือ

$$f_{D,l} = \frac{vf_c}{c} \cos \alpha_l \quad (2.9)$$

เมื่อ  $v$ ,  $c$ ,  $f_c$  และ  $\alpha_l$  แทนความเร็วของโทรศัพท์เคลื่อนที่ ความเร็วแสง ความถี่คลื่นพาห์ และ มุมตกกระทบของคลื่นสำหรับเส้นทางที่  $l$  ตามลำดับ และใช้ค่าอัตสหสัมพันธ์ (autocorrelation) ของผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ เพื่อวิเคราะห์คุณลักษณะของ fast fading ซึ่งค่าอัตสหสัมพันธ์เป็นดังนี้

$$R(t_1, t_2, \Delta t) = \frac{1}{2} E\{h(\tau_1, t)h^*(\tau_2, t + \Delta t)\} \quad (2.10)$$

ภายใต้สมมุติฐานของกระบวนการสุ่ม (random process) แบบ WSSUS (wide-sense stationary uncorrelated scattering) นั้นหมายความว่า  $h(\tau_1, t)$  และ  $h(\tau_2, t)$  ไม่มีสหสัมพันธ์กัน (uncorrelated) สำหรับกรณีที่  $\tau_1 \neq \tau_2$  ดังนั้นสมการที่ (2.10) สามารถเขียนได้ดังนี้

$$R(t_1, t_2, \Delta t) = \rho(\tau_1, \Delta t)\delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (2.11)$$

เมื่อ  $\rho(\tau, \Delta t)$  คือ delay cross-power spectral density [4] และเมื่อทำการแปลงฟูริเยร์ของ  $\rho(\tau, \Delta t)$  เทียบกับ  $\Delta t$  จะสามารถแสดงฟังก์ชัน scattering ได้ดังนี้

$$S(\tau, f_D) = \int_{-\infty}^{\infty} \rho(\tau, \Delta t) e^{-j2\pi f_D \Delta t} d(\Delta t) \quad (2.12)$$

จากนั้นทำการอินทิเกรตฟังก์ชัน  $S(\tau, f_D)$  เทียบกับ doppler frequency ( $f_D$ ) จะได้สเปกตรัมที่เรียกว่า delay power density spectrum ซึ่งใช้บ่งบอกถึงกำลังงานเฉลี่ยของส่วนประกอบของสัญญาณที่เกิดขึ้นที่เวลาประวิง  $\tau$

$$\rho(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau, f_D) df_D \quad (2.13)$$

นอกจากนี้ในการวิเคราะห์ของสัญญาณโดยใช้ delay power spectral density อย่างเดียวนั้นยังไม่เพียงพอ เนื่องจากผู้ใช้ในระบบ มีการเคลื่อนที่ตลอดเวลา จึงทำให้ความถี่ที่ได้รับมีการเปลี่ยนแปลง ดังนั้นต้องมีค่าบ่งบอกถึงกำลังงานเฉลี่ยของส่วนประกอบของสัญญาณ ที่ค่าความถี่ดอปเพลอร์ต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นหรือที่เรียกว่า doppler power spectral density มาช่วยในการวิเคราะห์และสร้างแบบจำลองช่องสัญญาณ ซึ่งสามารถหาได้จากการอินทิเกรต  $S(\tau, f_D)$  เทียบกับเวลาประวิง  $\tau$  ดังนี้

$$S_{f_D}(f_D) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau, f_D) d\tau \quad (2.14)$$

### 2.2.2 แบบจำลองช่องสัญญาณ (Channel Model) [7, 36]

ในแบบจำลองช่องสัญญาณ เฟดดิ้งที่เกิดขึ้นส่วนมากจะอนุมาณให้มีการแจกแจงทางสถิติเป็นแบบเรย์ลี (rayleigh) หรือแบบไรซ์ (rice) ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับช่องสัญญาณที่สนใจว่ามีการยอมรับให้เกิดวิถีตรงได้หรือไม่ ถ้ายอมรับให้เกิดวิถีตรงการแจกแจงของเฟดดิ้งจะเป็นแบบไรซ์ ในขณะที่ถ้าพิจารณาในกรณีไม่เกิดวิถีตรง การแจกแจงก็จะเป็นแบบเรย์ลี ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ สมมุติให้ช่องสัญญาณในระบบประกอบด้วยสิ่งกีดขวางต่าง ๆ มากมาย ดังนั้นโอกาสที่จะเกิดสัญญาณวิถีตรงจึงน้อยมาก ด้วยเหตุนี้จึงอนุมาณให้การแจกแจงของเฟดดิ้งเป็นแบบเรย์ลี

สำหรับการจำลองเฟดดิ้งแบบเรย์ลีนั้น จะทำการจำลองสัญญาณส่วนประกอบจริงและเสมือนที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน จากนั้นนำส่วนประกอบทั้งสองมารวมกัน แล้วจึงพิจารณารูปแบบของสัญญาณที่ได้จากการรวมดังกล่าว โดยการแจกแจงของสัมประสิทธิ์การลดทอนของขนาดสัญญาณที่ได้จะเป็นแบบเรย์ลี ในขณะที่การแจกแจงของเฟสจะเป็นแบบเอกรูปในช่วง  $[0, 2\pi]$

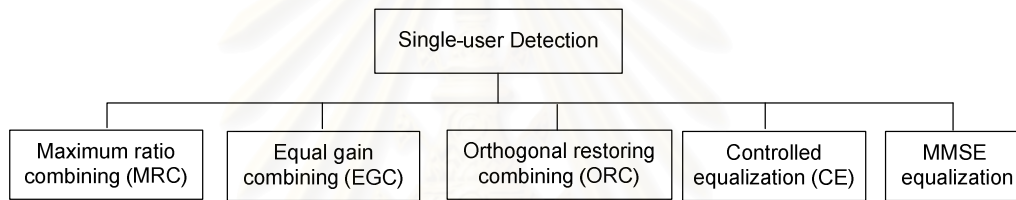
### 2.3 การตีเทคข้อมูล (Data Detection)

การตีเทคข้อมูลสำหรับระบบมัลติแคร์เรียซีดีเอ็มเอเริ่มมีการศึกษามาตั้งแต่ปี ค.ศ. 1993 โดยมีจุดมุ่งหมายที่จะประมาณสัญญาณที่รับได้ทางภาครับ และปรับปรุงด้วยกรรมวิธีบางประการ ภายใต้กฎเกณฑ์บางอย่าง เพื่อให้สัญญาณที่ตีเทคได้มีความคล้าย หรือเหมือนกับสัญญาณข้อมูลที่ส่งมามากที่สุด เมื่อพิจารณาถึงหลักการตีเทคข้อมูลโดยยึดถือปริมาณสัญญาณหรือความสัมพันธ์ของสัญญาณในผู้ใช้แต่ละรายที่นำมาช่วยในการปรับปรุงสัญญาณเป็นหลัก แล้ว สามารถแบ่งประเภทของการตีเทคข้อมูลออกเป็น 2 ประเภทดังนี้

#### 2.3.1 การตีเทคข้อมูลสำหรับผู้ใช้งานเดี่ยว (Single-User Detection: SD, One Tap Equalization) [4]

การตีเทคแบบนี้เป็นกระบวนการแบบดั้งเดิม (conventional detection) มีหลักการคือ ตีเทคสัญญาณของผู้ใช้เพียงรายเดียวพร้อมทั้งปรับแก้ โดยไม่คำนึงถึงสัญญาณรบกวนแบบ

ต่าง ๆ จากผู้รัยรายอื่น อาทิเช่น MAI และไม่มีกการนำข้อมูลต่าง ๆ ของผู้รัยรายอื่นมาช่วยในการตีเทค จุดประสงค์หลัก คือ เพื่อลดผลกระทบจากการเกิดเฟดดิ้ง และการรบกวน โดยไม่ขยายผลจากสัญญาณรบกวนในการตัดสินใจข้อมูล นอกจากนี้ การตีเทคข้อมูลแบบนี้ยังเป็นเทคนิคการปรับเท่าที่ง่าย เนื่องจากใช้เพียงแค่การคูณสัญญาณที่รับได้ด้วยสัมประสิทธิ์ที่ได้จากการคำนวณ อย่างไรก็ตามการตีเทคสัญญาณแบบนี้เป็นวิธีที่ดีที่สุด (optimum) สำหรับระบบอุดมคติ (ideal system) เท่านั้น ดังนั้นในสภาวะแวดล้อมจริง (real system) ที่สัญญาณที่ถูกส่งมาจะเกิดการเปลี่ยนแปลงเนื่องจากช่องสัญญาณแบบพหุวิถี หรือเมื่อพิจารณาในโดเมนความถี่แล้วก็คือช่องสัญญาณที่มีลักษณะการลดทอนแบบเลือกความถี่ (frequency selective fading channel) การตีเทคแบบนี้จึงไม่ใช่วิธีที่เหมาะสมที่สุด ในแง่ของการทำให้อัตราความผิดพลาดน้อยที่สุด ภายใต้เงื่อนไขบางอย่าง การตีเทคแบบผู้รัยรายเดียวที่นิยมใช้กันมีอยู่ 5 เทคนิค ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 การตีเทคข้อมูลสำหรับผู้รัยรายเดียวแบบต่าง ๆ

- **เทคนิคการรวมแบบที่ทำให้อัตราส่วนสัญญาณสูงสุด (Maximal Ratio Combining : MRC)**

เทคนิคนี้ถูกเสนอครั้งแรกเมื่อปี ค.ศ. 1993 [4] และเป็นเทคนิคที่ดีที่สุดเมื่อพิจารณาภายใต้กฎเกณฑ์ของอัตราความผิดพลาดบิตน้อยที่สุด โดยตัวประกอบการขยายของคลื่นพาร์ย่อยที่  $i$  ( $y_m[i]$ ) หรือตัวปรับเท่า (equalizer) จะเป็นค่าคอนจูเกตของฟังก์ชันถ่ายโอนของช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (time-variant channel transfer function) หรือ  $H(f,t)$  เมื่อพิจารณา ที่ ณ เวลาหนึ่ง สำหรับผู้รัยคนที่  $m$  คลื่นพาร์ย่อยที่  $i$  ( $H_{m,i}$ ) ซึ่ง time-variant channel transfer function นี้เป็นผลลัพธ์จากการแปลงฟูริเยร์ของผลตอบสนองต่อสัญญาณอินพุตของช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา  $h(\tau,t)$

$$y_m[i] = H_{m,i}^* \quad (2.15)$$

เมื่อพิจารณาเพียงผลจากการลดทอนเชิงขนาดของช่องสัญญาณ โดยยึดหลักการของเทคนิคนี้คือ สัญญาณที่มีแอมพลิจูดสูงมีแนวโน้มที่จะมีผลของสัญญาณรบกวนน้อยกว่าสัญญาณที่มีแอมพลิจูดต่ำ ดังนั้นการยกกำลังสองแอมพลิจูดจึงไปเพิ่มผลขององค์ประกอบส่วนนี้ หนึ่ง เทคนิคนี้จะสามารถทำงานได้เป็นอย่างดีสำหรับระบบที่ได้รับผลกระทบจาก MAI ไม่นักเท่าที่นั้น

- **เทคนิคการรวมแบบใช้อัตราขยายเท่ากัน (Equal Gain Combining : EGC)**

สำหรับเทคนิค EGC [4] มีหลักการที่สวนทางกับเทคนิค MRC นั่นคือ เทคนิคนี้แก้ปัญหาเนื่องจากเฟสที่ผิดเพี้ยนไปโดยที่ไม่มองถึงแอมพลิจูดของสัญญาณในแต่ละคลื่นพายย่อย หรืออีกนัยหนึ่งคือ ไม่ได้พิจารณาถึงผลจากการลดทอนเชิงขนาดของสัญญาณ โดยค่าตัวประกอบการขยายของแต่ละคลื่นพายย่อยจะมีแอมพลิจูดเท่ากับ 1 และมีค่าเป็นดังนี้

$$y_m[i] = \frac{H_{m,i}^*}{|H_{m,i}^*|} \quad (2.16)$$

เทคนิคนี้สามารถแก้ไขข้อด้อยของเทคนิค MRC เนื่องจากตัวประกอบการขยายของเทคนิค EGC ไม่ได้ไปเพิ่มผลของค่า MAI ในระบบดังเช่นในเทคนิค MRC

- **เทคนิคการรวมแบบที่ทำให้ความตั้งฉากกันระหว่างผู้ใช้กลับคืนมา (Orthogonal Restoring Combining : ORC) [4]**

หรือที่เรียกอีกชื่อหนึ่งว่า Zero-forcing (ZF) สำหรับเทคนิคนี้ เครื่องรับสามารถกำจัดค่า MAI ได้อย่างสมบูรณ์ โดยการใช้ตัวประกอบการขยายที่คลื่นพายย่อยที่  $i$  ที่เป็นส่วนกลับกับ  $H_{m,i}$  ดังนี้

$$y_m[i] = \frac{1}{H_{m,i}} \quad (2.17)$$

อย่างไรก็ตาม ในกรณีที่อัตราส่วนของกำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (signal to noise ration: SNR) มีค่าต่ำ ตัวประกอบการขยายสำหรับเทคนิคนี้จะส่งผลเสียเนื่องจากการไปขยายองค์ประกอบสัญญาณรบกวน ซึ่งจะส่งผลให้สมรรถนะทางอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate: BER) มีค่าลดลง



- เทคนิคการปรับเท่าที่มีการควบคุม (Controlled Equalization : CE)

เทคนิคการปรับเท่านี้อาจเรียกอีกอย่างว่า threshold ORC (TORC) หรือ smooth ORC (SORC) ซึ่งเป็นการปรับปรุงเทคนิค ORC เพื่อให้ประสิทธิภาพสูงขึ้น โดยพิจารณาตัวประกอบการขยายตามแอมพลิจูดของคุณลักษณะของช่องสัญญาณ ( $|H_{m,i}|$ ) ซึ่งแบ่งเป็นสองกรณีหลักดังนี้

$$y_m[i] = \begin{cases} \frac{1}{H_{m,i}} & \text{if } |H_{m,i}| \geq a_{\text{thresh}} \\ \xi_{m,i} & \text{else} \end{cases} \quad (2.18)$$

ถ้าแอมพลิจูดของคุณลักษณะของช่องสัญญาณมีค่ามากกว่าค่าเกณฑ์ ( $a_{\text{thresh}}$ ) ที่กำหนดไว้ ตัวประกอบการขยายจะมีรูปแบบเช่นเดียวกับตัวประกอบการขยายของเทคนิค ORC และในทางกลับกันถ้าแอมพลิจูดของคุณลักษณะของช่องสัญญาณมีค่าน้อยกว่าค่าเกณฑ์ที่กำหนด ตัวประกอบการขยายดังจะเป็นดังนี้ [4]

$$\xi_{m,i} = \frac{H_{m,i}^*}{|H_{m,i}^*| a_{\text{thresh}}} \quad (2.19)$$

ซึ่งค่า  $\xi_{m,i}$  ที่แสดงนี้เป็นรูปแบบที่ถูกพัฒนาจากรูปแบบเดิมเพื่อประสิทธิภาพที่ดีขึ้น [4] และการกำหนดค่า  $a_{\text{thresh}}$  ขึ้นอยู่กับ SNR และจำนวนผู้ใช้ทั้งหมดในระบบ

- เทคนิคการปรับเท่าค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุด (Minimum Mean Square Error: MMSE Equalization)

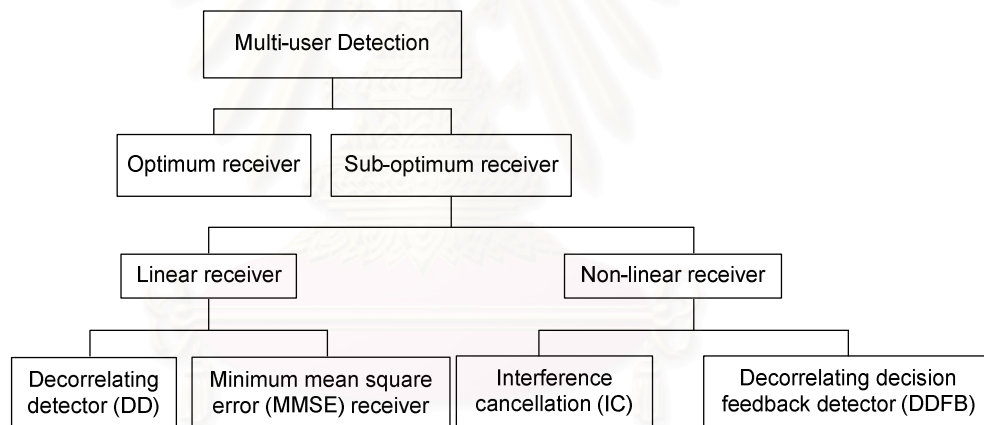
เทคนิคนี้ค่าตัวประกอบการขยายถูกกำหนดขึ้นภายใต้เกณฑ์ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยระหว่างสัญญาณที่ได้รับกับสัญญาณเป้าหมายต่ำสุด [4] และตัวประกอบอัตราการขยายเป็นดังนี้

$$y_m[i] = \frac{H_{m,i}}{|H_{m,i}|^2 + 1/\zeta_k} \quad (2.20)$$

เมื่อกำหนดให้  $\zeta_k$  แทนค่า SNR ดังนั้นการใช้เทคนิคนี้ จะต้องรู้ค่า SNR ที่แน่นอนก่อน และในกรณีที่ค่า SNR สูงมากเทคนิคนี้ก็มีค่าตัวประกอบการขยายเช่นเดียวกับเทคนิค ORC

### 2.3.2 การตีเทคข้อมูลสำหรับผู้ใช้หลายราย (Multi-user Detection: MD)

เนื่องจากข้อจำกัดของการตีเทคข้อมูลสำหรับผู้ใช้รายเดียวดังที่ได้กล่าวมาข้างต้น และความต้องการเพิ่มความจุของระบบเพื่อรองรับจำนวนผู้ใช้งานที่เพิ่มมากขึ้นในระบบ การตีเทคข้อมูลสำหรับผู้ใช้หลายราย [4, 35] จึงถูกนำเสนอขึ้น โดยอาศัยหลักการกำจัดสัญญาณแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ให้กับผู้ใช้ที่ต้องการ โดยนำเอารหัสแม่ และกำลังสัญญาณของผู้ใช้รายอื่นมาช่วยในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดดังกล่าว นอกจากนี้ยังสามารถลดปัญหาด้านการควบคุมกำลังของสัญญาณลงได้เป็นอย่างดี จึงส่งผลให้เครื่องรับชนิดนี้มีความทนทานต่อการเกิดปรากฏการณ์ใกล้-ไกลได้เป็นอย่างดีอีกด้วย รูปที่ 2.4 แสดงเทคนิคการตีเทคข้อมูลสำหรับผู้ใช้หลายราย



รูปที่ 2.4 แสดงเทคนิคการตีเทคข้อมูลสำหรับผู้ใช้หลายรายแบบต่าง ๆ

ปี ค.ศ. 1984 Verdu S. ได้นำเสนอเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด (optimum receiver) [37] ซึ่งเป็นเครื่องรับที่มีอัตราบิดผิดพลาด (bit error rate: BER) ต่ำสุด แต่เนื่องจากข้อจำกัดทางด้านความซับซ้อน และความต้องการทราบข้อมูลต่าง ๆ ที่มากเกินไปประยุกต์ใช้ได้จริงในทางปฏิบัติ จึงมีการนำเสนอเครื่องรับที่มีความเหมาะสมรองลงไป (sub-optimum receiver) [35, 37] ซึ่งให้สมรรถนะที่ด้อยกว่าเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด แต่มีความซับซ้อนน้อยกว่า และเครื่องรับที่มีความเหมาะสมรองลงไปในนั้นมีหลายชนิด โดยที่แต่ละชนิดต้องการข้อมูลที่จำเป็นต่อการตัดสินใจที่แตกต่างกันออกไป รวมถึงความเหมาะสมในการทำงานที่แตกต่างกัน

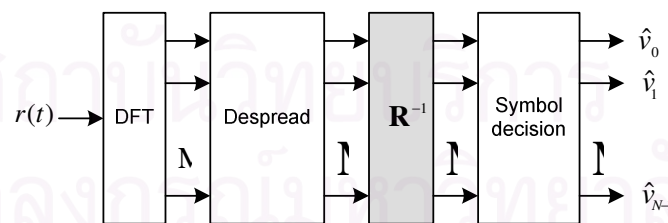
ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ขอกล่าวอย่างคร่าว ๆ เกี่ยวกับเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด ซึ่งเครื่องรับชนิดนี้อาศัยหลักการของ Maximum-Likelihood Sequence Estimation (MLSE) และใช้ชุดข้อมูลที่เป็นไปได้ทั้งหมด  $2^M$  ชุดในการตัดสินใจข้อมูล ซึ่งเป็นเครื่องรับที่มีความซับซ้อนมาก และจะเพิ่มมากขึ้นในรูปแบบของฟังก์ชันเอ็กโปเนนเชียลเมื่อผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้น อีกทั้งเครื่องรับชนิดนี้ยังต้องการทราบค่าพารามิเตอร์ของผู้ใช้และพารามิเตอร์ของระบบจำนวนมาก จึงไม่เหมาะสมต่อการนำไปประยุกต์ใช้จริงในทางปฏิบัติ ดังนั้นงานวิจัยส่วนใหญ่จึงจะมุ่งเน้นไปที่เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป ซึ่งมีค่าความซับซ้อนในการคำนวณต่ำกว่า โดยเครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไปในนั้นสามารถแบ่งได้เป็น 2 ประเภท คือ

### เครื่องรับแบบเชิงเส้น (Linear Receiver)

เครื่องรับแบบเชิงเส้นนี้มีการเพิ่มกระบวนการเชิงเส้นภายหลังจากสัญญาณข้อมูลผ่านเครื่องรับแบบธรรมดาแล้ว แล้วนำผลลัพธ์ที่ได้จากกระบวนการดังกล่าวไปตัดสินใจข้อมูล โดยเครื่องรับแบบเชิงเส้นที่สำคัญมีอยู่ 2 ชนิด คือ

- เครื่องรับแบบดีคอเรลิต (Decorrelating Detector: DD)

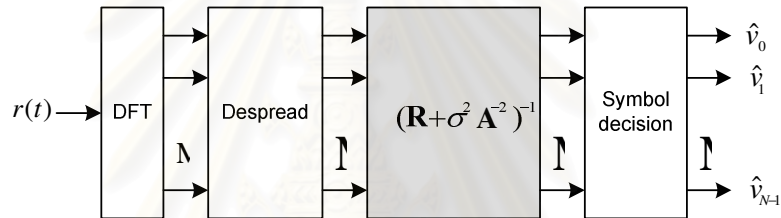
กระบวนการแบบเชิงเส้นของเครื่องรับชนิดนี้คือ การนำค่าเมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ (correlation matrix) ของรหัสของผู้ใช้ทุกคนในระบบ มาคูณสัญญาณที่รับได้จากเครื่องรับแบบธรรมดา โดยไม่พิจารณาผลอันเนื่องมาจากสัญญาณรบกวน ดังนั้นเครื่องรับชนิดนี้จึงให้ประสิทธิภาพที่ดีในกรณีค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าสูงเท่านั้น



รูปที่ 2.5 เครื่องรับแบบดีคอเรลิต

- เครื่องรับชนิดที่ทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำสุด (Minimum Mean Square Error Receiver: MMSE)

จากข้อดีของเครื่องรับแบบดีคอรรีเลต เครื่องรับแบบเชิงเส้นอีกชนิดหนึ่งจึงถูกนำเสนอขึ้น โดยกระบวนการเชิงเส้นของเครื่องรับชนิดนี้มีการพิจารณาทั้งผลของ MAI และผลของสัญญาณรบกวน โดยนำเมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัสของผู้ใช้ร่วมกับเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณรบกวนมาคูณกับสัญญาณที่ออกมาจากเครื่องรับแบบธรรมดา พิจารณา ดังรูปที่ 2.6 เมื่อกำหนดให้  $\mathbf{A}$  คือ แอมพลิจูดของสัญญาณที่รับได้ ในกรณีที่สัญญาณรบกวนมีค่ามาก เครื่องรับจึงมีสมรรถนะที่เหนือกว่าเครื่องรับแบบดีคอรรีเลต และในทางเดียวกัน เครื่องรับชนิดนี้ก็มีค่าความซับซ้อนสูงเพราะต้องการค่าเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณรบกวน



รูปที่ 2.6 เครื่องรับแบบ MMSE

### เครื่องรับแบบไม่เชิงเส้น (Non-Linear Receiver)

เครื่องรับชนิดนี้ทำงานโดยอาศัยหลักการประมาณสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้งานอื่นในระบบแล้วนำสัญญาณที่ประมาณได้ไปหักล้างออกจากสัญญาณรวมทั้งหมดเพื่อให้เหลือเฉพาะสัญญาณของผู้ใช้ที่สนใจเท่านั้นก่อนนำไปตัดสินใจข้อมูล โดยสมรรถนะของเครื่องรับประเภทนี้จะขึ้นอยู่กับความถูกต้องในการประมาณสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้งานอื่น เครื่องรับแบบไม่เชิงเส้นสามารถแบ่งได้เป็น 2 ประเภท คือ เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบต่างๆ (interference cancellation: IC) และเครื่องรับชนิดที่นำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วมาป้อนกลับ (decorrelating decision-feedback detector: DDFB) ซึ่งนำหลักการเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดมาใช้ และมีวงจรรองเพิ่มขึ้นมาอีก 2 วงจร คือ วงจรกรองแบบป้อนไปข้างหน้า และวงจรกรองแบบป้อนกลับเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพให้การประมาณให้สูงขึ้น

## 2.4 รหัสแผ่ (Spreading Code)

ในระบบ MC-CDMA รหัสแผ่จะเป็นตัวแยกแยะระหว่างผู้ใช้แต่ละราย โดยชิปแต่ละตัวในรหัสแผ่มีค่าอยู่ในเซต  $\{-1,1\}$  ในวิทยานิพนธ์นี้กำหนดให้ความยาวหรือจำนวนชิปของรหัสแผ่มีค่าเท่ากับจำนวนคลื่นพาห่อย่อยที่ใช้ นั่นคือมีความยาวของรหัสแผ่มีค่า  $N$  ชิป ชุดรหัสที่ตีควรมีคุณสมบัติตั้งฉากกัน (orthogonal property) ดังนี้

$$\sum_{i=0}^{N-1} c_m[i]c_m[j] = \begin{cases} N, & i = j \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.21)$$

- Orthogonal Code

รหัสแผ่ที่จัดอยู่ในประเภทนี้ได้แก่ Hadamard-Walsh code หรือรหัสวอลส์ที่มีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสเป็นศูนย์เมื่อพิจารณาในกรณีที่ไม่มีการเลื่อนของรหัสแผ่ แต่เมื่อมีการเลื่อนของรหัสแผ่จากกรณีใดก็ตามจะทำให้ค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสมีค่ามาก ดังนั้นจึงเป็นรหัสที่นิยมใช้มากกับข่ายเชื่อมโยงขาตลง (downlink) และสามารถใช้อุปกรณ์ที่มีอัลกอริทึม FFT ได้ รหัสนี้สร้างได้โดยใช้การดำเนินการเชิงเมตริกซ์ หน่วยเมตริกซ์มูลฐานของรหัสวอลส์  $C_{H_0}$  คือ

$$C_{H_0} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

และจากเมตริกซ์มูลฐานนี้จะนำไปสู่การสร้างรหัสวอลส์ที่มีความยาว  $2^n$  เมื่อ  $n$  เป็นจำนวนเต็มบวกใด ๆ ได้จากเมตริกซ์ดังต่อไปนี้

$$C_{H_n} = \begin{bmatrix} C_{H_{n-1}} & C_{H_{n-1}} \\ C_{H_{n-1}} & -C_{H_{n-1}} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

จะเห็นว่าเมตริกซ์  $C_{H_n}$  ขนาด  $2^n \times 2^n$  สร้างจากเมตริกซ์  $C_{H_{n-1}}$  ขนาด  $2^{n-1} \times 2^{n-1}$  โดยแถวแต่ละแถวในเมตริกซ์  $C_{H_n}$  คือรหัสของผู้ใช้หนึ่งราย

- รหัสสุ่มเทียม (Pseudo-Random Noise Sequence: PN sequence)

เป็นรหัสไปนารีที่มีคุณสมบัติคล้ายสัญญาณรบกวน และค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสไม่เท่ากับศูนย์และมีค่าต่ำมากเมื่อมีการเลื่อนของรหัสแผ่ สามารถสร้างได้จากซีพีทีรี-

จิสเตอร์ (shift register) เมื่อซีฟตรีจิสเตอร์มีความยาวเท่ากับ  $n$  จะสร้างรหัสสุ่มเทียมที่มีความยาวเป็น  $2^n - 1$  นอกจากนี้การที่จะให้เครื่องส่งใช้อัลกอริทึม FFT ได้ ความยาวของสัญลักษณ์ต้องมีค่าเป็นเลขยกกำลังของ 2 ซึ่งไม่สามารถทำได้ถ้าใช้รหัสสุ่มเทียม

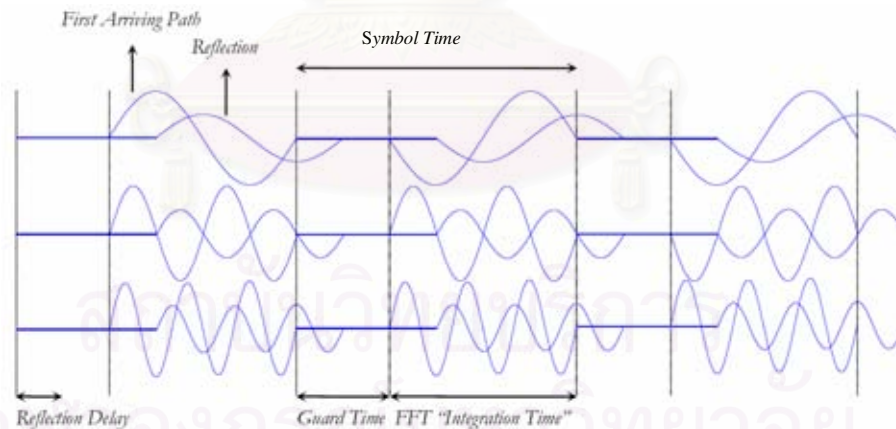
- รหัสสุ่ม (Random Code)

ใช้แทนรหัสใด ๆ ไม่เจาะจง เพื่อเป็นบรรทัดฐานเมื่อเปรียบเทียบกับรหัสวอลซ์ ในการประเมินสมรรถนะของเทคนิคและเครื่องรับชนิดต่าง ๆ

รหัสที่ใช้กับวิทยานิพนธ์นี้ได้แก่ รหัสวอลซ์และรหัสสุ่ม

## 2.5 ช่วงเวลาคุ้มครองกัน (Guard Interval) และ Cyclic Prefix: CP

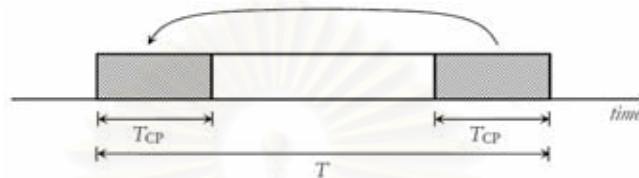
ปัจจัยหนึ่งที่ส่งผลกระทบต่อระบบคือ การรบกวนแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์หรือ Inter-symbol interference: ISI ซึ่งผลจาก ISI สามารถจำกัดได้โดยการเติมช่วงเวลาคุ้มครองกันให้ยาวกว่าช่วงเวลาของผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ของช่องสัญญาณดังรูปที่ 2.7 โดยพิจารณาจำนวนเส้นทางของสัญญาณที่มาถึงเท่ากับ 2 [5]



รูปที่ 2.7 แสดงคลื่นสัญญาณส่ง 3 คลื่นที่มีการมอดูเลตแบบ Binary phase shift keying (BPSK) ที่มีการเติมช่วงเวลาคุ้มครองกัน

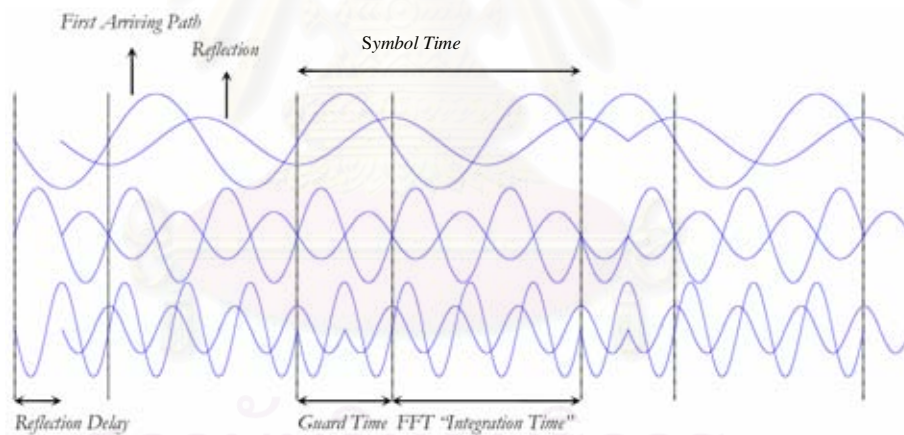
เมื่อพิจารณาจากรูปพบว่าสัญญาณไม่มีการรบกวนแทรกสอดกันระหว่างสัญลักษณ์ที่ติดกันอันเนื่องมาจากการเติมช่วงเวลาคุ้มครองกันที่ยาวกว่าช่วงเวลาประวิงของช่องสัญญาณ แต่ช่วงเวลาที่มีการ

ทำ DFT นั้นไม่ครอบคลุมคลื่นของสัญญาณ sine ทำให้มีปัญหาของการรบกวนแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห้หรือ inter-carrier interference: ICI มาเกี่ยวข้อง และเพื่อที่จะลดผลอันเนื่องมาจาก ICI นี้ การเติม cyclic prefix ในช่วงเวลาคุ้มครองจึงถูกนำเสนอขึ้น โดยมีหลักการง่ายๆ คือ นำสัญญาณในช่วงหางของสัญลักษณ์ที่มีช่วงเวลาเท่ากับ  $T_{CP}$  มาเติมด้านหน้าของสัญญาณ พิจารณารูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 การเติม cyclic prefix ในช่วงเวลาคุ้มครอง

โดยที่ช่วงเวลาที่เติม cyclic prefix นั้นต้องมากกว่าค่าเวลาประวิงการแผ่ของช่องสัญญาณ



รูปที่ 2.9 แสดงคลื่นสัญญาณส่ง 3 คลื่นที่มีการมอดูเลตแบบ

Binary phase shift keying (BPSK) ที่มีการเติม cyclic prefix ในช่วงเวลาคุ้มครอง

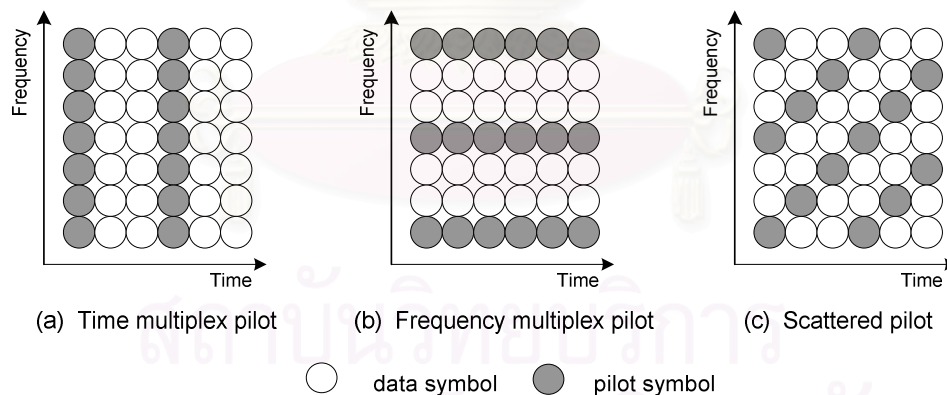
จากรูปที่ 2.9 แสดงให้เห็นว่าการเติม cyclic prefix ในช่วงเวลาคุ้มครองสามารถกำจัดผลของ ISI และ ICI ได้ แต่การเติม cyclic prefix นี้ทำให้ค่า SNR ลดต่ำลงเท่ากับ [5]

$$SNR_{loss} (dB) = 10 \log \frac{T}{T - T_{CP}} \quad (2.24)$$

เมื่อกำหนดให้ bandwidth expansion factor มีค่าเท่ากับ  $\frac{T}{T-T_{CP}}$

## 2.6 รูปแบบการจัดวางสัญลักษณ์นำร่อง (Pilot-Symbol-Aided: PSA schemes)

ในหัวข้อนี้ต้องการนำเสนอเทคนิคการจัดวางสัญญาณอ้างอิงแบบต่าง ๆ [32] เนื่องจากการประมาณค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ อาทิเช่น การประมาณคุณลักษณะของช่องสัญญาณ (channel characteristic estimation) การประมาณค่าความถี่ออฟเซต (frequency offset estimation) ดังที่จะกล่าวในบทถัดไป และการประมาณอื่น ๆ ต้องใช้เทคนิคการใช้สัญลักษณ์นำร่องในการนำช่วยการประมาณ และเป็นเทคนิคที่นิยมกันมาก เนื่องจากความไม่ซับซ้อน และความมีประสิทธิภาพในการประมาณเมื่อเทียบกับการประมาณแบบบอด (blind estimation) ดังนั้นจึงเป็นประโยชน์อย่างมากในการทราบถึงรูปแบบการจัดวางสัญญาณอ้างอิงแบบต่าง ๆ ความหมายของสัญลักษณ์นำร่อง (pilot symbol) คือ สัญลักษณ์ที่ทางภาคส่งและภาครับทราบค่า และเข้าใจตรงกัน หรือพิจารณาอีกมุมหนึ่งคือ เป็นสัญลักษณ์ที่ถูกส่งด้วยกำลังสัญญาณที่มากกว่ากำลังสัญญาณข้อมูลที่ต้องการส่ง เพื่อใช้เป็นสัญลักษณ์ในการอ้างอิง รูปแบบการจัดวางของสัญลักษณ์นำร่อง แบ่งได้ดังรูปที่ 2.11 [32]



รูปที่ 2.10 การจัดวางสัญลักษณ์นำร่องแบบต่างๆ

### 2.6.1 รูปแบบการจัดวางสัญลักษณ์นำร่องทางเวลา (Time Multiplex Pilot Schemes)

รูปแบบนี้จะมีการแทรกสัญลักษณ์นำร่องทุกช่วงเวลาหนึ่งของการส่งข้อมูล โดยแทรกสัญญาณนำร่องในทุกคลื่นพาห่อย่อย แสดงดังรูปที่ 2.10 (a) โดยระยะห่างหรือช่วงเวลา



สำหรับการแทรกสัญญาณนี้ขึ้นอยู่กับปัจจัยหลายด้าน อาทิเช่น ความไวของการเปลี่ยนแปลงคุณลักษณะของช่องสัญญาณทางเวลา ถ้าช่องสัญญาณวิทยุมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว ช่วงเวลาในการส่งสัญญาณนำร่องนั้นต้องถี่ขึ้น เพื่อคงประสิทธิภาพสำหรับการประมาณผลต่าง ๆ อันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงได้ ซึ่งรูปแบบการจัดวางสัญญาณนำร่องแบบนี้เป็นที่นิยมมาก เนื่องจากความมีประสิทธิภาพในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตและประมาณคุณลักษณะของช่องสัญญาณได้ดี

### 2.6.2 รูปแบบการจัดวางสัญญาณนำร่องทางความถี่ (Frequency Multiplex Pilot Schemes)

คือ รูปแบบการส่งสัญญาณนำร่อง ณ ความถี่ต่าง ๆ ในทุกคลื่นพาห่อย่อยทั้งหมด ตลอดช่วงเวลาหนึ่ง พิจารณารูปที่ 2.10 (b) ซึ่งเป็นรูปแบบที่มองในโดเมนที่กลับกันกับการจัดวางรูปแบบการจัดวางสัญญาณนำร่องทางเวลา โดยการกำหนดระยะห่างของสัญญาณนำร่อง พิจารณาเช่นเดียวกับรูปแบบแรกทีกล่าวมา แต่ประสิทธิภาพการประมาณนั้นจะให้ผลที่ดีกว่ารูปแบบแรกเมื่อช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาอย่างรวดเร็ว เนื่องจากมีการส่งสัญญาณนำร่องตลอดช่วงระยะเวลาหนึ่งซึ่งเพียงพอสำหรับการประมาณ และในทางกลับกันเมื่อระบบที่พิจารณามีลักษณะการเกิดเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ ประสิทธิภาพในการประมาณจะดีกว่าแบบแรก

### 2.6.3 รูปแบบการจัดวางสัญญาณนำร่องแบบกระจาย (Scattered pilot, 2D Pilot schemes)

เป็นรูปแบบที่ผสมผสานระหว่างข้อดีและข้อเสียของการจัดวางสัญญาณนำร่องในแนวแกนเวลาและความถี่เข้าด้วยกันเพื่อเพิ่มแบนด์วิดท์ในการส่งข้อมูลเมื่อเทียบกับ 2 รูปแบบที่กล่าวมาข้างต้น พิจารณาลักษณะการจัดวางดังรูปที่ 2.10 (c) หลักการคือ ลดปริมาณการส่งสัญญาณนำร่องในระบบเพื่อใช้ส่งข้อมูลและยังคงประสิทธิภาพที่ดีกว่าหรือเทียบเท่ากับสองรูปแบบที่กล่าวมา โดยกำหนดให้มีการส่งสัญญาณนำร่อง ณ ช่วงเวลาหนึ่งสำหรับแต่ละคลื่นพาห่อย่อยโดยมีรูปแบบที่แน่นอน

## 2.7 ความถี่ออฟเซต (Frequency Offset : FO)

ความถี่ออฟเซตคือ ผลต่างระหว่างความถี่ของคลื่นพาริย่อยที่มาถึงยังเครื่องรับกับความถี่ของออสซิลเลเตอร์ที่เครื่องรับ โดยในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงสาเหตุของการเกิดความถี่ออฟเซต การจัดแบ่งประเภทของความถี่ออฟเซต และผลกระทบต่อระบบ MC-CDMA เนื่องมาจากปัญหาความถี่ออฟเซต

### 2.7.1 สาเหตุการเกิดความถี่ออฟเซต

สาเหตุที่สำคัญมีอยู่ 2 สาเหตุ คือ ความไม่อุดมคติของออสซิลเลเตอร์ที่สร้างความถี่ไม่ตรงกันเมื่อพิจารณาระหว่างออสซิลเลเตอร์ที่เครื่องส่งและออสซิลเลเตอร์ที่เครื่องรับ และเกิดจากปรากฏการณ์ดอปเพลอร์ (doppler effect) ซึ่งเกิดโดยการใช้โทรศัพท์ไร้สายมีการเคลื่อนที่ทั้งกรณีเคลื่อนที่เข้าหาสถานีฐาน และกรณีเคลื่อนที่ออกจากสถานีฐาน ทำให้เครื่องรับได้รับสัญญาณที่มีความถี่แตกต่างจากสัญญาณที่ส่งมา ค่าความถี่ดอปเพลอร์ของคลื่นสัญญาณวิถีที่ 1 เป็นไปดังสมการที่ (2.9) เนื่องจากปรากฏการณ์ดอปเพลอร์นี้เองทำให้สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณที่ถูกส่งนั้นกระจายออกกระหว่างการส่งข้อมูล และเมื่อพิจารณาในโดเมนความถี่ส่งผลให้ตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ของช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาดังที่แสดงในสมการที่ (2.8)

### 2.7.2 ประเภทของความถี่ออฟเซต

จากงานวิจัยที่ผ่านมาดังที่ได้กล่าวแล้วในบทที่ 1 นั้น ในอดีตส่วนมากการวิจัยที่มุ่งเน้นในการแก้ไขปัญหาคความถี่ออฟเซตนั้นจะพิจารณาเฉพาะกรณีที่ค่า normalized ความถี่ออฟเซตมีค่าน้อยกว่าครึ่งหนึ่งของระยะห่างระหว่างคลื่นพาริย่อย ซึ่งมีค่าความถี่ออฟเซตอยู่ในช่วง  $(-0.5, 0.5)$  แต่ในระยะหลังเริ่มแนวโน้มของงานวิจัยเริ่มมีการวิเคราะห์ถึงผลกระทบของระบบอันเนื่องมาจาก normalized ความถี่ออฟเซตที่มีค่าเกินช่วงดังกล่าว โดยในวิทยานิพนธ์นี้จัดแยกประเภทความถี่ออฟเซตตามกระบวนการในการแก้ไขความถี่ออฟเซตเป็นหลัก โดยแบ่งประเภทความถี่ออฟเซตเป็นดังนี้

- fractional frequency offset (FFO) คือ ค่าความถี่ออฟเซตที่ไม่เป็นจำนวนเต็มและมีค่าน้อยกว่าระยะห่างระหว่างคลื่นพาริย่อย

- integer frequency offset (IFO) คือ ความถี่ออฟเซตออกที่มีค่าเป็นจำนวนเท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพหุย่อย

โดย normalized frequency offset ( $\varepsilon$ ) มีค่าเท่ากับ  $f'/\Delta f$  เมื่อกำหนดให้  $f'$  คือความถี่ออฟเซต และ  $\Delta f$  คือระยะห่างระหว่างคลื่นพหุย่อยที่ติดกัน

### 2.7.3 ผลกระทบเนื่องจากความถี่ออฟเซต

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงผลกระทบของความถี่ออฟเซตต่อระบบ MC-CDMA โดยพิจารณาแยกผลกระทบตามสาเหตุการเกิดหลัก 2 สาเหตุคือ FFO และ IFO ดังนี้

- พิจารณาผลกระทบจาก FFO

เมื่อพิจารณาสัญญาณที่ภาครับ ภายใต้เงื่อนไขที่ว่า ระบบสามารถประมาณคุณลักษณะของช่องสัญญาณได้อย่างถูกต้อง และการประมาณบิตข้อมูลอยู่ภายใต้เงื่อนไข MRC เมื่อกำหนดให้  $\varepsilon_F$  แทนค่า FFO ดังนั้นบิตข้อมูลของผู้ใช้คนที่ 0 ที่ผ่านการประมาณแล้วสามารถแสดงได้ดังนี้ [10, 11]

$$\begin{aligned}\hat{a}_m[k] &= \text{Re} \left\{ \int_{kT}^{kT+T_b} \frac{r(t)}{T_b} \sum_{i=0}^{N-1} h_{0,i}^* [k] c_0[l] e^{\frac{j2\pi}{T_b} (f_c + (1+\varepsilon_0))(t-kT_S)} dt \right\} \\ &= D_0 + ICI + MAI^{sc} + MAI^{oc} + \eta_0\end{aligned}\quad (2.25)$$

เมื่อพิจารณาพจน์แรกของสมการที่ (2.25)

$$D_0 = \frac{\sin(2\pi\varepsilon_0)}{2\pi\varepsilon_0} a_0[k] \sum_{i=0}^{N-1} (\rho_{0,i}[k])^2 \quad (2.26)$$

$D_0$  คือ สัญญาณที่ต้องการของผู้ใช้คนที่ 0 ซึ่งผลจากความถี่ออฟเซตทำให้เกิดการเลื่อนของฟังก์ชัน  $\text{sinc}(\cdot)$  ทำให้ไม่ได้รับการสุ่มที่จุดสูงสุด มีผลให้สัญญาณที่ต้องการมีความผิดพลาด

$$\begin{aligned}ICI_0 &= \frac{\sin(2\pi\varepsilon_0)}{2\pi\varepsilon_0} b_0^{[k]} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{l \neq i}^{N-1} \rho_{0,i}[k] \rho_{0,l}[k] c_0[i] c_0[l] \\ &\quad \cdot \cos(\theta_{0,i}[k] - \theta_{0,l}[k] - \pi\varepsilon_0) \left( \frac{\varepsilon_0}{1-i+\varepsilon_0} \right)\end{aligned}\quad (2.27)$$

จากสมการที่ (2.27),  $ICI_0$  คือ สัญญาณรบกวนแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห้จากผู้คนที่ 0

$$MAI_0^{sc} = \frac{\sin(2\pi\epsilon_0)}{2\pi\epsilon_0} \sum_{m=1}^M a_0[k] \sum_{i=0}^{N-1} \rho_{0,i}[k] \rho_{0,i}[k] \cdot c_m[i] c_0[i] \cos(\theta_{0,i}[k] - \theta_{0,i}[k] - \pi\epsilon_0) \quad (2.28)$$

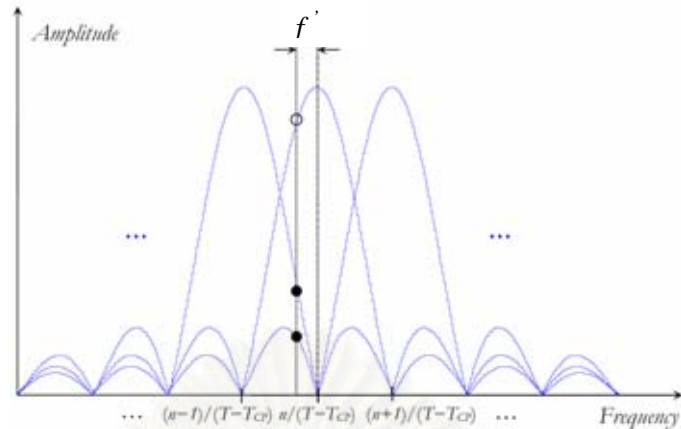
จากสมการที่ (2.28),  $MAI_0^{sc}$  คือ สัญญาณรบกวนจากผู้ใช้อื่น (MAI) ที่มากกระทำกับผู้คนที่ 0 เมื่อพิจารณา ณ คลื่นพาห้เดียวกัน

$$MAI_0^{oc} = \frac{\sin(2\pi\epsilon_0)}{2\pi\epsilon_0} \sum_{m=1}^{N-1} b_m^{[k]} \sum_{i=0, i \neq m}^{N-1} \rho_{m,i}^{[k]} \rho_{0,i}^{[k]} c_{m,i} c_{0,i} \cdot \cos(\theta_{m,i}[k] - \theta_{0,i}[k] - \pi\epsilon_0) \left( \frac{\epsilon_0}{1-i+\epsilon_0} \right) \quad (2.29)$$

จากสมการที่ (2.29),  $MAI_0^{oc}$  คือ สัญญาณรบกวนจากผู้ใช้อื่น ที่มากกระทำกับผู้คนที่ 0 เมื่อพิจารณา ณ คลื่นพาห้อื่นๆ และ  $\eta_0$  คือ สัญญาณรบกวน

โดยสรุป เมื่อพิจารณาสเปกตรัมของสัญญาณดังรูปที่ 2.11 แสดงให้เห็นว่า สัญญาณที่ต้องการมีการสุ่มไม่ถูกจุดสูงสุดของฟังก์ชัน  $\text{sinc}(\cdot)$  เมื่อกำหนดให้กำลังของสัญญาณที่ต้องการแทนด้วยสัญลักษณ์  $(\circ)$  และทำให้การแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่อง (Discrete Fourier Transform: DFT) และการแปลงกลับฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่อง (Inverse Discrete Fourier transform: IDFT) นั้นไม่สมบูรณ์ ส่งผลให้แต่ละคลื่นพาห้ย่อยสูญเสียความตั้งฉากระหว่างกัน ก่อให้เกิดสัญญาณแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห้ย่อย (ICI) ซึ่งในรูปที่ 2.11 แทนด้วยสัญลักษณ์  $(\bullet)$  และจากที่กล่าวมาทั้งหมดสอดคล้องกับสมการ (2.28) และ (2.29) ดังที่กล่าวมาข้างต้น

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 2.11 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณ MC-CDMA เมื่อเกิดความถี่ออฟเซต  $f'$  เมื่อกำหนดให้กำลังของสัญญาณที่ต้องการแทนด้วยสัญลักษณ์ (○) และค่า ICI ที่มาจากคลื่นพาริย่อยอื่นแทนด้วยสัญลักษณ์ (●)

- **พิจารณาผลกระทบที่เกิดจาก IFO**

การเกิดความถี่ออฟเซตชนิด IFO จะทำให้สเปกตรัมของสัญญาณเกิดการเลื่อนไปเป็นจำนวนเท่ากับความถี่ออฟเซตที่เกิดขึ้น พิจารณารูปที่ 2.11 ถ้าเกิดความถี่ออฟเซตเท่ากับ 1 จะทำให้สัญญาณ ณ คลื่นพาริย่อยที่  $(n-1)/(T-T_{CP})$  เลื่อนไปอยู่ในตำแหน่งคลื่นพาริย่อยที่  $n/(T-T_{CP})$  และสัญญาณที่คลื่นพาริย่อยที่  $n/(T-T_{CP})$  จะถูกเลื่อนไป ณ คลื่นพาริย่อยที่  $(n+1)/(T-T_{CP})$  และเป็นเช่นนี้ตามลำดับ โดยที่สัญญาณที่ ณ ตำแหน่งคลื่นพาริย่อยสุดท้าย จะเลื่อนไปแทนที่สัญญาณที่คลื่นพาริย่อยแรก

ปัญหาที่เกิดจากความถี่ออฟเซตดังที่กล่าวมานี้ ส่งผลอย่างมากต่อการตัดสินใจตัดสินใจ ข้อมูลผิดพลาด ดังนั้น กรรรมวิธีต่าง ๆ ที่ถูกนำเสนอขึ้นเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของระบบจากการลดผลของสัญญาณรบกวนแบบต่างๆ อาจมีประสิทธิภาพด้อยลงหากมิได้มีชุดปัญหาที่เกิดจากความถี่ออฟเซต ซึ่งจะขอกกล่าวในบทที่ 3

## 2.8 ปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบ

- **สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่น (Multiple Access Interference: MAI)**

สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่นนั้น เกิดขึ้นเนื่องจากในระบบ MC-CDMA มีการกำหนดให้ผู้ใช้หลายคนเข้าใช้ช่องสัญญาณในช่วงความถี่ และเวลาเดียวกันโดยใช้รหัสแฉ่งที่แตกต่างกัน และอาศัยคุณสมบัติตั้งฉากของรหัสแฉ่งเหล่านี้ในการแยกแยะข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนออกจากกัน เมื่อเกิดผลกระทบจากช่องสัญญาณ เช่น การถูกลดทอนโดยเฟดดิ้งจะทำให้ชุดรหัสที่ใช้มีการตั้งฉากกันอย่างไม่สมบูรณ์ จึงทำให้เกิดค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสแฉ่งของผู้ใช้ที่ไม่เท่ากับศูนย์ นอกจากนี้สัญญาณ MAI ยังเกิดขึ้นเนื่องจากการใช้รหัสแฉ่งแบบ PN- Sequence และรหัสแบบสุ่ม ซึ่งรหัสแฉ่งเหล่านี้จะมีคุณสมบัติตั้งฉากที่ไม่สมบูรณ์อยู่แล้ว อย่างไรก็ตามค่าสหสัมพันธ์ข้ามดังกล่าวจะมีค่าที่ต่ำมาก แต่ข้อดีของรหัสเหล่านี้จะอยู่ในกรณีที่มีการเกิดความเป็นอะซิงโครนัส (asynchronous) ขึ้นแล้วค่าสหสัมพันธ์ข้ามของรหัสเหล่านี้จะยังคงมีค่าที่ต่ำ ซึ่งตรงข้ามกับกรณีของรหัสที่มีความตั้งฉากอย่างสมบูรณ์ เช่น Hadamard-Walsh Code ซึ่งเมื่อเกิดความเป็นอะซิงโครนัสขึ้นแล้วค่าสหสัมพันธ์ข้ามของรหัสแฉ่งจะมีค่าที่สูงมาก

- **สัญญาณแทรกสอดระหว่างคลื่นพหุย่อย (Inter-carrier Interference: ICI)**

การรับส่งข้อมูลในระบบ MC-CDMA นั้น จะเป็นการส่งข้อมูลโดยใช้หลายคลื่นพหุย่อย ซึ่งจะใช้อุปกรณ์ในการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเข้าร่วมด้วยในขั้นตอนการแปลงฟูริเยร์และการแปลงกลับฟูริเยร์ ซึ่งขั้นตอนทั้งสองนี้จะมีการทำงานได้อย่างสมบูรณ์ ถ้าคลื่นพหุย่อยมีความตั้งฉากระหว่างกัน นั่นคือ คลื่นพหุย่อยจะต้องมีค่าความถี่กึ่งกลางที่ห่างกัน  $F$  เท่าของ  $1/T$  โดย  $T$  เป็นค่าความยาวคาบของสัญญาณข้อมูล 1 สัญลักษณ์ และ  $F$  เป็นจำนวนเต็มบวกใด ๆ และเนื่องจากผลของการเกิดความถี่ออฟเซต การเกิดพหุวิถี และการเกิดเฟดดิ้งอย่างรวดเร็ว จะส่งผลให้ความตั้งฉากระหว่างคลื่นพหุย่อยนี้สูญเสียไป ทำให้การแปลงฟูริเยร์และการแปลงกลับฟูริเยร์นั้นไม่สมบูรณ์ ทำให้เกิดสัญญาณแทรกสอดระหว่างคลื่นพหุย่อย (ICI) ขึ้นในขณะที่ระบบ DS-CDMA ซึ่งไม่ได้มีการส่งข้อมูลแบบหลายคลื่นพหุย่อยจะไม่มีสัญญาณแทรกสอดประเภทนี้เกิดขึ้น

- **สัญญาณแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-symbol Interference : ISI)**

สัญญาณแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์สำหรับการรับส่งข้อมูลในระบบสื่อสารไร้สายนั้น เกิดขึ้นเนื่องจากการที่สัญญาณข้อมูลเดินทางผ่านช่องสัญญาณซึ่งมีลักษณะเป็นช่องสัญญาณแบบพหุวิถี ทำให้สัญญาณข้อมูลมีเส้นทางการเดินทางที่ต่างกันหลายเส้นทาง และ

หลายเวลา เนื่องจากเกิดการสะท้อน แทรกสอด และหักเหขึ้นเนื่องมาจากผลกระทบจากสภาวะแวดล้อมดังที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 2.2 โดยที่ผลรวมของสัญญาณจากวิถีต่าง ๆ ซึ่งเดินทางมาถึงทางภาครับจึงเกิดความเหลื่อมล้ำทางเวลาขึ้นระหว่างสัญลักษณ์ข้อมูล และเมื่อพิจารณาเฉพาะในสัญลักษณ์หนึ่ง ๆ จะพบว่าข้อมูลในสัญลักษณ์นั่นเองซึ่งมาจากวิถีต่าง ๆ ก็มีความเหลื่อมล้ำทางเวลาซึ่งกันและกันด้วย ส่งผลให้เกิดการซ้อนทับกันอย่างไม่เต็มคาบของสัญลักษณ์ ทำให้สัญลักษณ์ข้อมูลที่ภาครับได้รับซึ่งเกิดจากการรวมกันของสัญญาณในแต่ละวิถีดังกล่าว มีความผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณที่ทางภาครับส่งมาจริง ซึ่งเมื่อนำไปตัดสินบิตข้อมูลก็จะเป็นการเพิ่มโอกาสในการตัดสินบิตผิดพลาดมากยิ่งขึ้น

## 2.9 พารามิเตอร์ที่ใช้วัดสมรรถนะของระบบ

- อัตราความผิดพลาดบิต (BER)

อัตราความผิดพลาดบิต หรือ ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิต คือ อัตราส่วนของจำนวนบิตที่ทางภาครับตัดสินผิดพลาดเมื่อเทียบกับจำนวนบิตข้อมูลทั้งหมดที่ถูกส่งมาจากภาคส่ง เป็นค่าพารามิเตอร์สำคัญในการวัดสมรรถนะของระบบเป็นค่าที่แสดงถึงความถูกต้องของการรับส่งข้อมูลโดยตรง อัตราความผิดพลาดบิตเป็นพารามิเตอร์ที่นิยมใช้ในการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่สนใจในสภาวะต่าง ๆ เช่น เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน หรือเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป เป็นต้น

- อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio : SNR)

ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) คือ อัตราส่วนกำลังของสัญญาณเมื่อเทียบกับกำลังของสัญญาณรบกวน ส่วนใหญ่ค่ากำลังของสัญญาณจะมีค่ามากกว่าเมื่อเทียบกับค่ากำลังของสัญญาณรบกวนดังนั้นค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนจึงนิยามวัดกันในหน่วยเดซิเบล (decibel: dB) โดย ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสำหรับผู้ใช้คนที่  $k$  ในค่าหน่วยเดซิเบล สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (2.30)

$$SNR_k = 10 \log \left( \frac{A_k^2}{\sigma^2} \right) \quad (2.30)$$

เมื่อ  $A_k$  คือขนาดของสัญญาณของผู้ใช้คนที่  $k$  และ  $\sigma^2$  คือ ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนซึ่งก็คือกำลังของสัญญาณรบกวนนั่นเอง

- ค่าเฉลี่ยของผลต่างกำลังสองของความผิดพลาด (Mean Squared Error: MSE)

ค่าเฉลี่ยของผลต่างกำลังสองของความผิดพลาดของการประมาณช่องสัญญาณ เป็นค่าพารามิเตอร์ที่ใช้วัดค่าความถูกต้องของการประมาณช่องสัญญาณ ซึ่งสามารถหาได้จากค่าเฉลี่ยของผลต่างยกกำลังสองของผลตอบสนองของช่องสัญญาณที่ประมาณได้ กับค่าผลตอบสนองจริงของช่องสัญญาณ ซึ่งถ้า MSE มีค่าสูงแสดงว่าผลตอบสนองของช่องสัญญาณที่ประมาณได้มีค่าผิดพลาดไปจากผลตอบสนองจริงของช่องสัญญาณมาก ในทางตรงกันข้าม ถ้า MSE มีค่าน้อย แสดงว่าผลตอบสนองของช่องสัญญาณที่ประมาณได้มีค่าใกล้เคียงกับผลตอบสนองจริงของช่องสัญญาณนั่นเอง



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



## บทที่ 3

### การประมาณ และการแก้ไขความถี่ออฟเซตสำหรับ ระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอบนช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่

จากที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 เกี่ยวกับการเกิดความถี่ออฟเซต และผลกระทบอันเนื่องมาจากการเกิดความถี่ออฟเซตต่อระบบ MC-CDMA ในบทนี้จึงต้องการนำเสนอกรรมวิธีในการประมาณ และการแก้ไขความผิดพลาดอันเนื่องมาจากความถี่ออฟเซต เพื่อเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพของระบบ โดยในวิทยานิพนธ์นี้แยกการประมาณความถี่ออฟเซตออกเป็น 2 กระบวนการหลักคือ การประมาณความถี่ออฟเซตชนิดที่ไม่เป็นจำนวนเต็มและไม่เกินระยะห่างระหว่างคลื่นพายี่ย่อย (fractional frequency offset: FFO) และการประมาณความถี่ออฟเซตชนิดที่เป็นจำนวนเต็มหรือจำนวนเท่าของคลื่นพายี่ย่อย (integer frequency offset: IFO) โดยจะแสดงถึงที่มา อัลกอริทึมแบบดั้งเดิม และขั้นตอนในการปรับปรุงจากกรรมวิธีแบบดั้งเดิม และในส่วนท้ายของบทนี้ได้กล่าวถึงเทคนิคการแก้ไขหรือชดเชยค่าความถี่ออฟเซตออกเป็น 2 วิธี คือ แก้ไขความถี่ออฟเซตอันเนื่องมาจาก FFO ก่อนจากนั้นจึงค่อยแก้ไขความถี่ออฟเซตอันเนื่องมาจาก IFO และวิธีที่ 2 คือ พิจารณากระบวนการแก้ไขความถี่ออฟเซตในทางกลับกัน

#### 3.1 โครงสร้างสัญญาณ

จากโครงสร้างของสัญญาณส่ง สัญญาณรับ และช่องสัญญาณวิทยุเคลื่อนที่ ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 ในบทนี้จะพิจารณาสัญญาณที่ผ่านการสุ่มแล้ว โดยสัญญาณเบสแบนด์ที่มาถึงภาครับสามารถแสดงได้ดังนี้

$$r(t) = \hat{s}(t)e^{j2\pi f' t} + n(t) \quad (3.1)$$

เมื่อกำหนดให้  $f'$  คือความถี่ออฟเซต และ  $\Delta f$  คือระยะห่างระหว่างคลื่นพายี่ย่อยที่ติดกัน และมีค่าเท่ากับ  $1/T_s$  โดยที่  $n(t)$  แทนสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก (AWGN) และ  $\hat{s}(t)$  แทนสัญญาณที่ส่งผ่านช่องสัญญาณวิทยุเคลื่อนที่แบบหลายวิธีดังแสดงได้ตามสมการต่อไปนี้

$$\hat{s}(t) = h(t) * s(t) \quad (3.2)$$

เมื่อ  $h(t)$  แทน ช่องสัญญาณหลายวิถีที่เปลี่ยนตามเวลา และ  $s(t)$  แทนสัญญาณที่ส่งออกมา (พิจารณาเพิ่มเติมได้จากบทที่ 2) จากนั้นทำการสุ่มสัญญาณ 1 คาบด้วยจำนวน  $N$  ครั้ง จะได้สัญญาณรับเป็นดังนี้

$$r\left(n\frac{T_b}{N}\right) = \hat{s}\left(n\frac{T_b}{N}\right)e^{j2\pi\frac{\epsilon}{T_b}n\frac{T_b}{N}} + w\left(n\frac{T_b}{N}\right) \quad (3.3)$$

หรือเขียนแทนด้วย

$$r(n) = \hat{s}(n)e^{j2\pi\epsilon n/N} + w(n) \quad (3.4)$$

เมื่อกำหนดให้ความถี่ออฟเซตที่ถูก normalized แล้วมีค่าเท่ากับ  $\epsilon = \frac{f'}{\Delta f}$

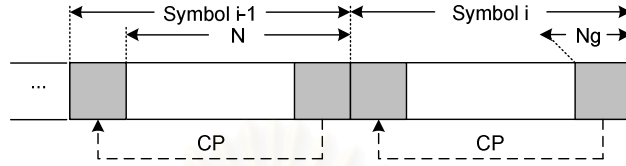
### 3.2 อัลกอริทึมที่นำเสนอ

จากที่กล่าวถึงในส่วนของงานวิจัยที่ผ่านมาในบทที่ 1 นั้น วิทยานิพนธ์นี้จะพิจารณาการประมาณค่าความถี่ออฟเซตแยกเป็น 2 ส่วน ซึ่งกำหนดให้ความถี่ออฟเซตนั้นแทนด้วยสัญลักษณ์  $\epsilon$  โดยเป็นผลมาจาก FFO และ IFO หรือแทนด้วย  $\epsilon_f$  และ  $\epsilon_i$  ตามลำดับ ดังนั้นความถี่ออฟเซตที่ถูกพิจารณาจึงเขียนได้ดังนี้  $\epsilon = \epsilon_f + \epsilon_i$  โดยอัลกอริทึมที่นำเสนอ นั้นได้มีการปรับปรุงทั้งในส่วนของการประมาณความถี่ออฟเซตแบบที่ไม่เป็นจำนวนเต็ม และการประมาณความถี่ออฟเซตแบบที่เป็นจำนวนเต็ม

#### 3.2.1 อัลกอริทึมสำหรับประมาณความถี่ออฟเซตแบบที่ไม่เป็นจำนวนเต็ม (FFO Estimation) โดยปรับปรุงทฤษฎี Maximum Likelihood Estimation

ทฤษฎี Maximum Likelihood function [33, 34] เป็นทฤษฎีหนึ่งที่มีการใช้อย่างแพร่หลาย และถูกนำเสนอเพื่อประยุกต์ใช้ในการประมาณค่าเวลาออฟเซตและความถี่ออฟเซต โดยในวิทยานิพนธ์นี้จะผลของค่าเวลาออฟเซตโดยกำหนดให้ระบบมีการซิงโครไนซ์ทางเวลาอย่างสมบูรณ์ เนื่องจากต้องการวิเคราะห์ถึงผลกระทบจากค่าความถี่ออฟเซตเพียงอย่างเดียว สำหรับทฤษฎี Maximum Likelihood Estimation นั้น สัญญาณส่งที่นำมาประมาณนั้นต้องมีการเติม cyclic prefix ในช่วงเวลาคัมกันที่มีความยาวอย่างเพียงพอ ดังรูปที่ 3.1 นอกจากนี้การ

ประมาณภายใต้ทฤษฎีนี้มีข้อจำกัดคือ สามารถประมาณค่าความถี่ออฟเซตได้ไม่เกิน  $\pm 0.5$  เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพาหีย่อยเท่านั้น



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของสัญญาณที่มีการเติม cyclic prefix ในช่วงเวลาคุ้มครอง

จากรูปที่ 3.1 ค่าสุ่มของสัญญาณส่งจำนวน  $N_g$  ค่า ถูกคัดลอกไปไว้ข้างหน้าเฟรมของสัญญาณส่ง โดยกำหนดให้เซตของ  $I$  และเซตของ  $I'$  เป็นดังนี้ [33, 34]

$$I = \{0, 1, \dots, N_g - 1\} \quad (3.5)$$

$$I' = \{N, N + 1, \dots, N + N_g - 1\} \quad (3.6)$$

และเมื่อพิจารณาระบบภายใต้เงื่อนไขที่ว่า ระบบสามารถซิงโครไนส์ทางเวลา (time synchronization) ได้อย่างสมบูรณ์ จะได้ว่า log-likelihood ที่เป็นฟังก์ชันกับ normalized frequency offset สามารถแสดงได้ดังนี้ [38]

$$\begin{aligned} \Lambda(\varepsilon) &= \log f(\mathbf{r}|\varepsilon) \\ &= \log \left( \prod_{k \in I} f(r(k), r(k+N)) \prod_{k \in I'} f(r(k)) \right) \\ &= \log \left( \prod_{k \in I} \frac{f(r(k), r(k+N))}{f(r(k))f(r(k+N))} \prod_k f(r(k)) \right) \end{aligned} \quad (3.7)$$

เมื่อ  $f(\cdot)$  คือ probability density function (pdf) และ

$$\forall k \in I : E\{r(k)r^*(k+N)\} = \begin{cases} E\{r(k)^2\} = \sigma_s^2 + \sigma_n^2, & m = 0 \\ E\{r(k)r^*(k+N)\} = \sigma_s^2 J_0(2\pi\Gamma_b) e^{-j2\pi\varepsilon}, & m = N \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.8)$$

เมื่อกำหนดให้  $\sigma_s^2$  และ  $\sigma_w^2$  คือ ค่ากำลังโดยเฉลี่ยของสัญญาณส่ง และสัญญาณรบกวนตามลำดับ และสมการที่ (3.7) สามารถลดทอน  $\prod_k f(r(k))$  ได้เนื่องจากมีความเป็นอิสระกับค่า  $\varepsilon$  ดังนั้นสมการที่ (3.7) สามารถนำมาเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$\begin{aligned}\Lambda(\varepsilon) &= c_2 \left[ \sum_{k=0}^{N_g-1} \text{Re}\{r(k)r^*(k+N)\exp(j2\pi\varepsilon)\} - \frac{\rho}{2} \sum_{k=0}^{N_g-1} (|r(k)|^2 + |r(k+N)|^2) \right] + c_1 \\ &= c_2 \left[ \text{Re}\left\{ \sum_{k=0}^{N_g-1} r(k)r^*(k+N) \right\} \cos(2\pi\varepsilon) - \text{Im}\left\{ \sum_{k=0}^{N_g-1} r(k)r^*(k+N) \right\} \sin(2\pi\varepsilon) \right. \\ &\quad \left. - \frac{\rho}{2} \sum_{k=0}^{N_g-1} (|r(k)|^2 + |r(k+N)|^2) \right] + c_1\end{aligned}\quad (3.9)$$

เมื่อกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในสมการที่ (3.9) เป็นดังนี้

$$\rho = \frac{E\{r(k)r^*(k+N)\}}{\sqrt{E\{|r(k)|^2\}E\{|r(k+N)|^2\}}} = \frac{\sigma_s^2 J_0(2\pi f_D T_u)}{\sigma_s^2 + \sigma_n^2} \quad (3.10)$$

$$c_1 = - \sum_{k=0}^{N_g-1} \log(1 - \rho^2) \quad (3.11)$$

$$c_2 = \frac{2\rho}{(1 - \rho^2)(\sigma_s^2 + \sigma_w^2)} \quad (3.12)$$

จากนั้นทำการหาอนุพันธ์ (derivative) ของ log-likelihood function,  $\Lambda(\varepsilon)$ , เทียบกับค่า normalized frequency offset เป็นดังนี้

$$\frac{\partial}{\partial \varepsilon} \Lambda(\varepsilon) = -2\pi c_2 [\text{Re}\{\lambda_1\} \sin(2\pi\varepsilon) + \text{Im}\{\lambda_1\} \cos(2\pi\varepsilon)] \quad (3.13)$$

เพื่อที่จะหาค่าโดยประมาณของความถี่ออฟเซต ( $\tilde{\varepsilon}$ ) ที่ให้ค่า  $\Lambda(\varepsilon)$  สูงสุดตามหลักของทฤษฎี Maximum likelihood จึงต้องกำหนดให้สมการที่ (3.13) มีค่าเท่ากับศูนย์

$$\text{Re}\{\lambda_1\} \sin(2\pi\tilde{\varepsilon}) + \text{Im}\{\lambda_1\} \cos(2\pi\tilde{\varepsilon}) = 0 \quad (3.14)$$

ดังนั้นค่าประมาณของความถี่ออฟเซต ( $\tilde{\varepsilon}$ ) สามารถประมาณได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$\tilde{\epsilon} = -\frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im}\{\lambda\}}{\text{Re}\{\lambda\}} \right) \quad (3.15)$$

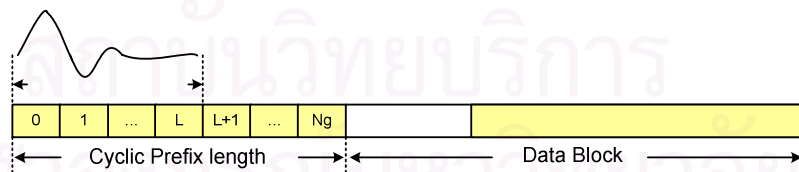
เมื่อกำหนดให้  $\lambda$  คือ

$$\lambda = \sum_{k=0}^{N_g-1} r(k)r^*(k+N) \quad (3.16)$$

จากสมการที่ (3.15) และสมการที่ (3.16) สามารถเขียนสมการสำหรับการประมาณค่าความถี่ออฟเซตได้ดังนี้

$$\tilde{\epsilon} = -\frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im} \left\{ \sum_{k=0}^{N_g-1} r(k)r^*(k+N) \right\}}{\text{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N_g-1} r(k)r^*(k+N) \right\}} \right) \quad (3.17)$$

แต่เมื่อพิจารณาโครงสร้างสัญญาณที่ได้รับเมื่อสัญญาณเคลื่อนที่ผ่านช่องสัญญาณหลายวิธีดังแสดงในรูปที่ 3.2 พบว่าสัญญาณที่ถูกคัดลอกมาวางในช่วงเวลาคุ่มกัน (พิจารณารูปแบบโครงสร้างสัญญาณจากรูปที่ 3.1) สัญลักษณในช่อง  $L$  บิตแรกนั้นได้รับผลกระทบอันเนื่องมาจากช่องสัญญาณหลายวิธี ส่งผลให้สัญญาณในช่วงนั้นแตกต่างจากสัญญาณดั้งเดิมที่คัดลอกจากส่วนหางของสัญญาณส่ง ดังนั้นการประมาณความถี่ออฟเซตจากสมการที่ (3.7) จึงให้ผลไม่ถูกต้องมากนัก (จะมีการพิจารณาในบทที่ 4 จากผลการจำลองระบบ) เพราะจากทฤษฎีต้องอาศัยหลักการของความเหมือนของสัญญาณซึ่งสามารถพิจารณาได้จากสมการที่ (3.18) และสมการที่ (3.19)



รูปที่ 3.2 โครงสร้างเฟรมในช่องสัญญาณหลายวิธี

เมื่อพิจารณาภายใต้เงื่อนไขที่ว่า  $k \in \{L, L+1, L+2, \dots, N_g - 1\}$

$$\begin{aligned} r(k)r^*(k+N) &= \hat{s}(k)\hat{s}^*(k)e^{j2\pi n/N}e^{-j2\pi e(n+N)/N} \\ &= |\hat{s}(k)|^2 e^{-j2\pi e} \end{aligned} \quad (3.18)$$

ซึ่งจากสมการที่ (3.18) จะได้ว่า ความถี่ออฟเซตสามารถประมาณได้จากสมการดังนี้

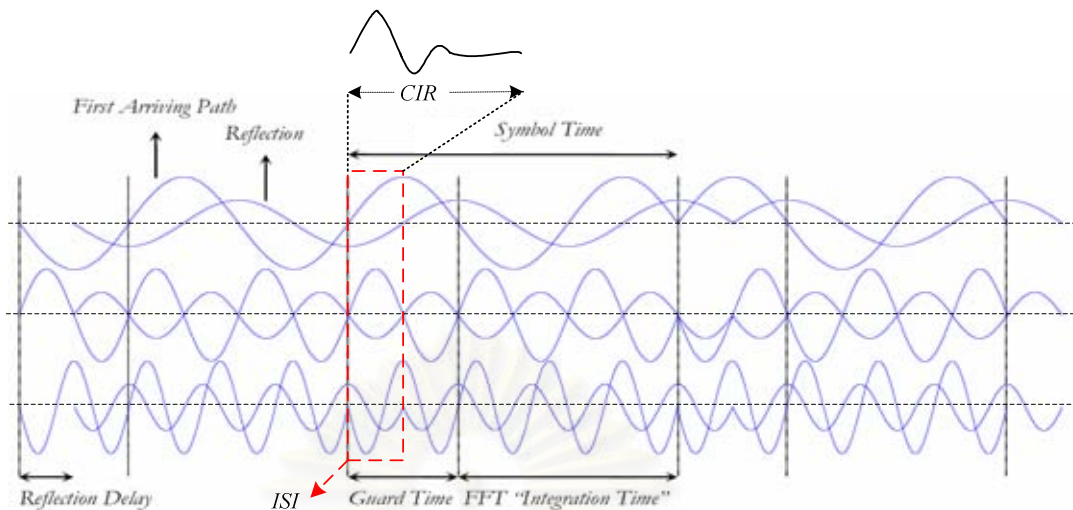
$$\varepsilon = -\frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im}\{r(k)r^*(k+N)\}}{\text{Re}\{r(k)r^*(k+N)\}} \right) \quad (3.19)$$

แต่เมื่อพิจารณาภายใต้เงื่อนไข  $k \in \{0,1,\dots,L-1\}$  จะได้ว่าสัญญาณ ณ ตำแหน่งที่  $k$  หรือ  $\hat{s}(k)$  จะมีลักษณะที่แตกต่างกับสัญญาณ ณ ตำแหน่งที่  $k+N$  หรือ  $q^*(k)$  ดังนั้นสมการที่ (3.18) จึงถูกนำมาเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$\begin{aligned} r(k)r^*(k+N) &= \hat{s}(k)e^{j2\pi n/N} r^*(k+N) \\ &= \hat{s}(k)e^{j2\pi n/N} \beta_1 |\hat{s}(k)| \angle \hat{s}(k) e^{j\beta_2} e^{-j2\pi e(n+N)/N} \\ &= \alpha e^{j\beta_2} e^{-j2\pi e} \end{aligned} \quad (3.20)$$

เมื่อกำหนดให้  $\beta_1 |\hat{s}(k)|$  และ  $\angle \hat{s}(k) e^{j\beta_2}$  คือ แอมพลิจูด และเฟสของสัญญาณ  $r^*(k+N)$  โดยที่  $\beta_1$  และ  $\beta_2$  แทนค่าการลดทอนเชิงแอมพลิจูด และเฟสของสัญญาณ  $r^*(k+N)$

ดังนั้นจากสมการที่ (3.20) แสดงให้เห็นว่าการประมาณค่าความถี่ออฟเซตจากบิตของสัญญาณที่อยู่ภายในเซต  $\{0,1,\dots,L-1\}$  จะต้องทราบพารามิเตอร์ที่สำคัญอีกหนึ่งค่าคือ ค่าการลดทอนเชิงเฟสของสัญญาณ ดังนั้นถ้าระบบไม่มีอัลกอริทึมที่สามารถคำนวณนี้ออกมาได้จะทำให้การประมาณความถี่ออฟเซตตามสมการที่ (3.19) ให้ประสิทธิภาพที่ไม่ดีมากนัก เนื่องจากบิตของสัญญาณที่นำมาใช้ประมาณค่าความถี่ออฟเซตมีความแตกต่างจากบิตที่คัดลอกมาจากส่วนหางของสัญญาณส่งเพราะถูกลดทอนเนื่องจากสัญญาณแทรกสอดจากสัญลักษณ์ก่อนหน้า (inter-symbol interference: ISI) ดังรูปที่ 3.3

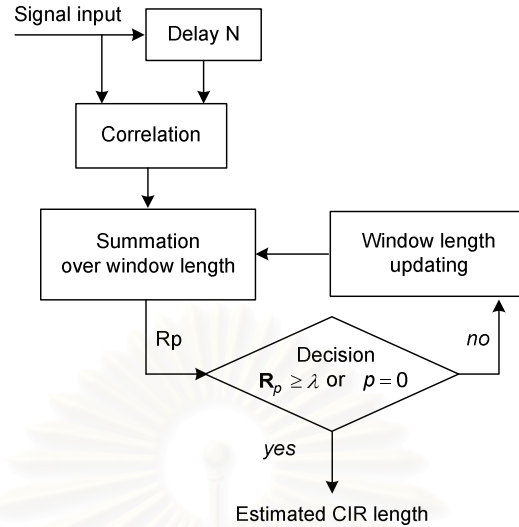


รูปที่ 3.3 แสดงคลื่นสัญญาณ

จากที่กล่าวมาข้างต้น วิทยานิพนธ์นี้ต้องการนำเสนอกรรมวิธีในการปรับปรุงการประมาณค่าความถี่ออฟเซตแบบไม่เป็นจำนวนเต็มที่มีค่าไม่เกินระยะห่างระหว่างคลื่นพหุย่อย โดยพิจารณาถึงผลกระทบของสัญญาณที่ถูกลดทอนไปอันเนื่องมาจากช่องสัญญาณหลายวิถี และอัลกอริทึมที่นำเสนอจะมีการคำนวณหาค่าตำแหน่งเริ่มต้นของสัญญาณในช่วงเวลาคุ้มกันที่ไม่ได้รับผลจาก ISI และปรับปรุงสมการที่ (3.17) ให้เหมาะสมโดยการละทิ้งสัญญาณในช่วง  $L$  บิตแรกดังนี้

$$\tilde{\epsilon} = -\frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im} \left\{ \sum_{k=L}^{N_g} r(k)r^*(k+N) \right\}}{\text{Re} \left\{ \sum_{k=L}^{N_g} r(k)r^*(k+N) \right\}} \right) \quad (3.21)$$

เมื่อกำหนดให้  $\tilde{L}$  แทน ค่าประมาณของ  $L$  ดังนั้นในการปรับปรุงนี้จึงต้องมีอัลกอริทึมซึ่งสามารถประมาณค่าที่ใกล้เคียงของ  $L$  ได้ ในวิทยานิพนธ์จึงเสนอกรรมวิธีการประมาณค่า  $L$  โดยที่ไม่มี ความจำเป็นจะต้องรู้ข้อมูลของช่องสัญญาณหลายวิถี หรือไม่จำเป็นต้องมีกรรมวิธีประมาณ ช่องสัญญาณเข้ามาเกี่ยวข้อง ซึ่งมีกรรมวิธีดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 เทคนิคการประมาณค่าวิธีสาคัญ

กรรมวิธีนี้อาศัยหลักการคือ สัญญาณภายในช่วงเวลาคุ้มกันที่ไม่ได้รับผลจาก ISI จะมีความคล้ายกับสัญญาณที่คัดลอกมาจากส่วนหางของสัญญาณที่ต้องการส่ง ในขณะที่สัญญาณที่อยู่ภายในช่วง  $L$  จะได้รับผลจาก ISI จึงทำให้สัญญาณในส่วนนี้แตกต่างจากที่คัดลอกมา ซึ่งกรรมวิธีในการประมาณ CIR length เป็นดังนี้ กำหนดค่า window length หรือ  $P$  เท่ากับ  $N_g$  (แสดงดังรูปที่ 3.5) และนำสัญญาณที่อยู่ภายในช่วง window length หรือสัญญาณในช่วงค่าสุ่มที่  $(N_g - P, \dots, N_g)$  กับสัญญาณในช่วงค่าสุ่มที่  $(N + N_g - P, \dots, N + N_g)$  มาหาค่าสหสัมพันธ์ดังสมการนี้

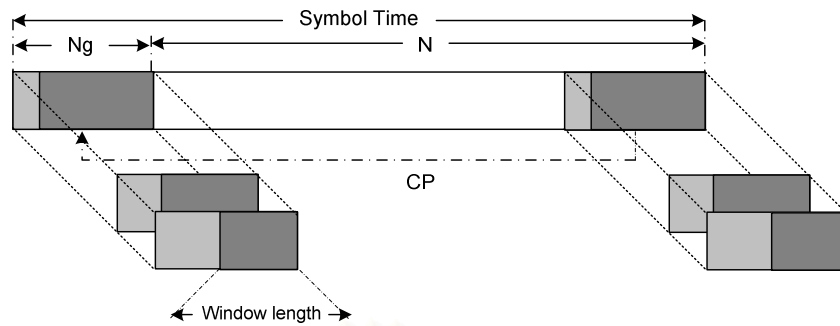
$$\mathbf{R}_p = E \left\{ \sum_{k=N_g-P}^{N_g} \frac{r^*(k)r(k+N)}{|r^*(k)r(k+N)|} \right\} \quad (3.22)$$

จากนั้นจึงปรับค่า window length ดังรูปที่ 3.5

$$P_{i+1} = P_i - 1 \quad (3.23)$$

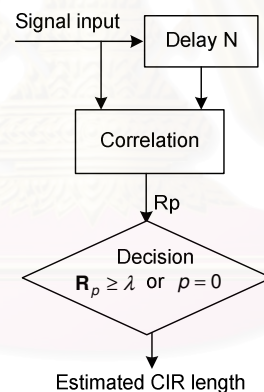
และนำค่าที่ได้มาเปรียบเทียบกับ threshold value และพิจารณาเลือกค่า CIR Length จากค่าสหสัมพันธ์ของสัญญาณที่มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับค่า threshold value จากนั้นจึงนำค่า CIR Length ที่สอดคล้องเงื่อนไขดังกล่าวมาหาค่าฐานนิยมเพื่อเลือกค่า CIR Length ที่เหมาะสมที่สุด





รูปที่ 3.5 window length

นอกจากนี้เพื่อลดความซับซ้อนของการคำนวณหาค่า window length ก็สามารถหาค่า CIR Length ที่เหมาะสมได้จากการหาค่าเฉลี่ยของสหสัมพันธ์ของสัญญาณในหลายๆ สัญญาณลักษณะนี้พิจารณาจากรูปที่ 3.6 เมื่อละทิ้งขั้นตอนหาค่า window length แต่เทคนิคนี้ไม่สามารถใช้ได้กับช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงค่า CIR Length ทางเวลาได้

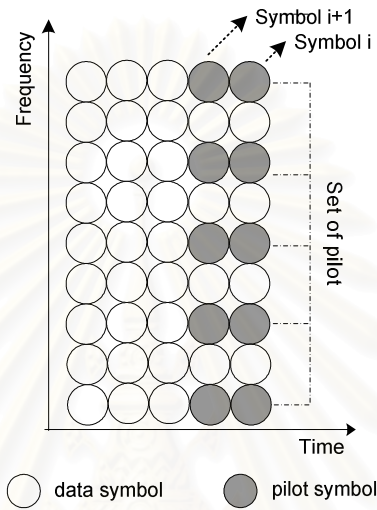


รูปที่ 3.6 เทคนิคการประมาณค่าวิธีสำคัญสำหรับช่องสัญญาณที่มีค่าวิธีสำคัญคงที่

### 3.2.2 อัลกอริทึมสำหรับประมาณความถี่ออฟเซตแบบที่เป็นจำนวนเต็ม (IFO Estimation)

จากที่กล่าวมาในบทที่ 1 ในส่วนของงานวิจัยที่ผ่านมา การประมาณความถี่ออฟเซตแบบที่เป็นจำนวนเต็มนิยมใช้สัญลักษณ์นำร่องช่วยในการประมาณเนื่องจากความซับซ้อนไม่มากนักเมื่อเทียบกับประสิทธิภาพที่ได้รับ ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงขอเสนอกรรมวิธีสำหรับการประมาณค่า IFO โดยใช้สัญลักษณ์นำร่องช่วยในการประมาณ

พิจารณา [29] ข้อมูลที่ต้องการส่งจะมีการเติมสัญลักษณ์นำร่องในบางคลื่นพาห่อย่อยที่ โดยเติมสัญลักษณ์นำร่องจำนวนสองสัญลักษณ์ที่ติดกัน และค่าของสัญลักษณ์นำร่องภายใต้สองสัญลักษณ์ที่ติดกันกำหนดให้มีค่าเท่ากัน หรือ  $S_{j+1}(k) = S_j(k)$  เมื่อ  $k$  เป็นค่าของสมาชิกในเซต  $Q$  ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 รูปแบบการเติมสัญลักษณ์นำร่องสำหรับการประมาณ IFO ก่อนปรับปรุง

จากนั้นนำสัญญาณที่รับได้ในตำแหน่งของสัญลักษณ์นำร่องมาหาค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสองสัญลักษณ์นำร่องที่ติดกันดังสมการนี้

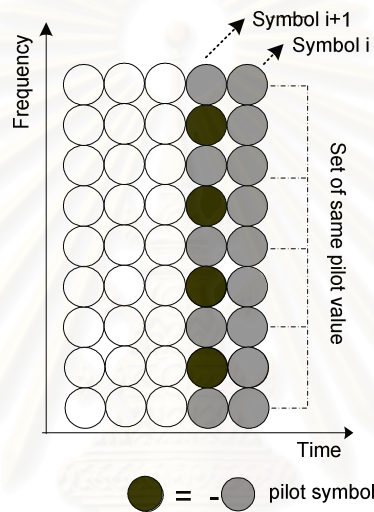
$$C_m = \left| \sum_{k=Q_m} R_{j+1}(k) R_j(k) \right| \quad (3.24)$$

เมื่อกำหนดให้  $Q_m = [q_1 + m, q_2 + m, \dots, q_v + m]$  โดยที่  $m = \pm 0, \pm 1, \dots, \pm N - 1$  และ  $Q$  เป็นเซตของคลื่นพาห่อย่อยที่มีการเติมสัญลักษณ์นำร่อง เมื่อ  $q$  แทนตำแหน่งของคลื่นพาห่อย่อย

$$\tilde{\mathcal{E}}_l = \max_m (C_m) \quad (3.25)$$

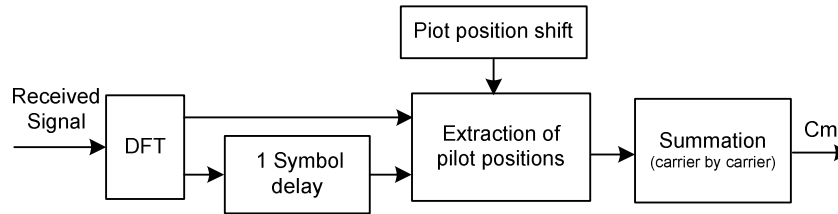
และค่าประมาณของความถี่ออฟเซตแบบที่เป็นจำนวนเต็มหาได้จากสมการที่ (3.25)

จากที่กล่าวมาข้างต้นการประมาณแบบนี้จะให้ผลดีต่อเมื่อ สองสัญลักษณ์ที่ติดกันมีสัญลักษณ์ข้อมูลที่แตกต่างกัน แต่ถ้ากรณีที่สองสัญลักษณ์ที่ส่งนั้นมีข้อมูลเหมือนกันในตำแหน่งของคลื่นพหุย่อยที่เหมาะสม จะทำให้ค่าความถี่ออฟเซตที่ประมาณได้นั้นมีความผิดพลาด ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงเสนอรูปแบบการจัดวาง และการกำหนดค่าสัญลักษณ์นำร่องแบบใหม่ นอกจากนี้ยังมีการปรับปรุงสมการที่ (3.24) ให้มีความเหมาะสมยิ่งขึ้น โดยรูปแบบสัญลักษณ์นำร่องที่นำเสนอเป็นดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 รูปแบบการเติมสัญลักษณ์นำร่องสำหรับการประมาณ IFO ที่นำเสนอ

โดยรูปแบบการส่งสัญลักษณ์นำร่องคือ สัญลักษณ์นำร่องที่ส่งในบางตำแหน่งของคลื่นพหุย่อย หรือภายในเซต  $Q = [q_1, q_2, \dots, q_V]$  กำหนดให้มีค่าเช่นเดียวกับสัญลักษณ์ข้อมูลที่ต้องการส่งก่อนหน้า หรือ  $S_{j+1}(k) = S_j(k)$  เมื่อ  $k$  เป็นค่าของสมาชิกในเซต  $Q$  และสัญลักษณ์ข้อมูลสำหรับคลื่นพหุย่อยอื่นนอกเหนือจากเซตของ  $Q$  กำหนดให้ค่าของสัญลักษณ์ที่  $i$  และ  $i+1$  มีค่าตรงข้ามกันดังนี้  $S_{j+1}(k) = -S_j(k)$  จากนั้นนำสัญลักษณ์อ้างอิงในสองสัญลักษณ์อ้างอิงที่ติดกันมาบวกกันตาม พิจารณากระบวนการจากรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 เทคนิคการประมาณ IFO

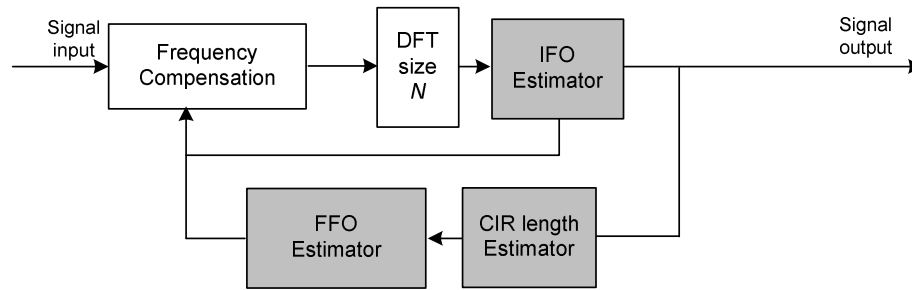
และสมการที่ (3.24) ถูกปรับปรุงเป็นดังสมการต่อไปนี้

$$C_m = \left| \sum_{k=Q_m} R_{j+1}(k) + R_j(k) \right| \quad (3.26)$$

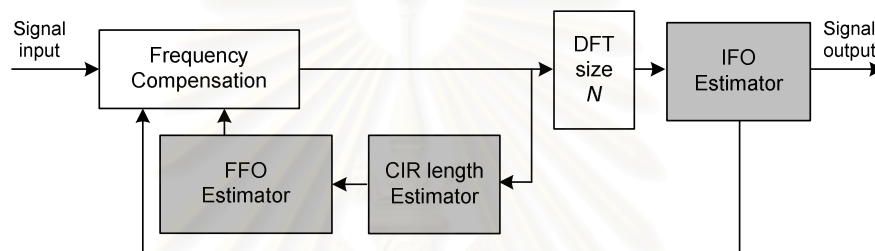
จากนั้นการหาความถี่ออฟเซตที่เป็นจำนวนเต็มจะได้มาจากสมการที่ (3.25)

### 3.3 การแก้ไขความถี่ออฟเซต (Frequency Offset Correction)

นอกจากการประมาณค่าความถี่ออฟเซตที่มีการปรับปรุงให้มีความแม่นยำมากขึ้นแล้ว การจัดลำดับของการแก้ไขหรือชดเชยความถี่ออฟเซตก็มีความสำคัญอย่างมากต่อระบบ โดยรูปแบบการชดเชยความถี่ออฟเซตสามารถแบ่งออกเป็น 2 เทคนิค โดยเทคนิคแรก ทำการประมาณ IFO และทำการชดเชยความถี่ให้กับออสซิลเลเตอร์ จากนั้นจึงทำการประมาณ FFO และทำการชดเชยความถี่ให้กับออสซิลเลเตอร์อีกครั้งเพื่อกำจัดความถี่ผิดพลาดทั้งหมดที่เกิดขึ้นจากความผิดพลาดเนื่องจากความถี่ออฟเซต [29] ดังรูปที่ 3.10 และในทางกลับกันรูปที่ 3.11 ระบบจะประมาณ FFO ก่อนจากนั้นจะทำการชดเชยความถี่ให้กับออสซิลเลเตอร์ก่อนที่จะประมาณความถี่ออฟเซตอันเนื่องมาจาก IFO [20] โดยทั้งสองกรณีมีการเพิ่มกรรมวิธีการประมาณ CIR Length เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพสำหรับการประมาณ FFO ดังที่ได้กล่าวแล้วในหัวข้อก่อนหน้า



รูปที่ 3.10 โครงสร้างการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบที่ 1



รูปที่ 3.11 โครงสร้างการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบที่ 2

เมื่อวิเคราะห์ถึงขีดความสามารถในการประมาณ FFO และ IFO แล้ว ในวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้โครงสร้างการแก้ไขความถี่ออฟเซตแบบที่ 2 [20] เนื่องจากในกรณีที่ระบบมีความถี่ออฟเซตที่เป็นแบบ FFO และ IFO โดยที่ FFO ที่เกิดขึ้นมีค่าเท่ากับบวก/ลบครึ่งหนึ่งของระยะห่างระหว่างคลื่นพาหีย่อย อัลกอริทึมที่ใช้ประมาณ IFO จะมีโอกาสประมาณ IFO ผิดเพี้ยนมากขึ้น โดยอาจประมาณค่าได้มากกว่า IFO ที่เกิดขึ้นจริงอยู่หนึ่งค่า และเมื่อนำค่าที่ได้ไปหมุนสัญญาณกลับจะทำให้สัญญาณมีความผิดพลาดมากขึ้น ดังนั้นเพื่อให้การประมาณและแก้ไขความถี่ออฟเซตมีความแม่นยำและใกล้ค่าขอบเขตมากที่สุด ระบบต้องขจัดผลจาก FFO ก่อน โดยนำค่าความถี่ออฟเซตที่ได้ไปชดเชยความถี่ให้กับออสซิลเลเตอร์ และทำการประมาณและปรับแก้ IFO ตามลำดับ

## บทที่ 4

### ผลการวิจัย

บทนี้จะกล่าวถึงผลการวิจัย และการวิจารณ์สมรรถนะที่ได้จากการจำลองระบบ เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ MC-CDMA ที่มีการใช้อัลกอริทึมสำหรับลดผลกระทบจากความถี่ออฟเซตทั้งวิธีการที่นำเสนอ และวิธีการแบบดั้งเดิมก่อนการปรับปรุง โดยแบ่งเนื้อหาออกเป็น 3 หัวข้อใหญ่ หัวข้อที่หนึ่ง กล่าวถึง สมมติฐานต่าง ๆ ที่ใช้ในการจำลองระบบซึ่งประกอบด้วยค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ อาทิเช่น รหัสแรมป์ สัญญาณรบกวน และอื่น ๆ หัวข้อที่สอง กล่าวถึง สมรรถนะของอัลกอริทึมที่ใช้ในการปรับแก้ความถี่ออฟเซตที่นำเสนอ เปรียบเทียบกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม โดยพิจารณาถึงร้อยละของความถูกต้องที่ประมาณได้ และค่า MSE เป็นหลัก นอกจากนี้ยังกล่าวถึงสมรรถนะของระบบสำหรับกรณีทดสอบแบบต่าง ๆ โดยพิจารณาค่า BER เป็นหลัก และหัวข้อสุดท้าย กล่าวถึงผลสรุปโดยรวม

#### 4.1 สมมติฐานต่าง ๆ ที่ใช้ในการจำลองระบบ

การจำลองระบบเพื่อศึกษาสมรรถนะของระบบ MC-CDMA ที่มีการแก้ไขความผิดพลาดเนื่องจากความถี่ออฟเซตในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีการกำหนดสมมติฐานเป็นดังนี้

1. พิจารณาเฉพาะกรณีข่ายเชื่อมโยงขาหลัง (downlink) โดยกระบวนการแก้ไขความถี่ออฟเซตที่นำเสนอติดตั้งอยู่ที่สถานีปลายทาง
2. สถานีปลายทางสามารถทำการซิงโครไนซ์ทางเวลา (time synchronize) ของสัญญาณที่รับได้ของผู้ใช้ได้อย่างถูกต้องสมบูรณ์
3. สถานีฐานสามารถทำการควบคุมกำลังส่งของสัญญาณจากผู้ใช้โทรศัพท์ที่ไร้สายได้อย่างสมบูรณ์
4. ทำการส่งข้อมูลโดยใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบ BPSK (Binary Phase Shift Keying) ตลอดทั้งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้
5. มีการเติมช่วงเวลาคู่กัน (cyclic prefix) ที่มีความยาวที่เพียงพอ

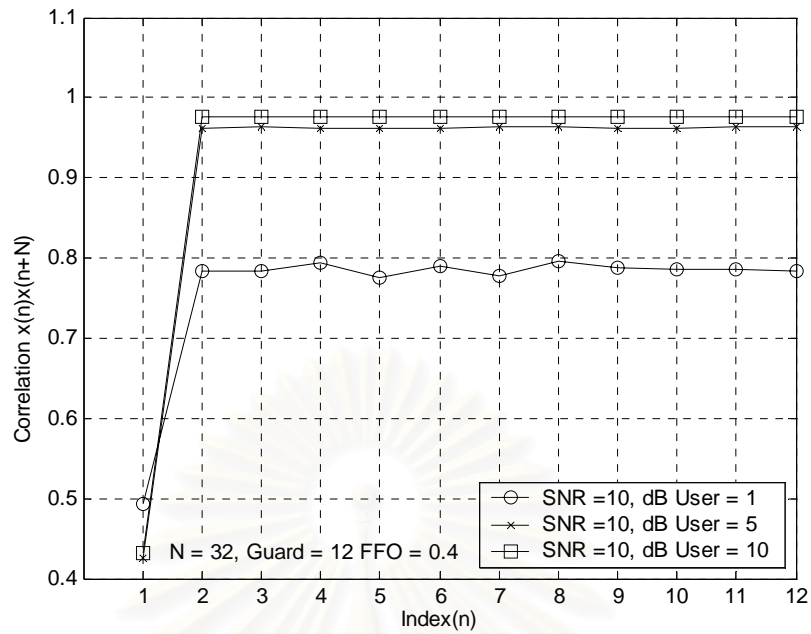
6. ช่องสัญญาณที่ใช้ในการจำลองระบบตลอดวิทยานิพนธ์นี้มีการแจกแจงเป็นแบบเรย์ลี
7. ใช้การจำลองระบบซ้ำใหม่จำนวน 2500 รอบแล้วนำมาหาค่าเฉลี่ยของอัตราผิดพลาดบิต ข้อมูล
8. ใช้เทคนิค ORC เพื่อทำให้ความตึงตังกันระหว่างผู้ใช้กลับคืนมา

## 4.2 การจำลองระบบเพื่อทดสอบสมรรถนะของอัลกอริทึมที่ใช้ในการประมาณความถี่ออฟเซตสำหรับระบบ MC-CDMA

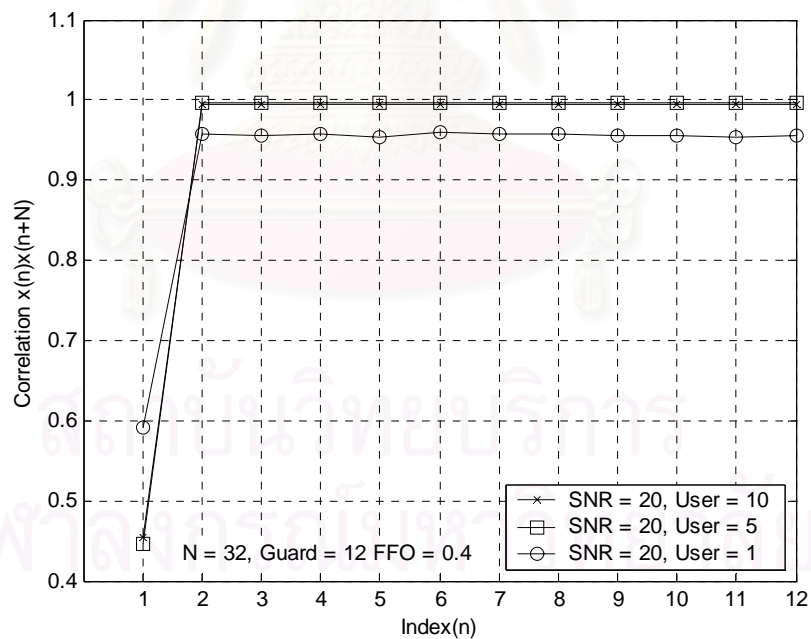
### 4.2.1 การทดสอบเพื่อหาค่า threshold ที่เหมาะสมในสภาวะต่าง ๆ

ในหัวข้อนี้ต้องการพิจารณาเลือกค่า threshold ที่เหมาะสมสำหรับการประมาณจำนวนวิถีสำคัญที่เหมาะสมภายใต้ข้อกำหนดต่าง ๆ อาทิเช่น SNR จำนวนผู้ใช้ในระบบ ความยาวรหัสแม่ และจำนวนวิถีสำคัญเพื่อใช้ในการเลือกตำแหน่งของสัญญาณที่จะนำมาใช้ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตสำหรับอัลกอริทึมที่น่าเสนอ โดยที่ตำแหน่งของสัญญาณที่ได้ควรมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับจำนวนวิถีสำคัญซึ่งการเลือกค่า threshold มีความสำคัญเป็นอย่างยิ่งต่อสมรรถนะการประมาณค่าความถี่ออฟเซตชนิด FFO

พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองสำหรับรูปที่ 4.1, 4.2 และ 4.3 เป็นดังนี้ ความยาวรหัสแม่ ความถี่ออฟเซต และจำนวนวิถีสำคัญมีค่าเท่า 32, 0.4 และ 2 ตามลำดับ เมื่อจำนวนผู้ใช้ทั้งหมดในระบบเท่ากับ 1, 5 และ 10 ผู้ใช้ ที่ค่า SNR เท่ากับ 10, 20 และ 30 dB ตามลำดับ โดยการทดลองนี้ต้องการพิจารณาค่าแนวโน้มของ threshold ในแต่ละค่า SNR และผู้ใช้

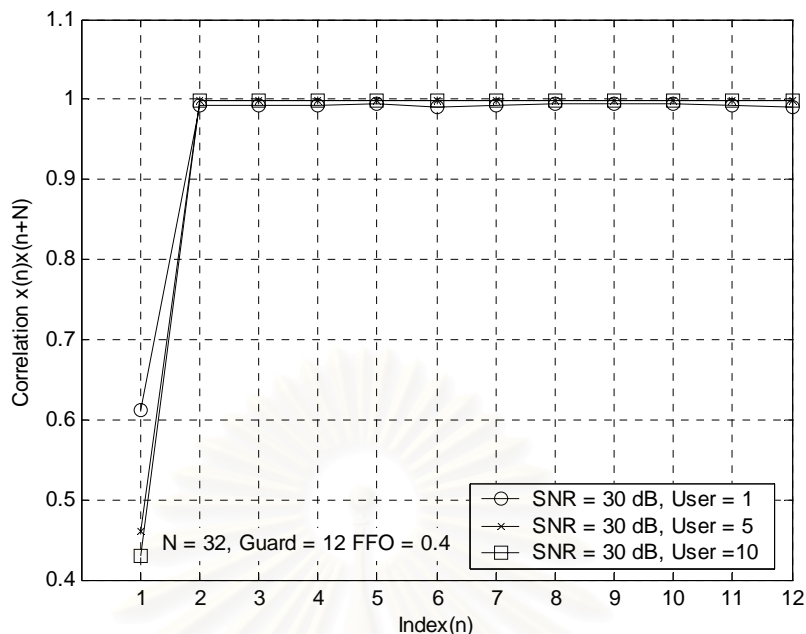


รูปที่ 4.1 แสดงค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่รับได้,  $x(n)$  กับสัญญาณที่รับได้ถัดไป  $N$  ตำแหน่ง,  $x(n + N)$  ที่ค่า SNR เท่ากับ 10 dB และจำนวนผู้ใช้เท่ากับ 1, 5 และ 10



รูปที่ 4.2 แสดงค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่รับได้,  $x(n)$  กับสัญญาณที่รับได้ถัดไป  $N$  ตำแหน่ง,  $x(n + N)$  ที่ค่า SNR เท่ากับ 20 dB และจำนวนผู้ใช้เท่ากับ 1, 5 และ 10

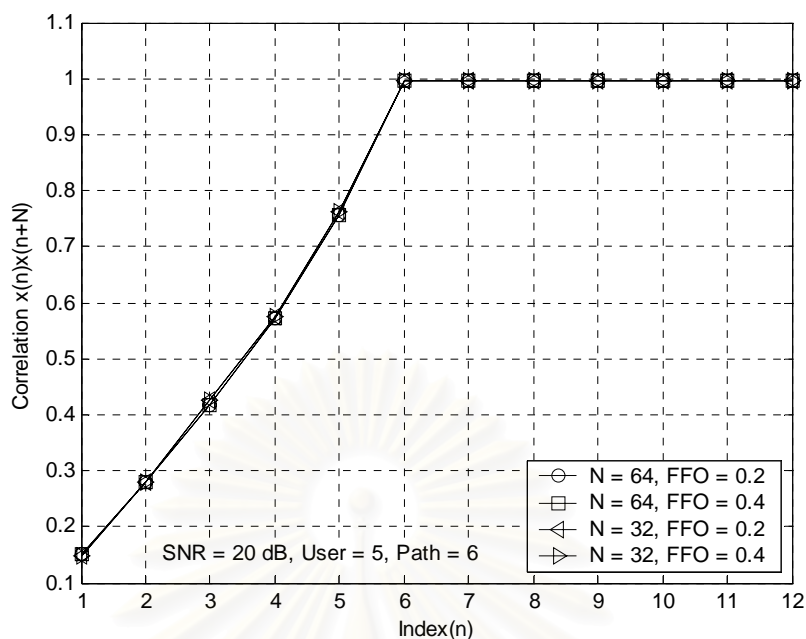




รูปที่ 4.3 แสดงค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่รับได้,  $x(n)$  กับสัญญาณที่รับได้ถัดไป  $N$  ตำแหน่ง,  $x(n + N)$  ที่ค่า SNR เท่ากับ 30 dB และจำนวนผู้ใช้เท่ากับ 1, 5 และ 10

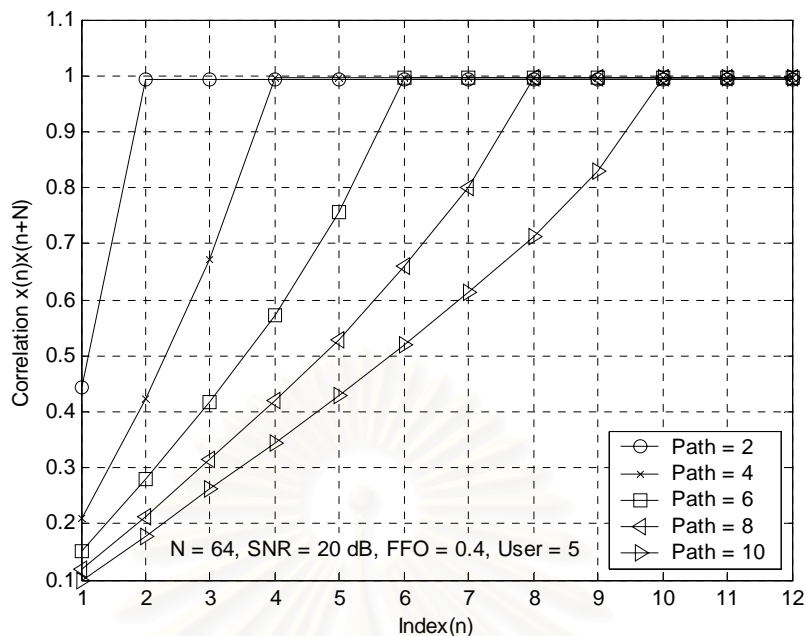
จากรูปที่ 4.1 – 4.3 แสดงให้เห็นว่า ปริมาณจำนวนผู้ใช้ในระบบ และค่า SNR มีผลต่อค่าสหสัมพันธ์ของสัญญาณ โดยเมื่อพิจารณาที่ค่า SNR เท่ากับ 10 dB และมีหนึ่งผู้ใช้ในระบบ ค่าสหสัมพันธ์ที่ ณ ตำแหน่งจำนวนวิธีสำคัญจะมีค่าน้อย โดยมีค่าประมาณ 0.92 ในขณะที่เมื่อค่า SNR สูงขึ้น และ/ หรือจำนวนผู้ใช้ในระบบมากขึ้น ค่าสหสัมพันธ์ก็จะมีค่ามากขึ้น โดยค่าสหสัมพันธ์ที่เพิ่มขึ้นนี้จะเข้าใกล้ 1 และจากการทดลองสามารถสรุปได้ว่า เมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบมากกว่า 5 ผู้ใช้ในทุกค่า SNR ที่ทำการทดลอง ค่า threshold ที่ใช้ควรมีค่าอยู่ในช่วง (0.92 - 1)

รูปที่ 4.4 แสดงค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่รับได้,  $x(n)$  กับสัญญาณที่รับได้ถัดไป  $N$  ตำแหน่ง,  $x(n + N)$  เมื่อกำหนดให้ความถี่ออฟเซตเท่ากับ 0.2 และ 0.4 ที่ความยาวรหัสแฝ,  $N$  เท่ากับ 32 และ 64 ที่ค่า SNR เท่ากับ 10 dB และจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 เมื่อพิจารณาจากผลที่ได้ พบว่าค่าสหสัมพันธ์ของสัญญาณไม่ขึ้นกับทั้งค่าความถี่ออฟเซตและความยาวรหัสแฝ ดังนั้นค่า threshold ที่เหมาะสมสามารถเลือกค่าได้ตั้งแต่ 0.75 แต่ไม่มากกว่า 1



รูปที่ 4.4 แสดงค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่รับได้,  $x(n)$  กับสัญญาณที่รับได้ถัดไป  $N$  ตำแหน่ง,  $x(n + N)$  เมื่อกำหนดให้ความถี่ออฟเซตเท่ากับ 0.2 และ 0.4 ที่ความยาวรหัสแผ่,  $N$  เท่ากับ 32 และ 64

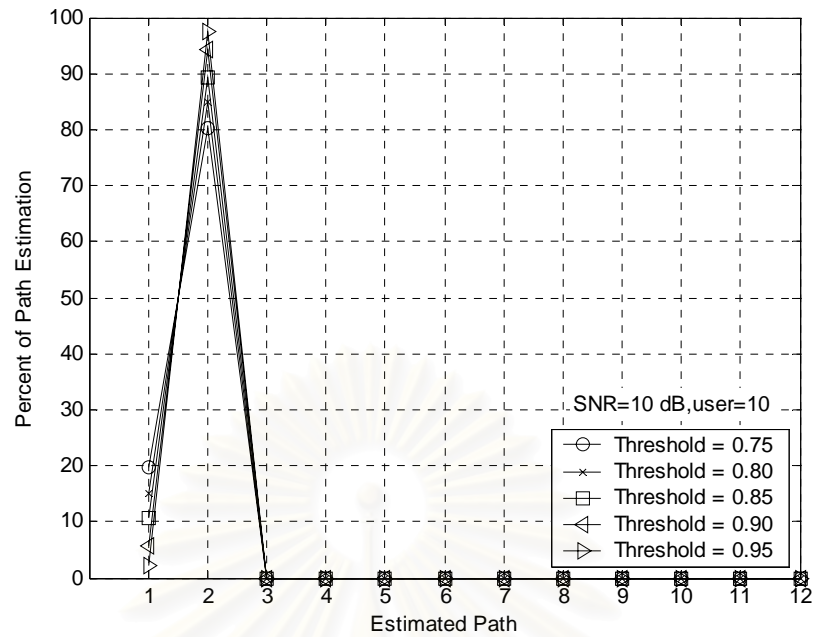
รูปที่ 4.5 การทดลองนี้ต้องการพิจารณาว่าจำนวนวิธีสำคัญมีผลต่อการเลือกค่า threshold มากน้อยเพียงใด โดยพารามิเตอร์ที่ใช้สำหรับการทดลองเป็นดังนี้ ค่าความยาวรหัสแผ่เท่ากับ 64 ที่ SNR 20 dB เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 ผู้ใช้ ค่าความถี่ออฟเซตเท่ากับ 0.4 และจำนวนวิธีสำคัญซึ่งทดลองที่ค่าเท่ากับ 2, 4, 6, 8 และ 10 ตามลำดับ จากรูปพบว่า เมื่อจำนวนวิธีสำคัญมากขึ้น ช่วง threshold ที่เหมาะสมสำหรับการประมาณจำนวนวิธีสำคัญที่ถูกต้องจะแคบลง ในกรณีที่จำนวนวิธีสำคัญมีค่าเท่ากับ 2 จะได้ว่าช่วง threshold ที่เหมาะสมจะอยู่ระหว่าง 0.45 ถึง 1 แต่ในกรณีที่จำนวนวิธีสำคัญเท่ากับ 10 จะได้ว่าช่วง threshold ที่เหมาะสมจะอยู่ระหว่าง 0.83 ถึง 1 ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่า threshold ที่เหมาะสมสำหรับสภาวะที่จำนวนวิธีสำคัญเท่ากับ 2, 4, 6, 8 และ 10 ควรเลือกให้มากกว่า 0.83 แต่ไม่เกิน 1



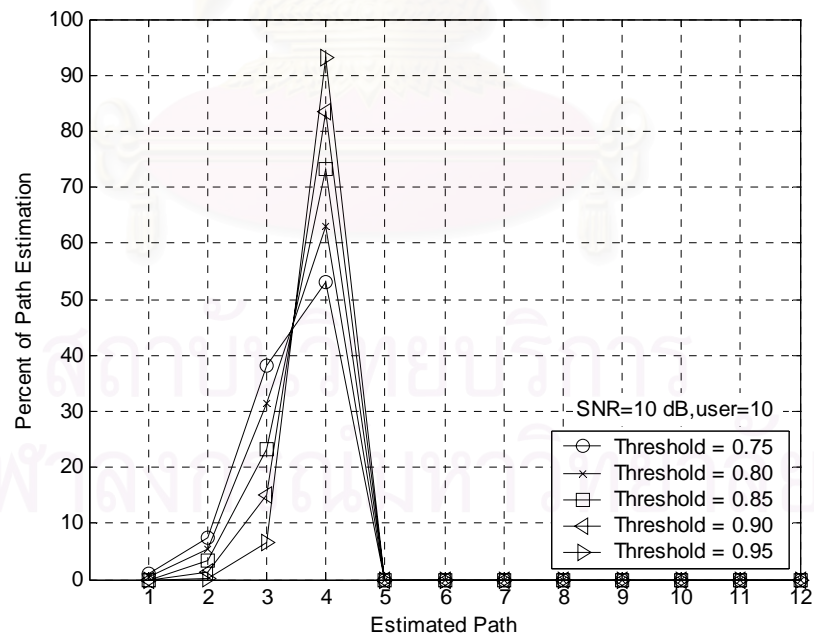
รูปที่ 4.5 แสดงค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่รับได้,  $x(n)$  กับสัญญาณที่รับได้ถัดไป  $N$  ตำแหน่ง,  $x(n + N)$  เมื่อกำหนดให้ จำนวนวิถีสำคัญมีค่าเท่ากับ 2, 4, 6, 8 และ 10

การทดลองในรูปที่ 4.6 - 4.10 เปรียบเทียบสมรรถนะการประมาณจำนวนวิถีสำคัญและใช้ค่าร้อยละของความถูกต้องเป็นเกณฑ์ในการเปรียบเทียบ เมื่อพิจารณาที่ค่า threshold ต่าง ๆ ซึ่ง threshold ที่ใช้ในการทดลองมีค่าเท่ากับ 0.75, 0.80, 0.85, 0.90 และ 0.95 เมื่อพิจารณาที่จำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 และค่า SNR เท่ากับ 10 dB โดยกำหนดให้รูปที่ 4.6, 4.7, 4.8, 4.9 และ 4.10 มีจำนวนวิถีสำคัญเท่ากับ 2, 4, 6, 8 และ 10 ตามลำดับ

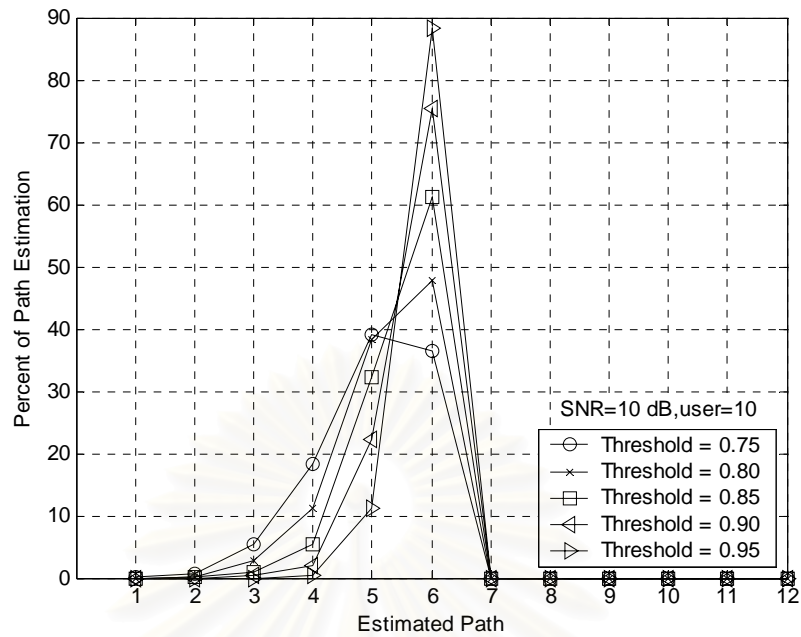
จากรูปที่ 4.6 ค่า threshold ที่เลือกใช้ในการทดลองมีผลน้อยมากต่อสมรรถนะของความถูกต้องในการประมาณจำนวนวิถีสำคัญซึ่งสอดคล้องกับการทดลองของรูปที่ 4.5 ที่แสดงให้เห็นว่าค่า threshold ที่เหมาะสมสำหรับระบบที่มีจำนวนวิถีสำคัญเท่ากับ 2 มีค่าอยู่ในช่วง (0.45, -1)



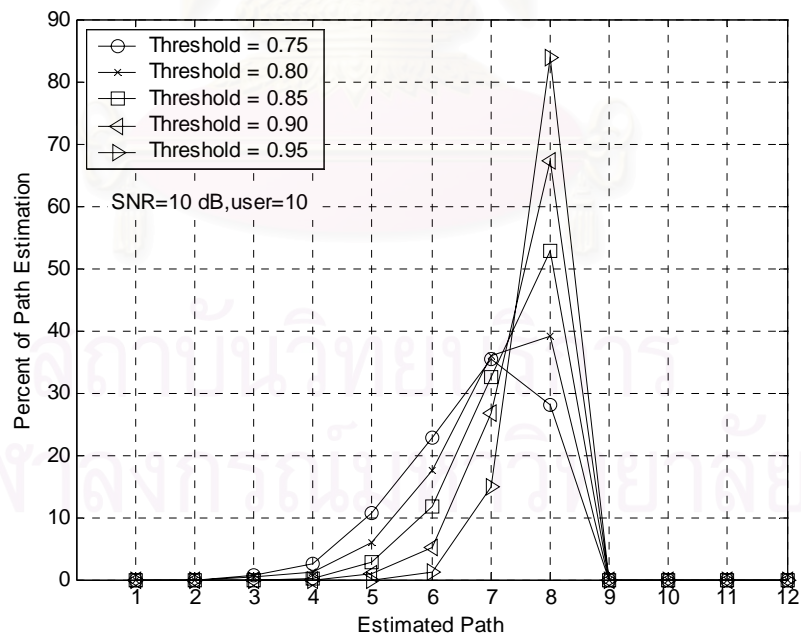
รูปที่ 4.6 แสดงค่าร้อยละของความถูกต้องในการประมาณ removable path ที่ค่า threshold ต่าง ๆ เมื่อกำหนดค่าให้ จำนวนวิถีสำคัญมีค่าเท่ากับ 2



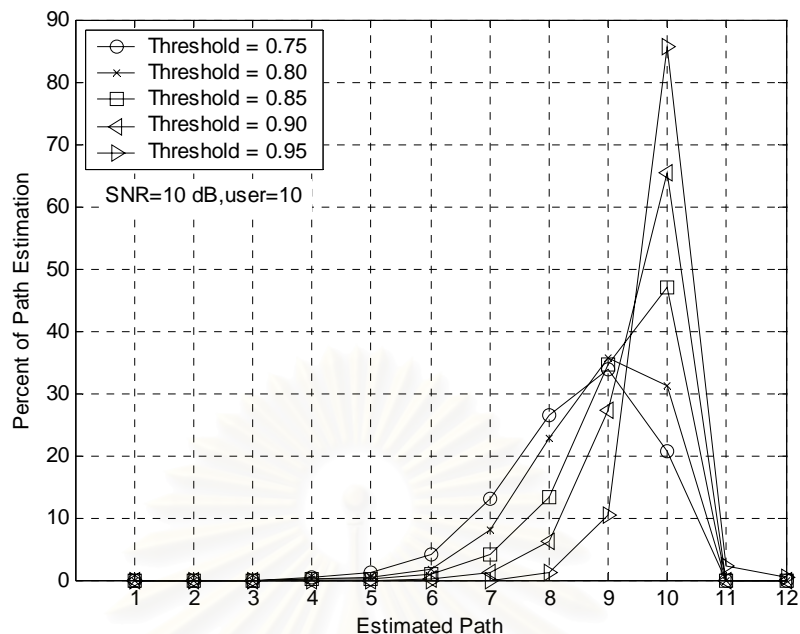
รูปที่ 4.7 แสดงค่าร้อยละของความถูกต้องในการประมาณ removable path ที่ค่า threshold ต่าง ๆ เมื่อกำหนดค่าให้ จำนวนวิถีสำคัญมีค่าเท่ากับ 4



รูปที่ 4.8 แสดงค่าร้อยละของความถูกต้องในการประมาณ removable path ที่ค่า threshold ต่าง ๆ เมื่อกำหนดค่าให้ จำนวนวิถีสำคัญมีค่าเท่ากับ 6



รูปที่ 4.9 แสดงค่าร้อยละของความถูกต้องในการประมาณ removable path ที่ค่า threshold ต่าง ๆ เมื่อกำหนดค่าให้ จำนวนวิถีสำคัญมีค่าเท่ากับ 8

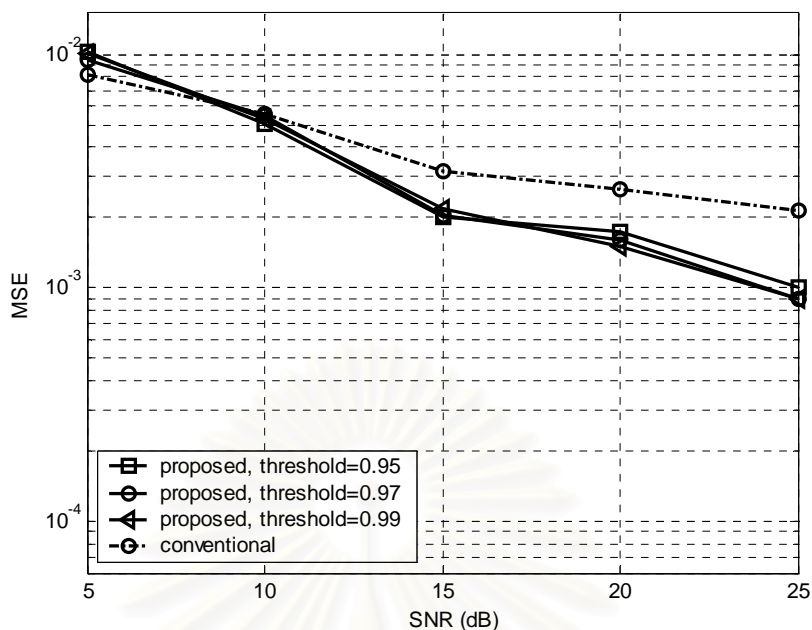


รูปที่ 4.10 แสดงค่าร้อยละของความถูกต้องในการประมาณ removable path ที่ค่า threshold ต่าง ๆ เมื่อกำหนดค่าให้ จำนวนวิถีสำคัญมีค่าเท่ากับ 10

จากรูปที่ 4.7 – 4.10 ค่า threshold ที่เลือกใช้มีนัยสำคัญอย่างมากต่อร้อยละของความถูกต้องที่ประมาณได้ในกรณีที่ จำนวนวิถีสำคัญมีค่าสูง การเลือกใช้ค่า threshold ต่ำ จะส่งผลให้ร้อยละของความถูกต้องในการประมาณมีค่าต่ำลงอย่างชัดเจน ซึ่งสอดคล้องกับการทดลองก่อนหน้านี้ (รูปที่ 4.5) ที่แสดงถึงช่วง threshold ที่เหมาะสมที่จำนวนวิถีสำคัญต่าง ๆ จากรูปที่ 4.7 – 4.10 จึงสามารถสรุปได้ว่าค่า threshold สำหรับการทดลองนี้คือ 0.95

#### 4.2.2 เปรียบเทียบสมรรถนะของอัลกอริทึมที่ค่า threshold ต่าง ๆ โดยใช้เกณฑ์ MSE

ในการทดลองนี้กำหนดให้ ความถี่ออฟเซตมีค่าเท่ากับ 0.1 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพาหีย่อย ความยาวรหัสแม่เท่ากับ 32 เมื่อพิจารณาที่จำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 4 ผู้ใช้ จำนวนวิถีสำคัญเท่ากับ 2 และตัวแปรทดลองคือค่า threshold ที่กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 0.95, 0.97 และ 0.99



รูปที่ 4.11 เปรียบเทียบค่า MSE ระหว่างระบบที่มีการใช้อัลกอริทึมแบบดั้งเดิมกับระบบที่ใช้ อัลกอริทึมที่นำเสนอที่ค่า threshold เท่ากับ 0.95, 0.97 และ 0.99

จากรูปที่ 4.11 เมื่อพิจารณาระบบที่มีค่า SNR ต่ำ ๆ (น้อยกว่า 10 dB) จะได้ว่า อัลกอริทึมแบบดั้งเดิมมีค่า MSE ที่ดีกว่าอัลกอริทึมที่นำเสนอเล็กน้อยเนื่องมาจากการใช้ค่า threshold ที่ไม่เหมาะสม จะทำให้การประมาณจำนวนวิถีสำคัญมีความผิดพลาดมาก เนื่องจาก โอกาสที่ค่าสหสัมพันธ์จะมีค่ามากกว่า threshold นั้นมีน้อย และการที่ประมาณจำนวนวิถีสำคัญ คลาดเคลื่อนในค่าที่เกินกว่าความจริงมากจะทำให้จำนวนบิตที่ใช้ในการประมาณลดน้อยลงซึ่ง ส่งผลให้ความน่าเชื่อถือในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตแย่งตามไปด้วย แต่ในทางกลับกัน เมื่อพิจารณาระบบที่ค่า SNR สูงๆ ระบบที่ใช้การประมาณออฟเซตแบบที่นำเสนอสามารถ ประมาณค่าความถี่ออฟเซตได้แม่นยำมากกว่าอย่างมาก เนื่องจากบิตที่นำมาประมาณมีความ น่าเชื่อถือ โดยค่า threshold เท่ากับ 0.99 ให้ค่า MSE ที่ต่ำกว่าที่ค่า threshold อื่น ๆ ที่ SNR เท่ากับ 20 และ 25 dB เพียงเล็กน้อย

#### 4.2.3 เปรียบเทียบสมรรถนะของอัลกอริทึมที่ใช้ประมาณค่า FFO ที่ค่าความถี่ออฟเซตต่าง ๆ

พารามิเตอร์ทั่วไปที่ใช้ในการทดลองเป็นดังนี้ ค่า threshold เท่ากับ 0.99 (จากการทดลองก่อนหน้า รูปที่ 4.11) เนื่องจากถ้าและในกรณีที่ค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่รับได้กับสัญญาณถัดไป  $N$  ตำแหน่งมีค่าต่ำกว่า threshold จะกำหนดให้ค่าประมาณของจำนวนวิถีสำคัญมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของช่วงเวลาคุ่มกัน เพื่อพิสูจน์ว่าค่าถ้าใช้ค่านี้ไปปรับปรุงสมการที่ใช้ในการประมาณ FFO จะให้ประสิทธิภาพในการประมาณที่ดีหรือแย่กว่าการประมาณแบบดั้งเดิม และพารามิเตอร์อื่นที่ใช้ในการทดลองเป็นดังนี้ ความยาวรหัสแม่เท่ากับ 32 จำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 4 ผู้ใช้ และจำนวนวิถีสำคัญเท่ากับ 2 โดยในการทดลองนี้จะแยกออกเป็น 4 การทดลองย่อย เพื่อวิเคราะห์สมรรถนะของอัลกอริทึมที่ความถี่ออฟเซตช่วงต่าง ๆ ดังนี้

- ความถี่ออฟเซตมีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของระยะห่างระหว่างคลื่นพาหีย่อย,  $(-0.5, 0.5)$
- ความถี่ออฟเซตที่เกินครึ่งหนึ่งของระยะห่างระหว่างคลื่นพาหีย่อยแต่ไม่เกินระยะห่างระหว่างคลื่นพาหีย่อยหรือความถี่ออฟเซตในช่วง  $[0.5, 1)$  และ  $[-0.5, -1)$
- ความถี่ออฟเซตที่เกินระยะห่างระหว่างคลื่นพาหีย่อยแต่ไม่เกินเท่าครึ่งของระยะห่างระหว่างคลื่นพาหีย่อยหรือความถี่ออฟเซตในช่วง  $[1, 1.5)$  และ  $[-1, -1.5)$
- ความถี่ออฟเซตที่เกินเท่าครึ่งของระยะห่างระหว่างคลื่นพาหีย่อยและอยู่ในช่วง  $[1.5, N/2 - 0.5)$  หรือ  $[-1.5, -N/2 + 0.5)$

ในแต่ละการทดลองจะแสดงถึงความถี่ออฟเซตที่สามารถประมาณได้และค่า MSE ของอัลกอริทึมที่ใช้ในการประมาณ โดยเปรียบเทียบระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม

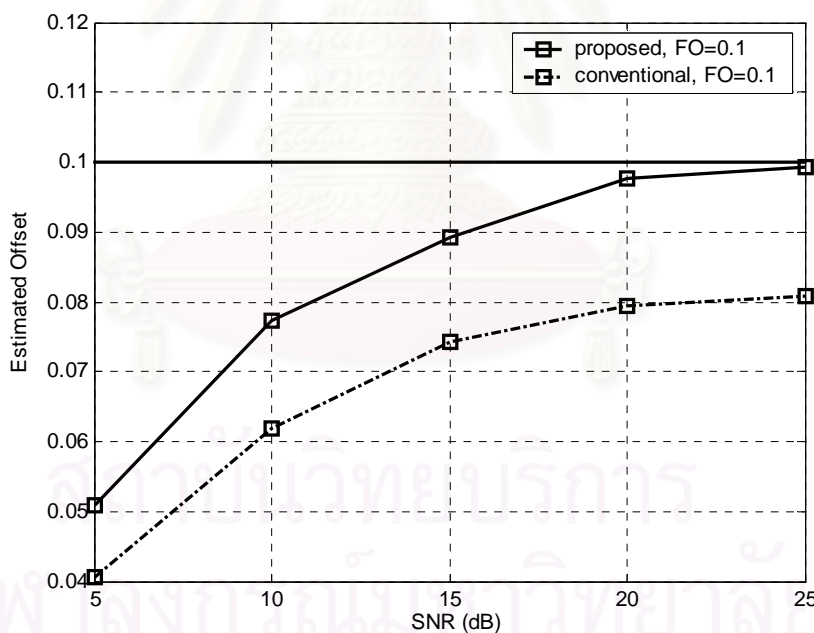
- **พิจารณาที่ค่าความถี่ออฟเซตเท่ากับ 0.1, 0.2, 0.3 และ 0.4 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพาหีย่อย**

จากรูปที่ 4.12 และรูปที่ 4.13 อัลกอริทึมที่นำเสนอสามารถประมาณค่าความถี่ออฟเซตได้ใกล้เคียงกับความถี่ออฟเซตที่เกิดขึ้นมากกว่าอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม โดยที่ความถี่ออฟเซตค่าน้อย ๆ อัลกอริทึมทั้งสองจะประมาณได้แม่นยำกว่าที่ความถี่ออฟเซตค่ามาก

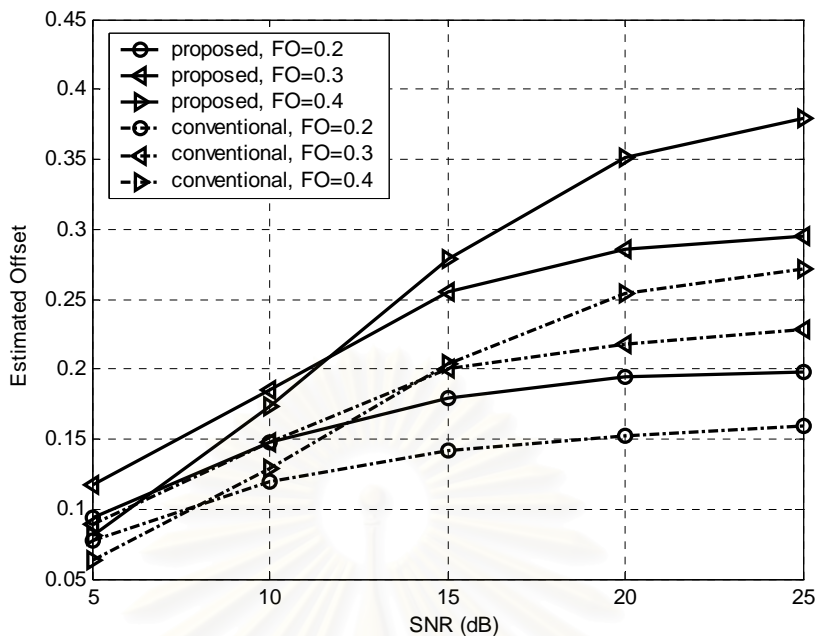
เมื่อพิจารณารูปที่ 4.14 ค่า MSE ของอัลกอริทึมที่มีการใช้อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอมีค่าที่ต่ำกว่าในกรณีที่ SNR มีค่าต่ำกว่า 10 dB เนื่องจากค่าเบี่ยงเบนของความถี่ออฟเซตที่ประมาณได้ของอัลกอริทึมที่นำเสนอมีค่ามากกว่าอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม ซึ่งเป็นผลมาจากค่า



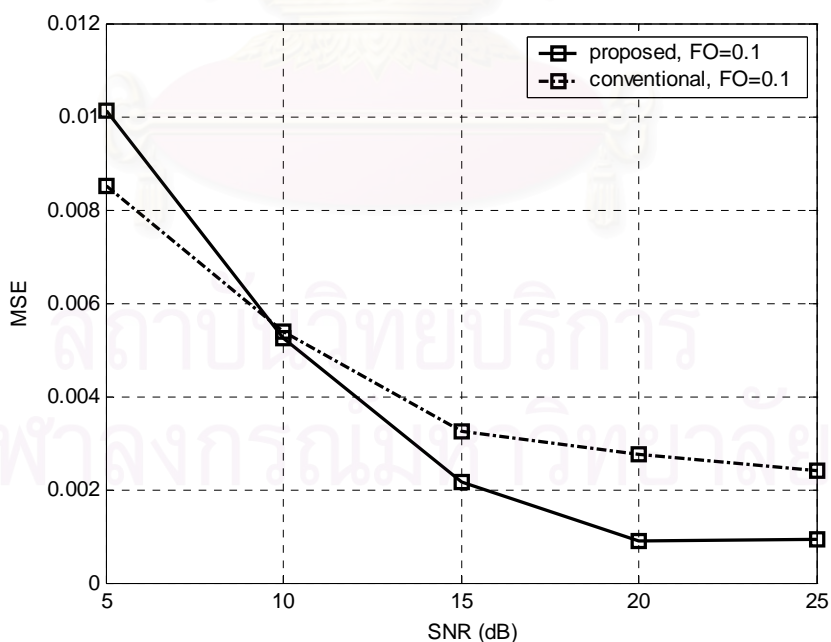
threshold ที่ไม่เหมาะสมและขนาดของความถี่ออฟเซตที่มีค่าน้อย ส่วนรูปที่ 4.15 - 4.17 ค่า MSE ของอัลกอริทึมที่มีการใช้อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอมีค่าที่ต่ำกว่าในทุกๆ ค่าของความถี่ออฟเซตที่ทำการทดลอง โดยค่า MSE มีค่าที่ดีขึ้นเมื่อ SNR เพิ่มมากขึ้น และอัลกอริทึมแบบที่นำเสนอให้ค่า MSE ที่ใกล้เคียงกันสำหรับทุกค่าความถี่ออฟเซตโดยเฉพาะกรณีที่ SNR มีค่าสูง ในขณะที่อัลกอริทึมแบบดั้งเดิม ค่า MSE จะขึ้นกับขนาดของความถี่ออฟเซต ยิ่งความถี่ออฟเซตมีค่ามาก โอกาสที่อัลกอริทึมจะประมาณผิดจะมีค่ามากขึ้น เมื่อพิจารณากรณีที่ SNR เท่ากับ 20 dB ที่ความถี่ออฟเซตเท่ากับ 0.1 และ 0.2 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพหุย่อย ค่า MSE ของอัลกอริทึมที่นำเสนอและอัลกอริทึมแบบดั้งเดิมมีค่าอยู่ในหลัก  $10^{-3}$  แต่กรณีความถี่ออฟเซตมีค่าเท่ากับ 0.3 และ 0.4 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพหุย่อย ค่า MSE ของอัลกอริทึมที่นำเสนอจะอยู่ในหลัก  $10^{-3}$  ในขณะที่อัลกอริทึมแบบดั้งเดิมให้ค่า MSE อยู่ในหลัก  $10^{-2}$



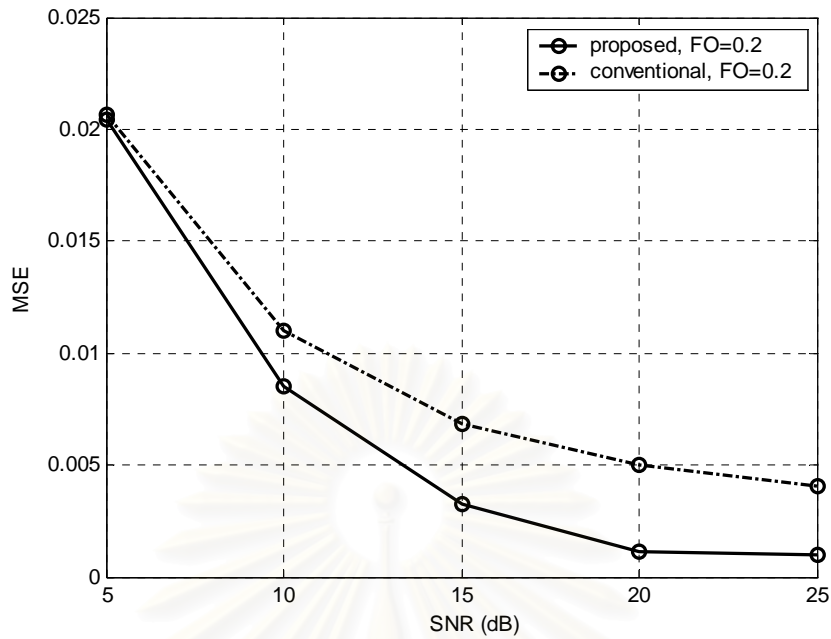
รูปที่ 4.12 เปรียบเทียบค่าความถี่ออฟเซตที่ประมาณได้ระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม ที่ค่าความถี่ออฟเซต 0.1 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพหุย่อย



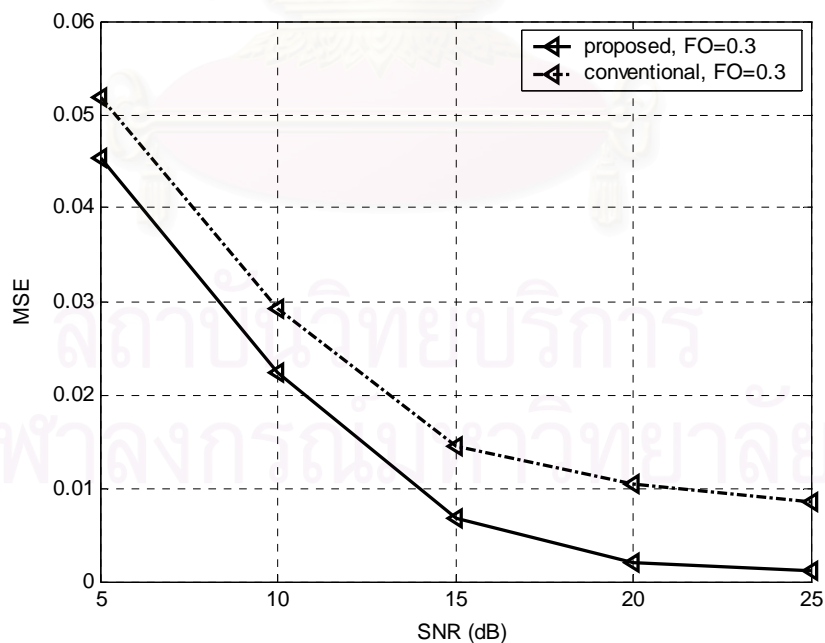
รูปที่ 4.13 เปรียบเทียบค่าความถี่ออฟเซตที่ประมาณได้ระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม ที่ค่าความถี่ออฟเซต 0.2, 0.3 และ 0.4 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพหุย่อย



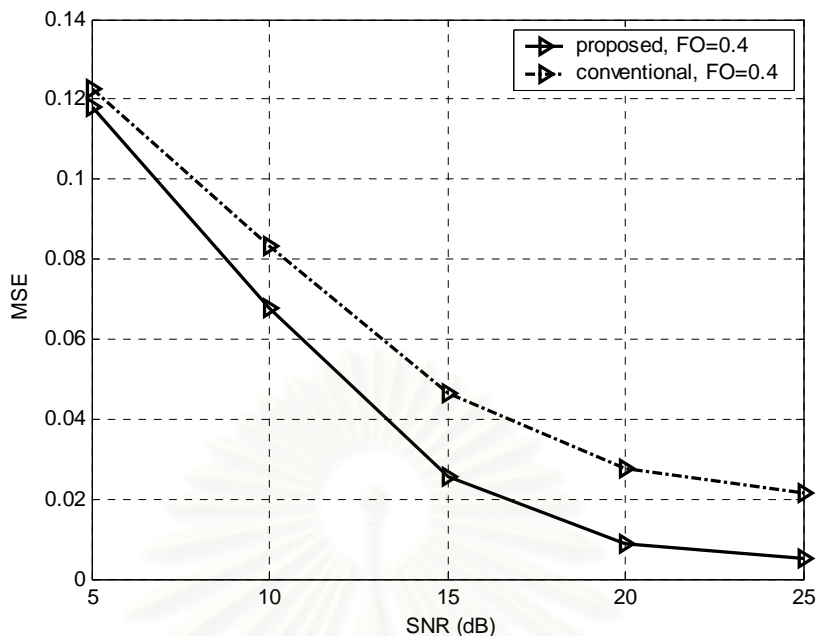
รูปที่ 4.14 เปรียบเทียบค่า MSE ระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม ที่ค่าความถี่ออฟเซต 0.1 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพหุย่อย



รูปที่ 4.15 เปรียบเทียบ MSE ระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม ที่ค่าความถี่ออฟเซต 0.2 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพาหีย่อย



รูปที่ 4.16 เปรียบเทียบ MSE ระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม ที่ค่าความถี่ออฟเซต 0.3 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพาหีย่อย



รูปที่ 4.17 เปรียบเทียบ MSE ระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม ที่ค่าความถี่ออฟเซต 0.4 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพหุย่อย

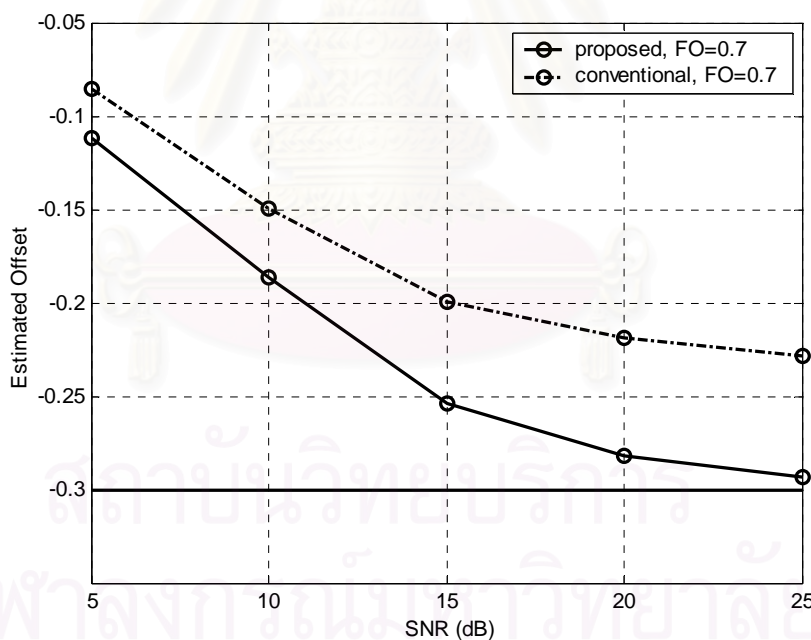
- **พิจารณาที่ค่าความถี่ออฟเซตเท่ากับ 0.7, 0.8 และ 0.9 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพหุย่อย**

รูปที่ 4.18 – 4.23 ทดสอบสมรรถนะของอัลกอริทึมที่ใช้ประมาณความถี่ออฟเซต เมื่อค่าความถี่ออฟเซตอยู่นอกช่วง  $\pm 0.5$  เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพหุย่อย โดยมีพารามิเตอร์เช่นเดียวกับการทดลองก่อนหน้า

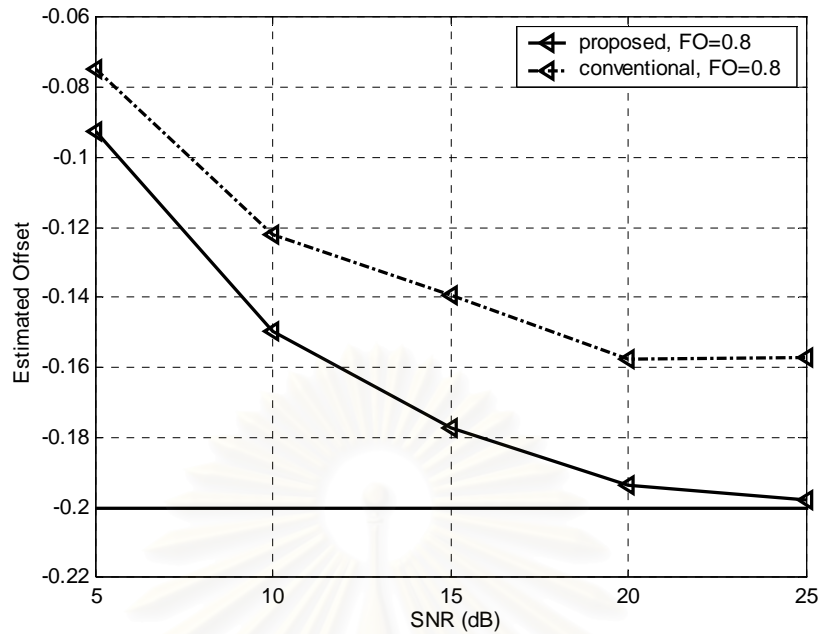
เนื่องจากโดยขีดความสามารถของอัลกอริทึมแล้วอัลกอริทึมที่ใช้ในการแก้ไข FFO จะสามารถประมาณความถี่ออฟเซตได้ไม่เกิน  $\pm 0.5$  เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพหุย่อย เมื่อวิเคราะห์จากการเกิดความถี่ออฟเซตในระบบจะมี  $\exp(j2\pi\varepsilon)$  คูณอยู่กับสัญญาณที่ส่งมา และทั้งขนาดและเฟสของ  $\exp(j2\pi\varepsilon)$  จะมีค่าขนาดและเฟสเท่ากับ  $\exp(j2\pi(\varepsilon+1))$  และ  $\exp(j2\pi(\varepsilon-1))$  และเฟสของ  $\exp(j2\pi\varepsilon)$  ต้องมีค่าไม่เกิน  $\pm \pi$  นั้นแสดงให้เห็นว่าอัลกอริทึมสามารถประมาณเฟสของสัญญาณหรือค่าความถี่ออฟเซต ( $\varepsilon$ ) ที่อยู่ภายในช่วง  $\pm 0.5$  เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพหุย่อยได้เท่านั้น และเมื่อพิจารณาที่ความถี่ออฟเซต มีค่ามากกว่า 0.5 แต่ไม่เกิน 1 หรือน้อยกว่า -0.5 แต่ไม่น้อยกว่า -1 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพหุย่อย อัลกอริทึมที่

ใช้ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตจะมองค่าความถี่ออฟเซต เป็น  $\varepsilon_F - 1$  เมื่อพิจารณาที่  $\varepsilon_F$  แทนความถี่ออฟเซตที่ไม่เป็นจำนวนเท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพาหีย่อย

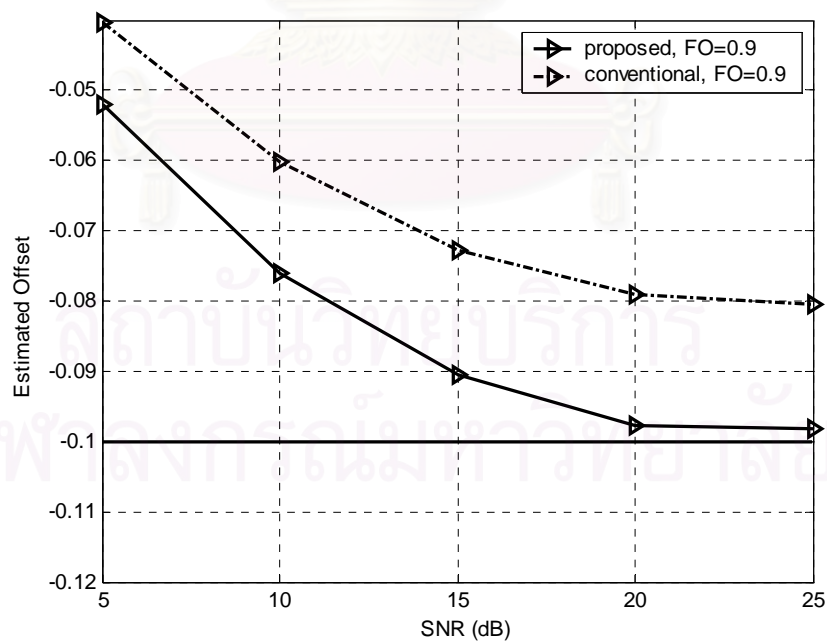
จากรูปที่ 4.18 – 4.20 เมื่อกำหนดให้ความถี่ออฟเซตมีค่าเท่ากับ 0.7, 0.8 และ 0.9 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพาหีย่อย อัลกอริทึมที่ใช้ในการประมาณความถี่ออฟเซตจะประมาณความถี่ออฟเซตได้ใกล้เคียง -0.3, -0.2 และ -0.1 ตามลำดับ ซึ่งสอดคล้องกับที่กล่าวข้างต้น โดยที่อัลกอริทึมที่นำเสนอมีสมรรถนะที่ดีกว่า เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 4.21 – 4.23 พบว่าค่า MSE ยังขึ้นกับขนาดของความถี่ออฟเซตที่เกิดขึ้นในระบบ โดยถ้าระบบมีความถี่ออฟเซตน้อย จะทำให้การประมาณมีความผิดพลาดมากตามลำดับ และค่า MSE ของอัลกอริทึมควรมีค่าเข้าใกล้ 1 (พิจารณาจาก  $(\varepsilon - \tilde{\varepsilon})^2 = [\varepsilon_F - (\varepsilon_F - 1)]^2$ ) ซึ่งจากรูปที่ 4.21 – 4.23 แสดงให้เห็นว่าอัลกอริทึมที่นำเสนอมีสมรรถนะที่เหนือกว่าในทุกค่า SNR และทุกค่าความถี่ออฟเซต



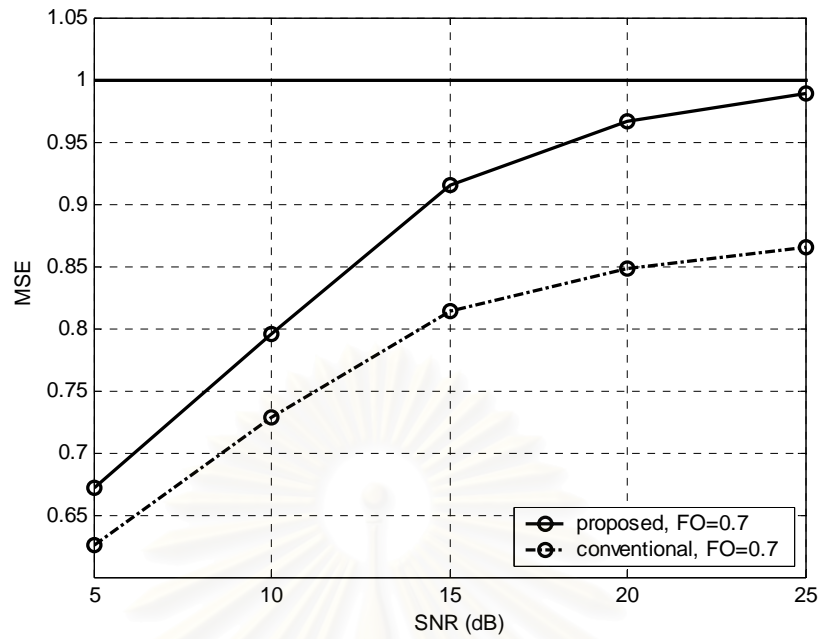
รูปที่ 4.18 เปรียบเทียบค่าความถี่ออฟเซตที่ประมาณได้ระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม ที่ค่าความถี่ออฟเซต 0.7 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพาหีย่อย



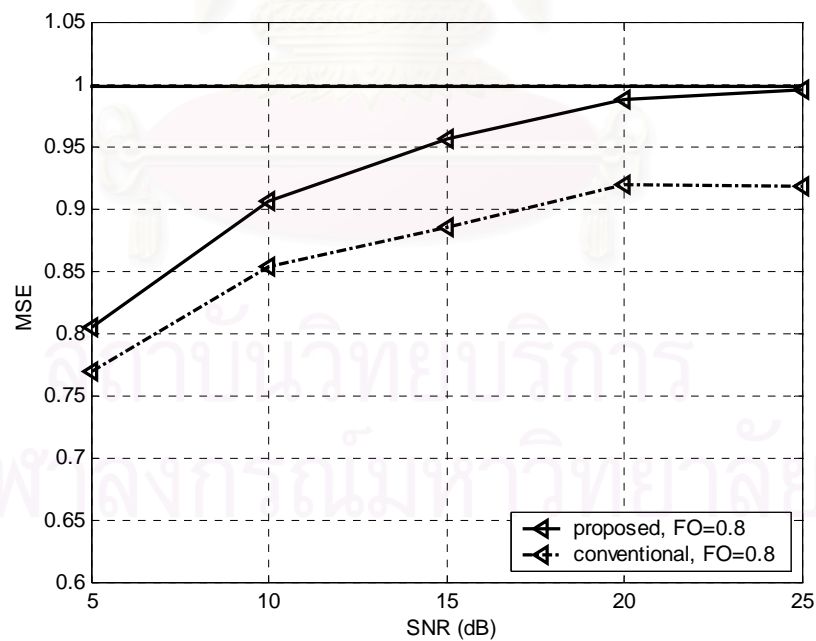
รูปที่ 4.19 เปรียบเทียบค่าความถี่ออฟเซตที่ประมาณได้ระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม ที่ค่าความถี่ออฟเซต 0.8 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพาหีย่อย



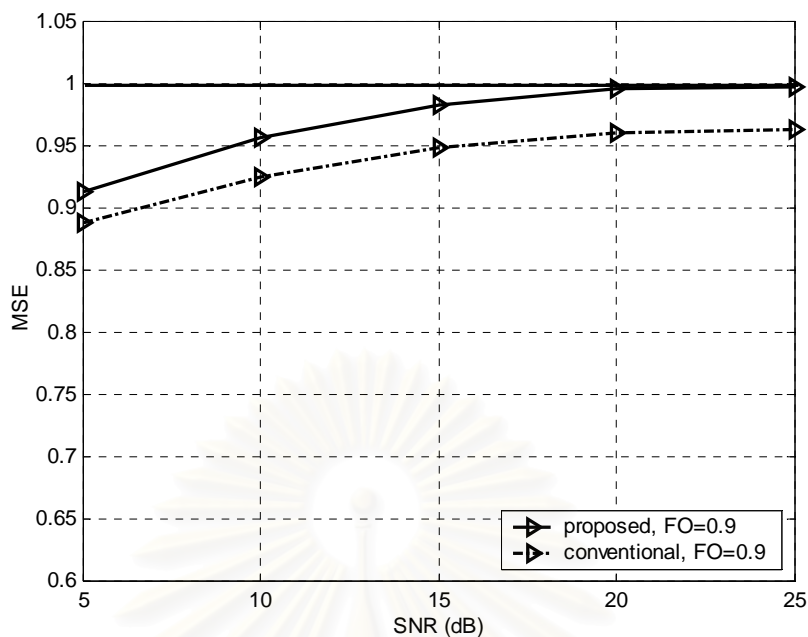
รูปที่ 4.20 เปรียบเทียบค่าความถี่ออฟเซตที่ประมาณได้ระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม ที่ค่าความถี่ออฟเซต 0.9 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพาหีย่อย



รูปที่ 4.21 เปรียบเทียบ MSE ระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม  
ที่ค่าความถี่ออฟเซต 0.7 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพาหีย่อย



รูปที่ 4.22 เปรียบเทียบ MSE ระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม  
ที่ค่าความถี่ออฟเซต 0.8 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพาหีย่อย

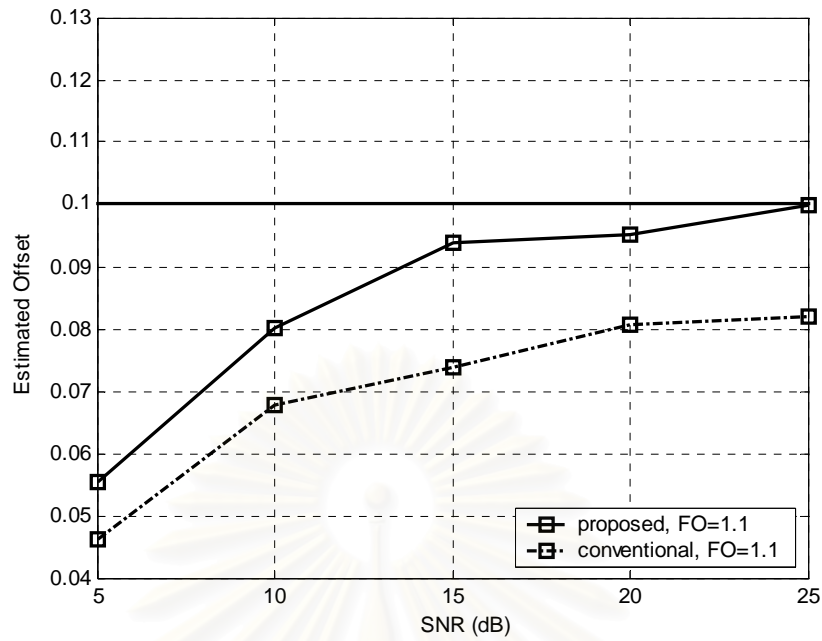


รูปที่ 4.23 เปรียบเทียบ MSE ระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม  
ที่ค่าความถี่ออฟเซต 0.9 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพหุย่อย

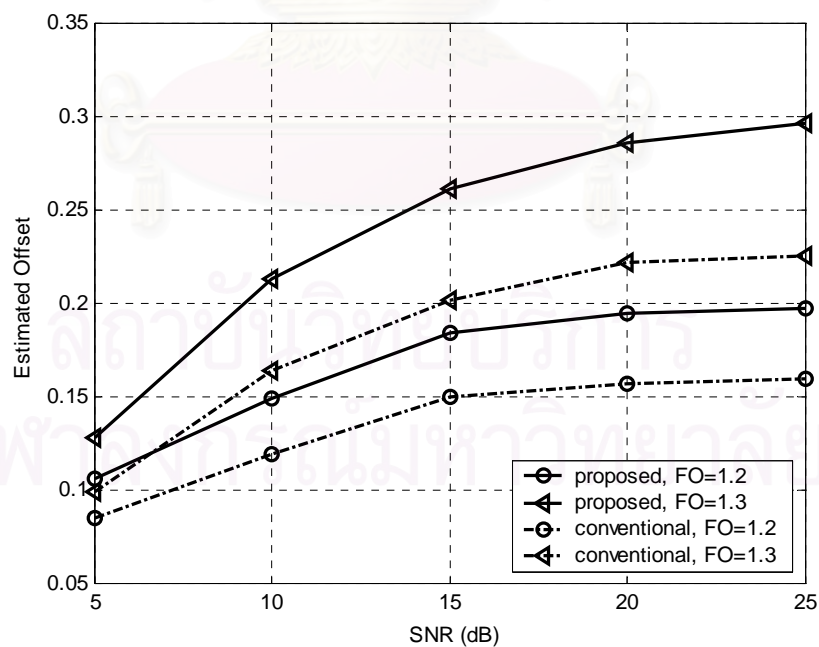
- **พิจารณาที่ค่าความถี่ออฟเซตเท่ากับ 1.1, 1.2 และ 1.3 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพหุย่อย**

จากรูปที่ 4.24 และ 4.25 เมื่อระบบมีความถี่ออฟเซตเท่ากับ 1.1, 1.2 และ 1.3 อัลกอริทึมที่นำเสนอสามารถประมาณค่าได้ใกล้เคียง 0.1, 0.2 และ 0.3 มากกว่าอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม ซึ่งสอดคล้องกับหลักที่ว่า  $\exp(j2\pi\varepsilon)$  มีค่าเท่ากับ  $\exp(j2\pi(\varepsilon+1))$  และ  $\exp(j2\pi(\varepsilon-1))$  ดังนั้นเมื่อหาเฟสของ  $\exp(j2\pi\varepsilon)$  จะมีค่าไม่เกิน  $\pm\pi$  นั้นหมายความว่าสามารถประมาณค่าความถี่ออฟเซต,  $\varepsilon$  ที่อยู่ภายในช่วง  $\pm 0.5$  เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพหุย่อยได้เท่านั้น ( $\varepsilon_F$ ) ดังนั้นเมื่อระบบมีค่าความถี่ออฟเซตเท่ากับ  $1 + \varepsilon_F$  และพิจารณาในกรณีที่การประมาณเป็นไปอย่างสมบูรณ์ค่าความถี่ออฟเซตที่ประมาณได้จะเท่ากับ  $\varepsilon_F$  และในกรณีที่ SNR สูง อัลกอริทึมสามารถประมาณความถี่ออฟเซตได้แม่นยำมากขึ้น

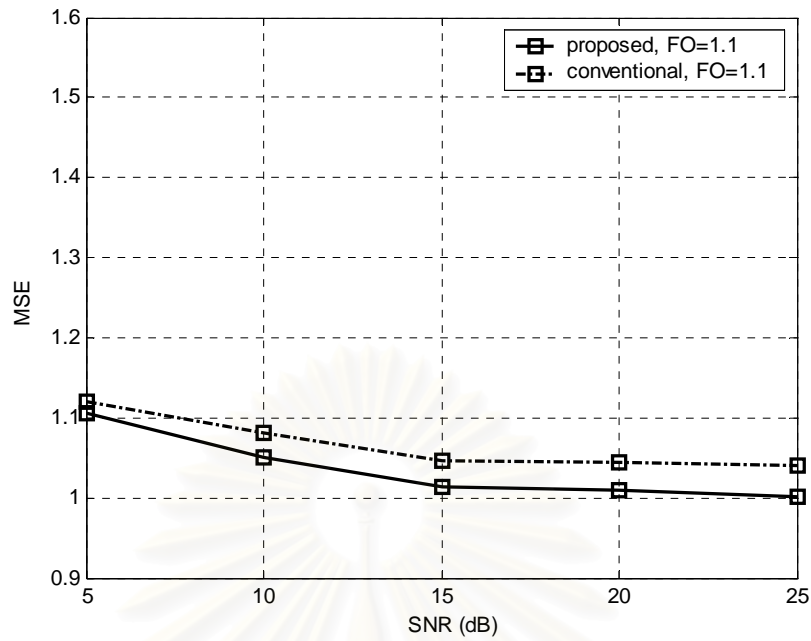




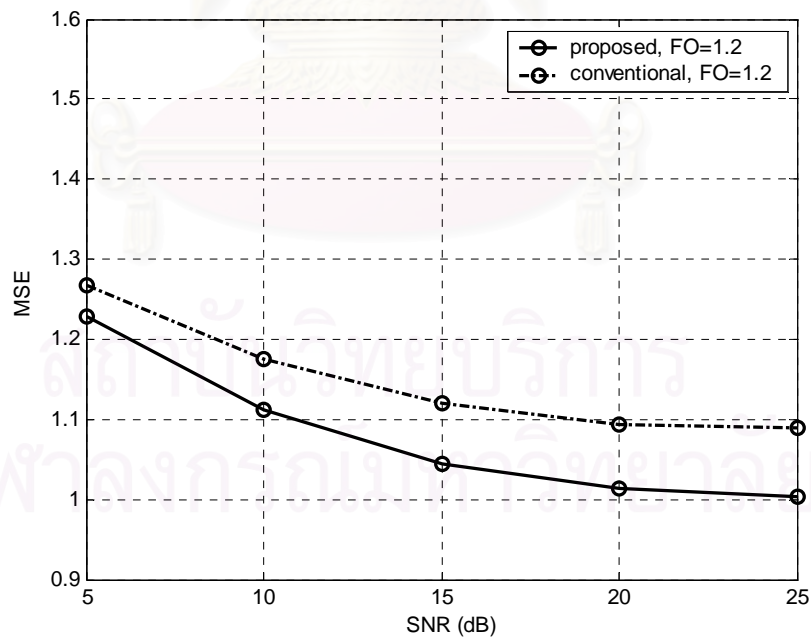
รูปที่ 4.24 เปรียบเทียบค่าความถี่ออฟเซตที่ประมาณได้ระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม ที่ค่าความถี่ออฟเซต 1.1 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพายุย่อย



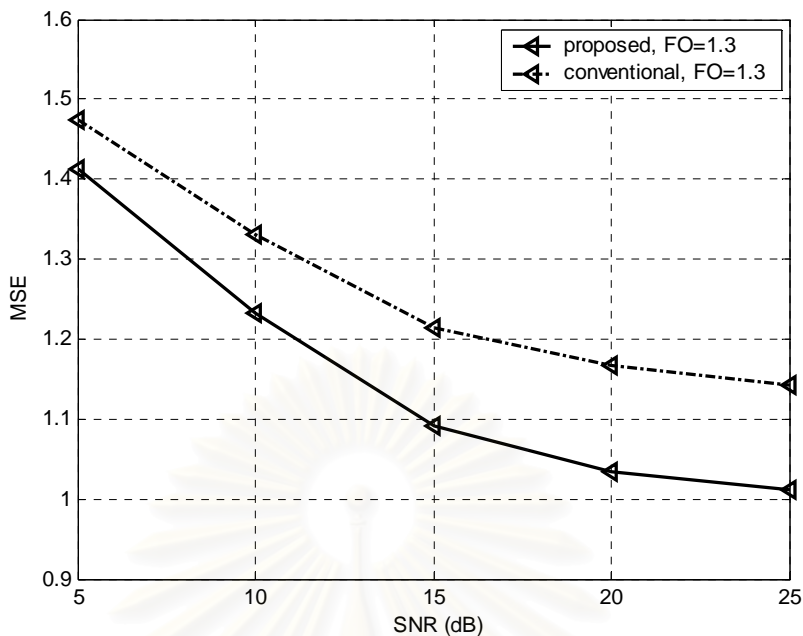
รูปที่ 4.25 เปรียบเทียบค่าความถี่ออฟเซตที่ประมาณได้ระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม ที่ค่าความถี่ออฟเซต 1.2 และ 1.3 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพายุย่อย



รูปที่ 4.26 เปรียบเทียบ MSE ระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม  
ที่ค่าความถี่ออฟเซต 1.1 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพาหีย่อย



รูปที่ 4.27 เปรียบเทียบ MSE ระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม  
ที่ค่าความถี่ออฟเซต 1.2 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพาหีย่อย



รูปที่ 4.28 เปรียบเทียบ MSE ระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม ที่ค่าความถี่ออฟเซต 1.3 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพาห่อย่อย

นอกจากนี้ MSE สำหรับอัลกอริทึมที่สามารถประมาณความถี่ออฟเซตได้อย่าง สมบูรณ์จะต้องมีค่าเข้าใกล้ 1 เนื่องจากค่า MSE คิดมาจาก  $(\varepsilon - \tilde{\varepsilon})^2 = [(1 + \varepsilon_F) - \varepsilon_F]^2$  ซึ่งจากรูป ที่ 4.26 – 4.28 แสดงให้เห็นว่า อัลกอริทึมที่นำเสนอมีสมรรถนะที่เหนือกว่า

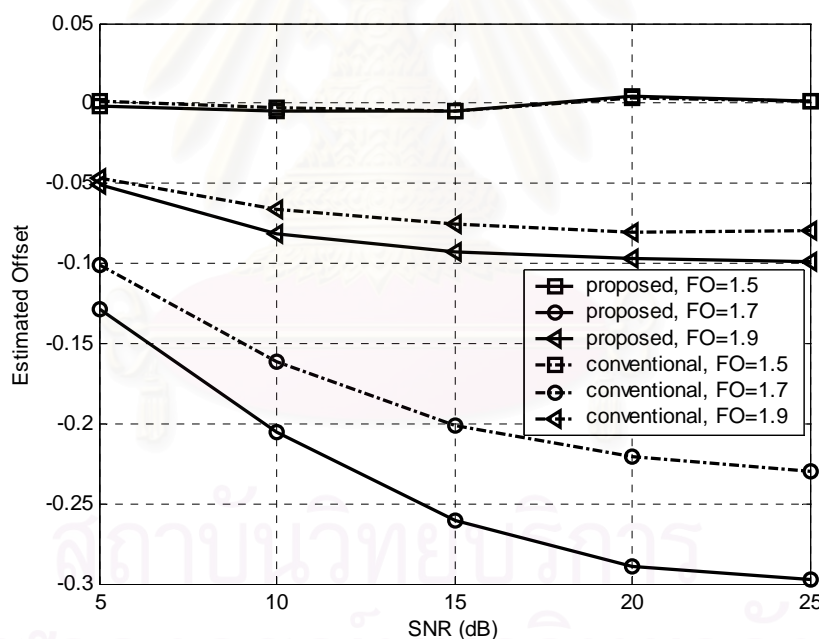
- **พิจารณาที่ค่าความถี่ออฟเซตเท่ากับ 1.5, 1.7 และ 1.9 เท่าของระยะห่างระหว่าง คลื่นพาห่อย่อย**

การทดลองนี้ต้องการวิเคราะห์ถึงสมรรถนะของอัลกอริทึมเมื่อความถี่ออฟเซตที่ เกิดขึ้นในระบบมีค่าเกินระยะห่างระหว่างคลื่นพาห่อย่อย โดยที่ความถี่ออฟเซตส่วนที่เกินนี้ยังมีค่า มากกว่าครึ่งหนึ่งของระยะห่างระหว่างคลื่นพาห่อย่อย

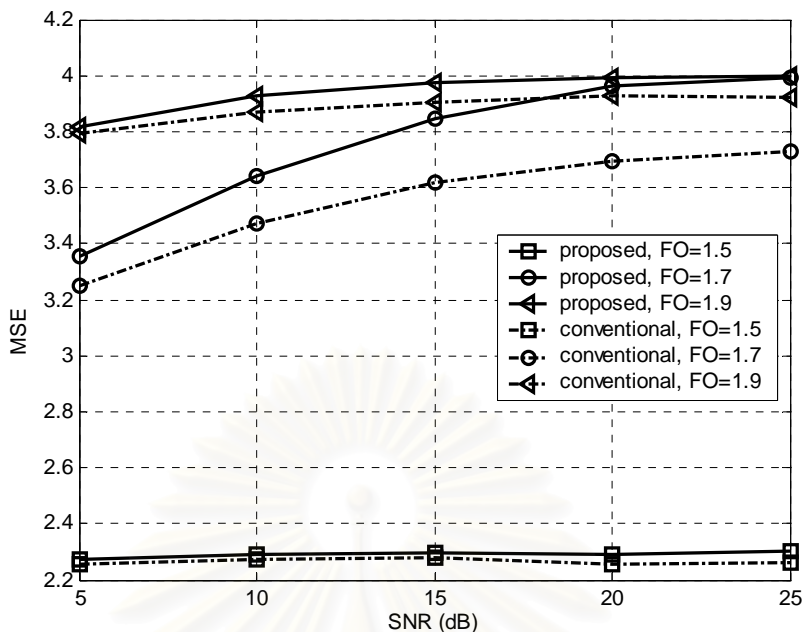
รูปที่ 4.29 แสดงให้เห็นว่าเมื่อความถี่ออฟเซตมีค่าเท่ากับ 0.5 อัลกอริทึมจะไม่สามารถประมาณค่าที่ถูกต้องได้ ซึ่งสอดคล้องกับทางทฤษฎีที่ว่า เมื่อมีความถี่ออฟเซตในระบบ จะเหมือนกับว่ามีพจน์  $\exp(j2\pi\varepsilon)$  คูณอยู่กับสัญญาณที่ส่งออกมา และความถี่ออฟเซตสามารถ หาได้จากเฟสของสัญญาณหารด้วย  $2\pi$  ซึ่งเฟสของสัญญาณจะมีค่าเท่ากันเมื่อพิจารณาที่ ความถี่ออฟเซตเท่ากับ 0.5 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพาห่อย่อย ทำให้อัลกอริทึมไม่สามารถ

แยกแยะได้ว่าความถี่ออฟเซตที่ถูกตั้งว่ามีค่าเท่ากับ 0.5 หรือ -0.5 ดังนั้นค่าออฟเซตที่ประมาณได้จึงมีทั้ง 0.5 และ -0.5 ทำให้ค่าเฉลี่ยของความถี่ออฟเซตที่ประมาณได้มีค่าประมาณศูนย์ ในขณะที่เมื่อความถี่ออฟเซตอยู่ในรูปแบบ  $1 + \varepsilon_F$  อัลกอริทึมจะสามารถประมาณได้เฉพาะค่า  $\varepsilon_F$  ได้เท่านั้น แต่เนื่องจาก  $\varepsilon_F$  มีค่ามากกว่าครึ่งหนึ่งของระยะห่างระหว่างคลื่นพหุย่อย ดังนั้นความถี่ออฟเซตที่ประมาณได้จึงมีค่าเท่ากับ  $\varepsilon_F - 1$  และส่งผลให้ค่า MSE มีค่าประมาณ  $4((\varepsilon - \tilde{\varepsilon})^2 = [(1 + \varepsilon_F) - (\varepsilon_F - 1)]^2)$

เมื่อพิจารณาผลการทดสอบระบบแล้วพบว่าค่าความถี่ออฟเซตที่ประมาณได้มีค่าใกล้เคียงกับค่าที่อัลกอริทึมควรจะประมาณได้ และจากรูปที่ 4.29 และ 4.30 แสดงให้เห็นว่าอัลกอริทึมที่นำเสนอมีสมรรถนะที่เหนือกว่าอัลกอริทึมแบบดั้งเดิมทั้งกรณีที่มี SNR มีค่าต่ำ



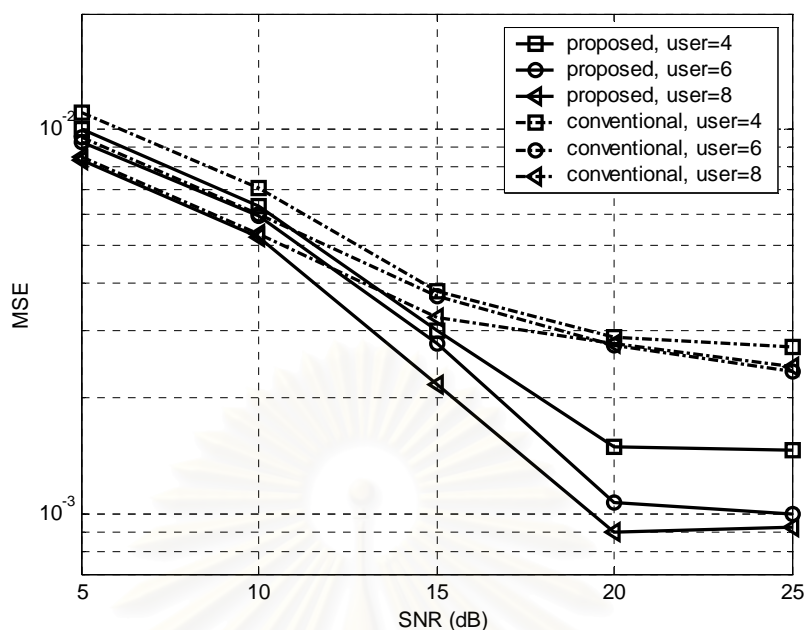
รูปที่ 4.29 เปรียบเทียบค่าความถี่ออฟเซตที่ประมาณได้ระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม ที่ค่าความถี่ออฟเซต 1.5, 1.7 และ 1.9 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพหุย่อย



รูปที่ 4.30 เปรียบเทียบ MSE ระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม ที่ค่าความถี่ออฟเซต 1.5, 1.7 และ 1.9 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพาร์ย่อย

#### 4.2.4 เปรียบเทียบสมรรถนะของอัลกอริทึมที่ใช้ประมาณค่า FFO เมื่อกำหนดให้จำนวนผู้ใช้ทั้งหมดในระบบมีค่าเท่ากับ 2, 4 และ 6 ผู้ใช้

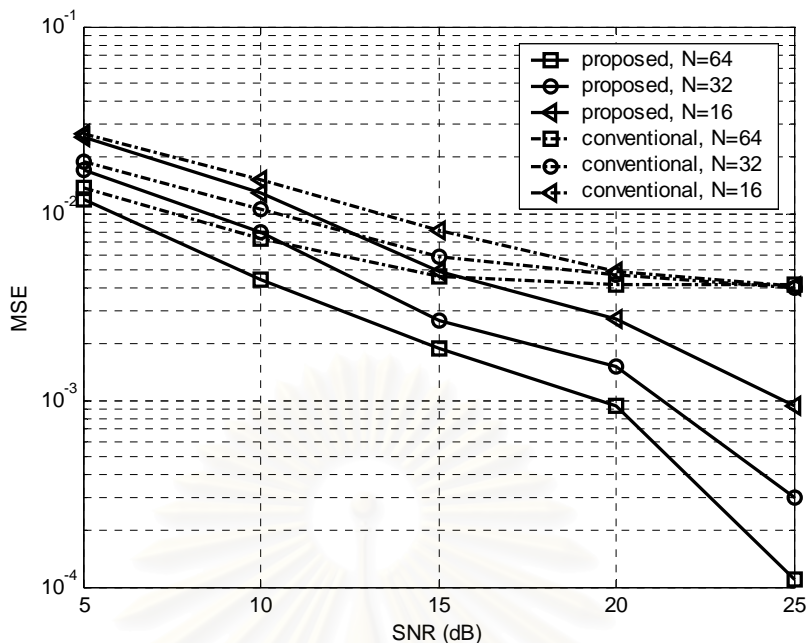
การทดลองนี้ต้องการพิสูจน์ว่าปริมาณผู้ใช้ทั้งหมดในระบบมีนัยสำคัญมากน้อยเพียงใดต่อทั้งอัลกอริทึมที่นำเสนอและอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองเป็นดังนี้ ความยาวรหัสแรมป์ ความถี่ออฟเซต ค่า threshold และจำนวนพหุนามเท่ากับ 32, 0.2, 0.99 และ 2 ตามลำดับ จากรูปที่ 4.31 อัลกอริทึมที่นำเสนอมีสมรรถนะที่เหนือกว่าทุกค่า SNR โดยเฉพาะในกรณีที่ SNR มีค่าสูง อัลกอริทึมที่นำเสนอจะมีสมรรถนะที่เหนือกว่าอย่างมาก และแปรผันตามจำนวนผู้ใช้ ในขณะที่อัลกอริทึมแบบดั้งเดิมที่ค่า SNR สูง ๆ สมรรถนะของอัลกอริทึมไม่ค่อยแตกต่างกันมากนักเนื่องจากผลของ SNR มีนัยสำคัญมากกว่าจำนวนผู้ใช้ในระบบ และการที่สมรรถนะของอัลกอริทึมที่นำเสนอแปรผันตามจำนวนผู้ใช้ในระบบเนื่องมาจากสัญญาณที่นำมาใช้ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตนั้นเป็นสัญญาณรวมของทุกผู้ใช้ที่ภาครับ ซึ่งถ้าปริมาณผู้ใช้ยิ่งมากก็เสมือนว่ากำลังสัญญาณที่มาถึงภาครับยังมีค่ามาก ทำให้ความน่าเชื่อถือในของสัญญาณมีมากขึ้น



รูปที่ 4.31 เปรียบเทียบสมรรถนะของอัลกอริทึม  
เมื่อกำหนดให้จำนวนผู้ใช้ในระบบมีค่าเท่ากับ 4, 6 และ 8

#### 4.2.5 เปรียบเทียบสมรรถนะของอัลกอริทึมที่ใช้ประมาณค่า FFO เมื่อกำหนดให้ความยาวรหัสแรมมีเท่ากับ 16, 32 และ 64

ในการทดลองนี้ต้องการเปรียบเทียบสมรรถนะของอัลกอริทึมที่นำเสนอเมื่อพิจารณาระบบที่มีการใช้ความยาวรหัสแรมค่าต่าง ๆ คือ 16, 32 และ 64 โดยพารามิเตอร์ที่ใช้เป็นดังนี้ จำนวนผู้ใช้ ความถี่ออฟเซต จำนวนวิถีเท่ากับ 4, 0.2 และ 2 ตามลำดับ ซึ่งจากรูปที่ 4.32 แสดงให้เห็นว่าอัลกอริทึมที่นำเสนอสามารถประมาณค่าความถี่ออฟเซตได้ถูกต้องมากกว่าอัลกอริทึมแบบดั้งเดิมในทุกค่า SNR ที่ทำการทดลอง โดยถ้าระบบใช้ความยาวรหัสแรมน้อยๆ อัลกอริทึมจะมีความผิดพลาดในการประมาณสูง เนื่องจากกรรมวิธีในการประมาณนั้นอาศัยความคล้ายของสัญญาณเป็นหลักแต่เมื่อ SNR ต่ำ สัญญาณจึงสูญเสียคุณสมบัติไปโดยถูกรบกวนจาก AWGN และการที่ความยาวรหัสแรมมีค่าน้อยก็เปรียบเสมือนว่าจำนวนบิตต่อหนึ่งสัญลักษณ์ที่ใช้ในการประมาณลดลง



รูปที่ 4.32 เปรียบเทียบสมรรถนะของอัลกอริทึมเมื่อกำหนดให้  
ความยาวรหัสแรมมีค่าเท่ากับ 16, 32 และ 64

#### 4.2.6 เปรียบเทียบสมรรถนะของอัลกอริทึมที่ใช้การประมาณความถี่ออฟเซตชนิด IFO

ในหัวข้อนี้ต้องการพิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่มีผลต่อสมรรถนะการประมาณความถี่ออฟเซตชนิด IFO โดยใช้ร้อยละของความถูกต้องเป็นเกณฑ์ในการวัดสมรรถนะการประมาณ และพารามิเตอร์พื้นฐานที่ใช้ในการทดลองคือ ความยาวรหัสแรมเท่ากับ 16, จำนวน pilot ที่ใช้ประมาณ IFO เท่ากับ 1 สัญลักษณ์, จำนวนวิธีสำคัญเท่ากับ 2 และจำนวนผู้ใช้ในระบบทั้งหมดเท่ากับ 2 ผู้ใช้ เมื่อพิจารณาที่ความถี่ออฟเซตเท่ากับ 1.2 โดยแบ่งการจำลองระบบออกเป็น 5 หัวข้อและในแต่ละการทดลองมีพารามิเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงคือ จำนวนผู้ใช้ในระบบ จำนวน pilot จำนวนวิธีสำคัญค่าความถี่ออฟเซต และจำนวนบิตที่เป็น pilot ในหนึ่งสัญลักษณ์

ในการทดลองนี้ไม่ได้เปรียบเทียบค่า MSE เนื่องจากความถี่ออฟเซตที่ต้องการประมาณเป็นลักษณะจำนวนเต็ม ซึ่งเมื่อพิจารณาสัญญาณในเชิงความถี่แล้วสัญญาณที่ได้รับมีความถี่ออฟเซตนี้จะเกิดการหมุนขึ้น โดยที่การหมุนจะมากหรือน้อยนั้นขึ้นกับขนาดของความถี่ออฟเซต และถ้าอัลกอริทึมประมาณความถี่ออฟเซตที่เป็นจำนวนเต็มผิด สัญญาณที่ส่งออกมาจะไม่ได้ปรับหมุนไปอยู่ตำแหน่งที่ถูกต้อง นั่นหมายความว่าสัญญาณที่ถูกส่งออกมาจะแตกต่างจากสัญญาณที่รับได้อย่างสิ้นเชิง ดังนั้นการทดลองภายในหัวข้อนี้จึงต้องการวัดสมรรถนะ

ในเรื่องของความถูกต้องในการประมาณโดยใช้ร้อยละที่อัลกอริทึมสามารถประมาณได้ถูกต้องเป็นเกณฑ์ในการวัด ผลการทดลองที่ได้แสดงดังตารางที่ 4.1 – 4.6

ตารางที่ 4.1 เปรียบเทียบร้อยละของความถูกต้องระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม เมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 2, 4, 6 และ 8

SNR(dB) no. of user	IFO estimation (propose)					IFO estimation (conventional)				
	5	10	15	20	25	5	10	15	20	25
2	99.2	99.9	100	100	100	76.8	78.1	77.3	75.9	76.3
4	100	100	100	100	100	76.6	76.7	77.7	77.2	77.8
6	100	100	100	100	100	76.2	77.5	76.9	77.1	76.8

ตารางที่ 4.2 เปรียบเทียบร้อยละของความถูกต้องระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม เมื่อจำนวน pilot มีใช้ในการประมาณ IFO เท่ากับ 2, 4 และ 6

SNR(dB) no. of pilot	IFO estimation (propose)					IFO estimation (conventional)				
	5	10	15	20	25	5	10	15	20	25
2	99.2	99.9	100	100	100	76.8	78.1	77.3	75.9	76.3
4	99.7	100	100	100	100	89.1	90.7	91.3	91.8	91.8
6	99.9	100	100	100	100	94.5	94.8	97.1	94.5	96.1



ตารางที่ 4.3 เปรียบเทียบร้อยละของความถูกต้องระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม เมื่อจำนวนวิถีสำคัญเท่ากับ 4, 6 และ 8

SNR(dB) \ no.of path	IFO estimation (propose)					IFO estimation (conventional)				
	5	10	15	20	25	5	10	15	20	25
4	100	100	100	100	100	68.0	68.0	69.6	69.4	69.2
6	100	100	100	100	100	65.6	65.9	65.0	66.0	67.8
8	100	100	100	100	100	63.9	63.7	61.0	64.5	62.7

ตารางที่ 4.4 เปรียบเทียบร้อยละของความถูกต้องระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม เมื่อความถี่ออฟเซตเท่ากับ 1.1, 1.2, 1.3, และ 1.4

SNR(dB) \ FO	IFO estimation (propose)				IFO estimation (conventional)			
	1.1	1.2	1.3	1.4	1.1	1.2	1.3	1.4
20	100	100	100	100	73.1	72.6	71.8	70.1

ตารางที่ 4.5 เปรียบเทียบร้อยละของความถูกต้องระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม เมื่อจำนวนบิตที่เป็น pilot ต่อหนึ่งสัญลักษณ์เท่ากับ 4, 6 และ 8

SNR(dB) \ Pilot bit /sym.	IFO estimation (propose)			IFO estimation (conventional)		
	4	6	8	4	6	8
20	100	100	100	45	64.1	72.6

ตารางที่ 4.6 เปรียบเทียบร้อยละของความถูกต้องระหว่างอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม เมื่อความยาวรหัสแผ่เท่ากับ 32, 64 และ 128

SNR(dB) \ Spreading factor	IFO estimation (propose)			IFO estimation (conventional)		
	32	64	128	32	64	128
20	100	100	100	81.1	94.1	98.7

จากตารางที่ 4.1 – 4.6 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

1. ค่า SNR ไม่ได้มีผลต่อความถูกต้องในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตที่เป็นจำนวนเต็มเนื่องมาจากสัญญาณที่นำมาประมาณนั้นเป็นสัญญาณรวมจากผู้ใช้ทั้งหมดในระบบ ดังนั้นค่ากำลังสัญญาณที่มาถึงจึงเป็นค่าที่มากจนทำให้สัญญาณรบกวนมีนัยสำคัญน้อยมาก (ดูรายละเอียดเพิ่มเติมในบทที่ 3)
2. จำนวนผู้ใช้ในระบบไม่ได้มีนัยสำคัญมากต่อร้อยละของความถูกต้องในการประมาณ
3. จำนวนวิธีสำคัญมีนัยสำคัญต่อความถูกต้องของอัลกอริทึมที่ใช้ประมาณความถี่ออฟเซต ถ้า จำนวนวิธีสำคัญมีค่าสูง หมายความว่าช่องสัญญาณเป็นแบบเลือกความถี่มาก และเมื่อพิจารณาสัญญาณในโดเมนความถี่พบว่าบางคลื่นพหุย่อยอาจได้รับผลกระทบเป็นอย่างมากจากการลดทอนทั้งเชิงขนาดและเฟสเมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณในคลื่นพหุย่อยอื่น ดังนั้นถ้า pilot ที่ใช้ในการประมาณความถี่ออฟเซตอยู่ในบริเวณคลื่นพหุย่อยนั้น จะทำให้สัญญาณที่นำมาประมาณสูญเสียคุณสมบัติที่ใช้ในการประมาณความถี่ออฟเซตไป
4. ค่าความถี่ออฟเซตไม่มีผลต่ออัลกอริทึมที่นำเสนอ และมีผลกระทบน้อยมากสำหรับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม
5. จำนวนบิตต่อหนึ่งสัญลักษณ์ของ pilot มีนัยสำคัญอย่างมากต่อการประมาณความถี่ออฟเซตของอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม เพราะยังจำนวนบิตของ pilot ที่ใช้ในการประมาณมากเท่าไรก็ยิ่งเพิ่มความน่าเชื่อถือในการประมาณมากขึ้นตามลำดับ
6. ความยาวรหัสแรมป์มีผลอย่างมากต่ออัลกอริทึมแบบดั้งเดิม โดยที่ร้อยละของความถูกต้องแปรผันตามความยาวรหัสแรมป์ เมื่อวิเคราะห์ถึงจำนวนบิตของสัญลักษณ์นำร่องที่ใช้ในการประมาณ ถ้าอัลกอริทึมที่นำเสนอส่งสัญญาณนำร่องหนึ่งสัญลักษณ์โดยระบบใช้รหัสแรมป์เท่ากับ 32 แล้ว อัลกอริทึมก่อนที่ปรับปรุงจะต้องส่งสัญญาณนำร่องสองสัญลักษณ์ที่แต่ละสัญลักษณ์ประกอบด้วยสัญญาณนำร่อง 16 บิต นั้นแสดงให้เห็นว่า เมื่อความยาวรหัสแรมป์มากขึ้น จำนวนบิตต่อสัญลักษณ์นำร่องของอัลกอริทึมแบบดั้งเดิมจะมีค่ามากขึ้น เนื่องจากการเพิ่มความน่าเชื่อถือในการประมาณ ในขณะที่อัลกอริทึมที่นำเสนอนั้นรูปแบบของสัญลักษณ์นำร่องจะมีลักษณะเฉพาะที่สัมพันธ์กับสัญลักษณ์ก่อนหน้า (พิจารณาบทที่ 3) ซึ่งความยาวรหัสแรมป์จะไม่ส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของอัลกอริทึม

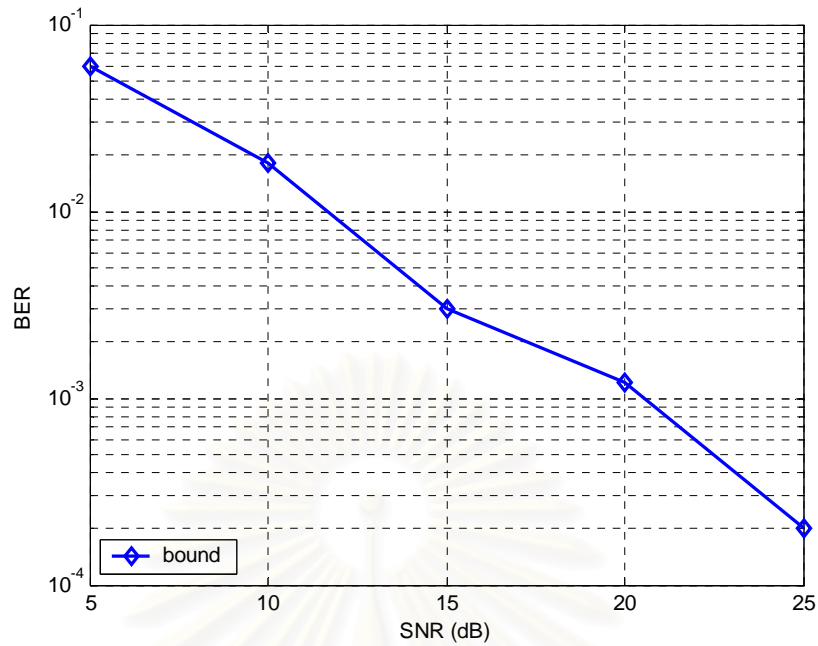
#### 4.2.7 เปรียบเทียบสมรรถนะของระบบด้วยอัตราบิตผิดพลาด

จากหัวข้อที่ 4.2.3 – 4.2.6 เป็นการวัดสมรรถนะของระบบที่มีการนำอัลกอริทึมที่นำเสนอมาใช้ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตทั้งแบบที่มีค่าไม่เกินระยะห่างระหว่างคลื่นพาร์ย่อยและเป็นจำนวนเท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพาร์ย่อย ซึ่งในการเปรียบเทียบนี้ได้แยกอัลกอริทึมออกเป็นสองส่วนเพื่อสามารถวิเคราะห์และวิจารณ์สมรรถนะของอัลกอริทึมที่นำเสนอในแต่ละส่วนได้อย่างชัดเจน แต่ในหัวข้อนี้ต้องการทราบถึงสมรรถนะโดยรวมของระบบเมื่อมีนำอัลกอริทึมที่ใช้ในการประมาณและแก้ไขความถี่ออฟเซตมาประยุกต์ใช้ โดยใช้ค่า BER เป็นเกณฑ์ในการวัดสมรรถนะระบบ และพารามิเตอร์ทั่วไปที่ใช้ในการทดลองภายใต้หัวข้อนี้คือ

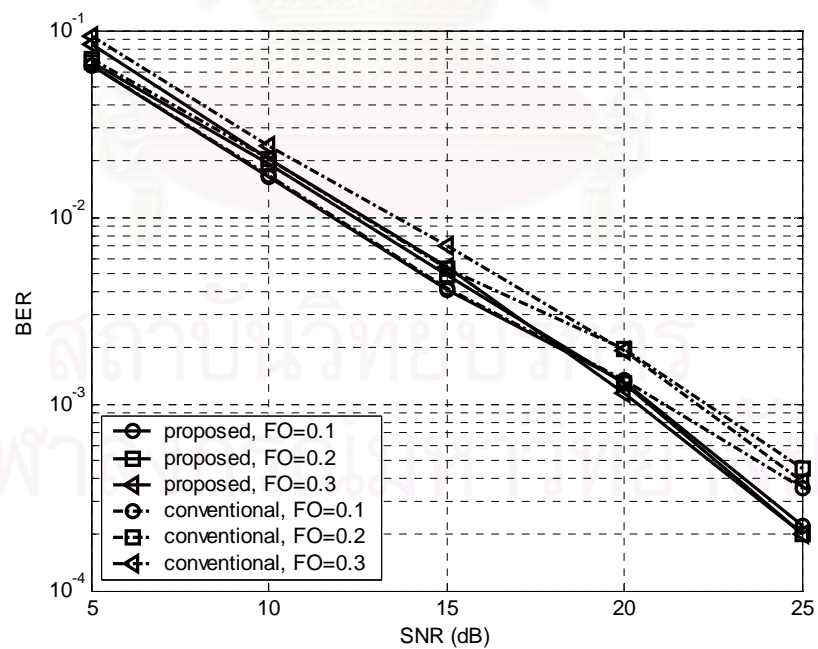
- ความถี่ออฟเซตเท่ากับ 1.2 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพาร์ย่อย
- จำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 ผู้ใช้
- จำนวนวิถีสำคัญเท่ากับ 5
- ความยาวรหัสแม่เท่ากับ 16
- สำหรับอัลกอริทึมที่นำเสนอจะใช้สัญญาณนำร่องจำนวนสองสัญลักษณ์แทรกในทุกคลื่นพาร์ย่อยของสัญญาณส่งเมื่อพิจารณาในโดเมนความถี่
- สำหรับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิมจะใช้สัญญาณนำร่องสองสัญลักษณ์ที่ติดกันแทรกในคลื่นพาร์เฉพาะบางคลื่นพาร์เมื่อพิจารณาในโดเมนความถี่ โดยจำนวนบิตของสัญลักษณ์นำร่องที่แทรกมีค่าเท่ากับ 8 บิต ต่อหนึ่งสัญลักษณ์ เมื่อพิจารณาที่ความยาวรหัสแม่เท่ากับ 16

รูปที่ 4.33 แสดงค่าระดับต่ำสุดของ BER ภายใต้สมมุติฐานที่ว่าระบบสามารถขจัดความถี่ออฟเซตได้อย่างสมบูรณ์ ซึ่งรูปนี้จะใช้เป็นเกณฑ์อ้างอิงสำหรับเปรียบเทียบ BER กับอัลกอริทึมต่าง ๆ ในแต่ละสภาวะแวดล้อม โดยที่ค่า BER ของระบบที่สามารถประมาณและแก้ไขความถี่ออฟเซตได้อย่างสมบูรณ์จะไม่ขึ้นกับความถี่ออฟเซต ความยาวรหัสแม่ จำนวนผู้ใช้ในระบบ จำนวนสัญลักษณ์และจำนวนบิตของสัญลักษณ์นำร่องที่ใช้ในการประมาณความถี่ออฟเซต

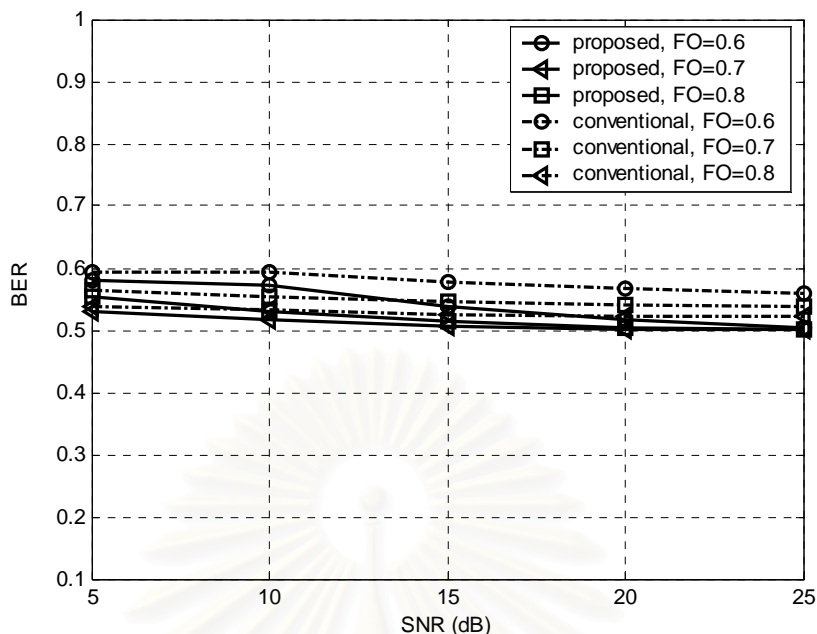
รูปที่ 4.34 แสดงค่า BER ของระบบเมื่อมีการกำหนดค่าความถี่ออฟเซตให้เท่ากับ 0.1 0.2 และ 0.3 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพาร์ย่อย จากรูปอัลกอริทึมที่นำเสนอสามารถแก้ไขความถี่ออฟเซตได้แม่นยำกว่าอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม ส่งผลให้ค่า BER มีค่าต่ำกว่า และเมื่อค่า SNR สูงขึ้นอัลกอริทึมสามารถประมาณและแก้ไขความผิดพลาดเนื่องจากความถี่ออฟเซตได้ดี ในขณะที่เมื่อพิจารณาระบบที่ค่า SNR ต่ำๆ ขนาดของความถี่ออฟเซตจะมีผลต่อค่า BER ของระบบ ซึ่งค่า BER ที่ได้สอดคล้องกับค่า MSE ของรูปที่ 4.14 – 4.16



รูปที่ 4.33 แสดงค่า BER ภายใต้สมมุติฐานที่ว่าระบบสามารถ  
ขจัดความถี่ออฟเซตได้อย่างสมบูรณ์



รูปที่ 4.34 แสดงค่า BER ของระบบเมื่อค่าความถี่ออฟเซตเท่ากับ  
1.1, 0.2 และ 0.3 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพหุย่อย

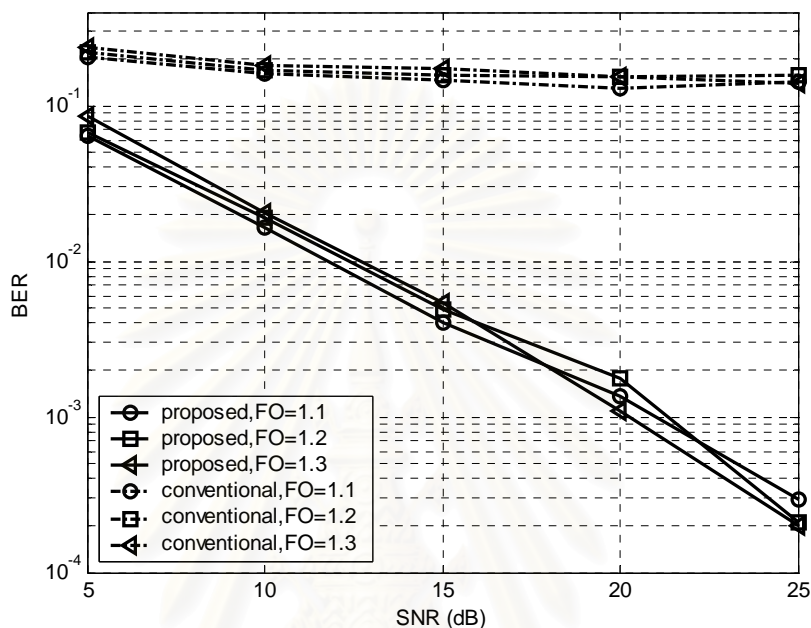


รูปที่ 4.35 แสดงค่า BER ของระบบเมื่อค่าความถี่ออฟเซตเท่ากับ 0.6, 0.7 และ 0.8 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพาร์ย่อย

รูปที่ 4.35 เมื่อพิจารณาระบบที่มีการประมาณและแก้ไขความถี่ออฟเซตชนิด FFO เพียงอย่างเดียว ( $\varepsilon_F$ ) พบว่าเมื่อค่าของความถี่ออฟเซตมีค่ามากกว่า 0.5 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพาร์ย่อย ค่าความถี่ออฟเซตที่ประมาณได้ควรมีค่าเท่ากับ  $\varepsilon_F - 1$  (พิจารณาสำหรับอัลกอริทึมที่สามารถประมาณได้อย่างแม่นยำ) ดังนั้นเมื่อทำการแก้ไขความถี่ออฟเซตโดยป้อนกลับค่าที่ประมาณได้ไปหักล้างออกจะได้ดังนี้  $\varepsilon_F - (\varepsilon_F - 1)$  ซึ่งจะทำให้ความถี่ออฟเซตจากเดิมคือ  $\varepsilon_F$  ถูกขยายค่าเป็น 1 จึงเป็นสาเหตุหลักให้ค่า BER มีค่าสูงมาก และการเกิดความถี่ออฟเซตที่เป็นจำนวนเต็มนี้จะส่งผลกระทบต่อระบบ เนื่องจากสัญญาณจะเกิดการหมุนไปเท่ากับจำนวนความถี่ออฟเซตที่เกิดขึ้น (เมื่อพิจารณาในโดเมนความถี่) ซึ่งสอดคล้องกับค่า BER ที่ได้สอดคล้องกับค่า MSE ของรูปที่ 4.21 และรูปที่ 4.22

รูปที่ 4.36 เมื่อกำหนดให้ความถี่ออฟเซตมีค่าเท่ากับ 1.1, 1.2 และ 1.3 ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการนี้  $\varepsilon = \varepsilon_F + \varepsilon_I$  โดยที่ระบบมีการประมาณ FFO ก่อนและนำค่า  $\varepsilon_F$  ที่ได้ป้อนกลับไปหักล้างผลของ FFO จากนั้นจึงใช้อัลกอริทึมสำหรับการประมาณ IFO และเช่นเดียวกันนำค่า  $\varepsilon_I$  ที่ประมาณได้ป้อนกลับไปหักล้างออกจากสัญญาณที่รับได้ ซึ่งในกรณีที่ความถี่ออฟเซตมีลักษณะเช่นนี้ จะเห็นว่าอัลกอริทึมที่นำเสนอทำให้สมรรถนะของระบบเพิ่มขึ้น

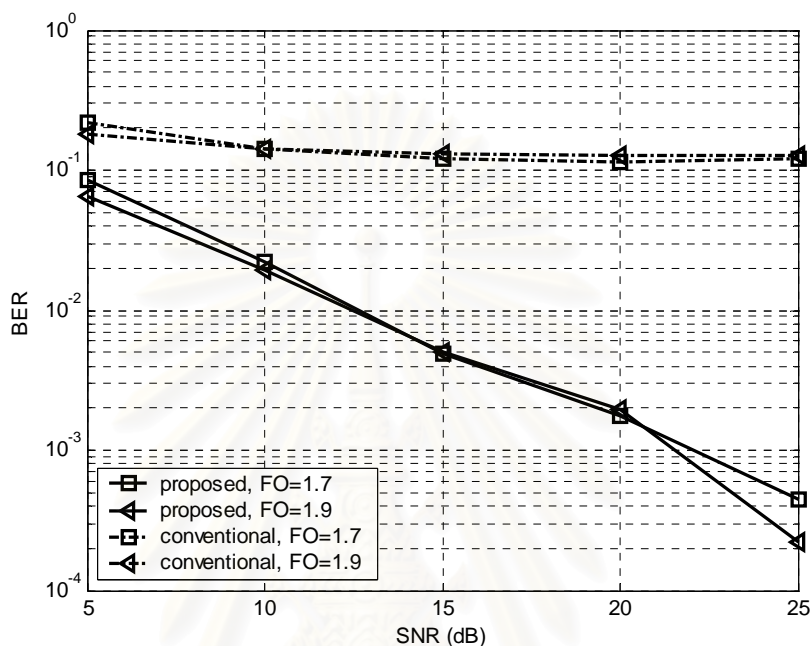
อย่างมากเมื่อเปรียบเทียบกับการใช้อัลกอริทึมแบบดั้งเดิม ซึ่งสอดคล้องกับรูปที่ 4.26 - 4.28 และ ตารางที่ 4.4 และการที่ค่า BER ของอัลกอริทึมแบบดั้งเดิมมีค่าต่ำมากนั้นมีสาเหตุจากการประมาณค่า IFO ที่ผิดพลาด (พิจารณาตารางที่ 4.4) เพราะ IFO มีนัยสำคัญต่อ BER มากกว่า FFO



รูปที่ 4.36 แสดงค่า BER ของระบบเมื่อค่าความถี่ออฟเซตเท่ากับ 1.1, 1.2 และ 1.3 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพาหีย่อย

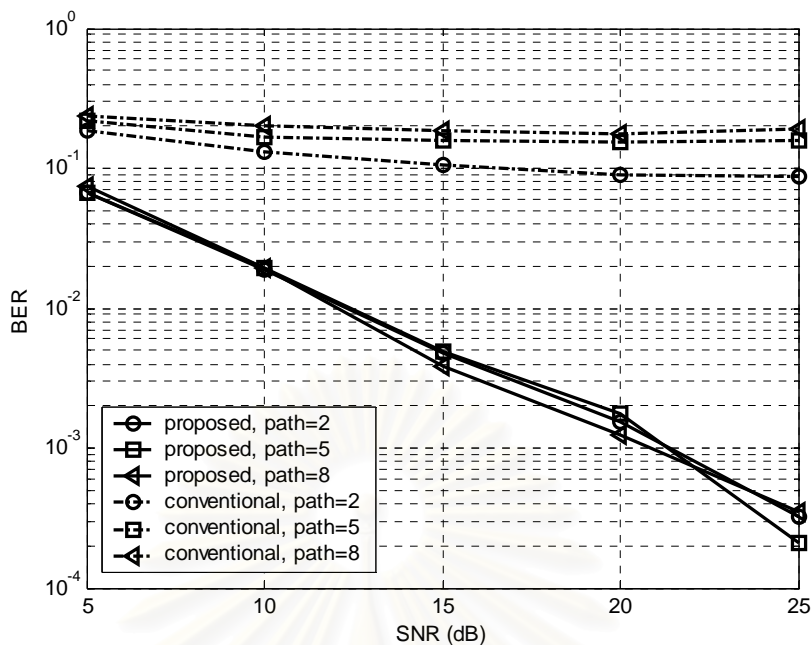
รูปที่ 4.37 เมื่อกำหนดให้ความถี่ออฟเซตมีค่าเท่ากับ 1.7 และ 1.9 ค่า BER มีลักษณะแตกต่างจากรูปที่ 4.36 เพราะค่า FFO ที่ใช้ในการทดลองนี้มีค่ามากกว่าครึ่งหนึ่งของระยะห่างระหว่างคลื่นพาหีย่อย ในขณะที่ FFO ที่ใช้ในการทดลองรูปที่ 4.36 มีค่าน้อยกว่าครึ่งหนึ่งของระยะห่างระหว่างคลื่นพาหีย่อย ซึ่งความถี่ออฟเซตสามารถแสดงได้ดังสมการนี้  $\varepsilon = \varepsilon_F + \varepsilon_I$  เมื่อ  $\varepsilon_F$  และ  $\varepsilon_I$  แทน FFO และ IFO ตามลำดับ โดยที่ระบบมีการประมาณ FFO ก่อนและนำค่า  $\varepsilon_F$  ที่ได้ป้อนกลับไปที่หากล้างผลของ FFO โดยค่า  $\varepsilon_F$  ที่ประมาณได้จะมีค่าเท่ากับ  $\varepsilon_F - 1$  เมื่อนำค่าป้อนกลับเพื่อไปหากล้างผลออกจะเหลือความถี่ออฟเซตดังนี้  $\varepsilon = \varepsilon_F + \varepsilon_I - (\varepsilon_F - 1)$  หรือเท่ากับ  $\varepsilon_I + 1$  จากนั้นจึงใช้อัลกอริทึมสำหรับการประมาณ IFO และเช่นเดียวกันนำค่า  $\varepsilon_I$  ที่ประมาณได้ป้อนกลับไปที่หากล้างออกจากสัญญาณที่รับได้ ซึ่งในกรณีที่ความถี่ออฟเซตมีลักษณะเช่นนี้ จะเห็น

ว่าอัลกอริทึมที่นำเสนอทำให้สมรรถนะของระบบเพิ่มขึ้นอย่างมากเมื่อเปรียบเทียบกับการใช้ อัลกอริทึมแบบดั้งเดิม ซึ่งสอดคล้องกับรูปที่ 4.29 และ 4.30

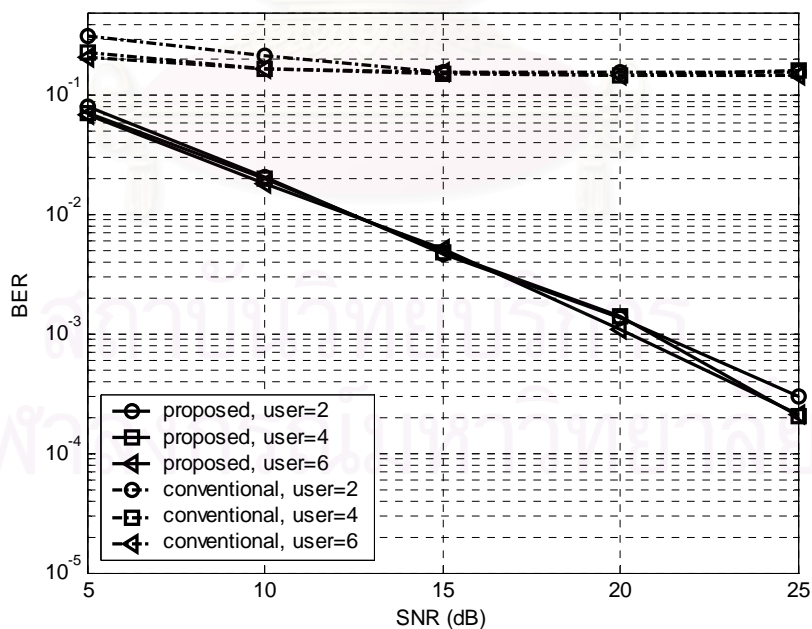


รูปที่ 4.37 แสดงค่า BER ของระบบเมื่อค่าความถี่ออฟเซตเท่ากับ 1.7 และ 1.9 เท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพาย้อย

จากรูปที่ 4.38 แสดงให้เห็นว่าอัลกอริทึมที่นำเสนอมีสมรรถนะที่เหนือกว่า อัลกอริทึมแบบดั้งเดิม เมื่อพิจารณาค่า BER ของระบบที่ใช้อัลกอริทึมแบบดั้งเดิมพบว่า ค่า BER นั้นขึ้นอยู่กับจำนวนวิธีสำคัญยิ่งจำนวนวิธีสำคัญมากสัญญาณก็จะถูกเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ มาก ทำให้สัญญาณนำร่องของสองสัญญาณที่ติดกันถูกลดทอนมาก ส่งผลให้ความถูกต้องในการประมาณ IFO ลดลง ในขณะที่อัลกอริทึมที่นำเสนอมีการแทรกรูปแบบของสัญญาณนำร่องที่ต่างออกไป ซึ่งสมรรถนะในการประมาณจะไม่ขึ้นกับจำนวนวิธีสำคัญซึ่งสอดคล้องกับตารางที่ 4.3



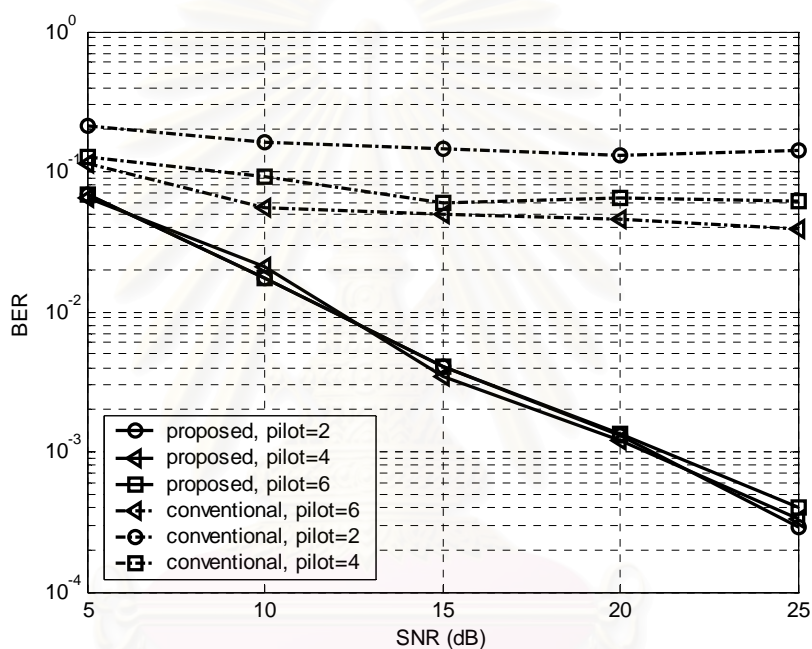
รูปที่ 4.38 แสดงค่า BER ของระบบเมื่อ จำนวนวิถีสำคัญเท่ากับ 2, 5 และ 8 สัญญาณ



รูปที่ 4.39 แสดงค่า BER ของระบบเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 2, 4 และ 6

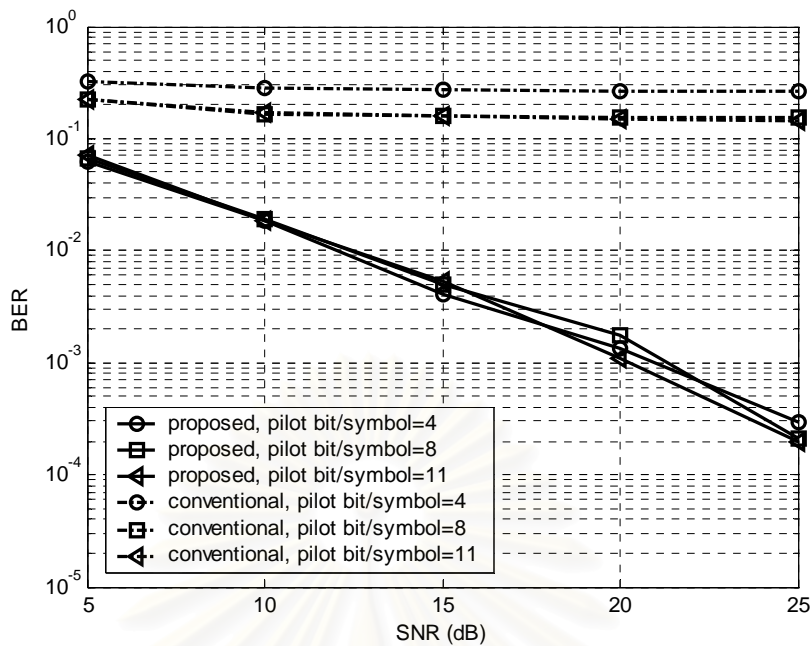


จากรูปที่ 4.39 แสดงให้เห็นว่าจำนวนผู้ใช้ในระบบไม่มีผลต่อทั้งอัลกอริทึมที่นำเสนอและอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม ซึ่งสอดคล้องกับตารางที่ 4.1 โดยการที่ค่า BER สำหรับระบบที่มีการใช้อัลกอริทึมแบบดั้งเดิมมีค่าแยกจากระบบที่ใช้อัลกอริทึมที่นำเสนอ เนื่องมาจากการประมาณค่า IFO ของอัลกอริทึมแบบดั้งเดิมมีร้อยละของความถูกต้องประมาณร้อยละ 77 ซึ่งการประมาณ IFO ที่ผิดพลาด ทำให้สัญญาณเกิดการหมุนในโดเมนความถี่ ทำให้สัญญาณที่ส่งมาไม่เหมือนหรือคล้ายคลึงกับสัญญาณที่รับได้

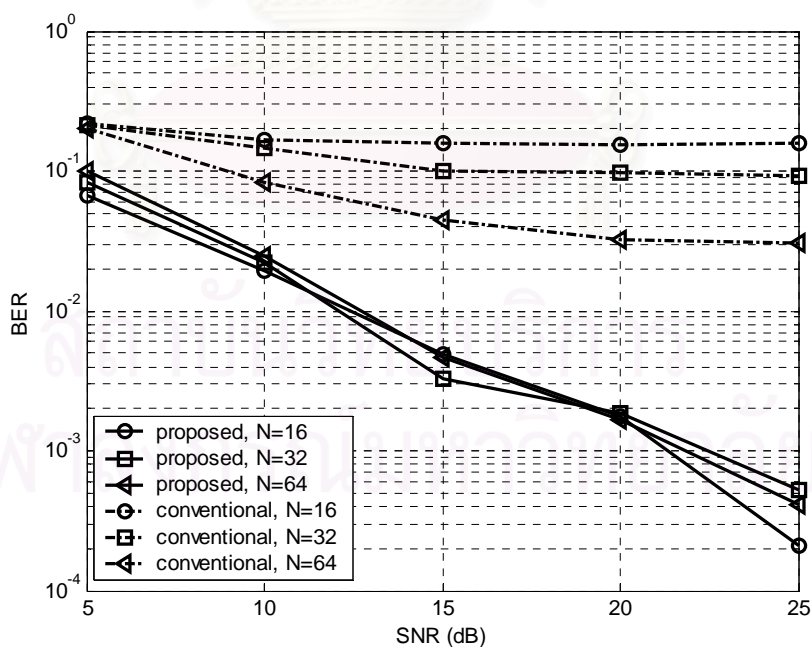


รูปที่ 4.40 แสดงค่า BER ของระบบเมื่อจำนวนสัญญาณนำร่องเท่ากับ 2, 4 และ 6 สัญญาณ

รูปที่ 4.40 แสดงค่า BER ของระบบที่จำนวนสัญญาณนำร่องต่าง ๆ โดยเมื่อจำนวนสัญญาณนำร่องที่ใช้ในการประมาณ IFO มากขึ้นจะทำให้อัลกอริทึมแบบดั้งเดิมมีการประมาณที่ดีขึ้น ซึ่งสอดคล้องกับตารางที่ 4.2 ในขณะที่อัลกอริทึมที่นำเสนอไม่ขึ้นกับจำนวนสัญญาณนำร่องที่ใช้ ดังนั้นระบบที่ใช้อัลกอริทึมที่นำเสนอจะใช้แบนด์วิธได้มีสมรรถนะมากกว่าเนื่องจากอัลกอริทึมที่นำเสนอมีการใช้สัญญาณนำร่องในรูปแบบที่เหมาะสมกับสภาวะแวดล้อมที่ช่องสัญญาณเป็นแบบเลือกความถี่



รูปที่ 4.41 แสดงค่า BER เมื่อจำนวนบิตของสัญญาณนำร่องเท่ากับ 4, 8 และ 11 สัญลักษณ์



รูปที่ 4.42 แสดงค่า BER ของระบบเมื่อความยาวรหัสแผ่เท่ากับ 16, 32 และ 64 สัญลักษณ์

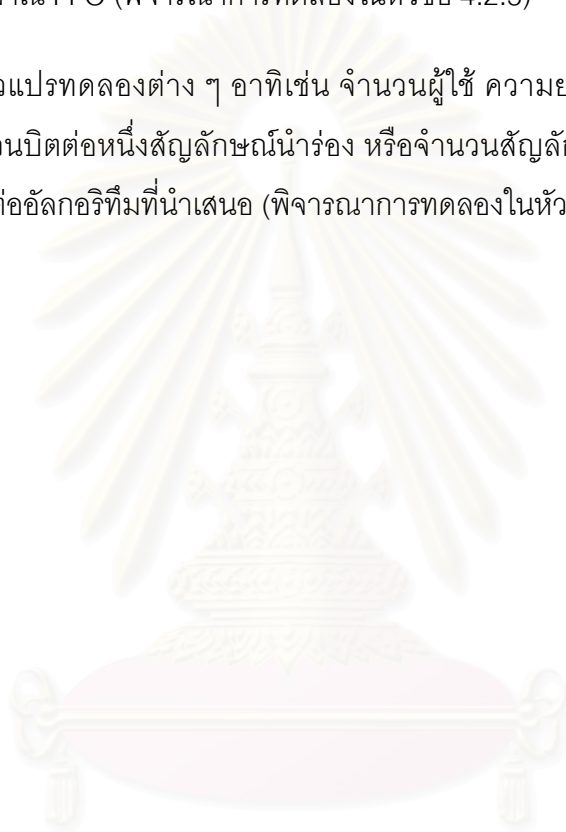
การทดลองของรูปที่ 4.41 เพื่อทดสอบจำนวนบิตต่อสัญลักษณ์อ้างอิงมีผลอย่างไรต่อระบบเมื่อมีการใช้อัลกอริทึมแบบดั้งเดิมและอัลกอริทึมที่นำเสนอ โดยรูปแบบของสัญลักษณ์อ้างอิงที่ใช้แสดงในบทที่ 3 จากพบว่า การเพิ่มจำนวนบิตของสัญลักษณ์นำร่องต่อหนึ่งสัญลักษณ์ จะมีนัยสำคัญอย่างมากต่ออัลกอริทึมแบบดั้งเดิม เนื่องจากการเพิ่มตำแหน่งของสัญญาณที่นำมาใช้ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซต ในขณะที่อัลกอริทึมที่นำเสนอ นั้นค่า BER จะมีค่าไม่ขึ้นกับจำนวนบิตของสัญลักษณ์นำร่อง และอัลกอริทึมที่นำเสนอมีสมรรถนะที่เหนือกว่า

จากรูปที่ 4.42 แสดงให้เห็นว่าค่าความยาวรหัสแรมมีผลต่ออัลกอริทึมแบบดั้งเดิมอย่างมาก ระบบที่มีความยาวรหัสแรมมากจะให้ค่า BER ที่ดีกว่าระบบที่มีความยาวรหัสแรมน้อยอย่างเห็นได้ชัด เมื่อกำหนดให้สัดส่วนของบิตต่อหนึ่งสัญลักษณ์นำร่องมีค่าเท่ากับทุกความยาวรหัสแรม และเท่ากับ  $\frac{1}{2}$  เนื่องจากการที่ความยาวรหัสแรมมากก็เป็นการเพิ่มบิตต่อหนึ่งสัญลักษณ์นำร่องที่ใช้ในการประมาณ IFO ทำให้การประมาณมีความน่าเชื่อถือมากขึ้น เช่นเดียวกับกรณีที่มีความยาวรหัสแรมเท่ากันแต่สัดส่วนของบิตต่อหนึ่งสัญลักษณ์นำร่องไม่เท่ากัน โดยเมื่อพิจารณาเปรียบเทียบระหว่างรูปที่ 4.39 และ 4.40 พบว่ากรณีที่สัดส่วนของบิตต่อหนึ่งสัญลักษณ์นำร่องเท่ากันที่ความยาวรหัสแรมต่างกันส่งผลต่อระบบมากกว่ากรณีที่สัดส่วนของบิตต่อหนึ่งสัญลักษณ์นำร่องไม่เท่ากันแต่ความยาวรหัสแรมเท่ากัน

#### 4.3 ผลสรุปโดยรวม

- อัลกอริทึมที่นำเสนอทั้งในส่วนของการประมาณ FFO และ IFO มีความแม่นยำกว่าอัลกอริทึมแบบดั้งเดิมทุกค่าของตัวแปรทดลอง โดยในการประมาณ FFO พิจารณาจากค่า MSE ของอัลกอริทึมเปรียบเทียบกัน (พิจารณาในการทดลองหัวข้อ 4.2.3 – 4.2.5) และในการประมาณ IFO พิจารณาโดยใช้เกณฑ์ของร้อยละของความถูกต้องในการประมาณเป็นหลัก (พิจารณาจากการทดลองหัวข้อที่ 4.2.6)
- การตรวจสอบค่า MSE ไม่มีนัยสำคัญต่อการวิเคราะห์สมรรถนะของการประมาณ และแก้ไขความถี่ออฟเซตชนิด IFO เนื่องจากสัญญาณจะไม่ได้รับการหมุนกลับไปยังจุดที่ถูกต้อง และส่งผลให้ BER ของระบบไม่แตกต่างกันในกรณีที่ IFO มีค่าไม่ถูกต้อง ดังนั้นในการทดลองในหัวข้อที่ 4.2.6 จึงใช้เกณฑ์ของร้อยละของความถูกต้องในการประมาณเป็นตัวเปรียบเทียบสมรรถนะของอัลกอริทึมแทน

- การเกิดความถี่ของเฟสที่เป็นแบบ IFO ส่งผลกระทบต่อระบบมากกว่าการเกิดความถี่ของเฟสแบบ FFO พิจารณาจากรูปที่ 4.35
- การเลือกค่า threshold ที่เหมาะสมกับที่สภาวะแวดล้อมต่าง ๆ มีผลต่อสมรรถนะในการประมาณจำนวนวิถีสำคัญ
- ความแม่นยำในการประมาณจำนวนวิถีสำคัญส่งผลต่อสมรรถนะของอัลกอริทึมที่ใช้ประมาณ FFO (พิจารณาการทดลองในหัวข้อ 4.2.3)
- ค่าตัวแปรทดลองต่าง ๆ อาทิเช่น จำนวนผู้ใช้ ความยาวรหัสแฝง จำนวนวิถีสำคัญ จำนวนบิตต่อหนึ่งสัญลักษณ์นำร่อง หรือจำนวนสัญลักษณ์นำร่อง มีนัยสำคัญน้อยมากต่ออัลกอริทึมที่นำเสนอ (พิจารณาการทดลองในหัวข้อที่ 4.2.6)



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## บทที่ 5

### บทสรุป

#### 5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนออัลกอริทึมที่ใช้ในการประมาณค่าความถี่ออฟเซตสำหรับระบบสื่อสาร MC-CDMA ในสภาวะแวดล้อมที่ช่องสัญญาณมีลักษณะการเกิดเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ อัลกอริทึมที่นำเสนอแบ่งออกเป็นสองส่วนตามลักษณะ/ชนิดของความถี่ออฟเซตที่เกิดขึ้นจริงคือ อัลกอริทึมที่ใช้ประมาณความถี่ออฟเซตที่ไม่เป็นจำนวนเต็มและมีค่าไม่เกินระยะห่างระหว่างคลื่นพาร์ย่อย และอัลกอริทึมที่ใช้ประมาณความถี่ออฟเซตแบบที่เป็นจำนวนเต็มหรือแบบที่เป็นจำนวนเท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพาร์ย่อย โดยอัลกอริทึมแรกที่นำเสนอเน้นมีการเสนอเทคนิคในการประมาณค่าวิธีสำคัญของช่องสัญญาณเพื่อระบุตำแหน่งเริ่มของสัญญาณในช่วงเวลาคุ่มกันที่จะนำมาใช้ในการประมาณความถี่ออฟเซต ซึ่งการระบุตำแหน่งเริ่มของสัญญาณที่ถูกต้องมีนัยสำคัญมากสำหรับการประมาณความถี่ออฟเซต เนื่องจากสัญญาณในช่วงเวลาคุ่มกันที่อยู่ในส่วนไม่เกินระยะวิธีสำคัญจะถูกกรบกวอนจากสัญลักษณ์ก่อนหน้าทั้งจากผู้ใช้นั้นเองและจากผู้ใช้อื่น หลังจากระบบสามารถหาค่าความถี่ออฟเซตที่มีค่าไม่เกินระยะห่างระหว่างคลื่นพาร์ย่อยได้แล้ว สัญญาณที่ผ่านออกมาจะถูกแปลงให้อยู่ในโดเมนความถี่และจะใช้อัลกอริทึมที่ใช้ในการประมาณความถี่ชนิดที่เป็นจำนวนเท่าของระยะห่างระหว่างคลื่นพาร์ย่อย ซึ่งในอัลกอริทึมนี้ได้มีการปรับปรุงเทคนิคที่ใช้ประมาณรวมทั้งเสนอรูปแบบของสัญลักษณ์นำร่องใหม่ที่มีสมรรถนะเหนือกว่าที่ผ่านมา

การจำลองระบบในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ต้องการเปรียบเทียบสมรรถนะของอัลกอริทึมเมื่อพิจารณาถึงผลกระทบอันเนื่องมาจากช่องสัญญาณที่มีต่อการประมาณค่าความถี่ออฟเซต โดยใช้ค่า MSE และร้อยละความถูกต้องในการประมาณเป็นเกณฑ์ในการวัดสมรรถนะของอัลกอริทึม และใช้ค่า BER ในการวัดสมรรถนะโดยรวมของระบบ และก่อนการตัดสินใจข้อมูลจะมีการแก้ไขความผิดพลาดของช่องสัญญาณก่อน โดยในวิทยานิพนธ์นี้ให้การประมาณช่องสัญญาณเป็นแบบสมบูร์น

จากการทดสอบระบบในบทที่ 4 แสดงให้เห็นว่า ค่า threshold ที่ใช้ในการประมาณค่าจำนวนวิธีสำคัญที่เหมาะสมนั้นขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ดังนี้ ค่า SNR จำนวนวิธีสำคัญจำนวนผู้ใช้ในระบบ แต่ไม่ขึ้นอยู่กับค่าความถี่ออฟเซต และความยาวรหัสแผ่ โดยค่า threshold ที่

เหมาะสมสำหรับทุกสภาวะอยู่ในช่วง 0.9-1 โดยระบบมีค่า SNR น้อยต้องเลือกใช้ค่า threshold ต่ำ สำหรับระบบสื่อสารค่า SNR จะอยู่ในช่วง 16-22 dB ดังนั้นค่า threshold ที่เหมาะสมคือ 0.99 (พิจารณาจากรูปที่ 4.1) จากนั้นการทดลองถัดไปต้องการเปรียบเทียบสมรรถนะของอัลกอริทึมในด้านร้อยละความถูกต้องและ MSE ซึ่งเมื่อนำค่า threshold ที่ได้ไปใช้ในอัลกอริทึมในการประมาณความถี่ออฟเซตแบบที่มีค่าไม่เกินระยะห่างระหว่างคลื่นพาหีย่อย จะได้ว่าอัลกอริทึมที่นำเสนอมีสมรรถนะที่เหนือกว่าอัลกอริทึมก่อนหน้าในทุกค่าพารามิเตอร์ที่ทำการเปรียบเทียบ โดยอัลกอริทึมทั้งสองมีสมรรถนะการประมาณที่ดีขึ้นเมื่อพิจารณาที่ SNR สูง ๆ นอกจากนี้อัลกอริทึมที่ใช้ในการประมาณความถี่ออฟเซตที่มีค่าเป็นจำนวนเท่าของคลื่นพาหีย่อยมีร้อยละความถูกต้องเกือบร้อยละ 100 ในขณะที่อัลกอริทึมก่อนปรับปรุงมีร้อยละความถูกต้องในการประมาณอยู่ในช่วงร้อยละ 68-97 ขึ้นกับสภาวะแวดล้อม โดยพารามิเตอร์ที่มีนัยสำคัญในการประมาณคือ จำนวนสัญลักษณ์นำร่อง จำนวนบิตต่อหนึ่งสัญลักษณ์นำร่อง และจำนวนวิธีสำคัญ ในขณะที่พารามิเตอร์ต่าง ๆ นี้ไม่ได้ส่งผลต่ออัลกอริทึมที่นำเสนอ จึงทำให้สมรรถนะของระบบมีค่าที่ดีและใกล้เคียงกับระบบที่มีสมมุติฐานว่าการแก้ไขความถี่ออฟเซตเป็นไปอย่างสมบูรณ์ ซึ่งสามารถพิจารณาจากค่า BER ของระบบเมื่อมีการใช้อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอจะมีค่าเข้าใกล้กับ BER เมื่อพิจารณาที่มีการประมาณและแก้ไขความถี่ออฟเซตเป็นไปอย่างสมบูรณ์

## 5.2 ข้อดีและข้อด้อย

ตารางที่ 5.1 เปรียบเทียบข้อดีและข้อด้อยของอัลกอริทึมที่นำเสนอเทียบกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิมสำหรับการประมาณความถี่ออฟเซตชนิด IFO

ข้อดี	ข้อด้อย
1. อัลกอริทึมที่นำเสนอมีสมรรถนะที่เหนือกว่าในทุกค่าตัวแปรทดลอง	1. เปลืองแบนด์วิดท์มากกว่าเนื่องจากต้องส่งสัญลักษณ์นำร่องทุกคลื่นพาหีย่อย
2. เหมาะสำหรับช่องสัญญาณที่มีเฟดดิ้งหลายวิธี	2. -

ตารางที่ 5.2 เปรียบเทียบข้อดีและข้อด้อยของอัลกอริทึมที่นำเสนอเทียบกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิม  
สำหรับการประมาณความถี่ออฟเซตชนิด FFO

ข้อดี	ข้อด้อย
1. เมื่อพิจารณาจากค่า BER พบว่าอัลกอริทึมที่นำเสนอสามารถประมาณความถี่ออฟเซตได้แม่นยำกว่า โดยเฉพาะอย่างยิ่งในกรณีที่ SNR มีค่ามาก เนื่องจากมีอัลกอริทึมที่ใช้ในการหาจุดเริ่มต้นของสัญญาณในช่วงเวลาคู่กัน	1. ระบบมีความซับซ้อนเพิ่มขึ้น แต่น้อยกว่าอัลกอริทึมที่มีการประมาณทั้งช่องสัญญาณและ FFO แบบปรับตัวได้ [26]
2. เหมาะสำหรับสภาวะแวดล้อมที่ช่องสัญญาณเกิดเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่	2. ถ้าอัลกอริทึมประมาณจำนวนวิธีสำคัญได้ค่ามากกว่าที่เป็นจริงจะทำให้จำนวนบิตของสัญญาณที่นำมาประมาณ FFO น้อยลง ส่งผลให้ความแม่นยำในการประมาณ FFO ลดลง

### 5.3 ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต

งานที่ควรจะได้รับการศึกษาหรือพัฒนาต่อไป คือ

- ศึกษาและพัฒนาอัลกอริทึมที่สามารถประมาณทั้งผลจากความถี่ออฟเซตและเฟดดิ้งจากช่องสัญญาณได้ในเวลาเดียวกัน
- ศึกษาและพัฒนาอัลกอริทึมที่สามารถประมาณและแก้ไขความถี่ออฟเซตที่เปลี่ยนแปลงทางเวลาได้
- ศึกษาและพัฒนาอัลกอริทึมที่สามารถประมาณค่าความถี่ออฟเซตในช่วงที่กว้างขึ้น

## รายการอ้างอิง

1. Yee, N., and Linnartz, J.P. Multi-Carrier CDMA in an Indoor Wireless Radio Channel. CA: University of California Berkeley, 1999.
2. Hara, S., and Prasad, R. DS-CDMA, MC-CDMA and MT-CDMA for Mobile Multi-Media Communications. IEEE Vehicular Technology Conference Vol.2 (May 1996): 1106 – 1110.
3. Hara, S. and Prasad, R. Overview of Multicarrier CDMA. IEEE Communications Magazine Vol. 35 (December 1997):126-133.
4. Kaiser, S. Multi-Carrier CDMA Mobile Radio Systems, Analysis and Optimization of Detection , Decoding, and Channel Estimation: Dusseldorf, 1998
5. Guillaume, G and Edmond J. A Detailed Study on Multi Carrier – Code Division Multiple Access (MC-CDMA) [Online].2003. Available from:  
<http://www.ece.mtu.edu/faculty/ztian/ee5530/project03f.htm>
6. Miguel Raul Dias R. Modeling and Performance Assessment of OFDM Communication Systems in the Presence of Non-linearity. Thesis for the Degree of Doctor Philosophy: University College London, 2002
7. Auer, G. Dammann, A. San, S and Kaiser, S. On Modeling Cellular Interference for Multi-Carrier Based Communication Systems Including a Synchronization Offset. In Proceeding of International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC) Vol. 1 (October 2003): 290-294.
8. Pingping Z. Signal Processing Topics in Multicarrier Modulation: Frequency Offset Correction for OFDM and Multiuser Interference for MC-CDMA. Thesis for the Degree of Master of Science in Electrical Engineering: New Jersey Institute of Technology, 1998
9. Van de Beek, J.J., Odling, P., Wilson, S.K. and Baorjesson, P.O. Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM). Union of Radio Science (URSI): Oxford University Press, 1999
10. Taeyoung , K., Younsun, K., Joonhyun, P., Kyunbyoung, K., Sooyong, C., K. and Daesik, H. Performance of an MC-CDMA system with frequency offsets in



- correlated fading. IEEE International Conference on Communication Vol. 2 (June 2000): 1095-1099.
11. KyunByoung, K., Taeyoung, K. and Daesik, H. Performance evaluation for asynchronous MC-CDMA systems with an effect of carrier-frequency offsets. IEEE International Conference on Communication Vol. 5 (June 2003): 3447-3451.
  12. Richard, V. N. and Prasad, R. OFDM for Wireless Multimedia Communications: Artech House, 2000.
  13. McCormick, A.C., Grant, P.M., Thompson J.S. and Al-Susa, E.A. A Carrier Frequency Offset Correction Scheme for MC-CDMA. IEEE Vehicular Technology Conference Vol. 3 (May 2001): 1689-1692.
  14. Ann-Chen, C and Zhi-Feng, H. A NLMS Algorithm for Frequency Offset Estimation of OFDM Communication. IEICE Transaction on Communication Vol.E86-B No. 9: 2823-2827.
  15. M.A. Visser, Z. Pingping and Y. Bar-ness, "A Novel Method for Blind Frequency Offset Correction in an OFDM System. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication Vol. 2 (Sep 1998): 816-820.
  16. Dongming, B. and Xinying, Y. A New Approach for Carrier Frequency Offset Estimation in OFDM Communication System. IEEE International Conference on Communication Technology Vol. 2 (April 2003): 1922-1925.
  17. Zhongshan, Z. Yan, Y. Kun, W. Yuanan, L. and Jinchun, G. A New frequency offset estimation scheme in OFDM system. International Conference on Communication Technology (ICCT) Vol. 2 (April 2003): 1063-1066
  18. Tureli, U and Liu, H. Blind Carrier Synchronization and Channel Identification for OFDM Communications. IEEE International Conference on Acoustic Speech and Signal Processing Vol. 6 (May 1998): 3509-3512.
  19. Visser, M.A and Bar-Ness, Y. Frequency Offset Correction for OFDM Using a Blind Adaptive Decorrelator in A Time-variant Selective Rayleigh Fading Channel. IEEE Vehicular Technology Conference Vol. 2 (May 1999): 1281-1285

20. Jiao, Y., Hong, C., Sun, X. and Zhou, Z. An Low-Complex and Faster Synchronization Method for MC-CDMA Systems. IEEE Vehicular Technology Conference Vol. 3 (May 2002): 1482-1486.
21. Qingjiang, T and Ben Letaief, K. ML Estimation and Correction of Frequency Offset for MC-CDMA Systems over Fading Channels. IEEE Vehicular Technology Conference Vol. 1 (May 2001): 571-575.
22. Daffara, F and Chouly, A. Maximum Likelihood Frequency Detectors for Orthogonal Multicarrier Systems. IEEE International Conference on Communication Vol. 2 (May 1993): 766-771
23. Tiejun, L., Huibing, X and Peng, F. MMSE estimation of OFDM Symbol Timing and Carrier Frequency Offset in Time-varying Multipath Channels. IEEE International Conference on Acoustic and Speech Signal Processing Vol. 4 (April 2003): 704-707.
24. Ma, X., Giannakis G.B and Barbarossa, S. Non-data-aided Frequency-offset and Channel Estimation in OFDM: and Related Block Transmissions. IEEE International Conference on Communication Vol. 6 (June 2001): 1866-1870.
25. Tiejun, L.V and Qun, X. Blind Estimation of Symbol Timing and Carrier Frequency Offset in Time-varying Multipath Channels for OFDM Systems. IEICE 2003 Transaction on Wireless Communication Technology Vol. E86-B No. 9: 2665-2671.
26. Songping, W and Bar-Ness, Y. OFDM Channel Estimation in The Presence of Frequency Offset and Phase Noise. IEEE International Conference on Communication Vol. 5 (June 2003): 3366-3370.
27. Fernandez - Gatino Garcia, M.J., Edfors, O and Paez-Borrillo, J.M. Joint 2D- Pilot-Symbol-Assisted –Modulation and Decision-Direct Frequency Synchronization Schemes for Coherent OFDM. IEEE International Conference on Acoustic and Speech Signal Processing Vol 5 (June 2000): 2961-2964.
28. Fernandez - Gatino Garcia, M.J., Edfors, O and Paez-Borrillo, J.M. Frequency offset Correction for Coherent OFDM in Wireless Systems. IEEE Transaction Consumer Electronics Vol. 47 (Feb 2001): 187-193

29. Han, D.S., Seo, J.H and Kim, J.J. Fast Carrier Frequency Offset Compensation in OFDM Systems. IEEE Transaction Consumer Electronics Vol. 47 (Aug 2001): 364-369
30. Rupp, M. On The Separation of Channel and Frequency Offset Estimation. IEEE International Conference on Signals, Systems & Computers (Asilomar) Vol. 2 (Nov. 1998): 1186-1190.
31. Sliskovic, M. Carrier and Sampling Frequency Offset Estimation and Correction in Multicarrier Systems. IEEE International Conference Globecom'01 Vol. 1 (Nov. 2001): 285-289
32. Young Park, S and Kang, C. Performance of Pilot - Assisted Channel Estimation for OFDM System under Time-varying Multi-path Rayleigh Fading with Frequency Offset Compensation. IEEE Vehicular Technology Conference Vol. 2 (May 2000): 1245-1249.
33. Van de Beek, Sandell, M and Baorjesson, P.O. ML Estimation of Time and Frequency Offset in OFDM Systems. IEEE Transactions on Signal Processing Vol. 45 No. 7 (July 1997): 1800-1805
34. Jia-Chin L. Maximum-likelihood Fram Timing Instant and Frequency Offset Estimation for OFDM Communication over A Fast Rayleigh-fading Channel. IEEE Transactions on Vehicular Technology Vol. 52 Issue 4 (July 2003): 1049 – 1062
35. กฤทธิ วุฒิพรพงษ์. การลดอัตราส่วนกำลังค้ำยอดต่อกำลังเฉลี่ยในระบบเอ็มซี-ซีดีเอ็มเอโดยใช้ลำดับส่งย่อย. วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, คณะวิศวกรรมศาสตร์, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2546
36. เสรี วณิชภักดีเดชา. การประยุกต์ใช้แบบแผนไบออร์โทกอนอลกับผู้ใช้อัตราข้อมูลสูงร่วมด้วยการหักล้างสัญญาณแทรกสอดสำหรับระบบดีเอสซีดีเอ็มเอแบบหลายอัตราที่ใช้แบบแผนหลายรหัส. วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, คณะวิศวกรรมศาสตร์, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2544
37. รัฐพล กาญจนวัฒน์. ปรับปรุงสถาปัตยกรรม วี-บีแอลเอเอสที สำหรับระบบสื่อสารเอ็มซี-ซีดีเอ็มเอ บนพื้นฐานการหักล้างสัญญาณรบกวนแบบผสม. วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, คณะวิศวกรรมศาสตร์, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2546

38. Tansongcharoen, P., Lee, W., Kunaruttapruk, S and Jitapunkul, S. Improvement of Maximum Likelihood Frequency Offset Estimation for Multi-carrier CDMA Systems over Multipath Fading Channel. International Symposium on Communications and Information Technology (ISCIT), Sapporo, (Oct 2004): 159-162 [CD-ROM]



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



ภาคผนวก

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

### ผลงานของผู้เขียนที่ได้รับการตีพิมพ์แล้ว

1. Tansongcharoen, P., Kunaruttapruk, S, Khunabut, P, Kanchanawat, R and Jitapunkul S. Novel Optimum Signature Sequences in MC-CDMA System with Frequency Selective Fading Channel. The 3<sup>rd</sup> IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology (ISSPIT), Darmstadt, Dec 2003: 359-362
2. Tansongcharoen, P., Kunaruttapruk, S, Khunabut, P and Jitapunkul, S. Improved Carrier Synchronization for Multi-carrier CDMA Systems over Frequency Selective Fading Channel. International Workshop on Signal Processing for Wireless Communications (SPWC), London, June 2004
3. Tansongcharoen, P., Lee, W., Kunaruttapruk, S and Jitapunkul, S. Improvement of Maximum Likelihood Frequency Offset Estimation for Multi-carrier CDMA Systems over Multipath Fading Channel. International Symposium on Communications and Information Technology (ISCIT), Sapporo, Oct 2004: 159-162

# NOVEL OPTIMUM SIGNATURE SEQUENCES IN MC-CDMA SYSTEM WITH FREQUENCY SELECTIVE FADING CHANNEL

*P. Tansongcharoen, S. Kunaruttanapruk, P. Kunabut, R. Kanchanawat and S. Jitapunkul*

Digital Signal Processing Research Laboratory, Department of electrical Engineering,  
Faculty of Engineering, Chulalongkorn University, Thailand, Email: pruksa@chula.com

## ABSTRACT

In this paper, we present the novel optimum signature sequence sets for improving the performance of the downlink MC-CDMA system over a frequency selective fading channel. The proposed optimum signature sequences are constructed by using the iterative technique. The set of optimum signature sequences minimizes the Total Squared Correlations (TSC). They form the set of orthogonal signature sequences when the number of users are less than or equal to processing gain and the set which satisfy the TSC Bound equality, otherwise. Our proposed optimum signature sequence outperforms other known families of signature sequences such as the Hadamard Walsh code. The simulation results confirm the advantage of our proposed signature sequences.

## 1. INTRODUCTION

Recently, MC-CDMA [1], [2] has drawn a lot of attention in the field of mobile communications because it combines some advantages of two techniques, Code Division Multiple access (CDMA) and Orthogonal Frequency Division multiplexing (OFDM). CDMA has own capabilities to cope with asynchronous nature of data traffic, provides higher capacity over other access such as TDMA, FDMA and combats channel frequency selectivity. The OFDM transmission technique has superior performance in the high data rate communication due to the longer bit duration

The MC-CDMA transmitter spreads the original data over different sub-carriers using a given signature sequence (or spreading code) in the frequency domain. The performance of the system is mainly limited by multiple access interference (MAI). One of the major sources of MAI is the cross correlation among signature sequences. In the past, Hadamard Walsh sequences are normally considered as the optimum codes and usually used for the downlink because they can provide zero cross correlation (orthogonal property) in the perfect synchronization environment. However, under the frequency selective fading channel, the orthogonality among the codes is easily deteriorated. Therefore, the Hadamard Walsh sequence in MC-CDMA system is only optimum in channel with only the additive white Gaussian

noise (AWGN channel). As result, we proposed the optimum signature sequences to cope with the problem of frequency selective fading.

The iterative algorithm has been proposed for constructing the signature sequences in DS-SS-CDMA [3]. It has shown that in AWGN channel, the signature sequences obtained from the iterative algorithm is the orthogonal sequences in case that the number of available codes is less than or equal to the processing gain. Otherwise, it satisfies the TSC bound. However, from our analyses, the construction of the optimum signature sequences, which is achieved from the MMSE criterion, is also depended on the channel fading parameters. The iterative algorithm in [3] does not consider the effect of distortion of signature sequence from the frequency selectivity. Hence, it is not suitable for constructing the signature sequence in MC-CDMA system with frequency selective fading. Furthermore, the channel fading parameters are random variable and time varying, hence; the TSC of each signature sequence becomes the time varying random variable. Therefore, the mean value of TSC should be used for the construction of the optimum signature sequences.

In this paper, we propose the modification of the iterative algorithm [3] for constructing the optimum signature sequences set for a downlink over the Rayleigh frequency selective fading channel. The stochastic fading information such as mean, variance, and TSC of each fading parameter is incorporated in the signature sequence construction process. The system using our proposed optimum signature sequences shows a better performance in frequency selective fading channel, compared with another family of spreading sequence. The performance improvement of the system using our proposed signature sequence is clearly confirmed from the simulation results, later shown in this paper.

The rest of this paper is organized as follows. The system model is defined in Section II. In Section III the proposed algorithm is analyzed and the optimum solution for the signature sequence sets is found, while the simulation results are presented in Section IV. Finally, we draw our conclusion in Section V.

## 2. SYSTEM MODEL

We consider a  $K$ -user, single cell MC-CDMA system where each user is assigned a unique signature sequence. We assume a synchronous downlink system with

processing gain  $N$  (equal to number of sub-carriers,  $M$ ). Original data bit,  $b_k(i)$  is copied in each sub-carrier and multiplied by a chip of user's specific given signature sequence,  $s_k(m)$ . Each orthogonal sub-carrier is then binary phase-shift keying modulated. The transmitted signal can be written by:

$$s(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M p_s(t - iT_s) b_k(i) s_k(m) \exp\left(\frac{j2\pi mt}{T_s}\right) \quad (1)$$

Where  $b_k(i) \in \{-1, 1\}$  and  $s_k(m) \in \{-1, 1\}$  denote the  $i$ -th information bit of the  $k$ -th user and  $m$ -th chip of spreading sequence of the  $k$ -th user, respectively.  $T_s$  is a bit duration and  $p_s(t)$  is the pulse waveform defined by

$$p_s(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t \leq T_s) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2)$$

Though the total wide bandwidth is normally considered as the frequency selective fading, each carrier is usually a small fraction of the total bandwidth and mainly subjected to the frequency flat fading. The fading parameter of each subcarrier is given by:

$$h_m = a_m \exp(j\theta_m) \quad (3)$$

Where  $h_m$  is zero mean complex Gaussian random variable. Therefore  $a_m$ , which represents the amplitude attenuation, is the Rayleigh distributed random variable and  $\theta_m$ , which represents the phase distortion, is the uniform distributed random variable whose value is ranging from  $-\pi$  to  $\pi$ . We assume that the phase distortion can be perfectly estimated and compensated by the receiver. At the receiving terminal, after the coherent demodulation and the combination of all signals from each sub-carrier, the received signal can be written as

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M p_s(t - iT_s) b_k(i) s_k(m) a_m \exp\left(\frac{j2\pi mt}{T_s}\right) + n(t) \quad (4)$$

The wide sense stationary uncorrelated scattering (WSSUS) and the exponential delay intensity profile assumption are the commonly used assumptions in the radio channel related research works. Under these assumptions, the correlation of fading parameter can be formulated as a function of channel RMS delay spread and frequency separation [4], [5]. The correlation between fading parameters  $h_m$  and  $h_n$  is given by:

$$\rho_{m,n}^f = \frac{1 - j2\pi\tau_d \Delta f_{m,n}}{1 + (j2\pi\tau_d \Delta f_{m,n})^2} \quad (5)$$

Where  $\Delta f_{m,n}$  is frequency separation between sub-carrier  $m$  and  $n$  of  $k^{\text{th}}$  user, and  $\tau_d$  is the RMS channel delay

spread. The approximation of correlation between envelopes of fading parameter  $a_m$  and  $a_n$  is given by [5].

$$E\{a_m a_n\} = (\mu_r)^2 + \left\{ E\{a_m a_m\} - (\mu_r)^2 \right\} \rho_{m,n}^a \quad (6)$$

Where  $(\Delta f)_c = \frac{1}{\tau_d}$  is the coherence bandwidth of the channel and  $\mu_r = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma_a$

### 3. PROPOSED ALGORITHM

#### 3.1. The set of Optimum signature sequences in frequency selective fading channel

The optimum signature sequence set is constructed by maximizing the capacity of the single cell synchronous MC-CDMA. By defining the signature sequence of the  $k$ -th user as a vector  $\mathbf{s}_k = [s_{k1} \ s_{k2} \ \dots \ s_{kN}]^T$  and the sampled received signal vector  $\mathbf{r} = [r_1 \ r_2 \ \dots \ r_N]^T$ , the received signal [3] can be rewritten in the equivalent vector notation by:

$$\mathbf{r} = \text{diag} \left[ \begin{matrix} \mathbf{s}_1 & \mathbf{s}_2 & \dots & \mathbf{s}_K \end{matrix} \right] \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & \dots & a_N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_N \end{bmatrix} \quad (7)$$

Which is equivalent to

$$\mathbf{r} = \text{diag}(\mathbf{S}\mathbf{b}\mathbf{a}^H) + \mathbf{n} \quad (8)$$

where  $\mathbf{S} = [\mathbf{s}_1 \ \mathbf{s}_2 \ \dots \ \mathbf{s}_K]$  and  $\mathbf{n}$  is a zero mean Gaussian random vector with  $E[\mathbf{n}\mathbf{n}^T] = \sigma^2 \mathbf{I}_N$ , where  $\mathbf{I}_N$  denotes the  $N \times N$  identity matrix. We consider the matched filter. The optimum signature sequence is the solution to the following optimization problem:

$$\min_{c_k} E \left\{ \left\| \hat{b}_k - b_k \right\|^2 \right\} \quad (9)$$

where  $\hat{b}_k = \mathbf{c}_k^H \mathbf{r}$  is the decision statistic obtained by processing the sampled received signal with transversal filter with coefficients  $c_k$  and then sampling every  $T_s$ . Note that,  $\mathbf{c}_k = [c_{k1} \ c_{k2} \ \dots \ c_{kN}]^T$  and  $\mathbf{C} = [\mathbf{c}_1 \ \mathbf{c}_2 \ \dots \ \mathbf{c}_K]$ .

The solution to (9) can be easily solved by using the Wiener-Hopf equations and can be given by:

$$\mathbf{c}_k = \frac{\mathbf{V}^{-1} \boldsymbol{\psi}_k}{\sqrt{\boldsymbol{\psi}_k^H \mathbf{V}^{-2} \boldsymbol{\psi}_k}} \quad (10)$$

$$\mathbf{V} = \mathbf{Z} + \sigma^2 \mathbf{I}_N$$



where  $\mathbf{Z} = E\{\mathbf{r}\mathbf{r}^H\}$ . After some mathematic manipulation,  $Z_{nk}$ , the  $n^{\text{th}}$  row and  $k^{\text{th}}$  column element of matrix  $\mathbf{Z}$ , can be written by

$$z_{nk} = \hat{\mathbf{s}}_n \varphi_{nk} \hat{\mathbf{s}}_k^H \quad (11)$$

where  $\hat{\mathbf{s}}_n$  is the  $n^{\text{th}}$  row vector of matrix  $\mathbf{S}$  and

$$\varphi_{nk} = p_s E\{a_n a_k^*\} \quad (12)$$

the vector  $\boldsymbol{\psi}_k$  can be formulated by:

$$\boldsymbol{\psi}_k = \sqrt{p_s} \begin{bmatrix} s_{k1} E\{a_1\} \\ s_{k2} E\{a_2\} \\ \vdots \\ s_{kN} E\{a_N\} \end{bmatrix} \quad (13)$$

### 3.2. Iterative algorithm

The iterative algorithm in [3] is modified for constructing our proposed optimum signature sequences. We begin with  $K$  unit length vectors  $\mathbf{S}(0) = [s_1(0) \ s_2(0) \ \dots \ s_K(0)]$  at time 0. At iteration  $n+1$ , the algorithm replaces the vector  $\mathbf{S}(n) = [s_1(n) \ s_2(n) \ \dots \ s_K(n)]$  by the new signature sequence which is the corresponding normalized MMSE solution of (10). This replacement process yields the monotonic lower TSC at each replacement step. The interest reader is encouraged to read [3] for the detail of the proof.

At the  $k$ -th intermediate step in the iteration  $n+1$ , the first  $k-1$  signature sequence vector has already been updated and the current vector set is

$$\mathbf{S}_{k-1}(n+1) = [s_1(n+1) \ \dots \ s_{k-1}(n+1) \ s_k(n) \ s_{k+1}(n) \ \dots \ s_K(n)] \quad (14)$$

The  $k$ -th signature is updated according to

$$\mathbf{V}_k(n+1) = \mathbf{Z}(n+1) + \mathbf{Z}(n) + \sigma^2 \mathbf{I}_N \quad (15)$$

$$\mathbf{s}_k(n+1) = \frac{\mathbf{V}_k(n+1)^{-1} \boldsymbol{\psi}_k}{\sqrt{\boldsymbol{\psi}_k^H \mathbf{V}_k^{-2} \boldsymbol{\psi}_k}} \quad (16)$$

$$\mathbf{S}_k(n+1) = [s_1(n+1) \ \dots \ s_{k-1}(n+1) \ s_k(n+1) \ s_{k+1}(n) \ \dots \ s_K(n)] \quad (17)$$

When completing the  $K$  intermediate step at iteration  $n+1$ , the signature sequences is expressed as

$$\mathbf{S}(n+1) = [s_1(n+1) \ s_2(n+1) \ \dots \ s_K(n+1)] \quad (18)$$

### 3.3. TSC bound

In this section, we show that our proposed signature sequences can reach the lower bound of TSC, so the capacity of MC-CDMA system suffered from frequency selective fading channel can be improved.

For frequency selective fading channel, the cross-correlation between two signature sequences can be shown by

$$\rho_{k,j}^s = \mathbf{s}_k^H \text{diag}(\mathbf{s}_j) \mathbf{a} \quad (19)$$

Note that,  $\text{diag}(\bullet)$  is a matrix whose diagonal elements are specified by vector in the bracket and all other elements are zeros, and  $\mathbf{a}$  is a vector of envelopes of fading parameters. Total sum square correlation is defined by

$$TSC = \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^K \rho_{k,j}^s \quad (20)$$

$$\text{and} \quad TSC \geq \frac{K^2}{N} \quad (21)$$

A derivation of the TSC bound (21) is derived in [6], [7]. However, it is derived from the signature sequences in the AWGN channel. From [3], the TSC bound is loose for  $K \leq N$ , the minimum value  $TSC = K$  is achieved by  $K$  orthonormal vectors and the lower bound  $K^2/N$  is not achievable. On the other hand, when  $K > N$ , the TSC can be achieved the lower bound. The next section, we will show that TSC bound of the set of novel optimum signature sequences in the frequency selective fading environments of MC-CDMA system corresponds to the TSC bound in [3].

## 4. PERFORMANCE EVALUATION

In this section, we present some numerical results to evaluate the proposed algorithm. In all the experiments, we initialized the signature sequences for iterative construction process using the binary randomly generated signature sequences. The total of  $K$ -user will be updated during iteration  $n$  and  $(n+1)$ .

In Fig.1, the length of the signature sequences is equal to 10. Figs.1 shows that the TSC of the proposed optimum signature sequences is monotonically decreasing as a function of iteration index for the number of users  $K = 5, 10, 20$ , and  $30$  accordingly. The TSC converge to  $K$  and  $K^2/N$  when  $K \leq N$  and  $K > N$  respectively hence we can conclude that the TSC of optimum signature sequence correspond to the theoretical results in the previous section.

The performance of the system using our proposed signature sequence is compared with that using the conventional Hadamard-Walsh sequences is shown in Fig.2 and Fig.3 and its results have been evaluated in the case that the numbers of sub-carriers are 64. We assume that the frequency separation between adjacent sub-carrier is 62 kHz and the delay spread is  $0.5 \mu\text{s}$ . For the result shown in Fig.3 the SNR is fixed at 20 dB. The simulation results clearly confirm the advantage of our proposed optimum signature sequences over the Hadamard Walsh sequences.

## 5. CONCLUSION

In this paper, we proposed a new set of signature sequences. The iterative algorithm is used for constructing the proposed optimum signature sequence sets. The proposed signature sequences outperform the Hadamard-Walsh sequences, which are the commonly used signature sequences. The simulation results show that the proposed signature sequences can successfully overcome the effect of frequency selective fading whereas conventional signature sequences exhibit an error floor in the frequency selective fading channel.

## 6. ACKNOWLEDGEMENT

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

## 7. REFERENCES

- [1] S. Hara and R. Prasad, "Overview of Multicarrier CDMA," *IEEE Communications Magazine*, vol. 35, no. 12, pp. 126 -133, Dec.1997.
- [2] K. Taeyoung, K. Younsun, P. Joonhyun, K. Kyunbyoung; C. Sooyong, K. Changeon, and H. Daesik, "Performance of an MC-CDMA system with frequency offsets in correlated fading," *IEEE Communications*, vol 2, pp. 1095-1099, June 2000.
- [3] S. Ulukus, "Iterative Construction of Optimum Signature Sequence Sets in Synchronous CDMA Systems," *IEEE Transaction on Information Theory*, vol. 47, no. 5, pp. 1989-1998, July 2001.
- [4] W.C. Jakes, Jr., *Microwave mobile communication*, New York, USA: John Wiley and Sons, 1974.
- [5] W.C.Y. Lee, *Mobile Communications Engineering*, New York: McGraw-Hill, 1982.
- [6] J.L. Massey, "Welch's Bound for the Correlation of a sequence set," in *Processing IEEE International. Symposium, Information Theory*, pp. 385, June 1991.
- [7] L. R. Welch, "Lower Bounds on the Maximum Cross Correlation of signals," *IEEE Transaction Information Theory*, vol. IT-20, pp. 379-399, May 1974.

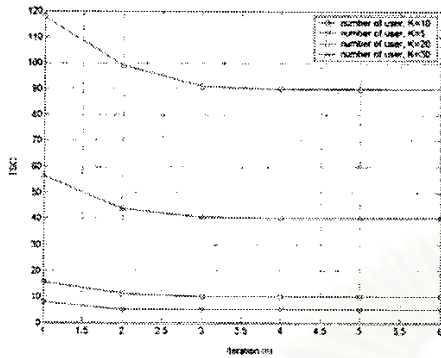


Fig.1 Total square correlation (TSC)

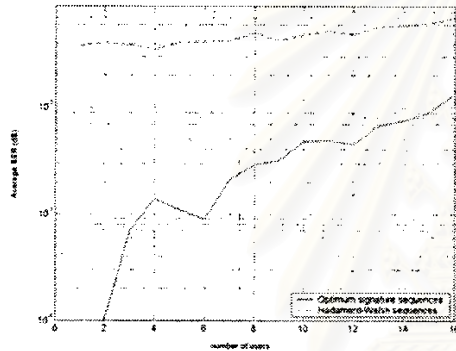


Fig.2 Average BER versus SNR for Optimum signature and Hadamard-Walsh sequences.

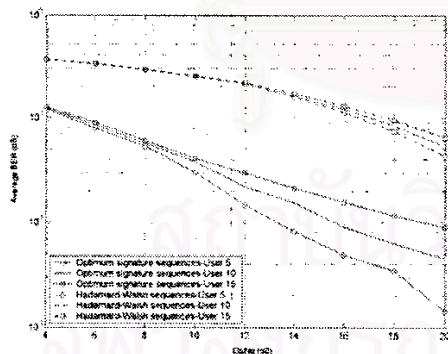


Fig.3 Average BER versus number of users between optimum signature and Hadamard-Walsh sequences.

# IMPROVED CARRIER SYNCHRONIZATION FOR MULTI-CARRIER CDMA SYSTEMS OVER FREQUENCY SELECTIVE FADING CHANNEL

Pruksa Tansongcharoen, Pariya Khunabut, Suwich Kunaruttapruk, and Somchai Jitapunkul  
Digital Signal Processing Research Laboratory, Department of Electrical Engineering,  
Faculty of Engineering, Chulalongkorn University,  
Phayathai Rd., Bangkok, Thailand 10330

## Abstract

In this paper, we present the novel method for carrier frequency offset (CFO) estimation in Multi-carrier Code Division Multiple Access (Multi-carrier CDMA) with multipath Rayleigh fading channel. The proposed estimator is composed of two methods for improving the existing CFO estimation techniques. Firstly, we have introduced the channel delay estimation technique in order to enhance the accuracy of fractional CFO estimation. Secondly, we have proposed a new training sequence design for acquiring an integer CFO value. The estimation of fractional CFO (CFO values is between -0.5 and 0.5) is carried out in the first stage. After the compensation of fractional CFO, the estimation of integer CFO is then performed in the following stage. This new design overcomes the limit of the other previous integer CFO value estimation techniques and very suitable for practical implementation. From the simulation results, this new design significantly reduces the estimation error compared with the previous techniques. This confirms the advantages of proposed techniques.

**Keywords:** Multi-carrier CDMA, Synchronization, Frequency offset, Frequency selective fading,

## I. INTRODUCTION

Recently, Multi-carrier CDMA systems [1-3] has drawn a lot of attention in the field of mobile communications due to its advantages to mitigate the effect of frequency selective fading channel by reason of the long time chip duration. On the other hand, a Multi-carrier CDMA system is vulnerable to the CFO [4] [5], which is mainly resulted from transmitter-receiver oscillator mismatch. In practical implementation, the CFO must be compensated in order to achieve a desired performance. The CFO compensation algorithm is widely known and need only simple multiplication, which has low complexity. Therefore, most of the research activities concerning the CFO problem are devoted to estimation of a CFO value. In an early stage, the CFO normalized by carrier spacing is normally assumed to be with in -0.5 to 0.5 intervals. However, due to the expected decreasing in sub-carrier spacing, the current research works consider the estimation of CFO value, which is beyond the previous limit. For a new approach, the CFO value is classified into two constituents, the fractional CFO [8-13] and the integer CFO [6], [7].

In previous works, the most popular fractional CFO estimation utilizes the ML (Maximum Likelihood) function of the cyclic prefix (CP) signal due to its complexity and accuracy. However, this technique is not practical for frequency selective fading channel because it is severely impacted by the effect of channel characteristics. For the part of integer CFO estimation, there are two interesting

algorithms proposed by Jiao [6] and Han [7]. Jiao's algorithm detects the integer CFO from the maximum magnitude of cross correlation between the user's signature sequences and the circular shift of received signal due to integer CFO. Nevertheless, the crucial disadvantage of Jiao's algorithm is the high error of estimation caused by multiple access interference (MAI) when the set of user's signature sequences in the system is not appropriate. The other integer CFO estimation algorithm, Han's algorithm, utilizes the advantage of the affinity of pilots in the same carrier of two consecutive symbols. However, it is not practical for the real-world channel because the similarity property is also annihilated by the effect of frequency selective fading.

As in the previous discussion; therefore, we present the novel CFO estimation algorithm to reduce the synchronization error for the Multi-carrier CDMA system. Frequency selective Rayleigh fading channel characterized by the power delay profile is considered. The length of guard period (GP) is assumed to be longer than the CIR (channel impulse response) length; therefore, the inter-symbol-interference (ISI) free assumption is hold.

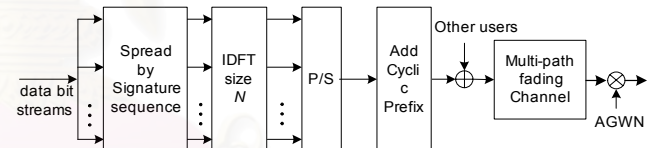


Fig. 1. Base-band equivalent representations of Multi-carrier CDMA transmit system.

## II. THE MULTI-CARRIER CDMA SYSTEM MODEL

A block diagram of the Multi-carrier CDMA system is depicted in Figure 1. The original data bit of the  $m$ -th user,  $b_m^u$ , is copied into each sub-carrier and then multiplied by a chip of the  $m$ -th user signature sequence,  $c_m(k)$ . The spread data symbols can be expressed as

$$\mathbf{x}_m^u = [b_m^u c_m(0) \quad b_m^u c_m(1) \quad \dots \quad b_m^u c_m(N-1)]^T \quad (1)$$

where  $N$  is the total number of sub-carriers. At the transmitting end, the spread data symbols are modulated onto the  $N$  sub-carrier by using the inverse discrete Fourier transform (IDFT). The guard interval in the form of cyclic prefix is inserted at the beginning of each data frame block by copying the last  $N_g$  samples to ensure the ISI free communication.

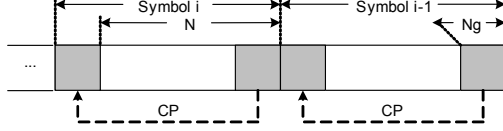


Fig. 2. Frame structure

The down-link baseband-modulated signal at the  $u$ -th symbol duration is given by

$$s(n) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{u=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} x_m^u(k) e^{j2\pi k(n-N_g-u(N+N_g))/N} \cdot g(n-u(N+N_g)) \quad (2)$$

where  $M$  is the total number of active users in the system and  $g(n)$  is a rectangular function, defined by

$$g(n) = \begin{cases} 1, & 0 \leq n \leq N + N_g \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3)$$

The signal transmits through a multipath fading channel, having impulse response  $h(n)$ . The received signal under the presence of frequency offset can be expressed as

$$r(n) = \hat{s}(n) e^{j2\pi \varepsilon n / N} + w(n) \quad (4)$$

where

$$\hat{s}(n) = h(n) * s(n) \quad (5)$$

$*$  is a convolution operator,  $\varepsilon$  represents the CFO normalized by a sub-carrier spacing and  $w(n)$  is a complex additive white Gaussian noise (AWGN) with zero mean and variance  $\sigma_w^2$ .

### III. PROPOSED ALGORITHM

The structure of our proposed techniques is illustrated in Figure 3. Firstly, we have introduced the CIR length estimation technique in order to enhance the accuracy of fractional CFO estimation. Secondly, we have proposed a new training sequence design for acquiring and integer CFO value. The estimation of fractional CFO (CFO values is between -0.5 and 0.5) is carried out in the first stage. After the compensation of fractional CFO, the estimation of integer CFO is then performed in the following stage.

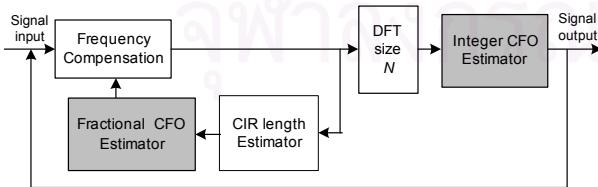


Fig. 3. The estimation structure

#### A. The fractional CFO estimation

To improve the performance of the ML estimator in multipath fading channel, it is intuitive that the disturbed part of cyclic prefix should be discarded before the

estimation process. We assume that channel duration is equivalent to  $\tilde{L}$  sample intervals. The improved CP based ML estimator is given by

$$\tilde{\varepsilon}_F = -\frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im} \left\{ \sum_{k=L}^{N_g-1} r(k) r^*(k+N) \right\}}{\text{Re} \left\{ \sum_{k=L}^{N_g-1} r(k) r^*(k+N) \right\}} \right) \quad (21)$$

#### B. The CIR duration estimator

In order to implement the improved CP based ML estimator, channel duration has to be estimated. Therefore, we propose the algorithm for approximating the CIR duration. A block diagram of the proposed CIR duration estimation technique is illustrated in figure 4.

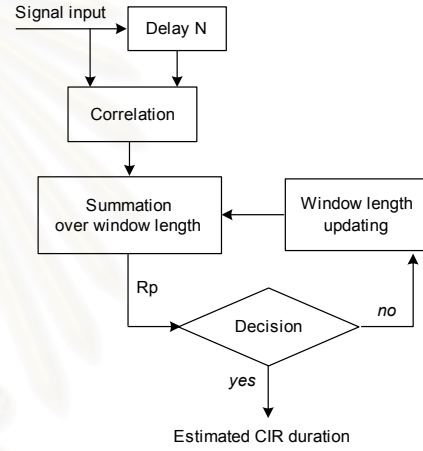


Fig. 4. The CIR duration estimator

At the initial iteration, the computing window length  $P$  is set to  $N_g$ . The algorithm computes the mean normalized correlation between the samples  $(N_g - P \dots N_g)$  and  $(N + N_g - P \dots N + N_g)$ :

$$\mathbf{R}_P = E \left\{ \sum_{k=N_g-P}^{N_g} \frac{r^*(k) r(k+N)}{|r^*(k) r(k+N)|} \right\} \quad (22)$$

where  $E \{ \}$  denotes the expectation operation. At the next iteration, the computing window length  $P$  is reduced by 1 and the algorithm recalculate (22). The procedure repeats itself until  $\mathbf{R}_P \geq \lambda$  where  $0 \leq \lambda \leq 1$  is a threshold value or  $P=0$ . The appropriated value of  $\lambda$  is obtained by simulation. The CIR duration is then given by the value of  $P$ . In the real application, the expectation operation is approximated by time average over a certain time period.

#### C. The integer CFO estimation

The new pattern of pilot symbols is shown in figure 5. The pilot symbols in the set of specific sub-carrier known at the receiver are set to be same value as data and others are set

to opposite value of data. The block diagram of proposed integer CFO is investigated in figure 6.

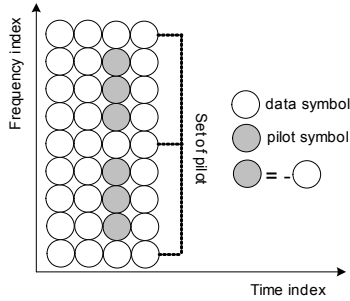


Fig. 5. The pattern of two consecutive pilots

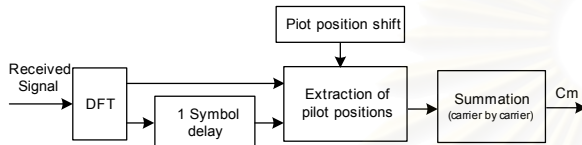


Fig. 6. Block diagram of integer CFO estimation algorithm

The positions of pilots are different from their original positions due to frequency offset. In the first step, the carrier-by-carrier summation of two consecutive symbols in frequency domain based on shifting the pilot positions is calculated. The first step can be express as

$$C_m = \left\| \sum_{k=Q_m} R_{j+1}(k) + R_j(k) \right\|, \quad m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \quad (23)$$

and

$$Q_m = [q_1 + m, q_2 + m, \dots, q_V + m] \quad (24)$$

where  $Q_m$  and  $m$  are the pilot positions and sub-carrier offset from  $Q_0$ , respectively. The integer CFO,  $\tilde{\epsilon}_I$ , can be estimated by detecting the offset position  $m$  where the value  $C_m$  is maximized as

$$\tilde{\epsilon}_I = \max_m (C_m) \quad (25)$$

#### IV. SIMULATION RESULTS

To evaluate the performance of our proposed algorithms, the computer simulations are conducted assuming Binary Phase Shift Keying (BPSK) modulation. We assume that there are 16 concurrent users, assigned pseudo random sequence of length 32 sharing a channel with 32 sub-carriers. The simulated channel is the 4-path Rayleigh distributed channel. The user's data symbols are detected by Minimum Mean Square Error Combining (MMSEC) technique. The simulation parameters are summarized in table 1.

Figure 7 shows the comparison between the conventional CFO estimation algorithm and the proposed CFO estimation algorithm. We fix the signal to noise ratio (SNR) at 20 dB. The estimated CFO values associated with the actual CFO values are plotted. From figure 7, the

proposed estimator clearly shows better accuracy especially at the large CFO value. At CFO value approach 0.5, the estimator becomes unstable as it is a general limitation of the conventional CFO estimator. The mean square error (MSE) of the estimators as a function of the actual CFO is plotted in figure 8. A similar conclusion as figure 7 can be made from figure 8. The superior performance of the proposed estimator over the conventional estimator is obvious.

Figure 9 shows percentage of the estimated CIR length when the actual CIR length is set at 4. Threshold value is a significant parameter for the CIR length estimation. At high SNR, percentage that the estimated CIR length being the actual value is not much depended on the threshold values. However, the estimator is sensitive to threshold value at low SNR environment. Additionally, to illustrate the effectiveness in searching for the integer CFO of our proposed algorithm, the simulation is performed and the simulation result is plotted in figure 10. For the simulation,  $Q_0 = 1, 9, 17, \dots$  and the integer CFO is set to be 4. By applying our searching algorithm, the estimator can be provided up to 97% of the estimation accuracy.

#### V. CONCLUSION

In this paper, a new CFO estimation algorithm is proposed in frequency selective fading channel. We proposed two techniques in order to improve the accuracy of conventional CFO estimation. The acquisition range of the proposed estimation is larger than previous works. From simulation results, the proposed algorithm provides the better performance than prior techniques.

#### VI. ACKNOWLEDGEMENT

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

#### REFERENCES

- [1] N. Yee and J. Linnartz, "Multi-Carrier CDMA in an Indoor Wireless Radio Channel," in *Proc. IEEE Int. Symp. On Personal, Indoor and Mobile Radio Commun.*, vol. 2, Sep. 1993, pp. 109-113.
- [2] S. Hara and R. Prasad, "DS-CDMA, MC-CDMA and MT-CDMA for Mobile Multimedia Communication," in *Proc. IEEE Vehic. Technol. Conf.*, vol. 3, May 1996, pp. 106-111.
- [3] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," *IEEE Commun. Mag.*, vol.35, pp.126-133, Dec 1997.
- [4] K. Taeyoung, K. Younsun, P. Joonhyun, K. Kyunbyoung, C. Sooyong, K. Changeon and H. Daesik, "Performance of an MC-CDMA system with frequency offsets in correlated fading," in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun.*, vol. 2, June 2000, pp. 1095-1099.
- [5] K. KyunByoung, K. Taeyoung and H. Daesik, "Performance evaluation for asynchronous MC-CDMA systems with an effect of carrier-frequency

- offsets,” in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun.*, vol. 5, June 2003, pp. 3447-3451.
- [6] Y. Jiao, C. Hong, X. Sun, Z. Zhou.; “An Low-Complex and Faster Synchronization Method for MC-CDMA Systems,” in *Proc. IEEE Vehic. Technol. Conf.*, vol. 3, May 2002, pp. 1482-1486.
- [7] D. S. Han, J. H. Seo and J. J. Kim; “Fast carrier frequency offset compensation in OFDM systems,” *IEEE Trans. Consumer Electronics*, vol. 47, pp. 364-369, Aug. 2001.
- [8] B. Dongming and Y. Xinying, “A new approach for carrier frequency offset estimation in OFDM communication system,” in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun. Technol.*, vol. 2, April 2003, pp. 1922-1925.
- [9] J. van de Beek, M. Sandel and P.O. Borjesson; “ML estimation of timing and frequency offset in OFDM systems,” *IEEE Trans. Signal Processings*, vol. 45, pp. 1800-1805, Jul. 1997.
- [10] L. Jia – Chin , “ Maximum - likelihood frame timing instant and frequency offset estimation for OFDM communication over a fast Rayleigh-fading channel,” *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. 52, pp. 1049-1062, July. 2003.
- [11] L.V. Tiejun and W. Qun, “ Blind Estimation of Symbol Timing and Carrier Frequency Offset in Time-varying Multipath Channels for OFDM Systems,” *IEICE 2003, Wireless Communication Technology*, Paper, vol.E86-B, no. 9, pp. 2665-2671.
- [12] W. Songping and Y. Bar-Ness, “OFDM channel estimation in the presence of frequency offset and phase noise,” in *Proc. IEEE Int. Con. On Communication.*, vol. 5, May. 2003, pp. 3366-3370.
- [13] X. Ma, G. B. Giannakis and S. Barbarossa, “Non-data-aided frequency-offset and channel estimation in OFDM: and related block transmissions,” in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun.*, vol. 6, June 2001, pp. 1866-1870.

TABLE 1 Simulation parameters

Parameters	Value
Length of signature sequence	32
Number of sub-carrier ( $N$ )	32
Frequency selective fading :	
Number of paths or CIR length ( $L$ )	4
Components	Rayleigh
Guard period ( $N_g$ )	10
Number of data bit	10,000
Modulation scheme	BPSK
FFT / IFFT	64 points

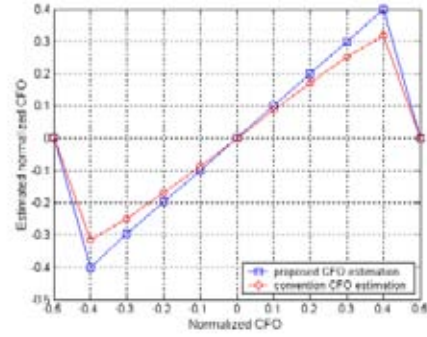


Fig. 7. Comparison of frequency estimation between the proposed and conventional CFO algorithm versus normalized CFO.

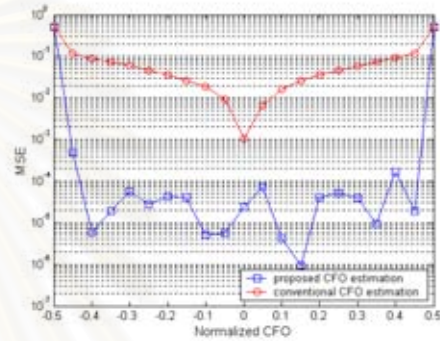


Fig. 8. Average Mean square error versus normalized CFO comparison of the proposed and conventional CFO estimating techniques

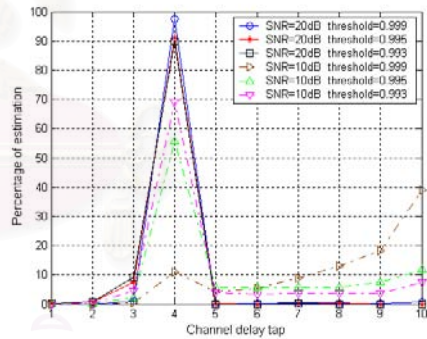


Fig. 9. Estimation accuracy of the most CIR length for the dispersive channel versus channel delay taps.

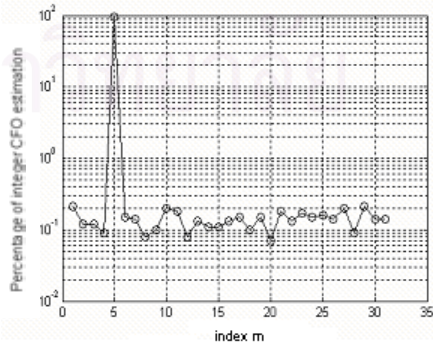


Fig. 10 Percentage of estimated IFO (Integer CFO) via index of sub-carrier

# Improvement of Maximum Likelihood Frequency Offset Estimation for Multi-carrier CDMA Systems over Multipath Fading Channel

Pruksa Tansongcharoen, Wilaiporn Lee, Suwich Kunaruttapruk, and Somchai Jitapunkul  
 Digital Signal Processing Research Laboratory, Department of Electrical Engineering,  
 Chulalongkorn University, Bangkok, Thailand 10330  
 Tel: +66 2218 6913, E-mail: Pruksa.Ta@student.chula.ac.th , somchai.j@chula.ac.th

**Abstract**— In this paper, we present the novel Technique for blind carrier frequency offset (CFO) estimation in Multi-carrier Code Division Multiple Access (Multi-carrier CDMA) under multipath Rayleigh fading channel. The proposed technique exploits the information about channel impulse response (CIR) duration to improve the accuracy of the Maximum likelihood (ML) CFO estimator. The CIR duration is approximated by observing the cyclic correlation property of the cyclic prefix (CP). The simulation results show benefits of the proposed technique compared with the conventional technique.

## I. INTRODUCTION

Recently, Multi-carrier CDMA [1-3] has drawn a lot of attention in the field of mobile communications because it combines advantages of Code Division Multiple access (CDMA) and Orthogonal Frequency Division multiplexing (OFDM). In Multi-carrier CDMA systems, each original information symbol of each user is spread by the signature sequence. The resultant data is split and modulated onto the mutually orthogonal sub-carriers. The modulation is carried out by using the discrete Fourier transform (DFT). The guard interval, in the form of CP, is inserted between two consecutive symbols. This guard interval is used to avoid the inter-symbol-interference (ISI). If the guard interval is longer than the channel delay, each sub-carrier is essentially subjected to non-selective fading.

One of the major drawbacks of the Multi-carrier CDMA system is its sensitivity to CFO resulted from Doppler shifts effect and/or the non-stability of the local oscillators [4-6]. The CFO deteriorates the orthogonality among sub-carriers. This effect, so called the inter-carrier-interference (ICI), severely degrades the system performance [4], [5]. If CFO value is known, it can be easily compensated. Therefore, much attention has been paid to the development of CFO estimation techniques. Many CFO estimation approaches have been proposed in many literatures. They can be classified into 2 categories, data-aided CFO estimation [6], [7] and non-data-aided (blind) CFO estimation [8-15]. For the data-aided algorithms, the specially designed training sequences are multiplexed with the data. The transmission of the training sequences reduces the bandwidth utilization efficiency. The non-data-aided algorithm overcomes this disadvantage by considering the estimation based on data

symbols. The most popular technique is the one that exploits the correlation between the CP and the corresponding part of the useful symbol interval. This technique is interesting because of its simplicity and accuracy. In general, the estimator is derived by using the ML approach. The origination of this technique is the work from Beek [11] in 1997. However, the estimator in [11] is susceptible to the ISI due to the multipath channel. Part of the CP which is affected by ISI should be discarded in order to improve the accuracy of the estimator.

In this paper, we propose the improved ML estimator by introducing the CIR duration estimation technique. The CIR duration is acquired by monitoring the correlation between each sample of CP and the corresponding sample of the useful symbol period.

The rest of this paper is organized as follows. The Multi-carrier CDMA system model is introduced in Section II. In Section III, the conventional ML CFO estimation algorithm is reviewed and the proposed CFO estimation algorithm is presented. The simulation results are presented in Section IV. Finally, we draw our conclusion in Section V.

## II. SYSTEM MODEL

In Multi-carrier CDMA system, the original data bit of the  $m$ -th user,  $b_m^u$ , is copied into each sub-carrier and then multiplied by a chip of the  $m$ -th user signature sequence,  $c_m(k)$ . The spread data symbols can be expressed as

$$\mathbf{x}_m^u = [b_m^u c_m(0) \quad b_m^u c_m(1) \quad \dots \quad b_m^u c_m(N-1)]^T \quad (1)$$

where  $N$  is the total number of sub-carriers. At the transmitting end, the spread data symbols are modulated onto the  $N$  sub-carrier by using the inverse discrete Fourier transform (IDFT). The guard interval in the form of cyclic prefix is inserted at the beginning of each data frame block by copying the last  $N_g$  samples to ensure the ISI free communication (illustrated Fig. 1). The down-link baseband-modulated signal at the  $u$ -th symbol duration is given by

$$s(n) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{u=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} x_m^u(k) e^{j2\pi k(n-N_g-u(N+N_g))/N} \cdot g(n-u(N+N_g)) \quad (2)$$

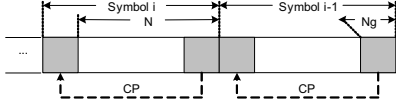


Fig. 1. Frame structure

where  $M$  is the total number of active users in the system and  $g(n)$  is a rectangular function, defined by

$$g(n) = \begin{cases} 1, & 0 \leq n \leq N + N_g \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3)$$

The signal transmits through a multipath fading channel, having impulse response  $h(n)$ . The received signal under the presence of frequency offset can be expressed as

$$r(n) = \hat{s}(n) e^{j2\pi n \varepsilon / N} + w(n) \quad (4)$$

where

$$\hat{s}(n) = h(n) * s(n) \quad (5)$$

$*$  is a convolution operator,  $\varepsilon$  represents the CFO normalized by a sub-carrier spacing and  $w(n)$  is a complex additive white Gaussian noise (AWGN) with zero mean and variance  $\sigma_w^2$ .

### III. CFO ESTIMATION

In this section, we review the conventional CP based ML estimation. The vulnerability of the conventional estimator to the multipath fading scenario will be shown and then the proposed estimator will be presented to overcome such inferior. The key concept of the proposed estimator is to use the estimate of CIR duration for improving the conventional CFO estimation technique. We also present the CIR duration estimation technique in this section

#### A. Conventional CFO Estimation

This technique considers the log-likelihood function of the normalized CFO,  $\varepsilon$ , as

$$\begin{aligned} \Lambda(\varepsilon) &= \log f(\mathbf{r}|\varepsilon) \\ &= \log \left( \prod_{k \in I} f(r(k), r(k+N)) \prod_{k \notin I \cup I'} f(r(k)) \right) \\ &= \log \prod_{k \in I} \frac{f(r(k), r(k+N))}{f(r(k)) f(r(k+N))} \prod_k f(r(k)) \end{aligned} \quad (6)$$

where  $f(\cdot)$  denotes a probability density function (pdf) of a variable within a bracket,  $\mathbf{r}$  is a vector of the received signal samples,

$$I = \{0, 1, \dots, N_g - 1\} \quad (7)$$

denotes a set of sample indice associated with the cyclic prefix, and

$$I' = \{N, N+1, \dots, N+N_g-1\} \quad (8)$$

denotes a set of sample indice associated with the last  $N_g$  samples of the symbol.

We discard the term  $\prod_k f(r_k)$  because it is independent of  $\varepsilon$

so that it will not involve in the maximization of the log-likelihood function (6). As a consequence, (6) can be rewritten by.

$$\begin{aligned} \Lambda(\varepsilon) &= c_2 \left[ \sum_{k=0}^{N_g-1} \text{Re} \left\{ r(k) r^*(k+N) \exp(j2\pi\varepsilon) \right\} \right. \\ &\quad \left. - \frac{\rho}{2} \sum_{k=0}^{N_g-1} \left( |r(k)|^2 + |r(k+N)|^2 \right) \right] + c_1 \\ &= c_2 \left[ \text{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N_g-1} r(k) r^*(k+N) \right\} \cos(2\pi\varepsilon) \right. \\ &\quad \left. - \text{Im} \left\{ \sum_{k=0}^{N_g-1} r(k) r^*(k+N) \right\} \sin(2\pi\varepsilon) \right. \\ &\quad \left. - \frac{\rho}{2} \sum_{k=0}^{N_g-1} \left( |r(k)|^2 + |r(k+N)|^2 \right) \right] + c_1 \end{aligned} \quad (9)$$

where

$$\rho = E \{ r(k) r^*(k+N) \} / \sqrt{E \{ |r(k)|^2 \} E \{ |r(k+N)|^2 \}}, \quad (10)$$

$$c_1 = - \sum_{k=0}^{N_g-1} \log(1 - \rho^2), \quad (11)$$

$$c_2 = \frac{2\rho}{(1 - \rho^2)(\sigma_s^2 + \sigma_w^2)}, \quad (12)$$

and  $\sigma_s^2$  is the mean power of the transmitted signal. In order to maximize the log-likelihood function, we apply partial derivation with respect to  $\varepsilon$

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \varepsilon} \Lambda(\varepsilon) &= -2\pi c_2 \left[ \text{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N_g-1} r(k) r^*(k+N) \right\} \sin(2\pi\varepsilon) \right. \\ &\quad \left. + \text{Im} \left\{ \sum_{k=0}^{N_g-1} r(k) r^*(k+N) \right\} \cos(2\pi\varepsilon) \right] \end{aligned} \quad (13)$$

By setting  $\frac{\partial}{\partial \varepsilon} \Lambda(\varepsilon) = 0$ , the estimated CFO is obtained by



$$\tilde{\varepsilon} = -\frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im} \left\{ \sum_{k=0}^{N_g-1} r(k)r^*(k+N) \right\}}{\text{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N_g-1} r(k)r^*(k+N) \right\}} \right) \quad (14)$$

In case of multipath channel, some part of the cyclic prefix is affected by the previous symbol. Hence, the likelihood of this disturbed part with the tail part of the symbol cannot be ensured. This situation leads to the degradation of the accuracy of the estimator.

### B. Improved CP based ML estimator

To improve the performance of the ML estimator in multipath fading channel, it is intuitive that the disturbed part of cyclic prefix should be discarded before the estimation process. We let that channel duration is equivalent to  $\tilde{L}$  sample intervals. The improved CP based ML estimator is given by

$$\tilde{\varepsilon} = -\frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im} \left\{ \sum_{k=\tilde{L}}^{N_g-1} r(k)r^*(k+N) \right\}}{\text{Re} \left\{ \sum_{k=\tilde{L}}^{N_g-1} r(k)r^*(k+N) \right\}} \right) \quad (21)$$

### C. The CIR duration estimator

In order to implement the improved CP based ML estimator, channel duration has to be estimated. Therefore, we propose the algorithm for approximating the CIR duration. A block diagram of the proposed CIR duration estimation technique is illustrated in figure 2.

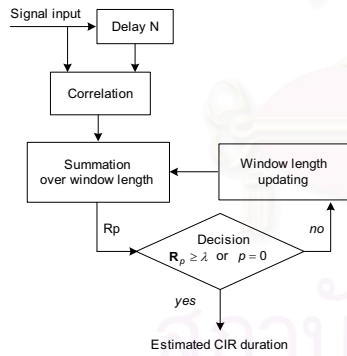


Fig. 2. The CIR duration estimator

At the initial iteration, the computing window length  $P$  is set to  $N_g$ . The algorithm computes the mean normalized correlation between the samples  $(N_g - P \dots N_g)$  and  $(N + N_g - P \dots N + N_g)$ :

$$\mathbf{R}_p = E \left\{ \frac{\sum_{k=N_g-P}^{N_g} r^*(k)r(k+N)}{\sum_{k=N_g-P}^{N_g} r^*(k)r(k+N)} \right\} \quad (22)$$

where  $E\{\}$  denotes the expectation operation. At the next iteration, the computing window length  $P$  is reduced by 1 and the algorithm recalculate (22). The procedure repeats itself until  $\mathbf{R}_p \geq \lambda$  where  $0 \leq \lambda \leq 1$  is a threshold value or  $P=0$ . The appropriated value of  $\lambda$  is obtained by simulation. The CIR duration is then given by the value of  $P$ . In the real application, the expectation operation is approximated by time average over a certain time period.

## IV. SIMULATION RESULTS

To evaluate the performance of our proposed algorithms, the computer simulations are conducted assuming Binary Phase Shift Keying (BPSK) modulation. We assume that there are 16 concurrent users, assigned pseudo random sequence of length 32 sharing a channel with 32 sub-carriers. The simulated channel is the 4-path Rayleigh distributed channel. The user's data symbols are detected by Minimum Mean Square Error Combining (MMSEC) technique. The simulation parameters are summarized in Table I.

Figure 3 shows the comparison between the conventional CFO estimation algorithm and the proposed CFO estimation algorithm. We fix the signal to noise ratio (SNR) at 20 dB. The estimated CFO values associated with the actual CFO values are plotted. From figure 3, the proposed estimator clearly shows better accuracy especially at the large CFO value. At CFO value approach 0.5, the estimator becomes unstable as it is a general limitation of the conventional CFO estimator. The mean square error (MSE) of the estimators as a function of the actual CFO is plotted in figure 4. A similar conclusion as figure 3 can be made from figure 4. The superior performance of the proposed estimator over the conventional estimator is obvious.

Figure 5 shows percentage of the estimated CIR length when the actual CIR length is set at 4. Threshold value is a significant parameter for the CIR length estimation. At high SNR, percentage that the estimated CIR length being the actual value is not much depended on the threshold values. However, the estimator is sensitive to threshold value at low SNR environment.

## V. CONCLUSIONS

The CFO deteriorates the orthogonality of multi-carrier signal, which cause ICI between sub-carrier. The novel blind estimator for CFO is presented in the multipath channel. It exploits the inherent information of the Multi-carrier CDMA signal and no addition training sequences are required. From the simulation results, the proposed CIR duration estimation technique can significantly improve the performance of the ML CFO estimator. The selection of threshold value has strong effect on the performance of the proposed technique in low SNR environment but this dependency is relaxed in high SNR scenario. The suitable threshold for SNR of 10 dB is 0.993 and that for SNR of 20 dB is 0.999.

## ACKNOWLEDGMENT

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

## REFERENCES

- [1] N. Yee and J. Linnartz, "Multi-Carrier CDMA in an Indoor Wireless Radio Channel," in *Proc. IEEE Int. Symp. On Personal, Indoor and Mobile Radio Commun.*, vol. 2, Sep. 1993, pp. 109-113.
- [2] S. Hara and R. Prasad, "DS-CDMA, MC-CDMA and MT-CDMA for Mobile Multimedia Communication," in *Proc. IEEE Vehic. Technol. Conf.*, vol. 3, May 1996, pp. 106-111.
- [3] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," *IEEE Commun. Mag.*, vol.35, pp.126-133, Dec 1997.
- [4] K. Taeyoung, K. Younsun, P. Joonhyun, K. Kyunbyoung, C. Sooyong, K. Changeon and H. Daesik, "Performance of an MC-CDMA system with frequency offsets in correlated fading," in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun.*, vol. 2, June 2000, pp. 1095-1099.
- [5] K. KyunByoung, K. Taeyoung and H. Daesik, "Performance evaluation for asynchronous MC-CDMA systems with an effect of carrier-frequency offsets," in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun.*, vol. 5, June 2003, pp. 3447-3451.
- [6] M. J. Fernandez - Gatino Garcia, O. Edfors, and J. M. Paez-Borrillo, "Frequency offset correction for coherent OFDM in wireless systems," *IEEE Trans. Consumer Electronics*, vol. 47, pp. 187-193, Feb. 2001.
- [7] D. S. Han, J. H. Seo and J. J. Kim; "Fast carrier frequency offset compensation in OFDM systems," *IEEE Trans. Consumer Electronics*, vol. 47, pp. 364-369, Aug. 2001.
- [8] C. Ann-Chen and H. Zhi-Feng , "A NLMS Algorithm for Frequency Offset Estimation of OFDM Communication," *IEICE 2003*, Wireless Communication Technology, Paper, vol.E86-B, no. 9, pp. 2823-2827.
- [9] M.A. Visser, Z. Pingping and Y. Bar-ness, "A Novel Method for Blind Frequency Offset Correction in an OFDM System," in *Proc. IEEE Int. Symp. On Personal, Indoor and Mobile Radio Commun.*, vol. 2, Sep. 1998, pp. 816-820.
- [10] B. Dongming and Y. Xinying, "A new approach for carrier frequency offset estimation in OFDM communication system," in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun. Technol.*, vol. 2, April 2003, pp. 1922-1925.
- [11] J. van de Beek, M. Sandel and P.O. Borjesson; "ML estimation of timing and frequency offset in OFDM systems," *IEEE Trans. Signal Processings*, vol. 45, pp. 1800-1805, Jul. 1997.
- [12] X. Ma, G. B. Giannakis and S. Barbarossa, "Non-data-aided frequency-offset and channel estimation in OFDM: and related block transmissions," in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun.*, vol. 6, June 2001, pp. 1866-1870.
- [13] L. Jia - Chin , " Maximum - likelihood frame timing instant and frequency offset estimation for OFDM communication over a fast Rayleigh-fading channel," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. 52, pp. 1049-1062, July. 2003.
- [14] L.V. Tiejun and W. Qun, "Blind Estimation of Symbol Timing and Carrier Frequency Offset in Time-varying Multipath Channels for OFDM Systems," *IEICE 2003*, Wireless Communication Technology, Paper, vol.E86-B, no. 9, pp. 2665-2671.

- [15] W. Songping and Y. Bar-Ness, "OFDM channel estimation in the presence of frequency offset and phase noise," in *Proc. IEEE Int. Con. On Communication.*, vol. 5, May. 2003, pp. 3366-3370.

TABLE I  
SIMULATION PARAMATERS

Parameters	Value
Length of signature sequence	32
Number of sub-carrier ( $N$ )	32
Frequency selective fading :	
Number of paths or CIR length ( $L$ )	4
Components	Rayleigh
Guard period ( $N_g$ )	10
Number of data bit	10,000
Modulation scheme	BPSK
FFT / IFFT	64 points

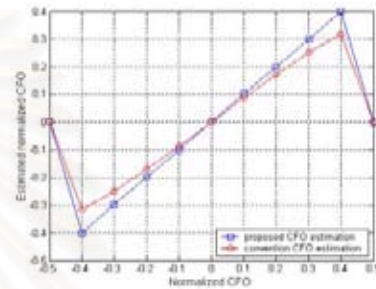


Fig. 3. Comparison of frequency estimation between the proposed and conventional CFO algorithm versus normalized CFO

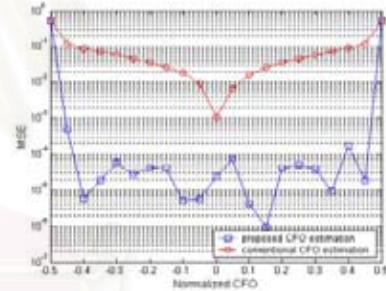


Fig. 4. Average mean square error versus normalized CFO comparison of the proposed and conventional algorithm

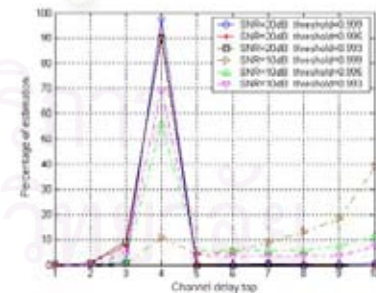


Fig. 5. Accuracy of the most CIR length for the dispersive channel versus channel delay taps.

## ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นางสาว พกษา ตันทรงเจริญ เกิดวันที่ 19 มีนาคม พ.ศ. 2524 ที่จังหวัด กรุงเทพมหานคร เข้ารับการศึกษาในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2541 สำเร็จการศึกษาปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าจาก จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2544 และเข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ที่จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2545



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย