

การตรวจหาแบบไวรัลเชิงเส้นสำหรับระบบมัลติ-แคเรียร์ซีดีเอ็มเอ



นาย กฤษณา อัสวสกุลเกียรติ

สถาบันวิทยบริการ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า


คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2547

ISBN 974-53-1729-2

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

WIDELY LINEAR DETECTION FOR MC-CDMA SYSTEMS



Mr. Krissada Asavaskulkeit

สถาบันวิทยบริการ
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 974-53-1729-2

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การตรวจหาแบบไวรัลเชิงเส้นสำหรับระบบมัลติ-แคเรียร์ ซีดีเอ็มเอ

โดย

นาย กฤษฏา อัครสกุลเกียรติ

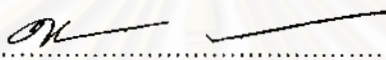
สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

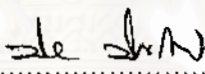
อาจารย์ที่ปรึกษา

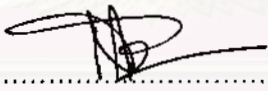
รองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้นำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วน
หนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาโทมหาบัณฑิต

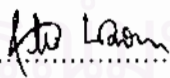

..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์
(ศาสตราจารย์ ดร. ดิเรก ลาวัณย์ศิริ)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์


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


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


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


..... กรรมการ
(อาจารย์ สุวิทย์ นาคพิระยุทธ)

นาย กฤษฏา อัครสกุลเกียรติ: การตรวจหาแบบไวด์ลิเนียร์เชิงเส้นสำหรับระบบมัลติ-แคเรียร์ ซีดีเอ็มเอ (WIDELY LINEAR DETECTION FOR MC-CDMA SYSTEMS) อ. ที่ปรึกษา: รศ. ดร. สมชาย จิตะพันธ์กุล จำนวนหน้า 89 หน้า. ISBN 974-53-1729-2.

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอวิธีการดีเทกต์สัญญาณของเครื่องรับที่มีการนำอัลกอริทึมแบบไวด์ลิเนียร์เชิงเส้นชนิดปรับตัวได้เข้ามาประยุกต์ใช้ ในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นของระบบมัลติแคเรียร์ ซีดีเอ็มเอ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพและความถูกต้องของเครื่องรับ ซึ่งจะส่งผลให้ประสิทธิภาพโดยรวมของระบบสูงขึ้นโดยรูปแบบการคำนวณหาเวกเตอร์น้ำหนักที่ใช้จะเป็นประเภทอาศัยสัญลักษณ์นำร่องช่วยประมาณ ซึ่งมีรูปแบบการจัดวางในทางเวลา เพื่อให้เหมาะสมกับการแก้ไขผลกระทบจากเฟดดิ้งของช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่ นอกจากนี้แล้ววิทยานิพนธ์ฉบับนี้ยังนำเสนอกระบวนการคำนวณหาเวกเตอร์น้ำหนักโดยอาศัยกระบวนการแบบปรับตัวได้ เพื่อที่จะรองรับการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณในสภาวะแบบต่างๆ รวมไปถึงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องรับ ที่มีการนำอัลกอริทึมแบบไวด์ลิเนียร์เชิงเส้นชนิดที่สามารปรับตัวได้เข้ามาประยุกต์ใช้กับเครื่องรับแบบดั้งเดิมที่มีอยู่ จากผลการจำลองระบบพบว่าอัตราความผิดพลาดของบิตหลังจากที่ผ่านกระบวนการทางฝั่งภาครับสัญญาณ ในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ ที่มีการนำอัลกอริทึมแบบไวด์ลิเนียร์เชิงเส้นชนิดปรับตัวได้เข้ามาประยุกต์ใช้มีค่าน้อยกว่าของเครื่องรับแบบดั้งเดิม รวมไปถึงการทนต่อสภาวะที่มีผลของดอปเพลอร์ได้ดีกว่าเครื่องรับแบบดั้งเดิม

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาควิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่อ.....
สาขาวิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....
ปีการศึกษา.....2547.....

4570714521 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEY WORD: MC-CDMA / UPLINK / MULTIUSER DETECTION/ MMSE / WIDELY LINEAR

KRISSADA ASAVASKULKEIT: WIDELY LINEAR DETECTION FOR MC-CDMA SYSTEMS. THESIS ADVISOR: ASSOC. PROF. SOMCHAI JITAPUNKUL, Dr.Ing. 89 pp. ISBN 974-53-1729-2.

In this thesis,a novel detection in multicarrier code-division multiple-access (MC-CDMA) system by using adaptive widely linear algorithm is proposed. The proposed method utilizes the time-multiplex-pilot symbols as the reference symbol due to the frequency selective fading channel. In addition, this algorithm jointly elaborate the received signal and its complex conjugate. To verify the performance of the algorithms, the proposed techniques are used for the uplink channel response of MC-CDMA systems. The simulation results show that this algorithm has a very good capability of suppressing multiple access interference (MAI) , resulting in a MC-CDMA system in multi-path Rayleigh fading channel. Our performance analysis and simulation results are compared and shown to be in good agreement that the widely linear detection stochastic gradient algorithm has important advantages over their linear counterparts.



Department Electrical Engineering Student's signature.....
Field of study Electrical Engineering Advisor's signature
Academic year2004.....

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) ที่ให้ทุน
สนับสนุนค่าใช้จ่ายในการวิจัย และจัดทำวิทยานิพนธ์จนสำเร็จลุล่วง

สุดท้ายนี้ ขอขอบคุณห้องปฏิบัติการวิจัยกรรมวิธีสัญญาณดิจิทัลซึ่งเป็นสถานที่
ทำวิจัย รวมถึงเพื่อนพี่น้องนิสิตทุกท่าน ที่มีส่วนช่วยเหลือในการให้ข้อคิดเห็น คำแนะนำ และ
กำลังใจ จนกระทั่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ลุล่วงไปได้ด้วยดี

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญภาพ.....	ญ
บัญชีคำศัพท์.....	ณ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับระบบ OFDM และ ระบบ MC-CDMA.....	2
1.2 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับเครื่องรับแบบธรรมดา.....	3
1.3 เครื่องรับสำหรับผู้ใช้น้อยราย.....	4
1.3.1 เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด.....	4
1.3.2 เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป.....	5
1.3.3 เครื่องรับแบบเชิงเส้น.....	5
1.3.4 เครื่องรับแบบไม่เชิงเส้น.....	6
1.4 การนำระบบ MC-CDMA มาประยุกต์ใช้ระบบกับอัลกอริทึมแบบการประมาณไวต์ลี เชิงเส้น.....	7
1.5 วิธีการปรับปรุงและพัฒนาเครื่องรับทางฝั่งขาขึ้นในระบบ MC-CDMA โดยอาศัย อัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้น (widely linear) ที่มีการปรับตัวได้แนวทางของ วิทยานิพนธ์.....	9
1.6 แนวทางของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้.....	9
1.7 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	9
1.8 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	10
1.9 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	10
1.10 ขั้นตอนและวิธีดำเนินงาน.....	10
1.11 ภาพรวมของวิทยานิพนธ์.....	11
1.12 นิยามสัญลักษณ์.....	12

บทที่	หน้า
2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	13
2.1 ระบบ MC-CDMA.....	13
2.1.1 แบบจำลองภาคส่งของระบบ MC-CDMA.....	16
2.1.2 แบบจำลองภาครับเครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์.....	17
2.1.3 เปรียบเทียบเทคนิคการมอดูเลชันแบบ MC-CDMA กับเทคนิคการมอดูเลชันแบบอื่น ๆ.....	19
2.1 ภาครับในระบบ MC-CDMA.....	21
2.1.1 แมตซ์ฟิลเตอร์.....	21
2.1.2 เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน.....	21
2.2 เครื่องรับชนิดอาศัยกระบวนการตีเทกต์ค่าเฉลี่ยกำลังสองของความผิดพลาดต่ำที่สุด.....	22
2.3 รายละเอียดของอัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้น.....	22
2.5 ปัจจัยที่ส่งผลเสียต่อสมรรถนะของระบบ.....	25
2.6 ช่องสัญญาณที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	28
2.7 วิธีการวัดสมรรถนะและความหมายของค่าต่าง ๆ.....	34
2.7.1 อัตราความผิดพลาดบิต.....	34
2.7.2 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน.....	34
3 ระบบ MC-CDMA ที่ประยุกต์ใช้อัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้น.....	35
3.1 แบบจำลองเครื่องรับในระบบ MC-CDMA.....	35
3.1 เครื่องรับที่อาศัยกระบวนการตีเทกต์ค่าเฉลี่ยกำลังสองของความผิดพลาดต่ำที่สุด (MMSE RECEIVER) เพื่อใช้ในระบบโทรศัพท์ไร้ MC-CDMA.....	36
3.2 การดัดแปลงและประยุกต์ใช้อัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้นเพื่อใช้ในระบบโทรศัพท์ไร้สาย MC-CDMA.....	39
3.3 ค่าสัมประสิทธิ์การลืม (Forgetting factor).....	45
4 ผลการวิจัย.....	46
4.1 วิธีการจำลองระบบ.....	46
4.1.1 รหัสแ่งที่ใช้.....	46
4.1.2 สัญญาณรบกวนจากช่องสัญญาณ.....	47
4.1.3 เฟดดิ้งจากช่องสัญญาณ.....	47

บทที่	หน้า
4.1.4 ความถี่ดอปเพลอร์.....	48
4.1.5 สมมติฐานต่าง ๆ ที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	48
4.2 สมรรถนะของเครื่องรับในระบบ MC-CDMA ขาขึ้นที่มีการประยุกต์ใช้งาน อัลกอริทึมแบบไวต์ดีเอ็นซี.....	49
4.2.1 สมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิต.....	49
4.2.2 สมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตเมื่อระบบ MC-CDMA มีการใช้ ช่องสัญญาณแบบต่าง ๆ ที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา.....	52
4.2.3 สมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตเมื่อระบบ MC-CDMA ที่ความถี่ ดอปเพลอร์ค่าต่าง ๆ.....	68
4.2.4 สมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตเมื่อระบบ MC-CDMA มีการ มอดูเลตสัญญาณแบบต่าง ๆ.....	71
4.2.5 การพิจารณาในแง่ความซับซ้อน (Complexity) ของอัลกอริทึมไวต์ดีเอ็นซี เชิงเส้นที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้และการเปรียบเทียบลักษณะ การลู่เข้าเนื่องจากค่าสัมประสิทธิ์การลื่น.....	76
5 บทสรุป.....	78
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	78
5.2 ข้อดีและข้อเสียของระบบที่นำเสนอ.....	80
5.3 ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต.....	81
รายการอ้างอิง.....	82
ภาคผนวก.....	85
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์.....	89

สารบัญภาพ

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 2.1 หลักการของระบบ MC-CDMA.....	13
รูปที่ 2.2 ไตเวอร์ซิตีดีทางความถี่ของระบบ MC-CDMAเมื่อเปรียบเทียบกับระบบ DS-CDMA และระบบแถบความถี่แคบ.....	15
รูปที่ 2.3 แบบจำลองภาคส่งของระบบ MC-CDMA.....	16
รูปที่ 2.4 แบบจำลองภาครับของระบบ MC-CDMA.....	17
รูปที่ 2.5 สเปกตรัมของสัญญาณที่มอดูเลตโดยวิธีต่าง ๆ.....	20
รูปที่ 2.6 โครงสร้างการหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน.....	22
รูปที่ 2.7 ผลของเฟดดิ้งจาก Frequency selective fading.....	28
รูปที่ 2.8 แสดงมุม α_n ของคลื่นสัญญาณที่มาถึงของปรากฏการณ์ดอปเพลอร์.....	29
รูปที่ 2.9 Delay power spectral densities ของแบบจำลองช่องสัญญาณตามมาตรฐาน COST207.....	30
รูปที่ 2.10 Doppler power spectral densities ของแบบจำลองช่องสัญญาณตามมาตรฐาน COST207.....	32
รูปที่ 3.1 แบบจำลองภาคส่งของระบบ MC-CDMA.....	36
รูปที่ 3.2 แบบจำลองของภาครับในระบบ MC-CDMA ที่ใช้ร่วมกับการดีเทกต์สัญญาณแบบ MMSE.....	38
รูปที่ 3.3 สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่ง.....	38
รูปที่ 3.4 แบบจำลองของระบบ MC-CDMA ที่ใช้ร่วมกับอัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้น.....	40
รูปที่ 4.1 BER ของเครื่องรับสัญญาณที่มีการประยุกต์ใช้อัลกอริทึมไวต์ลีเชิงเส้นเมื่อเทียบกับเครื่องรับแบบ MMSE.....	49
รูปที่ 4.2 BER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 4 คนในระบบในกรณีใช้ช่องสัญญาณแบบอุดมคติ.....	51
รูปที่ 4.3 BER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 8 คนในระบบในกรณีใช้ช่องสัญญาณแบบอุดมคติ.....	51
รูปที่ 4.4 ค่า MSE ในช่วงของการส่งสัญญาณนำร่องเพื่อพิจารณาอัตราการใช้ในช่วงที่ส่งบิตสัญญาณ.....	52
รูปที่ 4.5 BER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 4 คนในระบบที่ใช้ช่องสัญญาณแบบ Rural area เปลี่ยนแปลงตามเวลาที่ความถี่ดอปเพลอร์ 50 Hz.....	53

สารบัญภาพ (ต่อ)

๓

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 4.20 BER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 8 คนในระบบ ที่ใช้ช่องสัญญาณแบบ Hilly area เปลี่ยนแปลงตามเวลา ความถี่คอปเพลอร์ 110 Hz.....	60
รูปที่ 4.21 BER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 4 คนในระบบ ที่มีการมอดูเลตแบบ BPSK เพื่อเปรียบเทียบผลการจำลองลักษณะของช่องสัญญาณที่ 4 แบบ ความถี่คอปเพลอร์ 50 Hz.....	61
รูปที่ 4.22 BER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 4 คนในระบบ ที่มีการมอดูเลตแบบ BPSK เพื่อเปรียบเทียบผลการจำลองลักษณะของช่องสัญญาณที่ 4 แบบ ความถี่คอปเพลอร์ 110 Hz.....	61
รูปที่ 4.23 BER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 8 คนในระบบ ที่มีการมอดูเลตแบบ B P S K เพื่อเปรียบเทียบผลการจำลองลักษณะของช่องสัญญาณที่ 4 แบบ ความถี่คอปเพลอร์ 50 Hz.....	62
รูปที่ 4.24 BER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 8 คนในระบบ ที่มีการมอดูเลตแบบ B P S K เพื่อเปรียบเทียบผลการจำลองลักษณะของช่องสัญญาณที่ 4 แบบ ความถี่คอปเพลอร์ 110 Hz.....	62
รูปที่ 4.25 BER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 4 คนในระบบ และมีการส่งแบบ BPSK ในกรณีช่องสัญญาณเปลี่ยนแปลงตามเวลา เพื่อพิจารณาผลของความถี่คอปเพลอร์เมื่อมีการเพิ่มความถี่คอปเพลอร์จาก 20 Hz จนถึง 100 Hz.....	68
รูปที่ 4.26 BER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 8 คนในระบบ และมีการส่งแบบ BPSK ในกรณีช่องสัญญาณเปลี่ยนแปลงตามเวลา เพื่อพิจารณาผลของความถี่คอปเพลอร์เมื่อมีการเพิ่มความถี่คอปเพลอร์จาก 20 Hz จนถึง 100 Hz.....	69
รูปที่ 4.27 SER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 4 คนในระบบ และมีการส่งแบบ QPSK ความถี่คอปเพลอร์ 50 Hz โดยใช้ช่องสัญญาณแบบ Rural area	71
รูปที่ 4.28 SER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 4 คนในระบบ และมีการส่งแบบ QPSK ความถี่คอปเพลอร์ 110 Hz โดยใช้ช่องสัญญาณแบบ Rural area	72
รูปที่ 4.29 SER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 4 คนในระบบ และมีการส่งแบบ QPSK เพื่อเปรียบเทียบกรณีความถี่คอปเพลอร์ 50 Hz และ 110 Hz โดยใช้ช่องสัญญาณแบบ Rural area.....	72

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 4.30 SER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 8 คนในระบบ และมีการส่งแบบ QPSK ความถี่ดอปเพลอร์ 50 Hz โดยใช้ช่องสัญญาณแบบ Rural area	73
รูปที่ 4.31 SER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 8 คนในระบบ และมีการส่งแบบ QPSK ความถี่ดอปเพลอร์ 110 Hz โดยใช้ช่องสัญญาณแบบ Rural area	73
รูปที่ 4.32 SER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 8 คนในระบบ และมีการส่งแบบ QPSK เพื่อเปรียบเทียบกรณีความถี่ดอปเพลอร์ 50 Hz และ 110 Hz โดยใช้ช่องสัญญาณแบบ Rural area	74
รูปที่ 4.33 MSE ในช่วงของการส่งบิตสัญลักษณ์ เพื่อเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การลื่น	77

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
การตัดสินใจบิต	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
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

เครื่องรับแบบดีคอรีเลต	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	Multuser Detection
ความตั้งฉาก	Orthogonality
ความแปรปรวน	Variance
ค่าช่วงก้าว	Step Size
ชิพ	Chip
ช่องสัญญาณแบบพหุวิถี	Multi-path Channel
ซิงโครนัส	Synchronous
ดิจิทัล	Digital
ดีคอรีเลเตอร์	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
เวกเตอร์น้ำหนัก	Weight Vector
เวลาประวิง	Delay time
สหสัมพันธ์ข้าม	Cross correlation

สัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณ	Channel Gain
สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่น	Multiple Access Interference ย่อว่า MAI
สัญญาณแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์	Intersymbol interference ย่อว่า ISI
สัญญาณแทรกสอดระหว่างคลื่นพาย์ย่อย	Intercarrier interference ย่อว่า ICI
สัญญาณนำ	Pilot Signal
สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาว	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

ในการสื่อสารโทรศัพท์ไร้สายนั้น แบบแผนการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (Code Division Multiple Access: CDMA) ได้รับความสนใจเป็นอย่างมาก เพราะระบบนี้มีความจุของระบบที่สูงกว่าแบบแผนการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งทางเวลาและทางความถี่ที่มีใช้กันอยู่ทั่วไป โดยแบบแผนการเข้าถึงแบบแบ่งด้วยรหัสนี้จะมีจุดเด่นอยู่ที่ความเหมาะสมในการรองรับข้อมูลแบบมัลติมีเดียที่มีความเร็วในการส่งข้อมูลที่สูงและนอกจากนี้ยังมีความทนทานต่อช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ Direct Sequence Code Division Multiple Access (DS-SS) เป็นทางเลือกหนึ่งที่น่าสนใจที่จะนำมาใช้ในระบบโทรศัพท์ไร้สายในยุคที่ 3 เช่น ในระบบ Future Public Land Mobile Telecommunication System (FPLMST) และ Universal Mobile Telecommunication System (UMTS)

ในปัจจุบันแบบแผนการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสที่มีการใช้หลักการของระบบ Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) เข้าร่วมด้วยได้ถูกนำเสนอขึ้น นั่นคือ ระบบ Multi-Carrier Code Division Multiple Access (MC-CDMA) [1-3] เนื่องจากเทคโนโลยีนี้สามารถใช้เทคนิคทางกรรมวิธีสัญญาณดิจิทัลเข้ามาใช้ร่วมด้วย จึงทำให้เทคโนโลยีนี้ได้รับความนิยมเป็นอย่างมาก เพราะทำให้ภาครับและภาคส่งมีความซับซ้อนที่ไม่สูงและมีความทนทานต่อเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ นอกจากนี้ยังมีการใช้แถบความถี่ที่มีประสิทธิภาพอีกด้วย

1.1 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับระบบ OFDM และ ระบบ MC-CDMA

OFDM เป็นวิธีการส่งข้อมูลแบบหลายคลื่นพาห์แบบหนึ่ง ซึ่งข้อมูลจะถูกส่งผ่านคลื่นพาห์ย่อยจำนวนหนึ่งด้วยอัตราเร็วที่ต่ำลง สาเหตุหลักที่มีการนำระบบนี้มาใช้เพราะระบบนี้มีความทนทานต่อเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่และสัญญาณรบกวนที่มีแถบความถี่แคบ ซึ่งในระบบที่มีการใช้คลื่นพาห์เดียวนั้น สัญญาณรบกวนที่มีแถบความถี่แคบๆ มีความสามารถที่จะทำให้การส่งข้อมูลทั้งระบบเสียหายรุนแรงได้ แต่ในระบบที่มีการใช้หลายคลื่นพาห์ย่อยนั้น จะมีข้อมูลในคลื่นพาห์ย่อยเพียงส่วนน้อยเท่านั้นที่จะได้รับผลกระทบ โดยหลักการของการส่งข้อมูลด้วยหลายคลื่นพาห์นี้ ได้ถูกนำเสนอโดย R. W. Chang ซึ่งตีพิมพ์เป็นครั้งแรกในกลางปี ค.ศ. 1960 ในวารสาร Bell System Technology

ในระบบการส่งข้อมูลแบบหลายคลื่นพาห์เดิมนั้น แถบความถี่โดยรวมของทั้งระบบจะถูกแบ่งย่อยทางความถี่เป็นช่องสัญญาณย่อยที่ไม่มีการซ้อนทับกัน แต่ละช่องสัญญาณ

ย่อยจะถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณข้อมูลที่แตกต่างกัน ถึงแม้ว่าจะเป็นที่ดีที่หลีกเลี่ยงการชนกันของช่องสัญญาณย่อยเพื่อป้องกันการรบกวนกันเองระหว่างช่องสัญญาณย่อย แต่อย่างไรก็ดีวิธีการเช่นนี้จะทำให้มีการใช้แถบความถี่ที่ไม่มีประสิทธิภาพ เพื่อที่จะช่วยในการแก้ปัญหา ในกลางปี ค.ศ. 1960 นั้นเองได้มีการนำเสนอระบบ Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) โดยระบบนี้จะใช้วิธีการที่สามารถให้คลื่นพาห่อย่อยที่มีการชนกันได้ ซึ่งการที่มีการชนกันระหว่างช่องสัญญาณย่อยได้นี้ คลื่นพาห่อย่อยแต่ละคลื่นจำเป็นต้องมีความตั้งฉาก (Orthogonality) ซึ่งกันและกัน เพื่อที่แต่ละช่องสัญญาณย่อยจะได้ไม่รบกวนกันเอง และเพื่อที่จะให้คลื่นพาห่อย่อยเหล่านั้นมีความตั้งฉากกัน คลื่นพาห่อย่อยเหล่านั้นต้องมีระยะห่างระหว่างกันเท่ากันเป็น $1/T$ เมื่อ T คือ ช่วงเวลา 1 คาบของสัญญาณข้อมูล ซึ่งทางฝั่งเครื่องรับจะประกอบไปด้วยกลุ่มของดีมอดูเลเตอร์ ซึ่งแต่ละตัวจะทำหน้าที่แปลงข้อมูลจากแต่ละคลื่นพาห่อย่อยเป็นค่าไฟตรงและเมื่อรวมสัญญาณทั้งหมดในช่วง 1 คาบสัญญาณก็จะได้ข้อมูลที่ต้องการออกมา

มีหลายงานวิจัยที่ให้ความสนใจในการพัฒนาประสิทธิภาพของระบบการส่งข้อมูล OFDM นี้ โดยในปี ค.ศ. 1971 Weinstein และ Ebert ได้ทำการประยุกต์ใช้ระเบียบวิธี Discrete Fourier Transform (DFT) เข้ากับระบบนี้ในขั้นตอนของการมอดูเลตและการดีมอดูเลต ซึ่งทำให้อลดความซับซ้อนในการประมวลผลลงอย่างมาก หลังจากนั้นได้มีการใช้การแปลงฟูริเยร์อย่างรวดเร็ว (Fast Fourier Transform) เข้าช่วย ทำให้เพิ่มความเร็วในการประมวลผลขึ้นอีกด้วย

ในปี ค.ศ. 1960 เทคนิค OFDM ได้ถูกนำมาใช้ในระบบการสื่อสารข้อมูลความเร็วสูงของหน่วยงานทางทหาร เช่น KINEPLEX , ANDDEFT, KATHRYN ตัวอย่างเช่น ในระบบ KATHRYN นั้นมีการทำงานที่ความถี่สูงโดยใช้คลื่นพาห่อย่อยทั้งสิ้น 34 คลื่นพาห่อย่อย ซึ่งมีระยะห่างระหว่างกัน 82 Hz

ในปี ค.ศ. 1980 ระบบ OFDM ได้ถูกนำมาวิจัยเพื่อใช้ในการสื่อสารรูปแบบต่าง ๆ เช่น โมเด็มความเร็วสูง ระบบโทรศัพท์ไร้สายแบบดิจิตอล และระบบบันทึกข้อมูล ซึ่งระบบเหล่านี้มีการใช้เทคนิค OFDM สำหรับการมัลติเพล็กซ์สัญญาณ QAM

ในปี ค.ศ. 1990 เทคนิค OFDM ได้ถูกนำมาใช้งานสำหรับระบบสื่อสารข้อมูลที่ใช้แถบความถี่กว้างต่าง ๆ เช่น ช่องสัญญาณในระบบวิทยุ FM ระบบ High bit rate digital subscriber line (HDSL :1.6 Mbps) ระบบ asymmetric digital subscriber line (ADSL : 6Mbps) digital audio broadcasting (DAB) และในระบบ high-definition television (HDTV)

ในปี ค.ศ. 1993 Nathan Yee ได้นำเสนอ ระบบการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งแยกด้วยรหัส ที่มีการประยุกต์ใช้เทคนิค OFDM เข้าร่วมด้วยโดยเรียกระบบนี้ว่า Multi-Carrier Code Division Multiple Access (MC-CDMA) ซึ่งจะทำให้มีช่วงคาบของสัญญาณที่ยาวกว่าเดิม เมื่อเทียบกับระบบการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งแยกด้วยรหัสชนิดจัดลำดับเข้าถึงโดยตรง (DS-SS-CDMA) ที่นิยมใช้กันอยู่แต่เดิม ซึ่งระบบ MC-CDMA นี้จะทำให้การชิงโครโนท์สัญญาณทำได้ง่ายขึ้นและป้องกันการเกิดสัญญาณรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ (intersymbol interference)

ถึงแม้โครงสร้างสัญญาณของระบบ MC-CDMA นั้นจะคล้ายคลึงกับโครงสร้างสัญญาณของระบบ OFDM ในกรณีที่คลื่นพาห่อย่อยถูกจัดให้อยู่ชิดกันมากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ แต่วัตถุประสงค์ของการใช้ประโยชน์คลื่นพาห่อย่อยนี้จะแตกต่างกัน ในระบบ OFDM นั้นสัญญาณสัญลักษณ์ข้อมูลหลายสัญลักษณ์จะถูกส่งผ่านคลื่นพาห่อย่อยที่แตกต่างกันไปพร้อม ๆ กัน แต่ในระบบ MC-CDMA นั้นมีเพียงสัญลักษณ์ข้อมูลเดียวที่จะถูกส่งผ่านไปทุก ๆ คลื่นพาห่อย่อย ณ เวลาหนึ่ง ๆ โดยสัญลักษณ์ข้อมูลนั้นจะถูกแผ่ด้วยชุดรหัสแผ่ก่อน

1.2 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับเครื่องรับแบบธรรมดา (Conventional Receiver) [4]-[7]

เครื่องรับแบบธรรมดาหรือที่เรียกอีกชื่อหนึ่งว่าเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์ (matched filter) เครื่องรับชนิดนี้จะมีการใช้เฉพาะรหัสแผ่ของผู้ใช้รายที่ต้องการเท่านั้นในการแยกแยะข้อมูลของผู้ใช้คนดังกล่าว โดยจะถือว่าค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณของผู้ใช้คนที่สนใจกับสัญญาณของผู้ใช้รายอื่นมีค่าน้อย หรือผลของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่น (Multiple access Interference: MAI) มีค่าน้อยนั่นเอง ในกรณีที่จำนวนของผู้ใช้ในระบบมาก ซึ่งสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่นก็จะมีค่ามาก ทำให้สมรรถนะของระบบที่มีการใช้เครื่องรับแบบธรรมดานี้มีค่าต่ำ เพราะเครื่องรับชนิดนี้ไม่คำนึงถึงผลของ MAI นั่นเอง

นอกจากนี้เมื่อการควบคุมกำลังที่ภาคส่งเป็นไปอย่างไม่สมบูรณ์ จะทำให้เกิดปรากฏการณ์ใกล้-ไกล (near-far effect) ขึ้นในระบบ โดยปรากฏการณ์นี้เกิดจากการที่สัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนเดินทางมาถึงยังสถานีฐานโดยมีกำลังที่ไม่เท่ากัน ซึ่งจะทำให้ผลกระทบของสัญญาณแทรกสอดที่มีต่อผู้ใช้ที่มีกำลังสัญญาณต่ำมีมากขึ้น ดังนั้นเพื่อให้เครื่องรับแบบธรรมดานี้มีประสิทธิภาพที่ดีจะต้องมีการควบคุมกำลังส่งอย่างเข้มงวดเพื่อให้สัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคนมาถึงยังสถานีฐานด้วยกำลังที่เท่ากัน

1.3 เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายราย (Multiuser Detection) [8-14]

เนื่องจากปัญหาของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่นในเครื่องรับแบบธรรมดา นั้น เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายจึงได้ถูกเสนอขึ้น ทั้งนี้จะนำเอาความรู้เกี่ยวกับรหัสแม่และกำลังสัญญาณของผู้ใช้รายอื่นมาช่วยในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วย

งานวิจัยเริ่มแรกของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายเกิดขึ้นในปี ค.ศ. 1979 โดย Schneider ได้นำเสนอเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายที่ชื่อ zero-forcing decorrelating detector แต่งานวิจัยที่จุดประกายให้เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายและมีชื่อเสียงเป็นที่รู้จักอย่างกว้างขวาง คือ เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด (Optimum receiver) ซึ่งถูกนำเสนอโดย Verdu ในปี ค.ศ. 1984 หลังจากนั้นเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายก็ได้รับความสนใจเป็นอย่างมาก นอกจากนี้แล้ว Verdu ยังได้แสดงให้เห็นว่า ปัญหาสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นและผลจากปรากฏการณ์ใกล้-ไกล นี้เป็นข้อจำกัดของเครื่องรับแบบธรรมดาเท่านั้นมิใช่ข้อจำกัดของระบบ CDMA แต่อย่างไรก็ดี เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุดนี้将有ความซับซ้อนที่สูงมากเกินกว่าที่จะนำไปใช้ได้จริงในทางปฏิบัติ ต่อมาจึงได้มีการนำเสนอเครื่องรับที่มีความเหมาะสมรองลงไป (sub-optimum receiver) ถึงแม้จะมีสมรรถนะที่ต่ำลงแต่มีความซับซ้อนที่น้อยกว่า ในช่วงหลายปีที่ผ่านมาเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายที่มีผู้เสนอขึ้นจะเป็นดังนี้

1.3.1 เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด (Optimum Receiver)

เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุดสำหรับระบบ CDMA ถูกเสนอโดย Verdu เครื่องรับชนิดนี้ ใช้หลักการของ Maximum-Likelihood Sequence Estimation (MLSE) ในการหาลำดับของสัญญาณที่ส่งมา นั่นคือ จะพิจารณาชุดของข้อมูลที่เป็นไปได้ทั้งหมดจำนวน 2^k แบบ เมื่อ k คือ จำนวนผู้ใช้ทั้งหมดในระบบและถือว่าชุดของข้อมูลที่ทำให้สัญญาณเหมือนกับสัญญาณที่ได้รับมากที่สุด เป็นข้อมูลที่ผู้ใช้ส่งมา อย่างไรก็ตามแม้ว่าเครื่องรับชนิดนี้จะมีสมรรถนะที่ดีมาก แต่ก็มีข้อเสียที่สำคัญ คือ มีความซับซ้อนสูงมาก ซึ่งความซับซ้อนจะเพิ่มขึ้นตามจำนวนผู้ใช้แบบเอกซ์โพเนนเชียล (Exponential) อีกทั้งยังต้องการทราบค่าพารามิเตอร์ (Parameter) ของผู้ใช้และพารามิเตอร์ของระบบจำนวนมาก จึงทำให้ไม่สามารถนำไปใช้ได้จริงในทางปฏิบัติ ดังนั้นงานวิจัยส่วนใหญ่จึงมุ่งเน้นไปยังเครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป

1.3.2 เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป (Sub-optimum Receiver)

เป็นเครื่องรับที่มีสมรรถนะที่ต่ำกว่าเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุดแต่มีความซับซ้อนที่ต่ำกว่าด้วย และยังคงมีสมรรถนะที่ดีกว่าเครื่องรับแบบธรรมดาอยู่มากอีกทั้งความซับซ้อนก็ไม่ได้เพิ่มขึ้นตามจำนวนผู้ใช้แบบเอกซ์โพเนนเชียล จึงทำให้เครื่องรับชนิดนี้เหมาะสมกับการนำมาใช้งานจริงในทางปฏิบัติโดยเครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไปนี้สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภท คือ เครื่องรับแบบเชิงเส้นและเครื่องรับแบบไม่เชิงเส้น

1.3.3 เครื่องรับแบบเชิงเส้น (Linear Receiver)

เครื่องรับชนิดนี้ประกอบด้วยเครื่องรับแบบธรรมดาของผู้ใช้ทุกคนในระบบโดยสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบธรรมดาซึ่งเป็นการคูณสัญญาณที่รับได้ด้วยรหัสแผ่ของผู้ใช้คนที่เราต้องการ จะถูกนำมาผ่านกระบวนการแบบเชิงเส้น แล้วจึงค่อยนำผลรับที่ได้ไปทำการตัดสินใจข้อมูล เครื่องรับแบบเชิงเส้นมีอยู่ 2 ชนิดที่สำคัญ ดังนี้

- เครื่องรับแบบดีคอรีเลต (Decorrelating Detector: DD)

เครื่องรับแบบดีคอรีเลตนี้ใช้กระบวนการแบบเชิงเส้นที่มีผลตอบเป็นเมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ (Correlation Matrix) ของรหัสของผู้ใช้ทุกคนในระบบเพื่อกำจัด MAI โดยไม่นำผลของสัญญาณรบกวน (Noise) มาพิจารณา ด้วยเหตุนี้กระบวนการกำจัด MAI ของเครื่องรับชนิดนี้จึงไปเพิ่มสัญญาณรบกวนให้แก่สัญญาณที่รับได้ ดังนั้นกรณีที่กำลังของสัญญาณรบกวนมีค่ามากหรือค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าต่ำ เครื่องรับแบบดีคอรีเลตจึงมีสมรรถนะไม่ดี

- เครื่องรับชนิดที่ทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำสุด (Minimum Mean Square Error Receiver: MMSE)

เครื่องรับชนิดนี้ใช้กระบวนการแบบเชิงเส้นที่มีผลตอบเป็นเมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัสของผู้ใช้รวมกับเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณรบกวน เนื่องจากเครื่องรับชนิดนี้มีการพิจารณาผลของสัญญาณรบกวนด้วย ดังนั้นกรณีที่สัญญาณรบกวนมีค่ามากเครื่องรับจึงมีสมรรถนะที่ดีกว่าเครื่องรับแบบดีคอรีเลต ส่วนในกรณีที่กำลังของสัญญาณรบกวนมีค่าน้อย เครื่องรับชนิดนี้จะมีสมรรถนะใกล้เคียงกับเครื่องรับแบบดีคอรีเลต

1.3.4 เครื่องรับแบบไม่เชิงเส้น (Non-Linear Receiver)

เครื่องรับชนิดนี้จะนำสัญญาณที่ได้จากการประมาณสัญญาณของผู้ใช้คนอื่นในระบบไปหักล้างออกจากสัญญาณรวม แล้วจึงนำสัญญาณที่ถูกหักล้างแล้วไปตัดสินใจบิตข้อมูลได้ บิตข้อมูลของผู้ใช้คนที่ต้องการ ดังนั้นถ้าสามารถประมาณสัญญาณของผู้ใช้คนอื่นได้ถูกต้อง เครื่องรับชนิดนี้ก็จะมีประสิทธิภาพที่ดีไปด้วย เครื่องรับแบบไม่เชิงเส้นที่เป็นที่สนใจในงานวิจัยมี ดังนี้

-เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน (Parallel Interference Cancellation: PIC)

เครื่องรับชนิดนี้จะนำสัญญาณที่ผ่านเครื่องรับแบบธรรมดามาทำการประมาณ บิตข้อมูลของผู้ใช้ทุกคนออกมาก่อน แล้วนำบิตข้อมูลที่ประมาณได้ของผู้ใช้ทุกคนยกเว้นผู้ใช้คนที่สนใจไปใช้ในการหักล้างออกจากสัญญาณรวมเพื่อกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น ออกไปก่อนที่จะเข้าสู่กระบวนการตัดสินใจบิตของผู้ใช้คนที่สนใจ โดยเครื่องรับชนิดนี้จะมี สมรรถนะที่ดีในระบบที่มีการควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์ เครื่องรับชนิดนี้สามารถเพิ่มความถูกต้องของการประมาณบิตข้อมูลในขั้นแรก โดยการเปลี่ยนเครื่องรับแบบดั้งเดิมเป็นเครื่องรับแบบดีคอร์ด หรือเครื่องรับทั้งสองชนิดที่นำมาใช้นี้ อาจเป็นแบบปรับตัวได้

-เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างต่อเนื่อง (Successive Interference Cancellation: SIC)

เครื่องรับชนิดนี้จะทำการหาบิตข้อมูลของผู้ใช้ที่มีกำลังแรงที่สุดออกมาก่อนโดยใช้เครื่องรับแบบธรรมดา แล้วจึงนำไปหักล้างออกจากสัญญาณรวมที่รับได้เพื่อหักล้างผลของสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้คนนี้ออกจากสัญญาณรวม เมื่อเสร็จสิ้นขั้นตอนนี้แล้วก็จะได้บิตข้อมูลของผู้ใช้ที่มีกำลังแรงที่สุดและสัญญาณรวมของผู้ใช้ทุกคนยกเว้นผู้ใช้ที่มีกำลังแรงที่สุด แล้วจึงนำสัญญาณรวมที่ผ่านการหักล้างนี้ไปหาบิตข้อมูลของผู้ใช้ที่มีกำลังสูงที่สุดในบรรดาผู้ใช้ที่เหลืออยู่ โดยใช้เครื่องรับแบบธรรมดา ต่อจากนั้นก็ทำซ้ำกระบวนการข้างต้นไปเรื่อย ๆ ซึ่งจะได้บิตข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนออกอย่างต่อเนื่องกันตามลำดับความแรงของสัญญาณจนครบทุกคน จากการทำงานดังกล่าวจะเห็นว่าผู้ใช้คนที่มีกำลังสูงที่สุดจะถูกตัดสินใจบิตออกมาเป็นคนแรก ส่วนผู้ใช้คนที่มีกำลังต่ำที่สุดจะถูกตัดสินใจบิตออกมาเป็นคนสุดท้ายถึงแม้กระบวนการนี้จะทำให้เกิดการประวิงเวลาที่สูง แต่ก็จะเป็นการเพิ่มความน่าเชื่อถือให้กับผู้ใช้ที่มีกำลังต่ำ เนื่องจากมีการประมาณสัญญาณจากผู้ใช้คนที่มีกำลังสูงกว่าไปหักล้างจากสัญญาณรวมที่รับได้ซึ่งเป็นการลดสัญญาณแทรกสอดให้กับผู้ใช้คนที่มีกำลังต่ำกว่านั่นเอง

-เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดแบบผสม (Hybrid Interference Cancellation: HIC)

เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมในระบบ CDMA ถูกเสนอโดย Sun S. และ Koulakiotis D. หลักการทำงานของเครื่องรับชนิดนี้คือ การนำเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน และเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่องมาทำงานร่วมกัน เพื่อกำจัดข้อเสียที่เกิดขึ้นในแต่ละวิธี และทำให้ได้สมรรถนะที่เหมาะสมในสภาพการใช้งานจริง โดยเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบผสมนี้มีข้อดีที่สามารถลดการประวิงเวลาและแก้ไขความไม่สมบูรณ์ในการควบคุมกำลังสัญญาณที่ด้านส่งไปในเวลาพร้อมกัน

-เครื่องรับชนิดที่นำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับ (Decorrelating Decision-Feedback Detector: DDFB)

เครื่องรับชนิดนี้จะนำข้อมูลที่ตัดสินแล้วมาป้อนกลับเข้าในระบบ ได้ถูกเสนอไว้โดย Hallen A. หลักการทำงานของเครื่องรับชนิดนี้คือ ในการประมาณสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้ในระบบจะประกอบไปด้วยวงจรกรอง 2 วงจร คือ วงจรกรองแบบป้อนไปข้างหน้าและวงจรกรองแบบป้อนกลับ โดยวงจรกรองแบบป้อนไปข้างหน้าทำหน้าที่กำจัดผลของผู้ใช้ที่มีกำลังต่ำกว่าออกจากผู้ใช้คนที่มีกำลังสูงกว่า ส่วนวงจรกรองแบบป้อนกลับมีหน้าที่ป้อนผลการตัดสินบิตข้อมูลของผู้ใช้คนที่มีกำลังสูงกว่าเพื่อนำไปช่วยในการตัดสินบิตข้อมูลของผู้ใช้คนที่มีกำลังต่ำกว่า

1.4 การนำระบบ MC-CDMA มาประยุกต์ใช้ระบบกับอัลกอริทึมแบบการประมาณไวต์ลีเชิงเส้น

ระบบสื่อสาร MC-CDMA (Multicarrier Code division Multiple access) เป็นระบบการเข้าถึงหลายทางด้วยรหัสวิธีหนึ่งที่ได้รับ ความสนใจเนื่องจากมีความทนทานสูงต่อการเกิดเฟดดิ้ง (fading) ในช่องสัญญาณและยังมีความทนทานต่อสัญญาณแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Intersymbol interference : ISI) ได้ดีอีกด้วย

ในปี 1995 มีบทความเพื่อศึกษา Widely Linear Estimation with Complex Data โดย Bernard Picinbono and Pascal Chevalier [20] แต่ทว่าในบทความนี้ไม่ได้ทำการจำลองระบบเพื่อยืนยันกระบวนการที่ได้นำเสนอ เพียงแต่ทำการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์เท่านั้น งานของ Bernard Picinbono and Pascal Chevalier ได้อธิบายกระบวนการ Widely Linear Estimation with Complex จะเหมาะสมสำหรับสัญญาณประเภท Non-Circular Signal ซึ่งพบว่าในระบบ MC-CDMA การมอดูเลตสัญญาณแบบ BPSK , ASK , QAM สัญญาณจะมีลักษณะเป็น Non-Circular Signal

มีการนำ Widely Linear Multi-user detection มาประยุกต์ใช้เพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของเครื่องรับดังนี้

- 1) R. Schober and J. Lampe นำ Widely Linear Multi-user detection เพื่อที่จะจัดสัญญาณรบกวนแบบ MAI ในกระบวนการ LMS Algorithm ในระบบ DS-CDMA
- 2) R. Schober and J. Lampe [30] นำ Widely Linear Multi-user detection โดยอาศัยอัลกอริทึมแบบ Blind Minimum-Output-Energy
- 3) R. Schober and J. Lampe [23] นำ Widely Linear Multi-user detection เพื่อที่จะจัดสัญญาณรบกวนแบบ MAI ในกระบวนการ Widely Linear MMSE Algorithm ในระบบ DS-CDMA

มีงานวิจัยอีกส่วนหนึ่งที่ได้นำ Widely Linear Multi-user detection มาประยุกต์ใช้เพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของเครื่องรับ ได้แก่

G. Gelli and Luigi Paura [21] เริ่มศึกษาในปี 2000 โดย นำเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ที่ optimum ในระบบ DS-CDMA ซึ่งอ้างอิงจากบทความทางวิชาการของ Bernard Picinbono and Pascal Chevalier [20] เพื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบดั้งเดิม

ในระบบการสื่อสารไร้สายยุคที่ 4 ระบบสื่อสารจะต้องมีความสามารถที่จะรองรับการใช้งานที่มีอัตราการส่งข้อมูลที่สูงยิ่งขึ้นไปอีกจนถึงระดับ 10 Mb/s เพื่อรองรับการบริการรูปแบบใหม่ๆ ที่จะเกิดขึ้นได้ [15] ดังนั้นจึงได้เสนอแนวคิดที่จะนำเอาการประมาณแบบไวต์ลีเชิงเส้น เข้ามาใช้ร่วมกับระบบ MC-CDMA เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการรับข้อมูล โดยการเลือกนำมาใช้กับระบบ MC-CDMA แทนระบบ DS-CDMA นั้นเนื่องจากระบบ MC-CDMA มีความทนทานต่อเวลาประวิง (delay time) ที่ไม่เท่ากันของสัญญาณที่รับได้ทางภาครับแต่ละตัว

โดยที่ในทางภาครับของระบบ MC-CDMA กระบวนการประมาณสัญญาณที่รับได้นั้นจะเป็นดังสมการ

$$y = w^H x \quad \dots\dots\dots(1-1)$$

ซึ่ง y คือ สัญญาณที่ได้รับการประมาณแล้วหลังการผ่านการคูณด้วยเวกเตอร์สัมประสิทธิ์

w คือ เวกเตอร์น้ำหนัก (weight vector)

และ x เป็นสัญญาณที่รับมาได้ก่อนผ่านการคูณด้วยเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ ซึ่งโดยทั่วไปแล้วเวกเตอร์ x จะมีค่าของโควาเรียนซ์แบบ homocovariance ไม่เป็นศูนย์ แต่พบว่าในบทความทางวิชาการส่วนใหญ่มักจะละเลยในส่วนนี้ คือมีการประมาณค่าของโควาเรียนซ์แบบ homocovariance ให้

เป็นศูนย์ ดังนั้นทำให้สัญญาณที่เราประมาณได้ทางฝั่งภาครับไม่ถูกต้องที่สุด ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงมุ่งที่ทำการประมาณในส่วนของคุณค่าความแปรปรวนแบบ homocovariance ไม่เป็นศูนย์และทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องรับในระบบ MC-CDMA

1.5 วิธีการปรับปรุงและพัฒนาเครื่องรับทางฝั่งขาขึ้นในระบบ MC-CDMA โดยอาศัยอัลกอริทึมแบบไวด์ไลน์เชิงเส้น (widely linear) ที่มีการปรับตัวได้

วิทยานิพนธ์นี้เสนอให้ใช้วิธีการประมาณแบบไวด์ไลน์เชิงเส้น (widely linear) โดยอาศัยกระบวนการหาค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุด (minimum mean square error) เพื่อเพิ่มสมรรถนะของเครื่องรับในระบบการสื่อสารแบบ MC-CDMA โดยจะพิจารณาที่การสื่อสารระหว่างอุปกรณ์เคลื่อนที่ปลายทางไปยังสถานีฐาน (uplink) ซึ่งในกรณีนี้สัญญาณที่รับได้จากผู้ใช้แต่ละรายภายในระบบจะถูกแยกออกเป็นสองส่วน ซึ่งจะมีการนำเวกเตอร์สัมประสิทธิ์เข้ามาคูณ โดยที่เวกเตอร์สัมประสิทธิ์จะมีการปรับตัวได้เพื่อที่จะส่งผลให้ค่าเฉลี่ยของค่าผิดพลาดมีค่าน้อยที่สุด โดยที่การประมาณแบบไวด์ไลน์เชิงเส้น (widely linear) จะมีการจำลองระบบในช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาเพื่อให้ใกล้เคียงกับช่องสัญญาณที่ใกล้เคียงกับความจริงมากที่สุด

1.6 แนวทางของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

เนื่องจากเครื่องรับในระบบ MC-CDMA มีการมอดูเลตสัญญาณแบบ BPSK, QPSK เป็นต้น ส่งผลให้การที่พิจารณาสัญญาณรับมีคุณสมบัติแบบ proper หรือ circular จะไม่เหมาะสมที่สุด ดังนั้นแนวคิดของโครงร่างวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงได้นำอัลกอริทึมแบบไวด์ไลน์เชิงเส้น (widely linear) มาประยุกต์ใช้ในเครื่องรับสัญญาณทางฝั่งขาขึ้นในระบบ MC-CDMA เพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของเครื่องรับให้ดีขึ้น

1.7 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

1. เพื่อพัฒนารวมวิธีในการเพิ่มสมรรถนะของเครื่องรับสำหรับระบบการสื่อสารแบบ MC-CDMA โดยใช้การกระบวนการไวด์ไลน์เชิงเส้นเพื่อหาค่าเฉลี่ยกำลังสองที่น้อยที่สุด
2. ปรับปรุงการประมาณแบบไวด์ไลน์เชิงเส้นในการหาค่าเฉลี่ยกำลังสองสัญญาณแทรกสอด เพื่อนำมาใช้กับระบบ MC-CDMA อย่างเหมาะสม และทำการวิเคราะห์การลู่เข้าเพื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบดั้งเดิม

1.8 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

นำเสนอรูปแบบการส่งข้อมูลของระบบ MC-CDMA ที่มีการนำเอากระบวนการประมาณแบบไวคัลลีเชิงเส้นมาประยุกต์ใช้ในเครื่องรับทางฝั่งภาครับในระบบ MC-CDMA เพื่อที่จะเพิ่มประสิทธิภาพโดยจะลดผลของสัญญาณแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ที่ใช้รหัสแผ่ต่างกัน (MAI) และสัญญาณแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ที่ใช้รหัสแผ่เดียวกัน (CAI) ได้เป็นอย่างดี โดยจะต้องมีสมรรถนะที่เหนือกว่าเมื่อเทียบกับระบบ MC-CDMA ที่มีความจุเท่ากัน

นอกจากนี้ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ยังได้นำเสนอวิธีการปรับปรุงเครื่องรับสัญญาณ ให้มีความซับซ้อนที่เหมาะสมในการนำไปใช้งานในทางปฏิบัติได้จริง โดยจะพิจารณาสมรรถนะของระบบด้วยค่า BER (Bit Error Rate) เป็นหลัก ซึ่งในงานวิจัยนี้จะทำการจำลองระบบเฉพาะที่การสื่อสารระหว่างอุปกรณ์เคลื่อนที่ปลายทางไปยังสถานีฐาน (Uplink) และพิจารณาระบบเฉพาะในกรณีซึ่งโครนัสเท่านั้น โดยช่องสัญญาณที่ใช้ในการจำลองระบบนี้จะเป็นไปตามมาตรฐาน COST207 ซึ่งเป็นช่องสัญญาณที่มีทั้งการเกิด Additive White Gaussian Noise (AWGN) และมีการเกิดเฟดดิ้งแบบเรย์ลี (Rayleigh fading) นอกจากนี้แล้วยังมีการเกิดเฟดดิ้งแบบพหุวิถี (Multipath fading) อีกด้วย

1.9 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

เพื่อให้การเพิ่มประสิทธิภาพของเครื่องรับสัญญาณทางฝั่งภาครับขาขึ้นมีทางเลือกที่เพิ่มขึ้นในระบบ MC-CDMA ที่คาดว่าจะมีบทบาทสำคัญในการสื่อสารในอนาคต โดยรูปแบบการส่งข้อมูลที่นำเสนอมีความซับซ้อนที่เหมาะสมสามารถนำไปใช้งานได้จริงในทางปฏิบัติ

1.10 ขั้นตอนและวิธีดำเนินงาน

1. ศึกษาค้นคว้าระบบการสื่อสารแบบ MC-CDMA โดยมีรายละเอียดดังนี้
 - 1.1. ศึกษาและเปรียบเทียบระบบการสื่อสารแบบ MC-CDMA กับระบบการสื่อสารแบบต่าง ๆ รวมทั้งศึกษาเครื่องรับชนิดต่าง ๆ ที่ใช้ในการสื่อสารแบบ CDMA ได้แก่ MMSE
 - 1.2. ศึกษาผลของการมอดูเลตของสัญญาณเชิงซ้อนต่อระบบการสื่อสารแบบ DS-SS และระบบ MC-CDMA

- 1.3. ศึกษาและค้นคว้าอัลกอริทึมที่ใช้ในการปรับปรุงสมรรถภาพของเครื่องรับในระบบ MC-CDMA โดยการนำอัลกอริทึมเชิงเส้นแบบกว้างในการตีเทคสัญญาณ
2. วิเคราะห์หาข้อดีและข้อเสียของเครื่องรับและทดสอบอัลกอริทึมจากงานที่มีผู้เสนอแล้ว
3. ทดสอบเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ซึ่งใช้วิธีการประมาณเชิงเส้นแบบกว้าง เพื่อพิจารณาประสิทธิภาพทางฝั่งภาครับสัญญาณในระบบ MC-CDMA
4. สรุป วิจารณ์และจัดทำรายงานฉบับสมบูรณ์

1.11 ภาพรวมของวิทยานิพนธ์

เนื้อหาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ แบ่งออกเป็น 5 บท คือ

บทที่ 1 บทนำ แนะนำถึงความรู้เบื้องต้นของระบบ MC-CDMA และเครื่องรับแบบต่างๆ ที่มีการใช้งานในระบบ MC-CDMA นี้ และได้กล่าวถึงความรู้เบื้องต้นของกระบวนการโวลต์ลีเชิงเส้นด้วย จากนั้นได้กล่าวถึง แนวทางวัตถุประสงค์ ขอบเขตของงานวิจัย ขั้นตอนการดำเนินงานและการนิยามสัญลักษณ์

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง เนื้อหาในบทนี้ได้กล่าวถึง รายละเอียดแบบจำลองการรับส่งข้อมูลของระบบ MC-CDMA รายละเอียดของอัลกอริทึมโวลต์ลีเชิงเส้น บีเจียที่ส่งผลเสียต่อระบบที่นำเสนอ รูปแบบของช่องสัญญาณที่ใช้ในการจำลองระบบของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ วิธีการประมาณช่องสัญญาณที่ใช้ในกรณีที่มีการศึกษาถึงผลของความผิดพลาดในการประมาณช่องสัญญาณด้วย และท้ายที่สุดจะอธิบายถึงวิธีวัดสมรรถนะที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

บทที่ 3 ในบทนี้ได้กล่าวถึงระบบ MC-CDMA ที่ประยุกต์ใช้อัลกอริทึมแบบโวลต์ลีเชิงเส้นที่นำเสนอ

บทที่ 4 ผลการทดลองแสดงถึงสมรรถนะของระบบที่นำเสนอ ในเงื่อนไขต่าง ๆ ในแง่ของจำนวนผู้ใช้ , ช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา, ความถี่ดอปเพลอร์ และความซับซ้อนของระบบที่นำเสนอ

บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะสำหรับพัฒนางานวิจัยต่อไป

1.12 นิยามสัญลักษณ์

สัญลักษณ์ตัวพิมพ์เล็ก หมายถึง สัญลักษณ์ในแต่ละเวลา หรือแทนสมาชิกแต่ละตัวของเมตริกซ์หรือเวกเตอร์

สัญลักษณ์ตัวพิมพ์เล็กที่มีเส้นอยู่เหนือสัญลักษณ์ หมายถึงเวกเตอร์

สัญลักษณ์ตัวพิมพ์ใหญ่ หมายถึง เมตริกซ์

สัญลักษณ์ตัวพิมพ์ใหญ่ที่อยู่ในวงเล็บและมีดรรชนีห้อยท้ายหมายถึงหลักหรือแถวหนึ่งๆ ของเมตริกซ์ และนิยามสัญลักษณ์ที่กล่าวมาข้างต้นนี้จะถูกใช้ไปตลอดวิทยานิพนธ์



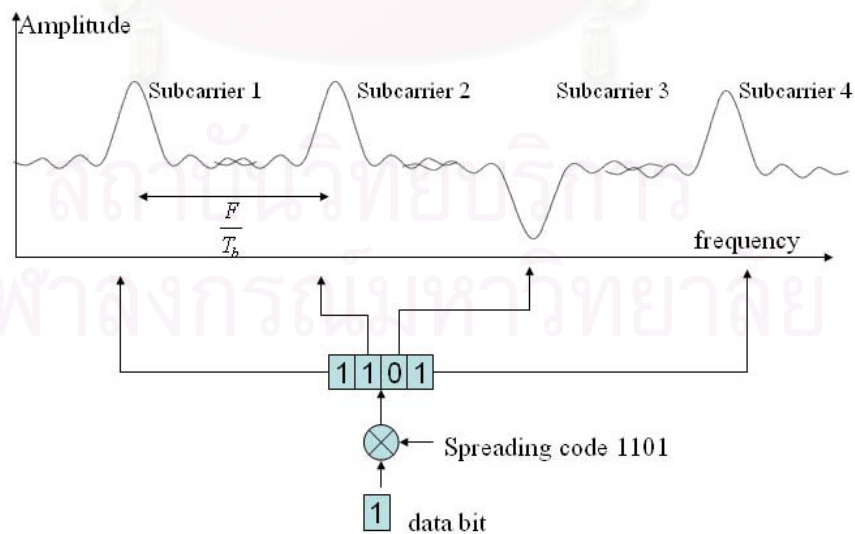
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดของระบบ MC-CDMA รวมถึงแบบจำลองทางภาครับและภาคส่งของระบบ MC-CDMA นี้ และยังได้กล่าวถึงรายละเอียดของอัลกอริทึมแบบไวต์ลิเซิงเส้น ที่ถูกนำเสนอขึ้นเพื่อใช้ในระบบ MC-CDMA ด้วย อีกทั้งได้กล่าวถึงปัจจัยต่างๆที่ส่งผลเสียต่อระบบ และรูปแบบของช่องสัญญาณรวมถึงการประมาณช่องสัญญาณที่ใช้ในการจำลองระบบของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ทำหน้าที่สรุปอธิบายถึงวิธีการวัดสมรรถนะที่ใช้

2.1. ระบบ MC-CDMA (Multicarrier Code division multiple access) [2]-[3]

MC-CDMA เป็นเทคนิคการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัล ที่แต่ละสัญลักษณ์ถูกส่งด้วยหลายคลื่นพาย่อย (subcarrier) ดังในรูปที่ 2-1 แต่ละคลื่นพาย่อยจะมีแถบความถี่ที่แคบ ทั้งนี้ข้อมูลจะถูกมอดูเลตแบบ BPSK (binary phase shift keying) ดังนั้นการที่คลื่นพาย่อยจะมีเฟสเป็น 0 หรือ π จะขึ้นอยู่กับรหัสแผ่ (spreading code) และที่ปลายทางข้อมูลในแต่ละคลื่นพาย่อยจะถูกแยกออกมา โดยการมอดูเลตสัญญาณที่รับมาได้กับผลตอบสนองทางความถี่ของเครื่องรับที่มีต่อคลื่นพาย่อยที่ต้องการ และอินทิเกรตตลอดช่วงคาบของสัญญาณ โดยที่จะมีเงื่อนไขว่า ความตั้งฉาก (Orthogonality) ระหว่างคลื่นพาย่อยจะมีอยู่ได้ถ้าแต่ละคลื่นพาย่อยแยกห่างกันเป็นจำนวนเท่าของ $\frac{1}{T_b}$ เมื่อ T_b คือ คาบของสัญญาณ 1 สัญลักษณ์



รูปที่ 2-1 หลักการของระบบ MC-CDMA

เฟสของแต่ละคลื่นพาร์ย่อยจะสอดคล้องกับแต่ละชิพของรหัสแม่ ดังนั้นถ้ารหัสแม่มีความยาว N ชิพ ก็จะต้องใช้คลื่นพาร์ย่อยจำนวน N คลื่นพาร์ย่อย ระบบ MC-CDMA นี้จะใช้การเข้าถึงหลายทาง (multiple access) โดยผู้ใช้ทุกคนจะใช้คลื่นพาร์ย่อยกลุ่มเดียวกัน แต่จะใช้รหัสแม่ที่ต่างกัน โดยรหัสแม่นี้จะต้องมีคุณสมบัติตั้งฉากกับรหัสแม่ของผู้ใช้รายอื่น ดังนั้นจึงสังเกตได้ว่าในระบบ MC-CDMA นั้นจะมีความตั้งฉากอยู่ 2 ระดับชั้น นั่นคือ ความตั้งฉากระหว่างคลื่นพาร์ย่อย และ ความตั้งฉากระหว่างรหัสแม่

เมื่อมองในอีกแง่หนึ่งสัญญาณของระบบ MC-CDMA เสมือนเป็นสัญญาณในระบบ DS-CDMA ที่แต่ละชิพถูกเข้ารหัสในคลื่นพาร์ย่อยต่าง ๆ แยกกันไป ดังนั้นสัญญาณในระบบ MC-CDMA ก็คือการแปลงฟูริเยร์แบบไม่ต่อเนื่อง (Discrete Fourier Transform :DFT) ของสัญญาณในระบบ DS-CDMA โดยระบบ MC-CDMA จะเป็นระบบที่มีการแผ่สเปกตรัมความถี่เช่นเดียวกับระบบ DS-CDMA นั่นเอง เพราะถึงแม้แต่ละชิพของข้อมูลจะถูกส่งผ่านแถบความถี่แคบ แต่ถ้ามองแถบความถี่โดยรวมทั้งหมดทุกคลื่นพาร์ย่อย สัญญาณข้อมูล 1 สัญญาณหนึ่งจะถูกส่งผ่านแถบความถี่ที่กว้าง ดังนั้นระบบ MC-CDMA นี้ก็จะมีไคเวอร์ซิตีทางความถี่ที่ดีเช่นกัน

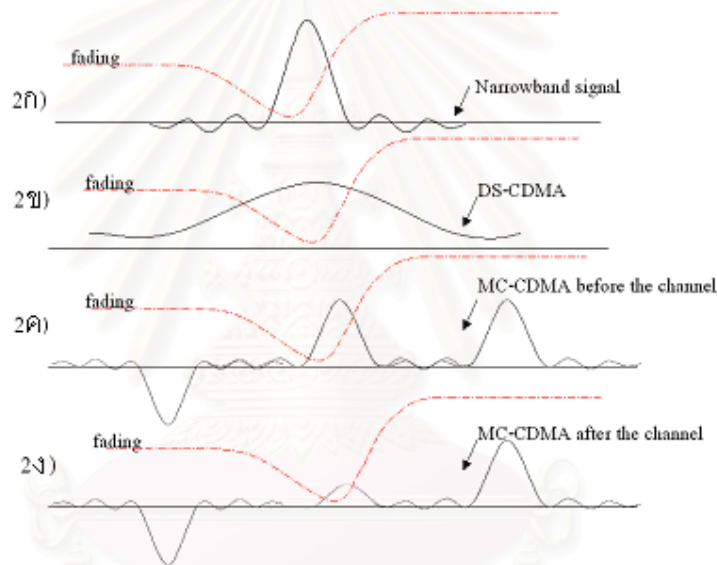
จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่าเพื่อรักษาความตั้งฉากระหว่างคลื่นพาร์ย่อย แต่ละคลื่นพาร์ย่อยจะต้องห่างกันเป็นจำนวนเท่าของ $\frac{1}{T_b}$ นั่นคือจะต้องห่าง $\frac{F}{T_b}$ เมื่อ $F = 1, 2, 3 \dots$ โดยเราจะเรียกพารามิเตอร์ F นี้ว่า channel spacing factor

เพื่อที่จะใช้แบนด์วิดท์โดยรวมทั้งหมดที่มีอยู่ให้เกิดประสิทธิภาพสูงสุด จะกำหนดให้ระยะห่างระหว่างคลื่นพาร์ย่อยมีค่าใกล้เคียงกันมากที่สุดที่เป็นไปได้ นั่นคือ F เท่ากับ 1 นั่นเอง ซึ่งโครงสร้างของสัญญาณระบบ MC-CDMA เมื่อ F เท่ากับ 1 นี้จะไปเหมือนกับลักษณะของโครงสร้างสัญญาณในระบบ Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) นอกจากนี้เนื่องจากสัญญาณของระบบ MC-CDMA ในเชิงความถี่ที่แต่ละคลื่นพาร์ย่อยนั้นจะเป็นสัญญาณที่มีแถบความถี่แคบและมีลักษณะเป็นฟังก์ชัน sinc ดังนั้นส่วนของความถี่ที่จะเลยออกไปปนกับคลื่นพาร์ย่อยใกล้เคียงจะมีน้อยมาก

นอกจากการคำนึงถึงประสิทธิภาพในการใช้แถบความถี่โดยรวมทั้งหมดแล้ว เรายังต้องคำนึงถึงไคเวอร์ซิตีทางความถี่ด้วย โดยในการส่งข้อมูลผ่านหลาย ๆ คลื่นพาร์ย่อยนั้น เพื่อให้มีคลื่นพาร์ย่อยที่จะถูกลดทอนอย่างมากโดยช่องสัญญาณมีจำนวนเล็กน้อยได้นั้น แต่ละคลื่นพาร์ย่อยจะต้องอยู่ห่างกันมากกว่าแถบความถี่ร่วมนัย (coherence bandwidth) ของช่องสัญญาณ ถ้าเกิดมีหลาย ๆ คลื่นพาร์ย่อยตั้งอยู่ในระยะห่างไม่เกินแถบความถี่ร่วมนัยของ

ช่องสัญญาณแล้ว ก็จะมีโอกาสเป็นไปได้สูงที่เมื่อคลื่นพายุย่อยหนึ่งถูกลดทอนโดยช่องสัญญาณ แล้วคลื่นพายุย่อยอื่นที่เหลือจะถูกลดทอนไปด้วย ดังนั้นเราจะต้องเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์ F ที่เหมาะสมเพื่อให้มีทั้งการใช้แถบความถี่ที่มีประสิทธิภาพและมีไคเวอร์ซิตีทางความถี่ที่ดี

เมื่อเปรียบเทียบกับ การส่งสัญญาณแถบความถี่แคบแบบ BPSK สัญญาณแถบความถี่แคบนี้จะทนต่อการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Intersymbol interference: ISI) ได้ดีเมื่อคาบของ 1 สัญลักษณ์มีค่ามากกว่า เวลาประวิง ที่เกิดจากช่องสัญญาณเป็นอันมาก แต่เนื่องจากการอาศัยแถบความถี่ที่แคบนี้เองจึงมีโอกาที่แถบความถี่นี้ จะมีความกว้างน้อยกว่าแถบความถี่ร่วมนัยของช่องสัญญาณ จึงทำให้มีไคเวอร์ซิตีทางความถี่ที่ไม่ดีดังรูปที่ 2-2 ก)



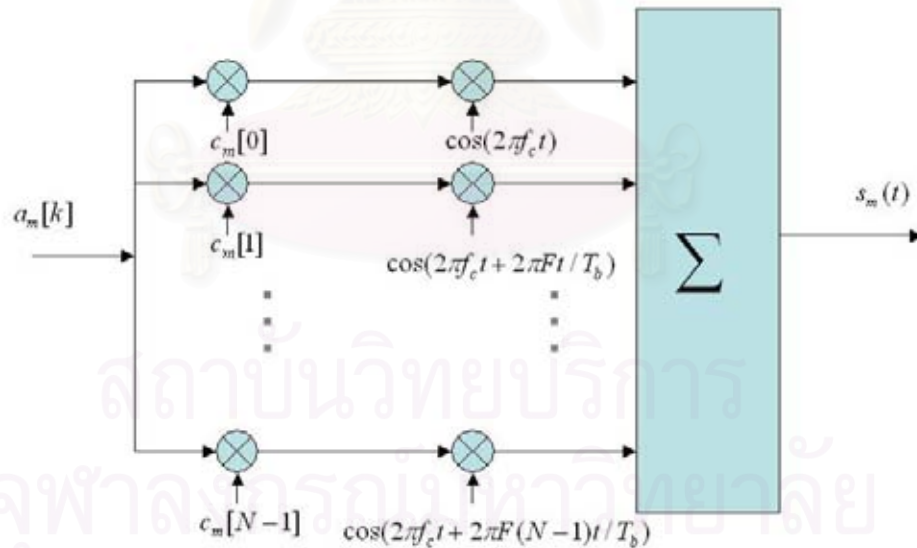
รูปที่ 2-2 ไคเวอร์ซิตีทางความถี่ของระบบ MC-CDMA , ระบบ DS-CDMA และ ระบบแถบความถี่แคบ

เมื่อเปรียบเทียบกับระบบการส่งสัญญาณ Direct Sequence Code Division Multiple Access (DS-CDMA) ในระบบ DS-CDMA นั้น ได้มีการแผ่บิตข้อมูลที่จะส่งออกไปในแถบความถี่กว้าง โดยการแผ่ข้อมูล 1 บิต ออกเป็น N ชิพ (N คือ อัตราแผ่ หรือ processing gain) ซึ่งแต่ละชิพมีคาบยาว T_b / N ทั้งนี้เพื่อให้มีความทนทานต่อการเกิดเฟดดิ้งได้ดี นั่นคือโอกาสที่สัญญาณจะถูกลดทอนไปทั้งหมดในทุก ๆ ความถี่มีน้อยลง ดังรูปที่ 2-2 ข) แต่การที่แผ่ข้อมูล 1 สัญลักษณ์ออกเป็นหลายชิพที่มีช่วงคาบที่แคบนี้เอง จะมีข้อเสียที่ต้องทำให้เครื่องรับต้องประมวลผลให้รวดเร็วขึ้น (มีความซับซ้อนมากขึ้น) และข้อมูลจะถูกรบกวนโดย ISI มากขึ้นเพราะ

คาบของ 1 ชิป ใกล้เคียงกับเวลาประวิงที่เกิดจากช่องสัญญาณมากขึ้น ขณะที่ส่วนของระบบ MC-CDMA นั้นเมื่อบิตข้อมูลถูกแผ่แล้ว แต่ละชิพจะถูกส่งผ่านแต่ละคลื่นพาห่อย่อยไปพร้อม ๆ กัน โดยช่วงคาบของแต่ละชิพจะยังคงมีค่าเท่ากับช่วงคาบของ 1 บิตอยู่ (ไม่ต้องหารด้วย N ดังในระบบ DS-SS-CDMA) ดังนั้นผลการรบกวนของ ISI จึงมีค่าน้อย นอกจากนี้เมื่อเลือก channel spacing factor ที่เหมาะสม ก็จะสามารถใช้อัตราเผื่อน้อยกว่าระบบ DS-SS-CDMA เพื่อให้ได้มาซึ่งไดเวอร์ซิตีทางความถี่ที่เท่ากัน โดยทุก ๆ คลื่นพาห่อย่อยไม่ตกอยู่ในความถี่ที่มีการถูกลดทอนอย่างมาก ดังแสดงในรูปที่ 2-2 ค) และรูปที่ 2-2 ง)

2.1.1 แบบจำลองภาคส่งของระบบ MC-CDMA

ดังในรูปที่ 2-3 ข้อมูลขาเข้า $a_m[k]$ ซึ่งเป็นสัญญาณข้อมูล โดยดรรชนี k หมายถึง สัญลักษณ์ข้อมูลที k และดรรชนี m หมายถึงผู้ใช้คนที่ m เริ่มต้นโดยสัญญาณข้อมูล 1 สัญลักษณ์ จะถูกส่งขนานออกเป็น N สาย ทั้งนี้ข้อมูลสายที่ i จะถูกคูณด้วยชิพที่ i ของรหัสแผ่ หลังจากนั้นแต่ละสายข้อมูลจะถูกมอดูเลตกับแต่ละคลื่นพาห่อย่อย ซึ่งแต่ละคลื่นพาห่อย่อยห่างกันเป็นจำนวนเท่าของ $\frac{1}{T_b}$ จากนั้นสัญญาณในทุกสายข้อมูลจะถูกนำมารวมกันและถูกส่งออกไป



รูปที่ 2-3 แบบจำลองภาคส่งของระบบ MC-CDMA

จากรูปที่ 2-3 สัญญาณข้อมูลบิตที่ k ของผู้ใช้คนที่ m ที่ถูกส่งออกไปจะเป็นดังนี้

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

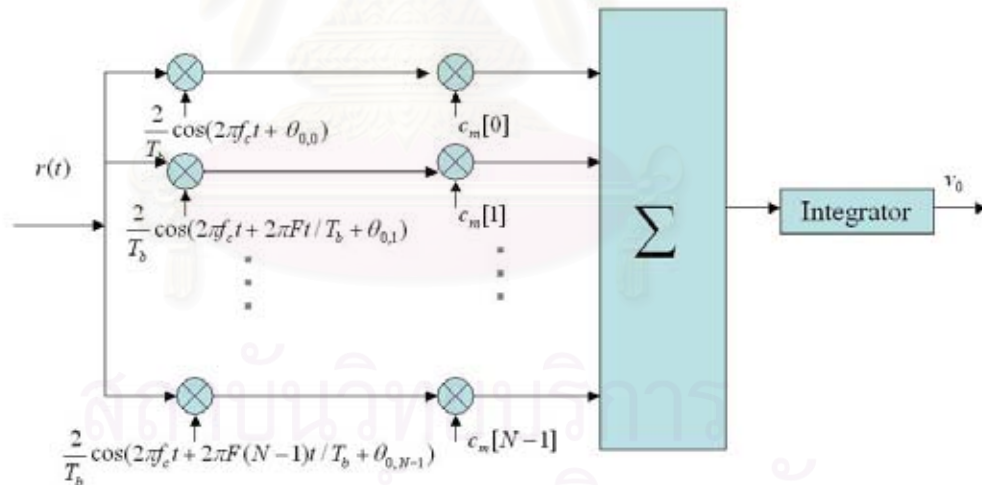
โดย $c_m[i] \in \{-1, 1\}$ เมื่อ $c_m[0], c_m[1], \dots, c_m[N-1]$ คือรหัสแพร่ของผู้ใช้คนที่ m
 $p_{T_b}(t)$ แทน unit pulse ที่มีขนาดไม่เป็น 0 ในช่วงเวลา $[0, T_b]$

2.1.2 แบบจำลองภาครับ เครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์ [15]

เมื่อมีผู้ใช้ M คนสัญญาณที่ภาครับจะรับได้จะเป็นดังนี้

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

เมื่อ $\rho_{m,i}$ และ $\theta_{m,i}$ คือขนาดที่ถูกลดทอนและเฟสที่ผิดเพี้ยนไปเมื่อผ่านช่องสัญญาณของผู้ใช้คนที่ m ของคลื่นพาห่อย่อยที่ i โดยที่ $n(t)$ คือ สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก (additive white Gaussian noise:AGWN) ที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์และมีค่าความแปรปรวนเป็น σ^2



รูปที่ 2-4 แบบจำลองภาครับของระบบ MC-CDMA

แบบจำลองภาครับของระบบ MC-CDMA จะเป็นดังรูปที่ 2-4 โดยแบบจำลองนี้จะมีเครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์ จำนวน N เครื่อง ใช้แต่ละเครื่องต่อ 1 คลื่นพาห่อย่อย และสัญญาณออกจากแต่ละแมตซ์ฟิลเตอร์จะถูกนำมารวมกันเพื่อทำการตัดสินใจข้อมูล v_0 โดยที่แต่

ละแมตซ์ฟิลเตอร์จะประกอบไปด้วยตัวอินทิเกรเตอร์และออสซิลเลเตอร์ซึ่งทำหน้าที่สร้างความถี่ของแต่ละคลื่นพหุย่อย นอกจากนี้ยังต้องมีการประมาณเฟสที่อาจผิดเพี้ยน $\theta_{m,i}$ ไป เพื่อให้ ออสซิลเลเตอร์สามารถซิงโครไนท์ในทางเวลากับสัญญาณที่ต้องการได้ และสมบัติตั้งฉากของชุด รหัสจะถูกนำมาใช้เพื่อที่จะสามารถแยกแยะข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคน โดยคลื่นพหุย่อยที่ i จะถูก คูณด้วยซิฟท์ i ของรหัสแม่ของผู้ใช้คนที่ต้องการ เพื่อเป็นการแผ่ข้อมูลหลาย ๆ ซิฟท์กลับมาเป็น 1 สัญลักษณ์ข้อมูลตามเดิมและเป็นการหักล้างข้อมูลของผู้ใช้คนอื่นที่เหลือออกไป สัญญาณในช่วง สัญลักษณ์ที่ k ที่รับได้ในสมการที่ (2-2) เมื่อผ่านการตัดสินบิตข้อมูลดังรูปที่ 2-4 จะมีค่าดังนี้

$$v_0 = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} \rho_{m,i} c_m[i] a_m[k] \frac{2}{T_b} \int_{kT_b}^{(k+1)T_b} \cos(2\pi f_c t + 2\pi i \frac{F}{T_b} t + \theta_{m,i}) \cos(2\pi f_c t + 2\pi i \frac{F}{T_b} t + \hat{\theta}_{0,i}) dt + \eta \dots (2-3)$$

เมื่อ $\hat{\theta}_{0,i}$ คือค่าของเฟสของสัญญาณที่ต้องการ ซึ่งประมาณได้ที่เครื่องรับของ คลื่นพหุย่อยที่ i โดยส่วนของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก η เป็นดังนี้

$$\eta = \sum_{i=0}^{N-1} \int_{kT_b}^{(k+1)T_b} n(t) \frac{2}{T_b} \cos(2\pi f_c t + 2\pi i \frac{F}{T_b} t + \hat{\theta}_{0,i}) dt \dots (2-4)$$

ถ้าสมมติว่าสามารถทำการประมาณเฟสได้อย่างถูกต้องสมบูรณ์ $\hat{\theta}_{0,i} = \theta_{0,i}$ สัญญาณในสมการที่ (2-3) จะลดรูปเป็นดังนี้

$$v_0 = a_0[k] \sum_{i=0}^{N-1} \rho_{0,i} + \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} a_m[k] c_m[i] c_0[i] \rho_{m,i} \cos \phi_{m,i} + \eta \dots (2-5)$$

เมื่อ $\phi_{m,i} = \theta_{0,i} - \theta_{m,i}$ สังเกตว่าสัญญาณข้อมูลที่ต้องการจะประกอบไปด้วย 3 พจน์ พจน์แรกจะเป็นส่วนของสัญญาณข้อมูลที่ต้องการ พจน์ที่ 2 จะเป็นส่วนของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น (Multiple Access Interference : MAI) และพจน์สุดท้ายจะเป็นส่วนของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียน

ถ้าพิจารณาในกรณีอุดมคติที่ $\rho_{m,i}$ คงที่ นั่นคือการลดทอนจากช่องสัญญาณ เท่ากันหมดทุกคลื่นพหุย่อยและเกิดเฟดดิ้งแบบเรียบ (flat fading) $\theta_{m,i} = 0$ หมายความว่าไม่เกิดการผิดเพี้ยนทางเฟสเมื่อผ่านช่องสัญญาณ สมการที่ (2-5) จะลดรูปเป็นดังนี้

$$v_0 = N a_0[k] + \sum_{m=1}^{M-1} a_m[k] \rho_{m,i} \sum_{i=0}^{N-1} c_m[i] c_0[i] + \eta \dots (2-6)$$

$$v_0 = N a_0[k] + \eta \dots (2-7)$$

จะสังเกตได้ว่าส่วนของสัญญาณรบกวนจากผู้ใช้อื่นจะถูกหักล้างไปได้ เนื่องจากสมบัติความตั้งฉากของรหัส แต่ในทางปฏิบัติช่องสัญญาณจะมีการลดทอนที่แต่ละ คลื่นพหุไม่เท่ากันหรือเกิดเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ (frequency selective fading) และจะเกิด

ความผิดพลาดทางเฟสด้วย ดังนั้น สัญญาณรบกวนจากผู้รัยอื่นจะส่งผลทำให้มีการตัดสินบิต ข้อมูลที่ผิดพลาดได้

2.1.3 เปรียบเทียบเทคนิคการมอดูเลชันแบบ MC-CDMA กับเทคนิคการมอดูเลชัน

- Narrowband (BPSK) signals

การสื่อสารแบบแถบแคบ (narrowband communication) จะมีความทนทานต่อการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (intersymbol interference : ISI) ในสิ่งแวดล้อมแบบ indoor เนื่องจากช่วงเวลาของสัญลักษณ์ (symbol duration) จะกว้างกว่า delay spread ($T_d \ll T_b$) แต่คุณสมบัตินี้ทำให้แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณแคบกว่า แบนด์วิดท์ร่วมนัย (coherence bandwidth) ซึ่งจะทำให้สัญญาณแบบแถบแคบ (narrowband signal) ได้รับผลของเฟดดิ้งแบบราบ (flat fading) โดยสัญญาณแบบแถบแคบนี้จะถูกลดทอนอย่างมากถ้าสัญญาณทั้งหมดตกอยู่ในช่วงที่เกิดการลดทอนแบบ deep fading ดังรูปที่ 2.5 (ก)

- Direct Sequence – Spread Spectrum Code Division Multiple Access

การสื่อสารแบบ DS-SS Spread Spectrum จะมีแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณที่ถูก spread กว้างกว่าแบนด์วิดท์ร่วมนัย ทำให้การสื่อสารแบบนี้สามารถป้องกันเฟดดิ้งแบบราบได้ สัญญาณ DS-SS สร้างโดยการคูณสัญลักษณ์ข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนด้วย fast binary antipodal sequence ที่มีช่วงเวลาของชิป (chip duration) เท่ากับ T_b/N การเปลี่ยนแปลงในทางเวลาที่เร็วขึ้นนี้จะทำให้แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณกว้างขึ้น ดังนั้น ถ้าตัวประกอบการแผ่ (N) มีค่ามากพอ ก็จะทำให้สัญญาณได้รับผลของเฟดดิ้งเฉพาะความถี่ (frequency-selective fading) แทน ซึ่งเป็นไปไม่ได้ที่สัญญาณทั้งหมดจะสูญหายไปเนื่องจากเฟดดิ้งเฉพาะความถี่นี้ ดังแสดงในรูปที่ 4(ข)

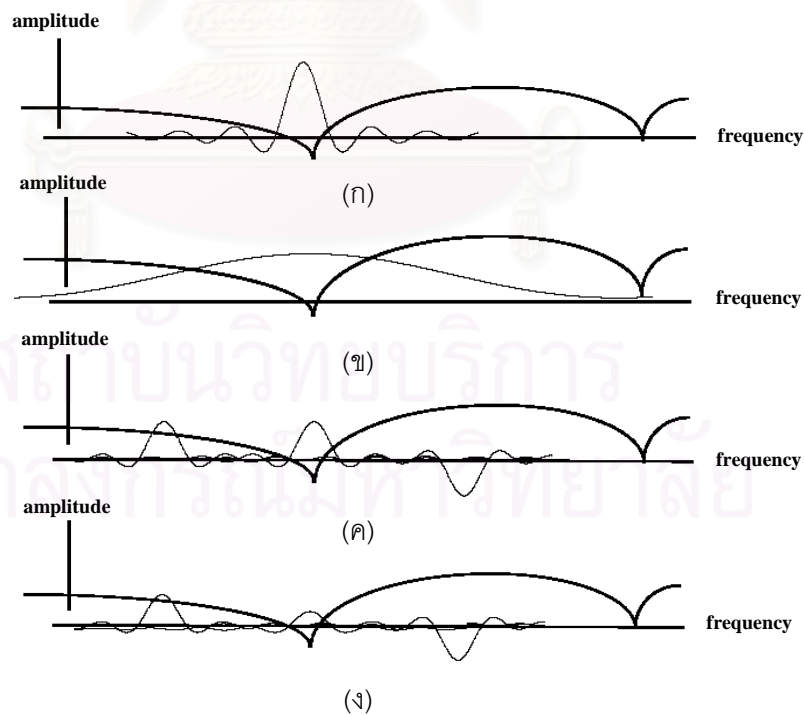
ในกระบวนการสร้างสัญญาณ และความเร็วในการทำงานของเครื่องรับจะเพิ่มขึ้นถึง N เท่า และสัญญาณจะมีความไวต่อการแทรกสอดระหว่างชิป (inter-chip interference) มากขึ้น โดยการแทรกสอดระหว่างชิปนี้จะทำให้การออกแบบเครื่องรับและการ ซิงโครไนซ์ซับซ้อนมากขึ้น เนื่องจาก resolvable path เพิ่มขึ้น วิธีหนึ่งในการสร้างเครื่องรับได้แก่ เครื่องรับแบบ RAKE โดยเครื่องรับแบบ RAKE นี้จะประกอบไปด้วย branch ของเครื่องรับหลาย branch โดยเครื่องรับแต่ละตัวจะ synchronize กับ resolvable path 1 path ถ้าอัตราส่วน T_b/N มีค่าน้อยเมื่อเทียบกับ T_d จำนวนของ branch ในเครื่องรับแบบ RAKE ก็จะมีค่ามาก

การสร้างเครื่องรับแบบ RAKE มีความยุ่งยากซับซ้อนและข้อจำกัดเกิดขึ้นในการสร้างเพื่อใช้งานจริง รวมถึงการที่จะต้องพิจารณาถึงการใช้พลังงานด้วย เนื่องจากว่าอุปกรณ์ปลายทางที่

พหุพาได้นั้นถูกออกแบบมาภายใต้ข้อกำหนดให้ใช้พลังงานต่ำ ในการตรวจสอบช่องสัญญาณวิทยุไร้สายแบบ indoor พบว่าในบางแถบของความถี่จะมีสภาพช่องสัญญาณแบบแบนราบ (flat) และมีแบนด์วิดท์ที่ร่วมกันกว้าง จึงต้องใช้ตัวประกอบการแผ่ที่มีค่ามากเพื่อให้ระบบ DS-CDMA มีแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณกว้างกว่าแบนด์วิดท์ที่ร่วมกัน การที่ตัวประกอบการแผ่มากขึ้น แสดงว่ามีการใช้พลังงานจะเพิ่มขึ้นด้วย เนื่องจากการประมวลผลสัญญาณและการซิงโครไนซ์ นอกจากนี้ ตัวประกอบการแผ่ที่มีค่ามาก หมายความว่าสัญญาณที่ส่งจะใช้แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณกว้างมากซึ่งเป็นการใช้ทรัพยากรอย่างไม่มีประสิทธิภาพ

- MC-CDMA [1]-[3]

การสื่อสารแบบ MC-CDMA จะแผ่แบนด์วิดท์ของสัญญาณโดยไม่เพิ่มผลกระทบของ delay spread เนื่องจากสัญญาณ MC-CDMA ประกอบด้วยสัญญาณคลื่นพาห่อย่อยแบบแถบแคบ N คลื่นซึ่งจะทำให้ช่วงเวลาของสัญญาณกว้างกว่า delay spread มาก และจะไม่เพิ่มความไวต่อ delay spread และการแทรกสอดระหว่างสัญญาณลักษณะเหมือนกับ DS-CDMA นอกเหนือจากนี้ เนื่องจาก F-parameter สามารถปรับค่าให้ความห่างระหว่าง คลื่นพาห่อย่อยมีความเหมาะสม จึงสามารถที่จะใช้ตัวประกอบการแผ่ที่มีค่าน้อยกว่าค่าใน DS-CDMA เพื่อให้ คลื่นพาห่อย่อยไม่ได้รับผลของ deep fade in frequency ดังรูปที่ 4(ค) และรูปที่ 4(ง)



รูปที่ 2.5 สเปกตรัมของสัญญาณที่มอดูเลตโดยวิธีต่าง ๆ

- (ก) สัญญาณ Narrowband
- (ข) สัญญาณ DS-SS-SSB
- (ค) สัญญาณ MC-SS-SSB ก่อนที่จะถูกส่งผ่านช่องสัญญาณ
- (ง) สัญญาณ MC-SS-SSB หลังจากถูกส่งผ่านช่องสัญญาณ

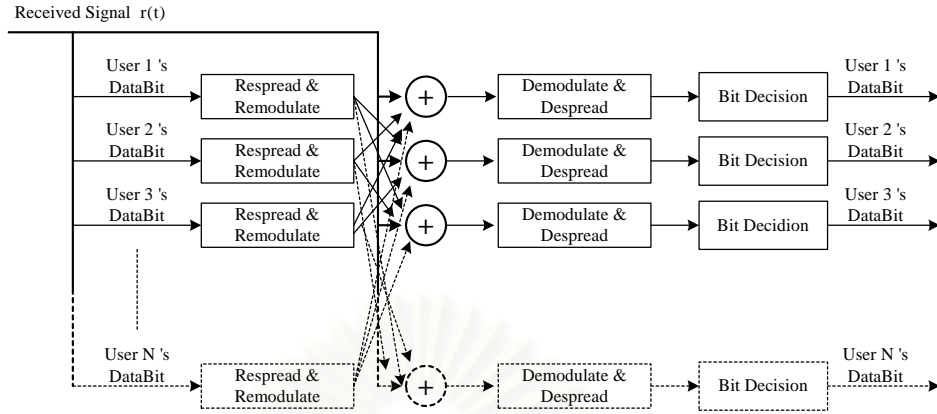
2.2 ภาครับในระบบ MC-SS-SSB [16]-[17]

2.2.1 แมตซ์ฟิลเตอร์ (Conventional Receiver หรือ matched filter: MF)

เครื่องรับชนิดนี้จะใช้รหัสของผู้ใช้คนที่ต้องการในการแยกสัญญาณของข้อมูลที่ต้องการออกมาจากสัญญาณรวมทั้งหมดที่รับได้โดยมิได้มีการหักล้างสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นออกไปก่อน ระบบจะพิจารณาสัญญาณแทรกสอดเหล่านั้นเป็นสัญญาณรบกวน ดังนั้นเมื่อมีผู้ใช้ในระบบจำนวนมาก จะทำให้การตัดสินใจข้อมูลมีโอกาสผิดพลาดสูงด้วย ส่งผลให้สมรรถนะโดยรวมของระบบลดลง โดยเฉพาะเมื่อการควบคุมกำลังที่ภาคส่งเป็นไปอย่างไม่สมบูรณ์ทำให้ระบบจะได้รับผลของปรากฏการณ์ใกล้-ไกล (Near – Far Effect) ซึ่งจะส่งผลทำให้เกิดความผิดพลาดในการตัดสินใจข้อมูลมากขึ้น จึงมีการเสนอเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ขึ้นเพื่อลดผลจากสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นนั้น

2.2.2 เครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน (Parallel Interference Cancellation: PIC) [16]-[17]

เป็นเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ (MUD) แบบเป็นเชิงเส้น (Non-Linear Receiver) ที่ถูกนำมาใช้ที่ สถานีฐาน หลักการทำงานของเครื่องรับชนิดนี้คือ ทำการประมาณบิตข้อมูลของผู้ใช้ทุกคนออกมาก่อนในขั้นตอนแรกโดยใช้เครื่องรับแบบ MF หลังจากนั้นจึงทำการแก้บิตข้อมูลเหล่านั้นออกตามขั้นตอนเดียวกันกับด้านส่ง แล้วจึงนำไปหักล้างออกจากสัญญาณรวมที่รับได้ดังแสดงในรูปที่ 5 โดยเครื่องรับชนิดนี้จะให้สมรรถนะในการประมาณสัญญาณแทรกสอดที่ดีเมื่อผู้ใช้ทุกคนในระบบมีกำลังของสัญญาณที่ส่งมาเท่ากัน หรือการควบคุมกำลังในการส่งเป็นไปอย่างสมบูรณ์ แต่เมื่อการควบคุมกำลังไม่สมบูรณ์เครื่องรับชนิดนี้จะให้สมรรถนะในการประมาณสัญญาณแทรกสอดที่ไม่ดีนัก



รูปที่ 2.6 โครงสร้างการหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน (PIC)

2.3 เครื่องรับชนิดอาศัยกระบวนการตีเทกต์ค่าเฉลี่ยกำลังสองของความผิดพลาดต่ำที่สุด (MMSE Detector) [18]

เครื่องรับชนิดนี้จะมีวัตถุประสงค์เพื่อที่จะลดผลของการเกิดสัญญาณแทรกสอดเนื่องจากการเข้าถึงหลายทาง (MAI) และจะไม่ไปเพิ่มกำลังของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์ โดยอาศัยเงื่อนไขของการทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของความผิดพลาดที่ต่ำที่สุด ซึ่งจะขึ้นอยู่กับค่าเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ดังสมการ

$$w(n_b) = R^{-1}(n_b)p(n_b) \dots\dots\dots(2-8)$$

โดยที่ $p(n_b) = E[d_k^*(n_b)r(n_b)] \dots\dots\dots(2-9)$

ซึ่ง $d_k(n_b)$ คือ บิตข้อมูลของผู้ใช้คนที่ k

2.4 รายละเอียดของอัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้น

ในระบบสื่อสารนั้นถ้าเราพิจารณาว่าสัญญาณว่าเวกเตอร์สุ่มแบบจำนวนจริง U (real valued random vector) มีค่าเฉลี่ยเป็น μ_u พบว่า [10],[11] จะมีค่าโควาเรียนซ์เป็น

$$\Gamma_{uu} = E[u u^T] - \mu_u \mu_u^T \text{ และมีค่าสหสัมพันธ์ไขว้เป็นดังนี้}$$

$$\Gamma_{uv} = E[(u - \mu_u)(v - \mu_v)^T] \dots\dots\dots(2-10)$$

แต่ถ้าเวกเตอร์ที่เราพิจารณาเป็นจำนวนเชิงซ้อนเช่น ถ้า $x = u + vi$ จะหาค่าเฉลี่ยของ x เป็น $\mu_x = \mu_u + i\mu_v$ ในส่วนของค่าสหสัมพันธ์ (covariance) เป็นดังสมการ

$$\sum_{xx} = \Gamma_{uu} + \Gamma_{vv} + i(\Gamma_{vu} - \Gamma_{uv}) \dots\dots\dots(2-11)$$

ในขณะที่ค่าสหสัมพันธ์ส่วนเติมเต็ม (complimentary covariance) จะสามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$\Gamma_{xx} = \Gamma_{uu} - \Gamma_{vv} + i(\Gamma_{uv} + \Gamma_{vu}) \quad \dots\dots\dots(2-12)$$

จากสมการข้างต้นพบว่าโดยทั่วไปในบทความทางวิชาการได้มีการละเลยในส่วนของ การคิดโควาเรียนซ์-เนื้อเดียวกัน (covariance) ซึ่งเราจะเรียกคุณสมบัติในลักษณะนี้ว่า strictly proper หรือ circularly symmetric เนื่องมาจากว่า $\Gamma_{uu} = \Gamma_{vv}$ และ $\Gamma_{vu}^T = -\Gamma_{uv}$

แต่ในความเป็นจริงนั้นสถานการณ์ในรูปแบบทั่วไป พบว่า การละเลยในส่วนของ การคิดค่าสหสัมพันธ์ (covariance) ตามที่เราได้ใช้การคาดการณ์ที่ว่า $\Gamma_{uu} = \Gamma_{vv}$ และ $\Gamma_{vu}^T = -\Gamma_{uv}$ ดังนั้นคุณสมบัติแบบ improper symmetric ของสัญญาณเชิงซ้อนจะมีความเหมาะสมกว่าการที่เราสันนิษฐานโดยคุณสมบัติแบบ proper เมื่อเราทำการรวมโควาเรียนซ์ระหว่างค่าสหสัมพันธ์ส่วนเติมเต็ม (complimentary covariance) กับค่าสหสัมพันธ์ (covariance) โดยเริ่มจากการคิดใน ส่วนของสังยุคของสัญญาณเชิงซ้อน z ดังนี้

$$z = \begin{bmatrix} x \\ x^* \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(2-13)$$

และค่าเฉลี่ยของเวกเตอร์ z จะเป็น $\mu_z = E[z]$

$$= \begin{bmatrix} \mu_u + i\mu_v \\ \mu_u - i\mu_v \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(2-14)$$

ส่งผลให้ค่าสหสัมพันธ์ส่วนเติมเต็ม (complimentary covariance) จะสามารถเขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} \sum_{xx} &= E\langle (z - \mu_z)(z - \mu_z)^H \rangle \\ &= \begin{bmatrix} \sum_{xx} & \Gamma_{xx} \\ \Gamma_{xx}^* & \sum_{xx}^* \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(2-15) \end{aligned}$$

จากสมการข้างต้นเราจะนำมาประยุกต์กับระบบ MC-CDMA โดยเริ่มจากที่ทางฝั่งของภาครับเมื่อสัญญาณที่ผ่านช่องสัญญาณเป็น

$$r_m(n_B) = \sum_{k=1}^K \sqrt{\frac{P_k}{P_1}} \gamma_{k,m}(n_B) [d_k(n_B) f_{k,m} + d_k(n_B - 1) g_{k,m}] + n_m(n_B) \quad \dots\dots\dots(2-16)$$

โดยที่ $f_{k,m}$ และ $g_{k,m}$ เป็น cyclic prefix และ $n_m(n_B)$ คือ สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนเชิงซ้อน

ถ้าเราแทนสัญญาณ $r_m(n_B)$ ด้วยเวกเตอร์ $x(n_B)$ และเราจะสร้าง $z(n_B)$ เป็น column vector เป็น $z = \begin{bmatrix} x^T(n_B) \\ x^H(n_B) \end{bmatrix}^T$ โดยที่สัญญาณ $x(n_B)$ จะถูกนำไปผ่านการคูณเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ ซึ่งเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ที่นำมาคูณนั้นจะมีการปรับตัว (adaptive) เพื่อที่จะทำให้ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุด ในบทความทางวิชาการอาทิเช่น [2] มีการกำหนดสัญญาณที่ผ่านเวกเตอร์สัมประสิทธิ์เป็น

$$\hat{y}(n_B) = w^H(n_B)x(n_B) \quad \dots\dots\dots(2-17)$$

เพื่อที่จะประมาณสัญญาณ $\hat{y}(n_B)$ ให้มีความถูกต้องมากที่สุด เราจึงทำการแบ่งการประมาณเป็นสองส่วนและเป็นเชิงเส้นซึ่งกันและกันดังนี้

$$\hat{y}(n_B) = w_{wl}^H(n_B)z(n_B) \quad \dots\dots\dots(2-18)$$

โดยที่ $w_{wl}(n_B) = [w_1^T(n_B), w_2^T(n_B)]^T \quad \dots\dots\dots(2-19)$

$$\hat{y}(n_B) = w_1^H(n_B)x(n_B) + w_2^H(n_B)x^*(n_B) \quad \dots\dots\dots(2-20)$$

ซึ่งเทคนิคการประมาณจากสมการ (2-20) เราจะเรียกว่า widely linear (WL) จาก [20] หรือ linear conjugate-linear (LCL) จากสมการที่ (2-18) พบว่าค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย (mean square error) จะนิยามเป็น

$$MSE[w(n_B)] = E\left[|w^H(n_B)z(n_B) - y_1(n_B)|^2\right] \quad \dots\dots\dots(2-21)$$

ดังนั้นในส่วนนี้เราจะต้องพยายามที่จะหาเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ $w_1^H(n_B)$ และ $w_2^H(n_B)$ ซึ่งเราพบว่าเนื่องจาก $w_1^H(n_B)$ และ $w_2^H(n_B)$ อยู่ในปริภูมิเชิงเส้นใน C^N ทำให้กลายเป็นปริภูมิฮิลเบิร์ต ส่งผลให้ผลลัพธ์ของผลคูณเชิงสเกลลาร์มีค่าเท่ากับค่าคาดหวังของสัญญาณ $\hat{y}(n_B)$ กับ $\hat{y}(n_B)$ แบบ widely linear สัญญาณ $\hat{y}(n_B)$ แบบ widely linear จะเป็นโปรเจกชันบนสัญญาณที่ $\hat{y}(n_B)$ ไม่ได้ผ่านกระบวนการ widely linear ถ้าเราอาศัยหลักการของความตั้งฉากกันพบว่า $(\hat{d}(n_B) - \hat{d}_{wl}(n_B)) \perp x$ และ $(\hat{d}(n_B) - \hat{d}_{wl}(n_B)) \perp x^*$

สัญลักษณ์ \perp คือ องค์กรประกอบ x, x^* ตั้งฉากกันดังนั้นความสัมพันธ์ในแง่ของค่าคาดหวังจะสามารถเขียนได้เป็น

$$E(d_{wl}^* x(n_B)) = E(d^* x(n_B)) \quad \dots\dots\dots(2-22)$$

$$E(d_{wl}^* x^*(n_B)) = E(d^* x^*(n_B)) \quad \dots\dots\dots(2-23)$$

แทนสมการที่ (2-23) ลงในสมการที่ (2-21) เมื่อทำการแก้สมการโดยหลักการของความตั้งฉากกัน $w_{wl}(n_B) = R_{zz}^{-1}(n_B)r_{zd_1}(n_B)$ ซึ่ง

$$R_{zz}(n_B) \overset{\Delta}{=} E[z(n_B)z^H(n_B)] \text{ และ } r_{zd_1}(n_B) \overset{\Delta}{=} E[z(n_B)d_1^*(n_B)] \quad \dots\dots\dots(2-24)$$

จากบทความที่ [4] เพื่อทำการหาค่าของ $w_1(n_B), w_2(n_B)$ ให้สมการค่าผิดพลาดเฉลี่ยกำลังสอง (mean square error) มีค่าที่น้อยที่สุดจะหาได้เป็น

$$w_1(n_B) = [R_{xx}(n_B) - R_{xx^*}(n_B)R_{xx}^{-1*}(n_B)R_{xx^*}^*(n_B)]^{-1} \times [r_{xd_1}(n_B) - R_{xx^*}(n_B)R_{xx}^{-1*}(n_B)r_{xd_1}^*(n_B)] \dots\dots\dots(2-25)$$

และ

$$w_2(n_B) = [R_{xx^*}^*(n_B) - R_{xx^*}^*(n_B)R_{xx}^{-1}(n_B)R_{xx^*}(n_B)]^{-1} \times [r_{xd_1}^*(n_B) - R_{xx^*}^*(n_B)R_{xx}^{-1}(n_B)r_{xd_1}(n_B)] \dots\dots\dots(2-26)$$

โดยที่

$$R_{xx}(n_B) \stackrel{\Delta}{=} E[x(n_B)x^H(n_B)]$$

$$R_{xx^*}(n_B) \stackrel{\Delta}{=} E[x(n_B)x^T(n_B)]$$

$$r_{xd_1}(n_B) \stackrel{\Delta}{=} E[x(n_B)d_1^*(n_B)]$$

และ

$$r_{xd_1}^*(n_B) \stackrel{\Delta}{=} E[x(n_B)d_1(n_B)]$$

จากความสัมพันธ์ที่ได้เราสามารถบอกได้ว่า widely linear multiuser detection (WL-MUD) ต้องการทราบค่าพารามิเตอร์ [9] บางตัว อาทิเช่น รหัสแผ่ (spreading code) , แอมพลิจูด (amplitude) ของสัญญาณส่งรวมไปถึงเฟสของคลื่นพาห้ (carrier phase)

ถ้าเราพิจารณาที่สมการ (2-25) และ (2-26) พบว่าในพจน์ที่เป็น $r_{xd_1}^*(n_B)$ และ $R_{xx^*}(n_B)$ เป็นศูนย์ [6]-[7] เราจะกำหนดให้เป็นเงื่อนไขแบบ joint circularity ซึ่งจะส่งผลให้สมการที่ (2-25) และ (2-26) เป็น $w_1(n_B) = R_{xx}^{-1}(n_B)r_{xd_1}(n_B)$ และ $w_2(n_B) = 0$ ทำให้ WL-MUD ลดรูปลงเป็น linearly multiuser detection (L-MUD) แบบดั้งเดิม (conventional) อย่างไรก็ตามในสถานการณ์บางอย่างที่ไม่สามารถเงื่อนไขแบบ joint circularity อาทิเช่น การมอดูเลตแบบ BPSK ในระบบ DS-CDMA และ MC-CDMA ซึ่งในกรณีนี้ $y_1(n_B)$ เป็นจำนวนจริง ดังนั้น $r_{xd_1}(n_B) = r_{xd_1}^*(n_B)$ และ $w_1(n_B) = w_2^*(n_B)$ และ $\hat{d}_1(i) = 2 \text{Re}[w_1^H(n_B)x(n_B)]$

แต่ถ้าเป็นการมอดูเลตแบบ QAM และสัญญาณรบกวนเป็นแบบ noncircular ซึ่งในกรณีนี้ $r_{xd_1}(n_B) = 0$ แต่ทว่า $w_2(n_B) \neq 0$ ส่งผลให้ WL-MUD มีประสิทธิภาพมากกว่าเครื่องรับแบบดั้งเดิม (conventional receiver)

2.5 ปัจจัยที่ส่งผลเสียต่อสมรรถนะของระบบ

-สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้งานอื่น (Multiple Access Interference :MAI)

สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้งานอื่นนั้น เกิดขึ้นเนื่องจากในระบบ CDMA มีการกำหนดให้ผู้ใช้งานหลายคนเข้าใช้ช่องสัญญาณในช่วงความถี่และเวลาเดียวกันโดยใช้รหัสแผ่ที่แตกต่างกันและอาศัยคุณสมบัติตั้งฉากของรหัสแผ่เหล่านี้ในการแยกแยะข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนออกจากกัน และเมื่อเกิดผลกระทบจากช่องสัญญาณ เช่น การถูกลดทอนโดยเฟดดิ้งจะทำให้ชุดรหัสที่ใช้มีการตั้งฉากกันอย่างไม่สมบูรณ์ จึงทำให้เกิดค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสแผ่ของผู้ใช้ที่ไม่เท่ากับศูนย์ นอกจากนี้สัญญาณ MAI ยังเกิดขึ้นเนื่องจากการใช้รหัสแผ่แบบ Pseudorandom

noise sequence (PN- Sequence) และ รหัสแบบสุ่ม (Random code) ซึ่งรหัสแต่ละเหล่านี้จะมีคุณสมบัติตั้งฉากที่ไม่สมบูรณ์อยู่แล้ว อย่างไรก็ตามค่าสหสัมพันธ์ข้ามดังกล่าวจะมีค่าที่ต่ำมาก แต่ข้อดีของรหัสเหล่านี้จะอยู่ในกรณีที่มีการเกิดความเป็นอิสระของโคโรนัสขึ้นแล้วค่าสหสัมพันธ์ข้ามของรหัสเหล่านี้จะยังคงมีค่าที่ต่ำ ซึ่งตรงข้ามกับกรณีของรหัสที่มีความตั้งฉากอย่างสมบูรณ์ เช่น Hadamard-Walsh Code ซึ่งเมื่อเกิดความเป็นอิสระของโคโรนัสขึ้นแล้วค่าสหสัมพันธ์ข้ามของรหัสเหล่านี้จะมีค่าที่สูงมาก

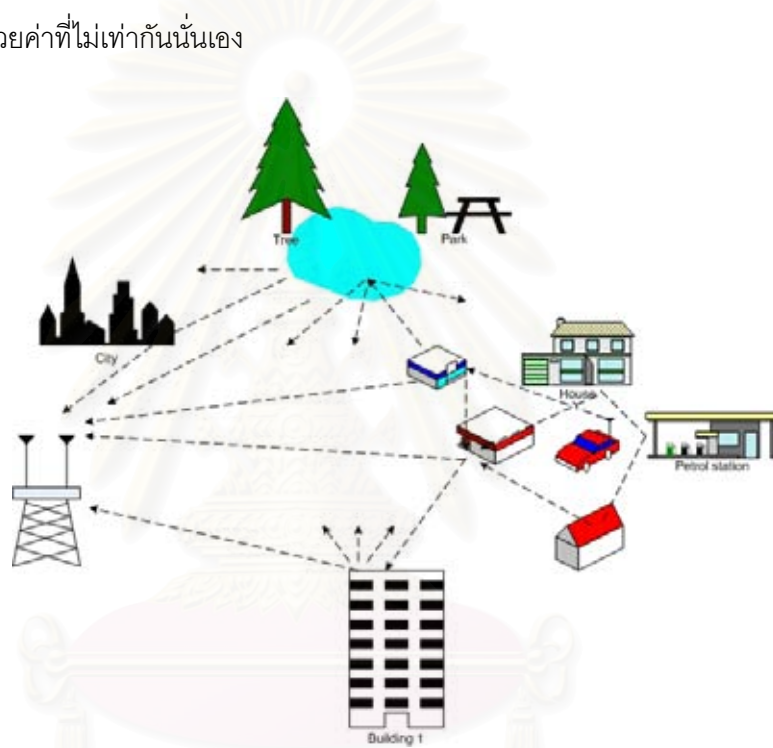
-สัญญาณแทรกสอดระหว่างคลื่นพหุย่อย (Inter-carrier Interference : ICI)

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

-เฟดดิ้ง (Fading)

ในระบบการสื่อสารโทรศัพท์ไร้สาย คลื่นสัญญาณที่ถูกส่งออกมาทางภาคส่งจะไม่ได้เดินทางมาถึงยังทางภาครับปลายทางเป็นแนวตรง เพราะจะต้องพบกับสิ่งกีดขวางในสภาพแวดล้อมที่สัญญาณจะต้องเคลื่อนที่ผ่าน โดยที่คลื่นสัญญาณที่มาถึงทางภาครับจะเกิดขึ้นจากการรวมกันของคลื่นหลายวิถีที่มาจากหลายทิศทางที่เกิดจากการสะท้อนหรือหักเหผ่านสิ่งกีดขวางต่าง ๆ เช่น สิ่งก่อสร้าง ต้นไม้ ยานพาหนะ โดยจะเรียกปรากฏการณ์นี้ว่า การเกิดพหุวิถี

(multipath) และผลจากการเกิดพหุวิถีนี้เองทำให้สัญญาณที่มาถึงทางภาครับประกอบด้วยผลบวกของสัญญาณที่ถูกลดทอน เลื่อนทางเฟส และประวิงทางเวลาเมื่อเทียบกับสัญญาณที่ถูกส่งมาจากภาคส่ง โดยที่สัญญาณที่มาถึงจะเกิดการรวมแบบเสริมหรือรวมกันแบบหักล้างนั้นจะขึ้นอยู่กับเฟสของสัญญาณแต่ละวิถีที่มาถึงนั่นเอง เมื่อพิจารณาทางความถี่ ผลของการเกิดพหุวิถีนี้ก็จะทำให้เกิดสัญญาณเฟดดิ้งซึ่งจะลดทอนสัญญาณที่ถูกส่งมาในคลื่นพาห้อย่อยต่าง ๆ ในระบบ MC-CDMA นั้นเองและเมื่อสัญญาณที่เกิดพหุวิถีนี้มีค่าเวลาประวิงที่มาก เมื่อเทียบกับคาบของสัญญาณ ก็จะทำให้เฟดดิ้งที่เกิดขึ้นเป็นแบบเลือกความถี่ นั่นคือสัญญาณในแต่ละคลื่นพาห้อย่อยจะถูกลดทอนด้วยค่าที่ไม่เท่ากันนั่นเอง



รูปที่ 2.7 ผลของเฟดดิ้งจาก Frequency selective fading Channel

- ดอปเพลอร์ (Doppler)

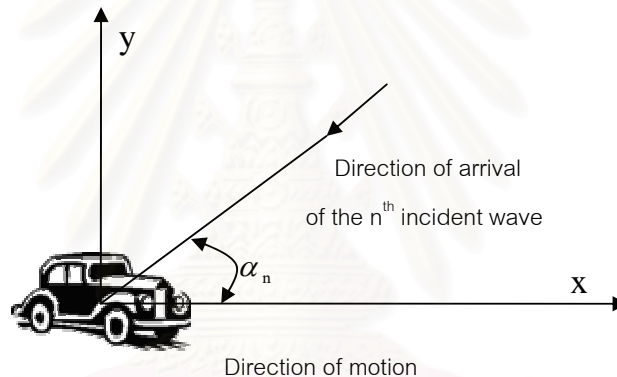
นอกจากการเกิดพหุวิถีแล้ว การเกิดปรากฏการณ์ดอปเพลอร์นั้นก็จะส่งผลกระทบต่อ การสื่อสารของระบบโทรศัพท์ไร้สายด้วย เนื่องจากผลที่ผู้ใช้โทรศัพท์ไร้สายมีการเคลื่อนที่ซึ่งทำให้ คลื่นสัญญาณที่มาถึงนั้นมีความถี่ที่เปลี่ยนไป โดยมุมของสัญญาณที่มาถึง (angle of arrival α_n) ที่ถูกนิยามให้เป็นมุมระหว่างคลื่นสัญญาณที่มาถึงวิถีที่ n และทิศทางเคลื่อนที่ของผู้ใช้ โทรศัพท์ไร้สาย ดังแสดงในรูปที่ 2-7 และค่า ความถี่ดอปเพลอร์ของคลื่นสัญญาณวิถีที่ n จะมีค่า ดังนี้

$$f_n = f_{max} \cos \alpha_n \dots\dots\dots(2-27)$$

โดยที่ f_{\max} คือค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดนั้นจะขึ้นอยู่กับความเร็วของผู้ใช้โทรศัพท์ไร้สาย (V) และค่าความถี่กลางที่ใช้ในการส่งข้อมูลดังกล่าว

$$f_{\max} = \frac{V}{c_0} f_0 \quad \dots\dots\dots(2-28)$$

เนื่องจากผลของปรากฏการณ์ดอปเพลอร์นี้เอง จะทำให้สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณที่ถูกส่งนั้นกระจายออกระหว่างการส่งข้อมูล เมื่อพิจารณาเชิงเวลา ผลของปรากฏการณ์ดอปเพลอร์นี้จะทำให้ผลตอบสนองอิมพัลส์ (impulse response) ของช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา



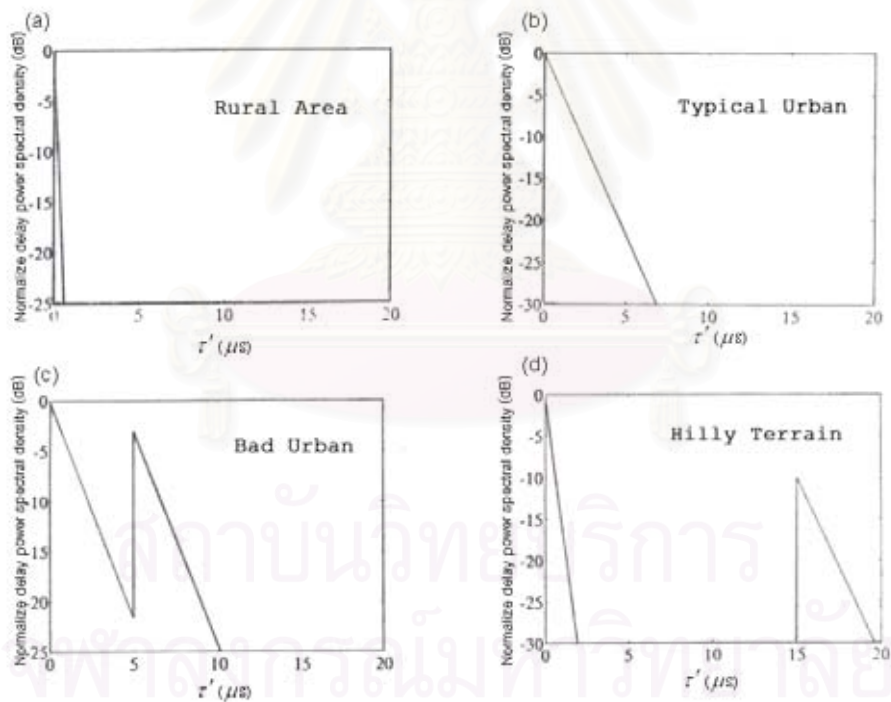
รูปที่ 2.8 แสดงมุม α_n ของคลื่นสัญญาณที่มาถึงของปรากฏการณ์ดอปเพลอร์

2.6 ช่องสัญญาณที่ใช้ในการจำลองระบบ [29]

ในอนาคตการส่งข้อมูลจะมีอัตราเร็วที่สูงขึ้นทำให้คาบเวลาของสัญลักษณ์ข้อมูลนั้นสั้นลงจนมีค่าที่ใกล้เคียงกับค่า delay spread ของช่องสัญญาณ จึงทำให้ผลของการเกิดพหุวิถีของสัญญาณนั้นส่งผลทำให้เฟดดิ้งที่มัลติทอนสัญญาณข้อมูลเป็นแบบเลือกความถี่ ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ซึ่งได้คำนึงถึงผลดังกล่าวข้างต้น จึงมีการใช้ช่องสัญญาณที่มีการเกิดเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ (frequency selective fading) โดยจะทำการจำลองช่องสัญญาณตามมาตรฐาน COST 207 ในมาตรฐานนี้นั้นได้ทำการแบ่งประเภทของสภาพแวดล้อมการแพร่กระจายของคลื่นสัญญาณออกเป็น 4 ประเภท คือ พื้นที่ชนบท (Rural area) พื้นที่เมืองทั่วไป (Typical Urban) พื้นที่เมืองที่มีสิ่งกีดขวางสัญญาณหนาแน่น (Bad urban area) และพื้นที่เนินเขา (Hilly terrain) โดยมาตรฐานนี้จะมีการใช้สเปกตรัม 2 ชนิด ในการกำหนดลักษณะของ

ช่องสัญญาณตามสภาพแวดล้อมต่าง ๆ ดังกล่าว คือ delay power spectrum และ doppler power spectrum

Delay power spectral density จะบ่งบอกถึงกำลังงานเฉลี่ยของส่วนประกอบของสัญญาณที่เกิดขึ้นที่มีเวลาประวิง τ' ซึ่งสเปกตรัมนี้จะใช้ในการระบุค่าสหสัมพันธ์ทางความถี่ของช่องสัญญาณและเป็นตัวกำหนดสภาพการเลือกความถี่ (frequency selectivity) ของเฟดดิ้งที่เกิดขึ้น โดย delay spectral density function ของช่องสัญญาณตามมาตรฐาน COST 207 ได้ถูกแสดงไว้ในรูปที่ 2-8 ค่ากำลังของสัญญาณจะถูกกำหนดให้เป็นฟังก์ชันลดลงตามค่าเวลาประวิง และค่าเวลาประวิงของสัญญาณที่เกิดขึ้นในบริเวณเนินเขาและตัวเมืองที่มีสิ่งกีดขวางหนาแน่นจะมีค่าที่มากกว่าในบริเวณชนบทและบริเวณเมืองทั่วไป โดยค่า delay spread ที่เป็นพารามิเตอร์สำคัญในการบ่งบอกนั้นจะสามารถหาได้จากกราฟที่สองของค่าเฉลี่ยกำลังของ delay power spectral density นี้เอง โดยค่า delay spread ของช่องสัญญาณในสภาพแวดล้อมแบบต่าง ๆ จะถูกแสดงไว้ในตารางที่ 2-1

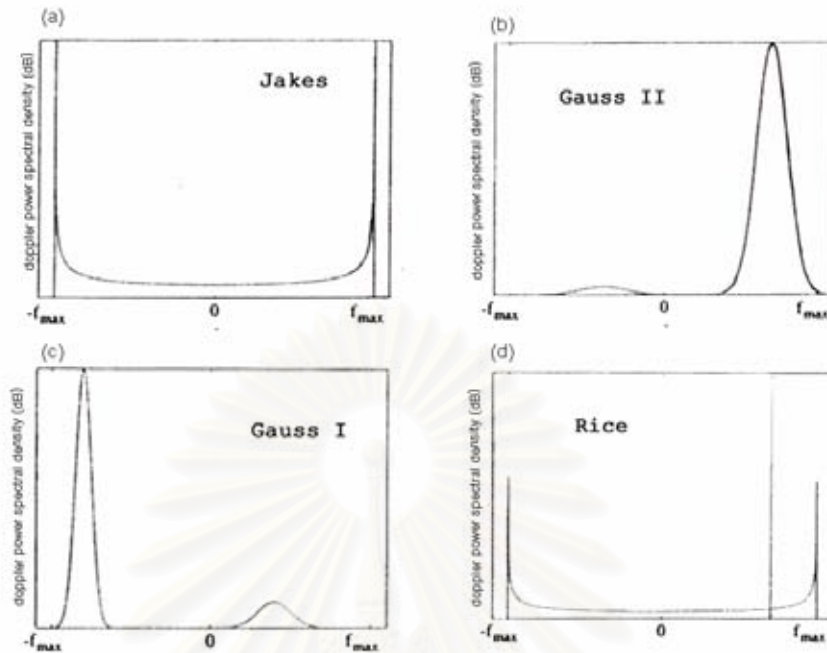


รูปที่ 2.9 Delay power spectral densities ของแบบจำลองช่องสัญญาณตามมาตรฐาน COST207

ตารางที่ 2-1 รายละเอียด Delay power spectral densities ของแบบจำลองช่องสัญญาณตาม
มาตรฐาน COST207

Propagation area	Delay power spectral density	Delay spread
Rural Area (RA)	$9.2147e^{-9.2\tau'/\mu s}$ $0 \leq \tau' \leq 0.7\mu s$ 0 else	0.1 μs
Typical Urban (TU)	$1.0009e^{-\tau'/\mu s}$ $0 \leq \tau' \leq 7\mu s$ 0 else	0.98 μs
Bad Urban (BU)	$0.6712e^{-\tau'/\mu s}$ $0 \leq \tau' \leq 5\mu s$ $0.3356e^{-(5-\tau'/\mu s)}$ $5\mu s \leq \tau' \leq 10\mu s$ 0 else	2.53 μs
Hilly Terrain (HT)	$2.5988e^{-3.5\tau'/\mu s}$ $0 \leq \tau' \leq 2\mu s$ $0.25988e^{-(15-\tau'/\mu s)}$ $15\mu s \leq \tau' \leq 20\mu s$ 0 else	6.88 μs

Doppler power spectral density เนื่องจากผลจากการเคลื่อนที่สัมพัทธ์กันระหว่างสถานีฐานและอุปกรณ์ไร้สายทำให้เกิดปรากฏการณ์ ดอปเพลอร์ (doppler effect) ขึ้น ทำให้สัญญาณมีความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไปจากเดิม และจะเรียกความถี่ที่เลื่อนไปจากความถี่เดิมนี้อีกว่า ความถี่ดอปเพลอร์ (doppler frequency) โดยค่า doppler power spectral density นี้จะบ่งบอกถึงกำลังงานเฉลี่ยของส่วนประกอบของสัญญาณ ที่ค่าความถี่ดอปเพลอร์ต่าง ๆ ที่เกิดขึ้น โดยมาตรฐาน COST207 นี้มีการกล่าวถึง doppler power spectral density ทั้งสิ้น 4 ประเภท ได้แก่ Jakes, Gauss I, Gauss II และ Rice ดังแสดงในรูปที่ 2-9 โดย doppler power spectral density รูปแบบ Jakes นั้นจะเกิดขึ้นเฉพาะในกรณีที่สัญญาณมีเวลาประวิงของการเคลื่อนที่มายังปลายทางที่สั้นหรือน้อยกว่า $0.5 \mu sec$ ส่วนรูปแบบ Rice นั้นจะเหมือนกับในกรณีรูปแบบ Jakes แต่จะคิดถึงผลของสัญญาณที่มีวิถีตรงจากต้นทางมายังปลายทาง (line of sight) ด้วย โดยสัญญาณที่มีวิถีตรงนี้จะเกิดขึ้นที่ความถี่ดอปเพลอร์ 0.7 เท่าของความถี่ดอปเพลอร์สูงสุด (f_{max})



รูปที่ 2.10 Doppler power spectral densities ของแบบจำลองช่องสัญญาณตาม
มาตรฐาน COST207

ตารางที่ 2-2 รายละเอียด Doppler power spectral densities ของแบบจำลองช่องสัญญาณตาม
มาตรฐาน COST207

Type	Doppler power Spectral density	Propagation delay	Doppler spread
“Jakes”	$\frac{1}{\pi f_{\max} \sqrt{1 - (f / f_{\max})^2}}$	$0 \leq \tau' \leq 0.5 \mu s$	$f_{\max} / \sqrt{2}$
“Gauss I”	$G(A_1, -0.8 f_{\max}, 0.05 f_{\max})$ $+ G(A_1 / 10, 0.4 f_{\max}, 0.1 f_{\max})$	$0.5 \mu s \leq \tau' \leq 2 \mu s$	$0.45 f_{\max}$
“Gauss II”	$G(A_2, 0.7 f_{\max}, 0.1 f_{\max})$ $+ G(A_2 / 10^{1.5}, -0.4 f_{\max}, 0.15 f_{\max})$	$\tau' \geq 2 \mu s$	$0.25 f_{\max}$
“Rice”	$\frac{0.41^2}{\pi f_{\max} \sqrt{1 - (f / f_{\max})^2}}$ $+ 0.91^2 \delta(f - 0.7 f_{\max})$	$\tau' = 0 \mu s$	$0.39 f_{\max}$

โดย ฟังก์ชัน $G(A_i, f_i, s_i)$ นิยามโดย

$$G(A_i, f_i, s_i) = A_i \exp\left\{\frac{-(f-f_i)^2}{2s_i^2}\right\} \dots\dots\dots(2-29)$$

และ $A_1 = 50/(\sqrt{2\pi} 3f_{\max})$, $A_2 = 10^{1.5}/[\sqrt{2\pi}(\sqrt{10} + 0.15)f_{\max}]$

โดยค่า doppler spread ที่เป็นพารามิเตอร์สำคัญในการบ่งบอกลักษณะของช่องสัญญาณจะสามารถหาได้จากค่ารากที่สองของค่าเฉลี่ยกำลังสองของ doppler power spectral density นี้เอง โดยค่า doppler spread ของ dopler power spectral density ประเภทต่าง ๆ ได้แสดงไว้ในตารางที่ 2-2

จากที่แสดงในรูปที่ 2-9 และ 2-10 ถึงแม้ delay power speatral density จะเป็นอิสระจากความถี่ดอปเพลอร์ แต่เวลาหน่วงของสัญญาณในแต่ละวิถีจะเป็นปัจจัยสำคัญในการตัดสินใจรูปแบบของ doppler power spectral density ที่เลือกใช้

โดยมาตรฐาน COST207 ได้เลือกค่าเวลาหน่วงของสัญญาณและแอมพลิจูดของสัญญาณจาก delay power spectral density ในรูปที่ 2-9 และรูปแบบของความถี่ดอปเพลอร์ที่เกิดขึ้นจาก doppler power spectral density ในรูปที่ 2-10 ร่วมกันดังแสดงในตารางที่ 2-3

ตารางที่ 2-3 รายละเอียดของแบบจำลองช่องสัญญาณตามมาตรฐาน COST207

Path no.	Propagation Delay (μs)	Path Power		Category of the Doppler power Spectral density	Delay spread
		(Lin.)	(dB)		
(a) Rural Area					
0	0.0	1	0	"Rice"	0.1 μs
1	0.2	0.63	-2	"Jakes"	
2	0.4	0.1	-10	"Jakes"	
3	0.6	0.01	-20	"Jakes"	
(b) Typical Urban					
0	0.0	0.5	-3	"Jakes"	1.1 μs
1	0.2	1	0	"Jakes"	
2	0.6	0.63	-2	"Gauss I"	
3	1.6	0.25	-6	"Gauss I"	
4	2.4	0.16	-8	"Gauss II"	
5	5.0	0.1	-10	"Gauss II"	
(c) Bad Urban					
0	0.0	0.5	-3	"Jakes"	2.4 μs
1	0.4	1	0	"Jakes"	
2	1.0	0.5	-3	"Gauss I"	
3	1.6	0.32	-5	"Gauss I"	
4	5.0	0.63	-2	"Gauss II"	
5	6.6	0.4	-4	"Gauss II"	
(d) Hilly Terrain					
0	0.0	1	0	"Jakes"	5.0 μs
1	0.2	0.63	-2	"Jakes"	
2	0.4	0.4	-4	"Jakes"	
3	0.6	0.2	-7	"Jakes"	
4	15.0	0.25	-6	"Gauss II"	
5	17.2	0.06	-12	"Gauss II"	

2.7 วิธีการวัดสมรรถนะและความหมายของค่าต่างๆ

2.7.1 อัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate: BER)

อัตราความผิดพลาดบิตหรือความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิต (Bit Error Probability :BER)เป็นค่าที่แสดงถึงสมรรถนะของระบบที่สนใจในสภาวะต่างๆ เช่น เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนหรือเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป เป็นต้น ซึ่งจะคิดจากค่าอัตราส่วนของจำนวนบิตที่ผิดพลาด หลังจากการตัดสินใจบิตข้อมูลทางภาครับเทียบกับจำนวนบิตทั้งหมดที่ถูกส่งมาทางภาคส่ง

2.7.2 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio : SNR)

ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) สำหรับผู้ใช้คนที่ k มีนิยามในค่าหน่วยเดซิเบล (Decibel : dB) ดังนี้

$$SNR_k = 10 \log \left(\frac{A_k^2}{\sigma^2} \right) \dots\dots\dots(2-30)$$

เมื่อ A_k คือขนาดของสัญญาณของผู้ใช้คนที่ k และ σ^2 คือ ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนซึ่งก็คือกำลังของสัญญาณรบกวนนั่นเอง

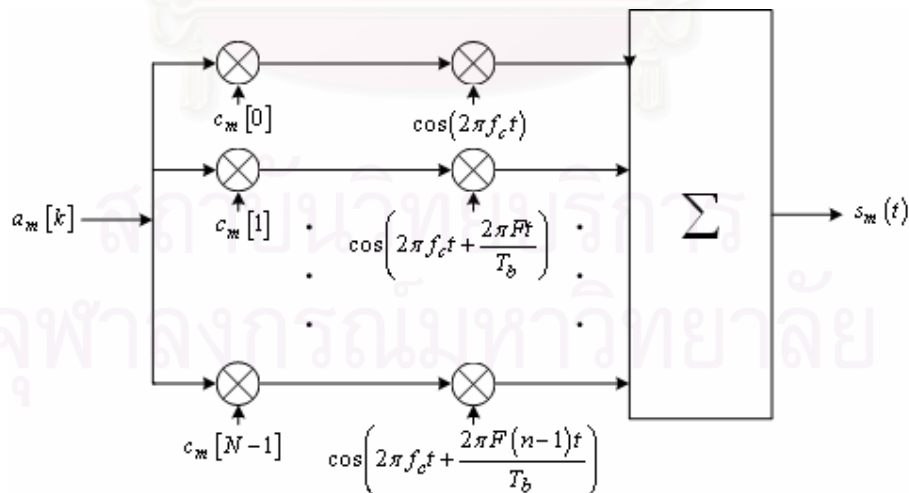
บทที่ 3

ระบบ MC-CDMA ที่ประยุกต์ใช้อัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้น

ในบทนี้ได้กล่าวถึงรายละเอียดของการนำอัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้นมาประยุกต์ใช้ร่วมกับระบบ MC-CDMA ซึ่งได้นำเสนอขึ้นเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของเครื่องรับสัญญาณในระบบ MC-CDMA ที่มีอยู่เดิมและนอกจากนี้ เนื้อหาในบทนี้จะได้อธิบายถึง อัลกอริทึมที่ได้นำเสนอขึ้นร่วมกับการประมาณช่องสัญญาณภายใต้สภาวะสถานการณ์แบบต่าง ๆ

3.1 แบบจำลองเครื่องรับในระบบ MC-CDMA

เครื่องส่งของระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอของผู้ใช้คนที่ k จะทำการคัดลอก (copy) บิตข้อมูลที่เข้ามาเพื่อทำการสเปรดด้วยรหัส PN ในโดเมนของความถี่ จากนั้นจึงนำไปมอดูเลตด้วยคลื่นพาห่อย่อยต่างๆที่ตั้งฉากกัน นอกจากนี้ที่เครื่องส่งยังมีการเติมช่วงคุ้มครอง (guard interval) เข้าไปเพื่อเพิ่มความทนทานต่อการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ให้สูงขึ้น โดยแบบจำลองภาคส่งของระบบ MC-CDMA สามารถแสดงดังในรูปที่ 3.1 ทั้งนี้ข้อมูลขาเข้า, $a_m[k]$, สัญลักษณ์ที่ k ของผู้ใช้คนที่ m จะถูกทำสำเนาแล้วส่งขนานออกไปเป็น N สาย ตามจำนวนคลื่นพาห่อย่อย โดยข้อมูลในสายที่ i จะถูกคูณด้วยชิปที่ i ของรหัสแม่, $c_m[k]$, ซึ่งมีความยาวเท่ากับจำนวนคลื่นพาห่อย่อยในแต่ละผู้ใช้ หลังจากนั้นแต่ละสายข้อมูลจะถูกมอดูเลตเข้ากับแต่ละคลื่นพาห่อย่อย ซึ่งแต่ละคลื่นพาห่อย่อยห่างกันเป็นจำนวนเท่าของ $\frac{1}{T_b}$ ตามกฎความตั้งฉาก จากนั้นสัญญาณในทุกสายข้อมูลจะถูกนำมารวมกัน และถูกส่งออกไป



รูปที่ 3.1 แบบจำลองภาคส่งของระบบ MC-CDMA

จากรูปที่ 3.1 ข้อมูลสัญลักษณ์ที่ k ของผู้ใช้คนที่ m ที่ถูกส่งออกไปจะสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.1)

$$s_m(t) = \sum_{i=0}^{N-1} c_m[i] a_m[k] \cos(2\pi f_c t + 2\pi i \frac{F}{T_b} t) p_{T_b}(t - kT_b) \quad \dots\dots\dots(3-1)$$

โดย $c_m[i] \in \{-1, 1\}$ เมื่อ $c_m[0], c_m[1], \dots, c_m[N-1]$ คือรหัสแผ่ของผู้ใช้คนที่ m

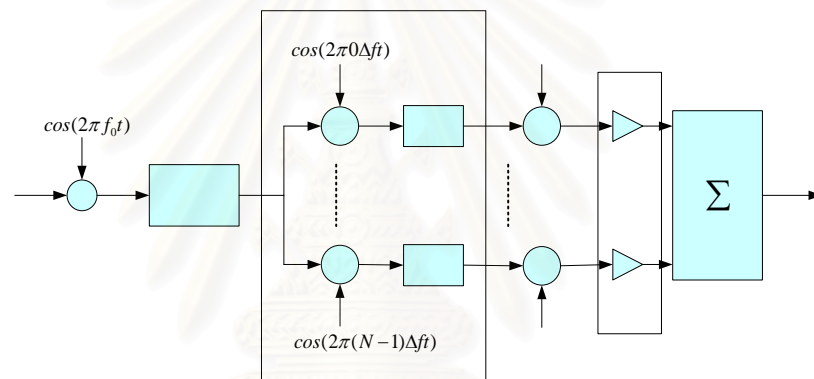
$p_{T_b}(t)$ แทนสัญญาณอิมพัลส์ขนาดหนึ่งหน่วย (Unit pulse) ที่มีค่าอยู่ในช่วงเวลา $[0, T_b]$

เมื่อทำการพิจารณาภาคส่งของระบบ MC-CDMA ดังรูปที่ 3.1 จะพบว่าต้องใช้ออสซิลเลเตอร์เป็นจำนวนมากสำหรับการมอดูเลตสัญญาณในแต่ละคลื่นพาห์ อย่างไรก็ตามดังที่กล่าวไว้ข้างต้นว่าถ้าค่า F พารามิเตอร์ของระบบมีค่าเป็น 1 ระบบ MC-CDMA นี้จะมีโครงสร้างของสัญญาณเช่นเดียวกับระบบ OFDM และเมื่อพิจารณาเครื่องส่งแบบ OFDM ในโดเมนเวลาไม่ต่อเนื่องจะพบว่าสามารถนำการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่อง (Discrete Fourier Transform : DFT) เข้ามาประยุกต์ใช้ได้ ดังนั้นแบบจำลองเครื่องส่งในรูปที่ 3.1 เมื่อค่า F เป็น 1 จึงสามารถแทนกลุ่มของออสซิลเลเตอร์ด้วยการแปลง DFT ได้ อย่างไรก็ตามเพื่อที่จะให้มีไดเวอร์ซิตีทางความถี่ที่ดีอาจจะเพิ่มค่า F เป็นจำนวนเต็มค่าอื่นได้

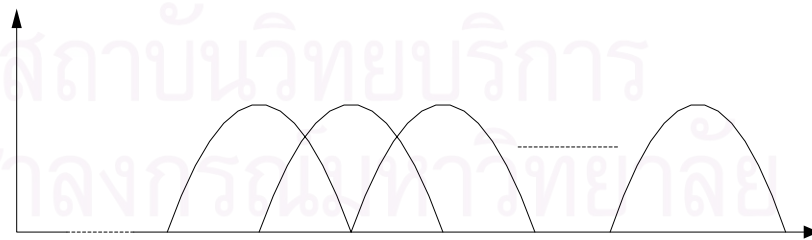
3.2 เครื่องรับที่อาศัยกระบวนการตีเทกต์ค่าเฉลี่ยกำลังสองของความผิดพลาดต่ำที่สุด (MMSE RECEIVER) เพื่อให้ในระบบโทรศัพท์ไร้สาย MC-CDMA

เครื่องรับ MMSE (Minimum-Mean-Square-Error Receiver) จัดเป็นเครื่องรับผู้ใช้หลายคน (MUD) อีกชนิดหนึ่ง ที่พิจารณาการตัดสินใจบิตจากการหาค่าผลเฉลยของเมตริกซ์ M ที่พลาตยกำลังสอง MSE (Mean Square Error) มีขนาดต่ำสุด ลักษณะการทำงานตามเงื่อนไขดังกล่าวนี้คือ ความพยายามในการลดผลกระทบของสัญญาณแทรกสอด MAI และสัญญาณรบกวน AWGN ควบคู่ไปในเวลาเดียวกัน ซึ่งแตกต่างจากเครื่องรับดีคอดริเลเตอร์ที่มุ่งเน้นการกำจัดสัญญาณแทรกสอด MAI เพียงอย่างเดียว ทำให้เงื่อนไขค่าเฉลี่ยทางสถิติของค่าผิวนีจะมีผลตอบเป็นอินเวอร์สของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของสเปกตรัมกำลังของผู้ใช้ร่วมกับเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณรบกวน ซึ่งเครื่องรับชนิดนี้จะให้ผลใกล้เคียงกับดีคอดริเลเตอร์ในช่วง SNR (Signal to Noise Ratio) สูง ๆ แต่จะให้ผลดีกว่าในช่วง SNR ต่ำ ๆ

ส่วนทางเครื่องรับก็จะทำกระบวนการที่กลับกันแต่จะเพิ่มตัวปรับเท่า (equalizer) เพื่อที่จะรวมข้อมูลที่ตีมอดูเลตออกมาได้แต่ละคลื่นพาหีย่อยทำให้ได้อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูล (Bit Error Rate, BER) ที่เอาต์พุตต่ำลงดังรูปที่ 3-2 โดยที่ตัวปรับเท่ามีอัลกอริทึมให้เลือกใช้ต่าง ๆ กันคือ ORC (Orthogonality Restoring Combining), EGC (Equal Gain Combining), MRC (Maximum Ratio Combining), และ MMSEC (Minimum Mean Square Error Combining) อย่างไรก็ตามการที่จะเลือกใช้อัลกอริทึมแบบใดก็ขึ้นอยู่กับสภาพของช่องสัญญาณสื่อสารเป็นหลัก



รูปที่ 3-2 แบบจำลองของภาครับในระบบ MC-CDMA ที่ใช้ร่วมกับการดีเทกต์สัญญาณแบบ MMSE



รูปที่ 3-3 สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่ง

เมื่อพิจารณาสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออกจากเครื่องส่งของระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอดังรูปที่ 3-3 จะเห็นว่าสเปกตรัมของแต่ละคลื่นพาร์ย่อยทับซ้อนกันแต่จะไม่รบกวนกัน เนื่องจากแต่ละคลื่นพาร์ย่อยตั้งฉากกันนั่นเอง ทำให้ระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอใช้แบนด์วิดท์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

จากรูปที่ 3-2 เราสามารถวิเคราะห์สัญญาณที่รับได้ทางฝั่งภาครับเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$r_m(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^K \sqrt{\frac{2P_k}{M}} \gamma_{k,m}(i) d_k(i) * c_{k,m}(t - iT_b - \tau_k) \exp(j\omega_m t) + n_m(t) \dots\dots(3-2)$$

- โดยที่ K คือ จำนวนผู้ใช้ในระบบ
- M คือ จำนวนคลื่นพาร์ย่อย
- T_b คือ เวลาของบิต
- τ_k คือ เวลาหน่วงของแต่ละผู้ใช้
- ω_m คือ ความถี่ของแต่ละคลื่นพาร์
- P_k คือ กำลังเฉลี่ยของแต่ละผู้ใช้

เมื่อสัญญาณที่รับได้ผ่านแมตซ์ฟิลเตอร์ระดับชิพซึ่งประกอบด้วยวงจรมอดูเลชันที่เกตต์นั้นสามารถเขียนในรูปเวกเตอร์หลังจากผ่านวงจรมอดูเลชันที่เกตต์ได้ดังนี้

$$r_m(n_B) = \sum_{k=1}^K \sqrt{\frac{P_k}{P_1}} \gamma_{k,m}(n_B) [d_k(n_B) f_{k,m} + d_k(n_B - 1) g_{k,m}] + n_m(n_B) \dots\dots\dots(3-3)$$

โดยที่ $f_{k,m}$ และ $g_{k,m}$ เป็น cyclic prefix และ $n_m(n_B)$ คือ สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนเชิงซ้อน

ถ้าเราแทนสัญญาณ $r_m(n_B)$ ด้วยเวกเตอร์ $x(n_B)$ และเราจะสร้าง $z(n_B)$ เป็น column vector เป็น

$$z(n_B) = w_m^H(n_B) r_m(n_B) \dots\dots\dots(3-4)$$

เมื่อ $w(n_B) = [w_1^T(n_B), w_2^T(n_B), \dots, w_M^T(n_B)]^T$ คือ ตัวกรองสำหรับเครื่องรับ

แต่ละเครื่องซึ่งขึ้นอยู่กับเวลาในช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา

$$\text{และ } r(n_B) = [r_1^T(n_B), r_2^T(n_B), \dots, r_M^T(n_B)]^T \text{ ดังนั้น } z(n_B) = w^H(n_B) r(n_B)$$

เพื่อให้ได้ประสิทธิภาพสูงสุดสำหรับเครื่องรับแบบค่าเฉลี่ยกำลังสองของความผิดพลาดต่ำที่สุด (MMSE receiver) จะต้องทำให้เวกเตอร์ $w(n)$ ก่อให้เกิดค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่น้อยที่สุดภายใต้เงื่อนไขว่าสมการที่ (3.5) ต้องมีค่าที่น้อยที่สุด

$$MSE = E[|d_1(n_B) - w^H(n_B)r(n_B)|^2] \quad \dots\dots\dots(3-5)$$

จากสมการที่ (3.5) ผลเฉลยของวีเนอร์ (Wiener solution) เป็น

$$w(n_B) = R^{-1}(n_B)p(n_B) \quad \dots\dots\dots(3-6)$$

โดยที่ $R(n_B) = E[r(n_B)r^H(n_B)] \quad \dots\dots\dots(3-7)$

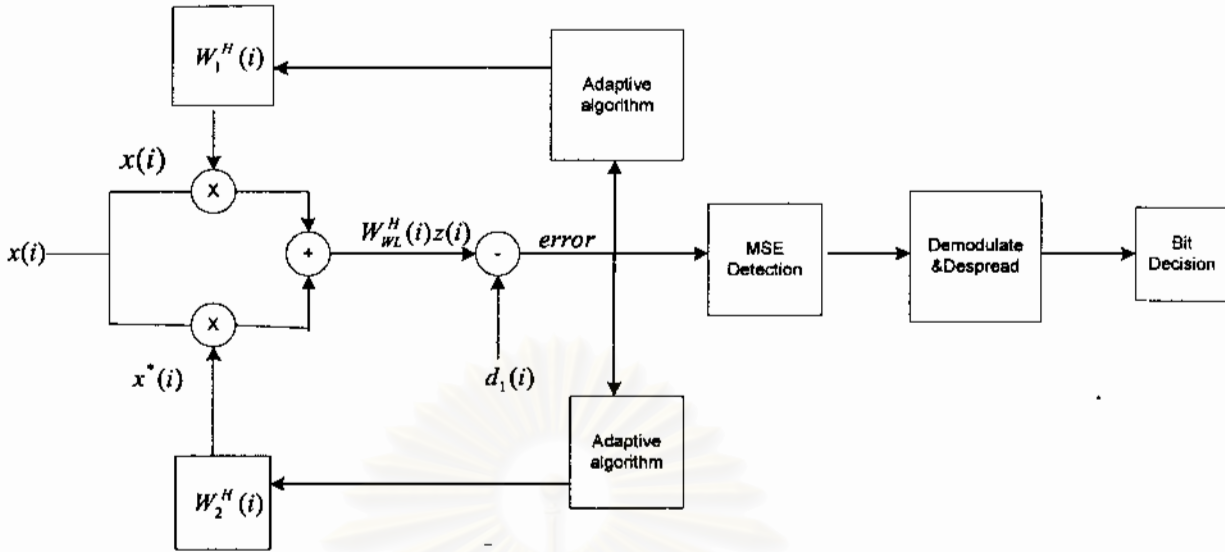
$$p(n_B) = E[d_1^*(n_B)r(n_B)] \quad \dots\dots\dots(3-8)$$

3.3 การดัดแปลงและประยุกต์ใช้อัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้นเพื่อใช้ในระบบโทรศัพท์ไร้สาย MC-CDMA

เพื่อให้ได้มาซึ่งความสามารถในการรับข้อมูลที่ถูกต้องแม่นยำมากขึ้นสำหรับการสื่อสารของโทรศัพท์ไร้สายในอนาคต วิธีการที่น่าสนใจคือการประมาณสัญญาณที่รับได้ด้วยอัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้นเหตุผลที่ทำให้การรับข้อมูลมีประสิทธิภาพมากขึ้น เนื่องมาจากการประมาณแบบไวต์ลีเชิงเส้นจะไม่มีผลกระทบของโควาเรียนซ์แบบ homocovariance ไม่เป็นศูนย์ [25]-[26]

วิทยานิพนธ์นี้จะเลือกพิจารณาเฉพาะการส่งข้อมูลทางข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น (up link) เท่านั้น โดยการส่งข้อมูลของสายอากาศแต่ละตัวในทางฝั่งส่งข้อมูลของระบบ MC-CDMA ที่ได้กล่าวมาข้างต้นจะถูกแทนที่ด้วยการส่งข้อมูลจากผู้ให้บริการโทรศัพท์ไร้สายแต่ละคน ทั้งนี้ ผู้ให้บริการโทรศัพท์ไร้สายแต่ละคนสามารถที่จะส่งข้อมูลโดยใช้รหัสแฉ่ที่เหมือนกันได้ ซึ่งในระบบ MC-CDMA นั้นจะมีคุณสมบัติของไดเวอร์ซิตีทางความถี่ ทำให้ข้อมูลในแต่ละชิพของผู้ใช้แต่ละคนจะถูกลดทอนโดยเฟดดิ้งของช่องสัญญาณที่แตกต่างกัน และจะอาศัยความแตกต่างนี้เองเพื่อมาใช้ในการแยกแยะข้อมูลของผู้ใช้ที่ใช้รหัสแฉ่รหัสเดียวกันออกมา ส่วนข้อมูลจากผู้ใช้ที่ใช้รหัสแฉ่ที่แตกต่างกันก็สามารถแยกแยะออกจากกันได้โดยอาศัยคุณสมบัติตั้งฉากของชุดรหัสแฉ่ตามหลักการของระบบ CDMA ทั่วไป

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 3.4 แบบจำลองของระบบ MC-CDMA ที่ให้ร่วมกับอัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้น

ในการใช้ระบบ MC-CDMA ร่วมกับอัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้นนี้ จะมีสัญญาณแทรกสอดที่เราต้องพิจารณา 2 ประเภท ที่ส่งผลต่อสมรรถนะของระบบ ประเภทแรก คือ สัญญาณแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ที่ใช้รหัสแรมที่ต่างกัน (MAI) โดยจะเกิดจากการที่ชุดรหัสแรมสูญเสียสมบัติความตั้งฉากไปเมื่อผ่านช่องสัญญาณ ซึ่งสัญญาณแทรกสอดประเภทนี้จะเกิดขึ้นในระบบ CDMA ทุกระบบอยู่แล้ว เครื่องรับแมตริกฟิลเตอร์ที่มีการใช้วิธีการปรับเท่าแบบ maximum ratio combining (MRC) จะถูกนำมาใช้ในการลดผลของ MAI นี้ ส่วนสัญญาณแทรกสอดอีกประเภทคือ สัญญาณแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ที่ใช้รหัสแรมที่เดียวกัน (CAI) ซึ่งเกิดจากรหัสที่ถูกส่งจากผู้ใช้อื่นที่ใช้รหัสแรมเหมือนกัน ซึ่งอัลกอริทึมแบบเชิงเส้นอย่างกว้าง จะถูกนำมาใช้ในการหักล้าง

แบบจำลองการรับส่งข้อมูลจะเป็นดังรูปที่ 3-4 โดยจะพิจารณาการส่งข้อมูลทางข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น จากผู้ใช้บริการโทรศัพท์ไร้สายจำนวน N_u คน ไปยังสถานีฐาน โดยผู้ใช้บริการทั้งหมดจะส่งข้อมูลผ่านคลื่นพาห่อย่อยจำนวน N_c คลื่นสำหรับผู้ใช้บริการแต่ละคน โดยที่ในแต่ละคลื่นพาห่อย่อยก็จะใช้รหัสแรมต่างกัน ดังนั้นในผู้ใช้บริการแต่ละคนก็จะใช้รหัสแรมจำนวน N_c รหัส

กระบวนการที่นำอัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้นมาประยุกต์ใช้เนื่องมาจากการพิจารณาสัญญาณที่รับมาได้นั้นหลังจากผ่านช่องสัญญาณโดยสัญญาณนั้นมีคุณสมบัติ non-circular [20] จะส่งผลให้ในส่วนของความคิดโควาเรียนซ์แบบ homocovariance ดังสมการ

$$\Gamma_{xx} \triangleq E\left\{(x - \mu_x)(x - \mu_x)^T\right\}$$

$$\begin{aligned}
&= E\langle xx^T \rangle - \mu_x \mu_x^T \\
&= E\langle (u + iv)(u + iv)^T \rangle - (\mu_u + i\mu_v)(\mu_u + i\mu_v)^T \\
&= \Gamma_{uu} - \Gamma_{vv} + i(\Gamma_{uv} + \Gamma_{vu}) \dots\dots\dots(3-9)
\end{aligned}$$

จากสมการที่ (3.9) จะไม่สามารถละเลยว่า $\Gamma_{uu} = \Gamma_{vv}$ และ $\Gamma_{vu}^T = -\Gamma_{uv}$ ได้ซึ่งเราจะเรียกคุณสมบัติในลักษณะนี้ว่า strictly proper หรือ circularly symmetric โดยส่วนใหญ่บทความทางวิชาการมักจะละเลยในจุดนี้ซึ่งจะส่งผลให้ประสิทธิภาพของเครื่องรับสัญญาณในระบบ MC-CDMA ลดน้อยลง ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำเอาอัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้นมาประยุกต์ใช้ในเครื่องรับชนิดออคัสัยกระบวนการตีเทกต์ค่าเฉลี่ยกำลังสองของความผิดพลาดต่ำที่สุด (MMSE Detector) ซึ่งจะเริ่มจากทางภาคส่งในระบบ MC-CDMA ทำการส่งข้อมูลร่วมกับการมอดูเลตกับคลื่นพาห่อย่อยพร้อมทั้งการคูณเข้ากับโค้ดแผ่ (Spreading code) จากนั้นก็จะผ่านช่องสัญญาณที่เป็นลักษณะพหุวิถี ส่งผลให้เกิด

เฟดดิ้งชนิดเลือกความถี่ ดังนั้นทางฝั่งภาครับก็จะสามารถรับสัญญาณเป็นดังสมการ (3-1) ซึ่งจะมีการรวมสัญญาณรบกวนจากช่องสัญญาณเอาไว้แล้วกำหนดให้เมตริกซ์สัญญาณที่รับได้ทางภาครับก่อนที่จะทำการตัดสินใจเป็นดังนี้

$$x = \begin{bmatrix} x_{1,1} & x_{1,2} & x_{1,3} & \dots & x_{1,N_B} \\ x_{2,1} \\ \vdots \\ x_{n_c,1} & \dots & & & x_{n_c,N_B} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(3-10)$$

จากสมการที่ (3-10) เมตริกซ์ x คือ สัญญาณที่รับได้ทางฝั่งภาครับ

โดยที่ N_c คือ จำนวนของคลื่นพาห่อย่อย

N_B คือ จำนวนบิตข้อมูลที่ส่ง

พบว่าถ้าในระบบ MC-CDMA มีการใช้จำนวนคลื่นพาห่อย่อยจำนวน N_c ทางฝั่งภาครับก็จะต้องมีเครื่องรับสัญญาณจำนวน N_c ด้วยเช่นกัน เมื่อสัญญาณผ่านช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลง

ลงตามเวลาจนกระทั่งทางฝั่งภาครับสามารถรับสัญญาณมาได้ ก็จะนำมาคูณเข้ากับเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนัก (weight vector) ดังสมการดังนี้ [27]-[28]

$$\hat{y}[N_B] = W^H [N_B] x_B \quad \dots\dots\dots(3-11)$$

พิจารณาจากเวกเตอร์ของสัญญาณที่รับได้จะนิยามเวกเตอร์ $z[n_B]$ ดังนี้

$$z[n_B] = \begin{bmatrix} x[n_B] \\ x^*[n_B] \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(3-12)$$

อย่างไรก็ดี ระบบสื่อสารแบบ MC-CDMA สัญญาณส่วนใหญ่มักจะเป็นจำนวนเชิงซ้อน ทำให้การประมาณสัญญาณที่ถูกต้องเราจึงควรที่จะคิดในส่วนที่เป็นสังยุคของจำนวนเชิงซ้อนนี้ ด้วยเมื่อเราพิจารณาในส่วนของค่าเชิงซ้อนของสัญญาณที่รับได้ อัลกอริทึมแบบไวคัลลีเชิงเส้นมุงที่ จะทำให้ประสิทธิภาพของการประมาณสัญญาณดีขึ้น ดังนั้น สัญญาณที่ผ่านการคูณด้วยเวกเตอร์ น้ำหนักจะเป็นไปดังสมการ

$$\begin{aligned} \hat{y}[n_B] &= w_{WL}^H [n_B] z[n_B] \\ \hat{y}[n_B] &= w_1^H [n_B] x[n_B] + w_2^H x^*[n_B] \quad \dots\dots\dots(3-13) \end{aligned}$$

จากกระบวนการที่ทดสอบค่าเฉลี่ยกำลังสองของความผิดพลาดต่ำที่สุด (MMSE detection) เราจะหาค่าผิดพลาด (error) ดังนี้

$$error = \hat{y}[N_B] - y[N_B] \quad \dots\dots\dots(3-14)$$

เพื่อที่จะหาค่าผิดพลาดในสมการที่ (3-14) มีค่าน้อยที่สุด เราจึงทำการหาความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยมีค่าน้อยที่สุดดังนี้

$$\begin{aligned} f_{MSE} [w[n_B]] &= E \left[|w^H (n_B) x(n_B) - y(n_B)|^2 \right] \\ f_{MSE} [w[n_B]] &= E \left\langle |w_{WL}^H [n_B] z[n_B] - y[n_B]|^2 \right\rangle \\ &= E \left\langle (w_{WL}^H [n_B] z[n_B] - y[n_B]) (w_{WL}^H [n_B] z[n_B] - y[n_B])^* \right\rangle \\ &= E \left\langle (w_{WL}^H [n_B] z[n_B] - y[n_B]) (w_{WL}^H [n_B] z[n_B] - y[n_B])^H \right\rangle \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= E\left\langle (w_{WL}^H[n_B]z[n_B] - y[n_B])(z^H[n_B]w_{WL}[n_B] - y^*[n_B])^H \right\rangle \\
&= E\left\langle (w_{WL}^H[n_B]z[n_B]z^H[n_B]w_{WL}[n_B]) - E(y[n_B]z^H[n_B]w_{WL}[n_B]) - E(w_{WL}^H[n_B]z[n_B]y^*[n_B]) + E(y[n_B]y^*[n_B]) \right\rangle \\
&= w_{WL}^H[N_B]E\left\langle z[n_B]z^H[n_B] \right\rangle w_{WL}[n_B] - E\left\langle y[n_B]z^H[n_B] \right\rangle w_{WL}[n_B] \\
&\quad - w_{WL}^H[n_B]E\left\langle z[n_B]y^*[n_B] \right\rangle + E\left\langle y[n_B]y^*[n_B] \right\rangle \\
&= w_{WL}^H[N_B]R_{ZZ}[n_B]w_{WL}[n_B] - r_{ZY}^H[n_B]w_{WL}[n_B] \\
&\quad - w_{WL}^H[n_B]r_{ZY}[n_B] + E\left\langle |y[n_B]|^2 \right\rangle \dots\dots\dots(3-15)
\end{aligned}$$

จากนั้นจะทำการหาเกรเดียนต์ที่สมการที่ (3-4) เทียบกับเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนัก (weight vector) จะได้ผลลัพธ์เป็นดังนี้

$$\nabla_{w_{WL}} f_{MSE} = 2R_{xx}[N_B]w_{WL}[N_B] - 2r_{xy} \dots\dots\dots(3-16)$$

$$\begin{aligned}
\nabla_{w_{wl}[n_B]} &\stackrel{\Delta}{=} \frac{\partial}{\partial w_{wl}[n_B]} f_{mse}(w_{wl}[n_B]) \\
&= 2R_{ZZ}[n_B]w_{WL}[n_B] - 2r_{zy} \\
&= 2 \left(\begin{bmatrix} R_{xx}[n_B] & R_{xx}^*[n_B] \\ R_{xx}^*[n_B] & R_{xx}[n_B] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_1[n_B] \\ w_2[n_B] \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_{xy}[n_B] \\ r_{xy}^*[n_B] \end{bmatrix} \right) \dots\dots\dots(3-17)
\end{aligned}$$

ซึ่งสามารถหาเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนัก $w_1[n_B]$ และ $w_2[n_B]$ ได้ดังสมการนี้

$$w_1[n_B] = (R_{xx}[n_B] - R_{xx}^*[n_B]R_{xx}^{-1*}[n_B]R_{xx}^*[n_B])^{-1} (r_{xy_1}[n_B] - R_{xx}^*[n_B]R_{xx}^{-1*}[n_B]r_{xy_1}^*[n_B]). \quad (3-18)$$

$$w_2[n_B] = (R_{xx}^*[n_B] - R_{xx}^*[n_B]R_{xx}^{-1}[n_B]R_{xx}^*[n_B])^{-1} (r_{xy_1}^*[n_B] - R_{xx}^*[n_B]R_{xx}^{-1}[n_B]r_{xy_1}^*[n_B]). \quad (3-19)$$

ดังนั้นการนำไปใช้จริงเราจะประยุกต์อัลกอริทึมที่มีการปรับตัวได้ (adaptive) ดังนี้ [29]-[31]

$$R_{xx}[n_B] = F \cdot R_{xx}[n_B - 1] + x[n_B]x^H[n_B] \quad \dots\dots\dots(3-20)$$

$$R_{xx}^*[n_B] = F \cdot R_{xx}^*[n_B - 1] + x[n_B]x^T[n_B] \quad \dots\dots\dots(3-21)$$

$$r_{xy}[n_B] = F \cdot r_{xy}[n_B - 1] + x[n_B]y_{n_u}^*[n_B] \quad \dots\dots\dots(3-22)$$

$$r_{xy}^*[N_B] = F \cdot r_{xy}^*[n_B - 1] + x[n_B]y_{n_u}^*[n_B] \quad \dots\dots\dots(3-23)$$

เมื่อ F คือ ค่าสัมประสิทธิ์การลึ้ม ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์การลึ้มจะอยู่ในช่วง $0 \leq F \leq 1$

และ N_u คือ จำนวนผู้ใช้ในระบบ โดยที่เวกเตอร์ถ่วงน้ำหนัก (weight vector) ก็จะมีการปรับตัวที่ลึ้มที่รับรู้เข้ามา ซึ่งสมการการปรับตัวของเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนัก (weight vector) จะเป็นดังนี้ [31]-[32]

$$w[N_B] = w[N_B - 1] - \frac{1}{2} \mu \nabla f_{MSE} \quad \dots\dots\dots(3-24)$$

μ คือ ค่าช่วงก้าว (step size) จะมีผลต่ออัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ ซึ่งจะต้องเลือกค่าช่วงก้าวให้เหมาะสม โดยที่การเลือกค่าช่วงก้าวให้เหมาะสมนั้นจะเลือกในช่วง $0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{\max}(R_{rr})}$

โดยที่ $\lambda_{\max}(x)$ คือ ค่าเจาะจง (eigenvalue) ที่มากที่สุดของเมทริกซ์ X

กระบวนการขั้นตอนให้ได้มาซึ่งการปรับตัวของเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนัก (weight vector) มีดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 จะทำการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นให้เวกเตอร์ถ่วงน้ำหนัก $w_{first\ user}[0] = 0$

ขั้นตอนที่ 2 ทำกระบวนการปรับตัวเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนัก (weight vector) โดยเริ่มจากการคำนวณคอรีเลชันเมทริกซ์ $R_{xx}[N_B]$ และเมทริกซ์สหสัมพันธ์ข้าม (cross correlation matrix) $r_{xy}[N_B]$ ดังสมการที่ (3-6)-(3-7)

ขั้นตอนที่ 3 ทำการคำนวณเกรเดียนต์ตามสมการ (3-5) เพื่อนำไปปรับเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนัก (weight vector) ตามสมการที่ (3-8)

3.4 ค่าสัมประสิทธิ์การลืม (Forgetting Factor)

ค่าสัมประสิทธิ์การลืม (Forgetting Factor; λ) เป็นค่าพารามิเตอร์ที่บ่งบอกถึงค่าความเชื่อถือ หรือค่าความจดจำที่มีต่อข้อมูลที่ผ่านมาในอดีตของระบบ โดยค่าสัมประสิทธิ์การลืมจะมีค่าอยู่ระหว่างช่วง $(0,1]$ ซึ่งระบบที่มีค่าสัมประสิทธิ์การลืมที่มีค่าน้อย (เข้าใกล้ศูนย์) จะให้ความเชื่อถือ และให้น้ำหนักกับข้อมูลทางสถิติที่ได้จากการคำนวณในปัจจุบันมากกว่าค่าที่ได้รับจากการคำนวณในอดีต ดังนั้นระบบที่มีค่าสัมประสิทธิ์การลืมที่มีค่าน้อยจึงเหมาะสมกับสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงค่อนข้างเร็ว และแปรผันมาก ในทางตรงกันข้ามสำหรับระบบที่สัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงไม่มากนัก และมีอัตราการเปลี่ยนแปลงที่ไม่รวดเร็วนัก ค่าสัมประสิทธิ์การลืมที่ใช้ควรเลือกให้มีค่าค่อนข้างสูง (เข้าใกล้หนึ่ง) เพื่อให้ระบบเชื่อถือข้อมูลทางสถิติของสัญญาณที่คำนวณได้ในอดีต และอาศัยความสัมพันธ์ของสัญญาณในทางเวลาเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการประมาณให้มีค่าสูงยิ่งขึ้น ดังนั้นการเลือกค่าสัมประสิทธิ์การลืมจึงควรเลือกให้เหมาะสมกับคุณลักษณะ และลักษณะการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณเป็นหลัก

บทที่ 4

ผลการวิจัย

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงผลการทดสอบ และวิจารณ์สมรรถนะของระบบ MC-CDMA ขาขึ้น ที่มีการประยุกต์ใช้งานอัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้น โดยใช้สัญลักษณ์นำช่วยประมาณพร้อมทั้งเวกเตอร์นำหน้าที่ได้รับการปรับปรุงแล้วที่ได้นำเสนอ เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ โดยเนื้อหาในบทนี้จะแบ่งออกเป็น 2 หัวข้อ คือ ในหัวข้อที่หนึ่งจะกล่าวถึงค่าพารามิเตอร์ และสมมุติฐานต่าง ๆ ที่ใช้ในการจำลองระบบ หัวข้อที่สองจะกล่าวถึงสมรรถนะของระบบ MC-CDMA ขาขึ้น ที่มีการประยุกต์ใช้งานงานอัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้นซึ่งเวกเตอร์นำหน้าก็มีการปรับตัวได้ ภายใต้เงื่อนไขต่าง ๆ

4.1 วิธีจำลองระบบ

4.1.1 รหัสแม่ที่ใช้

รหัสแม่ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้รหัสแม่แบบอโทกอนัล (Orthogonal) ชนิดวอลซ์-ฮาดามาร์ด (Walsh-Hadamard) ขนาด 16×16 ดังแสดงในสมการที่ (4-1)

$$H_4 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (4-1)$$

รหัสแม่ชนิดวอลซ์-ฮาดามาร์ดนี้ เป็นประเภทหนึ่งของรหัสแม่แบบอโทกอนัล (Orthogonal) ซึ่งรหัสประเภทนี้จะเป็นรหัสที่ตั้งฉากสมบรูณ์ กล่าวคือมีค่าอัตรหสัมพันธ์เป็นหนึ่ง และค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างกันและกันเป็นศูนย์ โดยรหัสแม่ชนิดวอลซ์-ฮาดามาร์ดขนาด 16×16

นี่นั้น จะสามารถรองรับจำนวนผู้ใช้ได้จำนวน 16 ราย โดยยังสามารถรักษาความตั้งฉากกันระหว่างรหัสแผ่ของแต่ละผู้ใช้ได้ เนื่องจากข้อดีดังกล่าวรวมถึงการที่รหัสแผ่แบบวอลซ์-ฮาดามาร์ดนี้มีความยาวเป็น 2ⁿ จึงสามารถนำกระบวนการแปลงฟูรีเยร์อย่างรวดเร็วเข้ามาประยุกต์ใช้ได้ ทำให้เป็นรหัสที่ถูกพิจารณาให้ใช้สำหรับระบบ MC-CDMA

4.1.2 สัญญาณรบกวนจากช่องสัญญาณ

สัญญาณรบกวน (Noise) ที่ใช้ในการจำลองระบบนี้จะใช้สัญญาณรบกวน แบบ additive white Gaussian noise (AWGN) ซึ่งมีค่าเฉลี่ยของขนาดของสัญญาณเป็นศูนย์ และมีความแปรปรวนที่เปลี่ยนแปลงตามกำลังของสัญญาณรบกวนที่ใช้ในการจำลองระบบซึ่งก็จะขึ้นอยู่กับค่า Signal to Noise Ratio (SNR) ที่กำหนดนั่นเอง ซึ่งความยาวของสัญญาณรบกวนจะถูกกำหนดให้มีค่าเท่ากับความยาวของรหัสแผ่ที่เลือกใช้ นอกจากนี้สัญญาณรบกวนที่ใช้ที่นี่จะเป็นค่าเชิงซ้อนมีทั้งองค์ประกอบทั้งในส่วนของจริง และส่วนจินตภาพ

4.1.3 เฟดดิ้งจากช่องสัญญาณ

เฟดดิ้งจากช่องสัญญาณนี้เป็นผลมาจากการเดินทางแบบพหุวิถีของสัญญาณจากทางภาคส่งไปยังภาครับ ทำให้สัญญาณที่ทางภาครับได้รับเกิดจากการรวมตัวแบบซ้อนทับกันของสัญญาณในวิถีต่าง ๆ ซึ่งเฟดดิ้งจากช่องสัญญาณนี้จะทำให้เกิดการลดทอนทั้งเชิงขนาด และเชิงเฟสของคลื่นสัญญาณในแต่ละวิถี โดยที่ขนาดการลดทอนเชิงขนาดของสัญญาณในแต่ละวิถีที่เกิดขึ้นนั้นจะมีลักษณะเป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลี (Rayleigh) ยกเว้นการลดทอนของสัญญาณในวิถีตรงซึ่งจะมีลักษณะเป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบไรเซียน (Rician) ส่วนค่าการลดทอนในเชิงเฟสของช่องสัญญาณในแต่ละวิถีนั้นจะมีลักษณะเป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบยูนิฟอร์ม (Uniform) ซึ่งจะพบว่าเมื่อพิจารณาในเชิงความถี่แล้ว ค่าเฟดดิ้งของช่องสัญญาณในแต่ละคลื่นพาร์ย่อยจะมีลักษณะเป็นการเกิดเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ โดยค่าเฟดดิ้งของแต่ละคลื่นพาร์ย่อยนั้นจะมีสหสัมพันธ์ระหว่างกันขึ้นอยู่กับลักษณะการเลือกความถี่ของช่องสัญญาณและสภาวะแวดล้อม

4.1.4 ความถี่ดอปเพลอร์

ความถี่ดอปเพลอร์เป็นอีกพารามิเตอร์หนึ่งที่ส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของระบบ ดังนั้นความถี่ดอปเพลอร์จึงเป็นอีกพารามิเตอร์หนึ่งซึ่งต้องคำนึงถึงสำหรับการจำลองระบบ โดยความถี่ดอปเพลอร์นั้นมีสาเหตุมาจากการเคลื่อนที่ของผู้ใช้โทรศัพท์ไร้สายซึ่งจะส่งผลให้เกิดการเลื่อนทางความถี่ของสัญญาณขึ้น และการเลื่อนทางความถี่ของสัญญาณนี้เองเป็นอีกสาเหตุหนึ่งซึ่งทำให้เกิดการแทรกสอดระหว่างคลื่นพายุย่อยขึ้นในระบบ นอกจากนี้ค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดยังเป็นตัวกำหนดค่าสหสัมพันธ์ทางเวลาของเฟดดิ้งที่เกิดขึ้นด้วย โดยเมื่อค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดมีค่ามากขึ้นจะส่งผลให้ค่าสหสัมพันธ์ทางเวลาของเฟดดิ้งมีค่าลดลงทำให้ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงเร็วมากยิ่งขึ้นซึ่งจะส่งผลให้มีโอกาสที่จะเกิดความผิดพลาดในการประมาณช่องสัญญาณสูงมากยิ่งขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งการประมาณช่องสัญญาณซึ่งมีการจัดวางสัญลักษณ์นำร่องในทางเวลา อนึ่งผลกระทบของความถี่ดอปเพลอร์นั้นยังขึ้นอยู่กับค่าความถี่กลางที่ใช้ในการรับส่งสัญญาณอีกด้วย เนื่องจากค่าความถี่ดอปเพลอร์เป็นค่าที่คิดเทียบกับค่าความถี่กลางที่ใช้ในการรับส่งสัญญาณ

4.1.5 สมมติฐานต่างๆที่ใช้ในการจำลองระบบ

การจำลองระบบในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะมีการกำหนดสมมติฐานเพิ่มเติมดังนี้

- พิจารณาเฉพาะกรณีข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น (Uplink) ของระบบ MC-CDMA
- การซิงโครไนซ์ (Synchronize) สัญญาณระหว่างผู้ใช้ และสถานีฐาน
- การควบคุมกำลังส่งของสัญญาณจากผู้โทรศัพท์ไร้สายเป็นไปอย่างอย่างสมบูรณ์
- ในการจำลองระบบนี้นั้นจะทำการส่งข้อมูลโดยใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบ BPSK (Binary Phase Shift Keying) ตลอดทั้งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้
- ผลตอบสนองของช่องสัญญาณลักษณะเป็นแบบกึ่งคงที่ (Quasi-Stationary) คือ จะมีค่าผลตอบสนองที่ไม่เปลี่ยนแปลงภายในหนึ่งชิป
- ในการจำลองระบบนี้นั้นจะละเลยผลกระทบของการแทรกสอดระหว่างคลื่นสัญญาณ และ การแทรกสอดระหว่างคลื่นพายุย่อย เนื่องจากสมมุติว่ามีการเติมระยะเวลาคุมแบบข้อมูลอุปสรรคหมุนวนที่ยาวมากเพียงพอ
- ในการจำลองระบบนี้จะกำหนดให้ใช้รหัสแม่แบบวอลซ์-ฮาดามาร์ดซึ่งมีอัตราแม่ เท่ากับ 16 ซึ่งเท่ากับจำนวนคลื่นพายุย่อย เป็นหลัก

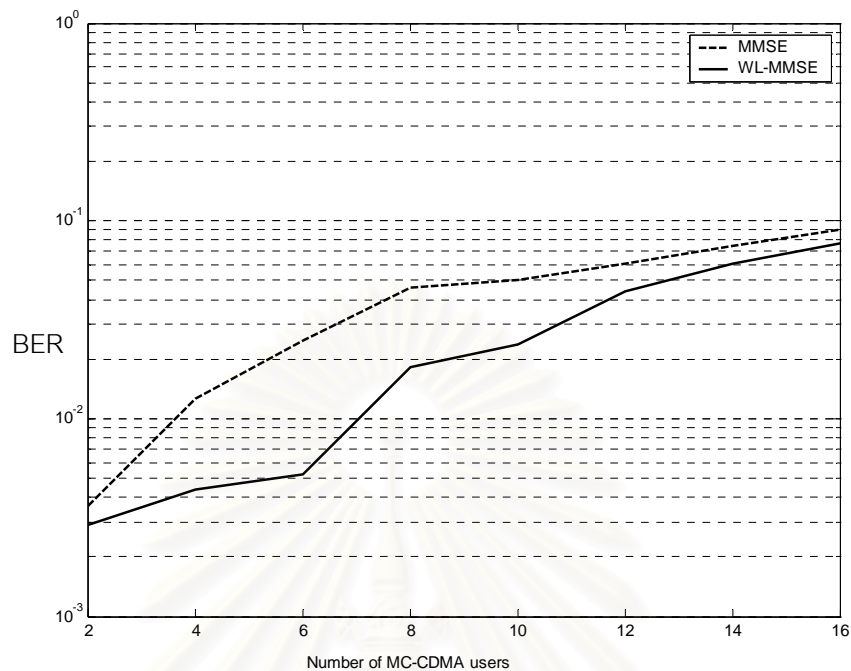
- ในการจำลองระบบนี้นั้นจะมีการจำลองระบบซ้ำใหม่จำนวน 200 รอบแล้วนำมาหาค่าเฉลี่ยของอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล โดยแต่ละรอบจะทำการส่งสัญลักษณ์ข้อมูลทั้งหมด 5000 สัญลักษณ์

4.2 สมรรถนะของเครื่องรับในระบบ MC-CDMA ขาขึ้น ที่มีการประยุกต์ใช้งานอัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้น

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาถึง สมรรถนะของระบบข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นของระบบ MC-CDMA ที่มีการประยุกต์ใช้อัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้น โดยที่เวกเตอร์น้ำหนักมีการปรับตัวได้ ซึ่งจะทำการวัดเปรียบเทียบกับระบบที่ใช้เครื่องรับแบบดั้งเดิม (Conventional) ภายใต้สภาวะแวดล้อม และเงื่อนไขต่าง ๆ Receiver)

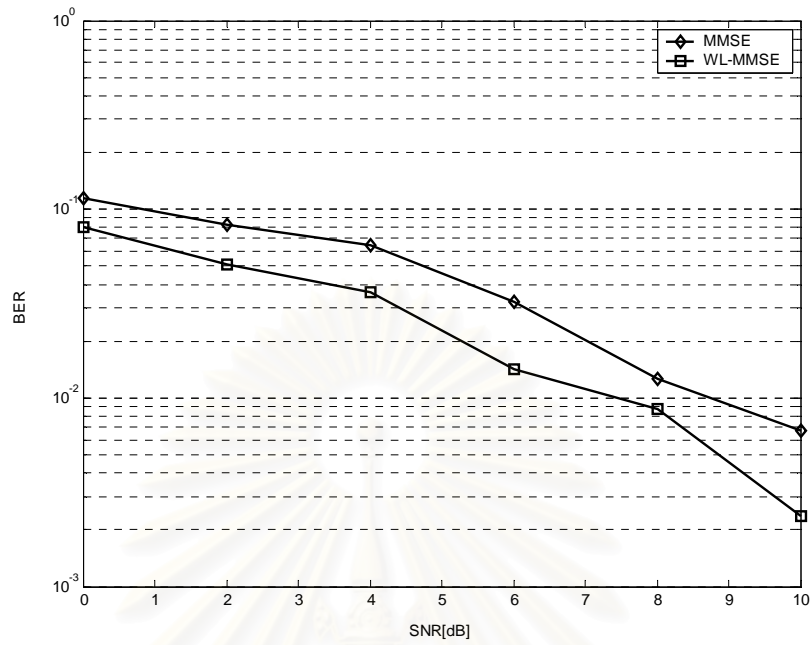
4.2.1 สมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิต

ในการวัดสมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตของข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นของระบบ MC-CDMA ที่มีการประยุกต์ใช้อัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้น จะอาศัยการจำลองผลโดยจะกำหนดให้ ความยาวเฟรมข้อมูลเท่ากับ 110 สัญลักษณ์ ประกอบด้วยสัญลักษณ์นำร่องจำนวน 10 สัญลักษณ์ สลับกับสัญลักษณ์ข้อมูลขนาดยาว 100 สัญลักษณ์ ค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดมีค่าเท่ากับ 110 Hz และค่าสัมประสิทธิ์การลิ้มมีค่าเท่ากับ 0.3 ซึ่งในการทดสอบสมรรถนะของระบบ จะพิจารณาในกรณีช่องสัญญาณคงที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา

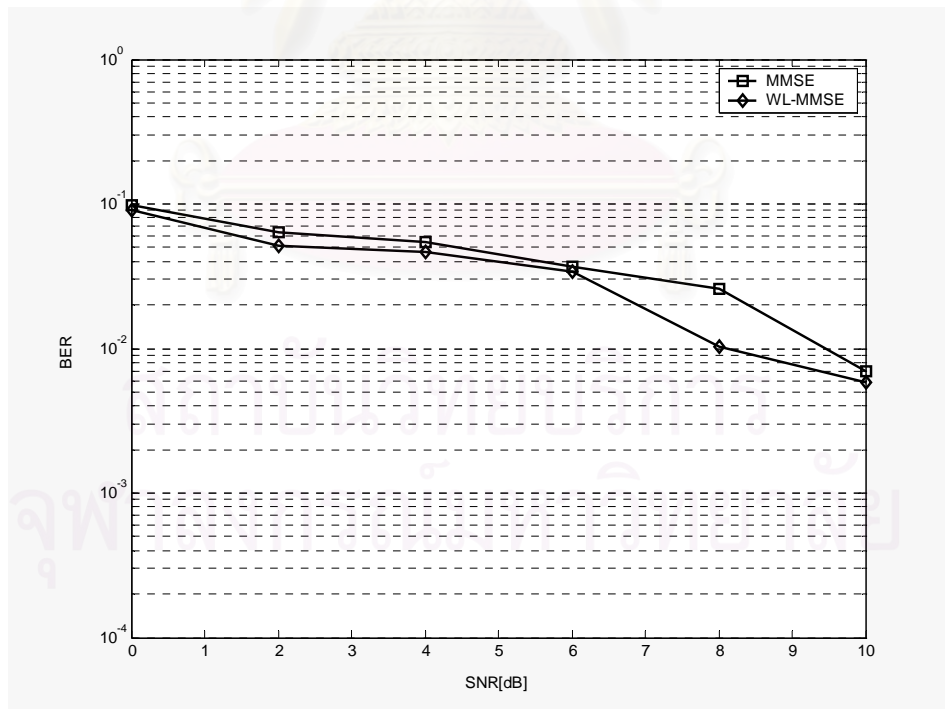


รูปที่ 4.1 BER ของเครื่องรับสัญญาณที่มีการประยุกต์ใช้อัลกอริทึมไวด์ลิ้งค์เชิงเส้นเมื่อเทียบกับเครื่องรับแบบ MMSE

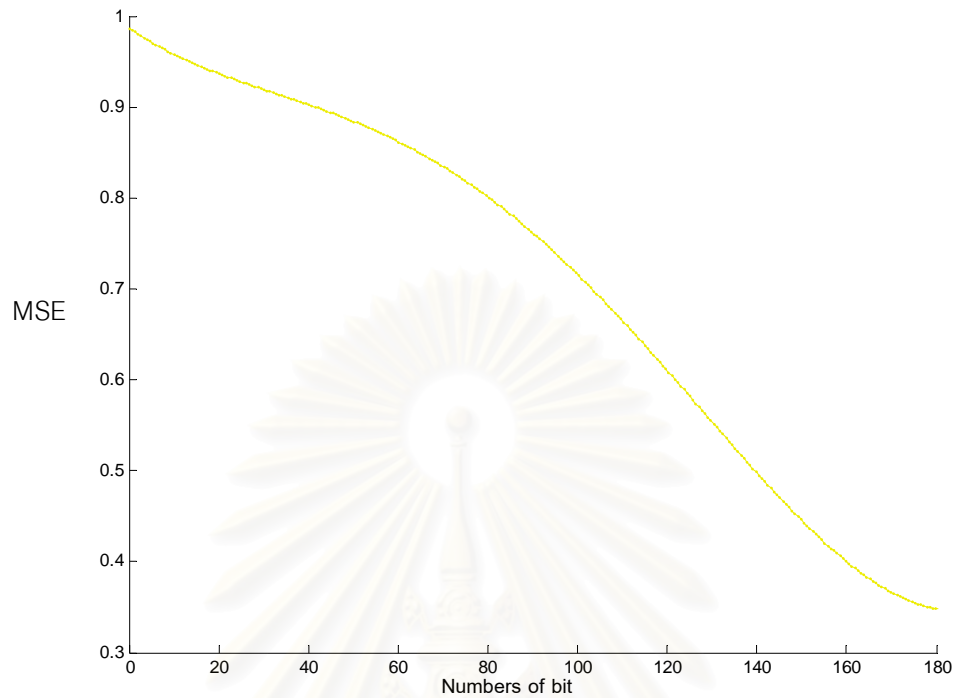
จากรูปที่ 4.1 ซึ่งแสดงถึงอัตราความผิดพลาดบิต ของเครื่องรับสัญญาณที่มีการประยุกต์ใช้อัลกอริทึมไวด์ลิ้งค์เชิงเส้น เมื่อทำการปรับเปลี่ยนจำนวนผู้ใช้ในระบบจนถึงมีผู้ใช้ 16 คน ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าคงที่ 10 dB ที่ความถี่ดอปเพลอร์ 110 Hz ซึ่งจากรูปจะเห็นได้ว่ากรรมวิธีที่มีการนำอัลกอริทึมไวด์ลิ้งค์เชิงเส้นเข้ามาประยุกต์เพื่อช่วยในการประมาณนั้น สามารถให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ดีกว่าการใช้เครื่องรับแบบ MMSE ในกรณีที่ไม่มี การนำอัลกอริทึมไวด์ลิ้งค์เชิงเส้นเข้ามาประยุกต์ พบว่าถ้าจำนวนผู้ใช้ในระบบ MC-CDMA เพิ่มขึ้นอัตราความผิดพลาดบิตจะเพิ่มขึ้น จากภาพผลการจำลองในระบบถ้ามีผู้ใช้ไม่มากเครื่องรับทั้งสองแบบจะให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตใกล้เคียงกัน แต่ถ้ามีผู้ใช้ตั้งแต่ 4 คนขึ้นไปอัตราความผิดพลาดบิตในกรณีของเครื่องรับที่มีการนำเอาอัลกอริทึมไวด์ลิ้งค์เชิงเส้นเข้ามาประยุกต์จะให้ค่าอัตราความผิดพลาดที่น้อยกว่าเครื่องรับแบบ MMSE ที่ไม่มี การนำเอาอัลกอริทึมไวด์ลิ้งค์เชิงเส้นเข้ามาประยุกต์จะใช้



รูปที่ 4.2 BER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 4 คนในระบบ ในกรณีใช้ช่องสัญญาณแบบ
อุดมคติ



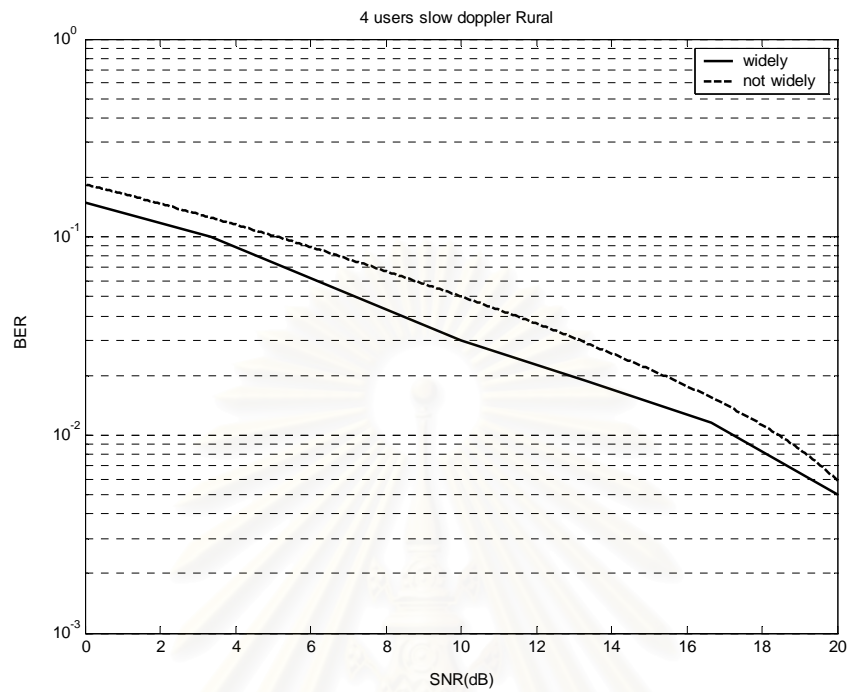
รูปที่ 4.3 BER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 8 คนในระบบในกรณีใช้ช่องสัญญาณแบบ
อุดมคติ



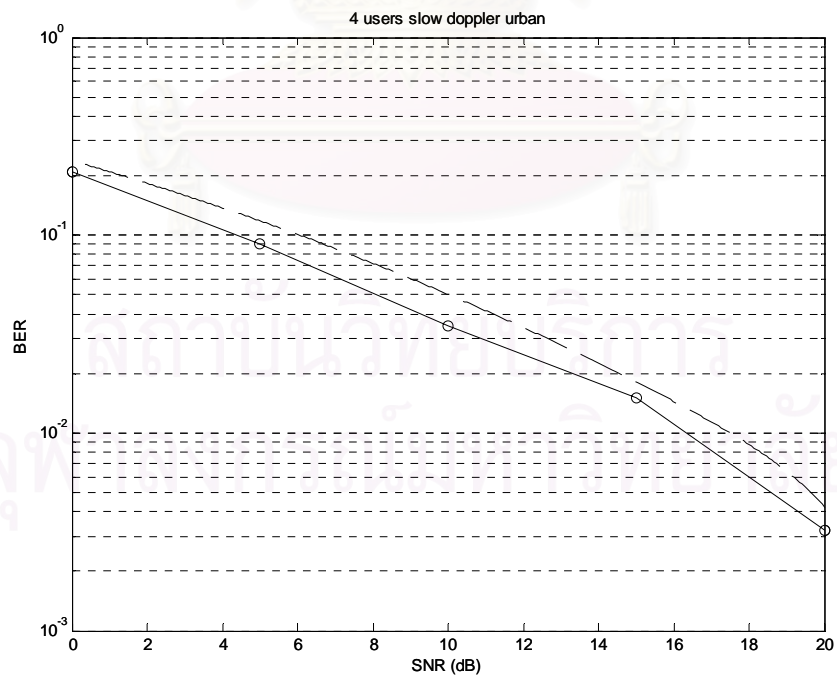
รูปที่ 4.4 ค่า MSE ในช่วงของการส่งสัญญาณนำร่องเพื่อพิจารณาอัตราการใช้ช่องสัญญาณในช่วงที่ส่งสัญญาณ

4.2.2 สมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตเมื่อระบบ MC-CDMA มีการใช้ช่องสัญญาณแบบต่างๆที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา

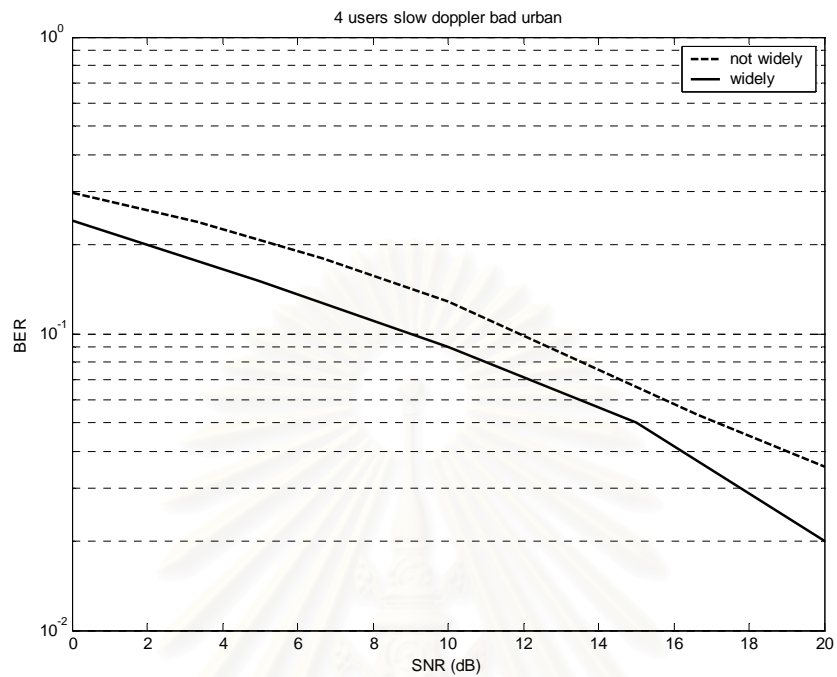
ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงสภาพความเป็นจริงนั้นช่องสัญญาณจะไม่คงที่จึงมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา ดังนั้นการจำลองระบบในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงใช้ช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา โดยที่เริ่มจากการส่งสัญญาณนำร่องจำนวน 200 บิต ตามด้วยบิตข้อมูลจำนวน 5000 บิต กำหนดให้ค่าความถี่ดอปเพลอร์มีค่าสองระดับคือในกรณีที่มีความเร็วสูงจะมีความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 110 Hz และกรณีที่มีความเร็วต่ำค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 50 Hz สัมประสิทธิ์การลื่นของอัลกอริทึมมีค่าเท่ากับ 0.3 เพื่อทดสอบสมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดเมื่อระบบ MC-CDMA มีการใช้ช่องสัญญาณที่ไม่คงที่และปรับเปลี่ยนค่าสัญญาณมีเวลาประวิงต่างๆกันออกไปตามสถานการณ์ในการจำลองระบบ



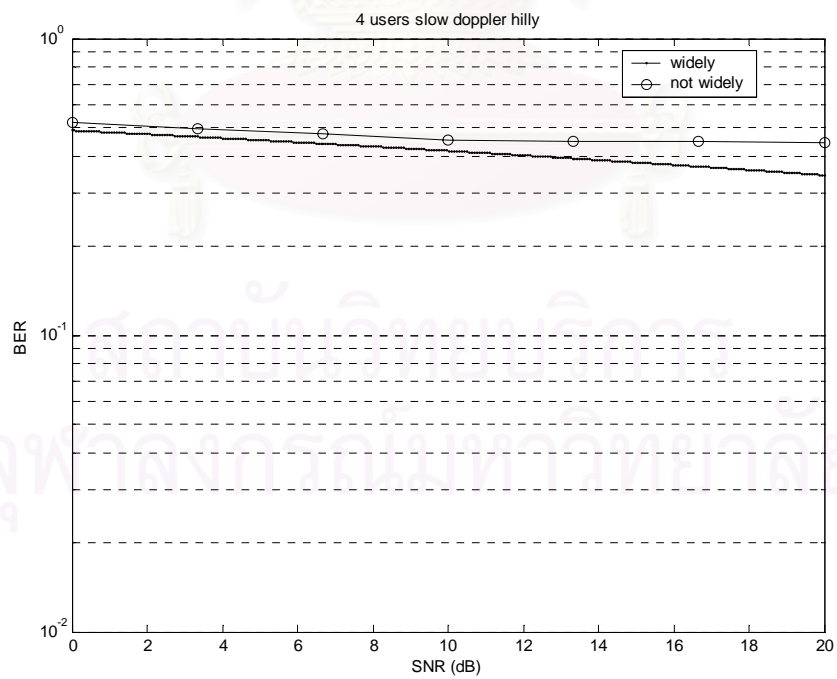
รูปที่ 4.5 BER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 4 คนในระบบ ที่ใช้ช่องสัญญาณแบบ Rural area เปลี่ยนแปลงตามเวลา ที่ความถี่ดอปเพลอร์ 50 Hz



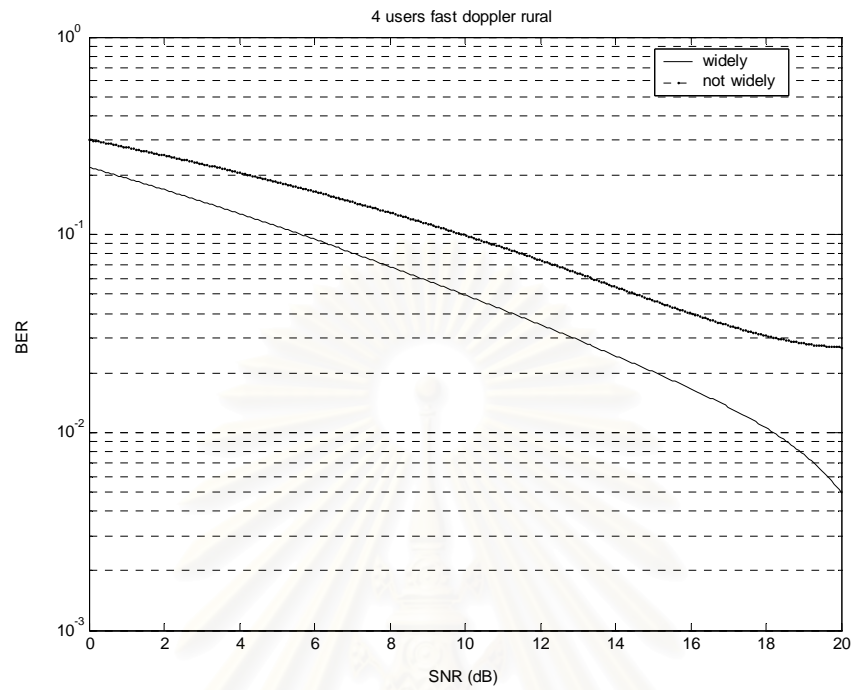
รูปที่ 4.6 BER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 4 คนในระบบ ที่ใช้ช่องสัญญาณแบบ Urban เปลี่ยนแปลงตามเวลา ที่ความถี่ดอปเพลอร์ 50 Hz



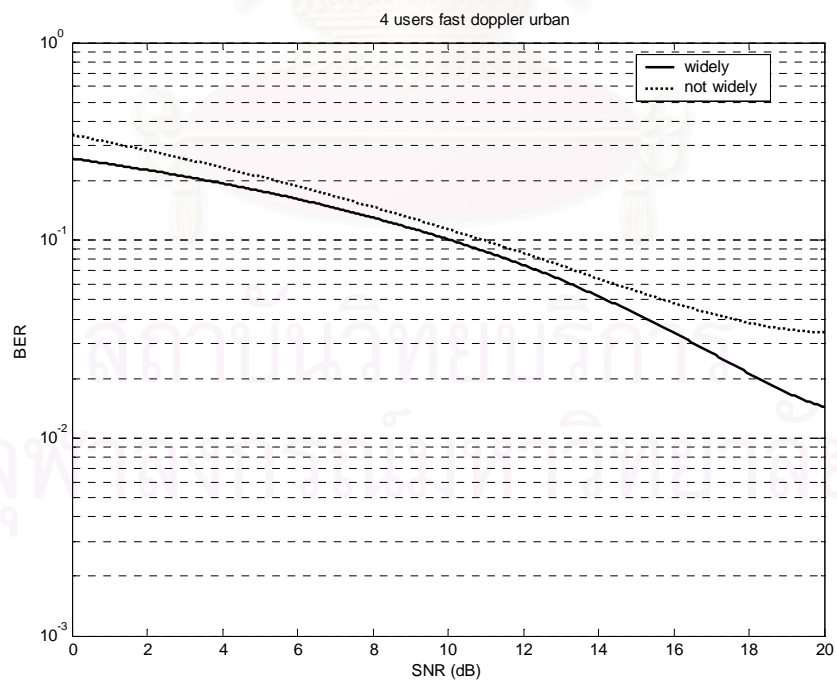
รูปที่ 4.7 BER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 4 คนในระบบ ที่ใช้ช่องสัญญาณแบบ bad-Urban เปลี่ยนแปลงตามเวลา ที่ความถี่ดอปเพลอร์ 50 Hz



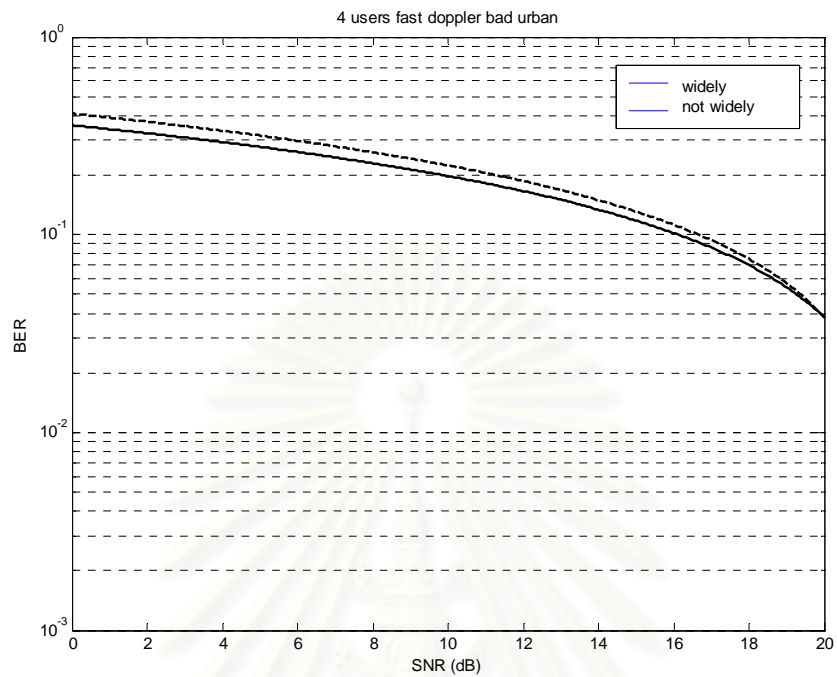
รูปที่ 4.8 BER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 4 คนในระบบ ที่ใช้ช่องสัญญาณแบบ Hilly area เปลี่ยนแปลงตามเวลา ที่ความถี่ดอปเพลอร์ 50 Hz



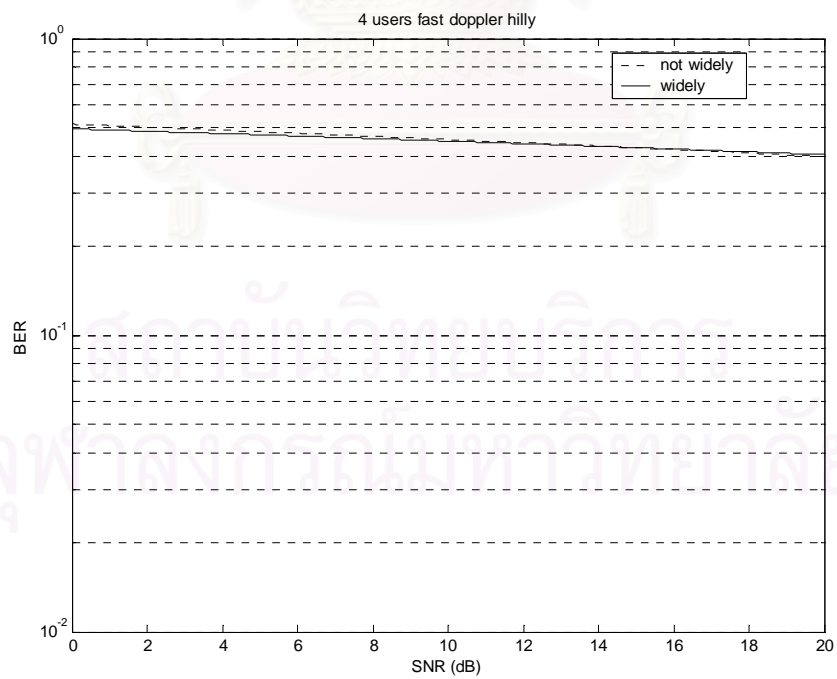
รูปที่ 4.9 BER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 4 คนในระบบ ที่ใช้ช่องสัญญาณแบบ Rural area เปลี่ยนแปลงตามเวลา ความถี่ดอปเพลอร์ 110 Hz



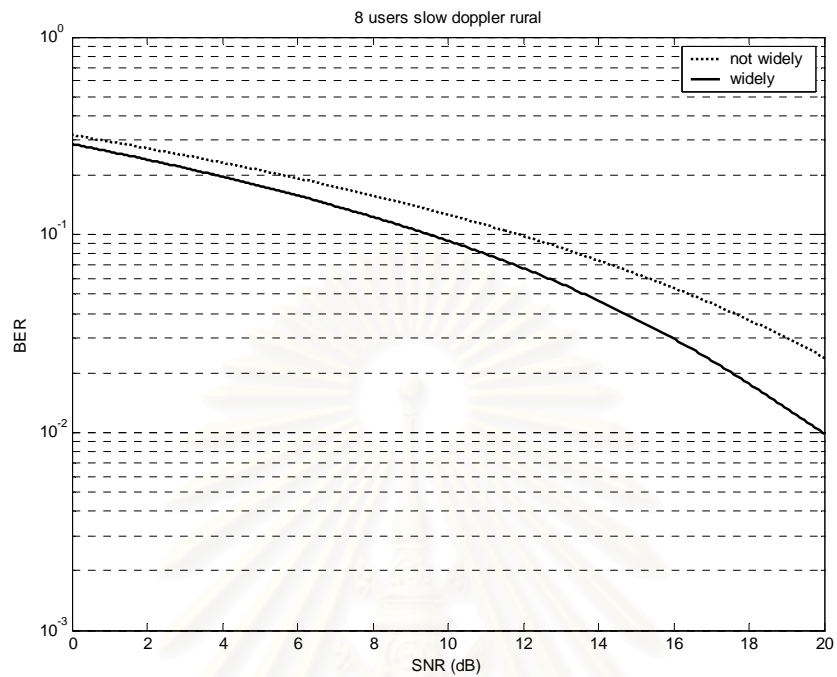
รูปที่ 4.10 BER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 4 คนในระบบ ที่ใช้ช่องสัญญาณแบบ Urban area เปลี่ยนแปลงตามเวลา ความถี่ดอปเพลอร์ 110 Hz



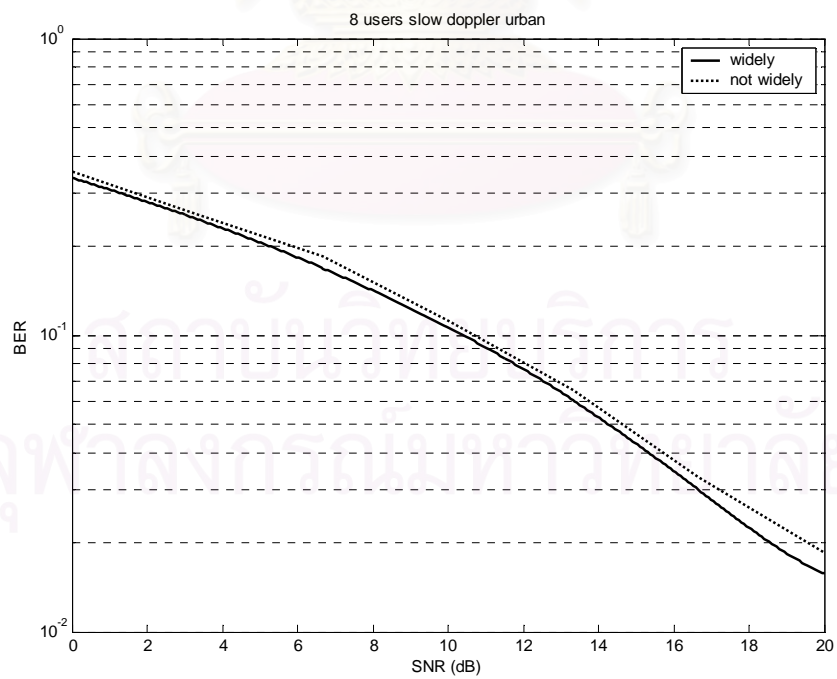
รูปที่ 4.11 BER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 4 คนในระบบ ที่ใช้ช่องสัญญาณแบบ Bad-urban เปลี่ยนแปลงตามเวลา ที่ความถี่ดอปเพลอร์ 110 Hz



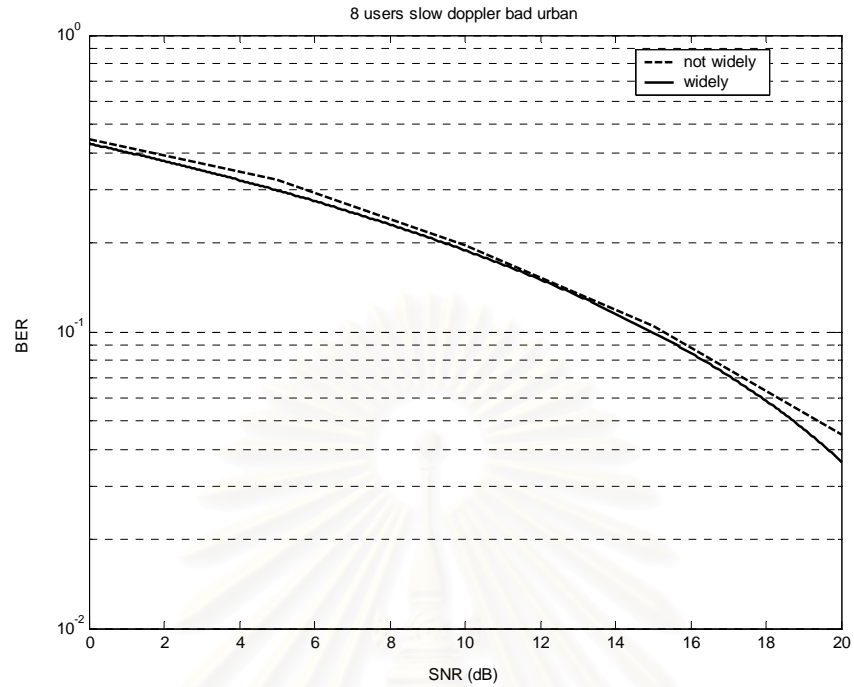
รูปที่ 4.12 BER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 4 คนในระบบ ที่ใช้ช่องสัญญาณแบบ Hilly area เปลี่ยนแปลงตามเวลา ความถี่ดอปเพลอร์ 110 Hz



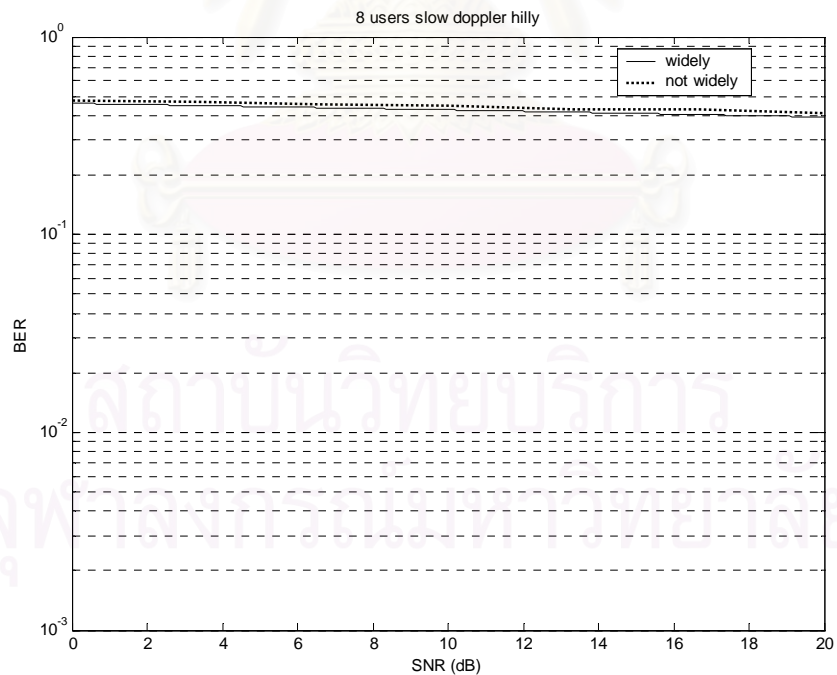
รูปที่ 4.13 BER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 8 คนในระบบ ที่ใช้ช่องสัญญาณแบบ Rural area เปลี่ยนแปลงตามเวลา ความถี่ดอปเพลอร์ 50 Hz



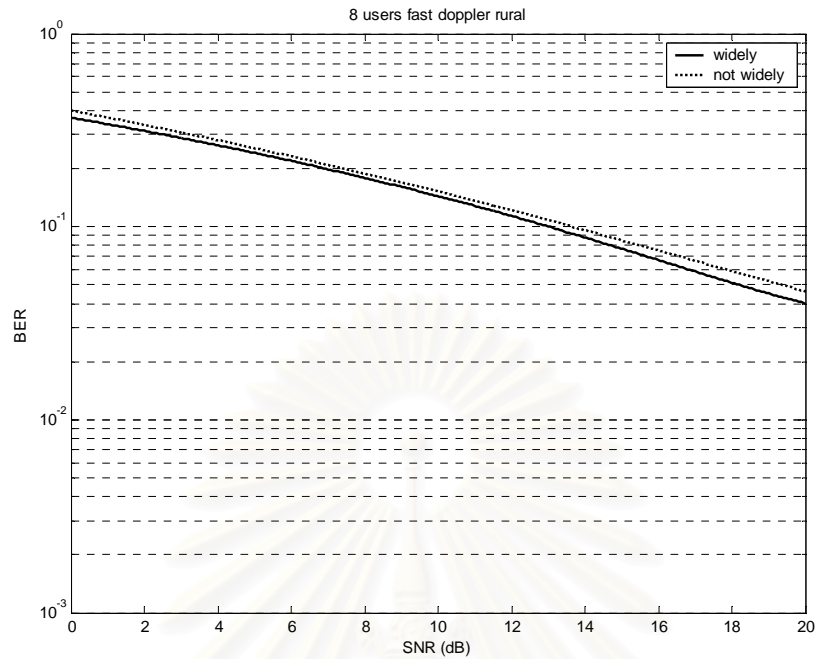
รูปที่ 4.14 BER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 8 คนในระบบ ที่ใช้ช่องสัญญาณแบบ Urban area เปลี่ยนแปลงตามเวลา ความถี่ดอปเพลอร์ 50 Hz



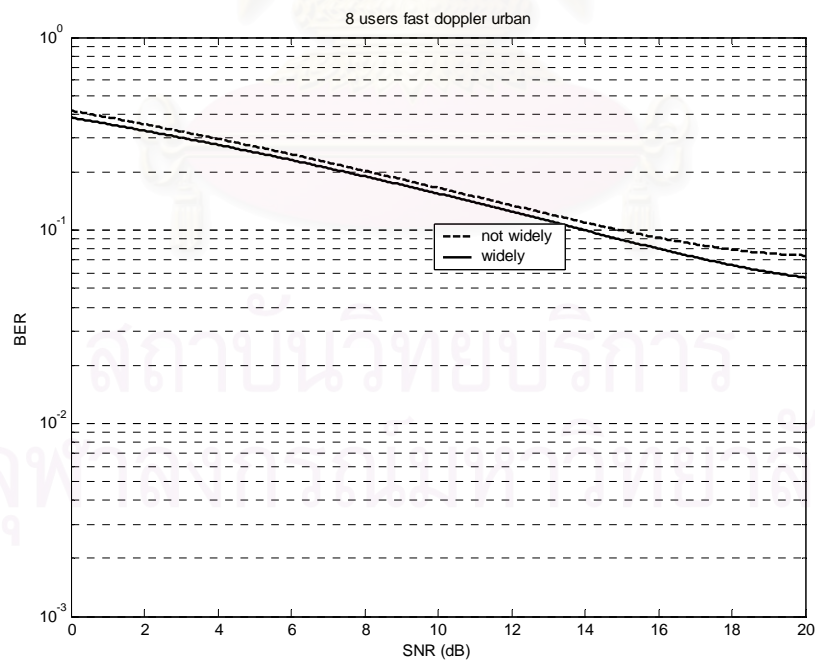
รูปที่ 4.15 BER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 8 คนในระบบ ที่ใช้ช่องสัญญาณแบบ Bad-urban area เปลี่ยนแปลงตามเวลา ความถี่ดอปเพลอร์ 50 Hz



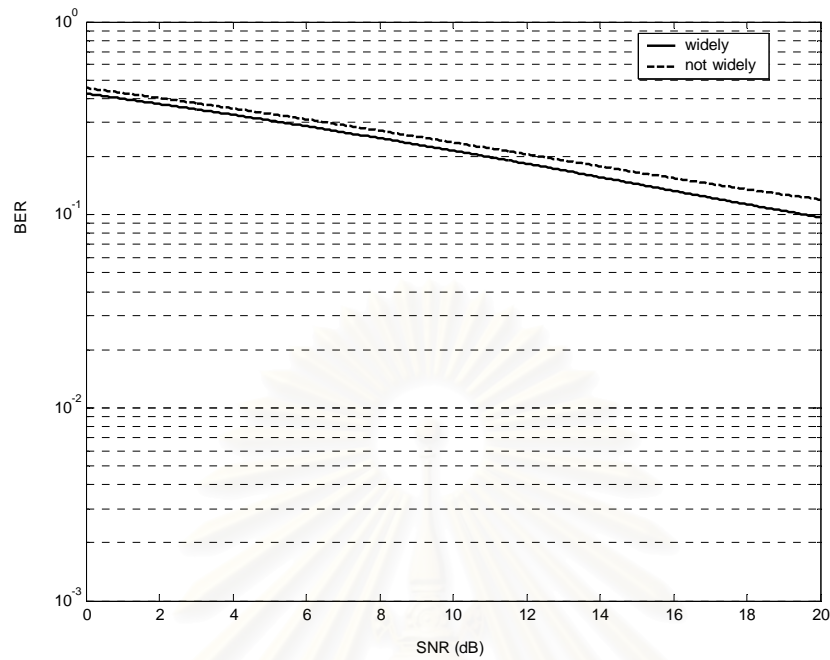
รูปที่ 4.16 BER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 8 คนในระบบ ที่ใช้ช่องสัญญาณแบบ Hilly area เปลี่ยนแปลงตามเวลา ความถี่ดอปเพลอร์ 50 Hz



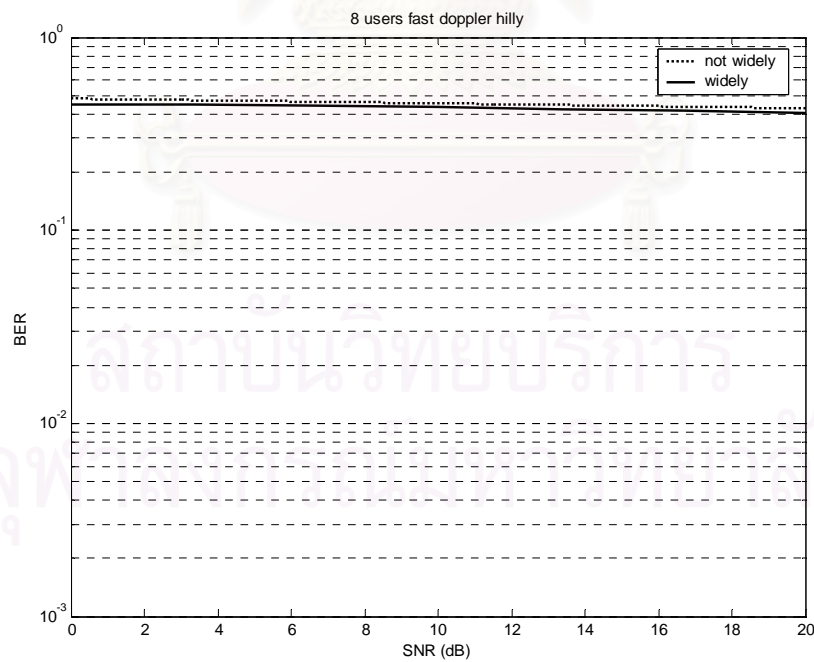
รูปที่ 4.17 BER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 8 คนในระบบ ที่ใช้ช่องสัญญาณแบบ Rural area เปลี่ยนแปลงตามเวลา ความถี่ดอปเพลอร์ 110 Hz



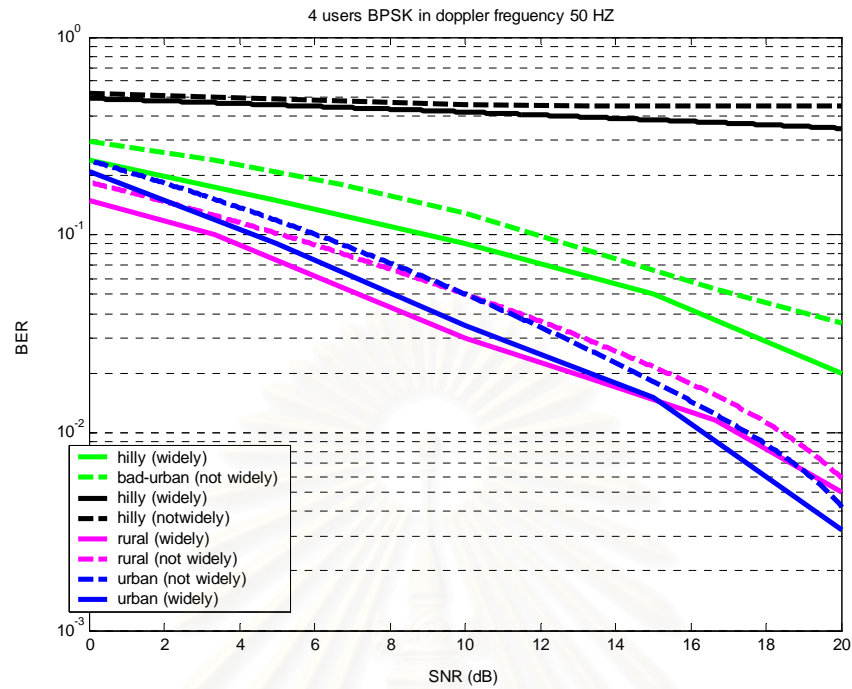
รูปที่ 4.18 BER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 8 คนในระบบ ที่ใช้ช่องสัญญาณแบบ Urban area เปลี่ยนแปลงตามเวลา ความถี่ดอปเพลอร์ 110 Hz



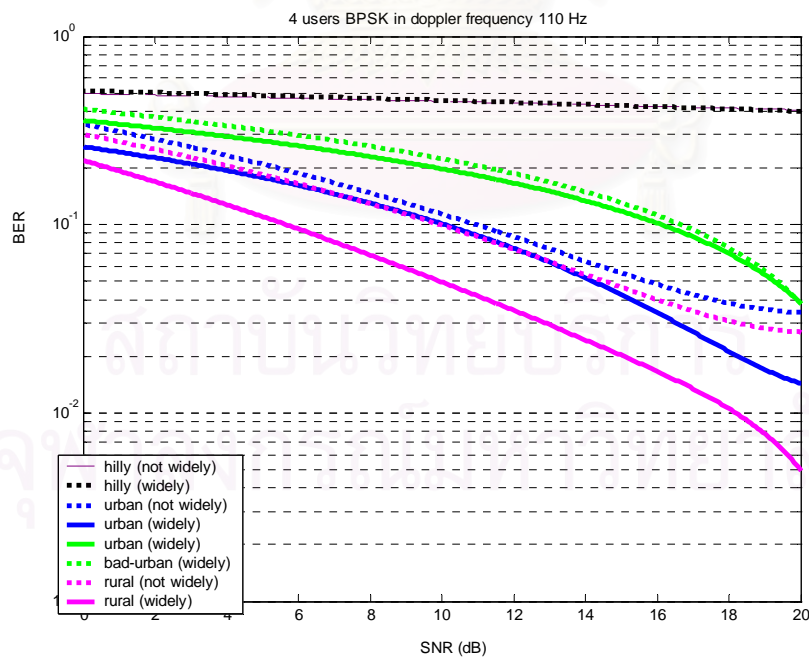
รูปที่ 4.19 BER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 8 คนในระบบ ที่ใช้ช่องสัญญาณแบบ Bad-urban area เปลี่ยนแปลงตามเวลา ความถี่ดอปเพลอร์ 110 Hz



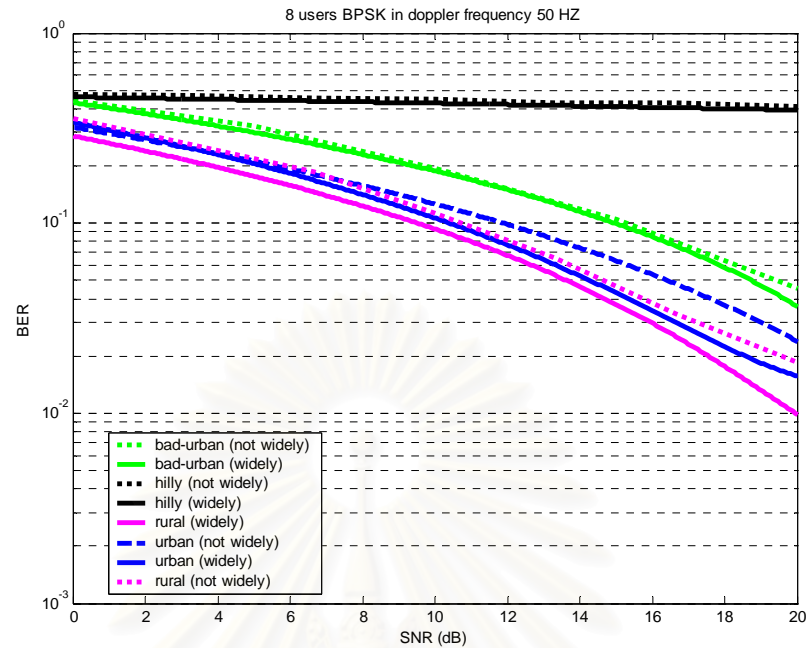
รูปที่ 4.20 BER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 8 คนในระบบ ที่ใช้ช่องสัญญาณแบบ Hilly area เปลี่ยนแปลงตามเวลา ความถี่ดอปเพลอร์ 110 Hz



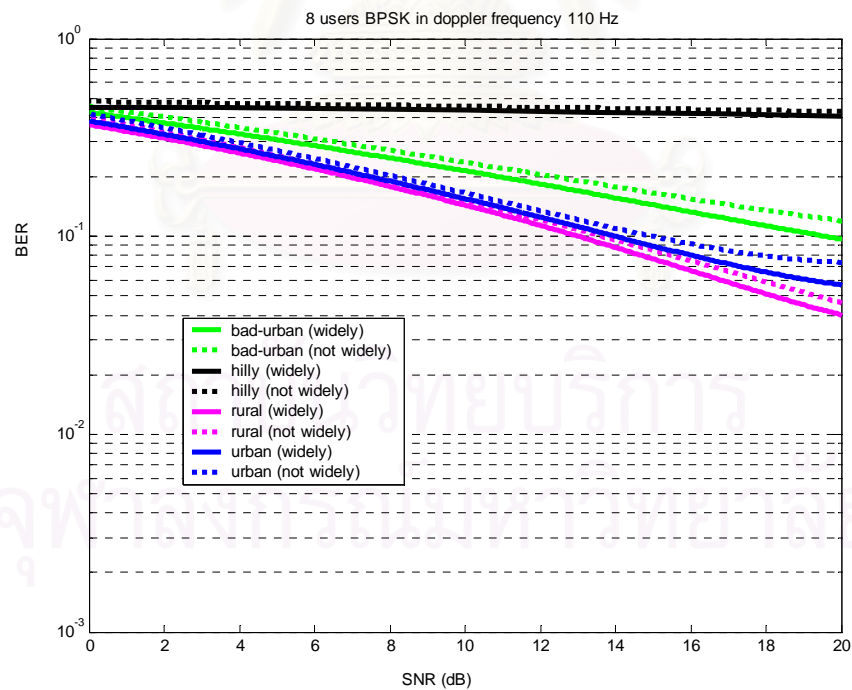
รูปที่ 4.21 BER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 4 คนในระบบที่มีการมอดูเลตแบบ BPSK เพื่อเปรียบเทียบผลการจำลองลักษณะของช่องสัญญาณที่ 4 แบบ ความถี่ดอปเพลอร์ 50 Hz



รูปที่ 4.22 BER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 4 คนในระบบที่มีการมอดูเลตแบบ BPSK เพื่อเปรียบเทียบผลการจำลองลักษณะของช่องสัญญาณที่ 4 แบบ ความถี่ดอปเพลอร์ 110 Hz



รูปที่ 4.23 BER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 8 คนในระบบที่มีการมอดูเลตแบบ BPSK เพื่อเปรียบเทียบผลการจำลองลักษณะของช่องสัญญาณที่ 4 แบบ ความถี่ดอปเพลอร์ 50 Hz



รูปที่ 4.24 BER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 8 คนในระบบที่มีการมอดูเลตแบบ BPSK เพื่อเปรียบเทียบผลการจำลองลักษณะของช่องสัญญาณที่ 4 แบบ ความถี่ดอปเพลอร์ 110 Hz

ตาราง 4.1 ผลการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตของระบบเครื่องรับที่มีผู้ใช้ 4 คน
กรณีที่มีผู้ใช้ 4 ราย ที่ความถี่คอปเพลอร์ 50 Hz ช่องสัญญาณเป็นแบบ Rural area

SNR (dB)	0	5	10	15	20
BER -not widely	0.2316	0.0875	0.0544	0.0022	0.0123
BER-widely	0.1821	0.0622	0.0387	0.0177	0.0113

กรณีที่มีผู้ใช้ 4 ราย ที่ความถี่คอปเพลอร์ 110 Hz ช่องสัญญาณเป็นแบบ Rural area

SNR (dB)	0	5	10	15	20
BER -not widely	0.3013	0.1802	0.1105	0.0534	0.0386
BER-widely	0.2315	0.1206	0.0511	0.0366	0.0098

กรณีที่มีผู้ใช้ 4 ราย ที่ความถี่คอปเพลอร์ 50 Hz ช่องสัญญาณเป็นแบบ Urban area

SNR (dB)	0	5	10	15	20
BER -not widely	0.2431	0.1362	0.0500	0.0263	0.0112
BER-widely	0.2186	0.0899	0.0387	0.0162	0.0106

กรณีที่มีผู้ใช้ 4 ราย ที่ความถี่คอปเพลอร์ 110 Hz ช่องสัญญาณเป็นแบบ Urban area

SNR (dB)	0	5	10	15	20
BER -not widely	0.3412	0.2136	0.1356	0.06113	0.0311
BER-widely	0.2663	0.1772	0.1009	0.04115	0.0224

ตาราง 4.1 (ต่อ) ผลการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตของระบบเครื่องรับที่มีผู้ใช้ 4 คน
กรณีที่มีผู้ใช้ 4 ราย ที่ความถี่คอปเพลอร์ 50 Hz ช่องสัญญาณเป็นแบบ Bad-urban area

SNR (dB)	0	5	10	15	20
BER -not widely	0.2996	0.2136	0.1366	0.0708	0.0389
BER-widely	0.2311	0.1506	0.0921	0.0556	0.0236

กรณีที่มีผู้ใช้ 4 ราย ที่ความถี่คอปเพลอร์ 110 Hz ช่องสัญญาณเป็นแบบ Bad-urban area

SNR (dB)	0	5	10	15	20
BER -not widely	0.4211	0.3362	0.2248	0.1389	0.0392
BER-widely	0.3687	0.2711	0.1993	0.1287	0.0367

กรณีที่มีผู้ใช้ 4 ราย ที่ความถี่คอปเพลอร์ 50 Hz ช่องสัญญาณเป็นแบบ Hilly area

SNR (dB)	0	5	10	15	20
BER -not widely	0.5216	0.4897	0.4711	0.4699	0.4618
BER-widely	0.4832	0.4688	0.4213	0.31102	0.3467

กรณีที่มีผู้ใช้ 4 ราย ที่ความถี่คอปเพลอร์ 110 Hz ช่องสัญญาณเป็นแบบ Hilly area

SNR (dB)	0	5	10	15	20
BER -not widely	0.5216	0.4897	0.4711	0.4699	0.4618
BER-widely	0.4832	0.4688	0.4213	0.31102	0.3467

ตาราง 4.2 ผลการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตของระบบเครื่องรับที่มีผู้ใช้ 8 คน
กรณีที่มีผู้ใช้ 8 ราย ที่ความถี่คอปเพลอร์ 50 Hz ช่องสัญญาณเป็นแบบ Rural area

SNR (dB)	0	5	10	15	20
BER -not widely	0.3215	0.2235	0.1359	0.0739	0.0267
BER-widely	0.2761	0.1756	0.0922	0.0411	0.0163

กรณีที่มีผู้ใช้ 8 ราย ที่ความถี่คอปเพลอร์ 110 Hz ช่องสัญญาณเป็นแบบ Rural area

SNR (dB)	0	5	10	15	20
BER -not widely	0.3996	0.1802	0.1611	0.0865	0.0511
BER-widely	0.3322	0.1206	0.1488	0.0632	0.0433

กรณีที่มีผู้ใช้ 8 ราย ที่ความถี่คอปเพลอร์ 50 Hz ช่องสัญญาณเป็นแบบ Urban area

SNR (dB)	0	5	10	15	20
BER -not widely	0.3612	0.2344	0.1243	0.0486	0.0211
BER-widely	0.3145	0.2057	0.1066	0.0328	0.0206

กรณีที่มีผู้ใช้ 8 ราย ที่ความถี่คอปเพลอร์ 110 Hz ช่องสัญญาณเป็นแบบ Urban area

SNR (dB)	0	5	10	15	20
BER -not widely	0.4302	0.2721	0.1685	0.1033	0.0074
BER-widely	0.3887	0.2568	0.1597	0.0981	0.0061

ตาราง 4.2 (ต่อ) ผลการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตของระบบเครื่องรับที่มีผู้ใช้ 8 คน
กรณีที่มีผู้ใช้ 8 ราย ที่ความถี่คอปเพลอร์ 50 Hz ช่องสัญญาณเป็นแบบ Bad-urban area

SNR (dB)	0	5	10	15	20
BER -not widely	0.4487	0.3386	0.1926	0.1054	0.0489
BER-widely	0.4233	0.2994	0.1897	0.1002	0.0377

กรณีที่มีผู้ใช้ 8 ราย ที่ความถี่คอปเพลอร์ 110 Hz ช่องสัญญาณเป็นแบบ Bad-urban area

SNR (dB)	0	5	10	15	20
BER -not widely	0.4513	0.3362	0.2248	0.1389	0.0392
BER-widely	0.4378	0.2711	0.1993	0.1287	0.0367

กรณีที่มีผู้ใช้ 8 ราย ที่ความถี่คอปเพลอร์ 50 Hz ช่องสัญญาณเป็นแบบ Hilly area

SNR (dB)	0	5	10	15	20
BER -not widely	0.4783	0.4701	0.4511	0.4166	0.4043
BER-widely	0.4654	0.4503	0.4288	0.4036	0.3976

กรณีที่มีผู้ใช้ 8 ราย ที่ความถี่คอปเพลอร์ 110 Hz ช่องสัญญาณเป็นแบบ Hilly area

SNR (dB)	0	5	10	15	20
BER -not widely	0.4821	0.4795	0.4601	0.4499	0.4203
BER-widely	0.4698	0.4643	0.4423	0.4112	0.4045

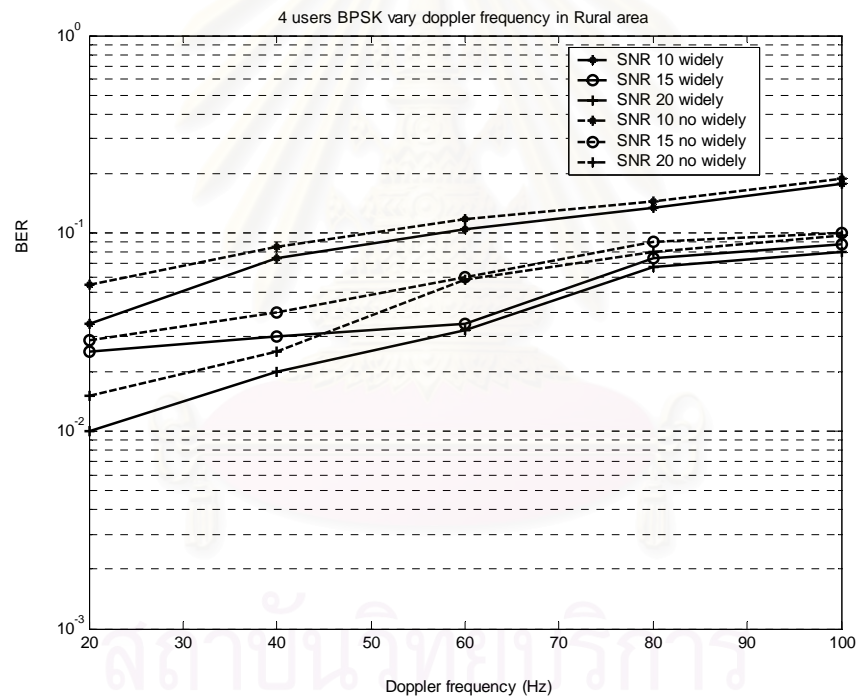
จากผลการจำลองระบบพบว่าเมื่อมีการจำลองระบบในกรณีที่ช่องสัญญาณเปลี่ยนแปลงตามเวลาจะส่งผลให้เกิดเพดดิ้งทำให้ช่องสัญญาณเป็นแบบไม่อุดมคติ จะสังเกตได้จากค่า BER ของระบบในกรณีที่ช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นในบริเวณเนินเขา (hilly) และตัวเมืองที่มีสิ่งกีดขวางหนาแน่น (bad-urban) จะมีค่าประวิงเวลาที่มากส่งผลให้เกิดการลดทอนเนื่องมาจากช่องสัญญาณดังนั้นค่า BER ในกรณีที่ทั้งสองจะมีค่ามากกว่าในกรณีของช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นในบริเวณชนบท (rural) และพื้นที่เมืองทั่วไป (urban) และถ้าเปรียบในกรณีของเครื่องรับสัญญาณที่มีการใช้อัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้นกับเครื่องรับแบบ MMSE พบว่าค่าอัตราความผิดพลาดบิตในกรณีที่ใช้อัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้นจะมีค่าน้อยกว่าอย่างเห็นได้ชัด ซึ่งค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่น้อยที่สุดที่ได้จากการจำลองระบบมีค่า 0.2761 ในกรณีค่า SNR เท่ากับ 0 dB แต่ถ้าไม่มีการนำอัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้นมาใช้จะให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเท่ากับ 0.3215 ในกรณีค่า SNR เท่ากับ 0 dB และแนวโน้มของค่าอัตราความผิดพลาดบิตก็จะมีค่าลดลงเมื่อมีการเพิ่มค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) จาก 0 dB ถึง 20 dB ซึ่งในช่วงนี้กราฟที่ได้จากการจำลองระบบก็จะพบว่าการนำอัลกอริทึมแบบไวต์ลีมาประยุกต์ใช้ก็จะยังให้ค่า BER ที่ดีกว่าเครื่องแบบ MMSE ที่ไม่มีการนำอัลกอริทึมแบบไวต์ลีมาประยุกต์ใช้

แต่ถ้าเราปรับค่า SNR ใกล้เคียงกับ 20 dB พบว่ากราฟที่ได้ทั้งสองแบบจะให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ใกล้เคียงกัน เนื่องมาจากค่า SNR มีค่าสูง ส่งผลให้สัญญาณรบกวนต่อระบบไม่มีผลมากนัก ทำให้ประสิทธิภาพของเครื่องรับสัญญาณในทั้งสองกรณีมีประสิทธิภาพใกล้เคียงกัน ยิ่งไปกว่านั้น จำนวนผู้ใช้ในระบบได้มีการจำลองเป็นสองกรณีหลัก ๆ ได้แก่ 4 คนและ 8 คน ใช้ช่องสัญญาณทั้ง 4 แบบ ผลการจำลองพบว่าเมื่อมีผู้ใช้ในระบบ 8 คน จะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่สูงกว่าในกรณีมีผู้ใช้ในระบบ 4 คน แต่กราฟที่มีการประยุกต์ใช้อัลกอริทึมไวต์ลีเชิงเส้นจะให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ต่ำกว่าเครื่องรับแบบ MMSE ปกติ

ในส่วนของการเปลี่ยนแปลงความเร็วของตัวส่งสัญญาณจะมีผลต่อความถี่ดอปเพลอร์ ซึ่งถ้าความถี่ดอปเพลอร์ต่ำ ๆ ค่าอัตราความผิดพลาดบิตในกรณีเครื่องรับแบบ MMSE ที่มีการนำอัลกอริทึมไวต์ลีเชิงเส้นจะมีค่าต่ำกว่าเครื่องรับแบบ MMSE ปกติ ยิ่งไปกว่านั้นเมื่อความถี่ดอปเพลอร์เพิ่มขึ้นเป็น 110 Hz ค่าอัตราความผิดพลาดบิตก็จะเพิ่มสูงขึ้นด้วยในกรณีช่องสัญญาณทั้ง 4 แบบ แต่ถึงจะเพิ่มความถี่ดอปเพลอร์จาก 50 Hz เป็น 110 Hz อัตราความผิดพลาดบิตในเครื่องรับที่มีการนำอัลกอริทึมไวต์ลีเชิงเส้นมาประยุกต์ใช้ก็จะต่ำกว่าเครื่องรับแบบ MMSE ปกติ

4.2.3 สมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตเมื่อระบบ MC-CDMA ที่ความถี่ดอปเพลอร์ค่าต่างๆ

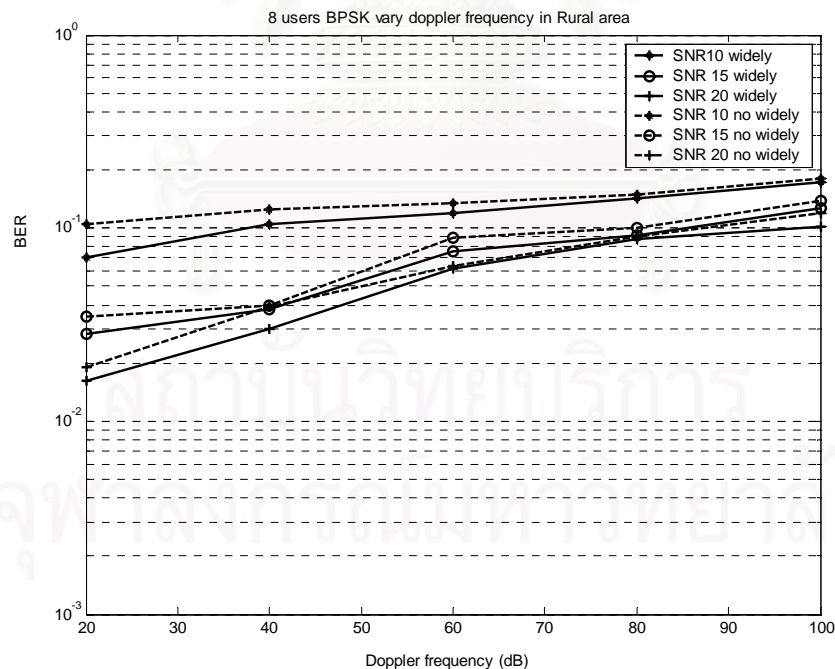
ในหัวข้อนี้จะพิจารณาในกรณีที่มีการจำลองระบบของเครื่องรับแบบ MMSE ทั้งในกรณีที่มีการประยุกต์อัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้นกับเครื่องรับแบบ MMSE ปกติ ภายใต้การมอดูเลตข้อมูลแบบ BPSK โดยส่งบิตสัญญาณที่มีความยาว 200 สัญญาณรบกวน สัมประสิทธิ์การลิมเท่ากับ 0.3 และบิตข้อมูลที่มีความยาว 5000 บิต โดยเปลี่ยนพารามิเตอร์ในแง่ของความถี่ดอปเพลอร์ตั้งแต่ 20 Hz ถึง 100 Hz และจะใช้ช่องสัญญาณแบบที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาบริเวณพื้นที่ชนบท (Rural area)



รูปที่ 4.25 BER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีที่ผู้ใช้ 4 คนในระบบ และมีการส่งแบบ BPSK ในกรณีที่ช่องสัญญาณเปลี่ยนแปลงตามเวลา เพื่อพิจารณาผลของความถี่ดอปเพลอร์เมื่อมีการเพิ่มความถี่ดอปเพลอร์จาก 20 Hz จนถึง 100 Hz

ตาราง 4.3 แสดงผลการจำลองระบบเมื่อมีผู้ใช้ 4 คนเพื่อเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตในกรณีของช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาโดยปรับความถี่ดอปเพลอร์

Doppler frequency (Hz) SNR (dB)	20	40	60	80	100
BER -not widely (10dB)	0.0550	0.0850	0.11700	0.1450	0.1798
BER-widely (10 dB)	0.0350	0.0750	0.1050	0.1338	0.1778
BER -not widely (15 dB)	0.0287	0.0400	0.0600	0.0900	0.1005
BER-widely (15 dB)	0.0250	0.0300	0.0350	0.0511	0.0750
BER -not widely (20dB)	0.0150	0.0250	0.0578	0.0802	0.0977
BER-widely (20 dB)	0.0100	0.0200	0.0322	0.0677	0.0809



รูปที่ 4.26 BER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีที่มีผู้ใช้ 8 คนในระบบ และมีการส่งแบบ BPSK ในกรณีช่องสัญญาณเปลี่ยนแปลงตามเวลา เพื่อพิจารณาผลของความถี่ดอปเพลอร์เมื่อมีการเพิ่มความถี่ดอปเพลอร์จาก 20 Hz จนถึง 100 Hz

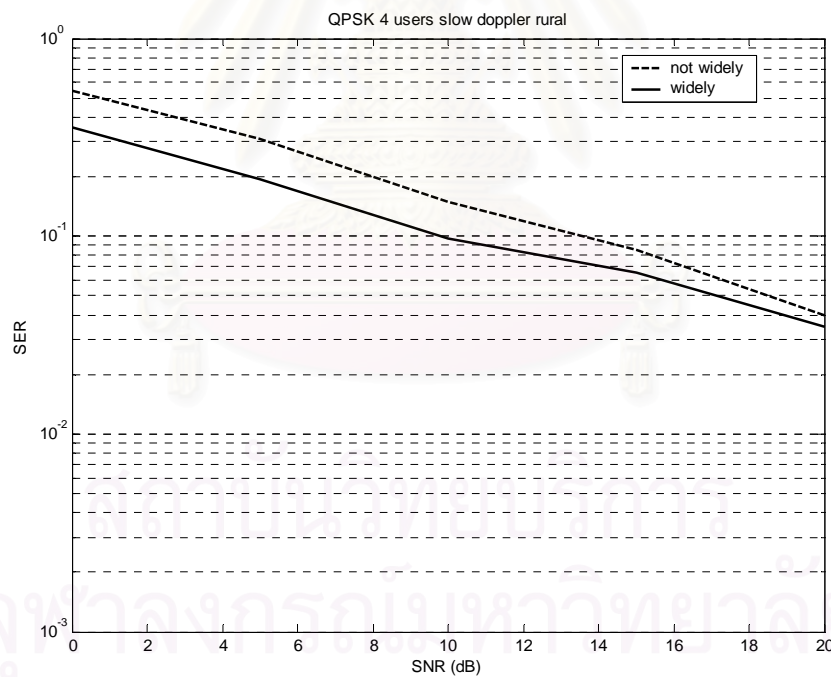
ตาราง 4.4 แสดงผลการจำลองระบบเมื่อมีผู้ใช้ 8 คนเพื่อเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตในกรณีของช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาโดยปรับความถี่ดอปเพลอร์

Doppler frequency (Hz)	20	40	60	80	100
SNR (dB)					
BER -not widely (10dB)	0.1050	0.1250	0.1350	0.1500	0.1800
BER-widely (10 dB)	0.0700	0.1050	0.1200	0.1420	0.1727
BER -not widely (15 dB)	0.0250	0.0400	0.0650	0.1000	0.1378
BER-widely (15 dB)	0.0285	0.0378	0.0754	0.0912	0.1268
BER -not widely (20dB)	0.0189	0.03887	0.0640	0.0911	0.1198
BER-widely (20 dB)	0.0162	0.0300	0.0620	0.0877	0.1022

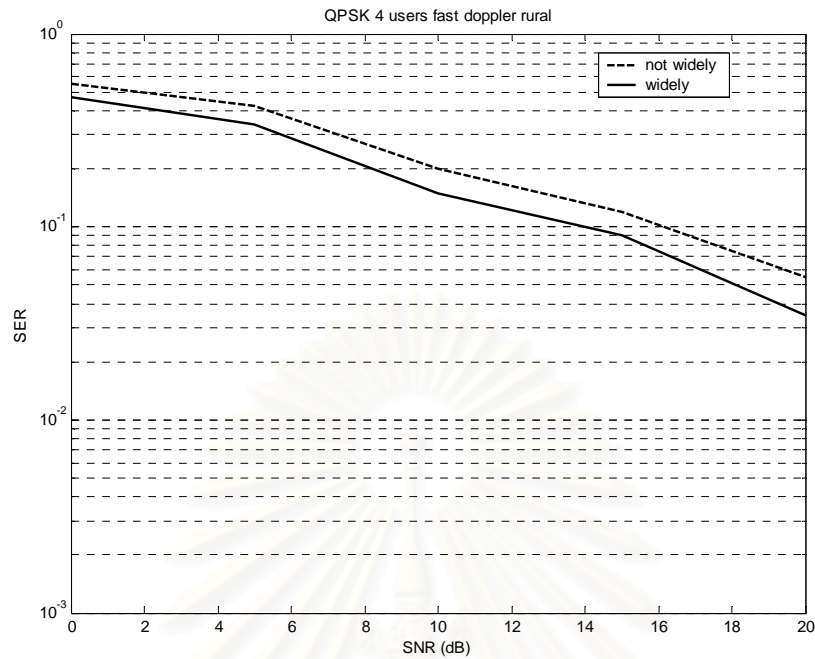
จากตาราง 4.4 ผลการจำลองระบบพบว่าการบิดเบือนในกรณีที่ใช้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเป็น 20 dB เมื่อการจำลองระบบเพิ่มความถี่ดอปเพลอร์จาก 20 Hz ถึง 100 Hz อัตราความผิดพลาดบิตจะต่ำกว่าในกรณี 10 dB และ 15 dB และเมื่อเปรียบเทียบเฉพาะอัลกอริทึมไวต์ลีเชิงเส้นกับเครื่องรับแบบ MMSE ปกติ ประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ MMSE ที่มีการประยุกต์ใช้อัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้นจะดีกว่าเครื่องรับแบบ MMSE ปกติ ซึ่งจะวัดได้จากค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ต่ำกว่า ในตารางที่ 4.4 ที่ระดับ SNR 20 dB อัตราความผิดพลาดบิตที่ความถี่ดอปเพลอร์ 20 Hz ของกรณีที่ประยุกต์ใช้ไวต์ลีเชิงเส้นมีค่าเท่ากับ 0.0162 แต่ในกรณีเครื่องรับแบบ MMSE ปกติจะมีค่าเท่ากับ 0.01897 ดังนั้นถ้าพิจารณาทุก ๆ ความถี่ดอปเพลอร์ตามตารางที่ 4.4 เครื่องรับแบบ MMSE ที่ประยุกต์ใช้ไวต์ลีเชิงเส้นจะให้ประสิทธิภาพดีกว่ากรณีเครื่องรับแบบ MMSE ปกติประมาณร้อยละ 10.4

4.2.4 สมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตเมื่อระบบ MC-CDMA มีการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆ

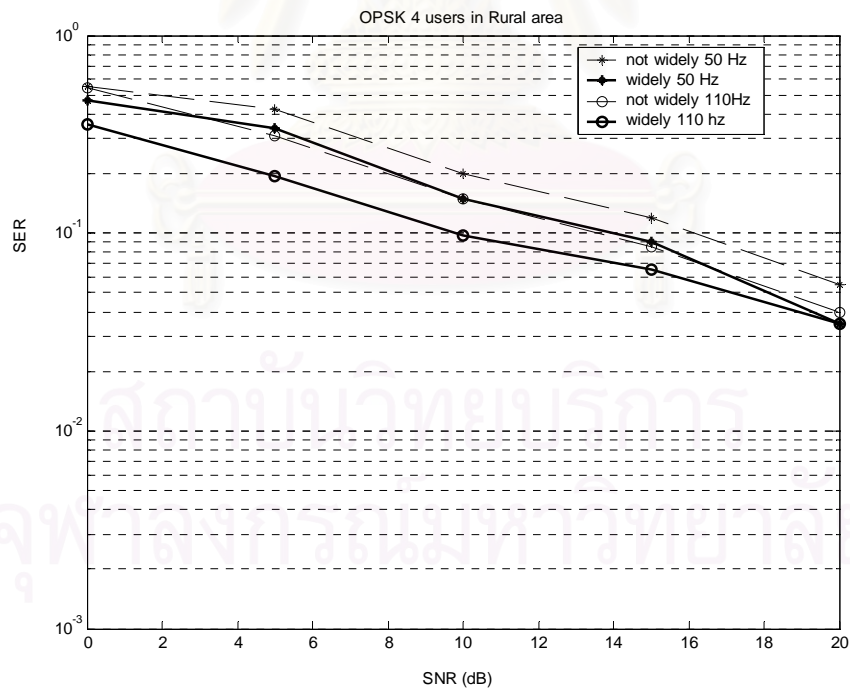
ในหัวข้อนี้จะพิจารณาถึงอัตราความผิดพลาดบิตจากเครื่องรับแบบ MMSE ที่มีการประยุกต์ใช้อัลกอริทึมแบบไวต์ลีสี่เชิงเส้นกับเครื่องรับแบบ MMSE ปกติ โดยมีรูปแบบของการมอดูเลตสัญญาณแบบ QPSK ซึ่งจะส่งบิตข้อมูลความยาว 5000 บิตและบิตสัญญาณที่มีความยาวเท่ากับ 200 บิต ค่าสัมประสิทธิ์การลีดเท่ากับ 0.3 ช่องสัญญาณที่ใช้เป็นแบบเปลี่ยนแปลงตามเวลาแต่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้เฉพาะภายใต้สภาพชนบท (Rural area) และจะแยกกรณีที่มีผู้ใช้ 4 คนและ 8 คนที่ความถี่ดอปเพลอร์สองระดับได้แก่ 50 Hz และ 110 Hz



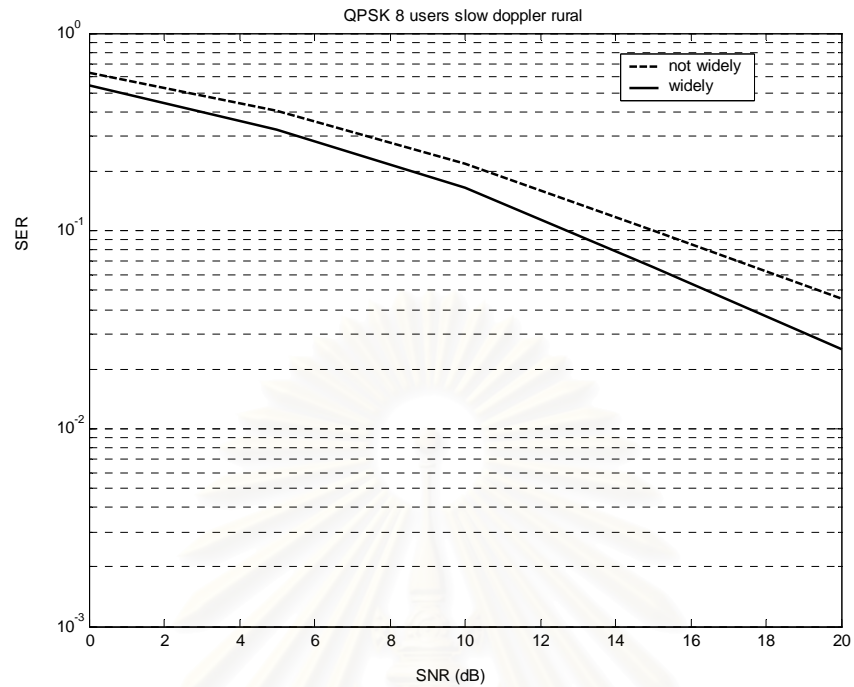
รูปที่ 4.27 SER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีที่มีผู้ใช้ 4 คนในระบบ และมีการส่งแบบ QPSK ความถี่ดอปเพลอร์ 50 Hz โดยใช้ช่องสัญญาณแบบ Rural area



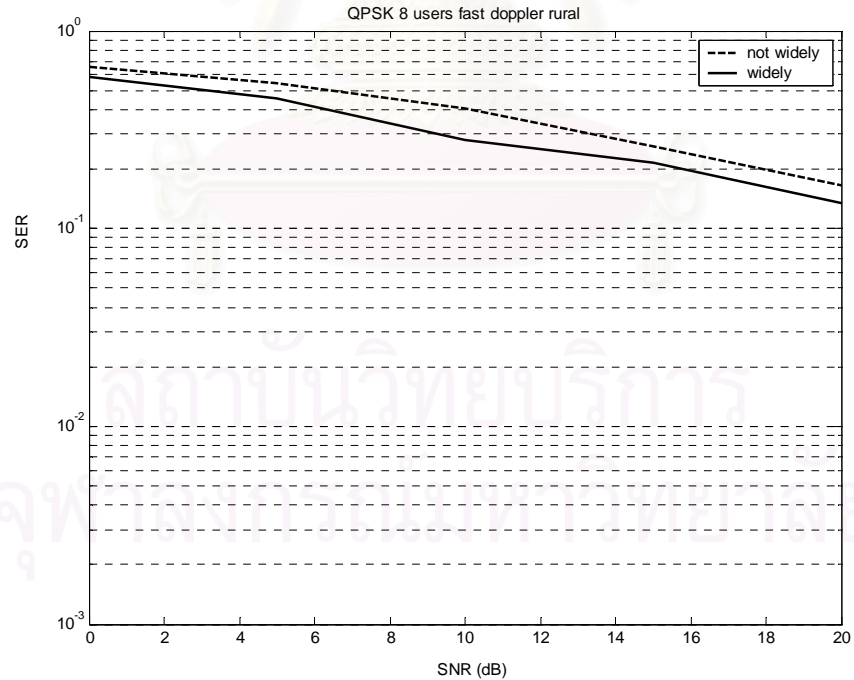
รูปที่ 4.28 SER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 4 คนในระบบ และมีการส่งแบบ QPSK ความถี่ดอปเพลอร์ 110 Hz โดยใช้ช่องสัญญาณแบบ Rural area



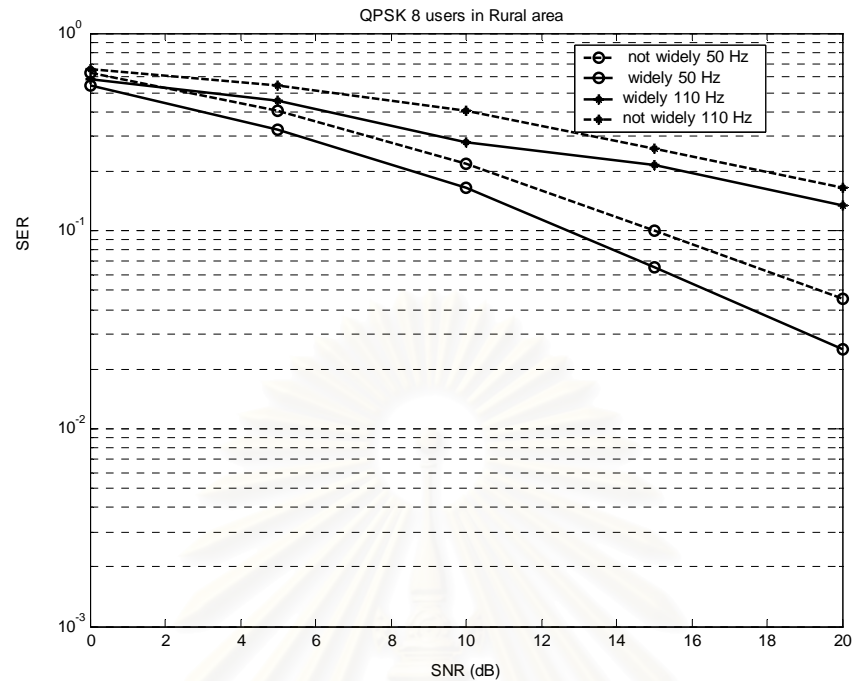
รูปที่ 4.29 SER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 4 คนในระบบ และมีการส่งแบบ QPSK เพื่อเปรียบเทียบกรณีความถี่ดอปเพลอร์ 50 Hz และ 110 Hz โดยใช้ช่องสัญญาณแบบ Rural area



รูปที่ 4.30 SER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีที่มีผู้ใช้ 8 คนในระบบ และมีการส่งแบบ QPSK ความถี่ดอปเพลอร์ 50 Hz โดยใช้ช่องสัญญาณแบบ Rural area



รูปที่ 4.31 SER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีที่มีผู้ใช้ 8 คนในระบบ และมีการส่งแบบ QPSK ความถี่ดอปเพลอร์ 110 Hz โดยใช้ช่องสัญญาณแบบ Rural area



รูปที่ 4.32 SER ของเครื่องรับสัญญาณในกรณีมีผู้ใช้ 8 คนในระบบ และมีการส่งแบบ QPSK เพื่อเปรียบเทียบกรณีความถี่คอปเพลอร์ 50 Hz และ 110 Hz โดยใช้ช่องสัญญาณแบบ Rural area

ตาราง 4.5 ผลการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตของระบบเครื่องรับที่มีผู้ใช้ 4 คนที่มีการมอดูเลตแบบ QPSK และใช้ความถี่คอปเพลอร์สองระดับได้แก่ 50 Hz และ 110 Hz กรณีที่มีผู้ใช้ 4 ราย ที่ความถี่คอปเพลอร์ 50 Hz ช่องสัญญาณเป็นแบบ Rural area

SNR (dB)	0	5	10	15	20
SER -not widely	0.5433	0.3112	0.1489	0.0876	0.0233
SER-widely	0.3712	0.1904	0.0989	0.0611	0.0219

กรณีที่มีผู้ใช้ 4 ราย ที่ความถี่คอปเพลอร์ 110 Hz ช่องสัญญาณเป็นแบบ Rural area

SNR (dB)	0	5	10	15	20
SER -not widely	0.5764	0.4233	0.2000	0.1455	0.0146
SER-widely	0.4755	0.3286	0.1576	0.0879	0.0123

ตาราง 4.5 (ต่อ) ผลการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตของระบบเครื่องรับที่มีผู้ใช้ 4 คนที่มีการมอดูเลตแบบ QPSK และใช้ความถี่คอปเพลอร์สองระดับได้แก่ 50 Hz และ 110 Hz กรณีที่มีผู้ใช้ 8 ราย ที่ความถี่คอปเพลอร์ 50 Hz ช่องสัญญาณเป็นแบบ Rural area

SNR (dB)	0	5	10	15	20
SER -not widely	0.5433	0.3112	0.2648	0.1005	0.0488
SER-widely	0.3712	0.1984	0.1893	0.0785	0.02419

กรณีที่มีผู้ใช้ 8 ราย ที่ความถี่คอปเพลอร์ 110 Hz ช่องสัญญาณเป็นแบบ Rural area

SNR (dB)	0	5	10	15	20
SER -not widely	0.6677	0.5438	0.4120	0.2720	0.1677
SER-widely	0.5846	0.4711	0.2893	0.2234	0.1263

จากผลการจำลองระบบที่มีการมอดูเลตแบบ QPSK โดยแบ่งการทดลองเป็น 2 กรณีคือ ในกรณีผู้ใช้ในระบบ 4 คนและ 8 คน ตามลำดับ โดยในแต่ละกรณีก็จะใช้ช่องสัญญาณแบบ Rural area แต่จะมีการเปรียบเทียบในส่วนของเครื่องรับที่มีการใช้อัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้นกับเครื่องรับ MMSE ที่ไม่มีการนำอัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้นมาประยุกต์ใช้ ภายใต้ความถี่คอปเพลอร์ 50 Hz และ 110 Hz ซึ่งจะใช้สัมประสิทธิ์การลิมของอัลกอริทึมที่มีค่าเท่ากับ 0.3 ส่งบิตสัญลักษณ์ที่มีความยาว 200 บิต พบว่ากราฟของผลการจำลองระบบค่าอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ (SER) ในกรณีของผู้ใช้ 4 คนในเครื่องรับที่มีการประยุกต์ใช้อัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้นจะให้ค่า SER ที่ต่ำกว่าซึ่งจากตารางจะพบว่าค่า SER ในกรณีที่ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน เริ่มต้นที่ 0 dB มีค่า 0.3712 แต่ในกรณีของเครื่องรับแบบ MMSE มีค่า SER เท่ากับ 0.5433 จากกราฟรูปที่ 4.31 ยังสังเกตเห็นว่ากราฟที่มีผู้ใช้ในระบบ 8 คน เมื่อมีการเพิ่มค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเพียงเล็กน้อย จะส่งผลให้เครื่องรับแบบ MMSE ที่มีการใช้อัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้นจะให้ค่าอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ลดลงอย่างมากเมื่อเทียบกับเครื่องรับแบบ MMSE ที่ไม่มีการนำอัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้นมาประยุกต์ใช้

แต่ถ้ามีการเพิ่มความถี่ดอปเพลอร์เป็น 110 Hz ค่าอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ (SER) จะมีค่าเพิ่มขึ้นในเครื่องรับทั้งสองแบบ แต่ทว่าในเครื่องรับที่มีการประยุกต์ใช้อัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้นจะยังคงมีค่าอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ (SER) ที่ต่ำกว่าแบบเครื่องรับ MMSE ที่ไม่มีการนำอัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้นมาประยุกต์ใช้และการจำลองระบบมีการเพิ่มความอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนจาก 0 dB จนถึง 20 dB พบว่าค่า SER จะมีแนวโน้มลดลงแต่จะแตกต่างจากการมอดูเลตแบบ BPSK คือ ถ้าค่า SNR ใกล้เคียง 20 dB กราฟทั้งสองจะใกล้เคียงกัน แต่ถ้าเป็นการมอดูเลตแบบ QPSK กราฟของเครื่องรับที่มีการประยุกต์ใช้อัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้นจะยังคงให้ค่า SER ที่ต่ำกว่าอย่างเห็นได้ชัด

4.2.5 การพิจารณาในแง่ความซับซ้อน (Complexity) ของอัลกอริทึมไวต์ลีเชิงเส้นที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้และการเปรียบเทียบลักษณะการลู่เข้าเนื่องจากค่าสัมประสิทธิ์การลู่

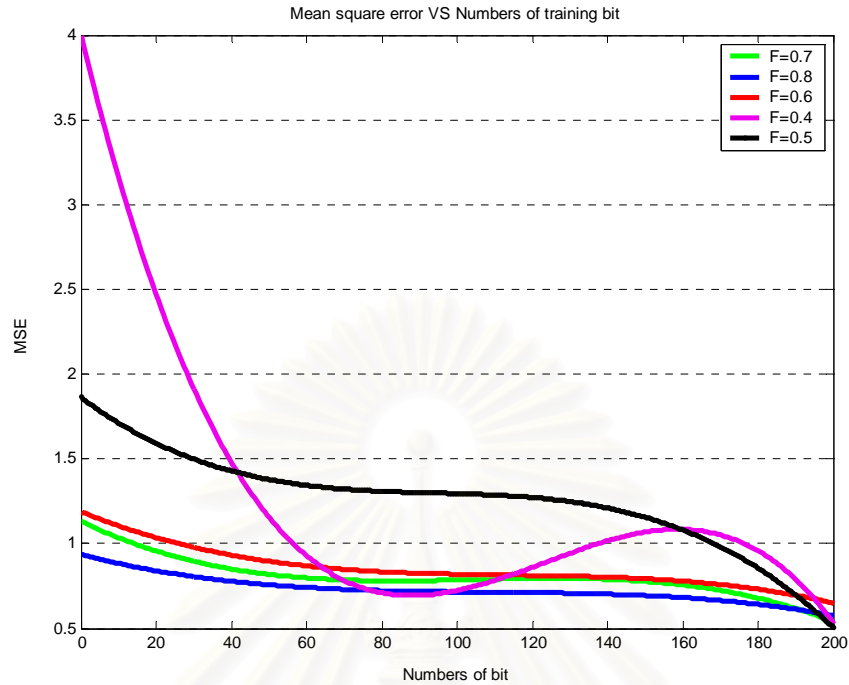
เครื่องรับที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้อัลกอริทึมไวต์ลีเชิงเส้น ซึ่งจะต้องมีการพิจารณาในส่วนของสังยุค (conjugate) ของสัญญาณที่รับเข้ามาได้ในระบบ MC-CDMA ดังนั้นทางฝั่งภาคส่งจะทำการส่งบิตข้อมูลที่จะมีเฉพาะส่วนจริง ทำให้สมการ $r_{xd_1}(n_B) = E[x(n_B)d_1^*(n_B)]$ และ $r_{xd_1^*}(n_B) = E[x(n_B)d_1(n_B)]$ มีค่าเท่ากันดังนั้น

$$r_{xd_1}(n_B) = r_{xd_1^*}(n_B)$$

ส่งผลให้เวกเตอร์น้ำหนัก $w_1(n_B) = w_2^*(n_B)$

ดังนั้น เวกเตอร์ที่ผ่านกระบวนการคูณด้วยเวกเตอร์น้ำหนักได้แก่เวกเตอร์ $\hat{y}[n_B] = 2[w_1^H(n_B)x(n_B)]$ ซึ่งถ้าเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบ MMSE ที่ไม่มีการประยุกต์ใช้อัลกอริทึมไวต์ลีเชิงเส้นจะพิจารณาผลในแง่ความซับซ้อนได้ว่า เครื่องรับที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์จะมีความซับซ้อนเพิ่มขึ้นเพียงเล็กน้อยและจะเป็นการเพิ่มในลักษณะที่เป็นเชิงเส้น

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 4.33 MSE ในช่วงของการส่งบิตสัญญาณ เพื่อเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การลืม

จากกราฟผลการทดลองในรูปที่ 4.33 จำลองระบบเพื่อเปรียบเทียบการลู่เข้าของค่า MSE ในช่วงของบิตสัญญาณ พบว่ากราฟมีลักษณะการลู่ที่ต่างกันเนื่องมาจากลักษณะการลู่เข้าของกราฟ MSE ขึ้นอยู่กับสัมประสิทธิ์การลืม ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทดลองและนำค่าสัมประสิทธิ์การลืมที่มีค่าเท่ากับ 0.3 มาใช้ในการจำลองระบบเพื่อใช้ในเครื่องรับแบบ MMSE ที่มีการประยุกต์ใช้อัลกอริทึมแบบไวต์ลี้เชิงเส้นเพราะว่าค่าสัมประสิทธิ์การลืมที่มีค่าเท่ากับ 0.3 ให้อัตราการลู่เข้าที่ดีที่สุด

บทที่ 5

บทสรุป

5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอรูปแบบของการปรับปรุงเครื่องรับทางฝั่งขาขึ้นในระบบ MC-CDMA โดยนำพิจารณาที่เครื่องรับแบบ MMSE เป็นหลัก ซึ่งในการพิจารณาเราจะประยุกต์อัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้นเพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพในการประมาณสัญญาณที่รับเข้ามาได้

ซึ่งแต่เดิมนั้นได้มีการละเลยในส่วนของสัญญาณที่มีลักษณะ non-circular ส่งผลสัญญาณที่ผ่านกระบวนการก่อนที่จะตัดสินใจเกิดความผิดพลาด ดังนั้นอัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้นจะช่วยให้การประมาณสัญญาณที่มีลักษณะ non-circular ถูกต้องมากยิ่งขึ้น ในวิทยานิพนธ์จะมุ่งเน้นในการปรับแต่งเวกเตอร์น้ำหนักสำหรับอัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้นที่สามารถนำไปใช้ในช่องสัญญาณทั้งแบบอุดมคติและในกรณีของช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาและรวมเอาผลของความถี่ดอปเพลอร์

เมื่อพิจารณาผลที่ได้จากการทดสอบสมรรถนะของระบบที่นำเสนอเมื่อนำมาประยุกต์ใช้งานทางฝั่งขาขึ้นในระบบ MC-CDMA เทียบกับเครื่องรับแบบ MMSE จะพบว่าในช่องสัญญาณแบบอุดมคติไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา อัตราความผิดพลาดบิตในกรณีของเครื่องรับแบบ MMSE ที่มีการประยุกต์ใช้อัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้นจะน้อยกว่าเครื่องรับแบบ MMSE ปกติ ซึ่งในการจำลองระบบได้ทดลองในกรณีที่มีผู้ใช้ 4 คนและ 8 คนตามลำดับ

ในส่วนของช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้จำลองระบบ 4 แบบดังนี้

- แบบพื้นที่ชนบท (rural area)
- แบบพื้นที่เมือง (urban area)
- แบบพื้นที่เมืองที่มีสภาพตึกหนาแน่น (bad-urban area)
- แบบพื้นที่เนินเขา (hilly area)

จากรูปแบบของช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา พบว่าประสิทธิภาพของเครื่องรับแบบ MMSE ที่ได้นำเสนอจะให้อัตราความผิดพลาดบิตต่ำกว่าเครื่องรับแบบ MMSE ที่ได้นำอัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้นมาประยุกต์ใช้ แต่ทว่าเมื่อมีการเพิ่มอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับทั้งสองจะมีค่าใกล้เคียงกัน เนื่องมาจากผลของสัญญาณรบกวนต่อระบบมีค่าลดลง ส่งผลให้อัตราความผิดพลาดบิตมีค่าใกล้เคียงกันในการจำลองช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาทั้ง 4 แบบตามที่ได้นำเสนอไป

ในส่วนของผลกระทบจากความถี่ดอปเพลอร์ ความถี่ดอปเพลอร์เป็นอีกพารามิเตอร์หนึ่งที่ส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของระบบ ดังนั้นความถี่ดอปเพลอร์จึงเป็นอีกพารามิเตอร์หนึ่งซึ่งต้องคำนึงถึงสำหรับการจำลองระบบ โดยความถี่ดอปเพลอร์นั้นมีสาเหตุมาจากการเคลื่อนที่ของผู้ใช้โทรศัพท์ที่ไร้สายซึ่งจะส่งผลให้เกิดการเลือนทางความถี่ของสัญญาณขึ้นจากการจำลองระบบสามารถสรุปได้ว่าเมื่อมีการเพิ่มความถี่ดอปเพลอร์จะส่งผลให้ช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาเร็วขึ้นเพราะว่าค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดยังเป็นตัวกำหนดค่าสหสัมพันธ์ทางเวลาของเฟดดิ้งที่เกิดขึ้นด้วย โดยเมื่อค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดมีค่ามากขึ้นจะส่งผลให้ค่าสหสัมพันธ์ทางเวลาของเฟดดิ้งมีค่าลดลงทำให้ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงเร็วมากยิ่งขึ้นซึ่งจะส่งผลให้มีโอกาสที่จะเกิดความผิดพลาดในการประมาณช่องสัญญาณสูงมากยิ่งขึ้น ส่งผลให้อัตราความผิดพลาดบิตสูงขึ้นกว่าความถี่ดอปเพลอร์ต่ำๆ แต่เครื่องรับแบบ MMSE ที่มีการประยุกต์ใช้อัลกอริทึมแบบไวต์ลีสเชิงเส้นจะยังคงให้อัตราความผิดพลาดบิตที่ต่ำกว่าเครื่องรับแบบ MMSE ปกติ ทั้งในกรณีที่มีผู้ใช้ 4 คนและ 8 คน

เมื่อมีการเปลี่ยนรูปแบบของการมอดูเลตสัญญาณจาก BPSK เป็น QPSK เครื่องรับที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้พบว่าอัตราความผิดพลาดสัญญาณลักษณะเมื่อมีการเพิ่มอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ค่าของอัตราความผิดพลาดบิตและอัตราความผิดพลาดสัญญาณจะมีค่าลดลงมากกว่าในกรณีของเครื่องรับแบบ MMSE ที่ไม่ได้นำอัลกอริทึมแบบไวต์ลีสเชิงเส้นเข้ามาประยุกต์ใช้เป็นเพราะว่าในการมอดูเลตแบบ QPSK สัญญาณที่ได้ก็จะมีลักษณะ non-circular ส่งผลให้ถ้าเรานำอัลกอริทึมแบบไวต์ลีสเชิงเส้นเข้ามาประยุกต์ใช้ในเครื่องรับแบบ MMSE ก็ประสิทธิภาพก็จะดีขึ้นกว่าเครื่องรับแบบ MMSE ที่ไม่ได้นำอัลกอริทึมแบบไวต์ลีสเชิงเส้นเข้ามาประยุกต์ใช้

สำหรับค่าสัมประสิทธิ์การลืม (Forgetting factor) ที่ใช้ในกระบวนการปรับตัว (adaptive) จะต้องเลือกค่าที่เหมาะสมเพื่อให้ช่วงที่ส่งบิตสัญญาณมีลักษณะที่ลู่เข้า (converge) ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถพิจารณาจากกราฟรูปที่ 4.4 ซึ่งจากกราฟพบว่าเมื่อกระบวนการปรับตัวเกิดขึ้นจนกระทั่งถึงบิตสัญญาณลำดับที่ 160 กราฟจะลู่เข้าสู่ค่าผิดพลาดเฉลี่ยยกกำลังสอง ถ้าในวิทยานิพนธ์เลือกใช้ค่าสัมประสิทธิ์การลืมค่าอื่นจะส่งผลให้อัตราการลู่เข้าไม่เหมาะสมที่จะนำมาใช้ในอัลกอริทึมแบบไวต์ลีสเชิงเส้น ในบางค่าของสัมประสิทธิ์การลืมจะทำให้อัตราการลู่เข้าเร็วขึ้นแต่เมื่อส่งบิตสัญญาณต่อไปจะพบว่ากราฟมีการลู่ออกทำให้ไม่สามารถนำค่าสุดท้ายไปใช้ในอัลกอริทึมไวต์ลีสเชิงเส้นได้ ค่าของสัมประสิทธิ์การลืมที่เหมาะสม [28] นั้นควรมีค่าอยู่ในช่วงตั้งแต่ 0 ถึง 1

ถ้าพิจารณาในแง่ของความซับซ้อน (complexity) ของระบบเครื่องรับที่ได้นำเสนอเมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบ MMSE ที่ไม่มีการนำอัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้นเข้ามาประยุกต์ พบว่าถ้าเป็นการมอดูเลตแบบ BPSK ความซับซ้อนของเครื่องรับที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเพิ่มขึ้นเพียงเล็กน้อยและจะเพิ่มขึ้นในลักษณะที่เป็นเชิงเส้นเมื่อเทียบกับเครื่องรับแบบ MMSE ที่ไม่มีการนำอัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้นเข้ามาประยุกต์ใช้ แต่ทว่าถ้าลองเปรียบเทียบกับอัตราความผิดพลาดบิตหรืออัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ที่ดีกว่าก็จะเพียงพอที่จะสรุปว่าเครื่องรับที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีประสิทธิภาพที่ดีกว่าเครื่องรับแบบ MMSE ที่ไม่มีการนำอัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้นเข้ามาประยุกต์ใช้

5.2 ข้อดีและข้อเสียของระบบที่นำเสนอ

ข้อดี

- เครื่องรับในระบบ MC-CDMA ทางฝั่งขาขึ้นจะมีประสิทธิภาพมากขึ้นในกรณีของสัญญาณที่มีลักษณะ non-circular
- เครื่องรับที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์มีความสามารถที่จะทนต่อการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณที่ไม่อุดมคติได้ดีกว่าเครื่องรับแบบ MMSE ที่ไม่มีการประยุกต์ใช้อัลกอริทึมแบบไวต์ลี
- มีความยืดหยุ่นในการใช้งานสูง โดยสามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้กับวิธีการมอดูเลตสัญญาณ และวิธีการจัดวางสัญลักษณ์นำร่องแบบต่าง ๆ ได้
- มีความสามารถทนต่อปรากฏการณ์ดอปเพลอร์ได้ดีกว่าเครื่องรับแบบ MMSE ที่ไม่มีการนำอัลกอริทึมแบบไวต์ลีเชิงเส้นเข้ามาประยุกต์ใช้

ข้อเสีย

- ถ้าในกรณีช่องสัญญาณในระบบ MC-CDMA มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลารวดเร็วขึ้น จะส่งผลให้ประสิทธิภาพของเครื่องรับที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ลดลง
- การกำหนดค่าพารามิเตอร์ที่ไม่เหมาะสมให้กับระบบ อาจส่งผลให้ประสิทธิภาพเครื่องรับที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ลดลง
- เมื่อในระบบ MC-CDMA มีจำนวนผู้ใช้เพิ่มมากขึ้นจะส่งผลให้ประสิทธิภาพของเครื่องรับที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ลดลง
- มีการเสียแบนด์วิทบางส่วนเพื่อที่จะนำไปใช้ในช่องของการส่งบิตสัญลักษณ์

5.3 ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต

สำหรับงานที่ควรจะได้รับการศึกษาหรือพัฒนาต่อไป คือ

- 1) ศึกษาและพัฒนาอัลกอริทึมที่ใช้ในกระบวนการปรับตัวให้มีประสิทธิภาพดีขึ้น
- 2) ศึกษาและปรับปรุงลักษณะโครงสร้างของช่องสัญญาณเพื่อให้เครื่องรับสามารถที่จะสามารถปรับตัวให้ทันต่อช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาได้ทัน
- 3) ศึกษาและพัฒนากรรมวิธีของเครื่องรับที่มีการประยุกต์ใช้อัลกอริทึมแบบเวดจ์เชิงเส้นในกรณีของสัญญาณรบกวนที่ไม่เป็นอุดมคติ
- 4) นำอัลกอริทึมบางชนิดเข้ามาประยุกต์ใช้ในเครื่องรับที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เพื่อลดความซับซ้อนของเครื่องรับ



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

รายการอ้างอิง

1. Matthias, P. Mobile fading Channels. John Wiley et sons, 2002.
2. Yee, N., and Linnartz, J.P. Multi-Carrier CDMA in an Indoor Wireless Radio Channel. CA.: University of California Berkeley, 1999.
3. 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.
4. Bingham, A.C. Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come. IEEE Communication Magazine Vol. 8 No. 5 (May 1990): 5-14.
5. Hara, S. and Prasad, R. Overview of Multicarrier CDMA. IEEE Communications Magazine. Vol. 35 (December 1997):126-133.
6. Richard, V. N. and Prasad, R. OFDM for Wireless Multimedia Communications:. Artech House, 2000.
7. Cimini, Jr. L. J. Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing. IEEE Transactions on Communications Vol. Com-33: 665-6.
8. Oppenheim, A. V. and Schafer, R. W. Discrete-Time Signal Processing:. Prentice-Hall, 1989.
9. Verdu, S. Multiuser Detection. Cambridge: Cambridge University Press, 1998.
10. Moshavi, S. Multi-User Detection for DS-CDMA Communication. IEEE Communications Magazine Vol. 34 (Oct 1996): 124-136.
11. Lupas, R., and Verdu, S. Linear Multiuser Detectors for Synchronous Code-Division Multiple-Access Channels. IEEE Transaction on Information Theory Vol.35 No.1 (January 1989): 123-136.
12. Petré, F., Engels, M., Moonen, M., Gyselinckx, B. and Man, H. D. Adaptiv PIC-MMSE Multiuser Detector for MC-CDMA Satellite Systems. 2001 IEEE Conference on Communications Vol. 9 (June 2001): 2640-2644.

13. Verdu, S. Minimum Probability of Error for Asynchronous Gaussian Multiple-Access Channels. IEEE Transactions on Information Theory Vol. 32 No. 1 (January 1986): 85-96.
14. Xie, Z., Short, R.T., and Rushforth, C.K. A Family of Sub-optimum Detector for Coherent Multiuser Communications. IEEE Journal on Selected Area in Communications Vol. 8 No. 4 (May 1990): 683-690.
15. Latva-aho, M., and Lilleberg, J., Parallel Interference Cancellation in Multiuser Detection. Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings, 1996 IEEE 4th International Symposium Vol. 3 (1996): 1151-1155.
16. Patel, P., and Holtzman, J. Analysis of a Simple Successive Interference Cancellation Scheme in DS/CDMA System. IEEE Journal on Selected Area in Communications Vol.12 No.5 (June 1994): 769-807.
17. Andrews, J. G. and Meng, T. H. Y. Performance of Multicarrier CDMA with Successive Interference Cancellation with Estimation Error in a Multipath Fading Channel. Spread Spectrum Techniques and Applications Proceeding, 2002 IEEE 7th International Symposium, Vol. 1 (2002): 150-154.
18. U. Madhow and M. L. Honig, Performance Analysis of MMSE Detectors for Direct Sequence CDMA Assuming Random Signature Sequences. IEEE Trans. Information Theory, Vol. 18, No. 11, November 2000.
19. S. L. Miller. An Adaptive Direct-Sequence Code-Division Multiple-Access Receiver for Multiuser Interference Rejection. IEEE Trans. on Commun, COM-43: 1746-1755, Feb.-Apr. 1995
20. B. Picinbono and P. Chevalier. Widely Linear Estimation with Complex Data. IEEE Transactions on Signal Processing, 43:2030-2033, August 1995
21. G. Gelli, L. Paura, and A.R.P Ragozini. Blind Widely Linear multiuser Detection. IEEE Communication Letters,4: 187-189, June 2000.
22. Y.C. Yoon and H. Leib. Maximizing SNR in Improper Complex Noise and Applications to CDMA. IEEE Communication Letters, 1: 5-8, January 1997.

23. R. Schober, W.H. Gerstacker, and L.H.-J. Lampe. Data-Aided and Blind Stochastic Gradient Algorithms for Widely Linear MMSE MAI Suppression for DS-CDMA. IEEE Trans. on Signal Processing,: Vol. 52, March 2004.
24. S. Haykin. Adaptive Filter Theory. Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey, Third Edition, 1996
25. J. L. Massey F. D. Neeser. Proper Complex Random Processes with Applications to Information Theory. IEEE Trans. on Inf. Theory, IT-39: 1293 -1302, July 1993
26. T. K. Moon and W.C. Stirling. Mathematical Methods and Algorithms for Signal Processing. Prentice-Hall, New Jersey,2000.
27. Moulines, E. Duhamel, P. Cardoso, J.-F. and Mayrargue, S. Subspace methods for the blind identification of multichannel FIR filters. IEEE Transactions on Signal Processing Vol. 43 (February 1995): 516-525.
28. Haykin, S. Adaptive Filter Theory. 3rd ed. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1996.
29. Hayes, Monson H. Statistical Digital Signal Processing and Modeling.: John Wiley & Sons, 1996.
30. A. Lampe, R. Schober, W. Gerstacker, A Blind Widely Linear Minimum-Output-Energy Algorithm, IEEE. Signals, Systems and Computers Conference, Vol. 1, pp. 612-617, Oct. 2003.
31. William M. Brown. Conjugate Linear Filtering, IEEE Transaction on Information Theory. Vol. 15, pp.462-465, July 1969.
32. G. Gelli, Luigi Paura, Francesco Verde, Blind Multiuser Detection for MC-CDMA Systems, IEEE Vehicular Technology Conference, Vol. 1, pp. 571-575, May. 2001.



ภาคผนวก

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Blind widely linear adaptive MMSE criterion for Multicarrier CDMA

KRISSADA ASAVASKULKEIT AND SOMCHAI JITAPUNKUL
DIGITAL SIGNAL PROCESSING LABORATORY, DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING,
CHULALONGKORN UNIVERSITY, E-MAIL: KRISSADA_EE82@HOTMAIL.COM

Abstract— This paper proposes a novel multiuser detection in multicarrier code-division multiple-access (MC-CDMA) system by using adaptive widely linear MMSE structures. They jointly elaborate the received signal and its complex conjugate. Computer simulations show that widely linear MMSE algorithm is capable of both wideband multiple-access and narrowband interference that affects the MC-CDMA systems.

Index Terms – Multiuser detection

I. INTRODUCTION

Multiuser detection (MUD) techniques for demodulation of Multicarrier CDMA signals have received a great deal of attention. This is because the pioneering work by Verdu [1] demonstrated that the near-far problem suffered from the conventional matched-filter detector. The difficulty can be overcome by resorting to more sophisticated structure, which accounts for the presence of the other users.

In the future, wireless communication system must support the demand of a large number of users and high data rate transmission such as multimedia data. The DS-CDMA (Direct Sequence Code-Division Multiple-Access) technique can meet the above requirement. However, it suffers from InterSymbol Interference (ISI) due to multipath signal and interference from other users in the system. In DS-CDMA receiver system, the ISI can be reduced by using a RAKE receiver, but the complexity of the receiver will increase exponentially as the data transmission rate increases. To overcome this problem, the multicarrier CDMA (MC-CDMA) scheme has been proposed in [1] - [3]. The MC-CDMA is the combination of CDMA scheme and Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) technique, therefore the ISI can be reduced when data is transmitted at higher rate.

In this paper, we propose an adaptive widely linear MMSE algorithm, called adaptive WL-MMSE, for receiver applied to the MC-CDMA systems. In the proposed algorithm, the weight vector is first update by short training process. The approach of LCL time-varying filtering has already been applied in the CDMA context, to mitigate the effects of narrowband interference (NBI). In this paper, by applying WL estimation concepts to MC-CDMA multiuser detection, we propose a class of WL-MUD's, aimed at improving the suppression of both wideband multiple-access interference (MAI) and NBI. The performance advantage of WL-MUD's over conventional L-MUD's is motivated theoretically and can be substantiated by computer simulation examples.

II. DATA MODEL OF MC-CDMA

The transmitted signal of the MC-CDMA system can be describe as

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{M-1} b[n]c_m e^{j2\pi f_m t} g(t - nT') \quad (1)$$

where $b[n]$ is the signal symbol at nT' ; $\{c_m\}_{m=0}^{M-1}$ is a random spreading sequence, M is the spreading gain; T' is the symbol duration, f_m is the carrier frequency of the m^{th} sub-carrier and $f_m = f_0 + \frac{m}{T'}$. Since this paper focuses on the baseband analysis, without loss of generality, let $f_0 = 0$ and $g(t)$ is the impulse response of the pulse shaping filter: so the discrete form of transmitted signal can be described as

$$y[Mi + u] = b[i]c_u \quad u = 0, 1, 2, \dots, M - 1 \quad (2)$$

The channel is a multipath fast fading channel. For the discrete-time domain representation with the sample interval $T_s = T'/M$, the channel impulse sequence can be written as

$$h[n] = \sum_{l=0}^{L-1} h_l[n] \delta[n - l] \quad (3)$$

where $h_l[n]$ is the complex amplitude of path l at time n with variance σ_l^2 .

III. WIDELY LINEAR ADAPTIVE MMSE ALGORITHM

Significant quantities: n_B is the index of bit, n_C is the index of carrier, n_D is the index of time delay.

Let us consider the output $\hat{y}[n_B] = w^H [n_B] x[n_B]$ where $\hat{y}[n_B] \in C^{1 \times 1}$ denotes the output signal, $w[n_B] \in C^{N_C \times 1}$ signifies the weight vector, $x[n_B] \in C^{N_C \times 1}$ designates the received signal.

Base on the MSE criterion, we propose a new cost function for MC-MMSE algorithm applied to the MC-CDMA system as follows

$$J(N_B) = \sum_{i=0}^{N_B-1} E \left[|w^H(N_B) x(N_B) - y(N_B)|^2 \right] \quad (4)$$

The gradient of equation (4) with respect to the weight

vector $w[N_B]$ is given by

$$\nabla J = \sum [2R_{xx}[N_B]w[N_B] - 2r_{xy}] \quad (5)$$

where,

$R_{xx}[N_B] = E[x[N_B]E^H[N_B]]$ is the correlation matrix of the symbol of the N_B bit

$r_{xy}[N_B] = E[x[N_B]y^*[N_B]]$ is the cross-correlation vector between receive signal at the receiver and symbol sequence.

An adaptive solution that minimizes the cost function is [5];

$$w[N_B] = w[N_B - 1] - \frac{1}{2}\mu\nabla J[N_B] \quad (6)$$

where μ is the step size parameter.

From equation (6) we see that in order to update the weight vector we must know the correlation matrix $R_{xx}[N_B]$ and the cross-correlation matrix $r_{xy}[N_B]$.

In proposed algorithm, the correlation matrix $R_{xx}[N_B]$ and the cross-correlation matrix $r_{xy}[N_B]$ are computed by using the moving-average (MA) produced as follows:

$$R_{xx}[N_B] = F.R_{xx}[N_B - 1] + x[N_B]x^H[N_B] \quad (7)$$

$$r_{xy}[N_B] = F.r_{xy}[N_B - 1] + x[N_B]y_{N_B}^*[N_B] \quad (8)$$

where $0 \leq F \leq 1$ is called the forgetting factor.

However, when considering the complex-valued received signal $x[n_B]$, the widely linear (WL) criterion with better performance is in such a way that [4]

$$\hat{y}_{WL}[n_B] = w_{WL}^H[n_B]z[n_B] \quad (9)$$

$$= w_1^H[n_B]x[n_B] + w_2^H[n_B]x^*[n_B] \quad (10)$$

where the weight vector $w_{WL}[n_B]$ is chosen to minimize the MSE

Let us introduce the concatenated vector $z[n_B] \in C^{2N_c \times 1}$

$$z[n_B] = \begin{bmatrix} x[n_B] \\ x^*[n_B] \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$J(N_B) = \sum_{i=0}^{N-1} E \left[|w_{WL}^H[N_B]z[N_B] - y[N_B]|^2 \right] \quad (12)$$

Solving (12) by the orthogonality principle yields [6] $w_{WL}(n_B) = R_{ZZ}^{-1}(n_B)r_{zy_1}(n_B)$, with

$$R_{ZZ}(n_B) \stackrel{\Delta}{=} E[z(n_B)z^H(n_B)] \quad \text{and} \quad r_{zy_1} \stackrel{\Delta}{=} E[z(n_B)y_1^*(n_B)].$$
 An

alternative expression is readily obtained by partitioning $R_{ZZ}(n_B)$ according to the structure of $z(n_B)$, and applying inversion rules for partitioned matrices, as [6]

$$w_1(n_B) = \left[R_{xx}(n_B) - R_{xx^*}(n_B)R_{xx}^{-1*}(n_B)R_{xx^*}^*(n_B) \right]^{-1} \\ \times \left[r_{xy_1}(n_B) - R_{xx^*}(n_B)R_{xx}^{-1*}(n_B)r_{xy_1}^*(n_B) \right]$$

$$w_2(n_B) = \left[R_{xx^*}(n_B) - R_{xx^*}^*(n_B)R_{xx}^{-1}(n_B)R_{xx^*}(n_B) \right]^{-1} \\ \times \left[r_{xy_1}^*(n_B) - R_{xx^*}^*(n_B)R_{xx}^{-1}(n_B)r_{xy_1}(n_B) \right]$$

where

$$R_{xx}(n_B) \stackrel{\Delta}{=} E[x(n_B)x^H(n_B)] \quad (13)$$

$$R_{xx^*}(n_B) \stackrel{\Delta}{=} E[x(n_B)x^T(n_B)] \quad (14)$$

$$r_{xy_1} \stackrel{\Delta}{=} E[x(n_B)y_1^*(n_B)] \quad (15)$$

and

$$r_{xy_1}^* \stackrel{\Delta}{=} E[x(n_B)y_1(n_B)] \quad (16)$$

which do not depend on n_B^{th} if the symbol sequence $y_1(n_B)$ is stationary.

Thus in the symbol period the adaptive widely linear MC-MMSE algorithm is summarized as follows:

1. Initialize $w_{WL}[0] = 0$

2. Update the weight vector, $n = n + 1$

- Receive a new received signal matrix $x[N_B]$

- Calculate the correlation matrix and cross-correlation vector by equation (7) and (8)

- Calculate the gradient

$$\nabla J = \sum_{i=1}^N [2R_{xx,i}[N_B]w[N_B - 1] - r_{xy,i}[N_B]]$$

Update the weight vector

$$w_{WL}[N_B] = w_{WL}[N_B - 1] - \frac{1}{2}\mu\nabla J[N_B]$$

3. Iterate step until the weight vector converges

When both $r_{xy_1}^*(n_B)$ and $R_{xx^*}(n_B)$ are zero, a condition is referred to in [6] as joint circularity of $x[n_B]$ and $y_1[n_B]$. One has that $w_1(n_B) = R_{xx}^{-1}(n_B)r_{xy_1}(n_B)$ and $w_2(n_B) = 0$ that is, the WL-MUD reduces to the conventional L-MUD. However, there are situations of practical interest where joint circularity is not verified. For example, when the MC/CDMA system employs BPSK modulation, in which case $y_1[n_B]$ is real. Hence, $r_{xy_1}^*(n_B) = r_{xy_1}(n_B)$, $\hat{y}_1(n_B) = 2\text{Re}[w_1^H(n_B)x(n_B)]$, and $w_1(n_B) = w_2^*(n_B)$, that is, also the WL-estimate is necessarily real; or else when the MC/CDMA system employs QPSK modulation and the interfering signal is noncircular, in which case $r_{xy_1}^*(n_B) = 0$ but $w_2(n_B) \neq 0$. In such cases, the WL-MUD is expected to outperform the

conventional L-MUD

IV. NUMERICAL RESULTS

In this section, we provide some numerical results obtained by Monte Carlo computer simulations, aimed at comparing the performance of the proposed adaptive WL-MUD with that of the L-MUD. We focused our attention on the simple case where both the L-MUD and WL-MUD are time-invariant, in order to avoid the unnecessary complications inherent to time-varying implementation. In the considered experiments, the MC-CDMA system employs BPSK modulation, spreading length code $N=15$, numbers of carrier $n_c=16$, numbers of data bits $n_B=1000$, the white Gaussian circularly symmetric with power spectral density $2N_0$ and the interference-to-signal ratio is set to 30 dB.

In the first experiment, we considered $K = 8$ users. In Fig. 1, we evaluated the bit-error rate (BER) of the first user versus its energy constant $\frac{E_b}{N_0}$, for a fixed valued of $\frac{E_b}{N_0} =$

16 dB for each MAI signal. The results show that, as expected, in the presence of strong NBI the conventional receiver (match filter) performs very poorly, and that the WL-MUD significantly outperforms the L-MUD.

In second experiment investigates the BER performance when the number of MC-CDMA users is increased from 1 to 12, with $\frac{E_b}{N_0}$ held constant at 10 dB, for the desired user, and at 16 dB for each MAI signal. These results show from the channel is time-varying and simulated in four cases area, rural, urban, bad-urban and hilly with both doppler frequency 50 Hz and 110 Hz

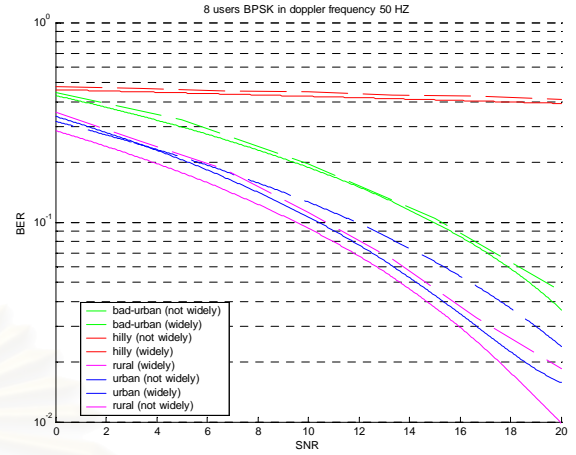


Fig.1. BER versus SNR in channel time-varying at doppler frequency 50 Hz

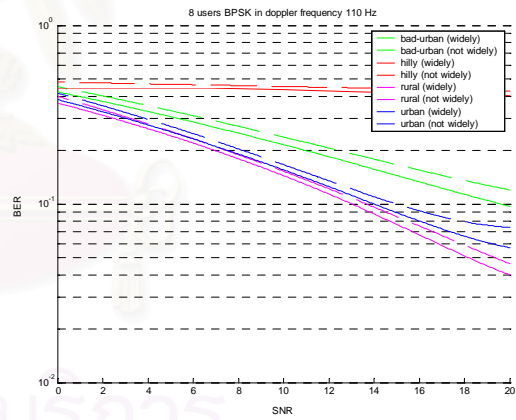


Fig.2. BER versus SNR in channel time-varying at doppler frequency 110 Hz

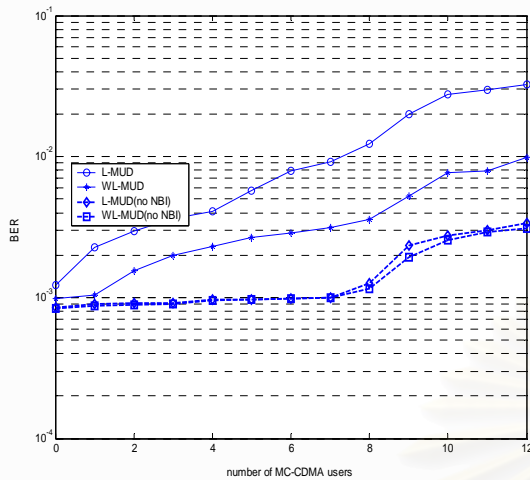


Fig.3. BER versus number of MC-CDMA users

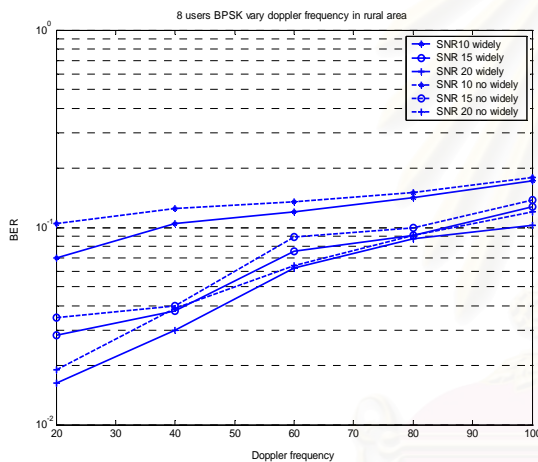


Fig.4. BER versus Doppler frequency

yields better bit-error-rate than L-MUD. In addition, in $\frac{E_b}{N_0}$

limited MC-CDMA systems, the capacity in the case of increasing CDMA users, shown that the WL-MUD achieves a much higher bit-error-rate than L-MUD; however, when no NBI is present, the performance of two receivers are practically undistinguishable, since for a MC-CDMA system with QPSK modulation, and in the absence of NBI, the joint circularity condition holds, and hence the WL-MUD and L-MUD are theoretically coincident. We believe that these desirable features make WL adaptive algorithms a favorable choice for MC-CDMA receiver designers.

Finally, In Fig 4. can show that the WL-MUD can be more flexible than L-MUD in MC-CDMA which has high doppler frequency

REFERENCES

- [1] S. Verdu, "Minimum probability of error for asynchronous Gaussian multiple-access channels," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.IT-32, pp. 85-96, Jan 1986.
- [2] N. Yee, J.-P.Linnartz, and G. Fettweis, "Multi-carrier CDMA Indoor Wireless Radio Networks," *Proceeding Personal Indoor Mobile Radio Communications*, pp. 109- 113, September 1993.
- [3] S. Hara, and R. Prasad, "Overview of Multicarrier CDMA," *IEEE Communications Magazine*, Vol. 35, No. 12, pp. 126-133, December 1997.
- [4] Bernard Picinbono, and Pascal Chevalier, "Widely linear Estimation with Complex Data," *IEEE Trans. On Communication*, Vol. 43, No. 8, pp.2030-2033, Aug. 1995
- [5] Chan Kyu Kim; Yong Soo Cho, "Performance of a wireless MC-CDMA system with antenna array in fading channel reverse link," *Communications*, IEEE Transactions on , Volume: 48 Issue: 8 , Aug. 2000, Page(s): 1257-1261.
- [6] G. Gelli, Luigi Paura, and Francesco Verde "Blind Multiuser Detection for MC-CDMA Systems," *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference*, Vol. 1, pp. 571- 575, May. 2001.

V. CONCLUSION

In this paper, the adaptive widely linear MMSE algorithm, for the MC-CDMA system is proposed. The adaptive WL-MUD has a very good capability of suppressing MAI and NBI, resulting in a MC-CDMA system with very high BER performances in multi-path Rayleigh fading channel. Our performance analysis and simulation results show in good agreement that the WL-MUD stochastic gradient algorithm has important advantages over their linear counterparts. It has been demonstrated that WL-MUD, in the presence strong NBI,

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นาย กฤษฎา อัสวสกุลเกียรติ เกิดวันที่ 23 มกราคม พ.ศ. 2524 ที่จังหวัด กรุงเทพมหานคร เข้ารับการศึกษาในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2541 สำเร็จการศึกษาปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าจาก จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2544 และเข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ที่จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2545



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย