

การประมาณช่องสัญญาณแบบอดบนพื้นฐานของเทคนิคการแยกย่อยยูแอลวี
สำหรับมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอชเอชเอ็น



นาย ปรีชญา พรนิมิตกุล

สถาบันวิทยบริการ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

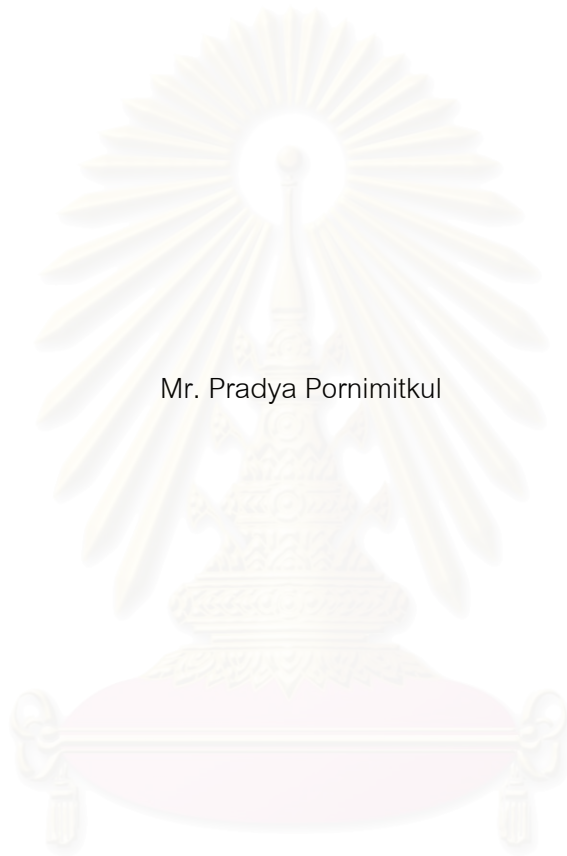
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2547

ISBN 974-17-7066-9

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

BLIND CHANNEL ESTIMATION BASED ON ULV DECOMPOSITION TECHNIQUE
FOR UPLINK MC-CDMA



Mr. Pradya Pornimitkul

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

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering

Chulalongkorn University

Academic Year 2004

ISBN 974-17-7066-9

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การประมาณช่องสัญญาณแบบบอดบนพื้นฐานของเทคนิคการแยก
ย่อยยูแอลวีสำหรับมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอชเอชขึ้น

โดย

นาย ปรัชญา พรนิมิตกุล

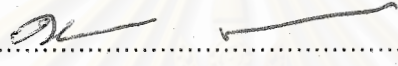
สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า


อาจารย์ที่ปรึกษา


รองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล

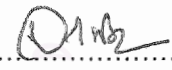
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้หัวข้อวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วน
หนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาโทบริหารธุรกิจ


..... คณะบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์
(ศาสตราจารย์ ดร. ดิเรก ลาวัณย์ศิริ)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์


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

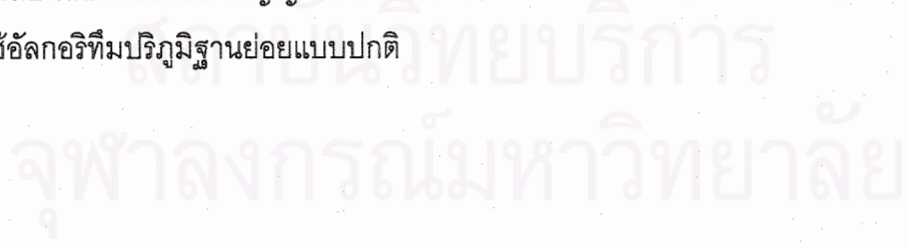

..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(รองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล)


..... กรรมการ
(รองศาสตราจารย์ ดร.วาทิต เบนจพลกุล)


..... กรรมการ
(อาจารย์ ดร.นิตชาชล ตั้งเสี่ยมวิสัย)

นาย ปรัชญา พรนิมิตกุล : การประมาณช่องสัญญาณแบบอดบนพื้นฐานของเทคนิคการแยกย่อยยูแอลวีสำหรับมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอขาขึ้น. (BLIND CHANNEL ESTIMATION BASED ON ULV DECOMPOSITION TECHNIQUE FOR UPLINK MC-CDMA) อ. ที่ปรึกษา : รศ. ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล, จำนวนหน้า 104 หน้า. ISBN 974-17-7066-9.

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอวิธีการประมาณช่องสัญญาณ ที่มีการนำอัลกอริทึมปริภูมิฐานย่อยซึ่งใช้เทคนิคการแยกย่อยแบบยูแอลวีในการหาปริภูมิฐานเข้ามาประยุกต์ใช้ สำหรับการประมาณช่องสัญญาณในขาขึ้นของระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพ และความถูกต้องของการประมาณช่องสัญญาณ ซึ่งจะส่งผลให้ประสิทธิภาพโดยรวมของระบบสูงขึ้น โดยรูปแบบการประมาณช่องสัญญาณที่ใช้จะเป็นประเภทไม่ใช้สัญลักษณ์นำร่องช่วยในการประมาณ นอกจากนี้แล้ว ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ยังนำเสนอวิธีการปรับปรุงการประมาณช่องสัญญาณโดยการนำเทคนิคแบบ ยูแอลวี ในการหาปริภูมิฐานมาแทนเทคนิคการแยกย่อยแบบเอสวีดี เพื่อที่จะทำให้การประมาณช่องสัญญาณสามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณได้ โดยการปรับแต่งค่าสัมประสิทธิ์การลิมของเทคนิคยูแอลวี ให้มีค่าที่เหมาะสมกับคุณลักษณะของช่องสัญญาณจริงในแต่ละขณะ จากผลการจำลองระบบพบว่า อัลกอริทึมการประมาณช่องสัญญาณโดยการใช้อัลกอริทึมปริภูมิฐานย่อยที่นำเทคนิคการแยกย่อยแบบยูแอลวีเข้ามาช่วยในการหาค่าปริภูมิฐานจะมีสมรรถนะสูงกว่า ในแง่ของการติดตามการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณ เมื่อเปรียบเทียบกับอัลกอริทึมการประมาณช่องสัญญาณโดยใช้อัลกอริทึมปริภูมิฐานย่อยแบบปกติ



ภาควิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่อนิสิต.....ปรัชญา พรนิมิตกุล.....
สาขาวิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....
ปีการศึกษา2547.....

4570725421 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEY WORD: MC-CDMA / UPLINK / CHANNEL ESTIMATION / SVD/ ULV/ FORGETTING FACTOR

PRADYA PORNIMITKUL : BLIND CHANNEL ESTIMATION BASED ON ULV DECOMPOSITION TECHNIQUE FOR UPLINK MC-CDMA. THESIS ADVISOR: ASSOC. PROF. SOMCHAI JITAPUNKUL, Dr. Ing., 104 pp. ISBN 974-17-7066-9.

In this thesis, the Subspace-based channel estimation based on ULV decomposition technique for the uplink of MC-CDMA system is proposed. The proposed method exploits the orthogonal property between noise subspace and received user codes for estimating and correcting the distortion due to the frequency selective fading channel. The subspace-based in this thesis does not use pilot symbol to estimate channel, capacity of system does not decrease. In addition, this thesis use a new technique called ULV decomposition, which serve as an intermediary between the QR decomposition and SVD to estimate noise subspace replaced in SVD technique to track noise subspace for estimation channel time variant. Because traditional subspace-based used SVD technique can't track the noise subspace, traditional subspace based isn't able to estimate channel time variant. Moreover, ULV decomposition can track noise subspace changed in time variant with proper forgetting factor to improve the estimation accuracy and tracking capability of the estimator channel estimation. To prove the performance of the algorithms, the proposed technique is used for estimating the uplink channel response of MC-CDMA systems. Simulation results show that the Subspace-based channel estimation based on ULV decomposition outperforms the traditional channel estimation algorithm over the frequency selective fading channel.

Department Electrical Engineering Student's signature Pradya Pornimitkul
 Field of study Electrical Engineering Advisor's signature Somchai
 Academic year 2004

กิตติกรรมประกาศ

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

ขอกราบขอบพระคุณบิดามารดาที่ให้กำเนิด ให้ความรัก ความอบอุ่น การอบรม สั่งสอน การสนับสนุน และเป็นกำลังใจแก่ผู้วิจัยในทุก ๆ ด้านเสมอมา

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

สุดท้ายนี้ ขอขอบคุณห้องปฏิบัติการวิจัยกรรมวิธีสัญญาณดิจิทัลซึ่งเป็นสถานที่ทำวิจัย รวมถึงเพื่อนพี่น้องนิสิตทุกท่าน ที่มีส่วนช่วยเหลือในการให้ข้อคิดเห็น คำแนะนำ และกำลังใจ จนกระทั่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ลุล่วงไปได้ด้วยดี

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ญ
สารบัญภาพ.....	ฎ
บัญชีคำศัพท์.....	ฒ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับระบบ OFDM และ ระบบ MC-CDMA.....	2
1.2 ปัญหาของระบบ MC-CDMA.....	4
1.3 แนวทางแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นในระบบ MC-CDMA ที่มีผู้นำเสนอ	5
1.4 แนวทางของวิทยานิพนธ์.....	8
1.5 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	9
1.6 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	9
1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	10
1.8 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินการ	11
1.9 ภาพรวมของวิทยานิพนธ์.....	11
1.10 นิยามสัญลักษณ์.....	12
2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	13
2.1 การมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์.....	13
2.2 ระบบ MC-CDMA	14
2.2.1 รหัสแผ่.....	16
2.2.2 F พารามิเตอร์.....	17
2.3 การเปรียบเทียบการมอดูเลตสัญญาณในระบบ MC-CDMA กับเทคนิคดั้งเดิม.....	18
2.4 แบบจำลองภาคส่งของระบบ MC-CDMA.....	20
2.5 แบบจำลองภาครับของระบบ MC-CDMA.....	21
2.6 เทคนิคการปรับเท่า.....	23

บทที่	หน้า
2.6.1	เทคนิคการรวมแบบให้อัตราขยายเท่ากัน.....24
2.6.2	เทคนิคการรวมแบบที่แก้ไขความตึงตักกันระหว่างผู้ใช้ให้กลับคืนมา.....24
2.6.3	เทคนิคการรวมแบบที่ทำให้อัตราส่วนสัญญาณสูงสุด.....25
2.6.4	เทคนิคการปรับเท่าที่มีการควบคุม.....25
2.6.5	เทคนิคการรวมค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุด.....26
2.7	ปัจจัยที่ส่งผลเสียต่อสมรรถนะของระบบ.....26
2.8	ช่องสัญญาณแบบหลายวิถี.....30
2.9	การประมาณช่องสัญญาณ.....37
2.10	ปริภูมิย่อย.....38
2.10.1	เทคนิค Singular Value Decomposition.....40
2.10.2	เทคนิค UTV Decomposition.....41
2.11	พารามิเตอร์ที่ใช้วัดสมรรถนะของระบบ และความหมายของค่าต่าง ๆ.....43
2.11.1	อัตราความผิดพลาดบิต.....43
2.11.2	อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน.....44
2.11.3	ค่าเฉลี่ยของผลต่างกำลังสองของความผิดพลาด.....44
3	การประมาณช่องสัญญาณแบบบอดบนพื้นฐานของเทคนิคการแยกย่อยยูแอลวี สำหรับมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอชเอชเอ็น.....46
3.1	การประมาณช่องสัญญาณแบบบอด.....46
3.2	การประมาณช่องสัญญาณแบบปริภูมิฐานย่อย.....46
3.3	ลักษณะรูปแบบในการประมาณช่องสัญญาณ.....50
3.4	การประมาณช่องสัญญาณโดยการใช้วิธี Subspace-Based on SVD.....50
3.5	การหาค่าสัมประสิทธิ์ความไม่แน่นอน.....51
3.6	การประมาณช่องสัญญาณโดยการใช้วิธี Subspace-Based on UTV Decomposition.....53
3.7	การปรับปรุงช่องสัญญาณโดยการใช้วิธี Subspace-Based on ULV Decomposition.....56
4	ผลการวิจัย.....59
4.1	วิธีการจำลองระบบ.....59
4.1.1	รหัสแผลที่ใช้.....59

บทที่	หน้า
4.1.2 สัญญาณรบกวนจากช่องสัญญาณ.....	60
4.1.3 เฟดดิ้งจากช่องสัญญาณ.....	60
4.1.4 ความถี่ดอปเพลอร์.....	61
4.1.5 สมมติฐานต่าง ๆ ที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	61
4.2 สมรรถนะของระบบ MC-CDMA ขาขึ้น ที่มีการประยุกต์ใช้งานการประมาณ ช่องสัญญาณ โดยปริภูมิฐานย่อยอัลกอริทึม.....	62
4.2.1 สมรรถนะด้านอัตราผิดพลาดบิต.....	62
4.2.2 สมรรถนะด้านอัตราผิดพลาดบิตเมื่อมีการเปลี่ยนความยาวเฟรมข้อมูล.....	76
4.2.3 สมรรถนะด้านอัตราผิดพลาดบิตเมื่อมีการเปลี่ยนค่าความถี่ดอปเพลอร์.....	78
4.2.4 สมรรถนะด้านอัตราผิดพลาดบิตเมื่อมีการเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์การลิ้ม.....	80
4.2.5 สมรรถนะด้านอัตราผิดพลาดบิตเมื่อมีการเพิ่มจำนวนผู้ใช้ในระบบ.....	88
5 บทสรุป.....	91
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	91
5.2 ข้อดีและข้อเสียของระบบที่นำเสนอ.....	93
5.3 ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต.....	94
รายการอ้างอิง.....	95
ภาคผนวก.....	98
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์.....	104

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2-1 รายละเอียด Delay power spectral densities ของแบบจำลองช่องสัญญาณ ตามมาตรฐาน COST207	33
ตารางที่ 2-2 รายละเอียด Doppler power spectral densities ของแบบจำลองช่องสัญญาณ ตามมาตรฐาน COST207	35
ตารางที่ 2-3 รายละเอียดของแบบจำลองช่องสัญญาณตามมาตรฐาน COST207	36



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญญภาพ

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 2-1	รูปแบบการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์..... 14
รูปที่ 2-2	หลักการของระบบ MC-CDMA..... 15
รูปที่ 2-3	ไดเวอร์ซิตีทางความถี่ของระบบ MC-CDMA เมื่อเปรียบเทียบกับระบบ DS-CDMA และระบบแถบความถี่แคบ..... 19
รูปที่ 2-4	แบบจำลองภาคส่งของระบบ MC-CDMA..... 20
รูปที่ 2-5	แบบจำลองภาครับของระบบ MC-CDMA..... 21
รูปที่ 2-6	แสดงมุม α_n ของคลื่นสัญญาณที่มาถึงของปรากฏการณ์ดอปเพลอร์..... 29
รูปที่ 2-7	แบบจำลองผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบพหุวิถี..... 30
รูปที่ 2-8(ก)	รูปแบบการจัดวางเฟรมข้อมูลในกรณีที่มีการเติมระยะเวลาคุ่มแบบ CP..... 32
รูปที่ 2-8(ข)	รูปแบบการจัดวางเฟรมข้อมูลในกรณีที่มีการเติมระยะเวลาคุ่มแบบ ZP..... 32
รูปที่ 2-9	Delay power spectral densities ของแบบจำลองช่องสัญญาณตามมาตรฐาน COST207..... 33
รูปที่ 2-10	Doppler power spectral densities ของแบบจำลองช่องสัญญาณตามมาตรฐาน COST207..... 34
รูปที่ 3-1	Baseband Model ของระบบ MC-CDMA..... 47
รูปที่ 4-1	BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณที่ไม่เปลี่ยนแปลงทางเวลา โดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition เทียบกับเทคนิคอื่น ๆ ที่สภาพแวดล้อมชนบท..... 63
รูปที่ 4-2	BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณที่ไม่เปลี่ยนแปลงทางเวลา โดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition เทียบกับเทคนิคอื่น ๆ ที่สภาพแวดล้อมเมือง..... 64
รูปที่ 4-3	RMSE ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณที่ไม่เปลี่ยนแปลงทางเวลา โดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition เทียบกับเทคนิคอื่น ๆ ที่สภาพแวดล้อมชนบท..... 65
รูปที่ 4-4	RMSE ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณที่ไม่เปลี่ยนแปลงทางเวลา โดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition เทียบกับเทคนิคอื่น ๆ ที่สภาพแวดล้อมเมือง..... 66

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 4-5 RMSE ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณที่ไม่เปลี่ยนแปลงทางเวลา โดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition เมื่อได้รับข้อมูลเพิ่มขึ้นเทียบกับเทคนิคอื่น ๆ ที่สภาพแวดล้อมชนบท.....	67
รูปที่ 4-6 RMSE ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณที่ไม่เปลี่ยนแปลงทางเวลา โดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition เมื่อได้รับข้อมูลเพิ่มขึ้นเทียบกับเทคนิคอื่น ๆ ที่สภาพแวดล้อมเมือง.....	68
รูปที่ 4-7 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงทางเวลา โดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition เทียบกับเทคนิคอื่น ๆ ที่สภาพแวดล้อมชนบท.....	69
รูปที่ 4-8 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงทางเวลา โดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition เทียบกับเทคนิคอื่น ๆ ที่สภาพแวดล้อมเมือง	69
รูปที่ 4-9 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงทางเวลา โดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition เทียบกับ URV Decomposition ที่สภาพแวดล้อมเมือง.....	70
รูปที่ 4-10 RMSE ของการประมาณช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงทางเวลา โดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค Singular Value Decomposition ที่มีการปรับเปลี่ยนค่า SNR ต่าง ๆ ในสภาพแวดล้อมเมือง.....	71
รูปที่ 4-11 RMSE ของการประมาณช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงทางเวลา โดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition ที่มีการปรับเปลี่ยนค่า SNR ต่าง ๆ ในสภาพแวดล้อมเมือง.....	72
รูปที่ 4-12 RMSE ของการประมาณช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงทางเวลา โดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค URV Decomposition ที่มีการปรับเปลี่ยนค่า SNR ต่าง ๆ ในสภาพแวดล้อมเมือง.....	73
รูปที่ 4-13 RMSE ของการประมาณช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงทางเวลา โดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition เทียบกับเทคนิค SVD ที่ค่า SNR = 4 dB ในสภาพแวดล้อมเมือง.....	74

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 4-14 RMSE ของการประมาณช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงทางเวลา โดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition เทียบกับเทคนิค SVD ที่ค่า SNR = 20 dB ในสภาพแวดล้อมเมือง.....	74
รูปที่ 4-15 RMSE ของการประมาณช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงทางเวลา โดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition เทียบกับเทคนิค URV Decomposition ที่ SNR ต่าง ๆ ในสภาพแวดล้อมเมือง.....	75
รูปที่ 4-16 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณโดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition เมื่อมีการปรับเปลี่ยนค่าความยาวของเฟรมสัญลักษณ์.....	77
รูปที่ 4-17 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณโดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition เมื่อมีการปรับเปลี่ยนค่าความยาวของเฟรมสัญลักษณ์ ที่ค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดต่าง ๆ.....	79
รูปที่ 4-18 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณโดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition เมื่อมีการปรับเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์การลิมที่ค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดเท่ากับ 45 Hz.....	81
รูปที่ 4-19 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณโดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition เมื่อมีการปรับเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์การลิมที่ค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดเท่ากับ 91 Hz.....	82
รูปที่ 4-20 RMSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การลิมมีค่าเท่ากับ 0.78 กับ 0.48 ที่ค่า SNR ต่าง ๆ โดยมีค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดเท่ากับ 45 Hz.....	84
รูปที่ 4-21 RMSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การลิมมีค่าเท่ากับ 0.78 กับ 0.58 ที่ค่า SNR ต่าง ๆ โดยมีค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดเท่ากับ 45 Hz.....	84
รูปที่ 4-22 RMSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การลิมมีค่าเท่ากับ 0.78 กับ 0.68 ที่ค่า SNR ต่าง ๆ โดยมีค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดเท่ากับ 45 Hz.....	85

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 4-23 RMSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การลืมนี้อีกค่าเท่ากับ 0.78 กับ 0.88 ที่ค่า SNR ต่าง ๆ โดยมีค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดเท่ากับ 45 Hz.....	85
รูปที่ 4-24 RMSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การลืมนี้อีกค่าเท่ากับ 0.68 กับ 0.48 ที่ค่า SNR ต่าง ๆ โดยมีค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดเท่ากับ 91 Hz.....	86
รูปที่ 4-25 RMSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การลืมนี้อีกค่าเท่ากับ 0.68 กับ 0.58 ที่ค่า SNR ต่าง ๆ โดยมีค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดเท่ากับ 91 Hz.....	86
รูปที่ 4-26 RMSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การลืมนี้อีกค่าเท่ากับ 0.68 กับ 0.78 ที่ค่า SNR ต่าง ๆ โดยมีค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดเท่ากับ 91 Hz.....	87
รูปที่ 4-27 RMSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การลืมนี้อีกค่าเท่ากับ 0.68 กับ 0.88 ที่ค่า SNR ต่าง ๆ โดยมีค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดเท่ากับ 91 Hz.....	87
รูปที่ 4-28 BER ของการประมาณช่องสัญญาณโดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition และเทคนิคอื่น ๆ เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มมากขึ้นที่ค่า SNR = 20 dB.....	89
รูปที่ 4-29 RMSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition และเทคนิคอื่น ๆ เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มมากขึ้นที่ค่า SNR = 20 dB.....	90

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
การแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่องผกผัน	Inverse Discrete Fourier Transform ย่อว่า IDFT
การแผ่	Spread
การแผ่กลับ	Despread
การมอดูเลต	Modulation
การหมุนวนระนาบ	Plane Rotation
การแยกย่อย	Decomposition
ข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น	Up Link หรือ Reverse Link
ข่ายเชื่อมโยงขาลง	Down Link หรือ Forward Link
ค่ารากเฉลี่ยกำลังสองของผลต่างความ ผิดพลาด	Root Mean Squared Error ย่อว่า RMSE
ค่าความผิดพลาดต่ำที่สุด	Minimum Mean Squared Error
ค่าเจาะจง	Singular Value
ค่าเวกเตอร์เจาะจง	Eigenvector
ค่าสัมประสิทธิ์ความลืม	Forgetting factor

ค่าสัมประสิทธิ์ที่ไม่แน่นอน	Ambiguous Coefficient
คลื่นพาห้	Carrier
คลื่นพาห้ย่อย	Subcarrier
ความตั้งฉาก	Orthogonal
คอรีเลเตอร์	Correlator
ความแปรปรวน	Variance
ชิป	Chip
ช่องสัญญาณแบบพหุวิถี	Multi-path Channel
ซิงโครนัส	Synchronous
ดิจิทัล	Digital
ดีคอรีเลเตอร์	Decorrelator
แถบความถี่ร่วมนัย	Coherence bandwidth
น้ำหนักถ่วง	Weight
ปรากฏการณ์ใกล้-ไกล	Near-far Effect
ปริภูมิฐานย่อย	Subspace based
ปริภูมิย่อย	Subspace
ปริภูมิศูนย์	Null Space
พหุวิถี	Multipath
เฟดดิ้ง	Fading
เฟดดิ้งแบบเลือกความถี่	Selective Fading
เฟดดิ้งแบบเรียบ	Flat Fading
เมตริกซ์ไม่เอกฐาน	Non-singular Matrix
เมตริกซ์สามเหลี่ยม	Triangular Matrix
เมตริกซ์สามเหลี่ยมบน	Upper Triangular Matrix
เมตริกซ์สามเหลี่ยมล่าง	Lower Triangular Matrix
เมตริกซ์แนวทแยง	Diagonal Matrix
เมตริกซ์เอกลักษณ์	Identity Matrix
มูลฐานแบบออร์โธนอร์มอล	Orthonormal basis
รหัสแผ่	Spreading Code
รหัสสุ่ม	Random Code

ระยะความผิดพลาด	Error Distance
เวลาประวิง	Delay time
สถานีฐาน	Base Station
สหสัมพันธ์ข้าม	Cross correlation
สัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณ	Channel Gain
สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่น	Multiple Access Interference ย่อว่า MAI
สัญญาณแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์	Intersymbol interference ย่อว่า ISI
สัญญาณแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห่อย่อย	Intercarrier interference ย่อว่า ICI
สัญญาณนำ	Pilot Signal
สัญญาณรบกวนเกาส์เขียนแบบขาว	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
อันดับ	Rank

บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันระบบการสื่อสารแบบไร้สายได้เข้ามามีส่วนสำคัญอย่างมากต่อชีวิตประจำวันของมนุษย์ และจากเหตุผลดังกล่าวทำให้ความต้องการของผู้บริโภคในการใช้งานมีความหลากหลายมากขึ้น กล่าวคือจากเดิมระบบสื่อสารไร้สายมีการใช้งานเพื่อที่จะส่งสัญญาณเสียงพูดหรือข้อความสั้น ๆ จากผู้ส่งไปยังผู้รับเท่านั้น แต่ในปัจจุบันแนวโน้มความต้องการของผู้บริโภคได้เพิ่มมากขึ้น ตัวอย่างเช่น ความต้องการที่จะทำการส่งข้อมูลที่เป็นสัญญาณมัลติมีเดียเช่น สัญญาณภาพเคลื่อนไหว รูปภาพ ฯลฯ [1] และจากตัวอย่างที่กล่าวมานั้นทำให้เห็นได้ว่าการส่งผ่านข้อมูลผ่านระบบไร้สายในยุคปัจจุบันนั้นต้องการ อัตราการส่งข้อมูลที่สูงขึ้นและความถูกต้องในการส่งข้อมูลที่สูงขึ้นด้วย ซึ่งเห็นได้ว่า หนึ่งในเทคโนโลยีที่สามารถรองรับความต้องการนั้นได้คือ แบบแผนการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (Code Division Multiple Access: CDMA) และเนื่องจากคุณสมบัติที่ดีกว่าแบบแผนการเข้าถึงหลายทางชนิดอื่น ๆ ทั้งในแง่ของ ความจุของระบบ ความสามารถในการรองรับอัตราการรับส่งข้อมูลที่สูง และความทนทานต่อการลดทอนจากเฟดดิ้งภายในช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่ (Frequency Selective Fading) [2] ดังนั้นจากเหตุผลที่กล่าวมาทั้งหมด จึงส่งผลให้ ระบบ Direct Sequence Code Division Multiple Access (DS-SS) [3-4] เป็นทางเลือกหนึ่งสำหรับแบบแผนการเข้าถึงหลายทางของการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 3

เนื่องจากข้อดีของระบบการรับส่งข้อมูลแบบหลายคลื่นพาห้ (Multi-Carrier Modulation: MCM) [5] ในด้านของความทนทานต่อการเกิดเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ และความสามารถในการรับส่งข้อมูลด้วยอัตราข้อมูลที่สูง ดังนั้นจึงได้มีผู้เสนอให้นำเทคนิคการรับส่งข้อมูลแบบหลายคลื่นพาห้ เข้ามาประยุกต์ใช้ร่วมกับระบบ CDMA ซึ่งสามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ประเภท ได้แก่ ระบบ Multi-Carrier Code Division Multiple Access (MC-CDMA) ระบบ Multi-Carrier Direct Sequence Code Division Multiple Access (MC-DS-SS) และระบบ Multi-Tone Code Division Multiple Access (MT-CDMA) [3]-[6] ซึ่งแบบแผนการเข้าถึงแต่ละชนิดดังกล่าว จะมีกรรมวิธีในการเข้าถึงสัญญาณแตกต่างกันออกไป แต่ระบบที่ได้รับความนิยมและเป็นที่นิยมที่สุด คือ ระบบ MC-CDMA ซึ่งเกิดจากการร่วมกันของระบบ CDMA และเทคนิคการรับส่งข้อมูลแบบหลายคลื่นพาห้แบบ Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) [7], [8] ซึ่งเทคโนโลยีนี้นำเทคนิคทางกรรมวิธีสัญญาณดิจิทัลอลเข้ามาใช้ร่วมด้วย ทำให้ภาครับและ

ภาคส่งมีความซับซ้อนของระบบที่ไม่สูงและมีความทนทานต่อเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ นอกจากนี้ยังมีการใช้แถบความถี่ที่มีประสิทธิภาพอีกด้วย

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงความเป็นมา และความรู้เบื้องต้นของระบบ MC-CDMA จากนั้นจะอธิบายถึงเครื่องรับแบบต่าง ๆ สำหรับผู้ใช้หลายคนที่ถูกนำมาใช้ในระบบนี้ และวิธีการการประมาณช่องสัญญาณที่มีผู้เสนอขึ้นมา รวมถึงปัญหาที่เกิดขึ้นในวิธีดังกล่าว และวิธีการประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ซึ่งมุ่งเน้นไปที่ การแก้ไขข้อด้อยของการประมาณช่องสัญญาณแบบไม่ใช้สัญลักษณ์นำร่องที่ใช้วิธี Subspace based [17]-[20] ที่ไม่สามารถประมาณช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาได้ โดยการนำเทคนิค ULV Decomposition เข้ามาแทนที่ เทคนิค Singular Value Decomposition ในกระบวนการหาค่าของปริภูมิที่ใช้ในการประมาณช่องสัญญาณ โดยวิธี Subspace based จากนั้นจะกล่าวถึงแนวทางวัตถุประสงค์ ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ ขั้นตอนการดำเนินงาน ภาพรวมของเนื้อหาในแต่ละบท และการนิยามสัญลักษณ์ต่าง ๆ ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

1.1 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับระบบ OFDM และระบบ MC-CDMA

• ระบบ OFDM

ระบบ OFDM เป็นเทคนิคการรับส่งข้อมูลที่ได้รับ ความสนใจอย่างมากสำหรับระบบสื่อสาร โดยสาเหตุหลักที่ทำให้ระบบ OFDM ได้รับความสนใจ เนื่องจากคุณสมบัติความทนทานต่อการถูกลดทอนจากเฟดดิ้งของช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่ และสัญญาณรบกวนประเภทแถบความถี่แคบ และเหตุผลที่ทำให้การส่งข้อมูลในระบบ OFDM มีความทนทานต่อสัญญาณรบกวนที่ความถี่แคบ เนื่องมาจากกระบวนการส่งข้อมูลในระบบ OFDM นั้น สัญญาณข้อมูลที่ต้องการส่งจะถูกส่งผ่านไปบนคลื่นพหุย่อยที่มีแถบความถี่แคบ ๆ หลายคลื่นพหุ ดังนั้นเมื่อเกิดการลดทอนเฟดดิ้งแบบความถี่แคบขึ้นจะส่งผลให้มีข้อมูลบางส่วนของคลื่นพหุย่อยเท่านั้นที่ได้รับผลกระทบ ซึ่งแตกต่างกับระบบการรับส่งข้อมูลแบบคลื่นพหุเดี่ยว ซึ่งบิตข้อมูลส่วนใหญ่จะได้รับความเสียหายอย่างรุนแรงเมื่อเกิดเฟดดิ้งแบบความถี่แคบขึ้น โดยระบบการส่งข้อมูลแบบหลายคลื่นพหุนี้ ได้ถูกนำเสนอในปี 1960

ต่อมาในกลางปี 1960 ได้มีการนำเสนอระบบ Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) เพื่อแก้ปัญหากับปัญหาในการใช้แถบความถี่ที่ไม่มีประสิทธิภาพที่เกิดขึ้นในระบบการส่งข้อมูลแบบหลายคลื่นพหุ เนื่องจากการส่งข้อมูลแบบหลายคลื่นพหุ นั้น แถบความถี่โดยรวมของ

ทั้งระบบจะถูกแบ่งย่อยทางความถี่เป็นช่องสัญญาณความถี่ย่อยที่ไม่มี การซ้อนทับกัน และช่องสัญญาณความถี่ย่อยแต่ละช่องจะถูกมอดูเลตด้วยสัญลักษณ์ข้อมูลที่แตกต่างกัน ซึ่งเห็นได้ว่าเป็นการดีที่จะหลีกเลี่ยงการซ้อนทับกันของช่องสัญญาณย่อยเพื่อป้องกันการรบกวนกันเองระหว่างช่องสัญญาณย่อย แต่ก็ยังเป็นสาเหตุที่ทำให้เกิดการใช้แถบความถี่ที่ไม่มีประสิทธิภาพ ดังนั้นในระบบ OFDM ที่ได้มีการเสนอ จะใช้วิธีการส่งข้อมูลโดยคลื่นพายย่อยที่มีการซ้อนทับกันเพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าว ซึ่งการส่งข้อมูลโดยคลื่นพายย่อยที่มีการซ้อนทับกันได้นี้ คลื่นพายย่อยแต่ละคลื่นจำเป็นต้องมีคุณสมบัติความตั้งฉาก (Orthogonality) ระหว่างคลื่นพายย่อย เพื่อที่จะหลีกเลี่ยงไม่ให้ช่องสัญญาณในแต่ละคลื่นพายย่อยรบกวนกันเอง และเพื่อที่จะทำให้คลื่นพายย่อยเหล่านั้นมีคุณสมบัติความตั้งฉากกันนั้น คลื่นพายย่อยเหล่านั้นจะต้องมีระยะห่างระหว่างคลื่นพายย่อยมีค่าเท่ากับ $1/T$ เมื่อ T คือ ช่วงเวลาคาบของสัญญาณข้อมูล โดยทางฝั่งภาครับสัญญาณจะประกอบไปด้วยกลุ่มของดีมอดูเลเตอร์ ซึ่งแต่ละตัวจะทำหน้าที่ดีมอดูเลตสัญญาณข้อมูลจากแต่ละคลื่นพายย่อยออกมา และเมื่อรวมสัญญาณทั้งหมดในช่วงคาบสัญญาณก็จะได้ข้อมูลตามที่ต้องการ ดังนั้นจะเห็นได้ว่าการส่งแบบ OFDM นั้นส่งผลให้ประสิทธิภาพในการใช้แถบความถี่ของระบบ OFDM สูงกว่าเทคนิคการรับส่งข้อมูลแบบหลายคลื่นพายแบบอื่น ๆ และนอกจากข้อดีที่กล่าวมานั้น ระบบ OFDM ยังสามารถลดผลกระทบจากการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbol Interference: ISI) ได้เป็นอย่างดีอีกด้วย ซึ่งทำให้การรับส่งข้อมูลมีโอกาสเกิดความผิดพลาดลดน้อยลง เนื่องจากอัตราข้อมูลสำหรับคลื่นพายย่อยแต่ละคลื่นมีค่าไม่สูงนัก และการที่ใช้คลื่นพายย่อยหลาย ๆ คลื่นทำให้สัญลักษณ์แต่ละตัวมีช่วงเวลาที่ยาวมากขึ้น ในการเพิ่มอัตราการรับส่งข้อมูลของระบบ OFDM นั้น สามารถทำได้โดยการเพิ่มจำนวนคลื่นพายย่อยให้มีค่าเพิ่มมากขึ้น ทำให้หลังจากนั้นมางานวิจัยต่าง ๆ ก็ให้ความสนใจในการพัฒนาประสิทธิภาพของระบบการส่งข้อมูล OFDM นี้ โดยในปี ค.ศ. 1971 Weinstein และ Ebert ได้ทำการประยุกต์ใช้ระเบียบวิธี Discrete Fourier Transform (DFT) เข้ากับระบบนี้ในกระบวนการของการมอดูเลตและการดีมอดูเลต ซึ่งทำให้เพิ่มความเร็วในการทำงานของเครื่องส่ง และเครื่องรับเพิ่มขึ้นมากและหลังจากนั้นได้มีการใช้การแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว (Fast Fourier Transform) [9] เข้าช่วยอีกด้วย

- ระบบ MC-CDMA

ในปี ค.ศ. 1993 Nathan Yee ได้นำเสนอระบบ MC-CDMA [3] ซึ่งเกิดจากการประยุกต์ใช้เทคนิคการรับส่งข้อมูลแบบหลายคลื่นพายย่อยที่มีการซ้อนทับกันของระบบ OFDM

ร่วมกับกับ เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งแยกด้วยรหัส เพื่อให้ระบบรองรับผู้ใช้ได้มากขึ้น และการรับส่งข้อมูลแบบนี้จะมีอัตราการส่งข้อมูลสูงแต่อัตราสัญญาณลักษณะในแต่ละคลื่นพาร์ย่อยมีค่าลดต่ำลง เนื่องจากมีการส่งสัญญาณไปบนหลายคลื่นพาร์ ทำให้ช่วงเวลาของสัญญาณยังคงมีคาวายอยู่ ซึ่งส่งผลให้คาบของสัญญาณข้อมูลมีความยาวเพิ่มขึ้น และเมื่อนำไปเปรียบเทียบกับระบบการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งแยกด้วยรหัสชนิดจัดลำดับเข้าถึงโดยตรง (DS-CDMA) จะเห็นได้ว่าการซิงโครไนซ์ (Synchronize) ของสัญญาณสามารถทำได้ง่ายขึ้น และนอกจากนี้การที่ช่วงคาบของสัญญาณมีความยาวมากขึ้น ยังส่งผลให้ระบบ MC-CDMA มีความทนทานต่อการเกิดการรบกวนระหว่างสัญญาณ ซึ่งเกิดจากการซ้อนทับกันของสัญญาณที่เกิดจากการเดินทางของสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบพหุวิถี (Multi-path channel) [2] ได้เป็นอย่างดีอีกด้วย ต่อมาเมื่อพิจารณาข้อแตกต่างระหว่างระบบการรับส่งข้อมูลแบบ MC-CDMA และ การรับส่งข้อมูลในระบบ OFDM จะเห็นได้ว่าในระบบ OFDM สัญญาณข้อมูลที่ทำกรส่งแต่ละสัญญาณจะถูกแยกส่งไปในแต่ละคลื่นพาร์ย่อย ที่เวลาเดียวกัน ในขณะที่ระบบ MC-CDMA นั้น ก่อนที่จะทำการส่งข้อมูลในแต่ละสัญญาณจะถูกทำการแผ่โดยรหัสแม่เพื่อใช้ในการแยกผู้ใช้ในระบบแต่ละคนออกจากกัน ซึ่งจะเรียกผลลัพธ์ที่ได้จากการแผ่สัญญาณว่า ชิป (Chip) ต่อมา ชิป ของแต่ละสัญญาณจะถูกส่งผ่านไปในแต่ละคลื่นพาร์ย่อย กล่าวคือ ข้อมูลที่ทำกรส่งในคลื่นพาร์ย่อย ณ เวลาหนึ่ง ๆ จะเป็นข้อมูลเพียงสัญญาณเดียวเท่านั้น ซึ่งจะเห็นได้ว่าแตกต่างจากระบบ OFDM ที่จะส่งหลายสัญญาณ ณ เวลาเดียวกัน ดังนั้นจะเห็นได้ว่าระบบ MC-CDMA มีไคเวอร์ซิตีต่ำกว่าความถี่ที่เพิ่มมากขึ้นเมื่อเทียบกับระบบ OFDM นั่นเอง

1.2 ปัญหาของระบบ MC-CDMA

เนื่องจากกระบวนการส่งสัญญาณข้อมูลของระบบ MC-CDMA นั้นจะมีการแยกส่งสัญญาณข้อมูลออกเป็นหลายคลื่นพาร์ย่อย ทำให้การตรวจจับสัญญาณทุกคลื่นพาร์ย่อยในเวลาเดียวกันนั้นกระทำได้ยาก นอกจากนั้นในภาครับ สัญญาณที่อาศัยการตีมอดูเลตสัญญาณแบบร่วมนัย (Coherent Detection) ให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับการตีมอดูเลตสัญญาณแบบไม่ร่วมนัย (Non-coherent Detection) ยังได้รับผลกระทบจากการที่สัญญาณของสัญญาณที่ส่งถูกลดทอนจากเฟดดิ้งภายในช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่ ทำให้ผลกระทบดังกล่าวส่งผลกระทบโดยตรงต่อสมรรถนะของระบบ MC-CDMA ดังนั้นในการตีมอดูเลตสัญญาณแบบร่วมนัยนั้น การทราบค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณที่ถูกต้องเป็นสิ่งที่สำคัญอย่างยิ่ง

ดังนั้นการประมาณและแก้ไขผลกระทบจากช่องสัญญาณ จึงเข้ามามีบทบาทสำคัญต่อประสิทธิภาพของการตัดสินใจสัญญาณข้อมูลในระบบ MC-CDMA

นอกจากนี้ การที่ ระบบ MC-CDMA มีจำนวนผู้ใช้ในระบบหลายคนร่วมกันใช้คลื่นพาห์เดียวกันในการส่งสัญญาณข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนทำให้เกิดปัญหาของสัญญาณรบกวนกันระหว่างผู้ใช้ (Multiple Access Interference: MAI) ซึ่งปัญหาดังกล่าวมักจะพบในระบบการสื่อสารแบบผู้ใช้หลายคน โดยแนวทางในการแก้ปัญหานี้สามารถทำได้ด้วยการออกแบบรหัสแผ่ของผู้ใช้ทุกคน ให้มีคุณสมบัติตั้งฉากกับ รหัสแผ่ของผู้ใช้คนอื่นภายในระบบ อย่างไรก็ตาม สัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนยังคงถูกรบกวนด้วยผลของช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่ ทำให้เกิดผลกระทบต่อการลดทอนของสัญญาณที่แตกต่างกันของผู้ใช้ในแต่ละคลื่นพาห์ย่อย และส่งผลให้คุณสมบัติความตั้งฉากระหว่างกันของรหัสแผ่ของผู้ใช้ภายในระบบสูญเสียไป จึงทำให้เกิดการรบกวนกันระหว่างคลื่นพาห์ (Inter-Carrier Interference: ICI) ขึ้น ดังนั้นจึงเกิดสัญญาณรบกวนกันระหว่างผู้ใช้ในระบบ MC-CDMA

1.3 แนวทางแก้ไขปัญหที่เกิดขึ้นในระบบ MC-CDMA ที่มีผู้แนะนำเสนอ

เนื่องจากผลกระทบของสัญญาณที่ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณในสภาวะแวดล้อมต่าง ๆ ทำให้เกิดปัญหาการลดทอนของสัญญาณที่ทำการส่งจากช่องสัญญาณดังที่ได้กล่าวมาแล้ว ทำให้มีงานวิจัยหลายเรื่องได้กล่าวถึงผลกระทบของช่องสัญญาณที่ส่งผลต่อประสิทธิภาพของระบบ MC-CDMA และได้แนะนำเสนอแนวทางในการแก้ไขปัญหา โดยการเสนอกรรมวิธีต่าง ๆ ในการประมาณช่องสัญญาณเพื่อช่วยในการแก้ไขผลกระทบของช่องสัญญาณ เพื่อให้ประสิทธิภาพของระบบ MC-CDMA ดีขึ้น [10]-[20] ซึ่งการประมาณช่องสัญญาณนั้นสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภท

- การประมาณช่องสัญญาณประเภทที่ใช้สัญญาณนำร่องช่วยประมาณ (Pilot-symbol-aided channel estimation) [10]-[14]
- การประมาณช่องสัญญาณประเภทที่ไม่ใช้สัญญาณนำร่อง หรือการประมาณช่องสัญญาณแบบบอด (Blind channel estimation) [14]-[20]

โดยการประมาณช่องสัญญาณส่วนใหญ่ที่นิยมใช้ในงานวิจัยนั้น มักจะเป็นประเภทใช้สัญลักษณ์นำร่อง เนื่องจากให้ค่าความถูกต้องของการประมาณ และความสามารถในการติดตามการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณที่ดีกว่าการประมาณช่องสัญญาณแบบไม่ใช้สัญลักษณ์นำร่อง และค่าความซับซ้อนในการคำนวณที่ต่ำกว่า เมื่อเทียบกับการประมาณช่องสัญญาณแบบไม่ใช้สัญลักษณ์นำร่อง แต่มีข้อเสียคือ ต้องทำการส่งสัญลักษณ์นำร่องไปพร้อมกับสัญลักษณ์ข้อมูลด้วยทำให้ประสิทธิภาพของการใช้แถบความถี่ลดลงกว่าการประมาณช่องสัญญาณประเภทไม่ใช้สัญลักษณ์นำร่อง หรือการประมาณช่องสัญญาณแบบบอด

อัลกอริทึมที่ใช้ในการประมาณช่องสัญญาณนั้น มีอยู่มากมายซึ่งแต่ละวิธีก็จะมีข้อดี ข้อเสีย และความเหมาะสมแตกต่างกันไป เช่น

- วิธีการประมาณแบบพื้นฐาน เป็นกรรมวิธีการประมาณช่องสัญญาณซึ่งง่ายที่สุด แต่ให้ค่าความถูกต้องของการประมาณ และความสามารถในการติดตามการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณไม่ดีนัก
- วิธี Minimum Mean Square Error (MMSE) เป็นวิธีที่ให้ค่าความถูกต้องในการประมาณสูง แต่ไม่เป็นที่นิยมในทางปฏิบัติ เนื่องจากเป็นกรรมวิธีที่มีความสลับซับซ้อนสูงมาก และยังต้องการรู้ค่าพารามิเตอร์บางตัวของช่องสัญญาณซึ่งไม่สามารถหาได้ง่ายนักในทางปฏิบัติ [13]-[14]
- วิธี Least Square (LS) มีค่าความซับซ้อนในการคำนวณไม่มากนัก แต่ก็ให้ค่าความถูกต้องในการประมาณที่ไม่ดีนัก โดยเฉพาะในระบบที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงที่ค่อนข้างเร็ว
- วิธี Subspace based ใช้คุณสมบัติความตั้งฉากระหว่าง ปริภูมิของสัญญาณ และ ปริภูมิของสัญญาณรบกวน มีข้อเสียคือถ้าจำนวนผู้ใช้งานมาก ๆ หรือช่องสัญญาณมีความยาวมาก ๆ จะไม่สามารถทำการประมาณช่องสัญญาณได้ [15], [17]-[20]

เนื่องจากเหตุผลที่กล่าวมาข้างต้นเกี่ยวกับการประมาณช่องสัญญาณประเภทใช้สัญลักษณ์นำร่องจะพบว่า มีข้อเสียคือ ทำให้เกิดการสูญเสียแถบความถี่ที่ใช้การส่งสัญญาณข้อมูล เนื่องจากมีการใส่สัญลักษณ์นำร่องแทนที่ข้อมูลที่ทำการส่ง เพื่อนำไปใช้ในการประมาณช่องสัญญาณ ทำให้มีงานวิจัยบางส่วนได้หันมาให้ความสนใจกับการประมาณช่องสัญญาณประเภทไม่ใช้สัญลักษณ์นำร่อง เพื่อให้การประมาณช่องสัญญาณได้ถูกต้องและมีประสิทธิภาพใน

การใช้แถบความถี่ โดยวิธีการประมาณช่องสัญญาณแบบไม่ใช้สัญลักษณ์นำร่องซึ่งได้รับความสนใจมากคือ วิธีการประมาณช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการ Subspace based ซึ่งในวิธีการดังกล่าว นั้นจะใช้ ค่าปริภูมิของสัญญาณในการประมาณช่องสัญญาณซึ่งกระบวนการในการหาค่าปริภูมิต่าง ๆ ในวิธี Subspace based นั้นจะทำการหาค่าปริภูมิ โดยการนำ เทคนิค Singular Value Decomposition (SVD) [21] เข้ามาใช้ ซึ่งมีข้อเสียในการหาค่าปริภูมิคือ ในการหาค่าปริภูมิต่าง ๆ ของสัญญาณนั้น จะต้องมีการเก็บข้อมูลของสัญญาณมาเป็นระยะเวลาหนึ่งถึงจะทำการหาค่าปริภูมิต่าง ๆ ได้ และยังมีค่าความซับซ้อนในการคำนวณสูง ทำให้ไม่สามารถปรับปรุงค่าของปริภูมิสัญญาณที่เปลี่ยนไป เนื่องจากช่องสัญญาณที่เปลี่ยนไปตามเวลา ทำให้การประมาณช่องสัญญาณแบบไม่ใช้สัญลักษณ์นำร่อง โดยวิธี Subspace based ที่ใช้ เทคนิค Singular Value Decomposition ไม่สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณได้ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะนำเสนอ เทคนิค ULV Decomposition (ULV) [22] ซึ่งตัวอย่างของการใช้เทคนิคดังกล่าวสามารถพบได้ในที่อ้างอิงต่อไปนี้ [27]-[30] ซึ่งเทคนิคนี้สามารถปรับปรุงค่าของปริภูมิของสัญญาณที่เปลี่ยนไปได้ เนื่องจากการหาค่าปริภูมิโดยเทคนิค ULV Decomposition นั้นใช้วิธีการ one-sided decomposition ในการหาค่าปริภูมิ ซึ่งต่างจากในการหาค่าปริภูมิของเทคนิค Singular Value Decomposition ที่ใช้วิธีการ two-sided decomposition ทำให้ค่าความซับซ้อนในการคำนวณของ เทคนิค Singular Value Decomposition นั้นมีค่ามากกว่าเทคนิค ULV Decomposition ทำให้การหาค่าปริภูมิโดยวิธี ULV Decomposition สามารถรับข้อมูลเข้ามาเพื่อหาค่าปริภูมิได้ โดยไม่ต้องมีการเก็บค่าของสัญญาณในระยะเวลาหนึ่ง ซึ่งรายละเอียดของวิธีการจะกล่าวไว้ในบทที่ 2 และ บทที่ 3 จากที่กล่าวมาทำให้การประมาณช่องสัญญาณแบบไม่ใช้สัญลักษณ์นำร่อง โดยวิธี Subspace based ที่ใช้ เทคนิค ULV Decomposition สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณได้ โดยการปรับปรุงค่าของปริภูมิสัญญาณที่นำไปใช้ในการประมาณช่องสัญญาณที่เปลี่ยนไป

จากที่กล่าวมาจะเห็นได้ว่า เทคนิค ULV Decomposition นั้นมีความสลับซับซ้อนในการคำนวณต่ำกว่าเทคนิค Singular Value Decomposition และ เทคนิค ULV Decomposition ยังมีความสามารถในการปรับปรุงค่าปริภูมิสัญญาณ ที่ใช้ในการประมาณช่องสัญญาณที่เปลี่ยนไป ทำให้การนำเทคนิค ULV Decomposition มาประยุกต์ใช้ในการประมาณช่องสัญญาณแบบ วิธี Subspace based สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณได้ อย่างไรก็ตามเนื่องจากการหาค่าปริภูมิ โดยเทคนิค ULV Decomposition นั้นเป็นแบบ one-sided decomposition ทำให้ค่าความถูกต้องของการหาค่าปริภูมิต่ำกว่าเทคนิค

Singular Value Decomposition เมื่อพิจารณาที่ช่องสัญญาณมีค่าคงที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา ทำให้ปริภูมิสัญญาณที่ใช้ในการประมาณช่องสัญญาณไม่มีการเปลี่ยนแปลง อย่างไรก็ตามจากการที่เทคนิค ULV Decomposition นั้นสามารถปรับปรุงค่าปริภูมิสัญญาณที่ใช้ในการประมาณช่องสัญญาณที่เปลี่ยนไปได้ ทำให้เมื่อเทียบการประมาณช่องสัญญาณที่เปลี่ยนไปตามเวลา โดยวิธี Subspace based ที่นำเทคนิค Singular Value Decomposition กับ เทคนิค ULV Decomposition แล้วพบว่า การประมาณช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงไป โดยใช้เทคนิค ULV Decomposition นั้นให้ค่าการประมาณที่ถูกต้องกว่า เทคนิค Singular Value Decomposition เนื่องจากการประมาณวิธี Subspace based ซึ่งใช้เทคนิค Singular Value Decomposition นั้นไม่สามารถปรับปรุง ค่าปริภูมิที่เปลี่ยนไปได้ทำให้ผลการประมาณช่องสัญญาณที่เปลี่ยนไปมีความผิดพลาดมากกว่าทำให้สมรรถนะในการประมาณช่องสัญญาณที่เปลี่ยนไปทางเวลา ของวิธี Subspace based ที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition มีค่าสูงกว่าการประมาณโดยใช้ เทคนิค Singular Value Decomposition ซึ่งจะแสดงผลการวิจัยในบทที่ 4

นอกจากนั้นเมื่อพิจารณาผลการวิจัยในการประมาณช่องสัญญาณที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา พบว่าการประมาณช่องสัญญาณโดย วิธี Subspace based ซึ่งใช้เทคนิค ULV Decomposition นั้นมีประสิทธิภาพในการประมาณค่าช่องสัญญาณต่ำกว่าเทคนิค Singular Value Decomposition เพียงเล็กน้อย ดังนั้นเทคนิค ULV Decomposition จึงถูกนำเสนอมาใช้ในการประมาณช่องสัญญาณในวิทยานิพนธ์นี้ และเนื่องจากเทคนิค ULV Decomposition นั้นเป็นวิธีการแบบหนึ่งในการทำ UTV Decomposition ซึ่งแบ่งออกได้เป็น 2 วิธีคือ URV Decomposition และ ULV Decomposition ซึ่งทั้งสองวิธีความซับซ้อนในการคำนวณมีค่าเท่ากัน และสามารถหาค่าปริภูมิสัญญาณและปริภูมิศูนย์ได้เหมือนกัน ดังนั้นทำให้ต้องมีการเลือกใช้เทคนิคให้เหมาะสมกับการหาค่าปริภูมิที่ใช้ในการประมาณช่องสัญญาณ และในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เลือกใช้เทคนิค ULV Decomposition โดยรายละเอียดในการเลือกใช้เทคนิค ULV Decomposition แทนที่จะใช้ URV Decomposition ในการหาค่าปริภูมิที่ใช้ในการประมาณช่องสัญญาณจะบรรยายอยู่ใน บทที่ 2 และบทที่ 3

1.4 แนวทางของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้มีจุดมุ่งหมายเพื่อเสนอวิธีการประมาณ และแก้ไขผลกระทบของการลดทอนจากช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่ โดยอาศัยการประมาณช่องสัญญาณประเภทไม่ใช้สัญลักษณ์นำร่อง หรือ การประมาณช่องสัญญาณแบบบอด ซึ่งใช้วิธี Subspace based ในการ

ประมาณโดยมีการนำเทคนิค URV Decomposition เข้ามาประยุกต์ใช้เพื่อเพิ่มสมรรถนะในการประมาณช่องสัญญาณของระบบการสื่อสารไร้สายแบบ MC-CDMA จากเดิมที่ใช้เทคนิค Singular Value Decomposition และในการการประมาณช่องสัญญาณนี้จะทำการพิจารณาช่องสัญญาณของการสื่อสารระหว่างอุปกรณ์เคลื่อนที่ของผู้ใช้ในระบบไปยังสถานีฐาน หรือขาเชื่อมโยงขาขึ้น (Uplink) ซึ่งช่องสัญญาณของผู้ใช้แต่ละรายจะเป็นอิสระต่อกัน เป็นหลัก

1.5 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

1. เพื่อพัฒนาวิธีการประมาณ และแก้ไขผลกระทบของคุณลักษณะช่องสัญญาณที่ส่งผลกระทบต่อสัญญาณข้อมูลในขาเชื่อมโยงขาขึ้นของระบบ MC-CDMA โดยการนำหลักการของวิธีการ Subspace based เข้ามาประยุกต์ใช้

2. ปรับปรุงการประมาณช่องสัญญาณที่ใช้วิธีการ Subspace based โดยการหาปริภูมิสัญญาณเพื่อใช้ในการประมาณช่องสัญญาณด้วยเทคนิค Singular Value Decomposition มาเป็นการใช้เทคนิค ULV Decomposition แทนเพื่อที่จะปรับปรุงการประมาณค่าช่องสัญญาณให้สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณที่เปลี่ยนไปตามเวลาได้ ทำให้การประมาณช่องสัญญาณโดยวิธี Subspace based มีสมรรถนะเพิ่มขึ้นในแง่ของการประมาณช่องสัญญาณที่เปลี่ยนไปตามเวลาได้

1.6 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

นำเสนอกรรมวิธีการประมาณช่องสัญญาณเพื่อช่วยลดผลกระทบจากคุณลักษณะของช่องสัญญาณ สำหรับช่องสัญญาณขาขึ้นของระบบ MC-CDMA โดยการนำวิธีการ Subspace based ที่นำเทคนิค ULV Decomposition เข้ามาประยุกต์ใช้แทนเทคนิค Singular Value Decomposition เดิม ซึ่งไม่สามารถประมาณช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาได้ ในขณะที่ เทคนิค ULV Decomposition นั้นสามารถปรับค่าปริภูมิสัญญาณที่ใช้ในการประมาณช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาได้ ทำให้การนำเทคนิค ULV Decomposition เข้ามาประยุกต์ใช้สามารถประมาณช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาได้ ดังนั้นสมรรถนะของระบบที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition จะต้องดีกว่าระบบที่ใช้เทคนิค

Singular Value Decomposition เมื่อพิจารณาที่ การประมาณช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา

อย่างไรก็ตามจากการที่เทคนิค ULV Decomposition มีการลดค่าความซับซ้อนในการคำนวณค่าปริภูมิสัญญาณเพื่อทำให้ การประมาณช่องสัญญาณสามารถประมาณช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาได้ ทำให้ค่าความถูกต้องในการหาค่าปริภูมิสัญญาณเพื่อใช้ในการประมาณช่องสัญญาณที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลามีค่าน้อยลง แต่เมื่อพิจารณาผลการวิจัยพบว่า ความผิดพลาดของการประมาณช่องสัญญาณที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาโดยเทคนิค ULV Decomposition มีค่าความผิดพลาดเพิ่มขึ้นเล็กน้อย และเมื่อนำไปพิจารณากับความสามารถของการใช้เทคนิค ULV Decomposition ที่สามารถประมาณช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาได้นั้น ย่อมทำให้เห็นว่าสมรรถนะของระบบจะต้องดีกว่าการประมาณช่องสัญญาณโดยเทคนิค Singular Value Decomposition ที่ไม่สามารถประมาณช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาได้ แม้ว่าค่าความผิดพลาดในการประมาณช่องสัญญาณที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาจะมีค่าสูงกว่า โดยงานวิจัยนี้จะทำการพิจารณาการสื่อสารจากอุปกรณ์เคลื่อนที่ของผู้ใช้ในระบบ ไปยังสถานีฐาน หรือช่องสัญญาณขาขึ้น (Uplink) เป็นหลัก โดยช่องสัญญาณที่ทำการพิจารณาจะมีลักษณะเป็นช่องสัญญาณแบบพหุวิถี (Multipath Channel) ซึ่งมีการเกิดเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ในแต่ละคลื่นพาห่อย่อยและมีสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาว (Additive White Gaussian Noise: AWGN) ซึ่งจะถือวาระบบมีการซิงโครไนซ์ (Synchronize) อย่างสมบูรณ์

1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. ทำให้ได้ความรู้ สำหรับวิธีการประมาณ และแก้ไขผลกระทบของช่องสัญญาณที่มีอยู่ในระบบการสื่อสารแบบต่าง ๆ
2. ได้วิธีการและเทคนิคสำหรับประมาณ และแก้ไขผลกระทบของช่องสัญญาณในระบบการสื่อสารแบบ MC-CDMA ขาขึ้น เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพให้กับระบบ
3. เพื่อเป็นแนวทางในการวิจัยสำหรับการปรับปรุงสมรรถนะของระบบสื่อสาร MC-CDMA ต่อไป

1.8 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินการ

1. ศึกษาค้นคว้าเกี่ยวกับระบบการสื่อสารแบบ MC-CDMA โดยมีรายละเอียด ดังนี้
- ศึกษาและเปรียบเทียบระบบการสื่อสารแบบ MC-CDMA กับระบบการสื่อสารแบบต่าง ๆ
 - ศึกษาชนิดของช่องสัญญาณ และผลกระทบของช่องสัญญาณต่อระบบการสื่อสารแบบ MC-CDMA
 - ศึกษาเปรียบเทียบอัลกอริทึมที่ใช้ในการประมาณช่องสัญญาณและแก้ไขผลของช่องสัญญาณสำหรับระบบ การสื่อสารแบบ MC-CDMA และระบบการสื่อสารแบบหลายคลื่นพาร์ทย่อย อื่น ๆ
 - ศึกษาเปรียบเทียบ วิเคราะห์ และทดสอบอัลกอริทึมที่ใช้ในการประมาณช่องสัญญาณจากงานที่มีผู้เสนอแล้ว
2. ศึกษาเปรียบเทียบ วิเคราะห์ และทดสอบอัลกอริทึมที่ใช้ในการประมาณช่องสัญญาณจากงานที่มีผู้เสนอแล้ว
3. ปรับปรุง พัฒนาอัลกอริทึมให้มีความสามารถในการประมาณช่องสัญญาณที่ดี และสามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้จริงในทางปฏิบัติ
4. ทดสอบประสิทธิภาพของการประมาณช่องสัญญาณ และระบบที่มีการใช้อัลกอริทึมที่นำเสนอในการชดเชยผลกระทบของช่องสัญญาณ
5. สรุป รวบรวม วิเคราะห์ผลการทดสอบระบบ และจัดทำรูปเล่มวิทยานิพนธ์

1.9 ภาพรวมของวิทยานิพนธ์

เนื้อหาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ แบ่งออกเป็น 5 บท ดังนี้

บทที่ 1 บทนำ แนะนำถึงความรู้เบื้องต้นของระบบ MC-CDMA และได้กล่าวถึงความรู้เบื้องต้นของการประมาณช่องสัญญาณด้วย จากนั้นได้กล่าวถึง แนวทางวัตถุประสงค์ ขอบเขตของงานวิจัย ขั้นตอนการดำเนินงานและการนิยามสัญลักษณ์

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง เนื้อหาในบทนี้ได้กล่าวถึง รายละเอียดแบบจำลองการรับส่งข้อมูลของระบบ MC-CDMA, รายละเอียดของ เทคนิค Singular Value Decomposition, ULV Decomposition, ปัจจัยที่เป็นผลเสียต่อระบบที่นำเสนอ, รูปแบบของช่องสัญญาณที่ใช้ในการจำลองระบบของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้, วิธีการประมาณช่องสัญญาณที่ใช้ในกรณีที่มีการศึกษาถึงผลของความผิดพลาดในการประมาณช่องสัญญาณด้วย และท้ายที่สุดจะอธิบายถึงวิธีวัดสมรรถนะที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

บทที่ 3 กล่าวถึงการประยุกต์ใช้การประมาณช่องสัญญาณโดยใช้วิธี Subspace based ที่นำเทคนิค ULV Decomposition มาใช้ในการหาค่าปริภูมิในการประมาณช่องสัญญาณในเครือข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นของระบบ MC-CDMA

บทที่ 4 ผลการจำลองระบบเพื่อทดสอบถึงสมรรถนะของระบบที่นำเสนอ ภายใต้เงื่อนไขต่าง ๆ

บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะสำหรับพัฒนางานวิจัยต่อไป

1.10 นิยามสัญลักษณ์

สัญลักษณ์ตัวพิมพ์ที่มีเส้นอยู่เหนือสัญลักษณ์ หมายถึง สัญญาณในแต่ละเวลา

สัญลักษณ์ตัวพิมพ์ใหญ่เข้ม หมายถึง เมตริกซ์

สัญลักษณ์ตัวพิมพ์เล็กเข้ม หมายถึง เวกเตอร์

และนิยามสัญลักษณ์ที่กล่าวมาข้างต้นนี้จะถูกใช้ไปตลอดวิทยานิพนธ์

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 2

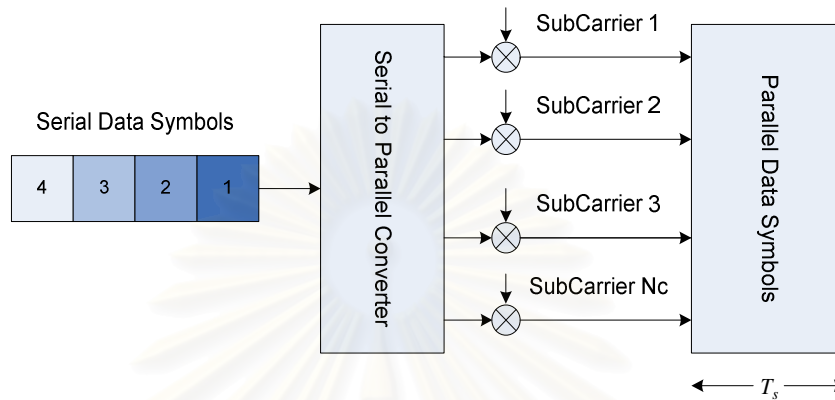
ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดของระบบ MC-CDMA รวมถึงแบบจำลองทางภาครับและภาคส่งของระบบ MC-CDMA นี้ และกล่าวถึงปัจจัยต่างๆที่ส่งผลเสียต่อระบบ และรูปแบบของช่องสัญญาณรวมถึง เทคนิค Singular Value Decomposition UTV Decomposition URV Decomposition ULV Decomposition ที่นำไปใช้ในการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธี Subspace based ซึ่งใช้ในการประมาณช่องสัญญาณในการจำลองระบบของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ และท้ายสุดจะอธิบายถึงวิธีการวัดสมรรถนะที่ใช้

2.1. การมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ (Multicarrier Modulation)

จากที่กล่าวมาในบทที่ 1 ถึงความต้องการรับส่งข้อมูล และบริการต่าง ๆ ในยุคปัจจุบัน ทำให้ส่งผลต่อปริมาณข้อมูลที่ทำกรส่งมีเพิ่มมากขึ้น ดังนั้นอัตราในการส่งข้อมูลก็จะเพิ่มขึ้นมากด้วย และจากการที่อัตรากรส่งข้อมูลที่ทำกรส่งมากขึ้น ส่งผลต่อคาบเวลาของสัญลักษณ์ (Symbol Duration) มีค่าลดน้อยลง ทำให้การซิงโครไนซ์ (Synchronize) ของสัญญาณสามารถทำได้ยากขึ้น และนอกจากนี้ถ้าคาบของสัญลักษณ์มีค่าน้อยกว่าค่าการกระเจิงทางเวลาของช่องสัญญาณแบบพหุวิถี (Multipath Dispersion) จะส่งผลให้เกิดการรบกวนกันระหว่างสัญลักษณ์ ดังนั้นเพื่อป้องกันปัญหาดังกล่าวที่จะเกิดขึ้น จึงได้มีผู้เสนอหลักการของการมอดูเลตหลายคลื่นพาห์ ซึ่งการส่งแบบหลายคลื่นพาห์จะอาศัยหลักการที่ว่า ต้องทำการลดอัตราข้อมูลให้มีค่าลดลงเพื่อให้คาบความยาวของสัญลักษณ์มีค่าเพิ่มขึ้น โดยวิธีมอดูเลตหลายคลื่นพาห์นั้น เริ่มจากการแบ่งแถบความถี่ที่ใช้ในการส่งออกเป็นเป็นจำนวนเท่าของจำนวนคลื่นพาห์ย่อย ดังแสดงใน รูปที่ 2-1 และมักจะกำหนดให้ความกว้างของค่าแถบความถี่ย่อยแต่ละแถบของคลื่นพาห์ได้รับการลดทอนเฟดดิ้งคองที่ ต่อมาจะทำการส่งข้อมูลไปในคลื่นพาห์ย่อยแต่ละแถบความถี่อย่างขนาน ด้วยอัตราข้อมูลที่ลดต่ำลงจากปกติเป็นจำนวนเท่าของจำนวนคลื่นพาห์ย่อย ซึ่งจะเห็นได้ว่าการส่งข้อมูลแบบนี้ จะทำให้คาบของสัญลักษณ์ยังคงมีความยาวสูงอยู่ในขณะที่สามารถรับส่งข้อมูลด้วยอัตราเร็วสูง เช่นเดียวกับการส่งข้อมูลของระบบ DS-SS-CDMA ที่ส่งข้อมูลเข้าไปในแถบความถี่ทั้งหมด และจากการที่คาบของสัญลักษณ์ยาวขึ้น ทำให้ผลกระทบของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์มีค่าลดลงตามไปด้วย และที่สำคัญข้อมูลจะถูกทำการมอดูเลตลงไปในแต่ละคลื่นพาห์ย่อยด้วยค่าความถี่ที่ไม่ซ้อนทับกัน เพื่อไม่ให้เกิดผลของการรบกวนกันระหว่างคลื่นพาห์ย่อยขึ้นในระบบ และระยะห่างของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยต้องมีค่าน้อยเท่ากับ

แถบความถี่ในควิสต์ (Nyquist Bandwidth) เพื่อป้องกันการซ้อนทับกันของข้อมูลในแต่ละคลื่นพหุย่อยดังที่ได้กล่าวมาแล้ว



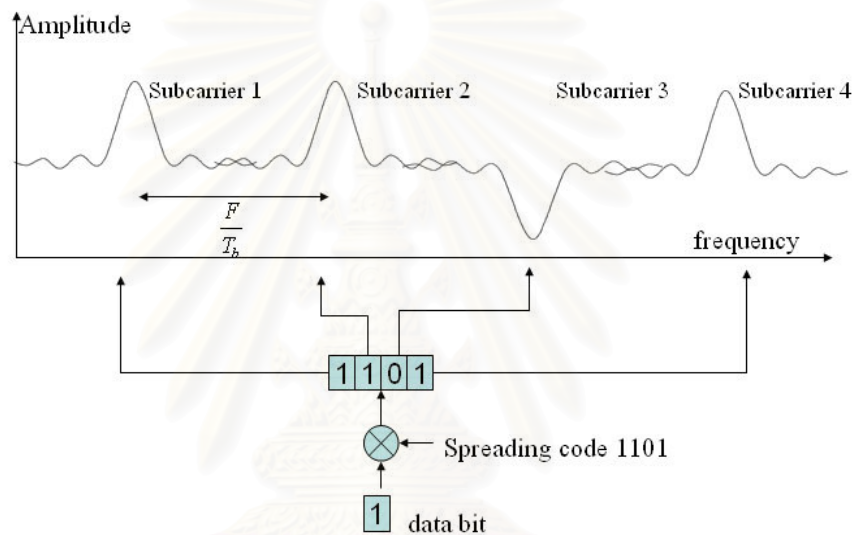
รูปที่ 2-1 รูปแบบการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพหุ

ต่อมาได้มีผู้นำเสนอให้มีการใช้เทคนิคการมอดูเลตสัญญาณแบบหลายคลื่นพหุที่ยอมให้เกิดการซ้อนทับกันของแถบความถี่คลื่นพหุย่อยขึ้น เพื่อทำให้การใช้ช่องสัญญาณมีประสิทธิภาพมากขึ้น และเพื่อหลีกเลี่ยงผลของการรบกวนกันระหว่างสัญญาณในแต่ละคลื่นพหุย่อย ที่เกิดจากการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพหุที่มีการซ้อนทับ จะกระทำโดย กำหนดให้ระยะห่างระหว่างคลื่นพหุย่อย (Subcarrier Spacing) ต้องมีค่าเท่ากับ $\frac{1}{T_s}$ หรือส่วนกลับของระยะเวลาหนึ่งคาบสัญญาณ (T_s) ซึ่งเทคนิคนี้เป็นที่รู้จักในนามของเทคนิค OFDM และเทคนิคนี้จะถูกนำไปใช้ในระบบ MC-CDMA ที่จะกล่าวต่อไป

2.2. ระบบ MC-CDMA (Multicarrier Code division multiple access)

ระบบ MC-CDMA เป็นเทคนิคการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัล ที่เกิดจากการรวมกันระหว่าง เทคนิคการมอดูเลตสัญญาณแบบหลายคลื่นพหุที่มีการซ้อนทับ (OFDM) และเทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (CDMA) โดยในการส่งสัญญาณข้อมูลนั้น จะมีหลักการส่งว่า สัญญาณข้อมูลหนึ่งสัญญาณจะถูกส่งผ่านไปหลาย ๆ คลื่นพหุย่อย ณ เวลาเดียวกัน โดยกระบวนการส่งจะเริ่มจาก สัญญาณข้อมูลแต่ละสัญลักษณ์จะถูกเข้ารหัสด้วยเฟสออฟเซต (Phase Offset) ที่แตกต่างกันเป็น 0 หรือ π ขึ้นอยู่กับรหัสแผ่ (Spreading Code) ที่จะมีจำนวนเท่ากับจำนวนของคลื่นพหุ ต่อมาสัญญาณที่ผ่านการเข้ารหัสแต่ละสัญลักษณ์จะถูกส่งไปพร้อม

กันในแต่ละสัญลักษณ์แบบขนานเพื่อทำการมอดูเลตเข้ากับคลื่นพาห์ โดยระยะห่างของความถี่ที่ใช้ในการมอดูเลตสัญญาณของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยจะต้องเป็นค่าฮาร์มอนิก (Harmonic) ของอัตราส่วนกลับของสัญญาณข้อมูลเบสแบนด์ ($\frac{1}{T_b}$) หรือมีค่าเป็นจำนวนเต็มเท่าของอัตราส่วนกลับของสัญญาณข้อมูลเบสแบนด์ ($\frac{F}{T_b}$) โดยที่ F เป็นจำนวนเต็ม เพื่อที่จะรักษาความตั้งฉาก (Orthogonality) ระหว่างสัญญาณของแต่ละคลื่นพาห์ย่อย เพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนกันระหว่างคลื่นพาห์ ดังแสดงใน รูปที่ 2-2



รูปที่ 2-2 หลักการของระบบ MC-CDMA

ต่อมาในภาครับก็จะนำสัญญาณที่รับได้ มาทำการดีมอดูเลตสัญญาณในแต่ละคลื่นพาห์ย่อยด้วยความถี่ที่สอดคล้องกับแต่ละคลื่นพาห์ย่อย แล้วอินทิเกรตตลอดช่วงคาบของสัญญาณ ทำให้ได้ข้อมูลในแต่ละคลื่นพาห์ย่อยกลับมา และเมื่อนำสัญญาณของ DS-CDMA มาพิจารณาเปรียบเทียบจะเห็นได้ว่า ถ้าแต่ละชิปถูกเข้ารหัสแยกออกจากกันในแต่ละคลื่นพาห์ย่อย นั่นก็คือผลการแปลงฟูริเยร์แบบไม่ต่อเนื่อง (Discrete Fourier Transform: DFT) [9] ของสัญญาณในระบบ DS-CDMA ซึ่งเป็นรูปแบบการส่งสัญญาณในระบบ MC-CDMA นอกจากนี้ระบบ MC-CDMA ยังเป็นระบบที่มีการแผ่สเปกตรัมความถี่เหมือนกับ ระบบ DS-CDMA เพราะเมื่อทำการพิจารณาแถบความถี่โดยรวมทั้งหมดของทุกคลื่นพาห์ย่อยของสัญญาณข้อมูลหนึ่งสัญลักษณ์ จะเห็นได้ว่าเป็นการส่งข้อมูลในแถบความถี่ที่กว้าง ดังนั้นระบบ MC-CDMA จะมีไคเวอร์ซิตีทางความถี่ที่ดีเช่นกัน ต่อไปจะกล่าวถึง รหัสแผ่ (Spreading Code) และ F พารามิเตอร์

2.2.1. รหัสแผ่ (Spreading Code)

เนื่องจากในระบบ MC-CDMA มีการนำเทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสที่มีการนำรหัสแผ่มาใช้ ทำให้ในระบบ MC-CDMA สามารถเรียกได้ว่าเป็น ระบบการเข้าถึงแบบหลายทาง (Multiple Access: MA) โดยมีหลักการว่า ผู้ใช้แต่ละรายในระบบจะใช้กลุ่มของคลื่นพาห่อย่อยร่วมกัน ดังนั้นข้อมูลของผู้ใช้แต่ละราย จะต้องถูกทำการแบ่งแยกออกจากกันโดยอาศัยคุณสมบัติการตั้งฉากกันของชุดรหัสแผ่ โดยในรหัสแผ่แต่ละชุดของผู้ใช้แต่ละคน จะประกอบด้วยไปด้วยบิตข้อมูลหลาย ๆ บิต ซึ่งรหัสแผ่แต่ละบิตจะถูกเรียกว่า ชิพ (Chip) และเฟสของสัญญาณในแต่ละคลื่นพาห่อย่อยจะมีค่าขึ้นอยู่กับชิพแต่ละชิพของรหัสแผ่ ดังนั้นในระบบ MC-CDMA ความยาวของรหัสแผ่จะมีค่าเท่ากับจำนวนคลื่นพาห่อย่อย ยกตัวอย่างเช่น ถ้ารหัสแผ่มีความยาวเท่ากับ G ชิพ จำนวนคลื่นพาห่อย่อยทั้งหมดก็ต้องมีจำนวน G คลื่นพาห่ด้วย และจะเรียก G ว่า สัมประสิทธิ์การแผ่ (Spreading Factor or Processing Gain) และจากที่กล่าวมาว่า รหัสแผ่ของแต่ละผู้ใช้จะต้องมีความตั้งฉากซึ่งกันและกัน ก็จะสังเกตเห็นได้ว่าระบบ MC-CDMA นั้นมีความตั้งฉากกันอยู่ถึง 2 ระดับ นั่นคือ ความตั้งฉากเชิงความถี่ระหว่างคลื่นพาห่อย่อย และความตั้งฉากของรหัสแผ่ของผู้ใช้

ต่อไปจะกล่าวถึงรหัสที่ได้รับคามนิยมใช้อย่างแพร่หลายสำหรับระบบ DS-SS-CDMA คือ รหัสสุ่มเทียม (Pseudo-Random Code: PN Code) ซึ่งเหตุที่รหัสชนิดนี้ได้รับความนิยมเนื่องมาจากคุณสมบัติของรหัสที่ ค่าอัตโนมัติสัมพันธ์ (Auto-Correlation) ที่ใช้ในการแยกแยะสัญญาณผู้ใช้ที่ต้องการข้อมูล ออกจากผู้ใช้อื่น ยังคงมีค่าสูงแม้ว่าจะเกิดการเลื่อนทางเวลาของสัญญาณขึ้น ทำให้การแยกแยะผู้ใช้สามารถทำได้ดี และในการสร้างรหัสสุ่มเทียมนั้นจะสร้างได้โดยการใช้ ชิพตริจิสเตอร์ (Shift Register) โดยค่าของ ชิพตริจิสเตอร์ จะมีค่าเป็น 1 และ -1 และถ้าความยาวของชิพตริจิสเตอร์ มีค่าเท่ากับ n ก็จะสร้างชุดรหัสที่มีความยาวเป็น $2^n - 1$ ซึ่งจะเห็นว่าความยาวของรหัสที่ได้จะเป็นเลขคี่เสมอ เพราะฉะนั้นรหัสจะไม่ตั้งฉากกันจากการที่ชิพมีค่า 1 และ -1 ไม่เท่ากันทำให้ผลคูณระหว่างรหัสจะมีค่าเป็น -1 และที่สำคัญจะทำให้ไม่สามารถใช้ในภาคส่งที่ใช้วิธีการ DFT เนื่องจากความยาวของสัญญาณจะต้องมีค่าเป็นเลขยกกำลังของ 2 เสมอ ทำให้รหัสสุ่มเทียมไม่เหมาะกับระบบ OFDM และระบบ MC-CDMA

รหัสแผ่อีกชนิดหนึ่งที่นิยมใช้คือ รหัสวอลซ์ฮาดามาร์ด (Walsh-Hadamard Code) โดยรหัสนี้จะมีประสิทธิภาพที่เด่นชัดในด้านความตั้งฉาก โดยรหัสนี้สร้างโดยใช้การดำเนินการเชิงเมตริกซ์ ซึ่งเริ่มจากหน่วยเมตริกซ์มูลฐานของรหัสวอลซ์ C_{H_0} คือ

$$\mathbf{C}_{H_0} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

ซึ่งรหัสวอลซ์ความยาว 2^n โดย $n=1,2,3,\dots$ ก็จะสามารถสร้างได้จากเมตริกซ์มูลฐานของรหัสวอลซ์ที่มีลำดับชั้นต่ำกว่าได้เป็น

$$\mathbf{C}_{H_n} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{H_{n-1}} & \mathbf{C}_{H_{n-1}} \\ \mathbf{C}_{H_{n-1}} & -\mathbf{C}_{H_{n-1}} \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

จะเห็นว่าเมตริกซ์ \mathbf{C}_{H_n} ขนาด $2^n \times 2^n$ สร้างจากเมตริกซ์ $\mathbf{C}_{H_{n-1}}$ ขนาด $2^{n-1} \times 2^{n-1}$ ซึ่ง \mathbf{C}_{H_0} เป็นดังสมการที่ (2-1) แถวแต่ละแถวในเมตริกซ์ \mathbf{C}_{H_n} คือรหัสของผู้ใช้หนึ่งรายและจะมีค่าตั้งฉากกันเสมอจากการที่ผลคูณภายในระหว่างรหัสใด ๆ มีค่าเป็นศูนย์ แม้ว่ารหัสแม่แบบนี้จะทำให้ผลคูณภายในระหว่างรหัสใด ๆ มีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งมีค่าที่ต่ำกว่าการใช้รหัสสุ่มเทียม แต่ก็ยังมีข้อเสียคือ ถ้าเกิดการเลื่อนทางเวลาของรหัสแม่จะส่งผลให้ค่าผลคูณระหว่างรหัสแม่มีค่าสูง ทำให้การแยกแยะผู้ใช้กระทำได้ยากกว่าเมื่อเทียบกับ รหัสสุ่มเทียมในกรณีที่เกิดการเลื่อนทางเวลาของรหัส ซึ่งในงานวิจัยนี้จะใช้ รหัสวอลซ์ฮาดามาร์ด

2.2.2. F พารามิเตอร์ (F Parameter or Channel Spacing Factor)

ในการส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห้ที่ซ้อนทับกัน ต้องคำนึงถึงการรบกวนกันระหว่างคลื่นพาห้ และจากที่กล่าวมา การป้องกันการรบกวนดังกล่าวจะทำได้โดยการรักษาความตั้งฉากระหว่างสัญญาณในแต่ละคลื่นพาห้ย่อย โดยการกำหนดให้ ค่ารยะห่างระหว่างคลื่นพาห้ย่อยจะต้องมีค่าเป็นจำนวนเต็มเท่าของ $\frac{1}{T_b}$ นั่นคือต้องมีระยะห่างกัน $\frac{F}{T_b}$ เมื่อ $F = 1, 2, 3, \dots$ และจะเรียกพารามิเตอร์ F นี้ว่า Channel Spacing Factor และเหตุที่ต้องกำหนดให้คลื่นพาห้ต้องมีระยะห่างดังกล่าว เนื่องจากสเปกตรัมของคลื่นพาห้ย่อยของแต่ละคลื่นมีลักษณะเป็นฟังก์ชันซิงก์ (Sinc function) ดังนั้นเมื่อมีการกำหนดให้ระยะห่างมีค่าเท่ากับ $\frac{F}{T_b}$ เมื่อ $F = 1, 2, 3, \dots$ ก็จะทำให้เกิดการรบกวนแถบความถี่ข้างเคียงของคลื่นพาห้ย่อยที่สุด และเพื่อให้ระบบ MC-CDMA มีการใช้ความถี่อย่างคุ้มค่า และมีประสิทธิภาพสูงสุด ดังนั้นจึงควรให้คลื่นพาห้ย่อยอยู่ชิดกันมากที่สุด โดยระยะห่างที่น้อยที่สุดที่เป็นไปได้คือ $\frac{1}{T_b}$ นั่นก็คือ พารามิเตอร์ F จะมีค่า

เท่ากับ 1 ทำให้โครงสร้างของสัญญาณในกรณีนี้จะมีลักษณะเหมือนโครงสร้างสัญญาณในกรณีที่ใช้เทคนิคการมอดูเลตสัญญาณแบบ OFDM

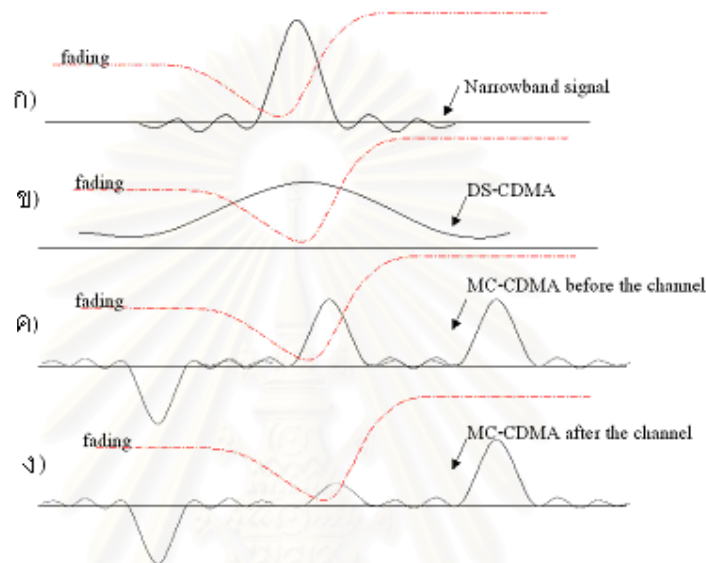
อย่างไรก็ตาม นอกจากการคำนึงถึงประสิทธิภาพในการใช้แถบความถี่โดยรวมทั้งหมดแล้ว ยังจำเป็นต้องคำนึงถึงไดเวอร์ซิตีทางความถี่ด้วย โดยในการส่งข้อมูลผ่านหลาย ๆ คลื่นพหุย่อยนั้น เพื่อให้คลื่นพหุย่อยที่ถูกลดทอนอย่างมากโดยช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่มีจำนวนน้อย แต่ละคลื่นพหุย่อยจึงจำเป็นต้องอยู่ห่างกันมากกว่าแถบความถี่ร่วมนัย (Coherence Bandwidth) ของช่องสัญญาณ ซึ่งถ้าเกิดมีหลาย ๆ คลื่นพหุย่อยตั้งอยู่ในระยะห่างไม่เกินแถบความถี่ร่วมนัยของช่องสัญญาณแล้ว ก็จะมีโอกาสเป็นไปได้สูงที่เมื่อคลื่นพหุย่อยหนึ่งถูกลดทอนโดยช่องสัญญาณแล้ว คลื่นพหุย่อยอื่นที่เหลือจะถูกลดทอนไปด้วย ดังนั้นจะต้องเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์ F ที่เหมาะสมเพื่อให้มีทั้งการใช้แถบความถี่ที่มีประสิทธิภาพ และมีไดเวอร์ซิตีทางความถี่ที่ดี

ถึงแม้ว่าระบบ MC-CDMA จะมีโครงสร้างสัญญาณเหมือนกับระบบ OFDM แต่จุดประสงค์ของการใช้คลื่นพหุย่อยเพื่อส่งข้อมูลแตกต่างกัน โดยในระบบ OFDM การส่งข้อมูลจะทำการส่งกลุ่มสัญลักษณ์ออกไปเป็นจำนวนเท่ากับคลื่นพหุโดยหนึ่งสัญลักษณ์ จะใช้คลื่นพหุย่อยหนึ่ง คลื่นพหุในการส่ง และกลุ่มสัญลักษณ์ดังกล่าวจะถูกส่งออกไป ณ เวลาเดียวกันซึ่งข้อมูลเหล่านี้อาจจะได้รับการเข้ารหัสด้วยรหัสการปรับแก้ความผิดพลาด (Error Correction Code) หรือรหัสการตรวจวัดความผิดพลาด (Error Detection Code) โดยวัตถุประสงค์ของระบบ OFDM คือ ลดอัตราการส่งลง เพื่อที่จะเพิ่มช่วงเวลาของคาบเวลาสัญลักษณ์แต่ละตัว ซึ่งผลที่ได้ตามมา จะทำให้สามารถลดผลกระทบจากการแผ่เวลาประวิง และการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ได้ นอกจากนี้ถ้าช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว ซึ่งส่งผลมาจากปรากฏการณ์ดอปเพลอร์ (Doppler) จะทำให้สัญญาณได้รับผลจากปรากฏการณ์ดอปเพลอร์ และเฟดดิ้งทางเวลาไม่มากนัก ถ้าช่วงเวลาของสัญลักษณ์แต่ละตัวมีค่ามาก และนอกจากนี้การเข้าถึงหลายทางโดยระบบ OFDM จะแตกต่างจาก MC-CDMA ตรงที่ผู้ใช้แต่ละรายจะใช้กลุ่มของคลื่นพหุย่อยไม่เหมือนกัน จากที่กล่าวมานี้จะเห็นว่า OFDM และ MC-CDMA ต่างกันในด้านการใช้งานคลื่นพหุย่อยนั่นเอง

2.3. การเปรียบเทียบการมอดูเลตสัญญาณในระบบ MC-CDMA กับเทคนิคดั้งเดิม

เมื่อทำการเปรียบเทียบเทคนิคการมอดูเลตสัญญาณในระบบ MC-CDMA และการส่งสัญญาณแถบความถี่แคบแบบ BPSK จะพบว่าสัญญาณแถบความถี่แคบนี้จะทนต่อการ

แทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ได้ ก็ต่อเมื่อคาบของสัญลักษณ์มีค่ามากกว่าเวลาประวิงที่เกิดจากช่องสัญญาณเป็นอันมาก แต่เนื่องจากการอาศัยแถบความถี่ที่แคบนี้เอง จึงมีโอกาสที่แถบความถี่นี้จะมีความกว้างน้อยกว่าแถบความถี่รวมกันของช่องสัญญาณ และจะส่งผลให้มีไคเวอร์ซิตีทางความถี่ที่ไม่ดีดัง รูปที่ 2-3 ก)



รูปที่ 2-3 ไคเวอร์ซิตีทางความถี่ของระบบ MC-SS เมื่อเปรียบเทียบกับระบบ DS-SS และระบบแถบความถี่แคบ

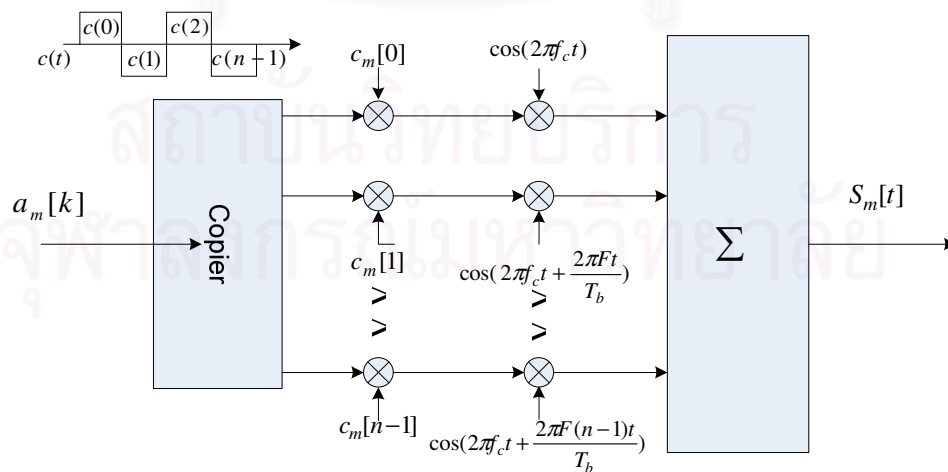
เมื่อเปรียบเทียบกับระบบการส่งสัญญาณแบบ DS-SS จะพบว่าในระบบ DS-SS นั้นมีการแผ่บิตสัญลักษณ์ส่งออกไปในแถบความถี่กว้าง โดยการแผ่สัญลักษณ์ 1 บิต ออกเป็น N ชิป (N คือ อัตราแผ่ หรือ processing gain) ซึ่งแต่ละชิปมีคาบยาว T_b/N ทั้งนี้เพื่อทำให้มีความทนทานต่อการเกิดเฟดดิ้งได้ดี นั่นคือมีโอกาสน้อยที่สัญญาณจะถูกลดทอนไปทั้งหมดในทุก ๆ ความถี่ ดัง รูปที่ 2-3 ข) แต่จากการที่แผ่ข้อมูลหนึ่งสัญลักษณ์ออกเป็นหลายชิปที่มีช่วงคาบที่แคบนี้เอง จะส่งผลให้มีข้อเสียที่สำคัญคือ มีความซับซ้อนของระบบมากขึ้นทำให้เครื่องรับต้องประมวลผลด้วยความรวดเร็วขึ้น และข้อมูลจะถูกรบกวนโดยการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์มากยิ่งขึ้นเพราะคาบเวลาของชิป จะมีค่าใกล้เคียงกับเวลาประวิงที่เกิดจากช่องสัญญาณมากยิ่งขึ้น ในขณะที่ส่วนของระบบ MC-SS นั้นเมื่อบิตสัญลักษณ์ถูกแผ่แล้ว แต่ละชิปจะถูกส่งผ่านแต่ละคลื่นพาห่อย่อยไปพร้อม ๆ กัน โดยช่วงคาบเวลาของแต่ละชิปจะยังคงมีค่าเท่ากับช่วงคาบเวลาของ 1 บิตอยู่ (ไม่ต้องหารด้วย N ดังเช่นในระบบ DS-SS) ดังนั้นผลการรบกวนของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์จึงมีค่าน้อย นอกจากนั้นแล้วเมื่อทำการเลือก Channel Spacing Factor ที่

เหมาะสมแล้วก็จะสามารถใช้อัตราเผื่อน้อยกว่าระบบ DS-CDMA เพื่อให้ได้มาซึ่งไคเวอร์ซิตีทางความถี่ที่เท่ากัน โดยทุก ๆ คลื่นพหุย่อยไม่ตกอยู่ในความถี่ที่มีการถูกลดทอนอย่างมาก ดังแสดงใน รูปที่ 2-3 ค) และ รูปที่ 2-3 ง)

2.4. แบบจำลองภาคส่งของระบบ MC-CDMA

ในระบบ MC-CDMA นั้น ผู้ใช้แต่ละคนจะถูกทำการแยกออกจากกันด้วยชุดรหัสเผื่อนที่มีคุณสมบัติความตั้งฉาก (Orthogonal) ซึ่งเป็นลักษณะเดียวกันกับรหัสเผื่อนที่ใช้ในระบบไคเวอริตีซีเคอนซีดีเอ็มเอ (DS-CDMA) แต่มีข้อแตกต่างออกไปคือ ในระบบ DS-CDMA จะนำรหัสเผื่อนไปคูณกับบิตข้อมูลที่ต้องการส่งในทางเวลา แต่ในระบบ MC-CDMA นั้นจะนำรหัสเผื่อนไปคูณกับบิตข้อมูลที่ต้องการส่งในเชิงความถี่และหลังจากบิตข้อมูลของแต่ละผู้ใช้ถูกเผื่อนด้วยรหัสเผื่อนแล้วผลลัพธ์ที่ได้จะถูกแยกส่งไปในหลาย ๆ คลื่นพหุย่อยพร้อม ๆ กัน ซึ่งมีผลดีดังที่ได้กล่าวมาแล้ว

แบบจำลองภาคส่งของระบบ MC-CDMA สามารถแสดงดังใน รูปที่ 2-4 โดยเริ่มจากข้อมูลขาเข้า $a_m[k]$ สัญญาณที่ k ของผู้ใช้คนที่ m ถูกทำการคัดลอกแล้วส่งสัญญาณขนานออกไปเป็นจำนวน N สาย ซึ่งมีจำนวนสายเท่ากับจำนวนคลื่นพหุย่อย ต่อมาข้อมูลในสายที่ i จะถูกคูณด้วยชิปที่ i ของรหัสเผื่อน $c_m[k]$ ซึ่งมีความยาวเท่ากับจำนวนคลื่นพหุย่อยในแต่ละผู้ใช้ หลังจากนั้นแต่ละสายข้อมูลจะถูกมอดูเลตเข้ากับแต่ละคลื่นพหุย่อย ซึ่งแต่ละคลื่นพหุย่อยห่างกันเป็นจำนวนเท่าของ $\frac{1}{T_b}$ จากนั้นสัญญาณในทุกสายข้อมูลจะถูกนำมารวมกัน ก่อนที่จะถูกส่งออกไป



รูปที่ 2-4 แบบจำลองภาคส่งของระบบ MC-CDMA

จากรูปที่ 2-4 ข้อมูลสัญลักษณ์ที่ k ของผู้ใช้คนที่ m ที่ถูกส่งออกไปจะสามารถเขียนสมการได้ดังสมการที่ (2-3)

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

โดย $c_m[i] \in \{-1, 1\}$ เมื่อ $c_m[0], c_m[1], \dots, c_m[N-1]$ คือรหัสแรมป์ของผู้ใช้คนที่ m , $p_{T_b}(t)$ แทนสัญญาณอิมพัลส์ขนาดหนึ่งหน่วย (Unit pulse) ที่มีค่าอยู่ในช่วงเวลา $[0, T_b]$

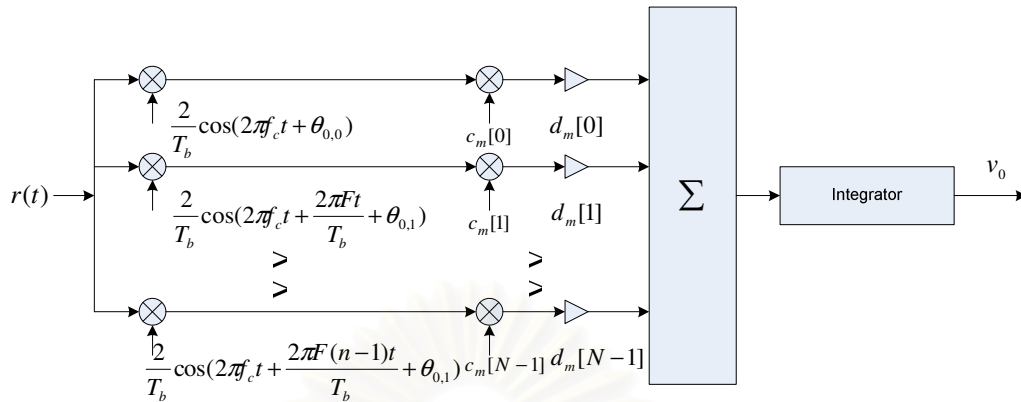
เมื่อทำการพิจารณาภาคส่งของระบบ MC-CDMA ในรูปที่ 2-4 พบว่าถ้าค่า F พารามิเตอร์ของระบบมีค่าเท่ากับ 1 ระบบ MC-CDMA นี้จะมีโครงสร้างสัญญาณเช่นเดียวกับระบบ OFDM และเมื่อพิจารณาเครื่องส่งแบบ OFDM ในโดเมนเวลาไม่ต่อเนื่อง จะพบว่าสามารถนำการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่อง (Discrete Fourier Transform: DFT) เข้ามาประยุกต์ใช้ได้ ดังนั้นจากแบบจำลองเครื่องส่งในรูปที่ 2-4 เมื่อค่า F เป็น 1 ก็จะสามารถแทนกลุ่มของออสซิลเลเตอร์ด้วยการแปลง DFT ได้

2.5. แบบจำลองภาครับของระบบ MC-CDMA

เมื่อมีผู้ใช้ M คนสัญญาณที่ภาครับจะรับได้จะเป็นดังนี้

$$r(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} \rho_{m,i} c_m[i] a_m[k] \cos(2\pi f_c t + 2\pi i \frac{F}{T_b} t + \theta_{m,i}) + n(t) \quad (2-4)$$

เมื่อกำหนดให้ $\rho_{m,i}$ และ $\theta_{m,i}$ คือขนาดที่ถูกลดทอนและเฟสที่ผิดเพี้ยนไปตามลำดับ เมื่อผ่านช่องสัญญาณของผู้ใช้คนที่ m ของคลื่นพาหีย่อยที่ i โดยที่ $n(t)$ คือสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise: AGWN) ที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์และมีค่าความแปรปรวนเป็น σ^2



รูปที่ 2-5 แบบจำลองภาครับของระบบ MC-CDMA

แบบจำลองภาครับของระบบ MC-CDMA จะเป็นดังรูปที่ 2-5 โดยแบบจำลองนี้ จะมีเครื่องรับแบบแมตริกซ์ฟิลเตอร์จำนวน N เครื่อง ใช้แต่ละเครื่องต่อ 1 คลื่นพาห่อย่อย และ สัญญาณออกจากแต่ละแมตริกซ์ฟิลเตอร์จะถูกนำมารวมกันเพื่อทำการตัดสินใจข้อมูล v_0 โดยที่แต่ละแมตริกซ์ฟิลเตอร์จะประกอบไปด้วยตัวอินทิเกรเตอร์และออสซิลเลเตอร์ ซึ่งทำหน้าที่สร้างความถี่ของคลื่นพาห่อย่อย นอกจากนี้ยังต้องมีการประมาณเฟสที่อาจผิดเพี้ยน $\theta_{m,i}$ ไป เพื่อให้ ออสซิลเลเตอร์สามารถซิงโครไนซ์ในทางเวลากับสัญญาณที่ต้องการได้ และสมบัติตั้งฉากของชุดรหัสจะถูกนำมาใช้เพื่อที่จะสามารถแยกแยะข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคน โดยคลื่นพาห่อย่อยที่ i จะถูกคูณด้วยชิพที่ i ของรหัสแม่ของผู้ใช้คนที่ต้องการ เพื่อเป็นการแผ่ข้อมูลหลาย ๆ ชิพกลับมาเป็น 1 สัญลักษณ์ข้อมูลตามเดิมและเป็นการหักล้างข้อมูลของผู้ใช้คนอื่นที่เหลือออกไป สัญญาณในช่วงสัญลักษณ์ที่ k ที่รับได้ใน สมการที่ (2-4) เมื่อผ่านการตัดสินใจข้อมูลดัง รูปที่ 2-5 จะมีค่าดังนี้

$$v_0 = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} \rho_{m,i} c_m[i] a_m[k] \frac{2}{T_b} \int_{kT_b}^{(k+1)T_b} \cos(2\pi f_c t + 2\pi i \frac{F}{T_b} t + \theta_{m,i}) \cos(2\pi f_c t + 2\pi i \frac{F}{T_b} t + \hat{\theta}_{0,i}) dt + \eta \quad (2-5)$$

เมื่อ $\hat{\theta}_{0,i}$ คือค่าของเฟสของสัญญาณที่ต้องการ ซึ่งประมาณได้ที่เครื่องรับของคลื่นพาห่อย่อยที่ i โดยส่วนของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบบวก η เป็นดังนี้

$$\eta = \sum_{i=0}^{N-1} \int_{kT_b}^{(k+1)T_b} n(t) \frac{2}{T_b} \cos(2\pi f_c t + 2\pi i \frac{F}{T_b} t + \hat{\theta}_{0,i}) dt \quad (2-6)$$

ถ้าสมมติว่าสามารถทำการประมาณเฟสได้อย่างถูกต้องสมบูรณ์ $\hat{\theta}_{0,i} = \theta_{0,i}$ สัญญาณในสมการที่ (2-5) จะลดรูปเป็นดังนี้

$$v_0 = a_0[k] \sum_{i=0}^{N-1} \rho_{0,i} + \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} a_m[k] c_m[i] c_0[i] \rho_{m,i} \cos \phi_{m,i} + \eta \quad (2-7)$$

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

ถ้าพิจารณาในกรณีอุดมคติที่ $\rho_{m,i}$ คงที่ นั่นคือการลดทอนจากช่องสัญญาณเท่ากันหมดทุกคลื่นพาหีย่อยและเกิดเฟดดิ้งแบบเรียบ (Flat fading) $\theta_{m,i} = 0$ หมายความว่าไม่เกิดการผิดเพี้ยนทางเฟสเมื่อผ่านช่องสัญญาณ สมการที่ (2-7) จะลดรูปเป็นดังนี้

$$v_0 = N a_0[k] + \sum_{m=1}^{M-1} a_m[k] \rho_{m,i} \sum_{i=0}^{N-1} c_m[i] c_0[i] + \eta \quad (2-8)$$

$$v_0 = N a_0[k] + \eta \quad (2-9)$$

จะสังเกตได้ว่าส่วนของสัญญาณรบกวนจากผู้ใช้อื่นจะถูกหักล้างไปได้ เนื่องจากสมบัติความตั้งฉากของรหัส แต่ในทางปฏิบัติช่องสัญญาณจะมีการลดทอนที่แต่ละคลื่นพาหีย่อยไม่เท่ากันหรือเกิดเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ (Frequency selective fading) และจะเกิดความผิดเพี้ยนทางเฟสด้วย ดังนั้น สัญญาณรบกวนจากผู้ใช้อื่นจะส่งผลทำให้มีการตัดสินบิตข้อมูลที่ผิดพลาดได้

2.6. เทคนิคการปรับเท่า (Equalization Techniques)

เนื่องจาก ผลกระทบของ การเฟดดิ้งและการรบกวนจากสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก ทำให้สัญญาณได้รับผลของการลดทอนที่แตกต่างกันในแต่ละความถี่ของช่องสัญญาณ ทำให้ที่ภาครับจะได้รับสัญญาณที่มีค่าแอมพลิจูด (Amplitude) และมุม (Phase) ผิดไปจากข้อมูลที่แท้จริง รวมทั้งอาจมีการสูญเสียความตั้งฉากระหว่างรหัสแม่ของแต่ละผู้ใช้ด้วย ดังนั้น จุดประสงค์หลักในการปรับเท่า [3] คือ การลดผลกระทบที่จากการเกิดเฟดดิ้งและสัญญาณรบกวน โดยไม่ไปขยายผลจากสัญญาณรบกวนทำให้กระทบกับประสิทธิภาพในการตัดสินสัญญาณ และในกรณีที่มีการใช้แบบแผนโคเวอริจี้ตีแบบต่าง ๆ ไม่ว่าจะเป็นการส่งชุดสำเนาของสัญญาณข้อมูลจากโคเวอริจี้ตีทางเวลา ทางความถี่ หรือทางสายอากาศก็ตาม เราก็อาจจะนำ

ทฤษฎีไดเวอร์ซิตีมาใช้ในการช่วยปรับปรุงสัญญาณข้อมูลด้านภาครับได้ ซึ่งเทคนิคการปรับแก้ เป็นเทคนิคที่ง่าย เนื่องจากใช้เพียงแค่การคูณสัญญาณที่รับได้ด้วยสัมประสิทธิ์ที่ได้จากการ คำนวณ อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาเทคนิคการตัดสินใจบางชนิด อาทิเช่น เทคนิคการถอดรหัสแบบวิ เทอร์บี (Viterbi Decoding) และเทคนิคการกรองเวียเนอร์ (Wiener Filtering) ทั้งสองเทคนิคทำให้ ความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุด แต่เมื่อนำไปประยุกต์ใช้งานจริงทำให้ระบบมีความซับซ้อน มากเกินไป ต่อไปจะกล่าวถึงเทคนิคการปรับแก้ที่นิยมใช้กัน ได้แก่ เทคนิคการรวมแบบใช้ อัตราขยายเท่ากัน (Equal Gain Combining: EGC) เทคนิคการรวมแบบที่ทำให้ความตึงฉากกัน ระหว่างผู้ให้กลับคืนมา (Orthogonal Restoring Combining: ORC) เทคนิคการรวมแบบที่ทำให้ อัตราส่วนสัญญาณสูงสุด (Maximal Ratio Combining: MRC) เทคนิคการปรับแก้ที่มีการ ควบคุม (Controlled Equalization: CE) และเทคนิคการรวมค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย ต่ำสุด (Minimum Mean Square Error Combining: MMSEC) ซึ่งเทคนิคการปรับแก้แต่ละแบบก็ จะส่งผลกระทบต่อการกระจายตัวของสัญญาณรบกวนที่แตกต่างกันออกไป

2.6.1. เทคนิคการรวมแบบใช้อัตราขยายเท่ากัน (Equal Gain Combining: EGC)

สำหรับเทคนิค EGC [3] นั้นจะทำการกำหนดให้ ค่าของอัตราขยาย (Gain) ของ คลื่นพหุย่อยที่ i ในกรณีนี้จะมีค่าเป็น 1 ดัง สมการที่ (2-10)

$$d_m[i] = 1 \quad (2-10)$$

ซึ่งหมายความว่าเทคนิคนี้ไม่ได้ทำการปรับแก้ผลกระทบที่เกิดจากความเพี้ยนจากช่องสัญญาณ แต่อย่างใด ดังนั้นเทคนิคนี้จึงเป็นเทคนิคที่ง่ายและไม่ต้องการประมาณฟังก์ชันถ่ายโอน หรือ ผลตอบสนองของช่องสัญญาณ ซึ่งส่งผลให้เทคนิคนี้มีความสลับซับซ้อนที่ภาครับต่ำแต่ไม่มีความ เหมาะสมกับการนำไปใช้งานในภาครับที่มีช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่

2.6.2. เทคนิคการรวมแบบที่แก้ไขความตึงฉากกันระหว่างผู้ให้กลับคืนมา (Orthogonal Restoring Combining: ORC)

สำหรับเทคนิค ORC [3] นั้นเครื่องรับจะจัดสัญญาณรบกวนระหว่างผู้ให้ที่เกิด จากความตึงฉากของรหัสแผ่ในแต่ละผู้ให้สูญหายไป ซึ่งวิธีนี้จะเป็นการพยายามคืนความตึงฉาก ของสัญญาณในแต่ละผู้ให้ โดยการใช้อัตราขยายในคลื่นพหุย่อยที่ i ตามสมการที่ (2-11)

$$d_m[i] = \frac{1}{\rho_{m,i}} \quad (2-11)$$

อย่างไรก็ตาม เทคนิคนี้จะเป็นการคูณด้วยตัวประกอบการขยายค่าสูง ดังนั้นถ้านำไปใช้ในกรณีที่สัญญาณในคลื่นพาร์ย่อยมีแอมพลิจูดต่ำ จะเป็นการขยายองค์ประกอบสัญญาณรบกวนไปในตัว ซึ่งจะส่งผลให้สมรรถนะทางอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate: BER) มีค่าเพิ่มขึ้น

2.6.3. เทคนิคการรวมแบบที่ทำให้อัตราส่วนสัญญาณสูงสุด (Maximal Ratio Combining: MRC)

สำหรับเทคนิค MRC [3] นั้น ที่ภาครับจะมีความซับซ้อนมากกว่า EGC เล็กน้อย เนื่องจากจะมีการประมาณค่าของสัมประสิทธิ์การลดทอนในแต่ละคลื่นพาร์ย่อย เพื่อที่จะนำไปใช้เป็น ค่าอัตราขยายของแต่ละคลื่นพาร์ย่อยนั้น ๆ ดังนั้น ค่าอัตราขยายของแต่ละคลื่นพาร์ย่อยในกรณีนี้จะมีค่าดังสมการที่ (2-12)

$$d_m[i] = \rho_{m,i} \quad (2-12)$$

เป็นเทคนิคที่ให้ผลลัพธ์ที่ดีที่สุดในแง่ของอัตราความผิดพลาดบิต โดยที่สัญญาณที่ได้รับมีแนวโน้มที่สัญญาณจะถูกรบกวนน้อยกว่า ดังนั้นการนำค่าอัตราขยายเข้าไปคูณจะทำให้ค่าสัญญาณมีค่ามากกว่าสัญญาณรบกวนมาก ทำให้การตัดสินใจดีขึ้น และเทคนิคนี้จะสามารถทำงานได้เป็นอย่างดีสำหรับระบบที่ได้รับผลกระทบจาก MAI ไม่มากนักเท่านั้น

2.6.4. เทคนิคการปรับเท่าที่มีการควบคุม (Controlled Equalization: CE)

เนื่องจากในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่นั้น ต้องการให้ระบบรองรับจำนวนผู้ใช้ให้ได้มากที่สุดเท่าที่จะมากได้ในระบบที่มีการใช้ทรัพยากรร่วมกัน ดังนั้นแบบจำลองช่องสัญญาณของระบบการสื่อสารเหล่านี้จะทำให้สัญญาณรบกวนเพิ่มมากขึ้น เนื่องจากการสูญเสียความถี่จากของรหัสแผ่ของแต่ผู้ใช้ ดังนั้นจึงมีการนำเสนอมือ CE [3] ซึ่งเป็นเทคนิคที่จะฟื้นฟู (Restore) ความถี่จากกันระหว่างผู้ใช้ด้วยการนอร์มอลไลซ์ (Normalized) แอมพลิจูดของคลื่นพาร์ย่อย นั่นคือการนำเทคนิค ORC มาประยุกต์ใช้ เมื่อความถี่จากกันระหว่างผู้ใช้มีการเข้ารหัสอยู่ในรูปของเฟสของคลื่นพาร์ย่อย วิธีนี้จึงเหมาะสำหรับข่ายเชื่อมโยงขาลงที่สามารถ

ปรับแก้ความเพี้ยนเฟสของผู้ใช้ทุกรายได้ง่ายกว่าบนข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น โดยค่าของอัตราขยายของแต่ละคลื่นพหุย่อยในกรณีนี้จะมีค่าดังสมการที่ (2-13)

$$d_m[i] = \frac{1}{\rho_{m,i}} u(\rho_{m,i} - \rho_{thres}) \quad (2-13)$$

โดยที่ $u(\rho_{m,i})$ คือฟังก์ชันขั้นหนึ่งหน่วย (Unit Step Function) จึงหมายความว่าทำการปรับเท่าเฉพาะคลื่นพหุย่อยที่มีค่ามากกว่าจุดเริ่มเปลี่ยน (Threshold) เงื่อนไขบังคับนี้ถูกนำมาใช้เพื่อป้องกันการขยายคลื่นพหุย่อยที่มากเกินไปจากการใช้แอมพลิจูดค่าน้อยที่อาจเกิดจากสัญญาณรบกวน เมื่อมีคลื่นพหุย่อยจำนวน i_0 คลื่นที่มีค่ามากกว่าจุดเริ่มเปลี่ยน

2.6.5. เทคนิคการรวมค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุด (Minimum Mean Square Error Combining: MMSEC)

สำหรับเทคนิค MMSEC [3] ค่าของตัวประกอบอัตราขยายเป็นไปตามเกณฑ์ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยระหว่างสัญญาณที่ได้รับกับสัญญาณเป้าหมายต่ำสุด จะได้ว่ามีอัตราขยายเป็น

$$y_m[i] = \frac{1}{\rho_{m,i} + \frac{1}{S_k}} \quad (2-14)$$

โดยที่ S_k เป็นอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่คลื่นพหุย่อยนั้น สังเกตว่าเมื่อ $\rho_{m,i}$ มีค่าน้อย ตัวประกอบอัตราขยายก็จะมีค่าน้อยเช่นกัน ทำให้ไม่ขยายสัญญาณรบกวนมากเกินไป และเมื่อ $\rho_{m,i}$ มีค่ามาก ตัวประกอบอัตราขยายจะเป็นสัดส่วนกลับกับเอนVELOPE ของคลื่นพหุย่อยทำให้นำความตึงจากกันระหว่างผู้ใช้กลับคืนมาได้

2.7. ปัจจัยที่ส่งผลเสียต่อสมรรถนะของระบบ

- สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้งานอื่น (Multiple Access Interference: MAI)

สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้งานอื่นเกิดขึ้นเนื่องจากการที่ระบบ CDMA มีการกำหนดให้ผู้ใช้งานหลายคนเข้าใช้ช่องสัญญาณในช่วงความถี่และเวลาเดียวกัน โดยใช้รหัสแอมป์ที่

แตกต่างกัน และอาศัยคุณสมบัติตั้งฉากของรหัสแม่เหล่านี้ในการแยกแยะข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนออกจากกัน เมื่อเกิดผลกระทบจากช่องสัญญาณ เช่น การถูกลดทอนโดยเฟดดิ้ง จะทำให้ชุดรหัสที่ใช้มีการตั้งฉากกันอย่างไม่สมบูรณ์ จึงทำให้เกิดค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสแม่ของผู้ใช้ที่ไม่เท่ากับศูนย์ นอกจากนี้ MAI ยังเกิดขึ้นเนื่องจากการใช้รหัสแม่แบบ Pseudorandom noise sequence (PN-Sequence) และรหัสแบบสุ่ม (Random code) ด้วย ซึ่งรหัสแม่เหล่านี้จะมีคุณสมบัติตั้งฉากที่ไม่สมบูรณ์อยู่แล้ว อย่างไรก็ตามค่าสหสัมพันธ์ข้ามดังกล่าวจะมีค่าที่ต่ำมาก แต่ข้อดีของรหัสแบบนี้คือ ในกรณีที่มีการเกิดความเป็นอิสระขึ้นแล้วค่าสหสัมพันธ์ข้ามของรหัสเหล่านี้จะยังคงมีค่าต่ำ ซึ่งตรงข้ามกับกรณีของรหัสที่มีความตั้งฉากอย่างสมบูรณ์ เช่น Hadamard-Walsh Code ซึ่งเมื่อเกิดความเป็นอิสระขึ้นแล้วค่าสหสัมพันธ์ข้ามของรหัสแม่จะมีค่าที่สูงมาก

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

ปัญหาของสัญญาณแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ในการรับส่งข้อมูลในระบบสื่อสารไร้สายนั้น เกิดขึ้นจากการที่สัญญาณข้อมูลถูกส่งผ่านช่องสัญญาณในอากาศที่มีลักษณะเป็นช่องสัญญาณแบบพหุวิถี ทำให้สัญญาณข้อมูลมีเส้นทางการเดินทางของสัญญาณเพิ่มขึ้นหลายเส้นทาง เนื่องมาจากการสะท้อน แทรกสอด หักเห และการเลี้ยวเบน ซึ่งเกิดจากผลกระทบของสภาวะแวดล้อมต่าง ๆ เช่น การชนกับสิ่งกีดขวาง การสะท้อนจากผิวโลก เป็นต้น ทำให้สัญญาณข้อมูลมาถึงภาครับได้ล่าช้าแตกต่างกันทางเวลา ทำให้สัญญาณที่ทางภาครับรับได้เป็นค่าผลรวมของสัญญาณจากวิถีต่าง ๆ ซึ่งเดินทางมาถึงทางภาครับไม่พร้อมกัน ทำให้เกิดความเหลื่อมล้ำทางเวลาขึ้นระหว่างสัญลักษณ์ข้อมูล และเมื่อมาพิจารณาเฉพาะในสัญลักษณ์หนึ่ง ๆ จะพบว่าข้อมูลในสัญลักษณ์หนึ่งนั้นมาจากวิถีต่าง ๆ ซึ่งมีความเหลื่อมล้ำทางเวลาทำให้เกิดการซ้อนทับกันอย่างไม่เต็มคาบของสัญลักษณ์ ทำให้สัญลักษณ์ข้อมูลที่ภาครับได้รับ มีความผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณที่ทางภาครับส่งมาจริง และเมื่อนำไปใช้ในการตัดสินใจข้อมูลก็จะส่งผลให้โอกาสในการตัดสินใจผิดมีเพิ่มมากขึ้น นอกจากนั้นแล้ว ช่องสัญญาณแบบพหุวิดียังส่งผลให้เกิดการรบกวนกันระหว่างคลื่นพาห่อย่อยซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

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

ในกระบวนการรับส่งในระบบ MC-CDMA นั้นจะทำการส่งข้อมูลแบบหลายคลื่นพาห่อย่อย และมีการนำกระบวนการแปลงฟูรีเยร์ และการแปลงกลับฟูรีเยร์ ซึ่งต้องอาศัย

อุปกรณ์ในการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลจะเข้ามาร่วมด้วย ดังนั้นกระบวนการทั้งสองขั้นตอนนี้ จะสามารถทำการแยกสัญญาณข้อมูลของแต่ละคลื่นพาร์ย่อยออกมาได้อย่างสมบูรณ์นั้น ก็ต่อเมื่อคลื่นพาร์ย่อยต้องมีความถี่ห่างระหว่างกัน นั่นคือ คลื่นพาร์ย่อยจะต้องมีค่าความถี่กึ่งกลางที่ห่างกัน F เท่าของ $1/T$ โดย T เป็นค่าความยาวคาบของสัญญาณข้อมูล 1 สัญลักษณ์ และ F เป็นจำนวนเต็มบวกใด ๆ แต่เนื่องมาจากผลของการเกิดความถี่ออฟเซต (Frequency Offset) การเกิดพหุวิถี และการเกิดเฟดดิ้งอย่างรวดเร็ว จะส่งผลให้ความถี่ห่างระหว่างคลื่นพาร์ย่อยนี้สูญเสียไป ดังนั้น ทำให้การแปลงฟูริเยร์และการแปลงกลับฟูริเยร์เกิดความผิดพลาด ทำให้เกิดสัญญาณแทรกสอดระหว่างคลื่นพาร์ย่อย (ICI) ขึ้นในระบบ MC-CDMA แต่เมื่อมาพิจารณาในระบบ DS-CDMA จะพบว่าไม่มีสัญญาณแทรกสอดประเภทนี้เกิดขึ้น เนื่องจากในระบบ DS-CDMA นั้นไม่ได้มีการส่งข้อมูลแบบหลายคลื่นพาร์ย่อย

- เฟดดิ้ง (Fading)

ในระบบการสื่อสารไร้สายนั้น คลื่นสัญญาณที่ถูกส่งออกมาทางภาคส่งอาจจะไม่ได้เดินทางมาถึงยังทางภาครับปลายทางเป็นแนวเส้นตรง เนื่องมาจากการส่งสัญญาณในอากาศนั้น อาจจะต้องพบกับสิ่งกีดขวางในสภาพแวดล้อมที่สัญญาณจะต้องเคลื่อนที่ผ่าน ทำให้คลื่นสัญญาณที่มาถึงทางภาครับจะเกิดขึ้นจากการรวมกันของคลื่นของสัญญาณหลายวิถีที่มาจากหลายทิศทางที่เกิดจากการสะท้อนหรือหักเหผ่านสิ่งกีดขวางต่าง ๆ เช่น สิ่งก่อสร้าง ต้นไม้ ยานพาหนะ โดยเราจะเรียกปรากฏการณ์นี้ว่า การเกิดพหุวิถี (Multipath) และผลจากการเกิดพหุวิถีนี้เอง ทำให้สัญญาณที่มาถึงทางภาครับประกอบด้วยผลบวกของสัญญาณที่ถูกลดทอน เลื่อนทางเฟส และประวิงทางเวลา เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณที่ส่งออกมาจากภาคส่ง โดยที่สัญญาณที่มาถึงจะทำให้เกิดการรวมแบบเสริมหรือรวมกันแบบหักล้างนั้นก็ขึ้นอยู่กับเฟสของสัญญาณแต่ละวิถีที่มาถึงนั่นเอง และเมื่อพิจารณาทางความถี่ ก็พบว่าผลของการเกิดพหุวิถีนี้จะทำให้เกิดสัญญาณเฟดดิ้งที่จะลดทอนสัญญาณที่ถูกส่งมาในแต่ละคลื่นพาร์ย่อยต่าง ๆ ในระบบ MC-CDMA นั่นเอง นอกจากนี้ถ้าสัญญาณที่เกิดพหุวิถีนี้มีค่าการแผ่เวลาประวิงที่มาก เมื่อเทียบกับคาบเวลาของสัญญาณ ก็จะทำให้สัญญาณในแต่ละคลื่นพาร์ย่อยถูกลดทอนด้วยค่าที่ไม่เท่ากัน ซึ่งจะเรียกเฟดดิ้งที่เกิดขึ้นนี้ว่า เป็นเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ (Frequency Selective Fading) ในทางกลับกัน ถ้าคาบเวลาของสัญญาณมีค่ามากกว่าการแผ่เวลาประวิงเวลาของสัญญาณ ก็จะทำให้สัญญาณในแต่ละคลื่นพาร์ย่อยถูกลดทอนด้วยค่าที่เท่ากัน (Flat Fading)

- **ปรากฏการณ์ดอปเพลอร์ (Doppler Effect)**

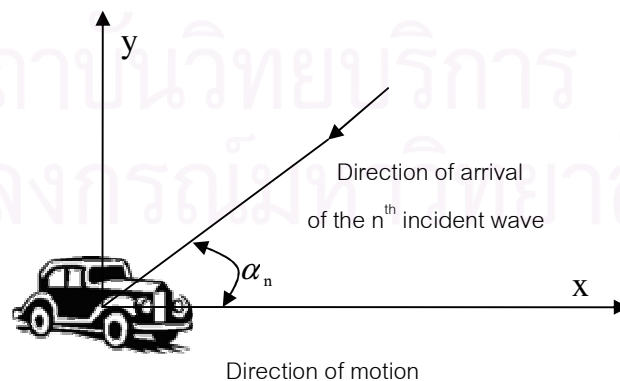
นอกจากการเกิดพหุวิถีแล้ว ยังมีผลกระทบจากคลื่นสัญญาณความถี่ของคลื่นพาห้ที่มาถึงภาครับมีค่าเปลี่ยนแปลงไป เนื่องมาจากผู้ใช้โทรศัพท์ที่ไร้สายนั้นมีการเคลื่อนที่ โดยเราจะเรียกผลกระทบดังกล่าวว่า ปรากฏการณ์ดอปเพลอร์ ซึ่งเราสามารถเขียนค่า ความถี่ดอปเพลอร์ของคลื่นสัญญาณวิถีที่ n ได้ดังสมการที่ (2-15)

$$f_n = f_{\max} \cos \alpha_n \quad (2-15)$$

โดยกำหนดให้ มุมของสัญญาณที่มาถึง (Angle of arrival α_n) เป็นมุมระหว่างคลื่นสัญญาณที่มาถึงวิถีที่ n และทิศทางเคลื่อนที่ของผู้ใช้โทรศัพท์ที่ไร้สาย ดังแสดงใน รูปที่ 2-6 และ f_{\max} คือค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุด ที่จะขึ้นอยู่กับความเร็วในการเคลื่อนที่ของผู้ใช้โทรศัพท์ที่ไร้สาย (v) และ f_0 คือค่าความถี่กลางที่ใช้ในการส่งข้อมูล ดังนั้นสามารถหาค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดได้จากสมการต่อไปนี้

$$f_{\max} = \frac{v}{c_0} f_0 \quad (2-16)$$

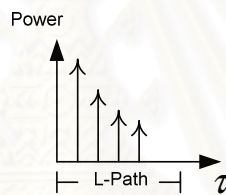
เนื่องจากผลของปรากฏการณ์ดอปเพลอร์นี้เอง จะทำให้สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณที่ถูกส่งนั้นกระจายออกระหว่างการส่งข้อมูล เมื่อพิจารณาเชิงเวลา ผลของปรากฏการณ์ดอปเพลอร์นี้จะทำให้ผลตอบสนองอิมพัลส์ (Impulse response) ของช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา



รูปที่ 2-6 แสดงมุม α_n ของคลื่นสัญญาณที่มาถึงของปรากฏการณ์ดอปเพลอร์

2.8. ช่องสัญญาณแบบพหุวิถี (Multipath Channel)

ในระบบสื่อสารไร้สายนั้น สัญญาณที่ส่งมาจากสถานีต้นทางนั้นส่วนใหญ่มักจะไม่ได้เดินทางมายังสถานีฐานด้วยเส้นทางที่เป็นเส้นตรงเพียงทางเดียว หากแต่สัญญาณที่เดินทางผ่านทางช่องสัญญาณนั้นจะเกิดการสะท้อน และหักเหขึ้นเนื่องมาจากสภาวะแวดล้อม เช่น การชนกับสิ่งกีดขวาง และการสะท้อนจากผิวโลก เป็นต้น ทำให้สัญญาณที่ภาครับ ได้รับนั้นมีผลมาจากสัญญาณมากกว่าหนึ่งวิถี ซึ่งแต่ละวิถีนั้นก็จะมีค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนที่แตกต่างกันออกไป ทั้งในเชิงแอมพลิจูด และเฟส ทำให้สัญญาณที่ทางภาครับสามารถรับได้ ซึ่งเกิดจากการรวมกันของสัญญาณในแต่ละวิถีนั้น มีความผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณที่ส่งมาจริง โดยผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ (Channel Impulse Response: CIR) ของช่องสัญญาณชนิดนี้สามารถแสดงได้โดยอาศัยแบบจำลองแบบ Tapped-delay-line [2] ดังรูปที่ 2-7 ซึ่งเป็นแบบจำลองชนิดผลตอบจำกัด (Finite Impulse Response, FIR) ดังสมการที่ (2-17)



รูปที่ 2-7 แบบจำลองผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบพหุวิถี

$$h(\tau, t) = \sum_{i=0}^{L-1} \mu_i a_i(t) e^{j\phi_i(t)} \delta(\tau - \tau_i) \quad (2-17)$$

จากสมการที่ (2-17) กำหนดให้ L คือ จำนวนของวิถี a_i , ϕ และ τ_i คือค่าแอมพลิจูด เฟส และค่าการแผ่เวลาประวิงของช่องสัญญาณในวิถีที่ i ตามลำดับ μ_i คือค่าสัมประสิทธิ์ดอปเพลอร์ (Doppler) ที่มีการแจกแจง (Probability Density Function, PDF) แบบเรย์ลี (Rayleigh) และมีค่า Doppler Power Spectrum ที่ถูกกำหนดโดยค่าสูงสุดของความถี่ดอปเพลอร์ (Maximum Doppler Frequency) และสภาวะแวดล้อมของช่องสัญญาณ

จากช่องสัญญาณที่กล่าวมาเป็นสาเหตุให้เกิดการเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ขึ้น ซึ่งเกิดขึ้นจากการรวมกันอย่างซ้อนทับ (Superposition) [2] ของสัญญาณจากหลายวิถีที่มาถึงยังภาครับที่ไม่พร้อมกัน ซึ่งโดยทั่วไปแล้วการลดทอนในแต่ละความถี่ย่อยของช่องสัญญาณจะมีคุณลักษณะที่ขึ้นต่อกันตามความสัมพันธ์ของระยะห่างของแต่ละคลื่นพาห่อย่อย และการประวิงเวลาในการแผ่สูงที่สุด (Maximum delay spread, $T_{d,max}$) คือ ถ้าช่องสัญญาณมีค่าของระยะเวลา

ประวิงในการแผ่สูงที่สุดมาก ก็จะทำให้การลดทอนในแต่ละความถี่ของช่องสัญญาณเป็นอิสระต่อกันมาก และถ้าช่องสัญญาณมีค่าของระยะเวลาประวิงในการแผ่สูงที่สุดน้อย ก็จะมีการลดทอนในแต่ละความถี่ย่อยที่ค่อนข้างสัมพันธ์กัน โดยค่าที่ใช้วัดความสัมพันธ์ของเฟตติงระหว่างคลื่นพหุย่อยสามารถพิจารณาได้จาก ค่าของแบนด์วิดท์ร่วมนัย (Coherent bandwidth) ซึ่งค่านี้สามารถหาได้จากความสัมพันธ์โดยตรงกับการแผ่เวลาประวิง ที่มีกระจายตัวแบบเอ็กซ์โปเนนเชียลจะทำให้หาค่าแบนด์วิดท์ร่วมนัย ดังนี้

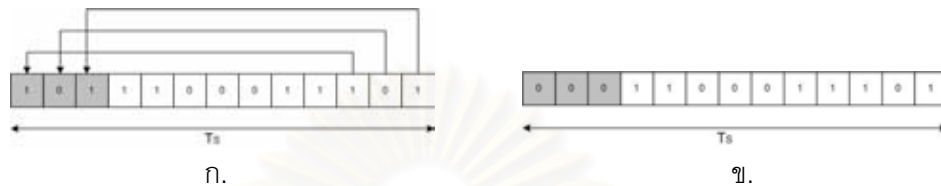
$$BW_c = \frac{1}{2\pi\tau_{\max}} \quad (2-18)$$

ซึ่งความถี่ที่อยู่ในแบนด์วิดท์ร่วมนัยเดียวกันมีแนวโน้มที่จะได้รับผลจากเฟตติงสหสัมพันธ์ (Correlated Fading) ซึ่งจะทำให้ช่วงความถี่ที่อยู่ในแบนด์วิดท์ร่วมนัยเดียวกันจะได้รับผลของการลดทอนในลักษณะเดียวกัน ดังนั้นถ้าเวลาประวิงมีค่ามาก ก็จะทำให้แบนด์วิดท์ร่วมนัยมีค่าน้อย ซึ่งทำให้การรับผลจากเฟตติงสหสัมพันธ์ก็จะอยู่ในช่วงความถี่ที่สั้นดังนั้นจะทำให้เกิดคุณสมบัติของช่องสัญญาณที่เลือกความถี่ดังที่กล่าวมาขึ้นต้น นอกจากนี้การเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณยังขึ้นอยู่กับค่าเวลาร่วมนัย (Coherent time) ของ $T_{c,\max}$ ด้วยโดยถ้า $T_{c,\max}$ มีค่ามากจะทำให้การเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณจะเป็นไปอย่างช้า ๆ และในทางกลับกัน ถ้าค่าของ $T_{c,\max}$ มีค่าน้อยจะทำให้ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว และเมื่อพิจารณาเพิ่มเติมจะพบว่าค่า τ_{\max} ของช่องสัญญาณยังเป็นสาเหตุสำคัญซึ่งทำให้เกิดผลของ ISI (Inter-symbol Interference) และผลของ ICI (Inter-carrier Interference) ขึ้น ทำให้ต้องมีวิธีการศึกษาวิธีที่จะลดปัญหาเหล่านี้ และหนึ่งในวิธีที่มีประสิทธิภาพก็คือ การเติมระยะเวลาการ์ดซึ่งสามารถแบ่งได้เป็น 2 วิธีคือ

1. การเติมข้อมูลอุปสรรคแบบหมุนวน (Cyclic Prefix, CP) โดยวิธีนี้จะทำการคัดลอกส่วนที่เป็นข้อมูลที่อยู่ข้างท้ายของบล็อกข้อมูลมาใส่ไว้ข้างหน้าของบล็อกข้อมูลก่อนที่จะถึงจุดเริ่มต้นของข้อมูลจริง ซึ่งความยาวของข้อมูลที่นำมาเติมนั้นจะขึ้นอยู่กับ ค่าการแผ่เวลาประวิงมากที่สุดของช่องสัญญาณ
2. การเติมข้อมูลศูนย์ (Zero Padding, ZP) วิธีนี้จะใช้การเติมบิตข้อมูลศูนย์จำนวนหนึ่งใส่ไว้ข้างหน้าบล็อกข้อมูลก่อนถึงจุดเริ่มต้นของข้อมูลจริง แทนที่จะเป็นข้อมูลส่วนท้ายของบล็อกข้อมูลเหมือนดังวิธีแรก

เมื่อทำการเปรียบเทียบระหว่างวิธีการทั้งสองข้างต้น พบว่าวิธี ZP ทำให้ความตุงจากของคลื่นพหุย่อยเสียไป ดังนั้นในการเติมการ์ดจึงเลือกใช้วิธี CP เพื่อใช้ในการลดผลของ ISI และ ICI ใน

ช่องสัญญาณ แต่การเติมการ์ดที่มากเกินไปนั้นจะทำให้ประสิทธิภาพในการรับส่งของระบบลดน้อยลง นอกจากนี้ช่องสัญญาณแบบพหุวิถีไม่เพียงทำให้เกิดสัญญาณรบกวนต่อผู้ใช้หนึ่ง ๆ เท่านั้น แต่ยังส่งผลกระทบต่อปัญหาการแทรกสอด (Interference) ระหว่างผู้ใช้เนื่องจากผลของช่องสัญญาณดังกล่าวส่งผลต่อการทำลายความตั้งฉากระหว่างรหัสแก้ไขในแต่ละผู้ใช้อีกด้วย



รูปที่ 2-8 รูปแบบการจัดวางเฟรมข้อมูลในกรณีที่มีการเติมระยะเวลาคุ่ม

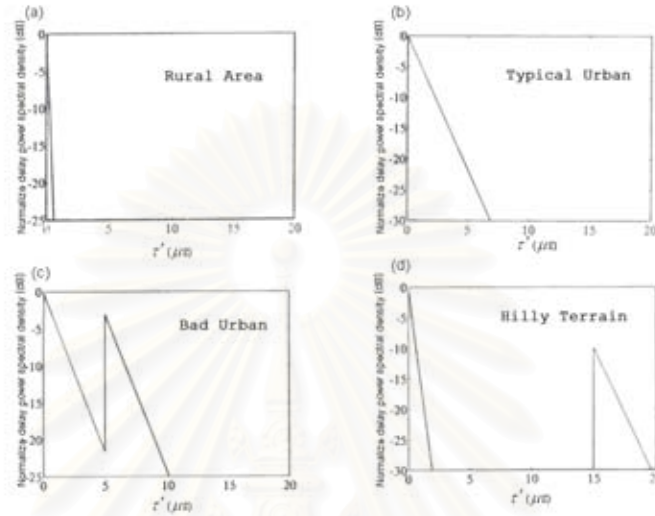
(ก) การเติมระยะเวลาคุ่มแบบ CP

(ข) การเติมระยะเวลาคุ่มแบบ ZP

ปรากฏการณ์ของช่องสัญญาณอีกชนิดหนึ่งที่เกี่ยวข้องกับการสื่อสารไร้สายคือการแผ่ดอปเพลอร์ (Doppler Spread) ซึ่งเป็นค่าที่บ่งบอกถึงความผันแปรของการเลื่อนความถี่ของคลื่นพาห้ หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือ เป็นค่าที่ใช้วัดอัตราที่ช่องสัญญาณเปลี่ยนแปลง ซึ่งช่องสัญญาณที่มีการแผ่ดอปเพลอร์น้อยจะหมายถึงมีเวลาร่วมน้อยมาก หรือช่องสัญญาณเปลี่ยนแปลงช้านั่นเอง และจากที่กล่าวมาทั้งหมดในการจำลองช่องสัญญาณในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะใช้การจำลองช่องสัญญาณตามมาตรฐาน COST 207 ซึ่งในมาตรฐานนี้ได้ทำการแบ่งประเภทของสภาพแวดล้อมการแพร่กระจายของคลื่นสัญญาณออกเป็น 4 ประเภท คือ พื้นที่ชนบท (Rural area) พื้นที่เมืองทั่วไป (Typical Urban) พื้นที่เมืองที่มีสิ่งกีดขวางสัญญาณหนาแน่น (Bad urban area) และพื้นที่เนินเขา (Hilly terrain) โดยมาตรฐานนี้จะมีการใช้สเปกตรัม 2 ชนิด ในการกำหนดลักษณะของช่องสัญญาณตามสภาพแวดล้อมต่าง ๆ ดังกล่าว คือ Delay power spectrum และ Doppler power spectrum

Delay power spectral density จะบ่งบอกถึงกำลังงานเฉลี่ยของส่วนประกอบของสัญญาณที่เกิดขึ้นที่มีเวลาประวิง τ' ซึ่งสเปกตรัมนี้จะใช้ในการระบุความสัมพันธ์ทางความถี่ของช่องสัญญาณและเป็นตัวกำหนดสภาพการเลือกความถี่ของเฟดดิ้งที่เกิดขึ้น โดย Delay spectral density function ของช่องสัญญาณตามมาตรฐาน COST 207 [2] ได้ถูกแสดงไว้ใน รูปที่ 2-9 ค่ากำลังของสัญญาณจะถูกกำหนดให้เป็นฟังก์ชันลดลงตามค่าเวลาประวิง และค่าเวลาประวิงของสัญญาณที่เกิดขึ้นในบริเวณเนินเขาและตัวเมืองที่มีสิ่งกีดขวางหนาแน่นจะมีค่าที่มากกว่าในบริเวณชนบทและบริเวณเมืองทั่วไป โดยค่าเวลาประวิง ที่เป็นพารามิเตอร์สำคัญในการ

บ่งบอกนั้นจะสามารถหาได้จากกราฟที่สองของค่าเฉลี่ยกำลังสองของ Delay power spectral density นี้เอง โดยค่าเวลาประวิงของช่องสัญญาณในสภาพแวดล้อมแบบต่าง ๆ จะถูกแสดงไว้ในตารางที่ 2-1



รูปที่ 2-9 Delay power spectral densities ของแบบจำลองช่องสัญญาณตามมาตรฐาน

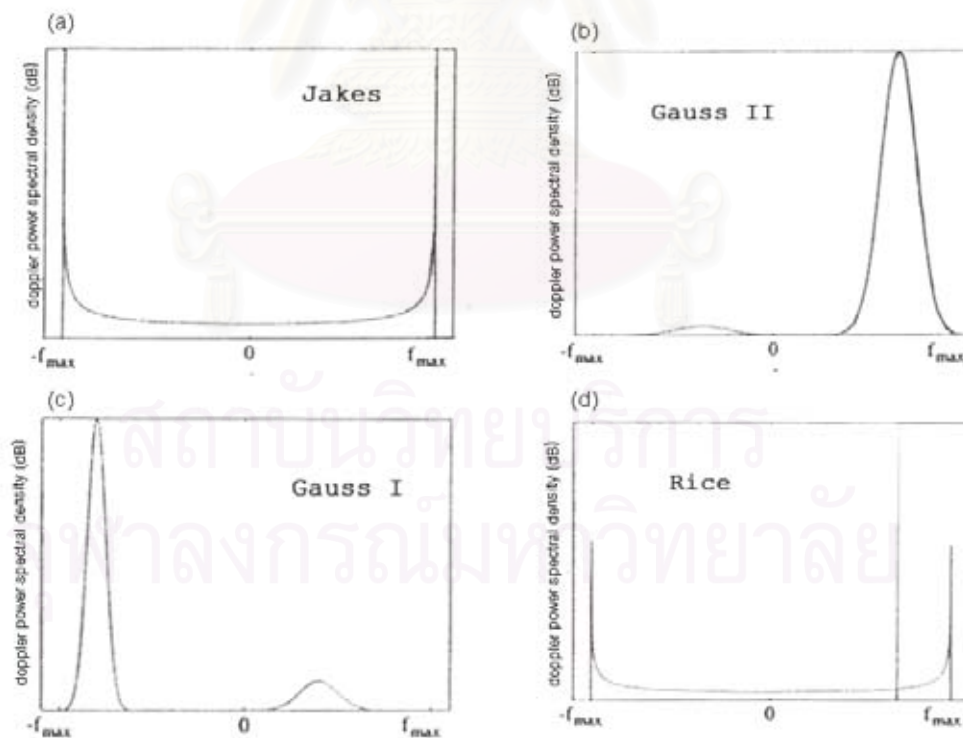
COST207 [2]

ตารางที่ 2-1 รายละเอียด Delay power spectral densities ของแบบจำลองช่องสัญญาณตาม

มาตรฐาน COST207 [2]

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	$0.1 \mu s$
Typical Urban (TU)	$1.0009e^{-\tau'/\mu s}$ $0 \leq \tau' \leq 7\mu s$ 0 else	$0.98 \mu s$
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	$2.53 \mu s$
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	$6.88 \mu s$

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 ดังแสดงใน รูปที่ 2-10 โดย Doppler power spectral density รูปแบบ Jakes นั้นจะเกิดขึ้นเฉพาะในกรณีที่มีสัญญาณมีเวลาประวิงของการเคลื่อนที่มายังปลายทางที่สั้นหรือน้อยกว่า $0.5 \mu\text{sec}$ ส่วนรูปแบบ Rice นั้นจะเหมือนกับในกรณีรูปแบบ Jakes แต่จะคิดถึงผลของสัญญาณที่มีวิถีตรงจากต้นทางมายังปลายทาง (line of sight) ด้วย โดยสัญญาณที่มีวิถีตรงนี้จะเกิดขึ้นที่ความถี่ดอปเพลอร์ 0.7 เท่าของความถี่ดอปเพลอร์สูงสุด (f_{max}) และในกรณีที่สัญญาณมีเวลาประวิง ในการเคลื่อนที่ปานกลางและมากนั้น รูปแบบของ Doppler spectral density จะเป็นรูปแบบ Gauss I หรือ Gauss II โดยรูปแบบ Gauss II จะเกิดขึ้นในกรณีที่สัญญาณมีเวลาประวิงยาวนานกว่า รูปแบบ Gauss I



รูปที่ 2-10 Doppler power spectral densities ของแบบจำลองช่องสัญญาณตาม

มาตรฐาน COST207 [2]

ตารางที่ 2-2 รายละเอียด Doppler power spectral densities ของแบบจำลองช่องสัญญาณ
ตามมาตรฐาน COST207 [2]

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 นิยามฟังก์ชัน $G(A_i, f_i, s_i)$ [2] โดย

$$G(A_i, f_i, s_i) = A_i \exp\left\{-\frac{(f - f_i)^2}{2s_i^2}\right\} \quad (2-19)$$

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

ดังนั้นค่า Doppler spread ที่เป็นพารามิเตอร์สำคัญในการบ่งบอกคุณลักษณะของช่องสัญญาณ จะสามารถหาได้จากค่ารากที่สองของค่าเฉลี่ยกำลังสองของ Doppler power spectral density นี้เอง โดยค่า Doppler spread ของ Doppler power spectral density ประเภทต่าง ๆ ได้แสดงไว้ในตารางที่ 2-2 และจากที่แสดงในรูปที่ 2-9 และ 2-10 จะเห็นได้ว่าค่าของ Delay power spectral density จะเป็นอิสระจากความถี่ดอปเพลอร์ แต่เวลาประวิงของสัญญาณในแต่ละวิถีจะเป็นปัจจัยสำคัญในการตัดสินใจรูปแบบของ Doppler power spectral density ที่เลือกใช้

โดยมาตรฐาน COST207 ได้เลือกค่าเวลาประวิงของสัญญาณและแอมพลิจูดของสัญญาณจาก Delay power spectral density ในรูปที่ 2-9 และรูปแบบของความถี่ดอป

เพลอร์ที่เพิ่มขึ้นจาก Doppler power spectral density ในรูปที่ 2-10 ร่วมกันดังแสดงในตารางที่

2-3

ตารางที่ 2-3 รายละเอียดของแบบจำลองช่องสัญญาณตามมาตรฐาน COST207 [2]

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"	

2.9. การประมาณช่องสัญญาณ (Channel Estimation)

จากที่กล่าวมาแล้วข้างต้น จะเห็นว่าการประมาณช่องสัญญาณเป็นส่วนสำคัญที่ขาดไม่ได้ สำหรับการติดต่อสื่อสารในระบบ MC-CDMA ซึ่งวัตถุประสงค์หลักของการประมาณช่องสัญญาณ คือ พยายามประมาณผลตอบสนองของช่องสัญญาณให้มีค่าใกล้เคียงกับผลตอบสนองจริงของช่องสัญญาณมากที่สุด เพื่อทำการหักล้าง และปรับแก้ผลกระทบของช่องสัญญาณที่มีต่อสัญญาณข้อมูล ซึ่งจะส่งผลให้ประสิทธิภาพในการรับส่งข้อมูลของระบบสูงขึ้น โดยการประมาณช่องสัญญาณนั้นสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ ๆ คือ

1. การประมาณช่องสัญญาณประเภทใช้สัญลักษณ์นำร่องช่วยประมาณ (Pilot-symbol-aided channel estimation)
2. การประมาณช่องสัญญาณประเภทไม่ใช้สัญลักษณ์นำร่อง หรือการประมาณช่องสัญญาณแบบบอด (Blind channel estimation)

ในส่วนของกระบวนการประมาณคุณลักษณะช่องสัญญาณประเภทใช้สัญลักษณ์นำร่องช่วยประมาณนั้น จะทำโดยอาศัยการส่งบิตสัญลักษณ์นำร่อง (pilot bits) แทรกเข้าไประหว่างเฟรมของข้อมูลที่ต้องการส่ง ซึ่งจำนวนของสัญลักษณ์นำร่อง และความถี่ในการแทรกสัญลักษณ์นำร่องนั้นขึ้นอยู่กับคุณลักษณะของช่องสัญญาณ กล่าวคือ ถ้าช่องสัญญาณมีความเปลี่ยนแปลงเร็วมาก จำนวนและความถี่ในการแทรกสัญลักษณ์นำร่องก็ต้องมีค่ามากขึ้นตามไปด้วย ดังนั้นรูปแบบในการแทรกสัญลักษณ์นำร่องจึงขึ้นอยู่กับคุณลักษณะของช่องสัญญาณเป็นหลัก ต่อมาเมื่อสัญญาณที่ทำการส่งมาถึงภาครับ ภาครับจะทำการแยกส่วนที่เป็นข้อมูลออกจากส่วนที่เป็นสัญลักษณ์นำร่อง จากนั้นจะนำส่วนที่เป็นสัญลักษณ์นำร่องที่รับได้ไปทำการเปรียบเทียบกับสัญลักษณ์นำร่องที่ทราบค่าอยู่ก่อนแล้ว เพื่อใช้ในการคำนวณหาคุณลักษณะช่องสัญญาณ จากนั้นจะนำค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณที่ประมาณได้ไปปรับปรุงในส่วน of ข้อมูล เพื่อให้มีความถูกต้องใกล้เคียงกับที่ภาคส่งได้ส่งมาจริง จากที่กล่าวมาจะเห็นได้ว่าการประมาณประเภทใช้สัญลักษณ์นำร่องช่วยประมาณ นั้นจะให้ประสิทธิภาพในการประมาณค่าในช่องสัญญาณและความสามารถในการติดตามการเปลี่ยนแปลง (tracking performance) ของช่องสัญญาณได้ดีกว่าการประมาณช่องสัญญาณประเภทไม่ใช้สัญลักษณ์นำร่องช่วยประมาณ แต่เนื่องจากต้องทำการส่งสัญลักษณ์นำร่องไปพร้อมกับสัญญาณข้อมูลด้วยทำให้ประสิทธิภาพของการใช้แถบความถี่ลดลงกว่าแบบที่ไม่ใช้สัญลักษณ์นำร่องช่วยประมาณ ดังนั้นในโครงร่าง

วิทยานิพนธ์นี้จะสนใจการประมาณช่องสัญญาณแบบไม่ใช้สัญลักษณ์นำร่องที่มีการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีการ Subspace Based [17]-[20] ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จะทำการแก้ไขข้อเสียของการประมาณช่องสัญญาณแบบ Subspace based เดิมที่มีการนำเทคนิค Singular value decomposition (SVD) [21] ที่มีข้อเสียในการหาค่าปริภูมิคือ ไม่สามารถปรับปรุงค่าของปริภูมิต่าง ๆ ที่นำไปใช้ในการประมาณช่องสัญญาณได้ เนื่องจากมีความซับซ้อนในการคำนวณสูง ทำให้การประมาณช่องสัญญาณแบบไม่ใช้สัญลักษณ์นำร่องที่ใช้เทคนิค Singular Value Decomposition ไม่สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณได้ ดังนั้นจึงได้เสนอการนำเทคนิค ULV Decomposition (ULV) [22] มาใช้ในการประมาณช่องสัญญาณแบบ Subspace Based ซึ่งสามารถปรับปรุงค่าของปริภูมิต่าง ๆ ได้เนื่องจากมีค่าความซับซ้อนในการคำนวณต่ำกว่าเทคนิค Singular Value Decomposition ทำให้การประมาณช่องสัญญาณแบบไม่ใช้สัญลักษณ์นำร่องสามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณได้ ต่อไปจะกล่าวถึง ปริภูมีย่อย

2.10. ปริภูมีย่อย (Subspace)

เนื่องจากการส่งผ่านสัญญาณไปในสภาวะต่าง ๆ ทำให้สัญญาณที่ทำการส่งไปถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนต่าง ๆ ทำให้เกิดปัญหาในการรับสัญญาณที่ภาครับว่า สัญญาณที่รับได้นั้นมีค่าไม่เหมือนกับสัญญาณที่ทำการส่งมา ดังนั้นจึงเกิดแนวความคิดที่ว่า ต้องการจะแยกปริภูมิของสัญญาณที่เป็นส่วนของสัญญาณจริง กับส่วนที่เป็นค่าของสัญญาณรบกวนออกจากกัน เพื่อที่จะให้กระบวนการที่ภาครับสามารถสร้างสัญญาณที่ภาครับรับได้มีค่าใกล้เคียงกับสัญญาณที่ถูกส่งจากภาคส่งมากที่สุด ซึ่งเทคนิค Singular value Decomposition เป็นเทคนิคหนึ่งที่ถูกนำมาใช้ในการวิเคราะห์สัญญาณเพื่อที่จะทำการแยกปริภูมิของสัญญาณส่วนที่เป็นสัญญาณกับส่วนสัญญาณรบกวนออกจากกัน และก่อนที่จะมาดูรูปแบบในการหาปริภูมิสัญญาณของเทคนิค Singular Value Decomposition เราจะมากล่าวถึงเรื่องของปริภูมีย่อยก่อน

เริ่มต้นจากกำหนดให้เมตริกซ์ \mathbf{X} เป็นเมตริกซ์ของสัญญาณโดยมีขนาดเท่ากับ $L \times N$ และสิ่งที่ต้องการจะรู้คือในเมตริกซ์ขนาด $L \times N$ นั้นมีจำนวนของคอลัมน์ที่มีคุณสมบัติอิสระต่อกันกับคอลัมน์อื่นเป็นจำนวนทั้งหมดกี่คอลัมน์ และเราจำกัดให้ค่า L และ N เป็นค่าจำนวนจำกัด ต่อมากำหนดให้ d เป็นจำนวนของคอลัมน์ของเมตริกซ์ \mathbf{X} ที่เป็นอิสระต่อกัน โดยกำหนดให้ค่าของ $d \leq L \leq N$ และเราจะเรียกเมตริกซ์ที่มีขนาด d นี้ว่า Range space หรือ ปริภูมิคอลัมน์ (Column space) ที่เป็นปริภูมีย่อยของเมตริกซ์ \mathbf{X} หรือจะเรียกว่าส่วนปริภูมิ

สัญญาณ (Signal Space) ของเมตริกซ์ \mathbf{X} และจะเรียก d ว่าเป็นจำนวนอันดับ (Rank) ของเมตริกซ์ \mathbf{X} โดยจะเรียกเมตริกซ์ \mathbf{X} ว่าเป็นเมตริกซ์อันดับเต็ม (Full Rank) เมื่อค่าของ $d = L$ และเมื่อค่า $d < L$ จะเรียกว่าเมตริกซ์อันดับไม่เพียงพอ (Rank-deficient) ต่อมาสมมติให้ ค่าของ $d \leq L \leq N$ และเรากำหนดให้ เมตริกซ์ของ \mathbf{U} เป็น Unitary เมตริกซ์ที่ประกอบไปด้วยปริภูมิเวกเตอร์ที่แผ่ทั่วถึงในเมตริกซ์ \mathbf{X} และให้ ปริภูมิคอลัมน์ (Column space) ของเมตริกซ์ \mathbf{X} ถูกแผ่ทั่วถึงโดย d คอลัมน์ของเมตริกซ์ \mathbf{U} โดยเขียนแทน d คอลัมน์ ด้วยรูปแบบของเมตริกซ์ $\hat{\mathbf{U}}$

$$\mathbf{U} = \begin{pmatrix} \overset{d}{\leftrightarrow} \hat{\mathbf{U}} & \overset{L-d}{\leftrightarrow} \hat{\mathbf{U}}^\perp \end{pmatrix} \begin{matrix} \uparrow \\ \downarrow \end{matrix} L \quad (2-20)$$

และจากการที่ \mathbf{U} เป็น Unitary เมตริกซ์จะได้ว่า

- 1) จาก $\mathbf{U}^* \times \mathbf{U} = \mathbf{I}_L$
 - ก. $\hat{\mathbf{U}}^* \times \hat{\mathbf{U}} = \mathbf{I}_d$
 - ข. $\hat{\mathbf{U}}^* \times \hat{\mathbf{U}}^\perp = \mathbf{0}$
 - ค. $(\hat{\mathbf{U}}^\perp)^* \times \hat{\mathbf{U}}^\perp = \mathbf{I}_{L-d}$

- 2) จาก $\mathbf{U} \times \mathbf{U}^* = \mathbf{I}_L$
 - ง. $\hat{\mathbf{U}} \times \hat{\mathbf{U}}^* + \hat{\mathbf{U}}^\perp \times (\hat{\mathbf{U}}^\perp)^* = \mathbf{I}_L$

โดยที่ \mathbf{I}_d เป็น เมตริกซ์เอกลักษณ์ (Identity Matrix) ที่มีลำดับเท่ากับ d และ \mathbf{I}_L และ \mathbf{I}_{L-d} ก็มีค่าลำดับเป็น L และ $L-d$ ตามลำดับและจากคุณสมบัติจาก ก.-ค. จะได้ว่าเมตริกซ์ \mathbf{X} สามารถแบ่งออกได้เป็นเวกเตอร์ 2 ส่วนที่มีคุณสมบัติตั้งฉากกันคือ $\hat{\mathbf{x}}$ และ $\hat{\mathbf{x}}^\perp$ ในปริภูมิที่ถูกแผ่ขยายโดยคอลัมน์ของ $\hat{\mathbf{U}}$ และ $\hat{\mathbf{U}}^\perp$ ตามลำดับ และจากคุณสมบัติข้อ ง. จะได้ว่า $\hat{\mathbf{U}} \times \hat{\mathbf{U}}^* = \Pi_c$ และ $\hat{\mathbf{U}}^\perp \times (\hat{\mathbf{U}}^\perp)^* = \Pi_c^\perp$ ทำให้ได้ว่า $\hat{\mathbf{x}} = \Pi_c \mathbf{x}$ และ $\hat{\mathbf{x}}^\perp = \Pi_c^\perp \mathbf{x}$

ต่อมาให้เมตริกซ์ Unitary \mathbf{V} เป็นเมตริกซ์ของปริภูมิศูนย์ (Null Space) ของเมตริกซ์ \mathbf{X} โดยเมตริกซ์ \mathbf{V} จะประกอบไปด้วยปริภูมิเวกเตอร์ที่แผ่ทั่วถึงในเมตริกซ์ \mathbf{X} และให้ ปริภูมิคอลัมน์ (Column space) ของเมตริกซ์ \mathbf{X}' ถูกแผ่ทั่วถึงโดย d คอลัมน์ของเมตริกซ์ \mathbf{V} โดยเขียนแทน d คอลัมน์ ด้วยรูปแบบของเมตริกซ์ $\hat{\mathbf{V}}$

$$\mathbf{V} = \begin{pmatrix} \overset{d}{\leftrightarrow} \hat{\mathbf{V}} & \overset{N-d}{\leftrightarrow} \hat{\mathbf{V}}^\perp \end{pmatrix} \begin{matrix} \uparrow \\ \downarrow \end{matrix} N \quad (2-21)$$

และมีคุณสมบัติเดียวกันคือ $\hat{\mathbf{V}} \times \hat{\mathbf{V}}^* = \Pi_r$ และ $\hat{\mathbf{V}}^\perp \times (\hat{\mathbf{V}}^\perp)^* = \Pi_r^\perp$

2.10.1 เทคนิค Singular Value Decomposition (SVD)

จากที่ได้กล่าวมาในขั้นต้นเกี่ยวกับปริภูมิย่อย จะเห็นได้ว่าในการทำการแยกย่อย โดยวิธีการ Singular Value Decomposition ของเมตริกซ์ \mathbf{X} ขนาด $L \times N$ ที่กำหนดให้มีค่าของ ลำดับเท่ากับ d จะได้มาจากการกำหนดให้ค่า \mathbf{U} และ \mathbf{V} ซึ่งจะสามารถทำการแยกย่อย ได้ ดังต่อไปนี้ [21], [22]-[23]

$$\mathbf{X} = [\hat{\mathbf{U}} \quad \hat{\mathbf{U}}^\perp] \Sigma \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{V}}^* \\ (\hat{\mathbf{V}}^\perp)^* \end{bmatrix} \quad (2-22)$$

โดยกำหนดให้ Σ เป็นเมตริกซ์ แนวนทแยง (Diagonal Matrix) ที่มีขนาดเท่ากับ $L \times N$ ซึ่ง ประกอบไปด้วยค่าเจาะจง (Singular Value) σ_i ของเมตริกซ์ \mathbf{X} โดยมีค่าเป็นจำนวนบวก ซึ่งมี ค่าตามลำดับต่อไปนี้

$$\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \Lambda \geq \sigma_d \geq \sigma_{d+1} = \Lambda = \sigma_L = 0$$

กำหนดให้ค่าเจาะจง (Singular Value) d ตัวแรกมีค่าไม่เท่ากับ 0 และ d คอลัมน์ของเมตริกซ์ $\hat{\mathbf{U}}$ จะมีค่าเจาะจง (Singular Value) ไม่เท่ากับ 0 และจะแผ่ทั่วถึงปริภูมิคอลัมน์ (Column space) ที่เป็นปริภูมิย่อยของเมตริกซ์ \mathbf{X} และจะถูกเรียกว่าเป็นค่า Left Singular value vector เช่นเดียวกับใน d คอลัมน์ของเมตริกซ์ $\hat{\mathbf{V}}$ จะถูกเรียกว่า Right Singular value vector โดยแผ่ทั่วถึง ปริภูมิแถว (Row space) ของเมตริกซ์ \mathbf{X} หรือแผ่ทั่วถึงปริภูมิคอลัมน์ (Column space) ของ เมตริกซ์ \mathbf{X}^* และจากที่กล่าวมาทำให้เราสามารถเขียนเมตริกซ์ \mathbf{X} ใหม่ได้เป็น

$$\mathbf{X} = \hat{\mathbf{U}} \hat{\Sigma} \hat{\mathbf{V}}^* \quad (2-23)$$

โดยที่ $\hat{\Sigma}$ เมตริกซ์แนวนทแยง (Diagonal Matrix) ขนาด $d \times d$ และประกอบไปด้วย $\sigma_1, \Lambda, \sigma_d$ ดังนั้นเมตริกซ์ \mathbf{X} ที่เขียนขึ้นใหม่นี้เป็นส่วนของเมตริกซ์สัญญาณที่จัดผลของสัญญาณรบกวน ออกไป

2.10.2 เทคนิค UTV Decomposition

จากที่กล่าวมาจะเห็นได้ว่าเทคนิค Singular Value Decomposition นั้นเป็นการแยกย่อย (Decomposition) แบบ Two-sided decomposition เนื่องจากเมตริกซ์ Σ เป็นเมตริกซ์แนวทแยง (Diagonal Matrix) ทำให้ค่าการคำนวณมีความสลับซับซ้อนสูง และยากต่อการปรับค่าต่าง ๆ ทำให้ในบางสถานการณ์ เราต้องละทิ้งโครงสร้างที่เป็น เมตริกซ์แนวทแยงของเมตริกซ์ Σ เพื่อทำให้ความสลับซับซ้อนในการคำนวณของการแยกย่อยมีค่าลดลง โดยที่ยังสามารถประมาณอันดับของเมตริกซ์สัญญาณและปริภูมิของสัญญาณได้ใกล้เคียงกับค่าที่ถูกต้องจริง ซึ่งจะส่งผลให้การแยกย่อยโดยเทคนิคนี้ สามารถที่จะปรับค่าต่าง ๆ ได้ และจากข้อดีที่ยกกล่าวมาทั้งหมดทำให้มีการพัฒนาเทคนิค UTV Decomposition ที่ประกอบไปด้วยเมตริกซ์ 3 ส่วน คือ เมตริกซ์ตั้งฉาก (Orthogonal Matrix) และ เมตริกซ์ตัวกลาง (Middle Matrix) ที่มีลักษณะเป็นเมตริกซ์สามเหลี่ยม (Triangular Matrix) และท้ายสุดก็เป็น เมตริกซ์ตั้งฉาก (Orthogonal Matrix) เช่นกัน

ถ้าเมตริกซ์ตัวกลาง (Middle Matrix) เป็นเมตริกซ์สามเหลี่ยมบน (Upper Triangular Matrix) เราจะเรียกการแยกย่อยแบบนี้ว่าเป็นการแยกย่อยแบบ URV decomposition โดยที่ค่าของ $L \geq N$ โดยที่ L, N เป็นจำนวนแถวและจำนวนคอลัมน์ของเมตริกซ์ ตามลำดับ และสามารถเขียนรูปแบบการทำการแยกย่อย ได้ตามสมการต่อไปนี้

$$X = U_R \begin{pmatrix} \mathbf{R} \\ \mathbf{0} \end{pmatrix} \mathbf{V}_R^T = (\mathbf{U}_{Rk}, \mathbf{U}_{Ro}, \mathbf{U}_{R\perp}) \begin{pmatrix} \mathbf{R}_k & \mathbf{F} \\ \mathbf{0} & \mathbf{G} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{pmatrix} (\mathbf{V}_{Rk}, \mathbf{V}_{Ro})^T \quad (2-24)$$

โดยที่ \mathbf{R}_k มีขนาดเป็น $k \times k$ เป็นเมตริกซ์ไม่เอกฐาน (Non-singular Matrix) และ \mathbf{G} เป็นเมตริกซ์ขนาด $(n-k) \times (n-k)$ และถ้ากำหนดให้ $\sigma_{k+1} \ll \sigma_k$ ดังนั้น URV Decomposition ก็จะสามารถหาค่าอันดับได้ถ้า

$$\sigma_{\min}(\mathbf{R}_k) = \mathbf{O}(\sigma_k) \text{ และ } \|(\mathbf{F}^T, \mathbf{G}^T)\|_2 = \mathbf{O}(\sigma_{k+1}) \quad (2-25)$$

และในอีกรูปแบบหนึ่ง ที่ เมตริกซ์ตัวกลาง (Middle Matrix) มีโครงสร้างเป็นเมตริกซ์สามเหลี่ยมล่าง (Lower Triangular Matrix) และเราจะเรียกการแยกย่อยแบบนี้ว่าเป็นการแยกย่อยแบบ ULV decomposition โดยสามารถเขียนสมการได้ดังต่อไปนี้

$$\mathbf{X} = \mathbf{U}_L \begin{pmatrix} \mathbf{L} \\ \mathbf{0} \end{pmatrix} \mathbf{V}_L^T = (\mathbf{U}_{Lk}, \mathbf{U}_{Lo}, \mathbf{U}_{L\perp}) \begin{pmatrix} \mathbf{L}_k & \mathbf{0} \\ \mathbf{H} & \mathbf{E} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{pmatrix} (\mathbf{V}_{Lk}, \mathbf{V}_{Lo})^T \quad (2-26)$$

โดยที่ \mathbf{L}_k มีขนาดเป็น $k \times k$ เป็น เมตริกซ์ไม่เอกฐาน (Non-singular Matrix) และ \mathbf{E} เป็น เมตริกซ์ขนาด $(n-k) \times (n-k)$ และถ้ากำหนดให้ $\sigma_{k+1} \ll \sigma_k$ ดังนั้น ULV Decomposition ก็ จะสามารถหาค่าอันดับได้ถ้า

$$\sigma_{\min}(\mathbf{L}_k) = \mathbf{O}(\sigma_k) \text{ และ } \|(\mathbf{H}, \mathbf{E})\|_2 = \mathbf{O}(\sigma_{k+1}) \quad (2-27)$$

จากการที่ UTV Decomposition มีค่าความสลับซับซ้อนต่ำ ทำให้เทคนิคนี้เป็นเทคนิคที่ดีในการหา ค่าปริภูมิเวกเตอร์ฐานของปริภูมิย่อยส่วนที่เป็นสัญญาณ ยกตัวอย่างเช่น การหาค่า ปริภูมิย่อย ของ $\mathfrak{R}(\mathbf{U}_{Rk})$ หรือ $\mathfrak{R}(\mathbf{U}_{Lk})$ โดยกำหนดให้ $\mathfrak{R}(\mathbf{U}_{Rk})$ และ $\mathfrak{R}(\mathbf{U}_{Lk})$ เป็น ปริภูมิสัญญาณของ เมตริกซ์ \mathbf{X} ที่ถูกทำการแยกย่อยโดยเทคนิค URV และ ULV Decomposition ตามลำดับ โดย จุดมุ่งหมายในการประมาณนั้นจะต้องประมาณค่าให้ได้ค่าใกล้เคียงกับ $\mathfrak{R}(\hat{\mathbf{U}})$ ซึ่งเป็นปริภูมิ สัญญาณของเมตริกซ์ \mathbf{X} ที่ถูกทำการแยกย่อยโดยเทคนิค Singular Value Decomposition ที่ เป็นค่าจริง ซึ่งการที่จะทำให้การประมาณได้ค่าเท่ากับค่า $\mathfrak{R}(\hat{\mathbf{U}})$ นั้น ก็ต่อเมื่อกำหนดให้ค่าต่าง ๆ ที่ไม่อยู่ในแนวทแยง ของ เมตริกซ์ตัวกลาง (Middle Matrix) มีค่าเท่ากับศูนย์ และในการ เปรียบเทียบค่าความถูกต้องของการหาค่าปริภูมิย่อยระหว่างเทคนิค UTV Decomposition และ Singular Value Decomposition นั้นจะมีทฤษฎีที่เสนอโดย [24], [25] ที่จะบอกขอบเขตของ ความถูกต้องที่ เทคนิค UTV Decomposition ประมาณกับค่าของปริภูมิย่อยจริง ซึ่งได้มาจากการ แยกย่อยโดยเทคนิค Singular Value Decomposition และจากทฤษฎีบท [24], [25] จะพบว่าใน การหาค่าความผิดพลาดในการประมาณนั้น จะทำการเริ่มต้นจากการกำหนดเมตริกซ์ \mathbf{X} และนำ เมตริกซ์ \mathbf{X} มาผ่านการแยกย่อยโดย UTV Decomposition ตามสมการที่(2-24) และ (2-26) และ Singular Value Decomposition ในสมการที่ (2-22) ตามลำดับและกำหนดให้ $\sigma_{\min}(\mathbf{R}_k) > \|\mathbf{G}\|_2$ จะได้ว่า

$$\text{dist}(\mathfrak{R}(\hat{\mathbf{U}}), \mathfrak{R}(\mathbf{U}_{Rk})) \leq \frac{\|\mathbf{F}\|_2 \|\mathbf{G}\|_2}{\sigma_{\min}(\mathbf{R}_k)^2 - \|\mathbf{G}\|_2^2} \quad (2-28)$$

และ

$$\frac{\|\mathbf{F}\|_2}{2\|\mathbf{R}\|_2} \leq \text{dist}(\mathfrak{R}(\hat{\mathbf{V}}^\perp), \mathfrak{R}(\mathbf{V}_{Ro})) \leq \frac{\sigma_{\min}(\mathbf{R}_k)\|\mathbf{F}\|_2}{\sigma_{\min}(\mathbf{R}_k)^2 - \|\mathbf{G}\|_2^2} \quad (2-29)$$

และในลักษณะเดียวกัน ถ้า $\sigma_{\min}(\mathbf{L}_k) > \|\mathbf{E}\|_2$ ก็จะได้ว่า

$$\frac{\|\mathbf{H}\|_2}{2\|\mathbf{L}\|_2} \leq \text{dist}(\mathfrak{R}(\hat{\mathbf{U}}), \mathfrak{R}(\mathbf{U}_{Lk})) \leq \frac{\sigma_{\min}(\mathbf{L}_k)\|\mathbf{H}\|_2}{\sigma_{\min}(\mathbf{L}_k)^2 - \|\mathbf{E}\|_2^2} \quad (2-30)$$

และ

$$\text{dist}(\mathfrak{R}(\hat{\mathbf{V}}^\perp), \mathfrak{R}(\mathbf{V}_{Lc})) \leq \frac{\|\mathbf{H}\|_2\|\mathbf{E}\|_2}{\sigma_{\min}(\mathbf{L}_k)^2 - \|\mathbf{E}\|_2^2} \quad (2-31)$$

จากสมการที่ (2-28) ถึง (2-31) แสดงให้เห็นว่า การทำ UTV Decomposition ในการหาค่าปริภูมิย่อยของเมตริกซ์ \mathbf{X} นั้น ค่าความถูกต้องในการคำนวณขึ้นอยู่กับค่าขนาด (Norm) ของค่าในเมตริกซ์ตัวกลาง (Middle Matrix) ที่ไม่อยู่ในแนวทแยงต้องมีค่าน้อย ซึ่งตรงกับที่กล่าวมาในขั้นต้นว่าในการหาปริภูมิย่อย โดยวิธี UTV Decomposition จะได้ค่าเช่นเดียวกับเทคนิค Singular Value Decomposition เมื่อค่าขนาดในเมตริกซ์ตัวกลาง (Middle Matrix) ที่ไม่อยู่ในแนวทแยงมีค่าเท่ากับศูนย์ และจากสมการดังกล่าวยังได้ผลว่าในการทำ URV Decomposition นั้นการประมาณหาค่าของปริภูมิฐานสำหรับ $\mathfrak{R}(\hat{\mathbf{U}})$ จะมีค่าขอบเขตบนของระยะทางจากค่าประมาณกับค่าจริงน้อยกว่าการใช้ ULV Decomposition และเมื่อพิจารณาในทางกลับกัน เมื่อพิจารณาการทำ ULV Decomposition ในการหาค่าปริภูมิฐานสำหรับ $\mathfrak{R}(\hat{\mathbf{V}}^\perp)$ จะได้ค่าขอบเขตบนของระยะทางจากค่าประมาณกับค่าจริง น้อยกว่าการใช้ URV Decomposition ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าการเลือกใช้ UTV Decomposition รูปแบบใดนั้นขึ้นอยู่กับปริภูมิฐานที่ต้องการจะหาค่า ยกตัวอย่างเช่น ถ้าต้องการหาค่าปริภูมิศูนย์ (Null Space) นั้นการใช้ ULV Decomposition จะดีกว่า URV Decomposition

2.11 พารามิเตอร์ที่ใช้วัดสมรรถนะของระบบ และความหมายของค่าต่าง ๆ

2.11.1 อัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate: BER)

อัตราความผิดพลาดบิต หรือความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิต (Bit Error Probability: BER) คือ อัตราส่วนของจำนวนบิตที่ทางภาครับตัดสินผิดพลาดเมื่อเทียบกับจำนวนบิตข้อมูลทั้งหมดที่ถูกส่งมาจากภาคส่ง เป็นค่าพารามิเตอร์สำคัญในการวัดสมรรถนะของระบบ เป็นค่าที่แสดงถึงค่าความถูกต้องของการรับส่งข้อมูลโดยตรง อัตราความผิดพลาดบิตเป็น

พารามิเตอร์ที่นิยมใช้ในการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่สนใจในสภาวะต่าง ๆ เช่น เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน หรือเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป เป็นต้น

2.11.2 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio: SNR)

ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน คือ อัตราส่วนกำลังของสัญญาณเมื่อเทียบกับกำลังของสัญญาณรบกวน ส่วนใหญ่ค่ากำลังของสัญญาณจะมีค่ามากเมื่อเทียบกับค่ากำลังของสัญญาณรบกวน ดังนั้นค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนจึงนิยามวัดกันในหน่วยเดซิเบล (decibel: dB) โดย ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสำหรับผู้ใช้คนที่ k ในค่าหน่วยเดซิเบล สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (2-32)

$$SNR_k = 10 \log \left(\frac{A_k^2}{\sigma^2} \right) \quad (2-32)$$

เมื่อ A_k คือขนาดของสัญญาณของผู้ใช้คนที่ k และ σ^2 คือ ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนซึ่งก็คือกำลังของสัญญาณรบกวนนั่นเอง

2.11.3 ค่ารากเฉลี่ยกำลังสองของผลต่างความผิดพลาด (Root Mean Squared Error: RMSE)

ค่ารากเฉลี่ยกำลังสองของผลต่างความผิดพลาดของการประมาณช่องสัญญาณเป็นค่าพารามิเตอร์ที่วัดค่าความถูกต้องของการประมาณช่องสัญญาณ ซึ่งสามารถหาได้จากสมการต่อไปนี้

$$RMSE = \frac{1}{\|\mathbf{h}\|} \sqrt{\frac{1}{N_i(L_{ch} + 1)} \sum_{i=1}^{N_i} \|\hat{\mathbf{h}}(i) - \mathbf{h}\|^2} \quad (2-33)$$

โดยที่ค่าของ N_i เป็นจำนวนครั้งของอัลกอริทึม Monte-Carlo และในส่วนของช่องสัญญาณ \mathbf{h} จะมีขนาดเป็น $(L_{ch} + 1) \times 1$ และ $\hat{\mathbf{h}}(i)$ เป็นค่าของช่องสัญญาณของแต่ละผู้ใช้ที่ i ทำการประมาณในแต่ละครั้ง และจะได้ว่าถ้า RMSE มีค่าสูงแสดงว่าผลตอบสนองของช่องสัญญาณที่ประมาณได้มีค่าผิดพลาดไปจากผลตอบสนองจริงของช่องสัญญาณมาก ในทาง

ตรงกันข้าม ถ้า RMSE มีค่าน้อย แสดงว่าผลตอบสนองของช่องสัญญาณที่ประมาณได้มีค่าใกล้เคียงกับผลตอบสนองจริงของช่องสัญญาณนั่นเอง



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 3

การประมาณช่องสัญญาณแบบบอดบนพื้นฐานของ เทคนิคการแยกย่อยยูแอลวีสำหรับมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอชเอชขึ้น

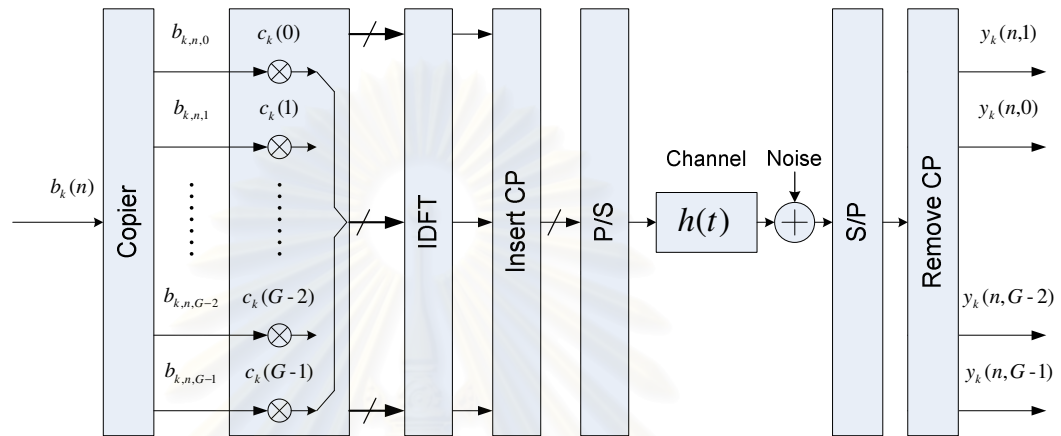
3.1 การประมาณช่องสัญญาณแบบบอด (Blind Channel Estimation)

เนื่องจาก การประมาณช่องสัญญาณในช่องสัญญาณขาขึ้น แบบใช้สัญลักษณ์นำร่องช่วยประมาณ มีการใช้สัญลักษณ์จำนวนมากในการประมาณช่องสัญญาณให้ถูกต้อง ดังนั้นจึงเกิดแนวความคิดที่จะนำวิธีการประมาณช่องสัญญาณแบบไม่ใช้สัญลักษณ์นำร่องช่วยประมาณ เพื่อหลีกเลี่ยงข้อเสียของการที่ต้องสูญเสียช่องสัญญาณไปกับสัญลักษณ์นำร่อง ดังนั้นจึงได้นำการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีปริภูมิฐานย่อย (Subspace Based) ที่ได้รับการปรับปรุงในการหาค่าปริภูมิย่อยจากวิธีเดิมที่เป็น Singular Value Decomposition (SVD) มาเป็นการใช้วิธีการ UTV Decomposition ซึ่งวิธีการหาปริภูมิย่อยแบบหลังแม้จะให้ค่าความถูกต้องในการหาปริภูมิย่อยต่ำกว่าวิธี Singular Value Decomposition แต่มีค่าความสลับซับซ้อนต่ำกว่า ทำให้การหาปริภูมิย่อยแบบหลังนี้สามารถทำการปรับค่าปริภูมิย่อยได้เมื่อสัญญาณมีลักษณะเปลี่ยนแปลงไป ซึ่งจะทำให้การประมาณช่องสัญญาณที่ใช้วิธีปริภูมิฐานย่อย (Subspace Based) ที่มีการนำเทคนิค UTV Decomposition เข้ามาใช้สามารถปรับค่าช่องสัญญาณทางเวลาได้เมื่อช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงไป ทำให้การประมาณโดยวิธีนี้แก้ไขปัญหาการประมาณช่องสัญญาณแบบบอดที่ไม่สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณได้ และเนื่องจากในบทที่ 2 ได้แสดงให้เห็นว่าการใช้ UTV Decomposition ที่เหมาะสมนั้นจะต้องพิจารณาว่า ค่าปริภูมิที่ต้องการหานั้นเป็นปริภูมิสัญญาณหรือปริภูมิศูนย์ ซึ่งในการประมาณช่องสัญญาณนั้นใช้ปริภูมิศูนย์ในการประมาณช่องสัญญาณดังนั้นจึงเลือกการทำ ULV Decomposition ซึ่งเป็นวิธีการที่มีค่าความผิดพลาดในการหาปริภูมิศูนย์ ต่ำกว่าเทคนิค URV Decomposition ดังนั้นในโครงร่างวิทยานิพนธ์นี้จะสนใจการประมาณช่องสัญญาณแบบบอดที่นำเทคนิค ULV Decomposition มาใช้

3.2 การประมาณช่องสัญญาณแบบปริภูมิฐานย่อย (Subspace based)

ในรูปที่ 3-1 แสดงรูปแบบการส่งสัญญาณของ Baseband Model ในระบบ MC-CDMA ที่ใช้การประมาณช่องสัญญาณแบบ Singular Value Decomposition โดยกำหนดให้ในระบบมีผู้ใช้งานอยู่จำนวน K คน อยู่ในบริเวณของสถานีฐาน (Base Station) โดยผู้ให้ทุกคนใน

บริเวณสถานีฐานมีการใช้งานกลุ่มความถี่ของคลื่นพาห้ร่วมกันในการส่งสัญญาณไปยังสถานีฐาน โดยจำนวนของคลื่นพาห้จะมีจำนวนเท่ากับผลคูณของความยาวรหัสแม่ และกำหนดให้รหัสแม่มีความยาวเท่ากับ G และจำนวนสัญลักษณ์ที่ทำการส่งมีเป็น N สัญลักษณ์



รูปที่ 3-1 Baseband Model ของระบบ MC-CDMA

จาก รูปที่ 3-1 จะเห็นได้ว่าสัญญาณข้อมูลจะถูกทำการคัดลอกเป็นจำนวน G ชุดจากนั้นในแต่ละแขนงจะถูกนำไปคูณด้วยรหัสแม่ที่มีความยาว G ได้ออกมาเป็นชิปครั้งละชิป ซึ่งแต่ละชิปจะถูกนำไปมอดูเลตเข้ากับแต่ละคลื่นพาห้ย่อย และสุดท้ายชิปข้อมูลทั้งหมดจะถูกผ่านกระบวนการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่องผกผัน (Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT) และหลังจากนั้นจะทำการเติมระยะเวลาการรูดขนาด L_g เพื่อลดผลของ ISI และ ICI สุดท้ายจะทำการรวมชิปข้อมูลทั้งหมดและทำการส่งออกไปยังสถานีฐาน

ต่อมาจะทำการกำหนดความยาวรหัสแม่ของผู้ใช้แต่ละคนอยู่ในรูปเวกเตอร์ที่มีขนาดเป็น $G \times 1$ ดังที่แสดงในสมการที่ (3-1)

$$\mathbf{c}_k = [c_k(0) \quad c_k(1) \quad \dots \quad c_k(G-1)]^T \quad (3-1)$$

และสามารถเขียนอยู่ในรูปแบบของเมตริกซ์ที่มีขนาดเป็น $G \times K$ ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\mathbf{C} = [\mathbf{c}_1 \quad \mathbf{c}_2 \quad \dots \quad \mathbf{c}_K] \quad (3-2)$$

และเมื่อนำรหัสแฉ่มาทำการผ่านกระบวนการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่องผกผัน ดังนั้นรหัสแฉ่ของผู้ใช้แต่ละคนสามารถเขียนอยู่ในรูปเวกเตอร์ \mathbf{c}_k ($k = 1, \Lambda, K$) ที่มีขนาดของเป็น $G \times 1$ โดยสามารถเขียนได้ตามสมการต่อไปนี้

$$\tilde{\mathbf{c}}_k = \mathbf{F}_{IDFT} \mathbf{c}_k = [\tilde{c}_k(0) \quad \tilde{c}_k(1) \quad \dots \quad \tilde{c}_k(G-1)]^T \quad (3-3)$$

โดยที่ \mathbf{F}_{IDFT} มีขนาดเป็น $G \times G$ และจะกำหนดให้บิตสัญญาณที่ทำการส่งสามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$\mathbf{b}(n) = [b_1(n) \quad b_2(n) \quad \dots \quad b_k(n)]^T \quad (3-4)$$

ดังนั้นในภาค Baseband จะได้สมการของสัญญาณที่ทำการส่งซึ่งไม่มีการเติมระยะเวลาการ์ด ดังสมการต่อไปนี้

$$\mathbf{s}(n) = \mathbf{C} \times \mathbf{b}(N) \quad (3-5)$$

แต่เนื่องจากสัญญาณที่ทำการส่งมาที่มีการลดทอนของของสัญญาณ ซึ่งการลดทอนดังกล่าวเกิดจากผลของการสนองตอบอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ (Channel Impulse Response, CIR) ดังนั้นในการส่งสัญญาณขาขึ้นนั้นเราจะกำหนดให้ช่องสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนสามารถเขียนได้ตามสมการต่อไปนี้

$$\mathbf{h}_k = [h_k(0) \quad h_k(1) \quad \dots \quad h_k(L_{ch})]^T \quad (3-6)$$

โดยที่กำหนดให้ L_{ch} เป็นความยาวของช่องสัญญาณที่เป็นแบบ FIR ดังนั้นในการส่งสัญญาณต้องมีการประมาณช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นเพื่อใช้ในการคำนวณหาค่าสัญญาณที่แท้จริงและยังต้องมีการเติมระยะเวลาการ์ด L_g เพื่อใช้ในการลดทอนผลของ ISI และ ICI และจากที่กล่าวมาเวกเตอร์ของรหัสแฉ่ของผู้ใช้ในเวลา เขียนใหม่ได้ดังต่อไปนี้

$$\tilde{\mathbf{c}}_k = [\tilde{c}_k(0) \quad \tilde{c}_k(1) \quad \dots \quad \tilde{c}_k(G + L_g - 1)]^T \quad (3-7)$$

และเนื่องจากสัญญาณของผู้ใช้ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณของแต่ละผู้ใช้ ดังนั้นสามารถเขียนรหัสแฉ่ที่ผ่านช่องสัญญาณของแต่ละผู้ใช้ใหม่ได้ตามสมการที่ (3-8) โดยมีขนาดเป็น $(G + L_g + L_{ch}) \times 1$

$$\tilde{\mathbf{w}}_k(n) = \tilde{\mathbf{c}}_k(n) * \mathbf{h}_k(n) \quad (3-8)$$

และ เนื่องจากสัญญาณที่มาถึงยังสถานีฐาน $\tilde{\mathbf{w}}_k(n)$ จะมีขนาดเป็น $L_w \times 1$ โดยที่ $L_w = G + L_{ch} + L_g$ และหลังจากสัญญาณถูกถอดระยะเวลาการรูดออก $\tilde{\mathbf{w}}_k(n)$ จะมีขนาดเป็น G ดังนั้น เราจะทำการเขียนรูป $\tilde{\mathbf{w}}_k(n)$ ใหม่ได้เป็นสมการดังต่อไปนี้

$$\tilde{\mathbf{w}}_{k,n} = \mathbf{A}_{k,n} \mathbf{h}_{k,n} \quad (3-9)$$

จากที่กล่าวมาเป็นสัญญาณในโดเมนเวลาของเวกเตอร์ผู้ใช้นั้นที่ k และ $\mathbf{A}_{k,n}$ มีขนาดเป็น $G \times (L_{ch} + 1)$ โดยสามารถเขียนเป็นเมตริกซ์ได้ดังต่อไปนี้

$$\mathbf{A}_{k,n} = \begin{bmatrix} c_k(0) & c_k(G-L_{ch}) & 0 & L & 0 \\ c_k(1) & c_k(0) & c_k(G-L_{ch}) & 0 & M \\ M & 0 & 0 & 0 & M \\ M & 0 & 0 & 0 & M \\ c_k(G-2) & c_k(G-3) & 0 & 0 & M \\ c_k(G-1) & c_k(G-2) & c_k(G-3) & L & c_k(G-L_{ch}-1) \end{bmatrix} \quad (3-10)$$

ดังนั้นสัญญาณที่ภาครับทำการรับได้จากผู้ใช้ทุกคนหลังจากนำค่าระยะเวลาการรูดออกแล้วมีค่าดังสมการต่อไปนี้และมีขนาดเป็น $G \times N$

$$\mathbf{X} = \mathbf{W} \times \mathbf{B} \quad (3-11)$$

โดยที่กำหนดให้ $\mathbf{W} = [\tilde{\mathbf{w}}_1 \quad \tilde{\mathbf{w}}_2 \quad L \quad \tilde{\mathbf{w}}_k]$ และกำหนดให้ $\mathbf{B} = [\mathbf{b}(1) \quad \mathbf{b}(2) \quad L \quad \mathbf{b}(N)]$ โดยมีขนาดเป็น $G \times K$ และ $K \times N$ ตามลำดับ

เนื่องจากสัญญาณที่ส่งผ่านช่องสัญญาณจะมีการถูกรบกวนจากสัญญาณเกาส์สีขาวแบบบวกรวม (Additive White Gaussian Noise, AGWN) และเมื่อทำการพิจารณาผลของสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวกรวมจะทำให้สมการที่ (3-11) สามารถเขียนสมการของสัญญาณที่รับได้ที่สถานีฐานใหม่ได้ดังต่อไปนี้

$$\mathbf{Y} = \mathbf{W} \times \mathbf{B} + \mathbf{N} \quad (3-12)$$

โดยที่ N มีขนาดเป็น $G \times N$

3.3 ลักษณะรูปแบบในการประมาณช่องสัญญาณ

เริ่มต้นจากการนำสมการที่ (3-11) มาทำการหาค่าเมตริกซ์อัตโนมัติสหสัมพันธ์ (Auto Correlation Matrix) ของเมตริกซ์ \mathbf{X} ดังนั้นสามารถเขียนค่าเมตริกซ์อัตโนมัติสหสัมพันธ์ของเมตริกซ์ \mathbf{X} ได้ดังนี้

$$\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{X}\mathbf{X}^H] = E[\mathbf{W}\mathbf{B}\mathbf{B}^H\mathbf{W}^H] \quad (3-13)$$

โดยที่ \mathbf{R}_{xx} มีค่าของขนาดเป็น $G \times G$

เช่นเดียวกันกับการหาค่าเมตริกซ์อัตโนมัติสหสัมพันธ์ของค่า \mathbf{Y} ในสมการที่ (3-12) ก็จะสามารถเขียนสมการได้ดังต่อไปนี้

$$\mathbf{R}_{yy} = E[\mathbf{Y}\mathbf{Y}^H] = \mathbf{W}\mathbf{W}^H + \sigma_n^2\mathbf{I} \quad (3-14)$$

โดยที่ \mathbf{I} มีขนาดของเป็น $G \times G$ และเป็นเมตริกซ์เอกลักษณ์

3.4 การประมาณช่องสัญญาณโดยการใช้วิธี Subspace-Based on SVD [21]

วิธีการ Subspace-Based จะเริ่มต้นโดยการหาค่า ค่าเฉพาะจริง (Eigen value) ของเมตริกซ์ \mathbf{R}_{yy} โดยสามารถเขียนในรูปสมการได้ดังต่อไปนี้

$$\mathbf{R}_{yy} = \sum_{l=1}^G \lambda_l \mathbf{v}_l \mathbf{v}_l^H = [\mathbf{U}_s \quad \mathbf{U}_n] \begin{bmatrix} \lambda_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \lambda_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_s \\ \mathbf{V}_n \end{bmatrix}^H \quad (3-15)$$

โดยที่ λ_l และ \mathbf{v}_l เป็นค่าของค่าเฉพาะจริงและค่าเวกเตอร์เฉพาะจริง (Eigenvector) ของ \mathbf{R}_{yy} ตามลำดับ

จากนั้นเราทำการเรียงค่าของค่าเฉพาะจริงตามลำดับต่อไปนี้ $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_G$ และหลังจากการเรียงค่าเฉพาะจริง จะเห็นได้ว่าค่าของเวกเตอร์เฉพาะจริงที่มีค่าของค่าเฉพาะจริงมากที่สุดที่มีจำนวนเท่ากับ K คอลัมน์และมีค่าไม่เท่ากับศูนย์ โดยที่ K เป็นจำนวนผู้ใช้ทั้งหมดในระบบจะเป็นส่วนที่เป็นปริภูมิของสัญญาณ และในส่วนที่มีค่าของค่าเฉพาะจริงน้อยลงมาตามลำดับ $G-K$ คอลัมน์ จะเป็นส่วนของปริภูมิที่เป็นส่วนของสัญญาณรบกวนและจากที่กล่าวมา จะได้ว่าปริภูมิที่เป็นส่วนของสัญญาณจะมีคุณสมบัติตั้งฉากกับปริภูมิที่เป็นส่วนของสัญญาณรบกวนโดยเราจะ

กำหนดให้เมตริกซ์ \mathbf{U}_n เป็นค่าของเมตริกซ์ปริภูมิที่เป็นส่วนของสัญญาณรบกวน โดยมีขนาดเป็น $G \times (G-K)$ และสามารถเขียนเมตริกซ์ \mathbf{U}_n ได้ดังต่อไปนี้

$$\mathbf{U}_n = [\mathbf{v}_{K+1} \quad \mathbf{v}_{K+2} \quad \dots \quad \mathbf{v}_G] \quad (3-16)$$

เมื่อพิจารณาคูณสมบัติความตั้งฉากระหว่างปริภูมิส่วนที่เป็นสัญญาณกับปริภูมิส่วนที่เป็นสัญญาณรบกวน ดังที่ได้กล่าวไว้ใน บทที่ 2 ก็จะได้สมการดังต่อไปนี้

$$\mathbf{U}_n^H \tilde{\mathbf{w}}_k = \mathbf{0} \quad (3-17)$$

โดยที่ค่า $\mathbf{0}$ มีขนาดเป็น $(G-K) \times 1$ และจากสมการที่ (3-17) จะสามารถเขียนสมการใหม่ได้ดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} (\mathbf{U}_n^H \times \mathbf{A}_k \times \mathbf{h}_k)^H \times (\mathbf{U}_n^H \times \mathbf{A}_k \times \mathbf{h}_k) &= \mathbf{0} \\ \mathbf{h}_k^H \times \mathbf{A}_k^H \times \mathbf{U}_n \times \mathbf{U}_n^H \times \mathbf{A}_k \times \mathbf{h}_k &= \mathbf{0} \end{aligned} \quad (3-18)$$

จากสมการที่ (3-18) จะสามารถหาค่าของช่องสัญญาณจากสมการต่อไปนี้

$$\mathbf{h}_k = \arg \min_{\mathbf{h}} (\mathbf{h}_k^H \times \mathbf{A}_k^H \times \mathbf{U}_n \times \mathbf{U}_n^H \times \mathbf{A}_k \times \mathbf{h}_k) \quad (3-19)$$

จากสมการที่ (3-19) สามารถหาค่า \mathbf{h}_k ได้จากการหาค่าเวกเตอร์เจาะจงที่มีค่าเจาะจงที่มีค่าน้อยที่สุด และจากการหาค่าเวกเตอร์เจาะจงดังกล่าว ค่าที่ได้ยังไม่ใช่ค่าช่องสัญญาณที่แท้จริง ดังนั้นจึงต้องมีการหาค่าสัมประสิทธิ์ความไม่แน่นอน เพื่อให้ใช้ในการปรับค่าช่องสัญญาณที่ได้ให้เป็นช่องสัญญาณที่แท้จริง ซึ่งในส่วนถัดไปจะกล่าวถึงวิธีการหาค่าสัมประสิทธิ์ความไม่แน่นอนเพื่อนำไปใช้ในการประมาณช่องสัญญาณ

3.5 การหาค่าสัมประสิทธิ์ความไม่แน่นอน (Ambiguous Coefficient)

เนื่องจากการประมาณค่าที่กล่าวมา ยังไม่สามารถหาค่าช่องสัญญาณที่แท้จริงได้ จึงต้องมีการหาค่าสัมประสิทธิ์ความไม่แน่นอนเพื่อให้หาค่าช่องสัญญาณจริง ดังนั้นในส่วนนี้จะกล่าวถึงการหาค่าสัมประสิทธิ์ความไม่แน่นอน โดยเริ่มต้นจากการกำหนดให้ค่าสัมประสิทธิ์ความไม่แน่นอนมีค่าเท่ากับ $\mathbf{\Gamma}$ โดยที่ $\mathbf{\Gamma}$ เป็นเมตริกซ์แนวทแยง (Diagonal Matrix) ที่มีขนาดเป็น $k \times k$ ซึ่งสามารถเขียนสมการได้ดังต่อไปนี้

$$\mathbf{\Gamma} = \text{diag}[\bar{\Gamma} \quad \bar{\Gamma} \quad L \quad \bar{\Gamma}]$$

$$\mathbf{\Gamma} = |\mathbf{\Gamma}| \cdot \mathbf{e}^{j\varphi} \quad (3-20)$$

โดยกำหนดให้ $|\mathbf{\Gamma}| = \text{diag}(|\gamma_1|, |\gamma_2|, L, |\gamma_k|)$ และ $\mathbf{e}^{j\varphi} = \text{diag}(e^{j\varphi_1}, e^{j\varphi_2}, L, e^{j\varphi_k})$ ดังนั้นจากสมการที่ (3-12) สามารถเขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$\mathbf{Y} = \tilde{\mathbf{W}} \times \mathbf{\Gamma} \times \mathbf{B} + \mathbf{N} \quad (3-21)$$

และให้

$$\mathbf{R} = \frac{1}{N} \mathbf{Y} \mathbf{Y}^H = \tilde{\mathbf{W}} \cdot \mathbf{\Gamma} \times \mathbf{B} \times \mathbf{B}^H \cdot \mathbf{\Gamma}^H \cdot \tilde{\mathbf{W}}^H + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (3-22)$$

$$\mathbf{\Gamma} \times \mathbf{\Gamma}^H = \tilde{\mathbf{W}}^+ \times (\mathbf{R} - \sigma^2 \mathbf{I}) \times (\tilde{\mathbf{W}}^+)^H \quad (3-23)$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$|\mathbf{\Gamma}| = \left(\tilde{\mathbf{W}}^+ \times (\mathbf{R} - \sigma^2 \mathbf{I}) \times (\tilde{\mathbf{W}}^+)^H \right)^{1/2} \quad (3-24)$$

จากนั้นจะทำการประมาณค่าเฟสจากการแทนค่า $|\mathbf{\Gamma}| \cdot \mathbf{e}^{j\varphi}$ ลงในสมการที่ (3-21) และสามารถเขียนได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\mathbf{Y} = \tilde{\mathbf{W}} \times |\mathbf{\Gamma}| \cdot \mathbf{e}^{j\varphi} \cdot \mathbf{B} \quad (3-25)$$

$$\mathbf{e}^{j\varphi} \cdot \mathbf{B} = (\tilde{\mathbf{W}} \cdot |\mathbf{\Gamma}|)^+ \cdot \mathbf{Y} \quad (3-26)$$

เนื่องจากบิตข้อมูลที่ทำการส่งมีค่าเป็น 1 หรือ -1 เท่านั้นดังนั้นเมื่อนำสมการที่ (3-26) มาทำการยกกำลังสองจะสามารถเขียนสมการใหม่ได้ดังต่อไปนี้

$$\mathbf{e}^{j2\varphi} (\mathbf{B} \bullet \mathbf{B}) = \left[(\tilde{\mathbf{W}} \cdot |\mathbf{\Gamma}|)^+ \cdot \mathbf{Y} \right] \circ \left[(\tilde{\mathbf{W}} \cdot |\mathbf{\Gamma}|)^+ \cdot \mathbf{Y} \right] \quad (3-27)$$

จากสมการที่ (3-27) เห็นได้ว่าจากที่ $\mathbf{B} \bullet \mathbf{B} = \mathbf{I}$ ดังนั้น จะสามารถหาค่าของ $\mathbf{j}\varphi$ ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\mathbf{j}\boldsymbol{\phi} = \frac{1}{2} \ln(\text{diag}(\mathbf{F})) \quad (3-28)$$

โดยที่ F มีค่าเท่ากับ ค่าเฉลี่ยของทุกคอลัมน์ใน $\left[(\tilde{\mathbf{W}} \cdot |\boldsymbol{\Gamma}|)^+ \cdot \mathbf{Y} \right]_o \left[(\tilde{\mathbf{W}} \cdot |\boldsymbol{\Gamma}|)^+ \cdot \mathbf{Y} \right]$

และจากสมการที่ (3-23) ก็จะสามารถหาค่าเฟสของสัมประสิทธิ์ความไม่แน่นอนได้ ดังนั้นเมื่อนำค่าสัมประสิทธิ์ความไม่แน่นอนไปแทนค่าในสมการที่ (3-21) แล้วจะทำให้สามารถประมาณช่องสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนได้

3.6 การประมาณช่องสัญญาณโดยการใช้วิธี Subspace-Based on UTV Decomposition [22]

เนื่องจากการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธี Singular Value Decomposition นั้น มีการใช้ค่าในส่วนของปริภูมิสัญญาณรบกวนซึ่งคำนวณมาจากสัญญาณที่รับได้ที่ภาครับ และนำมาใช้ในการคำนวณค่าของช่องสัญญาณ เพราะฉะนั้นจึงจำเป็นต้องทำการหาค่าปริภูมิดังกล่าว ซึ่งวิธีการที่ดีที่สุดในการหาปริภูมิสัญญาณรบกวน คือการใช้เทคนิค Singular Value Decomposition ซึ่งเทคนิคดังกล่าวได้กล่าวไว้ในข้างต้นแล้ว แต่เนื่องจากวิธีคำนวณค่าปริภูมิสัญญาณรบกวนโดยการใช้เทคนิค Singular Value Decomposition มีข้อเสียคือ มีการคำนวณที่สลับซับซ้อนทำให้ยากต่อการปรับปรุงค่าปริภูมิสัญญาณรบกวนใหม่เมื่อมีสัญญาณที่รับได้ใหม่เข้ามาในระบบ ดังนั้นในการประมาณช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา จะต้องมีการปรับปรุงค่าปริภูมิสัญญาณรบกวน เพื่อให้การประมาณช่องสัญญาณที่ได้สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณได้ ดังนั้นจึงได้มีการเสนอวิธีการประมาณค่าปริภูมิสัญญาณรบกวนใหม่ที่มีความสลับซับซ้อนในการคำนวณหาค่าปริภูมิสัญญาณรบกวนลดน้อยลง ซึ่งได้พิจารณาวิธีการที่เป็น QR Decomposition [24] ที่ใช้ในการแยกย่อยสัญญาณที่ได้รับผลของสัญญาณรบกวนเพื่อหาปริภูมิสัญญาณ แต่เนื่องมาจากวิธีดังกล่าวไม่สามารถหาค่าในส่วนของปริภูมิสัญญาณรบกวนได้ ดังนั้นจึงได้มีการเสนอวิธีการที่อยู่ระหว่างวิธีการ Singular Value Decomposition และ QR Decomposition ซึ่งก็คือวิธีการ UTV Decomposition ซึ่งวิธีดังกล่าวมีค่าความซับซ้อนในการคำนวณหาค่าปริภูมิสัญญาณรบกวนน้อยกว่าวิธีการ Singular Value Decomposition ทำให้สามารถปรับปรุงค่าปริภูมิสัญญาณรบกวนเพื่อประมาณช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาได้

ต่อไปจะกล่าวถึงการทำ UTV Decomposition ซึ่งในการประมาณช่องสัญญาณ

โดยการใช้เทคนิค UTV Decomposition นั้นจะมีการใช้ค่าปริภูมิของสัญญาณที่แตกต่างไปจากเดิมที่เป็นแบบ Singular Value Decomposition คือจะใช้ปริภูมิในส่วนที่เป็นปริภูมิศูนย์ของเมตริกซ์สัญญาณที่รับได้ซึ่งถูกสลับเปลี่ยน (Transpose) ดังนั้นในการหาค่าปริภูมิศูนย์เพื่อนำไปใช้ในการประมาณช่องสัญญาณจะใช้เทคนิคแบบ ULV Decomposition เนื่องจากที่กล่าวมาในบทที่ 2 ว่าการหาค่าปริภูมิศูนย์นั้น ถ้าใช้เทคนิค ULV Decomposition จะให้ค่าความผิดพลาดในการคำนวณค่าปริภูมิต่ำกว่าเทคนิค URV Decomposition ต่อไปจะเป็นการพิจารณาเทคนิค ULV Decomposition

เริ่มต้นโดยการสมมติให้เมตริกซ์ \mathbf{A} ที่ต้องการหาปริภูมิสัญญาณศูนย์ มีจำนวนอันดับเท่ากับ k ดังนั้นเราจะทำการเขียนสมการ ULV Decomposition ได้ดังต่อไปนี้

$$\mathbf{A} = \mathbf{U} \begin{pmatrix} \mathbf{L} & \mathbf{0} \\ \mathbf{H} & \mathbf{E} \end{pmatrix} \mathbf{V}^H \quad (3-29)$$

โดยที่เมตริกซ์กลาง (Middle Matrix) นั้นเป็นเมตริกซ์สามเหลี่ยมล่าง (Lower triangular) ที่มีจำนวนอันดับเท่ากับ k ซึ่งจะเห็นได้ว่าต่างกับใน Singular Value Decomposition ที่เมตริกซ์กลาง (Middle Matrix) จะเป็นเมตริกซ์แนวทแยง ทำให้จากการทำการแยกย่อย (Decomposition) เมตริกซ์ \mathbf{A} จะเห็นได้ว่าการทำการแยกย่อยโดยเทคนิค Singular Value Decomposition นั้นการหาค่าเมตริกซ์กลาง (Middle Matrix) จะเป็นแบบ two-sided decomposition ซึ่งจะทำให้จำนวนตัวดำเนินการมีค่าเท่ากับ $O(p^3)$ โดย p นั้นเป็นจำนวนคอลัมน์ของเมตริกซ์ \mathbf{A} ซึ่งต่างจากเทคนิค ULV Decomposition ที่จะเป็นการทำ one-sided decomposition ซึ่งจะทำให้จำนวนตัวดำเนินการมีค่าลดลงเท่ากับ $O(p^2)$ โดย p นั้นเป็นจำนวนคอลัมน์ของเมตริกซ์ \mathbf{A} เช่นกันและเห็นได้ว่าแม้ว่าวิธีแบบ ULV Decomposition จะมีจำนวนตัวดำเนินการลดน้อยลงแต่ก็สามารถทำการประมาณหาค่าปริภูมิสัญญาณและปริภูมิศูนย์ของเมตริกซ์ \mathbf{A} ได้ซึ่งในส่วนต่อไปจะแสดงให้เห็นว่าการปรับปรุงค่าปริภูมิสัญญาณโดยวิธีการ ULV Decomposition จะมีจำนวนตัวดำเนินการเท่ากับ p และจากการที่เมตริกซ์ \mathbf{A} มีจำนวนอันดับเท่ากับ k จะทำให้สามารถเขียนค่าเจาะจงได้ดังต่อไปนี้

$$\sigma_1 \geq \Lambda \geq \sigma_k > \sigma_{k+1} \Lambda \geq \sigma_p \quad (3-30)$$

และจากสมการที่ (3-29) จะได้ว่า

1. \mathbf{L} และ \mathbf{E} เป็นเมตริกซ์สามเหลี่ยมบน

$$2. \inf(\mathbf{L}) \cong \sigma_k$$

$$3. \sqrt{\|\mathbf{H}\|^2 + \|\mathbf{E}\|^2} \cong \sqrt{\sigma_{k+1} + L \sigma_p^2}$$

และจากการทำ Singular Value Decomposition ก็จะได้ค่าเจาะจงออกมาและเนื่องจากสัญญาณที่รับได้มีผลรวมของสัญญาณอื่น ที่เกิดจากการรบกวนของสัญญาณรบกวน ดังนั้นจากการทำการแยกย่อย เราจะสามารถแยกส่วนปริภูมิสัญญาณรบกวนออกจากปริภูมิสัญญาณได้ โดยการพิจารณาค่าเจาะจง ซึ่งค่าเจาะจงที่มีค่าน้อยจะเป็นส่วนของสัญญาณรบกวนเพราะฉะนั้นจึงต้องหากรรมวิธีในการหาจำนวนของค่าเจาะจงที่เป็นส่วนของสัญญาณเพื่อใช้ในการแยกส่วนที่เป็นปริภูมิสัญญาณรบกวนออกจากส่วนที่เป็นปริภูมิสัญญาณ หรือเรียกอีกอย่างว่ากรรมวิธีตรวจสอบอันดับ (Rank revealing) ซึ่งส่วนนี้มีความสำคัญต่อการนำไปหาค่าปริภูมิสัญญาณที่มีการปรับปรุงตลอดด้วย เพื่อช่วยในการตัดสินใจหาส่วนของสัญญาณที่เป็นปริภูมิสัญญาณ ดังตัวอย่างต่อไปนี้จะแสดงการหาค่า Tolerance เพื่อใช้ในการตัดสินใจว่าสามารถแยกส่วนของปริภูมิสัญญาณออกจากปริภูมิสัญญาณรบกวนได้หรือไม่ เริ่มต้นจากกำหนดให้เมตริกซ์ \mathbf{A} มีค่าเท่ากับ

$$\mathbf{A} = \hat{\mathbf{A}} + \mathbf{E} \quad (3-31)$$

โดยกำหนดให้อันดับของ $\hat{\mathbf{A}}$ มีค่าเท่ากับ k และ \mathbf{E} มีค่าดังต่อไปนี้

$$\mathbf{E} = \begin{pmatrix} \alpha^{n-1} e_1^H \\ \alpha^{n-2} e_1^H \\ \vdots \\ M \\ e_n^H \end{pmatrix} \quad (3-32)$$

และกำหนดให้ \mathbf{V}_2 เป็นมูลฐานแบบออร์โธโนมอล (Orthonormal basis) ของปริภูมิสัญญาณรบกวนของ $\hat{\mathbf{A}}$ ดังนั้นเมื่อนำ \mathbf{V}_2 ไปคูณกับ \mathbf{A} จะได้ว่า (เนื่องจาก $\hat{\mathbf{A}}\mathbf{V}_2 = 0$)

$$\mathbf{A}\mathbf{V}_2 = \mathbf{E}\mathbf{V}_2 \quad (3-33)$$

และ $\mathbf{E}\mathbf{V}_2$ มีจำนวนองค์ประกอบเท่ากับ $p-k$ ดังนั้นจะได้ว่า

$$\|\mathbf{E}\mathbf{V}_2\| \cong (p-k)\epsilon^2 \sum_{i=1}^n \alpha^{2(n-i)} < \frac{(p-k)\epsilon}{1-\alpha^2} \quad (3-34)$$

ดังนั้นจะได้ว่า Tolerance มีค่า

$$tol \geq \sqrt{\frac{p-k}{1-\alpha^2}} \quad (3-35)$$

จากสมการที่ (3-35) จะเห็นได้ว่า Tolerance (tol.) ควรจะมีค่ามากเพื่อที่จะให้การแยกค่าเจาะจง ส่วนที่เป็นของปริภูมิสัญญาณกับปริภูมิสัญญาณรบกวนออกจากกันได้ง่าย ซึ่งหมายความว่า อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to noise Ratio, SNR) จะมีค่ามาก ดังนั้นทำให้สามารถแยกแยะปริภูมิสัญญาณรบกวนออกจากปริภูมิสัญญาณได้ แต่ถ้าในกรณีที่มีค่าน้อยก็จะทำให้การแยกแยะค่าเจาะจงในส่วนปริภูมิสัญญาณไม่ได้ ทำให้ไม่สามารถหาค่าปริภูมิสัญญาณรบกวนได้ ก็จะทำให้ไม่สามารถปรับปรุงค่าปริภูมิสัญญาณรบกวนได้ แต่เนื่องจากในที่นี้เราทราบจำนวนผู้ใช้ในระบบ ซึ่งเป็นตัวกำหนดจำนวนอันดับของค่าเจาะจงของปริภูมิสัญญาณในสัญญาณที่ภาครับรับได้ ดังนั้นเราจะสามารถทราบจำนวนอันดับของค่าเจาะจงของปริภูมิสัญญาณได้ ทำให้สามารถปรับปรุงปริภูมิสัญญาณรบกวนเพื่อนำไปใช้ในการคำนวณหาช่องสัญญาณของแต่ละผู้ใช้ได้

3.7 การปรับปรุงช่องสัญญาณโดยการใช้วิธี Subspace-Based ULV Decomposition

เนื่องจากช่องสัญญาณในระบบสื่อสารนั้นมีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่จะต้องมีการปรับปรุงค่าช่องสัญญาณที่ทำการประมาณเมื่อเวลาเปลี่ยนไป โดยการนำสัญญาณข้อมูลที่ได้รับมาได้ใหม่ไปทำการปรับปรุงช่องสัญญาณเดิม โดยในที่นี้การประมาณค่าช่องสัญญาณขึ้นอยู่กับปริภูมิของสัญญาณรบกวน ดังนั้นการปรับปรุงช่องสัญญาณใหม่ จะทำได้โดยการปรับปรุงปริภูมิของสัญญาณรบกวน ซึ่งสามารถทำได้ดังต่อไปนี้ จากเดิมที่กระบวนการประมาณช่องสัญญาณ โดยวิธี Subspace based ใช้เทคนิค Singular Value Decomposition นั้น เริ่มต้นจากการหาค่าปริภูมิสัญญาณรบกวนจากค่าเมตริกซ์อัตราสหสัมพันธ์ของสัญญาณที่รับได้ แต่ในการประมาณช่องสัญญาณ โดยวิธี Subspace based แต่ใช้เทคนิค ULV Decomposition นั้น จะเริ่มจากการหาค่าปริภูมิของสัญญาณรบกวนจากเมตริกซ์สัญญาณที่รับได้ซึ่งถูกสลับเปลี่ยน (Transpose) จะเห็นได้ว่าการหาค่าปริภูมิของสัญญาณรบกวน จะทำการหาค่าจากส่วนที่เป็นปริภูมิคู่ขนาน ซึ่งแตกต่างจากเทคนิค Singular Value Decomposition เพราะฉะนั้นจะสามารถเขียนสมการเริ่มต้นใหม่ได้ดังต่อไปนี้

$$\mathbf{Y}^H = [\mathbf{U}_s \quad \mathbf{U}_n] \begin{pmatrix} \mathbf{L} & \mathbf{0} \\ \mathbf{H} & \mathbf{E} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_s \\ \mathbf{V}_n \end{bmatrix}^H \quad (3-36)$$

จะเห็นได้ว่าเมตริกซ์กลาง (Middle Matrix) สามารถเรียงลำดับค่าเจาะจงได้ดังต่อไปนี้

$$\sigma_1 \geq L \geq \sigma_k > \sigma_{k+1} L \geq \sigma_G \quad (3-37)$$

ซึ่งจะสามารถแยกแยะสัญญาณรบกวนได้เหมือนกับการใช้เทคนิค Singular Value Decomposition ทำให้ ต่อมาเราจะกำหนดให้เมตริกซ์ V_n เป็นค่าของเมตริกซ์ปริภูมิที่เป็นส่วนของสัญญาณรบกวน โดยมีขนาดเป็น $G \times (G - k)$ และสามารถแสดงได้ดังต่อไปนี้

$$V_n = [v_{k+1} \quad v_{k+2} \quad L \quad v_G] \quad (3-38)$$

จากนั้นทำการใช้คุณสมบัติความตั้งฉากระหว่างปริภูมิส่วนที่เป็นของสัญญาณกับปริภูมิส่วนที่เป็นของสัญญาณรบกวนเหมือนในสมการที่ (3-17) ก็จะได้สมการใหม่ ดังต่อไปนี้

$$V_n^H \tilde{w}_k = 0 \quad (3-39)$$

โดยที่ค่า 0 มีขนาดเป็น $(G - K) \times 1$ และจากสมการที่ (3-39) สามารถเขียนรูปสมการใหม่ได้เหมือนกับสมการที่ (3-17) ก็จะได้สมการดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} (V_n^H \times A_k \times h_k)^H \times (V_n^H \times A_k \times h_k) &= 0 \\ h_k^H \times A_k^H \times V_n \times V_n^H \times A_k \times h_k &= 0 \end{aligned} \quad (3-40)$$

ดังนั้นสมการที่ทำการหาค่าช่องสัญญาณจากสมการที่ (3-40) สามารถเขียนสมการใหม่ได้เหมือนกับสมการที่ (3-19) ได้ดังต่อไปนี้

$$h_k = \arg \min_h (h_k^H \times A_k^H \times V_n \times V_n^H \times A_k \times h_k) \quad (3-41)$$

จากสมการที่ (3-41) สามารถหาค่า h_k ได้จากการหาค่าเวกเตอร์เจาะจงที่มีค่าเจาะจงที่มีค่าน้อยที่สุด และหลังจากหาค่าเวกเตอร์เจาะจงแล้วจะพบว่า ค่าเวกเตอร์เจาะจงที่ได้ยังไม่ใช่ค่าช่องสัญญาณที่แท้จริง ดังนั้นจึงต้องมีการหาค่าสัมประสิทธิ์ความไม่แน่นอนเหมือนกับการประมาณช่องสัญญาณที่ใช้เทคนิค Singular Value Decomposition เพื่อนำไปใช้ในการปรับช่องสัญญาณที่ได้ให้เป็นช่องสัญญาณที่แท้จริง ซึ่งกระบวนการในการหาค่าสัมประสิทธิ์ความไม่แน่นอนนั้นจะเป็นกระบวนการเดียวกันกับการหาค่าสัมประสิทธิ์ความไม่แน่นอนในการประมาณช่องสัญญาณแบบปริภูมิฐานย่อยที่นำเทคนิค Singular Value Decomposition เข้ามาใช้ ซึ่งวิธีการดังกล่าวได้อธิบายไว้ในข้างต้นแล้ว

ต่อมาจะแสดงวิธีการปรับปรุงข้อมูลของช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา โดยเริ่มต้นจากการกำหนดให้

$$\mathbf{Y}(n+1)^H = \begin{bmatrix} \beta \mathbf{Y}(n)^H \\ \mathbf{y}(n+1)^H \end{bmatrix} \quad (3-42)$$

โดยที่ $0 < \beta < 1$ เป็น ค่าสัมประสิทธิ์ความลืม (Forgetting factor) จากนั้นทำการหาค่าของ $(\mathbf{x}^H \mathbf{z}^H) = \mathbf{y}(n+1)^H \mathbf{V}$ เพื่อใช้ในการปรับปรุงปริภูมิดังสมการต่อไปนี้

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \mathbf{L} & \mathbf{0} \\ \mathbf{H} & \mathbf{E} \\ \mathbf{x}^H & \mathbf{z}^H \end{pmatrix} \quad (3-43)$$

ต่อมาเป็นการตรวจสอบอันดับของเมตริกซ์ \mathbf{A} [22] แต่เนื่องจากจำนวนผู้ใช้ในระบบขณะที่ทำการประมาณมีค่าคงที่เท่ากับ K ดังนั้นจึงไม่ต้องทำกระบวนการตรวจสอบอันดับ ดังนั้นต่อมาให้ทำการปรับเปลี่ยนเมตริกซ์ \mathbf{A} ให้อยู่ในรูปเมตริกซ์สามเหลี่ยมบน โดยวิธีการหมุนวนระนาบ (Plane Rotation) และจะเห็นได้ว่าเมตริกซ์ \mathbf{U} และ \mathbf{V} จะได้รับผลกระทบจาก วิธีการหมุนวนระนาบด้วย ดังนั้นค่าปริภูมิที่ได้จะมีการปรับปรุงข้อมูลด้วย ก็จะทำให้การประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีปริภูมิฐานย่อย (Subspace-Based) สามารถปรับปรุงค่าช่องสัญญาณได้โดยการใช้เทคนิค ULV Decomposition จะเห็นได้ว่าค่าความถูกต้องของการติดตามค่าช่องสัญญาณที่ทำการประมาณ จะขึ้นกับความถูกต้องในการติดตามค่าปริภูมิที่เปลี่ยนไป ซึ่งความถูกต้องดังกล่าวจะได้จากการใช้เลือกใช้ ค่าสัมประสิทธิ์ความลืม (Forgetting factor) ที่เหมาะสม

บทที่ 4

ผลการวิจัย

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงผลการทดสอบ และวิจารณ์สมรรถนะของระบบ MC-CDMA ในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น ซึ่งมีการประยุกต์ใช้งานการประมาณช่องสัญญาณ โดยไม่ใช้สัญลักษณ์นำช่วยประมาณ โดยปริภูมิฐานย่อยอัลกอริทึมที่มีการใช้เทคนิค Singular Value Decomposition ช่วยในการประมาณ พร้อมทั้งการประมาณช่องสัญญาณโดยอัลกอริทึมปริภูมิฐานย่อยที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition เข้าช่วยในการประมาณ ดังที่นำเสนอมา เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ โดยเนื้อหาในบทนี้จะแบ่งออกเป็น 2 หัวข้อ คือ ในหัวข้อที่หนึ่งจะกล่าวถึงค่าพารามิเตอร์ และสมมติฐานต่าง ๆ ที่ใช้ในการจำลองระบบ หัวข้อที่สองจะกล่าวถึงสมรรถนะของระบบ MC-CDMA ในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น ที่มีการประยุกต์ใช้งานการประมาณช่องสัญญาณ โดยไม่ใช้สัญลักษณ์นำช่วยประมาณ โดยอัลกอริทึมปริภูมิฐานย่อยที่มีการใช้เทคนิค ULV Decomposition ภายใต้เงื่อนไขต่าง ๆ

4.1 วิธีการจำลองระบบ

4.1.1 รหัสแม่ที่ใช้

รหัสแม่ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้รหัสแม่แบบออร์ทोगอนัล (Orthogonal) ชนิดวอล์ช-ฮาดามาร์ด (Walsh-Hadamard) ขนาด 16×16 ดังแสดงในสมการที่ (4-1)

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

รหัสแชนเนลวอลซ์-ฮาดามาร์ดนี้ เป็นประเภทหนึ่งของรหัสแชนเนลแบบออร์ทอกอนัล (Orthogonal) ซึ่งรหัสประเภทนี้จะเป็นรหัสที่ตั้งฉากสมบรูณ์ กล่าวคือมีค่าออตสหสัมพันธ์เป็นหนึ่ง และค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างกันและกันเป็นศูนย์ โดยรหัสแชนเนลวอลซ์-ฮาดามาร์ดขนาด 16×16 นี้ นั้น จะสามารถรองรับจำนวนผู้ใช้ได้จำนวน 16 ราย โดยยังสามารถรักษาความตั้งฉากกันระหว่างรหัสของแต่ละผู้ใช้ได้ เนื่องจากข้อดีดังกล่าวรวมถึงการที่รหัสแชนเนลวอลซ์-ฮาดามาร์ดนี้มีความยาวเป็น 2" จึงสามารถนำกระบวนการแปลงฟูริเยร์อย่างรวดเร็วเข้ามาประยุกต์ใช้ได้ ทำให้เป็นรหัสที่ถูกพิจารณาให้ใช้สำหรับระบบ MC-CDMA

4.1.2 สัญญาณรบกวนจากช่องสัญญาณ

สัญญาณรบกวน ที่ใช้ในการจำลองระบบนี้จะใช้สัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise: AWGN) ซึ่งค่าเฉลี่ยของขนาดของสัญญาณมีค่าเป็นศูนย์ และมีค่าความแปรปรวนที่เปลี่ยนแปลงตามกำลังของสัญญาณรบกวนที่ใช้ในการจำลองระบบ ซึ่งค่าดังกล่าวจะขึ้นอยู่กับค่า Signal to Noise Ratio (SNR) โดยมีหน่วยเป็นเดซิเบล (decibel: dB) ซึ่งความยาวของสัญญาณรบกวนจะถูกกำหนดให้มีค่าเท่ากับความยาวของรหัสแชนเนลที่เลือกใช้งาน นอกจากนี้สัญญาณรบกวนที่ใช้นั้นจะเป็นค่าเชิงซ้อนที่มีองค์ประกอบทั้งในส่วนของจริง และ ส่วนจินตภาพ

4.1.3 เฟดดิ้งจากช่องสัญญาณ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะทำการจำลองระบบที่มีผลของเฟดดิ้งตลอดทั้งผลการจำลอง โดยเฟดดิ้งนี้เป็นผลที่เกิดจากการเกิดพหุวิถีของสัญญาณซึ่งจะส่งผลกระทบต่อขนาด (Amplitude) ของคลื่นสัญญาณและเฟส (Phase) ของสัญญาณ โดยการกำหนดค่าของพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกับการเกิดเฟดดิ้งนั้นจะเป็นไปตามมาตรฐาน COST207 [2] ดังที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อ 2.8 โดยที่ค่าขนาดของสัญญาณแต่ละวิถีที่เกิดขึ้นนั้น จะเป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลี (Rayleigh) ยกเว้นขนาดเฟดดิ้งของสัญญาณวิถีตรงซึ่งจะเป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบไรเซียน (Rician) ส่วนค่าเฟสของเฟดดิ้งของสัญญาณแต่ละวิถีนั้นจะเป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบยูนิฟอร์ม (Uniform) เมื่อพิจารณาในเชิงความถี่แล้ว ค่าเฟดดิ้งของแต่ละคลื่นพหุวิถีจะมีสหสัมพันธ์ระหว่างกัน ซึ่งจะเกี่ยวเนื่องกับคุณสมบัติการเลือกความถี่ของช่องสัญญาณ โดยจะขึ้นอยู่กับประเภทของลักษณะสภาพแวดล้อมของช่องสัญญาณนั่นเองว่าเป็นแบบชนบท (Rural) หรือแบบเมือง (Urban)

4.1.4 ความถี่ดอปเพลอร์

ความถี่ดอปเพลอร์เป็นอีกพารามิเตอร์หนึ่งที่ส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของระบบ ดังนั้นความถี่ดอปเพลอร์จึงเป็นอีกพารามิเตอร์หนึ่งซึ่งต้องคำนึงถึงสำหรับการจำลองระบบ โดยความถี่ดอปเพลอร์นั้นมีสาเหตุมาจากการเคลื่อนที่ของผู้ใช้โทรศัพท์ไร้สายซึ่งจะส่งผลให้เกิดการเลื่อนทางความถี่ของสัญญาณขึ้น และการเลื่อนทางความถี่ของสัญญาณนี้เองเป็นอีกสาเหตุหนึ่งซึ่งทำให้เกิดการแทรกสอดระหว่างคลื่นพาหีย่อยขึ้นในระบบ นอกจากนี้ค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุด ยังเป็นตัวกำหนดค่าสหสัมพันธ์ทางเวลาของเฟดดิ้งที่เกิดขึ้นด้วย โดยเมื่อค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดมีค่ามากขึ้นจะส่งผลให้ค่าสหสัมพันธ์ทางเวลาของเฟดดิ้งมีค่าลดลงทำให้ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงเร็วมากยิ่งขึ้นซึ่งจะส่งผลให้มีโอกาสที่จะเกิดความผิดพลาดในการประมาณช่องสัญญาณสูงมากยิ่งขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งการประมาณช่องสัญญาณซึ่งมีการจัดวางสัญลักษณ์นำร่องในทางเวลา หนึ่งในผลกระทบของความถี่ดอปเพลอร์นั้นยังขึ้นอยู่กับค่าความถี่กลางที่ใช้ในการรับส่งสัญญาณอีกด้วย เนื่องจากค่าความถี่ดอปเพลอร์เป็นค่าที่คิดเทียบกับค่าความถี่กลางที่ใช้ในการรับส่งสัญญาณ

4.1.5 สมมติฐานต่างๆที่ใช้ในการจำลองระบบ

การจำลองระบบในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะมีการกำหนดสมมติฐานเพิ่มเติมดังนี้

- พิจารณาเฉพาะกรณีข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น (Uplink) โดยการประมาณช่องสัญญาณของระบบที่ได้นำเสนอจะตั้งอยู่ที่สถานีฐาน
- สถานีฐานสามารถทำการซิงโครไนซ์ (Synchronize) สัญญาณที่รับได้ของผู้ใช้ได้อย่างถูกต้องสมบูรณ์
- สถานีฐานสามารถทำการควบคุมกำลังส่งของสัญญาณจากผู้ใช้โทรศัพท์ไร้สายได้อย่างสมบูรณ์
- ในการจำลองระบบนี้ จะทำการส่งข้อมูลโดยใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบ BPSK (Binary Phase Shift Keying) ตลอดทั้งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้
- ผลตอบสนองของช่องสัญญาณลักษณะเป็นแบบกึ่งคงที่ (Quasi-Stationary) คือ จะมีค่าผลตอบสนองที่ไม่เปลี่ยนแปลงภายในหนึ่งสัญลักษณ์

- ในการจำลองระบบนี้นั้นจะละเลยผลกระทบของการแทรกสอดระหว่างคลื่นสัญญาณ และการแทรกสอดระหว่างคลื่นพารัลลอล เนื่องจากสมมติว่ามีการเติมระยะเวลาคัมแบบข้อมูล อุปสรรคหุนนวนที่ยาวมากเพียงพอ
- ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกำหนดให้มีผู้ใช้ในระบบจำนวน 10 คน และเนื่องจากเป็นการประมาณช่องสัญญาณในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น ทำให้ข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนได้รับผลกระทบจากช่องสัญญาณที่มีลักษณะแตกต่างกัน
- เครื่องรับที่ภาครับจะเป็นเครื่องรับชนิดที่ทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำสุด ซึ่งให้ผลดีในกรณีที่สัญญาณในระบบมีสัญญาณรบกวนมาก
- ในการจำลองระบบนี้จะกำหนดให้ใช้รหัสแม่แบบวอลซ์-ฮาดามาร์ดซึ่งมีอัตราแม่ เท่ากับ 16 ซึ่งเท่ากับจำนวนคลื่นพารัลลอล เป็นหลัก
- ในการจำลองระบบนี้นั้นจะมีการจำลองระบบซ้ำใหม่จำนวน 10000 รอบแล้วนำมาหาค่าเฉลี่ยของอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล
- ระยะห่างของแต่ละวิธีของผลตอบสนองของช่องสัญญาณในการจำลองระบบนี้นั้นจะมีค่าเป็นจำนวนเต็มคาบของสัญญาณ เนื่องจากการเติมอุปสรรคหุนนวนที่ยาวมากเพียงพอ

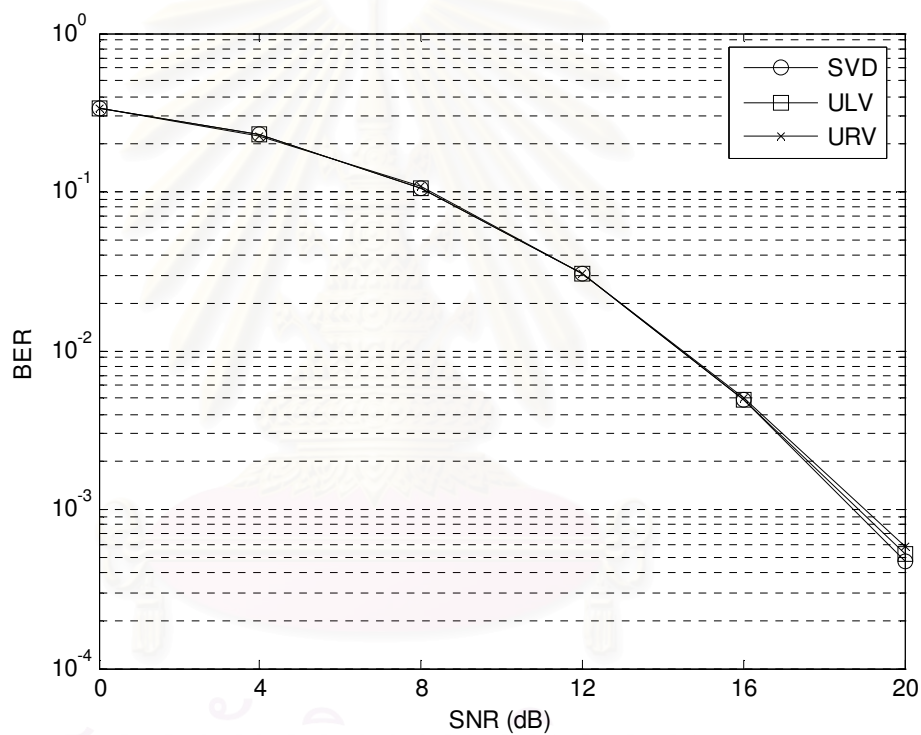
4.2 สมรรถนะของระบบ MC-CDMA ในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น ที่มีการประยุกต์ใช้งานการประมาณช่องสัญญาณ โดยปริภูมิฐานย่อยอัลกอริทึม

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาถึง สมรรถนะของระบบข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นของระบบ MC-CDMA ที่มีการประยุกต์ใช้การประมาณช่องสัญญาณ โดยปริภูมิฐานย่อยอัลกอริทึม โดยในการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบดังกล่าวนี้ จะทำการวัดเปรียบเทียบกับระบบในกรณีที่สมมติว่าทำการประมาณช่องสัญญาณโดยใช้เทคนิค Singular Value Decomposition และกรณีของการประมาณช่องสัญญาณโดยใช้เทคนิค ULV Decomposition และกรณีของการประมาณช่องสัญญาณโดยใช้เทคนิค ULV Decomposition ภายใต้สภาวะแวดล้อม และเงื่อนไขต่าง ๆ ที่เปลี่ยนไป

4.2.1 สมรรถนะด้านอัตราผิดพลาดบิต

ในการวัดสมรรถนะด้านอัตราผิดพลาดบิตของข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นของระบบ MC-CDMA ที่มีการประยุกต์ใช้งานการประมาณช่องสัญญาณ โดยปริภูมิฐานย่อยอัลกอริทึม นั้น จะอาศัยการจำลองผล โดยจะกำหนดให้ ความยาวของสัญญาณข้อมูลเท่ากับ 500 สัญญาณ และในที่นี้จะทำการจำลองระบบ MC-CDMA ที่ช่องสัญญาณ 2 สถานะคือ

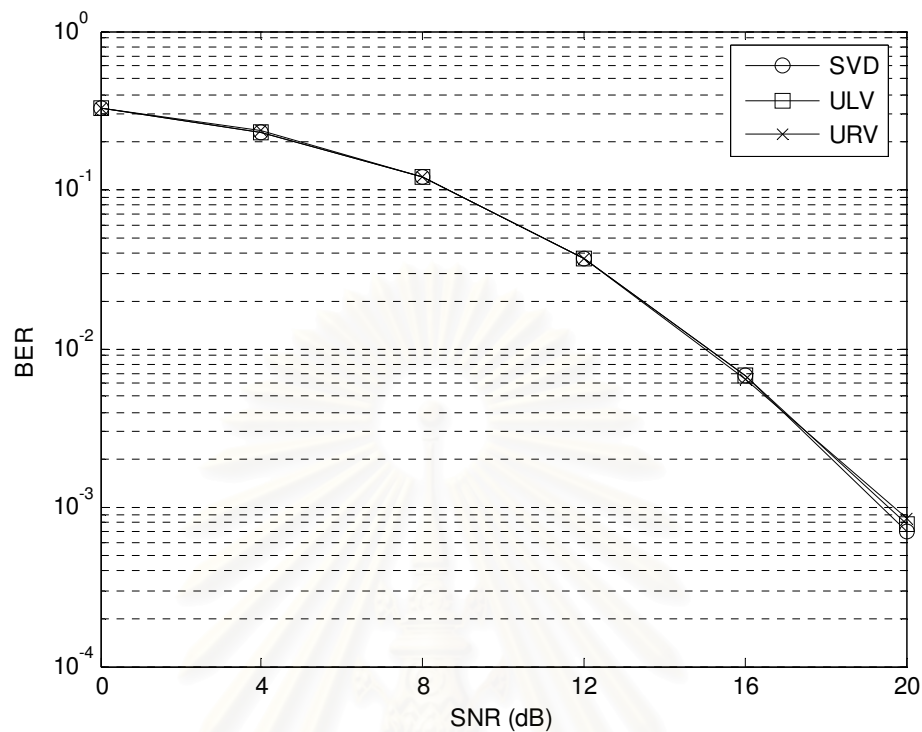
- ช่องสัญญาณคงที่ไม่มีเปลี่ยนแปลงทางเวลา โดยจะทำการจำลองระบบแยกออกตามสภาพแวดล้อมของช่องสัญญาณคือ สภาพแวดล้อมชนบท (Rural area) กับสภาพแวดล้อมเมือง (Urban area) โดยที่การประมาณช่องสัญญาณจะมีการเก็บค่าข้อมูลสัญญาณลักษณะ 500 สัญญาณเพื่อใช้ในการประมาณช่องสัญญาณ และในการจำลองช่องสัญญาณจะทำการเปรียบเทียบเทคนิคต่าง ๆ ที่ใช้ในการประมาณช่องสัญญาณแบบปริภูมิย่อย โดยพิจารณาจากอัตราผิดพลาดบิต กับ ค่า SNR ต่าง ๆ ในระบบ MC-CDMA



รูปที่ 4-1 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณที่ไม่เปลี่ยนแปลงทางเวลา โดย

Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition

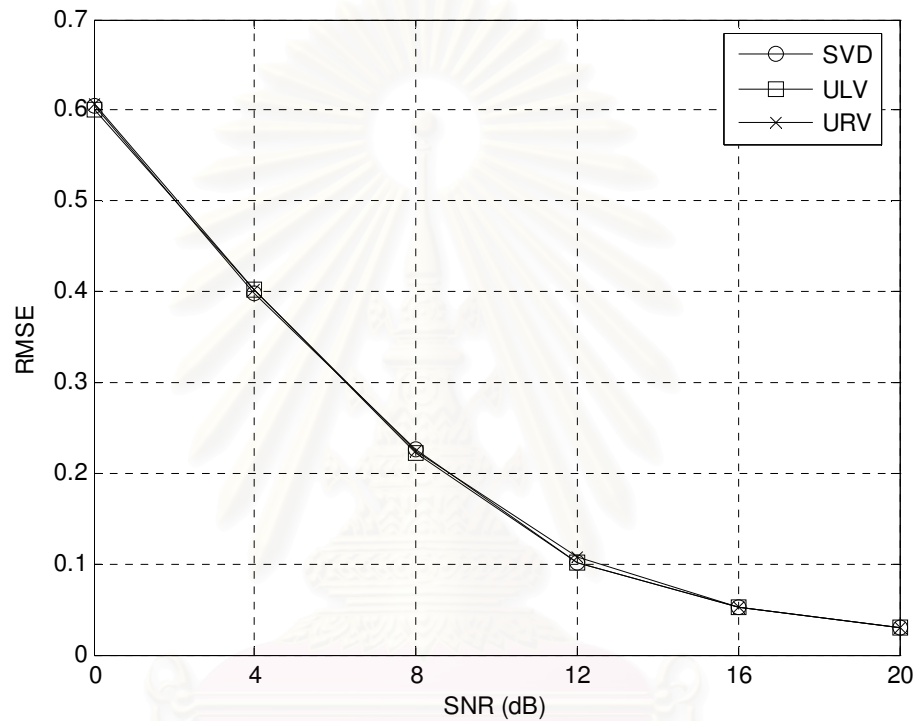
เทียบกับเทคนิคอื่น ๆ ที่สภาพแวดล้อมชนบท



รูปที่ 4-2 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณที่ไม่เปลี่ยนแปลงทางเวลา โดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition เทียบกับเทคนิคอื่น ๆ ที่สภาพแวดล้อมเมือง

จากรูปที่ 4-1 และรูปที่ 4-2 แสดงถึงอัตราผิดพลาดบิต ของการประมาณช่องสัญญาณในรูปแบบต่าง ๆ เมื่อทำการปรับเปลี่ยนค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนไป ซึ่งจากรูปจะเห็นได้ว่ากรรมวิธีการประมาณช่องสัญญาณโดยอาศัยปริภูมิย่อยอัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition และ URV Decomposition เข้ามาประยุกต์ช่วยในการประมาณนั้น ให้ค่าอัตราผิดพลาดบิตที่สูงกว่าการประมาณช่องสัญญาณแบบทั่วไปที่ใช้เทคนิค SVD ทั้งในสภาพแวดล้อมชนบท และสภาพแวดล้อมเมือง ซึ่งก็พบว่าเป็นไปตามที่กล่าวมาในบทที่ 2 ว่าการประมาณช่องสัญญาณโดยใช้เทคนิค SVD จะให้ค่าความถูกต้องมากกว่าการใช้เทคนิค ULV, URV Decomposition แต่จะเห็นได้ว่า ค่าอัตราผิดพลาดบิตมีค่าสูงกว่าเพียงเล็กน้อยเท่านั้นและเมื่อพิจารณาผลการจำลองระบบในการประมาณช่องสัญญาณระหว่าง เทคนิค ULV และ URV Decomposition พบว่าเป็นไปตามบทที่ 2 ที่กล่าวว่าในการหาค่าปริภูมิศูนย์นั้น การใช้เทคนิค ULV Decomposition จะให้ค่าความถูกต้องมากกว่าการใช้เทคนิค URV Decomposition เนื่องจากการประมาณช่องสัญญาณนั้นใช้ปริภูมิศูนย์ในการประมาณช่องสัญญาณจึงทำให้การ

ประมาณช่องสัญญาณ โดยเทคนิค ULV Decomposition นั้นให้ค่าอัตราผิดพลาดบิตที่ต่ำกว่า การประมาณช่องสัญญาณโดยเทคนิค URV Decomposition และจากการปรับค่า SNR ก็พบว่า เมื่อค่า SNR เพิ่มมากขึ้นจะทำให้การประมาณช่องสัญญาณโดยปริภูมิย่อยอัลกอริทึมที่มีความ ถูกต้องมากขึ้น

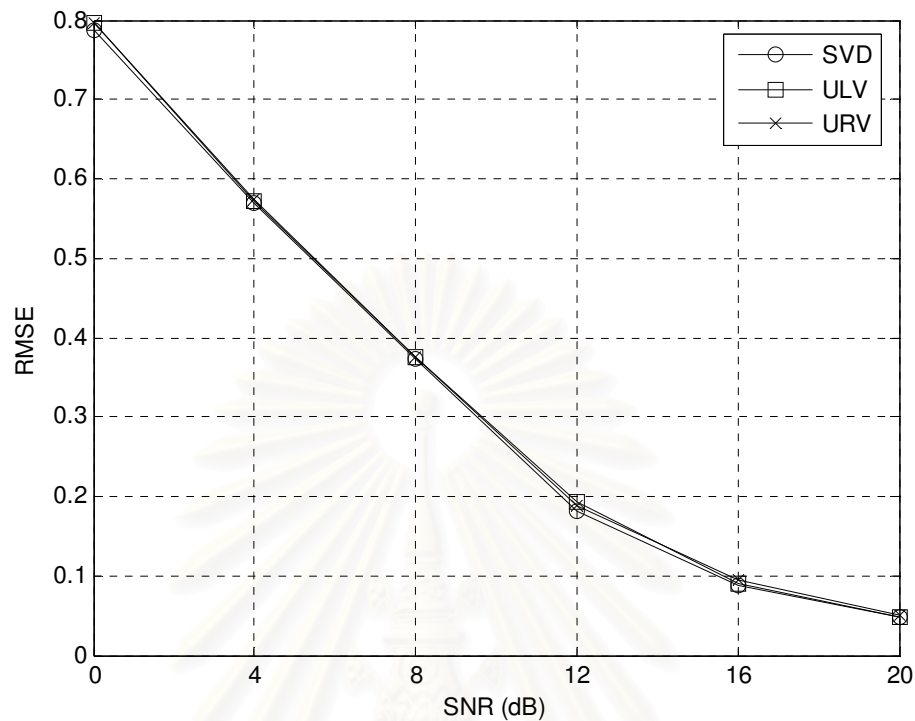


รูปที่ 4-3 RMSE ของการประมาณช่องสัญญาณที่ไม่เปลี่ยนแปลงทางเวลา โดย

Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition

เทียบกับเทคนิคอื่นๆ ที่สภาพแวดล้อมชนบท

สถาบันวิจัยปริภูมิ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

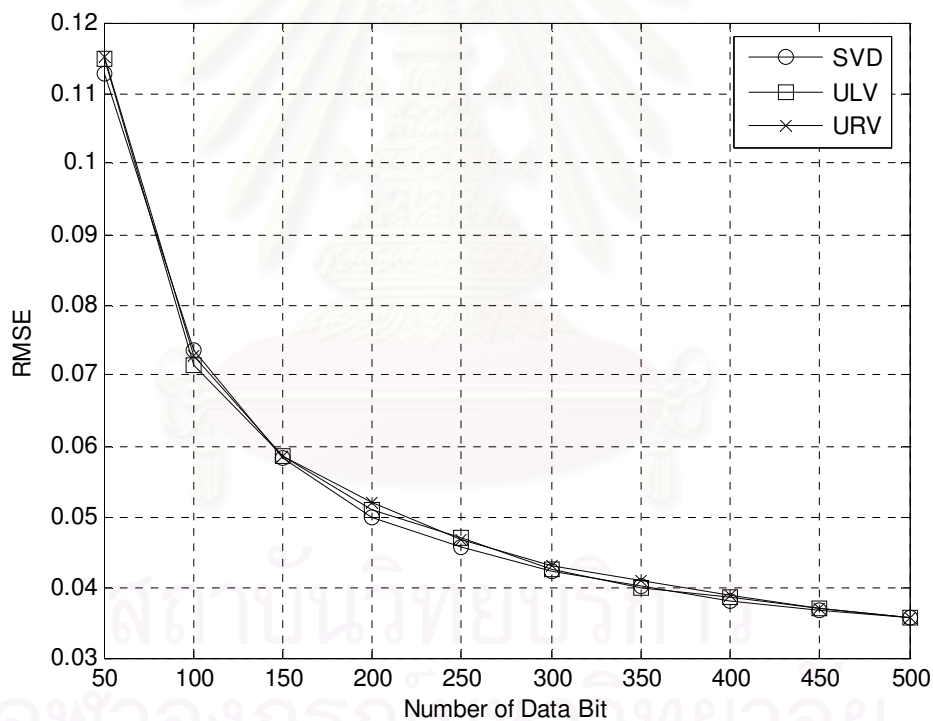


รูปที่ 4-4 RMSE ของการประมาณช่องสัญญาณที่ไม่เปลี่ยนแปลงทางเวลา โดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition เทียบกับเทคนิคอื่น ๆ ที่สภาพแวดล้อมเมือง

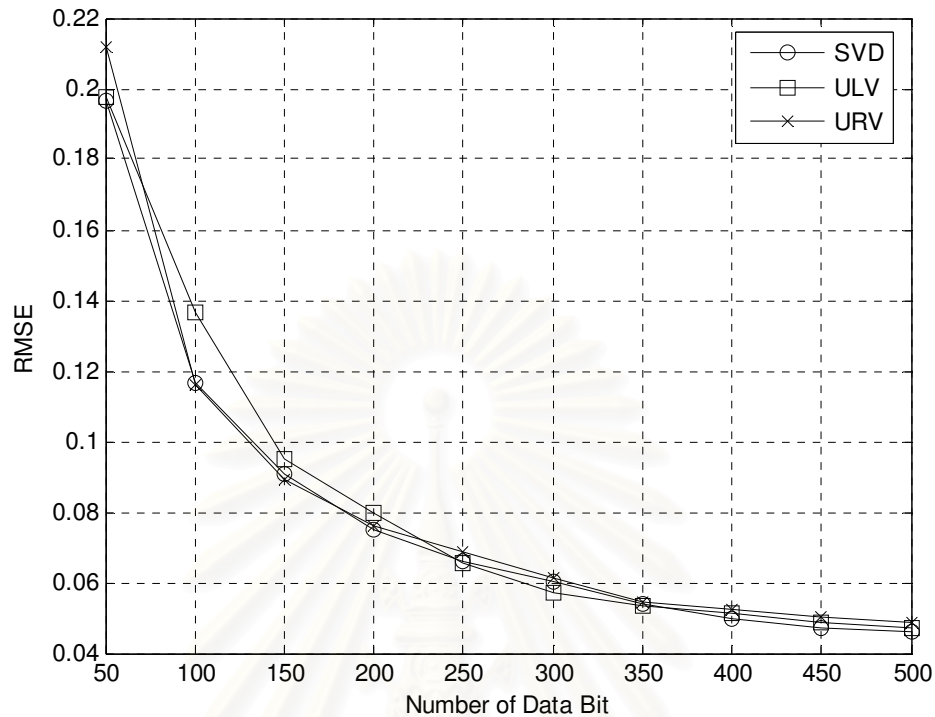
จากรูปที่ 4-3 และรูปที่ 4-4 แสดงถึงค่ารากเฉลี่ยกำลังสองของผลต่างความผิดพลาด (Root Mean Squared Error; RMSE) ของการประมาณช่องสัญญาณ ซึ่งหาได้จากรากที่สองของค่าเฉลี่ยกำลังสองของผลต่างระหว่างผลตอบสนองของช่องสัญญาณที่ประมาณได้ กับค่าผลตอบสนองจริงของช่องสัญญาณ ในแต่ละวิธี ซึ่งเป็นค่าที่ใช้วัดค่าความถูกต้องของการประมาณ โดยถ้าค่า RMSE มีค่ามากจะแสดงถึงช่องสัญญาณที่ประมาณได้มีค่าผิดพลาดไปจากช่องสัญญาณจริงมาก ในทางตรงกันข้าม ถ้า RMSE มีค่าน้อย จะแสดงถึงความถูกต้องในการประมาณมีค่าสูงนั่นเอง ซึ่งจากรูปที่ 4-3 และรูปที่ 4-4 จะพบว่า ค่า RMSE ของกรณีที่มีการประมาณช่องสัญญาณโดยปริภูมิย่อยอัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค URV Decomposition จะมีค่ามากที่สุด ตามมาด้วยกรณีของการประมาณช่องสัญญาณโดยปริภูมิย่อยอัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition และการประมาณช่องสัญญาณโดยปริภูมิย่อยอัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค SVD ตามลำดับ ทั้งในสภาพแวดล้อมของช่องสัญญาณที่อยู่ในชนบท และสภาพแวดล้อมของช่องสัญญาณที่อยู่ในเมือง ซึ่งสอดคล้องกับค่าอัตราผิดพลาดบิตที่ได้จากการจำลองระบบ รูปที่ 4-

1 และรูปที่ 4-2 เนื่องจากถ้าการประมาณช่องสัญญาณมีค่าความถูกต้องสูง (RMSE ต่ำ) จะส่งผลให้ระบบสามารถปรับแก้ค่าผลตอบแทนของจากช่องสัญญาณได้อย่างถูกต้องมากขึ้น ซึ่งจะทำให้ระบบมีค่าอัตราผิดพลาดบิตน้อยตามไปด้วย นอกจากนี้แล้วจะสรุปได้อีกว่าค่า RMSE จะมีค่าต่ำที่ค่า SNR มาก ๆ เนื่องจากเมื่อ SNR เพิ่มมากขึ้นจะทำให้การประมาณช่องสัญญาณโดยปริภูมิย่อยอัลกอริทึมที่มีความถูกต้องมากขึ้น

ต่อมาเมื่อพิจารณารูปที่ 4-5 และรูปที่ 4-6 พบว่าเมื่อข้อมูลที่ใช้ในการประมาณช่องสัญญาณเพิ่มมากขึ้นนั้น จะส่งผลให้การประมาณค่าช่องสัญญาณมีความถูกต้องมากขึ้นทั้งการประมาณช่องสัญญาณโดยปริภูมิฐานย่อยอัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค SVD และ ULV Decomposition และ URV Decomposition ทั้งในสภาพแวดล้อมชนบทและสภาพแวดล้อมเมือง

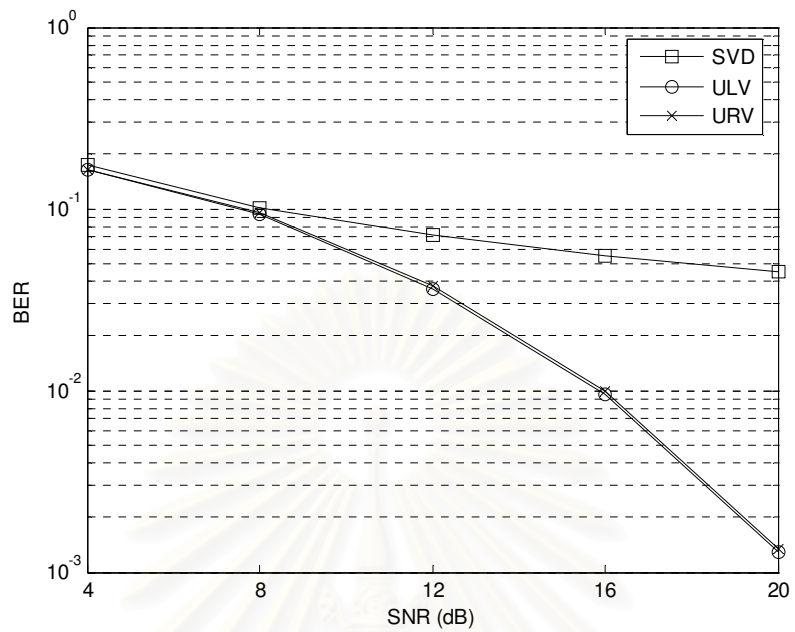


รูปที่ 4-5 RMSE ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณที่ไม่เปลี่ยนแปลงทางเวลา โดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition เมื่อได้รับข้อมูลเพิ่มขึ้นเทียบกับเทคนิคอื่น ๆ ที่สภาพแวดล้อมชนบท

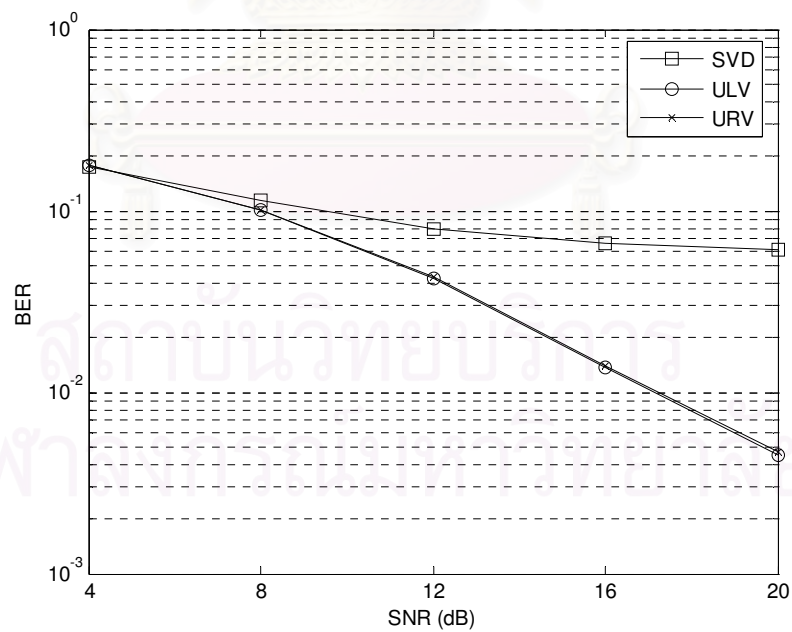


รูปที่ 4-6 RMSE ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณที่ไม่เปลี่ยนแปลงทางเวลา โดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition เมื่อได้รับ ข้อมูลเพิ่มขึ้นเทียบกับเทคนิคอื่น ๆ ที่สภาพแวดล้อมเมือง

- ช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา โดยจะกำหนดให้ค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุด มีค่าเท่ากับ 91 Hz และค่าสัมประสิทธิ์การลื่นของปริภูมิฐานย่อยอัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition และ URV Decomposition มีค่าเท่ากับ 0.68 และกำหนดให้ ขนาดของเฟรมข้อมูลที่ใช้ในการปรับปรุงช่องสัญญาณมีจำนวนเท่ากับ 20 สัญลักษณ์ และในการจำลองระบบจะทำการพิจารณาในสภาพแวดล้อมชนบท และสภาพแวดล้อมเมือง ซึ่งในการทดสอบสมรรถนะของการประมาณช่องสัญญาณ โดยปริภูมิฐานย่อย อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition นั้นจะกระทำโดยการวัดค่าอัตราผิดพลาด บิตเทียบกับกรณีของการประมาณช่องสัญญาณโดยปริภูมิฐานย่อยอัลกอริทึมที่ใช้ เทคนิค URV Decomposition และกรณีที่ประมาณช่องสัญญาณโดยปริภูมิฐานย่อยที่ใช้ เทคนิค SVD

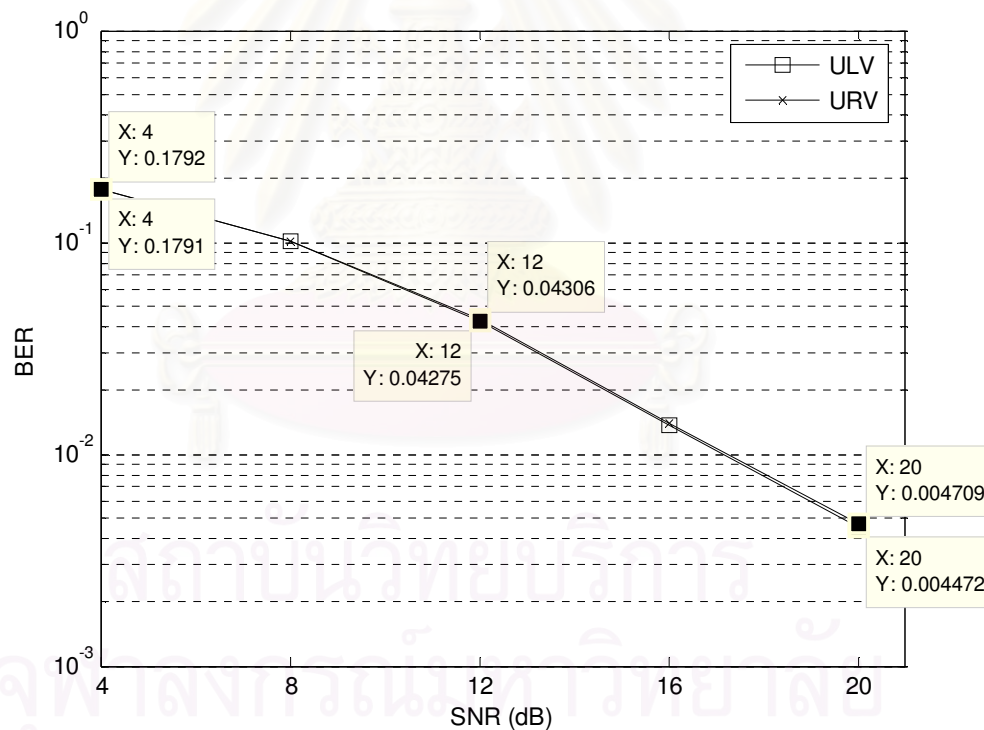


รูปที่ 4-7 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงทางเวลา โดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition เทียบกับเทคนิคอื่น ๆ ที่สภาพแวดล้อมชนบท



รูปที่ 4-8 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงทางเวลา โดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition เทียบกับเทคนิคอื่น ๆ ที่สภาพแวดล้อมเมือง

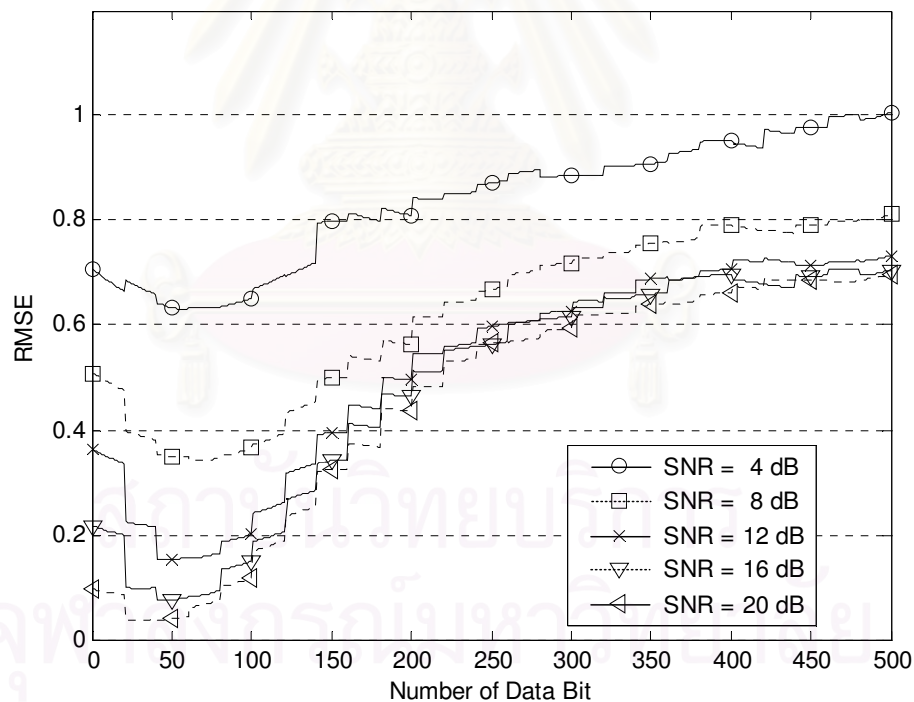
จากรูปที่ 4-7 และรูปที่ 4-8 แสดงถึงอัตราผิดพลาดบิต ของการประมาณช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงทางเวลา เมื่อทำการปรับเปลี่ยนค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนไป ซึ่งจากรูปจะเห็นได้ว่ากรรมวิธีการประมาณช่องสัญญาณโดยอาศัยปริภูมิย่อย อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition และ URV Decomposition เข้ามาประยุกต์ช่วยในการประมาณนั้น ให้ค่าอัตราผิดพลาดบิตที่ต่ำกว่าการประมาณช่องสัญญาณโดยอาศัยปริภูมิย่อย อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค Singular Value Decomposition ทั้งในสภาพแวดล้อมชนบท และสภาพแวดล้อมเมือง เนื่องจากการประมาณช่องสัญญาณที่ใช้เทคนิค Singular Value Decomposition ไม่สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงของปริภูมิสัญญาณที่ใช้ในการประมาณช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงทางเวลาได้ทำให้การช่องสัญญาณที่ประมาณมีความผิดพลาด ซึ่งส่งผลให้ ค่าอัตราผิดพลาดบิตมีค่าสูงกว่าการประมาณช่องสัญญาณที่ใช้อัลกอริทึมเดียวกันแต่ใช้เทคนิค ULV และ URV Decomposition ตามที่แสดงในผลการจำลองระบบ



รูปที่ 4-9 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงทางเวลา โดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition เทียบกับ URV Decomposition ที่สภาพแวดล้อมเมือง

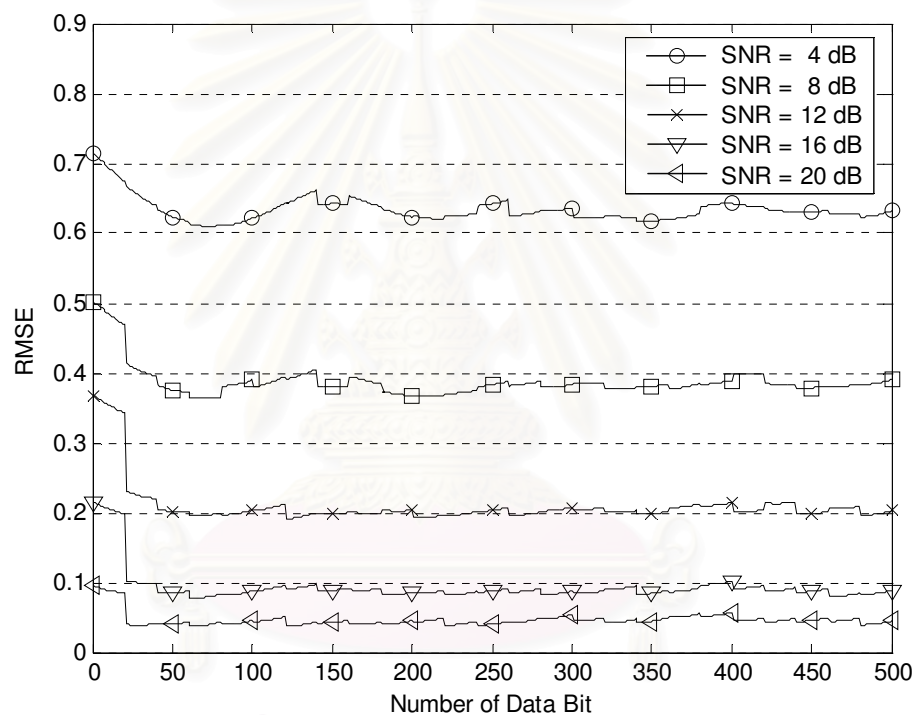
จากรูปที่ 4-9 เมื่อพิจารณาผลการจำลองระบบในการประมาณช่องสัญญาณ ระหว่าง เทคนิค ULV และ URV Decomposition พบว่าเป็นไปตามบทที่ 2 ที่กล่าวว่าในการหาค่าปริภูมิสัญญาณนั้น การใช้เทคนิค ULV Decomposition จะให้ค่าความถูกต้องมากกว่าการใช้เทคนิค URV Decomposition และจากการที่การประมาณช่องสัญญาณนั้นใช้ปริภูมิสัญญาณในการประมาณช่องสัญญาณจึงทำให้การประมาณช่องสัญญาณ โดยเทคนิค ULV Decomposition นั้นให้ค่าอัตราผิดพลาดบิตที่ต่ำกว่าการประมาณช่องสัญญาณโดยเทคนิค URV Decomposition

ต่อมาจะแสดงผลการจำลองระบบที่แสดง ค่า RMSE เทียบกับค่า SNR ต่าง ๆ ของการประมาณช่องสัญญาณโดยปริภูมิย่อยอัลกอริทึม ที่ใช้เทคนิคในการหาค่าปริภูมิสัญญาณต่าง ๆ ในสภาพแวดล้อมเมือง โดยมีค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดมีค่าเท่ากับ 91 Hz และค่าสัมประสิทธิ์การลื่นของปริภูมิฐานย่อยอัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition และ URV Decomposition มีค่าเท่ากับ 0.68



รูปที่ 4-10 RMSE ของการประมาณช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงทางเวลา โดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค Singular Value Decomposition ที่มีการปรับเปลี่ยนค่า SNR ต่าง ๆ ในสภาพแวดล้อมเมือง

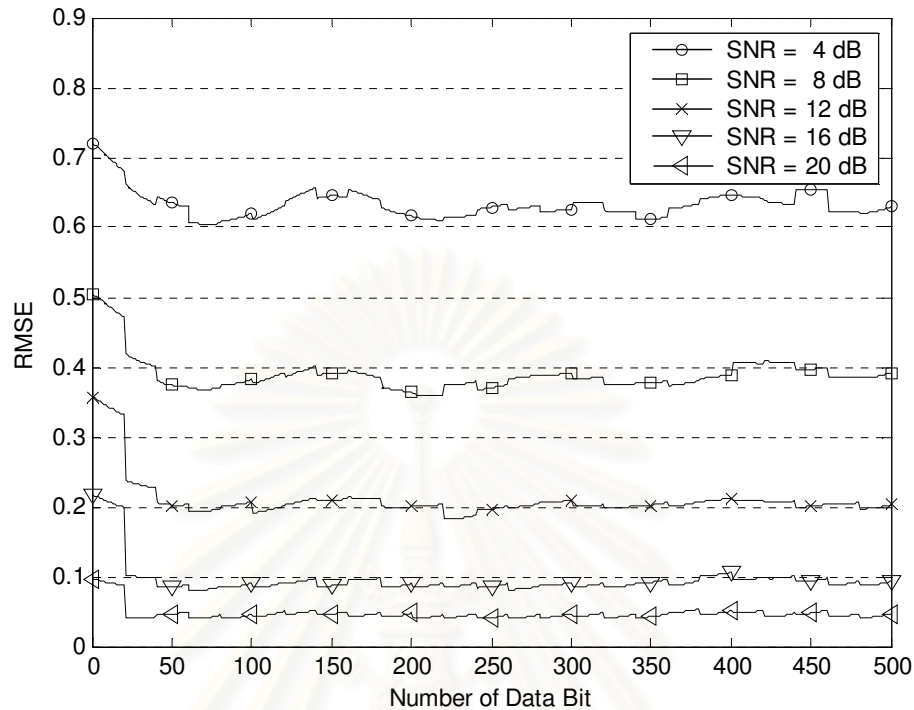
จากรูปที่ 4-10 จะเห็นได้ว่า เมื่อช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา จะส่งผลให้ ค่าการประมาณช่องสัญญาณที่ทำการประมาณโดยปริภูมิย่อยอัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค Singular Value Decomposition มีความผิดพลาดเพิ่มมากขึ้นเมื่อช่องสัญญาณแปรเปลี่ยนไปมากขึ้น เนื่องจากการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีดังกล่าวไม่สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณได้ ซึ่งสอดคล้องกับ ผลการจำลองค่าอัตราผิดพลาดบิตที่มีค่าสูง ดังที่สรุปในขั้นต้น และเมื่อพิจารณา ค่า RMSE ของช่องสัญญาณที่ SNR ต่าง ๆ ก็พบว่าเมื่อ SNR เพิ่มขึ้นจะทำให้การประมาณช่องสัญญาณดีขึ้นด้วย



รูปที่ 4-11 RMSE ของการประมาณช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงทางเวลา โดย

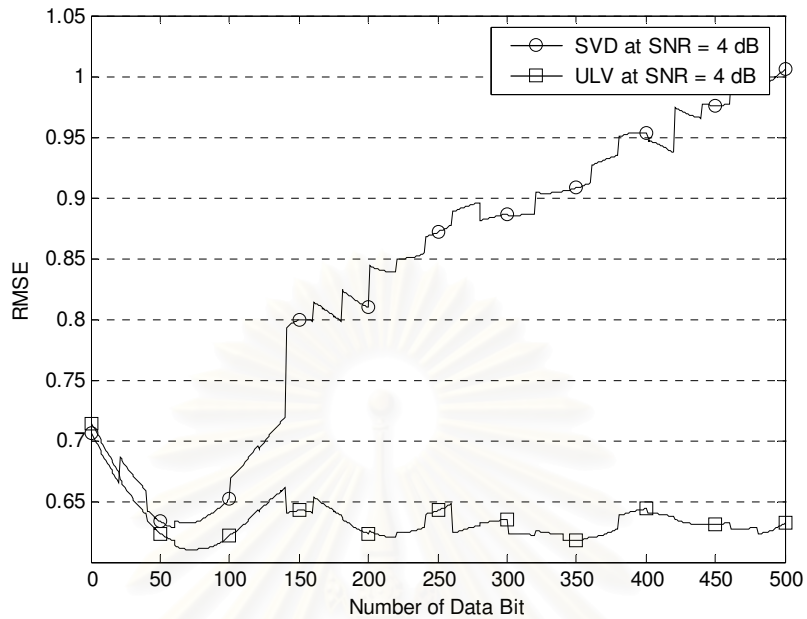
Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition

ที่มีการปรับเปลี่ยนค่า SNR ต่าง ๆ ในสภาพแวดล้อมเมือง

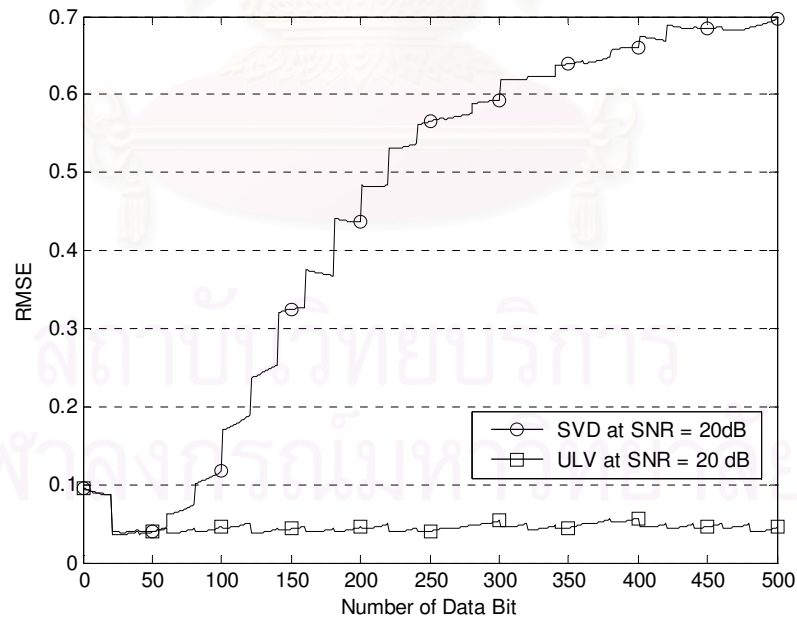


รูปที่ 4-12 RMSE ของการประมาณช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงทางเวลา โดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค URV Decomposition ที่มีการปรับเปลี่ยนค่า SNR ต่าง ๆ ในสภาพแวดล้อมเมือง

ต่อมาในรูปที่ 4-11 และรูปที่ 4-12 พิจารณาค่า RMSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดยปริภูมิย่อยอัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition และ URV Decomposition ตามลำดับ พบว่าการประมาณช่องสัญญาณโดยเทคนิคดังกล่าวสามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงช่องสัญญาณ และเมื่อค่า SNR เพิ่มมากขึ้นก็ส่งผลให้การประมาณช่องสัญญาณมีค่าความถูกต้องเพิ่มมากขึ้นด้วย และเมื่อนำผลการจำลองระบบในส่วนที่เป็น ค่า RMSE ในการประมาณช่องสัญญาณโดยปริภูมิย่อยอัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค Singular Value Decomposition และ ULV Decomposition มาเปรียบเทียบกับค่า SNR เท่ากับ 4 dB และ 20 dB ในรูปที่ 4-13 และรูปที่ 4-14 ก็จะได้เห็นได้ชัดเจนว่าวิธีการแบบแรกไม่สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณได้ทั้งที่ค่า SNR มีค่าน้อยหรือค่ามาก ซึ่งทำให้ผลอัตราผิดพลาดบิตที่ได้มีค่าสูงสอดคล้องกับผลการจำลองที่แสดงมาขึ้นต้น

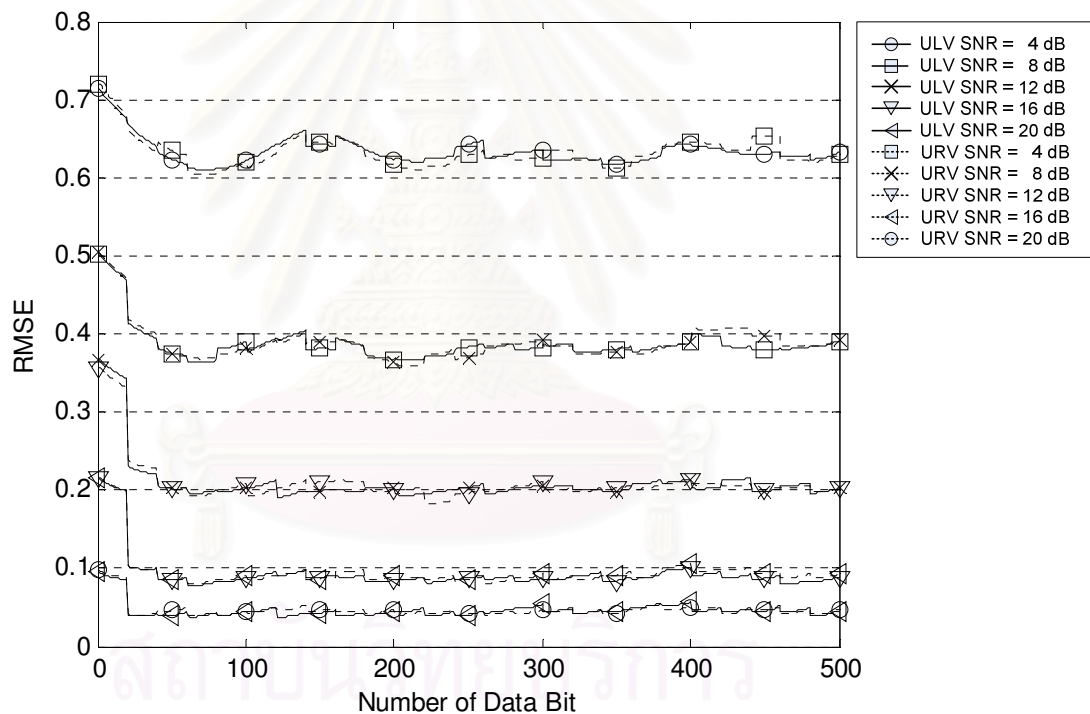


รูปที่ 4-13 RMSE ของการประมาณช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงทางเวลา โดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition เทียบกับเทคนิค SVD ที่ค่า SNR = 4 dB ในสภาพแวดล้อมเมือง



รูปที่ 4-14 RMSE ของการประมาณช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงทางเวลา โดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition เทียบกับเทคนิค SVD ที่ค่า SNR = 20 dB ในสภาพแวดล้อมเมือง

ต่อไปจะพิจารณาผลการจำลองระบบในรูปแบบที่ 4-15 ค่า RMSE ในการประมาณช่องสัญญาณโดย ปริภูมิย่อยอัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition กับ URV Decomposition ที่ค่า SNR ต่าง ๆ จะพบว่าค่า RMSE ของช่องสัญญาณในเทคนิค ULV Decomposition และ URV Decomposition มีค่าใกล้เคียงกันมากโดย RMSE ของ ULV Decomposition มีค่าต่ำกว่าเล็กน้อยสอดคล้องกับ ผลการจำลองค่าอัตราผิดพลาดบิตที่เทคนิค ULV Decomposition มีค่าอัตราผิดพลาดบิตต่ำกว่าเทคนิค URV Decomposition เพียงเล็กน้อย แต่เนื่องจากการทำ ULV และ URV Decomposition นั้นมีความซับซ้อนในการคำนวณในระดับเดียวกัน ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงเลือกใช้เทคนิค ULV Decomposition ในการประมาณช่องสัญญาณ

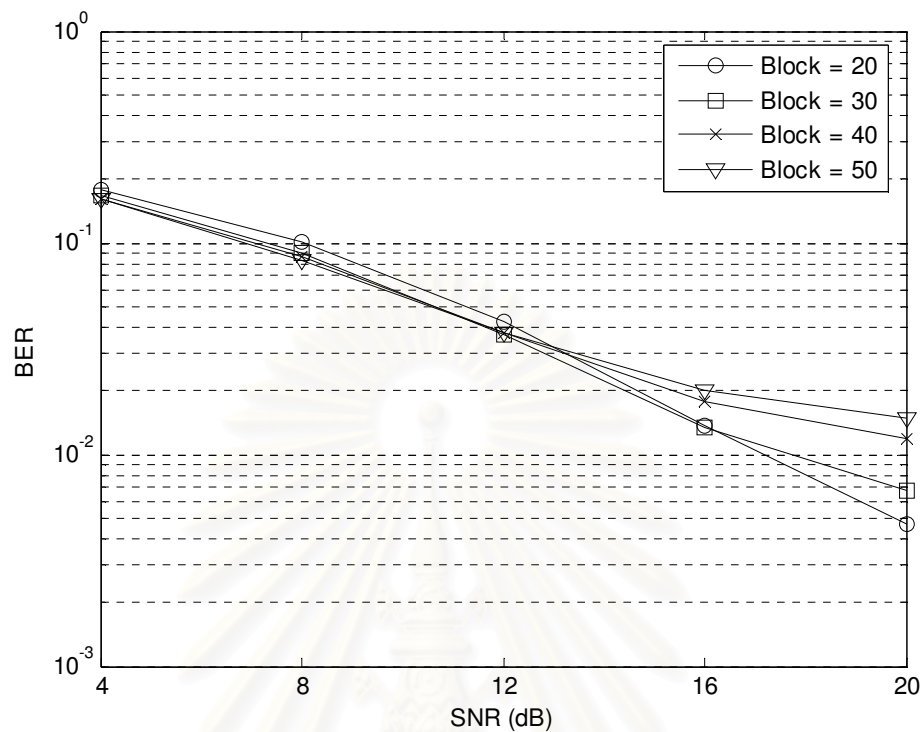


รูปที่ 4-15 RMSE ของการประมาณช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงทางเวลา โดยSubspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition เทียบกับเทคนิค URV Decomposition ที่ SNR ต่าง ๆ ในสภาพแวดล้อมเมือง

4.2.2 สมรรถนะด้านอัตราผิดพลาดบิตเมื่อมีการเปลี่ยนความยาวเฟรมข้อมูล

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการเปรียบเทียบสมรรถนะของการประมาณช่องสัญญาณในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นของระบบ MC-CDMA ที่อยู่ในสภาพแวดล้อมเมือง โดยวิธีปริภูมิย่อยอัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition ในกรณีที่มีการเปลี่ยนความยาวของข้อมูลที่ได้รับมาในแต่ละเฟรมสัญลักษณ์ที่รับเข้ามาเพื่อใช้ในการปรับปรุงค่าปริภูมิศูนย์ เพื่อนำไปใช้ในการประมาณช่องสัญญาณที่เปลี่ยนไป เพื่อทดสอบผลกระทบของความยาวของเฟรมที่มีผลต่อประสิทธิภาพและค่าความถูกต้องของการประมาณช่องสัญญาณ โดยปริภูมิย่อยอัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition โดยในการจำลองผลนั้นจะกำหนดให้ค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดมีค่าเท่ากับ 91 Hz ค่าสัมประสิทธิ์การลื่นของเทคนิค ULV Decomposition มีค่าเท่ากับ 0.68 และปรับเปลี่ยนค่าความยาวของเฟรมสัญลักษณ์ที่ใช้ในการปรับปรุงช่องสัญญาณ เพื่อทดสอบอัตราผิดพลาดบิตไปทั้งหมด 4 กรณี แล้วจึงทำการวัดค่าอัตราผิดพลาดบิตในกรณีต่าง ๆ เมื่อทำการปรับเปลี่ยนค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนไป โดยค่าความยาวของเฟรมสัญลักษณ์ที่ใช้ในการปรับปรุงช่องสัญญาณที่ใช้ในการจำลองผลนี้ มีทั้งหมด 4 กรณี ได้แก่

- กรณีความยาวของเฟรมสัญลักษณ์ที่รับมาแต่ละครั้งเพื่อใช้ในการปรับปรุงข้อมูลมีค่าเท่ากับ 20 สัญลักษณ์
- กรณีความยาวของเฟรมสัญลักษณ์ที่รับมาแต่ละครั้งเพื่อใช้ในการปรับปรุงข้อมูลมีค่าเท่ากับ 30 สัญลักษณ์
- กรณีความยาวของเฟรมสัญลักษณ์ที่รับมาแต่ละครั้งเพื่อใช้ในการปรับปรุงข้อมูลมีค่าเท่ากับ 40 สัญลักษณ์
- กรณีความยาวของเฟรมสัญลักษณ์ที่รับมาแต่ละครั้งเพื่อใช้ในการปรับปรุงข้อมูลมีค่าเท่ากับ 50 สัญลักษณ์



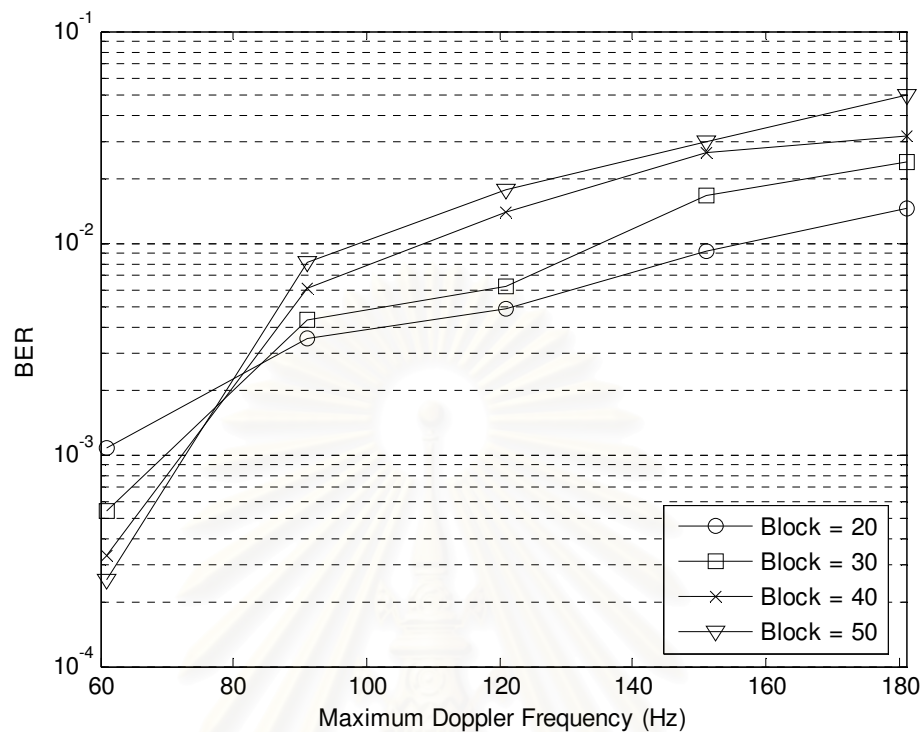
รูปที่ 4-16 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณโดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition เมื่อมีการปรับเปลี่ยน ค่าความยาวของเฟรมสัญลักษณ์

จากรูปที่ 4-16 จะพบว่ากรณีที่ค่าความยาวของเฟรมสัญลักษณ์ที่ใช้ในการปรับปรุงช่องสัญญาณมีค่าเท่ากับ 20 สัญลักษณ์นั้น จะสามารถให้ค่าอัตราผิดพลาดบิตต่ำที่สุดในทุกค่าของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ตามมาด้วยกรณีที่ค่าความยาวของเฟรมสัญลักษณ์เท่ากับ 30 40 และ 50 ตามลำดับ ซึ่งจากผลการจำลองระบบจะพบว่าระบบที่มีค่าความยาวเฟรมสัญลักษณ์ต่ำจะให้ค่าอัตราผิดพลาดบิตที่น้อยกว่าเมื่อเทียบกับระบบที่มีค่าความยาวเฟรมสัญลักษณ์สูง เนื่องมาจากการปรับปรุงช่องสัญญาณจะทำการปรับปรุงที่ละความยาวของเฟรมสัญลักษณ์ที่กำหนด ดังนั้นจะเห็นได้ว่าในช่วงความยาวของเฟรมสัญลักษณ์ไม่มีการปรับปรุงค่าช่องสัญญาณที่เปลี่ยนไป ดังนั้นเมื่อช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงเร็ว แล้วทำการเลือกใช้ความยาวเฟรมสัญลักษณ์ที่มีความยาวมาก จะส่งผลให้การติดตามการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณมีความผิดพลาดสูง

4.2.3 สมรรถนะด้านอัตราผิดพลาดบิตเมื่อมีการเปลี่ยนค่าความถี่ดอปเพลอร์

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการเปรียบเทียบสมรรถนะของการประมาณช่องสัญญาณในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นของระบบ MC-CDMA ในสภาพแวดล้อมเมือง โดยปริภูมิย่อยอัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition ซึ่งจะทำการพิจารณาในกรณีที่ค่าความรวดเร็วในการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณมีค่าแปรเปลี่ยนไป โดยในการแปรเปลี่ยนค่าความรวดเร็วในการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณจะสามารถทำได้โดยการปรับเปลี่ยนค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดไป ซึ่งถ้าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดมีค่ามากช่องสัญญาณก็จะมี การเปลี่ยนแปลงที่รวดเร็ว ในทางตรงข้ามถ้าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดมีค่าน้อยช่องสัญญาณก็จะมี การเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ หรือมีคุณลักษณะช่องสัญญาณค่อนข้างคงที่ นั่นเอง และในการจำลองระบบนั้นจะทำการวัดค่าอัตราผิดพลาดบิต ในกรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าของความถี่ดอปเพลอร์สูงสุด รวมทั้งทำการพิจารณาเปรียบเทียบผลของการเปลี่ยนค่าความยาวเฟรมสัญญาณที่ได้รับในแต่ละช่วงเวลา เพื่อนำมาใช้ในการปรับปรุงค่าของช่องสัญญาณในแต่ละครั้ง ดังเช่นในหัวข้อที่ผ่านมา เพื่อทดสอบประสิทธิภาพของอัลกอริทึมการประมาณช่องสัญญาณ และผลกระทบของความรวดเร็วในการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณที่มีผลต่อประสิทธิภาพของการประมาณช่องสัญญาณ รวมถึงผลกระทบของความยาวเฟรมสัญญาณลักษณะต่าง ๆ ที่ใช้ในการปรับปรุงช่องสัญญาณอีกด้วย

โดยในการจำลองผลนั้น ทุกการทดสอบจะกระทำที่ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 22 dB และค่าสัมประสิทธิ์การลิ้มของเทคนิค ULV Decomposition มีค่าเท่ากับ 0.68 และสภาพแวดล้อมที่ใช้ในการจำลองระบบจะเป็นสภาพแวดล้อมเมือง



รูปที่ 4-17 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณโดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition เมื่อมีการปรับเปลี่ยนค่าความยาวของเฟรมสัญลักษณ์ ที่ค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดต่าง ๆ

เมื่อพิจารณาผลการจำลองระบบในรูปที่ 4-17 จะพบว่า ค่าอัตราผิดพลาดบิตจะมีค่าสูงมากขึ้น เมื่อช่องสัญญาณมีค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดเพิ่มมากยิ่งขึ้น หรือช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงเร็วขึ้น เนื่องจากการปรับค่าในการประมาณช่องสัญญาณไม่ได้กระทำในทุก ๆ สัญลักษณ์หากแต่จะทำการปรับค่าช่องสัญญาณครั้งละเฟรมความยาวสัญลักษณ์ โดยการใช้ค่าสัมประสิทธิ์การลิมของเทคนิค ULV Decomposition ในการปรับช่องสัญญาณ ดังนั้นเมื่อช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงเร็วขึ้น ในขณะที่การจำลองของระบบนี้ยังกำหนดให้ค่าสัมประสิทธิ์การลิมมีค่าเท่ากับ 0.68 ตลอด ทำให้การปรับค่าช่องสัญญาณมีการใช้ค่าสัมประสิทธิ์การลิมที่ไม่เหมาะสม ทำให้การประมาณช่องสัญญาณมีความผิดพลาดเพิ่มมากขึ้น ดังนั้นเมื่อค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณมีการปรับเปลี่ยนที่รวดเร็วขึ้น ก็ควรจะมีการปรับเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์การลิมของเทคนิค ULV Decomposition ให้เหมาะสมกับช่องสัญญาณที่มีการปรับเปลี่ยนที่รวดเร็วขึ้น และเมื่อพิจารณาผลของความยาวของเฟรมสัญลักษณ์ที่ใช้ในการปรับช่องสัญญาณที่ค่าต่าง ๆ จะเห็นได้ว่าที่ค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดมีค่าน้อย ๆ หรือ

ช่องสัญญาณจะมีการเปลี่ยนแปลงซ้ำนั้น ค่าอัตราผิดพลาดบิตของการใช้ค่าความยาวของเฟรม สัญลักษณ์มากจะมีค่าต่ำกว่าการใช้ค่าความยาวของเฟรมสัญลักษณ์น้อยที่ค่าสัมประสิทธิ์การลืมห่างกัน เนื่องจากการที่ค่าความยาวเฟรมสัญลักษณ์ที่ใช้ในการปรับปรุงช่องสัญญาณมีค่ามากกว่า ทำให้ช่วงระยะเวลาในการลืมห่างของสัญญาณที่ได้จากข้อมูลเก่ามีค่ามากกว่า หรือมีความจดจำค่าช่องสัญญาณเก่ามากกว่าการใช้ความยาวที่มีเฟรมสัญลักษณ์น้อยที่ค่าสัมประสิทธิ์การลืมห่างกัน ทำให้ในการประมาณช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงซ้ำโดยใช้เฟรมสัญลักษณ์ที่มีความยาวมากมีความถูกต้องมากกว่าการใช้เฟรมสัญลักษณ์ที่มีความยาวน้อย และในทางกลับกันเมื่อพิจารณาค่าอัตราผิดพลาดบิตที่ค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดมีค่ามาก ๆ จะพบว่าค่าอัตราผิดพลาดบิตของการใช้ค่าความยาวของเฟรมสัญลักษณ์น้อยจะมีค่าต่ำกว่าการใช้ค่าความยาวของเฟรมสัญลักษณ์มากที่ค่าสัมประสิทธิ์การลืมห่างกัน เนื่องจากการที่ค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดมีค่ามาก ช่องสัญญาณจะมีการเปลี่ยนแปลงเร็ว ทำให้การใช้ค่าความยาวของเฟรมสัญลักษณ์น้อย จะทำให้ช่วงระยะเวลาในการลืมห่างของสัญญาณที่ได้จากข้อมูลเก่ามีค่าน้อยกว่า หรือมีความจดจำค่าช่องสัญญาณเก่าน้อยกว่าการใช้ความยาวที่มีเฟรมสัญลักษณ์มากที่ค่าสัมประสิทธิ์การลืมห่างกัน ทำให้ในการประมาณช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงเร็วโดยใช้เฟรมสัญลักษณ์ที่มีความยาวน้อยมีความถูกต้องมากกว่า การใช้เฟรมสัญลักษณ์ที่มีความยาวมาก

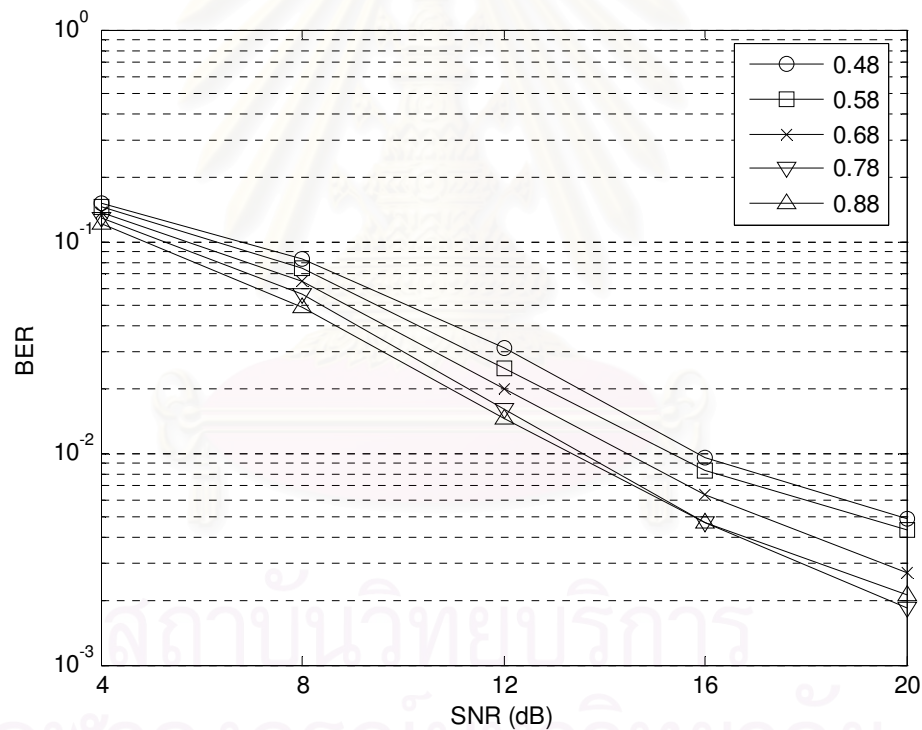
นอกจากนั้นแล้วในการจำลองระบบนี้ค่าสัมประสิทธิ์การลืมห่างของเทคนิค ULV Decomposition ที่ใช้ยังถูกกำหนดให้มีค่าคงที่เท่ากับ 0.68 ตลอดการทดสอบ ไม่ว่าจะความรวดเร็วของการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณจะมีค่าเท่าไร ซึ่งเป็นการไม่เหมาะสม จึงส่งผลให้การประมาณช่องสัญญาณ โดยปริภูมิฐานย่อยที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition ไม่สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพเท่าที่ควร ดังนั้นในทางปฏิบัติการประยุกต์ใช้งานการประมาณช่องสัญญาณโดยปริภูมิฐานย่อยอัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition ควรปรับเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์การลืมห่างให้เหมาะสมกับความรวดเร็วในการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณจริง เพื่อให้การประมาณช่องสัญญาณโดยปริภูมิฐานย่อยอัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งผลของค่าสัมประสิทธิ์การลืมห่างที่มีต่อค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดจะแสดงในหัวข้อถัดไป

4.2.4 สมรรถนะด้านอัตราผิดพลาดบิตเมื่อมีการเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์การลืมห่าง

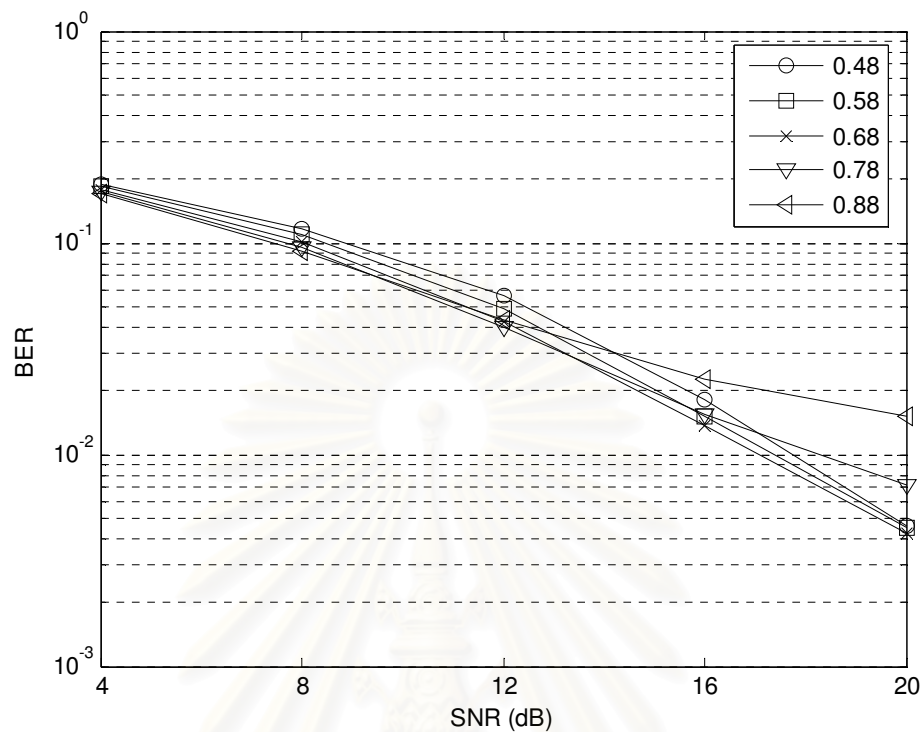
ในหัวข้อนี้จะพิจารณาถึงผลกระทบของค่าสัมประสิทธิ์การลืมห่างที่ส่งผลต่อประสิทธิภาพของการประมาณช่องสัญญาณโดยปริภูมิฐานย่อยอัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV

Decomposition โดยในการจำลองระบบ จะแปรเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์การลิ่มของการประมาณช่องสัญญาณโดยปริภูมิฐานย่อยอัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition ไปทั้งหมด 5 ค่า ได้แก่ 0.48 0.58 0.68 0.78 และ 0.88 จากนั้นจึงวัดค่าอัตราผิดพลาดบิตเทียบกับค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ของค่าสัมประสิทธิ์การลิ่มในกรณีต่าง ๆ เพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบ

โดยในการจำลองระบบนั้นจะพิจารณาช่องสัญญาณที่อยู่ในสภาพแวดล้อมเมือง และกำหนดให้ค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดมีค่าเท่ากับ 45 และ 91 Hz [2] เพื่อพิจารณาถึงผลกระทบของการปรับตั้งค่าสัมประสิทธิ์การลิ่มที่มีผลต่อคุณลักษณะของช่องสัญญาณที่ค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดต่าง ๆ และเปรียบเทียบผล



รูปที่ 4-18 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณโดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition เมื่อมีการปรับเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์การลิ่มที่ค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดเท่ากับ 45 Hz



รูปที่ 4-19 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณโดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition เมื่อมีการปรับเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์การลิมที่ค่าความถี่ตอบเพลอร์สูงสุดเท่ากับ 91 Hz

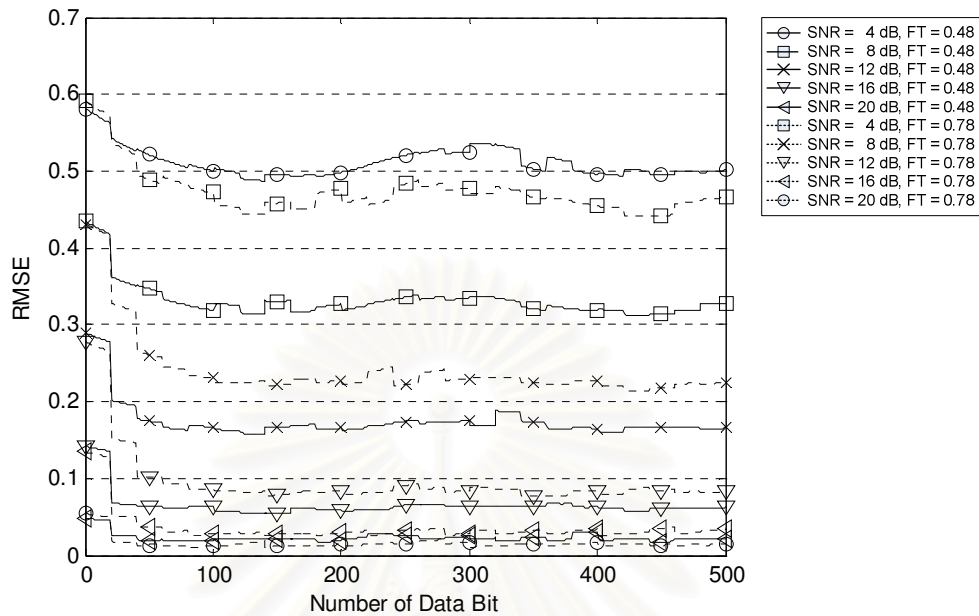
ดังที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น ค่าสัมประสิทธิ์การลิมเป็นพารามิเตอร์สำคัญซึ่งส่งผลกระทบโดยตรงต่อประสิทธิภาพของการประมาณช่องสัญญาณโดยปริภูมิฐานย่อยอัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition เนื่องจากค่าสัมประสิทธิ์การลิมเป็นพารามิเตอร์ซึ่งบ่งบอกถึงความเชื่อถือ หรือค่าความจดจำที่มีต่อข้อมูลที่ผ่านเข้ามาในอดีตของระบบ ซึ่งส่งผลถึงความสามารถในการเรียนรู้ และประสิทธิภาพในการประมาณคุณลักษณะของสัญญาณ รวมถึงความสามารถในการติดตามการเปลี่ยนแปลงคุณลักษณะของสัญญาณอีกด้วย ดังนั้นการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์การลิมจึงควรกำหนดให้มีความเหมาะสม และควรพิจารณาจากคุณลักษณะของช่องสัญญาณเป็นหลัก ซึ่งในช่องสัญญาณที่มีลักษณะการเปลี่ยนแปลงค่อนข้างช้า ค่าสัมประสิทธิ์การลิมที่เลือกใช้ควรมีค่ามากเพื่อให้ระบบมีความน่าเชื่อถือ หรือให้น้ำหนักกับคุณลักษณะของช่องสัญญาณที่ประมาณได้จากก่อนหน้าค่อนข้างมาก และอาศัยคุณลักษณะทางสถิติของช่องสัญญาณมาประยุกต์ใช้เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการประมาณของระบบ ในทางตรงกันข้ามสำหรับระบบที่มีการเปลี่ยนแปลงคุณลักษณะของช่องสัญญาณที่ค่อนข้างเร็ว ค่าสัมประสิทธิ์การลิมที่เลือกใช้ควรมีค่าน้อย เพื่อให้ระบบมีความน่าเชื่อถือ หรือให้น้ำหนักกับ

คุณลักษณะของช่องสัญญาณที่ประมาณได้ในปัจจุบันมากกว่าค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณที่ประมาณได้ในอดีต ซึ่งจะส่งผลให้ระบบมีความสามารถในการติดตามการเปลี่ยนแปลงคุณลักษณะของช่องสัญญาณที่ดี และประสิทธิภาพในการประมาณสูงยิ่งขึ้น

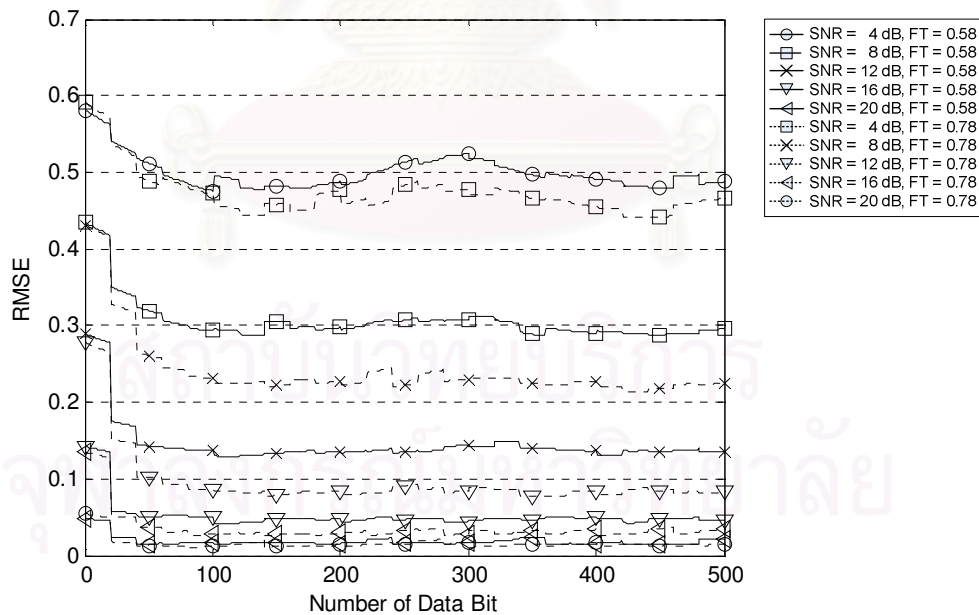
เมื่อพิจารณาผลการจำลองระบบในรูปที่ 4-18 และ 4-19 จะพบว่าสอดคล้องกับคุณลักษณะของสัมประสิทธิ์การลึ้มที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น กล่าวคือ ในกรณีที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้า ๆ (กรณีค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดเท่ากับ 45 Hz) จะพบว่าค่าสัมประสิทธิ์การลึ้มที่ให้ค่าอัตราผิดพลาดบิตที่ต่ำที่สุด หรือมีค่าเหมาะสมจะมีค่าเท่ากับ 0.78 ในขณะที่ค่าสัมประสิทธิ์การลึ้มที่เหมาะสมสำหรับกรณีที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงที่เร็วมากขึ้น (กรณีค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดเท่ากับ 91 Hz) จะมีค่าเป็น 0.68 ซึ่งมีค่าลดลงเมื่อเทียบกับค่าสัมประสิทธิ์การลึ้มที่เหมาะสมสำหรับกรณีที่ช่องสัญญาณมีค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 45 Hz

นอกจากนั้นจะเห็นว่า เมื่อค่าสัมประสิทธิ์การลึ้มที่เลือกใช้มีค่าแตกต่างจากค่าสัมประสิทธิ์การลึ้มที่มีค่าเหมาะสมมาก ดังเช่นกรณีที่ค่าสัมประสิทธิ์การลึ้มมีค่าเท่ากับ 0.48 ในรูปที่ 4-18 และกรณีที่ค่าสัมประสิทธิ์การลึ้มมีค่าเท่ากับ 0.88 ในรูปที่ 4-19 จะส่งผลให้ประสิทธิภาพของระบบมีค่าลดลงอย่างมาก ดังจะเห็นได้จากค่าอัตราผิดพลาดบิตของระบบที่มีค่าสูงชันอย่างมาก เมื่อเทียบกับกรณีการเลือกค่าสัมประสิทธิ์การลึ้มที่มีค่าใกล้เคียงกับค่าที่เหมาะสม

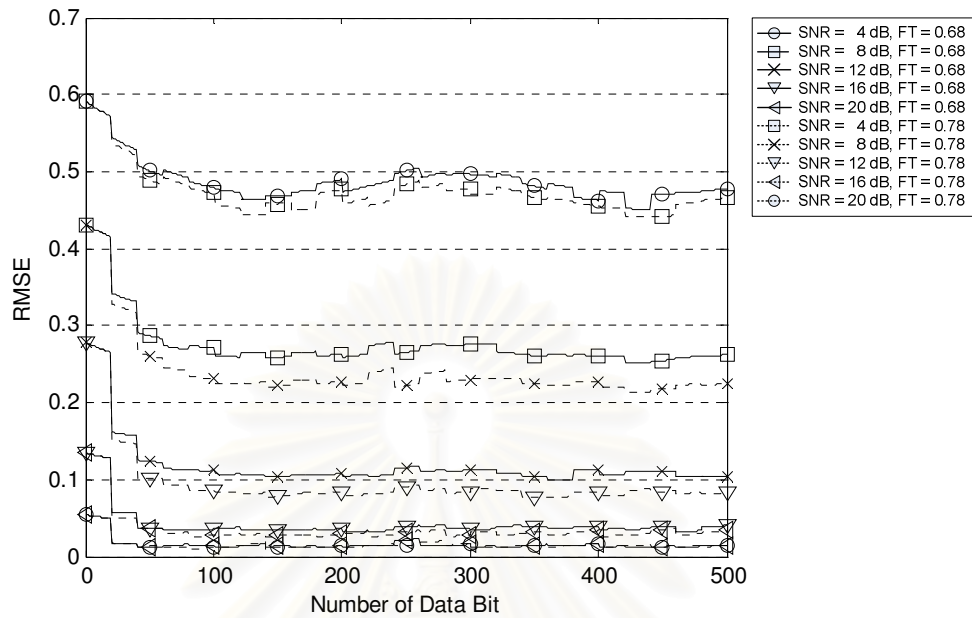
ต่อมาเมื่อพิจารณาผลการจำลองระบบในรูปที่ 4-20 ถึงรูปที่ 4-23 จะพบว่าค่า RMSE ในการประมาณช่องสัญญาณโดยปริภูมิย่อยอัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition ในสภาพแวดล้อมเมืองที่มีค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดเท่ากับ 45 Hz ที่ค่า SNR ต่าง ๆ โดยมีการปรับเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์การลึ้มต่าง ๆ เทียบกับค่าสัมประสิทธิ์การลึ้มที่ 0.78 ก็พบว่าค่า RMSE ของช่องสัญญาณในเทคนิค ULV Decomposition ที่ค่าสัมประสิทธิ์การลึ้มที่ 0.78 มีค่า RMSE ของช่องสัญญาณต่ำสุด ซึ่งสอดคล้องกับค่าอัตราผิดพลาดบิตที่ได้จากการจำลองระบบ และจากรูปที่ 4-24 ถึงรูปที่ 4-27 จะเป็นการแสดงค่า RMSE ในการประมาณช่องสัญญาณโดยปริภูมิย่อยอัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition ในสภาพแวดล้อมเมืองที่มีค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดเท่ากับ 91 Hz ที่ค่า SNR ต่าง ๆ โดยมีการปรับเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์การลึ้มต่าง ๆ เทียบกับค่าสัมประสิทธิ์การลึ้มที่ 0.68 ก็พบว่าค่า RMSE ของช่องสัญญาณในเทคนิค ULV Decomposition ที่ค่าสัมประสิทธิ์การลึ้มที่ 0.68 มีค่า RMSE ของช่องสัญญาณต่ำสุด ซึ่งสอดคล้องกับค่าอัตราผิดพลาดบิตที่ได้จากการจำลองระบบ



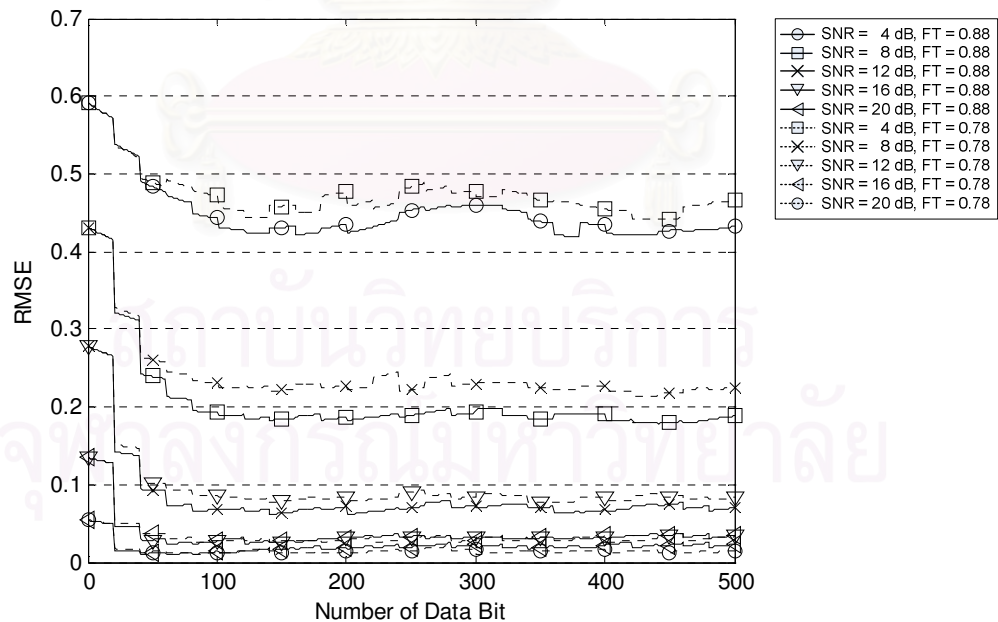
รูปที่ 4-20 RMSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การลืมนี้อาจเท่ากับ 0.78 กับ 0.48 ที่ค่า SNR ต่าง ๆ โดยมีค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดเท่ากับ 45 Hz



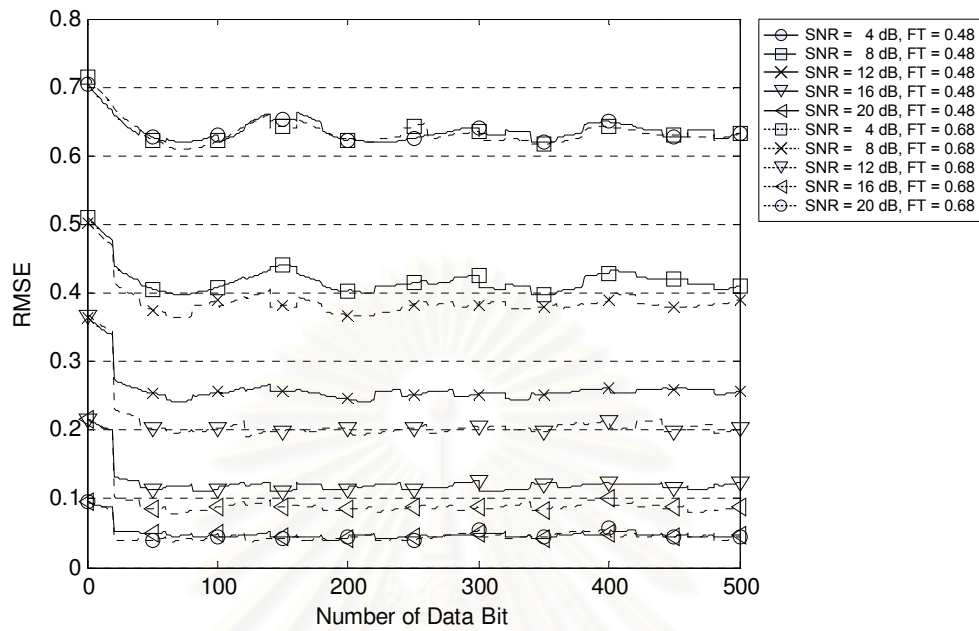
รูปที่ 4-21 RMSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การลืมนี้อาจเท่ากับ 0.78 กับ 0.58 ที่ค่า SNR ต่าง ๆ โดยมีค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดเท่ากับ 45 Hz



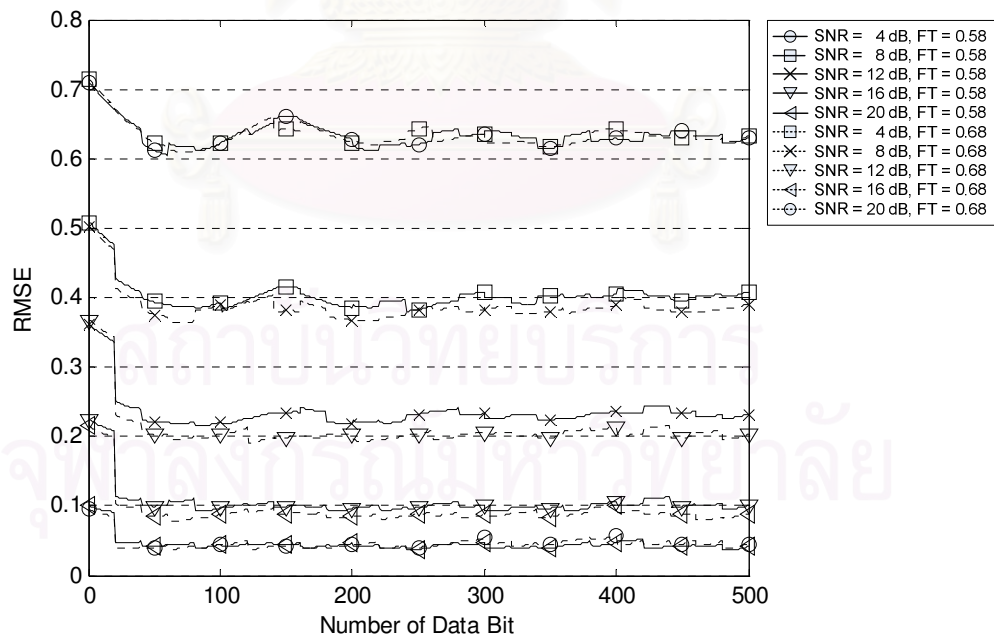
รูปที่ 4-22 RMSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การลืมนี้อาจเท่ากับ 0.78 กับ 0.68 ที่ค่า SNR ต่าง ๆ โดยมีค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดเท่ากับ 45 Hz



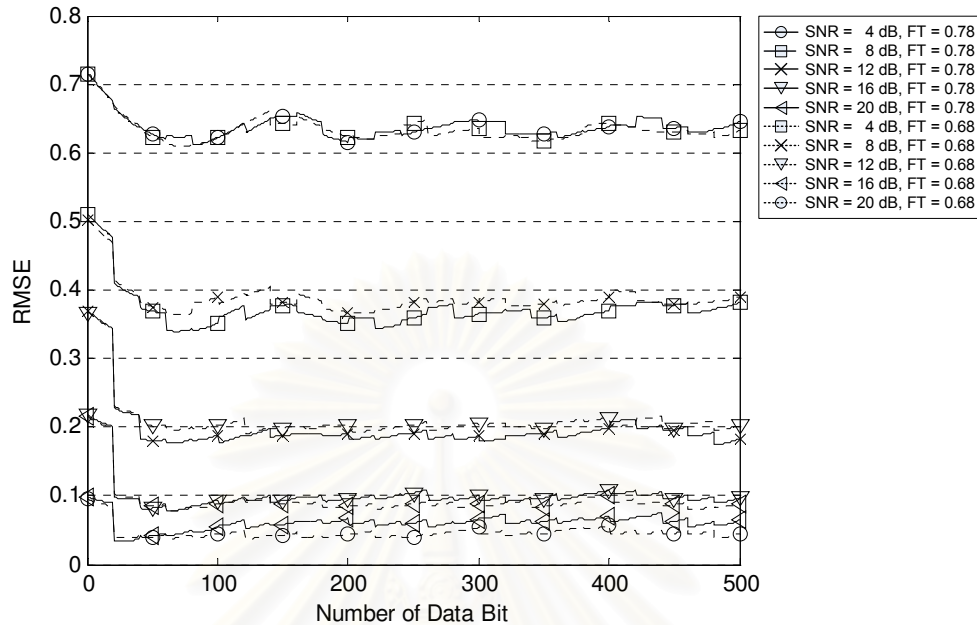
รูปที่ 4-23 RMSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การลืมนี้อาจเท่ากับ 0.78 กับ 0.88 ที่ค่า SNR ต่าง ๆ โดยมีค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดเท่ากับ 45 Hz



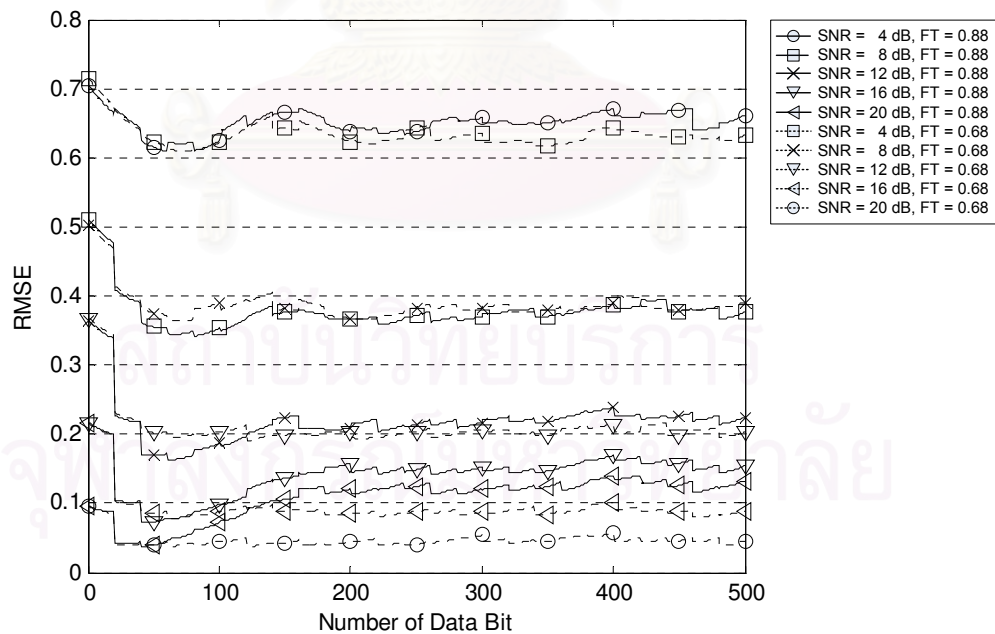
รูปที่ 4-24 RMSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดย Subspace-based อัลกอริทึม
ที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การลืมนี้อาจเท่ากับ 0.68
กับ 0.48 ที่ค่า SNR ต่าง ๆ โดยมีค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดเท่ากับ 91 Hz



รูปที่ 4-25 RMSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดย Subspace-based อัลกอริทึม
ที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การลืมนี้อาจเท่ากับ 0.68
กับ 0.58 ที่ค่า SNR ต่าง ๆ โดยมีค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดเท่ากับ 91 Hz



รูปที่ 4-26 RMSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดย Subspace-based อัลกอริทึม
ที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การลืมนี้อาจเท่ากับ 0.68
กับ 0.78 ที่ค่า SNR ต่าง ๆ โดยมีค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดเท่ากับ 91 Hz



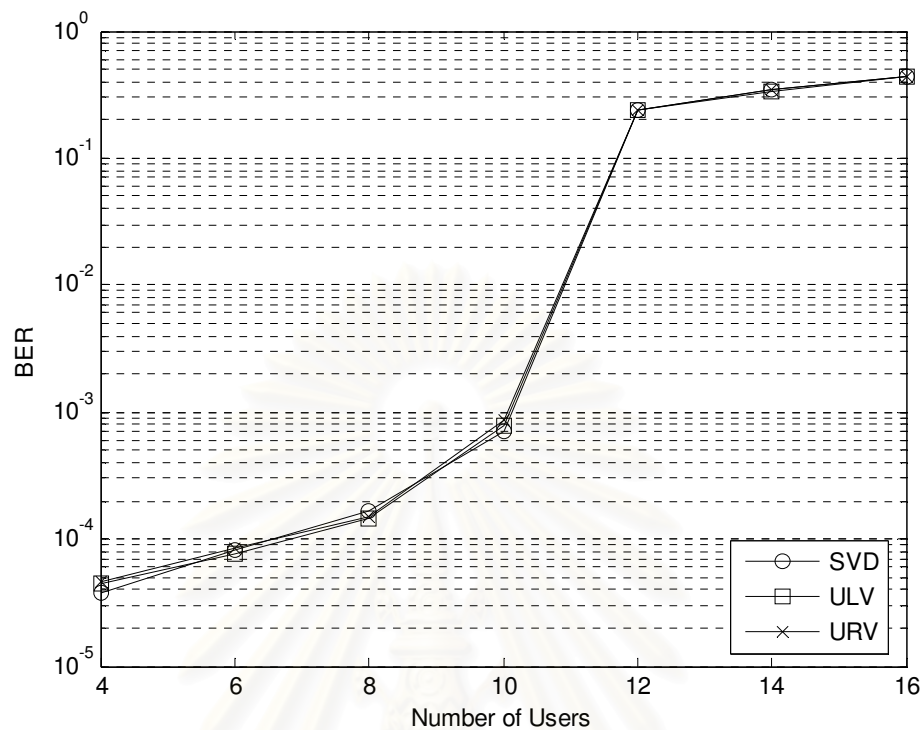
รูปที่ 4-27 RMSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดย Subspace-based อัลกอริทึม
ที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การลืมนี้อาจเท่ากับ 0.68
กับ 0.88 ที่ค่า SNR ต่าง ๆ โดยมีค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดเท่ากับ 91 Hz

นอกจากนั้นเมื่อพิจารณาค่า RMSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดยปริภูมิย่อยอัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition ที่มีการใช้ค่าสัมประสิทธิ์การลิ่มเหมาะสม ที่ SNR ต่าง ๆ จะพบว่าค่า RMSE ของช่องสัญญาณมีค่าใกล้เคียงกันแม้ว่าช่องสัญญาณจะมีการเปลี่ยนแปลงไป แต่เมื่อมีการใช้ค่าสัมประสิทธิ์การลิ่มที่ไม่เหมาะสมจะทำให้ค่า RMSE ของช่องสัญญาณมีค่าเพิ่มมากขึ้น ซึ่งแสดงให้เห็นว่าการประมาณช่องสัญญาณโดยปริภูมิย่อยอัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณได้เมื่อมีการเลือกใช้ค่าสัมประสิทธิ์การลิ่มที่เหมาะสม

ดังนั้นจะสรุปได้ว่าจากผลการจำลองระบบเมื่อพิจารณาที่ค่าอัตราผิดพลาดบิต และค่า RMSE ของช่องสัญญาณ จะพบว่า กรณีที่มีการเลือกค่าสัมประสิทธิ์การลิ่มไม่เหมาะสม จะส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพการประมาณช่องสัญญาณอย่างมาก เนื่องจากค่าสัมประสิทธิ์การลิ่มเป็นพารามิเตอร์ซึ่งบ่งบอกถึงค่าความเชื่อถือ หรือค่าความจดจำที่มีต่อข้อมูลที่ผ่านมาในอดีตของระบบ ซึ่งส่งผลถึงความสามารถในการเรียนรู้ และประสิทธิภาพในการประมาณคุณลักษณะของสัญญาณ รวมถึงค่าความสามารถในการติดตามการเปลี่ยนแปลงคุณลักษณะช่องสัญญาณอีกด้วย ดังนั้นค่าสัมประสิทธิ์การลิ่มจึงเป็นพารามิเตอร์สำคัญซึ่งส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของการประมาณช่องสัญญาณโดยปริภูมิย่อยอัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition เพราะฉะนั้นในการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์การลิ่มจึงควรกำหนดให้มีความเหมาะสมโดยควรพิจารณาจากคุณลักษณะของช่องสัญญาณเป็นหลัก

4.2.5 สมรรถนะด้านอัตราผิดพลาดบิตเมื่อมีการเพิ่มจำนวนผู้ใช้ในระบบ

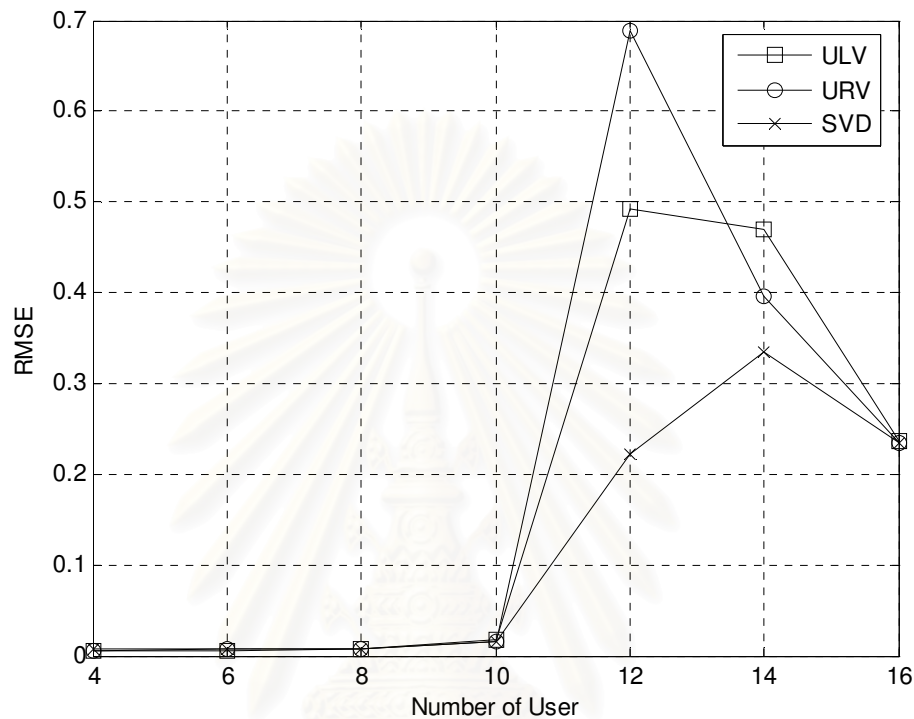
ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการเปรียบเทียบสมรรถนะของการประมาณช่องสัญญาณในชายเชื่อมต่อโยงขาขึ้นของระบบ MC-CDMA ในสภาพแวดล้อมเมือง โดยปริภูมิย่อยอัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition ซึ่งจะทำการพิจารณาในกรณีที่จำนวนผู้ใช้ในระบบมีจำนวนเพิ่มมากขึ้น เพื่อดูผลกระทบที่เกิดขึ้นเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มมากขึ้น โดยในการจำลองผลนั้นทุกการทดสอบจะกระทำที่ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 20 dB



รูปที่ 4-28 BER ของการประมาณช่องสัญญาณโดย Subspace-based อัลกอริทึม
ที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition และเทคนิคอื่น ๆ เมื่อมีจำนวนผู้ใช้
ในระบบเพิ่มมากขึ้นที่ค่า SNR = 20 dB

จากรูปที่ 4-28 จะพบว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบมีจำนวนเพิ่มมากขึ้นในระดับหนึ่ง จะส่งผลให้อัตราผิดพลาดบิตเพิ่มมากขึ้น เนื่องจากการประมาณช่องสัญญาณโดยปริภูมิฐานย่อยอัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition นั้นมีการใช้ปริภูมิศูนย์ในการประมาณช่องสัญญาณ โดยวิธีที่ใช้ในการประมาณช่องสัญญาณได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 3 คือ การนำคุณสมบัติความตั้งฉากระหว่าง ปริภูมิสัญญาณ และ ปริภูมิสัญญาณรบกวนมาใช้ในการประมาณช่องสัญญาณ ซึ่งจากคุณสมบัติดังกล่าวจะสามารถเขียนสมการได้ดังสมการที่ (3-39) และจะเห็นได้ว่าในการแก้สมการเพื่อหาช่องสัญญาณนั้นจะกระทำได้อีกต่อเมื่อจำนวนของสมการต้องมีจำนวนเท่ากับหรือมากกว่า จำนวนตัวแปรที่ต้องการหาค่า ดังนั้นจากสมการที่ (3-39) จะได้ว่าจำนวนสมการในการหาช่องสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคน จะมีค่าเท่ากับ จำนวนของคลื่นพาห้ลบด้วยจำนวนผู้ใช้ในระบบทั้งหมด และจำนวนตัวแปรที่ต้องการหาจะมีค่าเท่ากับ ความยาวของช่องสัญญาณ ดังนั้นเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบมีเพิ่มมากขึ้นก็จะทำให้จำนวนสมการมีจำนวนลด

น้อยลงและจะส่งผลให้ไม่สามารถประมาณช่องสัญญาณได้ ซึ่งจะทำให้ค่าอัตราผิดพลาดบิตเพิ่มมากขึ้นดังที่แสดงในรูปที่ 4-28



รูปที่ 4-29 RMSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดย Subspace-based อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition และเทคนิคอื่น ๆ เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มมากขึ้นที่ค่า SNR = 20 dB

จากรูปที่ 4-29 จะแสดงค่า RMSE ในการประมาณช่องสัญญาณโดย ปริภูมิฐานย่อยอัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition และเทคนิคอื่น ๆ เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มมากขึ้น และจะพบว่าจะสอดคล้องกับรูปที่ 4-28 ที่แสดงค่าอัตราผิดพลาดบิต ดังที่ได้กล่าวมาในขั้นต้น ดังนั้นในการประมาณช่องสัญญาณโดยปริภูมิฐานย่อยอัลกอริทึม ที่ใช้เทคนิค ULV Decomposition นั้นจะมีข้อจำกัดในการประมาณช่องสัญญาณจาก จำนวนของผู้ใช้ในระบบ และความยาวของช่องสัญญาณ

บทที่ 5

บทสรุป

5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอรูปแบบของการประมาณช่องสัญญาณโดยไม่อาศัยสัญลักษณ์นำร่องช่วยประมาณในทางเวลา ซึ่งมีการนำปริภูมิฐานย่อยอัลกอริทึมที่มีการนำเทคนิค ULV Decomposition เข้ามาประยุกต์ใช้ สำหรับประมาณช่องสัญญาณในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นของระบบสื่อสารไร้สาย MC-CDMA ทั้งนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อเพิ่มสมรรถนะ และความถูกต้องในการตัดสินใจข้อมูลให้กับระบบ เพื่อให้การรับส่งข้อมูลเป็นไปอย่างมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น ซึ่งแต่เดิมนั้นปริภูมิฐานย่อยอัลกอริทึมนั้นได้รับความสนใจ เนื่องจากการประมาณช่องสัญญาณโดยอัลกอริทึมนี้ไม่จำเป็นต้องใช้สัญลักษณ์นำร่องช่วยในการประมาณ ทำให้การใช้แถบความถี่มีประสิทธิภาพมากกว่าการประมาณช่องสัญญาณที่ใช้สัญลักษณ์อ้างอิง แต่มีข้อจำกัดในแง่ของการติดตามการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณที่แปรเปลี่ยนไปตามเวลา เนื่องจากการประมาณช่องสัญญาณโดยปริภูมิฐานย่อยอัลกอริทึมนั้นใช้การหาค่าปริภูมิศูนย์ในการประมาณช่องสัญญาณ ซึ่งในการหาค่าดังกล่าวจะใช้เทคนิค Singular Value Decomposition ซึ่งในเทคนิคดังกล่าวจำเป็นต้องทำการเก็บข้อมูลมาเป็นระยะเวลาหนึ่ง เพื่อใช้ในการหาค่าปริภูมิศูนย์ ทำให้ไม่สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงของปริภูมิศูนย์ได้ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงนำเทคนิค ULV Decomposition เข้ามาประยุกต์ใช้กับปริภูมิฐานย่อยอัลกอริทึม เพื่อประมาณช่องสัญญาณในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นของระบบ MC-CDMA

จากการที่ เทคนิค ULV Decomposition เป็นส่วนหนึ่งของเทคนิค UTV Decomposition ที่สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงของปริภูมิศูนย์ได้ ดังที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 และบทที่ 3 ดังนั้นจึงได้พิจารณาอีกเทคนิคหนึ่งของเทคนิค UTV Decomposition คือ เทคนิค URV Decomposition ซึ่งสามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงของปริภูมิศูนย์ของสัญญาณได้เหมือนเทคนิค ULV Decomposition แต่จากที่กล่าวมาในบทที่ 2 ก็พบว่าในการประมาณค่าปริภูมิศูนย์นั้น การประมาณโดยเทคนิค ULV Decomposition จะให้ค่าที่ถูกต้องกว่าการประมาณโดยใช้เทคนิค URV Decomposition เพราะฉะนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงนำเสนอเทคนิค ULV Decomposition มาใช้ในการหาค่าปริภูมิศูนย์เพื่อนำไปใช้ในการประมาณช่องสัญญาณ โดยปริภูมิฐานย่อยอัลกอริทึม

นอกจากนี้ในการปรับปรุงค่าปริมาณสุญญากาศเพื่อใช้ในการประมาณช่องสัญญาณ นั้น จำเป็นต้องใช้ค่าสัมประสิทธิ์การลืมนที่เหมาะสมกับสภาวะการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณ เช่น ในสภาวะที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงเร็ว ค่าสัมประสิทธิ์การลืมนก็ต้องมีค่าน้อย และในทางกลับกันในสภาวะที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงช้า ค่าสัมประสิทธิ์การลืมนก็ต้องมีค่ามาก ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าการใช้ค่าสัมประสิทธิ์การลืมนที่เหมาะสมกับคุณลักษณะของช่องสัญญาณ ก็เป็นส่วนสำคัญในการทำให้การประมาณช่องสัญญาณมีค่าถูกต้อง และส่งผลให้ประสิทธิภาพในระบบ MC-CDMA เพิ่มขึ้น

เมื่อพิจารณาผลที่ได้จากการทดสอบสมรรถนะของระบบที่นำเสนอเมื่อนำมาประยุกต์ใช้งานในการประมาณช่องสัญญาณขาขึ้นของระบบ MC-CDMA ที่ช่องสัญญาณไม่เปลี่ยนแปลงทางเวลาในสภาวะแวดล้อมเดียวกัน เทียบกับกรณีที่ประมาณช่องสัญญาณโดยปริภูมิฐานย่อยอัลกอริทึมที่ใช้เทคนิค Singular Value Decomposition กับ ULV Decomposition จะพบว่าการประมาณช่องสัญญาณโดยปริภูมิฐานย่อยอัลกอริทึมที่มีการประยุกต์ใช้เทคนิค ULV Decomposition และ URV Decomposition นั้นให้ค่าความถูกต้องในการประมาณที่ต่ำกว่ากรณีการประมาณช่องสัญญาณที่ใช้อัลกอริทึมเดียวกัน แต่ใช้เทคนิค Singular Value Decomposition ซึ่งส่งผลให้ค่าอัตราผิดพลาดบิตที่ได้มีค่าสูงกว่าด้วย และจากผลการจำลองที่ได้ก็เป็นไปตามที่กล่าวมาในบทที่ 2 แต่เมื่อพิจารณาผลการจำลองระบบจะพบว่าทั้งความผิดพลาดในการประมาณช่องสัญญาณ และอัตราความผิดพลาดบิต มีค่าสูงกว่าการประมาณโดยใช้เทคนิค Singular Value Decomposition เพียงเล็กน้อยเท่านั้น และเมื่อนำระบบที่นำเสนอไปประยุกต์ใช้ในการประมาณช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาในสภาวะแวดล้อมเดียวกัน เทียบกับการประมาณช่องสัญญาณที่ใช้อัลกอริทึมเดียวกันกับระบบที่นำเสนอ แต่ใช้เทคนิค Singular Value Decomposition และ URV Decomposition ก็พบว่าการประมาณช่องสัญญาณโดยระบบที่นำเสนอนั้น มีค่าความถูกต้องในการประมาณช่องสัญญาณสูงกว่าและอัตราความผิดพลาดบิตต่ำกว่า การใช้เทคนิค Singular Value Decomposition เนื่องจากการประมาณโดยใช้เทคนิค Singular Value Decomposition นั้นไม่สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณได้ และเมื่อนำระบบที่นำเสนอไปเปรียบเทียบกับ การประมาณช่องสัญญาณโดยใช้อัลกอริทึมเดียวกัน แต่ใช้เทคนิค URV Decomposition ก็จะพบว่าค่าประมาณช่องสัญญาณ โดยระบบที่นำเสนอนั้น มีค่าความถูกต้องสูงกว่า และค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำกว่า ซึ่งก็เป็นไปตามที่กล่าวมาในขั้นต้น

นอกจากนั้นแล้วการประมาณช่องสัญญาณโดยปริภูมิฐานย่อยอัลกอริทึมที่มีการประยุกต์ใช้ ULV Decomposition นั้นยังมีความสามารถในการติดตามการเปลี่ยนของค่าผลตอบแทนของช่องสัญญาณได้เป็นอย่างดีอีกด้วย ดังจะเห็นได้จากผลการจำลองระบบที่การประมาณช่องสัญญาณโดยปริภูมิฐานย่อยอัลกอริทึมที่มีการประยุกต์ใช้ ULV Decomposition นั้นสามารถทำงานได้เป็นอย่างดีทั้งในสภาวะที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้า ๆ และช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว

ค่าพารามิเตอร์สำคัญที่ส่งผลต่อประสิทธิภาพ และค่าความถูกต้องในการประมาณช่องสัญญาณโดยปริภูมิฐานย่อยอัลกอริทึมที่มีการประยุกต์ใช้เทคนิค ULV Decomposition คือ ค่าสัมประสิทธิ์การลืมนั่นเอง ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์ดังกล่าวเป็นค่าที่บ่งบอกถึงค่าความเชื่อถือ หรือค่าถ่วงน้ำหนักที่มีต่อข้อมูลที่เข้ามาในอดีตของระบบ โดย สำหรับระบบที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงค่อนข้างเร็ว และแปรผันมาก การกำหนดค่าสัมประสิทธิ์การลืมนั้นควรกำหนดให้มีค่าต่ำ (เข้าใกล้ศูนย์) เพื่อให้น้ำหนักกับข้อมูลทางสถิติของช่องสัญญาณที่คำนวณได้ในปัจจุบันมากกว่าข้อมูลทางสถิติของช่องสัญญาณที่ได้จากการคำนวณในอดีต ในทางตรงกันข้ามระบบที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงไม่มากนัก และมีอัตราการเปลี่ยนแปลงที่ไม่รวดเร็วนัก ค่าสัมประสิทธิ์การลืมนั้นควรเลือกให้มีค่าค่อนข้างสูง (เข้าใกล้หนึ่ง) เพื่อให้ระบบเชื่อถือข้อมูลทางสถิติของช่องสัญญาณที่คำนวณได้ในอดีต และอาศัยความสัมพันธ์ของสัญญาณในทางเวลาเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการประมาณให้มีค่าสูงยิ่งขึ้น

ทั้งนี้การกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ควรกำหนดให้มีค่าเหมาะสมกับคุณลักษณะของช่องสัญญาณเป็นหลัก

5.2 ข้อดีและข้อเสียของระบบที่นำเสนอ

ข้อดี

- ระบบมีค่าความถูกต้องในการประมาณช่องสัญญาณสูงขึ้น ซึ่งจะส่งผลให้ประสิทธิภาพในการรับส่งข้อมูลสูงขึ้นอีกด้วย
- ระบบสามารถส่งข้อมูลได้รวดเร็วยิ่งขึ้นเนื่องจากการประมาณช่องสัญญาณมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น

ข้อเสีย

- การประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอ มีข้อจำกัดของจำนวนผู้ใช้ในระบบ
- การกำหนดค่าพารามิเตอร์ที่ไม่เหมาะสมให้กับระบบ อาจส่งผลให้ประสิทธิภาพในการประมาณช่องสัญญาณของระบบลดลงได้

5.3 ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต

สำหรับงานที่ควรจะได้รับการศึกษาหรือพัฒนาต่อไป คือ

- 1) ศึกษา และพัฒนาการประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้น
- 2) พัฒนาการประยุกต์ใช้วิธีการประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอเข้าร่วมกับการประมาณความถี่ออฟเซตของช่องสัญญาณ
- 3) พัฒนาการประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอให้สามารถรองรับผู้ใช้ในระบบได้เพิ่มมากขึ้น



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

รายการอ้างอิง

1. A. Bria and F. Gessler. 4th Generation Wireless Infrastructures :Scenarios and Research Challenge. IEEE Personal Communications (December 2001): 25-31.
2. Matthias, P. Mobile fading Channels. John Wiley et sons, 2002.
3. Yee, N., and Linnartz, J.P. Multi-Carrier CDMA in an Indoor Wireless Radio Channel. CA.: University of California Berkeley, 1999.
4. 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.
5. 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.
6. Hara, S. and Prasad, R. Overview of Multicarrier CDMA. IEEE Communications Magazine. Vol. 35 (December 1997):126-133.
7. Richard, V. N. and Prasad, R. OFDM for Wireless Multimedia Communications.: Artech House, 2000.
8. Hutter, A.A., Hasholzner, R. and Hammerschmidt, J.S. Channel Estimation for Mobile OFDM Systems. IEEE Vehicular Technology Conference Vol. 1 (September 1999): 305-309.
9. Oppenheim, A. V. and Schaffer, R. W. Discrete-Time Signal Processing.: Prentice-Hall, 1989.
10. Jung-Keun PARK and Joong-Hoo PARK A Channel Estimation Technique for WCDMA Systems. IEICE Transactions on Communications Vol. E-86-B, No. 4 (April 2003): 1439-1442.
11. Fujil, M., Shimizu, R., Itami, M., and Itoh, K. Optimal Channel Estimation for Coherent Receivers in Multicarrier CDMA System with Antenna Array. IEICE Transactions on Communications Vol. E86-B No.1 (January 2003): 365-373.
12. Takaoka, S. and Adachi, F. Pilot-Aided Adaptive Prediction Channel Estimation in a Frequency-Nonselective Fading Channel. IEICE Transactions on Communications Vol. E-85-B No.1 (August 2002): 1552-1560.

13. Morelli, M. and Mengali, U. A Comparison of Pilot-Aided Channel Estimation Methods for OFDM Systems. IEEE Transactions on Signal Processing Vol. 49. No. 12 (December 2001): 3065-3072.
14. Colieri, S. Ergen, M. Puri, A. and Bahai A. A Study of Channel Estimation in OFDM Systems. IEEE Vehicular Technology Conference Proceeding Vol. 2 (September 2002): 894-898.
15. 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.
16. Tureli, U., Kivanc D. and Liu, H. Channel Estimation for MC-CDMA. Signals. Systems and Computers Conference Proceeding, 2000 IEEE 5th International Symposium Vol. 1: 2909-2912.
17. Xiaojun Wu and Qinye Yin Uplink Vector Channel Estimation in ISI-corrupted MC-CDMA Systems with Multiple Antennas. 2002 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing Vol.3 (May 2002): 2765-2768.
18. Bofeng Jiang, Xiaojun Wu and Qinye Yin Blind uplink channel estimation and multiuser detection for wideband CDMA. 2000 IEEE International Conference on Signal Processing Vol. 3. (August 2000): 1798-1801.
19. Bian Dongming, Ran Chongsen and Yi Xinying Blind channel estimation algorithm of uplink for MC-CDMA system. 2003 IEEE International Conference on Communication Technology Proceedings Vol. 2. (April 2003): 1817-1820.
20. Jun Wu, Yi Wang and Cheng, K.K.M. Blind channel estimation based on subspace for multicarrier CDMA. IEEE Vehicular Technology Conference Vol. 4 (May 2001): 2374-2378.
21. Van Der Veen, A.-j., Deprettere, E.F., Swindlehurst, A.L. Subspace-based signal analysis using singular value decomposition. Proceedings of the IEEE Vol. 81 (September 1993): 1277-1308.
22. Stewart, G.W. An updating algorithm for subspace tracking. IEEE Transactions on Signal Processing Vol. 40. No. 6 (June 1992): 1535-1541.
23. Stewart, G.W. Introduction to Matrix Computation. New York: Academic, 1974.

24. G. Golub and C. F. Van Loan Matrix Computations. Baltimore, MD: Johns Hopkins University. Press, 1984.
25. G. Golub and C. F. Van Loan Matrix Computations. 3. Ed., John Hopkins University Press, 1996.
26. R.D. Fierro and J.R. Bunch Bounding the Subspace From Rank Revealing Two-Sided Orthogonal Decompositions. SIAM Journal on Matrix Analysis and Applications Vol. 16. No. 3 (1995): 743-759.
27. G. Adams, M.F Griffin, and G.W. Stewart Direction of Arrival Estimation Using the Rank Revealing URV Decomposition. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing Vol.3 (May 2002): 2765-2768.
28. J.L. Barlow and P.A. Yoon Solving Recursive TLS Problems Using the Rank-Revealing ULV Decomposition. Recent Advances in Total Least Squares Techniques and Errors in Variables Modeling, SIAM, Philadelphia, 1997.
29. K.J.R. Liu, D.P. O'Leary, G.W. Stewart and Y.J. Wu URV ESPRIT for Tracking Time-Varying Signals. IEEE Transactions on Signal Processing Vol. 42. No. 12 (December 1994): 3441-3448.
30. H. Park, S. Van Huffel and L. Elden Fast Algorithms for Exponential Data Modeling. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing Vol.4 (April 1994): 25-28.



ภาคผนวก

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ผลงานวิจัยงานของผู้เขียนที่ได้รับการตีพิมพ์แล้ว

1. Pornnimitkul, P. Kunaruttanapruk, S. Tau Sieskul, B. and Jitapunkul, S. Blind Channel Estimation Based on URV Decomposition Technique for Uplink of MC-CDMA. International Conference on Signal Processing Vol.4 (October 2004): 114-117.



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Blind Channel Estimation Based on URV Decomposition Technique for Uplink of MC-CDMA

Pradya Pornnimitkul, Suwich Kunaruttanapruk, Bamrung Tau Sieskul and Somchai Jitapunkul
 Digital Signal Processing Research Laboratory, Department of Electrical Engineering,
 Chulalongkorn University, Bangkok, Thailand 10330
 Tel: +66 2218 6913, E-mail: Pradya.P@student.netserv.chula.ac.th

Abstract—In this paper, we investigate a blind channel estimation method for Multi-carrier CDMA systems that use a subspace decomposition technique. This technique exploits the orthogonality property between the noise subspace and the received user codes to obtain channel of each user. In the past we used Singular Value Decomposition (SVD) technique but SVD have most computational complexity so in this paper use a new algorithm called URV Decomposition, which serve as an intermediary between the QR decomposition and SVD, replaced in SVD technique to track the noise space of the received data. Because of the URV decomposition has almost the same estimation performance as the SVD, but has less computational complexity.

Keywords—Channel estimation, MC-CDMA, SVD, URV.

I. INTRODUCTION

The Muticarrier Code-division Multiple Access (MC-CDMA) scheme is widely considered as a promising technique for future wireless multimedia communications. In accordance with MC-CDMA systems is a combination of the CDMA systems and OFDM systems [1-3]. In the MC-CDMA system, every transmitted symbol is spreaded in frequency domain by using a given signature code such that every chip modulates a different sub-carrier.

On the reverse link transmission, every user has an independent channel fading and the received signal at base station is the sum of all user transmitted signals. On account of the channel fading, the orthogonality between signature codes is lost for every user. Because of many users share the same radio channel so Multiple Access Interference (MAI) is occurred at base station [4]. Therefore, a multiuser detector is required to deal with MAI. The orthogonality can be recovered through channel estimation [5].

In this paper proposed blind channel estimation based on Subspace estimation, since they don't require the transmission of training sequence to estimate channel so its higher spectral efficiency. Due to the Most subspace based blind channel estimation method need the singular value decomposition of the received data and the initialization calculation of any decomposition is expensive, it is desirable to calculate iteratively. Unfortunately the SVD is difficult to update because all SVD updating required $O(k^3)$ operations for a k -column matrix. In the URV Decomposition [6] can be updated in $O(k^2)$ operations and provide a basis for the noise space

of the k -column matrix. In this paper, we show that URV Decomposition can be used to estimate the channel in MC-CDMA systems.

This paper is organized as follow: The system model for MC-CDMA system is introduced in section 2. The Subspace-based blind channel estimation is developed in section 3.a. In the section 3.b, a blind estimation method based on URV Decomposition is proposed. The performance of channel estimation by URV Decomposition algorithm compare with SVD algorithm via simulation in section 4.

II. SYSTEM MODEL

In this section, we describe the model of synchronous MC-CDMA system model shown in Fig.1. We assumed that K users are randomly distributed around a cell site. The number of subcarriers equal to the length of signature code G so all users shares the same subcarriers. The data vector for all users at symbol n -th is expressed as

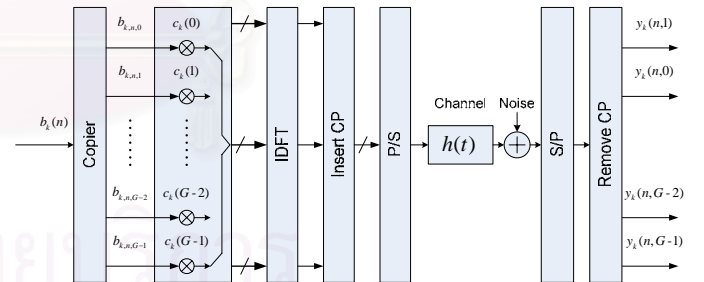


Fig. 1 MC-CDMA system model

$$b(n) = [b_1(n) \ b_2(n) \ \cdots \ b_k(n)]^T \quad (1)$$

Next, we define signature sequence code for the k -th user as a vector $c_k = (1, 2, 3, \dots, K-1, K)$, which can be written as

$c_k = [c_k(0) \ c_k(1) \ \cdots \ c_k(G-1)]^T$. From Figure 1, In the Baseband part can written received signal of every users at symbol n -th as

$$s(n) = C \times b(N) \quad (2)$$

where C is a matrix of all signature code for all users is shown as

$$C = [c_1 \quad c_2 \quad \cdots \quad c_k] \quad (3)$$

However, the transmitted signal have a channel fading so it have a linear convolution of the wireless channel impulse response (CIR) and the time-domain IDFT-transformed signature code. The time-domain CIR vector for the k-th user is described as

$$h_k = [h_k(0) \quad h_k(1) \quad \cdots \quad h_k(L_{ch})]^T \quad (4)$$

where L_{ch} is the channel length. According to the definition of linear convolution, the time-domain signature waveform for the k-th user is

$$\tilde{w}_k(n) = \tilde{c}_k * h_k(n) \quad (5)$$

where $*$ represents the linear convolution. In order to combat the resultant hostile Intersymbol Interference (ISI) is via addition of a cyclic prefix (CP) to each symbol, for this reason \tilde{c}_k is the IDFT-transformed of c_k can be written as

$$\tilde{c}_k = [\tilde{c}_k(0) \quad \tilde{c}_k(1) \quad \cdots \quad \tilde{c}_k(G + L_g - 1)]^T \quad (6)$$

where L_g is a length of CP. The length L_w of $\tilde{w}_k(n)$ is therefore $L_w = G + L_{ch} + L_g - 1$. After that, the received signal at base station was remove the cyclic prefix such as $\tilde{w}_k(n)$ can be written new as

$$\tilde{w}_{k,n} = A_k h_{k,n} \quad (7)$$

where $\tilde{w}_{k,n}$ with dimension $G \times 1$ and A_k have dimension $G \times (L_{ch} + 1)$ is given by

$$A_k = \begin{bmatrix} \tilde{c}_k(0) & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \tilde{c}_k(1) & \tilde{c}_k(0) & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \tilde{c}_k(G-2) & \tilde{c}_k(G-3) & \ddots & \ddots & \vdots \\ \tilde{c}_k(G-1) & \tilde{c}_k(G-2) & \tilde{c}_k(G-3) & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

When all K active user shares all subcarriers send data signal in same time, the reverse link-received data during n-th symbol can be given by

$$Y = W \times B + N \quad (9)$$

where the time-domain signature waveform matrix W with dimension $G \times K$ can be written as

$$W = [\tilde{w}_1 \quad \tilde{w}_2 \quad \cdots \quad \tilde{w}_k] \quad (10)$$

The transmitted symbol matrix B with dimension $K \times N$ is define as

$$B = [b(1) \quad b(2) \quad \cdots \quad b(N)] \quad (11)$$

Next every entry noise matrix N with dimension $G \times N$ is the independent identically distributed (i.i.d.) complex zero mean Gaussian noise with variance σ_n^2 .

III. BLIND CHANNEL ESTIMATION

In this section, we review the Blind channel estimation based on Singular value decomposition. The disadvantage of

the channel estimation based on SVD technique is difficult to update noise space so as to update channel when the channel variant in time change. Therefore we proposed channel estimation based on URV decomposition can update noise space and performance estimation channel has almost SVD but has less complexity than SVD. We also present the channel estimation based on SVD technique and URV decomposition technique in this section.

A. Singular value decomposition blind estimation method

We perform SVD on the reverse link-received data Matrix

$$Y^H = [U_s \quad U_n] \begin{bmatrix} \Lambda_s & 0 \\ 0 & \Lambda_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_s^H \\ V_n^H \end{bmatrix} \quad (12)$$

where $(\cdot)^H$ denotes Hermitian transpose. The column vector in V_s , associate with Λ_s singular values, span the signal space defined by the column of W. while vector V_n , associate with Λ_n singular values, span the orthogonal complement subspace of the signal subspace. Next, we have following orthogonality condition,

$$V_n^H \tilde{w}_k = 0 \quad (13)$$

From the equation (13) has L_{ch} unknowns and G-K equations. It will be solvable when the number of equation is grater or equal than the number of unknowns, $L_{ch} \leq G - K$. From this reason, the number of active users, K, is limited by the number of subcarriers, G, and the channel length, L_{ch} .

In order to solve the equations system (13), we can consider the following equivalent system

$$\begin{aligned} \|V_n^H \tilde{w}_k\| &= (V_n^H \times A_k \times h_k)^H \times (V_n^H \times A_k \times h_k) \\ &= h_k^H \times A_k^H \times V_n \times V_n^H \times A_k \times h_k = 0 \end{aligned} \quad (14)$$

The solution to these equations can be found by solving the following minimization problem

$$h_k = \arg \min_{\|h_k\|=1} (h_k^H \times A_k^H \times V_n \times V_n^H \times A_k \times h_k) \quad (15)$$

When the new data vectors are received, then SVD updating is required to update noise subspace so as to estimate new channel. Unfortunately, SVD updating scheme required $O(G^3)$ operation. In the URV decomposition can be updated in $O(G^2)$ operation and provides basis of the noise subspace of the received data.

B. URV decomposition blind estimation method

Suppose for the moment that Y has rank K. Then there are orthogonal matrices U and V such that

$$Y^H = U \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} V^H \quad (16)$$

where R is an upper triangular matrix of order K. We will call this decomposition a URV decomposition.

Now suppose that Y^H is nearly of rank K in the sense that its singular values satisfy

$$\sigma_1 \geq \dots \geq \sigma_K > \sigma_{K+1} \dots \geq \sigma_{G-K}$$

where σ_K is large compared to σ_{K+1} . It can be shown that there is a URV decomposition of Y^H of the form

$$Y^H = U \begin{pmatrix} R & F \\ 0 & G \end{pmatrix} V^H \quad (17)$$

Where

- 1) R and G are upper triangular.
- 2) $\inf(\mathbf{R}) \cong \sigma_k$.
- 3) $\sqrt{\|F\|^2 + \|G\|^2} \cong \sqrt{\sigma_{K+1}^2 + \dots + \sigma_{G-K}^2}$.

Next, we will show how to update URV decomposition of Y^H when the new data vectors $Y(N+1)^H$ is appended,

$$Y(N+1)^H = \begin{bmatrix} \beta Y^H \\ Y(N+1)^H \end{bmatrix} \quad (18)$$

where β is the "forgetting factor" which $1 \geq \beta \geq 0$. The forgetting factor damps out the effect of the previous data.

Specifically, we suppose that Y^H has the URV decomposition (17), where V is known and

$$\omega = \sqrt{\|F\|^2 + \|G\|^2} \leq tol. \quad tol. \text{ is a user supplied tolerance.}$$

The first step is to compute

$$\begin{pmatrix} x^H & y^H \end{pmatrix} = Y(n+1)^H V \quad (19)$$

where x is of dimension K, i.e., the order of R . Our problem then becomes one of updating the matrix

$$A = \begin{pmatrix} R & F \\ 0 & G \\ x^H & y^H \end{pmatrix} \quad (20)$$

There are two cases to consider. The first case, occurs when

$$\sqrt{\omega^2 + \|y\|^2} \leq tol. \quad (21)$$

In this case the rank cannot increase but possible for the rank to decrease, then we reduce A to triangular form by a sequence of left rotations. Hence the rank must be checked. The first step is to determine the smallest singular value, denoted by $\inf(\mathbf{R})$ is less than tol . This problem has been extensively studied under the rubric of condition estimation [7], and there exist reliable algorithms that given a triangular matrix R, produce a K-dimension vector ϖ of norm one such that

$$\|\mathbf{R}\varpi\| \cong \inf(\mathbf{R}). \quad (22)$$

The next step is to determine a sequence $V_1^H, V_2^H, \dots, V_{K-1}^H$ of rotations that eliminate the first K-1 component of ϖ , so that ϖ is zero except for its last component, which is one. Let

$Q^H = V_{K-1}^H, V_{K-2}^H, \dots, V_1^H$ denote the product of the rotations obtained from this step.

Next, we determine an orthogonal matrix P such that $P^H R Q$ is upper triangular. Then we will add the refinement step to improve the estimate of the orthogonal subspace. The procedure begin by reducing the first K-1 elements in the last column R to zero and then to reduce R back to triangular form. According to, all the above rotation must be multiplied into U and V. The second case, occurs when

$$\sqrt{\omega^2 + \|y\|^2} \geq tol. \quad (23)$$

There is a possibility that there is an increase in rank. Since the increase in rank can be at most one, the problem is to transform the matrix to triangular form without destroying all the small values in F and G.

The first step is to reduce y^H so that it has only one nonzero component and G remains upper triangular. This is done by a sequence of rotation applied alternately from the right and the left. Then the entire matrix reduced to triangular form. Then K is increased by one. The second step, the new R is checked for degeneracy and if necessary reduced as described before. The result is the updated URV decomposition. Using the updated noise subspace, the channel can be estimated using (15).

IV. SIMULATION RESULTS

This section is represented to evaluate the performance of URV decomposition based channel estimation technique. In order to compare with the SVD based channel estimation technique. But no updating is used for the SVD based channel estimation method.

The computer simulations are conducted assuming Binary Phase Shift Keying (BPSK) modulation. We assume that there are 10 active users, assigned hadarmard signature sequence of length 16 sharing a channel with 16 sub-carriers. The simulated channel is the 4-path Rayleigh distributed channel. The simulation parameters are summarized in Table I.

To measure the performance, we define the root mean square error (RMSE) as

$$RMSE = \frac{1}{\|h\|} \sqrt{\frac{1}{N_t(L_{ch} + 1)} \sum_{i=1}^{N_t} \|\hat{h}(i) - h\|^2} \quad (24)$$

where N_t is a number of Monte-Carlo simulations and $\hat{h}(i)$ is channel estimation for each user. Next, we define the channel average as

$$Channel\ average = \frac{1}{N_t(L_{ch} + 1)} \sum_{l=0}^{L_{ch}} \left| \sum_{i=1}^{N_t} \hat{h}_i(l) - h(l) \right| \quad (25)$$

Figure 2 shows the RMSE (a) and the channel average (b) which used to compare channel estimation performance between the URV decomposition based channel estimation technique and SVD based channel estimation technique. From figure 2, we fix the number of data bits and vary signal to noise ratio (SNR) from 0 dB to 30 dB. From these curves show that, the URV decomposition has almost the same

estimation performance as the SVD based channel estimation technique but URV decomposition based channel estimation has less computational complexity.

V. CONCLUSIONS

The channel estimation based on URV decomposition technique, was proposed to show that has less computation complexity than the SVD based channel estimation. But they have almost the same estimation performance as SVD based channel estimation. Not only that the other disadvantage of the channel estimation based on SVD technique is difficult to update noise space but channel estimation based on URV decomposition can update noise space. Performance simulation results demonstrated the efficiency of the proposed channel estimation method.

ACKNOWLEDGMENT

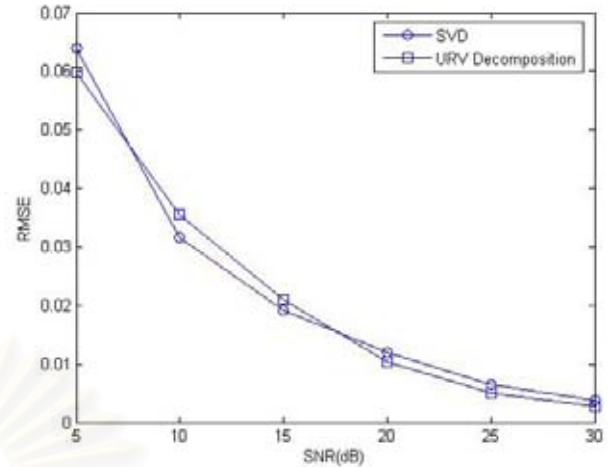
The author would like to express the grateful thanks to the grant from government research and development in cooperative project between department of Electrical Engineering and private sector for supporting this work.

REFERENCES

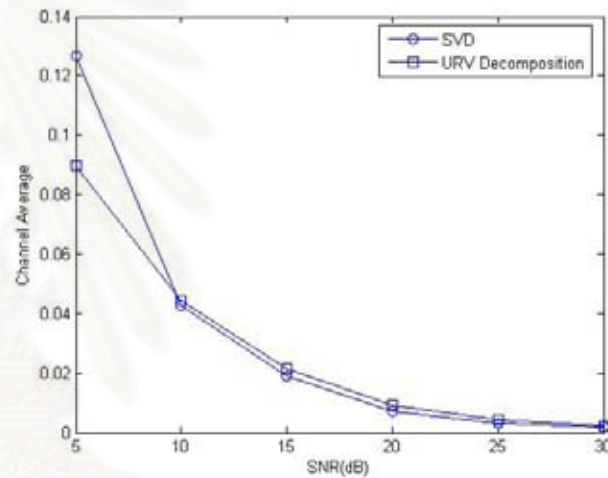
- [1] N. Yee and J. Linnartz, "Multi-Carrier CDMA in an Indoor Wireless Radio Channel," in *Proc. IEEE Int. Symp. On Personal, Indoor and Mobile Radio Commun.*, Vol. 2, Sep. 1993, pp. 109-113.
- [2] S. Hara and R. Prasad, "DS-CDMA, MC-CDMA and MT-CDMA for Mobile Multimedia Communication," in *Proc. IEEE Vehic. Technol. Conf.*, Vol. 3, May 1996, pp. 106-111.
- [3] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," *IEEE Commun. Mag.*, Vol.35, Dec. 1997, pp. 126-133.
- [4] S. Hara and R. Prasad, "Design and performance of multicarrier cdma system in frequency-selective rayleigh fading channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 48(5), Sep. 1999, pp. 1584-1595.
- [5] U. Tureli, D. Kivanc, and H. Liu, "Channel estimation for multicarrier cdma," in *Proceedings of the IEEE ICASSP 2000*, Vol. 5, Jun. 2000, pp. 2909-2912.
- [6] G. W. Stewart, "An updating algorithm for subspace tracking," *IEEE Transactions Signal Processing*, Vol. 40, No. 6, Jun. 1992, pp. 1535-1541.
- [7] N. J. Higham, "A survey of condition number estimation for triangular matrices," *SIAM Rev.*, Vol. 29, 1987, pp. 575-596

TABLE I
SIMULATION PARAMETERS

Parameters	Value
Number of user	12
Length of signature sequence	16
Number of sub-carrier (N)	16
Frequency selective fading :	
Number of paths or CIR length (L_g)	4
Components	Rayleigh
Guard period (L_g)	4
Number of data bit	300
Modulation scheme	BPSK
FFT / IFFT	16 points
Number of Monte-Carlo simulation	10000



(a)



(b)

Fig.2 Channel estimation performance via Signal to noise ratio (SNR)

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายปรัชญา พรนิมิตกุล เกิดวันที่ 23 กรกฎาคม พ.ศ. 2524 ที่จังหวัด กรุงเทพมหานคร เข้ารับการศึกษาในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2541 สำเร็จการศึกษาปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าจาก จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2544 และเข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ที่จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2545



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย