การประมาณช่องสัญญาณใช้สัญลักษณ์นำช่วยสำหรับระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอขาขึ้นแบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออก

นางสาว วิไลพร แซ่ลี้

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
ปีการศึกษา 2547

ISBN 974-17-7076-6

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

PILOT-SYMBOL-AIDED CHANNEL ESTIMATION FOR UPLINK

MIMO MC-CDMA SYSTEMS

Ms. Wilaiporn Lee

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 974-17-7076-6

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การประมาณช่องสัญญาณใช้สัญลักษณ์นำช่วยสำหรับระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอขาขึ้น แบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออก
โดย	นางสาว วิไลพร แซ่ลี้
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษา	รองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล

คณะวิศวกรรมศาสตร์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้นับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญามหาบัณฑิต

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

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

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

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

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

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

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

นางสาว วิไลพร แซ่ลี้ : การประมาณช่องสัญญาณใช้สัญลักษณ์นำช่วยสำหรับระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอขาขึ้น แบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออก. (Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation for Uplink MIMO MC-CDMA Systems) อ. ที่ปรึกษา: รศ. ดร. สมชาย จิตะพันธ์กุล จำนวนหน้า 138 หน้า. ISBN 974-17-7076-6.

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอวิธีการออกแบบการส่งสัญลักษณ์นำช่วยสำหรับการประมาณช่องสัญญาณใช้สัญลักษณ์นำช่วย และวิธีการปรับปรุงการประมาณช่องสัญญาณให้มีความถูกต้องมากขึ้น ส่วนแรกที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ คือ วิธีการออกแบบการส่งสัญลักษณ์นำช่วยสำหรับการประมาณช่องสัญญาณใช้สัญลักษณ์นำช่วยในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอขาขึ้น แบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออก เพื่อเพิ่มจำนวนผู้ใช้ในระบบ โดยการจัดวางสัญลักษณ์นำช่วยของผู้ใช้แต่ละคนให้มีคุณสมบัติการตั้งฉากกัน เพื่อลดขั้นตอนการทำเมตริกซ์ผกผันของลีสต์สแควร์อัลกอริทึม ทำให้ความซับซ้อนของระบบลดลง ส่วนที่สองที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้คือ วิธีการปรับปรุงการประมาณช่องสัญญาณให้มีความถูกต้องมากขึ้น เมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบพหุวิถีที่มีค่าประวิงเวลาของแต่ละวิถีไม่เป็นจำนวนเต็ม อีกทั้งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ยังมีการเสนอการปรับปรุงการประมาณช่องสัญญาณในช่วงสัญลักษณ์ข้อมูลวิธีใหม่ ที่สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณที่มีค่าความถี่ดอปเพลอร์สูง ๆ ได้ จากผลการจำลองระบบพบว่า การออกแบบสัญลักษณ์นำช่วยที่นำเสนอสามารถรองรับจำนวนผู้ใช้ในระบบได้มากขึ้นจริง และวิธีการปรับปรุงการประมาณช่องสัญญาณเมื่อช่องสัญญาณแบบพหุวิถีมีค่าประวิงเวลาของแต่ละวิถีไม่เป็นจำนวนเต็มมีความถูกต้องในการประมาณช่องสัญญาณมากกว่าวิธีดั้งเดิม นอกจากนี้ วิธีการปรับปรุงการประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอยังสามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณได้ทันที่ค่าความถี่ดอปเพลอร์สูง ๆ อีกด้วย

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า ลายมือชื่อนิสิต ....

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา ....

ปีการศึกษา 2547

4570741421 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEY WORD: PILOT-SYMBOL / CHANNEL ESTIMATION / MC-CDMA / MIMO / UPLINK

WILAIPORN LEE : PILOT-SYMBOL-AIDED CHANNEL ESTIMATION FOR UPLINK MIMO MC-CDMA SYSTEMS. THESIS ADVISOR: ASSOC. PROF. SOMCHAI JITAPUNKUL, Dr.Ing. 138 pp. ISBN 974-17-7076-6.

In this thesis, a novel scheme of pilot transmitting for the Pilot-Symbol-Aided channel estimation and a novel scheme to improve channel estimation are proposed. First, this thesis proposes a novel scheme of pilot transmitting for the Pilot-Symbol-Aided channel estimation for uplink MIMO MC-CDMA systems, which can support more number of concurrent users. The pilot sequences are constructed by means of orthogonal design in order to reduce the complexity of inverse matrix process in LS algorithm therefore the overall complexity reduces dramatically. Second, this thesis also proposes another novel method for improving the accuracy of channel estimation when multipath channel includes the paths with non-integer time delay. In addition, this thesis proposes the new technique to improve channel estimation during the data symbol transmission which is able to track the varying channel with high Doppler spread. Finally, simulation results demonstrate that the proposed scheme of pilot transmitting for the Pilot-Symbol-Aided channel estimation can support more number of concurrent users and the method for improving the accuracy of channel estimation when multipath channel includes the paths with non-integer time delay outperforms the conventional method. Furthermore, the proposed method is also able to track the varying channel with high Doppler spread.

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

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

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

Academic year 2004

กิตติกรรมประกาศ

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

ขอกราบขอบพระคุณบิดามารดาที่ให้กำเนิด ครอบครัวที่มีความรัก ความอบอุ่น และกำลังใจแก่ผู้วิจัยในทุก ๆ ด้านเสมอมา

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

สุดท้ายนี้ ขอขอบคุณห้องปฏิบัติการวิจัยกรรมวิธีสัญญาณดิจิตอลซึ่งเป็นสถานที่ทำวิจัย รวมถึงเพื่อนพี่น้องนิสิตทุกท่าน ที่มีส่วนช่วยเหลือในการให้ข้อคิดเห็น คำแนะนำ และกำลังใจ จนกระทั่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ลุล่วงไปได้ด้วยดี

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ จ
กิตติกรรมประกาศ ฉ
สารบัญ ช
สารบัญภาพ ฎ
บัญชีคำศัพท์ ต
บทที่
1 บทนำ 1
1.1 ประวัติและความเป็นมา 1
1.2 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับระบบ OFDM และ ระบบ MC-CDMA 3
1.2.1 ระบบ OFDM 3
1.2.2 ระบบ MC-CDMA 4
1.3 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับระบบสื่อสารไร้สายแบบ MIMO 5
1.3.1 อัตราขยายแถวลำดับ 6
1.3.2 อัตราการขยายไดเวอร์ซิตี 6
1.3.3 กำลังขยายของการส่งหลายระยะทาง 6
1.3.4 การลดการแทรกสอด 7
1.4 ช่องสัญญาณระบบสื่อสาร MIMO 7
1.5 เทคนิคการส่งสัญญาณในระบบสื่อสาร MIMO 8
1.5.1 การเข้ารหัสทางปริภูมิเวลา 8
1.5.2 การมัลติเพล็กซ์ทางปริภูมิ 8
1.6 การนำระบบ MC-CDMA มาประยุกต์ใช้กับระบบ MIMO 9
1.7 ปัญหาและข้อจำกัดของระบบ MIMO MC-CDMA 10
1.8 วิธีการแก้ไขปัญหาที่มีผู้นำเสนอ 10
1.9 แนวทางของวิทยานิพนธ์ 12
1.10 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ 13
1.11 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ 13
1.12 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ 14

บทที่ หน้า

1.13 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินการ 14

1.14 ภาพรวมของวิทยานิพนธ์ 15

1.15 นิยามสัญลักษณ์ 15

2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง 16

2.1 การมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ 16

2.2 ระบบ MC-CDMA 19

2.3 การเปรียบเทียบเทคนิคการมอดูเลตแบบ MC-CDMA กับเทคนิคการมอดูเลตแบบดั้งเดิม 21

2.3.1 สัญญาณแถบแคบ 21

2.3.2 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสชนิดที่ใช้ลำดับโดยตรง 22

2.3.3 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสชนิดหลายความถี่ 23

2.4 รหัสแผ่ 24

2.4.1 รหัสสุ่มเทียม 24

2.4.2 รหัสวอลช์ฮาดามาร์ด 25

2.5 แบบจำลองภาคส่งของระบบ MC-CDMA 25

2.6 แบบจำลองภาครับของระบบ MC-CDMA 26

2.7 การอีควอไลซ์ 28

2.7.1 เทคนิคการรวมแบบใช้อัตราขยายเท่ากัน 29

2.7.2 เทคนิคการรวมแบบที่ทำให้ความตั้งฉากกันระหว่างผู้ใช้กลับคืนมา 29

2.7.3 เทคนิคการรวมแบบที่ทำให้อัตราส่วนสัญญาณสูงสุด 29

2.7.4 เทคนิคการปรับเท่าที่มีการควบคุม 30

2.7.5 เทคนิคการรวมค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุด 30

2.8 ช่องสัญญาณแบบพหุวิถี 31

2.8.1 การเติมข้อมูลอุปสรรคแบบหมุนวน 35

2.8.2 การเติมข้อมูลศูนย์ 36

2.9 การประมาณช่องสัญญาณ 39

2.10 ปัจจัยที่ส่งผลเสียต่อสมรรถนะของระบบ 42

2.10.1 สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่น 42

2.10.2 สัญญาณแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห์ย่อย 42

บทที่ หน้า

2.10.3 การลดทอน 42

2.10.4 ปรากฏการณ์ดอปเพลอร์ 43

2.11 พารามิเตอร์ที่ใช้วัดสมรรถนะของระบบ และความหมายของค่าต่าง ๆ 44

2.11.1 อัตราความผิดพลาดบิต 44

2.11.2 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน 44

2.11.3 ค่าเฉลี่ยของผลต่างกำลังสองของความผิดพลาด 44

3 การประมาณช่องสัญญาณประเภทใช้สัญลักษณ์นำช่วยสำหรับระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอขาขึ้น หลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออก 46

3.1 การประมาณช่องสัญญาณในระบบสื่อสารมัลติแคเรียร์หลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออก 46

3.2 การออกแบบสัญลักษณ์นำช่วยให้เกิดความตั้งฉากกัน 56

3.3 การปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล 58

3.3.1 ไม่มีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล (Channel Constant) 59

3.3.2 การปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการเฉลี่ย(Channel Average) 59

3.3.3 การปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจ(Decision Direct) 61

3.3.4 การปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจอย่างง่าย (Simplified Decision Direct) 62

3.3.5 กรณีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณโดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจแบบอย่างง่ายที่อาศัยค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณ (Exponential Weighted Decision Direct Tracking) 63

3.4 การปรับปรุงระบบพิจารณากำลังส่วนท้ายของแบบจำลองช่องสัญญาณพหุวิถี 66

4 ผลการวิจัย 68

4.1 วิธีการจำลองระบบ 68

4.1.1 รหัสแผ่ที่ใช้ 68

บทที่ หน้า

4.1.2 สัญญาณรบกวนจากช่องสัญญาณ 69
4.1.3 การลดทอนจากช่องสัญญาณ 69
4.1.4 ความถี่ดอปเพลอร์ 70
4.1.5 สมมติฐานต่าง ๆ ที่ใช้ในการจำลองระบบ 70
4.2 สมรรถนะของระบบ MIMO MC-CDMA ในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น ที่มีการออกแบบการส่งสัญลักษณ์นำช่วยในการประมาณช่องสัญญาณ และออกแบบสัญลักษณ์นำช่วยให้มีความตั้งฉากต่อกัน 71
4.2.1 สมรรถนะของระบบที่มีการออกแบบการส่งสัญลักษณ์นำช่วยในการประมาณช่องสัญญาณ 71
4.2.2 สมรรถนะของระบบที่มีการออกแบบสัญลักษณ์นำช่วยให้มีความตั้งฉากระหว่างกัน 79
4.2.3 สมรรถนะของระบบที่มีการปรับปรุงระบบพิจารณากำลังส่วนท้ายของแบบจำลองช่องสัญญาณพหุวิถี 84
4.3 สมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตเมื่อมีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล 89
4.3.1 สมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตเมื่อมีการเปลี่ยนค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณ 94
4.3.2 สมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตเมื่อมีการเปลี่ยนความยาวเฟรมข้อมูล 106
5 บทสรุป 118
5.1 สรุปผลการวิจัย 118
5.2 ข้อดีและข้อเสียของระบบที่นำเสนอ 120
5.3 ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต 120
รายการอ้างอิง 121
ภาคผนวก 125
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์ 138

สารบัญภาพ

ภาพประกอบ		หน้า
รูปที่ 1.1	การรับส่งข้อมูลแบบสายอากาศเดียวและหลายสายอากาศ	5
รูปที่ 1.2	ช่องสัญญาณระบบสื่อสารแบบ MIMO	7
รูปที่ 1.3	แบบจำลองการมัลติเพล็กซ์เชิงปริภูมิ	9
รูปที่ 2.1	การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่	17
รูปที่ 2.2	การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลา	17
รูปที่ 2.3	การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส	17
รูปที่ 2.4	ระบบ Direct Sequence Code Division Multiple Access (DS-CDMA)	18
รูปที่ 2.5	รูปแบบการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์	18
รูปที่ 2.6	ระบบ Mulit-Carrier code division multiplexing (MC-CDMA)	20
รูปที่ 2.7	สเปกตรัมของสัญญาณแถบแคบ	22
รูปที่ 2.8	สเปกตรัมของสัญญาณ DS-CDMA	23
รูปที่ 2.9	สเปกตรัมของสัญญาณ MC-CDMA ก่อนผ่านช่องสัญญาณ	23
รูปที่ 2.10	สเปกตรัมของสัญญาณ MC-CDMA หลังผ่านช่องสัญญาณ	24
รูปที่ 2.11	แบบจำลองภาคส่งของระบบ MC-CDMA	26
รูปที่ 2.12	แบบจำลองภาครับของระบบ MC-CDMA	27
รูปที่ 2.13	แบบจำลองค่ากำลังของผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบพหุวิถี	31
รูปที่ 2.14(ก)	ผลการตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบพหุวิถีกรณีที่ค่า τ_i เป็นจำนวนเต็ม	33
รูปที่ 2.14(ข)	แบบจำลอง Tapped-delay-line ของช่องสัญญาณแบบพหุวิถีกรณีที่ค่า τ_i เป็นจำนวนเต็ม	33
รูปที่ 2.15(ก)	ผลการตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบพหุวิถีกรณีที่ค่า τ_i เป็นจำนวนเต็ม	34
รูปที่ 2.15(ข)	แบบจำลอง Tapped-delay-line ของช่องสัญญาณแบบพหุวิถีกรณีที่ค่า τ_i เป็นจำนวนเต็ม	34
รูปที่ 2.16	รูปแบบการจัดวางเฟรมข้อมูลในกรณีที่มีการเติมระยะเวลาคุมแบบ CP	35
รูปที่ 2.17	รูปแบบการจัดวางเฟรมข้อมูลในกรณีที่มีการเติมระยะเวลาคุมแบบ ZP	36
รูปที่ 2.18(ก)	รูปแบบการจัดวางสัญลักษณ์อ้างอิงสำหรับการประมาณช่องสัญญาณประเภทจัดวางสัญลักษณ์อ้างอิงในแนวแกนเวลา	40

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาพประกอบ หน้า

รูปที่ 2.18(ข) รูปแบบการจัดวางสัญลักษณ์อ้างอิงสำหรับการประมาณช่องสัญญาณประเภทจัดวางสัญลักษณ์อ้างอิงในแนวแกนความถี่ 41
รูปที่ 2.18(ค) รูปแบบการจัดวางสัญลักษณ์อ้างอิงสำหรับการประมาณช่องสัญญาณประเภทจัดวางสัญลักษณ์อ้างอิงแบบกระจาย 41
รูปที่ 3.1 ระบบการสื่อสารแบบ MIMO MC-CDMA 47
รูปที่ 3.2 การส่งสัญลักษณ์นำช่วยเพิ่มทางเวลาเพื่อเพิ่มจำนวนผู้ใช้บริการ 51
รูปที่ 3.3 ขั้นตอนการประมาณช่องสัญญาณแบบใช้สัญลักษณ์นำช่วย 55
รูปที่ 3.4 กรณีไม่มีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล 59
รูปที่ 3.5 การปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการเฉลี่ย 60
รูปที่ 3.6 รูปแบบเฟรมข้อมูลของการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจ 61
รูปที่ 3.7 รูปแบบเฟรมข้อมูลของการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจอย่างง่ายที่อาศัยค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณ 65
รูปที่ 3.8 ขั้นตอนการประมาณช่องสัญญาณ โดยคิดวิถีส่วนท้ายของแบบจำลองช่องสัญญาณพหุวิถี 67
รูปที่ 4.1 MSE ของการประมาณช่องสัญญาณกรณีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบทั่วไป ที่มีผู้ใช้ในระบบ 2 คน ถึง 16 คน 72
รูปที่ 4.2 ภาพขยาย รูปที่ 4.1 MSE ของการประมาณช่องสัญญาณกรณีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบทั่วไป ที่มีผู้ใช้ในระบบ 2 คน ถึง 8 คน 73
รูปที่ 4.3 BER ของการประมาณช่องสัญญาณ กรณีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบทั่วไป มีผู้ใช้ในระบบ 2 คน และ 8 คน 74
รูปที่ 4.4 MSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ ที่มีผู้ใช้ในระบบ 2 คน ถึง 16 คน 75
รูปที่ 4.5 ภาพขยายรูปที่ 4.4 MSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ ที่มีผู้ใช้ในระบบ 2 คน ถึง 12 คน 76

ภาพประกอบ หน้า

รูปที่ 4.6 BER ของการประมาณช่องสัญญาณเปรียบเทียบระหว่างกรณี ลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบทั่วไป และ แบบที่นำเสนอ มีผู้ใช้ในระบบ 2 คน และ 8 คน 76

รูปที่ 4.7 MSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอที่มีผู้ใช้ในระบบ 2 คน ถึง 16 คน โดยทำการเพิ่มจำนวนการส่งสัญลักษณ์นำช่วยในช่วงโดเมนเวลา 77

รูปที่ 4.8 ภาพ 3 มิติ ของรูปที่ 4.7 MSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ ที่มีผู้ใช้ในระบบ 2 คน ถึง 16 คน โดยทำการเพิ่มจำนวนการส่งสัญลักษณ์นำช่วยในช่วงโดเมนเวลา 78

รูปที่ 4.9 MSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ ที่มีผู้ใช้ในระบบ 2 คน เปรียบเทียบระหว่างการส่งสัญลักษณ์นำช่วยในโดเมนเวลา 1 เวลา และ 2 เวลา 79

รูปที่ 4.10 MSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ ที่มีผู้ใช้ในระบบ 2 คน เปรียบเทียบระหว่างการส่งสัญลักษณ์นำช่วยแบบสุ่มและแบบตั้งฉากกัน 80

รูปที่ 4.11 BER ของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ ที่มีผู้ใช้ในระบบ 2 คน เปรียบเทียบระหว่างการส่งสัญลักษณ์นำช่วยแบบสุ่มและแบบตั้งฉากกัน 81

รูปที่ 4.12 MSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ ที่มีผู้ใช้ในระบบ 8 คน เปรียบเทียบระหว่างการส่งสัญลักษณ์นำช่วยแบบสุ่มและแบบตั้งฉากกัน 82

รูปที่ 4.13 BER ของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ ที่มีผู้ใช้ในระบบ 2 คน เปรียบเทียบระหว่างการส่งสัญลักษณ์นำช่วยแบบสุ่มและแบบตั้งฉากกัน 83

รูปที่ 4.14 MSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ มีผู้ใช้ในระบบ 2 คน การส่งสัญลักษณ์นำช่วยแบบสุ่มที่มีการคิดกำลังที่รั่วไป 84

รูปที่ 4.15 MSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ มีผู้ใช้ในระบบ 2 คน การส่งสัญลักษณ์นำช่วยแบบตั้งฉากกันที่มีการคิดกำลังที่รั่วไป 85

ภาพประกอบ หน้า

รูปที่ 4.16 MSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ มีผู้ใช้ในระบบ 2 คน การส่งสัญลักษณ์นำช่วยแบบสุ่มและแบบตั้งฉากกันที่มีการคิดกำลังที่รั่วไป 85

รูปที่ 4.17 MSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ มีผู้ใช้ในระบบ 2 คน การส่งสัญลักษณ์นำช่วยแบบสุ่มและแบบตั้งฉากกันที่มีการคิดกำลังที่รั่วไป 86

รูปที่ 4.18 MSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ มีผู้ใช้ในระบบ 8 คน การส่งสัญลักษณ์นำช่วยแบบสุ่มที่มีการคิดกำลังที่รั่วไป 87

รูปที่ 4.19 MSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ มีผู้ใช้ในระบบ 8 คน การส่งสัญลักษณ์นำช่วยแบบตั้งฉากกันที่มีการคิดกำลังที่รั่วไป 87

รูปที่ 4.20 MSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ มีผู้ใช้ในระบบ 8 คน การส่งสัญลักษณ์นำช่วยแบบสุ่มและแบบตั้งฉากกันที่มีการคิดกำลังที่รั่วไป 88

รูปที่ 4.21 MSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ มีผู้ใช้ในระบบ 8 คน การส่งสัญลักษณ์นำช่วยแบบสุ่มและแบบตั้งฉากกันที่มีการคิดกำลังที่รั่วไป 88

รูปที่ 4.22 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ ในกรณีที่ไม่มีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล กรณีที่สัญลักษณ์นำช่วยแบบตั้งฉากกัน 90

รูปที่ 4.23 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ ในกรณีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการเฉลี่ย 91

รูปที่ 4.24 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ ในกรณีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำ 92

รูปที่ 4.25 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ ในกรณีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำอย่างง่าย 93

ภาพประกอบ หน้า

รูปที่ 4.26 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ โดยทำการปรับเปลี่ยนค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณ เมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบ 2 คน ความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 40 Hz 95
รูปที่ 4.27 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ โดยทำการปรับเปลี่ยนค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณ เมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบ 2 คน ความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 200 Hz 96
รูปที่ 4.28 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ โดยทำการปรับเปลี่ยนค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบ 8 คน ความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 40 Hz 96
รูปที่ 4.29 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ โดยทำการปรับเปลี่ยนค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบ 8 คน ความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 200 Hz 97
รูปที่ 4.30 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ ในกรณีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจแบบอย่างง่ายที่อาศัยค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณ เมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบ 2 คน และ 8 คน 98
รูปที่ 4.31 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ กรณีเปรียบเทียบวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล เมื่อผู้ใช้ในระบบ 2 คน และ ค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 40 Hz 99
รูปที่ 4.32 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ กรณีเปรียบเทียบวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล เมื่อผู้ใช้ในระบบ 2 คน และ ค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 200 Hz 100
รูปที่ 4.33 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ กรณีเปรียบเทียบวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล เมื่อผู้ใช้ในระบบ 8 คน และค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 40 Hz 101
รูปที่ 4.34 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ กรณีเปรียบเทียบวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล เมื่อผู้ใช้ในระบบ 8 คน และค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 200 Hz 103

ภาพประกอบ หน้า

รูปที่ 4.35 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ กรณีเปรียบเทียบวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล เมื่อทำการปรับเปลี่ยนจำนวนผู้ใช้ในระบบ และ ค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 40 Hz 104

รูปที่ 4.36 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ กรณีเปรียบเทียบวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล เมื่อทำการปรับเปลี่ยนจำนวนผู้ใช้ในระบบ และ ค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 200 Hz 105

รูปที่ 4.37 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ ในกรณีที่ไม่มีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล เมื่อทำการปรับเปลี่ยนความยาวของช่วงข้อมูล และ ค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 40 Hz 107

รูปที่ 4.38 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ ในกรณีที่ไม่มีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล เมื่อทำการปรับเปลี่ยนความยาวของช่วง 108

รูปที่ 4.39 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ ในกรณีมีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล โดยวิธีเฉลี่ย เมื่อทำการปรับเปลี่ยนความยาวของช่วงข้อมูล 109

รูปที่ 4.40 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ ในกรณีมีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล โดยวิธีเฉลี่ย เมื่อทำการปรับเปลี่ยนความยาวของช่วงข้อมูล 110

รูปที่ 4.41 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ ในกรณีมีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล โดยวิธีชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจ เมื่อทำการปรับเปลี่ยนความยาวของช่วงข้อมูล และ ค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 40 Hz 111

รูปที่ 4.42 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ ในกรณีมีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจ เมื่อทำการปรับเปลี่ยนความยาวของช่วงข้อมูล และ ค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 200 Hz 112

ภาพประกอบ หน้า

รูปที่ 4.43 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ ในกรณีมีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจแบบอย่างง่าย เมื่อทำการปรับเปลี่ยนความยาวของช่วงข้อมูล และ ค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 40 Hz 113

รูปที่ 4.44 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ ในกรณีมีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล โดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจแบบอย่างง่าย เมื่อทำการปรับเปลี่ยนความยาวของช่วงข้อมูล และ ค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 200 Hz 114

รูปที่ 4.45 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ ในกรณีมีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล โดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจแบบอย่างง่ายที่อาศัยค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณ เมื่อทำการปรับเปลี่ยนความยาวของช่วงข้อมูลและค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 40 Hz 115

รูปที่ 4.46 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ ในกรณีมีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล โดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจแบบอย่างง่ายที่อาศัยค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณ เมื่อทำการปรับเปลี่ยนความยาวของช่วงข้อมูลและค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 200 Hz 116

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บัญชีคำศัพท์

การกระเจิง	Scattering
การเข้าถึงหลายทาง	Multiple Access
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
การตัดสินบิต	Bit Decision
การปรับเท่า	Equalization
การประมาณช่องสัญญาณ	Channel Estimaiton
การแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่อง	Discrete Fourier Transform ย่อว่า DFT
การแปลงฟูริเยร์เร็ว	Fats Fourier Transform ย่อว่า FFT
การแผ่	Spread
การแผ่กลับ	Despread
การมอดูเลต	Modulation
ข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น	Up Link หรือ Reverse Link
ข่ายเชื่อมโยงขาลง	Down Link หรือ Forward Link
ค่าเฉลี่ยของผลต่างกำลังสองของความผิดพลาด	Mean Squared Error ย่อว่า MSE
คลื่นพาห์	Carrier
คลื่นพาห์ย่อย	Subcarrier
ความตั้งฉาก	Orthogonality
ชิป	Chip
ช่องสัญญาณแบบพหุวิถี	Multi-path Channel
ซิงโครนัส	Synchronous

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ดิจิตอล	Digital
แถบความถี่ร่วมนัย	Coherence bandwidth
น้ำหนักถ่วง	Weight
ปรากฏการณ์ใกล้-ไกล	Near-far Effect
พหุวิถี	Multipath
เฟดดิง	Fading
เฟดดิงแบบเลือกความถี่	Selective Fading
เฟดดิงแบบเรียบ	Flat Fading
รหัสแผ่	Spreading Code
รหัสสุ่ม	Random Code
ระยะความผิดพลาด	Error Distance
ระบบหนึ่งสัญญาณเข้า หนึ่งสัญญาณออก	Single-input single-output system ย่อว่า SISO
ระบบหลายสัญญาณเข้า หนึ่งสัญญาณออก	Multiple-input single-output system ย่อว่า MISO
ระบบหลายสัญญาณเข้า หลายสัญญาณออก	Multiple-input multiple-output system ย่อว่า MIMO
เวลาประวิง	Delay time
สหสัมพันธ์ข้าม	Cross correlation
สัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณ	Channel Gain
สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่น	Multiple Access Interference ย่อว่า MAI
สัญญาณแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์	Intersymbol interference ย่อว่า ISI
สัญญาณแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห์ย่อย	Intercarrier interference ย่อว่า ICI
สัญญาณนำ	Pilot Signal
สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาว	Additive White Gaussian Noise
อัตราแผ่	Processing Gain หรือ Spreading factor
อัตราความผิดพลาดบิต	Bit Error Rate ย่อว่า BER
อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน	Signal-to-noise Ratio ย่อว่า SNR
อัตสหสัมพันธ์	Autocorrelation

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ประวัติและความเป็นมา

ปัจจุบันการสื่อสารได้เข้ามามีส่วนสำคัญอย่างยิ่งในชีวิตประจำวันของมนุษย์ โดยเฉพาะการสื่อสารแบบไร้สาย โดยดูได้จากการเติบโตของธุรกิจทางการสื่อสารไร้สายที่มีอยู่ในปัจจุบัน มีการขยายการบริการเพิ่มขึ้นมาก เพื่อตอบสนองความต้องการของผู้บริโภคที่มีมากขึ้น ซึ่งความต้องการของผู้บริโภคในการรับส่งข้อมูลได้เพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่องและหลากหลาย ดังนั้น การรับส่งข้อมูลด้วยอัตราข้อมูลและความถูกต้องในการรับส่งข้อมูลที่สูงจึงเป็นสิ่งจำเป็นยิ่ง โดยทั่วไปแล้ว การรับส่งข้อมูลด้วยอัตราการส่งข้อมูลที่สูงจำเป็นต้องใช้แบนด์วิดท์ (Bandwidth) เป็นจำนวนมาก อย่างไรก็ตามด้วยข้อจำกัดทางสเปกตรัมทำให้ไม่สามารถทำได้ หรือ ถ้าจะทำการเพิ่มแบนด์วิดท์ก็จะต้องเสียค่าใช้จ่ายสูง ดังนั้น งานวิจัยในปัจจุบันจึงมีการศึกษาเพื่อแก้ปัญหาเรื่องแบนด์วิดท์ที่เกิดขึ้น

ในการสื่อสารโทรศัพท์ไร้สายนั้น โดยทั่วไปจะเปิดโอกาสให้ผู้ใช้หลายรายเข้าใช้ทรัพยากรโครงข่ายร่วมกัน ดังนั้น จึงต้องมีการจัดการให้ผู้ใช้แต่ละรายเข้าใช้ทรัพยากรโครงข่ายด้วยความเท่าเทียมกัน การจัดการดังกล่าวเรียกว่า การเข้าถึงหลายทาง (Multiple Access) ซึ่งระบบสื่อสารไร้สายในยุคแรก ๆ นั้น จะใช้การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่ (Frequency Division Multiple Access: FDMA) ซึ่งเป็นการจัดสรรทรัพยากรความถี่ให้กับผู้ใช้แต่ละราย ต่อมาเมื่อจำนวนผู้ใช้มากขึ้นการจัดสรรความถี่อย่างเดียวไม่เพียงพอต่อจำนวนผู้ใช้ การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลา (Time Division Multiple Access: TDMA) ซึ่งเป็นการแบ่งช่วงเวลาให้ผู้ใช้แต่ละรายเข้าใช้โครงข่ายร่วมกัน อย่างไรก็ตาม การเข้าถึงหลายทางด้วยวิธีดังกล่าวยังมีข้อจำกัดในด้านความจุของระบบ จึงได้มีการนำวิธีเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (Code Division Multiple Access: CDMA) ซึ่งการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสนี้ได้รับความสนใจเป็นอย่างมาก เพราะระบบนี้มีความจุของระบบที่สูงกว่าแบบแผนการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งทางเวลาและทางความถี่ที่มีใช้กันอยู่ทั่วไป โดยแบบแผนการเข้าถึงแบบแบ่งรหัสนี้จะมีจุดเด่นอยู่ที่ความเหมาะสมในการรองรับข้อมูลแบบมัลติมิเดียที่มีความเร็วในการส่งข้อมูลที่สูง และนอกจากนี้ยังมีความทนทานต่อการลดทอนแบบเลือกความถี่ (Frequency Selective Fading) [1] ในช่องสัญญาณ จากเหตุผลที่กล่าวมาทั้งหมดในข้างต้น จึงส่งผลให้ ระบบ Direct Sequence Code Division

Multiple Access (DS-CDMA) [2]-[3] ได้รับความสนใจ และเป็นทางเลือกหนึ่งที่น่าสนใจสำหรับแบบแผนการเข้าถึงแบบหลายทางของการสื่อสารไร้สาย

ต่อมาจึงได้มีการพัฒนาการรับส่งข้อมูลให้เป็นระบบการรับส่งข้อมูลแบบหลายคลื่นพาห์ (Multi-Carrier Modulation: MCM) [4] ซึ่งมีข้อดีในด้านของความทนทานต่อการลดทอนแบบเลือกความถี่เช่นเดียวกับ DS-CDMA แต่มีความสามารถในการรับส่งข้อมูลด้วยอัตราข้อมูลที่สูงกว่า DS-CDMA จึงได้มีผู้เสนอให้นำเทคนิคการรับส่งข้อมูลแบบหลายคลื่นพาห์ เข้ามาประยุกต์ใช้ร่วมกับระบบ CDMA ซึ่งสามารถจำแนกออกได้เป็น 3 ประเภท ได้แก่ ระบบ Multi-Carrier Code Division Multiple Access (MC-CDMA) [2]-[6] ระบบ Multi-Carrier Direct Sequence Code Division Multiple Access (MC-DS-CDMA) และระบบ Multi-Tone Code Division Multiple Access (MT-CDMA) ซึ่งแบบแผนการเข้าถึงแต่ละชนิดดังกล่าว จะมีกรรมวิธีในการเข้าถึงสัญญาณ และจุดเด่น-จุดด้อยที่แตกต่างกันออกไป แต่ระบบที่ได้รับความสนใจ และเป็นที่นิยมอย่างแพร่หลายที่สุด คือ ระบบ MC-CDMA ซึ่งเกิดจากการร่วมกันของระบบ CDMA และเทคนิคการรับส่งข้อมูลแบบหลายคลื่นพาห์แบบ Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) [7],[8] ส่งผลให้ระบบ MC-CDMA มีประสิทธิภาพในการรับส่งข้อมูล และการใช้แถบความถี่สูง รวมถึงมีความทนทานต่อการเกิดการลดทอนแบบเลือกความถี่ได้เป็นอย่างดี และมีความทนทานต่อสัญญาณแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbol Interference: ISI) ได้ดีเมื่อเทียบกับระบบการเข้าถึงหลายทางแบบอื่น ๆ เนื่องจากมีช่วงเวลาของสัญลักษณ์ (Symbol) ที่ยาว นอกจากนั้นแล้วระบบ MC-CDMA ยังสามารถนำเทคนิคทางกรรมวิธีสัญญาณดิจิตอลเข้ามาประยุกต์ใช้ เพื่อลดความซับซ้อนในการรับส่งข้อมูลทั้งทางภาครับ และภาคส่ง ได้อีกด้วย

นอกจากการศึกษาเรื่องการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส เพื่อเอามาช่วยเพิ่มความจุของระบบแล้ว ในปัจจุบันนี้ยังมีงานวิจัยในสาขาทฤษฎีการสื่อสารข้อมูลที่แสดงให้เห็นว่าช่องสัญญาณการสื่อสารไร้สายแบบพหุวิถีนั้น จะมีลักษณะเป็นช่องสัญญาณแบบหลายสัญญาณเข้า หลายสัญญาณออก (Multiple-Input Multiple-Output: MIMO) [9]-[18] ซึ่งข้อดีของช่องสัญญาณแบบนี้คือ ความจุของช่องสัญญาณจะมีค่าสูงเนื่องจากสามารถส่งข้อมูลได้พร้อมกันทีละมาก ๆ ในช่วงเวลาเดียวกัน แต่ต้องอยู่ภายใต้เงื่อนไขที่ว่า ช่องสัญญาณต้องมีการกระเจิงของคลื่นสัญญาณที่มากเพียงพอ เพื่อที่ภาครับจะสามารถแยกสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนออกจากกันได้ ดังนั้น งานวิจัยในเรื่อง การประมาณช่องสัญญาณของระบบสื่อสารที่มีการรวมกันระหว่างการสื่อสารเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสกับการสื่อสารที่มีช่องสัญญาณแบบพหุวิถีที่มีลักษณะ

ช่องสัญญาณเป็นแบบหลายสัญญาณเข้า หลายสัญญาณออก จึงเป็นสิ่งสำคัญ เนื่องจากวัตถุประสงค์ของการประมาณช่องสัญญาณ คือ พยายามประมาณผลการตอบสนองของช่องสัญญาณให้มีค่าใกล้เคียงกับผลการตอบสนองจริงของช่องสัญญาณมากที่สุด เพื่อทำการหักล้างผลกระทบของช่องสัญญาณที่มีต่อสัญญาณข้อมูล ซึ่งส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของการรับส่งข้อมูลโดยตรง

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับระบบการสื่อสารที่มีแบบแผนการเข้าถึงหลายทางของระบบ MC-CDMA และความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับระบบการสื่อสารที่มีการส่งสัญญาณแบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออก จากนั้นจะกล่าวถึงปัญหาและข้อจำกัดที่เกิดขึ้นในระบบรวมทั้งวิธีการแก้ไขปัญหาที่มีผู้นำเสนอมาแล้ว ท้ายที่สุดจะกล่าวถึงแนวทาง วัตถุประสงค์ ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ ขั้นตอนการดำเนินงาน ภาพรวมของเนื้อหาในแต่ละบท และการนิยามสัญลักษณ์ต่าง ๆ ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

1.2 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับระบบ OFDM และระบบ MC-CDMA

1.2.1 ระบบ OFDM

ระบบ OFDM สัญญาณข้อมูลจะถูกส่งผ่านไปในคลื่นพาห์ย่อยที่มีแถบความถี่แคบ ๆ หลายคลื่นพาห์ เมื่อเกิดการลดทอนแบบความถี่แคบขึ้น จะส่งผลให้มีข้อมูลเพียงส่วนน้อยในบางคลื่นพาห์ย่อยเท่านั้นที่จะได้รับผลกระทบ ดังนั้น ระบบ OFDM จึงมีความทนทานต่อการลดทอนของช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่ และสัญญาณรบกวนประเภทแถบความถี่แคบ ซึ่งตรงกันข้ามกับระบบการรับส่งข้อมูลแบบคลื่นพาห์เดียว ซึ่งบิตข้อมูลจะได้รับความเสียหายอย่างรุนแรงเมื่อเกิดการลดทอนแบบความถี่แคบขึ้น

การรับส่งข้อมูลแบบหลายคลื่นพาห์ เดิมทีจะมีการแบ่งแถบความถี่ทั้งหมดออกเป็นแถบความถี่แคบ ๆ ตามจำนวนที่ต้องการ โดยไม่มีการซ้อนทับกัน และทำการแยกส่งสัญลักษณ์ข้อมูลที่แตกต่างกันไปในแต่ละคลื่นพาห์ย่อย เพื่อป้องกันการรบกวนกันระหว่างคลื่นพาห์ แต่ต่อมา ในปี ค.ศ.1960 ได้มีการนำเสนอระบบ OFDM ขึ้น ซึ่งเป็นวิธีการที่สามารถทำให้คลื่นพาห์ย่อยมีการซ้อนทับกันได้ โดยอาศัยความตั้งฉาก (Orthogonality) ระหว่างคลื่นพาห์ย่อยในการแยกการรบกวนกันระหว่างคลื่นพาห์ได้ โดยการจัดระยะห่างระหว่างคลื่นพาห์ย่อยให้มีค่าเท่ากับ $1/T$ เมื่อ T คือ ช่วงเวลาคาบของสัญญาณข้อมูล ทำให้ประสิทธิภาพในการใช้แถบความถี่ของระบบ OFDM สูงกว่าเทคนิคการรับส่งข้อมูลแบบหลายคลื่นพาห์แบบอื่น ๆ โดยที่ทางฝั่งเครื่องรับจะประกอบไปด้วยกลุ่มของดีมอดูเลเตอร์ ซึ่งแต่ละตัวจะทำหน้าที่ดีมอดูเลตสัญญาณ

ข้อมูลจากแต่ละคลื่นพาห์ย่อยออกมา และเมื่อรวมสัญญาณทั้งหมดในช่วงคาบสัญญาณก็จะได้ข้อมูลตามที่ต้องการ

ข้อดีของระบบ OFDM อีกประการหนึ่ง คือ ความสามารถในการลดผลกระทบจากการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbol Interference: ISI) ได้เป็นอย่างดีอีกด้วย ทำให้การรับส่งข้อมูลมีโอกาสเกิดความผิดพลาดได้น้อยลง เนื่องจากอัตราข้อมูลสำหรับคลื่นพาห์ย่อยแต่ละคลื่นมีค่าไม่สูงนัก และการที่ใช้คลื่นพาห์ย่อยหลาย ๆ คลื่นทำให้สัญลักษณ์แต่ละตัวมีช่วงเวลาที่ยาวมากขึ้น การเพิ่มอัตราการรับส่งข้อมูลของระบบ OFDM นั้น สามารถทำได้โดยการเพิ่มจำนวนคลื่นพาห์ย่อยให้มีค่าเพิ่มมากขึ้น อีกทั้งการมอดูเลตสัญญาณในระบบ OFDM นั้นยังสามารถนำการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่อง (Discrete Fourier Transform: DFT) [9] มาประยุกต์ใช้เพื่อลดความซับซ้อนของเครื่องส่ง และเครื่องรับได้อีกด้วย

1.2.2 ระบบ MC-CDMA

ในปี ค.ศ. 1993 ระบบ MC-CDMA ถูกนำเสนอ โดย Nathan Yee [2] เป็นเทคนิคที่ประยุกต์การรับส่งข้อมูลแบบหลายคลื่นพาห์ในระบบ OFDM ร่วมกับเทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งแยกรหัส (CDMA) ซึ่งการรับส่งข้อมูลในลักษณะหลายคลื่นพาห์ย่อยนี้ อัตราสัญลักษณ์ในแต่ละคลื่นพาห์ย่อยมีค่าลดต่ำลง ทำให้สามารถส่งข้อมูลในอัตราที่สูงได้ ในขณะที่ช่วงเวลาของสัญลักษณ์ยังคงมีค่ายาวอยู่ ทำให้คาบของสัญลักษณ์ข้อมูลมีความยาวเพิ่มขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับระบบการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งแยกรหัสชนิดจัดลำดับเข้าถึงโดยตรง (DS-CDMA) จึงทำให้การซิงโครไนซ์ (Synchronize) สัญญาณสามารถกระทำได้ง่ายขึ้น อีกทั้งการที่ช่วงคาบของสัญลักษณ์มีความยาวมากขึ้นนั้น ยังส่งผลให้ระบบ MC-CDMA มีความทนทานต่อการเกิดการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ ซึ่งเกิดจากการซ้อนทับกันของสัญญาณที่เดินทางมาในแต่ละวิถีของช่องสัญญาณแบบพหุวิถี (Multi-Path Channel) [1] ได้เป็นอย่างดีอีกด้วย

ระบบการรับส่งข้อมูลแบบ MC-CDMA แตกต่างกับการรับส่งข้อมูลในระบบ OFDM คือ ในระบบ OFDM สัญลักษณ์ข้อมูลแต่ละสัญลักษณ์จะถูกแยกส่งไปในแต่ละคลื่นพาห์ย่อยที่แตกต่างกันในเวลาเดียวกัน ในขณะที่ระบบ MC-CDMA นั้นข้อมูลแต่ละสัญลักษณ์จะได้รับการแผ่โดยรหัสแผ่ รหัสแผ่แต่ละชุดจะประกอบด้วยไปด้วยบิตข้อมูลหลาย ๆ บิตซึ่งตลอดวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้คำว่าชิป (Chip) แทนการใช้คำว่าบิตเพื่อป้องกันการซ้ำซ้อนในการเรียกบิตข้อมูล จากนั้นจึงนำผลลัพธ์ที่ได้ส่งผ่านไปในระบบสื่อสารหลายคลื่นพาห์ย่อย กล่าวคือ ข้อมูลที่

ทำการส่งในคลื่นพาห์ย่อย ณ เวลาหนึ่ง ๆ จะเป็นข้อมูลเพียงสัญลักษณ์เดียวเท่านั้น ซึ่งจะเห็นได้ว่าระบบ MC-CDMA มีไดเวอร์ซิตีทางความถี่ที่เพิ่มมากขึ้นเมื่อเทียบกับระบบ OFDM

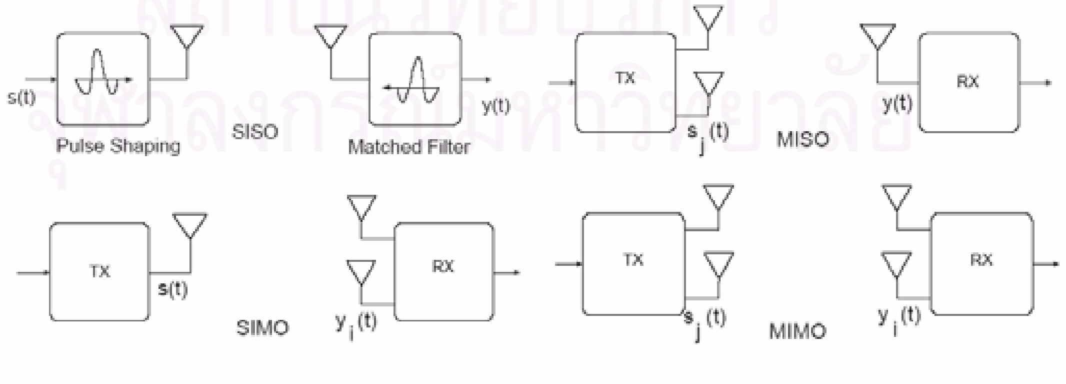
1.3 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับระบบสื่อสารไร้สายแบบหลายสัญญาณเข้า หลายสัญญาณออก

ช่วงแรกของการสื่อสารไร้สายเป็นการส่งข้อมูลของระบบโดยใช้สายอากาศที่ภาครับและภาคส่งเพียงหนึ่งสายที่เรียกว่า ระบบหนึ่งสัญญาณเข้า หนึ่งสัญญาณออก(Single-Input Single-Output System: SISO) ต่อมาได้พัฒนางานวิจัยมาศึกษา ระบบการส่งข้อมูลแบบหลายสายอากาศ (Multiple Antennas) ดังแสดงในรูปที่ 1.1 ซึ่งพบว่าเมื่อมีการส่งข้อมูลแบบหลายสายอากาศนี้ทำให้ความจุในระบบเพิ่มขึ้น สามารถรับส่งข้อมูลได้มากขึ้น โดยในระบบการสื่อสารไร้สายที่มีการส่งข้อมูลแบบหลายสายอากาศนี้ สามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ประเภท ดังนี้

1. ระบบหนึ่งสัญญาณเข้า หลายสัญญาณออก (Single-Input Multiple-Output System: SIMO) คือ ระบบที่ประกอบด้วย สายอากาศทางภาคส่งหนึ่งสายอากาศ และสายอากาศทางภาครับหลายสายอากาศ

2. ระบบหลายสัญญาณเข้า หนึ่งสัญญาณออก (Multiple-Input Single-Output System: MISO) คือ ระบบที่ประกอบด้วย สายอากาศทางภาคส่งหลายสายอากาศ และสายอากาศทางภาครับหนึ่งสายอากาศ

3. ระบบหลายสัญญาณเข้า หลายสัญญาณออก (Multiple-Input Multiple-Output System: MIMO) คือ ระบบที่ประกอบด้วย สายอากาศทางภาคส่งหลายสายอากาศ และสายอากาศทางภาครับหลายสายอากาศ



รูปที่ 1.1 การรับส่งข้อมูลแบบสายอากาศเดียว และ หลายสายอากาศ

ในระบบทั้ง 3 ประเภทนี้ ระบบหลายสัญญาณเข้า หลายสัญญาณออก (MIMO) จะให้สมรรถนะทางด้านความจุที่สูงที่สุด จึงมีการวิจัยและพัฒนาเพื่อทำนำมาใช้แทนระบบหนึ่งสัญญาณเข้า หนึ่งสัญญาณออก (SISO) ทำให้เกิดการพัฒนาสมรรถนะของระบบ [10],[16],[19] ดังต่อไปนี้

1.3.1 **อัตราการขยายแถวลำดับ** (Array Gain)

เนื่องจากการใช้หลายสายอากาศทำให้อัตราการขยายของสัญญาณที่ออกมาจากสายอากาศมีค่าเพิ่มมากขึ้น ทำให้ระยะทาง (Range) และพื้นที่ครอบคลุม (Coverage) ในการส่งสัญญาณเพิ่มมากขึ้นด้วย ซึ่งจะมีประโยชน์อย่างมากในกรณีที่เพิ่มพื้นที่ที่ต้องการส่งสัญญาณได้กว้างขึ้น หรือกรณีที่จำนวนผู้ใช้บริการในพื้นที่นั้นมีอยู่ไม่มาก จะทำให้จำนวนการติดตั้งสถานีฐานลดลงเพราะพื้นที่ครอบคลุมมีค่ามากขึ้น นอกจากนี้ยังมีข้อดีที่ทำให้ลดค่ากำลังที่ใช้ส่งจากตัวโทรศัพท์มือถือลงตามอัตราการขยายที่สูงขึ้น หรือความไวที่สายอากาศแถวลำดับของสถานีฐานรับได้มีมากขึ้น

1.3.2 **อัตราการขยายไดเวอร์ซิตี** (Diversity Gain)

กำลังของสัญญาณในระบบสื่อสารไร้สายจะมีการเปลี่ยนแปลงไม่แน่นอน (การลดทอน) ไดเวอร์ซิตีเป็นวิธีที่มีประโยชน์มากในการแก้ปัญหาการลดทอน หลักการของไดเวอร์ซิตีคืออาศัยคุณสมบัติพื้นฐานการแพร่กระจายของคลื่นสัญญาณในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ ซึ่งมักจะมีเส้นทางการแพร่กระจายของสัญญาณหลายเส้นทาง และโดยทั่วไป หากการกระจายของคลื่นในเส้นทางหนึ่งถูกรบกวนอย่างมากจากการลดทอนทำให้สัญญาณที่ได้รับมีกำลังอ่อนมาก ก็อาจจะมีคลื่นสัญญาณจากเส้นทางอื่นที่ให้สัญญาณกำลังสูง ดังนั้นหากทำการติดตั้งจุดรับสัญญาณมากกว่าหนึ่งแห่งก็จะสามารถรับสัญญาณได้จากหลายเส้นทาง ดังนั้นในช่องสัญญาณหลายสัญญาณเข้า หลายสัญญาณออก ที่มีการใช้สายอากาศภาคส่ง M_T สาย และสายอากาศที่ภาครับ M_R สาย ที่มีการลดทอนอิสระต่อกัน เมื่อส่งสัญญาณออกไปจะทำให้ที่ภาครับสามารถรวมสัญญาณที่เข้ามาทำให้ลดการเปลี่ยนแปลงขนาดของสัญญาณลดลงเมื่อเทียบกับระบบหนึ่งสัญญาณเข้า หนึ่งสัญญาณออก

1.3.3 **กำลังขยายของการส่งหลายระยะทาง** (Spatial Multiplexing Gain)

ช่องสัญญาณหลายสัญญาณเข้า หลายสัญญาณออก จะมีการเพิ่มขึ้นของความจุเป็นเส้นตรง และมีค่าเท่ากับค่าที่น้อยที่สุดระหว่างจำนวนสายอากาศที่ภาคส่งและภาครับ โดยไม่มีผลต่อค่ากำลังหรือการใช้แบนด์วิดท์ ค่ากำลังขยายของการส่งหลายระยะทาง (Spatial Multiplexing Gain) ส่งผลให้ความจุของช่องสื่อสารจะเพิ่มมากขึ้น เนื่องจากการส่งแบบหลาย

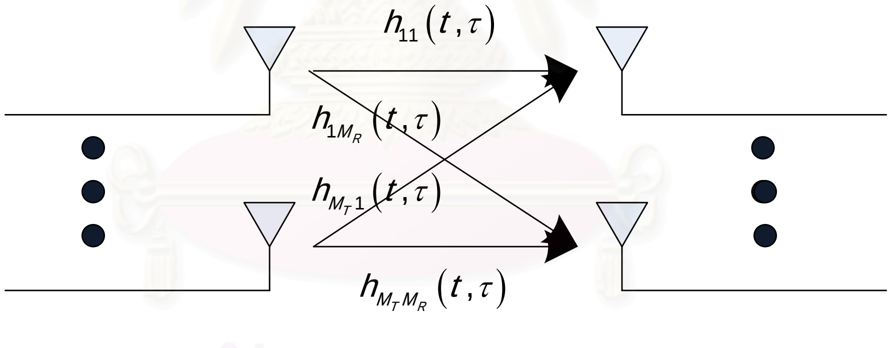
ระยะทางนั้น ทางภาคส่งจะทำการส่งข้อมูลที่เป็นอิสระต่อกันออกจากสายอากาศแต่ละอัน ภายใต้เงื่อนไขของช่องสัญญาณ คือ มีการกระเจิงของสัญญาณมากพอ (Rich Scattering) ทำให้ทางภาครับสามารถแยกสัญญาณต่าง ๆ ออกจากกันได้

1.3.4 **การลดการแทรกสอด** (Interference Reduction)

การแทรกสอดโคแชนแนล (Co-Channel Interference) เกิดจากการใช้ความถี่ซ้ำ (Frequency Reuse) เมื่อมีการใช้สายอากาศหลายสาย จะเกิดความแตกต่างระหว่างระยะห่างของสัญญาณที่ต้องการกับสัญญาณที่อยู่ในช่องสัญญาณข้างเคียง ทำให้สามารถลดการแทรกสอดได้

1.4 ช่องสัญญาณระบบสื่อสารหลายสัญญาณเข้า หลายสัญญาณออก

เมื่อพิจารณาช่องสัญญาณระบบสื่อสารแบบหลายสัญญาณเข้า หลายสัญญาณออก (MIMO Channel) [10] ที่ประกอบด้วยสายอากาศภาคส่ง M_T สาย และสายอากาศภาครับ M_R สายดังรูปที่ 1.2



รูปที่ 1.2 ช่องสัญญาณระบบสื่อสารแบบ MIMO

ผลการตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบเปลี่ยนแปลงตามเวลาระหว่างสายอากาศภาคส่งที่ i $(i = 1,2,..., M_T)$ และสายอากาศภาครับที่ j $(j = 1,2,.., M_R)$ เขียนได้เป็น $h_{ij}(t,\tau)$ โดยผลการตอบสนองต่ออิมพัลส์แต่ละคู่ของสายอากาศนั้นจะประกอบไปด้วยวิถีของช่องสัญญาณจำนวน L วิถี ส่วนตัวแปร 2 ตัวที่อยู่ภายในวงเล็บ แสดงว่า ผลการตอบสนองต่ออิมพัลส์นี้อยู่ในช่วงเวลา t จนถึงเวลา $\tau - t$ และสามารถเขียนผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ทั้งหมดในช่วงเวลาเดียวกันนี้ในรูปของเมตริกซ์ $H(t,\tau)$ ซึ่งมีค่าดังสมการที่ (1.1)

$$\mathrm{H}(t,\tau)=\begin{bmatrix} h_{11}(t,\tau) & h_{21}(t,\tau) & \cdots & h_{M_T 1}(t,\tau) \\ h_{12}(t,\tau) & h_{22}(t,\tau) & \cdots & h_{M_T 2}(t,\tau) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{1M_R}(t,\tau) & h_{2M_R}(t,\tau) & \cdots & h_{M_T M_R}(t,\tau) \end{bmatrix} \tag{1.1}$$

$$h_{ij}(t,\tau)=\sum_{m=0}^{L-1}\alpha_m\delta(t-\tau_m) \tag{1.2}$$

โดยที่ τ_m คือค่าประวิงเวลา และ α_m คือ ค่าแอมพลิจูดเชิงซ้อนที่วิถีที่ m ส่วน $\delta(t)$ คือ รูปร่างของพัลส์ (Shaping Pulse) และ L เป็นจำนวนวิถีของผลการตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบหลายวิถี จากสมการที่ (1.2) ผลตอบสนองทางความถี่ของช่องสัญญาณที่เวลา t สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (1.3)

$$H_{ij}(t,f)=\int_{-\infty}^{+\infty}h_{ij}(t,\tau)e^{-j2\pi f\tau}d\tau \tag{1.3}$$

1.5 เทคนิคการส่งสัญญาณในระบบสื่อสารแบบหลายสัญญาณเข้า หลายสัญญาณออก

ในระบบการสื่อสารไร้สายที่มีช่องสัญญาณเป็นแบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออก จะมีเทคนิคการส่งข้อมูลอยู่หลายเทคนิค แต่สามารถจับกลุ่มรวมเป็นเทคนิคหลัก ๆ แบ่งได้ 2 เทคนิค [10],[18] คือ

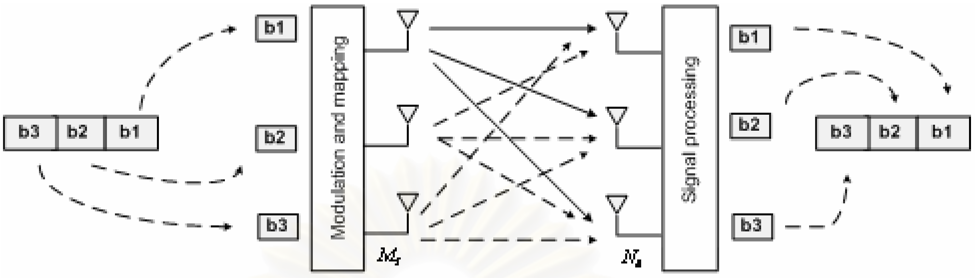
1.5.1 การเข้ารหัสทางปริภูมิเวลา (Space-Time Diversity Coding)

เทคนิคนี้จะนำสายอากาศที่เพิ่มเข้ามาในระบบช่วยในการเข้ารหัสเพื่อให้ได้ไดเวอร์ซิตีทางปริภูมิเวลา ทำให้ข้อมูลที่ส่งมีความน่าเชื่อถือและมีความทนทานต่อการผิดพลาดมากขึ้น เมื่อช่องสัญญาณที่ส่งผ่านเป็นแบบช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงไม่คงที่ ซึ่งวิธีการส่งแบบนี้มีข้อดีที่มีรูปแบบการส่งที่ง่ายและมีความซับซ้อนต่ำ

1.5.2 การมัลติเพล็กซ์ทางปริภูมิ (Spatial Multiplexing)

เป็นเทคนิคการส่งข้อมูลในระบบช่องสัญญาณหลายสัญญาณเข้า หลายสัญญาณออกอีกแบบหนึ่ง ซึ่งการส่งข้อมูลแบบนี้จะให้อัตราการส่งข้อมูลที่สูง ขั้นตอนการส่งข้อมูลแบบการมัลติเพล็กซ์ทางปริภูมิ จะมีการส่งข้อมูลที่เป็นอิสระกันทั้งหมด M_T ค่า (เท่ากับ

จำนวนสายอากาศที่ภาคส่ง) ต่อหนึ่งคาบสัญลักษณ์ คือ ข้อมูลที่ถูกส่งไปในแต่ละสายอากาศจะเป็นข้อมูลที่แตกต่างกัน ดังรูปที่ 1.3



รูปที่ 1.3 แบบจำลองการมัลติเพล็กซ์เชิงปริภูมิ

วิธีการส่งข้อมูลแบบนี้จะคล้ายกับการส่งข้อมูลในระบบสื่อสารแบบ OFDM ซึ่งข้อมูลแต่ละสัญลักษณ์จะถูกส่งไปในแต่ละคลื่นพาห์ย่อยแต่วิธีการมัลติเพล็กซ์เชิงปริภูมิจะใช้สายอากาศแทนคลื่นพาห์ย่อย จากที่กล่าวมาแล้ว ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เลือกทำการส่งข้อมูลด้วยเทคนิคการมัลติเพล็กซ์เนื่องจากได้อัตราการส่งข้อมูลที่สูง และได้นำเทคนิคการสื่อสารแบบ MC-CDMA เข้ามาร่วมด้วย ซึ่งสามารถแก้ปัญหาข้อมูลสูญหายเนื่องจากช่องสัญญาณแต่ละคู่ของสายอากาศเป็นแบบการลดทอนแบบเลือกความถี่

1.6 การนำระบบ MC-CDMA มาประยุกต์ใช้กับระบบ MIMO

ระบบสื่อสาร MC-CDMA อย่างที่กล่าวไปแล้วว่า ระบบ MC-CDMA เป็นระบบที่มีการเข้าถึงหลายทางระบบหนึ่งที่ได้รับความสนใจอย่างมาก เนื่องจากมีความทนทานสูงต่อการเกิดการลดทอน (Fading) ในช่องสัญญาณ และยังมีความทนทานต่อสัญญาณแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbol Interference: ISI) ที่ดีอีกด้วย

เนื่องจากระบบการสื่อสารไร้สายในอนาคตเป็นที่ต้องการเพิ่มมากขึ้น ทำให้ระบบสื่อสารต้องมีการเพิ่มสมรรถนะเพื่อรองรับบริการรูปแบบใหม่ ๆ ที่จะเกิดขึ้นได้ ซึ่งวิธีหนึ่งที่จะทำได้คือ การเพิ่มความสามารถในส่งข้อมูลให้มีอัตราการส่งข้อมูลที่สูงยิ่งขึ้น ดังนั้นงานวิจัยใหม่ ๆ จึงได้ทำการศึกษาแนวคิดที่จะนำเอาวิธีการรับส่งข้อมูลแบบหลายสายอากาศ (Multiple Antennas) เข้ามาใช้ร่วมกับระบบ MC-CDMA เพื่อเพิ่มความเร็วในการรับส่งข้อมูล การเลือกนำมาใช้กับระบบ MC-CDMA แทนระบบ DS-CDMA เนื่องจากระบบ MC-CDMA มีความทนทานต่อเวลาประวิง (Delay Time) ที่ไม่เท่ากันของสัญญาณที่รับได้ที่สายอากาศทางภาครับแต่ละตัว

ทำให้ประสิทธิภาพของระบบสูงกว่าระบบที่รวมกันระหว่าง การรับส่งข้อมูลแบบหลายสายอากาศ และ ระบบการเข้าถึงของข้อมูลแบบอื่น

1.7 ปัญหาและข้อจำกัดของระบบ MIMO MC-CDMA

เนื่องจาก ระบบ MC-CDMA มีลักษณะโครงสร้างคล้ายกับระบบ OFDM คือ จะมีการแยกส่งสัญลักษณ์ข้อมูลออกเป็นหลายคลื่นพาห์ย่อย จึงเป็นการยากต่อการดีเทกต์สัญญาณในทุกคลื่นพาห์ย่อยในเวลาเดียวกัน อีกทั้งระบบ MC-CDMA นั้น อาศัยการดีมอดูเลตสัญญาณแบบร่วมนัย (Coherent Detection) ซึ่งการดีมอดูเลตสัญญาณแบบร่วมนัยนั้น การทราบค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณที่ถูกต้องเป็นสิ่งที่สำคัญยิ่ง ดังนั้น การประมาณและแก้ไขผลกระทบจากช่องสัญญาณ จึงเข้ามามีบทบาทสำคัญ และเป็นส่วนที่ขาดไม่ได้ ซึ่งส่งผลกระทบโดยตรงต่อสมรรถนะของระบบ MC-CDMA

ส่วนระบบ MIMO ที่ภาคส่งของระบบสื่อสารแบบ MIMO จะประกอบไปด้วยสายอากาศหลายสาย ทำให้สายอากาศแต่ละตัวจะรับข้อมูลที่เกิดจากการรวมกันของข้อมูลที่มาจากสายอากาศภาคส่งหลาย ๆ ตัว โดยที่ข้อมูลที่มาจากสายอากาศภาคส่งแต่ละตัวจะถูกส่งผ่านช่องสัญญาณที่แตกต่างกันหลายช่องสัญญาณ ดังนั้น การที่ดีเทกต์สัญญาณที่ภาครับจะอาศัยอัลกอริทึมถอดรหัสแบบเวอร์ทีบี (Viterbi Decoding Algorithm) [12] ซึ่งในการถอดรหัสแบบเวอร์ทีบีนี้ การทราบค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณที่ถูกต้องเป็นสิ่งที่สำคัญยิ่งเช่นกัน

ดังนั้น จากการที่เราทำการรวมระบบ MC-CDMA เข้ากับระบบ MIMO พบว่า การทราบค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณที่ถูกต้องเป็นสิ่งที่สำคัญมากยิ่งขึ้น ด้วยเหตุผลที่กล่าวมาข้างต้นนี้ การประมาณช่องสัญญาณที่ภาครับให้มีความถูกต้องจึงมีความจำเป็นสูง เพราะฉะนั้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงสนใจที่จะทำการปรับปรุงการประมาณช่องสัญญาณให้มีความถูกต้องมากขึ้นจากเดิม เพื่อจะทำให้สามารถดีเทกต์สัญญาณที่ภาครับได้ถูกต้องมากขึ้น

1.8 วิธีการแก้ไขปัญหาที่มีผู้เสนอ

จากปัญหาเรื่องการลดทอนจากช่องสัญญาณดังที่ได้กล่าวมาแล้ว งานวิจัยหลายเรื่องจึงได้พิจารณาถึงผลกระทบของช่องสัญญาณที่มีต่อประสิทธิภาพของระบบ MC-CDMA รวมถึงกรรมวิธีต่าง ๆ ในการประมาณ และการแก้ไขผลกระทบของช่องสัญญาณ [12]-[15],[20]-[28] ซึ่งการประมาณช่องสัญญาณนั้นสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภท คือ การประมาณช่องสัญญาณประเภทใช้สัญลักษณ์นำช่วย (Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation) [12]-

[15],[21],[25],[26] และการประมาณช่องสัญญาณประเภทไม่ใช้สัญลักษณ์นำช่วย หรือการประมาณช่องสัญญาณแบบบอด (Blind Channel Estimation) [27],[28] โดยการประมาณช่องสัญญาณส่วนใหญ่ที่นิยมใช้ในงานวิจัยนั้น มักจะเป็นประเภทใช้สัญลักษณ์นำช่วย เนื่องจากให้ค่าความถูกต้องของการประมาณ ความสามารถในการติดตามการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณที่ดีกว่า และค่าความซับซ้อนในการคำนวณที่ต่ำกว่าเมื่อเทียบกับการประมาณช่องสัญญาณแบบไม่ใช้สัญลักษณ์นำช่วย

งานวิจัยที่ผ่านมาได้มีความสนใจในการประมาณช่องสัญญาณประเภทใช้สัญลักษณ์นำช่วยในระบบสื่อสารแบบ MIMO-OFDM [12]-[15] และศึกษาวิธีเพิ่มเติมในด้านการลดความซับซ้อนในการประมาณช่องสัญญาณโดยอาศัยการออกแบบสัญลักษณ์นำช่วย [13],[14] พร้อมทั้งการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจ (Decision Direct) [13]–[15] ดังนี้

ในปี 1999 นักวิจัยที่ชื่อ Li [12] ได้ศึกษาการประมาณช่องสัญญาณ ในระบบ OFDM ที่ภาคส่งมีความหลากหลายของสายอากาศ (Transmitter Diversity) ซึ่งระบบประกอบด้วยสายอากาศภาคส่งและภาครับภาคละ 2 ตัว ที่มีการเข้ารหัสทางปริภูมิเวลา ที่ภาคส่ง ซึ่งการประมาณช่องสัญญาณที่ถูกต้องมีความสำคัญมาก เพื่อใช้ในการถอดรหัสทางปริภูมิแบบเวอร์ทีบี (Viterbi Decoding) การประมาณช่องสัญญาณหาได้จากสัญลักษณ์นำช่วยที่ส่งมา ทำให้สามารถหาค่าการประมาณช่องสัญญาณในทางเวลาออกมา แต่มีข้อเสียคือ มีความซับซ้อนในระบบสูง เพราะต้องคำนวณเมตริกซ์ผกผันขนาดใหญ่ ซึ่งขนาดขึ้นกับจำนวนสายอากาศภาคส่งคูณกับจำนวนวิถีของช่องสัญญาณแบบหลายวิถีที่ใช้หาการประมาณช่องสัญญาณที่ภาครับ

ในปี 2002 และ ปี 2003 งานวิจัยของ Li [13]-[14] ได้ศึกษาเพิ่มเติมในระบบ MIMO-OFDM ที่ประกอบด้วยสายอากาศภาคส่ง M สายอากาศ และสายอากาศที่ภาครับ N สายอากาศ โดยมีการออกแบบสัญลักษณ์นำช่วยที่เหมาะสมกับระบบหลายสายอากาศทั้งภาคส่งและภาครับ เพื่อลดความซับซ้อนของระบบในขั้นตอนการหาการประมาณช่องสัญญาณที่ภาครับ พร้อมทั้งเสนอวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจ (Decision Direct) ที่มีการมอดูเลตแบบ PSK (Phase Shift Keying) ให้สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณได้ แต่ทุกงานวิจัยที่ผ่านมา จะมีข้อจำกัดเกี่ยวกับจำนวนสายอากาศภาคส่งที่สัมพันธ์กับจำนวนคลื่นพาห์ย่อยที่ใช้ในระบบ

ในปี 2003 A. Benjebbour [15] ได้ศึกษาต่อจากงานวิจัยของ Li ปี 2002 [13] โดยได้เสนอการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการ

ชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจ (Decision Direct) ที่สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณในระบบที่มีการมอดูเลตแบบ Multi-Level QAM และแสดงให้เห็นว่าวิธีการประมาณช่องสัญญาณแบบใหม่นี้มีความซับซ้อนน้อยกว่างานวิจัยของ Li ที่นำเสนอในปี 1999 [12] ด้วย

1.9 แนวทางของวิทยานิพนธ์

เพื่อให้ได้มาซึ่งความสามารถในการรับส่งข้อมูลด้วยอัตราที่สูงมากขึ้นสำหรับการสื่อสารในอนาคต วิธีการที่น่าสนใจคือ การรวมวิธีการรับส่งของระบบ MC-CDMA กับระบบสื่อสารแบบ MIMO โดยเหตุผลที่ทำให้ส่งข้อมูลได้เร็วยิ่งขึ้น เนื่องจากมีการเพิ่มจำนวนสายอากาศที่ทั้งทางภาคส่งและภาครับ แต่ความยาวของรหัสแผ่ที่ใช้ยังคงเท่าเดิม ส่วนการประมาณช่องสัญญาณเป็นส่วนสำคัญที่ขาดไม่ได้ สำหรับการติดต่อสื่อสารแบบ MIMO MC-CDMA เช่นกันเพราะค่าความถูกต้องในการประมาณช่องสัญญาณ จะส่งผลกระทบโดยตรงต่อประสิทธิภาพของระบบ

จากงานวิจัยที่ผ่านมา [12]-[15] มีการศึกษาการประมาณช่องสัญญาณในระบบ MIMO-OFDM พบว่ามีข้อจำกัดที่สำคัญ คือ จำนวนสายอากาศที่ภาคส่ง ที่มีสาเหตุมาจากจำนวนคลื่นพาห์ย่อยที่ใช้ในระบบ ถึงแม้จะประยุกต์มาเป็นการสื่อสารแบบ MIMO MC-CDMA ข้อจำกัดนี้ยังคงอยู่ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงสนใจที่จะแก้ไขข้อจำกัดนี้ เพื่อให้ระบบสามารถเพิ่มจำนวนสายอากาศที่ภาคส่งได้ โดยที่จำนวนคลื่นพาห์ย่อยที่ใช้ในระบบยังคงค่าเท่าเดิม ประโยชน์ที่ได้คืออัตราการส่งข้อมูลจะสูงมากขึ้น เงื่อนไขของแบบจำลองที่ศึกษาคือ ทำการส่งข้อมูลเป็นแบบมัลติเพล็กซ์ทางปริภูมิมีการส่งข้อมูลแตกต่างกันทุกสายอากาศที่ภาคส่ง โดยที่แต่ละสายอากาศที่ภาคส่งจะรองรับจำนวนผู้ใช้แต่ละคนเท่านั้น ดังนั้น การเพิ่มจำนวนสายอากาศภาคส่งก็เสมือนการเพิ่มจำนวนผู้ใช้ในระบบนั่นเอง

นอกจากข้อจำกัดที่กล่าวมาแล้ว ปัญหาอีกอย่างที่ส่งผลต่อการประมาณช่องสัญญาณ คือ การประมาณช่องสัญญาณแบบพหุวิถี ที่ค่าประวิงเวลาของช่องสัญญาณแบบพหุวิถีมีค่าไม่เป็นจำนวนเต็ม [17] ปัญหาที่เกิดคือ เมื่อทำการแปลงช่องสัญญาณจริงให้อยู่ในรูปช่องสัญญาณจำลองตามแบบจำลอง Tapped-Delay-Line [1] พบว่าเกิดการรั่วของกำลังของช่องสัญญาณ ทำให้ค่ากำลังของช่องสัญญาณที่น่าจะมีค่ามากเฉพาะในช่วงวิถีแรกกลายเป็นมีวิถีที่มีค่ากำลังมากทั้งในวิถีแรกและวิถีท้าย ซึ่งงานวิจัยในเรื่องการประมาณช่องสัญญาณที่ผ่านมาจะละทิ้งค่ากำลังของวิถีส่วนท้ายไป ทำให้การประมาณช่องสัญญาณที่ได้มีความถูกต้องลดลง

ดังนั้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงมีแนวคิดที่จะปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบที่เกิดจากข้อจำกัดของงานวิจัยที่ผ่าน ๆ มา โดยได้ทำการออกแบบการใช้สัญลักษณ์นำช่วยเพื่อแก้ปัญหาข้อจำกัดจำนวนสายอากาศภาคส่ง ทำให้ระบบใหม่นี้สามารถเพิ่มจำนวนสายอากาศภาคส่งได้ พร้อมทั้งเลือกวิถีที่ใช้ในการประมาณช่องสัญญาณ โดยวิถีที่นำมาใช้นั้นไม่ได้จำกัดเฉพาะวิถีในส่วนหน้าเท่านั้น แต่ยังเลือกนำวิถีในส่วนหลังมาใช้ในการประมาณช่องสัญญาณด้วย โดยที่ยังคงจำนวนวิถีที่ใช้ในการประมาณเท่าเดิม ทำให้การประมาณช่องสัญญาณที่ภาครับมีความถูกต้องมากขึ้น แต่ความซับซ้อนของระบบยังคงเท่าเดิม

1.10 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

1. เพื่อพัฒนากรรมวิธีการประมาณช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่ ในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นของระบบสื่อสาร มัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ (Multicarrier CDMA) ที่ประยุกต์ใช้กับช่องสัญญาณแบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออก
2. เพื่อออกแบบการใช้สัญลักษณ์นำช่วย เพื่อให้สามารถรองรับจำนวนผู้ใช้ในระบบได้มากขึ้น
3. เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการประมาณให้มีความถูกต้องมากขึ้น เมื่อค่าประวิงเวลาของช่องสัญญาณพหุวิถีมีค่าไม่เป็นจำนวนเต็ม

1.11 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

นำเสนอกรรมวิธีการประมาณช่องสัญญาณ สำหรับช่องสัญญาณขาขึ้นของระบบ MIMO MC-CDMA ที่มีการออกแบบการใช้สัญลักษณ์นำช่วย เพื่อช่วยให้ระบบสามารถรองรับจำนวนผู้ใช้ในระบบได้มากขึ้น นอกจากนี้ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ยังได้นำเสนอให้พิจารณาวิถีของช่องสัญญาณแบบพหุวิถีทั้งวิถีส่วนหน้าและวิถีส่วนท้ายที่เกิดจากการแปลงจากช่องสัญญาณพหุวิถีมาเป็นรูปแบบจำลอง Tapped-Delay-Line ของช่องสัญญาณ เพื่อใช้ในการประมาณช่องสัญญาณ ทำให้มีความถูกต้องในการประมาณสูงยิ่งขึ้น โดยจะพิจารณาสมรรถนะของระบบจากค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย(Mean Square Error: MSE) และค่าอัตราผิดพลาดบิต (Bit Error Rate: BER) เป็นหลัก ซึ่งในงานวิจัยนี้จะพิจารณาระบบที่เป็นการสื่อสารจากอุปกรณ์ปลายทางไปยังสถานีฐาน หรือช่องสัญญาณขาขึ้น (Uplink) เป็นหลัก ช่องสัญญาณที่พิจารณาจะมีลักษณะเป็นช่องสัญญาณแบบพหุวิถี (Multipath Channel) ซึ่งมีการเกิดการลดทอนแบบเลือกความถี่ในแต่ละคลื่นพาห์ย่อย และมีการกระจายตัวแบบเรย์ลี (Rayleigh Fading) และมีสัญญาณรบกวน

แบบ Additive White Gaussian Noise (AWGN) โดยจะถือว่าระบบมีการซิงโครไนซ์ (Synchronize) อย่างสมบูรณ์

1.12 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. ทราบถึงการวิธีประมาณช่องสัญญาณ และผลกระทบของช่องสัญญาณที่มีอยู่ในระบบการสื่อสารต่าง ๆ

2. การใช้สัญลักษณ์นำช่วยแบบใหม่ทำให้ระบบสามารถรองรับจำนวนผู้ใช้ในระบบมากขึ้นได้ในระบบการสื่อสารแบบ MIMO MC-CDMA ขาขึ้น และปรับปรุงการประมาณช่องสัญญาณให้มีความถูกต้องมากขึ้น

3. ใช้เป็นแนวทางในการวิจัยสำหรับการปรับปรุงสมรรถนะของระบบสื่อสาร MIMO MC-CDMA ต่อไป

1.13 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินการ

1. ศึกษาค้นคว้าเกี่ยวกับระบบการสื่อสารแบบ MC-CDMA เปรียบเทียบระบบการสื่อสารแบบ MC-CDMA กับ ระบบการสื่อสารแบบต่าง ๆ

2. ศึกษาค้นคว้าเกี่ยวกับระบบการสื่อสารแบบ MIMO โดยมีรายละเอียดดังนี้

- ศึกษาช่องสัญญาณระบบสื่อสารแบบ MIMO
- ศึกษาการประมาณช่องสัญญาณในระบบสื่อสารแบบ MIMO ที่มีผู้นำเสนอแล้ว

3. ศึกษาการประมาณช่องสัญญาณแบบหลายวิถีที่มีค่าประวิงเวลาของช่องสัญญาณมีค่าเป็นจำนวนเต็มและไม่เป็นจำนวนเต็ม

4. ออกแบบการใช้สัญลักษณ์นำช่วย เพื่อสามารถประมาณช่องสัญญาณได้ถูกต้องเมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบมากขึ้น และ ออกแบบระบบให้มีการเอากำลังส่วนหลังของช่องสัญญาณแบบหลายวิถีมาใช้ในการประมาณช่องสัญญาณ

5. ทดสอบประสิทธิภาพของการประมาณช่องสัญญาณที่มีการใช้สัญลักษณ์นำช่วยแบบใหม่กับระบบที่มีการใช้สัญลักษณ์นำช่วยแบบเดิม

6. สรุป รวบรวม วิจารณ์ผลการทดสอบระบบ และจัดทำรูปเล่มวิทยานิพนธ์

1.14 ภาพรวมของวิทยานิพนธ์

เนื้อหาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ แบ่งออกเป็น 5 บท ดังนี้

บทที่1 บทนำ แนะนำถึงความรู้เบื้องต้นของระบบ MC-CDMA ความรู้เบื้องต้นของระบบช่องสัญญาณแบบ MIMO เทคนิคการส่งข้อมูลในระบบการสื่อสารแบบ MIMO และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประมาณช่องสัญญาณในระบบที่ผ่านมา จากนั้นได้กล่าวถึง แนวทาง วัตถุประสงค์ ประโยชน์ที่ได้ ขอบเขตของงานวิจัย พร้อมทั้ง ขั้นตอนการดำเนินงานและการนิยามสัญลักษณ์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง เนื้อหาในบทนี้ได้กล่าวถึง รายละเอียดแบบจำลองการรับส่งข้อมูลของระบบ MC-CDMA รายละเอียดของช่องสัญญาณแบบ MIMO เทคนิคการส่งข้อมูลในระบบสื่อสารแบบ MIMO MC-CDMA ปัจจัยที่เป็นข้อจำกัดต่อระบบที่ถูกนำเสนอ, รูปแบบของช่องสัญญาณที่ใช้ในการจำลองระบบของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้, วิธีการประมาณช่องสัญญาณที่ใช้ในกรณีที่มีการศึกษาถึงผลของความผิดพลาดในการประมาณช่องสัญญาณด้วย และท้ายที่สุดจะอธิบายถึงวิธีวัดสมรรถนะที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

บทที่ 3 กล่าวถึงการประมาณช่องสัญญาณในเครือข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นของระบบ MIMO MC-CDMA และการประมาณช่องสัญญาณที่พิจารณาส่วนของช่องสัญญาณทั้งส่วนหน้าและส่วนหลังของแบบจำลองช่องสัญญาณ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการประมาณให้กับระบบ นอกจากนี้แล้วยังนำเสนอถึงการออกแบบสัญลักษณ์นำช่วยเพื่อลดความซับซ้อนในการประมาณช่องสัญญาณอีกด้วย

บทที่ 4 ผลการจำลองระบบเพื่อทดสอบถึงสมรรถนะของระบบที่นำเสนอ ภายใต้เงื่อนไขต่าง ๆ

บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะสำหรับพัฒนางานวิจัยต่อไป

1.15 นิยามสัญลักษณ์

สัญลักษณ์ตัวพิมพ์เล็ก หมายถึง สัญญาณในแต่ละเวลา หรือ แทนสมาชิกแต่ละตัวของเมตริกซ์หรือเวกเตอร์

สัญลักษณ์ตัวพิมพ์ใหญ่ หมายถึง เมตริกซ์

สัญลักษณ์ตัวพิมพ์ใหญ่ที่มีดรรชนีห้อยท้าย หมายถึง หลักหรือแถวหนึ่ง ๆ ของเมตริกซ์

และนิยามสัญลักษณ์ที่กล่าวมาข้างต้นนี้จะถูกใช้ไปตลอดวิทยานิพนธ์

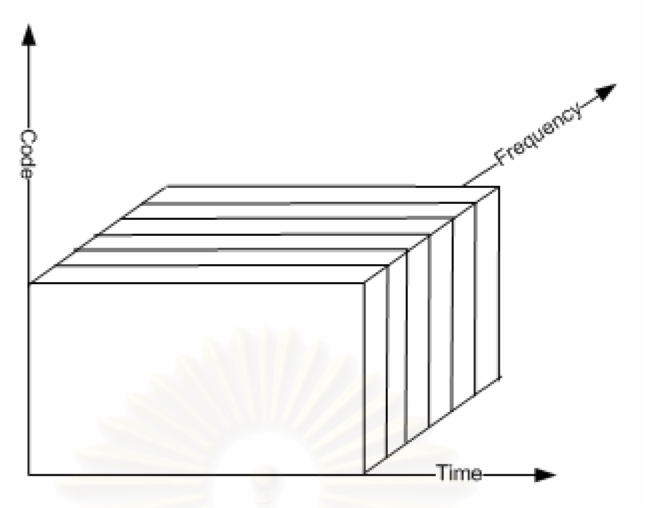
บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

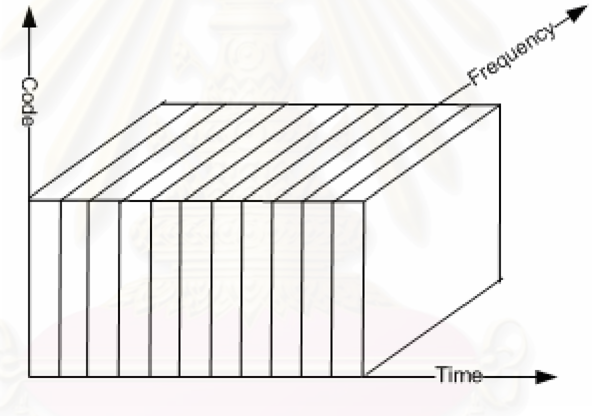
เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดของระบบ MC-CDMA รวมถึงแบบจำลองทางภาครับและภาคส่งของระบบ MC-CDMA รายละเอียดของเทคนิคการส่งในระบบสื่อสารแบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออก (MIMO) ที่ประยุกต์ใช้กับระบบ MC-CDMA รวมถึงรายละเอียดรูปแบบของช่องสัญญาณ มาตรฐานของช่องสัญญาณที่ใช้ในการจำลองระบบของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ความรู้พื้นฐานของการประมาณช่องสัญญาณ และวิธีการประมาณช่องสัญญาณ ท้ายที่สุดจะอธิบายถึงปัจจัยต่าง ๆ ที่ส่งผลเสียต่อระบบและวิธีการวัดสมรรถนะที่ใช้

2.1 การมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ (Multicarrier Modulation)

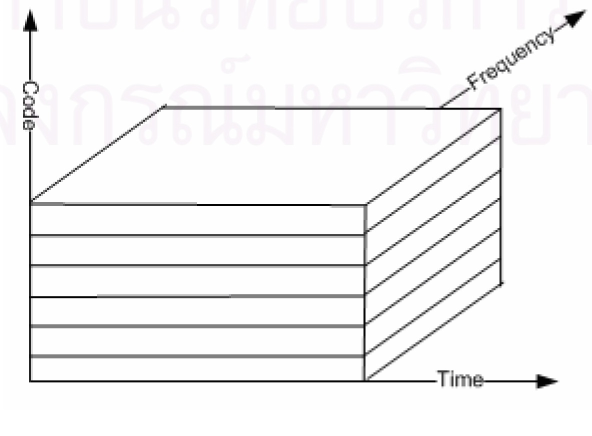
จากที่กล่าวไปแล้วว่า การสื่อสารโทรศัพท์ไร้สาย จะเปิดโอกาสให้ผู้ใช้หลายรายเข้าใช้ทรัพยากรโครงข่ายร่วมกัน ดังนั้น จึงต้องมีการจัดการให้ผู้ใช้แต่ละรายเข้าใช้ทรัพยากรโครงข่ายด้วยความเท่าเทียมกัน การจัดการดังกล่าวเรียกว่า การเข้าถึงหลายทาง (Multiple Access) ซึ่งการเข้าถึงแบบหลายทางมีหลายแบบ ได้แก่ การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่ (Frequency Division Multiple Access: FDMA) ดังรูปที่ 2.1 ซึ่งเป็นการจัดสรรทรัพยากรความถี่ให้กับผู้ใช้แต่ละราย ต่อมาเมื่อจำนวนผู้ใช้มากขึ้นการจัดสรรความถี่อย่างเดียวไม่เพียงพอต่อจำนวนผู้ใช้ การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลา (Time Division Multiple Access: TDMA) ดังรูปที่ 2.2 ซึ่งเป็นการแบ่งช่วงเวลาให้ผู้ใช้แต่ละราย และการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (Code Division Multiple Access: CDMA) ดังรูปที่ 2.3 ซึ่งการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสนี้ได้รับความสนใจเป็นอย่างมาก เพราะระบบนี้มีความจุของระบบที่สูงเหนือกว่าแบบแผนการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งทางเวลาและทางความถี่ที่มีใช้กันอยู่ทั่วไป โดยแบบแผนการเข้าถึงแบบแบ่งด้วยรหัสนี้จะมีจุดเด่นอยู่ที่ความเหมาะสมในการรองรับข้อมูลแบบมัลติมีเดียที่มีความเร็วในการส่งข้อมูลที่สูงและนอกจากนี้ยังมีความทนทานต่อช่องสัญญาณลดทอนแบบเลือกความถี่ (Frequency Selective Fading) จากเหตุผลที่กล่าวมาทั้งหมดในข้างต้น จึงส่งผลให้ ระบบ Direct Sequence Code Division Multiple Access (DS-CDMA) ดังรูปที่ 2.4 ได้รับความสนใจ และเป็นทางเลือกหนึ่งที่น่าสนใจสำหรับแบบแผนการเข้าถึงแบบหลายทางของการสื่อสารไร้สาย



รูปที่ 2.1 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่

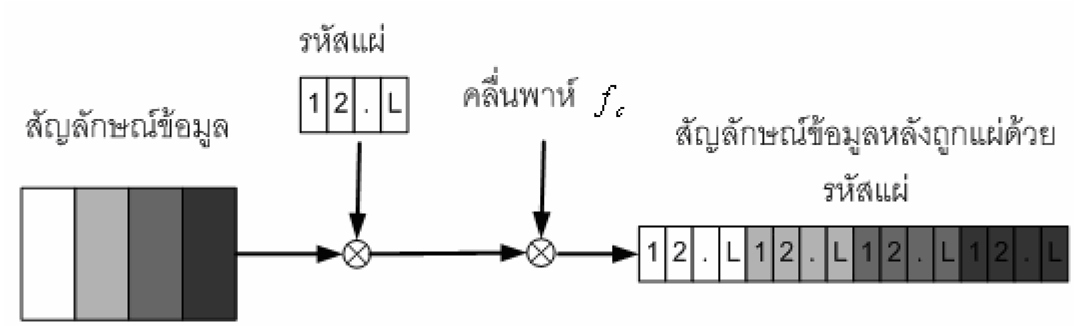


รูปที่ 2.2 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลา



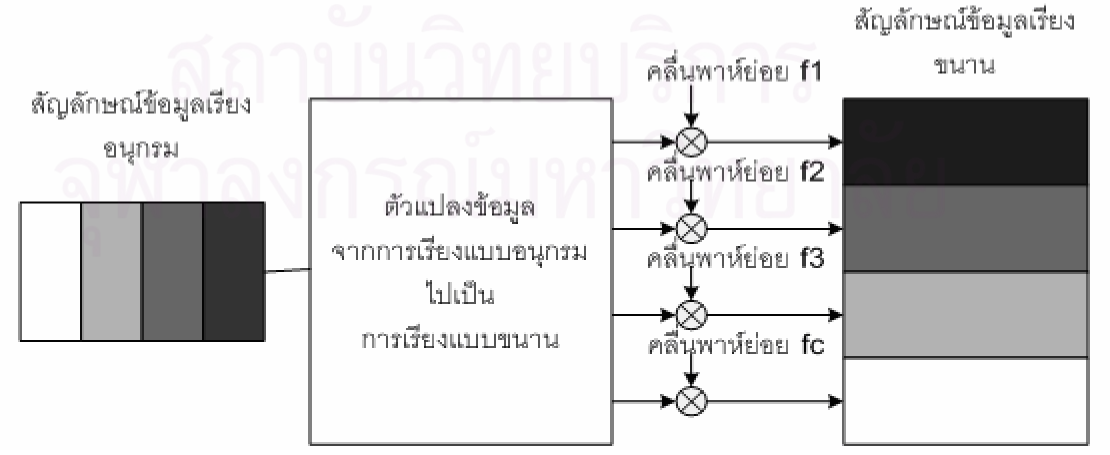
รูปที่ 2.3 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 2.4 ระบบ Direct Sequence Code Division Multiple Access (DS-CDMA)

จากที่กล่าวมาทั้งหมด เป็นการเข้าถึงหลายทางที่มีการมอดูเลตด้วยคลื่นพาห์เดียว ซึ่งข้อเสียที่สำคัญของการมอดูเลตด้วยคลื่นพาห์เดียวก็คือ เมื่อทำการเพิ่มอัตราการส่งข้อมูลให้มีค่าสูงมากขึ้น จะส่งผลให้ความยาวของสัญลักษณ์ (Symbol Duration) มีค่าสั้นลงอย่างมาก ซึ่งถ้าความยาวของสัญลักษณ์มีค่าน้อยกว่าค่าการกระเจิงทางเวลาของช่องสัญญาณแบบพหุวิถี (Multipath Dispersion) จะส่งผลให้ระบบมีสมรรถนะลดลง เนื่องจากผลของการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ ดังนั้นเพื่อเป็นการป้องกันปัญหาดังกล่าว จึงมีผู้เสนอหลักการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ขึ้น ซึ่งหลักการของการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์นั้น คือ พยายามลดอัตราการส่งข้อมูลให้มีค่าน้อยลงเพื่อให้ความยาวของสัญลักษณ์มีค่าเพิ่มมากขึ้น โดยแทนที่จะส่งข้อมูลที่มีอัตราข้อมูลสูงไปในคลื่นพาห์เดียวทั้งแถบความถี่เช่นในการมอดูเลตสัญญาณแบบปกติ แต่การมอดูเลตสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์จะส่งข้อมูลไปในคลื่นพาห์ย่อยที่มีแถบความถี่แคบลงจำนวนหลายคลื่นพาห์อย่างขนาน ด้วยอัตราข้อมูลที่ลดต่ำลงจากปกติเป็นจำนวนเท่าของจำนวนคลื่นพาห์ย่อย ดังแสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 รูปแบบการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์

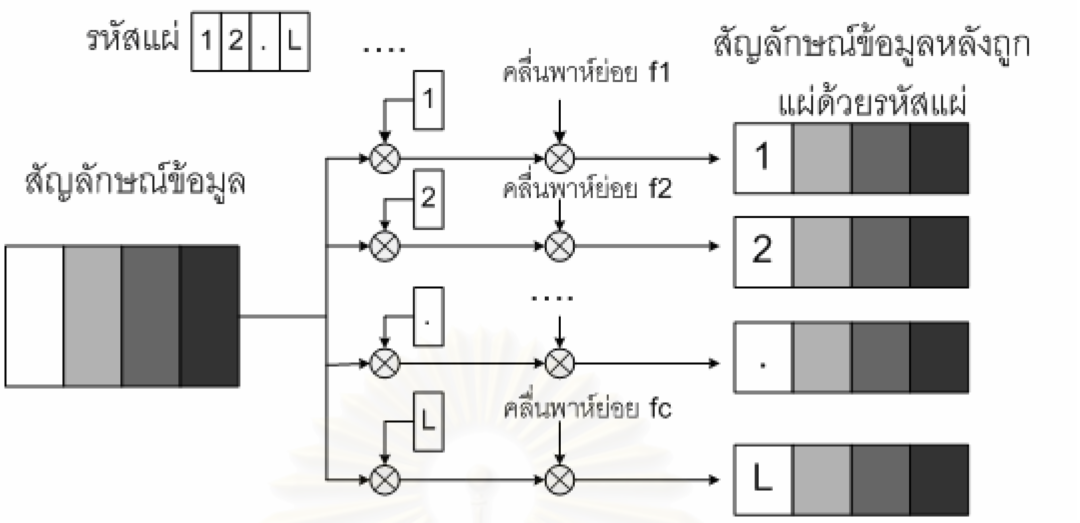
การมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์จะทำการแบ่งแถบความถี่ทั้งหมดออกเป็นแถบความถี่ย่อย ๆ ตามจำนวนคลื่นพาห์ โดยสมมุติว่าความกว้างของแถบความถี่ย่อยมีค่าแคบเพียงพอ ทำให้แต่ละคลื่นพาห์ย่อยได้รับการลดทอนภายในแบบไม่เลือกความถี่ และจากการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์นี้ทำให้คาบของสัญลักษณ์ยังคงมีความยาวสูงอยู่ ในขณะที่สามารถรับส่งข้อมูลด้วยอัตราเร็วสูงเช่นกัน ซึ่งส่งผลให้การแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์มีค่าลดลง แต่จากข้อดีที่กล่าวมานี้ต้องอยู่ภายใต้เงื่อนไขที่ว่า ระยะห่างระหว่างแต่ละคลื่นพาห์ย่อยจะต้องมีระยะห่างอย่างน้อยเท่ากับแถบความถี่ไนควิสต์ (Nyquist Bandwidth) เพื่อป้องกันการซ้อนทับกันของข้อมูลในแต่ละคลื่นพาห์ย่อย

จากเงื่อนไขที่กล่าวถึงข้างต้น เป็นเสมือนข้อจำกัดจำนวนคลื่นพาห์ย่อยในระบบ เพื่อให้ระบบมีประสิทธิภาพในการใช้ช่องสัญญาณได้อย่างเต็มที่ จึงมีผู้เสนอให้มีการใช้เทคนิคการมอดูเลตสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์ ที่ยอมให้เกิดการซ้อนทับกันของแถบความถี่คลื่นพาห์ย่อยขึ้นแทน แต่เพื่อหลีกเลี่ยงผลของการรบกวนกันระหว่างสัญญาณในแต่ละคลื่นพาห์ย่อยจึงจำเป็นต้องมีข้อกำหนดให้ระยะห่างระหว่างคลื่นพาห์ย่อย (Subcarrier Spacing) ต้องมีค่าเท่ากับ $\frac{1}{T_S}$ หรือส่วนกลับของระยะเวลาหนึ่งคาบสัญลักษณ์ (T_S) ซึ่งเทคนิคนี้เป็นที่รู้จัก และนิยมใช้กันอย่างกว้างขวางในนามของเทคนิค OFDM นั่นเอง

จากรูปที่ 2.5 แสดงการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ ถ้าระยะห่างระหว่างคลื่นพาห์ย่อยมีค่าเป็น $\frac{1}{T_S}$ ตามเทคนิค OFDM ซึ่งจากรูปจะเห็นว่าข้อมูลสัญลักษณ์แต่ละตัวจะถูกแบ่งออกไปที่แต่ละคลื่นพาห์ย่อย ดังนั้น ถ้าช่องสัญญาณที่ส่งข้อมูลผ่านเป็นแบบช่องสัญญาณที่มีการเกิดการลดทอนแบบเลือกความถี่ จะพบว่า คลื่นพาห์ย่อยที่โดนการลดทอนไปจะไม่สามารถนำข้อมูลส่วนนั้นกลับมาได้ ทำให้มีการนำเสนอการส่งแบบ MC-CDMA ขึ้นมาแทน ซึ่งจะได้กล่าวรายละเอียดในหัวข้อต่อไป

2.2 ระบบ MC-CDMA (Multicarrier Code Division Multiple Access)

ระบบ MC-CDMA เป็นเทคนิคการมอดูเลตสัญญาณดิจิตอลประเภทหนึ่งที่เกิดจากการร่วมกันระหว่างเทคนิคการมอดูเลตสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์ตามแบบ OFDM และเทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (CDMA) โดยสัญญาณข้อมูลหนึ่งสัญลักษณ์จะถูกคัดลอกและส่งผ่านไปในหลาย ๆ คลื่นพาห์ย่อย โดยแต่ละคลื่นพาห์ย่อย ข้อมูลหนึ่งสัญลักษณ์ที่ถูกคัดลอกแต่ละตัวจะถูกเข้ารหัสตามรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 ระบบ Mulit-Carrier code division multiplexing (MC-CDMA)

ข้อมูลที่ถูกเข้ารหัสในแต่ละคลื่นพาห์ย่อยจะมีค่าเฟสออฟเซต (Phase Offset) แตกต่างกันเป็น 0 หรือ π ขึ้นอยู่กับรหัสแผ่ (Spreading Code) และ ที่ภาครับข้อมูลในแต่ละคลื่นพาห์ย่อยจะถูกแยกออกมาได้ โดยการมอดูเลตสัญญาณที่รับเข้ามากับผลตอบสนองทางความถี่ของเครื่องรับที่มีต่อคลื่นพาห์ย่อยที่ต้องการและอินทิเกรตตลอดช่วงคาบของสัญญาณ โดยมีเงื่อนไขว่า ความตั้งฉาก (Orthogonality) ระหว่างคลื่นพาห์ย่อยจะมีอยู่ได้ถ้าแต่ละคลื่นพาห์ย่อยแยกห่างกันเป็นจำนวนเท่าของ $\frac{1}{T_b}$ คือ มีค่าเท่ากับ $(\frac{F}{T_b})$ โดยที่ F เป็นจำนวนเต็ม และ T_b คือคาบของสัญญาณ 1 สัญลักษณ์

รหัสแผ่ที่นำมาคูณกับข้อมูลแต่ละชุดจะประกอบด้วยไปด้วยบิตจำนวนมากจำนวนหนึ่ง และเรียกหนึ่งบิตของรหัสนี้ว่า ชิป (Chip) แทนการใช้คำว่าบิต เพื่อป้องกันการสับสนในการเรียกบิตข้อมูล โดยเฟสของสัญญาณในแต่ละคลื่นพาห์ย่อยจะมีค่าขึ้นอยู่กับชิปแต่ละชิปของรหัสแผ่ ดังนั้นถ้ารหัสแผ่มีความยาว N ชิป จำนวนคลื่นพาห์ย่อยทั้งหมดก็ต้องมีจำนวน N คลื่นด้วย โดยจะเรียก N ว่า สัมประสิทธิ์การแผ่ (Spreading Factor or Processing Gain) ระบบ MC-CDMA เป็นระบบการเข้าถึงหลายทาง ที่อาศัยหลักการว่าผู้ใช้แต่ละรายจะใช้กลุ่มของคลื่นพาห์ย่อยร่วมกัน แต่จะใช้รหัสแผ่ที่ต่างกัน โดยที่รหัสแผ่ของแต่ละผู้ใช้จะต้องมีความตั้งฉากซึ่งกันและกัน ซึ่งจะสังเกตได้ว่าระบบ MC-CDMA นั้นมีความตั้งฉากกันอยู่ถึง 2 ระดับ นั่นคือ ความตั้งฉากเชิงความถี่ระหว่างคลื่นพาห์ย่อย และความตั้งฉากของรหัสแผ่ของผู้ใช้แต่ละราย

เมื่อมองในอีกแง่หนึ่งสัญญาณของระบบ MC-CDMA เสมือนเป็นสัญญาณในระบบ DS-CDMA ที่แต่ละชิพถูกเข้ารหัสในคลื่นพาห์ย่อยต่าง ๆ แยกกันไป ดังนั้นสัญญาณในระบบ MC-CDMA ก็คือ การแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่อง (Discrete Fourier Transform: DFT) ของสัญญาณในระบบ DS-CDMA โดยระบบ MC-CDMA และเป็นระบบที่มีการแผ่สเปกตรัมความถี่เช่นเดียวกับระบบ DS-CDMA นั่นเอง เพราะถึงแม้แต่ละชิปของข้อมูลจะถูกส่งผ่านแถบความถี่แคบ แต่ถ้ามองแถบความถี่โดยรวมทั้งหมดทุกคลื่นพาห์ย่อย สัญญาณข้อมูล 1 สัญลักษณ์ จะถูกส่งผ่านแถบความถี่ที่กว้าง ดังนั้นระบบMC-CDMA นี้จะมีไดเวอร์ซิตีทางความถี่ที่ดีเช่นกัน

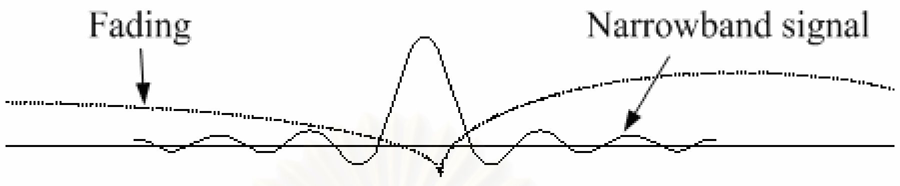
จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่าเพื่อรักษาความตั้งฉากระหว่างคลื่นพาห์ย่อย แต่ละคลื่นพาห์ย่อยจะต้องห่างกันเป็นจำนวนเท่าของ $\frac{1}{T_b}$ นั่นคือจะต้องห่าง $\frac{F}{T_b}$ เมื่อ $F = 1, 2, 3, \ldots$ โดยเราจะเรียกพารามิเตอร์ F นี้ว่า Channel spacing factor หรือ $F-$Parameter โดยการเลือกค่า F มีผลต่อประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดท์ นั่นคือ ถ้าต้องการให้เกิดประสิทธิภาพสูงสุดในการใช้แบนด์วิดท์ ค่า F ที่เลือกใช้จะต้องมีค่าเท่ากับ 1 โดยที่ระยะห่างของแต่ละคลื่นพาห์ในกรณีนี้จะมีค่าเท่ากับวิธีการมอดูเลตของ OFDM ทำให้โครงสร้างสัญญาณในระบบ MC-CDMA เหมือนกับโครงสร้างสัญญาณในระบบ OFDM แต่การพิจารณาค่า F ไม่ใช่คำนึงเฉพาะความต้องการใช้แบนด์วิดท์ให้เกิดประสิทธิภาพสูงสุดเท่านั้น ยังต้องคำนึงถึงไดเวอร์ซิตีทางความถี่ด้วย คือ ในการส่งข้อมูลผ่านหลาย ๆ คลื่นพาห์ย่อยนั้น เพื่อให้เกิดคลื่นพาห์ย่อยจำนวนเล็กน้อยเท่านั้นที่ถูกลดทอนอย่างมากอันเป็นผลมาจากช่องสัญญาณ แต่ละคลื่นพาห์ย่อยจะต้องอยู่ห่างกันมากกว่าแถบความถี่ร่วมนัย (coherence bandwidth) ของช่องสัญญาณ ถ้ามีหลาย ๆ คลื่นพาห์ย่อยอยู่ในระยะห่างไม่เกินแถบความถี่ร่วมนัยของช่องสัญญาณแล้ว ก็จะมีโอกาสเป็นไปได้สูงที่เมื่อคลื่นพาห์ย่อยหนึ่งถูกลดทอนโดยช่องสัญญาณแล้ว คลื่นพาห์ย่อยอื่นที่เหลือจะถูกลดทอนไปด้วย ดังนั้นเราจะต้องเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์ F ที่เหมาะสม เพื่อให้มีทั้งการใช้แถบความถี่ที่มีประสิทธิภาพและมีไดเวอร์ซิตีทางความถี่ที่ดี

2.3 การเปรียบเทียบเทคนิคการมอดูเลตแบบ MC-CDMA กับเทคนิคการมอดูเลตแบบดั้งเดิม

2.3.1 สัญญาณแถบแคบ (Narrowband Signal)

สัญญาณแถบแคบ เป็นสัญญาณที่เกิดในสภาวะแวดล้อมภายในอาคาร โดยการสื่อสารแถบแคบมีลักษณะทนทานต่อการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์เนื่องจากช่วงเวลาของสัญลักษณ์แต่ละตัวมีค่ามากกว่าการแผ่เวลาประวิง แต่ในทางกลับกันจะหมายความว่าแบนด์วิดท์

ของสัญญาณมีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์ร่วมนัย เป็นผลให้สัญญาณแถบแคบได้รับผลของการลดทอนแบบราบ (Flat Fading) ซึ่งจะทำให้สัญญาณหายไปทั้งหมด ถ้าการลดทอนมีผลมาก ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 สเปกตรัมของสัญญาณแถบแคบ

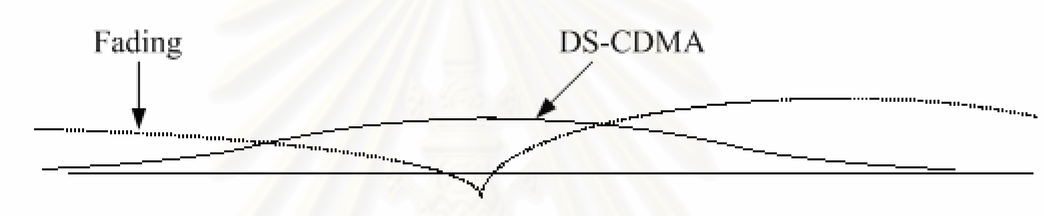
2.3.2 **การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสชนิดที่ใช้ลำดับโดยตรง** (Direct Sequence CDMA: DS-CDMA)

เนื่องจากข้อเสียที่เกิดขึ้นในสัญญาณแถบความถี่แคบอันเนื่องมาจากการลดทอนแบบราบ (Flat Fading) ทำให้มีการคิดวิธีแก้ปัญหาดังกล่าวโดยอาศัยเทคนิค DS-CDMA มีจุดประสงค์เพื่อที่จะแผ่แบนด์วิดท์ของสัญญาณให้กว้างกว่าแบนด์วิดท์ร่วมนัย การสร้างสัญญาณ DS-CDMA ทำได้โดยคูณสัญลักษณ์ข้อมูลด้วยลำดับไบนารีโดยที่ช่วงเวลาของชิปแต่ละชิปมีค่าเท่ากับ T/L เมื่อ T คือ ความยาวของ 1 สัญลักษณ์ข้อมูล และ L คือ จำนวนชิปของรหัสแผ่ ตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.8 ซึ่งจะทำให้แอมพลิจูดของสัญลักษณ์แต่ละตัวมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว เป็นผลให้สัญญาณมีแบนด์วิดท์กว้างขึ้น และสัญญาณจะได้รับการลดทอนเป็นแบบเลือกความถี่ ดังนั้นโอกาสที่สัญญาณทั้งหมดจะหายไปจะมีน้อยมาก

ถึงแม้ว่าเราจะอาศัยเทคนิค DS-CDMA มาแก้ปัญหาการเกิดการลดทอนแบบราบที่เกิดขึ้นกับสัญญาณ แต่จากการที่แผ่ข้อมูลออกเป็นชิปย่อยๆ ทำให้เกิดผลเสียในเรื่องความสามารถในการแยกแยะสัญญาณในโดเมนเวลา ที่จะต้องเพิ่มขึ้นเป็น N เท่า เมื่อ N คือจำนวนชิปที่แผ่ต่อหนึ่งสัญลักษณ์ข้อมูล และเมื่อเทียบขนาดของชิป (T_c) กับขนาดของบิตข้อมูล (T_d) จะพบว่า ขนาดของชิปมีค่าน้อยกว่าขนาดของบิตข้อมูล N เท่า ($T_c = T_d/N$) ดังนั้น สัญญาณชนิดนี้จะมีผลของการรบกวนระหว่างชิป (Inter-Chip Interference) มาก การรบกวนระหว่างชิปนี้ส่งผลให้เครื่องรับจำเป็นต้องมีความซับซ้อนมาก และเครื่องรับนี้ยังต้องรองรับการซิงโครไนซ์เมื่อจำนวนวิถีที่แยกแยะได้ (Resolvable Path) เพิ่มขึ้น

มีเครื่องรับชนิดหนึ่งที่ใช้แก้ปัญหานี้คือเครื่องรับ RAKE เครื่องรับนี้ประกอบด้วยชุดของเครื่องรับย่อยจำนวนหนึ่ง โดยที่เครื่องรับย่อยแต่ละเครื่องจะซิงโครไนซ์กับวิถีที่แยกแยะได้หนึ่งวิถี อย่างไรก็ตามถ้า T/L มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ T_d แล้ว จำนวนชุดกิ่งของเครื่องรับย่อย

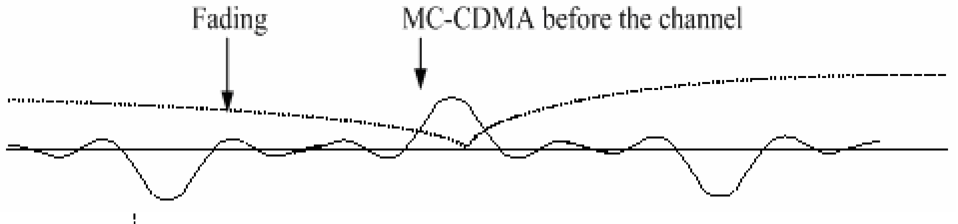
(หรือจำนวนวิถีที่แยกแยะได้) จะมีมากจนไม่สามารถนำมาใช้งานได้จริง แต่ถึงแม้ว่าจะนำเครื่องรับ RAKE มาใช้งานได้ ก็ยังมีข้อจำกัดสำหรับการประยุกต์ใช้งานบางอย่าง ดังเช่นในการสื่อสารไร้สายภายในสำนักงานจะมีเรื่องเกี่ยวกับกำลังมาเกี่ยวข้อง นั่นคืออุปกรณ์ปลายทางชนิดพกพาถูกออกแบบมาภายใต้เงื่อนไขที่ว่ากำลังที่ใช้ต้องมีค่าต่ำ จากการวัดช่องสัญญาณวิทยุไร้สายสำหรับภายในอาคารพบว่าที่แถบความถี่บางแถบ ช่องสัญญาณจะมีลักษณะราบและมีแบนด์วิดท์ร่วมนัยกว้าง ในสภาวะแวดล้อมเช่นนี้ ถ้าจะให้ระบบ DS-CDMA มีไดเวอร์ซิตีทางความถี่ จำเป็นต้องมีตัวประกอบการแผ่ที่มีค่าสูง ซึ่งจำเป็นต้องใช้กำลังจากการประมวลผลสัญญาณและการซิงโครไนซ์มาก และทำให้ต้องใช้แบนด์วิดท์มาก ซึ่งเป็นการใช้ทรัพยากรอย่างไม่มีประสิทธิภาพ



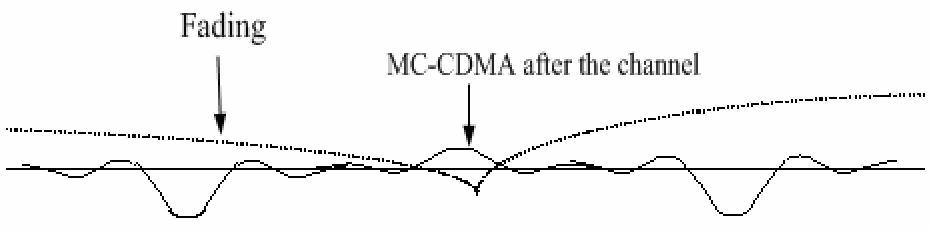
รูปที่ 2.8 สเปกตรัมของสัญญาณ DS-CDMA

2.3.3 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสชนิดหลายความถี่

ระบบ MC-CDMA มีหลักการที่ต้องการที่จะแผ่แบนด์วิดท์ของสัญญาณโดยไม่ต้องเพิ่มผลของการแผ่เวลาประวิง เพื่อแก้ปัญหาทางด้านการแผ่เวลาประวิงและการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ที่เกิดขึ้นในกรณี DS-CDMA สัญญาณในระบบ MC-CDMA ประกอบด้วยคลื่นพาห์ย่อยแถบแคบ N คลื่น แต่ละคลื่นมีช่วงเวลาของสัญลักษณ์มากกว่าการแผ่เวลาประวิงมาก นอกจากนี้เนื่องจากสามารถเลือกค่าของพารามิเตอร์ F เพื่อกำหนดระยะห่างระหว่างคลื่นพาห์ย่อยได้ จึงสามารถเลือกค่านี้เพื่อให้โอกาสที่คลื่นพาห์ย่อยทั้งหมดจะได้รับการลดทอนทางความถี่ที่สูงมากมีน้อย เป็นผลให้มีไดเวอร์ซิตีทางความถี่อีกด้วย



รูปที่ 2.9 สเปกตรัมของสัญญาณ MC-CDMA ก่อนผ่านช่องสัญญาณ



รูปที่ 2.10 สเปกตรัมของสัญญาณ MC-CDMA หลังผ่านช่องสัญญาณ

จากรูปที่ 2.9 และ รูปที่ 2.10 จะเห็นว่าสัญญาณที่มีการส่งแบบ MC-CDMA เมื่อผ่านช่องสัญญาณที่มีการลดทอนแบบเลือกความถี่ จะมีสัญญาณแค่บางส่วนเท่านั้นที่ได้รับผลกระทบจากช่องสัญญาณ ทำให้ที่ภาครับสามารถทำการดีเทกต์สัญญาณกลับมาได้ถูกต้องมากขึ้นกว่าการส่งสัญญาณด้วยเทคนิคอื่น ๆ โดยรูปที่ 2.7 ถึงรูปที่ 2.10 เป็นรูปที่แสดงในรูปโดเมนเวลา ของสเปกตรัมของสัญญาณแบบต่าง ๆ

2.4 **รหัสแผ่** (Spreading Code)

ในระบบการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส รหัสจะเป็นตัวแยกแยะระหว่างผู้ใช้แต่ละราย ชิปแต่ละตัวมีค่าอยู่ในเซต {1,-1} ในวิทยานิพนธ์นี้จะอนุมานให้ความยาวของรหัสเท่ากับจำนวนคลื่นพาห์ย่อยที่ใช้ N นั่นคือมี N ชิป ชุดรหัสที่ดีจะต้องมีคุณสมบัติตั้งฉากกันดังนี้

$$\sum_{k=0}^{N-1} c_k^i c_k^j = \begin{cases} N, & i = j \\ 0, & otherwise \end{cases} \qquad (2.1)$$

โดยที่ c_k^j หมายถึงชิปที่ k ของรหัสแผ่ของผู้ใช้รายที่ j

2.4.1 **รหัสสุ่มเทียม** (Pseudo-Random Code: PN Code)

รหัสสุ่มเทียม สร้างมาจากชิฟต์รีจิสเตอร์ (Shift Register) รหัสสุ่มเทียมมีคุณสมบัติที่ดีในเรื่องของค่าอัตสหสัมพันธ์ (Auto-Correlation) ที่ยังคงมีค่าสูงเมื่อเกิดการเลื่อนทางเวลาของสัญญาณขึ้น รหัสชนิดนี้ถูกใช้ในระบบ DS-CDMA เหตุที่เรียกว่ารหัสสุ่มเทียมเป็นเพราะรหัสนี้มีลักษณะสุ่มโดยมีจำนวนชิปที่เป็น 1 และ -1 ใกล้เคียงกัน เมื่อชิฟต์รีจิตเตอร์มีความยาวเป็น n จะสามารถสร้างชุดรหัสที่มีความยาวเป็น $2^n - 1$ ดังนั้น ความยาวของรหัสจะเป็นเลขคี่เสมอ ซึ่งหมายถึงรหัสจะไม่ตั้งฉากกันด้วยเหตุที่จำนวนชิปที่มีค่า 1 และ -1 ไม่เท่ากัน กล่าวคือผลคูณภายใน (Inner Product) ระหว่างรหัสจะมีค่าเป็น -1 เสมอ รหัสสุ่มเทียมจึงไม่สามารถใช้ได้กับระบบ OFDM และระบบ MC-CDMA ที่เครื่องส่งใช้ DFT ที่ความยาวของสัญลักษณ์มีค่าเป็นเลขยกกำลังของ 2

2.4.2 **รหัสวอลช์ฮาดามาร์ด** (Walsh-Hadamard Code)

รหัสวอลช์ฮาดามาร์ด หรือเรียกสั้น ๆ ว่ารหัสวอลช์ รหัสนี้สร้างได้โดยใช้การดำเนินการเชิงเมตริกซ์ หน่วยเมตริกซ์มูลฐานของรหัสวอลช์ $\mathbf{C}_{\mathrm{H}_0}$ คือ

$$\mathbf{C}_{\mathrm{H}_0} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \tag{2.2}$$

ซึ่งรหัสวอลช์ความยาว 2^n จะสามารถสร้างได้จากเมตริกซ์มูลฐานของรหัสวอลช์ที่มีลำดับชั้นต่ำกว่าได้เป็น

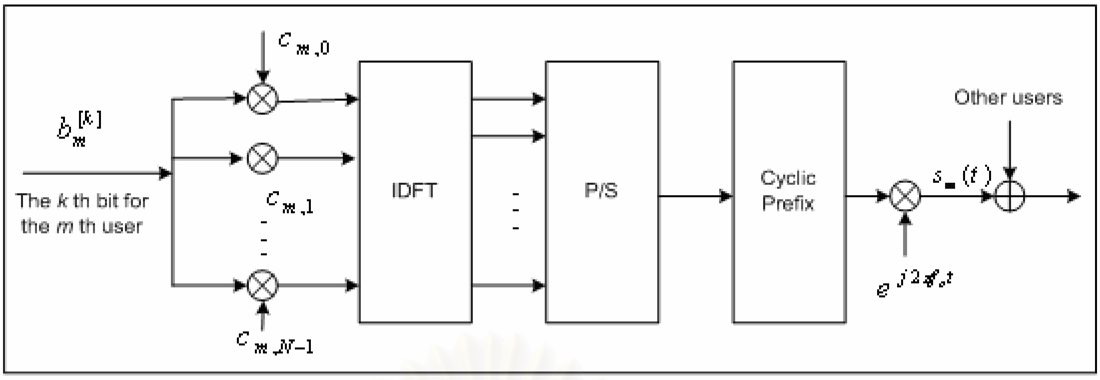
$$\mathbf{C}_{\mathrm{H}_n} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{\mathrm{H}_{n-1}} & \mathbf{C}_{\mathrm{H}_{n-1}} \\ \mathbf{C}_{\mathrm{H}_{n-1}} & -\mathbf{C}_{\mathrm{H}_{n-1}} \end{bmatrix} \tag{2.3}$$

จะเห็นว่าเมตริกซ์ $\mathbf{C}_{\mathrm{H}_n}$ ขนาด $2^n \times 2^n$ สร้างจากเมตริกซ์ $\mathbf{C}_{\mathrm{H}_{n-1}}$ ขนาด $2^{n-1} \times 2^{n-1}$ ซึ่ง $\mathbf{C}_{\mathrm{H}_0}$ เป็นดังสมการที่ (2.2) แถวแต่ละแถวในเมตริกซ์ $\mathbf{C}_{\mathrm{H}_n}$ คือรหัสของผู้ใช้หนึ่งรายและจะตั้งฉากกันเสมอจากการที่ผลคูณภายในระหว่างรหัสใด ๆ มีค่าเป็นศูนย์

2.5 **แบบจำลองภาคส่งของระบบ** MC-CDMA

แบบจำลองภาคส่งของระบบ MC-CDMA สามารถแสดงดังใน รูปที่ 2.11 ซึ่งมีขั้นตอนในการส่งข้อมูลดังนี้

1. เริ่มจากข้อมูลขาเข้า, $a_m[k]$, แทนสัญลักษณ์ที่ k ของผู้ใช้คนที่ m จะถูกคัดลอกแล้วส่งขนานออกไปเป็น N สาย ตามจำนวนคลื่นพาห์ย่อย
2. ต่อมาข้อมูลในสายที่ i จะถูกคูณด้วยชิปที่ i ของรหัสแผ่ เมื่อ $c_m[i]$ แทนรหัสแผ่ในคลื่นพาห์ย่อยที่ i ของผู้ใช้คนที่ m โดยรหัสแผ่จะมีความยาวเท่ากับจำนวนคลื่นพาห์ย่อยในแต่ละผู้ใช้
3. หลังจากนั้นแต่ละสายข้อมูลจะถูกมอดูเลตเข้ากับแต่ละคลื่นพาห์ย่อย ซึ่งแต่ละคลื่นพาห์ย่อยห่างกันเป็น $\frac{F}{T_b}$ ตามกฎความตั้งฉากของคลื่นพาห์ย่อย
4. จากนั้นสัญญาณในทุกสายข้อมูลจะถูกนำมารวมกัน และถูกส่งออกไป



รูปที่ 2.11 แบบจำลองภาคส่งของระบบ MC-CDMA

จากรูปที่ 2.11 ข้อมูลสัญลักษณ์ที่ k ของผู้ใช้คนที่ m ที่ถูกส่งออกไปจะสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (2.4)

$$s_m(t) = \sum_{i=0}^{N-1} c_m[i] a_m[k] \cos(2\pi f_c t + 2\pi i \frac{F}{T_b} t) p_{T_b}(t - kT_b) \quad (2.4)$$

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

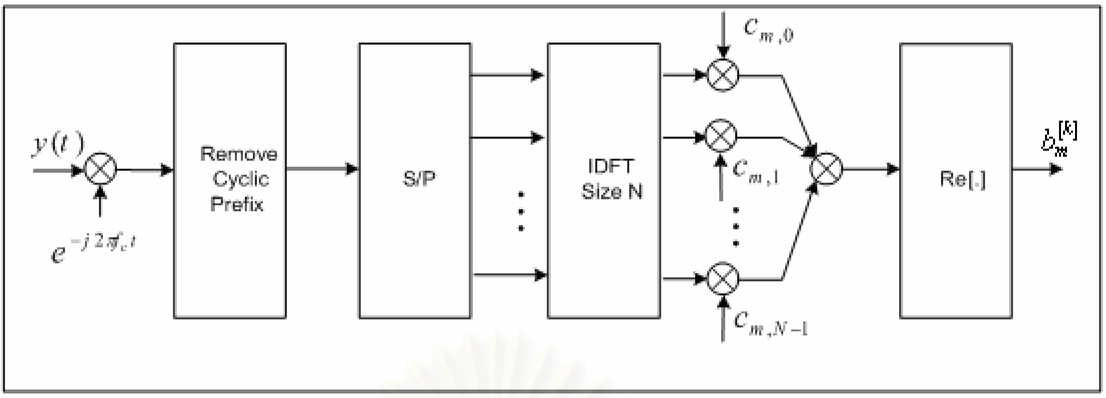
$p_{T_b}(t)$ แทนสัญญาณอิมพัลส์ขนาดหนึ่งหน่วย (Unit pulse) ที่มีค่าอยู่ในช่วงเวลา $[0, T_b]$

2.6 แบบจำลองภาครับ ของระบบ MC-CDMA

เมื่อมีผู้ใช้ในระบบจำนวน M ราย สัญญาณขาเข้าที่ภาครับได้รับจะสามารถเขียนได้ดังนี้

$$y(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} \rho_{m,i} c_m[i] a_m[k] \cos(2\pi f_c t + 2\pi i \frac{F}{T_b} t + \theta_{m,i}) + n(t) \quad (2.5)$$

เมื่อ $\rho_{m,i}$ และ $\theta_{m,i}$ คือ สัมประสิทธิ์การลดทอนทางขนาด และเฟส ที่ผิดเพี้ยนไปตามลำดับ เมื่อสัญญาณเดินทางผ่านช่องสัญญาณของผู้ใช้รายที่ m ของคลื่นพาห์ย่อยที่ i โดยที่ $n(t)$ คือ สัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise: AWGN) ที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์ และมีค่าความแปรปรวนเป็น σ_n^2



รูปที่ 2.12 แบบจำลองภาครับของระบบ MC-CDMA

แบบจำลองภาครับของระบบ MC-CDMA จะเป็นดังรูปที่ 2.12 โดยแบบจำลองนี้จะประกอบไปด้วยเครื่องรับแบบธรรมดา หรือแมตซ์ฟิลเตอร์ (Match filter) จำนวน N ชุด โดยใช้จำนวนเครื่องรับ 1 เครื่องต่อ 1 คลื่นพาห์ย่อย และสัญญาณออกจากแมตซ์ฟิลเตอร์แต่ละตัวจะถูกนำมารวมกันเพื่อทำการตัดสินบิตข้อมูล, v_0, โดยที่ภายในแมตซ์ฟิลเตอร์แต่ละตัวจะประกอบไปด้วยตัวอินทิเกรเตอร์ และออสซิลเลเตอร์ซึ่งทำหน้าที่สร้างความถี่ของแต่ละคลื่นพาห์ย่อย นอกจากนี้ยังต้องมีการประมาณเฟสที่ผิดเพี้ยนไป, $\theta_{m,i}$, เนื่องจากผลของช่องสัญญาณเพื่อให้ออสซิลเลเตอร์สามารถซิงโครไนซ์ในทางเวลากับสัญญาณที่ต้องการได้ และจากคุณสมบัติการตั้งฉากกันของชุดรหัส ชุดรหัสแต่ละชุดจะถูกนำมาใช้ในการแยกแยะข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนออกจากกัน โดยคลื่นพาห์ย่อยที่ i จะถูกคูณด้วยชิปที่ i ของรหัสแผ่ของผู้ใช้คนที่ต้องการ เพื่อทำการแผ่ข้อมูลหลาย ๆ ชิปกลับมาเป็นสัญลักษณ์ข้อมูลตามเดิม และเป็นการหักล้างข้อมูลของผู้ใช้คนอื่นที่เหลือออกไป สัญญาณในช่วงสัญลักษณ์ที่ k ที่รับได้ในสมการที่ (2.5) เมื่อผ่านการตัดสินบิตข้อมูลจะมีค่าดังนี้

$$v_0 = \sum_{m=0}^{M-1}\sum_{i=0}^{N-1}\rho_{m,i}c_m[i]a_m[k]\frac{2}{T_b}\int_{kT_b}^{(k+1)T_b}\cos(2\pi f_c t + 2\pi i\frac{F}{T_b}t + \theta_{m,i})\cos(2\pi f_c t + 2\pi i\frac{F}{T_b}t + \hat{\theta}_{0,i})dt + \eta \quad (2.6)$$

เมื่อ $\hat{\theta}_{0,i}$ คือค่าของเฟสของสัญญาณที่ต้องการ ซึ่งประมาณได้ที่เครื่องรับของคลื่นพาห์ย่อยที่ i

โดยส่วนของสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก η เป็นดังนี้

$$\eta = \sum_{i=0}^{N-1}\int_{kT_b}^{(k+1)T_b} n(t)\frac{2}{T_b}\cos(2\pi f_c t + 2\pi i\frac{F}{T_b}t + \hat{\theta}_{0,i})dt \quad (2.7)$$

ถ้าสมมติว่าสามารถทำการประมาณเฟสได้อย่างถูกต้องสมบูรณ์ $\hat{\theta}_{0,i} = \theta_{0,i}$ สัญญาณในสมการที่ (2.6) จะลดรูปเป็นดังนี้

$$v_0 = a_0[k]\sum_{i=o}^{N-1}\rho_{0,i} + \sum_{m=1}^{M-1}\sum_{i=0}^{N-1} a_m[k]c_m[i]c_0[i]\rho_{m,i}\cos\phi_{m,i} + \eta \qquad (2.8)$$

เมื่อ $\phi_{m,i} = \theta_{0,i} - \theta_{m,i}$ จะสังเกตได้ว่าสัญญาณข้อมูลที่ต้องการ จะประกอบไปด้วย 3 พจน์ โดยพจน์แรกจะเป็นส่วนของสัญญาณข้อมูลที่ต้องการ พจน์ที่ 2 จะเป็นส่วนของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่น (Multiple Access Interference: MAI) และพจน์สุดท้ายจะเป็นส่วนของสัญญาณรบกวน

ถ้าพิจารณาในกรณีอุดมคติที่ $\rho_{m,i}$ มีค่าคงที่ นั่นคือการลดทอนจากช่องสัญญาณเท่ากันหมดในทุกคลื่นพาห์ย่อย และ $\theta_{m,i} = 0$ หรือ ไม่เกิดการผิดเพี้ยนทางเฟสขึ้นเมื่อสัญญาณเดินทางผ่านช่องสัญญาณ สมการที่ (2.6) จะลดรูปเป็น

$$v_0 = Na_0[k] + \sum_{m=1}^{M-1} a_m[k]\rho_{m,i}\sum_{i=0}^{N-1} c_m[i]c_0[i] + \eta \qquad (2.9)$$

$$v_0 = Na_0[k] + \eta \qquad (2.10)$$

จะสังเกตได้ว่า ส่วนของสัญญาณรบกวนจากผู้ใช้รายอื่นจะถูกหักล้างไปได้เนื่องจากสมบัติความตั้งฉากของรหัส แต่ในทางปฏิบัติ ช่องสัญญาณจะมีการลดทอนที่แต่ละคลื่นพาห์ไม่เท่ากัน และจะเกิดความผิดเพี้ยนทางเฟสด้วย ดังนั้น สัญญาณรบกวนจากผู้ใช้รายอื่นจะส่งผลทำให้มีการตัดสินบิตข้อมูลที่ผิดพลาดได้ วิธีที่จะแก้ปัญหาการลดทอนของคลื่นพาห์ย่อยแต่ละคลื่นไม่เท่ากันทำได้โดยการเพิ่มอีควอไลเซชันเกน (Equalization Gain) $y_m[i]$ เข้าไปในกิ่งแต่ละกิ่งของแมตช์ฟิลเตอร์ในเครื่องรับ

2.7 การอีควอไลซ์

จุดประสงค์หลักสำหรับการอีควอไลซ์ หรือ การปรับเท่า [2] คือ ลดผลกระทบจากการเกิดการลดทอนและการรบกวน โดยไม่ไปขยายผลจากสัญญาณรบกวนในการตัดสินสัญลักษณ์ เทคนิคการปรับเท่าเป็นเทคนิคที่ง่าย เนื่องจากใช้เพียงแค่การคูณสัญญาณที่รับได้ด้วยสัมประสิทธิ์ที่ได้จากการคำนวณ อย่างไรก็ตามในช่องสัญญาณที่มีการรบกวน เทคนิคเหล่านี้อาจ

ไม่ใช่เทคนิคที่เหมาะสมที่สุด ในแง่ของการทำให้อัตราความผิดพลาดน้อยที่สุดภายใต้เกณฑ์บางอย่าง เทคนิคการปรับเท่าที่นิยมใช้กันมีอยู่ 5 เทคนิค ซึ่งเทคนิคการปรับเท่าแต่ละแบบก็จะส่งผลกระทบต่อการกระจายตัวของสัญญาณรบกวนที่แตกต่างกันออกไป

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

สำหรับเทคนิค EGC ตัวประกอบการขยายของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยจะมีค่าเป็น 1 ดังสมการต่อไปนี้

$$y_m[i] = 1 \tag{2.11}$$

หมายความว่าเทคนิคนี้ไม่ได้ทำการปรับเท่าผลกระทบจากความเพี้ยนจากช่องสัญญาณแต่อย่างใด เทคนิคนี้จึงเป็นเทคนิคที่ง่ายและไม่ต้องมีการประมาณฟังก์ชันถ่ายโอน หรือผลตอบสนองของช่องสัญญาณ ซึ่งส่งผลให้เทคนิคนี้ไม่เหมาะสมกับการใช้งานในช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่

2.7.2 **เทคนิคการรวมแบบที่ทำให้ความตั้งฉากกันระหว่างผู้ใช้กลับคืนมา** (Orthogonal Restoring Combining: ORC)

สำหรับเทคนิค ORC เครื่องรับจะกำจัดการรบกวนระหว่างผู้ใช้โดยสมบูรณ์ โดยการใช้ตัวประกอบการขยายที่คลื่นพาห์ย่อยที่ i ดังนี้

$$y_m[i] = \frac{1}{\rho_{m,i}} \tag{2.12}$$

เมื่อ $\rho_{m,i}$ คือแอมพลิจูดหรือขนาดสัญญาณของคลื่นพาห์ย่อยที่ i ของผู้ใช้คนที่ m อย่างไรก็ตาม ถ้าในกรณีที่สัญญาณในคลื่นพาห์ย่อยมีค่าแอมพลิจูดต่ำ เมื่อใช้เทคนิคนี้จะเป็นการคูณสัญญาณที่รับได้ด้วยตัวประกอบการขยายค่าสูง ดังนั้นจึงเป็นการขยายองค์ประกอบสัญญาณรบกวนไปในตัว ซึ่งจะส่งผลให้สมรรถนะทางอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate: BER) มีค่าลดลง

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

เทคนิค MRC เป็นเทคนิคที่ให้ผลลัพธ์ดีที่สุดในแง่ของอัตราความผิดพลาดบิตซึ่งจะมีการยกกำลังสองของขนาดสัญญาณ โดยใช้ตัวประกอบการขยายของคลื่นพาห์ย่อยที่ i เป็นค่าคอนจูเกตของค่าการลดทอนจากช่องสัญญาณ ดังนี้

$$y_m[i] = \rho_{m,i} \tag{2.13}$$

เหตุผลที่ใช้ค่านี้ คือ องค์ประกอบของสัญญาณที่ได้รับที่มีแอมพลิจูดสูง มีแนวโน้มที่จะมีผลของสัญญาณรบกวนน้อยกว่า และแน่นอนว่าองค์ประกอบนี้จะมีผลต่อกระบวนการการตัดสินเป็นอย่างมาก ดังนั้นการยกกำลังสองแอมพลิจูดจึงไปเพิ่มผลขององค์ประกอบส่วนนี้ แต่เทคนิคนี้จะสามารถทำงานได้เป็นอย่างดีสำหรับระบบที่ได้รับผลกระทบจาก MAI ไม่มากนักเท่านั้น

2.7.4 **เทคนิคการปรับเท่าที่มีการควบคุม** (Controlled Equalization: CE)

เป้าหมายอย่างหนึ่งของระบบการสื่อสารเคลื่อนที่คือ การมัลติเพล็กซ์ผู้ใช้ให้มากที่สุดเท่าที่จะทำได้ในการใช้ทรัพยากรร่วมกัน แบบจำลองช่องสัญญาณของระบบการสื่อสารเหล่านี้จึงเปลี่ยนจากช่องสัญญาณ ที่ต้องมีสัญญาณรบกวนจำกัดเป็นช่องสัญญาณที่มีการรบกวนไม่จำกัด โดยวิธี CE นั้นพยายามที่จะฟื้นฟู (Restore) ความตั้งฉากกันระหว่างผู้ใช้ด้วยการนอร์แมลไลซ์ (normalized) แอมพลิจูดของคลื่นพาห์ย่อย นั่นคือ นำเทคนิค ORC มาประยุกต์ใช้เมื่อความตั้งฉากกันระหว่างผู้ใช้มีการเข้ารหัสอยู่ในรูปของเฟสของคลื่นพาห์ย่อย วิธีนี้จึงเหมาะสำหรับข่ายเชื่อมโยงขาลงที่สามารถปรับแก้ความเพี้ยนเฟสของผู้ใช้ทุกรายได้ง่ายกว่าบนข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น เทคนิคนี้ใช้ตัวประกอบการขยายดังนี้

$$y_m[i] = \frac{1}{\rho_{m,i}} u(\rho_{m,i} - \rho_{thresh}) \tag{2.14}$$

โดยที่ $u(\rho_{m,i})$ คือฟังก์ชันขั้นหนึ่งหน่วย (Unit Step Function) ซึ่งหมายความว่าจะทำการปรับเท่าเฉพาะคลื่นพาห์ย่อยที่มีค่ามากกว่าจุดเริ่มเปลี่ยน (Threshold) เงื่อนไขบังคับนี้ถูกนำมาใช้เพื่อป้องกันการขยายคลื่นพาห์ย่อยที่มากเกินจากการใช้แอมพลิจูดค่าน้อยที่อาจเกิดจากสัญญาณรบกวน เมื่อมีคลื่นพาห์ย่อยจำนวน i_0 คลื่นที่มีค่ามากกว่าจุดเริ่มเปลี่ยน

2.7.5 **เทคนิคการรวมค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุด** (Minimum Mean Square Error Combining: MMSEC)

วิธี MMSEC นี้จะมีตัวประกอบการขยายเป็นไปตามเกณฑ์ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยระหว่างสัญญาณที่ได้รับกับสัญญาณเป้าหมายต่ำสุด จะได้ว่ามีอัตราขยายเป็น

$$y_m[n] = \frac{1}{\rho_{m,i} + \frac{1}{\zeta_k}} \tag{2.15}$$

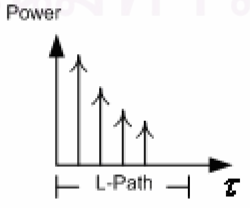
โดยที่ ζ_k เป็นอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่คลื่นพาห์ย่อยนั้น สังเกตว่าเมื่อ $\rho_{m,i}$ มีค่าน้อย ตัวประกอบอัตราขยายก็จะมีค่าน้อยเช่นกันทำให้ไม่ขยายสัญญาณรบกวนมากจนเกินไป

และเมื่อ $\rho_{m,i}$ มีค่ามาก ตัวประกอบอัตราขยายจะเป็นสัดส่วนกลับกับเอนเวโลป (Envelope) ของคลื่นพาห์ย่อยทำให้นำความตั้งฉากกันระหว่างผู้ใช้กลับคืนมาได้

2.8 **ช่องสัญญาณแบบพหุวิถี** (Multipath Channel)

ในระบบสื่อสารไร้สายนั้น สัญญาณที่ส่งมาจากสถานีต้นทางนั้นส่วนใหญ่มักจะไม่ได้เดินทางมายังสถานีฐานด้วยเส้นทางที่เป็นเส้นตรงเพียงทางเดียว หากแต่สัญญาณที่เดินทางผ่านช่องสัญญาณนั้นจะเกิดการสะท้อนและหักเหขึ้นเนื่องมาจากสภาวะแวดล้อม เช่น การชนกับสิ่งกีดขวาง และการสะท้อนจากผิวโลก เป็นต้น ทำให้สัญญาณที่ภาครับได้รับนั้นมีผลมาจากสัญญาณมากกว่าหนึ่งวิถี ซึ่งแต่ละวิถีนั้นจะมีค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนที่แตกต่างกันออกไป ทั้งในเชิงแอมพลิจูด และเฟส ทำให้สัญญาณที่ทางภาครับสามารถรับได้ ซึ่งเกิดจากการรวมกันของสัญญาณในแต่ละวิถีนั้น มีความผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณที่ส่งมาจริง และเนื่องจากในอนาคตการส่งข้อมูลจะมีอัตราเร็วที่สูงขึ้นทำให้คาบเวลาของสัญลักษณ์ข้อมูลนั้นสั้นลงจนมีค่าที่ใกล้เคียงกับค่า delay spread ของช่องสัญญาณ จึงทำให้ผลของการเกิดพหุวิถีของสัญญาณนั้นส่งผลทำให้การลดทอนที่มาลดทอนสัญญาณข้อมูลเป็นแบบเลือกความถี่

ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ซึ่งได้คำนึงถึงผลดังกล่าวข้างต้น จึงมีการใช้ช่องสัญญาณที่มีการเกิดการลดทอนแบบเลือกความถี่ (frequency selective fading) โดยจะทำการจำลองช่องสัญญาณตามมาตรฐาน COST 207 [1] ในมาตรฐานนี้ได้ทำการแบ่งประเภทของสภาพแวดล้อมการแพร่กระจายของคลื่นสัญญาณออกเป็น 4 ประเภท คือ พื้นที่ชนบท (Rural area) พื้นที่เมืองทั่วไป (Typical Urban) พื้นที่เมืองที่มีสิ่งกีดขวางสัญญาณหนาแน่น (Bad urban area) และพื้นที่เนินเขา (Hilly terrain) โดยผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ (Channel Impulse Response: CIR) ของช่องสัญญาณชนิดนี้ สามารถแสดงได้โดยอาศัยแบบจำลองแบบ Tapped-delay-line ดังรูปที่ 2.13 ซึ่งเป็นแบบจำลองชนิดผลตอบจำกัด (Finite Impulse Response, FIR) ดังสมการที่ (2.16)



รูปที่ 2.13 แบบจำลองค่ากำลังของผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบพหุวิถี

$$h(t,\tau)=\sum_{m=0}^{L-1}\alpha_m\delta(t-\tau_m) \qquad (2.16)$$

โดย L คือจำนวนของวิถีของช่องสัญญาณหรือ จำนวนวิถีที่แยกแยะได้ (Resolvable Path) α_m เป็นค่าแอมพลิจูดเชิงซ้อนวิถีที่ m ส่วน τ_m คือ ค่าประวิงเวลาของช่องสัญญาณในวิถีที่ m และ $\delta(t)$ คือ รูปร่างของพัลส์ (Pulse Shaping) ตามลำดับ

โดยที่ค่าจำนวนของวิถีของช่องสัญญาณ (L) สามารถหาได้จากสมการต่อไปนี้

$$L=\left\lfloor\frac{T_m}{T}\right\rfloor+1 \qquad (2.17)$$

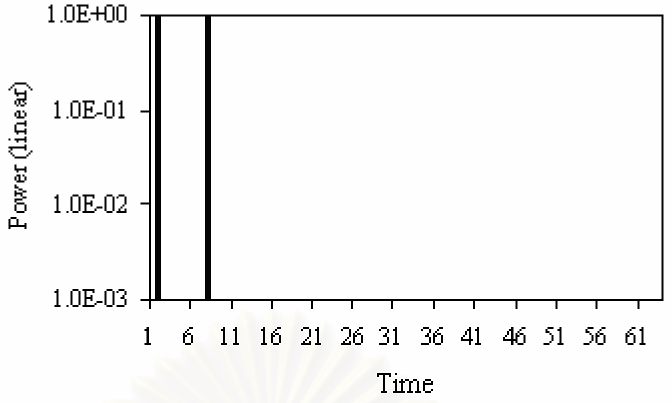
เมื่อ T_m คือการแผ่เวลาประวิงสูงสุด และ T เป็นช่วงเวลาสัญลักษณ์

จากสมการที่ (2.16) เมื่อพิจารณา ค่าประวิงเวลา (Time delay) ของช่องสัญญาณในวิถีที่ i (τ_i) อาจเขียนได้ในรูปของ $\tau_i=nT_s$ เมื่อ T_s คือ ค่าช่วงเวลาของสัญลักษณ์ (Time duration) และ n คือ ค่าจำนวนจริง เมื่อเราเขียนค่าประวิงเวลาของช่องสัญญาณในรูปของช่วงเวลาของสัญลักษณ์ จะสามารถแยกกรณีในการหาแบบจำลองแบบ Tapped-delay-line ได้ 2 กรณีคือ กรณีที่ค่า n มีค่าเป็นจำนวนเต็ม และกรณีที่ค่า n มีค่าไม่เป็นจำนวนเต็ม [17]

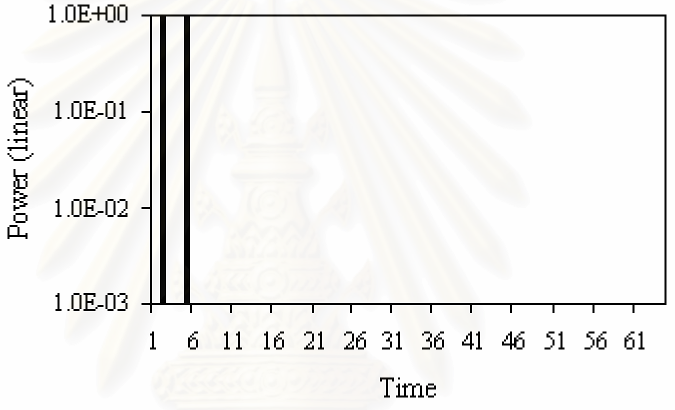
1. ถ้าค่าประวิงเวลาของช่องสัญญาณมีค่าเป็นจำนวนเต็ม ($n=1,2,3,\ldots$) เมื่อแทนช่องสัญญาณพหุวิถีนี้ด้วยรูปแบบจำลองช่องสัญญาณแบบ Tapped-delay-line จะพบว่า รูปแบบจำลองแบบ Tapped-delay-line มีลักษณะเหมือนช่องสัญญาณพหุวิถีเดิม ทำให้การประมาณช่องสัญญาณทางเวลาสามารถเลือกประมาณได้เฉพาะ L วิถีแรกตาม รูปที่ 2.13 ยกตัวอย่างเช่น ถ้าสัญญาณที่รับได้ประกอบไปด้วยผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ 2 ค่า (2 วิถี) ซึ่งเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$g(t)=\delta(t-T_s)+\delta(t-4T_s) \qquad (2.18)$$

จากรูปที่ 2.14 (ก) จะเห็นว่าแต่ละวิถีจะมีค่าประวิงเวลาของช่องสัญญาณมีค่าเป็น 1 เท่า และ 4 เท่า ตามลำดับ เมื่อเปลี่ยนมาอยู่ในรูปแบบจำลอง Tapped-delay-line ดังแสดงในรูปที่ 2.14 (ข) จะพบว่าแบบจำลองที่ได้เหมือนกับช่องสัญญาณจริงๆ



(ก) ผลการตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณ



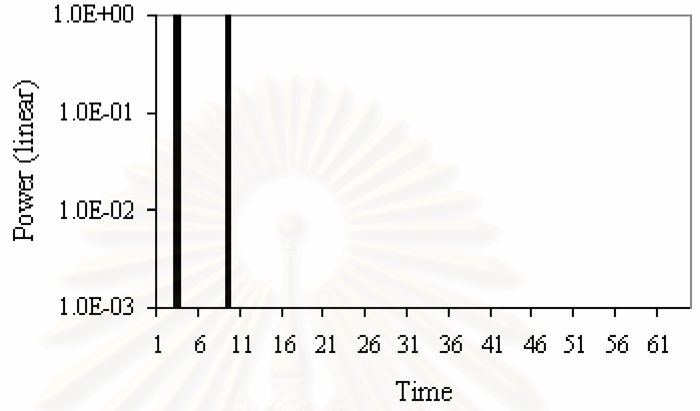
(ข) แบบจำลอง Tapped-delay-line ของช่องสัญญาณ

รูปที่ 2.14 แบบจำลองค่ากำลังของผลการตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบพหุวิถีกรณีที่ค่า τ_i เป็นจำนวนเต็ม

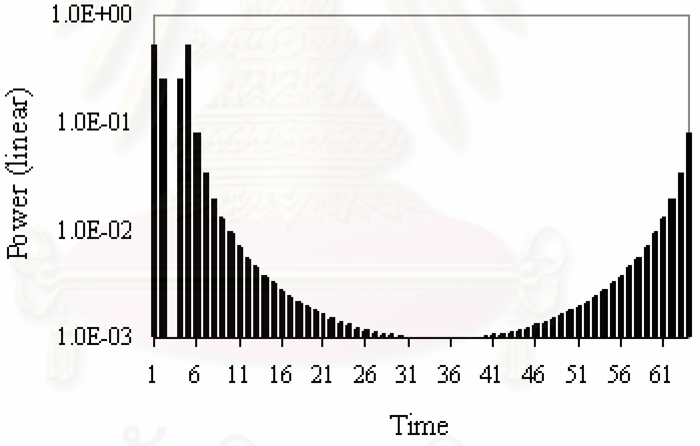
2. ถ้าค่าประวิงเวลาของช่องสัญญาณมีค่าไม่เป็นจำนวนเต็ม ($n \notin I$ เมื่อ $I \in \{\ldots,-3,-2,-1,0,1,2,3,\ldots\}$) [17] ถ้าแทนช่องสัญญาณพหุวิถีนี้ด้วยรูปแบบจำลองช่องสัญญาณแบบ Tapped-delay-line จะพบว่า รูปแบบจำลองแบบ Tapped-Delay-Line มีลักษณะเหมือนไม่เหมือนช่องสัญญาณพหุวิถีเดิม เนื่องมาจากการที่ค่าประวิงเวลามีค่าไม่เป็นจำนวนเต็มทำให้เกิดการรั่วของพลังงานไปอยู่ในส่วนวิถีหลังทำให้จากเดิมที่จะมีเฉพาะวิถีต้นๆ เท่านั้นที่มีค่ากำลังของวิถีมีค่าสูงกลายเป็นวิถีหลังๆมีค่ากำลังสูงด้วย ด้วยเหตุนี้ถ้าทำให้การประมาณช่องสัญญาณทางเวลาแล้วเลือกประมาณเฉพาะ L วิถีแรกตามรูปที่ 2.12 จะทำให้ค่าช่องสัญญาณที่ประมาณได้มีความผิดพลาดไปจากช่องสัญญาณจริง ตัวอย่างในกรณีนี้คือสัญญาณที่รับได้ประกอบไปด้วยผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ 2 ค่า (2 วิถี) ซึ่งเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$g(t) = \delta(t - 0.5T_s) + \delta(t - 3.5T_s) \qquad (2.19)$$

จากรูปที่ 2.15(ก) จะเห็นว่าแต่ละวิถีจะมีค่าประวิงเวลาของช่องสัญญาณมีค่าเป็น 0.5 เท่า และ 3.5 เท่า ตามลำดับ เมื่อเปลี่ยนมาอยู่ในรูปแบบจำลอง Tapped-delay-line ดังแสดงในรูปที่ 2.15 (ข) จะพบว่าแบบจำลองที่ได้ต่างจากช่องสัญญาณจริง



(ก) ผลการตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณ



(ข) แบบจำลอง Tapped-Delay-Line ของช่องสัญญาณ

รูปที่ 2.15 แบบจำลองค่ากำลังผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบพหุวิถีกรณีที่ค่า τ_i ไม่เป็นจำนวนเต็ม [17]

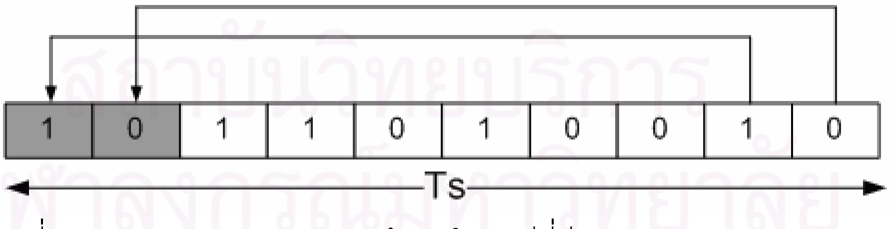
จากรูปที่ 2.15 (ข) จะเห็นว่าเมื่อค่าประวิงเวลาของช่องสัญญาณมีค่า n ไม่เป็นค่าจำนวนเต็มจะส่งผลทำให้เกิดการรั่วของกำลังเมื่อเปลี่ยนเป็นแบบจำลองช่องสัญญาณ และเมื่อเราพิจารณาเฉพาะ L วิถีแรก จะมีบางวิถีในส่วนท้ายที่มีกำลังมากถูกตัดทิ้งไป ส่งผลให้การประมาณช่องสัญญาณทางเวลามีความถูกต้องลดลง ซึ่งจะทำให้ประสิทธิภาพในการรับส่งข้อมูลของระบบมีความถูกต้องลดลง ดังนั้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงพิจารณาวิถีของช่องสัญญาณทั้งส่วน

หน้าและส่วนหลัง คือ สนใจวิถี L วิถีที่มีค่ากำลังมากสุดโดยไม่ได้กำหนดว่าจะต้องเป็นเฉพาะ L วิถีแรก เพื่อให้การประมาณช่องสัญญาณของระบบที่พิจารณามีความถูกต้องมากขึ้น

จากที่กล่าวมาข้างต้น เป็นการพิจารณาถึงค่าประวิงเวลาของช่องสัญญาณที่สามารถเขียนอยู่ในรูปจำนวนเท่าของช่วงเวลาของสัญลักษณ์ข้อมูล โดยจำนวนเท่านี้อาจมีค่าเป็นทั้งจำนวนเต็มและไม่เป็นจำนวนเต็ม ต่อจากนี้จะพิจารณาผลกระทบของช่องสัญญาณแบบพหุวิถีที่มีต่อระบบ ดังที่ได้กล่าวไปแล้วว่า ช่องสัญญาณแบบพหุวิถีนี้จะเกิดการรวมกันอย่างซ้อนทับ (Superposition) ของสัญญาณจากพหุวิถีที่มาถึงยังภาครับที่ไม่พร้อมกัน เป็นสาเหตุให้เกิดการลดทอนแบบเลือกความถี่ขึ้น โดยทั่วไปแล้วการลดทอนในแต่ละความถี่ย่อยของช่องสัญญาณจะขึ้นกับความสัมพันธ์ระหว่างระยะห่างของแต่ละคลื่นพาห์ย่อย และการประวิงเวลาในการแผ่สูงที่สุด (Maximum delay spread, $T_{d,max}$) ค่าของระยะเวลาประวิงในการแผ่ของช่องสัญญาณนอกจากส่งผลต่อการลดทอนในแต่ละความถี่ย่อยแล้ว ยังเป็นสาเหตุสำคัญทำให้เกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbol Interference: ISI) และ การแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห์ย่อย (Inter-Carrier Interference: ICI) ขึ้นในระบบด้วย กรรมวิธีที่จะลดผลกระทบเนื่องจากปัญหาเหล่านี้ คือ การเติมช่วงเวลาคุม (Guard interval: GI) สามารถแบ่งได้เป็น 2 วิธีย่อยตามชนิดของข้อมูลที่แทรกเข้าไประหว่างเฟรมข้อมูล คือ

2.8.1 การเติมข้อมูลอุปสรรคแบบหมุนวน (Cyclic prefix: CP)

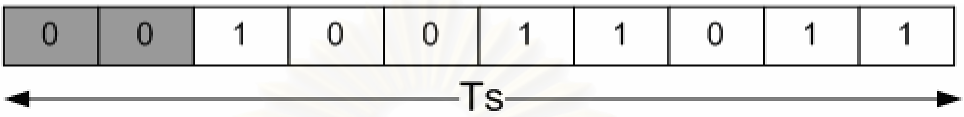
วิธีนี้จะทำการคัดลอกข้อมูลที่อยู่ข้างท้ายของบล็อกข้อมูล จำนวนหนึ่งมาใส่ไว้ข้างหน้าของบล็อกข้อมูลก่อนที่จะถึงจุดเริ่มต้นของข้อมูลจริง โดยความยาวของข้อมูลที่นำมาเติมนั้น ขึ้นอยู่กับค่าการประวิงเวลาในการแผ่สูงที่สุดของช่องสัญญาณ ดังแสดงในรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 รูปแบบการจัดวางเฟรมข้อมูลในกรณีที่มีการเติมช่วงเวลาคุมแบบ CP

2.8.2 **การเติมข้อมูลศูนย์** (Zero padding: ZP)

วิธีนี้จะแตกต่างจากวิธีแรก กล่าวคือ วิธีนี้จะใช้สัญลักษณ์ข้อมูลศูนย์จำนวนหนึ่งมาใส่หน้าบล็อกข้อมูลก่อนถึงจุดเริ่มต้นของข้อมูลจริงแทนที่จะเป็นข้อมูลส่วนท้ายของบล็อกข้อมูลเหมือนดังเช่นกรณีการเติมข้อมูลอุปสรรคแบบหมุนวน ดังแสดงในรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 รูปแบบการจัดวางเฟรมข้อมูลในกรณีที่มีการเติมช่วงเวลาคุมแบบ ZP

พารามิเตอร์สองตัวที่ใช้บอกลักษณะของช่องสัญญาณพหุวิถี ได้แก่ การแผ่เวลาประวิง (Delay Spread) และแบนด์วิดท์ร่วมนัย (Coherent Bandwidth) ซึ่งการแผ่เวลาประวิง (T_d) เป็นค่าความยาวของการตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณ การแผ่เวลาประวิงนี้ ทำให้เกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ และทำให้สมรรถนะของระบบต่ำลง อีกทั้งยังทำให้การออกแบบเครื่องรับซับซ้อนมากยิ่งขึ้นอีกด้วย ส่วนแบนด์วิดท์ร่วมนัยเป็นค่าที่ใช้วัดความสหสัมพันธ์ของการลดทอนระหว่างคลื่นพาห์ย่อย ค่านี้มีความสัมพันธ์โดยตรงกับการแผ่เวลาประวิง สำหรับโปรไฟล์การประวิงเวลา (Power Delay Profile) ที่กระจายตัวแบบเอ็กซ์โปเนนเชียลจะมีแบนด์วิดท์ร่วมนัย ดังนี้

$$BW_c = \frac{1}{2\pi T_d} \tag{2.20}$$

ซึ่งความถี่ที่อยู่ในแบนด์วิดท์ร่วมนัยเดียวกันมีแนวโน้มที่จะได้รับผลจากการลดทอนสหสัมพันธ์ (Correlated Fading) ซึ่งจะทำให้ช่วงความถี่ที่อยู่ในแบนด์วิดท์ร่วมนัยเดียวกันได้รับผลของการลดทอนในลักษณะเดียวกัน

ปรากฏการณ์ของช่องสัญญาณอีกชนิดหนึ่งที่เกี่ยวข้องกับการสื่อสารไร้สายคือ การแผ่ดอปเพลอร์ (Doppler Spread) ซึ่งเป็นค่าที่บ่งบอกถึงความผันแปรของการเลื่อนความถี่ของคลื่นพาห์ หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือ เป็นค่าที่ใช้วัดอัตราการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณ ซึ่งช่องสัญญาณที่มีการแผ่ดอปเพลอร์น้อยจะหมายถึง มีเวลาร่วมนัยมาก หรือช่องสัญญาณเปลี่ยนแปลงช้านั่นเอง

ในช่วงระยะเวลาสั้น ๆ ที่ผลจากช่องสัญญาณมีค่าค่อนข้างคงที่ สัญญาณที่ได้รับจะประกอบไปด้วยผลจากวิถีต่าง ๆ ที่เข้ามาในช่วงนี้ สัญญาณในแต่ละวิถีอาจเขียนให้อยู่ในรูป

สถาบันวิทยบริการ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

เวกเตอร์ของแอมพลิจูด และเฟสได้ ถ้าอุปกรณ์ปลายทางกำลังเคลื่อนที่ หรือสภาพแวดล้อมรอบ ๆ มีการเปลี่ยนแปลง ผลกระทบจากช่องสัญญาณอาจเปลี่ยนแปลงอย่างสุ่มไปตามเวลา ดังนั้น ณ ขณะหนึ่ง สัญญาณในวิถีอาจรวมกันแบบหักล้าง และในอีกขณะหนึ่ง อาจรวมกันแบบเสริม ซึ่งกรณีที่ไม่เป็นที่ต้องการนั้นคือ กรณีที่ช่องสัญญาณมีการลดทอนของสัญญาณ อนึ่งรูปแบบของการกระจายตัวที่ใช้กันทั่วไปในการบอกลักษณะของแอมพลิจูดสุ่มที่เป็นผลมาจากช่องสัญญาณพหุวิถีมีอยู่ 2 แบบ ได้แก่ การกระจายตัวแบบเรย์ลี (Rayleigh) และการกระจายตัวแบบไรเซียน (Ricean)

ถ้าในสัญญาณที่ได้รับไม่มีองค์ประกอบตามเส้นแนวสายตา (Line-of-Sight : LOS) ซึ่งก็คือเมื่อวิถีตรงถูกบดบัง ดังเช่น การแพร่กระจายสัญญาณระยะไกลในสภาพแวดล้อมกลางแจ้ง (Outdoor) สัญญาณที่ได้รับจะประกอบไปด้วยองค์ประกอบกระเจิง (Scattered) อันเนื่องมาจากการสะท้อนที่ไม่มีวิถีหลัก ซึ่งจะสามารถแยกออกเป็นองค์ประกอบร่วมเฟส (in-phase) และองค์ประกอบตั้งฉาก (Quadrature) ซึ่งวิถีแต่ละวิถีมีผลต่อทั้งสองส่วนนี้ด้วย จากทฤษฎีขีดจำกัดกลาง (Central Limit Theorem) เมื่อมีวิถีจำนวนมาก จะทำให้สามารถอนุมานได้ว่าองค์ประกอบร่วมเฟส และองค์ประกอบตั้งฉากเป็นตัวแปรสุ่มแบบเกาส์ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ ดังนั้นแอมพลิจูดทั้งหมดของสัญญาณที่ได้มาจากการบวกเวกเตอร์องค์ประกอบทั้งหมดจึงเป็นไปตามนิยามของการกระจายตัวแบบเรย์ลี นอกจากนี้เฟสก็มีการกระจายตัวแบบเอกรูปในช่วง [0,2π] การกระจายตัวแบบเรย์ลีของแอมพลิจูดของสัญญาณ ρ มีนิยามดังนี้

$$f_\rho(\rho) = \frac{\rho}{\sigma^2} e^{-\left(\frac{\rho^2}{2\sigma^2}\right)} \tag{2.21}$$

โดยที่ σ^2 คือ แวเรียนซ์ขององค์ประกอบร่วมเฟส และองค์ประกอบตั้งฉาก ซึ่งปริมาณทางสถิติสองค่าที่เกี่ยวข้องในที่นี้คือ ค่าเฉลี่ยและโมเมนต์ที่สองของตัวแปรสุ่มแบบเรย์ลี ซึ่งมีค่าเป็น

$$E\{\rho\} = \sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma \tag{2.22}$$

$$E\left\{\rho^2\right\} = 2\sigma^2 \tag{2.23}$$

ถ้ามีองค์ประกอบ LOS แนวตรงดังในสภาวะแวดล้อมภายในอาคาร (Indoor) สัญญาณที่ได้รับจะมีองค์ประกอบตาม LOS หลัก และองค์ประกอบกระเจิงอันเนื่องมาจากการสะท้อน เมื่อกำหนดให้องค์ประกอบ LOS อยู่ในแนวร่วมเฟส โดยแอมพลิจูดของสัญญาณที่ได้รับ ρ จะมีการกระจายตัวแบบไรเซียนดังนี้

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

$$f_\rho(\rho)=\frac{\rho}{\sigma^2}e^{-\left(\frac{\rho^2+a_0^2}{2\sigma^2}\right)}\mathrm{I}_0\left(\frac{a_0\rho}{\sigma^2}\right) \tag{2.24}$$

โดยที่ σ^2 แทนกำลังขององค์ประกอบร่วมเฟส และองค์ประกอบตั้งฉากกระเจิง a_0 คือแอมพลิจูดขององค์ประกอบ LOS และ $\mathrm{I}_0(\rho)$ เป็นฟังก์ชันเบสเซลดัดแปลงอันดับศูนย์ (Zero Order Modified Bessel Function) การกระจายตัวแบบไรเชียนนี้มักจะใช้ตัวประกอบ *K* ของไรเชียนเป็นตัวกำหนดลักษณะ ดังนี้

$$K=\frac{a_0^2}{2\sigma^2} \tag{2.25}$$

จากการวัดในสภาวะแวดล้อมภายในอาคารต่าง ๆ พบว่าโดยทั่วไปค่าของ *K* จะมีค่าเป็น 10 ปริมาณทางสถิติที่เกี่ยวข้องในที่นี้คือ ค่าเฉลี่ยของการกระจายตัวแบบไรเชียนซึ่งมีค่าเป็น

$$E\{\rho\}=e^{-K/2}\sqrt{\frac{\pi}{2(K+1)}\,\overline{p}}\left[(1+K)\mathrm{I}_0\left(\frac{K}{2}\right)+K\mathrm{I}_1\left(\frac{K}{2}\right)\right] \tag{2.26}$$

โดยที่ $\mathrm{I}_1(K)$ แทนฟังก์ชันเบสเซลดัดแปลงอันดับหนึ่ง (First Order Modified Bessel Function)

ข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น (Uplink)

ในการส่งบนข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น (จากสถานีเคลื่อนที่ไปยังสถานีฐาน) สถานีฐานรับสัญญาณที่ผ่านช่องสัญญาณต่างกันจากผู้ใช้แต่ละรายที่อยู่ในจุดที่แตกต่างกัน ดังนั้นจึงต้องมีเซตของแอมพลิจูดสุ่ม $\{\rho_k^j\}_{k=0}^{N-1}$ หนึ่งเซตและเซตของเฟสสุ่ม $\{\theta_k^j\}_{k=0}^{N-1}$ หนึ่งเซตสำหรับผู้ใช้รายที่ *j* โดยที่ $j = 0,1,\ldots, K-1$ ตัวแปรสุ่มเหล่านี้เป็นอิสระต่อกันระหว่างผู้ใช้ต่าง ๆ นั่นคือการปรับแก้แอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณที่สนใจที่อยู่ในสัญญาณที่ได้รับ ไม่ได้ปรับแก้แอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณของผู้ใช้รายอื่น

ข่ายเชื่อมโยงขาลง (Downlink)

ในการส่งบนข่ายเชื่อมโยงขาลง (จากสถานีฐานไปยังสถานีเคลื่อนที่) สถานีเคลื่อนที่หนึ่ง ๆ ได้รับทั้งสัญญาณที่สนใจและสัญญาณของผู้ใช้รายอื่นผ่านช่องสัญญาณเดียวกัน ดังนั้นจึงมีเพียงเซตของแอมพลิจูดสุ่มหนึ่งเซตและเซตของเฟสสุ่มหนึ่งเซต ที่จะใช้บอกลักษณะของช่องสัญญาณสำหรับสัญญาณของผู้ใช้ทั้งหมด ด้วยเหตุนี้จึงสามารถเปลี่ยนรูปตัวแปรในสมการข้างต้นได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \rho_k^j &= \rho_k^0 \\ \theta_k^j &= \theta_k^0 \end{aligned} \quad \forall j \tag{2.27}$$

นั่นคือการปรับแก้แอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณที่สนใจ จะเป็นการปรับแก้แอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณจากผู้ใช้รายอื่นไปพร้อมกัน

2.9 **การประมาณช่องสัญญาณ** (Channel Estimation)

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น จะเห็นว่าการประมาณช่องสัญญาณเป็นส่วนสำคัญที่ขาดไม่ได้ สำหรับการติดต่อสื่อสารในระบบ MIMO และระบบ MC-CDMA ซึ่งวัตถุประสงค์หลักของการประมาณช่องสัญญาณ คือ พยายามประมาณผลตอบสนองของช่องสัญญาณให้มีค่าใกล้เคียงกับผลตอบสนองจริงของช่องสัญญาณมากที่สุด เพื่อทำการหักล้างผลกระทบของช่องสัญญาณที่มีต่อสัญญาณข้อมูล ซึ่งจะส่งผลให้ประสิทธิภาพในการรับส่งข้อมูลของระบบสูงยิ่งขึ้น การประมาณช่องสัญญาณนั้นสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ ๆ คือ

- การประมาณช่องสัญญาณประเภทใช้สัญลักษณ์นำช่วย (Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation)
- การประมาณช่องสัญญาณประเภทไม่ใช้สัญลักษณ์นำช่วย หรือการประมาณแบบบอด (Blind Channel Estimation)

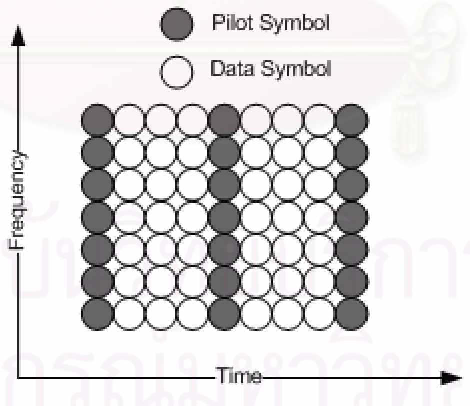
ถึงแม้ว่าการประมาณช่องสัญญาณประเภทใช้สัญลักษณ์นำช่วยนั้น จะให้ประสิทธิภาพในการใช้ช่องสัญญาณที่ต่ำกว่าเมื่อเทียบกับประเภทไม่ใช้สัญลักษณ์นำช่วย เนื่องจากต้องทำการส่งสัญลักษณ์นำช่วยไปพร้อมกับสัญญาณข้อมูลด้วย แต่การประมาณคุณลักษณะช่องสัญญาณประเภทใช้สัญลักษณ์นำช่วยนั้น มีข้อดีคือ สามารถให้ค่าความถูกต้องแม่นยำของการประมาณ (Estimation Accuracy) และความสามารถในการติดตามการเปลี่ยนแปลง (Tracking Performance) ของช่องสัญญาณได้ดีกว่าการประมาณช่องสัญญาณประเภทไม่ใช้สัญลักษณ์นำช่วย อีกทั้งการประมาณช่องสัญญาณประเภทไม่ใช้สัญลักษณ์นำช่วยนั้น ยังมีข้อเสียในด้านของค่าความผิดพลาดของการประมาณสะสม (Propagation Error) ซึ่งอาจก่อให้เกิดการลู่ออก (Diverge) ของระบบขึ้นได้ ดังนั้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะพิจารณาเฉพาะการประมาณช่องสัญญาณประเภทใช้สัญลักษณ์นำช่วยเท่านั้น

การประมาณคุณลักษณะช่องสัญญาณประเภทใช้สัญลักษณ์นำช่วยนั้น ยังสามารถแบ่งแยกตามลักษณะการจัดวาง และกรรมวิธีในการแทรกสัญลักษณ์นำช่วย เข้าไปกับสัญลักษณ์ข้อมูลได้อีก 3 ประเภท คือ

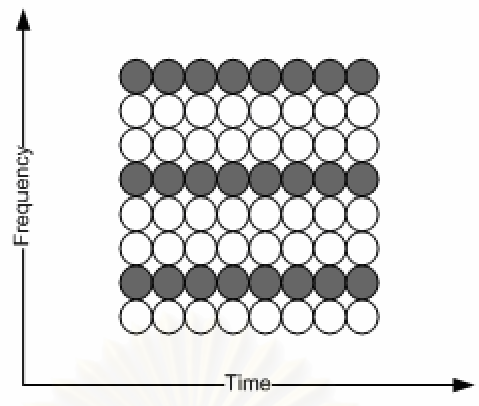
- ประเภทจัดวางสัญลักษณ์นำช่วยในแนวแกนเวลา (Time Multiplexed Pilot Channel Estimation)
- ประเภทจัดวางสัญลักษณ์นำช่วยในแนวแกนความถี่ (Frequency Multiplexed Pilot Channel Estimation)
- ประเภทจัดวางสัญลักษณ์นำช่วยแบบกระจาย (Scattered Pilot Channel Estimation or 2D Pilot Channel Estimation)

โดย รูปแบบการจัดวางสัญลักษณ์นำช่วยในแบบต่าง ๆ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.18 ซึ่งรูปแบบการจัดวางสัญลักษณ์นำช่วยในแบบต่าง ๆ นั้น จะมีความเหมาะสมกับลักษณะของช่องสัญญาณที่แตกต่างกันออกไป ดังนั้นการเลือกรูปแบบการจัดวางสัญลักษณ์นำช่วยนั้น จึงควรพิจารณาจากลักษณะของช่องสัญญาณเป็นหลัก เพื่อให้ได้ประสิทธิภาพในการประมาณ และการใช้ช่องสัญญาณสูงที่สุด

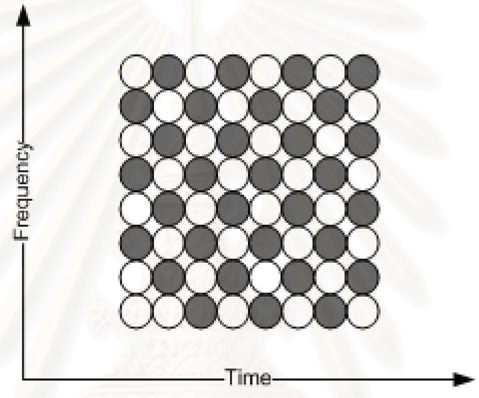
อนึ่งรูปแบบการจัดวางสัญลักษณ์นำช่วยที่ได้รับความนิยมมากที่สุด คือ รูปแบบการจัดวางสัญลักษณ์นำช่วยในแนวแกนเวลา เนื่องจากสัญลักษณ์นำช่วยจะถูกแทรกเข้าไปในทุกๆ ความถี่ในหนึ่งสัญลักษณ์ จึงทำให้การประมาณช่องสัญญาณประเภทอาศัยสัญลักษณ์นำช่วยในแนวแกนเวลา มีความทนทานต่อช่องสัญญาณที่มีการลดทอนแบบเลือกความถี่ ได้เป็นอย่างดี และยังมีความซับซ้อนในการคำนวณที่ต่ำอีกด้วย



(ก) การจัดวางสัญลักษณ์นำช่วยในแนวแกนเวลา



(ข) การจัดวางสัญลักษณ์นำช่วยในแนวแกนความถี่



(ค) การจัดวางสัญลักษณ์นำช่วยในแบบกระจาย

รูปที่ 2.18 รูปแบบการจัดวางสัญลักษณ์นำช่วย

จากที่ได้กล่าวมาทั้งหมด การประมาณช่องสัญญาณที่เลือกใช้ในวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นประเภทใช้สัญลักษณ์นำช่วยแบบจัดวางสัญลักษณ์นำช่วยในแนวแกนเวลาดังรูปที่ 2.18(ก) โดยการประมาณช่องสัญญาณประเภทใช้สัญลักษณ์นำช่วยในแนวแกนเวลานั้นจะอาศัยการส่งสัญลักษณ์นำช่วย (Pilot Symbol) แทรกเข้าไประหว่างเฟรมของข้อมูล ซึ่งจำนวนสัญลักษณ์นำช่วย และความถี่ในการเติมนั้น ขึ้นอยู่กับคุณลักษณะของช่องสัญญาณ กล่าวคือ ยิ่งช่องสัญญาณมีความเปลี่ยนแปลงมากและรวดเร็วเท่าไร จำนวนและความถี่ในการแทรกสัญลักษณ์นำช่วยก็ต้องมีค่ามากขึ้นตามไปด้วย แต่การแทรกสัญลักษณ์นำช่วยมาก และถี่เกินความจำเป็นก็จะส่งผลให้ประสิทธิภาพในการใช้ช่องสัญญาณลดลง ดังนั้นรูปแบบในการแทรกสัญลักษณ์นำช่วย จึงควรพิจารณาคุณลักษณะของช่องสัญญาณเป็นหลัก และเมื่อสัญญาณมาถึงภาครับ ภาครับจะทำการแยกส่วนที่เป็นสัญลักษณ์นำช่วยออกจากส่วนที่เป็นข้อมูล จากนั้นจะนำส่วนที่เป็นสัญลักษณ์นำช่วยที่รับได้ ไปเปรียบเทียบกับสัญลักษณ์นำช่วยที่ทราบค่าอยู่ก่อนแล้ว เพื่อคำนวณหาคุณลักษณะช่องสัญญาณ แล้วจึงนำค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณที่ประมาณได้ไปปรับแก้ในส่วน

ของสัญลักษณ์ข้อมูล เพื่อให้มีความถูกต้องใกล้เคียงกับที่ภาคส่งได้ส่งมาจริง ซึ่งจะส่งผลให้การตัดสินบิตข้อมูลมีความถูกต้องมากยิ่งขึ้น

2.10 ปัจจัยที่ส่งผลเสียต่อสมรรถนะของระบบ

2.10.1 สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่น (Multiple Access Interference: MAI)

เกิดขึ้นเนื่องจากระบบ CDMA มีการกำหนดให้ผู้ใช้หลายคนเข้าใช้ช่องสัญญาณในช่วงความถี่และเวลาเดียวกันโดยใช้รหัสแผ่ที่แตกต่างกันและอาศัยคุณสมบัติตั้งฉากของรหัสแผ่ในการแยกแยะข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนออกจากกัน แต่จากผลกระทบจากช่องสัญญาณ เช่น การลดทอน จะทำให้คุณสมบัติการตั้งฉากของชุดรหัสเสียไป จึงทำให้ค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสแผ่ของผู้ใช้แต่ละคนไม่เท่ากับศูนย์ นอกจากนี้สัญญาณ MAI ยังเกิดขึ้นเนื่องจากการใช้รหัสแผ่แบบ Pseudorandom noise sequence (PN-Sequence) และ รหัสแบบสุ่ม (Random Code) ซึ่งรหัสแผ่เหล่านี้จะมีคุณสมบัติตั้งฉากที่ไม่สมบูรณ์อยู่แล้ว แต่ข้อดีของรหัสเหล่านี้จะอยู่ในกรณีที่มีการเกิดความเป็นอะซิงโครนัสขึ้นแล้วค่าสหสัมพัทธ์ข้ามของรหัสเหล่านี้จะยังคงมีค่าที่ต่ำ ซึ่งตรงข้ามกับกรณีของรหัสที่มีความตั้งฉากอย่างสมบูรณ์ เช่น Hadamard-Walsh Code ซึ่งเมื่อเกิดความเป็นอะซิงโครนัสขึ้นแล้วค่าสหสัมพันธ์ข้ามของรหัสแผ่จะมีค่าที่สูงมาก

2.10.2 สัญญาณแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห์ย่อย (Inter-carrier Interference: ICI)

เทคนิคการรับส่งข้อมูลในระบบที่ใช้หลายคลื่นพาห์ย่อย เช่น ระบบ MC-CDMA ซึ่งจะใช้อุปกรณ์ในการประมวลผลสัญญาณดิจิตอลเข้าร่วมด้วยในขั้นตอนการแปลงฟูริเยร์และการแปลงกลับฟูริเยร์ ซึ่งขั้นตอนทั้งสองนี้จะมีการทำงานได้อย่างสมบูรณ์ ถ้าคลื่นพาห์ย่อยมีความตั้งฉากระหว่างกัน นั่นคือ คลื่นพาห์ย่อยจะต้องมีค่าความถี่กึ่งกลางที่ห่างกัน F เท่าของ 1/T โดย T เป็นค่าความยาวคาบของสัญญาณข้อมูล 1 สัญลักษณ์ และ F เป็นจำนวนเต็มบวกใด ๆ แต่เนื่องจากผลของการเกิดความถี่ออฟเซ็ต การเกิดพหุวิถี และการเกิดการลดทอนอย่างเร็ว (Fast Fading) จะส่งผลให้ความตั้งฉากระหว่างคลื่นพาห์ย่อยนี้สูญเสียไป ทำให้การแปลงฟูริเยร์และการแปลงกลับฟูริเยร์นั้นไม่สมบูรณ์ ทำให้เกิดสัญญาณแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห์ย่อย (ICI) ขึ้น

2.10.3 การลดทอน (Fading)

ในระบบการสื่อสารโทรศัพท์ไร้สาย คลื่นสัญญาณที่ถูกส่งออกมาทางภาคส่งจะไม่ได้เดินทางมาถึงยังภาครับปลายทางเป็นแนวตรง เพราะจะต้องพบกับสิ่งกีดขวางใน

สภาพแวดล้อมที่สัญญาณจะต้องเคลื่อนที่ผ่าน โดยที่คลื่นสัญญาณที่มาถึงทางภาครับจะเกิดขึ้นจากการรวมกันของคลื่นพหุวิถีที่มาถึงจากหลายทิศทางที่เกิดจากการสะท้อนหรือหักเหผ่านสิ่งกีดขวางต่าง ๆ เช่น สิ่งก่อสร้าง ต้นไม้ ยานพาหนะ โดยจะเรียกปรากฏการณ์นี้ว่า การเกิดพหุวิถี (Multipath) และผลจากการเกิดพหุวิถีนี้เองทำให้สัญญาณที่มาถึงทางภาครับประกอบด้วยผลบวกของสัญญาณที่ถูกลดทอน เลื่อนทางเฟส และประวิงทางเวลาเมื่อเทียบกับสัญญาณที่ถูกส่งมาจากภาคส่ง โดยที่สัญญาณที่มาถึงจะเกิดการรวมแบบเสริมหรือรวมกันแบบหักล้างนั้นจะขึ้นอยู่กับเฟสของสัญญาณแต่ละวิถีที่มาถึงนั่นเอง เมื่อพิจารณาทางความถี่ ผลของการเกิดพหุวิถีนี้ ก็จะทำให้เกิดการลดทอนของสัญญาณที่ถูกส่งมาในคลื่นพาห์ย่อยต่าง ๆ ในระบบ MC-CDMA นั่นเองและเมื่อสัญญาณที่เกิดจากพหุวิถีนี้มีค่าเวลาประวิงที่มาก เมื่อเทียบกับคาบของสัญญาณก็จะทำให้การลดทอนที่เกิดขึ้นเป็นแบบเลือกความถี่นั่นคือสัญญาณในแต่ละคลื่นพาห์ย่อยจะถูกลดทอนด้วยค่าที่ไม่เท่ากันนั่นเอง

2.10.4 **ปรากฏการณ์ดอปเพลอร์** (Doppler)

การเกิดปรากฏการณ์ดอปเพลอร์ เกิดจากการที่ผู้ใช้โทรศัพท์ไร้สายมีการเคลื่อนที่จึงทำให้คลื่นสัญญาณที่มาถึงมีความถี่ที่เปลี่ยนไป ซึ่งจะส่งผลลบต่อระบบการสื่อสารไร้สายด้วย โดยมุมของสัญญาณที่มาถึง (Angle of Arrival α_n) ถูกนิยามให้เป็นมุมระหว่างคลื่นสัญญาณที่มาถึงวิถีที่ n และทิศทางเคลื่อนที่ของผู้ใช้โทรศัพท์ไร้สาย และค่าความถี่ดอปเพลอร์ของคลื่นสัญญาณวิถีที่ n จะมีค่าดังนี้

$$f_n = f_{\max} \cos \alpha_n \tag{2.28}$$

โดยที่ $f_{\max}$ คือ ค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุด จะขึ้นอยู่กับความเร็วของผู้ใช้โทรศัพท์ไร้สาย (ν) และค่าความถี่กลางที่ใช้ในการส่งข้อมูลดังสมการ

$$f_{\max} = \frac{\nu}{c_0} f_0 \tag{2.29}$$

เนื่องจากผลของปรากฏการณ์ดอปเพลอร์นี้เอง จะทำให้สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณที่ถูกส่งนั้นกระจายออกระหว่างการส่งข้อมูล เมื่อพิจารณาเชิงเวลา ผลของปรากฏการณ์ดอปเพลอร์นี้จะทำให้ผลตอบสนองอิมพัลส์ (Impulse Response) ของช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา

2.11 พารามิเตอร์ที่ใช้วัดสมรรถนะของระบบ และความหมายของค่าต่าง ๆ

2.11.1 อัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate: BER)

อัตราความผิดพลาดบิตหรือความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate: BER) คือ อัตราส่วนของจำนวนบิตที่ทางภาครับตัดสินผิดพลาดเทียบกับจำนวนบิตข้อมูลทั้งหมดที่ถูกส่งมาจากภาคส่ง เป็นค่าพารามิเตอร์สำคัญในการวัดสมรรถนะของระบบ เป็นค่าที่แสดงถึงค่าความถูกต้องของการรับส่งข้อมูลโดยตรง อัตราความผิดพลาดบิตเป็นพารามิเตอร์ที่นิยมใช้ในการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่สนใจในสภาวะต่าง ๆ เช่น เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน หรือเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป เป็นต้น

2.11.2 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio: SNR)

ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) คือ อัตราส่วนกำลังของสัญญาณเทียบกับกำลังของสัญญาณรบกวน ส่วนใหญ่ค่ากำลังของสัญญาณจะมีค่ามากเมื่อเทียบกับค่ากำลังของสัญญาณรบกวน ดังนั้น ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนจึงนิยมวัดกันในหน่วยเดซิเบล (deciBel: dB) โดยค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสำหรับผู้ใช้คนที่ k ในค่าหน่วยเดซิเบล สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (2.30)

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

เมื่อ A_k คือขนาดของสัญญาณของผู้ใช้คนที่ k และ σ^2 คือ ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนซึ่งก็คือกำลังของสัญญาณรบกวนนั่นเอง

2.11.3 ค่าเฉลี่ยของผลต่างกำลังสองของความผิดพลาด (Mean Squared Error: MSE)

ค่าเฉลี่ยของผลต่างกำลังสองของความผิดพลาดของการประมาณช่องสัญญาณเป็นค่าพารามิเตอร์ที่ใช้วัดค่าความถูกต้องของการประมาณช่องสัญญาณ ซึ่งสามารถหาได้จากค่าเฉลี่ยของผลต่างยกกำลังสองของผลตอบสนองของช่องสัญญาณที่ประมาณได้ กับค่าผลตอบสนองจริงของช่องสัญญาณ ซึ่งถ้า MSE มีค่าสูงแสดงว่าผลตอบสนองของช่องสัญญาณที่ประมาณได้มีค่าผิดพลาดไปจากผลตอบสนองจริงของช่องสัญญาณมาก ในทางตรงกันข้าม ถ้า MSE มีค่าน้อย แสดงว่าผลตอบสนองของช่องสัญญาณที่ประมาณได้มีค่าใกล้เคียงกับผลตอบสนองจริงของช่องสัญญาณนั่นเอง

$$MSE = \frac{1}{K}\left(\tilde{\mathrm{h}} - \mathrm{h}\right)^2 \qquad (2.29)$$

เมื่อ K คือ จำนวนคลื่นพาห์ทั้งหมด

$\tilde{\mathrm{h}}$ คือ ผลตอบสนองของช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณ

h คือ ผลการตอบสนองจริงของช่องสัญญาณ

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 3

การประมาณช่องสัญญาณประเภทใช้สัญลักษณ์นำช่วย สำหรับระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอขาขึ้น หลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออก

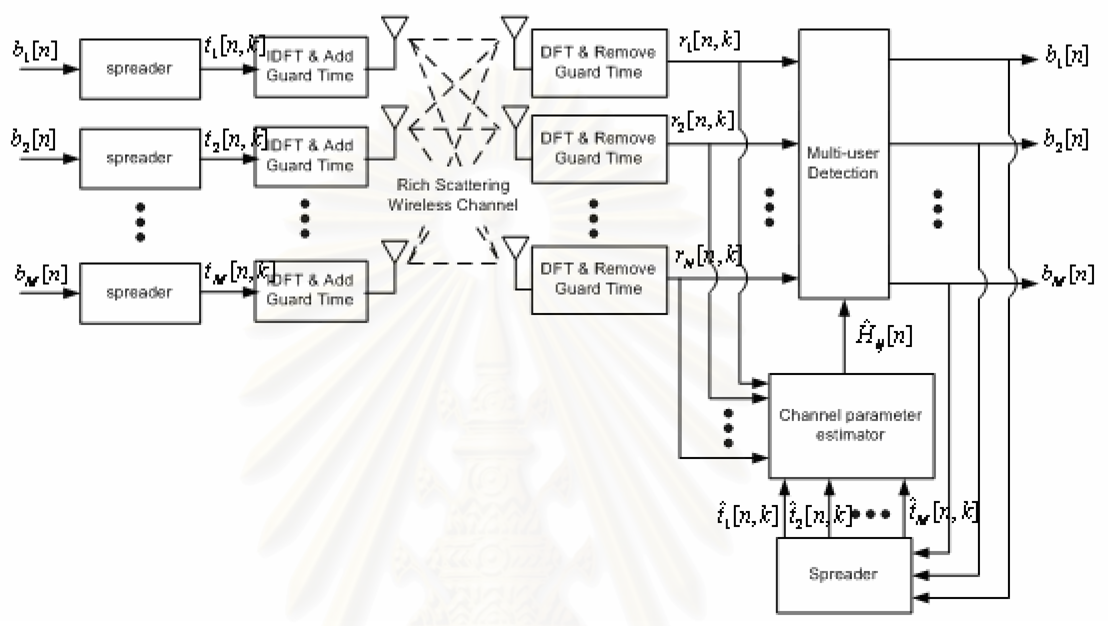
3.1 การประมาณช่องสัญญาณในระบบสื่อสารมัลติแคเรียร์หลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออก

ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว การประมาณช่องสัญญาณมีความสำคัญมากในระบบสื่อสาร MIMO MC-CDMA ดังนั้น กระบวนการประมาณช่องสัญญาณจึงเป็นกระบวนการที่ขาดไม่ได้สำหรับการสื่อสารระบบนี้ ซึ่งความถูกต้องของการประมาณช่องสัญญาณจะส่งผลกระทบโดยตรงต่อประสิทธิภาพในการรับส่งข้อมูลของระบบ การส่งสัญลักษณ์นำช่วยเพื่อช่วยในการประมาณช่องสัญญาณเป็นกรรมวิธีที่นิยมใช้ในการประมาณช่องสัญญาณ เนื่องจากให้ค่าการประมาณช่องสัญญาณที่ถูกต้องมากกว่าวิธีแบบบอด และการจัดวางสัญลักษณ์นำช่วยในแนวแกนเวลายังเป็นที่นิยมเนื่องจากมีความทนทานต่อช่องสัญญาณที่มีการลดทอนแบบเลือกความถี่และมีความซับซ้อนต่ำ

การประมาณช่องสัญญาณโดยลีสต์สแควร์อัลกอริทึมนั้น เป็นอัลกอริทึมหนึ่งที่มีความซับซ้อนต่ำและใช้สัญลักษณ์นำช่วยน้อย จากข้อดีดังกล่าว วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงเลือกอัลกอริทึมนี้ในการประมาณช่องสัญญาณ และได้ทำการส่งสัญลักษณ์นำช่วยเพิ่มในแนวแกนเวลาเพื่อใช้สัญลักษณ์นำช่วยเหล่านี้มาเพิ่มความสามารถในประมาณช่องสัญญาณในกรณีที่จำนวนผู้ใช้ภายในระบบมีจำนวนมากกว่าจำนวนที่สามารถรองรับได้แต่เดิม

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ทำการรวมระหว่างการสื่อสารแบบ MC-CDMA และช่องสัญญาณแบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออกที่มีการส่งข้อมูลส่งแบบมัลติเพล็กซ์ทางปริภูมิ คือ ทำการส่งข้อมูลเป็นแบบมีการส่งข้อมูลแตกต่างกันทุกสายอากาศที่ภาคส่ง โดยที่แต่ละสายอากาศที่ภาคส่งจะรองรับจำนวนผู้ใช้แต่ละคนเท่านั้น ดังนั้น การเพิ่มจำนวนสายอากาศภาคส่งก็เสมือนการเพิ่มจำนวนผู้ใช้ในระบบนั่นเอง โดยเลือกพิจารณาการส่งข้อมูลทางข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น (Uplink) ซึ่งช่องสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนจะถูกการลดทอนไม่เท่ากัน ดังนั้นการประมาณช่องสัญญาณที่ภาครับจะต้องทำการประมาณช่องสัญญาณของผู้ใช้ทุกราย

โครงสร้างของข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นของระบบ MIMO MC-CDMA ที่มีจำนวนผู้ใช้เท่ากับจำนวนสายอากาศภาคส่ง M สายอากาศ และทางภาครับประกอบด้วยสายอากาศจำนวน N สายอากาศ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 ระบบการสื่อสารแบบ MIMO MC-CDMA

เมื่อสัญญาณเดินทางมาถึงทางภาครับแล้ว ภาครับจะทำการถอดส่วนที่เป็นช่วงเวลาคุมออก จากนั้นจึงแยกสัญญาณของแต่ละผู้ใช้ออกจากกัน สัญญาณที่ได้จะถูกนำมาผ่านกระบวนการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่อง เพื่อแปลงจากสัญญาณในโดเมนเวลาให้มาอยู่ในโดเมนความถี่ แล้วจึงเลือกเอาเฉพาะข้อมูลในส่วนที่เป็นสัญลักษณ์นำช่วยไปเปรียบเทียบกับสัญลักษณ์นำช่วยที่เก็บไว้ เพื่อใช้สำหรับการประมาณผลตอบสนองของช่องสัญญาณโดยลีสต์สแควร์อัลกอริทึม จากนั้นจะนำช่องสัญญาณที่ประมาณได้นี้ไปใช้ในการหาบิตข้อมูลที่ส่งตามสัญลักษณ์นำช่วยต่อไป

อนึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ จะพิจารณาเฉพาะการประมาณช่องสัญญาณที่มีการเติมช่วงเวลาคุมแบบหมุนวน เท่านั้น เนื่องจากเป็นกระบวนการเติมช่วงเวลาคุมที่มีประสิทธิภาพสูง อีกทั้งยังพิจารณาเฉพาะกรณีของการเติมช่วงเวลาคุมที่มีความยาวของช่วงเวลาคุมมากเพียงพอ กล่าวคือความยาวของช่วงเวลาคุมมีค่ามากกว่าค่าการประวิงเวลาในการแผ่ที่มากที่สุด (Maximum delay spread, $T_{d,max}$) ของช่องสัญญาณ ดังนั้น ในการประมาณช่องสัญญาณใน

วิทยานิพนธ์นี้จะละเลยผลกระทบของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ และการแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห์ย่อย อีกทั้งยังไม่คำนึงถึงผลของความถี่ออฟเซตที่เกิดขึ้นเนื่องจากความไม่สอดคล้องกันของออสซิเลเตอร์ทางภาคส่ง และภาครับอีกด้วย

จากที่กล่าวไปแล้ว อัลกอริทึมในการประมาณช่องสัญญาณในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นแบบลีสต์สแควร์อัลกอริทึม กล่าวคือ ถ้าจำนวนผู้ใช้ในระบบมีจำนวนไม่มากเกินข้อจำกัดของระบบที่สามารถรองรับได้ การประมาณช่องสัญญาณด้วยลีสต์สแควร์อัลกอริทึมนี้จะประมาณช่องสัญญาณได้โดยใช้สัญลักษณ์นำช่วยเพียงแค่หนึ่งช่วงเวลาเท่านั้น แต่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการส่งสัญลักษณ์นำช่วยเพิ่มเข้าไปในแนวแกนเวลาเพื่อเพิ่มจำนวนผู้ใช้ในระบบให้สามารถรองรับได้มากขึ้นจากเดิม

การประมาณช่องสัญญาณประเภทใช้สัญลักษณ์นำช่วยในระบบสื่อสารแบบ MIMO MC-CDMA ด้วยลีสต์สแควร์อัลกอริทึมในกรณีที่จำนวนผู้ใช้ในระบบมีค่าไม่เกินตามข้อจำกัดที่ระบบสามารถรองรับได้ โดยระบบประกอบไปด้วยจำนวนผู้ใช้ในระบบ M คน และที่ภาครับมีสายอากาศจำนวน N สายอากาศ มีกระบวนการในการประมาณช่องสัญญาณดังนี้

ถ้าพิจารณาสัญญาณที่สายอากาศภาครับสายที่ j จะพบว่าประกอบไปด้วยผลรวมของสัญญาณที่ส่งมาจากผู้ใช้ทุกคนที่ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณที่แตกต่างกันดังสมการต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} \mathrm{r}_j[n,0] \\ \mathrm{r}_j[n,1] \\ \vdots \\ \mathrm{r}_j[n,K-1] \end{bmatrix} = \mathrm{S}[n] \begin{bmatrix} \mathrm{h}_{1j}[n] \\ \mathrm{h}_{2j}[n] \\ \vdots \\ \mathrm{h}_{Mj}[n] \end{bmatrix} \tag{3.1}$$

โดยที่ $\mathrm{r}_j[n,k]$ คือสัญญาณที่รับได้ในสายอากาศภาครับที่ j ที่ช่วงเวลา n ของคลื่นพาห์ย่อยที่ k และ $\mathrm{S}[n]$ เป็นเมตริกซ์ที่มีค่าเท่ากับ $\mathrm{S}[n] \in \{-1,0,1\}^{(K\times(MK))}$ ซึ่งประกอบไปด้วย

$$\mathrm{S}[n] = [diag(\mathrm{s}_1[n]) \quad diag(\mathrm{s}_2[n]) \quad \ldots \quad diag(\mathrm{s}_\mathrm{M}[n])] \tag{3.2}$$

โดยที่

$$diag(\mathrm{s}_i[n]) = \begin{bmatrix} b_i[n]c_i(0) & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & b_i[n]c_i(1) & \ldots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \ldots & b_i[n]c_i(K-1) \end{bmatrix} \tag{3.3}$$

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

เมื่อ $\mathrm{s}_i[n] \in \{-1,1\}^{K\times 1}$ เป็นเวกเตอร์ที่ได้จากการแผ่บิตข้อมูลของผู้ใช้คนที่ i ที่ช่วงเวลา n ซึ่งเขียนแทนด้วย $b_i[n]$ คูณกับรหัสแผ่ของผู้ใช้คนที่ i ที่คลื่นพาห์ย่อยที่ k โดยที่ $k = 0,1,\ldots,K-1$ เขียนแทนด้วย $c_i(k)$

เวกเตอร์ $\mathrm{h}_{1j}[n]$ ในสมการที่ (3.1) แทนค่าผลการตอบสนองทางความถี่ของช่องสัญญาณจากสายอากาศทางฝั่งส่งมายังสายอากาศทางฝั่งรับที่ j ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะทำการประมาณผลการตอบสนองของช่องสัญญาณนี้ในโดเมนเวลา เนื่องจากจำนวนตัวแปรที่จะต้องประมาณมีจำนวนไม่มากคือ มีค่าเท่ากับจำนวนวิถีของช่องสัญญาณพหุวิถี ซึ่งต่างจากการประมาณผลการตอบสนองของช่องสัญญาณทางความถี่ ที่มีตัวแปรที่จะต้องทำการประมาณเท่ากับจำนวนคลื่นพาห์ย่อย ดังนั้น จึงเขียนเวกเตอร์ $\mathrm{h}_{1j}[n]$ ในสมการที่ (3.1) ใหม่ได้เป็น

$$\begin{bmatrix} \mathrm{h}_{1j}[n] \\ \mathrm{h}_{2j}[n] \\ \vdots \\ \mathrm{h}_{\mathrm{M}j}[n] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathrm{D} & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & \mathrm{D} & \ldots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \ldots & \mathrm{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathrm{h}}_{1j}[n] \\ \hat{\mathrm{h}}_{2j}[n] \\ \vdots \\ \hat{\mathrm{h}}_{\mathrm{M}j}[n] \end{bmatrix} \tag{3.4}$$

เมื่อเวกเตอร์ $\hat{\mathrm{h}}_{1j}[n]$ เป็นผลการตอบสนองทางเวลาที่ได้จากการประมาณช่องสัญญาณ

$$\begin{bmatrix} \mathrm{h}_{1j}[n] \\ \mathrm{h}_{2j}[n] \\ \vdots \\ \mathrm{h}_{\mathrm{M}j}[n] \end{bmatrix} = \mathrm{Q} \begin{bmatrix} \hat{\mathrm{h}}_{1j}[n] \\ \hat{\mathrm{h}}_{2j}[n] \\ \vdots \\ \hat{\mathrm{h}}_{\mathrm{M}j}[n] \end{bmatrix} \tag{3.5}$$

โดยที่ $\mathrm{Q} \in \mathbb{C}^{(\mathrm{MK})\times(\mathrm{ML})}$ กำหนดให้เท่ากับ

$$\mathrm{Q} = \begin{bmatrix} \mathrm{D} & \underline{0} & \ldots & \underline{0} \\ \underline{0} & \mathrm{D} & \ldots & \underline{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{0} & \underline{0} & \ldots & \mathrm{D} \end{bmatrix} \tag{3.6}$$

เมื่อ D เป็นเมตริกซ์การแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่อง (Discrete Fourier Transform Matrix: DFT Matrix) และ $\underline{0}$ เป็นเมตริกซ์ศูนย์ ซึ่งทั้งสองเมตริกซ์มีขนาดเท่ากับ $K \times L$

$$D = \frac{1}{K}\begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & \frac{1}{W_K} & \cdots & \frac{1}{W_K^{L-1}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \frac{1}{W_K^{K-1}} & \cdots & \frac{1}{W^{(K-1)(L-1)}} \end{bmatrix} \tag{3.7}$$

เมื่อแทนสมการที่ (3.5) ลงในสมการที่ (3.1) จะได้ว่า

$$\begin{bmatrix} \hat{h}_{1j}[n] \\ \hat{h}_{2j}[n] \\ \vdots \\ \hat{h}_{Mj}[n] \end{bmatrix} = (X^H X)^{-1} X^H \begin{bmatrix} r_j[n,0] \\ r_j[n,1] \\ \vdots \\ r_j[n,K-1] \end{bmatrix} \tag{3.8}$$

$$\begin{bmatrix} \hat{h}_{11} \\ \hat{h}_{21} \\ \vdots \\ \hat{h}_{M1} \end{bmatrix} = (X^H X)^{-1} P_i[n] \tag{3.9}$$

เมื่อ

$$P_i[n] = X^H \begin{bmatrix} r_{j_1} \\ r_{j_2} \\ \vdots \\ r_{j_T} \end{bmatrix} \tag{3.10}$$

โดยสมาชิกแต่ละตัวของเมตริกซ์ $P_j[n]$ และ เมตริกซ์ X มีค่าเท่ากับ

$$p_i[n,l] = \sum_{k=0}^{K-1} r[n,k] t_j^*[n,k] W_K^{-kl} \tag{3.11}$$

$$x_{ij}[n,l] = \sum_{k=0}^{K-1} t_i[n,k] t_i^*[n,k] W_K^{-kl} \tag{3.12}$$

เมื่อ $(.)^H$ คือ การทำเมตริกซ์เฮอร์มิเทียน และ เมตริกซ์ $X = SQ$ มีขนาดเท่ากับ $K \times ML$

จากสมการที่ (3.8) พบว่า การประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมนี้ จะหาได้ก็ต่อเมื่อเราสามารถหาค่าเมตริกซ์การผกผันของ $(X^H X)$ ในสมการที่ (3.8) ได้ และการที่จะหาค่าเมตริกซ์ผกผันนี้ได้ก็ต่อเมื่อ X นี้มีค่าลำดับชั้น(Rank) ของเมตริกซ์เต็ม ซึ่งมีผลทำให้เกิดเงื่อนไขที่ว่า $K \geq ML$ จากเงื่อนไขนี้เป็นความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนสายอากาศที่

ภาคส่งหรือก็คือจำนวนผู้ใช้ในระบบกับจำนวนคลื่นพาห์ย่อยทั้งหมดในระบบกับจำนวนวิถีของช่องสัญญาณแบบพหุวิธี เราจึงสรุปได้ว่า

จำนวนผู้ใช้ในระบบที่สามารถรองรับได้ หาได้จากสมการต่อไปนี้

$$M < \left\lfloor \frac{K}{L} \right\rfloor \tag{3.13}$$

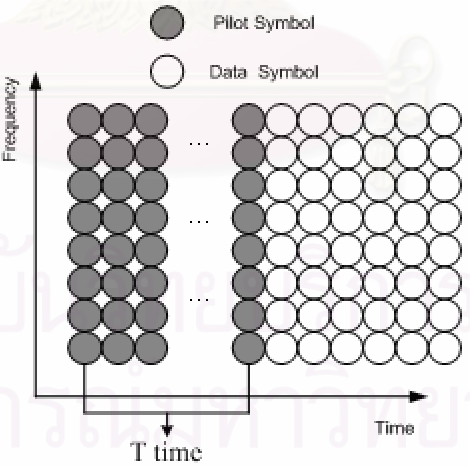
เมื่อ M คือ จำนวนสายอากาศทางภาคส่ง หรือ จำนวนผู้ใช้ในระบบ

K คือ จำนวนคลื่นพาห์ย่อยของระบบ

L คือ จำนวนวิถีของช่องสัญญาณพุวิถี โดยสามารถหาได้จากสมการที่ (2.17)

จากที่กล่าวมาข้างต้น แสดงให้เห็นถึงข้อจำกัดจำนวนผู้ใช้ในระบบ ว่าขึ้นอยู่กับจำนวนคลื่นพาห์ย่อยทั้งหมดกับจำนวนวิถีของช่องสัญญาณพหุวิถี การที่จะแก้ปัญหาเรื่องข้อจำกัดจำนวนผู้ใช้ในระบบนี้เอง วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้ออกแบบการส่งสัญลักษณ์นำช่วยสำหรับการประมาณช่องสัญญาณที่อาศัยลีสต์สแควร์อัลกอริทึมขึ้นมาใหม่ คือ ทำการส่งสัญลักษณ์นำช่วยเพิ่มขึ้นทางแนวแกนเวลา เพื่อนำมาใช้ในการประมาณช่องสัญญาณของผู้ใช้ที่มีจำนวนมากกว่าจำนวนผู้ใช้ของระบบที่สามารถรองรับได้แต่เดิม

การส่งสัญลักษณ์นำช่วยในการประมาณช่องสัญญาณในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ มีรูปแบบการส่งดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 การส่งสัญลักษณ์นำช่วยเพิ่มทางเวลาในวิทยานิพนธ์ฉบับ

ระบบที่พิจารณาเป็นระบบสื่อสารแบบ MIMO MC-CDMA ในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น (Uplink) ที่ประกอบด้วยสายอากาศภาคส่งจำนวน TM สาย และถือว่าจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ

จำนวนสายอากาศภาคส่ง ดังนั้น มีผู้ใช้ในระบบ TM คน และ สายอากาศภาครับจำนวน N สาย อยู่ที่สถานีฐาน กำหนดให้ บล็อกข้อมูลที่ n มีชุดข้อมูลที่มีค่าเป็นไบนารี $b_i[n]$ ของผู้ใช้คนที่ i จากนั้นทำการเข้ารหัสตามกรรมวิธีของ MC-CDMA ได้สัญญาณที่จะส่งออกจากสายอากาศที่ i เป็น $t_i[n,k]$ เมื่อ $k = 0,1,...,K$ แทนจำนวนคลื่นพาห์ย่อย โดยถ้าเป็นช่วงของชุดสัญลักษณ์นำช่วยจะไม่มีการเข้ารหัสตามกรรมวิธีของ MC-CDMA และที่สายอากาศภาครับจะทราบค่าสัญลักษณ์นำช่วยอยู่ก่อนแล้ว

จากสมการการประมาณช่องสัญญาณทางเวลาสามารถเขียนใหม่ โดยถือว่ามีการส่งสัญลักษณ์นำช่วยติดกัน T สัญลักษณ์ มีเงื่อนไขว่าช่องสัญญาณไม่มีการเปลี่ยนแปลงตลอดช่วงการประมาณช่องสัญญาณจากสัญลักษณ์นำช่วย และ กำหนดให้ $r_{j_1}[n,k]$ เป็นสัญญาณภาครับที่สายอากาศภาครับที่ j ที่บล็อกข้อมูลที่ n ที่คลื่นพาห์ย่อยที่ k ของสัญลักษณ์นำช่วยที่ช่วงเวลาต่าง ๆ กัน ดังนั้น สมการของสัญญาณสายอากาศภาครับที่ j จะเขียนใหม่ได้ดังนี้

สัญลักษณ์นำช่วยที่ช่วงเวลาที่ 1

$$r_{j_1}[n,k] = H_{1j}[n,k]t_{1_1}[n,k] + \ldots + H_{\mathrm{M}j}[n,k]t_{\mathrm{M}_1}[n,k] + w_{j_1}[n,k] \qquad (3.14)$$

สัญลักษณ์นำช่วยที่ช่วงเวลาที่ 2

$$r_{j_2}[n,k] = H_{1j}[n,k]t_{1_2}[n,k] + \ldots + H_{\mathrm{M}j}[n,k]t_{\mathrm{M}_2}[n,k] + w_{j_2}[n,k] \qquad (3.15)$$

•
•
•

สัญลักษณ์นำช่วยช่วงเวลาที่ T

$$r_{j_T}[n,k] = H_{1j}[n,k]t_{1_T}[n,k] + \ldots + H_{\mathrm{M}j}[n,k]t_{\mathrm{M}_T}[n,k] + w_{j_T}[n,k] \qquad (3.16)$$

จากชุดสมการข้างต้น สามารถประมาณช่องสัญญาณจากการส่งสัญลักษณ์ข้อมูลทั้งหมด T ช่วงเวลา ณ สายอากาศภาครับที่ j ได้ตามสมการต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} \mathrm{r}_{1_1}[n] \\ \mathrm{r}_{j_2}[n] \\ \vdots \\ \mathrm{r}_{j_T}[n] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} diag(t_{1_1}[n]) & diag(t_{2_1}[n]) & \ldots & diag(t_{M_1}[n]) \\ diag(t_{1_2}[n]) & diag(t_{2_2}[n]) & \ldots & diag(t_{\mathrm{M}_2}[n]) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ diag(t_{1_T}[n]) & diag(t_{2_T}[n]) & \ldots & diag(t_{\mathrm{M}_T}[n]) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathrm{H}_{11}[n] \\ \mathrm{H}_{2j}[n] \\ \vdots \\ \mathrm{H}_{\mathrm{M}j}[n] \end{bmatrix} \qquad (3.17)$$

เมื่อ

$$\mathrm{r}_{j_1}=\begin{bmatrix} r_{j_1}[n,0]-w_{j_1}[n,0] \\ r_{j_1}[n,1]-w_{j_1}[n,1] \\ \vdots \\ r_{j_1}[n,K-1]-w_{j_1}[n,K-1] \end{bmatrix} \tag{3.18}$$

$$diag(t_{i_1})=\begin{bmatrix} t_{i_1}[n,0] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & t_{i_1}[n,1] & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & t_{i_1}[n,K-1] \end{bmatrix} \tag{3.19}$$

จากสมการที่ (3.17) กำหนดให้

$$\mathrm{H}_{ij}=\begin{bmatrix} H_{ij}[n,0] \\ H_{ij}[n,1] \\ \vdots \\ H_{ij}[n,K-1] \end{bmatrix}=\left[F_{KxL}\right]\begin{bmatrix} h_{ij}[n,0] \\ h_{ij}[n,1] \\ \vdots \\ h_{ij}[n,L-1] \end{bmatrix}=\left[F_{KxL}\right][\mathrm{h}_{ij}] \tag{3.20}$$

$$\begin{bmatrix} \mathrm{H}_{11} \\ \mathrm{H}_{21} \\ \vdots \\ \mathrm{H}_{M1} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} F_{K\times L} & \underline{0} & \underline{0} & \underline{0} \\ \underline{0} & F_{K\times L} & \underline{0} & \underline{0} \\ \underline{0} & \underline{0} & F_{K\times L} & \underline{0} \\ \underline{0} & \underline{0} & \underline{0} & F_{K\times L} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \mathrm{h}_{11} \\ \mathrm{h}_{21} \\ \vdots \\ \mathrm{h}_{M1} \end{bmatrix} \tag{3.21}$$

เมื่อ $[F_{KxL}]$ เป็นเมตริกซ์การแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่อง (Discrete Fourier Transform Matrix: DFT Matrix) และ $\underline{0}$ เป็นเมตริกซ์ศูนย์ ซึ่งทั้งสองเมตริกซ์มีขนาดเท่ากับ $K\times L$ เมื่อ K คือ จำนวนคลื่นพาห์ย่อยทั้งหมด และ L คือ จำนวนวิถีของช่องสัญญาณพหุวิถี และ $h[n,l]$ คือ ผลตอบสนองทางเวลาของช่องสัญญาณ

แทนสมการที่ (3.21) ในสมการที่ (3.17) จะสามารถหา ผลตอบสนองทางเวลาของช่องสัญญาณได้ตามนี้

$$\begin{bmatrix} r_{j_1} \\ r_{j_2} \\ \vdots \\ r_{j_T} \end{bmatrix}=TW\begin{bmatrix} h_{1j} \\ h_{2j} \\ \vdots \\ h_{\mathrm{M}j} \end{bmatrix} \tag{3.22}$$

เมื่อ T และ W มีค่าตามลำดับดังนี้

$$T = \begin{bmatrix} diag(t_{1_1}) & diag(t_{2_1}) & \dots & diag(t_{M_1}) \\ diag(t_{1_2}) & diag(t_{2_2}) & \dots & diag(t_{M_2}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ diag(t_{1_T}) & diag(t_{2_T}) & \dots & diag(t_{M_T}) \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

$$W = \begin{bmatrix} F_{K\times L} & \underline{0} & \underline{0} & \underline{0} \\ \underline{0} & F_{K\times L} & \underline{0} & \underline{0} \\ \underline{0} & \underline{0} & F_{K\times L} & \underline{0} \\ \underline{0} & \underline{0} & \underline{0} & F_{K\times L} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

โดยที่ $T \in \{-1,1\}^{(TK)\times(MK)}$ และ $W \in \mathbb{C}^{(MK)\times(ML)}$

กำหนดให้ $\mathrm{X} = TW$ จะได้ว่าขนาดของ X มีค่าเท่ากับ $(TK)\times(ML)$ แทนลงในสมการที่ (3.22) จะสามารถหาผลตอบสนองทางเวลาของช่องสัญญาณได้เป็น

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathrm{h}}_{1j} \\ \hat{\mathrm{h}}_{2j} \\ \vdots \\ \hat{\mathrm{h}}_{\mathrm{M}j} \end{bmatrix} = (\mathrm{X}^{\mathrm{H}}\mathrm{X})^{-1}\,\mathrm{X}^{\mathrm{H}} \begin{bmatrix} \mathrm{r}_{j_1} \\ \mathrm{r}_{j_2} \\ \vdots \\ \mathrm{r}_{j_T} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathrm{h}}_{1j} \\ \hat{\mathrm{h}}_{2j} \\ \vdots \\ \hat{\mathrm{h}}_{\mathrm{M}j} \end{bmatrix} = (\mathrm{X}^{\mathrm{H}}\mathrm{X})^{-1}\mathrm{P}_i[n] \quad (3.26)$$

$$\mathrm{P}_i[n] = \mathrm{X}^{\mathrm{H}} \begin{bmatrix} \mathrm{r}_{j_1} \\ \mathrm{r}_{j_2} \\ \vdots \\ \mathrm{r}_{j_T} \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

เมื่อ

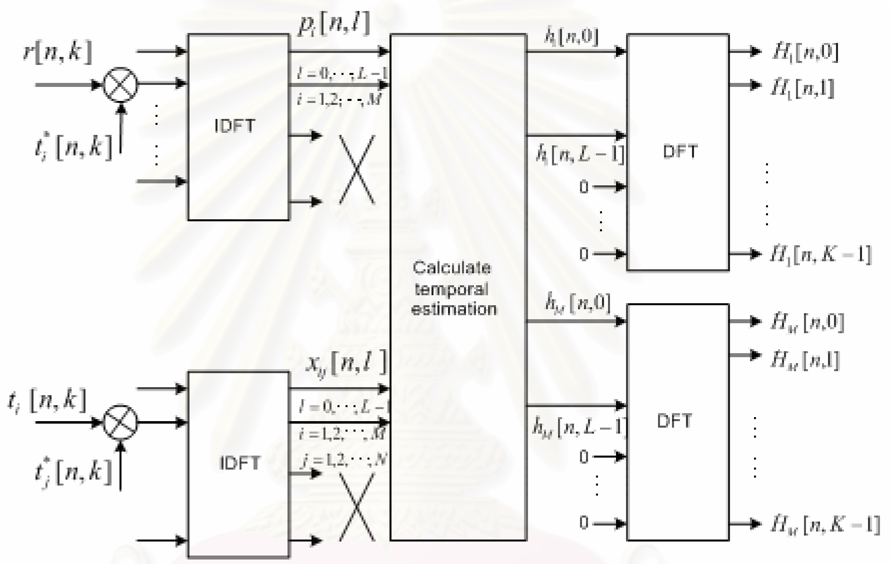
$$\hat{\mathrm{h}}_{ij}[n] = \left(\hat{h}_{ij}[n,0], \hat{h}_{ij}[n,1], \dots, \hat{h}_{ij}[n,L-1]\right) \quad (3.28)$$

โดยสมาชิกแต่ละตัวของเมตริกซ์ $\mathrm{P}_j[n]$ และ เมตริกซ์ X มีค่าตามลำดับเท่ากับ

$$p_i[n,l] = \sum_{k=0}^{TK-1} r[n,k] t_j^*[n,k] W_{TK}^{-kl} \quad (3.29)$$

$$x_{ij}[n,l] = \sum_{k=0}^{TK-1} t_i[n,k] t_i^*[n,k] W_{TK}^{-kl} \quad (3.30)$$

เมื่อ $(.)^H$ คือ การทำเมตริกซ์เฮอร์มิเทียน โดยสามารถเขียนขั้นตอนการประมาณค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณที่ภาครับของสายอากาศที่ j ได้ดังรูปที่ 3.3 ซึ่งเป็นการประมาณช่องสัญญาณในทางโดเมนเวลา (Temporal Estimation)



รูปที่ 3.3 ขั้นตอนการประมาณช่องสัญญาณแบบใช้สัญลักษณ์นำช่วย

จากสมการที่ (3.25) พบว่า การประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมที่มีการเพิ่มจำนวนสัญลักษณ์นำช่วย จะหาได้ก็ต่อเมื่อสามารถหาค่าเมตริกซ์การผกผันของ $(X^H X)$ ได้เช่นกัน และการที่จะหาค่าเมตริกซ์การผกผันนี้ได้ก็ต่อเมื่อ X นี้มีค่าลำดับชั้น (Rank) ของเมตริกซ์เต็ม ซึ่งมีผลทำให้เกิดเงื่อนไขที่ว่า $TK \geq ML$ จากเงื่อนไขนี้จะเห็นว่าระบบนี้สามารถรองรับจำนวนผู้ใช้ในระบบได้มากกว่าระบบเดิม T เท่าจึงสรุปได้ว่า

จำนวนผู้ใช้ในระบบที่สามารถรองรับได้ หาได้จากสมการต่อไปนี้ [29]

$$M < \left\lfloor \frac{TK}{L} \right\rfloor \quad (3.31)$$

เมื่อ M คือ จำนวนสายอากาศทางภาคส่ง หรือ จำนวนผู้ใช้ในระบบ

T คือ จำนวนสัญลักษณ์ที่ส่งติดกันตามแนวแกนเวลา

K คือ จำนวนคลื่นพาห์ย่อยของระบบ

L คือ จำนวนวิถีของช่องสัญญาณหพุวิถี

3.2 การออกแบบสัญลักษณ์นำช่วยให้เกิดความตั้งฉากกัน (Optimum Pilot-Symbol-Aid)

จากหัวข้อที่แล้ว เราได้นำเสนอการหาการประมาณช่องสัญญาณประเภทใช้สัญลักษณ์นำช่วยที่มีการเพิ่มจำนวนการส่งสัญลักษณ์นำช่วย เพื่อรองรับจำนวนผู้ใช้ในระบบให้มีจำนวนมากขึ้น การประมาณช่องสัญญาณโดยอาศัยลีสต์สแควร์อัลกอริทึมจะมีการหาเมตริกซ์ผกผันที่มีขนาดเท่ากับ $(ML)\times(ML)$ เมื่อ M คือ จำนวนผู้ใช้ในระบบ และ L คือ จำนวนวิถีของช่องสัญญาณพหุวิถี ดังนั้น ถ้าจำนวนผู้ใช้ในระบบมีมาก การทำเมตริกซ์ผกผันจะมีขนาดใหญ่ซึ่งทำให้ระบบมีความซับซ้อนมาก

จากสมการที่ (3.22) ถึง สมการที่ (3.24) จะพบว่า เมตริกซ์ X ประกอบไปด้วยส่วนที่เป็นสัญลักษณ์นำช่วย และเมตริกซ์การแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่อง ซึ่งสามารถแสดงสมาชิกของเมตริกซ์ $(\mathrm{X}^{\mathrm{H}}\mathrm{X})$ ได้ดังนี้

$$x_{ij}[n,l]=\sum_{k=0}^{TK-1} t_i[n,k]t_i^*[n,k]W_{TK}^{-kl} \tag{3.32}$$

$$(\mathrm{X}^{\mathrm{H}}\mathrm{X})=\begin{bmatrix} \overline{\mathrm{x}}_{11} & \overline{\mathrm{x}}_{21} & \cdots & \overline{\mathrm{x}}_{\mathrm{M1}} \\ \overline{\mathrm{x}}_{12} & \overline{\mathrm{x}}_{22} & \cdots & \overline{\mathrm{x}}_{\mathrm{M2}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \overline{\mathrm{x}}_{\mathrm{1N}} & \overline{\mathrm{x}}_{\mathrm{2N}} & \cdots & \overline{\mathrm{x}}_{\mathrm{MN}} \end{bmatrix} \tag{3.33}$$

$$\overline{\mathrm{x}}_{ij}[n]=\left(x_{ij}[n,l_1-l_2]\right)_{l_1,l_2=0}^{L-1} \tag{3.34}$$

การลดความซับซ้อนที่เกิดจากการหาค่าเมตริกซ์ผกผัน ทำได้โดยออกแบบสัญลักษณ์นำช่วยที่ทำให้เมตริกซ์ $(\mathrm{X}^{\mathrm{H}}\mathrm{X})$ เป็นเมตริกซ์ที่มีค่าเฉพาะในแนวทแยงมุมของเมตริกซ์ (Diagonal matrix)

จากงานวิจัยที่ผ่านมา [13] ได้มีการนำเสนอการออกแบบสัญลักษณ์นำช่วยสำหรับระบบสื่อสารแบบ MIMO OFDM ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำมาประยุกต์ใช้กับการ

ประมาณช่องสัญญาณในระบบ MIMO MC-CDMA ที่มีการเพิ่มจำนวนสัญลักษณ์นำช่วยเพื่อรองรับจำนวนผู้ใช้ในระบบ

ระบบที่พิจารณาต้องอยู่ภายใต้เงื่อนไขที่ว่าจะต้องมีการมอดูเลตที่ค่าขนาดของสัญลักษณ์นำช่วยในช่วงเวลาที่ n มีค่าคงที่ $|t_i[n,k]|=1$ การมอดูเลตที่เป็นไปตามเงื่อนไขนี้ เช่น การมอดูเลตแบบ QAM หรือ การมอดูเลตแบบ PSK จากเงื่อนไขที่กล่าวมาแล้ว จากสมการที่ (3.32) สมาชิกของเมตริกซ์ $(\mathrm{X}^{\mathrm{H}}\mathrm{X})$ แยกพิจารณาได้เป็น 2 ส่วนคือ

1. เมื่อ $i=j$ จะได้ว่า

$$x_{ii}[n,l]=TK\delta[l] \tag{3.35}$$

สำหรับทุกช่วงเวลา n และ $\delta[l]$ แทนฟังก์ชันผลตอบสนองหนึ่งหน่วย (Unit Impulse Response) ดังนั้น เมตริกซ์ $\overline{\mathrm{x}}_{ii}[n]=TK\,\mathrm{I}$ เมื่อ I เป็นเมตริกซ์เอกลักษณ์ที่มีขนาดเท่ากับ $L\times L$

2. เมื่อ $i\neq j$

$$x_{ij}[n,l]=0*\delta[l] \tag{3.36}$$

จากสมการที่ (3.33) เมตริกซ์ $(\mathrm{X}^{\mathrm{H}}\mathrm{X})$ จะเป็นเมตริกซ์แนวทแยงได้ก็ต่อเมื่อพจน์ $\overline{\mathrm{x}}_{ij}[n]=0$ ดังนั้น จะต้องออกแบบสัญลักษณ์นำช่วยให้มีเอกลักษณ์ความตั้งฉากกัน

จากที่กล่าวมาแล้ว การให้สัญลักษณ์นำช่วยมีเอกลักษณ์ความตั้งฉากกันได้นั้นจะสามารถหาค่าได้ตามสมการต่อไปนี้ [30]

$$t_i[n,k]=t_1[n,k]W_{TK}^{-\overline{L}_0(i-1)k} \tag{3.37}$$

สำหรับค่า $i=2,3,\ldots,TM$ และค่า $\overline{L}_0=\lfloor TK/M\rfloor\geq L$ โดยสัญลักษณ์นำช่วยที่สร้างขึ้นจะทำการสร้างให้มีความยาวเท่ากับ TK คลื่นพาห์ย่อย ต่างจากงานวิจัยที่ผ่านมาที่มีการออกแบบสัญลักษณ์นำช่วยให้มีความตั้งฉากกันยาวเท่ากับ K คลื่นพาห์ย่อยเท่านั้น เมื่อถึงช่วงเวลาส่งจะทำการแยกสัญลักษณ์นำช่วยเหล่านี้ออกเป็น K คลื่นพาห์ย่อย ส่งติดต่อกันทั้งหมด T ช่วงเวลา

ผลที่ได้จากการออกแบบสัญลักษณ์นำช่วยคือ เมตริกซ์ผกผัน $(\mathrm{X}^{\mathrm{H}}\mathrm{X})$ กลายเป็นเมตริกซ์แนวทแยงมุมที่มีค่าเฉพาะในแนวทแยงมุม และมีค่าเท่ากับ TK ดังนั้น จากสมการที่ (3.25) จะสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\begin{bmatrix}\hat{\mathrm{h}}_{1j}\\ \hat{\mathrm{h}}_{2j}\\ \vdots\\ \hat{\mathrm{h}}_{\mathrm{M}j}\end{bmatrix}=\left(\frac{1}{TK}\right)\mathrm{X}^{\mathrm{H}}\begin{bmatrix}\mathrm{r}_{j_1}\\ \mathrm{r}_{j_2}\\ \vdots\\ \mathrm{r}_{j_T}\end{bmatrix} \tag{3.38}$$

ซึ่งทำให้ขั้นตอนการหาเมตริกซ์ผกผันหายและไปลดความซับซ้อนของระบบลง

3.3 การปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล

จากหัวข้อที่แล้ว เป็นการประมาณคุณลักษณะของช่องสัญญาณในช่วงสัญลักษณ์นำช่วย เพื่อนำมาใช้ในการตัดสินสัญลักษณ์ข้อมูลที่ส่งตามสัญลักษณ์นำช่วยมา ซึ่งการจัดวางสัญลักษณ์นำช่วยในแนวแกนทางเวลาตามรูปที่ 2.17 (ก) จะเห็นว่ามีการส่งสัญลักษณ์ข้อมูลตามหลังสัญลักษณ์นำช่วยหลายสัญลักษณ์ข้อมูลติดต่อกัน ดังนั้น ค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณที่ประมาณได้จากส่วนที่เป็นสัญลักษณ์นำช่วยในส่วนต้นของเฟรมข้อมูลถูกนำมาใช้เป็นค่าคุณลักษณะโดยประมาณของช่องสัญญาณตลอดช่วงของสัญลักษณ์ข้อมูลจึงมีความไม่เหมาะสม เนื่องจากค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณจริงจะมีการเปลี่ยนแปลงไปจากคุณลักษณะช่องสัญญาณที่ประมาณได้จากต้นเฟรมข้อมูลเป็นอย่างมาก เนื่องจากผ่านช่วงของสัญลักษณ์ข้อมูลซึ่งมีระยะยาวมากเมื่อเทียบกับส่วนของสัญลักษณ์นำช่วย ดังนั้น ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงกระบวนการในการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนที่เป็นสัญลักษณ์ข้อมูลเพื่อให้มีคุณลักษณะใกล้เคียงกับช่องสัญญาณจริงมากยิ่งขึ้น ซึ่งจะส่งผลให้ประสิทธิภาพในการประมาณช่องสัญญาณมีค่าสูงยิ่งขึ้น โดยกระบวนการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ มีทั้งหมด 5 วิธี ได้แก่

- ไม่มีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล (Channel Constant) [31]

- การปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการเฉลี่ย (Channel Average) [31]

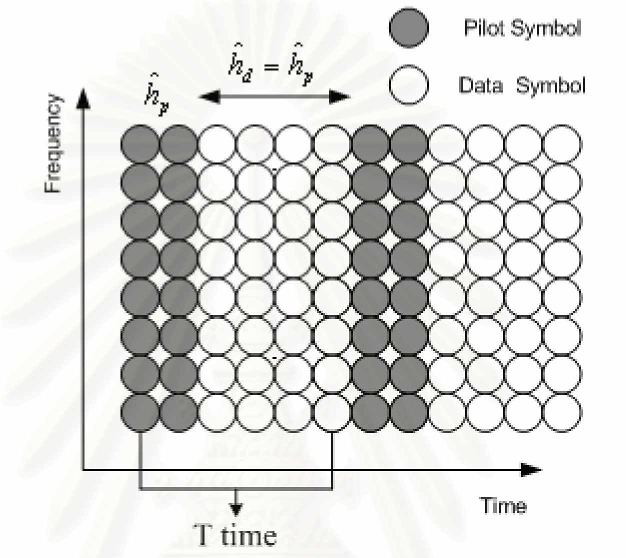
- การปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจ (Decision Direct) [31]

- การปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจอย่างง่าย (Simplified Decision Direct) [15]

- กรณีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณโดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจแบบอย่างง่ายที่อาศัยค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณ (Exponential Weighted Decision Direct Tracking)

3.3.1 ไม่มีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล (Channel Constant)

กรณีที่ไม่มีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล จะนำค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณที่ประมาณได้จากส่วนต้นของเฟรมข้อมูลที่สนใจ แล้วนำมาใช้ตลอดช่วงของสัญลักษณ์ข้อมูลที่ตามมา ดังแสดงในรูปที่ 3.4

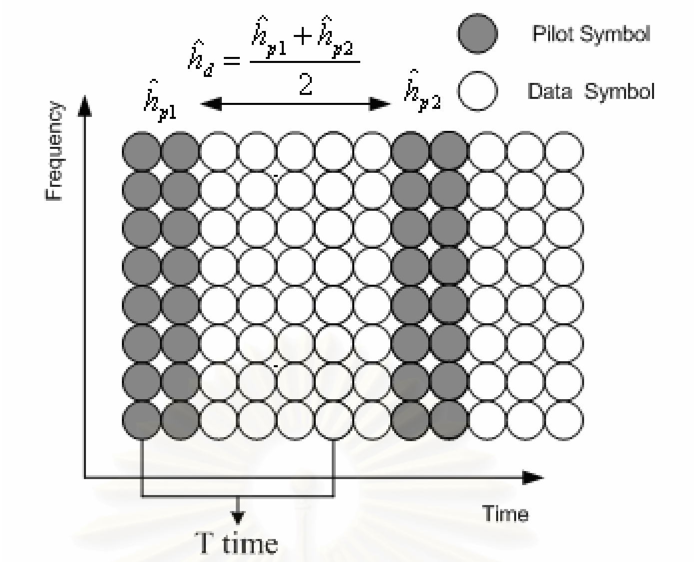


รูปที่ 3.4 กรณีไม่มีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล

กรณีที่ไม่มีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล มีข้อดีที่ความซับซ้อนต่ำ แต่ข้อเสียคือ ถ้าช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาเร็ว ที่ช่วงท้ายของสัญลักษณ์ข้อมูลค่าช่องสัญญาณที่ประมาณได้จากสัญลักษณ์นำช่วยจะมีค่าแตกต่างจากช่องสัญญาณจริงมาก ทำให้เกิดความผิดพลาดในการตัดสินบิตสูง

3.3.2 การปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการเฉลี่ย (Average)

กระบวนการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณ ในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการเฉลี่ยนั้น จะกระทำโดยการนำค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณที่ประมาณได้จากส่วนต้นของเฟรมข้อมูลที่สนใจ และค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณที่ประมาณได้จากส่วนต้นของเฟรมข้อมูลถัดไปมาเฉลี่ยกันโดยจะทำการเฉลี่ยกันในแต่ละคลื่นพาห์ย่อย แล้วจึงใช้ค่าที่ได้เป็นค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลในเฟรมที่สนใจ ดังแสดงในรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 การปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล โดยวิธีการเฉลี่ย

โดยค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยภายในส่วนที่เป็นสัญลักษณ์ข้อมูลของกระบวนการการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการประมาณค่าในช่วงแบบเฉลี่ย สามารถแสดงได้ ดังนี้

$$\hat{h}_d = \frac{\left(\hat{h}_{p1} + \hat{h}_{p2}\right)}{2} \tag{3.39}$$

โดย $\hat{h}_d$ คือ ค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณโดยประมาณ ณ ตำแหน่งสัญลักษณ์ที่ i ของสัญลักษณ์ข้อมูล

$\hat{h}_{p1}$ คือ ค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณที่ประมาณได้จากส่วนต้นของเฟรมข้อมูลที่สนใจ

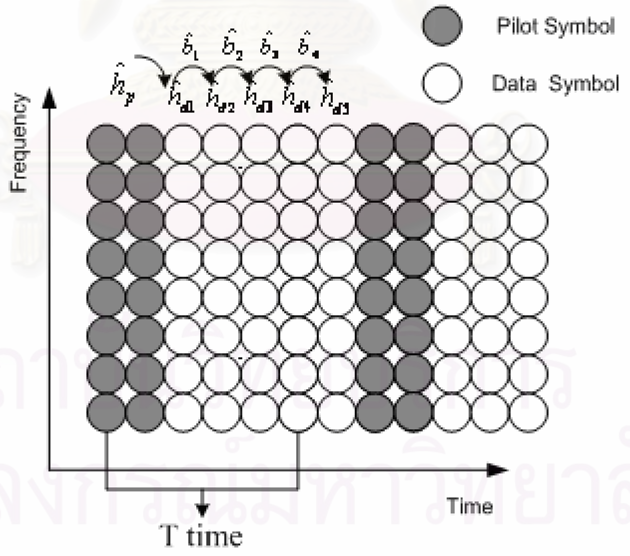
$\hat{h}_{p2}$ คือ ค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณที่ประมาณได้จากส่วนต้นของเฟรมข้อมูลถัดไป

การเฉลี่ยค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยอาศัยค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนต้นของเฟรมข้อมูลที่สนใจ และส่วนต้นของเฟรมข้อมูลถัดไปนี้นั้น จะส่งผลให้ค่าความผิดพลาดของคุณลักษณะช่องสัญญาณที่ประมาณได้ในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลมีค่าลดลง ทำให้ประสิทธิภาพของระบบมีค่าสูงยิ่งขึ้น ในขณะที่ค่าความซับซ้อนของระบบเพิ่มขึ้นเพียงเล็กน้อยเท่านั้น อนึ่งจะสังเกตเห็นได้ว่าการเฉลี่ยค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการเฉลี่ยนั้น มีความจำเป็นที่จะต้องทำการประมาณคุณลักษณะของช่องสัญญาณในเฟรมข้อมูลถัดไปก่อนเพื่อที่จะใช้ในการประมาณคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลในเฟรมปัจจุบัน ดังนั้นจึงทำให้เกิดการ

ประวิงเวลาขึ้นในขั้นตอนการประมาณ และยังต้องการบัฟเฟอร์สำหรับเก็บค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณเพิ่มขึ้นอีกด้วย

3.3.3 การปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจ (Decision Direct)

การปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล โดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจนั้นจะอาศัยหลักการคือ ภายในส่วนต้นของเฟรมข้อมูล ค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณจะถูกประมาณโดยอาศัยสัญลักษณ์นำช่วย จากนั้นเมื่อถึงส่วนปลายของเฟรมข้อมูลซึ่งเป็นส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล ระบบจะใช้ค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณที่ประมาณได้โดยสัญลักษณ์นำช่วยในส่วนต้นของเฟรมข้อมูลเป็นค่าตั้งต้น และจะใช้ค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณนี้ในการปรับแก้ค่าสัญญาณที่รับได้ จากนั้นระบบจะทำการตัดสินสัญลักษณ์ข้อมูลตามปกติ จากนั้นจะนำค่าสัญลักษณ์ข้อมูลที่ได้จากการตัดสินมาคูณกลับด้วยรหัสแผ่ของผู้ใช้ แล้วจึงนำสัญญาณที่ได้ไปใช้สำหรับคำนวณหาค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในสัญลักษณ์ต่อไป และกระทำเช่นนี้ไปเรื่อย ๆ จนหมดเฟรมข้อมูล ดังแสดงในรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 รูปแบบเฟรมข้อมูลของการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจ

การปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล โดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจนั้นจะมีความสามารถในการติดตามการเปลี่ยนแปลงของ

ช่องสัญญาณได้เป็นอย่างดี เมื่อเปรียบเทียบกับการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการเฉลี่ย และการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการประมาณค่าในช่วงแบบเชิงเส้น เนื่องมาจากค่าผลตอบสนองของช่องสัญญาณจะถูกคำนวณขึ้นใหม่ทุก ๆ สัญลักษณ์ภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยอาศัยค่าผลตอบสนองของช่องสัญญาณที่คำนวณได้ของสัญลักษณ์ข้อมูลก่อนหน้า ต่างจากกระบวนการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณภายในส่วนสัญลักษณ์ข้อมูลประเภทอื่น ซึ่งการประมาณค่าผลตอบสนองของช่องสัญญาณจะเกิดขึ้นเฉพาะส่วนที่เป็นสัญลักษณ์นำช่วยเท่านั้น อนึ่งจะพบว่าการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล โดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจนั้น จะมีค่าความซับซ้อนในการคำนวณสูง เมื่อเทียบกับการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการอื่น ๆ อีกทั้งการที่ค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณที่ทำการประมาณ ขึ้นอยู่กับค่าความถูกต้องในการตัดสินสัญลักษณ์ข้อมูลในสัญลักษณ์ก่อนหน้าจึงอาจส่งผลให้เกิดค่าความผิดพลาดสะสม (Propagation Error) ขึ้นในระบบ ในกรณีที่มีการตัดสินสัญลักษณ์ข้อมูลผิดพลาด ซึ่งอาจก่อให้เกิดการลู่ออกของระบบขึ้นได้

3.3.4 **การปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจอย่างง่าย** (Simplified Decision Direct)

การปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล โดยวิธีการชี้นำอย่างง่ายนี้มีหลักการเหมือนกับการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการชี้นำทั่วไป ต่างกันที่การปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล โดยวิธีการชี้นำทั่วไปจะมีขั้นตอนการหาค่าเมตริกซ์ผกผัน เป็นสาเหตุให้ความซับซ้อนในระบบสูง ดังนั้น การปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล โดยวิธีการชี้นำอย่างง่ายนี้ [13] จะอาศัยค่าช่องสัญญาณของค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณจากบิตก่อนหน้ามาคูณกับบิตที่ตัดสินได้ ค่าที่เหลือจะเป็นค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณปัจจุบัน ซึ่งวิธีการหาดังกล่าวสามารถเขียนเป็นขั้นตอนการหาได้ดังนี้

ช่วงเวลาที่สัญลักษณ์นำช่วยมาถึงที่ภาครับ จะสามารถหาค่าในการประมาณช่องสัญญาณได้ตามสมการต่อไปนี้

$$
\begin{aligned}
& p_i[n,l] = \mathrm{IFFT}\left\{ r[n,k] t_i^*[n,k] \right\} \\
& \mathrm{p}_i[n] = \left(p_i[n,0], \cdots, p_i[n,K-1] \right)^T \\
& x_{12}[n,l] = \mathrm{IFFT}\left\{ t_1[n,k] t_2^*[n,k] \right\} \\
& \mathrm{X}_{12}[n] = \left(n, i-j \right)_{i,j=1}^{TK}
\end{aligned} \tag{3.40}
$$

นำค่าต่าง ๆ มาหาค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณตามสมการต่อไปนี้

$$
\mathrm{h}_1[n] = \begin{cases} \dfrac{1}{TK} \mathrm{p}_1[n]; n = 1 \\ \dfrac{1}{TK} \left(\mathrm{p}_1[n] - \mathrm{X}_{21}[n] \hat{\mathrm{h}}_2[n-1] \right); n \geq 2 \end{cases} \tag{3.41}
$$

$$
\mathrm{h}_2[n] = \begin{cases} \dfrac{1}{TK} \mathrm{p}_2[n]; n = 1 \\ \dfrac{1}{TK} \left(\mathrm{p}_2[n] - \mathrm{X}_{12}[n] \hat{\mathrm{h}}_1[n-1] \right); n \geq 2 \end{cases} \tag{3.42}
$$

เมื่อ $t_i[n,k]$ คือ สัญญาณที่ส่งออกจากสายอากาศภาคส่งที่ i ที่ช่วงเวลา n ของคลื่นพาห์ย่อยที่ k

$\mathrm{r}_j[n,k]$ คือ สัญญาณที่รับได้ในสายอากาศภาครับที่ j ที่ช่วงเวลา n ของคลื่นพาห์ย่อยที่ k

$k = 0,1,...,TK$ คือ จำนวนคลื่นพาห์ย่อย

3.3.5 การปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจอย่างง่ายที่อาศัยค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณ (Exponential Weighted Decision Direct Tracking)

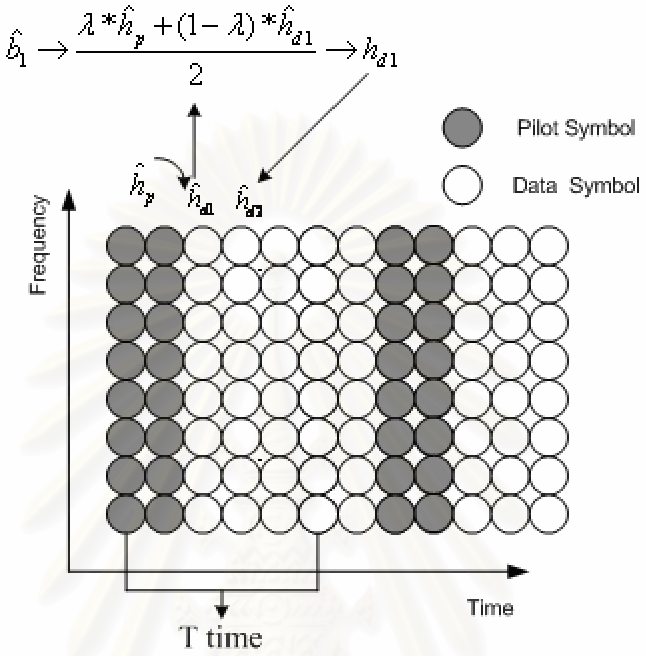
การปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลที่ผ่านมา โดยเฉพาะการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจจะมีข้อเสียเรื่องค่าความผิดพลาดสะสม ซึ่งค่านี้จะมีค่ามากในกรณีที่ประมาณช่องสัญญาณโดยอาศัยลีสต์สแควร์อัลกอริทึม ซึ่งเป็นอัลกอริทึมที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ ดังนั้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้ทำการออกแบบการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลใหม่ โดยประยุกต์การปรับปรุงค่าคุณลักษณะ

ช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลแบบเฉลี่ยเข้ากับการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจ

ขั้นตอนการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลวิธีนี้ เริ่มจากทำการประมาณช่องสัญญาณจากสัญลักษณ์นำช่วยที่ส่งมาโดยอาศัยลีสต์สแควร์อัลกอริทึม นำค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณที่ได้ไปตัดสินบิตของสัญลักษณ์ข้อมูลที่ตามมาเหมือนวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจ เมื่อตัดสินบิตได้แล้ว นำบิตที่ตัดสินได้นั้นไปทำการประมาณช่องสัญญาณต่อไป จะได้ค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณใหม่มา ถ้าเป็นการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจเดิม จะนำค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณใหม่นี้ไปใช้งานในการตัดสินบิตข้อมูลต่อไป แต่สำหรับการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลแบบใหม่นี้ จะทำการคูณช่องสัญญาณที่ประมาณได้จากสัญลักษณ์นำช่วยด้วยค่า ๆ หนึ่ง เรียกว่า ค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณ (Weighted Decision Direct Tracking: λ) ซึ่งมีค่าตั้งแต่ 0 – 1 และนำค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณที่ได้จากสัญลักษณ์ข้อมูลมาคูณด้วย $(1-\lambda)$ นำค่าผลคูณที่ได้มาเฉลี่ย จะได้ค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณใหม่ที่ประกอบด้วยค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณช่องสัญญาณจากสัญลักษณ์นำช่วย และ ค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณช่วงสัญลักษณ์ข้อมูล ข้อดีของวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลวิธีนี้ก็คือ ลดค่าความผิดพลาดสะสมในช่วงสัญลักษณ์ข้อมูลไปได้ และยังคงติดตามการเปลี่ยนแปลงช่องสัญญาณได้อีกด้วย

ค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณ (Weighted Decision Direct Tracking: λ) จะมีค่ามากหรือน้อยขึ้นกับการให้ความสำคัญกับค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณช่องสัญญาณจากสัญลักษณ์นำช่วย ถ้าช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณไม่มาก ค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณควรจะมีค่ามาก คือ ให้ความสำคัญกับค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณช่องสัญญาณจากสัญลักษณ์นำช่วยมาก เพราะช่องสัญญาณใหม่ที่เปลี่ยนไปยังคงมีค่าใกล้เคียงกับช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณช่องสัญญาณจากสัญลักษณ์นำช่วยอยู่ แต่ถ้าช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงช่องสัญญาณอย่างรวดเร็ว ค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณควรมีค่าน้อยคือให้ความสำคัญกับค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณช่องสัญญาณจากสัญลักษณ์นำช่วยต่ำ เพราะค่าช่องสัญญาณที่ได้มาใหม่มีความแตกต่างจากของเดิมมาก ควรให้

ความสำคัญกับค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณใหม่มากกว่า ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้มีการทดสอบค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณในสภาวะแวดล้อมต่าง ๆ กัน เพื่อดูแนวโน้มของค่าที่เหมาะสมต่อการใช้งานต่อไป



รูปที่ 3.7 รูปแบบเฟรมข้อมูลของการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจอย่างง่ายที่อาศัยค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณ

โดยค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยภายในส่วนที่เป็นสัญลักษณ์ข้อมูลของกระบวนการการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจอย่างง่ายที่อาศัยค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณสามารถแสดงได้ ดังนี้

$$h_{di} = \frac{\left(\lambda * \hat{h}_{p1} + (1-\lambda) * \hat{h}_{di}\right)}{2} \quad (3.43)$$

โดย $\hat{h}_{di}$ คือ ค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณโดยประมาณ ณ ตำแหน่งสัญลักษณ์ที่ i ของสัญลักษณ์ข้อมูล

$\hat{h}_{p1}$ คือ ค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณที่ประมาณได้จากส่วนต้นของเฟรมข้อมูลที่สนใจ

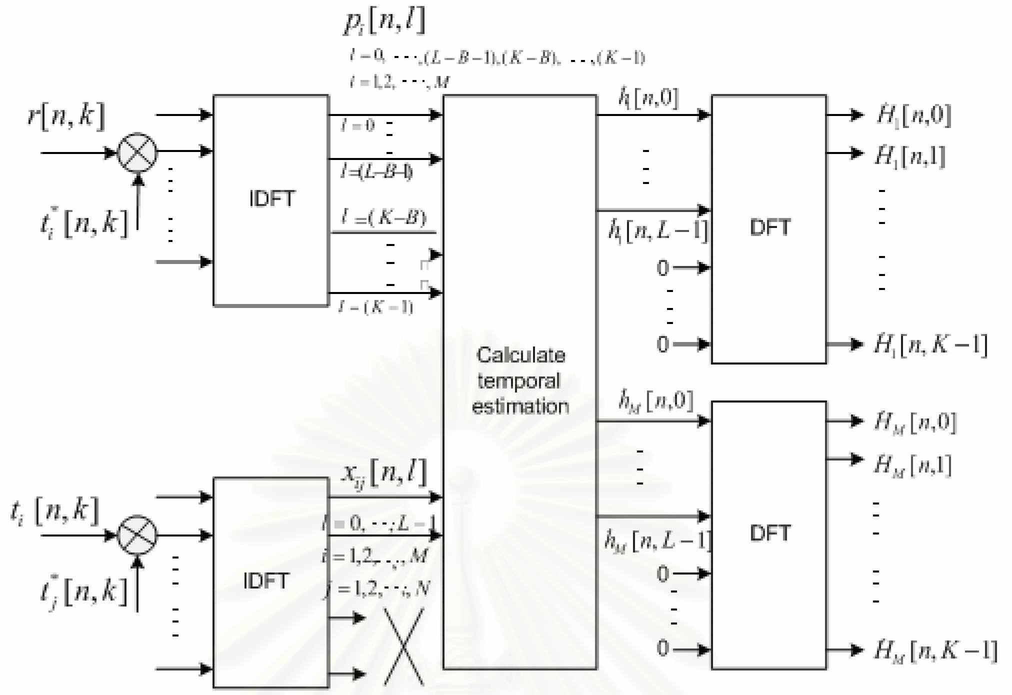
h_{di} คือ ค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณโดยประมาณ ณ ตำแหน่งสัญลักษณ์ที่ i ของสัญลักษณ์ข้อมูล ที่เกิดจากการปรับปรุงตามสมการที่ (3.43) ที่เกิดจากค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณที่ประมาณได้จากสัญลักษณ์นำช่วยกับค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณโดยประมาณ ณ ตำแหน่งสัญลักษณ์ที่ i ของสัญลักษณ์ข้อมูล ก่อนทำการปรับปรุง

λ คือ ค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณ

การเลือกค่าในกรณีนี้ λ จะมีค่าใกล้เคียงกับ 1 เนื่องจาก ต้องการให้ความสำคัญกับค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณช่องสัญญาณจากสัญลักษณ์นำช่วยมากกว่าค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณที่ได้มาจากช่วงสัญลักษณ์ข้อมูล เพราะค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณที่ประมาณได้จากสัญลักษณ์นำช่วยมีความถูกต้องมากกว่าค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณที่ได้มาจากช่วงสัญลักษณ์ข้อมูล ถึงแม้ความซับซ้อนของระบบเมื่อใช้การปรับปรุงการประมาณค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณวิธีนี้จะสูงกว่าวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลวิธีอื่น แต่จากผลการทดลองพบว่าค่าอัตราความผิดพลาดบิตมีค่าต่ำกว่าวิธีอื่น ๆ

3.4 การปรับปรุงระบบพิจารณากำลังส่วนท้ายของแบบจำลองช่องสัญญาณพหุวิถี

จากที่กล่าวไปแล้วว่า ค่าประวิงเวลาของแต่ละวิถีในช่องสัญญาณพหุวิถีเป็นไปได้ทั้งค่าทีเป็นจำนวนเต็มและไม่เป็นจำนวนเต็ม ซึ่งในกรณีที่ค่าประวิงเวลาที่เป็นจำนวนเต็มนั้น การใช้แบบจำลอง Tapped-Delay-Line ที่คิดเฉพาะ L วิถีแรกที่มาถึง จะสามารถนำมาใช้พิจารณาแทนช่องสัญญาณจริง ๆ ได้ แต่ในกรณีที่ค่าประวิงเวลามีค่าไม่เป็นจำนวนจริง เมื่อทำการแปลงเป็นแบบจำลอง Tapped-Delay-Line จะพบว่า รูปแบบจำลองแบบ Tapped-Delay-Line มีลักษณะไม่เหมือนช่องสัญญาณพหุวิถีเดิม เนื่องมาจากการที่ค่าประวิงเวลามีค่าไม่เป็นจำนวนเต็ม ทำให้เกิดการรั่วของพลังงานไปอยู่ในส่วนวิถีหลัง ทำให้จากเดิมที่จะมีเฉพาะวิถีต้น ๆ เท่านั้นที่กำลังของวิถีมีค่าสูง กลายเป็นวิถีหลัง ๆ มีค่ากำลังสูงด้วย ด้วยเหตุนี้ ถ้าทำให้การประมาณช่องสัญญาณทางเวลาแล้วเลือกประมาณเฉพาะ L วิถีแรก จะทำให้ค่าช่องสัญญาณที่ประมาณได้มีความผิดพลาดไปจากช่องสัญญาณจริง ในหัวข้อนี้จึงสนใจกำลังในส่วนท้ายของแบบจำลองด้วย ซึ่งสามารถเขียน ขั้นตอนการประมาณช่องสัญญาณ ได้เป็นดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 ขั้นตอนการประมาณช่องสัญญาณ โดยคิดวิถีส่วนท้ายของแบบจำลองช่องสัญญาณพหุวิถี

จากสมการที่ (3.25) จะพบว่า พจน์ของเวกเตอร์ $\hat{\mathrm{h}}_{ij}[n]$ จะมีค่าเท่ากับ

$$\hat{\mathrm{h}}_{ij}[n] = \left(\hat{h}_{ij}[n,0], \hat{h}_{ij}[n,1], \hat{h}_{ij}[L-B-1], \ldots, \hat{h}_{ij}[n,K-B], \ldots, \hat{h}_{ij}[n,K-1]\right) \quad (3.44)$$

ซึ่งประกอบไปด้วยวิถีของช่องสัญญาณส่วนหน้า B วิถี จากวิถีที่ 0 ถึงวิถีที่ $(B-1)$ และส่วนหลังอีก B วิถี จากวิถีที่ $(K-B)$ ถึงวิถีที่ $(K-1)$ ซึ่งการคิดทั้งส่วนหน้าและส่วนหลังของวิถีของช่องสัญญาณนี้จะทำให้การประมาณคุณลักษณะของช่องสัญญาณมีความถูกต้องมากขึ้นจากวิธีเดิม

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 4

ผลการวิจัย

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงผลการทดสอบ และวิจารณ์สมรรถนะของระบบ MIMO MC-CDMA ในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น ที่มีการประยุกต์ใช้งานการประมาณช่องสัญญาณ โดยใช้สัญลักษณ์นำช่วยประมาณ พร้อมทั้งการประมาณช่องสัญญาณที่มีการเพิ่มจำนวนสัญลักษณ์นำช่วยเพื่อเพิ่มจำนวนผู้ใช้ในระบบให้มากขึ้นตามที่ได้นำเสนอ เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ โดยเนื้อหาในบทนี้จะแบ่งออกเป็น 3 หัวข้อ คือ ในหัวข้อที่หนึ่งจะกล่าวถึงค่าพารามิเตอร์ และสมมติฐานต่าง ๆ ที่ใช้ในการจำลองระบบ หัวข้อที่สองจะกล่าวถึงสมรรถนะของระบบ MIMO MC-CDMA ขาขึ้น ที่มีการประยุกต์ใช้งานการประมาณช่องสัญญาณ โดยการออกแบบการส่งสัญลักษณ์นำช่วยและออกแบบให้สัญลักษณ์นำช่วยมีความตั้งฉากซึ่งกันละกัน ภายใต้เงื่อนไขต่าง ๆ และในหัวข้อที่สามจะกล่าวถึงค่าสมรรถนะของการประมาณช่องสัญญาณที่ได้รับการปรับปรุง ในการประมาณช่องสัญญาณในช่วงข้อมูล ที่ได้นำเสนอภายใต้เงื่อนไขต่าง ๆ

4.1 วิธีการจำลองระบบ

4.1.1 รหัสแผ่ที่ใช้

รหัสที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้รหัสออโทกอนัล (Orthogonal) ชนิด วอล์ช-ฮาดามาร์ด (Walsh-Hadamard) ขนาด 32×32 เป็นหลัก รหัสแผ่ชนิดวอล์ช-ฮาดามาร์ดนี้ เป็นประเภทหนึ่งของรหัสแผ่แบบออโทกอนัล(Orthogonal) ซึ่งรหัสประเภทนี้จะเป็นรหัสที่ตั้งฉากสมบูรณ์ กล่าวคือมีค่าอัตสหสัมพันธ์เป็นหนึ่ง และค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างกันและกันเป็นศูนย์ โดยรหัสแผ่ชนิดวอล์ช-ฮาดามาร์ดขนาด 32×32 นี้นั้น จะสามารถรองรับจำนวนผู้ใช้ได้จำนวน 32 ราย โดยยังสามารถรักษาความตั้งฉากกันระหว่างรหัสแผ่ของแต่ละผู้ใช้ได้ เนื่องจากข้อดีดังกล่าว รวมถึงการที่รหัสแผ่แบบวอล์ช-ฮาดามาร์ดนี้มีความยาวเป็น 2^n จึงสามารถนำกระบวนการแปลงฟูริเยร์อย่างเร็วเข้ามาประยุกต์ใช้ได้เพื่อลดความซับซ้อนของระบบลง ทำให้เป็นรหัสที่ถูกพิจารณาให้ใช้สำหรับระบบ MC-CDMA

ซึ่งการสร้างรหัสนี้ทำได้โดยการใช้กระบวนการทางเมตริกซ์ โดยเมตริกซ์พื้นฐานที่ใช้ในสร้างรหัสวอล์ช-ฮาดามาร์ด คือ

$$H_0 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

และรหัสความยาว 2^n สามารถที่จะสร้างได้โดยใช้กระบวนดังนี้.

$$H_n = \begin{bmatrix} H_{n-1} & H_{n-1} \\ H_{n-1} & -H_{n-1} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

โดยเมตริกซ์ H_n ขนาด $2^n \times 2^n$ จะถูกสร้างจากเมตริกซ์ H_{n-1} ขนาด $2^{n-1} \times 2^{n-1}$ โดยเริ่มจากเมตริกซ์ H_0 ซึ่งแต่ละแถวของเมตริกซ์ H_n จะถูกใช้เป็นรหัสของผู้ใช้แต่ละคน โดยรหัสเหล่านี้จะมีคุณสมบัติตั้งฉากระหว่างกัน

4.1.2 สัญญาณรบกวนจากช่องสัญญาณ

สัญญาณรบกวน (Noise) ที่ใช้ในการจำลองระบบนี้จะใช้สัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise: AWGN) ซึ่งมีค่าเฉลี่ยของขนาดของสัญญาณเป็นศูนย์ และมีค่าความแปรปรวนที่เปลี่ยนตามกำลังของสัญญาณรบกวนที่ใช้ในการจำลองระบบซึ่งจะขึ้นกับค่า Signal to Noise Ratio (SNR) ที่กำหนดนั่นเอง ซึ่งความยาวของสัญญาณรบกวนจะถูกกำหนดให้มีค่าเท่ากับความยาวของจำนวนคลื่นพาห์ นอกจากนี้สัญญาณรบกวนที่ใช้นี้นั้นจะเป็นค่าเชิงซ้อนมีทั้งองค์ประกอบทั้งในส่วนจริง และส่วนจินตภาพ

4.1.3 การลดทอนจากช่องสัญญาณ

การลดทอนจากช่องสัญญาณนี้เป็นผลมาจากการเดินทางแบบพหุวิถีของสัญญาณจากทางภาคส่งไปยังภาครับ ทำให้สัญญาณที่ทางภาครับได้รับเกิดจากการรวมตัวแบบซ้อนทับกันของสัญญาณในวิถีต่าง ๆ ซึ่งการลดทอนจากช่องสัญญาณนี้จะทำให้เกิดการลดทอนทั้งเชิงขนาด และเชิงเฟสของคลื่นสัญญาณในแต่ละวิถี โดยที่ขนาดการลดทอนเชิงขนาดของสัญญาณในแต่ละวิถีที่เกิดขึ้นนั้นจะมีลักษณะเป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลี (Rayleigh) ยกเว้นการลดทอนของสัญญาณในวิถีตรงซึ่งจะมีลักษณะเป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบไรเชียน (Rician) ส่วนค่าการลดทอนในเชิงเฟสของช่องสัญญาณในแต่ละวิถีนั้นจะมีลักษณะเป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบยูนิฟอร์ม (Uniform) ซึ่งจะพบว่าเมื่อพิจารณาในเชิงความถี่แล้ว ค่าการลดทอนของช่องสัญญาณในแต่ละคลื่นพาห์ย่อยจะมีลักษณะเป็นการเกิดการลดทอนแบบเลือกความถี่ โดยค่าการลดทอนของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยนั้นจะมีสหสัมพันธ์ระหว่างกันขึ้นอยู่กับลักษณะการเลือกความถี่ของช่องสัญญาณและสภาวะแวดล้อม

4.1.4 ความถี่ดอปเพลอร์

ความถี่ดอปเพลอร์เป็นอีกพารามิเตอร์หนึ่งที่ส่งผลกระทบโดยตรงต่อประสิทธิภาพของระบบ ดังนั้นความถี่ดอปเพลอร์จึงเป็นอีกพารามิเตอร์หนึ่งซึ่งต้องคำนึงถึงสำหรับการจำลองระบบ โดยความถี่ดอปเพลอร์นั้นมีสาเหตุมาจากการเคลื่อนที่ของผู้ใช้โทรศัพท์ไร้สายซึ่งจะส่งผลให้เกิดการเลื่อนทางความถี่ของสัญญาณขึ้น และการเลื่อนทางความถี่ของสัญญาณนี้เองเป็นอีกสาเหตุหนึ่งซึ่งทำให้เกิดการแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห์ย่อยขึ้นในระบบ นอกจากนี้ค่าค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดยังเป็นตัวกำหนดค่าสหสัมพันธ์ทางเวลาของการลดทอนที่เกิดขึ้นด้วย โดยเมื่อค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดมีค่ามากขึ้นจะส่งผลให้ค่าสหสัมพันธ์ทางเวลาของการลดทอนมีค่าลดลงทำให้ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงเร็วมากยิ่งขึ้นซึ่งจะส่งผลให้มีโอกาสที่จะเกิดความผิดพลาดในการประมาณช่องสัญญาณสูงมากยิ่งขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งการประมาณช่องสัญญาณซึ่งมีการจัดวางสัญลักษณ์นำช่วยในทางเวลา อนึ่งผลกระทบของความถี่ดอปเพลอร์นั้นยังขึ้นอยู่กับค่าความถี่กลางที่ใช้ในการรับส่งสัญญาณอีกด้วย เนื่องจากค่าความถี่ดอปเพลอร์เป็นค่าที่คิดเทียบกับค่าความถี่กลางที่ใช้ในการรับส่งสัญญาณ

4.1.5 สมมติฐานต่าง ๆที่ใช้ในการจำลองระบบ

การจำลองระบบในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะมีการกำหนดสมมติฐานเพิ่มเติมดังนี้

- พิจารณาเฉพาะกรณีข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น (Uplink) ของระบบ MIMO MC-CDMA
- การซิงโครไนซ์ (Synchronize) สัญญาณระหว่างผู้ใช้ และสถานีฐานเป็นไปอย่างสมบูรณ์
- การควบคุมกำลังส่งของสัญญาณจากผู้ใช้โทรศัพท์ไร้สายเป็นไปอย่างอย่างสมบูรณ์
- ในการจำลองระบบนี้ จะทำการส่งข้อมูลโดยใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบ BPSK (Binary Phase Shift Keying) ตลอดทั้งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้
- ผลตอบสนองของช่องสัญญาณลักษณะเป็นแบบกึ่งคงที่ (Quasi-Stationary) คือ จะมีค่าผลตอบสนองที่ไม่เปลี่ยนแปลงภายในหนึ่งสัญลักษณ์
- ในการจำลองระบบนี้ จะละเลยผลกระทบของการแทรกสอดระหว่างคลื่นสัญลักษณ์ และการแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห์ย่อย เนื่องจากสมมติว่ามีการเติมระยะเวลาคุมแบบข้อมูลอุปสรรคหมุนวนที่ยาวมากเพียงพอ
- ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการประมาณช่องสัญญาณในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น ที่มีการประยุกต์ใช้ช่องสัญญาณหลายสัญญาณเข้า หลายสัญญาณออก ทำให้การประมาณช่องสัญญาณมีความยุ่งยากเนื่องจากต้องทำการประมาณช่องสัญญาณของผู้ใช้ทุกคน และประมาณช่องสัญญาณแต่ละคู่เสาจากภาคส่งไปภาครับ เพื่อลดความซับซ้อนจึงทำการประมาณ

ช่องสัญญาณในทางโดเมนเวลาแทนการประมาณช่องสัญญาณในโดเมนความถี่เนื่องจากการประมาณช่องสัญญาณในโดเมนเวลามีจำนวนพารามิเตอร์ที่ต้องประมาณเท่ากับจำนวนพหุวิถีของช่องสัญญาณซึ่งน้อยกว่าจำนวนพารามิเตอร์ที่ต้องประมาณในโดเมนความถี่ที่มีค่าเท่ากับจำนวนคลื่นพาห์ย่อยของระบบ

- ในการจำลองระบบนี้จะกำหนดให้ใช้รหัสแผ่แบบวอล์ช-ฮาดามาร์ดซึ่งมีอัตราแผ่ เท่ากับ 32 และมีการแปลงจากลำดับอนุกรมมาเป็นลำดับแบบขนานในอัตรา หนึ่งต่อสี่ ซึ่งจะมีค่าเท่ากับจำนวนคลื่นพาห์ย่อย ดังนั้น ในช่วงเวลาหนึ่ง ผู้ใช้แต่ละคนจะส่งบิตข้อมูลได้คนละสี่บิตข้อมูล
- ในการจำลองระบบนี้นั้นจะมีการจำลองระบบซ้ำใหม่จำนวน 200 รอบแล้วนำมาหาค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย (Mean Squared Error; MSE) และค่าเฉลี่ยของอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate: BER)
- ระยะห่างของแต่ละวิถีของผลตอบสนองของช่องสัญญาณในการจำลองระบบนี้นั้นจะมีค่าเป็นจำนวนเต็มคาบของสัญลักษณ์ เนื่องจากการเติมอุปสรรคหมุนวนที่ยาวมากเพียงพอ

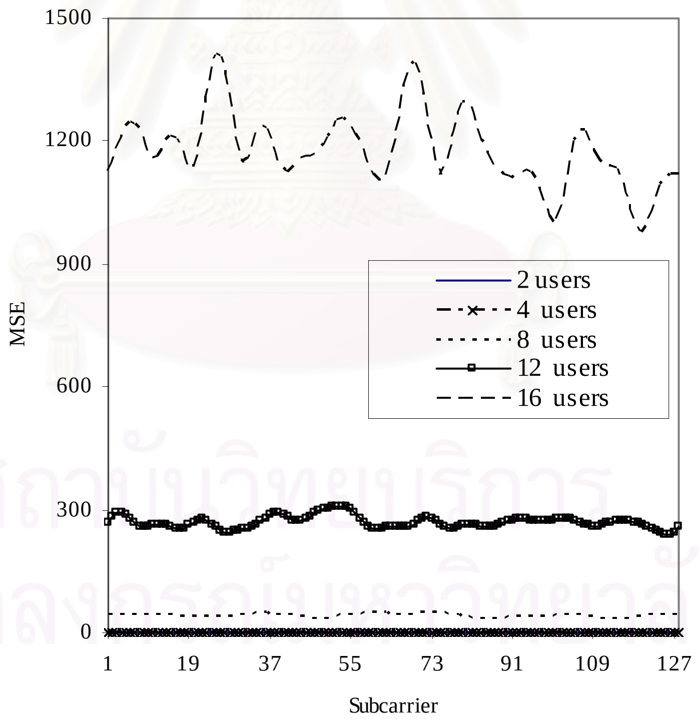
4.2 สมรรถนะของระบบ MIMO MC-CDMA ในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น ที่มีการออกแบบการส่งสัญลักษณ์นำช่วยในการประมาณช่องสัญญาณ และออกแบบสัญลักษณ์นำช่วยให้มีความตั้งฉากต่อกัน

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาถึง สมรรถนะของข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นของระบบ MIMO MC-CDMA ที่มีการประยุกต์ใช้การส่งสัญลักษณ์นำช่วยเพิ่มในแนวแกนเวลาเพื่อใช้ในการประมาณช่องสัญญาณแบบลีสต์สแควร์ (Least Squares Channel Estimation) พร้อมทั้งออกแบบสัญลักษณ์นำช่วยแบบตั้งฉากกัน การเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบดังกล่าว จะทำการวัดเปรียบเทียบค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย และค่าอัตราความผิดพลาดบิตในสภาวะแวดล้อมและเงื่อนไขต่าง ๆ

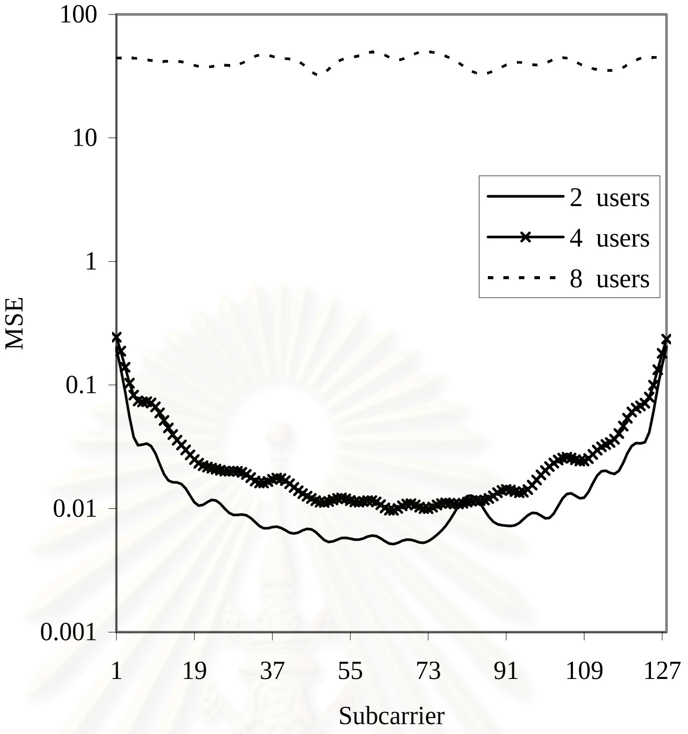
4.2.1 สมรรถนะของระบบที่มีการออกแบบการส่งสัญลักษณ์นำช่วยในการประมาณช่องสัญญาณ

ในการวัดสมรรถนะด้านค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย และค่าอัตราความผิดพลาดบิต ของข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นของระบบ MIMO MC-CDMA ที่มีการประยุกต์ใช้งานการประมาณช่องสัญญาณ โดยลีสต์สแควร์อัลกอริทึมนั้น จะอาศัยการจำลองผล โดยจะกำหนดให้ ความยาวเฟรม ประกอบด้วยสัญลักษณ์นำช่วยสลับกับสัญลักษณ์ข้อมูลขนาดยาว 100 สัญลักษณ์ โดยที่การสร้างสัญลักษณ์นำช่วยของผู้ใช้ในระบบแต่ละคนเป็นแบบสุ่ม คือ ไม่มีสหสัมพันธ์ระหว่างกัน

ค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดมีค่าเท่ากับ 40 Hz รหัสแผ่ที่ใช้มีขนาด 32 รหัส ซึ่งตามทฤษฎีของการเข้าถึงแบบ MC-CDMA แสดงว่า ระบบนี้สามารถรองรับผู้ใช้ในระบบได้ 32 คน จำนวนคลื่นพาห์ย่อยในระบบมีค่าเท่ากับ 128 คลื่นพาห์ จำนวนวิถีของช่องสัญญาณแบบพหุวิถีในแบบจำลองช่องสัญญาณ Tap Delay Line มีค่าเท่ากับ 17 วิถี ตามหลักการคำนวณที่กล่าวในบทที่ 3 พบว่าแบบจำลองนี้สามารถรองรับผู้ใช้ภายในระบบได้ไม่เกิน 7 คน ถ้าในแบบจำลองระบบมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มเป็น 8 คน การประมาณช่องสัญญาณกรณีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบทั่วไปไม่สามารถประมาณค่าได้ เป็นข้อเสียหลักในกรณีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบทั่วไป ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้เสนอวิธีการส่งสัญลักษณ์นำช่วยแบบใหม่ในการประมาณช่องสัญญาณโดยอาศัยลีสต์สแควร์อัลกอริทึมเพื่อแก้ข้อเสียดังกล่าว ในการทดสอบสมรรถนะของการประมาณช่องสัญญาณได้ทำการวัดค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย และค่าอัตราความผิดพลาดบิต ในกรณีต่าง ๆ เมื่อทำการปรับเปลี่ยนค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนไป



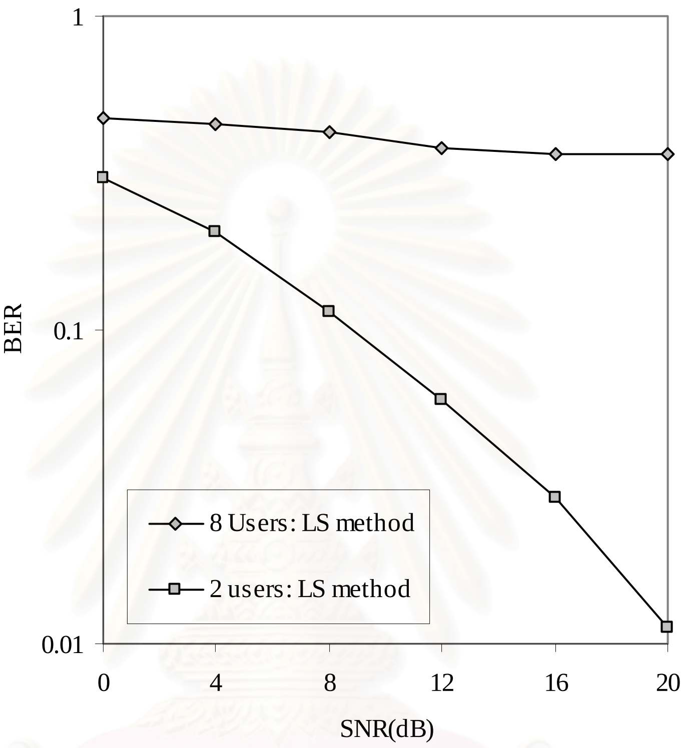
รูปที่ 4.1 MSE ของการประมาณช่องสัญญาณกรณีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบทั่วไป ที่มีผู้ใช้ในระบบ 2 คน ถึง 16 คน



รูปที่ 4.2 ภาพขยาย รูปที่ 4.1 MSE ของการประมาณช่องสัญญาณกรณีลีสต์สแควร์อัลกอริทึม แบบทั่วไป ที่มีผู้ใช้ในระบบ 2 คน ถึง 8 คน

จากรูปที่ 4.1 และ รูปที่ 4.2 แสดงค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณกรณีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบทั่วไป ที่มีการส่งสัญลักษณ์นำช่วยในโดเมนแกนเวลา 1 เวลา และค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าเท่ากับ 20 dB จากเงื่อนไขของระบบจำลอง การประมาณช่องสัญญาณลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบทั่วไปนี้ สามารถรองรับผู้ใช้ในระบบได้มากสุดไม่เกิน 7 คน จากรูปที่ 4.1 เมื่อผู้ใช้ในระบบมีค่า 2 คน 4 คน 8 คน และ 16 คน ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยในกรณีเมื่อระบบมีผู้ใช้ในระบบเกิน 7 คนขึ้นไป ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยมีค่าสูงมาก รูปที่ 4.2 แสดงให้เห็นภาพขยายของรูปที่ 4.1 แสดงในกรณีผู้ใช้ในระบบมีค่า 2 คน 4 คน และ 8 คน ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยในกรณีผู้ใช้ 2 คน และ 4 คน มีค่าต่ำกว่าในกรณีที่ผู้ใช้ในระบบ 8 คนมาก ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่วัดได้ ถ้าค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยมีค่ามากแสดงถึงช่องสัญญาณที่ประมาณได้มีค่าผิดพลาดไปจากช่องสัญญาณจริงมาก ในทางตรงกันข้าม ถ้าค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยมีค่าน้อย แสดงถึงความถูกต้องในการประมาณมีค่าสูงนั่นเอง

ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยมีความสัมพันธ์กับค่าอัตราความผิดพลาดบิตคือ ถ้าการประมาณช่องสัญญาณมีค่าความถูกต้องสูง (MSE ต่ำ) ระบบจะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตน้อย แต่ถ้าการประมาณช่องสัญญาณมีค่าความถูกต้องต่ำ (MSE สูง) ระบบจะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตมาก

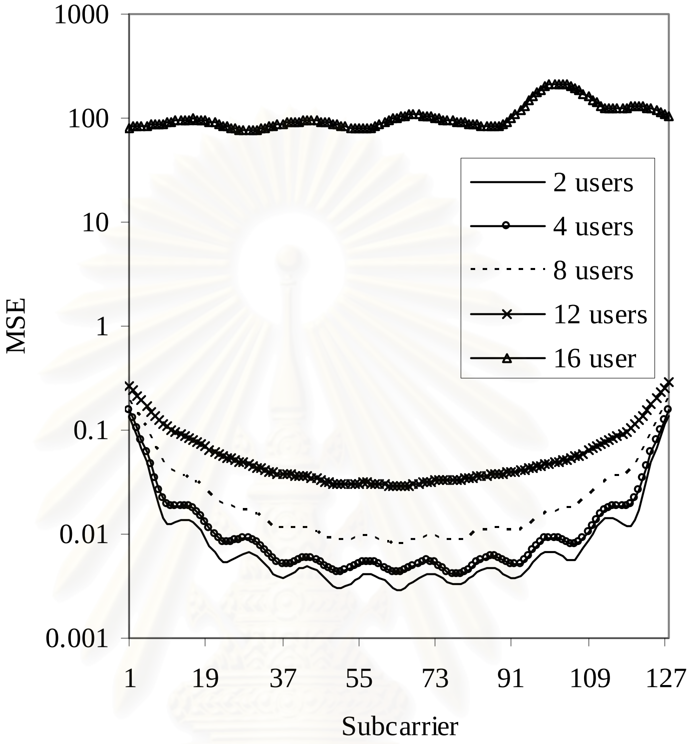


รูปที่ 4.3 BER ของการประมาณช่องสัญญาณ กรณีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบทั่วไป มีผู้ใช้ในระบบ 2 คน และ 8 คน

รูปที่ 4.3 แสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณกรณีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบทั่วไป ที่มีผู้ใช้ในระบบ 2 คน และ 8 คน ซึ่งสอดคล้องกับค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยในรูปที่ 4.2 คือ กรณีผู้ใช้ในระบบ 2 คน การประมาณช่องสัญญาณมีค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำ ทำให้ระบบมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตน้อย ส่วนกรณีที่ผู้ใช้ในระบบ 8 คน ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยสูง ทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่วัดได้มีค่าสูง

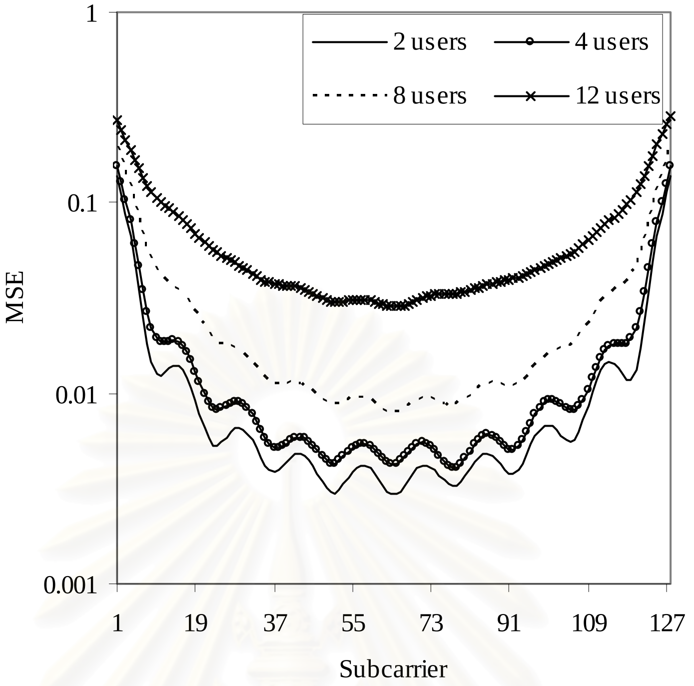
วิธีการแก้ไขในข้อจำกัดของจำนวนผู้ใช้ในระบบของการประมาณช่องสัญญาณโดยอาศัยลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบทั่วไป ที่มีการส่งสัญลักษณ์นำช่วยในช่วงโดเมนเวลา 1 เวลา คือ การเพิ่มการส่งสัญลักษณ์นำช่วยในช่วงโดเมนเวลามากกว่า 1 เวลา ซึ่งการส่งสัญลักษณ์นำ

ช่วยเพิ่มขึ้น 1 ช่วงเวลา แล้วทำการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีที่นำเสนอ จะสามารถเพิ่มจำนวนผู้ใช้ได้ ช่วงเวลาละ 7 คน ตามเงื่อนไขของระบบจำลอง

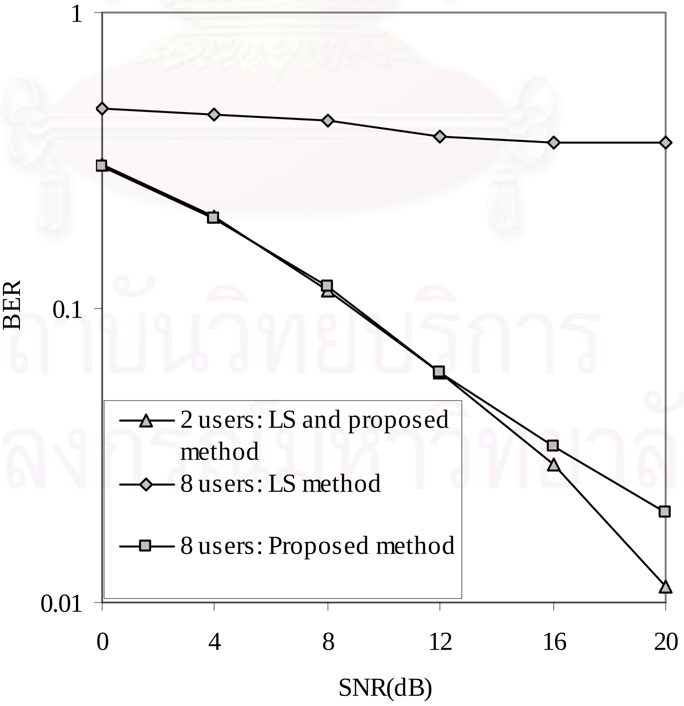


รูปที่ 4.4 MSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ ที่มีผู้ใช้ในระบบ 2 คน ถึง 16 คน

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

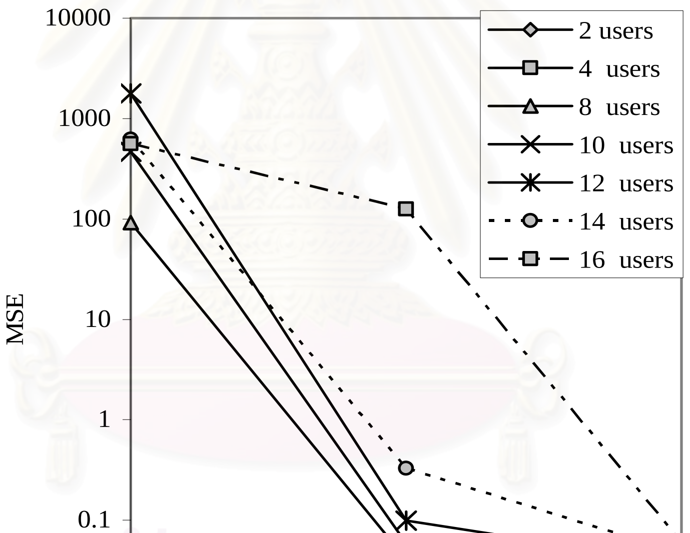


รูปที่ 4.5 ภาพขยายรูปที่ 4.4 MSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึม แบบที่นำเสนอ ที่มีผู้ใช้ในระบบ 2 คน ถึง 12 คน



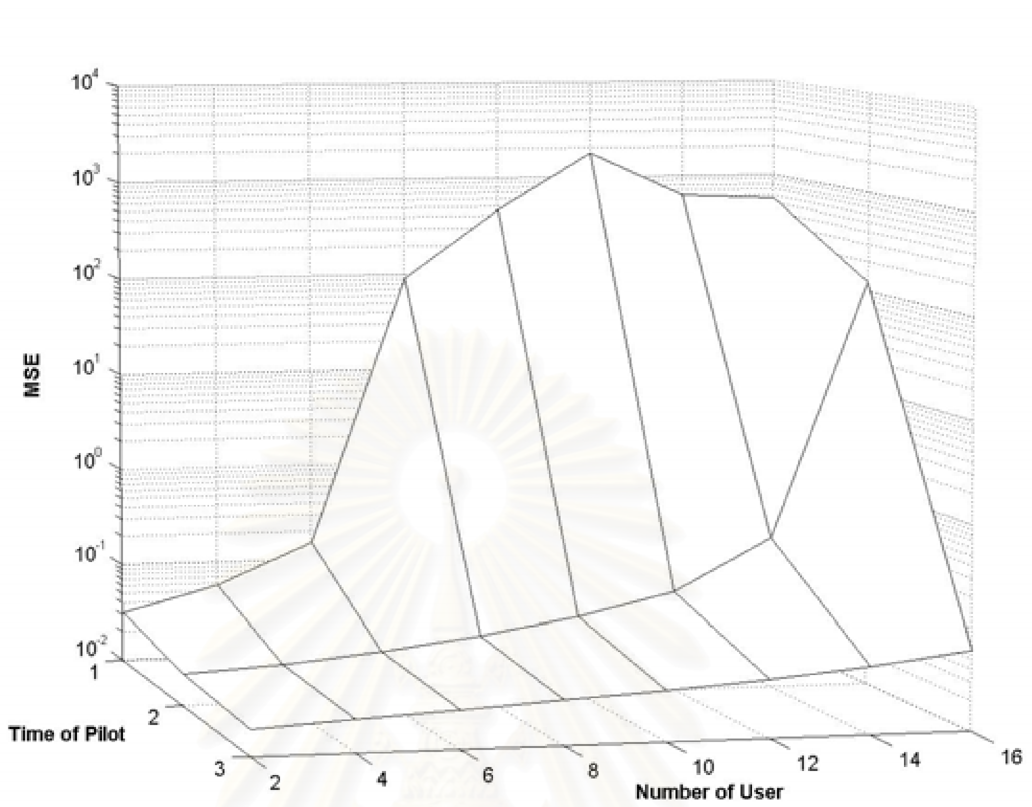
รูปที่ 4.6 BER ของการประมาณช่องสัญญาณเปรียบเทียบระหว่างกรณี ลีสต์สแควร์อัลกอริทึม แบบทั่วไป และ แบบที่นำเสนอ มีผู้ใช้ในระบบ 2 คน และ 8 คน

กรณีที่ประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบทั่วไป ดังแสดงในรูปที่ 4.1 พบว่า กรณีที่ผู้ใช้ในระบบมีมากกว่า 8 คน ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยและค่าอัตราความผิดพลาดบิตจะมีค่าสูง แต่ในกรณีการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ ดังแสดงในรูปที่ 4.4 รูปที่ 4.5 และ รูปที่ 4.6 เมื่อทำการส่งสัญลักษณ์นำช่วยในโดเมนเวลา 2 เวลา และค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าเท่ากับ 20 dB พบว่า กรณีที่ผู้ใช้ในระบบมีมากกว่า 8 คน แต่ไม่เกิน 16 คน ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยและค่าอัตราความผิดพลาดบิตจะมีค่าต่ำกว่าเดิมมาก แต่ในกรณีผู้ใช้ในระบบ 16 คน ยังคงมีค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยและค่าอัตราความผิดพลาดบิตมากอยู่ เพราะจากเงื่อนไขของการจำลองระบบ การประมาณช่องสัญญาณในกรณีผู้ใช้ในระบบ 16 คน จะต้องทำการส่งสัญลักษณ์นำช่วยเพิ่มในช่วงโดเมนเวลาทั้งหมด 3 เวลา



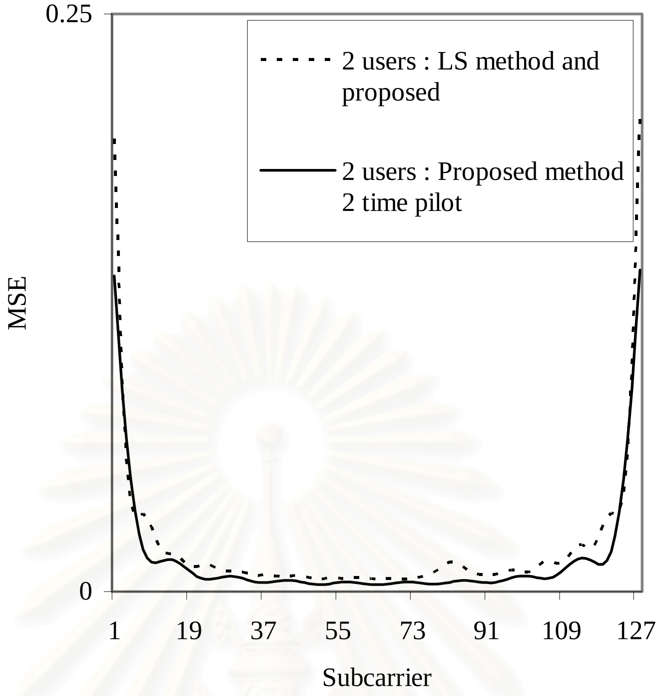
รูปที่ 4.7 MSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ ที่มีผู้ใช้ในระบบ 2 คน ถึง 16 คน โดยทำการเพิ่มจำนวนการส่งสัญลักษณ์นำช่วยในช่วงโดเมนเวลา

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 4.8 ภาพ 3 มิติ ของรูปที่ 4.7 MSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ ที่มีผู้ใช้ในระบบ 2 คน ถึง 16 คน โดยทำการเพิ่มจำนวนการส่งสัญลักษณ์นำช่วยในช่วงโดเมนเวลา

รูปที่ 4.7 และ รูปที่ 4.8 แสดง ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ โดยมีผู้ใช้ในระบบ 2 คน ถึง 16 คน พบว่า เมื่อทำการส่งสัญลักษณ์นำช่วยในโดเมนเวลาจำนวน 1 เวลา ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยเมื่อผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 2คน และ 4 คน จะมีค่าต่ำ แสดงว่า การประมาณช่องสัญญาณมีค่าความถูกต้องสูง แต่ในกรณีที่ผู้ใช้ในระบบมีจำนวนตั้งแต่ 8 คนขึ้นไป ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยมีค่าสูงมาก แสดงว่า การประมาณช่องสัญญาณมีค่าความถูกต้องต่ำ คือ ไม่สามารถทำการประมาณช่องสัญญาณในกรณีนี้ได้ เมื่อทำการเพิ่มจำนวนสัญลักษณ์นำช่วยในทางโดเมนเวลา คือ ทำการส่งสัญลักษณ์นำช่วย 2 ช่วงเวลาติดกัน จากรูปที่ 4.7 และ รูปที่ 4.8 พบว่า ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยมีค่าต่ำในกรณีผู้ใช้ไม่เกิน 14 คน แต่ในกรณีผู้ใช้มีจำนวน 16 คน ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยมีค่าสูงอยู่ แต่เมื่อทำการเพิ่มการส่งสัญลักษณ์นำช่วยเป็น 3 ช่วงเวลาติดกัน พบว่าค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยมีค่าต่ำทุกกรณี



รูปที่ 4.9 MSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ ที่มีผู้ใช้ในระบบ 2 คน เปรียบเทียบระหว่างการส่งสัญลักษณ์นำช่วยในโดเมนเวลา 1 เวลา และ 2 เวลา

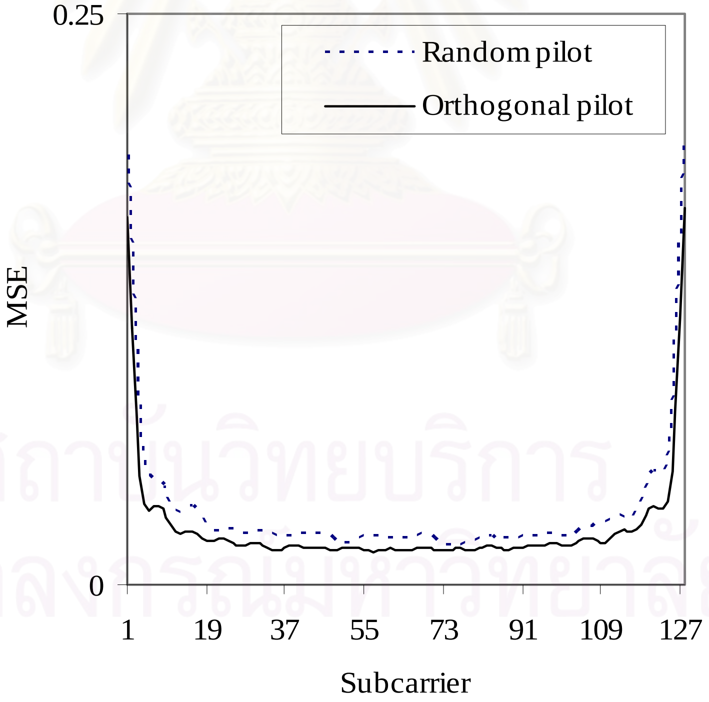
รูปที่ 4.9 แสดง ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยเปรียบเทียบระหว่างการส่งสัญลักษณ์นำช่วยในโดเมนเวลา 1 เวลา และ 2 เวลา กรณีที่ผู้ใช้ในระบบ 2 คน และค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าเท่ากับ 20 dB พบว่า การส่งสัญลักษณ์นำช่วยเพิ่มขึ้น สามารถแก้ไขข้อเสียของการประมาณช่องสัญญาณโดยอาศัยลีสต์สแควร์แบบทั่วไปแล้ว ถึงแม้จำนวนผู้ใช้ในระบบจะไม่เกินความสามารถที่รองรับได้ แต่การเพิ่มการส่งสัญลักษณ์นำช่วยก็ยังแสดงให้เห็นว่า ช่วยในการประมาณช่องสัญญาณให้มีความถูกต้องมากขึ้นอีกด้วย

สรุปการประมาณช่องสัญญาณวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ สามารถเพิ่มความสามารถของระบบให้รองรับผู้ใช้ได้มากขึ้นจริง รวมทั้งสามารถเพิ่มความสามารถในการประมาณช่องสัญญาณให้มีความถูกต้องมากขึ้น ในกรณีที่ผู้ใช้ในระบบมีจำนวนไม่มาก

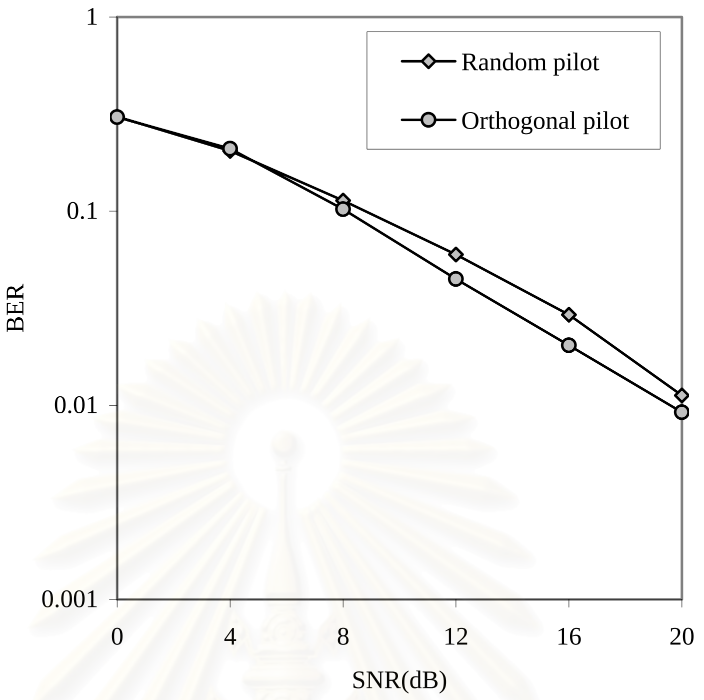
4.2.2 สมรรถนะของระบบที่มีการออกแบบสัญลักษณ์นำช่วยให้มีความตั้งฉากระหว่างกัน

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการเปรียบเทียบสมรรถนะของการประมาณช่องสัญญาณในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นของระบบ MIMO MC-CDMA ที่มีการออกแบบสัญลักษณ์นำช่วยของผู้ใช้

แต่ละคนให้มีความตั้งฉากระหว่างกัน เพื่อลดความซับซ้อนของระบบในขั้นตอนการประมาณช่องสัญญาณโดยอาศัยลีสต์สแควร์อัลกอริทึม คือ ในขั้นตอนการประมาณช่องสัญญาณที่ภาครับจะมีการทำเมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์ความสัมพันธ์ระหว่างสัญลักษณ์นำช่วยของผู้ใช้แต่ละคน ดังนั้น ถ้าสามารถออกแบบสัญลักษณ์นำช่วยของผู้ใช้แต่ละคนให้มีความตั้งฉากต่อกันได้ เมตริกซ์ความสัมพันธ์นี้จะถูกลดรูปเหลือเป็นเมตริกซ์แนวทแยง ที่มีค่าในแนวทแยงเท่ากันกับจำนวนช่วงเวลาในการส่งสัญลักษณ์นำช่วยคูณกับจำนวนคลื่นพาห์ย่อยของระบบ ดังนั้น ขั้นตอนในการหาเมตริกซ์ผกผันจะเหลือเพียงการหารด้วยค่าในแนวทแยงของเมตริกซ์ความสัมพันธ์เท่านั้น จากเดิม ระบบมีการส่งสัญลักษณ์นำช่วยแบบสุ่มข้อดีคือ ความง่ายในขั้นตอนการสร้างสัญลักษณ์นำช่วย แต่มีข้อเสียที่สำคัญคือ ขั้นตอนในการหาการประมาณช่องสัญญาณที่ภาครับจะต้องทำการหาค่าเมตริกซ์ผกผันที่มีขนาดเท่ากับจำนวนผู้ใช้ในระบบคูณด้วยจำนวนวิถีของช่องสัญญาณพหุวิถีซึ่งส่งผลให้ระบบมีความซับซ้อนสูง แต่ในระบบที่มีการส่งสัญลักษณ์นำช่วยเป็นแบบตั้งฉากกันระบบจะมีความซับซ้อนในขั้นตอนการประมาณช่องสัญญาณโดยอาศัยลีสต์สแควร์อัลกอริทึมลง

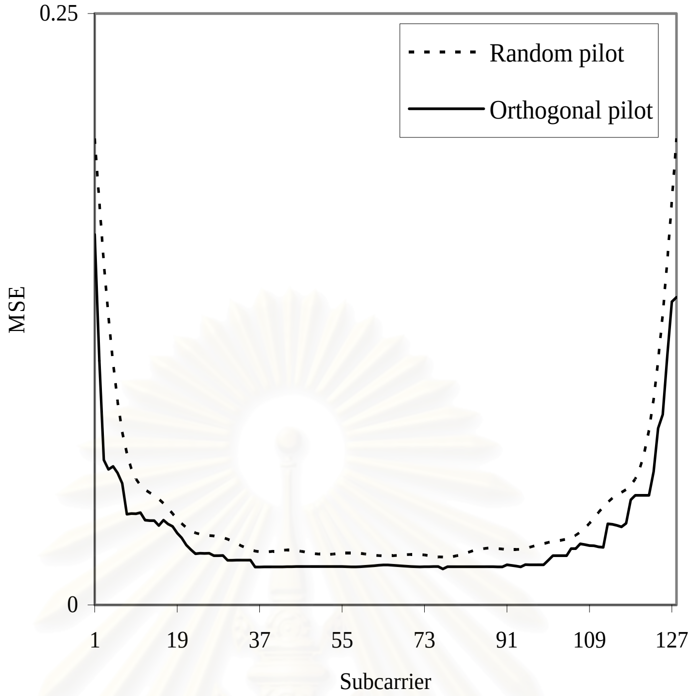


รูปที่ 4.10 MSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ ที่มีผู้ใช้ในระบบ 2 คน เปรียบเทียบระหว่างการส่งสัญลักษณ์นำช่วยแบบสุ่มและแบบตั้งฉากกัน



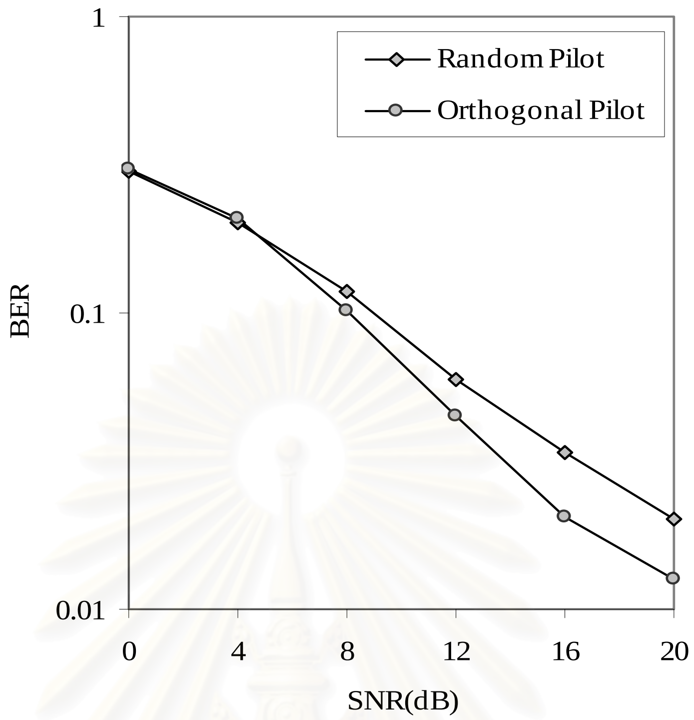
รูปที่ 4.11 BER ของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ ที่มีผู้ใช้ในระบบ 2 คน เปรียบเทียบระหว่างการส่งสัญลักษณ์นำช่วยแบบสุ่มและแบบตั้งฉากกัน

รูปที่ 4.10 และ รูปที่ 4.11 แสดง ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยและ ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ เปรียบเทียบระหว่างการส่งสัญลักษณ์นำช่วยให้แบบสุ่มและแบบตั้งฉากกัน ที่ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าเท่ากับ 20 dBและมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 2 คน พบว่าสัญลักษณ์นำช่วยแบบตั้งฉากนอกจากจะลดความซับซ้อนของระบบในการทำการประมาณช่องสัญญาณโดยอาศัยลีสต์สแควร์อัลกอริทึมได้แล้ว ยังลดปัญหาค่าสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่น (MAI) ทำให้ระบบสามารถประมาณช่องสัญญาณได้ถูกต้องมากขึ้นอีกด้วย



รูปที่ 4.12 MSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ ที่มีผู้ใช้ในระบบ 8 คน เปรียบเทียบระหว่างการส่งสัญลักษณ์นำช่วยแบบสุ่มและแบบตั้งฉากกัน

รูปที่ 4.12 แสดง ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ เปรียบเทียบระหว่างการใช้สัญลักษณ์นำช่วยให้แบบสุ่มและแบบตั้งฉากกัน ที่ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าเท่ากับ 20 dB และมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 8 คน พบว่า การใช้สัญลักษณ์นำช่วยแบบตั้งฉากกันมีค่าผิดพลาดกำลังเฉลี่ยของการประมาณช่องสัญญาณต่ำกว่ากรณีที่ใช้สัญลักษณ์นำช่วยแบบสุ่ม



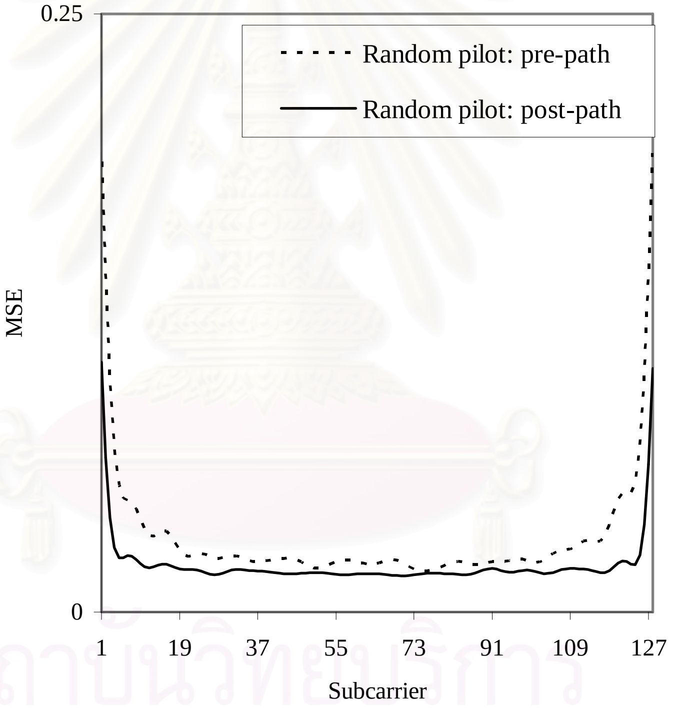
รูปที่ 4.13 BER ของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ ที่มีผู้ใช้ในระบบ 2 คน เปรียบเทียบระหว่างการส่งสัญลักษณ์นำช่วยแบบสุ่มและแบบตั้งฉากกัน

รูปที่ 4.13 แสดง ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ เปรียบเทียบระหว่างการใช้สัญลักษณ์นำช่วยให้แบบสุ่มและแบบตั้งฉากกัน ที่ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าเท่ากับ 20 dB และมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 8 คน พบว่า การใช้สัญลักษณ์นำช่วยแบบตั้งฉากกันจะมีประโยชน์มากเมื่อผู้ใช้ในระบบมีมากขึ้น สังเกตได้จากรูปที่ 4.13 ค่าอัตราความผิดพลาดบิตมีค่าต่ำกว่ากรณีที่ใช้สัญลักษณ์นำช่วยแบบสุ่มมาก เมื่อค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเพิ่มมากขึ้น

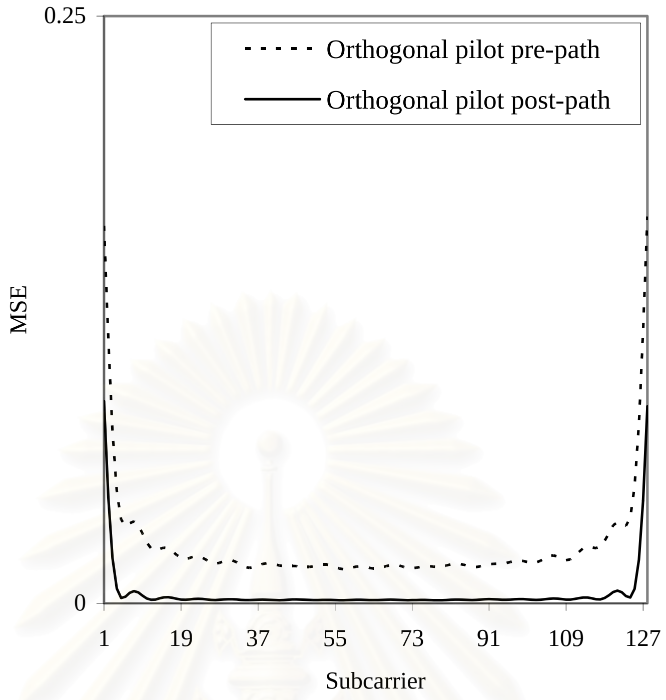
สรุปแล้ว ข้อดีของการใช้สัญลักษณ์นำช่วยแบบตั้งฉากกันแทนการใช้สัญลักษณ์นำช่วยแบบสุ่ม คือ สามารถลดความซับซ้อนในขั้นตอนการประมาณช่องสัญญาณโดยอาศัยลีสต์สแควร์ และลดปัญหาค่าสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่นในระบบ ทำให้ประสิทธิภาพของระบบดีขึ้น

4.2.3 สมรรถนะของระบบที่มีการปรับปรุงระบบพิจารณากำลังส่วนท้ายของแบบจำลองช่องสัญญาณพหุวิถี

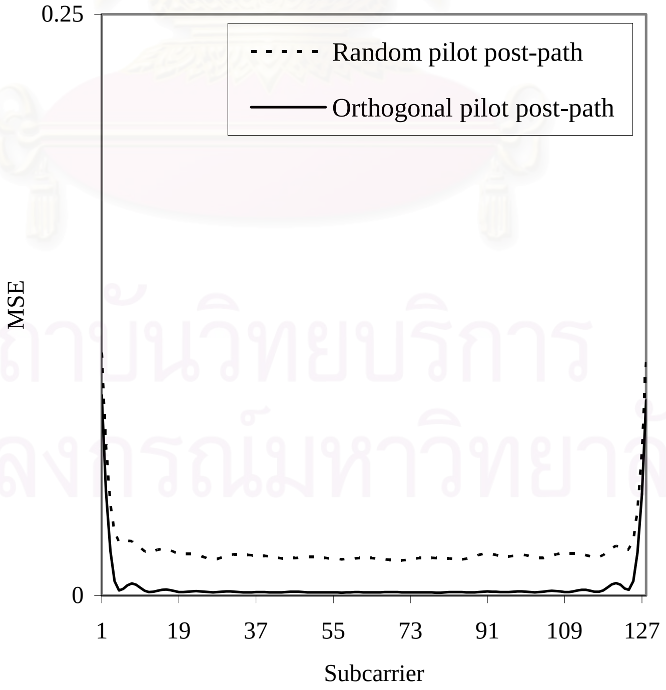
ในหัวข้อนี้จะพิจารณาถึงผลกำลังที่รั่วไปที่เกิดจากขั้นตอนการแปลงช่องสัญญาณพหุวิถีเป็นแบบจำลองช่องสัญญาณ Tapped delay line ที่มีค่าประวิงเวลาของแต่ละวิถีมีค่าไม่เป็นจำนวนเต็ม กรณีที่ค่าประวิงเวลามีค่าไม่เป็นจำนวนเต็ม เมื่อทำการแปลงช่องสัญญาณพหุวิถีไปเป็นแบบจำลอง Tapped-delay-line จะพบว่า รูปแบบจำลองแบบ Tapped-delay-line มีลักษณะไม่เหมือนช่องสัญญาณพหุวิถีเดิมตามที่กล่าวไปแล้วในบทที่ 3 ในหัวข้อนี้จะแสดงผลการทดลองเมื่อพิจารณาค่ากำลังที่รั่วไปในการประมาณช่องสัญญาณโดยลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ



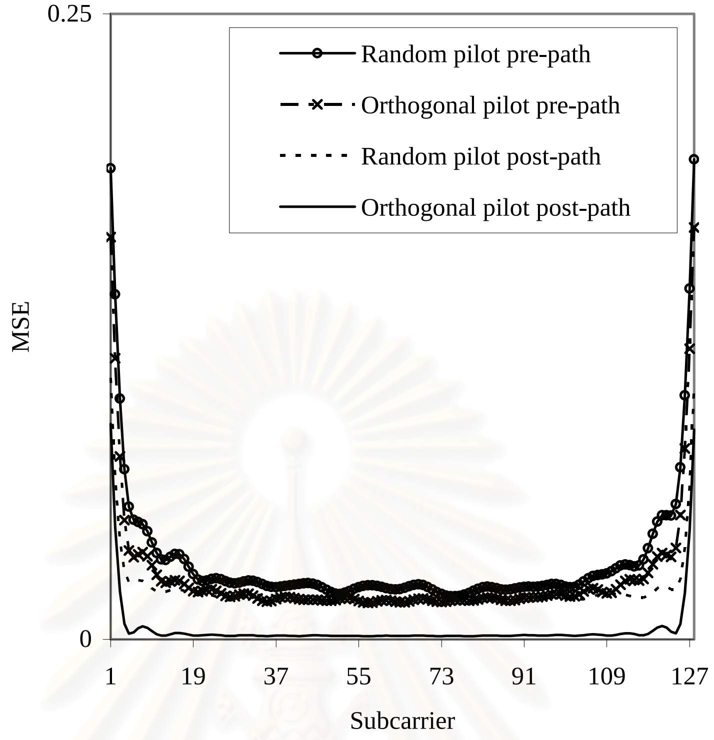
รูปที่ 4.14 MSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ มีผู้ใช้ในระบบ 2 คน การส่งสัญลักษณ์นำช่วยแบบสุ่มที่มีการคิดกำลังที่รั่วไป



รูปที่ 4.15 MSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ มีผู้ใช้ในระบบ 2 คน การส่งสัญลักษณ์นำช่วยแบบตั้งฉากกันที่มีการคิดกำลังที่รั่วไป

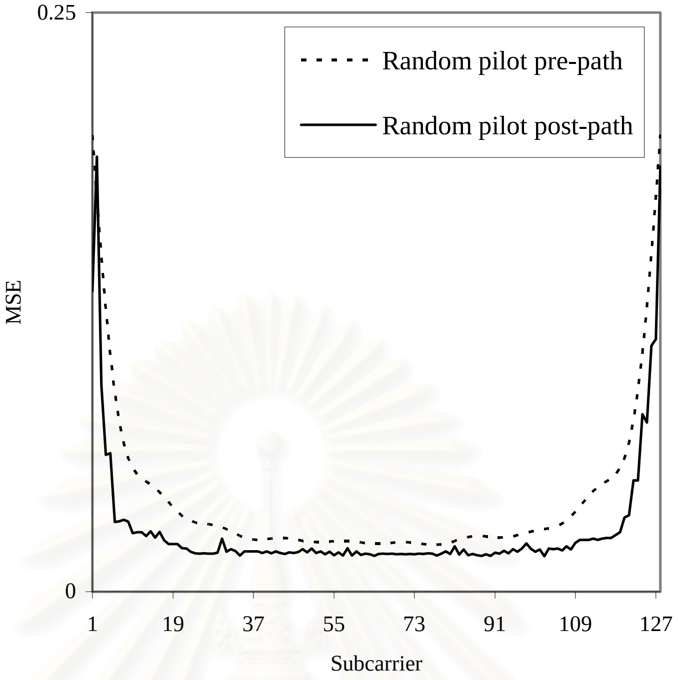


รูปที่ 4.16 MSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ มีผู้ใช้ในระบบ 2 คน การส่งสัญลักษณ์นำช่วยแบบสุ่มและแบบตั้งฉากกันที่มีการคิดกำลังที่รั่วไป

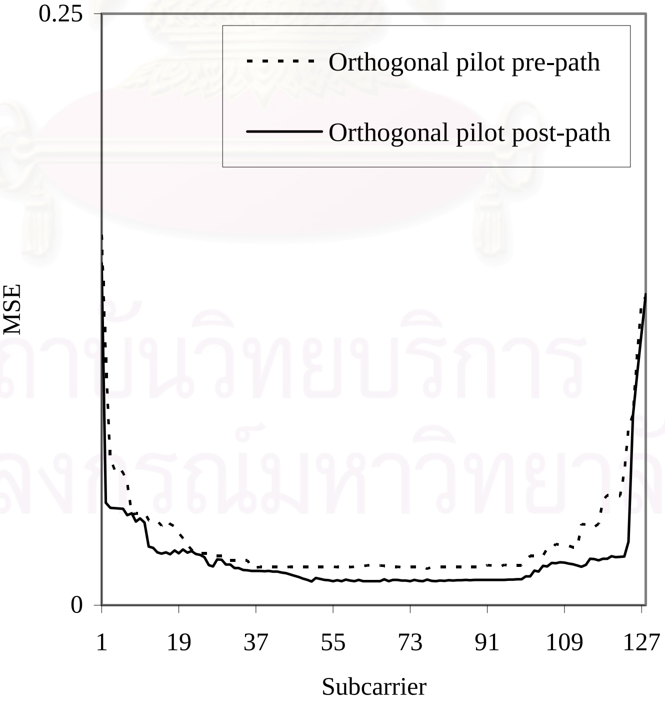


รูปที่ 4.17 MSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ มีผู้ใช้ในระบบ 2 คน การส่งสัญลักษณ์นำช่วยแบบสุ่มและแบบตั้งฉากกันที่มีการคิดกำลังที่รั่วไป

รูปที่ 4.14 ถึง รูปที่ 4.17 แสดงค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ มีผู้ใช้ในระบบ 2 คน ที่ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าเท่ากับ 20 dB เมื่อทำการส่งสัญลักษณ์นำช่วยทั้งแบบสุ่ม และแบบตั้งฉากกัน พบว่า การที่คิดกำลังที่รั่วไปส่งผลให้การประมาณช่องสัญญาณมีความถูกต้องมากขึ้น คือ ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยมีค่าต่ำลงทั้งกรณีที่ส่งสัญลักษณ์นำช่วยแบบสุ่มและแบบตั้งฉาก จากรูปที่ 4.17 จะเห็นว่าเมื่อนำค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยของทุกกรณีมาเปรียบเทียบกันพบว่า กรณีที่ส่งสัญลักษณ์นำช่วยเป็นแบบตั้งฉากกันและคิดกำลังส่วนที่รั่วไปด้วยให้ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุด หมายถึง สามารถประมาณช่องสัญญาณได้ถูกต้องมากที่สุด

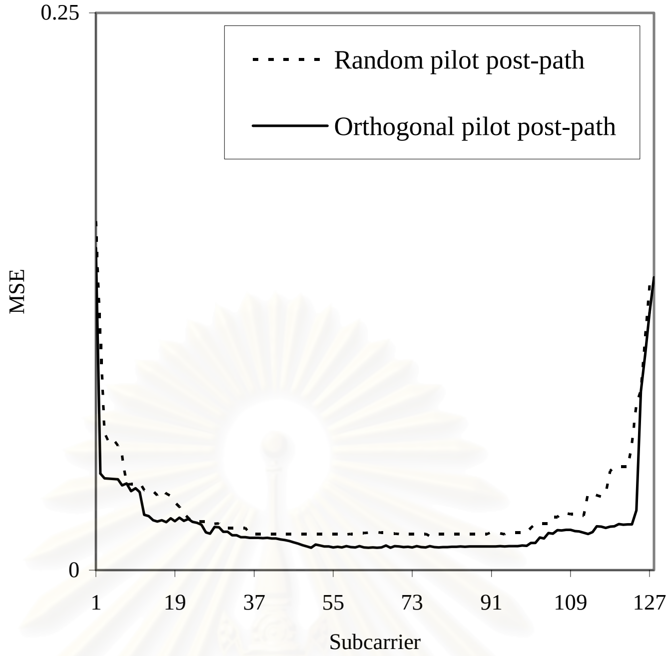


รูปที่ 4.18 MSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ มีผู้ใช้ในระบบ 8 คน การส่งสัญลักษณ์นำช่วยแบบสุ่มที่มีการคิดกำลังที่รั่วไป

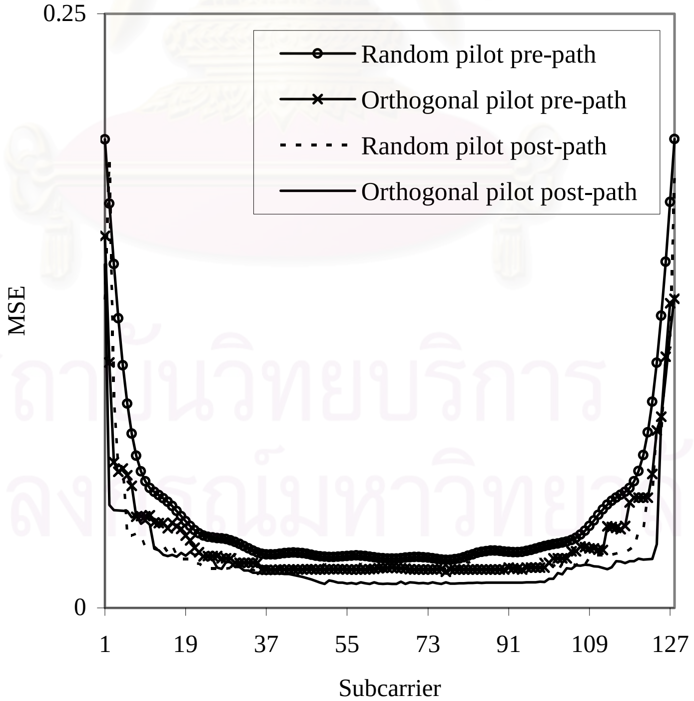


สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

รูปที่ 4.19 MSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ มีผู้ใช้ในระบบ 8 คน การส่งสัญลักษณ์นำช่วยแบบตั้งฉากกันที่มีการคิดกำลังที่รั่วไป



รูปที่ 4.20 MSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ มีผู้ใช้ในระบบ 8 คน การส่งสัญลักษณ์นำช่วยแบบสุ่มและแบบตั้งฉากกันที่มีการคิดกำลังที่รั่วไป



รูปที่ 4.21 MSE ของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ มีผู้ใช้ในระบบ 8 คน การส่งสัญลักษณ์นำช่วยแบบสุ่มและแบบตั้งฉากกันที่มีการคิดกำลังที่รั่วไป

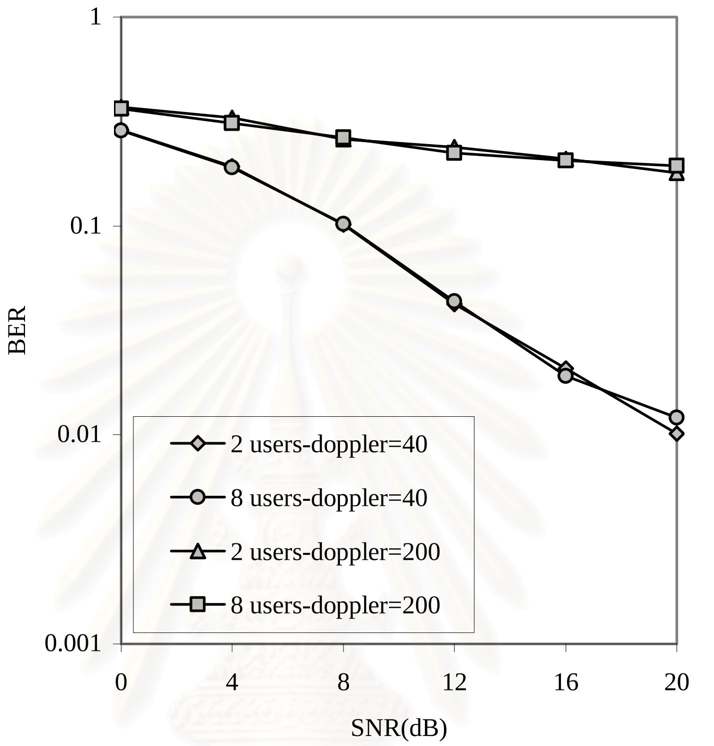
รูปที่ 4.18 ถึง รูปที่ 4.21 แสดงค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยของการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมแบบที่นำเสนอ มีผู้ใช้ในระบบ 8 คน ที่ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าเท่ากับ 20 dB เมื่อทำการส่งสัญลักษณ์นำช่วยทั้งแบบสุ่ม และแบบตั้งฉากกัน พบว่า ผลการทดลองมีค่าเช่นกับกรณีผู้ใช้ 2 คน คือ การที่คิดกำลังที่รั่วไปส่งผลให้การประมาณช่องสัญญาณมีความถูกต้องมากขึ้น ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยมีค่าต่ำลงทั้งกรณีที่ส่งสัญลักษณ์นำช่วยแบบสุ่มและแบบตั้งฉาก เมื่อนำค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยของทุกกรณีมาเปรียบเทียบกันพบว่า กรณีที่ส่งสัญลักษณ์นำช่วยเป็นแบบตั้งฉากกันและคิดกำลังส่วนที่รั่วไปด้วยให้ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุด หมายถึง สามารถประมาณช่องสัญญาณได้ถูกต้องมากที่สุด แต่ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยมีค่ามากกว่าในกรณีผู้ใช้ในระบบ 2 คน เนื่องมาจากค่าสัญญาณรบกวนจากผู้ใช้รายอื่นมีค่ามาก เพราะจำนวนผู้ใช้ในระบบที่พิจารณามีค่ามากกว่า

จากที่กล่าวมา พบว่าการส่งสัญลักษณ์นำช่วยที่มีคุณสมบัติความตั้งฉากกันและพิจารณากำลังที่รั่วของช่องสัญญาณแบบพหุวิถีเป็นวิธีการที่จะทำให้การประมาณช่องสัญญาณมีประสิทธิภาพมากที่สุด

4.3 สมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตเมื่อมีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล

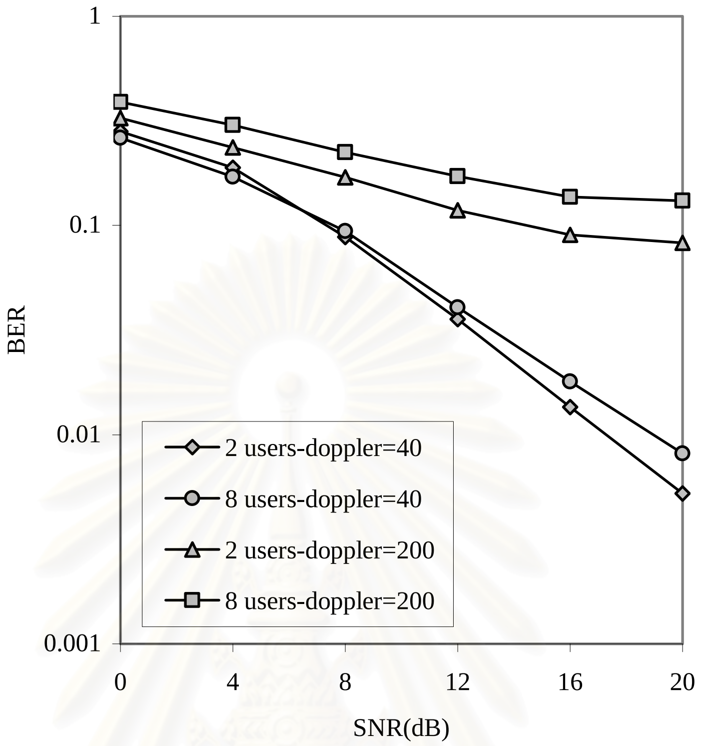
ในหัวข้อนี้จะพิจารณาถึงผลกระทบของการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล ที่ส่งผลต่อสมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตของระบบ โดยในการจำลองระบบจะแปรเปลี่ยนกรรมวิธีในการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลไปทั้งหมด 5 กรณี ได้แก่ กรณีที่ไม่มีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณ กรณีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการเฉลี่ย กรณีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณโดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจแบบทั่วไป กรณีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในโดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจแบบอย่างง่าย เพื่อลดความซับซ้อนลง และ กรณีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณโดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจแบบอย่างง่ายที่อาศัยค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณ แล้วทำการวัดอัตราความผิดพลาดบิตในกรณีต่าง ๆ เพื่อการเปรียบเทียบ โดยในการจำลองระบบนั้น สัญลักษณ์นำช่วยของผู้ใช้แต่ละคนจะเป็นแบบที่มีความตั้งฉากระหว่างผู้ใช้แต่ละคน เพื่อลดปัญหาความซับซ้อน และลดค่าสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่นและพิจารณาค่ากำลังที่รั่วของช่องสัญญาณพหุวิถี ส่วนค่าความถี่ดอปเพลอร์ที่ใช้มี 2 ค่า คือ 40

และ 200 Hz เพื่อทดสอบผลกระทบของความรวดเร็วในการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณที่ส่งผลต่อประสิทธิภาพของการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลประเภทต่าง ๆ ส่วนจำนวนผู้ใช้ในระบบ 2 คนและ 8 คน



รูปที่ 4.22 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ ในกรณีที่ไม่มีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล กรณีที่สัญลักษณ์นำช่วยแบบตั้งฉากกัน

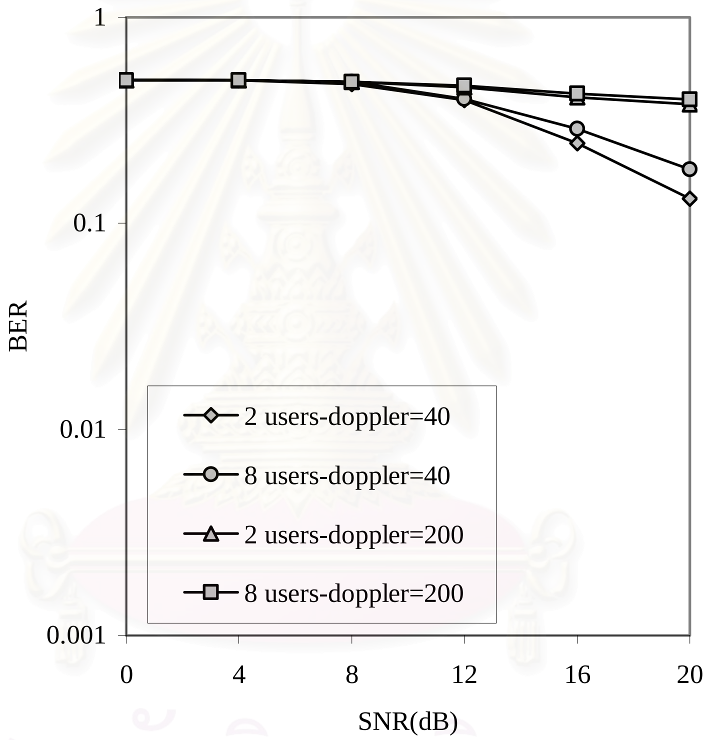
รูปที่ 4.22 แสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่ประกอบไปด้วยผู้ใช้ภายในระบบจำนวน 2 คน และ 8 คน มีค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 40 และ 200 Hz โดยในช่วงสัญลักษณ์ข้อมูลไม่มีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณ สัญลักษณ์นำช่วยของผู้ใช้แต่ละคนเป็นแบบตั้งฉาก พบว่าค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 40 Hz ของผู้ใช้ 2 คน และ 8 คนมีค่าต่ำเมื่อเทียบกับกรณีความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 200 Hz ซึ่งมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตสูง กรณีที่ความถี่ดอปเพลอร์สูง หมายความว่า ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาเร็ว ทำให้ที่ช่วงท้าย ๆ ของสัญลักษณ์ข้อมูล ช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณมีค่าแตกต่างกับช่องสัญญาณจริงมาก พร้อมทั้งในกรณีนี้ไม่มีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล ทำให้ค่าความแตกต่างระหว่างช่องสัญญาณจริงกับช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณช่วงสัญลักษณ์นำช่วยมีค่ามาก เป็นผลให้การตัดสินบิตมีความผิดพลาดมาก



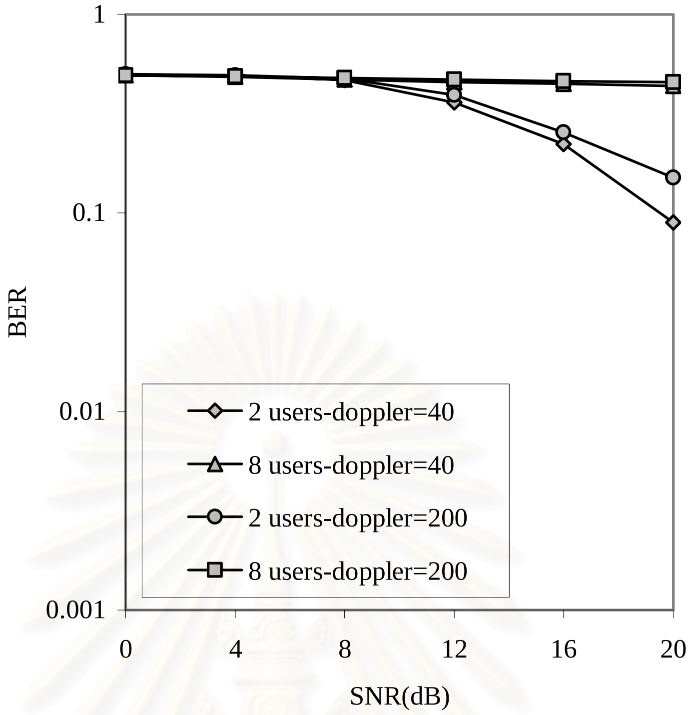
รูปที่ 4.23 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ ในกรณีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการเฉลี่ย

พิจารณาวิธีการการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีเฉลี่ย ตามรูปที่ 4.23 พบว่า ในกรณีผู้ใช้ 2 คนที่ค่าความถี่ดอปเพลอร์มีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำสุด และ ถ้าเทียบกับวิธีการไม่มีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลจะมีค่าต่ำกว่ามากเนื่องจากการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีเฉลี่ยนี้ ค่าคุณลักษณะที่ใช้จะมีค่าใกล้เคียงกับค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณที่ได้จากค่าสัญลักษณ์นำช่วยทั้ง 2 ช่วง มากกว่ากรณีไม่มีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลที่จะมีค่าใกล้เคียงกับค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณเพียงช่วงแรกเท่านั้น จึงทำให้สัญลักษณ์ข้อมูลช่วงท้าย ๆ จะมีการตัดสินบิตผิดพลาดมากส่งผลให้อัตราความผิดพลาดบิตทั้งหมดมีค่าสูงนั่นเอง สรุปแล้ว เมื่อทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของกรรมวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลของทั้ง 2 วิธี จะพบว่าการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการเฉลี่ย จะให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่ากรณีที่ไม่มีการปรับปรุงค่า

คุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล โดยเฉพาะอย่างยิ่งสำหรับกรณีที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงที่ไม่รวดเร็วนักดังเช่นในกรณีของการกำหนดค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงที่สุดเท่ากับ 40 Hz ในการจำลองระบบนี้ อนึ่งข้อเสียที่สำคัญของการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการเฉลี่ย คือ จะทำให้เกิดระยะเวลาประวิงขึ้นในระบบ เนื่องจากจำเป็นต้องอาศัยคุณสมบัติของช่องสัญญาณที่ประมาณได้จากเฟรมข้อมูลถัดไปมาช่วยในการปรับปรุงคุณลักษณะของช่องสัญญาณภายในช่วงสัญลักษณ์ข้อมูลในเฟรมปัจจุบัน



รูปที่ 4.24 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ ในกรณีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำ



รูปที่ 4.25 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ ในกรณีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำอย่างง่าย

จากรูปที่ 4.24 เป็นผลการจำลองระบบของกรณีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจจะพบว่าค่าอัตราความผิดพลาดบิตกรณีที่ผู้ใช้ในระบบ 8 คน ไม่สามารถหาใช้งานได้เลย โดยดูจากค่าอัตราความผิดพลาดบิตมีค่าสูงตลอด ถึงแม้จะทำการเพิ่มค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเข้าไปก็ตาม สาเหตุเนื่องจากค่าคุณสมบัติของช่องสัญญาณจะมีการคำนวณใหม่ทุก ๆ สัญลักษณ์ข้อมูล ดังนั้น ถ้าค่าความถูกต้องในการตัดสินบิตสัญลักษณ์ข้อมูลในสัญลักษณ์ก่อนหน้าปรับปรุงเกิดความผิดพลาด จะทำให้เกิดค่าความผิดพลาดสะสม (Propagation Error) เกิดขึ้น และในแบบการจำลองระบบนี้ไม่มีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะในช่วงสัญลักษณ์นำช่วย จึงอาจจะเกิดกรณีค่าคุณสมบัติที่ได้จากการประมาณช่วงสัญลักษณ์มีความผิดพลาดสูง ทำให้การตัดสินใจบิตมีความผิดพลาดมากขึ้น ส่วนวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณโดยวิธีการชี้นำอย่างง่ายเป็นวิธีการประยุกต์จากการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการชี้นำ โดยทำการปรับปรุงในส่วนของการหาค่าเมตริกซ์ผกผันซึ่งเป็นอีกสาเหตุหนึ่งที่ส่งผลต่อความซับซ้อนของระบบและอาจเกิดสภาวะเมตริกซ์เอกฐาน (Singular Matrix) ซึ่งทำให้ค่าช่องสัญญาณที่ประมาณได้มีความผิดพลาดมากขึ้น โดยวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะในส่วน

ของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการชี้นำอย่างง่ายนี้ จะทำการหาค่าคุณลักษณะของผู้ใช้ครั้งละคน ไม่ได้หาพร้อมกันทั้งหมดโดยอาศัยเมตริกซ์ผกผัน ดังนั้น ด้วยวิธีนี้จึงสามารถแก้ไขปัญหาเรื่องเมตริกซ์เอกฐานได้ เมื่อพิจารณารูปที่ 4.25 ค่าอัตราความผิดพลาดบิตกรณีผู้ใช้ในระบบ 2 คน วิธีการนี้สามารถปรับปรุงค่าอัตราความผิดพลาดบิตให้ลดลงได้ แต่ในกรณีผู้ใช้ 8 คน ไม่สามารถทำการใช้งานได้เลย เป็นผลจากความผิดพลาดที่สะสมซึ่งมีค่ามากเกินกว่าที่ระบบจะสามารถตัดสินบิตที่ถูกต้องได้

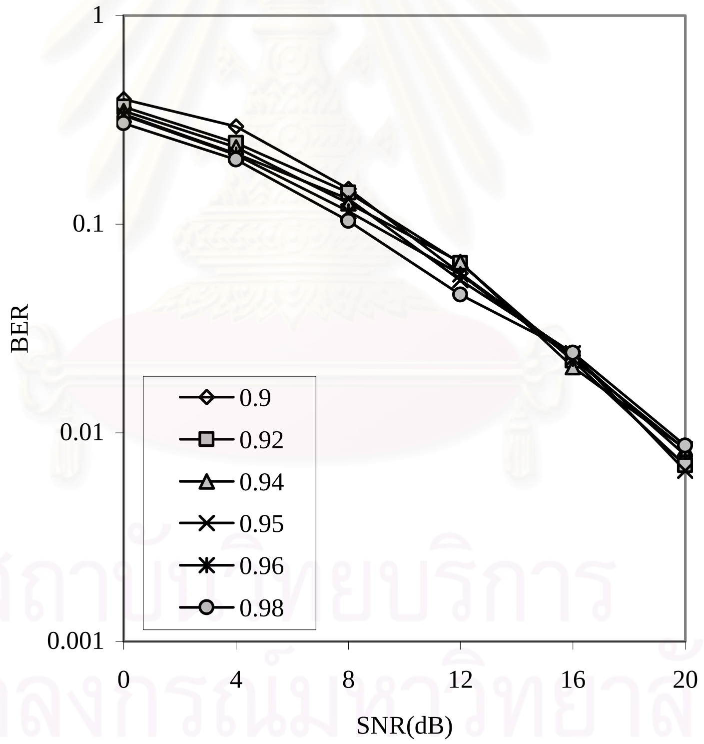
นอกจากนี้แล้ว จะสังเกตเห็นได้ว่าประสิทธิภาพของการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจนั้นจะได้รับผลกระทบจากค่าความรวดเร็วในการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณไม่มากนัก ดังจะเห็นได้จากการจำลองระบบว่าค่าอัตราความผิดพลาดบิตของกรณีที่ค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดเป็น 40 Hz และ 200 Hz มีค่าใกล้เคียงกันมาก ซึ่งจะแตกต่างจากกรรมวิธีในการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลวิธีอื่นๆ ซึ่งอัตราความผิดพลาดบิตจะเพิ่มขึ้นอย่างมากเมื่อช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงที่รวดเร็วขึ้น (ค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดมีค่าสูง) เมื่อพิจารณาด้านระยะเวลาประวิงในการดำเนินการแล้วจะพบว่าการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจทั้งสองวิธีนี้ ไม่จำเป็นต้องอาศัยค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณที่ประมาณได้จากเฟรมถัดไปดังเช่นกรณีของการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลแบบอื่น ๆ จึงไม่ทำให้เกิดระยะเวลาประวิงในการคำนวณเป็นเวลาเท่ากับระยะเวลาของเฟรมข้อมูลดังเช่นกรณีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลรูปแบบอื่น ๆ อนึ่ง เมื่อพิจารณาค่าความซับซ้อนในการคำนวณแล้วจะพบว่าการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการชี้นำทั้งสองวิธีนี้ นี้มีความซับซ้อนเหนือกว่าการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลวิธีอื่น ๆ อีกทั้งยังต้องรอการตัดสินบิตข้อมูลก่อนหน้าเพื่อใช้ช่วยในการตัดสินบิตข้อมูลปัจจุบันอีกด้วย

4.3.1 สมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตเมื่อมีการเปลี่ยนค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณ

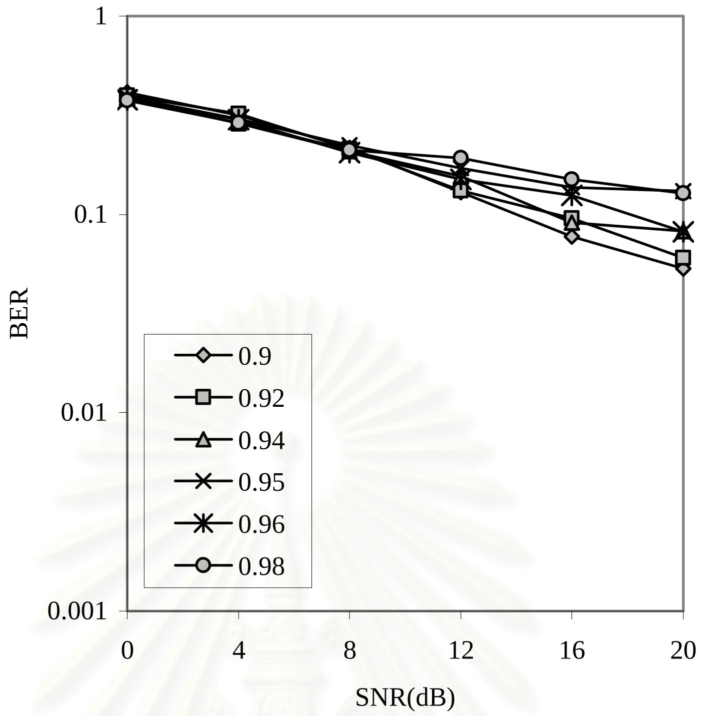
จากข้อดีเรื่องความทนทานต่อการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ดอปเพลอร์ของวิธีการปรับปรุงการประมาณช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการชี้นำทั้งสองวิธีนี้ ทำให้ได้ทำการปรับปรุงการประมาณช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลขึ้นใหม่ เป็นการรวมข้อดีของการประมาณช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลหลาย ๆ วิธีรวมกัน คือมีการให้

ความสำคัญกับค่าประมาณช่องสัญญาณที่ได้จากสัญลักษณ์นำช่วยโดยตรง มากกว่าค่าประมาณช่องสัญญาณที่ได้จากอาศัยบิตก่อนหน้า ดังนั้น จะต้องหาค่าน้ำหนักความสำคัญของแต่ละกรณีเพื่อจะได้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำสุด

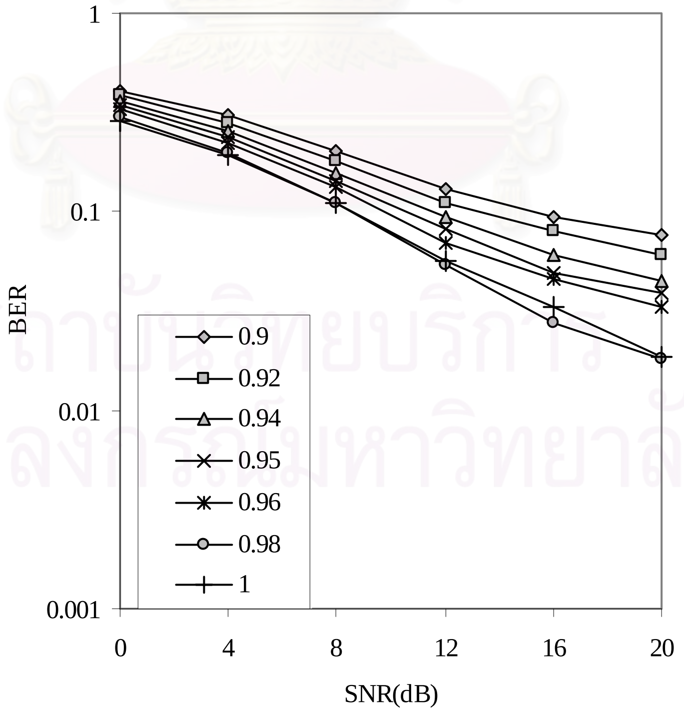
โดยในจำลองระบบจะแปรเปลี่ยนค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณไปทั้งหมด 6 ค่า ได้แก่ 0.9 0.92 0.94 0.95 0.96 และ 0.98 จากนั้นจึงวัดค่าอัตราความผิดพลาดบิตเทียบกับค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ของค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณในกรณีต่างๆ เพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบ โดยในการจำลองระบบนั้นจะกำหนดให้ค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดมีค่าเท่ากับ 40 และ 200 Hz เพื่อพิจารณาถึงผลกระทบของการปรับตั้งค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณที่มีต่อคุณลักษณะของช่องสัญญาณ และเปรียบเทียบผล



รูปที่ 4.26 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ โดยทำการปรับเปลี่ยนค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณ เมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบ 2 คน ความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 40 Hz

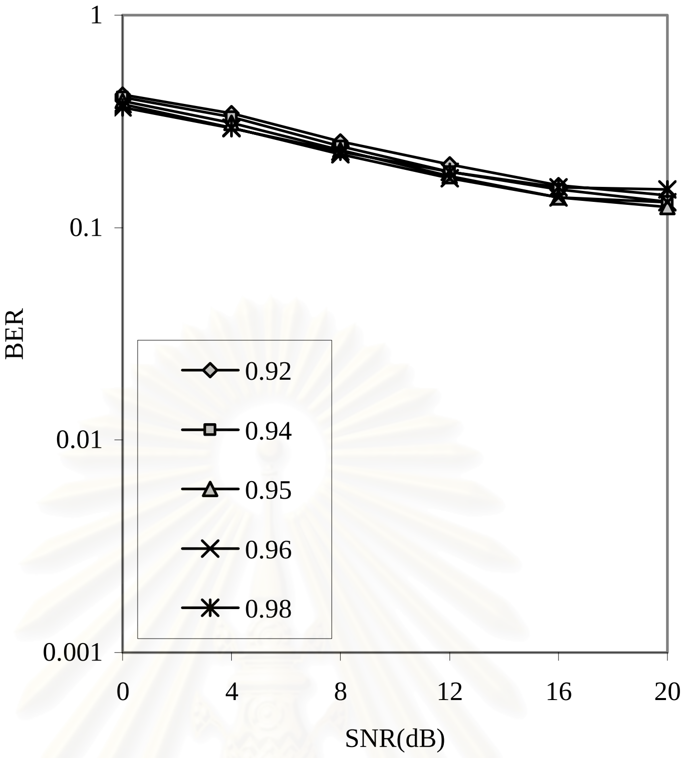


รูปที่ 4.27 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ โดยทำการปรับเปลี่ยนค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณ เมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบ 2 คน ความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 200 Hz



รูปที่ 4.28 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ โดยทำการปรับเปลี่ยนค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบ 8 คน ความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 40 Hz

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

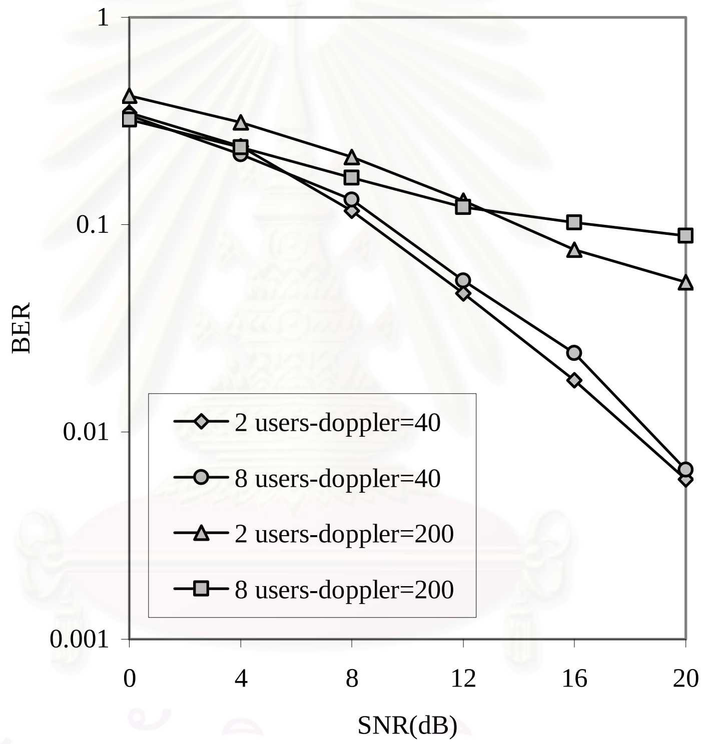


รูปที่ 4.29 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ โดยทำการปรับเปลี่ยนค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบ 8 คน ความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 200 Hz

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น ค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณเป็นพารามิเตอร์สำคัญซึ่งส่งผลกระทบโดยตรงต่อประสิทธิภาพของการประมาณช่องสัญญาณที่มีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล เนื่องมาจากค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณเป็นพารามิเตอร์ซึ่งบ่งบอกถึงค่าความเชื่อถือ หรือค่าความจดจำของค่าประมาณช่องสัญญาณที่ได้จากสัญลักษณ์นำช่วย ซึ่งส่งผลถึงความสามารถในการเรียนรู้ และประสิทธิภาพในการประมาณคุณลักษณะของสัญญาณ รวมถึงค่าความสามารถในการติดตามการเปลี่ยนแปลงคุณลักษณะช่องสัญญาณอีกด้วย

เมื่อพิจารณาผลการจำลองระบบในรูปที่ 4.26 และ รูปที่ 4.27 เป็นกรณีที่ผู้ใช้ในระบบมี 2 คน จะพบว่า ในกรณีที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้า ๆ (กรณีค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดเท่ากับ 40 Hz) ค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณที่ให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ต่ำที่สุด หรือมีค่าเหมาะสมจะมีค่าเท่ากับ 0.95 ในขณะที่ค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณที่เหมาะสมสำหรับกรณีที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงที่เร็วมากขึ้น (กรณีค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดเท่ากับ 200 Hz) จะมีค่าเป็น 0.9 ซึ่งมีค่าลดลงเมื่อเทียบกับค่าน้ำหนัก

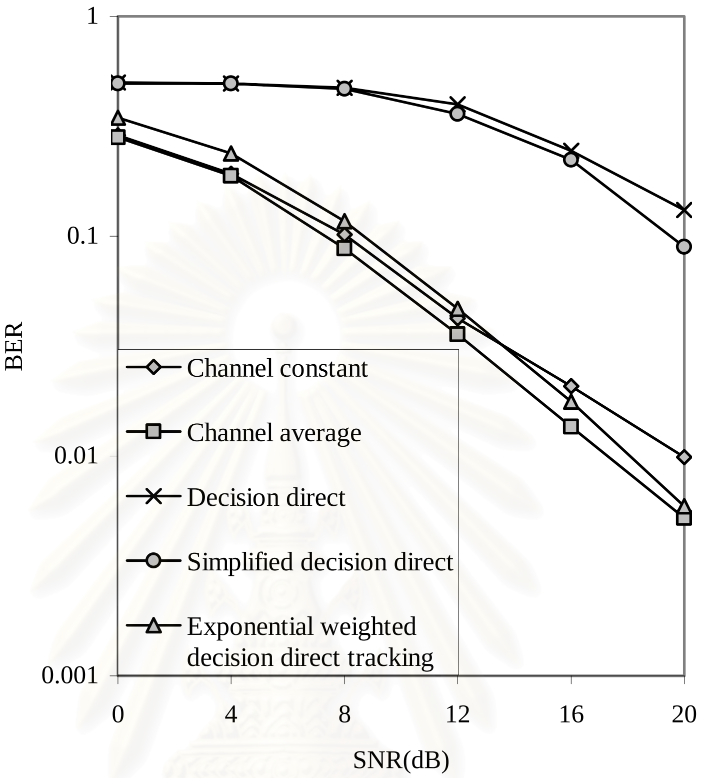
ของการประมาณช่องสัญญาณที่เหมาะสมสำหรับกรณีที่ช่องสัญญาณมีค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 40 Hz และเมื่อพิจารณากรณีที่ผู้ใช้ในระบบเป็น 8 คน จาก รูปที่ 4.28 และ รูปที่ 4.29 จะพบว่า ในกรณีที่ค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 40 Hz ค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณ จะมีค่าเท่ากับ 0.98 ถ้าเป็นกรณีค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 200 Hz ค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณที่เหมาะสมจะมีค่าเท่ากับ 0.95 ดังนั้น จากค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณที่หาได้แต่ละกรณีทำให้สามารถหาค่าอัตราความผิดพลาดบิตในกรณีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำเฉลี่ยได้ดังนี้



รูปที่ 4.30 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ ในกรณีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจแบบอย่างง่ายที่อาศัยค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณ เมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบ 2 คน และ 8 คน

จากรูปที่ 4.30 พบว่าค่าอัตราความผิดพลาดบิตมีค่าลดลงเมื่ออัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้น ทั้งกรณีที่ค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 40 Hz และ 200 Hz แสดงว่าระบบสามารถทำการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในช่วงสัญลักษณ์ข้อมูลได้ ซึ่งแตกต่างจากวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการ

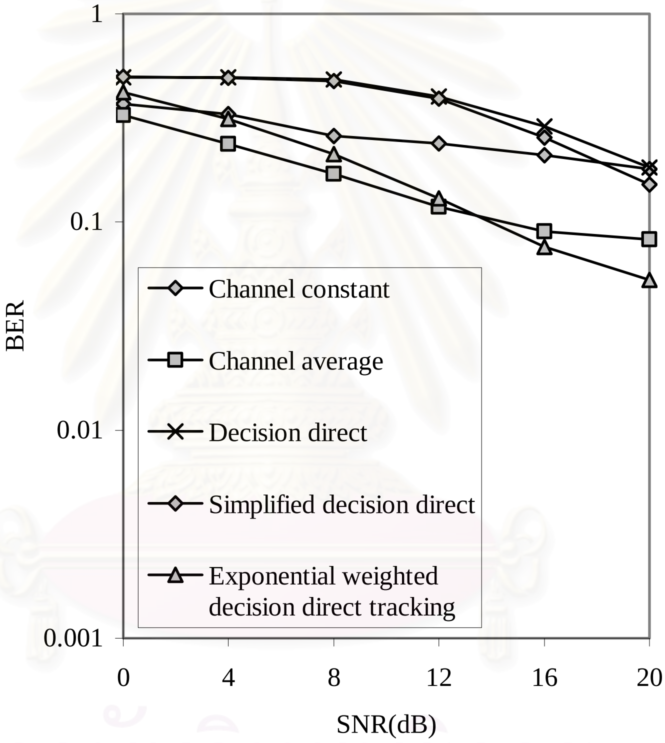
ชี้นำ และวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการชี้นำอย่างง่ายที่ไม่สามารถใช้งานได้ในกรณีที่ค่าความถี่ดอปเพลอร์มีค่าเท่ากับ 200 Hz



รูปที่ 4.31 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ กรณีเปรียบเทียบวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล เมื่อผู้ใช้ในระบบ 2 คน และค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 40 Hz

เมื่อนำค่าอัตราความผิดพลาดบิตของวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลทั้งหมดมาเปรียบเทียบกัน จากรูปที่ 4.31 เป็นกรณีที่ผู้ใช้ภายในระบบ 2 คน ที่มีค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 40 Hz จะเห็นว่า ในกรณีที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงไม่มากนักนี้ ค่าอัตราความผิดพลาดบิตจะแบ่งออกได้เป็น 2 กลุ่ม กลุ่มแรกประกอบด้วยวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีเฉลี่ย วิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำเฉลี่ย และวิธีไม่มีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล พบว่า วิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีเฉลี่ยมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำสุด ต่อมาเป็นวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการชี้นำเฉลี่ย และวิธีไม่มีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์

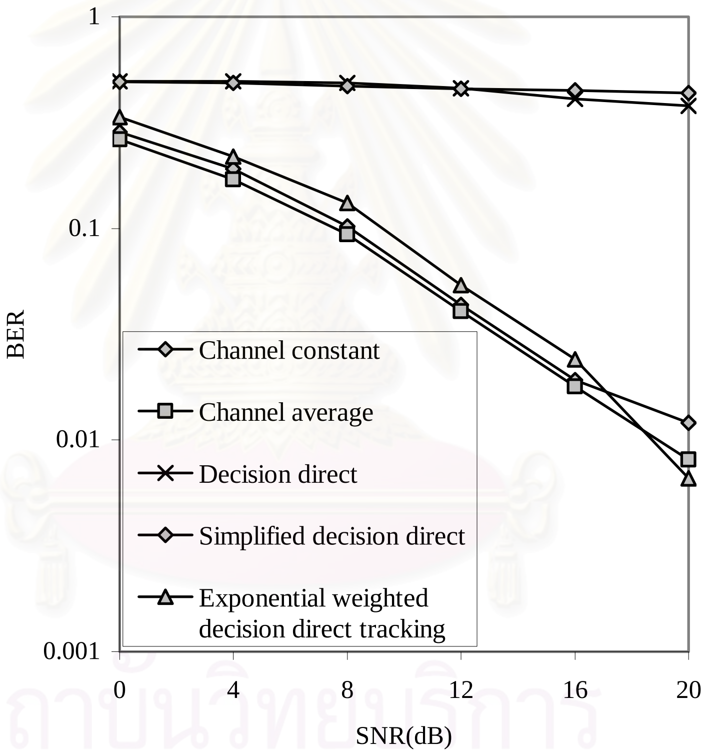
ข้อมูล สังเกตได้ว่า เมื่อค่าส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเพิ่มมากขึ้น วิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการชี้นำเฉลี่ย จะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตลดลง และมีแนวโน้มที่จะให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำกว่าวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีเฉลี่ย กลุ่มที่ 2 คือ วิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำ และ วิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำอย่างง่าย จะเห็นว่ากลุ่มนี้มีค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่สูง จึงไม่เหมาะที่จะนำมาใช้ในระบบ



รูปที่ 4.32 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ กรณีเปรียบเทียบวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล เมื่อผู้ใช้ในระบบ 2 คน และค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 200 Hz

จากรูปที่ 4.32 ในกรณีที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงมาก ๆ วิธีไม่มีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล จะแตกต่างจากกรณีที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงไม่มาก ในกรณีนี้วิธีไม่มีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลไม่สามารถใช้งานในระบบนี้ได้ ส่วนวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีเฉลี่ย ในช่วงที่มีค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อ

สัญญาณรบกวนต่ำ ๆ จะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำสุด แต่เมื่อค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสูงขึ้น วิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำเฉลี่ย จะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำสุดแทน และ วิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำ และ วิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำเฉลี่ยจะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตลดลงเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเพิ่มมากขึ้น สรุปได้ว่า ถ้าค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมาก วิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำและวิธีชี้นำเฉลี่ยดีกว่าวิธีไม่มีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล

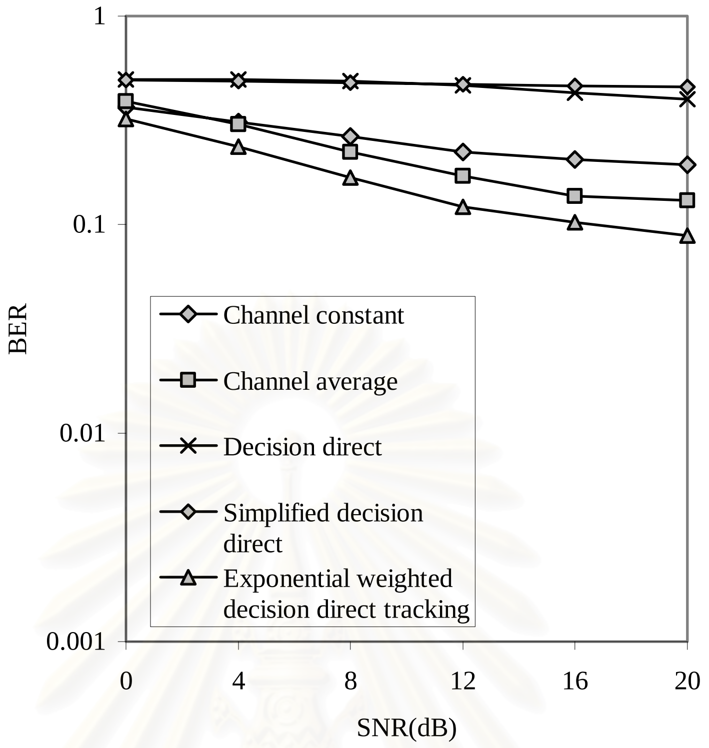


รูปที่ 4.33 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ กรณีเปรียบเทียบวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล เมื่อผู้ใช้ในระบบ 8 คน และค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 40 Hz

จากรูปที่ 4.33 เป็นกรณีที่มีผู้ใช้ในระบบ 8 คน ในกรณีที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงไม่มาก คือ มีค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 40 Hz จะเห็น ค่าอัตราความผิดพลาดบิตจะแบ่งออกได้เป็น 2 กลุ่มเหมือนกรณีผู้ใช้ 2 คนที่ค่าความถี่ดอปเพลอร์ 40 Hz แต่ในกรณีที่ผู้ใช้

เพิ่มมากขึ้นเป็น 8 คน ค่าอัตราความผิดพลาดบิตจะสูงกว่ากรณีมีผู้ใช้ในระบบ 2 คน โดยกลุ่มแรกประกอบด้วยวิธีไม่มีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล วิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีเฉลี่ย และ วิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีการชี้นำเฉลี่ย ซึ่งที่ค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าต่ำๆ ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีเฉลี่ยจะมีค่าต่ำสุด แต่เมื่ออัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าสูง วิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำเฉลี่ย จะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำสุดแทน เนื่องจากเมื่อระบบถูกรบกวนโดยสัญญาณรบกวนต่ำ วิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำเฉลี่ย จะสามารถปรับปรุงค่าได้ทันตามช่องสัญญาณที่เปลี่ยนไป ทำให้ค่าความแตกต่างระหว่างค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณจริงกับช่องสัญญาณที่ประมาณได้มีค่าน้อย กลุ่มที่ 2 ประกอบด้วยวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีวิธีชี้นำ และ วิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำอย่างง่าย จะเห็นว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบมาก จะส่งผลให้วิธีการทั้งสองไม่สามารถใช้ในระบบนี้ได้ ถึงแม้จะทำการเพิ่มค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนแล้วก็ตาม สรุปแล้วในกรณีที่ผู้ใช้ในระบบมาก ที่ค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนต่ำ วิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีเฉลี่ยเหมาะสมที่สุด แต่ถ้าระบบมีค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสูง วิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำเฉลี่ยจะเหมาะสมมากกว่าวิธีอื่น

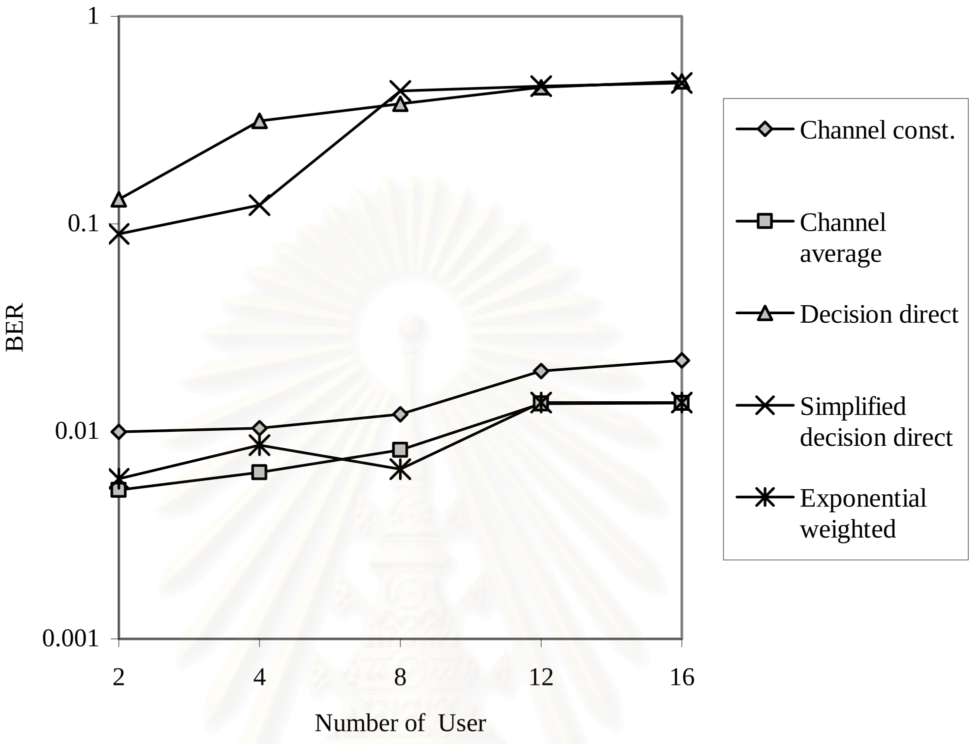
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 4.34 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ กรณีเปรียบเทียบวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล เมื่อผู้ใช้ในระบบ 8 คน และค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 200 Hz

กรณีสุดท้ายที่พิจารณาคือ กรณีที่ผู้ใช้ในระบบ 8 คน ค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 200 Hz จะเห็นว่าวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำเฉลี่ย มีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำสุด หมายความว่า วิธีนี้สามารถปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณได้ทันช่องสัญญาณจริงที่เปลี่ยนไปตามเวลา ในกรณีที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงมาก ๆ ส่วนวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีเฉลี่ย และ วิธีไม่มีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล จะเห็นว่าสามารถปรับปรุงค่าคุณสมบัติช่องสัญญาณได้ถึงระดับหนึ่ง เพราะดูจากรูปที่ 4.32 ค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่ามาก ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเกือบจะเป็นค่าคงที่ แสดงว่า ไม่ว่าจะเพิ่มค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเข้าไปอีก ค่าอัตราความผิดพลาดบิตก็อาจไม่ลดต่ำลงกว่านี้ หรือ ลดลงอีกเล็กน้อยเท่านั้น ส่วน 2 วิธีที่เหลือ คือ วิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำ และ วิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำอย่างง่าย ในระบบนี้

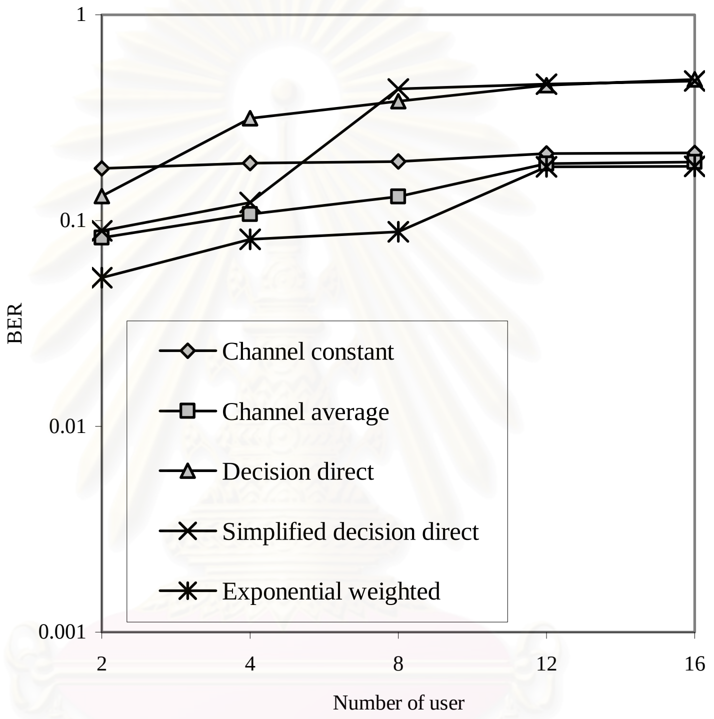
การเพิ่มอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน แทบจะไม่มีผลต่อการตัดสินบิตให้มีความถูกต้องเพิ่มขึ้นเลย เพราะดูได้จากรูปที่ 4.34 ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของทั้ง 2 วิธีมีค่าไม่ลดลง



รูปที่ 4.35 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ กรณีเปรียบเทียบวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล เมื่อทำการปรับเปลี่ยนจำนวนผู้ใช้ในระบบ และ ค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 40 Hz

ในหัวข้อที่ผ่านมา ได้พิจารณากรณีที่ผู้ใช้ในระบบมีค่าคงที่ 2 คน และ 8 คน ในหัวข้อนี้ได้ทำการปรับเปลี่ยนจำนวนผู้ใช้ในระบบ เพื่อดูวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในช่วงสัญลักษณ์ข้อมูล จากรูปที่ 4.35 แสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตของระบบในกรณีที่การเปลี่ยนแปลงช่องสัญญาณมีค่าต่ำ คือ มีค่าดอปเพลอร์เท่ากับ 40 Hz ใช้อัตราส่วนของสัญญาณกับสัญญาณรบกวนคงที่เท่ากับ 20 dB โดยทำการปรับเปลี่ยนจำนวนผู้ใช้ภายในระบบไปทั้งหมด 5 ค่า ได้แก่ 2 คน 4 คน 8 คน 12 คน และ 16 คน ตามลำดับ พบว่าในกรณีที่ผู้ใช้ในระบบมีค่าไม่เกิน 12 คน วิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำเฉลี่ยมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตน้อยที่สุด แต่ถ้าผู้ใช้ภายในระบบมีค่ามากกว่า 12 คน ค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ได้จะมีค่าใกล้เคียงกับวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีเฉลี่ย ส่วนวิธีการปรับปรุงค่า

คุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำและวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำอย่างง่าย พบว่าในกรณีที่จำนวนผู้ใช้ไม่เกิน 8 คน วิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำอย่างง่ายมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ได้มีต่ำกว่าวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำ แต่ก็ยังมีค่าสูงกว่าวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลอื่น ๆ



รูปที่ 4.36 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ กรณีเปรียบเทียบวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลเมื่อทำการปรับเปลี่ยนจำนวนผู้ใช้ในระบบ และ ค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 200 Hz

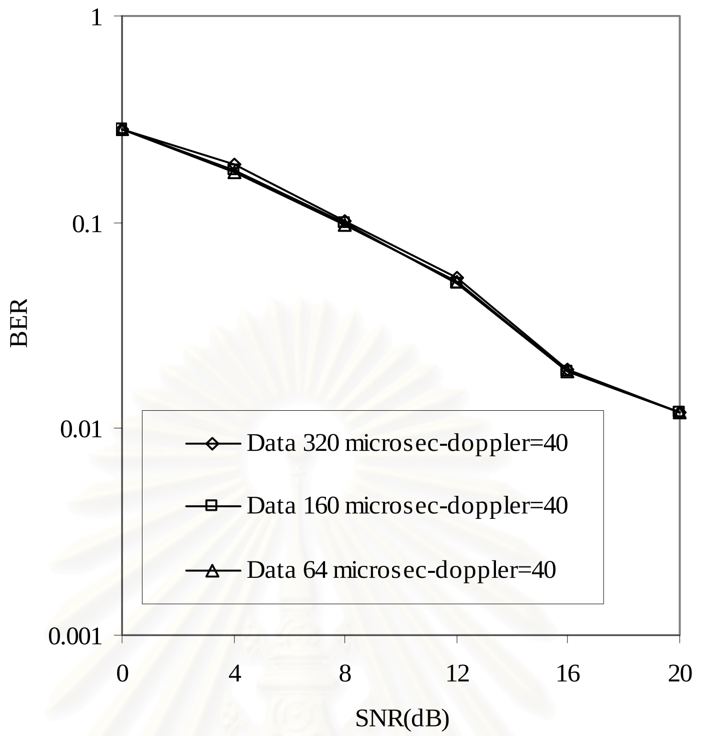
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

จาก รูปที่ 4.36 เมื่อทำการเปลี่ยนค่าความถี่ดอปเพลอร์ให้มากขึ้นเป็น 200 Hz วิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำเฉลี่ยจะให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำสุด รองมาเป็นวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีเฉลี่ย ส่วนวิธีไม่มีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลในกรณีที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงมากนี้ ค่าอัตราความผิดพลาดบิตจะมีค่ามาก วิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของ

สัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำจะให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำในช่วงแรกที่ผู้ใช้ในระบบมีจำนวนน้อย ๆ แต่เมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบสูงขึ้น ค่าอัตราความผิดพลาดบิตก็มีค่ามากขึ้นอย่างรวดเร็ว

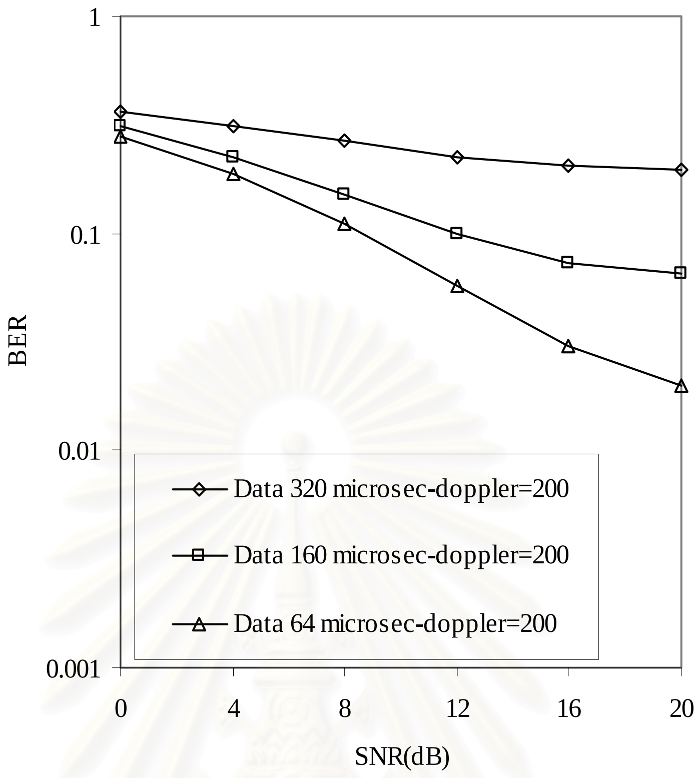
4.3.2 สมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตเมื่อมีการเปลี่ยนความยาวเฟรมข้อมูล

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการเปรียบเทียบสมรรถนะของการประมาณช่องสัญญาณในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นของระบบ MIMO MC-CDMA โดยใช้ลีสต์สแควร์อัลกอริทึมในกรณีที่มีการเปลี่ยนอัตราส่วนความยาวของสัญลักษณ์ข้อมูลภายในเฟรม เพื่อทดสอบผลกระทบของค่าความยาวเฟรมข้อมูลที่มีผลต่อประสิทธิภาพ และค่าความถูกต้องของการประมาณช่องสัญญาณ โดยในการจำลองผลนั้นจะกำหนดให้ค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดมีค่าเท่ากับ 40 Hz และ 200 Hz จากค่าความถี่ดอปเพลอร์ดังกล่าวถ้าเทียบเป็นความเร็วของมือถือ ที่ค่าความถี่กลางเท่ากับ 5 GHz พบว่า ถ้าค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 40 Hz แสดงว่า มือถือมีความเร็วเท่ากับ 86.4 กิโลเมตรต่อชั่วโมง และที่ค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 200 Hz มือถือจะวิ่งด้วยความเร็วเท่ากับ 432 กิโลเมตรต่อชั่วโมง ส่วนค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณในวิธีการปรับปรุงมีค่าเท่ากับ 0.95 และเพื่อทดสอบอัตราความผิดพลาดบิตเปรียบเทียบระหว่างวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในช่วงสัญลักษณ์ข้อมูลทั้งหมด 5 กรณี โดยทำการวัดค่าอัตราความผิดพลาดบิตในกรณีต่าง ๆ เมื่อทำการปรับเปลี่ยนค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนไป การทดลองนี้จึงทำการปรับเปลี่ยนค่าความยาวของเฟรมสัญลักษณ์ข้อมูลเป็น 3 ค่า คือ ความยาวของเฟรมข้อมูลเท่ากับ 20 50 และ 100 บิตข้อมูล เมื่อคิดเป็นความยาวของสัญลักษณ์ข้อมูล โดยค่าความยาวของสัญลักษณ์ข้อมูล 1 สัญลักษณ์ที่ใช้ในการจำลองระบบมีค่าเท่ากับ 3.2×10^{-6} วินาที ดังนั้นความยาวเฟรมข้อมูลจะมีค่าเท่ากับ 20 50 และ 100 บิตข้อมูล จะมีความยาวสัญลักษณ์ข้อมูลทั้งหมดเท่ากับ 64×10^{-6} 160×10^{-6} และ 320×10^{-6} วินาที ตามลำดับ

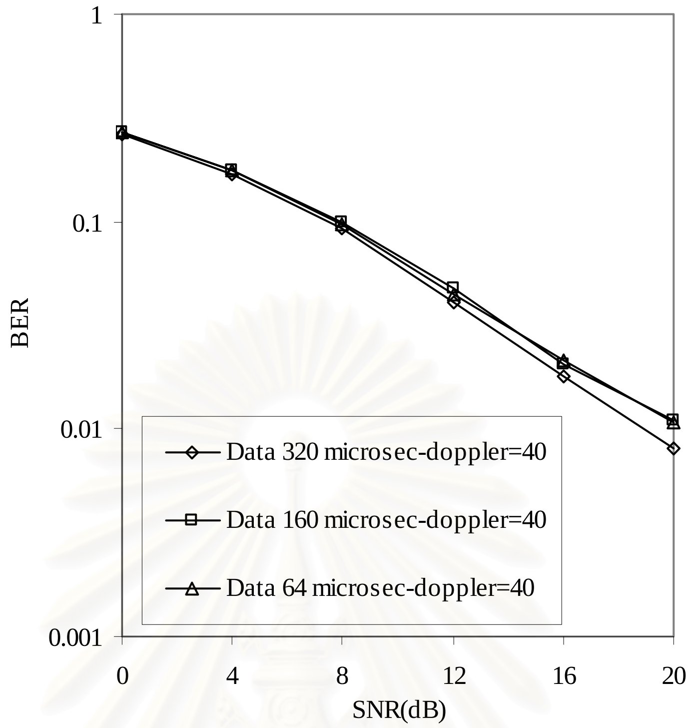


รูปที่ 4.37 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ ในกรณีที่ไม่มีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล เมื่อทำการปรับเปลี่ยนความยาวของช่วงข้อมูลและค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 40 Hz

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

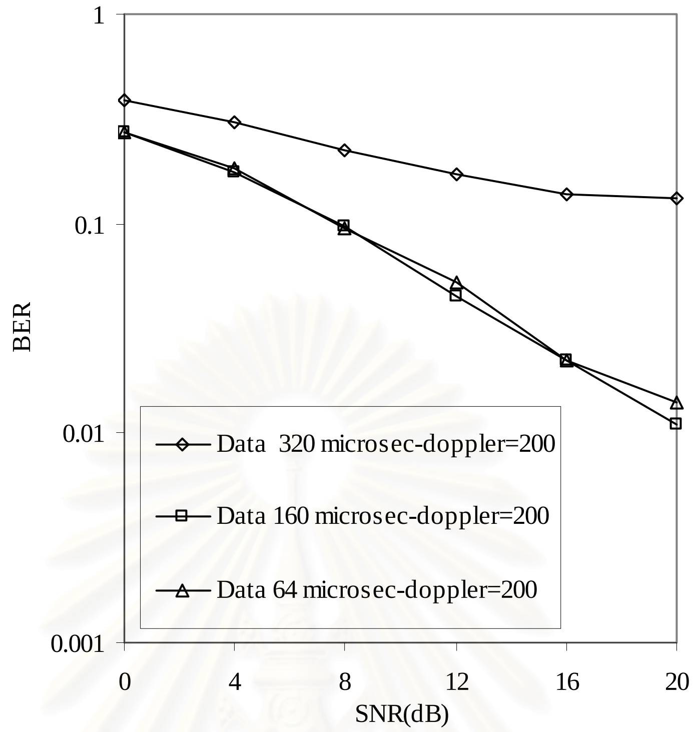


รูปที่ 4.38 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ ในกรณีที่ไม่มีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล เมื่อทำการปรับเปลี่ยนความยาวของช่วงข้อมูล และค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 200 Hz



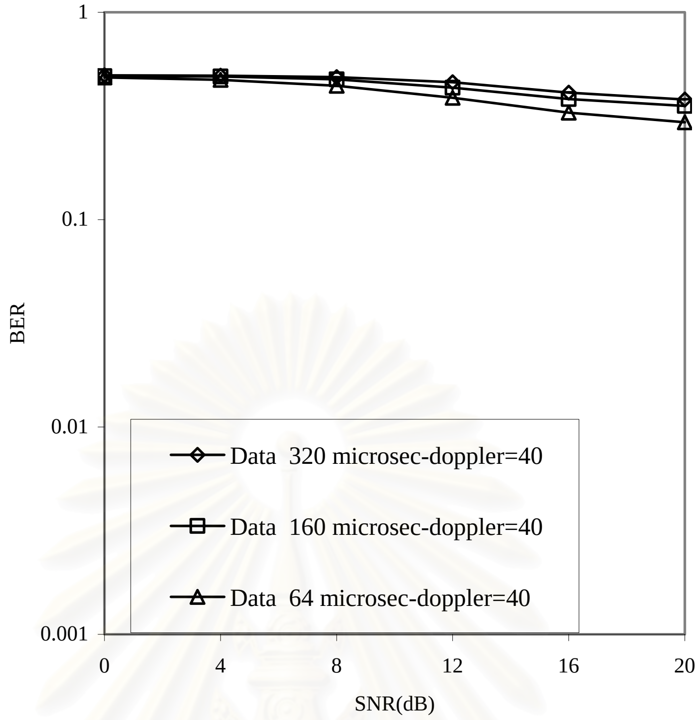
รูปที่ 4.39 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ ในกรณีมีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล โดยวิธีเฉลี่ย เมื่อทำการปรับเปลี่ยนความยาวของช่วงข้อมูล และค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 40 Hz

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

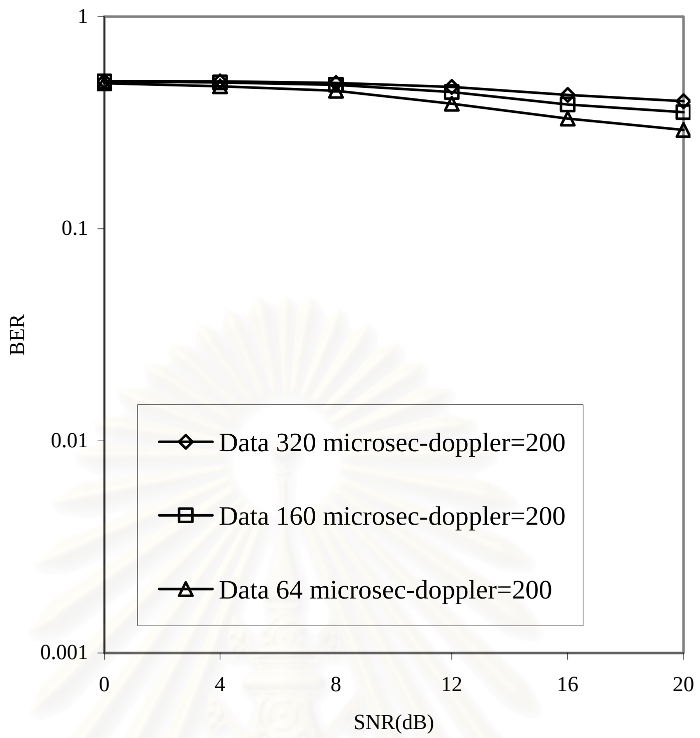


รูปที่ 4.40 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ ในกรณีมีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล โดยวิธีเฉลี่ย เมื่อทำการปรับเปลี่ยนความยาวของช่วงข้อมูล และค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 200 Hz

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

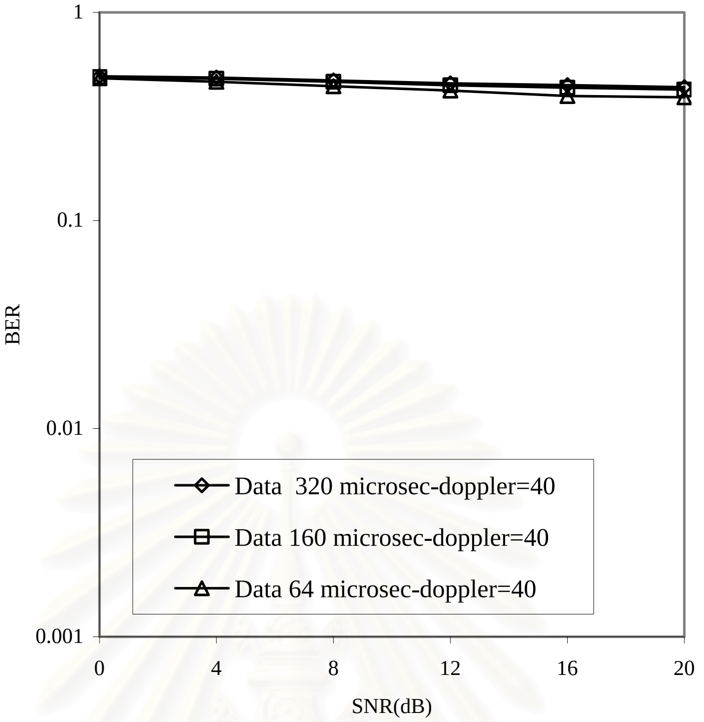


รูปที่ 4.41 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ ในกรณีมีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล โดยวิธีชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจ เมื่อทำการปรับเปลี่ยนความยาวของช่วงข้อมูล และค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 40 Hz

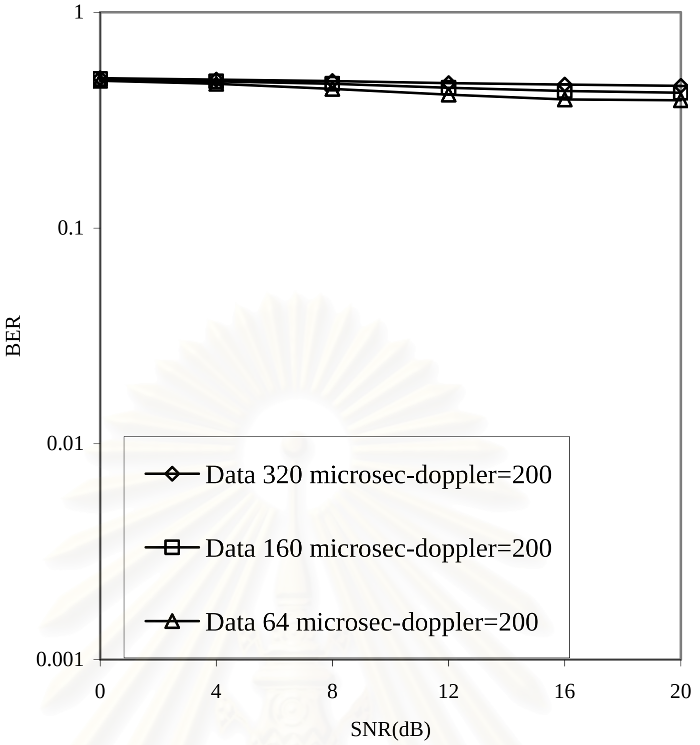


รูปที่ 4.42 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ ในกรณีมีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจ เมื่อทำการปรับเปลี่ยนความยาวของช่วงข้อมูล และค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 200 Hz

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

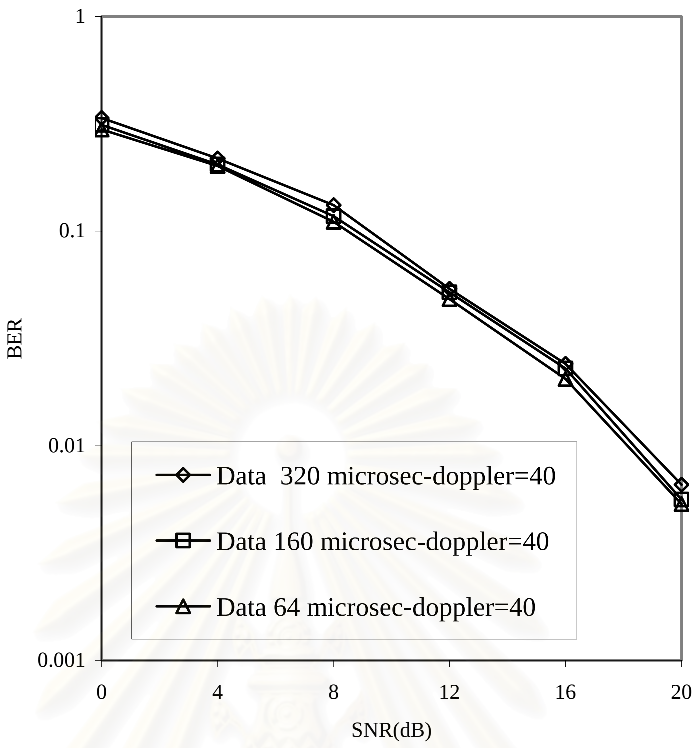


รูปที่ 4.43 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ ในกรณีมีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล โดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจแบบอย่างง่าย เมื่อทำการปรับเปลี่ยนความยาวของช่วงข้อมูล และค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 40 Hz



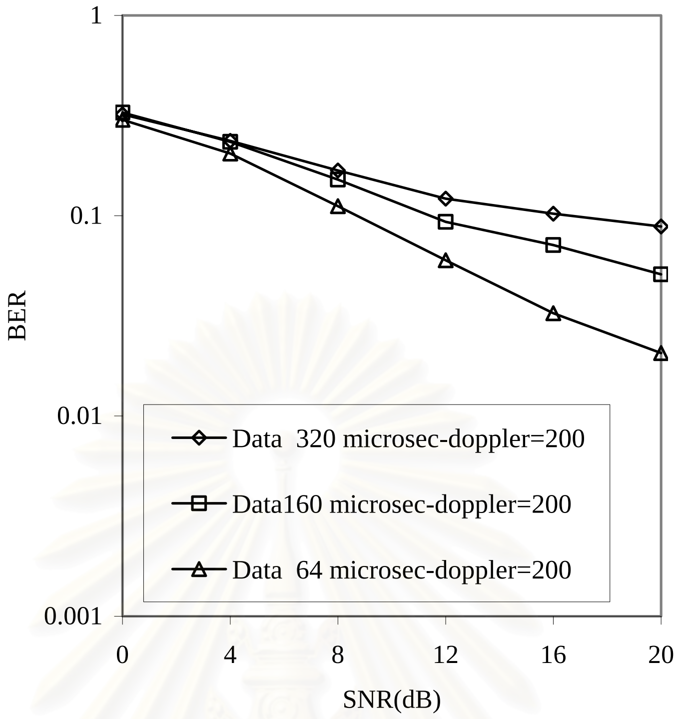
รูปที่ 4.44 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ ในกรณีมีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล โดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจแบบอย่างง่าย เมื่อทำการปรับเปลี่ยนความยาวของช่วงข้อมูล และค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 200 Hz

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 4.45 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ ในกรณีมีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล โดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจแบบอย่างง่ายที่อาศัยค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณ เมื่อทำการปรับเปลี่ยนความยาวของช่วงข้อมูลและค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 40 Hz

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 4.46 BER ของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณ ในกรณีมีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล โดยวิธีการชี้นำจากกระบวนการตัดสินใจแบบอย่างง่ายที่อาศัยค่าน้ำหนักของการประมาณช่องสัญญาณ เมื่อทำการปรับเปลี่ยนความยาวของช่วงข้อมูลและค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 200 Hz

จากรูปที่ 4.37 ถึงรูปที่ 4.46 แสดง ค่าอัตราบิตผิดพลาดของกระบวนการประมาณช่องสัญญาณที่มีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณแบบต่าง ๆ จะเห็นว่ากรณีที่ค่าความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 40 Hz ซึ่งเป็นกรณีที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงต่ำ การปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลจะทำได้ทันการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณจริง ดังนั้น ความยาวในการส่งสัญลักษณ์ข้อมูลจึงแทบไม่มีผลต่อค่าอัตราบิตผิดพลาด แต่ถ้าช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงสูง คือ กรณีที่ค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดเท่ากับ 200 Hz พบว่า ถ้าวิธีการปรับปรุงการประมาณค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณไม่ดีพอ กรณีที่ส่งข้อมูลที่มีความยาวมาก ๆ ก็จะเกิดความผิดพลาดมาก ค่าอัตราบิตผิดพลาดก็จะสูง ดังนั้น ในกรณีที่ค่าความถี่อปเพลอร์สูงการเปลี่ยนแปลงความยาวบิตสัญลักษณ์ข้อมูลจะส่งผลต่อค่าอัตราความผิดพลาดบิตของสัญลักษณ์ข้อมูลมาก

สรุปแล้ว การที่จะส่งความยาวของสัญลักษณ์ข้อมูลให้มีความยาวที่เหมาะสมต้องพิจารณาทั้งกรณีค่าความถี่ดอปเพลอร์ว่ามีค่ามากหรือน้อย ถ้ามีค่าน้อย ๆ ก็สามารถส่ง

สัญลักษณ์ข้อมูลที่มีความยาวของช่วงสัญลักษณ์ข้อมูลยาว ๆ ได้ และเงื่อนไขที่ต้องพิจารณาอีกอย่างคือ วิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณในช่วงสัญลักษณ์ข้อมูล จากรูปที่ 4.37 ถึงรูปที่ 4.46 จะเห็นว่าที่ค่าความถี่ดอปเพลอร์สูง ๆ คือมีค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดเท่ากับ 200 Hz การปรับเปลี่ยนความยาวของช่วงสัญลักษณ์ข้อมูลมีผลต่ออัตราความผิดพลาดบิตมาก คือ ถ้าส่งข้อมูลติดต่อกันเป็นช่วงยาว ๆ ความแตกต่างในช่วงท้ายของช่วงสัญลักษณ์ข้อมูลระหว่างช่องสัญญาณจริงกับช่องสัญญาณที่ประมาณได้จากสัญลักษณ์นำช่วยจะมีค่ามาก

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 5

บทสรุป

5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอรูปแบบของการประมาณช่องสัญญาณโดยอาศัยสัญลักษณ์นำช่วยประมาณ ในทางเวลา สำหรับประมาณช่องสัญญาณในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นของระบบสื่อสารไร้สาย MIMO MC-CDMA ซึ่งมีการประยุกต์ใช้สัญลักษณ์นำช่วยเข้ามาช่วยในการประมาณช่องสัญญาณเมื่อผู้ใช้ในระบบมีจำนวนมาก ค่าประวิงเวลาที่เกิดขึ้นมีค่ามากกว่ากรณีลีสต์สแควร์อัลกอริทึมทั่วไปเล็กน้อย เพราะการที่จะเพิ่มจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้นจากเดิม 1 เท่า จะมีการส่งสัญลักษณ์นำช่วยเพิ่มขึ้นเพียง 1 สัญลักษณ์ และในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้ลีสต์สแควร์อัลกอริทึมเข้าทำการหาค่าประมาณช่องสัญญาณทำให้ต้องมีขั้นตอนในการทำเมตริกซ์ผกผัน ดังนั้น จึงได้มีการออกแบบสัญลักษณ์นำช่วยของผู้ใช้แต่ละคนให้เกิดคุณสมบัติการตั้งฉากระหว่างกัน โดยเงื่อนไขการตั้งฉากคือ เมื่อทำการหาค่าการแปลงฟูเรียร์ไม่ต่อเนื่องระหว่างสัญลักษณ์นำช่วยของผู้ใช้แต่ละคนจะมีค่าเท่ากับศูนย์ แต่ถ้าเป็นค่าการแปลงฟูเรียร์ไม่ต่อเนื่องระหว่างสัญลักษณ์นำช่วยของผู้ใช้คนเดียวกันจะมีค่าเท่ากับจำนวนคลื่นพาห์ย่อยทั้งหมดคูณกับจำนวนวลาทั้งหมดที่ส่งสัญลักษณ์นำช่วย ทำให้สามารถหลีกเลี่ยงกระบวนการในการทำเมตริกซ์ผกผันได้ นอกจากนั้นแล้ววิทยานิพนธ์นี้ยังนำเสนอถึงวิธีปรับปรุงสมรรถนะของการประมาณช่องสัญญาณโดยพลังงานที่รั่วไปของช่องสัญญาณแบบพหุวิธี เมื่อค่าประวิงเวลาของแต่ละวิถีมีค่าไม่เป็นจำนวนเต็ม

ในส่วนของช่วงสัญลักษณ์ข้อมูลได้มีการทดสอบการปรับปรุงคุณลักษณะของช่องสัญญาณแบบต่าง ๆ แล้ววัดอัตราความผิดพลาดบิตเปรียบเทียบกรณีเปลี่ยนแปลงจำนวนผู้ใช้ในระบบ และเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ดอปเพลอร์ โดยวิธีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลที่ทำการศึกษามีดังนี้

1. กรณีที่ไม่มีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูล ซึ่งเป็นวิธีที่ใช้ค่าช่องสัญญาณที่ประมาณได้จากสัญลักษณ์นำช่วยตั้งแต่ต้นเฟรม ไปใช้ในการตัดสินบิตตลอดช่วงสัญลักษณ์ข้อมูลที่ตามมา ทั้งนี้ข้อดีของวิธีการนี้ คือ มีความซับซ้อนต่ำ แต่ก็มีข้อเสียเช่นกัน คือ ถ้าช่วงสัญลักษณ์ข้อมูลมีความยาวมาก ๆ หรือ ระบบที่ใช้มีค่าความถี่ดอปเพลอร์สูง ค่าอัตราบิตผิดพลาดที่ได้จากวิธีนี้จะมีค่ามาก

2. กรณีมีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีเฉลี่ย วิธีนี้จะทำการหาค่าการประมาณช่องสัญญาณจากช่วงสัญลักษณ์นำช่วย 2 ช่วงที่อยู่ต้นและส่วนท้ายของช่วงสัญลักษณ์ข้อมูลแล้วนำมาหาค่าเฉลี่ย นำค่าที่ได้ไปใช้ในการตัดสินบิตตลอดช่วงสัญลักษณ์ข้อมูลข้อดีของวิธีการนี้ คือ มีความซับซ้อนไม่มาก อัตราความผิดพลาดบิตมีค่าต่ำถึงแม้ระบบที่พิจารณาจะมีค่าความถี่ดอปเพลอร์สูง ส่วนข้อเสีย คือ ต้องมีการประวิงเวลาเพื่อรอสัญลักษณ์นำช่วยในช่วงถัดไปให้มาถึงก่อนจึงจะสามารถทำการตัดสินบิตได้

3. กรณีมีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำวิธีนี้จะมีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณทุก ๆ สัญลักษณ์ข้อมูล โดยอาศัยค่าบิตที่ตัดสินได้ในช่วงสัญลักษณ์ข้อมูลของบิตก่อนหน้า ข้อดีของวิธีการนี้คือมีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณตามช่องสัญญาณจริงที่มีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลาและข้อเสีย คือ ความซับซ้อนสูงกว่าวิธีอื่น และเกิดความผิดพลาดสะสมได้ง่าย

4. กรณีมีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำอย่างง่ายซึ่งเป็นวิธีที่เหมือนกับกรณีมีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำ แต่มีความซับซ้อนในการประมาณค่าช่องสัญญาณต่ำกว่า ข้อดีของวิธีการนี้คือ มีความซับซ้อนต่ำกว่ากรณีมีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำ แต่ข้อเสีย คือ เกิดความผิดพลาดสะสมเหมือนกับวิธีกรณีมีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำ

5. กรณีมีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำเฉลี่ยวิธีนี้ได้ทำการประยุกต์วิธีกรณีมีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีเฉลี่ยเข้ากับกรณีมีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำอย่างง่าย คือมีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณทุก ๆ สัญลักษณ์ข้อมูล แต่มีการให้น้ำหนักกับค่าช่องสัญญาณที่ประมาณได้จากสัญลัษณ์นำช่วยมากกว่าค่าช่องสัญญาณใหม่ที่ประมาณได้จากสัญลักษณ์ข้อมูล ซึ่งมีข้อดีตรงที่ข้อดี มีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำ ทั้งกรณีที่ผู้ใช้ในระบบมาก ๆ และ กรณีที่ค่าความถี่ดอปเพลอร์สูง ๆ เพราะมีการปรับปรุงค่าช่องสัญญาณตามช่องสัญญาณจริงตลอดเวลาและ

ข้อเสีย คือ ต้องหาค่าน้ำหนักในการประมาณช่องสัญญาณในแต่ละกรณีเผื่อให้ค่าอัตราบิตผิดพลาดต่ำสุด

5.2 ข้อดีและข้อเสียของระบบที่นำเสนอ

ข้อดี

- ระบบสามารถรองรับผู้ใช้ภายในระบบได้มากขึ้น
- สัญลักษณ์นำช่วยที่มีคุณสมบัติความตั้งฉากจะลดค่าแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่นให้มีค่าต่ำลงทำให้ ช่องสัญญาณที่ประมาณได้มีความถูกต้องมากขึ้น
- การคิดพลังงานที่รั่วในกรณีที่ช่องสัญญาณเป็นแบบพหุวิถีทำให้ค่าช่องสัญญาณที่ประมาณได้มีความถูกต้องมากขึ้น

ข้อเสีย

- การประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอใช้ลีสต์สแควร์อัลกอริทึมในหาค่าการประมาณช่องสัญญาณและไม่มีการปรับปรุงค่าช่องสัญญาณที่ประมาณได้ในช่วงสัญลักษณ์นำช่วย ทำให้ค่าช่องสัญญาณที่ประมาณมีค่าความผิดพลาดสูงเมื่อใช้ค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าต่ำ
- วิธีที่นำเสนอทำให้กรณีมีการปรับปรุงค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลโดยวิธีชี้นำไม่สามารถใช้งานได้เนื่องจากมีค่าความผิดพลาดสะสมสูง

5.3 ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต

สำหรับงานที่ควรจะได้รับการศึกษาหรือพัฒนาต่อไป คือ

1) ศึกษา และพัฒนาการประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้น และหาวิธีในการปรับปรุงค่าการประมาณช่องสัญญาณที่ได้จากสัญลักษณ์นำช่วยมีความถูกต้องมากขึ้น
2) ศึกษา และพัฒนากรรมวิธีการประยุกต์ใช้การปรับปรุงค่าคุณลักษณะช่องสัญญาณภายในส่วนของสัญลักษณ์ข้อมูลแบบอื่น ๆ เข้ากับระบบที่นำเสนอเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของการประมาณ
3) ศึกษา และพัฒนารูปแบบในการจัดวางสัญลักษณ์นำช่วยเพื่อให้ระบบมีประสิทธิภาพในการประมาณช่องสัญญาณประสิทธิภาพในการใช้ช่องสัญญาณสูงยิ่งขึ้น
4) พัฒนาการประยุกต์ใช้วิธีการประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอเข้าร่วมกับการประมาณความถี่ออฟเซตของช่องสัญญาณ

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

รายการอ้างอิง

1. Matthias, P. Mobile fading Channels. (n.p.): John Wiley sons, 2002.
2. Yee, N., and Linnartz, J.P. Multi-Carrier CDMA in an Indoor Wireless Radio Channel. CA.: University of California Berkeley,1999.
3. Hara, S., and Prasad, R. DS-CDMA, MC-CDMA and MT-CDMA for Mobile Multi-Media Communications. IEEE Vehicular Technology Conference 2 (May 1996): 1106 – 1110.
4. Bingham, A.C. Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come. IEEE Communication Magazine 8, 5 (May 1990): 5-14.
5. Hara, S. and Prasad, R. Overview of Multicarrier CDMA. IEEE Communications Magazine. 35 (December 1997):126-133.
6. Stefan K. Multi-Carrier CDMA Mobile Radio Systems Analysis and Optimization of Detection, Decoding, and Channel Estimation.: Munich, Germany, 1998
7. Richard, V. N. and Prasad, R. OFDM for Wireless Multimedia Communications.: Artech House, 2000.
8. Cimini, Jr. L. J. Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing. IEEE Transactions on Communications Com-33 (n.p.): 665-666.
9. Oppenhiem, A. V. and Schafer, R. W. Discrete-Time Signal Processing.: Prentice-Hall, 1989.
10. Paulraj, A.J. Gore, D.A. Nabar, R.U. Bolcskei, H. An Overview of MIMO Communications — A Key to Gigabit Wireless. Proceedings of the IEEE 92, 2 (February 2004): 198 – 218.
11. Stuber, G.L. Barry, J.R. Mclaughlin, S.W. Li, Y.G. Ingram, M.A. Pratt, T.G. Broadband MIMO-OFDM Wireless Communications. Proceedings of the IEEE 92, 2 (February 2004): 271 – 298.
12. Li, Y.G. Seshadri, N. and Ariyavisitakul, S. Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channels, IEEE

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Journal on Selected areas in Communication 17, 1 (March 1999): 461-471.

13. Y.G. Li. Simplified channel estimation for OFDM systems with multiple transmit antennas IEEE Transactions on Wireless Communication 1, 1 (January 2002): 67-75.

14. Y.G. Li, and H. Wang. Channel estimation for MIMO-OFDM wireless communications IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Proceeding. 3 (September 2003): 2891-2895.

15. A. Benjebbour, Y. Seki, and S. Yoshida. Simplified Channel Tracking for MIMO-OFDM Systems IEICE Transactions on Communications E-86-B, 10 (October 2003): 3013-3022.

16. M. Wennstrom. On MIMO systems and adaptive array wireless communication. : Uppsala University, 2002.

17. Beek, J.J. Edfors, O. Sandell, M. Wilson, S.K. Borjesson, P.O. On Channel Estimation in OFDM Systems IEEE Vehicular Technology Conference 2 (July 1995): 815-819.

18. Alamouti, S.M. A simple transmit diversity techniques for wireless communications IEEE Journal on Selected Areas in Communications 16, 8 (October 1998): 1451-1458.

19. ลัญฉกร วุฒิสิทธิกุลกิจ, หลักการระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ กรุงเทพมหานคร: สำนักพิมพ์แห่ง จุฬาลงกรณ์ มหาวิทยาลัย, 2544.

20. 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 E86-B, 1 (January 2003): 365-373

21. Takaoka, S. and Adachi, F. Pilot-Aided Adaptive Prediction Channel Estimation in a Frequency-Nonselective Fading Channel. IEICE Transactions on Communications E-85-B, 1 (August 2002): 1552-1560.

22. Tureli, U., Kivanc D. and Liu, H. Channel Estimation for MC-CDMA. Signals. Systems and Computers Conference Proceeding, 2000 IEEE 5th

International Symposium 1: 2909-2912.

23. Frenger, P.K. and Svensson, N.B. Decision-directed coherent detection in multicarrier systems on Rayleigh fading channels. IEEE Vehicular Technology Conference 48 (March 1999): 490-498.

24. Park, J. K. and Park, J. H. A Channel Estimation Technique for WCDMA Systems. IEICE Transactions on Communications E-86-B, 4 (April 2003): 1439-1442.

25. Morelli, M. and Mengali, U. A Comparision of Pilot-Aided Channel Estimation Methods for OFDM Systems. IEEE Transactions on Signal Processing 49, 12 (December 2001): 3065-3072.

26. Colieri, S. Ergen, M. Puri, A. and Bahai A. A Study of Channel Estimation in OFDM Systems. IEEE Vehicular Technology Conference Proceeding 2 (September 2002): 894-898.

27. Ayadi, J. de Carvalho, E. Slock, D.T.M. Blind and Semi-Blind Maximum Likelihood Methods for FIR Multichannel Identification. 1998 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing 6 (May 1998): 3185-3188.

28. Roy, S. and Li, C. A Subspace Blind Channel Estimation Method for OFDM Systems Without Cyclic Prefix. IEEE Transactions on Wireless Communications 1, 4 (October 2002): 572-579.

29. Lee, W., Tau Seiskul, B. Kunaruttanapruk, S., and Jitapunkul, S Channel Estimation for the Uplink of MIMO MC-CDMA Systems IEEE International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT2005). February, 21-23 2005. Phoenix Park, Republic of Korea.

30. Lee, W., Tau Seiskul, B. Kunaruttanapruk, S., and Jitapunkul, S Optimum Training Sequences for the Uplink of MIMO MC-CDMA Systems IEEE Communication Network and Services Research Conference (CNSR2005). May, 16-18 2005. Halifax, Nova Scotia, Canada.

31. ปริยะ คุณาบุตร การประมาณช่องสัญญาณโดยใช้สัญลักษณ์นำช่วยประมาณโดยรีเคอร์ซีฟลีสต์สแควร์อัลกอริทึม สำหรับระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอขาลง มหาบัณฑิต

(ปีการศึกษา 2547) สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. วิทยานิพนธ์ปริญญามหาบัณฑิต, ภาควิชา บัณฑิตวิทยาลัย จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2547.

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาคผนวก

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ผลงานวิจัยของผู้เขียนที่ได้รับการตีพิมพ์แล้ว

Lee, W., Tau Sieskul, B., Kunaruttanapruk, S., and Jitapunkul, S. Channel Estimation for the Uplink of MIMO MC-CDMA Systems. IEEE International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT2005). February, 21-23 2005. Phoenix Park, Republic of Korea.

Lee, W., Tau Sieskul, B., Kunaruttanapruk, S., and Jitapunkul, S. Optimum Training Sequences for the Uplink of MIMO MC-CDMA Systems. IEEE Conference on Communication Networks and Services Research (CNSR2005). May, 16-18 2005. Halifax, Nova Scotia, Canada.

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Channel Estimation for the Uplink of MIMO MC-CDMA Systems

Wilaiporn Lee Bamrung Täu Sieskul Suwich Kunaruttanapruk Somchai Jitapunkul

Digital Signal Processing Research Laboratory, Department of Electrical Engineering
Chulalongkorn University Bangkok, Thailand 10330
Tel +66 2218 6913 E-mail: wilaiporn.l@student.chula.ac.th,somchai.j@chula.ac.th

***Abstract*— In this paper, a new scheme of transmit training sequence is proposed for estimating the time-varying channel in the MIMO MC-CDMA system. The key idea behind the presented scheme is to stretch out the existing pilot-symbol-aided approach with single multicarrier pilot symbol to our extended one with multiple multicarrier pilot symbols. Rather than the limitation of $M \leq \lfloor K/L \rfloor$ in the conventional method, the proposed scheme can support more number of concurrent users under the derived relation $M \leq \lfloor T \times K/L \rfloor$, where $\lfloor \bullet \rfloor$ denotes the operator to find the least integer of $\bullet$, and T, K, M, and L are represented respectively as contiguous training sequence period with all T pilots, number of subcarriers, number of users or number of transmit antennas, and number of multi-path or nonzero taps. Numerical simulations are conducted to demonstrate the advantage of longer training period proposed. It appeared that in the situation where $M \leq \lfloor K/L \rfloor$, the new scheme almost yields the same performance as the conventional method under the same of typical urban delay profiles. As expected in the condition $M \leq \lfloor T \times K/L \rfloor$, the conventional approach fails to carry out, where as our technique based on the multiple multicarrier pilot symbols still be possible to handle the encountered situation where the number of users is higher.**

I. Introduction

Multicarrier code division multiple access (MC-CDMA) [1], [2], which is a combination between the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) and the direct sequence code division multiple access (DS-CDMA), is one of the most promising technologies to enable the high-rate communication in the near future. MC-CDMA. It is more robust to the multipath fading and timing synchronization than the single carrier DS-CDMA. In addition, similar to other multicarrier modulation techniques, MC-CDMA has high spectral utilization efficiency because of the overlaping spectra. Compared with the OFDM, MC-CDMA can achieve higher level of frequency diversity. It also gains several advantages from the rich literatures in the DS-CDMA contexts such as the employment of multiuser detection, soft handoff, etc.

The use of multiple transmit and receive antennas (or multiple input multiple output; MIMO, technology) has also received much attention due to its potential to support large capacity in wireless communication systems [3], [4]. MIMO technology exploits rich scattering nature of the mobile channels as a new dimension for signal separation. Recently, the MIMO technology has been integrated with the OFDM and the MC-CDMA system.

In order to successfully detect the transmitted symbol, the MIMO MC-CDMA system requires channel estimation to enable the coherent combining. Several channel estimation techniques for the MIMO OFDM system can be applied to the MIMO MC-CDMA. In this paper, we focus on the realistic pilot-assisted channel estimation technique. In [5], the 2 tranmit 2 receive antennas system was considered. The Least square (LS) estimator was proposed and its performance in the terms of mean square error (MSE) was analyzed. Based on the MSE analyses, the optimum training sequence was constructed. In [6], the estimator in [6] was extended to the more general M transmit N receive antennas case. In [5] and [6], the equivalent sampled spaced time-domain impulse response model is exploited, and the estimator requires only an OFDM symbol from each transmit antenna to estimate $M \times N$ different channel. The maximum number of M is limited by the number of subcarriers K and the number of nonzero taps L. This maximum allowance of M may be insufficient to support the requirement of large number of users in the MC-CDMA system.

In this paper, we propose a generalized estimator with a capability to support any desired number of M. Number of required pilot symbols is varied according to M, K, and L. The proposed estimator was evaluated by computer simulations. Simulation results demonstrates merits of our proposed technique.

The rest of this paper is organized as follows. In section II, the MIMO MC-CDMA system model is described. The conventional channel estimator is reviewed in section III and the proposed estimator is presented in section IV. Simulation results and discussion are presented in section V. Finally, section VI concludes this paper.

II. Data Model For MIMO MC-CDMA

Consider the uplink scenario of a MIMO MC-CDMA system in the presence of frequency-selective multipath. The overall schematic is show in Fig. 1, where the i-th transmit antennas is located at the i-th MS ($i \in \{1, 2, \ldots, M\}$) and N receive antennas are placed on BS. Such a system is denoted as a $M \times N$ MIMO MC-CDMA system. In Fig. 1, the original data bit of the i-th user at symbol duration n, designated by $\mathrm{b}_i[n]$ ($\mathrm{b}_i[n] \in \{-1, 1\}$ for BPSK constellation), is copied

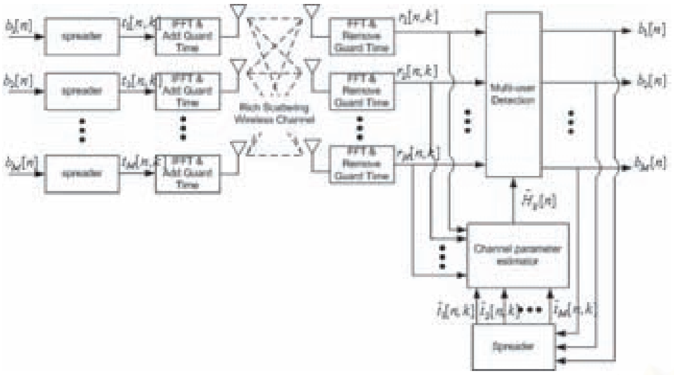


Fig. 1. MIMO MC-CDMA System.

into each subcarrier and then multiplied by a chip of the i-th user signature sequence, $c_i(k)$. The spread data symbol $\mathbf{s}_i[n] \in \{-1, 1\}^{K\times 1}$ can be expressed as

$$\mathbf{s}_i[n] = \begin{bmatrix} \mathrm{b}_i[n]c_i(0) & \mathrm{b}_i[n]\mathrm{c}_i(1) & \cdots & \mathrm{b}_i[n]\mathrm{c}_i(K-1) \end{bmatrix}^{\mathsf{T}} \tag{1}$$

where K is the total number of sub-carriers. At the transmitting end, the spread data symbols are modulated onto the k-th subcarrier by using the inverse Fast Fourier transform (IFFT), and then transmitted by the antenna for its corresponding stream after inserting the guard interval (GI). Therefore, all M transmit antennas simultaneously transmit the spread data symbols. After removing GI, the received signals at each antenna, which can be regarded as the superposition of all distortion transmitted signals, can be represented in frequency domain via the Fast Fourier transform (FFT). The received signal at the j-th antenna of the symbol duration n, denoted by $\mathbf{r}[n,k] \in \mathbb{C}^{N\times 1}$, can be written as

$$\mathbf{r}[n,k] = \begin{bmatrix} r_1[n,k] & r_2[n,k] & \cdots & r_N[n,k] \end{bmatrix}^{\mathsf{T}} \tag{2}$$

where $k \in \{0, 1, \ldots, K-1\}$ is the index of subcarrier. Assume that a perfect sample timing is provided in such away that the underlying GI are long enough to mitigate the ISI effect. Then, the receive signal vector $\mathbf{r}[n,k]$ at the k-th subcarrier of the symbol duration the n-th from the j-th receive antenna can be expressed as

$$\mathbf{r}[n,k] = \mathbf{H}[n,k]\mathbf{s}[n,k] + \mathbf{w}[n,k] \tag{3}$$

where $\mathbf{H}[n,k] \in \mathbb{C}^{N\times M}$ is the channel response matrix of the k-th subcarrier of the n-th symbol duration, written as

$$\mathbf{H}[n,k] = \begin{bmatrix} \mathrm{h}_{11}[n,k] & \ldots & \mathrm{h}_{M1}[n,k] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathrm{h}_{1N}[n,k] & \ldots & \mathrm{h}_{MN}[n,k] \end{bmatrix}. \tag{4}$$

Corresponding to the k-th subcarrier of the n-th symbol duration, the vector $\mathbf{s}[n,k] \in \{-1,1\}^{M\times 1}$ in (3) denotes transmitted signals and $\mathbf{w}[n,k] \in \mathbb{C}^{N\times 1}$ represents the additive zero-mean Gaussian noise vector with covariance $\mathcal{E}\langle \mathbf{w}[n,k]\mathbf{w}^{\mathsf{H}}[\acute{n},\acute{k}]\rangle = \sigma_n^2 \boldsymbol{I}\delta_{k\,\acute{k}}\delta_{n,\acute{n}}$, where $\delta_{\bullet,\bullet}$ signifies the Krönecker delta function.

For the i-th transmit and the j-th receive antenna, the vector $\mathrm{h}_{ij}[n,k] \in \mathbb{C}^{1\times 1}$ is the (i,j)-th entry in $\mathbf{H}[n,k]$. In according to the channel time response, the channel frequency response can be represented as [5]

$$\mathrm{h}_{ij}[n,k] = \sum_{l=0}^{L-1} h_{ij}[n,l] W_K^{kl} \tag{5}$$

where $W_K = e^{-\imath(2\pi/K)}$ with $\imath = \sqrt{-1}$, and T_f, T_s, and Δf are the block length, the symbol duration and the subcarrier spacing, respectively. We then have $T_s = 1/\Delta f$ and $T_f = T_g + T_s$, where T_g is the duration of the guard interval. It can be assumed that the impulse response sampled at a rate of $K\Delta f$ has L nonzero taps.

Let us introduce two vectors $\boldsymbol{h}_{ij}[n] \in \mathbb{C}^{L\times 1}$ and $\mathbf{h}_{ij}[n] \in \mathbb{C}^{K\times 1}$ due to the i-th transmit and the j-th receive antenna at the n-th symbol duration as

$$\boldsymbol{h}_{ij}[n] = \begin{bmatrix} h_{ij}[n,0] & h_{ij}[n,1] & \cdots & h_{ij}[n,L-1] \end{bmatrix}^{\mathsf{T}} \tag{6a}$$

$$\mathbf{h}_{ij}[n] = \begin{bmatrix} \mathrm{h}_{ij}[n,0] & \mathrm{h}_{ij}[n,1] & \cdots & \mathrm{h}_{ij}[n,K-1] \end{bmatrix}^{\mathsf{T}} \tag{6b}$$

for the time domain with L paths and the frequency domain with K points of DFT, respectively.

III. Conventional Channel Estimation for MIMO MC-CDMA

For taking into account OFDM, a MIMO channel time response estimator, which is optimum in the minimum mean square error (MMSE) sense, has been proposed in [5]. Here we recall the concise description of such a channel estimator in order to account for the MIMO MC-CDMA system.

During the training period, the transmitted signals for each antenna, *i.e.*, $s_i[n,k]\ ;\forall i \in \{1, 2, \ldots, M\}$, are of course known. When the system is in the data transmission mode, decoded data are used to generate the reference signals. In section II, the received signal at the j-th antenna can be expressed as

$$\begin{bmatrix} \mathrm{r}_j[n,0] \\ \mathrm{r}_j[n,1] \\ \vdots \\ \mathrm{r}_j[n,K-1] \end{bmatrix} = \mathbf{S}[n] \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{1j}[n] \\ \mathbf{h}_{2j}[n] \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{Mj}[n] \end{bmatrix} \tag{7}$$

where $\mathbf{S}[n] \in \{-1, 0, 1\}^{(K\times(MK))}$ is defined as

$$\mathbf{S}[n] \triangleq \begin{bmatrix} diag(\mathbf{s}_1[n]) & diag(\mathbf{s}_2[n]) & \ldots & diag(\mathbf{s}_M[n]) \end{bmatrix} \tag{8}$$

with

$$diag(\mathbf{s}_1[n]) = \begin{bmatrix} \mathrm{s}_1[n,0] & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & \mathrm{s}_1[n,1] & \ldots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \ldots & \mathrm{s}_1[n,K-1] \end{bmatrix}. \tag{9}$$

Note that $\mathbf{S}[n]$ is rank-deficient. Next we may write

$$\begin{bmatrix}\mathbf{h}_{1j}[n]\\ \mathbf{h}_{2j}[n]\\ \vdots\\ \mathbf{h}_{Mj}[n]\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\mathbf{D} & \mathbf{O} & \dots & \mathbf{O}\\ \mathbf{O} & \mathbf{D} & \dots & \mathbf{O}\\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots\\ \mathbf{O} & \mathbf{O} & \dots & \mathbf{D}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\hat{\boldsymbol{h}}_{1j}[n]\\ \hat{\boldsymbol{h}}_{2j}[n]\\ \vdots\\ \hat{\boldsymbol{h}}_{Mj}[n]\end{bmatrix} = \mathbf{Q}\begin{bmatrix}\hat{\boldsymbol{h}}_{1j}[n]\\ \hat{\boldsymbol{h}}_{2j}[n]\\ \vdots\\ \hat{\boldsymbol{h}}_{Mj}[n]\end{bmatrix} \quad (10)$$

with $\mathbf{Q}\in\mathbb{C}_{\mathbb{F}}^{(MK)\times(ML)}$, defined by

$$\mathbf{Q} \triangleq \begin{bmatrix}\mathbf{D} & \mathbf{O} & \dots & \mathbf{O}\\ \mathbf{O} & \mathbf{D} & \dots & \mathbf{O}\\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots\\ \mathbf{O} & \mathbf{O} & \dots & \mathbf{D}\end{bmatrix}. \quad (11)$$

Substituting the rest of (10) into (7), we have

$$\begin{bmatrix}\hat{\boldsymbol{h}}_{1j}[n]\\ \hat{\boldsymbol{h}}_{2j}[n]\\ \vdots\\ \hat{\boldsymbol{h}}_{Mj}[n]\end{bmatrix} = (\mathbf{X}^{\mathsf{H}}\mathbf{X})^{-1}\mathbf{X}^{\mathsf{H}}\begin{bmatrix}\mathrm{r}_j[n,0]\\ \mathrm{r}_j[n,1]\\ \vdots\\ \mathrm{r}_j[n,K-1]\end{bmatrix} \quad (12)$$

where $\mathbf{X}\in\mathbb{C}^{K\times ML}$ is defined as

$$\mathbf{X} \triangleq \mathbf{SQ}. \quad (13)$$

In the above, the DFT matrix $\mathbf{D}\in\mathbb{C}_{\mathbb{F}}^{K\times L}$ is given by

$$\mathbf{D} = \frac{1}{K}\begin{bmatrix}1 & 1 & \cdots & 1\\ 1 & \frac{1}{W_K} & \cdots & \frac{1}{W_K^{L-1}}\\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots\\ 1 & \frac{1}{W_K^{K-1}} & \cdots & \frac{1}{W_K^{(K-1)(L-1)}}\end{bmatrix} \quad (14)$$

Here we provide a simple analysis on the existence of the above solution in (12).

Remark 1: According to (12), the pilot-symbol-aided channel estimation needs to calculate the inverse of $\mathbf{X}^{\mathsf{H}}\mathbf{X}$. It is worthwhile to emphasize that $(\mathbf{X}^{\mathsf{H}}\mathbf{X})^{-1}$ is computable when the matrix $\mathbf{X}$ defined in (13) is of full rank. Since the matrix $\mathbf{Q}$ defined in (11) is of full rank, we have to confine ourself to the condition $K \geq ML$ for the existence of channel estimate. This immediately reveals the limitation implicit in the proposed approach [5]. Strictly speaking, the single multicarrier pilot symbol shown above is thus affordable to deal with *only* $M \leq \lfloor K/L \rfloor$ number of transmit antennas, where $\lfloor\bullet\rfloor$ denotes the operator to find the least integer of $\bullet$.

IV. Proposed Channel Estimation for MIMO MC-CDMA

Normally, the mobile communication have to accommodate large number of users, which implies the requirement of large number of transmit antennas. Therefore, the single multicarrier pilot symbol scheme may not be able to support such requirement.

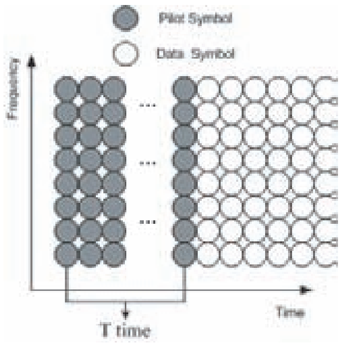


Fig. 2. Proposed scheme of multiple multicarrier pilot symbols.

In order to enable larger number of transmit antennas, we propose a new pilot-symbol-aided channel estimation scheme. The proposed technique is based on multiple pilot symbols rather than only single pilot symbol. The so-called "multiple multicarrier pilot symbols" can be illustrated in Fig. 2.

First, we derive the proposed scheme in time domain. As seen in (3), we extend the expression in multiple pilots for estimating the channel response. Later, it can be shown that the maximum number of allowable transmit antenna in our proposed channel estimation scheme is larger that provide by the previous approach.

We will present the expression to estimate the channel response only at the j-th receive antenna for the sake of convenience. An extension to the other receive antennas is straightforward. In according to (7), we refer the $n\in\{1,2,\dots,T\}$-th symbol duration as the p-th pilot. Let us define the received vector $\mathbf{r}_j[p]\in\mathbb{C}^{K\times 1}$ at the p-th pilot as

$$\mathbf{r}_j[p] \triangleq \begin{bmatrix}\mathrm{r}_j[p,0] & \mathrm{r}_j[p,1] & \dots & \mathrm{r}_j[p,K-1]\end{bmatrix}^{\mathsf{T}} \quad (15)$$

We assume the channel is not vary over the training sequence period and pilot have to be send contiguously in T time, *i.e.*,

$$\mathrm{h}_{ij}[p] = \mathrm{h}_{ij}[\acute{p}] \quad ;\forall p,\acute{p}\in\{1,2,\dots,T\}. \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix}\mathbf{r}_j[1]\\ \mathbf{r}_j[2]\\ \vdots\\ \mathbf{r}_j[T]\end{bmatrix} = \mathbf{T}\begin{bmatrix}\mathbf{h}_{1j}[p]\\ \mathbf{h}_{2j}[p]\\ \vdots\\ \mathbf{h}_{Mj}[p]\end{bmatrix} \quad (17)$$

where $\mathbf{T}\in\{-1,0,1\}^{(TK)\times(MK)}$ is defined by

$$\mathbf{T} \triangleq \begin{bmatrix}diag(\mathrm{s}_1[1]) & \dots & diag(\mathrm{s}_M[1])\\ diag(\mathrm{s}_1[2]) & \dots & diag(\mathrm{s}_M[2])\\ \vdots & \ddots & \vdots\\ diag(\mathrm{s}_1[T]) & \dots & diag(\mathrm{s}_M[T])\end{bmatrix} \quad (18)$$

Under the same line of (10), one can proceed on

$$\begin{bmatrix} \mathbf{h}_{1j}[p] \\ \mathbf{h}_{2j}[p] \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{Mj}[p] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q} \\ \mathbf{Q} \\ \vdots \\ \mathbf{Q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\boldsymbol{h}}_{1j}[p] \\ \hat{\boldsymbol{h}}_{2j}[p] \\ \vdots \\ \hat{\boldsymbol{h}}_{Mj}[p] \end{bmatrix} = \mathbf{P} \begin{bmatrix} \hat{\boldsymbol{h}}_{1j}[p] \\ \hat{\boldsymbol{h}}_{2j}[p] \\ \vdots \\ \hat{\boldsymbol{h}}_{Mj}[p] \end{bmatrix} \tag{19}$$

where the matrix $\mathbf{P} \in \mathbb{C}_{\mathbb{F}}^{(MK)\times(ML)}$ is implicity defined in (19). Let us introduce $\mathbf{Y} \triangleq \mathbf{TP} \in \mathbb{C}^{(TK)\times(ML)}$ in order that

$$\begin{bmatrix} \mathbf{r}_j[1] \\ \mathbf{r}_j[2] \\ \vdots \\ \mathbf{r}_j[T] \end{bmatrix} = \mathbf{Y} \begin{bmatrix} \hat{\boldsymbol{h}}_{1j}[p] \\ \hat{\boldsymbol{h}}_{2j}[p] \\ \vdots \\ \hat{\boldsymbol{h}}_{Mj}[p] \end{bmatrix}. \tag{20}$$

Proposition 1: Based on the multiple multicarrier pilot symbols, we can find the channel estimate in time domain from

$$\begin{bmatrix} \hat{\boldsymbol{h}}_{1j}[p] \\ \hat{\boldsymbol{h}}_{2j}[p] \\ \vdots \\ \hat{\boldsymbol{h}}_{Mj}[p] \end{bmatrix} = (\mathbf{Y}^{\mathsf{H}}\mathbf{Y})^{-1}\mathbf{Y}^{\mathsf{H}} \begin{bmatrix} \mathbf{r}_j[1] \\ \mathbf{r}_j[2] \\ \vdots \\ \mathbf{r}_j[T] \end{bmatrix} \tag{21}$$

.

Remark 2: Note that the matrix $\mathbf{Y}$ in (21) is of size $(T \times K) \times (M \times L)$, where T, K, M, and L are represented respectively as contiguous training sequence period with all T pilots, total of subcarrier, number of user or number of transmit antennas, and number of multi-path or nonzero taps. In (21), the quantity $(\mathbf{Y}^{\mathsf{H}}\mathbf{Y})^{-1}$ can be found if $(M \times L)$ is less than or equal to $(T \times K)$. Henceforth, the proposed scheme system can support the number of users under the regulation of

$$\mathrm{M} \leq \lfloor \mathrm{T} \times \frac{K}{L} \rfloor. \tag{22}$$

In the condition of $M \leq \lfloor K/L \rfloor$, it follows from the expression (22) that the channel estimation in this way will outperform the method utilized single multicarrier pilot symbol. Furthermore, the extended method enables us to a more variety of allowable transmit antenna number with respect to the previous one.

V. Computer Simulations

To demonstrate the performance of the channel estimation, computer simulations are conducted by using the spreading code of MC-CDMA in (1). Before presenting the numerical results, we first describe the parameters to be simulated in MIMO MC-CDMA systems.

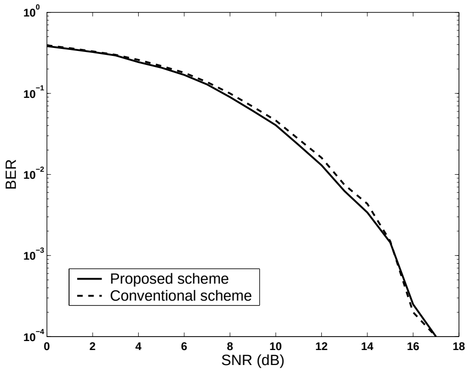


Fig. 3. Performance comparison of the conventional scheme and the proposed scheme channel estimator with system I.

A. System Parameters

Channel with the typical urban (TU) delay profile [8] and the links between different transmit or receive antennas are independent. However, they have the same global statistics.

To evaluate the performance of our proposed algorithms, the computer simulations are conducted via assuming Binary Phase Shift Keying (BPSK) modulation. We present two scenarios whether the relation $M \leq \lfloor K/L \rfloor$ is satisfied or not. That is we first assume that there are 2 concurrent users as employed in conventional scheme [5], and secondly, we assume that there are 8 concurrent users. Note that the number of users in the second scenario is over the limitation of conventional scheme. We assign the pseudo random sequence of length 128 for sharing to a channel with 128 sub-carriers. The Rayleigh distributed channel is simulated in conjunction 17 paths. The user's data symbols are detected by Zero-forcing technique. The pilot is generated by randomizing the $\mathrm{s}[p,k] \in [-1,1]$ for all users. In addition, other simulation parameters are summarized in Table I.

Table I Simulation Parameters

Parameter	System I	System II
T	1 time	2 time
M	2	8
N	2	8
K	128	128
L	17	17
limitation of M	128/17 = 7	2*(128/17) = 14

where T denote Transmit pilot scheme, M, N, K and L are Transmit antennas, Receive antennas, Number of subcarrier, and Number of nonzero taps, respectively.

B. Simulation Results

The system performance is measured by the well-known bit error rate (BER), which is averaged over 10,000 MC-CDMA symbol duration. The last row of table is signify limitation of conventional scheme about number of transmit antennas.

Figs. 3 and 4 plot the BER versus signal-to-noise ratio (SNR) for 2 concurrent users and 8 concurrent users, respectively. Under the same typical urban delay profiles, the

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

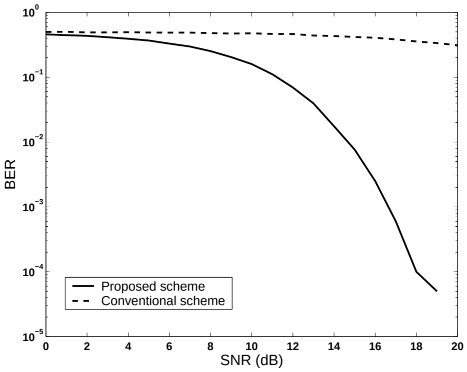


Fig. 4. Performance comparison of the conventional scheme and the proposed scheme channel estimator with system II.

proposed scheme almost yields the same performance as estimated by the conventional scheme in Fig. 3. Fig. 4 is intended to demonstrate that the conventional scheme fails to estimate the channel because the number of users is over its limitation, whereas the proposed scheme still supports the high load system.

VI. Conclusion

A new pilot-symbol-aided channel estimation scheme is proposed for uplink situation in the MIMO MC-CDMA systems. The proposed technique is based on multiple pilot symbols rather than only single pilot symbol. Maximum number of allowable transmit antenna number was derived from the new solution. The relationship of this indicator between the proposed scheme and the previous one can be seen by mean of the multiple pilot factor T. It appeared that the number of users to be handled by the new method is higher with T times compared with the previous approach. Unlike conventional schemes, the proposed technique is more suitable in the practical sense than the convention schemes since it can provide more number of users. In addition, the techniques proposed herein can be implied to be applied in MIMO-OFDM as well.

Acknowledgment

This work was supported in part by the Cooperation Project between Department of Electrical Engineering and Private Sector for Research and Development, Chulalongkorn University, Thailand.

References

[1] N. Yee, J.P. Linnartz, and G. Fettweis,"Multi Carrier CDMA in an Indoor Wireless Radio Network," *in Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pp.109-113, Yokohama, Japan, Sept. 1993.

[2] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," *IEEE Communications Magazine*, vol. 35, pp. 126–133, Dec. 1997.

[3] G. J. Fochini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas," *Bell Labs Tech. J.*, vol. 1, no. 2, pp. 41–59, Autumn 1996.

[4] I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *European Transactions on Telecommunications*, vol. 10, no. 6, pp. 585–595, Nov./Dec. 1999, (Published in October, 1995 as a Technical Memorandum. Bell Laboratories).

[5] Y.G. Li, N. Seshadri, and S. Ariyavisitakul, "Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channels," *IEEE Journal on Selected areas in Communication*, vol. 17, no. 1, pp. 461–471, Mar. 1999.

[6] Y.G. Li, "Simplified channel estimation for OFDM systems with multiple transmit antennas," *IEEE Transactions on Wireless Communication*, vol. 1, no. 1, pp. 67–75, Jan. 2002.

[7] Arogyaswami J. Paulraj, Dhananjay A. Gore, Rohit U. Nabar, amd Helmut Bolcskei, "An Overview of MIMO Communications—A Key to Gigabit Wireless," *Proceedings of the IEEE*, vol. 92, no. 21, pp. 198–218, Feb. 2004.

[8] R. Steele, *Mobile Radio Communications.* Piscataway, NJ: IEEE Press, 1992.

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Optimum Training Sequences for the Uplink of MIMO MC-CDMA Systems

W. Lee B. Tau Sieskul S. Kunaruttanapruk S. Jitapunkul
Center of Excellence in Telecommunication Technology
Department of Electrical Engineering
Chulalongkorn University
Bangkok, 10330, Thailand
wilaiporn.l@student.chula.ac.th, somchai.j@chula.ac.th

Abstract

In wireless communication systems, the use of multiple antennas at both transmitter and receiver, called multiple-input multiple-output (MIMO) architecture, is one of the most promising techniques to improve spectral efficiency and performance communication links. This paper proposed a new scheme of training sequence transmission for estimating the time-varying channel in the MIMO MC-CDMA system. Such training sequences can be regarded as an optimal manipulation by mean of orthogonal design. The proposed scheme can support more number of users than the conventional scheme. The optimum training sequences reduce the complexity of the channel estimation at the compensation of a negligible performance degradation. The proposed estimator was evaluated by computer simulations to demonstrate the merits of proposed technique.

1 Introduction

Multicarrier code division multiple access (MC-CDMA) [2, 8] that is a combination between the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) and the direct sequence code division multiple access (DS-CDMA), is one of the most promising technologies to enable the high-rate communication in the near future. MC-CDMA is more robust to multipath fading and timing synchronization than the single carrier DS-CDMA. In addition, the same as other multicarrier modulation techniques, the MC-CDMA has high spectral utilization efficiency because of the overlaping spectra. To compare with the OFDM, the MC-CDMA can achieve higher level of frequency diversity. It also gains several advantages from the rich literatures in the DS-CDMA contexts, such as the employment of multiuser detection, soft handoff, etc.

The use of multiple transmit and receive antennas (or multiple input multiple output; MIMO) has also received much attention due to its potential to provide large capacity in wireless communication systems [1, 5, 7]. MIMO technology exploits rich scattering nature of the mobile channels as a new dimension for signal separation. Recently, the MIMO technology has been integrated with the OFDM and the MC-CDMA system.

In order to successfully detect the transmitted symbol, the MIMO MC-CDMA system requires channel estimation to enable the coherent combining. Several channel estimation techniques for the MIMO OFDM system can be applied into the MIMO MC-CDMA. For the system with 2 transmit and 2 receive antennas, the least square (LS) estimator was proposed and its performance in the terms of mean square error (MSE) was then analyzed in [4]. Based on the MSE analyses, the optimum training sequence was also designed therein. In [3], the LS estimator was further extended to support the general M transmit and N receive antennas case. In [4] and [3], the time-domain impulse response model of equivalent sample space was exploited and the estimator required only one OFDM symbol in each transmit antenna to estimate all $M \times N$ different channel. The maximum quantity of M was limited by the number of subcarriers K and the number of nonzero taps L. This maximum allowance of M should be insufficient to support the requirement of large number of users in the MC-CDMA system.

This paper focuses on a realistic pilot-assisted channel estimation technique. We present a new scheme of transmit training sequence for estimating the time-varying channel in the MIMO MC-CDMA system. In order to reduce the complexity of channel parameter estimation, the optimum training sequences are explored based on the principle of orthogonal design. The proposed scheme can be seen as a generalized estimator that is capable is to support any desired number of M. In this technique, the number of required pilot symbols is varied according to M, K, and L. The performance of the proposed estimator will be evaluated by computer simulations. Simulation results demon-

strate the merits of our proposed technique over the previous approach.

For terminology concise, the scalar, vector and matrix for time and frequency domain are expressed as the following table:

Domain	Matrix	Vector	Scalar
Time	$\boldsymbol{A}$	$\boldsymbol{a}$	A, a
Frequency	$\mathbf{A}$	$\mathbf{a}$	A, a

The rest of this paper is organized as follows. In section 2, the MIMO MC-CDMA system is described . The conventional channel estimator is reviewed in section 3 and the proposed estimator is presented in Section 4. In section 5, the design of optimum training sequences is presented to reduce the complexity of channel parameter estimation. Simulation results are presented in section 6. Finally, we will summarize the extended approach and the numerical simulations in section 7.

2 Data Model For MIMO MC-CDMA

Consider the uplink scenario of a MIMO MC-CDMA system consists of M-th transmit antennas and N receive antennas, where the i-th transmit antenna is located at the i-th MS (mobile station) ($i \in \{1, 2, \ldots, M\}$) and N receive antennas are placed on BS (base station). The original data bit of the i-th user at symbol duration n, designated by $\mathrm{b}_i[n]$ ($\mathrm{b}_i[n] \in \{-1, 1\}$ for BPSK constellation), is copied into each subcarrier and then multiplied by a chip of the i-th user signature sequence, $c_i(k)$. The spread data symbol $\mathbf{s}_i[n] \in \{-1, 1\}^{K\times 1}$ can be expressed as

$$\mathbf{s}_i[n] = \begin{bmatrix} \mathrm{b}_i[n]c_i(0) & \mathrm{b}_i[n]\mathrm{c}_i(1) & \cdots & \mathrm{b}_i[n]\mathrm{c}_i(K-1) \end{bmatrix}^{\mathsf{T}} \tag{1}$$

where K is the total number of subcarriers. At the transmitting end, the spread data symbols are modulated onto the k-th subcarrier by using the inverse Fast Fourier transform (IFFT), and later transmitted by the antenna for its corresponding stream after insertion of the guard interval (GI). Therefore, all M transmit antennas simultaneously transmit the spread data symbols. After removing GI, the received signals at each antenna, which can be regarded as the superposition of all distortion transmitted signals, can be represented in frequency domain via the Discrete Fourier transform (DFT). The received signal at the j-th antenna of the symbol duration n, denoted by $\mathbf{r}[n, k] \in \mathbb{C}^{N\times 1}$, can be written as

$$\mathbf{r}[n, k] = \begin{bmatrix} r_1[n, k] & r_2[n, k] & \cdots & r_N[n, k] \end{bmatrix}^{\mathsf{T}} \tag{2}$$

where $k \in \{0, 1, \ldots, K-1\}$ is the index of subcarrier. Assume that a perfect sample timing is provided in such away that the underlying GI is long enough to mitigate the ISI effect. Then, the receive signal vector $\mathbf{r}[n, k]$ at the k-th subcarrier of the n-th symbol duration can be expressed as

$$\mathbf{r}[n, k] = \mathbf{H}[n, k]\mathbf{s}[n, k] + \mathbf{w}[n, k] \tag{3}$$

where $\mathbf{H}[n, k] \in \mathbb{C}^{N\times M}$ is the channel response matrix of the k-th subcarrier of the n-th symbol duration following as

$$\mathbf{H}[n, k] = \begin{bmatrix} \mathrm{h}_{11}[n, k] & \ldots & \mathrm{h}_{M1}[n, k] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathrm{h}_{1N}[n, k] & \ldots & \mathrm{h}_{MN}[n, k] \end{bmatrix}. \tag{4}$$

Corresponding to the k-th subcarrier of the n-th symbol duration, the vector $\mathbf{s}[n, k] \in \{-1, 1\}^{M\times 1}$ in (3) denotes transmitted signals and $\mathbf{w}[n, k] \in \mathbb{C}^{N\times 1}$ represents the additive zero-mean Gaussian noise vector with covariance $\mathcal{E}\langle \mathbf{w}[n, k]\mathbf{w}^{\mathsf{H}}[\acute{n}, \acute{k}] \rangle = \sigma_n^2 \boldsymbol{I} \delta_{k,\acute{k}} \delta_{n,\acute{n}}$, where $\delta_{\bullet,\bullet}$ signifies the Krönecker delta function.

For the i-th transmit and the j-th receive antenna, the scalar $\mathrm{h}_{ij}[n, k] \in \mathbb{C}^{1\times 1}$ is the (i, j)-th entry in $\mathbf{H}[n, k]$. According to the channel time response, the channel frequency response can be represented as [4]

$$\mathrm{h}_{ij}[n, k] = \sum_{l=0}^{L-1} h_{ij}[n, l] W_K^{kl} \tag{5}$$

where $W_K = e^{-j(2\pi/K)}$, T_f, T_s, and Δf are the block length, the symbol duration and the subcarrier spacing, respectively. We then have $T_s = 1/\Delta f$ and $T_f = T_g + T_s$, where T_g is the duration of the guard interval. It can be assumed that the impulse response is sampled at a rate of $K\Delta f$ and has L nonzero taps.

Let us introduce two vectors $\boldsymbol{h}_{ij}[n] \in \mathbb{C}^{L\times 1}$ and $\mathbf{h}_{ij}[n] \in \mathbb{C}^{K\times 1}$ due to the i-th transmit and the j-th receive antenna at the n-th symbol duration as

$$\boldsymbol{h}_{ij}[n] = \begin{bmatrix} h_{ij}[n, 0] & h_{ij}[n, 1] & \cdots & h_{ij}[n, L-1] \end{bmatrix}^{\mathsf{T}} \tag{6a}$$

$$\mathbf{h}_{ij}[n] = \begin{bmatrix} \mathrm{h}_{ij}[n, 0] & \mathrm{h}_{ij}[n, 1] & \cdots & \mathrm{h}_{ij}[n, K-1] \end{bmatrix}^{\mathsf{T}} \tag{6b}$$

for the time domain with L paths and the frequency domain with K points of DFT, respectively.

3 Conventional Channel Estimation for MIMO MC-CDMA

For the OFDM system, a MIMO channel time response estimator, which is optimal in the minimum mean square error (MMSE) sense, was proposed in [4]. Thus, this paper will extend the channel estimation to the MIMO MC-CDMA system.

During the training period, the transmitted signals for each antenna, *i.e.*, $s_i[n,k]$; $\forall i \in \{1,2,\ldots,M\}$, are known and the decoded data is used to generate the reference signals in transmission mode. In section 2, the received signal at the j-th antenna can be expressed as

$$\begin{bmatrix} \mathrm{r}_j[n,0] \\ \mathrm{r}_j[n,1] \\ \vdots \\ \mathrm{r}_j[n,K-1] \end{bmatrix} = \mathbf{S}[n] \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{1j}[n] \\ \mathbf{h}_{2j}[n] \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{Mj}[n] \end{bmatrix} \tag{7}$$

where $\mathbf{S}[n] \in \{-1,0,1\}^{(K\times(MK))}$ is defined as

$$\mathbf{S}[n] \triangleq \begin{bmatrix} diag(\mathbf{s}_1[n]) & diag(\mathbf{s}_2[n]) & \ldots & diag(\mathbf{s}_M[n]) \end{bmatrix} \tag{8}$$

with

$$diag(\mathbf{s}_1[n]) = \begin{bmatrix} \mathrm{s}_1[n,0] & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & \mathrm{s}_1[n,1] & \ldots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \ldots & \mathrm{s}_1[n,K-1] \end{bmatrix}. \tag{9}$$

When $K \times L > M$, $\mathbf{S}[n]$ is rank-deficient. Next we may write

$$\begin{bmatrix} \mathbf{h}_{1j}[n] \\ \mathbf{h}_{2j}[n] \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{Mj}[n] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{D} & \mathbf{O} & \ldots & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{D} & \ldots & \mathbf{O} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{O} & \mathbf{O} & \ldots & \mathbf{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\boldsymbol{h}}_{1j}[n] \\ \hat{\boldsymbol{h}}_{2j}[n] \\ \vdots \\ \hat{\boldsymbol{h}}_{Mj}[n] \end{bmatrix} = \mathbf{Q} \begin{bmatrix} \hat{\boldsymbol{h}}_{1j}[n] \\ \hat{\boldsymbol{h}}_{2j}[n] \\ \vdots \\ \hat{\boldsymbol{h}}_{Mj}[n] \end{bmatrix} \tag{10}$$

with $\mathbf{Q} \in \mathbb{C}_{\mathbb{F}}^{(MK)\times(ML)}$, is defined as

$$\mathbf{Q} \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{D} & \mathbf{O} & \ldots & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{D} & \ldots & \mathbf{O} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{O} & \mathbf{O} & \ldots & \mathbf{D} \end{bmatrix}. \tag{11}$$

Substituting the rest of (10) into (7), we obtain

$$\begin{bmatrix} \hat{\boldsymbol{h}}_{1j}[n] \\ \hat{\boldsymbol{h}}_{2j}[n] \\ \vdots \\ \hat{\boldsymbol{h}}_{Mj}[n] \end{bmatrix} = (\mathbf{X}^{\mathsf{H}}\mathbf{X})^{-1}\mathbf{X}^{\mathsf{H}} \begin{bmatrix} \mathrm{r}_j[n,0] \\ \mathrm{r}_j[n,1] \\ \vdots \\ \mathrm{r}_j[n,K-1] \end{bmatrix} \tag{12}$$

where $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{K\times ML}$ is defined as

$$\mathbf{X} \triangleq \mathbf{SQ}. \tag{13}$$

In the above expression, the DFT matrix $\mathbf{D} \in \mathbb{C}_{\mathbb{F}}^{K\times L}$ is given by

$$\mathbf{D} = \frac{1}{K} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & \frac{1}{W_K} & \cdots & \frac{1}{W_K^{L-1}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \frac{1}{W_K^{K-1}} & \cdots & \frac{1}{W_K^{(K-1)(L-1)}} \end{bmatrix} \tag{14}$$

Here we provide a simple analysis on the existence of the above solution in (12).

Remark 1. *According to* (12)*, the pilot-symbol-aided channel estimation needs to calculate the inverse of* $\mathbf{X}^{\mathsf{H}}\mathbf{X}$*. It is worthwhile to emphasize that* $(\mathbf{X}^{\mathsf{H}}\mathbf{X})^{-1}$ *is computable when the matrix* $\mathbf{X}$ *defined in* (13) *is of full rank. Since the matrix* $\mathbf{Q}$ *defined in* (11) *is of full rank, we have to confine ourself to the condition* $K \geq ML$ *for the existence of channel estimate. This immediately reveals the limitation implicit in the proposed approach [4]. Strictly speaking, the single multicarrier pilot symbol shown above is thus affordable to deal with* only $M \leq \lfloor K/L \rfloor$ *number of transmit antennas, where* $\lfloor \bullet \rfloor$ *denotes the operator to find the least integer of* $\bullet$*.*

4 Proposed Channel Estimation for MIMO MC-CDMA

In general, the mobile communication has to accommodate a large number of users that may be seen as the requirement of large number of transmit antennas. As explained in remark 1, the single multicarrier pilot symbol scheme may not be able to support such requirement.

This paper proposes a new pilot-symbol-aided channel estimation scheme to enable larger number of transmit antennas. This technique is based on multiple pilot symbols rather than only single pilot symbol. By mean of this extension, the so-called "multiple multicarrier pilot symbols" can be illustrated in Fig. 2.

First, we derive the proposed scheme in time domain. As seen in (3), we extend the expression in multiple pilots for estimating the channel response. Later, it can be shown that the maximum number of allowable transmit antennas due to the proposed channel estimation scheme is larger than that provided by the previous approach.

We will present the expression to estimate the channel response only at the j-th receive antenna for the sake of convenience. An extension to the other receive antennas is straightforward. In according to (7), we refer the $n \in \{1,2,\ldots,T\}$-th symbol duration as the p-th pilot. Let us define the received vector $\mathbf{r}_j[p] \in \mathbb{C}^{K\times 1}$ at the p-th pilot as

$$\mathbf{r}_j[p] \triangleq \begin{bmatrix} \mathrm{r}_j[p,0] & \mathrm{r}_j[p,1] & \ldots & \mathrm{r}_j[p,K-1] \end{bmatrix}^{\mathsf{T}} \tag{15}$$

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

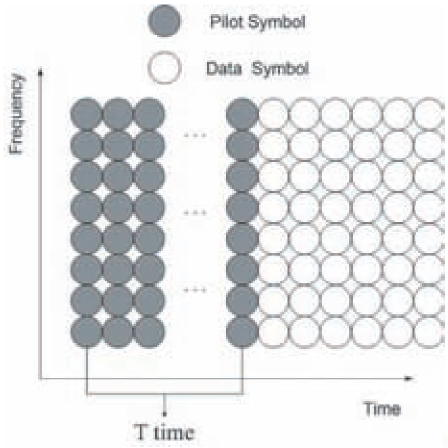


Figure 1. Proposed scheme of multiple multi-carrier pilot symbols.

We assume the channel to be constant during the training sequence period, *i.e.*,

$$\mathrm{h}_{ij}[p] = \mathrm{h}_{ij}[\acute{p}] \quad ; \forall p, \acute{p} \in \{1, 2, \ldots, T\}. \tag{16}$$

Then, the received signal vector with noiseless data becomes

$$\begin{bmatrix} \mathbf{r}_j[1] \\ \mathbf{r}_j[2] \\ \vdots \\ \mathbf{r}_j[T] \end{bmatrix} = \mathbf{T} \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{1j}[p] \\ \mathbf{h}_{2j}[p] \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{Mj}[p] \end{bmatrix} \tag{17}$$

where $\mathbf{T} \in \{-1, 0, 1\}^{(TK)\times(MK)}$ is defined by

$$\mathbf{T} \triangleq \begin{bmatrix} diag(\mathrm{s}_1[1]) & \ldots & diag(\mathrm{s}_M[1]) \\ diag(\mathrm{s}_1[2]) & \ldots & diag(\mathrm{s}_M[2]) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ diag(\mathrm{s}_1[T]) & \ldots & diag(\mathrm{s}_M[T]) \end{bmatrix} \tag{18}$$

Under the same fashion of (10), one can proceed on

$$\begin{bmatrix} \mathbf{h}_{1j}[p] \\ \mathbf{h}_{2j}[p] \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{Mj}[p] \end{bmatrix} = \mathbf{Q} \begin{bmatrix} \hat{\boldsymbol{h}}_{1j}[p] \\ \hat{\boldsymbol{h}}_{2j}[p] \\ \vdots \\ \hat{\boldsymbol{h}}_{Mj}[p] \end{bmatrix} \tag{19}$$

By defined $\mathbf{Y} \triangleq \mathbf{TQ} \in \mathbb{C}^{(TK)\times(ML)}$, we can rewrite (19) as

$$\begin{bmatrix} \mathbf{r}_j[1] \\ \mathbf{r}_j[2] \\ \vdots \\ \mathbf{r}_j[T] \end{bmatrix} = \mathbf{Y} \begin{bmatrix} \hat{\boldsymbol{h}}_{1j}[p] \\ \hat{\boldsymbol{h}}_{2j}[p] \\ \vdots \\ \hat{\boldsymbol{h}}_{Mj}[p] \end{bmatrix}. \tag{20}$$

Proposition 1. *Based on* (19) - (20) *following, we can obtain the estimation of channel as*

$$\begin{bmatrix} \hat{\boldsymbol{h}}_{1j}[p] \\ \hat{\boldsymbol{h}}_{2j}[p] \\ \vdots \\ \hat{\boldsymbol{h}}_{Mj}[p] \end{bmatrix} = (\mathbf{Y}^{\mathsf{H}}\mathbf{Y})^{-1}\mathbf{Y}^{\mathsf{H}} \begin{bmatrix} \mathbf{r}_j[1] \\ \mathbf{r}_j[2] \\ \vdots \\ \mathbf{r}_j[T] \end{bmatrix} \tag{21}$$

.

To illustrate the benefit of the multiple pilot-symbol-aided technique, a better condition of matrix inversion is pointed out.

Remark 2. *The dimension of matrix* $\mathbf{Y}$ *in* (21) *is* $(T\times K)\times(M\times L)$*, where T, K, M, and L are represented respectively as contiguous training sequence period with all T pilots, total number of subcarriers, number of users or number of transmit antennas, and number of paths or nonzero taps. In* (21)*, the quantity* $(\mathbf{Y}^{\mathsf{H}}\mathbf{Y})^{-1}$ *can be computed if* $(M \times L)$ *is less than or equal to* $(T \times K)$*. Henceforth, the system of the proposed scheme can support the number of users under the regulation of*

$$\mathrm{M} \le \lfloor \mathrm{T} \times \frac{K}{L} \rfloor. \tag{22}$$

In the condition of $M \le \lfloor K/L \rfloor$, it follows from the expression (22) that the channel estimation in this way will outperform the method utilized single multicarrier pilot symbol. Furthermore, the extended method enables us to a more variety for the number of allowable transmit antennas with respect to the previous one.

5 Optimum Training Sequences

In [3], the optimum training sequences was proposed for estimating the channel in OFDM with multiple transmit antennas. However, in this section, we will derive the expression to insert the optimum training sequences into a new scheme of pilot-symbol-aided channel estimation.

In the proposed scheme, we assume that the modulation results in a constant-modulus signal, $|t_i[n,k]| = 1$ and the number of transmit antennas, M, is less than or equal to $\mathrm{T}K/L$.

For i = 2,..., M, the previous training sequences are constructed by

$$t_i[n,k] = t_1[n,k] W_{\mathrm{T}K}^{-\bar{L}(i-1)k} \tag{23}$$

where $\bar{L} = \lfloor \mathrm{T}K/M \rfloor \ge L$ and $t_1[n,k]$'s for $k = 0, \ldots, K-1$ is the training sequence at training time n that is *good* for timing and frequency synchronization and possibly other properties in MC-CDMA systems.

Consequently, the optimum training sequences enable the term $\mathbf{Y}^{\mathsf{H}}\mathbf{Y}$ in (21) to be a diagonal matrix and then the result of the proposition 1 becomes

$$\begin{bmatrix} \hat{\boldsymbol{h}}_{1j}[p] \\ \hat{\boldsymbol{h}}_{2j}[p] \\ \vdots \\ \hat{\boldsymbol{h}}_{Mj}[p] \end{bmatrix} = (\mathrm{T}K)^{-1}\mathbf{Y}^{\mathsf{H}} \begin{bmatrix} \mathbf{r}_j[1] \\ \mathbf{r}_j[2] \\ \vdots \\ \mathbf{r}_j[T] \end{bmatrix}. \tag{24}$$

Note that the above equation does not require any matrix inversion for channel estimation. The computational complexity due to optimal training sequences is thus reduced numerously.

6 Computer Simulations

To demonstrate the performance of the channel estimation, computer simulations are conducted by using the spreading code of MC-CDMA in (1). Before the numerical results will be presened, we first describe the parameters to be simulated in MIMO MC-CDMA systems.

6.1 System Parameters

Channel with the typical urban (TU) delay profile [6] is used and the links between different transmit or receive antennas are independent.

To evaluate the performance of our proposed algorithms, the computer simulations are conducted via assuming Binary Phase Shift Keying (BPSK) modulation. We present two scenarios whether the relation $M \leq \lfloor K/L \rfloor$ is satisfied or not. So, we first assume that there are only 2 concurrent users as used in conventional scheme [4], and then, we will assume that there are 8 concurrent users. Note that the number of users in the second scenario is over the limitation of conventional scheme. We assign the pseudo random sequence of length 128 for sharing to a channel with 128 sub-carriers. The Rayleigh distributed channel is simulated in conjunction with 17 paths. The user's data symbols are detected by zero-forcing technique. The pilot is generated by randomizing the $\mathrm{s}[p,k] \in [-1,1]$ for all users. In addition, simulation parameters are summarized in Table 1. The last row of the table signifies the limitation of transmit antenna number due to the conventional scheme.

Table 1 : Simulation Parameters

Parameter	System 1	System 2
T	1 time	2 time
M	2	8
N	2	8
K	128	128
L	17	17
limitation of M	128/17 = 7	2*(128/17) = 14

6.2 Simulation Results

The system performance is measured by the well-known bit error rate (BER), which is averaged over 10,000 MC-CDMA symbol duration.

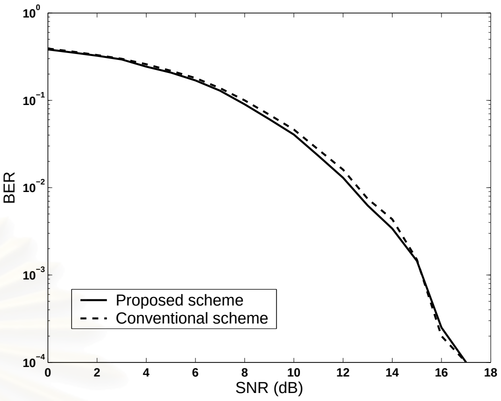


Figure 2. Performance comparison of the conventional scheme and the proposed scheme channel estimator with system 1.

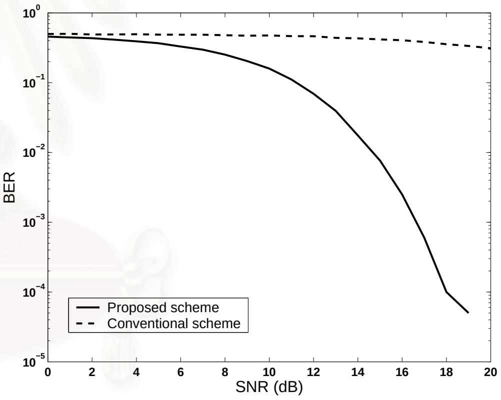


Figure 3. Performance comparison of the conventional scheme and the proposed scheme channel estimator with system 2.

Fig. 2 and 3 represent the BER versus signal-to-noise ratio (SNR) for 2 concurrent users and 8 concurrent users, respectively, are under the same typical urban delay profiles. In Fig. 2, the proposed scheme with multiple pilot-symbol-aided technique almost yields the same performance as estimated by the conventional scheme with only one pilot-symbol-aided approach. Fig. 3 is intended to demonstrate that the conventional scheme fails to estimate the channel, whereas the proposed scheme still supports the higher num-

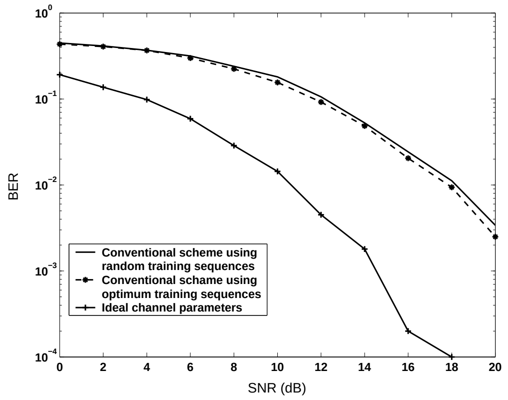


Figure 4. Performance comparison of the conventional scheme channel estimator with system 1 between using random and optimum training sequences architecture.

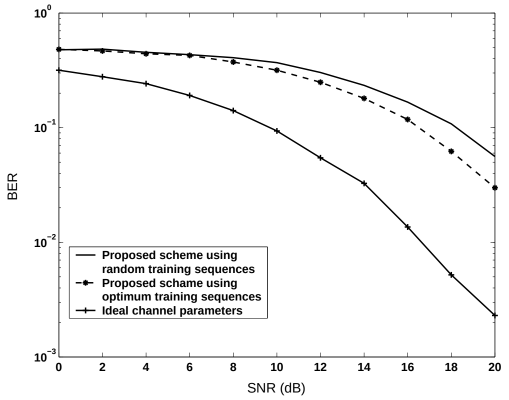


Figure 5. Performance comparison of the proposed scheme channel estimator with system 2 by using random and optimum training sequences architecture.

ber of users than the conventional technique. This is because the number of users exceeds its limitation.

In Fig. 4, the conventional scheme with random training sequences almost yields the same performance as estimated by the use of optimum training sequences. A major advantage of optimal training sequence is that it can reduce the computational complexity. Fig. 5 presents the effects of orthogonal design in the proposed scheme. It can be observed that the optimum training sequences not only require lower computational complexity but also provide more estimation accuracy. This is because the principle of orthogonal design can reduce the MAI due to each user in the system.

7 Conclusion

A new pilot-symbol-aided channel estimation scheme is proposed for uplink situation in the MIMO MC-CDMA systems. The proposed technique is based on multiple pilot symbols rather than only single pilot symbol. As being introduced the multiple pilot factor T, the relationship between the proposed scheme and the previous one is investigatable. By mean of the introduction factor, the conventional method can be seen as a special case of the proposed approach and thus both schemes become the same when T = 1. It appeares that the number of users handled by the new method is higher with T times than that of the previous approach. Unlike conventional schemes, the proposed technique is more suitable than the convention schemes for the practical systems aspect because it can accommodate more number of users. In general, the application of the proposed technique is not limited for only the MIMO MC-CDMA systems, it can also be applied into the MIMO-OFDM systems as well.

Acknowledgment

This work was supported in part by the Cooperation Project between Department of Electrical Engineering and Private Sector for Research and Development, Chulalongkorn University, Thailand.

References

[1] G. Fochini. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas. *Bell Labs Tech. J.*, 1(2):41–59, December 1996.

[2] S. Hara and R. Prasad. Overview of multicarrier CDMA. *IEEE Communications Magazine*, 35:126–133, December 1997.

[3] Y. Li. Simplified channel estimation for ofdm systems with multiple transmit antennas. *IEEE Transactions on Wireless Communication*, 1(1):67–75, January 2002.

[4] Y. Li, N. Seshadri, and S. Ariyavisitakul. Channel estimation for ofdm systems with transmitter diversity in mobile wireless channels. *IEEE Journal on Selected areas in Communication*, 17(1):461–471, March 1999.

[5] A. J. Paulraj, D. A. Gore, R. U. Nabar, and H. Bolcskei. An overview of MIMO communications—a key to gigabit wireless. *Proceedings of the IEEE*, 92(21):198–218, February 2004.

[6] R. Steele. *Mobile Radio Communications*. IEEE Press, Piscataway, NJ, 1992.

[7] I. E. Telatar. Capacity of multi-antenna gaussian channels. *European Transactions on Telecommunications*, 10(6):585–595, November/December 1995.

[8] N. Yee, J. Linnartz, and G. Fettweis. Multi carrier cdma in an indoor wireless radio network. *Proceedings of IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 99:103–109, September 1993.

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นางสาว วิไลพร แซ่ลี้ เกิดวันที่ 2 มกราคม พ.ศ. 2522 ที่จังหวัดศรีสะเกษ เข้ารับการศึกษาในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต มหาวิทยาลัยขอนแก่น ในปีการศึกษา 2541 สำเร็จการศึกษาปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าจากมหาวิทยาลัยขอนแก่น ในปีการศึกษา 2544 และเข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ที่จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2545

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย