


การสร้างลำคลื่นปรับตัวได้โดยใช้การทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุดสำหรับระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอในช่องสัญญาณเชื่อมโยงขาขึ้น



นายเกียรติศักดิ์ ไหม่เจริญกุล

สถาบันวิทยบริการ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า


คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2547

ISBN 974-17-6092-2

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

MAXIMUM SIGNAL TO INTERFERENCE AND NOISE RATIO ADAPTIVE BEAMFORMING  
FOR MULTICARRIER CDMA SYSTEM IN UPLINK CHANNEL



Mr. Kiattisak Maichalernnukul

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 974-17-6092-2

|                   |                                                                                                                                                                |
|-------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| หัวข้อวิทยานิพนธ์ | การสร้างลำคลื่นปรับตัวได้โดยใช้การทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุดสำหรับระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอในช่องสัญญาณเชื่อมโยงขาขึ้น |
| โดย               | นายเกียรติศักดิ์ ไหมแจริญญกุล                                                                                                                                  |
| สาขาวิชา          | วิศวกรรมไฟฟ้า                                                                                                                                                  |
| อาจารย์ที่ปรึกษา  | รองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล                                                                                                                           |

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัยรับเป็น ส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญามหาบัณฑิต

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

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

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

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

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

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

เกียรติศักดิ์ ใหม่เจริญกุล : การสร้างลำคลื่นปรับตัวได้โดยใช้การทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุดสำหรับระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอในช่องสัญญาณเชื่อมโยงขาขึ้น (MAXIMUM SIGNAL TO INTERFERENCE AND NOISE RATIO ADAPTIVE BEAMFORMING FOR MULTICARRIER CDMA SYSTEM IN CHANNEL) อ. ที่ปรึกษา: รศ. ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล, 106 หน้า. ISBN 974-17-6092-2.

วิทยานิพนธ์นี้นำระบบสายอากาศที่ใช้การสร้างลำคลื่นโดยใช้การทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุดมาประยุกต์ใช้กับเครื่องรับที่สถานีฐานในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ เพื่อเพิ่มสมรรถนะอัตราการผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับในช่องสัญญาณเชื่อมโยงขาขึ้น การสร้างลำคลื่นนี้ให้ผลเป็นปัญหาค่าเจาะจงที่วางนัยทั่วไปแล้วซึ่งสามารถแก้ได้หลายวิธี แต่ละวิธีที่นำมาประยุกต์ใช้ในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอเชื่อมโยงขาขึ้นจะถูกหาขึ้น อัลกอริทึมแบบบอดใหม่ชื่อว่า RGLM (Recursive Generalized Lagrange Multiplier) ซึ่งมีความซับซ้อนน้อยกว่าอัลกอริทึม GLM (Generalized Lagrange Multiplier) และสามารถติดตามทิศทางมาถึงของผู้ใช้ที่ต้องการซึ่งเคลื่อนที่ได้ถูกเสนอขึ้น อย่างไรก็ตามสมรรถนะของเครื่องรับที่ใช้ระบบสายอากาศผลัดโดยปกติจะเลวลง เนื่องจากสัญญาณแทรกสอดที่อยู่ในคลื่นพหุหลักโดยเฉพาะเมื่อของสัญญาณแทรกสอดเป็นมุมเดียวกับสัญญาณที่ต้องการและในปัญหาใกล้-ไกล เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว โครงสร้างของเครื่องรับจะถูกปรับเปลี่ยนเพื่อรวมการสร้างลำคลื่นโดยใช้การทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุดเข้ากับการขจัดสัญญาณแทรกสอดสำหรับการดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกัน ผลการจำลองแสดงให้เห็นว่าเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM ได้สมรรถนะอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลที่ดีกว่าและมีเสถียรภาพมากกว่า เทียบกับเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม GLM เมื่อทิศทางมาถึงของผู้ใช้ที่ต้องการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่องและในสภาวะที่ได้รับผลกระทบจากปัญหาใกล้-ไกล ตามลำดับ นอกจากนี้ ผลการจำลองได้ยืนยันว่าสัญญาณแทรกสอดที่อยู่ในคลื่นพหุหลักและปัญหาใกล้-ไกลสามารถแก้ได้โดยเครื่องรับสำหรับผู้ใช้นหลายคนที่ได้นำเสนอ

ภาควิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่อนิสิต.....  
 สาขาวิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....  
 ปีการศึกษา.....2547.....

# # 4570229521 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEY WORD: BEAMFORMING / MULTICARRIER CDMA / MULIUSER DETECTION / SMART  
ANTENNA

KIATTISAK MAICHALERNNUKUL : MAXIMUM SIGNAL TO INTERFERENCE  
AND NOISE RATIO ADAPTIVE BEAMFORMING FOR MULTICARRIER CDMA  
SYSTEM IN CHANNEL. THESIS ADVISOR: ASSOC. PROF. SOMCHAI  
JITAPUNKUL, Dr.Ing., 106 pp. ISBN 974-17-6092-2.

This thesis applied a smart antenna system that use a Maximum Signal to Interference and Noise Ratio (MSINR) beamforming to the receiver at base station in multicarrier CDMA system for BER performance improvement in uplink channel. This beamforming results in a generalized eigenvalue problem that can be solved by several methods. Each method applied to multicarrier CDMA uplink system is derived. A new blind algorithm namely RGLM (Recursive Generalized Lagrange Multiplier) that has lower complexity than GLM (Generalized Lagrange Multiplier) algorithm and can be able to track the arrival angle of moving desired user by choosing optimal forgetting factor is proposed. However, the performance of the receiver with the smart antenna system is always degraded due to in-beam interference especially whose arrival angle is the same as that of the desired user and in near-far problem. To solve these problems, the structure of the receiver is modified to combine MSINR beamforming with interference cancellation for joint multiuser detection. The simulation results show that the receiver using the RGLM algorithm can achieve the better BER performance and stability compared to the receiver using the GLM algorithm when the arrival angle of the desired user changes continuously and in near-far effect environment, respectively. In addition, the results verify that the in-beam interference and the near-far problem can be solvable by the proposed joint multiuser detection receiver.

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

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

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

## กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ รองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ได้ให้คำแนะนำ ข้อคิดเห็นต่างๆ ทั้งที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย และที่นอกเหนือจากงานวิจัยก็ได้รับความเมตตาเสมอมา ตั้งแต่ก่อนเข้าศึกษาในระดับปริญญาโทจนทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

ขอขอบพระคุณคณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ ศาสตราจารย์ ดร.ประสิทธิ์ ประพัฒมงคลการ, รองศาสตราจารย์ ดร.วาทิต เบญจพลกุล, และอาจารย์ ดร.นิศาชล ตั้งเสถียร วิทยาลัย ที่ได้ให้ข้อเสนอแนะที่เป็นประโยชน์แก่งานวิจัยและการเขียนวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบคุณพี่ปริญญาเอกและเพื่อนปริญญาโททุกคนในห้องปฏิบัติการวิจัยกรรมวิธีสัญญาณดิจิทัล ที่ให้คำแนะนำและให้การช่วยเหลือด้วยดีมาตลอดในช่วงของการทำงานวิจัย

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

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยใคร่ขอกราบขอบพระคุณบิดามารดา และผู้มีพระคุณทุกท่าน ที่ให้การสนับสนุนและให้กำลังใจแก่ผู้เขียนด้วยดีเสมอมา จนสำเร็จการศึกษา

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

# สารบัญ

|                                                                                                                                                                        | หน้า |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|
| บทคัดย่อภาษาไทย.....                                                                                                                                                   | ง    |
| บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....                                                                                                                                                | จ    |
| กิตติกรรมประกาศ.....                                                                                                                                                   | ฉ    |
| สารบัญ.....                                                                                                                                                            | ช    |
| สารบัญภาพ.....                                                                                                                                                         | ญ    |
| บัญชีคำศัพท์.....                                                                                                                                                      | ท    |
| บทที่                                                                                                                                                                  |      |
| 1    บทนำ.....                                                                                                                                                         | 1    |
| 1.1    ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....                                                                                                                             | 1    |
| 1.1.1    ระบบสายอากาศฉลาด.....                                                                                                                                         | 1    |
| 1.1.2    ระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ.....                                                                                                                              | 4    |
| 1.2    แนวทางที่นำเสนอ.....                                                                                                                                            | 8    |
| 1.3    วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....                                                                                                                                    | 8    |
| 1.4    ขอบเขตของการวิจัย.....                                                                                                                                          | 8    |
| 1.5    วิธีดำเนินการวิจัย.....                                                                                                                                         | 8    |
| 1.6    ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....                                                                                                                                  | 9    |
| 2    ความรู้พื้นฐานและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....                                                                                                                          | 10   |
| 2.1    ความรู้พื้นฐานของสายอากาศแถวลำดับ.....                                                                                                                          | 10   |
| 2.1.1    สายอากาศแถวลำดับที่มีการเรียงตัวเป็นเส้นตรง.....                                                                                                              | 10   |
| 2.1.2    ตัวสร้างลำคลื่น.....                                                                                                                                          | 12   |
| 2.2    การสร้างลำคลื่นโดยใช้การทำให้อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอด<br>และสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุด.....                                                            | 15   |
| 2.2.1    การทำให้อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณ<br>รบกวนมีค่ามากที่สุด.....                                                                               | 15   |
| 2.2.2    ความสัมพันธ์ระหว่างเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักที่ทำให้อัตราส่วนของ<br>สัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุดกับ<br>เวกเตอร์ทิศทางของสัญญาณที่ต้องการ..... | 17   |



## สารบัญ (ต่อ)

| บทที่   | หน้า                                                                                                                                                            |
|---------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 2.3     | ระบบสายอากาศฉลาด..... 18                                                                                                                                        |
| 2.4     | แบบจำลองของเครื่องรับ, ช่องสัญญาณ, และเครื่องส่งในระบบมัลติแคเรียร์<br>ซีดีเอ็มเอ..... 22                                                                       |
| 2.4.1   | แบบจำลองของเครื่องส่งในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ..... 22                                                                                                      |
| 2.4.2   | แบบจำลองของช่องสัญญาณในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ..... 23                                                                                                      |
| 2.4.3   | แบบจำลองของเครื่องรับในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ..... 24                                                                                                      |
| 3       | กรรมวิธีและโครงสร้างของเครื่องรับที่นำเสนอ..... 30                                                                                                              |
| 3.1     | โครงสร้างของเครื่องรับในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอที่ใช้ระบบสายอากาศ<br>ฉลาด..... 30                                                                           |
| 3.2     | การสร้างลำคลื่นโดยใช้การทำให้อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอด<br>และสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุดสำหรับระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ..... 32                        |
| 3.2.1   | วิธี code filtering สำหรับระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ..... 33                                                                                                   |
| 3.2.2   | วิธี modified code filtering สำหรับระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ..... 35                                                                                          |
| 3.2.2.1 | อัลกอริทึมปรับตัวได้สำหรับการแก้ปัญหาค่าเจาะจงที่วางนัย<br>ทั่วไปแล้ว..... 35                                                                                   |
| 3.2.2.2 | การเปรียบเทียบความซับซ้อนในการคำนวณของอัลกอริทึม<br>GLM และอัลกอริทึม RGLM..... 41                                                                              |
| 3.3     | โครงสร้างของเครื่องรับที่นำเสนอ..... 44                                                                                                                         |
| 3.3.1   | โครงสร้างของเครื่องรับที่นำเสนอสำหรับผู้ใช้คนเดียว..... 44                                                                                                      |
| 3.3.2   | โครงสร้างของเครื่องรับที่นำเสนอสำหรับผู้ใช้หลายคน..... 44                                                                                                       |
| 4       | ผลการจำลองแบบ..... 48                                                                                                                                           |
| 4.1     | การจำลองแบบของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นปรับตัวได้โดยใช้<br>การทำให้อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนมี<br>ค่ามากที่สุด..... 49 |
| 4.1.1   | ระบบที่สัญญาณของผู้ใช้ทั้งหมดมีจำนวนเท่ากับองค์ประกอบของสาย<br>อากาศแถวลำดับ..... 49                                                                            |
| 4.1.1.1 | การพิจารณาผลของสัมประสิทธิ์การลื่น..... 50                                                                                                                      |
| 4.1.1.2 | การพิจารณาผลของขนาดช่วงก้าว..... 51                                                                                                                             |
| 4.1.2   | ระบบที่มีโหลดเกิน..... 53                                                                                                                                       |



สารบัญ (ต่อ)

| บทที่                                                                                   | หน้า |
|-----------------------------------------------------------------------------------------|------|
| 4.1.2.1 การพิจารณาผลของสัมประสิทธิ์การลิ่ม.....                                         | 53   |
| 4.1.2.2 การพิจารณาผลของขนาดช่วงก้าว.....                                                | 56   |
| 4.2 การจำลองแบบเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบอิสระต่อกัน.....                          | 58   |
| 4.2.1 ระบบที่การควบคุมกำลังของผู้ใช้ในระบบทุกคนเป็นไปอย่างสมบูรณ์.....                  | 58   |
| 4.2.1.1 ระบบที่สัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดมี<br>ทิศทางมาต่างกัน.....      | 59   |
| 4.2.1.2 ระบบที่สัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดมี<br>ทิศทางมาถึงเหมือนกัน..... | 64   |
| 4.2.2 ระบบที่เกิดปัญหาใกล้-ไกล.....                                                     | 69   |
| 4.3 การจำลองแบบเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกัน.....                              | 73   |
| 4.3.1 ระบบที่การควบคุมกำลังของผู้ใช้ในระบบทุกคนเป็นไปอย่างสมบูรณ์.....                  | 73   |
| 4.3.1.1 ระบบที่มีค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ processing<br>gain ต่ำ.....          | 74   |
| 4.3.1.2 ระบบที่มีค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ processing<br>gain สูง.....          | 77   |
| 4.3.2 ระบบที่เกิดปัญหาใกล้-ไกล.....                                                     | 80   |
| 4.3.2.1 ระบบที่มีค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ processing<br>gain ต่ำ.....          | 80   |
| 4.3.2.2 ระบบที่มีค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ processing<br>gain สูง.....          | 83   |
| 5 สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ.....                                                     | 85   |
| 5.1 สรุปผลการวิจัย.....                                                                 | 85   |
| 5.2 ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต.....                                                | 87   |
| รายการอ้างอิง.....                                                                      | 88   |
| ภาคผนวก.....                                                                            | 93   |
| บทความทางวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่.....                                                | 94   |
| ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์.....                                                         | 106  |

## สารบัญภาพ

|            | หน้า                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                        |
|------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| รูปที่ 1.1 | การทำงานของระบบสายอากาศฉลาด.....2                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                           |
| รูปที่ 1.2 | โครงสร้างอย่างง่ายของเครื่องรับ/ส่งในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอและสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ถูกส่งออกจากเครื่องส่ง (ก) เครื่องส่งในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่ง และ (ค) เครื่องรับในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ.....6                                                                                                                                                                                                                                                                                                       |
| รูปที่ 2.1 | สายอากาศแถวลำดับที่มีการเรียงตัวเป็นเส้นตรง วางอยู่บนแกน $y$ โดยมีจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศเท่ากับ $L$ .....11                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                             |
| รูปที่ 2.2 | แนวความคิดของตัวสร้างลำคลื่นแถบความถี่แคบ (ก) หลักการของตัวสร้างลำคลื่น (ข) แบบรูปลำคลื่นของสายอากาศแถวลำดับ.....13                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                         |
| รูปที่ 2.3 | โครงสร้างทั่วไปของระบบสายอากาศฉลาด.....18                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                   |
| รูปที่ 2.4 | แบบรูปลำคลื่นที่สร้างขึ้นโดยเครื่องรับที่ใช้ระบบสายอากาศฉลาด เมื่อจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 4 (ก) ระบบที่มีโหลดต่ำ เมื่อทิศทางของสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดเป็น $-30$ , $-60$ , และ $0$ องศา ตามลำดับ (ข) ระบบที่จำนวนสัญญาณของผู้ใช้เท่ากับจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศ เมื่อทิศทางของสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดเป็น $-30$ , $-60$ , $0$ , และ $30$ องศา ตามลำดับ (ค) ระบบที่มีโหลดเกิน เมื่อทิศทางของสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดเป็น $-30$ , $-60$ , $0$ , $30$ , และ $60$ องศา ตามลำดับ.....21 |
| รูปที่ 2.5 | แบบจำลองของเครื่องส่งในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอแบบเบสแบนด์.....22                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                        |
| รูปที่ 2.6 | แบบจำลองของเครื่องรับในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอแบบเบสแบนด์.....24                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                        |
| รูปที่ 2.7 | แผนผังสรุปประเภทของเครื่องรับในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ.....27                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                           |
| รูปที่ 2.8 | โครงสร้างของเครื่องรับที่ใช้ตัวดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบเชิงเส้น.....28                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                        |
| รูปที่ 2.9 | โครงสร้างของเครื่องรับที่ใช้ตัวจัดสัญญาณแทรกสอดแบบหักกลับ โดยใช้การจัดสัญญาณแทรกสอดอย่างขนาน.....29                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                         |
| รูปที่ 3.1 | โครงสร้างของเครื่องรับในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอที่ใช้ระบบสายอากาศฉลาด.....31                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                            |
| รูปที่ 3.2 | การเปรียบเทียบความซับซ้อนในการคำนวณของอัลกอริทึม GLM และอัลกอริทึม RGLM ตามจำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับ โดยจำนวนคลื่นพารัลลอลที่ใช้เท่ากับ 8, 16, และ 32 ตามลำดับ.....43                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                 |

## สารบัญภาพ (ต่อ)

|                                                                                                                                                                                      | หน้า |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|
| รูปที่ 3.3 การเปรียบเทียบความซับซ้อนในการคำนวณของอัลกอริทึม GLM และอัลกอริทึม RGLM ตามจำนวนคลื่นพาหีย่อย โดยจำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 2, 4, และ 6 ตามลำดับ.....   | 43   |
| รูปที่ 3.4 โครงสร้างของเครื่องรับที่นำเสนอสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบอิสระกันในระบบ มัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอที่ใช้ระบบสายอากาศฉลาด.....                                                     | 45   |
| รูปที่ 3.5 โครงสร้างของเครื่องรับที่นำเสนอสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันในระบบ มัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอที่ใช้ระบบสายอากาศฉลาดสำหรับการสร้างลำคลื่นและ การจัดสัญญาณแทรกสอดอย่างขนาน..... | 46   |
| รูปที่ 4.1 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของผู้ใช้ที่ต้องการ.....                                                                                                | 50   |
| รูปที่ 4.2 การเปรียบเทียบสมรรถนะในการติดตามทิศทางการมาถึงของสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการ ที่อัตราส่วนของกำลังของสัญญาณที่ต้องการต่อกำลังของสัญญาณรบกวนเท่ากับ 10 dB.....                | 51   |
| รูปที่ 4.3 อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ที่ขนาดช่วงก้าวเท่ากับ 0.01, 0.001, และ 0.0005 ตามลำดับ.....                                                                          | 52   |
| รูปที่ 4.4 แบบรูปกำลังที่ขนาดช่วงก้าวเท่ากับ 0.01, 0.001, และ 0.0005 ตามลำดับ.....                                                                                                   | 52   |
| รูปที่ 4.5 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของผู้ใช้ที่ต้องการ.....                                                                                                | 54   |
| รูปที่ 4.6 การเปรียบเทียบสมรรถนะในการติดตามทิศทางการมาถึงของสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการ ที่อัตราส่วนของกำลังของสัญญาณที่ต้องการต่อกำลังของสัญญาณรบกวนเท่ากับ 10 dB.....                | 54   |
| รูปที่ 4.7 การเปรียบเทียบสมรรถนะในการติดตามทิศทางการมาถึงของสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการ.....                                                                                           | 55   |
| รูปที่ 4.8 อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ที่ขนาดช่วงก้าวเป็น 0.004, 0.001, และ 0.0001 ตามลำดับ.....                                                                            | 57   |
| รูปที่ 4.9 แบบรูปกำลังที่ขนาดช่วงก้าวเป็น 0.004, 0.001, และ 0.0001 ตามลำดับ.....                                                                                                     | 57   |
| รูปที่ 4.10 อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของแต่ละคน ของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM โดยจำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 4.....                                 | 59   |
| รูปที่ 4.11 แบบรูปกำลังของผู้ใช้แต่ละคน ของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM โดยจำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 4.....                                                    | 60   |

## สารบัญญภาพ (ต่อ)

|                                                                                                                                                                                                                                                     | หน้า |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|
| รูปที่ 4.12 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM โดยจำนวนองค์ประกอบสายอากาศแวลลำดับที่ใช้เท่ากับ 2, 4, และ 6 ตามลำดับ และขนาดช่วงก้าวคองที่เท่ากับ 0.001.....                                       | 61   |
| รูปที่ 4.13 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับทั้ง 3 แบบ (ก) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแวลลำดับที่ใช้เท่ากับ 2 (ข) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแวลลำดับที่ใช้เท่ากับ 4 (ค) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแวลลำดับที่ใช้เท่ากับ 6..... | 63   |
| รูปที่ 4.14 การเปรียบเทียบแบบรูปกำลังระหว่างเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม GLM และเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM.....                                                                                                                                  | 64   |
| รูปที่ 4.15 อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของผู้ใช้แต่ละคน ของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM โดยจำนวนองค์ประกอบสายอากาศแวลลำดับที่ใช้เท่ากับ 4.....                                                                                          | 65   |
| รูปที่ 4.16 แบบรูปกำลังของผู้ใช้แต่ละคน ของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM โดยจำนวนองค์ประกอบสายอากาศแวลลำดับที่ใช้เท่ากับ 4.....                                                                                                                   | 65   |
| รูปที่ 4.17 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM โดยจำนวนองค์ประกอบสายอากาศแวลลำดับที่ใช้เท่ากับ 2, 4, และ 6 ตามลำดับ และขนาดช่วงก้าวคองที่เท่ากับ 0.001.....                                       | 66   |
| รูปที่ 4.18 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับทั้ง 3 แบบ (ก) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแวลลำดับที่ใช้เท่ากับ 2 (ข) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแวลลำดับที่ใช้เท่ากับ 4 (ค) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแวลลำดับที่ใช้เท่ากับ 6..... | 68   |
| รูปที่ 4.19 การเปรียบเทียบแบบรูปกำลังระหว่างเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม GLM และเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM.....                                                                                                                                  | 69   |
| รูปที่ 4.20 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM โดยจำนวนองค์ประกอบสายอากาศแวลลำดับที่ใช้เท่ากับ 2, 4, และ 6 ตามลำดับ และขนาดช่วงก้าวคองที่เท่ากับ 0.001.....                                       | 70   |
| รูปที่ 4.21 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับทั้ง 3 แบบ (ก) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแวลลำดับที่ใช้เท่ากับ 2 (ข) จำนวนองค์ประกอบ                                                                                        |      |

## สารบัญญภาพ (ต่อ)

หน้า

|             |                                                                                                                                                                                                                                         |    |
|-------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
|             | สายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 4 (ค) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 6.....                                                                                                                                                 | 72 |
| รูปที่ 4.22 | การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับทั้ง 3 แบบ (ก) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 2 (ข) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 4 (ค) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 6..... | 75 |
| รูปที่ 4.23 | การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับทั้ง 3 แบบ ในระบบที่สัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดมีทิศทางมาถึงต่างกัน เมื่อจำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 4.....                               | 76 |
| รูปที่ 4.24 | การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับทั้ง 3 แบบ (ก) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 2 (ข) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 4 (ค) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 6..... | 78 |
| รูปที่ 4.25 | การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับทั้ง 3 แบบ ในระบบที่สัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดมีทิศทางมาถึงต่างกัน เมื่อจำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 4.....                               | 79 |
| รูปที่ 4.26 | การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับทั้ง 3 แบบ (ก) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 2 (ข) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 4 (ค) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 6..... | 82 |
| รูปที่ 4.27 | การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับทั้ง 3 แบบ (ก) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 2 (ข) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 4 (ค) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 6..... | 84 |

## บัญชีคำศัพท์

|                                      |                                                    |
|--------------------------------------|----------------------------------------------------|
| adaptive algorithm                   | อัลกอริทึมปรับตัวได้                               |
| adaptive beamforming                 | การสร้างลำคลื่นปรับตัวได้                          |
| Additive White Gaussian Noise (AWGN) | สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก                     |
| antenna array                        | สายอากาศแถวลำดับ                                   |
| autocovariance matrix                | เมตริกซ์อโตโควาเรียนซ์                             |
| Azimuth angle                        | มุมทิศ                                             |
| Base Station (BS)                    | สถานีฐาน                                           |
| beamformer                           | ตัวสร้างลำคลื่น                                    |
| beamforming                          | การสร้างลำคลื่น                                    |
| beam pattern                         | แบบรูปลำคลื่น                                      |
| beam width                           | ความกว้างของลำคลื่น                                |
| Bit Error Rate (BER)                 | อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูล                           |
| Central Limit Theorem (CLT)          | ทฤษฎีจำกัดค่ากลาง                                  |
| channel estimation                   | การประมาณช่องสัญญาณ                                |
| Co-Channel Interference (CCI)        | การแทรกสอดในช่องสัญญาณเดียวกัน                     |
| coherent detection                   | การตีเทกต์แบบร่วมนัย                               |
| communication channel                | ช่องสัญญาณสื่อสาร                                  |
| complex weight vector                | เวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน                     |
| configuration                        | โครงร่าง                                           |
| Constant Modulus (CM)                | มอดุลัสคงที่                                       |
| constraint                           | เงื่อนไขบังคับ                                     |
| constrained maximization problem     | ปัญหาการทำให้มีค่ามากที่สุดโดยมี<br>เงื่อนไขบังคับ |
| conventional detector                | ตัวตีเทกต์แบบธรรมดา                                |
| convergence rate                     | อัตราการลู่เข้า                                    |
| cost function                        | ฟังก์ชันจุดประสงค์                                 |
| criterion                            | เกณฑ์                                              |
| desired signal                       | สัญญาณที่ต้องการ                                   |



|                                                        |                                                                     |
|--------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------|
| diffraction                                            | การเลี้ยวเบน                                                        |
| Direction Of Arrival (DOA)                             | ทิศทางการมาถึง                                                      |
| Discrete Fourier Transform (DFT)                       | การแปลงฟูรีเยร์แบบดิสครีต                                           |
| downlink channel                                       | ช่องสัญญาณเชื่อมโยงขาลง                                             |
| eigenvalue                                             | ค่าเฉพาะจง                                                          |
| eigenvector                                            | เวกเตอร์เฉพาะจง                                                     |
| equalizer                                              | ตัวปรับเท่า                                                         |
| Euclidean norm operator                                | ตัวดำเนินการยูคลิดีเดียนนอร์ม                                       |
| forgetting factor                                      | สัมประสิทธิ์การลืม                                                  |
| frequency non-selective fading                         | การจางหายแบบไม่เลือกความถี่                                         |
| frequency selective fading                             | การจางหายแบบเลือกความถี่                                            |
| generalized eigenvalue problem                         | ปัญหาค่าเฉพาะจงที่วางนัยทั่วไปแล้ว                                  |
| Generalized Sidelobe Canceller (GSC)                   | ส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปแล้ว                                  |
| geometric                                              | เรขาคณิต                                                            |
| guard interval                                         | ช่วงคุ้มกัน                                                         |
| hard decision device                                   | อุปกรณ์ตัดสินใจแบบตายตัว                                            |
| Hermitian operator                                     | ตัวดำเนินการเฮอร์มิเทียน                                            |
| impulse respond                                        | ผลตอบสนองอิมพัลส์                                                   |
| inner product                                          | ผลคูณภายใน                                                          |
| interference signal                                    | สัญญาณแทรกสอด                                                       |
| InterSymbol Interference (ISI)                         | การรบกวนระหว่างสัญลักษณ์                                            |
| Inverse Discrete Fourier Transform (IDFT)              | การแปลงฟูรีเยร์แบบดิสครีตผกผัน                                      |
| Lagrange multiplier                                    | ตัวคูณลากรางจ์                                                      |
| linear multiuser detector                              | ตัวดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบเชิงเส้น                                   |
| linear transformation                                  | การถ่ายโอนแบบเชิงเส้น                                               |
| lower triangular                                       | เมตริกซ์สามเหลี่ยมล่าง                                              |
| main beam                                              | พู่คลื่นหลัก                                                        |
| Maximum Likelihood (ML)                                | การทำให้ความน่าจะเป็นจริงมากที่สุด                                  |
| Maximum Signal to Interference and Noise Ratio (MSINR) | การทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุด |



|                                            |                                                     |
|--------------------------------------------|-----------------------------------------------------|
| Maximum Signal to Noise Ratio (MSNR)       | การทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุด |
| Minimum Mean Square Error (MMSE)           | ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำสุด                |
| mobile radio communication                 | การสื่อสารวิทยุเคลื่อนที่                           |
| multicarrier CDMA                          | มัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ                             |
| multipath propagation                      | การแพร่กระจายหลายวิถี                               |
| multipath channel                          | ช่องสัญญาณหลายวิถี                                  |
| multipath delay spread                     | การแผ่เวลาประวิงของสัญญาณหลายวิถี                   |
| multipath signal                           | สัญญาณหลายวิถี                                      |
| Multiple Access Interference (MAI)         | การแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น                             |
| mutual coupling                            | ค่าความเหนี่ยวนำร่วม                                |
| narrowband                                 | แถบความถี่แคบ                                       |
| noise                                      | สัญญาณรบกวน                                         |
| omnidirection                              | รอบทิศทาง                                           |
| optimization                               | การทำให้เหมาะที่สุด                                 |
| ordinary eigenvalue problem                | ปัญหาค่าเจาะจงสามัญ                                 |
| Parallel Interference Cancellation (PIC)   | การขจัดสัญญาณแทรกสอดอย่างขนาน                       |
| power control                              | การควบคุมกำลัง                                      |
| power pattern                              | แบบรูปกำลัง                                         |
| Pseudo Noise (PN)                          | สัญญาณรบกวนสุ่มเทียม                                |
| Radio Frequency (RF)                       | ความถี่วิทยุ                                        |
| random process                             | กระบวนการสุ่ม                                       |
| Rayleigh fading channel                    | ช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบเรย์ลี                   |
| real-time processing                       | การประมวลผลแบบทันที                                 |
| reference signal                           | สัญญาณอ้างอิง                                       |
| Ricean fading channel                      | ช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบไรเซียน                  |
| simple eigenvalue problem                  | ปัญหาค่าเจาะจงอย่างง่าย                             |
| smart antenna                              | สายอากาศฉลาด                                        |
| step size                                  | ขนาดช่วงก้าว                                        |
| Successive Interference Cancellation (SIC) | การขจัดสัญญาณแทรกสอดอย่างเรียงลำดับ                 |

|                             |                                                          |
|-----------------------------|----------------------------------------------------------|
| threshold                   | จุดเริ่มเปลี่ยน                                          |
| Uniform Linear Array (ULA)  | สายอากาศลำดับที่มีการเรียงตัวเป็น<br>เส้นตรงแบบยูนิฟอร์ม |
| uplink channel              | ช่องสัญญาณเชื่อมโยงขาขึ้น                                |
| Wide-Sense Stationary (WSS) | สเตชันนารีในมุมกว้าง                                     |



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

# บทที่ 1

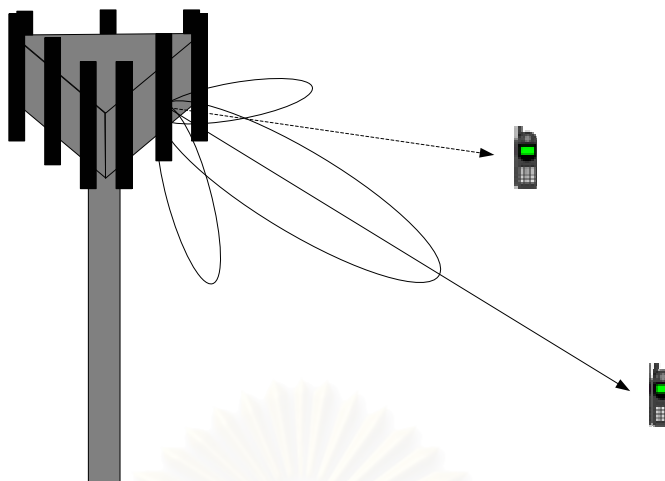
## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันและอนาคตเป็นที่คาดกันว่าการใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่ในการติดต่อสื่อสารจะเป็นที่ต้องการเพิ่มมากขึ้น และข้อมูลที่ต้องการใช้ในการรับส่งกันนั้นก็จะเป็นข้อมูลประเภทมัลติมีเดีย (multimedia) ซึ่งอัตราข้อมูล (data rate) ที่ใช้ส่งต้องสูงขึ้นด้วย แต่แบนด์วิดท์ (bandwidth) หรือช่องสัญญาณที่สามารถนำมาใช้ได้มีอยู่อย่างจำกัด ทำให้ต้องมีการนำเทคนิคต่าง ๆ เข้ามาช่วยเพื่อที่จะนำแบนด์วิดท์ที่มีอยู่อย่างจำกัดนั้นมาใช้ให้เกิดประโยชน์สูงสุด เช่น ในระบบเซลลูลาร์ สามารถเพิ่มความจุหรือจำนวนผู้ใช้ในระบบได้โดยการแบ่งเซลล์ (cell splitting) ออกเป็นเซลล์ย่อยและการแบ่งเซกเตอร์ของเซลล์ (cell sectoring) เป็นต้น [1] อย่างไรก็ตาม มีเทคโนโลยีที่สามารถเพิ่มความจุของระบบได้ รวมถึงเพิ่มคุณภาพของสัญญาณที่รับได้ที่สถานีฐาน และที่เครื่องรับของผู้ใช้ นั่นคือเทคโนโลยีสายอากาศฉลาด (smart antenna technology) นอกจากนี้ระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ (multicarrier Code Division Multiple Access, multicarrier CDMA) ซึ่งเป็นการนำเอาเทคนิคการมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) มารวมเข้ากับวิธีการของซีดีเอ็มเอก็สามารถรองรับอัตราข้อมูลที่สูงได้โดยใช้แบนด์วิดท์ที่มีอยู่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ [2]-[4] จึงเป็นที่คาดกันว่าระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอจะถูกนำมาใช้เป็นเทคนิคสำหรับการส่งสัญญาณของระบบสื่อสารไร้สายในยุคที่

#### 1.1.1 ระบบสายอากาศฉลาด

สายอากาศฉลาดเป็นเทคโนโลยีหนึ่งที่สำคัญของระบบสื่อสารแบบไร้สายในยุคที่ 3 และ 4 เนื่องจากสายอากาศฉลาดสามารถเพิ่มขนาดของเซลล์ เพิ่มคุณภาพของช่องสัญญาณเชื่อมโยงขาขึ้น (uplink channel) และช่องสัญญาณเชื่อมโยงขาลง (downlink channel) และเพิ่มความจุของระบบได้ [5] ทำให้สามารถรองรับจำนวนผู้ใช้ได้สูงขึ้น สายอากาศฉลาดสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 การทำงานของระบบสายอากาศฉลาด

ระบบสายอากาศฉลาดจะพยายามสร้างลำคลื่น (beamforming) โดยให้มีพู่คลื่นหลัก (main beam) ชี้ไปในทิศทางของผู้ใช้ที่ต้องการ ในขณะที่เดียวกันก็พยายามกำจัดสัญญาณแทรกสอด (interference signal) สัญญาณหลายวิถี (multipath signal) และสัญญาณรบกวน (noise) ออกให้มากที่สุด นอกจากนี้ รูปแบบของลำคลื่นที่สร้างขึ้นก็สามารถปรับเปลี่ยนได้เองตามสภาวะแวดล้อมที่เปลี่ยนไป

ในงานวิจัยนี้จะมุ่งความสนใจไปที่วิธีการสร้างลำคลื่นปรับตัวได้ (adaptive beamforming) ของระบบสายอากาศฉลาดโดยใช้สายอากาศแถวลำดับ โดยที่ในงานวิจัยตั้งแต่ออดีตจนถึงปัจจุบัน วิธีการสร้างลำคลื่นปรับตัวได้ สามารถจำแนกได้เป็น 2 แบบ คือ

1) วิธีการสร้างลำคลื่นปรับตัวได้แบบที่ต้องใช้สัญญาณอ้างอิง (reference signal)

วิธีการสร้างลำคลื่นแบบนี้ถูกเสนอครั้งแรกโดย Widrow, Mantey, Griffiths, และ Goode [6] ซึ่งเกณฑ์ (criterion) ที่ใช้คือ การทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำสุด (Minimum Mean Square Error, MMSE) โดยใช้อัลกอริทึม LMS (Least Means Square) ในการคำนวณแบบวนซ้ำ เพื่อสร้างลำคลื่นให้สามารถปรับเปลี่ยนรูปร่างได้ตามการเปลี่ยนไปของผู้ใช้ สัญญาณแทรกสอด และสัญญาณรบกวนต่าง ๆ วิธีการที่เสนอมานี้เป็นวิธีที่ง่ายและสามารถประมวลผลแบบทันทีได้ (real-time processing) อย่างไรก็ตาม วิธีนี้มีข้อจำกัดคือ สัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนต้องไม่มีความสัมพันธ์ (uncorrelated) กับสัญญาณที่ต้องการ (desired signal) หรือสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการ นอกจากนี้ ยังต้องเสียช่วงเวลานิ่งในไทม์สล็อต (time

slot) ของช่องสัญญาณสื่อสารไปเพื่อใช้เป็นช่วงเวลาของสัญญาณอ้างอิงซึ่งส่งผลโดยตรงต่อวิสัย  
สามารถของระบบ

## 2) วิธีการสร้างลำคลื่นปรับตัวได้แบบบอด (blind)

วิธีการสร้างลำคลื่นแบบนี้ จะใช้สมบัติของสัญญาณบางประการเป็นสำคัญ ซึ่ง  
อาจใช้สมบัติเหล่านี้ร่วมกัน อาจจำแนกได้เป็น 2 แบบ ได้แก่

### 2.1) วิธีการสร้างลำคลื่นแบบที่ใช้เทคนิคการประมาณทิศทางการมาถึง (Direction Of Arrival, DOA) ของสัญญาณที่ได้รับเข้ามาช่วย

วิธีการสร้างลำคลื่นแบบนี้จะนำข้อมูลทางทิศทางการมาถึงของสัญญาณที่  
ต้องการที่ได้จากการประมาณมาใช้เป็นเงื่อนไขบังคับ (constraint) ของฟังก์ชันจุดประสงค์ (cost  
function) ในขั้นตอนของการทำให้เหมาะสมที่สุด (optimization) [7] ซึ่งวิธีการสร้างลำคลื่นแบบนี้ที่  
รู้จักกันเป็นอย่างดีคือ อัลกอริทึม Linearly Constrained Minimum Variance (LCMV) และ  
สามารถจัดให้อยู่ในรูปของส่วนขจัดพู่ซ้างที่วางนัยทั่วไปแล้ว (Generalized Sidelobe Canceller,  
GSC) ได้ [8] อย่างไรก็ตาม วิธีการสร้างลำคลื่นแบบนี้ก็มีข้อเสีย เช่น มีความไวต่อความไม่  
สมบูรณ์ของสายอากาศแถวลำดับ (imperfect antenna array) [9] ความซับซ้อนของระบบสูงขึ้น  
เนื่องจากต้องใช้เทคนิคในการประมาณทิศทางการมาถึงของสัญญาณเข้ามาช่วยอีกทั้งต้องการ  
การปรับเทียบ (calibration) ของสายอากาศแถวลำดับที่มีความแม่นยำสูงอีกด้วย [10] สัญญาณ  
แทรกสอดและสัญญาณรบกวนต้องไม่มีความสัมพันธ์กับสัญญาณที่ต้องการ [11] เป็นต้น

### 2.2) วิธีการสร้างลำคลื่นแบบที่ใช้เทคนิคการรักษาสมบัติของสัญญาณ

วิธีการสร้างลำคลื่นแบบนี้จะใช้สมบัติเฉพาะบางประการของสัญญาณสื่อสาร  
แบบดิจิทัลเป็นสำคัญ เช่น สมบัติของการที่สัญญาณมีมอดุลัสคงตัว (Constant Modulus, CM)  
[12]-[13], สมบัติ spectral self-coherence [14], สมบัติ discrete-alphabet [15] เป็นต้น

อย่างไรก็ตาม วิธีการสร้างลำคลื่นแบบบอดก็มีข้อเสีย เช่น ในการใช้สมบัติของ  
สัญญาณที่มีมอดุลัสคงตัว พุคคลื่นหลักจะเข้าไปในทิศทางของสัญญาณที่มีกำลังสูงสุดซึ่งอาจจะเป็น  
สัญญาณแทรกสอดก็ได้ จึงมีงานวิจัยได้เสนอวิธีแก้ปัญหาข้างต้น เช่น การใช้วิธีการที่เรียกว่า  
Minimum Variance Distortionless Response (MVDR) guided CM array โดยใช้เทคนิคการ  
ประมาณทิศทางการมาถึงของสัญญาณที่ต้องการอย่างคร่าว ๆ จากนั้นจะหาเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนัก

ค่าเชิงซ้อน (complex weight vector) เริ่มต้นของสายอากาศแถวลำดับโดยสมการของ MVDR ทำให้ได้ลำคลื่นที่มีพหุคูณหลักขึ้นไปในทิศทางของสัญญาณที่ต้องการได้ถูกต้อง เป็นต้น

นอกจากวิธีการสร้างลำคลื่นปรับตัวได้ข้างต้น ยังมีวิธีการสร้างลำคลื่นแบบที่ใช้ได้กับเฉพาะระบบหนึ่ง ๆ เช่น วิธีการสร้างลำคลื่นแบบที่ใช้รหัสแม่ที่กำหนดให้ผู้ใช้แต่ละคนในระบบ ดีเอสซีดีเอ็มเอ (Direct Sequence-CDMA, DS-SS) [16], [17] เป็นต้น

### 1.1.2 ระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ

เนื่องจากมีความต้องการใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่ในการรับส่งข้อมูลทางด้านมัลติมีเดียเพิ่มสูงขึ้น ดังนั้นอัตราข้อมูลที่ใช้ในการส่งก็จะสูงขึ้นตามไปด้วย ทำให้สัญญาณที่ถูกส่งออกจากเครื่องส่งเพื่อจะไปยังเครื่องรับโดยผ่านช่องสัญญาณสื่อสาร (communication channel) จะประสบกับปัญหาการจางหายแบบเลือกความถี่ (frequency selective fading) อันเนื่องมาจากสัญญาณหลายวิธีเป็นผลทำให้เกิดการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ (InterSymbol Interference, ISI) ที่เครื่องรับได้ ปัญหาของสัญญาณหลายวิธีนี้เองทำให้เกิดขีดจำกัดสูงสุดของอัตราข้อมูลที่สามารถส่งผ่านช่องสัญญาณหนึ่ง ๆ ได้ โดยไม่ทำให้เกิดการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ที่เครื่องรับ นอกจากนี้ปัญหาการแทรกสอดในช่องสัญญาณเดียวกัน (Co-Channel Interference, CCI) ก็เป็นปัญหาที่สำคัญอีกปัญหาหนึ่งที่จำกัดสมรรถนะของระบบ

ในระบบซีดีเอ็มเอที่ใช้เทคนิค DS-SS (Direct Sequence Spread Spectrum) หรือระบบดีเอสซีดีเอ็มเอเป็นระบบที่ผู้ใช้สามารถใช้ช่องสัญญาณสื่อสารเดียวกันพร้อม ๆ กันได้ ทำให้ความจุของระบบสูงกว่าระบบ FDMA (Frequency Division Multiple Access) และ TDMA (Time Division Multiple Access) นั่นคือระบบซีดีเอ็มเอใช้แบนด์วิดท์ได้อย่างมีประสิทธิภาพมากกว่า ซึ่งผู้ใช้แต่ละคนจะได้รับรหัสสัญญาณรบกวนสุ่มเทียม (Pseudo Noise, PN) คนละหนึ่งรหัสที่ตั้งฉาก (orthogonal) กับรหัสสัญญาณรบกวนสุ่มเทียมของผู้ใช้คนอื่น ๆ ในระบบ ช่องสัญญาณเชื่อมโยงขาขึ้นที่การซิงโครไนซ์ (synchronization) ระหว่างผู้ใช้แต่ละคนเป็นไปอย่างสมบูรณ์ที่ภาครับหรือสถานีฐาน (Base Station, BS) ทำให้สามารถแยกแยะข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนได้อย่างถูกต้องโดยไม่เกิดการรบกวนกัน อย่างไรก็ตาม การซิงโครไนซ์กันของสัญญาณที่รับได้จากผู้ใช้แต่ละคนในสภาพแวดล้อมจริงเป็นไปได้ยาก รวมทั้งยังได้รับผลกระทบจากสัญญาณหลายวิธี จึงทำให้เกิดปัญหาการแทรกสอดกันเองของผู้ใช้ในระบบที่พยายามเข้าถึง (access) หรือใช้ช่องสัญญาณเดียวกันในเวลาเดียวกัน (Multiple Access Interference, MAI)



นอกจากปัญหา MAI แล้ว ระบบดีเอสซีดีเอ็มเอยังประสบปัญหาการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ที่เกิดจากสัญญาณหลายวิธีอีกด้วย เนื่องจากระบบดีเอสซีดีเอ็มเอใช้แบนด์วิดท์ในการติดต่อสื่อสารของผู้ใช้แต่ละคนสูง เมื่อเทียบกับระบบ FDMA และ TDMA อย่างไรก็ตามปัญหานี้สามารถบรรเทาลงได้โดยใช้เครื่องรับแบบ RAKE (RAKE receiver) ที่ภาครับ แต่ก็มีผลทำให้ความซับซ้อนของเครื่องรับสูงขึ้นด้วยเช่นกันโดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อส่งด้วยอัตราข้อมูลสูง ดังนั้นอาจกล่าวได้ว่าสมรรถนะของระบบดีเอสซีดีเอ็มเอจะถูกจำกัดด้วยปัจจัยหลัก 2 ประการ คือ MAI และการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์

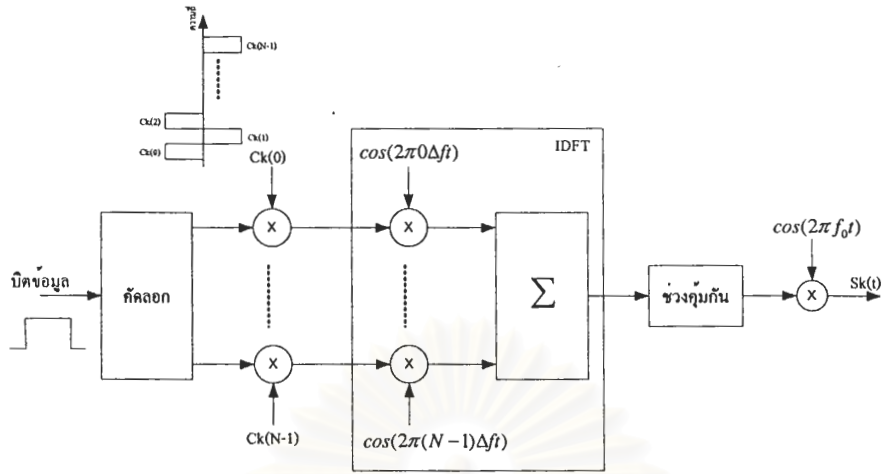
เพื่อที่จะเอาชนะข้อจำกัดดังกล่าว จึงมีการนำเอาการมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM เข้ามารวมกับวิธีการของซีดีเอ็มเอ ทำให้ได้ระบบที่มีความทนทาน (robust) ต่อการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ และใช้แบนด์วิดท์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ [2] ด้วยเหตุนี้ ระบบนี้จึงได้รับความสนใจและถูกมองว่าจะเป็นระบบที่เหมาะสมกับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่ 4 ซึ่งมีอัตราข้อมูลในการส่งสูงขึ้น ทำให้มีงานวิจัยในด้านต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกับระบบนี้ในระยะหลัง

ระบบที่นำเอาการมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM เข้ามารวมกับวิธีการของซีดีเอ็มเอ สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 กลุ่ม คือ [3]

- 1) การรวมกันของการสเปรดในโดเมนความถี่และการมอดูเลตมัลติแคเรียร์ (combination of frequency domain spreading and multicarrier modulation) ได้แก่ ระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ
- 2) การรวมกันของการสเปรดในโดเมนเวลาและการมอดูเลตมัลติแคเรียร์ (combination of time domain spreading and multicarrier modulation) ได้แก่ ระบบมัลติแคเรียร์ดีเอสซีดีเอ็มเอ (multicarrier DS-CDMA) และระบบมัลติโทนซีดีเอ็มเอ (MultiTone CDMA, MT-CDMA)

ระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอเป็นระบบพื้นฐานที่ง่ายที่สุด จึงเป็นที่นิยมนำมาใช้อ้างอิงเพื่อทำการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบเมื่อนำเอาเทคนิคต่าง ๆ เข้ามาใช้ [2]-[3] ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จะอ้างอิงระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอเป็นหลัก โครงสร้างอย่างง่ายของเครื่องส่ง, สเปกตรัมกำลัง, และเครื่องรับในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอแสดงดังรูปที่ 1.2

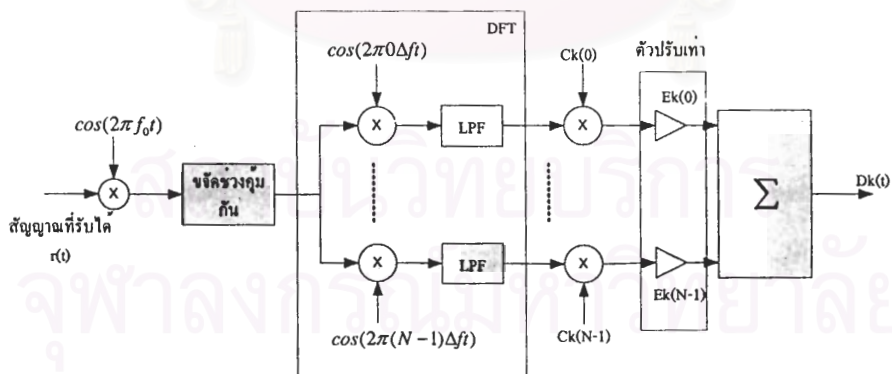




(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 1.2 โครงสร้างอย่างง่ายของเครื่องรับ/ส่งในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอและสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ถูกส่งออกจากเครื่องส่ง (ก) เครื่องส่งในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่ง และ (ค) เครื่องรับในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ

เครื่องส่งของผู้ใช้คนที่  $k$  ในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ จะทำการคัดลอก (copy) บิตข้อมูลที่เข้ามาเพื่อทำการสเปรดด้วยรหัสสัญญาณรบกวนสุ่มเทียมในโดเมนของความถี่ จากนั้นจึงนำไปมอดูเลตด้วยคลื่นพาห่อย่อยต่าง ๆ ที่ตั้งฉากกัน นอกจากนี้ เครื่องส่งยังมีการเติม ช่วงคุ้มครอง (guard interval) เข้าไปเพื่อเพิ่มความทนทานต่อการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ให้สูงขึ้นดังรูปที่ 1.2 (ก) ส่วนเครื่องรับจะทำกระบวนการที่กลับกันแต่จะเพิ่มตัวปรับเท่า (equalizer) เพื่อรวมข้อมูลที่ติ่มอดูเลตออกมาได้ที่แต่ละคลื่นพาห่อย่อยให้ได้อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูล (Bit Error Rate, BER) ที่เอาต์พุตต่ำลงดังรูปที่ 1.2 (ค) โดยที่ตัวปรับเท่านี้มีวิธีการให้เลือกใช้ต่าง ๆ กัน ได้แก่ ORC (Orthogonality Restoring Combining), EGC (Equal Gain Combining), MRC (Maximum Ratio Combining), และ MMSEC (Minimum Mean Square Error Combining) [18] อย่างไรก็ตาม การที่จะเลือกวิธีการใดก็ขึ้นอยู่กับสภาพของช่องสัญญาณสื่อสารเป็นหลัก จากรูปที่ 1.2 (ข) พบว่าสเปกตรัมของแต่ละคลื่นพาห่อย่อยจะทับซ้อนกันแต่ไม่รบกวนกันเนื่องจากแต่ละคลื่นพาห่อย่อยตั้งฉากกันนั่นเอง ด้วยเหตุนี้ทำให้ระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอใช้แบนด์วิดท์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ยิ่งไปกว่านั้นเครื่องรับ/ส่งยังสามารถใช้การแปลงฟูริเยร์แบบ ดิสครีต/การแปลงฟูริเยร์แบบดิสครีตผกผัน (Discrete Fourier Transform, DFT / Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT) แทนการมอดูเลตกับคลื่นพาห่อย่อยตรง ๆ ทำให้ความซับซ้อนของเครื่องรับ/ส่งลดลงและระบบมีประสิทธิภาพสูงขึ้น

ในงานวิจัยที่ผ่านมาได้ยืนยันถึงการนำเอาสายอากาศแถวลำดับมาใช้กับเครื่องรับระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอว่าสามารถเพิ่มสมรรถนะของระบบได้ในช่องสัญญาณที่มีการจางหายเนื่องจากสัญญาณหลายวิถี [19]-[21] และในเอกสารอ้างอิงที่ [22]-[28] กล่าวถึงการนำเอาสายอากาศแถวลำดับและกรรมวิธีสัญญาณดิจิทัลมาใช้กับระบบนี้เพื่อสร้างลำคลื่นให้มีพหุคลื่นหลักซึ่งไปยังทิศทางของผู้ใช้ที่ต้องการได้อย่างถูกต้อง ทำให้อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ที่ภาครับลดลงเป็นผลให้ความจุของระบบสูงขึ้น ซึ่งในเอกสารอ้างอิงที่ [22] เสนออัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นแบบที่ใช้เทคนิคการประมาณทิศทางที่มาถึงของสัญญาณเข้ามาช่วยด้วย เช่น MUSIC (Multiple Signal Classification) และ ESPRIT (Estimation of Parameters via Rotational Invariance Techniques) เป็นต้น ทำให้ความซับซ้อนของระบบสูงขึ้น ในเอกสารอ้างอิงที่ [23]-[27] เสนออัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นแบบที่ต้องการสัญญาณอ้างอิง ซึ่งต้องเสียช่วงเวลาหนึ่งในไทม์สล็อตข้อมูลไปทำให้วิสัยความสามารถของระบบลดลง และในเอกสารอ้างอิงที่ [28] ใช้อัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นแบบบอดที่เสนอในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ [29] ซึ่งเป็นกรณีพิเศษของ [17] และให้สมรรถนะที่ดีเฉพาะกรณีที่การควบคุมกำลังของผู้ใช้ในระบบทุกคนเป็นไปอย่างสมบูรณ์ และกรณีที่ระบบมีค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ processing ต่ำ

## 1.2 แนวทางที่นำเสนอ

ในวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอแนวความคิดที่จะนำสายอากาศแถวลำดับมาใช้ในการสร้างลำคลื่นเพื่อให้คลื่นหลักชี้ไปในทิศทางของผู้ใช้ที่ต้องการได้ โดยใช้อัลกอริทึมที่ทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุด และนำเสนออัลกอริทึมใหม่ที่มีความซับซ้อนน้อยสำหรับระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ เพื่อลดอัตราการผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ทั้งในเครื่องรับสำหรับผู้ใช้คนเดียวและผู้ใช้หลายคนในช่องสัญญาณเชื่อมโยงขาขึ้น โดยที่สัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนไม่ชิงใครในช้กัน

## 1.3 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

พัฒนาเครื่องรับของสถานีฐานในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอให้ลดอัตราการผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ในช่องสัญญาณเชื่อมโยงขาขึ้น

## 1.4 ขอบเขตของการวิจัย

ปรับปรุงสมรรถนะของเครื่องรับที่สถานีฐานในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอโดยใช้สายอากาศแถวลำดับและอัลกอริทึมสำหรับการสร้างลำคลื่นปรับตัวได้โดยใช้การทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุด เพื่อลดอัตราการผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ในช่องสัญญาณเชื่อมโยงขาขึ้น โดยที่สัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนไม่ชิงใครในช้กัน และสร้างอัลกอริทึมใหม่ที่มีความซับซ้อนน้อยกว่าอัลกอริทึมที่นำมาประยุกต์ใช้สำหรับการสร้างลำคลื่นปรับตัวได้โดยใช้เกณฑ์ดังกล่าว รวมทั้งพัฒนาเครื่องรับสำหรับผู้ใช้คนเดียวไปเป็นเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคน

## 1.5 วิธีดำเนินการวิจัย

1. ศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับการสร้างลำคลื่นโดยใช้เกณฑ์ต่าง ๆ และอัลกอริทึมปรับตัวได้ที่สอดคล้องกับเกณฑ์นั้น ๆ
2. ศึกษาทฤษฎีและหลักการของระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ, เครื่องรับสำหรับผู้ใช้คนเดียวและเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคน
3. ศึกษาแนวทางในการนำสายอากาศแถวลำดับและอัลกอริทึมปรับตัวได้สำหรับการสร้างลำคลื่นโดยใช้การทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุดมาใช้เพิ่มสมรรถนะของเครื่องรับในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ โดยที่

สัญญาของผู้ใช้ไม่ซิงโครไนซ์กัน และสร้างอัลกอริทึมใหม่สำหรับการสร้างลำคลื่นดังกล่าวที่มีความซับซ้อนน้อยกว่าอัลกอริทึมที่นำมาประยุกต์ใช้ดังกล่าว

4. ทำการทดลองโดยสร้างแบบจำลอง และทำการจำลองแบบของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้คนเดียวและผู้ใช้หลายคนในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอในช่องสัญญาณเชื่อมโยงขาขึ้น โดยใช้สายอากาศแถวลำดับและอัลกอริทึมทั้งที่นำมาใช้และที่สร้างขึ้น
5. วิเคราะห์ผลที่ได้จากการจำลองแบบ
6. สรุปรายงานวิจัยและจัดทำรูปเล่มวิทยานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์

#### 1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. ทราบถึงอัลกอริทึมสำหรับการสร้างลำคลื่นปรับตัวได้โดยใช้การทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุดเพื่อนำมาใช้ในเครื่องรับระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอที่ใช้ระบบสายอากาศฉลาดเข้ามาช่วย
2. ได้อัลกอริทึมใหม่สำหรับการสร้างลำคลื่นดังกล่าว เพื่อเพิ่มสมรรถนะของเครื่องรับให้ดียิ่งขึ้นเมื่อเทียบอัลกอริทึมที่นำมาประยุกต์ใช้โดยที่มีความซับซ้อนใกล้เคียงกัน
3. เพื่อเป็นแนวทางในการวิจัยสำหรับการปรับปรุงสมรรถนะของระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ

## บทที่ 2

### ความรู้พื้นฐานและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

ในบทนี้จะกล่าวถึงความรู้พื้นฐานและทฤษฎีที่จำเป็นสำหรับวิทยานิพนธ์ โดยจะแบ่งเนื้อหาออกเป็น 4 ส่วน คือ ความรู้พื้นฐานของสายอากาศแถวลำดับ, การสร้างลำคลื่นโดยใช้การทำให้อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุด, ระบบสายอากาศฉลาด, และแบบจำลองของเครื่องส่ง, ช่องสัญญาณ, และเครื่องรับในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ

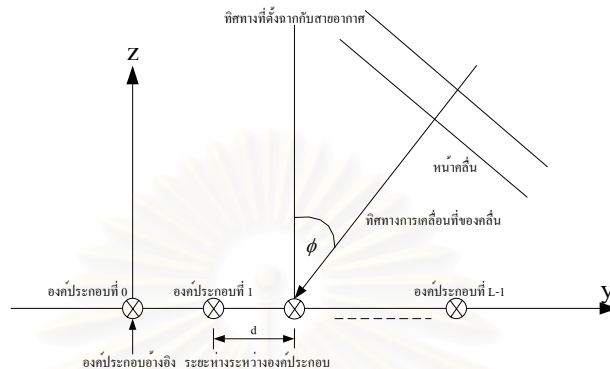
#### 2.1 ความรู้พื้นฐานของสายอากาศแถวลำดับ

สายอากาศแถวลำดับประกอบด้วยองค์ประกอบของสายอากาศหลายองค์ประกอบที่มีการกระจายทางปริภูมิ ณ ตำแหน่งต่าง ๆ ที่สามารถอ้างอิงจากจุดตายตัวจุดหนึ่ง [30] สายอากาศแถวลำดับสามารถจัดเรียงตามเรขาคณิตได้หลายโครงร่าง (configuration) โครงร่างทางเรขาคณิต (geometric) ที่นิยม ได้แก่ เส้นตรง วงกลม และ ระนาบ ทั้งนี้ สายอากาศแถวลำดับที่มีการเรียงตัวแบบเส้นตรง (linear array) และวงกลม (circle array) จัดได้ว่าเป็นกรณีเฉพาะของสายอากาศแถวลำดับที่มีการเรียงตัวแบบระนาบ (planar array) อย่างไรก็ตาม สายอากาศแถวลำดับที่มีการเรียงตัวแบบเส้นตรงเป็นโครงร่างทางเรขาคณิตที่ง่ายที่สุด จึงเป็นที่นิยมนำมาใช้อ้างอิงมากที่สุดเพื่อทำการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบสายอากาศฉลาดเมื่อนำเอาเทคนิคต่าง ๆ เข้ามาใช้ [5] ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จะพิจารณาสายอากาศลำดับที่มีการเรียงตัวเป็นเส้นตรงเท่านั้น

##### 2.1.1 สายอากาศแถวลำดับที่มีการเรียงตัวเป็นเส้นตรง

สายอากาศแถวลำดับที่มีการเรียงตัวเป็นเส้นตรงเป็นการวางองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับให้อยู่ในตำแหน่งที่เป็นแนวเดียวกัน เช่น อาจวางไว้บนแกน  $x$ ,  $y$  หรือ  $z$  ในระบบพิกัดมุมฉาก (rectangular coordinate system) เป็นต้น ในงานวิจัยส่วนใหญ่จะใช้สายอากาศแถวลำดับที่มีระยะห่างระหว่างแต่ละองค์ประกอบเท่ากัน ซึ่งเรียกว่าสายอากาศแถวลำดับที่มีการเรียงตัวเป็นเส้นตรงแบบยูนิฟอร์ม (Uniform Linear Array, ULA) [30] เนื่องจากความสะดวกในการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบสายอากาศฉลาดที่ใช้สายอากาศแถวลำดับแบบ

ดังกล่าว [5] ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้สายอากาศลำดับที่มีการเรียงตัวเป็นเส้นตรงแบบยูนิฟอร์มนี้ โดยให้สายอากาศวางอยู่บนแกน  $y$  ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 สายอากาศแถวลำดับที่มีการเรียงตัวเป็นเส้นตรง วางอยู่บนแกน  $y$  โดยมีจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศเท่ากับ  $L$

จากรูปที่ 2.1 ทิศทางการมาถึงที่สายอากาศแถวลำดับของสัญญาณของผู้ใช้จะพิจารณาเพียงมุมในแนวมุมทิศ (Azimuth angle) และกำหนดให้การแพร่กระจายของคลื่นสัญญาณจากผู้ใช้ที่มาถึงสายอากาศประมาณว่าเป็นคลื่นระนาบ เนื่องจากสายอากาศแถวลำดับของภาครับที่สถานีฐานอยู่สูงจากพื้นค่อนข้างมาก ดังนั้นเวกเตอร์ทิศทางที่แสดงทิศทางการมาถึงของสัญญาณของผู้ใช้สามารถแสดงได้เป็น [31], [32]

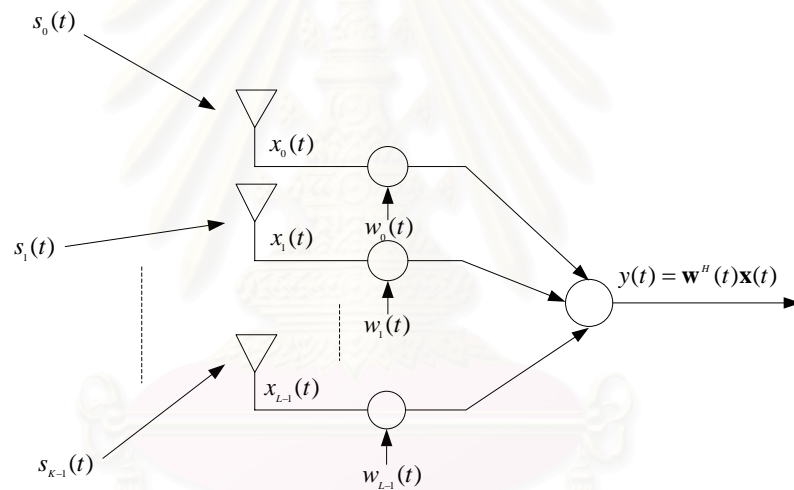
$$\mathbf{a}(\phi) = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\phi} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(L-1)d\sin\phi} \end{bmatrix}^T \quad (2.1)$$

ค่าของมุมทิศ  $\phi$  เป็นค่ามุมของทิศทางของสัญญาณจากผู้ใช้ที่มาถึงสายอากาศเมื่อเทียบกับทิศทางที่ตั้งฉาก (broadside) กับสายอากาศแถวลำดับ ซึ่งจะเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง  $0 \leq \phi \leq 360^\circ$  เมื่อพิจารณาช่วงการเปลี่ยนแปลงของมุม  $\phi$  กับเวกเตอร์ทิศทาง  $\mathbf{a}(\phi)$  ในสมการที่ (2.1) พบว่าเวกเตอร์ทิศทางจะสมมาตรที่แกน  $y$  ทั้งแกนบวก  $y$  และแกนลบ  $y$  (นั่นคือ  $0 \leq \phi \leq 180^\circ$  และ  $-180^\circ \leq \phi \leq 0$ ) และเนื่องจากกำหนดให้ภาครับที่สถานีฐานหนึ่งแบ่งออกเป็น 3 เซกเตอร์ ๆ ละ  $120^\circ$  ด้วยเหตุนี้จึงพิจารณาเพียงเซกเตอร์หนึ่งเท่านั้น นั่นคือ ทิศทางการมาถึงที่สายอากาศแถวลำดับของสัญญาณของผู้ใช้ในระบบจะพิจารณาในช่วง  $-60^\circ \leq \phi \leq 60^\circ$  โดยที่มุม  $\phi = 0^\circ$  เป็นทิศทางที่ตั้งฉากกับสายอากาศแถวลำดับ



### 2.1.2 ตัวสร้างลำคลื่น (beamformer)

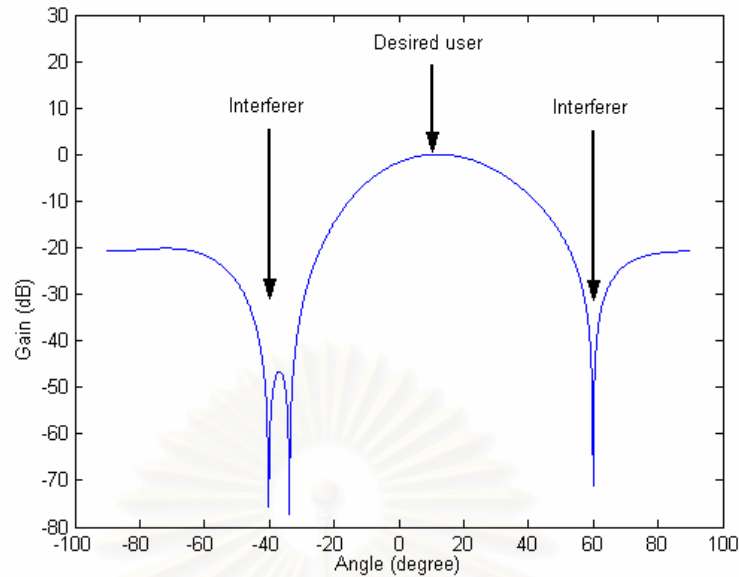
การสร้างลำคลื่นเป็นเทคนิคการประมวลผลทางปริภูมิที่สายอากาศแถวลำดับสามารถนำไปใช้ได้ ถ้าทิศทางการมาถึงของสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณที่ไม่ต้องการในระบบแตกต่างกันแล้ว ตัวสร้างลำคลื่นจะเสมือนเป็นตัวกรองทางปริภูมิที่สามารถแยกสัญญาณที่ต้องการออกจากสัญญาณแทรกสอดได้ สัญญาณที่รับได้ที่แต่ละองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับจะถูกถ่วงน้ำหนักและรวมกันเพื่อทำให้คุณภาพของสัญญาณที่ต้องการเหมาะสมที่สุด [33] การชี้ลำคลื่นไปยังทิศทางของสัญญาณที่ต้องการและ/หรือการนัล (nulling) ในทิศทางของสัญญาณแทรกสอดทำได้โดยการเลือกเกณฑ์ของการสร้างลำคลื่นอย่างเหมาะสม รูปที่ 2.2 แสดงให้เห็นแนวความคิดของตัวสร้างลำคลื่นแถบความถี่แคบ (narrowband) [31], [33]



(ก)

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย





(ข)

รูปที่ 2.2 แนวความคิดของตัวสร้างลำคลื่นแถบความถี่แคบ (ก) หลักการของตัวสร้างลำคลื่น

(ข) แบบรูปลำคลื่นของสายอากาศแถวลำดับ

จากรูปที่ 2.2 (ก) ถ้าสัญญาณที่มีทิศทางมาไม่ถึงแตกต่างกันที่สายอากาศแถวลำดับ  $L$  องค์ประกอบมีทั้งหมด  $K$  สัญญาณ เวกเตอร์ของสัญญาณที่รับได้ที่เวลา  $t$  ใด ๆ สามารถแสดงได้เป็น

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t) &= \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{a}(\phi_k) s_k(t) + \mathbf{n}(t) \\ &= [x_0(t) \ \dots \ x_{L-1}(t)]^T \end{aligned} \quad (2.2)$$

โดยที่  $\mathbf{x}(t)$  เป็นเวกเตอร์อินพุตของสัญญาณที่รับได้ที่สายอากาศแถวลำดับ,  $\mathbf{a}(\phi_k)$  เป็นเวกเตอร์ทิศทางของสัญญาณจากผู้ใช้คนที่  $k$  ซึ่งกำหนดได้ดังสมการที่ (2.1),  $s_k(t)$  เป็นสัญญาณของผู้ใช้ที่  $k$  และ  $\mathbf{n}(t)$  เป็นเวกเตอร์สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นที่แต่ละองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ จะได้สัญญาณที่เอาต์พุตของสายอากาศแถวลำดับเป็น

$$y(t) = \mathbf{w}^H(t) \mathbf{x}(t) \quad (2.3)$$

โดยที่  $\mathbf{w}(t) = [w_0(t) \ \dots \ w_{L-1}(t)]^T$  เป็นเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อนสำหรับการสร้างลำคลื่นซึ่งจะทำให้เหมาะที่สุดได้โดยใช้เกณฑ์ของการสร้างลำคลื่น และ  $(\cdot)^H$  เป็นตัวดำเนินการเฮอร์มิเชียน (Hermitian operator) เกณฑ์ที่ใช้ในการปรับเปลี่ยนลำคลื่นที่นิยมใช้กัน ได้แก่ การทำให้

ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำสุด [30], [33], การทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุด (Maximum Signal to Interference and Noise Ratio, MSINR) [30], [33], การทำให้มีมอดุลัสคงตัว [12]-[13] และการทำให้ความน่าจะเป็นจริงมากที่สุด (Maximum Likelihood, ML) [33] ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จะกล่าวถึงเฉพาะเกณฑ์ของการทำให้อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุด เนื่องจากอัลกอริทึมที่ใช้ในเกณฑ์ดังกล่าวไม่จำเป็นต้องใช้สัญญาณอ้างอิง [17] และจะนำมาประยุกต์ใช้ในการสร้างลำคลื่นสำหรับระบบมัลติแคเรียซีดีเอ็มเอ ซึ่งจะได้กล่าวในบทถัดไป

พิจารณาแบบรูปลำคลื่น (beam pattern) ของสายอากาศแถวลำดับ [30] ซึ่งมีนิยามเป็น

$$\mathbf{B}(\phi) = \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\phi) \quad (2.4)$$

และสมการที่ (2.1) จะเห็นว่าระยะห่างระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ  $d$  มีผลต่อแบบรูปลำคลื่น ถ้าระยะห่างระหว่างแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับไม่เหมาะสมจะทำให้เกิด grating ขึ้น

พู Grating คือพูลคลื่นซึ่งมีขนาดเท่ากับพูลคลื่นหลัก อันจะทำให้สัญญาณรบกวนหรือสัญญาณแทรกสอดที่เข้ามาทางพู Grating นี้ส่งผลต่อสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการที่เข้ามายังพูลคลื่นหลักอย่างมาก เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาการเกิดพู Grating ระยะห่างระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับต้องเป็นไปตามเงื่อนไข [30], [33]

$$d \leq \frac{\lambda}{2} \quad (2.5)$$

ในวิทยานิพนธ์นี้ จะกำหนดให้ระยะห่างระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเป็น  $d = \frac{\lambda}{2}$  เพื่อป้องกันการเกิดพู grating ขึ้น และไม่คิดผลของความเหนี่ยวนำร่วม (mutual coupling) ระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์สายอากาศแถวลำดับที่มีการเรียงตัวเป็นแนวตรงแบบยูนิฟอร์มโดยที่  $d = \frac{\lambda}{2}$  นี้เรียกว่า สายอากาศแถวลำดับที่มีการเรียงตัวเป็นแนวตรงแบบมาตรฐาน (standard linear array) ซึ่งจากสมการที่ (2.1) จะได้เวกเตอร์ทิศทางสำหรับสายอากาศแถวลำดับดังกล่าวเป็น

$$\mathbf{a}(\phi_k) = [1 \quad e^{j\pi \sin \phi} \quad \dots \quad e^{j\pi(L-1)\sin \phi}]^T \quad (2.6)$$

และตัวอย่างแบบรูปลำคลื่นของสายอากาศแถวลำดับดังกล่าวแสดงได้ดังรูปที่ 2.2 (ข)

## 2.2 การสร้างลำคลื่นโดยใช้การทำให้อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุด

การสร้างลำคลื่นโดยใช้การทำให้อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุดถูกเสนอครั้งแรกโดย A. F. Naguib [16] จัดเป็นการสร้างลำคลื่นที่เหมาะสมที่สุด และเป็นกรณีทั่วไปของการสร้างลำคลื่นโดยใช้การทำให้อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุด (Maximum Signal to Noise Ratio, MSNR) [29] ซึ่งเหมาะสมที่สุดเฉพาะกรณีที่สัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนเป็นแบบขาวทางปริภูมิ (spatially white) เท่านั้น ซึ่งเป็นไปได้ยากในทางปฏิบัติจริง เช่น ความจำเป็นที่จะต้องควบคุมกำลังของสัญญาณของผู้ใช้ทุกคนได้อย่างสมบูรณ์ สัญญาณแทรกสอดจะต้องไม่เป็นใหญ่ (dominant) สมรรถนะของการสร้างลำคลื่นจะขึ้นอยู่กับการใช้ processing gain ที่ใช้โดยตรง เป็นต้น ด้วยเหตุนี้จึงพิจารณาเฉพาะการสร้างลำคลื่นโดยใช้การทำให้อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุดเท่านั้น

### 2.2.1 การทำให้อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุด

จากสมการที่ (2.4) สามารถเขียนเวกเตอร์สัญญาณที่รับได้เป็น

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{d}(t) + \mathbf{u}(t) \quad (2.7)$$

โดยที่  $\mathbf{d}(t)$  เป็นสัญญาณที่ต้องการ และ  $\mathbf{u}(t)$  เป็นสัญญาณที่ไม่ต้องการ นั่นคือสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวน ตามลำดับ ดังนั้นจากสมการที่ (2.3) และ (2.7) จะได้สัญญาณที่เอาต์พุตของสายอากาศแถวลำดับเป็น

$$y(t) = \mathbf{w}^H(t)(\mathbf{d}(t) + \mathbf{u}(t)) = \mathbf{w}^H(t)\mathbf{d}(t) + \mathbf{w}^H(t)\mathbf{u}(t) = y_d(t) + y_u(t) \quad (2.8)$$

โดยที่  $y_d(t)$  เป็นเอาต์พุตของสัญญาณที่ต้องการ และ  $y_u(t)$  เป็นเอาต์พุตของสัญญาณที่ไม่ต้องการ ดังนั้นกำลังของสัญญาณที่ต้องการและกำลังของสัญญาณที่ไม่ต้องการที่เอาต์พุตของสายอากาศแถวลำดับตามสมการที่ (2.8) สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (2.9) และ (2.10) ตามลำดับ

$$P_d = E \left[ \left\| \mathbf{w}^H(t)\mathbf{d}(t) \right\|^2 \right] = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{dd} \mathbf{w} \quad (2.9)$$

$$P_u = E \left[ \left\| \mathbf{w}^H(t)\mathbf{u}(t) \right\|^2 \right] = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{uu} \mathbf{w} \quad (2.10)$$

โดยที่  $\mathbf{R}_{dd} = E[\mathbf{d}(t)\mathbf{d}^H(t)]$  และ  $\mathbf{R}_{uu} = E[\mathbf{u}(t)\mathbf{u}^H(t)]$  เป็นเมตริกซ์อโตโควาเรียนซ์ (autocovariance matrix) ของสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณที่ไม่ต้องการ ตามลำดับ อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตของสายอากาศแถวลำดับจึงเขียนได้เป็น

$$SINR_{out} = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{dd} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{uu} \mathbf{w}} \quad (2.11)$$

เวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักที่ทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนตามสมการที่ (2.11) มีค่ามากที่สุดจะเป็นเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุด การหาเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักดังกล่าว เริ่มจากการสังเกตว่าถ้ากำหนดให้  $\mathbf{w}_{MSINR}$  เป็นเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุด แล้ว  $a\mathbf{w}_{MSINR}$  จะเป็นเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดด้วย โดยที่  $a$  เป็นค่าคงตัวไม่เจาะจง ด้วยเหตุนี้จึงต้องมีเงื่อนไขบังคับเพื่อให้เวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดมีเพียงค่าเดียว [34] นั่นคือ

$$\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{uu} \mathbf{w} = 1 \quad (2.12)$$

ดังนั้นจะได้ว่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตของสายอากาศแถวลำดับมีค่ามากที่สุด ถ้ากำลังของสัญญาณที่ต้องการที่เอาต์พุตของสายอากาศแถวลำดับตามสมการที่ (2.9) มีค่าสูงสุดภายใต้เงื่อนไขบังคับตามสมการที่ (2.12) สามารถเขียนปัญหาดังกล่าวให้อยู่ในรูปของตัวคูณลากรองจ์ (Lagrange multiplier) ได้เป็น

$$J(\mathbf{w}) = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{dd} \mathbf{w} + \gamma(1 - \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{uu} \mathbf{w}) \quad (2.13)$$

โดยที่  $\gamma$  เป็นค่าจริงคงตัว หาอนุพันธ์ (derivative) ในสมการที่ (2.13) เทียบกับ  $\mathbf{w}^*$  และกำหนดให้เท่ากับเวกเตอร์ศูนย์ จะได้

$$\mathbf{R}_{dd} \mathbf{w} = \gamma \mathbf{R}_{uu} \mathbf{w} \quad (2.14)$$

สมการดังกล่าวเรียกว่า ปัญหาค่าเจาะจงที่วางนัยทั่วไปแล้ว (generalized eigenvalue problem) [35] ถ้า  $\mathbf{R}_{uu}$  สามารถผกผันได้ (invertible) แล้วสมการที่ (2.14) จะสามารถแสดงได้เป็น

$$\mathbf{R}_{uu}^{-1} \mathbf{R}_{dd} \mathbf{w} = \gamma \mathbf{w} \quad (2.15)$$

โดยที่ตัวคุณลักษณะ  $\gamma$  ในสมการที่ (2.14) จะกลายเป็นค่าเจาะจง (eigenvalue)  $\lambda$  ของเมตริกซ์สมมาตร  $\mathbf{R}_{uu}^{-1}\mathbf{R}_{dd}$  สมการดังกล่าวเรียกว่า ปัญหาค่าเจาะจงสามัญ (ordinary eigenvalue problem) ซึ่งจะได้ว่า  $\mathbf{w}$  เป็นเวกเตอร์เจาะจง (eigenvector) ของ  $\mathbf{R}_{uu}^{-1}\mathbf{R}_{dd}$

เพื่อแสดงให้เห็นว่าขอบเขตของ  $\frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{dd} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{uu} \mathbf{w}}$  ถูกกำหนดโดยค่าเจาะจงที่ต่ำสุด และสูงสุดของเมตริกซ์สมมาตร  $\mathbf{R}_{uu}^{-1}\mathbf{R}_{dd}$  และเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักที่ทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุดคือเวกเตอร์เจาะจงที่สอดคล้องกับค่าเจาะจงมากที่สุดของสมการที่ (2.15) จะเริ่มจากการหาอนุพันธ์พจน์ทางขวาของสมการที่ (2.11) เทียบกับ  $\mathbf{w}^*$  และกำหนดให้เท่ากับเวกเตอร์ศูนย์ จะได้

$$\mathbf{R}_{dd} \mathbf{w} = \left( \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{dd} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{uu} \mathbf{w}} \right) \mathbf{R}_{uu} \mathbf{w} = SINR_{out} \mathbf{R}_{uu} \mathbf{w} \quad (2.16)$$

เมื่อเปรียบพจน์ทางขวาของสมการที่ (2.13) และ (2.15) จะได้

$$\gamma = SINR_{out} = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{dd} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{uu} \mathbf{w}} \quad (2.17)$$

ดังนั้นตัวคุณลักษณะในสมการที่ (2.14) หรือค่าเจาะจงในสมการที่ (2.15) คืออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตของสายอากาศแถวลำดับ และถ้า  $\mathbf{R}_{uu}$  สามารถผกผันได้ จะได้ว่าเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุด  $\mathbf{w}_{MSINR}$  เป็นเวกเตอร์เจาะจงที่สอดคล้องกับค่าเจาะจงมากที่สุด  $\lambda_{\max}$  ซึ่งมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$\mathbf{R}_{dd} \mathbf{w}_{MSINR} = \lambda_{\max} \mathbf{R}_{uu} \mathbf{w}_{MSINR} \quad (2.18)$$

## 2.2.2 ความสัมพันธ์ระหว่างเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักที่ทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุดกับเวกเตอร์ทิศทางของสัญญาณที่ต้องการ

จากสมการที่ (2.2) กำหนดให้  $s_d(t)$  และ  $\mathbf{a}(\phi_d)$  เป็นบิตข้อมูลทีเวลา  $t$  ใด ๆ และเวกเตอร์ทิศทางของผู้ใช้ที่ต้องการ เวกเตอร์สัญญาณที่ต้องการสามารถเขียนได้เป็น

$$\mathbf{d}(t) = s_d(t)\mathbf{a}(\phi_d) \quad (2.19)$$

และจะได้

$$\mathbf{R}_{dd} = E \left[ \|s_d(t)\|^2 \right] \mathbf{a}(\phi_d)\mathbf{a}^H(\phi_d) \quad (2.20)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (2.18) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

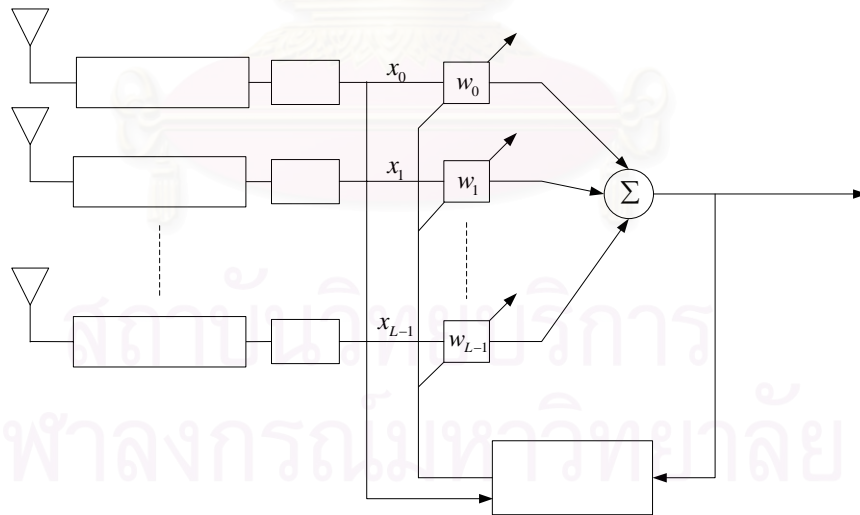
$$\mathbf{R}_{uu}^{-1} \left\{ E \left[ \|s_d(t)\|^2 \right] \mathbf{a}(\phi_d) \mathbf{a}^H(\phi_d) \right\} \mathbf{w}_{MSINR} = \lambda_{\max} \mathbf{R}_{uu} \mathbf{w}_{MSINR} \quad (2.21)$$

กำหนดให้  $\zeta = \frac{E \left[ \|s_d(t)\|^2 \right] \mathbf{a}^H(\phi_d) \mathbf{w}_{MSINR}}{\lambda_{\max}}$  จะได้

$$\mathbf{w}_{MSINR} = \zeta \mathbf{R}_{uu}^{-1} \mathbf{a}(\phi_d) \quad (2.22)$$

### 2.3 ระบบสายอากาศฉลาด

ระบบสายอากาศฉลาดจะใช้สายอากาศแถวลำดับร่วมกับอัลกอริทึมปรับตัวได้ (adaptive algorithm) เพื่อควบคุมและปรับเปลี่ยนตัวถ่วงน้ำหนักของแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับในการสร้างลำคลื่นปรับตัวให้เหมาะสมที่สุด [5] โครงสร้างทั่วไปของระบบสายอากาศฉลาดที่จะนำไปใช้ในวิทยานิพนธ์นี้แสดงได้ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 โครงสร้างทั่วไปของระบบสายอากาศฉลาด

จากรูปที่ 2.3 สัญญาณที่รับได้ที่สายอากาศแถวลำดับจะผ่านชุดวงจรความถี่วิทยุ (Radio Frequency, RF) เพื่อทำการแปลงความถี่ให้ต่ำลงมาและดีเทกต์สัญญาณในแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับออกมาเป็นสัญญาณเบสแบนด์ จากนั้นสัญญาณเบส



แบนด์จะผ่านเข้าไปในวงจร A/D เพื่อแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัลสำหรับการประมวลผลต่อไป อย่างไรก็ตาม เนื่องจากในวิทยานิพนธ์นี้สนใจเฉพาะการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลของระบบสายอากาศฉลาด ดังนั้นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ใช้จึงไม่พิจารณาส่วนของวงจรรีเออร์เอฟ แต่จะพิจารณาส่วนที่เป็นสัญญาณเบสแบนด์โดยตรง

สัญญาณดิจิทัลเบสแบนด์  $[x_0 \ x_1 \ \dots \ x_{L-1}]^T$  ที่รับได้ที่ทุกองค์ประกอบของสายอากาศจะถูกคูณด้วยตัวถ่วงน้ำหนัก  $[w_0 \ w_1 \ \dots \ w_{L-1}]^T$  ซึ่งถูกควบคุมโดยอัลกอริทึมปรับตัวได้ จากนั้นนำสัญญาณจากทุก ๆ องค์ประกอบมารวมกันได้เป็นสัญญาณเอาต์พุตที่ต้องการหน้าที่ของอัลกอริทึมปรับตัวได้คือทำการปรับเปลี่ยนเวกเตอร์  $\mathbf{w}$  ให้เหมาะสมได้ทันกาลเมื่อสถานะแวดล้อมของระบบเปลี่ยนไปโดยใช้การคำนวณแบบวนซ้ำ (recursive) เช่น อัลกอริทึมปรับตัวได้ที่น่าไปใช้กับเกณฑ์การทำให้อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุดจะปรับเปลี่ยนเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักให้ใกล้เคียงกับค่าเหมาะสมที่สุดได้ทันกาลตามสมการ (2.22) เป็นต้น อัลกอริทึมปรับตัวได้จะไม่ขึ้นอยู่กับเกณฑ์ของการสร้างลำคลื่นและมีหลายแบบด้วยกัน [36] แต่อัลกอริทึมที่นิยมใช้กัน ได้แก่ อัลกอริทึม LMS (Least Mean Square) และอัลกอริทึม RLS (Recursive Least Squares) [5], [8] ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้อัลกอริทึม LMS เนื่องจากมีความซับซ้อนในการคำนวณน้อยกว่าอัลกอริทึม RLS ส่วนรายละเอียดของอัลกอริทึม LMS ที่นำไปใช้กับเกณฑ์การทำให้อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุดในการสร้างลำคลื่นจะได้กล่าวในบทถัดไป

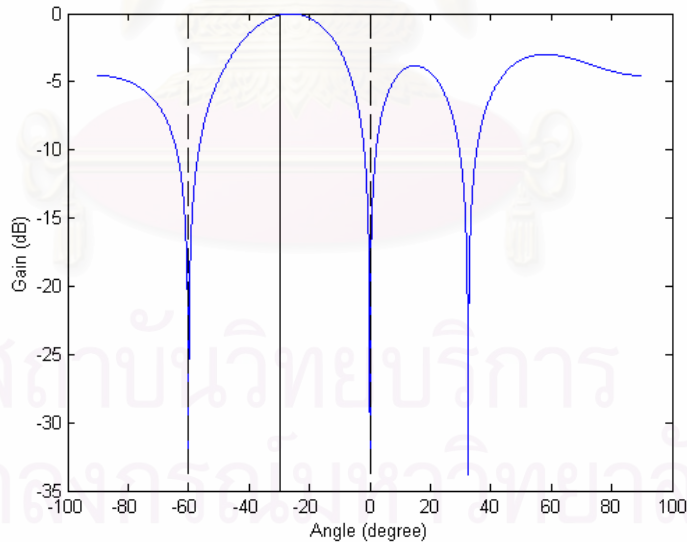
ในระบบสายอากาศที่จำนวนสัญญาณของผู้ใช้ที่เข้ามาถึงสายอากาศแถวลำดับทั้งหมดมีจำนวนน้อยกว่าองค์ประกอบของสายอากาศ จะเรียกว่าระบบที่มีโหลดต่ำ (underload) ถ้าจำนวนสัญญาณที่เข้ามาถึงสายอากาศแถวลำดับทั้งหมดมีจำนวนมากกว่าองค์ประกอบของสายอากาศ จะเรียกว่าระบบที่มีโหลดเกิน (overload) [5] ซึ่งในกรณีที่มีความแตกต่างน้อยสุดระหว่างทิศการมาถึงของสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณที่ต้องการมากกว่าความกว้างของพูคลื่นหลัก ระบบสายอากาศฉลาดที่มีโหลดเกินนี้จะไม่สามารถสร้างแบบรูปลำคลื่นที่ขจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น ๆ ออกไปจากสัญญาณที่ต้องการได้เหมือนระบบที่มีโหลดต่ำหรือระบบที่จำนวนสัญญาณของผู้ใช้ที่เข้ามาถึงสายอากาศแถวลำดับทั้งหมดเท่ากับจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศ [30], [31] อย่างไรก็ตาม อัลกอริทึมปรับตัวได้ยังคงพยายามทำให้เวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักใกล้เคียงกับค่าที่เหมาะสมที่สุดที่สถานะนั้น ๆ รูปที่ 2.4 แสดงแบบรูปลำคลื่นที่สร้างขึ้นโดยเครื่องรับที่ใช้ระบบสายอากาศฉลาดที่เป็นระบบที่มีโหลดต่ำ, ระบบที่จำนวนสัญญาณของผู้ใช้เท่ากับจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศ, และระบบที่มีโหลดเกิน ส่วนในกรณีที่มีความแตกต่างน้อยสุดระหว่างทิศการมาถึงของสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณที่ต้องการน้อยกว่าความกว้าง



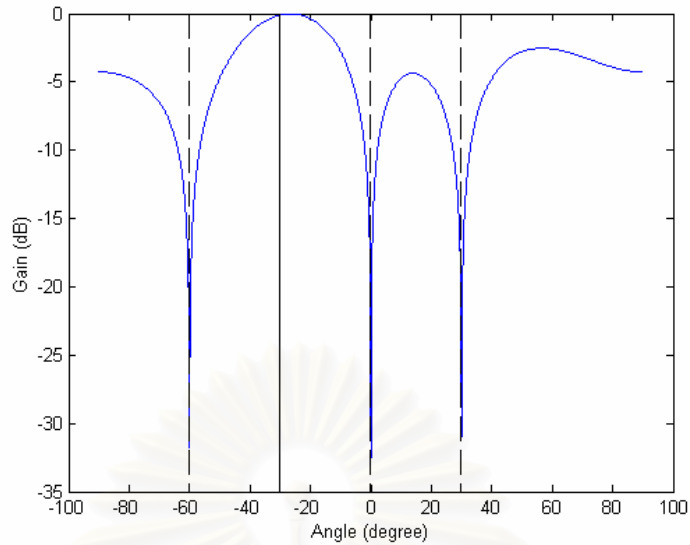
ของพู่คลื่นหลัก ระบบสายอากาศขดลวดจะไม่สามารถขจัดสัญญาณแทรกสอดที่เข้ามาภายในพู่คลื่นหลักแม้จะมีโหลดต่ำ [31] ความกว้างของลำคลื่น (beam width) ที่ระบบสายอากาศขดลวดสามารถขจัดสัญญาณแทรกสอดออกไปได้ จะวัดจากจุดนำจุดหนึ่งถึงจุดนำอีกจุดหนึ่ง (null to null) ของพู่คลื่นหลักและสามารถคำนวณหาในพจน์ของมุมได้เป็น

$$\tilde{\phi} = 2 \sin^{-1} \left( \frac{\lambda}{Ld} \right) \quad (2.23)$$

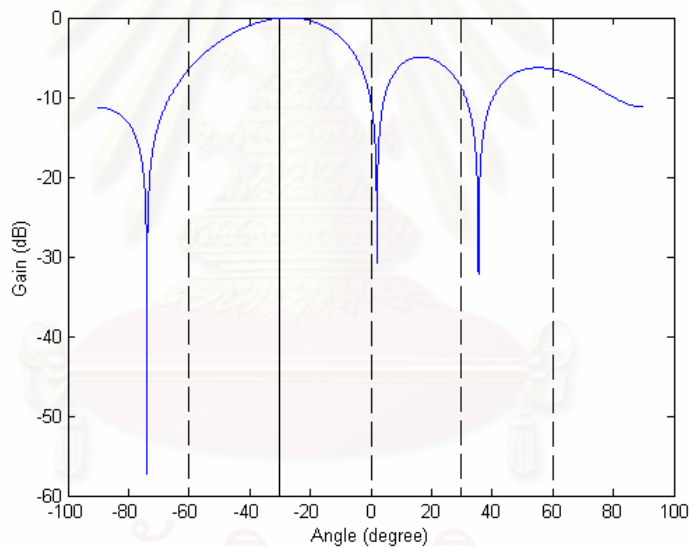
โดยที่  $\tilde{\phi}$  เป็นความกว้างของพู่คลื่นหลักโดยวัดจากจุดนำจุดหนึ่งถึงจุดนำอีกจุดหนึ่งของพู่คลื่นหลัก,  $\lambda$  คือความยาวคลื่น,  $L$  เป็นจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ, และ  $d$  เป็นระยะห่างระหว่างแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ เช่น ถ้าใช้จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ  $L = 4$  และระยะห่างระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ  $d = \frac{\lambda}{2}$  จะได้  $\tilde{\phi} = 60^\circ$  เป็นต้น



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 2.4 แบบรูปลำคลื่นที่สร้างขึ้นโดยเครื่องรับที่ใช้ระบบสายอากาศผลัด เมื่อจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 4 (ก) ระบบที่มีโหนดต่ำ เมื่อทิศทางของสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดเป็น  $-30$ ,  $-60$ , และ  $0$  องศา ตามลำดับ (ข) ระบบที่จำนวนสัญญาณของผู้ใช้เท่ากับจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศ เมื่อทิศทางของสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดเป็น  $-30$ ,  $-60$ ,  $0$ , และ  $30$  องศา ตามลำดับ (ค) ระบบที่มีโหนดเกิน เมื่อทิศทางของสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดเป็น  $-30$ ,  $-60$ ,  $0$ ,  $30$ , และ  $60$  องศา ตามลำดับ

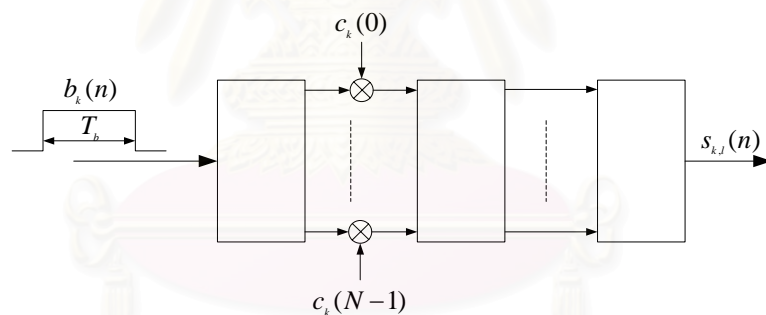
## 2.4 แบบจำลองของเครื่องรับ, ช่องสัญญาณ, และเครื่องส่งในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ

จากที่ได้กล่าวในบทที่ 1 ว่าระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอเป็นการนำเอาการมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM รวมเข้ากับวิธีการของซีดีเอ็มเอ ทำให้ทนทานต่อการรบกวนสัญญาณ, ใช้แบนด์วิดท์ที่มีอยู่อย่างจำกัดได้อย่างมีประสิทธิภาพ, และสามารถส่งข้อมูลในอัตราสูงชันกว่าเดิมได้ ดังนั้นในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงแบบจำลองของเครื่องรับ, ช่องสัญญาณ, และเครื่องส่งในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอที่นำมาใช้ในวิทยานิพนธ์นี้

### 2.4.1 แบบจำลองของเครื่องส่งในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ

แบบจำลองของเครื่องส่งในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอที่ใช้เป็นแบบจำลองแบบแบนด์โดยที่หนึ่งสัญญาณแทนหนึ่งบิตข้อมูล และกำหนดให้ช่วงคุ่มกันถูกเติมเข้าไปอย่างเหมาะสมเพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนระหว่างสัญญาณขึ้น ดังนั้นแบบจำลองที่ใช้จะไม่พิจารณาช่วงคุ่มกันนี้ โครงสร้างของเครื่องส่งในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอของผู้ใช้คนที่  $k$  ใด ๆ แสดงได้ดังรูปที่

2.5



รูปที่ 2.5 แบบจำลองของเครื่องส่งในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอแบบแบนด์

จากการแปลงฟูรีเยร์แบบดิสครีตผกผันแทนการมอดูเลตในแต่ละคลื่นพาห่อย่อยสัญญาณเอาต์พุตที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลาแบบแบนด์  $s_{k,l}(n)$  ของผู้ใช้คนที่  $k$  ใด ๆ ที่ถูกส่งออกไปสามารถแสดงได้เป็น [37], [38]

$$s_{k,l}(n) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \sqrt{\varepsilon_k} b_k(n) c_k(m) \exp\left(\frac{j2\pi ml}{N}\right) ; l=0, \dots, N-1 \quad (2.24)$$

โดยที่  $n$  เป็นดรรชนีสัญญาณข้อมูล,  $l$  เป็นดรรชนีขึ้นบอกลำดับการชักตัวอย่าง,  $m$  เป็นดรรชนีคลื่นพาห่อย่อย,  $b_k(n)$  เป็นสัญญาณข้อมูลที่มีช่วงเวลา (duration) เป็น  $T_b$  ของผู้ใช้คนที่  $k$ ,  $s_{k,l}(n)$  เป็นสัญญาณแบนด์ที่ถูกส่งจากเครื่องส่งที่เป็นลำดับการชักตัวอย่างที่  $l$  ระหว่าง

สัญลักษณ์ข้อมูลที  $n$  ของผู้ใช้คนที่  $k$ ,  $N$  เป็น processing gain ซึ่งเท่ากับจำนวนของคลื่นพาร์ย่อย,  $\mathbf{c}_k = [c_k(0) \dots c_k(N-1)]$  เป็นรหัสสัญญาณรบกวนสุ่มเทียมที่ใช้สเปรดในโดเมนความถี่ของผู้ใช้คนที่  $k$ , และ  $\varepsilon_k$  เป็นพลังงานของสัญลักษณ์ข้อมูลของผู้ใช้คนที่  $k$  เมื่อเทียบกับสเปกตรัมกำลังของสัญญาณรบกวน

#### 2.4.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ

ในการสื่อสารวิทยุเคลื่อนที่ (mobile radio communication) คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ส่งออกจากภาคส่งไปยังภาครับ ไม่ว่าจะมาจากสถานีฐานไปยังสถานีเคลื่อนที่ (mobile station) หรือจากสถานีเคลื่อนที่มายังสถานีฐาน สัญญาณที่รับได้ที่สายอากาศจะเป็นการรวมกันของหลาย ๆ คลื่นความถี่ที่มาจากหลาย ๆ ทิศทาง อันเนื่องมาจากการสะท้อน (reflection), การเลี้ยวเบน (diffraction), และการกระจัดกระจาย (scattering) ที่เกิดจากสิ่งกีดขวางต่าง ๆ ปรากฏการณ์นี้เรียกว่า การแพร่กระจายหลายวิถี (multipath propagation) และช่องสัญญาณที่เกิดการแพร่กระจายหลายวิถีนี้เรียกว่า ช่องสัญญาณหลายวิถี (multipath channel) ช่องสัญญาณหลายวิถีนี้จะมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา (time varying) ด้วย เนื่องจากการเคลื่อนที่ของสถานีเคลื่อนที่และการเคลื่อนที่ของวัตถุที่อยู่ภายในช่องสัญญาณ [4]

ผลกระทบของช่องสัญญาณหลายวิถีที่มีต่อสัญญาณที่ถูกส่งออกจากภาคส่งจะปรากฏเป็นสัญญาณหลายวิถีที่รับได้ที่ภาครับ ซึ่งประกอบด้วยองค์ประกอบที่แตกต่างกันทางขนาดและเฟสที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาหลาย ๆ องค์ประกอบรวมกัน ทำให้พิจารณาได้ว่าเป็นกระบวนการสุ่ม (random process) และถ้าจำนวนของวิถีมากพอจะสามารถใช้ทฤษฎีจำกัดค่ากลาง (Central Limit Theorem, CLT) ได้ ทำให้จำลองแบบได้ว่าผลตอบสนองอิมพัลส์ (impulse response) เป็นกระบวนการสุ่มแบบเกาส์ค่าเชิงซ้อน (complex-valued Gaussian random process) [4] ถ้าจำลองแบบให้ช่องสัญญาณมีผลตอบสนองอิมพัลส์เป็นกระบวนการสุ่มแบบเกาส์ค่าเชิงซ้อนและมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์จะเรียกว่า ช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบเรย์ลี (Rayleigh fading channel) แต่ถ้าให้ช่องสัญญาณมีผลตอบสนองอิมพัลส์เป็นกระบวนการสุ่มแบบเกาส์ค่าเชิงซ้อนและมีค่าเฉลี่ยไม่เป็นศูนย์จะเรียกว่า ช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบไรเซียน (Ricean fading channel)

เพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์ในบทถัดไป ในวิทยานิพนธ์นี้จะพิจารณาช่องสัญญาณสื่อสารมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาดำ ซึ่งประมาณได้ว่าผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของช่องสัญญาณคงตัวภายในช่วงเวลาของบิตข้อมูล และการแผ่เวลาประวิงของสัญญาณหลายวิถี (multipath delay spread) น้อยกว่าความกว้างของบิตข้อมูล นั่นคือช่องสัญญาณที่มีการจาง

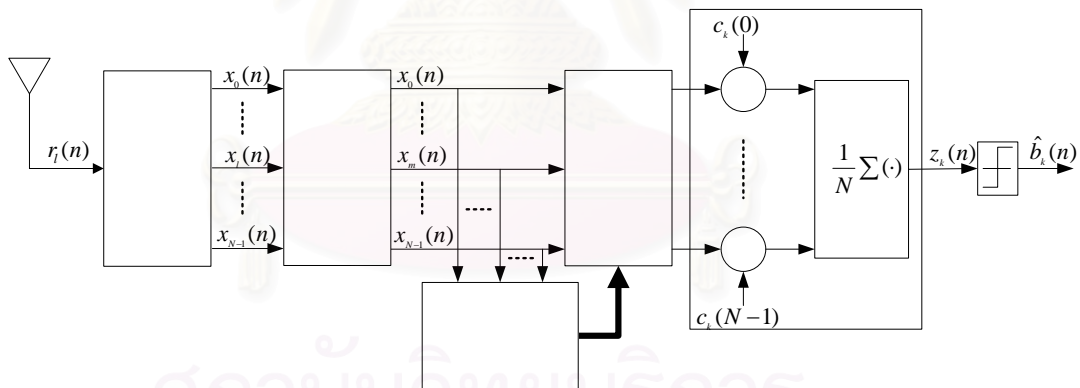
หายแบบเรย์ลีช้า (slow Rayleigh fading) นอกจากนี้ กำหนดให้ผู้ใช้แต่ละคนประสบกับการจางหายแบบเรย์ลีช้าอย่างเดียวกันและเป็นอิสระต่อกัน (identical and independent distribution) ช่องสัญญาณดังกล่าวจะมีผลตอบสนองของอิมพัลส์เป็น [2], [37]

$$h_{k,m} = \rho_{k,m} \exp(-j\varphi_{k,m}) ; 0 \leq t \leq T_b \quad (2.25)$$

โดยที่  $\rho_k$  เป็นผลตอบสนองทางขนาดของช่องสัญญาณของผู้ใช้คนที่  $k$  และมีการแจกแจงแบบเรย์ลี (Rayleigh distribution) โดยที่โมเมนต์ที่สอง (second moment) เป็น 1,  $\varphi_k$  เป็นผลตอบทางเฟสของช่องสัญญาณของผู้ใช้คนที่  $k$  มีการกระจายแบบยูนิฟอร์ม (uniform distribution) ในช่วง  $[-\pi, \pi]$ , และ  $T_b$  เป็นความกว้างของบิตข้อมูล

### 2.4.3 แบบจำลองของเครื่องรับในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ

เครื่องรับในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอที่พิจารณาจะเป็นเครื่องรับที่สถานีฐานเท่านั้น เนื่องจากช่องสัญญาณที่ส่งผ่านสัญญาณจากเครื่องส่งของผู้ใช้แต่ละคนมายังสถานีฐานเป็นช่องสัญญาณเชื่อมโยงขาขึ้น แบบจำลองเครื่องรับในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอที่พิจารณาจะเป็นแบบเบสแบนด์ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.6 ซึ่งสอดคล้องกับแบบจำลองของเครื่องส่งในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.6 แบบจำลองของเครื่องรับในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอแบบเบสแบนด์

กำหนดให้เครื่องรับสามารถที่จะทำการซิงโครไนซ์กับสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการได้อย่างถูกต้อง และเพื่อเป็นการดีเทกต์แบบร่วมนัย (coherent detection) จะต้องใช้การประมาณช่องสัญญาณ (channel estimation) เข้าช่วย เพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์ในบทถัดไป จะกำหนดให้การประมาณเป็นไปอย่างสมบูรณ์ และละบล็อก (block) ของฟังก์ชันการประมาณช่องสัญญาณนี้ในโครงสร้างของเครื่องรับในบทถัดไป

สัญญาณทั้งหมดที่รับได้ที่สายอากาศของเครื่องรับจะรับมาเป็นบล็อกของข้อมูลที่มีจำนวนซีกตัวอย่างเท่ากับ processing gain หรือจำนวนของคลื่นพายัพยอยเช่นเดียวกับสัญญาณที่ถูกส่งมาจากเครื่องส่งในสมการที่ (2.24) ซึ่งแสดงได้เป็น

$$x_l(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{K-1} \sqrt{\varepsilon_k} b_k(n) \sum_{m=0}^{N-1} h_{k,m}(n) c_k(m) \exp\left(\frac{j2\pi ml}{N}\right) + v_l(n); l=0, \dots, N-1 \quad (2.26)$$

โดยที่  $n$  คือดรรชนีของบล็อกข้อมูลที่รับเข้ามาซึ่งสอดคล้องกับดรรชนีของสัญลักษณ์ข้อมูล,  $K$  คือจำนวนผู้ใช้ทั้งหมดในระบบที่พิจารณา,  $h_{k,m}(n)$  เป็นแอมพลิจูดค่าเชิงซ้อนคลื่นพายัพยอยที่  $m$  ที่บล็อกของข้อมูลที่  $n$  ของผู้ใช้คนที่  $k$  อันเกิดจากช่องสัญญาณ, และ  $n_m(n)$  เป็นสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise, AWGN) ค่าเชิงซ้อนของบล็อกข้อมูลที่  $n$  ที่ลำดับการซีกตัวอย่างที่  $l$

สัญญาณ  $x_l(n)$  จะถูกแปลงจากข้อมูลแบบอนุกรมไปเป็นข้อมูลแบบขนาน จากนั้นจะทำการดีมอดูเลตสัญญาณในแต่ละคลื่นพายัพยอยออกมาด้วยการแปลงฟูริเยร์แบบดิสครีตซึ่งจะได้  $\mathbf{x}(n) = [x_0(n) \ x_1(n) \ \dots \ x_{N-1}(n)]$  โดยที่

$$x_m(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \sqrt{\varepsilon_k} b_k(n) h_{k,m}(n) c_k(m) + n_m(n); m=0,1, \dots, N-1 \quad (2.27)$$

โดยที่  $n_m(n)$  เป็นสัญญาณรบกวนหลังจากดีมอดูเลตสัญญาณในแต่ละคลื่นพายัพยอยมาแล้ว แต่สัญญาณ  $x_m(n)$  จะถูกปรับเท่าด้วยสัมประสิทธิ์ของตัวปรับเท่าที่จะได้มาจากการประมาณช่องสัญญาณ เพื่อให้ได้อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลต่ำสุดเมื่อนำข้อมูลที่ดีมอดูเลตออกมาได้ที่แต่ละคลื่นพายัพยอยมารวมกัน ตัวปรับเท่านี้มีวิธีการให้เลือกใช้ต่าง ๆ กันดังที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 1 อย่างไรก็ตาม ในวิทยานิพนธ์นี้จะเลือกใช้ตัวปรับเท่าแบบ MRC (Maximum Ratio Combining) [18] เป็นหลัก เนื่องจากจะพิจารณาช่องสัญญาณเชื่อมโยงขาขึ้นซึ่งวิธีการปรับเท่าแบบ MRC จะให้สมรรถนะของเครื่องรับที่ตรงกับวิธีการปรับเท่าแบบ MMSE แต่วิธีการปรับเท่าแบบ MRC ไม่จำเป็นต้องรู้กำลังของสัญญาณรบกวนซึ่งต้องทำการประมาณออกมา [39]

กำหนดให้การประมาณช่องสัญญาณเป็นไปอย่างสมบูรณ์ สัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการคนที่  $k$  หลังจากผ่านตัวปรับเท่าแบบ MRC แสดงได้เป็น



$$\begin{aligned}
z_{k,m}(n) &= x_m(n)q_{k,m}(n) \\
&= \sqrt{\varepsilon_k} b_k(n) c_k(m) |\rho_{k,m}(n)|^2 \\
&\quad + \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq k}}^{K-1} \sqrt{\varepsilon_i} b_i(n) c_i(m) \rho_{i,m}(n) \rho_{k,m}(n) \exp(j\tilde{\varphi}_{i,m}(n)) \\
&\quad + n_m(n) \rho_{k,m}(n) \exp(j\varphi_{k,m}(n)) ; m = 0, 1, \dots, N-1
\end{aligned} \tag{2.28}$$

โดยที่  $q_{k,m}(n) = \rho_{k,m}(n) \exp(j\varphi_{k,m}(n))$  เป็นสัมประสิทธิ์ของตัวปรับเท่า และ  $\tilde{\varphi}_{i,m}(n) = \varphi_{k,m}(n) - \varphi_{i,m}(n)$  เมื่อพิจารณาพจน์ที่ 2 ทางขวาของสมการที่ (2.28) ซึ่งเป็นสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น จะเห็นว่าความสัมพันธ์ระหว่างแอมพลิจูดค่าเชิงซ้อนในแต่ละคลื่นพายน์ย่อยอันเนื่องมาจากช่องสัญญาณจะมีผลกับขนาดของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น

ขั้นตอนถัดไปจะเป็นการตีสรุปสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการออกมาด้วยรหัสสัญญาณรบกวนสุ่มเทียมของผู้ใช้ที่ต้องการซึ่งแสดงได้เป็น

$$\begin{aligned}
z_k(n) &= \sum_{m=0}^{N-1} z_{k,m}(n) c_k(m) \\
&= \sqrt{\varepsilon_k} b_k(n) \sum_{m=0}^{N-1} |\rho_{k,m}(n)|^2 \\
&\quad + \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq k}}^{K-1} \sqrt{\varepsilon_i} b_i(n) \sum_{m=0}^{N-1} c_i(m) c_k(m) \rho_{i,m}(n) \rho_{k,m}(n) \exp(j\tilde{\varphi}_{i,m}(n)) \\
&\quad + \sum_{m=0}^{N-1} c_k(m) n_m(n) \rho_{k,m}(n) \exp(j\varphi_{k,m}(n))
\end{aligned} \tag{2.29}$$

โดยที่  $z_k(n)$  เป็นสัญลักษณ์ข้อมูลที่  $k$  ของผู้ใช้ที่ต้องการคนที่  $k$  ก่อนที่จะทำการตัดสินใจหรือสัญลักษณ์ข้อมูล เมื่อพิจารณาพจน์ที่ 2 ทางขวาของสมการที่ (2.29) จะเห็นว่าอิทธิพลของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น ๆ ในระบบยังขึ้นอยู่กับค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสสัญญาณรบกวนสุ่มเทียมของผู้ใช้ที่ต้องการและรหัสสัญญาณรบกวนสุ่มเทียมของผู้ใช้คนอื่น ๆ ด้วย รวมทั้ง processing gain ที่ใช้เมื่อเทียบกับจำนวนผู้ใช้ทั้งหมดในระบบที่พิจารณาก็เป็นสิ่งที่ต้องคำนึง นั่นคือถ้าอัตราส่วนระหว่างจำนวนของผู้ใช้ทั้งหมดกับ processing gain หรือ  $\frac{K}{N}$  มีค่ามาก จะทำให้อิทธิพลของสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนที่ส่งผลต่อสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการมีมากและในทางกลับกัน [4]

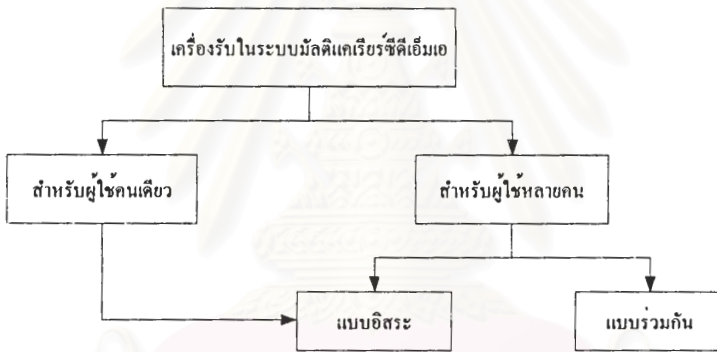
สัญลักษณ์ข้อมูล  $z_k(n)$  ที่ได้จะถูกทำการตัดสินใจออกมาโดยใช้อุปกรณ์ตัดสินใจแบบตายตัว (hard decision device) ที่มีจุดเริ่มเปลี่ยน (threshold) เป็นศูนย์ซึ่งแสดงได้เป็น

$$\hat{b}_k(n) = \text{sgn}(z_k(n)) \quad (2.30)$$

โดยที่  $\hat{b}_k(n)$  เป็นสัญลักษณ์ข้อมูลที่  $n$  ของผู้ใช้ที่ต้องการที่ตัดสินออกมาได้

เครื่องรับในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอที่กล่าวมาทั้งหมดนั้นเป็นเครื่องรับสำหรับผู้ใช้คนเดียว อย่างไรก็ตาม ในวิทยานิพนธ์นี้จะพิจารณาเครื่องรับที่สถานีฐานสำหรับผู้ใช้หลายคนในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอด้วย

เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอสามารถใช้โครงสร้างหรือวิธีการเดียวกับที่ใช้กับเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ แต่มีการปรับปรุงและ/หรือเปลี่ยนแปลงโครงสร้างหรือวิธีการ การปรับปรุงและ/หรือเปลี่ยนแปลงจะมากหรือน้อยเท่าใดขึ้นอยู่กับเทคนิคที่จะนำมาประยุกต์ใช้ ประเภทของเครื่องรับในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอโดยทั่วไปสรุปได้ดังรูปที่ 2.7



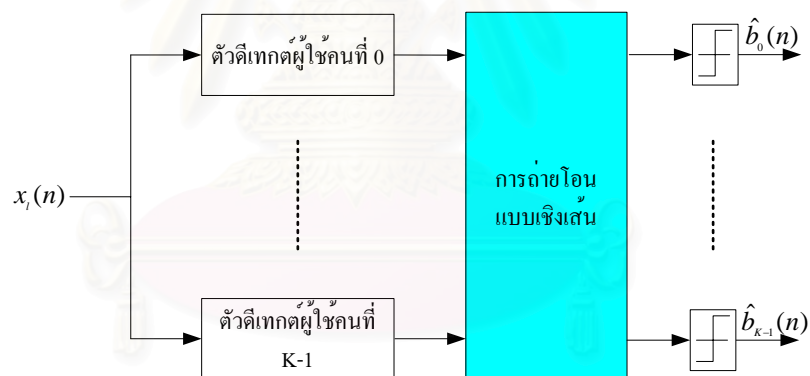
รูปที่ 2.7 แผนผังสรุปประเภทของเครื่องรับในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ

ปัญหาที่สำคัญในระบบช่องสัญญาณเชื่อมโยงขาขึ้นคือ ปัญหาใกล้-ไกล (near-far) [40] ซึ่งแก้ไขได้ยากในทางปฏิบัติแม้ว่าเครื่องรับจะมีการควบคุมกำลัง (power control) ของสัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคนที่มาถึงเครื่องรับให้เท่ากันแล้วก็ตาม สาเหตุเกิดจากสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนที่มาถึงเครื่องรับที่สถานีฐานจะประสบกับการจางหายของช่องสัญญาณที่แตกต่างกัน ทำให้กำลังของสัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคนที่มาถึงเครื่องรับอาจจะไม่เท่ากัน เมื่อพิจารณาสมรรถนะของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนร่วมกับปัญหาดังกล่าว พบว่าเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกัน (joint) จะมีสมรรถนะที่ดีกว่าในการขจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นและสามารถลดผลกระทบจากปัญหาใกล้-ไกลได้เมื่อเทียบกับเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบอิสระต่อกัน (independent) ซึ่งทำให้อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ต่ำลง เป็นผลให้จำนวนผู้ใช้ในระบบสูงขึ้นได้

เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันที่ถือว่าเป็นเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด (optimum) จะใช้หลักการของ MLSE (Maximum-Likelihood Sequence Estimation) [4] อย่างไรก็ตาม เครื่องรับแบบนี้มีความซับซ้อนการคำนวณสูงมาก โดยความซับซ้อนจะเพิ่มขึ้นตามจำนวนของผู้ใช้ในระบบด้วยอัตราแบบเอกซ์โพเนนเชียล ด้วยเหตุนี้จึงมีการพัฒนาเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันให้ได้สมรรถนะที่ใกล้เคียงกับเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด แต่มีความซับซ้อนของเครื่องรับน้อยกว่าขึ้นมา เครื่องรับดังกล่าวเรียกว่า เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป (suboptimum) และสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 จำพวกใหญ่ ๆ ด้วยกัน [41] คือ เครื่องรับที่ใช้ตัวดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบเชิงเส้น (linear multiuser detector) และเครื่องรับที่ใช้ตัวขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบหักลบ (subtractive interference canceller)

### 1) เครื่องรับที่ใช้ตัวดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบเชิงเส้น

เครื่องรับที่ใช้ตัวดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบเชิงเส้นจะทำการถ่ายโอนแบบเชิงเส้น (linear transformation) กับเอาต์พุตของตัวดีเทกต์แบบธรรมดา (conventional detector) ของผู้ใช้ทุกคนดังรูปที่ 2.8



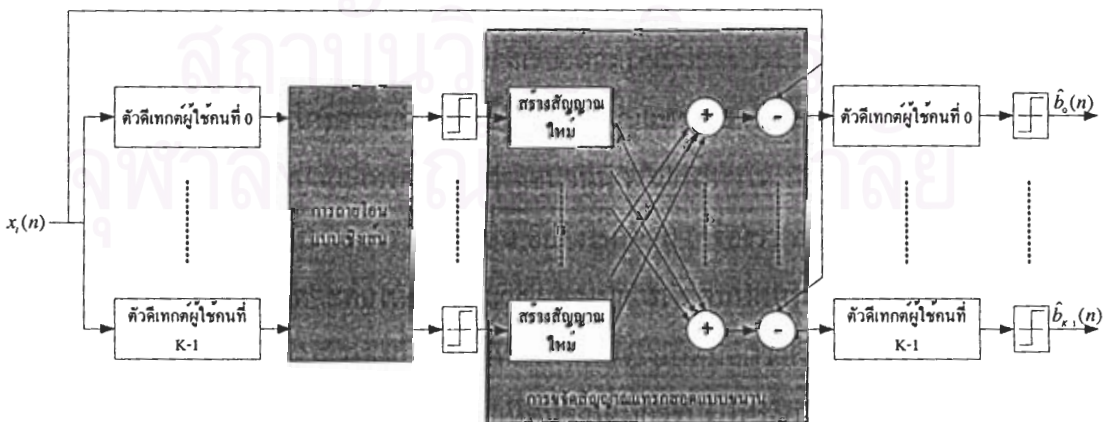
รูปที่ 2.8 โครงสร้างของเครื่องรับที่ใช้ตัวดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบเชิงเส้น

ตัวอย่างของเครื่องรับแบบนี้ ได้แก่ เครื่องรับแบบ decorrelating และเครื่องรับแบบ MMSE รายละเอียดของเครื่องรับทั้งสองแบบนี้สามารถดูได้จาก [4]

### 2) เครื่องรับที่ใช้ตัวขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบหักลบ

เครื่องรับจำพวกนี้จะทำการประมาณสัญญาณของผู้ใช้คนอื่นในระบบขึ้นมาใหม่จากการตัดสินใจหรือสัญลักษณ์ข้อมูลในขั้นแรกและนำไปหักลบออกจากสัญญาณรวมที่รับมาได้ จากนั้นนำสัญญาณที่ถูกหักล้างไปทำการดีเทกต์สัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการและตัดสินใจสัญลักษณ์

ข้อมูลของผู้ใช้คนดังกล่าวออกมา เครื่องรับที่ใช้ตัวขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบหักกลบนี้แบ่งได้เป็น 2 ชนิดตามลักษณะการขจัดสัญญาณแทรกสอด คือ การขจัดสัญญาณแทรกสอดอย่างเรียงลำดับ (Successive Interference Cancellation, SIC) และการขจัดสัญญาณแทรกสอดอย่างขนาน (Parallel Interference Cancellation, PIC) เครื่องรับที่ใช้ตัวขจัดสัญญาณแทรกสอดอย่างเรียงลำดับจะทำการดีเทกต์สัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนโดยเรียงลำดับจากผู้ใช้ที่มีกำลังสูงสุดก่อน ไปจนถึงผู้ใช้ที่มีกำลังของสัญญาณต่ำสุด ทั้งนี้ เพื่อให้ความสามารถในการดีเทกต์สัญญาณ และการตัดสินใจหรือสัญลักษณ์ข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนใกล้เคียงกัน ด้วยเหตุนี้ เครื่องรับที่ใช้การขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบเรียงลำดับจึงต้องประมาณกำลังของสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนที่มาถึงเครื่องรับได้อย่างแม่นยำ ไม่เช่นนั้นจะทำให้สมรรถนะโดยรวมของเครื่องรับลดลง นอกจากนี้ เครื่องรับที่ใช้ตัวขจัดสัญญาณแทรกสอดอย่างเรียงลำดับจะมีการประวิงเวลาในการตัดสินใจหรือสัญลักษณ์ข้อมูลมากกว่าเครื่องรับที่ใช้ตัวขจัดสัญญาณแทรกสอดอย่างขนานที่แสดงดังรูปที่ 2.9 เครื่องรับที่ใช้การขจัดสัญญาณแทรกสอดอย่างขนานนี้สามารถทำให้เป็นหลายสเตจ (multistage) ได้เพื่อทำให้สมรรถนะโดยรวมของระบบสูงขึ้น อย่างไรก็ตาม เครื่องรับที่ใช้การขจัดสัญญาณแทรกสอดอย่างขนานหลายสเตจจะทำให้การประวิงเวลาในการตัดสินใจหรือสัญลักษณ์ข้อมูลของผู้ใช้นานขึ้น และอาจให้สมรรถนะของเครื่องรับที่ไม่ดีได้ในระบบที่มีอัตราส่วนระหว่างจำนวนของผู้ใช้ทั้งหมดและ processing gain สูง ๆ ด้วยเหตุนี้จึงได้มีการปรับปรุงการขจัดสัญญาณแทรกสอดอย่างขนานในเครื่องรับดังกล่าวโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักเข้าช่วยเรียกว่า การขจัดสัญญาณแทรกสอดอย่างขนานบางส่วน (partial PIC) ซึ่งจะทำให้สมรรถนะของเครื่องรับสูงขึ้นได้ [42] อย่างไรก็ตาม เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่จะพิจารณาในบทถัดไป จะเป็นเครื่องรับที่ใช้ตัวขจัดสัญญาณแทรกสอดอย่างขนานเท่านั้น ซึ่งจะถูกรดัดแปลงเพื่อนำมาไว้ร่วมกับระบบสายอากาศฉลาด



รูปที่ 2.9 โครงสร้างของเครื่องรับที่ใช้ตัวขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบหักกลบ โดยใช้การขจัดสัญญาณแทรกสอดอย่างขนาน



## กรรมวิธีและโครงสร้างของเครื่องรับที่นำเสนอ

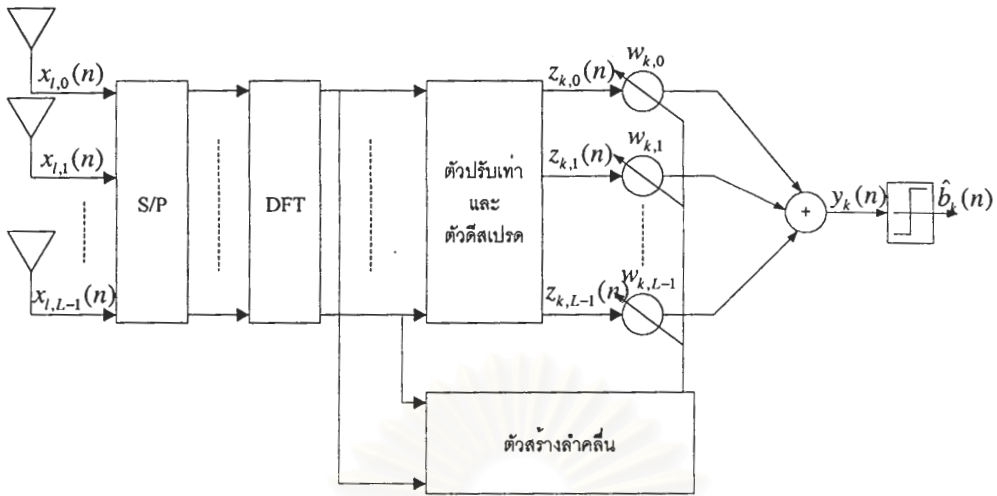
ในบทที่แล้วได้กล่าวถึงเครื่องรับที่สถานีฐานในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ ซึ่งการชิงโครโนซกันระหว่างสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนที่รับได้ในระบบนั้นเป็นไปได้ยากเนื่องจากช่องสัญญาณที่พิจารณาเป็นช่องสัญญาณเชื่อมโยงขาขึ้น ทำให้อิทธิพลของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นในระบบที่มีต่อสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการสูงขึ้น ส่งผลให้อัตราผิดพลาดของบิตหรือสัญลักษณ์ข้อมูลของผู้ใช้ที่ต้องการที่รับได้ที่เครื่องรับจึงสูงขึ้น ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอกรรมวิธีและโครงสร้างของเครื่องรับที่สถานีฐานในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอเพื่อปรับปรุงอัตราผิดพลาดของบิตหรือสัญลักษณ์ข้อมูลของผู้ใช้ที่ต้องการที่รับได้โดยพิจารณาว่าสัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคนที่มาถึงเครื่องรับที่สถานีฐานนี้ไม่สามารถชิงโครโนซกันได้

ในบทนี้จะแบ่งออกเป็น 4 ส่วน ส่วนแรกจะนำเสนอโครงสร้างของเครื่องรับในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอที่ใช้ระบบสายอากาศฉลาด ส่วนที่สองจะนำเสนอการสร้างลำคลื่นโดยใช้การทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุดสำหรับระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ ส่วนที่สามจะนำเสนอโครงสร้างของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้คนเดียวและสำหรับผู้ใช้หลายคน

### 3.1 โครงสร้างของเครื่องรับในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอที่ใช้ระบบสายอากาศฉลาด

โดยทั่วไปเครื่องรับในระบบสื่อสารใด ๆ ที่ใช้ระบบสายอากาศฉลาดนั้นจะมีโครงสร้างพื้นฐานที่แตกต่างกันออกไปตามวิธีการสร้างลำคลื่นที่นำมาใช้งาน ในที่นี้จึงพิจารณาเฉพาะโครงสร้างพื้นฐานของเครื่องรับในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอที่สอดคล้องกับวิธีการสร้างลำคลื่นที่จะนำมาใช้ในระบบสายอากาศฉลาดดังรูปที่ 3.1

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของเครื่องรับในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอทีที่ใช้ระบบสายอากาศหลายตัว

จากสมการที่ (2.4) และ (2.25) สัญญาณทั้งหมดที่รับได้ที่สายอากาศแถวลำดับสามารถแสดงได้เป็น

$$\mathbf{x}_l(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{a}(\phi_k) \sum_{m=0}^{N-1} h_{k,m}(n) \sqrt{\epsilon_k} b_k(n) c_k(m) \exp\left(\frac{j2\pi ml}{N}\right) + \mathbf{v}_l(n); l=0, \dots, N-1 \quad (3.1)$$

โดยที่  $\mathbf{x}_l(n) = [x_{l,0}(n) \ x_{l,1}(n) \ \dots \ x_{l,L-1}(n)]^T$  เป็นเวกเตอร์ของสัญญาณทั้งหมดที่ได้จากแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ และ  $\mathbf{v}_l(n) = [v_{l,0}(n) \ v_{l,1}(n) \ \dots \ v_{l,L-1}(n)]^T$  เป็นเวกเตอร์ของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบวงที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ เวกเตอร์ของสัญญาณทั้งหมดที่รับได้ดังกล่าวจะถูกเก็บเป็นบล็อกข้อมูลที่มีความยาวของบล็อกเท่ากับ processing gain หรือจำนวนของคลื่นพาย่อยเพื่อให้สามารถทำการตีมอดูเลตสัญญาณดังกล่าวในแต่ละคลื่นพาย่อยออกมาได้

เวกเตอร์ของสัญญาณทั้งหมดที่รับได้หลังจากทำการแปลงฟูรีเยร์แบบดิสครีตสามารถแสดงได้เป็น

$$\mathbf{x}_m(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{a}(\phi_k) h_{k,m}(n) \sqrt{\epsilon_k} b_k(n) c_k(m) + \mathbf{n}_m(n); m=0, \dots, N-1 \quad (3.2)$$

โดยที่  $\mathbf{n}_m(n) = [n_{m,0}(n) \ n_{m,1}(n) \ \dots \ n_{m,L-1}(n)]^T$  เป็นผลการแปลงฟูรีเยร์แบบดิสครีตของเวกเตอร์ของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบวง จากนั้นนำสัญญาณ  $\mathbf{x}_m(n)$  ไปผ่านตัวปรับเท่าช่องสัญญาณแบบ MRC ซึ่งกำหนดให้การประมาณช่องสัญญาณเป็นไปอย่างสมบูรณ์ และทำการตีสเปรตสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการคนที่ k ออกมาด้วยรหัสสัญญาณรบกวนสุ่มเทียมของผู้ใช้



ดังกล่าว ซึ่งองค์ประกอบสัญญาณของผู้ใช้ดังกล่าวในแต่ละคลื่นพาหีย่อยจะถูกรวมเข้าด้วยกัน ทำให้ได้สัญญาณที่จะนำไปทำการประมวลผลทางปริภูมิดังสมการที่ (3.3)

$$\begin{aligned}
 \mathbf{z}_k(n) &= \sum_{m=0}^{N-1} \mathbf{x}_m(n) q_{k,m}(n) c_k(m) \\
 &= \mathbf{a}(\phi_k) \sqrt{\varepsilon_k} b_k(n) \sum_{m=0}^{N-1} |\rho_{k,m}(n)|^2 \\
 &\quad + \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq k}}^{K-1} \mathbf{a}(\phi_i) \sqrt{\varepsilon_i} b_i(n) \sum_{m=0}^{N-1} c_i(m) c_k(m) \rho_{i,m}(n) \rho_{k,m}(n) \exp(j\tilde{\varphi}_{i,m}(n)) \\
 &\quad + \sum_{m=0}^{N-1} c_k(m) \mathbf{n}_m(n) \rho_{k,m}(n) \exp(j\varphi_{k,m}(n))
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

โดยที่  $q_{k,m}(n) = \rho_{k,m}(n) \exp(j\varphi_{k,m}(n))$  และ  $\tilde{\varphi}_{i,m}(n) = \varphi_{k,m}(n) - \varphi_{i,m}(n)$

เวกเตอร์สัญญาณ  $\mathbf{z}_k(n)$  จะถูกคูณด้วยเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน  $\mathbf{w}_k(n)$  ซึ่งเป็นการประมวลผลทางปริภูมิเพื่อขจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น และเพื่อสร้างลำดับสัญญาณให้ได้พู่คลื่นหลักขึ้นไปในทิศทางมาถ่วงของผู้ใช้ที่ต้องการ นั่นคือ

$$y_k(n) = \mathbf{w}_k^H(n) \mathbf{z}_k(n) \tag{3.4}$$

จากนั้นนำสัญญาณ  $y_k(n)$  ไปตัดสินใจหรือสัญลักษณ์ข้อมูลโดยใช้อุปกรณ์ตัดสินใจแบบตายตัวที่มีจุดเริ่มเปลี่ยนเป็นศูนย์เพื่อให้ได้ข้อมูลเดิมของผู้ใช้ที่ต้องการ นั่นคือ

$$\hat{b}_k(n) = \text{sgn}(y_k(n)) \tag{3.5}$$

โดยที่  $\hat{b}_k(n)$  เป็นสัญลักษณ์ข้อมูลที่  $n$  ของผู้ใช้ที่ต้องการที่ตัดสินใจออกมาได้

### 3.2 การสร้างลำดับสัญญาณโดยใช้การทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุดสำหรับระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ

วิธีการสร้างลำดับสัญญาณโดยใช้การทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุดที่ใช้ในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอสามารถสรุปได้ว่ามีอยู่ 2 วิธี ได้แก่ วิธี code filtering [16] และ modified code filtering [17] อย่างไรก็ตาม เนื่องจากยังไม่มีงานวิจัยใดที่นำเสนอวิธีการดังกล่าวในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ ในหัวข้อนี้จึงเป็นการวิเคราะห์วิธีการสร้างลำดับสัญญาณโดยใช้การทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณ

รบกวนมีค่ามากที่สุดสำหรับระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอโดยอ้างอิงสมการต่าง ๆ ตามที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น

### 3.2.1 วิธี code filtering สำหรับระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ

วิธีนี้อาศัยการหาเมตริกซ์ออโตโควาเรียนซ์ของสัญญาณทั้งหมดที่รับได้ที่ผ่านการดีมอดูเลตด้วยคลื่นพาริย่อยต่าง ๆ และเมตริกซ์ออโตโควาเรียนซ์ของสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการที่จะนำไปประมวลผลทางปริภูมิ เพื่อนำมาใช้ในการหาเมตริกซ์ออโตโควาเรียนซ์ของสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณที่ไม่ต้องการ

กำหนดให้สัญญาณที่รับได้จากผู้ใช้แต่ละคนไม่สัมพันธ์กัน และเป็นสแตชันนารีในมุมกว้าง (Wide-Sense Stationary, WSS) จะได้เมตริกซ์ออโตโควาเรียนซ์ของสัญญาณทั้งหมดที่รับได้ที่ผ่านการดีมอดูเลตด้วยคลื่นพาริย่อยต่าง ๆ เป็น

$$\begin{aligned}
 \mathbf{R}_{xx} &= E[\mathbf{X}(n)\mathbf{X}^H(n)] \\
 &= \mathbf{a}(\phi_k)\mathbf{a}^H(\phi_k)\varepsilon_k \sum_{m=0}^{N-1} E[\rho_{k,m}^2(n)] + \left( \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^{K-1} \mathbf{a}(\phi_i)\mathbf{a}^H(\phi_i)\varepsilon_i \sum_{m=0}^{N-1} E[\rho_{i,m}^2(n)] + N\sigma_n^2\mathbf{I}_L \right) \\
 &\approx N\mathbf{a}(\phi_k)\mathbf{a}^H(\phi_k)\varepsilon_k E[\rho_{k,m}^2(n)] + \left( N \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^{K-1} \mathbf{a}(\phi_i)\mathbf{a}^H(\phi_i)\varepsilon_i E[\rho_{i,m}^2(n)] + N\sigma_n^2\mathbf{I}_L \right) \quad (3.6) \\
 &= \mathbf{R}_{dd} + \mathbf{R}_{uu}
 \end{aligned}$$

โดยที่  $\mathbf{X}(n) = [\mathbf{x}_0(n) \ \mathbf{x}_1(n) \ \dots \ \mathbf{x}_{N-1}(n)]$  และ  $\mathbf{I}_L$  เป็นเมตริกซ์เอกลักษณ์ขนาด  $L \times L$  เมตริกซ์ออโตโควาเรียนซ์ของสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการคนที่  $k$  ที่จะนำไปประมวลผลทางปริภูมิสามารถแสดงได้เป็น

$$\begin{aligned}
 \mathbf{R}_{zz} &= E[\mathbf{z}_k(n)\mathbf{z}_k^H(n)] \\
 &= \mathbf{a}(\phi_k)\mathbf{a}^H(\phi_k)\varepsilon_k \left( E \left[ \sum_{m=0}^{N-1} \rho_{k,m}^2(n) \right] \right)^2 \\
 &\quad + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^{K-1} \mathbf{a}(\phi_i)\mathbf{a}^H(\phi_i)\varepsilon_i \sum_{m=0}^{N-1} E[\rho_{i,m}^2(n)] E[\rho_{k,m}^2(n)] + NE[\rho_{k,m}^2(n)]\sigma_n^2\mathbf{I}_L
 \end{aligned} \quad (3.7)$$

กำหนดให้จำนวนของคลื่นพาริย่อยมีมากพอ และอาศัยทฤษฎีจำกัดค่ากลาง [2], [4] จะสามารถประมาณการแจกแจงของผลรวมกำลังสองของตัวแปรสุ่มเรย์ลี้อย่างเดียวกันและเป็นอิสระต่อกันได้ นั่นคือ ถ้ากำหนดให้

$$\rho_k^2(n) = \sum_{m=0}^{N-1} \rho_{k,m}^2(n) \quad (3.8)$$

ค่าเฉลี่ยและค่าความแปรปรวนโดยประมาณของ  $\rho_k^2(n)$  จะเป็นไปตามสมการที่ (3.9) และ (3.10) ตามลำดับ

$$\mu_{\rho_k^2} = 2NE \left[ \rho_{k,m}^2(n) \right] \quad (3.9)$$

$$\sigma_{\rho_k^2}^2 = 4N \left( E \left[ \rho_{k,m}^2(n) \right] \right)^2 \quad (3.10)$$

จากสมการที่ (3.9) และ (3.10) จะเขียนสมการที่ (3.7) ได้เป็น

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{zz} &\approx 4N^2 \mathbf{a}(\phi_k) \mathbf{a}^H(\phi_k) \varepsilon_k \left( E \left[ \rho_{k,m}^2(n) \right] \right)^2 + \\ &NE \left[ \rho_{k,m}^2(n) \right] \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^{K-1} \mathbf{a}(\phi_i) \mathbf{a}^H(\phi_i) \varepsilon_i E \left[ \rho_{i,m}^2(n) \right] + NE \left[ \rho_{k,m}^2(n) \right] \sigma_n^2 \mathbf{I}_L \quad (3.11) \\ &= E \left[ \rho_{k,m}^2(n) \right] (4N \mathbf{R}_{dd} + \mathbf{R}_{uu}) \end{aligned}$$

จากสมการที่ (3.6) และ (3.11) จะได้

$$\mathbf{R}_{dd} = \frac{\left( \mathbf{R}_{zz} - E \left[ \rho_{k,m}^2(n) \right] \mathbf{R}_{xx} \right)}{E \left[ \rho_{k,m}^2(n) \right] (4N - 1)} \quad (3.12)$$

และ

$$\mathbf{R}_{uu} = \frac{\left( 4NE \left[ \rho_{k,m}^2(n) \right] \mathbf{R}_{xx} - \mathbf{R}_{zz} \right)}{E \left[ \rho_{k,m}^2(n) \right] (4N - 1)} \quad (3.13)$$

จากสมการที่ (3.12) และ (3.13) จะได้  $\mathbf{R}_{dd}$  และ  $\mathbf{R}_{uu}$  ซึ่งจะนำไปใช้ในการแก้ปัญหาค่าเจาะจงที่วางนัยทั่วไปแล้ว อย่างไรก็ตาม ในสภาพแวดล้อมของสัญญาณทางปฏิบัติ เวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักที่ได้จากวิธีนี้จะไม่ใกล้เคียงกับเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดในสมการที่ (2.17) เนื่องจากความผิดพลาดในการประมาณ  $\mathbf{R}_{dd}$  และ  $\mathbf{R}_{uu}$  ในสมการที่ (3.12) และ (3.13) ที่เกิดขึ้นต่อเนื่องจากการประมาณ  $\mathbf{R}_{zz}$  และ  $\mathbf{R}_{xx}$  ตามลำดับ นอกจากนี้ อัตราส่วนระหว่างจำนวนของผู้ใช้ทั้งหมดกับ processing gain ดังที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 2.4.3 ยังส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของวิธีด้วย [43] เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวจึงต้องเลี่ยงการประมาณ  $\mathbf{R}_{dd}$  และ  $\mathbf{R}_{uu}$  โดยใช้วิธีในหัวข้อถัดไป

### 3.2.2 วิธี modified code filtering สำหรับระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ

จากสมการที่ (3.12) และ (3.13) และพิจารณาอัตราส่วนสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการคนที่  $k$  ที่จะนำไปประมวลผลทางปริภูมิต่อสัญญาณทั้งหมดที่รับได้ผ่านการดัดมอดูเลต

ด้วยคลื่นพหุย่อยต่าง ๆ นั่นคือ  $\frac{\mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_{zz,k} \mathbf{w}_k}{\mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}_k}$  จะได้

$$\begin{aligned} \frac{\mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_{zz,k} \mathbf{w}_k}{\mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}_k} &= 4NE \left[ \rho_{k,m}^2(n) \right] - \frac{(4N-1)E \left[ \rho_{k,m}^2(n) \right]}{\left( \frac{\mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_{dd,k} \mathbf{w}_k}{\mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_{uu,k} \mathbf{w}_k} \right) + 1} \\ &= \left( 4N - \frac{4N-1}{SINR_{out,k}} \right) E \left[ \rho_{k,m}^2(n) \right] \end{aligned} \quad (3.14)$$

โดยที่  $SINR_{out,k} = \frac{\mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_{dd,k} \mathbf{w}_k}{\mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_{uu,k} \mathbf{w}_k}$  สำหรับ  $\mathbf{w}_k(n)$  ใด ๆ ยกเว้นกรณีที่  $\mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_{uu,k} \mathbf{w}_k = 0$

สมการที่ (3.14) แสดงให้เห็นว่าเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักที่ทำให้  $\frac{\mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_{zz,k} \mathbf{w}_k}{\mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}_k}$  มี

ค่าสูงสุดจะทำให้  $SINR_{out,k}$  มีค่าสูงสุดด้วย และจากหัวข้อ 2.2.1 จะสามารถหาเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักที่ทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุดได้จากปัญหาค่าเจาะจงที่วางนัยทั่วไปแล้วดังสมการที่ (3.15) แทนสมการที่ (2.17)

$$\mathbf{R}_{zz,k} \mathbf{w}_{MSINR_k} = \lambda_{\max,k} \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}_{MSINR_k} \quad (3.15)$$

#### 3.2.2.1 อัลกอริทึมปรับตัวได้สำหรับการแก้ปัญหาค่าเจาะจงที่วางนัยทั่วไปแล้ว

เนื่องจากหัวข้อที่แล้วได้แสดงให้เห็นว่าเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักที่ทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุดสำหรับระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอในช่องสัญญาณเชื่อมโยงขาขึ้นสามารถหาได้จากปัญหาค่าเจาะจงที่วางนัยทั่วไปแล้ว ในหัวข้อนี้จึงพิจารณาอัลกอริทึมปรับตัวได้สำหรับการแก้ปัญหาดังกล่าวซึ่งสามารถสรุปได้ว่ามี 2 อัลกอริทึม ได้แก่ อัลกอริทึม GP (Generalized Power) [35] และอัลกอริทึม GLM (Generalized Lagrange Multiplier) [17] จากนั้นจะนำเสนออัลกอริทึมใหม่ที่มีชื่อว่าอัลกอริทึม RGLM (Recursive Generalized Lagrange Multiplier)

##### 1) อัลกอริทึม GP

อัลกอริทึมนี้ใช้สมบัติ positive semi-definite ของเมตริกซ์เพื่อทำให้ปัญหาค่า

เจาะจงที่วางนัยทั่วไปแล้วกลายเป็นปัญหาค่าเจาะจงอย่างง่าย (simple eigenvalue problem) (ผู้ที่สนใจการแก้ปัญหาค่าเจาะจงอย่างง่าย สามารถพิจารณาได้จาก [29], [44]) เมตริกซ์อโตโควาเรียนซ์ของสัญญาณทั้งหมดที่รับได้ที่ผ่านการดิมอดูเลตด้วยคลื่นพาห้อย่อยต่าง ๆ สามารถแยกย่อย (decompose) ได้เป็น

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{R}\mathbf{R}^H \quad (3.16)$$

โดยที่  $\mathbf{R}$  เรียกว่า Cholesky factor ซึ่งเป็นเมตริกซ์สามเหลี่ยมล่าง (lower triangular) และสมการดังกล่าวเรียกว่า Cholesky factorization [35]

จากสมการที่ (3.15) และ (3.16) จะได้

$$\mathbf{R}^{-1}\mathbf{R}_{zz,k}(\mathbf{R}^{-1})^H \mathbf{R}^H \mathbf{w}_{MSINR_k} = \lambda_{\max,k} \mathbf{R}^H \mathbf{w}_{MSINR_k} \quad (3.17)$$

ซึ่งสามารถเขียนเป็นปัญหาค่าเจาะจงอย่างง่ายได้ดังนี้

$$\mathfrak{R}_k \varpi_k = \lambda_{\max,k} \varpi_k \quad (3.18)$$

โดยที่  $\mathfrak{R}_k = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{R}_{zz,k}(\mathbf{R}^{-1})^H$  และ  $\varpi_k = \mathbf{R}^H \mathbf{w}_{MSINR_k}$  ดังนั้นเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักที่ทำให้อัตราส่วนสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการคนที่  $k$  ต่อสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นและสัญญาณรบกวนสูงสุดสามารถหาได้จากการแก้สมการที่ (3.18) นอกจากนี้ สามารถประมาณเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักได้จากการทำวิธีดังกล่าวแบบวนซ้ำได้โดยทำการปรับ  $\mathbf{R}_{zz,k}$  และ  $\mathbf{R}_{xx}$  ให้ทันกาลที่แต่ละรอบการวนซ้ำที่  $n$  เพื่อให้สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณและเวกเตอร์ทิศทางของสัญญาณที่ต้องการได้ดังสมการที่ (3.19) และ (3.20) ตามลำดับ [8], [16], [29]

$$\mathbf{R}_{zz,k}(n) = f \mathbf{R}_{zz,k}(n-1) + \mathbf{z}_k(n)\mathbf{z}_k^H(n) \quad (3.19)$$

$$\mathbf{R}_{xx}(n) = f \mathbf{R}_{xx}(n-1) + \mathbf{X}(n)\mathbf{X}^H(n) \quad (3.20)$$

โดยที่  $f$  เป็นสัมประสิทธิ์การลืม (forgetting factor),  $0 \leq f \leq 1$

อย่างไรก็ตาม อัลกอริทึมนี้อาจจะไม่สามารถใช้ได้จริงในระบบ real-time เช่นระบบการสื่อสารแบบไร้สาย เป็นต้น เนื่องจากมีความซับซ้อนในการคำนวณสูงมาก เช่น เฉพาะขั้นตอน Cholesky factorization มีความซับซ้อนในการคำนวณเป็น  $O(N^3/3)$  [45] เมื่อ  $O(N)$  เป็นจำนวนโหนดของความซับซ้อนสำหรับการทำผลคูณภายใน (inner product) ของเวกเตอร์ค่าเชิงซ้อน 2 เวกเตอร์ เป็นต้น ด้วยเหตุนี้จึงไม่มีการพิจารณาอัลกอริทึมนี้สำหรับการแก้ปัญหา

ดังกล่าวในงานวิจัยปัจจุบันที่เกี่ยวข้องของระบบการสื่อสารแบบไร้สาย [17], [29] ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงไม่พิจารณาอัลกอริทึมนี้เช่นกัน

## 2) อัลกอริทึม GLM

อัลกอริทึมนี้เป็นการคำนวณเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดโดยพิจารณาปัญหาค่าเจาะจงที่วางนัยทั่วไปแล้วเป็นปัญหาการทำให้มีค่ามากที่สุดโดยมีเงื่อนไขบังคับ (constrained maximization problem) นั่นคือการหาเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักที่ทำให้  $\mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_{zz,k} \mathbf{w}_k$  สูงสุดโดยที่  $\mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}_k = 1$  สามารถทำได้โดยพิจารณาฟังก์ชันจุดประสงค์

$$J(\mathbf{w}_k) = \mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_{zz,k} \mathbf{w}_k + \gamma_k (1 - \mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}_k) \quad (3.21)$$

โดยที่  $\gamma_k$  เป็นตัวคูณลากรองจ์ สำหรับเงื่อนไขบังคับ  $\mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}_k = 1$  เพื่อหาเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักที่ทำให้ฟังก์ชันดังกล่าวมีค่าสูงสุด จะใช้วิธี steepest ascent ซึ่งการปรับเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักในแต่ละรอบการวนซ้ำแสดงได้ดังสมการ

$$\mathbf{w}_k(n+1) = \mathbf{w}_k(n) + \frac{1}{2} \mu_w \nabla_{\mathbf{w},k}(n) \quad (3.22)$$

โดยที่  $\mu$  เป็นขนาดช่วงก้าว (step size) ซึ่งมีผลต่อการลู่เข้า และ  $\nabla_{\mathbf{w},k}(n)$  เป็นเวกเตอร์เกรเดียนต์ของฟังก์ชันจุดประสงค์เทียบกับ  $\mathbf{w}_k^*$  นั่นคือ

$$\nabla_{\mathbf{w},k}(n) = 2[\mathbf{R}_{zz,k} \mathbf{w}_k(n) - \gamma_k \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}_k(n)] \quad (3.23)$$

ดังนั้นจะได้

$$\mathbf{w}_k(n+1) = \mathbf{w}_k(n) + \mu_w [\mathbf{R}_{zz,k} \mathbf{w}_k(n) - \gamma_k \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}_k(n)] \quad (3.24)$$

จากสมการที่ (3.24) จำเป็นต้องหาตัวคูณลากรองจ์สำหรับการปรับให้ทันกาล ซึ่งพิจารณาได้จากเงื่อนไขที่ว่าถ้า  $\mathbf{w}_k^H(n) \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}_k(n) = 1$  แล้ว  $\gamma_k$  ต้องเป็นไปตามเงื่อนไขบังคับ

$$\mathbf{w}_k^H(n+1) \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}_k(n+1) = 1 \quad (3.25)$$

จากสมการที่ (3.24) และ (3.25) จะได้ว่าตัวคูณลากรองจ์ที่ต้องการนั้นหาได้ดังนี้

$$\begin{aligned} & \mu_w \mathbf{w}_k^H(n) \mathbf{R}_{xx}^3 \mathbf{w}_k(n) \gamma_k^2 - \mathbf{w}_k^H(n) (2\mathbf{R}_{xx}^2 + \mu_w \mathbf{w}_k(n) \mathbf{R}_{zz,k} \mathbf{R}_{xx}^2 + \mu_w \mathbf{R}_{xx}^2 \mathbf{R}_{zz,k}) \mathbf{w}_k(n) \gamma_k \\ & + \mu_w \mathbf{w}_k^H(n) \mathbf{R}_{zz,k} \mathbf{R}_{xx} \mathbf{R}_{zz,k} \mathbf{w}_k(n) + \mathbf{w}_k^H(n) \mathbf{R}_{xx} \mathbf{R}_{zz,k} \mathbf{w}_k(n) + \mathbf{w}_k^H(n) \mathbf{R}_{zz,k} \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}_k(n) = 0 \end{aligned} \quad (3.26)$$



จากสมการที่ (3.19), (3.20) และ (3.26) จะเห็นว่าต้องทำการคูณเมตริกซ์เป็นจำนวนมากทำให้เกิดความซับซ้อนในการคำนวณมาก ดังนั้นเพื่อลดความซับซ้อนดังกล่าวลง จะต้องเลี่ยงการแก้สมการที่ (3.26) โดยตรงโดยการแทน  $\mathbf{R}_{z,z,k}$  และ  $\mathbf{R}_{xx}$  ด้วยค่าประมาณแบบขณะหนึ่ง (instantaneous)  $\mathbf{z}_k(n)\mathbf{z}_k^H(n)$  และ  $\mathbf{X}(n)\mathbf{X}^H(n)$  ตามลำดับ นั่นคือการกำหนดให้สัมประสิทธิ์การลึ้มในสมการที่ (3.19) และ (3.20) เป็นศูนย์ จะได้

$$\gamma_k(n) = \frac{b_k(n) - \sqrt{b_k^2(n) - a_k(n)c_k(n)}}{a_k(n)} \quad (3.27)$$

โดยที่  $a_k(n) = \mu_w \delta_k^H(n)\delta_k(n)$ ,  $b_k(n) = \xi_k^H(n)\delta_k(n) + \mu_w \text{Re}[\eta_k(n)\delta_k^H(n)\beta_k(n)]$ ,  
 $c_k(n) = \mu_w |\eta_k(n)|^2 \beta_k^H(n)\beta_k(n) + 2 \text{Re}[\eta_k(n)\xi_k^H(n)\beta_k(n)]$  และ  $\xi_k(n) = \mathbf{X}^H(n)\mathbf{w}_k(n)$ ,  
 $\eta_k(n) = \mathbf{z}_k^H(n)\mathbf{w}_k(n)$ ,  $\alpha(n) = \mathbf{X}^H(n)\mathbf{X}(n)$ ,  $\beta_k(n) = \mathbf{X}^H(n)\mathbf{z}_k(n)$ ,  $\delta_k(n) = \alpha(n)\eta_k(n)$

ด้วยตัวคูณลากรองจ์จากสมการที่ (3.27) และเพื่อเสถียรภาพทางขนาดของเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนัก สมการปรับเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักให้ทันกาลสามารถเขียนได้เป็น

$$\mathbf{w}_k(n+1) = \mathbf{w}_k(n) + \mu_w [\eta_k(n)\mathbf{w}_k(n) - \gamma_k(n)\mathbf{X}(n)\xi_k(n)] \quad (3.28)$$

$$\mathbf{w}_k(n+1) = \frac{\mathbf{w}_k(n+1)}{\|\mathbf{w}_k(n+1)\|} \quad (3.29)$$

### 3) อัลกอริทึม RGLM ที่นำเสนอ

จากที่กล่าวมาแล้วว่าอัลกอริทึม GLM สามารถลดความซับซ้อนในการคำนวณลงได้โดยอาศัยการแทน  $\mathbf{R}_{xx}$  และ  $\mathbf{R}_{z,z,k}$  ด้วยค่าประมาณแบบขณะหนึ่ง  $\mathbf{X}(n)\mathbf{X}^H(n)$  และ  $\mathbf{z}_k(n)\mathbf{z}_k^H(n)$  ตามลำดับ อย่างไรก็ตาม การลดความซับซ้อนด้วยวิธีดังกล่าวจะทำให้ระบบมีสมรรถนะที่เลวลงในกรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงทิศทางมาของสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการ เช่นเดียวกับอัลกอริทึม CG (Conjugate Gradient) [44] และอัลกอริทึม simple Lagrange multiplier [29] ที่ใช้ในการแก้ปัญหาค่าเจาะจงอย่างง่าย และความซับซ้อนก็ยังคงมากอยู่เป็น  $O(N^2)$  ซึ่งจะแสดงให้เห็นในบทถัดไป ดังนั้นในหัวข้อนี้จะนำเสนออัลกอริทึมใหม่ที่มีชื่อใช้อัลกอริทึม RGLM (Recursive Generalized Lagrange Multiplier) ซึ่งอธิบายได้ดังนี้

จากหลักการที่ว่าฟังก์ชันจุดประสงค์  $J(\mathbf{w}_k)$  จะมีค่าสูงสุดแบบ local เมื่อตัวคูณลากรองจ์มีค่าเท่ากับค่าเจาะจงใด ๆ ของปัญหาค่าเจาะจงที่วางนัยทั่วไปแล้ว และเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักที่ได้จะเป็นเวกเตอร์เจาะจงที่สอดคล้องกับค่าเจาะจงดังกล่าว [36], [46] ซึ่งจากการใช้

อัลกอริทึม GLM นั้น ถ้าเลือกขนาดช่วงก้าวให้มีค่าน้อยเพียงพอ ไม่ว่าจะเริ่มต้นเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักด้วยเวกเตอร์ใด ๆ ที่ไม่ใช่เวกเตอร์เจาะจงของปัญหาดังกล่าวก็ตาม เวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักจะเข้าสู่เวกเตอร์เจาะจงที่สอดคล้องกับค่าเจาะจงมากที่สุด [17] และจากสมการที่ (2.15) และ (3.15) จะได้

$$\mathbf{R}_{zz,k} \mathbf{w}_k = \left( \frac{\mathbf{w}_k \mathbf{R}_{zz,k} \mathbf{w}_k}{\mathbf{w}_k \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}_k} \right) \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}_k \quad (3.30)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (3.15) และ (3.29) จะเห็นว่าค่าเจาะจงมากที่สุด  $\lambda_{\max,k}$  ก็คืออัตราส่วนสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการคนที่  $k$  ต่อสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นและสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุด เวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักที่ได้จะเข้าสู่เวกเตอร์เจาะจงที่สอดคล้องกับค่าเจาะจงดังกล่าว และด้วยหลักการที่กล่าวไปแล้วข้างต้นทำให้สามารถพิจารณาได้ว่าตัวคุณลักษณะ  $\gamma_k$  จะเข้าสู่ค่าอัตราส่วนสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการคนที่  $k$  ต่อสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นและสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุด (คล้ายกับการแก้ปัญหาค่าเจาะจงอย่างง่ายด้วยอัลกอริทึมกำลัง [35]) ดังนั้นจึงกำหนดให้การปรับตัวคุณลักษณะให้ทันกาลเป็น

$$\gamma_k(n) = \frac{\mathbf{w}_k(n) \mathbf{R}_{zz,k}(n) \mathbf{w}_k(n)}{\mathbf{w}_k(n) \mathbf{R}_{xx}(n) \mathbf{w}_k(n)} \quad (3.31)$$

และสมการปรับเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักให้ทันกาลที่สอดคล้องกับตัวคุณลักษณะดังกล่าวสามารถแสดงได้เป็น

$$\mathbf{w}_k(n+1) = \mathbf{w}_k(n) + \mu_w \left[ \mathbf{R}_{zz,k}(n) \mathbf{w}_k(n) - \gamma_k(n) \mathbf{R}_{xx}(n) \mathbf{w}_k(n) \right] \quad (3.32)$$

โดยที่  $\mathbf{R}_{zz,k}$  และ  $\mathbf{R}_{xx}(n)$  เป็นไปตามสมการที่ (3.19) และ (3.20) ตามลำดับ

อย่างไรก็ดี ความซับซ้อนในการคำนวณของอัลกอริทึมนี้ยังมากอยู่ เนื่องจากการปรับ  $\mathbf{R}_{zz,k}$  และ  $\mathbf{R}_{xx}(n)$  จึงลดความซับซ้อนลงด้วยวิธีการดังต่อไปนี้

กำหนดให้  $\gamma_{z,k}(n)$  และ  $\gamma_{x,k}(n)$  เป็นเศษและส่วนของ  $\gamma_k(n)$  ตามลำดับ และอาศัยหลักการประมาณที่ใช้ใน [47] ดังนั้นจากสมการที่ (3.19) และ (3.31) จะได้

$$\begin{aligned} \gamma_{z,k}(n) &= \mathbf{w}_k^H(n) \mathbf{R}_{zz,k}(n) \mathbf{w}_k(n) \\ &= \mathbf{w}_k^H(n) \left[ f \mathbf{R}_{zz,k}(n-1) + \mathbf{z}_k(n) \mathbf{z}_k^H(n) \right] \mathbf{w}_k(n) \\ &= f \mathbf{w}_k^H(n) \mathbf{R}_{zz,k}(n-1) \mathbf{w}_k(n) + \mathbf{w}_k^H(n) \mathbf{z}_k(n) \mathbf{z}_k^H(n) \mathbf{w}_k(n) \\ &\approx f \mathbf{w}_k^H(n-1) \mathbf{R}_{zz,k}(n-1) \mathbf{w}_k(n-1) + \mathbf{w}_k^H(n) \mathbf{z}_k(n) \mathbf{z}_k^H(n) \mathbf{w}_k(n) \end{aligned} \quad (3.33)$$

และจากสมการที่ (3.20) และ (3.31) จะได้

$$\begin{aligned}
 \gamma_{x,k}(n) &= \mathbf{w}_k^H(n) \mathbf{R}_{xx}(n) \mathbf{w}_k(n) \\
 &= \mathbf{w}_k^H(n) \left[ f \mathbf{R}_{xx}(n-1) + \mathbf{X}(n) \mathbf{X}^H(n) \right] \mathbf{w}_k(n) \\
 &= f \mathbf{w}_k^H(n) \mathbf{R}_{xx}(n-1) \mathbf{w}_k(n) + \mathbf{w}_k^H(n) \mathbf{X}(n) \mathbf{X}^H(n) \mathbf{w}_k(n) \\
 &\approx f \mathbf{w}_k^H(n-1) \mathbf{R}_{xx}(n-1) \mathbf{w}_k(n-1) + \mathbf{w}_k^H(n) \mathbf{X}(n) \mathbf{X}^H(n) \mathbf{w}_k(n)
 \end{aligned} \tag{3.34}$$

จากสมการที่ (3.33) และ (3.34) กำหนดให้  $\gamma_k(n) = \mathbf{z}_k^H(n) \mathbf{w}_k(n)$  และ  $\eta_k(n) = \mathbf{X}^H(n) \mathbf{w}_k(n)$  จะได้

$$\gamma_{z,k}(n) = f \gamma_{z,k}(n-1) + |\eta_k(n)|^2 \tag{3.35}$$

$$\gamma_{x,k}(n) = f \gamma_{x,k}(n-1) + \xi_k^H(n) \xi_k(n) \tag{3.36}$$

พิจารณาเฉพาะพจน์ที่ 2 ทางขวาของสมการที่ (3.32) และอาศัยหลักการประมาณที่ใช้ใน [48] จะได้

$$\begin{aligned}
 &\mathbf{R}_{zz,k}(n) \mathbf{w}_k(n) - \beta_k(n) \mathbf{R}_{xx}(n) \mathbf{w}_k(n) \\
 &= f \mathbf{R}_{zz,k}(n-1) \mathbf{w}_k(n) + \mathbf{z}_k(n) \mathbf{z}_k^H(n) \mathbf{w}_k(n) \\
 &\quad - \beta_k(n) \left[ f \mathbf{R}_{xx}(n-1) \mathbf{w}_k(n) + \mathbf{X}(n) \mathbf{X}^H(n) \mathbf{w}_k(n) \right] \\
 &\approx f \mathbf{R}_{zz,k}(n-1) \mathbf{w}_k(n-1) + \mathbf{z}_k(n) \mathbf{z}_k^H(n) \mathbf{w}_k(n) \\
 &\quad - \beta_k(n) \left[ f \mathbf{R}_{xx}(n-1) \mathbf{w}_k(n-1) + \mathbf{X}(n) \mathbf{X}^H(n) \mathbf{w}_k(n) \right]
 \end{aligned} \tag{3.37}$$

และถ้ากำหนดให้  $\nu_k(n) = \mathbf{R}_{zz,k}(n) \mathbf{w}_k(n)$ ,  $\kappa_k(n) = \mathbf{R}_{xx}(n) \mathbf{w}_k(n)$ ,  $\eta_k(n) = \mathbf{z}_k^H(n) \mathbf{w}_k(n)$ , และ  $\xi_k(n) = \mathbf{X}^H(n) \mathbf{w}_k(n)$  จะได้

$$\nu_k(n) = f \nu_k(n-1) + \eta_k(n) \mathbf{z}_k(n) \tag{3.38}$$

$$\kappa_k(n) = f \kappa_k(n-1) + \mathbf{X}(n) \xi_k(n) \tag{3.39}$$

จากสมการที่ (3.37), (3.38), (3.39) และเพื่อเสถียรภาพทางขนาดของเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนัก สมการที่ (3.32) จะสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\mathbf{w}_k(n+1) = \mathbf{w}_k(n) + \mu_w \left[ \nu_k(n) - \gamma_k(n) \kappa_k(n) \right] \tag{3.40}$$

$$\mathbf{w}_k(n+1) = \frac{\mathbf{w}_k(n+1)}{\|\mathbf{w}_k(n+1)\|} \tag{3.41}$$

### 3.2.2.2 การเปรียบเทียบความซับซ้อนในการคำนวณของอัลกอริทึม GLM และอัลกอริทึม RGLM

ในหัวข้อนี้จะเป็นการพิจารณาความซับซ้อนในการคำนวณของอัลกอริทึม GLM และอัลกอริทึมที่ได้นำเสนอ เนื่องจากเป็นอัลกอริทึมที่จะนำมาใช้ในการเปรียบเทียบสมรรถนะของอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ที่เครื่องรับในบทที่ 4 และจะพิจารณาความซับซ้อนดังกล่าว เฉพาะการคูณเวกเตอร์ค่าเชิงซ้อนเท่านั้น เนื่องจากในเอกสารอ้างอิงที่มีการพิจารณาความซับซ้อนในการคำนวณของอัลกอริทึมสำหรับการแก้ปัญหาดังกล่าว [29], [44] จะพิจารณาเฉพาะการคูณเวกเตอร์ค่าเชิงซ้อน ซึ่งเป็นผลมาจากความซับซ้อนในการคูณเวกเตอร์ค่าเชิงซ้อนจะมากกว่าความซับซ้อนในการบวกเวกเตอร์ค่าเชิงซ้อน เช่น กำหนดให้  $P$  เป็นค่าคงตัวใด ๆ จำนวนครั้งในการบวกและการคูณเชิงสเกลาร์ (scalar) ค่าจริงสำหรับการหาผลคูณภายในของเวกเตอร์ค่าเชิงซ้อนขนาด  $P \times 1$  มีค่าเป็น  $2P-1$  และ  $2P$  ตามลำดับ รวมเป็น  $4P-1$  ส่วนจำนวนครั้งในการบวกและการคูณเชิงสเกลาร์ค่าจริงสำหรับการหาผลบวกของเวกเตอร์ค่าเชิงซ้อนดังกล่าวมีค่าเป็น  $2P$  และ  $0$  ตามลำดับ รวมเป็น  $2P$  ซึ่งจำนวนครั้งในการบวกและการคูณเชิงสเกลาร์ค่าจริงสำหรับการหาผลบวกของค่าเชิงซ้อนและผลคูณของค่าเชิงซ้อนจะเท่ากับการหาผลบวกของเวกเตอร์ค่าเชิงซ้อนและการหาผลคูณภายในของเวกเตอร์ค่าเชิงซ้อนในกรณีนี้ที่  $P=1$  ตามลำดับ เป็นต้น อย่างไรก็ตาม ความซับซ้อนในการคูณเวกเตอร์ค่าเชิงซ้อนจะถูกพิจารณาด้วยจำนวนครั้งของการคูณค่าเชิงซ้อนเท่านั้น เนื่องจากในทางปฏิบัติ ความซับซ้อนทางฮาร์ดแวร์ของตัวคูณ (multiplier) ค่าเชิงซ้อนจะมากกว่าตัวบวก (adder) ค่าเชิงซ้อนมาก รายละเอียดของความซับซ้อนในการคำนวณของอัลกอริทึม GLM และอัลกอริทึมที่ได้นำเสนอแสดงได้ดังตารางที่ 3.1 และ 3.2 ตามลำดับ

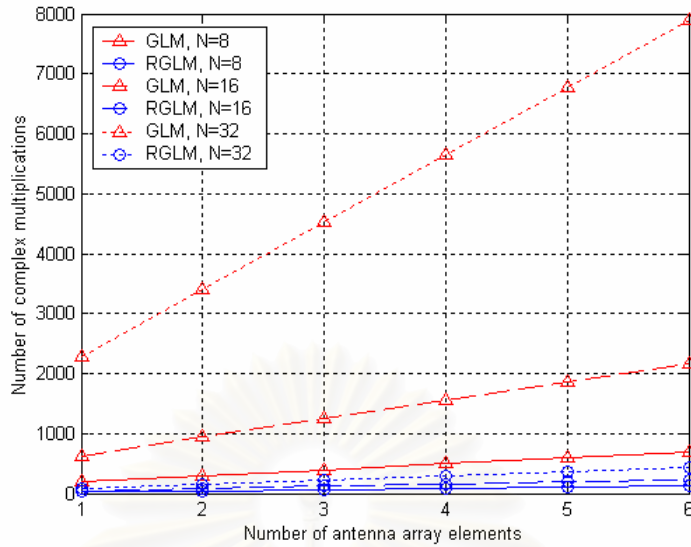
ตารางที่ 3.1 ความซับซ้อนในการคำนวณของอัลกอริทึม GLM

| การทำงาน                                       | จำนวนครั้งของการคูณค่าเชิงซ้อน |
|------------------------------------------------|--------------------------------|
| $\eta_k(n) = \mathbf{z}_k^H(n)\mathbf{w}_k(n)$ | $L$                            |
| $\xi_k(n) = \mathbf{X}^H(n)\mathbf{w}_k(n)$    | $NL$                           |
| $\alpha(n) = \mathbf{X}^H(n)\mathbf{X}(n)$     | $N^2L$                         |

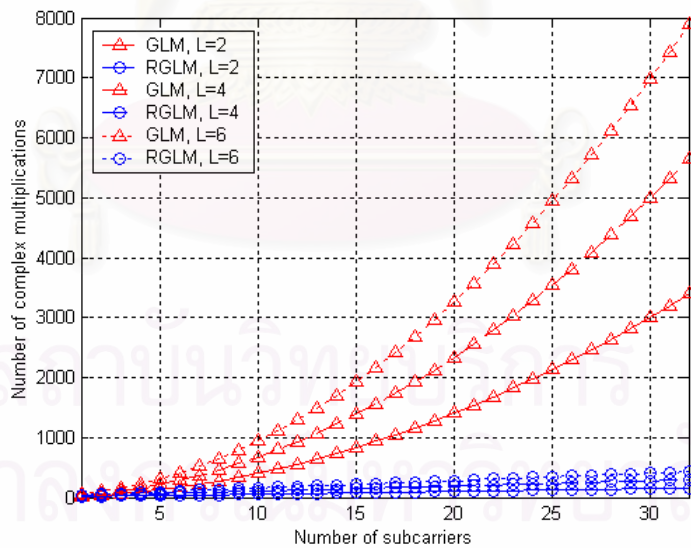
|                                                                                                             |                              |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------|
| $\beta_k(n) = \mathbf{X}^H(n)\mathbf{z}_k(n)$                                                               | $NL$                         |
| $\delta_k(n) = \alpha(n)\xi_k(n)$                                                                           | $N^2$                        |
| $a_k(n) = \mu_w \delta_k^H(n)\delta_k(n)$                                                                   | $0.5N$                       |
| $b_k(n) = \xi_k^H(n)\delta_k(n) + \mu_w \text{Re}[\eta_k(n)\delta_k^H(n)\beta_k(n)]$                        | $2N$                         |
| $c_k(n) = \mu_w  \eta_k(n) ^2 \beta_k^H(n)\beta_k(n) + 2 \text{Re}[\eta_k(n)\xi_k^H(n)\beta_k(n)]$          | $1.5N$                       |
| $\mathbf{w}_k(n+1) = \mathbf{w}_k(n) + \mu_w [\eta_k(n)\mathbf{w}_k(n) - \gamma_k(n)\mathbf{X}(n)\xi_k(n)]$ | $(N+2)L$                     |
| $\mathbf{w}_k(n+1) = \mathbf{w}_k(n+1)/\ \mathbf{w}_k(n+1)\ $                                               | $L$                          |
| รวม                                                                                                         | $(N^2 + 3N + 4)L + N^2 + 4N$ |

ตารางที่ 3.2 ความซับซ้อนในการคำนวณของอัลกอริทึม RGLM

| การทำงาน                                                                        | จำนวนครั้งของการคูณค่า<br>เชิงซ้อน |
|---------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------|
| $\eta_k(n) = \mathbf{z}_k^H(n)\mathbf{w}_k(n)$                                  | $L$                                |
| $\xi_k(n) = \mathbf{X}^H(n)\mathbf{w}_k(n)$                                     | $NL$                               |
| $\gamma_{x,k}(n) = f\gamma_{x,k}(n-1) + \xi_k^H(n)\xi_k(n)$                     | $0.5N$                             |
| $v_k(n) = fv_k(n-1) + \eta_k(n)\mathbf{z}_k(n)$                                 | $1.5L$                             |
| $\kappa_k(n) = f\kappa_k(n-1) + \mathbf{X}(n)\xi_k(n)$                          | $(N+0.5)L$                         |
| $\mathbf{w}_k(n+1) = \mathbf{w}_k(n) + \mu_w [v_k(n) - \gamma_k(n)\kappa_k(n)]$ | $L$                                |
| $\mathbf{w}_k(n+1) = \mathbf{w}_k(n+1)/\ \mathbf{w}_k(n+1)\ $                   | $L$                                |
| รวม                                                                             | $(2N+5)L + 0.5N$                   |



รูปที่ 3.2 การเปรียบเทียบความซับซ้อนในการคำนวณของอัลกอริทึม GLM และอัลกอริทึม RGLM ตามจำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับ โดยจำนวนคลื่นพาห่อย่อยที่ใช้เท่ากับ 8, 16, และ 32 ตามลำดับ



รูปที่ 3.3 การเปรียบเทียบความซับซ้อนในการคำนวณของอัลกอริทึม GLM และอัลกอริทึม RGLM ตามจำนวนคลื่นพาห่อย่อย โดยจำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 2, 4, และ 6 ตามลำดับ



การเปรียบเทียบความซับซ้อนในการคำนวณระหว่างอัลกอริทึม GLM และ อัลกอริทึม RGLM จะสามารถพิจารณาได้จากรูปที่ 3.2 และ 3.3 ซึ่งตัวอย่างที่ทำให้การเปรียบเทียบชัดเจนยิ่งขึ้น เช่น จำนวนคลื่นพายุย่อยที่ใช้เท่ากับ 32 และจำนวนองค์ประกอบของ สายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 4 ซึ่งจะได้ว่าอัลกอริทึม GLM มีจำนวนครั้งของการคูณค่าเชิงซ้อนเป็น 5,648 ครั้ง ส่วนอัลกอริทึม RGLM มีจำนวนครั้งการคูณค่าเชิงซ้อนเป็น 292 ครั้ง เป็นต้น ดังนั้น ความซับซ้อนในการคำนวณของอัลกอริทึมที่นำเสนอจะน้อยกว่าอัลกอริทึม GLM มาก จึงเหมาะที่จะนำไปใช้กับเครื่องรับในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอดังรูปที่ 3.1 มากกว่า อย่างไรก็ตาม การเปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างเครื่องรับดังกล่าวที่ใช้อัลกอริทึม GLM และอัลกอริทึมที่นำเสนอเป็นสิ่งที่จะต้องพิจารณาด้วยเช่นกัน ซึ่งจะนำเสนอในบทถัดไป

### 3.3 โครงสร้างของเครื่องรับที่นำเสนอ

ในหัวข้อนี้จะนำเสนอโครงสร้างของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานเดี่ยวและสำหรับผู้ใช้งานหลายคน เครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานเดี่ยวที่นำเสนอนี้จะได้จากการนำเอาเครื่องรับที่ได้กล่าวมาแล้ว ในส่วนแรกมาใช้ ส่วนเครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคนที่นำเสนอนี้จะได้จากการดัดแปลงเครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคนดังที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 เพื่อนำมาใช้ร่วมกับระบบสายอากาศฉลาด

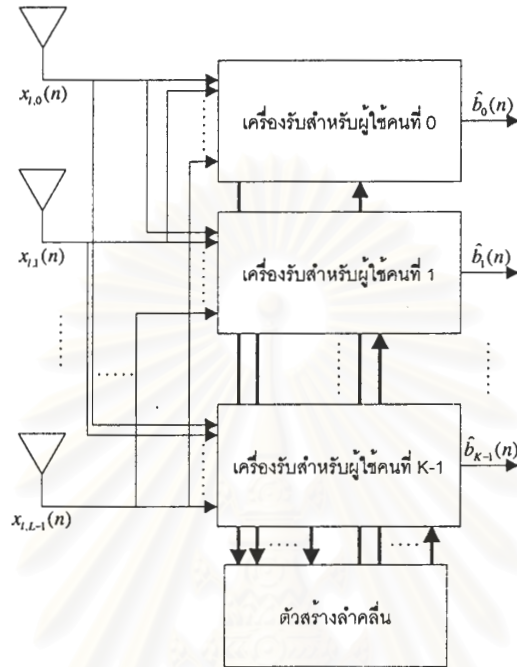
#### 3.3.1 โครงสร้างของเครื่องรับที่นำเสนอสำหรับผู้ใช้งานเดี่ยว

เครื่องรับที่สถานีฐานที่นำเสนอสำหรับผู้ใช้งานเดี่ยวในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ ได้จากการนำอัลกอริทึมปรับตัวได้สำหรับการแก้ปัญหาค่าเจาะจงที่วางนัยทั่วไปแล้วที่ได้กล่าวมา ในหัวข้อที่ 3.2.2.1 ไปใช้ในตัวสร้างลำดับคลื่นของเครื่องรับที่ใช้ระบบสายอากาศฉลาดดังรูปที่ 3.1 ส่วนรายละเอียดในขั้นตอนต่าง ๆ ตั้งแต่การจัดการกับสัญญาณทั้งหมดที่รับได้จากแต่ละ องค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่เครื่องรับจนถึงการตัดสินใจหรือสัญลักษณ์ข้อมูลเพื่อให้ ได้ข้อมูลเดิมของผู้ใช้ที่ต้องการนั้นจะเป็นไปตามสมการต่าง ๆ ดังที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 3.1 ทั้งนี้ การปรับเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อนในตัวสร้างลำดับคลื่นเพื่อจัดสัญญาณแทรกสอดจาก ผู้ใช้คนอื่นและสร้างลำดับคลื่นให้ได้พู่คลื่นหลักชี้ไปในทิศทางการมาถึงของผู้ใช้ที่ต้องการนั้นจะมี ขั้นตอนเป็นไปตามอัลกอริทึมที่จะนำมาใช้ที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 3.2

#### 3.3.2 โครงสร้างของเครื่องรับที่นำเสนอสำหรับผู้ใช้งานหลายคน

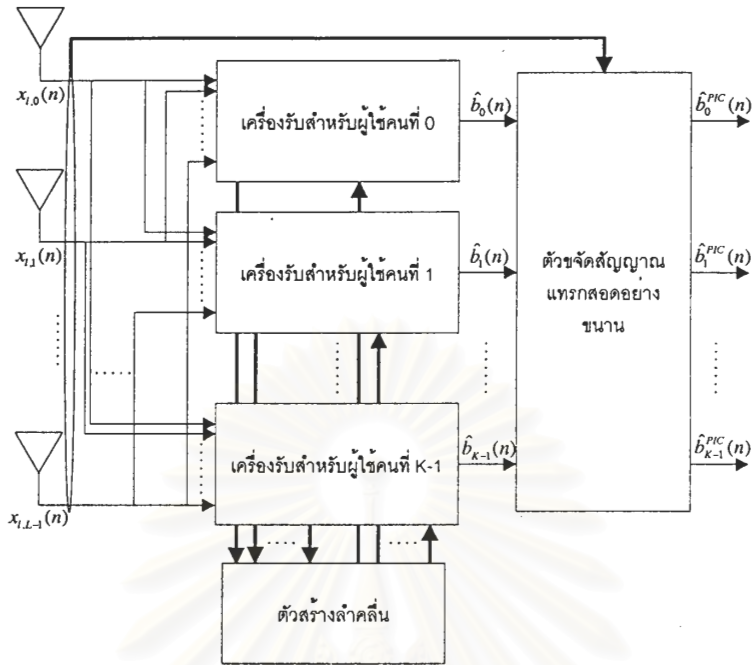
จากที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 ว่าเครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคนแบ่งเป็น 2 แบบ คือ แบบอิสระต่อกัน และแบบร่วมกัน ในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ นั้น เครื่องรับที่สถานีฐานสำหรับผู้ ใช้งานหลายคนแบบอิสระต่อกันที่ใช้ระบบสายอากาศฉลาดที่สอดคล้องกับวิธีการสร้างลำดับคลื่นที่ได้

กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 3.2 จะได้มาจากการนำเครื่องรับที่นำเสนอสำหรับผู้ใช้คนเดียวของทุกคนในระบบมาใช้สายอากาศแถวลำดับเดียวร่วมกัน โครงสร้างของเครื่องรับดังกล่าวแสดงได้ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 โครงสร้างของเครื่องรับที่นำเสนอสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบอิสระกันในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอที่ใช้ระบบสายอากาศฉลาด

อย่างไรก็ตาม เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันนั้นสามารถช่วยลดปัญหาใกล้-ไกลและการแทรกสอดของสัญญาณจากผู้ใช้คนอื่นได้ ดังนั้นจึงนำเสนอเครื่องรับที่สถานีฐานสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอที่สอดคล้องกับวิธีการสร้างลำดับสัญญาณที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 3.2 ซึ่งได้จากการดัดแปลงเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่ใช้ตัวจัดสัญญาณแทรกสอดอย่างขนานดังที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 2.4.3 เพื่อนำมาใช้ร่วมกับระบบสายอากาศฉลาด โครงสร้างของเครื่องรับดังกล่าวแสดงได้ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 โครงสร้างของเครื่องรับที่นำเสนอสําหรับผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอทีใช้ระบบสายอากาศฉลาดสําหรับการสร้างลำคลื่นและการจัดสัญญาณแทรกสอดอย่างขนาน

เครื่องรับที่นำเสนอนี้ประกอบด้วยเครื่องรับสำหรับผู้ใช้คนเดียวจำนวนเท่ากับจำนวนผู้ใช้ในระบบและตัวจัดสัญญาณแทรกสอดอย่างขนาน ชั้นตอนต่าง ๆ ในตัวจัดสัญญาณแทรกสอดอย่างขนานสามารถอธิบายได้ดังนี้

ในตัวจัดสัญญาณแทรกสอดอย่างขนานจะใช้สัญญาณอินพุตที่รับได้จากทุกองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับมาใช้ในการจัดสัญญาณแทรกสอด จึงเป็นการใช้ประโยชน์จากความแตกต่าง (diversity) ของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นอย่างอิสระต่อกันในแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ ทำให้สมรรถนะของเครื่องรับที่ได้สูงขึ้น การจัดดังกล่าวในแต่ละองค์ประกอบจะเป็นดังรูปที่ 2.9

เวกเตอร์ของสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการคนที่  $k$  ที่ได้จากการจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น ๆ ออกไปสามารถแสดงได้เป็น

$$\mathbf{x}_{k,m}^{PIC}(n) = \mathbf{x}_m(n) - \sum_{i=0, i \neq k}^{K-1} \mathbf{g}_i(n) \sqrt{\varepsilon_i} \hat{b}_i(n) q_{i,m}^* c_i(m) \quad (3.42)$$

โดยที่  $\mathbf{g}_i(n)$  เป็นเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดสำหรับตัวจัดสัญญาณแทรกสอด และ  $\hat{b}_i(n)$  เป็นสัญลักษณ์ข้อมูลของผู้ใช้คนที่  $i$  ซึ่งหามาจากสมการที่ (3.25)

เพื่อให้เวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักที่ใช้ในตัวสัญญาณแทรกสอดสามารถปรับเปลี่ยนตาม การเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณได้ทันกาลที่แต่ละรอบการวนซ้ำ จะเริ่มจากการพิจารณา ฟังก์ชันจุดประสงค์

$$f(\mathbf{g}_i) = E \left[ \sum_{m=0}^{N-1} \|\mathbf{x}_m(n) - \mathbf{g}_i(n)s_{i,m}(n)\|^2 \right] \quad (3.43)$$

โดยที่  $s_{i,m}(n) = \sqrt{\varepsilon_i} \hat{b}_i(n) q_{i,m}^* c_i(m)$  เป็นสัญญาณของผู้ใช้คนที่  $i$  ที่ถูกสร้างขึ้นใหม่ และ  $\|\cdot\|$  เป็นตัวดำเนินการยูคลิดีเนียนนอร์ม (Euclidean norm operator)

เพื่อหาเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักที่ทำให้ฟังก์ชันดังกล่าวต่ำสุด จะใช้วิธี steepest descent ซึ่งการปรับเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักในแต่ละรอบการวนซ้ำแสดงได้ดังสมการ

$$\mathbf{g}_k(n+1) = \mathbf{g}_k(n) - \frac{1}{2} \mu_g \nabla_{g,k}(n) \quad (3.44)$$

โดยที่  $\mu_g$  เป็นขนาดช่วงก้าว และ  $\nabla_{g,k}(n)$  เป็นเวกเตอร์เกรเดียนต์ของฟังก์ชันจุดประสงค์เทียบกับ  $\mathbf{g}_k$  นั่นคือ

$$\nabla_{g,k}(n) = - \sum_{m=0}^{N-1} s_{i,m}^*(n) [\mathbf{x}_m(n) - \mathbf{g}_i(n)s_{i,m}(n)] \quad (3.45)$$

ดังนั้นจะได้

$$\mathbf{g}_i(n+1) = \mathbf{g}_i(n) + \mu_g \sum_{m=0}^{N-1} s_{i,m}^*(n) [\mathbf{x}_m(n) - \mathbf{g}_i(n)s_{i,m}(n)] \quad (3.46)$$

ซึ่งนำไปใช้ในการขจัดสัญญาณแทรกสอดดังสมการที่ (3.42) และความซับซ้อนในการคำนวณของ การปรับเปลี่ยนเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักนี้ให้ทันกาลมีค่าเป็น  $2NL$

เวกเตอร์ของสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการที่ได้จากสมการที่ (3.42) จะถูกนำไปทำ การปรับเท่าช่องสัญญาณแบบ MRC และการดีสเพร็ดสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการออกมา ซึ่ง องค์ประกอบของสัญญาณของผู้ใช้ดังกล่าวในแต่ละคลื่นพาย้อยจะถูกรวมเข้าด้วยกันและนำไป ทำการประมวลผลทางปริภูมิ นั่นคือ

$$y_k^{PIC}(n) = \mathbf{w}_k^H(n) \mathbf{z}_k^{PIC}(n) \quad (3.47)$$

$$\text{โดยที่ } \mathbf{z}_k^{PIC}(n) = \sum_{m=0}^{N-1} \mathbf{x}_{k,m}^{PIC}(n) c_k(m) q_{k,m}$$

## บทที่ 4

### ผลการจำลองแบบ

ในบทนี้จะเป็นการจำลองแบบของเครื่องรับต่าง ๆ ที่สถานีฐานในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอที่ใช้ระบบสายอากาศฉลาดดังที่กล่าวไปแล้วในบทที่ 3 และเครื่องรับแบบธรรมดาที่ไม่ใช้ระบบสายอากาศ ซึ่งก็คือไม่ใช้อัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่น โดยจะพิจารณาสมรรถนะของเครื่องรับจากอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้เป็นหลัก ทั้งนี้ จะแบ่งผลการจำลองแบบออกเป็น 3 หัวข้อ คือ การจำลองแบบเพื่อพิจารณาการทำงานของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึมที่นำเสนอในการสร้างลำคลื่นโดยใช้การทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุด, การจำลองแบบเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคนแบบอิสระต่อกัน, และการจำลองแบบเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคนแบบร่วมกัน

เงื่อนไขและพารามิเตอร์ที่ถูกกำหนดขึ้นซึ่งใช้เหมือนกันตลอดสำหรับการจำลองแบบในบทนี้ ได้แก่

- เครื่องรับที่ใช้จะเป็นดังที่อธิบายในหัวข้อที่ 3.1 ซึ่งใช้สายอากาศแถวลำดับที่มีการเรียงตัวเป็นแนวตรงแบบยูนิฟอรม โดยให้สายอากาศวางอยู่บนแกน  $y$  ดังรูปที่ 2.1 และมีระยะห่างระหว่างองค์ประกอบเป็น  $\frac{\lambda}{2}$  ทั้งนี้ เพื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับที่ใช้สายอากาศเพียงองค์ประกอบเดียวหรือเครื่องรับแบบธรรมดา การจำลองแบบในระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับจะทำการสุ่มค่ากำลังของสัญญาณของผู้ใช้เมื่อเทียบกับสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวกด้วย
- เครื่องส่งที่ใช้จะเป็นดังที่อธิบายในหัวข้อที่ 2.4 โดยสมมติให้ข้อมูลที่ส่งใช้ 1 สัญลักษณ์ข้อมูลแทน 1 บิตข้อมูล และการมอดูเลตเป็นแบบ BPSK
- สัญญาณของแต่ละคลื่นพาหีย่อยของผู้ใช้แต่ละคนจะประสบกับการจางหายที่เกิดจากช่องสัญญาณแบบไม่เลือกความถี่ที่เป็นอิสระต่อกันและมีการกระจายแบบเรย์ลี
- รหัสแม่ของผู้ใช้แต่ละคนจะใช้รหัสสัญญาณรบกวนสุ่มเต็มที่ถูกสร้างขึ้นแบบสุ่มเนื่องจากการไม่ซิงโครไนซ์กันระหว่างสัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคนในช่องสัญญาณเชื่อมโยงขาขึ้น
- ตัวรับเท่าในเครื่องรับจะใช้วิธีการปรับเท่าช่องสัญญาณแบบ MRC และการประมาณช่องสัญญาณเป็นไปอย่างสมบูรณ์



- เครื่องรับสามารถทำการซิงโครไนซ์กับสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการได้อย่างถูกต้อง
- เวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อนที่ใช้เริ่มต้นในอัลกอริทึมใด ๆ สำหรับการสร้างลำคลื่นปรับตัวได้ จะเป็น  $[1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$  นั่นคือเริ่มต้นรับสัญญาณจากผู้ใช้ทั้งหมดในระบบด้วยสายอากาศแบบรอบทิศทาง (omnidirection)

นอกจากนี้ จะพิจารณาการซิงโครไนซ์ทิศทางของพู่คลื่นหลักของอัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นจากแบบรูปกำลัง (power pattern) ของสายอากาศแถวลำดับ [30] ที่มีนิยามเป็น

$$P(\phi) = |B(\phi)|^2 \quad (4.1)$$

โดยที่  $B(\phi)$  เป็นแบบรูปลำคลื่นของสายอากาศแถวลำดับที่แสดงในสมการที่ (2.4) ส่วนเงื่อนไขหรือพารามิเตอร์อื่น ๆ ที่จำเป็นเพิ่มเติมที่แตกต่างกันของแต่ละการจำลองแบบ จะถูกกำหนดไว้ภายในแต่ละหัวข้อของการจำลองแบบนั้น ๆ

#### 4.1 การจำลองแบบของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นปรับตัวได้โดยใช้การทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุด

ในหัวข้อนี้จะเป็นการจำลองแบบเพื่อพิจารณาการทำงานของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึมที่นำเสนอ จากหัวข้อที่ 2.2 จะเห็นว่าในระบบสายอากาศฉลาดที่มีโหลดต่ำและระบบสายอากาศฉลาดที่จำนวนสัญญาณของผู้ใช้ที่เข้ามาถึงสายอากาศแถวลำดับทั้งหมดเท่ากับจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศ จะให้สมรรถนะที่เหมือนกัน ดังนั้น จะแบ่งการจำลองแบบออกเป็นระบบที่สัญญาณของผู้ใช้ทั้งหมดมีจำนวนเท่ากับองค์ประกอบของสายอากาศ [23] และระบบที่มีโหลดเกิน [32] เท่านั้น

##### 4.1.1 ระบบที่สัญญาณของผู้ใช้ทั้งหมดมีจำนวนเท่ากับองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ

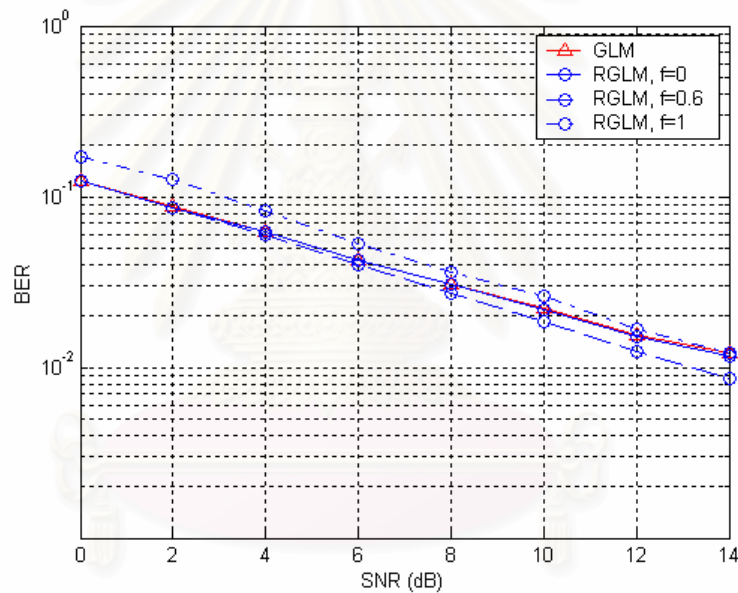
เงื่อนไขหรือพารามิเตอร์ที่ถูกระบุขึ้นเพิ่มเติม ได้แก่

- จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 4
- จำนวนของผู้ใช้ในระบบทั้งหมดเท่ากับ 4
- ความยาวของรหัสสัญญาณรบกวนแบบสุ่มเป็น 32 (processing gain เป็น 32)
- ทิศทางการมาถึงของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น ๆ เป็น  $-60$ ,  $-20$ , และ  $60$  องศา



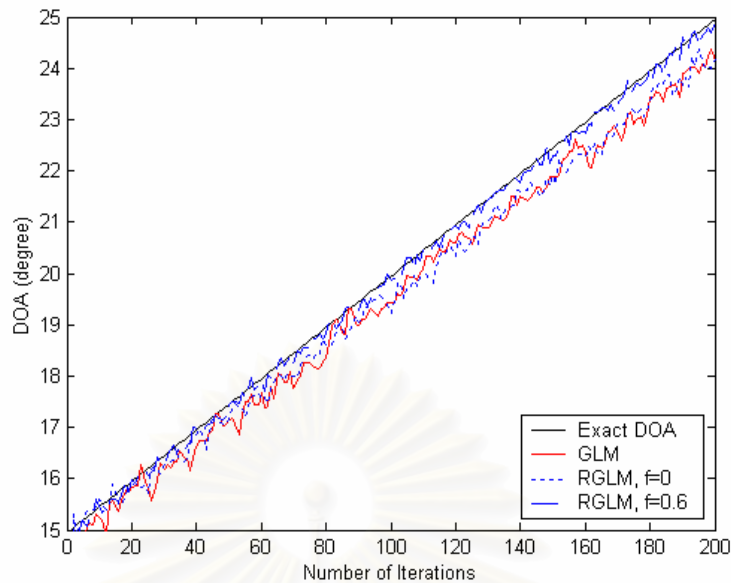
#### 4.1.1.1 การพิจารณาผลของสัมประสิทธิ์การลิม

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาผลของสัมประสิทธิ์การลิมที่มีต่อการทำงานของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM เทียบกับอัลกอริทึม GLM เมื่อทิศทางมาถึงของสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่อง [44] จาก 15 องศาไปเป็น 25 องศา โดยความยาวของสัญลักษณ์หรือบิตข้อมูลที่ใช้เท่ากับ 200 กำหนดให้อัตราส่วนของกำลังของสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนที่มาถึงสายอากาศของเครื่องรับที่สถานีฐานต่อกำลังของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวกรวมมีค่าเท่ากัน ซึ่งเปลี่ยนแปลงจาก 0-14 dB และขนาดช่วงก้าวของทั้งอัลกอริทึม RGLM และ GLM ที่เลือกเป็นค่าที่ทำให้อัลกอริทึมทำงานได้ดีที่สุด



รูปที่ 4.1 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของผู้ใช้ที่ต้องการ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



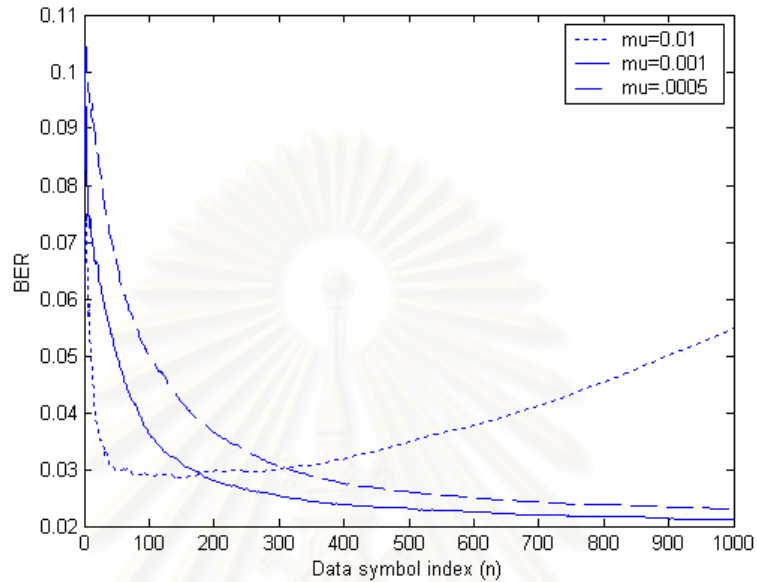
รูปที่ 4.2 การเปรียบเทียบสมรรถนะในการติดตามทิศทางการมาถึงของสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการ ที่อัตราส่วนของกำลังของสัญญาณที่ต้องการต่อกำลังของสัญญาณรบกวนเท่ากับ 10 dB

จากการเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ของผู้ใช้ที่ต้องการและสมรรถนะในการติดตามทิศทางการมาถึงของสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการดังรูปที่ 4.1 และ 4.2 ตามลำดับ พบว่าเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM ที่ใช้สัมประสิทธิ์การลึ้มเท่ากับ 0.6 มีสมรรถนะที่ดีกว่าเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม GLM โดยเฉพาะที่อัตราส่วนของกำลังของสัญญาณที่ต้องการต่อกำลังของสัญญาณรบกวนสูง ๆ เนื่องจากอัลกอริทึม GLM จะประมาณเมตริกซ์ออกโตโควาเรียนซ์ด้วยค่าประมาณแบบขนะหนึ่ง นั่นคือการกำหนดให้สัมประสิทธิ์การลึ้มในสมการที่ (3.19) และ (3.20) เป็นศูนย์ ทำให้ขาดการนำข้อมูลที่รอบการวนซ้ำก่อนหน้ามาช่วยในการประมาณเมตริกซ์ออกโตโควาเรียนซ์ที่ snapshot ปัจจุบัน จึงไม่สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงในทิศทางการมาถึงของสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการได้ [29] ด้วยเหตุนี้ เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM ที่ไม่ใช้สัมประสิทธิ์การลึ้มหรือใช้สัมประสิทธิ์การลึ้มเท่ากับ 0 จึงมีสมรรถนะใกล้เคียงกับเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM อย่างไรก็ตาม สัมประสิทธิ์ที่เลือกใช้ในอัลกอริทึม GLM ต้องไม่เกิน 1 และเป็นค่าที่เหมาะสม ไม่เช่นนั้นอาจทำให้สมรรถนะของระบบเลวลงดังกรณีเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM ที่ใช้สัมประสิทธิ์การลึ้มเท่ากับ 1

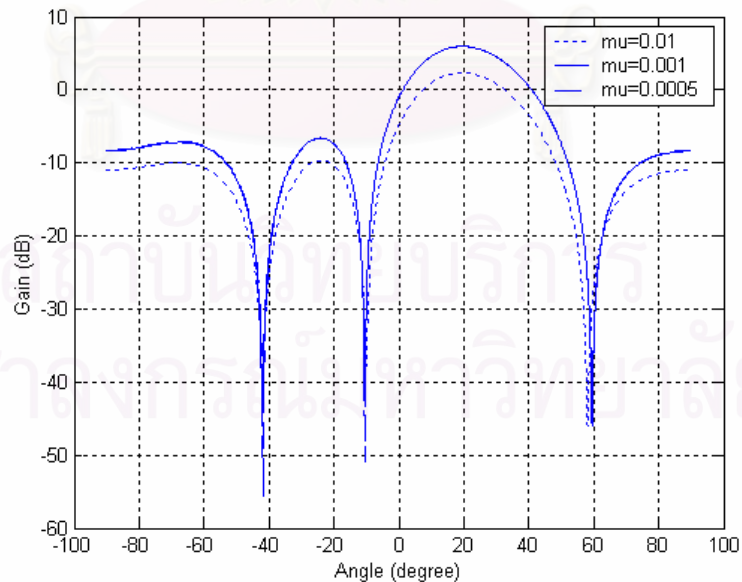
#### 4.1.1.2 การพิจารณาผลของขนาดช่วงก้าว

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาผลของขนาดช่วงก้าวที่มีต่อการทำงานของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM เมื่อทิศทางการมาถึงของสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการเป็น 26 องศา โดยความ

ยาวของสัญญาณหรือบิตข้อมูลที่ใช้เท่ากับ 1,000 กำหนดให้อัตราส่วนของกำลังของสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนที่มาถึงสายอากาศของเครื่องรับที่สถานีฐานต่อกำลังของสัญญาณรบกวนแบบขาวแบบวกมีค่าเท่ากับ 8 dB และสัมประสิทธิ์การลีดมีค่าเท่ากับ 0



รูปที่ 4.3 อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ที่ขนาดช่วงกว้างเท่ากับ 0.01, 0.001, และ 0.0005 ตามลำดับ



รูปที่ 4.4 แบบรูปกำลังที่ขนาดช่วงกว้างเท่ากับ 0.01, 0.001, และ 0.0005 ตามลำดับ

จากอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้และแบบรูปกำลังที่ขนาดช่วงกว้างต่าง ๆ ดังรูปที่ 4.3 และ 4.4 ตามลำดับ พบว่าขนาดของช่วงกว้างมีผลต่ออัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ของอัลกอริทึม RGLM นั่นคือถ้าขนาดของช่วงกว้างต่ำเกินไปหรือเท่ากับ 0.0005 จะทำให้อัลกอริทึมลู่ออกได้ส่งผลให้อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้สูงขึ้น อย่างไรก็ตาม เนื่องมาจากความยาวของสัญญาณข้อมูลที่ใช้มากพอที่จะทำให้อัลกอริทึมลู่ออกได้ จึงทำให้แบบรูปกำลังที่ขนาดช่วงกว้างเท่ากับ 0.0005 และ 0.001 ใกล้เคียงกันมาก แต่ถ้าขนาดช่วงกว้างสูงเกินไปดังเช่นเท่ากับ 0.01 จะทำให้อัลกอริทึมเกิดลู่ออกได้ส่งผลให้การขจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น ๆ ต่ำลงไปดังแบบรูปกำลังที่ขนาดช่วงกว้างดังกล่าว ซึ่งอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ก็จะสูงขึ้นมาก

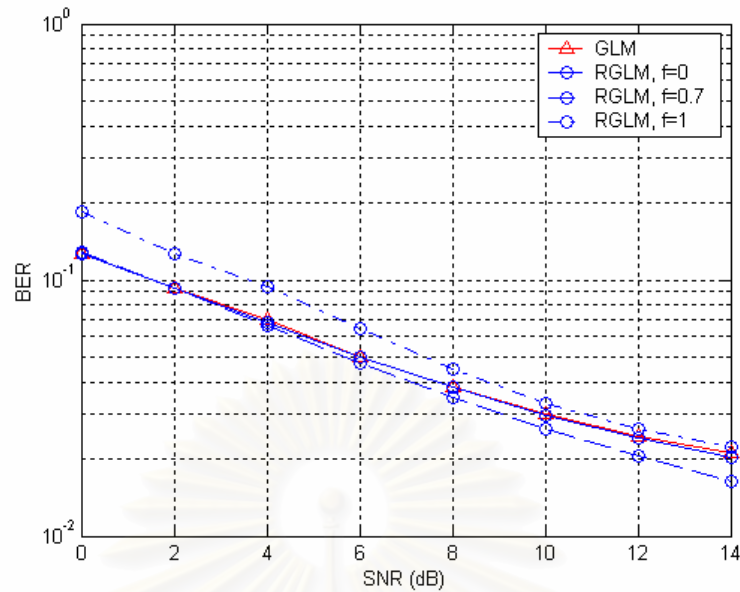
#### 4.1.2 ระบบที่มีไหลดเกิน

เงื่อนไขหรือพารามิเตอร์ที่ถูกระบุกำหนดขึ้นเพิ่มเติม ได้แก่

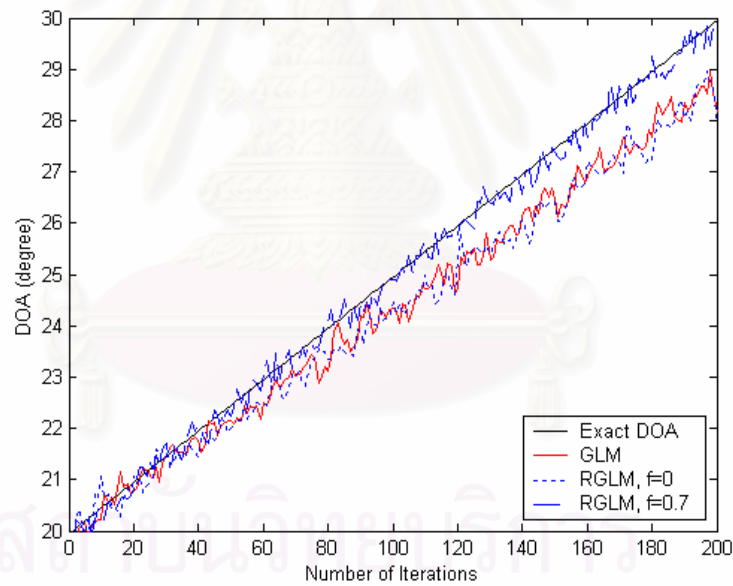
- จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 4
- จำนวนของผู้ใช้ในระบบทั้งหมดเท่ากับ 8
- ความยาวของรหัสสัญญาณรบกวนแบบสุ่มเป็น 32 (processing gain เป็น 32)
- ทิศทางการมาถึงของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น ๆ เป็น -60, -43, -26, -9, 9, 43 และ 60 องศา

##### 4.1.2.1 การพิจารณาผลของสัมประสิทธิ์การลิม

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาผลของสัมประสิทธิ์การลิมที่มีต่อการทำงานของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM เทียบกับอัลกอริทึม GLM เมื่อทิศทางการมาถึงของสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่องจาก 20 องศาไปเป็น 30 องศา โดยความยาวของสัญญาณหรือบิตข้อมูลที่ใช้เท่ากับ 200 กำหนดให้อัตราส่วนของกำลังของสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนที่มาถึงสายอากาศของเครื่องรับที่สถานีฐานต่อกำลังของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบวงมามีค่าเท่ากัน ซึ่งเปลี่ยนแปลงจาก 0-14 dB และขนาดช่วงกว้างของทั้งอัลกอริทึม RGLM และ GLM ที่เลือกเป็นค่าที่ทำให้อัลกอริทึมทำงานได้ดีที่สุด



รูปที่ 4.5 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของผู้ใช้ที่ต้องการ

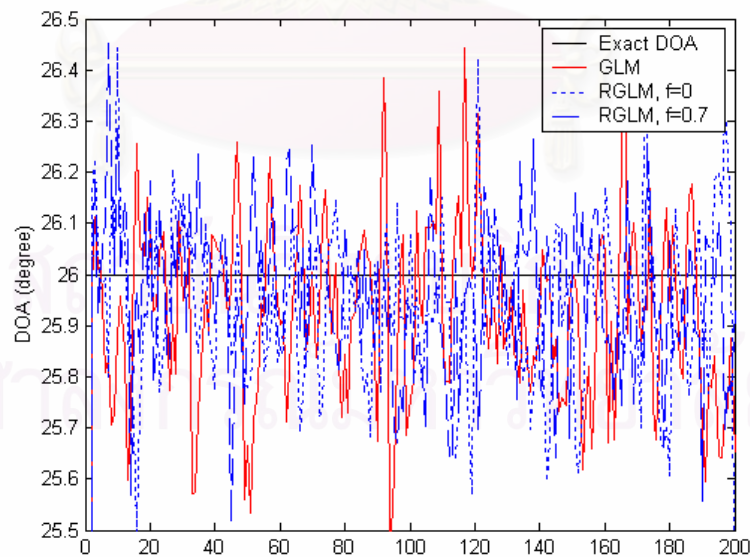


รูปที่ 4.6 การเปรียบเทียบสมรรถนะในการติดตามทิศทางการมาถึงของสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการ ที่อัตราส่วนของกำลังของสัญญาณที่ต้องการต่อกำลังของสัญญาณรบกวนเท่ากับ 10 dB

จากการเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของผู้ใช้ที่ต้องการและสมรรถนะในการติดตามทิศทางการมาถึงของสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการดังรูปที่ 4.5 และ 4.6 ตามลำดับ พบว่าเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM ที่ใช้สัมประสิทธิ์การลื่นเหมาะสมจะมีสมรรถนะที่ดีกว่าเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม GLM โดยเฉพาะที่อัตราส่วนของกำลังของสัญญาณที่ต้องการต่อ

กำลังของสัญญาณรบกวนสูง ๆ เช่นเดียวกับในระบบที่สัญญาณของผู้ใช้ทั้งหมดมีจำนวนเท่ากับองค์ประกอบของสายอากาศ เนื่องจากอัลกอริทึม GLM จะประมาณเมตริกซ์อโตโควาเรียนซ์ด้วยค่าประมาณแบบขณะหนึ่ง จึงไม่สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงในทิศทางมาถึงของสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการได้ ด้วยเหตุนี้ เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM ที่ไม่ใช้สัมประสิทธิ์การลึ้มหรือใช้สัมประสิทธิ์การลึ้มเท่ากับ 0 จึงมีสมรรถนะใกล้เคียงกับเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM นอกจากนี้ จะเห็นว่าสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้และสมรรถนะในการติดตามทิศทางมาถึงของสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการในระบบที่มีโหลดเกินนี้จะด้อยกว่าระบบที่สัญญาณของผู้ใช้ทั้งหมดมีจำนวนเท่ากับองค์ประกอบของสายอากาศ เนื่องจากจำนวนสัญญาณแทรกสอดที่มากขึ้น

อย่างไรก็ตาม ผลของสัมประสิทธิ์การลึ้มที่มีต่อการทำงานของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM เทียบกับอัลกอริทึม GLM จะต้องถูกพิจารณาในระบบที่ทิศทางมาถึงของสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการไม่เปลี่ยนแปลงด้วย นั่นคือกำหนดให้ผู้ใช้ที่ต้องการมีทิศทางมาถึงของสัญญาณเป็น 26 องศา และสัญญาณของผู้ใช้ที่มีทิศทางมาถึงอื่น ๆ เป็นสัญญาณแทรกสอด ส่วนเงื่อนไขหรือพารามิเตอร์อื่น ๆ จะเหมือนกับที่กำหนดไว้ข้างต้น การเปรียบเทียบสมรรถนะในการติดตามทิศทางมาถึงของสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.7



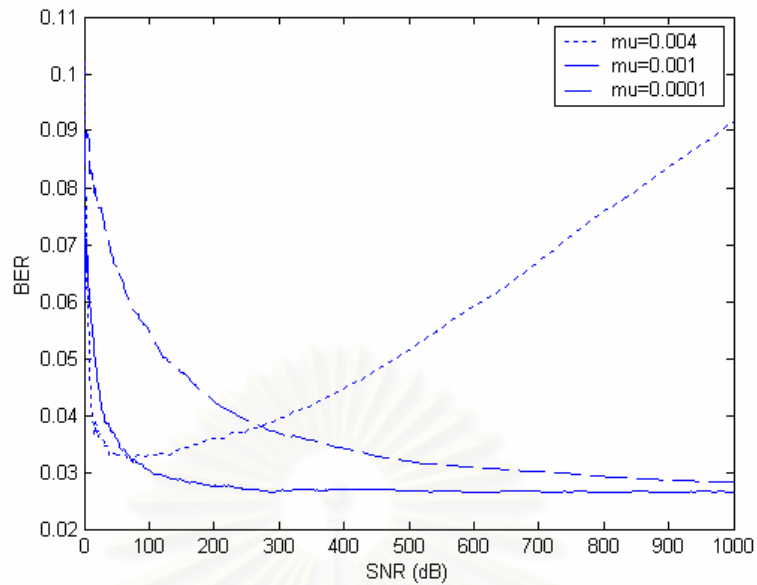
รูปที่ 4.7 การเปรียบเทียบสมรรถนะในการติดตามทิศทางมาถึงของสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการ



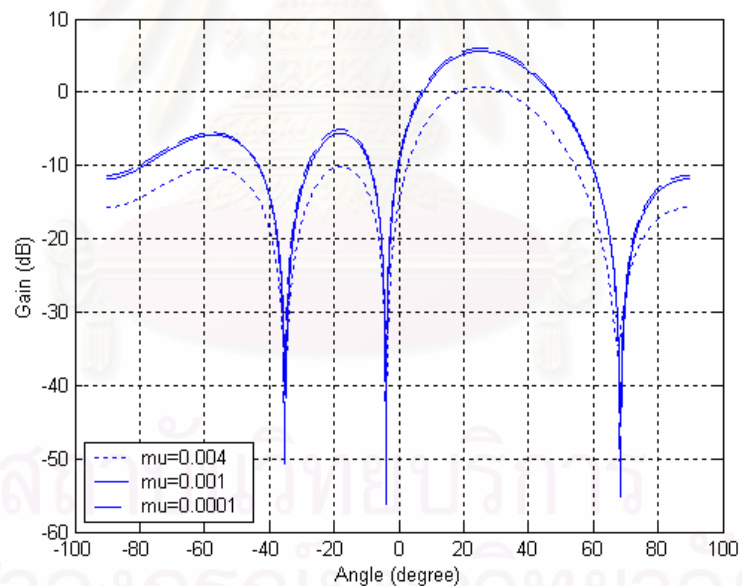
จากรูปที่ 4.7 พบว่าในระบบที่ทิศทางมาถึงของสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการไม่เปลี่ยนแปลง เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM ทั้งที่ใช้และไม่ใช้สัมประสิทธิ์การลิม และอัลกอริทึม GLM จะมีสมรรถนะในการติดตามทิศทางมาถึงของสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการไม่แตกต่างกัน ทำให้อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ของผู้ใช้ที่ต้องการไม่แตกต่างกัน ซึ่งจะแสดงให้เห็นในหัวข้อที่ 4.2 ดังนั้นการกำหนดให้สัมประสิทธิ์การลิมในสมการที่ (3.19) และ (3.20) เป็นศูนย์ ซึ่งก็คือการปรับ  $\mathbf{R}_{xx}$  และ  $\mathbf{R}_{z,k}$  ให้ทันกาลด้วยค่าประมาณแบบขณะหนึ่ง  $\mathbf{X}(n)\mathbf{X}^H(n)$  และ  $\mathbf{z}_k(n)\mathbf{z}_k^H(n)$  จะไม่ทำให้ระบบดังกล่าวมีสมรรถนะที่เลวลงเช่นเดียวกับอัลกอริทึม CG (Conjugate Gradient) [44] และอัลกอริทึม simple Lagrange multiplier [29] ที่ใช้ในการแก้ปัญหาค่าเจาะจงอย่างง่าย ดังนั้นเพื่อความสะดวกในการจำลองแบบเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคนแบบอิสระต่อกัน และเครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคนแบบร่วมกันในกรณีต่าง ๆ ที่จะได้กล่าวในหัวข้อถัด ๆ ไป จะพิจารณาระบบที่ทิศทางมาถึงของสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการไม่เปลี่ยนแปลง และกำหนดให้สัมประสิทธิ์การลิมที่ใช้ทั้งในอัลกอริทึม RGLM และอัลกอริทึม GLM เท่ากับ 0

#### 4.1.2.2 การพิจารณาผลของขนาดช่วงก้าว

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาผลของขนาดช่วงก้าวที่มีต่อการทำงานของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM เมื่อทิศทางมาถึงของสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการเป็น 26 องศา โดยความยาวของสัญญาณหรือบิตข้อมูลที่ใช้เท่ากับ 1,000 กำหนดให้อัตราส่วนของกำลังของสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนที่มาถึงสายอากาศของเครื่องรับที่สถานีฐานต่อกำลังของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวมมีค่าเท่ากับ 8 dB



รูปที่ 4.8 อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ที่ขนาดช่วงก้ำวเป็น 0.004, 0.001, และ 0.0001 ตามลำดับ



รูปที่ 4.9 แบบรูปก้ำล้งที่ขนาดช่วงก้ำวเป็น 0.004, 0.001, และ 0.0001 ตามลำดับ

จากอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้และแบบรูปก้ำล้งที่ขนาดช่วงก้ำวต่าง ๆ ดังรูปที่ 4.8 และ 4.9 ตามลำดับ พบว่าขนาดของช่วงก้ำวมีผลต่ออัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของอัลกอริทึม RGLM เช่นเดียวกับในระบบที่สัญญาณของผู้ใช้ทั้งหมดมีจำนวนเท่ากับองค์ประกอบของสายอากาศ นั่นคือถ้าขนาดของช่วงก้ำวต่ำเกินไป จะทำให้อัลกอริทึมลู่เข้าช้า

ส่งผลให้อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้สูงขึ้น อย่างไรก็ตาม เนื่องมาจากความยาวของสัญลักษณ์ข้อมูลที่เข้ามาพอที่จะทำให้อัลกอริทึมเข้ารหัสได้ จึงทำให้แบบรูปกำลังที่ขนาดช่วงก้าวต่ำ และขนาดช่วงก้าวเหมาะสมใกล้เคียงกันมาก แต่ถ้าขนาดช่วงก้าวสูงเกินไปดังเช่นเท่ากับ 0.004 จะทำให้อัลกอริทึมเกิดลู่ออกได้ส่งผลให้การขจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น ๆ ต่ำลงไปด้วย ดังนั้นแบบรูปกำลังที่ขนาดช่วงก้าวดังกล่าว ซึ่งอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ก็จะสูงขึ้นมาก นอกจากนี้ จะเห็นว่าอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ในระบบที่มีโหลดเกินนี้จะมากกว่าระบบที่สัญญาณของผู้ใช้ทั้งหมดมีจำนวนเท่ากับองค์ประกอบของสายอากาศ เนื่องจากจำนวนสัญญาณแทรกสอดที่มากขึ้นและมีบางทิศทางมาถึงของสัญญาณแทรกสอดอยู่ในคลื่นหลัก

กล่าวโดยสรุป ในกรณีของทั้งระบบที่มีสัญญาณของผู้ใช้ทั้งหมดมีจำนวนเท่ากับองค์ประกอบของสายอากาศและระบบที่มีโหลดเกิน อัลกอริทึม RGLM ที่นำเสนอจะพยายามกดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นให้ได้มากที่สุด และบุคคลหลักสามารถชี้และเปลี่ยนแปลงตามทิศทางมาถึงของผู้ใช้ได้อย่างถูกต้อง

ในระบบสื่อสารแบบไร้สายทั่วไป จำนวนของผู้ใช้ในระบบจะมากกว่าจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ [17], [24], [29] ดังนั้นในการจำลองแบบเพื่อเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนทีสถานีฐานจะพิจารณา ระบบที่จำนวนของผู้ใช้ในระบบมากกว่าจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับหรือระบบที่มีโหลดเกินเท่านั้น

#### 4.2 การจำลองแบบเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบอิสระต่อกัน

ในหัวข้อนี้จะเป็นการจำลองแบบเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ของเครื่องรับที่สถานีฐานสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบอิสระต่อกันในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอดังที่เสนอในรูปที่ 3.4 โดยจะทำการเปรียบเทียบเครื่องรับ 3 แบบ คือ เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม GLM ในการสร้างลำคลื่น, เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM ในการสร้างลำคลื่น, และเครื่องรับที่ไม่ใช้ระบบสายอากาศฉลาด และจะแบ่งการจำลองแบบออกเป็น 2 กรณี คือ ระบบที่มีการควบคุมกำลังของผู้ใช้ในระบบทุกคนเป็นไปอย่างสมบูรณ์ และระบบที่เกิดปัญหาใกล้-ไกล [17]

##### 4.2.1 ระบบที่การควบคุมกำลังของผู้ใช้ในระบบทุกคนเป็นไปอย่างสมบูรณ์

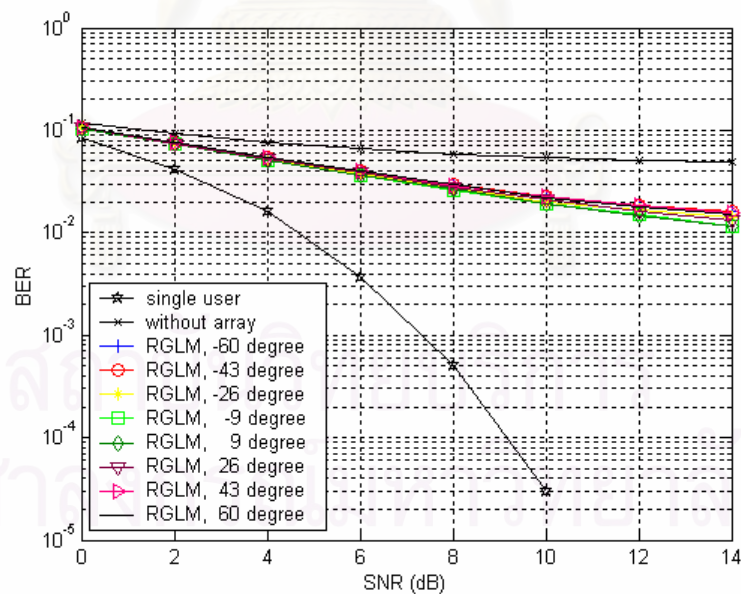
เงื่อนไขหรือพารามิเตอร์ที่ถูกระบุขึ้นเพิ่มเติม ได้แก่

- จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 2, 4, และ 6

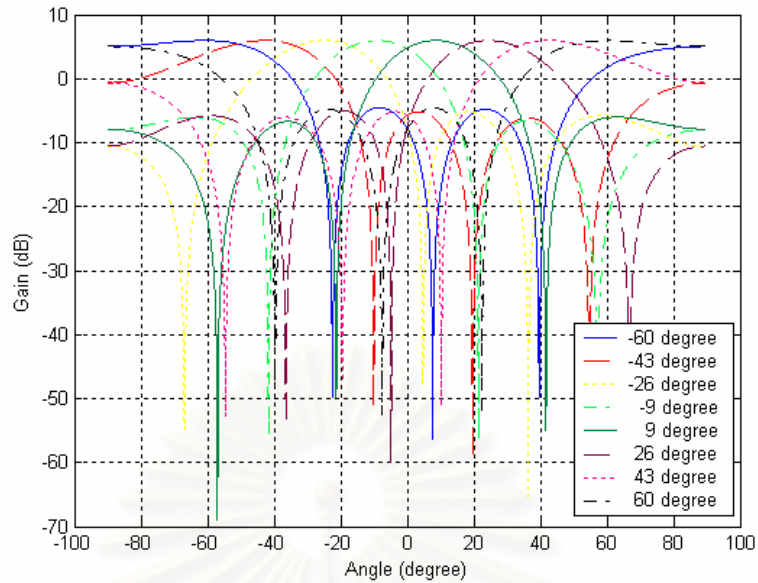
- จำนวนของผู้ใช้ในระบบทั้งหมดเท่ากับ 8
- ความยาวของรหัสสัญญาณรบกวนแบบสุ่มเป็น 32 (processing gain เป็น 32)
- อัตราส่วนของกำลังของสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนที่มาถึงสายอากาศของเครื่องรับที่สถานีฐานต่อกำลังของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวมมีค่าเท่ากัน ซึ่งเปลี่ยนแปลงจาก 0-14 dB
- ขนาดช่วงก้าวของทั้งอัลกอริทึม RGLM และ GLM ที่เลือกเป็นค่าที่ทำให้อัลกอริทึมทำงานได้ดีที่สุด

#### 4.2.1.1 ระบบที่สัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดมีทิศทางการมาถึงต่างกัน

กำหนดให้ทิศทางการมาถึงของสัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคนในระบบเป็น -60, -43, -26, -9, 9, 26, 43 และ 60 องศา

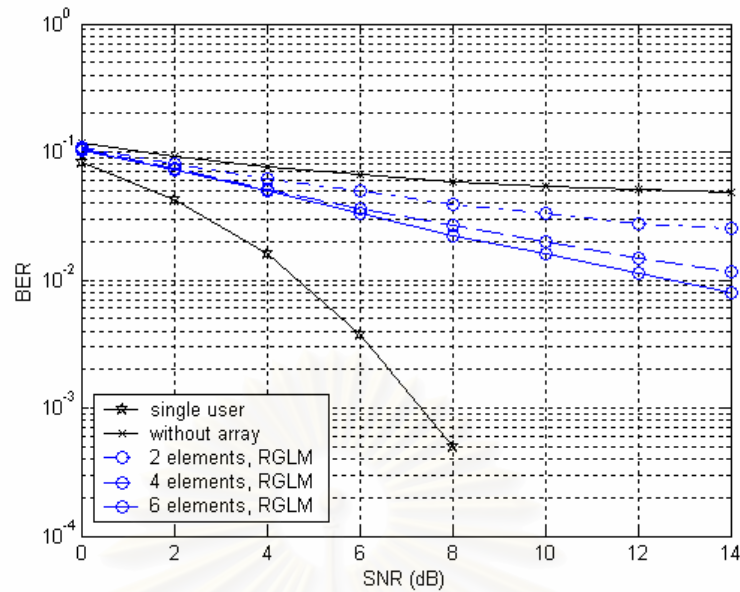


รูปที่ 4.10 อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับของผู้ใช้แต่ละคน ของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM โดยจำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 4



รูปที่ 4.11 แบบรูปกำลังของผู้ใช้แต่ละคน ของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM โดยจำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 4

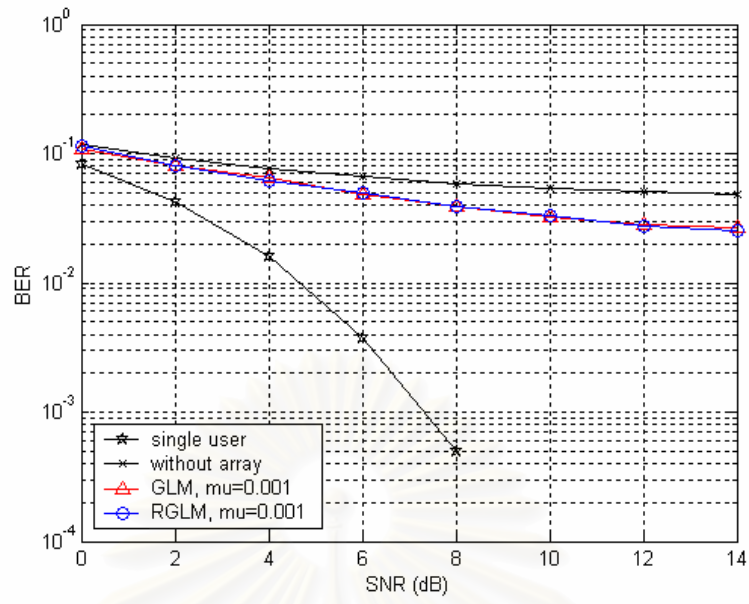
จากอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้และแบบรูปกำลังของผู้ใช้แต่ละคน ของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM โดยจำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 4 ดังรูปที่ 4.10 และ 4.11 ตามลำดับ พบว่าเครื่องรับที่ใช้ระบบสายอากาศผลัดในการสร้างลำคลื่นด้วยอัลกอริทึม RGLM จะให้สมรรถนะของอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของผู้ใช้แต่ละคนได้ดีกว่าเครื่องรับแบบธรรมดา และอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้เข้าใกล้ระบบที่มีผู้ใช้คนเดียวมากขึ้น เนื่องจากเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM สามารถสร้างลำคลื่นที่มีพหุคลื่นหลักชี้ไปยังทิศทางของผู้ใช้ที่ต้องการได้อย่างถูกต้อง นอกจากนี้ จะเห็นว่าอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของผู้ใช้แต่ละคนไม่แตกต่างกันมาก เนื่องจากทิศทางการมาถึงของผู้ใช้ทุกคนมีการกระจายอย่างสม่ำเสมอ ทำให้แบบรูปกำลังของผู้ใช้แต่ละคนมีสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นที่อยู่ในพหุคลื่นหลักเท่ากับ 2 สัญญาณเหมือน ๆ กัน ดังนั้นในการเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ จะพิจารณาเฉพาะสัญญาณของผู้ใช้ที่เข้ามาถึงสถานีฐานในทิศทาง 26 องศา



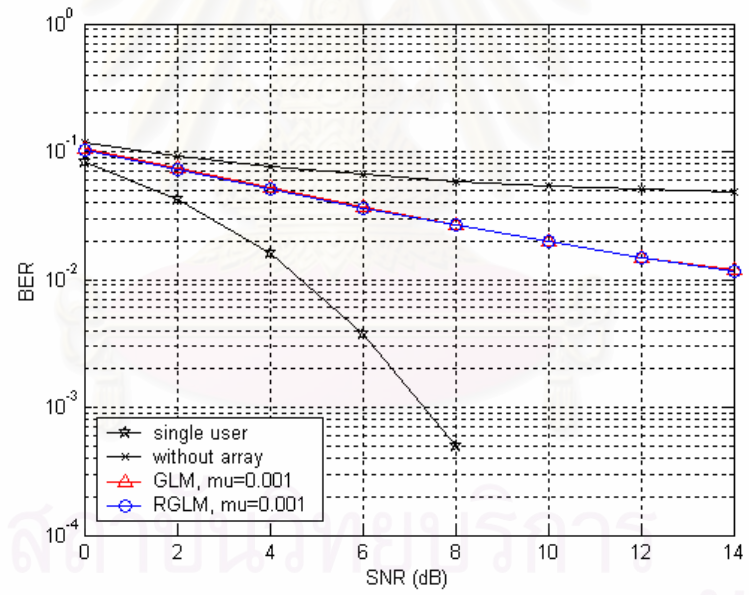
รูปที่ 4.12 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM โดยจำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 2, 4, และ 6 ตามลำดับ และขนาดช่วงก้าวคงที่เท่ากับ 0.001

จากการเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับที่ใช้ อัลกอริทึม RGLM ตามจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้ซึ่งเท่ากับ 2, 4, และ 6 ตามลำดับ ดังรูปที่ 4.12 พบว่าเมื่อใช้จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับมากขึ้น จะได้ อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลต่ำลง เนื่องจากเมื่อใช้จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ มากขึ้น จะทำให้ความกว้างของพหุคูณหลักที่เข้าไปในทิศทางของผู้ใช้ที่ต้องการแคบลงดังสมการที่ (2.23) ดังนั้นผลกระทบจากสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้คนอื่นที่อยู่ภายในพหุคูณหลักจึงลดลง

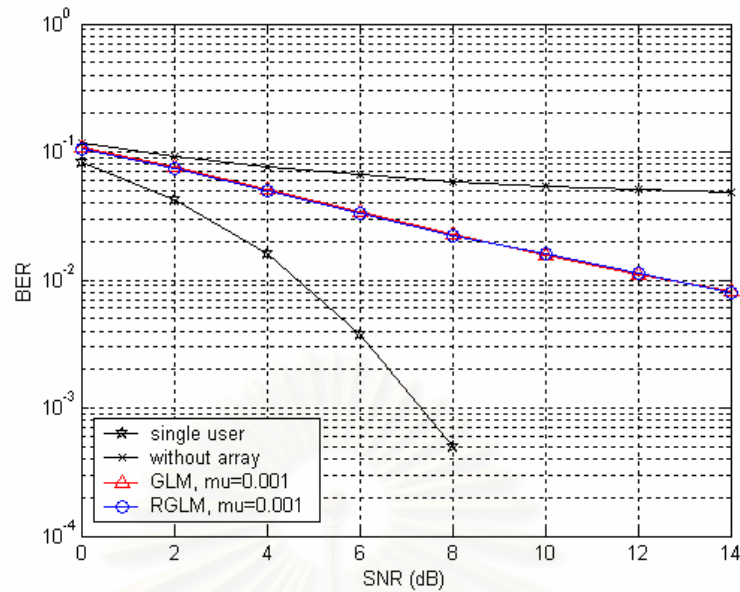




(ก)



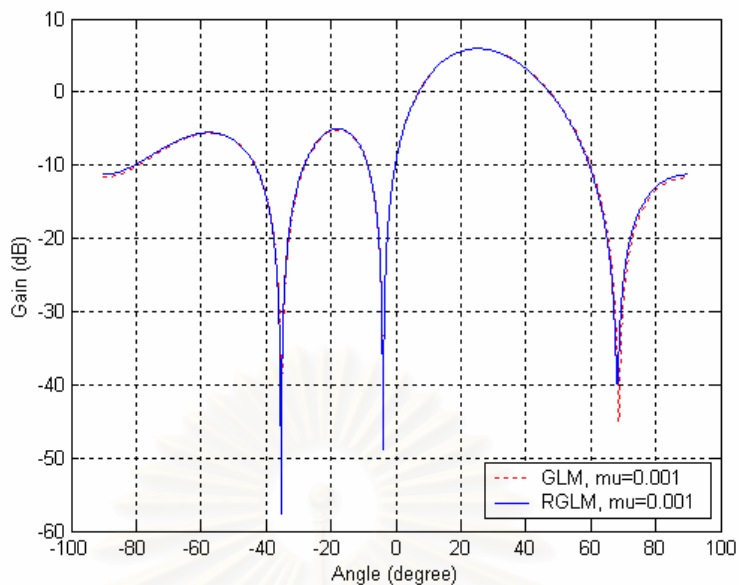
(ข)



(ค)

รูปที่ 4.13 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับทั้ง 3 แบบ (ก) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 2 (ข) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 4 (ค) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 6

จากการเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับแบบต่าง ๆ โดยที่เครื่องรับที่ใช้สายอากาศแถวลำดับในการสร้างลำคลื่นจะเปลี่ยนจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เป็น 2, 4, และ 6 องค์ประกอบ ตามลำดับ ดังรูปที่ 4.13 พบว่าในระบบที่การควบคุมกำลังของผู้ใช้ในระบบทุกคนเป็นไปอย่างสมบูรณ์และสัญญาณของผู้ใช้ทุกคนมีทิศทางการมาถึงต่างกัน เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM จะมีสมรรถนะของอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้เท่ากับเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม GLM ไม่ว่าจะใช้องค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเป็นจำนวนเท่าใดก็ตาม โดยที่อัลกอริทึม RGLM มีความซับซ้อนในการคำนวณน้อยกว่ามากดังที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 3.2.2.2



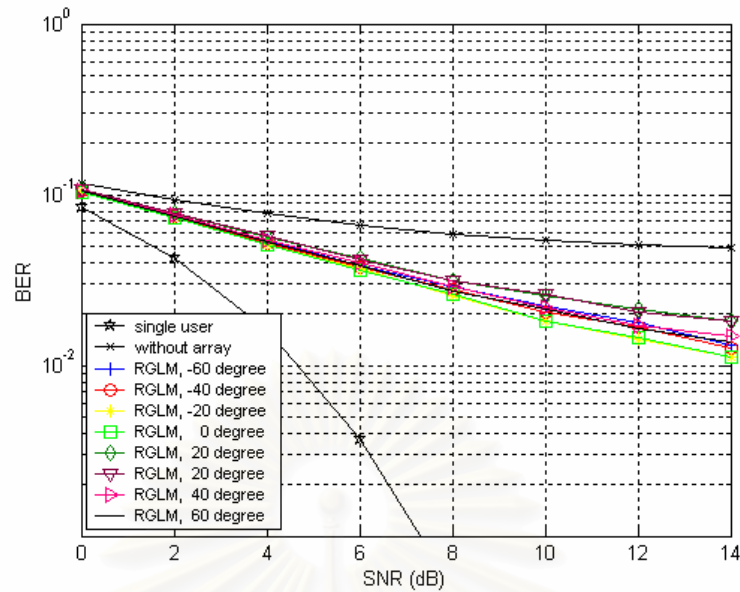
รูปที่ 4.14 การเปรียบเทียบแบบรูปกำลังระหว่างเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม GLM และเครื่องรับที่ใช้ อัลกอริทึม RGLM

จากการเปรียบเทียบแบบรูปกำลังระหว่างเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม GLM และ เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM ดังรูปที่ 4.14 พบว่าทั้งอัลกอริทึม GLM และอัลกอริทึม RGLM สามารถสร้างลำคลื่นให้พุ่งคลื่นหลักขึ้นไปยังทิศทางของผู้ใช้ที่ต้องการได้อย่างถูกต้อง

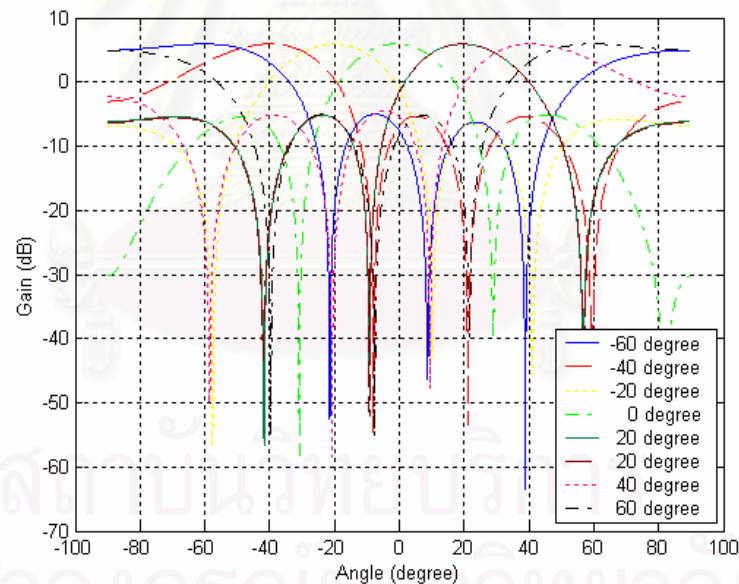
#### 4.2.1.2 ระบบที่สัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดมีทิศทางมาถึง เหมือนกัน

กำหนดให้ทิศทางมาถึงของสัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคนเป็น -60, -40, -20, 0, 20, 20, 40 และ 60 องศา

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



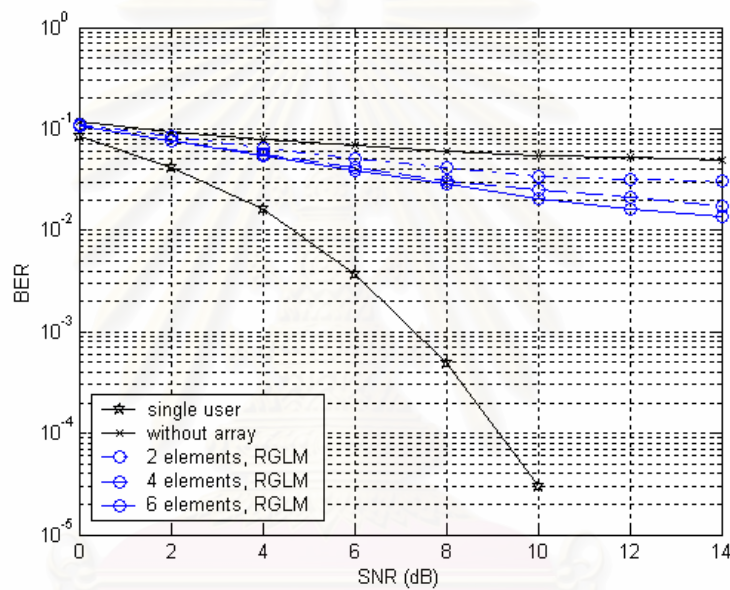
รูปที่ 4.15 อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับของผู้ใช้แต่ละคน ของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM โดยจำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 4



รูปที่ 4.16 แบบรูปกำลังของผู้ใช้แต่ละคน ของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM โดยจำนวน องค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 4

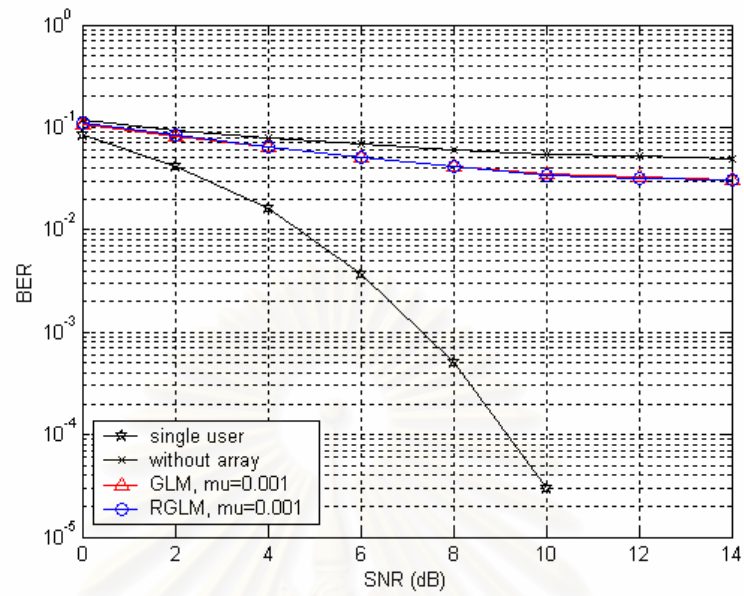
จากอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับและแบบรูปกำลังของผู้ใช้แต่ละคนของ เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM โดยจำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 4 ดังรูป ที่ 4.15 และ 4.16 ตามลำดับ พบว่าเครื่องรับที่ใช้ระบบสายอากาศฉลาดในการสร้างลำคลื่นด้วย

อัลกอริทึม RGLM ให้สมรรถนะของอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของผู้ใช้แต่ละคนเหมือนกับระบบที่สัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดมีทิศทางการมาถึงต่างกันดังรูปที่ 4.10 ยกเว้นสัญญาณของผู้ใช้ที่เข้ามาที่ทิศทาง 20 องศาเหมือนกัน จะมีอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้สูงกว่าของผู้ใช้คนอื่นอย่างเห็นได้ชัดเนื่องจากแบบรูปกำลังของผู้ใช้ที่มีทิศทางการมาถึงเหมือนกันจะมีพหุคูณหลักที่ชี้ไปยังทิศทางเดียวกัน ทำให้ไม่ขจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นที่มีทิศทางการมาถึงเหมือนกัน ดังนั้นในการเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้จะพิจารณาเฉพาะสัญญาณของผู้ใช้ที่เข้ามาถึงสถานีฐานในทิศทาง 20 องศาเหมือนกับสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้อีกคน

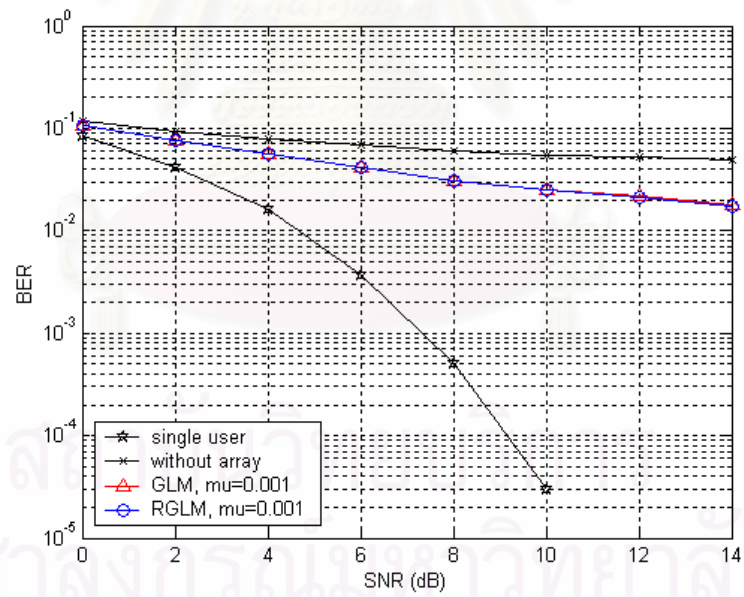


รูปที่ 4.17 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM โดยจำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 2, 4, และ 6 ตามลำดับ และขนาดช่องก้วคองที่เท่ากับ 0.001

จากการเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับที่ใช้ อัลกอริทึม RGLM ตามจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้ซึ่งเท่ากับ 2, 4, และ 6 ตามลำดับ ดังรูปที่ 4.17 พบว่าเมื่อใช้จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับมากขึ้น จะทำให้ความกว้างของพหุคูณหลักที่ชี้ไปในทิศทางของผู้ใช้ที่ต้องการแคบลง ผลกระทบจากสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้คนอื่นที่มีทิศทางการมาถึงแตกต่างไปจากต่างสัญญาณที่ต้องการซึ่งอยู่ภายในพหุคูณหลักจะลดลง จึงได้อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลต่ำลง

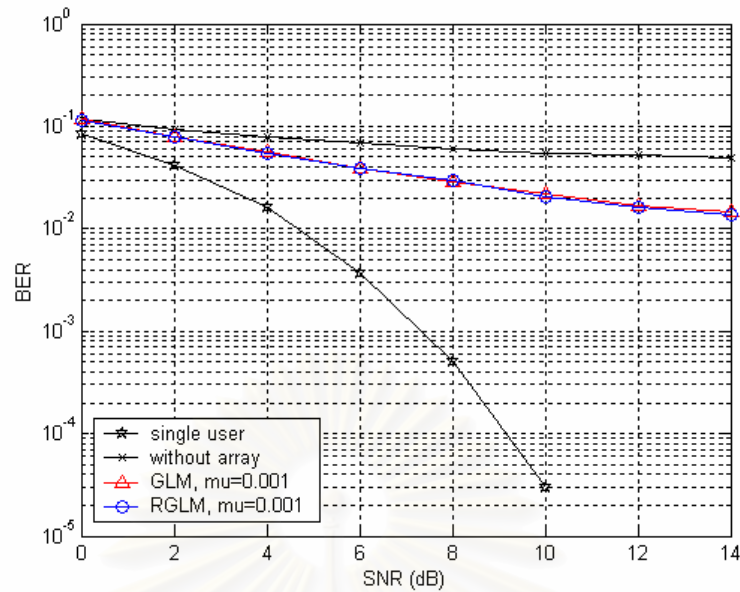


(ก)



(ข)





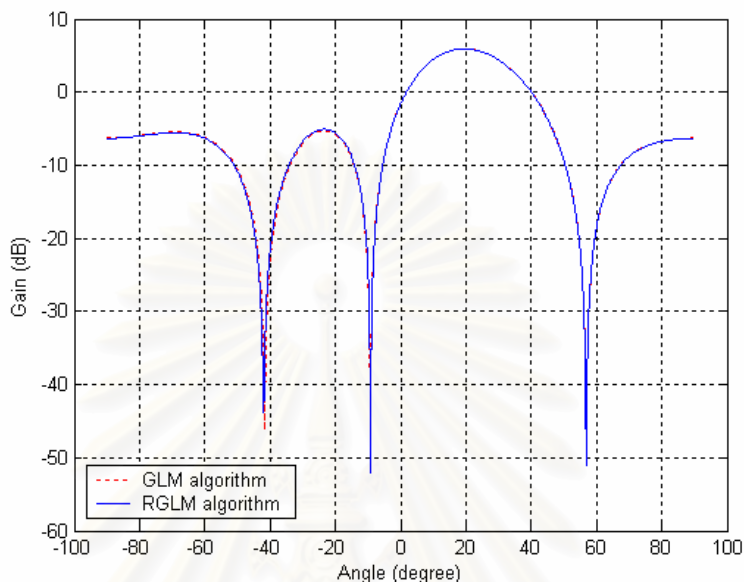
(ค)

รูปที่ 4.18 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับทั้ง 3 แบบ (ก) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 2 (ข) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 4 (ค) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 6

จากการเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับแบบต่าง ๆ โดยที่เครื่องรับที่ใช้สายอากาศแถวลำดับในการสร้างลำคลื่นจะเปลี่ยนจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เป็น 2, 4, และ 6 องค์ประกอบ ตามลำดับ ดังรูปที่ 4.18 พบว่าในระบบที่การควบคุมกำลังของผู้ใช้ในระบบทุกคนเป็นไปอย่างสมบูรณ์และมีทิศทางมาถึงเหมือนกันระหว่างสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการกับสัญญาณแทรกสอด เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM จะมีสมรรถนะของอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้เท่ากับเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม GLM ไม่ว่าจะใช้องค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเป็นจำนวนเท่าใดก็ตาม โดยที่อัลกอริทึม RGLM มีความซับซ้อนในการคำนวณน้อยกว่ามากดังที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 3.2.2.2

อย่างไรก็ตาม ในระบบที่เกิดปัญหาทิศทางมาถึงเหมือนกันระหว่างสัญญาณของผู้ใช้ เครื่องรับที่ใช้ระบบสายอากาศผลัดทั้งอัลกอริทึม RGLM และอัลกอริทึม GLM จะมีสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ด้อยกว่าในระบบที่ไม่เกิดปัญหาดังกล่าวดังรูปที่ 4.13 ไม่ว่าจะใช้องค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเป็นจำนวนเท่าใดก็ตาม ในขณะที่เครื่องรับแบบธรรมดา ยังคงมีสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้เท่าเดิม ดังนั้น ปัญหาการแทรกสอดซึ่งกันและกันระหว่างผู้ใช้ที่มีทิศทางมาถึงเหมือนกันนี้ จะส่งผลกระทบต่อเฉพาะกับ

สมรรถนะของระบบสายอากาศฉลาด อย่างไรก็ตาม สามารถปรับปรุงสมรรถนะของเครื่องรับที่ใช้ระบบสายอากาศฉลาดได้โดยใช้เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันดังที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 3.3.2



รูปที่ 4.19 การเปรียบเทียบแบบรูปกำลังระหว่างเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม GLM และเครื่องรับที่ใช้ อัลกอริทึม RGLM

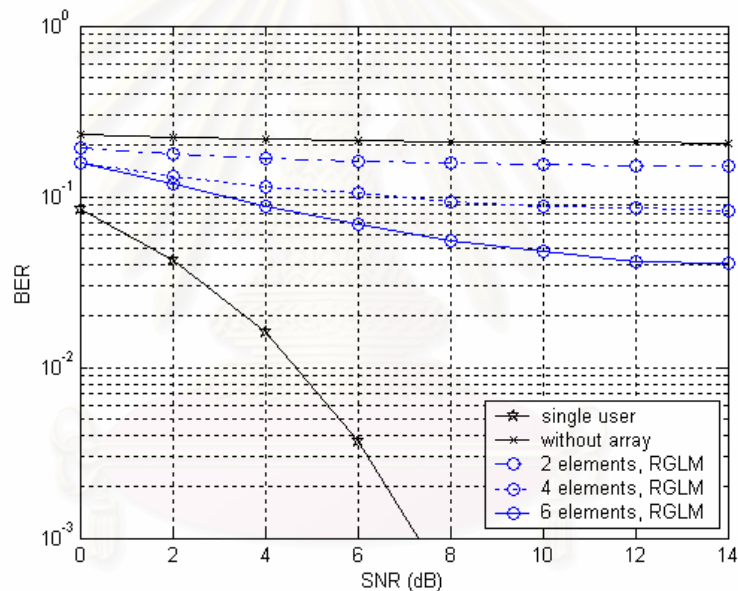
จากการเปรียบเทียบแบบรูปกำลังระหว่างเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม GLM และเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM ดังรูปที่ 4.19 พบว่าทั้งอัลกอริทึม GLM และอัลกอริทึม RGLM สามารถสร้างลำคลื่นให้พุดคลื่นหลักซึ่งไปยังทิศทางของผู้ใช้ที่ต้องการที่มีทิศทางการมาถึงเดียวกันกับสัญญาณแทรกสอดได้อย่างถูกต้อง

#### 4.2.2 ระบบที่เกิดปัญหาใกล้-ไกล

เงื่อนไขหรือพารามิเตอร์ที่ถูกกำหนดขึ้นเพิ่มเติม ได้แก่

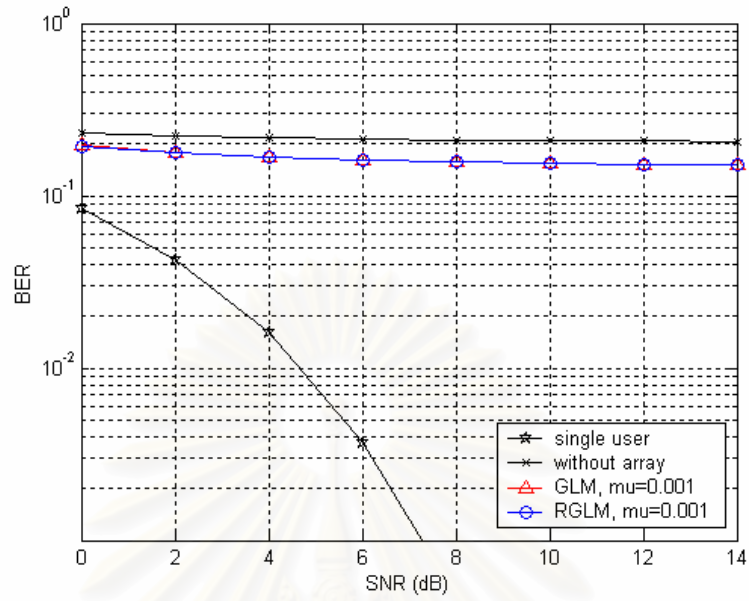
- จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 2, 4, และ 6
- จำนวนของผู้ใช้ในระบบทั้งหมดเท่ากับ 8
- ความยาวของรหัสสัญญาณรบกวนแบบสุ่มเป็น 32 (processing gain เป็น 32)

- ทิศทางการมาถึงของสัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคนเป็น  $-60, -43, -26, -9, 9, 26, 43$  และ  $60$  องศา โดยผู้ใช้ที่ต้องการมีทิศทางการมาถึงของสัญญาณเป็น  $26$  องศา และสัญญาณของผู้ใช้ที่มีทิศทางการมาถึงอื่น ๆ เป็นสัญญาณแทรกสอด
- อัตราส่วนของกำลังของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้แต่ละคนที่มาถึงสายอากาศของเครื่องรับที่สถานีฐานต่อกำลังของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบวงมิตีค่าเท่ากัน โดยที่กำลังของสัญญาณแทรกสอดมากกว่ากำลังของสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการ  $10$  dB ซึ่งอัตราส่วนดังกล่าวของสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการเปลี่ยนแปลงจาก  $0-14$  dB
- ขนาดช่วงกว้างของทั้งอัลกอริทึม RGLM และ GLM ที่เลือกเป็นค่าที่ทำให้อัลกอริทึมทำงานได้ดีที่สุด

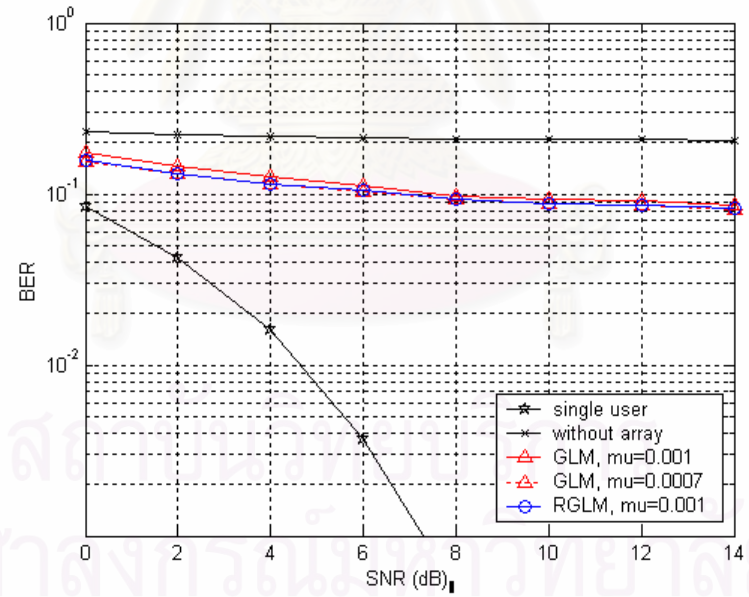


รูปที่ 4.20 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM โดยจำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 2, 4, และ 6 ตามลำดับ และขนาดช่วงกว้างที่เท่ากับ 0.001

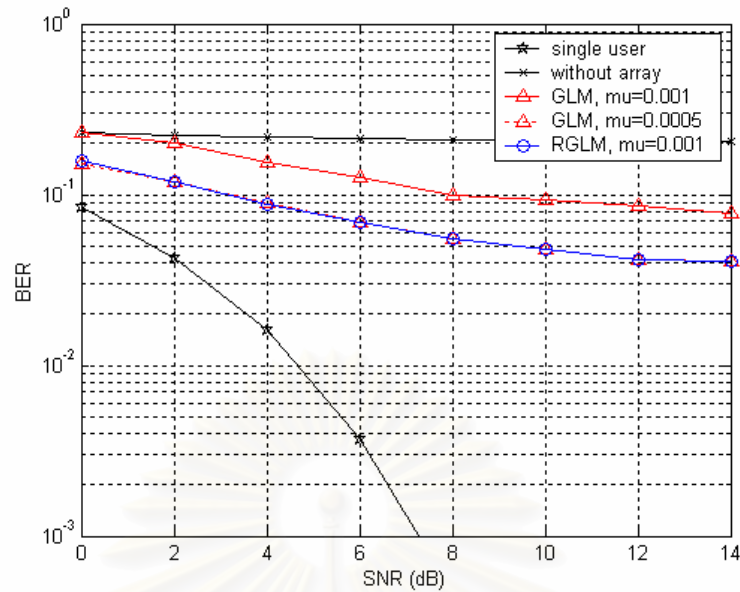
จากการเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับที่ใช้ อัลกอริทึม RGLM ตามจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้ซึ่งเท่ากับ 2, 4, และ 6 ตามลำดับ ดังรูปที่ 4.20 พบว่าเมื่อใช้จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับมากขึ้น จะทำให้ความกว้างของพู่คลื่นหลักที่ชี้ไปในทิศทางของผู้ใช้ที่ต้องการแคบลง ผลกระทบจากสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้คนอื่นที่มีกำลังมากกว่ากำลังของสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการซึ่งอยู่ภายในพู่คลื่นหลักจะลดลง จึงได้อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลต่ำลงอย่างเห็นได้ชัด



(n)



(ni)



(ค)

รูปที่ 4.21 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับทั้ง 3 แบบ (ก) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 2 (ข) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 4 (ค) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 6

จากการจำลองแบบระบบที่เกิดปัญหาใกล้-ไกลดังที่กำหนดข้างต้น พบว่าอัลกอริทึม GLM จะต้องเปลี่ยนขนาดช่วงก้าวใหม่เมื่อเปลี่ยนจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้ เพื่อให้ได้สมรรถนะของเครื่องรับที่ดีที่สุด ซึ่งได้เท่ากับของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM ที่ยังคงใช้ขนาดช่วงก้าวเท่าเดิม ไม่ว่าจะใช้องค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเป็นจำนวนเท่าใดก็ตาม ทั้งที่อัลกอริทึม RGLM มีความซับซ้อนในการคำนวณน้อยกว่ามาก นอกจากนี้จะเห็นว่าในระบบที่เกิดปัญหาใกล้-ไกล เครื่องรับทุกแบบ ไม่ว่าจะ เป็นเครื่องรับแบบธรรมดาและเครื่องรับที่ใช้ระบบสายอากาศผลัดทั้งอัลกอริทึม RGLM และอัลกอริทึม GLM จะมีสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ต่ำกว่าในระบบที่ไม่เกิดปัญหาดังกล่าวดังรูปที่ 4.13 ไม่ว่าจะใช้องค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเป็นจำนวนเท่าใดก็ตาม ปัญหาใกล้-ไกลที่เกิดขึ้นนี้สามารถบรรเทาลงได้โดยใช้เครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคนแบบร่วมกันซึ่งจะได้เห็นต่อไปในหัวข้อถัดไป

ความจำเป็นที่ต้องเปลี่ยนขนาดของช่วงก้าวที่ใช้ในอัลกอริทึม GLM เมื่อเปลี่ยนจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้ เพื่อให้ได้สมรรถนะของเครื่องรับที่ดีที่สุดนั้นสามารถพิจารณาได้จากสมการที่ (3.27) จะเห็นว่าตัวคูณลากรองจ์สำหรับการปรับให้ทันกาลจะ

ขึ้นกับขนาดของช่วงก้าวที่ใช้ และจากการจำลองพบว่า  $b_k(n)$  เป็นบวกเสมอไม่ว่าจะในระบบแบบใดก็ตาม ในระบบที่ไม่เกิดปัญหาใกล้-ไกล  $\mu_w |\eta_k(n)|^2 \beta_k^H(n) \beta_k(n)$  จะน้อยกว่าส่วนจริงของพจน์  $\eta_k(n) \xi_k^H(n) \beta_k(n)$  และส่วนจริงของพจน์  $\eta_k(n) \xi_k^H(n) \beta_k(n)$  จะมีค่าเป็นบวกเสมอ ส่วนในระบบที่เกิดปัญหาดังกล่าว ส่วนจริงของพจน์  $\eta_k(n) \xi_k^H(n) \beta_k(n)$  จะมีค่าเป็นลบได้ในบาง snapshot ไม่ว่าจะเลือกใช้ขนาดช่วงก้าวเป็นเท่าใดก็ตาม ทำให้ตัวคุณลักษณะที่ได้มีค่าเป็นลบใน snapshot ดังกล่าว ส่งผลให้การคำนวณหาเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักดังสมการ (3.28) ผิดพลาดได้ ในขณะที่อัลกอริทึม RGLM จะไม่เกิดความผิดพลาดดังกล่าวขึ้น เนื่องจากตัวคุณลักษณะถูกหามาได้ด้วยวิธีที่ต่างจากอัลกอริทึม GLM ดังที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 3.2.2.1

#### 4.3 การจำลองแบบเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกัน

ในหัวข้อนี้จะเป็นการจำลองแบบเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอที่ตั้งนำเสนอในรูปที่ 3.5 โดยจะทำการเปรียบเทียบเครื่องรับ 3 แบบ คือ เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม GLM ในการสร้างลำดับขึ้นร่วมกับการขจัดสัญญาณแทรกสอดอย่างขนาน, เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM ในการสร้างลำดับขึ้นร่วมกับการขจัดสัญญาณแทรกสอดอย่างขนาน, และเครื่องรับที่ไม่ใช้ระบบสายอากาศผลัดแต่ใช้ตัวขจัดสัญญาณแทรกสอดอย่างขนาน และจะแบ่งการจำลองแบบออกเป็น 2 กรณี คือ ระบบที่มีการควบคุมกำลังของผู้ใช้ในระบบทุกคนเป็นไปอย่างสมบูรณ์ และระบบที่เกิดปัญหาใกล้-ไกลขึ้น

##### 4.3.1 ระบบที่มีการควบคุมกำลังของผู้ใช้ในระบบทุกคนเป็นไปอย่างสมบูรณ์

เงื่อนไขหรือพารามิเตอร์ที่ถูกกำหนดขึ้นเพิ่มเติม ได้แก่

- จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 2, 4, และ 6
- จำนวนของผู้ใช้ในระบบทั้งหมดเท่ากับ 8
- ทิศทางการมาถึงของสัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคนเป็น  $-60, -40, -20, 0, 20, 20, 40,$  และ  $60$  องศา โดยผู้ใช้ที่ต้องการมีทิศทางการมาถึงของสัญญาณเป็น  $20$  องศาเหมือนกับสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้คนอื่น และสัญญาณของผู้ใช้ที่มีทิศทางการมาถึงอื่น ๆ เป็นสัญญาณแทรกสอด
- อัตราส่วนของกำลังของสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนที่มาถึงสายอากาศของเครื่องรับที่สถานีฐานต่อกำลังของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบวงกลมมีค่าเท่ากันซึ่งเปลี่ยนแปลงจาก  $0-14$  dB

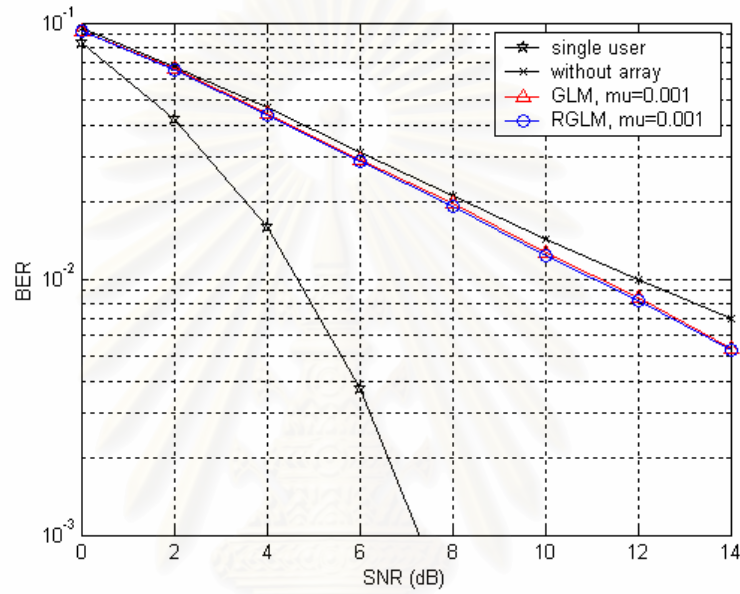


- ขนาดช่วงก้าวของอัลกอริทึม RGLM, GLM, และที่ใช้ในตัวสัญญาณแทรกสอดที่เลือกเป็นค่าที่ทำให้อัลกอริทึมทำงานได้ดีที่สุด

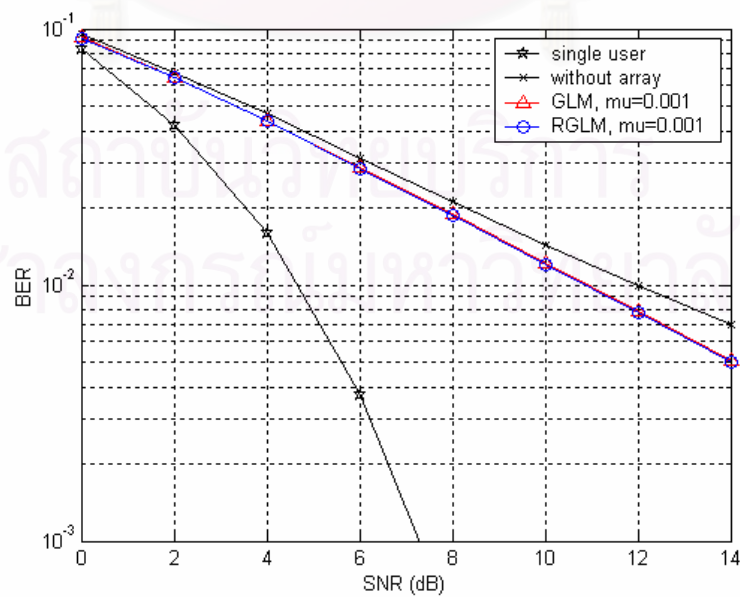
#### 4.3.1.1 ระบบที่มีค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ processing gain ต่ำ

กำหนดให้ความยาวของรหัสสัญญาณรบกวนแบบสุ่มหรือ processing gain เป็น

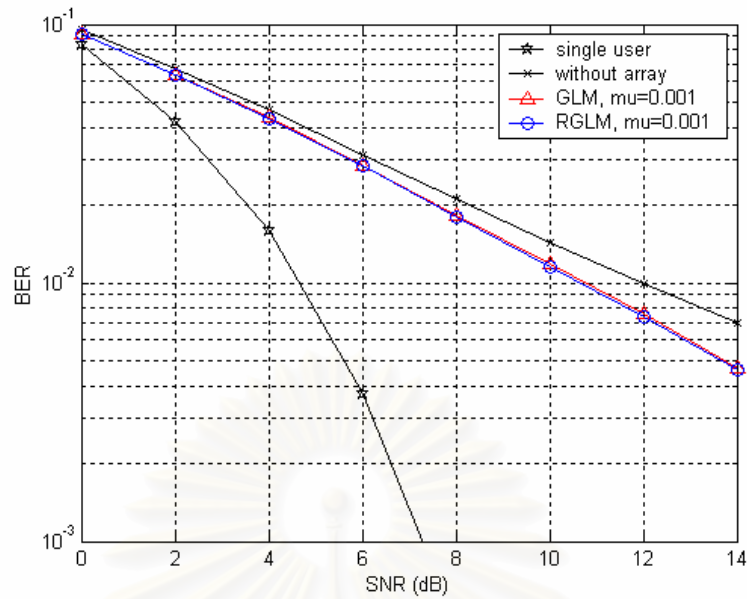
32



(ก)



(ข)



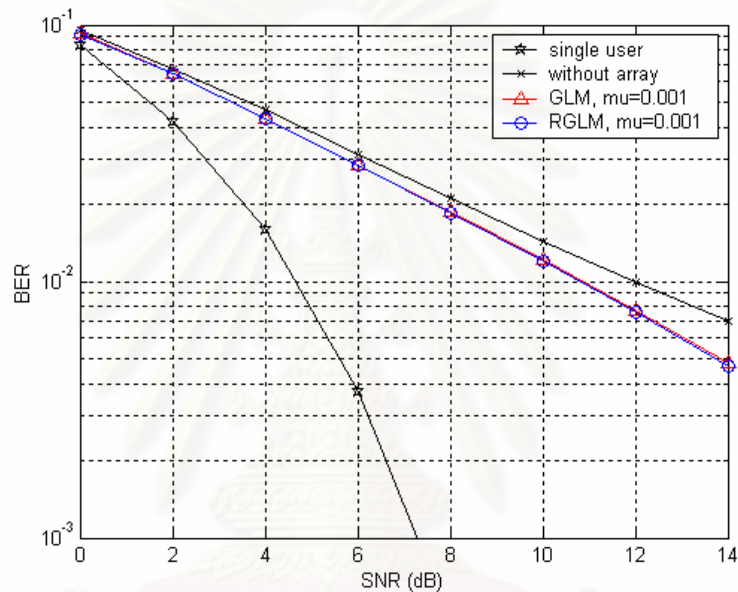
(ค)

รูปที่ 4.22 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ของเครื่องรับทั้ง 3 แบบ (ก) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 2 (ข) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 4 (ค) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 6

จากการเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ของเครื่องรับแบบต่าง ๆ โดยที่เครื่องรับที่ใช้สายอากาศแถวลำดับในการสร้างลำคลื่นจะเปลี่ยนจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เป็น 2, 4, และ 6 องค์ประกอบ ตามลำดับ ดังรูปที่ 4.22 พบว่าในระบบที่เกิดปัญหาทิศทางการมาถึงเหมือนกันระหว่างสัญญาณของผู้ใช้ และมีค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ processing gain ต่ำ เครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคนแบบร่วมกันที่ใช้ระบบสายอากาศฉลาด สามารถลดอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้มากกว่าเครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคนแบบอิสระต่อกันที่ใช้ระบบสายอากาศฉลาด และเครื่องรับแบบธรรมดาใช้ตัวขจัดสัญญาณแทรกสอดอย่างขนาน นอกจากนี้ จะเห็นว่าเครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคนแบบร่วมกันที่ใช้สายอากาศแถวลำดับในการสร้างลำคลื่นทั้งอัลกอริทึม RGLM และ GLM มีสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ใกล้เคียงกัน และสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้จะสูงขึ้น เมื่อใช้จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับมากขึ้น

อย่างไรก็ตาม เพื่อเป็นการยืนยันว่าในระบบที่มีค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ processing gain ต่ำ เครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคนแบบร่วมกันที่ใช้ระบบสายอากาศฉลาดสามารถแก้ไขปัญหาทิศทางการมาถึงเหมือนกันระหว่างสัญญาณของผู้ใช้ได้ จะพิจารณา

สมรรถนะของเครื่องรับในระบบดังกล่าวเทียบกับในระบบที่สัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดมีทิศทางมาต่างกัน นั่นคือกำหนดให้ทิศทางมาถึงของสัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคนเป็น  $-60$ ,  $-43$ ,  $-26$ ,  $-9$ ,  $9$ ,  $26$ ,  $43$ , และ  $60$  องศา โดยผู้ใช้ที่ต้องการมีทิศทางมาถึงของสัญญาณเป็น  $26$  องศา, สัญญาณของผู้ใช้ที่มีทิศทางมาถึงอื่น ๆ เป็นสัญญาณแทรกสอด และใช้องค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 4 ส่วนเงื่อนไขหรือพารามิเตอร์อื่น ๆ จะเหมือนกับที่กำหนดไว้ข้างต้น อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับแบบต่าง ๆ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.23



รูปที่ 4.23 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับทั้ง 3 แบบ ในระบบที่สัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดมีทิศทางมาต่างกัน เมื่อจำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 4

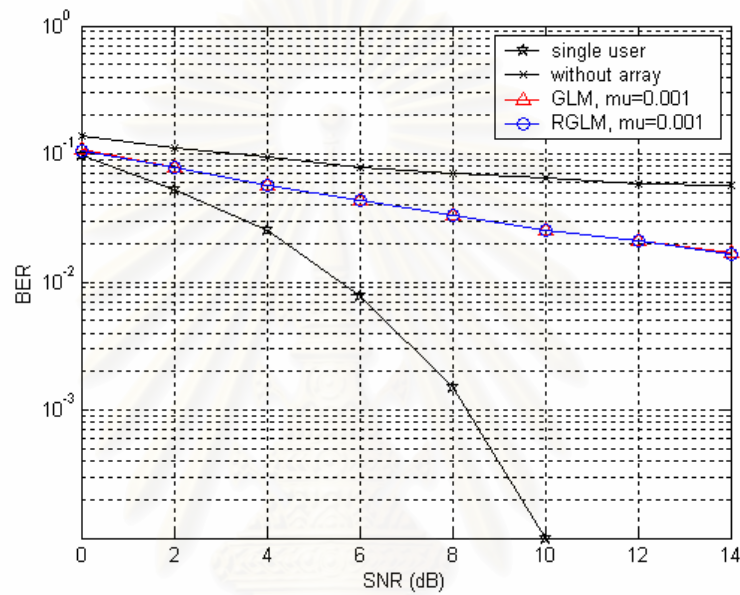
จากการเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคนแบบร่วมกันที่ใช้ระบบสายอากาศผลัดในรูปที่ 4.23 กับรูปที่ 4.22 (ข) พบว่าเครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคนแบบร่วมกันที่ใช้ระบบสายอากาศผลัด ทั้งในระบบที่สัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดมีทิศทางมาต่างกันและเหมือนกัน มีสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ใกล้เคียงกันมาก ดังนั้นเครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคนแบบร่วมกันที่ใช้ระบบสายอากาศผลัดสามารถแก้ไขปัญหาดังกล่าวได้ นอกจากนี้ จะเห็นว่าในระบบที่สัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดมีทิศทางมาต่างกัน เครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคนแบบร่วมกันที่ใช้สายอากาศแถวลำดับในการสร้างลำคลื่นทั้งอัลกอริทึม RGLM และ

GLM มีสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ใกล้เคียงกัน เช่นเดียวกับในระบบที่เกิดปัญหาทิศทางการมาถึงเหมือนกันระหว่างสัญญาณของผู้ใช้

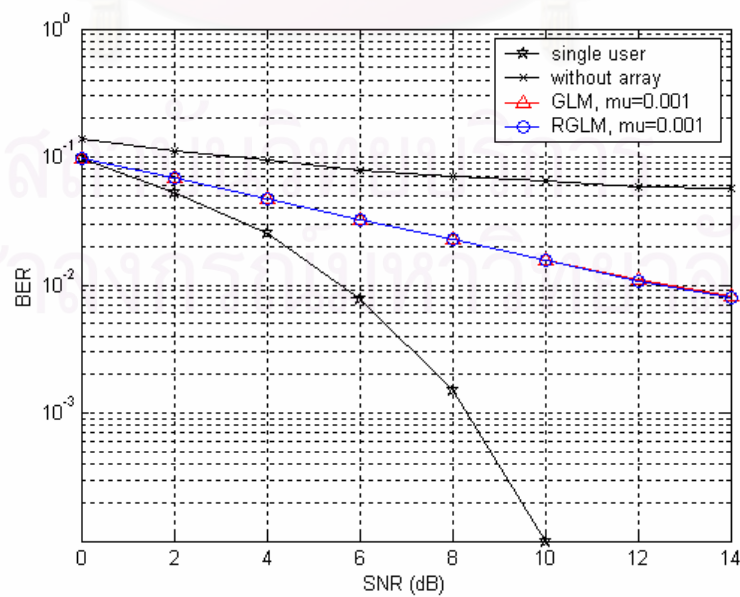
#### 4.3.1.2 ระบบที่มีค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ processing gain สูง

กำหนดให้ความยาวของรหัสสัญญาณรบกวนแบบสุ่มหรือ processing gain เป็น

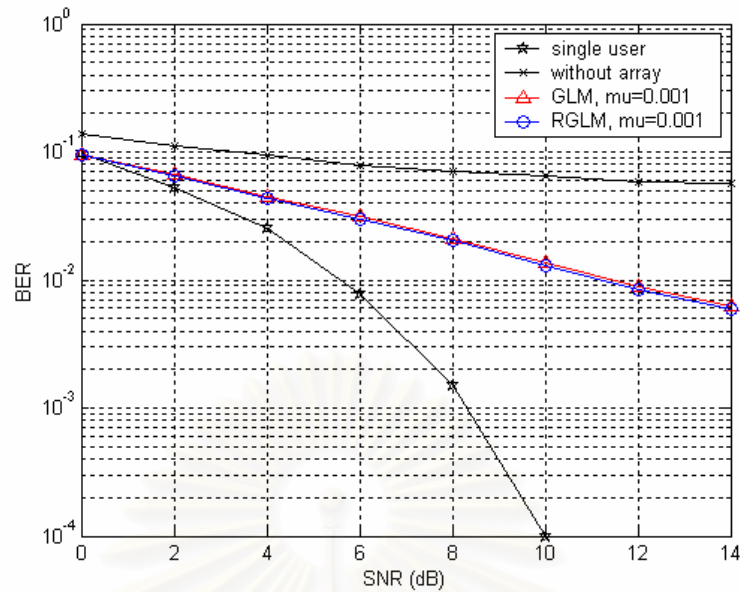
8



(ก)



(ข)



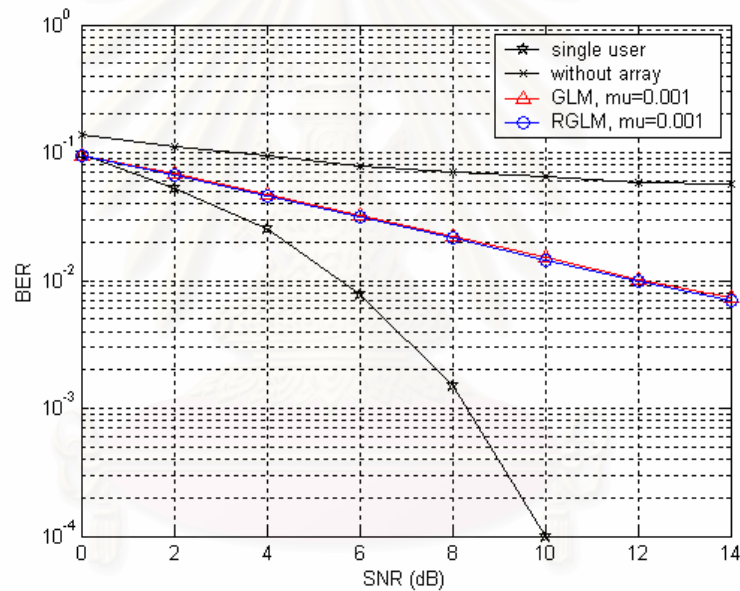
(ค)

รูปที่ 4.24 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับทั้ง 3 แบบ (ก) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 2 (ข) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 4 (ค) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 6

จากการเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับแบบต่าง ๆ โดยที่เครื่องรับที่ใช้สายอากาศแถวลำดับในการสร้างลำคลื่นจะเปลี่ยนจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เป็น 2, 4, และ 6 องค์ประกอบ ตามลำดับ ดังรูปที่ 4.24 พบว่าในระบบที่เกิดปัญหาทิศทางมาถึงเหมือนกันระหว่างสัญญาณของผู้ใช้ และมีอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ processing gain สูง เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันที่ใช้สายอากาศแถวลำดับในการสร้างลำคลื่นทั้งอัลกอริทึม RGLM และ GLM มีสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ใกล้เคียงกัน และสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้จะสูงขึ้น เมื่อใช้จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับมากขึ้น อย่างไรก็ตาม อัลกอริทึม RGLM จะมีความซับซ้อนในการคำนวณน้อยกว่า GLM มากดังที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 3.2.2.2

จากการเปรียบเทียบผลการจำลองแบบในรูปที่ 4.22 กับรูปที่ 4.24 จะเห็นว่าอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ที่เครื่องรับทั้ง 3 แบบในระบบที่มีอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ processing gain สูง จะสูงกว่าในระบบที่มีอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ processing gain ต่ำ ซึ่งเป็นผลมาจากสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนจะเกิดการแทรกสอดซึ่งกันและกันมากขึ้น เนื่องจากค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสสัญญาณรบกวนสุ่มเทียมของผู้ใช้ที่สูงขึ้น [17]

อย่างไรก็ตาม เพื่อเป็นการยืนยันว่าในระบบที่มีค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้ และ processing gain สูง เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันที่ใช้ระบบสายอากาศฉลาด ยังคงสามารถแก้ไขปัญหาคณิตศาสตร์การมาถึงเหมือนกันระหว่างสัญญาณของผู้ใช้ได้ จะพิจารณาสมรรถนะของเครื่องรับในระบบดังกล่าวเทียบกับในระบบที่สัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดมีทิศทางการมาถึงต่างกัน นั่นคือกำหนดให้ทิศทางการมาถึงของสัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคนเป็น  $-60, -43, -26, -9, 9, 26, 43,$  และ  $60$  องศา โดยผู้ใช้ที่ต้องการมีทิศทางการมาถึงของสัญญาณเป็น  $26$  องศา, สัญญาณของผู้ใช้ที่มีทิศทางการมาถึงอื่น ๆ เป็นสัญญาณแทรกสอด, และใช้องค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 4 ส่วนเงื่อนไขหรือพารามิเตอร์อื่น ๆ จะเหมือนกับที่กำหนดไว้ข้างต้น อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับแบบต่าง ๆ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.25



รูปที่ 4.25 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับทั้ง 3 แบบ ในระบบที่สัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดมีทิศทางการมาถึงต่างกัน เมื่อจำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 4

จากการเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันที่ใช้ระบบสายอากาศฉลาดในรูปที่ 4.25 กับรูปที่ 4.24 (ข) พบว่าเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันที่ใช้ระบบสายอากาศฉลาด ทั้งในระบบที่สัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดมีทิศทางการมาถึงต่างกันและเหมือนกัน มีสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ใกล้เคียงกันมาก ดังนั้นในระบบที่มีค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้



และ processing gain สูง เครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคนแบบร่วมกันที่ใช้ระบบสายอากาศผลัดยังคงสามารถแก้ไขปัญหาดังกล่าวได้

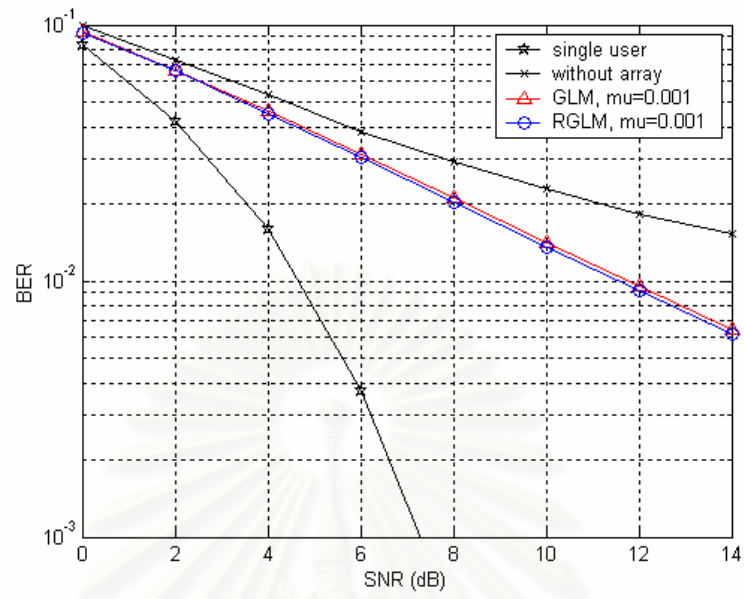
#### 4.3.2 ระบบที่เกิดปัญหาใกล้ไกล

เงื่อนไขหรือพารามิเตอร์ที่ถูกกำหนดขึ้นเพิ่มเติม ได้แก่

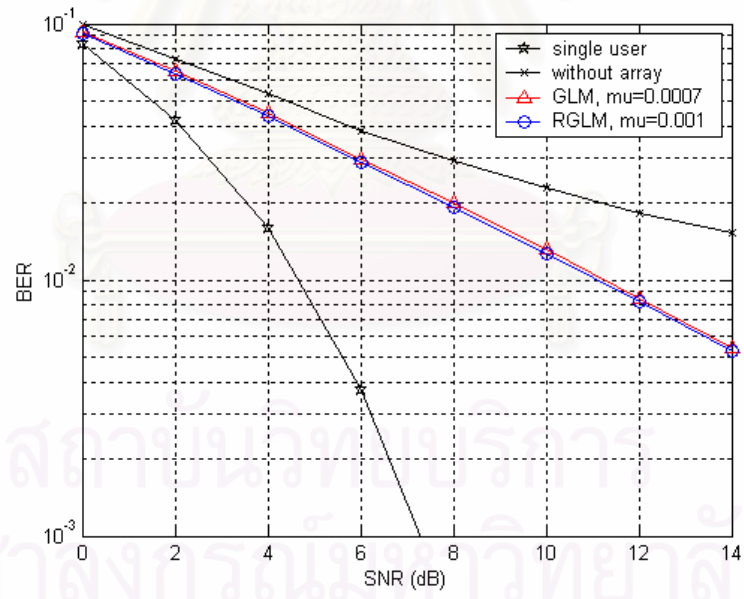
- จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 2, 4, และ 6
- จำนวนของผู้ใช้ในระบบทั้งหมดเท่ากับ 8
- ทิศทางการมาถึงของสัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคนเป็น -60, -43, -26, -9, 9, 26, 43 และ 60 องศา โดยผู้ใช้ที่ต้องการมีทิศทางการมาถึงของสัญญาณเป็น 26 องศา และสัญญาณของผู้ใช้ที่มีทิศทางการมาถึงอื่น ๆ เป็นสัญญาณแทรกสอด
- อัตราส่วนของกำลังของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้แต่ละคนที่มาถึงสายอากาศของเครื่องรับที่สถานีฐานต่อกำลังของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบวงรีมีค่าเท่ากัน โดยที่กำลังของสัญญาณแทรกสอดมากกว่ากำลังของสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการ 10 dB ซึ่งอัตราส่วนดังกล่าวของสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการเปลี่ยนแปลงจาก 0-14 dB
- ขนาดช่วงก้าวของอัลกอริทึม RGLM, GLM, และที่ใช้ในตัวสัญญาณแทรกสอดที่เลือกเป็นค่าที่ทำให้อัลกอริทึมทำงานได้ดีที่สุด

##### 4.3.2.1 ระบบที่มีค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ processing gain ต่ำ

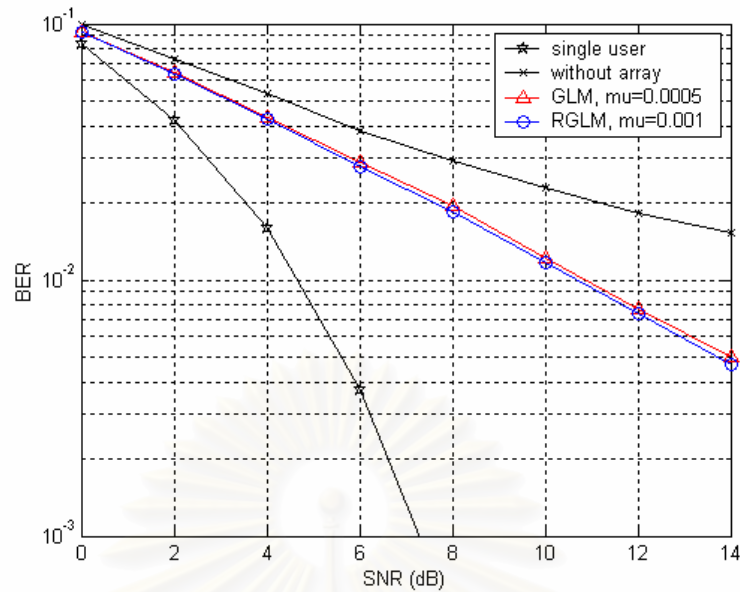
กำหนดให้ความยาวของรหัสสัญญาณรบกวนแบบสุ่มหรือ processing gain เป็น



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 4.26 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับทั้ง 3 แบบ (ก) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 2 (ข) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 4 (ค) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 6

จากการจำลองแบบระบบที่เกิดปัญหาใกล้-ไกลดังที่กำหนดข้างต้น พบว่าในระบบที่มีค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ processing gain ต่ำ อัลกอริทึม GLM จะต้องเปลี่ยนขนาดช่วงก้าวใหม่เมื่อเปลี่ยนจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้ เพื่อให้ได้สมรรถนะของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันที่ดีที่สุด ซึ่งใกล้เคียงกับของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันที่ใช้อัลกอริทึม RGLM ที่ยังคงใช้ขนาดช่วงก้าวเท่าเดิม ไม่ว่าจะใช้องค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเป็นจำนวนเท่าใดก็ตาม

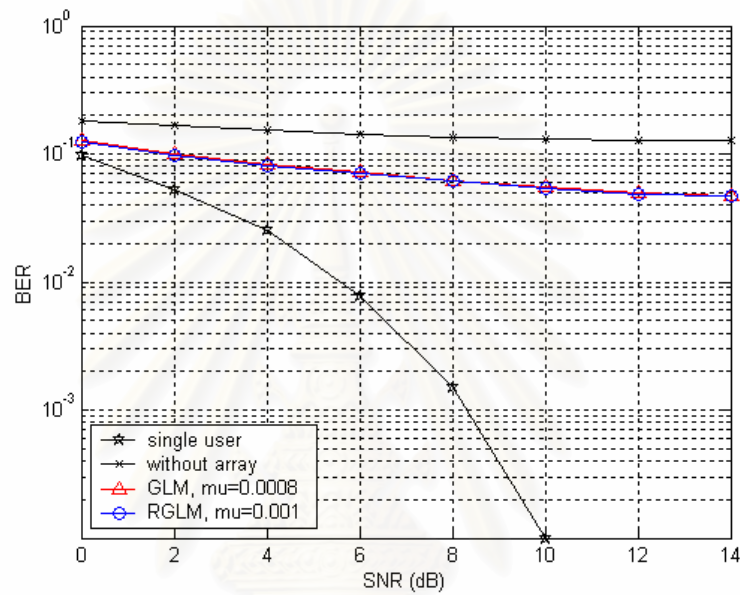
จากการเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่ใช้ระบบสายอากาศผลัดในรูปที่ 4.21 กับรูปที่ 4.26 จะเห็นว่าในระบบที่เกิดปัญหาใกล้-ไกล และมีค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ processing gain ต่ำ เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันที่ใช้ระบบสายอากาศผลัด สามารถลดอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้มากกว่าเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบอิสระต่อกันที่ใช้ระบบสายอากาศผลัด และเครื่องรับแบบธรรมดาใช้ตัวจัดสัญญาณแทรกสอดอย่างขนาน นอกจากนี้ จะเห็นว่าอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่ใช้ระบบสายอากาศผลัดดังรูปที่ 4.26 (ข) ใกล้เคียงกับของเครื่องรับดังกล่าวในระบบที่การควบคุมกำลังของผู้ใช้ทุกคนเป็นไปอย่างถูกต้อง

ดั่งรูปที่ 4.23 ดั่งนั้นจึงกล่าวได้ว่าในระบบที่มีค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ processing gain ต่ำ เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันสามารถจัดผลของปัญหาใกล้-ไกลได้

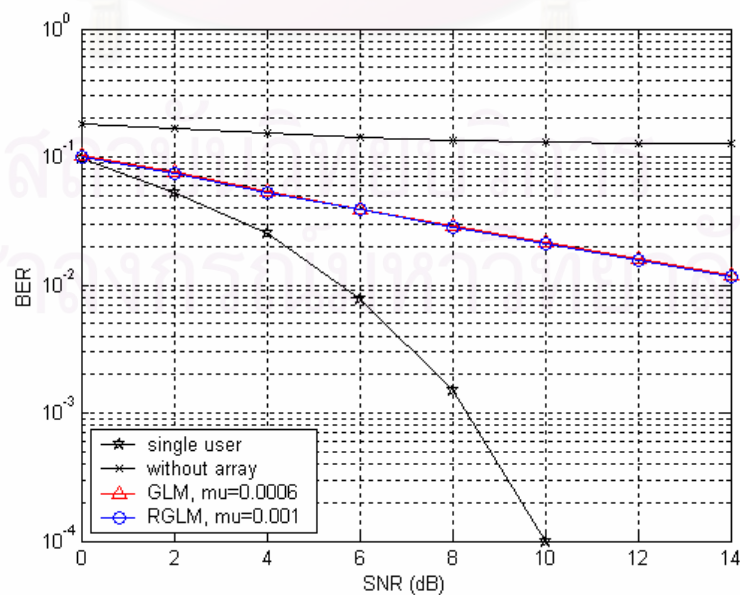
#### 4.3.2.2 ระบบที่มีค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ processing gain สูง

กำหนดให้ความยาวของรหัสสัญญาณรบกวนแบบสุ่มหรือ processing gain เป็น

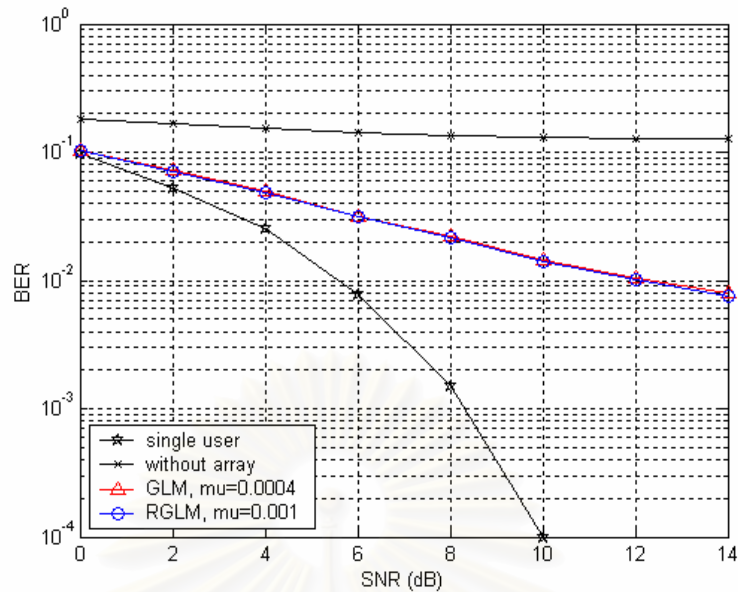
8



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 4.27 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับทั้ง 3 แบบ (ก) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 2 (ข) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 4 (ค) จำนวนองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เท่ากับ 6

จากการจำลองแบบระบบที่เกิดปัญหาใกล้-ไกลดังที่กำหนดข้างต้น พบว่าในระบบที่มีค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ processing gain สูง อัลกอริทึม GLM ยังคงต้องเปลี่ยนขนาดช่วงก้าวใหม่เมื่อเปลี่ยนจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้ เพื่อให้ได้สมรรถนะของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันที่ดีที่สุด ซึ่งใกล้เคียงกับของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันที่ใช้อัลกอริทึม RGLM ที่ยังคงใช้ขนาดช่วงก้าวเท่าเดิม ไม่ว่าจะใช้องค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเป็นจำนวนเท่าใดก็ตาม นอกจากนี้ จากการเปรียบเทียบผลการจำลองแบบในรูปที่ 4.25 กับรูปที่ 4.27 จะเห็นว่าในระบบที่เกิดปัญหาใกล้-ไกล อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ที่เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันทั้ง 3 แบบในระบบที่มีอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ processing gain สูง จะสูงกว่าในระบบที่มีอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ processing gain ต่ำ ไม่ว่าจะใช้องค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเป็นจำนวนเท่าใดก็ตาม เนื่องจากเมื่ออัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ processing gain สูงขึ้น สัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนจะเกิดการแทรกสอดซึ่งกันและกันมากขึ้น ดังนั้นการตัดสินใจบิตข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนจะเชื่อถือได้น้อยลง ทำให้สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นที่ถูกสร้างขึ้นใหม่เพื่อหักลบออกจากสัญญาณรวมที่รับมาได้ผิดพลาดมากขึ้น เป็นผลให้สมรรถนะโดยรวมของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันลดลง

## สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

### 5.1 สรุปผลการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการนำระบบสายอากาศผลาดมาใช้ร่วมกับเครื่องรับของสถานีฐานในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ เพื่อปรับปรุงสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ของผู้ใช้ในช่องสัญญาณเชื่อมโยงขาขึ้น โดยที่ระบบสายอากาศผลาดจะสร้างลำคลื่นโดยใช้การทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนมีค่ามากที่สุดเพื่อให้มีพหุคลื่นหลักชี้ไปยังทิศทางของผู้ใช้ที่ต้องการได้อย่างถูกต้อง ขณะเดียวกันก็จะพยายามขจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น ๆ ออกให้มากที่สุด การสร้างลำคลื่นดังกล่าวสามารถปรับตัวได้แบบบอดโดยอัลกอริทึมสำหรับการแก้ปัญหาค่าเจาะจงที่วางนัยทั่วไปแล้วที่นำประยุกต์ใช้ในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ อย่างไรก็ตาม อัลกอริทึมดังกล่าวยังคงมีความซับซ้อนมาก จึงได้นำเสนออัลกอริทึมใหม่ที่มีความซับซ้อนน้อยกว่ามาก และให้สมรรถนะที่ดีกว่าเมื่อทิศทางการมาถึงของสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการเปลี่ยนแปลง เนื่องจากอัลกอริทึมใหม่ที่นำเสนอสามารถเลือกใช้สัมประสิทธิ์การลี้มได้ นอกจากนี้ เครื่องรับดังกล่าวยังถูกพัฒนาจากเครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคนแบบอิสระต่อกันไปเป็นเครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคนแบบร่วมกัน เพื่อแก้ไขปัญหาทิศทางการมาถึงเหมือนกันระหว่างสัญญาณของผู้ใช้ซึ่งเป็นปัญหาที่เกิดขึ้นตามปกติของระบบสายอากาศผลาด และปัญหาใกล้-ไกล

การจำลองแบบเพื่อเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ที่เครื่องรับของสถานีฐานในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ จะเปรียบเทียบเครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคนซึ่งใช้อัลกอริทึม RGLM ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้กับเครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคนซึ่งใช้อัลกอริทึม GLM [17] ที่นำมาประยุกต์ใช้ในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอ และเครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคนในระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอที่ไม่ใช้ระบบสายอากาศผลาด

ผลการจำลองแบบในกรณีที่เป็นเครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคนแบบอิสระต่อกันได้แสดงให้เห็นว่า ในระบบที่มีการควบคุมกำลังของผู้ใช้ในระบบทุกคนเป็นไปอย่างสมบูรณ์ ทั้งกรณีที่มีสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดมีทิศทางการมาถึงต่างกัน และเหมือนกัน เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM และ GLM ในการสร้างลำคลื่น จะให้อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้เหมือนกัน ซึ่งต่ำกว่าเครื่องรับที่ไม่ใช้ระบบสายอากาศผลาด ไม่ว่าจะจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้จะเป็นเท่าใด อย่างไรก็ตาม ในระบบที่เกิดปัญหาทิศทางการมาถึง



เหมือนกันระหว่างสัญญาณของผู้ใช้ เครื่องรับที่ใช้ระบบสายอากาศฉลาดทั้งอัลกอริทึม RGLM และอัลกอริทึม GLM จะมีสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ด้อยกว่าในระบบที่ไม่เกิดปัญหาดังกล่าว ส่วนในระบบที่เกิดปัญหาใกล้-ไกลนั้น อัลกอริทึม GLM จะต้องเปลี่ยนขนาดช่วงก้าวใหม่เมื่อเปลี่ยนจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้ เพื่อให้ได้สมรรถนะของเครื่องรับที่ดีที่สุด ซึ่งได้เท่ากับของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม RGLM ที่ยังคงใช้ขนาดช่วงก้าวเท่าเดิม ไม่ว่าจะใช้องค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเป็นจำนวนเท่าใดก็ตาม ความจำเป็นที่ต้องเปลี่ยนขนาดของช่วงก้าวที่ใช้ในอัลกอริทึม GLM สามารถอธิบายได้ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 4.2.2 นอกจากนี้ เครื่องรับทุกแบบจะมีสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ด้อยกว่าในระบบที่ไม่เกิดปัญหาดังกล่าว อย่างไรก็ตาม ปัญหาทิศทางการมาถึงเหมือนกันระหว่างสัญญาณของผู้ใช้ที่เกิดขึ้นในระบบสายอากาศฉลาดและปัญหาใกล้-ไกลนี้ สามารถแก้ไขได้โดยใช้เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกัน

ผลการจำลองแบบของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันได้แสดงให้เห็นว่า ในระบบที่มีการควบคุมกำลังของผู้ใช้ในระบบทุกคนเป็นไปอย่างสมบูรณ์ ทั้งกรณีที่อัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ processing gain มีค่าต่ำ และสูง เครื่องรับที่นำเสนอตั้งรูปที่ 3.5 ทั้งที่ใช้อัลกอริทึม RGLM และ GLM จะมีอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ใกล้เคียงกัน ซึ่งต่ำกว่าเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันที่ไม่ใช้ระบบสายอากาศฉลาด ไม่ว่าจะจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้จะเป็นเท่าใด อย่างไรก็ตาม อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ที่เครื่องรับทั้ง 3 แบบในระบบที่มีอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ processing gain สูง จะสูงกว่าในระบบที่มีอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ processing gain ต่ำ เนื่องจากค่าสหสัมพันธ์ข้าม (cross-correlation) ระหว่างรหัสสัญญาณรบกวนสุ่มเทียมของผู้ใช้ที่สูงขึ้น นอกจากนี้ เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันที่ใช้ระบบสายอากาศฉลาด ทั้งในระบบที่สัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดมีทิศทางการมาถึงต่างกันและเหมือนกัน มีสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ใกล้เคียงกันมาก ซึ่งเป็นการยืนยันว่าเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันสามารถจัดปัญหาทิศทางการมาถึงเหมือนกันระหว่างสัญญาณของผู้ใช้ได้เป็นอย่างดี ส่วนในระบบที่เกิดปัญหาใกล้-ไกล ทั้งกรณีที่อัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ processing gain มีค่าต่ำ และสูงอัลกอริทึม GLM จะต้องเปลี่ยนขนาดช่วงก้าวใหม่เมื่อเปลี่ยนจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้ นั่นคือขนาดช่วงก้าวที่ใช้ต้องลดลงเมื่อใช้จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับมากขึ้น เพื่อให้ได้สมรรถนะของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันที่ดีที่สุด ซึ่งใกล้เคียงกับของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันที่ใช้อัลกอริทึม RGLM ที่ยังคงใช้ขนาดช่วงก้าวเท่าเดิม ไม่ว่าจะใช้องค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเป็น

จำนวนเท่าใดก็ตาม นอกจากนี้ เครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคนแบบร่วมกันนั้นสามารถจัดผลของปัญหาใกล้-ไกลได้ดีในระบบที่มีค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ processing gain ต่ำ

## 5.2 ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต

งานที่ควรศึกษาหรือพัฒนาต่อไปในอนาคต ได้แก่

- ปรับปรุงโครงสร้างของเครื่องรับที่ใช้ระบบสายอากาศฉลาดโดยนำเอาเทคนิคการรับอย่างแตกต่าง (diversity reception) มาใช้ร่วมด้วย เพื่อเพิ่มสมรรถนะของเครื่องรับ [49]
- ศึกษาและนำกรรมวิธีต่าง ๆ ที่ใช้ในการประมาณช่องสัญญาณสำหรับระบบมัลติแคเรียร์ ซีดีเอ็มเอในช่องสัญญาณเชื่อมโยงขาขึ้น เพื่อให้ประมาณช่องสัญญาณที่ได้จำลองขึ้นในเครื่องรับที่ใช้ระบบสายอากาศฉลาด



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## รายการอ้างอิง

1. Rappaport, T. S. Wireless communication, principle and practice. New Jersey: Prentice-Hall, 1996.
2. Yee, N., Linnartz, J. -P., and Fettweis, G. Multi-carrier CDMA in indoor wireless radio networks. Proceedings of Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (September 1993): 109-113.
3. Hara, S. and Prasad, R. Overview of multicarrier CDMA. IEEE Communications Magazine 35, No. 12 (December 1997): 126-133.
4. Proakis, J. G. Digital communications. 4 th ed. New York: McGraw-Hill, 2001.
5. Liberti, J. C., Jr. and Rappaport, T. S. Smart antennas for wireless communication: IS-95 and third generation CDMA application. New Jersey: Prentice-Hall, 1999.
6. Widrow, B., Mantey, P. E., Griffiths, L. J., and Goode, B. B. Adaptive antenna systems. Proceedings of IEEE 55 (December 1967): 2143-2159.
7. Frost, O. L. and III. An algorithm for linearly constrained adaptive array processing. Proceedings of IEEE 60 (August 1972): 926-935.
8. Haykin, S. Adaptive filter theory. 3 rd ed. New Jersey: Prentice-Hall, 1996.
9. Cox, H., Zeskind, R. M., and Owen, M. M. Robust adaptive beamforming. IEEE Transactions on Acoustic, and Speech, Signal Processing 35 (October 1987): 1365-1376.
10. Bresler, Y., Reddy, V. U., and Kailath, T. Optimum beamforming for coherent signal and interferers. IEEE Transactions on Acoustic, Speech, and Signal Processing 36 (June 1988): 833-843.
11. Reddy, V. U., Paulraj, A., and Kailath, T. Performance analysis of the optimum beamformer in the presence of correlated sources and its behavior under spatial smoothing. IEEE Transactions on Acoustic, Speech, and Signal Processing 35 (July 1987): 1987.
12. Treichler, J. R. and Agee, B. G. A new approach to multipath correction of constant modulus signals. IEEE Transactions on Acoustic, Speech, and Signal Processing 31 (April 1983): 459-471.

13. Gooch, R. P. and Lundell, J. D. The CM array: An adaptive beamformer for constant modulus signals. Proceedings of IEEE International Conference on Acoustic, Speech, and Signal Processing (April 1986): 2523-2526.
14. Agee, B. G., Schell, S. V., and Gardner, W. A. Spectral self-coherence restoration: A new approach to blind adaptive signal extraction using antenna arrays. Proceedings of IEEE 78, No. 4 (April 1990): 753-767.
15. Talwar, S., Viberg, M., and Paulraj, A. Blind estimation of multiple co-channel digital signals arriving at an antenna array. The Twenty-Seventh Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers 1 (November 1993): 349-353.
16. Naguib, A. F. and Paulraj A. Recursive adaptive beamforming for wireless CDMA. Proceedings of IEEE International Conference on Communications 3 (June 1995): 1515-1519.
17. Choi, S., Choi, J., Im, H., and Choi, B. A novel adaptive beamforming algorithm for antenna array CDMA systems with strong interferers. IEEE Transactions on Vehicular Technology 51, No. 5 (September 2002): 808-816.
18. Hara, S. and Prasad R. Design and performance of multicarrier CDMA system in Frequency- Selective Rayleigh fading channels. IEEE Transactions on Vehicular Technology 48, No. 5 (September 1999): 1584-1595.
19. Torlak, M., Kim, S. -Y., Kang, J., and Li, H. Performance of MC-CDMA systems using antenna arrays. The Thirty-Third Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers 1 (October 1999): 179-182.
20. Tian, Q. and Letaief, K. B. The performance of multi-carrier CDMA with base station antenna arrays in fading channels. Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference-Spring 2 (May 2000): 1498-1502.
21. Kim, C. K. and Cho, Y. S. Performance of a wireless MC-CDMA system with an antenna array in a fading channel: Reverse link. IEEE Transactions on Communications 48, No. 8 (August 2000): 1257-1261.
22. Junqiang, L., Letaief, K. B., and Zhigang, C. A group oriented multiuser detection with beamforming for multicarrier CDMA systems. Proceedings of IEEE Global Communications Conference 2 (November 2001): 733-737.
23. Kim, C. K., Kim, M. T., and Cho, Y. S. An adaptive beamforming algorithm for MC-

- CDMA system with antenna array. Proceedings of IEEE International Conference on Communications 2 (June 2000): 995-999.
24. Tsai, J. and Woerner, B. D. Performance of combined MMSE beamforming with parallel interference cancellation for overloaded OFDM-CDMA systems. Proceedings of IEEE Military Communications Conference 1 (October 2002): 748-752.
  25. Venkatasubramanian, R., Tsai, J., Buehrer, R. M. Beam-forming for MC-CDMA. Proceedings of IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems 3 (August 2002): 441-444.
  26. Tuan, L. M., Su, P. V., Kim, J., and Yoon, G. An adaptive beamforming algorithm for antenna array applied to an MC-CDMA system with co-channel interference. Proceedings of 3rd IEEE International Conference on Microwave and Millimeter wave Technology (August 2002): 742-746.
  27. Tuan, L. M., Su, P. V., Kim, J., and Yoon, G. An MMSE-based beamforming algorithm for smart antenna applied to an MC-CDMA system with co-channel interference. Proceedings of IEEE International Conference on Communications 2 (November 2002): 1252-1256.
  28. Sigdel, S., Ahmed, K. M., and Rajatheva, R. M. A. P. Performance evaluation of multicarrier CDMA uplink system with antenna array and multiuser detection over correlated multipath channel. Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference-Fall 4 (September 2002): 1958-1962.
  29. Choi, S. and Shim, D. A novel adaptive beamforming algorithm for a smart antenna system in a CDMA mobile communication environment. IEEE Transactions on Vehicular Technology 49, No. 5 (September 2000): 1793-1806.
  30. Van Trees, H. L. Optimum array processing. Part IV of Detection, Estimation, and Modulation theory. NY: John Wiley & Sons, 2002.
  31. Rong, Z. Simulation of adaptive array algorithms for CDMA systems. Master of Science Thesis, Bradley Department of Electrical Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, 1996.
  32. ณัฐพล ผิวผ่อง. การสร้างลำคลื่นปรับตัวได้แบบบอดโดยใช้ข้อมูลการดีสเปรด-รีสเปรดสำหรับการดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนในช่องสัญญาณขาขึ้นของระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาร์.



วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, คณะ  
วิศวกรรมศาสตร์, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2546.

33. Litva, J. and Lo, T. K. Digital beamforming in wireless communications. Boston, MA: Artech House, 1996.
34. Ertel, R. B. Antenna Array Systems: Propagation and performance. Doctor of Philosophy Dissertation, Bradley Department of Electrical Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, 1999.
35. Golub, G. H. and Loan, C. F. V. Matrix computations. Baltimore, MD: John Hopkins University Press, 1989.
36. Chong, E. K. P. and Zak, S. H. An introduction to optimization. 2<sup>nd</sup> ed. NY: John Wiley & Sons, 2001.
37. Akhter, M. S. Signal processing for MC-CDMA. Master of Engineering Dissertation, Faculty of Information Technology, School of Physics and Electronics Engineering, The University of South Australia, 1998.
38. Purwoko, A., Attallah, S., and Zoubir, A. M. Performance enhancement of adaptive blind multiuser detection for MC-CDMA using antenna arrays. Proceedings of IEEE Workshop on Sensor Array and Multichannel Signal Processing (August 2002): 288-292.
39. Kim, D. -J., Kim, J. -E., and Kang, C. -E. The new approach to mitigate MAI in MC-CDMA systems. Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference-Fall 1 (September 1999): 171-175.
40. Duel-Hallen, A., Holtzman, J., and Zvonar, Z. Multiuser detection for CDMA systems. IEEE Personal Communications magazine 2, 2 (April 1995): 46-58.
41. Xue, G., Weng, J., Le-Ngoc, T., and Tahar, S. Adaptive multistage parallel interference cancellation for CDMA. IEEE Journal on selected areas in Communications 17, No. 10 (October 1999): 1815-1827.
42. Divsalar, D., Simon, M. K., and Raphaeli, D. Improved parallel interference cancellation for CDMA. IEEE Transactions on Communications 46, No. 2 (February 1998): 258-268.
43. Choi, J. Pilot channel-aid techniques to compute the beamforming vector for CDMA systems with antenna array. IEEE Transactions on Vehicular Technology 49,



- No.5 (September 2000): 1760-1775.
44. Choi, S. and Yun, D. Design of an adaptive antenna array for tracking the source of maximum power and its application to CDMA mobile communications. IEEE Transactions on Antenna and Propagations 45, No. 9 (September 1997): 1393-1404.
45. Burden, R. L. and Faires, J. D. Numerical analysis. Boston, MA: PWS-Kent Publishers, 1989.
46. Morgan, D. R. Downlink adaptive array algorithms for cellular mobile communications. IEEE Transactions on Communications 51, No. 3 (March 2003): 476-488.
47. Yang, B. Projection approximation subspace tracking. IEEE Transactions on Signal Processing 43, No. 1 (January 1995): 95-107.
48. Hua, Y., Xiang, Y., Chen, T., Abed-Meraim, K., and Miao, Y. Natural power method for fast subspace tracking. Proceedings of IEEE Workshop on Neural Networks for Signal Processing (August 1999): 176-185.
49. Maichalernnukul, K. and Jitapunkul, S., MC-CDMA uplink performance with blind beamforming and space diversity reception. Proceeding of the fourteenth Annual MPRG/Virginia Tech Symposium on Wireless Personal Communications (June 2004): 184-189.



ภาคผนวก

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## บทความทางวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่

1. Maichalernnukul, K. and Jitapunkul, S. A Novel Blind Adaptive Beamforming Algorithm for Smart Antenna in MC-CDMA Uplink System. Proceedings of IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), Barcelona, Spain, September 2004.
2. Maichalernnukul, K. and Jitapunkul, S. A Combined Blind Beamforming and Interference Cancellation Scheme for a Smart Antenna System in MC-CDMA Base Station Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference-Fall (VTC-Fall), Los Angeles, USA, September 2004.



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

# A NOVEL BLIND ADAPTIVE BEAMFORMING ALGORITHM FOR SMART ANTENNA IN MC-CDMA UPLINK SYSTEM

Kiattisak Maichalernnukul<sup>1</sup>, Somchai Jitapunkul<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Chulalongkorn University, Patumwan 10330 Bangkok, Thailand, kiattisak.m@student.chula.ac.th

<sup>2</sup> Chulalongkorn University, Patumwan 10330 Bangkok, Thailand, somchai.j@chula.ac.th

**Abstract** - This paper presents a novel blind adaptive beamforming algorithm based on Maximum Signal-to-Interference-and-Noise Ratio (MSINR) criterion for MC-CDMA uplink system with antenna array. The proposed algorithm namely Recursive Generalized Lagrange Multiplier (RGLM) method has lower computational complexity than the well-known GLM method. Our simulation results show that the proposed algorithm has fast convergence and tracking property. Moreover, it can achieve better BER performance compared to the GLM method although in near-far effect environment.

**Keywords** - Antenna array, beamforming algorithm, MC-CDMA.

## I. INTRODUCTION

In the future, wireless communication system must support the demand of a large number of users and high data rate transmission such as multimedia data. The DS-CDMA (Direct-Sequence Code-Division Multiple-Access) technique can meet requirement above. However, it suffers from InterSymbol Interference (ISI) due to multipath signal and interference from other users in the system. In DS-CDMA receiver system, ISI can be reduced by using a RAKE receiver but the complexity of the receiver will increase exponentially as the data transmission rate increases. To overcome this problem, the MultiCarrier CDMA (MC-CDMA) scheme has been proposed [1], [2]. The MC-CDMA is the combination of CDMA scheme and Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) technique, so ISI can be reduced when data is transmitted at higher rate.

The combination between MC-CDMA receiver system and antenna array has been analyzed and confirmed that it can improve the performance of MC-CDMA receiver in terms of Bit Error Rate (BER) [3], [4], [5]. Recently, a number of beamforming techniques for antenna array applied to MC-CDMA receiver system have been proposed in [6], [7], [8], [9]. In [6], [7], [8], however, they need pilot symbols or have to give up some part of a time slot for training signal interval. In [9], the beamforming algorithm also requires the knowledge of the direction of arrival of all users.

To overcome those disadvantages, we apply blind beamforming based on MSINR criterion to MC-CDMA

uplink system and propose a new low-complexity beamforming algorithm called Recursive Generalized Lagrange Multiplier (RGLM) algorithm. We demonstrate that the proposed method has more reliable convergence speed and better BER performance than a popular simplified SINR beamforming algorithm in [15].

This paper is organized as follows. Section 2 describes an MC-CDMA uplink system with antenna array. In section 3, the MSINR beamforming for MC-CDMA and the proposed algorithm is derived. The simulation results are given in section 4. Finally, the conclusions are made in section 5.

## II. AN MC-CDMA SYSTEM WITH ANTENNA ARRAY IN UPLINK

We assume that the antenna array with  $L$  elements to receive and transmit signals from and to the mobile station is employed only at the base station due to practical difficulties implementing antenna array at the mobile unit. For convenience in reverse-link analysis, we will use the discrete-time baseband model for both transmitter (mobile unit) and receiver (base station) of MC-CDMA system and not consider cyclic prefix in addition.

In the transmitter, the frequency-domain signal symbols of each user are multiplied by the corresponding Walsh Hadamard code assigned to each user and transformed into the time-domain signal by the Inverse Fast Fourier Transform (IFFT). The  $l$ -th sample during the  $n$ -th transmitted data symbol  $b_k(n)$  of the  $k$ -th user with its duration  $T_b$  can be expressed as

$$u_{k,l}(n) = \sum_{m=0}^{N-1} \sqrt{\varepsilon_k} b_k(n) c_k(m) \exp\left(\frac{j2\pi ml}{N}\right); l=0, \dots, N-1 \quad (1)$$

where  $\varepsilon_k$  is the bit or symbol energy of the  $k$ -th user,  $c_k(m)$  is the  $m$ -th chip of the spreading code for the  $k$ -th user and  $N$  is the processing gain. Binary Phase Shift Keying (BPSK) is used as the modulation method.

With uplink transmission, we consider independent frequency selective Rayleigh fading channels for each user. However, it is assumed that each subcarrier experiences a non-selective Rayleigh fading channel. This assumption can be guaranteed by properly selecting the number of subcarriers. Assuming flat fading at the subcarriers, the slow

Rayleigh fading can be represented as [10]

$$h_{k,m} = \rho_{k,m} \exp(-j\varphi_{k,m}) \quad (2)$$

where  $\rho_{k,m}$  is i.i.d. Rayleigh random variable and  $\varphi_{k,m}$  is i.i.d. uniform random variable over  $[-\pi, \pi]$ .

The structure of the proposed MC-CDMA receiver with antenna array is shown in Fig. 1. In this paper, we use Equal-Gain Combining (EGC) for diversity in the receiver [1], [2]. The received signal at the output of antenna array can be written as

$$\mathbf{x}_l(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{a}(\phi_k) \sqrt{\varepsilon_k} b_k(n) \sum_{m=0}^{N-1} h_{k,m} c_k(m) \exp\left(\frac{j2\pi ml}{N}\right) + \mathbf{v}_l(n) \quad (3)$$

where  $l=0, \dots, N-1$ ,  $\mathbf{x}_l(n)$  is a  $L \times 1$  vector of sensor array in  $n$ -th bit interval,  $K$  is the number of users per cell,  $\mathbf{a}(\phi_k)$  is the direction vector of the  $k$ -th user which impinges on  $L$  antenna elements with angle  $\phi_k$ , and  $\mathbf{v}_l(n)$  represents Additive White Gaussian Noise (AWGN) vector with power  $\sigma_n^2$ .

After the Fast Fourier Transform (FFT), the received signal vector in the frequency-domain is given by

$$\mathbf{x}_m(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{a}(\phi_k) \sqrt{\varepsilon_k} b_k(n) h_{k,m} c_k(m) + \mathbf{n}_m(n) \quad (4)$$

where  $\mathbf{n}_m(n)$  is the FFT of the AWGN.

Each receiver is assumed code locked onto the corresponding user. Assuming that the amplitude and phase response of a channel is time-invariant during symbol duration and the receiver is synchronized with the desired user ( $k=0$ ), the output of MC-CDMA receiver can be expressed as

$$\mathbf{z}(n) = \sum_{m=0}^{N-1} \mathbf{x}_m(n) c_0(m) \exp(j\hat{\varphi}_{0,m}) \quad (5)$$

where  $\hat{\varphi}_{0,m}$  is the estimated phase of the desired signal at the  $m$ -th subcarrier. Assuming that perfect correction ( $\hat{\varphi}_{0,m} = \varphi_{0,m}$ ) is made, the output reduces to

$$\begin{aligned} \mathbf{z}(n) = & \mathbf{a}(\phi_0) \sqrt{\varepsilon_0} b_0(n) \sum_{m=0}^{N-1} \rho_{0,m} \\ & + \sum_{k=1}^{K-1} \mathbf{a}(\phi_k) \sqrt{\varepsilon_k} b_k(n) \sum_{m=0}^{N-1} c_k(m) c_0(m) \rho_{k,m} \exp(j\tilde{\varphi}_{k,m}) \\ & + \sum_{m=0}^{N-1} c_0(m) \mathbf{n}_m(n) \exp(j\varphi_{0,m}) \end{aligned} \quad (6)$$

where  $\tilde{\varphi}_{k,m} = \varphi_{0,m} - \varphi_{k,m}$ .

### III. BLIND BEAMFORMING ALGORITHMS FOR MC-CDMA

#### A. Blind beamforming: MSINR criterion

Our purpose is to find the weight vector  $\mathbf{w}$  that maximizes the SINR at the array output. From (4) and (6), the output of MC-CDMA receiver can be rewritten as

$$\mathbf{z}(n) = \mathbf{d}(n) + \mathbf{u}(n) \quad (7)$$

where  $\mathbf{d}(n)$  and  $\mathbf{u}(n)$  denote the desired and undesired signal vector, respectively. It means that the signal vector transmitted from the 0-th user contains the information of the symbol and the undesired signal vector is the sum of interfering signal vectors from other users and noise vector. Then, the optimal weight vector for (7) under the MSINR criterion can be found as

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{MSINR} = & \arg \max_{\mathbf{w}} \frac{E[\mathbf{w}^H \mathbf{d}(n) \mathbf{d}^H(n) \mathbf{w}]}{E[\mathbf{w}^H \mathbf{u}(n) \mathbf{u}^H(n) \mathbf{w}]} \\ = & \arg \max_{\mathbf{w}} \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{dd} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{uu} \mathbf{w}} \end{aligned} \quad (8)$$

where  $\mathbf{R}_{dd}$  and  $\mathbf{R}_{uu}$  are the autocovariance matrices of the desired and undesired signals, respectively. From (7), it is obvious that the optimal weight vector is the eigenvector corresponding to the largest eigenvalue  $\lambda_{\max}$  of the Generalized Eigenvalue (GE) problem [11]:

$$\mathbf{R}_{dd} \mathbf{w}_{MSINR} = \lambda_{\max} \mathbf{R}_{uu} \mathbf{w}_{MSINR} \quad (9)$$

Unfortunately, since the desired and undesired components cannot be separated at the receiver, it seems to be impossible to find by solving (9). However, it can be shown that  $\mathbf{R}_{dd}$  and  $\mathbf{R}_{uu}$  can be obtained from the vectors  $\{\mathbf{x}_m(n)\}_{m=0}^{N-1}$  and  $\mathbf{z}(n)$ . Provided that the received signals are uncorrelated and wide-sense stationary, we can express the autocovariance matrix of received data as follows:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{xx} = & E[\mathbf{X}(n) \mathbf{X}^H(n)] \\ = & \mathbf{a}(\phi_0) \mathbf{a}^H(\phi_0) \varepsilon_0 \sum_{m=0}^{N-1} E[\rho_{0,m}^2] \\ & + \left\{ \sum_{k=1}^{K-1} \mathbf{a}(\phi_k) \mathbf{a}^H(\phi_k) \varepsilon_k \sum_{m=0}^{N-1} E[\rho_{k,m}^2] + N\sigma_n^2 \mathbf{I} \right\} \\ = & \mathbf{R}_{dd} + \mathbf{R}_{uu} \end{aligned} \quad (10)$$

where  $\mathbf{X}(n) = [\mathbf{x}_0(n), \dots, \mathbf{x}_{N-1}(n)]$ .

Also, the autocovariance matrix of  $\mathbf{z}(n)$  can be written as

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{zz} = & E[\mathbf{z}(n) \mathbf{z}^H(n)] \\ = & \mathbf{a}(\phi_0) \mathbf{a}^H(\phi_0) \varepsilon_0 \left( E \left[ \sum_{m=0}^{N-1} \rho_{0,m} \right] \right)^2 \\ & + \sum_{k=1}^{K-1} \mathbf{a}(\phi_k) \mathbf{a}^H(\phi_k) \varepsilon_k \sum_{m=0}^{N-1} E[\rho_{k,m}^2] + N\sigma_n^2 \mathbf{I} \end{aligned} \quad (11)$$



Since  $\{\rho_{0,m}\}_{m=0}^{N-1}$  are i.i.d. Rayleigh random variables, the distribution of the term  $\sum_{m=0}^{N-1} \rho_{0,m}$  can be approximated by applying the Central Limit Theorem (CLT) for the limiting case of large  $N$  [1]. Using the CLT results in the mean and second moment of  $\sum_{m=0}^{N-1} \rho_{0,m}$  as

$$\mu_{\rho_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} N \sum_{m=0}^{N-1} E[\rho_{0,m}^2]}, \quad \sigma_{\rho_0}^2 = \left(2 - \frac{\pi}{2}\right) \sum_{m=0}^{N-1} E[\rho_{0,m}^2] \quad (12)$$

respectively. Then, the term in (11) is simplified as

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{zz} &= \frac{\pi}{2} N \mathbf{a}(\phi_0) \mathbf{a}^H(\phi_0) \varepsilon_0 \sum_{m=0}^{N-1} E[\rho_{0,m}^2] \\ &+ \left\{ \sum_{k=1}^{K-1} \mathbf{a}(\phi_k) \mathbf{a}^H(\phi_k) \varepsilon_k \sum_{m=0}^{N-1} E[\rho_{k,m}^2] + N \sigma_n^2 \mathbf{I} \right\} \quad (13) \\ &= \frac{\pi}{2} N \mathbf{R}_{dd} + \mathbf{R}_{uu}. \end{aligned}$$

From (10) and (13), we have

$$\mathbf{R}_{dd} = \frac{\mathbf{R}_{zz} - \mathbf{R}_{xx}}{\left(\frac{\pi}{2} N - 1\right)}, \quad \mathbf{R}_{uu} = \frac{\frac{\pi}{2} N \mathbf{R}_{xx} - \mathbf{R}_{zz}}{\left(\frac{\pi}{2} N - 1\right)}. \quad (14)$$

Consequently, the autocovariance matrices of the desired and undesired signals are estimated from  $\mathbf{R}_{xx}$  and  $\mathbf{R}_{zz}$ . In practical environments, however, the beamforming vector derived from (9) and (14) cannot be close to the true  $\mathbf{w}_{MSINR}$  due to the estimation errors of the estimated  $\mathbf{R}_{dd}$  and  $\mathbf{R}_{uu}$  [12]. It leads to beamforming performance degradation. To overcome this problem, we use an alternative functional to find the optimal weight vector. By utilizing the expressions given by (10) and (13), it is straight forward to show that

$$\begin{aligned} \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{zz} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}} &= \frac{\pi}{2} N - \frac{\frac{\pi}{2} N - 1}{\left(\frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{dd} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{uu} \mathbf{w}}\right) + 1} \quad (15) \\ &= \frac{\pi}{2} N - \frac{\frac{\pi}{2} N - 1}{SINR + 1} \end{aligned}$$

for any  $\mathbf{w}$  except for  $\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} = 0$ . If  $\mathbf{R}_{xx}$  is full rank, (15) holds for any  $\mathbf{w} \neq \mathbf{0}$ . Hence, any weight vector that maximizes  $\frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{zz} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}}$  ultimately maximizes SINR.

Therefore, the optimal weight can be found as

$$\mathbf{w}_{MSINR} = \arg \max_{\mathbf{w}} \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{zz} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}} \quad (16)$$

and it is the eigenvector corresponding to the maximum eigenvalue of the following GE problem:

$$\mathbf{R}_{zz} \mathbf{w}_{MSINR} = \lambda_{\max} \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}_{MSINR}. \quad (17)$$

### B. Proposed algorithm of adaptive beamforming

The Generalized Power (GP) method [13] is a well-known iterative technique to solve the GE problem. However, it is evident that the GP method involves a lot of computation (e.g., Cholesky factorization requires computational complexity of  $O(L^3/3)$  [14], where  $L$  denotes the number of the antenna elements in the array system) and consequently may not be practical for real time implementation. The Generalized Lagrange Multiplier (GLM) method [15] is computationally simpler than GP algorithm, i.e., it requires  $O((N^2 + 3N + 4)L + N^2 + 4N)$  to solve the GE problem in MC-CDMA case. The adaptive procedure of the GLM method is illustrated in the flowchart of Fig. 2. However, its performance is degraded due to computation load reduction by employing the instantaneous estimation of the autocovariance matrices. In this subsection, we will propose a new adaptive algorithm, namely Recursive Generalized Lagrange Multiplier (RGLM) method.

In order to find the optimal weight vector in (17), we search for the weight vector that maximizes the following functional

$$f(\mathbf{w}) = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{zz} \mathbf{w} + \gamma(1 - \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}) \quad (18)$$

where  $\gamma$  is the Lagrange multiplier for the constraint  $\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} = 1$ . The method of steepest ascent is applied to iteratively find the target eigenvector. Then, the weight vector is updated as

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu [\mathbf{R}_{zz}(n) \mathbf{w}(n) - \gamma(n) \mathbf{R}_{xx}(n) \mathbf{w}(n)] \quad (19)$$

where  $\mu$  is the step size that is small enough for the convergence. To account for channel variation, the autocovariance matrices are estimated as

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{zz}(n) &= f \mathbf{R}_{zz}(n-1) + \mathbf{z}(n) \mathbf{z}^H(n) \quad (20) \\ \mathbf{R}_{xx}(n) &= f \mathbf{R}_{xx}(n-1) + \mathbf{X}(n) \mathbf{X}^H(n) \end{aligned}$$

where  $f$  is the forgetting factor between 0 and 1.

Since the functional  $f(\mathbf{w})$  is maximum when the Lagrange multiplier  $\gamma$  is the largest eigenvalue and consequently  $\mathbf{w}$  is the corresponding eigenvector, we can compute  $\gamma(n)$  in the recursive form as

$$\gamma(n) = \frac{\mathbf{w}(n) \mathbf{R}_{zz}(n) \mathbf{w}(n)}{\mathbf{w}(n) \mathbf{R}_{xx}(n) \mathbf{w}(n)}. \quad (21)$$

Note that (19), (20) and (21) require a lot of matrix multiplications. We can reduce the computational complexity of the algorithm by utilizing (21). Defining  $\gamma_z(n) = \mathbf{w}(n) \mathbf{R}_{zz}(n) \mathbf{w}(n)$  and  $\gamma_x(n) = \mathbf{w}(n) \mathbf{R}_{xx}(n) \mathbf{w}(n)$ , we can rewrite (20) as



$$\gamma(n) = \frac{\gamma_z(n)}{\gamma_x(n)} \quad (22)$$

and we get

$$\begin{aligned} \gamma_z(n) &\approx f \mathbf{w}(n-1) \mathbf{R}_{zz}(n-1) \mathbf{w}(n-1) + \mathbf{w}(n) \mathbf{z}(n) \mathbf{z}^H(n) \mathbf{w}(n) \\ &= f \gamma_z(n-1) + |\eta(n)|^2 \end{aligned} \quad (23)$$

where  $\eta(n) = \mathbf{z}^H(n) \mathbf{w}(n)$ , and

$$\begin{aligned} \gamma_x(n) &\approx f \mathbf{w}(n-1) \mathbf{R}_{xx}(n-1) \mathbf{w}(n-1) + \mathbf{w}(n) \mathbf{X}(n) \mathbf{X}^H(n) \mathbf{w}(n) \\ &= f \gamma_x(n-1) + \xi^H(n) \xi(n) \end{aligned} \quad (24)$$

where  $\xi(n) = \mathbf{X}^H(n) \mathbf{w}(n)$ . Following similar procedure, the weight update equation can be simplified to the few steps as follows:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(n+1) &= \mathbf{w}(n) + \mu [v(n) - \gamma(n) \kappa(n)] \\ v(n) &= f v(n-1) + \eta(n) \mathbf{z}(n) \\ \kappa(n) &= f \kappa(n-1) + \mathbf{X}(n) \xi(n) \\ v(0) &= \eta(0) \mathbf{z}(0); \kappa(0) = \mathbf{X}(0) \xi(0) \end{aligned} \quad (25)$$

Fig. 3 shows the flowchart of the propose algorithm. We can observe that the computational complexity of the RGLM method is  $O((2N+5)L+0.5N)$ . Then, the RGLM method has the computational complexity that is linear with the number of antenna elements and less than the GLM method.

#### IV. SIMULATION RESULTS

The RGLM and GLM method have been applied to MC-CDMA uplink system. We use a 6-element uniform linear array with half-wavelength spacing between the elements. A three-sector per cell environment is assumed so that the users are distributed within  $[-60^\circ, 60^\circ]$ . The system utilizes Walsh-Hadamard codes of length  $N=16$  as spreading codes. The number of users is 16. The channel is assumed to be slow Rayleigh fading with AWGN. We assume that the perfect phase correction of the desired user signal due to fading channel is made.

##### A. Convergence rate and tracking capability

Fig. 4 compares convergence curves of our proposed algorithm with the GLM method. The users are uniformly distributed in a sector. Perfect power control is assumed and Signal-to-Noise Ratio (SNR) is set to 4 dB. We can see that the average BER of the RGLM method converges to its steady-state value after about 100 iterations whereas the same for the GLM method takes more than 500 iterations to converge.

Because of the movement of the mobile station, the adaptive algorithm must be able to track the desired signal source. We investigated the tracking capability of our proposed method in a scenario where the Direction Of Arrival (DOA) of the desired signal changes  $0.1^\circ$  at every snapshot and the

interferers are randomly distributed within  $[-60^\circ, 60^\circ]$ . Fig. 5 compares the main lobe direction of the antenna array with the arrival angle of desired signal for a typical trial. We can observe that the proposed algorithm can track the change in the desired signal direction accurately even for this total SINR of -11.83 dB. The average different of the estimated and exact angle of arrival for 10,000 independent runs is  $0.328^\circ$  which is small compared to the half-power beamwidth [11] of the linear array.

##### B. BER performance

In this subsection, we present simulation results that illustrate the BER performance of the proposed algorithm in a MC-CDMA reverse-link system. We consider 16 mobiles uniformly distributed within the sector. Fig. 6 compares the average BER of different algorithms as a function of the SNR in perfect power control environment. We can observe that the proposed method outperforms the GLM method. This is due to the fact that the contribution from previous samples is retained in the implicit estimate of the autocovariance matrix in the RGLM method whereas the GLM method is simplified by employing the instantaneous approximation of the autocovariance matrices. The BER performance comparison in near-far situation (i.e., Signal-to-Interference Ratio (SIR) = -10 dB for every SNR) is shown in Fig. 7. It is clear that the proposed algorithm provides a significant performance improvement over GLM method.

#### V. CONCLUSIONS

A new efficient adaptive algorithm to solve the GE problem for MSINR beamforming applicable for the MC-CDMA uplink system was derived. The effectiveness of the algorithm has been confirmed by a series of simulation. Furthermore, the computational complexity of the proposed algorithm is linear with the number of antenna elements and less than the GLM method, so it is practically interesting to implement with the MC-CDMA receiver system at base station.

#### ACKNOWLEDGEMENTS

The authors would like to thank the government research and development in cooperative project between Electrical Engineering Department and Private Sector for supporting this work.

#### REFERENCES

- [1] N. Yee, J.-P. Linnartz, and G. Fettweis, "Multi-carrier CDMA in Indoor Wireless Radio Networks," in *Proceeding IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pp. 109-113, September 1993.

- [2] S. Hara and R. Prasad, "Overview of Multicarrier CDMA," *IEEE Communications Magazine*, vol. 35, no. 12, pp. 126-133, December 1997.
- [3] M. Torlak, S.-Y. Kim, J. Kang, G. Xu, and H. Li, "Performance of MC-CDMA Systems Using Antenna Arrays," in *Proceeding 33<sup>th</sup> Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers*, vol. 1, pp. 179-182, October 1999.
- [4] C. K. Kim and Y. S. Cho, "Performance of a Wireless MC-CDMA System with an Antenna Array in a Fading Channel: Reverse Link," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 8, pp. 1257-1261, August 2000.
- [5] Q. Tian and K. B. Letaief, "The Performance of Multicarrier CDMA with Base Station Antenna Arrays in Fading Channels," in *Proceeding IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pp. 1498-1502, May 2002.
- [6] C. K. Kim, M. T. Kim, and Y. S. Cho, "An Adaptive Beamforming Algorithm for MC-CDMA System with Antenna Array," in *Proceeding IEEE International Conference on Communications*, vol. 2, pp. 995-999, June 2000.
- [7] J. Tsai and B. D. Woerner, "Performance of Combined MMSE Beamforming with Parallel Interference Cancellation for Overloaded OFDM-CDMA Systems," in *Proceeding IEEE Military Communications Conference*, vol. 1, pp. 748-752, October 2002.
- [8] L. M. Tuan, P. V. Su, J. Kim, and G. Yoon, "An MMSE-based Beamforming Algorithm for Smart Antenna Applied to an MC-CDMA System with Co-channel Interference," in *Proceeding IEEE International Conference on Communications*, vol. 2, pp. 1252-1256, November 2002.
- [9] L. Junqiang, K. B. Letaief, and C. Zhigang, "A Group Oriented Multiuser Detection with Beamforming for Multicarrier CDMA Systems," in *Proceeding IEEE Global Communications Conference*, vol. 2, pp. 733-737, November 2001.
- [10] J. G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, NY, 2001.
- [11] John Litva and T. K. Lo, *Digital Beamforming in Wireless Communications*, Artech House Publishers, Boston, MA, 1996.
- [12] J. Choi, "Pilot Channel-aided Techniques to Compute the Beamforming Vector for CDMA Systems with Antenna Array," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, pp. 1760-1775, September 2000.
- [13] G. H. Golub and C. F. Van Loan, *Matrix Computations*, John Hopkins University Press, Baltimore, MD, 1989.
- [14] R. L. Burden, and J. D. Faires, *Numerical Analysis*, PWS-Kent Publishers, Boston, MA, 1989.
- [15] S. Kwon, I. Oh, and S. Choi, "Adaptive Beamforming from the Generalized Eigenvalue Problem with a Linear Complexity for a Wideband CDMA Channel," in *Proceeding IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 3, pp. 1890-1894, September 1999.

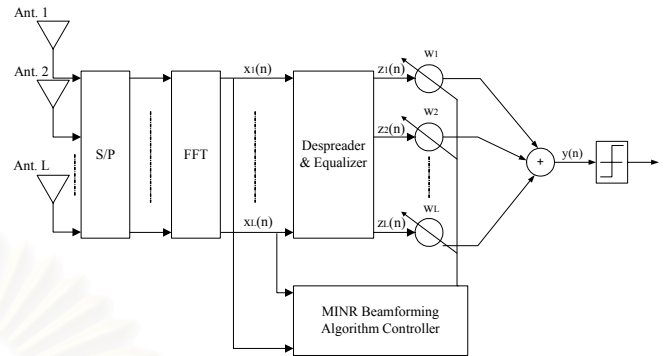


Fig. 1. The structure of the proposed MC-CDMA receiver with antenna array.

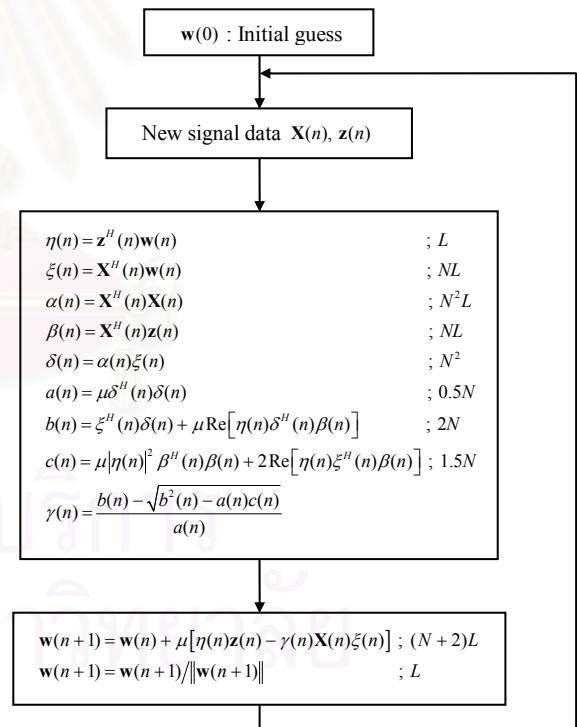


Fig. 2. Flowchart of the GLM algorithm.

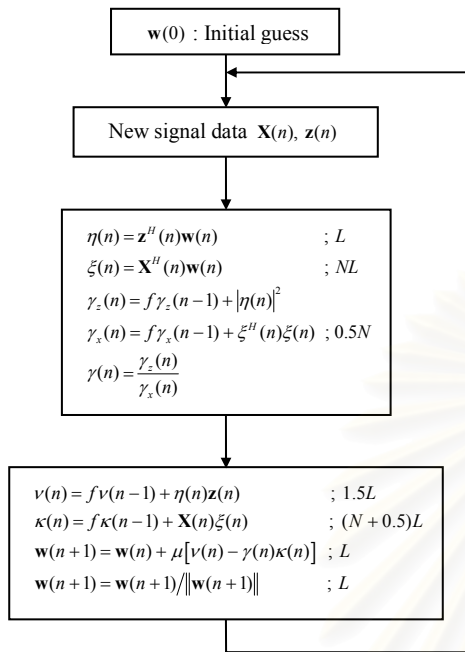


Fig. 3. Flowchart of the proposed algorithm.

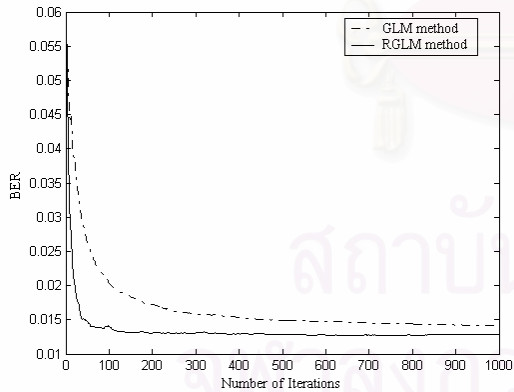


Fig. 4. Convergence curve of different adaptive algorithms (SNR = 4 dB, SIR = 0 dB).

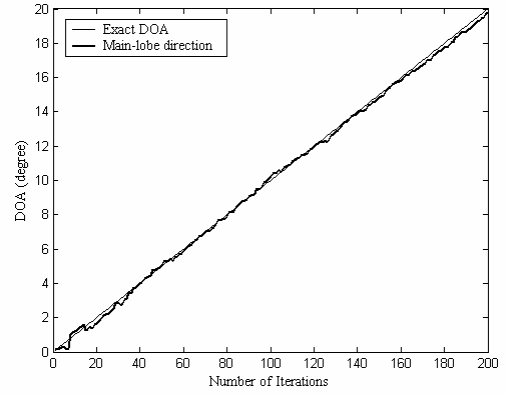


Fig. 5. Tracking ability of the proposed algorithm (SNR = 4 dB, SIR = 0 dB).

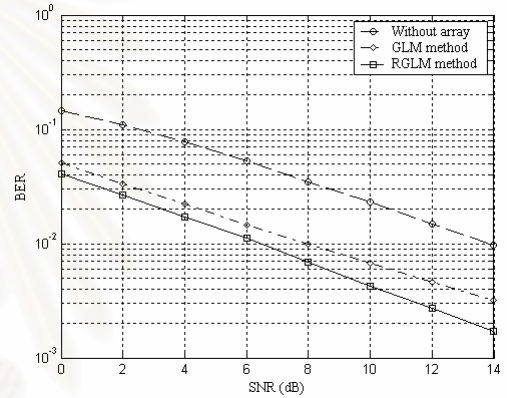


Fig. 6. BER performance comparison in the perfect power control environment.

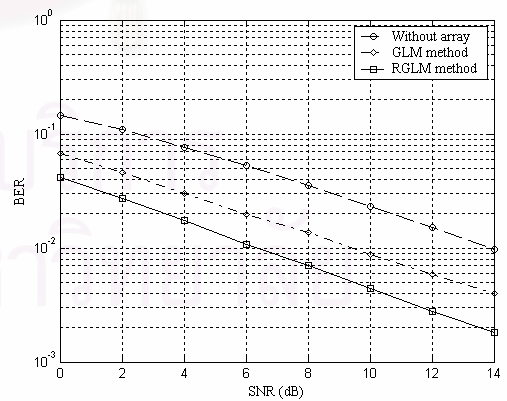


Fig. 7. BER performance comparison in the near-far effect environment.

# A Combined Blind Beamforming and Interference Cancellation for a Smart Antenna System in MC-CDMA Base Station

Kiattisak Maichalernnukul and Somchai Jitapunkul  
 Electrical Engineering Department  
 Chulalongkorn University  
 Bangkok, Thailand  
 kiattisak.m@student.chula.ac.th, somchai.j@chula.ac.th

**Abstract**—In this paper, we propose a simple antenna array-based MC-CDMA receiver that combines efficient blind adaptive beamforming based on Maximum Signal-to-Interference-and-Noise Ratio (MSINR) criterion with Parallel Interference Cancellation (PIC) for an MC-CDMA uplink system. The beamformer used to enhance the desired signal and reduce the co-channel interference from other directions. For in-beam Multiple Access Interference (MAI) cancellation, a PIC detector is used. Simulation results show that the proposed receiver can efficiently reject in-beam MAI even when whose arrival angle is the same as that of the desired user.

**Keywords**—MSINR beamforming, Paralell Interference Cancellation (PIC), in-beam Multiple Access Interference (MAI), MC-CDMA

## I. INTRODUCTION

In the future, wireless communication system must support the demand of a large number of users and high data rate transmission such as multimedia data. The DS-CDMA (Direct-Sequence Code-Division Multiple-Access) technique can meet requirement above. However, it suffers from InterSymbol Interference (ISI) due to multipath signal and interference from other users in the system. In DS-CDMA receiver system, ISI can be reduced by using a RAKE receiver but the complexity of the receiver will increase exponentially as the data transmission rate increases. To overcome this problem, the MultiCarrier CDMA (MC-CDMA) scheme has been proposed [1], [2]. The MC-CDMA is the combination of CDMA scheme and Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) technique, so ISI can be reduced when data is transmitted at higher rate. Moreover, the use of adaptive antenna array in MC-CDMA base station has been analyzed and confirmed that it can improve system capacity [3], [4], [5].

Recently, a number of beamforming techniques for antenna array applied to MC-CDMA receiver system have been proposed in [6], [7], [8]. However, they need pilot symbols or the knowledge of the direction of arrival of all users. To overcome this problem, we proposed a blind adaptive beamforming algorithm called Recursive Generalized Lagrange Multiplier (RGLM) algorithm for MC-CDMA uplink

system in [9]. This beamforming based on the Maximum Signal-to-Interference-and-Noise Ratio (MSINR) criterion utilizes a code-filtering method in each receiving antenna to estimate the array response vectors.

In this paper, however, we consider the problem of the in-beam Multiple Access Interference (MAI). To reduce these interference, which will further increase the system capacity, we present a combination of adaptive MSINR beamforming and Parallel Interference Cancellation (PIC) in the uplink receiver. The organization of this paper is as follows. Section 2 describes the signal model. In section 3, the receiver structure is proposed. The simulation results are given in section 4. Finally, the conclusions are made in section 5.

## II. SIGNAL MODEL

We assume that the antenna array with  $L$  elements to receive and transmit signals from and to the mobile station is employed only at the base station due to practical difficulties implementing antenna array at the mobile unit. For convenience in reverse-link analysis, we will use the discrete-time baseband model for both transmitter (mobile unit) and receiver (base station) of MC-CDMA system and not consider cyclic prefix in addition.

In the transmitter, the frequency-domain signal symbols of each user are multiplied by the corresponding Pseudo Noise (PN) code assigned to each user and transformed into the time-domain signal by the Inverse Fast Fourier Transform (IFFT). The  $l$ -th sample during the  $n$ -th transmitted data symbol  $b_k(n)$  of the  $k$ -th user with its duration  $T_b$  can be expressed as

$$u_{k,l}(n) = \sum_{m=0}^{N-1} \sqrt{\varepsilon_k} b_k(n) c_k(m) \exp\left(\frac{j2\pi ml}{N}\right); l = 0, \dots, N-1 \quad (1)$$

where  $\varepsilon_k$  is the bit or symbol energy of the  $k$ -th user,  $c_k(m)$  is the  $m$ -th chip of the spreading code for the  $k$ -th user and  $N$  is the processing gain. Binary Phase Shift Keying (BPSK) is used as the modulation method.



With uplink transmission, we consider independent frequency selective Rayleigh fading channels for each user. However, it is assumed that each subcarrier experiences a nonselective Rayleigh fading channel. This assumption can be guaranteed by properly selecting the number of subcarriers. Assuming flat fading at the subcarriers, the slow Rayleigh fading can be represented as [10]

$$h_{k,m} = \rho_{k,m} \exp(-j\varphi_{k,m}) \quad (2)$$

where  $\rho_{k,m}$  is i.i.d. Rayleigh random variable and  $\varphi_{k,m}$  is i.i.d. uniform random variable over  $[-\pi, \pi]$ .

### III. PROPOSED RECEIVER STRUCTURE

The structure of the proposed MC-CDMA receiver with antenna array and interference cancellation is shown in Fig. 1. The received signal at the output of antenna array collected by block of  $N$  data samples can be written as

$$\mathbf{x}_l(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{a}(\phi_k) \sqrt{\varepsilon_k} b_k(n) \sum_{m=0}^{N-1} h_{k,m} c_k(m) \exp\left(\frac{j2\pi ml}{N}\right) + \mathbf{v}_l(n) \quad (3)$$

where  $l=0, \dots, N-1$ ,  $\mathbf{x}_l(n)$  is a  $L \times 1$  vector of sensor array in  $n$ -th bit interval,  $K$  is the number of users per cell,  $\mathbf{a}(\phi_k)$  is the direction vector of the  $k$ -th user which impinges on  $L$  antenna elements with angle  $\phi_k$ , and  $\mathbf{v}_l(n)$  represents Additive White Gaussian Noise (AWGN) vector with power  $\sigma_n^2$ .

After the Fast Fourier Transform (FFT), the received signal vector in the frequency-domain is given by

$$\mathbf{x}_m(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{a}(\phi_k) \sqrt{\varepsilon_k} b_k(n) h_{k,m} c_k(m) + \mathbf{n}_m(n) \quad (4)$$

where  $\mathbf{n}_m(n)$  is the FFT of the AWGN.

Each receiver is assumed code locked onto the corresponding user. In this paper, we use Maximum Ratio Combining (MRC) for frequency diversity combining in the receiver [1], [2]. Assuming that the amplitude and phase response of a channel is time-invariant during symbol duration and the receiver is synchronized with the  $k$ -th desired user, the output of MC-CDMA receiver can be expressed as

$$\mathbf{z}_k(n) = \sum_{m=0}^{N-1} \mathbf{x}_m(n) c_k(m) \hat{h}_{k,m}^* \quad (5)$$

where  $\hat{h}_{k,m}$  is the estimated value of  $h_{k,m}$  and  $(\cdot)^*$  denotes the complex conjugation.

#### A. MSINR Beamformer

As shown in Fig. 1, the output vector  $\mathbf{z}_k(n)$  is processed by MSINR beamformer. The array output of the beamformer for the  $k$ -th user is then written as

$$y_k(n) = \mathbf{w}_k^H(n) \mathbf{z}_k(n) \quad (6)$$

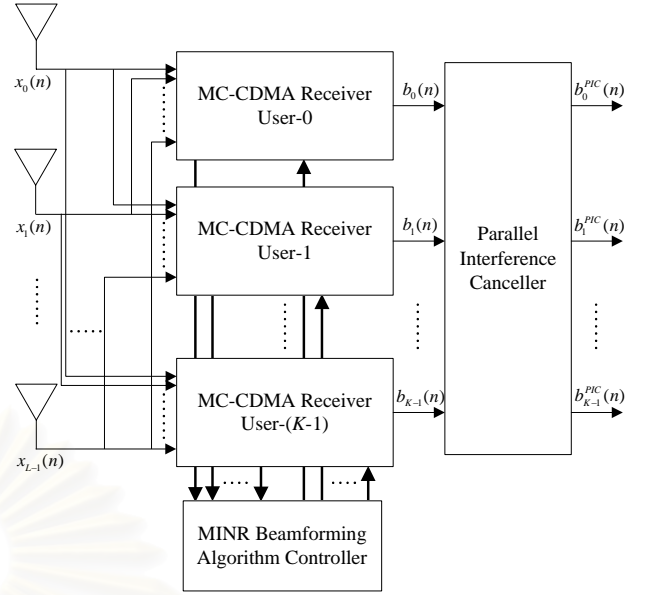


Figure 1. The structure of the proposed MC-CDMA receiver with antenna array and interference cancellation.

where  $\mathbf{w}_k(n)$  is the optimum weight vector for the  $k$ -th user and  $(\cdot)^H$  denotes transpose and conjugate.

Our purpose is to find the weight vector  $\mathbf{w}$  that maximizes the SINR at the  $k$ -th beamformer output defined as

$$SINR_k = \frac{\mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_{dd,k} \mathbf{w}_k}{\mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_{uu,k} \mathbf{w}_k} \quad (7)$$

where  $\mathbf{R}_{dd,k}$  and  $\mathbf{R}_{uu,k}$  are the autocovariance matrices of the  $k$ -th desired and undesired (interference and noise) signals, respectively.

In [9], it can be shown that any weight vector that maximizes  $\frac{\mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_{zz,k} \mathbf{w}_k}{\mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}_k}$  ultimately maximizes  $SINR_k$  for Equal Gain Combining (EGC) where  $\mathbf{R}_{zz,k}$  and  $\mathbf{R}_{xx}$  are the autocovariance matrices of the output vector  $\mathbf{z}_k(n)$  and received data  $\mathbf{X}(n) = [\mathbf{x}_0(n), \dots, \mathbf{x}_{N-1}(n)]$ , respectively. Following similar procedure for MRC and applying the Central Limit Theorem (CLT), it is then straight forward to show that

$$\begin{aligned} \frac{\mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_{zz,k} \mathbf{w}_k}{\mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}_k} &= 4NE[\rho_{k,m}^2] - \frac{(4N-1)E[\rho_{k,m}^2]}{\left(\frac{\mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_{dd,k} \mathbf{w}_k}{\mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_{uu,k} \mathbf{w}_k} + 1\right)} + 1 \\ &= \left(4N - \frac{4N-1}{SINR_k + 1}\right) E[\rho_{k,m}^2] \end{aligned} \quad (8)$$

for any  $\mathbf{w}_k$  except for  $\mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}_k = 0$ . Hence, the optimal weight for MRC can be found as

$$\mathbf{w}_{MSINR_k} = \arg \max_{\mathbf{w}_k} \frac{\mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_{zz,k} \mathbf{w}_k}{\mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}_k} \quad (9)$$

and it is the eigenvector corresponding to the maximum eigenvalue of the following GE problem [12]:

$$\mathbf{R}_{zz,k} \mathbf{w}_{MSINR_k} = \lambda_{\max,k} \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}_{MSINR_k}. \quad (10)$$

There are different iterative techniques to solve the GE problem such as Generalized Power (GP) method [12] and Generalized Lagrange Multiplier (GLM) method [13]. However, it is evident that they require a lot of computation to solve the GE problem in MC-CDMA case and consequently may not be practical for real time implementation [9], [12]. To overcome this problem, we derived a new efficient adaptive algorithm namely Recursive Generalized Lagrange Multiplier (RGLM) method [9]. It has the lowest computational complexity and can achieve acceptable performance although in near-far effect environment. The adaptive procedure of the RGLM algorithm can be summarized as follows:

$$\begin{aligned} \eta_k(n) &= \mathbf{z}_k^H(n) \mathbf{w}_k(n) \\ \xi_k(n) &= \mathbf{X}^H(n) \mathbf{w}_k(n) \\ \gamma_{z,k}(n) &= f \gamma_{z,k}(n-1) + |\eta_k(n)|^2 \\ \gamma_{x,k}(n) &= f \gamma_{x,k}(n-1) + \xi_k^H(n) \xi_k(n) \\ \gamma_k(n) &= \frac{\gamma_{z,k}(n)}{\gamma_{x,k}(n)} \\ v_k(n) &= f v_k(n-1) + \eta_k(n) \mathbf{z}_k(n) \\ \kappa_k(n) &= f \kappa_k(n-1) + \mathbf{X}(n) \xi_k(n) \\ \mathbf{w}_k(n+1) &= \mathbf{w}_k(n) + \mu_w [v_k(n) - \gamma_k(n) \kappa_k(n)] \\ \mathbf{w}_k(n+1) &= \mathbf{w}_k(n+1) / \|\mathbf{w}_k(n+1)\| \end{aligned} \quad (11)$$

where  $\mu_w$  is the step size that is small enough for the convergence and  $f$  is the forgetting factor between 0 and 1 to account for channel variation.

### B. Paralell Interference Canceller

In our previous work [10], since the half-power beamwidth [12] of the linear array is limited due to a limited number of used antenna elements and all beamformer outputs are independently detected, then the beamformer would fail to suppress the in-beam MAI [14]. In order to solve this problem, multiuser detection should be taken into account. Hence, a simple combined MSINR beamformer and interference canceller is proposed. Because PIC posses moderate performance loss compared to the optimal detection and PIC detector often outperforms the Successive Interference Cancellation (SIC) detector [15], [16], parallel interference canceller is used in this paper. This scheme assumes that the receiver knows all the spreading codes of all users.

After decision variables for each user in (6) are evaluated, the parallel interference canceller regenerate all users' signals and subtract their contribution from the received signal. The resultant signal for the  $k$ -th user is expressed as

$$\mathbf{x}_{k,m}^{PIC}(n) = \mathbf{x}_m(n) - \sum_{i=0, i \neq k}^{K-1} \mathbf{g}_i(n) \sqrt{\varepsilon_i} \hat{b}_i(n) \hat{h}_{i,m} c_i(m) \quad (12)$$

where  $\mathbf{g}_i(n)$  and  $\hat{b}_i(n)$  denote the optimal canceller weight vector and the estimate of  $b_i(n)$  from the hard decision data of the array output, respectively. To find the optimal canceller weight vector, we search for the weight vector that minimizes the following functional

$$f(\mathbf{g}_i) = E \left[ \sum_{m=0}^{N-1} \|\mathbf{x}_m(n) - \mathbf{g}_i(n) s_{i,m}(n)\|^2 \right] \quad (13)$$

where  $s_{i,m}(n) = \sqrt{\varepsilon_i} \hat{b}_i(n) \hat{h}_{i,m} c_i(m)$  and  $\|\cdot\|$  is Euclidean norm operator. Since the method of the steepest descent is applied to find  $\mathbf{g}_i(n)$  iteratively, the weight vector is updated as

$$\mathbf{g}_i(n+1) = \mathbf{g}_i(n) + \mu_g \sum_{m=0}^{N-1} s_{i,m}^*(n) [\mathbf{x}_m(n) - \mathbf{g}_i(n) s_{i,m}(n)] \quad (14)$$

where  $\mu_g$  is the step size. The reliably decision variables for each user can be obtained as

$$y_k^{PIC}(n) = \mathbf{w}_k^H(n) \mathbf{z}_k^{PIC}(n) \quad (15)$$

where  $\mathbf{z}_k^{PIC}(n) = \sum_{m=0}^{N-1} \mathbf{x}_m^{PIC}(n) c_k(m) \hat{h}_{k,m}^*$ .

## IV. SIMULATION RESULTS

In this section, we present simulation results that illustrate the BER performance of the proposed receiver in comparison with a conventional receiver and an adaptive antenna receiver without a canceller in a MC-CDMA reverse-link system. We consider an uplink MC-CDMA receiver with a  $L$ -element uniform linear array with half-wavelength spacing between the elements. A three-sector per cell environment is assumed so that the users are distributed within  $[-60^\circ, 60^\circ]$ . PN codes of length  $N=32$  are used as spreading sequences, i.e., 32 subcarriers are employed in the system. The channel is assumed to be slow Rayleigh fading with AWGN and perfectly estimated at base station. The perfect power control is also assumed and error control coding schemes have not been considered.

In Fig. 2, we plot the average BER performance of the system with MSINR beamformer for 8 users uniformly located within a sector. We can see that the use of higher number of antenna elements enhances the performance and the interference could be efficiently suppressed. The main reason is that when the width of the mainlobe of beampattern decreases as the antenna elements increase, a number of in-beam MAI



decreases. Fig. 3 illustrates the average BER of the desired user arriving from the same angle as that of the in-beam MAI in case of they and other 6 users located uniformly within the sector. Obviously, the adaptive antenna system without canceller suffers from this condition especially when the SNR is high and increasing the weights beyond 4 weights does not significantly increase the BER. However, with 4 weights, the receiver using the MSINR beamforming together with the interference cancellation greatly improves the performance. Fig. 4 shows the capacity improvement of the proposed receiver. The  $K$  users are randomly distributed with a uniform distribution in the sector. Note that the performance of the proposed receiver with 2 weights is even better than that of the beamforming receiver with 8 weights. Thus, with minimum number of weights, using beamformer together with interference canceller further improves the performance.

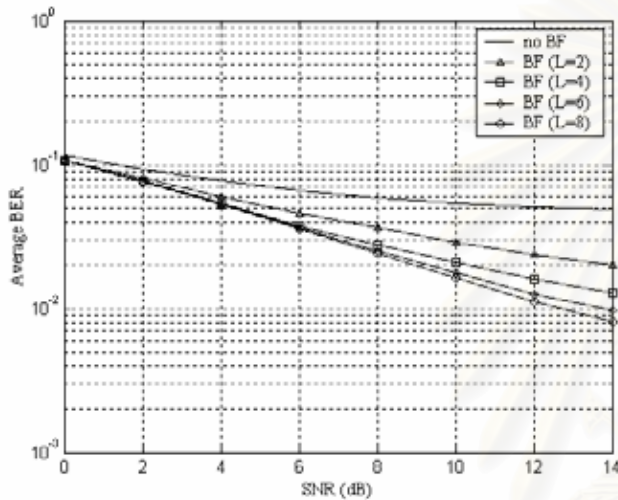


Figure 2. BER versus the SNR for the receiver with antenna array.

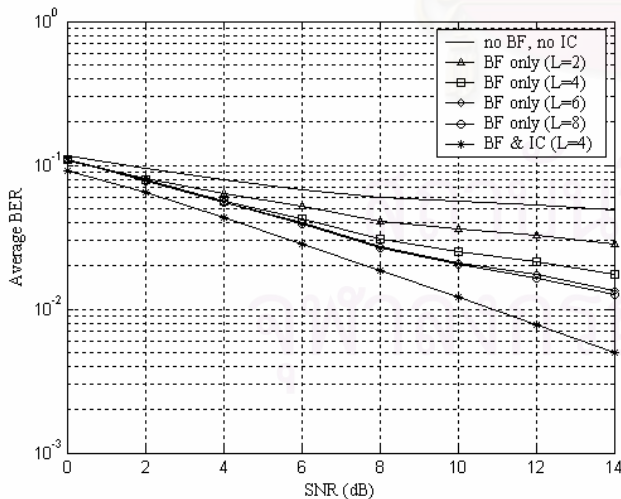


Figure 3. BER versus the SNR for two users having the same arrival direction.

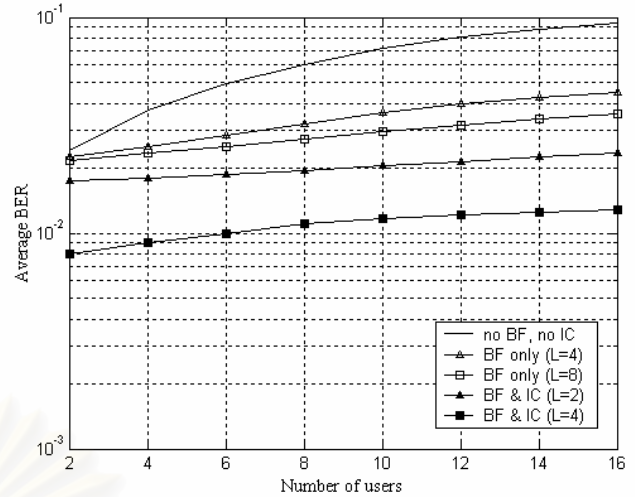


Figure 4. BER versus the number of users randomly distributed with a uniform distribution in the cell sector.

## CONCLUSIONS

Due to the disability of MSINR beamforming receiver to reject in-beam MAI in MC-CDMA uplink system, we present a combined MSINR beamforming and PIC receiver. While MSINR beamforming provides an appropriate beam pattern having its maximum gain along the desired user direction, PIC suppresses in-beam MAI even when their arrival angles are the same as the desired user. The average BER performance improvement and system capacity increment with the proposed receiver are shown to be significant via a computer simulation.

## ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank the government research and development in cooperative project between Electrical Engineering Department and Private Sector for supporting this work.

## REFERENCES

- [1] N. Yee, J.-P. Linnartz, and G. Fettweis, "Multi-carrier CDMA in Indoor Wireless Radio Networks," in *Proceeding IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pp. 109-113, September 1993.
- [2] S. Hara and R. Prasad, "Overview of Multicarrier CDMA," *IEEE Communications Magazine*, vol. 35, no. 12, pp. 126-133, December 1997.
- [3] M. Torlak, S.-Y. Kim, J. Kang, G. Xu, and H. Li, "Performance of MC-CDMA Systems Using Antenna Arrays," in *Proceeding 33<sup>rd</sup> Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers*, vol. 1, pp. 179-182, October 1999.
- [4] C. K. Kim and Y. S. Cho, "Performance of a Wireless MC-CDMA System with an Antenna Array in a Fading Channel: Reverse Link," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 8, pp. 1257-1261, August 2000.
- [5] Q. Tian and K. B. Letaief, "The Performance of Multi-carrier CDMA with Base Station Antenna Arrays in Fading Channels," in *Proceeding IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pp. 1498-1502, May 2002.
- [6] C. K. Kim, M. T. Kim, and Y. S. Cho, "An Adaptive Beamforming Algorithm for MC-CDMA System with Antenna Array," in *Proceeding*

- IEEE International Conference on Communications*, vol. 2, pp. 995-999, June 2000.
- [7] L. M. Tuan, P. V. Su, J. Kim, and G. Yoon, "An MMSE-based Beamforming Algorithm for Smart Antenna Applied to an MC-CDMA System with Co-channel Interference," in *Proceeding IEEE International Conference on Communications*, vol. 2, pp. 1252-1256, November 2002.
- [8] L. Junqiang, K. B. Letaief, and C. Zhigang, "A Group Oriented Multiuser Detection with Beamforming for Multicarrier CDMA Systems," in *Proceeding IEEE Global Communications Conference*, vol. 2, pp. 733-737, November 2001.
- [9] K. Maichalernnukul and S. Jitapunkul, "A Novel Blind Adaptive Beamforming Algorithm for Smart Antenna in MC-CDMA Uplink System," in press.
- [10] J. G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, NY, 2001.
- [11] John Litva and T. K. Lo, *Digital Beamforming in Wireless Communications*, Artech House Publishers, Boston, MA, 1996.
- [12] G. H. Golub and C. F. Van Loan, *Matrix Computations*, John Hopkins University Press, Baltimore, MD, 1989.
- [13] S. Kwon, I. Oh, and S. Choi, "Adaptive Beamforming from the Generalized Eigenvalue Problem with a Linear Complexity for a Wideband CDMA Channel," in *Proceeding IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 3, pp. 1890-1894, September 1999.
- [14] R. Kohno, H. Imai, M. Hatori, and S. Pasupathy, "Combination of an Adaptive Array Antenna and a Canceller of Interference for Direct-sequence Spread Spectrum Multiple Access System," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 8, no. 4, pp. 675-682, May 1990.
- [15] S. Moshvi, "Multi-user Detection for DS-CDMA communications," *IEEE Communication Magazine*, vol. 34, no. 10, pp. 124-136, October 1996.
- [16] V. Moghadam and M. Kaveh, "Interference Cancellation Using Antenna Arrays," in *Proceeding IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 3, pp. 936-939, September 1995.



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายเกียรติศักดิ์ ใหม่เจริญกุล เกิดวันที่ 1 พฤศจิกายน พ.ศ. 2524 ที่จังหวัด กรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2544 และเข้าศึกษาต่อในหลักสูตร วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า (ห้องปฏิบัติการวิจัยกรรมวิธีสัญญาณดิจิทัล) ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2545



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย