

การสร้างล่าค้ลนปรับต้วได้แบบบอดโดยใช้ข้อมูลการดีสเปรด-รี้สเปรดสำหรับการดีเทกต์ผู้ใช้หลายคน
ในช่องสัญญาณขาขึ้นของระบบซีดีเอ็มเอหลายค้ลนพาร์



นายณัฐพล ผิวผ่อง

สถาบันวิทยบริการ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

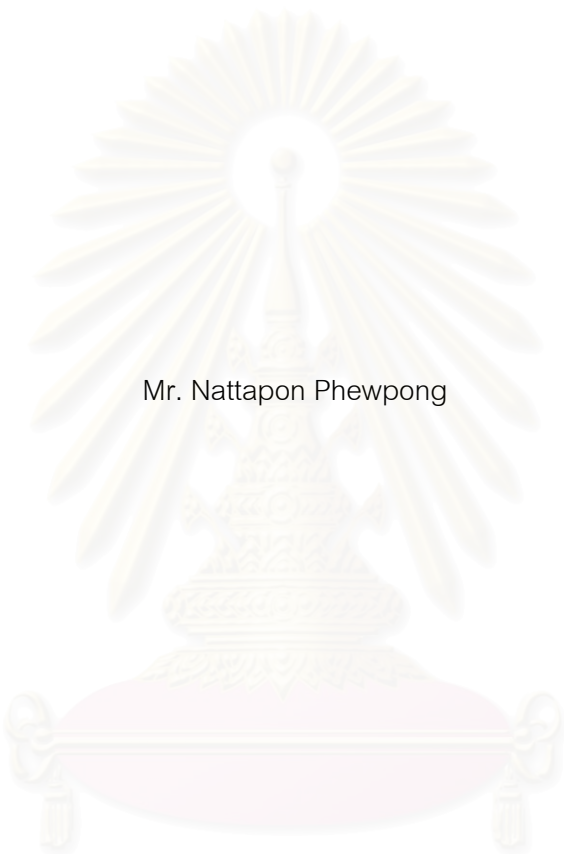
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2546

ISBN 974-17-4525-7

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

BLIND ADAPTIVE BEAMFORMING USING DESPREAD-RESPREAD INFORMATION
FOR MULTIUSER DETECTION IN UPLINK CHANNEL MULTICARRIER CDMA SYSTEM



Mr. Nattapon Phewpong

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 2003

ISBN 974-17-4525-7

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การสร้างลำคลื่นปรับตัวได้แบบบอดโดยใช้อุปกรณ์การดีสเปรด-รีสเปรดสำหรับการดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนในช่องสัญญาณขาขึ้นของระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์
โดย	นายณัฐพล ผิวผ่อง
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษา	รองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้มหาวิทยาลัยฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาโท

..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์

(ศาสตราจารย์ ดร.ดิเรก ลาวัณย์ศิริ)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

..... ประธานกรรมการ

(ศาสตราจารย์ ดร.ประสิทธิ์ ประทีปมงคล)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(รองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล)

..... กรรมการ

(รองศาสตราจารย์ ดร.วาทีต เบญจพลกุล)

..... กรรมการ

(อาจารย์ ดร.นิศาชล ตั้งเสงี่ยมวิสัย)

ณัฐพล ผิวผ่อง : การสร้างลำคลื่นปรับตัวได้แบบบอดโดยใช้ข้อมูลการดีสเปรด-รีสเปรด สำหรับการดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนในช่องสัญญาณขาขึ้นของระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์ (BLIND ADAPTIVE BEAMFORMING USING DESPREAD-RESPREAD INFORMATION FOR MULTIUSER DETECTION IN UPLINK CHANNEL MULTICARRIER CDMA SYSTEM) อ. ที่ปรึกษา: รศ. ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล, 107 หน้า. ISBN 974-17-4525-7.

วิทยานิพนธ์นี้แสดงถึงโครงสร้างของเครื่องรับที่สถานีฐานระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์ ที่มีการนำเอาระบบสายอากาศฉลาดที่นำเสนอเข้ามาาร่วมด้วย เพื่อปรับปรุงสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ในช่องสัญญาณขาขึ้น ระบบสายอากาศฉลาดที่นำเสนอนี้ใช้อัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นปรับตัวแบบบอดสำหรับระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์ เพื่อให้ได้แบบรูปลำที่มีพู่คลื่นหลักชี้ไปในทิศทางของผู้ใช้ที่ต้องการได้อย่างถูกต้อง อัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นปรับตัวแบบบอดใช้ข้อมูลการดีสเปรดและการรีสเปรดของสัญลักษณ์ข้อมูลทีเอาต์พุตของเครื่องรับ ด้วยรหัสสัญญาณรบกวนสุ่มเทียมของผู้ใช้ที่ต้องการร่วมกับอัลกอริทึม Normalized Least Mean Square (NLMS) สำหรับระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์ เรียกว่าอัลกอริทึม Blind-DRT (Blind Despread-Respread Technique) นอกจากนั้นแล้ว ในวิทยานิพนธ์นี้ยังได้ปรับปรุงโครงสร้างของเครื่องรับที่ใช้ระบบสายอากาศที่นำเสนอให้เป็นเครื่องรับแบบดีเทกต์ผู้ใช้หลายคน เพื่อให้สามารถดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนพร้อม ๆ กันได้ในเวลาเดียวกัน โดยใช้วิธีการของการดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกัน สมรรถนะในพจน์ของอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลที่ได้รับของเครื่องรับที่สถานีฐานจะเพิ่มสูงขึ้นได้ ผลการจำลองแบบแสดงว่า เครื่องรับแบบดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนที่นำเสนอมีอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลที่ได้รับต่ำกว่าเครื่องรับแบบดีเทกต์ผู้ใช้หลายคน ทั้งเครื่องรับที่ใช้ระบบสายอากาศฉลาดโดยใช้อัลกอริทึม Simplified (ซึ่งเป็นอัลกอริทึมปรับตัวแบบบอดแบบหนึ่ง) และเครื่องรับแบบธรรมดาที่ไม่ใช้ระบบสายอากาศ ทั้งในสภาวะที่การควบคุมกำลังเป็นไปอย่างถูกต้องและสภาวะที่ได้รับผลกระทบจากปัญหาใกล้-ไกล

ภาควิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่อนิสิต.....
 สาขาวิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....
 ปีการศึกษา.....2546.....

4470699721 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEY WORD: SMART ANTENNA / BEAMFORMING / MC-CDMA / MUIUSER DETECTION / BLIND ADAPTIVE

NATTAPON PHEWPONG : BLIND ADAPTIVE BEAMFORMING USING DESPREAD-RESPREAD INFORMATION FOR MUIUSER DETECTION IN UPLINK CHANNEL MULTICARRIER CDMA SYSTEM. THESIS ADVISOR: ASSOC. PROF. SOMCHAI JITAPUNKUL, Dr.Ing., 107 pp. ISBN 974-17-4525-7.

This thesis shows the structure of the Multicarrier Code-Division Multiple-Access (MC-CDMA) receiver; which is implemented by the proposed smart antenna system at its base station, in order to improve the bit error rate (BER) performance in the uplink channel. The proposed smart antenna system uses blind adaptive beamforming algorithm for MC-CDMA system in order to obtain the beam pattern such that its main lobe points to the direction of desired users correctly. The blind adaptive beamforming algorithm, called Blind-DRT (Blind Despread-Respread Technique) algorithm, uses both despreading and respreading information of the data symbol at the output of the receiver with Pseudorandom Noise (PN) code of the desired user and Normalized Least Mean Square (NLMS) algorithm for MC-CDMA system. Furthermore, the structure of the receiver in this thesis is modified to use the proposed smart antenna system for multiuser detection receiver in order to detect all users at the same time. By using joint multiuser detection method, the performance in terms of BER at the base station will dramatically increase. Under perfect power control and near-far effect environment, simulation results show that the proposed multiuser detection receiver has lower BER than those with smart antenna system using Simplified algorithm (which is one of blind adaptive algorithm) and without smart antenna system.

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

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

Academic year.....2003

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ รศ.ดร.สมชาย จิตพันธ์กุล อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ได้ให้การชี้แนะและคำแนะนำที่ดีและเป็นประโยชน์ตลอดระยะเวลาในการทำงานวิจัย จนทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เสร็จสมบูรณ์ รวมถึงน้องๆและเพื่อนๆทุกคนในห้องปฏิบัติการวิจัยกรรมวิธีสัตวศาสตร์ที่ได้ร่วมสัมมนาและร่วมปรึกษาเกี่ยวกับปัญหาที่เกิดขึ้นในขณะทำงานวิจัย

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

สุดท้ายนี้ผู้เขียนขอขอบคุณพ่อและคุณแม่รวมถึงน้องสาวของผู้เขียน ที่คอยให้กำลังใจและให้การสนับสนุนตลอดระยะเวลาในการศึกษาปริญญาโท

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญภาพ.....	ฎ
บัญชีคำศัพท์.....	ณ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.1.1 ระบบสายอากาศฉลาด.....	1
1.1.2 ระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์.....	4
1.2 แนวทางที่นำเสนอ.....	8
1.3 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	8
1.4 ขอบเขตของการวิจัย.....	8
1.5 วิธีดำเนินการวิจัย.....	9
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	9
2 ความรู้พื้นฐานและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	10
2.1 ช่องสัญญาณวิทยุเคลื่อนที่.....	10
2.1.1 ฟังก์ชันสหสัมพันธ์ช่องสัญญาณและสเปกตรัมกำลัง.....	15
2.2 สายอากาศฉลาด.....	18
2.2.1 กรรมวิธีสายอากาศแฉวลำดับ.....	18
2.2.2 สายอากาศแฉวลำดับที่มีการเรียงตัวเป็นแนวตรง.....	23
2.2.3 ระบบสายอากาศฉลาด.....	26
2.3 ระบบเครื่องรับ/ส่งของซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์.....	30
2.3.1 ระบบเครื่องส่งซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์.....	31
2.3.2 ระบบเครื่องรับซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์.....	33
2.3.3 เครื่องรับแบบดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนของซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์.....	36

สารบัญ (ต่อ)

บทที่		หน้า
3	โครงสร้างและระบบของเครื่องรับที่นำเสนอ.....	41
3.1	โครงสร้างของเครื่องรับที่นำเสนอบนดีเทกต์ผู้ใช้คนเดียว.....	41
3.2	โครงสร้างของเครื่องรับที่นำเสนอบนดีเทกต์ผู้ใช้หลายคน.....	49
3.3	การพิจารณาความซับซ้อนในการคำนวณ.....	50
4	ผลการจำลองแบบ.....	55
4.1	การจำลองแบบของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นแบบบอดที่นำเสนอ.....	56
4.1.1	ระบบที่จำนวนของผู้ใช้น้อยกว่าจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแกลวลำดับ.....	56
4.1.1.1	การพิจารณาผลของขนาดช่วงกว้าง.....	57
4.1.1.2	การพิจารณาผลของจำนวนของคลื่นพาหีย่อย.....	58
4.1.1.3	การพิจารณาผลกระทบของสัญญาณแทรกสอดที่อยู่ภายในพหุคลื่นหลัก.....	61
4.1.2	ระบบที่จำนวนของผู้ใช้มากกว่าจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแกลวลำดับ.....	62
4.2	การจำลองแบบเครื่องรับที่ดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบอิสระต่อกัน.....	64
4.2.1	ระบบที่การควบคุมกำลังของผู้ใช้ในระบบทุกคนเป็นไปอย่างถูกต้อง.....	65
4.2.2	ระบบที่เกิดผลกระทบจากปัญหาใกล้-ไกล.....	71
4.3	การจำลองแบบเครื่องรับที่ดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกัน.....	75
4.3.1	ระบบที่การควบคุมกำลังของผู้ใช้ในระบบทุกคนเป็นไปอย่างถูกต้อง.....	76
4.3.1.1	ระบบที่มีค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ Processing Gain ต่ำ.....	76
4.3.1.2	ระบบที่มีค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ Processing Gain เท่ากับ 1.....	80
4.3.2	ระบบที่เกิดผลกระทบจากปัญหาใกล้-ไกล.....	85
4.3.2.1	ระบบที่มีค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ Processing Gain ต่ำ.....	85

สารบัญ (ต่อ)

บทที่	หน้า
4.3.2.2 ระบบที่มีค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ Processing Gain เท่ากับ 1.....	89
5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	94
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	94
5.2 ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต.....	95
รายการอ้างอิง.....	96
ภาคผนวก.....	99
บทความทางวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่.....	100
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์.....	107



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1	การทำงานของระบบสายอากาศฉลาด.....2
รูปที่ 1.2	ตัวอย่างเครื่องรับ/ส่งซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์และสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ถูกส่งออกจากเครื่องส่ง.....6
รูปที่ 2.1	ตัวอย่างลักษณะการส่งผ่านสัญญาณในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่.....10
รูปที่ 2.2	ตัวอย่างของผลตอบสนองของช่องสัญญาณหลายวิถีที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาซึ่งมีผลต่อพัลส์แคบ ๆ ที่ถูกส่งออกไปในช่องสัญญาณ ณ เวลาต่าง ๆ กัน.....11
รูปที่ 2.3	ลักษณะทั่วไปของสัญญาณที่รับได้ ซึ่งได้รับผลกระทบจากการแพร่กระจายหลายวิถี.....14
รูปที่ 2.4	หน้าตัดข้างความหนาแน่นหลายวิถี.....15
รูปที่ 2.5	ความสัมพันธ์ระหว่าง $\phi_c(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau)$16
รูปที่ 2.6	ความสัมพันธ์ระหว่าง $\phi_c(\Delta t)$ และ $S_c(\lambda)$17
รูปที่ 2.7	แบบจำลองของดอปเพลอร์สเปกตรัมสำหรับช่องสัญญาณวิทยุเคลื่อนที่.....18
รูปที่ 2.8	องค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับวางอยู่ที่ตำแหน่งต่าง ๆ ในปริภูมิ.....19
รูปที่ 2.9	สายอากาศแถวลำดับกับการประมวลผลแบบเชิงเส้น.....20
รูปที่ 2.10	โครงสร้างของตัวสร้างลำดับคลื่นแถบแคบทั่วไป.....23
รูปที่ 2.11	สายอากาศแถวลำดับที่มีการเรียงตัวเป็นแนวตรง วางอยู่บนแกน y โดยมีจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศเท่ากับ L.....23
รูปที่ 2.12	สายอากาศลำดับที่มีการเรียงตัวเป็นแนวตรงแบบยูนิฟอร์ม วางอยู่บนแกน y โดยมีจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศเท่ากับ L ซึ่งจะนำมาใช้ในวิทยานิพนธ์.....24
รูปที่ 2.13	แบบรูปลำของสายอากาศแถวลำดับที่มีระยะห่างระหว่างองค์ประกอบเป็น $d < \frac{\lambda}{2}$, $d = \frac{\lambda}{2}$, และ $d > \frac{\lambda}{2}$ ตามลำดับ ทิศทางของผู้ใช้ที่เราต้องการเป็น 50 องศา.....26
รูปที่ 2.14	โครงสร้างทั่วไปของระบบสายอากาศฉลาด.....27
รูปที่ 2.15	แบบรูปลำที่สร้างขึ้นที่ภาครับซึ่งใช้ระบบสายอากาศฉลาด จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 4.....29
รูปที่ 2.16	แบบรูปลำที่สร้างขึ้นจากสายอากาศแถวลำดับที่มีจำนวนองค์ประกอบเท่ากับ 4 โดยมีความกว้างของพู่คลื่นหลักเท่ากับ 60 องศา ($\theta = 60^\circ$).....30
รูปที่ 2.17	แบบจำลองเครื่องส่งซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์แบบเบสแบนด์และสเปกตรัมกำลัง

สารบัญญภาพ (ต่อ)

	หน้า
ของสัญญาณที่ถูกส่งออกไป.....	31
รูปที่ 2.18 เครื่องส่งซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์แบบเบสแบนด์ที่ส่งหลาย ๆ บิตหรือสัญลักษณ์ ข้อมูลพร้อม ๆ กันและแบบจำลองสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ถูกส่งออกไป.....	33
รูปที่ 2.19 เครื่องรับซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์แบบเบสแบนด์.....	34
รูปที่ 2.20 เครื่องรับซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์แบบเบสแบนด์ซึ่งสอดคล้องกับเครื่องส่งซีดีเอ็มเอ หลายคลื่นพาห์ในรูปที่ 2.18.....	36
รูปที่ 2.21 แผนผังแสดงชนิดของเครื่องรับและวิธีการดีเทกต์บิตหรือสัญลักษณ์ข้อมูลของผู้ใช้...37	
รูปที่ 2.22 แผนผังโครงสร้างของเครื่องที่ใช้ตัวดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบเชิงเส้น.....	38
รูปที่ 2.23 โครงสร้างของเครื่องรับที่ดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนซึ่งใช้ตัวจัดสัญญาณแทรกสอด แบบหักกลับ โดยใช้ในการจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน.....	40
รูปที่ 3.1 โครงสร้างของเครื่องรับระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์แบบดีเทกต์ผู้ใช้คนเดียว ซึ่งใช้ระบบสายอากาศฉลาดที่นำเสนอสำหรับการสร้างลำคลื่นเข้ามาาร่วมด้วย.....	42
รูปที่ 3.2 โครงสร้างของเครื่องรับระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์แบบดีเทกต์ผู้ใช้หลายคน ซึ่งใช้ระบบสายอากาศฉลาดที่นำเสนอสำหรับการสร้างลำคลื่นและการจัด สัญญาณแทรกสอดแบบขนานเข้ามาาร่วมด้วย	49
รูปที่ 3.3 โครงสร้างของเครื่องรับระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์แบบดีเทกต์ผู้ใช้คนเดียวที่ใช้ อัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นแบบบอด Simplified ใน [22].....	52
รูปที่ 4.1 Learning curve ที่ขนาดช่วงก้าว μ เป็น 0.0005, 0.0045, และ 0.07	57
รูปที่ 4.2 แบบรูปกำลังที่ขนาดช่วงก้าว μ เป็น 0.0005, 0.0045, และ 0.07.....	57
รูปที่ 4.3 Learning curve ที่จำนวนของคลื่นพาห์ย่อยที่ใช้เป็น 8, 16, และ 32	59
รูปที่ 4.4 แบบรูปกำลังที่จำนวนของคลื่นพาห์ย่อยที่ใช้เป็น 8, 16, และ 32.....	59
รูปที่ 4.5 Learning curve ที่จำนวนของคลื่นพาห์ย่อยที่ใช้เป็น 8, 16, และ 32.....	61
รูปที่ 4.6 แบบรูปกำลังที่จำนวนคลื่นพาห์ย่อยที่ใช้เป็น 8, 16, และ 32.....	61
รูปที่ 4.7 Learning curve ที่จำนวนของคลื่นพาห์ย่อยที่ใช้เป็น 8, 16, และ 32.....	63
รูปที่ 4.8 แบบรูปกำลังที่จำนวนคลื่นพาห์ย่อยที่ใช้เป็น 8, 16, และ 32.....	63
รูปที่ 4.9 โครงสร้างเครื่องรับที่ดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบอิสระต่อกัน.....	65
รูปที่ 4.10 อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของผู้ใช้แต่ละคนและแบบรูปกำลังที่มี พหุคูณหลักชี้ไปยังทิศทางของผู้ใช้แต่ละคน.....	67

สารบัญญภาพ (ต่อ)

หน้า

รูปที่ 4.11	การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับของผู้ใช้ที่พิจารณาจากเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT โดยที่จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เป็น 2, 4, และ 6 ตามลำดับ ขนาดช่วงก้าว μ คงที่เท่ากับ 0.007.....	68
รูปที่ 4.12	การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับของผู้ใช้ที่พิจารณาจากเครื่องรับทั้ง 3 แบบ.....	70
รูปที่ 4.13	การเปรียบเทียบแบบรูปกำลังซึ่งแสดงถึงการชี้ทิศทาง ระหว่างเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT และเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Simplified.....	71
รูปที่ 4.14	การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับของผู้ใช้ที่พิจารณาจากเครื่องรับทั้ง 3 แบบ.....	73
รูปที่ 4.15	การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับของผู้ใช้ที่พิจารณาจากเครื่องรับทั้ง 3 แบบ ในกรณีที่สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นเข้ามายังทิศทางที่ไม่ได้อยู่ในพหุคูณหลักที่มีทิศทางชี้ไปยังผู้ใช้ที่เราพิจารณา โดยที่เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT ใช้ $\mu = 0.007$ และเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Simplified ใช้ $\mu = 0.0001$ จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 4.....	75
รูปที่ 4.16	การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับของผู้ใช้ที่พิจารณาจากเครื่องรับทั้ง 3 แบบ โดยที่กำหนดให้การประมาณช่องสัญญาณเป็นไปอย่างถูกต้อง.....	78
รูปที่ 4.17	การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับของผู้ใช้ที่พิจารณาจากเครื่องรับทั้ง 3 แบบ เมื่อการประมาณช่องสัญญาณผิดพลาด ($\sigma_e^2 = 0.1$).....	80
รูปที่ 4.18	การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับของผู้ใช้ที่พิจารณาจากเครื่องรับทั้ง 3 แบบ โดยที่กำหนดให้การประมาณช่องสัญญาณเป็นไปอย่างถูกต้อง.....	82
รูปที่ 4.19	การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับของผู้ใช้ที่พิจารณาจากเครื่องรับทั้ง 3 แบบ เมื่อการประมาณช่องสัญญาณผิดพลาด ($\sigma_e^2 = 0.1$).....	84
รูปที่ 4.20	การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับของผู้ใช้ที่พิจารณาจากเครื่องรับทั้ง 3 แบบ โดยที่กำหนดให้การประมาณช่องสัญญาณเป็นไปอย่างถูกต้อง.....	87

สารบัญญภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.21 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของผู้ใช้ที่พิจารณาจาก เครื่องรับทั้ง 3 แบบ เมื่อการประมาณช่องสัญญาณผิดพลาด ($\sigma_e^2 = 0.1$).....	89
รูปที่ 4.22 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของผู้ใช้ที่พิจารณาจาก เครื่องรับทั้ง 3 แบบ โดยที่กำหนดให้การประมาณช่องสัญญาณเป็นไปอย่าง ถูกต้อง.....	91
รูปที่ 4.23 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของผู้ใช้ที่พิจารณาจาก เครื่องรับทั้ง 3 แบบ เมื่อการประมาณช่องสัญญาณผิดพลาด ($\sigma_e^2 = 0.1$).....	93



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บัญชีคำศัพท์

Adaptive algorithm	อัลกอริทึมปรับตัว
Additive White Gaussian Noise (AWGN)	สัญญาณรบกวนไวท์เกาส์เซียนแบบบวก
Antenna array processing	กรรมวิธีสายอากาศแถวลำดับ
Array antenna	สายอากาศแถวลำดับ
Azimuth angle	มุมทิศ
Base station	สถานีฐาน
Beamformer	ตัวสร้างลำคลื่น
Beamforming	การสร้างลำคลื่น
Beam pattern	แบบรูปลำ
Beam width	ความกว้างของลำคลื่น
Bit error rate (BER)	อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูล
Blind adaptive beamforming	การสร้างลำคลื่นปรับตัวได้แบบบอด
Co-channel Interference	การแทรกสอดในช่องสัญญาณเดียวกัน
Coherent bandwidth	แบนด์วิดท์ร่วมนัย
Coherent detection	การตีเทกต์แบบร่วมนัย
Coherent time	เวลาร่วมนัย
Complex envelope	เอนVELOปค่าเชิงซ้อน
Complex weight	ตัวถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน
Constant modulus signal	สัญญาณที่มีมอดุลัสคงที่
Desired signal	สัญญาณที่ต้องการ
Direction of Arrival estimation technique	เทคนิคการประมาณทิศทางมาถึงของสัญญาณ
Doppler power spectrum	สเปกตรัมกำลังคอปเพลอร์
Doppler spread	การแผ่คอปเพลอร์
Downlink channel	ช่องสัญญาณขาลง
Elevator angle	มุมยก
Equalizer	ตัวปรับเท่า
Equivalent low-pass signal	สัญญาณผ่านต่ำสมมูล

Error signal	สัญญาณความผิดพลาด
Frequency non-selective fading	การจางหายแบบไม่เลือกความถี่
Frequency selective fading	การจางหายแบบเลือกความถี่
Generalized Sidelobe Canceller	ส่วนขจัดพู่ซ้างที่วางนัยทั่วไปแล้ว
Guard interval	ช่วงคุ้มกัน
Hard decision device	อุปกรณ์ตัดสินใจแบบตายตัว
Homogeneous medium	ตัวกลางเอกพันธ์
Instantaneous estimation	การประมาณชั่วขณะ
Interference signal	สัญญาณแทรกสอด
Intersymbol Interference	การรบกวนระหว่างสัญลักษณ์
Linear array antenna	สายอากาศแถวลำดับที่การเรียงตัวเป็นแนว ตรง
Main lobe	พู่คลื่นหลัก
Mobile radio communication	การสื่อสารวิทยุเคลื่อนที่
Multicarrier CDMA (MC-CDMA)	ซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์
Multipath intensity profile	หน้าตัดข้างความหนาแน่นหลายวิถี
Multipath propagation	การแพร่กระจายหลายวิถี
Multipath spread	การแผ่หลายวิถี
Parallel Interference Cancellation	การขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน
Power pattern	แบบรูปกำลัง
Propagation delay	การประวิงการแพร่กระจาย
Pseudorandom Noise (PN)	สัญญาณรบกวนสุ่มเทียม
Rayleigh fading channel	ช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบเรย์ลี
Reference signal	สัญญาณอ้างอิง
Ricean fading channel	ช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบไรเซียน
Smart antenna	สายอากาศฉลาด
Space-time	ปริภูมิเวลา
Spatial filtering	การกรองทางปริภูมิ
Spatial processing	กรรมวิธีทางปริภูมิ
Successive Interference Cancellation	การขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบเรียงลำดับ
Uncorrelated scattering	การกระจัดกระจายที่ไม่สัมพันธ์กัน

Update equation

Uplink channel

Wave number

สมการปรับให้ทันกาล

ช่องสัญญาณขาขึ้น

หมายเลขคลื่น



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

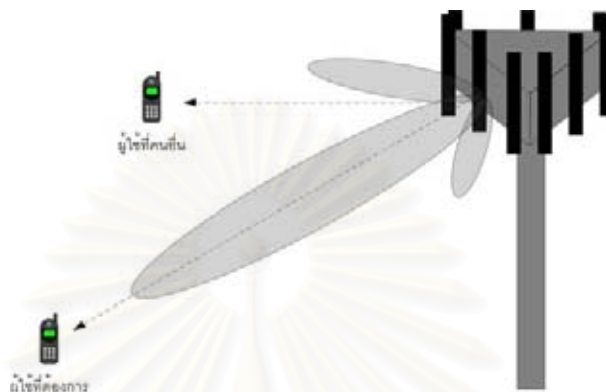
เป็นที่คาดกันว่า ความต้องการในการใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่ในการติดต่อสื่อสารกัน ในอนาคตจะมีจำนวนเพิ่มมากขึ้น รวมถึงข้อมูลที่ต้องการใช้ในการรับส่งกันนั้นก็จะเป็นข้อมูล ประเภทมัลติมีเดีย (Multimedia) ซึ่งมีอัตราข้อมูล (Data rate) ที่ต้องใช้ส่งสูงขึ้นด้วย แต่แบนด์ วิดท์ (Bandwidth) หรือช่องสัญญาณที่สามารถนำมาใช้ได้อาจมีอยู่อย่างจำกัด จึงทำให้ต้องมีการนำ เทคนิคต่าง ๆ เข้ามาช่วยเพื่อที่จะนำแบนด์วิดท์หรือช่องสัญญาณที่มีอยู่อย่างจำกัดนั้นมาใช้ให้เกิด ประโยชน์สูงสุด

ในระบบเซลลูลาร์ เราสามารถเพิ่มความจุหรือจำนวนผู้ใช้ในระบบได้โดยการแบ่ง เซล (Cell Splitting) ออกเป็นเซลล์ย่อยและการแบ่งเซกเตอร์ของเซลล์ (Sectoring) เป็นต้น [1] อย่างไรก็ตามยังมีเทคโนโลยีที่สามารถเพิ่มความจุของระบบได้ รวมถึงเพิ่มคุณภาพของสัญญาณ ที่รับได้ที่สถานีฐานและที่เครื่องรับของผู้ใช้ นั่นคือเทคโนโลยีสายอากาศฉลาด (Smart Antenna Technology) สายอากาศฉลาดเป็นเทคโนโลยีใหม่ของการสื่อสารแบบไร้สายโดยใช้สายอากาศ แถวลำดับ ซึ่งมีจำนวนองค์ประกอบ (element) ของสายอากาศที่คงที่ค่าหนึ่ง สัญญาณหรือคลื่น แม่เหล็กไฟฟ้าของแต่ละองค์ประกอบเหล่านี้จะถูกรวมกันเข้าเพื่อสร้างแบบรูปลำ (Beam pattern) ที่สามารถปรับเปลี่ยนได้และสามารถชี้ทิศทางไปยังผู้ใช้ที่ต้องการได้ โดยใช้กรรมวิธีสัญญาณ ดิจิทัล (Digital Signal Processing) หรือ RF ฮาร์ดแวร์ นอกจากนั้นแล้ว ซีดีเอ็มเอหลาย คลื่นพาห์ (Multicarrier Code-Division Multiple-Access, Multicarrier CDMA, MC-CDMA) ซึ่ง เป็นการนำเอาเทคนิคการมัลติเพลกซ์แบบ OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) มารวมเข้ากับวิธีการของซีดีเอ็มเอ เป็นเทคนิคในการส่งสัญญาณที่สามารถรองรับ การส่งข้อมูลในอัตราสูง ๆ ได้ โดยใช้แบนด์วิดท์ที่มีอยู่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ [2], [3], [4] อีกด้วย ทำให้เป็นที่คาดกันว่า ซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์จะถูกนำมาใช้เป็นเทคนิคสำหรับการส่งสัญญาณ ของระบบสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4

1.1.1 ระบบสายอากาศฉลาด

สายอากาศฉลาดเป็นเทคโนโลยีที่สำคัญแบบหนึ่งของระบบสื่อสารไร้สายในยุคที่ 3 และ 4 เนื่องจากสายอากาศฉลาดสามารถเพิ่มขนาดของเซลล์, เพิ่มคุณภาพของช่องสัญญาณขา

ขึ้น (Uplink Channel) และช่องสัญญาณขาลง (Downlink Channel), และเพิ่มความจุของระบบได้ [5] ทำให้สามารถรองรับจำนวนผู้ใช้ได้สูงขึ้น สายอากาศฉลาดสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 การทำงานของระบบสายอากาศฉลาด

จากรูปจะพบว่าระบบสายอากาศฉลาดจะพยายามสร้างลำคลื่น(Beamforming) โดยให้มีพู่คลื่นหลัก (main lobe) ชี้ไปในทิศทางของผู้ใช้ที่ต้องการ ในขณะที่เดียวกันก็พยายามกำจัดสัญญาณแทรกสอด (Interference signal) จากผู้ใช้คนอื่น ๆ สัญญาณหลายวิถี (Multipath signal) และสัญญาณรบกวน (Noise signal) ออกให้มากที่สุด นอกจากนี้แบบรูปลำที่สร้างขึ้นก็สามารถปรับเปลี่ยนได้เองตามสภาวะแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลงไป

ในวิทยานิพนธ์นี้จะมุ่งความสนใจไปที่วิธีสร้างลำคลื่นปรับตัวได้ (Adaptive Beamforming) ของระบบสายอากาศฉลาดโดยใช้สายอากาศแฉกลำดับ โดยที่ในงานวิจัยตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน เทคนิคในการสร้างลำคลื่นแบบปรับตัวได้ที่สำคัญ ๆ สามารถสรุปได้ 3 แบบใหญ่ ๆ คือ

1). แบบที่ต้องใช้สัญญาณอ้างอิง (Reference Signal)

วิธีการสร้างลำคลื่นแบบนี้ถูกเสนอครั้งแรกโดย Widrow, Mantey, Griffiths, และ Goode [6] โดยใช้อัลกอริทึม LMS (Least Means Square) และใช้การคำนวณแบบวนซ้ำ เพื่อสร้างลำคลื่นให้สามารถปรับเปลี่ยนรูปร่างได้ตามการเปลี่ยนแปลงไปของผู้ใช้, สัญญาณแทรกสอด, และสัญญาณรบกวนต่าง ๆ โดยเกณฑ์ (Criterion) ที่ใช้คือ MMSE (Minimum Mean Square Error) วิธีการที่เสนอมานี้เป็นวิธีที่ง่ายและสามารถประมวลผลแบบเวลาจริงได้ (real-time processing)

อย่างไรก็ตามวิธีนี้มีข้อจำกัดคือ สัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนต้องไม่มีความสหสัมพันธ์ (uncorrelated) กับสัญญาณที่ต้องการ (Desired signal) หรือสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการ นอกจากนี้เรายังต้องเสียช่วงเวลาหนึ่งในไทม์สล็อต (time slot) ของช่องสัญญาณสื่อสารไปเพื่อใช้เป็นช่วงเวลาของสัญญาณอ้างอิง (Reference Signal)

2). แบบที่ต้องใช้เทคนิคการประมาณทิศทางการมาถึงของสัญญาณที่ต้องการ

วิธีการสร้างลำคลื่นแบบที่ 2 นี้จะใช้เทคนิคการประมาณทิศทางการมาถึงของสัญญาณที่ต้องการ (Direction Of Arrival estimation technique) เข้ามาช่วยเพื่อที่จะนำข้อมูลทิศทางการมาถึงของสัญญาณที่ต้องการนั้นมาช่วยในการสร้างลำคลื่น ดังนั้นเราจึงไม่ต้องใช้สัญญาณอ้างอิง ทำให้เราสามารถนำช่วงเวลาที่ต้องใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงในไทม์สล็อตมาใช้ในการส่งข้อมูลได้ เป็นผลทำให้วิสัยสมรรถ (throughput) ของระบบสูงขึ้น ตัวอย่างวิธีการสร้างลำคลื่นแบบนี้คือจะนำเอาทิศทางของสัญญาณที่ต้องการที่ได้จากการประมาณมาใช้เป็นเงื่อนไขบังคับ (Constraint) ของฟังก์ชันจุดประสงค์ (Cost function) ในขั้นตอนของการทำให้เหมาะสมที่สุด (Optimization) [7] ซึ่งวิธีการสร้างลำคลื่นแบบนี้ที่รู้จักกันเป็นอย่างดีคืออัลกอริทึม Linearly Constrained Minimum Variance (LCMV) และสามารถจัดให้อยู่ในรูปของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปแล้ว (Generalized Sidelobe Canceller) ได้ [8] วิธีการสร้างลำคลื่นแบบที่ 2 ก็มีข้อเสียได้แก่

1. ความซับซ้อนของระบบสูงขึ้น เนื่องจากต้องใช้เทคนิคในการประมาณทิศทางการมาถึงของสัญญาณเข้ามาช่วย อีกทั้งต้องการการปรับเทียบ (calibration) ของสายอากาศแถวลำดับที่มีความแม่นยำสูงอีกด้วย
2. สัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนต้องไม่มีความสหสัมพันธ์กับสัญญาณที่ต้องการ
3. มีความไวต่อความไม่สมบูรณ์ของสายอากาศแถวลำดับ (Imperfect array antenna)

อย่างไรก็ตามได้มีงานวิจัยต่าง ๆ ออกมาเพื่อแก้ปัญหาข้างต้น เช่น [9] ได้เสนอวิธีแก้ปัญหาในข้อที่ 3 ในกรณีของการผิดพลาดในการทำให้เป็นแนวเดียวกันของสายอากาศแถวลำดับ โดยพิจารณาความไม่เป็นแนวเดียวกันของสายอากาศแถวลำดับเปรียบเสมือนการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวนสีขาวที่องค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ [10] ได้เสนอวิธีแก้ปัญหาในข้อ 1 และ 2 แต่เพิ่มความซับซ้อนของระบบให้สูงขึ้นทำให้ไม่สามารถประมวลผลแบบเวลาจริงได้ และ [11] ก็ได้เสนอวิธีแก้ปัญหาในข้อที่ 2 เช่นกันโดยใช้วิธี Spatial Smoothing แต่วิธีนี้ต้องใช้จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับค่อนข้างมาก

3). การสร้างลำคลื่นปรับตัวได้แบบบอด (Blind Adaptive Beamforming)

วิธีการสร้างลำคลื่นนี้ ไม่ต้องการทั้งสัญญาณอ้างอิงและเทคนิคการประมาณทิศทางการมาถึงของสัญญาณที่ต้องการ ทำให้การปรับเทียบของสายอากาศแกลวลำดับไม่ต้องทำด้วยความแม่นยำสูง รวมถึงความซับซ้อนของระบบน้อย วิธีการสร้างลำคลื่นจะใช้คุณลักษณะเฉพาะของสัญญาณของระบบเป็นสำคัญ เช่นคุณลักษณะของสัญญาณที่มีมอดุลัสคงที่ (Constant modulus) [12], [13] หรือคุณลักษณะที่ว่าสเปกตรัมของสัญญาณมีความสัมพันธ์กันที่ความถี่ที่ถูกเลื่อนไปเป็นต้น

อย่างไรก็ตาม วิธีการสร้างลำคลื่นแบบที่ใช้คุณลักษณะของสัญญาณที่มีมอดุลัสคงที่ ก็ยังมีข้อด้อยที่สำคัญคือพู่คลื่นหลักจะชี้ไปในทิศทางของสัญญาณที่มีกำลังสูงสุดซึ่งอาจจะเป็นสัญญาณแทรกสอดก็ได้ ดังนั้นจึงมีบางงานวิจัยได้เสนอวิธีแก้ปัญหาข้างต้น เช่น การใช้วิธีการที่เรียกว่า MVDR Guided CM array โดยใช้เทคนิคการประมาณทิศทางการมาถึงของสัญญาณที่ต้องการอย่างคร่าว ๆ จากนั้นจะหาตัวถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน (Complex Weight) เริ่มต้นของสายอากาศแกลวลำดับโดยสมการของ MVDR (Minimum Variance Distortionless Response) ทำให้ได้ลำคลื่นที่มีพู่คลื่นหลักชี้ไปในทิศทางของสัญญาณที่ต้องการได้ถูกต้อง

1.1.2 ระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาหุ

เนื่องจากเป็นที่คาดกันว่า ความต้องการใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่ในการรับส่งข้อมูลประเภทมัลติมีเดียจะเพิ่มสูงขึ้น ดังนั้นอัตราข้อมูลที่ใช้ในการส่งก็จะสูงขึ้นตามไปด้วย ทำให้สัญญาณที่ถูกส่งออกจากเครื่องส่งเพื่อจะไปยังเครื่องรับโดยผ่านช่องสัญญาณสื่อสาร อาจประสบกับปัญหาการจางหายแบบเลือกความถี่ (Frequency Selective Fading) ซึ่งเกิดจากสัญญาณหลายวิถี (Multipath signal) ทำให้เกิดการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ (Intersymbol Interference) ที่เครื่องรับได้ ปัญหาของสัญญาณหลายวิถีนี้เองทำให้เกิดขีดจำกัดสูงสุดของอัตราข้อมูลที่สามารถส่งผ่านช่องสัญญาณหนึ่ง ๆ ได้ โดยไม่ทำให้เกิดการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ขึ้นที่เครื่องรับ นอกจากนี้ปัญหาการแทรกสอดในช่องสัญญาณเดียวกัน (Co-channel Interference) ก็เป็นปัญหาที่สำคัญอีกปัญหาหนึ่งที่จำกัดสมรรถนะของระบบ

ในระบบซีดีเอ็มเอที่ใช้เทคนิค DS-SS (Direct Sequence Spread Spectrum), DS-CDMA, เป็นระบบที่ผู้ใช้สามารถใช้ช่องสัญญาณสื่อสารเดียวกันพร้อม ๆ กันได้ ทำให้ความจุของระบบสูงกว่าระบบ FDMA (Frequency Division Multiple Access) และ TDMA (Time Division Multiple Access) นั่นคือระบบซีดีเอ็มเอใช้แบนด์วิดท์ได้อย่างมีประสิทธิภาพมากกว่า

โดยระบบซีดีเอ็มเอ ผู้ใช้แต่ละคนได้รับรหัสสัญญาณรบกวนสุ่มเทียม (Pseudorandom Noise code, PN code) คนละหนึ่งรหัสที่ตั้งฉาก (Orthogonal) กับรหัสสัญญาณรบกวนสุ่มเทียมของผู้ใช้คนอื่น ๆ ในช่องสัญญาณขาขึ้นที่การซิงโครไนซ์ (Synchronization) ระหว่างผู้ใช้แต่ละคน เป็นไปอย่างถูกต้อง ที่ภาครับ เช่นสถานีฐาน (Base Station) จะสามารถแยกแยะข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนได้อย่างถูกต้องโดยไม่เกิดการรบกวนกัน อย่างไรก็ตามในสภาพแวดล้อมจริง ๆ การซิงโครไนซ์กันของสัญญาณที่รับได้จากผู้ใช้แต่ละคนเป็นไปได้ยาก รวมทั้งยังได้รับผลกระทบจากสัญญาณหลายวิถี จึงทำให้เกิดปัญหาการแทรกสอดกันเองของผู้ใช้ในระบบ ที่พยายามเข้าถึง (Access) หรือใช้ช่องสัญญาณเดียวกันในเวลาเดียวกัน (Multiple Access Interference, MAI)

นอกจากปัญหา MAI แล้ว ระบบ DS-CDMA ยังประสบปัญหาการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ที่เกิดจากสัญญาณหลายวิถีอีกด้วย เนื่องจากระบบ DS-CDMA ใช้แบนด์วิดท์ในการติดต่อสื่อสารของผู้ใช้แต่ละคนสูง เมื่อเทียบกับระบบ FDMA และ TDMA อย่างไรก็ตามปัญหานี้สามารถบรรเทาได้โดยใช้เครื่องรับแบบ RAKE (RAKE Receiver) ที่ภาครับ แต่ก็มีผลทำให้ความซับซ้อนของเครื่องรับสูงขึ้นด้วยเช่นกัน โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อส่งด้วยอัตราข้อมูลสูง ดังนั้นอาจกล่าวได้ว่าสมรรถนะของระบบ DS-CDMA จะถูกจำกัดด้วยปัจจัยหลัก ๆ สองประการ คือ MAI และการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์

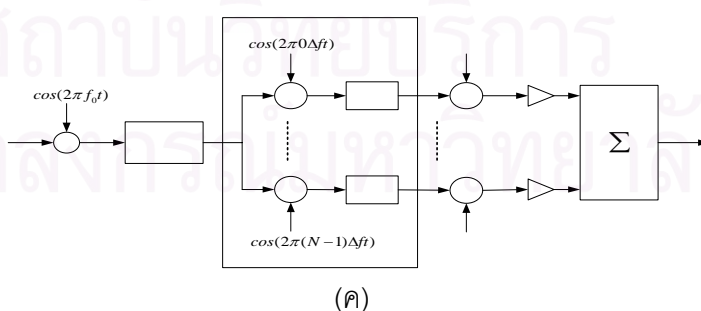
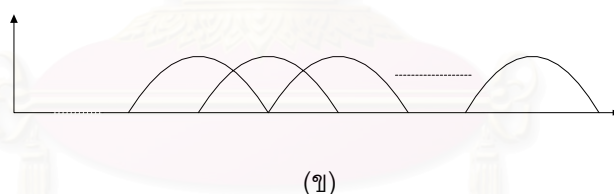
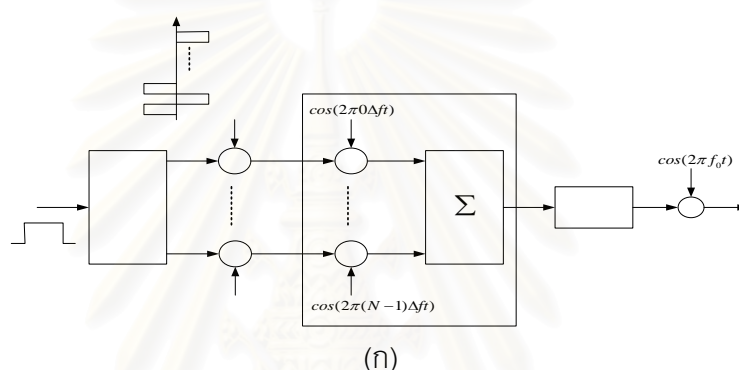
เพื่อที่จะเอาชนะข้อจำกัดดังกล่าว จึงมีการนำเอาการมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM เข้ามารวมกับวิธีการของซีดีเอ็มเอ ทำให้ออกมาจะได้ระบบที่มีความจุหรือจำนวนผู้ใช้สูงแล้วยังมีความทนทาน (Robust) ต่อการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์และยังใช้แบนด์วิดท์ได้อย่างมีประสิทธิภาพอีกด้วย [2] ด้วยเหตุนี้ระบบนี้จึงได้รับความสนใจและถูกมองว่าจะเป็นระบบที่เหมาะสมกับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่ 4 ซึ่งมีอัตราข้อมูลในการส่งสูงขึ้น ทำให้ในระยะหลัง ๆ มีงานวิจัยในด้านต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกับระบบนี้เป็นจำนวนมาก

ระบบที่นำเอาการมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM เข้ามารวมกับวิธีการของซีดีเอ็มเอ สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 กลุ่มใหญ่ ๆ คือ [3]

1. การรวมกันของการสเปรดในโดเมนความถี่และการมอดูเลตหลายคลื่นพาห์ (Combination of Frequency Domain Spreading and Multicarrier Modulation) ได้แก่ระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์

2. การรวมกันของการสเปรดในโดเมนเวลาและการมอดูเลตหลายคลื่นพาห์ (Combination of Time Domain Spreading and Multicarrier Modulation) ได้แก่ระบบ DS-CDMA หลายคลื่นพาห์ (Multicarrier DS-CDMA) และ MT-CDMA (Multitone CDMA)

ในวิทยานิพนธ์นี้จะอ้างอิงระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์เป็นหลัก เพราะว่าเป็นระบบพื้นฐานที่ง่ายที่สุดและมักจะนิยมนำระบบนี้มาอ้างอิงเพื่อที่จะทำการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบเมื่อนำเอาเทคนิคต่าง ๆ เข้ามาใช้ โครงสร้างอย่างง่ายโดยคร่าว ๆ ของเครื่องส่ง, สเปกตรัมกำลัง, และเครื่องรับในระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์แสดงดังรูปที่ 1.2



รูปที่ 1.2 ตัวอย่างเครื่องรับ/ส่งซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์และสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ถูกส่งออกจากเครื่องส่ง(ก) เครื่องส่งระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์ (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่ง และ (ค) เครื่องรับระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์

จากรูปที่ 1.2(ก) เครื่องส่งของระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห်ของผู้ใช้คนที่ "j" จะทำการคัดลอก (Copy) บิตข้อมูลที่เข้ามาเพื่อทำการสเปรดด้วยรหัสสัญญาณรบกวนสุ่มเทียมในโดเมนของความถี่ จากนั้นจึงนำไปมอดูเลตด้วยคลื่นพาห်ย่อยต่าง ๆ ที่ตั้งฉากกัน นอกจากนี้ที่เครื่องส่งยังมีการเติมช่วงคู้มกัน (Guard Interval) เข้าไปเพื่อเพิ่มความทนทานต่อการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ให้สูงขึ้นดังรูปที่ 1.2(ก) ส่วนทางเครื่องรับก็จะทำกระบวนการที่กลับกันแต่จะเพิ่มตัวปรับเท่า (Equalizer) เพื่อที่จะรวมข้อมูลที่ได้มอดูเลตออกมาได้ที่แต่ละคลื่นพาห်ย่อย ทำให้ได้อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูล (Bit Error Rate) ที่เอาต์พุตต่ำลง โดยที่ตัวปรับเท่านี้มีอัลกอริทึมให้เลือกใช้ต่าง ๆ กันคือ [14] ORC (Orthogonality Restoring Combining), EGC (Equal Gain Combining), MRC (Maximum Ratio Combining), และ MMSEC (Minimum Mean Square Error Combining) อย่างไรก็ตามการที่จะเลือกใช้อัลกอริทึมแบบใดก็ขึ้นอยู่กับสภาพของช่องสัญญาณสื่อสารเป็นหลัก

เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 1.2(ข) ซึ่งเป็นรูปของสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออกจากเครื่องส่งของระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห် พบว่าสเปกตรัมของแต่ละคลื่นพาห်ย่อยจะทับซ้อนกันแต่จะไม่รบกวนกันเนื่องจากแต่ละคลื่นพาห်ย่อยตั้งฉากกันนั่นเอง ด้วยเหตุนี้ทำให้ระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห်ใช้แบนด์วิดท์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ยิ่งกว่านั้นที่เครื่องรับ/ส่งยังสามารถใช้การทำ DFT/IDFT (Discrete Fourier Transform / Inverse Discrete Fourier Transform) แทนการมอดูเลตกับคลื่นพาห်ย่อยตรง ๆ ทำให้ความซับซ้อนของเครื่องรับและเครื่องส่งลดลงและระบบมีประสิทธิภาพสูงขึ้นด้วย

ในงานวิจัยที่ผ่าน ๆ มา ได้ยืนยันถึงการนำเอาสายอากาศแถวลำดับมาใช้ร่วมกับเครื่องรับระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห် ว่าสามารถเพิ่มสมรรถนะของระบบได้ในช่องสัญญาณที่มีการเฟดดิ้งเนื่องจากสัญญาณหลายวิถี [15], [16] นอกจากนี้ยังมีการนำเอาสายอากาศแถวลำดับและกรรมวิธีสัญญาณดิจิทัลมาใช้กับระบบนี้เพื่อสร้างลำคลื่น [17-21] เพื่อให้มีพู่คลื่นหลักชี้ไปยังทิศทางของผู้ใช้ที่ต้องการได้อย่างถูกต้อง ทำให้อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ที่ภาครับลดลง เป็นผลทำให้ความจุของระบบสูงขึ้น

จาก [17] และ [18] อัลกอริทึมที่ใช้ในการสร้างลำคลื่นของสายอากาศแถวลำดับต้องการสัญญาณอ้างอิง ทำให้ต้องเสียเวลาหนึ่งไมโครวินาทีไป เป็นผลทำให้วิสัยความสามารถของระบบลดลง ใน [19] อัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นจำเป็นต้องรู้ทิศทางของสัญญาณที่ต้องการ ทำให้ต้องใช้การประมาณค่าเมตริกซ์อัตโนมัติ (Autocorrelation matrix, R) เพื่อ

มาประมาณทิศทางของสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการอีกครั้งหนึ่ง ทำให้ไม่เป็นการประมวลผลแบบเวลาจริง นอกจากนั้นแล้วการประมาณค่าเมตริกซ์อัตโนมัติมีความถูกต้องแม่นยำสูง ซึ่งต้องการใช้ข้อมูลในการประมาณจำนวนมากพอ ไม่เช่นนั้นจะทำให้สมรรถนะของระบบต่ำลง ใน [20] เสนออัลกอริทึมที่ใช้ในการสร้างลำคลื่น ซึ่งจำเป็นต้องใช้เทคนิคการประมาณทิศทางที่มาถึงของสัญญาณเข้ามาร่วมด้วย เช่น MUSIC (Multiple Signal Classification) หรือ ESPRIT (Estimation of Parameters via Rotational Invariance Techniques) เป็นต้น ทำให้ความซับซ้อนของระบบสูงขึ้น ใน [21] เสนออัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นที่ใช้ DMI (Direct Matrix Inversion) อัลกอริทึมซึ่งต้องการรู้กำลังของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น ใน [22] อัลกอริทึมที่ใช้ในการสร้างลำคลื่นถือว่าเป็นอัลกอริทึมแบบบอดแบบหนึ่ง โดยใช้ฟังก์ชันจุดประสงค์ที่ทำให้กำลังของสัญญาณเอาต์พุตของเครื่องรับสูงที่สุด

1.2 แนวทางที่นำเสนอ

ในวิทยานิพนธ์นี้เสนอเทคนิคแบบบอดในการสร้างลำคลื่นอีกแบบหนึ่ง โดยที่อัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นของสายอากาศแถวลำดับจะนำรหัสสัญญาณรบกวนสุ่มเทียม ที่กำหนดให้ผู้ใช้แต่ละคนในระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์ มาใช้ร่วมกับอัลกอริทึมปรับตัว NLMS ทำให้ได้อัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นแบบบอดอีกแบบหนึ่งที่มีการคำนวณแบบวนซ้ำ เพื่อลดอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ โดยจะพัฒนาให้เป็นเครื่องรับที่ดีเทกต์ผู้ใช้หลาย ๆ คนในช่องสัญญาณขาขึ้น โดยที่สัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนไม่ชิงใครในชั้กันด้วย

1.3 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

พัฒนาเครื่องรับที่สถานีฐานในระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์โดยใช้สายอากาศแถวลำดับและอัลกอริทึมปรับตัวได้แบบบอดเพื่อลดอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ในช่องสัญญาณขาขึ้น รวมถึงสามารถดีเทกต์สัญญาณจากผู้ใช้หลายคนพร้อม ๆ กันได้

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

ปรับปรุงสมรรถนะของเครื่องรับในระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์ โดยใช้สายอากาศแถวลำดับและอัลกอริทึมในการปรับตัวได้แบบบอด รวมถึงพัฒนาเครื่องรับให้สามารถดีเทกต์ผู้ใช้หลาย ๆ คนได้ เพื่อลดอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ในช่องสัญญาณขาขึ้น ที่สัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนไม่ชิงใครในชั้กัน โดยเทียบกับเครื่องรับที่ใช้สายอากาศแถวลำดับในการ

สร้างลำคลื่นโดยใช้อัลกอริทึมแบบบอดที่เสนอใน [22] และเครื่องรับระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์แบบธรรมดาที่ไม่ใช้ระบบสายอากาศฉลาด

1.5 วิธีดำเนินการวิจัย

1. ศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับการสร้างแบบรูปลำ ที่ใช้อัลกอริทึมแบบต่าง ๆ
2. ศึกษาทฤษฎีและหลักการของระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์และเครื่องรับแบบดีเทกต์ ผู้ใช้คนเดียวและดีเทกต์ผู้ใช้หลายคน
3. ศึกษาแนวทางในการนำสายอากาศแถวลำดับและอัลกอริทึมในการปรับตัวได้ มาใช้เพิ่มสมรรถนะของเครื่องรับในระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์ รวมถึงปรับปรุงหรือพัฒนาอัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นให้เหมาะสมกับเครื่องรับซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์ ในช่องสัญญาณข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นที่สัญญาณของผู้ใช้ไม่ชิงใครในซีกกัน
4. ทำการทดลองโดยสร้างแบบจำลอง และทำการจำลองแบบของเครื่องรับระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์แบบดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนในช่องสัญญาณข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น โดยใช้สายอากาศแถวลำดับและอัลกอริทึมที่ได้ปรับปรุงหรือพัฒนาขึ้นมา
5. วิเคราะห์ผลที่ได้จากการจำลองแบบ
6. สรุปงานวิจัยและจัดทำรูปเล่มวิทยานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. ได้เครื่องรับในระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์อีกแบบหนึ่ง ที่ใช้ระบบสายอากาศฉลาดเข้ามาช่วยเพื่อลดอัตราการผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับในช่องสัญญาณข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น และเป็นเครื่องรับแบบดีเทกต์ผู้ใช้หลายคน
2. นำไปประยุกต์ใช้ในการใช้งานที่สถานีฐานได้ โดยพิจารณาจากความซับซ้อนในการคำนวณอัลกอริทึมและโครงสร้างของเครื่องรับที่ไม่มากจนเกินไป

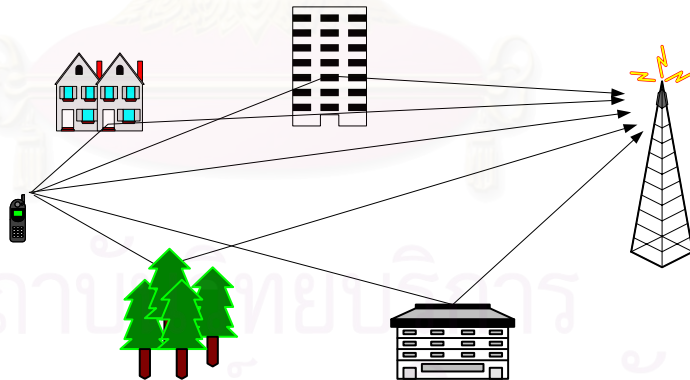
บทที่ 2

ความรู้พื้นฐานและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

ในบทนี้จะกล่าวถึงความรู้และทฤษฎีพื้นฐานที่จำเป็นสำหรับวิทยานิพนธ์ โดยจะแบ่งเนื้อหาออกเป็น 3 หัวข้อหลัก ๆ ด้วยกันคือ ช่องสัญญาณวิทยุเคลื่อนที่ (Mobile Radio Channel), ระบบสายอากาศฉลาด, และระบบเครื่องรับ/ส่งของซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์

2.1 ช่องสัญญาณวิทยุเคลื่อนที่

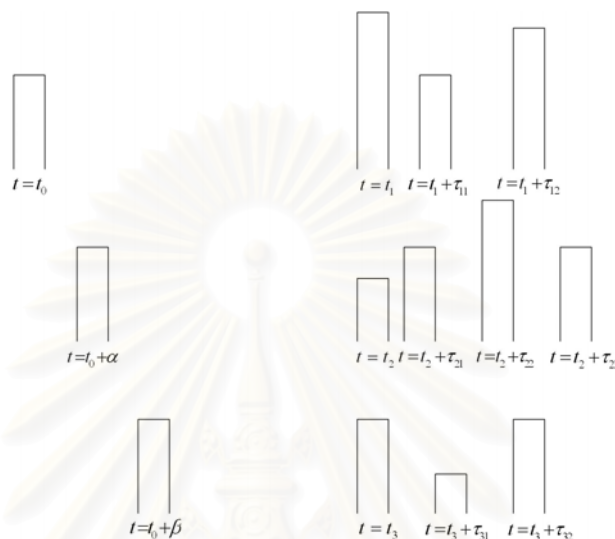
ในการสื่อสารวิทยุเคลื่อนที่ (Mobile radio communication) คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ส่งออกจากภาคส่งไปยังภาครับ ไม่ว่าจะมาจากสถานีฐานไปยังสถานีเคลื่อนที่ (Mobile station) หรือจากสถานีเคลื่อนที่มายังสถานีฐาน สัญญาณที่รับได้ที่สายอากาศจะเป็นการรวมกันของหลาย ๆ คลื่นความถี่ที่มาจากหลาย ๆ ทิศทาง อันเนื่องมาจากการสะท้อน (Reflection) การเลี้ยวเบน (Diffraction) และการกระจัดกระจาย (Scattering) ที่เกิดจาก ตึกหรืออาคาร ต้นไม้ ภูเขา และ สิ่งกีดขวางอื่น ๆ ปรากฏการณ์เช่นนี้เรียกว่าการแพร่กระจายหลายวิถี (Multipath propagation) แสดงดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 ตัวอย่างลักษณะการส่งผ่านสัญญาณในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่

ช่องสัญญาณที่เกิดการแพร่กระจายหลายวิถีนี้ จะเรียกว่าช่องสัญญาณหลายวิถี (Multipath channel) นอกจากนั้นแล้วการเคลื่อนที่ของสถานีเคลื่อนที่และการเคลื่อนที่ของวัตถุที่อยู่ภายในช่องสัญญาณ ยังทำให้ช่องสัญญาณหลายวิถีมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา (time varying) อีกด้วย

ถ้าเราส่งพัลส์ (Pulse) ที่มีช่วงเวลาสั้นมาก ๆ เข้าไปยังช่องสัญญาณหลายวิถีที่มี การเปลี่ยนแปลงตามเวลา สัญญาณที่รับได้ที่ภาครับจะปรากฏเป็นขบวนพัลส์ (Pulse train) ที่มี ขนาดต่าง ๆ กันดังตัวอย่างในรูปที่ 2.2 เป็นผลทำให้เกิดการแผ่ (spread) ทางเวลาขึ้น



รูปที่ 2.2 ตัวอย่างของผลตอบสนองของช่องสัญญาณหลายวิถีที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา ซึ่งมีผลต่อพัลส์แคบ ๆ ที่ถูกส่งออกไปในช่องสัญญาณ ณ เวลาต่าง ๆ กัน

นอกจากการแผ่ทางเวลาแล้ว จากรูปที่ 2.2 พบว่าถ้าเราส่งพัลส์แบบเดิมออกไปซ้ำ ๆ กัน (นั่นคือที่คนละเวลากัน) ขบวนพัลส์ที่รับได้ที่ภาครับก็จะต่างกันทั้งขนาด จำนวนพัลส์ และเวลาประวิง (delay time) ระหว่างพัลส์ นั่นคือเป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงตามเวลาของช่องสัญญาณหลายวิถีนั่นเอง ยิ่งกว่านั้นการเปลี่ยนแปลงตามเวลาของช่องสัญญาณหลายวิถียังไม่สามารถคาดเดาได้ ดังนั้นจึงเป็นการเหมาะสมที่จะแสดงคุณสมบัติของช่องสัญญาณหลายวิถีที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาโดยใช้วิธีทางสถิติ

เราสามารถพิจารณาถึงผลกระทบของช่องสัญญาณหลายวิถี ที่มีต่อสัญญาณที่ถูกส่งออกจากภาคส่งได้โดยกำหนดให้ [4]

$$s(t) = \text{Re} [s_1(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad (2.1)$$

โดยที่ $s(t)$ เป็นสัญญาณแบนด์พาสที่ถูกส่งออกจากภาคส่งด้วยความถี่คลื่นพาห้ f_c และ $s_1(t)$ เป็นแอมพลิจูดค่าเชิงซ้อน (Complex envelope) ของสัญญาณจริง $s(t)$ และโดยพื้นฐานแล้วคือสัญญาณผ่านต่ำสมมูล (equivalent low-pass signal)

สัญญาณ $s(t)$ ที่รับได้ที่ภาครับจะได้รับผลกระทบจากสัญญาณหลายวิถี โดยที่แต่ละวิถีมีการประวิงการแพร่กระจาย (Propagation delay) และการลดทอนที่แตกต่างกันอีกทั้งยังเปลี่ยนแปลงตามเวลาอีกด้วย ดังนั้นสัญญาณที่รับได้ที่ภาครับจะสามารถเขียนอยู่ในรูปของ

$$x(t) = \sum_n \alpha_n(t) s[t - \tau_n(t)] \quad (2.2)$$

โดยที่ $\alpha_n(t)$ เป็นการลดทอนของสัญญาณที่รับได้ ณ วิถีที่ n และ $\tau_n(t)$ เป็นเวลาประวิงการแพร่กระจายของวิถีที่ n แทนสมการ (2.1) ลงในสมการ (2.2) จะได้

$$x(t) = \text{Re} \left\{ \left\{ \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} s_l[t - \tau_n(t)] \right\} e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (2.3)$$

ในสมการที่ (2.3) พบว่าสัญญาณผ่านต่ำสมมูลของสัญญาณที่รับได้ $x(t)$ เมื่อเทียบกับสมการที่ (2.1) คือ

$$r_l(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} s_l[t - \tau_n(t)] \quad (2.4)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (2.4) แล้วพบว่า $r_l(t)$ เป็นผลที่เกิดจากผลตอบสนองของช่องสัญญาณผ่านต่ำสมมูลที่มีต่อสัญญาณผ่านต่ำสมมูล $s_l(t)$ ดังนั้นเราสามารถแสดงผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ (Impulse response) ที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาของช่องสัญญาณผ่านต่ำสมมูลได้เป็น

$$c(\tau; t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \delta[\tau - \tau_n(t)] \quad (2.5)$$

สมการที่ (2.5) เหมาะสำหรับช่องสัญญาณที่มีส่วนประกอบของสัญญาณหลายวิถีแบบไม่ต่อเนื่อง (discrete) สำหรับบางช่องสัญญาณ เช่น ช่องสัญญาณที่มีการกระจัดกระจายในโทรโพสเฟียร์ (Tropospheric scatter channel) สัญญาณหลายวิถีสามารถพิจารณาได้ว่าเป็นสัญญาณที่มีความต่อเนื่องได้ ดังนั้นผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาของช่องสัญญาณผ่านต่ำสมมูลสามารถแสดงได้เป็น

$$c(\tau; t) = \alpha(\tau; t) e^{-j2\pi f_c \tau} \quad (2.8)$$

โดยที่ $c(\tau; t)$ เป็นผลตอบสนองของช่องสัญญาณที่เวลา t ใด ๆ เนื่องจากอิมพัลส์ ณ เวลา $t - \tau$ จากสมการที่ (2.4) ถ้าเราให้ $s_l(t) = 1$ ทุกค่าของ t แล้ว สัญญาณที่รับได้ที่ภาครับจะแสดงได้เป็น

$$r_f(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)}$$

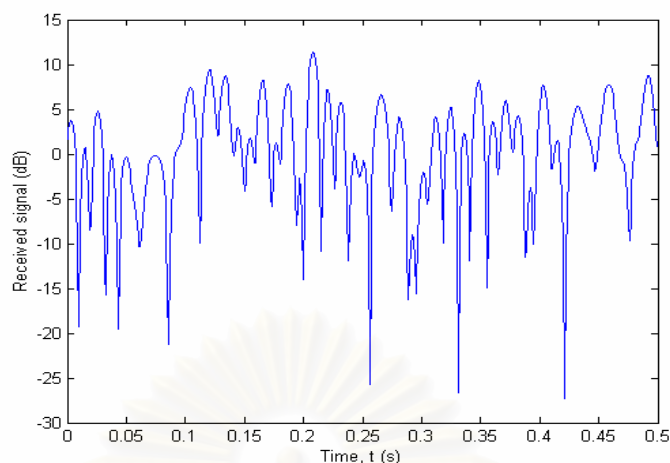
$$\text{ให้ } \theta_n(t) = 2\pi f_c \tau_n(t)$$

$$r_f(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j\theta_n(t)} \quad (2.9)$$

ดังนั้นสัญญาณที่รับได้ที่ภาครับจะประกอบด้วยองค์ประกอบที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาหลาย ๆ องค์ประกอบที่มีขนาด $\alpha_n(t)$ และเฟส $\theta_n(t)$ รวมกัน จากสมการที่ (2.9) ถ้า τ_n เปลี่ยนไป $1/f_c$ จะทำให้ θ_n เปลี่ยนไป 2π เรเดียน อย่างไรก็ตามโดยปกติแล้ว $1/f_c$ มีค่าเล็กมาก นั่นคือ θ_n สามารถเปลี่ยนไป 2π เรเดียนได้ด้วยการเคลื่อนที่ขององค์ประกอบไปเพียงระยะสั้น ๆ หรือการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณเพียงเล็กน้อยเท่านั้น ยิ่งไปกว่านั้นการประวิงการแพร่กระจาย $\tau_n(t)$ ของสัญญาณแต่ละวิธียังแตกต่างกันและไม่สามารถคาดเดาได้ (เป็นค่าสุ่ม) ทำให้สัญญาณที่รับได้ที่ภาครับ $r_f(t)$ ในสมการที่ (2.9) สามารถที่จะพิจารณาว่าเป็นกระบวนการสุ่ม (Random process) เมื่อใดก็ตามที่มีจำนวนของวิธีมากพอ เราสามารถใช้ทฤษฎีจำกัดค่ากลาง (Central limit theorem) ได้ ทำให้ $r_f(t)$ สามารถจำลองแบบได้ว่าเป็นกระบวนการสุ่มแบบเกาส์ที่มีค่าเชิงซ้อน (Complex-valued Gaussian random process) นั่นหมายความว่า ตัวแปรเวลา t ของผลตอบแทนของอิมพัลส์ที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา $c(\tau; t)$ เป็นกระบวนการสุ่มแบบเกาส์ที่มีค่าเชิงซ้อนด้วย

ผลของการแพร่กระจายหลายวิธีดังสมการที่ (2.9) จะเป็นผลทำให้เกิดการจางหายของสัญญาณ (Signal fading) ที่รับได้ ปรากฏการณ์การจางหายของสัญญาณนี้ เป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงตามเวลาแบบสุ่มของเฟส $\{\theta_n(t)\}$ ในแต่ละวิธี นั่นคือการเปลี่ยนแปลงตามเวลาของเฟสแบบสุ่ม $\{\theta_n(t)\}$ ในแต่ละวิธีซึ่งเกี่ยวเนื่องกับเฟสเซอร์ $\{\alpha_n e^{-j\theta_n}\}$ เมื่อรวมกันแล้ว (ดังสมการที่ (2.9)) อาจจะทำให้เกิดการหักล้างหรือเสริมกันเองก็ได้ เป็นผลทำให้ขนาดของสัญญาณที่รับได้มีการเปลี่ยนแปลงอย่างมาก ดังรูปที่ 2.3

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 2.3 ลักษณะทั่วไปของสัญญาณที่รับได้ ซึ่งได้รับผลกระทบจากการแพร่กระจายหลายวิถี

ถ้าเราจำลองแบบให้ผลตอบสนองอิมพัลส์ $c(\tau;t)$ ของช่องสัญญาณเป็นกระบวนการแบบเกาส์ที่มีค่าเชิงซ้อนและมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ เอนเวโลป $|c(\tau;t)|$ ที่เวลาหนึ่ง ๆ จะมีการกระจายแบบเรย์ลี (Rayleigh distribution) ในกรณีนี้เราจะเรียกว่าเป็นช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบเรย์ลี (Rayleigh fading channel) แต่ถ้าให้ผลตอบสนองอิมพัลส์ $c(\tau;t)$ ของช่องสัญญาณเป็นกระบวนการแบบเกาส์ที่มีค่าเชิงซ้อนที่มีค่าเฉลี่ยไม่เป็นศูนย์ เอนเวโลป $|c(\tau;t)|$ ที่เวลาหนึ่ง ๆ จะมีการกระจายแบบไรเซียน (Ricean distribution) ในกรณีนี้เราจะเรียกว่าเป็นช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบไรเซียน (Ricean fading channel)

ทั้งการจางหายแบบเรย์ลีและการจางหายแบบไรเซียน จัดว่าเป็นการจางหายที่เกิดเป็นช่วงสั้น ๆ (Short-term fading) นอกจากนี้ยังมีการจางหายอีกแบบหนึ่งซึ่งเกิดเป็นช่วงยาว ๆ (Long-term fading) [23] อันเกิดจากการที่สัญญาณจากภาคส่งไปยังภาครับบางส่วนถูกบดบังชั่วคราวจากสิ่งแวดล้อมเช่นอาคารหรือเนินเขา ดังนั้นระดับของสัญญาณที่รับได้มักจะเปลี่ยนแปลงในช่วงระยะเท่า ๆ กับขนาดของสิ่งกีดขวาง ซึ่งโดยทั่วไปแล้วจะอยู่ประมาณหลายสิบลเมตร อย่างไรก็ตามในวิทยานิพนธ์นี้จะไม่พิจารณาผลของการจางหายในลักษณะนี้

จากการทดลอง [24] วัดเอนเวโลปของสัญญาณที่รับได้หลาย ๆ ครั้งในหลาย ๆ พื้นที่แล้ว พบว่าในพื้นที่ตัวเมืองและชานเมือง การเปลี่ยนแปลงของเอนเวโลปของสัญญาณที่รับได้ที่เวลาใด ๆ จะมีการเปลี่ยนแปลงใกล้เคียงกับการกระจายแบบเรย์ลี ส่วนในพื้นที่ชนบท การเปลี่ยนแปลงเอนเวโลปของสัญญาณที่รับได้ที่เวลาใด ๆ จะมีการเปลี่ยนแปลงใกล้เคียงกับการกระจายแบบไรเซียน

2.1.1 ฟังก์ชันสหสัมพันธ์ของสัญญาณและสเปกตรัมกำลัง [4]

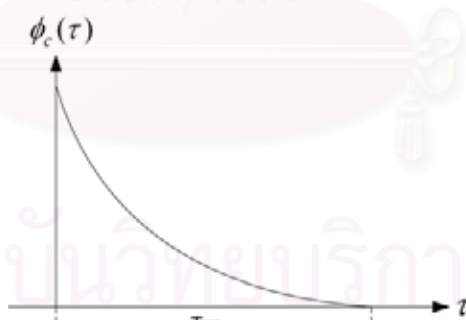
เราจะกำหนดให้คุณสมบัติของกระบวนการสุ่ม $c(\tau; t)$ เป็นสเตชันนารีในมุมกว้าง (wide-sense stationary) ดังนั้นฟังก์ชันสหสัมพันธ์ของ $c(\tau; t)$ สามารถแสดงได้เป็น

$$\phi_c(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E [c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t)] \quad (2.10)$$

นอกจากนี้ข้อสังเกตโดยส่วนใหญ่แล้วจะมีการกระจายที่ไม่สหสัมพันธ์กัน (Uncorrelated scattering) นั่นคือค่าการลดทอนและการเลื่อนของเฟสของการประวิงวิถี (path delay) ที่ τ_1 จะไม่มีความสัมพันธ์กับค่าการลดทอนและการเลื่อนของเฟสของวิถีประวิงที่ τ_2 ดังนั้นจะได้ว่า

$$\frac{1}{2} E [c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t)] = \phi_c(\tau_1; \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (2.11)$$

ถ้าให้ $\Delta t = 0$ และ $\tau = \tau_1 - \tau_2$ จะได้ค่าฟังก์ชันสหสัมพันธ์ $\phi_c(\tau; 0) \equiv \phi_c(\tau)$ ซึ่งเรียกว่าเป็นหน้าตัดข้างความหนาแน่นหลายวิถี (Multipath intensity profile) หรือสเปกตรัมกำลังการประวิง (Delay power spectrum) ช่วงของค่า τ ซึ่ง $\phi_c(\tau)$ ไม่เป็นศูนย์จะเรียกว่าการแผ่หลายวิถีของช่องสัญญาณ (Multipath spread of channel) และกำหนดให้เป็น T_m ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 หน้าตัดข้างความหนาแน่นหลายวิถี

นอกจากนี้ ถ้าเราทำการแปลงฟูริเยร์ (Fourier transform) ของผลตอบสนองอิมพัลส์ $c(\tau; t)$ โดยเทียบกับตัวแปร τ เราจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function) ที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา $C(f; t)$ โดยที่ f คือตัวแปรความถี่ และค่าฟังก์ชันสหสัมพันธ์สามารถแสดงได้เป็น

$$\phi_c(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E [C^*(f_1; t) C(f_2; t + \Delta t)] \quad (2.12)$$

เพราะช่องสัญญาณมีคุณสมบัติเป็นสเตชันนารีในมุมมองกว้าง ดังนั้นจากสมการที่ (2.12) จะได้ว่า

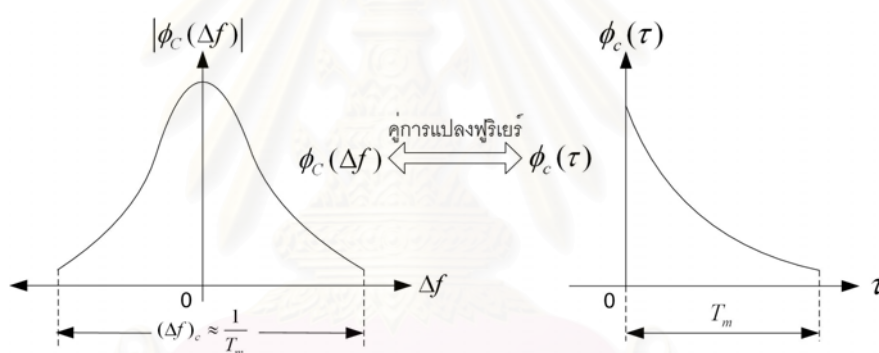
$$\phi_c(f_1, f_2; \Delta t) \equiv \phi_c(\Delta f; \Delta t) \quad (2.13)$$

โดยที่ $\Delta f = f_2 - f_1$

ถ้ากำหนดให้ $\Delta t = 0$ จะได้ $\phi_c(\Delta f)$ ซึ่งเป็นผลของการแปลงฟูริเยร์ของ $\phi_c(\tau)$ นั้นเอง จากผลความสัมพันธ์ของการแปลงฟูริเยร์นี้เอง เราจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างการแผ่หลายวิถีของช่องสัญญาณและแบนด์วิดท์รวมนัย (Coherent bandwidth) ของช่องสัญญาณเป็น

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{T_m} \quad (2.14)$$

โดยที่ $(\Delta f)_c$ คือแบนด์วิดท์รวมนัย ดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\phi_c(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau)$

ถ้า $(\Delta f)_c$ แคบกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ส่งออกไปจากภาคส่ง ช่องสัญญาณนั้นจะเรียกว่าเป็นช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่ (Frequency-selective) แต่ถ้า $(\Delta f)_c$ กว้างกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ส่งออกไปจากภาคส่ง ช่องสัญญาณนั้นจะเรียกว่าเป็นช่องสัญญาณแบบไม่เลือกความถี่ (Frequency-nonselective)

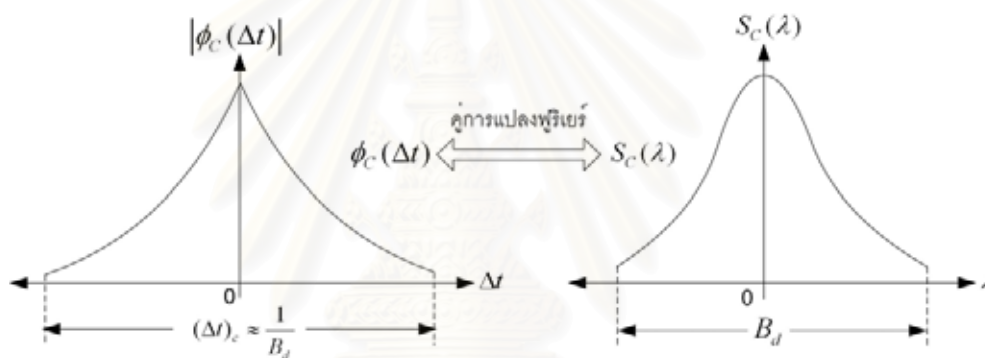
นอกจากนั้นแล้ว การเปลี่ยนแปลงตามเวลาของช่องสัญญาณยังส่งผลให้เกิดปรากฏการณ์ดอปเพลอร์ (Doppler effect) ซึ่งทำให้สเปกตรัมของสัญญาณกว้างขึ้นหรือเล็กลงไป เพื่อที่จะเชื่อมโยงปรากฏการณ์ดอปเพลอร์กับการเปลี่ยนแปลงตามเวลาของช่องสัญญาณ เราจะกำหนดให้ $S_c(\Delta f; \lambda)$ เป็นผลของการแปลงฟูริเยร์ของ $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$ โดยเทียบกับตัวแปร Δt

$$S_c(\Delta f; \lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\Delta f; \Delta t) e^{-j2\pi\lambda\Delta t} d\Delta t \quad (2.15)$$

ให้ $\Delta f = 0$ จะได้ว่า $S_c(\lambda)$ เป็นสเปกตรัมกำลังแสดงถึงความหนาแน่นของสัญญาณที่เป็นฟังก์ชันของความถี่ดอปเพลอร์ λ ดังนั้นเราจะเรียก $S_c(\lambda)$ ว่าเป็นสเปกตรัมกำลังดอปเพลอร์ (Doppler power spectrum) ของช่องสัญญาณ

ช่วงของค่า λ ที่ทำให้ $S_c(\lambda)$ ไม่เป็นศูนย์จะเรียกว่าการแผ่ดอปเพลอร์ (Doppler spread) ของช่องสัญญาณ (B_d) และเพราะว่า $S_c(\lambda)$ เชื่อมโยงกับ $\phi_c(\Delta t)$ โดยการแปลงฟูรีเยร์ ดังนั้นเราสามารถประมาณค่าเวลาร่วมกัน (Coherent time) $(\Delta t)_c$ ของช่องสัญญาณได้จากการแผ่ดอปเพลอร์ B_d ของช่องสัญญาณ (ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.6)

$$(\Delta t)_c \approx \frac{1}{B_d} \quad (2.16)$$



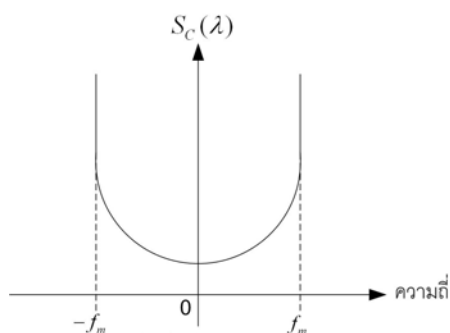
รูปที่ 2.6 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\phi_c(\Delta t)$ และ $S_c(\lambda)$

นั่นคือช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงช้าหรือคือการแผ่ดอปเพลอร์น้อย ก็จะมีเวลาร่วมกันสูงและในทางกลับกันด้วย

ในช่องสัญญาณสื่อสารวิทยุเคลื่อนที่ส่วนใหญ่มักจะจำลองสเปกตรัมกำลังดอปเพลอร์โดยใช้แบบจำลองของ Jake ซึ่งมีสเปกตรัมกำลังดอปเพลอร์แสดงได้ดังรูปที่ 2.7 และสามารถเขียนเป็นสมการได้โดย

$$S_c(\lambda) = \begin{cases} \frac{1}{\pi f_m} \frac{1}{\sqrt{1-(f/f_m)^2}} & (|f| \leq f_m) \\ 0 & (|f| > f_m) \end{cases} \quad (2.17)$$

โดยที่ f_m เป็นความถี่ดอปเพลอร์ที่สูงที่สุด



รูปที่ 2.7 แบบจำลองของดอปเพลอร์สเปกตรัมสำหรับช่องสัญญาณวิทยุเคลื่อนที่

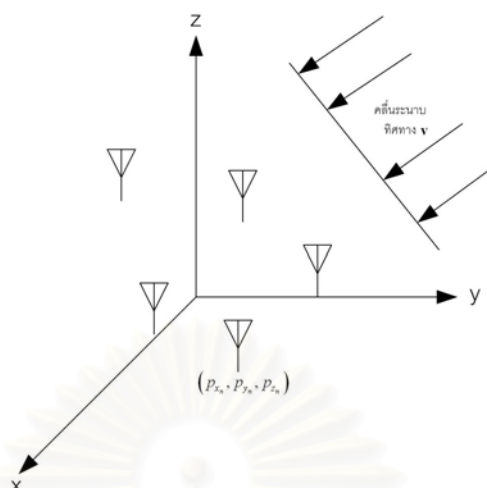
2.2 สายอากาศฉลาด

จากที่กล่าวมาในบทที่ 1 แล้วว่าสายอากาศฉลาดสามารถเพิ่มคุณภาพของสัญญาณที่รับได้ทั้งช่องสัญญาณขาขึ้นและช่องสัญญาณขาลง โดยที่สายอากาศฉลาดจะพยายามขจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น ๆ ในระบบและลดปัญหาการแพร่กระจายหลายวิถีของสัญญาณจากภาคส่งมายังภาครับอันเนื่องมาจากสภาพของช่องสัญญาณ ดังที่อธิบายไว้ในหัวข้อ 2.1 ดังนั้นในหัวข้อนี้จะอธิบายถึงพื้นฐานสำคัญ ๆ ที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศฉลาด นั่นคือกรรมวิธีสายอากาศแถวลำดับ (Antenna array processing) สายอากาศลำดับแบบเรียงตัวเป็นแนวตรง และระบบสายอากาศฉลาดรวมถึงอัลกอริทึมในการสร้างลำดับที่เกี่ยวกับวิทยานิพนธ์นี้

2.2.1 กรรมวิธีสายอากาศแถวลำดับ [25]

สายอากาศฉลาดจะใช้แถวลำดับ (Array) ขององค์ประกอบของสายอากาศที่วางอยู่ที่ตำแหน่งต่าง ๆ ในปริภูมิ (space) เพื่อใช้เป็นตัวกรอง (Filter) สัญญาณในสนามปริภูมิเวลา (space-time) ของสัญญาณ โดยใช้คุณสมบัติทางปริภูมิ (Spatial) ของสัญญาณเหล่านั้น ดังรูปที่

2.8



รูปที่ 2.8 องค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับวางอยู่ที่ตำแหน่งต่าง ๆ ในปริภูมิ

ในวิทยานิพนธ์นี้ จะกำหนดให้การแพร่กระจายของคลื่นสัญญาณที่มาถึงสายอากาศว่าเป็นคลื่นระนาบ (Plan wave) ที่มีทิศทางการมาถึงสายอากาศแสดงโดยเวกเตอร์ \mathbf{v} ดังรูปที่ 2.8 เราจะใช้ระบบพิกัดทรงกลม (Spherical coordinate system) ในการอธิบาย ซึ่งมีความสัมพันธ์กับระบบพิกัดมุมฉาก (Rectangular coordinate system) เป็น

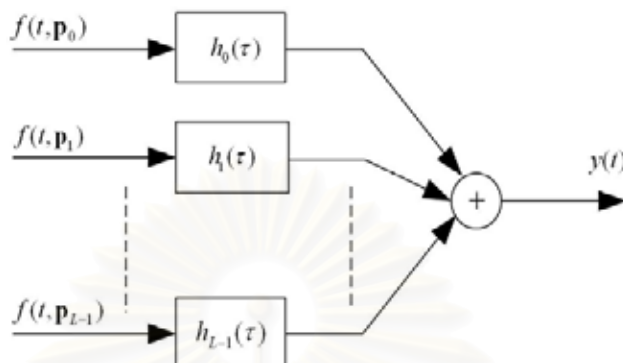
$$\begin{aligned}x &= r \sin \theta \cos \phi \\y &= r \sin \theta \sin \phi \\z &= r \cos \theta\end{aligned}\quad (2.18)$$

จากรูปที่ 2.8 สนามของสัญญาณที่เข้ามาถึงสายอากาศแถวลำดับจะถูกชักตัวอย่าง (sample) ทางปริภูมิที่แต่ละตำแหน่งขององค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ $\mathbf{p}_n : n=0, 1, \dots, L-1$ โดยที่ L คือจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ ทำให้เราสามารถแสดงสัญญาณที่รับได้จากสายอากาศแถวลำดับในรูปของเวกเตอร์ได้เป็น

$$\mathbf{f}(t, \mathbf{p}) = \begin{bmatrix} f(t, \mathbf{p}_0) \\ f(t, \mathbf{p}_1) \\ \vdots \\ f(t, \mathbf{p}_{L-1}) \end{bmatrix}\quad (2.19)$$

โดยที่เวกเตอร์ $\mathbf{p}_n = [p_{x_n} \ p_{y_n} \ p_{z_n}]^T$ เป็นเวกเตอร์แสดงตำแหน่งของแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับในระบบพิกัดฉาก จากนั้นเราจะจัดการกับสัญญาณที่รับได้จากแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับโดยผ่านตัวกรองแบบเชิงเส้น (Linear) และไม่เปลี่ยนแปลง

ตามเวลา (time-invariant) ที่มีผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ $h_n(\tau)$ ชุดทำยนำเอาต์พุตที่ผ่านตัวกรองในแต่ละองค์ประกอบมารวมกันก็จะได้อาต์พุตของสายอากาศแถวลำดับ $y(t)$ ออกมาดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 สายอากาศแถวลำดับกับการประมวลผลแบบเชิงเส้น

สัญญาณเอาต์พุต $y(t)$ สามารถเขียนอยู่ในรูปของการคอนโวลูชันได้ โดยกำหนดให้ช่วงเวลาที่สังเกตหรือช่วงเวลาของสัญญาณที่รับได้ไม่จำกัด

$$y(t) = \sum_{n=0}^{L-1} \int_{-\infty}^{\infty} h_n(t-\tau) f_n(\tau, \mathbf{p}_n) d\tau \quad (2.20)$$

และในรูปแบบของเวกเตอร์เป็น

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{h}^H(t-\tau) \mathbf{f}(\tau, \mathbf{p}) d\tau \quad (2.21)$$

โดยที่ $\mathbf{h}(\tau) = [h_0(\tau) \ h_1(\tau) \ \dots \ h_{L-1}(\tau)]^T$

สัญญาณเอาต์พุต $y(t)$ ของสายอากาศแถวลำดับในโดเมนความถี่สามารถแสดงได้เป็น

$$\begin{aligned} Y(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} y(t) e^{-j\omega t} dt \\ &= \mathbf{H}^H(\omega) \mathbf{F}(\omega) \end{aligned} \quad (2.22)$$

โดยที่ ω เป็นความถี่ของสัญญาณอินพุต, $\mathbf{H}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{h}(t) e^{-j\omega t} dt$, และ $\mathbf{F}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{f}(t, \mathbf{p}) e^{-j\omega t} dt$

นอกจากนี้เราสามารถแสดงสัญญาณที่รับได้จากสายอากาศแถวลำดับดังสมการที่ (2.19) โดยจัดใหม่ให้อยู่ในรูปของเวลาประวิงที่สอดคล้องกับเวลาที่มาถึงของสัญญาณที่แต่ละองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับได้เป็น

$$\mathbf{f}(t, \mathbf{p}) = \begin{bmatrix} f(t - \tau_0) \\ f(t - \tau_1) \\ \vdots \\ f(t - \tau_{L-1}) \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

โดยที่ $\tau_n = \frac{\mathbf{v}^T \mathbf{p}_n}{c}$, c คือความเร็วของการแพร่กระจายคลื่นในตัวกลาง, และ \mathbf{v} เป็นเวกเตอร์หนึ่งหน่วยที่แสดงถึงทิศทางของสัญญาณ นั่นคือ

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} -\sin \theta \cos \phi \\ -\sin \theta \sin \phi \\ -\cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

โดยที่เครื่องหมายลบแสดงทิศทางของเวกเตอร์ \mathbf{v} ในปริภูมิดังรูปที่ 2.8 ดังนั้น τ_n สามารถแสดงได้เป็น

$$\tau_n = -\frac{1}{c} [\sin \theta \cos \phi \cdot p_{x_n} + \sin \theta \sin \phi \cdot p_{y_n} + \cos \theta \cdot p_{z_n}] \quad (2.25)$$

สำหรับการแพร่กระจายคลื่นระนาบในตัวกลางเอกพันธ์ (Homogeneous medium) หมายเลขคลื่น (wave number) \mathbf{k} จะเป็น

$$\mathbf{k} = \frac{\omega}{c} \mathbf{v} = -\frac{2\pi}{\lambda} \begin{bmatrix} \sin \theta \cos \phi \\ \sin \theta \sin \phi \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

โดยที่ λ คือความยาวคลื่นที่สอดคล้องกับความถี่ ω

พิจารณา τ_n จะได้ว่า

$$\omega \tau_n = \frac{\omega \mathbf{v}^T \mathbf{p}_n}{c} = \frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{v}^T \mathbf{p}_n = \mathbf{k}^T \mathbf{p}_n \quad (2.27)$$

กำหนดให้เวกเตอร์ทิศทาง $\mathbf{a}(\mathbf{k})$ ที่แสดงทิศทางการมาถึงสายอากาศแถวลำดับของสัญญาณ เป็น

$$\mathbf{a}(\mathbf{k}) = \begin{bmatrix} e^{-jk^T \mathbf{p}_0} & e^{-jk^T \mathbf{p}_1} & \dots & e^{-jk^T \mathbf{p}_{L-1}} \end{bmatrix}^T \quad (2.28)$$

เราสามารถแสดง $\mathbf{F}(\omega)$ ในสมการที่ (2.22) ใหม่ได้เป็น

$$\mathbf{F}(\omega) = F(\omega) \mathbf{a}(\mathbf{k}) \quad (2.29)$$

นั่นคือที่แต่ละองค์ประกอบของ $\mathbf{F}(\omega)$ คือ

$$F_n(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t - \tau_n) e^{-j\omega t} dt = e^{-j\omega \tau_n} F(\omega) = e^{-j\mathbf{k}^T \mathbf{p}_n} F(\omega)$$

เซตของเวกเตอร์ทิศทาง $\mathbf{a}(\mathbf{k})$ จะเรียกว่า Array manifold

เอาต์พุตของสายอากาศแถวลำดับ $y(t)$ สามารถหาได้จากสมการที่ (2.21) โดยใช้การทับซ้อน (Superposition) ของฟังก์ชันมูลฐาน (Basis function) แบบเอกซ์โพเนนเชียลเชิงซ้อนของสนามอินพุต $f(t, \mathbf{p})$ และเนื่องจากพิจารณาให้เป็นคลื่นระนาบ จะได้ฟังก์ชันมูลฐานเป็น

$$f_n(t, \mathbf{p}_n) = \exp[j(\omega t - \mathbf{k}^T \mathbf{p}_n)], \quad n = 0, 1, \dots, L-1 \quad (2.30)$$

หรือ

$$\mathbf{f}(t, \mathbf{p}) = e^{j\omega t} \mathbf{a}(\mathbf{k}) \quad (2.31)$$

แทนสมการที่ (2.31) ลงในสมการที่ (2.21)

$$y(t, \mathbf{k}) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{h}^H(t - \tau) \mathbf{a}(\mathbf{k}) e^{j\omega \tau} d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{h}^H(t - \tau) e^{j\omega \tau} d\tau \mathbf{a}(\mathbf{k})$$

ให้ $\alpha = t - \tau$ จะได้

$$y(t, \mathbf{k}) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{h}^H(\alpha) e^{-j\omega \alpha} d\alpha \mathbf{a}(\mathbf{k}) e^{j\omega t} = \mathbf{H}^H(\omega) \mathbf{a}(\mathbf{k}) e^{j\omega t} \quad (2.32)$$

เราใช้ $y(t, \mathbf{k})$ แทน $y(t)$ เพื่อแสดงว่าเอาต์พุตของสายอากาศแถวลำดับขึ้นอยู่กับหมายเลขคลื่น \mathbf{k} ด้วย พิจารณาในโดเมนของความถี่ จากสมการที่ (2.22) จะได้ว่า

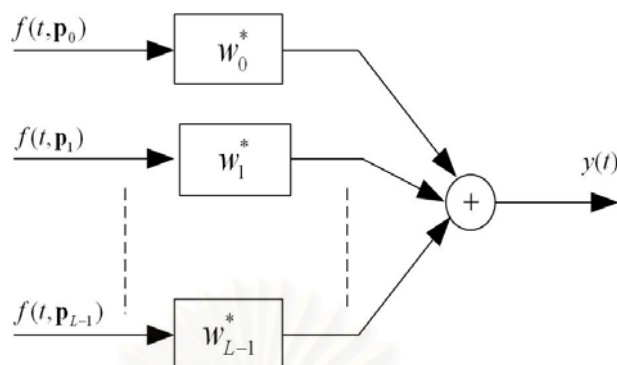
$$Y(\omega, \mathbf{k}) = \mathbf{H}^H(\omega) \mathbf{a}(\mathbf{k}) \quad (2.33)$$

สมการที่ (2.33) นี้เองแสดงให้เห็นถึงการจัดการหรือกรรมวิธีทางปริภูมิ (Spatial processing) ของสายอากาศแถวลำดับ จากสมการที่ (2.33) นี้แบบรูปลำ (Beam pattern) ของสายอากาศแถวลำดับสามารถหาได้โดย

$$B(\omega; \theta, \phi) = \mathbf{H}^H(\omega) \mathbf{a}(\mathbf{k}) \quad (2.34)$$

เมื่อค่า θ และ ϕ เปลี่ยนไปเรื่อย ๆ

ในระบบสายอากาศฉลาด ตัวสร้างลำคลื่นแถบแคบ (Narrowband beamformer) จะใช้ตัวถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน (Complex weights) ที่สามารถปรับได้โดยใช้ อัลกอริทึมในการปรับเปลี่ยนในแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 โครงสร้างของตัวสร้างลำคลื่นแถบแคบทั่วไป

ถ้าเรากำหนดให้ $\mathbf{w}^H = [w_0^* \ w_1^* \ \dots \ w_{L-1}^*]$ สมการที่ (2.32) จะเป็น

$$y(t, \mathbf{k}) = \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\mathbf{k}) e^{j\omega t} \quad (2.36)$$

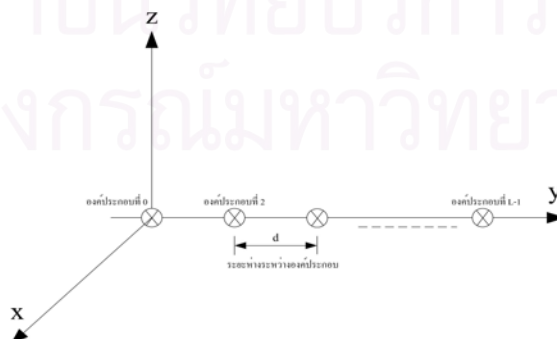
และ

$$B(\omega : \theta, \phi) = \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\mathbf{k}) \quad (2.37)$$

นั่นคือ $\mathbf{w}^H = \mathbf{H}^H(\omega)$ นั่นเอง

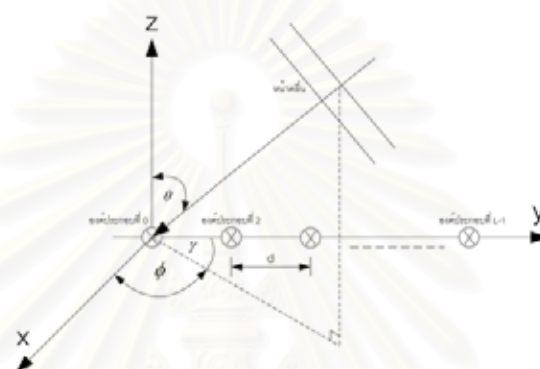
2.2.2 สายอากาศแถวลำดับที่มีการเรียงตัวเป็นแนวตรง

สายอากาศแถวลำดับที่มีการเรียงตัวเป็นแนวตรง (Linear array) เป็นการวางองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับให้อยู่ในตำแหน่งที่เป็นแนวเดียวกัน เช่น อาจวางไว้บนแกน x , y หรือ z ดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 สายอากาศแถวลำดับที่มีการเรียงตัวเป็นแนวตรง วางอยู่บนแกน y โดยมีจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศเท่ากับ L

ระยะห่างระหว่างแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ d ก็เป็นสิ่งที่ต้องคำนึงถึงด้วย ถ้าระยะห่างระหว่างแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับมีค่าเท่ากันเราจะเรียกว่าสายอากาศลำดับที่มีการเรียงตัวเป็นแนวตรงแบบยูนิฟอร์ม (Uniform Linear Array, ULA) [25] ในวิทยานิพนธ์นี้ เราจะใช้สายอากาศลำดับที่มีการเรียงตัวเป็นแนวตรงแบบยูนิฟอร์มนี้ โดยให้สายอากาศวางอยู่บนแกน y ดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 สายอากาศลำดับที่มีการเรียงตัวเป็นแนวตรงแบบยูนิฟอร์ม วางอยู่บนแกน y โดยมีจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศเท่ากับ L ซึ่งจะนำมาใช้ในวิทยานิพนธ์นี้

จากโครงสร้างของสายอากาศแถวลำดับดังรูปที่ 2.12 ตำแหน่งของแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับสามารถแสดงได้เป็น

$$\left. \begin{array}{l} p_{x_n} = 0 \\ p_{y_n} = nd \\ p_{z_n} = 0 \end{array} \right\} n = 0, 1, \dots, L-1 \quad (2.38)$$

โดยที่ d เป็นระยะห่างระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ

เมื่อแทนค่าสมการที่ (2.38) ลงในสมการที่ (2.28) เราจะได้เวกเตอร์ทิศทาง $\mathbf{a}(\mathbf{k})$ เป็น

$$\mathbf{a}(\theta, \phi) = \left[1 \quad e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d \sin\theta \sin\phi} \quad \dots \quad e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(L-1)d \sin\theta \sin\phi} \right]^T \quad (2.39)$$

อย่างไรก็ตามเราพิจารณาสายอากาศแถวลำดับที่ภาครับที่สถานีฐาน ซึ่งอยู่สูงจากพื้นค่อนข้างมาก อีกทั้งเราพิจารณาว่าคลื่นสัญญาณจากผู้ใช้ที่มาถึงสายอากาศประมาณว่าเป็นคลื่นระนาบ ดังนั้นมุมที่มาถึงสายอากาศแถวลำดับของสัญญาณจากผู้ใช้ในทิศทางมุมยก

(Elevator) θ จะประมาณให้เป็น 90 องศา ($\theta \approx 90^\circ$) ดังนั้นเวกเตอร์ทิศทาง $\mathbf{a}(\mathbf{k})$ สามารถแสดงได้เป็น

$$\mathbf{a}(\phi) = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\phi} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(L-1)d\sin\phi} \end{bmatrix}^T \quad (2.40)$$

จากรูปที่ 2.12 ค่าของมุมทิศ ϕ (Azimuth angle) จะเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง $0 \leq \phi \leq 2\pi$ ซึ่งเป็นค่ามุมของทิศทางของสัญญาณจากผู้ใช้ที่มาจากสายอากาศเมื่อเทียบกับทิศทางที่ตั้งฉาก (Broadside) กับสายอากาศแถวลำดับ เมื่อพิจารณาช่วงการเปลี่ยนแปลงของมุม ϕ กับเวกเตอร์ทิศทาง $\mathbf{a}(\phi)$ ในสมการที่ (2.40) พบว่าค่าเวกเตอร์ทิศทางจะสมมาตรที่แกน y ทั้งแกนบวก y และแกนลบ y (นั่นคือ $0 \leq \phi \leq \pi$ และ $0 \geq \phi \geq -\pi$) ด้วยเหตุนี้เราพิจารณาที่ค่าของมุม ϕ ระหว่าง $-\frac{\pi}{2} \leq \phi \leq \frac{\pi}{2}$ เท่านั้น โดยที่มุม $\phi = 0^\circ$ เป็นทิศทางที่ตั้งฉากกับสายอากาศแถวลำดับ

พิจารณาระยะห่างระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ d ซึ่งมีผลกับแบบรูปลำของสายอากาศแถวลำดับ จาก [25] พบว่าถ้าระยะห่างระหว่างแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับไม่เหมาะสมจะทำให้เกิดปัญหา Grating ขึ้น

ปัญหา Grating คือพหุคลื่นซึ่งมีขนาดเท่ากับพหุคลื่นหลัก อันจะทำให้สัญญาณรบกวนหรือสัญญาณแทรกสอดที่เข้ามาทางปัญหา Grating นี้ส่งผลกระทบต่อสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการที่เข้ามายังพหุคลื่นหลักอย่างมาก เพื่อที่จะหลีกเลี่ยงปัญหาการเกิดปัญหา Grating ระยะห่างระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับควรจะเป็นไปตามเงื่อนไข [25]

$$\frac{d}{\lambda} \leq \frac{1}{1 + |\sin \phi_{\max}|} \quad (2.41)$$

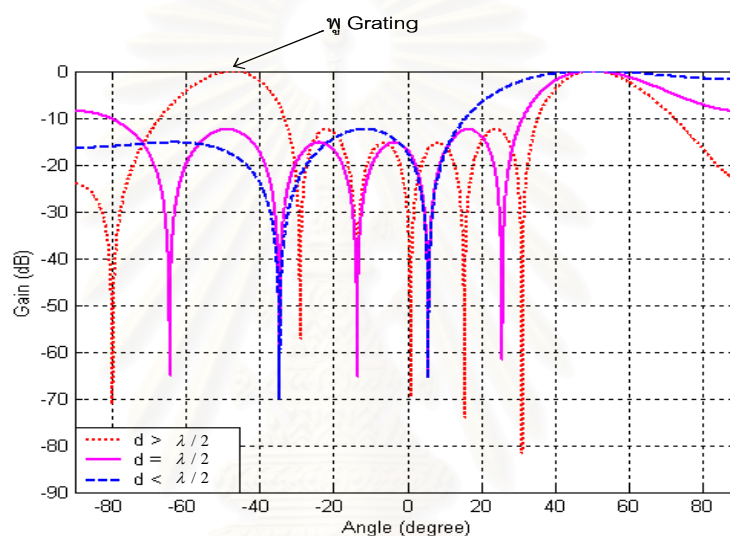
โดยที่ ϕ_{\max} เป็นค่ามุมที่มากที่สุดที่ต้องการสร้างลำคลื่นให้ขึ้นไป ดังนั้นจากช่วงของมุม ϕ ที่เราพิจารณา $-\frac{\pi}{2} \leq \phi \leq \frac{\pi}{2}$ จะได้ $\phi_{\max} = \frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{2}$ ดังนั้นจะได้ระยะห่างระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศสายอากาศแถวลำดับที่ไม่ทำให้เกิดปัญหา Grating เป็น

$$d \leq \frac{\lambda}{2} \quad (2.42)$$

ในวิทยานิพนธ์นี้ จะกำหนดให้ระยะห่างระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเป็น $d = \frac{\lambda}{2}$ เพื่อป้องกันการเกิดปัญหา Grating ขึ้น และถ้าให้ระยะห่างระหว่างองค์ประกอบน้อยกว่านี้ก็จะเกิดปัญหา Mutual coupling ขึ้นระหว่างองค์ประกอบที่อยู่ใกล้กันได้

สายอากาศแถวลำดับที่มีการเรียงตัวเป็นแนวตรงแบบยูนิฟอร์มโดย $d = \frac{\lambda}{2}$ นี้เรียกอีกอย่างหนึ่งว่าสายอากาศแถวลำดับที่มีการเรียงตัวเป็นแนวตรงแบบมาตรฐาน (Standard linear array)

ปัญหาของพู Grating นั้นเปรียบเสมือนปัญหาการเคลือบแฝง (aliasing) อันเกิดจากการซัดตัวอย่างที่ต่ำกว่าอัตราไนควิสต์ (Nyquist rate) ในกรรมวิธีสัญญาณทางเวลานั่นเอง ดังนั้นถ้า $d = \frac{\lambda}{2}$ และ $d < \frac{\lambda}{2}$ เปรียบเสมือนการซัดตัวอย่างที่เท่ากับและสูงกว่าอัตราไนควิสต์ในกรรมวิธีสัญญาณทางเวลาตามลำดับ

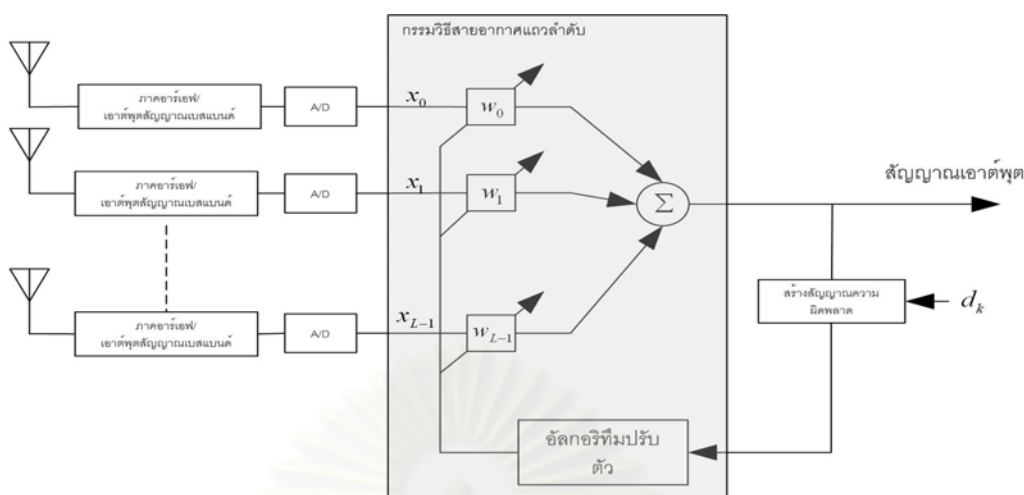


รูปที่ 2.13 แบบรูปลำของสายอากาศแถวลำดับที่มีระยะห่างระหว่างองค์ประกอบเป็น $d < \frac{\lambda}{2}$

$d = \frac{\lambda}{2}$ และ $d > \frac{\lambda}{2}$ ตามลำดับ ทิศทางของผู้ใช้ที่ต้องการเป็น 50 องศา

2.2.3 ระบบสายอากาศฉลาด

ระบบสายอากาศฉลาดจะใช้สายอากาศแถวลำดับดังที่ได้กล่าวมาแล้ว ร่วมกับอัลกอริทึมปรับตัว (Adaptive algorithm) เพื่อควบคุมตัวถ่วงน้ำหนักในแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับในการสร้างลำคลื่นให้สามารถปรับเปลี่ยนได้ เพื่อจุดประสงค์ดังที่ได้กล่าวไว้ก่อนหน้านี้อันแล้ว โครงสร้างโดยทั่วไปของเครื่องรับที่ใช้ระบบสายอากาศฉลาดแสดงได้ดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 โครงสร้างทั่วไปของระบบสายอากาศหลายช่อง

รูปที่ 2.14 เป็นโครงสร้างของระบบสายอากาศหลายช่องที่เป็นพื้นฐานที่จะนำไปใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ สัญญาณที่รับได้ที่สายอากาศแถวลำดับจะผ่านชุดวงจรความถี่วิทยุ (Radio Frequency: RF) เพื่อทำการแปลงความถี่ให้ต่ำลงมาและดีเทกต์สัญญาณในแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับออกมาเป็นสัญญาณเบสแบนด์ จากนั้นสัญญาณเบสแบนด์จะผ่านเข้าไปในวงจร A/D ทำการซิกคตัวอย่างเพื่อแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัลเพื่อใช้ในการประมวลผลต่อไป อย่างไรก็ตาม การทดลองและแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ใช้ต่อจากนี้จะไม่พิจารณาในส่วนของวงจรอาร์เอฟ โดยจะพิจารณาในส่วนที่เป็นสัญญาณเบสแบนด์โดยตรง

สัญญาณดิจิทัลเบสแบนด์ $x_n : n = 0, 1, \dots, L-1$ ที่รับได้ในแต่ละองค์ประกอบจะถูกคูณด้วยตัวถ่วงน้ำหนัก $w_n : n = 0, 1, \dots, L-1$ ซึ่งถูกควบคุมโดยอัลกอริทึมปรับตัวได้ จากนั้นจะนำสัญญาณจากทุก ๆ องค์ประกอบมารวมกัน ก็จะได้สัญญาณที่ต้องการออกมาที่เอาต์พุต

สำหรับอัลกอริทึมปรับตัวได้ก็มีหลายแบบด้วยกัน ดังที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 1 เพราะฉะนั้นจะขอกล่าวถึงอัลกอริทึมปรับตัวได้ที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์นี้มากที่สุดเท่านั้น นั่นคืออัลกอริทึมที่ใช้สัญญาณอ้างอิงในการสร้างลำดับ โดยเกณฑ์ที่ใช้คือ MMSE โดยฟังก์ชันจุดประสงค์จะเป็นค่าพลังงานของผลต่างระหว่างสัญญาณเอาต์พุตกับสัญญาณอ้างอิง ซึ่งจะเรียกว่าเป็นสัญญาณความผิดพลาด (Error signal) และเราจะพยายามหาค่าเวกเตอร์ตัวถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน \mathbf{w} ที่เหมาะสมที่สุด (Optimum) ที่ทำให้ได้ค่าพลังงานของสัญญาณความผิดพลาดนี้ต่ำสุด ดังสมการ

$$J(\mathbf{w}_k) = E \left[\left| \mathbf{w}_k^H \mathbf{x}_i - d_{k,i} \right|^2 \right] \quad (2.43)$$

โดยที่ $J(\cdot)$ เป็นฟังก์ชันจุดประสงค์, $\mathbf{w}_k = [w_{k,1} \ w_{k,2} \ \dots \ w_{k,L-1}]^T$ เป็นเวกเตอร์ตัวถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อนเมื่อพิจารณาว่ารับสัญญาณจากผู้ใช้คนที่ k , $\mathbf{x}_i = [x_{0,i} \ x_{2,i} \ \dots \ x_{L-1,i}]^T$ เป็นเวกเตอร์สัญญาณดิจิทัลแบบแบนด์ที่ค่าซีกตัวอย่างที่ i , และ $d_{k,i}$ เป็นสัญญาณอ้างอิงของผู้ใช้คนที่ k ที่ค่าซีกตัวอย่างที่ i

ค่าเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อนที่เหมาะสมที่สุดในัยของ MMSE ที่ทำให้ฟังก์ชันจุดประสงค์ในสมการที่ (2.43) ต่ำสุดมีค่าเป็น [5]

$$\mathbf{w}_k = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{p} \quad (2.44)$$

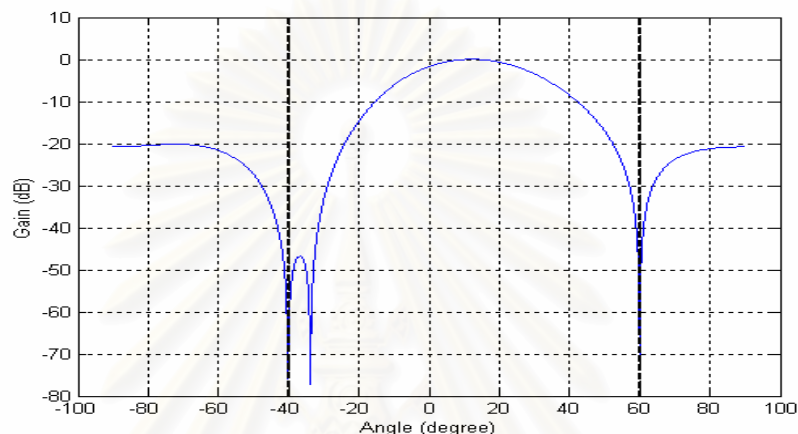
โดยที่ $\mathbf{R} = E[\mathbf{x}_i \mathbf{x}_i^H]$ เป็นค่าอัตสหสัมพันธ์ของเวกเตอร์สัญญาณดิจิทัลแบบแบนด์ที่ค่าซีกตัวอย่างที่ i , $\mathbf{p} = E[\mathbf{x}_i d_{k,i}^*]$ เป็นค่าสหสัมพันธ์ข้าม (cross-correlation) ระหว่างเวกเตอร์สัญญาณดิจิทัลแบบแบนด์ที่ค่าซีกตัวอย่างที่ i และสัญญาณอ้างอิงของผู้ใช้คนที่ k ที่ค่าซีกตัวอย่างที่ i

สมการที่ (2.44) เรียกว่าสมการ Wiener อย่างไรก็ตามค่าเวกเตอร์ \mathbf{w}_k ที่เหมาะสมที่สุดนั้น ในความเป็นจริงแล้วไม่สามารถหาได้ เพราะเราไม่สามารถหาค่าที่ถูกต้องของ \mathbf{R} และ \mathbf{p} ได้ ดังนั้นเราจึงใช้เพียงค่าประมาณ (estimate) ของ \mathbf{R} และ \mathbf{p} เท่านั้น ทำให้ค่าเวกเตอร์ \mathbf{w}_k ที่ได้จะเป็นเพียงค่าที่ใกล้เคียงค่าเหมาะสมที่สุดเท่านั้น (suboptimum)

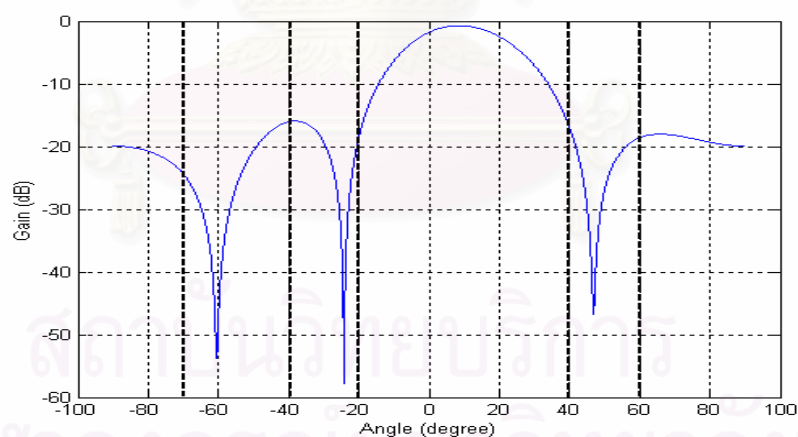
อัลกอริทึมปรับตัวได้ซึ่งใช้ในการหาค่าเวกเตอร์ \mathbf{w} ที่ใช้ในระบบสายอากาศฉลาด โดยทั่วไปแล้วจะใช้การคำนวณแบบวนซ้ำ (Recursive) เพื่อให้อัลกอริทึมสามารถทำการปรับเปลี่ยนค่าเวกเตอร์ \mathbf{w} ให้เหมาะสมได้ทันทั่วทั้งที่เมื่อสภาวะแวดล้อมของระบบเปลี่ยนไป อัลกอริทึมปรับตัวได้ที่มีการคำนวณค่าเวกเตอร์ \mathbf{w} แบบวนซ้ำโดยเกณฑ์ที่ใช้คือ MMSE ที่รู้จักกันดีได้แก่อัลกอริทึม LMS (Least Mean Square) และอัลกอริทึม RLS (Recursive Least Squares) [5], [8] ในวิทยานิพนธ์นี้จะอ้างอิงอัลกอริทึม LMS เป็นหลักเนื่องจากมีความซับซ้อนในการคำนวณน้อยกว่าอัลกอริทึม RLS อย่างไรก็ตามความสามารถในการติดตาม (Tracking) ก็เป็นสิ่งที่ต้องพิจารณา ส่วนรายละเอียดของอัลกอริทึม LMS จะขอก้าวในบทที่ 3

ในระบบสายอากาศฉลาด ที่จำนวนสัญญาณที่เข้ามาถึงสายอากาศแกลวลำดับทั้งหมดมีจำนวนมากกว่าองค์ประกอบของสายอากาศ เราจะเรียกว่าเป็นระบบที่มีโหลดเกิน (Overload) ถ้าจำนวนสัญญาณที่เข้ามาถึงสายอากาศแกลวลำดับทั้งหมดมีจำนวนน้อยกว่าองค์ประกอบของสายอากาศ เราจะเรียกว่าเป็นระบบที่มีโหลดต่ำ (Underload) [5]

ในระบบสายอากาศขดลวดที่มีโหลดเกิน ระบบสายอากาศขดลวดจะไม่สามารถสร้างแบบรูปลำให้สามารถขจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น ๆ ออกไปจากสัญญาณที่ต้องการได้อีกต่อไป อย่างไรก็ตามอัลกอริทึมปรับตัวได้ก็ยังคงจะพยายามหาค่าเวกเตอร์ \mathbf{w} ที่ให้ได้ค่าฟังก์ชันจุดประสงค์ต่ำสุดที่สภาวะนั้น ๆ รูปที่ 2.15 แสดงแบบรูปลำที่ถูกสร้างโดยเครื่องรับที่ใช้ระบบสายอากาศขดลวดทั้งระบบที่มีโหลดต่ำและระบบที่มีโหลดเกิน



(ก)



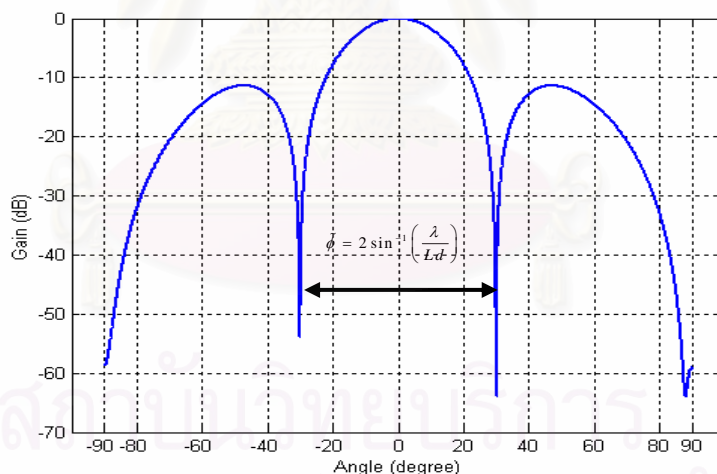
(ข)

รูปที่ 2.15 แบบรูปลำที่สร้างขึ้นที่ภาครับซึ่งใช้ระบบสายอากาศขดลวด จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 4 (ก) ระบบที่มีโหลดต่ำ ทิศทางของสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดเป็น 10, 60 และ -40 องศา ตามลำดับ (ข) ระบบที่มีโหลดเกิน ทิศทางของสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดเป็น 10, 40, 60, -20, -40, และ -70 องศาตามลำดับ

นอกจากระบบที่มีโหลดเกินแล้ว ระบบสายอากาศผลาดยังไม่สามารถขจัดสัญญาณแทรกสอดที่เข้ามาภายในพู่คลื่นหลักที่มีทิศทางชี้ไปยังผู้ใช้ที่ต้องการได้อีกด้วย [25] ความกว้างของลำคลื่น (Beam width) ที่ถือว่าระบบสายอากาศผลาดจะสามารถขจัดสัญญาณแทรกสอดออกไปได้จะวัดจากจุดนัลจุดหนึ่งถึงจุดนัลอีกจุดหนึ่ง (null to null) ของพู่คลื่นหลักและเราสามารถคำนวณหาความกว้างของพู่คลื่นหลักนี้ได้ในพจน์ของมุม [25]

$$\tilde{\phi} = 2 \sin^{-1} \left(\frac{\lambda}{Ld} \right) \tag{2.45}$$

โดยที่ $\tilde{\phi}$ เป็นความกว้างของพู่คลื่นหลักโดยวัดจากจุดนัลจุดหนึ่งถึงจุดนัลอีกจุดหนึ่งของพู่คลื่นหลัก, λ คือความยาวคลื่น, L จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ, และ d เป็นระยะห่างระหว่างแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ ตัวอย่างเช่น ถ้าเราใช้จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ $L = 4$ และระยะห่างระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ $d = \frac{\lambda}{2}$ เราจะได้ $\tilde{\phi} = 60^\circ$ ดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 แบบรูปลำที่สร้างขึ้นจากสายอากาศแถวลำดับที่มีจำนวนองค์ประกอบเท่ากับ 4 โดยมี ความกว้างของพู่คลื่นหลักเท่ากับ 60 องศา ($\tilde{\phi} = 60^\circ$)

2.3 ระบบเครื่องรับ/ส่งของซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห้

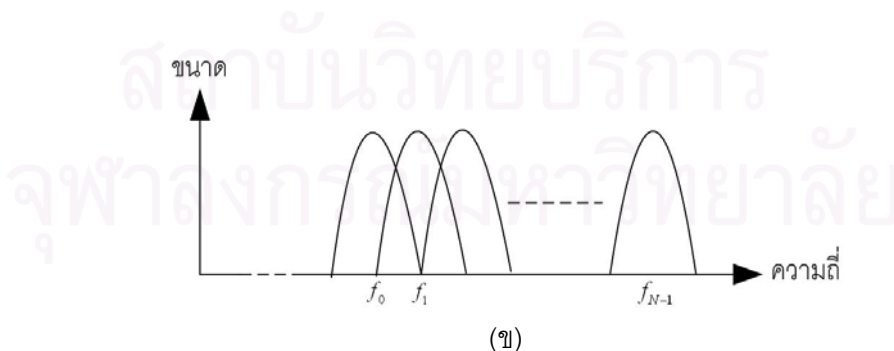
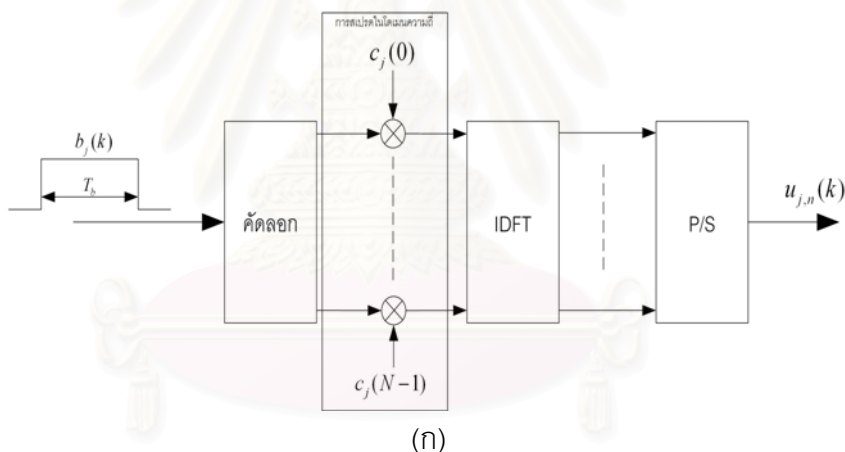
จากที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 1 ว่าระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห้เป็นการนำเอา การมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM รวมเข้ากับวิธีการของซีดีเอ็มเอ ทำให้ทนทานต่อการรบกวน

สัญลักษณ์และใช้แบนด์วิดท์ที่มีอยู่อย่างจำกัดได้อย่างมีประสิทธิภาพ ทำให้สามารถส่งข้อมูลในอัตราสูงขึ้นกว่าเดิมได้

ระบบเครื่องรับ/ส่งของซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห่ที่นำมาใช้วิทยานิพนธ์นี้จะเป็นระบบที่เป็นการรวมกันของการสเปรตในโดเมนความถี่และการมอดูเลตหลายคลื่นพาห่

2.3.1 ระบบเครื่องส่งซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห่

แบบจำลองของระบบเครื่องส่งซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห่ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ จะใช้แบบจำลองแบบแบนด์โดยที่หนึ่งสัญลักษณ์แทนหนึ่งบิตข้อมูล และจะกำหนดให้ช่วงคุ่มกันถูกเติมเข้าไปอย่างเหมาะสมที่จะไม่ทำให้เกิดการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ขึ้น ดังนั้นในแบบจำลองจะไม่พิจารณาช่วงคุ่มกันนี้ โครงสร้างของระบบเครื่องส่งซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห่ของผู้ใช้คนที่ j ไต ๆ แสดงได้ดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 (ก) แบบจำลองเครื่องส่งซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห่แบบแบนด์ (ข) แบบจำลองสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ถูกส่งออกไป

จากรูปที่ 2.17 (ก) ใช้การแปลงฟูริเยร์แบบดิสครีตผกผัน (Inverse Discrete Fourier Transform) แทนการมอดูเลตในแต่ละคลื่นพารัลลอล สัญญาณเอาต์พุตที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลาแบบเบสแบนด์ $u_{j,n}(k)$ ของผู้ใช้คนที่ j ใด ๆ ที่ถูกส่งออกไปสามารถแสดงได้เป็น [26]

$$u_{j,n}(k) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \sqrt{\varepsilon_j} b_j(k) c_j(m) \exp\left(\frac{j2\pi mn}{N}\right), \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.46)$$

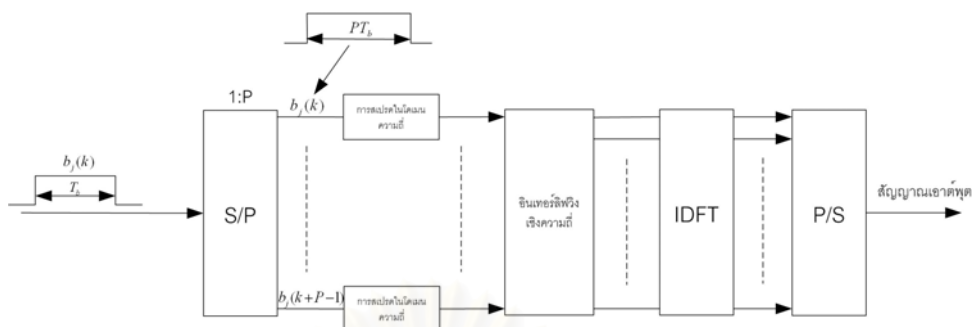
โดยที่ k เป็นดรรชนีสัญลักษณ์ข้อมูล, n เป็นดรรชนีที่บอกลำดับการซัดตัวอย่าง, m เป็นดรรชนีคลื่นพารัลลอล, $b_j(k)$ เป็นสัญลักษณ์ข้อมูลที่ k ที่มีช่วงเวลา (duration) เป็น T_b ของผู้ใช้คนที่ j , $u_{j,n}(k)$ เป็นสัญญาณเบสแบนด์ที่ถูกส่งจากเครื่องส่ง ลำดับการซัดตัวอย่างที่ n ระหว่างสัญลักษณ์ข้อมูลที่ k ของผู้ใช้คนที่ j , N เป็นค่า Processing Gain ซึ่งเท่ากับจำนวนของคลื่นพารัลลอล, $\mathbf{c}_j = [c_j(0) \dots c_j(N-1)]$ เป็นรหัสสัญญาณรบกวนสุ่มเทียมที่ใช้สเปคในโดเมนความถี่ของผู้ใช้คนที่ j , และ ε_k เป็นพลังงานของสัญลักษณ์ข้อมูลของผู้ใช้คนที่ k เมื่อเทียบกับสเปคตรัมกำลังของสัญญาณรบกวน นอกจากนี้สมการที่ (2.46) ยังสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของ DFT เมทริกซ์ \mathbf{F} ได้เป็น

$$\mathbf{u}_j(k) = \frac{1}{N} \sqrt{\varepsilon_j} b_j(k) \mathbf{c}_j \mathbf{F}^H \quad (2.47)$$

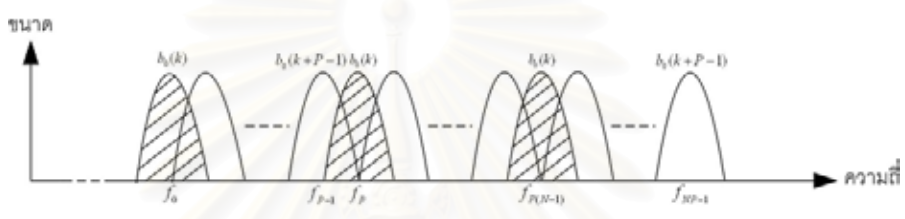
โดยที่ $\mathbf{u}_j(k) = [u_{j,0}(k) \ u_{j,1}(k) \ \dots \ u_{j,N-1}(k)]$ และ

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi(1)(1)/N} & \dots & e^{-j2\pi(1)(N-1)/N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi(N-1)(1)/N} & \dots & e^{-j2\pi(N-1)(N-1)/N} \end{bmatrix}$$

อย่างไรก็ตาม ที่อัตราบิตข้อมูลสูง ๆ การใช้ช่วงคัมกันอย่างเดียวอาจจะไม่เหมาะสมหรือเพียงพอ ซึ่งจะทำให้เกิดปัญหาการจางหายแบบเลือกความถี่อันเนื่องมาจากช่องสัญญาณได้ ดังนั้นสัญลักษณ์ข้อมูล $b_j(k)$ ที่จะส่งต้องถูกแปลงจากการส่งแบบอนุกรมไปเป็นการส่งแบบขนานก่อน (Serial to Parallel) นั่นคือส่งหลายสัญลักษณ์ข้อมูลพร้อมกัน ทั้งนี้เพราะเป็นสิ่งที่จำเป็นอย่างยิ่งที่การส่งแบบหลายคลื่นพารัลลอล (Multicarrier transmission) แต่ละคลื่นพารัลลอลจะต้องประสบกับการจางหายแบบไม่เลือกความถี่ (Frequency non-selective fading) อันเนื่องมาจากช่องสัญญาณ [3] โครงสร้างของระบบเครื่องส่งแบบนี้สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.18



(ก)



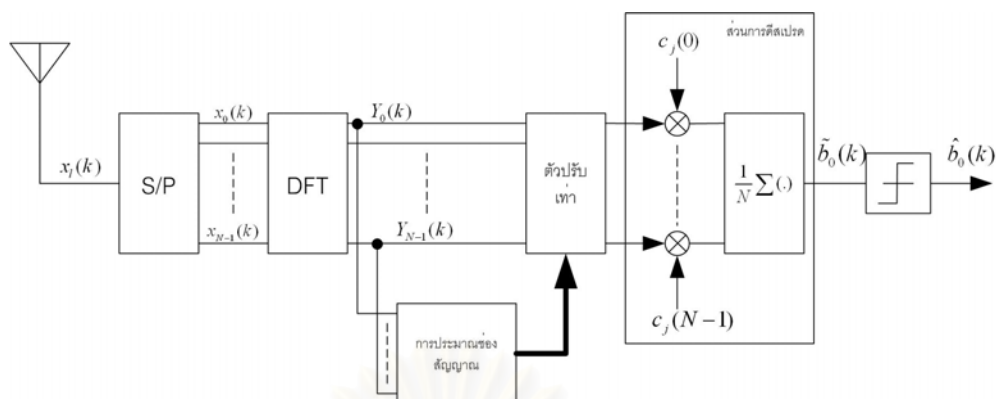
(ข)

รูปที่ 2.18 (ก) เครื่องส่งซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาหุแบบเบสแบนด์ที่ส่งหลาย ๆ บิตหรือสัญลักษณ์ ข้อมูลพร้อม ๆ กัน (ข) แบบจำลองสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ถูกส่งออกไป

จากรูปที่ 2.18 การที่ต้องทำอินเทอร์พรีนึ่งเชิงความถี่ก็เพื่อลดความสัมพันธ์ระหว่างคลื่นพาหุย่อยอันเกิดจากการจางหายของช่องสัญญาณนั่นเอง และระบบเครื่องส่งดังรูปที่ 2.18 นี้ จะพบว่าจำนวนของคลื่นพาหุย่อยทั้งหมดที่ใช้จะไม่เท่ากับ Processing Gain อีกต่อไป

2.3.2 ระบบเครื่องรับซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาหุ

เครื่องรับซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาหุที่จะพิจารณาในวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นเครื่องรับที่สถานีฐานเท่านั้น ดังนั้นช่องสัญญาณที่ส่งผ่านสัญญาณจากเครื่องส่งของผู้ใช้แต่ละคนมายังสถานีฐาน ก็จะเป็นช่องสัญญาณขาขึ้น โดยที่เครื่องรับจะทำกระบวนการที่กลับกันกับเครื่องส่ง เช่นเดียวกับเครื่องส่ง ในวิทยานิพนธ์นี้จะพิจารณาแบบจำลองเครื่องรับซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาหุแบบเบสแบนด์ซึ่งมีโครงสร้างดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 เครื่องรับซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์แบบเบสแบนด์

จากแบบจำลองของเครื่องรับดังรูปที่ 2.19 จะเป็นเครื่องรับที่สอดคล้องกับเครื่องส่งในรูปที่ 2.17 และเราจะกำหนดให้เครื่องรับสามารถที่จะทำการซิงโครไนซ์ (Synchronizing) กับสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการได้อย่างถูกต้อง (Perfect) และเพื่อเป็นการดี-เทกต์แบบร่วมนัย (Coherent detection) จะใช้การประมาณช่องสัญญาณ (Channel estimation) เข้าช่วย ซึ่งจะกำหนดให้การประมาณเป็นไปอย่างถูกต้องเช่นกัน อย่างไรก็ตามโครงสร้างของเครื่องรับในรูปต่อไป จะขอละบล็อก (Block) ของฟังก์ชันการประมาณช่องสัญญาณนี้ไว้

จากสัญญาณที่ถูกส่งมาจากเครื่องส่งดังสมการที่ (2.46) สัญญาณที่รับได้ทีสลายอากาศของเครื่องรับก็จะรับมาเป็นบล็อกของข้อมูลที่มีจำนวนซ้ำตัวอย่างเท่ากับ Processing Gain, N เช่นกันซึ่งสามารถแสดงได้เป็น

$$x_n(k) = \sum_{j=0}^{J-1} \sqrt{\varepsilon_j} b_j(k) \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} h_{j,m}(k) c_j(m) \exp\left(\frac{j2\pi mn}{N}\right) + n_n(k), \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.48)$$

โดยที่ k คือดรรชนีของบล็อกข้อมูลที่รับเข้ามาซึ่งสอดคล้องกับดรรชนีของสัญลักษณ์ข้อมูล, J คือจำนวนผู้ใช้ทั้งหมดในระบบที่พิจารณา, $h_{j,m}(k)$ เป็นแอมพลิจูดค่าเชิงซ้อนคลื่นพาห์ย่อยที่ m ที่บล็อกของข้อมูลที่ k ของผู้ใช้คนที่ j อันเกิดจากช่องสัญญาณ, และ $n_n(k)$ เป็นสัญญาณรบกวนไวท์เกาส์เซียนแบบบวก (Additive White Gaussian Noise, AWGN) ค่าเชิงซ้อนของบล็อกข้อมูลที่ k ที่ลำดับการซ้ำตัวอย่างที่ n

สัญญาณ $x_n(k)$ จะถูกแปลงจากข้อมูลแบบอนุกรมไปเป็นข้อมูลแบบขนานก่อน จากนั้นจะถูกทำการดีมอดูเลตสัญญาณในแต่ละคลื่นพาห์ย่อยออกมา โดยใช้การแปลงฟูริเยร์แบบดิสครีต จะได้ $\mathbf{Y}(k) = [Y_0(k) Y_1(k) \dots Y_{N-1}(k)]$ โดยที่

$$Y_m(k) = \sum_{j=0}^{J-1} \sqrt{\varepsilon_j} b_j(k) h_{j,m}(k) c_j(m) + \tilde{n}_m(k), \quad m = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.49)$$

โดยที่ $\tilde{n}_m(k)$ เป็นสัญญาณรบกวนหลังจากตีมอดูเลตสัญญาณในแต่ละคลื่นพาร์ย่อยมาแล้ว

จากนั้นแต่ละสัญญาณ $Y_m(k)$ จะถูกปรับเท่าด้วยตัวปรับเท่า ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์ของตัวปรับเท่าจะได้มาจากการประมาณของสัญญาณนั่นเอง เพื่อที่เมื่อรวมข้อมูลที่ตีมอดูเลตออกมาได้ที่แต่ละคลื่นพาร์ย่อยแล้วทำให้ได้อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลต่ำที่สุด ตัวปรับเท่านี้มีอัลกอริทึมให้เลือกใช้ต่าง ๆ กันดังที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 1 อย่างไรก็ตามในวิทยานิพนธ์นี้จะเลือกใช้อัลกอริทึม MRC (Maximum Ratio Combining) [14] เป็นหลัก เนื่องจากว่าในวิทยานิพนธ์นี้จะพิจารณาของสัญญาณชายเชื่อมโยงขาขึ้นซึ่งอัลกอริทึม MRC จะทำให้ได้สมรรถนะของเครื่องรับที่ดี [27] รองจากอัลกอริทึม MMSE แต่อัลกอริทึม MRC ไม่จำเป็นต้องรู้กำลังของสัญญาณรบกวนซึ่งต้องใช้การประมาณออกมา

ถ้าเรากำหนดให้สัญญาณของผู้ใช้คนที่ $j=0$ เป็นผู้ใช้ที่ต้องการ เนื่องจากการประมาณของสัญญาณเป็นไปอย่างถูกต้อง สัญญาณ $Y_m(k)$ หลังจากผ่านตัวปรับเท่าที่ใช้อัลกอริทึม MRC แล้วจะเป็น

$$Y_m(k) = \sqrt{\varepsilon_0} b_0(k) |h_{0,m}(k)|^2 c_0(m) + \underbrace{\sum_{j=1}^{J-1} \sqrt{\varepsilon_j} b_j(k) (h_{0,m}(k) h_{j,m}(k)) c_j(m) + \tilde{n}_m(k) h_{0,m}(k)}_{\text{สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น}} \quad (2.50)$$

โดยที่ $m=0, 1, \dots, N-1$

หลังจากทำการปรับเท่าแล้วก็จะทำการดีสเปรดสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการออกมาด้วยรหัสสัญญาณรบกวนสุ่มเทียมของผู้ใช้ที่ต้องการ

$$\tilde{b}_0(k) = \sqrt{\varepsilon_0} b_0(k) |h_{0,m}(k)|^2 + \underbrace{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^{J-1} \sqrt{\varepsilon_j} b_j(k) \left\{ \sum_{m=0}^{N-1} (h_{0,m}(k) h_{j,m}(k)) c_j(m) c_0(m) \right\}}_{\text{สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น}} + \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \tilde{n}_m(k) h_{0,m}(k) c_0(m) \quad (2.51)$$

โดยที่ $\tilde{b}_0(k)$ เป็นสัญลักษณ์ข้อมูลที่ k ของผู้ใช้ที่ต้องการ ($j=0$) ก่อนที่จะทำการตัดสินใจบิตหรือสัญลักษณ์ข้อมูล จากสมการที่ (2.51) พบว่าอิทธิพลของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น ๆ ในระบบ นอกจากจะขึ้นอยู่กับค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสสัญญาณรบกวนสุ่มเทียมของผู้ใช้ที่ต้องการและรหัสสัญญาณรบกวนสุ่มเทียมของผู้ใช้อื่น ๆ แล้ว ความสัมพันธ์ระหว่างเอนเวโลปค่าเชิงซ้อนในแต่ละคลื่นพาร์ย่อยอันเนื่องมาจากช่องสัญญาณ ก็มีผลกับขนาดของสัญญาณแทรก

สอดคล้องกัน นอกจากนั้นแล้วค่า Processing Gain (N) เมื่อเทียบกับจำนวนผู้ใช้ทั้งหมดในระบบ (J) ที่เราพิจารณาก็เป็นสิ่งที่ต้องคำนึงถึง นั่นคือถ้าอัตราส่วนระหว่างจำนวนของผู้ใช้ทั้งหมดกับ Processing Gain $\left(\frac{J}{N}\right)$ มีค่าน้อย ก็จะทำให้อิทธิพลของสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนที่มีต่อสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการลดน้อยลงไปด้วย และในทางกลับกัน

สุดท้ายสัญลักษณ์ข้อมูล $\tilde{b}_0(k)$ จะถูกทำการตัดสินใจออกมา โดยใช้อุปกรณ์ตัดสินใจแบบตายตัว (Hard decision device) ที่มีจุดเริ่มเปลี่ยน (threshold) เป็นศูนย์

$$\hat{b}_0(k) = \text{sgn}(\tilde{b}_0(k)) \quad (2.52)$$

โดยที่ $\hat{b}_0(k)$ เป็นสัญลักษณ์ข้อมูลที่ k ของผู้ใช้ที่ต้องการที่ตัดสินใจออกมาได้

นอกจากนี้ถ้าหากเราใช้ระบบเครื่องส่งซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาหีในรูปที่ 2.18(ก) โครงสร้างของเครื่องรับจะสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.20 โดยที่หลักการงานหลัก ๆ ของเครื่องรับยังคงเหมือนกันเพียงแต่เป็นการรับหลายสัญลักษณ์ข้อมูลพร้อม ๆ กันเท่านั้น



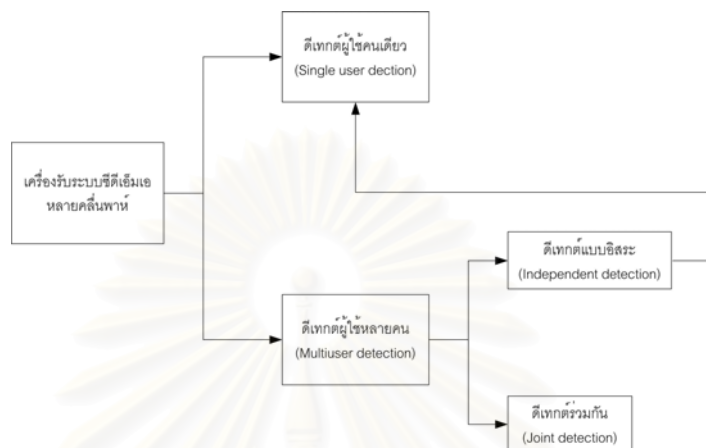
รูปที่ 2.20 เครื่องรับซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาหีแบบเบสแบนด์ซึ่งสอดคล้องกับเครื่องส่งซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาหีในรูปที่ 2.18(ก)

2.3.3 เครื่องรับแบบดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนของซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาหี

เครื่องรับของระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาหีดังที่กล่าวมาทั้งหมดในหัวข้อที่ 2.3.2 เป็นเครื่องรับแบบดีเทกต์ผู้ใช้คนเดียว ในวิทยานิพนธ์นี้จะพิจารณาเครื่องรับที่สถานีฐานซึ่งเป็นเครื่องรับแบบดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนในระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาหีด้วย

เช่นเดียวกับเครื่องรับแบบดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนในระบบ DS-CDMA ระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาหีก็สามารถใช้โครงสร้างหรืออัลกอริทึมของเครื่องรับแบบดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบ

เดียวกันได้ แต่อาจจะปรับปรุงเปลี่ยนแปลงไปบ้างหรือไม่นั้นก็ขึ้นอยู่กับเทคนิคของแต่ละคนที่จะนำมาใช้ ชนิดและวิธีการดีเทกต์บิตหรือสัญลักษณ์ข้อมูลของผู้ใช้ของเครื่องรับระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์โดยทั่วไปสามารถแสดงได้ดังแผนผังในรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 แผนผังแสดงชนิดของเครื่องรับและวิธีการดีเทกต์บิตหรือสัญลักษณ์ข้อมูลของผู้ใช้

ในระบบช่องสัญญาณขาขึ้น สัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนที่มาถึงเครื่องรับที่สถานีฐานจะประสบกับการจางหายของช่องสัญญาณที่แตกต่างกันออกไป นอกจากนั้นยังเกิดปัญหาใกล้-ไกล (near-far) ขึ้นอีกเนื่องจากกำลังของสัญญาณจากผู้ใช้ที่มาถึงเครื่องรับอาจจะไม่เท่ากัน (ถึงแม้จะใช้อัลกอริทึมในการควบคุมกำลัง (Power control) ของสัญญาณ จากผู้ใช้แต่ละคนที่มาถึงเครื่องรับให้เท่ากันแล้วก็ตาม แต่ในความเป็นจริงเป็นไปได้ยาก เนื่องจากผู้ใช้แต่ละคนจะประสบกับการจางหายของช่องสัญญาณที่แตกต่างกันออกไปนั่นเอง) ด้วยเหตุนี้เครื่องรับที่ดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกัน (Joint) จะเหมาะสมหรือมีสมรรถนะที่ดีกว่าในการขจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นและลดผลกระทบจากปัญหาใกล้-ไกล [28] เมื่อเทียบกับเครื่องรับแบบดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนที่ดีเทกต์สัญญาณของผู้ใช้แบบอิสระต่อกัน (Independent) ซึ่งทำให้อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ต่ำลง เป็นผลทำให้จำนวนผู้ใช้ในระบบสูงขึ้นได้

เครื่องรับที่ดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกัน ที่ถือว่าเป็นเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด (Optimum) จะใช้อัลกอริทึม ML (Maximum-likelihood) [4] อย่างไรก็ตามเครื่องรับแบบนี้จะมีความซับซ้อนในการคำนวณสูง ซึ่งจะเพิ่มขึ้นแบบเอกซ์โพเนนเชียลตามจำนวนของผู้ใช้ในระบบที่เพิ่มขึ้น ด้วยเหตุนี้ ทำให้มีการพัฒนาเครื่องรับแบบดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนที่ใกล้เคียงกับเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด (Suboptimum Receiver) ขึ้นมาเพื่อลดความซับซ้อนของเครื่องรับลงแต่ยังคงมีสมรรถนะที่ดีพอหรือใกล้เคียงกับเครื่องรับแบบเหมาะสมที่สุด โดยที่เครื่องรับแบบดีเทกต์ผู้ใช้

หลายคนที่ไม่ใกล้เคียงเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุดนี้สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 จำพวกใหญ่ ๆ ด้วยกัน [29] คือ เครื่องรับที่ใช้ตัวดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบเชิงเส้น (Linear multiuser detector) และ เครื่องรับที่ใช้ตัวขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบหักลบ (Subtractive interference canceller)

เครื่องรับที่ใช้ตัวดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบเชิงเส้น

เครื่องรับที่ใช้ตัวดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบเชิงเส้น จะใช้การถ่ายโอนแบบเชิงเส้น (Linear transformation) กับเอาต์พุตของตัวดีเทกต์แบบธรรมดา (Conventional detector) ของผู้ใช้ทุกคนดังรูป



รูปที่ 2.22 แผนผังโครงสร้างของเครื่องที่ใช้ตัวดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบเชิงเส้น

ตัวอย่างของเครื่องรับแบบนี้คือเครื่องรับแบบ Decorrelating และเครื่องรับแบบ MMSE หลักการและของเครื่องรับทั้งสองแบบนี้สามารถดูได้จาก [4]

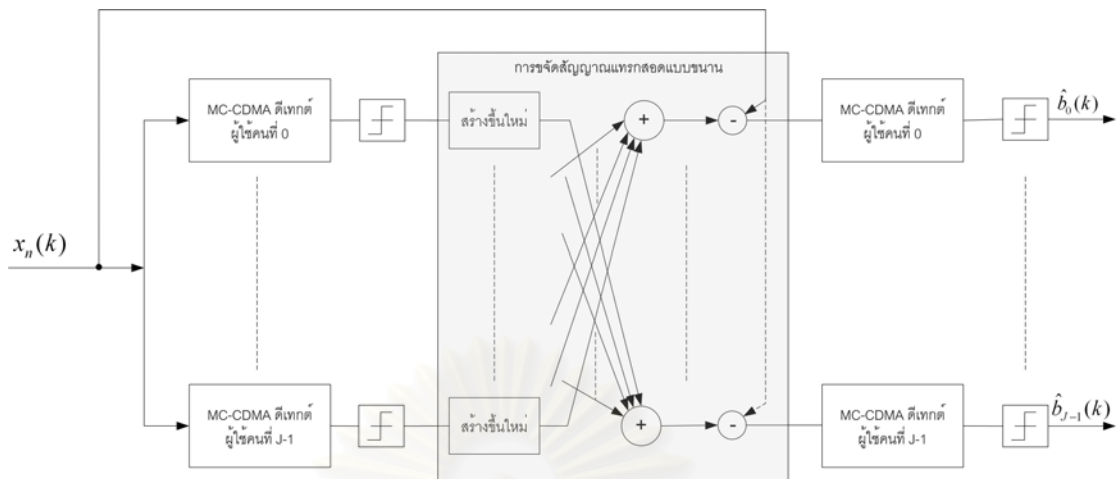
เครื่องรับที่ใช้ตัวขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบหักลบ

หลักการของเครื่องรับแบบนี้คือ สัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้คนอื่นจะถูกประมาณ (โดยใช้พารามิเตอร์ที่ได้มาจากการประมาณช่องสัญญาณ) และตัดล้นบิตหรือสัญลักษณ์ข้อมูล จากนั้นจะถูกสร้างขึ้นใหม่เพื่อหักลบออกจากสัญญาณรวมที่รับได้ทั้งหมด ก่อนที่จะทำการดีเทกต์สัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการ และตัดล้นสัญลักษณ์ข้อมูลของผู้ใช้ออกมา เครื่องรับที่ใช้ตัวขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบหักลบนี้สามารถแบ่งได้สองแบบ ตามลักษณะการขจัดสัญญาณแทรกสอดคือ การขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบเรียงลำดับ (Successive

Interference Cancellation, SIC) และการขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน (Parallel Interference Cancellation)

อย่างไรก็ตามเครื่องรับที่ใช้การขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบเรียงลำดับจะทำการดีเทกต์สัญญาณของผู้ใช้โดยเรียงลำดับตามกำลังของสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคน เช่นดีเทกต์สัญญาณของผู้ใช้ที่มีกำลังสูงที่สุดก่อน และเรียงลำดับไปจนถึงผู้ใช้ที่มีกำลังของสัญญาณต่ำที่สุด ทั้งนี้ก็เพื่อให้ความสามารถในการดีเทกต์สัญญาณ และการตัดสินใจสัญญาณข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนใกล้เคียงกัน ด้วยเหตุนี้เครื่องรับที่ใช้การขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบเรียงลำดับจำเป็นต้องประมาณกำลังสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนที่มาถึงเครื่องรับให้มีความแม่นยำ ไม่เช่นนั้นแล้วจะทำให้สมรรถนะโดยรวมของเครื่องรับลดลง นอกจากนี้แล้วเครื่องรับที่ใช้การขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบเรียงลำดับจะมีเวลาประวิงในการตัดสินใจสัญญาณข้อมูลที่สูงกว่าเครื่องรับที่ใช้การขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน รูปที่ 2.23 แสดงเครื่องรับที่ใช้การขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน

เพื่อเพิ่มสมรรถนะของเครื่องรับให้สูงขึ้น เครื่องรับที่ใช้การขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานสามารถทำให้เป็นแบบหลายภาค (Multistage) ได้ โดยที่การขจัดสัญญาณแทรกสอดภาคที่ n ใด ๆ จะใช้สัญญาณข้อมูลของผู้ใช้ที่แทรกสอดกับผู้ใช้ที่ต้องการที่ถูกตัดสินใจจากการขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานภาคที่ $n-1$ ร่วมกับพารามิเตอร์ที่ได้จากการประมาณช่องสัญญาณ เพื่อสร้างสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นขึ้นมาใหม่แล้วมาหักลบออกจากสัญญาณรวมที่รับมาได้ ดังนั้นจะพบว่าถ้าการประมาณหรือการตัดสินใจสัญญาณข้อมูลที่ภาค $n-1$ เชื่อถือได้ก็จะทำให้สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นถูกขจัดออกไปได้มาก ซึ่งจะทำให้สมรรถนะโดยรวมของระบบสูงขึ้นและในทางกลับกัน อย่างไรก็ตามในระบบที่โหลด (load) สูง (กำหนดโดยอัตราส่วนระหว่างจำนวนของผู้ใช้ทั้งหมดกับ Processing Gain) เครื่องรับที่ใช้การขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานหลายภาคอาจจะให้สมรรถนะของเครื่องรับไม่ดีได้ ดังนั้นในบทความ [30] ได้เสนอวิธีการปรับปรุงเครื่องรับที่ใช้การขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานโดยใช้ค่าถ่วงน้ำหนักเข้าช่วยเรียกว่าการขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานบางส่วน (Partial Parallel Interference Cancellation) ซึ่งจะทำให้สมรรถนะของเครื่องรับสูงขึ้นได้ อย่างไรก็ตามเครื่องรับที่ใช้การขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานหลายภาคก็จะทำให้เกิดเวลาประวิงในการตัดสินใจสัญญาณข้อมูลของผู้ใช้สูงขึ้น



รูปที่ 2.23 โครงสร้างของเครื่องรับที่ตีเทกต์ผู้ใช้หลายคนซึ่งใช้ตัวขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบหักลบ โดยใช้การจัดการสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 3

โครงสร้างและระบบของเครื่องรับที่นำเสนอ

ในบทที่ 3 นี้จะเป็นโครงสร้างและระบบของเครื่องรับซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาหะที่นำเสนอ โดยพิจารณาเครื่องรับที่สถานีฐาน ดังนั้นช่องสัญญาณที่พิจารณาจะเป็นช่องสัญญาณขาขึ้น ซึ่งการชิงโครโนซิงก์กันระหว่างสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนที่รับได้ในระบบเป็นไปได้ยาก ทำให้อิทธิพลของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นในระบบ ที่มีต่อสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการสูงขึ้น อันจะส่งผลให้อัตราผิดพลาดของบิตหรือสัญลักษณ์ข้อมูลของผู้ใช้ที่ต้องการ ที่รับได้ที่เครื่องรับสูงขึ้น ด้วยเหตุนี้วิทยานิพนธ์นี้ได้เสนอโครงสร้างและระบบของเครื่องรับซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาหะที่เครื่องรับที่สถานีฐาน เพื่อปรับปรุงอัตราผิดพลาดของบิตหรือสัญลักษณ์ข้อมูลของผู้ใช้ที่ต้องการที่รับได้ โดยจะพิจารณาว่าสัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคนที่มาถึงเครื่องรับที่สถานีฐานนี้ไม่สามารถที่จะชิงโครโนซิงก์กันได้

โครงสร้างของเครื่องรับที่นำเสนอนี้ จะเป็นการนำเอาระบบสายอากาศฉลาด ที่ใช้อัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นปรับตัวได้ที่ปรับปรุงหรือดัดแปลงขึ้นมา เข้ามาใช้ร่วมกับระบบเครื่องรับซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาหะธรรมดาตามที่กล่าวในบทที่ 2 รวมถึงเสนอโครงสร้างของเครื่องรับแบบดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนเมื่อนำมาใช้ร่วมกับระบบสายอากาศฉลาดที่นำเสนอ

3.1 โครงสร้างของเครื่องรับที่นำเสนอแบบดีเทกต์ผู้ใช้คนเดียว

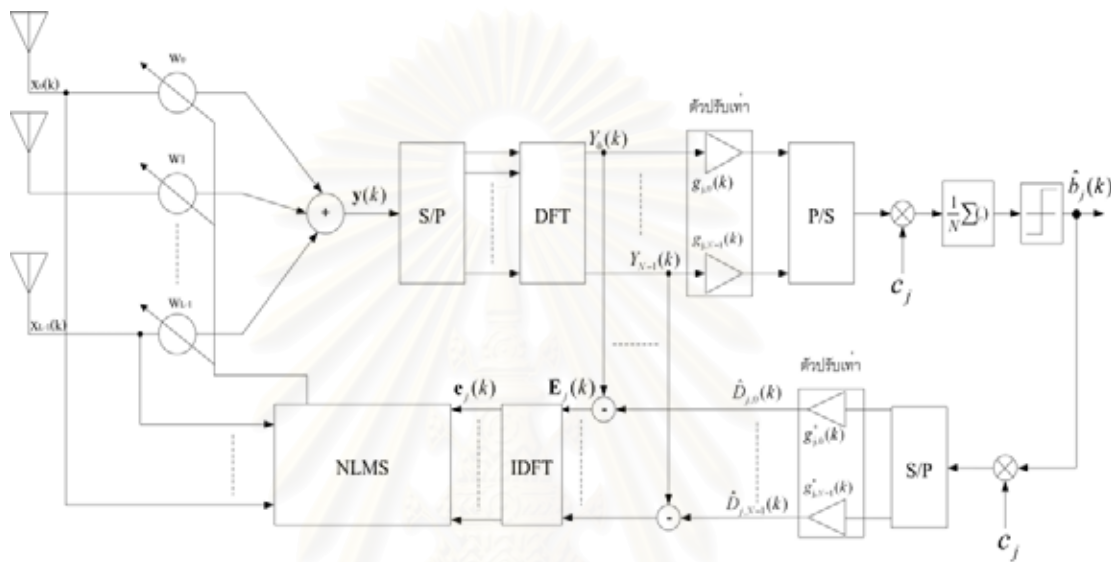
โครงสร้างของเครื่องรับที่นำเสนอที่สถานีฐาน จะนำสายอากาศแถวลำดับที่มีการเรียงตัวเป็นแนวตรง ดังที่ได้อธิบายในบทที่ 2 และอัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นปรับตัวได้แบบบอดมาใช้ เพื่อสร้างลำคลื่นให้มีพู่คลื่นหลักชี้ไปในทิศทางของผู้ใช้ที่ต้องการได้อย่างถูกต้อง

อัลกอริทึมแบบบอดในการสร้างลำคลื่นที่ได้พัฒนาขึ้นมา นี้ ไม่ต้องการสัญญาณอ้างอิงเพื่อทำการเทรนนิ่ง (Training) เวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน w ของสายอากาศแถวลำดับก่อนอย่างใน [17] และ [18] จึงไม่ต้องเสียช่วงเวลานึงในไทม์สล็อตของข้อมูลมาใช้เป็นช่วงเวลาของสัญญาณอ้างอิง ทำให้วิสัยสามารถของระบบสูงขึ้น นอกจากนี้อัลกอริทึมที่ได้พัฒนาขึ้นยังไม่จำเป็นต้องการรู้ทิศทางของการมาถึงของสัญญาณที่ต้องการดังเช่นใน [20] และการประมาณค่าเมตริกซ์อัตราสหสัมพันธ์ของทั้งสัญญาณอินพุต ที่รับได้ที่สายอากาศแถวลำดับและสัญญาณเอาต์พุตของตัวดีเทกต์ที่แต่ละองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ ดังเช่นในบทความที่ [19] ซึ่งจะทำให้ความซับซ้อนของระบบเครื่องรับสูงขึ้นและไม่เป็นการประมวผลแบบเวลาจริง

อีกทั้งยังไม่ต้องการการประมาณกำลังของสัญญาณรบกวนดังเช่นอัลกอริทึมที่เสนอในบทความที่ [21]

เครื่องรับที่สถานีฐานระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห้ที่นำเสนอ แสดงได้ดังรูปที่

3.1



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของเครื่องรับระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห้แบบดีเทกต์ผู้ใช้คนเดียวซึ่งใช้ระบบสายอากาศผลลัดที่นำเสนอสำหรับการสร้างลำคลื่นเข้ามาพร้อมด้วย

จากรูปที่ 3.1 เป็นโครงสร้างของเครื่องรับที่นำเสนอ และเป็นการ์ดดีเทกต์ผู้ใช้คนเดียวแบบเบสแบนด์ในช่องสัญญาณขาขึ้น อย่างไรก็ตามในการวิเคราะห์ เราจะกำหนดให้เครื่องรับที่จะดีเทกต์สัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการคนใด ก็จะสามารถซิงโครไนซ์กับสัญญาณของผู้ใช้คนนั้น ๆ ได้ และการประมาณช่องสัญญาณเป็นไปอย่างถูกต้อง จากรูปที่ 3.1 สามารถแสดงสัญญาณอินพุตที่รับได้ที่สายอากาศแถวลำดับได้เป็น

$$\mathbf{x}_n(k) = \sum_{j=0}^{J-1} \mathbf{a}(\phi_j) \sqrt{\varepsilon_j} b_j(k) \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} h_{j,m}(k) c_j(m) \exp\left(\frac{j2\pi mn}{N}\right) + \mathbf{n}_n(k), \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.1)$$

โดยที่ $h_{j,m}(k)$ เป็นแอมพลิจูดค่าเชิงซ้อนที่มีกระจายแบบเรย์ลี ณ คลื่นพาห้ย่อยที่ m บล็อกข้อมูลที k ของผู้ใช้คนที่ j อันเกิดจากช่องสัญญาณ และ $\mathbf{n}_n(k) = [n_{0,n}(k) \dots n_{L-1,n}(k)]^T$ เป็นสัญญาณรบกวนไวท์เกาส์เซียนแบบบวกละมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ที่แต่ละองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ จากสมการที่ (3.1) พบว่าสัญญาณที่รับได้ที่สายอากาศแถวลำดับของเครื่องรับเหมือนกับ

สมการที่ (2.48) ยกเว้นว่าจะมีเวกเตอร์ทิศทาง $\mathbf{a}(\theta_j)$ ของผู้ใช้คนที่ j ซึ่งกำหนดได้ดังสมการที่ (2.40) รวมอยู่ด้วยเนื่องจากเครื่องรับใช้สายอากาศแถวลำดับในการรับสัญญาณ เช่นเดียวกัน สัญญาณที่รับได้ที่สายอากาศแถวลำดับของเครื่องรับก็จะรับมาเป็นบล็อกของข้อมูลที่มีจำนวนตัวตัวอย่างเท่ากับ N เช่นเดียวกัน สมการที่ (3.1) สามารถเขียนอยู่ในรูปของเมตริกซ์ได้เป็น

$$\mathbf{X}(k) = \mathbf{A}(\theta)\tilde{\mathbf{U}}(k) + \mathbf{G}(k) \quad (3.2)$$

โดยที่ $\mathbf{X}(k)$ เป็นเมตริกซ์ของสัญญาณที่รับได้ที่สายอากาศแถวลำดับ ณ บล็อกข้อมูลที่ k , $\mathbf{A}(\theta)$ เป็นเมตริกซ์ของเวกเตอร์ทิศทางของทุก ๆ ผู้ใช้, $\tilde{\mathbf{U}}(k)$ เป็นเมตริกซ์ของสัญญาณของผู้ใช้ที่ส่งออกมาจากเครื่องส่งที่รับได้ที่สายอากาศแถวลำดับ ณ บล็อกข้อมูลที่ k ซึ่งสอดคล้องกับดรรชนีที่บอกสัญลักษณ์ข้อมูล, และ $\mathbf{G}(k)$ เป็นเมตริกซ์ของสัญญาณรบกวนไวท์เกาส์เขียนแบบบวกที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ ณ บล็อกข้อมูลที่ k นั่นคือ

$$\mathbf{X}(k) = \begin{bmatrix} x_{0,0}(k) & x_{0,1}(k) & \cdots & x_{0,N-1}(k) \\ x_{1,0}(k) & x_{1,1}(k) & \cdots & x_{1,N-1}(k) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{L-1,0}(k) & x_{L-1,1}(k) & \cdots & x_{L-1,N-1}(k) \end{bmatrix} = [\mathbf{x}_0(k) \ \mathbf{x}_1(k) \ \dots \ \mathbf{x}_{N-1}(k)],$$

$$\mathbf{A}(\theta) = \begin{bmatrix} a_0(\theta_0) & a_0(\theta_1) & \cdots & a_0(\theta_{J-1}) \\ a_1(\theta_0) & a_1(\theta_1) & \cdots & a_1(\theta_{J-1}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{L-1}(\theta_0) & a_{L-1}(\theta_1) & \cdots & a_{L-1}(\theta_{J-1}) \end{bmatrix}, \text{ และ}$$

$$\tilde{\mathbf{U}}(k) = \begin{bmatrix} \tilde{u}_{0,0}(k) & \tilde{u}_{0,1}(k) & \cdots & \tilde{u}_{0,N-1}(k) \\ \tilde{u}_{1,0}(k) & \tilde{u}_{1,1}(k) & \cdots & \tilde{u}_{1,N-1}(k) \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \tilde{u}_{J-1,0}(k) & \tilde{u}_{J-1,1}(k) & \cdots & \tilde{u}_{J-1,N-1}(k) \end{bmatrix}$$

$$\text{โดยที่ } \tilde{u}_{j,n}(k) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \sqrt{\varepsilon_j} b_j(k) h_{j,m}(k) c_j(m) \exp\left(\frac{j2\pi mn}{N}\right)$$

จากรูปที่ 3.1 สัญญาณที่รับได้ที่แต่ละองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับจะถูกคูณด้วยตัวถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน ซึ่งสามารถเขียนอยู่ในรูปของเวกเตอร์ได้เป็น $\mathbf{w}(k) = [w_0(k) \ \dots \ w_{L-1}(k)]^T$ การคูณด้วยตัวถ่วงน้ำหนักในแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับนี้เปรียบเสมือนการกรองทางปริภูมิ (Spatial filtering) นั่นเอง สัญญาณหลังจากผ่านการกรองทางปริภูมิด้วยตัวถ่วงน้ำหนักสามารถแสดงได้เป็น

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{w}^H(k)\mathbf{X}(k) \quad (3.3)$$

สัญญาณ $\mathbf{y}(k)$ จะถูกแปลงจากข้อมูลแบบอนุกรมไปเป็นข้อมูลแบบขนานก่อน จากนั้นจะถูกทำการดีมอดูเลตสัญญาณในแต่ละคลื่นพาหีย่อยออกมา โดยใช้การแปลงฟูริเยร์แบบดิสครีตจะได้ $\mathbf{Y}(k) = [Y_0(k) \ Y_1(k) \ \dots \ Y_{N-1}(k)]$ โดยที่

$$Y_m(k) = \sum_{j=0}^{J-1} (\mathbf{w}^H(k) \mathbf{a}(\phi_j)) \sqrt{\varepsilon_j} b_j(k) h_{j,m}(k) c_j(m) + \tilde{n}_m(k), \quad m = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.4)$$

โดยที่ $\tilde{n}_m(k)$ เป็นสัญญาณรบกวนหลังจากผ่านกรองทางปริภูมิด้วยค่าถ่วงน้ำหนัก \mathbf{w} และดีมอดูเลตสัญญาณในแต่ละคลื่นพาหีย่อยมาแล้ว

เช่นเดียวกับในบทที่ 2 ถ้าเรากำหนดให้สัญญาณของผู้ใช้คนที่ $j=0$ เป็นผู้ใช้ที่ต้องการ เราสามารถเขียนสมการที่ (3.4) ใหม่ได้เป็น

$$Y_m(k) = (\mathbf{w}^H(k) \mathbf{a}(\phi_0)) \sqrt{\varepsilon_0} b_0(k) h_{0,m}(k) c_0(m) + \sum_{j=1}^{J-1} (\mathbf{w}^H(k) \mathbf{a}(\phi_j)) \sqrt{\varepsilon_j} b_j(k) h_{j,m}(k) c_j(m) + \tilde{n}_m(k) \quad (3.5)$$

โดยที่ $m=0, 1, \dots, N-1$

จากสมการที่ (3.5) พบว่าขนาดของสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดขึ้นอยู่กับเทอมของ $\mathbf{w}^H(k) \mathbf{a}(\phi_j)$ ซึ่งเป็นผลมาจากการกรองทางปริภูมินั่นเองและเป็นค่า สเกลาร์ อัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นปรับตัวได้แบบบอดที่นำเสนอนี้ก็พยายามหาค่าเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนัก \mathbf{w} ที่พยายามลดขนาดของสัญญาณแทรกสอดออกไปให้ได้มากที่สุดนั่นเอง

หลังจากได้เวกเตอร์สัญญาณ $\mathbf{Y}(k)$ ออกมาแล้วขั้นตอนต่อไปก็จะเหมือนกับระบบเครื่องรับที่ได้อธิบายไว้ในบทที่ 2 หัวข้อที่ 2.3.2 นั่นคือผ่านตัวปรับเท่าที่ใช้อัลกอริทึม MRC โดยมีเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ของตัวปรับเท่าเป็น $\mathbf{g}_0(k) = [g_{0,0}(k) \ \dots \ g_{0,N-1}(k)] = [h_{0,0}^*(k) \ \dots \ h_{0,N-1}^*(k)]$ หลังจากทำการปรับเท่าแล้ว จากนั้นจะทำการดีสเปรดสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการออกมาด้วยรหัสสัญญาณรบกวนสุ่มเทียมของผู้ใช้ที่ต้องการ และทำการตัดสินสัญญาณลักษณะข้อมูลออกมาโดยใช้อุปกรณ์ตัดสินแบบตายตัวที่มีจุดเริ่มเปลี่ยนเป็นศูนย์ ได้ $\hat{b}_0(k)$

หลังจากได้ $\hat{b}_0(k)$ แล้ว จากรูปเครื่องรับที่นำเสนอในรูป 3.1 จะนำ $\hat{b}_0(k)$ นี้มาใช้ในอัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นปรับตัวได้ โดยที่ $\hat{b}_0(k)$ จะถูกรีสเปรดด้วยรหัสสัญญาณรบกวนสุ่มเทียมของผู้ใช้ที่ต้องการ จากนั้นจะแปลงจากข้อมูลแบบอนุกรมไปเป็นข้อมูลแบบขนานแล้วคูณด้วยค่าสังยุค (Conjugate) ของเวกเตอร์ของสัมประสิทธิ์ตัวปรับเท่า $\mathbf{g}_0^*(k)$ และค่าพลังงานของ

สัญลักษณ์ข้อมูลของผู้ใช้คนที่ต้องการซึ่งสามารถแสดงได้เป็น $\hat{\mathbf{D}}_0(k) = [\hat{D}_{0,0}(k) \cdots \hat{D}_{0,N-1}(k)]$ โดยที่

$$\hat{D}_{0,m}(k) = \sqrt{\varepsilon_0} h_{0,m}(k) c_0(m) \hat{b}_0(k) \quad (3.6)$$

เราสามารถหาเวกเตอร์ผิดพลาด $\mathbf{E}_0(k)$ ได้จาก

$$\mathbf{E}_0(k) = [E_{0,0}(k) \cdots E_{0,N-1}(k)] = \mathbf{Y}(k) - \hat{\mathbf{D}}(k) \quad (3.7)$$

โดยที่

$$E_{0,m}(k) = \sqrt{\varepsilon_0} h_{0,m}(k) c_0(m) \left[(\mathbf{w}^H(k) \mathbf{a}(\phi_0)) b_0(k) - \hat{b}_0(k) \right] + \sum_{j=1}^{J-1} (\mathbf{w}^H(k) \mathbf{a}(\phi_j)) \sqrt{\varepsilon_j} b_j(k) h_{j,m}(k) c_j(m) + \tilde{n}_m(k) \quad (3.8)$$

จากสมการที่ (3.8) พบว่าขนาดของเวกเตอร์ผิดพลาด $\mathbf{E}_0(k)$ นอกจากจะขึ้นอยู่กับพจน์ $\mathbf{w}^H(k) \mathbf{a}(\phi_j)$ แล้ว ยังขึ้นอยู่กับสัญลักษณ์ข้อมูล $\hat{b}_0(k)$ ที่เอาต์พุตของเครื่องรับอีกด้วย นั่นคือถ้า $\hat{b}_0(k) = b_0(k)$ ก็จะทำให้ขนาดของเวกเตอร์ $\mathbf{E}_0(k)$ มีขนาดต่ำที่สุดได้ ซึ่งก็เท่ากับว่าเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน \mathbf{w} จะต้องพยายามขจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น ๆ ออกไปให้ได้มากที่สุด เพื่อที่จะทำให้การตัดสินใจสัญลักษณ์ข้อมูลของผู้ใช้ที่ต้องการที่เอาต์พุตของเครื่องรับเป็นไปอย่างถูกต้องนั่นเอง ดังนั้นอัลกอริทึมปรับตัวได้ที่จะนำมาใช้ในการสร้างลำคลื่น จะพยายามหาเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน \mathbf{w} ที่ทำให้ได้ขนาดของเวกเตอร์ผิดพลาด $\mathbf{E}_0(k)$ ต่ำสุดโดยใช้การคำนวณแบบวนซ้ำ

เนื่องจากเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน \mathbf{w} ที่ทำการกรองสัญญาณทางปริภูมิ นั้น จะทำกับสัญญาณที่เข้ามาซึ่งสายอากาศแถวลำดับซึ่งเป็นสัญญาณที่มอดูเลตด้วยคลื่นพาห่อย่อยซึ่งแทนด้วยการแปลงฟูริเยร์แบบดิสครีตผกผัน ดังนั้นในการคำนวณหาเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน \mathbf{w} แบบวนซ้ำดังกล่าว พารามิเตอร์หรือสัญญาณที่เกี่ยวข้องจำเป็นจะต้องพิจารณาว่าเป็นสัญญาณที่ได้จากการแปลงฟูริเยร์แบบดิสครีตผกผันเช่นกัน นั่นคือถ้าเรากำหนดให้

$$\mathbf{E}_0(k) \xrightarrow{IDFT} \mathbf{e}_0(k) \quad (3.9)$$

$$\hat{\mathbf{D}}_0(k) \xrightarrow{IDFT} \hat{\mathbf{d}}_0(k) \quad (3.10)$$

โดยที่ $\mathbf{e}_0(k) = [e_{0,0}(k) \cdots e_{0,N-1}(k)]$ เป็นเวกเตอร์ผิดพลาดที่ได้จากการแปลงฟูริเยร์แบบดิสครีตผกผันของ $\mathbf{E}_0(k)$ และ $\hat{\mathbf{d}}_0(k) = [\hat{d}_{0,0}(k) \cdots \hat{d}_{0,N-1}(k)]$ เป็นเวกเตอร์การรบกวนของสัญลักษณ์

ข้อมูลที่ถูกรับของผู้ใช้ที่ต้องการ $\hat{b}_0(k)$ ที่เอาต์พุตของเครื่องรับที่ได้จากการแปลงฟูรีเยร์แบบดิสครีตของ $\mathbf{D}_0(k)$ ยิ่งกว่านั้น $\hat{\mathbf{d}}_0(k)$ สามารถแสดงได้โดย

$$\hat{\mathbf{d}}_0(k) = \frac{1}{N} \hat{b}_0(k) (\mathbf{c}_0 \square \mathbf{g}_0^H) \mathbf{F}^H \quad (3.11)$$

โดยที่ \square คือ การคูณเมตริกซ์แบบ Schur-Hadamard

การคำนวณหาเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน \mathbf{w} ในการสร้างลำคลื่น แบบวนซ้ำจะใช้อัลกอริทึม NLMS (Normalized Least Mean Square) เหตุผลที่เลือกใช้อัลกอริทึม NLMS เนื่องจากว่า ในระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห้โดยปกติแล้วอาจจะประสบกับปัญหา PAP (Peak-to-average power) อันเนื่องมาจากการที่คลื่นพาห้ย่อยที่ใช้ในการมอดูเลตมีเฟสเดียวกัน ซึ่งจะทำให้สัญญาณหลังจากมอดูเลตด้วยคลื่นพาห้ย่อยแล้วมีกำลังงานสูงสุดได้ถึง N เท่า (จำนวนคลื่นพาห้ย่อย) ของกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ [31] ดังนั้นเพื่อลดปัญหาการลู่ออก (divergence) ของอัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นเนื่องจากปัญหาดังกล่าว ในการคำนวณหาเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน \mathbf{w} แบบวนซ้ำโดยเฉพาะอย่างยิ่งที่ค่าพลังงานของสัญญาณข้อมูลสูง ๆ (หรือค่า SNR (Signal to Noise Ratio) สูง ๆ) อัลกอริทึม NLMS จึงเป็นอัลกอริทึมที่เหมาะสมในการนำมาใช้ โดยมีฟังก์ชันจุดประสงค์เป็น

$$J(k) = E \|\mathbf{e}_0(k)\|^2 = E \left[\sum_{m=0}^{M-1} |e_{0,m}(k)|^2 \right] \quad (3.12)$$

จากฟังก์ชันจุดประสงค์ในสมการที่ (3.12) อัลกอริทึมจะพยายามหาเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน \mathbf{w} ที่ทำให้ฟังก์ชันจุดประสงค์มีค่าน้อยที่สุด และเนื่องจากเป็นการคำนวณหาค่าแบบวนซ้ำ สมการปรับให้ทันกาล (Update equation) เวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน \mathbf{w} ของอัลกอริทึม NLMS สามารถหาได้อย่างง่าย ๆ โดยการดัดแปลงสมการปรับให้ทันกาลเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน \mathbf{w} ของอัลกอริทึม LMS ดังนั้นเราจะเริ่มจากสมการปรับให้ทันกาลเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน \mathbf{w} ของอัลกอริทึม LMS ก่อนคือ [8]

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \frac{1}{2} \mu \nabla J(k) \quad (3.13)$$

โดยที่ μ ขนาดช่วงก้าว (Step size) ของการปรับให้ทันกาลและ $J(k)$ เป็นฟังก์ชันจุดประสงค์ที่แสดงในสมการที่ (3.12) และจากสมการที่ (3.12) เราสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned}
 J(k) &= E \left[\sum_{m=0}^{N-1} |e_{0,m}(k)|^2 \right] = E \left[\sum_{m=0}^{N-1} |y_m(k) - \hat{d}_{0,m}(k)|^2 \right] \\
 &= \sum_{m=0}^{N-1} E \left[|\mathbf{w}^H(k) \mathbf{x}_m(k) - \hat{d}_{0,m}(k)|^2 \right]
 \end{aligned} \tag{3.14}$$

และเกรเดียนต์ (Gradient) ของฟังก์ชันจุดประสงค์ $J(k)$ คือ

$$\nabla J(k) = 2 \sum_{m=0}^{N-1} [\mathbf{R}_m(k) \mathbf{w}(k) - \mathbf{p}_m(k)] \tag{3.15}$$

โดยที่ $\mathbf{R}_m(k) = E[\mathbf{x}_m(k) \mathbf{x}_m^H(k)]$ คือเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณที่รับได้ที่สายอากาศแถวลำดับ m บล็อกข้อมูลที่ k , $\mathbf{p}_m(k) = E[\mathbf{x}_m(k) \hat{d}_{0,m}^*(k)]$ คือเมตริกซ์สหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณที่รับได้ที่สายอากาศแถวลำดับ และองค์ประกอบของเวกเตอร์การรีสเปรดของสัญลักษณ์ข้อมูลที่ถูกตัดสินใจของผู้ใช้ที่ต้องการ $\hat{b}_0(k)$ ที่เอาต์พุตของเครื่องรับ ซึ่งได้จากการแปลงฟูริเยร์แบบดิสครีตผกผันของ $\hat{\mathbf{D}}_0(k)$

อย่างไรก็ตาม ในความเป็นจริงแล้วเราไม่สามารถหาค่าที่แน่นอนของ $\mathbf{R}_m(k)$ และ $\mathbf{p}_m(k)$ ได้ ดังนั้นเราจะใช้ค่าประมาณชั่วขณะ (Instantaneous estimation) ของ \mathbf{R} และ \mathbf{p} เท่านั้น นั่นคือสมการที่ (3.15) จะเป็น

$$\nabla J(k) = 2 \sum_{m=0}^{N-1} \mathbf{x}_m(k) [\mathbf{x}_m^H(k) \mathbf{w}(k) - \hat{d}_{0,m}^*(k)] \tag{3.16}$$

แทนสมการที่ (3.16) ลงในสมการที่ (3.13) จะได้

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \mu \sum_{m=0}^{N-1} \mathbf{x}_m(k) [\mathbf{x}_m^H(k) \mathbf{w}(k) - \hat{d}_{0,m}^*(k)] \tag{3.17}$$

ถ้ากำหนดให้ $e_{0,m}(k) = \mathbf{w}^H(k) \mathbf{x}_m(k) - \hat{d}_{0,m}(k) = y_m(k) - \hat{d}_{0,m}(k)$ สมการปรับให้ทันกาลค่าเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนัก \mathbf{w} ของอัลกอริทึม LMS ดังสมการที่ (3.17) จะกลายเป็น

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \mu \sum_{m=0}^{N-1} \mathbf{x}_m(k) e_{0,m}^*(k) \tag{3.18}$$

อย่างไรก็ตามองค์ประกอบของเวกเตอร์ผิดพลาด $e_{0,m}(k)$ ในสมการที่ (3.18) สามารถหาได้โดย

$$\begin{aligned}
 \mathbf{e}_0(k) &= [e_{0,0}(k), \dots, e_{0,N-1}(k)] = \frac{1}{N} (\mathbf{Y}(k) - \hat{\mathbf{D}}_0(k)) \mathbf{F}^H \\
 &= \frac{1}{N} \mathbf{E}_0(k) \mathbf{F}^H
 \end{aligned} \tag{3.19}$$

เพื่อให้ได้สมการปรับให้ทันกาลของเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อนของอัลกอริทึม NLMS เราจะต้องดัดแปลงสมการปรับให้ทันกาลของค่าเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักของอัลกอริทึม LMS ในสมการที่ (3.18) เป็น

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \mu \sum_{m=0}^{N-1} \frac{\mathbf{x}_m(k)}{\|\mathbf{x}_m(k)\|^2 + \beta} e_{0,m}^*(k) \quad (3.20)$$

โดยที่ β เป็นค่าคงที่เล็ก ๆ ค่าหนึ่ง

จากโครงสร้างของเครื่องรับที่นำเสนอตั้งรูปที่ 3.1 และอัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นปรับตัวได้ที่อธิบายข้างต้น จะพบว่าอัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่น ไม่จำเป็นจะต้องใช้สัญญาณอ้างอิงและไม่จำเป็นจะต้องรู้ทิศทางของสัญญาณที่ต้องการ จึงทำให้อัลกอริทึมที่นำเสนอเป็นอัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นแบบบอดแบบหนึ่งโดยใช้ข้อมูลการดีสเปรด-รีสเปรดของสัญลักษณ์ข้อมูลของผู้ใช้ที่ต้องการที่ถูกตัดสินออกมาที่เอาต์พุตของเครื่องรับเข้ามาร่วมด้วย โดยอัลกอริทึมที่นำเสนอจะเรียกว่าอัลกอริทึม Blind-DRT (Blind Despread-Respread Technique) เราสามารถสรุปอัลกอริทึม Blind-DRT เมื่อพิจารณาเครื่องรับของผู้ใช้ที่ j ใด ๆ ได้ดังต่อไปนี้

ภาวะเริ่มต้น ($k=0$)

$$\mathbf{w}_j(0) = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$$

ช่วงการปรับให้ทันกาล ($k=1, 2, \dots$)

$$\mathbf{Y}(k) = \mathbf{w}_j^H(k-1)\mathbf{X}(k)\mathbf{F}$$

$$\hat{b}_j(k) = \text{sgn} \left(\text{Re} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} Y_m(k) g_{j,m}(k) c_j(m) \right\} \right)$$

$$\hat{\mathbf{D}}_j(k) = \hat{\mathbf{d}}_j(k)\mathbf{F} = \hat{b}_j(k) (\mathbf{c}_j \square \mathbf{g}_j^H)$$

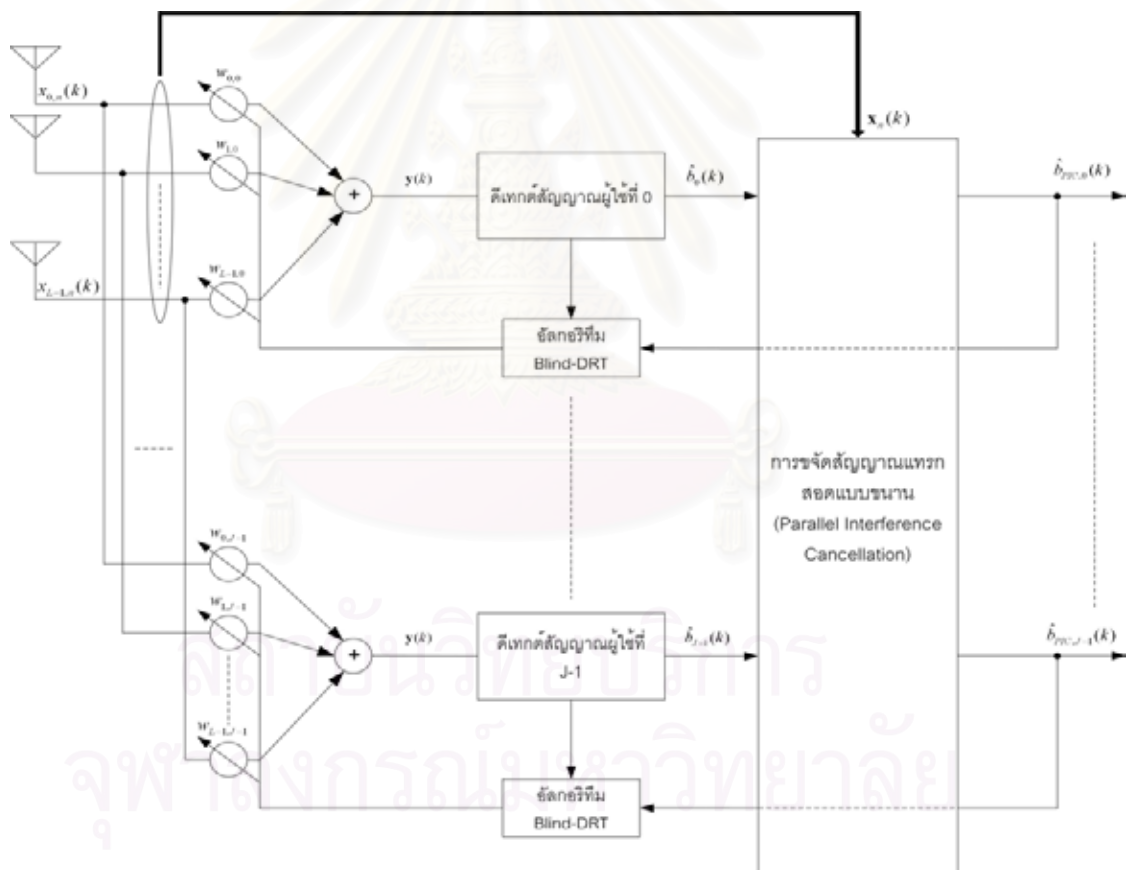
$$\mathbf{e}_j(k) = \frac{1}{N} (\mathbf{Y}(k) - \hat{\mathbf{D}}_j(k)) \mathbf{F}^H$$

$$\mathbf{w}(k)_j = \mathbf{w}_j(k-1) - \mu \sum_{m=0}^{N-1} \frac{\mathbf{x}_m(k)}{\|\mathbf{x}_m(k)\|^2 + \beta} e_{j,m}^*(k)$$

3.2 โครงสร้างของเครื่องรับที่นำเสนอแบบดีเทกต์ผู้ใช้หลายคน

ในหัวข้อนี้ จะเป็นการปรับปรุงโครงสร้างของเครื่องรับระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์ที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT ในการสร้างลำคลื่นแบบบอด ดังที่อธิบายในหัวข้อที่ 3.1 โดยให้สามารถดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนพร้อม ๆ กันได้

จากที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 เครื่องรับที่ดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันสามารถช่วยลดปัญหาใกล้-ไกลและการแทรกสอดของสัญญาณจากผู้ใช้คนอื่นได้ ดังนั้นโครงสร้างของเครื่องรับแบบดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนที่จะนำเสนออีกจะใช้การดีเทกต์แบบร่วมกันนี้ โดยใช้การจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 โครงสร้างของเครื่องรับระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์แบบดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนซึ่งใช้ระบบสายอากาศฉลาดที่นำเสนอสำหรับการสร้างลำคลื่นและการจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานเข้ามาร่วมด้วย

จากโครงสร้างของเครื่องรับในรูปที่ 3.2 การขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานสามารถทำได้หลายภาคดังที่กล่าวมาในบทที่ 2 อย่างไรก็ตามเราจะใช้สัญลักษณ์ข้อมูลที่ถูกตัดสลับที่ภาคสุดท้ายของการขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานมาใช้ในอัลกอริทึม Blind-DRT ในการสร้างลำคลื่นแบบบอด เพราะเนื่องจากสัญลักษณ์ข้อมูลที่ถูกตัดสลับที่ภาคสุดท้ายของการขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานจะมีความน่าเชื่อถือหรืออัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลต่ำ ซึ่งจะทำให้อัลกอริทึม Blind-DRT มีสมรรถนะในการสร้างลำคลื่นที่ดีอันจะส่งผลให้สมรรถนะของระบบโดยรวมสูงขึ้นด้วย

จากรูปที่ 3.2 การขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานจะใช้สัญญาณอินพุตที่รับได้จากทุก ๆ องค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับมาใช้ในการขจัดสัญญาณแทรกสอด โดยที่วิธีการขจัดสัญญาณแทรกสอดในแต่ละองค์ประกอบก็เป็นดังที่แสดงในรูปที่ 2.23 นี้เองเป็นการใช้ประโยชน์จากความแตกต่าง (Diversity) ของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นอย่างอิสระต่อกันในแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ ทำให้ได้สมรรถนะของเครื่องรับที่สูงยิ่งขึ้น

3.3 การพิจารณาความซับซ้อนในการคำนวณ

ในหัวข้อนี้จะเป็นการพิจารณาความซับซ้อนในการคำนวณ ของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT ที่ได้เสนอไปแล้วในหัวข้อที่ 3.1 และเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Simplified ที่เสนอใน [22] ด้วย เนื่องจากเป็นอัลกอริทึมที่จะนำมาใช้ในการเปรียบเทียบสมรรถนะของอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ที่เครื่องรับในบทที่ 4 และเพื่อเปรียบเทียบความซับซ้อนในการคำนวณของอัลกอริทึมระหว่างเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT และเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Simplified จะพิจารณาเครื่องรับที่ดีเทกต์ผู้เขียนคนเดียวเท่านั้น เนื่องจากเครื่องรับที่ดีเทกต์ผู้เขียนหลายคนแบบร่วมกันนั้น จะใช้วิธีการขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานแบบเดียวกัน นอกจากนี้การพิจารณาความซับซ้อนในการคำนวณของอัลกอริทึม จะพิจารณาเฉพาะจำนวนครั้งของการคูณค่าเชิงซ้อนเท่านั้น เนื่องจากว่าเมื่อพิจารณาความซับซ้อนทางฮาร์ดแวร์ของตัวคูณ (Multiplier) แล้วซับซ้อนมากกว่าตัวบวก (Adder) มาก

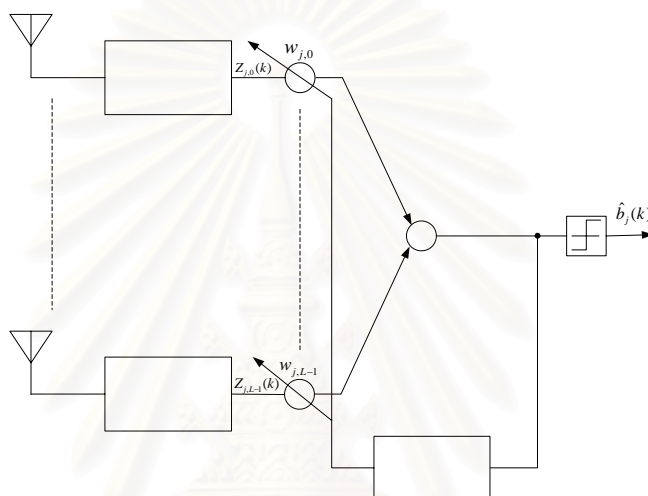
ตารางที่ 3.1 การพิจารณาความซับซ้อนในการคำนวณของอัลกอริทึม Blind-DRT

การทำงาน	จำนวนครั้งการคูณค่าเชิงซ้อน
$\mathbf{y}(k) = \mathbf{w}_j^H(k-1)\mathbf{X}(k)$	LN
$\mathbf{Y}(k) = \mathbf{y}(k)\mathbf{F}$	N^2 (การทำ DFT โดยใช้เมตริกซ์ \mathbf{F})
$\hat{b}_j(k) = \text{sgn}\left(\text{Re}\left\{\frac{1}{N}\sum_{m=0}^{N-1} Y_m(k)g_{j,m}(k)c_j(m)\right\}\right)$	$1.5N + 0.25$
$\hat{\mathbf{D}}_j(k) = \hat{\mathbf{d}}_j(k)\mathbf{F} = \hat{b}_j(k)(\mathbf{c}_j \square \mathbf{g}_j^H)$	N
$\mathbf{e}_j(k) = \frac{1}{N}(\mathbf{Y}(k) - \hat{\mathbf{D}}_j(k))\mathbf{F}^H$	$N^2 + 0.5N$ (N^2 เป็นการทำให้ IDFT โดยใช้เมตริกซ์ \mathbf{F}^H)
$\mathbf{w}_j(k) = \mathbf{w}_j(k-1) - \mu \sum_{m=0}^{N-1} \frac{\mathbf{x}_m(k)}{\ \mathbf{x}_m(k)\ ^2 + \beta} e_{j,m}^*(k)$	$(2L + 0.5)N$
Total	$2N^2 + (3L + 3.5)N + 0.25$

ความซับซ้อนในการคำนวณดังที่แสดงในตารางที่ 3.1 จะพิจารณาตั้งแต่รับสัญญาณเข้ามาที่สายอากาศแถวลำดับ ซึ่งรวมถึงกระบวนการดีเทกต์สัญญาณของเครื่องรับซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์แบบทั่วไปด้วย ซึ่งจะได้ความซับซ้อนในการคำนวณของระบบโดยรวมประมาณ $O(2N^2 + (3L + 3.5)N + 0.25)$ จะสังเกตว่าความซับซ้อนในการคำนวณส่วนใหญ่เกิดจากการทำ DFT และ IDFT ซึ่งมีความซับซ้อนในการคำนวณเป็น N^2 อย่างไรก็ตามถ้าเราใช้อัลกอริทึมในการแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว (Fast Fourier Transform, FFT) และการแปลงฟูริเยร์แบบเร็วผกผัน (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT) แทนการทำ DFT และ IDFT แบบตรง ๆ ก็จะทำให้ความซับซ้อนในการคำนวณลดลงได้เป็น $\frac{N}{2}\log_2(N)$ (อัลกอริทึม radix-2) ต่อการแปลงฟูริเยร์ในแต่ละครั้ง [31] ซึ่งก็จะทำให้ความซับซ้อนในการคำนวณของอัลกอริทึม Blind-DRT ลดลงเป็น $O(N\log_2(N) + (3L + 3)N + 0.25)$ ตัวอย่างเช่น ถ้ากำหนดให้จำนวนคลื่นพาห์ย่อยหรือ Processing Gain ที่ใช้, N เท่ากับ 32 และจำนวนขององค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้, L เท่ากับ 4

จะทำให้ความซับซ้อนในการคำนวณลดลงจากที่ต้องใช้จำนวนครั้งของการคูณค่าเชิงซ้อน 2544.3 ครั้ง เป็นจำนวนครั้งของการคูณค่าเชิงซ้อน 640.25 ครั้ง จะพบว่าถ้าเราใช้การแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว เข้าช่วย จะทำให้จำนวนครั้งการคูณค่าเชิงซ้อนลดลงถึง 74.84%

เพื่อพิจารณาความซับซ้อนในการคำนวณของอัลกอริทึมในการสร้างลำดับแบบบอดใน [22] (อัลกอริทึม Simplified) พิจารณาโครงสร้างของเครื่องรับแบบดีเทกต์ผู้ใช้คนเดียวที่ใช้อัลกอริทึม Simplified ใน [22] ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 โครงสร้างของเครื่องรับระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาร์แบบดีเทกต์ผู้ใช้คนเดียวที่ใช้อัลกอริทึมในการสร้างลำดับแบบบอด Simplified ใน [22]

การพิจารณาความซับซ้อนในการคำนวณของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Simplified ดังรูปที่ 3.3 สามารถพิจารณาได้แบบเดียวกับเครื่องรับที่นำเสนอในรูปที่ 3.1 โดยพิจารณาจากจำนวนครั้งของการคูณค่าเชิงซ้อนเป็นหลัก และเพื่อยุติธรรมในการเปรียบเทียบความซับซ้อนในการคำนวณระหว่างเครื่องรับที่นำเสนอในรูปที่ 3.1 และเครื่องรับที่นำเสนอใน [22] ในรูปที่ 3.3 ดังนั้นเครื่องรับในรูปที่ 3.3 จะพิจารณาการคำนวณของบล็อกของเครื่องรับ MC-CDMA ของผู้ใช้คนที่ j ที่แต่ละองค์ประกอบของสายอากาศในรูปที่ 3.3 ด้วย

ตารางที่ 3.2 การพิจารณาความซับซ้อนในการคำนวณของอัลกอริทึม Simplified ใน [22]

การทำงาน	จำนวนครั้งการคูณค่าเชิงซ้อน
เครื่องรับ MC-CDMA ของผู้ใช้คนที่ j ที่ทุกองค์ประกอบของสายอากาศ (การทำ DFT, การปรับเท่า, และการดีสเปรดบิตซ์ข้อมูล)	$(N^2 + 1.5N + 0.25)L$
$y(k) = \mathbf{w}^H(k-1)\mathbf{Z}(k)$	L
$b = \mu y(k) ^2 + 1$	$\frac{5}{4}$
$c = y(k) ^2 (2 + \mu\ \mathbf{Z}(k)\ ^2)$	$L+1.5$
$\gamma = (b - \sqrt{(b^2 - ac)})/a$	$3/4$
$\mathbf{w}_j(k) = (1 - \mu\gamma)\mathbf{w}_j(k-1) + \mu y^*(k)\mathbf{Z}(k)$	$\frac{3}{2}L + \frac{3}{4}$
Total	$(N^2 + 1.5N + 3.75)L + 4.25$

จากตารางที่ 3.2 พบว่าความซับซ้อนในการคำนวณของระบบเครื่องรับที่ใช้ อัลกอริทึม Simplified โดยรวมประมาณ $O((N^2 + 1.5N + 3.75)L + 4.25)$ เช่นเดียวกัน ถ้าเราใช้ อัลกอริทึมในการแปลงฟูริเยร์แบบเร็วเข้าช่วย จะทำให้ความซับซ้อนในการคำนวณของอัลกอริทึม Simplified ลดลงได้เป็น $O\left(\left(\frac{N}{2}\log_2 N + 1.5N + 3.75\right)L + 4.25\right)$

ในการเปรียบเทียบความซับซ้อนในการคำนวณ ระหว่างเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT ที่เสนอในรูปที่ 3.1 และเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Simplified ในรูปที่ 3.3 เราจะ กำหนดให้จำนวนคลื่นพาห้อย่อยที่ใช้ ซึ่งเท่ากับ Processing Gain, N เท่ากับ 32 จำนวน องค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้, L เท่ากับ 4 และใช้อัลกอริทึมในการแปลงฟูริเยร์แบบ เร็ว จะได้ว่าเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT จะมีจำนวนครั้งการคูณค่าเชิงซ้อนเป็น 640.25 ครั้ง และเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Simplified จะมีจำนวนครั้งการคูณค่าเชิงซ้อนเป็น 531.25 ครั้ง

จากตัวอย่างนี้พบว่า ความซับซ้อนในการคำนวณหรือจำนวนครั้งการคูณค่าเชิงซ้อนของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Simplified จะน้อยกว่าเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT ที่นำเสนอ อย่างไรก็ตาม จากตัวอย่างพบว่าจำนวนครั้งของการคูณค่าเชิงซ้อนแตกต่างกันไม่มากแต่เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Simplified ต้องการโครงสร้างเครื่องรับซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์แบบธรรมดา (การทำ DFT การปรับเท่า และการดีสเปรด) ที่แต่ละองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับดังรูปที่ 3.3 ทำให้เกิดความสิ้นเปลืองในการใช้ฮาร์ดแวร์ขึ้น



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 4

ผลการจำลองแบบ

ในบทนี้จะ เป็นการจำลองแบบของเครื่องรับซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห้ที่สถานีฐาน ซึ่งใช้อัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นแบบบอดที่นำเสนอไปในบทที่ 3 โดยจะเทียบกับเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Simplified ที่เสนอในบทความที่ [22] ซึ่งเป็นอัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นแบบบอดแบบหนึ่งและเครื่องรับซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห้แบบธรรมดาที่ไม่ใช้ระบบสายอากาศฉลาด (ไม่ใช้อัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่น) โดยจะพิจารณาจากอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้

ในบทที่ 4 นี้จะแบ่งผลการจำลองแบบออกเป็น 3 หัวข้อคือ การจำลองแบบเพื่อพิจารณาการทำงานของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นแบบบอดที่นำเสนอ การจำลองแบบเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้โดยที่พิจารณาเครื่องรับที่ดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบอิสระต่อกัน และการจำลองแบบเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ โดยที่พิจารณาเครื่องรับที่ดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกัน

เงื่อนไขหรือพารามิเตอร์ที่จะใช้เหมือนกันตลอดการจำลองแบบในบทที่ 4 นี้จะกำหนดให้

- โครงสร้างของเครื่องรับแสดงดังรูปที่ 3.1 โดยใช้สายอากาศแถวลำดับที่มีการเรียงตัวเป็นแนวตรงแบบยูนิฟอร์ม โดยให้สายอากาศวางอยู่บนแกน y ดังรูปที่ 2.12 โดยมีระยะห่างระหว่างองค์ประกอบเป็น $\frac{\lambda}{2}$ และเพื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับที่ใช้สายอากาศเพียงองค์ประกอบเดียว (เครื่องรับแบบธรรมดา) การจำลองแบบในระบบที่ใช้สายอากาศแถวลำดับจะทำการสเกลค่ากำลังของสัญญาณของผู้ใช้เมื่อเทียบกับสัญญาณรบกวนไวท์เกาส์เซียนแบบบวกด้วย
- เพื่อสร้างแบบจำลองการไม่ซิงโครไนซ์กันระหว่างสัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคน ในช่องสัญญาณข้ามเชื่อมโยงขาขึ้น จะใช้รหัสสัญญาณรบกวนสุ่มเต็มที่ถูกรูปร่างขึ้นแบบสุ่มเช่นกัน
- โครงสร้างของเครื่องส่งเป็นดังที่อธิบายในหัวข้อที่ 2.3 โดยสมมติให้ข้อมูลที่ส่งใช้ 1 สัญลักษณ์ ข้อมูลแทน 1 บิตข้อมูล การมอดูเลตเป็นแบบ BPSK และสัญญาณของแต่ละคลื่นพาห้ย่อยของผู้ใช้แต่ละคนประสบกับการจางหายที่เกิดจากช่องสัญญาณแบบไม่เลือกความถี่ที่เป็นอิสระต่อกันและมีการกระจายแบบเรย์ลี

- ตัวปรับเท่าในเครื่องรับใช้อัลกอริทึม MRC
- เครื่องรับสามารถทำการชิ่งโครโนซ์กับสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการได้อย่างถูกต้อง

ในการพิจารณาถึงการชิ่งทิศทางของพู่คลื่นหลักของอัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นปรับตัวได้ เราจะพิจารณาจากแบบรูปกำลัง (Power pattern) ของสายอากาศแถวลำดับเป็นหลัก นั่นคือ

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

โดยที่ $B(\phi)$ เป็นแบบรูปค่าของสายอากาศแถวลำดับที่แสดงในสมการที่ (2.37) เมื่อ $\theta = 90^\circ$

นอกจากนี้เงื่อนไขหรือพารามิเตอร์อื่น ๆ เพิ่มเติมที่จำเป็นแตกต่างกันของแต่ละการจำลองแบบ จะกำหนดไว้ภายในแต่ละหัวข้อย่อยของการจำลองแบบนั้น ๆ

4.1 การจำลองแบบของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นแบบบอดที่นำเสนอ

ในหัวข้อย่อยที่ 4.1 ก็แบ่งเป็นการจำลองแบบเพื่อดูการทำงานของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT ที่นำเสนอ โดยจะแบ่งออกเป็นระบบที่จำนวนของผู้ใช้น้อยกว่าจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ (Underloaded Array) และ ระบบที่จำนวนของผู้ใช้มากกว่าจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ (Overloaded Array)

4.1.1 ระบบที่จำนวนของผู้ใช้น้อยกว่าจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ

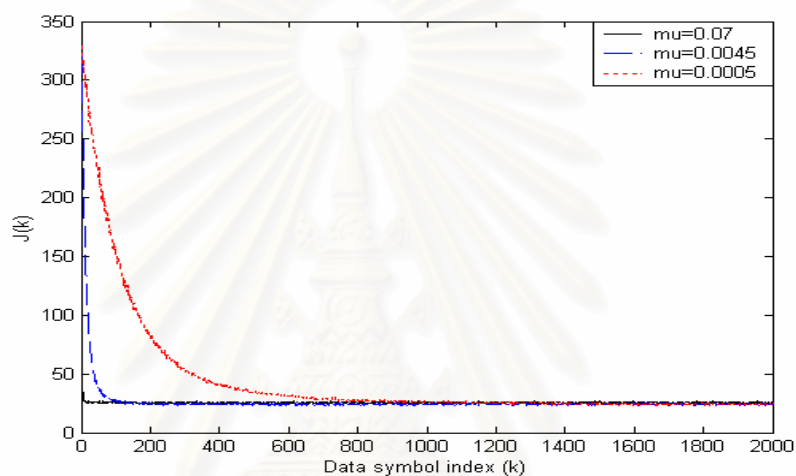
เงื่อนไขหรือพารามิเตอร์เพิ่มเติม จะกำหนดให้

- จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 4
- ความยาวของรหัสสัญญาณรบกวนแบบสุ่มเป็น 32 (Processing Gain เป็น 32)
- จำนวนของผู้ใช้ในระบบทั้งหมดเท่ากับ 3
- การประมาณช่องสัญญาณเป็นไปอย่างถูกต้อง
- กำลังของสัญญาณเมื่อเทียบกับกำลังของสัญญาณรบกวนไวท์เกาส์เซียนแบบบวจากจากผู้ใช้แต่ละคนที่มาถึงสายอากาศของเครื่องรับที่สถานีฐานกำหนดให้เท่ากัน, $\frac{\epsilon_b}{N_0} = 20dB$

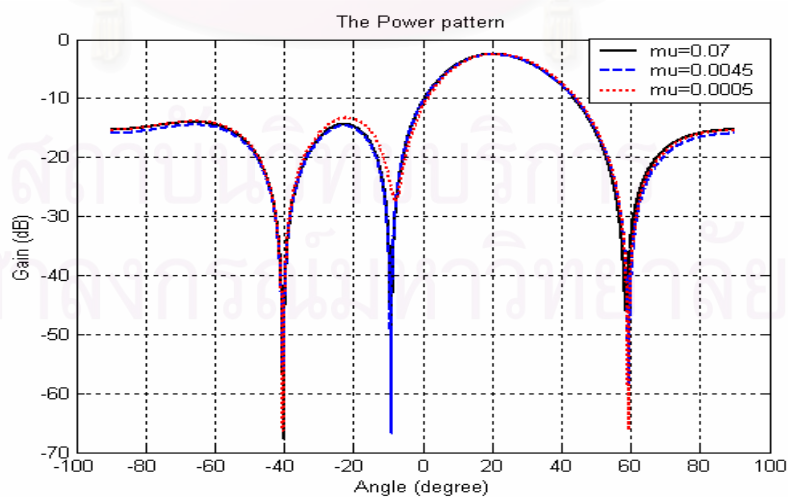
- ทิศทางของสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการเป็น 20 องศา
- ทิศทางของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น ๆ เป็น 60, -40 องศา

4.1.1.1 การพิจารณาผลของขนาดช่วงก้าว

ในหัวข้อย่อยที่ 4.1.1.1 จะทดลองเปลี่ยนขนาดช่วงก้าว μ เพื่อดูการทำงานของอัลกอริทึม Blind-DRT โดยใช้ความยาวของสัญญาณหรือบิตข้อมูลเท่ากับ 2000



รูปที่ 4.1 Learning curve ที่ขนาดช่วงก้าว μ เป็น 0.0005, 0.0045, และ 0.07 ตามลำดับ



รูปที่ 4.2 แบบรูปกำลังที่ขนาดช่วงก้าว μ เป็น 0.0005, 0.0045, และ 0.07 ตามลำดับ

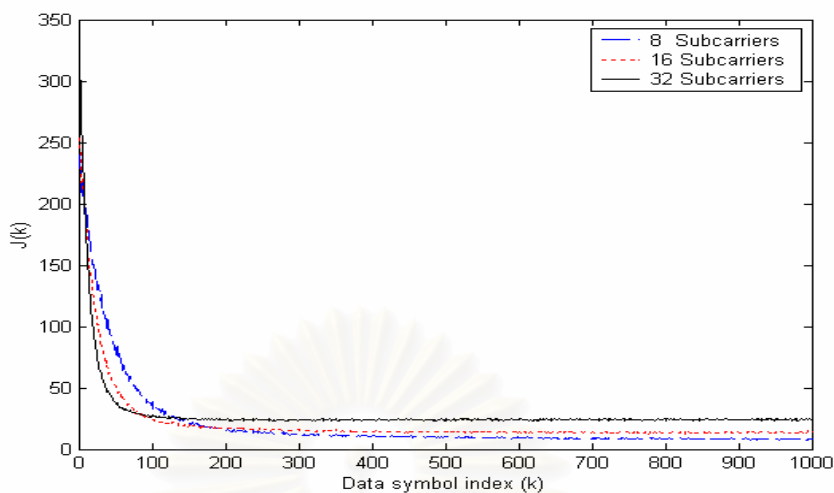
จาก Learning curve ในรูปที่ 4.1 ขนาดของช่วงก้าว μ มีผลต่ออัตราการลู่เข้า (Convergence Rate) ของอัลกอริทึม ในขณะที่ค่าฟังก์ชันจุดประสงค์ $J(k)$ ที่ต่ำสุด หรือพิจารณาว่าเป็นการตัดสินใจผิดพลาด (Misadjustment) ของอัลกอริทึมก็ได้ ในแต่ละขนาดของช่วงก้าวแทบจะไม่แตกต่างกัน นอกจากนั้นแล้วค่าต่ำสุดของฟังก์ชันจุดประสงค์ $J(k)$ เมื่อพิจารณาจากสมการที่ (3.7)-(3.9) และ (3.12) แล้วจะพบว่าขึ้นอยู่กับกำลังของสัญญาณจากผู้ใช้เป็นหลัก โดยที่เมื่อกำลังของสัญญาณของผู้ใช้ในระบบสูง ๆ จะได้ค่าต่ำสุดของฟังก์ชันจุดประสงค์ $J(k)$ มากกว่าค่าต่ำสุดของฟังก์ชันจุดประสงค์ $J(k)$ ในกรณีที่กำลังของสัญญาณของผู้ใช้ในระบบต่ำ ๆ อย่างไรก็ตามถ้าขนาดของช่วงก้าวต่ำเกินไปจะทำให้อัลกอริทึมลู่เข้าช้า ซึ่งจะส่งผลทำให้อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้สูงขึ้น หรือถ้าขนาดช่วงก้าวที่สูงเกินไปก็จะได้การขจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น ๆ ที่ด้อยลงไปและอาจจะทำให้อัลกอริทึมเกิดลู่ออกได้

จากแบบรูปล่ำรูปที่ 4.2 พบว่าแบบรูปล่ำที่ขนาดช่วงก้าวต่าง ๆ กันดังรูป จะใกล้เคียงกันมาก อันเนื่องมาจากความยาวของสัญญาณลักษณะข้อมูลที่ใช้มากพอที่จะทำให้อัลกอริทึมลู่เข้าได้ นอกจากนี้ในกรณีของระบบที่จำนวนของผู้ใช้น้อยกว่าจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ อัลกอริทึม Blind-DRT ที่นำเสนอ สามารถขจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นได้ และพู่คลื่นหลักสามารถชี้ไปในทิศทางของผู้ใช้ที่ต้องการได้อย่างถูกต้อง ซึ่งเป็นไปตามที่กล่าวมาในบทที่ 2 หัวข้อย่อยที่ 2.2.3

4.1.1.2 การพิจารณาผลของจำนวนของคลื่นพหุย่อย

ในหัวข้อที่ 4.1.1.2 จะทดลองเปลี่ยนจำนวนของคลื่นพหุย่อยที่ใช้ ซึ่งในระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพหุที่ใช้ในการจำลองแบบ จำนวนของคลื่นพหุย่อยที่ใช้จะเท่ากับ Processing Gain นอกจากนั้นการจำลองแบบจะใช้ขนาดช่วงก้าวคงที่เท่ากับ 0.0045 และความยาวของสัญญาณลักษณะข้อมูลเท่ากับ 1000

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 4.3 Learning curve ที่จำนวนของคลื่นพหุย่อยที่ใช้เป็น 8, 16, และ 32 ตามลำดับ



รูปที่ 4.4 แบบรูปกำลังที่จำนวนของคลื่นพหุย่อยที่ใช้เป็น 8, 16, และ 32 ตามลำดับ

จากรูปที่ 4.3 แสดง Learning curve ที่จำนวนของคลื่นพหุย่อยที่ใช้ต่าง ๆ กัน จากรูปจะพบว่าเมื่อจำนวนคลื่นพหุย่อยที่ใช้น้อย ค่าต่ำสุดของฟังก์ชันจุดประสงค์ $J(k)$ จะมีค่าน้อยกว่าค่าต่ำสุดของฟังก์ชันจุดประสงค์ $J(k)$ เมื่อจำนวนคลื่นพหุย่อยที่ใช้สูงขึ้น กรณีนี้สามารถพิจารณาได้จากสมการของฟังก์ชันจุดประสงค์ $J(k)$ ที่ (3.12), $J(k) = E \|\mathbf{e}_0(k)\|^2 = E \left[\sum_{m=0}^{N-1} |e_{0,m}(k)|^2 \right]$ เนื่องจากฟังก์ชันจุดประสงค์ $J(k)$ เป็นฟังก์ชันของเวกเตอร์ผิดพลาดที่มีมิติ N เท่ากับจำนวนของคลื่นพหุย่อยและ Processing Gain ทำให้ค่าต่ำสุดของฟังก์ชันจุดประสงค์ $J(k)$ เมื่อจำนวนคลื่นพหุย่อยน้อย ๆ จะต่ำกว่าค่าต่ำสุดของฟังก์ชันจุดประสงค์ $J(k)$ เมื่อจำนวนคลื่นพหุย่อยสูง ๆ นั้นเอง

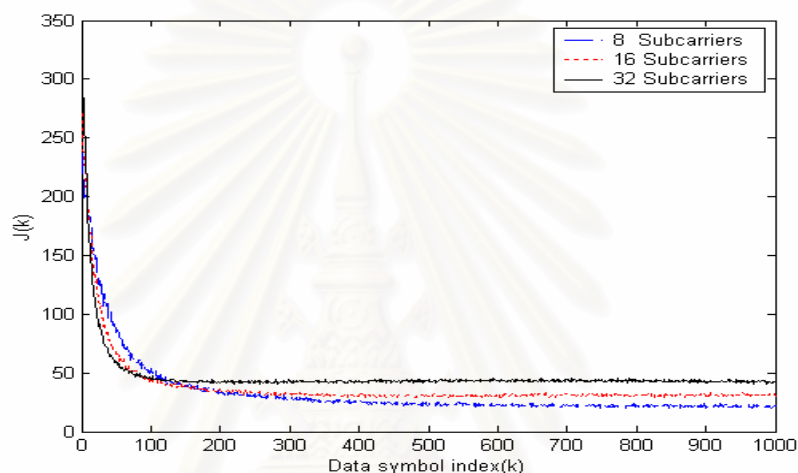
ยิ่งกว่านั้น เมื่อเราพิจารณาสมการปรับให้ทันกาลของเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักของอัลกอริทึม Blind-DRT ดังสมการที่ (3.20) จะพบว่าพจน์ของตัวประกอบปรับแก้ (Correcting factor), $\mu \sum_{m=0}^{N-1} \frac{\mathbf{x}_m(k)}{\|\mathbf{x}_m(k)\|^2 + \beta} e_{j,m}^*(k)$, เมื่อกำหนดให้ขนาดช่วงก้าวเท่ากัน ถ้าใช้จำนวนคลื่นพารีย่อยต่ำ ๆ ก็จะได้ขนาดของตัวประกอบปรับแก้ที่ต่ำกว่าเมื่อใช้จำนวนคลื่นพารีย่อยสูง ๆ นี่เองเป็นผลทำให้อัตราการลู่เข้าของอัลกอริทึม Blind-DRT เมื่อพิจารณาจาก Learning curve รูปที่ 4.3 แตกต่างกันทั้งที่ใช้ขนาดช่วงก้าวที่เท่ากัน

เมื่อพิจารณาแบบรูปกำลังในรูปที่ 4.4 จะพบว่ายังคงสามารถจัดสัญญาณแทรกสอดได้ แต่ค่าสูงสุดของพหุคูณหลักที่ขึ้นไปในทิศทางของผู้ใช้ที่ต้องการมีขนาดต่างกัน และตำแหน่งสูงสุดของพหุคูณหลักที่ขึ้นไปในทิศทางของผู้ใช้ที่ต้องการก็แตกต่างกันเล็กน้อยด้วย สาเหตุที่ค่าสูงสุดของพหุคูณหลักที่ขึ้นไปในทิศทางของผู้ใช้ที่ต้องการมีขนาดต่างกันสามารถพิจารณาได้จากสมการของเวกเตอร์ผิดพลาดที่ (3.7) และฟังก์ชันจุดประสงค์ $J(k)$ ในสมการที่ (3.12) เนื่องจากอัลกอริทึม Blind-DRT จะพยายามลดพลังงานของเวกเตอร์ผิดพลาดที่มีมิติเท่ากับจำนวนคลื่นพารีย่อย N ในสมการที่ (3.12) ให้ได้ต่ำที่สุด และอัลกอริทึมในการลดพลังงานของเวกเตอร์ผิดพลาดไม่มีเงื่อนไขบังคับอื่นใดเข้ามาช่วย เป็นผลทำให้ norm หรือขนาดของเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนัก \mathbf{w} ที่จะทำให้ได้ค่าพลังงานของเวกเตอร์ผิดพลาดต่ำสุด เมื่อใช้จำนวนคลื่นพารีย่อยใด ๆ มีค่าน้อยกว่า norm หรือขนาดของเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนัก \mathbf{w} เมื่อใช้จำนวนคลื่นพารีย่อยที่ต่ำกว่า นี่เองทำให้แบบรูปกำลังที่ได้ เมื่อใช้จำนวนคลื่นพารีย่อยที่สูงกว่า จะมีค่าสูงสุดของพหุคูณหลักที่ขึ้นไปยังทิศทางของผู้ใช้ที่ต้องการต่ำกว่าค่าสูงสุดของพหุคูณหลัก เมื่อใช้จำนวนคลื่นพารีย่อยที่ต่ำกว่า

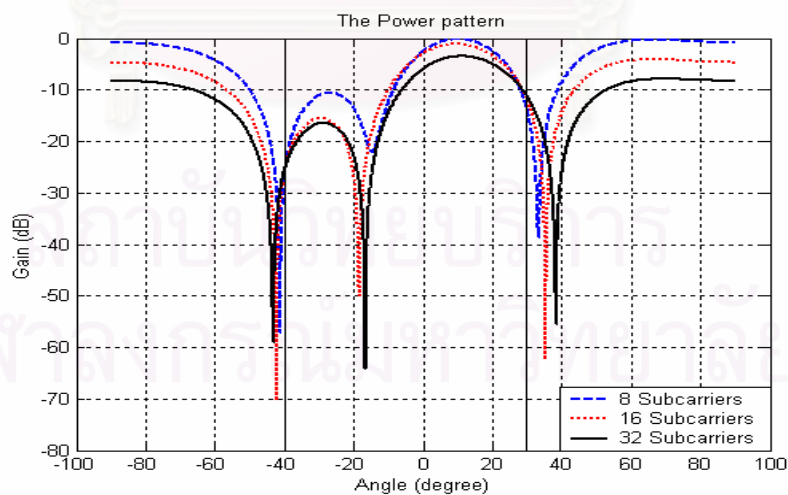
ส่วนตำแหน่งสูงสุดของพหุคูณหลักที่ขึ้นไปในทิศทางของผู้ใช้ที่ต้องการที่แตกต่างกันเล็กน้อยเมื่อจำนวนคลื่นพารีย่อยที่ใช้แตกต่างกันนั้น สามารถอธิบายได้โดย เนื่องจากจำนวนคลื่นพารีย่อยที่ใช้เท่ากับ Processing Gain ดังนั้นเมื่อจำนวนคลื่นพารีย่อยต่ำ Processing Gain ที่ใช้ก็จะต่ำด้วย นั่นคือยิ่งจำนวนคลื่นพารีย่อยที่ใช้ต่ำ แบบรูปกำลังที่ได้ก็จะได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวน $\mathbf{n}(k)$ มากขึ้นเท่านั้น (สามารถพิจารณาได้จากสมการที่ (2.51)) ทำให้ความสามารถในการชี้ทิศทางดีดกว่าการใช้จำนวนคลื่นพารีย่อยสูง ๆ ซึ่งหมายความว่า Processing Gain สูง ๆ นั่นเอง

4.1.1.3 การพิจารณาผลกระทบของสัญญาณแทรกสอดที่อยู่ภายในพหุคลื่นหลัก

ในหัวข้อที่ 4.1.1.3 นี้จะพิจารณาการทำงานภายใต้ของอัลกอริทึม Blind-DRT เมื่อสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้คนอื่นเข้ามาในทิศทางที่อยู่ภายในพหุคลื่นหลัก (ความกว้างของพหุคลื่นหลักเท่ากับ 60 องศา เมื่อจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 4 โดยคำนวณจากสมการที่ (2.45)) โดยจะกำหนดให้สัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้คนอื่นเข้ามาในทิศทาง -40 และ 30 ขนาดช่วงก้าวคองที่เท่ากับ 0.0045 และพิจารณาที่จำนวนคลื่นพหุคลื่นย่อยต่าง ๆ กัน



รูปที่ 4.5 Learning curve ที่จำนวนของคลื่นพหุคลื่นย่อยที่ใช้เป็น 8, 16, และ 32 ตามลำดับ



รูปที่ 4.6 แบบรูปกำลังที่จำนวนคลื่นพหุคลื่นย่อยที่ใช้เป็น 8, 16, และ 32 ตามลำดับ

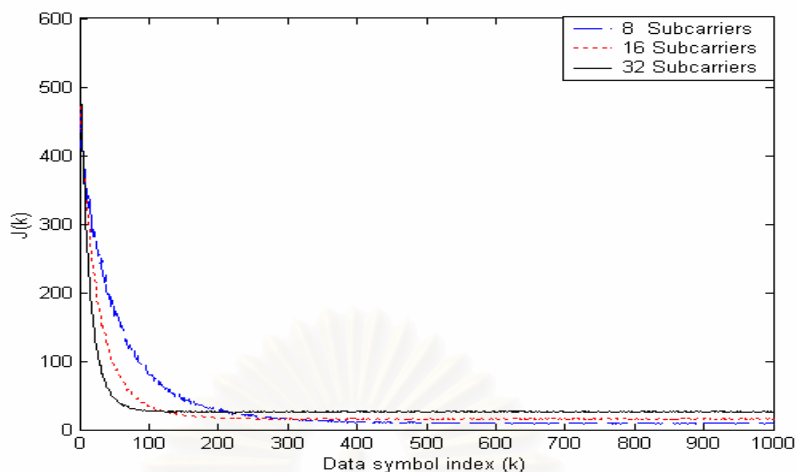
จากกราฟ Learning curve รูปที่ 4.5 จะพบว่าคล้ายกับกราฟ Learning curve รูปที่ 4.3 ซึ่งเหตุผลก็จะเป็นแบบเดียวกัน อย่างไรก็ตามค่าต่ำสุดของฟังก์ชันจุดประสงค์ $J(k)$ ในรูป

ที่ 4.5 ในทุก ๆ ค่าของจำนวนคลื่นพาร์ทย่อยที่ใช้ จะสูงกว่าค่าต่ำสุดของฟังก์ชันจุดประสงค์ $J(k)$ ในรูปที่ 4.3 อันเนื่องมาจากสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้งานอื่นที่อยู่ภายในพุดคลื่นหลักซึ่งชี้ไปยังทิศทางของผู้ใช้ที่ต้องการนั่นเอง และเมื่อพิจารณาประกอบกับแบบรูปลำในรูปที่ 4.6 แล้วพบว่า ปัญหาของสัญญาณแทรกสอดภายในพุดคลื่นหลักนี้ ทำให้ความสามารถในการจัดสัญญาณแทรกสอดของอัลกอริทึม Blind-DRT เสียไป ซึ่งสอดคล้องกับหลักการทำงานของระบบสายอากาศทั่วไปดังที่ได้อธิบายในบทที่ 2 หัวข้อย่อยที่ 2.2.3 อย่างไรก็ตามปัญหาของสัญญาณแทรกสอดที่อยู่ภายในพุดคลื่นหลักที่มีทิศทางชี้ไปยังผู้ใช้ที่ต้องการนี้ สามารถจัดหรือบรรเทาได้โดยใช้เครื่องรับที่ดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันที่นำเสนอในรูปที่ 3.2 ซึ่งจะพบต่อไปในหัวข้อการจำลองแบบที่พิจารณาเครื่องรับที่ดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกัน

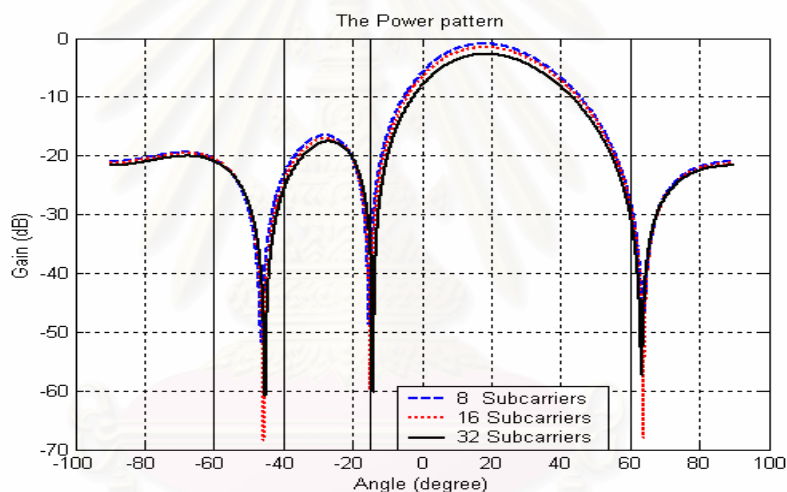
4.1.2 ระบบที่จำนวนของผู้ใช้มากกว่าจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ

ในระบบที่จำนวนผู้ใช้มากกว่าจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับนี้จะพิจารณาที่จำนวนคลื่นพาร์ทย่อยต่าง ๆ กัน โดยมีเงื่อนไขหรือพารามิเตอร์เพิ่มเติมดังนี้

- จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 4
- ความยาวของรหัสสัญญาณรบกวนแบบสุ่มเป็น 32 (Processing Gain เป็น 32)
- จำนวนของผู้ใช้ในระบบทั้งหมดเท่ากับ 5
- การประมาณช่องสัญญาณเป็นไปอย่างถูกต้อง
- กำลังของสัญญาณเมื่อเทียบกับกำลังของสัญญาณรบกวนไวท์เกาส์เซียนแบบบวกรวมจากผู้ใช้แต่ละคนที่มาถึงสายอากาศของเครื่องรับที่สถานีฐานกำหนดให้เท่ากันเป็น 20 dB
- ทิศทางของสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการเป็น 20 องศา
- ทิศทางของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้งานอื่น ๆ เป็น 60, -40, -60, และ -15 องศา



รูปที่ 4.7 Learning curve ที่จำนวนของคลื่นพหุย่อยที่ใช้เป็น 8, 16, และ 32 ตามลำดับ



รูปที่ 4.8 แบบรูปกำลังที่จำนวนของคลื่นพหุย่อยที่ใช้เป็น 8, 16, และ 32 ตามลำดับ

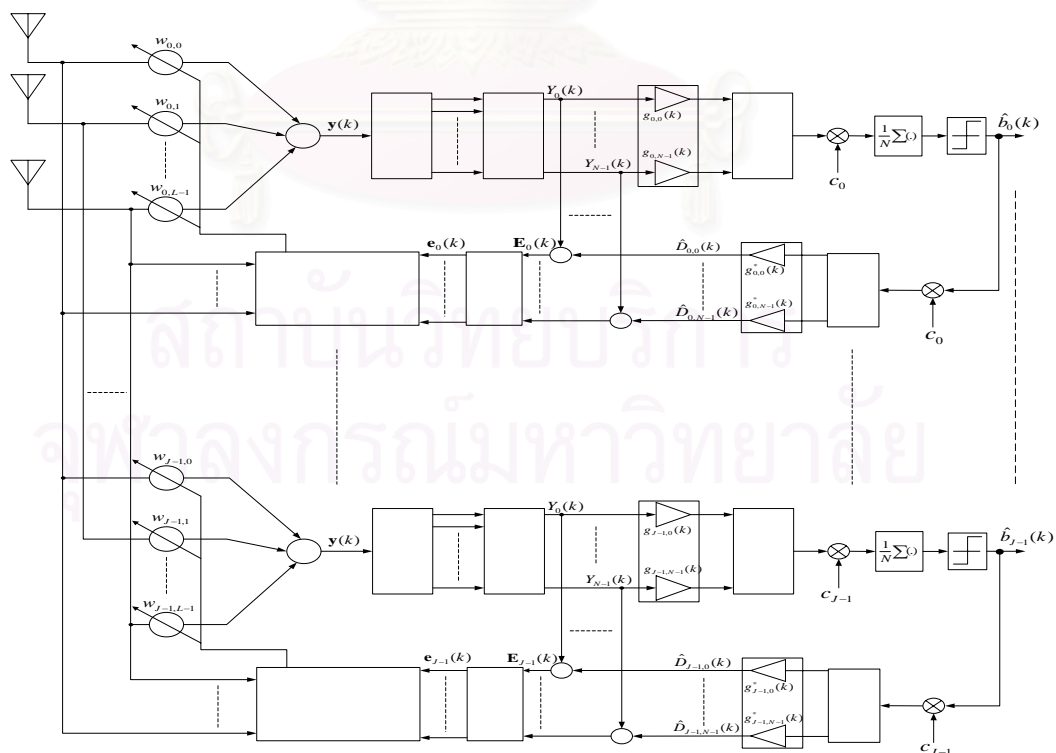
จากกราฟ Learning curve ในรูปที่ 4.7 พบว่าใกล้เคียงกับ Learning curve ในรูปที่ 4.3 มากเนื่องจากมุมที่เข้ามาของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น ๆ ในระบบไม่ถือว่าอยู่ในพหุคลื่นหลักที่ชี้ไปในทิศทางของผู้ใช้ที่ต้องการ อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาจากแบบรูปกำลังในรูปที่ 4.8 แล้วพบว่าระบบที่จำนวนของผู้ใช้มากกว่าจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ จะทำให้ความสามารถในการขจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นของอัลกอริทึม Blind-DRT ลดลง ซึ่งก็เป็นปัญหาที่เกิดขึ้นตามปกติของระบบสายอากาศผลาดตั้งที่กล่าวไว้ในบทที่ 2 หัวข้อย่อยที่ 2.2.3 เช่นเดียวกัน เราสามารถปรับปรุงสมรรถนะของเครื่องรับได้โดยใช้เครื่องรับที่ดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกัน

ในระบบสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ จำนวนของผู้ใช้ในระบบมักจะมากกว่าจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ ดังนั้นในการจำลองแบบเพื่อพิจารณาและเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ที่เครื่องรับที่สถานีฐาน จะพิจารณาระบบที่จำนวนของผู้ใช้ในระบบมากกว่าจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่านั้น

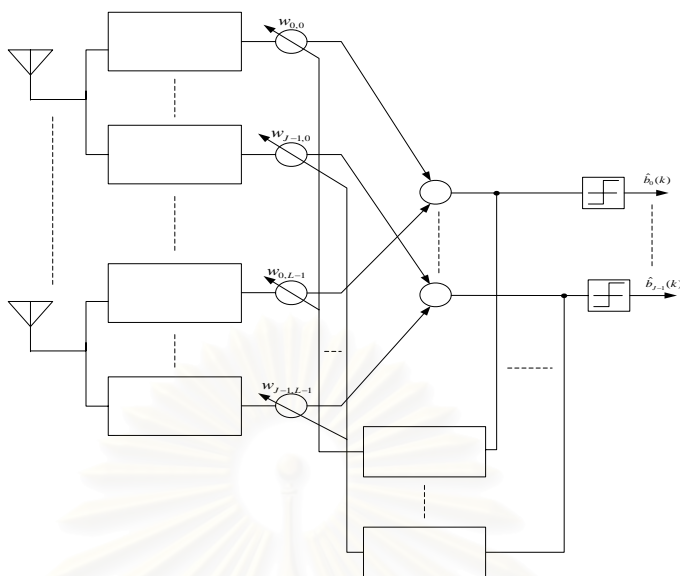
4.2 การจำลองแบบเครื่องรับที่ดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบอิสระต่อกัน

ในหัวข้อนี้ จะเป็นการจำลองแบบเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ โดยที่พิจารณาเครื่องรับที่ดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบอิสระต่อกัน โดยจะทำการเปรียบเทียบเครื่องรับ 3 แบบคือ เครื่องรับซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห้ที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT ในการสร้างลำดับค้นหาที่นำเสนอ เครื่องรับซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห้ที่ใช้อัลกอริทึม Simplified ที่เสนอในบทความ [22] และเครื่องรับซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห้แบบธรรมดาที่ไม่ใช้ระบบสายอากาศฉลาดในการสร้างลำดับค้นหา

รูปแสดงโครงสร้างของเครื่องรับที่ดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบอิสระต่อกัน ที่ใช้ระบบสายอากาศฉลาดโดยมีอัลกอริทึมในการสร้างลำดับค้นหาคือ Blind-DRT และอัลกอริทึม Simplified สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.9



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.9 โครงสร้างเครื่องรับที่ดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบอิสระต่อกัน (ก) เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT ที่นำเสนอ (ข) เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Simplified

จากรูปแสดงโครงสร้างของเครื่องรับที่ดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบอิสระต่อกัน รูปที่ 4.9 จะพบว่าเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Simplified มีความสิ้นเปลืองในการใช้ฮาร์ดแวร์มากกว่าเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT นั่นคือ เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Simplified ต้องการใช้โครงสร้างของเครื่องรับซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์แบบธรรมดา (การทำ DFT การปรับเท่า และการดีสเปรด) เป็นจำนวน LJ ตัว (L เป็นจำนวนองค์ประกอบทั้งหมดของสายอากาศแถวลำดับและ J คือจำนวนผู้ใช้ทั้งหมดในระบบ) ขณะที่เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT ต้องการเพียง $2J$ ตัว

ในการจำลองแบบในหัวข้อย่อยที่ 4.2 นี้ จะแบ่งออกเป็น 2 กรณีคือ ระบบที่มีการควบคุมกำลังของผู้ใช้ในระบบทุกคนเป็นไปอย่างถูกต้องและระบบที่เกิดปัญหาใกล้-ไกลขึ้น

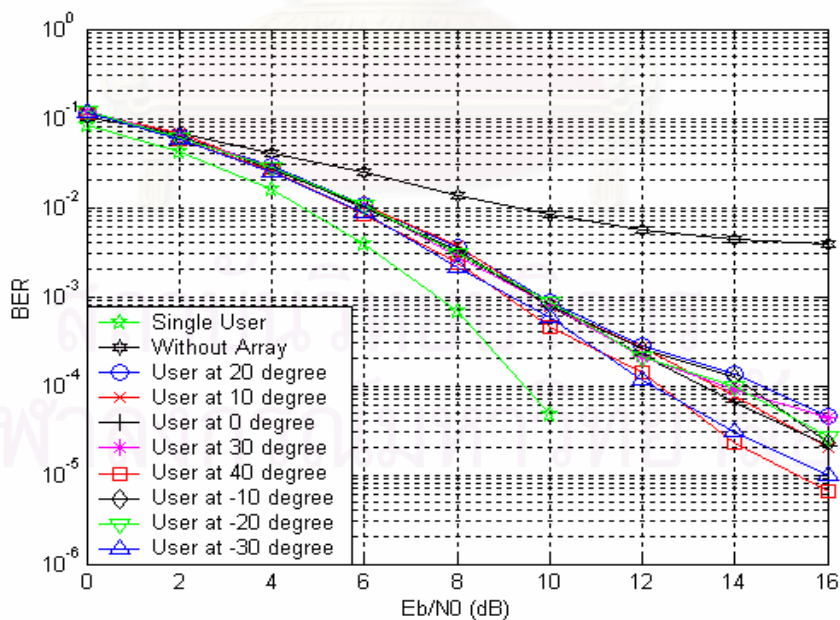
4.2.1 ระบบที่มีการควบคุมกำลังของผู้ใช้ในระบบทุกคนเป็นไปอย่างถูกต้อง

ข้อกำหนดเพิ่มเติมในการจำลองแบบคือ

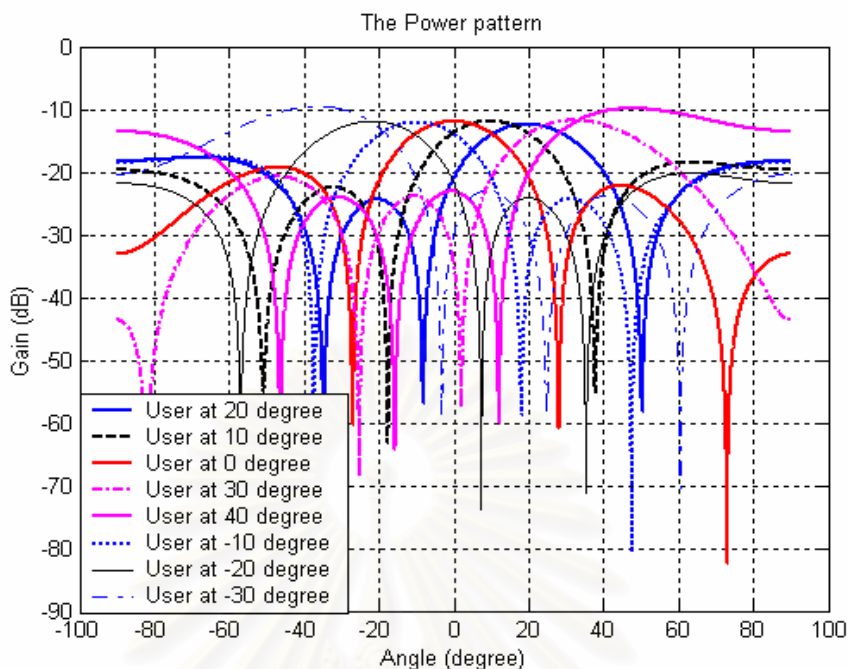
- ความยาวของรหัสสัญญาณรบกวนแบบสุ่มเป็น 32 (Processing Gain เป็น 32)
- จำนวนของผู้ใช้ในระบบทั้งหมดเท่ากับ 8 คน

- การประมาณช่องสัญญาณเป็นไปอย่างถูกต้อง
- ทิศทางของสัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคนคือ 20, 10, 0, 30, -10, -20, -30, และ -40 องศา
- จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเป็น 2, 4 และ 6
- ขนาดช่วงก้าวของทั้งอัลกอริทึม Blind-DRT และ Simplified จะเลือกให้ได้ขนาดที่ทำให้ อัลกอริทึมทำงานได้ดีที่สุด
- กำลังของสัญญาณเมื่อเทียบกับกำลังของสัญญาณรบกวนไวท์เกาส์เขียนแบบบวจากจากผู้ใช้แต่ละคนที่มาถึงสายอากาศของเครื่องรับที่สถานีฐานกำหนดให้เท่ากัน และเปลี่ยนแปลงจาก 0-16 dB

รูปที่ 4.10 จะพิจารณาสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ที่เครื่องรับซึ่งใช้อัลกอริทึม Blind-DRT ดังรูปที่ 4.9(ก) ของผู้ใช้ทุกคน รวมถึงการชี้ทิศทางของแบบรูปกำลังที่ไปยังทิศทางของผู้ใช้ทุก ๆ คน โดยใช้ขนาดช่วงก้าวเท่ากันหมดคือ $\mu = 0.007$



(ก)

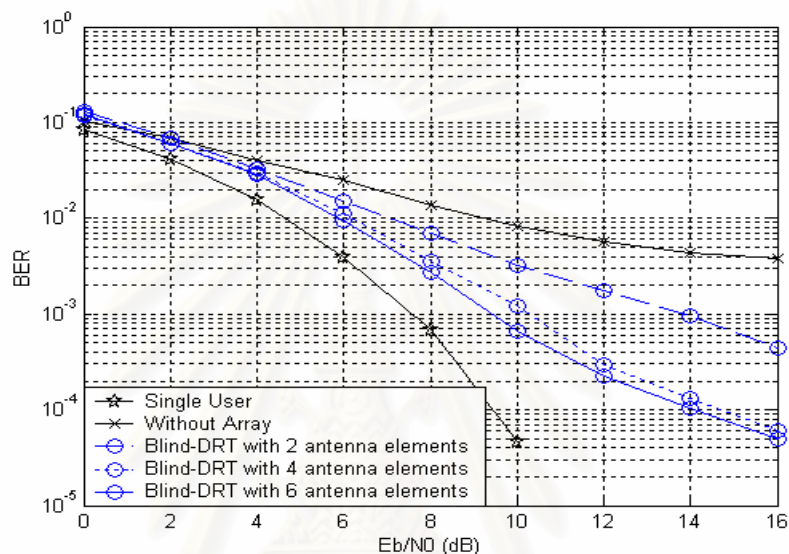


(ข)

รูปที่ 4.10 (ก) อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับของผู้ใช้แต่ละคน (ข) แบบรูปกำลังที่มีพหุคลื่นหลักชี้ไปยังทิศทางของผู้ใช้แต่ละคน

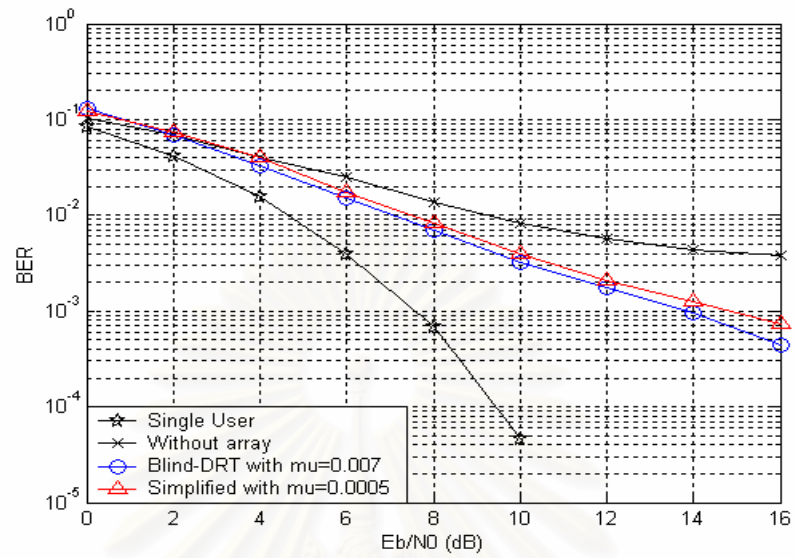
จากรูปที่ 4.10(ก) เครื่องรับที่ใช้ระบบสายอากาศผลัดในการสร้างลำคลื่นด้วยอัลกอริทึม Blind-DRT ทำให้สมรรถนะของอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับของผู้ใช้แต่ละคนเพิ่มสูงขึ้นกว่าเครื่องรับแบบธรรมดาที่ไม่ใช้ระบบสายอากาศผลัด และมีอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ใกล้เคียงกับระบบที่มีผู้ใช้คนเดียวมากยิ่งขึ้น นอกจากนี้เป็นที่น่าสังเกตว่าสัญญาณของผู้ใช้ที่เข้ามาที่ทิศทาง 40 และ -30 องศาจะมีอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ต่ำที่สุดและแตกต่างค่อนข้างชัด ทั้งนี้ก็เนื่องมาจากว่าจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้คือ 4 องค์ประกอบ ซึ่งพหุคลื่นหลักมีความกว้างเป็น 60 องศา (ดูรายละเอียดได้จากหัวข้อที่ 2.2 ในบทที่ 2) ดังนั้นแบบรูปกำลังที่มีพหุคลื่นหลักชี้ไปยังผู้ใช้ทิศทาง 40 และ -30 องศา จะมีสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นที่อยู่ในพหุคลื่นหลักเดียวกันเพียง 2 สัญญาณเท่านั้น ขณะที่แบบรูปกำลังที่มีพหุคลื่นหลักชี้ไปยังผู้ใช้ทิศทางอื่น ๆ มีสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นที่อยู่ในพหุคลื่นหลักเดียวกัน 3-4 สัญญาณ ดังนั้นเหตุนี้ทำให้ผู้ใช้ที่มีทิศทางเข้ามายังเครื่องรับที่ 40 และ -30 องศา มีอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ต่ำที่สุด (เป็นปัญหาของสัญญาณแทรกสอดที่อยู่ภายในพหุคลื่นหลัก ดังการจำลองแบบที่ 4.1.1.3)

รูปที่ 4.10(ข) แสดงให้เห็นว่าเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT ในการสร้างลำคลื่น สามารถสร้างลำคลื่นที่มีพหุคลื่นหลักชี้ไปยังทิศทางของผู้ใช้ที่ต้องการได้อย่างถูกต้อง ต่อไปจะเป็นการเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ โดยจะพิจารณาสัญญาณของผู้ใช้ที่เข้ามาถึงสถานีฐานในทิศทาง 20 องศาเท่านั้น

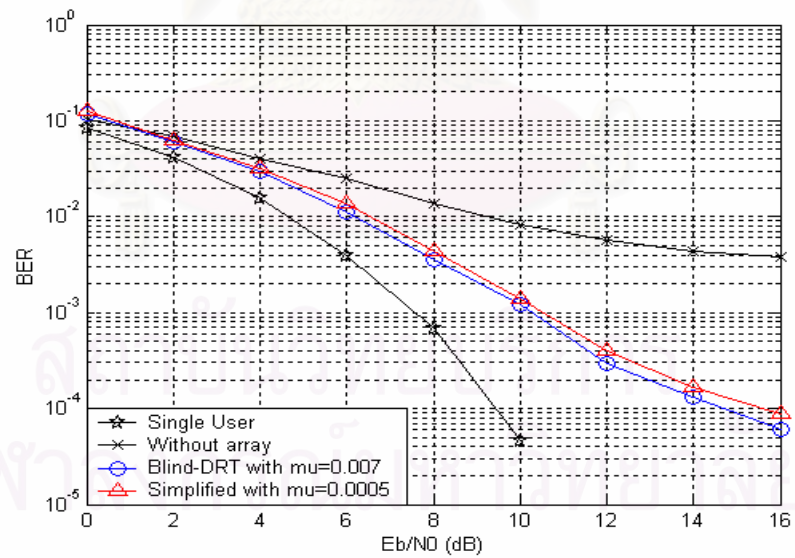


รูปที่ 4.11 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับของผู้ใช้ที่พิจารณาจากเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT โดยที่จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้เป็น 2, 4, และ 6 ตามลำดับ ขนาดช่วงก้าว μ คงที่เท่ากับ 0.007

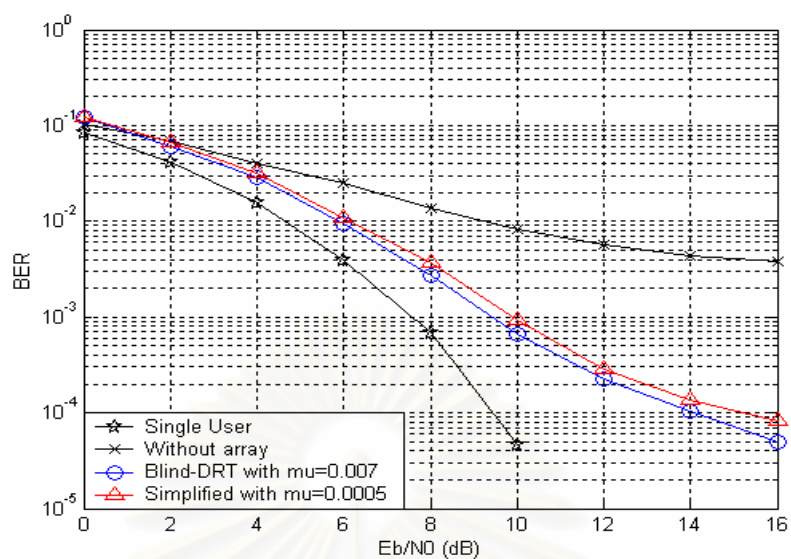
รูปที่ 4.11 แสดงอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลของผู้ใช้ที่พิจารณา ที่รับได้ที่เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT ในการสร้างลำคลื่นเมื่อองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเปลี่ยนแปลงเป็น 2, 4, และ 6 องค์ประกอบตามลำดับ จากรูปที่ 4.11 พบว่าเมื่อจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับสูงขึ้น จะมีอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับต่ำลง ทั้งนี้ก็เนื่องมาจาก เมื่อจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับสูงขึ้นจะทำให้ความกว้างของพหุคลื่นหลักที่ชี้ไปในทิศทางของผู้ใช้ที่ต้องการแคบลง ทำให้ผลกระทบจากสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้คนอื่นที่อยู่ภายในพหุคลื่นหลักลดลงนั่นเอง



(n)



(n)

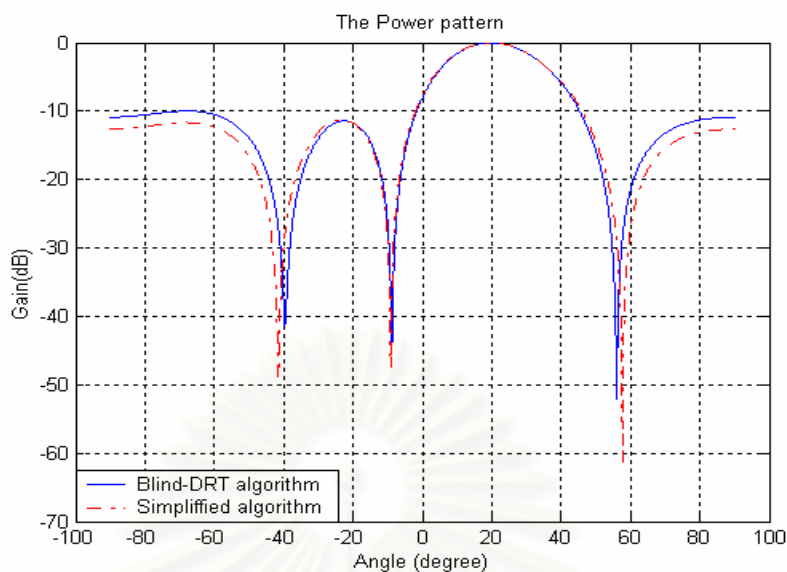


(ค)

รูปที่ 4.12 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของผู้ใช้ที่พิจารณาจากเครื่องรับทั้ง 3 แบบ (ก) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 2 (ข) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 4 (ค) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 6

จากรูปที่ 4.12 เป็นการเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ที่ระบบเครื่องรับต่าง ๆ กัน โดยที่เครื่องรับที่ใช้สายอากาศแถวลำดับในการสร้างลำคลื่น จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับจะเปลี่ยนแปลงเป็น 2, 4, และ 6 องค์ประกอบตามลำดับ จากรูปผลการทดลองที่ 4.12 พบว่า ในระบบที่การควบคุมกำลังเป็นไปอย่างถูกต้อง เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT มีสมรรถนะของอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้เหนือกว่าเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Simplified ไม่ว่าจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับจะเป็นเท่าไร

รูปที่ 4.13 จะเป็นการเปรียบเทียบความสามารถในการชี้ทิศทางของอัลกอริทึม Blind-DRT และอัลกอริทึม Simplified โดยใช้การนอร์มัลไลซ์ (Normalization) แบบรูปกำลังในการพิจารณา



รูปที่ 4.13 การเปรียบเทียบแบบรูปกำลังซึ่งแสดงถึงทิศทาง ระหว่างเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT และเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Simplified

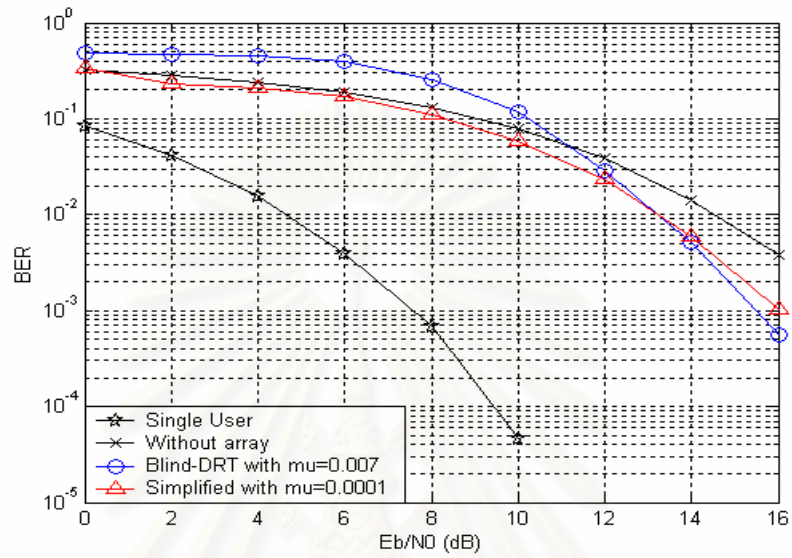
จากรูปที่ 4.13 พบว่าทั้งอัลกอริทึม Blind-DRT และอัลกอริทึม Simplified สามารถสร้างลำคลื่นให้พุ่งคลื่นซึ่งไปยังทิศทางของผู้ใช้ที่ต้องการใช้อย่างถูกต้อง

4.2.2 ระบบที่เกิดผลกระทบจากปัญหาใกล้-ไกล

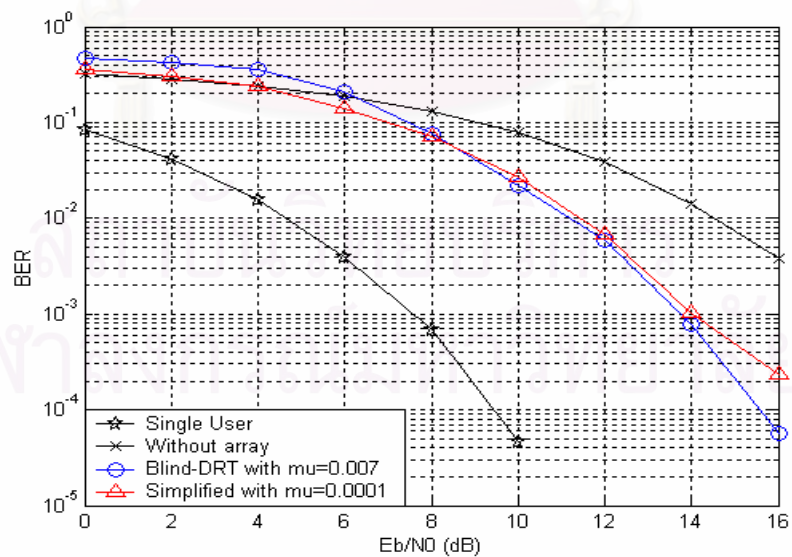
ข้อกำหนดเพิ่มเติมในการจำลองแบบคือ

- ความยาวของรหัสสัญญาณรบกวนแบบสุ่มเป็น 32 (Processing Gain เป็น 32)
- จำนวนของผู้ใช้ในระบบทั้งหมดเท่ากับ 8 คน
- ทิศทางของสัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคนคือ 20, 10, 0, 30, -10, -20, -30, และ -40 องศา และจะพิจารณาผู้ใช้ที่มีทิศทางเข้ามาที่ 20 องศา ดังนั้นผู้ใช้ที่เข้ามายังทิศทางอื่นจะถูกมองว่าเป็นสัญญาณแทรกสอด
- เพื่อจำลองการเกิดผลกระทบจากปัญหาใกล้-ไกล จะกำหนดให้ $\frac{E_b}{N_0}$ ของทุกสัญญาณแทรกสอดคงที่เท่ากับ 16 dB ขณะที่ $\frac{E_b}{N_0}$ ของผู้ใช้ที่เราพิจารณา เปลี่ยนแปลงจาก 0-16 dB
- จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเป็น 2, 4 และ 6

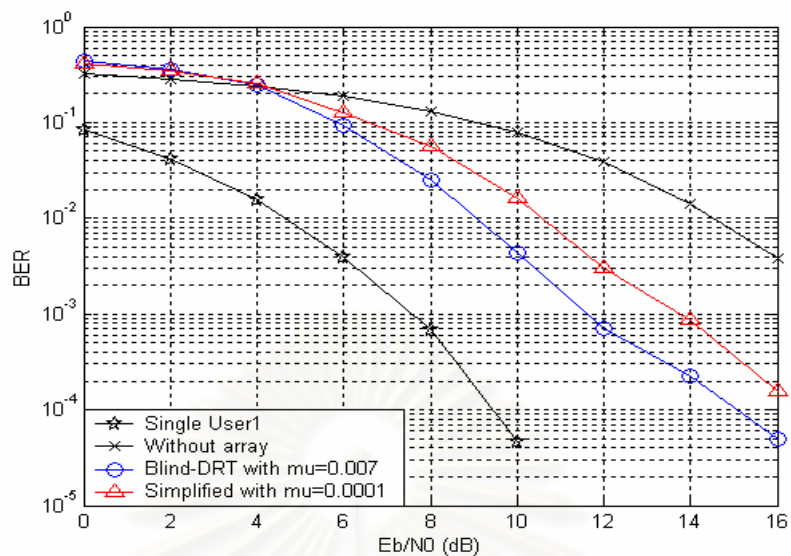
- ขนาดช่วงก้าวของทั้งอัลกอริทึม Blind-DRT และ Simplified จะเลือกให้ได้ขนาดที่ทำให้ อัลกอริทึมทำงานได้ดีที่สุด



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 4.14 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับของผู้ใช้ที่พิจารณาจากเครื่องรับทั้ง 3 แบบ (ก) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 2 (ข) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 4 (ค) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 6

จากการจำลองแบบระบบที่เกิดปัญหาใกล้-ไกลขึ้นดังที่กำหนดข้างต้น อัลกอริทึม Simplified จำเป็นจะต้องเปลี่ยนขนาดช่วงก้าวใหม่เป็น $\mu = 0.0001$ เพื่อให้ได้สมรรถนะของเครื่องรับที่ดีที่สุด ในขณะที่อัลกอริทึม Blind-DRT ยังคงใช้ขนาดช่วงก้าวเท่าเดิม นอกจากนี้จะพบว่า ในระบบที่เกิดปัญหาใกล้-ไกลขึ้น เครื่องรับทุกแบบ ไม่ว่าจะเป็นเครื่องรับแบบธรรมดาที่ไม่ใช้ระบบสายอากาศผลัดและเครื่องรับที่ใช้ระบบสายอากาศผลัดทั้งอัลกอริทึม Blind-DRT และอัลกอริทึม Simplified จะมีสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับลดลง (ห่างจากอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ในระบบที่มีผู้ใช้คนเดียวมากขึ้น)

ในกรณีที่ $\frac{E_b}{N_0}$ ของผู้ใช้ที่เราพิจารณาดำ ๆ เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึมในการสร้างลำดับ Blind-DRT อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้สูงกว่าทั้งเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Simplified และเครื่องรับที่แบบธรรมดา ทั้งนี้เป็นผลมาจากสัญญาณแทรกสอดที่อยู่ภายในพหุคลื่นหลักดังที่กล่าวมาข้างต้นนั่นเอง ซึ่งระบบสายอากาศผลัดไม่สามารถขจัดปัญหานี้ได้ และเมื่อพิจารณารูปที่ 4.14 (ก)-(ค) แล้วอาจกล่าวได้ว่า ที่ $\frac{E_b}{N_0}$ ต่ำ ๆ เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT ได้รับผลกระทบจากปัญหาใกล้-ไกลมากกว่าเครื่องรับอัลกอริทึม Simplified อย่างไรก็ตามผลกระทบนี้ก็จะแปรตามจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้ด้วย นั่นคือผลกระทบของปัญหา

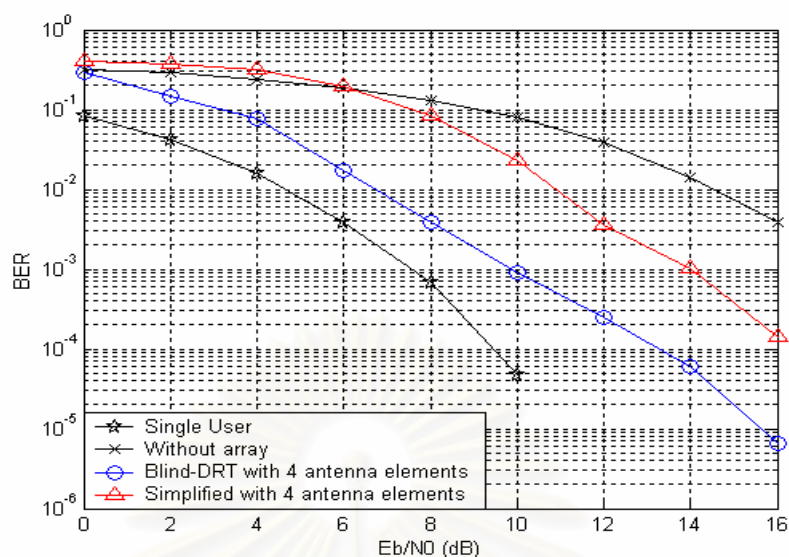
ใกล้-ไกลเมื่อใช้องค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่สูงขึ้น (เช่น 6 องค์ประกอบดังรูปที่ 4.14 (ค)) จะน้อยกว่าการใช้องค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ต่ำกว่า (เช่น 2 องค์ประกอบดังรูปที่ 4.14 (ก))

ในกรณีที่ $\frac{E_b}{N_0}$ ของผู้ใช้ที่เราพิจารณาสูงขึ้น (พิจารณาจากรูปที่ 4.14 (ก)-(ค) ประกอบ) เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT ก็จะมีอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ต่ำกว่าทั้งเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Simplified และเครื่องรับแบบธรรมดา ซึ่งก็แปรตามจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้ด้วยดังแสดงในรูปที่ 4.14 (ก)-(ค) โดยที่ค่า $\frac{E_b}{N_0}$ ของผู้ใช้ที่เราพิจารณาที่ทำให้ได้อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลต่ำกว่าเครื่องรับทั้ง 2 แบบจะลดลงตามจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่เพิ่มขึ้น

อย่างไรก็ตาม ปัญหาสัญญาณแทรกสอดที่อยู่ภายในพหุคลื่นหลักที่เกิดขึ้นนี้สามารถจะขจัดหรือบรรเทาลงได้โดยใช้วิธีการดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกัน ซึ่งจะได้เห็นต่อไปในการจำลองแบบหวัช้อย่อยที่ 4.3

ถ้าสมมติให้สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นเข้ามายังทิศทางที่ไม่ได้อยู่ในพหุคลื่นหลักที่มีทิศทางชี้ไปยังผู้ใช้ที่เราพิจารณา (กำหนดให้เป็น -20, -10, 50, -70, -40, 65, และ 70) และใช้องค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 4 เราสามารถแสดงอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ในระบบที่เกิดปัญหาใกล้-ไกลขึ้นได้ดังรูปที่ 4.15

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 4.15 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับของผู้ใช้ที่พิจารณาจากเครื่องรับทั้ง 3 แบบ ในกรณีที่สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นเข้ามายังทิศทางที่ไม่ได้อยู่ในพู่คลื่นหลักที่มีทิศทางซึ่งไปยังผู้ใช้ที่เราพิจารณา โดยที่เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT ใช้ $\mu = 0.007$ และเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Simplified ใช้ $\mu = 0.0001$ จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 4

จากรูปที่ 4.15 แสดงให้เห็นว่า ถ้าสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นไม่อยู่ภายในพู่คลื่นหลักที่มีทิศทางซึ่งไปยังผู้ใช้ที่เราพิจารณาแล้ว เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่น Blind-DRT จะมีอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับต่ำกว่าทั้งเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Simplified และ เครื่องรับแบบธรรมดา ถึงแม้ว่าจะเป็นระบบที่เกิดปัญหาใกล้-ไกลขึ้น

4.3 การจำลองแบบเครื่องรับที่ดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกัน

ในหัวข้อนี้จะเป็นการจำลองแบบ เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับ โดยที่พิจารณาเครื่องรับที่ดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกัน และการดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันจะพิจารณาวิธีการจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานเป็นหลัก การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับ จะพิจารณาระหว่างเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นปรับตัวได้ Blind-DRT ร่วมกับการจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานดังที่เสนอในรูปที่ 3.2, เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Simplified ร่วมกับการจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน, และเครื่องรับแบบธรรมดาร่วมกับการจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน

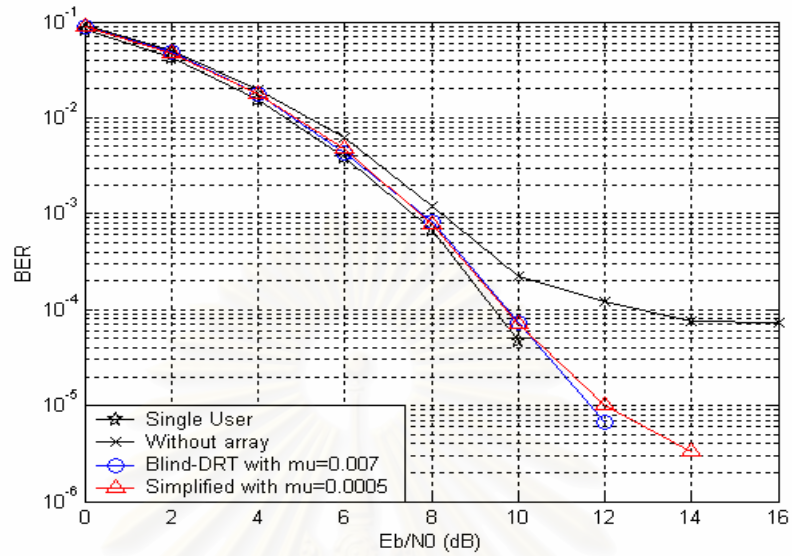
ในการพิจารณาเครื่องรับที่ดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกัน โดยใช้วิธีการจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของอัลกอริทึม จะพิจารณาการจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานเพียงภาคเดียวเท่านั้น อย่างไรก็ตามการกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานสามารถที่จะทำเป็นแบบหลายภาคได้เพื่อเพิ่มสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ที่เครื่องรับ เช่นเดียวกับหัวข้อย่อยที่ 4.2 ในการจำลองแบบในหัวข้อย่อยที่ 4.3 นี้ จะแบ่งออกเป็น 2 กรณีคือ ระบบที่มีการควบคุมกำลังของผู้ใช้ในระบบทุกคนเป็นไปอย่างถูกต้องและระบบที่เกิดปัญหาใกล้-ไกลขึ้น

4.3.1 ระบบที่มีการควบคุมกำลังของผู้ใช้ในระบบทุกคนเป็นไปอย่างถูกต้อง

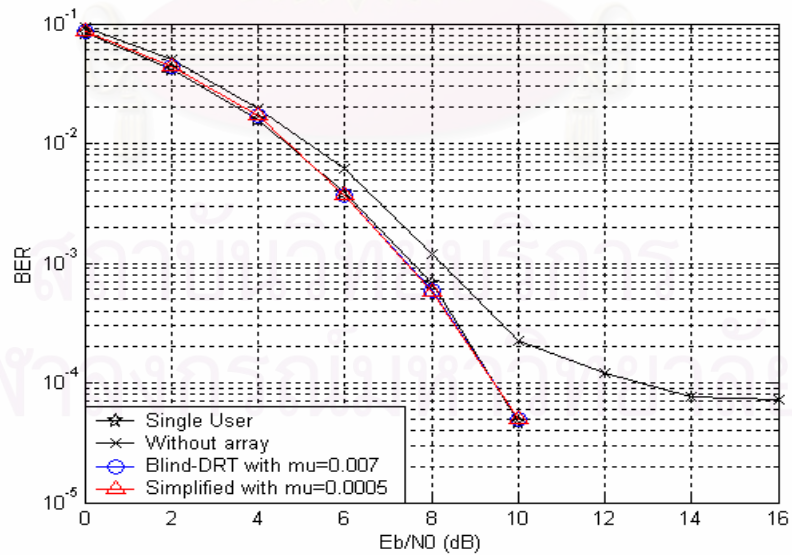
4.3.1.1 ระบบที่มีค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ Processing Gain ต่ำ

ข้อกำหนดเพิ่มเติมในการจำลองแบบคือ

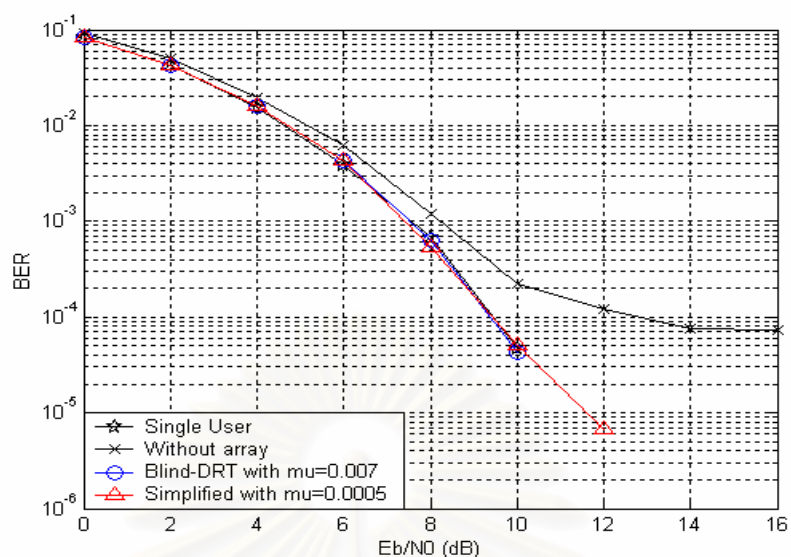
- ความยาวของรหัสสัญญาณรบกวนแบบสุ่มเป็น 32 (Processing Gain เป็น 32)
- จำนวนของผู้ใช้ในระบบทั้งหมดเท่ากับ 8 คน
- ทิศทางของสัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคนคือ 20, 10, 0, 30, -10, -20, -30, และ -40 องศา โดยที่เราจะพิจารณาผู้ใช้ที่เข้ามาที่ทิศทาง 20 องศา
- จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเป็น 2, 4 และ 6
- ขนาดช่วงก้าวของทั้งอัลกอริทึม Blind-DRT และ Simplified จะเลือกให้ได้ขนาดที่ทำให้อัลกอริทึมทำงานได้ดีที่สุด
- กำลังของสัญญาณเมื่อเทียบกับกำลังของสัญญาณรบกวนไวท์เกาส์เซียนแบบบวกจากผู้ใช้แต่ละคนที่มาถึงสายอากาศของเครื่องรับที่สถานีฐานกำหนดให้เท่ากัน และเปลี่ยนแปลงจาก 0-16 dB



(n)



(n1)



(ค)

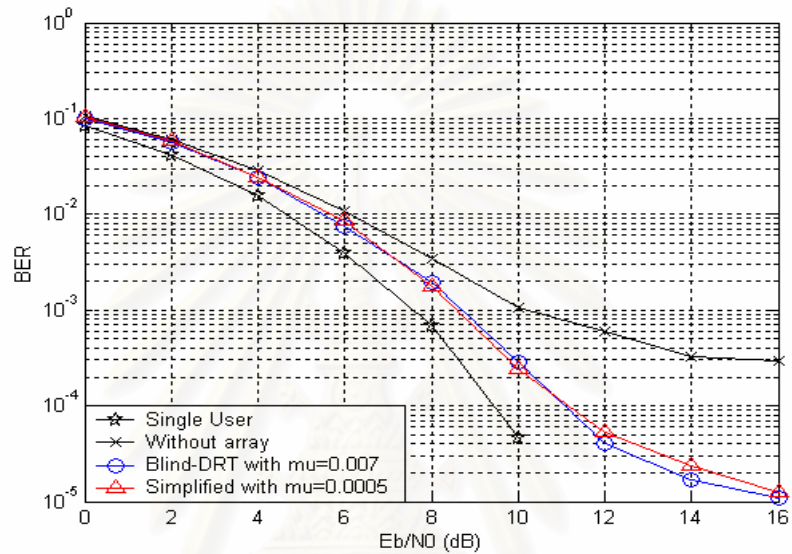
รูปที่ 4.16 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของผู้ใช้ที่พิจารณาจากเครื่องรับทั้ง 3 แบบ โดยที่กำหนดให้การประมาณช่องสัญญาณเป็นไปอย่างถูกต้อง (ก) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 2 (ข) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 4 (ค) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 6

จากผลการจำลองแบบรูปที่ 4.16 พบว่าวิธีการดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกัน โดยใช้วิธีการขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน สามารถลดอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับที่เครื่องรับ โดยเฉพาะเครื่องรับที่ใช้สายอากาศแถวลำดับในการสร้างลำคลื่นทั้ง 2 แบบนั้น พบว่ามีสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ประมาณว่าใกล้เคียงหรือเท่ากันได้ และยังใกล้เคียงหรือเท่ากับอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับที่เครื่องรับในระบบที่มีผู้ใช้คนเดียว เมื่อใช้จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่สูงขึ้น

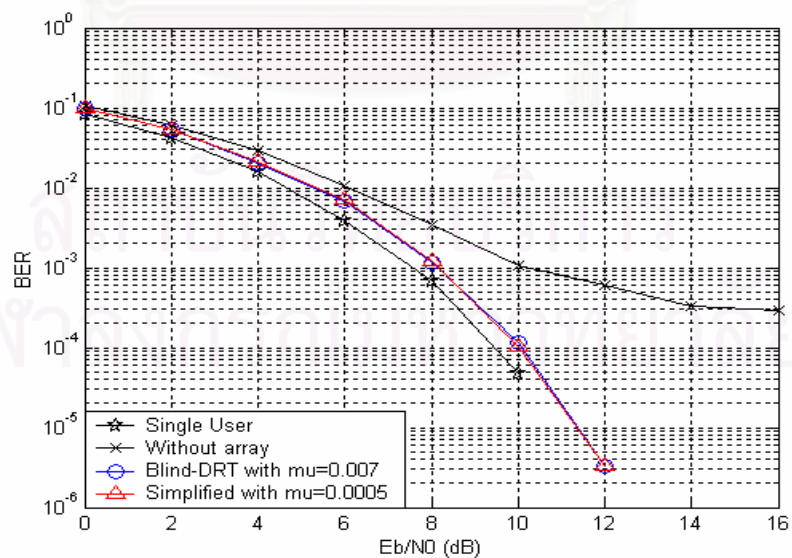
อย่างไรก็ตามทั้งนี้ก็เนื่องมาจากเรากำหนดให้การประมาณช่องสัญญาณของผู้ใช้ทุกคนเป็นไปอย่างถูกต้อง จึงทำให้ได้สมรรถนะของเครื่องรับที่ดี ในผลการจำลองแบบรูปที่ 4.17 เราพิจารณาผลกระทบจากการประมาณช่องสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนที่ผิดพลาดโดยใช้แบบจำลองในบทความที่ [32] นั่นคือ

$$\hat{h}_{j,m}(k) = h_{j,m}^l(k) \cdot \lambda_1 + j h_{j,m}^o(k) \cdot \lambda_2 \quad (4.2)$$

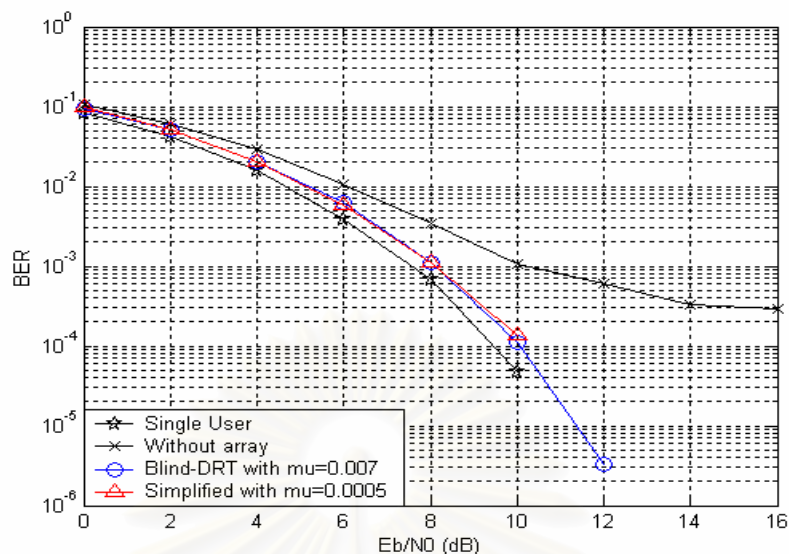
โดยที่ $\hat{h}_{j,m}(k)$ เป็นเอ็นแวลูปค่าเชิงซ้อน คลื่นพาร์ย่อยที่ m บล็อกของข้อมูลที่ k ของผู้ใช้คนที่ j ที่ได้จากการประมาณช่องสัญญาณ และ $\lambda_i = e^{a_i}$, $a_i \sim N(0, \sigma_a^2)$ *i.i.d* เมื่อ $i = \{1, 2\}$ และ σ_a^2 เป็นค่าความแปรปรวนของความผิดพลาดในการประมาณช่องสัญญาณโดยจะกำหนดให้เท่ากับ 0.1 และเราจะใช้แบบจำลองนี้ในการพิจารณาสมรรถนะของอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ของเครื่องรับเมื่อการประมาณช่องสัญญาณผิดพลาด



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 4.17 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของผู้ใช้ที่พิจารณาจากเครื่องรับทั้ง 3 แบบ เมื่อการประมาณช่องสัญญาณผิดพลาด ($\sigma_e^2 = 0.1$) (ก) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 2 (ข) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 4 (ค) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 6

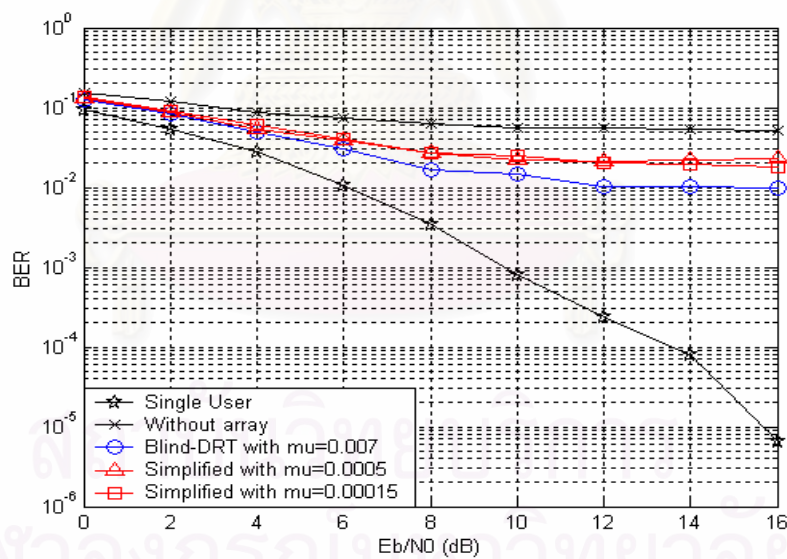
จากผลการจำลองแบบในรูปที่ 4.17(ก)-(ค) เมื่อเทียบกับผลการจำลองแบบในรูปที่ 4.16(ก)-(ค) พบว่า ผลของการประมาณช่องสัญญาณที่ผิดพลาด ทำให้อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับทั้ง 3 แบบสูงขึ้น อย่างไรก็ตามเครื่องรับที่ใช้สายอากาศแถวลำดับและอัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่น ทั้งอัลกอริทึม Blind-DRT และ Simplified ก็ยังคงมีอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับต่ำกว่าเครื่องรับซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาห์แบบธรรมดา ที่ไม่ใช้สายอากาศแถวลำดับมาก อีกทั้งอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับที่เครื่องรับซึ่งใช้สายอากาศแถวลำดับในการสร้างลำคลื่นทั้ง 2 แบบก็ยังคงมีอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ใกล้เคียงกันอยู่

4.3.1.2 ระบบที่มีค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ Processing Gain เท่ากับ 1

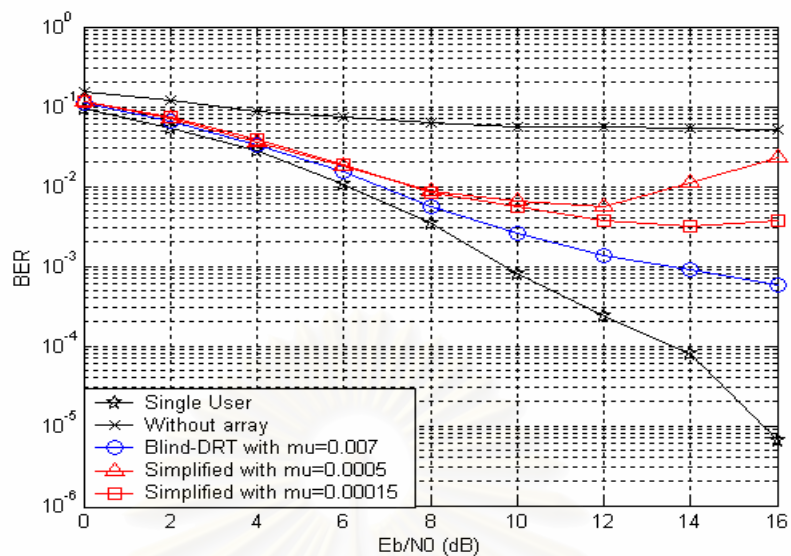
ในหัวข้อย่อยที่ 4.3.1.2 นี้จะพิจารณาสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับทั้ง 3 แบบ เมื่ออัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ Processing Gain เป็น 1 โดยข้อกำหนดเพิ่มเติมในการจำลองแบบคือ

- ความยาวของรหัสสัญญาณรบกวนแบบสุ่มเป็น 8 (Processing Gain เป็น 8)

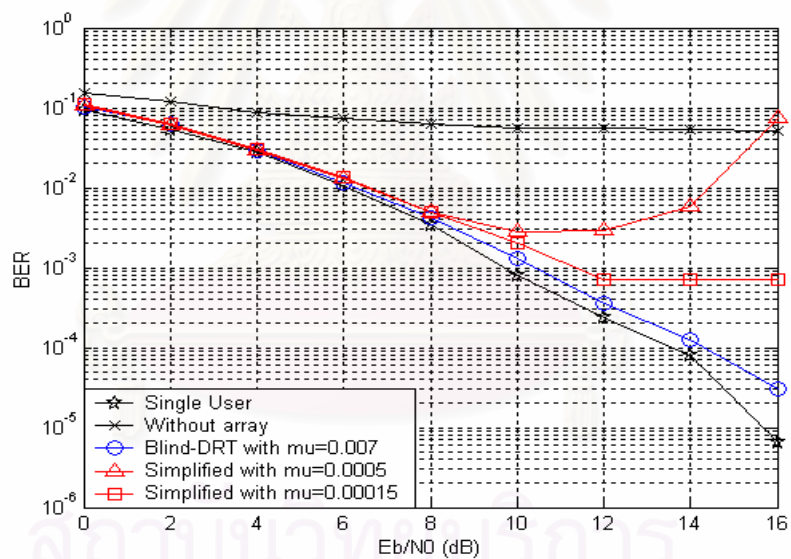
- จำนวนของผู้ใช้ในระบบทั้งหมดเท่ากับ 8 คน
- ทิศทางของสัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคนคือ 20, 10, 0, 30, -10, -20, -30, และ -40 องศา โดยที่เราจะพิจารณาผู้ใช้ที่เข้ามาที่ทิศทาง 20 องศา
- จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเป็น 2, 4 และ 6
- ขนาดช่วงก้าวของทั้งอัลกอริทึม Blind-DRT และ Simplified จะเลือกให้ได้ขนาดที่ทำให้อัลกอริทึมทำงานได้ดีที่สุด
- กำลังของสัญญาณเมื่อเทียบกับกำลังของสัญญาณรบกวนไวท์เกาส์เซียนแบบบวกจากผู้ใช้แต่ละคนที่มาถึงสายอากาศของเครื่องรับที่สถานีฐานกำหนดให้เท่ากัน และเปลี่ยนแปลงจาก 0-16 dB



(ก)



(ข)



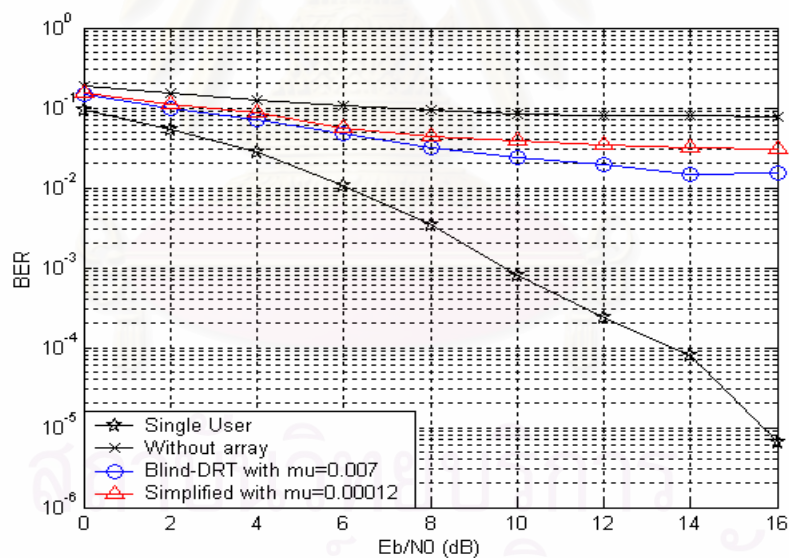
(ค)

รูปที่ 4.18 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ของผู้ใช้ที่พิจารณาจากเครื่องรับทั้ง 3 แบบ โดยที่กำหนดให้การประมาณช่องสัญญาณเป็นไปอย่างถูกต้อง (ก) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 2 (ข) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 4 (ค) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 6

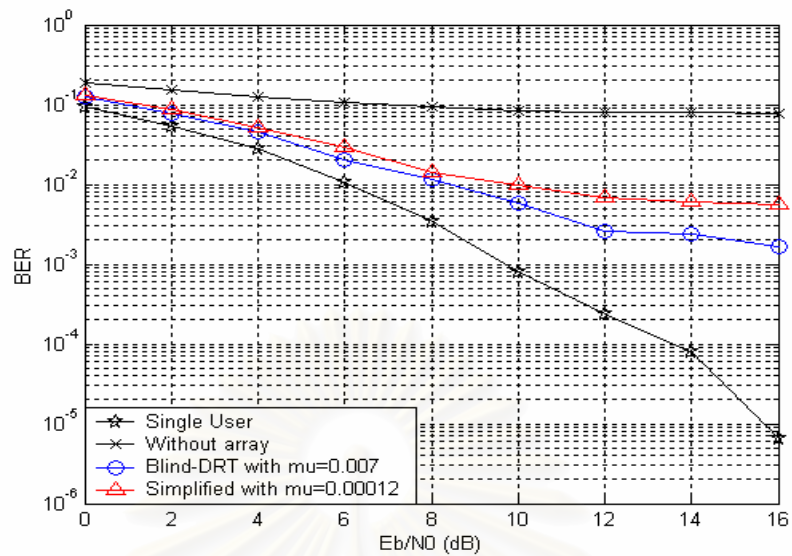
จากผลการจำลองแบบในรูปที่ 4.18(ก)-(ค) พบว่า ในระบบซึ่งมีอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้กับ Processing Gain เท่ากับ 1 ความแตกต่างของอัตราผิดพลาดของบิต

ข้อมูลที่ได้รับได้ระหว่างเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT และอัลกอริทึม Simplified จะเห็นเด่นชัดขึ้น โดยที่เครื่องรับที่ใช้สายอากาศแถวลำดับและอัลกอริทึมในการสร้างลำดับ Blind-DRT จะให้อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับต่ำที่สุด ไม่ว่าจะจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้จะเป็นเท่าไรและเมื่อยังใช้จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเพิ่มขึ้น อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับที่เครื่องรับก็จะต่ำลงมากใกล้เคียงกับระบบที่มีผู้ใช้คนเดียวมากยิ่งขึ้น

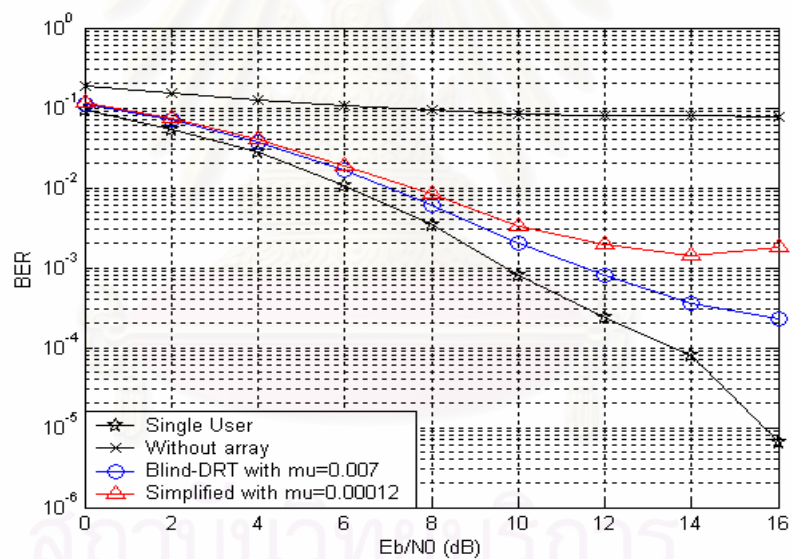
นอกจากนั้นแล้วจะพบว่าเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึมในการสร้างลำดับ Simplified จำเป็นจะต้องเปลี่ยนขนาดช่วงก้าว μ ที่ใช้ในอัลกอริทึมใหม่ให้เหมาะสม เพื่อที่จะทำให้อัลกอริทึมยังสามารถลู่เข้าได้ในสภาวะที่กำลังของสัญญาณของผู้ใช้สูง ๆ โดยที่ผลของขนาดช่วงก้าวจะเห็นเด่นชัดขึ้นเมื่อจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้สูงขึ้น



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 4.19 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ของผู้ใช้ที่พิจารณาจากเครื่องรับทั้ง 3 แบบ เมื่อการประมาณช่องสัญญาณผิดพลาด ($\sigma_e^2 = 0.1$) (ก) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 2 (ข) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 4 (ค) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 6

จากรูปผลการจำลองแบบที่ 4.19 โดยกำหนดให้เกิดการประมาณช่องสัญญาณที่ผิดพลาดโดยใช้สมการที่ (4.2) พบว่าเครื่องรับที่ใช้สายอากาศแถวลำดับและอัลกอริทึมในการ

สร้างลำคลื่น Blind-DRT ยังคงมีอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับต่ำที่สุดอยู่ ไม่ว่าจะจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้จะเป็นเท่าไร นอกจากนี้พบว่าเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Simplified จำเป็นต้องเปลี่ยนขนาดของช่วงก้าว μ ให้เหมาะสมอีกครั้งจาก 0.00015 เป็น 0.00012 ในขณะที่เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT ยังคงใช้ขนาดของช่วงก้าวที่เท่าเดิมอยู่ตลอด

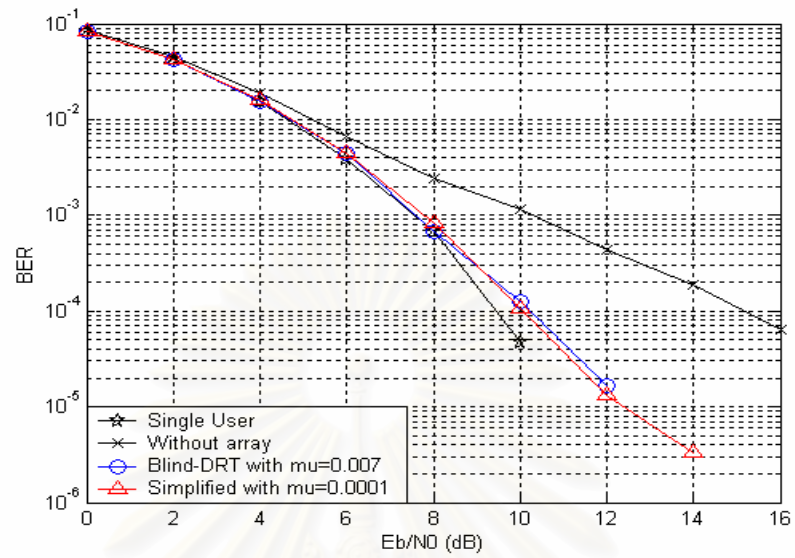
เมื่อเปรียบเทียบผลการจำลองแบบระหว่างรูปที่ 4.18 และ 4.19 จะพบว่าอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ที่เครื่องรับทั้ง 3 แบบสูงขึ้น ซึ่งเป็นผลจากการประมาณช่องสัญญาณที่ผิดพลาดนั่นเอง

4.3.2 ระบบที่เกิดผลกระทบจากปัญหาใกล้-ไกล

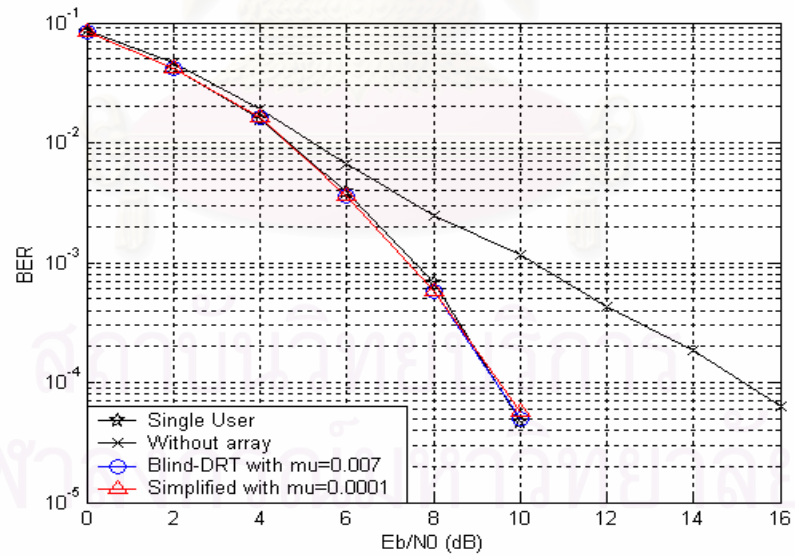
4.3.2.1 ระบบที่มีค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ Processing Gain ต่ำ

ข้อกำหนดเพิ่มเติมในการจำลองแบบคือ

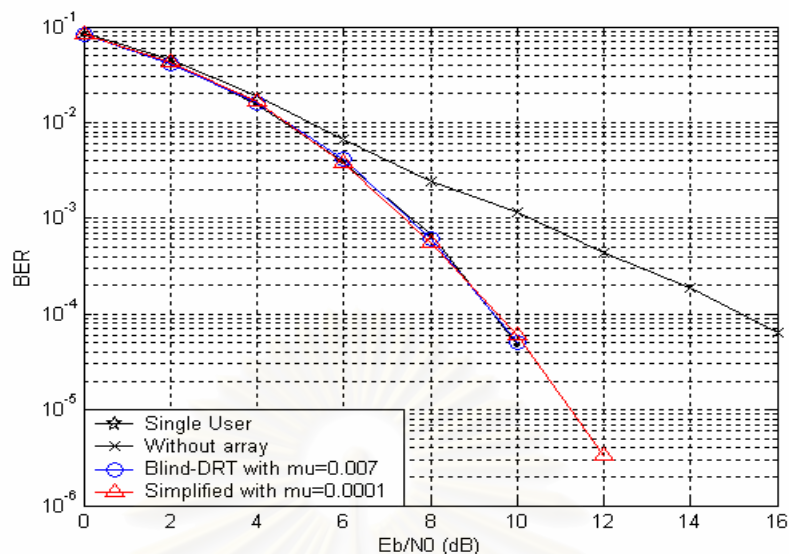
- ความยาวของรหัสสัญญาณรบกวนแบบสุ่มเป็น 32 (Processing Gain เป็น 32)
- จำนวนของผู้ใช้ในระบบทั้งหมดเท่ากับ 8 คน
- ทิศทางของสัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคนคือ 20, 10, 0, 30, -10, -20, -30, และ -40 องศา โดยที่เราจะพิจารณาผู้ใช้ที่เข้ามาที่ทิศทาง 20 องศา
- จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเป็น 2, 4 และ 6
- ขนาดช่วงก้าวของทั้งอัลกอริทึม Blind-DRT และ Simplified จะเลือกให้ได้ขนาดที่ทำให้อัลกอริทึมทำงานได้ดีที่สุด
- เพื่อจำลองการเกิดผลกระทบจากปัญหาใกล้-ไกล จะกำหนดให้ $\frac{E_b}{N_0}$ ของทุกสัญญาณแทรกสอดคงที่เท่ากับ 16 dB ขณะที่ $\frac{E_b}{N_0}$ ของผู้ใช้ที่เราพิจารณา เปลี่ยนแปลงจาก 0-16 dB



(ก)



(ข)



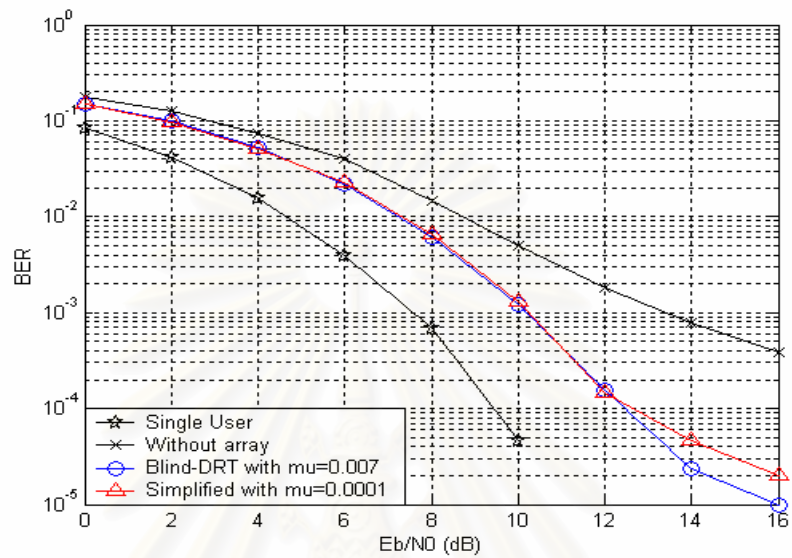
(ค)

รูปที่ 4.20 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของผู้ใช้ที่พิจารณาจากเครื่องรับทั้ง 3 แบบ โดยที่กำหนดให้การประมาณช่องสัญญาณเป็นไปอย่างถูกต้อง (ก) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 2 (ข) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 4 (ค) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 6

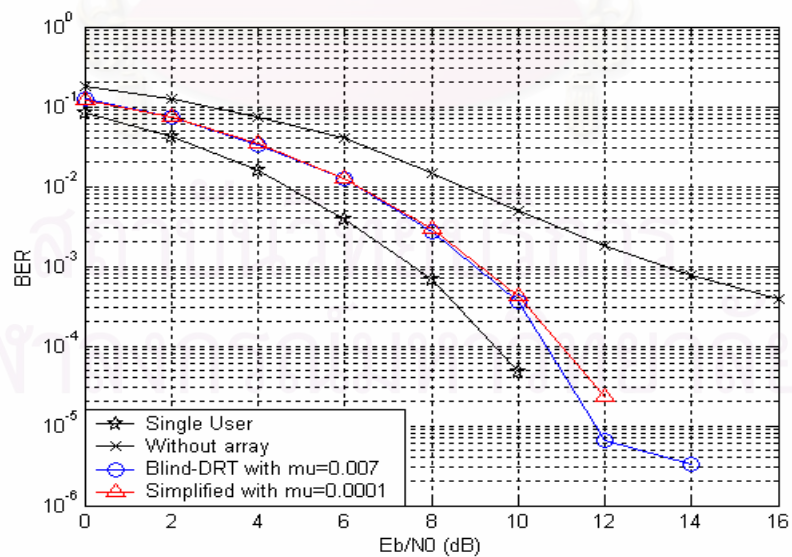
จากรูปผลการจำลองแบบที่ 4.20 พบว่าเครื่องรับที่ใช้สายอากาศแถวลำดับและอัลกอริทึมในการปรับตัวได้ทั้ง 2 แบบมีอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ประมาณเท่ากันและต่ำกว่าเครื่องรับแบบธรรมดามาก เมื่อเปรียบเทียบจากผลการจำลองแบบของระบบที่เกิดปัญหาใกล้-ไกลขึ้นระหว่างรูปที่ 4.14 และรูปที่ 4.20 พบว่าเครื่องรับที่ใช้วิธีดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันสามารถจัดผลของปัญหาใกล้-ไกลได้เมื่อการประมาณช่องสัญญาณเป็นไปอย่างถูกต้อง และจากกราฟของอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับรูปที่ 4.20 จะคล้ายกันมากกับกราฟของอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับรูปที่ 4.16 ซึ่งเป็นระบบที่การควบคุมกำลังของผู้ใช้ทุกคนเป็นไปอย่างถูกต้อง

นอกจากนี้จากผลการจำลองแบบในรูปที่ 4.14 ที่กล่าวว่าเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT จะได้รับผลกระทบจากปัญหาใกล้-ไกลมากกว่าเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Simplified เมื่อสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นอยู่ภายในพหุคลื่นหลักที่มีทิศทางที่ชี้ไปยังผู้ใช้ที่ต้องการ อย่างไรก็ตามจากผลการจำลองแบบในรูปที่ 4.20 เป็นการยืนยันแล้วว่าการใช้วิธีการดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันที่เครื่องรับ สามารถช่วยขจัดปัญหาของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น

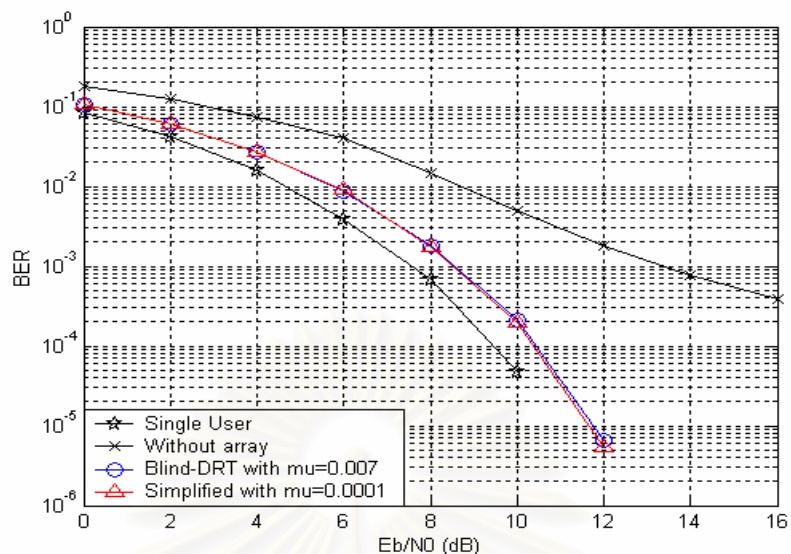
อยู่ภายในพหุคูณหลักที่มีทิศทางที่ชี้ไปยังผู้ใช้ที่ต้องการได้ ทำให้สมรรถนะของอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT สูงขึ้น



(ก)



(ข)



(ค)

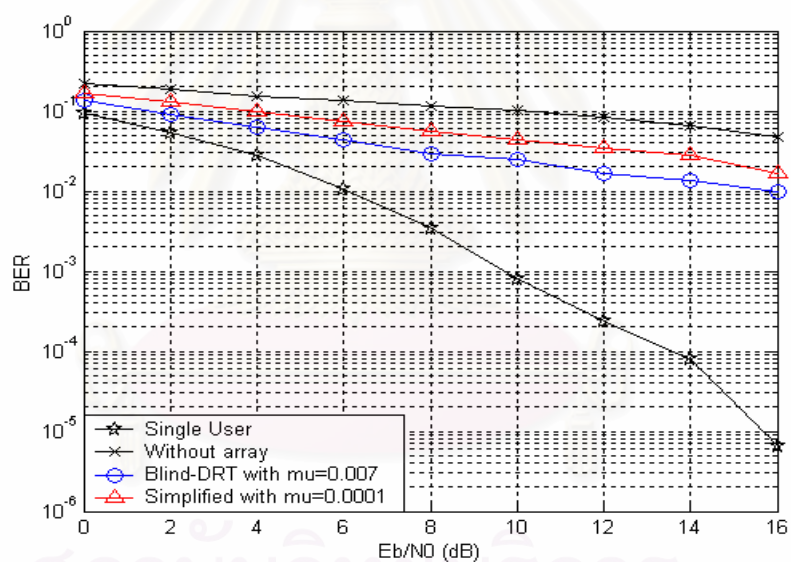
รูปที่ 4.21 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ของผู้ใช้ที่พิจารณาจากเครื่องรับทั้ง 3 แบบ เมื่อการประมาณช่องสัญญาณผิดพลาด ($\sigma_e^2 = 0.1$) (ก) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 2 (ข) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 4 (ค) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 6

จากผลการจำลองแบบรูปที่ 4.21 แสดงให้เห็นถึงผลกระทบของการประมาณช่องสัญญาณที่ผิดพลาดเมื่อเทียบกับผลการจำลองแบบที่ 4.20 ซึ่งการประมาณช่องสัญญาณเป็นไปอย่างถูกต้อง จากผลการจำลองแบบพบว่า เครื่องรับที่ใช้จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับน้อย จะได้รับผลกระทบจากการประมาณช่องสัญญาณที่ผิดพลาดมากกว่า เครื่องรับที่ใช้จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่มากกว่า และเมื่อเปรียบเทียบกับรูปที่ 4.17 แล้วพบว่าระบบที่เกิดปัญหาใกล้-ไกลขึ้นจะได้รับผลกระทบจากการประมาณช่องสัญญาณที่ผิดพลาดมากกว่าระบบซึ่งการควบคุมกำลังของสัญญาณของผู้ใช้เป็นไปอย่างถูกต้อง

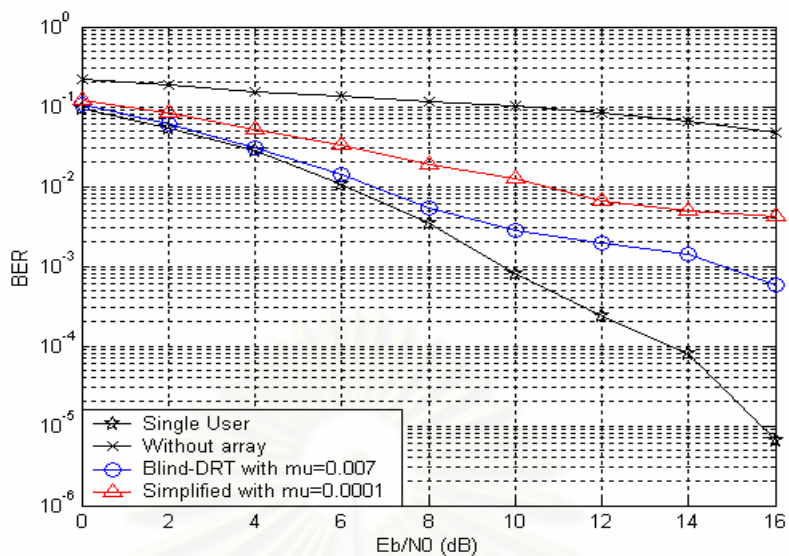
4.3.2.2 ระบบที่มีค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้และ Processing Gain เท่ากับ 1

- ความยาวของรหัสสัญญาณรบกวนแบบสุ่มเป็น 8 (Processing Gain เป็น 8)
- จำนวนของผู้ใช้ในระบบทั้งหมดเท่ากับ 8 คน

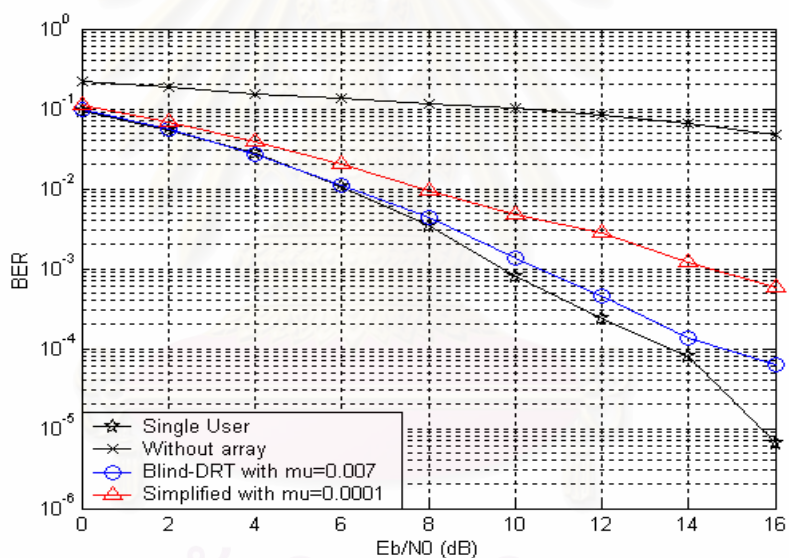
- ทิศทางของสัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคนคือ 20, 10, 0, 30, -10, -20, -30, และ -40 องศา โดยที่เราจะพิจารณาผู้ใช้ที่เข้ามาที่ทิศทาง 20 องศา
- จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเป็น 2, 4 และ 6
- ขนาดช่วงก้าวของทั้งอัลกอริทึม Blind-DRT และ Simplified จะเลือกให้ได้ขนาดที่ทำให้ อัลกอริทึมทำงานได้ดีที่สุด
- เพื่อจำลองการเกิดผลกระทบจากปัญหาใกล้-ไกล จะกำหนดให้ $\frac{E_b}{N_0}$ ของทุกสัญญาณแทรก สอดคล้องเท่ากับ 16 dB ขณะที่ $\frac{E_b}{N_0}$ ของผู้ใช้ที่เราพิจารณา เปลี่ยนแปลงจาก 0-16 dB



(ก)



(ข)

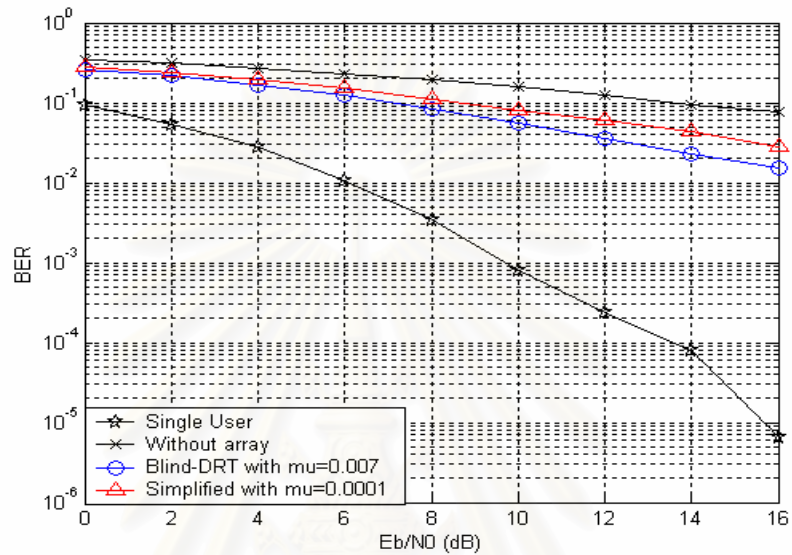


(ค)

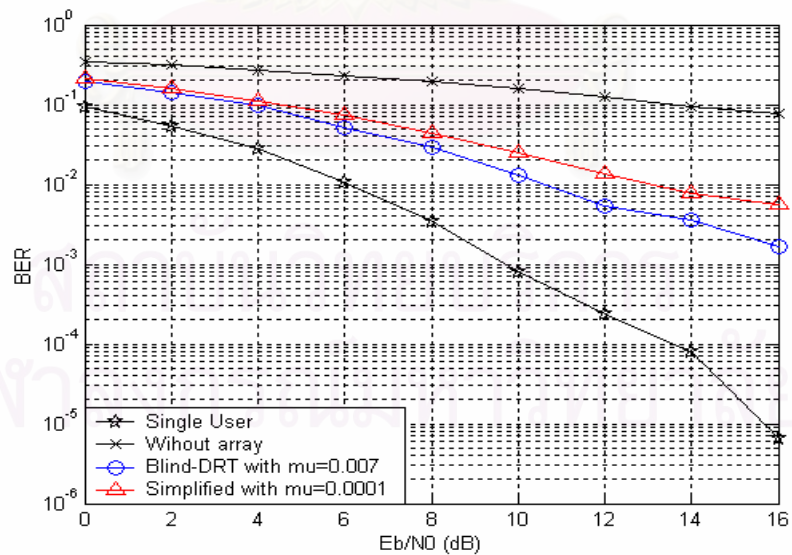
รูปที่ 4.22 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ของผู้ใช้ที่พิจารณาจากเครื่องรับทั้ง 3 แบบ โดยที่กำหนดให้การประมาณของสัญญาณเป็นไปอย่างถูกต้อง (ก) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 2 (ข) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 4 (ค) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 6

จากผลการจำลองแบบรูปที่ 4.22 แสดงให้เห็นว่า แม้ในระบบซึ่งเกิดปัญหาใกล้ไกลขึ้นและอัตราส่วนระหว่างจำนวนผู้ใช้ในระบบและ Processing Gain เท่ากับ 1 เครื่องรับที่ใช้ อัลกอริทึม Blind-DRT ยังคงได้อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ต่ำสุดอยู่ไม่ว่าจำนวน

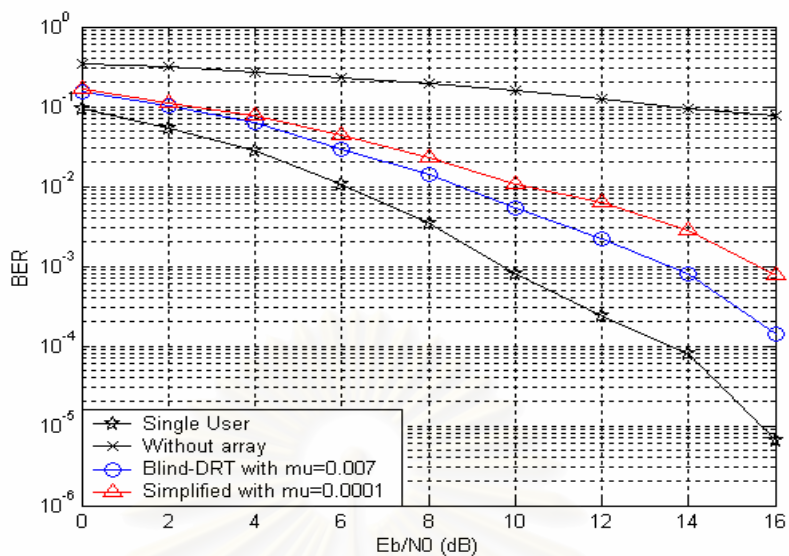
องค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้จะเป็นเท่าไร และความแตกต่างของอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ระหว่างเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT และอัลกอริทึม Simplified ก็ จะเห็นเด่นชัดขึ้น



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 4.23 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ของผู้ใช้ที่พิจารณาจากเครื่องรับทั้ง 3 แบบ เมื่อการประมาณช่องสัญญาณผิดพลาด ($\sigma_e^2 = 0.1$) (ก) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 2 (ข) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 4 (ค) จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเท่ากับ 6

รูปที่ 4.23 เป็นผลการจำลองแบบของระบบที่เกิดปัญหาใกล้-ไกลและการประมาณช่องสัญญาณผิดพลาด จากรูปผลการจำลองแบบนี้พบว่า เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึม Blind-DRT ยังคงได้อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ต่ำสุดอยู่ไม่ว่าจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้จะเป็นเท่าไร

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์นี้ ได้เสนอโครงสร้างของเครื่องรับระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาหะที่สถานีฐานโดยนำเอาระบบสายอากาศผลัดเข้ามาร่วมด้วย เพื่อปรับปรุงสมรรถนะอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับของผู้ใช้ โดยที่ระบบสายอากาศผลัดจะใช้อัลกอริทึมในการสร้างลำดับปรับปรุงตัวได้แบบบอดที่ได้ทำการปรับปรุงและพัฒนาขึ้นสำหรับระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาหะเพื่อให้มีพหุคูณหลักซีไปย้งทิศทางของผู้ใช้ที่ต้องการได้อย่างถูกต้อง ยิ่งกว่านั้นเครื่องรับที่สถานีฐานนี้ยังสามารถดีเทกต์บิตหรือสัญลักษณ์ข้อมูลของผู้ใช้ทุกคนในระบบออกมาพร้อม ๆ กันได้โดยใช้วิธีการดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกัน

สำหรับอัลกอริทึมปรับปรุงตัวได้แบบบอดที่ได้พัฒนาขึ้นมา เพื่อใช้กับเครื่องรับระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาหะที่สถานีฐานนี้ จะใช้ข้อมูลการดีสเปรด-รีสเปรดบิตหรือสัญลักษณ์ข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนในระบบร่วมกับอัลกอริทึมปรับปรุงตัว NLMS เพื่อสร้างลำดับให้มีพหุคูณหลักซีไปย้งทิศทางของผู้ใช้แต่ละคนในระบบได้ ขณะเดียวกันก็จะพยายามขจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น ๆ ออกให้มากที่สุด และจะเรียกอัลกอริทึมที่ได้พัฒนาขึ้นมานี้ว่า Blind-DRT อัลกอริทึม

การจำลองแบบเพื่อเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ที่เครื่องรับที่สถานีฐานระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาหะนี้ จะเปรียบเทียบเครื่องรับที่ดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนซึ่งใช้อัลกอริทึมปรับปรุงตัวได้แบบบอด Blind-DRT ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้กับเครื่องรับที่ดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนซึ่งใช้อัลกอริทึมปรับปรุงตัวได้แบบบอด Simplified ที่เสนอในบทความ [22] และเครื่องรับที่ดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนในระบบซีดีเอ็มเอหลายคลื่นพาหะแบบธรรมดาซึ่งไม่ใช้ระบบสายอากาศผลัด

ผลการจำลองแบบในบทที่ 4 กรณีที่เป็นเครื่องรับที่ดีเทกต์ผู้ใช้หลายคนแบบอิสระต่อกันนั้นแสดงให้เห็นว่า ถ้าพิจารณาระบบที่การควบคุมกำลังของผู้ใช้ในระบบทุกคนเป็นไปอย่างถูกต้อง นั่นคือกำลังของสัญญาณของผู้ใช้ทุกคนในระบบที่รับได้ที่สถานีฐานเท่ากัน เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึมปรับปรุงตัวได้แบบบอด Blind-DRT จะให้อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับต่ำกว่าทั้งเครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึมปรับปรุงตัวได้แบบบอด Simplified และเครื่องรับแบบธรรมดาที่ไม่ใช้ระบบสายอากาศผลัด ไม่ว่าจะจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้จะเป็น 2, 4, หรือ 6 องค์ประกอบ อย่างไรก็ตามสำหรับระบบซึ่งเกิดปัญหาใกล้-ไกลขึ้นนั้น อัลกอริทึมปรับปรุงตัวได้แบบ

บอด Blind-DRT จะมีอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับต่ำที่สุดในกรณีที่ค่า $\frac{E_b}{N_0}$ ของผู้ใช้ที่เราพิจารณาสูงเพียงพอ (พิจารณาจากรูปที่ 4.14 (ก)-(ค) ประกอบ) ซึ่งก็แปรตามจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่ใช้ด้วยดังแสดงในรูปที่ 4.14 (ก)-(ค) โดยที่ค่า $\frac{E_b}{N_0}$ ของผู้ใช้ที่เราพิจารณาที่ทำให้ได้อัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลต่ำกว่าเครื่องรับอีก 2 แบบจะลดลงตามจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่เพิ่มขึ้น และในทางกลับกันที่ $\frac{E_b}{N_0}$ ของผู้ใช้ที่เราพิจารณาต่ำ ๆ เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึมปรับตัวได้แบบบอด Blind-DRT จะมีอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับต่ำที่สุด ซึ่งเป็นผลมาจากสัญญาณแทรกสอดที่อยู่ภายในพู่คลื่นหลัก ที่มีทิศทางชี้ไปยังผู้ใช้ที่ต้องการนั่นเอง อย่างไรก็ตามถ้าสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น ๆ ไม่อยู่ในพู่คลื่นหลักที่ชี้ไปยังทิศทางของผู้ใช้ที่เราต้องแล้ว เครื่องรับที่ใช้อัลกอริทึมปรับตัวได้แบบบอด Blind-DRT ก็จะมีอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับต่ำที่สุดดังรูปที่ 4.15 อย่างไรก็ตามปัญหาของสัญญาณแทรกสอดที่อยู่ภายในพู่คลื่นหลักนี้สามารถขจัดหรือบรรเทาลงได้โดยใช้เครื่องรับที่ดีเทคต์ผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกัน

สำหรับผลการจำลองแบบของเครื่องรับที่ดีเทคต์ผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกันนั้น พบว่าเครื่องรับที่นำเสนอจากรูปที่ 3.2 ซึ่งใช้อัลกอริทึมในการสร้างลำคลื่นปรับตัวได้แบบบอด Blind-DRT จะมีอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับต่ำกว่าทั้งเครื่องที่ใช้อัลกอริทึมปรับตัวได้แบบบอด Simplified และเครื่องรับแบบธรรมดา แม้ว่าจะมีสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นอยู่ในพู่คลื่นหลักที่มีทิศทางชี้ไปยังผู้ใช้ที่ต้องการ ไม่ว่าจะ เป็นระบบที่การควบคุมกำลังของผู้ใช้ในระบบทุกคนเป็นไปอย่างถูกต้องหรือระบบที่เกิดปัญหาใกล้-ไกลขึ้น ซึ่งเป็นการยืนยันว่าวิธีการดีเทคต์ผู้ใช้หลายคนแบบร่วมกัน สามารถช่วยลดหรือขจัดปัญหาสัญญาณแทรกสอดที่อยู่ภายในพู่คลื่นหลักที่มีทิศทางชี้ไปยังผู้ใช้ที่ต้องการ ที่เกิดขึ้นกับเครื่องรับซึ่งใช้อัลกอริทึมปรับตัวได้แบบบอด Blind-DRT ดังกล่าวข้างต้นได้ ทำให้ได้เครื่องรับที่มีสมรรถนะของอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับสูงขึ้น

5.2 ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต

งานที่ควรศึกษาหรือพัฒนาต่อไปในอนาคตคือ

- ศึกษาวิธีการนำไปประยุกต์ใช้กับระบบที่มีหลายอินพุต หลายเอาต์พุต (Multiple input Multiple output)
- ปรับปรุงหรือพัฒนาอัลกอริทึมเพื่อเพิ่มสมรรถนะของเครื่องรับในสภาพแวดล้อมที่เกิดการแผ่เชิงมุม (Angle spread) ของสัญญาณจากผู้ใช้

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, 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. Hara, S. and Prasad R. Design and performance of multicarrier CDMA system in Frequency- Selective Rayleigh fading channels. IEEE Transactions on Vehicular Technology 48, 5 (September 1999): 1584-1595.
 15. 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.
 16. 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 2000 (May 2000): 1498-1502.
 17. Kim, C. K., Kim M. T., and Cho, Y. S. An adaptive beamforming algorithm for MC-CDMA systems with antenna array. Proceedings of IEEE International Conference on Communications 2000 2, 2 (June 2000): 995-999.
 18. 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 2002 (August 2002): 742-746.
 19. 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, 8 (August 2000): 1257-1261.
 20. Li J., Letaief, K. B., and Cao, Z. A group oriented multiuser detection with beamforming for multicarrier CDMA systems. Proceeding of IEEE Global Telecommunications Conference 2001 2 (November 2001): 733-737.
 21. 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 2002 1 (October 2002): 748-752.
 22. 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 2002-Fall 4 (September 2002): 1958-1962.
23. Walke, B. H. Mobile radio networks: networking, protocols and traffic performance. 2 nd ed. West Sussex: John Wiley & Sons, 2002.
 24. Pätzold, M. Mobile fading channels. West Sussex: John Wiley & Sons, 2002.
 25. Van Trees, H. L. Optimum array processing. Part IV of Detection, Estimation, and Modulation theory. New York: John Wiley & Sons, 2002.
 26. Purwoko, A., Attallah, S., and Zoubir, A. M. Performance enhancement of adaptive blind multiuser detection for MC-CDMA using antenna arrays. Proceedings of Workshop on Sensor Array and Multichannel Signal Processing (August 2002): 288-292.
 27. 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 1999-Fall 1 (September 1999): 171-175.
 28. Duel-Hallen, A., Holtzman, J., and Zvonar, Z. Multiuser detection for CDMA systems. IEEE Personal Communications magazine 2, 2 (April 1995): 46-58.
 29. 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, 10 (October 1999): 1815-1827.
 30. Divsalar, D., Simon, M. K., and Raphaeli, D. Improved parallel interference cancellation for CDMA. IEEE Transactions on Communications 46, 2 (February 1998): 258-268.
 31. Nee, V. R. and Prasad, R. OFDM for wireless multimedia communications. Boston: Artech House, 2000.
 32. Andrews, J. G. and Meng T. H. Y. Performance of multicarrier CDMA with successive interference cancellation with estimation error in a multipath fading channel. Proceeding of 7 th IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications 2002 1 (September 2002): 150-154.

ภาคผนวก



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทความทางวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่

1. Nattapon Phewpong and Somchai Jitapunkul, "Performance Improvement of MC-CDMA Receiver at Base Station in Fading Channel Using Blind Adaptive Beamforming," Proceedings of IEEE Wireless Communications and Networking Conference (IEEE WCNC 2004), 21-25 March 2004, Atlanta, Georgia, USA.



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Performance Improvement of MC-CDMA Receiver at Base Station in Fading Channel Using Blind Adaptive Beamforming

Nattapon Phewpong and Somchai Jitapunkul

Electrical Engineering Department
Chulalongkorn University
Bangkok, Thailand

e-mail: Nattapon.Ph@student.chula.ac.th, Somchai.j@chula.ac.th

Abstract—In this paper, we propose an alternative approach for adaptive beamforming in Multicarrier Code-Division Multiple-Access (MC-CDMA) receiver at base station. This adaptive beamforming algorithm called Blind Despread-Respread Technique (Blind-DRT) algorithm does not require direction of arrival estimation and training signal. It uses despread-respread technique with the normalized least mean square (NLMS) adaptive algorithm for MC-CDMA system. Computer simulations show that the Blind-DRT algorithm can reduce interference from other users and has BER performance better than both the MC-LMS adaptive beamforming algorithm and the MC-CDMA receiver without using adaptive antenna array in the perfect power control and near-far effect environment.

Keywords—Blind adaptive; Beamforming; MC-CDMA; Interference Cancellation

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 Direct-Sequence Code-Division Multiple-Access (DS-SS) 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-SS 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]. Recently, the adaptive beamforming algorithms for antenna array applied to MC-CDMA receiver system have been proposed [5], [6]. However, they have to give up some part of a time slot for training signal interval. Furthermore, the simulation results show that BER performance degrades when Signal-to-Noise Ratio (SNR) is

low in the near-far effect environment. There are still other beamforming techniques proposed by several papers [7-10]. In [7], the algorithm needs pre- and post-processing covariance matrix estimation in order to estimate the direction vector of the desired user. In [8], the beamforming algorithm requires the knowledge of the direction of arrival of all users. In [9], an adaptive beamformer based on the MMSE criteria is implemented via Direct Matrix Inversion (DMI).

In this paper, we propose a simple blind adaptive beamforming algorithm called Blind Despread-Respread Technique (Blind-DRT) algorithm for the MC-CDMA receiver at base station. We use despread and respread technique with the normalized least mean square (NLMS) algorithm for the array weight vector adaptation. So, we will get the low complexity beamformer which does not require both direction of arrival estimation and training signal.

This paper is organized as follows. In Section II, the MC-CDMA transmitter system and channel model are specified. In Section III, the MC-CDMA receiver implemented with the proposed blind adaptive beamforming algorithm is presented. The simulation results are given in Section IV. Finally, the conclusions are made in Section V.

II. CONVENTIONAL SYSTEM MODEL

In this Section, the MC-CDMA transmitter system and channel model are presented. For convenience in analysis, we will use the discrete-time baseband model for both transmitter and receiver of MC-CDMA system. Moreover, we will not consider cyclic prefix in addition.

The transmitter model is shown in Fig. 1. The discrete-time baseband output signal of this transmitter is as follow:

$$u_{j,n}(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} \sqrt{\epsilon_j} b_j(k) c_j(m) \exp\left(\frac{j2\pi m n}{N}\right), \quad n=0, \dots, N-1 \quad (1)$$

where $b_j(k)$ is the k th transmitted data symbol with T_b duration of the j th user, $u_{j,n}(k)$ represents the n th sample

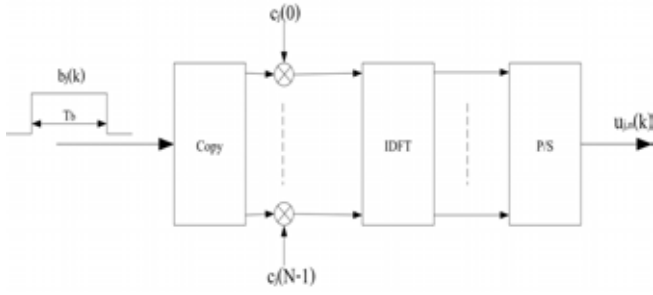


Figure 1. The baseband model of the MC-CDMA transmitter system.

during the k th transmitted data symbol of the j th user, $\mathbf{c}_j = [c_j(0) \dots c_j(N-1)]$ is the frequency-domain spreading PN code vector for the j th user, index m represents the subcarrier index, \mathcal{E}_j is the bit or symbol energy of the j th user, and N is the processing gain. Furthermore, we can rewrite equation (1) in the vector form as

$$\mathbf{u}_j(k) = \sqrt{\mathcal{E}_j} b_j(k) \mathbf{c}_j \mathbf{F}^H \quad (2)$$

where H denotes the Hermitian transpose, \mathbf{F} is a DFT matrix defined as

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi(1)(1)/N} & \dots & e^{-j2\pi(1)(N-1)/N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi(N-1)(1)/N} & \dots & e^{-j2\pi(N-1)(N-1)/N} \end{bmatrix},$$

and $\mathbf{u}_j(k) = [u_{j,0}(k) \ u_{j,1}(k) \ \dots \ u_{j,N-1}(k)]$.

Output signal, $u_{j,n}(k)$, will be sent to receiver via communication channel. In this paper, we assume that the data symbol duration is longer than multipath delay spread of channel. Furthermore, the channel is not time-varying during the symbol duration.

The slow Rayleigh fading channel impulse response can be shown as [11]

$$h_j(t) = \rho_j \exp(-j\varphi_j) \quad , \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (3)$$

where ρ_j is the fading coefficient of the j th user's channel with Rayleigh distribution and φ_j is the phase response of the j th user's channel with uniform distribution on the interval $[-\pi, \pi]$.

III. THE MC-CDMA RECEIVER WITH PROPOSED BLIND ADAPTIVE BEAMFORMING ALGORITHM

In this Section, the MC-CDMA receiver implemented with the proposed blind adaptive beamforming algorithm, called Blind-DRT algorithm, is presented. The structure of the proposed MC-CDMA receiver is shown in Fig. 2. In the figure, the received signal at antenna array will be collected by block of N data samples which can be shown as

$$\mathbf{x}_n(k) = \sum_{j=0}^{J-1} \mathbf{a}(\phi_j) h_{j,n}(k) \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} \sqrt{\mathcal{E}_j} b_j(k) c_j(m) \exp\left(\frac{j2\pi mn}{N}\right) + \mathbf{n}_n(k) \quad (4)$$

where $n = 0, \dots, N-1$, $\mathbf{a}(\phi_j) = [1 \ e^{j\pi \sin \theta_j} \ \dots \ e^{j\pi(L-1) \sin \theta_j}]^T$ is the direction vector of the j th user which impinges on antenna array L elements with angle θ_j , and J is the number of users received at antenna array. Notice that index k representing the k th block of the received signal is same as the transmitted data symbol index. Furthermore, we can show the received signal in equation (4) in the matrix form as

$$\mathbf{X}(k) = \mathbf{A}(\theta) \mathbf{S}(k) + \mathbf{G}(k) \quad (5)$$

where $\mathbf{X}(k)$ is the matrix of the k th block of signal received at antenna array, $\mathbf{A}(\theta)$ is the direction vector matrix of all users, $\mathbf{S}(k)$ is the matrix of user signal received at antenna array at the k th block, and $\mathbf{G}(k)$ is Additive White Gaussian Noise (AWGN) matrix with zero mean. That is

$$\mathbf{X}(k) = \begin{bmatrix} x_{0,0}(k) & x_{0,1}(k) & \dots & x_{0,N-1}(k) \\ x_{1,0}(k) & x_{1,1}(k) & \dots & x_{1,N-1}(k) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{L-1,0}(k) & x_{L-1,1}(k) & \dots & x_{L-1,N-1}(k) \end{bmatrix} = [\mathbf{x}_0(k) \ \mathbf{x}_1(k) \ \dots \ \mathbf{x}_{N-1}(k)],$$

$$\mathbf{A}(\theta) = \begin{bmatrix} a_0(\theta_0) & a_0(\theta_1) & \dots & a_0(\theta_{J-1}) \\ a_1(\theta_0) & a_1(\theta_1) & \dots & a_1(\theta_{J-1}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{L-1}(\theta_0) & a_{L-1}(\theta_1) & \dots & a_{L-1}(\theta_{J-1}) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{S}(k) = \begin{bmatrix} h_{0,0}(k)u_{0,0}(k) & h_{0,1}(k)u_{0,1}(k) & \dots & h_{0,N-1}(k)u_{0,N-1}(k) \\ h_{1,0}(k)u_{1,0}(k) & h_{1,1}(k)u_{1,1}(k) & \dots & h_{1,N-1}(k)u_{1,N-1}(k) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{J-1,0}(k)u_{J-1,0}(k) & h_{J-1,1}(k)u_{J-1,1}(k) & \dots & h_{J-1,N-1}(k)u_{J-1,N-1}(k) \end{bmatrix}.$$

From Fig. 2, the signal vector, $\mathbf{y}(k)$, can be shown

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{w}^H(k) \mathbf{X}(k) \quad (6)$$

where $\mathbf{y}(k) = [y_0(k) \ y_1(k) \ \dots \ y_{N-1}(k)]$

and $\mathbf{w}(k) = [w_0(k) \ w_1(k) \ \dots \ w_{L-1}(k)]^T$ is the array weight vector.

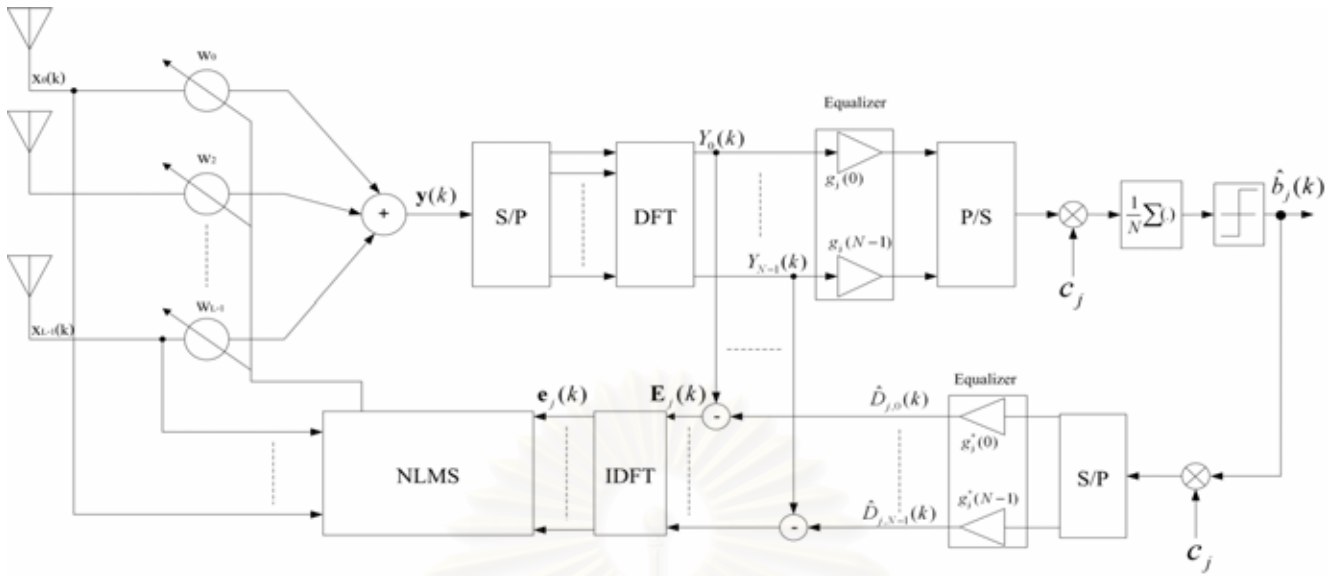


Figure 2. The baseband model of the proposed MC-CDMA receiver with the Blind-DRT adaptive beamforming algorithm.

Then the signal vector, $\mathbf{Y}(k)$, will be obtained from demodulation $\mathbf{y}(k)$ by using DFT operation, $\mathbf{Y}(k) = \mathbf{y}(k)\mathbf{F}$.

Finally, the data symbol of the j th user, $\hat{b}_j(k)$, will be recovered after equalization, despreading by the PN code of the j th user, and bit decision, respectively.

For adaptive beamforming algorithm, we will use the NLMS algorithm to find the array weight vector that minimizes a cost function in recursive form. However, the update equation for the array weight vector of the algorithm can be found easily by simple modification from the update equation of the LMS algorithm that is used to minimize the cost function

$$J(k) = E \|\mathbf{e}_j(k)\|^2 = E \left[\sum_{m=0}^{N-1} |e_{j,m}(k)|^2 \right]. \quad (7)$$

From Fig. 2, we will define

$$\mathbf{e}_j(k) \xrightarrow{DFT} \mathbf{E}_j(k) \quad (8)$$

and

$$\hat{\mathbf{d}}_j(k) \xrightarrow{DFT} \hat{\mathbf{D}}_j(k) \quad (9)$$

where $\mathbf{e}_j(k) = [e_{j,0}(k) \dots e_{j,N-1}(k)]$ represents the error vector in time domain, $\mathbf{E}_j(k) = [E_{j,0}(k) \dots E_{j,N-1}(k)]$ represents the error vector in frequency domain, $\hat{\mathbf{d}}_j(k) = [\hat{d}_{j,0}(k) \dots \hat{d}_{j,N-1}(k)]$ represents the respreading vector of the estimated data symbol of the j th user in time domain, and $\hat{\mathbf{D}}_j(k) = [\hat{D}_{j,0}(k) \dots \hat{D}_{j,N-1}(k)]$ represents the respreading vector of the estimated data symbol of the j th user in frequency domain.

Furthermore, the respreading vector of the estimated data symbol of the j th user in time domain, $\hat{\mathbf{d}}_j(k)$, can be found by

$$\hat{\mathbf{d}}_j(k) = \hat{b}_j(k) (\mathbf{c}_j \odot \mathbf{g}_j^H) \mathbf{F}^H \quad (10)$$

where \odot denotes the Schur-Hadamard matrix product and $\mathbf{g}_j = [g_j(0) \dots g_j(N-1)]^T$ denotes the equalization vector of the j th user which is depended on equalization technique (i.e., ORC, EGC, MRC or MMSEC [12]).

The update equation for the array weight vector of the LMS algorithm is given by [13]

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \frac{1}{2} \mu \nabla J(k) \quad (11)$$

where $J(k)$ is the means square error vector cost function as shown in (7) and can be rewritten as

$$J(k) = E \left[\sum_{m=0}^{N-1} |e_{j,m}(k)|^2 \right] = E \left[\sum_{m=0}^{N-1} |y_m(k) - \hat{d}_{j,m}(k)|^2 \right] \\ = \sum_{m=0}^{N-1} E \left[|\mathbf{w}^H(k) \mathbf{x}_m(k) - \hat{d}_{j,m}(k)|^2 \right]. \quad (12)$$

And the gradient of $J(k)$ is

$$\nabla J(k) = 2 \sum_{m=0}^{N-1} [\mathbf{R}_m(k) \mathbf{w}(k) - \mathbf{p}_m(k)] \quad (13)$$

where $\mathbf{R}_m(k) = E [\mathbf{x}_m(k) \mathbf{x}_m^H(k)]$ is the autocorrelation matrix of

the received signal at the k th block and $\mathbf{p}_m(k) = E[\mathbf{x}_m(k)\hat{d}_{j,m}^*(k)]$ is the cross-correlation matrix between the received signal at antenna array and the estimated data symbol of the j th user at the k th block. However, the LMS algorithm will only use the instantaneous estimation for $\mathbf{R}_m(k)$ and $\mathbf{p}_m(k)$ [13]. So, equation (13) will become

$$\nabla J(k) = 2 \sum_{m=0}^{N-1} \mathbf{x}_m(k) [\mathbf{x}_m^H(k) \mathbf{w}(k) - \hat{d}_{j,m}^*(k)]. \quad (14)$$

Substitute (14) into (11), then

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \mu \sum_{m=0}^{N-1} \mathbf{x}_m(k) [\mathbf{x}_m^H(k) \mathbf{w}(k) - \hat{d}_{j,m}^*(k)]. \quad (15)$$

Given $e_{j,m}(k) = \mathbf{w}^H(k) \mathbf{x}_m(k) - \hat{d}_{j,m}^*(k) = y_m(k) - \hat{d}_{j,m}^*(k)$, the update equation for the array weight vector of the LMS algorithm in (15) can be shown as

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \mu \sum_{m=0}^{N-1} \mathbf{x}_m(k) e_{j,m}^*(k). \quad (16)$$

However, the error vector $e_{j,m}(k)$ in (16) can be also found by

$$\mathbf{e}_j(k) = [e_{j,0}(k), \dots, e_{j,N-1}(k)] = (\mathbf{Y}(k) - \hat{\mathbf{D}}_j(k)) \mathbf{F}^H \quad (17)$$

$$= \mathbf{E}_j(k) \mathbf{F}^H.$$

The update equation of the NLMS algorithm can be received by simple modifying the update equation of the LMS algorithm in (16) as [13]

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) - \mu \sum_{m=0}^{N-1} \frac{\mathbf{x}_m(k)}{\|\mathbf{x}_m(k) + \beta\|^2} e_{j,m}^*(k) \quad (18)$$

where β is a small constant.

We can summarize the Blind-DRT algorithm as follows:

Initialize ($k = 0$)

$$\mathbf{w}(0) = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T \text{ (All-pass response)}$$

Update ($k = 1, 2, \dots$)

$$\mathbf{Y}(k) = \mathbf{w}^H(k-1) \mathbf{X}(k) \mathbf{F}$$

$$\hat{b}_j(k) = \text{sgn} \left(\text{Re} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} Y_m(k) c_j(m) \right\} \right)$$

$$\hat{\mathbf{D}}_j(k) = \hat{\mathbf{d}}_j(k) \mathbf{F} = \hat{b}_j(k) (\mathbf{c}_j \odot \mathbf{g}_j^H)$$

$$\mathbf{e}_j(k) = (\mathbf{Y}(k) - \hat{\mathbf{D}}_j(k)) \mathbf{F}^H; \text{ (From equation (17))}$$

$$\mathbf{w}(k) = \mathbf{w}(k-1) - \mu \sum_{m=0}^{N-1} \frac{\mathbf{x}_m(k)}{\|\mathbf{x}_m(k) + \beta\|^2} e_{j,m}^*(k).$$

IV. SIMULATION RESULTS

In the simulation results, we will compare BER performance between the Blind-DRT algorithm and the MC-LMS algorithm proposed by [5]. The simulation will be separated into 2 cases, perfect power control and imperfect power control (near-far effect).

A. Perfect power control

In this case, we use uniform linear array which the distance between adjacent element is a half of the wavelength, $\lambda/2$, the number of elements is 7. The number of users is 6. Spreading code is Gold code. The number of subcarriers which equal to processing gain is 63. The channel is assumed to be slow Rayleigh fading with AWGN. The desired signal direction is 20 degree and has the perfect synchronization with other users. Furthermore, we assume that the perfect phase correction of the desired user signal due to fading channel can be implemented.

Fig. 3 shows that the Blind-DRT algorithm has the BER performance higher than the MC-LMS algorithm. Fig. 4 shows that the beam pattern of the MC-CDMA receiver using the Blind-DRT algorithm can be formed toward the desired user direction.

B. Imperfect power control (near-far effect)

In this case, we use the parameters same as case 1 except that the number of array elements is 3. The SNR of the desired user vary from 0-10 dB. For other user, INR (Interference-to-Noise Ratio) is fixed at 10dB.

Fig. 5 shows the BER performance comparison. From the figure, BER of the MC-LMS algorithm largely degrades when SNR is low but the Blind-DRT algorithm still works well.

Fig. 6 and Fig. 7 show the beam pattern created by the MC-LMS and Blind-DRT algorithm, respectively. From Fig. 6, the MC-LMS algorithm can not assure that at low SNR the beam is formed toward the desired signal direction and will cause some largely degradation of BER. This is different from the Blind-DRT algorithm as shown in Fig. 7; it still works well although in the near-far effect environment.

V. CONCLUSIONS

In this paper, we propose an efficient blind adaptive beamforming in the MC-CDMA receiver at base station, called Blind-DRT algorithm. This algorithm use despread-respread technique with the NLMS adaptive algorithm for MC-CDMA system. The simulation results show that this algorithm has BER performance higher than the MC-LMS algorithm although in the near-far effect environment. Moreover, the Blind-DRT algorithm is simple algorithm and has low computational complexity, so it is practically interesting to implement with MC-CDMA receiver system at base station.

ACKNOWLEDGMENT

The author 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 *Proc. PIMRC '93*, Yokohama, Sept. 1993, pp. 109-113.
- [2] S. Hara and R. Prasad, "Overview of Multicarrier CDMA," *IEEE Communications Magazine*, vol. 35, No. 12, pp. 126-133, Dec. 1997.
- [3] M. Torlak, S.-Y. Kim, J. Kang, G. Xu, and H. Li, "Performance of MC-CDMA systems using antenna arrays," *Signals, Systems, and Computers, Conference Record of the Thirty-Third Asilomar*, Volume: 1, 1999, page(s): 179-182.
- [4] Q. Tian, and K. B. Letaief, "The Performance of Multi-Carrier CDMA with Base Station Antenna Arrays in Fading Channels," in *Proc. IEEE VTC 2000*, May 2000, pp. 1498-1502.
- [5] L. M. Tuan, P. V. Su, J. Kim, and G. Yoon, "An adaptive beamforming algorithm for antenna array applied to an MC-CDMA system with co-channel interference," in *Proc. 3rd ICMMT*, Aug. 2002, pp. 742-746.
- [6] C. K. Kim, M. T. Kim, and Y. S. Cho, "An Adaptive Beamforming Algorithm for MC-CDMA System with Antenna Array," *IEEE International Conference on Communications*, June 2000, pp. 995-999.
- [7] 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 Trans. on Communications*, vol. 48, No. 8, pp. 1257-1261, Aug. 2000.
- [8] Li Junqiang, K. B. Letaief, and CAO Zhigang, "A Group Oriented Multiuser Detection with Beamforming for Multicarrier CDMA Systems," in *Proc. IEEE GLOBECOM '01*, Nov. 2001, pp. 733-737.
- [9] J. Tsai and B. D. Woerner, "Performance of Combined MMSE Beamforming with Parallel Interference Cancellation for Overloaded OFDM-CDMA Systems," in *Proc. IEEE MILCOM '02*, Oct. 2002, pp. 748-752.
- [10] T. M. Lok, T. F. Wong, and J. S. Lehnert, "Blind Adaptive Signal Reception for MC-CDMA Systems in Rayleigh Fading Channels," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 47, pp. 464-471, March 1999.
- [11] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4th ed. New York: McGraw-Hill, 2001.
- [12] S. Hara and R. Prasad, "Design and Performance of Multicarrier CDMA System in Frequency-Selective Rayleigh Fading Channels," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 48, pp. 1584-1595, Sept. 1999.
- [13] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 3rd ed. Prentice-Hall, New Jersey, 1996.

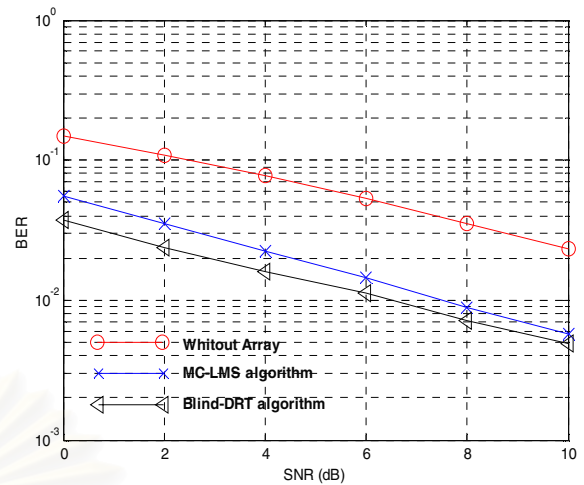


Figure 3. BER performance comparison in the perfect power control environment.

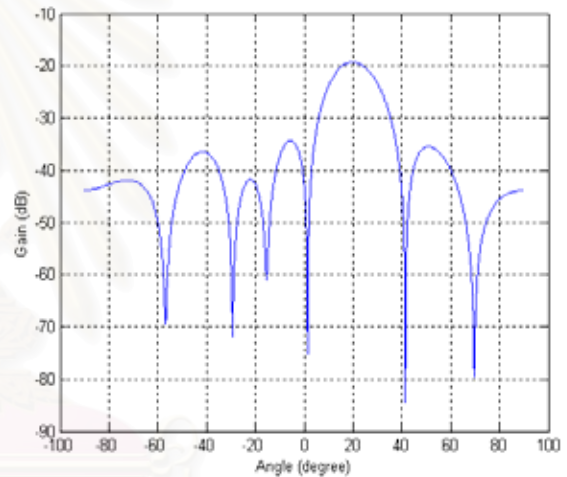


Figure 4. Beam pattern of 7 elements antenna array with the Blind-DRT algorithm in the perfect power control environment.

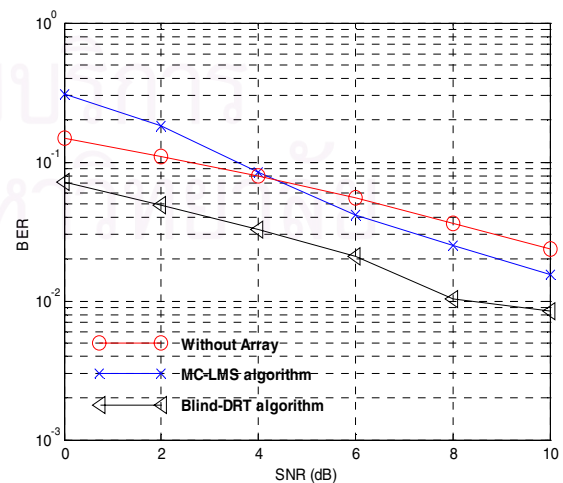


Figure 5. BER performance comparison in the near-far effect environment.

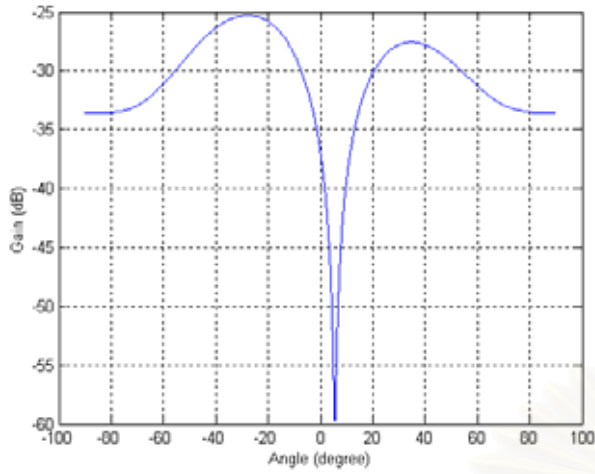


Figure 6. Beam pattern of 3 elements antenna array with the MC-LMS algorithm in the near-far effect environment.

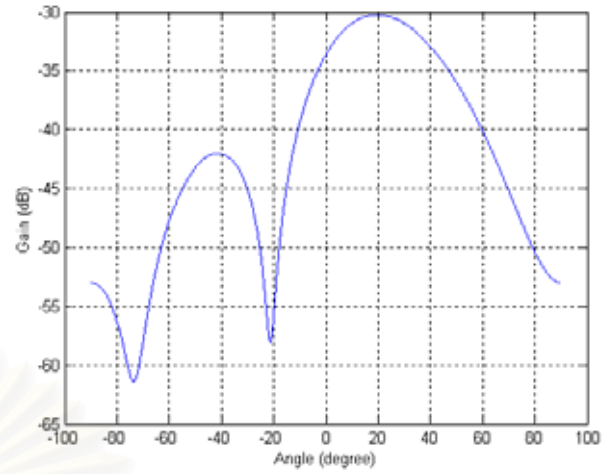


Figure 7. Beam pattern of 3 elements antenna array with the Blind-DRT algorithm in the near-far effect environment.

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นาย ณัฐพล ผิวฝ่อง เกิดวันที่ 10 มีนาคม พ.ศ. 2518 ที่จังหวัดนนทบุรี สำเร็จการศึกษาปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (หลักสูตรต่อเนื่อง) เกียรตินิยมอันดับหนึ่ง สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์ ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2540 หลังจากสำเร็จการศึกษา ได้เข้าทำงานที่บริษัท โซนี่เซมิคอนดักเตอร์ (ประเทศไทย) จำกัด ตำแหน่งวิศวกร แผนกวิศวกรรมการตลาด วงจรรวมแบบไอพอลาร์ จากนั้นได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตร วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า (ห้องปฏิบัติการวิจัยกรรมวิธีสัญญาณดิจิทัล) ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ภาควิชาการศึกษาที่ 2 ปีการศึกษา 2544



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย