

เครื่องรับแบบขจัดสัญญาณแทรกสอดระหว่างกลุ่มรหัส สำหรับข่ายเชื่อมโยงขาลง
ในระบบสื่อสารซีดีเอ็มเอชนิดแถบกว้าง



นายพิษณุ ก่อเกียรติพิทักษ์

สถาบันวิทยบริการ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า


คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2546

ISBN 974-17-4206-1

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

INTER-CODE GROUP INTERFERENCE CANCELLATION RECEIVER
FOR DOWNLINK W-CDMA COMMUNICATION SYSTEMS



Mr.Pisanu Korkiatpitak

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 974-17-4206-1

หัวข้อวิทยานิพนธ์	เครื่องรับแบบขจัดสัญญาณแทรกสอดระหว่างกลุ่มรหัส สำหรับข่าย เชื่อมโยงขาลง ในระบบสื่อสารซีดีเอ็มเอชนิดแถบกว้าง
โดย	นายพิษณุ ก่อเกียรติพิทักษ์
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษา	รองศาสตราจารย์ ดร.วาทิต เบญจพลกุล

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัย
เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

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

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

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

..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(รองศาสตราจารย์ ดร.วาทิต เบญจพลกุล)

..... กรรมการ
(รองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล)

..... กรรมการ
(รองศาสตราจารย์ ดร.ฉัตรนกร นุคมิสิทธิกุลกิจ)

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

พิษณุ ก่อเกียรติพิทักษ์ : เครื่องรับแบบขจัดสัญญาณแทรกสอดระหว่างกลุ่มรหัส สำหรับ
 ข่ายเชื่อมโยงขาลง ในระบบสื่อสารซีดีเอ็มเอชชนิดแถบกว้าง. (INTER-CODE GROUP
 INTERFERENCE CANCELLATION RECEIVER FOR DOWNLINK W-CDMA
 COMMUNICATION SYSTEMS) อ. ที่ปรึกษา : รศ. ดร.วาทิต เบญจพลกุล, จำนวนหน้า
 113 หน้า. ISBN 974-17-4206-1.

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เสนอเครื่องรับแบบขจัดสัญญาณแทรกสอดระหว่างกลุ่มรหัส สำหรับ
 ข่ายเชื่อมโยงขาลง ในระบบสื่อสารซีดีเอ็มเอชชนิดแถบกว้าง เพื่อให้สมรรถนะในแง่ของอัตราบิต
 ผิดพลาดและความซับซ้อนของการคำนวณของเครื่องรับดีกว่าของเครื่องรับที่รวมสัญญาณแทรก
 สอดเข้าด้วยกันและใช้การขจัดด้วยการลบออก (เครื่องรับอ้างอิง) ที่ได้มีผู้เสนอไว้ก่อนหน้านี้ เนื่อง
 จากในระบบสื่อสารซีดีเอ็มเอชชนิดแถบกว้าง รหัสที่ตัวประกอบการแผ่สามารถเปลี่ยนแปลงค่าได้
 และตั้งฉากกัน (Orthogonal Variable Spreading Factor : OVSF) เพื่อให้มีตัวประกอบการแผ่
 ที่หลากหลาย ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามอัตราข้อมูลที่แตกต่างกัน ทั้งนี้ยังคงความตั้งฉากกันระหว่าง
 รหัสแผ่ที่มีความยาวแตกต่างกัน ดังนั้น เครื่องรับที่เสนอจึงใช้คุณสมบัติสหสัมพันธ์ระหว่างรหัสแม่
 และรหัสลูกของรหัส OVSF นี้ แบ่งเป็นกลุ่มของรหัสขึ้น โดยรหัสแม่ที่มีรหัสผู้ใช้ที่สนใจเป็นสมาชิก
 ของกลุ่มรหัส เรียกว่า รหัสตัวแทนของกลุ่มรหัสที่สนใจ ส่วนรหัสแม่ที่เหลือ เรียกว่า รหัสตัวแทนของ
 กลุ่มรหัสที่แทรกสอด การหารหัสตัวแทนของกลุ่มรหัสที่แทรกสอดนี้ ไม่จำเป็นต้องรู้รหัสแม่หรือตัว
 ประกอบการแผ่ของผู้ใช้คนอื่น โดยสถานีเคลื่อนที่จะประมาณค่ารหัสตัวแทนนี้ออกมาจากคอรีเล
 เตอร์ที่ใช้การแปลง Walsh แบบเร็ว ซึ่งรหัสที่หาออกมาจะถูกนำมาใช้เพื่อขจัดสัญญาณแทรกสอด
 ด้วยวิธีการขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่องต่อไป

ผลจากการจำลองแบบด้วยคอมพิวเตอร์พบว่า เครื่องรับที่เสนอสามารถเพิ่มความจุของ
 ข่ายเชื่อมโยงจากเครื่องรับแบบเดิมที่ไม่ได้ใช้การขจัดสัญญาณแทรกสอดได้ประมาณ 100% และ
 เพิ่มขึ้นสูงกว่าเครื่องรับอ้างอิงประมาณ 33 % และเมื่อเปรียบเทียบความซับซ้อนระหว่างเครื่องรับที่
 เสนอกับเครื่องรับอ้างอิง พบว่า เครื่องรับที่เสนอมีความซับซ้อนของการคำนวณที่ต่ำกว่าเครื่องรับ
 อ้างอิง

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า ลายมือชื่อนิสิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2546

4470442721 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEY WORDS: W-CDMA / INTERFERENCE CANCELLATION / REPRESENTATIVE CODE /
FAST WALSH TRANSFORM

PISANU KORKIATPITAK : INTER-CODE GROUP INTERFERENCE CANCELLATION
RECEIVER FOR DOWNLINK W-CDMA COMMUNICATION SYSTEMS. THESIS
ADVISOR : ASSOC. PROF. DR. WATIT BENJAPOLAKUL, 113 pp. ISBN 974-17-4206-1.

This thesis proposes inter-code group interference cancellation receiver for downlink Wideband-Code Division Multiple Access (W-CDMA) communication systems. The purpose of this receiver is to provide the better performances, in both bit error rate (BER) and computational complexity aspects, than those of combined-interfering signals and subtractive cancellation receiver (reference receiver) that was previously proposed. In a W-CDMA, Orthogonal Variable Spreading Factor (OVSF) codes are used for various spreading factors to provide various data rates and maintaining the orthogonality between different spreading codes of different lengths. Accordingly, the proposed receiver uses the correlation property between mother code and child codes of the OVSF codes to separate the codes into code groups. The mother code with desired user as a member of code group is called representative code of desired code group and the other mother codes are called representative code of interfering code group. No prior knowledge of users' spreading codes or even their spreading factors are required for estimating the representative codes of interfering code groups. The mobile receiver estimates these representative codes using Fast Walsh Transform (FWT) correlators and uses these codes to cancel the interference by successive interference cancellation (SIC).

According to the computer simulation results, the proposed receiver can increase link capacity up to 100% and 33% over that of the conventional receiver that does not use interference cancellation and reference receiver, respectively. Moreover, the complexity of the proposed receiver is lower when compared with reference receiver.

DepartmentElectrical Engineering..... Student's signature

Field of studyElectrical Engineering..... Advisor's signature

Academic year2003.....

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะไม่สามารถดำเนินการสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี หากไม่ได้รับความช่วยเหลืออย่างดียิ่งจากอาจารย์ที่ปรึกษา รองศาสตราจารย์ ดร.วาทิต เบญจพลกุล ซึ่งได้ให้คำแนะนำ แนวทาง ตลอดจนข้อคิดเห็นต่าง ๆ ในการทำวิจัย ข้าพเจ้าจึงต้องขอกราบขอบพระคุณมาเป็นอย่างสูง

นอกจากนี้ ข้าพเจ้าต้องขอขอบคุณพี่ ๆ เพื่อน ๆ ทั้งในห้องปฏิบัติการวิจัยระบบโทรคมนาคม และกรรมวิธีสัญญาณดิจิทัล ที่ได้ช่วยให้คำแนะนำ ข้อคิดเห็นต่าง ๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อการทำงานวิจัย และที่ลืมเสียมิได้ คือ ห้องปฏิบัติการวิจัยระบบโทรคมนาคม ซึ่งเป็นสถานที่ที่ใช้ในการทำงานวิจัยมาโดยตลอด อีกทั้งยังคอยอำนวยความสะดวกในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ท้ายที่สุดนี้ ข้าพเจ้าต้องขอกราบขอบพระคุณ บิดามารดา และขอบคุณทุก ๆ คนในครอบครัวของข้าพเจ้า ที่คอยให้การสนับสนุนและเป็นกำลังใจเสมอมา ตั้งแต่เริ่มต้นจนจนกระทั่งสำเร็จการศึกษา

พิษณุ ก่อเกียรติพิทักษ์

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	จ
กิตติกรรมประกาศ	ฉ
สารบัญ	ช
สารบัญตาราง	ฎ
สารบัญรูป	ฏ
บัญชีคำศัพท์	ฒ

บทที่

1 บทนำ	1
1.1 เครื่องรับในข่ายเชื่อมโยงขาลงของระบบสื่อสาร CDMA	2
1.2 มัลติยูสเซอร์ดีเทกชัน (Multiuser detection : MUD)	2
1.2.1 เครื่องรับแบบเหมาะที่สุด (Optimal receiver)	3
1.2.2 เครื่องรับแบบเหมาะรองลงไป (Suboptimal receivers)	3
1.2.2.1 เครื่องรับแบบเชิงเส้น (Linear receivers)	4
1.2.2.2 เครื่องรับที่ใช้หลักการของการขจัดสัญญาณแทรกสอดโดยการหักล้าง (Subtractive Interference Cancellation Receivers)	4
1.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์	5
1.4 แนวคิดที่นำเสนอ	6
1.5 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์	8
1.6 เป้าหมายและขอบเขตของวิทยานิพนธ์	8
1.7 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน	9
1.8 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	9
1.9เค้าโครงของวิทยานิพนธ์	9
2 หลักการและทฤษฎี	11
2.1 รหัสแผ่ (Spreading code)	11
2.2 แบบจำลองสัญญาณ (Signal model)	13

สารบัญ (ต่อ)

บทที่	หน้า
2.2.1	ตัวประกอบกำรแผ่คองที่ 13
2.2.2	ตัวประกอบกำรแผ่เปลี่ยนแปลงได้ 16
2.3	กำรขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบต่อนึ่ง (Successive Interference Cancellation : SIC) 19
2.4	กำรแปลง Walsh แบบเร็ว (Fast Walsh Transform : FWT) 21
2.4.1	ฟังก์ชัน Walsh (Walsh function) 21
2.4.2	กำรแปลง Walsh (Walsh transform) 27
2.5	เครื่องรับที่รวมสัญญาณแทรกสอดเข้าด้วยกันและใช้กำรขจัดด้วยกำรลบออก (Combined-interfering signals and subtractive cancellation receiver) 31
3	เครื่องรับแบบขจัดสัญญาณแทรกสอดระหว่งกลุ่มรหัส 34
3.1	หลักการของเครื่องรับที่เสนอ 34
3.2	แบบจำลองสัญญาณของเครื่องรับที่เสนอ 36
3.3	วิธีการของเครื่องรับที่เสนอ 39
3.4	เครื่องรับที่เสนอ 42
3.5	ความซับซ้อนของอัลกอริทึมในเครื่องรับ 43
3.5.1	ความซับซ้อนของเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา 44
3.5.2	ความซับซ้อนของเครื่องรับอ้างอิง 46
3.5.2.1	ความซับซ้อนของส่วนการตรวจวัดข้อมูลของเครื่องรับอ้างอิง 47
3.5.2.2	ความซับซ้อนของส่วนการขจัดสัญญาณแทรกสอดของ เครื่องรับอ้างอิง 48
3.5.2.3	พิจารณาความซับซ้อนทั้งส่วนการตรวจวัดข้อมูลและส่วนการขจัด สัญญาณแทรกสอดของเครื่องรับอ้างอิง 50
3.5.3	ความซับซ้อนของเครื่องรับที่เสนอ 50
3.5.3.1	ความซับซ้อนของส่วนการตรวจวัดข้อมูลของเครื่องรับที่เสนอ 50
3.5.3.2	ความซับซ้อนของส่วนการขจัดสัญญาณแทรกสอดของ เครื่องรับที่เสนอ 51

สารบัญ (ต่อ)

บทที่	หน้า
3.5.3.3	พิจารณาความซับซ้อนทั้งส่วนการตรวจวัดข้อมูลและส่วนการจัด สัญญาณแทรกสอดของเครื่องรับที่เสนอ 54
3.5.4	สรุปความซับซ้อนของเครื่องรับที่นำมาพิจารณา 54
4	ผลการจำลองแบบ 56
4.1	ข้อกำหนดในการจำลองแบบ 56
4.1.1	เครื่องส่งในข่ายเชื่อมโยงขวาง 56
4.1.2	ช่องสัญญาณที่ใช้ในการจำลองแบบ 59
4.1.3	สรุปพารามิเตอร์และสภาวะที่ใช้ในการจำลองแบบ 61
4.2	ผลของการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ภายในเซลล์ 62
4.2.1	ผลของการเพิ่มผู้ใช้ที่มีอัตราข้อมูลสูงเข้าไปในระบบ 62
4.2.2	ผลของการเพิ่มผู้ใช้ที่มีอัตราข้อมูลแตกต่างกันเข้าไปในระบบ 64
4.2.3	ผลของการเพิ่มผู้ใช้ที่ทำให้มีจำนวนผู้ใช้ประสิทธิผลในระบบเท่ากัน 65
4.3	ผลของการเลือกจำนวนรหัสที่นำไปจัดออกในแต่ละรอบ ของการจัดสัญญาณแทรกสอด 67
4.3.1	ผลของการเลือกจำนวนรหัสที่นำไปจัดออกของเครื่องรับอ้างอิง 67
4.3.2	ผลของการเลือกจำนวนรหัสที่นำไปจัดออกของเครื่องรับที่เสนอ 69
4.4	ผลของการเลือกจำนวนระดับของ SF ที่ลดลงจากระดับ SF ของผู้ใช้ที่สนใจ 74
4.5	ผลกระทบเนื่องจากจำนวนผู้ใช้ประสิทธิผลในระบบเปลี่ยนแปลงไป 78
4.5.1	ผลกระทบเนื่องจากจำนวนผู้ใช้ประสิทธิผลในระบบลดลง 79
4.5.2	ผลกระทบเนื่องจากจำนวนผู้ใช้ประสิทธิผลในระบบเพิ่มขึ้น 80
4.5.3	ค่าตัวแปรที่เหมาะสมที่ไม่ทำให้เกิดปรากฏการณ์บึงบองขึ้น 81
4.6	สมรรถนะของเครื่องรับที่ดีขึ้นเมื่อใช้เครื่องรับที่มีการจัดสัญญาณแทรกสอด 83
4.6.1	สมรรถนะของเครื่องรับที่ดีขึ้นเมื่อใช้เครื่องรับอ้างอิง 83
4.6.2	สมรรถนะของเครื่องรับที่ดีขึ้นเมื่อใช้เครื่องรับที่เสนอ 85
4.6.3	ความจุของข่ายเชื่อมโยงที่เพิ่มขึ้นเมื่อใช้เครื่องรับ ที่มีการจัดสัญญาณแทรกสอด 88
4.7	เปรียบเทียบความซับซ้อนของอัลกอริทึมในเครื่องรับ 90

สารบัญ (ต่อ)

บทที่	หน้า
4.7.1 ความซับซ้อนของเครื่องรับเฉพาะส่วนการตรวจวัดข้อมูล	90
4.7.2 ความซับซ้อนของเครื่องรับที่มีส่วนของการจัดสัญญาณแทรกสอด	92
4.7.2.1 ตัวประกอบการแผ่ของผู้ใช้ที่สนใจ	92
4.7.2.2 จำนวนรหัสที่นำไปจัดออกในแต่ละรอบของการจัด สัญญาณแทรกสอด	94
4.7.2.3 จำนวนระดับของ SF ที่ลดลงจากระดับของ SF ของผู้ใช้ที่สนใจ	96
5 สรุป	99
5.1 สมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลและความจุของข่ายเชื่อมโยงที่เพิ่มขึ้น	99
5.2 ความซับซ้อนของเครื่องรับ	100
5.3 ข้อเสนอแนะและแนวทางการทำวิจัยในอนาคต	101
รายการอ้างอิง	102
ภาคผนวก	105
บทความทางวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่แล้ว	106
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์	113

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
2.1	การคำนวณจากการจัดเรียงลำดับแบบ Walsh ไปเป็นการจัดเรียงลำดับแบบ Paley ในกรณี $N = 8$	25
2.2	การคำนวณจากการจัดเรียงลำดับแบบ Walsh ไปเป็นการจัดเรียงลำดับแบบ Hadamard ในกรณี $N = 8$	26
3.1	ความซับซ้อนทางการคำนวณของเครื่องรับโดยไม่มีการขจัดสัญญาณแทรกสอด หรือ เฉพาะส่วนการตรวจวัดข้อมูล	54
3.2	ความซับซ้อนทางการคำนวณของเครื่องรับในส่วนของขจัดสัญญาณแทรกสอด	55
3.3	ความซับซ้อนทางการคำนวณของเครื่องรับที่มีการขจัดสัญญาณแทรกสอด จำนวน m รอบ แล้วจึงตรวจวัดข้อมูลออกมา	55
4.1	ความสอดคล้องกันระหว่างอัตราชิปและพิสัยเฟสของรหัส scrambling ในข่ายเชื่อมโยงขาลง	59
4.2	พารามิเตอร์สำหรับ IMT-2000 vehicular channel A model	59
4.3	ค่าตัวแปรที่เหมาะสมสำหรับเครื่องรับที่เสนอ ที่ไม่ทำให้เกิดปรากฏการณ์บึงปอง	82

สารบัญรูป

รูปที่		หน้า
1.1	การจัดประเภทของเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์	3
1.2	รหัสที่ตัวประกอบการแผ่สามารถเปลี่ยนแปลงได้และตั้งฉากกัน	7
2.1	รหัสที่ตัวประกอบการแผ่สามารถเปลี่ยนแปลงได้และตั้งฉากกัน	11
2.2	ตัวอย่างการนำไปใช้งานกรณีตัวประกอบการแผ่เปลี่ยนแปลงได้	16
2.3	การจัดสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่องในขั้นตอนแรก	20
2.4	ตัวอย่างของฟังก์ชันต่อเนื่องที่เป็นคาบ (periodic) และไม่เป็นคาบ (aperiodic)	22
2.5	ตัวอย่างของฟังก์ชันดิสครีตที่ได้จากการซัดตัวอย่าง ฟังก์ชันต่อเนื่อง $f_1(t)$ และ $f_2(t)$	22
2.6	(ก) ฟังก์ชัน Walsh แบบต่อเนื่อง ที่มีการจัดเรียงลำดับแบบ Walsh กรณีที่ $N = 8$ และ (ข) ฟังก์ชัน Walsh แบบดิสครีต ที่มีการจัดเรียงลำดับแบบ Walsh กรณีที่ $N = 8$	24
2.7	(ก) ฟังก์ชัน Walsh แบบต่อเนื่อง ที่มีการจัดเรียงลำดับแบบ Paley กรณีที่ $N = 8$ และ (ข) ฟังก์ชัน Walsh แบบดิสครีต ที่มีการจัดเรียงลำดับแบบ Paley กรณีที่ $N = 8$	25
2.8	(ก) ฟังก์ชัน Walsh แบบต่อเนื่อง ที่มีการจัดเรียงลำดับแบบ Hadamard กรณีที่ $N = 8$ และ (ข) ฟังก์ชัน Walsh แบบดิสครีต ที่มีการจัดเรียงลำดับแบบ Hadamard กรณีที่ $N = 8$	27
2.9	ฟังก์ชัน Walsh ที่มีจำนวนสมาชิก $N = 4$	29
2.10	แผนภาพแสดงการทำ FWT สำหรับ $N = 8$	30
2.11	เครื่องรับที่รวมสัญญาณแทรกสอดเข้าด้วยกันและใช้การจัดด้วยการลบออก	31
2.12	หลักการของการรวมกันแบบอัตราส่วนสูงที่สุด	32
3.1	รหัสที่ตัวประกอบการแผ่สามารถเปลี่ยนแปลงได้และตั้งฉากกัน	34
3.2	ตัวอย่างที่มีผู้ใช้ 3 คนในระบบ เพื่อใช้สำหรับหาแบบจำลองสัญญาณ	36
3.3	flow chart ของวิธีการที่เสนอ	40
3.4	flow chart แสดงการจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยขั้นตอนที่มากกว่า 1 รอบ ต่อ 1 สัญลักษณ์ข้อมูล	41
3.5	เครื่องรับแบบจัดสัญญาณแทรกสอดระหว่างกลุ่มรหัส	42
3.6	เครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา	44
3.7	เครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดาซึ่งเขียนขั้นตอนใน MRC ในอีกรูปแบบหนึ่ง	45
3.8	ส่วนของการตรวจวัดข้อมูลของเครื่องรับอ้างอิง	47

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.9 ส่วนการขจัดสัญญาณแทรกสอดในเครื่องรับอ้างอิง	48
3.10 ส่วนการขจัดสัญญาณแทรกสอดในเครื่องรับที่เสถียร	51
3.11 กระบวนการในส่วนที่ u	51
4.1 การมอดูเลตในข่ายเชื่อมโยงขาลง	56
4.2 เครื่องกำเนิดรหัส scrambling ในข่ายเชื่อมโยงขาลง	57
4.3 ช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา	60
4.4 ผลของการแทรกสอดเนื่องจากจากการเพิ่มผู้ใช้ที่มีอัตราข้อมูลสูงเข้าไปในระบบ	63
4.5 ผลของการแทรกสอดเนื่องจากจากการเพิ่มผู้ใช้ที่มีอัตราข้อมูล แตกต่างกันเข้าไปในระบบ	64
4.6 ผลของการเพิ่มผู้ใช้ที่ทำให้มีจำนวนผู้ใช้ประสิทธิผลในระบบเท่ากัน	66
4.7 ผลของการเลือกจำนวนรหัสที่นำไปขจัดออกในแต่ละรอบของเครื่องรับอ้างอิง	68
4.8 ผลของการเลือกจำนวนรหัสที่นำไปขจัดออกในแต่ละรอบ ของเครื่องรับที่เสถียร กรณี $n = 1$	69
4.9 ช่วงของ $(1 - \mu\lambda_k)$ ที่ทำให้ BER คู่เข้า/คู่ออก	70
4.10 ผลของการเลือกจำนวนรหัสที่นำไปขจัดออกในแต่ละรอบ ของเครื่องรับที่เสถียร กรณี $n = 2$	71
4.11 ผลของการเลือกจำนวนรหัสที่นำไปขจัดออกในแต่ละรอบ ของเครื่องรับที่เสถียร กรณี $n = 3$	72
4.12 ผลของการเลือกจำนวนรหัสที่นำไปขจัดออกในแต่ละรอบ ของเครื่องรับที่เสถียร กรณี $n = 4$	73
4.13 ผลการเลือกจำนวนระดับของ SF ที่ลดลงจากระดับ SF ของผู้ใช้ที่สนใจ กรณี $M = 2$	75
4.14 ผลการเลือกจำนวนระดับของ SF ที่ลดลงจากระดับ SF ของผู้ใช้ที่สนใจ กรณี $M = 4$	76
4.15 ผลการเลือกจำนวนระดับของ SF ที่ลดลงจากระดับ SF ของผู้ใช้ที่สนใจ กรณี $M = 6$	77
4.16 ผลกระทบเนื่องจากจำนวนผู้ใช้ประสิทธิผลในระบบลดลง	79
4.17 ผลกระทบเนื่องจากจำนวนผู้ใช้ประสิทธิผลในระบบเพิ่มขึ้น	80

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.18 การจำลองแบบเพื่อหาค่าตัวแปรที่เหมาะสมที่ไม่ทำให้เครื่องรับที่เสนอเกิดปรากฏการณ์บึงปอง โดยที่ (ก) กรณี $n = 1$, (ข) กรณี $n = 2$ และ (ค) กรณี $n = 3$	82
4.19 สมรรถนะของเครื่องรับที่ดีขึ้นเมื่อใช้เครื่องรับอ้างอิง กรณีที่ $M = 2$	83
4.20 สมรรถนะของเครื่องรับที่ดีขึ้นเมื่อใช้เครื่องรับอ้างอิง กรณีที่ $M = 4$	84
4.21 สมรรถนะของเครื่องรับที่ดีขึ้นเมื่อใช้เครื่องรับที่เสนอ กรณีที่ $M = 2$ และลดระดับ SF ลง 2 ระดับ	86
4.22 สมรรถนะของเครื่องรับที่ดีขึ้นเมื่อใช้เครื่องรับที่เสนอ กรณีที่ $M = 4$ และลดระดับ SF ลง 1 ระดับ	87
4.23 การเปรียบเทียบความจุของข่ายเชื่อมโยงที่เพิ่มขึ้น กรณี $M = 2$	88
4.24 การเปรียบเทียบความจุของข่ายเชื่อมโยงที่เพิ่มขึ้น กรณี $M = 4$	89
4.25 ความซับซ้อนของเครื่องรับในส่วนของกรวดตรวจสอบ เมื่อ (ก) ความซับซ้อนทั้งหมด, (ข) เฉพาะการบวกหรือการลบ และ (ค) เฉพาะการคูณ	91
4.26 ความซับซ้อนของเครื่องรับที่มีส่วนของการจัดสัญญาณแทรกสอด โดยพิจารณา ตัวประกอบการแผ่ของผู้ใช้ที่สนใจเป็นหลัก เมื่อ (ก) ความซับซ้อนทั้งหมด, (ข) เฉพาะการบวกหรือการลบ และ (ค) เฉพาะการคูณ	93
4.27 ความซับซ้อนของเครื่องรับที่มีส่วนของการจัดสัญญาณแทรกสอด เมื่อพิจารณา ค่า M เป็นหลัก เมื่อ (ก) ความซับซ้อนทั้งหมด, (ข) เฉพาะการบวกหรือการลบ และ (ค) เฉพาะการคูณ	95
4.28 ความซับซ้อนของเครื่องรับที่มีส่วนของการจัดสัญญาณแทรกสอด เมื่อพิจารณา ค่า n เป็นหลัก เมื่อ (ก) ความซับซ้อนทั้งหมด, (ข) เฉพาะการบวกหรือการลบ และ (ค) เฉพาะการคูณ	96
4.29 ความซับซ้อนของคอรีเลเตอร์ที่ลดลง	98

บัญชีคำศัพท์

กลุ่มรหัส	code group
การกลับบิตกัน	bit-reversal
การเกิดการขจัดมากเกินไป	over cancellation
การขจัดสัญญาณแทรกสอด	Interference Cancellation ย่อว่า IC
การขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน	Parallel Interference Cancellation ย่อว่า PIC
การขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่อง	Successive Interference Cancellation ย่อว่า SIC
การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส	Code Division Multiple Access ย่อว่า CDMA
การจำลองแบบ	simulation
การแจกแจงแบบเรย์ลี	Rayleigh distribution
การตรวจวัดผู้ใช้เพียงคนเดียว	Single user Detection ย่อว่า SD
การต่อร่วมทางอากาศ	air interface
การแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทาง	Multiple Access Interference ย่อว่า MAI
การแทรกสอดเนื่องจากผู้ใช้หลายคนภายในเซลล์	intracell multiuser interference
การแทรกสอดภายในเซลล์	intracell interference
การนำไปลบออก	subtraction
การประมาณช่องสัญญาณ	channel estimation
การแปลง Walsh แบบเร็ว	Fast Walsh Transform ย่อว่า FWT
การแผ่	spreading
การแผ่ของการประวิง	delay spread
ข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น	uplink
ข่ายเชื่อมโยงขาลง	downlink
เครื่องรับแบบขจัดสัญญาณแทรกสอดระหว่างกลุ่มรหัส	inter-code group interference cancellation receiver
เครื่องรับที่รวมสัญญาณแทรกสอดเข้าด้วยกันและใช้การขจัดด้วยการลบออก	combined-interfering signals and subtractive cancellation receiver
เครื่องรับที่เสนอ	proposed receiver
เครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา	conventional RAKE receiver

บัญชีคำศัพท์ (ต่อ)

เครื่องรับแบบเหมาะสมที่สุด	optimal receiver
เครื่องรับแบบเหมาะสมรองลงไป	suboptimal receiver
เครื่องรับอ้างอิง	reference receiver
จำนวนรอบ	iteration
ช่องสัญญาณแบบแตกกระจาย	dispersive channel
ช่องสัญญาณแบบพหุวิถี	multipath channel
ซีดีเอ็มเอชชนิดแถบกว้าง	Wideband-Code Division Multiple Access ย่อว่า W-CDMA
ตั้งฉาก	orthogonal
ตัวประกอบการแผ่	Spreading Factor ย่อว่า SF
ตัวประกอบการแผ่คงที่	fixed spreading factor
ตัวประกอบการแผ่เปลี่ยนแปลงได้	variable spreading factor
แบบจำลองของสัญญาณ	signal model
ปรากฏการณ์ ใกล้-ไกล	near-far effect
ปรากฏการณ์ปิงปอง	ping-pong effect
ผู้ใช้ประสิทธิผล	effective user
ฟลอป	flop มาจาก floating point operation
มัลติยูสเซอร์ดีเทกชัน	Multiuser detection ย่อว่า MUD
รวมกันแบบอัตราส่วนสูงที่สุด	Maximum Ratio Combinning ย่อว่า MRC
รหัสตัวแทน	representative code
รหัสตัวแทนของกลุ่มรหัสที่แทรกสอด	representative code of interfering code group
รหัสตัวแทนของกลุ่มรหัสที่สนใจ	representative code of desired code group
รหัสที่ใช้ในการแยกแยะช่องสัญญาณ	channelization code
รหัสที่มีตัวประกอบการแผ่ที่เปลี่ยนแปลงได้ และตั้งฉากกัน	Orthogonal Variable Spreading Factor ย่อว่า OVSF
รหัสแผ่	spreading code
รหัสแผ่ประสิทธิผล	Effective Spreading Code ย่อว่า ESC
รหัสแม่	mother code

บัญชีคำศัพท์ (ต่อ)

รหัสลูก	child code
ระบบหลายอัตรา	multirate system
รูปคลื่นการแผ่	spreading waveform
รูปคลื่นการแผ่ประสิทธิภาพ	effective spreading waveform
ลำดับแบบ Gold	Gold sequence
ลำดับแบบจริง	real sequence
ลำดับแบบเชิงซ้อน	complex sequence
สถานีเคลื่อนที่	mobile station
สถานีฐาน	base station
สมาชิกของกลุ่มรหัส	member of code group
สหสัมพันธ์	correlation
สัญญาณที่รับได้	received signal
สัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก	Additive White Gaussian Noise ย่อว่า AWGN
อัตราขยายวิถีเชิงซ้อน	complex path gain
อัตราบิตผิดพลาด	Bit Error Rate ย่อว่า BER
อัตราส่วนระหว่างกำลังของสัญญาณกับ	Signal to Noise Ratio ย่อว่า SNR
กำลังของสัญญาณรบกวน	
อัตราส่วนระหว่างพลังงานเฉลี่ยต่อบิตข้อ	E_b/N_0
มูลข่าวสารกับกำลังของสัญญาณรบกวน	

บทที่ 1

บทนำ

เป้าหมายสำหรับระบบสื่อสารเคลื่อนที่ยุคถัดไป คือ มีบริการติดต่อสื่อสารที่ไร้รอยต่อ โดยไม่คำนึงถึงว่าใครเป็นผู้ใช้ ใช้ ณ สถานที่ใด หรือ ณ เวลาใด แนวโน้มของบริการสำหรับผู้ใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคถัดไป จะเป็นบริการที่มีการรับและการส่งด้วยอัตราข้อมูลที่มีความเร็วสูง อาทิ เช่น วิดีโอ หรือ ทราฟฟิกแบบมัลติมีเดีย แต่ยังคงมีการส่งที่เป็นสัญญาณเสียงเช่นเดิม เทคโนโลยีที่จำเป็นในการทำให้บริการต่าง ๆ ทั้งหลายเหล่านี้เป็นจริงได้ รู้จักกันทั่วไปในชื่อระบบเซลลูลาร์ยุคที่ 3 ซึ่งก่อนหน้าระบบเซลลูลาร์ยุคที่ 3 นี้ ได้มีระบบเซลลูลาร์ยุคที่ 1 ซึ่งเป็นระบบสื่อสารเคลื่อนที่ที่เป็นระบบแอนะล็อก ใช้ในการส่งทราฟฟิกที่เป็นเสียง ต่อมาได้เปลี่ยนจากระบบแอนะล็อกมาเป็นระบบดิจิทัล เรียกว่าเป็นระบบเซลลูลาร์ในยุคที่ 2 ส่วนในยุคที่ 3 เป็นการก้าวกระโดดครั้งสำคัญจากมาตรฐานในยุคที่ 2 ทั้งในเรื่องของการประยุกต์ใช้งานและความจุของระบบที่เพิ่มขึ้น โดยได้มุ่งเน้นไปที่ความสามารถในการให้บริการแบบมัลติมีเดีย

ระบบเซลลูลาร์ในยุคที่ 3 ใช้เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (Code Division Multiple Access : CDMA) โดยเรียกระบบสื่อสารที่ใช้วิธีการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสนี้ว่าระบบ CDMA ซึ่งได้มีแบบแผนหลายแบบแผนที่รวมการต่อร่วมทางอากาศ (air interface) ของระบบ CDMA เข้ากับโครงข่าย GSM (Global System for Mobile Communication) ที่มีอยู่เดิม โดยมาตรฐานอยู่บนพื้นฐานของ UMTS (Universal Mobile Telecommunication System) ซึ่งเป็นของ ETSI (European Telecommunications Standards Institute) ต่อมารู้จักกันในชื่อ UTRA (UMTS Terrestrial Radio Access) [1] แบบแผนการเข้าถึงหลายทางของ UTRA คือระบบ CDMA แบบการจัดลำดับการเข้าถึงโดยตรง (Direct Sequence CDMA : DS-CDMA) ซึ่งข่าวสารจะถูกแผ่ (spread) ในแถบความถี่ประมาณ 5 MHz เนื่องจากแถบความถี่ที่กว้างนี้เอง ทำให้เกิดชื่อเรียกเป็น CDMA ชนิดแถบกว้าง หรือ W-CDMA (Wideband-CDMA) ขึ้น โดยมีรูปแบบการใช้งานที่แตกต่างกัน 2 รูปแบบ [2] คือ การดูเพลกซ์แบบแบ่งความถี่ (Frequency Division Duplex : FDD) และ การดูเพลกซ์แบบแบ่งเวลา (Time Division Duplex : TDD) คำอธิบายอย่างย่อของรูปแบบการทำงานทั้ง 2 แบบ เป็นดังต่อไปนี้

1. FDD เป็นระบบที่การส่งในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น (uplink) และในข่ายเชื่อมโยงขาลง (downlink) ใช้แถบความถี่ที่แยกจากกัน

2. TDD เป็นระบบที่การส่งในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นและขาหลงใช้แถบความถี่เดียวกัน โดยใช้การแบ่งช่วงเวลากัน จึงทำให้ร่องของเวลา (time slot) ในช่องสัญญาณทางกายภาพถูกแบ่งออกเป็นส่วนของกรส่งและส่วนของกรรับ

วิทยานิพนธ์นี้ พิจารณาเฉพาะระบบการดูเพลกซ์แบบแบ่งความถี่เท่านั้น ดังนั้น ส่วนของรายละเอียดที่เกี่ยวข้องทั้งหมดต่อไปในวิทยานิพนธ์นี้ จะหมายถึงระบบ CDMA แบบ FDD เท่านั้น

1.1 เครื่องรับในข่ายเชื่อมโยงขาหลงของระบบสื่อสาร CDMA

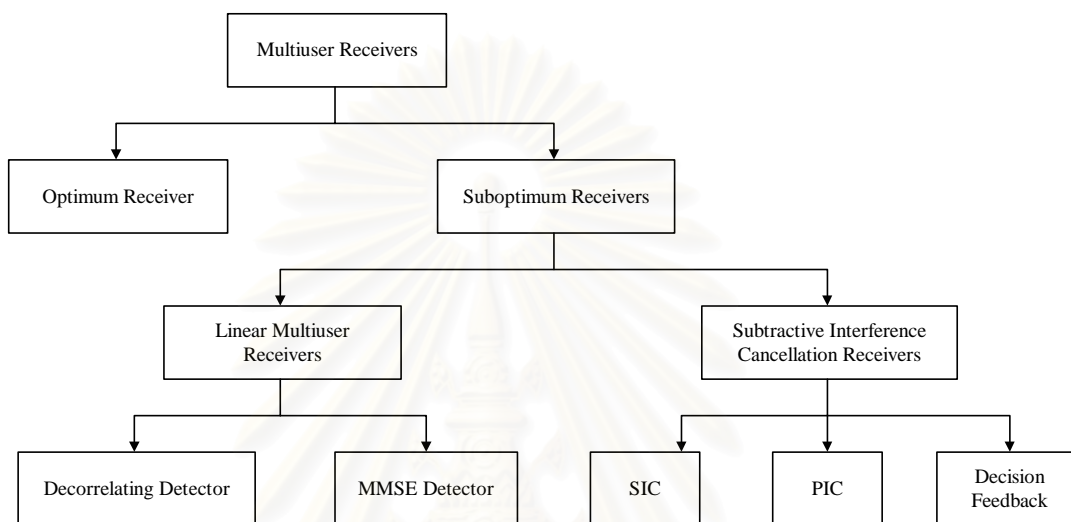
การส่งในข่ายเชื่อมโยงขาหลงของระบบสื่อสาร CDMA เครื่องรับของสถานีเคลื่อนที่ (mobile station) จะได้รับสัญญาณที่รวมกันมาจากช่องสัญญาณที่ต่างกันอย่างซิงโครนัสจากสถานีฐาน (base station) ผ่านทางช่องสัญญาณเดียวกัน โดยทั่วไปจะมีการกำหนดรหัสแผ่ (spreading code) ที่ตั้งฉาก (orthogonal) กันให้กับช่องสัญญาณที่ต่างกัน เพื่อใช้ในการแยกแยะช่องสัญญาณ หากใช้เครื่องรับแบบธรรมดาที่ใช้กันในระบบสื่อสาร W-CDMA หรือ เครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา (conventional RAKE receiver) กับช่องสัญญาณที่ไม่มีการแผ่ของการประวิง (delay spread) ความตั้งฉากกันของช่องสัญญาณที่ต่างกันจะยังคงอยู่ที่เครื่องรับของสถานีเคลื่อนที่ ในกรณีเช่นนี้ เครื่องรับแบบ RAKE ดั้งเดิมจะกลายเป็นเครื่องรับแบบเหมาะที่สุด (optimal receiver) [3] แต่ในทางปฏิบัติ ช่องสัญญาณจะเป็นช่องสัญญาณแบบกระจาย (dispersive channel) จึงทำให้ความตั้งฉากกันของช่องสัญญาณที่ต่างกันไม่สามารถคงอยู่ได้ที่เครื่องรับ เกิดเป็นการแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทาง (Multiple Access Interference : MAI) ขึ้น ดังที่ทราบกันทั่วไปว่า ความจุของข่ายเชื่อมโยงในระบบสื่อสาร W-CDMA จะถูกจำกัดจากการแทรกสอด ดังนั้นผลของ MAI ที่เกิดขึ้นจึงเป็นปัจจัยหนึ่งในการจำกัดความจุของข่ายเชื่อมโยง หากผู้ใช้ในระบบหรืออัตราข้อมูลของผู้ใช้สูงขึ้น เครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา ไม่เหมาะที่จะนำมาใช้งาน เพราะจะทำให้ความน่าจะเป็นในการเกิดบิตผิดพลาด (Bit Error Probability : BEP) สูง [4] นอกจากนี้ยังมีปัญหาใกล้-ไกล (near-far problem) ซึ่งเกิดจากกำลังของสัญญาณที่รับได้จากผู้ใช้แต่ละคนมีค่าไม่เท่ากัน ทำให้ผู้ใช้ที่มีกำลังของสัญญาณแรงไปรบกวนสัญญาณของผู้ใช้ที่มีกำลังของสัญญาณต่ำกว่า อันเป็นอีกปัจจัยหนึ่งที่ทำให้สมรรถนะของระบบลดลง

1.2 มัลติยูสเซอร์ดีเทกชัน (Multiuser detection : MUD)

ปัญหาในการตรวจวัดสัญญาณของผู้ใช้ที่กล่าวมาข้างต้น ก่อให้เกิดมีการวิจัยและแก้ไขมาอย่างต่อเนื่องตลอดระยะเวลาที่ผ่านมา วิธีการหนึ่งที่สามารถบรรเทาปัญหาทั้งสองให้เบาบางลงได้ คือ การใช้มัลติยูสเซอร์ดีเทกชัน (multiuser detection) ทางด้านรับ ด้วยการออกแบบที่เหมาะสมของเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ ซึ่งคำนึงถึงโครงสร้างของ MAI ทำให้สามารถเพิ่ม

ประสิทธิภาพเชิงสเปกตรัม (spectral efficiency) รวมทั้งลดกำลังงานขาออก และเพิ่มความทนทานของระบบเพื่อต่อต้านภาวะที่ขาดความสมดุลในกำลังที่ได้รับของผู้ใช้คนต่าง ๆ ได้ [5]

เครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ สามารถแบ่งออกได้หลัก ๆ เป็น 2 ประเภท [3] คือ เครื่องรับแบบเหมาะที่สุด (optimal receiver) และ เครื่องรับแบบเหมาะรองลงไป (suboptimal receivers) ดังแสดงในรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 การจัดประเภทของเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์

1.2.1 เครื่องรับแบบเหมาะที่สุด (Optimal receiver) [5]

เครื่องรับแบบเหมาะที่สุดใช้หลักการของ Maximum-Likelihood Sequence Estimation (MLSE) ในการหาลำดับของบิตข้อมูลที่ส่งมา คือ จากสัญญาณที่รับได้จะพิจารณาความน่าจะเป็นของลำดับบิตของผู้ใช้ที่เป็นไปได้ทั้งหมด ว่าลำดับบิตใดจะให้ค่าความน่าจะเป็นของลำดับที่ถูกส่งออกมามากที่สุด ทำให้เครื่องรับชนิดนี้มีสมรรถนะที่ดีมาก แต่มีข้อเสียที่สำคัญคือ หากมีผู้ใช้ทั้งหมด K คน ความน่าจะเป็นที่จะสร้างชุดบิตของผู้ใช้จำนวน K คน จะมีความเป็นไปได้ทั้งหมด 2^K แบบ เป็นเหตุให้เครื่องรับต้องเปรียบเทียบสัญญาณที่รับได้ว่าเหมือนกับชุดบิตข้อมูลทั้งหมด 2^K แบบ แบบใดมากที่สุด เป็นเหตุให้ความซับซ้อนเพิ่มขึ้นแบบเอกซ์โพเนนเชียลตามจำนวนของผู้ใช้ และนอกจากนี้ยังต้องรู้ค่าแอมพลิจูด และ เฟสของสัญญาณที่รับได้อีกด้วย

1.2.2 เครื่องรับแบบเหมาะรองลงไป (Suboptimal receivers)

เครื่องรับแบบเหมาะรองลงไป เป็นเครื่องรับที่มีความซับซ้อนน้อยกว่า แต่มีสมรรถนะที่ต่ำกว่าเครื่องรับแบบเหมาะที่สุด สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภท คือ

1.2.2.1 เครื่องรับแบบเชิงเส้น (Linear receivers)

เครื่องรับชนิดนี้จะใช้การแปลงเชิงเส้น (linear transform) กับสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบดั้งเดิม เพื่อที่จะลดผลของ MAI ที่ผู้ใช้แต่ละคนมีต่อกัน เครื่องรับแบบเชิงเส้นนี้ยังแบ่งออกได้อีกเป็น 2 ประเภท ดังนี้

- **ดีเทกเตอร์แบบดีคอรัลเลต (Decorrelating Detector)** สัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบดั้งเดิม จะถูกนำไปคูณเข้ากับเมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ข้าม (cross-correlation matrix) ของรหัสแอมป์ของผู้ใช้ทุกคนในระบบ

- **ดีเทกเตอร์แบบค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำที่สุด (Minimum Mean Squared Error Detector: MMSE Detector)** เครื่องรับชนิดนี้ใช้เทคนิคเช่นเดียวกับดีเทกเตอร์แบบดีคอรัลเลต แต่ต่างกันที่เมตริกซ์ผกผันที่นำมาคูณจะคิดผลของสัญญาณรบกวนรวมเข้าไปด้วย ดังนั้นเครื่องรับชนิดนี้ จึงมีสมรรถนะที่ดีในกรณีที่ค่าอัตราส่วนระหว่างกำลังของสัญญาณกับกำลังของสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio : SNR) มีค่าต่ำ

1.2.2.2 เครื่องรับที่ใช้หลักการของการขจัดสัญญาณแทรกสอดโดยการหักล้าง (Subtractive Interference Cancellation Receivers)

หลักการพื้นฐานของเครื่องรับชนิดนี้ คือ การสร้าง MAI ของผู้ใช้คนที่เครื่องรับไม่ต้องการจากนั้นนำไปหักล้างออกจากสัญญาณที่รับได้ ทำให้ได้สัญญาณใหม่ ที่มีผลของ MAI เนื่องจากผู้ใช้คนที่ไม่ต้องการลดลง สามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ประเภท คือ

- **เครื่องรับแบบขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่อง (Successive Interference Cancellation: SIC)** หลักการของเครื่องรับชนิดนี้ คือ เรียงลำดับผู้ใช้ตามกำลังของสัญญาณที่รับได้จากมากที่สุดไปหาน้อยที่สุด จากนั้นจึงตัดสินบิตของผู้ใช้คนแรกที่มีกำลังของสัญญาณแรงที่สุดก่อน บิตที่ตัดสินได้จะถูกส่งไปให้ผู้ใช้งานแรก และบิตที่ตัดสินได้นี้จะถูกนำไปสร้างเป็นสัญญาณที่ส่งผลให้เกิด MAI ต่อผู้ใช้คนอื่น เพื่อนำไปหักล้างออกจากสัญญาณที่รับได้ จากนั้นจึงนำสัญญาณที่รับได้อันใหม่ไปตัดสินบิตให้กับผู้ใช้คนที่สองที่มีกำลังของสัญญาณรองจากผู้ใช้งานแรก บิตที่ตัดสินได้จากผู้ใช้งานที่สองก็จะถูกนำไปสร้างเป็นสัญญาณ MAI ที่เกิดจากผู้ใช้งานที่สอง เพื่อนำไปหักล้างออกจากสัญญาณที่รับได้ต่อไป ทำซ้ำเช่นนี้ไปเรื่อย ๆ จนกระทั่งถึงผู้ใช้คนที่เครื่องรับต้องการ

- **เครื่องรับแบบขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน (Parallel Interference Cancellation: PIC)** หลักการของเครื่องรับชนิดนี้ คือ นำบิตข้อมูลของผู้ใช้ทุกคนที่ตัดสินได้จากเครื่องรับแบบดั้งเดิมมาสร้างเป็นสัญญาณของผู้ใช้ทุกคน จากนั้นจึงนำสัญญาณของ

ผู้ใช้ทุกคนที่สร้างได้ยกเว้นผู้ใช้คนที่ต้องการไปหักล้างจากสัญญาณที่รับได้พร้อมกันทุกคน แล้วจึงนำสัญญาณที่รับได้อันใหม่เข้าไปเข้าสู่กระบวนการตัดสินใจต่อไป

- **เครื่องรับแบบป้อนกลับ (Decision Feedback)** หลักการของเครื่องรับชนิดนี้คือ นำสัญญาณของผู้ใช้คนอื่น ๆ มาป้อนกลับเพื่อช่วยในการกำจัด MAI โดยต้องหวนเวลาและคำนวณหา Cholesky decomposition ให้กับเมตริกซ์พร้อมทั้งหาเมตริกซ์ผกผันซึ่งมีความซับซ้อนมาก

1.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์

ในงานวิจัยที่ผ่านมาได้มีการคิดค้นอัลกอริทึมสำหรับมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันในระบบ CDMA ขึ้นมากมาย โดยส่วนใหญ่ได้รับการออกแบบมาเพื่อใช้สำหรับการส่งจากสถานีเคลื่อนที่ไปยังสถานีฐานหรือข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น ซึ่งมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแบบนี้จะสมมติให้เครื่องรับ (สถานีฐาน) รู้รหัสแผ่ (spreading code) ของผู้ใช้ทั้งหมด ดังนั้นเราจึงไม่สามารถนำมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแบบนี้มาใช้ในช่องสัญญาณการส่งจากสถานีฐานไปยังสถานีเคลื่อนที่ หรือข่ายเชื่อมโยงขาลงได้ เพราะสถานีเคลื่อนที่จะทราบเพียงรหัสแผ่ของตนเองเท่านั้น ประกอบกับความซับซ้อนในการคำนวณของอัลกอริทึมสูง ไม่เหมาะที่จะนำมาใช้งานกับสถานีเคลื่อนที่ เหตุผลที่เลือกพิจารณาในข่ายเชื่อมโยงขาลงในวิทยานิพนธ์นี้คือ ความจุของข่ายเชื่อมโยงขาลงจะมีความสำคัญมากกว่าความจุของข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น เพราะเนื่องจากความเป็นอสมมาตร (asymmetric) ในการใช้งาน [6] ความจุในข่ายเชื่อมโยงขาลงควรจะมีค่ามากกว่าในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น อัลกอริทึมที่ถูกออกแบบมาใช้กับข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นสามารถนำมาใช้กับข่ายเชื่อมโยงขาลงได้ โดยอาจจะพิจารณาให้กรณีข่ายเชื่อมโยงขาลงเป็นกรณีพิเศษของข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น ซึ่งคุณลักษณะที่ต้องการของข่ายเชื่อมโยงขาลงเป็นดังนี้ [7]

- สัญญาณจากผู้ใช้ทุกคนจะปรากฏที่เครื่องรับของสถานีเคลื่อนที่ หลังจากส่งผ่านมาบนช่องสัญญาณเดียวกัน
- สถานีเคลื่อนที่จะทราบรหัสแผ่ของตนเองเท่านั้น
- อัลกอริทึมในการคำนวณในสถานีเคลื่อนที่ควรจะต้องมีความซับซ้อนต่ำ เพื่อยังคงให้สถานีเคลื่อนที่มีขนาดเล็ก และมีน้ำหนักน้อย แล้วยังต้องมีการใช้พลังงานที่ต่ำอีกด้วย

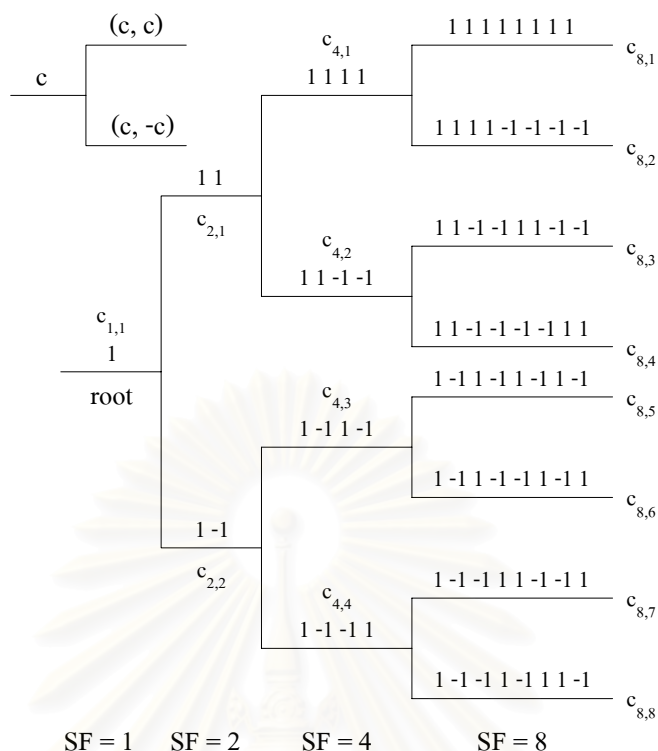
เมื่อมีการนำอัลกอริทึมของมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันสำหรับข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นไปใช้กับข่ายเชื่อมโยงขาลง จุดประสงค์ของอัลกอริทึมจะเปลี่ยนไป คือ จากต้องตรวจวัดผู้ใช้หลายคน เปลี่ยนไปเป็นการตรวจวัดผู้ใช้เพียงคนเดียว (Single user Detection : SD) โดยในข่ายเชื่อมโยง

ขาลงข้อมูลของผู้ใช้ทุกคนจะถูกส่งอย่างซิงโครนัส ซึ่งผู้ใช้จะมีรหัสตั้งฉาก (orthogonal) กับรหัสของผู้ใช้คนอื่น เมื่อผ่านช่องสัญญาณแบบพหุวิถี (multipath) ความตั้งฉากกันของรหัสผู้ใช้แต่ละคนจะสูญเสียไป เกิดเป็นการแทรกสอดภายในเซลล์ (intracell interference) ขึ้น และเนื่องจากสถานีเคลื่อนที่ไม่ทราบรหัสแม่ของผู้ใช้คนอื่น วิธีการลดผลของ MAI จึงมุ่งเน้นไปที่การขจัดสัญญาณแทรกสอด (Interference Cancellation : IC) ของผู้ใช้คนอื่นแทน

ในงานวิจัยที่ผ่านมาบางงานพบว่าจะมีการประมาณค่ารหัสแม่ที่แท้จริงของผู้ใช้คนอื่นที่แทรกสอดผู้ใช้ที่สนใจ เพื่อนำรหัสแม่นั้นไปใช้ในกระบวนการขจัดสัญญาณแทรกสอด ด้วยวิธี equalization [6] หรือนำไปลบออก [8, 9] งานวิจัยบางชิ้นต้องใช้ training sequence เพื่อหาผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ (impulse response) ยกตัวอย่างเช่น equalization filter [10] และเครื่องรับแบบ Type-based [11] นอกจากนี้ยังมีงานวิจัยบางงานได้วิเคราะห์เพื่อแยกเอาส่วนประกอบที่เป็นอิสระต่อกันของสัญญาณออกมา ด้วยวิธี Independent Component Analysis (ICA) [12] โดยงานวิจัยที่ผ่านมาเหล่านี้ ได้พิจารณากับระบบที่มีค่าตัวประกอบการแผ่รังสี (fixed spreading factor) ซึ่งระบบในความเป็นจริงเป็นระบบที่มีค่าตัวประกอบการแผ่รังสีเปลี่ยนแปลงได้ (variable spreading factor) อย่างไรก็ตามได้มีงานวิจัย [13] ที่ได้พิจารณาระบบที่ใช้ตัวประกอบการแผ่รังสีเปลี่ยนแปลงได้ และไม่จำเป็นต้องรู้รหัสแม่ของผู้ใช้คนอื่น แต่จะหารหัสที่ส่งผลแทรกสอดไปยังผู้ใช้ที่สนใจ โดยใช้คอร์ริเลเตอร์ที่ใช้การแปลง Walsh แบบเร็ว (Fast Walsh Transform : FWT) หารหัสออกมา ซึ่งรหัสที่หาออกมานี้ เรียกว่า รหัสแม่ประสิทธิภาพ (Effective Spreading Code : ESC) และรหัสที่หาออกมานี้จะถูกนำไปใช้ในกระบวนการขจัดสัญญาณแทรกสอดต่อไป

1.4 แนวคิดที่นำเสนอ

ระบบสื่อสาร W-CDMA เป็นระบบหลายอัตรา (multirate system) ทำให้ในระบบมีผู้ใช้ส่งข้อมูลด้วยอัตราข้อมูลที่แตกต่างกัน จึงมีการใช้รหัสที่มีตัวประกอบการแผ่รังสีที่เปลี่ยนแปลงได้และตั้งฉากกัน (Orthogonal Variable Spreading Factor : OVSF) เพื่อทำให้มีตัวประกอบการแผ่รังสีหลากหลาย ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามอัตราข้อมูลที่แตกต่างกัน ทั้งนี้ยังคงความตั้งฉากกันระหว่างรหัสแม่ที่มีความยาวแตกต่างกันด้วย [2] รหัส OVSF นี้สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 1.2



รูปที่ 1.2 รหัสที่ตัวประกอบการแผ่สามารถเปลี่ยนแปลงได้และตั้งฉากกัน

จากรูปแบบของรหัส OVSF สามารถใช้คุณสมบัติสหสัมพันธ์ระหว่างรหัสแม่ (mother code) และรหัสลูก (child code) ของรหัส OVSF ในการแบ่งกลุ่มรหัส (code group) ขึ้นมา โดยวิธีการขจัดสัญญาณแทรกสอดของวิธีที่เสนอสามารถอธิบายด้วยการยกตัวอย่างได้ คือ สมมติให้ผู้ใช้งานที่สนใจมีค่าตัวประกอบการแผ่ หรือ SF (Spreading Factor) เท่ากับ 8 และมีรหัสแม่ คือ $c_{8,5}$ เมื่อพิจารณาที่ระดับ SF ลดลงมา 1 ระดับ คือ ระดับที่ SF เท่ากับ 4 จะได้ว่ารหัส $c_{4,3}$ เป็นรหัสตัวแทนของกลุ่มรหัสที่มีรหัสของผู้ใช้ที่สนใจเป็นสมาชิกอยู่ด้วย เรียกรหัส $c_{4,3}$ นี้ว่า รหัสตัวแทนของกลุ่มรหัสที่สนใจ (representative code of desired code group) ส่วนรหัสตัวแทนของกลุ่มรหัสอื่น คือ รหัส $c_{4,1}$, $c_{4,2}$ และ $c_{4,4}$ จะเป็นรหัสที่ส่งผลแทรกสอดต่อรหัสตัวแทนของกลุ่มรหัสที่สนใจ เรียกรหัสแต่ละตัวเหล่านี้ว่า รหัสตัวแทนของกลุ่มรหัสที่แทรกสอด (representative code of interfering code group) ซึ่งในกระบวนการขจัดสัญญาณแทรกสอดจะนำรหัสตัวแทนของกลุ่มรหัสที่แทรกสอดไปพิจารณาว่าควรจะขจัดสัญญาณแทรกสอดอันเนื่องมาจากรหัสตัวใด โดยดูจากค่าสหสัมพันธ์กับสัญญาณที่รับได้ ถ้าวรหัสตัวแทนใดมีค่าสหสัมพันธ์มากก็แสดงว่ารหัสตัวนั้นจะส่งผลแทรกสอดมาก สมควรที่จะได้รับการขจัดออกไป

วิธีการขจัดสัญญาณแทรกสอดที่เสนอจึงเปรียบเสมือนกับการพิจารณาการแทรกสอดกันระหว่างกลุ่มรหัส ทำให้เครื่องรับที่เสนอ เรียกว่า เครื่องรับแบบขจัดสัญญาณแทรกสอดระหว่างกลุ่มรหัส (inter-code group interference cancellation receiver)

โดยแพลตฟอร์มของเครื่องรับที่เสนอนี้ จะเป็นแบบขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่อง หรือ เป็นเครื่องรับแบบ SIC ซึ่งสมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลของเครื่องรับแบบนี้ไม่ได้ดีที่สุด โดยยังมีเครื่องรับที่อาจจะมีสมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลที่ดีกว่า อาทิเช่น เครื่องรับแบบ PIC, แบบผสมระหว่าง SIC กับ PIC หรือ เครื่องรับแบบดีคอรรีเลต เป็นต้น แต่การเลือกใช้เครื่องรับแบบ SIC นั้นเป็นเพราะว่ามีรูปแบบที่ง่าย เพราะต้องคำนึงว่า การขจัดสัญญาณแทรกสอดในวิทยานิพนธ์นี้กระทำในสายเชื่อมโยงขาลง หรือ ที่เครื่องรับของสถานีเคลื่อนที่ซึ่งมีขนาดเล็ก นอกจากนี้ยังต้องคำนึงถึงพลังงานที่ต้องใช้จากแบตเตอรี่ในการคำนวณอีกด้วย ซึ่งเครื่องรับแบบ PIC และ แบบดีคอรรีเลต จะมีการคำนวณที่ซับซ้อนมาก โดยส่วนใหญ่เครื่องรับทั้งสองชนิดนี้ จะใช้ในสายเชื่อมโยงขาขึ้น หรือ ที่สถานีฐาน ซึ่งไม่จำเป็นต้องคำนึงถึงพลังงานที่ต้องใช้ในการคำนวณ อีกทั้งเครื่องรับเหล่านี้จำเป็นต้องรู้รหัสแ่งของผู้ใช้ทุกคน จึงจะทำให้มีสมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลที่ดี ซึ่งแน่นอนว่า เป็นไปไม่ได้ที่จะกระทำในสถานีเคลื่อนที่ ซึ่งทราบแต่เพียงรหัสแ่งของตนเองเท่านั้น โดยหลักการและวิธีการของเครื่องรับที่เสนอนั้น จะกล่าวในภายหลังต่อไป

1.5 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

1. ศึกษาและพัฒนาอัลกอริทึมที่มีประสิทธิภาพเพื่อขจัดสัญญาณแทรกสอดภายในเซลล์สำหรับสายเชื่อมโยงขาลง ในระบบสื่อสารซีดีเอ็มเอชนิตแถบกว้าง
2. ปรับปรุงอัลกอริทึมการขจัดสัญญาณแทรกสอด ให้มีสมรรถนะที่ดีขึ้นในแง่ของอัตราบิตผิดพลาด (BER) และความซับซ้อนทางการคำนวณ ด้วยวิธีการขจัดสัญญาณแทรกสอดระหว่างกลุ่มรหัส

1.6 เป้าหมายและขอบเขตของวิทยานิพนธ์

1. พัฒนาอัลกอริทึมการขจัดสัญญาณแทรกสอดภายในเซลล์สำหรับสายเชื่อมโยงขาลงในระบบสื่อสารซีดีเอ็มเอชนิตแถบกว้าง ให้มีสมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลที่ดีขึ้น
2. เมื่อเปรียบเทียบสมรรถนะในแง่ของอัตราบิตผิดพลาด (BER) และความซับซ้อนทางการคำนวณ ของเครื่องรับที่เสนอกับเครื่องรับที่รวมสัญญาณแทรกสอดเข้าด้วยกันและใช้การขจัดด้วยการลบออก (combined-interfering signals and subtractive cancellation receiver) [13] หรือ เรียกว่า เครื่องรับอ้างอิงแล้ว เครื่องรับที่เสนอควรจะมีสมรรถนะที่ดีกว่า

1.7 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

1. ศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับมัลติยูสเซอร์ดีเทกชัน และการขจัดสัญญาณแทรกสอด
2. ศึกษาวิธีการขจัดสัญญาณแทรกสอด ที่นำมาใช้ในข่ายเชื่อมโยงขาของระบบสื่อสารซีดีเอ็มชนิดแถบกว้าง (W-CDMA)
3. พัฒนาอัลกอริทึมสำหรับการขจัดสัญญาณแทรกสอด สำหรับใช้ในข่ายเชื่อมโยงขาของด้วยวิธีการขจัดสัญญาณแทรกสอดระหว่างกลุ่มรหัส
4. เขียนโปรแกรมจำลองแบบเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของเครื่องรับที่เสนอกับเครื่องรับอ้างอิง [13]
5. วิเคราะห์ผลที่ได้ และสรุปผล
6. รวบรวมข้อมูลที่ได้ทั้งหมดเพื่อจัดทำวิทยานิพนธ์

1.8 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. สามารถปรับปรุงอัลกอริทึมเพื่อการขจัดสัญญาณแทรกสอดภายในเซลล์ สำหรับข่ายเชื่อมโยงขาของให้มีสมรรถนะดีขึ้นในแง่ของ BER และความซับซ้อนทางการคำนวณ
2. อัลกอริทึมที่เสนอนี้คาดว่าจะสามารถนำไปใช้ได้ในระบบจริง ที่สถานีเคลื่อนที่ที่ราบเพียงรหัสแผ่ของตนเองเท่านั้น
3. หากมีการนำอัลกอริทึมนี้ไปใช้ในข่ายเชื่อมโยงขาของก็จะทำให้ความจุของระบบเพิ่มขึ้น

1.9 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บท ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 บทนำ : มีเนื้อหาเกี่ยวกับความต้องการและความเป็นมาของระบบ CDMA เครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ประเภทต่าง ๆ ที่ถูกพัฒนาขึ้นมา งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ แนวคิดที่เสนอ วัตถุประสงค์ เป้าหมายและขอบเขตของวิทยานิพนธ์ ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน และสุดท้ายเป็นประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

บทที่ 2 หลักการและทฤษฎี : จะกล่าวถึงหลักการและทฤษฎีเบื้องต้นที่ใช้กับเครื่องรับในข่ายเชื่อมโยงขาของในระบบสื่อสาร W-CDMA

บทที่ 3 เครื่องรับแบบขจัดสัญญาณแทรกสอดระหว่างกลุ่มรหัส : มีเนื้อหาประกอบด้วยหลักการ แบบจำลองสัญญาณ และ วิธีการของเครื่องรับที่เสนอ และในที่สุดท้ายของบทนี้จะวิเคราะห์ความซับซ้อนของอัลกอริทึมในเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา (conventional RAKE receiver) เครื่องรับอ้างอิง (reference receiver) และ เครื่องรับที่เสนอ

บทที่ 4 ผลการจำลองแบบ : ในบทนี้จะเป็นการจำลองแบบ (simulation) เครื่องรับชนิดต่าง ๆ ด้วยการใช้คอมพิวเตอร์ เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของเครื่องรับ ว่าเครื่องรับชนิดใดจะให้สมรรถนะที่ดีกว่ากัน รวมทั้งพิจารณาถึงความซับซ้อนทางการคำนวณที่แตกต่างกันของเครื่องรับแต่ละชนิดที่นำมาพิจารณาอีกด้วย

บทที่ 5 สรุป : บทนี้จะเป็นการสรุปผลการวิจัยที่ได้ศึกษาในวิทยานิพนธ์ อันประกอบด้วยสมรรถนะของเครื่องรับและความจุของข่ายเชื่อมโยงที่เพิ่มขึ้นจากการใช้เครื่องรับแบบขจัดสัญญาณแทรกสอด ความซับซ้อนของเครื่องรับ และ สุดท้ายเป็นข้อเสนอแนะและแนวทางการทำวิจัยในอนาคต



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

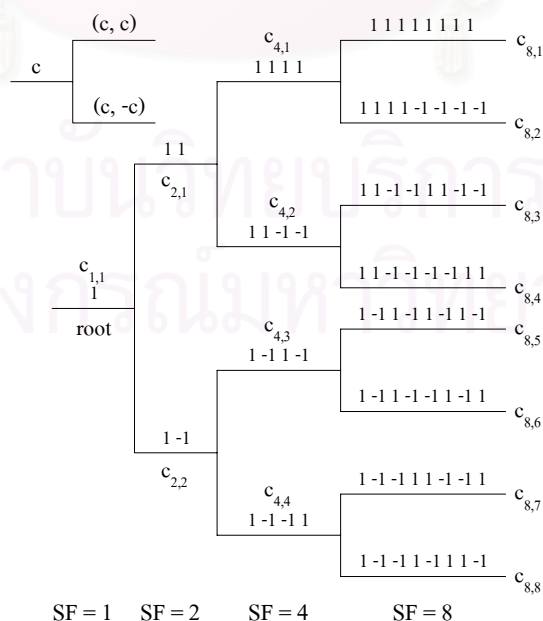
บทที่ 2

หลักการและทฤษฎี

บทนี้กล่าวถึงหลักการและทฤษฎีเบื้องต้นที่ใช้กับเครื่องรับในข่ายเชื่อมต่อโยงขาลงในระบบสื่อสาร W-CDMA อันได้แก่ รหัสแผ่ (spreading code) ที่ใช้ในระบบสื่อสาร W-CDMA แบบจำลองของสัญญาณ (signal model) และ วิธีการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับเครื่องรับที่เลือกมาเพื่อใช้เป็นเครื่องรับอ้างอิงในการเปรียบเทียบสมรรถนะกับเครื่องรับที่เสนอ

2.1 รหัสแผ่ (Spreading code)

การปรับปรุงความสามารถการสื่อสารด้านมัลติมีเดีย เป็นหนึ่งในเป้าหมายของระบบสื่อสาร W-CDMA ดังนั้น ระบบสื่อสาร W-CDMA จึงถูกออกแบบมาเพื่อให้สนับสนุนบริการข้อมูลที่หลากหลาย ตั้งแต่ อัตราบิตข้อมูลต่ำไปจนถึงอัตราบิตข้อมูลสูงมาก และเนื่องจากแถบความถี่ของสัญญาณที่ได้รับการแผ่แล้วมีค่าเท่ากันสำหรับผู้ใช้ทุกคน ดังนั้นการส่งที่มีอัตราข้อมูลที่หลากหลายจำเป็นต้องมีตัวประกอบการแผ่ (Spreading Factor : SF) ที่หลากหลายด้วยเช่นกัน รหัสที่มีตัวประกอบการแผ่ที่เปลี่ยนแปลงได้และตั้งฉากกัน (Orthogonal Variable Spreading Factor : OVSF) หรือ เรียกว่ารหัส OVSF จึงถูกนำมาใช้งาน [2, 15] รหัส OVSF สามารถอธิบายและสร้างได้จาก code tree ในรูปที่ 2.1 โดยตัวห้อยตัวแรกหมายถึงตัวประกอบการแผ่ และตัวห้อยตัวถัดมาแสดงลำดับสมาชิกของรหัสในตัวประกอบการแผ่นั้น



รูปที่ 2.1 รหัสที่มีตัวประกอบการแผ่สามารถเปลี่ยนแปลงได้และตั้งฉากกัน

ระดับแต่ละระดับ (level) ของ code tree ในรูปที่ 2.1 นั้น แสดงรหัสแม่ที่มีความยาวเท่ากับค่า SF และนอกจากนี้จำนวนของรหัสในตัวประกอบการแม่หนึ่ง ยังมีจำนวนเท่ากับค่า SF นั้นอีกด้วย ยกตัวอย่างเช่น ที่ตัวประกอบการแม่เท่ากับ 8 (SF=8) รหัสแต่ละรหัสในระดับ SF=8 นี้จะมีความยาวเท่ากับ 8 และจำนวนรหัสทั้งหมดในระดับ SF=8 ก็มีทั้งหมด 8 รหัสด้วยเช่นกัน

วิธีการสร้างรหัส OVFSF นี้ สามารถอธิบาย โดยใช้สมการเมตริกซ์ได้ดังต่อไปนี้ [15]

$$[c_{1,1}] = 1$$

$$\begin{bmatrix} c_{2,1} \\ c_{2,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{1,1} & c_{1,1} \\ c_{1,1} & c_{1,1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} c_{4,1} \\ c_{4,2} \\ c_{4,3} \\ c_{4,4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{2,1} & c_{2,1} \\ c_{2,1} & c_{2,1} \\ c_{2,2} & c_{2,2} \\ c_{2,2} & c_{2,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

•
•

$$\mathbf{C}_N = \begin{bmatrix} C_{N,1} \\ C_{N,2} \\ \vdots \\ C_{N,N-1} \\ C_{N,N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{N/2,1} & C_{N/2,1} \\ C_{N/2,1} & C_{N/2,1} \\ \vdots & \vdots \\ C_{N/2,N/2} & C_{N/2,N/2} \\ C_{N/2,N/2} & C_{N/2,N/2} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

โดยที่ \mathbf{C}_N คือ เมตริกซ์ขนาด $N \times N$ และเป็นเซตของรหัสแม่แบบไบนารีจำนวน N รหัสที่มีความยาวเท่ากับ N บิต ส่วนเครื่องหมาย $\bar{}$ หมายถึงการคอมพลีเมนต์แบบไบนารี อันได้แก่ $\bar{1} = -1$ และ $\overline{-1} = 1$ และสุดท้าย N มีค่าเท่ากับ 2^k ซึ่ง k คือ ค่าระดับในรหัส OVFSF

รหัสทั้งหมดที่อยู่ในระดับเดียวกัน จะมีความตั้งฉาก (orthogonal) ซึ่งกันและกัน ส่วนรหัส 2 รหัส ของระดับที่ต่างกันจะตั้งฉากกัน ถ้าในสองรหัสนั้นไม่มีรหัสตัวหนึ่งตัวใดเป็นรหัสแม่ของรหัสอีกตัวหนึ่ง ยกตัวอย่างเช่นรหัส $c_{16,2}$, $c_{8,1}$, $c_{4,1}$ และ $c_{2,1}$ ทั้งหมดเป็นรหัสแม่ของรหัส $c_{32,3}$ ดังนั้นจึงไม่มีความตั้งฉากกันกับรหัส $c_{32,3}$ หรือกล่าวอีกนัยหนึ่ง คือ สามารถใช้รหัสตัวหนึ่งตัวใดในช่องสัญญาณได้ ก็ต่อเมื่อไม่มีรหัสอื่นบนเส้นทางจากรหัสตัวนี้ไปหาราก (root) ของ tree หรือมี sub-tree ซึ่งสร้างมาจากรหัสตัวนี้ใช้อยู่บนช่องสัญญาณเดียวกัน ข้อกำหนดนี้ถูกตั้งขึ้นก็เพื่อให้

ความถี่ต่างกันของรหัสแต่ละรหัสยังคงอยู่ จึงทำให้จำนวนของรหัสที่สามารถใช้ได้ไม่คงที่ แต่จะขึ้นอยู่กับอัตราข้อมูลและตัวประกอบการแผ่ของช่องสัญญาณทางกายภาพแต่ละช่อง

2.2 แบบจำลองสัญญาณ (Signal model) [13]

ในข่ายเชื่อมโยงขาลง สัญญาณจากช่องสัญญาณทางกายภาพ (physical channel) ที่แตกต่างกันภายในเซลล์เดียวกัน จะถูกส่งอย่างซิงโครนัสจากสถานีฐาน (base station) ซึ่งจะมีการกำหนดรหัสแม่เพื่อแยกช่องสัญญาณทางกายภาพออกจากกัน แบบจำลองสัญญาณสามารถแบ่งตามประเภทของตัวประกอบการแผ่ได้เป็น 2 ประเภท คือ ตัวประกอบการแผ่คงที่ (Fixed Spreading Factor) และตัวประกอบการแผ่เปลี่ยนแปลงได้ (Variable Spreading Factor)

2.2.1 ตัวประกอบการแผ่คงที่

ในกรณีตัวประกอบการแผ่คงที่นี้ ผู้ใช้ทุกคนจะมีค่าตัวประกอบการแผ่คงที่และเท่ากันทุกคน สัญญาณของผู้ใช้คนที่ k หลังจากผ่านการแผ่ แต่ก่อน scrambling คือ

$$s_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_k(i)c_k(t - iT_c) \quad (2.2)$$

โดยที่ $b_k(i)$ เป็นสัญลักษณ์ข้อมูล (data symbol) ลำดับที่ i ของผู้ใช้คนที่ k
 $c_k(t)$ เป็นรูปคลื่นการแผ่ (spreading waveform) ของผู้ใช้คนที่ k
 N เป็นค่าตัวประกอบการแผ่ของผู้ใช้
 T_c เป็นคาบเวลาของชิป (chip duration)

รูปคลื่นการแผ่ (spreading waveform) ถูกกำหนดโดย

$$c_k(t) = \sum_{j=0}^{N-1} m_k(j) \Pi_{T_c}(t - jT_c) \quad (2.3)$$

โดยที่ Π_{T_c} คือ พัลส์รูปสี่เหลี่ยมในช่วงระยะเวลา T_c (rectangular pulse of duration T_c)
 $m_k(j)$ คือ ชิปลำดับที่ j ของรหัสแม่ผู้ใช้คนที่ k

เนื่องจากรหัสแต่ละตัวจะตั้งฉากซึ่งกันและกัน (mutually orthogonal) ดังนั้น

$$\int_{-\infty}^{\infty} c_k(t)c_l^*(t)dt = 0, \quad k \neq l \quad (2.4)$$

โดยที่เครื่องหมาย * แสดงถึงการทำสังยุค (conjugation)

หลังจากการแผ่ สัญญาณทั้งหมดจะถูกนำมารวมกันโดยสถานีฐาน จากนั้นจึง scramble สัญญาณที่รวมกันนั้นด้วยรหัส scrambling ซึ่งถูกกำหนดโดย

$$a(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} a_j \prod_{T_c} (t - jT_c) \quad (2.5)$$

โดยที่ a_j เป็นชิปลำดับที่ j ของรหัส scrambling

สัญญาณการแผ่ที่รวมกัน แล้ว scrambling ถูกกำหนดโดย

$$x(t) = a(t) \sum_{k=1}^K \sqrt{P_k} s_k(t) \quad (2.6)$$

โดยที่ K เป็นจำนวนผู้ใช้ทั้งหมด

P_k เป็นกำลังการส่งของผู้ใช้คนที่ k

สมมติให้ช่องสัญญาณทางกายภาพมีผลตอบสนองอิมพัลส์เป็นแบบผ่านต่ำเชิงซ้อน (complex low pass) ดังนี้

$$h_c(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l \delta(t - \tau_l) \quad (2.7)$$

โดยที่ L เป็นจำนวนวิถีในช่องสัญญาณ

α_l เป็นอัตราขยายวิถีเชิงซ้อน (complex path gain) ของวิถีที่ l

τ_l เป็นการประวิงเวลาในวิถีที่ l

ในการพิจารณาต่อไป สมมติให้ช่องสัญญาณมีจำนวนวิถีคงที่ และมีสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise : AWGN) เกิดขึ้น อัตราขยายวิถีและการประวิงเวลาคงที่ และ ช่องสัญญาณมีคุณลักษณะเสถียร (stationary) ตลอดคาบเวลาของสัญลักษณ์ (symbol period) โดยขนาดของอัตราขยายวิถีในวิถีเชิงซ้อนแต่ละวิถีมีการแจกแจงแบบเรย์ลี (Rayleigh distribution) และเฟสในวิถีเชิงซ้อนแต่ละวิถี ($\angle \alpha_l$) มีการแจกแจงแบบยูนิฟอร์ม (uniform distribution) ในช่วง $[0, 2\pi)$ โดยสมมติให้สถานีเคลื่อนที่ (mobile station) รั้วค่า α_l และ τ_l จากการประมาณช่องสัญญาณ (perfect channel estimation) สัญญาณที่ได้รับ (received signal) สามารถเขียนได้ดังนี้

$$r(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l x(t - \tau_l) + n(t) \quad (2.8)$$

โดยที่ $n(t)$ เป็นสัญญาณรบกวนแบบเกาส์ (Gaussian noise)

ในกรณีนี้เครื่องรับ CDMA ทั่วไปจะมีจำนวน finger เท่ากับ L fingers ค่าที่ได้จาก despreading ใน finger แต่ละ finger จะถูกถ่วงน้ำหนัก แล้วนำมารวมกัน เพื่อการตัดสินใจสถิติ สมมติให้เป็นการตีมอดูเลต $b_1(0)$ ซึ่งเป็นบิตลำดับที่ 0 ของผู้ใช้คนที่ 1 เอาต์พุตของ finger ($l = 1, \dots, L$) คือ

$$\begin{aligned} z_1^{(l)} &= \int_{\tau_l}^{\tau_l + NT_c} r(t) a^*(t - \tau_l) c_1^*(t - \tau_l) dt \\ &= d_1^{(l)} + f_1^{(l)} + i_1^{(l)} + \eta_1^{(l)} \end{aligned} \quad (2.9)$$

โดยที่ $d_1^{(l)}$ คือ เอาต์พุตของคอร์รีเลเตอร์ใน finger ที่ l ของผู้ใช้คนที่ 1 หรือผู้ใช้ที่สนใจ
 $f_1^{(l)}$ คือ เอาต์พุตในส่วนของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (ISI)
 $i_1^{(l)}$ คือ เอาต์พุตในส่วนของการแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น
 $\eta_1^{(l)}$ คือ เอาต์พุตในส่วนของสัญญาณรบกวน

สามารถเขียน $d_1^{(l)}$, $f_1^{(l)}$, $i_1^{(l)}$ และ $\eta_1^{(l)}$ ได้ดังนี้

$$d_1^{(l)} = \alpha_l \sqrt{P_1} b_1(0) \quad (2.10)$$

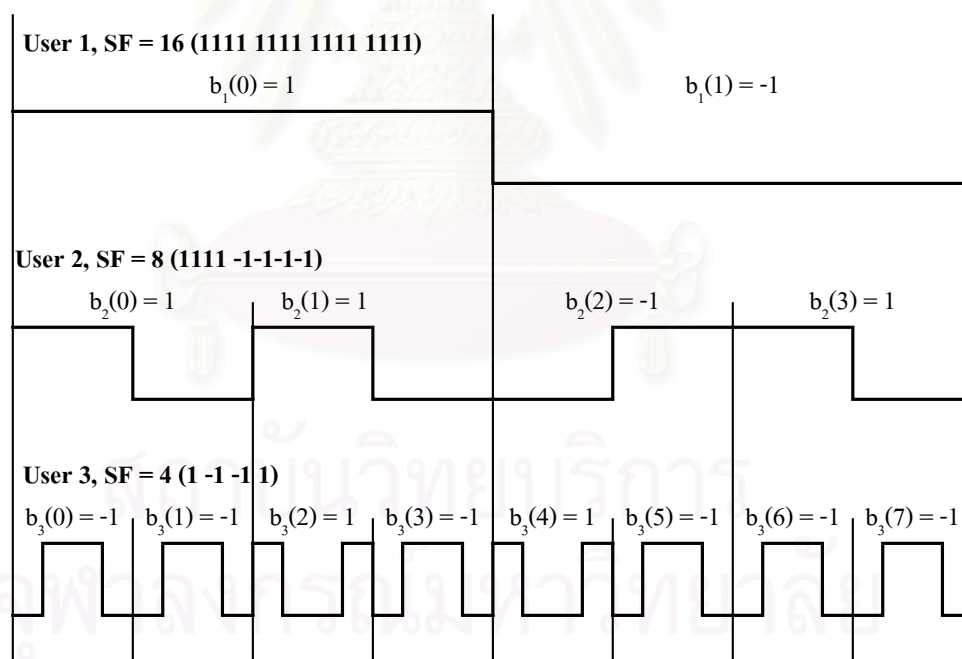
$$f_1^{(l)} = \sqrt{P_1} b_1(0) \int_{\tau_l}^{\tau_l + NT_c} \left(\sum_{\substack{p=1 \\ p \neq l}}^L \alpha_p a(t - \tau_p) c_1(t - \tau_p) \right) a^*(t - \tau_l) c_1^*(t - \tau_l) dt \quad (2.11)$$

$$i_1^{(l)} = \int_{\tau_l}^{\tau_l + NT_c} \left(\sum_{\substack{p=1 \\ p \neq l}}^L \alpha_p a(t - \tau_p) \left(\sum_{k=2}^K \sqrt{P_k} b_k(0) c_k(t - \tau_p) \right) \right) a^*(t - \tau_l) c_1^*(t - \tau_l) dt \quad (2.12)$$

$$\eta_1^{(l)} = \int_{\tau_l}^{\tau_l + NT_c} n(t) a^*(t - \tau_l) c_1^*(t - \tau_l) dt \quad (2.13)$$

2.2.2 ตัวอย่างการนำเปลี่ยนแปลงได้

ในระบบสื่อสาร W-CDMA ผู้ใช้แต่ละคนอาจจะมีอัตราข้อมูลที่แตกต่างกัน สิ่งสำคัญที่ทำให้ผู้ใช้แต่ละคนสามารถมีอัตราข้อมูลที่แตกต่างกันได้ คือ การใช้รหัส OVSF ในระบบ ดังที่ได้อธิบายไปแล้วในหัวข้อที่ 2.1 ตัวอย่างการนำรหัส OVSF ไปใช้เพื่อให้เป็นระบบที่มีตัวประกอบการนำเปลี่ยนแปลงได้ แสดงได้ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 ตัวอย่างการนำไปใช้งานกรณีตัวประกอบการนำเปลี่ยนแปลงได้

การจัดสรรสัญญาณแทรกสอดในระบบ CDMA หลายอัตรา (multirate) ด้วยวิธีการเช่นเดียวกับระบบอัตราเดียว (single rate) ได้นำแนวความคิดของรหัสแผ่ประสิทธิภาพ (Effective Spreading Code : ESC) [13] มาใช้ ซึ่ง ESC ของผู้ใช้ที่แทรกสอดจะขึ้นอยู่กับตัวประกอบการแผ่

รหัสแฉ่ที่แท้จริงในขณะนั้น และสัญลักษณ์ข้อมูลข่าวสารของผู้ใช้ที่แทรกสอด ซึ่งมีช่วงเวลาเดียวกันกับรหัสแฉ่ของผู้ใช้ที่สนใจ ทำให้ ESC มีค่าเปลี่ยนแปลงตลอดในช่วงแต่ละช่วงของสัญลักษณ์รูปที่ 2.2 เป็นตัวอย่างในกรณีที่มีผู้ใช้ 3 คน ซึ่งผู้ใช้แต่ละคนมีค่าตัวประกอบการแฉ่ที่แตกต่างกัน โดยผู้ใช้คนที่ 1, 2 และ 3 มีค่าตัวประกอบการแฉ่เป็น 16, 8 และ 4 ตามลำดับ สมมติให้ผู้ใช้คนที่ 1 เป็นผู้ใช้ที่สนใจ ในช่วงเวลาสัญลักษณ์ $b_1(0)$ ผู้ใช้คนที่ 2 จะมึรหัสแฉ่เป็น (1111 -1-1-1-1 1111 -1-1-1-1) ซึ่งเป็นรหัสแฉ่ 2 รหัสเรียงตามกันมาที่ใช้โดยผู้ใช้คนที่ 2 จริง ๆ ทำนองเดียวกันในช่วงเวลาสัญลักษณ์ $b_1(1)$ ผู้ใช้คนที่ 2 จะมึรหัสแฉ่เป็น (1111 -1-1-1-1 -1-1-1-1 1111) ด้วยสัญลักษณ์ข้อมูลเริ่มต้นเป็น -1 ส่วนผู้ใช้คนที่ 3 ในช่วงเวลาสัญลักษณ์ $b_1(0)$ จะมึรหัสแฉ่เป็น (1-1-11 1-1-11 -111-1 -111-1) ด้วยสัญลักษณ์ข้อมูลเริ่มต้นเป็น -1 ซึ่งเป็นรหัสแฉ่ 4 รหัสเรียงตามกันตามที่ถูกใช้โดยผู้ใช้คนที่ 3 ส่วนในช่วงเวลาสัญลักษณ์ $b_1(1)$ ผู้ใช้คนที่ 3 จะมึรหัสแฉ่เป็น (1-1-11 -111-1 -111-1 -111-1) ด้วยสัญลักษณ์ข้อมูลเริ่มต้นเป็น 1 จะเห็นได้ว่ารหัสแฉ่ของผู้ใช้ที่แทรกสอด (ผู้ใช้คนที่ 2 และ 3) จะเปลี่ยนแปลงตลอดในช่วงเวลาแต่ละช่วงในสัญลักษณ์ 1 ตัว ของผู้ใช้ที่สนใจ (ผู้ใช้คนที่ 1) สามารถเขียนเป็นสมการทางคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

ให้ N , $N/2$ และ $N/4$ เป็นค่าตัวประกอบการแฉ่ของผู้ใช้คนที่ 1, 2 และ 3 ตามลำดับ สัญลักษณ์ข้อมูลที่ถูกแฉ่ในผู้ใช้แต่ละคนสามารถเขียนได้เป็น

$$s_1(t) = \sum_i b_1(i)c_1(t - iNT_c) \quad (2.14)$$

$$s_2(t) = \sum_i b_2(i)c_2(t - \frac{iNT_c}{2}) \quad (2.15)$$

$$s_3(t) = \sum_i b_3(i)c_3(t - \frac{iNT_c}{4}) \quad (2.16)$$

สัญลักษณ์ของผู้ใช้คนที่ 2 หรือสมการที่ (2.15) สามารถเขียนได้เป็น

$$s_2(t) = \sum_i \hat{b}_2(i)\hat{c}_{2,i}(t - iNT_c) \quad (2.17)$$

โดยที่ $\hat{b}_2(i) = b_2(2i)$
 $\hat{c}_{2,i}(t)$ เป็นรูปคลื่นการแฉ่ประสิทธิผล (effective spreading waveform) ของผู้ใช้คนที่ 2 ในช่วงเวลาสัญลักษณ์ที่ i ของผู้ใช้คนที่ 1

รูปคลื่นการแผ่ประสิทธิผลของผู้ใช้คนที่ 2 หรือ $\hat{c}_{2,i}(t)$ คือ

$$\hat{c}_{2,i}(t) = c_2(t) + b_2(2i)b_2(2i+1)c_2\left(t - \frac{NT_c}{2}\right) \quad (2.18)$$

ในทำนองเดียวกัน สำหรับผู้ใช้คนที่ 3 สมการที่ (2.16) สามารถเขียนได้เป็น

$$s_3(t) = \sum_i \hat{b}_3(i)\hat{c}_{3,i}(t - iNT_c) \quad (2.19)$$

โดยที่

$$\hat{b}_3(i) = b_3(4i)$$

$\hat{c}_{3,i}(t)$ เป็นรูปคลื่นการแผ่ประสิทธิผลของผู้ใช้คนที่ 3 ในช่วงเวลาสัญลักษณ์ที่ i ของผู้ใช้คนที่ 1

รูปคลื่นการแผ่ประสิทธิผลของผู้ใช้คนที่ 2 หรือ $\hat{c}_{2,i}(t)$ คือ

$$\begin{aligned} \hat{c}_{3,i}(t) = & c_3(t) + b_3(4i)b_3(4i+1)c_3\left(t - \frac{NT_c}{4}\right) \\ & + b_3(4i)b_3(4i+2)c_3\left(t - \frac{NT_c}{2}\right) \\ & + b_3(4i)b_3(4i+3)c_3\left(t - \frac{3NT_c}{4}\right) \end{aligned} \quad (2.20)$$

จากการใช้แนวความคิดการหารูปคลื่นการแผ่ประสิทธิผลของผู้ใช้ที่แทรกสอด ในช่วงเวลาสัญลักษณ์ลำดับที่ 0 ของผู้ใช้ที่สนใจ เราสามารถเขียนการแทรกสอดเนื่องจากผู้ใช้หลายคนภายในเซลล์ (intracell multiuser interference) ในกรณีของตัวประกอบการแผ่เปลี่ยนแปลงได้ ดังนี้

$$i_1^{(l)} = \int_{\tau_l}^{\tau_l + NT_c} \left(\sum_{\substack{p=1 \\ p \neq l}}^L \alpha_p a(t - \tau_p) \left(\sum_{k=2}^K \sqrt{P_k} \hat{b}_k(0) \hat{c}_{k,0}(t - \tau_p) \right) \right) a^*(t - \tau_l) c_1^*(t - \tau_l) dt \quad (2.21)$$

โดยที่

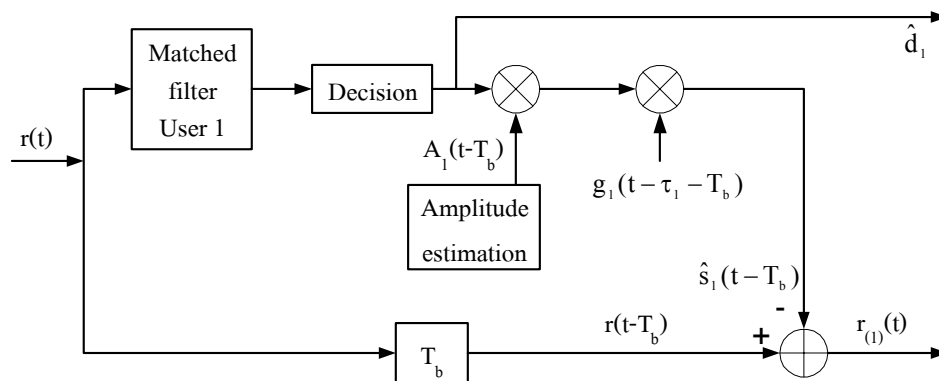
$\hat{c}_{k,i}(t)$ เป็นรหัสแผ่ประสิทธิผลในช่วงเวลาสัญลักษณ์ที่ i ของผู้ใช้คนที่ k

$\hat{b}_k(i)$ เป็นสัญลักษณ์ข้อมูลประสิทธิผลในช่วงเวลาสัญลักษณ์ที่ i ของผู้ใช้คนที่ k

2.3 การขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่อง (Successive Interference Cancellation : SIC)

วิธีการขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่อง หรือวิธี SIC เป็นหนึ่งในวิธีของมัลติยูสเซอร์ดีเทกชัน โดยแรกเริ่มคิดค้นขึ้นมาเพื่อใช้ขจัดสัญญาณแทรกสอดในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น หรือใช้ในเครื่องรับของสถานีฐาน ซึ่งรู้รหัสแฉของผู้ใช้ทุกคน จึงไม่สามารถนำมาใช้ในข่ายเชื่อมโยงขาลงหรือที่เครื่องรับของสถานีเคลื่อนที่ ซึ่งรู้เพียงรหัสแฉของตนเองเท่านั้นได้โดยตรง จึงต้องมีการพัฒนาเพื่อให้เครื่องรับสามารถประมาณหารหัสแฉที่แทรกสอดได้ แต่หลักการโดยรวมของเครื่องรับอ้างอิงและเครื่องรับที่เสนอยังคงเป็นวิธีของ SIC ดังนั้น ในหัวข้อนี้จึงอธิบายวิธีการของ SIC ที่ใช้ในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นก่อน จากนั้นจึงจะอธิบายวิธีการประมาณหาค่ารหัสที่แทรกสอดของเครื่องรับอ้างอิงในหัวข้อถัดไป

หลักการของ SIC ที่ใช้ในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น คือ ในสัญญาณที่รับเข้ามาจะมีสัญญาณของผู้ใช้ทุกคนรวมกันอยู่ ในสัญญาณที่รับเข้ามานี้จะมีสัญญาณของผู้ใช้คนหนึ่งที่มีความแรงมากกว่าผู้ใช้คนอื่นทั้งหมด หากขจัดสัญญาณของผู้ใช้คนนี้ออกไปจากสัญญาณที่รับได้ จะทำให้สัญญาณที่รับได้ซึ่งขจัดผู้ใช้คนแรก (ผู้ใช้ที่มีความแรงของสัญญาณมากที่สุด) ออกไปแล้วมีผลของ MAI น้อยลง หากมองที่ผู้ใช้คนแรกที่ถูกขจัดออกไปจะมีความแรงของสัญญาณมากที่สุด ทำให้มีผลของ MAI เนื่องจากผู้ใช้คนอื่นน้อย การตรวจวัดผู้ใช้คนแรกจึงน่าจะให้ความผิดพลาดน้อยที่สุด เมื่อตรวจวัดข้อมูลของผู้ใช้คนแรกออกมา แล้วนำข้อมูลนั้นไปสร้างกลับมาเป็นสัญญาณที่ส่งออกมาจากผู้ใช้คนแรก เพื่อนำสัญญาณที่สร้างขึ้นมานั้นไปลบออกจากสัญญาณที่รับได้จริง ๆ สัญญาณที่รับได้อันใหม่จะมี MAI ที่น้อยลง วิธีนี้จึงเหมาะสำหรับใช้ตรวจวัดข้อมูลผู้ใช้ที่มีความแรงของสัญญาณน้อยกว่าต่อไป แผนผังแสดงขั้นตอนการขจัดสัญญาณแทรกสอดในขั้นตอนแรกแสดงได้ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 การกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่องในขั้นตอนแรก

- โดยที่ $r(t)$ คือ สัญญาณที่รับได้
- \hat{d}_1 คือ ข้อมูลของผู้ใช้คนแรกที่ตรวจวัดได้
- $A_1(t)$ คือ แอมพลิจูดของผู้ใช้คนแรกที่เครื่องรับประมาณค่าออกมาได้
- $g_1(t)$ คือ รูปคลื่นของลำดับ PN (Pseudo-Noise)
- $\hat{s}_1(t)$ คือ สัญญาณแทรกสอดอันเนื่องมาจากผู้ใช้คนแรกที่เราสร้างขึ้นใหม่
- $r_{(1)}(t)$ คือ สัญญาณที่รับได้ที่ได้รับการปรับปรุงแล้ว
- T_b คือ การประวิงเวลาอันเนื่องมาจากกระบวนการกำจัดสัญญาณแทรกสอด
- τ_1 คือ การประวิงเวลาอันเนื่องมาจากช่องสัญญาณที่เครื่องรับประมาณค่าออกมาได้

การทำงานขั้นตอนแรกของ SIC มีลำดับเป็นดังนี้

1. หาสัญญาณ $s_1(t)$ ของผู้ใช้ที่มีความแรงมากที่สุดจากดีเทกเตอร์ธรรมดา
2. ตรวจวัดข้อมูลจาก $s_1(t)$ นั้นออกมา
3. ประมาณสัญญาณที่รับได้ของผู้ใช้นั้นแล้วนำไปสร้างใหม่เป็นสัญญาณ $\hat{s}_1(t)$ โดยใช้
 - ข้อมูลที่ถูกตรวจวัดจากขั้นตอนที่ 2
 - ลำดับของ PN (Pseudo-Noise) code
 - ประมาณค่าลำดับเวลาและแอมพลิจูด
4. ขจัด $\hat{s}_1(t)$ โดยนำไปลบออกจากสัญญาณ $r(t)$ ที่รับได้ ทำให้ได้สัญญาณ $r_{(1)}(t)$ ใหม่ที่ดีกว่าเดิม

2.4 การแปลง Walsh แบบเร็ว (Fast Walsh Transform : FWT)

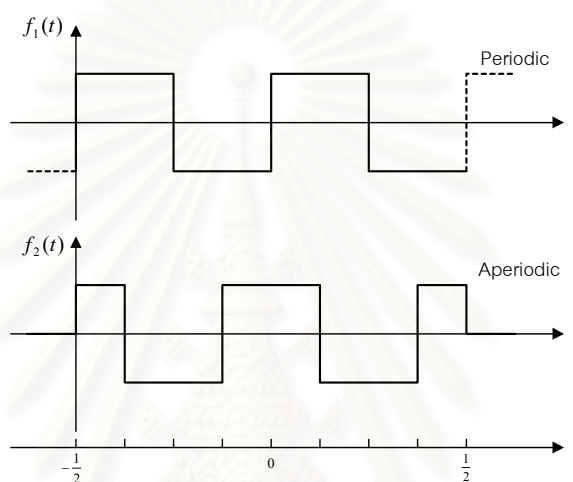
จากที่กล่าวมาก่อนหน้านี้ ในหลักการดั้งเดิมของ SIC เครื่องรับจำเป็นต้องรู้รหัสแม่ของผู้ใช้ทุกคน เพื่อจะได้นำเอารหัสของผู้ใช้แต่ละคนมาทำสหสัมพันธ์ (correlation) กันกับสัญญาณที่รับได้ เพื่อจะได้ตรวจวัดค่าสหสัมพันธ์ของผู้ใช้แต่ละคนว่าผู้ใช้คนใดมีความแรงของสัญญาณมากที่สุด ซึ่งไม่สามารถทำได้ที่เครื่องรับของสถานีเคลื่อนที่ที่ทราบเพียงแต่รหัสแม่ของตนเองเท่านั้น หากยังคงใช้วิธีการของ SIC ที่เครื่องรับ จะต้องมีการประมาณหาค่ารหัสแม่ที่แทรกสอดผู้ใช้ที่สนใจออกมา บทความ [13] จึงได้เสนออัลกอริทึมเพื่อประมาณหาค่ารหัสแม่อันนี้ โดยจากสัญญาณที่รับได้ซึ่งมีข้อมูลของผู้ใช้ทั้งหมดปนกันอยู่ และผู้ใช้แต่ละคนมีอัตราข้อมูลที่แตกต่างกัน (ตัวประกอบการแผ่แตกต่างกัน) ทำให้รหัสของผู้ใช้ที่มีอัตราข้อมูลต่างกันมีความยาวของรหัสแม่ไม่เท่ากัน การหารหัสที่แท้จริงของผู้ใช้คนอื่นก็ไม่สามารถทำได้ แต่สามารถหารหัสซึ่งมีผลการแทรกสอดผู้ใช้ที่สนใจได้ เรียกว่าเป็นรหัสแม่ประสิทธิภาพ (Effective Spreading Code : ESC) ซึ่งรหัสที่ได้ออกมานี้อาจจะไม่มีผู้ใช้ที่ใช้รหัสนี้จริงในขณะนั้นก็เป็นได้ โดยวิธีการหา ESC ของบทความ [13] นี้จะเปลี่ยนจากการใช้คอริเลเตอร์แบบธรรมดาเป็นคอริเลเตอร์ที่ใช้การแปลง Walsh แบบเร็ว (Fast Walsh Transform : FWT) หรือเรียกสั้น ๆ ว่า FWT เพื่อหาค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่รับได้กับรหัสแม่จำนวน N รหัส โดยที่ N มีค่าเท่ากับตัวประกอบการแผ่ของผู้ใช้ที่สนใจ ค่าสหสัมพันธ์จำนวน N ค่าที่ได้จากคอริเลเตอร์ที่ใช้ FWT นั้นจะถูกใช้เป็นข้อมูลในการตัดสินใจเลือกรหัสแม่ ซึ่งก็คือ ESC ที่จะเข้าสู่กระบวนการจัดสัญญาณแทรกสอดต่อไป ในหัวข้อนี้จึงจะกล่าวถึงทฤษฎีเบื้องต้น ซึ่งเกี่ยวข้องกับฟังก์ชันของ Walsh (Walsh function) และการแปลง Walsh (Walsh transform)

2.4.1 ฟังก์ชัน Walsh (Walsh function)

ก่อนที่จะเข้าสู่เรื่องฟังก์ชัน Walsh จะอธิบายถึงคำสำคัญที่เกี่ยวข้องกับฟังก์ชัน Walsh นั่นคือ sequency ซึ่งคำนี้ถูกตั้งขึ้นโดย Harmuth [16] มีความหมายคล้ายคลึงกับความถี่ (frequency) แต่สามารถนำไปอธิบายได้ทั้งกับฟังก์ชันที่เป็นคาบ (periodic function) และฟังก์ชันที่ไม่เป็นคาบ (aperiodic function) ความถี่ที่นิยามด้วยพารามิเตอร์ f ใช้แยกความแตกต่างของฟังก์ชันในระบบ $\{\cos 2\pi ft, \sin 2\pi ft\}$ ซึ่งความหมายโดยทั่วไปของ f คือ จำนวนรอบต่อหนึ่งหน่วยเวลา หรืออาจจะตีความหมายได้เป็น ครึ่งหนึ่งของจำนวนการผ่านศูนย์ (zero crossing) เฉลี่ยต่อหนึ่งหน่วยเวลา ตัวอย่างเช่น คลื่นไซน์ (sine wave) ที่มีความถี่เป็น 100 รอบต่อวินาที (cycles per second : cps) หรือ 100 cps จะมีจำนวนการผ่านศูนย์เป็น 200 ครั้งต่อวินาที ซึ่งครึ่งหนึ่งของจำนวนนี้ก็คือ 100 ครั้งต่อวินาที จะเห็นว่ามีค่าเท่ากับ 100 cps เช่นกัน Harmuth จึงนิยามคำว่า “sequency” แทนคำว่า “ความถี่” โดยหน่วยของ sequency จะใช้ zps

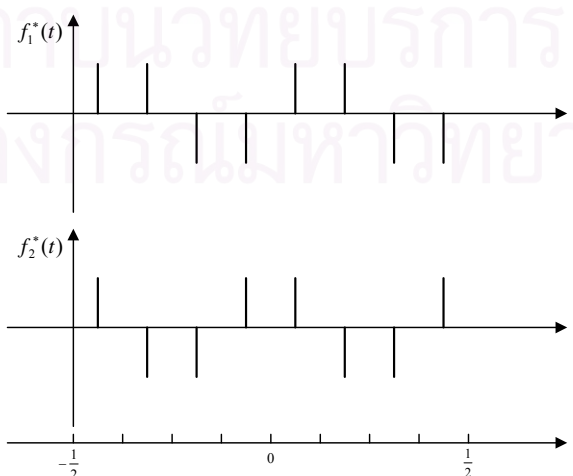
(ครึ่งหนึ่งของจำนวนการผ่านศูนย์ต่อวินาที) เพื่อให้คล้ายคลึงกันกับคำว่า cps โดย sequency และความถี่จะมีความหมายเหมือนกันเมื่อใช้กับฟังก์ชันไซน์ซออยด์ (sinusoidal function) เมื่อนำนิยามนี้มาประยุกต์ใช้กับฟังก์ชันที่เป็นคาบและไม่เป็นคาบ จะได้ว่า

1. sequency ของฟังก์ชันที่เป็นคาบจะเท่ากับครึ่งหนึ่งของจำนวนการเปลี่ยนเครื่องหมายต่อคาบ
2. sequency ของฟังก์ชันที่ไม่เป็นคาบจะเท่ากับครึ่งหนึ่งของจำนวนการเปลี่ยนเครื่องหมายต่อหนึ่งหน่วยเวลา ถ้าขอบเขตเวลานี้มีอยู่จริง



รูปที่ 2.4 ตัวอย่างของฟังก์ชันต่อเนื่องที่เป็นคาบ (periodic) และไม่เป็นคาบ (aperiodic)

อธิบายโดยใช้ภาพประกอบได้ คือ จากรูปที่ 2.4 เป็นฟังก์ชันต่อเนื่อง $f_1(t)$ และ $f_2(t)$ ที่นิยามในช่วง $[-0.5, 0.5)$ โดยแต่ละฟังก์ชันมีจำนวนของการผ่านศูนย์ในช่วงเท่ากับ 4 ครั้ง ดังนั้น sequency ของแต่ละฟังก์ชันจึงเท่ากับ 2 zps



รูปที่ 2.5 ตัวอย่างของฟังก์ชันดิสครีตที่ได้จากการซัดตัวอย่างฟังก์ชันต่อเนื่อง $f_1(t)$ และ $f_2(t)$

ในนิยามต่อมาของ sequency อธิบายได้โดยการทำฟังก์ชัน $f(t)$ ให้เป็น $f^*(t)$ ซึ่งอยู่ในรูปแบบฟังก์ชันดิสครีต (discrete function) จากการซัดตัวอย่าง (sampling) ด้วยระยะห่างเท่า ๆ กัน ถ้าให้จำนวนของการเปลี่ยนเครื่องหมายต่อหนึ่งหน่วยเวลาของ $f^*(t)$ เท่ากับ η ดังนั้น sequency ของ $f^*(t)$ จะนิยามให้มีค่าเท่ากับ $\eta/2$ หรือเท่ากับ $(\eta + 1)/2$ เมื่อ η เป็นจำนวนคู่หรือคี่ ตามลำดับ สำหรับในตัวอย่างนี้ พิจารณาฟังก์ชัน $f_1^*(t)$ และ $f_2^*(t)$ ดังแสดงในรูปที่ 2.5 ซึ่งเป็นฟังก์ชันดิสครีตที่ได้จากการซัดตัวอย่าง $f_1(t)$ และ $f_2(t)$ ในรูปที่ 2.4 ด้วยระยะห่างเท่า ๆ กัน จากรูปที่ 2.5 นี้ จะได้ $\eta_1 = 3$ และ $\eta_2 = 4$ ดังนั้น sequency ของฟังก์ชัน $f_1^*(t)$ และ $f_2^*(t)$ จึงเท่ากับ 2 zps เช่นเดียวกับก่อนหน้า

ฟังก์ชัน Walsh เป็นเซตเชิงตั้งฉากปรกติ (orthonormal set) ที่สมบูรณ์ของฟังก์ชันรูปสี่เหลี่ยม โดยทั่วไปสามารถแบ่งฟังก์ชัน Walsh ออกได้เป็น 3 ประเภท [17] ซึ่งแต่ละกลุ่มจะต่างกันตรงฟังก์ชันที่มีการจัดเรียงลำดับ (ordering) ที่แตกต่างกัน การจัดเรียงลำดับทั้ง 3 ประเภท ได้แก่

1. การจัดเรียงลำดับแบบ sequency หรือแบบ Walsh (sequency or Walsh ordering)
2. การจัดเรียงลำดับแบบ dyadic หรือแบบ Paley (dyadic or Paley ordering)
3. การจัดเรียงลำดับแบบธรรมชาติหรือแบบ Hadamard (natural or Hadamard ordering)

ซึ่งการจัดเรียงลำดับทั้ง 3 ประเภท อธิบายได้ดังนี้

1. การจัดเรียงลำดับแบบ sequency หรือแบบ Walsh (sequency or Walsh ordering)

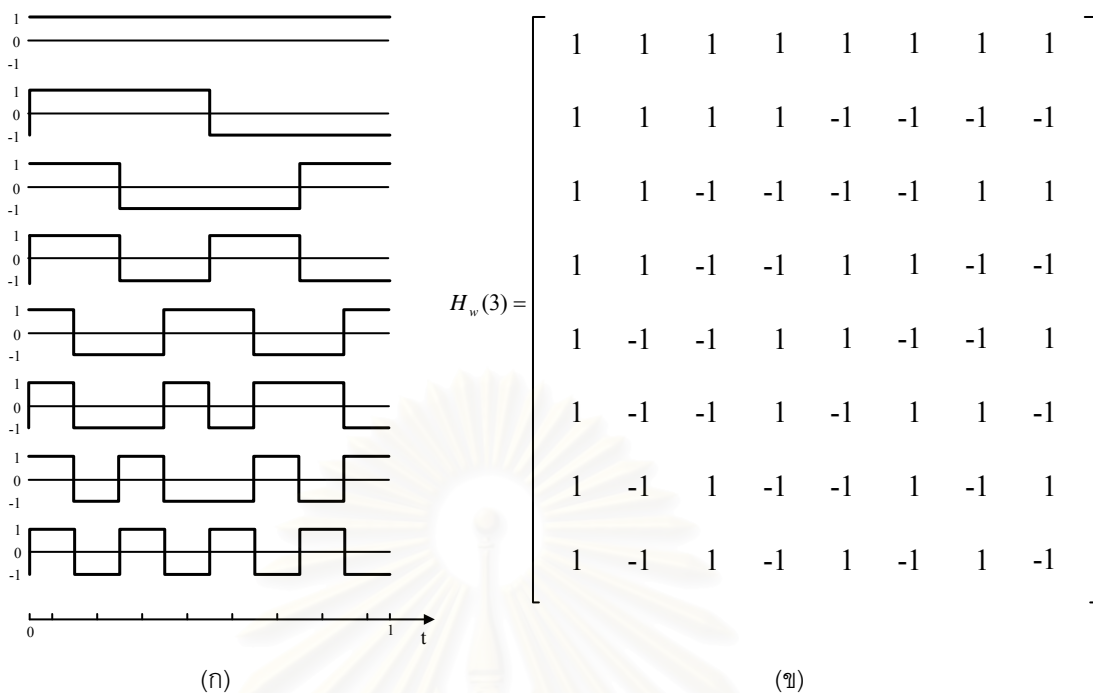
ฟังก์ชัน Walsh ในการจัดเรียงลำดับแบบนี้ ได้มาจากเซต

$$S_w = \{\text{wal}_w(i, t), \quad i = 0, 1, \dots, (N-1)\} \quad (2.22)$$

โดยที่ $N = 2^g$, $g = 1, 2, 3, \dots$ ตัวห้อย w แสดงถึงการจัดเรียงลำดับแบบ Walsh และ i แสดงถึงลำดับสมาชิกที่ i ของ S_w

ฟังก์ชัน Walsh 8 ลำดับแรกของ $\text{wal}_w(i, t)$ แสดงได้ดังรูปที่ 2.6 (ก) จะเห็นว่าจำนวนของการผ่านศูนย์จะเพิ่มขึ้นตามลำดับที่เพิ่มขึ้น จึงเป็นที่มาของการเรียกการจัดเรียงลำดับแบบนี้ว่าการจัดเรียงลำดับแบบ sequency (sequency ordering)

- กรณีดิสครีต : โดยการสุ่มตัวอย่างเซตของฟังก์ชัน Walsh ในรูปที่ 2.6 (ก) จะได้เมตริกซ์ขนาด (8×8) ดังแสดงในรูปที่ 2.6 (ข) ซึ่งโดยทั่วไปควรจะได้เมตริกซ์ที่มีขนาด $(N \times N)$ เขียนสัญลักษณ์ซึ่งแสดงเซตของฟังก์ชันที่ถูกสุ่มตัวอย่างมาจาก S_w ได้เป็น $H_w(g)$



รูปที่ 2.6 (ก) ฟังก์ชัน Walsh แบบต่อเนื่อง ที่มีการจัดเรียงลำดับแบบ Walsh กรณีที่ $N = 8$ และ
 (ข) ฟังก์ชัน Walsh แบบดิสครีต ที่มีการจัดเรียงลำดับแบบ Walsh กรณีที่ $N = 8$

2. การจัดเรียงลำดับแบบ dyadic หรือแบบ Paley (dyadic or Paley ordering)

การจัดเรียงลำดับแบบ dyadic ถูกตั้งขึ้นโดย Paley ซึ่งฟังก์ชัน Walsh ในกลุ่มนี้สามารถจัดเรียงได้โดยใช้รหัสเกรย์ (Gray code) ซึ่งเซตของฟังก์ชัน Walsh ทั้งหมด N ฟังก์ชันในการจัดเรียงลำดับแบบนี้สามารถเขียนได้ ดังนี้

$$S_p = \{wal_p(i, t), \quad i = 0, 1, \dots, (N - 1)\} \tag{2.23}$$

โดยที่ p แสดงถึงการจัดเรียงลำดับแบบ Paley และ i แสดงถึงลำดับสมาชิกที่ i ของ S_p โดยเซตของฟังก์ชันนี้สัมพันธ์กันกับฟังก์ชันที่มีการจัดเรียงลำดับแบบ Walsh ดังนี้

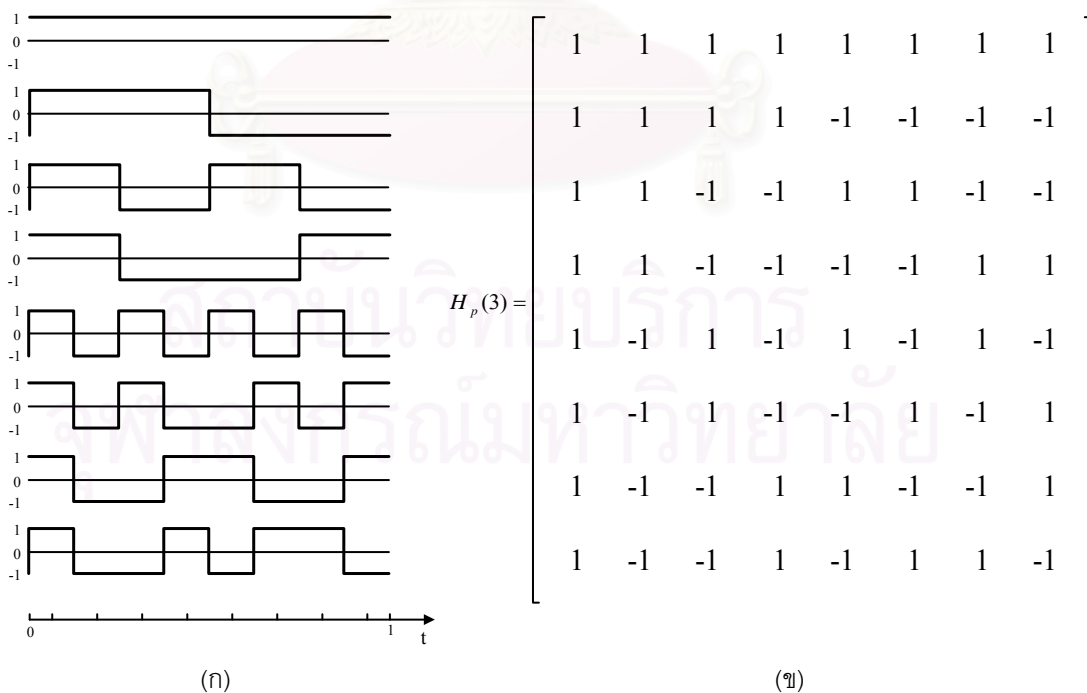
$$wal_p(i, t) = wal_w(b(i), t) \tag{2.24}$$

โดยที่ $b(i)$ คือ การแปลง i จากรหัสเกรย์ไปเป็นไบนารี (Gray code-to-binary conversion)

อธิบายเพื่อให้เห็นภาพได้โดยการพิจารณากรณีที่ $N = 8$ และการคำนวณที่ได้จากสมการ (2.24) สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 2.1 โดยการใช้ตารางที่ 2.1 และฟังก์ชัน $wal_w(i, t)$, $i = 0, 1, \dots, 7$ ในรูปที่ 2.6 (ก) จะได้ฟังก์ชัน Walsh ของ $wal_p(i, t)$ 8 ลำดับแรกดังแสดงในรูปที่ 2.7 (ก)

ตารางที่ 2.1 การคำนวณจากการจัดเรียงลำดับแบบ Walsh ไปเป็นการจัดเรียงลำดับแบบ Paley ในกรณี $N = 8$

$i_{decimal}$	i_{binary}	$b(i)_{binary}$	$b(i)_{decimal}$	สมการที่ (2.24)
0	000	000	0	$wal_p(0, t) = wal_w(0, t)$
1	001	001	1	$wal_p(1, t) = wal_w(1, t)$
2	010	011	3	$wal_p(2, t) = wal_w(3, t)$
3	011	010	2	$wal_p(3, t) = wal_w(2, t)$
4	100	111	7	$wal_p(4, t) = wal_w(7, t)$
5	101	110	6	$wal_p(5, t) = wal_w(6, t)$
6	110	100	4	$wal_p(6, t) = wal_w(4, t)$
7	111	101	5	$wal_p(7, t) = wal_w(5, t)$



รูปที่ 2.7 (ก) ฟังก์ชัน Walsh แบบต่อเนื่อง ที่มีการจัดเรียงลำดับแบบ Paley กรณีที่ $N = 8$ และ (ข) ฟังก์ชัน Walsh แบบดิสครีต ที่มีการจัดเรียงลำดับแบบ Paley กรณีที่ $N = 8$

- กรณีนี้คือกรณี : โดยการสุ่มตัวอย่างฟังก์ชัน Walsh ในรูปที่ 2.7 (ก) จะได้เมตริกซ์ขนาด (8×8) ดังแสดงในรูปที่ 2.7 (ข) ซึ่งสัญลักษณ์แสดงเมตริกซ์นี้ คือ $H_p(g)$

3. การจัดเรียงลำดับแบบธรรมชาติหรือแบบ Hadamard (natural or Hadamard ordering)

เซตของฟังก์ชัน Walsh นี้เขียนเป็นสัญลักษณ์ได้ คือ $wal_h(i, t)$ โดยที่ h แสดงถึงการจัดเรียงลำดับแบบ Hadamard และ i แสดงถึงลำดับสมาชิกที่ i ของเซต S_h ที่แสดงได้ดังนี้

$$S_h = \{wal_h(i, t), \quad i = 0, 1, \dots, (N-1)\} \quad (2.25)$$

ฟังก์ชันของเซตนี้สัมพันธ์กันกับฟังก์ชันที่มีการจัดเรียงลำดับแบบ Walsh ด้วยความสัมพันธ์

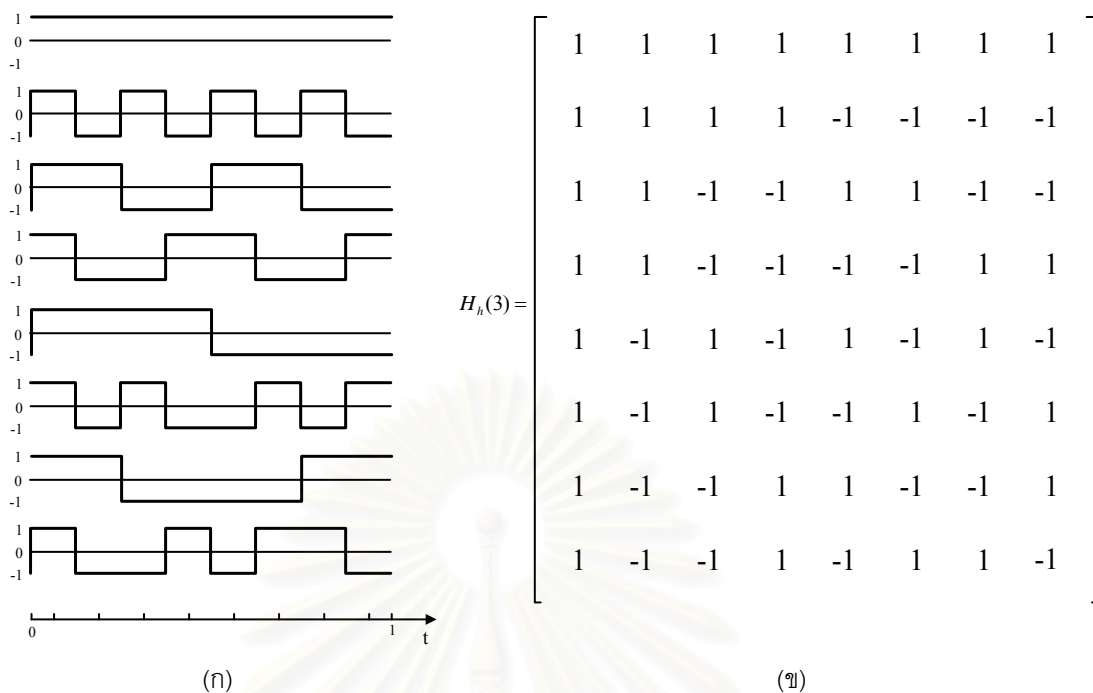
$$wal_h(i, t) = wal_w(b(<i>), t) \quad (2.26)$$

โดยที่ $(<i>)$ คือการกลับบิตกัน (bit-reversal) ของ i และ $b(<i>)$ คือการแปลง $<i>$ จากรหัสเกรย์ไปเป็นไบนารี

ตัวอย่างการคำนวณสมการ (2.26) ในกรณีที่ $N = 8$ แสดงได้ในตารางที่ 2.2 จากตารางที่ 2.2 กับฟังก์ชัน $wal_w(i, t)$, $i = 0, 1, \dots, 7$ ในรูปที่ 2.6 (ก) จะได้ฟังก์ชัน Walsh ของ $wal_h(i, t)$ 8 ลำดับแรกดังแสดงในรูปที่ 2.8 (ก)

ตารางที่ 2.2 การคำนวณจากการจัดเรียงลำดับแบบ Walsh ไปเป็นการจัดเรียงลำดับแบบ Hadamard ในกรณีที่ $N = 8$

i	i_{binary}	$<i>_{binary}$	$b(<i>)_{binary}$	$b(<i>)_{decimal}$	สมการที่ (2.26)
0	000	000	000	0	$wal_h(0, t) = wal_w(0, t)$
1	001	100	111	7	$wal_h(1, t) = wal_w(7, t)$
2	010	010	011	3	$wal_h(2, t) = wal_w(3, t)$
3	011	110	100	4	$wal_h(3, t) = wal_w(4, t)$
4	100	001	001	1	$wal_h(4, t) = wal_w(1, t)$
5	101	101	110	6	$wal_h(5, t) = wal_w(6, t)$
6	110	011	010	2	$wal_h(6, t) = wal_w(2, t)$
7	111	111	101	5	$wal_h(7, t) = wal_w(5, t)$



รูปที่ 2.8 (ก) ฟังก์ชัน Walsh แบบต่อเนื่อง ที่มีการจัดเรียงลำดับแบบ Hadamard กรณีที่ $N = 8$ และ
 (ข) ฟังก์ชัน Walsh แบบดิสครีต ที่มีการจัดเรียงลำดับแบบ Hadamard กรณีที่ $N = 8$

- กรณีดิสครีต : โดยการสุ่มตัวอย่างฟังก์ชัน Walsh ในรูปที่ 2.8 (ก) จะได้เมตริกซ์ Hadamard ขนาด (8×8) ดังแสดงในรูปที่ 2.8 (ข) ซึ่งโดยทั่วไปควรจะได้เมตริกซ์ขนาด $(N \times N)$ เขียนเป็นสัญลักษณ์ได้ คือ $H_h(g)$ โดยที่ $g = \log_2 N$ เมตริกซ์ Hadamard ชนิดนี้สามารถเขียนให้อยู่ในรูปแบบได้ ดังนี้

$$H_h(g) = \begin{bmatrix} H_h(g-1) & H_h(g-1) \\ H_h(g-1) & -H_h(g-1) \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

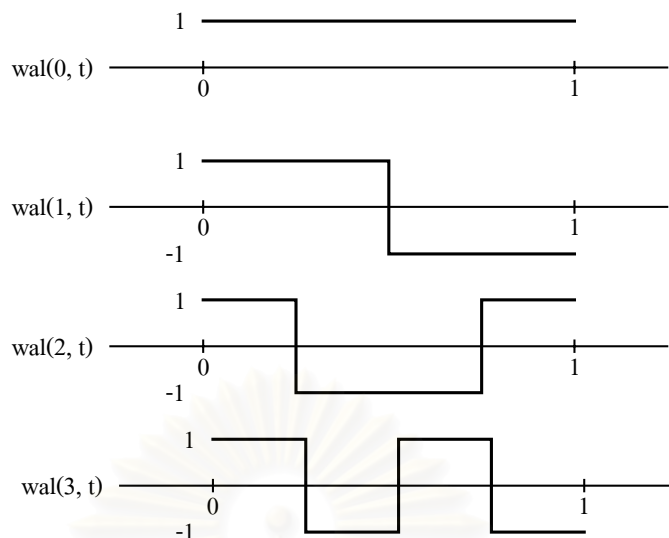
ซึ่งอยู่ในรูปแบบธรรมชาติ (natural) จึงเป็นที่มาของชื่อการจัดเรียงลำดับแบบธรรมชาติ (natural ordering)

2.4.2 การแปลง Walsh (Walsh transform)

การแปลง Walsh (Walsh transform) มีรูปแบบอย่างง่ายที่สุด ซึ่งถูกคิดค้นโดย Whachel และ Guinn (ค.ศ. 1968) [18] โดยจะให้สัมประสิทธิ์ที่มีการจัดเรียงลำดับแบบธรรมชาติ (หรือ Hadamard) เป็นการใช้โครงสร้างแบบซ้ำ (recursive structure) ของเมตริกซ์ Hadamard เพื่อให้ได้การแปลง Hadamard แบบเร็ว (Fast Hadamard Transform : FHT) หรือเรียกสั้น ๆ ว่า

FHT โดยการประยุกต์ใช้รูปแบบที่ดัดแปลงของ Cooley-Tukey ซึ่งใช้ในการแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว (Fast Fourier Transform : FFT) ต่อมาในปี ค.ศ. 1969 Shanks ได้คิดค้นอัลกอริทึมการคำนวณ Walsh transform ที่มีประสิทธิภาพ เพื่อใช้สำหรับการแปลง Walsh แบบดิสครีต (discrete Walsh transform) โดยสัมประสิทธิ์ที่ได้จากอัลกอริทึมของ Shanks จะมีการจัดเรียงลำดับแบบ dyadic หรือ Paley แต่ในหลาย ๆ การประยุกต์ใช้งานจะมีความสะดวกกว่า ถ้าสัมประสิทธิ์ที่ได้จากการแปลง Walsh มีการจัดเรียงลำดับแบบ sequency (sequency ordering) หรือ แบบ Walsh โดย Yuen (ค.ศ. 1970) ได้เสนอว่าสามารถแปลงการจัดเรียงลำดับแบบ dyadic ไปเป็นแบบ sequency ได้ โดยผ่านตัวถอดรหัสการรหัสเกรย์ (Gray) ไปเป็นไบนารี เป็นผลให้ลดความเร็วในการแปลง Walsh แบบเร็ว (Fast Walsh Transform : FWT) ที่สัมประสิทธิ์มีการจัดเรียงลำดับแบบ sequency ลง และไม่มีประสิทธิภาพ เพราะต้องอาศัยการจัดเรียงลำดับที่มีรหัสเกรย์เข้ามาช่วย แต่อย่างไรก็ตาม ในปี ค.ศ. 1972 Manz [19] ได้คิดค้นอัลกอริทึม ซึ่งจะนำเอาข้อมูลอินพุตไปทำการเรียงลำดับแบบบิตที่กลับกัน (bit-reversed order) แล้วจึงทำให้ได้ผลลัพธ์ที่สัมประสิทธิ์มีการจัดเรียงลำดับแบบ sequency ซึ่งต่อมา Larsen (ค.ศ. 1976) [20] ได้ทำให้อัลกอริทึมของ Manz มีความสมบูรณ์ขึ้น โดยใช้โครงสร้างอัลกอริทึมแบบ decimation-in-time และ ข้อมูลที่รับเข้ามาก็มีการจัดเรียงลำดับแบบปรกติ (normal order) แล้วจึงทำให้ได้สัมประสิทธิ์ที่มีบิตที่กลับกันของการจัดเรียงลำดับแบบ sequency ซึ่งหลังจากการกลับบิตกันจะได้สัมประสิทธิ์ของ Walsh ที่มีการจัดเรียงลำดับแบบ sequency ขึ้น นอกจากนี้ยังมีอีกอัลกอริทึมหนึ่ง ที่คิดค้นโดย Brown (ค.ศ. 1977) ซึ่งใช้ในการคำนวณ FWT ที่มีการจัดเรียงลำดับแบบ sequency ด้วยการใส่สูตรการเกิดซ้ำกับข้อมูลที่ถูกรหัสตัวอย่าง (sampling) ออกมา N ค่า ซึ่งต้องใช้การบวกกันเป็นจำนวน $N \log_2 N$ ครั้ง

วิธีการแปลง Walsh แบบดั้งเดิมนั้น อธิบายโดยใช้รูปที่ 2.9 ได้ คือ ในรูปที่ 2.9 เป็นตัวอย่างฟังก์ชัน Walsh ที่มีการจัดเรียงลำดับแบบ sequency และมีจำนวนสมาชิกภายในเซตเท่ากับ 4 ซึ่งเป็นรูปแบบฟังก์ชันต่อเนื่อง (continuous function) เขียนแทนด้วยสัญลักษณ์ $wal(i, t)$ โดยที่ i แสดงถึงลำดับที่สมาชิกในเซต หากรหัสตัวอย่างออกมาเป็นฟังก์ชันดิสครีต (discrete function) จะเขียนแทนด้วยสัญลักษณ์ $Wal(i, t)$



รูปที่ 2.9 ฟังก์ชัน Walsh ที่มีจำนวนสมาชิก $N = 4$

ให้ $F(m)$ เป็นสัมประสิทธิ์ที่ได้จากการแปลง Walsh ของจุดจำนวน N จุด ในสัญญาณ ดิสครีต $f(n)$ จะได้ความสัมพันธ์ของการแปลง ดังต่อไปนี้ [21]

$$F(m) = \sum_{n=0}^{N-1} f(n) \text{Wal}(m, n), \quad m = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2.28)$$

และการแปลงผกผัน (inverse transform) คือ

$$f(n) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} F(m) \text{Wal}(n, m), \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2.29)$$

จากวิธีการแปลงดั้งเดิมนี้ จะเห็นได้ว่าต้องอาศัยการดำเนินการ (operation) ถึง N^2 ครั้ง แต่ในอัลกอริทึมของ Brown ต้องการเพียง $N \log_2 N$ ครั้ง เท่านั้น ซึ่งอัลกอริทึมของ Brown เป็นดังนี้

$$F_0(n, 0) = f(n), \quad \text{สำหรับ } 1 \leq n \leq N \quad (2.30)$$

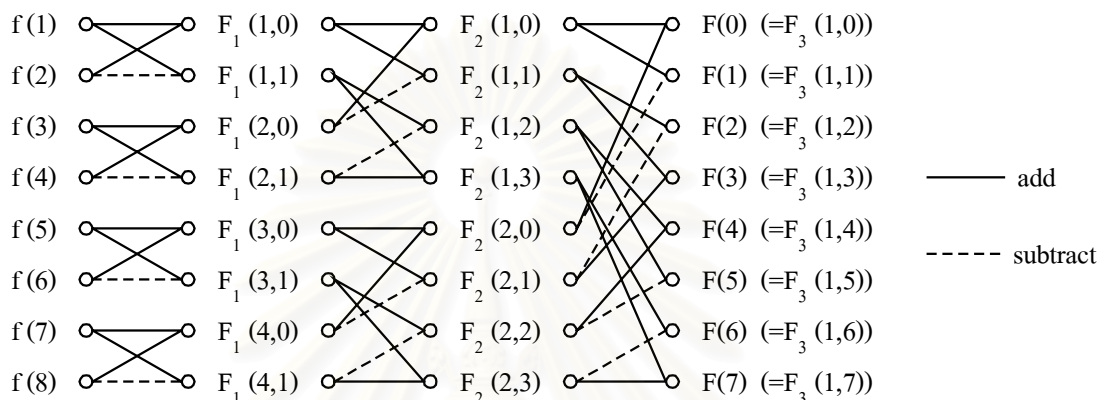
$$F_{i+1}(k, j) = F_i\left(2k-1, \left[\frac{j}{2}\right]\right) + (-1)^{[(j+1)/2]} F_i\left(2k, \left[\frac{j}{2}\right]\right) \quad (2.31)$$

โดยที่ การหารใน $[]$ เอาเฉพาะผลหารที่เป็นจำนวนเต็ม

$$i = 0, 1, 2, \dots, p-1, \quad p = \log_2 N$$

$$\begin{aligned}
 j &= 0, 1, 2, \dots, 2^{i+1} - 1 \\
 k &= 1, 2, 3, \dots, \frac{N}{2^{i+1}} \\
 F(j) &= F_p(i, j)
 \end{aligned}
 \tag{2.32}$$

ตัวอย่างของอัลกอริทึมสำหรับคำนวณ FWT ที่มี $N = 8$ แสดงดังรูปที่ 2.10

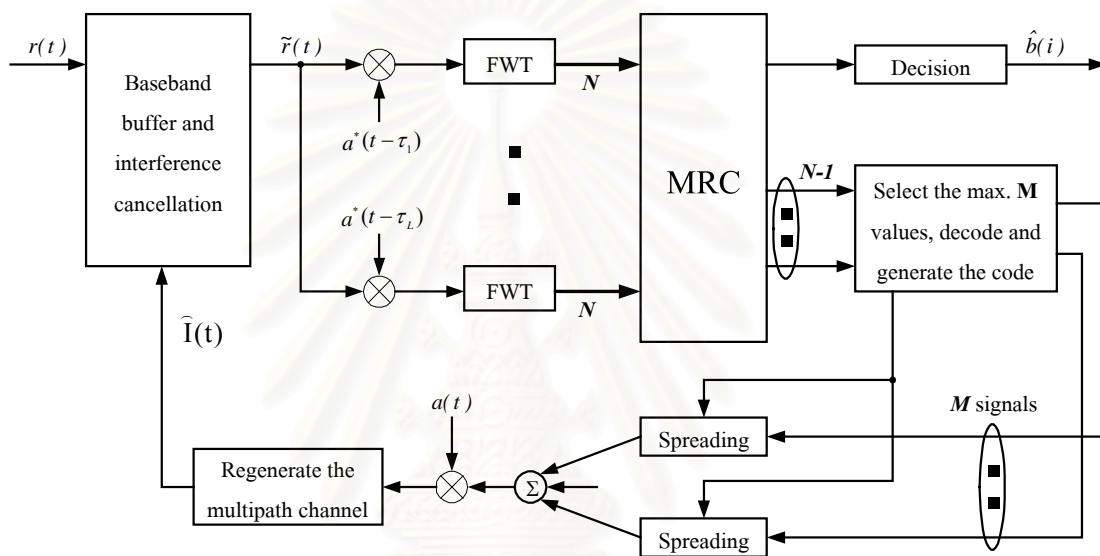


รูปที่ 2.10 แผนภาพแสดงการทำ FWT สำหรับ $N = 8$

รูปแบบของการแปลง Walsh นี้ จะอยู่ในรูปแบบความถี่ดิจิทัล (digital frequency) หรือแบบ sequency ซึ่งจะต่างกับรูปแบบคลื่นไซน์ (sine wave) ซึ่งโดยทั่วไปจะมีความสัมพันธ์กับความถี่ (frequency) จึงอาจเรียกการแปลงนี้อีกชื่อหนึ่งได้ว่า การแปลงแบบที่ไม่ใช่ไซน์ฮอยด์ (nonsinusoidal transform) ดังนั้น หากใช้วิธีการแปลงนี้กับฟังก์ชันที่ประกอบด้วยฟังก์ชันไซน์ฮอยด์จึงไม่เหมาะสมอย่างยิ่ง อย่างไรก็ตาม ยังมีข้อดีของการแปลง Walsh คือ การแปลงสามารถหาความสัมพันธ์ของฟังก์ชันหลายฟังก์ชันที่รวมกันอยู่ได้ออกมาในคราวเดียวกัน ดังนั้น ในวิทยานิพนธ์จึงได้นำการแปลง Walsh นี้มาใช้เป็นคอร์รีเลเตอร์ในเครื่องรับแบบ RAKE ซึ่งสัญญาณที่รับได้เกิดจากข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนคูณกับฟังก์ชัน Walsh หรือ เรียกว่า รหัสแผ่ (spreading code) ของผู้ใช้ แล้วข้อมูลที่ได้รับการแผ่แล้วของผู้ใช้ทุกคน จะถูกนำมารวมกันเป็นสัญญาณเดียวกัน การใช้การแปลง Walsh จึงทำให้สามารถหาค่าสหสัมพันธ์ของฟังก์ชัน Walsh หรือ รหัสแผ่ของผู้ใช้ทั้งหมดกับสัญญาณที่รวมกันนี้ได้ออกมาในคราวเดียวกัน

2.5 เครื่องรับที่รวมสัญญาณแทรกสอดเข้าด้วยกันและใช้การขจัดด้วยการลบออก (Combined-interfering signals and subtractive cancellation receiver) [13]

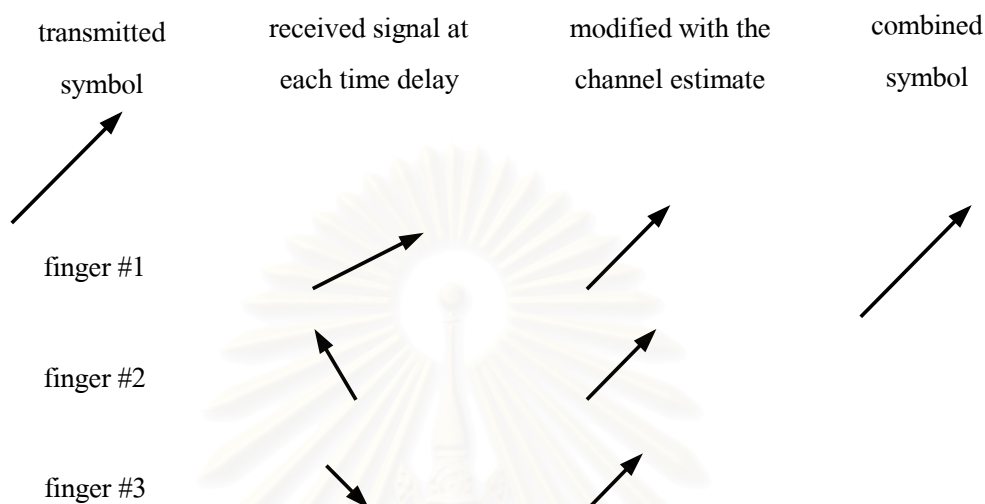
เครื่องรับที่รวมสัญญาณแทรกสอดเข้าด้วยกันและใช้การขจัดด้วยการลบออกนี้ จะถูกใช้เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะกับเครื่องรับที่เสนอ ในแง่ของอัตราบิตผิดพลาด (Bit Error Rate : BER) ว่าเครื่องรับที่เสนอให้ผลในแง่ของ BER ดีกว่าหรือไม่ และยังคงมองในแง่ของความซับซ้อนทางการคำนวณของเครื่องรับว่าเครื่องรับใดมีความซับซ้อนมากกว่ากัน จึงเรียกเครื่องรับนี้อย่างสั้น ๆ ว่า “เครื่องรับอ้างอิง” ซึ่งแสดงไว้ดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 เครื่องรับที่รวมสัญญาณแทรกสอดเข้าด้วยกันและใช้การขจัดด้วยการลบออก

หลักการของเครื่องรับอ้างอิงนี้ คือ สัญญาณที่รับได้ (received signal) จะถูกบัพเฟอริไว้เพื่อรอการขจัดสัญญาณแทรกสอด และสัญญาณที่รับได้จากบัพเฟอริ์นเองจะถูกส่งเข้าเครื่องรับแบบ RAKE โดยใน finger แต่ละ finger ของเครื่องรับแบบ RAKE จะเปลี่ยนจากการใช้คอริเลเตอร์แบบธรรมดาเป็นคอริเลเตอร์ที่ใช้วิธี FWT เพื่อหาค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่รับได้กับรหัสแม่จำนวน N รหัส โดย N คือ ตัวประกอบการแผ่ของผู้ใช้ที่สนใจ และรหัสแม่จำนวนทั้งหมด N รหัสนี้ ก็มีตัวประกอบการแผ่เท่ากับตัวประกอบการแผ่ของผู้ใช้ที่สนใจเช่นกัน แต่จะมีเพียงรหัส 1 รหัสเท่านั้น จากรหัสแม่ทั้งหมด N รหัส ที่เป็นรหัสแม่ของผู้ใช้ที่สนใจ ผลที่ได้จาก FWT ใน finger แต่ละ finger นี้จะเป็นค่าสหสัมพันธ์จำนวน N ค่า ซึ่งจะถูกนำไปรวมกับผลลัพธ์ที่ได้จาก finger อื่น การรวมกันของค่าสหสัมพันธ์จำนวน N ค่าเหล่านี้ จะรวมกันแบบอัตราส่วนสูงสุด (Maximum Ratio Combining : MRC) ซึ่งเป็นหนึ่งในเทคนิคทางไดเวอร์ซิตี (diversity technique) ที่ทำให้ finger แต่ละ finger เกิดการร่วมเฟส (co-phased) กัน และ finger แต่ละ

finger จะถูกถ่วงน้ำหนัก (weighted) ต่างกัน แล้วจึงนำค่าจาก finger ทุก finger มารวมกันแบบร่วมนัย (coherent) ทำให้ได้ค่าที่มีอัตราส่วนระหว่างสัญญาณกับสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio : SNR) เหมาะที่สุด (optimal SNR) [22] หลักการของ MRC แสดงได้ดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 หลักการของการรวมกันแบบอัตราส่วนสูงสุด

ผลลัพธ์ที่ได้จากการรวมค่าสหสัมพันธ์จาก finger ทั้งหมดด้วยวิธีการ MRC นี้ จะเป็นค่าสหสัมพันธ์จำนวน N ค่า ซึ่งจะมีค่าแตกต่างกัน ค่าใดที่มีค่ามากแสดงว่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่รับได้กับรหัสแม่ที่เกี่ยวข้องกับค่านั้นมีค่าสูง และยังหมายถึงว่ารหัสนั้นมีความแรงของสัญญาณที่สูงอีกด้วย ค่าสหสัมพันธ์ทั้ง N ค่านี้ จะมีเพียงค่าเดียวเท่านั้นที่เป็นค่าสหสัมพันธ์ที่เกี่ยวข้องกับรหัสแม่ของผู้ใช้ที่สนใจ ซึ่งจะถูกตรวจวัดออกมาเป็นข้อมูลของผู้ใช้ที่สนใจ ส่วนค่าสหสัมพันธ์จำนวน $N - 1$ ค่าที่เหลือ จะเป็นค่าที่เกี่ยวข้องกับรหัสแม่ที่แทรกสอดสัญญาณของผู้ใช้ที่สนใจ หรือ เรียกว่าเป็น MAI ของผู้ใช้ที่สนใจก็ได้ ค่าสหสัมพันธ์จำนวน $N - 1$ ค่านี้ จะถูกนำมาเรียงตามลำดับความแรงของสัญญาณ จากมากที่สุดไปหาน้อยที่สุด ซึ่งเครื่องรับจะเลือกรหัสแม่ที่เกี่ยวข้องกับค่าสหสัมพันธ์ที่มากที่สุดออกไปขจัดออกจากสัญญาณที่รับได้ หรือจะเลือกเอารหัสแม่ซึ่งเรียงตามลำดับความแรงของสัญญาณออกมาพร้อมกันหลายรหัส เพื่อนำไปขจัดออกในคราวเดียวกันก็ได้ ในที่นี้สมมติให้เครื่องรับเลือกรหัสแม่ที่จะนำไปขจัดเป็นจำนวน M รหัส รหัสส่วนที่เหลือที่ยังไม่ถูกขจัดออกไปก็ยังคงส่งผลแทรกสอดรหัสของผู้ใช้ที่สนใจเช่นเดิม แต่เมื่อรหัสที่มีพลังงานมากถูกขจัดออกไป ผลของความเสื่อมเนื่องจากการแทรกสอดที่เหลืออยู่จึงเป็นเพียงส่วนน้อยเท่านั้น

รหัสแฉ่จำนวน M รหัสที่ถูกเลือกออกมานี้จะถูกถอดรหัสเพื่อเอาข้อมูลออกมา แล้วจึงนำข้อมูลที่ได้ผ่านกระบวนการแฉ่ (spreading) สัญญาณที่ได้รับการแฉ่แล้วจำนวน M สัญญาณจะถูกนำมารวมกัน ซึ่งเป็นที่มาของชื่อ เครื่องรับที่รวมสัญญาณแทรกสอดเข้าด้วยกัน จากนั้นสัญญาณที่รวมกันแล้วจะเข้าสู่กระบวนการ scrambling แล้วจึงผ่านเข้าสู่ตัวกำเนิดช่องสัญญาณแบบพหุวิถี เพื่อกำเนิดสัญญาณเบสแบนด์ที่แทรกสอดสัญญาณเบสแบนด์ของผู้ใช้ที่สนใจ ซึ่งจะถูกลงไปขจัดออกจากสัญญาณเบสแบนด์ที่รับได้ทีเก็บอยู่ในบัฟเฟอร์ โดยวิธีการขจัดจะใช้เทคนิคของการนำไปลบออก (subtraction) ซึ่งวิธีการนี้สัญญาณเบสแบนด์ที่แทรกสอดจะถูกนำไปลบออกจากสัญญาณเบสแบนด์ที่รับได้โดยตรง ดังนี้

ให้ $r(t)$ เป็นสัญญาณเบสแบนด์ที่รับได้
 $\hat{I}(t)$ เป็นสัญญาณเบสแบนด์ที่แทรกสอดผู้ใช้ที่สนใจ
 $\tilde{r}(t)$ เป็นสัญญาณเบสแบนด์ที่รับได้ซึ่งได้ปรับปรุงแล้ว

$$\text{จะได้} \quad \tilde{r}(t) = r(t) - \hat{I}(t) \quad (2.33)$$

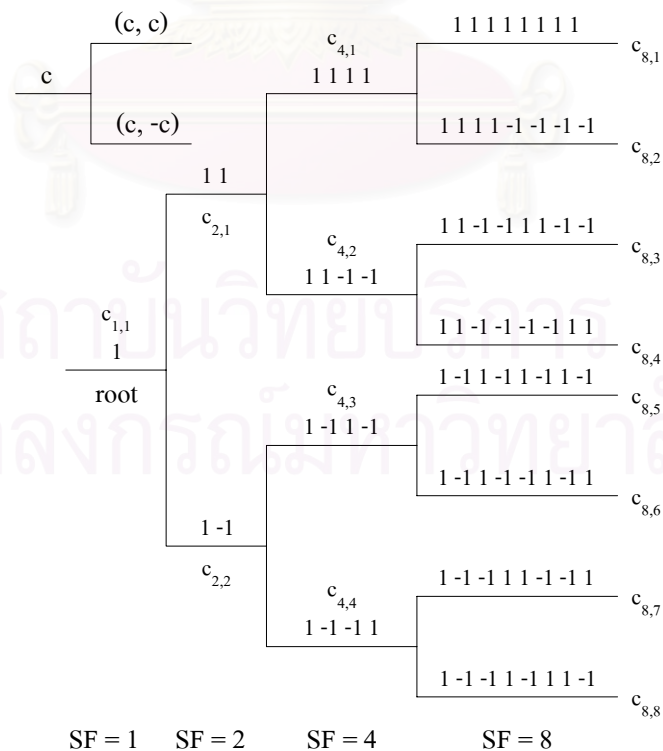
บทที่ 3

เครื่องรับแบบขจัดสัญญาณแทรกสอดระหว่างกลุ่มรหัส

บทนี้กล่าวถึงหลักการ แบบจำลองสัญญาณ และ วิธีการของเครื่องรับที่เสนอ ซึ่งเรียกว่า เครื่องรับแบบขจัดสัญญาณแทรกสอดระหว่างกลุ่มรหัส (inter-code group interference cancellation receiver) และ ในส่วนสุดท้ายของบทนี้จะวิเคราะห์ความซับซ้อนของอัลกอริทึมทั้ง ของเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา (conventional RAKE receiver) เครื่องรับที่รวมสัญญาณแทรกสอดเข้าด้วยกันและใช้การขจัดด้วยการลบออก หรือ เรียกว่าเครื่องรับอ้างอิง (reference receiver) ดังที่ได้กล่าวไปในบทที่ 2 และสุดท้ายวิเคราะห์ความซับซ้อนของเครื่องรับที่เสนอ (proposed receiver)

3.1 หลักการของเครื่องรับที่เสนอ

วิธีการของเครื่องรับที่เสนอได้ใช้ความสัมพันธ์ของรหัสแผ่ (spreading code) ที่ใช้ใน ระบบสื่อสาร W-CDMA ซึ่งก็คือรหัส OVFS (Orthogonal Variable Spreading Factor) ดังที่ได้ กล่าวไว้ในบทที่ 2 และแสดงใหม่ได้ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 รหัสที่ตัวประกอบการแผ่สามารถเปลี่ยนแปลงได้และตั้งฉากกัน

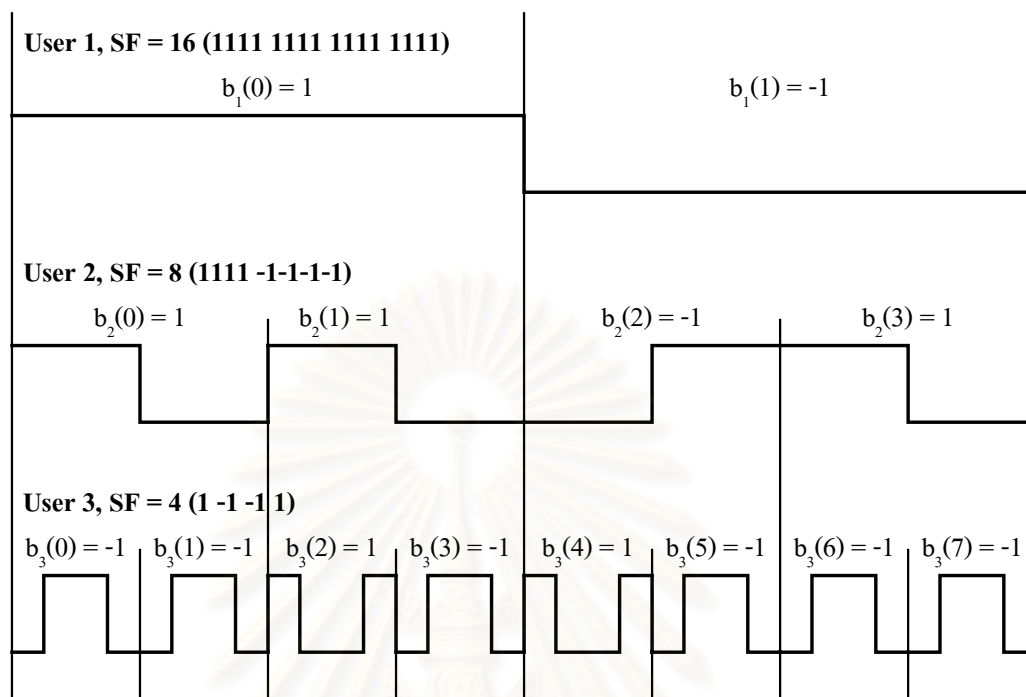
จากรูปที่ 3.1 รหัส 1 ตัวสามารถแตกออกเป็นรหัส 2 ตัว ที่มีค่าตัวประกอบการแผ่ (Spreading Factor : SF) ที่สูงกว่าได้ หรือ จะเรียกรหัส 1 ตัวนั้นว่าเป็น รหัสแม่ (mother code) และรหัส 2 ตัว ที่แตกออกมาจากรหัสแม่ เรียกว่าเป็นรหัสลูก (child code) ซึ่งก็คือ รหัสลูกสามารถสร้างได้จากรหัสแม่ ยกตัวอย่างเช่น รหัส $c_{8,3}=(c_{4,2}, c_{4,2})$ และ รหัส $c_{8,4}=(c_{4,2}, -c_{4,2})$ โดยที่รหัสลูกทั้ง 2 ตัว คือ รหัส $c_{8,3}$ และ $c_{8,4}$ มีรหัสแม่ตัวเดียวกัน คือ รหัส $c_{4,2}$ สหสัมพันธ์ระหว่างรหัสแม่ $c_{4,2}$ กับรหัสลูก $c_{8,3}$ คือ $\{1,1\}$ และ สหสัมพันธ์ระหว่างรหัสแม่ $c_{4,2}$ กับรหัสลูก $c_{8,4}$ คือ $\{1,-1\}$ นั่นคือ รหัสลูกสามารถอธิบายโดยใช้รหัสแม่และค่าสหสัมพันธ์ระหว่างรหัสทั้ง 2 ตัว นั้นได้อย่างสมบูรณ์

รหัส $c_{4,4}$, $c_{8,5}$ และ $c_{8,6}$ ดังแสดงในรูปที่ 3.1 ล้วนแล้วแต่มีรหัสแม่ตัวเดียวกัน คือ รหัส $c_{2,2}$ รหัสแม่ $c_{2,2}$ นี้ จึงเป็นรหัสแม่ของกลุ่มรหัส $c_{4,4}$, $c_{8,5}$ และ $c_{8,6}$ และเรียกว่าเป็นรหัสตัวแทน (representative code) ส่วนรหัสลูกในกลุ่มรหัสนี้เรียกว่าเป็นสมาชิกของกลุ่มรหัส (member of code group)

วิธีการขจัดสัญญาณแทรกสอดของวิธีที่เสนอนี้ สามารถอธิบายโดยยกตัวอย่างประกอบได้ คือ จากรูปที่ 3.1 สมมติให้ผู้ใช้ที่สนใจมีค่าตัวประกอบการแผ่ หรือ SF เท่ากับ 8 และมีรหัสแม่คือ $c_{8,5}$ เมื่อพิจารณาที่ระดับ SF ลดลงมา 1 ระดับ คือ ระดับที่ SF เท่ากับ 4 จะได้ว่ารหัส $c_{4,3}$ เป็นรหัสตัวแทนของกลุ่มรหัสที่มีรหัสของผู้ใช้ที่สนใจเป็นสมาชิกอยู่ด้วย เรียกรหัส $c_{4,3}$ นี้ว่า รหัสตัวแทนของกลุ่มรหัสที่สนใจ (representative code of desired code group) ส่วนรหัสตัวแทนของกลุ่มรหัสอื่น คือ รหัส $c_{4,1}$, $c_{4,2}$ และ $c_{4,4}$ จะเป็นรหัสที่ส่งผลแทรกสอดต่อรหัสตัวแทนของกลุ่มรหัสที่สนใจ เรียกรหัสแต่ละตัวเหล่านี้ว่า รหัสตัวแทนของกลุ่มรหัสที่แทรกสอด (representative code of interfering code group) ซึ่งในกระบวนการขจัดสัญญาณแทรกสอดจะนำรหัสตัวแทนของกลุ่มรหัสที่แทรกสอดไปพิจารณาว่าควรจะขจัดสัญญาณแทรกสอดอันเนื่องมาจากรหัสตัวใด โดยดูจากค่าสหสัมพันธ์กับสัญญาณที่รับได้ ถ้ารหัสตัวแทนใดมีค่าสหสัมพันธ์มากก็แสดงว่ารหัสตัวนั้นจะส่งผลแทรกสอดมาก สมควรที่จะได้รับการขจัดออกไป

การพิจารณานำรหัสตัวแทนของกลุ่มรหัสที่แทรกสอดออกไปขจัดนี้ อาจมองได้ว่าเป็นการขจัดสัญญาณแทรกสอดกันระหว่างกลุ่มรหัสที่สนใจกับกลุ่มรหัสที่แทรกสอด จึงเป็นที่มาของชื่อเครื่องรับที่เสนอ คือ เครื่องรับแบบขจัดสัญญาณแทรกสอดระหว่างกลุ่มรหัส (inter-code group interference cancellation receiver)

3.2 แบบจำลองสัญญาณของเครื่องรับที่เสนอ



รูปที่ 3.2 ตัวอย่างที่มีผู้ใช้ 3 คนในระบบ เพื่อใช้สำหรับหาแบบจำลองสัญญาณ

ในการหาสัญญาณที่แทรกสอดผู้ใช้ที่สนใจด้วยวิธีการที่เสนอ จะยกตัวอย่างประกอบเช่นเดียวกับการหาสัญญาณที่แทรกสอดผู้ใช้ที่สนใจด้วยวิธีของเครื่องรับอ้างอิง คือ จากรูปที่ 3.2 มีผู้ใช้ในระบบจำนวน 3 คน สมมติให้ผู้ใช้ที่สนใจเป็นผู้ใช้คนที่ 1 มี SF เท่ากับ 16 ($N = 16$) ดังนั้นข้อมูล 1 บิต ของผู้ใช้คนที่ 1 จะถูกแผ่ออกเป็น 16 ชิป (chips) หากใช้วิธีการขจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยวิธีการที่เสนอ ด้วยการหารหัสตัวแทนของกลุ่มรหัสที่แทรกสอดที่มี SF เท่ากับ 8 หรือเป็นการลดระดับลง 1 ระดับ ($n = 1$) จึงทำให้สัญญาณที่รับได้ใน 1 บิต หรือ 16 ชิป ถูกแบ่งออกเป็น 2 ส่วน (หรือ 2^n ส่วน แต่ละส่วนเรียกว่าส่วนที่ u โดยที่ $u = 0, 1, 2, \dots, 2^n - 1$) โดยแต่ละส่วนมีจำนวน 8 ชิป ดังนั้น ช่วงเวลาในการขจัดสัญญาณแทรกสอดจึงแบ่งออกเป็น 2 ช่วง แต่ละช่วงมีคาบเวลาเท่ากับ $8T_c$ (หรือ $NT_c / 2^n$) โดยที่ T_c เป็นคาบเวลาใน 1 ชิป จากสมการ (2.15) สัญญาณข้อมูลที่ถูกแผ่ของผู้ใช้คนที่ 2 ซึ่งเป็นผู้ใช้ที่แทรกสอดผู้ใช้ที่สนใจ ในช่วงเวลาสัญลักษณ์ที่ i ของผู้ใช้ที่สนใจ สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$s_2(t) = \sum_i \sum_{u=0}^{2^n-1} \hat{b}_2^{(i)}(u) \hat{c}_{2,u}^{(i)}(t - \frac{uNT_c}{2}) \quad (3.1)$$

โดยที่ $\hat{b}_2^{(i)}(u) = b_2(u + 2i)$
 $\hat{c}_{2,u}^{(i)}(t)$ เป็นรหัสตัวแทนของกลุ่มรหัสที่มีรหัสผู้ใช้คนที่ 2 เป็นสมาชิกของ
 กลุ่มรหัส ในส่วนที่ u ของสัญลักษณ์ลำดับที่ i ของผู้ใช้คนที่ 1

รหัสตัวแทนของกลุ่มรหัสที่มีรหัสผู้ใช้คนที่ 2 เป็นสมาชิกของกลุ่มรหัส ในส่วนที่ u ของ
 สัญลักษณ์ลำดับที่ i ของผู้ใช้คนที่ 1 คือ

$$\hat{c}_{2,u}^{(i)}(t) = c_2(t) \quad (3.2)$$

เหตุผลที่รหัสตัวแทนของกลุ่มรหัสที่มีรหัสผู้ใช้คนที่ 2 เป็นสมาชิกของกลุ่มรหัส ในส่วนที่
 u ของสัญลักษณ์ลำดับที่ i ของผู้ใช้คนที่ 1 มีค่าเท่ากับรหัสแม่ของผู้ใช้คนที่ 2 เนื่องจากผู้ใช้
 คนที่ 2 มีค่าตัวประกอบการแผ่เท่ากับ $N/2$ หรือ เท่ากับ 8 อยู่แล้ว รหัสแม่ของผู้ใช้คนที่ 2 จึงมี
 คาบเวลาเท่ากับคาบเวลาของการขจัดสัญญาณแทรกสอดของวิธีการที่เสนอ

ในทำนองเดียวกันกับผู้ใช้คนที่ 2 สัญลักษณ์ข้อมูลที่ถูกแผ่ของผู้ใช้คนที่ 3 หรือ จากสมการ
 ที่ (2.16) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$s_3(t) = \sum_i \sum_{u=0}^1 \hat{b}_3^{(i)}(u) \hat{c}_{3,u}^{(i)}(t - \frac{uNT_c}{2}) \quad (3.3)$$

โดยที่ $\hat{b}_3^{(i)}(u) = b_3(2u + 4i)$
 $\hat{c}_{3,u}^{(i)}(t)$ เป็นรหัสตัวแทนของกลุ่มรหัสที่มีรหัสผู้ใช้คนที่ 3 เป็นสมาชิกของ
 กลุ่มรหัส ในส่วนที่ u ของสัญลักษณ์ลำดับที่ i ของผู้ใช้คนที่ 1

รหัสตัวแทนของกลุ่มรหัสที่มีรหัสผู้ใช้คนที่ 3 เป็นสมาชิกของกลุ่มรหัส ในส่วนที่ u ของ
 สัญลักษณ์ลำดับที่ i ของผู้ใช้คนที่ 1 คือ

$$\hat{c}_{3,u}^{(i)}(t) = c_3(t) + b_3(2u + 4i)b_3(2u + 4i + 1)c_3(t - \frac{NT_c}{4}) \quad (3.4)$$

จากวิธีการขจัดสัญญาณแทรกสอดที่เสนอนี้ ในช่วงเวลาสัญลักษณ์ลำดับที่ 0 ของผู้ใช้ที่
 สนใจ การแทรกสอดเนื่องจากผู้ใช้ภายในเซลล์จึงแบ่งออกได้เป็น 2 ส่วน ดังนี้

$$i_{1,0}^{(l)} = \int_{\tau_l}^{\tau_l + \frac{NT_c}{2}} \left(\sum_{\substack{p=1 \\ p \neq l}}^L \alpha_p a(t - \tau_p) \left(\sum_{k=2}^K \sqrt{P_k} \hat{b}_k^{(0)}(0) \hat{c}_{k,0}^{(0)}(t - \tau_p) \right) \right) a^*(t - \tau_l) c_1^*(t - \tau_l) dt \quad (3.5)$$

$$i_{1,1}^{(l)} = \int_{\tau_l + \frac{NT_c}{2}}^{\tau_l + NT_c} \left(\sum_{\substack{p=1 \\ p \neq l}}^L \alpha_p a\left(t - \frac{NT_c}{2} - \tau_p\right) \left(\sum_{k=2}^K \sqrt{P_k} \hat{b}_k^{(0)}(1) \hat{c}_{k,1}^{(0)}\left(t - \frac{NT_c}{2} - \tau_p\right) \right) \right) a^*\left(t - \frac{NT_c}{2} - \tau_l\right) c_1^*\left(t - \frac{NT_c}{2} - \tau_l\right) dt \quad (3.6)$$

โดยที่ $\hat{c}_{k,u}^{(i)}$ เป็นรหัสตัวแทนของกลุ่มรหัสที่แทรกสอดในช่วงเวลาสัญลักษณ์ลำดับที่ i ของผู้ใช้คนที่ k ในสัญญาณแทรกสอดส่วนที่ u

$\hat{b}_k^{(i)}(u)$ เป็นสัญลักษณ์ข้อมูลประสิทธิภาพในช่วงเวลาสัญลักษณ์ลำดับที่ i ของผู้ใช้คนที่ k ในสัญญาณแทรกสอดส่วนที่ u

จากการเขียนสมการการแทรกสอดในกรณีที่ได้ยกตัวอย่างนี้ สามารถเขียนให้อยู่ในรูปแบบทั่วไปได้ โดยการแทรกสอดเนื่องจากผู้ใช้หลายคนภายในเซลล์ของส่วนที่ u ในช่วงเวลาสัญลักษณ์ลำดับที่ i ของผู้ใช้ที่สนใจ คือ

$$i_{1,u}^{(l)} = \int_{\tau_l + T_u}^{\tau_l + T_{u+1}} \left\{ \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq l}}^L \alpha_p a(t - T_u - \tau_p) \left[\sum_{k=2}^K \sqrt{P_k} \hat{b}_k^{(i)}(u) \hat{c}_{k,u}^{(i)}(t - T_u - \tau_p) \right] \right\} a^*(t - T_u - \tau_l) c_1^*(t - T_u - \tau_l) dt \quad (3.7)$$

$$\text{โดยที่} \quad T_u = \frac{uNT_c}{2^n}, \quad u = 0, 1, 2, \dots, 2^n - 1 \quad (3.8)$$

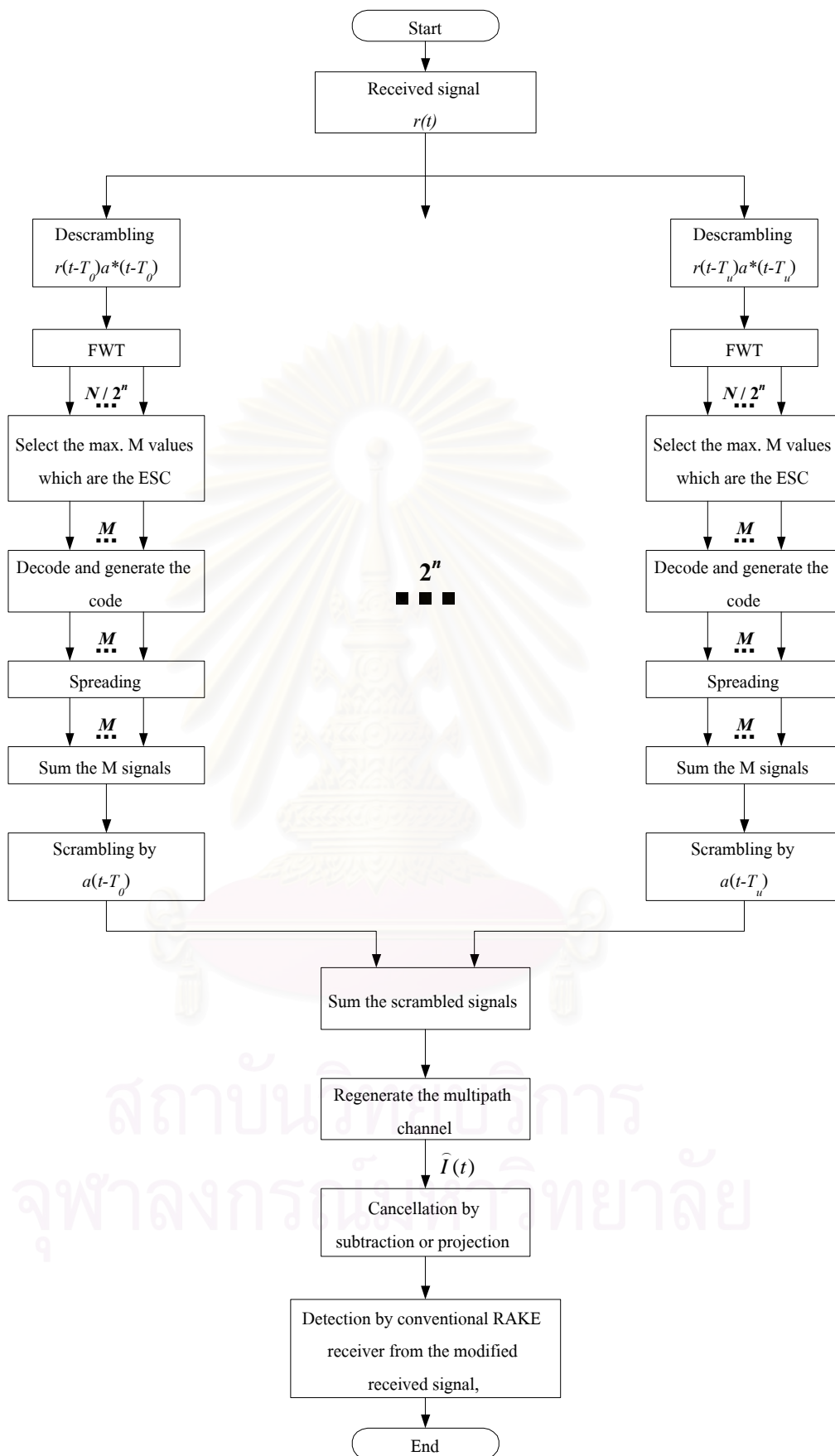
เมื่อนำการแทรกสอดจากทุกส่วนมารวมกัน จะได้การแทรกสอดรวมในช่วงเวลาสัญลักษณ์ลำดับที่ i ของผู้ใช้คนที่ 1 คือ

$$i_1^{(l)} = \sum_{u=0}^{2^n - 1} i_{1,u}^{(l)} \quad (3.9)$$

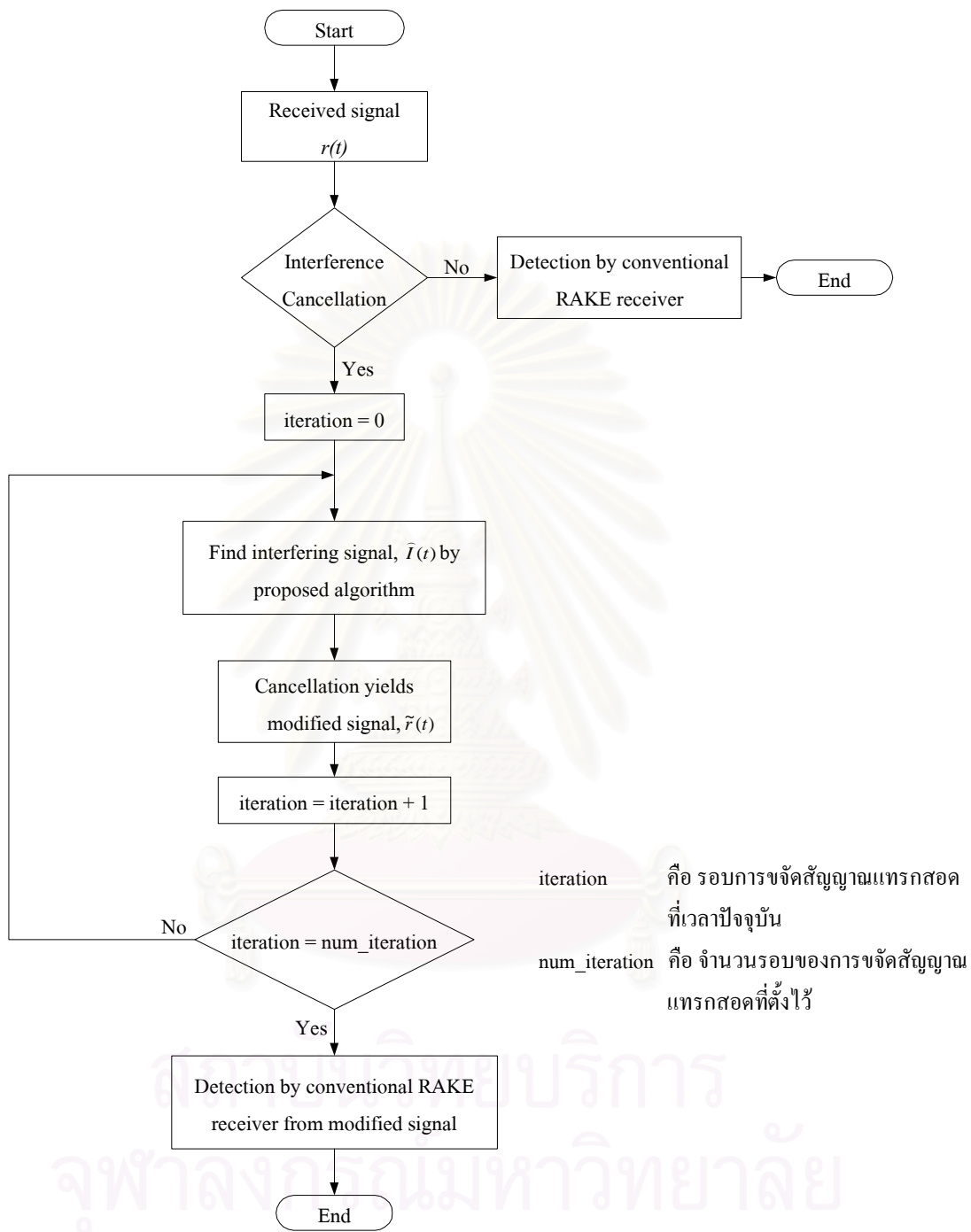
3.3 วิธีการของเครื่องรับที่เสนอ

วิธีการขจัดสัญญาณแทรกสอดที่เสนอ จะแบ่งสัญญาณที่รับได้ (received signal) ออกเป็น 2" ส่วน ขึ้นอยู่กับว่าต้องการลดระดับลงจากระดับ SF ของผู้ใช้ที่สนใจลงกี่ระดับ เพื่อหารหัสตัวแทนของกลุ่มรหัสที่แทรกสอด โดยที่ n เป็นจำนวนของระดับที่ลดลง สัญญาณที่รับได้ในแต่ละส่วนจะถูกหารหัสตัวแทนของกลุ่มรหัสที่แทรกสอดออกมา โดยใช้วิธีการเดียวกันกับวิธีของเครื่องรับอ้างอิง จากนั้นรหัสที่ถูกเลือกออกมาจำนวน M รหัส จะถูกถอดรหัสออกมาเป็นข้อมูลจำนวน M ข้อมูล จากนั้นจึงนำข้อมูลที่ถอดรหัสนั้นผ่านกระบวนการแผ่ (spreading) แล้วรวมสัญญาณที่ผ่านการแผ่แล้วจำนวน M สัญญาณ เพื่อนำไป scramble ด้วยรหัส scrambling ในส่วนนั้น หลังจากนั้นสัญญาณที่ได้รับการ scrambling จากทุกส่วนจะถูกนำมารวมกันแล้วเข้าสู่ตัวกำเนิดช่องสัญญาณแบบพหุวิถี เพื่อสร้างสัญญาณแทรกสอด $\hat{I}(t)$ ขึ้นมา ซึ่งจะถูกรับออกจากสัญญาณที่รับได้ต่อไป หลังจากขจัดสัญญาณแทรกสอดออกจากสัญญาณที่รับได้แล้ว จะได้สัญญาณที่รับได้อันใหม่ ซึ่งมีการแทรกสอดน้อยลง หรือ กล่าวได้ว่า MAI ลดลง ซึ่งสัญญาณที่รับได้อันใหม่นี้จะถูกตรวจวัดโดยเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา เพื่อตรวจวัดเอาข้อมูลของผู้ใช้ออกมา กระบวนการดังกล่าวนี้ สามารถแสดง flow chart ได้ ดังรูปที่ 3.3

จากกระบวนการที่กล่าวมาข้างต้น เป็นการขจัดสัญญาณแทรกสอดเพียง 1 รอบ (iteration) ซึ่งเครื่องรับสามารถจะดำเนินการขจัดสัญญาณแทรกสอดได้มากกว่า 1 รอบ เพื่อให้ได้สัญญาณที่รับได้มี MAI ลดลงไปอีก อันจะส่งผลให้การตรวจวัดข้อมูลมีความน่าจะเป็นที่จะตรวจวัดข้อมูลออกมาถูกต้องสูงขึ้น สามารถแสดง flow chart ของการขจัดสัญญาณแทรกสอดที่มากกว่า 1 รอบ ได้ดังรูปที่ 3.4



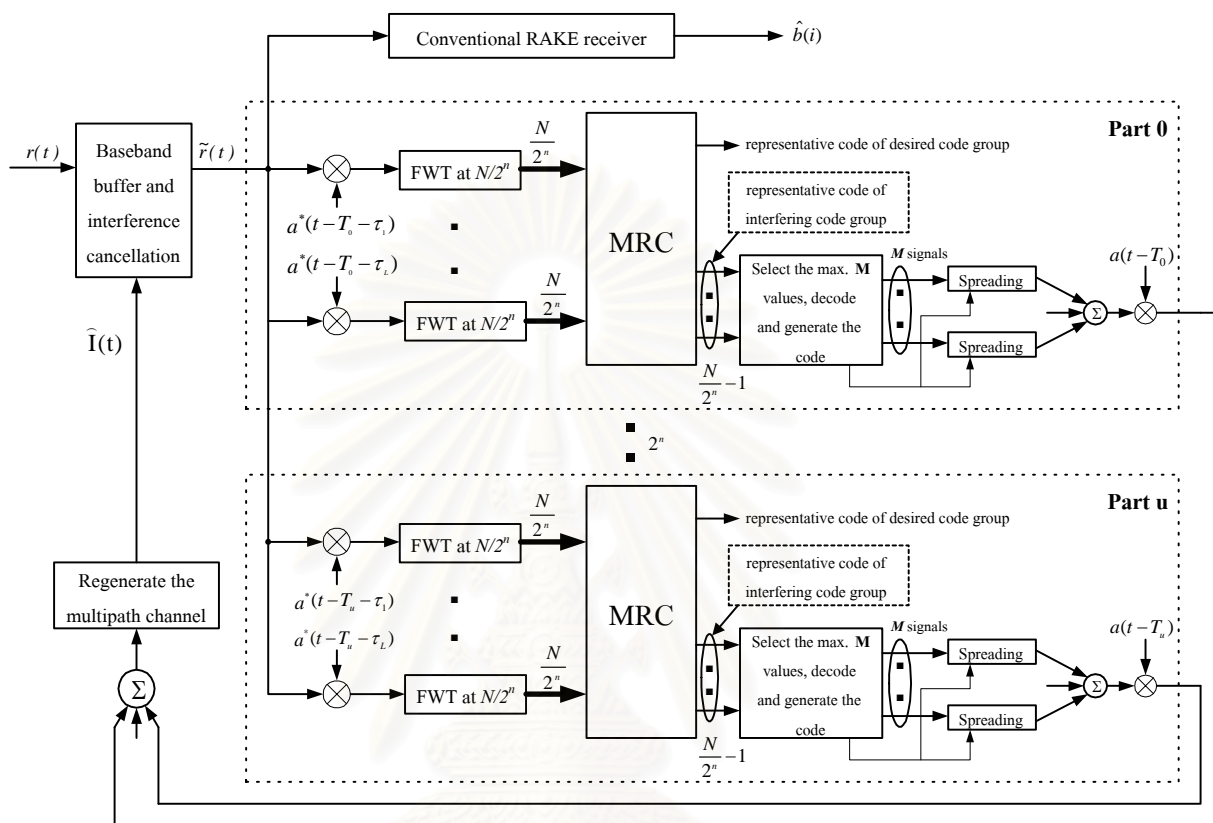
รูปที่ 3.3 flow chart ของวิธีการที่เสนอ



รูปที่ 3.4 flow chart แสดงการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยขั้นตอนที่มากกว่า 1 รอบต่อ 1 สัญลักษณ์ข้อมูล

3.4 เครื่องรับที่เสนอ

เครื่องรับแบบขจัดสัญญาณแทรกสอดระหว่างกลุ่มรหัส หรือ เครื่องรับที่เสนอ มีวิธีการดังที่ได้กล่าวในหัวข้อที่ 3.3 ซึ่งสามารถเขียนเครื่องรับของวิธีที่เสนอได้ ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 เครื่องรับแบบขจัดสัญญาณแทรกสอดระหว่างกลุ่มรหัส

หลักการโดยรวมของเครื่องรับที่เสนอเป็นเครื่องรับแบบขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่อง (Successive Interference Cancellation : SIC) โดยสัญญาณที่เครื่องรับรับได้ จะถูกแบ่งออกเป็น 2^n ส่วน ขึ้นอยู่กับว่าต้องการลดระดับการทำ FWT เมื่อเทียบกับตัวประกอบการแผ่ของผู้ใช้ที่สนใจลงไปกี่ระดับ ซึ่งเรียกส่วนแต่ละส่วนนี้ว่า ส่วนที่ u (โดย $u = 0, 1, 2, \dots, 2^n - 1$) ดังแสดงในรูปที่ 3.5 ในแต่ละส่วนจะใช้เครื่องรับแบบ RAKE ซึ่งใน finger แต่ละ finger ของ RAKE จะเปลี่ยนจากการใช้คอริริเลเตอร์แบบธรรมดาเป็นการใช้ FWT ที่อันดับ (อันดับ คือ จำนวนของข้อมูลที่เข้าสู่การทำ FWT ซึ่งเท่ากับ $N/2^u$) ที่ได้เลือกไว้ เพื่อหาค่าสหสัมพันธ์ของสัญญาณในส่วนที่ u กับรหัสจำนวน $N/2^u$ รหัส ออกมา ค่าสหสัมพันธ์ที่ได้ใน finger แต่ละ finger จะถูกนำมารวมกันแบบอัตราส่วนสูงสุด (Maximum Ratio Combining : MRC) ดังที่ได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 2 จากนั้นพิจารณาค่าสหสัมพันธ์จำนวน $N/2^u$ ค่าที่ได้จาก MRC ซึ่งจะมีเพียงค่าเดียวที่เป็นค่าสหสัมพันธ์ระหว่างรหัสตัวแทนของกลุ่มรหัสที่สนใจกับสัญญาณที่รับได้ใน

ส่วนที่ u ซึ่งไม่ถูกนำไปพิจารณาเพื่อขจัดออก จึงมีเพียงค่าสหสัมพันธ์จำนวน $(N/2^n) - 1$ ค่าเท่านั้นที่นำไปพิจารณา ซึ่งเป็นค่าสหสัมพันธ์ระหว่างรหัสตัวแทนของกลุ่มรหัสที่แทรกสอดกับสัญญาณที่รับได้ รหัสที่ถูกเลือกออกมาจัดออกจำนวน M รหัสจาก $(N/2^n) - 1$ รหัสนี้พิจารณามาจากค่าสหสัมพันธ์ที่ได้เรียงตามลำดับจากมากไปหาน้อย รหัสที่ถูกเลือกออกมาจะถูกถอดรหัสเอาข้อมูลออกมา แล้วจึงใช้ข้อมูลที่ได้ผ่านกระบวนการแผ่ (spreading) และ scrambling เป็นอันสิ้นสุดขั้นตอนในส่วนที่ u ใด ๆ จากนั้นสัญญาณที่ได้จากทุกส่วน (ทั้งหมด 2^n ส่วน) จะเข้าสู่ตัวกำเนิดช่องสัญญาณแบบพหุวิถี เพื่อกำเนิดสัญญาณที่แทรกสอดสัญญาณที่รับได้ของผู้ใช้ที่สนใจ แล้วจึงนำไปขจัดออกจากสัญญาณที่รับได้ ด้วยวิธีการนำไปลบออก เช่นเดียวกับวิธีการของเครื่องรับอ้างอิงในสมการที่ (2.33) ซึ่งหลังจากขจัดสัญญาณแทรกสอดเรียบร้อยแล้ว ผู้ใช้มีทางเลือกว่าจะดำเนินการขจัดสัญญาณแทรกสอดต่อไป หรือว่าจะหยุด หากต้องการขจัดสัญญาณแทรกสอดต่อไป ก็ทำกระบวนการเดียวกันกับกระบวนการข้างต้นซ้ำ แต่หากผู้ใช้เลือกที่จะหยุดสัญญาณที่ได้รับการปรับปรุงแล้ว จะผ่านเข้าสู่เครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา ซึ่งใน finger แต่ละ finger จะดำเนินการ descrambling และ desreading จากนั้นจึงนำผลที่ได้ใน finger แต่ละ finger รวมกันแบบ MRC แล้วตรวจวัดข้อมูลของผู้ใช้ที่สนใจออกมา

3.5 ความซับซ้อนของอัลกอริทึมในเครื่องรับ

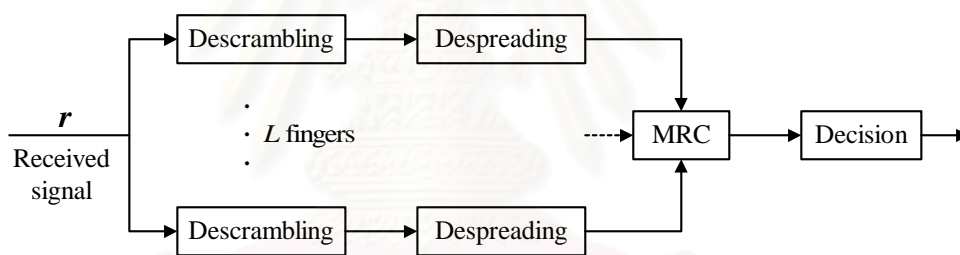
ความซับซ้อนของอัลกอริทึมในเครื่องรับเป็นปัจจัยหนึ่งในการพิจารณาว่า เครื่องรับนั้นจะดีหรือไม่ดี เมื่อเทียบกับสมรรถนะที่ได้จากเครื่องรับนั้น ซึ่งจุดประสงค์หลักของเครื่องรับ คือ มีความซับซ้อนที่ต่ำ ในขณะที่ยังคงให้สมรรถนะที่ดีอยู่ แต่ในความเป็นจริงคงจะเกิดขึ้นได้ยาก เพราะเครื่องรับที่ให้สมรรถนะที่ดีมาก ส่วนใหญ่จะมีความซับซ้อนที่สูง ในหัวข้อนี้จึงจะคำนวณความซับซ้อนของอัลกอริทึมในเครื่องรับทั้งเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา เครื่องรับอ้างอิง และเครื่องรับที่เสนอ

ในการวัดความซับซ้อนนั้นสามารถวัดได้ด้วยวิธี การนับจำนวนฟลอป (flops count) หรือด้วยวิธีการวัดเวลาที่ CPU ใช้ไป (CPU time) ในการประมวลผล ซึ่งจะมีค่าแตกต่างกันไปขึ้นอยู่กับตัวประมวลผลที่ใช้ แต่การวัดความซับซ้อนด้วยวิธีการนับจำนวนฟลอปนั้นจะมีค่าคงตัวไม่ว่าตัวประมวลผลที่ใช้จะแตกต่างกันหรือไม่ ดังนั้น ในวิทยานิพนธ์นี้จึงจะวิเคราะห์ความซับซ้อนของอัลกอริทึมในเครื่องรับด้วยการนับจำนวนฟลอป ซึ่ง 1 ฟลอป (flops : floating point operations) หมายถึง การดำเนินการบวก การลบ การคูณ การหาร หรือ การมอดุโล (modulo) เป็นจำนวน 1 ครั้ง โดยในวิทยานิพนธ์นี้การดำเนินการจะเป็นการดำเนินการที่เป็นเลขจำนวนเชิงซ้อน (complex number) ทั้งหมด และจะเป็นการคำนวณความซับซ้อนของการตรวจวัดข้อมูลออกมาจำนวน 1

สัญลักษณ์ ว่าต้องใช้การคำนวณทั้งหมดจำนวนกี่ฟลอป ทำให้ความซับซ้อนที่ได้มีหน่วยเป็น ฟลอปต่อสัญลักษณ์ (flops/symbol)

3.5.1 ความซับซ้อนของเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา

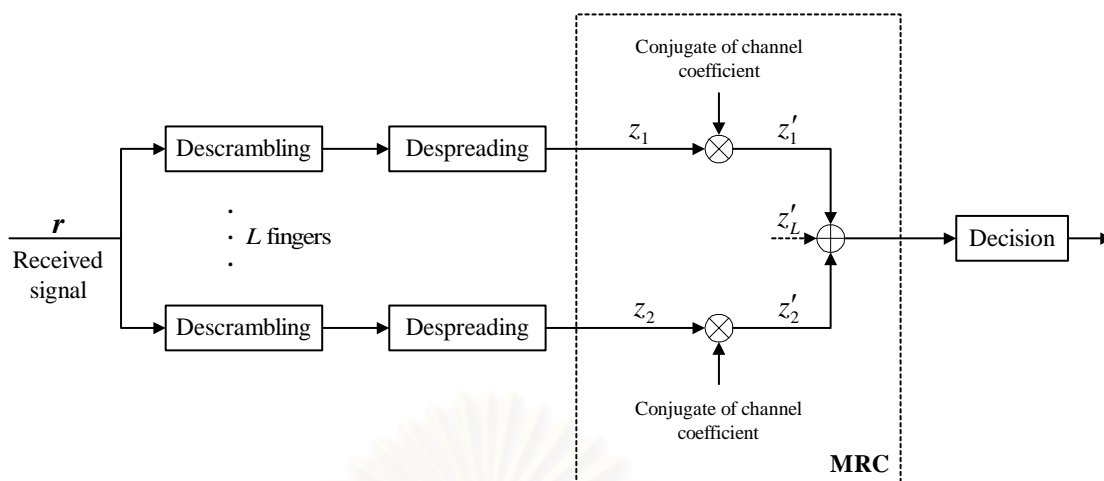
สมมติให้เครื่องรับมีจำนวน finger เท่ากับ L fingers และใน finger แต่ละ finger รับสัญญาณเข้ามาจากวิถีที่แต่ละวิถีที่แตกต่างกัน แล้วซัดตัวอย่าง (sampling) ออกมาเท่ากับค่าตัวประกอบการแผ่ของผู้ใช้ที่สนใจ ด้วยอัตราการซัดตัวอย่างที่ 1 ตัวอย่างต่อ 1 ชิป ซึ่งสมมติให้ตัวประกอบการแผ่ของผู้ใช้ที่สนใจเท่ากับ N ตัวอย่าง ดังนั้น ใน finger แต่ละ finger จึงมีจำนวนตัวอย่างเท่ากับ N ตัวอย่าง หรือเท่ากับ N ชิป หากให้ \mathbf{r} เป็นเมตริกซ์ของสัญญาณที่รับได้ทั้ง L fingers ในช่วงเวลา 1 สัญลักษณ์ ดังนั้น เมตริกซ์ \mathbf{r} จึงมีขนาดเท่ากับ $(L \times N)$ โดยในแถวแต่ละแถวของเมตริกซ์ \mathbf{r} คือ สัญญาณที่รับได้ใน finger นั้น เช่น สัญญาณที่รับได้ใน finger ที่ 2 หรือสัญญาณที่ได้รับมาจากวิถีที่ 2 ก็คือ สมาชิกในแถวที่ 2 ของเมตริกซ์ \mathbf{r} ซึ่งมีขนาดเท่ากับ $(1 \times N)$ เครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดาแสดงได้ ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 เครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา

ในขั้นตอนของ MRC มีวิธีการ คือ ใน finger แต่ละ finger จะคูณถูกด้วยสังยุคของสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณ (conjugate of channel coefficient) แล้วจึงนำค่าจาก finger ทุก finger มารวมกัน จึงสามารถเขียนเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดาใหม่ได้ ดังรูปที่ 3.7

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 3.7 เครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดาซึ่งเขียนขั้นตอนใน MRC ในอีกรูปแบบหนึ่ง

- ความซับซ้อนทางการคำนวณก่อนจะมีการรวมกันในขั้นตอน MRC

- ความซับซ้อนใน 1 finger

- ขั้นตอน descrambling : $x_1(j) = r_1(j)a^*(j)$, $j = 1, 2, 3, \dots, N$

โดยที่ $x_1(j)$ เป็นสัญญาณที่ descramble แล้วใน finger ที่ 1 และเป็นชิปลำดับที่ j

$a^*(j)$ เป็นสังยุคของ scrambling code ของชิปลำดับที่ j

$r_1(j)$ เป็นสัญญาณที่รับได้ใน finger ที่ 1 และเป็นชิปลำดับที่ j

ดังนั้น ขั้นตอนนี้ต้องใช้การคูณทั้งสิ้น N ครั้ง หรือ มีความซับซ้อนเท่ากับ N

ฟลอป

- ขั้นตอน despreading : $z_1 = x_1 \cdot c^T$

โดยที่ z_1 เป็นสัญญาณที่ despread แล้วใน finger ที่ 1 มีขนาด (1×1)

c เป็นรหัสแผ่ (spreading code) ของผู้ใช้มีขนาด $(1 \times N)$

เครื่องหมาย T หมายถึง การสลับเปลี่ยน (transpose)

ดังนั้น ขั้นตอนนี้ต้องใช้การคูณจำนวน N ครั้ง การบวกจำนวน $N - 1$ ครั้ง หรือ มีความซับซ้อนรวมทั้งสิ้น $2N - 1$ ฟลอป

- ขั้นตอนการคูณด้วยสังยุคของสัมประสิทธิ์ช่องสัญญาณ

เนื่องจากสมมติให้ช่องสัญญาณมีคุณลักษณะสเตชันนารี (stationary) ตลอดคาบเวลาของสัญลักษณ์ (symbol period) จึงทำให้ในช่วงเวลา 1 สัญลักษณ์ มีสัมประสิทธิ์ช่องสัญญาณเพียงค่าเดียว

ดังนั้น ในขั้นตอนนี้จึงมีการคูณจำนวน 1 ครั้ง หรือมีความซับซ้อนเท่ากับ 1 ฟลอป

$$\therefore \text{รวมความซับซ้อนทั้งหมดใน 1 finger} = N + (2N - 1) + 1 = 3N \text{ ฟลอป}$$

- ความซับซ้อนทั้งหมด L fingers

$$\begin{aligned} \text{ความซับซ้อนทั้งหมด } L \text{ fingers } (C_{L \text{ fingers}}) &= \text{ความซับซ้อนใน 1 finger} \times L \\ &= 3NL \text{ ฟลอป} \end{aligned}$$

- ความซับซ้อนของการรวมในขั้นตอน MRC ($C_{\text{sum}}^{\text{MRC}}$)

เกิดจากค่าแต่ละค่าที่มีขนาด (1×1) ในแต่ละ finger มารวมกัน ทั้งหมด L fingers

ดังนั้น จึงมีการบวกกันทั้งหมด $L-1$ ครั้ง หรือ มีความซับซ้อนเท่ากับ $L-1$ ฟลอป

- ขั้นตอนสุดท้าย

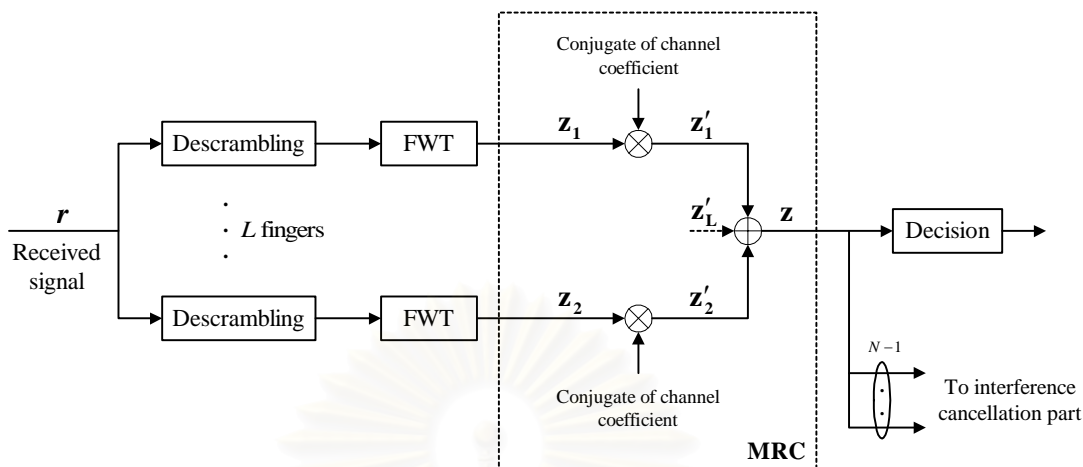
เครื่องรับตรวจวัดบิตข้อมูลออกมาจากเครื่องขยายที่ได้จากการรวมใน MRC จึงไม่มีการดำเนินการใด ๆ เกิดขึ้น

$$\begin{aligned} \text{ดังนั้น ความซับซ้อนรวมทั้งหมด } (C_{\text{RAKE}}) &= \text{ความซับซ้อนทั้งหมด } L \text{ fingers} + \text{ความซับซ้อนของการรวมในขั้นตอน MRC} \\ &= C_{L \text{ fingers}} + C_{\text{sum}}^{\text{MRC}} \\ &= 3NL + L - 1 \\ &= (3N + 1)L - 1 \text{ ฟลอป} \end{aligned} \tag{3.10}$$

3.5.2 ความซับซ้อนของเครื่องรับอ้างอิง

การคำนวณความซับซ้อนของเครื่องรับเครื่องรับอ้างอิงนี้ จะแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนการตรวจวัดข้อมูล และส่วนการขจัดสัญญาณแทรกสอด

3.5.2.1 ความซับซ้อนของส่วนการตรวจวัดข้อมูลของเครื่องรับอ้างอิง



รูปที่ 3.8 ส่วนของการตรวจวัดข้อมูลของเครื่องรับอ้างอิง

- ความซับซ้อนทางการคำนวณก่อนจะมีการรวมกันในขั้นตอน MRC

- ความซับซ้อนใน 1 finger

- ขั้นตอน descrambling : $x_1(j) = r_1(j)a^*(j)$, $j = 1, 2, 3, \dots, N$

เหมือนกันกับในเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา

ดังนั้นมีความซับซ้อนเท่ากับ N ฟลอป

- ขั้นตอน FWT

ในขั้นตอนนี้ข้อมูลจำนวน N ข้อมูล จะถูกใช้ใน FWT ซึ่งใช้อัลกอริทึมของ Brown ในการคำนวณ ดังที่ได้กล่าวไปแล้วในหัวข้อที่ 2.4.2 โดยต้องใช้ในการดำเนินการที่เป็นการบวกและลบรวมกันทั้งสิ้น $N \log_2 N$ ผลที่ได้จากการแปลง จะเป็นค่าสหสัมพันธ์จำนวน N ค่า ให้ \mathbf{z}_1 เป็นเมตริกซ์ผลลัพธ์ที่ได้จาก FWT มีขนาด $(N \times 1)$

จะได้ความซับซ้อนในขั้นตอนนี้เท่ากับ $N \log_2 N$ ฟลอป

- ขั้นตอนการคูณด้วยสังยุคของสัมประสิทธิ์ของสัญญาณ

ในขั้นตอนนี้จะเป็นการนำสังยุคของสัมประสิทธิ์ของสัญญาณ ซึ่งมีขนาด (1×1) คูณกับเมตริกซ์ \mathbf{z}_1 ซึ่งมีขนาด $(N \times 1)$ จึงมีการคูณเกิดขึ้น N ครั้ง ได้ผลลัพธ์เป็นเมตริกซ์ \mathbf{z}'_1 มีขนาด $(N \times 1)$ เท่าเดิม

จะได้ความซับซ้อนในขั้นตอนนี้เท่ากับ N ฟลอป

$$\begin{aligned} \therefore \text{รวมความซับซ้อนทั้งหมดใน 1 finger} &= N + N \log_2 N + N \\ &= 2N + N \log_2 N \text{ ฟลอป} \end{aligned}$$

- ความซับซ้อนทั้งหมด L fingers

$$\begin{aligned} \text{ความซับซ้อนทั้งหมด } L \text{ fingers } (C_{L \text{ fingers}}) &= \text{ความซับซ้อนใน 1 finger} \times L \\ &= L(2N + N \log_2 N) \text{ ฟลอป} \end{aligned}$$

- ความซับซ้อนของการรวมในขั้นตอน MRC

เกิดจากเมตริกซ์ \mathbf{z}'_1 ถึง \mathbf{z}'_L ซึ่งแต่ละเมตริกซ์มีขนาด $(N \times 1)$ มาบวกกัน จึงมีการบวกกันทั้งหมด $N(L-1)$ ครั้ง

$$\text{ดังนั้น ความซับซ้อนในขั้นตอนนี้ คือ } C_{\text{sum}}^{\text{MRC}} = N(L-1) \text{ ฟลอป}$$

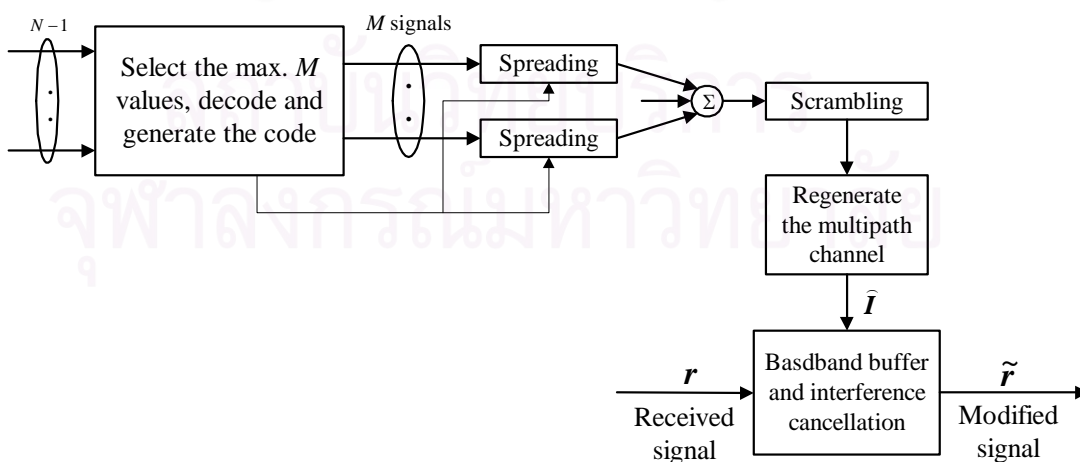
- ขั้นตอนการตัดสินใจ

ในขั้นตอนนี้ เครื่องรับจะเลือกเอาค่าสหสัมพันธ์ 1 ค่า จากทั้งหมด N ค่า ซึ่งเป็นของผู้ใช้ที่สนใจมาตัดสินใจ

ดังนั้น ความซับซ้อนในส่วนการตรวจวัดข้อมูลของเครื่องรับอ้างอิง หรือ $C_{\text{Detect}}^{\text{Ref}}$ คือ

$$\begin{aligned} C_{\text{Detect}}^{\text{Ref}} &= C_{L \text{ fingers}} + C_{\text{sum}}^{\text{MRC}} \\ &= L(2N + N \log_2 N) + N(L-1) \\ &= N[L(3 + \log_2 N) - 1] \text{ ฟลอป} \end{aligned} \tag{3.11}$$

3.5.2.2 ความซับซ้อนของส่วนการขจัดสัญญาณแทรกสอดของเครื่องรับอ้างอิง



รูปที่ 3.9 ส่วนการขจัดสัญญาณแทรกสอดในเครื่องรับอ้างอิง

ในส่วนนี้จะเริ่มจากการนำค่าสหสัมพันธ์จำนวน $N - 1$ ค่า ที่เหลือมาพิจารณาเพื่อเลือกเอาค่าที่สูงที่สุดจำนวน M ค่าออกมา ซึ่งค่าที่เลือกออกมาแต่ละรหัสจะมีความสัมพันธ์กับรหัสแพร่รหัสหนึ่ง โดยค่าที่ถูกเลือกออกมาจะถูกตัดสินบิตออกมา จากนั้นสามารถคำนวณความซับซ้อนเป็นขั้นตอนได้ ดังนี้

- ขั้นตอนการแผ่ (spreading)

ข้อมูลที่ถูกตัดสินบิตจะมีทั้งหมด M ข้อมูล ซึ่งข้อมูลแต่ละตัวจะได้รับการแผ่ด้วยรหัสของตัวเอง ซึ่งมีขนาด $(1 \times N)$ ดังนั้นในข้อมูล 1 ตัว การแผ่จะมีการคูณทั้งสิ้น N ครั้ง

จะได้ความซับซ้อนของการแผ่ทั้งหมดเท่ากับ $M \times N = MN$ ฟลอป

- ขั้นตอนการรวมสัญญาณที่แผ่แล้ว

เป็นการบวกของเมตริกซ์ขนาด $(1 \times N)$ จำนวน M เมตริกซ์ เข้าด้วยกัน เป็นเมตริกซ์ผลลัพธ์ขนาด $(1 \times N)$ เพียงเมตริกซ์เดียว

จะได้ความซับซ้อนในขั้นตอนนี้เท่ากับ $(M - 1)N$ ฟลอป

- ขั้นตอนการ scrambling

เป็นการคูณเชิงสมาชิกระหว่างเมตริกซ์ขนาด $(1 \times N)$ จำนวน 2 เมตริกซ์

จะได้ความซับซ้อนในขั้นตอนนี้เท่ากับ N ฟลอป

- ขั้นตอนการสร้างสัญญาณแบบพหุวิถี

ในขั้นตอนนี้จะเป็นการสร้างสัญญาณขึ้นมา L สัญญาณ จากสัญญาณเพียงสัญญาณเดียว โดยในสัญญาณแต่ละสัญญาณที่สร้างขึ้นมา จะถูกสร้างจากการคูณเมตริกซ์ขนาด $(1 \times N)$ ที่ได้จากขั้นตอน scrambling ด้วยสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณ จึงทำให้ในแต่ละสัญญาณใช้การคูณทั้งสิ้น N ครั้ง ผลลัพธ์ที่ได้จากขั้นตอนนี้ จะเป็นสัญญาณที่แทรกสอดผู้ใช้ที่สนใจ หรือ เมตริกซ์ \hat{I} ในรูปที่ 3.9 ซึ่งมีขนาด $(L \times N)$ เท่ากับขนาดเมตริกซ์ของสัญญาณที่รับได้ r

จะได้ความซับซ้อนในขั้นตอนนี้เท่ากับ $N \times L = NL$ ฟลอป

- ขั้นตอนการขจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยการลบออก

ทำให้ได้สัญญาณที่รับได้ตัวใหม่ ที่มีการปรับปรุงให้ดีขึ้น หรือ เมตริกซ์ \tilde{r} จาก $\tilde{r} = r - \hat{I}$ ซึ่งเป็นการลบกันระหว่างเมตริกซ์ขนาด $(L \times N)$ จึงมีการลบกันทั้งสิ้น NL ครั้ง

จะได้ความซับซ้อนในขั้นตอนนี้เท่ากับ NL ฟลอป

ดังนั้น ความซับซ้อนรวมทั้งหมดในส่วนการขจัดสัญญาณแทรกสอดของเครื่องรับอ้างอิง หรือ $C_{\text{Can}}^{\text{Ref}}$ คือ

$$\begin{aligned} C_{\text{Can}}^{\text{Ref}} &= MN + (M - 1)N + N + NL + NL \\ &= 2N(M + L) \text{ ฟลอป} \end{aligned} \quad (3.12)$$

3.5.2.3 พิจารณาความซับซ้อนทั้งส่วนการตรวจวัดข้อมูลและส่วนการขจัดสัญญาณแทรกสอดของเครื่องรับอ้างอิง

หากเครื่องรับไม่ต้องการจะขจัดสัญญาณแทรกสอดความซับซ้อนจะเป็น $C_{\text{Detect}}^{\text{Ref.}}$ แต่หากเครื่องรับเลือกให้มีการขจัดสัญญาณแทรกสอด 1 รอบ (iteration) ซึ่งยังไงก็ต้องทำขั้นตอนการตรวจวัดข้อมูลก่อน แล้วจึงทำขั้นตอนการขจัดสัญญาณแทรกสอด เมื่อเสร็จแล้วก็ต้องทำขั้นตอนการตรวจวัดข้อมูลอีกครั้งหนึ่ง เพื่อตรวจวัดข้อมูลออกมา จึงทำให้ความซับซ้อนของการขจัดสัญญาณแทรกสอดจำนวน 1 รอบ เป็น $2C_{\text{Detect}}^{\text{Ref.}} + C_{\text{Can}}^{\text{Ref.}}$ ซึ่งถ้าหากมีการขจัดสัญญาณแทรกสอดจำนวน m รอบ หรือเขียนแทนด้วย $C_{\text{m iter}}^{\text{Ref.}}$ จะได้ความซับซ้อนเป็นดังนี้

$$\begin{aligned} C_{\text{m iter}}^{\text{Ref.}} &= (m+1)C_{\text{Detect}}^{\text{Ref.}} + mC_{\text{Can}}^{\text{Ref.}} \\ &= m(C_{\text{Detect}}^{\text{Ref.}} + C_{\text{Can}}^{\text{Ref.}}) + C_{\text{Detect}}^{\text{Ref.}} \end{aligned} \quad (3.13)$$

โดยที่ $C_{\text{Detect}}^{\text{Ref.}}$ และ $C_{\text{Can}}^{\text{Ref.}}$ ได้มาจากสมการที่ (3.11) และ (3.12) ตามลำดับ

3.5.3 ความซับซ้อนของเครื่องรับที่เสนอ

การคำนวณความซับซ้อนของเครื่องรับที่เสนอ จะแบ่งออกเป็น 2 ส่วน เช่นเดียวกับการคำนวณความซับซ้อนในเครื่องรับอ้างอิง คือ เป็นส่วนการตรวจวัดข้อมูล และ ส่วนการขจัดสัญญาณแทรกสอด

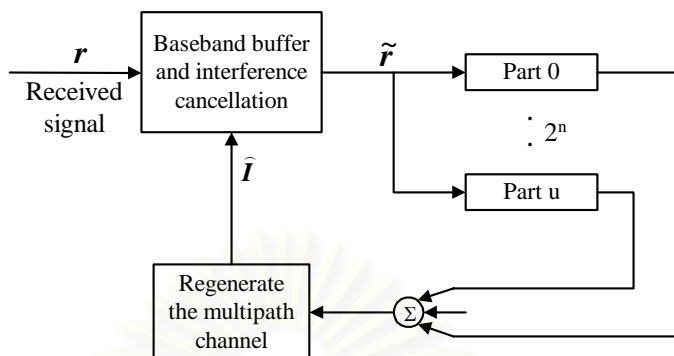
3.5.3.1 ความซับซ้อนของส่วนการตรวจวัดข้อมูลของเครื่องรับที่เสนอ

ขั้นตอนการตรวจวัดข้อมูลของเครื่องรับที่เสนอ จะใช้วิธีการเดียวกันกับเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา จึงทำให้มีความซับซ้อนเท่ากับเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา สามารถเขียนความซับซ้อนของการตรวจวัดข้อมูลของเครื่องรับที่เสนอ หรือ $C_{\text{Detect}}^{\text{Prop.}}$ ได้ดังนี้

$$C_{\text{Detect}}^{\text{Prop.}} = C_{\text{RAKE}} = (3N+1)L - 1 \text{ ฟลอป} \quad (3.14)$$

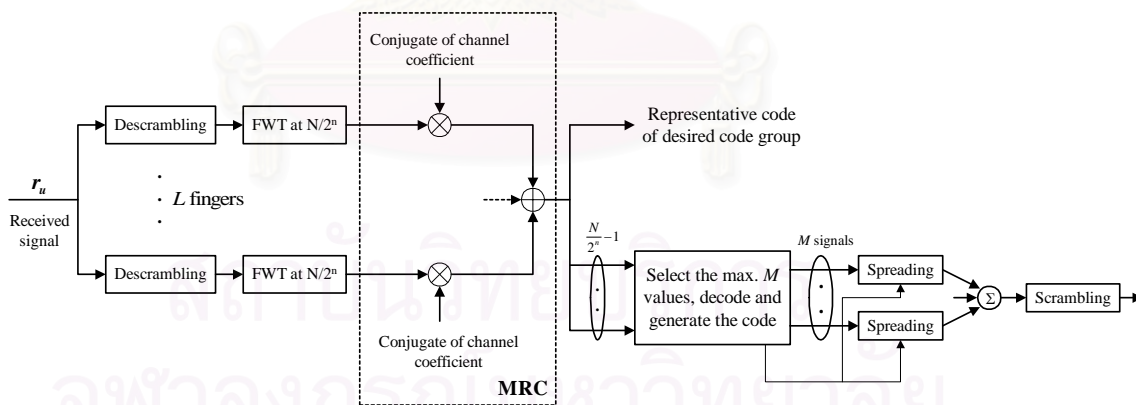
3.5.3.2 ความซับซ้อนของส่วนการขจัดสัญญาณแทรกสอดของเครื่องรับที่

เสนอ



รูปที่ 3.10 ส่วนการขจัดสัญญาณแทรกสอดในเครื่องรับที่เสนอ

ในส่วนของการขจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยวิธีที่เสนอ สามารถสรุปกระบวนการได้ ดังรูปที่ 3.10 สัญญาณที่รับได้ในช่วงเวลา 1 สัญลักษณ์ ซึ่งเป็นเมตริกซ์ \tilde{r} ขนาด $(L \times N)$ จะถูกแบ่งออกเป็น 2^n ส่วน โดย n คือ ระดับของรหัสที่ลดลงไปจากระดับรหัสของผู้ใช้ที่สนใจ ดังที่ได้อธิบายไปแล้วในหัวข้อที่ 3.2 จึงทำให้ในแต่ละส่วนมีอินพุตเป็นสัญญาณที่รับได้ขนาด $(L \times \frac{N}{2^n})$ เท่า ๆ กัน กระบวนการภายในของส่วนที่ u ใด ๆ สามารถแสดงได้ ดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 กระบวนการในส่วนที่ u

จากรูปที่ 3.11 ให้ r_u เป็นสัญญาณที่รับได้ ซึ่งเป็นอินพุตของส่วนที่ u สามารถวิเคราะห์ความซับซ้อนในส่วนที่ u เป็นขั้นตอนได้ ดังนี้

- ความซับซ้อนทางการคำนวณก่อนจะมีการรวมกันในขั้นตอน MRC

- ความซับซ้อนใน 1 finger

- ขั้นตอน descrambling

เป็นการคูณเชิงสมาชิกระหว่างเมตริกซ์ 2×2 เมตริกซ์ ที่ต่างมีขนาดเท่ากับ $(1 \times \frac{N}{2^n})$

ดังนั้น จึงมีความซับซ้อนเท่ากับ $\frac{N}{2^n}$ ฟลอป

- ขั้นตอน FWT

จะมีอินพุตเป็นเมตริกซ์ขนาด $(1 \times \frac{N}{2^n})$ เพื่อเข้าสู่ FWT ทำให้ได้ผลลัพธ์เป็นเมตริกซ์ขนาด $(\frac{N}{2^n} \times 1)$

ดังนั้น ความซับซ้อนในขั้นตอนนี้เท่ากับ $\frac{N}{2^n} \log_2 \frac{N}{2^n}$ ฟลอป

- ขั้นตอนการคูณด้วยสัจของสัมประสิทธิ์ของสัญญาณ

จะเป็นการนำสัจของสัมประสิทธิ์ของสัญญาณ ซึ่งมีขนาด (1×1) คูณกับเมตริกซ์ที่ได้จากขั้นตอน FWT ที่มีขนาด $(\frac{N}{2^n} \times 1)$

ดังนั้น ความซับซ้อนในขั้นตอนนี้เท่ากับ $\frac{N}{2^n}$ ฟลอป

$$\begin{aligned} \therefore \text{รวมความซับซ้อนทั้งหมดใน 1 finger} &= \frac{N}{2^n} + \frac{N}{2^n} \log_2 \frac{N}{2^n} + \frac{N}{2^n} \\ &= \frac{2N}{2^n} + \frac{N}{2^n} \log_2 \frac{N}{2^n} \end{aligned}$$

- ความซับซ้อนทั้งหมด L fingers

ความซับซ้อนทั้งหมด L fingers ($C_{L \text{ fingers}}$) = ความซับซ้อนใน 1 finger $\times L$

$$= L \left(\frac{2N}{2^n} + \frac{N}{2^n} \log_2 \frac{N}{2^n} \right)$$

- ความซับซ้อนของการรวมในขั้นตอน MRC

เกิดจากการบวกกันของเมตริกซ์ขนาด $(\frac{N}{2^n} \times 1)$ จำนวน L ตัว บวกกัน ได้ผลลัพธ์เป็นเมตริกซ์ขนาด $(\frac{N}{2^n} \times 1)$

ดังนั้น จึงมีความซับซ้อนในขั้นตอนนี้เท่ากับ $C_{\text{sum}}^{\text{MRC}} = \frac{N}{2^n} (L-1)$

หลังจากนั้นเครื่องรับจะพิจารณาเลือกจากค่าสหสัมพันธ์จำนวน $\frac{N}{2^n} - 1$ ค่า มาพิจารณาเพื่อเลือกเอาค่าที่สูงที่สุดจำนวน M ค่า ออกมาตัดสินบิต ซึ่งมีวิธีการเดียวกับเครื่องรับอ้างอิงสามารถคำนวณความซับซ้อนได้ ดังนี้

- ขั้นตอนการแผ่ (spreading)

มีความซับซ้อนเท่ากับ $M\left(\frac{N}{2^n}\right) = \frac{MN}{2^n}$ ฟลอป

- ขั้นตอนการรวมสัญญาณที่แผ่แล้ว

มีความซับซ้อนเท่ากับ $(M - 1)\left(\frac{N}{2^n}\right)$ ฟลอป

- ขั้นตอน scrambling

มีความซับซ้อนเท่ากับ $\frac{N}{2^n}$ ฟลอป

ดังนั้น ความซับซ้อนทั้งหมดของกระบวนการในส่วนที่ u หรือ C_u คือ

$$\begin{aligned} C_u &= C_{L \text{ fingers}} + C_{\text{sum}}^{\text{MRC}} + \frac{MN}{2^n} + (M - 1)\left(\frac{N}{2^n}\right) + \frac{N}{2^n} \\ &= \frac{N}{2^n} [L(3 - n + \log_2 N) + 2M - 1] \text{ ฟลอป} \end{aligned}$$

- ความซับซ้อนทั้งหมด 2^n ส่วน

ความซับซ้อนทั้งหมด 2^n ส่วน $= C_{2^n} = 2^n C_n = N[L(3 - n + \log_2 N) + 2M - 1]$ ฟลอป

หลังจากนั้นจะเป็นการนำผลที่ได้จากแต่ละส่วนมารวมกัน แต่เนื่องจากแต่ละส่วนจะมีช่วงเวลาที่ไม่ตรงกันอยู่ จึงไม่มีการบวกเกิดขึ้น แต่จะเป็นการนำผลที่ได้จากแต่ละส่วนมาเรียงต่อกันเท่านั้น ทำให้ได้ผลลัพธ์เป็นเมตริกซ์ขนาด $(1 \times N)$

- ขั้นตอนการสร้างสัญญาณแบบพหุวิถี

มีวิธีการเดียวกับเครื่องรับอ้างอิง จึงทำให้มีความซับซ้อนเท่ากัน

จะได้ความซับซ้อนในขั้นตอนนี้เท่ากับ NL ฟลอป

- ขั้นตอนการขจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยการลบออก

เช่นเดียวกันกับเครื่องรับอ้างอิง ทำให้มีความซับซ้อนเท่ากับ NL ฟลอป

รวมความซับซ้อนในขั้นตอนการขจัดสัญญาณแทรกสอดของเครื่องรับที่เสนอทั้งหมด หรือ

$C_{\text{Can}}^{\text{Prop.}}$ ได้ คือ

$$\begin{aligned}
 C_{\text{Can}}^{\text{Prop.}} &= C_{2^n} + NL + NL \\
 &= N[L(5 - n + \log_2 N) + 2M - 1] \text{ ฟลอป}
 \end{aligned} \tag{3.15}$$

3.5.3.3 พิจารณาความซับซ้อนทั้งส่วนการตรวจวัดข้อมูลและส่วนการขจัดสัญญาณแทรกสอดของเครื่องรับที่เสนอ

เครื่องรับที่เสนอนี้มีส่วนของการตรวจวัดข้อมูลและการขจัดสัญญาณแทรกสอดที่แยกจากกันอย่างเห็นได้ชัด การเพิ่มจำนวนรอบการขจัดสัญญาณแทรกสอด จึงเป็นการเพิ่มการคำนวณเฉพาะในส่วนการขจัดสัญญาณแทรกสอดเป็นเท่าตัว และสุดท้ายจะสิ้นสุดด้วยการตรวจวัดข้อมูลในครั้งเดียว หากเครื่องรับมีการขจัดสัญญาณแทรกสอดจำนวน m รอบ จะได้ความซับซ้อนของการขจัดสัญญาณแทรกสอดจำนวน m รอบ หรือ $C_{m \text{ iter}}^{\text{Prop.}}$ เป็นดังนี้

$$C_{m \text{ iter}}^{\text{Prop.}} = mC_{\text{Can}}^{\text{Prop.}} + C_{\text{Detect}}^{\text{Prop.}} \tag{3.16}$$

โดยที่ $C_{\text{Detect}}^{\text{Prop.}}$ และ $C_{\text{Can}}^{\text{Prop.}}$ ในสมการที่ (3.16) ได้มาจาก (3.14) และ (3.15) ตามลำดับ

3.5.4 สรุปความซับซ้อนของเครื่องรับที่นำมาพิจารณา

ในหัวข้อนี้จะสรุปความซับซ้อนทางการคำนวณของอัลกอริทึมที่ได้หามาในหัวข้อที่แล้ว โดยจะแยกความซับซ้อนซึ่งเกิดจากการบวกหรือการลบ และความซับซ้อนที่เกิดจากการคูณออกจากกัน ซึ่งอันดับแรกจะสรุปความซับซ้อนของเครื่องรับที่ต้องใช้ในการตรวจวัดข้อมูลจำนวน 1 สัญลักษณ์ โดยไม่มีการขจัดสัญญาณแทรกสอด สามารถความซับซ้อนได้ดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 ความซับซ้อนทางการคำนวณของเครื่องรับโดยไม่มีการขจัดสัญญาณแทรกสอด หรือ เฉพาะส่วนการตรวจวัดข้อมูล

	เครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา	เครื่องรับอ้างอิง	เครื่องรับที่เสนอ
ความซับซ้อน (flops/symbol)	$C_{\text{RAKE}} = (3N + 1)L - 1$	$C_{\text{Detect}}^{\text{Ref.}} = N[L(3 + \log_2 N) - 1]$	$C_{\text{Detect}}^{\text{Prop.}} = (3N + 1)L - 1$
การบวกหรือการลบ (flops/symbol)	$NL - 1$	$NL \log_2 N + N(L - 1)$	$NL - 1$
การคูณ (flops/symbol)	$(2N + 1)L$	$2NL$	$(2N + 1)L$

ความซับซ้อนทางการคำนวณของส่วนการขจัดสัญญาณแทรกสอดในเครื่องรับอ้างอิง และเครื่องรับที่เสนอ สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.2 ความซับซ้อนทางการคำนวณของเครื่องรับในส่วนการขจัดสัญญาณแทรกสอด

	เครื่องรับอ้างอิง	เครื่องรับที่เสนอ
ความซับซ้อน (flops/symbol)	$C_{\text{Can}}^{\text{Ref.}} = 2N(M + L)$	$C_{\text{Can}}^{\text{Prop.}} = N[L(5 - n + \log_2 N) + 2M - 1]$
การบวกหรือการลบ (flops/symbol)	$N(M + L - 1)$	$N \left[L \log_2 \left(\frac{N}{2^n} \right) + M + 2L - 2 \right]$
การคูณ (flops/symbol)	$N(M + L + 1)$	$N(M + 3L + 1)$

เมื่อรวมกระบวนการทั้งสองส่วนเข้าด้วยกัน คือ การตรวจวัดข้อมูลและการขจัดสัญญาณแทรกสอดในเครื่องรับอ้างอิงและเครื่องรับที่เสนอ โดยสมมติให้เครื่องรับมีการขจัดสัญญาณแทรกสอดจำนวน m รอบ ก่อนที่จะตรวจวัดข้อมูลออกมา สามารถสรุปความซับซ้อนของกระบวนการนี้ได้ดังตารางที่ 3.3 โดยใช้ตัวแปรที่ได้จากตารางที่ 3.1 และ 3.2 ประกอบได้ดังนี้

ตารางที่ 3.3 ความซับซ้อนทางการคำนวณของเครื่องรับที่มีการขจัดสัญญาณแทรกสอดจำนวน m รอบ แล้วจึงตรวจวัดข้อมูลออกมา

	เครื่องรับอ้างอิง	เครื่องรับที่เสนอ
ความซับซ้อน (flops/symbol)	$C_{\text{m iter}}^{\text{Ref.}} = m(C_{\text{Detect}}^{\text{Ref.}} + C_{\text{Can}}^{\text{Ref.}}) + C_{\text{Detect}}^{\text{Ref.}}$	$C_{\text{m iter}}^{\text{Prop.}} = mC_{\text{Can}}^{\text{Prop.}} + C_{\text{Detect}}^{\text{Prop.}}$

บทที่ 4

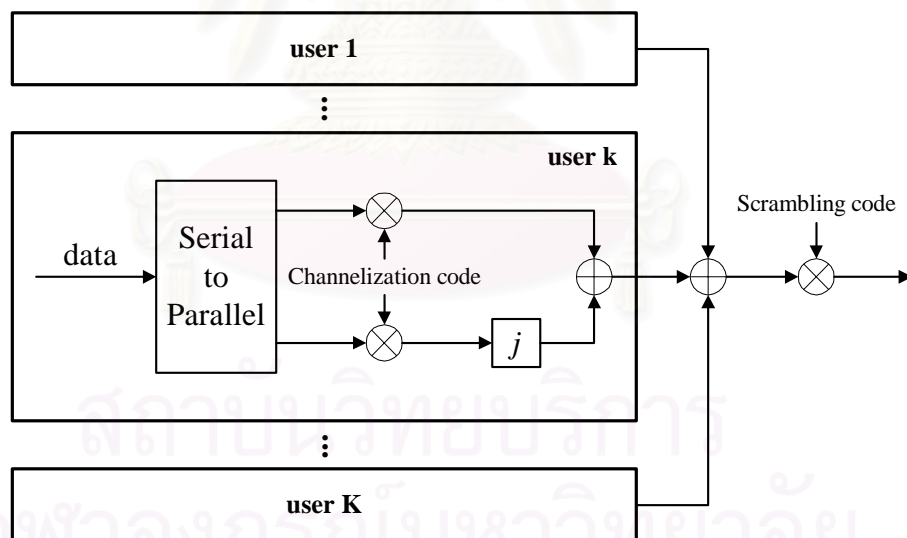
ผลการจำลองแบบ

หลังจากได้กล่าวถึงหลักการและทฤษฎีเบื้องต้นในบทที่ 2 และ เครื่องรับแบบขจัดสัญญาณแทรกสอดระหว่างกลุ่มรหัส หรือ เครื่องรับที่เสนอ ในบทที่ 3 บทนี้เป็นการจำลองแบบ (simulation) เครื่องรับชนิดต่าง ๆ โดยใช้คอมพิวเตอร์ เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของเครื่องรับ ว่าเครื่องรับชนิดใดจะให้สมรรถนะที่ดีกว่ากัน รวมทั้งยังพิจารณาถึงความซับซ้อนทางการคำนวณที่แตกต่างกันของเครื่องรับเหล่านี้ด้วย

4.1 ข้อกำหนดในการจำลองแบบ

4.1.1 เครื่องส่งในข่ายเชื่อมโยงขาลง

ในข่ายเชื่อมโยงขาลงของระบบสื่อสาร W-CDMA สถานีฐาน (base station) จะส่งสัญญาณของผู้ใช้ที่แตกต่างกันอย่างซิงโครนัส ซึ่งสามารถแสดงการมอดูเลต (modulation) ในข่ายเชื่อมโยงขาลง ได้ดังรูปที่ 4.1

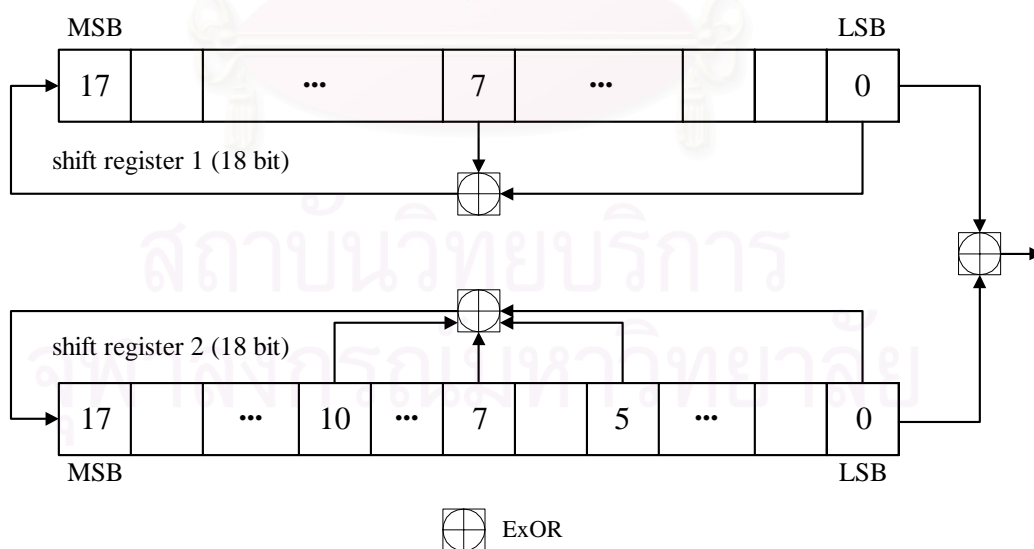


รูปที่ 4.1 การมอดูเลตในข่ายเชื่อมโยงขาลง

จากรูปที่ 4.1 ข้อมูลของผู้ใช้จะถูกแปลงจากแบบอนุกรมไปเป็นแบบขนาน (serial to parallel) เพื่อแบ่งข้อมูลออกเป็นข้อมูลในอินเฟส (inphase) กับ ควอดเรเจอร์เฟส (quadrature phase) ข้อมูลในอินเฟสจะถูกคูณเข้ากับรหัสที่ใช้ในการแยกแยะช่องสัญญาณ (channelization code) หรือเป็นรหัสของผู้ใช้ ซึ่งก็คือรหัสแผ่ที่เป็นรหัส OVSF ดังที่ได้อธิบายไปแล้วในหัวข้อที่ 2.1

ส่วนข้อมูลในควอดเรเจอร์เฟสจะถูกคูณเข้ากับรหัสที่ใช้ในการแยกแยะช่องสัญญาณเช่นเดียวกับข้อมูลในอินเฟส หลังจากนั้นจะถูกคูณเข้ากับ j ซึ่งจะทำให้ข้อมูลในส่วนควอดเรเจอร์เป็นส่วนของจำนวนจินตภาพ (imaginary part) ตั้งฉากกันกับข้อมูลในส่วนอินเฟส จากนั้นข้อมูลทั้งในส่วนอินเฟสและควอดเรเจอร์เฟสจะถูกนำมารวมกัน เมื่อรวมกันเสร็จแล้วก็จะเป็นสัญญาณของผู้ใช้คนนั้น ซึ่งจะถูกนำไปรวมกับผู้ใช้คนอื่น เพื่อคูณกับรหัส scrambling ต่อไป

รหัส scrambling ที่ใช้มีจำนวน 512 รหัส ซึ่งถูกแบ่งออกเป็นกลุ่มรหัสจำนวน 32 กลุ่ม โดยในแต่ละกลุ่มจะมีรหัสจำนวน 16 รหัส [23] รหัส scrambling ที่ใช้เป็นแบบ complex Gold code ซึ่งลำดับของรหัส scrambling นี้ สร้างได้จากลำดับแบบจริง (real sequence) จำนวน 2 ลำดับ มาประกอบกันเป็นลำดับแบบเชิงซ้อน (complex sequence) ลำดับแบบจริงแต่ละลำดับ จะสร้างลำดับออกมาแล้วรวมกันแบบมอดุโล 2 (modulo 2) ได้เป็นลำดับส่วนหนึ่ง (รหัส scrambling ที่ใช้ไม่ได้ใช้ทั้งหมดของลำดับ เพียงแต่เอามาส่วนหนึ่ง) ของลำดับแบบ Gold (Gold sequence) ขึ้นมา ซึ่งลำดับแบบจริงทั้งสองลำดับ ถูกสร้างมาจากเครื่องกำเนิดแบบ m-sequences ที่มีพหุนามกำเนิด (generator polynomial) ระดับชั้น (degree) เท่ากับ 18 จำนวน 2 ตัว ให้ x และ y เป็นลำดับทั้ง 2 ลำดับ โดยลำดับ x ถูกสร้างขึ้นมาโดยใช้พหุนามแบบ primitive (primitive polynomial) คือ $1 + X^7 + X^{18}$ ส่วนลำดับ y ถูกสร้างโดยใช้พหุนาม $1 + X^5 + X^7 + X^{10} + X^{18}$ เครื่องกำเนิดรหัส scrambling ในข่ายเชื่อมโยงขาลง แสดงได้ดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 เครื่องกำเนิดรหัส scrambling ในข่ายเชื่อมโยงขาลง

ให้ n_{17}, \dots, n_0 ได้จากการแปลงหมายเลขรหัส scrambling ที่ n (ฐานสิบ) ไปเป็นเลขฐานสองของ ซึ่ง n มีค่าตั้งแต่ 0 - 511 (รหัสมีอยู่จำนวน 512 รหัส) โดยมี n_0 เป็นบิตนัยสำคัญน้อยสุด (Least Significant Bit : LSB) ลำดับ x จะมีค่าเป็นเท่าไรขึ้นอยู่กับทางเลือกหมายเลขรหัส n เขียนแทนด้วย x_n และให้ $x_n(i)$ และ $y(i)$ หมายถึง สัญลักษณ์ลำดับที่ i ของลำดับ x_n และ y ตามลำดับ สามารถสร้าง m-sequences ของลำดับ x_n และ y ได้ดังนี้

- เงื่อนไขเริ่มต้น (initial condition)

$$x_n(0) = n_0, x_n(1) = n_1, \dots, x_n(16) = n_{16}, x_n(17) = n_{17}$$

$$y(0) = y(1) = \dots = y(16) = y(17) = 1$$

- นิยามการเกิดซ้ำ (recursive definition) ของสัญลักษณ์ตัวถัดมา คือ

$$x_n(i+18) = x_n(i+7) + x_n(i) \text{ modulo } 2, \quad i = 0, \dots, 2^{18} - 20 \quad (4.1)$$

$$y(i+18) = y(i+10) + y(i+7) + y(i+5) + y(i) \text{ modulo } 2, \quad i = 0, \dots, 2^{18} - 20 \quad (4.2)$$

- ลำดับของรหัสแบบ Gold ลำดับที่ n หรือ z_n นิยามด้วย

$$z_n(i) = x_n(i) + y(i) \text{ modulo } 2, \quad i = 0, \dots, 2^{18} - 20 \quad (4.3)$$

คำรหัสแบบไบนารี (binary code words) หรือ z_n นี้จะถูกแปลงเป็นค่าจำนวนจริง z'_n โดยแปลง '0' เป็น '1' และ '1' เป็น '-1' และในขั้นตอนสุดท้ายรหัส scrambling แบบ complex Gold code หรือ C_{scramb} จะได้จาก

$$C_{Scramb}(i) = z'_n(i) + j z'_n(i+M), \quad i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4.4)$$

โดยที่ค่า N และ M ได้มาจากตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ความสอดคล้องกันระหว่างอัตราชิปและพิสัยเฟสของรหัส scrambling ในข่ายเชื่อมโยงขาตง [23]

Chip rate (Mcps)	Period N	IQ Offset M	Range of phase (chip)	
			For in-phase component	For quadrature component
1.024	10240	131072	$0 - (N - 1)$	$0 - (N + M - 1)$
4.096	40960	131072		
8.192	81920	131072		
16.384	163840	131072		

ในวิทยานิพนธ์นี้ กำหนดให้ระบบมีอัตราชิปเท่ากับ 4.096 Mcps จึงมีคาบของรหัส scrambling เท่ากับ 40960 ชิป ($N = 40960$) และมีค่า M เท่ากับ 131072 ดังค่าในตาราง

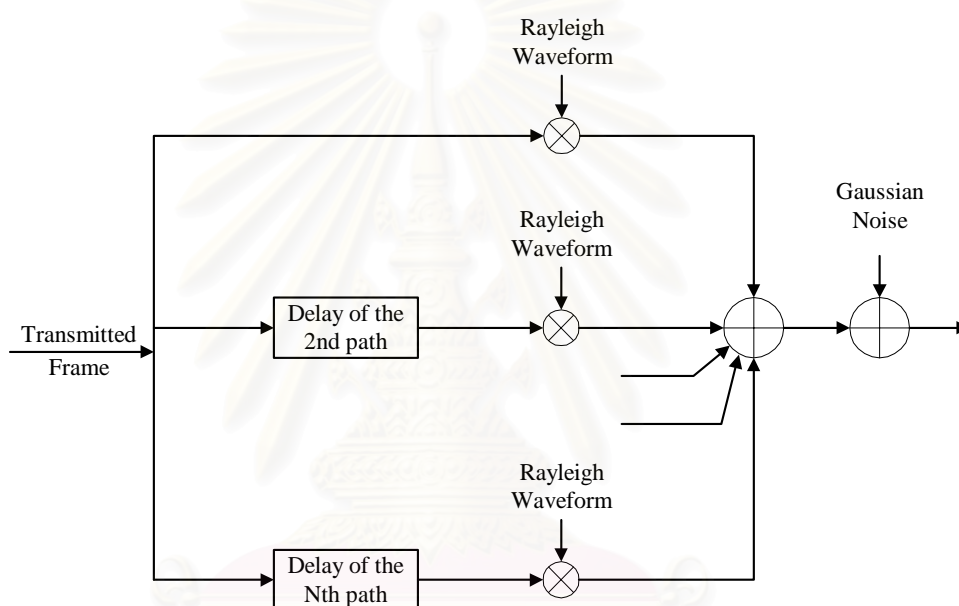
4.1.2 ช่องสัญญาณที่ใช้ในการจำลองแบบ

ในการจำลองแบบได้กำหนดให้ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา (time varying channel) โดยสัญญาณมีอัตราชิป (chip rate) เท่ากับ 4.096 Mcps ซึ่งมีความกว้างของพัลส์ที่แคบ ทำให้สามารถแยกแยะวิถีจากสัญญาณพหุวิถี (multipath) ได้ จึงทำให้สัญญาณที่ส่งออกมาได้รับผลกระทบจาก frequency selective fading โดยช่องสัญญาณพหุวิถีที่ใช้ในการจำลองแบบนี้เป็น IMT-2000 vehicular channel A model [24] ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณในกรณีที่มีการแผ่ของการประวิงที่ต่ำ (low delay spread case) ที่เกิดขึ้นได้บ่อยในช่องสัญญาณ ซึ่งในกรณีที่มีการแผ่ของการประวิงที่ต่ำนี้ หากผู้ใช้ที่สนใจมีค่าตัวประกอบการแผ่สูง ปัญหาของ ISI (Inter-Symbol Interference) ที่เกิดขึ้นจากช่องสัญญาณนี้ จะส่งผลกระทบต่อสมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลน้อย แต่ถ้าตัวประกอบการแผ่ของผู้ใช้ที่สนใจมีค่าน้อย ปัญหา ISI จะส่งผลกระทบต่อสมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลสูง [25] ซึ่งในการจำลองแบบในวิทยานิพนธ์นี้ได้พิจารณาถึงกรณีดังกล่าวเพื่อให้การจำลองแบบมีสภาพแวดล้อมเหมือนจริง พารามิเตอร์ของช่องสัญญาณพหุวิธิดังกล่าว แสดงได้ดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 พารามิเตอร์สำหรับ IMT-2000 vehicular channel A model [24]

Path number	0	1	2	3	4	5
Delay (ns)	0	310	710	1090	1730	2510
Average Power (dB)	0	-1	-9	-10	-15	-20

ในการจำลองแบบยังพิจารณาว่ามีการเฟดดิ้งแบบเรย์ลี (Rayleigh fading) ในวิธีแต่ละวิธี โดยมีค่าสัมประสิทธิ์ที่มีความสัมพันธ์กัน (correlated coefficient) และมีการแจกแจงแบบเรย์ลี ที่สร้างได้จากแบบจำลองของ Jakes [26] โดยกำหนดให้สถานีเคลื่อนที่ (mobile station) เคลื่อนที่ด้วยความเร็ว 100 km/h และมีความถี่คลื่นพาห์เท่ากับ 2 GHz นอกจากนี้ ก่อนที่สัญญาณที่ส่งจะเข้าไปยังที่เครื่องรับ เกิดเป็นสัญญาณที่รับได้ (received signal) จริง ๆ จะมีการพิจารณาให้ช่องสัญญาณมีสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise : AWGN) โดยสามารถสรุปช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาที่ใช้ในการจำลองแบบ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ ดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 ช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา

ความแปรปรวน (variance) ของสัญญาณรบกวนแบบ AWGN ที่เพิ่มเข้าไปตรงวงจรส่วนหน้า (front end) ของเครื่องรับ ขึ้นอยู่กับอัตราส่วนระหว่างกำลังของสัญญาณกับกำลังของสัญญาณรบกวน หรือ SNR (Signal to Noise Ratio) โดยกำลังของสัญญาณรบกวนจะเท่ากับ σ_{noise}^2 ซึ่งก็คือความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนนั่นเอง โดยในการจำลองแบบจะกำหนดให้กำลังของสัญญาณคงที่ แต่ปรับเปลี่ยนกำลังของสัญญาณรบกวนให้มีค่าแตกต่างกันตาม SNR ที่เปลี่ยนแปลง ส่วนการวัดสมรรถนะของเครื่องรับชนิดต่างกัน จะดูจากอัตราผิดพลาด หรือ BER (Bit Error Rate) ที่เกิดขึ้น โดยการเปรียบเทียบบิตที่เครื่องรับชนิดนั้นตรวจวัดได้กับบิตที่ถูกส่งออกมา ว่าเกิดการผิดพลาดไปกี่บิตในจำนวนบิตที่ถูกส่งออกมาทั้งหมด แล้วจึงนำมาคำนวณเป็น BER ที่เกิดขึ้น

4.1.3 สรุปพารามิเตอร์และสภาวะที่ใช้ในการจำลองแบบ

ในการจำลองแบบเพื่อตรวจสอบรรถนะเบื้องต้นของเครื่องรับที่ไม่มีการจัดสรรสัญญาณแทรกสอด และเครื่องรับที่มีการจัดสรรสัญญาณแทรกสอด ใช้พารามิเตอร์และสภาวะในการจำลองแบบดังนี้

1. พิจารณาช่องสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise : AWGN) โดยพิจารณาผลของคลื่นพหุวิถี (multipath) และ เฟดดิ้ง (fading) โดยแบบจำลองของช่องสัญญาณเป็นแบบ IMT-2000 vehicular channel A model ที่ความถี่คลื่นพาห์ 2 GHz และความเร็วยานเคลื่อนที่เท่ากับ 100 km/h ด้วยค่าสัมประสิทธิ์ที่มีความสัมพันธ์กัน (correlated coefficient) และมีการแจกแจงแบบเรย์ลี ที่สร้างได้จากแบบจำลองของ Jakes
2. การมอดูเลตข้อมูลเป็นแบบ QPSK
3. ค่าตัวประกอบการแผ่ของผู้ใช้เปลี่ยนแปลงจาก 128 (ผู้ใช้เสียง) ถึง 8 (ผู้ใช้ข้อมูล)
4. ความยาวของเฟรมเท่ากับ 10 ms
5. เครื่องรับแบบ RAKE ประกอบด้วย finger จำนวน 6 fingers
6. รหัส scrambling ของสถานีฐานเป็นแบบ complex Gold code มีความยาวเท่ากับ 40960 ชิป
7. ในการเปรียบเทียบสมรรถนะของเครื่องรับต่างชนิดกัน จะกำหนดให้ในระบบมีผู้ใช้จำนวน 7 คน ซึ่งมีค่าตัวประกอบการแผ่เป็น 128, 128, 64, 16, 16, 8 และ 8 โดยผู้ใช้ที่สนใจ คือ ผู้ใช้คนแรกที่มีค่าตัวประกอบการแผ่เท่ากับ 128
8. ผู้ใช้ทุกคนมีอัตราส่วนระหว่างพลังงานเฉลี่ยต่อบิตข้อมูลข่าวสารกับกำลังของสัญญาณรบกวน (E_b/N_0) เท่ากัน โดยไม่คำนึงถึงอัตราข้อมูลของผู้ใช้นั้น
9. เครื่องรับสามารถประมาณช่องสัญญาณได้อย่างถูกต้อง (perfect channel estimation)

ในข้อที่ 8 นั้นได้กำหนดไว้ว่าให้ E_b/N_0 ของผู้ใช้ทุกคนเท่ากันโดยไม่คำนึงว่าผู้ใช้คนนั้นจะมีอัตราข้อมูลเป็นเท่าใด จึงทำให้กำลังเฉลี่ย (average power) ของผู้ใช้ที่มีอัตราข้อมูลสูงมีค่ามากกว่ากำลังเฉลี่ยของผู้ใช้ที่มีอัตราข้อมูลต่ำกว่า และผู้ใช้ที่มีอัตราข้อมูลเป็น MR จะมีกำลังเฉลี่ยเป็น M เท่าของผู้ใช้ที่มีอัตราข้อมูลเท่ากับ R จึงอาจมองผู้ใช้ที่มีอัตราข้อมูลเท่ากับ MR ว่าเป็นผู้ใช้ที่มีอัตราข้อมูลเท่ากับ R จำนวน M คน หรือ เรียกว่ามีผู้ใช้ประสิทธิผล (effective user) จำนวน M คน ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้กำหนดให้ผู้ใช้ที่มีค่าตัวประกอบการแผ่เท่ากับ 128 เป็นผู้ใช้ประสิทธิผล 1 คน ดังนั้น หากมีผู้ใช้ที่มีค่าตัวประกอบการแผ่เท่ากับ 8 ซึ่งจะมีอัตราข้อมูลสูงกว่า $128/8=16$ เท่า จึง

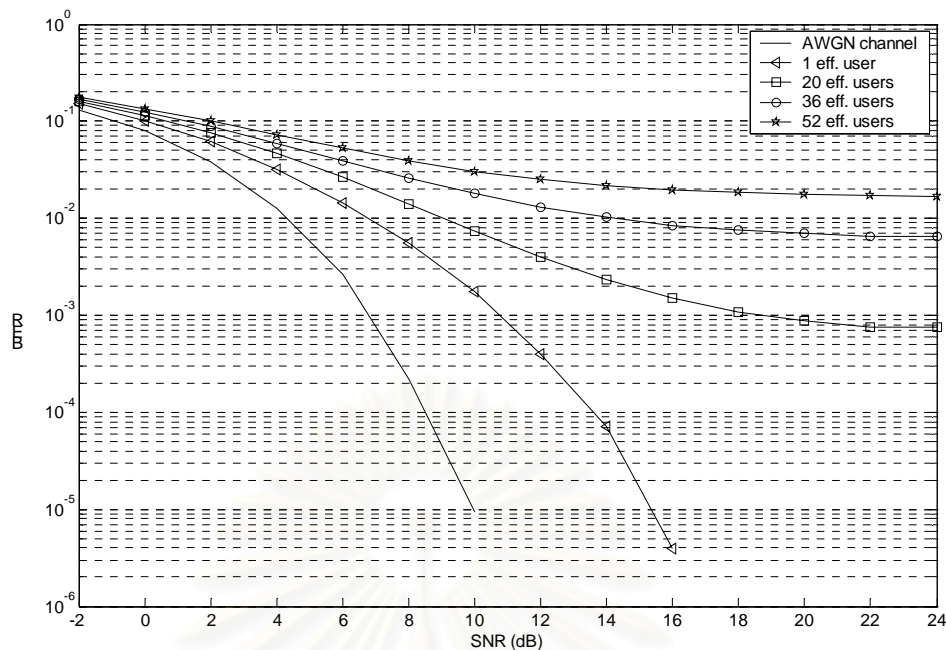
จะเท่ากับมีผู้ใช้ประสิทธิภาพผลจำนวน 16 คน ดังนั้นจากข้อที่ 7 ที่กำหนดว่ามีผู้ใช้จำนวน 7 คน มีค่าตัวประกอบการแผ่เป็น 128, 128, 64, 16, 16, 8 และ 8 จึงเท่ากับมีผู้ใช้ประสิทธิภาพผลเป็น 1, 1, 2, 8, 8, 16 และ 16 ตามลำดับ ทำให้ในระบบมีผู้ใช้ประสิทธิภาพผลรวมกันทั้งสิ้นเท่ากับ 52 คน แนวความคิดของผู้ใช้ประสิทธิภาพผลที่กล่าวมานี้ จะถูกนำไปใช้ในการจำลองแบบที่จะกล่าวต่อไป

4.2 ผลของการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ภายในเซลล์

4.2.1 ผลของการเพิ่มผู้ใช้ที่มีอัตราข้อมูลสูงเข้าไปในระบบ

การจำลองแบบในหัวข้อนี้ จะเป็นการวัดผลของการแทรกสอดจากผู้ใช้งานหลายคนภายในเซลล์ ที่มีผลต่อสมรรถนะของสัญญาณในชายเชื่อมโยงขาของระบบสื่อสาร W-CDMA โดยในการจำลองแบบ จะดูผลของการเพิ่มผู้ใช้ที่มีอัตราสูงเข้าไปในระบบ ว่าจะส่งผลกระทบต่อผู้ใช้ที่สนใจที่มีอัตราข้อมูลต่ำกว่าอย่างไร

กรณีที่ใช้ในการจำลองแบบจะแบ่งออกเป็น 5 กรณีด้วยกัน โดยทั้ง 5 กรณีจะวัดสมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลของเครื่องรับ โดยใช้เครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา (conventional RAKE receiver) ซึ่งสมรรถนะของเครื่องรับจะดูจากอัตราผิดพลาด หรือ BER (Bit Error Rate) ที่เกิดขึ้นระหว่างข้อมูลที่ถูส่งออกมากับข้อมูลที่เครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดาตรวจวัดได้ โดยการวัดสมรรถนะของเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดานี้ จะเปรียบเทียบดูที่ค่าอัตราส่วนระหว่างกำลังของสัญญาณกับกำลังของสัญญาณรบกวน หรือ SNR (Signal to Noise Ratio) ที่แตกต่างกัน ซึ่งในการจำลองแบบนี้จะเริ่มตั้งแต่ SNR เท่ากับ -2 dB ไปจนถึง SNR เท่ากับ 24 dB ผู้ใช้ที่สนใจในการจำลองแบบ คือ ผู้ใช้ที่มีค่าตัวประกอบการแผ่เท่ากับ 128 ซึ่งให้เป็นผู้ใช้ประสิทธิภาพผล 1 คน กรณีแรกที่ใช้ในการจำลองแบบ คือ กรณีที่มีผู้ใช้ที่สนใจคนเดียวในระบบและช่องสัญญาณไม่มีเฟดดิ้ง มีแต่สัญญาณรบกวนแบบ AWGN กรณีที่สอง เป็นกรณีที่มีผู้ใช้ที่สนใจเพียงคนเดียวเช่นกัน แต่ช่องสัญญาณมีเฟดดิ้งและมีสัญญาณรบกวนแบบ AWGN ส่วนกรณีที่ 3, 4 และ 5 จะมีช่องสัญญาณมีคุณลักษณะเหมือนกันกับช่องสัญญาณในกรณีที่ 2 แต่ผู้ใช้ประสิทธิภาพผลในระบบจะเป็น 20, 36 และ 52 คน ตามลำดับ ซึ่งในกรณีที่ 4 จะเป็นการเพิ่มผู้ใช้เพียงคนเดียวเข้าไปในระบบเพิ่มเติมจากในกรณีที่ 3 (ผู้ใช้ประสิทธิภาพผล 20 คน) โดยผู้ใช้ที่เพิ่มเข้าไปมี SF=8 (ผู้ใช้ประสิทธิภาพผล 16 คน) ซึ่งถือว่าผู้ใช้คนที่เพิ่มเข้าไปมีอัตราข้อมูลที่สูงกว่าผู้ใช้ที่สนใจมาก ส่วนกรณีที่ 5 เป็นการเพิ่มผู้ใช้เพียงคนเดียวเพิ่มเติมจากในกรณีที่ 4 โดยผู้ใช้ที่เพิ่มเข้าไปมี SF=8 เช่นเดียวกับการเพิ่มผู้ใช้ในกรณีที่ 4 ผลจากการจำลองแบบทั้ง 5 กรณี แสดงไว้ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 ผลของการแทรกสอดเนื่องจากการเพิ่มผู้ใช้ที่มีอัตราข้อมูลสูงเข้าไปในระบบ

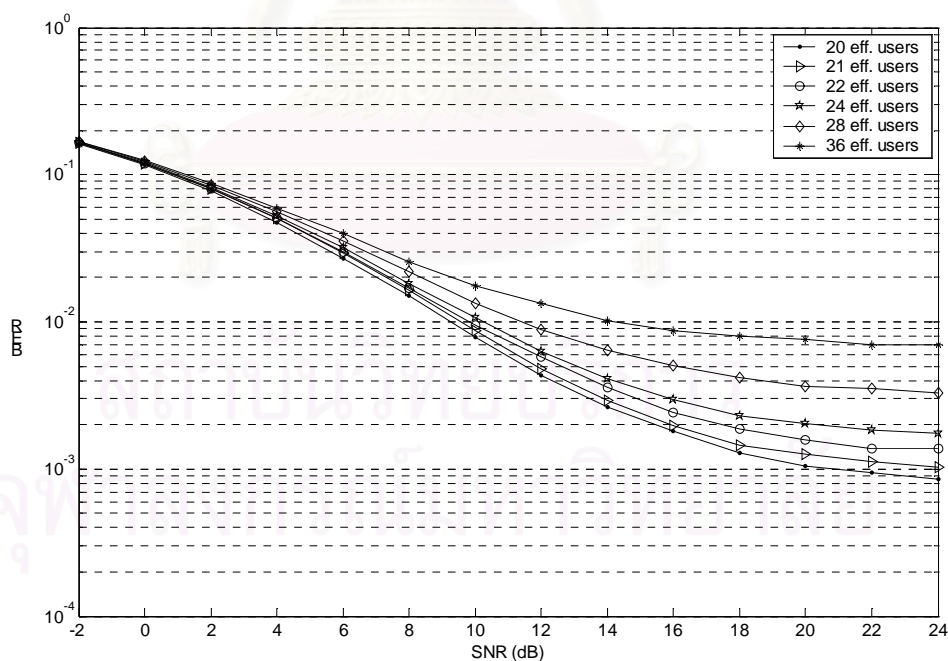
จากผลการจำลองแบบในรูปที่ 4.4 พบว่ากรณีที่มีช่องสัญญาณมีเพียงสัญญาณรบกวนแบบ AWGN และมีผู้ใช้เพียงคนเดียวในระบบ หรือ ในกรณีแรก สมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลที่ได้จากเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา จะมีสมรรถนะที่ดีที่สุดในทั้งหมด 5 กรณี แต่เมื่อช่องสัญญาณมีเฟดดิ้งเพิ่มขึ้น หรือ ในกรณีที่ 2 เครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดาจะมีสมรรถนะที่ด้อยลงไป โดยที่ SNR = 6 dB เครื่องรับจะมี BER เพิ่มขึ้นจากกรณีแรกประมาณ 1.2% ซึ่งแสดงให้เห็นว่าช่องสัญญาณที่มีเฟดดิ้ง มีผลทำให้สมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลของเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดาด้อยลงไป

ผลจากการจำลองแบบในกรณีที่ 3 ซึ่งมีผู้ใช้ประสิทธิภาพจำนวน 20 คน ได้แสดงไว้ในรูปที่ 4.4 เช่นเดียวกัน หากเพิ่มผู้ใช้ 1 คนเข้าไปในระบบ หรือ ในกรณีที่ 4 โดยผู้ใช้ที่เพิ่มเข้าเป็นผู้ใช้ที่มี SF=8 หรือ เทียบเท่ากับเพิ่มผู้ใช้ประสิทธิภาพจำนวน 16 คน ซึ่งทำให้ในระบบมีผู้ใช้ประสิทธิภาพรวม 36 คน จะทำให้ BER สูงขึ้น ดังที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 4.4 โดยที่ค่า SNR = 6 dB จะทำให้ BER สูงขึ้นจากในกรณีที่ 3 ประมาณ 1.3% และในกรณีที่ 5 ซึ่งเพิ่มผู้ใช้ที่มี SF=8 เข้าไปอีก 1 คน ทำให้มีผู้ใช้ประสิทธิภาพรวมในระบบเท่ากับ 52 คน จะทำให้ BER เพิ่มขึ้นจากในกรณีที่ 4 อีก โดยที่ SNR = 6 dB ค่าของ BER เมื่อเปรียบเทียบกับในกรณีที่ 4 จะสูงขึ้นประมาณ 1.3% หากรวมแล้ว การเพิ่มผู้ใช้เข้าไปเพิ่มเติมจากกรณีที่ 3 เพียง 2 คนเข้าไปในระบบ จะทำให้ BER ที่ SNR = 6 dB สูงขึ้นรวมประมาณ 2.6% ซึ่งจากผลการจำลองแบบที่ได้นี้ จะเห็นได้ชัดเจนว่า หากมีการเพิ่มผู้ใช้ที่มีอัตราข้อมูลสูงกว่าผู้ใช้ที่สนใจ จะทำให้สัญญาณแทรกสอดในระบบเพิ่มขึ้นอย่างมาก อันจะ

ส่งผลให้สมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลของเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดาที่ใช้ด้อยลงไปเป็นอย่างมากด้วยเช่นกัน

4.2.2 ผลของการเพิ่มผู้ใช้ที่มีอัตราข้อมูลแตกต่างกันเข้าไปในระบบ

ในการจำลองแบบก่อนหน้านี้นี้เป็นการวัดสมรรถนะของเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา ในกรณีที่มีการเพิ่มผู้ใช้ที่มีอัตราข้อมูลสูงกว่าผู้ใช้ที่สนใจมาก หรือ เป็นการเพิ่มผู้ใช้ที่มีอัตราข้อมูลสูงที่สุดเข้าไปในระบบ ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงต้องการศึกษาคุณสมบัติสมรรถนะของเครื่องรับในการตรวจวัดข้อมูล ในกรณีที่มีการเพิ่มผู้ใช้ที่มีอัตราข้อมูลต่าง ๆ กัน เข้าไปในระบบ โดยเริ่มต้นจะเริ่มจากกำหนดให้ในระบบมีผู้ใช้ประสิทธิภาพผลจำนวน 5 คน ที่มี SF เท่ากับ 128, 128, 64, 16 และ 16 เทียบเท่ากับมีผู้ใช้ประสิทธิภาพผลรวม 20 คน จากนั้นจึงจำลองแบบ โดยการเพิ่มผู้ใช้ไป 5 กรณี แต่ละกรณีจะเป็นการเพิ่มผู้ใช้เพียงคนเดียว จากจำนวนผู้ใช้ 5 คน ทำให้ในแต่ละกรณีมีผู้ใช้เป็นจำนวน 6 คน โดยกรณีแต่ละกรณีจะแตกต่างกันตรงที่ผู้ใช้ 1 คนที่เพิ่มเข้าไปจะมี SF ไม่เท่ากัน หรือ กล่าวได้ว่ามีอัตราข้อมูลไม่เท่ากัน โดยผู้ใช้ที่เพิ่มเข้าไปในกรณีแต่ละกรณีมี SF เป็น 128, 64, 32, 16 และ 8 ตามลำดับ ทำให้ในระบบมีผู้ใช้ประสิทธิภาพผลรวมเป็น 21, 22, 24, 28 และ 36 ตามลำดับ ผลจากการจำลองแบบ แสดงไว้ดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 ผลของการแทรกสอดจากเนื่องจากการเพิ่มผู้ใช้ที่มีอัตราข้อมูลแตกต่างกันเข้าไปในระบบ

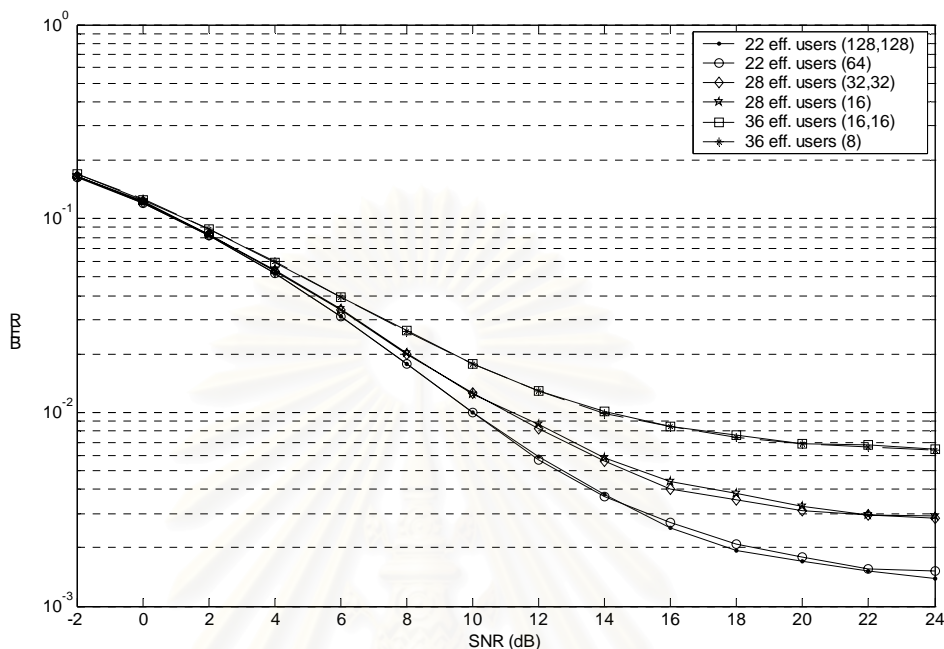
จากผลการจำลองแบบที่ได้ในรูปที่ 4.5 จะพบว่า เมื่อจำนวนผู้ใช้ประสิทธิภาพในระบบเพิ่มขึ้น ค่า BER ก็สูงขึ้นไปตาม หรือกล่าวได้ว่าเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดาจะมีสมรรถนะที่ด้อยลงไป ทั้งนี้เป็นเพราะว่าการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ด้วยกันเองมีค่าสูงขึ้น หากมองถึงการเปลี่ยนแปลงของ BER ที่เกิดขึ้น พบว่าเมื่อเพิ่มผู้ใช้ที่มี SF เป็น 128, 64 และ 32 (ผู้ใช้ประสิทธิภาพในระบบเท่ากับ 21, 22 และ 24 ตามลำดับ) การเพิ่มขึ้นของ BER จะใกล้เคียงกัน โดยที่ SNR = 6 dB จะทำให้ BER สูงขึ้นโดยเฉลี่ย 0.1% แต่หากเพิ่มผู้ใช้ที่มี SF=16 (ผู้ใช้ประสิทธิภาพในระบบเท่ากับ 28 คน) จะทำให้ BER สูงขึ้นอย่างเห็นได้ชัด โดยที่ SNR = 6 dB ค่าของ BER จะสูงขึ้นประมาณ 0.5% และหากเพิ่มผู้ใช้ที่มี SF=8 (ผู้ใช้ประสิทธิภาพในระบบเท่ากับ 36 คน) BER จะสูงขึ้นมากอย่างเห็นได้ชัดเจน ซึ่งที่ค่า SNR = 6 dB เท่ากัน จะทำให้ BER สูงขึ้นถึง 1.3%

การจำลองแบบในหัวข้อนี้ สามารถสรุปได้ว่าการเพิ่มผู้ใช้ที่มีอัตราข้อมูลสูงกว่าอัตราข้อมูลของผู้ใช้ที่สนใจเล็กน้อย จะทำให้สมรรถนะของเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดาในการตรวจวัดข้อมูลด้อยลงเล็กน้อยเช่นเดียวกัน แต่หากผู้ใช้ที่เพิ่มเข้าไปในระบบมีอัตราข้อมูลสูงกว่าอัตราข้อมูลของผู้ใช้ที่สนใจมาก จะส่งผลให้สมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลของเครื่องรับแบบ RAKE ด้อยลงไปอย่างเห็นได้ชัดเจน ดังนั้น สัญญาณของผู้ใช้ที่มีอัตราข้อมูลสูงจะส่งผลให้เกิดการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ด้วยกันเองเป็นอย่างมาก

4.2.3 ผลของการเพิ่มผู้ใช้ที่ทำให้มีจำนวนผู้ใช้ประสิทธิภาพในระบบเท่ากัน

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาว่าการเพิ่มผู้ใช้ที่มีจำนวนและอัตราข้อมูลที่แตกต่างกัน แต่มีผลทำให้จำนวนผู้ใช้ประสิทธิภาพรวมในระบบมีค่าเท่ากัน จะส่งผลต่อสมรรถนะของเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดาในการตรวจวัดข้อมูลอย่างไร โดยเริ่มแรกกำหนดให้ในระบบมีผู้ใช้จำนวน 4 คน มี SF เป็น 128, 128, 64 และ 8 ซึ่งเทียบเท่ากับมีจำนวนผู้ใช้ประสิทธิภาพรวมในระบบเท่ากับ 20 คน ต่อมาจึงเปรียบเทียบสมรรถนะในกรณีที่ผู้ใช้ประสิทธิภาพในระบบรวมกันเป็น 22 คน โดยกรณีแรกจะเพิ่มผู้ใช้เข้าไป 2 คน ซึ่งต่างมี SF เป็น 128 หรือเท่ากับเพิ่มผู้ใช้ประสิทธิภาพเข้าไปเป็นจำนวน 2 คน และกรณีที่ 2 คือ เพิ่มผู้ใช้เข้าไปคนเดียว แต่มี SF เป็น 64 หรือเท่ากับเพิ่มผู้ใช้ประสิทธิภาพจำนวน 2 คนเช่นเดียวกัน โดยทั้ง 2 กรณีทำให้จำนวนผู้ใช้ประสิทธิภาพรวมในระบบมีค่าเท่ากัน คือ 22 คน ถัดมาได้จำลองแบบในกรณีที่ในระบบมีผู้ใช้ประสิทธิภาพรวมกันเป็น 28 คน โดยเปรียบเทียบจำนวน 2 กรณีเช่นเดียวกัน กรณีแรก คือ เพิ่มผู้ใช้จำนวน 2 คน ที่ต่างมี SF เป็น 32 หรือเท่ากับเพิ่มผู้ใช้ประสิทธิภาพจำนวน 8 คน เข้าไปในระบบ และกรณีที่สอง คือ เพิ่มผู้ใช้เข้าไปคนเดียวแต่มี SF เป็น 16 ซึ่งเป็นการเพิ่มผู้ใช้ประสิทธิภาพจำนวน 8 คนเช่นเดียวกัน และในกรณีสุดท้ายเป็นกรณีที่ในระบบมีผู้ใช้ประสิทธิภาพรวมกันเป็น 36 คน ซึ่งได้จำลองแบบออกมา 2 กรณีเช่นเดียวกัน โดยกรณีแรกเพิ่มผู้ใช้ที่มี SF=16 เป็นจำนวน 2 คน และในกรณีที่ 2 เพิ่มผู้ใช้ที่มี

SF=8 เป็นจำนวน 1 คน ผลการจำลองแบบ ได้แสดงไว้ดังรูปที่ 4.6 โดยตัวเลขในวงเล็บแสดงถึงค่า SF ของผู้ใช้ที่เพิ่มเข้าไปจากกรณีที่มีผู้ใช้ประสิทธิภาพในระบบเท่ากับ 20 คน



รูปที่ 4.6 ผลของการเพิ่มผู้ใช้ที่ทำให้มีจำนวนผู้ใช้ประสิทธิภาพในระบบเท่ากัน

จากผลการจำลองแบบทั้งสองกรณีในกรณีที่ในระบบมีผู้ใช้ประสิทธิภาพรวมกันเป็น 22 พบว่าสมรรถนะของเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดาในการตรวจวัดข้อมูลแทบจะเหมือนกัน ถึงจะแตกต่างกันก็ต่างกันไม่มาก ในกรณีที่ผู้ใช้ประสิทธิภาพรวมกันเป็น 22 คนนี้ จึงสามารถกล่าวได้ว่าสมรรถนะของเครื่องรับในการตรวจวัดข้อมูลทั้ง 2 กรณีให้ผลออกมาใกล้เคียงกัน และเป็นเช่นเดียวกันกับกรณีที่ผู้ใช้ประสิทธิภาพรวมกันเป็น 28 คน ส่วนในกรณีที่ผู้ใช้ประสิทธิภาพรวมกันเท่ากับ 36 คน อาจจะสามารถกล่าวได้ว่าสมรรถนะของเครื่องรับในการตรวจวัดข้อมูลทั้งสองกรณีที่ได้เหมือนกัน เพราะแทบไม่เห็นความแตกต่างของ BER ที่ได้ในทั้งสองกรณี

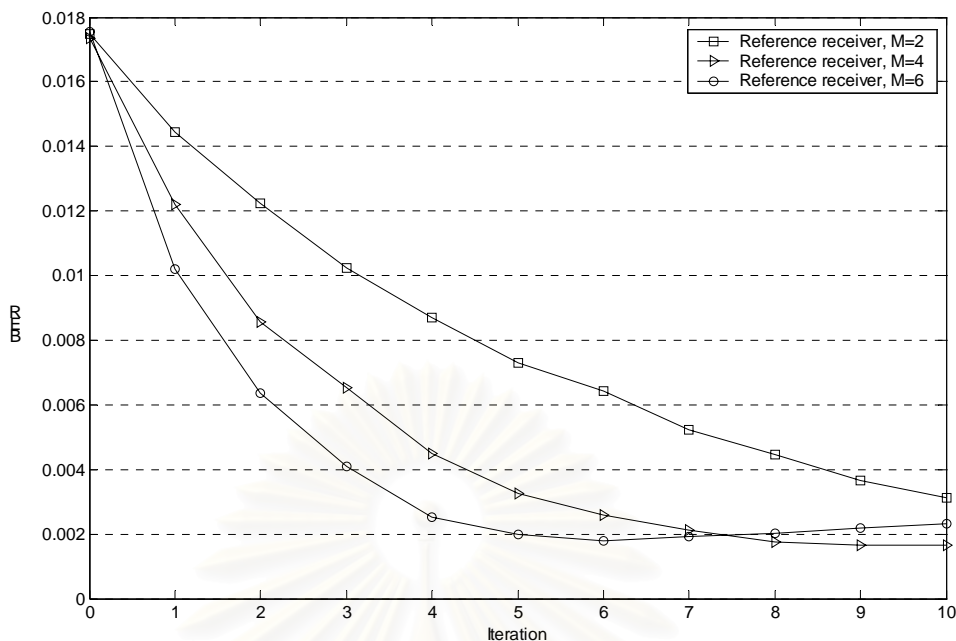
การจำลองแบบในหัวข้อนี้ จึงสามารถสรุปได้ว่า การเพิ่มผู้ใช้ที่มีจำนวนและอัตราข้อมูลที่แตกต่างกัน แต่มีผลทำให้จำนวนผู้ใช้ประสิทธิภาพรวมในระบบมีค่าเท่ากัน จะส่งผลให้สมรรถนะของเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดาในการตรวจวัดข้อมูลใกล้เคียงกัน ทั้งนี้อาจเป็นเพราะว่าจำนวนผู้ใช้ประสิทธิภาพในระบบที่เท่ากันนี้เอง ทำให้การแทรกสอดกันระหว่างผู้ใช้มีค่าใกล้เคียงกัน ดังนั้นสมรรถนะของเครื่องรับในการตรวจวัดข้อมูลจึงใกล้เคียงกัน

4.3 ผลของการเลือกจำนวนรหัสที่นำไปขจัดออกในแต่ละรอบของการจัดสัญญาณแทรกสอด

ในหัวข้อนี้จะจำลองแบบเครื่องรับที่มีการจัดสัญญาณแทรกสอด ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้จำลองแบบเพื่อศึกษาสมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลของเครื่องรับ 2 ชนิดด้วยกัน คือ เครื่องรับที่รวมสัญญาณแทรกสอดเข้าด้วยกันและใช้การขจัดด้วยการลบออก [13] ซึ่งจะเรียกว่าเครื่องรับอ้างอิง (reference receiver) และเครื่องรับชนิดที่สอง คือ เครื่องรับแบบขจัดสัญญาณแทรกสอดระหว่างกลุ่มรหัส ซึ่งจะเรียกว่าเครื่องรับที่เสนอ (proposed receiver) โดยในรอบแต่ละรอบของการจัดสัญญาณแทรกสอดของเครื่องรับทั้งสองชนิดนั้น จะต้องเลือกรหัสที่ส่งผลแทรกสอดต่อรหัสของผู้ใช้ที่สนใจ (สำหรับเครื่องรับอ้างอิง) หรือ รหัสที่ส่งผลแทรกสอดต่อรหัสตัวแทนของกลุ่มรหัสที่สนใจ (สำหรับเครื่องรับที่เสนอ) ไปขจัดออก ซึ่งในการจัดสัญญาณแทรกสอดแต่ละรอบเครื่องรับสามารถเลือกได้ว่าจะเลือกรหัสที่ส่งผลแทรกสอดออกไปขจัดออกเป็นจำนวนเท่าใด โดยจำนวนรหัสที่นำไปขจัดออกในแต่ละรอบจะใช้ตัวแปร M ในความหมายเช่นเดียวกับที่ได้กล่าวไปในบทก่อนหน้านี้ คือ ในบทที่ 2 และ บทที่ 3 ซึ่งการจำลองแบบในหัวข้อนี้จะศึกษาถึงผลของการเลือกจำนวนรหัสที่นำไปขจัดออกในรอบแต่ละรอบหรือค่าของ M โดยแบ่งออกเป็นกรณีเครื่องรับอ้างอิงและเครื่องรับที่เสนอ

4.3.1 ผลของการเลือกจำนวนรหัสที่นำไปขจัดออกของเครื่องรับอ้างอิง

ในการจำลองแบบนี้ มีข้อกำหนดดังที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 4.1.3 แต่มีข้อกำหนดเพิ่มเติม โดยให้สัญญาณมีค่า SNR เท่ากับ 20 dB และเครื่องรับมีการจัดสัญญาณแทรกสอดเป็นจำนวนสูงสุด 10 รอบ ซึ่งในรอบแต่ละรอบของการจัดสัญญาณแทรกสอดจะมีการตรวจวัดข้อมูลออกมาเพื่อคำนวณหา BER โดยในการจำลองแบบได้เลือกจำนวนรหัสที่นำไปขจัดออกในแต่ละรอบของการจัดสัญญาณแทรกสอด หรือ ค่า M จำนวน 3 ค่าด้วยกัน คือ ค่า M เท่ากับ 2, 4 และ 6 ผลการจำลองแบบ แสดงได้ดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 ผลของการเลือกจำนวนรหัสที่นำไปจัดออกในแต่ละรอบของเครื่องรับอ้างอิง

จากผลการจำลองแบบสำหรับกรณี $M = 2$ พบว่าเมื่อจำนวนรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอด (iteration) เพิ่มขึ้น แนวนอนของเครื่องรับในการตรวจวัดข้อมูลจะดีขึ้น หรือ BER ลดลงนั่นเอง และเป็นเช่นเดียวกันกับกรณี $M = 4$ แต่ในรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดเดียวกันกรณี $M = 4$ เครื่องรับจะมีสมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลที่ดีกว่า โดยดูได้จากค่า BER ที่น้อยกว่ากรณี $M = 2$ ส่วนในกรณีที่ $M = 6$ เมื่อจำนวนรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดเพิ่มขึ้น แนวนอนของเครื่องรับในการตรวจวัดข้อมูลมีแนวโน้มที่ดีขึ้นเช่นกัน แต่เมื่อจำนวนรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดมีค่าตั้งแต่ 7 รอบขึ้นไป สมรรถนะของเครื่องรับในการตรวจวัดข้อมูลมีแนวโน้มที่จะตรวจวัดข้อมูลออกมาได้ดีกว่าเครื่องรับที่มีจำนวนรอบของการขจัดสัญญาณเท่ากับ 6 รอบ ทั้งนี้เป็นเพราะว่า เกิดการขจัดมากเกินไป (over cancellation) [13] เมื่อเกิดการขจัดมากเกินไปนี้ หากยังเพิ่มจำนวนรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดเข้าไปอีก จะทำให้สมรรถนะของเครื่องรับในการตรวจวัดข้อมูลยิ่งด้อยลงไปอีก ตัวอย่างเช่น ในรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดที่มากกว่า 8 รอบ กรณี $M = 6$ จะมีสมรรถนะที่ดีกว่ากรณี $M = 4$ โดยดูได้จากกรณี $M = 6$ จะมีค่า BER ที่มากกว่า อย่างไรก็ตาม เมื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของเครื่องรับในการตรวจวัดข้อมูลระหว่าง $M = 2$ และ $M = 6$ ที่จำนวนรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดไม่สูงมากนักพบว่าที่จำนวนรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดเท่ากันเครื่องรับที่เลือก $M = 6$ จะให้สมรรถนะที่ดีกว่า เพราะจะมี BER ที่ต่ำกว่า หรือ กล่าวได้ว่าหากต้องการ BER ที่ค่าใดค่าหนึ่งเครื่องรับที่เลือก $M = 6$ จะใช้จำนวนรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดที่น้อยกว่า ตัวอย่างเช่น

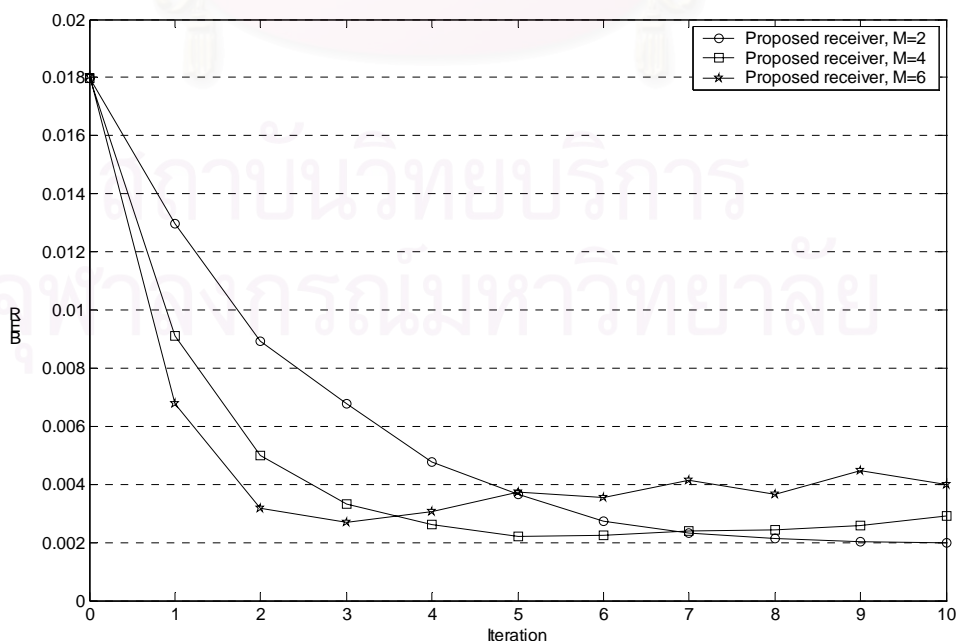
หากต้องการ BER ประมาณ 0.0063 เครื่องรับที่เลือก $M = 6$ จะใช้การขจัดสัญญาณแทรกสอดเพียงแค่ 2 รอบ แต่เครื่องรับที่เลือก $M = 2$ จะต้องใช้การขจัดสัญญาณแทรกสอดเป็นจำนวนถึง 6 รอบ

สรุปผลการจำลองแบบที่ได้ในหัวข้อนี้ คือ จำนวนรหัสที่เลือกขจัดออกในแต่ละรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดมีผลต่อสมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลของเครื่องรับอ้างอิง โดยหากเลือกจำนวนรหัสที่ขจัดออกในแต่ละรอบมาก เครื่องรับมีแนวโน้มที่จะมีสมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลที่ดีกว่ากรณีที่เลือกจำนวนรหัสน้อยกว่า แต่หากเลือกจำนวนรหัสที่ขจัดออกในแต่ละรอบมากเกินไป เครื่องรับอาจจะต้องเจอกับปัญหาการขจัดมากเกินไป ซึ่งจะทำให้การเพิ่มจำนวนรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดไม่เป็นผลดี เพราะนอกจากจะเพิ่มความซับซ้อนให้กับเครื่องรับแล้ว สมรรถนะที่เครื่องรับจะได้กลับไม่ได้ดีขึ้น และอาจแย่ลงกว่าเดิมเสียอีก

4.3.2 ผลของการเลือกจำนวนรหัสที่นำไปขจัดออกของเครื่องรับที่เสนอ

การจำลองแบบในหัวข้อนี้ มีสถานะที่ใช้จำลองแบบเช่นเดียวกันกับกรณีของเครื่องรับอ้างอิง แต่ในกรณีของเครื่องรับที่เสนอนี้ ต้องกำหนดจำนวนระดับของ SF ที่ลดลงจากระดับ SF ของผู้ใช้ที่สนใจ ซึ่งก็คือ ตัวแปร n เหมือนดังที่ใช้ในบทที่ 3 ดังนั้น สำหรับการจำลองแบบในกรณีเครื่องรับที่เสนอนี้ จึงกำหนดให้ n มีค่าเป็น 1, 2, 3 และ 4 และสำหรับกรณีที่ n แต่ละกรณี จะมีจำนวนรหัสที่ส่งผลแทรกสอดที่เลือกนำไปขจัดออก หรือ M เท่ากับ 2, 4 และ 6 ผลการจำลองแบบกรณีนี้ที่ $n = 1$, $n = 2$, $n = 3$ และ $n = 4$ แสดงได้ดังต่อไปนี้

กรณี $n = 1$

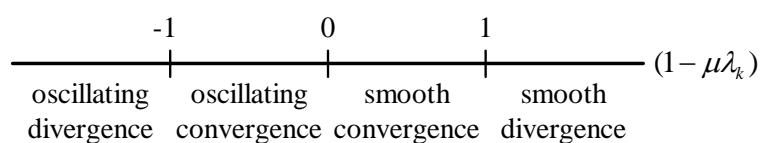


รูปที่ 4.8 ผลของการเลือกจำนวนรหัสที่นำไปขจัดออกในแต่ละรอบของเครื่องรับที่เสนอ กรณี $n = 1$

ผลการจำลองแบบที่ได้กรณี $n = 1$ นี้ พบว่า ในกรณี $M = 2$ เมื่อจำนวนรอบของการจัดสัญญาณแทรกสอดเพิ่มมากขึ้น เครื่องรับที่เสนอมีแนวโน้มที่จะให้สมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลที่ดีขึ้น ซึ่งดูได้จากค่า BER ที่ลดลง ส่วนในกรณี $M = 4$ เมื่อจำนวนรอบของการจัดสัญญาณแทรกสอดเพิ่มขึ้น BER มีแนวโน้มที่จะลดลงเช่นกัน แต่เมื่อจำนวนรอบของการจัดสัญญาณแทรกสอดมีค่ามากกว่า 5 เครื่องรับที่เสนอจะประสบกับปัญหาการขจัดมากเกินไป เหมือนดังที่เกิดขึ้นกับเครื่องรับอ้างอิง ซึ่งจะทำให้ค่า BER ในรอบการขจัดสัญญาณแทรกสอดถัดไป มีค่าเพิ่มขึ้น ส่วนในกรณี $M = 6$ ในช่วงของการจัดสัญญาณแทรกสอด 3 รอบแรก เมื่อจำนวนรอบของการจัดสัญญาณแทรกสอดเพิ่มขึ้น ค่า BER จะมีค่าลดลง แต่หลังจากรอบการขจัดสัญญาณแทรกสอดรอบที่ 3 เป็นต้นไป เครื่องรับที่เสนอจะประสบกับปัญหาของการขจัดมากเกินไปเช่นเดียวกัน แต่จะเห็นได้ว่า กราฟจะมีการแกว่งไปมา ทำให้ในรอบการขจัดสัญญาณแทรกสอดที่ 6 มีค่า BER ที่ต่ำกว่ารอบการขจัดสัญญาณแทรกสอดที่ 5 และในรอบที่ 7 ถัดมาก็สูงขึ้นมาอีก แต่โดยรวมแล้ว BER มีแนวโน้มที่จะเพิ่มขึ้น หรือ กล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่า BER มีแนวโน้มที่จะลู่ออกแบบแกว่งไปมา ซึ่งปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นนี้ หากอธิบายโดยอ้างว่าเป็นเพราะ เกิดการขจัดมากเกินไปก็คงจะเพียงพอ แต่อย่างไรก็ตาม ปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นนี้ สามารถอธิบายได้ดี โดยใช้ปรากฏการณ์ปิงปอง (ping-pong effect) [27] ซึ่งอธิบายได้ดังนี้

ปรากฏการณ์ปิงปอง (ping-pong effect) [27]

ปรากฏการณ์ปิงปองเป็นปรากฏการณ์ที่พบเห็นได้ทั่วไปในเครื่องรับที่มีการจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานและเป็นเชิงเส้น (Linear Parallel Interference Cancellation : LPIC) โดยค่า BER จะแกว่งไปมาระหว่างกระบวนการ 2 ขั้นตอน ซึ่งเป็นฟังก์ชันของดัชนีรอบการขจัดสัญญาณแทรกสอด (iteration index) ซึ่งพฤติกรรมของ BER ที่เกิดขึ้นนี้ สามารถอธิบายได้โดยใช้ค่าเจาะจง (eigenvalue) ของเมตริกซ์รอบการขจัดสัญญาณแทรกสอด (iteration matrix) โดยค่าเจาะจงของเมตริกซ์นี้ได้จะสัมพันธ์กันกับค่าเจาะจงของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ (correlation matrix) เป็นอย่างมาก และพฤติกรรมของ BER ที่แกว่งไปมานี้ จะเกิดจากค่าที่เป็นลบของค่าเจาะจง (negative eigenvalue) ของเมตริกซ์รอบการขจัดสัญญาณแทรกสอด หากให้ $(1 - \mu\lambda_k)$, $k = 1, 2, \dots, K$ เป็นค่าเจาะจงของเมตริกซ์รอบการขจัดสัญญาณแทรกสอด โดยที่ K คือจำนวนผู้ใช้ทั้งหมด ช่วงของ $(1 - \mu\lambda_k)$ ที่ทำให้ BER ลู่เข้า/ลู่ออก แสดงได้ดังรูปที่ 4.9

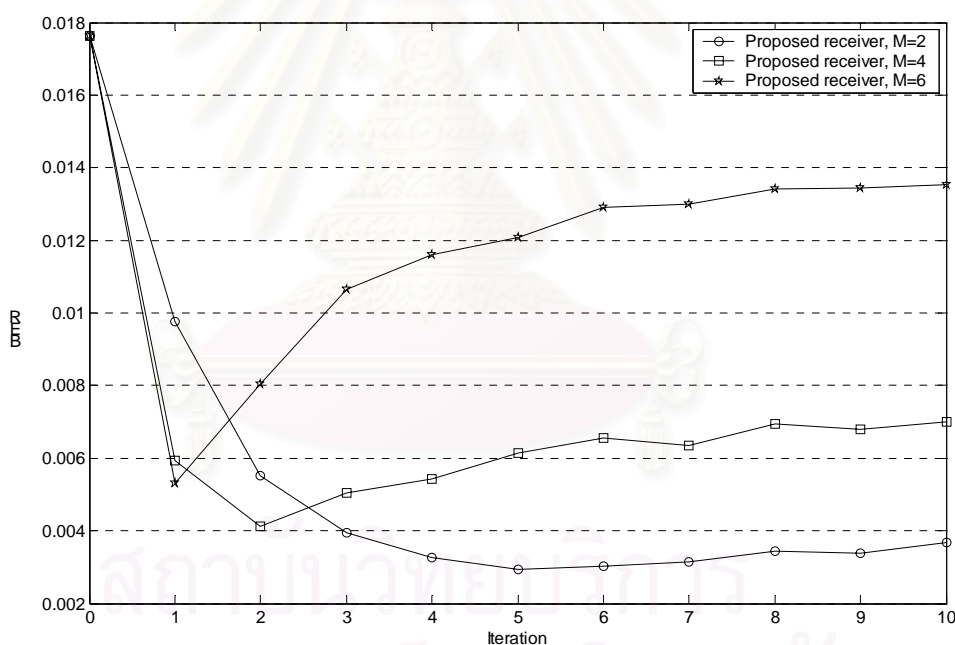


รูปที่ 4.9 ช่วงของ $(1 - \mu\lambda_k)$ ที่ทำให้ BER ลู่เข้า/ลู่ออก

จากรูปที่ 4.9 นี้ จะเห็นได้ว่า พฤติกรรมของ BER ที่เป็นไปได้ จะมียู่ด้วยกัน 4 แบบ คือ ลู่ออกแบบแวงไปมา, ลู่ออกแบบแวงไปมา, ลู่ออกแบบราบเรียบ และ ลู่ออกแบบราบเรียบ ซึ่งเมื่อดู พฤติกรรมของ BER ที่ได้จากการจำลองแบบสำหรับเครื่องรับที่เสนอในกรณี $M = 6$ นี้ จะเป็นแบบลู่ออกแบบแวงไปมา

สรุปผลการจำลองแบบในกรณี $n = 1$ ได้ คือ ค่าของ M มีผลต่อสมรรถนะของเครื่องรับที่เสนอในการตรวจวัดข้อมูล โดยที่จำนวนรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดมีค่าไม่มาก การเพิ่มค่าของ M มีผลทำให้สมรรถนะของเครื่องรับดีขึ้น ตัวอย่างเช่น ที่รอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดที่ 3 ค่า $M = 4$ จะมีค่า BER ที่ต่ำกว่ากรณีที่ $M = 2$ แต่หาก M ยังมีค่ามาก อาจจะทำให้เครื่องรับประสบกับปัญหา อันเนื่องมาจากปรากฏการณ์บึงบอง ซึ่งจะทำให้ค่าของ BER ลู่ออกแบบแวงไปมา เหมือนดังเช่นที่เกิดกับกรณีที่ $M = 6$

กรณี $n = 2$



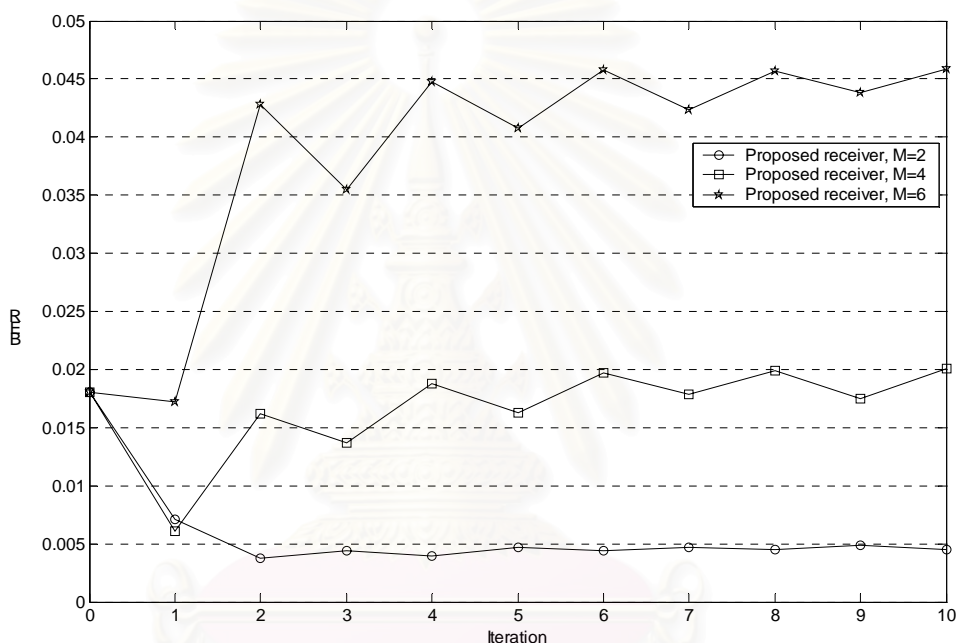
รูปที่ 4.10 ผลของการเลือกจำนวนรหัสที่นำไปขจัดออกในแต่ละรอบของเครื่องรับที่เสนอ กรณี $n = 2$

ผลจากการจำลองแบบที่ได้สำหรับกรณี $n = 2$ นี้ จะเห็นได้ว่า เมื่อ $M = 2$ หากจำนวนรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดเพิ่มขึ้น BER มีแนวโน้มที่จะลดลง จนกระทั่งรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอด มีค่ามากกว่า 5 ค่าของ BER มีแนวโน้มที่จะลู่ออกแบบแวงไปมา ส่วนในกรณี $M = 4$ เมื่อจำนวนรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดเพิ่มขึ้น BER มีแนวโน้มที่จะลดลง จนถึงรอบการขจัดสัญญาณแทรกสอดที่ 2 โดยหลังจากนั้น BER มีแนวโน้มที่จะลู่ออกแบบแวง

ไปมาเช่นกัน ส่วนในกรณี $M = 6$ ค่าของ BER จะลดลงเพียงรอบการขจัดสัญญาณแทรกสอดรอบแรกเท่านั้น หลังจากนั้น ค่าของ BER จะลู่ออกแบบราบเรียบ

สรุปผลการจำลองแบบได้ คือ การเพิ่มค่า M จะมีผลทำให้เครื่องรับที่เสนอมีสมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลที่ดีขึ้น แต่เป็นเพียงเฉพาะจำนวนรอบการขจัดสัญญาณแทรกสอดต่ำ ๆ เท่านั้น เพราะเมื่อรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดสูงขึ้น เครื่องรับจะประสบกับปัญหาที่ทำให้ค่า BER ลู่ออก

กรณี $n = 3$

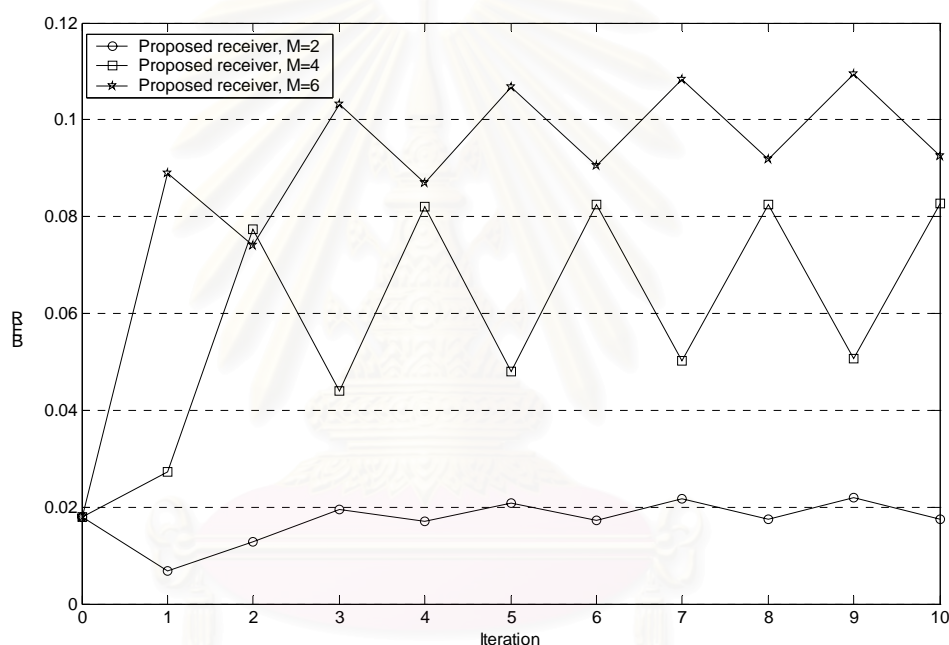


รูปที่ 4.11 ผลของการเลือกจำนวนรหัสที่นำไปขจัดออกในแต่ละรอบของเครื่องรับที่เสนอ กรณี $n = 3$

ผลการจำลองแบบในกรณี $n = 3$ นี้ พบว่า เมื่อ $M = 2$ หากเพิ่มจำนวนรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอด ค่าของ BER จะลดลงถึงเพียงรอบที่ 2 ของการขจัดสัญญาณแทรกสอดเท่านั้น โดยหลังจากนั้น BER จะมีการแกว่งไปมาเล็กน้อยและค่อย ๆ ลู่ออกอย่างช้า ๆ ส่วนในกรณี $M = 4$ การเพิ่มจำนวนรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดจะเป็นผลดีเพียงการขจัดสัญญาณแทรกสอดในรอบแรกเท่านั้น หลังจากนั้น ค่าของ BER มีพฤติกรรมที่ลู่ออกแบบแกว่งไปมา ส่วนในกรณี $M = 6$ ในรอบแรกของการขจัดสัญญาณแทรกสอด จะส่งผลให้ BER ลดลงเพียงเล็กน้อยเท่านั้น หลังจากนั้น BER จะลู่ออกแบบแกว่งไปมาอย่างรวดเร็ว ซึ่งในกรณี $M = 6$ นี้ จะสังเกตเห็นได้ว่า เครื่องรับจะมีสมรรถนะที่ต่ำกว่าเครื่องรับทั้งในกรณี $M = 2$ และ $M = 4$ ในทุกรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอด

สรุปผลในกรณี $n = 3$ ได้ คือ ค่าของ M มีผลต่อสมรรถนะของเครื่องรับที่เสนอ ในการตรวจวัดข้อมูล โดยหาก M มีค่าไม่มาก การเพิ่มค่าของ M จะมีผลทำให้ BER ที่รอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดต่ำ ๆ ดีขึ้นเพียงเล็กน้อย และ ทำให้ที่รอบการขจัดสัญญาณแทรกสอดสูง ๆ มีค่า BER ที่แย่กว่าในกรณี M มีค่าน้อยกว่า ซึ่งดูตัวอย่างได้จากกรณี $M = 2$ และเพิ่มเป็น $M = 4$ จะทำให้การตรวจวัดข้อมูลในการขจัดสัญญาณแทรกสอดในรอบแรกดีขึ้นเพียงเล็กน้อย และหลังจากนั้นการตรวจวัดข้อมูลจะด้อยกว่ากรณี $M = 2$ นอกจากนี้ หาก M ยังมีค่ามาก จะทำให้การตรวจวัดข้อมูลในทุกรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดไม่ดีเลย

กรณี $n = 4$



รูปที่ 4.12 ผลของการเลือกจำนวนรหัสที่นำไปขจัดออกในแต่ละรอบของเครื่องรับที่เสนอ กรณี $n = 4$

ผลจากการจำลองแบบในกรณี $n = 4$ นี้ จะเห็นได้ว่า กรณี $M = 2$ ค่าของ BER จะลดลงเพียงการขจัดสัญญาณแทรกสอดในรอบแรกเท่านั้น หลังจากนั้น ค่าของ BER มีแนวโน้มที่จะลู่ออกแบบแกว่งไปมาอย่างช้า ๆ ส่วนในกรณี $M = 4$ การขจัดสัญญาณแทรกสอดไม่ได้ช่วยให้การตรวจวัดข้อมูลดีขึ้นเลย โดยค่าของ BER ในกรณีนี้ จะลู่ออกแบบแกว่งไปมา ส่วนในกรณี $M = 6$ ค่าของ BER จะมีพฤติกรรมแบบเดียวกันกับกรณี $M = 4$ แต่จะมีสมรรถนะที่แย่กว่า โดยสังเกตได้จาก ค่า BER ส่วนใหญ่จะมีค่าที่สูงกว่าในทุกรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอด

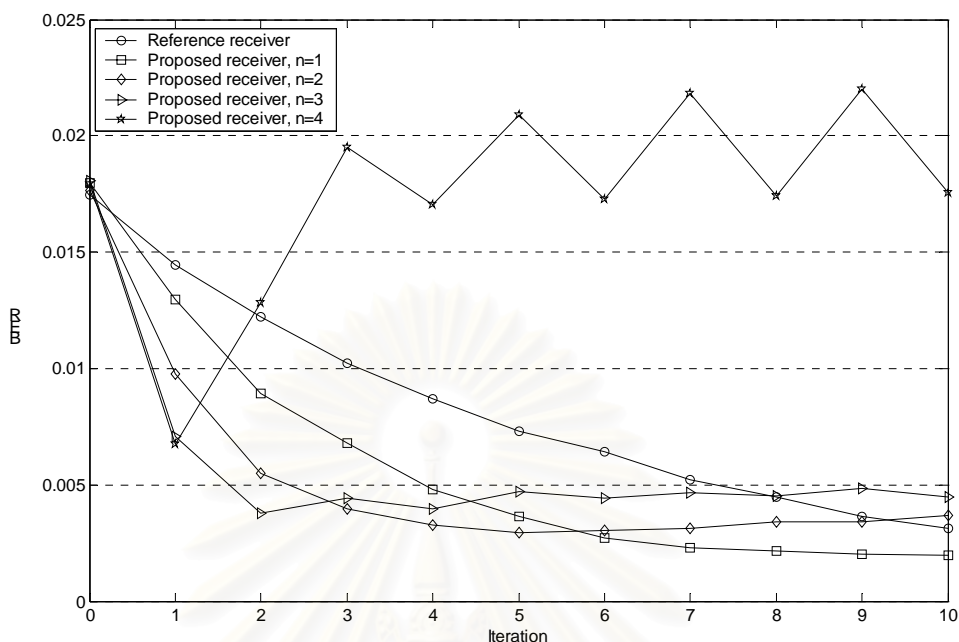
สรุปผลการจำลองแบบในกรณี $n = 4$ ได้ คือ การขจัดสัญญาณแทรกสอดจะส่งผลให้สมรรถนะของเครื่องรับดีขึ้น เฉพาะกรณีที่ $M \leq 2$ และรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดที่

ต่ำ ๆ เท่านั้น เพราะหากรอบการขจัดสัญญาณแทรกสอดมีค่าสูงขึ้น จะทำให้ BER มีแนวโน้มที่จะ ลู่ออก ส่วนในกรณีที่ $M > 2$ เครื่องรับจะเผชิญกับปัญหาที่ BER ลู่ออกแบบแวกซ์ไปมา และหาก M ยิ่งมีค่ามากขึ้น ค่า BER ก็จะมีค่าลู่ออกมากขึ้นด้วย

จากผลการจำลองแบบเพื่อดูผลของการเลือกจำนวนรหัสที่นำไปขจัดออกในแต่ละรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอด หรือ ค่า M ที่มีผลต่อสมรรถนะของเครื่องรับที่เสนอในการตรวจวัดข้อมูลนั้นพบว่า ที่จำนวนระดับของ SF ที่ลดลงจากระดับ SF ของผู้ใช้ที่สนใจ หรือ ค่า n ที่แตกต่างกัน ค่าของ M จะมีผลต่อสมรรถนะของเครื่องรับที่เสนอ บ้างก็ทำให้เครื่องรับที่เสนอดีขึ้น บ้างก็ทำให้เครื่องรับที่เสนอเลวร้ายลงไปจากเดิมที่ใช้เครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา (ในรอบการขจัดสัญญาณแทรกสอดรอบที่ 0) เสียอีก โดยผลจากการจำลองแบบที่ได้นี้ จะพบพฤติกรรมของ BER ที่แปลก ๆ ไป แต่อย่างไรก็ตาม พฤติกรรมของ BER ที่เกิดขึ้นเหล่านี้ สามารถอธิบายและแบ่งประเภทพฤติกรรมต่าง ๆ เหล่านี้ได้ ด้วยการให้ปรากฏการณ์ป้องกัน

4.4 ผลของการเลือกจำนวนระดับของ SF ที่ลดลงจากระดับ SF ของผู้ใช้ที่สนใจ

การขจัดสัญญาณแทรกสอดของเครื่องรับที่เสนอจำเป็นต้องกำหนดว่า จะเลือกขจัดสัญญาณแทรกสอด อันเนื่องมาจากรหัสตัวแทนของกลุ่มรหัสที่แทรกสอดที่ระดับของ SF ที่ลดลงจากระดับ SF ของผู้ใช้ที่สนใจ หรือ n เท่าไร ดังนั้น ในหัวข้อนี้จึงจะเปรียบเทียบว่า ผลของการเลือกค่า n จะส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของเครื่องรับที่เสนอในการตรวจวัดข้อมูลอย่างไร โดยกำหนดให้เครื่องรับมีการขจัดสัญญาณแทรกสอดสูงสุดเป็นจำนวน 10 รอบ และ ในรอบแต่ละรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอด ได้เลือกรหัสที่ส่งผลแทรกสอดเพื่อนำไปขจัดออก หรือ M เป็นจำนวน 2, 4 และ 6 รหัส ทั้งนี้ในการจำลองแบบ ได้นำวิธีการของเครื่องรับอ้างอิงมาเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะกับเครื่องรับที่เสนอด้วย ผลการจำลองแบบแบ่งออกเป็น 3 กรณีด้วยกัน คือ $M = 2$, $M = 4$ และ $M = 6$ ซึ่งแสดงได้ดังต่อไปนี้

กรณี $M = 2$ 

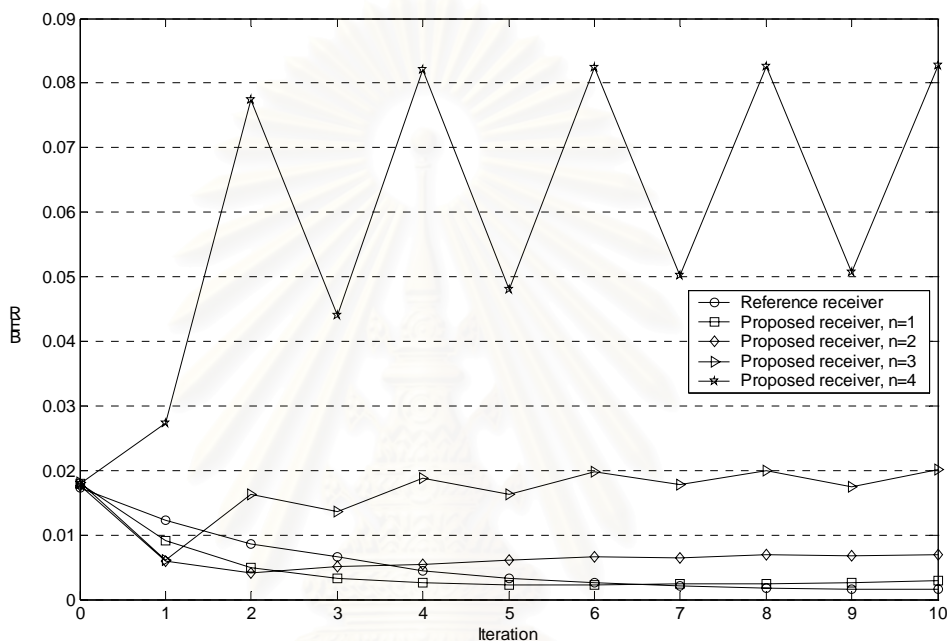
รูปที่ 4.13 ผลการเลือกจำนวนระดับของ SF ที่ลดลงจากระดับ SF ของผู้ใช้ที่สนใจ กรณี $M = 2$

จากผลการจำลองแบบในกรณี $M = 2$ นี้ พบว่า ในกรณี $n = 1$ เมื่อจำนวนรอบของการจัดสัญญาณแทรกสอดเพิ่มขึ้น เครื่องรับที่เสนอมีแนวโน้มที่จะมีสมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลที่ดีขึ้น โดยดูได้จากค่า BER ที่ลดลง ซึ่งในกรณี $n = 1$ นี้ เครื่องรับที่เสนอจะให้ผลในการตรวจวัดข้อมูลที่ดีกว่าเครื่องรับอ้างอิงในทุกรอบของการจัดสัญญาณแทรกสอด และเมื่อลดระดับของ SF ลงอีกชั้นเป็น $n = 2$ เครื่องรับที่เสนอจะมีสมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลที่ดีกว่ากรณี $n = 1$ จนกระทั่งถึงรอบการจัดสัญญาณรอบที่ 6 เครื่องรับในกรณี $n = 2$ จะให้สมรรถนะที่แยกจากกรณี $n = 1$ เพราะ BER เริ่มมีแนวโน้มเป็นแบบลู่ออก ส่วนกรณี $n = 3$ ในช่วงการจัดสัญญาณแทรกสอด 2 รอบแรก เครื่องรับจะมีสมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลที่ดีกว่าทั้งกรณี $n = 2$ และ $n = 1$ ซึ่งหลังจากการจัดสัญญาณแทรกสอดในรอบที่ 2 นี้ เครื่องรับในกรณี $n = 3$ จะมี BER ที่มีแนวโน้มลู่ออกแบบกว้างไปมา และในกรณีสุดท้าย คือ $n = 4$ ในรอบการจัดสัญญาณแทรกสอดแรก เครื่องรับที่เสนอจะมีสมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลที่ดีกว่าเครื่องรับในกรณี $n = 3$ เพียงเล็กน้อย ซึ่งหลังจากการจัดสัญญาณแทรกสอดในรอบนั้น เครื่องรับที่เสนอในกรณี $n = 4$ นี้ จะมี BER ที่มีแนวโน้มลู่ออกแบบกว้างไปมาอย่างรวดเร็ว

สรุปผลที่ได้จากการจำลองแบบในกรณี $M = 2$ ได้คือ การเพิ่มค่า n จะส่งผลให้สมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลของเครื่องรับที่เสนอดีขึ้น และดีกว่าสมรรถนะที่ได้จากการใช้เครื่องรับอ้างอิง แต่เป็นเพียงเฉพาะการจัดสัญญาณแทรกสอดในรอบต่ำ ๆ เท่านั้น เพราะ การที่

n มีค่าสูง จะทำให้เครื่องรับที่เสนอ เติบโตกับปัญหาปรากฏการณ์บึงปอง ที่ทำให้ BER ลู่ออกแบบ
 แกว่งไปมาเร็วขึ้น ซึ่งการลู่ออกของ BER นี้ ทำให้สมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลที่จำนวนรอบของ
 การขจัดสัญญาณแทรกสอดมากน้อยลงไป จนทำให้สมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลจากเครื่องรับที่
 เสนอด้วยไปกว่าการใช้เครื่องรับอ้างอิงในการตรวจวัดข้อมูล

กรณี $M = 4$



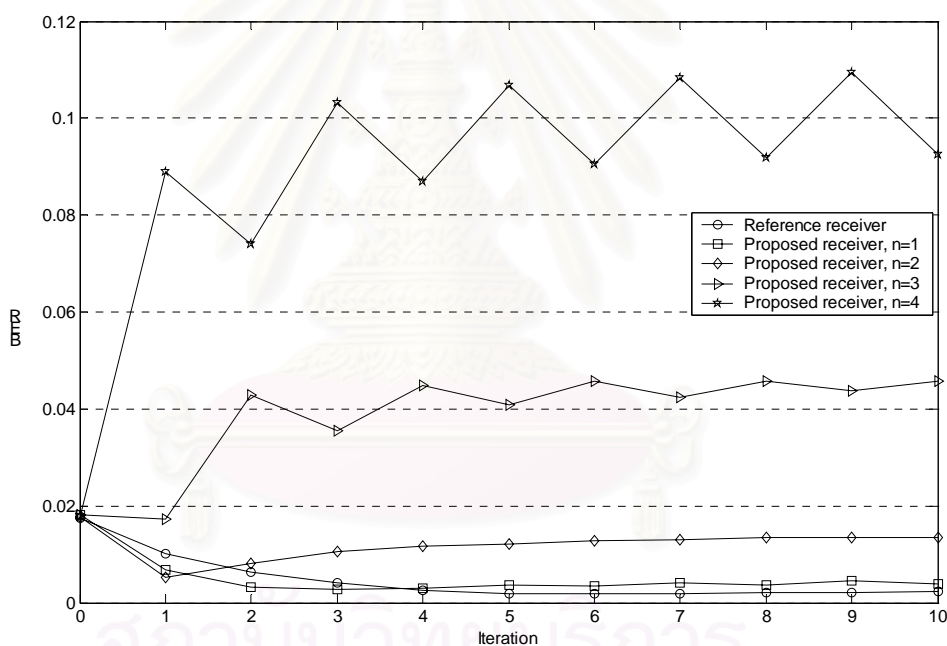
รูปที่ 4.14 ผลการเลือกจำนวนระดับของ SF ที่ลดลงจากระดับ SF ของผู้ใช้ที่สนใจ กรณี $M = 4$

ผลการจำลองแบบในกรณี $M = 4$ ที่ได้คือ เมื่อลดระดับของ SF ลง 1 ระดับ หรือ $n = 1$
 เครื่องรับที่เสนอจะให้สมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลที่ดีกว่าเครื่องรับอ้างอิง จนกระทั่งในรอบการ
 ขจัดสัญญาณแทรกสอดรอบที่ 7 เครื่องรับที่เสนอจึงจะเริ่มให้สมรรถนะที่ดีน้อยกว่าเครื่องรับอ้างอิง
 เนื่องจากเครื่องรับที่เสนอจะมีค่า BER ที่ลู่ออกอย่างช้า ๆ ในขณะที่ค่า BER ของเครื่องรับอ้างอิง
 จะลู่ออก ต่อมาในกรณี $n = 2$ เครื่องรับที่เสนอในกรณีนี้ จะให้สมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลที่ดี
 กว่ากรณี $n = 1$ จนกระทั่งในรอบการขจัดสัญญาณแทรกสอดรอบที่ 3 เครื่องรับที่เสนอในกรณี
 $n = 2$ นี้ จะเริ่มมีสมรรถนะที่ดีกว่าเครื่องรับที่เสนอในกรณี $n = 1$ เพราะ ค่า BER มีแนวโน้มที่
 จะลู่ออก ส่วนในกรณี $n = 3$ เครื่องรับที่เสนอจะให้สมรรถนะที่ดีเฉพาะในรอบการขจัดสัญญาณ
 แทรกสอดในรอบแรก ซึ่งจะมีสมรรถนะดีกว่ากรณี $n = 2$ เพียงเล็กน้อย และหลังจากการขจัด
 สัญญาณแทรกสอดในรอบแรก เครื่องรับที่เสนอในกรณี $n = 3$ นี้ จะมี BER ที่ลู่ออกแบบแกว่งไป
 มา อันจะส่งผลให้สมรรถนะของเครื่องรับที่เสนอในกรณีนี้ไม่ดีเลย และในกรณีสุดท้าย $n = 4$

เครื่องรับที่เสนอจะเจอกับปัญหาที่ BER ลู่ออกแบบแวงไปมาอย่างรวดเร็วตั้งแต่รอบแรกของการขจัดสัญญาณแทรกสอด ทำให้การขจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยวิธีของเครื่องรับที่เสนอในกรณี $n = 4$ ไม่ส่งผลดีต่อสมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลเลย

ผลการจำลองแบบในกรณี $M = 4$ นี้ สรุปได้คล้ายคลึงกับในกรณี $M = 2$ คือ เมื่อ n มีค่ามากขึ้น เครื่องรับที่เสนอ มีแนวโน้มที่จะตรวจวัดข้อมูลได้ดีขึ้น แต่เป็นเพียงเฉพาะที่รอบการขจัดสัญญาณแทรกสอดต่ำ ๆ เพราะที่รอบการขจัดสัญญาณแทรกสอดสูงขึ้น เครื่องรับที่เสนอจะพบกับปัญหาที่ BER ลู่ออกช้าบ้างหรือเร็วบ้าง ซึ่งขึ้นอยู่กับค่าของ n ยิ่ง n มีค่าสูงก็จะทำให้ยิ่งลู่ออกที่รอบการขจัดสัญญาณแทรกสอดที่เร็วขึ้น จนบางกรณีทำให้การขจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยวิธีที่เสนอส่งผลเสียต่อสมรรถนะของเครื่องรับในการตรวจวัดข้อมูล

กรณี $M = 6$



รูปที่ 4.15 ผลการเลือกจำนวนระดับของ SF ที่ลดลงจากระดับ SF ของผู้ใช้ที่สนใจ กรณี $M = 6$

จากผลการจำลองแบบในกรณี $M = 6$ ที่ได้นี้ พบว่า กรณี $n = 1$ ในช่วงการขจัดสัญญาณแทรกสอด 3 รอบแรก เครื่องรับที่เสนอมีแนวโน้มที่จะตรวจวัดข้อมูลได้ดีขึ้น เมื่อรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดเพิ่มขึ้น โดยดูได้จากค่า BER ที่ลดลง ซึ่งในช่วงนี้เอง เครื่องรับที่เสนอจะมีสมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลที่ดีกว่าสมรรถนะที่ได้จากการตรวจวัดเมื่อใช้เครื่องรับอ้างอิง แต่เมื่อมาในรอบการขจัดสัญญาณแทรกสอดรอบที่ 4 เครื่องรับที่เสนอเริ่มมีแนวโน้มที่จะตรวจวัดข้อมูลได้ด้อยกว่าเครื่องรับอ้างอิง เพราะเครื่องรับที่เสนอเริ่มประสบกับปัญหาที่ BER ลู่ออกแบบ

แกว่งไปมาเล็กน้อย ส่วนในกรณี $n = 2$ เครื่องรับที่เสนอจะให้สมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลที่ดี ในรอบการขจัดสัญญาณแทรกสอดรอบแรกเท่านั้น ซึ่งสมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลที่ได้ใน การขจัดสัญญาณแทรกสอดรอบแรกที่ได้นี้ จะดีกว่าเครื่องรับอ้างอิงและเครื่องรับกรณี $n = 1$ เล็กน้อย หากเพิ่มการขจัดสัญญาณแทรกสอดเข้าไปอีกจะทำให้เครื่องรับที่เสนอกรณี $n = 2$ นี้ เจอกับ ปัญหาที่ BER ลู่ออกแบบราบเรียบ ส่วนการขจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยเครื่องรับที่เสนอในกรณี $n = 3$ และ $n = 4$ จะไม่ส่งผลให้สมรรถนะของเครื่องรับที่เสนอในการตรวจวัดข้อมูลที่ขึ้น แต่กลับ ส่งผลให้สมรรถนะที่ได้แยกลงไปเสียด้วยซ้ำ เพราะเพียงการขจัดสัญญาณแทรกสอดในรอบแรก จะ ทำให้ BER ลู่ออกแบบแกว่งไปมา โดยในกรณี $n = 4$ จะลู่ออกและแกว่งมากกว่ากรณี $n = 3$

สรุปผลการจำลองแบบในกรณี $M = 6$ ได้คือ การลดระดับของ SF ลง หรือ การเพิ่มค่า ของ n มีผลต่อสมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูล เนื่องจากค่าของ M มีค่ามาก เมื่อ n มีค่ามาก ด้วยจึงทำให้เกิดการลู่ออกของ BER ได้ง่าย ในกรณีนี้ การลดระดับของ SF จึงส่งผลดีเฉพาะใน การลดระดับใน 2 ระดับแรกเท่านั้น หากเพิ่มจำนวนระดับที่ลดลงไปอีกจะทำให้ BER ลู่ออกตั้งแต่ การขจัดสัญญาณแทรกสอดในรอบแรก

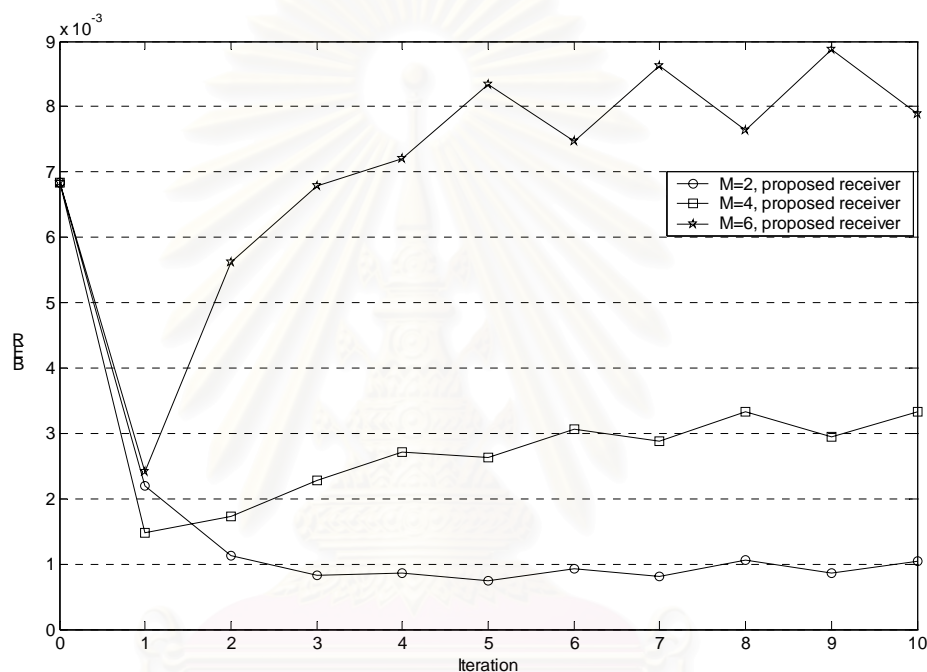
จากผลการจำลองแบบ เพื่อศึกษาดูผลของการเลือกจำนวนระดับของ SF ที่ลดลงไปจาก ระดับ SF ของผู้ใช้ที่สนใจ หรือ ค่า n นั้น พบว่า การเลือกค่า n และ การเลือกจำนวนรหัสที่ส่งผล แทรกสอดที่นำไปขจัดออกในแต่ละรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอด หรือ M นั้น ต้องมีความ สอดคล้องกัน คือ หากเลือกค่า n มาก ควรเลือกจะเลือกให้ M มีค่าน้อย เพื่อป้องกันไม่ให้เครื่อง รับที่เสนอต้องเผชิญกับปัญหาที่ BER ลู่ออกอย่างรวดเร็ว และในทำนองกลับกัน เมื่อเลือกค่า n น้อย สามารถที่จะเลือกให้ M มีค่ามากได้ แต่ก็ไม่ควรมากเกินไปเช่นกัน เพราะอาจจะเจอกับ ปัญหาที่ BER ลู่ออกได้เช่นกัน

4.5 ผลกระทบเนื่องจากจำนวนผู้ใช้ประสิทธิภาพในระบบเปลี่ยนแปลงไป

จากการจำลองแบบเพื่อดูสมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลของเครื่องรับที่เสนอในหัวข้อที่ ผ่านมา ได้จำลองแบบโดยกำหนดให้มีจำนวนผู้ใช้ประสิทธิภาพในระบบรวมเท่ากับ 52 คน ซึ่งผลที่ ได้จากการจำลองแบบพบว่า จะเกิดปรากฏการณ์บึงบองขึ้น โดยในกรณีแต่ละกรณีที่ได้จำลอง แบบขึ้นมาจะมีจุดเริ่มต้นของการเกิดปรากฏการณ์บึงบองที่รอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดที่ แตกต่างกัน บ้างก็มากบ้างก็น้อย ในหัวข้อนี้จึงจะศึกษาผลกระทบกรณีที่จำนวนผู้ใช้ประสิทธิภาพใน ระบบลดลงและกรณีที่ผู้ใช้ประสิทธิภาพมากขึ้นว่าจะส่งผลต่อจุดเริ่มต้นของการเกิดปรากฏการณ์ บึงบองอย่างไร จากนั้นจึงจะเป็นการจำลองแบบเพื่อหาค่าตัวแปรของเครื่องรับ ($M, n, \text{iteration}$) ที่เหมาะสมเพื่อไม่ให้เครื่องรับที่เสนอเกิดปรากฏการณ์ดังกล่าวขึ้น

4.5.1 ผลกระทบเนื่องจากจำนวนผู้ใช้ประสิทธิภาพในระบบลดลง

ในการจำลองแบบนี้ จะกำหนดให้จำนวนผู้ใช้ประสิทธิภาพลดลง จากจำนวนผู้ใช้ประสิทธิภาพ 52 คน ลดลงเป็นผู้ใช้ประสิทธิภาพจำนวน 36 คน โดยกำหนดให้มีผู้ใช้ในระบบจำนวน 6 คน ซึ่งมี SF เป็น 128, 128, 64, 16, 16 และ 8 ทั้งนี้เครื่องรับที่เสนอได้ลดระดับของ SF ลงจากรดับ SF ของผู้ใช้ที่สนใจลง 2 ระดับ ($n = 2$) และในรอบแต่ละรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดได้เลือกรหัสที่ส่งผลแทรกสอดออกไปขจัดเป็นจำนวน 2, 4 และ 6 รหัส ($M = 2, 4, 6$) จะได้ผลของการจำลองแบบ โดยมีผู้ใช้ที่สนใจมี SF เท่ากับ 128 ดังรูปที่ 4.16



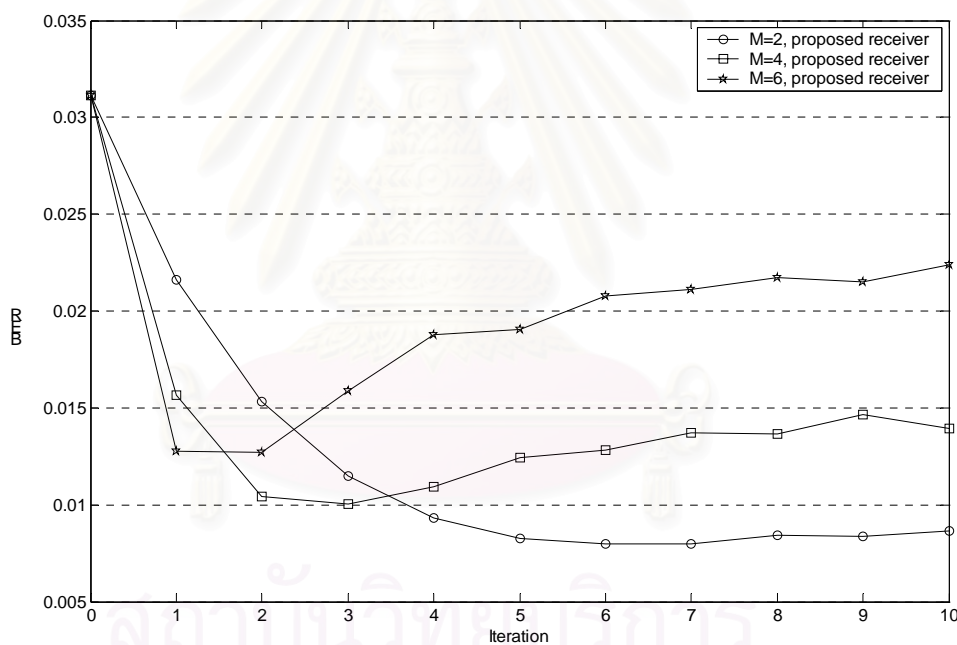
รูปที่ 4.16 ผลกระทบเนื่องจากจำนวนผู้ใช้ประสิทธิภาพในระบบลดลง

เมื่อนำผลที่ได้จากการจำลองแบบมาเปรียบเทียบกับกรณีที่มีผู้ใช้ประสิทธิภาพเท่ากับ 52 คน ในรูปที่ 4.10 จะพบว่า จุดเริ่มต้นของการเกิดปรากฏการณ์บึงปองจะเริ่มต้นที่รอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดที่ต่ำลง หรือ เกิดเร็วขึ้นนั่นเอง ตัวอย่างเช่น กรณี $M = 2$ เมื่อมีผู้ใช้ประสิทธิภาพเท่ากับ 52 คน จะเริ่มเกิดปรากฏการณ์บึงปองที่รอบการขจัดสัญญาณแทรกสอดที่ 6 แต่หากผู้ใช้ประสิทธิภาพลดลงเป็น 36 คน จะเริ่มเกิดที่รอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดที่ 4 นั่นคือเกิดเร็วขึ้น 2 รอบ ส่วนในกรณี $M = 6$ จะพบว่าทั้งในกรณีที่มีผู้ใช้ประสิทธิภาพ 52 คน และ 36 คน จะเริ่มเกิดปรากฏการณ์บึงปองที่รอบการขจัดสัญญาณแทรกสอดรอบที่ 2 เท่ากัน แต่ในรอบแรกของการขจัดสัญญาณแทรกสอด ในกรณีที่มีผู้ใช้ประสิทธิภาพเท่ากับ 36 คน เครื่องรับที่เสนอจะมีสมรรถนะที่แยกว่าในกรณี $M = 2$ และ $M = 4$ ในขณะที่กรณีที่มีผู้ใช้ประสิทธิภาพเท่ากับ 52

คน รอบแรกของการขจัดสัญญาณแทรกสอดของกรณี $M = 6$ จะดีกว่ากรณี $M = 2$ และ $M = 4$ ทั้งนี้สามารถสรุปได้ว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้ประสิทธิผลในระบบลดลง การขจัดสัญญาณแทรกสอดของเครื่องรับที่เสนอที่มีข้อกำหนดต่าง ๆ เหมือนกับก่อนหน้าที่จำนวนผู้ใช้ประสิทธิผลจะลดลง จะทำให้สมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลของเครื่องรับที่เสนอเกิดการลู่ออกหรือเกิดปรากฏการณ์บึงบองเร็วขึ้น

4.5.2 ผลกระทบเนื่องจากจำนวนผู้ใช้ประสิทธิผลในระบบเพิ่มขึ้น

ในการจำลองแบบนี้ จะกำหนดให้มีจำนวนผู้ใช้ประสิทธิผลเพิ่มขึ้นจาก 52 คน เป็น 68 คน โดยมีผู้ใช้จำนวน 8 คน มี SF เป็น 128, 128, 64, 16, 16, 8, 8 และ 8 นอกจากนั้น ข้อกำหนดอื่น ๆ เป็นเช่นเดียวกับกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้ประสิทธิผลลดลง ซึ่งจะได้ผลการจำลองแบบดังรูปที่ 4.17



รูปที่ 4.17 ผลกระทบเนื่องจากจำนวนผู้ใช้ประสิทธิผลในระบบเพิ่มขึ้น

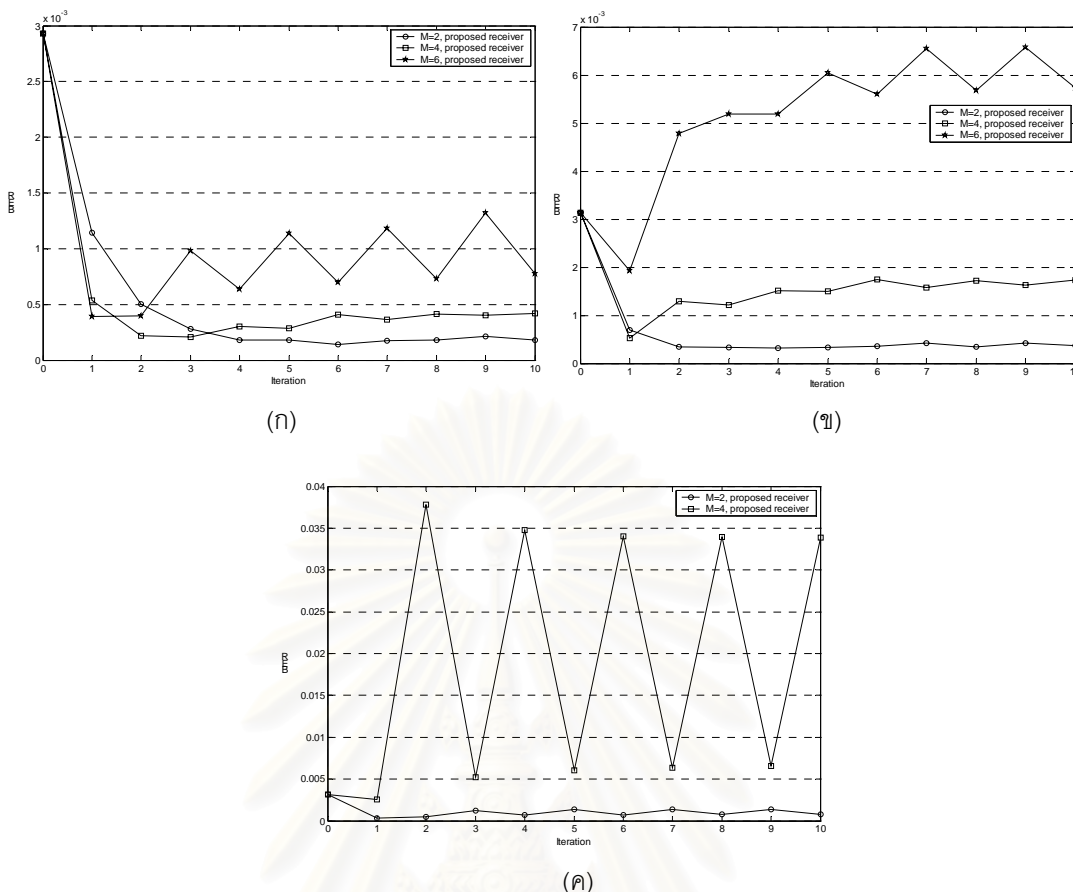
จากผลการจำลองแบบที่ได้นี้ เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับกรณีที่มีผู้ใช้ประสิทธิผลเท่ากับ 52 คน ในรูปที่ 4.10 จะพบว่าจุดเริ่มต้นของการเกิดปรากฏการณ์บึงบองจะเกิดขึ้นที่รอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดที่มากขึ้น ตัวอย่างเช่น กรณี $M = 2$ ของกรณีที่มีผู้ใช้ประสิทธิผลเท่ากับ 52 คน จะเริ่มเกิดปรากฏการณ์บึงบองที่รอบการขจัดสัญญาณแทรกสอดรอบที่ 6 แต่ในกรณีที่มีผู้ใช้ประสิทธิผลเท่ากับ 68 คน จะเริ่มต้นเกิดที่รอบการขจัดสัญญาณแทรกสอดรอบที่ 8 ดังนั้น ในกรณีที่มีผู้ใช้ประสิทธิผลในระบบเพิ่มขึ้น การขจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยเครื่องรับที่เสนอ ที่มี

ข้อกำหนดต่าง ๆ เหมือนก่อนหน้าจะมีการเพิ่มจำนวนผู้ใช้ประสิทธิผล จะทำให้สมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลของเครื่องรับที่เสนอเกิดการลู่ออกหรือเกิดปรากฏการณ์บึงบองข้าง

ผลจากการจำลองแบบทั้งสองกรณี เมื่อไม่มีการเปลี่ยนแปลงข้อกำหนดในการขจัดสัญญาณแทรกสอดของเครื่องรับที่เสนอ ทั้งในกรณีจำนวนผู้ใช้ประสิทธิผลลดลงและจำนวนผู้ใช้ประสิทธิผลเพิ่มขึ้น สามารถสรุปได้ คือ เมื่อจำนวนผู้ใช้ประสิทธิผลลดลงจะทำให้สมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลของเครื่องรับที่เสนอเกิดการลู่ออกเร็วขึ้น ทั้งนี้เป็นเพราะว่า จำนวนผู้ใช้ประสิทธิผลที่ลดลง จะทำให้สัญญาณแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ลดลงด้วยเช่นกัน ซึ่งหากยังไม่มีการเปลี่ยนแปลงข้อกำหนดในการขจัดสัญญาณแทรกสอดของเครื่องรับที่เสนอ จะทำให้เครื่องรับที่เสนอเกิดการขจัดที่มากเกินไป (over cancellation) เร็วขึ้น อันเป็นสาเหตุที่ทำให้ BER เกิดการลู่ออกหรือปรากฏการณ์บึงบองข้าง ส่วนในกรณีที่จำนวนผู้ใช้ประสิทธิผลเพิ่มขึ้น จะเป็นการเพิ่มสัญญาณแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ด้วย การเกิดการขจัดมากเกินไปจึงเกิดขึ้นช้าลง ซึ่งเป็นเหตุให้ BER เกิดการลู่ออกหรือเกิดปรากฏการณ์บึงบองข้างที่รอบการขจัดสัญญาณแทรกสอดที่สูงขึ้น

4.5.3 ค่าตัวแปรที่เหมาะสมที่ไม่ทำให้เกิดปรากฏการณ์บึงบองข้าง

ผลจากการจำลองแบบในหัวข้อที่ 4.5.1 และ 4.5.2 พบว่า หากจำนวนผู้ใช้ประสิทธิผลในระบบมีน้อยจะทำให้เครื่องรับที่เสนอเกิดปรากฏการณ์บึงบองข้างที่เร็วกว่าในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้ประสิทธิผลมากกว่า ดังนั้น หากต้องการหาค่าตัวแปรที่เหมาะสมที่ไม่ทำให้เครื่องรับที่เสนอเกิดปรากฏการณ์บึงบองหรือเกิดการขจัดมากเกินไป จำเป็นต้องหาในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้ประสิทธิผลในระบบน้อย เพราะหากจำนวนผู้ใช้ประสิทธิผลเพิ่มขึ้นค่าที่เหมาะสมที่หาได้ในกรณีจำนวนผู้ใช้ประสิทธิผลน้อย ก็ยังเป็นค่าที่เหมาะสมในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้ประสิทธิผลมากกว่า ในการจำลองแบบในหัวข้อนี้ จึงเลือกที่จะการจำลองแบบในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้ประสิทธิผลรวมในระบบเท่ากับ 28 คน ซึ่งผลจากการจำลองแบบในทั้ง 3 กรณี คือ กรณีที่ลดระดับของ SF ลงจากระดับ SF ของผู้ใช้ที่สนใจ หรือ n เป็น 1, 2 และ 3 แสดงได้ดังรูปที่ 4.18



รูปที่ 4.18 การจำลองแบบเพื่อหาค่าตัวแปรที่เหมาะสมที่ไม่ทำให้เครื่องรับที่เสนอเกิดการมอดูมิงปอง โดยที่ (ก) กรณี $n = 1$, (ข) กรณี $n = 2$ และ (ค) กรณี $n = 3$

การเลือกค่าตัวแปรที่เหมาะสมที่ไม่ทำให้ BER ของเครื่องรับที่เสนอเกิดการลู่ออกนั้น จะอยู่บนกฎเกณฑ์ที่ว่า ต้องไม่เลือกใช้ค่า iteration ที่มากกว่าค่าเริ่มต้นที่เริ่มทำให้ BER เกิดการลู่ออก และการเลือกค่าของ M นั้น หากเลือกให้มีค่ามากขึ้นแต่มีผลทำให้ BER มีค่ามากกว่าในกรณีที่ M มีค่าน้อยกว่า ก็ไม่ควรเลือกเช่นกัน ถึงแม้ว่าจะยังไม่ทำให้ BER เกิดการลู่ออก เพราะเท่ากับเป็นการเพิ่มความซับซ้อนให้แก่เครื่องรับ แต่กลับมีผลทำให้สมรรถนะของเครื่องรับลดลง ค่าตัวแปรที่เหมาะสมสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 4.3

ตารางที่ 4.3 ค่าตัวแปรที่เหมาะสมสำหรับเครื่องรับที่เสนอ ที่ไม่ทำให้เกิดปรากฏการณ์มอดูมิงปอง

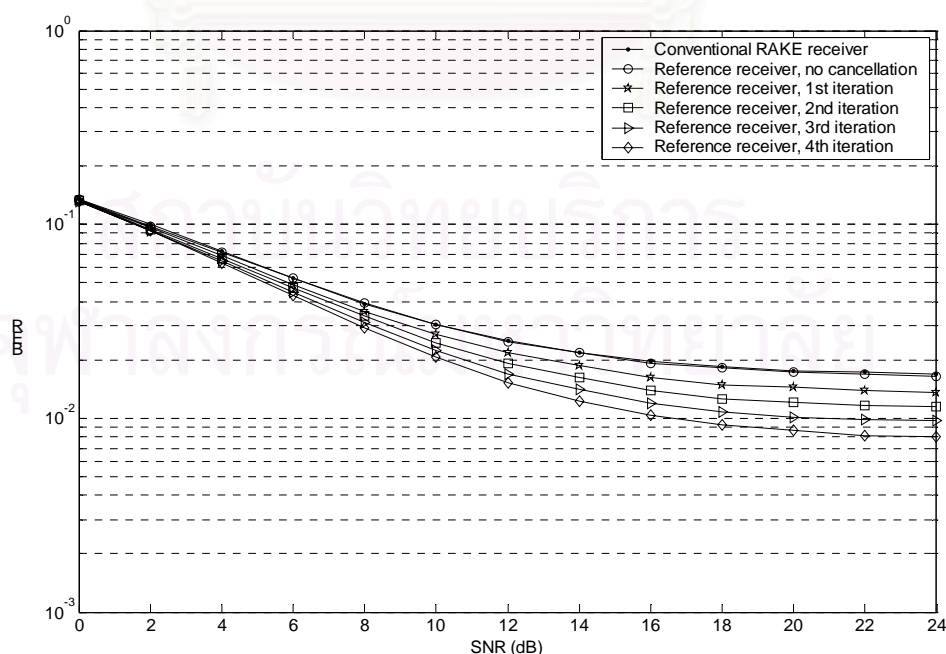
	$M \leq 2$	$2 < M \leq 4$	$4 < M \leq 6$	$M > 6$
$n = 1$	Iteration ≤ 6	Iteration ≤ 3	Iteration ≤ 1	ไม่เหมาะสม
$n = 2$	Iteration ≤ 4	Iteration ≤ 1	ไม่เหมาะสม	ไม่เหมาะสม
$n = 3$	Iteration ≤ 1	ไม่เหมาะสม	ไม่เหมาะสม	ไม่เหมาะสม

4.6 สมรรถนะของเครื่องรับที่ดีขึ้นเมื่อใช้เครื่องรับที่มีการขจัดสัญญาณแทรกสอด

จุดมุ่งหมายของการใช้เครื่องรับที่มีการขจัดสัญญาณแทรกสอด คือ ต้องการให้สมรรถนะของเครื่องรับในแง่ของ BER ดีขึ้น หรือ อาจกล่าวได้ว่าหากมีการใช้เครื่องรับที่มีการขจัดสัญญาณแทรกสอด จะทำให้ความจุของข่ายเชื่อมโยงจะเพิ่มขึ้นนั่นเอง ดังนั้น ในหัวข้อนี้จึงจะจำลองแบบว่าหากมีการใช้เครื่องรับอ้างอิงและเครื่องรับที่เสนอ จะส่งผลให้สมรรถนะในแง่ของ BER ดีขึ้นมากหรือน้อยเพียงไร และสุดท้ายในหัวข้อนี้ จะดูว่าเครื่องรับเหล่านี้ มีผลทำให้ความจุของข่ายเชื่อมโยงเพิ่มขึ้นมากน้อยเพียงไร และเครื่องรับแบบใด จะมีผลให้ความจุของข่ายเชื่อมโยงเพิ่มขึ้นได้มากกว่ากัน

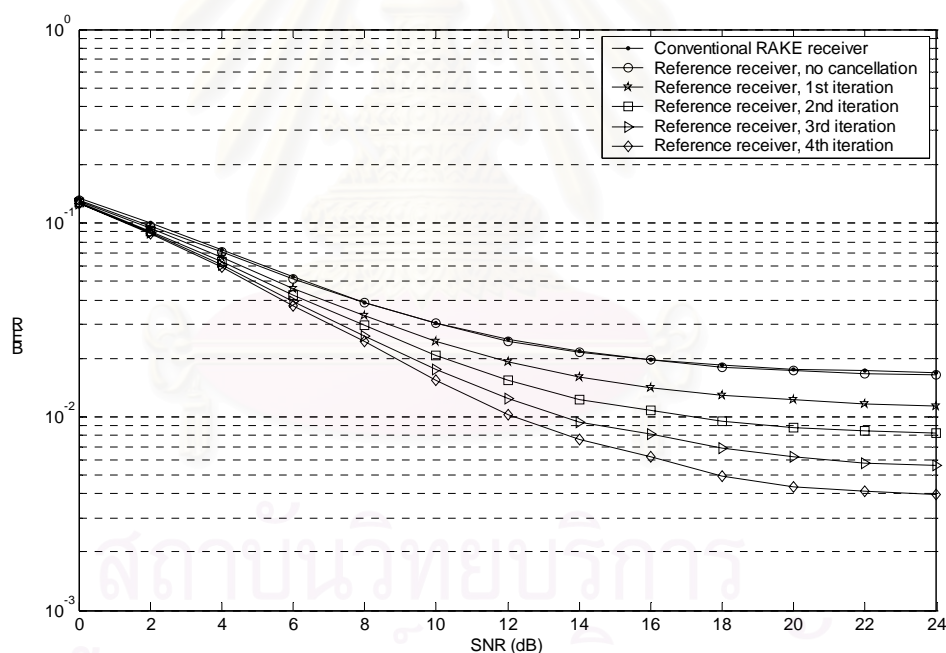
4.6.1 สมรรถนะของเครื่องรับที่ดีขึ้นเมื่อใช้เครื่องรับอ้างอิง

ในหัวข้อนี้จะเป็นการจำลองแบบเพื่อศึกษาดูว่า หากมีการใช้เครื่องรับอ้างอิงในการตรวจวัดข้อมูลของผู้ใช้ จะมีผลทำให้สมรรถนะของเครื่องรับดีกว่าการใช้เครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดาเล็กน้อยเพียงไร โดยในการจำลองแบบ มีข้อกำหนดเป็นไปดังหัวข้อที่ 4.1.3 และเครื่องรับอ้างอิงมีจำนวนรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดเป็นจำนวน 4 รอบ ส่วนจำนวนรหัสที่ส่งผลแทรกสอดซึ่งเลือกออกไปขจัดออกในรอบแต่ละรอบ หรือ ค่าของ M จะจำลองแบบออกมาเป็น 2 กรณีด้วยกัน คือ กรณีที่ $M = 2$ และ $M = 4$ ผลการจำลองแบบกรณีที่ $M = 2$ แสดงได้ดังรูปที่ 4.19



รูปที่ 4.19 สมรรถนะของเครื่องรับที่ดีขึ้นเมื่อใช้เครื่องรับอ้างอิง กรณีที่ $M = 2$

จากผลการจำลองแบบในกรณีที่ $M = 2$ นี้ พบว่าเมื่อมีการเพิ่มจำนวนรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอด สมรรถนะของเครื่องรับอ้างอิงในการตรวจวัดข้อมูลจะดีขึ้น โดยดูได้จาก BER ที่ลดลง หากเครื่องรับอ้างอิงไม่มีการขจัดสัญญาณแทรกสอด สมรรถนะของเครื่องรับที่ได้จะเหมือนกันกับสมรรถนะที่ได้จากการใช้เครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา แต่หากเครื่องรับอ้างอิงมีการขจัดสัญญาณแทรกสอดเป็นจำนวน 1 รอบ ที่ค่า SNR = 8 dB จะทำให้ BER ลดลงประมาณ 0.35% และเมื่อขจัดสัญญาณแทรกสอดเป็นจำนวน 2 รอบ จะทำให้ BER ลดลงมากกว่าการขจัดสัญญาณแทรกสอดจำนวน 1 รอบ อยู่ประมาณ 0.20% ซึ่งหากเพิ่มการขจัดสัญญาณแทรกสอดไปอีกรวมเป็นจำนวน 3 รอบ และ 4 รอบ จะทำให้ BER ลดลงมากกว่าจำนวนรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดล่าสุด คือ 2 รอบ และ 3 รอบ อยู่ประมาณ 0.23% และ 0.22% ตามลำดับ รวมแล้วเครื่องรับอ้างอิงที่มีการขจัดสัญญาณแทรกสอดเป็นจำนวน 4 รอบ ที่ค่า SNR = 8 dB จะทำให้ BER ลดลงประมาณ 1.00% ส่วนผลการจำลองแบบในกรณีที่ $M = 4$ แสดงได้ดังรูปที่ 4.20



รูปที่ 4.20 สมรรถนะของเครื่องรับที่ดีขึ้นเมื่อใช้เครื่องรับอ้างอิง กรณีที่ $M = 4$

ในกรณีที่ $M = 4$ นี้ ผลการจำลองแบบที่ได้ จะเห็นว่าสมรรถนะของเครื่องรับอ้างอิงในการตรวจวัดข้อมูลมีแนวโน้มเช่นเดียวกับกรณีที่ $M = 2$ คือ เมื่อเพิ่มจำนวนรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอด จะทำให้สมรรถนะในแง่ของ BER ดีขึ้น โดยหากไม่มีการขจัดสัญญาณแทรกสอดสมรรถนะของเครื่องรับอ้างอิงที่ได้จะเหมือนกันกับเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา เช่นเดียวกัน

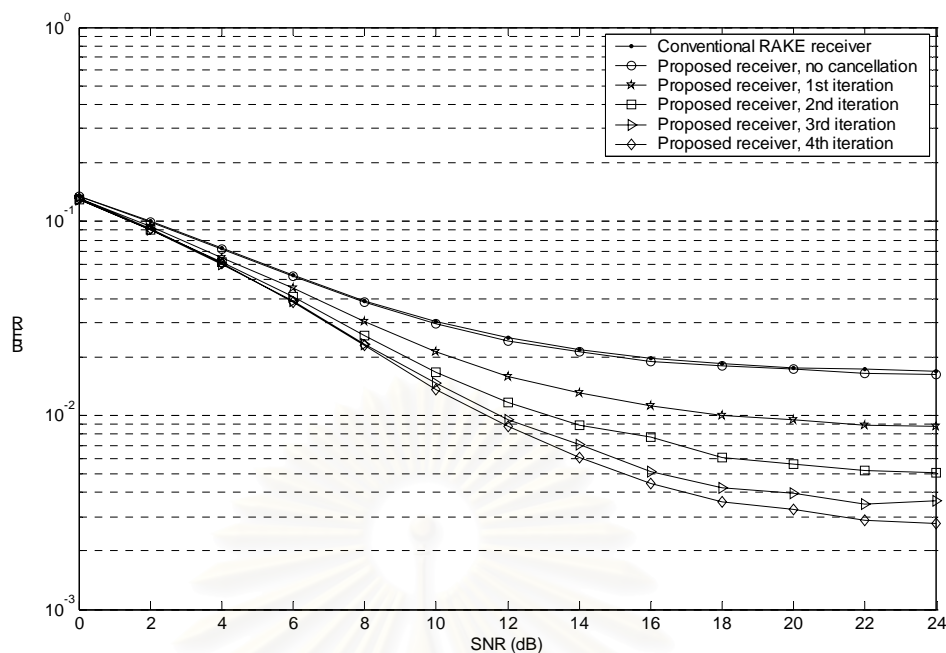
กับกรณีที่ $M = 2$ แต่หากมีการขจัดสัญญาณแทรกสอดเป็นจำนวน 1 รอบ ที่ค่า SNR = 8 dB จะทำให้ BER ลดลงประมาณ 0.55% และเมื่อเพิ่มการขจัดสัญญาณแทรกสอดไปอีกจำนวน 1 รอบ รวมเป็นจำนวน 2 รอบ จะทำให้ BER ลดลงมากกว่าการขจัดสัญญาณแทรกสอดจำนวน 1 รอบ อยู่ประมาณ 0.37% ซึ่งหากเพิ่มจำนวนรอบของการขจัดสัญญาณเป็น 3 รอบและ 4 รอบ จะทำให้ BER ลดลงมากกว่าการขจัดสัญญาณแทรกสอดจำนวน 2 รอบ และ 3 รอบ อยู่ประมาณ 0.33% และ 0.19% ตามลำดับ รวมแล้วการขจัดสัญญาณแทรกสอดในกรณีที่ $M = 4$ นี้ เป็นจำนวน 4 รอบ ที่ค่า SNR = 8 dB จะทำให้ BER ลดลงประมาณ 1.44%

สรุปผลที่ได้จากการจำลองแบบเพื่อคุณสมบัติของเครื่องรับอ้างอิงในการตรวจวัดข้อมูล ในกรณีที่ $M = 2$ และ $M = 4$ นี้พบว่า เมื่อจำนวนรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดเท่ากัน กรณีที่ $M = 4$ จะทำให้สมรรถนะของเครื่องรับอ้างอิงในการตรวจวัดข้อมูลดีกว่ากรณีที่ $M = 2$ โดยที่ค่า SNR = 8 dB และจำนวนรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดเท่ากับ 4 กรณีที่ $M = 4$ จะให้ BER ที่ต่ำกว่ากรณีที่ $M = 2$ อยู่ประมาณ 0.44%

4.6.2 สมรรถนะของเครื่องรับที่ดีขึ้นเมื่อใช้เครื่องรับที่เสนอ

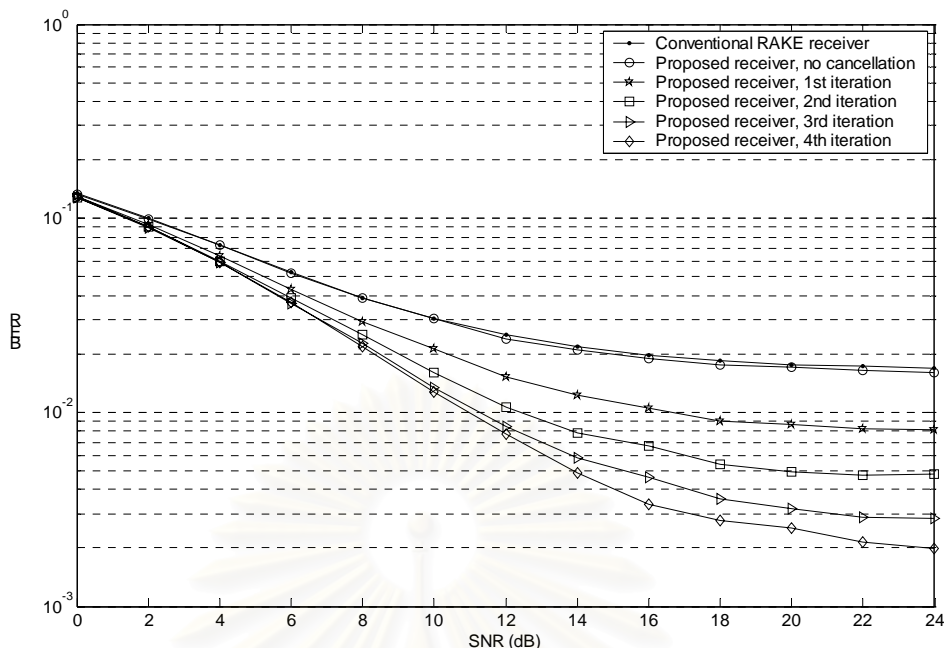
การจำลองแบบเพื่อคุณสมบัติที่ดีขึ้นของเครื่องรับที่เสนอนี้ จะเป็นไปในการทำงาน เดียวกันกับการจำลองแบบของเครื่องรับอ้างอิงในหัวข้อที่ 4.6.1 โดยกำหนดให้เครื่องรับมีการขจัด สัญญาณแทรกสอดเป็นจำนวน 4 รอบ และจำนวนรหัสที่นำไปจัดออกในแต่ละรอบของการขจัด สัญญาณแทรกสอด หรือ ค่า M จะแบ่งออกเป็น 2 กรณีเช่นเดียวกัน คือ $M = 2$ และ $M = 4$ แต่เนื่องจากเครื่องรับที่เสนอ จะมีตัวแปรเพิ่มเข้ามาอีกตัวหนึ่ง คือ จำนวนระดับของ SF ที่ลดลงไป จาก SF ของผู้ใช้ที่สนใจ ดังนั้น ในกรณีที่ $M = 2$ จึงเลือกให้มีการลดระดับของ SF ลง 2 ระดับ ส่วนในกรณีที่ $M = 4$ เลือกให้มีการลดระดับ SF ลงเพียง 1 ระดับ ทั้งนี้เพื่อป้องกันไม่ให้ทั้งสอง กรณี เกิดปรากฏการณ์ปิงปองขึ้น ผลการจำลองแบบสำหรับกรณีที่ $M = 2$ แสดงได้ดังรูปที่ 4.21

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 4.21 สมรรถนะของเครื่องรับที่ดีขึ้นเมื่อใช้เครื่องรับที่เสนอ กรณีที่ $M = 2$ และลดระดับ SF ลง 2 ระดับ

จากผลการจำลองแบบในรูปที่ 4.21 พบว่าเมื่อเครื่องรับไม่มีการขจัดสัญญาณแทรกสอด สมรรถนะของเครื่องรับที่เสนอในการตรวจวัดข้อมูลจะใกล้เคียงกันกับสมรรถนะที่ได้จากเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา แต่หากเครื่องรับมีการขจัดสัญญาณแทรกสอดขึ้น การเพิ่มจำนวนรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอด จะทำให้สมรรถนะของเครื่องรับดีขึ้น โดยดูได้จาก BER ที่ลดลง ซึ่งหากมีการขจัดสัญญาณแทรกสอดเป็นจำนวน 1 รอบ ที่ค่า SNR = 8 dB จะทำให้ BER ลดลงประมาณ 0.79% และหากมีการเพิ่มจำนวนรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดไปอีกจำนวน 1 รอบ รวมเป็นจำนวน 2 รอบ จะทำให้ BER ลดลงจากในกรณีที่มีการขจัดสัญญาณแทรกสอดเพียงรอบเดียว อยู่ประมาณ 0.48% ซึ่งในการจำลองแบบได้เพิ่มจำนวนรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดให้เป็น 3 รอบ และ 4 รอบ ผลที่ได้ คือ ค่า BER จะลดลงจากในกรณีที่มีการขจัดสัญญาณแทรกสอดเป็นจำนวน 2 รอบ และ 3 รอบ อยู่ประมาณ 0.24% และ 0.03% ตามลำดับ รวมแล้วการขจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยเครื่องรับที่เสนอเป็นจำนวน 4 รอบ ในกรณีนี้ทำให้ BER ลดลงจากเดิมที่ใช้การรับแบบ RAKE ธรรมดา อยู่ประมาณ 1.54% ซึ่งในกรณีนี้ จะสังเกตได้ว่าการเพิ่มจำนวนรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดจาก 3 รอบเป็น 4 รอบ ทำให้ BER ลดลงได้เพียง 0.03% เท่านั้นเอง ส่วนผลการจำลองแบบ กรณีที่ $M = 4$ แสดงได้ดังรูปที่ 4.22



รูปที่ 4.22 สมรรถนะของเครื่องรับที่ดีขึ้นเมื่อใช้เครื่องรับที่เสนอ กรณีที่ $M = 4$ และลดระดับ SF ลง 1 ระดับ

ผลการจำลองแบบในกรณีที่ $M = 4$ นี้ คล้ายคลึงกับผลที่ได้ในกรณีที่ $M = 2$ โดยหากจำนวนรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดเพิ่ม จะทำให้สมรรถนะในแง่ของ BER ดีขึ้น ตัวอย่างเช่น ที่ค่า SNR = 8 dB การขจัดสัญญาณแทรกสอดเป็นจำนวน 1 รอบ โดยใช้เครื่องรับที่เสนอในกรณีนี้ จะทำให้ BER ลดลงจากเดิมที่ใช้เครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา อยู่ประมาณ 0.98% และเมื่อเพิ่มการขจัดสัญญาณแทรกสอดไปอีก 1 รอบ จะทำให้ BER ลดลงอีกประมาณ 0.42% ซึ่งหากจำนวนรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดเพิ่มขึ้นเป็น 3 รอบ และ 4 รอบ จะทำให้ BER ลดลงจากกรณีที่มีการขจัดสัญญาณแทรกสอดเป็นจำนวน 2 รอบ และ 3 รอบ อยู่ประมาณ 0.23% และ 0.10% ตามลำดับ รวมทั้งหมด การขจัดสัญญาณแทรกสอดเป็นจำนวน 4 รอบ ทำให้ BER ลดลงจากกรณีที่ใช้เครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา อยู่ประมาณ 1.73%

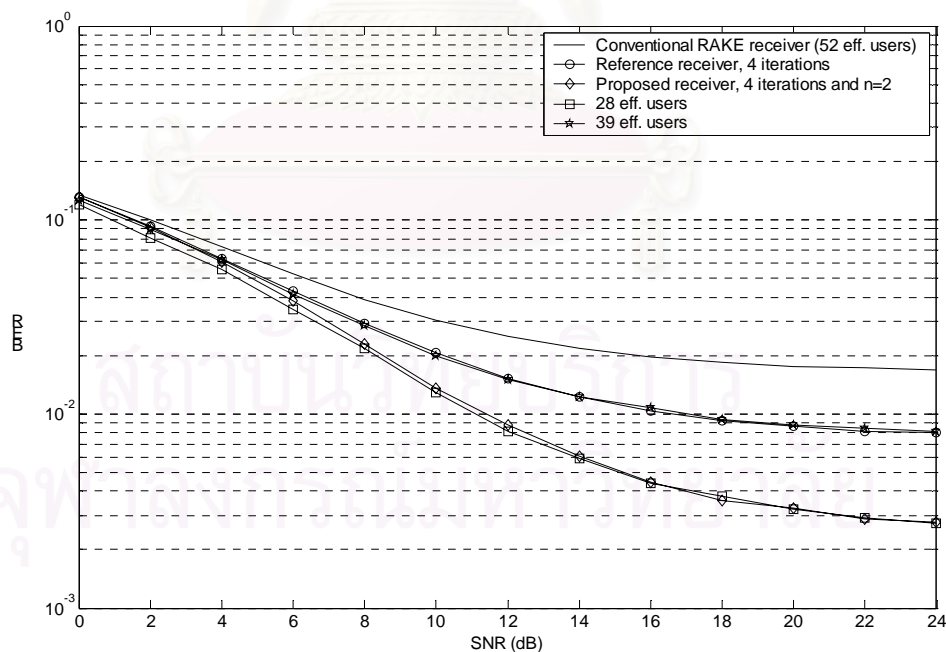
จากผลการจำลองแบบในหัวข้อนี้ พบว่าในรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดเดียวกัน เครื่องรับที่เสนอที่มี $M = 4$ และลดระดับของ SF ลง 1 ระดับ จะให้สมรรถนะในแง่ของ BER ที่ดีกว่าเครื่องรับที่เสนอในกรณีที่ $M = 2$ และลดระดับของ SF ลง 2 ระดับ โดยที่จำนวนรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดจำนวน 4 รอบ และ SNR = 8 dB เครื่องรับที่เสนอที่มี $M = 4$ และลดระดับของ SF ลง 1 ระดับ จะให้ BER ที่ต่ำกว่ากรณีที่ $M = 2$ และลดระดับของ SF ลง 2 ระดับ อยู่ประมาณ 0.19% และจากกรณีทั้งสองกรณีพบว่า ที่รอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดสูงขึ้นเมื่อเพิ่มจำนวนรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดเข้าไปอีก ผลที่ได้ คือ ค่า BER จะลดลงเพียงเล็กน้อย ดังที่เห็นได้จากการเพิ่มจำนวนรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดจาก 3 รอบ เป็น

4 รอบ ไม่เหมือนกับรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอดในช่วงแรก ซึ่งหากเพิ่มจำนวนรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอด จะทำให้ BER ลดลงไปได้มาก ดังจะเห็นตัวอย่างได้จาก BER ที่ลดลงไปจากเดิม ซึ่งจากเดิมเป็นเครื่องรับที่ไม่มีการขจัดสัญญาณแทรกสอด เป็นเครื่องรับที่มีการขจัดสัญญาณแทรกสอดจำนวน 1 รอบ

4.6.3 ความจุของข่ายเชื่อมโยงที่เพิ่มขึ้นเมื่อใช้เครื่องรับที่มีการขจัดสัญญาณแทรกสอด

ในหัวข้อนี้จะใช้ผลการจำลองแบบที่ได้จากหัวข้อที่ 4.6.1 และ 4.6.2 มาเปรียบเทียบเข้าด้วยกัน ว่าเครื่องรับแต่ละชนิดจะทำให้ความจุของข่ายเชื่อมโยงเพิ่มขึ้นได้เท่าไร โดยนำสมรรถนะของเครื่องรับในการตรวจวัดข้อมูลที่ได้จากการจำลองแบบ ซึ่งมีการขจัดสัญญาณแทรกสอดเป็นจำนวน 4 รอบ มาเปรียบเทียบกับสมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลของเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา ว่าเมื่อมีการขจัดสัญญาณแทรกสอดแล้วสมรรถนะที่ได้จะใกล้เคียงกับสมรรถนะที่ได้จากเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดาที่มีจำนวนผู้ใช้ประสิทธิภาพเป็นจำนวนเท่าใด โดยผลของการเปรียบเทียบจะแบ่งออกเป็น 2 กรณีด้วยกัน คือ $M = 2$ และ $M = 4$

กรณี $M = 2$

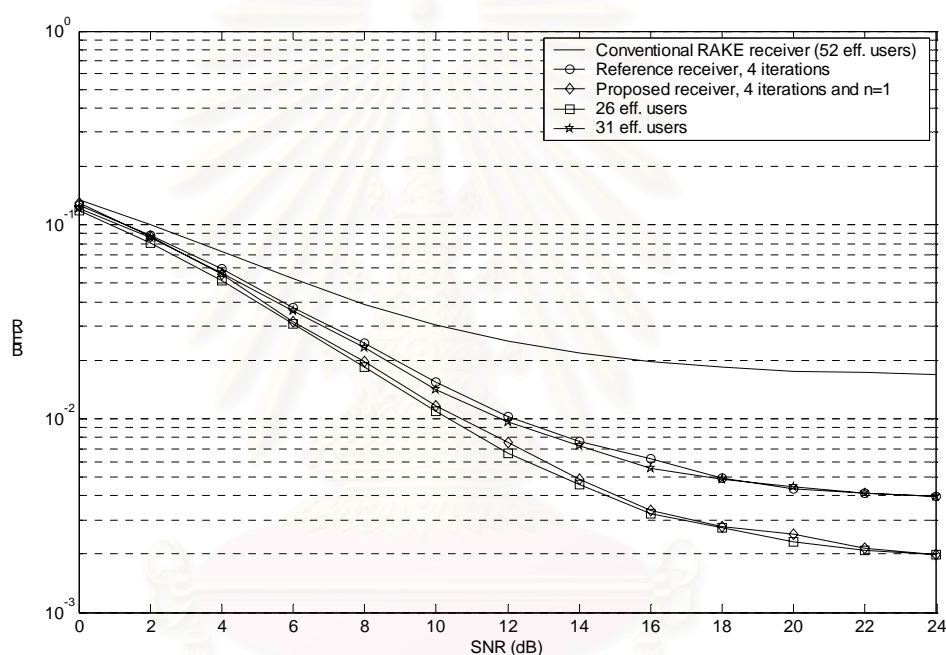


รูปที่ 4.23 การเปรียบเทียบความจุของข่ายเชื่อมโยงที่เพิ่มขึ้น กรณี $M = 2$

ผลจากการเปรียบเทียบความจุของข่ายเชื่อมโยงที่เพิ่มขึ้นกรณี $M = 2$ ที่ได้นี้พบว่า ในระบบที่มีจำนวนผู้ใช้ประสิทธิภาพรวมกันเท่ากับ 52 คน เมื่อมีการใช้เครื่องรับอ้างอิงที่มีการขจัด

สัญญาณแทรกสอดเป็นจำนวน 4 รอบ จะทำให้มีสมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลใกล้เคียงกับสมรรถนะที่ได้จากการใช้เครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดาที่มีจำนวนผู้ใช้ประสิทธิภาพในระบบเท่ากับ 39 คน หรือ ทำให้ความจุของข่ายเชื่อมโยงเพิ่มขึ้นได้ประมาณ 33% และในกรณีของเครื่องรับที่เสนอที่มี $n = 2$ จะมีสมรรถนะใกล้เคียงกับเครื่องรับแบบ RAKE ที่มีผู้ใช้ประสิทธิภาพจำนวน 28 คน หรือ ทำให้ความจุของข่ายเชื่อมโยงเพิ่มขึ้นประมาณ 85% ซึ่งเพิ่มขึ้นมากกว่ากรณีของเครื่องรับอ้างอิงถึง 52%

กรณี $M = 4$



รูปที่ 4.24 การเปรียบเทียบความจุของข่ายเชื่อมโยงที่เพิ่มขึ้น กรณี $M = 4$

ในกรณี $M = 4$ นี้ พบว่าเครื่องรับอ้างอิงที่มีการขจัดสัญญาณแทรกสอดเป็นจำนวน 4 รอบ จะมีสมรรถนะที่ใกล้เคียงกับการตรวจวัดด้วยการใช้เครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดาที่มีจำนวนผู้ใช้ประสิทธิภาพเท่ากับ 31 คน ซึ่งทำให้ความจุของข่ายเชื่อมโยงเพิ่มขึ้นประมาณ 67% ส่วนกรณีเครื่องรับที่เสนอที่มี $n = 1$ จะมีสมรรถนะใกล้เคียงกับเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดาที่มีจำนวนผู้ใช้ประสิทธิภาพเท่ากับ 26 คน หรือ ทำให้ความจุของข่ายเชื่อมโยงเพิ่มขึ้นได้เกือบ 100% ซึ่งเพิ่มขึ้นมากกว่ากรณีเครื่องรับอ้างอิงประมาณ 33%

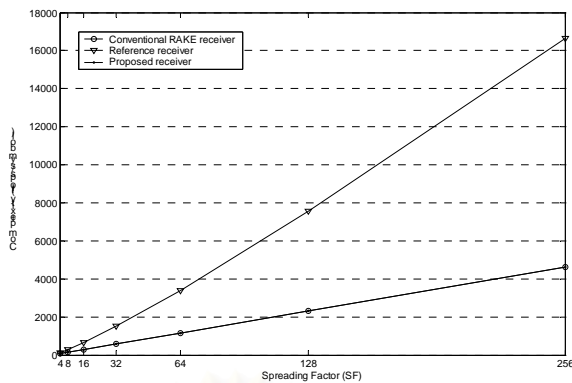
4.7 เปรียบเทียบความซับซ้อนของอัลกอริทึมในเครื่องรับ

ความซับซ้อนของเครื่องรับเป็นอีกเรื่องหนึ่งที่สำคัญ ในการพิจารณาว่าเครื่องรับนั้น ดีหรือไม่ดี ในหัวข้อนี้จึงจะเปรียบเทียบความซับซ้อนของเครื่องรับที่นำมาพิจารณาในวิทยานิพนธ์นี้ อันได้แก่เครื่องรับทั้ง 3 ชนิด คือ เครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา, เครื่องรับอ้างอิง และ เครื่องรับที่เสนอ ซึ่งการพิจารณาความซับซ้อนจะใช้การนับจำนวนฟลอปที่ใช้ในการตรวจวัดข้อมูลออกมาจำนวน 1 สัญลักษณ์ (symbol) โดยมีหน่วยของความซับซ้อนเป็นฟลอปต่อสัญลักษณ์ (flops/symbol) ดังที่ได้กล่าวไปแล้วในหัวข้อที่ 3.5 นอกจากนี้ยังศึกษาดูว่าความซับซ้อนที่เกิดขึ้น แท้ที่จริงแล้วเกิดจากการดำเนินการที่เป็นการบวกหรือการลบ หรือ เกิดจากการคูณเป็นจำนวนเท่าไร และเครื่องรับที่เสนอทำให้ความซับซ้อนลดลงไปหรือไม่ หากความซับซ้อนของเครื่องรับที่เสนอลดลง เครื่องรับที่เสนอจะลดความซับซ้อนตรงตัวดำเนินการตัวใด

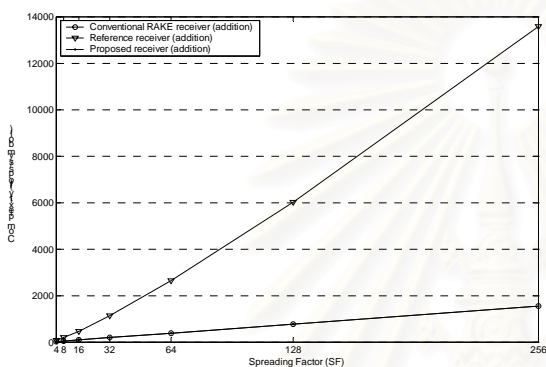
4.7.1 ความซับซ้อนของเครื่องรับเฉพาะส่วนการตรวจวัดข้อมูล

ในส่วนนี้จะเป็นการเปรียบเทียบความซับซ้อนของเครื่องรับ ในส่วนของการตรวจวัดข้อมูล ซึ่งจะไม่มีส่วนของการขจัดสัญญาณแทรกสอดเข้ามาเกี่ยวข้อง เมื่อเครื่องรับได้รับสัญญาณเข้ามาก็จะเข้าสู่กระบวนการตรวจวัดข้อมูลเลย ซึ่งในการเปรียบเทียบความซับซ้อนนี้จะใช้ สมการที่ได้คำนวณความซับซ้อนไว้แล้วก่อนหน้านี้ในบทที่ 3 หรือ ดูได้จากตารางที่ 3.1 โดยในการเปรียบเทียบความซับซ้อนนี้จะกำหนดให้เครื่องรับมีจำนวน finger คงที่เท่ากับ 6 fingers หรือ $L = 6$ และ ซึ่งจะเปรียบเทียบความซับซ้อนว่า ถ้าผู้ใช้ที่สนใจมีค่า SF หรือค่า N ที่แตกต่างกัน ความซับซ้อนจะเป็นอย่างไร โดยกำหนดให้ SF ของผู้ใช้ที่สนใจมีค่าเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 4 จนถึง 256 ความซับซ้อนของเครื่องรับชนิดต่าง ๆ แสดงได้ดังรูปที่ 4.25

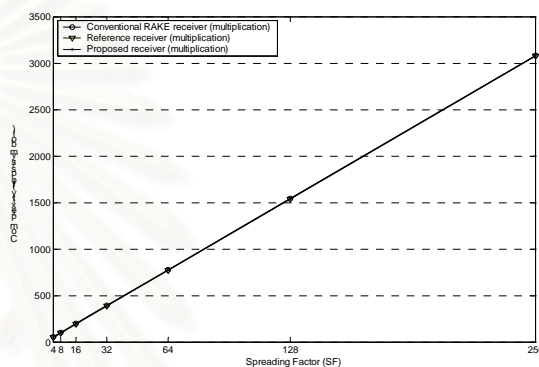
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 4.25 ความซับซ้อนของเครื่องรับในส่วนการตรวจวัดข้อมูล

เมื่อ (ก) ความซับซ้อนทั้งหมด, (ข) เฉพาะการบวกหรือการลบ และ (ค) เฉพาะการคูณ

จากกราฟความสัมพันธ์ระหว่างความซับซ้อนกับ SF ของผู้ใช้ที่สนใจ ของเครื่องรับทั้ง 3 ชนิด ที่ได้ในรูปที่ 4.25 (ก) พบว่า เมื่อ SF มีค่าเพิ่มขึ้น ความซับซ้อนจะมีค่าเพิ่มขึ้นเช่นกัน โดยความซับซ้อนจะแปรผันตรงกับ SF หรือ ความซับซ้อนจะเพิ่มขึ้นอย่างเชิงเส้นเมื่อ SF มีค่าเพิ่มขึ้น และในบรรดาเครื่องรับทั้ง 3 ชนิด พบว่าที่ค่า SF เดียวกัน เครื่องรับอ้างอิงจะมีความซับซ้อนที่มากที่สุด และรองลงมา คือ เครื่องรับที่เสนอและเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา ซึ่งจะมีความซับซ้อนที่เท่ากัน หากมองดูที่การเพิ่มขึ้นของ SF โดยให้ SF มีค่าเพิ่มขึ้น 1 ระดับ เครื่องรับอ้างอิงจะมีการเพิ่มความซับซ้อนที่มากกว่าเครื่องรับที่เสนอและเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา โดยดูได้จากความชันของกราฟความซับซ้อนของเครื่องรับอ้างอิง จะมีความชันที่มากกว่าความชันของกราฟความซับซ้อนที่ได้จากเครื่องรับที่เสนอและเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา เมื่อแยกดูความซับซ้อนระหว่างการบวกหรือการลบ และการคูณที่ได้จากรูปที่ 4.25 (ข) และ 4.25 (ค) จะพบว่าความซับซ้อนที่แตกต่างกันนี้ มาจากความซับซ้อนของการดำเนินการที่เป็นการบวกหรือการลบทั้งสิ้น โดยความซับซ้อนที่เกิดจากการคูณของเครื่องรับทั้งสามชนิดนั้นมีค่าเกือบเท่ากัน

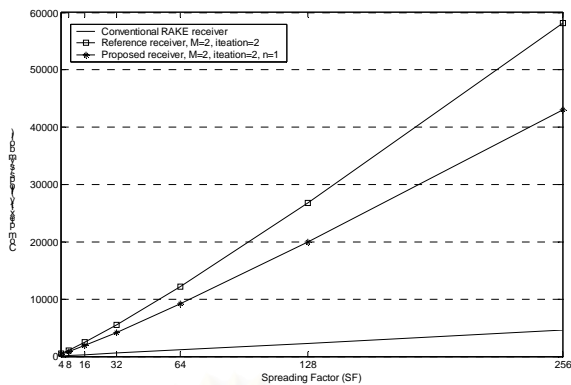
สรุปความซับซ้อนของเครื่องรับในส่วนการตรวจวัดข้อมูล จะได้ว่าที่ค่า SF เดียวกัน เครื่องรับอ้างอิงจะมีความซับซ้อนที่มากที่สุด และเครื่องรับที่เสนอกับเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดาจะมีความซับซ้อนที่เท่ากัน ซึ่งทั้งสองต่างมีความซับซ้อนที่น้อยกว่าเครื่องรับอ้างอิง และเมื่อมีการเพิ่มขึ้นของ SF เครื่องรับอ้างอิงจะมีอัตราการเพิ่มขึ้นของความซับซ้อนที่มากกว่าเครื่องรับที่เสนอและเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา โดยปัจจัยที่ส่งผลให้เครื่องรับอ้างอิงมีความซับซ้อนที่สูงกว่าเครื่องรับทั้งสองชนิด คือ ความซับซ้อนที่เกิดจากการบวกหรือการลบ

4.7.2 ความซับซ้อนของเครื่องรับที่มีส่วนของการขจัดสัญญาณแทรกสอด

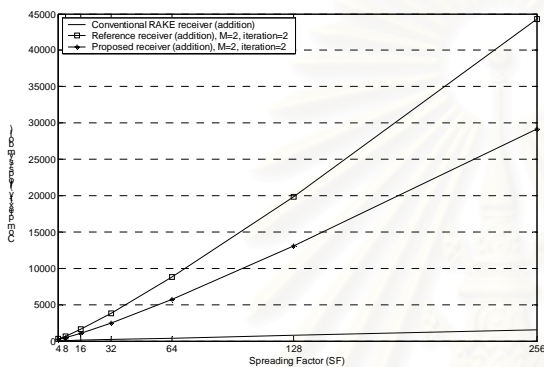
ในหัวข้อนี้จะเป็นการพิจารณาความซับซ้อนของเครื่องรับอ้างอิงและเครื่องรับที่เสนอในการตรวจวัดข้อมูล โดยคำนึงถึงความซับซ้อนในส่วนการขจัดสัญญาณแทรกสอดด้วย นั่นคือ เครื่องรับจะมีการขจัดสัญญาณแทรกสอดก่อน จากนั้นจึงตรวจวัดข้อมูลของผู้ใช้ออกมา ความซับซ้อนของเครื่องรับนั้นจะคำนวณมาจากตารางที่ 3.1, 3.2 และ 3.3 และเนื่องจากความซับซ้อนของเครื่องรับขึ้นอยู่กับตัวแปรหลายตัว ได้แก่ ตัวประกอบการแผ่ของผู้ใช้ที่สนใจ (SF หรือ N), จำนวนรหัสที่นำไปขจัดออกในแต่ละรอบการขจัดสัญญาณแทรกสอด (M), จำนวนรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอด (iteration) และ จำนวนระดับของ SF ที่ลดลงจากระดับ SF ของผู้ใช้ที่สนใจ (n) ดังนั้น จึงจะขอเปรียบเทียบความซับซ้อนตามตัวแปรที่ได้แบ่งไว้ตามหัวข้อย่อย ดังที่จะได้กล่าวต่อไป

4.7.2.1 ตัวประกอบการแผ่ของผู้ใช้ที่สนใจ

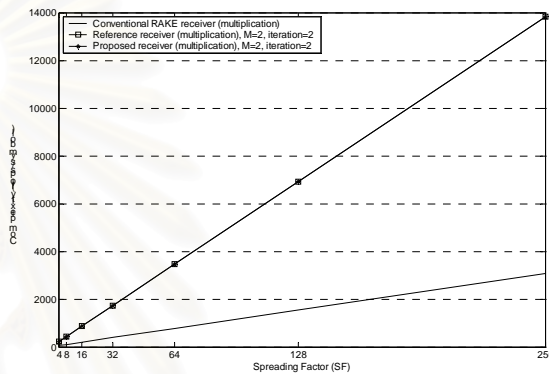
ตัวประกอบการแผ่ของผู้ใช้ที่สนใจ เป็นปัจจัยหนึ่งที่ทำให้ความซับซ้อนมีค่ามากหรือน้อย ในการเปรียบเทียบความซับซ้อนที่มีตัวประกอบการแผ่เป็นตัวแปรที่สนใจนี้ จึงกำหนดให้ค่าตัวแปรอื่นคงที่ อันได้แก่ ในการขจัดสัญญาณแทรกสอดแต่ละรอบ เครื่องรับทั้ง 2 ชนิด คือ เครื่องรับอ้างอิงและเครื่องรับที่เสนอ ได้เลือกรหัสที่นำไปขจัดออกเป็นจำนวน 2 รหัส และมีการขจัดสัญญาณแทรกสอดเป็นจำนวน 2 รอบ ส่วนเครื่องรับที่เสนอได้ลดระดับของ SF ลง 1 ระดับ ($n = 1$) โดยในการเปรียบเทียบความซับซ้อนจะเปลี่ยนแปลงค่า SF ตั้งแต่ 4 ไปจนถึง 256 จะได้ความซับซ้อนของเครื่องรับ ดังรูปที่ 4.26



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 4.26 ความซับซ้อนของเครื่องรับที่มีส่วนของการขจัดสัญญาณแทรกสอด โดยพิจารณาตัวประกอบการแผ่ของผู้ใช้ที่สนใจเป็นหลัก

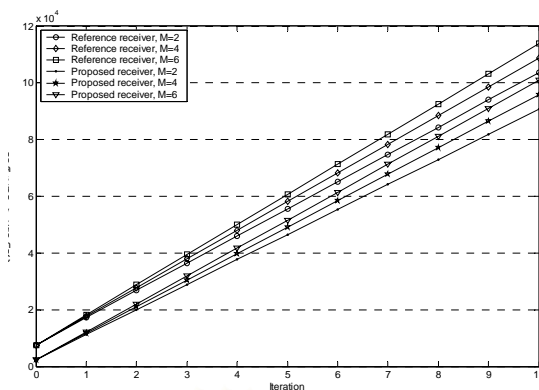
เมื่อ (ก) ความซับซ้อนทั้งหมด, (ข) เฉพาะการบวกหรือการลบ และ (ค) เฉพาะการคูณ

จากความซับซ้อนของเครื่องรับที่มีส่วนของการขจัดสัญญาณแทรกสอด โดยพิจารณาตัวประกอบการแผ่ของผู้ใช้ที่สนใจ หรือ SF เป็นหลัก พบว่าที่ค่า SF เดียวกัน เครื่องรับอ้างอิงจะมีความซับซ้อนที่สูงที่สุด รองลงมา คือ เครื่องรับที่เสนอ และ หากนำเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา มาเปรียบเทียบกับ เครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดาจะมีความซับซ้อนที่ต่ำที่สุด เพราะเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดาเป็นเครื่องรับที่ไม่ได้มีส่วนของการขจัดสัญญาณแทรกสอด จึงย่อมมีความซับซ้อนที่น้อยที่สุด และหากพิจารณา ถึงการเพิ่มขึ้นของ SF พบว่า เมื่อเพิ่ม SF ขึ้น 1 ระดับ เครื่องรับอ้างอิงจะมีความซับซ้อนที่เพิ่มขึ้นมากกว่าเครื่องรับที่เสนอ โดยดูได้จากความชันของกราฟความซับซ้อนของเครื่องรับอ้างอิง จะมีความชันมากกว่ากราฟความซับซ้อนของเครื่องรับที่เสนอ และเมื่อแยกดูความซับซ้อนที่เกิดจากการดำเนินการที่เป็นการบวกหรือการลบและการคูณที่ได้ในรูปที่ 4.26 (ข) และ 4.26 (ค) จะพบว่าความซับซ้อนที่เกิดจากการบวกหรือการลบเป็นสาเหตุที่ทำให้เครื่องรับอ้างอิงมีความซับซ้อนที่สูงกว่าเครื่องรับที่เสนอ

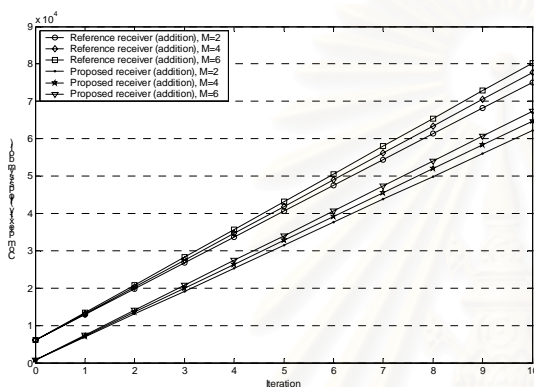
สรุปการเปรียบเทียบความซับซ้อนที่ได้ในหัวข้อนี้ คือ เมื่อ SF ของผู้ใช้ที่สนใจมีค่าเพิ่มขึ้น ความซับซ้อนของเครื่องรับในการตรวจวัดข้อมูลมีแนวโน้มที่จะเพิ่มขึ้นตาม และที่ค่า SF เดียวกัน ความซับซ้อนของเครื่องรับอ้างอิงในการตรวจวัดข้อมูลจะมากกว่าความซับซ้อนในการตรวจวัดข้อมูลของเครื่องรับที่เสนอ นอกจากนี้ หากค่า SF มีค่าเพิ่มขึ้น 1 ระดับ อัตราการเพิ่มขึ้นของความซับซ้อนของเครื่องรับอ้างอิงจะมีค่ามากกว่าอัตราการเพิ่มขึ้นเครื่องรับที่เสนอ ซึ่งความซับซ้อนของเครื่องรับอ้างอิงที่มากกว่าเครื่องรับที่เสนอ เป็นเพราะว่าเครื่องรับอ้างอิงจะมีการดำเนินการบวกหรือการลบที่มากกว่าเครื่องรับที่เสนอ

4.7.2.2 จำนวนรหัสที่นำไปขจัดออกในแต่ละรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอด

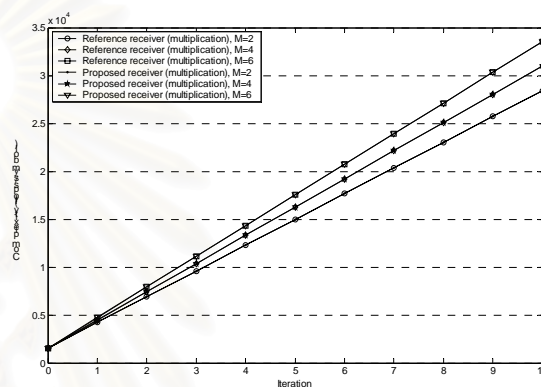
จำนวนรหัสที่นำไปขจัดออกในแต่ละรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอด หรือ M นี้ เป็นตัวแปรตัวหนึ่งที่มีผลต่อความซับซ้อนของเครื่องรับในการตรวจวัดข้อมูล ในการเปรียบเทียบความซับซ้อนของเครื่องรับอ้างอิง และ เครื่องรับที่เสนอ ในหัวข้อนี้ จึงกำหนดให้ผู้ใช้ที่สนใจมี SF=128 และเครื่องรับมีการขจัดสัญญาณแทรกสอดตั้งแต่ 1 รอบไปจนถึง 10 รอบ ส่วนค่า M นั้น มีค่าเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 2, 4 และ 6 นอกจากนี้ ในเครื่องรับที่เสนอยังต้องมีการกำหนดระดับของ SF ที่ลดลงไปจาก SF ของผู้ใช้ที่สนใจ โดยในการเปรียบเทียบความซับซ้อนนี้ กำหนดให้เกิดการลดระดับของ SF ลง 1 ระดับ ซึ่งความซับซ้อนของเครื่องรับในการตรวจวัดข้อมูลในกรณีต่าง ๆ กัน แสดงได้ดังรูปที่ 4.27



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 4.27 ความซับซ้อนของเครื่องรับที่มีส่วนของการจัดสัญญาณแทรกสอด เมื่อพิจารณาค่า M เป็นหลัก เมื่อ (ก) ความซับซ้อนทั้งหมด, (ข) เฉพาะการบวกหรือการลบ และ (ค) เฉพาะการคูณ

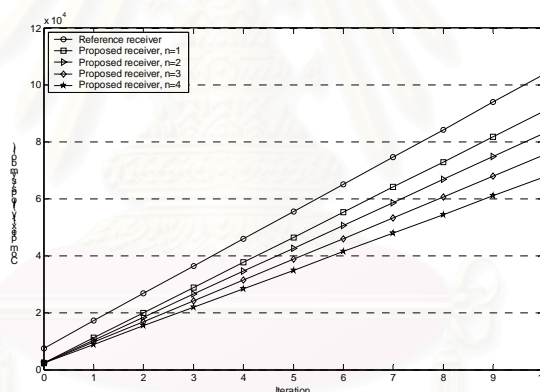
จากความซับซ้อนทั้งหมดที่ได้ในรูปที่ 4.27 (ก) พบว่า เมื่อจำนวนรอบของการจัดสัญญาณแทรกสอดมีค่าเพิ่มขึ้น ความซับซ้อนของเครื่องรับอ้างอิงและเครื่องรับที่เสนอจะมีค่าเพิ่มขึ้นตาม และเมื่อเพิ่มจำนวนรหัสที่นำไปจัดออกในรอบแต่ละรอบของการจัดสัญญาณแทรกสอด หรือ เพิ่มค่าของ M ที่จำนวนรอบการ จัดสัญญาณแทรกสอดเดียวกันเครื่องรับทั้งสองจะมีความซับซ้อนที่เพิ่มขึ้นตามค่าของ M ที่เพิ่มขึ้น และเมื่อพิจารณาที่รอบการ จัดสัญญาณแทรกสอดเดียวกัน และ M มีค่าเท่ากันพบว่า เครื่องรับที่เสนอจะมีความซับซ้อนที่น้อยกว่า หากแยกดูความซับซ้อนที่เกิดจากการดำเนินการที่เป็นการบวกหรือการลบและความซับซ้อนที่เกิดจากการคูณที่ได้ในรูปที่ 4.27 (ข) และ 4.27 (ค) พบว่าการดำเนินการที่เป็นการบวกและการลบเป็นสาเหตุทำให้เครื่องรับที่อ้างอิงมีความซับซ้อนที่มากกว่าเครื่องรับที่เสนอ

การเปรียบเทียบความซับซ้อน ที่พิจารณาจำนวนรหัสที่นำไปจัดออกในแต่ละรอบของการจัดสัญญาณแทรกสอด หรือ M เป็นตัวแปรสำคัญนี้ สามารถสรุปได้ คือ ค่า M และจำนวนรอบของการจัดสัญญาณแทรกสอดมีผลต่อความซับซ้อนของเครื่องรับ โดยถ้าค่าทั้งสอง

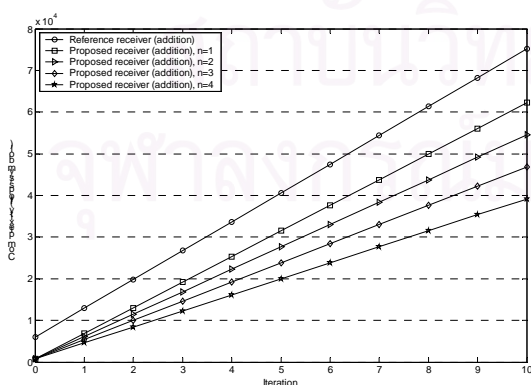
ค่ามีค่ามากขึ้น จะทำให้ความซับซ้อนมีค่าเพิ่มขึ้นตาม และเมื่อเปรียบเทียบความซับซ้อนระหว่างเครื่องรับอ้างอิง และ เครื่องรับที่เสนอ ที่ค่าทั้งสองมีค่าเท่ากัน เครื่องรับที่เสนอจะมีความซับซ้อนที่น้อยกว่า เพราะมีจำนวนการดำเนินการที่เป็นการบวกหรือการลบที่น้อยกว่าเครื่องรับอ้างอิง

4.7.2.3 จำนวนระดับของ SF ที่ลดลงจากระดับของ SF ของผู้ใช้ที่สนใจ

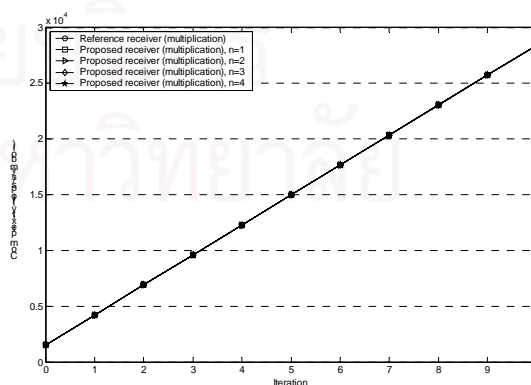
ตัวแปรอีกตัวหนึ่งที่จะศึกษา เพื่อดูผลที่มีต่อความซับซ้อนของเครื่องรับในการตรวจวัดข้อมูลในหัวข้อนี้ คือ จำนวนระดับของ SF ที่ลดลงจากระดับของ SF ของผู้ใช้ที่สนใจ หรือ เรียกว่าตัวแปร n โดยในการเปรียบเทียบความซับซ้อนนี้จะกำหนดให้ SF ของผู้ใช้ที่สนใจมีค่าเท่ากับ 128 และเครื่องรับมีการขจัดสัญญาณแทรกสอดตั้งแต่ 1 ถึง 10 รอบ และในรอบแต่ละรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอด เครื่องรับเลือกจำนวนรหัสที่นำไปขจัดออกในรอบแต่ละรอบ (M) เป็นจำนวน 3 กรณียด้วยกัน คือ จำนวน 2, 4 และ 6 รหัส และในกรณีแต่ละกรณี เครื่องรับที่เสนอจะลดระดับของ SF ลง เป็นจำนวน 4 ระดับด้วยกัน คือ n มีค่าเป็น 1, 2, 3 และ 4 ซึ่งจะได้ความซับซ้อนของเครื่องรับในกรณีต่าง ๆ ดังแสดงในรูปที่ 4.28



(ก)



(ข)



(ค)

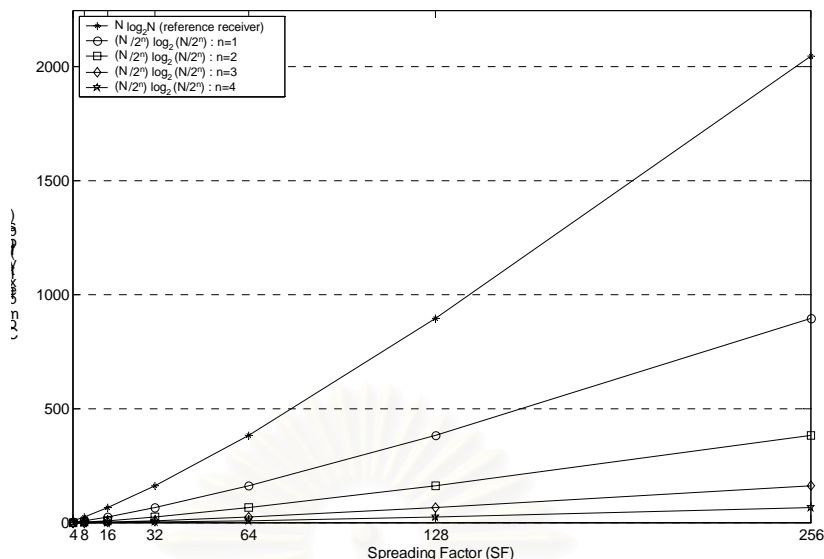
รูปที่ 4.28 ความซับซ้อนของเครื่องรับที่มีส่วนของการขจัดสัญญาณแทรกสอด เมื่อพิจารณาค่า n เป็นหลัก เมื่อ (ก) ความซับซ้อนทั้งหมด, (ข) เฉพาะการบวกหรือการลบ และ (ค) เฉพาะการคูณ

จากกราฟความซับซ้อนทั้งหมดที่ได้ในรูปที่ 4.28 (ก) พบว่าค่าของ n และจำนวนรอบของการจัดสัญญาณแทรกสอด มีผลต่อความซับซ้อนของเครื่องรับในการตรวจวัดข้อมูล แต่จะเป็นไปในทางตรงกันข้ามกัน คือ หากจำนวนรอบของการจัดสัญญาณแทรกสอดมีค่าเพิ่มขึ้น ความซับซ้อนจะมีค่าเพิ่มขึ้น เหมือนกับผลที่ได้ในหัวข้อที่แล้ว แต่หากค่าของ n มีค่าเพิ่มขึ้น ความซับซ้อนจะลดลง โดยดูได้จากกราฟที่รอบของการจัดสัญญาณแทรกสอดเดียวกัน หาก n มีค่าเพิ่มขึ้นจะทำให้กราฟความซับซ้อนของเครื่องรับตกลงมา และทำนองเดียวกันกับการเปรียบเทียบความซับซ้อนในหัวข้อที่ผ่านมา จะพบว่าเครื่องรับอ้างอิงจะมีความซับซ้อนที่มากกว่าเครื่องรับที่เสนอ เพราะจำนวนการดำเนินการที่เป็นการบวกหรือการลบที่ต้องการในการตรวจวัดข้อมูลออกมาของเครื่องรับอ้างอิงมากกว่าจำนวนการดำเนินการที่ต้องการของเครื่องรับที่เสนอ

สรุปผลที่ได้จากการเปรียบเทียบความซับซ้อนในกรณีนี้ คือ จำนวนระดับของ SF ที่ลดลงจากระดับของ SF ของผู้ใช้ที่สนใจ หรือ ค่าของ n มีผลต่อความซับซ้อนของเครื่องรับที่เสนอในการตรวจวัดข้อมูล โดยหากค่า n มีค่าเพิ่มขึ้น จะมีผลทำให้ความซับซ้อนของเครื่องรับที่เสนอในการตรวจวัดข้อมูลมีค่าลดลง นอกจากนี้ ความซับซ้อนของเครื่องรับที่เสนอยังน้อยกว่าความซับซ้อนของเครื่องรับอ้างอิงเพราะมีจำนวนการดำเนินการที่เป็นการบวกหรือการลบน้อยกว่า

ผลจากการเปรียบเทียบความซับซ้อนที่ผ่านมาทั้งหมดจะพบว่า เครื่องรับที่เสนอจะมีความซับซ้อนที่ต่ำกว่าเครื่องรับอ้างอิง ซึ่งเป็นเพราะว่าจำนวนการดำเนินการที่เป็นการบวกหรือการลบของเครื่องรับที่เสนอมีน้อยกว่า โดยเหตุที่ทำให้จำนวนการดำเนินการในส่วนนี้ลดลงเป็นเพราะว่า ความซับซ้อนของคอร์ริเลเตอร์ที่ลดลงจาก $N \log_2 N$ มาเป็น $(N/2^n) \log_2 (N/2^n)$ โดยที่ N คือ ค่า SF ของผู้ใช้ที่สนใจ และ n เป็นจำนวนระดับของ SF ที่ลดลงจากระดับ SF ของผู้ใช้ที่สนใจ ซึ่งสามารถแสดงความซับซ้อนของคอร์ริเลเตอร์ที่ลดลงได้ดังรูปที่ 4.29

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 4.29 ความซับซ้อนของคอร์ริเลเตอร์ที่ลดลง

การเปรียบเทียบความซับซ้อนของเครื่องรับในหัวข้อนี้ สามารถสรุปได้คือ ความซับซ้อนของเครื่องรับในการตรวจวัดข้อมูล ขึ้นอยู่กับตัวแปรหลายตัวแปร โดยตัวแปรบางตัว เมื่อมีค่าเพิ่มขึ้นจะทำให้ความซับซ้อนของเครื่องรับในการตรวจวัดข้อมูลมีค่าเพิ่มขึ้นตาม แต่ตัวแปรบางตัวแปรพบว่า เมื่อมีค่าเพิ่มขึ้นกลับทำให้ความซับซ้อนของเครื่องรับที่เสนอมีค่าลดลง แต่ทั้งนี้ทั้งนั้น ในการเลือกใช้งานยังต้องคำนึงถึงสมรรถนะของเครื่องรับในการตรวจวัดข้อมูล หรือ สมรรถนะในแง่ของบิตผิดพลาดควบคู่กันไป เพราะความพยายามในการลดความซับซ้อนอาจทำให้ สมรรถนะในแง่ของบิตผิดพลาดด้อยลงไป หรือ แย่ไปเลย ดังจะเปรียบเทียบควบคู่กันไปได้กับผลจากการจำลองแบบในกรณีต่าง ๆ ที่ได้แสดงไว้ในหัวข้อก่อนหน้านี้

บทที่ 5

สรุป

วิทยานิพนธ์นี้ ได้ศึกษาเครื่องรับแบบขจัดสัญญาณแทรกสอดของข่ายเชื่อมโยงขาลงในระบบสื่อสาร W-CDMA ซึ่งในการศึกษาได้ใช้วิธีการจำลองแบบด้วยคอมพิวเตอร์ขึ้นมา และได้ผลของการจำลองแบบออกมามีในบทก่อนหน้า ในบทนี้จึงจะเป็นการสรุปผลการวิจัยที่ได้ศึกษามาในมุมมองของสมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลและความจุของข่ายเชื่อมโยงที่เพิ่มขึ้นจากการใช้เครื่องรับแบบขจัดสัญญาณแทรกสอด ต่อมาจึงเป็นความซับซ้อนของเครื่องรับ และสุดท้ายเป็นข้อเสนอแนะและแนวทางการทำวิจัยในอนาคต

5.1 สมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลและความจุของข่ายเชื่อมโยงที่เพิ่มขึ้น

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้เสนอเครื่องรับที่มีการขจัดสัญญาณแทรกสอด โดยใช้เครื่องรับแบบขจัดสัญญาณแทรกสอดระหว่างกลุ่มรหัส (inter-code group interference cancellation receiver) หรือ เรียกว่าเครื่องรับที่เสนอ ซึ่งเครื่องรับที่เสนอนี้ ได้พิจารณาให้ขจัดสัญญาณแทรกสอดที่เกิดจาก MAI (Multiple Access Interference) เป็นหลัก โดยการศึกษาสมรรถนะของเครื่องรับที่เสนอ ได้มีการเปรียบเทียบสมรรถนะกับเครื่องรับที่ได้มีผู้เสนอไว้ก่อนหน้า คือ เครื่องรับที่รวมสัญญาณแทรกสอดเข้าด้วยกันและใช้การขจัดด้วยการลบออก (combined-interfering signals and subtractive cancellation receiver) หรือ เรียกว่าเครื่องรับอ้างอิง ทั้งนี้ยังได้นำเอาเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา (conventional RAKE receiver) มาพิจารณาเปรียบเทียบด้วย

ผลจากการจำลองแบบที่ได้ออกมา เพื่อดูสมรรถนะของเครื่องรับต่างชนิดกันในการตรวจวัดข้อมูล พบว่า เครื่องรับที่เสนอนั้นมีสมรรถนะที่ดีกว่าเครื่องรับอ้างอิงและเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา แต่พบว่า ณ บางค่าตัวแปร อันได้แก่ จำนวนรหัสที่ส่งผลแทรกสอดที่นำไปขจัดออกในรอบแต่ละรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอด (M), จำนวนระดับของตัวประกอบการแผ่ หรือ SF ที่ลดลงจากระดับ SF ของผู้ใช้ที่สนใจ (n) และ จำนวนรอบของการขจัดสัญญาณแทรกสอด (iteration) ทำให้เครื่องรับที่เสนอมีสมรรถนะที่ด้อยกว่าเครื่องรับแบบ RAKE และ เครื่องรับอ้างอิง ทั้งนี้เป็นเพราะว่าเกิดปรากฏการณ์ปิงปอง (ping-pong effect) ขึ้น จึงอาจทำให้อัตราผิดพลาด (BER : Bit Error Rate) เกิดการลู่ออกแบบแหว่งไปมา โดยการเกิดปรากฏการณ์ปิงปองนี้ จะเกิดขึ้นได้ง่ายหากค่าของ M , n และ iteration มีค่ามาก และจะยิ่งรุนแรงขึ้น (ลู่ออกเร็วและแหว่งไปมาอย่างรวดเร็ว) เมื่อค่าทั้งหมดมีค่ามากขึ้นไปอีก ซึ่งเมื่อทราบปัจจัยที่ทำให้เกิดปรากฏ

บึงบองขึ้น ก็สามารถหลีกเลี่ยงการเกิดปรากฏการณ์นี้ ได้ด้วยการให้ความสำคัญกับการเลือกค่าของ M , n และ iteration ก็จะทำให้เครื่องรับที่เสนอมีสมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลที่ดีกว่าเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดาและเครื่องรับอ้างอิง ซึ่งค่าที่เหมาะสมได้แสดงไว้ในตารางที่ 4.3 แล้ว

ค่าในตารางที่ 4.3 นั้น จะบอกได้เพียงคร่าว ๆ เท่านั้นว่าค่าตัวแปรต่าง ๆ ไม่ควรมีค่าเกินเท่าไร ซึ่งอาจจะทำให้เครื่องรับที่เสนอ ไม่ได้มีสมรรถนะในการตรวจวัดข้อมูลที่ดีที่สุด จึงอาจจะมีการใช้วิธีที่มีการปรับตัวได้โดยอาศัยประโยชน์จากข้อมูล ที่จะมีการตรวจสอบความผิดพลาดในการตรวจวัดข้อมูล เช่น การตรวจสอบจาก CRC ซึ่งทำให้เครื่องรับทราบได้ว่าขณะนี้การตรวจวัดข้อมูลมีความผิดพลาดมากน้อยเพียงไร หากขณะนี้การตรวจวัดข้อมูลมีความผิดพลาดสูง ซึ่งอาจจะเกิดจากกรณีด้วยกัน 2 กรณี คือ กรณีแรกเกิดจากมีการขจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยวิธีที่เสนอมากเกินไป (over cancellation) ทำให้เกิดปรากฏการณ์บึงบองขึ้น เครื่องรับที่เสนอก็คงจะปรับตัวโดยลดค่าของ M , n หรือ iteration ลงมา จนกว่าการตรวจวัดข้อมูลจะดีขึ้น และในกรณีที่สอง เกิดเนื่องจากสัญญาณแทรกสอดในระบบมีค่าสูงขึ้น ในกรณีนี้เครื่องรับที่เสนอจะทำกระบวนการที่ตรงกันข้ามกับกรณีแรก คือ เครื่องรับที่เสนอจะเพิ่มค่าของ M , n หรือ iteration ขึ้นเพื่อให้มีการขจัดสัญญาณแทรกสอดที่มากกว่าเดิม จนกว่าจะถึงสมรรถนะที่เครื่องรับยอมรับได้หรือจนกว่าเครื่องรับคาดคะเนได้ว่าอาจจะเกิดปรากฏการณ์บึงบองขึ้นจึงจะหยุด

เมื่อพิจารณาความจุของข่ายเชื่อมโยงที่เพิ่มขึ้น เมื่อมีการใช้เครื่องรับแบบขจัดสัญญาณแทรกสอด พบว่าเมื่อเลือกค่าตัวแปรต่าง ๆ ให้กับเครื่องรับที่เสนอที่ไม่ทำให้เกิดปรากฏการณ์บึงบองขึ้น เครื่องรับที่เสนอจะทำให้ความจุของข่ายเชื่อมโยงเพิ่มขึ้นได้มากกว่าการใช้เครื่องรับอ้างอิงที่มีค่าตัวแปรต่าง ๆ เท่ากัน อย่างไรก็ตาม หากเลือกค่าตัวแปรที่ไม่เหมาะสมให้กับเครื่องรับที่เสนอ การใช้เครื่องรับที่เสนอกลับจะทำให้ข่ายเชื่อมโยงของระบบลดลงไป ดังนั้น การเลือกค่าตัวแปรต่าง ๆ ให้กับเครื่องรับที่เสนอจึงเป็นสิ่งสำคัญเป็นอย่างยิ่ง

5.2 ความซับซ้อนของเครื่องรับ

ความซับซ้อนของเครื่องรับนี้จะแบ่งพิจารณาออกเป็น 2 ส่วนด้วยกัน คือ เครื่องรับที่มีเฉพาะส่วนของการตรวจวัดข้อมูล และ เครื่องรับที่พิจารณารวมเอาส่วนของการขจัดสัญญาณแทรกสอดด้วย ในส่วนแรก คือ เครื่องรับที่มีเฉพาะส่วนของการตรวจวัดข้อมูลหรือเครื่องรับที่ไม่มีการขจัดสัญญาณแทรกสอด จะพบว่า เครื่องรับอ้างอิงจะมีความซับซ้อนมากกว่าเครื่องรับที่เสนอ และเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา โดยเครื่องรับที่เสนอและเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดาจะมีความซับซ้อนเท่ากัน เพราะได้ใช้วิธีการตรวจวัดข้อมูลด้วยวิธีเดียวกัน จึงทำให้เมื่อไม่มีการขจัดสัญญาณแทรกสอดเครื่องรับที่เสนอมีความซับซ้อนที่ต่ำมาก และเมื่อพิจารณาในส่วนที่สอง คือ เครื่องรับที่มีทั้งส่วนของการขจัดสัญญาณแทรกสอดและส่วนของการตรวจวัดข้อมูล พบว่าความ

ซับซ้อนของเครื่องรับอ้างอิงและเครื่องรับที่เสนอแปรผันตรงกับ M และ iteration โดยในทุกค่า M และ iteration เดียวกัน เครื่องรับอ้างอิงจะมีความซับซ้อนที่สูงกว่าเครื่องรับที่เสนอ และเครื่องรับที่เสนอจะมีความซับซ้อนที่น้อยลงไปอีก หากจำนวนของระดับ SF ที่ลดลงจากระดับ SF ของผู้ใช้ที่สนใจ หรือ n มีค่ามากขึ้น โดยสาเหตุที่ความซับซ้อนของเครื่องรับที่เสนอที่ต่ำกว่าเครื่องรับอ้างอิงนั้นเป็นเพราะว่าเครื่องรับที่เสนอ ได้ลดความซับซ้อนของคอร์ริเลเตอร์ลง ซึ่งเป็นการลดจำนวนการดำเนินการที่เป็นการบวกหรือการลบเท่านั้น

5.3 ข้อเสนอแนะและแนวทางการทำวิจัยในอนาคต

งานที่ควรจะได้มีการพัฒนาหรือศึกษาต่อ สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ คือ

1. เนื่องจากปรากฏการณ์บึงบองที่เกิดขึ้น มีผลทำให้สมรรถนะของเครื่องรับที่เสนอในบางกรณีไม่ดีเท่าที่ควร ปัญหานี้อาจจะแก้ไขได้ด้วยการเปลี่ยนวิธีการขจัดสัญญาณแทรกสอดจากวิธีการนำไปลบออก (subtraction) เป็นวิธีการฉาย (projection) ซึ่งทั้งนี้ทั้งนั้น ต้องยอมรับว่า วิธีการนี้ยอมทำให้ความซับซ้อนของเครื่องรับเพิ่มขึ้นอย่างแน่นอน

2. การประมาณช่องสัญญาณ (channel estimation) เป็นอีกปัจจัยหนึ่งที่น่าจะศึกษา ว่าหากการประมาณช่องสัญญาณมีความผิดพลาดเกิดขึ้น จะมีผลต่อสมรรถนะของเครื่องรับที่เสนอในการตรวจวัดข้อมูลมากหรือน้อยเพียงไร

รายการอ้างอิง

1. Oliphant, M. W. The Mobile Phone Meets the Internet. IEEE Spectrum Vol. 36, Issue 8 (August 1999): 20-28.
2. Holma, H., and Toskala, A. WCDMA for UMTS: Radio access for third generation mobile communications West Sussex, England: John Wiley & Sons, 2000.
3. Moshavi, S. Multi-user detection for DS-SS communications. IEEE Communications Magazine Vol. 34, Issue 10 (October 1996): 124-136.
4. Latva-aho, M. Bit error probability analysis for FRAMES WCDMA downlink receivers. IEEE Transactions on Vehicular Technology Vol. 47, No. 4 (November 1998): 1119-1133.
5. Verdu, S. Multiuser detection. Cambridge: Cambridge University Press, 1998.
6. Hooli, K., Latva-aho, M., and Juntti, M. Multiple access interference suppression with linear chip equalizers in WCDMA downlink receivers. Global Telecommunications Conference Vol. 1A, GLOBECOM '99 (1999): 467-471.
7. Klein, A. Data detection algorithms specially designed for the downlink of CDMA mobile radio systems. IEEE Vehicular Technology Conference Vol. 1 (1997): 203-207.
8. Golanbari, M., and Ford, G. E. Signal monitoring on the downlink of cellular CDMA communications with interference cancellation. IEEE Wireless Communications and Networking Conference Vol. 1, WCNC'99 (1999): 80-84.
9. Arora, N., and George, D. Interference cancellation schemes for wideband CDMA downlink. IEEE International Conference on Personal Wireless Communications (2000): 224-229.
10. Lenardi, M., and Slock, D. T. M. A RAKE receiver with intracell interference cancellation for a DS-SS synchronous downlink with orthogonal codes. Proc. IEEE Vehicular Technology Conference Vol. 1 (2000): 430-434.
11. Yue, L., and Johnson, D. H. Signal detection on wireless CDMA downlink. IEEE Vehicular Technology Conference Vol. 3 (1998): 2522-2526.

12. Joutsensalo, J., and Ristaniemi, T. Learning algorithms for blind multiuser detection in CDMA downlink. The Ninth IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Vol. 3 (1998): 1040-1044.
13. Madkour, M. F., Gupta, S. C., and Wang, Y.-P. E. Successive interference cancellation algorithms for downlink W-CDMA communications. IEEE Transactions on Wireless Communications Vol. 1, Issue 1 (January 2002): 169-177.
14. Hottinen, A., Holma, H., and Toskala, A. Multiuser detection for multirate CDMA communications. IEEE International Conference on Communications Vol. 3 (June 1996): 1819-1823.
15. Dinan, E. H., and Jabbari, B. Spreading codes for direct sequence CDMA and wideband CDMA cellular networks. IEEE Communications Magazine Vol. 36 (September 1998): 48-54.
16. Harmuth, H. F. A generalized concept of frequency and some applications. IEEE Transaction on Information Theory IT-14 (1968): 375-382.
17. Ahmed, N., Schreiber, H. H., and Lopresti, P. V. On notation and definition of terms related to a class of complete orthogonal functions. IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility EMC-15 (1973): 75-80.
18. Tzafestas, S. G. Walsh functions in signal and systems analysis and design. New York: Van Nostrand Reinhold Company, 1985.
19. Manz, J. W. A sequency-ordered fast Walsh transform. IEEE Transaction on Audio and Electroacoustics Vol. AU-20, No. 3 (August 1972): 204-206.
20. Larsen, H. An algorithm to compute the sequency ordered Walsh transform. IEEE Transaction on Acoustics, Speech, and Signal Processing ASSP-24 (August 1976): 335-336.
21. Kuklinski, W. S. Fast Walsh transform data-compression algorithm: ECG applications. Med. Biol. Eng. Comput. Vol. 21 (July 1983): 165-172.
22. Rappaport, T. S. Wireless communications: Principles and practice. New Jersey: Prentice Hall PTR, 1996.

23. Third Generation Partnership Project Technical Specification Group Radio Access Network Working Group 1 (Radio). Text proposal for downlink scrambling code phase shift parameter. TSGR1#5(99)588 (June 1999).
24. Guideline for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000. Recommendation ITU-R M.1225 (1997).
25. Wysocki, B. J., and Wysocki, T. A. A method to partially suppress ISI and MAI for DS SS CDMA wireless networks. IEEE International Conference on Communications Vol. 2 (June 1997): 899 – 903.
26. Dent, P., Bottomley, G. E., and Croft, T. Jakes fading model revisited. Electronic Letters Vol. 29, Issue 13 (June 1993): 1162-1163.
27. Rasmussen, L. K., and Oppermann, I. J. Ping-pong effects in linear parallel interference cancellation for CDMA. IEEE Transactions on Wireless Communications Vol. 2, No. 2 (March 2003): 357-363.



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



ภาคผนวก

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทความทางวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่แล้ว

บทความทางวิชาการจากการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 26 (26th Electrical Engineering Conference : EECON26) ซึ่งจัดขึ้นในระหว่างวันที่ 6-7 พฤศจิกายน พ.ศ. 2546 ณ โรงแรมโกลเด้นแลนด์ ชะอำ จ.เพชรบุรี



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

การขจัดสัญญาณแทรกสอดสำหรับข่ายเชื่อมโยงขาลง ในระบบสื่อสารซีดีเอ็มเอชนิดแถบกว้างโดยใช้รหัสตัวแทน

Downlink Interference Cancellation in W-CDMA Communication Systems Using a Representative Code

พิชญ ก่อเกียรติพิทักษ์ และ วาทีต เบนจพลกุล
 ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
 ถ. พญาไท เขตปทุมวัน กรุงเทพฯ 10330 โทร. 0 2218 6902 โทรสาร 0 2218 6912
 E-mail: pisanu.k@student.chula.ac.th, watit@ee.eng.chula.ac.th

บทคัดย่อ

ระบบสื่อสารซีดีเอ็มเอชนิดแถบกว้างเป็นระบบหลายอัตรา ทำให้ในระบบมีผู้ใช้ส่งข้อมูลด้วยอัตราข้อมูลที่แตกต่างกัน โดยทั่วไปคุณภาพของข่ายเชื่อมโยง หรือ อัตราส่วนระหว่างพลังงานเฉลี่ยต่อบิตข้อมูลข่าวสารกับกำลังของสัญญาณรบกวนของผู้ใช้แต่ละคนมีค่าเท่ากัน จึงทำให้ผู้ใช้ที่มีอัตราข้อมูลสูงต้องส่งด้วยกำลังเฉลี่ยที่มากกว่าผู้ใช้ที่มีอัตราข้อมูลต่ำ ในบทความนี้จึงเสนอการขจัดสัญญาณแทรกสอดอันเนื่องมาจากรหัสตัวแทน ออกไปก่อนที่จะตรวจวัดข้อมูลของผู้ใช้ออกมา จะทำให้การแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทางลดลงไป การหารหัสตัวแทนไม่จำเป็นต้องรู้รหัสการแผ่ หรือ ตัวประกอบการแผ่ของผู้ใช้คนอื่นมาก่อน โดยสถานีเคลื่อนที่จะประมาณหารหัสตัวแทนของผู้ใช้ที่แทรกสอดออกมาจากคอร์รีเลเตอร์ที่ใช้การแปลง Walsh แบบเร็ว ซึ่งรหัสที่หาออกมานี้ จะถูกใช้เพื่อจัดการแทรกสอดด้วยวิธีการจัดการแทรกสอดแบบต่อเนื่องต่อไป

คำสำคัญ: ซีดีเอ็มเอชนิดแถบกว้าง, การขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่อง

Abstract

Wideband-code division multiple access (W-CDMA) is a multirate system. Accordingly, the users transmit their information using different data rates. Normally, the same link quality (e.g. E_b/N_0 or energy per information data bit to noise ratio) has to be maintained for all users, thus the high data rate users have higher average power than the low data rate users. This paper proposes cancellation of the interference from the representative codes before data detection. Consequently, multiple access interference (MAI) can be reduced. No prior knowledge of users' spreading codes or even their spreading factors are required for finding the representative codes. The mobile receiver estimates the representative codes of the interfering users using fast Walsh transform (FWT) correlators and uses these codes to cancel the interference by successive interference cancellation (SIC).

Keywords: W-CDMA, Successive Interference Cancellation (SIC)

1. บทนำ

ในข่ายเชื่อมโยงขาลงของระบบสื่อสาร W-CDMA รหัสของผู้ใช้จะตั้งฉากซึ่งกันและกัน โดยสถานีฐาน (base station) จะส่งสัญญาณจากช่องสัญญาณซึ่งต่างกันอย่างไรก็ตาม ด้วยรหัสของช่องสัญญาณนั่นเอง เมื่อสัญญาณส่งผ่านช่องสัญญาณแบบพหุวิถี (multipath) สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับของผู้ใช้แต่ละคน จะสูญเสียความตั้งฉากกัน เกิดเป็นการแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทาง (Multiple Access Interference : MAI) ขึ้น ซึ่งเป็นที่ทราบกันทั่วไปว่า ความจุของข่ายเชื่อมโยงจะถูกจำกัดจากการแทรกสอด หากลดผลของ MAI ลงได้ ความจุของข่ายเชื่อมโยงในระบบก็จะเพิ่มขึ้น

การลดผลของ MAI ในบทความที่ผ่านมา [1-3] จำเป็นต้องรู้รหัสการแผ่ (spreading code) ของผู้ใช้คนอื่นซึ่งไม่เหมาะจะนำมาใช้ในสถานีเคลื่อนที่ (mobile station) ซึ่งรู้เพียงรหัสการแผ่ของตนเองเท่านั้น และนอกจากนี้ บทความที่ผ่านมาได้พิจารณาเกี่ยวกับระบบที่มีค่าตัวประกอบการแผ่คงที่ (fixed spreading factor) ซึ่งระบบในความเป็นจริงเป็นระบบที่มีค่าตัวประกอบการแผ่เปลี่ยนแปลงได้ (variable spreading factor) อย่างไรก็ตามได้มีบทความ [4] ได้พิจารณาในระบบที่มีตัวประกอบการแผ่เปลี่ยนแปลงได้ และไม่จำเป็นต้องรู้รหัสการแผ่ของผู้ใช้คนอื่น แต่จะหารหัสที่ส่งผลแทรกสอดไปยังผู้ใช้ที่ถูกรบกวน โดยใช้คอร์รีเลเตอร์ที่ใช้วิธี FWT (Fast Walsh Transform) หารหัสออกมา ซึ่งรหัสที่หาออกมานี้ เรียกว่า รหัสการแผ่ประสิทธิภาพ (Effective Spreading Code : ESC) และรหัสที่หาออกมานี้จะถูกนำไปใช้ในกระบวนการจัดการสัญญาณแทรกสอดต่อไป

โดยทั่วไปคุณภาพของข่ายเชื่อมโยง หรือ E_b/N_0 (อัตราส่วนระหว่างพลังงานเฉลี่ยต่อบิตข้อมูลข่าวสารกับกำลังของสัญญาณรบกวน) ของผู้ใช้แต่ละคนมีค่าเท่ากัน จึงทำให้ในช่วงเวลาเดียวกัน ผู้ใช้ที่มีอัตราข้อมูลสูงต้องส่งด้วยกำลังเฉลี่ยที่มากกว่าผู้ใช้ที่มีอัตราข้อมูลต่ำ หากช่องสัญญาณเป็นช่องสัญญาณแบบพหุวิถี ความตั้งฉากกันของผู้ใช้จะสูญเสียไป ด้วยเหตุนี้เองสัญญาณของผู้ใช้ที่มีอัตราข้อมูลสูงซึ่งมีกำลังมากกว่าสัญญาณของผู้ใช้ที่มีอัตราข้อมูลต่ำจะส่งผลแทรกสอดต่อสัญญาณของผู้ใช้ที่มีอัตราข้อมูลต่ำเป็นอย่างมาก ในบทความนี้จึงเสนอให้มีการหารหัสตัวแทน (representative code) ของผู้ใช้ที่แทรกสอดซึ่งมีอัตราข้อมูลสูงกว่าผู้ใช้ที่ถูกรบกวน แล้วใช้รหัสนี้ในกระบวนการจัดการสัญญาณแทรกสอดซึ่งแตกต่างจากบทความ [4] ตรงที่ในบทความ [4] จะหารหัสของผู้ใช้ที่

แทรกสอดซึ่งมีอัตราข้อมูลเท่ากับอัตราข้อมูลของผู้ใช้ที่ถูกละเลย ดังนั้นในการจัดสัญญาณแทรกสอดครั้งเดียวกัน วิธีการที่เสนอจึงสามารถจัดเอาสัญญาณแทรกสอดออกไปได้มากกว่าวิธีในบทความ [4]

ในบทความนี้จัดเรียงเนื้อหา ดังนี้ ในหัวข้อที่ 2 จะแสดงแบบจำลองของสัญญาณในข่ายเชื่อมโยงขาลง ของระบบสื่อสาร W-CDMA จากนั้นในหัวข้อที่ 3 จะเป็นการแสดงเครื่องรับที่ได้เสนอไว้ แล้วจึงเป็นผลการจำลองระบบในหัวข้อที่ 4 และสุดท้ายในหัวข้อที่ 5 เป็นการสรุปเนื้อหาของบทความ

2. แบบจำลองสัญญาณ

แบบจำลองสัญญาณสามารถแบ่งตามตัวประกอบการแปรได้ 2 แบบ คือ ตัวประกอบการแปรคงที่ และตัวประกอบการแปรเปลี่ยนแปลงได้

2.1 ตัวประกอบการแปรคงที่

ในกรณีตัวประกอบการแปรคงที่นี้ ผู้ใช้ทุกคนจะมีค่าตัวประกอบการแปรคงที่และเท่ากันทุกคน สัญญาณของผู้ใช้คนที่ k หลังจากผ่านการแปร แต่ก่อนหน้า scrambling คือ

$$s_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_k(i) c_k(t - iT_c) \quad (1)$$

โดยที่ $b_k(i)$ เป็นสัญลักษณ์ข้อมูล (data symbol) ลำดับที่ i ของผู้ใช้คนที่ k , $c_k(t)$ เป็นรูปคลื่นการแปร (spreading waveform) ของผู้ใช้คนที่ k , N เป็นค่าตัวประกอบการแปรของผู้ใช้ และ T_c เป็นคาบเวลาของชิป (chip duration)

รูปคลื่นการแปรถูกกำหนดโดย

$$c_k(t) = \sum_{j=0}^{N-1} m_k(j) \Pi_{T_c}(t - jT_c) \quad (2)$$

โดยที่ Π_{T_c} คือพัลส์สี่เหลี่ยมในช่วงระยะเวลา T_c (rectangular pulse of duration T_c) และ $m_k(j)$ คือ ชิปลำดับที่ j ของรหัสการแปรของผู้ใช้คนที่ k

เนื่องจากรหัสการแปรจะตั้งฉากซึ่งกันและกัน (mutually orthogonal) ดังนั้น

$$\int_{-\infty}^{\infty} c_k(t) c_l^*(t) dt = 0, \quad k \neq l \quad (3)$$

โดยที่เครื่องหมาย $*$ แสดงถึงการทำสังยุค (conjugation)

หลังจากการแปร สัญญาณทั้งหมดจะถูกนำมารวมกันโดยสถานีฐาน จากนั้นจึง scramble สัญญาณที่รวมกันนั้นด้วย scrambling code ซึ่งถูกกำหนดโดย

$$a(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} a_j \Pi_{T_c}(t - jT_c) \quad (4)$$

โดยที่ a_j เป็นชิปลำดับที่ j ของ scrambling code

สัญญาณการแปรที่รวมกันแล้ว scrambling ถูกกำหนดโดย

$$x(t) = a(t) \sum_{k=1}^K \sqrt{P_k} s_k(t) \quad (5)$$

โดยที่ K เป็นจำนวนผู้ใช้ทั้งหมด และ P_k เป็นกำลังส่งของผู้ใช้คนที่ k

สมมติให้ช่องสัญญาณทางกายภาพมีผลตอบสนองอิมพัลส์เป็นแบบผ่านต่ำเชิงซ้อน (complex low pass) ดังนี้

$$h_c(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l \delta(t - \tau_l) \quad (6)$$

โดยที่ L เป็นจำนวนวิถีในช่องสัญญาณ, α_l เป็นอัตราขยายวิถีเชิงซ้อน (complex path gain) ของเส้นทางที่ l และ τ_l เป็นการประวิงเวลาในเส้นทางที่ l

ในการพิจารณาต่อไป สมมติให้ช่องสัญญาณมีจำนวนวิถีคงที่ และมีสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise : AWGN) เกิดขึ้น, อัตราขยายวิถีและการประวิงเวลาคงที่ และ ช่องสัญญาณมีคุณลักษณะสถิตินานวิ (stationary) ตลอดคาบเวลาของสัญลักษณ์ (symbol period) โดยขนาดของอัตราขยายวิถีในวิถีเชิงซ้อนแต่ละวิถีมีการแจกแจงแบบเรย์ลี (Rayleigh distribution) และเฟสในวิถีเชิงซ้อนแต่ละวิถี ($\angle \alpha_l$) มีการแจกแจงแบบยูนิฟอร์ม (uniform distribution) ในช่วง $[0, 2\pi)$ โดยสมมติให้สถานีเคลื่อนที่รู้ค่า α_l และ τ_l จากการประมาณช่องสัญญาณ (perfect channel estimation) สัญญาณที่รับได้ (received signal) สามารถเขียนได้ดังนี้

$$r(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l x(t - \tau_l) + n(t) \quad (7)$$

โดยที่ $n(t)$ เป็นสัญญาณรบกวนแบบเกาส์ (Gaussian noise)

ในกรณีนี้เครื่องรับ CDMA ทั่วไปจะมีจำนวน fingers เท่ากับ L fingers ค่าที่ได้จากการ despreading ใน finger แต่ละ finger จะถูกถ่วงน้ำหนัก แล้วนำมารวมกัน เพื่อการตัดสินใจตัดสินบิตเชิงสถิติ สมมติให้เป็นการดีมอดูเลต $b_1(0)$ ซึ่งเป็นบิตลำดับที่ 0 ของผู้ใช้คนที่ 1 เอาต์พุตของ finger ($l = 1, \dots, L$) คือ

$$\begin{aligned} z_1^{(l)} &= \int_{\tau_l}^{\tau_l + NT_c} r(t) a^*(t - \tau_l) c_1^*(t - \tau_l) dt \\ &= d_1^{(l)} + f_1^{(l)} + i_1^{(l)} + \eta_1^{(l)} \end{aligned} \quad (8)$$

โดยที่ $d_1^{(l)}$ คือ ค่าสหสัมพันธ์ของผู้ใช้คนที่ 1 หรือผู้ใช้ที่ถูกละเลยใน finger ที่ l , $f_1^{(l)}$ คือ เอาต์พุตในส่วนของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (ISI), $i_1^{(l)}$ คือ เอาต์พุตในส่วนของการแทรกสอดจากผู้ใช้คน

อื่น และ $\eta_1^{(l)}$ คือ เอาต์พุตในส่วนของสัญญาณรบกวน สามารถเขียน $d_1^{(l)}, f_1^{(l)}, i_1^{(l)}$ และ $\eta_1^{(l)}$ ได้ดังนี้ [4]

$$d_1^{(l)} = \alpha_l \sqrt{P_1} b_1(0) \tag{9}$$

$$f_1^{(l)} = \sqrt{P_1} b_1(0) \int_{\tau_l}^{\tau_l+NT_c} \left(\sum_{p=1}^L \alpha_p a(t-\tau_p) c_1(t-\tau_p) \right) a^*(t-\tau_l) c_1^*(t-\tau_l) dt \tag{10}$$

$$i_1^{(l)} = \int_{\tau_l}^{\tau_l+NT_c} \left(\sum_{p=1}^L \alpha_p a(t-\tau_p) \left(\sum_{k=2}^K \sqrt{P_k} b_k(0) c_k(t-\tau_p) \right) \right) a^*(t-\tau_l) c_1^*(t-\tau_l) dt \tag{11}$$

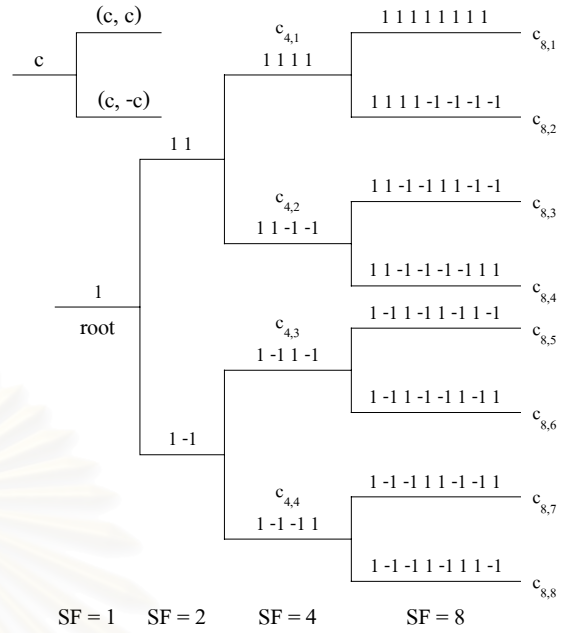
$$\eta_1^{(l)} = \int_{\tau_l}^{\tau_l+NT_c} n(t) a^*(t-\tau_l) c_1^*(t-\tau_l) dt \tag{12}$$

2.2 ตัวประกอบการแผ่เปลี่ยนแปลงได้

ระบบสื่อสาร W-CDMA เป็นระบบหลายอัตรา จึงมีการใช้รหัสที่ตัวประกอบการแผ่สามารถเปลี่ยนแปลงได้และตั้งฉากกัน หรือ รหัส OVSF (Orthogonal Variable Spreading Factor : OVSF) [5] ดังแสดงในรูปที่ 1 หากต้องการหาการแทรกสอดในกรณีนี้ โดยใช้แนวความคิดของรหัสการแผ่ประสิทธิภาพ [4] ซึ่งขึ้นอยู่กับตัวประกอบการแผ่ (Spreading Factor : SF), รหัสการแผ่ (spreading code) ที่แท้จริงในขณะนั้น และสัญลักษณ์ข้อมูลข่าวสาร (information data symbol) ของผู้ใช้ที่แทรกสอดที่พิจารณาในช่วงเวลาเดียวกับผู้ใช้ที่ถูกสนใจ ทำให้รหัสการแผ่ประสิทธิภาพมีค่าเปลี่ยนแปลงตลอดในคาบเวลาของสัญลักษณ์แต่ละช่วง จากบทความ [4] สามารถเขียนการแทรกสอด เนื่องจากผู้ใช้หลายคนภายในเซลล์ (intracell multiuser interference) ในกรณีนี้ได้ ดังนี้

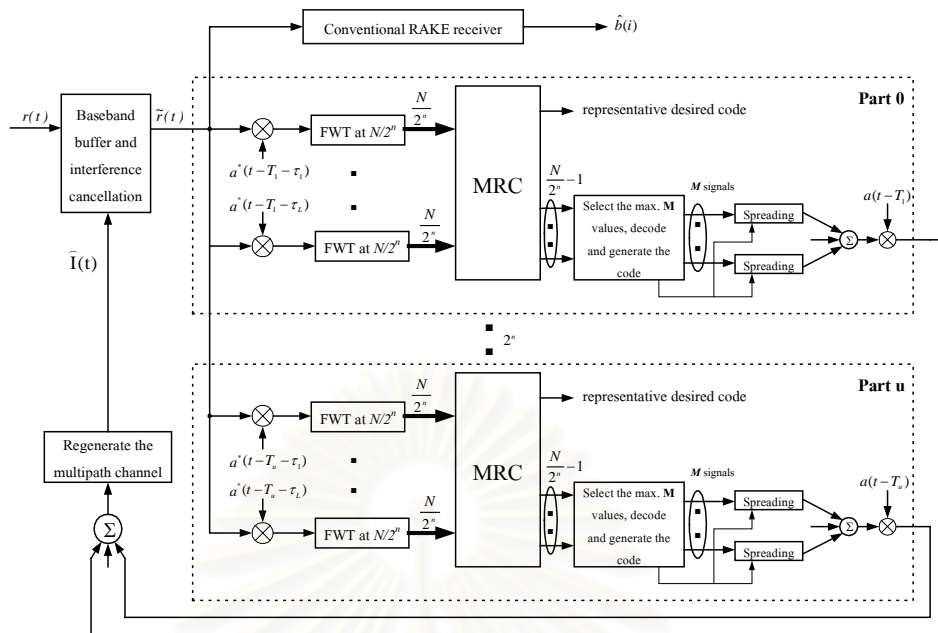
$$i_1^{(l)} = \int_{\tau_l}^{\tau_l+NT_c} \left(\sum_{p=1}^L \alpha_p a(t-\tau_p) \left(\sum_{k=2}^K \sqrt{P_k} \hat{b}_k(0) \hat{c}_{k,0}(t-\tau_p) \right) \right) a^*(t-\tau_l) c_1^*(t-\tau_l) dt \tag{13}$$

โดยที่ $\hat{c}_{k,i}(t)$ เป็นรหัสการแผ่ประสิทธิภาพในช่วงเวลาสัญลักษณ์ลำดับที่ i ของผู้ใช้คนที่ k และ $\hat{b}_k(i)$ เป็นสัญลักษณ์ข้อมูลประสิทธิภาพ ก่อนที่จะเข้าสู่วิธีการจัดสัญญาณแทรกสอดของวิธีที่เสนอ จะกล่าวให้เห็นถึงความสัมพันธ์กันระหว่างรหัส OVSF ที่มีตัวประกอบการแผ่ที่แตกต่างกัน คือ จากรูปที่ 1 จะเห็นว่ารหัสลูก (child code) สามารถสร้างได้จากรหัสแม่ (mother code) ยกตัวอย่างเช่น $c_{8,3}=(c_{4,2}, c_{4,2})$ และ $c_{8,4}=(c_{4,2}, -c_{4,2})$ สหสัมพันธ์ระหว่างรหัสแม่ $c_{4,2}$ และรหัสลูก $c_{8,3}$ คือ (1, 1)



รูปที่ 1 รหัสที่ตัวประกอบการแผ่สามารถเปลี่ยนแปลงได้และตั้งฉากกัน (Orthogonal Variable Spreading Factor : OVSF)

และสหสัมพันธ์ระหว่าง $c_{4,2}$ และ $c_{8,4}$ คือ (1, -1) นั่นคือรหัสลูกสามารถอธิบายโดยใช้รหัสแม่ได้อย่างสมบูรณ์ จึงเรียกรหัสแม่ว่าเป็นรหัสตัวแทน (representative code) และเรียกรหัสลูกว่าเป็นสมาชิกของกลุ่มรหัส (member of the code group) สำหรับในบทความนี้เรื่องรับจะจัดสัญญาณแทรกสอดอันเนื่องมาจากรหัสตัวแทนของผู้ใช้ที่แทรกสอดซึ่งมีอัตราข้อมูลสูงกว่าผู้ใช้ที่ถูกสนใจ อธิบายโดยใช้รูปที่ 1 ประกอบ กล่าวคือ สมมติให้ผู้ใช้ที่ถูกสนใจมี SF เท่ากับ 8 (N=8) และมีรหัสการแผ่คือ $c_{8,5}$ เมื่อลดอันดับ (อันดับ คือ จำนวนของข้อมูลเข้าสู่การทำ FWT ซึ่งเท่ากับ $N=2^m, m=0, 1, 2, \dots$) การทำ FWT ลง 1 ระดับ ($n=1$) (ลดลง n ระดับ จะเหลือ $N/2^n$ อันดับ) ไปอยู่ที่อันดับ SF เท่ากับ 4 ซึ่งเป็นระดับที่มีอัตราข้อมูลสูงกว่าอัตราข้อมูลของผู้ใช้ที่ถูกสนใจ ค่าที่ได้จากการทำ FWT จะเป็นค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่รับได้กับรหัสการแผ่ $c_{4,1}, c_{4,2}, c_{4,3}$ และ $c_{4,4}$ เนื่องจากว่ารหัสของผู้ใช้ที่ถูกสนใจแตกออกมาจากรหัสการแผ่ $c_{4,3}$ ดังนั้น รหัส $c_{4,3}$ นี้จึงไม่ควรถูกจัดออกไป เรียกรหัสนี้ว่า รหัสตัวแทนของผู้ใช้ที่ถูกสนใจ (representative desired code) ดังนั้นรหัส $c_{4,1}, c_{4,2}$ และ $c_{4,4}$ ที่เหลือจึงเป็นรหัสที่ส่งผลแทรกสอดต่อรหัสตัวแทนของผู้ใช้ที่ถูกสนใจ เรียกว่าเป็นรหัสตัวแทนของผู้ใช้ที่แทรกสอด (representative interfering code) ซึ่งสมควรจะได้รับการจัดออกไป หากจะจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยวิธีนี้ ด้วยการลดอันดับของ SF ลงจากผู้ที่ถูกสนใจ 1 ระดับ ($n=1$) สัญญาณที่รับได้ในช่วงเวลา 1 สัญลักษณ์ของผู้ใช้ที่ถูกสนใจ จะถูกแบ่งออกเป็น 2^n ส่วน ซึ่งในที่นี้คือ 2 ส่วน ช่วงเวลาในการจัดสัญญาณแทรกสอดจึงแบ่งออกเป็น 2 ช่วง แต่ละช่วงมีคาบเวลาเป็น $NT_c/2$ ดังนั้นสามารถแบ่งการแทรกสอดเนื่องจาก



รูปที่ 2 เครื่องรับแบบขจัดสัญญาณแทรกสอดอันเนื่องมาจาการหักการแผ่ประสิทธิผลที่มีอัตราข้อมูลเทียบเท่าสูงกว่าผู้ใช้ที่ถูกสนใจ

ผู้ใช้งานในเซลล์ ในช่วงเวลาสัญลักษณ์ลำดับที่ 0 ของผู้ใช้ที่ถูกสนใจ ออกได้เป็น 2 ส่วน ดังนี้

$$i_{1,0}^{(i)} = \int_{\tau_i}^{\tau_i + \frac{NT_c}{2}} \left(\sum_{p=1}^L \alpha_p a(t - \tau_p) \left(\sum_{k=2}^K \sqrt{P_k} \hat{b}_k^{(0)}(0) \hat{c}_{k,0}^{(0)}(t - \tau_p) \right) \right) a^*(t - \tau_i) c_i^*(t - \tau_i) dt \quad (14)$$

$$i_{1,1}^{(i)} = \int_{\tau_i + \frac{NT_c}{2}}^{\tau_i + NT_c} \left(\sum_{p=1}^L \alpha_p a(t - \frac{NT_c}{2} - \tau_p) \left(\sum_{k=2}^K \sqrt{P_k} \hat{b}_k^{(0)}(1) \hat{c}_{k,1}^{(0)}(t - \frac{NT_c}{2} - \tau_p) \right) \right) a^*(t - \frac{NT_c}{2} - \tau_i) c_i^*(t - \frac{NT_c}{2} - \tau_i) dt \quad (15)$$

โดยที่ $\hat{c}_{k,u}^{(i)}$ เป็นรหัสการแผ่ประสิทธิผลในช่วงเวลาสัญลักษณ์ลำดับที่ i ของผู้ใช้คนที่ k ในสัญญาณแทรกสอดส่วนที่ u และ $\hat{b}_k^{(i)}(u)$ เป็นสัญลักษณ์ข้อมูลประสิทธิผลในช่วงเวลาเดียวกันกับ $\hat{c}_{k,u}^{(i)}$

3. เครื่องรับแบบขจัดสัญญาณแทรกสอดอันเนื่องมาจาการหักตัวแทน

หลักการโดยรวมของเครื่องรับที่พิจารณาเป็นแบบการขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่อง (Successive Interference Cancellation : SIC) โดยสัญญาณที่เครื่องรับรับได้ จะถูกแบ่งออกเป็น 2^u ส่วน ขึ้นอยู่กับว่าต้องการลดระดับการทำ FWT เมื่อเทียบกับตัวประกอบการแผ่ของผู้ใช้ที่ถูกสนใจลงไปกี่ระดับ ซึ่งเรียกส่วนแต่ละส่วนนี้ว่า ส่วนที่ u ($u = 0, 1,$

$2, \dots, 2^u - 1$) ดังแสดงในรูปที่ 2 ในแต่ละส่วนจะใช้เครื่องรับแบบ RAKE ซึ่งใน finger แต่ละ finger ของ RAKE จะเปลี่ยนจากการใช้คอร์เรเลเตอร์แบบธรรมดาเป็นการทำ FWT ที่อันดับที่ได้เลือกไว้ เพื่อหาค่าสหสัมพันธ์ของสัญญาณส่วนที่ u กับรหัสจำนวน $N/2^u$ รหัส ออกมา ค่าสหสัมพันธ์ที่ได้ใน finger แต่ละ finger จะถูกนำมารวมกันแบบอัตราส่วนสูงที่สุด (Maximum Ratio Combining : MRC) [5] ค่าสหสัมพันธ์จำนวน $N/2^u$ ค่าที่ได้จาก MRC นี้จะมีเพียงค่าเดียวที่เป็นค่าสหสัมพันธ์ระหว่างรหัสตัวแทนของผู้ใช้ที่ถูกสนใจกับสัญญาณที่รับได้ในส่วนที่ u ซึ่งไม่ถูกนำไปพิจารณาเพื่อขจัดออก จึงมีเพียงค่าสหสัมพันธ์จำนวน $(N/2^u) - 1$ ค่าเท่านั้นที่นำไปพิจารณา รหัสที่ถูกเลือกออกมาจะจัดจำนวน M รหัสจาก $(N/2^u) - 1$ รหัสนี้ พิจารณาจากค่าสหสัมพันธ์ที่ได้เรียงตามลำดับจากมากไปหาน้อย รหัสที่ถูกเลือกออกมาจะถูกถอดรหัสเอาข้อมูลออกมา แล้วจึงใช้ข้อมูลที่ได้นี้ผ่านกระบวนการแผ่ (spreading) และ scrambling เป็นอันสิ้นสุดขั้นตอนในส่วนที่ u จากนั้นสัญญาณที่ได้จากทุกส่วน (2^u ส่วน) จะเข้าสู่ตัวกำเนิดของสัญญาณแบบพหุวิธี เพื่อกำเนิดสัญญาณที่แทรกสอดผู้ใช้ที่ถูกสนใจ แล้วจึงนำไปขจัดออกจากสัญญาณที่รับได้ ด้วยวิธีการนำไปลบออก ดังนี้

$$\tilde{r}(t) = r(t) - \hat{I}(t) \quad (16)$$

โดยที่ $r(t)$ คือสัญญาณเบสแบนด์ที่รับได้, $\hat{I}(t)$ คือสัญญาณแทรกสอดที่ถูกสร้างขึ้นมา และ $\tilde{r}(t)$ คือสัญญาณเบสแบนด์ที่รับได้ซึ่งผ่านการปรับปรุงมาแล้ว หลังจากขจัดสัญญาณแทรกสอดเรียบร้อยแล้ว ผู้ใช้มีทางเลือกว่าจะดำเนินการขจัดสัญญาณแทรกสอดต่อไป หรือว่าจะหยุด หาก

ต้องการขจัดสัญญาณแทรกสอดต่อไป ก็ทำกระบวนการเดียวกันกับกระบวนการข้างต้นซ้ำ แต่หากผู้ใช้เลือกที่จะหยุด สัญญาณที่ได้รับการปรับปรุงแล้ว จะผ่านเข้าสู่เครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา ซึ่งใน finger แต่ละ finger จะดำเนินการ descrambling และ despreading จากนั้นจึงนำผลที่ได้ใน finger แต่ละ finger รวมกันแบบ MRC แล้วตรวจวัดข้อมูลของผู้ใช้ที่ถูกสนใจออกมา

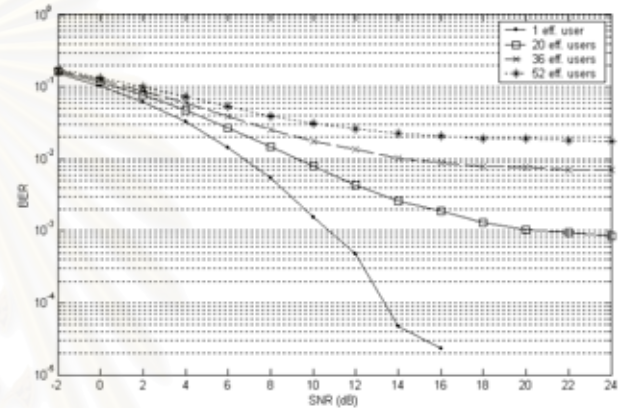
4. ผลการจำลองระบบ

ในการจำลองระบบจะมีผู้ใช้ในระบบจำนวน k ผู้ใช้ ซึ่งส่งข้อมูลข่าวสารพร้อมกันด้วยอัตราบิตที่แตกต่างกัน โดยผู้ใช้แต่ละคนจะมีรหัส Walsh ที่มีค่าตัวประกอบการแผ่ที่แตกต่างกัน และไม่ว่าผู้ใช้จะมีอัตราข้อมูลเป็นเท่าใด จะมีค่า E_b/N_0 เท่ากัน ในการจำลองระบบมีการพิจารณาช่องสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise : AWGN) โดยพิจารณาผลของคลื่นพหุวิถี (multipath) และ เฟดดิ้ง (fading) แบบจำลองของช่องสัญญาณเป็นแบบ IMT-2000 vehicular channel A model [4] ซึ่งมีพารามิเตอร์แสดงได้ดังตารางที่ 1 ความถี่คลื่นพาห์ 2 GHz และความเร็ว 100 km/h ด้วยค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (correlation coefficient) ที่สร้างได้จากแบบจำลองของ Jakes [6] การมอดูเลตข้อมูลเป็นแบบ QPSK ซึ่งค่าตัวประกอบการแผ่ของผู้ใช้เปลี่ยนแปลงจาก 128 (ผู้ใช้เสียง) ถึง 8 (ผู้ใช้ข้อมูล) ความยาวของเฟรมเท่ากับ 10 ms เครื่องรับแบบ RAKE ประกอบด้วย finger จำนวน 6 fingers และรหัส scrambling ของสถานีฐานเป็น complex gold code มีความยาวเท่ากับ 40960 chip โดยสมมติว่าเครื่องรับสามารถประมาณช่องสัญญาณ ได้อย่างถูกต้อง (perfect channel estimation)

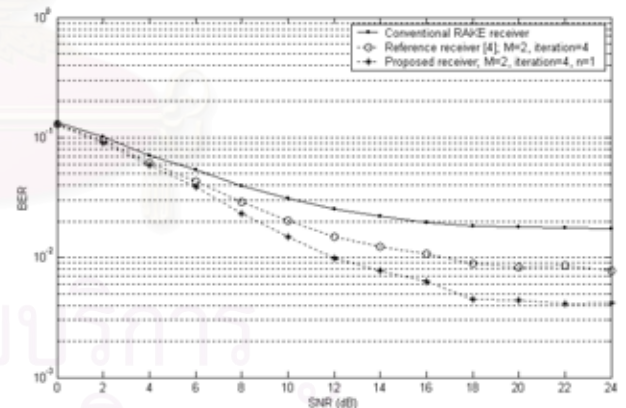
สมรรถนะของสัญญาณในระบบสื่อสารซีดีเอ็มเอชชนิดแถบกว้างของข่ายเชื่อมโยงขาลงซึ่งได้รับผลจากการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ภายในเซลล์แสดงไว้ดังรูปที่ 3 จำนวนผู้ใช้ในระบบที่แตกต่างกัน และตัวประกอบการแผ่ที่แตกต่างกัน ได้ถูกใช้ในการวัดสมรรถนะของสัญญาณในรูปที่ 3 นี้ เป็นการวัดสมรรถนะเฉลี่ยของอัตราบิตผิดพลาด (BER) เทียบกับอัตราส่วนระหว่างกำลังของสัญญาณกับกำลังของสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio : SNR) โดยผู้ใช้คนที่ 1 ซึ่งมีค่าตัวประกอบการแผ่เป็น 128 ถูกเลือกให้เป็นผู้ใช้ที่ถูกสนใจ จากผลการจำลองแบบเบื้องต้นที่ได้ในรูปที่ 3 นี้จะเห็นได้ว่า ถ้าจำนวนของผู้ใช้เพิ่มขึ้น ค่า BER ก็จะสูงขึ้น หากให้อัตราข้อมูลของผู้ใช้ที่มีค่าตัวประกอบการแผ่เท่ากับผู้ใช้ที่ถูกสนใจคือ 128 เป็นผู้ใช้ประสิทธิผล 1 คน (1 effective user) เมื่อพิจารณาในระบบที่มีผู้ใช้ประสิทธิผล 20 คน การเพิ่มผู้ใช้ที่มีค่าตัวประกอบการแผ่เท่ากับ 8 เข้าไปในระบบ 1 คน เทียบเท่ากับเพิ่มผู้ใช้ประสิทธิผลจำนวน 16 คน ผลที่ได้ที่ SNR เท่ากับ 5 dB จะทำให้ BER สูงขึ้นประมาณ 1% และหากเพิ่มผู้ใช้ที่มีค่าตัวประกอบการแผ่เท่ากับ 8 ไปอีก 1 คน ซึ่งทำให้ในระบบมีจำนวนผู้ใช้ประสิทธิผลรวมเป็น 52 คน ค่า BER ที่ 5 dB นี้ก็จะสูงขึ้นอีกประมาณ .1% รวมแล้วการเพิ่มผู้ใช้เข้าไปเพียงแก่

ตารางที่ 1 พารามิเตอร์สำหรับแบบจำลอง IMT-2000 vehicular channel A model [4]

Path number	Delay (ms)	Attenuation (dB)
0	0	0
1	0.31	-1
2	0.71	-9
3	1.09	-10
4	1.73	-15
5	2.51	-20



รูปที่ 3 ผลของการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ภายในเซลล์



รูปที่ 4 ผลการจำลองระบบเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างเครื่องรับต่างชนิดกัน

2 คนในระบบ ทำให้มี BER สูงขึ้นถึง 2% จากผลที่ได้นี้ เห็นได้ชัดเจนว่าสัญญาณแทรกสอดจะเพิ่มขึ้นอย่างมาก เมื่อมีการเพิ่มผู้ใช้ที่มีอัตราข้อมูลสูงกว่าผู้ใช้ที่ถูกสนใจเข้าไปในระบบ ดังนั้นวิธีการขจัดสัญญาณแทรกสอดอันเนื่องมาจากรหัสตัวแทนของผู้ใช้ที่แทรกสอดซึ่งมีอัตราข้อมูลสูงกว่าผู้ใช้ที่ถูกสนใจออกไป ก่อนที่ตรวจวัดข้อมูลของผู้ใช้ที่ถูกสนใจออกมา จะส่งผลให้สมรรถนะในแง่ของ BER ดีขึ้น

ในการจำลองระบบต่อไป เป็นการทดสอบสมรรถนะของวิธีการตรวจวัดข้อมูลแบบดั้งเดิม คือ เครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา (conventional RAKE receiver), เครื่องรับในบทความ [4] ซึ่งจะเรียกว่าเป็นเครื่องรับอ้างอิง (reference receiver) และสุดท้ายเป็นเครื่องรับด้วยวิธีการที่เสนอที่ได้อธิบายไว้ข้างต้น (proposed receiver) โดยกำหนดให้ในระบบมีผู้ใช้จำนวน 7 คน ซึ่งมีค่าตัวประกอบการแผ่เป็น 128, 128, 64, 16, 16, 8 และ 8 ซึ่งผู้ใช้ที่ถูกสนใจยังคงเป็นผู้ใช้คนแรกที่มีค่าตัวประกอบการแผ่เท่ากับ 128 ในแต่ละรอบของการจัดสัญญาณแทรกสอด ทั้งเครื่องรับอ้างอิง และเครื่องรับที่เสนอ เลือกรหัสการแผ่ที่จะนำไปจัดจำนวน 2 รหัส ($M=2$) โดยจำนวนรอบของการจัดสัญญาณแทรกสอดต่อ 1 สัญลักษณ์ข้อมูล เป็นจำนวน 4 รอบ (iteration=4) และในเครื่องรับที่เสนอลดระดับการทำ FWT ลง 1 ระดับ ($n=1$) ผลที่ได้จากการจำลองระบบแสดงไว้ดังรูปที่ 4 จากรูปที่ 4 จะพบว่าสมรรถนะของเครื่องรับแบบ RAKE จะให้ผลที่ด้อยที่สุด รองลงมา คือ เครื่องรับอ้างอิง และเครื่องรับที่เสนอให้ผลที่ดีที่สุด เหตุที่เครื่องรับที่เสนอให้ค่า BER ที่ต่ำกว่าเครื่องรับอ้างอิง เพราะเครื่องรับที่เสนอได้ขจัดผลการแทรกสอดของรหัสการแผ่ซึ่งมีอัตราข้อมูลเทียบเท่ามากกว่าอัตราข้อมูลของผู้ใช้ที่ถูกสนใจ ในขณะที่เครื่องรับอ้างอิงเป็นรหัสการแผ่ซึ่งมีอัตราข้อมูลเทียบเท่าเท่ากับอัตราข้อมูลของผู้ใช้ที่ถูกสนใจ โดยการขจัดผลการแทรกสอดของรหัสการแผ่ในวิธีการที่เสนอทำให้ลดสัญญาณการแทรกสอดต่อผู้ใช้ที่ถูกสนใจมากกว่าการขจัดผลการแทรกสอดของรหัสการแผ่ที่ทำได้จากเครื่องรับอ้างอิง

เมื่อเปรียบเทียบความซับซ้อนระหว่างวิธีการที่เสนอกับวิธีการของเครื่องรับอ้างอิง เครื่องรับที่เสนอจะมีความซับซ้อนน้อยกว่าเพราะการทำ FWT ใน finger แต่ละ finger ของเครื่องรับที่เสนอมีความซับซ้อนเป็น $(N/2)\log_2(N/2)$ ในขณะที่เครื่องรับอ้างอิงมีความซับซ้อนเป็น $N\log_2 N$ และในการตรวจวัดข้อมูลออกมาในขั้นคอนสตรัคทีฟ เครื่องรับที่เสนอได้ใช้วิธีการแบบ RAKE ธรรมดา จึงทำให้ความซับซ้อนของวิธีการลดลงไปอีก

5. สรุป

ในบทความนี้ได้เสนอวิธีการจัดสัญญาณแทรกสอดอันเนื่องมาจากรหัสการแผ่ประสิทธิภาพ ที่มีอัตราข้อมูลเทียบเท่าสูงกว่าผู้ใช้ที่ถูกสนใจ ออกไปก่อนที่จะตรวจวัดข้อมูลของผู้ใช้ที่ถูกสนใจออกมา ซึ่งจากการจำลองระบบ พบว่าผู้ใช้ที่มีอัตราข้อมูลสูงกว่าอัตราข้อมูลของผู้ใช้ที่ถูกสนใจจะส่งผลแทรกสอดต่อผู้ใช้ที่ถูกสนใจเป็นอย่างมาก วิธีการจัดสัญญาณแทรกสอดที่เสนอไปนั้นแสดงให้เห็นว่า สมรรถนะในแง่ของ BER ดีกว่าเครื่องรับแบบ RAKE ธรรมดา และเครื่องรับอ้างอิง นอกจากนี้ความซับซ้อนของวิธีการที่เสนอนั้นยังน้อยกว่าวิธีการของเครื่องรับอ้างอิงอีกด้วย หากมีการใช้วิธีการจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยวิธีการที่เสนอ

นี้ จะส่งผลให้สมรรถนะในแง่ของ BER ดีขึ้น นั้นย่อมหมายถึงความจุของข่ายเชื่อมโยงที่เพิ่มขึ้นนั่นเอง

สำหรับงานที่จะศึกษาต่อไป คือ ศึกษาผลของการเลือกจำนวนรหัสการแผ่ที่จะนำไปจัดออกในแต่ละรอบ และจำนวนรอบของการจัดสัญญาณที่เพิ่มขึ้นว่าจะส่งผลต่อสมรรถนะของเครื่องรับที่เสนออย่างไร

เอกสารอ้างอิง

- [1] K. Hooli, M. Latva-aho, and M. Juntti, "Multiple access interference suppression with linear chip equalizers in WCDMA downlink receivers," *Global Telecommunications Conference*, vol. 1A, GLOBECOM '99, 1999, pp. 467-471.
- [2] N. Arora and D. George, "Interference cancellation schemes for wideband CDMA downlink," *IEEE International Conference on Personal Wireless Communications*, 2000, pp. 224-229.
- [3] Lin Yue and D. H. Johnson, "Signal detection on wireless CDMA downlink," *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 3, 1998, pp. 2522-2526.
- [4] M. F. Mohamed, S. C. Gupta, and Y. -P. E. Wang, "Successive interference cancellation algorithms for downlink W-CDMA communications," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 1, issue 1, Jan. 2002, pp. 169-177.
- [5] H. Holma and A. Toskala, *WCDMA for UMTS*, John Wiley & Sons, 2000.
- [6] P. Dent, G. E. Bottomley, and T. Croft, "Jakes fading model revisited," *Electronic Letters*, vol. 29, issue 13, Jun. 1993, pp. 1162-1163.



พิชญ ก่อเกียรติพิทักษ์ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาบัณฑิต (เกียรตินิยมอันดับ 1) ทางด้านวิศวกรรมศาสตรสาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากมหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ ปัจจุบันกำลังศึกษาระดับปริญญาโททางด้านวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย งานวิจัยที่สนใจในปัจจุบัน คือ การจัดสัญญาณแทรกสอด ในระบบสื่อสารซีดีเอ็มเอชชนิดแถบกว้าง



วาทีต เบลูจพลกุล สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโททางด้านวิศวกรรมศาสตร สาขาอิเล็กทรอนิกส์ จากมหาวิทยาลัยโตเกียว ปัจจุบันดำรงตำแหน่งรองศาสตราจารย์ ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย งานวิจัยที่สนใจในปัจจุบันคือระบบสื่อสารเคลื่อนที่ โครงข่ายแถบกว้าง และการประยุกต์ใช้ ปัญญาประดิษฐ์ในระบบสื่อสาร

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายพิษณุ ก่อเกียรติพิทักษ์ เกิดเมื่อวันที่ 21 กุมภาพันธ์ พ.ศ. 2524 ที่จังหวัดยะลา ได้เข้ารับการศึกษาในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต ณ มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ ในปีการศึกษา 2540 และสำเร็จการศึกษาปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า เกียรตินิยมอันดับหนึ่ง ในปีการศึกษา 2543 จากนั้นจึงเข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ณ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2544



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย