

การหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบวนซ้ำชนิดซอฟต์แวร์โดยใช้ดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาด
กำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้หลายคนสำหรับมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอที่มีการเข้ารหัสขาขึ้น



นายภาสกร กัมพูวงศ์

สถาบันวิทยบริการ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

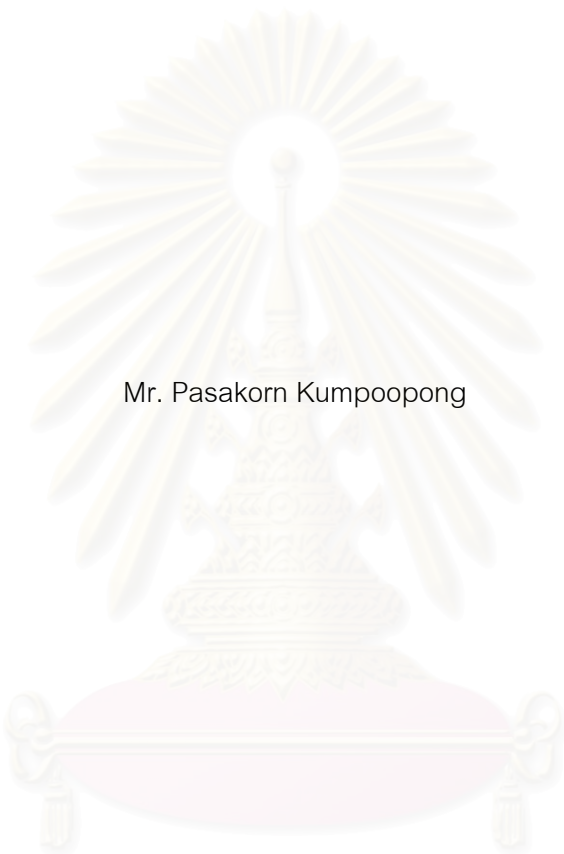
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2547

ISBN 974-17-7035-9

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ITERATIVE SOFT INTERFERENCE CANCELLATION USING MULTIUSER MMSE DETECTOR
FOR UPLINK CODED MC-CDMA



Mr. Pasakorn Kumpoopong

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

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

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering

Chulalongkorn University

Academic Year 2004

ISBN 974-17-7035-9

ภาสกร กัมพูพงศ์ : การหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบวนซ้ำชนิดซอฟต์แวร์โดยใช้ดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้หลายคนสำหรับมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอที่มีการเข้ารหัสซ้ำขึ้น (ITERATIVE SOFT INTERFERENCE CANCELLATION USING MULTIUSER MMSE DETECTOR FOR UPLINK CODED MC-CDMA) อ. ที่ปรึกษา: รศ. ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล, 96 หน้า. ISBN 974-17-7035-9.

วิทยานิพนธ์นี้ เสนอวิธีการปรับปรุงสมรรถนะของระบบมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอที่มีการเข้ารหัสในข่ายเชื่อมโยงซ้ำขึ้นโดยใช้เครื่องรับแบบวนซ้ำที่มีความซับซ้อนต่ำ เครื่องรับแบบวนซ้ำนี้ จะประกอบด้วยสองส่วน คือ ดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้หลายคนแบบซอฟต์แวร์อินพุตซอฟต์แวร์เอาต์พุตและชุดของตัวถอดรหัสช่องสัญญาณสำหรับผู้ใช้คนเดียว หน้าที่ของดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้หลายคนกับตัวถอดรหัส คือ จะทำการคำนวณค่าข่าวสารเอกซ์ทรินซิกซึ่งจะถูกส่งไปยังส่วนถัดไปเพื่อใช้เป็นค่าข่าวสารเบื้องต้น แต่เนื่องจากการคำนวณค่าข่าวสารเอกซ์ทรินซิกที่เหมาะสมที่สุดของดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้หลายคนมีความซับซ้อนสูง วิทยานิพนธ์นี้จึงเสนอให้ใช้เทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดชนิดซอฟต์แวร์ โดยจะใช้ดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้หลายคนในรอบแรกของการหักล้าง จากผลการจำลองระบบพบว่า เครื่องรับที่ใช้การหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบวนซ้ำชนิดซอฟต์แวร์โดยใช้ดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้หลายคนจะมีสมรรถนะสูงกว่าเครื่องรับแบบเดิม นอกจากนี้ จะเสนอเทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วนมาใช้ร่วมกับเครื่องรับที่ใช้การหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบวนซ้ำชนิดซอฟต์แวร์โดยใช้แมตซ์ฟิลเตอร์ในรอบแรกของการหักล้าง เพื่อลดความซับซ้อนลงจากเครื่องรับที่ใช้ดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้หลายคนในรอบแรกของการหักล้าง จากผลการจำลองระบบพบว่า เมื่อนำเทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วนไปใช้กับเครื่องรับที่ใช้แมตซ์ฟิลเตอร์ในรอบแรกของการหักล้างจะทำให้ได้สมรรถนะที่ดีขึ้น

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

4670433221 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEY WORD: ITERATIVE MULTIUSER DETECTION / CODED MC-CDMA / TURBO CODES / SOFT INTERFERENCE CANCELLATION / MULTIUSER MMSE

PASAKORN KUMPOOPONG : ITERATIVE SOFT INTERFERENCE CANCELLATION USING MULTIUSER MMSE DETECTOR FOR UPLINK CODED MC-CDMA. THESIS ADVISOR : ASSOC. PROF. SOMCHAI JITAPUNKUL, Dr. Ing., 96 pp. ISBN 974-17-7035-9.

In this thesis, the performance improvement of uplink coded MC-CDMA system with a low-complexity iterative receiver was proposed. The iterative receiver consists of two stages: a soft-input soft-output multiuser detector and a set of single-user channel decoders. The role of the multiuser detection and the decoder is to compute the extrinsic information which is fed to the next stage for using as a priori information. The complexity of the optimal computation, based on maximum a posteriori (MAP) criteria for the multiuser detection, is prohibitive. Hence, a soft interference cancellation approach is proposed. The multiuser minimum mean square error (MU-MMSE) detector is used in the first stage of the cancellation. The simulation results show that the iterative soft interference cancellation using multiuser MMSE is better than the conventional receiver. In addition, the partial cancellation technique where only fraction of interference replica is cancelled from the composite signal is also proposed. To reduce the complexity of the iterative soft interference cancellation using multiuser MMSE in the first stage of the cancellation, the partial cancellation technique is applied to the iterative soft interference cancellation using matched filter in the first stage of the cancellation. The simulation results show that the performance of the receiver using matched filter in the first stage of the cancellation can be improved by using the partial cancellation technique.

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

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

Academic year2004.....

กิตติกรรมประกาศ

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

ขอขอบพระคุณคณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ ศาสตราจารย์ ดร.ประสิทธิ์ ประพิณมงคลการ, รองศาสตราจารย์ ดร.วาทิต เบญจพลกุล, และอาจารย์ ดร.นิศาชล ตั้งเสงี่ยมวิสัย ที่ได้ให้ข้อเสนอแนะที่เป็นประโยชน์แก่งานวิจัยและการเขียนวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบคุณพี่ปริญญาเอกและเพื่อนปริญญาโททุกคนในห้องปฏิบัติการวิจัย กรรมวิธีสัญญาณดิจิทัล ที่ให้คำแนะนำและให้การช่วยเหลือด้วยดีมาตลอดในช่วงของการทำงาน วิจัย

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

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยใคร่ขอกราบขอบพระคุณบิดามารดา และผู้มีพระคุณทุกท่านที่ให้การสนับสนุนและให้กำลังใจแก่ผู้เขียนด้วยดีเสมอมา จนสำเร็จการศึกษา

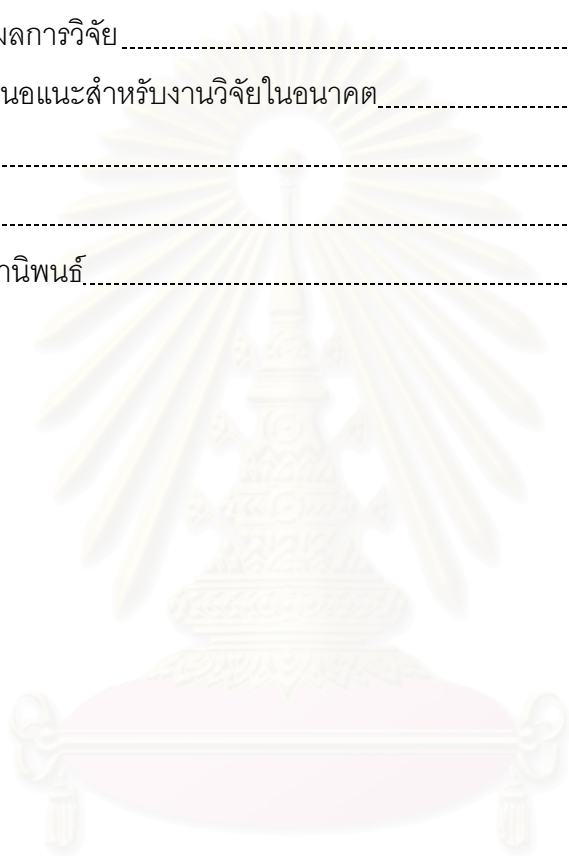
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญภาพ.....	ญ
บัญชีคำศัพท์	ท
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 แนวทางที่นำเสนอ.....	10
1.3 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	10
1.4 ขอบเขตของการวิจัย.....	10
1.5 วิธีดำเนินการวิจัย.....	11
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	11
2 ความรู้พื้นฐานและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	12
2.1 ระบบ MC-CDMA ที่มีการเข้ารหัส.....	12
2.1.1 แบบจำลองระบบทางภาคส่ง.....	13
2.1.2 แบบจำลองระบบทางภาครับ.....	17
2.1.3 เครื่องรับสำหรับระบบ MC-CDMA	19
2.1.3.1 แมตซ์ฟิลเตอร์.....	20
2.1.3.2 ดีเทกเตอร์ชนิดที่ทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย ต่ำสุดแบบผู้ใช้คนเดียว.....	20
2.1.3.3 ดีเทกเตอร์ชนิดที่ทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย ต่ำสุดแบบผู้ใช้หลายคน.....	21
2.1.3.4 ดีเทกเตอร์ชนิดหากล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน.....	22
2.1.4 ปัจจัยที่ส่งผลเสียต่อสมรรถนะของระบบ.....	25
2.1.4.1 สัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทาง.....	25
2.1.4.2 สัญญาณแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์.....	25

บทที่	ช หน้า
2.1.4.3 เฟดดิ้ง.....	26
2.1.4.4 สัญญาณแทรกสอดระหว่างคลื่นพายัพย.....	26
2.1.4.5 ปราบปรามการรบกวนเฟลลอร์.....	26
2.2 รหัสเทอร์โบ.....	27
2.2.1 ตัวเข้ารหัสเทอร์โบ.....	27
2.2.1.1 ตัวเข้ารหัสแบบรีเคอร์ซีฟชิสเทมเมตริกคอนโวลูชัน.....	28
2.2.1.2 ตัววางสลัป.....	29
2.2.1.3 พังก์เจอร์.....	31
2.2.2 ตัวถอดรหัสเทอร์โบ.....	32
3 เครื่องรับแบบวนซ้ำ.....	41
3.1 หลักการเทอร์โบ.....	41
3.2 การดีเทกต์สำหรับผู้ให้หลายคนแบบวนซ้ำ.....	44
3.2.1 ดีเทกเตอร์สำหรับผู้ให้หลายคนแบบซอฟต์แวร์อินพุตซอฟต์แวร์เอาต์พุต.....	45
3.2.1.1 การประมาณแบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุด.....	47
3.2.1.2 การหากล้างสัญญาณแทรกสอดชนิดซอฟต์แวร์.....	48
3.2.2 ชุดของตัวถอดรหัสช่องสัญญาณแบบผู้ใช้คนเดียว.....	52
3.3 เครื่องรับที่นำเสนอ.....	54
4 ผลการจำลองระบบ.....	57
4.1 วิธีการจำลองระบบ.....	57
4.1.1 รหัสแม่ที่ใช้.....	57
4.1.2 เฟดดิ้งจากช่องสัญญาณ.....	58
4.1.3 สัญญาณรบกวนจากช่องสัญญาณ.....	58
4.1.4 สมมติฐานต่าง ๆ ที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	58
4.2 การทดสอบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ.....	59
4.3 การทดสอบสมรรถนะของระบบ MC-CDMA ที่มีการเข้ารหัส.....	63
4.3.1 การเปรียบเทียบผลของจำนวนรอบการวนซ้ำของการถอดรหัส.....	63
4.3.2 การทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับเมื่อมีการเข้ารหัส.....	65
4.4 การทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับแบบวนซ้ำ.....	69
4.4.1 การเปรียบเทียบผลของจำนวนรอบการวนซ้ำ.....	70

บทที่	หน้า
4.4.2 การทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับที่นำเสนอกับเครื่องรับแบบอื่น.....	71
4.4.3 การทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับที่ใช้เทคนิคการหักล้าง สัญญาณแทรกสอดบางส่วน.....	76
5 บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	83
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	83
5.2 ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต.....	85
รายการอ้างอิง.....	86
ภาคผนวก.....	89
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์.....	96



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญญภาพ

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 1.1 หลักการของการแผ่ข้อมูลในระบบ DS-CDMA.....	5
รูปที่ 1.2 หลักการของการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์.....	5
รูปที่ 1.3 หลักการของการแผ่ข้อมูลในระบบ MC-CDMA ($L=N_c$).....	5
รูปที่ 2.1 แบบจำลองภาคส่งของระบบ MC-CDMA ที่มีการเข้ารหัสในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น.....	14
รูปที่ 2.2 แบบจำลองการมอดูเลตแบบ MC-CDMA.....	14
รูปที่ 2.3 ผลของการเติมช่วงการ์ด	16
2.3 (ก) เติมช่วงการ์ดเพียงพอ.....	16
2.3 (ข) เติมช่วงการ์ดไม่เพียงพอ.....	16
รูปที่ 2.4 แบบจำลองภาครับของระบบ MC-CDMA ที่มีการเข้ารหัสในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น.....	17
รูปที่ 2.5 แผนผังสรุปประเภทของเครื่องรับในระบบ MC-CDMA.....	19
รูปที่ 2.6 ดีเทกเตอร์ชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน.....	24
รูปที่ 2.7 ดีเทกเตอร์ชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานบางส่วน.....	24
รูปที่ 2.8 ตัวเข้ารหัสเทอร์โบ.....	28
รูปที่ 2.9 ตัวเข้ารหัสแบบคอนโวลูชันที่มี $g = (7,5)$	29
รูปที่ 2.10 ตัวเข้ารหัสแบบรีเคอร์ซีฟซิสเต็มเมติกคอนโวลูชันที่มี $g = (7,5)$	29
รูปที่ 2.11 ตัววางสลับแบบบลิค.....	30
รูปที่ 2.12 ตัวอย่างของตัววางสลับแบบสุ่มที่มี $L = 8$	30
รูปที่ 2.13 ตัวอย่างของตัววางสลับแบบ S-Random ที่มี $L = 8$ และเลือก $S = 2$	31
รูปที่ 2.14 ตัวถอดรหัสเทอร์โบ.....	32
รูปที่ 2.15 แผนภาพเทรลลิสของรหัสแบบรีเคอร์ซีฟซิสเต็มเมติกคอนโวลูชันในรูปที่ 2.10.....	35
รูปที่ 3.1 ระบบสื่อสารที่มีการเข้ารหัส.....	42
รูปที่ 3.2 เครื่องรับที่ใช้หลักการเทอร์โบ.....	46
รูปที่ 3.3 แบบจำลองของการดีเทกต์สำหรับผู้ใช้หลายคนแบบวนซ้ำเครื่องรับที่ใช้หลักการเทอร์โบ.....	44
รูปที่ 3.4 แบบจำลองของการหักล้างสัญญาณแทรกสอดชนิดซอฟต์แวร์.....	49
รูปที่ 3.5 แบบจำลองของการหักล้างสัญญาณแทรกสอดชนิดซอฟต์แวร์ที่ใช้เทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วนแบบที่ 1.....	56
รูปที่ 3.6 แบบจำลองของการหักล้างสัญญาณแทรกสอดชนิดซอฟต์แวร์ที่ใช้เทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วนแบบที่ 2.....	56

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 4.1 รูปแบบการกระจายความเข้มของพหุวิธี	58
รูปที่ 4.2 อัตราความผิดพลาดบิตของรหัสเทอร์โบเมื่อปรับจำนวนรอบการวนซ้ำโดยใช้จำนวนบิตข้อมูลเท่ากับ 320 บิต	60
รูปที่ 4.3 อัตราความผิดพลาดบิตของรหัสเทอร์โบเมื่อปรับจำนวนรอบการวนซ้ำโดยใช้จำนวนบิตข้อมูลเท่ากับ 640 บิต	60
รูปที่ 4.4 อัตราความผิดพลาดบิตของรหัสเทอร์โบเมื่อปรับจำนวนบิตข้อมูล	60
รูปที่ 4.5 อัตราความผิดพลาดบิตของรหัสเทอร์โบเมื่อเปลี่ยนชนิดของตัววางสลับโดยใช้จำนวนบิตข้อมูลเท่ากับ 320 บิต	62
รูปที่ 4.6 อัตราความผิดพลาดบิตของรหัสเทอร์โบเมื่อเปลี่ยนชนิดของตัววางสลับโดยใช้จำนวนบิตข้อมูลเท่ากับ 640 บิต	62
รูปที่ 4.7 อัตราความผิดพลาดบิตของแมตซ์ฟิลเตอร์เมื่อมีการเข้ารหัส	64
4.7 (ก) ระบบมีจำนวนผู้ใช้ 8 คน	64
4.7 (ข) ระบบมีจำนวนผู้ใช้ 24 คน	64
รูปที่ 4.8 อัตราความผิดพลาดบิตของดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำที่สุดแบบผู้ใช้หลายคนเมื่อมีการเข้ารหัส	64
4.8 (ก) ระบบมีจำนวนผู้ใช้ 8 คน	64
4.8 (ข) ระบบมีจำนวนผู้ใช้ 24 คน	64
รูปที่ 4.9 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับชนิดต่าง ๆ เมื่อมีการเข้ารหัสโดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 8 คน ในช่องสัญญาณแบบยูนิฟอร์ม	66
รูปที่ 4.10 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับชนิดต่าง ๆ เมื่อมีการเข้ารหัสโดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 16 คน ในช่องสัญญาณแบบยูนิฟอร์ม	66
รูปที่ 4.11 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับชนิดต่าง ๆ เมื่อมีการเข้ารหัสโดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 24 คน ในช่องสัญญาณแบบยูนิฟอร์ม	67
รูปที่ 4.12 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับชนิดต่าง ๆ เมื่อมีการเข้ารหัสโดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 8 คน ในช่องสัญญาณแบบเอกซ์โพเนนเชียล	67
รูปที่ 4.13 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับชนิดต่าง ๆ เมื่อมีการเข้ารหัสโดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 16 คน ในช่องสัญญาณแบบเอกซ์โพเนนเชียล	68
รูปที่ 4.14 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับชนิดต่าง ๆ เมื่อมีการเข้ารหัสโดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 24 คน ในช่องสัญญาณแบบเอกซ์โพเนนเชียล	68

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 4.15 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่ใช้การหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบวนซ้ำชนิดซอฟต์แวร์และใช้แมตซ์ฟิลเตอร์ในรอบแรกของการวนซ้ำ เมื่อปรับจำนวนรอบการวนซ้ำ.....	70
รูปที่ 4.16 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่ใช้การหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบวนซ้ำชนิดซอฟต์แวร์และใช้ดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำที่สุดแบบผู้ใช้งานหลายคนในรอบแรกของการวนซ้ำ เมื่อปรับจำนวนรอบการวนซ้ำ.....	71
รูปที่ 4.17 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่นำเสนอเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบอื่นโดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 16 คน ในช่องสัญญาณแบบยูนิฟอর্ম.....	72
รูปที่ 4.18 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่นำเสนอเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบอื่นโดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 20 คน ในช่องสัญญาณแบบยูนิฟอर्म.....	72
รูปที่ 4.19 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่นำเสนอเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบอื่นโดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 24 คน ในช่องสัญญาณแบบยูนิฟอर्म.....	73
รูปที่ 4.20 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่นำเสนอเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบอื่นโดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 16 คน ในช่องสัญญาณแบบเอกซ์โพเนนเชียล.....	73
รูปที่ 4.21 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่นำเสนอเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบอื่นโดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 20 คน ในช่องสัญญาณแบบเอกซ์โพเนนเชียล.....	74
รูปที่ 4.22 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่นำเสนอเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบอื่นโดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 24 คน ในช่องสัญญาณแบบเอกซ์โพเนนเชียล.....	74
รูปที่ 4.23 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่ใช้เทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วน โดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 16 คน ในช่องสัญญาณแบบยูนิฟอर्म.....	77
รูปที่ 4.24 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่ใช้เทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วน โดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 20 คน ในช่องสัญญาณแบบยูนิฟอर्म.....	77
รูปที่ 4.25 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่ใช้เทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วน โดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 24 คน ในช่องสัญญาณแบบยูนิฟอर्म.....	78
รูปที่ 4.26 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่ใช้เทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วน โดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 16 คน ในช่องสัญญาณแบบเอกซ์โพเนนเชียล.....	78
รูปที่ 4.27 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่ใช้เทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วน โดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 20 คน ในช่องสัญญาณแบบเอกซ์โพเนนเชียล.....	79

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 4.28 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่ใช้เทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอด บางส่วน โดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 24 คน ในช่องสัญญาณแบบเอ็กซ์โพเนนเชียล.....	79
รูปที่ 4.29 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่ใช้เทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอด บางส่วน เมื่อปรับจำนวนผู้ใช้ในระบบ โดยใช้ช่องสัญญาณแบบยูนิฟอร์ม.....	80
รูปที่ 4.30 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่ใช้เทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอด บางส่วน เมื่อปรับจำนวนผู้ใช้ในระบบ โดยใช้ช่องสัญญาณแบบเอ็กซ์โพเนน เชียล.....	80



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บัญชีคำศัพท์

การเข้าถึงหลายทาง	Multiple Access
การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่	Frequency Division Multiple Access ย่อว่า FDMA
การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลา	Time Division Multiple Access ย่อว่า TDMA
การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส	Code Division Multiple Access ย่อว่า CDMA
การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งด้วยรหัส ชนิดลำดับโดยตรง	Direct Sequence-Code Division Multiple Access ย่อว่า DS-CDMA
การเข้ารหัสช่องสัญญาณ	Channel Coding
การดีเทกต์สำหรับผู้ใช้หลายคน	Multuser Detection
การดีเทกต์สำหรับผู้ใช้หลายคนแบบวนซ้ำ	Iterative Multuser Detection
การซิงโครไนส์คล้าย	Quasi-Synchronous
การตัดสินใจแบบซอฟต์	Soft Decision
การตัดสินใจแบบฮาร์ด	Hard Decision
การเติมอุปสรรคแบบหมุนวน	Cyclic Prefix ย่อว่า CP
การปรับเท่า	Equalization
การแปลงฟูริเยร์แบบดิสครีต	Discrete Fourier Transform ย่อว่า DFT
การแปลงฟูริเยร์แบบดิสครีตผกผัน	Inverse Discrete Fourier Transform ย่อว่า IDFT
การแผ่	Spread
การแผ่กลับ	Despread
การมอดูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสชนิดไบนารี	Binary Phase Shift Keying ย่อว่า BPSK
การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่	Spread Spectrum
การมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห้	Multi-Carrier Modulation
การวนซ้ำ	Iteration
การหักล้างสัญญาณแทรกสอดชนิดซอฟต์	Soft Interference Cancellation
ข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น	Uplink หรือ Reverse Link
ข่ายเชื่อมโยงขาลง	Downlink หรือ Forward Link

ข่าวสารจากช่องสัญญาณ	Channel Information
ข่าวสารเบื้องต้น	Priori Information
ข่าวสารเบื้องต้น	Posteriori Information
ข่าวสารเอกซ์ทรินซิก	Extrinsic Information
คลื่นพาห้	Carrier
คลื่นพาห้ย่อย	Subcarrier
ความตั้งฉาก	Orthogonality
ค่าถ่วงน้ำหนัก	Weight
ค่าประวิงเวลาในการแผ่ที่มากที่สุด	Maximum Delay Spread
ค่าสถิติที่ใช้ตัดสินใจ	Decision Statistic
ช่วงการ์ด	Guard Interval
ช่วงเวลาของข้อมูล	Data Duration
ช่องสัญญาณแบบพหุวิถี	Multipath Channel
ชิป	Chip
ดีเทกเตอร์ชนิดดีคอรีเลต	Decorrelating Detector ย่อว่า DD
ดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาด	Minimum Mean Square Error Detector
กำลังสองเฉลี่ยต่ำสุด	ย่อว่า MMSE
ดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสอง	Single-user Minimum Mean Square Error
ของค่าผิดพลาดต่ำที่สุดแบบผู้ใช้คนเดียว	Detector ย่อว่า SU-MMSE
ดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสอง	Multuser Minimum Mean Square Error
ของค่าผิดพลาดต่ำที่สุดแบบผู้ใช้หลายคน	Detector ย่อว่า MU-MMSE
ดีเทกเตอร์แบบหักล้างสัญญาณแทรกสอด	Parallel Interference Cancellation
แบบขนาน	ย่อว่า PIC
ดีเทกเตอร์แบบหักล้างสัญญาณแทรกสอด	Partial Parallel Interference Cancellation
แบบขนานบางส่วน	ย่อว่า PPIC
ดีเทกเตอร์แบบหักล้างสัญญาณแทรกสอด	Successive Interference Cancellation
แบบต่อเนื่อง	ย่อว่า SIC
ดีเทกเตอร์ที่เหมาะสมที่สุด	Optimum Detector
ดีเทกเตอร์ที่เหมาะสมรองลงไป	Sub-Optimum Detector
ดีเทกเตอร์แบบเชิงเส้น	Linear Detector

ดีเทกเตอร์แบบไม่เชิงเส้น	Non-Linear Detector
ดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้คนเดียว	Single-user Detector ย่อว่า SUD
ดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้หลายคน	Multuser Detector ย่อว่า MUD
ดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้หลายคนแบบซอฟต์	Soft Input Soft Output Multuser Detector
อินพุตซอฟต์เอาต์พุต	
ไดเวอร์ซิตีทางความถี่	Frequency Diversity
ตัวกำเนิด	Generator
ตัวถอดรหัสช่องสัญญาณแบบซอฟต์	Soft Input Soft Output Channel Decoder
อินพุตซอฟต์เอาต์พุต	
ตัวถอดรหัสเทอร์โบ	Turbo Decoder
ตัววางสลับ	Interleaver
ตัววางสลับกลับ	Deinterleaver
บิตซิสเต็มเมติก	Systematic Bit
บิตพาริตี	Parity Bit
ปรากฏการณ์ใกล้-ไกล	Near-Far Effect
ปรากฏการณ์ดอปเพลอร์	Doppler Effect
ฟังก์เจอร์	Puncture
เฟดดิ้ง	Fading
เฟดดิ้งแบบราบ	Flat Fading
เฟดดิ้งแบบเลือกความถี่	Frequency Selective Fading
แมตช์ฟิลเตอร์	Matched Filter
รหัสเทอร์โบ	Turbo Code
รหัสเทรลลิส	Trellis Code
รหัสแบบคอนโวลูชัน	Convolutional Code
รหัสแบบรีเคอร์ซีฟซิสเต็มเมติกคอนโวลูชัน	Recursive Systematic Convolutional Code
รหัสแผ่	Spreading Code
สหสัมพันธ์ข้าม	Cross Correlation
สัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทาง	Multiple Access Interference ย่อว่า MAI
สัญญาณแทรกสอดระหว่างคลื่นพาร์ย่อย	Inter-carrier Interference ย่อว่า ICI
สัญญาณแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์	Intersymbol Interference ย่อว่า ISI

สัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก	Additive White Gaussian Noise ย่อว่า AGWN
หลักการเทอร์โบ	Turbo Principle
อัตราการเข้ารหัส	Code Rate
อัตราขยายการเข้ารหัส	Coding Gain
อัตราความผิดพลาดบิต	Bit Error Rate ย่อว่า BER
อัตราส่วนความน่าจะเป็นจริงแบบลอการิทึม	Log Likelihood Ratio ย่อว่า LLR
อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน	Signal-to-noise Ratio ย่อว่า SNR
อัลกอริทึมความน่าจะเป็นเบื้องหลังสูงสุด	Maximum a Posteriori ย่อว่า MAP



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันการสื่อสารไร้สายโดยเฉพาะการสื่อสารโดยใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่ได้นำมาซึ่งบทบาทสำคัญในชีวิตประจำวันของมนุษย์ โดยที่ความต้องการของผู้บริโภคในการรับส่งข้อมูลได้เพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่องและหลากหลาย จากเดิมข้อมูลที่ทำกรรับส่งอาจเป็นเพียงสัญญาณเสียงพูด หรือข้อความสั้น ๆ เท่านั้น แต่ในปัจจุบันแนวโน้มความต้องการในการรับส่งข้อมูลของผู้บริโภคได้ขยายออกไปในวงกว้างยิ่งขึ้น กล่าวคือ มีแนวโน้มในการรับส่งสัญญาณที่เป็นแบบมัลติมีเดีย เช่น รูปภาพ ภาพเคลื่อนไหว ดนตรี ฯลฯ มากยิ่งขึ้น ซึ่งสัญญาณแบบมัลติมีเดียจำเป็นต้องอัตราข้อมูลและความถูกต้องในการรับส่งข้อมูลสูง อีกทั้งยังต้องคำนึงถึงการใช้แบนด์วิดท์ (Bandwidth) ซึ่งมีจำกัดให้เกิดประสิทธิภาพสูงสุดอีกด้วย ดังนั้น จึงได้มีการคิดค้นและพัฒนาเทคโนโลยีในการสื่อสารรูปแบบต่าง ๆ เพื่อให้สามารถรองรับความต้องการที่เพิ่มขึ้นนี้

สิ่งที่ต้องพิจารณาเป็นอันดับแรกในการพัฒนาระบบสื่อสารเพื่อกำหนดมาตรฐานของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ คือ เทคนิคการเข้าถึงหลายทาง (Multiple Access) ซึ่งเป็นการจัดสรรทรัพยากรความถี่ที่มีอยู่ให้สามารถรองรับการใช้งานของผู้ใช้บริการให้ได้มากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ เทคนิคการเข้าถึงหลายทางที่ได้รับการพัฒนาเป็นอันดับแรก คือ เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่ (Frequency Division Multiple Access, FDMA) ซึ่งใช้หลักการแบ่งช่องความถี่ของผู้ให้บริการโทรศัพท์เคลื่อนที่ออกเป็นช่องความถี่ย่อย ๆ จำนวนหลาย ๆ ช่อง ผู้ใช้แต่ละคนจะได้รับสิทธิในการติดต่อกับระบบเครือข่ายโดยใช้ช่องความถี่ย่อยหนึ่งค่าแต่เพียงผู้เดียวจนกว่าจะสิ้นสุดการติดต่อสื่อสาร ทั้งนี้ผู้ใช้คนอื่น ๆ จะสามารถขอใช้ช่องความถี่ย่อยดังกล่าวได้ก็ต่อเมื่อผู้ใช้คนปัจจุบันได้ยุติการติดต่อสื่อสารไปแล้วเท่านั้น เทคนิคนี้ได้รับการพัฒนาขึ้นเพื่อใช้กับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 1 ซึ่งใช้เทคโนโลยีการมอดูเลตสัญญาณแบบแอมพลิจูด ตัวอย่างของเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่ใช้เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่ ได้แก่ ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ AMPS (Advanced Mobile Phone Service) และ TACS (Total Access Communication System) เป็นต้น [1]

เมื่อเข้าสู่ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 2 ได้มีการนำเทคโนโลยีดิจิทัลมาใช้แทนเทคโนโลยีแอมพลิจูด ทำให้มีการเปลี่ยนแปลงเทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่เป็นการ

เข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลา (Time Division Multiple Access, TDMA) โดยเทคนิคนี้จะมีการแบ่งช่องความถี่ออกเป็นช่วงเวลาย่อย ๆ เรียกแต่ละช่วงเวลานี้ว่า ช่องเวลา (Time Slot) ผู้ใช้แต่ละคนจะติดต่อสื่อสารกับระบบเครือข่ายผ่านทางช่องเวลาเฉพาะช่องใดช่องหนึ่ง อย่างไรก็ตาม ในทางปฏิบัติ เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลาจะถูกนำไปใช้ร่วมกับเทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่ นั่นคือ จะมีการแบ่งแบนด์วิดท์ที่ใช้งานทั้งหมดเป็นช่องความถี่ย่อย ก่อนที่จะแบ่งแต่ละช่องความถี่ย่อยนี้เป็นช่องเวลา ตัวอย่างของเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่ใช้เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลา ได้แก่ ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM (Global System for Mobile Communication) [1] จะเห็นว่าระบบที่ใช้เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลาจะสามารถรองรับผู้ใช้บริการได้มากกว่าหรือมีความจุของระบบสูงกว่าระบบที่ใช้เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่ แต่ความจุของระบบก็ยังคงจำกัดตามจำนวนช่องความถี่ย่อยและช่องเวลาที่ผู้ใช้บริการกำหนดไว้ ดังนั้น จึงได้มีการนำเทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (Code Division Multiple Access, CDMA) มาใช้ โดยอาจเรียกระบบสื่อสารที่ใช้เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสว่า ระบบ CDMA

ระบบ CDMA เป็นระบบที่แบ่งแยกสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนด้วยรหัสที่แตกต่างกัน โดยผู้ใช้จะสามารถติดต่อสื่อสารกับระบบเครือข่ายผ่านคลื่นความถี่เดียวกันในเวลาพร้อม ๆ กันได้ ทำให้ระบบ CDMA เป็นระบบที่ไม่มีข้อจำกัดทางด้านความจุที่แน่นอน ทั้งนี้เนื่องจากความจุของระบบจะถูกจำกัดด้วยจำนวนรหัสที่ใช้และค่าสัญญาณแทรกสอดที่เพิ่มขึ้นตามจำนวนผู้ใช้ที่เพิ่มขึ้นในระบบ แทนที่จะเป็นทรัพยากรความถี่และเวลาดังเช่นในกรณีที่ใช้การเข้าถึงหลายทางแบบเดิม ด้วยเหตุนี้ระบบ CDMA จึงถูกนำมาใช้ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 3

เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสนี้ถูกเรียกอีกชื่อหนึ่งว่า การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ (Spread Spectrum) เนื่องจากในการเข้ารหัสจะทำให้ข้อมูลเดิมที่มีแบนด์วิดท์แคบถูกแผ่ออกเป็นข้อมูลที่มีแบนด์วิดท์กว้างทำให้หนทางต่อสัญญาณรบกวน ทั้งนี้การการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่สามารถแบ่งเป็น 3 ประเภทใหญ่ ๆ [2], [3] คือ ชนิดจัดลำดับเข้าถึงโดยตรง (Direct Sequence, DS) ชนิดกระโดดเปลี่ยนความถี่ (Frequency Hopping, FH) และชนิดกระโดดเปลี่ยนเวลา (Time Hopping, TH) แต่ระบบที่ถูกนำมาใช้ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 3 คือ ระบบ CDMA ที่ใช้วิธีการแบบจัดลำดับเข้าถึงโดยตรง ซึ่งจะเรียกว่าระบบ DS-CDMA

ระบบ DS-CDMA นี้จะอนุญาตให้ผู้ใช้หลายคนสามารถส่งข้อมูลด้วยแถบความถี่และช่วงเวลาเดียวกันได้ ทั้งนี้สัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนจะถูกแยกด้วยรหัสที่แตกต่างกันไป โดย

รหัสดังกล่าวเรียกว่า รหัสแผ่ (Spreading Code) ในภาคส่งบิตข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนจะถูกเปลี่ยนเป็นรหัสแผ่ของผู้ใช้คนนั้น ๆ นั่นคือ ข้อมูลแต่ละบิตจะถูกแทนที่ด้วยรหัสที่มีจำนวนบิตมากกว่า ทั้งนี้จะเรียกแต่ละบิตของรหัสว่า ชิพ (Chip) กระบวนการนี้เรียกว่า การแผ่ (Spread) จากนั้นผู้ใช้แต่ละคนจะส่งข้อมูลที่ถูกแผ่แล้วออกสู่ช่องสัญญาณด้วยแถบความถี่และช่วงเวลาเดียวกัน ทำให้ในช่องสัญญาณจะประกอบด้วยข้อมูลที่ถูกแผ่แล้วของผู้ใช้หลาย ๆ คนรวมกัน ดังนั้น ที่ภาครับจำเป็นต้องทราบรหัสของผู้ใช้สำหรับการแผ่กลับ (Despread) เพื่อรับข้อมูลของผู้ใช้คนนั้น

หลักการของการแผ่ข้อมูลในระบบ DS-CDMA แสดงได้ดังรูปที่ 1.1 ซึ่งจะพบว่า ถ้ากำหนดให้รหัสแผ่ประกอบด้วย L ชิพ จะทำให้ข้อมูลที่ถูกแผ่มีแบนด์วิดท์หรืออัตราข้อมูลเพิ่มขึ้น L เท่า ในขณะที่ช่วงเวลาของข้อมูล (Data Duration) ในแต่ละชิพจะสั้นลง L เท่าเช่นกัน จากการที่ช่วงเวลาของข้อมูลสั้นลงนี้ ทำให้ปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Intersymbol Interference, ISI) ที่เกิดจากช่องสัญญาณแบบพหุวิถี (Multipath Channel) มีความรุนแรงมากยิ่งขึ้น อย่างไรก็ตาม ปัญหานี้สามารถบรรเทาได้โดยใช้เครื่องรับแบบ RAKE (RAKE Receiver) ที่ภาครับ แต่จะมีผลทำให้ความซับซ้อนของเครื่องรับสูงขึ้นด้วยเช่นกัน โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อส่งด้วยอัตราข้อมูลสูง

เนื่องจากความต้องการในการรับส่งข้อมูลด้วยอัตราข้อมูลที่สูงขึ้น ทำให้มีการนำระบบการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ (Multi-Carrier Modulation) มาประยุกต์ใช้ร่วมกับระบบ DS-CDMA ซึ่งจะทำให้ได้ระบบที่มีความทนทานต่อการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ และใช้แบนด์วิดท์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ระบบการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ที่ถูกนำมาพิจารณา คือระบบ Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) [3] เนื่องจากมีความทนทานต่อการลดทอนจากเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ (Frequency Selective Fading) โดยในระบบ OFDM นั้น ข้อมูลจะถูกส่งผ่านไปบนคลื่นพาห์ย่อย (Subcarrier) ที่มีแบนด์วิดท์แคบ ๆ หลายคลื่นพาห์ ดังนั้น เมื่อเกิดเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ขึ้นจะส่งผลให้มีข้อมูลเพียงบางส่วนในบางคลื่นพาห์ย่อยเท่านั้นที่จะได้รับผลกระทบ ต่างกับระบบที่มีการรับส่งข้อมูลแบบคลื่นพาห์เดียวซึ่งข้อมูลจะได้รับความเสียหายอย่างรุนแรงเมื่อเกิดเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ นอกจากนี้ ระบบ OFDM ยังมีการจัดสรรแถบความถี่ที่มีประสิทธิภาพ โดยจะใช้คลื่นพาห์ย่อยที่มีการซ้อนทับกัน ในขณะที่ยังคงสามารถหลีกเลี่ยงการรบกวนกันระหว่างคลื่นพาห์ย่อยได้โดยอาศัยความตั้งฉาก (Orthogonality)

ระหว่างคลื่นพาร์ย่อย โดยการจัดระยะห่างระหว่างคลื่นพาร์ย่อยให้มีค่าเท่ากับ $1/T$ เมื่อ T คือช่วงเวลาของข้อมูล

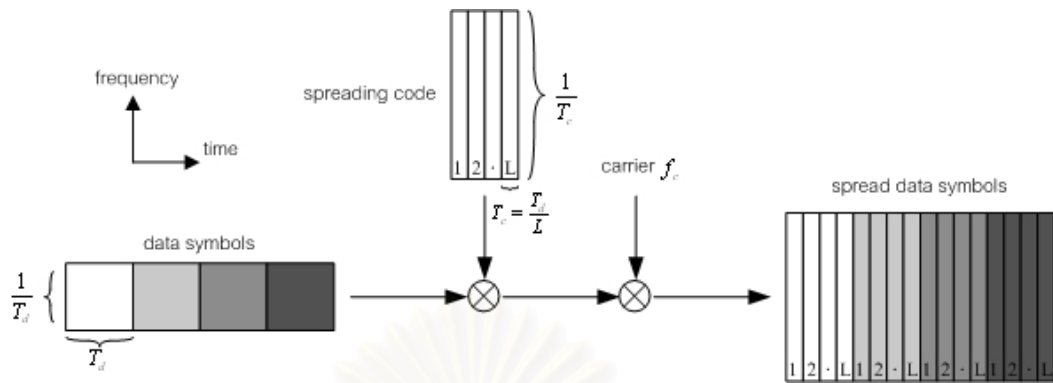
ระบบ OFDM ยังสามารถลดผลกระทบจากการแทรกสอดระหว่างสัญญาณ เนื่องจากอัตราข้อมูลสำหรับคลื่นพาร์ย่อยแต่ละคลื่นมีค่าไม่สูงนัก ทำให้ข้อมูลมีช่วงเวลาที่ยาวมากขึ้นดังแสดงในรูปที่ 1.2 นอกจากนี้ ระบบ OFDM ยังสามารถใช้กระบวนการแปลงฟูริเยร์แบบดิสครีต (Discrete Fourier Transform, DFT) และกระบวนการแปลงฟูริเยร์แบบดิสครีตผกผัน (Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT) ในการรับข้อมูลและส่งข้อมูล ตามลำดับ ทำให้กระบวนการในการรับส่งสัญญาณเป็นไปได้อย่างรวดเร็วและมีความซับซ้อนต่ำ

ระบบที่นำเอาเทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาร์แบบ OFDM เข้ามารวมกับระบบ DS-CDMA สามารถแบ่งออกเป็น 2 กลุ่ม [4] คือ

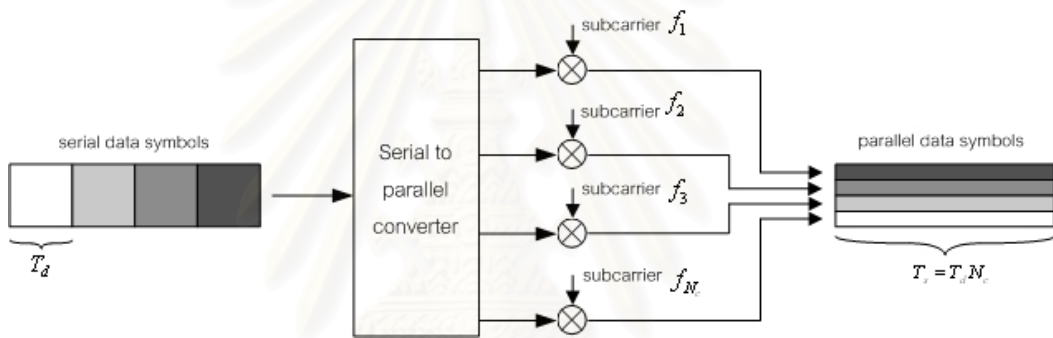
1) การแผ่ในโดเมนความถี่ (Spread in Frequency Domain) ได้แก่ ระบบ Multi-Carrier Code Division Multiple Access (MC-CDMA) [3-6] ระบบนี้จะทำการแผ่ข้อมูลก่อนจากนั้นจะส่งข้อมูลที่ถูกแผ่ในแต่ละชิปผ่านคลื่นพาร์ที่แตกต่างกัน

2) การแผ่ในโดเมนเวลา (Spread in Time Domain) ได้แก่ ระบบ Multi-Carrier Direct Sequence Code Division Multiple Access (MC-DS-CDMA) และระบบ Multi-Tone Code Division Multiple Access (MT-CDMA) ระบบในกลุ่มนี้จะทำการแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนาน จากนั้นจึงทำการแผ่ข้อมูลในแต่ละส่วนด้วยรหัสแผ่เดียวกันแล้วส่งผ่านคลื่นพาร์ย่อยที่แตกต่างกัน สังเกตว่าในระบบนี้ข้อมูลที่ถูกแผ่ทุกชิปจะถูกส่งผ่านคลื่นพาร์ย่อยเดียวกัน

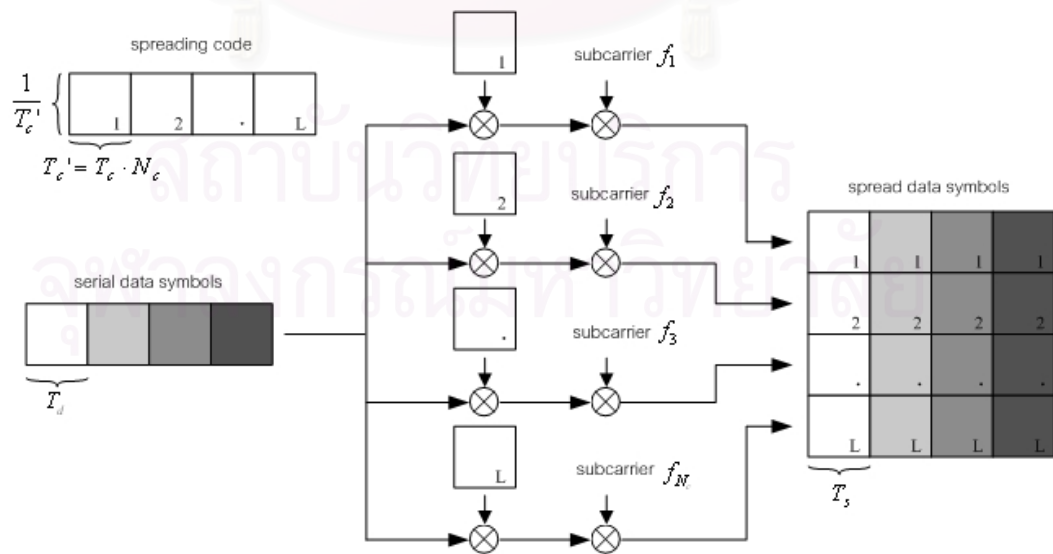
สำหรับวิทยานิพนธ์นี้จะพิจารณาเฉพาะระบบ MC-CDMA เนื่องจากเป็นระบบที่มีความซับซ้อนต่ำจึงเป็นที่นิยมนำมาใช้อ้างอิงเพื่อทำการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ นอกจากนี้ระบบ MC-CDMA ยังได้รับการคาดหมายว่าจะเป็นระบบที่เหมาะสมกับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 4 ซึ่งต้องการอัตราข้อมูลในการส่งสูง ทำให้มีงานวิจัยในด้านต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกับระบบนี้เป็นจำนวนมากในระยะหลัง



รูปที่ 1.1 หลักการของการแผ่ข้อมูลในระบบ DS-SS



รูปที่ 1.2 หลักการของการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห้



รูปที่ 1.3 หลักการของการแผ่ข้อมูลในระบบ MC-SS ($L=N_c$)

หลักการของการแผ่ข้อมูลในระบบ MC-CDMA แสดงดังรูปที่ 1.3 ซึ่งจะพบว่าจากการส่งข้อมูลแบบหลายคลื่นพาห้ทำให้ช่วงเวลาของข้อมูลที่ถูกแผ่ในแต่ละชิปจะยาวขึ้นเมื่อเทียบกับระบบ DS-CDMA ส่งผลให้ระบบทนทานต่อการแทรกสอดระหว่างสัญญาณและยังช่วยให้การซิงโครไนซ์ (Synchronize) สัญญาณทำได้ง่ายขึ้น นอกจากนี้ เมื่อพิจารณาโครงสร้างของระบบการรับส่งข้อมูลแบบ MC-CDMA จะพบว่าโครงสร้างคล้ายกับระบบ OFDM ทำให้สามารถนำกระบวนการแปลงฟูริเยร์แบบดิสครีตมาประยุกต์ใช้เพื่อลดความซับซ้อนของเครื่องส่งและเครื่องรับ แต่จะมีข้อแตกต่างจากระบบ OFDM คือ ในระบบ OFDM นั้น สัญญาณข้อมูลแต่ละสัญญาณจะถูกแยกส่งไปในแต่ละคลื่นพาห้ย่อยที่แตกต่างกันในเวลาเดียวกัน ในขณะที่ระบบ MC-CDMA นั้น ข้อมูลจะได้รับการแผ่โดยรหัสแผ่จากนั้นจึงนำผลลัพธ์ที่ได้แต่ละชิปส่งผ่านไปแต่ละคลื่นพาห้ย่อย กล่าวคือ ข้อมูลที่ทำการส่งในคลื่นพาห้ย่อย ณ เวลาหนึ่ง ๆ จะเป็นข้อมูลเพียงสัญญาณเดียวเท่านั้น ซึ่งจะเห็นได้ว่าระบบ MC-CDMA มีไดเวอร์ซิตีทางความถี่ (Frequency Diversity) ที่เพิ่มมากขึ้นเมื่อเทียบกับระบบ OFDM นั่นเอง

ปัญหาที่สำคัญอย่างหนึ่งในระบบ MC-CDMA คือ สัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทาง (Multiple Access Interference, MAI) ซึ่งเกิดขึ้นจากการที่ระบบมีการกำหนดให้ผู้ใช้หลายคนเข้าใช้ช่องสัญญาณในช่วงความถี่ และเวลาเดียวกันโดยใช้รหัสแผ่ที่ต่างกัน และอาศัยคุณสมบัติตั้งฉากของรหัสแผ่เหล่านี้ในการแยกแยะข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนออกจากกัน เมื่อเกิดผลกระทบจากช่องสัญญาณ เช่น การถูกลดทอนโดยเฟดดิ้งจะทำให้ชุดรหัสที่ใช้มีการตั้งฉากกันอย่างไม่สมบูรณ์ จึงทำให้เกิดค่าสหสัมพันธ์ข้าม (Cross Correlation) ระหว่างรหัสแผ่ของผู้ใช้ที่ไม่เท่ากับศูนย์ สัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทางนี้เป็นสาเหตุหลักในการจำกัดความจุของระบบ

เมื่อพิจารณาในขัายเชื่อมโยงขาถง (Downlink) ซึ่งเป็นการติดต่อสื่อสารจากสถานีฐานไปยังผู้ใช้ สัญญาณที่ส่งออกมาจากสถานีฐานจะประกอบด้วยสัญญาณของผู้ใช้ทุกคนในระบบและจะถูกส่งผ่านช่องสัญญาณเดียวกัน ดังนั้น เมื่อสัญญาณนี้ถูกลดทอนจากช่องสัญญาณจะทำให้ชุดรหัสของผู้ใช้ทุกคนเปลี่ยนแปลงไปในลักษณะเดียวกัน ส่งผลให้เกิดสัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทาง วิธีการแก้ไขสามารถทำได้โดยการใช้เทคนิคการปรับเท่า (Equalization Technique) ซึ่งจะทำการแก้ไขผลจากการถูกลดทอนเพื่อให้ชุดรหัสกลับมามีคุณสมบัติตั้งฉากกันเหมือนเดิม เทคนิคการปรับเท่านี้เป็นเทคนิคที่มีความซับซ้อนต่ำเนื่องจากใช้เพียงการคูณสัญญาณที่รับได้ด้วยสัมประสิทธิ์ที่ได้จากการคำนวณเท่านั้น เทคนิคการปรับเท่า

ที่นิยมใช้ [5], [6] ได้แก่ เทคนิคการรวมแบบใช้อัตราขยายเท่ากัน (Equal Gain Combining, EGC) เทคนิคการรวมแบบที่ทำให้ความตึงตักกันระหว่างผู้ใช้กลับคืนมา (Orthogonal Restoring Combining, ORC) เทคนิคการรวมแบบที่ทำให้อัตราส่วนสัญญาณสูงสุด (Maximal Ratio Combining, MRC) และเทคนิคการรวมค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุด (Minimum Mean Square Error Combining, MMSEC) จะเห็นว่าเครื่องรับในข่ายเชื่อมโยงขาลงนี้จะสนใจเฉพาะข้อมูลของผู้ใช้ที่สนใจเพียงคนเดียว ดังนั้น จึงเรียกเครื่องรับแบบนี้ว่าดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้คนเดียว (Single-user Detector, SUD)

สำหรับวิทยานิพนธ์นี้จะพิจารณาระบบในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น (Uplink) ซึ่งเป็นการติดต่อสื่อสารจากผู้ใช้ไปยังสถานีฐาน สัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคนในระบบจะถูกส่งผ่านช่องสัญญาณที่แตกต่างกัน ทำให้สัญญาณที่สถานีฐานรับได้มาจากสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนที่ถูกลดทอนในรูปแบบที่แตกต่างกันไป นั่นคือ ชุดรหัสของผู้ใช้แต่ละคนก็จะเปลี่ยนแปลงไปในลักษณะที่แตกต่างกัน การใช้เทคนิคการปรับเท่าจะช่วยให้ชุดรหัสของผู้ใช้ที่สนใจเท่านั้นที่ถูกแก้ไขให้กลับมาเหมือนเดิม ในขณะที่ชุดรหัสของผู้ใช้คนอื่นจะยังคงผิดเพี้ยนไปส่งผลให้ชุดรหัสสูญเสียคุณสมบัติตั้งฉากกันเช่นเดิม หรือกล่าวได้ว่าปัญหาสัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทางยังคงมีอยู่เช่นเดิม ดังนั้น ดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้คนเดียวจึงไม่เหมาะสมที่จะนำมาใช้ในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น การแก้ปัญหาสัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทางในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นนั้นจะต้องมีการนำข้อมูลของผู้ใช้คนอื่นในระบบมาพิจารณาร่วมกับข้อมูลของผู้ใช้ที่สนใจ ซึ่งเรียกเครื่องรับที่ใช้เทคนิคนี้ว่าดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้หลายคน (Multiuser Detector, MUD) ในปัจจุบันได้มีงานวิจัยต่าง ๆ ให้ความสนใจในการศึกษาเกี่ยวกับดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้หลายคนเป็นอย่างมาก และเนื่องจากระบบ MC-CDMA ใช้หลักการส่งข้อมูลคล้ายกับระบบ DS-CDMA ดังนั้น ดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้หลายคนที่พัฒนาในระบบ DS-CDMA จึงสามารถนำมาประยุกต์ใช้ในระบบ MC-CDMA ได้

ดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้หลายคนที่เหมาะสมที่สุด (Optimal) ถูกเสนอโดย Verdu [7] ซึ่งจะใช้หลักการของการประมาณแบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุด (Maximum-Likelihood Sequence Estimation, MLSE) แต่เนื่องจากเครื่องรับนี้มีความซับซ้อนสูงมากซึ่งไม่สามารถนำไปใช้ในทางปฏิบัติ ทำให้มีการศึกษาเครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป (Sub-Optimal) ซึ่งสามารถแบ่งออกเป็นสองประเภท [8], [9] คือ ดีเทกเตอร์แบบเชิงเส้น (Linear Detector) เช่น ดีเทกเตอร์ชนิดดีคอร์เรลิต (Decorrelating Detector, DD) [7] ดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสอง

ของความผิดพลาดต่ำที่สุด (Minimum Mean Square Error Detector, MMSE) [7] เป็นต้น ดีเทกเตอร์อีกประเภท คือ ดีเทกเตอร์แบบไม่เชิงเส้น (Non-Linear Detector) เช่น ดีเทกเตอร์ชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่อง (Successive Interference Cancellation Detector, SIC) [8], [10] ดีเทกเตอร์ชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน (Parallel Interference Cancellation Detector, PIC) [8], [11] เป็นต้น

งานวิจัยเกี่ยวกับดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้นหลายคนในช่วงแรกนั้นจะพิจารณาเฉพาะระบบที่ไม่มีการเข้ารหัสช่องสัญญาณ (Channel Coding) แต่ในระบบที่มีการใช้งานจริง ข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนจะถูกส่งไปทำการเข้ารหัสช่องสัญญาณก่อนที่จะทำการแผ่ เพื่อที่จะช่วยให้ข้อมูลของผู้ใช้มีความผิดพลาดลดลงเมื่อข้อมูลถูกรบกวนจากการส่งผ่านช่องสัญญาณ ดังนั้น นักวิจัยจึงเริ่มหันมาให้ความสนใจศึกษาการทำงานในระบบที่มีการเข้ารหัสช่องสัญญาณมากขึ้น โดยเฉพาะการทำงานร่วมกันของตัวถอดรหัสและดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้นหลายคน

รหัสเทอร์โบ (Turbo Code) [12], [13] เป็นการเข้ารหัสช่องสัญญาณชนิดหนึ่งที่ได้รับคามสนใจเป็นอย่างมากเนื่องจากมีความสามารถในการแก้ไขความผิดพลาดที่เกิดจากการส่งข่าวสารผ่านช่องสัญญาณได้เป็นอย่างดี โดยตัวถอดรหัสเทอร์โบ (Turbo Decoder) จะมีการทำงานแบบวนซ้ำ (Iteration) ซึ่งเกิดจากการแลกเปลี่ยนข่าวสารเอกซ์ทรินซิก (Extrinsic Information) ระหว่างตัวถอดรหัสย่อย ทำให้อัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลมีค่าลดลงตามจำนวนรอบการวนซ้ำที่เพิ่มขึ้น โครงสร้างการวนซ้ำดังกล่าวนี้ เรียกว่า หลักการเทอร์โบ (Turbo Principle) [14] โดยหลักการเทอร์โบนี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในงานอื่น ๆ รวมทั้งการดีเทกต์สำหรับผู้ใช้นหลายคน (Multiuser Detection)

งานวิจัยในระบบที่มีการเข้ารหัสในระยะหลังจะนำหลักการเทอร์โบมาใช้ โดยจะมีเครื่องรับที่ใช้การดีเทกต์สำหรับผู้ใช้นหลายคนแบบวนซ้ำ (Iterative Multiuser Detection) [15] เครื่องรับเช่นนี้จะประกอบด้วยดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้นหลายคนแบบซอฟต์แวร์อินพุตซอฟต์เอาต์พุต (Soft Input Soft Output Multiuser Detector) และชุดของตัวถอดรหัสช่องสัญญาณแบบซอฟต์แวร์อินพุตซอฟต์เอาต์พุต (Soft Input Soft Output Channel Decoder) ในแต่ละรอบของการทำงานแบบวนซ้ำ ดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้นหลายคนและตัวถอดรหัสจะมีการแลกเปลี่ยนข่าวสารระหว่างกัน โดยที่ข่าวสารเอกซ์ทรินซิกที่คำนวณได้ในแต่ละส่วนจะถูกส่งไปยังส่วนถัดไปเพื่อใช้งานในรูปแบบข่าวสารเบื้องต้นแรก (a priori information) สำหรับวิธีการคำนวณค่าข่าวสารเอกซ์ทรินซิกที่เหมาะสมที่สุดของดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้นหลายคนจะใช้หลักการของการประมาณแบบความน่าจะเป็นจริง

สูงสุด แต่เนื่องจากมีความซับซ้อนในการคำนวณสูงมากไม่เหมาะที่จะนำไปประยุกต์ใช้งาน โดยความซับซ้อนในการคำนวณจะมีค่าแปรผันตามค่าสองยกกำลังจำนวนผู้ใช้ทั้งหมด ดังนั้น จึงได้มีงานวิจัยที่จะลดความซับซ้อนลงทั้งในระบบ DS-CDMA [16-21] และระบบ MC-CDMA [22-27]

จากงานวิจัย [20] และ [21] ซึ่งพิจารณาในระบบ DS-CDMA ที่ใช้รหัสแบบคอนโวลูชัน (Convolutional code) และรหัสเทอร์โบ ตามลำดับ ได้เสนอวิธีการหักล้างสัญญาณแทรกสอดชนิดซอฟต์ (Soft Interference Cancellation) ซึ่งจะใช้หลักการของการหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน โดยจะนำข่าวสารเบื้องต้นแรกที่ได้จากตัวถอดรหัสมาช่วยในการประมาณค่าสัญญาณแทรกสอด จากนั้นจะนำสัญญาณที่หักล้างสัญญาณแทรกสอดแล้วไปผ่านดีเทกเตอร์ชนิดที่ทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุด แล้วจึงจะทำการประมาณค่าข่าวสารเอกซ์ทรินซิกทำให้ลดความซับซ้อนลง แต่เนื่องจากต้องคำนวณค่าดีเทกเตอร์ชนิดที่ทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดทุกรอบของการวนซ้ำทำให้ยังคงมีความซับซ้อนที่สูง

สำหรับงานวิจัย [26] และ [27] ซึ่งพิจารณาในระบบ MC-CDMA ที่มีการเข้ารหัสเทอร์โบได้เสนอวิธีการหักล้างสัญญาณแทรกสอดชนิดซอฟต์เช่นเดียวกับงานวิจัย [20] และ [21] แต่ต่างกันที่งานวิจัย [20] และ [21] จะต้องคำนวณค่าดีเทกเตอร์ชนิดที่ทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดโดยพิจารณาผลของการหักล้างทำให้มีความซับซ้อนสูง ในขณะที่งานวิจัย [26] และ [27] จะใช้ดีเทกเตอร์ชนิดที่ทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้คนเดียว (Single-user Minimum Mean Square Error Detector) เฉพาะในรอบแรกของการวนซ้ำ เนื่องจากในรอบแรกของการวนซ้ำยังไม่มีหักล้างสัญญาณแทรกสอด ขณะที่ในรอบถัดไปซึ่งมีการหักล้างสัญญาณแทรกสอดแล้ว ทำให้สามารถพิจารณาได้ว่าสัญญาณที่ได้ประกอบด้วยสัญญาณจากผู้ใช้คนเดียว ดังนั้น จึงใช้แมตช์ฟิลเตอร์ (Matched Filter) แทนทำให้มีความซับซ้อนน้อยลง แต่ดีเทกเตอร์ชนิดที่ทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้คนเดียวไม่เหมาะที่จะใช้ในระบบเชื่อมโยงขาขึ้น [6] เนื่องจากสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนถูกลดทอนในอัตราส่วนที่แตกต่างกัน การปรับปรุงสัญญาณโดยพิจารณาข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนแยกกัน จึงไม่สามารถทำให้สมบัติความตั้งฉากของรหัสแม่ที่สูญเสียไปกลับคืนมาได้

1.2 แนวทางที่นำเสนอ

วิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอเครื่องรับสำหรับแก้ปัญหาจากการเกิดสัญญาณแทรกสอดเนื่องจากการเข้าถึงหลายทาง โดยพิจารณาระบบ MC-CDMA ที่มีการเข้ารหัสของสัญญาณ เพื่อนำข้อได้เปรียบจากการใช้รหัสของสัญญาณมาช่วยปรับปรุงสมรรถนะของเครื่องรับ หลักการของเครื่องรับที่นำเสนอจะนำหลักการเทอร์โบที่ใช้ในรหัสเทอร์โบมาประยุกต์ โดยจะเสนอวิธีการหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบวนซ้ำชนิดซอฟต์แวร์เช่นเดียวกับงานวิจัย [26] และ [27] แต่จะมีการนำดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้หลายคนซึ่งให้สมรรถนะที่ดีในระบบเชื่อมโยงขาขึ้นมาใช้ในรอบแรกของการวนซ้ำแทนดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้คนเดียวที่ใช้ในงานวิจัย [26] และ [27] เพื่อให้สามารถนำมาประยุกต์ใช้ในระบบเชื่อมโยงขาขึ้น นอกจากนี้ เพื่อลดความซับซ้อนของเครื่องรับที่นำเสนอซึ่งใช้ดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้หลายคนในรอบแรกของการวนซ้ำ วิทยานิพนธ์นี้จะปรับปรุงสมรรถนะของเครื่องรับที่ใช้การหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบวนซ้ำชนิดซอฟต์แวร์และใช้แมตซ์ฟิลเตอร์ในรอบแรกของการวนซ้ำ โดยจะนำหลักการของดีเทกเตอร์ชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานบางส่วน (Partial Parallel Interference Cancellation) [11] มาใช้ร่วมด้วย นั่นคือ ในรอบแรก ๆ จะใช้ข้อมูลในการหักล้างสัญญาณแทรกสอดเพียงบางส่วน (Partial) เนื่องจากข้อมูลมีความน่าเชื่อถือต่ำ และในรอบต่อ ๆ มาจะใช้ข้อมูลในสัดส่วนที่มากขึ้นเนื่องจากข้อมูลมีความน่าเชื่อถือมากขึ้นจากการหักล้างสัญญาณแทรกสอด

1.3 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1. เพื่อศึกษาการประยุกต์ใช้รหัสของสัญญาณในระบบ MC-CDMA โดยเฉพาะการทำงานร่วมกันระหว่างดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้หลายคนกับตัวถอดรหัสของสัญญาณ
2. เพื่อเสนอวิธีการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ MC-CDMA มีการเข้ารหัส โดยใช้เครื่องรับแบบวนซ้ำที่มีความซับซ้อนไม่สูงมากนัก

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

ปรับปรุงเครื่องรับแบบวนซ้ำสำหรับระบบ MC-CDMA ที่มีการเข้ารหัส โดยจะปรับปรุงในส่วนของดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้หลายคนชนิดขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบขนานให้สามารถทำงานร่วมกับตัวถอดรหัสได้ดียิ่งขึ้นและสมรรถนะของระบบจะต้องดีขึ้นเมื่อเทียบกับเครื่องรับแบบเดิม [27] ซึ่งในงานวิจัยนี้จะทำการพิจารณาการสื่อสารในระบบเชื่อมโยงขาขึ้นเป็น

หลัก ช่องสัญญาณที่พิจารณาจะมีลักษณะเป็นช่องสัญญาณแบบหลายวิถีซึ่งมีการเกิดเฟดดิ้งที่มีการกระจายตัวแบบเรย์ลี (Rayleigh fading) การทดสอบสมรรถนะของระบบจะพิจารณาจากค่าอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate, BER) โดยใช้การจำลองระบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

1.5 วิธีดำเนินการวิจัย

1. ศึกษาความรู้พื้นฐานของระบบ MC-CDMA ที่มีการเข้ารหัสและหลักการของรหัสแบบเทอร์โบ
2. ศึกษาและวิเคราะห์การทำงานของเครื่องรับที่ใช้การดีเทกต์สำหรับผู้ใช้หลายคนแบบวนซ้ำในงานวิจัยต่าง ๆ ซึ่งประกอบด้วยการทำงานของดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้หลายคนกับตัวถอดรหัสช่องสัญญาณเป็นหลัก
3. ปรับปรุง และพัฒนาเพื่อลดความซับซ้อนของเครื่องรับที่ใช้การดีเทกต์สำหรับผู้ใช้หลายคนแบบวนซ้ำ
4. เขียนโปรแกรมจำลองระบบ MC-CDMA ที่มีการเข้ารหัสโดยใช้รหัสเทอร์โบในระบบเชื่อมโยงขาขึ้นเพื่อทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับที่พัฒนาโดยใช้ภาษาซี
5. เปรียบเทียบและวิเคราะห์ผลจากการจำลองระบบ
6. จัดทำรายงานฉบับสมบูรณ์

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. ได้วิธีการใหม่สำหรับเครื่องรับที่ใช้การดีเทกต์สำหรับผู้ใช้หลายคนแบบวนซ้ำในระบบ MC-CDMA ที่มีการเข้ารหัสเพื่อปรับปรุงสมรรถนะของระบบให้ดีขึ้น
2. โปรแกรมจำลองระบบ MC-CDMA ที่มีการเข้ารหัสและภาครับใช้เครื่องรับที่ใช้การดีเทกต์สำหรับผู้ใช้หลายคนแบบวนซ้ำสำหรับระบบเชื่อมโยงขาขึ้น
3. เพื่อเป็นแนวทางในการวิจัยสำหรับการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ MC-CDMA ต่อไป

บทที่ 2

ความรู้พื้นฐานและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

บทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานที่นำมาใช้สำหรับงานวิจัย โดยแบ่งเนื้อหาออกเป็นสองหัวข้อ ในหัวข้อแรกจะกล่าวถึงระบบ MC-CDMA ที่มีการนำรหัสช่องสัญญาณมาใช้งาน ซึ่งอธิบายหลักการทำงานของระบบทั้งในส่วนของภาคส่งและภาครับ รวมถึงเครื่องรับสำหรับระบบ MC-CDMA ที่ใช้ในงานวิจัย ในหัวข้อที่สองจะกล่าวถึงรหัสเทอร์โบซึ่งนำมาใช้เป็นรหัสช่องสัญญาณสำหรับระบบ MC-CDMA โดยอธิบายการทำงานของตัวเข้ารหัสและตัวถอดรหัสเทอร์โบ

2.1 ระบบ MC-CDMA ที่มีการเข้ารหัส

ในการสื่อสารไร้สาย ระบบสื่อสารที่ใช้เทคนิคแบบ CDMA ได้รับความสนใจเป็นอย่างมากเนื่องจากสามารถส่งข้อมูลของผู้ใช้จำนวนมากบนแถบความถี่เดียวกันและในช่วงเวลาเดียวกันได้ โดยอาศัยชุดของรหัสแม่ที่แตกต่างกันในการแยกความแตกต่างระหว่างผู้ใช้แต่ละคน แต่เนื่องจากเกิดการรบกวนจากช่องสัญญาณทำให้ไม่สามารถแยกข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนอย่างสมบูรณ์ได้ ทำให้เกิดการแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทาง การแทรกสอดนี้เป็นปัจจัยสำคัญที่ส่งผลกระทบต่อให้ระบบถูกจำกัดความจุและมีสมรรถนะในการทำงานด้อยลง วิธีการแก้ไขที่ทำให้ผลกระทบจากการเกิดสัญญาณแทรกสอดลดลงสามารถทำได้หลายวิธี [8] เช่น

- **การออกแบบชุดรหัสแม่** จากทฤษฎีพบว่า การเลือกใช้ชุดรหัสแม่ที่มีคุณสมบัติตั้งฉากกันจะทำให้ไม่เกิดปัญหาการแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทาง แต่ในทางปฏิบัติแล้ว การส่งสัญญาณจะเป็นแบบอะซิงโครนัส (Asynchronous) จึงทำให้เป็นไปได้ที่จะออกแบบชุดรหัสให้สามารถคงคุณสมบัติตั้งฉากภายใต้การประวิงเวลาที่แตกต่างกัน ดังนั้น ในการออกแบบชุดรหัสแม่ ควรเลือกใช้ชุดรหัสแม่ที่มีค่าสหสัมพันธ์ข้ามต่ำ ๆ แทน

- **การควบคุมกำลังส่ง** มีการนำมาใช้เพื่อให้กำลังส่งของผู้ใช้ในระบบสามารถมาถึงภาครับด้วยขนาดที่เท่ากันทั้งหมด การแก้ไขวิธีนี้นอกจากจะช่วยลดผลกระทบของสัญญาณแทรกสอดแล้วยังถือเป็นการขจัดปัญหาการเกิดปรากฏการณ์ใกล้-ไกล (Near-Far Effect) อีกด้วย

- **สายอากาศแบบปรับตัวได้** วิธีการประมวลผลสัญญาณแบบปรับตัวได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในสายอากาศ เพื่อให้สายอากาศอยู่ในทิศทางตรงกับผู้ใช้คนที่ต้องการมากที่สุด

- **รหัสช่องสัญญาณ** รหัสช่องสัญญาณที่มีประสิทธิภาพนั้นจะสามารถจัดการกับปัญหาความผิดพลาดที่เกิดขึ้นได้ ถึงแม้ว่าช่องสัญญาณจะมีค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal-to-noise Ratio, SNR) ที่ต่ำมากก็ตาม ดังนั้น จึงได้มีการนำรหัสช่องสัญญาณมาประยุกต์ใช้ในงานต่างๆ อย่างกว้างขวาง รวมทั้งในระบบ MC-CDMA ด้วยเพื่อช่วยในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบให้ดีขึ้น

- **ดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้หลายคน** เนื่องจากข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนต่างก็มีความสัมพันธ์ระหว่างกัน ดังนั้น ทางภาครับควรเลือกใช้ดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้หลายคนซึ่งจะทำงานโดยอาศัยข้อมูลความสัมพันธ์ระหว่างผู้เข้ามาช่วยปรับปรุงสมรรถนะของระบบให้ดีขึ้น ทำให้สมรรถนะที่ได้มีค่าดีกว่าการเลือกใช้ดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้แต่ละคนแยกจากกัน

ในงานวิจัยนี้สนใจศึกษาวิธีการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ MC-CDMA ด้วยดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้หลายคนกับรหัสช่องสัญญาณเท่านั้น

โดยทั่วไปในทางปฏิบัติระบบสื่อสารจะนำตัวเข้ารหัสช่องสัญญาณมาใช้งานด้วยเพื่อปรับปรุงสมรรถนะในการส่งข้อมูลและช่วยปกป้องข้อมูลไม่ให้ถูกรบกวนจากการส่งผ่านช่องสัญญาณ ทำให้ระบบสามารถแสดงขีดความสามารถได้อย่างเต็มที่ ตัวอย่างการเข้ารหัสช่องสัญญาณที่ถูกเสนอให้นำมาใช้ในระบบสื่อสาร เช่น รหัสแบบคอนโวลูชัน รหัสเทรลลิส (Trellis Code) และรหัสเทอร์โบ เป็นต้น

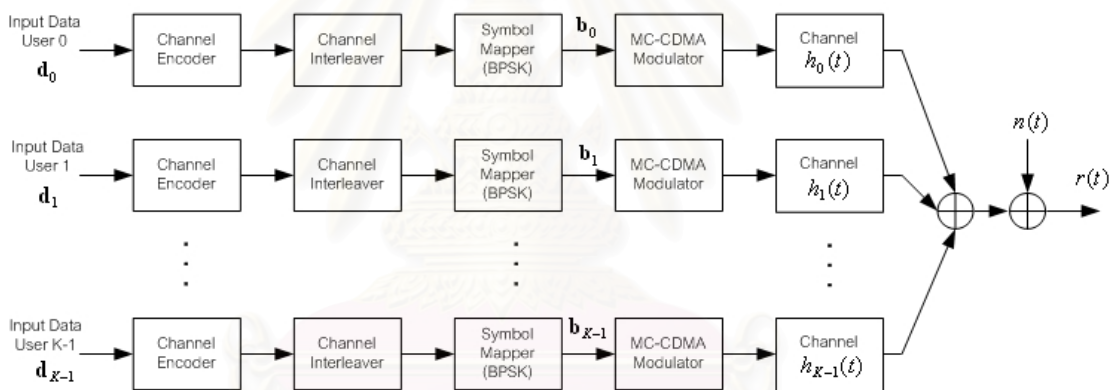
2.1.1 แบบจำลองระบบทางภาคส่ง

แบบจำลองภาคส่งของระบบ MC-CDMA ที่มีการเข้ารหัสเมื่อพิจารณาในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นซึ่งสัญญาณจะถูกส่งจากผู้ไปยังสถานีฐานแสดงดังรูปที่ 2.1 กำหนดให้ระบบมีจำนวนผู้ใช้ทั้งหมด K คน การทำงานเริ่มต้นด้วยการเข้ารหัสข้อมูล ผู้ใช้แต่ละคนจะส่งบล็อกข้อมูลขนาด N_r บิต ซึ่งเป็นบิตข้อมูลชนิดไบนารีมีค่าเท่ากับ 0 หรือ 1 แทนด้วย \mathbf{d}_k สำหรับผู้ใช้คนที่ k ผ่านตัวเข้ารหัสช่องสัญญาณที่มีลักษณะเหมือนกัน ซึ่งมีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ R ทำให้จำนวนบิตในแต่ละบล็อกหลังจากการเข้ารหัสเพิ่มขึ้นเป็น $N = N_r/R$ บิต บล็อกของข้อมูลที่

ได้จากการเข้ารหัสนี้จะถูกนำไปทำการสลับลำดับบิตโดยใช้ตัววางสลับสำหรับช่องสัญญาณ (Channel Interleaver) จากนั้นจะนำข้อมูลไปทำการแปลงสัญลักษณ์ (Symbol Mapper) โดยใช้การมอดูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสชนิดไบนารี (Binary Phase Shift Keying, BPSK) ทำให้บิตข้อมูลมีค่าเป็น -1 หรือ +1 แทนด้วย \mathbf{b}_k สำหรับผู้ใช้คนที่ k จากนั้นจะนำไปมอดูเลตแบบ MC-CDMA ต่อไป

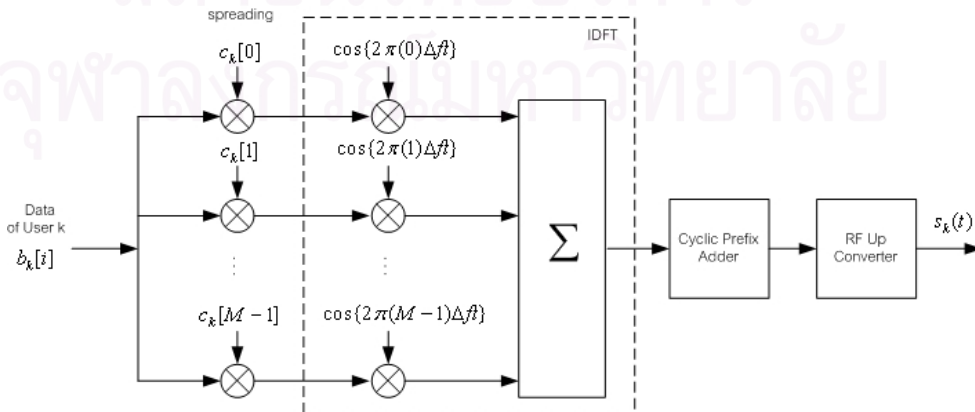
การมอดูเลตแบบ MC-CDMA แสดงดังรูปที่ 2.2 โดยบิตข้อมูลแต่ละบิต $b_k[i]$ จะถูกคัดลอกแล้วส่งขนานออกไป M สายตามจำนวนคลื่นพหุห้อยย ข้อมูลแต่ละสายจะถูกคูณด้วยแต่ละชิปของรหัสแผ่สำหรับผู้ใช้แต่ละคน รหัสแผ่นี้จะประกอบด้วย M ชิป แทนด้วย

$$\mathbf{c}_k = [c_k[0] \quad c_k[1] \quad \dots \quad c_k[M-1]]^T \tag{2.1}$$



รูปที่ 2.1 แบบจำลองภาคส่งของระบบ MC-CDMA ที่มีการเข้ารหัสในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 2.2 แบบจำลองการมอดูเลตแบบ MC-CDMA

ข้อมูลที่ได้ในแต่ละสายจะถูกมอดูเลตเข้ากับคลื่นพาห่อย่อย โดยแต่ละคลื่นพาห่อย่อยจะห่างกันเท่ากับ $\Delta f = 1/T_D$ เพื่อให้มีความถี่ต่างกัน เมื่อ T_D คือ ความยาวของบิตข้อมูล จากนั้นสัญญาณจากทุกสายจะถูกนำมารวมกัน ขั้นตอนการมอดูเลตข้อมูลกับคลื่นพาห่อย่อยนี้สามารถใช้กระบวนการแปลงฟูรีเยร์แบบดิสครีตผกผันแทนได้เพื่อลดความซับซ้อนลง จากนั้นสัญญาณที่ได้จะนำไปเติมช่วงการ์ด (Guard Interval) และมอดูเลตด้วยคลื่นความถี่วิทยุ (Radio Frequency) ก่อนที่จะส่งออกไป

การเติมช่วงการ์ดจะใช้การเติมอุปสรรคแบบหมุนวน (Cyclic Prefix, CP) ซึ่งวิธีนี้จะทำการคัดลอกข้อมูลที่อยู่ส่วนท้ายของบล็อกข้อมูลจำนวนหนึ่งมาใส่ไว้ข้างหน้าบล็อกข้อมูลก่อนที่จะถึงจุดเริ่มต้นของข้อมูลจริง การเติมช่วงการ์ดนี้สามารถป้องกันการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ได้ โดยช่วงการ์ดที่เติมจะต้องมีค่ามากกว่าค่าประวิงเวลาในการแผ่ที่มากที่สุด (Maximum Delay Spread) ซึ่งเป็นค่าประวิงเวลาของสัญญาณที่เกิดจากการสะท้อนเนื่องจากช่องสัญญาณพหุวิถีที่มากที่สุด ถ้ามีการเติมช่วงการ์ดเพียงพอจะทำให้ช่วงที่ทำการตีมอดูเลตสัญญาณ (DFT Window) ที่ภาครับประกอบด้วยข้อมูลจากบิตข้อมูลเดียว ดังแสดงในรูปที่ 2.3(ก) แต่ถ้าการเติมช่วงการ์ดไม่เพียงพอ สัญญาณที่ถูกตีมอดูเลตจะประกอบด้วยข้อมูลมากกว่าหนึ่งบิตหรือมีการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ ดังแสดงในรูปที่ 2.3(ข) และเนื่องจากการสื่อสารในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นนั้น สัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคนจะเดินทางมาถึงภาครับไม่พร้อมกัน ถ้ามีการเติมช่วงการ์ดให้มากกว่าค่าประวิงเวลาของสัญญาณที่มากที่สุดจะทำให้สามารถพิจารณาได้ว่าสัญญาณที่รับได้จากผู้ใช้ทุกคนมีการซิงโครไนส์กันในช่วงของการตีมอดูเลตสัญญาณซึ่งจะเรียกว่า การซิงโครไนส์คล้าย (Quasi-Synchronous) [28] สำหรับวิทยานิพนธ์นี้จะกำหนดให้มีการเติมช่วงการ์ดเพียงพอที่ทำให้ระบบเป็นแบบซิงโครไนส์คล้ายและไม่มีการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์

สัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตแบบ MC-CDMA ของผู้ใช้คนที่ k มีค่าดังนี้

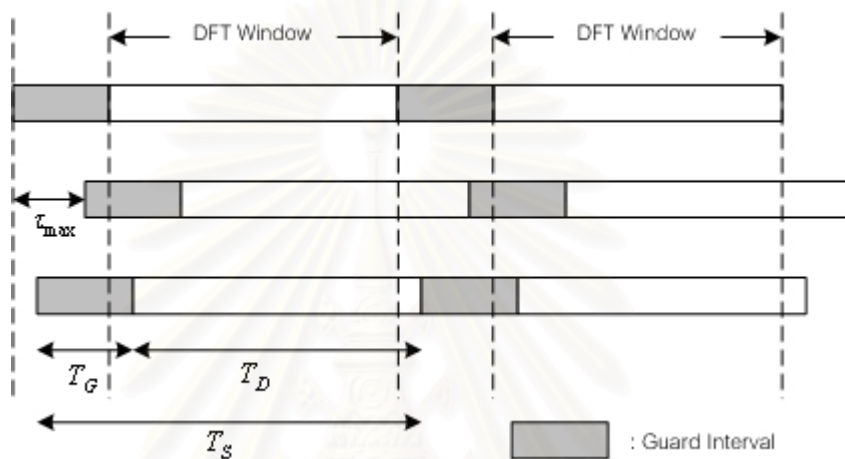
$$s_k(t) = \sum_{m=0}^{M-1} c_k[m] b_k[i] p_T(t - iT_S) e^{j \frac{2\pi m(t-T_G)}{T_D}} \quad (2.2)$$

เมื่อ T_G คือ ความยาวของการ์ด T_S คือ ความยาวของสัญลักษณ์ MC-CDMA (MC-CDMA Symbol Duration) และ T_D คือ ความยาวของสัญลักษณ์ข้อมูล จะได้

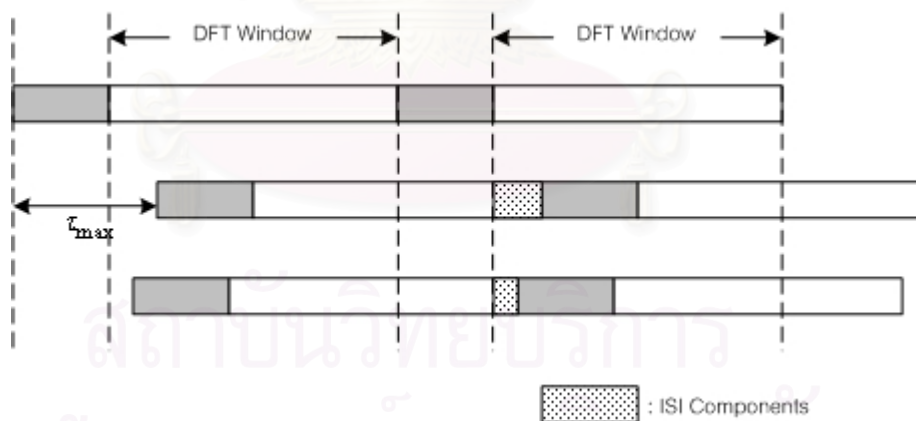
$$T_D = T_S - T_G \quad (2.3)$$

และ $p_T(t)$ แทนพัลส์สี่เหลี่ยม (Rectangular Pulse) มีค่าเป็น

$$p_T(t) = \begin{cases} 1 & , (0 \leq t \leq T_S) \\ 0 & , \textit{otherwise} \end{cases} \quad (2.4)$$



(ก) เติมช่วงการ์ดเพียงพอ



(ข) เติมช่วงการ์ดไม่เพียงพอ

รูปที่ 2.3 ผลของการเติมช่วงการ์ด

ช่องสัญญาณที่ใช้ในงานวิจัยนี้กำหนดให้เป็นช่องสัญญาณแบบพหุวิถีที่มีการกระจายตัวแบบเรย์ลี (Rayleigh) โดยมีผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ (Channel Impulse Response, CIR) สำหรับผู้ใช้คนที่ k ดังนี้

$$h_k(t, \tau) = \sum_{l=0}^{L-1} g_k(t, l) \delta(\tau - \tau_k(t, l)) \quad (2.5)$$

เมื่อ L คือ จำนวนวิถี $g_k(t, \tau)$ และ $\tau_k(t, \tau)$ คือ ค่าแอมพลิจูดเชิงซ้อนและค่าประวิงเวลาของช่องสัญญาณในวิถีที่ l ของผู้ใช้คนที่ k ตามลำดับ

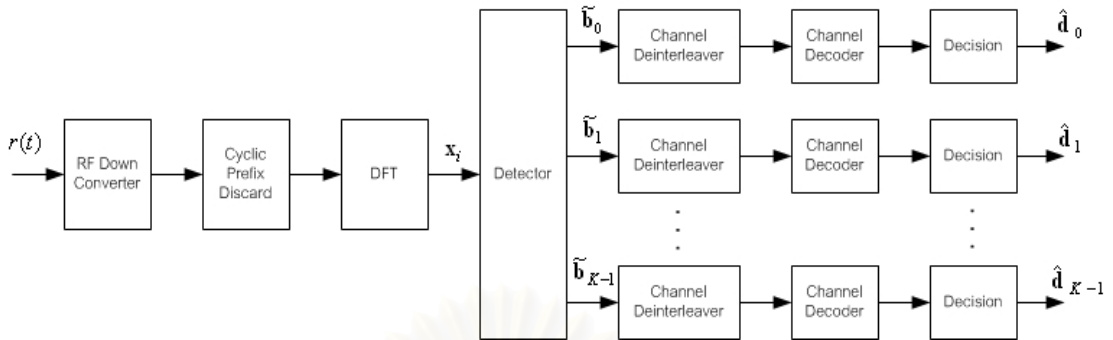
วิทยานิพนธ์นี้จะกำหนดให้สัญญาณในแต่ละคลื่นพาริย่อยถูกรบกวนโดยช่องสัญญาณที่มีเฟดดิ้งแบบราบ (Flat Fading) และไม่พิจารณาผลของการเกิดความถี่ออฟเซต (Frequency Offset) จะได้สัญญาณที่ภาครับ ดังนี้

$$r(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} z_k[m] c_k[m] b_k[i] p_T(t - iT_S) e^{j \frac{2\pi m(t-T_G)}{T_D}} + n(t) \quad (2.6)$$

โดยที่ $z_k[m]$ คือ ค่าแอมพลิจูดเชิงซ้อนของการลดทอนสำหรับคลื่นพาริย่อยที่ m ของผู้ใช้คนที่ k และ $n(t)$ คือ สัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise, AGWN) ที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์และมีค่าความแปรปรวนเป็น σ_n^2

2.1.2 แบบจำลองระบบทางภาครับ

โครงสร้างทางภาครับแสดงดังรูปที่ 2.4 การทำงานจะเป็นกระบวนการย้อนกลับกับภาคส่ง โดยเริ่มต้นจากการแปลงสัญญาณจากความถี่วิทยุมาที่เบสแบนด์ จากนั้นจะเอาช่วงการด์ที่ถูกเติมในแต่ละสัญลักษณ์ออก สัญญาณที่ได้จะถูกดีมอดูเลตโดยใช้กระบวนการแปลงฟูริเยร์แบบดิสครีตทำให้ได้ข้อมูลจากแต่ละคลื่นพาริย่อย ข้อมูลนี้จะถูกส่งต่อไปยังดีเทกเตอร์เพื่อทำการปรับปรุงข้อมูลรวมทั้งแยกข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนออกมา จากนั้นจะนำบล็อกของข้อมูลที่ได้จากดีเทกเตอร์ไปทำการสลับลำดับบิตโดยใช้ตัววางสลับกลับสำหรับช่องสัญญาณ (Channel Deinterleaver) แล้วจึงนำไปถอดรหัสและตัดลินบิตต่อไป



รูปที่ 2.4 แบบจำลองภาครับของระบบ MC-CDMA ที่มีการเข้ารหัสในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น

ลำดับข้อมูลที่ได้จากกระบวนการแปลงฟูรีเยร์แบบดิสครีตทั้งหมด M จุด มีค่า
ดังนี้

$$x_i[n] = \sum_{k=0}^{K-1} a_k[n]b_k[i] + \bar{n}_i[n] \quad (2.7)$$

โดยที่

$$a_k[n] = z_k[n]c_k[n] \quad (2.8)$$

กำหนดให้

$$\mathbf{x}_i = [x_i[0] \ x_i[1] \ \cdots \ x_i[M-1]]^T \quad (2.9)$$

$$\bar{\mathbf{n}}_i = [\bar{n}_i[0] \ \bar{n}_i[1] \ \cdots \ \bar{n}_i[M-1]]^T \quad (2.10)$$

$$\mathbf{b}_i = [b_0[i] \ b_1[i] \ \cdots \ b_{K-1}[i]]^T \quad (2.11)$$

แทนเวกเตอร์ของเอาต์พุตจากกระบวนการแปลงฟูรีเยร์แบบดิสครีต เวกเตอร์ของสัญญาณรบกวน และเวกเตอร์ของบิตข้อมูลลำดับที่ i ของผู้ใช้ทั้งหมด ตามลำดับ สำหรับเวกเตอร์ของเอาต์พุตจากกระบวนการแปลงฟูรีเยร์แบบดิสครีตสามารถเขียนได้เป็น

$$\mathbf{x}_i = \mathbf{A}_i \mathbf{b}_i + \bar{\mathbf{n}}_i \quad (2.12)$$

เมื่อ

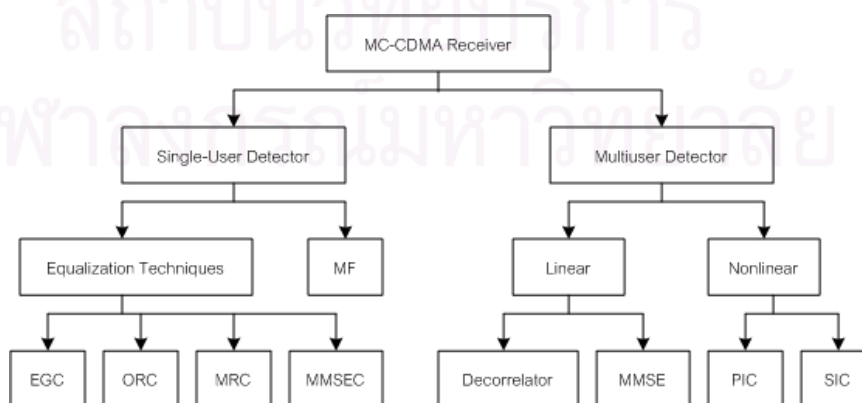
$$\mathbf{A}_i = \begin{bmatrix} a_0[0] & a_1[0] & \cdots & a_{K-1}[0] \\ a_0[1] & a_1[1] & \cdots & a_{K-1}[1] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_0[M-1] & a_1[M-1] & \cdots & a_{K-1}[M-1] \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$= [\mathbf{a}_0 \quad \mathbf{a}_1 \quad \cdots \quad \mathbf{a}_{K-1}]$$

ข้อมูล \mathbf{x}_i นี้จะถูกส่งต่อไปยังดีเทกเตอร์เพื่อทำการปรับปรุงข้อมูลต่อไป

2.1.3 เครื่องรับสำหรับระบบ MC-CDMA

เครื่องรับหรือดีเทกเตอร์จะทำหน้าที่ปรับปรุงสัญญาณหรือข้อมูลที่รับมาได้ ให้มีความถูกต้องมากที่สุด ทั้งนี้เนื่องจากข้อมูลที่ส่งมานั้นจะถูกรบกวนโดยช่องสัญญาณทำให้ข้อมูลที่มาถึงภาครับมีความผิดเพี้ยนไป เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุดจะใช้หลักการของการประมาณแบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุด ซึ่งจะทำการพิจารณาชุดของข้อมูลที่เป็นไปได้ทั้งหมดและเลือกชุดข้อมูลที่ให้สัญญาณเหมือนกับสัญญาณที่รับได้มากที่สุดเป็นข้อมูลที่ส่งมา แม้ว่าเครื่องรับชนิดนี้จะมีสมรรถนะที่ดีมาก แต่ก็มีข้อขัดข้องในการคำนวณสูงมากเช่นกัน ซึ่งไม่สามารถนำมาใช้ได้จริงในทางปฏิบัติ ทำให้มีการเสนอเทคนิคต่าง ๆ เพื่อลดความซับซ้อนลง เครื่องรับในระบบ MC-CDMA โดยทั่วไปสามารถแบ่งได้ดังรูปที่ 2.5 เครื่องรับที่นำมาศึกษาในวิทยานิพนธ์นี้ ได้แก่ แมตริกซ์ฟิลเตอร์ ดีเทกเตอร์ชนิดที่ทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้คนเดียว ดีเทกเตอร์ชนิดที่ทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้หลายคน และดีเทกเตอร์ชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน



รูปที่ 2.5 แผนผังสรุปประเภทของเครื่องรับในระบบ MC-CDMA

2.1.3.1 แมตซ์ฟิลเตอร์ (Matched Filter, MF)

แมตซ์ฟิลเตอร์เป็นเทคนิคการรับสัญญาณแบบพื้นฐาน ซึ่งจะเป็นเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุดสำหรับระบบผู้ใช้คนเดียว (Single-User System) ข้อดีของเครื่องรับชนิดนี้ คือ มีความซับซ้อนต่ำ อย่างไรก็ตาม เครื่องรับชนิดนี้จะมีการใช้รหัสแผ่ของผู้ใช้รายที่ต้องการเท่านั้นในการแยกแยะข้อมูลของผู้ใช้คนดังกล่าว โดยจะถือว่าค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณของผู้ใช้คนที่สนใจกับสัญญาณของผู้ใช้รายอื่นมีค่าน้อย ในกรณีที่ มีจำนวนของผู้ใช้ในระบบมากซึ่งสัญญาณแทรกสอดการเข้าถึงหลายทางก็จะมีค่ามาก จะทำให้สมรรถนะของระบบที่มีการใช้แมตซ์ฟิลเตอร์นี้มีค่าต่ำ เพราะเครื่องรับชนิดนี้ไม่คำนึงถึงผลของสัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทางนั่นเอง ค่าสถิติที่ใช้ตัดสินใจ (Decision Statistic) ของแมตซ์ฟิลเตอร์สำหรับผู้ใช้คนที่ k มีค่าดังนี้

$$y_k[i] = \sum_{m=0}^{M-1} a_k[m]^* x_i[m] \quad (2.14)$$

หรือสามารถเขียนในรูปเวกเตอร์ได้เป็น

$$\mathbf{y}_i = (\mathbf{A}_i)^H \mathbf{x}_i \quad (2.15)$$

โดยที่

$$\mathbf{y}_i = [y_0[i] \quad y_1[i] \quad \cdots \quad y_{K-1}[i]]^T \quad (2.16)$$

เมื่อแทนสมการที่ (2.12) ในสมการที่ (2.15) จะได้

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{R}\mathbf{b}_i + (\mathbf{A}_i)^H \bar{\mathbf{n}}_i \quad (2.17)$$

โดยที่ $\mathbf{R} = (\mathbf{A}_i)^H \mathbf{A}_i$ คือ เมตริกซ์สหสัมพันธ์ (Correlation Matrix)

2.1.3.2 ดีเทกเตอร์ชนิดที่ทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้คนเดียว (Single-user Minimum Mean Square Error Detector, SU-MMSE)

ดีเทกเตอร์ชนิดที่ทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้คนเดียว จะพิจารณาข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนแยกจากกัน นั่นคือ จะมีการใช้ข้อมูลของผู้ใช้ที่ต้องการเท่านั้นในการแยกแยะสัญญาณเช่นเดียวกับแมตซ์ฟิลเตอร์ ดีเทกเตอร์ชนิดนี้เป็นเทคนิคการปรับเท่าชนิดหนึ่งซึ่งจะใช้เพียงแค่การคูณสัญญาณที่รับได้กับสัมประสิทธิ์หรืออัตราขยายที่ได้จากการคำนวณ

โดยจะใช้หลักการทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยระหว่างสัญญาณที่รับได้กับสัญญาณเป้าหมายมีค่าต่ำสุด ซึ่งจะได้อัตราขยายสำหรับคลื่นพหุย่อยที่ m และผู้ใช้คนที่ k [6] ดังนี้

$$G_k[m] = \frac{a_k[m]^*}{\left(\sum_{k=0}^{K-1} |z_k[m]|^2 + \sigma_n^2\right)} \quad (2.18)$$

ค่าสถิติที่ใช้ตัดสินใจสำหรับผู้ใช้คนที่ k มีค่าเป็น

$$y_k[i] = \sum_{m=0}^{M-1} G_k[m] x_i[m] \quad (2.19)$$

ดีเทกเตอร์ชนิดที่ทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้คนเดียว จะมีสมรรถนะที่ดีเมื่อพิจารณาในข่ายเชื่อมโยงขาลง แต่จะให้สมรรถนะที่ไม่ดีเมื่อพิจารณาในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นเนื่องจากข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนถูกลดทอนต่างกัน การแก้ไขโดยใช้ข้อมูลจากผู้ใช้เพียงคนเดียวจึงไม่สามารถทำได้

2.1.3.3 ดีเทกเตอร์ชนิดที่ทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้หลายคน (Multiuser Minimum Mean Square Error Detector, MU-MMSE)

ดีเทกเตอร์ชนิดที่ทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้หลายคน เป็นดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้หลายคนแบบเชิงเส้นชนิดหนึ่ง ซึ่งดีเทกเตอร์ชนิดนี้จะนำเวกเตอร์ \mathbf{y}_i ที่ได้จากแมตริกซ์ฟิลเตอร์มาทำการคูณกับดีเทกเตอร์เมตริกซ์ (Detector Matrix) ทำให้ได้เวกเตอร์ของค่าสถิติที่ใช้ตัดสินใจมีค่าเป็น

$$\bar{\mathbf{y}}_i = \mathbf{W} \mathbf{y}_i \quad (2.20)$$

ดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้หลายคนแบบเชิงเส้นมีอยู่ 2 ชนิดที่สำคัญ คือ ดีเทกเตอร์ชนิดดีคอรีเลเตอร์ (Decorrelator) และดีเทกเตอร์ชนิดที่ทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุด สำหรับดีเทกเตอร์ชนิดดีคอรีเลเตอร์จะออกแบบดีเทกเตอร์เมตริกซ์ให้กำจัดผลของสัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทาง โดยไม่นำผลของสัญญาณรบกวนมาพิจารณา ดีเทกเตอร์เมตริกซ์ของดีคอรีเลเตอร์มีค่าเป็น [7]

$$\mathbf{W}_D = \mathbf{R}^{-1} \quad (2.21)$$

จากการที่ตีเทกเตอร์ชนิดดีคอรรีเลเตอร์ไม่นำผลของสัญญาณรบกวนมาพิจารณา ทำให้กระบวนการกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทางของเครื่องรับชนิดนี้ไปเพิ่มสัญญาณรบกวนให้แก่สัญญาณที่รับได้หรือมีการขยายสัญญาณรบกวน ดังนั้น กรณีที่กำลังของสัญญาณรบกวนมีค่ามากหรือค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal-to-noise Ratio, SNR) มีค่าต่ำ ๆ ดีเทกเตอร์ชนิดดีคอรรีเลเตอร์จะมีสมรรถนะไม่ดี เพื่อแก้ไขเสียดังกล่าวจึงมีการนำหลักการทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดซึ่งจะกำจัดผลของสัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทางพร้อมกับลดผลของสัญญาณรบกวนมาใช้ จะได้ตีเทกเตอร์เมตริกซ์มีค่าเป็น [7]

$$\mathbf{W}_{MMSE} = (\mathbf{R} + \sigma_n^2 \mathbf{I})^{-1} \quad (2.22)$$

เนื่องจากตีเทกเตอร์ชนิดนี้มีการพิจารณาผลของสัญญาณรบกวนด้วย ดังนั้น กรณีที่สัญญาณรบกวนมีค่ามาก ดีเทกเตอร์ชนิดนี้จึงมีสมรรถนะที่ดีกว่าดีเทกเตอร์ชนิดดีคอรรีเลเตอร์ ส่วนในกรณีที่กำลังของสัญญาณรบกวนมีค่าน้อยดีเทกเตอร์ชนิดนี้จะมีสมรรถนะใกล้เคียงกับดีเทกเตอร์ชนิดดีคอรรีเลเตอร์

2.1.3.4 ดีเทกเตอร์ชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน (Parallel Interference Cancellation, PIC)

หลักการของเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอด คือ จะทำการประมาณสัญญาณของผู้ใช้คนอื่นในระบบจากการตัดสินใจข้อมูลในขั้นแรก แล้วนำไปหักล้างออกจากสัญญาณรวม (สัญญาณที่ได้รับ) ซึ่งเป็นการกำจัดสัญญาณแทรกสอดที่มารบกวนสัญญาณของผู้ใช้คนดังกล่าว จากนั้นจึงนำสัญญาณที่ได้หักล้างแล้วไปเข้ากระบวนการตัดสินใจของผู้ใช้คนที่สนใจ สมรรถนะของเครื่องรับชนิดนี้จะขึ้นอยู่กับความถูกต้องในการประมาณสัญญาณของผู้ใช้รายอื่นที่จะนำมาหักล้างจากสัญญาณรบกวนเป็นหลัก ถ้ามีความถูกต้องมากเครื่องรับชนิดนี้ก็จะมีประสิทธิภาพที่ดีตามไปด้วย

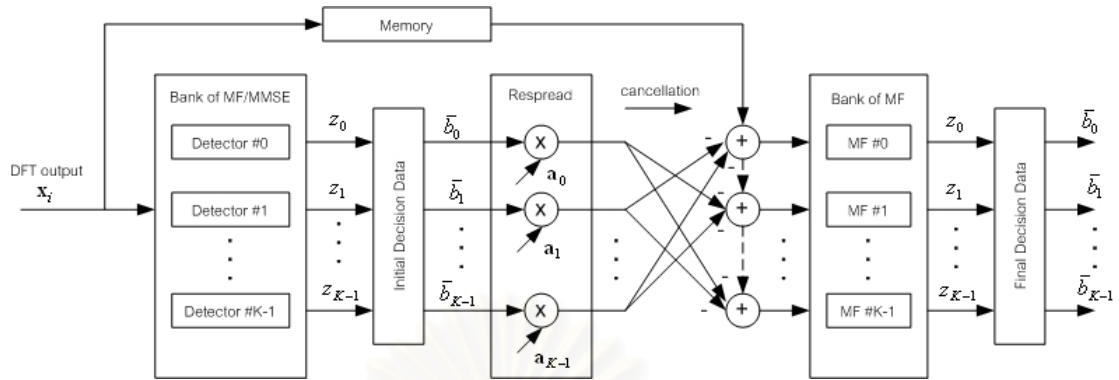
ดีเทกเตอร์ชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานนี้จะหักล้างสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้พร้อมกันทั้งหมด [8] แผนภาพของดีเทกเตอร์ชนิดนี้แสดงดังรูปที่ 2.6 โดยมีลำดับการทำงานดังนี้

- 1) สัญญาณ \mathbf{x}_i ที่ได้จากการกระบวนการแปลงฟูรีเยร์แบบดิสครีตจะถูกนำไปผ่านแมตริกซ์ฟิลเตอร์สำหรับผู้ใช้งานแต่ละคนซึ่งจะได้ค่าสถิติที่ใช้ตัดสินใจสำหรับผู้ใช้งานแต่ละคน

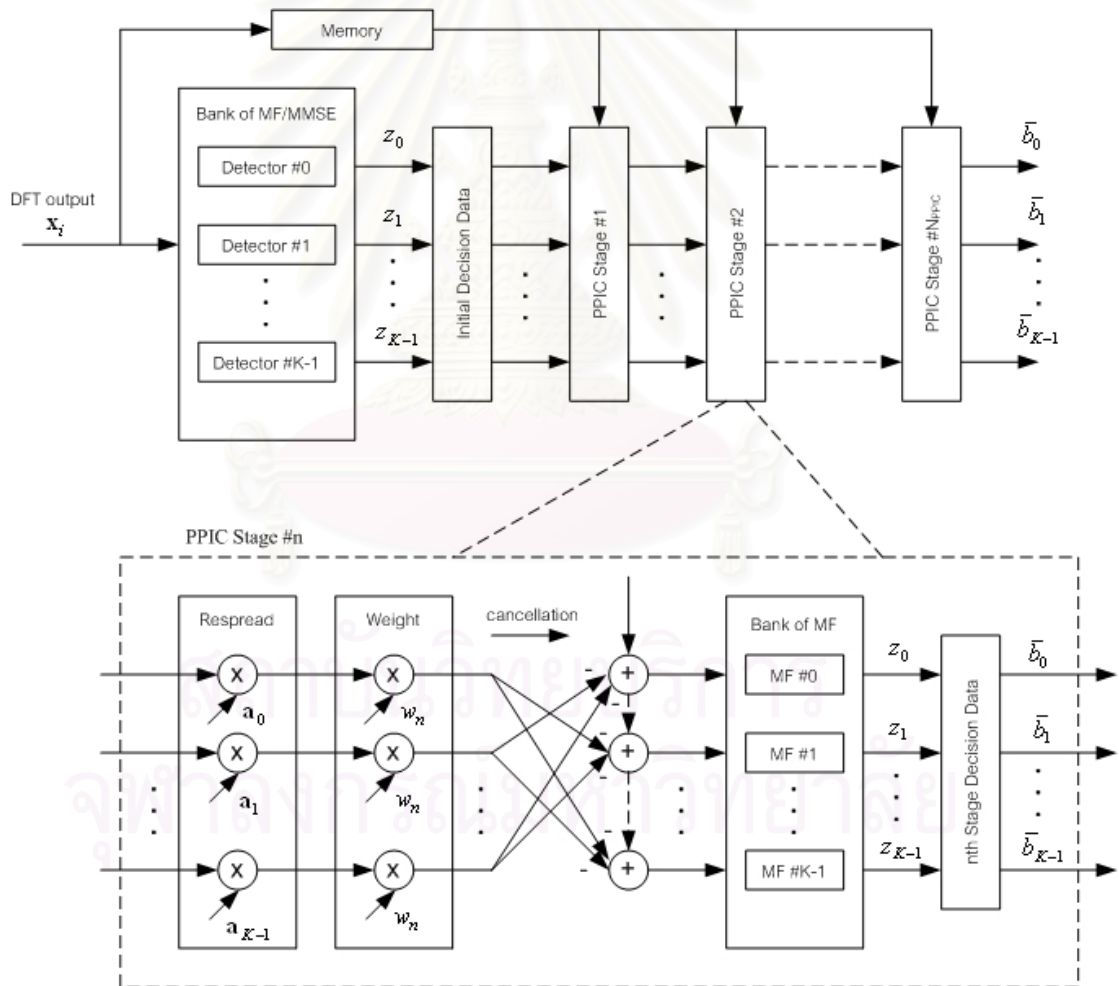
- 2) นำค่านี้ไปตัดสินบิตข้อมูลของผู้ใช้ทุกคน
- 3) นำข้อมูลนี้ไปคูณกับรหัสแรมที่ถูกลดทอนแล้วของผู้ใช้แต่ละคน
- 4) นำค่าที่ได้จากขั้นตอนที่ 3) ไปลบออกจากสัญญาณ x_i โดยจะพิจารณาแยกกันสำหรับผู้ใช้แต่ละคน นั่นคือ สำหรับผู้ใช้แต่ละคนจะหักล้างสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นทั้งหมด
- 5) นำค่าที่หักล้างสัญญาณแทรกสอดนี้ไปผ่านแมตซ์ฟิลเตอร์สำหรับผู้ใช้แต่ละคนอีกครั้ง แล้วนำค่านี้ไปตัดสินบิตข้อมูลของผู้ใช้ทุกคน

ข้อดีของดีเทกเตอร์ชนิดนี้ คือ มีการประวิงเวลาน้อยเพราะมีการหักล้างสัญญาณแทรกสอดเพียงครั้งเดียว แต่ยังมีข้อเสียที่สำคัญ คือ ถ้าการประมาณช่องสัญญาณไม่ถูกต้องซึ่งจะทำให้ค่าสถิติที่ใช้ตัดสินบิตจากแมตซ์ฟิลเตอร์มีความผิดพลาด ส่งผลให้การหักล้างสัญญาณแทรกสอดมีความผิดพลาดด้วย ประสิทธิภาพที่ได้ก็จะลดลง การปรับปรุงให้ดีเทกเตอร์ชนิดนี้มีประสิทธิภาพดีขึ้นอาจทำได้ โดยการเพิ่มภาค (Stage) ของการหักล้างมากขึ้น และใช้ดีเทกเตอร์ชนิดที่ทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้หลายคนแทนแมตซ์ฟิลเตอร์ในภาคแรกเพื่อให้ค่าสถิติที่ใช้ตัดสินบิตก่อนที่จะนำไปหักล้างมีความน่าเชื่อถือมากขึ้น

จากการที่ค่าสถิติที่ใช้ตัดสินบิตข้อมูลในภาคแรก ๆ มีความน่าเชื่อถือต่ำหรือมีความผิดพลาดสูง การใช้ข้อมูลนี้ทั้งหมดในการหักล้างสัญญาณแทรกสอดทำให้ได้ประสิทธิภาพที่ไม่ดี ดังนั้น จึงจะใช้ข้อมูลนี้เพียงบางส่วน (Partial) [11] ในการหักล้างสัญญาณแทรกสอดและเพิ่มจำนวนภาคของการหักล้างมากขึ้น โดยที่ในภาคต่อ ๆ มาจะใช้ข้อมูลจากแมตซ์ฟิลเตอร์ในสัดส่วนที่มากขึ้น เนื่องจากข้อมูลมีความน่าเชื่อถือมากขึ้นนั่นเอง แผนภาพของดีเทกเตอร์ชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานบางส่วนนี้แสดงดังรูปที่ 2.7 โดยมีลำดับการทำงานเหมือนกับดีเทกเตอร์ชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานแต่มีการคูณค่าถ่วงน้ำหนัก (Weight) ก่อนจะนำไปหักล้าง และมีการหักล้างมากกว่าหนึ่งภาค



รูปที่ 2.6 ดีเทกเตอร์ชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน



รูปที่ 2.7 ดีเทกเตอร์ชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานบางส่วน

2.1.4 ปัจจัยที่ส่งผลเสียต่อสมรรถนะของระบบ

2.1.4.1 สัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทาง (Multiple Access Interference, MAI)

สัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทาง เกิดขึ้นจากการที่ระบบมีการกำหนดให้ผู้ใช้หลายคนเข้าใช้ช่องสัญญาณในช่วงความถี่ และเวลาเดียวกันโดยใช้รหัสแรมที่แตกต่างกัน และอาศัยคุณสมบัติตั้งฉากของรหัสแรมเหล่านี้ในการแยกแยะข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนออกจากกัน เมื่อเกิดผลกระทบจากช่องสัญญาณ เช่น การถูกลดทอนโดยเฟดดิ้งจะทำให้ชุดรหัสที่ใช้มีการตั้งฉากกันอย่างไม่สมบูรณ์ จึงทำให้เกิดค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสแรมของผู้ใช้ที่ไม่เท่ากับศูนย์ นอกจากนี้สัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทางยังเกิดขึ้นเนื่องจากการใช้รหัสแรมแบบ Pseudorandom Noise Sequence (PN-Sequence) และรหัสแบบสุ่มด้วย ซึ่งรหัสแรมเหล่านี้จะมีคุณสมบัติตั้งฉากที่ไม่สมบูรณ์อยู่แล้ว อย่างไรก็ตามค่าสหสัมพันธ์ข้ามดังกล่าวจะมีค่าที่ต่ำมาก แต่ข้อดีของรหัสแบบนี้คือ ในกรณีที่มีการเกิดความเป็นอิสระขึ้นแล้วค่าสหสัมพันธ์ข้ามของรหัสเหล่านี้จะยังคงมีค่าต่ำ ซึ่งตรงข้ามกับกรณีของรหัสที่มีความตั้งฉากอย่างสมบูรณ์ เช่น รหัสวอลซ์ ซึ่งเมื่อเกิดความเป็นอิสระขึ้นแล้วค่าสหสัมพันธ์ข้ามของรหัสแรมจะมีค่าที่สูงมาก

2.1.4.2 สัญญาณแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-symbol Interference, ISI)

สัญญาณแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์สำหรับการรับส่งข้อมูลในระบบสื่อสารไร้สายนั้น เกิดขึ้นเนื่องจากการที่สัญญาณเดินทางผ่านช่องสัญญาณซึ่งมีลักษณะเป็นช่องสัญญาณแบบพหุวิถี ทำให้สัญญาณมีเส้นทางการเดินทางที่ต่างกันหลายเส้นทาง และแต่ละเส้นทางก็จะมีการประวิงเวลา ทั้งนี้เนื่องจากสัญญาณเกิดการสะท้อน แทรกสอด และหักเหขึ้นเนื่องมาจากผลกระทบจากสภาวะแวดล้อม เช่น การชนกับสิ่งกีดขวาง การสะท้อนจากผิวโลก เป็นต้น ดังนั้น สัญญาณที่ทางภาครับรับได้จะเป็นผลรวมของสัญญาณจากวิถีต่าง ๆ ซึ่งเดินทางมาถึงทางภาครับไม่พร้อมกัน จึงเกิดความเหลื่อมล้ำทางเวลาขึ้นระหว่างสัญลักษณ์ข้อมูล และเมื่อพิจารณาเฉพาะในสัญลักษณ์หนึ่ง ๆ จะพบว่าข้อมูลในสัญลักษณ์นั้นเองซึ่งมาจากวิถีต่าง ๆ ก็จะมี ความเหลื่อมล้ำทางเวลาซึ่งกันและกันด้วย ส่งผลให้เกิดการซ้อนทับกันอย่างไม่เต็มคาบของสัญลักษณ์ ทำให้สัญลักษณ์ข้อมูลที่ภาครับได้รับซึ่งเกิดจากการรวมกันของสัญญาณในแต่ละวิถีดังกล่าว มีความผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณที่ทางภาครับส่งมาจริง ซึ่งเมื่อนำไปตัดสินบิตข้อมูลก็จะเป็นการเพิ่มโอกาสในการตัดสินบิตผิดพลาดมากยิ่งขึ้น นอกจากนี้ ช่องสัญญาณแบบพหุวิถียังส่งผลให้เกิดการรบกวนกันระหว่างคลื่นพาร์ย่อยอีกด้วย

2.1.4.3 เฟดดิ้ง (Fading)

ในระบบการสื่อสารไร้สาย คลื่นสัญญาณที่ถูกส่งออกมาทางภาคส่งจะไม่ได้เดินทางเป็นเส้นตรงมาถึงทางภาครับปลายทาง เพราะจะต้องพบกับสิ่งกีดขวางในสภาพแวดล้อมที่สัญญาณจะต้องเคลื่อนที่ผ่าน โดยที่คลื่นสัญญาณที่มาถึงทางภาครับจะเกิดจากการรวมกันของคลื่นหลาย ๆ วิธีที่มาจากทุกทิศทางที่เกิดจากการสะท้อนหรือหักเหผ่านสิ่งกีดขวางต่าง ๆ เช่น สิ่งก่อสร้าง ต้นไม้ ยานพาหนะ โดยจะเรียกปรากฏการณ์นี้ว่า การเกิดพหุวิถี (Multipath) และผลจากการเกิดพหุวิถีนี้เองทำให้สัญญาณที่มาถึงทางภาครับประกอบด้วยผลรวมของสัญญาณที่ถูกลดทอน เลื่อนทางเฟส และประวิงทางเวลา เมื่อเทียบกับสัญญาณที่ถูกส่งมาจากภาคส่ง โดยที่สัญญาณที่มาถึงจะเกิดการรวมแบบเสริมกันหรือแบบหักล้างกันนั้น จะขึ้นอยู่กับเฟสของสัญญาณแต่ละวิถีที่มาถึงนั่นเอง เมื่อพิจารณาทางความถี่ ผลของการเกิดพหุวิถีนี้ จะทำให้เกิดสัญญาณเฟดดิ้งซึ่งจะลดทอนสัญญาณที่ถูกส่งมาในคลื่นพาห่อย่อยต่าง ๆ ในระบบ MC-CDMA นั่นเอง และเมื่อสัญญาณที่เกิดพหุวิถีนี้มีค่าประวิงเวลาที่มากเมื่อเทียบกับคาบของสัญญาณ ก็จะทำให้เฟดดิ้งที่เกิดขึ้นเป็นแบบเลือกความถี่ (Frequency-Selective Fading) นั่นคือ สัญญาณในแต่ละคลื่นพาห่อย่อยจะถูกลดทอนด้วยค่าที่ไม่เท่ากันนั่นเอง

2.1.4.4 สัญญาณแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห่อย่อย (Inter-carrier Interference, ICI)

การรับส่งข้อมูลในระบบ MC-CDMA นั้น จะเป็นการส่งข้อมูลโดยใช้หลายคลื่นพาห่อย่อย ซึ่งจะใช้อุปกรณ์ในการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลคอลเข้าร่วมด้วยในขั้นตอนการแปลงฟูริเยร์ และการแปลงกลับฟูริเยร์ ซึ่งขั้นตอนทั้งสองนี้ จะสามารถทำงานได้อย่างสมบูรณ์ เมื่อคลื่นพาห่อย่อยต้องมีความตั้งฉากระหว่างกัน นั่นคือ คลื่นพาห่อย่อยจะต้องมีค่าความถี่กึ่งกลางที่ห่างกันเท่ากับ $1/T$ โดย T เป็นค่าความยาวของสัญญาณข้อมูล 1 สัญลักษณ์ แต่เนื่องจากผลของการเกิดความถี่ออฟเซต การเกิดพหุวิถีและการเกิดเฟดดิ้งอย่างรวดเร็ว จะส่งผลให้ความตั้งฉากระหว่างคลื่นพาห่อย่อยนี้สูญเสียไป ทำให้การแปลงฟูริเยร์และการแปลงกลับฟูริเยร์นั้นไม่สมบูรณ์ ทำให้เกิดสัญญาณแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห่อย่อยขึ้น ในขณะที่ระบบ DS-CDMA ซึ่งไม่ได้มีการส่งข้อมูลแบบหลายคลื่นพาห่อย่อยจะไม่มีสัญญาณแทรกสอดประเภทนี้เกิดขึ้น

2.1.4.5 ปรากฏการณ์ดอปเพลอร์ (Doppler Effect)

ปรากฏการณ์ดอปเพลอร์เกิดจากการที่ผู้ใช้มีการเคลื่อนที่ จึงทำให้คลื่นสัญญาณที่มาถึงนั้นมีความถี่ที่เปลี่ยนไปโดยมุมของสัญญาณที่มาถึง (Angle of Arrival, α_n) ซึ่งถูกนิยาม

ให้เป็นมุมระหว่างคลื่นสัญญาณที่มาถึงวิถีที่ n และทิศทางเคลื่อนที่ของผู้ใช้โทรศัพท์ไร้สาย และค่าความถี่ ดอปเพลอร์ของคลื่นสัญญาณวิถีที่ n จะมีค่าดังนี้

$$f_n = f_{\max} \cos \alpha_n \quad (2.23)$$

โดยที่ f_{\max} คือค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดนั้นจะขึ้นอยู่กับความเร็วของผู้ใช้โทรศัพท์ไร้สาย (v) และค่าความถี่กลางที่ใช้ในการส่งข้อมูลดังสมการ

$$f_{\max} = \frac{v}{c_0} f_0 \quad (2.24)$$

เนื่องจากผลของปรากฏการณ์ดอปเพลอร์นี้เอง จะทำให้สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณที่ถูกส่งนั้นกระจายออกกระหว่างการส่งข้อมูล เมื่อพิจารณาเชิงเวลา ผลของปรากฏการณ์ดอปเพลอร์นี้จะทำให้ผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ (Impulse Response) ของช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา

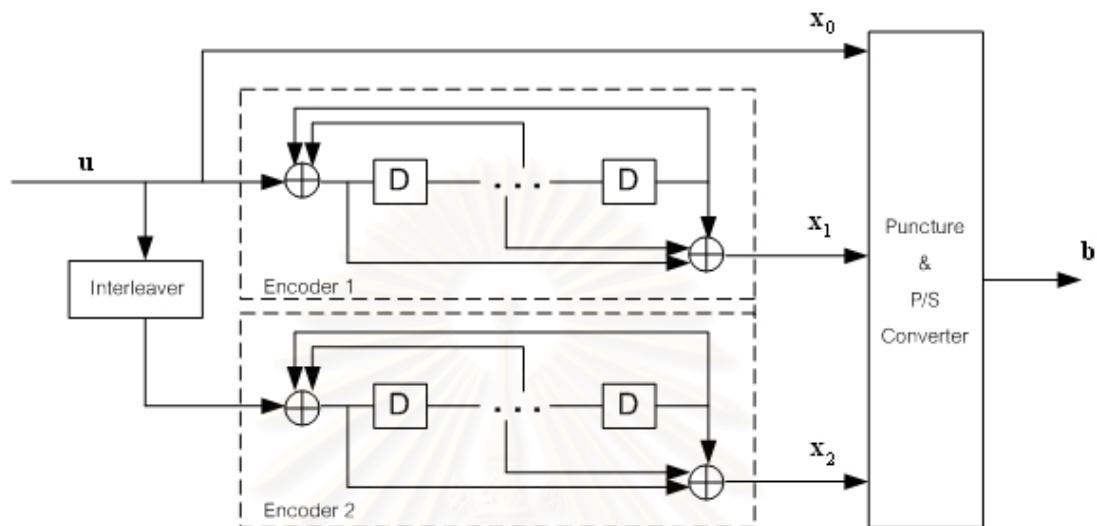
2.2 รหัสเทอร์โบ

รหัสเทอร์โบได้รับความนิยมเป็นอย่างมากสำหรับใช้ในการเข้ารหัสช่องสัญญาณ เนื่องจาก สามารถแก้ไขความผิดพลาดที่เกิดจากการส่งข่าวสารผ่านช่องสัญญาณได้อย่างมีประสิทธิภาพจนสามารถทำให้ได้อัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate, BER) เข้าใกล้ขีดจำกัดของแชนนอน (Shannon Limit) [12] โดยวิธีการถอดรหัสจะใช้กระบวนการแลกเปลี่ยนข่าวสารระหว่างตัวถอดรหัสย่อย ทำให้เกิดการถอดรหัสแบบวนซ้ำ (Iterative Decoding)

2.2.1 ตัวเข้ารหัสเทอร์โบ

ตัวเข้ารหัสเทอร์โบมีโครงสร้างพื้นฐานดังรูปที่ 2.8 การเข้ารหัสมีลักษณะแบบต่อขนาน ในที่นี้กำหนดให้อัตราการเข้ารหัส (Code Rate) เท่ากับ $1/3$ กำหนดให้ \mathbf{u} คือ บล็อกข้อมูลที่ต้องการเข้ารหัส ส่วน \mathbf{x}_0 , \mathbf{x}_1 และ \mathbf{x}_2 คือ บล็อกของคำรหัสที่ได้จากการเข้ารหัส โดย \mathbf{x}_0 จะมีค่าเท่ากับบล็อกข้อมูล \mathbf{u} ที่ส่งมา ขณะที่ \mathbf{x}_1 และ \mathbf{x}_2 คือ บล็อกข้อมูลที่ได้จากตัวเข้ารหัสย่อย 1 และ 2 ตามลำดับ ตัววางสลับ (Interleaver) ทำหน้าที่สลับลำดับบิตข้อมูลเพื่อทำให้ข้อมูลด้านเข้าของตัวเข้ารหัสย่อยทั้งสองตัวมีชุดข้อมูลที่แตกต่างกัน ตัวเข้ารหัสย่อยแต่ละตัวจะใช้ตัวเข้ารหัสแบบรีเคอร์ซีฟซิสเทมเมติกคอนโวลูชัน (Recursive Systematic Convolutional Encoder)

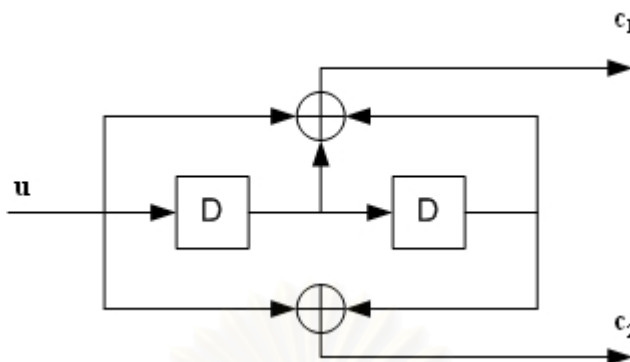
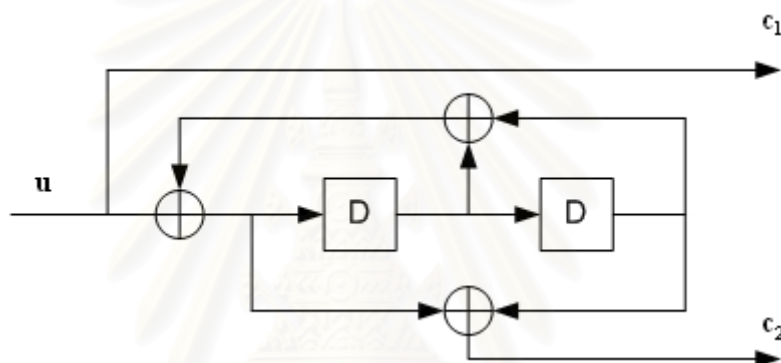
นอกจากนี้ ถ้าต้องการเพิ่มอัตราการใช้รหัสสามารถใช้ฟังก์ชัน (Puncture) ซึ่งจะตัดคำรหัสบางบิตออกไปทำให้ได้อัตราการใช้รหัสสูงขึ้น



รูปที่ 2.8 ตัวเข้ารหัสเทอร์โบ

2.2.1.1 ตัวเข้ารหัสแบบรีเคอร์ซีฟซิสเทมเมติกคอนโวลูชัน (Recursive Systematic Convolutional Encoder)

ตัวเข้ารหัสแบบรีเคอร์ซีฟซิสเทมเมติกคอนโวลูชันสามารถสร้างได้จากตัวเข้ารหัสแบบคอนโวลูชันทั่วไปโดยจะมีการป้อนบิตขาออกตัวหนึ่งกลับไปยังบิตขาเข้า พิจารณาตัวเข้ารหัสแบบคอนโวลูชันดังรูปที่ 2.9 ที่มีตัวกำเนิด (Generator) $g_1 = [1\ 1\ 1]$ และ $g_2 = [1\ 0\ 1]$ ซึ่งสามารถเขียนเป็น $g = (g_1, g_2)$ ในรูปเลขฐานแปด นั่นคือ $g = (7,5)$ จากการเข้ารหัสแบบนี้สามารถเปลี่ยนเป็นการเข้ารหัสแบบรีเคอร์ซีฟซิสเทมเมติกคอนโวลูชันซึ่งจะมีตัวกำเนิดเป็น $g = (1, g_2/g_1)$ เมื่อพิจารณาจากตัวกำเนิดของรหัสแบบรีเคอร์ซีฟซิสเทมเมติกคอนโวลูชัน 1 แทนบิตขาออกที่เป็นบิตซิสเทมเมติก (Systematic Bit) นั่นคือ จะเป็นบิตที่มีค่าเหมือนกับบิตข้อมูลที่นำมาเข้ารหัส g_1 แทนบิตขาออกที่มีการป้อนกลับไปยังบิตขาเข้า และ g_2 แทนบิตขาออกอีกตัวหนึ่งโดยทั่วไปสามารถเขียนตัวกำเนิดของรหัสแบบรีเคอร์ซีฟซิสเทมเมติกคอนโวลูชันเป็น $g = (g_1, g_2)$ เช่นเดียวกับรหัสแบบคอนโวลูชัน ตัวเข้ารหัสแบบรีเคอร์ซีฟซิสเทมมาติกคอนโวลูชันที่สร้างจากตัวเข้ารหัสแบบคอนโวลูชันในรูปที่ 2.9 แสดงได้ดังรูปที่ 2.10

รูปที่ 2.9 ตัวเข้ารหัสแบบคอนโวลูชันที่มี $g = (7,5)$ รูปที่ 2.10 ตัวเข้ารหัสแบบวีเคอร์ซีฟซิสเทมเมติกคอนโวลูชันที่มี $g = (7,5)$

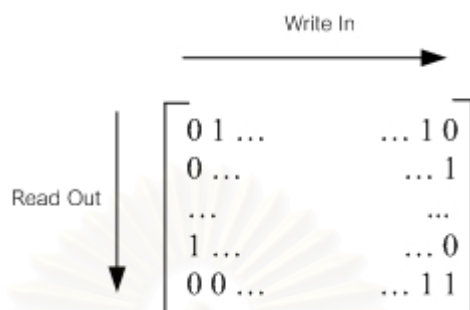
2.2.1.2 ตัววางสลับ

ตัววางสลับทำหน้าที่สลับลำดับบิตข้อมูลก่อนที่จะเข้าสู่ตัวเข้ารหัสย่อยตัวที่ 2 เพื่อให้ข้อมูลด้านเข้าของตัวเข้ารหัสย่อยทั้งสองตัวมีชุดข้อมูลที่แตกต่างกัน ในงานวิจัยนี้จะพิจารณาตัววางสลับ 3 แบบ คือ ตัววางสลับแบบบล็อก (Block Interleaver) ตัววางสลับแบบสุ่ม (Random Interleaver) และตัววางสลับแบบ S-Random (S-Random Interleaver)

- ตัววางสลับแบบบล็อก

ตัววางสลับแบบบล็อกเป็นตัววางสลับที่นิยมใช้มากที่สุดชนิดหนึ่งในระบบสื่อสาร โดยจะทำการแบ่งลำดับบิตข้อมูลออกเป็นบล็อก ๆ ขนาด $n_r \times n_c$ บิต เมื่อ n_r คือ จำนวนแถว และ n_c คือ จำนวนคอลัมน์ จากนั้นจะทำการสลับลำดับโดยจะนำลำดับบิตที่เข้ามาเขียนลงใน

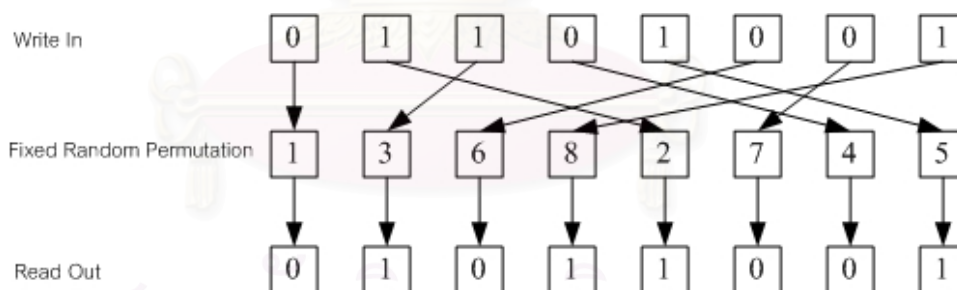
หน่วยความจำครั้งละแถวตามลำดับจนครบตามจำนวนบล็อก จากนั้นทำการอ่านบิตข้อมูลเหล่านี้ในแนวตั้งเพื่อส่งออกครั้งละคอลัมน์จนครบ



รูปที่ 2.11 ตัววางสลับแบบบล็อก

- ตัววางสลับแบบสุ่ม

ตัววางสลับแบบสุ่มจะทำการสลับลำดับแบบสุ่ม โดยจะมีการสร้างลำดับของการสลับลำดับบิต (Fixed Random Permutation) และจะสลับข้อมูลตามลำดับนี้ สมมติว่าจำนวนของบิตข้อมูลที่จะสลับเท่ากับ L รูปที่ 2.12 แสดงตัวอย่างของตัววางสลับแบบสุ่มที่มี $L = 8$



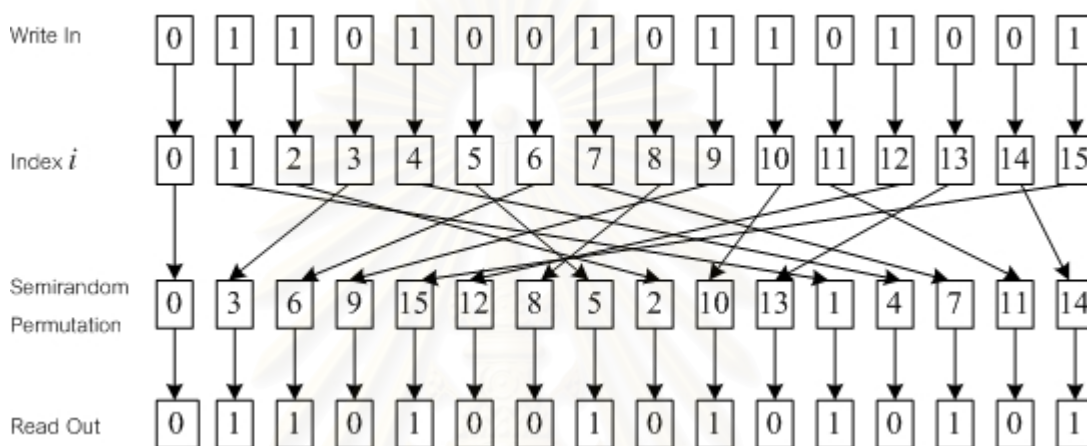
รูปที่ 2.12 ตัวอย่างของตัววางสลับแบบสุ่มที่มี $L = 8$

- ตัววางสลับแบบ S-Random

ตัววางสลับแบบ S-Random จะมีการสลับลำดับคล้ายกับตัววางสลับแบบสุ่ม แต่จะมีการกำหนดว่าบิตที่อยู่ติดกันทั้งด้านหน้าและด้านหลังจำนวน S บิต จะต้องมิลำดับที่จะสลับต่างกันอย่างมากกว่า S ขั้นตอนการสร้างลำดับของตัววางสลับแบบ S-Random มีดังนี้

- 1) เลือกค่าคงที่ S โดยที่ $S < (L/2)^{1/2}$

- 2) สุ่มค่า i โดยที่ $i \in [0, L-1]$ (โดยจะต้องไม่ซ้ำกับค่าที่มีอยู่แล้ว)
- 3) เปรียบเทียบค่า i กับลำดับก่อนหน้าจำนวน S ตัว ถ้าค่า i กับลำดับก่อนหน้าต่างกันน้อยกว่า S ให้กลับไปขั้นตอนที่ 2) ถ้าไม่ใช่ให้เก็บค่า i ไว้
- 4) กลับไปที่ขั้นตอนที่ 2) จนกว่าจะสร้าง i ครบ L ตำแหน่ง



รูปที่ 2.13 ตัวอย่างของตัววางสลับแบบ S-Random ที่มี $L = 8$ และเลือก $S = 2$

2.2.1.3 พังก์เจอร์

การทำฟังก์เจอร์จะเป็นการเพิ่มอัตราการเข้ารหัสโดยจะทำการลบบางบิตของคำรหัสออกซึ่งจะทำให้คำรหัสมีจำนวนบิตน้อยลง โดยทั่วไปฟังก์เจอร์จะเขียนในรูปเมตริกซ์ ตัวอย่างเช่น รหัสเทอร์โบที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ $1/2$ ซึ่งได้จากการฟังก์เจอร์รหัสเทอร์โบที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ $1/3$ โดยทั่วไปจะใช้เมตริกซ์

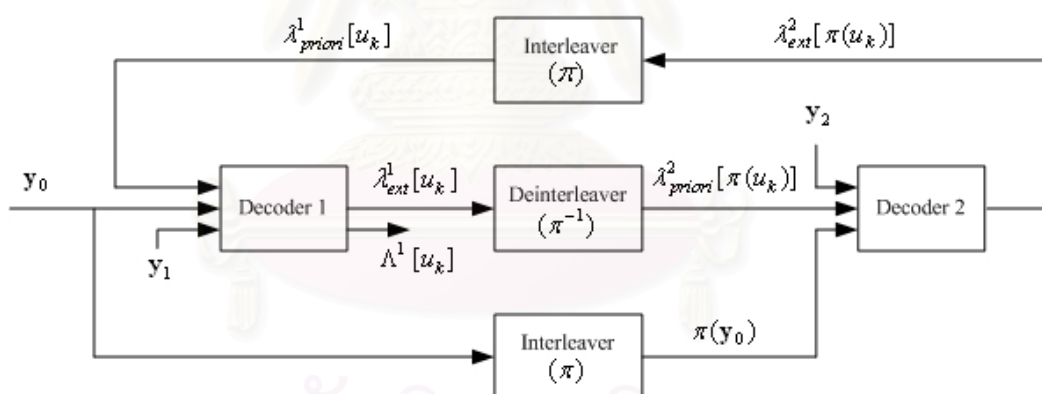
$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

เมตริกซ์นี้จะใช้กับตัวเข้ารหัสที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ $1/3$ เมื่อพิจารณาตัวเข้ารหัสเทอร์โบในรูปที่ 2.8 จะได้ว่าแถวบนของเมตริกซ์จะใช้กับ \mathbf{x}_0 แถวกลางใช้กับ \mathbf{x}_1 และแถวล่างใช้กับ \mathbf{x}_2 เนื่องจากเมตริกซ์มีสองคอลัมน์ ดังนั้น จะพิจารณาลำดับข้อมูลครั้งละสองบิต โดย

บิตใดอยู่ที่ตำแหน่ง 0 ก็จะถูกลบ นั่นคือ ทุก ๆ บิตที่ 2 ของลำดับข้อมูล \mathbf{x}_1 และทุก ๆ บิตแรกของลำดับข้อมูล \mathbf{x}_2 จะถูกลบ

2.2.2 ตัวถอดรหัสเทอร์โบ

โครงสร้างพื้นฐานของการถอดรหัสเทอร์โบแสดงดังรูปที่ 2.14 ซึ่งมีลักษณะการทำงานแบบวนซ้ำ ตัวถอดรหัสย่อยจะต้องมีจำนวนเท่ากับตัวเข้ารหัสย่อยที่ใช้ในการเข้ารหัสเทอร์โบ และมีการทำงานที่สอดคล้องสัมพันธ์กัน ตัวถอดรหัสย่อยแต่ละตัวจะทำงานสลับกัน นั่นคือ เมื่อตัวถอดรหัสย่อยตัวใดตัวหนึ่งอยู่ในระหว่างการถอดรหัส ตัวถอดรหัสย่อยตัวที่เหลือจะหยุดการทำงาน ผลที่ได้จากการถอดรหัสจะถูกส่งต่อไปให้ตัวถอดรหัสย่อยตัวถัดไปเพื่อใช้เป็นข้อมูลประกอบการถอดรหัส การทำงานสลับกันระหว่างตัวถอดรหัสย่อยทำให้เกิดการถอดรหัสแบบวนซ้ำ และการวนซ้ำจะหยุดลงก็ต่อเมื่อผลที่ได้จากการถอดรหัสเข้าสู่ค่าที่เหมาะสมหรือครบจำนวนรอบสูงสุดตามที่กำหนดไว้ จากนั้นจะนำผลที่ได้จากตัวถอดรหัสมาทำการตัดสินใจค่าบิตต่อไป



รูปที่ 2.14 ตัวถอดรหัสเทอร์โบ

จากรูปที่ 2.14 \mathbf{y}_0 , \mathbf{y}_1 และ \mathbf{y}_2 เป็นสัญญาณที่ได้จากการส่ง \mathbf{x}_0 , \mathbf{x}_1 และ \mathbf{x}_2 ผ่านช่องสัญญาณ ตามลำดับ การทำงานเริ่มต้นที่ตัวถอดรหัสย่อยตัวที่ 1 โดยการนำสัญญาณที่ได้จากข้อมูลส่วนที่ผ่านการเข้ารหัสด้วยตัวเข้ารหัสย่อยตัวที่ 1 (\mathbf{y}_1) กับสัญญาณที่ไม่ผ่านการเข้ารหัส (\mathbf{y}_0) มาป้อนเข้าตัวถอดรหัสย่อยตัวที่ 1 จากนั้นตัวถอดรหัสย่อยตัวที่ 1 จะทำการถอดรหัส ผลที่ได้จากการถอดรหัสจะแบ่งเป็นสองส่วน ในส่วนแรก คือ ค่าอัตราส่วนความน่าจะเป็นจริงเบื้องหลังแบบลอการิทึม (*a posteriori* Log Likelihood Ratio) แทนด้วย $\Lambda^1[u_k]$ ซึ่งเป็นค่าที่จะนำไปใช้ในการตัดสินใจบิตข้อมูล และในส่วนที่สอง คือ ค่าข่าวสารเอกซ์ทรินซิก

(Extrinsic Information) แทนด้วย $\lambda_{ext}^1[u_k]$ ซึ่งเป็นค่าที่จะนำไปส่งให้ตัวถอดรหัสย่อยตัวที่ 2 เพื่อใช้งานในรูปแบบข่าวสารเบื้องต้นแรก (*a priori* Information) แทนด้วย $\lambda_{priori}^2[\pi(u_k)]$ จากนั้นตัวถอดรหัสย่อยตัวที่ 2 จะเริ่มทำงานซึ่งจะมีลักษณะการทำงานเช่นเดียวกับตัวถอดรหัสย่อยตัวที่ 1 โดยที่อินพุตของตัวถอดรหัสย่อยตัวที่ 2 นี้ จะประกอบด้วย สัญญาณที่ได้จากข้อมูลส่วนที่ผ่านการเข้ารหัสด้วยตัวเข้ารหัสย่อยตัวที่ 2 (y_2) สัญญาณที่ได้จากข้อมูลส่วนที่ไม่ผ่านการเข้ารหัส (y_0) และข่าวสารเบื้องต้นแรกที่ได้รับจากตัวถอดรหัสย่อยตัวที่ 1 นอกจากนี้ ตัวถอดรหัสย่อยตัวที่ 2 ยังมีการนำตัววางสลับมาวางก่อนการป้อน y_0 เข้าสู่ตัวถอดรหัสย่อยตัวที่ 2 และวางอยู่ระหว่างตัวถอดรหัสย่อยตัวที่ 1 และตัวถอดรหัสย่อยตัวที่ 2 เพื่อทำหน้าที่สลับลำดับบิตข้อมูลให้สอดคล้องกับลำดับบิตที่ใช้ในตัวเข้ารหัสย่อยตัวที่ 2 และค่าข่าวสารเอกซ์ทรินซิก แทนด้วย $\lambda_{ext}^2[\pi(u_k)]$ ที่ได้จากตัวถอดรหัสย่อยตัวที่ 2 จะถูกส่งกลับไปให้ตัวถอดรหัสย่อยตัวที่ 1 เพื่อใช้งานในรูปแบบของข่าวสารเบื้องต้นแรกเช่นกัน แทนด้วย $\lambda_{priori}^1[u_k]$ สำหรับรอบแรกของการทำงานของตัวถอดรหัสย่อยตัวที่ 1 นั้นจะยังไม่ได้รับข่าวสารเบื้องต้นแรกจากตัวถอดรหัสย่อยตัวที่ 2 ดังนั้น จะกำหนดให้ค่าข่าวสารเบื้องต้นแรกมีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งหมายความว่าบิตข้อมูล 0 หรือ 1 มีโอกาสเกิดขึ้นด้วยความน่าจะเป็นที่เท่ากัน

การคำนวณค่าอัตราส่วนความน่าจะเป็นจริงเบื้องต้นหลังแบบลอการิทึม

ในการคำนวณจะใช้อัลกอริทึมความน่าจะเป็นเบื้องต้นสูงสุด (Maximum a Posteriori, MAP) [29] ซึ่งเป็นอัลกอริทึมที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการถอดรหัสเทอร์โบ ในที่นี้กำหนดให้การรับส่งสัญญาณเป็นแบบไบนารี โดยให้บิตข้อมูล u_k มีค่าเป็น +1 หรือ -1

ค่าอัตราส่วนความน่าจะเป็นจริงเบื้องต้นหลังแบบลอการิทึมหรือข่าวสารเบื้องต้นหลัง (*a posteriori* Information) แทนด้วย $\Lambda(u_k)$ เป็นค่าที่บอกถึงข่าวสารของบิตข้อมูลที่ได้จากการถอดรหัส โดยที่ขนาดของค่านี้จะแสดงถึงความน่าเชื่อถือในขณะที่ยังไม่ทราบเครื่องหมายของค่านี้จะแทนบิตข้อมูล นั่นคือ ถ้าเป็นบวกจะเป็นบิต +1 แต่ถ้าเป็นลบจะเป็นบิต -1 ดังนั้น จะได้

$$\bar{u}_k = \text{sign}(\Lambda(u_k)) \quad (2.26)$$

ค่าอัตราส่วนความน่าจะเป็นจริงเบื้องต้นหลังแบบลอการิทึมสำหรับบิตข้อมูล u_k มีค่าดังนี้

$$\Lambda(u_k) = \log \left(\frac{P(u_k = +1 | \underline{\mathbf{y}})}{P(u_k = -1 | \underline{\mathbf{y}})} \right) \quad (2.27)$$

โดย

$P(u_k = +1 | \underline{\mathbf{y}})$ คือ ความน่าจะเป็นที่บิตข้อมูล u_k มีค่าเป็น +1 เมื่อได้รับ $\underline{\mathbf{y}}$

$P(u_k = -1 | \underline{\mathbf{y}})$ คือ ความน่าจะเป็นที่บิตข้อมูล u_k มีค่าเป็น -1 เมื่อได้รับ $\underline{\mathbf{y}}$

$\underline{\mathbf{y}}$ คือ ลำดับข้อมูลทั้งหมดที่ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณ

จากกฎของเบย์ (Bayes' Rule) ดังนี้

$$P(A, B) = P(A | B)P(B) \quad (2.28)$$

จะได้

$$\begin{aligned} \Lambda(u_k) &= \log \left(\frac{P(u_k = +1, \underline{\mathbf{y}}) / P(\underline{\mathbf{y}})}{P(u_k = -1, \underline{\mathbf{y}}) / P(\underline{\mathbf{y}})} \right) \\ &= \log \left(\frac{\sum_{\mathbf{S}^+} P(S_{k-1} = s', S_k = s, \underline{\mathbf{y}})}{\sum_{\mathbf{S}^-} P(S_{k-1} = s', S_k = s, \underline{\mathbf{y}})} \right) \end{aligned} \quad (2.29)$$

โดยที่

$S_k = s$ คือ สถานะปัจจุบัน (Present State)

$S_{k-1} = s'$ คือ สถานะก่อนหน้า (Previous State)

\mathbf{S}^+ คือ เซตของ (s', s) ซึ่งสอดคล้องกับทุกเส้นทาง (Transitions) จากสถานะก่อนหน้าไปยังสถานะปัจจุบันที่เกิดจาก $u_k = +1$

\mathbf{S}^- คือ เซตของ (s', s) ซึ่งสอดคล้องกับทุกเส้นทางจากสถานะก่อนหน้าไปยังสถานะปัจจุบันที่เกิดจาก $u_k = -1$

และเพื่อความสะดวกจะแทน $P(S_{k-1} = s', S_k = s, \underline{\mathbf{y}})$ ด้วย $P(s', s, \underline{\mathbf{y}})$

เมื่อพิจารณาความน่าจะเป็น $P(s', s, \underline{\mathbf{y}})$ ในสมการที่ (2.29) ลำดับข้อมูล $\underline{\mathbf{y}}$ สามารถแยกได้เป็นสามส่วน คือ ข้อมูลที่สัมพันธ์กับเส้นทางปัจจุบัน แทนด้วย $\underline{\mathbf{y}}_k$ ลำดับข้อมูลก่อนเส้นทางปัจจุบัน $\underline{\mathbf{y}}_{j < k}$ และลำดับข้อมูลหลังเส้นทางปัจจุบัน $\underline{\mathbf{y}}_{j > k}$ ดังแสดงในรูปที่ 2.15 ซึ่งเป็นแผนภาพเทรลลิส (Trellis Diagram) ของรหัสแบบรีเคอร์ซีฟซิสเต็มเมตริกคอนโวลูชันใน

รูปที่ 2.10 จากรูป เส้นทึบแทนเส้นทางที่เกิดจากบิตข้อมูล +1 และเส้นประแทนเส้นทางที่เกิดจากบิตข้อมูล -1 ดังนั้น สามารถเขียนความน่าจะเป็นนี้ได้เป็น

$$P(s', s, \underline{y}) = P(s', s, \underline{y}_{j < k}, \underline{y}_k, \underline{y}_{j > k}) \tag{2.30}$$

จากกฎของเบย์และความจริงที่ว่าลำดับข้อมูลในอนาคต $\underline{y}_{j > k}$ จะขึ้นอยู่กับสถานะ s เท่านั้นและจะไม่ขึ้นอยู่กับสถานะ s' ข้อมูลปัจจุบัน \underline{y}_k และลำดับข้อมูลในอดีต $\underline{y}_{j < k}$ ดังนั้น จะได้

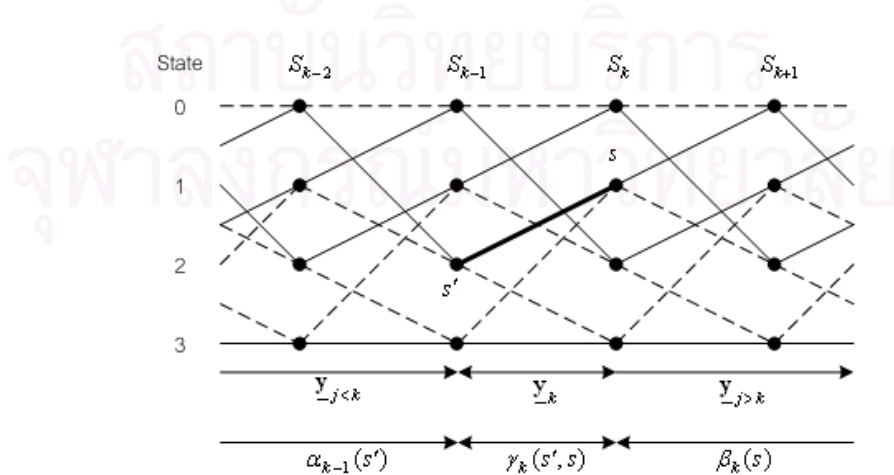
$$\begin{aligned} P(s', s, \underline{y}) &= P(s', s, \underline{y}_{j < k}, \underline{y}_k, \underline{y}_{j > k}) \\ &= P(\underline{y}_{j > k} | s) \cdot P(s', s, \underline{y}_{j < k}, \underline{y}_k) \\ &= P(\underline{y}_{j > k} | s) \cdot P(s, \underline{y}_k | s') \cdot P(s', \underline{y}_k) \\ &= \beta_k(s) \cdot \gamma_k(s', s) \cdot \alpha_{k-1}(s') \end{aligned} \tag{2.31}$$

โดยที่

$$\alpha_{k-1}(s') = P(s', \underline{y}_{j < k}) \tag{2.32}$$

$$\beta_k(s) = P(\underline{y}_{j > k} | s) \tag{2.33}$$

$$\gamma_k(s', s) = P(s, \underline{y}_k | s') \tag{2.34}$$



รูปที่ 2.15 แผนภาพเทรลลิสของรหัสแบบปริเคอร์ซีฟซีเอสเอ็มเอ็มติกคอนไวลูชันในรูปที่ 2.10

จากสมการที่ (2.31) จะเห็นว่าความน่าจะเป็น $P(s', s, \underline{y})$ สามารถแยกเป็นการคูณกันของสามพจน์ คือ $\alpha_{k-1}(s')$ $\gamma_k(s', s)$ และ $\beta_k(s)$ โดยที่ความหมายของความน่าจะเป็นทั้งสามพจน์นี้แสดงดังรูปที่ 2.15 สำหรับเส้นทางที่เกิดจากสถานะ $S_{k-1} = s'$ ไปยังสถานะ $S_k = s$ ซึ่งแทนโดยเส้นหนาในรูป และเมื่อนำสมการที่ (2.31) แทนในสมการที่ (2.29) จะได้

$$\Lambda(u_k) = \log \left(\frac{\sum_{S^+} \alpha_{k-1}(s') \cdot \gamma_k(s', s) \cdot \beta_k(s)}{\sum_{S^-} \alpha_{k-1}(s') \cdot \gamma_k(s', s) \cdot \beta_k(s)} \right) \quad (2.35)$$

ค่า $\alpha_k(s)$ สามารถคำนวณได้ดังนี้ จากสมการที่ (2.32) จะได้

$$\begin{aligned} \alpha_k(s) &= P(s, \underline{y}_{j < k+1}) = P(s, \underline{y}_{j < k}, \underline{y}_k) \\ &= \sum_{S' | S_k = s} P(s', s, \underline{y}_{j < k}, \underline{y}_k) \\ &= \sum_{S' | S_k = s} P(s, \underline{y}_k | s') P(s', \underline{y}_{j < k}) \\ &= \sum_{S' | S_k = s} \alpha_{k-1}(s') \cdot \gamma_k(s', s) \end{aligned} \quad (2.36)$$

โดยที่ $\sum_{S' | S_k = s}$ คือ ผลรวมของสถานะ $S_{k-1} = s'$ ที่เป็นไปได้ทั้งหมดที่สิ้นสุด ณ สถานะ $S_k = s$

เนื่องจากในการเข้ารหัสจะกำหนดให้สถานะเริ่มต้นที่สถานะศูนย์ ดังนั้น จะกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น ดังนี้

$$\alpha_0(s) = \begin{cases} 1 & , \text{ if } s = 0 \\ 0 & , \text{ otherwise} \end{cases} \quad (2.37)$$

การคำนวณค่า $\beta_k(s)$ สามารถพิสูจน์ได้เช่นเดียวกับการคำนวณค่า $\alpha_n(s)$ ดังนั้น จะได้

$$\begin{aligned} \beta_{k-1}(s') &= P(\underline{y}_{j > k-1} | s') \\ &= \sum_{S | S_{k-1} = s'} \beta_k(s) \cdot \gamma_k(s', s) \end{aligned} \quad (2.38)$$

โดยที่ $\sum_{S|S_{k-1}=s'}$ คือ ผลรวมของสถานะ $S_k = s$ ที่เป็นไปได้ทั้งหมดที่เริ่มต้น ณ สถานะ $S_{k-1} = s'$

ถ้าในการเข้ารหัสเทอร์ลลิสทำการสิ้นสุดการเข้ารหัส (Trellis Termination) นั่นคือ ทำให้สถานะสุดท้ายของการเข้ารหัสเป็นสถานะศูนย์ จะกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น ดังนี้

$$\beta_N(s) = \begin{cases} 1 & , \text{ if } s = 0 \\ 0 & , \text{ otherwise} \end{cases} \quad (2.39)$$

เมื่อ N คือจำนวนบิตข้อมูลทั้งหมด และถ้าการเข้ารหัสเทอร์ลลิสไม่ทำการสิ้นสุดการเข้ารหัส จะกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น ดังนี้

$$\beta_N(s) = \alpha_N(s) \quad \text{for all } s \quad (2.40)$$

การคำนวณค่า $\gamma_k(s', s)$ สามารถแสดงได้ ดังนี้

$$\begin{aligned} \gamma_k(s', s) &= P(s, \underline{\mathbf{y}}_k | s') \\ &= P(\underline{\mathbf{y}}_k | s', s) \cdot P(s | s') \\ &= P(\underline{\mathbf{y}}_k | u_k) \cdot P(u_k) \end{aligned} \quad (2.41)$$

โดยที่ u_k จะสอดคล้องกับการเปลี่ยนจากสถานะ $S_{k-1} = s'$ ไปสู่สถานะ $S_k = s$

กำหนดให้ $P(u_k = +1) = P_+$, $P(u_k = -1) = P_-$ โดยที่ $P(u_k = +1) + P(u_k = -1) = 1$ และ

$$\lambda_{\text{priori}}(u_k) = \log \frac{P(u_k = +1)}{P(u_k = -1)} \quad (2.42)$$

เป็นค่าข่าวสารเบื้องต้นแรกของบิตข้อมูล u_k ซึ่งเกิดว่าสามารถเขียน

$$\begin{aligned} P(u_k) &= \left(\frac{\exp[-\lambda_{\text{priori}}(u_k)/2]}{1 + \exp[-\lambda_{\text{priori}}(u_k)]} \right) \cdot \exp[u_n \lambda_{\text{priori}}(u_k)/2] \\ &= A_k \exp[u_k \lambda_{\text{priori}}(u_k)/2] \end{aligned} \quad (2.43)$$

$$\text{เนื่องจาก } P_+ = \left(\frac{\sqrt{P_-/P_+}}{1 + P_-/P_+} \right) \cdot \sqrt{P_+/P_-} \quad \text{และ} \quad P_- = \left(\frac{\sqrt{P_-/P_+}}{1 + P_-/P_+} \right) \cdot \sqrt{P_-/P_+}$$

เมื่อพิจารณาการเข้ารหัสที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ $1/n$ นั่นคือ ในการเข้ารหัสหนึ่งบิตจะได้บิตขาออกทั้งหมด n บิต และกำหนดให้ช่องสัญญาณเป็นแบบไม่จำ (Memoryless) จะสามารถหาค่าความน่าจะเป็น $P(\underline{y}_k | u_k)$ ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} P(\underline{y}_k | u_k) &= P(y_{k1}, y_{k2}, \dots, y_{kn} | x_{k1}, x_{k2}, \dots, x_{kn}) \\ &= P(y_{k1} | x_{k1}) \cdot P(y_{k2} | x_{k2}) \cdots P(y_{kn} | x_{kn}) = \prod_{i=1}^n P(y_{ki} | x_{ki}) \end{aligned} \quad (2.44)$$

โดยที่ $\underline{x}_k = (x_{k1}, x_{k2}, \dots, x_{kn})$ คือ บิตที่ได้จากการเข้ารหัสบิตข้อมูล u_k โดยที่ $x_{k1} = u_k$

$$\begin{aligned} P(\underline{y}_k | u_k) &\propto \exp\left[-\sum_{i=1}^n \frac{(y_{ki} - x_{ki})^2}{2\sigma_n^2}\right] \\ &= \exp\left[-\sum_{i=1}^n \frac{(y_{ki})^2 - (x_{ki})^2}{2\sigma_n^2}\right] \cdot \exp\left[\sum_{i=1}^n \frac{y_{ki}x_{ki}}{\sigma_n^2}\right] \\ &= B_k \exp\left[\sum_{i=1}^n \frac{y_{ki}x_{ki}}{\sigma_n^2}\right] \end{aligned} \quad (2.45)$$

แทนค่าสมการที่ (2.43) และสมการที่ (2.45) ในสมการที่ (2.41) จะได้

$$\gamma_k(s', s) \propto A_k B_k \exp[u_k \lambda_{\text{priori}}(u_k)/2] \exp\left[\sum_{i=1}^n \frac{y_{ki}x_{ki}}{\sigma_n^2}\right] \quad (2.46)$$

เนื่องจาก $\gamma_k(s', s)$ จะปรากฏทั้งเศษและส่วนในสมการที่ (2.35) ดังนั้น ค่าคงที่ $A_k B_k$ (ซึ่งเป็นอิสระกับบิตข้อมูล u_k) จะหักล้างกัน กำหนดให้ L_c คือ ค่าความน่าเชื่อถือของช่องสัญญาณ (Channel Reliability) มีค่าเป็น

$$L_c = \frac{2}{\sigma_n^2} \quad (2.47)$$

จากสมการที่ (2.46) จะได้

$$\gamma_k(s', s) = \exp\left[\frac{1}{2} \lambda_{\text{priori}}(u_k) x_{k1} + \frac{1}{2} L_c y_{k1} x_{k1}\right] \cdot \exp\left[\sum_{i=2}^n \left(\frac{1}{2} L_c y_{ki} x_{ki}\right)\right] \quad (2.48)$$

แทนค่า $\gamma_k(s', s)$ จากสมการที่ (2.48) ในสมการที่ (2.35) จะได้

$$\Lambda(u_k) = \log \left(\frac{\sum_{s^+} \alpha_{k-1}(s') \cdot \exp \left[\frac{1}{2} \lambda_{\text{priori}}(u_k) x_{k1} + \frac{1}{2} L_c y_{k1} x_{k1} \right] \cdot \exp \left[\sum_{i=2}^n \left(\frac{1}{2} L_c y_{ki} x_{ki} \right) \right] \cdot \beta_k(s)}{\sum_{s^-} \alpha_{k-1}(s') \cdot \exp \left[\frac{1}{2} \lambda_{\text{priori}}(u_k) x_{k1} + \frac{1}{2} L_c y_{k1} x_{k1} \right] \cdot \exp \left[\sum_{i=2}^n \left(\frac{1}{2} L_c y_{ki} x_{ki} \right) \right] \cdot \beta_k(s)} \right) \quad (2.49)$$

เนื่องจาก $\lambda_{\text{priori}}(u_k)$ และ $L_c y_{k1}$ เป็นอิสระกับบิตข้อมูล u_k และการเปลี่ยนสถานะ ดังนั้นสามารถแยกทั้งสองพจน์ออกได้ ดังนี้

$$\Lambda(u_k) = \lambda_{\text{priori}}(u_k) + L_c y_{k1} + \lambda_{\text{ext}}(u_k) \quad (2.50)$$

โดยที่

$$\lambda_{\text{ext}}(u_k) = \log \left(\frac{\sum_{s^+} \alpha_{k-1}(s') \cdot \gamma_k^e(s', s) \cdot \beta_k(s)}{\sum_{s^-} \alpha_{k-1}(s') \cdot \gamma_k^e(s', s) \cdot \beta_k(s)} \right) \quad (2.51)$$

เมื่อ

$$\gamma_k^e(s', s) = \exp \left[\sum_{i=2}^n \left(\frac{1}{2} L_c y_{ki} x_{ki} \right) \right] \quad (2.52)$$

จากสมการที่ (2.50) จะพบว่าค่าข่าวสารเบื้องหลัง $\Lambda(u_k)$ จะประกอบด้วยข่าวสารสามชนิดรวมกัน คือ ข่าวสารเบื้องแรก $\lambda_{\text{priori}}(u_k)$ ข่าวสารจากช่องสัญญาณ (Channel Information) $L_c y_{k1}$ และข่าวสารเอกซ์ทรินซิก $\lambda_{\text{ext}}(u_k)$

ค่าข่าวสารเบื้องแรกจะได้รับจากตัวถอดรหัสย่อยตัวอื่นซึ่งจะแสดงถึงความน่าเชื่อถือของบิตข้อมูล u_k ที่ตัวถอดรหัสย่อยตัวนั้นทำการถอดรหัสออกมา ถ้ามีค่ามากแสดงว่าข้อมูลมีความน่าเชื่อถือสูงและจะส่งผลต่อการคำนวณค่าข่าวสารเบื้องหลังให้มีค่าสูงตามไปด้วย สำหรับค่าข่าวสารจากช่องสัญญาณจะแสดงความน่าเชื่อถือของข้อมูล y_{k1} ที่รับมาได้ซึ่งข้อมูล y_{k1} นี้จะเป็นข้อมูลที่ไ้จากการส่งบิตข้อมูล u_k ผ่านช่องสัญญาณ ในกรณีที่ช่องสัญญาณมีค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสูงซึ่งแสดงว่าข้อมูล y_{k1} มีความน่าเชื่อถือสูง ค่า L_c ที่คำนวณจากสมการที่ (2.47) ก็จะมีค่าสูงตามไปด้วย ทำให้ค่าข่าวสารจากช่องสัญญาณมี

อิทธิพลต่อการคำนวณค่าข่าวสารเบื้องหลัง แต่ถ้าช่องสัญญาณไม่ดีก็ทำให้ค่า L_c และค่าข่าวสารจากช่องสัญญาณมีค่าต่ำและจะไม่ส่งผลกระทบต่อกรคำนวณค่าข่าวสารเบื้องหลัง สำหรับค่าข่าวสารเอกซ์ทรินซิกจะถูกส่งไปเป็นค่าข่าวสารเบื้องแรกของตัวถอดรหัสย่อยถัดไป ค่าข่าวสารเอกซ์ทรินซิกนี้จะได้จากการคำนวณโดยใช้ข้อมูลส่วนอื่นที่ไม่เกี่ยวข้องกับข้อมูล y_{k1} และค่าข่าวสารเบื้องแรก ทั้งนี้เพื่อป้องกันการซ้ำซ้อนของข้อมูลจากการวนซ้ำ

สรุปการคำนวณค่าอัตราส่วนความน่าจะเป็นจริงเบื้องหลังแบบลอการิทึมสำหรับตัวถอดรหัสย่อยแต่ละตัวมีขั้นตอน ดังนี้

- 1) คำนวณค่า $\gamma_k(s', s)$ จากสมการที่ (2.48)
- 2) คำนวณค่า $\alpha_k(s)$ และ $\beta_k(s)$ จากสมการที่ (2.36) และ (2.38) ตามลำดับ
- 3) คำนวณค่า $\gamma_k^e(s', s)$ จากสมการที่ (2.52)
- 4) คำนวณค่าข่าวสารเบื้องหลัง $\lambda_{ext}(u_k)$ จากสมการที่ (2.51)
- 5) คำนวณค่าอัตราส่วนความน่าจะเป็นจริงเบื้องหลังแบบลอการิทึม $\Lambda(u_k)$ จากสมการที่ (2.50)

บทที่ 3

เครื่องรับแบบวนซ้ำ

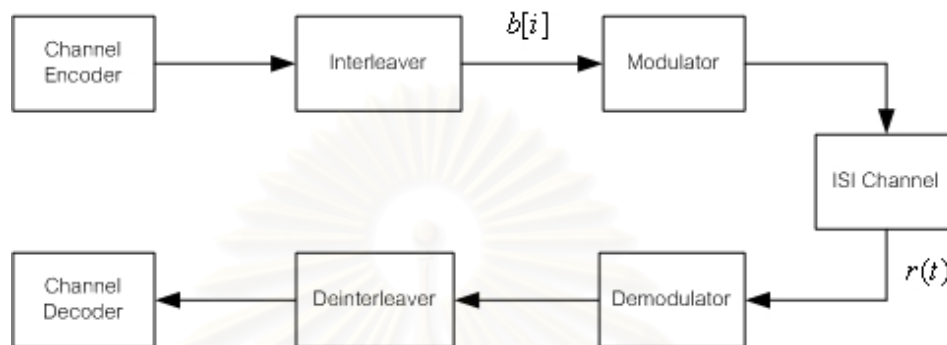
บทนี้จะกล่าวถึงเครื่องรับแบบวนซ้ำที่ได้นำมาใช้ในงานวิจัยนี้ โดยจะแบ่งออกเป็นสามส่วน ส่วนแรกจะอธิบายแนวคิดพื้นฐานของหลักการเทอร์โบซึ่งเป็นกระบวนการทำงานแบบวนซ้ำ ส่วนที่สองจะอธิบายรายละเอียดของการดีเทกต์สำหรับผู้ใช้หลายคนแบบวนซ้ำ โดยเฉพาะการทำงานของดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้หลายคนซึ่งเป็นส่วนที่ทำการปรับปรุงและพัฒนาในงานวิจัยนี้ ส่วนที่สามจะสรุปเกี่ยวกับเครื่องรับที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้

3.1 หลักการเทอร์โบ

จากการค้นพบรหัสเทอร์โบซึ่งให้สมรรถนะที่ดีมากทำให้มีการนำหลักการประมวลผลแบบวนซ้ำหรือเรียกว่าหลักการเทอร์โบไปพัฒนาและประยุกต์ใช้งานประเภทต่าง ๆ มากมาย เช่น การถอดรหัสด้านการเข้ารหัสแบบต่ออนุกรม (Serial Concatenated Decoding) การปรับเท่า (Equalization) การมอดูเลตด้วยรหัส (Coded Modulation) เป็นต้น ในหัวข้อนี้จะอธิบายแนวคิดพื้นฐานของหลักการเทอร์โบโดยจะยกตัวอย่างจากระบบที่ไม่ซับซ้อน

โดยทั่วไประบบสื่อสารจะประกอบด้วยระบบย่อยหลายระบบที่มีหน้าที่ในการประมวลผลสัญญาณแตกต่างกันเชื่อมต่อกันอยู่ ตัวอย่างเช่น ระบบสื่อสารดังแสดงในรูปที่ 3.1 ซึ่งประกอบด้วยการเข้ารหัสช่องสัญญาณและการมอดูเลตสัญญาณ โดยที่ช่องสัญญาณมีการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ เมื่อพิจารณาที่ภาครับ สำหรับเครื่องรับธรรมดา ดีมอดูเลเตอร์จะทำการตัดสินใจที่ถูกต้องที่ส่งมา $b[i]$ โดยใช้การตัดสินใจแบบฮาร์ด (Hard Decision) จากสัญญาณที่ได้รับ $r(t)$ การตัดสินใจแบบฮาร์ดนี้จะทำการตัดสินใจว่าบิตนั้นมีค่าเป็น 0 หรือ 1 จากนั้นก็จะส่งค่านี้ไปให้ตัวถอดรหัสเพื่อถอดรหัสข้อมูลที่ส่งมา ปัญหาของวิธีการนี้ก็คือ จากการตัดสินใจแบบฮาร์ดจะทำให้เกิดการสูญเสียข้อมูลในแต่ละระบบย่อย (ดีมอดูเลเตอร์และตัวถอดรหัส) ทั้งนี้เนื่องจากในขณะที่ระบบย่อยระบุเพียงว่าบิตนั้นมีค่าเป็น 0 หรือ 1 แต่ในความเป็นจริงแล้วระบบย่อยมีข้อมูลเพียงพอที่สามารถประมาณระดับความมั่นใจของการตัดสินใจบิตนั้นหรือความน่าเชื่อถือของการตัดสินใจบิตนั้นเอง วิธีการแก้ไขปัญหานี้ทำได้โดยการส่งข้อมูลความน่าเชื่อถือนี้ไปพร้อมกับการตัดสินใจ เรียกว่า การตัดสินใจแบบซอฟต์ (Soft Decision) โดยที่ขนาดของค่าที่ได้จากการตัดสินใจแบบซอฟต์จะแสดงถึงความน่าเชื่อถือของข้อมูล นั่นคือ ถ้ามีค่ามากก็จะมีความน่าเชื่อถือมาก

โดยทั่วไปแล้ววิธีนี้จะทำเมื่อส่งข้อมูลจากดีมอดูเลเตอร์ไปให้กับตัวถอดรหัสซึ่งจะทำให้ระบบมีสมรรถนะดีขึ้นประมาณ 2 dB เมื่อพิจารณาในช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณรบกวนแบบเกาส์สีขาว [2]



รูปที่ 3.1 ระบบสื่อสารที่มีการเข้ารหัส

แม้ว่าค่าที่ได้จากการตัดสินใจแบบซอฟต์จะถูกส่งต่อระหว่างระบบย่อยภายในภาครับ แต่สมรรถนะโดยรวมจะยังคงดียกกว่าสมรรถนะที่เหมาะสมที่สุด เนื่องจาก ในขณะที่ตัวถอดรหัสสามารถใช้ข้อมูลที่ได้จากดีมอดูเลเตอร์ แต่ดีมอดูเลเตอร์กลับไม่สามารถนำข้อมูลที่ได้จากตัวถอดรหัสมาใช้ประโยชน์ได้ สำหรับสมรรถนะที่เหมาะสมที่สุดนั้นจะได้รับการตีเทกต์ร่วม (Joint Detection) นั่นคือ จะทำการประมวลผลจากทุกระบบย่อยในภาครับพร้อมกัน โดยใช้การตีเทกต์แบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุด (Maximum Likelihood Detection) บนพื้นฐานของข้อมูลจากทุกระบบย่อย อย่างไรก็ตาม ความซับซ้อนของวิธีนี้มีค่าสูงมากซึ่งไม่สามารถนำมาใช้ได้จริง ดังนั้นจึงได้มีการนำเสนอเทคนิคการประมวลผลแบบวนซ้ำหรือหลักการเทอร์โบ โดยเทคนิคนี้จะให้ระบบย่อยที่อยู่ก่อนหน้า (ดีมอดูเลเตอร์) สามารถประมวลผลซ้ำอีกครั้งโดยจะมีการนำข้อมูลที่ได้จากระบบย่อยถัดไป (ตัวถอดรหัส) มาช่วยในการประมวลผล

การใช้เทคนิคประมวลผลแบบวนซ้ำในระบบที่แสดงดังรูปที่ 3.1 นั้น ทั้ง ดีมอดูเลเตอร์และตัวถอดรหัสจะใช้เทคนิคความน่าจะเป็นเบี่ยงหลังสูงสุด (MAP) สำหรับ ดีมอดูเลเตอร์จะทำการคำนวณค่าตัดสินใจแบบซอฟต์ซึ่งจะแสดงถึงความน่าจะเป็นของบิตข้อมูลว่าจะ เป็น 0 หรือ 1 โดยในรอบที่ l ของการวนซ้ำนั้น ข้อมูลที่ ดีมอดูเลเตอร์ใช้ประมวลผลจะประกอบด้วยสัญญาณที่รับได้ $r(t)$ และค่าความน่าจะเป็นเบี่ยงแรกของบิตข้อมูลซึ่งได้จากตัวถอดรหัสที่คำนวณในรอบที่ $l-1$ ของการวนซ้ำ ดีมอดูเลเตอร์จะใช้ข้อมูลนี้คำนวณค่าความน่าจะเป็นเบี่ยงหลังของบิตข้อมูล ดังนี้

$$P^l(b[i] = 1 | r(t)) = \frac{P(r(t) | b[i] = 1)P^{l-1}(b[i] = 1)}{P(r(t))} \quad (3.1)$$

และ

$$P^l(b[i] = 0 | r(t)) = \frac{P(r(t) | b[i] = 0)P^{l-1}(b[i] = 0)}{P(r(t))} \quad (3.2)$$

เมื่อเปลี่ยนค่าความน่าจะเป็นเบื้องหลังในสมการที่ (3.1) และ (3.2) ให้อยู่ในรูปอัตราส่วนความน่าจะเป็นจริงเบื้องหลังแบบลอการิทึม จะได้

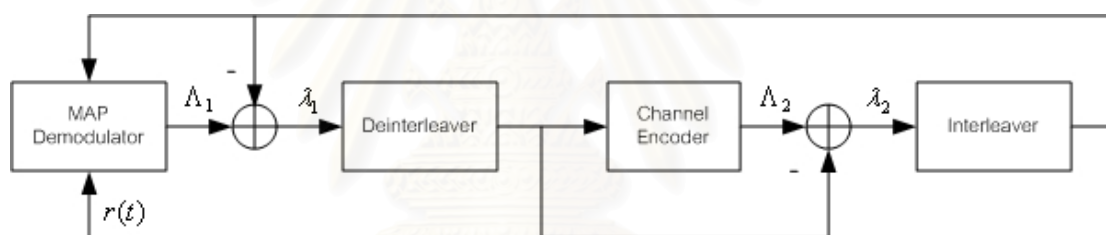
$$\begin{aligned} \Lambda_1^l(b[i]) &= \log \frac{P^l(b[i] = 1 | r(t))}{P^l(b[i] = 0 | r(t))} \\ &= \log \underbrace{\frac{P^l(r(t) | b[i] = 1)}{P^l(r(t) | b[i] = 0)}}_{\lambda_1^l(b[i])} + \log \underbrace{\frac{P^{l-1}(b[i] = 1)}{P^{l-1}(b[i] = 0)}}_{\lambda_2^{l-1}(b[i])} \end{aligned} \quad (3.3)$$

จากสมการที่ (3.3) พบว่าค่าอัตราส่วนความน่าจะเป็นจริงเบื้องหลังแบบลอการิทึมนี้จะเป็นผลรวมของสองพจน์ พจน์แรก $\lambda_1^l(b[i])$ คือ ข่าวดสารเอกซ์ทรีนซิกซึ่งเป็นข่าวดสารของบิตข้อมูล $b[i]$ ที่ได้จากการคำนวณโดยตีมอดูเลเตอร์โดยใช้ข้อมูลจากสัญญาณที่รับได้ $r(t)$ และค่าความน่าจะเป็นเบื้องแรกของบิตข้อมูลอื่นที่ไม่ใช่บิตข้อมูล $b[i]$ ในขณะที่พจน์ที่สอง $\lambda_2^{l-1}(b[i])$ คือ ข่าวดสารเบื้องแรกที่ได้รับมาจากตัวถอดรหัสซึ่งจะประกอบด้วยค่าความน่าจะเป็นเบื้องแรกของบิตข้อมูล $b[i]$ สำหรับในรอบแรกของการวนซ้ำจะกำหนดให้ข่าวดสารเบื้องแรกนี้มีค่าเท่ากับศูนย์ และค่าข่าวดสารเอกซ์ทรีนซิกที่ได้จากตีมอดูเลเตอร์นี้จะถูกส่งไปให้กับตัวถอดรหัสเพื่อเป็นค่าข่าวดสารเบื้องแรก

จากค่าข่าวดสารเบื้องแรกที่ได้รับจากตีมอดูเลเตอร์และโครงสร้างของรหัส ตัวถอดรหัสจะคำนวณค่าอัตราส่วนความน่าจะเป็นจริงเบื้องหลังแบบลอการิทึมของแต่ละบิตข้อมูลดังนี้

$$\begin{aligned} \Lambda_2^l(b[i]) &= \log \frac{P^l(b[i] = 1 | \{\lambda_1^l(b[i]); \text{code structure}\})}{P^l(b[i] = 1 | \{\lambda_1^l(b[i]); \text{code structure}\})} \\ &= \lambda_2^l(b[i]) + \lambda_1^l(b[i]) \end{aligned} \quad (3.4)$$

ค่าที่ได้นี้จะประกอบด้วยสองส่วนเช่นกัน คือ ข่าวสารเอกซ์ทรีนซิก $\lambda'_2(b[i])$ ที่คำนวณได้จากตัวถอดรหัสและข่าวสารเบื้องต้น $\lambda'_1(b[i])$ ที่ได้รับมาจากดีมอดูเลเตอร์ ค่าข่าวสารเอกซ์ทรีนซิกนี้จะถูกส่งกลับไปให้กับดีมอดูเลเตอร์เพื่อเป็นค่าข่าวสารเบื้องต้นของการวนซ้ำในรอบถัดไป เงื่อนไขสำหรับการคำนวณค่าในสมการที่ (3.3) และ (3.4) คือ ค่าอินพุตที่เข้าสู่ดีมอดูเลเตอร์หรือตัวถอดรหัสจะต้องเป็นอิสระต่อกัน แต่เนื่องจากตัวเข้ารหัสและช่องสัญญาณมีความจำทำให้ข้อมูลไม่เป็นอิสระต่อกัน ดังนั้น จึงต้องใช้ตัววางสลับซึ่งจะทำหน้าที่สลับลำดับบิตแทรกระหว่างดีมอดูเลเตอร์กับตัวถอดรหัส โดยเครื่องรับนี้แสดงดังรูปที่ 3.2 หลักการเทอร์โบจากตัวอย่างนี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับช่องสัญญาณที่มีการเข้าถึงหลายทางและมีการเข้ารหัสได้ในลักษณะเดียวกันซึ่งจะเรียกกระบวนการนี้ว่า การตีเทกต์สำหรับผู้ใช้หลายคนแบบวนซ้ำ (Iterative Multiuser Detection)



รูปที่ 3.2 เครื่องรับที่ใช้หลักการเทอร์โบ

3.2 การตีเทกต์สำหรับผู้ใช้หลายคนแบบวนซ้ำ

โครงสร้างของการตีเทกต์สำหรับผู้ใช้หลายคนแบบวนซ้ำแสดงดังรูปที่ 3.3 โดยจะแบ่งออกเป็นสองส่วนหลัก ๆ คือ

- ดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้หลายคนแบบซอฟต์แวร์อินพุตซอฟต์แวร์เอาต์พุต
- ชุดของตัวถอดรหัสช่องสัญญาณแบบผู้ใช้คนเดียว

การทำงานของ การตีเทกต์สำหรับผู้ใช้หลายคนแบบวนซ้ำจะใช้หลักการเทอร์โบดังที่ได้อธิบายในหัวข้อก่อนหน้านี้ โดยจะเริ่มต้นจากการนำสัญญาณหรือข้อมูลที่ได้จากกระบวนการแปลงฟูรีเยร์แบบดิสครีตมาส่งผ่านดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้หลายคนแบบซอฟต์แวร์อินพุตซอฟต์แวร์เอาต์พุต จากนั้นดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้หลายคนนี้จะทำการคำนวณค่าอัตราส่วน

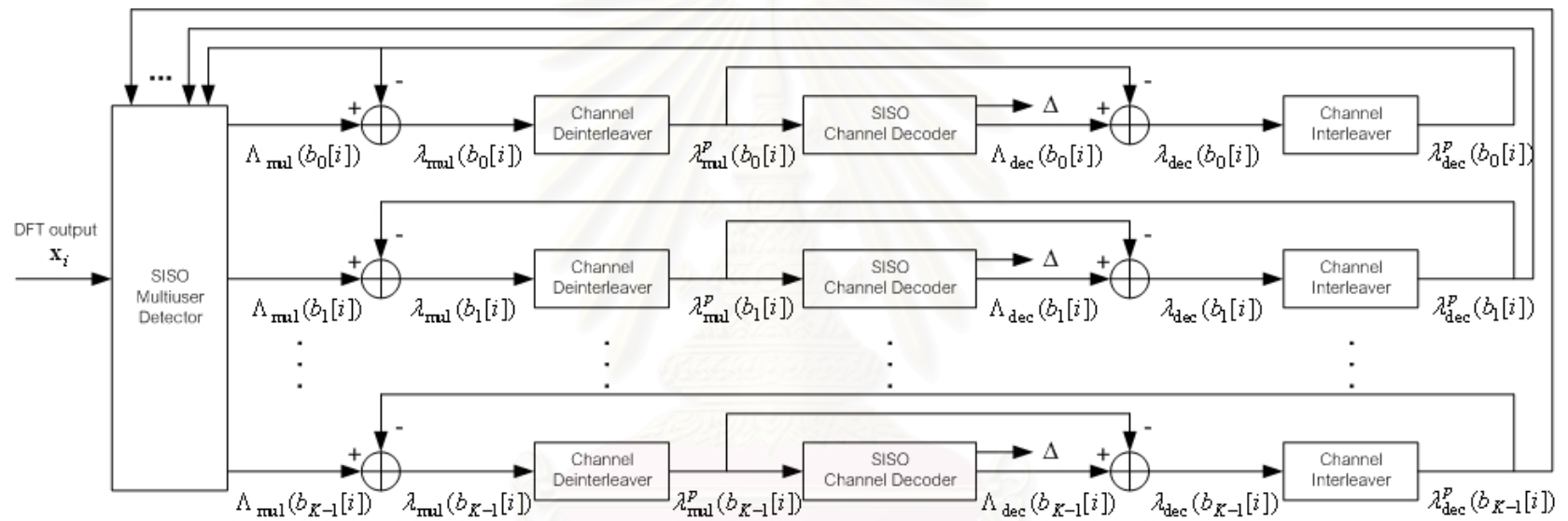
ความน่าเป็นจริงเบื้องหลังแบบลอการิทึมของแต่ละบิตข้อมูล แทนด้วย $\Lambda_{\text{mul}}(b_k[i])$ ซึ่งค่านี้จะประกอบด้วยสองส่วน คือ ข่าวสารเอกซ์ทรีนซิก $\lambda_{\text{mul}}(b_k[i])$ และข่าวสารเบื้องแรก $\lambda_{\text{dec}}^p(b_k[i])$ ค่าข่าวสารเอกซ์ทรีนซิกจะถูกส่งไปให้กับตัวถอดรหัสเพื่อใช้เป็นข่าวสารเบื้องแรก หลังจากถอดรหัสแล้วตัวถอดรหัสจะส่งค่าข่าวสารเอกซ์ทรีนซิก $\lambda_{\text{dec}}(b_k[i])$ ที่คำนวณได้กลับไปยังดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้หลายคนอีกครั้ง และใช้เป็นข่าวสารเบื้องแรกสำหรับประมวลผลต่อไป

การทำงานจะเป็นกระบวนการวนซ้ำเช่นนี้จนกระทั่งครบตามจำนวนรอบการทำงานที่กำหนด จากนั้นจะนำค่าอัตราส่วนความน่าเป็นจริงเบื้องหลังแบบลอการิทึมจากตัวถอดรหัสที่คำนวณได้ในรอบสุดท้ายมาทำการตัดสินใจถอดแบบฮาร์ดต่อไป

3.2.1 ดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้หลายคนแบบซอฟต์แวร์อินพุตซอฟต์แวร์เอาต์พุต

ดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้หลายคนแบบซอฟต์แวร์อินพุตซอฟต์แวร์เอาต์พุตเป็นส่วนที่สำคัญของเครื่องรับที่ใช้การดีเทกต์สำหรับผู้ใช้หลายคนแบบวนซ้ำ โดยดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้หลายคนนี้จะนำค่าข่าวสารเบื้องแรก $\lambda_{\text{dec}}^p(b_k[i])$ ที่ส่งมาจากตัวถอดรหัสของสัญญาณของผู้ใช้ทุกคนจากการวนซ้ำในรอบก่อนหน้า และสัญญาณ \mathbf{x}_i จากกระบวนการแปลงฟูรีเยร์แบบดิสครีตมาใช้ในการคำนวณค่าข่าวสารเอกซ์ทรีนซิก $\lambda_{\text{mul}}(b_k[i])$ เพื่อส่งไปยังตัวถอดรหัสของสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนต่อไป

วิธีการคำนวณค่าข่าวสารเอกซ์ทรีนซิกที่เหมาะสมที่สุดจะใช้หลักการของการประมาณแบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุด [24], [27] แต่เนื่องจากการคำนวณด้วยวิธีนี้มีความซับซ้อนสูงมากโดยมีค่าเพิ่มขึ้นแปรผันตามจำนวนผู้ใช้แบบเอกซ์โพเนนเชียล จึงได้มีการเสนอวิธีการที่จะลดความซับซ้อนลง โดยวิธีที่จะนำมาพิจารณาในงานวิจัยนี้ คือ การหักล้างสัญญาณแทรกสอดชนิดซอฟต์แวร์ [27] ซึ่งจะใช้หลักการของการหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน



รูปที่ 3.3 แบบจำลองของการดีเทกต์สำหรับผู้ใช้หลายคนแบบวนซ้ำเครื่องรับที่ใช้หลักการเทอร์โบ

สส บัณฑิตวิทยาลัย
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

3.2.1.1 การประมาณแบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุด

หลักการของการคำนวณค่าข่าวสารเอกซ์ทรีนซิกโดยใช้การประมาณแบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุด คือ จะพิจารณาชุดของข้อมูลที่เป็นไปได้ทั้งหมด และถือว่าชุดของข้อมูลที่ทำให้ได้สัญญาณเหมือนกับสัญญาณที่รับได้มากที่สุดเป็นข้อมูลที่ใช้ส่งมา ในที่นี้กำหนดให้บิตข้อมูล $b_k[i]$ ซึ่งเป็นบิตข้อมูลลำดับที่ i ของผู้ใช้คนที่ k มีค่าเป็น +1 หรือ -1 จะได้

$$\lambda_{\text{mul}}(b_k[i]) = \log \frac{P(r(t) | b_k[i] = +1)}{P(r(t) | b_k[i] = -1)} \quad (3.5)$$

โดยค่าความน่าจะเป็นในสมการที่ (3.5) จะขึ้นอยู่กับสัญญาณ \mathbf{x}_i ในสมการที่ (2.12) และค่าข่าวสารเบื้องต้น $\lambda_{\text{dec}}^p(b_k[i])$ กำหนดให้ลำดับบิตข้อมูลที่เป็นไปได้ทั้งหมดที่ถูกส่งมาโดยผู้ใช้ทุกคน ยกเว้น ผู้ใช้คนที่ k ซึ่งเป็นผู้ใช้ที่ถูกพิจารณา แทนด้วย $\mathbf{\alpha}_n[i]$ ดังนี้

$$\mathbf{\alpha}_n[i] = \{b_0[i], b_1[i], \dots, b_{k-1}[i], b_{k+1}[i], \dots, b_{K-1}[i]\} \quad (3.6)$$

โดยจะมีลำดับบิตที่เป็นไปได้ทั้งหมดเท่ากับ 2^{K-1} และจากสมการที่ (3.5) เมื่อใช้การประมาณแบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุด จะได้ [24]

$$\lambda_{\text{mul}}(b_k[i]) = \log \frac{\sum_{n=1}^{2^{K-1}} P(\mathbf{x}_i | b_k[i] = +1, \mathbf{\alpha}_n) P(\mathbf{\alpha}_n)}{\sum_{n=1}^{2^{K-1}} P(\mathbf{x}_i | b_k[i] = -1, \mathbf{\alpha}_n) P(\mathbf{\alpha}_n)} \quad (3.7)$$

ค่าความน่าจะเป็นในสมการที่ (3.7) มีค่าดังนี้

$$P(\mathbf{x}_i | \mathbf{b}_i) = C \exp\{-\|\mathbf{x}_i - \mathbf{A}_i \mathbf{b}_i\|^2 / (2\sigma_n^2)\} \quad (3.8)$$

$$P(\mathbf{\alpha}_n) = \prod_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{K-1} P(b_j[i] = b_j) \quad (3.9)$$

โดยที่ \mathbf{b}_i และ \mathbf{A}_i กำหนดดังสมการที่ (2.13) และ (2.15) ตามลำดับ และ C เป็นค่าคงที่ซึ่งจะถูกหักล้างเมื่อนำไปแทนค่าในสมการที่ (3.7)

ค่าความน่าจะเป็นในสมการที่ (3.9) สามารถคำนวณได้จากค่าข่าวสารเบื้องต้นแรก $\lambda_{\text{dec}}^p(b_k[i])$ ดังนี้

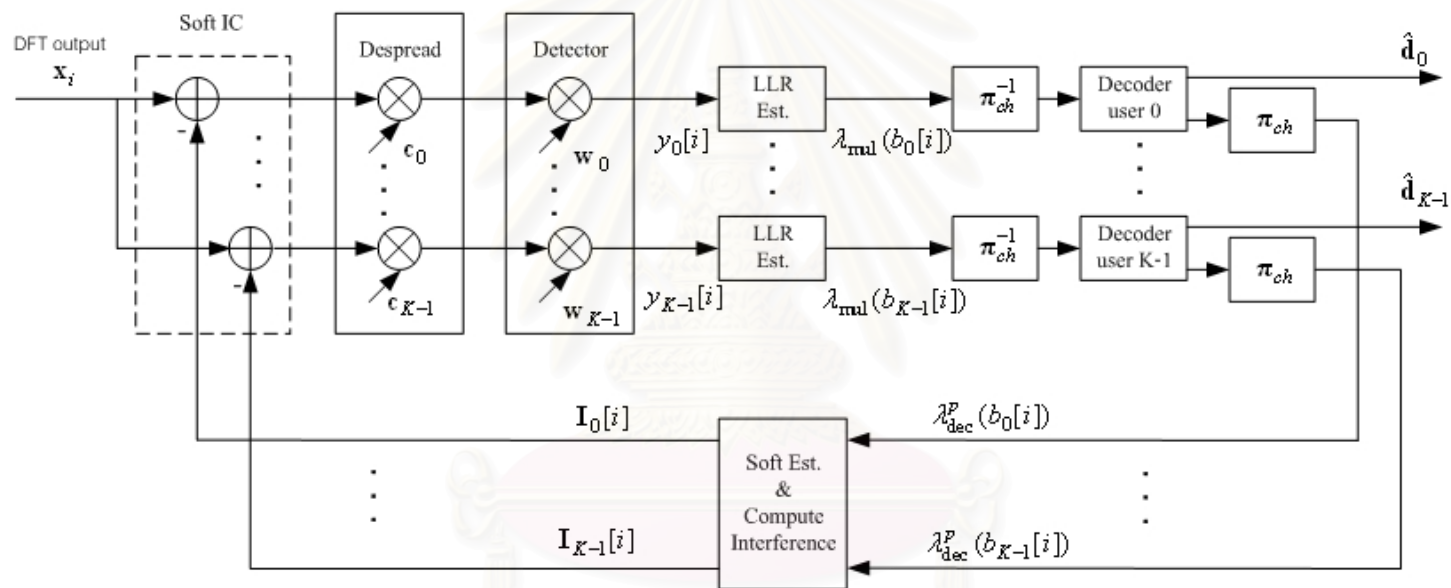
$$\begin{aligned} P(b_j[i] = b_j) &= \frac{\exp[b_j \lambda_{\text{dec}}^p(b_j[i])]}{1 + \exp[b_j \lambda_{\text{dec}}^p(b_j[i])]} \\ &= \frac{1}{2} \left[1 + b_j \tanh\left(\frac{1}{2} \lambda_{\text{dec}}^p(b_j[i])\right) \right] \end{aligned} \quad (3.10)$$

3.2.1.2 การหักล้างสัญญาณแทรกสอดชนิดซอฟต์แวร์

เนื่องจากการคำนวณค่าข่าวสารเอกซ์ทรีนซิกโดยใช้การประมาณแบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุดซึ่งเป็นเทคนิคที่เหมาะสมที่สุดมีความซับซ้อนสูง ดังนั้น ในงานวิจัยนี้จึงพิจารณาเทคนิคที่ลดความซับซ้อนลง นั่นคือ การหักล้างสัญญาณแทรกสอดชนิดซอฟต์แวร์ [27] ซึ่งจะนำหลักการของการหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานมาประยุกต์ แนวคิดของเทคนิคนี้ คือ ทำการประมาณค่าข่าวสารเอกซ์ทรีนซิกจากข้อมูลที่เสมือนเป็นข้อมูลจากผู้ใช้คนเดียว ซึ่งข้อมูลนี้จะได้จากการหักล้างสัญญาณแทรกสอด นอกจากนี้ ค่าข่าวสารเอกซ์ทรีนซิกที่ได้จากการประมาณนี้ จะมีความน่าเชื่อถือมากขึ้นจากกระบวนการวนซ้ำ จะเห็นว่าเทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดชนิดซอฟต์แวร์นี้ จะมีความซับซ้อนน้อยกว่าเทคนิคที่เหมาะสมที่สุด โดยมีแบบจำลองแสดงดังรูปที่ 3.4

การทำงานของวิธีการหักล้างสัญญาณแทรกสอดชนิดซอฟต์แวร์เริ่มจากนำค่าข่าวสารเบื้องต้นแรก $\lambda_{\text{dec}}^p(b_k[i])$ ที่ส่งมาจากตัวถอดรหัสของสัญญาณของผู้ใช้ทุกคนไปประมาณค่าบิตข้อมูลโดยใช้การประมาณค่าแบบซอฟต์แวร์ (soft estimation) ดังนี้ [20]

$$\begin{aligned} \tilde{b}_k[i] &= \sum_{b_k \in \{+1, -1\}} b_k P[b_k[i] = b_k] \\ &= \sum_{b_k \in \{+1, -1\}} \frac{b_k}{2} \left[1 + b_k \tanh\left(\frac{1}{2} \lambda_{\text{dec}}^p(b_k[i])\right) \right] \\ &= \tanh\left(\frac{1}{2} \lambda_{\text{dec}}^p(b_k[i])\right) \end{aligned} \quad (3.11)$$



รูปที่ 3.4 แบบจำลองของการหักล้างสัญญาณแทรกสอดชนิดซอฟต์

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บิตข้อมูลที่ประมาณได้นี้จะถูกนำไปประมาณค่าสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้แต่ละคน โดยค่าสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้คนที่ j ในคลื่นพาห้อย่อยที่ m สามารถประมาณได้ดังนี้

$$I_{j,i}[m] = \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq j}}^{K-1} \tilde{z}_k[m] c_k[m] \tilde{b}_k[i] \quad (3.12)$$

และ

$$\mathbf{I}_j[i] = [I_{j,i}[0] \quad I_{j,i}[1] \quad \cdots \quad I_{j,i}[M-1]]^T \quad (3.13)$$

โดยที่

$\mathbf{I}_j[i]$ คือ สัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้คนที่ j

$\tilde{z}_k[m]$ คือ ค่าแอมพลิจูดเชิงซ้อนของการลดทอนสำหรับคลื่นพาห้อย่อยที่ m ของผู้ใช้คนที่ k ที่ประมาณได้ที่ภาครับ

$c_k[m]$ คือ ค่าของรหัสแฉในชิปที่ m ของผู้ใช้คนที่ k

จากนั้นจะนำสัญญาณแทรกสอดที่ประมาณได้นี้ไปหักล้างออกจากสัญญาณที่ได้จากกระบวนการแปลงฟูริเยร์แบบดิสครีต \mathbf{x} ; สัญญาณที่ได้นี้จะนำไปคูณกับรหัสแฉของผู้ใช้แต่ละคนอีกครั้งเพื่อแยกข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนออกมา ข้อมูลที่ได้จะนำไปผ่านดีเทกเตอร์ซึ่งจะทำการปรับปรุงข้อมูลให้มีความน่าเชื่อถือมากขึ้น จะได้

$$y_k[i] = \sum_{m=0}^{M-1} w_k[m] c_k[m] (x_i[m] - I_{k,i}[m]) \quad (3.14)$$

โดยที่

$w_k[m]$ คือ ค่าอัตราขยาย (Gain) ของดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้คนที่ k และคลื่นพาห้อย่อยที่ m

$x_i[m]$ คือ สัญญาณของบิตข้อมูลลำดับที่ i สำหรับคลื่นพาห้อย่อยที่ m ที่ได้จากกระบวนการแปลงฟูริเยร์แบบดิสครีต

สำหรับงานวิจัยนี้จะพิจารณาดีเทกเตอร์สามชนิด คือ แมตซ์ฟิลเตอร์ ดีเทกเตอร์ชนิดที่ทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้คนเดียว และดีเทกเตอร์ชนิดที่ทำให้ค่า

ความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้นหลายคน โดยค่าอัตราขยายของแมตริกซ์ฟิลเตอร์ สำหรับผู้ใช้คนที่ k และคลื่นพาห่อย่อยที่ m มีค่าดังนี้

$$w_k[m] = \tilde{z}_k[m]^* \quad (3.15)$$

อัตราขยายของดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้นคนเดียว สำหรับผู้ใช้คนที่ k และคลื่นพาห่อย่อยที่ m มีค่าดังนี้

$$w_k[m] = \frac{\tilde{z}_k[m]^*}{\sum_{k=0}^{K-1} |\tilde{z}_k[m]|^2 + \sigma_n^2} \quad (3.16)$$

และอัตราขยายของดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้นหลายคน สำหรับผู้ใช้คนที่ k มีค่าดังนี้

$$\mathbf{w}_k = (\mathbf{S}\mathbf{S}^H + \sigma_n^2\mathbf{I})^{-1}\mathbf{s}_k^* \quad (3.17)$$

เมื่อ

$$\mathbf{s}_k = [\tilde{z}_k[0] \quad \tilde{z}_k[1] \quad \cdots \quad \tilde{z}_k[M-1]]^T \quad (3.18)$$

$$\mathbf{S} = [\mathbf{s}_0 \quad \mathbf{s}_1 \quad \cdots \quad \mathbf{s}_{K-1}] \quad (3.19)$$

และ

$$\mathbf{w}_k = [w_k[0] \quad w_k[1] \quad \cdots \quad w_k[M-1]]^T \quad (3.20)$$

จากนั้นจะนำข้อมูลที่ได้จากดีเทกเตอร์ $y_k[i]$ ไปทำการประมาณค่าข่าวสาร เอกซ์ทรินซิก $\lambda_{\text{mul}}(b_k[i])$ ต่อไป

จากสมการที่ (3.14) สามารถจัดรูปใหม่ ดังนี้

$$y_k[i] = \frac{b_k[i]}{M} \sum_{m=0}^{M-1} w_k[m] z_k[m] + \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} (b_k[i] - \tilde{b}_j[i]) w_k[m] z_k[m] c_k[m] c_j[m] \\ + \sum_{l=0}^{L-1} c_k[m] w_k[m] \tilde{n}_i[m] \quad (3.21)$$

พจน์แรกของสมการที่ (3.21) จะเป็นส่วนของสัญญาณข้อมูลที่ต้องการซึ่งสามารถเขียนได้เป็น $h_{eff} b_k[i]$ โดยที่ h_{eff} คือ ค่าอัตราขยายเฟดดิ้งประสิทธิผล (effective fading gain) [27] พจน์ที่สองจะเป็นส่วนของสัญญาณแทรกสอดเนื่องจากการเข้าถึงหลายทาง ส่วนพจน์สุดท้ายจะเป็นส่วนของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์ ถ้ารหัสแมที่ไ้ใช้มีความยาวมากพอ ส่วนของสัญญาณแทรกสอดเนื่องจากการเข้าถึงหลายทางสามารถพิจารณาเป็นสัญญาณรบกวนแบบเกาส์ที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์และมีค่าความแปรปรวนเป็น σ_{MAI}^2 ในขณะที่ส่วนของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์จะมีค่าความแปรปรวนเป็น σ_{noise}^2

ค่าข่าวสารเอกซ์ทรินซิก $\lambda_{mul}(b_k[i])$ สำหรับผู้ไ้คนที่ k สามารถประมาณได้ดังนี้ [27]

$$\lambda_{mul}(b_k[i]) = \frac{2h_{eff}}{\sigma_{MAI}^2 + \sigma_{noise}^2} y_k[i] \quad (3.22)$$

โดยที่

$$h_{eff} = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} w_k[m] z_k[m] \quad (3.23)$$

$$\sigma_{MAI}^2 = \frac{1}{M} \left[\frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} |w_k[m]|^2 \cdot \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{K-1} \left(\frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} |\tilde{z}_k[m]|^2 \right) - \frac{1}{K-1} \left(\frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} |w_k[m]|^2 \cdot \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{K-1} \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} |\tilde{z}_k[m]|^2 \right) \right] \quad (3.24)$$

$$\sigma_{noise}^2 = \frac{\sigma_n^2}{M} \sum_{m=0}^{M-1} |w_k[m]|^2 \quad (3.25)$$

3.2.2 ชุดของตัวถอดรหัสช่องสัญญาณแบบผู้ไ้คนเดียว

เนื่องจากในงานวิจัยนี้ใช้รหัสเทอร์โบเป็นรหัสช่องสัญญาณ ดังนั้น ตัวถอดรหัสช่องสัญญาณที่ไ้ก็คือตัวถอดรหัสเทอร์โบ ซึ่งได้แสดงรายละเอียดขั้นตอนการถอดรหัสไว้ในหัวข้อ 2.2.2 แล้ว การทำงานจะเริ่มต้นจากผู้ไ้แต่ละคนจะนำข้อมูลที่ได้จากดีเทกเตอร์สำหรับผู้ไ้หลายคนมาทำการถอดรหัส จากนั้นตัวถอดรหัสจะส่งค่าข่าวสารเอกซ์ทรินซิกที่คำนวณได้กลับไปให้กับดีเทกเตอร์สำหรับผู้ไ้หลายคนเพื่อไ้เป็นข่าวสารเบื้องต้นแรกต่อไป สังเกตว่าค่าข่าวสารเอกซ์ทรินซิก

ที่ส่งไปนี่จะเป็นข่าวสารของทุกบิตข้อมูลที่ถูกส่งมา หรือทุกบิตที่ได้จากการเข้ารหัส แต่ในตัวถอดรหัสเทอร์โบจะคำนวณค่าข่าวสารเอกซ์ทรีนซิกเฉพาะบิตซิสเต็มเมติกเท่านั้น สำหรับการคำนวณค่าข่าวสารเอกซ์ทรีนซิกของบิตพาริตีสามารถใช้อัลกอริทึมความน่าจะเป็นเบื้องหลังสูงสุดในลักษณะเดียวกับการคำนวณค่าข่าวสารเอกซ์ทรีนซิกของบิตซิสเต็มเมติก โดยค่าข่าวสารเอกซ์ทรีนซิกของบิตพาริตีมีค่าดังนี้

$$\lambda_{ext}(x_{kj}) = \log \left(\frac{\sum_{\mathbf{A}^+} \alpha_{k-1}(s') \cdot \gamma_k^e(s', s) \cdot \beta_k(s)}{\sum_{\mathbf{A}^-} \alpha_{k-1}(s') \cdot \gamma_k^e(s', s) \cdot \beta_k(s)} \right) \quad (3.26)$$

เมื่อ

$$\gamma_k^e(s', s) = \exp \left[\frac{1}{2} \lambda_{priori}(u_k) x_{k1} + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^n \left(\frac{1}{2} L_c y_{ki} x_{ki} \right) \right] \quad (3.27)$$

โดยที่

$\mathbf{x}_k = (x_{k1}, x_{k2}, \dots, x_{kn})$ คือ บิตที่ได้จากการเข้ารหัสบิตข้อมูล u_k โดยที่ $x_{k1} = u_k$

\mathbf{A}^+ คือ เซตของ (s', s) ซึ่งสอดคล้องกับทุกเส้นทางจากสถานะก่อนหน้าไปยังสถานะปัจจุบันที่ทำให้ $x_{kj} = +1$

\mathbf{A}^- คือ เซตของ (s', s) ซึ่งสอดคล้องกับทุกเส้นทางจากสถานะก่อนหน้าไปยังสถานะปัจจุบันที่ทำให้ $x_{kj} = -1$

สรุปการคำนวณข่าวสารเอกซ์ทรีนซิกของบิตพาริตีมีขั้นตอน ดังนี้

- 1) คำนวณค่า $\gamma_k(s', s)$ จากสมการที่ (2.50)
- 2) คำนวณค่า $\alpha_k(s)$ และ $\beta_k(s)$ จากสมการที่ (2.38) และ (2.40) ตามลำดับ
- 3) คำนวณค่า $\gamma_k^e(s', s)$ จากสมการที่ (3.27)
- 4) คำนวณค่าข่าวสารเบื้องหลัง $\lambda_{ext}(x_{kj})$ จากสมการที่ (3.26)

3.3 เครื่องรับที่นำเสนอ

สำหรับวิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอเครื่องรับที่ใช้การดีเทคต์สำหรับผู้ใช้หลายคนแบบวนซ้ำโดยใช้การหักล้างสัญญาณแทรกสอดชนิดซอฟต์แวร์เป็นดีเทคเตอร์สำหรับผู้ใช้หลายคนซึ่งได้อธิบายหลักการทำงานไว้ในหัวข้อ 3.2.1.2

เครื่องรับที่ใช้การหักล้างสัญญาณแทรกสอดชนิดซอฟต์แวร์ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้จะพิจารณาในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น โดยในรอบแรกของการวนซ้ำจะใช้ดีเทคเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้หลายคนเป็นดีเทคเตอร์ในการปรับปรุงข้อมูล ในขณะที่รอบถัดไปจะใช้แมตซ์ฟิลเตอร์ซึ่งมีความซับซ้อนต่ำกว่าแทน ทั้งนี้เนื่องจากในรอบแรกของการวนซ้ำยังไม่มีหักล้างสัญญาณแทรกสอดทำให้สัญญาณที่จะนำไปประมวลผลนั้นประกอบด้วยสัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทาง (MAI) ดังนั้น จึงต้องใช้ดีเทคเตอร์ชนิดที่ทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้หลายคน เพื่อให้ได้ข้อมูลที่มีความถูกต้องมากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ เนื่องจากได้กล่าวไปแล้วว่าสมรรถนะของเครื่องรับชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดนั้นจะขึ้นอยู่กับความถูกต้องในการประมาณสัญญาณของผู้ใช้รายอื่นที่จะนำมาหักล้าง ขณะที่ในรอบถัดไปซึ่งมีการหักล้างสัญญาณแทรกสอดแล้วทำให้สามารถพิจารณาได้ว่าสัญญาณที่ได้ประกอบด้วยสัญญาณจากผู้ใช้งานเพียงคนเดียว ดังนั้น จึงสามารถใช้แมตซ์ฟิลเตอร์แทนได้ เครื่องรับที่นำเสนอจะต่างจากเครื่องรับในงานวิจัย [27] เนื่องจากเครื่องรับในงานวิจัย [27] นั้นจะใช้ดีเทคเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้คนเดียวในรอบแรกของการวนซ้ำ แต่ดีเทคเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้คนเดียวนี้ไม่เหมาะที่จะใช้ในระบบเชื่อมโยงขาขึ้น เนื่องจากสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนถูกลดทอนในอัตราส่วนที่แตกต่างกัน การปรับปรุงสัญญาณโดยพิจารณาข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนแยกกัน จึงไม่สามารถทำให้สมบัติความตั้งฉากของรหัสแผ่ที่สูญเสียไปกลับคืนมาได้ ดังนั้น วิทยานิพนธ์นี้จะเสนอให้ใช้ดีเทคเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้หลายคนแทน

เพื่อลดความซับซ้อนของเครื่องรับที่นำเสนอซึ่งใช้ดีเทคเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้หลายคนในรอบแรกของการวนซ้ำ วิทยานิพนธ์นี้จะปรับปรุงสมรรถนะของเครื่องรับที่ใช้การหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบวนซ้ำชนิดซอฟต์แวร์และใช้แมตซ์ฟิลเตอร์ในรอบแรกของการวนซ้ำ (แมตซ์ฟิลเตอร์มีความซับซ้อนต่ำกว่าดีเทคเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้หลายคน) โดยจะนำเทคนิคการหักล้างสัญญาณ

แทรกสอดบางส่วนมาใช้ นั่นคือ ในรอบแรก ๆ จะใช้ข้อมูลในการหักล้างสัญญาณแทรกสอดเพียงบางส่วน เนื่องจากข้อมูลในรอบแรก ๆ ของการวนซ้ำมีความน่าเชื่อถือต่ำ เพราะ ยังได้รับผลจากสัญญาณแทรกสอดที่ยังถูกหักล้างไม่สมบูรณ์ ขณะที่ในรอบต่อ ๆ มาซึ่งข้อมูลมีความน่าเชื่อถือมากขึ้นก็จะใช้ข้อมูลในสัดส่วนที่มากขึ้น

ในวิทยานิพนธ์นี้จะเสนอเทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วนสองแบบ ดังนี้

แบบที่ 1 เทคนิคนี้จะทำการถ่วงน้ำหนัก (Weight) ค่าสัญญาณแทรกสอดที่ประมาณได้ $I_k[i]$ ก่อนที่จะนำไปหักล้างออกจากสัญญาณที่ได้จากการวนการแปลงฟูริเยร์แบบดิสครีต แบบจำลองของเทคนิคนี้แสดงดังรูปที่ 3.5 จากสมการที่ (3.14) จะได้

$$y_k[i] = \sum_{m=0}^{M-1} w_k[m] c_k[m] (x_i[m] - p_n I_{k,i}[m]) \quad (3.28)$$

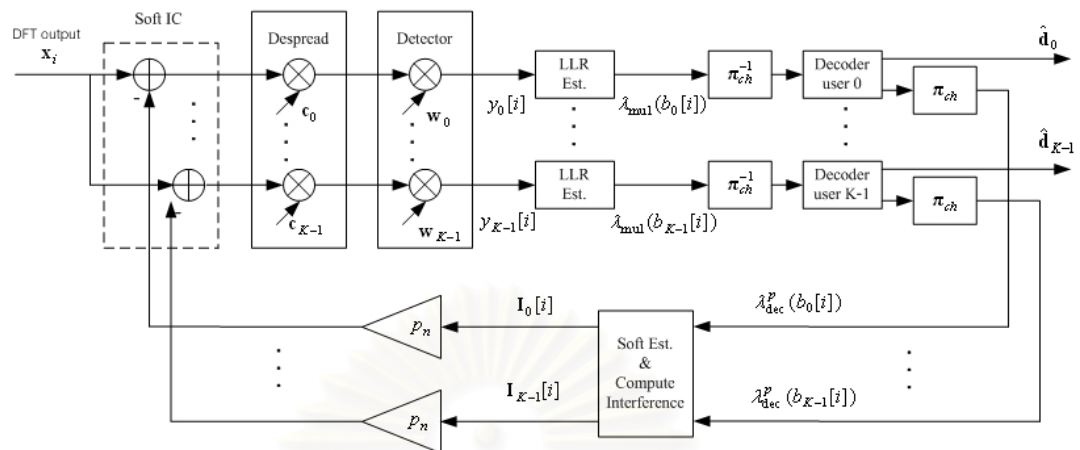
โดยที่ p_n คือ ค่าถ่วงน้ำหนักในรอบที่ n ของการวนซ้ำ ซึ่งมีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1

แบบที่ 2 เทคนิคนี้จะใช้หลักการจากงานวิจัย [11] โดยจะนำค่าข่าวสารเอกซ์ทรีนซิกที่ประมาณจากการวนซ้ำในรอบก่อนหน้ามาพิจารณาด้วย และจะถ่วงน้ำหนักพร้อมกับข้อมูลที่ได้หลังจากมีการหักล้างสัญญาณแทรกสอด ดังนี้

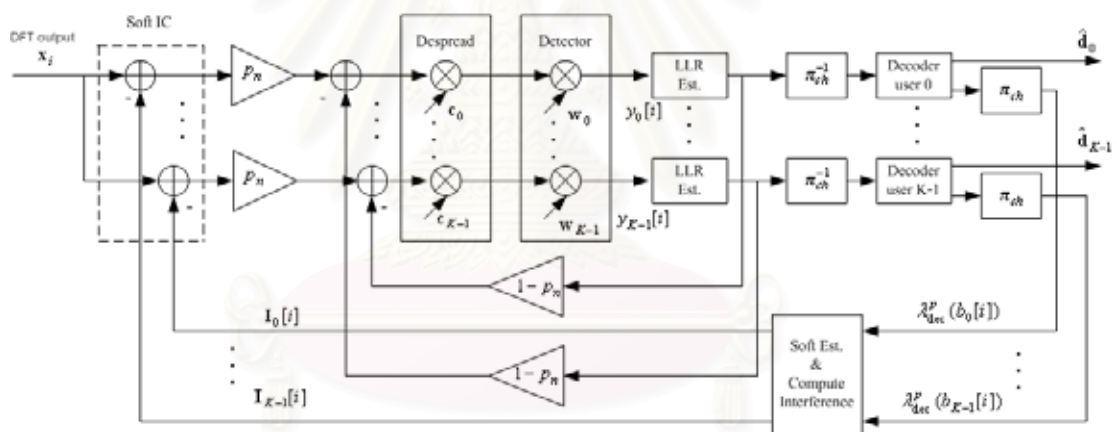
$$y_k[i] = \sum_{m=0}^{M-1} w_k[m] c_k[m] \{ p_n (x_i[m] - I_{k,i}[m]) + (1 - p_n) \lambda_{\text{mul}}^{n-1} (b_k[i]) \} \quad (3.29)$$

โดยที่ $\lambda_{\text{mul}}^{n-1} (b_k[i])$ คือ ค่าข่าวสารเอกซ์ทรีนซิกในรอบที่ $n-1$ ของการวนซ้ำ และแบบจำลองของเทคนิคนี้แสดงดังรูปที่ 3.6

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 3.5 แบบจำลองของการหักล้างสัญญาณแทรกสอดชนิดซอฟต์แวร์ที่ใช้เทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วนแบบที่ 1



รูปที่ 3.6 แบบจำลองของการหักล้างสัญญาณแทรกสอดชนิดซอฟต์แวร์ที่ใช้เทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วนแบบที่ 2 [11]

บทที่ 4

ผลการจำลองระบบ

บทนี้จะกล่าวถึงผลการทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับแบบวนซ้ำสำหรับระบบ MC-CDMA ที่มีการเข้ารหัส โดยแบ่งเนื้อหาออกเป็นสี่หัวข้อ หัวข้อแรกจะกล่าวถึงค่าพารามิเตอร์ และสมมุติฐานต่าง ๆ ที่ใช้ในการจำลองระบบ หัวข้อที่สองเป็นการทดสอบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ หัวข้อที่สามเป็นการทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับชนิดต่าง ๆ เมื่อมีการเข้ารหัสของสัญญาณ และหัวข้อสุดท้ายจะทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับแบบวนซ้ำที่ได้นำเสนอเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบเดิม

4.1 วิธีการจำลองระบบ

4.1.1 รหัสแม่ที่ใช้

รหัสแม่ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ คือ รหัสวอลซ์ฮาดามาร์ด (Walsh-Hadamard Code) หรือเรียกสั้น ๆ ว่ารหัสวอลซ์ เนื่องจากรหัสนี้มีคุณสมบัติตั้งฉากกันอย่างสมบูรณ์ นั่นคือ จะมีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างกันเป็นศูนย์ นอกจากนี้ รหัสวอลซ์จะมีความยาวเป็นจำนวนเท่าของ 2 จึงสามารถนำกระบวนการแปลงฟูริเยร์แบบดิสครีตเข้ามาประยุกต์ใช้ได้ ทำให้เป็นรหัสที่ถูกพิจารณาให้ใช้สำหรับระบบ MC-CDMA รหัสวอลซ์สร้างได้โดยใช้การดำเนินการเชิงเมตริกซ์หน่วยเมตริกซ์มูลฐานของรหัสวอลซ์ C_{H_0} คือ

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

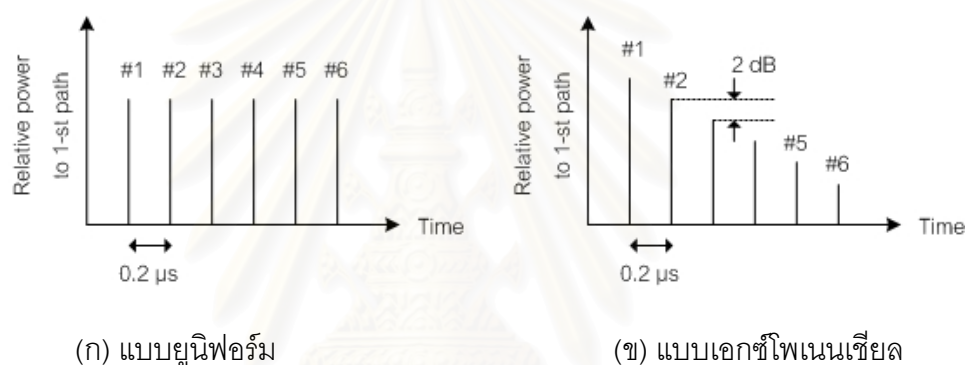
ซึ่งรหัสวอลซ์ที่มีความยาว 2^n สามารถสร้างได้จากเมตริกซ์มูลฐานของรหัสวอลซ์ที่มีลำดับชั้นต่ำกว่าได้เป็น

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

จะเห็นว่าเมตริกซ์ C_{H_n} ขนาด $2^n \times 2^n$ สร้างจากเมตริกซ์ $C_{H_{n-1}}$ ขนาด $2^{n-1} \times 2^{n-1}$ ซึ่ง C_{H_0} เป็นดังสมการที่ (4.1) แถวแต่ละแถวในเมตริกซ์ C_{H_n} คือรหัสของผู้ใช้หนึ่งคน และจะตั้งฉากกันเสมอจากการที่ผลคูณภายในระหว่างรหัสใด ๆ มีค่าเป็นศูนย์

4.1.2 เฟดติงจากช่องสัญญาณ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะทำการจำลองระบบโดยพิจารณาผลของเฟดติงที่มีการกระจายตัวแบบเรย์ลี (Rayleigh) โดยการกำหนดค่าของพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกับการเกิดเฟดติงนั้นจะใช้ข้อมูลจาก [30] ซึ่งได้ศึกษาระบบ MC-CDMA ที่คาดว่าจะนำมาใช้จริง เฟดติงที่ใช้ในการจำลองระบบนี้จะกำหนดให้มีทั้งหมด 6 วิถี โดยมีค่าประวิงเวลาในการแผ่ที่มากที่สุด เท่ากับ 1 ไมโครวินาที [30] และใช้รูปแบบการกระจายความเข้มของพหุวิถี (Multipath Intensity Profile, MIP) สองแบบ คือ แบบยูนิฟอร์ม (Uniform) และแบบเอกซ์โพเนนเชียล (Exponential) ดังรูปที่ 4.1(ก) และ 4.1(ข) ตามลำดับ



รูปที่ 4.1 รูปแบบการกระจายความเข้มของพหุวิถี

4.1.3 สัญญาณรบกวนจากช่องสัญญาณ

สัญญาณรบกวนที่ใช้ในการจำลองระบบนี้จะใช้สัญญาณรบกวนเป็นสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก (AWGN) ซึ่งมีค่าเฉลี่ยของขนาดของสัญญาณเป็นศูนย์ และมีค่าความแปรปรวนที่เปลี่ยนตามกำลังของสัญญาณรบกวนที่ใช้ในการจำลองระบบซึ่งก็จะขึ้นอยู่กับค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ที่กำหนดนั่นเอง

4.1.4 สมมติฐานต่างๆที่ใช้ในการจำลองระบบ

การจำลองระบบในวิทยานิพนธ์นี้จะมีการกำหนดสมมติฐานเพิ่มเติมดังนี้

- พิจารณาเฉพาะกรณีข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น (Uplink) โดยเครื่องรับของระบบที่ได้นำเสนอนี้จะติดตั้งอยู่ที่สถานีฐาน
- สถานีฐานสามารถทำการซิงโครไนซ์ (Synchronize) สัญญาณที่รับได้ของผู้ใช้ได้อย่างถูกต้องสมบูรณ์

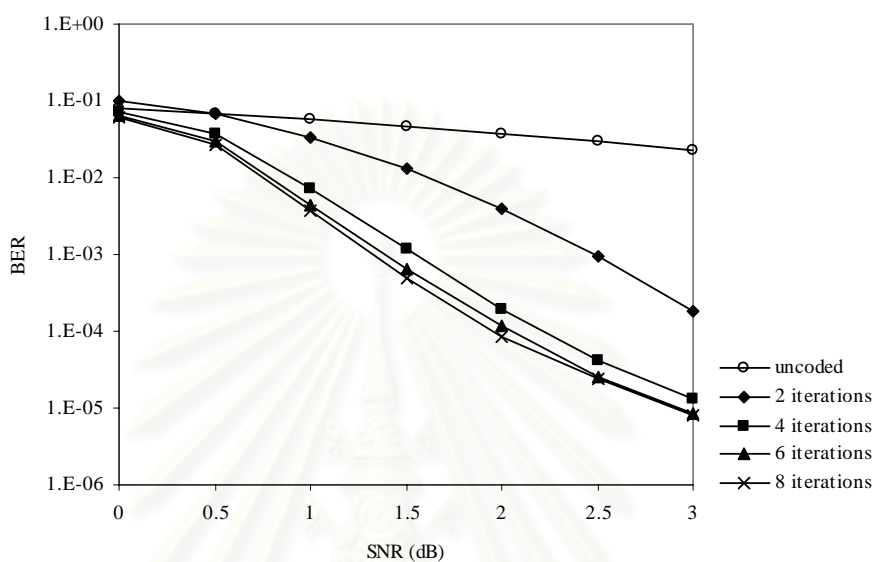
- สถานีฐานสามารถทำการควบคุมกำลังส่งของสัญญาณจากผู้ใช้โทรศัพท์ที่ไร้สายได้อย่างสมบูรณ์
- ในการจำลองระบบนี้นั้นจะทำการส่งข้อมูลโดยใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสชนิดไบนารี (BPSK)
- กำหนดให้ใช้รหัสเทอร์โบเป็นรหัสของสัญญาณและใช้อัลกอริทึมที่น่าจะเป็นเบื้องหลังสูงสุด (MAP) ในการถอดรหัส
- ในการจำลองระบบนี้จะกำหนดให้ใช้รหัสแม่แบบวอลซ์ฮาดามาร์ดที่มีอัตราแม่เท่ากับ 32 ซึ่งเท่ากับจำนวนคลื่นพาหีย่อยเป็นหลัก นั่นคือ ระบบที่ทำการจำลองนี้จะสามารถรองรับผู้ใช้ได้สูงสุด 32 คน
- ในการจำลองระบบนี้นั้นจะละเลยผลกระทบของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ และการแทรกสอดระหว่างคลื่นพาหีย่อย เนื่องจากสมมุติว่ามีการเติมช่วงการ์ดมากเพียงพอ
- ในการจำลองระบบนี้นั้นจะกำหนดให้มีการประมาณช่องสัญญาณแบบสมบูรณ์ (Perfect Channel Estimation)

4.2 การทดสอบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ

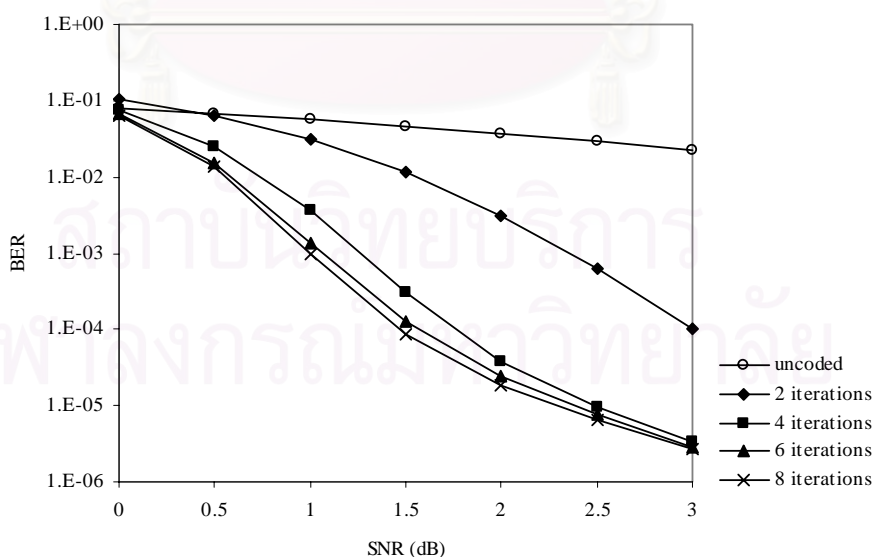
งานวิจัยในวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้รหัสเทอร์โบเป็นรหัสของสัญญาณเนื่องจากเป็นรหัสที่มีสมรรถนะสูงเมื่อเทียบกับรหัสของสัญญาณชนิดอื่น สำหรับสมรรถนะของรหัสเทอร์โบนั้นจะขึ้นอยู่กับปัจจัยหลายประการ เช่น จำนวนรอบของการวนซ้ำของตัวถอดรหัส จำนวนบิตข้อมูลและชนิดของตัววางสลับ เป็นต้น ในหัวข้อนี้จะทำการทดสอบเพื่อศึกษาผลกระทบของปัจจัยดังกล่าวต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ โดยจะใช้รหัสเทอร์โบที่มีอัตราการใช้รหัสเท่ากับ 1/2 โดยตัวเข้ารหัสย่อยทุกตัวมีตัวกำเนิด $g = (7,5)$ และช่องสัญญาณมีการรบกวนจากสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก

รูปที่ 4.2 และ 4.3 แสดงสมรรถนะของรหัสเทอร์โบเมื่อใช้จำนวนบิตข้อมูลเท่ากับ 320 บิต และ 640 บิต ตามลำดับ โดยจะวัดจากค่าอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลที่ถอดรหัสได้เมื่ออัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป จากรูปจะทดสอบผลของจำนวนรอบการวนซ้ำของตัวถอดรหัส โดยจะกำหนดให้จำนวนรอบการวนซ้ำมีค่าเป็น 2, 4, 6 และ 8 รอบ พบว่าเมื่อจำนวนรอบการวนซ้ำของตัวถอดรหัสเพิ่มขึ้นจะทำให้อัตราความผิดพลาดบิตลดลงอย่างไรก็ตาม เมื่อจำนวนรอบการวนซ้ำมากกว่า 4 รอบ อัตราความผิดพลาดบิตจะลดลงเพียง

เล็กน้อย ดังนั้น เพื่อไม่ให้ความซับซ้อนของการถอดรหัสซึ่งแปรผันตามจำนวนรอบการวนซ้ำมีค่าสูงเกินไป จึงควรกำหนดจำนวนรอบการวนซ้ำให้เหมาะสม



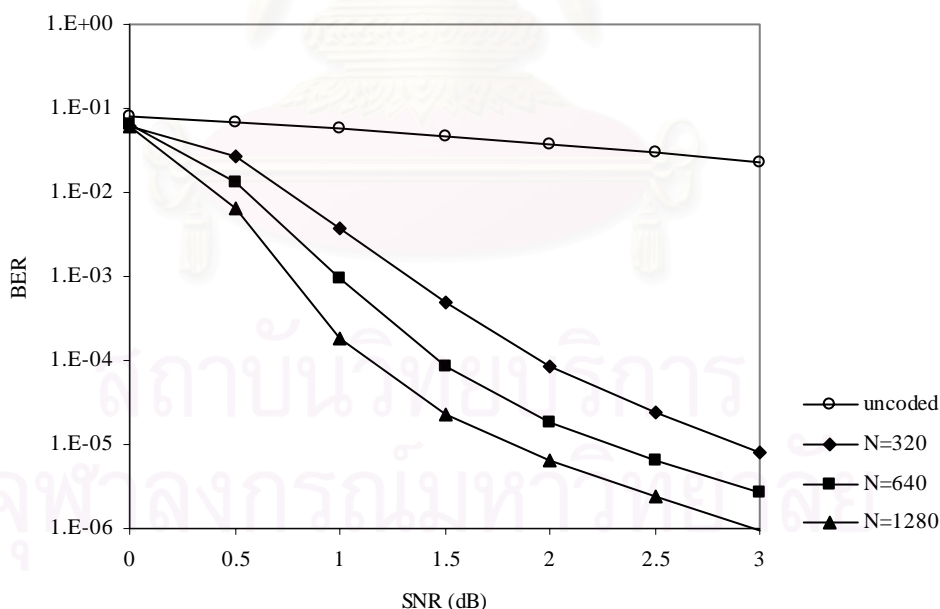
รูปที่ 4.2 อัตราความผิดพลาดบิตของรหัสเทอร์โบเมื่อปรับจำนวนรอบการวนซ้ำ โดยใช้จำนวนบิตข้อมูลเท่ากับ 320 บิต



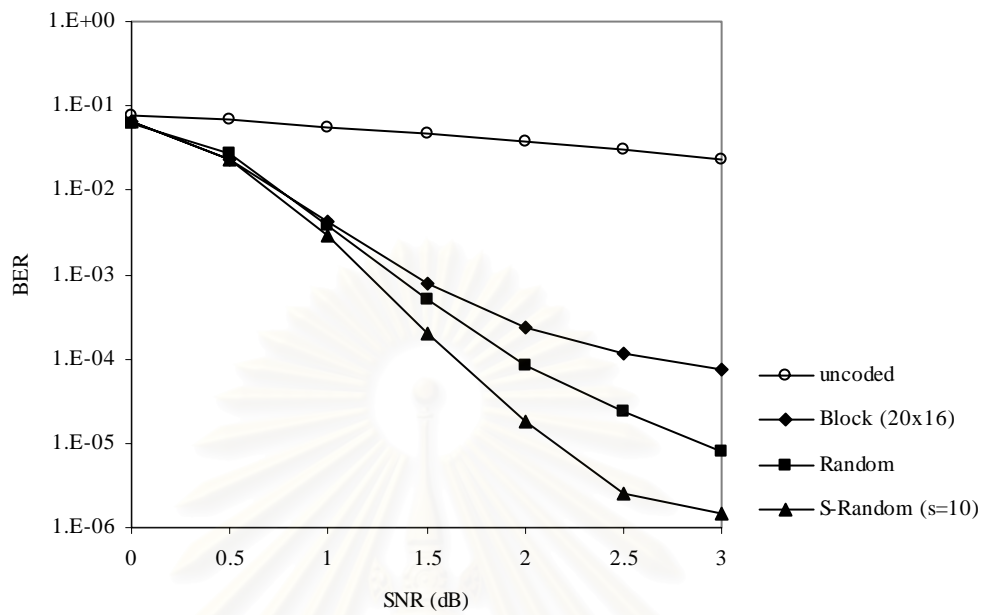
รูปที่ 4.3 อัตราความผิดพลาดบิตของรหัสเทอร์โบเมื่อปรับจำนวนรอบการวนซ้ำ โดยใช้จำนวนบิตข้อมูลเท่ากับ 640 บิต

รูปที่ 4.4 แสดงผลของจำนวนบิตข้อมูลต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบที่ใช้ตัววางสลับแบบสุ่มและจำนวนรอบการวนซ้ำเท่ากับ 8 รอบ จากรูปจะพบว่าเมื่อเพิ่มจำนวนบิตข้อมูลที่เข้ารหัสหรือเพิ่มขนาดของตัววางสลับจะทำให้อัตราความผิดพลาดบิตลดลง ดังนั้น การใช้จำนวนบิตข้อมูลสูงก็จะทำให้รหัสเทอร์โบมีสมรรถนะสูงตามไปด้วย แต่การเพิ่มจำนวนบิตข้อมูลนี้ก็จะทำให้การถอดรหัสมีความซับซ้อนและการประวิงเวลาสูงขึ้นด้วยเช่นกัน

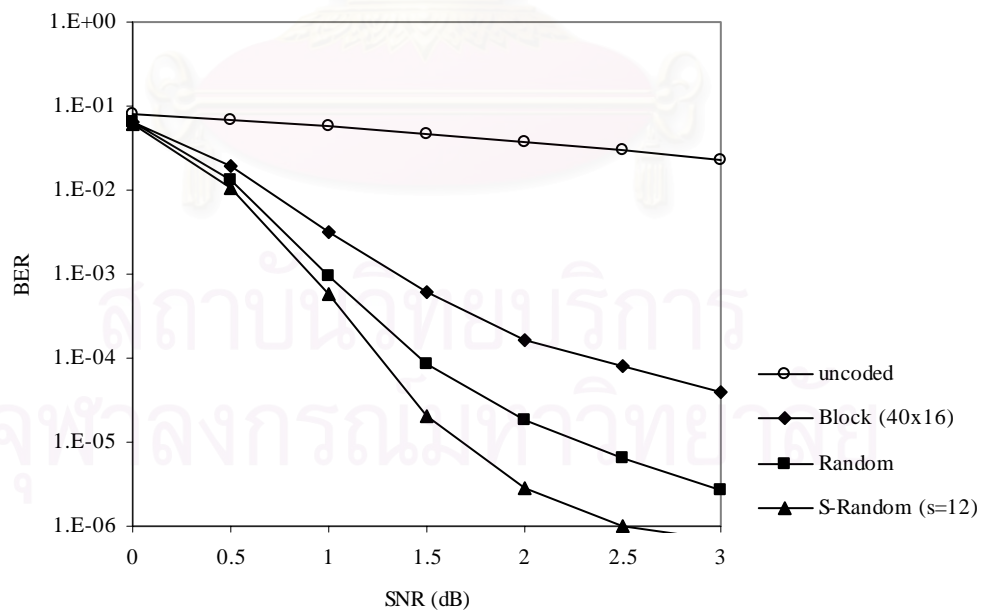
การทดสอบผลของชนิดของตัววางสลับต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบจะทดสอบตัววางสลับ 3 ชนิด คือ ตัววางสลับแบบบล็อก ตัววางสลับแบบสุ่ม และตัววางสลับแบบ S-Random โดยค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ได้เมื่อใช้จำนวนบิตข้อมูลเท่ากับ 320 บิต และ 640 บิต แสดงดังรูปที่ 4.5 และ 4.6 ตามลำดับ จากรูปจะพบว่ารหัสเทอร์โบที่ใช้ตัววางสลับแบบ S-Random จะให้สมรรถนะที่ดีที่สุด ในขณะที่รหัสเทอร์โบที่ใช้ตัววางสลับแบบบล็อกจะให้สมรรถนะที่ต่ำที่สุด



รูปที่ 4.4 อัตราความผิดพลาดบิตของรหัสเทอร์โบเมื่อปรับจำนวนบิตข้อมูล



รูปที่ 4.5 อัตราความผิดพลาดบิตของรหัสเทอร์โบเมื่อเปลี่ยนชนิดของตัววางสลับ โดยใช้จำนวนบิตข้อมูลเท่ากับ 320 บิต



รูปที่ 4.6 อัตราความผิดพลาดบิตของรหัสเทอร์โบเมื่อเปลี่ยนชนิดของตัววางสลับ โดยใช้จำนวนบิตข้อมูลเท่ากับ 640 บิต

4.3 การทดสอบสมรรถนะของระบบ MC-CDMA ที่มีการเข้ารหัส

ในงานวิจัยนี้ศึกษาเกี่ยวกับการนำรหัสช่องสัญญาณมาประยุกต์ใช้งานในระบบ MC-CDMA เพื่อปรับปรุงสมรรถนะของระบบให้ดีขึ้นและเพื่อให้ระบบมีความจุเพิ่มขึ้น ดังนั้น ในหัวข้อนี้จะทำการทดสอบสมรรถนะของระบบ MC-CDMA ที่มีการเข้ารหัส และนำมาเปรียบเทียบกับระบบที่ไม่มีการเข้ารหัส โดยจะนำเครื่องรับสี่ชนิดมาทำการทดสอบ คือ แมตซ์ฟิลเตอร์ ดีเทกเตอร์ชนิดที่ทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้คนเดียว ดีเทกเตอร์ชนิดที่ทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้หลายคน และดีเทกเตอร์ชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน โดยจะแบ่งออกเป็นสองส่วน ส่วนแรกจะทดสอบผลของจำนวนรอบการวนซ้ำของการถอดรหัสและส่วนที่สองจะเปรียบเทียบสมรรถนะของเครื่องรับชนิดต่าง ๆ เมื่อมีการเข้ารหัส

การจำลองระบบ MC-CDMA ที่มีการเข้ารหัสนี้จะใช้บล็อกของบิตข้อมูลจำนวน 320 บิตเข้ารหัสเทอร์โบที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ $1/2$ ตัววางสลับสำหรับช่องสัญญาณจะใช้ตัววางสลับแบบบล็อกขนาด 40×16 บิต และใช้ตัววางสลับแบบ S-Random เป็นตัววางสลับภายในรหัสเทอร์โบ

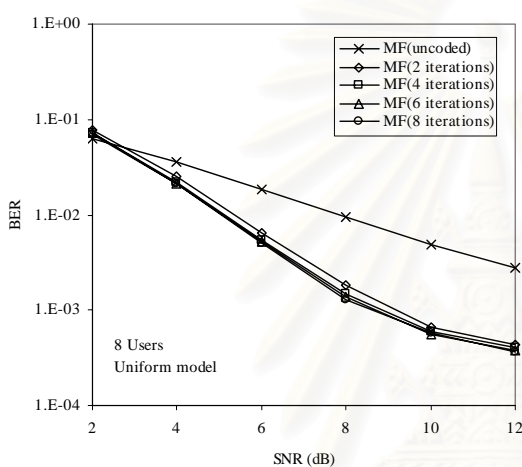
4.3.1 การเปรียบเทียบผลของจำนวนรอบการวนซ้ำของการถอดรหัส

ในหัวข้อนี้จะทดสอบผลของจำนวนรอบการวนซ้ำของการถอดรหัสเทอร์โบต่อสมรรถนะของเครื่องรับในระบบ MC-CDMA ที่มีการเข้ารหัส โดยจะทำการทดสอบในช่องสัญญาณแบบยูนิฟอรั่ม และกำหนดให้จำนวนรอบการวนซ้ำมีค่าเป็น 2, 4, 6 และ 8 รอบ

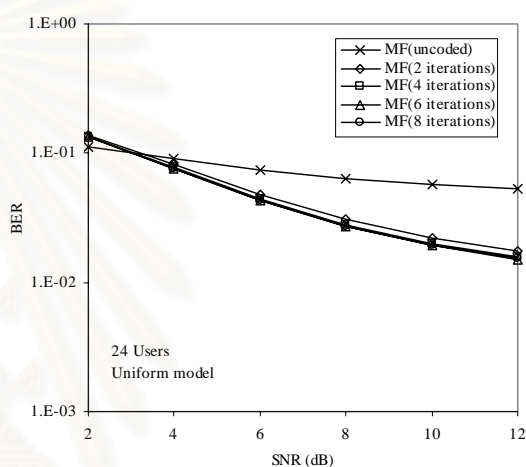
รูปที่ 4.7 และ 4.8 แสดงสมรรถนะของแมตซ์ฟิลเตอร์ และดีเทกเตอร์ชนิดที่ทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้หลายคน ตามลำดับ เมื่อปรับจำนวนรอบการวนซ้ำ โดยกำหนดให้ในระบบมีผู้ใช้ 8 คน และ 24 คน จากรูปจะพบว่าเครื่องรับทั้งสองชนิดในระบบที่มีการเข้ารหัสจะให้สมรรถนะดีกว่าในระบบที่ไม่มีการเข้ารหัส อย่างไรก็ตามสมรรถนะของเครื่องรับในระบบที่มีการเข้ารหัสเมื่อใช้จำนวนรอบการวนซ้ำ 4 รอบจะดีกว่าเมื่อใช้จำนวนรอบการวนซ้ำ 2 รอบเพียงเล็กน้อย ในขณะที่การเพิ่มจำนวนรอบการวนซ้ำมากกว่า 4 รอบจะไม่ทำให้สมรรถนะของเครื่องรับดีขึ้น ทั้งนี้เนื่องจากในระบบที่ทำการจำลองนี้ได้รับผลกระทบจากเฟดดิ้งและสัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทางทำให้ความสามารถในการแก้ไขบิตผิดพลาดของรหัสเทอร์โบลดลง ดังนั้น เมื่อการถอดรหัสแบบวนซ้ำของรหัสเทอร์โบทำงานไปถึงจุดที่ไม่สามารถแก้ไข

บิตผิดพลาดได้อีกหรือถึงจุดอิ่มตัว การเพิ่มจำนวนรอบการวนซ้ำจากจุดนี้จึงไม่เกิดผลต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ

เนื่องจากการเพิ่มจำนวนรอบการวนซ้ำจะทำให้ความซับซ้อนของเครื่องรับมีค่าสูงขึ้น จึงควรกำหนดจำนวนรอบการวนซ้ำของการถอดรหัสให้มีความเหมาะสม โดยในการจำลองระบบในงานวิจัยนี้จะกำหนดให้ใช้จำนวนรอบการวนซ้ำเท่ากับ 4 รอบ

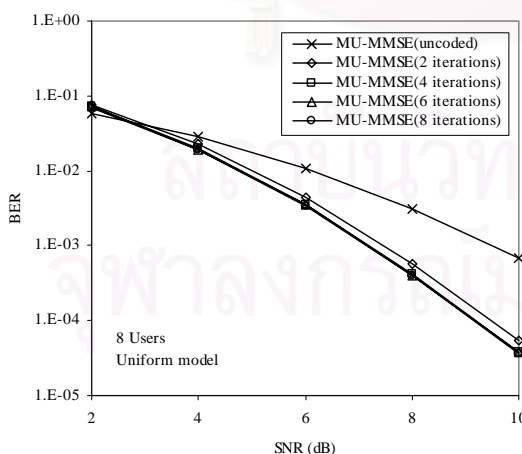


(ก) ระบบมีจำนวนผู้ใช้ 8 คน

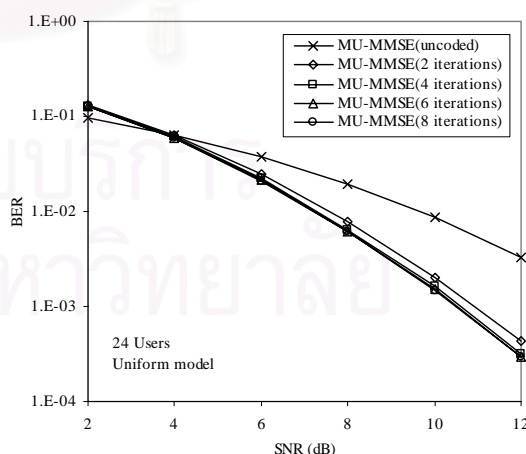


(ข) ระบบมีจำนวนผู้ใช้ 24 คน

รูปที่ 4.7 อัตราความผิดพลาดบิตของแมตซ์ฟิลเตอร์เมื่อมีการเข้ารหัส



(ก) ระบบมีจำนวนผู้ใช้ 8 คน



(ข) ระบบมีจำนวนผู้ใช้ 24 คน

รูปที่ 4.8 อัตราความผิดพลาดบิตของดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำที่สุดแบบผู้ใช้หลายคนเมื่อมีการเข้ารหัส

4.3.2 การทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับเมื่อมีการเข้ารหัส

ในหัวข้อนี้จะทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับชนิดต่าง ๆ ในระบบ MC-CDMA เมื่อมีการเข้ารหัส เปรียบเทียบกับเมื่อไม่มีการเข้ารหัส โดยจะทำการทดสอบทั้งในช่องสัญญาณแบบยูนิฟอรมและช่องสัญญาณแบบเอกซ์โพเนนเชียล

รายละเอียดสัญลักษณ์ในกราฟ

MF แทนสมรรถนะของแมตซ์ฟิลเตอร์

SU-MMSE แทนสมรรถนะของดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้งานเดียว

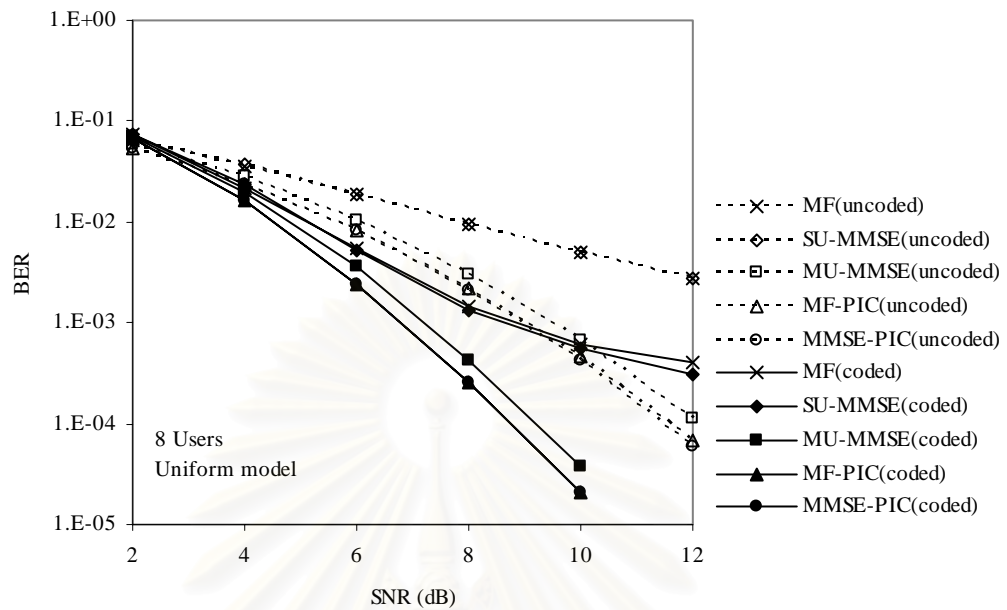
MU-MMSE แทนสมรรถนะของดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้งานหลายคน

MF-PIC แทนสมรรถนะของดีเทกเตอร์ชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานที่มี 3 ภาค และใช้แมตซ์ฟิลเตอร์ในภาคแรก

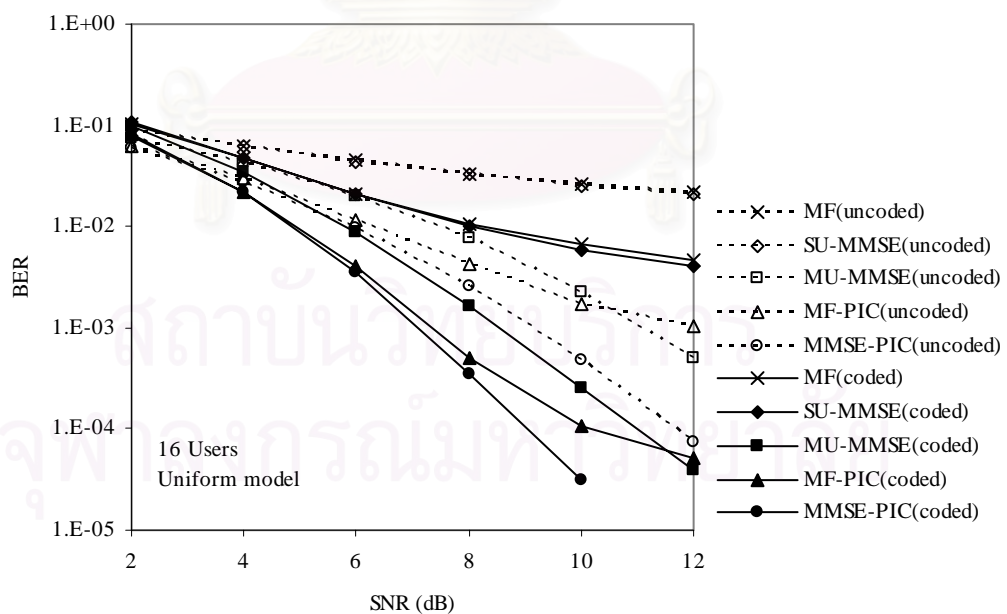
MMSE-PIC แทนสมรรถนะของดีเทกเตอร์ชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานที่มี 3 ภาค และใช้ดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้งานหลายคนในภาคแรก

รูปที่ 4.9, 4.10 และ 4.11 แสดงสมรรถนะของเครื่องรับชนิดต่าง ๆ ในช่องสัญญาณแบบยูนิฟอรมเมื่อกำหนดให้ในระบบมีผู้ใช้ 8 คน 16 คน และ 24 คน ตามลำดับ และรูปที่ 4.12, 4.13 และ 4.14 แสดงสมรรถนะของเครื่องรับชนิดต่าง ๆ ในช่องสัญญาณแบบเอกซ์โพเนนเชียลเมื่อกำหนดให้ในระบบมีผู้ใช้ 8 คน 16 คน และ 24 คน ตามลำดับ

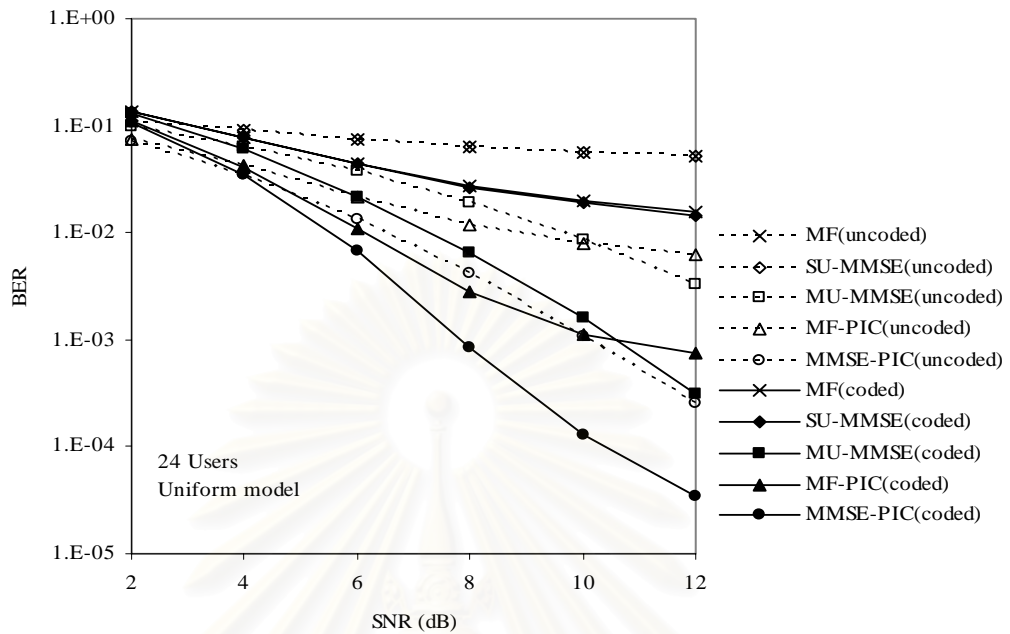
จากรูปที่ 4.9 - 4.14 จะพบว่าเครื่องรับทุกชนิดในระบบที่มีการเข้ารหัสจะให้สมรรถนะที่ดีกว่าในระบบที่ไม่มีการเข้ารหัสอย่างมาก นั่นคือ จะได้อัตราขยายการเข้ารหัส (Coding Gain) จากการเข้ารหัส เมื่อพิจารณาสมรรถนะของเครื่องรับแต่ละชนิดจะพบว่าแมตซ์ฟิลเตอร์และดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้งานเดียวจะให้สมรรถนะที่ใกล้เคียงกัน และเนื่องจากเครื่องรับทั้งสองชนิดนี้เป็นดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้งานเดียวซึ่งไม่เหมาะที่จะนำมาใช้ในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น ทำให้เครื่องรับทั้งสองชนิดนี้ให้สมรรถนะที่ไม่ดีเมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับชนิดอื่นที่นำมาทดสอบ



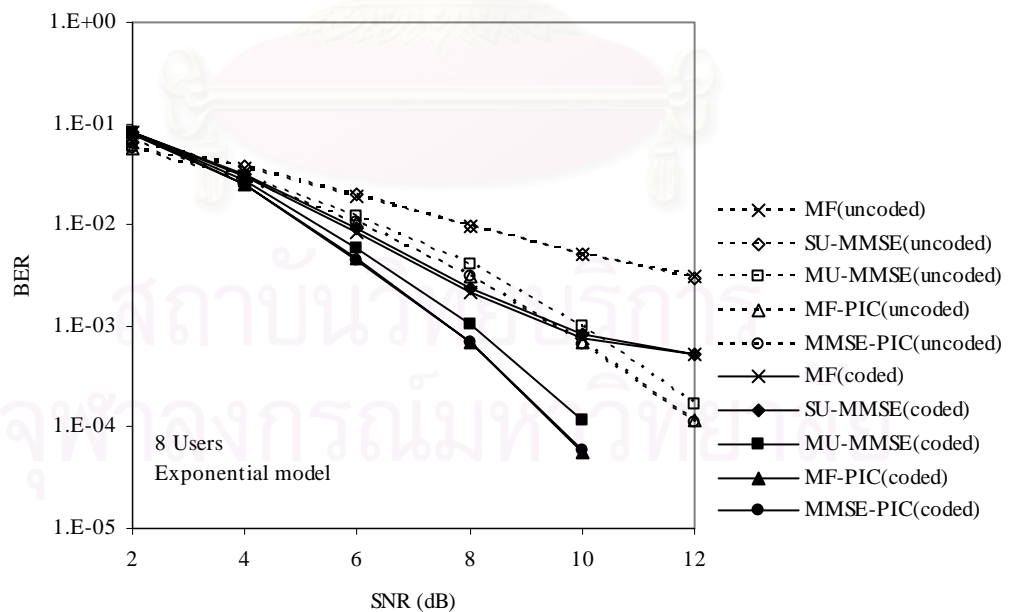
รูปที่ 4.9 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับชนิดต่าง ๆ เมื่อมีการเข้ารหัส โดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 8 คน ในช่องสัญญาณแบบยูนิฟอร์ม



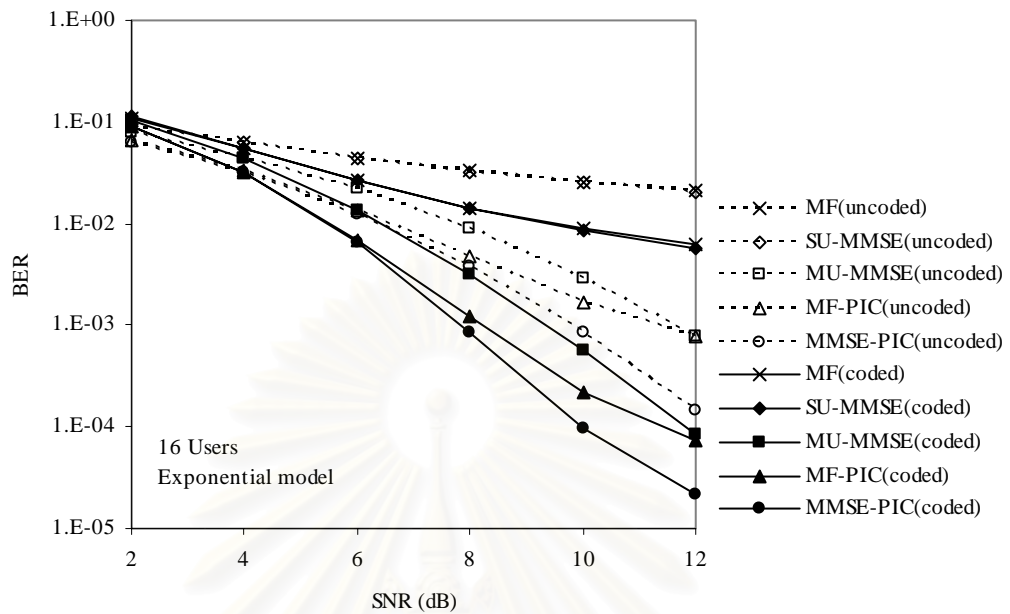
รูปที่ 4.10 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับชนิดต่าง ๆ เมื่อมีการเข้ารหัส โดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 16 คน ในช่องสัญญาณแบบยูนิฟอร์ม



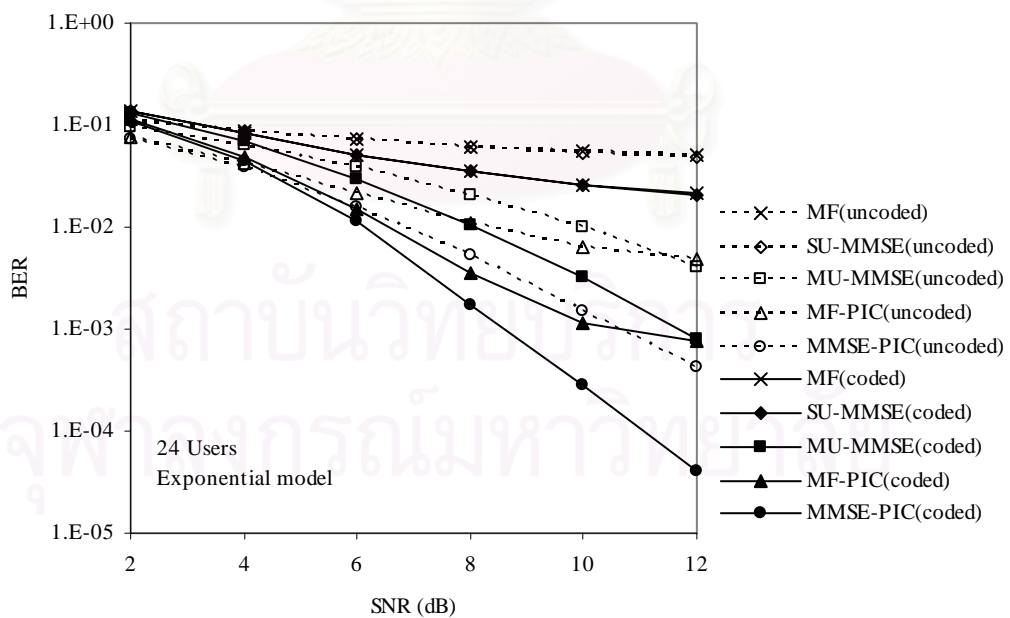
รูปที่ 4.11 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับชนิดต่าง ๆ เมื่อมีการเข้ารหัส โดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 24 คน ในช่องสัญญาณแบบยูนิฟอร์ม



รูปที่ 4.12 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับชนิดต่าง ๆ เมื่อมีการเข้ารหัส โดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 8 คน ในช่องสัญญาณแบบเอกซ์โพเนนเชียล



รูปที่ 4.13 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับชนิดต่าง ๆ เมื่อมีการเข้ารหัส โดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 16 คน ในช่องสัญญาณแบบเอกซ์โพเนนเชียล



รูปที่ 4.14 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับชนิดต่าง ๆ เมื่อมีการเข้ารหัส โดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 24 คน ในช่องสัญญาณแบบเอกซ์โพเนนเชียล

เมื่อพิจารณาดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้งานหลายคนและดีเทกเตอร์ชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานซึ่งเป็นดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้งานหลายคนพบว่าเครื่องรับนี้จะให้สมรรถนะที่ดีเมื่อนำมาใช้ในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น ในระบบที่มีจำนวนผู้ใช้น้อย (รูปที่ 4.9 และ 4.12) ดีเทกเตอร์ชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานที่ใช้แมตริกซ์ฟิลเตอร์ในภาคแรกจะให้สมรรถนะใกล้เคียงกับดีเทกเตอร์ชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานที่ใช้ดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้งานหลายคนในภาคแรก และจะให้สมรรถนะที่ดีกว่าดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้งานหลายคน แต่เมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบมากขึ้น ดีเทกเตอร์ชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานที่ใช้แมตริกซ์ฟิลเตอร์ในภาคแรกจะให้สมรรถนะที่ไม่ดีเมื่ออัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้น และจะมีสมรรถนะด้อยกว่าดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้งานหลายคนที่ค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสูง ทั้งนี้เนื่องจากแมตริกซ์ฟิลเตอร์จะมีสมรรถนะที่ต่ำในระบบที่มีผู้ใช้งานจำนวนมาก ทำให้ข้อมูลที่ดีเทกต์ได้ในภาคแรกของดีเทกเตอร์ชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานมีความผิดพลาดสูงเมื่อนำไปสร้างสัญญาณแทรกสอดเพื่อใช้ในการหักล้างก็จะเกิดความผิดพลาด จึงทำให้ได้สมรรถนะที่ไม่ดี แต่ถ้าใช้ดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้งานหลายคนในภาคแรกของดีเทกเตอร์ชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน จะทำให้เครื่องรับชนิดนี้ยังคงให้สมรรถนะที่ดีในระบบที่มีผู้ใช้งานจำนวนมาก เนื่องจากดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้งานหลายคนสามารถดีเทกต์ข้อมูลได้อย่างถูกต้อง ทำให้การหักล้างสัญญาณแทรกสอดมีความถูกต้องตามไปด้วย จากรูปที่ 4.9 - 4.14 จะพบว่าดีเทกเตอร์ชนิดหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนานที่ใช้ดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้งานหลายคนในภาคแรกจะให้สมรรถนะที่ดีที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับชนิดอื่นที่นำมาทดสอบ

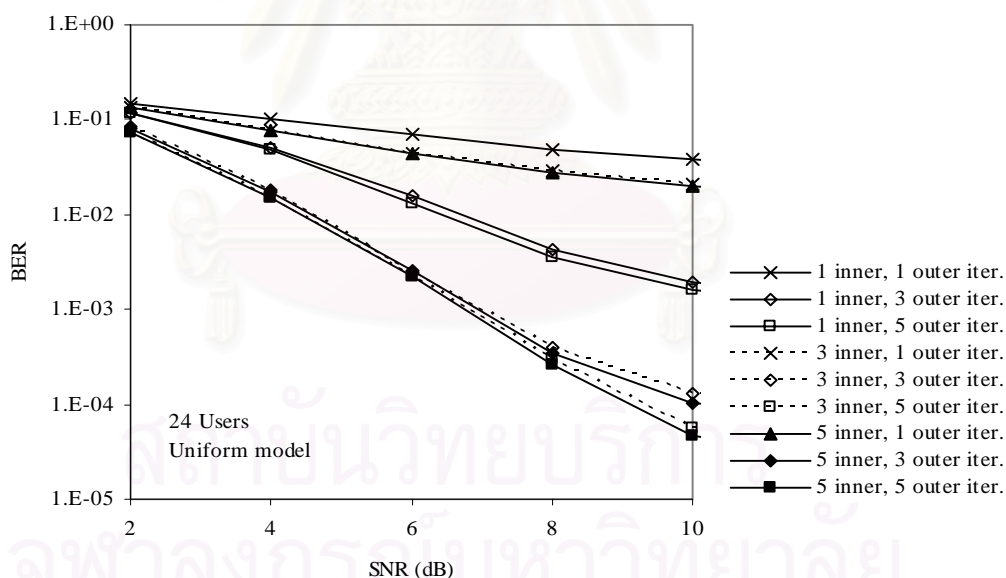
4.4 การทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับแบบวนซ้ำ

ในหัวข้อนี้จะทำการทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับแบบวนซ้ำที่นำเสนอ นั่นคือเครื่องรับที่ใช้การหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบวนซ้ำชนิดซอฟต์แวร์และใช้ดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้งานหลายคนในรอบแรกของการวนซ้ำ โดยจะเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบเดิมที่ใช้ดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้งานคนเดียวในรอบแรกของการวนซ้ำและเครื่องรับที่ใช้แมตริกซ์ฟิลเตอร์ในรอบแรกของการวนซ้ำ

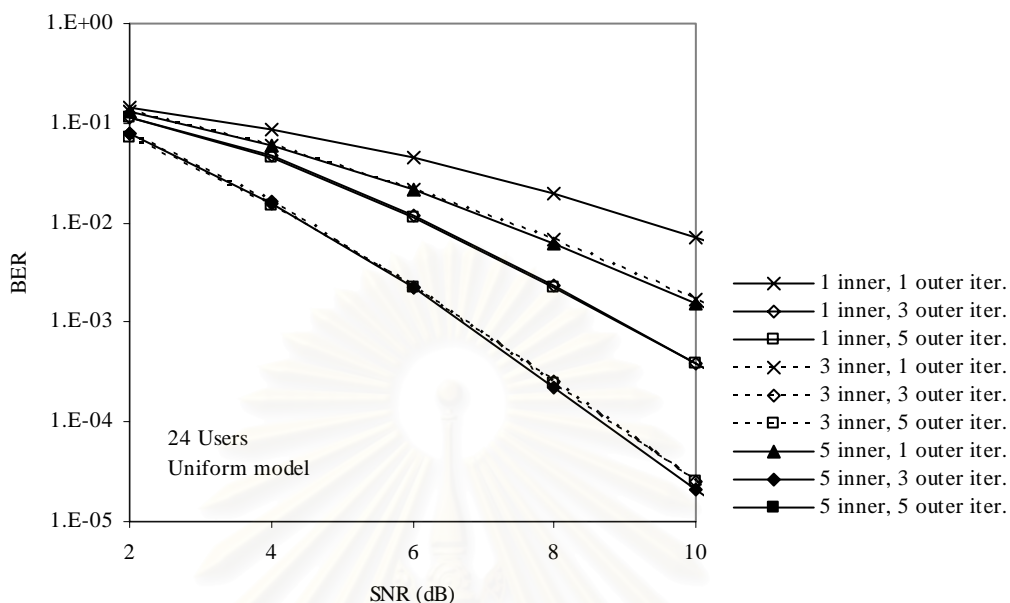
การรบกวน นอกจากนี้ จะทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับแบบวนซ้ำที่ใช้เทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วน

4.4.1 การเปรียบเทียบผลของจำนวนรอบการวนซ้ำ

จากการใช้รหัสเทอร์โบเป็นรหัสช่องสัญญาณในระบบ MC-CDMA ที่ใช้ในการวิจัยนี้ ทำให้เครื่องรับแบบวนซ้ำที่นำเสนอมีการทำงานแบบวนซ้ำสองแบบ คือ การวนซ้ำภายนอก ซึ่งเป็นการแลกเปลี่ยนข้อมูลระหว่างดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้หลายคนกับตัวถอดรหัส และการวนซ้ำภายในจากการถอดรหัสเทอร์โบ ในหัวข้อนี้จะทำการทดสอบของการวนซ้ำทั้งสองชนิดนี้โดยจะทดสอบในช่องสัญญาณแบบยูนิฟอร์มที่มีจำนวนผู้ใช้ในระบบ 24 คน และใช้เครื่องรับที่มีการหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบวนซ้ำชนิดซอฟต์แวร์โดยใช้แมตซ์ฟิลเตอร์และดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้หลายคนในรอบแรกของการวนซ้ำ ซึ่งจะมีสมรรถนะดังแสดงในรูปที่ 4.15 และ 4.16 ตามลำดับ



รูปที่ 4.15 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่ใช้การหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบวนซ้ำชนิดซอฟต์แวร์และใช้แมตซ์ฟิลเตอร์ในรอบแรกของการวนซ้ำ เมื่อปรับจำนวนรอบการวนซ้ำ

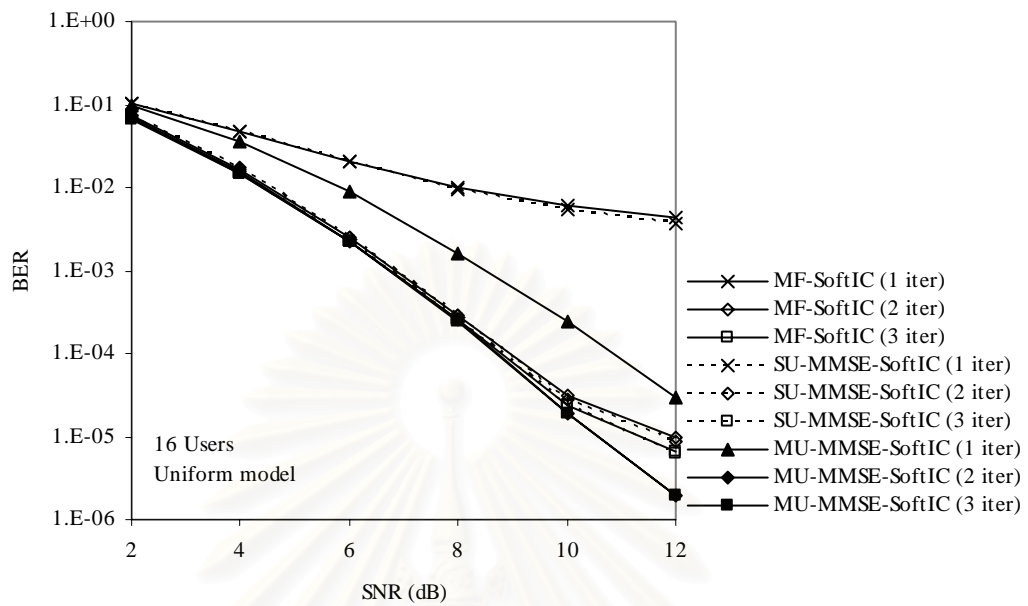


รูปที่ 4.16 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่ใช้การหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบวนซ้ำ ชนิดซอฟต์แวร์และใช้ดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้หลายคนในรอบแรกของการวนซ้ำ เมื่อปรับจำนวนรอบการวนซ้ำ

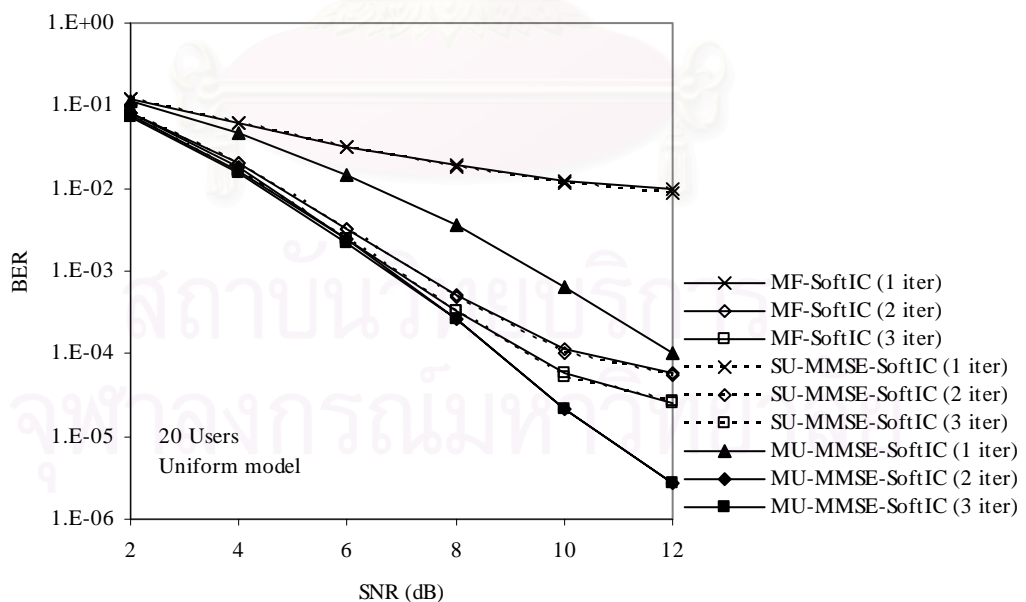
จากรูปจะพบว่าผลจากการการวนซ้ำภายนอกจะมีมากกว่าการวนซ้ำภายใน โดยเฉพาะเมื่อเปรียบเทียบสมรรถนะที่ได้จากการวนซ้ำ 3 รอบ กับ การวนซ้ำ 1 รอบ อย่างไรก็ตาม การวนซ้ำภายนอกมากกว่า 3 รอบ สำหรับเครื่องรับแบบวนซ้ำที่ใช้แมตซ์ฟิลเตอร์ในรอบแรกของการวนซ้ำจะให้สมรรถนะที่ดีขึ้นเพียงเล็กน้อย ขณะที่เครื่องรับแบบวนซ้ำที่ใช้ดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้หลายคนในรอบแรกของการวนซ้ำจะให้สมรรถนะเหมือนเดิม ดังนั้น ในงานวิจัยนี้จะกำหนดให้จำนวนรอบของการวนซ้ำภายนอกเท่ากับ 3 รอบ

4.4.2 การทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับที่นำเสนอกับเครื่องรับแบบอื่น

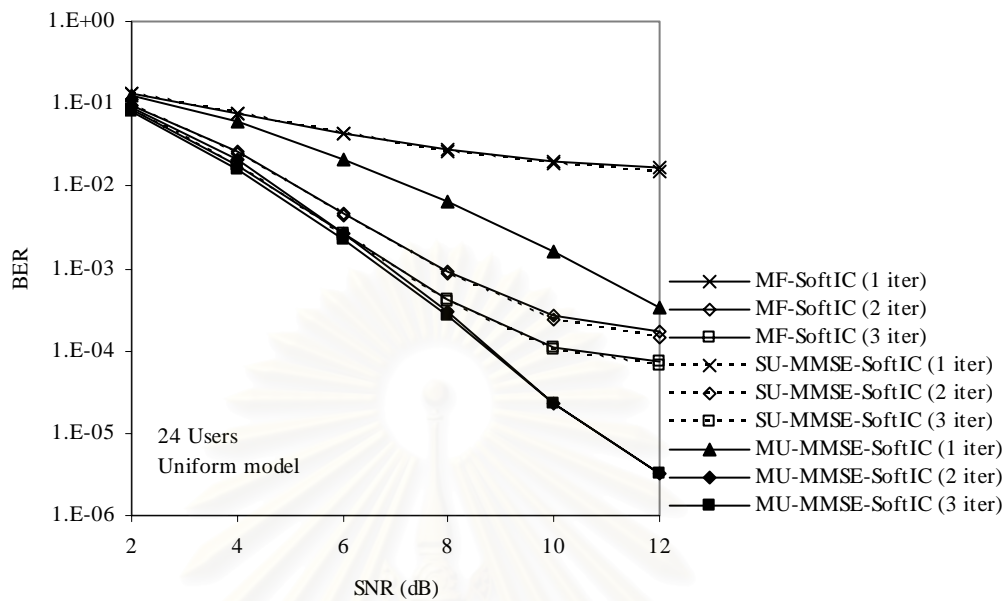
ในหัวข้อนี้จะทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับแบบวนซ้ำที่นำเสนอเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบวนซ้ำแบบเดิมซึ่งเสนอใน [27] โดยจะทำการทดสอบทั้งในช่องสัญญาณแบบยูนิฟอร์มและช่องสัญญาณแบบเอกซ์โพเนนเชียล



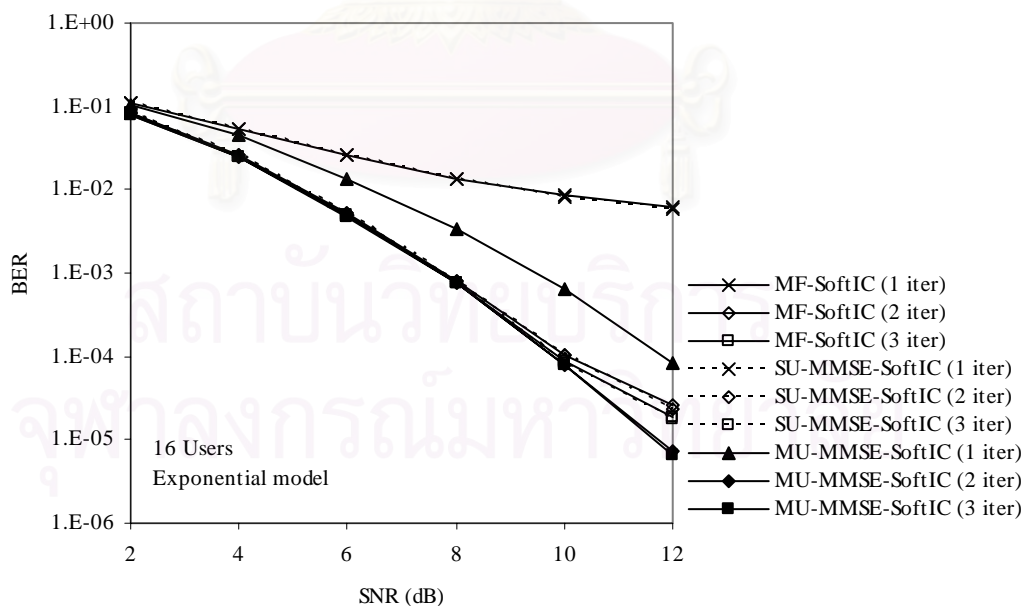
รูปที่ 4.17 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่นำเสนอเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบอื่น โดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 16 คน ในช่องสัญญาณแบบยูนิฟอร์ม



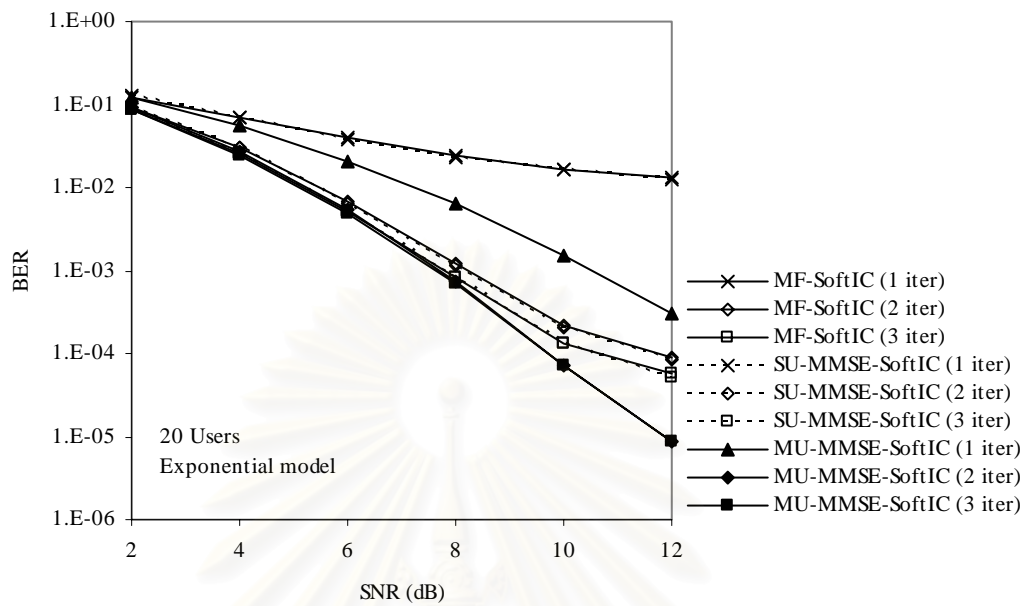
รูปที่ 4.18 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่นำเสนอเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบอื่น โดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 20 คน ในช่องสัญญาณแบบยูนิฟอร์ม



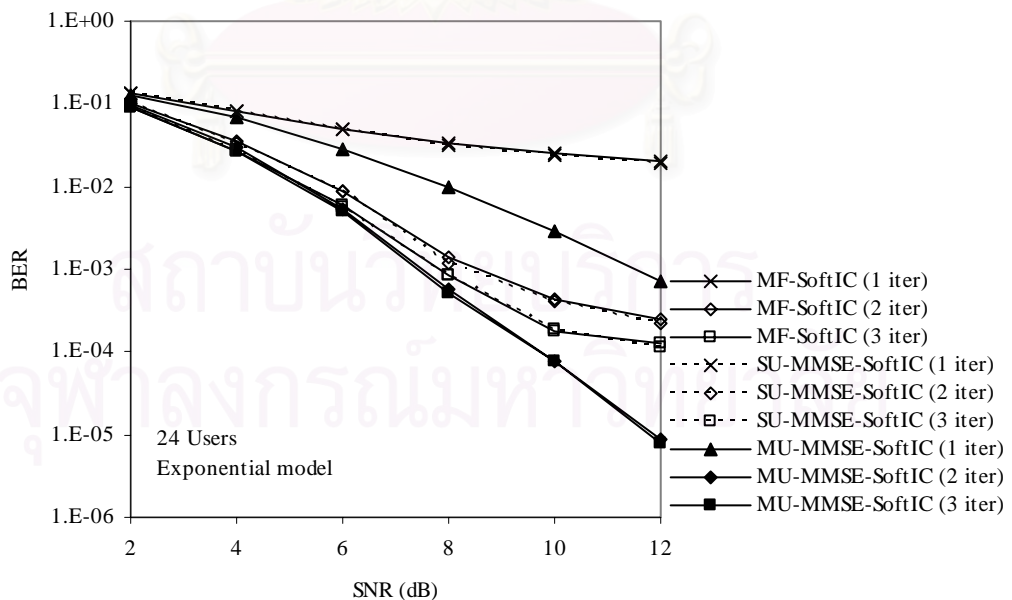
รูปที่ 4.19 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่นำเสนอเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบอื่น โดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 24 คน ในช่องสัญญาณแบบยูนิฟอร์ม



รูปที่ 4.20 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่นำเสนอเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบอื่น โดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 16 คน ในช่องสัญญาณแบบเอกซ์โพเนนเชียล



รูปที่ 4.21 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่นำเสนอเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบอื่น โดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 20 คน ในช่องสัญญาณแบบเอกซ์โพเนนเชียล



รูปที่ 4.22 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่นำเสนอเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบอื่น โดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 24 คน ในช่องสัญญาณแบบเอกซ์โพเนนเชียล

รายละเอียดสัญลักษณ์ในกราฟ

MF-SoftIC	แทนสมรรถนะของเครื่องรับที่ใช้การหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบวนซ้ำชนิดซอฟต์แวร์และใช้แมตริกฟิลเตอร์ในรอบแรกของการวนซ้ำ
SU-MMSE-SoftIC	แทนสมรรถนะของเครื่องรับที่ใช้การหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบวนซ้ำชนิดซอฟต์แวร์และใช้ดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้คนเดียวในรอบแรกของการวนซ้ำ ซึ่งเป็นเครื่องรับที่เสนอใน [27]
MU-MMSE-SoftIC	แทนสมรรถนะของเครื่องรับที่ใช้การหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบวนซ้ำชนิดซอฟต์แวร์และใช้ดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้คนเดียวในรอบแรกของการวนซ้ำ ซึ่งเป็นเครื่องรับที่เสนอในวิทยานิพนธ์นี้

รูปที่ 4.17, 4.18 และ 4.19 แสดงสมรรถนะของเครื่องรับในช่องสัญญาณแบบยูนิฟอร์มเมื่อกำหนดให้ในระบบมีผู้ใช้ 16 คน 20 คน และ 24 คน ตามลำดับ และรูปที่ 4.20, 4.21 และ 4.22 แสดงสมรรถนะของเครื่องรับในช่องสัญญาณแบบเอกซ์โพเนนเชียลเมื่อกำหนดให้ในระบบมีผู้ใช้ 16 คน 20 คน และ 24 คน ตามลำดับ โดยแต่ละรูปจะแสดงสมรรถนะของเครื่องรับแบบวนซ้ำทั้งสามชนิดในแต่ละรอบของการวนซ้ำ

จากรูปที่ 4.17 – 4.22 จะพบว่าเครื่องรับที่ใช้การหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบวนซ้ำชนิดซอฟต์แวร์และใช้แมตริกฟิลเตอร์ในรอบแรกของการวนซ้ำจะให้สมรรถนะใกล้เคียงกับเครื่องรับแบบวนซ้ำที่ใช้ดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้คนเดียวในรอบแรกของการวนซ้ำ ทั้งนี้เนื่องจากแมตริกฟิลเตอร์และดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้คนเดียวให้สมรรถนะที่ใกล้เคียงกัน ดังนั้น จึงสามารถใช้แมตริกฟิลเตอร์แทนดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้คนเดียวในเครื่องรับที่เสนอใน [27] ซึ่งจะทำให้ความซับซ้อนของเครื่องรับลดลง

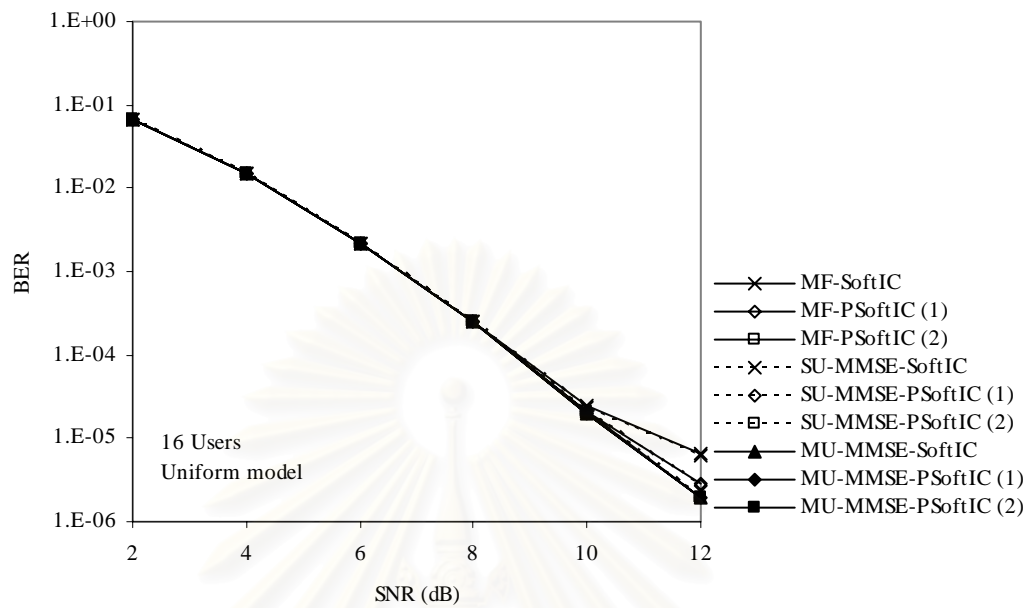
เมื่อพิจารณาระบบที่มีผู้ใช้ 16 คน (รูปที่ 4.17 และ 4.20) เครื่องรับแบบวนซ้ำที่ได้นำเสนอซึ่งใช้ดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้หลายคนในรอบแรกของการวนซ้ำจะมีสมรรถนะดีกว่าเครื่องรับที่เสนอใน [27] เมื่อค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมากกว่า 10 dB จะสังเกตว่าในช่วงที่ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนน้อยกว่า 10 dB แม้ว่าในรอบแรกของการวนซ้ำสมรรถนะของเครื่องรับที่นำเสนอ

จะดีกว่าเครื่องรับที่เสนอใน [27] มาก แต่หลังจากเกิดกระบวนการวนซ้ำแล้วสมรรถนะของเครื่องรับที่เสนอใน [27] จะใกล้เคียงกับเครื่องรับที่นำเสนอ ทั้งนี้เนื่องจากสมรรถนะของรหัสเทอร์โบมีขีดจำกัด เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าต่ำ รหัสเทอร์โบจะสามารถแก้ไขผิดพลาดทั้งจากเครื่องรับที่เสนอใน [27] และเครื่องรับที่นำเสนอโดยใช้สมรรถนะสูงสุดทำให้ข้อมูลที่ได้มีความถูกต้องใกล้เคียงกัน จึงทำให้สมรรถนะของเครื่องรับที่ได้มีค่าใกล้เคียงกันด้วย และสังเกตว่าเมื่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบถึงขีดจำกัดแล้ว การเพิ่มจำนวนรอบการวนซ้ำจะไม่ทำให้สมรรถนะของเครื่องรับดีขึ้น อย่างไรก็ตาม เมื่อค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้น จะทำให้เกิดความแตกต่างในการแก้ไขผิดพลาดของรหัสเทอร์โบ เนื่องจากขีดจำกัดของสมรรถนะของรหัสเทอร์โบมีค่าสูงขึ้น รวมทั้งสมรรถนะของดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้หลายคนและดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้คนเดียวจะต่างกันมากเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าสูง ทำให้เครื่องรับที่นำเสนอมีสมรรถนะดีกว่าเครื่องรับที่เสนอใน [27]

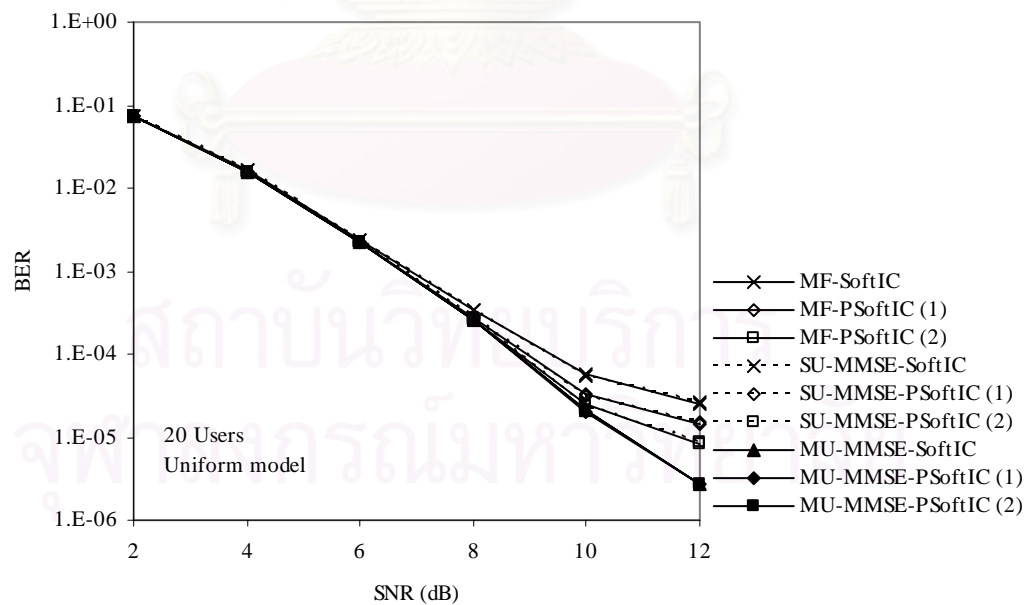
และเมื่อระบบมีจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้น สมรรถนะของดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้คนเดียวจะต่ำลง ทำให้รหัสเทอร์โบไม่สามารถแก้ไขผิดพลาดโดยใช้สมรรถนะสูงสุด ดังนั้น จึงสามารถเห็นความแตกต่างระหว่างสมรรถนะของเครื่องรับที่นำเสนอกับเครื่องรับที่เสนอใน [27] ได้มากขึ้น นอกจากนี้ จะสังเกตว่าเครื่องรับแบบวนซ้ำที่ใช้แมตซ์ฟิลเตอร์และดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้คนเดียวในรอบแรกของการวนซ้ำจะให้สมรรถนะที่ดีขึ้นเมื่อเพิ่มจำนวนรอบการวนซ้ำ เนื่องจากรหัสเทอร์โบยังสามารถแก้ไขผิดพลาดเพิ่มได้ ในขณะที่เครื่องรับที่นำเสนอจะให้สมรรถนะที่ดีขึ้นเพียงเล็กน้อยเมื่อเพิ่มจำนวนรอบการวนซ้ำมากกว่า 2 รอบ

4.4.3 การทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับที่ใช้เทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วน

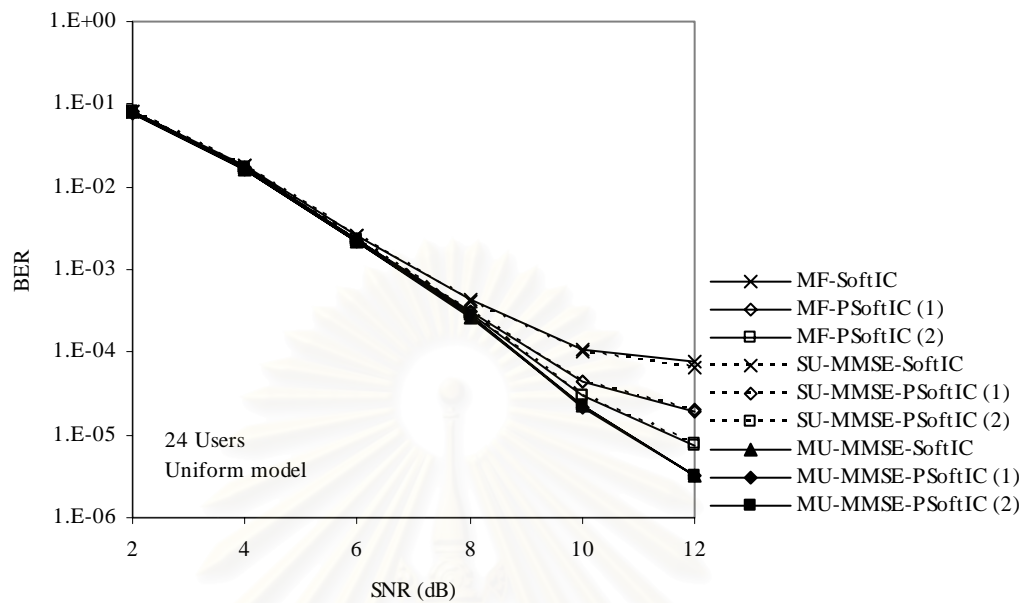
แม้ว่าเครื่องรับแบบวนซ้ำที่นำเสนอซึ่งใช้ดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้หลายคนในรอบแรกของการวนซ้ำจะให้สมรรถนะที่ดี แต่การใช้ดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้หลายคนก็ยังคงมีความซับซ้อนสูงเมื่อเปรียบเทียบกับแมตซ์ฟิลเตอร์ ดังนั้น วิทยานิพนธ์นี้จึงเสนอวิธีการปรับปรุงสมรรถนะของเครื่องรับแบบวนซ้ำที่ใช้แมตซ์ฟิลเตอร์ในรอบแรกของการวนซ้ำ โดยใช้เทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วนดังหัวข้อ 3.3



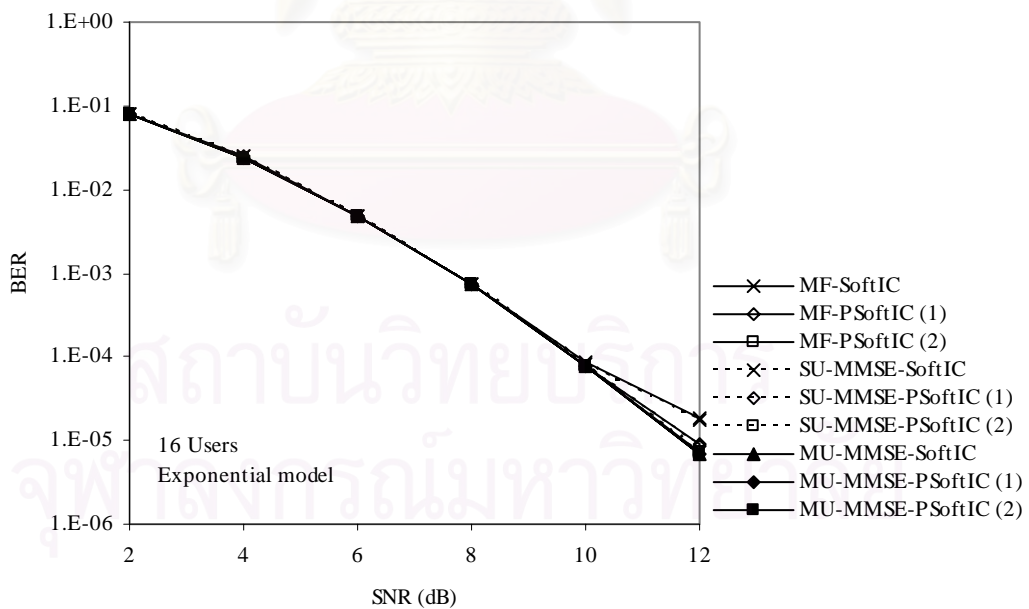
รูปที่ 4.23 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่ใช้เทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วน โดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 16 คน ในช่องสัญญาณแบบยูนิฟอร์ม



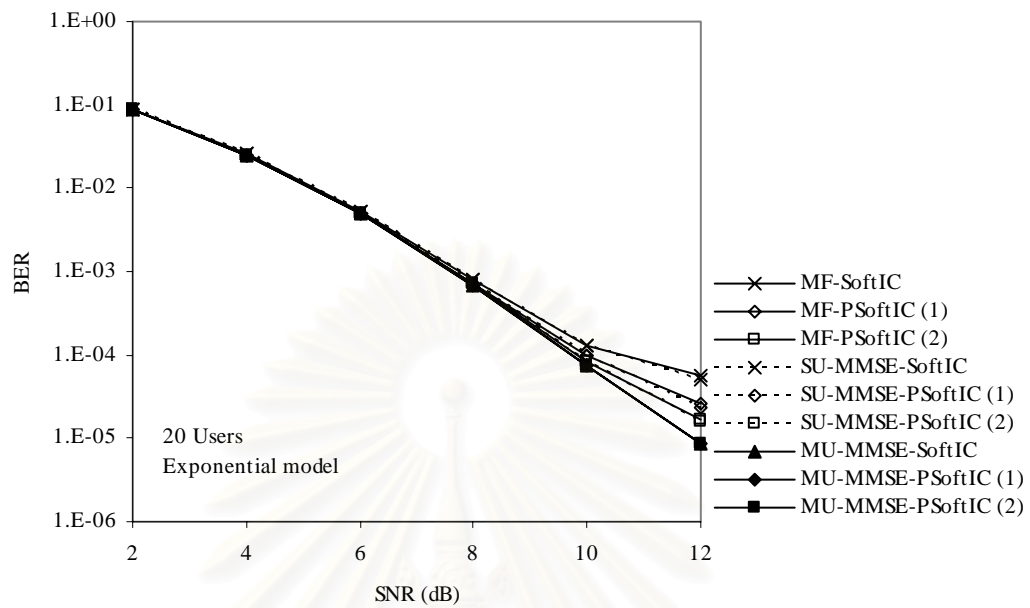
รูปที่ 4.24 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่ใช้เทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วน โดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 20 คน ในช่องสัญญาณแบบยูนิฟอร์ม



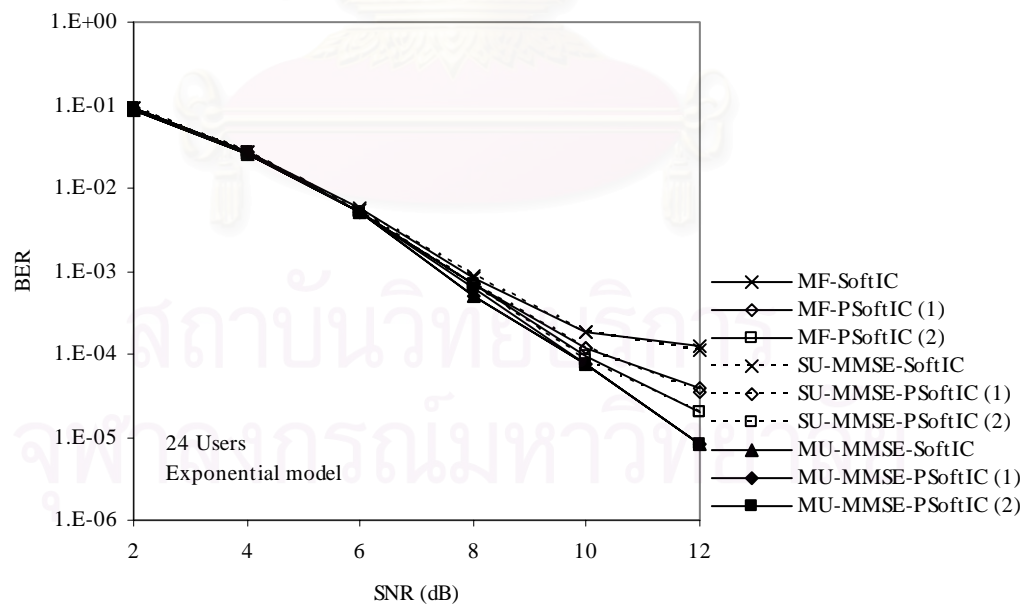
รูปที่ 4.25 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่ใช้เทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วน โดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 24 คน ในช่องสัญญาณแบบยูนิฟอร์ม



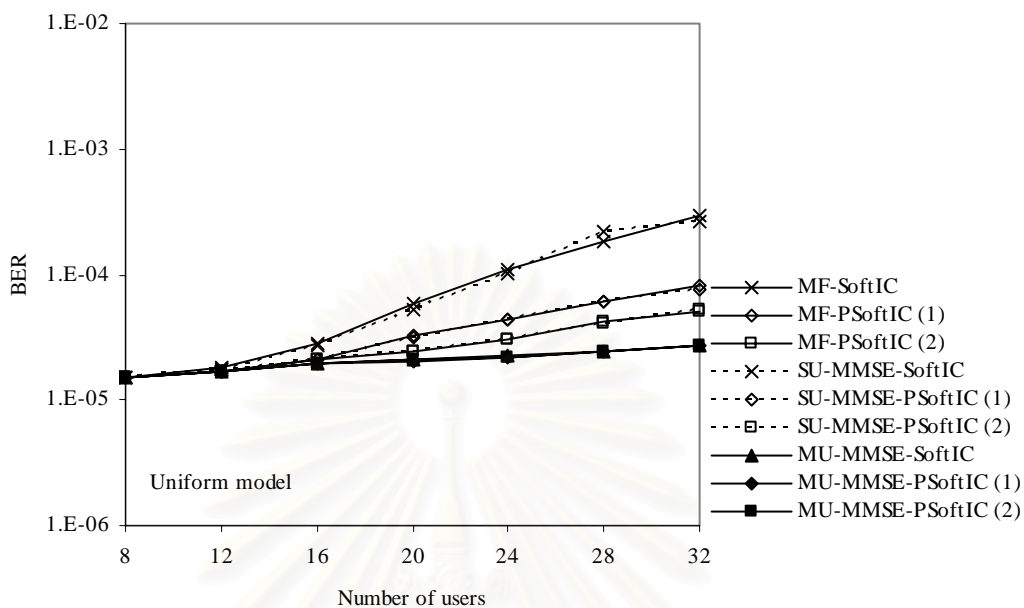
รูปที่ 4.26 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่ใช้เทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วน โดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 16 คน ในช่องสัญญาณแบบเอกซ์โพเนนเชียล



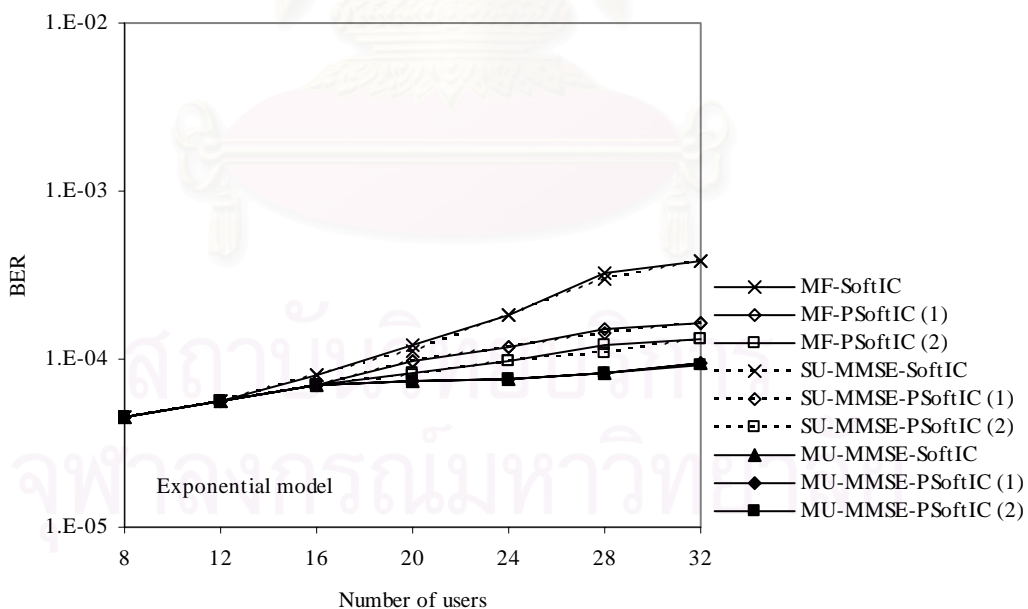
รูปที่ 4.27 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่ใช้เทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วน โดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 20 คน ในช่องสัญญาณแบบเอกซ์โพเนนเชียล



รูปที่ 4.28 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่ใช้เทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วน โดยระบบมีจำนวนผู้ใช้ 24 คน ในช่องสัญญาณแบบเอกซ์โพเนนเชียล



รูปที่ 4.29 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่ใช้เทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วน เมื่อปรับจำนวนผู้ใช้ในระบบ โดยใช้ช่องสัญญาณแบบยูนิฟอร์ม



รูปที่ 4.30 อัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่ใช้เทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วน เมื่อปรับจำนวนผู้ใช้ในระบบ โดยใช้ช่องสัญญาณแบบเอกซ์โพเนนเชียล

ในการทดสอบนี้จะทำการทดสอบทั้งในช่องสัญญาณแบบยูนิฟอร์มและช่องสัญญาณแบบเอกซ์โพเนนเชียล โดยจะใช้จำนวนรอบการวนซ้ำทั้งหมด 3 รอบ ดังนั้น จะต้องกำหนดค่าถ่วงน้ำหนักสำหรับการหักล้างในรอบที่ 2 และ รอบที่ 3

การกำหนดค่าถ่วงน้ำหนักได้มีการแสดงไว้ใน [11] โดยค่าถ่วงน้ำหนักจะต้องมีค่าเพิ่มขึ้นในแต่ละรอบของการวนซ้ำ และมีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1 อย่างไรก็ตาม การกำหนดค่าถ่วงน้ำหนักใน [11] จะได้จากการทดลอง ดังนั้น ในงานวิจัยนี้จะใช้การทดลองเพื่อเลือกค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสม ซึ่งจะได้ค่าถ่วงน้ำหนักในรอบที่ 2 เท่ากับ 0.8 และค่าถ่วงน้ำหนักในรอบที่ 3 เท่ากับ 1

รายละเอียดสัญลักษณ์ในกราฟ

PSoftIC (1) แทนสมรรถนะของเครื่องรับที่ใช้การหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบวนซ้ำชนิดซอฟต์แวร์บางส่วน โดยใช้เทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วนแบบที่ 1 ดังสมการที่ (3.28)

PSoftIC (2) แทนสมรรถนะของเครื่องรับที่ใช้การหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบวนซ้ำชนิดซอฟต์แวร์บางส่วน โดยใช้เทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วนแบบที่ 2 ดังสมการที่ (3.29)

รูปที่ 4.23, 4.24 และ 4.25 แสดงสมรรถนะของเครื่องรับในช่องสัญญาณแบบยูนิฟอร์มเมื่อกำหนดให้ในระบบมีผู้ใช้ 16 คน 20 คน และ 24 คน ตามลำดับ และรูปที่ 4.26, 4.27 และ 4.28 แสดงสมรรถนะของเครื่องรับในช่องสัญญาณแบบเอกซ์โพเนนเชียลเมื่อกำหนดให้ในระบบมีผู้ใช้ 16 คน 20 คน และ 24 คน ตามลำดับ

จากรูปที่ 4.23 – 4.28 จะพบว่าเครื่องรับแบบวนซ้ำที่ใช้แมตซ์ฟิลเตอร์ในรอบแรกของการวนซ้ำจะให้สมรรถนะใกล้เคียงกับเครื่องรับแบบวนซ้ำที่ใช้ดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้คนเดียวในรอบแรกของการวนซ้ำ ในขณะที่การใช้เทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วนกับเครื่องรับแบบวนซ้ำที่ใช้ดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้หลายคนในรอบแรกของการวนซ้ำ จะไม่สามารถเพิ่มสมรรถนะของเครื่องรับได้ เนื่องจากอัตราความผิดพลาดบิตที่ได้มีค่าต่ำในระดับที่รหัสเทอร์โบไม่สามารถแก้ไขบิตผิดพลาดให้ต่ำกว่านี้ได้อีก

สำหรับเครื่องรับแบบวนซ้ำที่ใช้แมตซ์ฟิลเตอร์และดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้คนเดียวในรอบแรกของการวนซ้ำ จะมีสมรรถนะเพิ่มขึ้น

เมื่อนำเทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วนมาใช้ ซึ่งจะทำให้ได้สมรรถนะใกล้เคียงกับเครื่องรับแบบวนซ้ำที่ใช้ดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้หลายคนในรอบแรกของการวนซ้ำ จากรูปที่ 4.23 – 4.28 จะพบว่าการใช้เทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วนแบบที่ 2 จะให้สมรรถนะที่ดีกว่าการใช้เทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วนแบบที่ 1 ทั้งนี้เนื่องจาก เทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วนแบบที่ 2 นำค่าข่าวสารเอกซ์ ทริบซิกที่ประมาณจากการวนซ้ำในรอบก่อนหน้ามาพิจารณาร่วมด้วย ทำให้ข้อมูลที่ได้หลังจากการหักล้างมีความถูกต้องมากขึ้น

รูปที่ 4.29 และ 4.30 แสดงสมรรถนะของเครื่องรับ เปรียบเทียบกับจำนวนผู้ใช้ในระบบที่ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 10 dB เมื่อพิจารณาในช่องสัญญาณแบบยูนิฟอร์มและช่องสัญญาณแบบเอกซ์โพเนนเชียล ตามลำดับ

จากรูปจะพบว่าเครื่องรับแบบวนซ้ำที่ใช้แมตซ์ฟิลเตอร์และดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้คนเดียวในรอบแรกของการวนซ้ำจะมีสมรรถนะต่ำลงเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้น และเครื่องรับนี้สามารถเพิ่มสมรรถนะได้เมื่อใช้เทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วน ในขณะที่เครื่องรับที่นำเสนอจะมีสมรรถนะต่ำลงเพียงเล็กน้อยเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้น

บทที่ 5

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาการทำงานของเครื่องรับแบบวนซ้ำสำหรับระบบ MC-CDMA ที่มีการเข้ารหัส โครงสร้างของการทำงานแบบวนซ้ำเกิดขึ้นจากการแลกเปลี่ยนข่าวสารระหว่างดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้หลายคนกับตัวถอดรหัส โดยที่ข่าวสารเอกซ์ทรินซิกที่คำนวณได้ในแต่ละส่วนจะถูกส่งไปยังส่วนถัดไปเพื่อใช้งานในรูปข่าวสารเบื้องต้นแรก ในงานวิจัยนี้จะสนใจการทำงานของดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้หลายคน โดยวิธีการคำนวณค่าข่าวสารเอกซ์ทรินซิกที่เหมาะสมที่สุดของดีเทกเตอร์สำหรับผู้ใช้หลายคนจะใช้หลักการของการประมาณแบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุด แต่เนื่องจากมีความซับซ้อนในการคำนวณสูงมากไม่เหมาะที่จะนำไปประยุกต์ใช้งาน ดังนั้น วิทยานิพนธ์นี้จึงเสนอวิธีการหากล้างสัญญาณแทรกสอดชนิดซอฟต์แวร์ซึ่งจะใช้หลักการของการหากล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน โดยจะนำข่าวสารเบื้องต้นที่ได้จากตัวถอดรหัสมาช่วยในการประมาณค่าสัญญาณแทรกสอด จากนั้นจะนำสัญญาณที่หากล้างสัญญาณแทรกสอดแล้วไปผ่านดีเทกเตอร์เพื่อปรับปรุงสัญญาณ แล้วจึงจะทำการประมาณค่าข่าวสารเอกซ์ทรินซิกทำให้ลดความซับซ้อนลง โครงสร้างของเครื่องรับดังกล่าวนี้ถูกเสนอในงานวิจัย [27] โดยเครื่องรับนี้จะใช้ดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้คนเดียวเฉพาะในรอบแรกของการวนซ้ำเนื่องจากในรอบแรกของการวนซ้ำยังไม่มีหากล้างสัญญาณแทรกสอด ขณะที่ในรอบถัดไปซึ่งมีการหากล้างสัญญาณแทรกสอดแล้ว ทำให้สามารถพิจารณาได้ว่าสัญญาณที่ได้ประกอบด้วยสัญญาณจากผู้ใช้คนเดียวจะใช้แมตซ์ฟิลเตอร์แทน

จากผลการทดสอบพบว่า เครื่องรับที่เสนอในงานวิจัย [27] จะให้สมรรถนะที่ไม่ดีเมื่อนำมาใช้ในข่ายเชื่อมโยงขึ้นเนื่องจากดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้คนเดียวไม่เหมาะที่จะใช้ในระบเชื่อมโยงขาขึ้น ดังนั้น งานวิจัยนี้จึงเสนอให้ใช้ดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้หลายคนแทนเพื่อให้สามารถนำมาประยุกต์ใช้ในระบเชื่อมโยงขาขึ้น

พิจารณาเปรียบเทียบระหว่างระบบ MC-CDMA ที่มีการเข้ารหัส กับระบบ MC-CDMA ที่ไม่มีการเข้ารหัส พบว่าการเข้ารหัสเทอร์โบมาใช้เป็นรหัสของสัญญาณสามารถทำให้ระบบมีสมรรถนะดีขึ้นอย่างมาก

เมื่อพิจารณาเครื่องรับที่ใช้การหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบวนซ้ำชนิดซอฟต์แวร์ โดยเปรียบเทียบสมรรถนะที่ได้เมื่อใช้ดีเทกเตอร์ในรอบแรกของการวนซ้ำที่ต่างกัน จากผลการจำลองระบบ พบว่าการใช้ดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้หลายคนซึ่งเป็นวิธีที่น่าเสนอจะให้สมรรถนะที่ดีกว่าการใช้ดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้คนเดียวซึ่งเป็นวิธีที่น่าเสนอในงานวิจัย [27] และแมตซ์ฟิลเตอร์ ซึ่งจะเห็นความแตกต่างได้อย่างชัดเจนเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบสูงขึ้น นอกจากนี้ ยังพบว่าการใช้แมตซ์ฟิลเตอร์จะให้สมรรถนะใกล้เคียงกับการใช้ดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้คนเดียว ดังนั้น จึงสามารถใช้แมตซ์ฟิลเตอร์แทนดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้คนเดียวในเครื่องรับที่เสนอใน [27] ซึ่งจะทำให้ความซับซ้อนของเครื่องรับลดลง

เนื่องจากดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้หลายคนที่ใช้ในเครื่องรับที่นำเสนอมีความซับซ้อนสูงเมื่อเปรียบเทียบกับแมตซ์ฟิลเตอร์ ดังนั้น วิทยานิพนธ์นี้จึงเสนอวิธีการปรับปรุงสมรรถนะของเครื่องรับแบบวนซ้ำที่ใช้แมตซ์ฟิลเตอร์ในรอบแรกของการวนซ้ำ โดยใช้เทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วนซึ่งวิทยานิพนธ์นี้จะเสนอเทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วนสองแบบ คือ แบบที่ 1 จะทำการถ่วงน้ำหนักค่าสัญญาณแทรกสอดที่ประมาณได้โดยตรงก่อนที่จะนำไปหักล้างออกจากสัญญาณที่ได้จากกระบวนการแปลงฟูริเยร์แบบดิสครีต และแบบที่ 2 จะใช้หลักการจากงานวิจัย [11] โดยจะนำค่าข่าวสารเอกซ์ทรินซิกที่ประมาณจากการวนซ้ำในรอบก่อนหน้ามาพิจารณาด้วย และจะถ่วงน้ำหนักพร้อมกับข้อมูลที่ได้หลังจากมีการหักล้างสัญญาณแทรกสอด

จากผลการจำลองระบบ พบว่าเมื่อนำเทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วนมาใช้จะสามารถเพิ่มสมรรถนะให้กับเครื่องรับที่ใช้แมตซ์ฟิลเตอร์ในรอบแรกของการวนซ้ำ ทำให้ได้สมรรถนะใกล้เคียงกับเครื่องรับที่ใช้ดีเทกเตอร์ชนิดทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดแบบผู้ใช้หลายคนในรอบแรกของการวนซ้ำ โดยการนำเทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วนแบบที่ 2 จะให้สมรรถนะที่ดีกว่าการใช้เทคนิคการหักล้างสัญญาณแทรกสอดบางส่วนแบบที่ 1

5.2 ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต

สำหรับงานที่ควรจะได้รับการศึกษาหรือพัฒนาต่อไป คือ

- 1) ศึกษา และวิเคราะห์สมรรถนะของเครื่องรับแบบวนซ้ำในกรณีที่มีผลกระทบจากการประมาณช่องสัญญาณ และผลของความถี่ออฟเซต
- 2) พัฒนาเครื่องรับแบบวนซ้ำนี้สำหรับใช้ในระบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออก (Multiple-input Multiple-Output, MIMO)



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

รายการอ้างอิง

1. Rappaport, T. S. Wireless Communication: Principle & Practice. (n.p.): Upper Saddle River, Prentice-Hall, 1996.
2. Proakis J. G. Digital Communications. New York: McGraw-Hill, 1995.
3. Richard, V. N. and Prasad, R. OFDM for Wireless Multimedia Communications. London: Artech House, 2000.
4. Hara, S. and Prasad, R. Overview of Multicarrier CDMA. IEEE Communications Magazine. 35 (December 1997): 126-133.
5. Yee, N. and Linnartz, J.P. Multi-Carrier CDMA in an Indoor Wireless Radio Channel. CA.: University of California Berkeley, 1999.
6. Hara, S. and Prasad, R. Design and Performance of Multicarrier CDMA System in Frequency-Selective Rayleigh Fading Channels. IEEE Transactions on Vehicular Technology. 48 (September 1999): 1584-1595.
7. Verdu, S. Multiuser Detection. Cambridge: Cambridge University Press, 1998.
8. Moshavi, S. Multi-User Detection for DS-CDMA Communications. IEEE Communications Magazine. 34 (December 1996): 124-136.
9. Buehrer, R. M., Correal, N. S. and Woerner, B.D. A Simulation Comparison of Multiuser Receivers for Cellular CDMA. IEEE Transactions on Vehicular Technology. 49 (July 2000): 1065-1085.
10. Patel, P. and Holtzman, J. Analysis of a Simple Successive Interference Cancellation Scheme in DS/CDMA System. IEEE Journal on Selected Area in Communications 12, 5 (June 1994): 769-807.
11. Divsalar, D., Simon, M. K. and Raphaeli D. Improved Parallel Interference Cancellation for CDMA. IEEE Transaction on Communication 46, 2 (February 1998): 258-268.
12. Berrou, C., Glavieux, A. and Thitimajshima, P. Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo Codes. Proceedings of IEEE International Conference on Communications (May 1993): 1064-1070.

13. Vucetic, B. and Yuan, J. TURBO CODES Principles and Applications. London: Kluwer Academic, 2002.
14. Hagenauer, J. The Turbo Principle : Tutorial Introduction and State of the Art. Proceedings of International Symposium on Turbo Codes and Related Topics (September 1997): 1-11.
15. Poor, H. V. Iterative Multiuser Detection. IEEE Signal Processing Magazine (January 2004): 81-88.
16. Hagenauer, J. Forward Error Correcting for CDMA Systems. Proceedings of IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (September 1996): 566-569.
17. Alexander, P. D., Grant, A. J. and Reed, M. C. Iterative Detection in Code-Division Multiple-Access with Error Control Coding. European Transactions on Telecommunications 9, 5 (September 1998): 419-425.
18. Reed, M. C., Schlegel, C. B., Alexander, P. D. and Asenstorfer, J. Iterative Multiuser Detection for CDMA with FEC: Near-Single-User Performance. IEEE Transactions on Communications 46, 12 (December 1998): 1693-1699.
19. Stienstra, D., Khandani, A. K. and Tong, W. Iterative Multiuser Turbo-Code Receiver for DS-CDMA. IEEE Transactions on Vehicular Technology 52, 2 (March 2003): 365-373.
20. Wang, X. and Poor, H. V. Iterative (Turbo) Soft Interference Cancellation and Decoding for Coded CDMA. IEEE Transactions on Communications 47, 7 (July 1999): 1046-1061.
21. Li, Q., Wang, X. and Georgiades, C. N. Turbo Multiuser Detection for Turbo-Coded CDMA in Multipath Fading Channels. IEEE Transactions on Vehicular Technology 51, 5 (September 2002): 1096-1108.
22. Akther, M. S., Asenstorfer, J., Alexander, P. D. and Reed, M. C. Performance of Multi-Carrier CDMA with Iterative Detection. Proceedings of IEEE International Conference on Universal Personal Communications 1 (October 1998): 131-135.

23. Kuhn, V. Combined MMSE-PIC in Coded OFDM-CDMA Systems. Proceedings of IEEE Global Telecommunications 1 (November 2001): 231-235.
24. Kafle, P. L. and Sesay, A. B. A Low-Complexity Multiuser Receiver for Turbo-Coded MC-CDMA System. Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference 4 (May 2002): 1714-1718.
25. Kafle, P. L. and Sesay, A. B. Iterative Semi-Blind Multiuser Detection for Coded MC-CDMA Uplink System. IEEE Transactions on Communications 51, 7 (July 2003): 1034-1039.
26. Kaiser, S. and Hagenauer, J. Multi-carrier CDMA with Iterative Decoding and Soft-Interference Cancellation. Proceedings of IEEE Global Telecommunications (November 1997): 6-10.
27. Kafle, P. L. and Sesay, A. B. Performance of Turbo Coded Multicarrier CDMA with Iterative Multiuser Detection and Decoding. Proceedings IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (May 2001): 105-110.
28. Tsumura, S. and Hara, S. Design and Performance of Quasi-Synchronous Multi-Carrier CDMA System. Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference 2 (October 2001): 843-847.
29. Bahl, L. R., Cocke, J., Jelinek, F. and Raviv, J. Optimal Decoding of Linear Codes for Minimizing Symbol Error Rate. IEEE Transactions on Information Theory 20 (March 1974): 284-287.
30. Maeda, N., Atarashi, H., Abeta, S., and Sawahashi, M. Pilot Channel Assisted MMSE Combining in Forward Link for Broadband OFCDM Packet Wireless Access. IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences E-85-B, 7 (July 2002): 1635-1645.



ภาคผนวก

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ผลงานวิจัยของผู้เขียนที่ได้รับการตีพิมพ์แล้ว

Kumpoopong, P., Kunaruttanapruk, S., and Jitapunkul, S. Iterative Partial Soft Interference Cancellation with MMSE Multiuser Detection for Uplink Turbo-Coded MC-CDMA System Proceeding of IEEE Communication Networks and Services Research (CNSR2005), Halifax, Nova Scotia, Canada, May 2005.



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Iterative Partial Soft Interference Cancellation with MMSE Multiuser Detection for Uplink Turbo-Coded MC-CDMA System

P. Kumpoopong S. Kunaruttanapruk S. Jitapunkul
Center of Excellence in Telecommunication Technology
Department of Electrical Engineering
Chulalongkorn University
Bangkok, 10330, Thailand
opasakorn_k@yahoo.com, jsomchai@chula.ac.th

Abstract

In this paper, we improve the conventional iterative soft interference cancellation by introducing the partial cancellation technique and minimum mean square error (MMSE) multiuser detection technique in an uplink turbo-coded multicarrier code division multiple access (MC-CDMA) system. The performance of our proposed receiver is evaluated in Rayleigh multipath fading channel by using computer simulation. Simulation results demonstrate the advantages of the proposed technique over the conventional technique.

1 Introduction

Recently, the combination of multicarrier (MC) modulation technique, known as orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), and conventional CDMA has received much attention among researchers [3, 8]. MC modulation is robust to frequency-selective fading and CDMA plays a leading role in the next generation wireless communication. Thus, MC-CDMA, the combination of these two techniques, can take advantages such as interference suppression capability and bandwidth efficiency in future high speed wireless communication [8].

In the uplink channel, the orthogonality of the received spreading sequences is typically lost and cannot be easily recovered by using the simple received techniques because the channel of each user is mutually independent. Hence the effect of multiple access interference (MAI) significantly increases due to the non-zero cross correlation.

Since most practical CDMA systems are employed the error control coding, recent works have focused on the combined multiuser detection and error control coding. More recently, iterative (turbo) receivers for coded system have

received considerable from attention. The inspiration behind these receivers is the decoding of turbo codes [1], in which the transmitted signal contains two-dimensional redundancy in the form of two recursive systematic convolutional codes separated by an interleaver. Decoding is achieved via an iterative process in which extrinsic information is exchanged between two channel decoders.

In this paper, the iterative multiuser receiver is developed for uplink turbo-coded MC-CDMA system. The iterative receiver consists of two stages: a soft multiuser detector, followed by K parallel channel decoder. There are two types of iterations in the receiver, where the outer iteration exchanges information between the multiuser detection and the decoder and the inner iteration computes within the turbo decoder.

The complexity of the optimal computation, based on maximum a posteriori (MAP) criteria [4] for the multiuser detection, is exponential in terms of the number of active users. Hence, for the same of implementation feasibility, we will consider a soft interference cancellation approach. In [4, 5], the detected symbols in the first stage are provided by the single-user minimum mean square error detector (SU-MMSED). This receiver is known for its capability to mitigate MAI in the downlink channel. Unfortunately, due to the channel independent character of the uplink channel, SU-MMSED cannot suppress the MAI. In this paper, we replace SU-MMSED by the multiuser minimum mean square error detector (MU-MMSED) [6] in order to overcome the disadvantage. In addition, we adopt the partial cancellation technique where only fraction of interference replica is cancelled from the composite signal. This partial cancellation is beneficial for cancellation based on practical imperfect symbol detection.

This paper is organized as follows: Section 2 describes the uplink turbo-coded MC-CDMA system. Section 3 presents the iterative multiuser receiver. Simulation results

are provided in Section 4, and Section 5 contains the conclusion.

2 System Description

The K -user uplink turbo-coded MC-CDMA system is considered. Block diagram of the system is shown in Fig. 1. The information bits of each user are encoded by the turbo encoder and passed to a channel interleaver (denoted as π_{ch} in the figure). The interleaved bits are binary phase-shift keying (BPSK) modulated. Each modulated data symbol $\mathbf{b}^{(k)} \in \{-1, +1\}$ is spread with user's spreading sequence, $\mathbf{c}^{(k)} = [c_0^{(k)}, c_1^{(k)}, \dots, c_{L-1}^{(k)}]^T$ and passed to the MC-CDMA modulator. The MC-CDMA modulator consists of serial to parallel converter, inverse discrete Fourier transform (IDFT) operation followed by a cyclic prefix insertion [4].

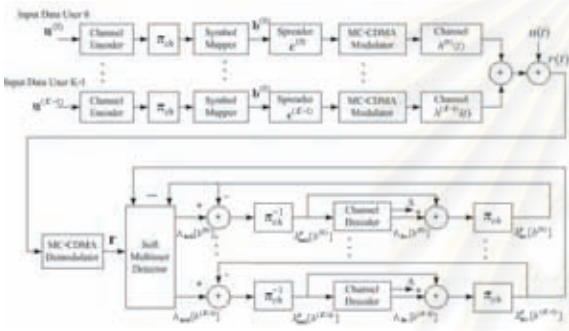


Figure 1. Block diagram of uplink MC-CDMA system with iterative multiuser detection at the receiver.

Each user's signal is transmitted through different multipath channel. We assume that cyclic prefix duration is longer than the maximum delay spread of channel plus the delay of each user's signal. Therefore, signal at each subcarrier is subject to flat fading. At the receiver, the received signal is processed by the MC-CDMA demodulator, which performs reverse operation. The cyclic prefix is removed and the resultant signal is demodulated by using DFT.

In discrete time notations, the l th output of DFT at i th code bit can be written as

$$r_{l,i} = \sum_{k=0}^{K-1} \rho_l^{(k)} c_l^{(k)} b_i^{(k)} + n_l \quad (1)$$

where $\rho_l^{(k)}$ is complex gain of l th subcarrier of k th user channel, $c_l^{(k)}$ is l th chip of spreading sequence of k th user, $b_i^{(k)}$ is i th code bit of k th user and n_l is zero mean additive white Gaussian noise with σ_n^2 variance.

3 Iterative Multiuser Receiver

The iterative multiuser receiver structure is shown in the lower half of Fig.1 [7]. It consists of two stages: a soft multiuser detector, followed by K parallel single-user channel decoder. The two stages are linked by deinterleavers and interleavers. The soft multiuser detector delivers *extrinsic information*, which can be written as

$$\lambda_{\text{mul}}[b_i^{(k)}] = \log \frac{P[b_i^{(k)} = +1 | \lambda_{\text{dec}}^p[b_i^{(k)}], r(t)]}{P[b_i^{(k)} = -1 | \lambda_{\text{dec}}^p[b_i^{(k)}], r(t)]} - \log \frac{P[b_i^{(k)} = +1]}{P[b_i^{(k)} = -1]} \quad (2)$$

where the first term in (2) represents the *a posteriori* log-likelihood ratio (LLR) of the code bit $b_i^{(k)}$, and the second term, denoted by $\lambda_{\text{dec}}^p[b_i^{(k)}]$, represents the *a priori* LLR of the code bit, which is computed by the decoder of the k th user in the previous iteration, interleaved, and then fed back to the soft multiuser detector. For the first iteration, assuming equally likely code bits, i.e., no a priori information available, we have $\lambda_{\text{dec}}^p[b_i^{(k)}] = 0$, for $1 \leq k \leq K$.

The soft multiuser detector computes the extrinsic information, $\lambda_{\text{mul}}[b_i^{(k)}]$, based on the received signal $r(t)$ and the *a priori* information of all other code bit in the frame. The extrinsic information, which is not influenced by the *a priori* information of $b_i^{(k)}$ provided by the decoder, is then deinterleaved and fed into the k th user's decoder as the *a priori* information in the current iteration.

Based on the priori information $\lambda_{\text{mul}}^p[b_i^{(k)}]$ and the structure of the turbo code (as indicated by the conditioning on C below), the k th user's decoder computes the extrinsic information of each code bit using

$$\lambda_{\text{dec}}[b_i^{(k)}] = \log \frac{P[b_i^{(k)} = +1 | \lambda_{\text{mul}}^p[b_i^{(k)}]; C]}{P[b_i^{(k)} = -1 | \lambda_{\text{mul}}^p[b_i^{(k)}]; C]} - \lambda_{\text{mul}}^p[b_i^{(k)}]. \quad (3)$$

This extrinsic information is the information about code bit $b_i^{(k)}$ gleaned from the priori information about the other code bits $\{\lambda_{\text{mul}}^p[b_{i'}^{(k)}]\}_{i' \neq i}$, based on the constraint of the turbo code. The decoder also computes the *a posteriori* LLR of every information bit, which is used to make a decision on the decoded bit at the last iteration. After interleaving, the extrinsic information delivered by the K decoders is then fed back to the soft multiuser detector as the priori information about the code bits of all users in the next iteration. Note that The decoding algorithm in turbo decoder is based on MAP algorithm [1].

3.1 Soft Interference Cancellation Scheme

As earlier discussed in the introduction, the computation complexity of the optimal scheme is prohibitive for practi-

cal system. Thus, we consider a, suboptimal technique, soft interference cancellation [4, 5]. The concept of this scheme is to estimate the *a posteriori* LLR based on the approximate single-user signal. This signal can be obtained by canceling the interference from other user. In addition, the reliability of the estimated LLR can be improved by iterative process.

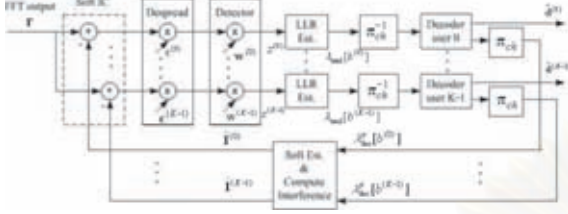


Figure 2. Block diagram of the iterative soft interference cancellation receiver.

The block diagram of the soft interference cancellation is shown in Fig. 2. We first form soft estimates of the code bits of all user based on the *a priori* information of the code bits of all users, $\lambda_{\text{dec}}^p[b_i^{(k)}]$, provided by the decoder from the previous stage. We have

$$\begin{aligned} \hat{b}_i^{(k)} &= \sum_{b_k \in \{+1, -1\}} b_k P[b_i^{(k)} = b_k] \\ &= \sum_{b_k \in \{+1, -1\}} \frac{b_k}{2} \left[1 + b_k \tanh \left(\frac{1}{2} \lambda_{\text{dec}}^p[b_i^{(k)}] \right) \right] \\ &= \tanh \left(\frac{1}{2} \lambda_{\text{dec}}^p[b_i^{(k)}] \right). \end{aligned} \quad (4)$$

These estimated code bits are used to generate the estimation of interference in each subcarrier. The estimated interference of i th code bit of l th subcarrier of j th user is

$$I_{l,i}^{(j)} = \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq j}}^{K-1} \hat{\rho}_l^{(k)} c_l^{(k)} \hat{b}_i^{(k)}. \quad (5)$$

Next, the interference is canceled from the received signal (the output of DFT). For the first iteration (no IC), the estimated interference is set to zero. In real applications, the residual interference exists due to inaccurate signal detection in the first stage. In order to improve the detection performance of the first stage, we propose to replace SU-MMSE by MU-MMSE is

$$z_i^{(k)} = \sum_{l=0}^{L-1} w_l^{(k)} c_l^{(k)} (r_{l,i} - I_{l,i}^{(k)}). \quad (6)$$

After the first stage, the signal is regarded as interference free signal. Thus, MF, which is the optimum receiver for the

only noise disturbed system, will be used in the following stage.

The gain $\mathbf{w}^{(k)} = [w_0^{(k)}, w_1^{(k)}, \dots, w_{L-1}^{(k)}]$ of k th user using MU-MMSE is given by

$$\mathbf{w}^{(k)} = (\mathbf{S}\mathbf{S}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{s}^{(k)*} \quad (7)$$

The column vector $\mathbf{s}^{(k)}$ and matrix \mathbf{S} is given by

$$\mathbf{s}^{(k)} = [\hat{\rho}_0^{(k)} \quad \hat{\rho}_1^{(k)} \quad \dots \quad \hat{\rho}_{L-1}^{(k)}]^T \quad (8)$$

and

$$\mathbf{S} = [\mathbf{s}^{(0)} \quad \mathbf{s}^{(1)} \quad \dots \quad \mathbf{s}^{(K-1)}] \quad (9)$$

, respectively. The detector gain of l th subcarrier of k th user using SU-MMSE is given by

$$w_l^{(k)} = \frac{\hat{\rho}_l^{(k)*}}{\sum_{j=0}^{K-1} |\hat{\rho}_l^{(j)}|^2 + \sigma_n^2} \quad (10)$$

and for MF the gain is

$$w_l^{(k)} = \hat{\rho}_l^{(k)*}. \quad (11)$$

The estimated LLR $\lambda_{\text{mul}}[b_i^{(k)}]$, which is the extrinsic information, can be computed as described in [4]. Equation (6) can be expanded as

$$\begin{aligned} z_i^{(k)} &= \frac{b_i^{(k)}}{L} \sum_{l=0}^{L-1} w_l^{(k)} \rho_l^{(k)} \\ &+ \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} (b_i^{(k)} - \hat{b}_i^{(j)}) w_l^{(k)} \rho_l^{(j)} c_l^{(k)} c_l^{(j)} \\ &+ \sum_{l=0}^{L-1} c_l^{(k)} w_l^{(k)} n_l. \end{aligned} \quad (12)$$

The first term in (12) represents the desired signal part. The second term corresponds to the residual MAI due to incorrect cancellation. The third term denotes an equivalent noise component. For sufficiently long spreading codes, the MAI term can be considered as a zero mean additive Gaussian noise with equivalent variance, σ_{MAI}^2 . The estimated LLR of the code bits of k th user, is given by

$$\lambda_{\text{mul}}[b_i^{(k)}] = \frac{2h_{eff}}{\sigma_{MAI}^2 + \sigma_{noise}^2} z_i^{(k)} \quad (13)$$

where h_{eff} , an effective fading coefficient, is given by

$$h_{eff} = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} w_l^{(k)} \rho_l^{(k)} \quad (14)$$

and the variances σ_{MAI}^2 and σ_{noise}^2 can be approximated as

$$\sigma_{MAI}^2 = \frac{1}{L} \left[\frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} |w_l^{(k)}|^2 \cdot \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{K-1} \left(\frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} |\rho_l^{(j)}|^2 \right) - \frac{1}{K-1} \left(\frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} |w_l^{(k)}|^2 \cdot \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{K-1} \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} |\rho_l^{(j)}|^2 \right) \right] \quad (15)$$

$$\sigma_{noise}^2 = \frac{\sigma_n^2}{L} \sum_{l=0}^{L-1} |w_l^{(k)}|^2 \quad (16)$$

3.2 Partial Interference Cancellation Scheme

In the early stages of interference cancellation the estimated code bits $\hat{b}_i^{(k)}$ are less reliable than that in the later stages. It is sensible to cancel only a fraction of the interference in the early stages.

In this paper, we propose two types of partial cancellation technique.

Type I: The partial weight p_n is used to factor the estimated interference $I_l^{(k)}$ before cancellation. We have

$$z_i^{(k)} = \sum_{l=0}^{L-1} w_l^{(k)} (r_{l,i} - p_n I_{l,i}^{(k)}). \quad (17)$$

Type II: This technique is based on the algorithm in [2]. The partial weight is used to factor both the signal after cancellation and the estimated LLR for the user of interest obtained from the previous iteration. We have

$$z_i^{(k)} = \sum_{l=0}^{L-1} w_l^{(k)} \{ p_n (r_{l,i} - I_{l,i}^{(k)}) + (1-p_n) \lambda_{mul} [b_i^{(k)}(n-1)] \} \quad (18)$$

where $\lambda_{mul} [b_i^{(k)}(n-1)]$ is the estimated LLR of k th user at the previous iteration. Note that the partial weight is 0 to 1.

4 Simulation Results

We consider a rate-1/2 turbo code consisting of two punctured recursive systematic convolutional codes $(1 + D, 1 + D + D^2)$ for channel coding, with an S-random interleaver of size 320 information bits. After the encoder, coded data bits are interleaved by a block interleaver (size 40×16). Walsh-Hadamard codes of length 32, which can support up to 32 users, is used as the spreading sequence. We assume that there are 30 active users in the system. The OFDM symbol duration is set at $6.4 \mu\text{sec}$. a guard interval of $1.6 \mu\text{sec}$ is inserted between symbols to avoid ISI.

A 6-path Rayleigh fading channel with uniform power profile is used for simulation. The maximum multipath delay is $1 \mu\text{sec}$. the channel estimation is assumed perfect. The turbo decoder uses 4 iterations for decoding. A total of 3 iterations of joint multiuser detection and decoding are considered

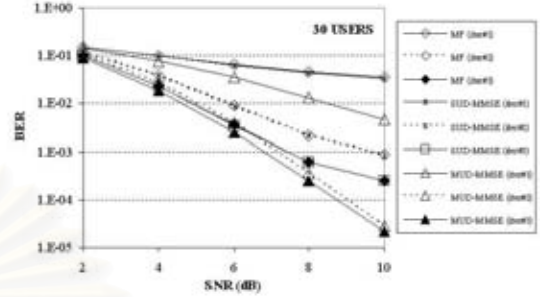


Figure 3. BER performance of the iterative soft interference cancellation receiver.

BER performance for the iterative soft interference cancellation receiver is shown in Fig. 3. We compare three types of detector (MF, SU-MMSE, MU-MMSE), which used for the first iteration. From Fig. 3, the soft interference cancellations using MF and SU-MMSE at the first iteration perform very similarly, that is, in the uplink system the SU-MMSE cannot improve the performance from MF. For the first iteration (no IC), the soft interference cancellation using MU-MMSE significantly improves the performance of turbo decoding, providing highly accurate estimates of interference for cancellation in the subsequent iterations. Therefore, the soft interference cancellation using MU-MMSE perform better then that using MF.

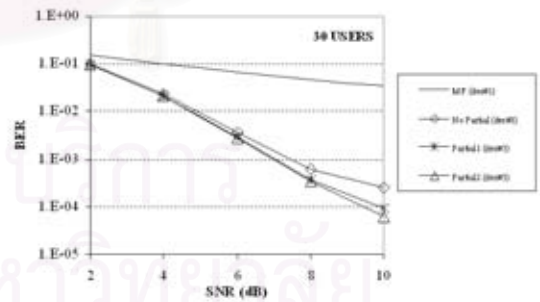


Figure 4. BER performance of the iterative partial soft interference cancellation receiver using MF at the first iteration.

Next, we consider the iterative partial soft interference cancellation receiver. The partial weight factors of each

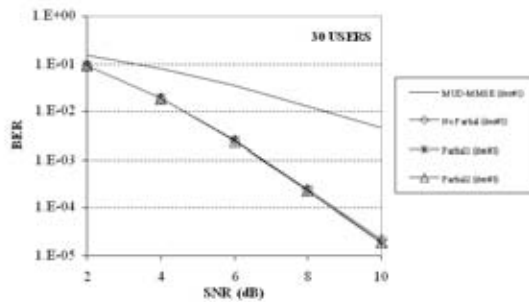


Figure 5. BER performance of the iterative partial soft interference cancellation receiver using MU-MMSED at the first iteration.

stage are 0.8 and 1.0, respectively. Fig. 4 and Fig. 5 show the performance of the partial soft interference cancellation using MF and MU-MMSED at the first iteration respectively. The partial cancellation technique can significantly improve the performance of the soft interference cancellation using MF at the first iteration whereas only slight improvement can be observed when applies this technique to soft interference cancellation using MU-MMSED at the first iteration. The type II partial technique perform better than the type I partial technique. However, the soft interference cancellation using MU-MMSED at the first iteration still perform better than the partial soft interference cancellation using MF at the first iteration but the complexity is higher.

5 Conclusion

We have considered the iterative multiuser detection in the uplink turbo-coded MC-CDMA system. The iterative soft interference cancellation using MU-MMSED at the first iteration is proposed. Simulation results show that this proposed receiving technique can outperform the conventional technique. We also propose the iterative partial soft interference cancellation. Performance improvement by using partial cancellation is obvious in case that MF is used for initial symbol detection at the first iteration but it does not show the improvement in case that MU-MMSED is used.

6 Acknowledgement

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

References

- [1] S. Benedetto, G. Montorsi, D. Divsalar, and P. F. A soft-input soft-output maximum a posteriori (map) module to decode parallel and serial concatenated codes. *JPL TDA Progress-Report*, 42:1–20, November 1996.
- [2] D. Divsalar, M. K. Simon, and D. Raphaeli. Improved parallel interference cancellation for cdma. *IEEE Transactions on Communications*, 46(2):258–268, February 1998.
- [3] S. Hara and R. Prasad. Design and performance of multicarrier cdma system in frequency-selective rayleigh fading channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 48(5):1584–1595, September 1999.
- [4] P. L. Kafle and A. B. Sesay. Performance of turbo coded multicarrier cdma with iterative multiuser detection and decoding. *Proceedings of IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, pages 105–110, May 2001.
- [5] S. Kaiser and J. Hagenauer. Multi-carrier cdma with iterative decoding and soft-interference cancellation. *Proceedings of IEEE Global Telecommunications*, pages 6–10, November 1997.
- [6] S. Verdu. *Multiuser Detection*. Cambridge University Press, Cambridge, U.K., 1998.
- [7] X. Wang and H. V. Poor. Iterative (turbo) soft interference cancellation and decoding for coded cdma. *IEEE Transactions on Communications*, 47:1046–1061, July 1999.
- [8] N. Yee, J. Linnartz, and G. Fettweis. Multi carrier cdma in an indoor wireless radio network. *Proceedings of IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 99:103–109, September 1993.

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายภาสกร กัมพูพงศ์ เกิดวันที่ 21 พฤศจิกายน พ.ศ. 2523 ที่จังหวัดลำพูน สำเร็จการศึกษาปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (เกียรตินิยมอันดับหนึ่ง) ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเชียงใหม่ ในปีการศึกษา 2545 และเข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า (ห้องปฏิบัติการวิจัยกรรมวิธีสัญญาณดิจิทัล) ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2546



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย