

การศึกษาการปรับปรุงสมรรถนะของรหัสเทอร์โบที่ใช้เฟรมขนาดสั้นสำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้ง
แบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์



นายอาทิตย์ จำปาศรี

สถาบันวิทยบริการ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

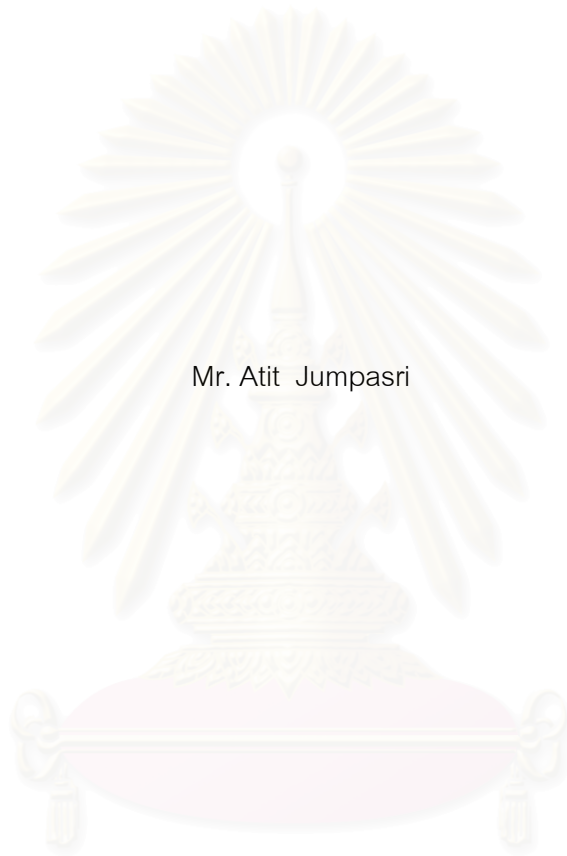
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2544

ISBN 974-03-0999-2

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

PERFORMANCE IMPROVEMENT STUDY OF SHORT-FRAME TURBO CODES
FOR CORRELATED RAYLEIGH FADING CHANNEL



Mr. Atit Jumpasri

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 2001

ISBN 974-03-0999-2

อาทิศย์ จำปาศรี : การศึกษาการปรับปรุงสมรรถนะของรหัสเทอร์โบที่ใช้เฟรมขนาดสั้น สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์. (PERFORMANCE IMPROVEMENT STUDY OF SHORT-FRAME TURBO CODES FOR CORRELATED RAYLEIGH FADING CHANNEL)

อาจารย์ที่ปรึกษา : ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ลัญจกร วุฒิสัทติกุลกิจ อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม : อาจารย์ สุวิทย์ นาคไพระยุทธ, 117 หน้า ISBN 974-03-0999-2

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีจุดมุ่งหมายเพื่อศึกษาและปรับปรุงสมรรถนะของรหัสเทอร์โบที่ใช้เฟรมขนาดสั้น สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ แนวความคิดหลักที่ใช้ในการพัฒนาปรับปรุงประสิทธิภาพของวงจรถอดรหัสคือ การนำวงจรกรองแบบปรับตัวได้ชนิด FIR มาประยุกต์ใช้ในการประมาณค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณ ซึ่งข่าวสารดังกล่าวจะถูกป้อนให้กับวงจรถอดรหัสเทอร์โบเพื่อใช้ประกอบการตัดสินใจของบิตให้มีความถูกต้องยิ่งขึ้น หลังจากนั้นค่าการตัดสินใจของบิตจะถูกป้อนกลับมายังวงจรถองแบบปรับตัวได้เพื่อใช้ในการประมาณอัตราขยายของช่องสัญญาณวนซ้ำใหม่อีกครั้ง การแลกเปลี่ยนข่าวสารระหว่างวงจรถองแบบปรับตัวได้และวงจรถอดรหัสเทอร์โบจะวนซ้ำจนกระทั่งกระบวนการถอดรหัสเทอร์โบลู่เข้า จากผลการทดสอบด้วยโปรแกรมจำลองคอมพิวเตอร์พบว่า สมรรถนะของการถอดรหัสขึ้นกับความถูกต้องของค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณที่ทำการประมาณค่า อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติพบว่า การประมาณค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณไม่สามารถกระทำได้โดยสะดวก เพราะช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงสถานะอย่างรวดเร็วจะทำให้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ไม่สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงสถานะได้ทัน ในทางกลับกันช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงสถานะที่ช้าจนเกินไปจะให้โอกาสที่สูงกว่าเดิมในการเกิดเบิสต์ขนาดยาวเมื่อเปรียบเทียบกับความยาวของเฟรม และทำให้บิตที่ถูกถอดรหัสนั้นป้อนกลับไปยังวงจรถองไม่ถูกต้อง ดังนั้นจึงส่งผลให้การติดตามสถานะของช่องสัญญาณไม่ถูกต้องตามไปด้วยเหมือนในกรณีที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงสถานะอย่างรวดเร็ว ดังนั้นการนำเอาวงจรถองแบบปรับตัวได้มาประยุกต์ใช้จึงมีช่วงใช้งานจำกัด คืออยู่ในช่วงการเปลี่ยนแปลงสถานะของช่องสัญญาณที่ไม่เร็ว หรือช้าจนเกินไป ในงานวิจัยพบว่าการเปลี่ยนแปลงสถานะของช่องสัญญาณที่ค่าของ $f_d T_s = 0.005$ จะทำให้วงจรถองแบบปรับตัวได้สามารถติดตามสถานะของช่องสัญญาณได้อย่างมีประสิทธิภาพมากที่สุด เมื่อเปรียบเทียบกับค่า $f_d T_s = 0.01$ และ 0.001 นอกจากนี้ปัญหาการติดตามสถานะของช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วแล้ว ปัญหาที่สำคัญอีกประการหนึ่งก็คือการประวิงเวลาที่เกิดขึ้นจากการนำวงจรถองแบบปรับตัวได้มาใช้นั่นเอง ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงเสนอกระบวนการถอดรหัสซึ่งมีการชดเชยการประวิงเวลา และการใช้อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ทั้ง 2 ทิศทางเพื่อทำให้ค่าประมาณอัตราขยายของช่องสัญญาณที่หาได้มีความถูกต้องใกล้เคียงกับค่าที่แท้จริงยิ่งขึ้น จากผลการทดสอบด้วยโปรแกรมจำลองคอมพิวเตอร์พบว่าสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (ในพจน์ของค่า E_b/N_0) ที่ถอดรหัสโดยวิธีที่นำเสนอสามารถถูกปรับปรุงจากวิธีแบบเดิมซึ่งไม่มีการชดเชยการประวิงเวลาอย่างน้อยประมาณ 0.5 dB ที่ระดับ $BER = 10^{-3}$ และค่า $f_d T_s = 0.005$

ภาควิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า	ลายมือชื่อนิสิต	
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า	ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา	
ปีการศึกษา	2544	ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษาร่วม	

4270662221 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEYWORD : SHORT-FRAME TURBO CODES / CORRELATED RAYLEIGH FADING CHANNEL

ATIT JUMPASRI : PERFORMANCE IMPROVEMENT STUDY OF SHORT-FRAME TURBO
CODES FOR CORRELATED RAYLEIGH FADING CHANNEL. THESIS ADVISOR :
LUNCHAKORN WUTTISITTIKULKIJ. Ph.D. THESIS CO-ADVISOR: SUVIT NAKPEERAYUTH.
117 pp. ISBN 974-03-0999-2

The objective of this thesis is to study the performance improvement of short-frame turbo codes for correlated Rayleigh channels. The main idea used for enhancing the turbo-decoding efficiency is applying a FIR adaptive filter to estimate the channel gains. Such acquired information is then fed into the turbo decoder and incorporated to achieve more accurate bit decision. Then the bit decision is fed back to the adaptive filter for refining the channel gains in an iterative manner. The information exchanged between the adaptive filter and the turbo decoder will be re-iterated until the turbo decoding process is converged. Based on the numerical results through computer program simulation it is found that the performance of turbo codes depends on the accuracy of channel-gain estimates. However, in practice, it is not easy to obtain the accurate ones. This is because for fast fading channel it is difficult for the adaptive filter to track such rapid changes of channel gains correctly. On the other hand, the channel with slow fading is likely to exhibit long burst relative to the frame length, causing an increase of incorrect turbo-decoded bits being fed back to the adaptive filter. As a consequence, the channel tracking is also poor as with the fast fading. This means that the adaptive filter is applicable in a limit working range, i.e. neither too fast nor too slow fading conditions. This thesis has found that the best condition for adaptive filter to efficiently track channel gains is $f_d T_s = 0.005$, compared with $f_d T_s = 0.01$ and 0.001 . Besides fast fading channel-tracking problem, the other significant one is due to the time delay from the adaptive filter itself. Therefore, this thesis has proposed time-delay compensation and bidirectional adaptive algorithm to give the channel gains more accurately estimated. From computer program simulation, it is found that the performance of turbo codes (in term of Eb/No) using the proposed method can be further improved from the conventional method not using time-delay compensation at least about 0.5 dB at BER= 10^{-3} and $f_d T_s = 0.005$.

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

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

Academic year2001..... Co-advisor's signature

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ด้วยความช่วยเหลืออย่างดียิ่งของผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ลัญจกร วุฒิสีทธิกุลกิจ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ และอาจารย์ สุวิทย์ นาคไพระยุทธ อาจารย์ที่ปรึกษาร่วมวิทยานิพนธ์ ซึ่งได้ให้คำแนะนำ และข้อคิดเห็นต่าง ๆ ที่เป็นประโยชน์ในการวิจัยด้วยดีเสมอมา นอกจากนี้ขอขอบคุณ นายจามร ตีรยานนท์ สำหรับข้อแนะนำในการเขียนโปรแกรม และนายวิฑิต พงศ์พิโรดม สำหรับการช่วยสรรหาข้อมูลสำหรับการทำวิทยานิพนธ์

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยใคร่ขอขอบพระคุณบิดามารดา ซึ่งให้การสนับสนุนในทุก ๆ ด้าน ตั้งแต่ด้านทุนทรัพย์ กำลังใจ และคำตักเตือนต่าง ๆ ที่มีให้ผู้วิจัยเรื่อยมาจนได้สำเร็จการศึกษา

อาทิตย์ จำปาศรี



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ญ
สารบัญรูป.....	ต
บัญชีคำศัพท์.....	ด
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมา และความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์.....	3
1.3 หัวข้อที่น่าสนใจ.....	3
1.4 เป้าหมาย และขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	4
1.5 ขั้นตอน และวิธีการดำเนินงาน.....	4
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	5
2. ทฤษฎีของรหัสเทอร์โบ.....	6
2.1 การเข้ารหัสเทอร์โบ.....	6
2.1.1 เครื่องเข้ารหัสแบบ RSC.....	7
2.1.2 ตัววางสลับการเข้ารหัส.....	8
2.1.3 รูปแบบของภาคเข้ารหัสเทอร์โบที่น่าสนใจ.....	19
2.2 การจำลองช่องสัญญาณ.....	22
2.2.1 แบบจำลองของช่องสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวก.....	22
2.2.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลี.....	22
2.2.2.1 การกำเนิดอัตราขยายของช่องสัญญาณสำหรับช่องสัญญาณ เฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่ไร้สหสัมพันธ์.....	24
2.2.2.2 การกำเนิดอัตราขยายของช่องสัญญาณสำหรับช่องสัญญาณ เฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์.....	24
2.3 การถอดรหัสเทอร์โบ.....	26

สารบัญ (ต่อ)

2.3.1	อัลกอริทึม MAP สำหรับการถอดรหัสเทอร์โบแบบดั้งเดิม.....	27
2.3.2	ขั้นตอนการถอดรหัสเทอร์โบ.....	31
2.3.3	อัลกอริทึม MAP สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลี.....	33
2.3.4	การนำค่าข่าวสารจากช่องสัญญาณมาร่วมใช้ในกระบวนการถอดรหัส เทอร์โบ	34
2.3.5	สมมติฐานการทราบค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณ.....	36
3	การประมาณช่องสัญญาณ.....	38
3.1	การประมาณอัตราขยายของช่องสัญญาณ.....	38
3.2	การประมาณค่าความแปรปรวนของสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวก.....	44
3.3	การประมาณค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณแบบข้ามเฟรม.....	45
4	การทดสอบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ.....	47
4.1	สมรรถนะของรหัสเทอร์โบสำหรับช่องสัญญาณประเภทต่าง ๆ.....	48
4.1.1	ช่องสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวก.....	48
4.1.2	ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่ไร้สหสัมพันธ์.....	50
4.1.3	ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์.....	51
4.2	ผลกระทบของตัววางสลับการเข้ารหัส และรูปแบบการกระจายของบิตรหัสที่มีต่อ สมรรถนะของรหัสเทอร์โบ.....	58
4.2.1	ผลกระทบของตัววางสลับการเข้ารหัสที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ สำหรับช่องสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวก.....	58
4.2.2	ผลกระทบของรูปแบบการกระจายของบิตรหัสที่มีต่อสมรรถนะของรหัส เทอร์โบสำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.005$	65
4.3	ผลกระทบของสมมติฐานการทราบค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณที่มีต่อ สมรรถนะของรหัสเทอร์โบสำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์.....	67
5	สรุปผลการทดสอบ และข้อเสนอแนะ.....	85
5.1	สรุปผลการทดสอบ.....	85
5.2	ข้อเสนอแนะ.....	87

สารบัญ (ต่อ)

รายการอ้างอิง.....	88
ภาคผนวก.....	90
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์.....	117



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญตาราง

ตารางที่ 2.1	แผนผังของตัววางสลักรับการเข้ารหัสชนิดเอกลักษณะ	11
ตารางที่ 2.2	แผนผังของตัววางสลักรับการเข้ารหัสชนิดรีเวอร์สของตัววางสลักรับชนิดเอกลักษณะ	12
ตารางที่ 2.3	แผนผังของตัววางสลักรับการเข้ารหัสชนิดเอกลักษณะที่มีการเลื่อนของตำแหน่งแต่ละตำแหน่งที่อยู่ไปทางด้านขวาเท่ากับครึ่งเฟรม	12
ตารางที่ 2.4	แผนผังของตัววางสลักรับการเข้ารหัสชนิดบล็อก (14x14)	13
ตารางที่ 2.5	แผนผังของตัววางสลักรับการเข้ารหัสชนิดรีเวอร์สของตัววางสลักรับชนิดบล็อก (14x14)	13
ตารางที่ 2.6	แผนผังของตัววางสลักรับการเข้ารหัสชนิดสุ่มแบบที่ 1	14
ตารางที่ 2.7	แผนผังของตัววางสลักรับการเข้ารหัสชนิดสุ่มแบบที่ 2	14
ตารางที่ 2.8	แผนผังของตัววางสลักรับการเข้ารหัสชนิดสุ่มแบบที่ 3	15
ตารางที่ 2.9	แผนผังของตัววางสลักรับการเข้ารหัสชนิดสุ่มแบบที่ 4	15
ตารางที่ 2.10	แผนผังของตัววางสลักรับการเข้ารหัสชนิดสุ่มแบบที่ 5	16
ตารางที่ 2.11	รูปแบบของภาคเข้ารหัสเทอร์โบซึ่งถูกนำไปใช้ในการทดสอบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบที่สัมพันธ์กับรูปแบบการกระจายของบิตรหัสที่แตกต่างกัน	21
ตารางที่ 3.1	การเปรียบเทียบกระบวนการถอดรหัสที่ต่างอาศัยการประมาณข้ามเฟรม	46
ตารางที่ 4.1	การเปรียบเทียบค่าความต้องการ Eb/No ที่ระดับของ BER = 10 ⁻⁵ สำหรับรหัสเทอร์โบที่มีการส่งสัญญาณแบบ BPSK และมีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ 1/2	49
ตารางที่ 4.2	ค่าความต้องการ Eb/No ที่ระดับของ BER = 10 ⁻² และ 10 ⁻⁵ สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่ไร้สหสัมพันธ์	51
ตารางที่ 4.3	ค่าความต้องการ Eb/No ที่ระดับของ BER = 10 ⁻² สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และค่า f _d T _s = 0.01 0.005 และ 0.001	54
ตารางที่ 4.4	ขีดจำกัดความจุของช่องสัญญาณสำหรับการส่งสัญญาณแบบ BPSK	55
ตารางที่ 4.5	ค่าความต้องการ Eb/No ที่ระดับของ BER = 10 ⁻² สำหรับช่องสัญญาณประเภทต่าง ๆ	57
ตารางที่ 4.6	ค่าเฉลี่ย และค่าความแปรปรวนของพารามิเตอร์ของตัววางสลักรับการเข้ารหัส	60

สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่ 4.7	ค่าความต้องการ Eb/No ที่ระดับของ BER = 5×10^{-5} สำหรับช่องสัญญาณ ไวท์เกาส์เซียนแบบบวก.....	61
ตารางที่ 4.8	ตำแหน่งที่อยู่ของบิตข้อมูลที่ป้อนเข้าสู่เครื่องเข้ารหัสย่อย RSC แต่ละตัว.....	63
ตารางที่ 4.9	รูปแบบของภาคเข้ารหัสเทอร์โบซึ่งถูกนำไปใช้ในการทดสอบสมรรถนะของ รหัสเทอร์โบที่สัมพันธ์กับรูปแบบการกระจายของบิตรหัสที่แตกต่างกัน.....	66
ตารางที่ 4.10	สัญลักษณ์ของอัลกอริทึม MAP ที่สอดคล้องกับสมมติฐานการทราบค่า พารามิเตอร์ของช่องสัญญาณ.....	68
ตารางที่ 4.11	สมรรถนะของรหัสเทอร์โบในพจน์ของจำนวนบิตที่ผิดพลาด (Errored Bits ; EBs) สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.01$	69
ตารางที่ 4.12	สมรรถนะของรหัสเทอร์โบในพจน์ของจำนวนบิตที่ผิดพลาด สำหรับช่อง สัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.005$	71
ตารางที่ ค.1	สมรรถนะของรหัสเทอร์โบสำหรับช่องสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวก.....	97
ตารางที่ ค.2	สมรรถนะของรหัสเทอร์โบในพจน์ของจำนวนบิตที่ผิดพลาด (จำนวน EBs) สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์เลย์ที่มีสหสัมพันธ์.....	98
ตารางที่ ค.3	สมรรถนะของรหัสเทอร์โบในพจน์ของจำนวนเฟรมที่ผิดพลาด (จำนวน EFs) สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์เลย์ที่มีสหสัมพันธ์.....	99
ตารางที่ ค.4	สมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (อัตราการเข้ารหัส $R = 1/2$) ในพจน์ของจำนวน บิต และจำนวนเฟรมที่ผิดพลาด สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์เลย์ที่มี สหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.01$	100
ตารางที่ ค.5	สมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (อัตราการเข้ารหัส $R = 1/2$) ในพจน์ของจำนวน บิต และจำนวนเฟรมที่ผิดพลาด สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์เลย์ที่มี สหสัมพันธ์และค่า $f_d T_s = 0.005$	101
ตารางที่ ค.6	สมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (อัตราการเข้ารหัส $R = 1/2$) ในพจน์ของจำนวน บิต และจำนวนเฟรมที่ผิดพลาด สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์เลย์ที่มี สหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.001$	102

สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่ ค.7	สมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (อัตราการใช้รหัส $R = 1/3$) ในพจน์ของจำนวนบิต และ จำนวนเฟรมที่ผิดพลาด สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์เลห์ที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.01$	103
ตารางที่ ค.8	สมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (อัตราการใช้รหัส $R = 1/3$) ในพจน์ของจำนวนบิต และจำนวนเฟรมที่ผิดพลาด สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์เลห์ที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.005$	104
ตารางที่ ค.9	สมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (อัตราการใช้รหัส $R = 1/3$) ในพจน์ของจำนวนบิต และจำนวนเฟรมที่ผิดพลาด สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์เลห์ที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.001$	105
ตารางที่ ค.10	ผลกระทบของตัววางสลักรหัสชนิดต่าง ๆ (ดูหัวข้อที่ 2.1.2 ประกอบ) ที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (ในพจน์ของจำนวนบิตที่ผิดพลาด) สำหรับช่องสัญญาณไวท์เกาเซียนแบบบวก.....	106
ตารางที่ ค.11	ผลกระทบของตัววางสลักรหัสชนิดต่าง ๆ (ดูหัวข้อที่ 2.1.2 ประกอบ) ที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (ในพจน์ของจำนวนเฟรมที่ผิดพลาด) สำหรับช่องสัญญาณไวท์เกาเซียนแบบบวก.....	107
ตารางที่ ค.12	ผลกระทบของรูปแบบการกระจายของบิตรหัส (ดูตารางที่ 2.11 ประกอบ) ที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (ในพจน์ของจำนวนบิตที่ผิดพลาด) สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์เลห์ที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.005$	108
ตารางที่ ค.13	ผลกระทบของรูปแบบการกระจายของบิตรหัส (ดูตารางที่ 2.11 ประกอบ) ที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (ในพจน์ของจำนวนเฟรมที่ผิดพลาด) สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์เลห์ที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.005$	109
ตารางที่ ค.14	ผลกระทบของการเลือกใช้อันดับของฟิลเตอร์ (filter order) ที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์เลห์ที่มีสหสัมพันธ์.....	110
ตารางที่ ค.15	สมรรถนะของรหัสเทอร์โบในพจน์ของจำนวนบิตที่ผิดพลาด สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์เลห์ที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.01$	111

สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่ ค.16	สมรรถนะของรหัสเทอร์โบในพจน์ของจำนวนเฟรมที่ผิดพลาด สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.01$	112
ตารางที่ ค.17	สมรรถนะของรหัสเทอร์โบในพจน์ของจำนวนบิตที่ผิดพลาด สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.005$	113
ตารางที่ ค.18	สมรรถนะของรหัสเทอร์โบในพจน์ของจำนวนเฟรมที่ผิดพลาด สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.005$	114
ตารางที่ ค.19	การเปรียบเทียบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (กับวิธีที่นำเสนอ MAP2.2.3) สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และ ค่า $f_d T_s = 0.01$	115
ตารางที่ ค.20	การเปรียบเทียบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (กับวิธีที่นำเสนอ MAP2.2.3) สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และ ค่า $f_d T_s = 0.005$...	116

สารบัญรูปภาพ

รูปที่ 2.1	เครื่องเข้ารหัสเทอร์โบพื้นฐาน.....	6
รูปที่ 2.2	การเปรียบเทียบเครื่องเข้ารหัสย่อยที่มีอัตราการเข้ารหัส $R = 1/2$ และ $K = 4$	8
รูปที่ 2.3	คุณลักษณะของตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดที่ 1-2 ที่วัดออกมาในรูปความถี่ของ ระยะห่างรวมระหว่างคู่ตำแหน่งที่อยู่แต่ละคู่.....	17
รูปที่ 2.4	คุณลักษณะของตัววางสลับการเข้ารหัสที่ 3 ที่วัดออกมาในรูปความถี่ของระยะ ห่างรวมระหว่างคู่ตำแหน่งที่อยู่แต่ละคู่.....	17
รูปที่ 2.5	คุณลักษณะของตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดที่ 4-5 ที่วัดออกมาในรูปความถี่ของ ระยะห่างรวมระหว่างคู่ตำแหน่งที่อยู่แต่ละคู่.....	18
รูปที่ 2.6	คุณลักษณะของตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดที่ 6-10 ที่วัดออกมาในรูปความถี่ของ ระยะห่างรวมระหว่างคู่ตำแหน่งที่อยู่แต่ละคู่.....	18
รูปที่ 2.7	การเปรียบเทียบคุณลักษณะของตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดต่าง ๆ ที่วัดออกมา ในรูปความถี่ของระยะห่างรวมระหว่างคู่ตำแหน่งที่อยู่แต่ละคู่.....	19
รูปที่ 2.8 (ก)	ภาคเข้ารหัสเทอร์โบแบบดั้งเดิม [1] ที่มีอัตราการเข้ารหัส $R = 1/2$	20
รูปที่ 2.8 (ข)	ภาคเข้ารหัสเทอร์โบที่นำเสนอที่มีอัตราการเข้ารหัส $R = 1/2$	21
รูปที่ 2.9	การกำเนิดอัตราขยายของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่ไร้สหสัมพันธ์.....	23
รูปที่ 2.10	การกำเนิดอัตราขยายของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ ตามแบบจำลองของ Jake.....	26
รูปที่ 2.11 (ก)	ภาคถอดรหัสเทอร์โบแบบดั้งเดิม.....	32
รูปที่ 2.11 (ข)	ภาคถอดรหัสเทอร์โบแบบที่นำเสนอ.....	32
รูปที่ 2.12 (ก)	แบบจำลองที่ 1 ของภาคถอดรหัสเทอร์โบสำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้ง แบบเรย์ลีที่ไร้สหสัมพันธ์.....	34
รูปที่ 2.12 (ข)	แบบจำลองที่ 2 ของภาคถอดรหัสเทอร์โบสำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้ง แบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์.....	35
รูปที่ 3.1	โครงสร้างของวงจรกรองแบบปรับตัวได้.....	39
รูปที่ 4.1	สมรรถนะของรหัสเทอร์โบในพจน์ของอัตราบิดผิดพลาดสำหรับช่องสัญญาณ ไวท์เกาส์เซียนแบบบวก.....	48

สารบัญรูปร่างภาพ (ต่อ)

รูปที่ 4.2	สมรรถนะของรหัสเทอร์โบในพจน์ของอัตราบิดผิดพลาด สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่ไร้สหสัมพันธ์	50
รูปที่ 4.3	สมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (อัตราการเข้ารหัส $R=1/2$) ในพจน์ของอัตราบิดผิดพลาด สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s$ ต่าง ๆ กัน	52
รูปที่ 4.4	สมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (อัตราการเข้ารหัส $R=1/3$) ในพจน์ของอัตราบิดผิดพลาด สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s$ ต่าง ๆ กัน	53
รูปที่ 4.5	สมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (อัตราการเข้ารหัส $R=1/2$) ในพจน์ของอัตราบิดผิดพลาด สำหรับช่องสัญญาณประเภทต่าง ๆ	56
รูปที่ 4.6	สมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (อัตราการเข้ารหัส $R=1/3$) ในพจน์ของอัตราบิดผิดพลาด สำหรับช่องสัญญาณประเภทต่าง ๆ	56
รูปที่ 4.7	ผลกระทบของการเลือกใช้ตัววางสลับการเข้ารหัสประเภทต่าง ๆ ที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบในพจน์ของอัตราบิดผิดพลาด สำหรับช่องสัญญาณไวท์เกาเซียนแบบบวก	59
รูปที่ 4.8	ผลกระทบของรูปแบบการกระจายของบิตรหัส ที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบในพจน์ของอัตราบิดผิดพลาด สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ (ดูภาคผนวก ค.2.2 และตารางที่ 2.11ประกอบ)	65
รูปที่ 4.9	ผลกระทบของสมมติฐานการทราบค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (อัตราการเข้ารหัส $R=1/3$) สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.01$	72
รูปที่ 4.10	ผลกระทบของสมมติฐานการทราบค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (อัตราการเข้ารหัส $R=1/3$) สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.005$	74
รูปที่ 4.11	การประมาณค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณสำหรับรหัสเทอร์โบที่มีอัตราการเข้ารหัส $R = 1/3$ สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ ($f_d T_s = 0.01$) และค่า $E_b/N_0 = 100.0$ dB (การชดเชยการประวิงเวลาสำหรับกระบวนการถอดรหัส MAP2.2.3 มีค่าเท่ากับ 10)	76

บัญชีคำศัพท์

adaptive filter	วงจรกรองแบบปรับตัวได้
additive white Gaussian channel	ช่องสัญญาณไวท์เกาส์เขียนแบบบวก
all-zero state path	เส้นทางที่เป็นสถานะศูนย์ทั้งหมด
attenuation	การลดทอนขนาด
autocorrelation	อัตสหสัมพันธ์
backward recursion	การวนซ้ำแบบย้อนกลับ
bit reliability	ค่าความเชื่อถือได้ของบิต
channel coding	การเข้ารหัสช่องสัญญาณ
channel estimator	ตัวประมาณช่องสัญญาณ
channel gain	อัตราขยายของช่องสัญญาณ
channel interleaver	ตัววางสลับช่องสัญญาณ
coding deinterleaver	ตัววางสลับกลับการเข้ารหัส
coding interleaver	ตัววางสลับการเข้ารหัส
constituent convolutional encoder	เครื่องเข้ารหัสคอนโวลูชันย่อย
correlated Rayleigh fading channel	ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์
desired response	ผลตอบสนองที่ต้องการ
Doppler frequency	ความถี่ดอปเปลอร์
estimated desired response	ผลตอบสนองที่ต้องการซึ่งถูกประมาณ
estimation error	ค่าความผิดพลาดที่ได้จากการประมาณ
feedback polynomial	โพลีโนเมียลแบบป้อนกลับ
feedforward polynomial	โพลีโนเมียลแบบไปข้างหน้า
filter order	อันดับของฟิลเตอร์
forward recursion	การวนซ้ำแบบไปข้างหน้า
Gaussian random process	กระบวนการสุ่มแบบเกาส์เขียน
interframe estimation	การประมาณแบบข้ามเฟรม

บัญชีคำศัพท์ (ต่อ)

intrinsic period	คาบอินทรีนซิก
iterative decoding	การถอดรหัสแบบวนซ้ำ
Jake fading generator	ตัวกำเนิดสัญญาณแบบ Jake
joint probability	ความน่าจะเป็นร่วม
log likelihood ratio	ลอการิทึมของอัตราส่วนของความน่าจะเป็น
low frequency oscillator	ออสซิลเลเตอร์ความถี่ต่ำ
memoryless channel	ช่องสัญญาณประเภทไม่มีความจำ
minimum-mean-square error	ค่าเฉลี่ยของกำลังสองของความผิดพลาดที่มีค่าต่ำที่สุด
noise variance estimation	การประมาณค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวน (ไวท์เกาส์เซียนแบบบวก)
non systematic convolutional encoder	เครื่องเข้ารหัสคอนโวลูชันแบบไม่มีระบบ
orthogonal	ตั้งฉาก
phase shift	การเลื่อนเฟส
pilot symbol spacing	ระยะห่างระหว่างสัญลักษณ์ไพลอต
radio channel	ช่องสัญญาณวิทยุ
Rayleigh amplitude	ค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณ
recursive systematic convolutional encoder	เครื่องเข้ารหัสคอนโวลูชันแบบมีระบบที่มีการป้อนกลับ
signal pulse	แบนด์วิดท์ของพัลส์สัญญาณ
symbol-by-symbol error correction	การแก้ไขความผิดพลาดที่เกิดขึ้นในแต่ละสัญลักษณ์
tap input	แท็บของสัญญาณขาเข้า
tap weight	แท็บของตัวถ่วงน้ำหนัก
time delay	การประวิงเวลา
total distances	ระยะห่างรวม
trace back	กระบวนการค้นหาเส้นทางแล้วมองย้อนกลับ

บัญชีคำศัพท์ (ต่อ)

trellis detour

เส้นทางการข้อมเบี่ยงเทรลลิส

uncorrelated Rayleigh fading channel

ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่ไร้สหสัมพันธ์



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมา และความสำคัญของปัญหา

เนื่องจากการนำรหัสคอนโวลูชันมาใช้ในการเข้ารหัสของสัญญาณ (channel coding) อย่างกว้างขวาง ประกอบกับความรู้ที่ว่าสมรรถนะของรหัสแปรตามค่า constraint length อย่างไร ก็ตาม เมื่อค่า constraint length เพิ่มขึ้น ก็จะทำให้ความซับซ้อนของกระบวนการถอดรหัสสูงขึ้น ตามไปด้วยจนอาจไม่สามารถกระทำได้ในทางปฏิบัติ ดังนั้นจึงได้มีการค้นคว้า และวิจัยถึงรหัสที่มีสมรรถนะสูง แต่มีความซับซ้อนในกระบวนการถอดรหัสที่ต่ำเกิดขึ้น

ในปี ค.ศ.1993 Claude Berrou, Alain Glavieux และ Punya Thitimajshima [1] ได้เสนอ รหัสชนิดใหม่ขึ้นภายใต้ชื่อรหัสเทอร์โบ รหัสชนิดนี้จะให้อัตราบิดผิดพลาด (BERs) ที่ต่ำ ถึงแม้ว่าช่องสัญญาณจะอยู่ในสถานะที่อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (signal to noise ratio หรือ SNR) มีค่าต่ำก็ตาม นอกจากนี้กระบวนการถอดรหัสเทอร์โบยังสามารถกระทำได้จริงในทางปฏิบัติอีกด้วย การเข้ารหัสเทอร์โบกระทำได้โดยการนำเครื่องเข้ารหัสคอนโวลูชันย่อย (constituent convolutional encoder) ตั้งแต่ 2 ตัวขึ้นไปมาต่อขนานกัน โดยเครื่องเข้ารหัสย่อยแต่ละตัวจะถูกเชื่อมต่อกันด้วยชุดของตัววางสลับการเข้ารหัส (coding interleaver) ซึ่งมีหน้าที่ทำให้ชุดขบวนของบิตข้อมูลที่จะป้อนให้เครื่องเข้ารหัสย่อยแต่ละตัวไม่มีสหสัมพันธ์ระหว่างกัน (uncorrelate)

สำหรับอัลกอริทึมในการถอดรหัสเทอร์โบมีอยู่ 2 ประเภทหลัก คือ

1. อัลกอริทึม APRI-SOVA (a priori soft output Viterbi algorithm) [2], [7], [13]

อัลกอริทึมนี้พัฒนามาจากอัลกอริทึม Viterbi เดิมเพื่อให้สามารถนำมาใช้ได้กับกระบวนการถอดรหัสเทอร์โบ ดังนั้นอัลกอริทึมนี้จึงยังคงมีลักษณะของการตรวจหารูปแบบขบวนของบิตที่มีความน่าจะเป็นมากที่สุดที่ส่งจากภาคส่ง โดยขั้นตอนที่อัลกอริทึมนี้ทำการคำนวณเพิ่มเติมก็คือการคำนวณค่าความเชื่อถือได้ของแต่ละบิต (bit reliability) โดยอาศัยค่าเมตริกซ์ของทั้ง surviving path และ competing path ที่มายังสถานะ (state) ที่มีความน่าจะเป็นมากที่สุด ณ เวลาที่เกี่ยวข้องกับบิตข้อมูลในขณะนั้น

สำหรับข้อเสียของอัลกอริทึมนี้ก็คือ ไม่มีการนำค่าเมตริกซ์ที่เกี่ยวข้องกับสถานะอื่นมาช่วยในการคำนวณจึงทำให้ค่าความเชื่อถือได้ของบิตข้อมูลแต่ละบิตนั้นไม่ถูกต้อง ดังนั้นจึงได้มีการปรับปรุงขั้นตอนการหาค่าความเชื่อถือได้นี้ใหม่ โดยอาศัยกระบวนการค้นหาเส้นทางแล้วมองย้อนกลับ (trace back) อย่างไรก็ตาม ค่าความเชื่อถือได้ของบิตแต่ละบิตนั้นยังไม่ถูกต้อง และยังคงทำให้กระบวนการถอดรหัสเทอร์โบโดยอาศัยอัลกอริทึมประเภทนี้มีประสิทธิภาพที่ต่ำอยู่

2. อัลกอริทึม MAP (maximum a posteriori algorithm) [1], [6]

อัลกอริทึมนี้ถูกเสนอขึ้นในปี ค.ศ.1974 โดย Bahl และคณะ เพื่อใช้เป็นอีกทางเลือกหนึ่งในการถอดรหัสคอนโวลูชัน อัลกอริทึมนี้มีประสิทธิภาพในการแก้ไขความผิดพลาดที่เกิดขึ้นในแต่ละสัญลักษณ์ (symbol-by-symbol error correction) โดยอาศัยการวนซ้ำแบบไปข้างหน้า (forward recursion) และการวนซ้ำแบบย้อนกลับ (backward recursion) เพื่อใช้ในการคำนวณค่าความน่าจะเป็นแบบ posteriori (a posteriori probability หรือ APP) ของการเปลี่ยนแปลงของสถานะ (state transition) แต่ละสถานะ และบิตข้อมูล (message bit) แต่ละบิต โดยกำหนดให้ค่าที่ได้จากการสังเกต (observation) สำหรับค่าความน่าจะเป็นแบบ posteriori นี้คือ ขบวนการของรหัสสัญญาณที่ถูกรบกวนแล้ว

สำหรับกระบวนการถอดรหัสเทอร์โบ ที่ภาคถอดรหัสจะใช้ตัวถอดรหัสย่อยจำนวนเท่ากับเครื่องเข้ารหัสย่อยที่ภาคเข้ารหัส โดยกระบวนการถอดรหัสนั้นจะเป็นลักษณะการถอดรหัสแบบวนซ้ำ (iterative decoding) ซึ่งจะมีการแลกเปลี่ยนข่าวสารที่ได้จากการถอดรหัสระหว่างกันเพื่อทำให้ประสิทธิภาพของกระบวนการถอดรหัสสูงขึ้น สำหรับในงานวิจัยนี้ อัลกอริทึม MAP จะถูกเลือกนำมาใช้ในการถอดรหัส เพื่อให้อัตราบิดผิดพลาดจากการถอดรหัสมีค่าต่ำที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ [2]

ถึงแม้ว่า การเข้ารหัสเทอร์โบจะสามารถแก้ไขความผิดพลาดแบบเบริสต์จากช่องสัญญาณได้ดี เพราะมีการใช้ตัววางสลับการเข้ารหัส อย่างไรก็ตาม เมื่อช่องสัญญาณอยู่ในสถานะเลวร้าย เช่น เบริสต์มีขนาดยาว หรืออัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าต่ำก็ทำให้ประสิทธิภาพของการถอดรหัสเทอร์โบต่ำลง ดังนั้นการทำให้รหัสเทอร์โบสามารถทนต่อความผิดพลาดแบบเบริสต์ที่มีขนาดยาว ๆ ได้ จำเป็นต้องใส่ตัววางสลับช่องสัญญาณ (channel interleaver) เพิ่มเข้าไปอีก [5], [12] อย่างไรก็ตามในงานวิจัยนี้เสนอแนะว่าควรคำนึงถึงความสัมพันธ์ในการทำงานระหว่างตัววางสลับการเข้ารหัส และตัววางสลับช่องสัญญาณอีกด้วย เพราะรูปแบบของภาคเข้ารหัสเทอร์โบแบบดั้งเดิม (ดูรูป 2.8 (ก)) ไม่สามารถควบคุมรูปแบบการกระจายของบิตรหัสได้ จึงทำให้รูปแบบของบิตรหัสที่ปะปนเข้าสู่ช่องสัญญาณมีลักษณะสุม ดังนั้นถ้าภาคเข้ารหัสมีการคำนึงถึงความสัมพันธ์ในการทำงานระหว่างตัววางสลับทั้งสอง ก็จะช่วยให้สามารถควบคุมรูปแบบการกระจายของบิตรหัส เพื่อนำไปสู่การศึกษาเรื่องความทนทานต่อความผิดพลาดแบบเบริสต์ของรหัสเทอร์โบได้ อย่างไรก็ตามปัจจัยที่ส่งผลต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบนั้นยังมีอีกหลายปัจจัย เช่น ชนิดของเครื่องเข้ารหัสย่อย [14] ตัววางสลับการเข้ารหัส [8], [10] ตัววางสลับช่องสัญญาณ และอัลกอริทึมในการถอดรหัสที่เหมาะสม [1], [7] นอกจากนี้ถ้าเราทราบ

ค่าข่าวสารจากช่องสัญญาณ (channel side information) และนำความรู้นี้ไปใช้ร่วมในกระบวนการถอดรหัสก็สามารถช่วยให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบสูงขึ้นได้อีกเช่นกัน [3]

สำหรับในงานวิจัยนี้ จะทำการศึกษาการปรับปรุงสมรรถนะของรหัสเทอร์โบสำหรับเฟรมข้อมูลขนาดสั้น โดยจะมุ่งเน้นประเด็นการศึกษาไปที่ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ ซึ่งเป็นช่องสัญญาณที่มักพบในระบบการสื่อสารแบบไร้สาย และมีการโอกาสของการเกิดความผิดพลาดแบบเบิสต์ที่สูงกว่าในกรณีของช่องสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวก โดยที่งานวิจัยจะเริ่มตรวจสอบถึงผลของการเลือกใช้ตัววางสลับต่างชนิดกัน (สำหรับในแต่ละประเภทของตัววางสลับการเข้ารหัส และตัววางสลับช่องสัญญาณ) ความสัมพันธ์ในการทำงานระหว่างกันของตัววางสลับทั้งสองประเภท และสมมติฐานการทราบค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณ ซึ่งในที่นี้ได้แก่สมมติฐานการทราบค่าความแปรปรวนของสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวก (variance of additive white Gaussian noise) และค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณ (Rayleigh amplitude) โดยที่สมมติฐานการทราบค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณ จะมีทั้งแบบการสมมติว่าทราบค่าพารามิเตอร์ที่แน่นอนแล้ว และแบบที่ทราบเพียงค่าประมาณ นอกจากนี้ในงานวิจัยยังได้เสนอแนะวิธีการแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นอันเนื่องมาจากการนำเอาวงจรกรองแบบปรับตัวได้ (adaptive filter) มาใช้ เพื่อให้การประมาณค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณถูกต้องยิ่งขึ้นอีกด้วย

สุดท้ายงานวิจัยจะสรุปถึงความสำคัญของพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณแต่ละตัว ที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ และแนวทางในการปรับปรุงงานวิจัยนี้ให้ดียิ่งขึ้น

1.2 วัตถุประสงค์

เพื่อศึกษาการปรับปรุงสมรรถนะของรหัสเทอร์โบสำหรับเฟรมข้อมูลขนาดสั้น สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ ซึ่งในงานวิจัยจะดัดแปลงภาคเข้ารหัสเทอร์โบโดยคาดหวังว่ารหัสเทอร์โบจะสามารถทนต่อความผิดพลาดแบบเบิสต์ได้ดียิ่งขึ้น ส่วนภาคถอดรหัสจะถูกดัดแปลงให้สอดคล้องกับภาคเข้ารหัสที่ได้เสนอเอาไว้ การกระทำเช่นนี้ก็เพื่อทดสอบถึงผลกระทบของรูปแบบการกระจายของบิตรหัสที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ นอกจากนี้งานวิจัยยังศึกษาถึงผลของการนำข่าวสารจากช่องสัญญาณมาใช้ร่วมในกระบวนการถอดรหัส พร้อมทั้งเสนอแนะวิธีการแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นอันเนื่องมาจากการใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ในกรณีถอดรหัสอีกด้วย

หัวข้อที่นำเสนอ

สำหรับงานวิจัยนี้ ได้แบ่งการศึกษาการปรับปรุงสมรรถนะของรหัสเทอร์โบออกเป็น 2 ส่วนหลัก คือ

1. การปรับปรุงภาคเข้ารหัสเทอร์โบโดยการใส่ตัววางสลับกลับการเข้ารหัส(coding deinterleaver) เพิ่มเข้าไป เพื่อให้สามารถควบคุมรูปแบบการกระจายของบิตรหัสได้ โดยคาดหวังว่ารหัสเทอร์โบ

โยนว่าจะสามารถทนต่อความผิดพลาดแบบเบิร์ตได้ดียิ่งขึ้น

2. การปรับปรุงภาคถอดรหัสโดยปรับปรุงให้รับกับภาคเข้ารหัสที่ได้เสนอไว้ พร้อมทั้งเสนอแนะวิธีแก้ปัญหาที่เกิดขึ้น อันเนื่องมาจากการนำเอาวงจรรองแบบปรับตัวได้มาใช้ในการประมาณค่าข่าวสารสถานะของช่องสัญญาณ

1.3 เป้าหมาย และขอบเขตของวิทยานิพนธ์

1. ทำการศึกษา ทดสอบ และเปรียบเทียบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ สำหรับช่องสัญญาณประเภทต่าง ๆ ดังนี้
 - 1.1 ช่องสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวก (additive white Gaussian channel)
 - 1.2 ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่ไร้สหสัมพันธ์ (uncorrelated Rayleigh fading channel)
 - 1.3 ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ (correlated Rayleigh fading channel) ตามแบบจำลองของ Jake (Jake's model) [9]
2. ทำการศึกษา ทดสอบ เปรียบเทียบ และวิเคราะห์ถึงผลกระทบของตัววางสลับการเข้ารหัส และรูปแบบการกระจายของบิตรหัสที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ
3. ทำการศึกษา ทดสอบ เปรียบเทียบ และวิเคราะห์ สมรรถนะของรหัสเทอร์โบภายใต้การดีเทคต์สัญญาณแบบโคฮีเรนต์ BPSK (Binary Phase Shift Keying) สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ โดยจะศึกษาถึงความสำคัญของพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณแต่ละตัวที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ และเสนอแนะวิธีแก้ปัญหาที่เกิดขึ้น อันเนื่องมาจากการนำเอาวงจรรองแบบปรับตัวได้มาใช้ในการประมาณค่าข่าวสารสถานะของช่องสัญญาณ

1.5 ขั้นตอน และวิธีการดำเนินงาน

1. ศึกษาอัลกอริทึมการถอดรหัส APRI-SOVA และ MAP วิเคราะห์ข้อได้เปรียบ และเสียเปรียบของอัลกอริทึมทั้งสอง
2. ศึกษาอัลกอริทึมการถอดรหัส MAP ซึ่งดัดแปลงให้ใช้ได้กับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลี
3. ศึกษาเรื่องวงจรรองแบบปรับตัวได้ และการนำมาใช้ประโยชน์ในการหาค่าประมาณข่าวสารของช่องสัญญาณ
4. เขียนโปรแกรมจำลองการเข้ารหัส และถอดรหัสเทอร์โบโดยใช้ภาษา C
5. ทำการทดสอบ เปรียบเทียบ และวิเคราะห์ผลการจำลองแบบต่าง ๆ
6. จัดทำเอกสารวิทยานิพนธ์

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. สามารถจำลองระบบการเข้า และถอดรหัสเทอร์โบ ที่สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ (เช่น อัตราการเข้ารหัส ชนิดของตัววางสลับการเข้ารหัส การเลือกใช้ตัววางสลับกลับการเข้ารหัส ชนิดของตัววางสลับช่องสัญญาณ สถานะของช่องสัญญาณ และอัลกอริทึมที่ใช้ในการถอดรหัส เป็นต้น) ได้โดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์
2. สามารถทราบถึงความสำคัญของพารามิเตอร์แต่ละตัวที่ส่งผลต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

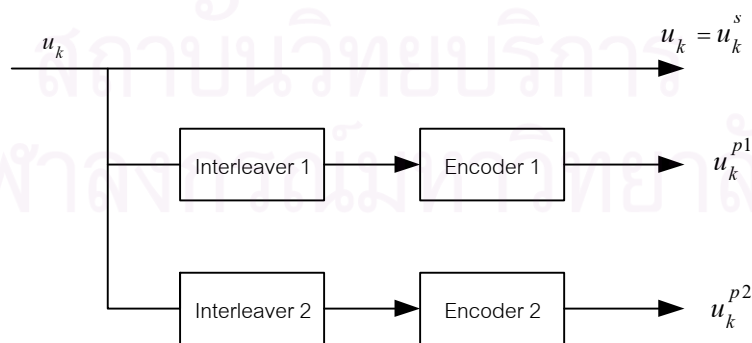
บทที่ 2

ทฤษฎีของรหัสเทอร์โบ

การเข้ารหัสเทอร์โบเป็นการเข้ารหัสของสัญญาณแบบหนึ่ง ซึ่งกำลังได้รับความสนใจเป็นอย่างมาก เนื่องจากการเข้ารหัสแบบนี้จะให้อัตราบิดผิดพลาดที่ต่ำ ถึงแม้ว่าช่องสัญญาณจะอยู่ในสถานะที่อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าต่ำก็ตาม หลักของการเข้ารหัสเทอร์โบแบบดั้งเดิมกระทำได้โดยการนำเอาเครื่องเข้ารหัสคอนโวลูชันย่อยตั้งแต่ 2 ตัวขึ้นไปมาต่อขนานกัน โดยเครื่องเข้ารหัสย่อยแต่ละตัวจะถูกเชื่อมต่อกันด้วยชุดของตัววางสลับการเข้ารหัส ส่วนการถอดรหัสจะใช้อัลกอริทึม MAP หรือ APRI-SOVA เพื่อถอดรหัสที่เครื่องถอดรหัสย่อยแต่ละตัว โดยผลลัพธ์จากการถอดรหัสที่เครื่องถอดรหัสย่อยแต่ละตัวนี้จะเป็นในลักษณะของ soft output ซึ่งจะถูกนำไปใช้ในการป้อนกลับเพื่อทำการแลกเปลี่ยนค่าข่าวสารจากการถอดรหัสระหว่างเครื่องถอดรหัสย่อยแต่ละตัว เพื่อแก้ไข หรือเพิ่มค่าความเชื่อถือได้ในการตัดสินใจของระดับสัญญาณ

2.1 การเข้ารหัสเทอร์โบ

การเข้ารหัสเทอร์โบเป็นการเข้ารหัสแบบมีระบบของเครื่องเข้ารหัสคอนโวลูชันย่อยแบบที่มีการป้อนกลับ RSC (Recursive Systematic Convolutional encoder) ตั้งแต่ 2 ตัวขึ้นไป ซึ่งนำมาต่อขนานกันโดยเครื่องเข้ารหัสย่อยแต่ละตัวนั้นไม่จำเป็นต้องเหมือนกัน ส่วนขบวนการของสัญญาณขาเข้าที่จะป้อนให้กับเครื่องเข้ารหัสย่อยแต่ละตัวนั้นเป็นขบวนการของสัญญาณชุดเดียวกัน เพียงแต่ถูกสลับลำดับของข้อมูลในการป้อนโดยการใช้ชุดของตัววางสลับการเข้ารหัส ดังแสดงในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 เครื่องเข้ารหัสเทอร์โบพื้นฐาน

จากรูปที่ 2.1 บิตข้อมูลที่ใช้ในการเข้ารหัสจะถูกแบ่งออกเป็นชุด ๆ โดยแต่ละชุดของบิตข้อมูลจะถูกเรียกว่าเฟรมข้อมูล สำหรับในงานวิจัยนี้จะเลือกใช้เฟรมข้อมูลที่มีขนาด 192 บิต ซึ่ง

เป็นมาตรฐานที่ถือใช้ในการสื่อสารแบบ uplink ของระบบ JD-CDMA (Joint Detection Code Division Multiple Access) ที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน [2]

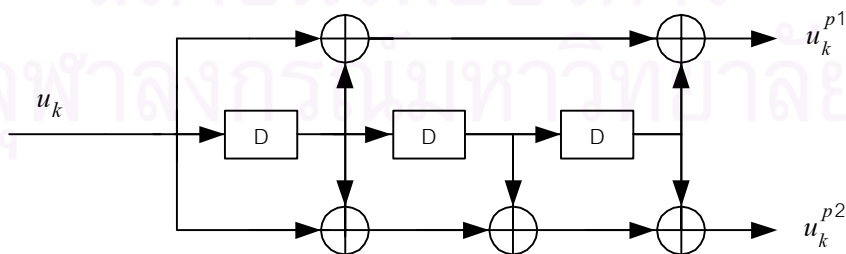
หลังจากทำการส่งเฟรมของข้อมูลที่มีขนาด N บิตแล้ว จะต้องส่งบิตข้อมูลส่วนท้าย (tail bit) อีกด้วย เพื่อให้สถานะของเครื่องเข้ารหัสคอนโวลูชันย่อยแต่ละตัวเป็นศูนย์ แต่เนื่องจากเครื่องเข้ารหัสที่ใช้ในการเข้ารหัสเทอร์โบเป็นเครื่องเข้ารหัสคอนโวลูชันแบบที่มีการป้อนกลับ ดังนั้นเราจำเป็นต้องใช้บิตส่วนท้ายครั้งละ m_i บิต (m_i เป็นขนาดหน่วยความจำของเครื่องเข้ารหัสย่อยตัวที่ i) เพื่อให้สถานะของเครื่องเข้ารหัสคอนโวลูชันย่อยเป็นศูนย์ครั้งละตัว

หมายเหตุ ถึงแม้ว่าในปัจจุบันจะมีวิธีการที่สามารถบังคับให้สถานะของเครื่องเข้ารหัสย่อยแต่ละตัวเป็นศูนย์พร้อม ๆ กันหมดได้โดยใช้ชุดของบิตข้อมูลส่วนท้ายที่มีขนาด M_c บิตเพียงชุดเดียว โดยที่ M_c เป็นผลรวมของหน่วยความจำของเครื่องเข้ารหัสย่อยแต่ละตัว อย่างไรก็ตามการที่จะสามารถกระทำการเช่นนี้ได้ นั้นจะต้องมีข้อจำกัดในการออกแบบที่ตัววางสลับการเข้ารหัส ดังนั้นตัววางสลับการเข้ารหัสจะสูญเสียลักษณะของการสุ่ม (randomness) ไป ซึ่งส่งผลให้สมรรถนะของการเข้ารหัสเทอร์โบแบบที่มีการใช้ชุดของบิตส่วนท้ายเพียงชุดเดียวนั้น ต่ำกว่าแบบที่มีการแยกใช้ชุดของบิตส่วนท้าย

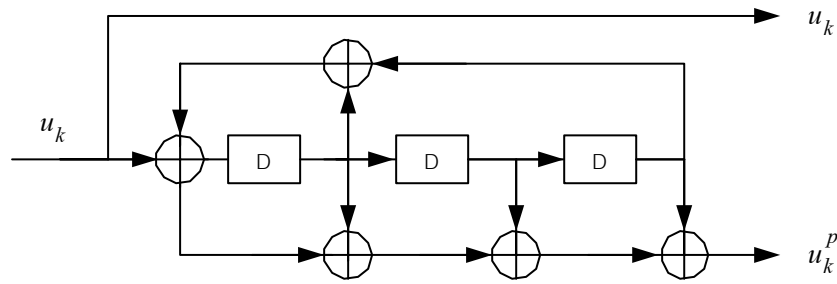
2.1.1 เครื่องเข้ารหัสแบบ RSC (Recursive Systematic Convolutional Encoder)

เครื่องเข้ารหัสแบบ RSC ได้มาจากการที่เครื่องเข้ารหัสแบบ NSC (Non Systematic Convolutional encoder) ถูกป้อนผลลัพธ์ที่ได้จากการเข้ารหัสแล้วกลับมายังฝั่งขาเข้า ตามรูปที่ 2.2 ซึ่งแสดงการเปรียบเทียบระหว่างเครื่องเข้ารหัสย่อยแบบ NSC และ RSC

ตัวกำเนิดโพลีโนเมียลของเครื่องเข้ารหัสย่อยแบบ RSC จะถูกแสดงด้วย $G = [1, g_2 / g_1]$ โดย g_1 เป็นสัญลักษณ์แทนโพลีโนเมียลแบบป้อนกลับ (feedback polynomial) และ g_2 แทนโพลีโนเมียลแบบไปข้างหน้า (feedforward polynomial)



รูปที่ 2.2 (ก)



รูปที่ 2.2 (ข)

รูปที่ 2.2 การเปรียบเทียบของเครื่องเข้ารหัสย่อยที่มีอัตราเข้ารหัส $R=1/2$ และ $K=4$

(ก) เครื่องเข้ารหัสย่อยแบบ NSC

(ข) เครื่องเข้ารหัสย่อยแบบ RSC ที่มีโพลีโนเมียลแบบป้อนกลับ คือ $D^3 + D + 1$ (13 ในระบบเลขฐาน 8) และมีโพลีโนเมียลแบบไปข้างหน้า คือ $D^3 + D^2 + D + 1$ (17 ในระบบเลขฐาน 8) หรืออาจเรียกว่าเป็นรหัสเทอร์โบแบบ [1,17/13]

2.1.2 ตัววางสลับการเข้ารหัส (Coding Interleaver)

เป็นที่ทราบกันดีว่าสมรรถนะของรหัสเทอร์โบนั้นขึ้นอยู่กับปัจจัยหลายอย่าง ซึ่งหนึ่งในนั้นก็คือ ตัววางสลับการเข้ารหัส ในปัจจุบันการศึกษา และค้นคว้าวิจัยเพื่อให้ได้ตัววางสลับการเข้ารหัสที่มีประสิทธิภาพสูงนั้นนับเป็นหัวข้อหนึ่งที่กำลังได้รับความสนใจเป็นอย่างมาก จากรายงานการวิจัยค้นพบว่าสมรรถนะของรหัสเทอร์โบจะดีขึ้นได้อย่างมีนัยสำคัญ เมื่อใช้ตัววางสลับการเข้ารหัสที่มีขนาดมากกว่า 1,000 บิต ขึ้นไป [19] อย่างไรก็ตาม การประวิงเวลา (time delay) ที่เกิดขึ้นจากการใช้เฟรมข้อมูลที่มีขนาดยาว ๆ นั้นได้จำกัดการใช้งานจริง โดยเฉพาะอย่างยิ่งงานทางด้าน real time เช่น การส่งสัญญาณเสียง หรือวิดีโอ (voice or video transmission) ดังนั้นจึงได้มีการพยายามออกแบบตัววางสลับการเข้ารหัสที่เหมาะสมสำหรับเฟรมข้อมูลขนาดสั้นเกิดขึ้น เช่น ตัววางสลับการเข้ารหัสขนาด 192 บิต และ 256 บิต ซึ่งสัมพันธ์กับอัตราการขนส่งบิตข้อมูลเท่ากับ 9.6 kbps และ 13 kbps สำหรับ IS-95 และ GSM ตามลำดับ [2], [21] อย่างไรก็ตาม ความคุ้มค่าในการลงทุนออกแบบชุดของตัววางสลับการเข้ารหัส เพื่อเพิ่มสมรรถนะให้กับรหัสเทอร์โบสำหรับเฟรมข้อมูลขนาดสั้นนั้นก็เป็นสิ่งที่ต้องคำนึงถึงเช่นกัน ดังเช่นในผลงานวิจัยของ [10] จะพบว่าตัววางสลับการเข้ารหัสสำหรับเฟรมข้อมูลขนาดยาว จะให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบสูงขึ้นกว่าเดิมอย่างเห็นได้ชัด เช่น รหัสเทอร์โบที่มีการใช้เฟรมข้อมูลขนาด 420 บิต และ 840 บิต เมื่อมีการเลือกใช้ตัววางสลับการเข้ารหัสที่มีการออกแบบมาเป็นอย่างดีแล้ว จะให้ค่าความต้องการ E_b/N_0 ที่ระดับของ $BER=10^{-5}$ น้อยลงกว่าเดิม (เมื่อเปรียบเทียบกับตัววางสลับการเข้ารหัสแบบสุ่ม)

ประมาณ 0.25 dB สำหรับช่องสัญญาณไวท์เกาเซียนแบบบวก อย่างไรก็ตามสำหรับเฟรมข้อมูลขนาดสั้นนั้น ตัววางสลับการเข้ารหัสจะมีผลต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบเฉพาะในช่วงการใช้งานที่มีค่า SNR สูง ๆ (มากกว่า 3.0 dB) เท่านั้น สำหรับในงานวิจัยนี้จะศึกษาถึงผลของการเลือกใช้ตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดต่าง ๆ เพื่อให้เกิดความกระจ่างในด้านความคุ้มค่าต่อการลงทุนออกแบบตัววางสลับการเข้ารหัสสำหรับเฟรมข้อมูลขนาดสั้น

สำหรับข้อควรคำนึงในการออกแบบตัววางสลับการเข้ารหัสนั้นมีอยู่หลายประการ ซึ่งแตกต่างกันไปสำหรับนักวิจัยแต่ละคน อย่างไรก็ตามข้อควรคำนึงหลัก ๆ ในการออกแบบตัววางสลับการเข้ารหัสมีดังนี้

1. ตัววางสลับการเข้ารหัสที่ดีควรทำให้ระยะห่างรวม (total distances) หรือ $D(u_i, u_j)$ ระหว่างคู่ตำแหน่งที่อยู่ (address) แต่ละคู่มีค่ามากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ ทั้งนี้เพื่อลดสหสัมพันธ์ระหว่างขบวนของบิตข้อมูลขาเข้า และขาออกของตัววางสลับนั่นเอง [19]

$$D(u_i, u_j) = d(u_i, u_j) + d(\pi(u_i), \pi(u_j)) \quad ; i, j \in \{1, 2, \dots, N\} \quad (2.1)$$

โดยที่

1. $D(u_i, u_j)$ คือระยะห่างรวมระหว่างคู่ตำแหน่งที่อยู่แต่ละคู่
2. $d(u_i, u_j)$ คือระยะห่างระหว่างคู่ตำแหน่งที่อยู่ก่อนการวางสลับ
3. $d(\pi(u_i), \pi(u_j))$ คือระยะห่างระหว่างคู่ตำแหน่งที่อยู่หลังการวางสลับ โดย $\pi(\cdot)$ เป็นสัญลักษณ์ที่ใช้แทนการสลับตำแหน่งที่อยู่ของบิตข้อมูล

2. ตัววางสลับการเข้ารหัสที่ดีไม่ควรทำให้ค่า $d(u_i, u_j)$ และ $d(\pi(u_i), \pi(u_j))$ เป็นจำนวนเต็มเท่า (integer multiple) ของคาบอินทรินซิก (intrinsic period) p พร้อม ๆ กัน ทั้งนี้ก็เพื่อลดโอกาสของการเกิดชุดของบิตข้อมูลประเภท self-terminating weight-2 [10], [19] ซึ่งจะทำให้น้ำหนัก (weight) ของคำรหัสเทอร์โบมีค่าต่ำ

หมายเหตุ คาบอินทรินซิกของรหัสเทอร์โบมีค่าเท่ากับ $p \leq 2^m - 1$ โดยที่ m เป็นจำนวนหน่วยความจำของเครื่องเข้ารหัสย่อย RSC คาบอินทรินซิกมีผลต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ ดังนั้นเพื่อให้รหัสเทอร์โบมีสมรรถนะที่ดีควรเลือกอันดับของโพลิโนเมียล (ดีกรี m) ที่มีการป้อนกลับเป็นแบบ primitive ดังนั้นคาบอินทรินซิกของรหัสเทอร์โบสำหรับกรณีนี้จึงมีค่าเท่ากับ $2^m - 1$

3. ตัววางสลับการเข้ารหัสที่ดีไม่ควรทำให้ตำแหน่งที่อยู่ของบิตข้อมูลก่อน และหลังการวางสลับอยู่ใกล้กับส่วนท้ายของเฟรมพร้อม ๆ กันเพื่อป้องกัน interleaver edge effect [15], [19]

จากข้อควรคำนึงทั้ง 3 ประการ จะพบว่าจุดประสงค์ของการออกแบบตัววางสลับการเข้ารหัสก็เพื่อจะหลีกเลี่ยงไม่ให้เครื่องเข้ารหัสย่อย RSC ตัวที่ 2 สร้างชุดของคำรหัสที่มีน้ำหนักต่ำออกมาเหมือนกับเครื่องเข้ารหัสย่อย RSC ตัวที่ 1 โดยตัววางสลับการเข้ารหัสที่ดีควรจะสลับลำดับของบิตข้อมูลด้านขาเข้า (u_k) ให้ได้ลำดับที่ต่างออกไป โดยคาดหวังว่าขบวนของ parity อีกชุด ($\{u_k^{p2}\}$) จะมีน้ำหนักสูง ดังนั้นน้ำหนักของคำรหัสเทอร์โบจะเป็นแบบกลาง ๆ โดยรวมเอาคำรหัสที่มีน้ำหนักต่ำของเครื่องเข้ารหัสย่อยตัวที่ 1 และคำรหัสที่มีน้ำหนักสูงของเครื่องเข้ารหัสย่อยตัวที่ 2 เอาไว้

สำหรับชนิดของตัววางสลับการเข้ารหัสซึ่งในงานวิจัยได้เลือกนำมาทดสอบมีดังนี้

1. ชนิดที่ 1 คือตัววางสลับการเข้ารหัสแบบเอกลักษณ์
2. ชนิดที่ 2 คือตัววางสลับการเข้ารหัสแบบรีเวอร์สของตัววางสลับแบบเอกลักษณ์
3. ชนิดที่ 3 คือตัววางสลับการเข้ารหัสแบบเอกลักษณ์ที่มีการเลื่อนของแต่ละตำแหน่งที่อยู่ไปทางด้านขวาเท่ากับครึ่งเฟรม
4. ชนิดที่ 4 คือตัววางสลับการเข้ารหัสแบบบล็อก (14x14)
5. ชนิดที่ 5 คือตัววางสลับการเข้ารหัสแบบรีเวอร์สของตัววางสลับแบบบล็อก (14x14)
6. ชนิดที่ 6-10 คือตัววางสลับการเข้ารหัสแบบสุ่มที่แตกต่างกัน 5 แบบ

หมายเหตุ ตัววางสลับแบบเอกลักษณ์ คือตัววางสลับที่ไม่มีการกระทำการใด ๆ กับลำดับหรือตำแหน่งที่อยู่ของบิตข้อมูลเลย ตัววางสลับแบบเอกลักษณ์นี้ใช้สำหรับอ้างอิงถึงกรณีที่เลวร้ายที่สุด (worst case) สำหรับการทดสอบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ นั่นคือตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดนี้ ไม่สามารถจัดสหสัมพันธ์ระหว่างชุดขบวนของบิตข้อมูลที่จะป้อนเข้าสู่เครื่องเข้ารหัสย่อยแต่ละตัวได้เลย

จุดประสงค์ของการเลือกใช้ตัววางสลับการเข้ารหัสที่แตกต่างกัน ก็เพื่อให้การศึกษาถึงผลกระทบของการเลือกใช้ตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดต่าง ๆ ที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบสำหรับเฟรมข้อมูลขนาดสั้นมีความครอบคลุมยิ่งขึ้น เพราะตัววางสลับการเข้ารหัสแต่ละชนิดจะมีพารามิเตอร์ที่ใช้งบออกคุณลักษณะกำกับอยู่ ดังนั้นเมื่อได้พิจารณาผลกระทบของการเลือกใช้ตัว

วางสลับการเข้ารหัสชนิดต่าง ๆ ประกอบกับการดูพารามิเตอร์ที่ใช้บ่งบอกคุณลักษณะของตัววางสลับก็จะทำให้ทราบว่าพารามิเตอร์ตัวใดบ้างที่ใช้บ่งบอกสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ

สำหรับแผนผังการวางสลับของตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดต่าง ๆ สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 2.1-2.10 ส่วนคุณลักษณะของตัววางสลับการเข้ารหัสที่วัดออกมาในรูปความถี่ของระยะห่างรวมระหว่างคู่ตำแหน่งที่อยู่แต่ละคู่ (สมการที่ 2.1) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.3-2.7

ตารางที่ 2.1 แผนผังของตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดเอกลักษณะ

001	002	003	004	005	006	007	008	009	010	011	012	013	014
015	016	017	018	019	020	021	022	023	024	025	026	027	028
029	030	031	032	033	034	035	036	037	038	039	040	041	042
043	044	045	046	047	048	049	050	051	052	053	054	055	056
057	058	059	060	061	062	063	064	065	066	067	068	069	070
071	072	073	074	075	076	077	078	079	080	081	082	083	084
085	086	087	088	089	090	091	092	093	094	095	096	097	098
099	100	101	102	103	104	105	106	107	108	109	110	111	112
113	114	115	116	117	118	119	120	121	122	123	124	125	126
127	128	129	130	131	132	133	134	135	136	137	138	139	140
141	142	143	144	145	146	147	148	149	150	151	152	153	x
154	155	156	157	158	159	160	161	162	163	164	165	166	x
167	168	169	170	171	172	173	174	175	176	177	178	179	x
180	181	182	183	184	185	186	187	188	189	190	191	192	x

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ตารางที่ 2.2 แผนผังของตัววางสลักรับการเข้ารหัสชนิดรีเวอร์สของตัววางสลักรับชนิดเอกลักษณะ

192	191	190	189	188	187	186	185	184	183	182	181	180	179
178	177	176	175	174	173	172	171	170	169	168	167	166	165
164	163	162	161	160	159	158	157	156	155	154	153	152	151
150	149	148	147	146	145	144	143	142	141	140	139	138	137
136	135	134	133	132	131	130	129	128	127	126	125	124	123
122	121	120	119	118	117	116	115	114	113	112	111	110	109
108	107	106	105	104	103	102	101	100	099	098	097	096	095
094	093	092	091	090	089	088	087	086	085	084	083	082	081
080	079	078	077	076	075	074	073	072	071	070	069	068	067
066	065	064	063	062	061	060	059	058	057	056	055	054	053
052	051	050	049	048	047	046	045	044	043	042	041	040	x
039	038	037	036	035	034	033	032	031	030	029	028	027	x
026	025	024	023	022	021	020	019	018	017	016	015	014	x
013	012	011	010	009	008	007	006	005	004	003	002	001	x

ตารางที่ 2.3 แผนผังของตัววางสลักรับการเข้ารหัสชนิดเอกลักษณะที่มีการเลื่อนของแต่ละตำแหน่งที่อยู่ไปทางด้านขวาเท่ากับครึ่งเฟรม

097	098	099	100	101	102	103	104	105	106	107	108	109	110
111	112	113	114	115	116	117	118	119	120	121	122	123	124
125	126	127	128	129	130	131	132	133	134	135	136	137	138
139	140	141	142	143	144	145	146	147	148	149	150	151	152
153	154	155	156	157	158	159	160	161	162	163	164	165	166
167	168	169	170	171	172	173	174	175	176	177	178	179	180
181	182	183	184	185	186	187	188	189	190	191	192	001	002
003	004	005	006	007	008	009	010	011	012	013	014	015	016
017	018	019	020	021	022	023	024	025	026	027	028	029	030
031	032	033	034	035	036	037	038	039	040	041	042	043	044
045	046	047	048	049	050	051	052	053	054	055	056	057	x
058	059	060	061	062	063	064	065	066	067	068	069	070	x
071	072	073	074	075	076	077	078	079	080	081	082	083	x
084	085	086	087	088	089	090	091	092	093	094	095	096	x

ตารางที่ 2.4 แผนผังของตัววางสลักรับการเข้ารหัสชนิดบล็อก (14x14)

001	015	029	043	057	071	085	099	113	127	141	155	169	183
002	016	030	044	058	072	086	100	114	128	142	156	170	184
003	017	031	045	059	073	087	101	115	129	143	157	171	185
004	018	032	046	060	074	088	102	116	130	144	158	172	186
005	019	033	047	061	075	089	103	117	131	145	159	173	187
006	020	034	048	062	076	090	104	118	132	146	160	174	188
007	021	035	049	063	077	091	105	119	133	147	161	175	189
008	022	036	050	064	078	092	106	120	134	148	162	176	190
009	023	037	051	065	079	093	107	121	135	149	163	177	191
010	024	038	052	066	080	094	108	122	136	150	164	178	192
011	025	039	053	067	081	095	109	123	137	151	165	179	x
012	026	040	054	068	082	096	110	124	138	152	166	180	x
013	027	041	055	069	083	097	111	125	139	153	167	181	x
014	028	042	056	070	084	098	112	126	140	154	168	182	x

ตารางที่ 2.5 แผนผังของตัววางสลักรับการเข้ารหัสชนิดรีเวอร์สของตัววางสลักชนิดบล็อก (14x14)

192	178	164	150	136	122	108	094	080	066	052	038	024	010
191	177	163	149	135	121	107	093	079	065	051	037	023	009
190	176	162	148	134	120	106	092	078	064	050	036	022	008
189	175	161	147	133	119	105	091	077	063	049	035	021	007
188	174	160	146	132	118	104	090	076	062	048	034	020	006
187	173	159	145	131	117	103	089	075	061	047	033	019	005
186	172	158	144	130	116	102	088	074	060	046	032	018	004
185	171	157	143	129	115	101	087	073	059	045	031	017	003
184	170	156	142	128	114	100	086	072	058	044	030	016	002
183	169	155	141	127	113	099	085	071	057	043	029	015	001
182	168	154	140	126	112	098	084	070	056	042	028	014	x
181	167	153	139	125	111	097	083	069	055	041	027	013	x
180	166	152	138	124	110	096	082	068	054	040	026	012	x
179	165	151	137	123	109	095	081	067	053	039	025	011	x

ตารางที่ 2.6 แผนผังของตัววางสลักรับการเข้ารหัสชนิดสุ่มแบบที่ 1

160	020	183	147	181	103	028	088	138	169	146	144	035	070
084	145	148	056	153	016	034	002	162	004	106	003	112	096
189	117	137	172	174	128	115	060	125	165	187	043	171	163
006	159	026	073	176	090	173	074	134	012	013	184	046	161
111	079	175	179	116	136	068	110	047	008	007	108	078	075
076	127	121	113	094	143	140	164	001	059	152	030	029	150
044	177	129	191	142	052	178	051	131	077	155	082	069	021
166	192	039	118	132	037	092	126	089	139	071	054	086	038
027	033	123	158	050	061	100	154	107	091	097	063	011	099
036	055	102	053	062	031	023	065	098	080	182	141	156	015
019	014	018	017	024	067	042	135	186	064	149	066	157	x
045	133	151	105	180	095	185	093	032	101	083	009	022	x
025	072	188	041	168	049	190	130	087	085	010	081	124	x
119	104	114	058	170	005	057	109	167	122	040	048	120	x

ตารางที่ 2.7 แผนผังของตัววางสลักรับการเข้ารหัสชนิดสุ่มแบบที่ 2

036	161	123	138	022	070	060	182	004	011	187	080	098	183
149	168	130	109	024	166	087	064	046	040	094	153	066	112
067	074	063	122	190	137	033	107	029	092	175	069	065	091
053	042	152	150	035	159	134	072	041	075	118	037	181	015
105	103	002	135	047	093	106	124	158	006	178	142	177	052
117	071	147	169	099	019	110	162	034	062	090	039	073	096
007	061	174	014	128	079	160	148	013	009	012	171	049	083
088	032	189	172	056	114	025	077	085	115	078	164	136	120
059	156	145	020	157	050	017	095	140	058	185	021	028	076
121	101	141	113	089	108	111	170	176	048	026	144	131	045
057	104	155	005	023	143	001	081	132	082	054	008	127	x
184	003	180	163	016	129	188	010	043	084	068	192	179	x
086	191	044	126	030	146	125	186	051	139	027	133	173	x
151	018	119	031	165	167	055	154	116	100	038	102	097	x

ตารางที่ 2.8 แผนผังของตัววางสลักรับการเข้ารหัสชนิดสุ่มแบบที่ 3

106	188	026	014	047	070	163	179	164	017	151	126	007	172
009	068	118	186	105	158	112	090	146	032	011	071	155	127
161	177	178	122	147	156	022	059	035	173	049	148	064	043
140	137	153	041	082	145	012	002	057	181	085	132	046	135
190	116	078	183	048	128	030	053	142	108	113	157	187	060
131	144	080	141	175	149	076	091	089	072	136	107	066	098
189	039	184	033	029	044	094	166	027	016	037	024	065	040
159	054	169	191	031	001	004	069	077	021	051	028	171	061
143	162	125	045	084	104	093	067	018	013	023	050	101	052
130	100	119	087	134	095	020	056	034	086	008	111	025	015
102	123	185	168	165	073	075	042	129	109	160	139	167	x
079	110	036	006	170	182	114	180	083	097	133	092	062	x
192	003	121	103	124	099	117	055	120	154	152	138	058	x
074	176	010	019	115	174	063	150	088	005	038	096	081	x

ตารางที่ 2.9 แผนผังของตัววางสลักรับการเข้ารหัสชนิดสุ่มแบบที่ 4

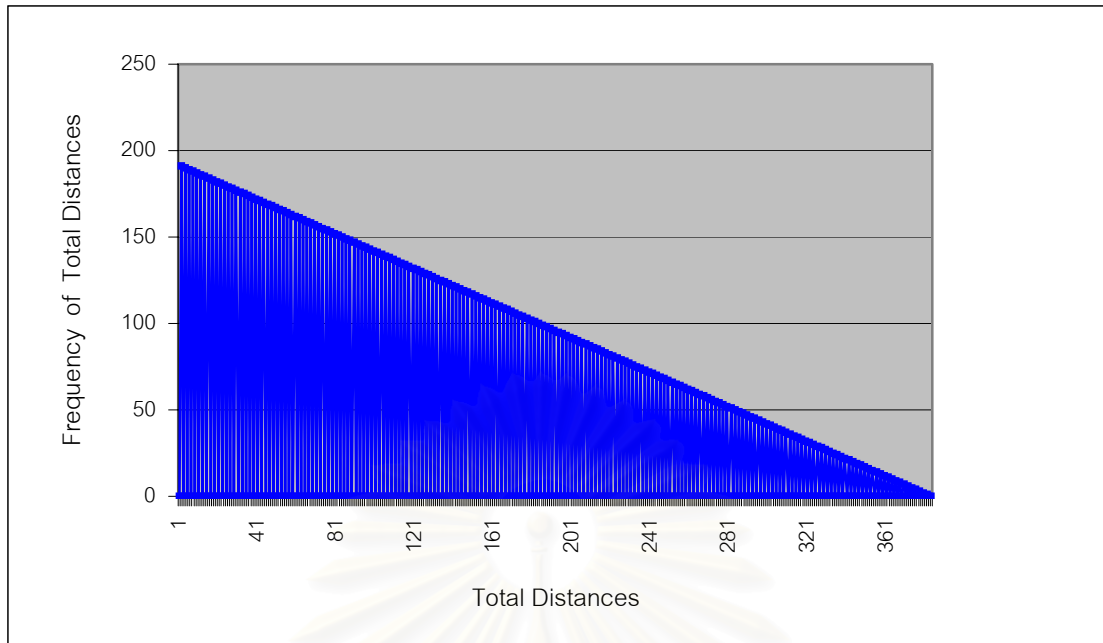
164	054	178	091	017	108	037	124	120	138	076	128	148	180
042	090	075	110	104	059	099	063	092	132	007	056	143	047
149	175	089	137	125	134	032	003	139	176	163	123	044	147
033	133	046	103	070	097	114	094	086	031	006	109	058	121
012	045	043	011	028	102	057	150	101	169	192	093	065	119
074	184	021	022	060	152	189	159	182	029	018	141	145	113
016	158	188	156	135	117	170	190	122	081	155	095	026	077
036	009	004	126	039	142	014	001	067	055	160	082	129	068
130	096	015	187	030	111	166	151	186	002	005	064	083	171
157	084	085	073	136	183	080	050	071	010	165	024	107	035
100	112	051	161	127	115	118	072	106	167	069	144	162	x
087	066	172	079	048	131	052	153	116	168	008	023	181	x
185	174	013	038	154	049	191	034	098	040	078	173	053	x
027	179	025	146	177	105	062	041	140	019	020	061	088	x

ตารางที่ 2.10 แผนผังของตัววางสลักรับการเข้ารหัสชนิดสุ่มแบบที่ 5

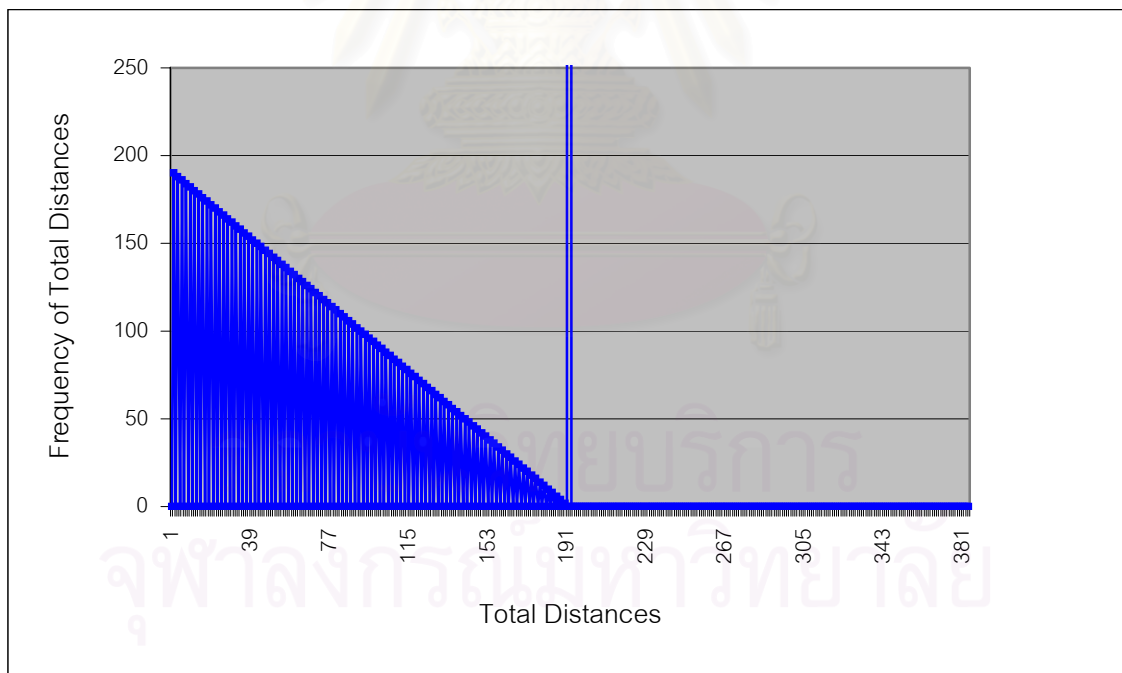
191	056	111	162	076	122	070	092	008	075	024	145	071	121
165	181	108	077	103	046	190	045	038	030	043	174	041	067
004	158	184	140	188	171	018	039	192	006	034	074	062	082
048	012	086	084	083	128	052	169	047	099	136	009	131	021
148	186	176	153	120	146	073	001	027	050	154	093	157	058
023	107	170	141	189	098	040	142	113	155	036	180	065	116
090	150	187	061	069	059	143	129	177	014	019	185	102	147
179	005	127	013	035	051	117	088	163	079	139	135	105	166
133	152	055	010	123	134	028	151	182	011	115	072	031	037
104	049	003	164	138	149	106	114	017	089	057	015	087	118
016	085	094	032	060	007	002	172	053	161	168	132	033	x
100	156	025	126	173	112	175	096	095	042	020	130	178	x
078	109	124	068	159	183	063	137	080	091	167	144	054	x
097	066	081	110	029	026	044	101	119	064	160	125	022	x

สำหรับคุณลักษณะของตัววางสลักรับการเข้ารหัสชนิดต่าง ๆ (รายละเอียดอยู่ในหน้าที่ 9) ที่
 วัตถุประสงค์ในรูปความถี่ของระยะห่างรวมระหว่างคู่ตำแหน่งที่อยู่แต่ละคู่แสดงได้ดังต่อไปนี้

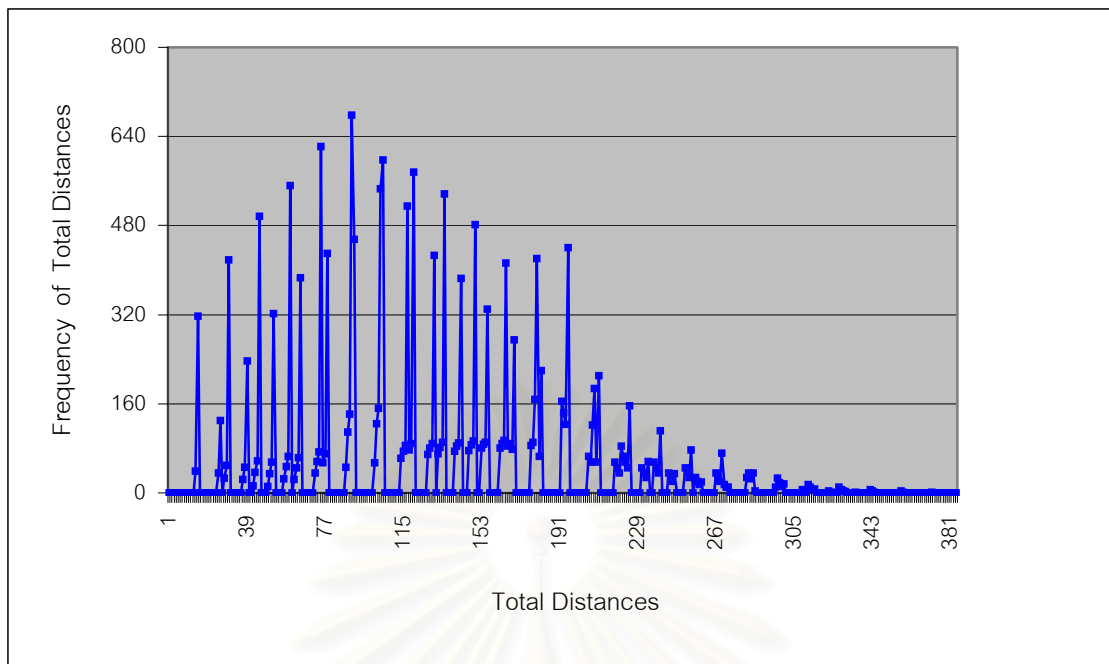
สถาบันวิทยบริการ
 จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



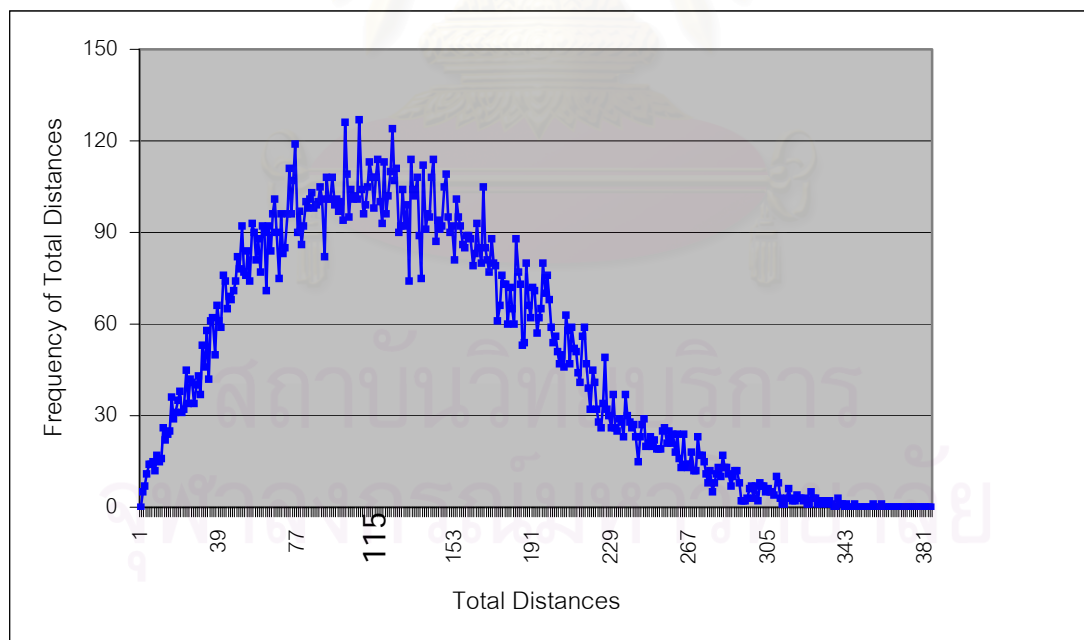
รูปที่ 2.3 คุณลักษณะของตัววางสลักการเข้ารหัสชนิดที่ 1-2 ที่วัดออกมาในรูปความถี่ของระยะห่างรวมระหว่างคู่ตำแหน่งที่อยู่แต่ละคู่



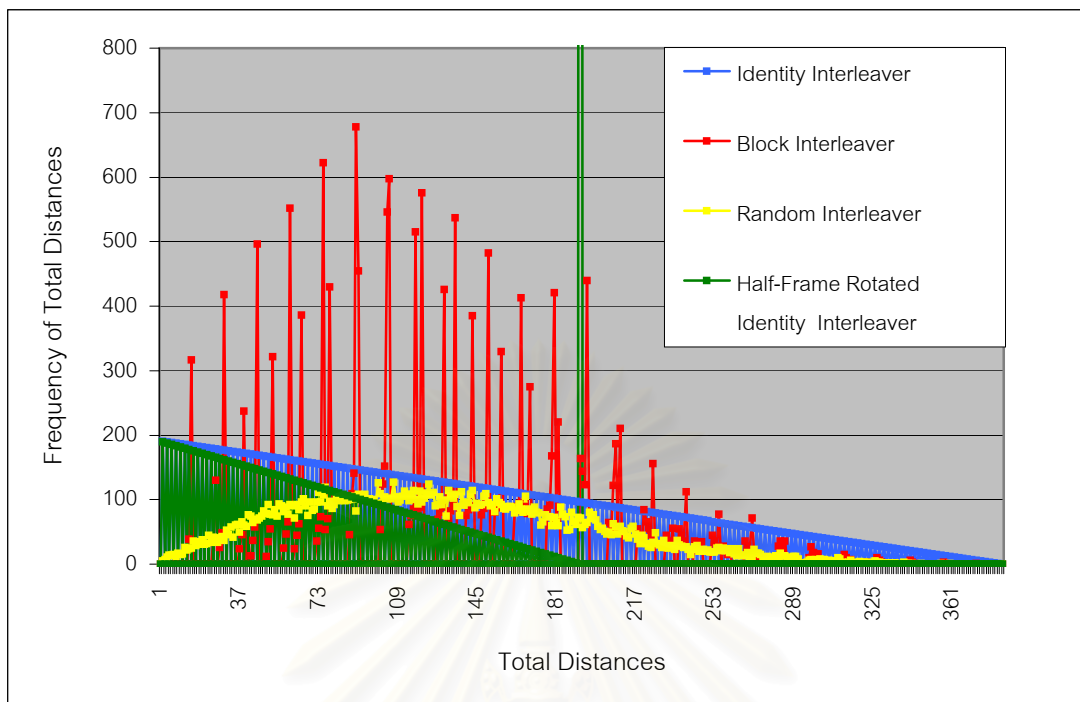
รูปที่ 2.4 คุณลักษณะของตัววางสลักการเข้ารหัสชนิดที่ 3 ที่วัดออกมาในรูปความถี่ของระยะห่างรวมระหว่างคู่ตำแหน่งที่อยู่แต่ละคู่



รูปที่ 2.5 คุณลักษณะของตัววางสลักการเข้ารหัสชนิดที่ 4-5 ที่วัดออกมาในรูปความถี่ของระยะห่างรวมระหว่างคู่ตำแหน่งที่อยู่แต่ละคู่



รูปที่ 2.6 คุณลักษณะของตัววางสลักการเข้ารหัสชนิดที่ 6-10 ที่วัดออกมาในรูปความถี่ของระยะห่างรวมระหว่างคู่ตำแหน่งที่อยู่แต่ละคู่



รูปที่ 2.7 การเปรียบเทียบคุณลักษณะของตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดต่าง ๆ ที่วัดออกมาในรูปความถี่ของระยะห่างรวมระหว่างคู่ตำแหน่งที่อยู่แต่ละคู่

หมายเหตุ สำหรับรูปที่ 2.6 ซึ่งแสดงคุณลักษณะของตัววางสลับการเข้ารหัสแบบสุ่มที่วัดออกมาในรูปความถี่ของระยะห่างรวมระหว่างคู่ตำแหน่งที่อยู่แต่ละคู่ นั้น จากการทดสอบพบว่า คุณลักษณะของตัววางสลับการเข้ารหัสแบบสุ่มที่แตกต่างกันทั้ง 5 แบบมีความคล้ายคลึงกัน ดังนั้นรูปที่ 2.6 จึงขอแสดงเฉพาะคุณลักษณะของตัววางสลับการเข้ารหัสแบบสุ่มแบบที่ 1 เท่านั้น

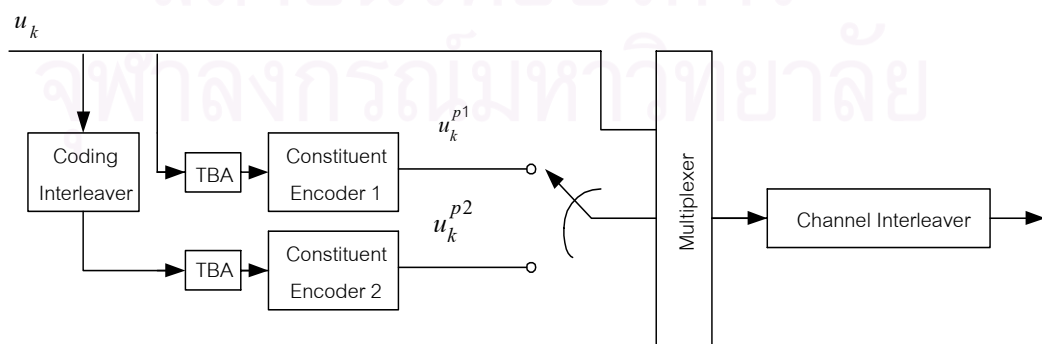
2.1.3 รูปแบบของภาคเข้ารหัสเทอร์โบที่น่าเสนอ

ในงานวิจัยนี้ ได้เสนอวิธีดัดแปลงภาคเข้ารหัสเทอร์โบ เพื่อให้สามารถควบคุมรูปแบบการกระจายของบิตรหัสได้โดยคาดหวังว่ารูปแบบการกระจายของบิตรหัสที่ดี (ซึ่งในที่นี้ก็คือรูปแบบการกระจายที่มีการป้องกันไม่ให้บิตรหัสที่มีความสัมพันธ์กันมีโอกาสมาอยู่ใกล้กันนั่นเอง) จะช่วยทำให้รหัสเทอร์โบสามารถทนต่อความผิดพลาดแบบเบเรสต์ได้ดียิ่งขึ้น สำหรับการดัดแปลงภาคเข้ารหัสเทอร์โบนั้นสามารถทำได้โดย การใส่ตัววางสลับกลับการเข้ารหัสเข้าไปก่อนการทำมัลติเพล็กซ์สัญญาณ เพื่อให้บิตรหัสที่อยู่ติดกันภายในขบวนของรหัสมีความสัมพันธ์กันมากที่สุด หลังจากนั้นขบวนของบิตรหัสจะถูกตัววางสลับช่องสัญญาณทำการสลับลำดับของบิตรหัส เพื่อให้บิตรหัสที่เคยอยู่ชิด ติด และสัมพันธ์กันนั้นอยู่ห่างกันให้มากที่สุดเท่าที่จะทำได้ สรุปก็คือ การนำตัววางสลับกลับ

การเข้ารหัสมาใช้ก็เพื่อทำให้ตัววางสลัของสัญญาณทำงานในลักษณะเสริมกันกับตัววางสลัการเข้ารหัสนั่นเอง

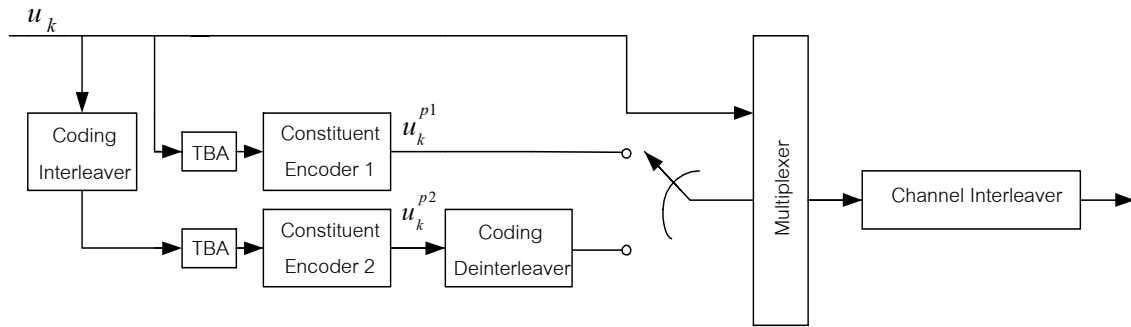
เนื่องจากตัววางสลัการเข้ารหัสเป็นตัวการสำคัญ ที่ทำให้กระบวนการมอดูเลตที่เกิดขึ้นบนตัวเข้ารหัสย่อยไม่มีสหสัมพันธ์ระหว่างกัน [1], [8] นั่นคือ ยิ่งทำให้กระบวนการมอดูเลตที่เกิดขึ้นเหล่านี้มีความสัมพันธ์กันน้อยเท่าไรยิ่งส่งผลดีต่อประสิทธิภาพของกระบวนการถอดรหัสที่เครื่องถอดรหัสย่อยแต่ละตัวซึ่งต่างต้องตรวจสอบข้อมูลข้ามกันผ่านทางข่าวสาร extrinsic ดังนั้นตัววางสลัการเข้ารหัสจึงเป็นปัจจัยหนึ่งซึ่งส่งผลต่อสมรรถนะของรหัสชนิดนี้ ข้อควรระวังประการหนึ่งก็คือ ถึงแม้ว่าตัววางสลัการเข้ารหัสที่เราเลือกใช้นั้นจะมีประสิทธิภาพดีอยู่แล้วก็ตาม ถ้าหากเฟรมข้อมูลมีขนาดสั้น ก็จะทำให้โอกาสที่กระบวนการมอดูเลตบนเครื่องเข้ารหัสย่อยมีสหสัมพันธ์ระหว่างกันมาก ด้วยเหตุผลนี้เองที่นำไปใช้ในการอธิบายปรากฏการณ์ที่ว่า “การเพิ่มจำนวนหน่วยความจำให้กับตัวเข้ารหัสย่อย เพื่อทำการเข้ารหัสเฟรมข้อมูลที่มีขนาดสั้นอาจทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบไม่สูงดังที่คาดไว้ [8]”

ส่วนตัววางสลัของสัญญาณถือเป็นตัวการสำคัญ ที่ทำให้ช่องสัญญาณเสมือนมีลักษณะไร้สหสัมพันธ์เมื่อปรากฏต่อภาคถอดรหัส [18] อย่างไรก็ตาม ถ้าลองพิจารณาดูให้ดีแล้วจะพบว่าตัววางสลัการเข้ารหัส ก็มีส่วนช่วยในการแก้ไขปัญหาความผิดพลาดแบบเบิสต์ได้เช่นเดียวกัน แต่สิ่งที่ต้องพึงระวังก็คือ อาจมีบางกรณีที่ตัววางสลัทั้งสองทำงานหักล้างกัน เช่น กรณีที่ตัววางสลัการเข้ารหัสทำการสลัลำดับของบิตข้อมูล (ไม่ใช่บิตรหัส) ที่เคยอยู่ติดติดกันให้อยู่ห่างกัน เพื่อให้กระบวนการมอดูเลตบนเครื่องเข้ารหัสย่อยแต่ละตัวมีสหสัมพันธ์ระหว่างกันน้อยที่สุดแล้ว แต่ตัววางสลัของสัญญาณนั้นมาสลัให้บิตรหัส ซึ่งสัมพันธ์กับบิตข้อมูลเหล่านี้กลับมาอยู่ใกล้กันอีกครั้ง (โอกาสที่จะเกิดขึ้นมีมากโดยเฉพาะอย่างยิ่งถ้าเฟรมข้อมูลมีขนาดสั้น) ดังนั้นสาเหตุที่ทำให้งานวิจัยนี้มีการนำตัววางสลักลับการเข้ารหัสมาใช้ ก็เพื่อป้องกันไม่ให้บิตรหัสที่มีความสัมพันธ์กันมีโอกาสมาอยู่ใกล้กันนั่นเอง



TBA : Tail Bit Assignment

รูปที่ 2.8 (ก) ภาคเข้ารหัสเทอร์โบแบบดั้งเดิม [1] ที่มีอัตราการเข้ารหัส $R = 1/2$



รูปที่ 2.8 (ข) ภาคเข้ารหัสเทอร์โบที่นำเสนอมืออัตราเข้ารหัส $R = 1/2$

สำหรับรายละเอียดของการทดสอบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบที่สัมพันธ์กับรูปแบบของการกระจายของบิตรหัสที่แตกต่างกันสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 2.11 ต่อไปนี้

ตารางที่ 2.11 รูปแบบของภาคเข้ารหัสเทอร์โบ (ที่สัมพันธ์กับรูปแบบการกระจายของบิตรหัสที่แตกต่างกัน) ซึ่งถูกนำไปใช้ในการทดสอบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ

รูปแบบที่การกระจายของบิตรหัส	มีการใช้ตัววางสลับกัลบการเข้ารหัสหรือไม่	ชนิดของตัววางสลับช่องสัญญาณ
รูปแบบที่ 1	มี	เอกลักษณ์
รูปแบบที่ 2	มี	บล็อก(147x4)
รูปแบบที่ 3	มี	บล็อก(49x12)
รูปแบบที่ 4	มี	บล็อก(25x24)
รูปแบบที่ 5	ไม่มี	เอกลักษณ์
รูปแบบที่ 6	ไม่มี	บล็อก(25x24)
รูปแบบที่ 7	ไม่มี	สุ่ม
รูปแบบที่ 8	มี	สุ่ม

หมายเหตุ ตัววางสลับการเข้ารหัสที่ถูกเลือกใช้ในการทดสอบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบดังแสดงในตารางที่ 2.11 เป็นแบบบล็อก (14x14)

2.2 การจำลองช่องสัญญาณ

ในงานวิจัยที่นำเสนอนี้จะทดสอบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ สำหรับช่องสัญญาณประเภทต่าง ๆ ดังนี้

1. ช่องสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวก (additive white Gaussian channel)
2. ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่ไร้สหสัมพันธ์ (uncorrelated Rayleigh fading channel)
3. ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ (correlated Rayleigh fading channel) ตามแบบจำลองของ Jake (Jake's model)

2.2.1 แบบจำลองของช่องสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวก

เพื่อให้สามารถเข้าใจรายละเอียดได้ตรงกัน ดังนั้นหัวข้อที่ 2.2.1 นี้จึงกำหนดให้

1. $y(t)$ คือ สัญญาณที่ภาครับได้รับปลายทาง
2. $x(t)$ คือ สัญญาณที่ส่งจากภาคส่ง
3. $n(t)$ คือ สัญญาณรบกวนไวท์เกาส์เซียนแบบบวก

ช่องสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวก คือ ช่องสัญญาณที่มีคุณสมบัติดังต่อไปนี้

1. สัญญาณกับสัญญาณรบกวนไม่มีสหสัมพันธ์ระหว่างกัน กล่าวคือ ถ้า

$y(t) = x(t) + n(t)$ แล้ว จะทำให้ $\overline{y^2} = \overline{x^2} + \overline{n^2}$ โดยที่ \bar{a} หมายถึง ค่าเฉลี่ย ensemble ของตัวแปร a

2. สัญญาณรบกวนเป็นแบบไวท์เกาส์เซียน ซึ่งมีค่าเฉลี่ยของ $n(t)$ เท่ากับศูนย์ และกำลังของสัญญาณรบกวนเป็น $\overline{n^2} = N = \eta B$ โดยที่ B เป็นแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณ

3. กำลังของสัญญาณที่ส่งจากภาคส่งมีขนาดจำกัด $\overline{x^2} \leq S$ โดยที่ S คือค่าจำกัดค่าหนึ่ง

4. การผิดเพี้ยน หรือการสูญเสียกำลังของสัญญาณระหว่างทาง สามารถชดเชยได้โดยวงจรกรองทางภาครับ

2.2.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลี [9]

เฟดดิ้งเป็นผลอันเนื่องมาจาก การเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติทางกายภาพของสื่อกลางในการสื่อสารสำหรับช่องสัญญาณวิทยุ (radio channel) สมมติว่ามีการส่งสัญญาณดิจิทัลด้วยอัตรา $1/T$ (T คือคาบของสัญลักษณ์ที่ใช้ในการส่งสัญญาณ) ผ่านช่องสัญญาณสื่อสารที่มีฟังก์ชันการโอนย้าย (transfer function) เท่ากับ $C(f;t)$ และช่องสัญญาณมีค่า coherence bandwidth

เท่ากับ $(\nabla f)_c$ แล้ว ถ้าหากทำการเลือกคาบของสัญลักษณ์ T ให้มีค่ามากกว่า T_m (T_m คือค่า multipath spread ของช่องสัญญาณ) มาก ๆ ก็จะทำให้แบนด์วิดท์ของพัลส์สัญญาณ (signal pulse) $u(t)$ หรือ W (มีค่าเท่ากับ $1/T$) มีค่าน้อยกว่า coherence bandwidth ของช่องสัญญาณ ซึ่งการที่ $W \ll 1/T_m \approx (\nabla f)_c$ นี้จะทำให้ค่าฟูเรียร์ทรานสฟอร์มของ $u(t)$ หรือ $U(f)$ มีการลดทอนขนาด (attenuation) และมีการเลื่อนเฟส (phase shift) ด้วยค่าเดียวกันตลอดในทุกช่วงความถี่ ดังนั้นฟังก์ชันการโอนย้ายสำหรับในกรณีดังกล่าวนี้จึงลดรูปเหลือเพียง

$$C(f;t) = C(0;t) = \alpha(t)e^{j\phi(t)} \quad (2.2)$$

โดยที่ $\alpha(t)$ คือสัญลักษณ์ที่ใช้แทนอัตราขยายของช่องสัญญาณที่มีการกระจายแบบเรย์ลี $\phi(t)$ คือสัญลักษณ์ที่ใช้แทนเฟสของช่องสัญญาณ ที่มีการกระจายแบบยูนิฟอร์มตั้งแต่ $(-\pi, \pi)$

การที่ฟังก์ชันการโอนย้ายของช่องสัญญาณมีคุณสมบัติที่ไม่แปรผันตามความถี่ จะเรียกว่าเป็นช่องสัญญาณแบบ frequency non-selective channel นอกจากนี้ถ้ามีการเลือกให้คาบของสัญลักษณ์สอดคล้องกับเงื่อนไข $T \ll 1/B_d \approx (\nabla t)_c$ (B_d คือค่า Doppler spread ของช่องสัญญาณ ส่วน $(\nabla t)_c$ คือค่า coherence time ของช่องสัญญาณ) จะทำให้ค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณมีค่าคงที่อย่างน้อยเป็นระยะเวลาเท่ากับ 1 คาบสัญลักษณ์ หรืออาจกล่าวได้ว่าช่องสัญญาณมีลักษณะเฟดดิ้งอย่างช้า ๆ นั่นเอง

สำหรับขอบเขตของงานวิจัยนี้ จะทำการศึกษาสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีชนิด frequency non-selective ที่มีลักษณะเฟดดิ้งอย่างช้า ๆ ตามที่ได้อธิบายไปแล้วข้างต้น โดยแบบจำลองของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีนี้สามารถเขียนได้เป็น

$$y(t) = \alpha(t) \cdot e^{j\phi(t)} + n(t) \quad (2.3)$$

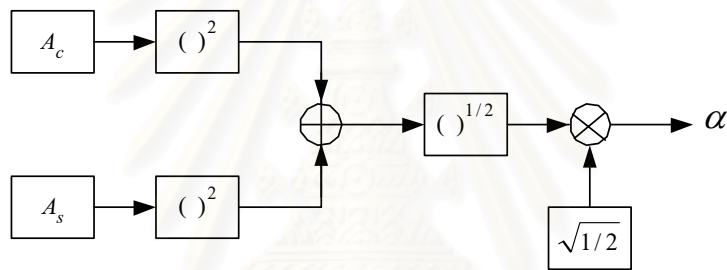
โดยที่

1. $\alpha(t)$ คือค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณที่มี probability density function เป็นแบบเรย์ลี ($p(\alpha) = 2 \cdot \alpha \cdot e^{-\alpha^2}, \alpha \geq 0$) และจะต้องมีการ normalize ให้ $E(\alpha^2) = 1$ เพื่อแสดงว่าพลังงานเฉลี่ยต่อบิตที่ได้รับที่ปลายทางมีค่าเท่ากับพลังงานบิต E_s ที่ส่งจากต้นทาง

2. $n(t)$ คือสัญญาณรบกวนไวท์เกาส์เซียนแบบบวกรที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์ และค่าความแปรปรวน $\sigma_n^2 = N_0 / 2$

2.2.2.1 การกำเนิดอัตราขยายของช่องสัญญาณ สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่ไร้สหสัมพันธ์

เนื่องจากในงานวิจัยที่นำเสนอนี้ มีสมมติฐานที่ว่าการดีเทคสัญญาณเป็นแบบโคฮีเรนต์ ดังนั้นในการจำลองช่องสัญญาณจึงเหลือเฉพาะส่วนของการจำลองอัตราขยายของช่องสัญญาณ α (channel gain) ดังแสดงในรูปที่ 2.9 โดยการกำเนิดอัตราขยายของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่ไร้สหสัมพันธ์นั้น ต้องอาศัยตัวแปรสุ่ม 2 ตัว (A_c และ A_s) ที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน และตัวแปรสุ่มแต่ละตัวนั้นต่างมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ (zero mean) และค่าความแปรปรวนเป็น 1 (unit variance) นอกจากนี้ค่าอัตโนมัติสหสัมพันธ์ (autocorrelation) ของตัวแปร α นี้จะต้องเป็นอิสระต่อกันเชิงเวลา (time independent) หรือไม่มีสหสัมพันธ์ระหว่างกันอีกด้วย



รูปที่ 2.9 การกำเนิดอัตราขยายของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่ไร้สหสัมพันธ์

2.2.2.2 การกำเนิดอัตราขยายของช่องสัญญาณ สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์

การกำเนิดอัตราขยายของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ สามารถกระทำได้โดยใช้ฟังก์ชันคณิตศาสตร์ซึ่งถูกเรียกว่าตัวกำเนิดสัญญาณแบบ Jake (Jake fading generator) [9] สำหรับรายละเอียดของการกำเนิดตัวแปร A_c และ A_s นั้นมีดังนี้

$$A_c(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} \cos \beta_n \cos \omega_n t + \sqrt{2} \cos \alpha \cos \omega_m t \quad (2.4)$$

$$A_s(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} \sin \beta_n \cos \omega_n t + \sqrt{2} \sin \alpha \cos \omega_m t \quad (2.5)$$

$$y(t) = A_c(t) \cos \omega_c t + A_s(t) \sin \omega_c t \quad (2.6)$$

$$\text{และ } N_0 = \frac{1}{2} \left(\frac{N}{2} - 1 \right), \quad \beta_n = \frac{\pi n}{N_0}, \quad \alpha = \frac{\pi}{4}, \quad \omega_n = \omega_m \cos \left(\frac{2\pi n}{N} \right)$$

หมายเหตุ

1. N_0 คือจำนวนออสซิลเลเตอร์ความถี่ต่ำ (low frequency oscillator) ที่มีความถี่เท่ากับ ω_n ซึ่ง [9] ได้เสนอแนะให้ใช้ N_0 เท่ากับ 8 เพื่อให้ค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณที่สังเคราะห์ขึ้นเริ่มมีการกระจายตัวที่ใกล้เคียงกับการกระจายแบบเรย์ลี
2. A_c และ A_s ต่างก็เป็นการประมาณของกระบวนการสุ่มแบบเกาส์เซียน (Gaussian random process) ซึ่งต่างมีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์ และค่าความแปรปรวนเท่ากับ 1
3. $\alpha(t)$ มีการกระจายแบบเรย์ลี และมีค่าอัตสหสัมพันธ์เท่ากับ $J(\omega_m \tau)$ โดยที่ ω_m คือค่าความถี่ดอปเปลอร์ (Doppler frequency)

ในการจำลองโปรแกรมคอมพิวเตอร์จะต้องมีการ normalize ให้ $E[\alpha(t)^2] = 1$ เพื่อแสดงว่าพลังงานเฉลี่ยต่อบิตที่ได้รับที่ปลายทางมีค่าเท่ากับพลังงานบิต E_s ที่ส่งจากต้นทาง โดยอาศัยความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$\alpha(t) = \sqrt{\frac{(A_c(t))^2 + (A_s(t))^2}{\langle A_c^2 \rangle + \langle A_s^2 \rangle}} \quad (2.7)$$

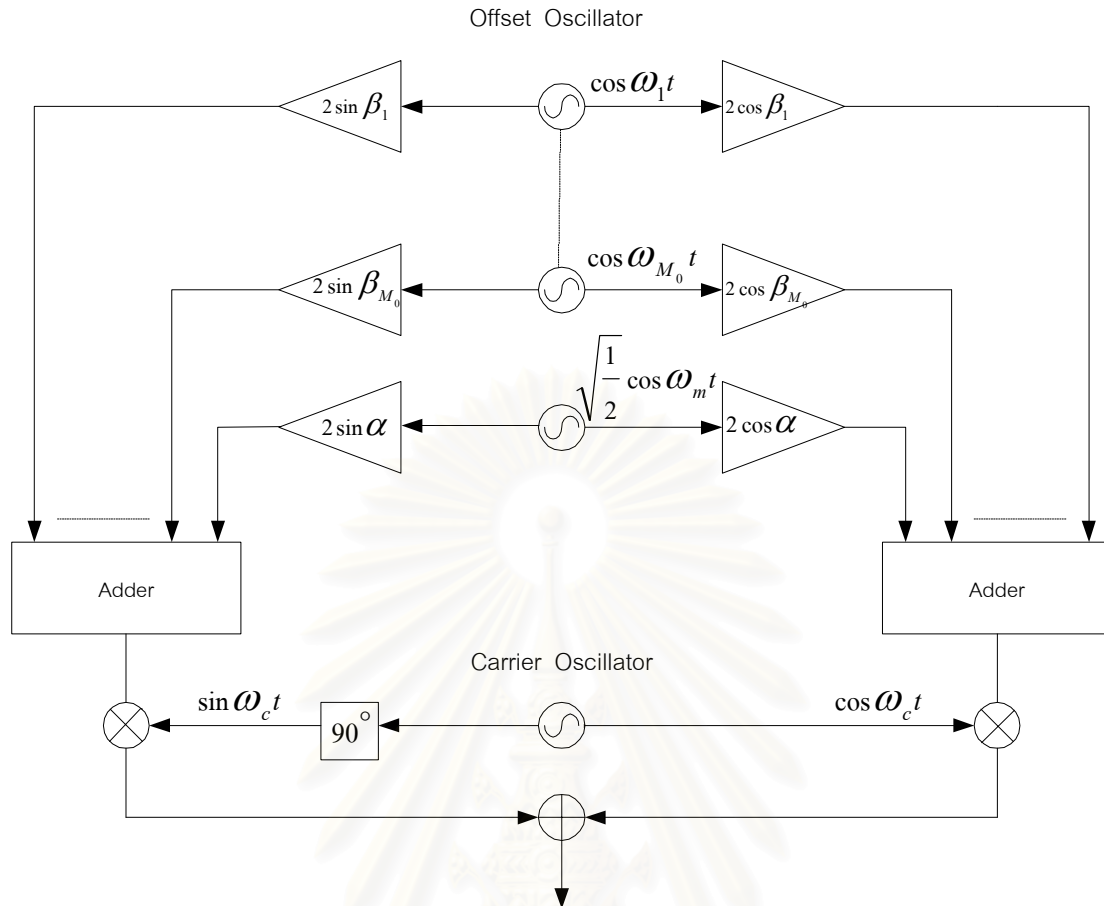
$$\langle A_c^2 \rangle = 2 \sum_{n=1}^{N_0} \cos^2 \beta_n + \cos^2 \alpha = N_0 + \cos^2 \alpha + \sum_{n=1}^{N_0} \cos 2\beta_n \quad (2.8)$$

$$\langle A_s^2 \rangle = 2 \sum_{n=1}^{N_0} \sin^2 \beta_n + \sin^2 \alpha = N_0 + \sin^2 \alpha - \sum_{n=1}^{N_0} \cos 2\beta_n \quad (2.9)$$

$$\langle A_c A_s \rangle = 2 \sum_{n=1}^{N_0} \sin \beta_n \cos \beta_n + \sin \alpha \cos \alpha \quad (2.10)$$

โดยที่ $\langle \cdot \rangle$ หมายถึง ค่าเฉลี่ยทางเวลาของกำลังงาน

หมายเหตุ ในความเป็นจริงแล้ว นอกจากการพิจารณาถึงวิธีการสังเคราะห์ขนาดของอัตราขยายของช่องสัญญาณแล้ว จำเป็นต้องมีการคำนึงถึงเรื่องเฟสของอัตราขยายของช่องสัญญาณอีกด้วย โดยการที่จะทำให้เฟสของ $y(t)$ มีคุณสมบัติสุ่ม และมีการกระจายแบบยูนิฟอร์มจาก 0 ถึง 2π นั้น [9] ได้เสนอแนะว่าต้องบังคับให้ $\langle A_c^2 \rangle \approx \langle A_s^2 \rangle$ และ $\langle A_c A_s \rangle \approx 0$ อีกด้วย



รูปที่ 2.10 การกำเนิดอัตราขยายของช่องสัญญาณรบกวนเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ตามแบบจำลองของ Jake

2.3 การถอดรหัสเทอร์โบ

รหัสเทอร์โบจะใช้อัลกอริทึมในการถอดรหัสอยู่ 2 ประเภทหลัก คืออัลกอริทึม APRI-SOVA และอัลกอริทึม MAP ซึ่งการจะเลือกใช้อัลกอริทึมใดในการถอดรหัสขึ้นอยู่กับปัจจัยที่ต้องการ คือ ความถูกต้อง หรือความซับซ้อนจากการถอดรหัส โดยที่ MAP จะให้อัตราผิดพลาดจากการถอดรหัสที่ต่ำ ในขณะที่ APRI-SOVA จะให้อัตราผิดพลาดจากการถอดรหัสที่สูง อย่างไรก็ตาม APRI-SOVA มีความซับซ้อนที่ต่ำ และสามารถถอดรหัสได้รวดเร็วกว่า สำหรับในงานวิจัยนี้จะเลือกใช้อัลกอริทึม MAP เพื่อให้อัตราผิดพลาดจากการถอดรหัสมีค่าต่ำที่สุด และเพื่อให้การศึกษารหัสเทอร์โบนั้นสามารถสรุปผลการทดสอบได้อย่างถูกต้อง

การที่จะเข้าใจกระบวนการถอดรหัสเทอร์โบจำเป็นจะต้องเข้าใจถึงอัลกอริทึม MAP เสียก่อน โดยเริ่มจากการพิจารณาที่ตัวเข้ารหัสย่อย RSC ที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ $1/2$ และมีขนาดของหน่วยความจำเท่ากับ M

เนื่องจากการเข้ารหัสเทอร์โบเป็นการเข้ารหัสแบบมีระบบ ดังนั้นผลลัพธ์ของเครื่องเข้ารหัสจะประกอบด้วยชุดของข้อมูลด้านเข้า $\{u_k\} = \{u_k^s\}$ และชุดของบิต parity $\{u_k^p\}$ โดยที่ x เป็นจำนวนของเครื่องเข้ารหัสย่อย

ถ้าเป็นการส่งสัญญาณแบบ BPSK บนช่องสัญญาณ AWGN แล้ว จะพบว่ารูปแบบของสัญญาณที่ภาครับปลายทางเป็นดังนี้

$$y_k^s = \sqrt{E_s} (2u_k^s - 1) + n_k^s \quad (2.11)$$

$$y_k^p = \sqrt{E_s} (2u_k^p - 1) + n_k^p \quad (2.12)$$

จากสมการที่ 2.11 และ 2.12 จะพบว่า y_k^s และ y_k^p คือสัญญาณของบิตรหัสซึ่งได้รับที่ปลายทางโดยเกี่ยวข้องกับบิตข้อมูล u_k^s และบิต parity u_k^p ตามลำดับ หรือจะเขียนในรูปของคู่ของสัญญาณของบิตรหัสที่ได้รับปลายทางได้เป็น $R_k = (y_k^s, y_k^p)$ สำหรับช่องสัญญาณรบกวนแบบ AGWN นั้น สัญญาณรบกวนที่เพิ่มเข้าไป (n_k^s และ n_k^p) คือ ตัวแปรสุ่มแบบเกาส์เซียนที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์ และมีค่าความแปรปรวนเท่ากับ $N_0 / 2$

2.3.1 อัลกอริทึม MAP สำหรับการถอดรหัสเทอร์โบแบบดั้งเดิม

สำหรับในงานวิจัยนี้ จะใช้สัญลักษณ์ดังต่อไปนี้ในการแทนความหมายของสถานะ (state) และบิตข้อมูลที่เวลาต่าง ๆ กัน

1. m^p (previous state) หมายถึง สถานะก่อนหน้าสถานะปัจจุบัน
2. m (present state) หมายถึง สถานะในปัจจุบัน ณ เวลา $t = k$ ซึ่งเรากำลังให้ความสนใจในการถอดรหัสบิตข้อมูล u_k
3. m^n (next state) หมายถึง สถานะถัดไปจากสถานะปัจจุบัน
4. u_{k-1} หมายถึง บิตข้อมูล ณ เวลาก่อนหน้า
5. u_k หมายถึง บิตข้อมูล ณ เวลา $t = k$ ซึ่งเรากำลังให้ความสนใจในการถอดรหัส
6. u_{k+1} หมายถึง บิตข้อมูล ณ เวลาถัดไป

APP (a posteriori probability) ของบิตข้อมูลที่ถูกรหัส u_k สามารถคิดจากค่าความน่าจะเป็นร่วม (joint probability) $\Lambda_k^i(m)$ ซึ่งถูกนิยามดังนี้

$$\Lambda_k^{i_k}(m) = P(u_k = i_k, S_k = m | R_1^N) \quad (2.13)$$

โดยที่ S_k คือสถานะของเครื่องเข้ารหัสย่อย ณ เวลา $t=k$ และ R_1^N คือขบวนของสัญญาณที่ได้รับเริ่มจากเวลา t เท่ากับ 1 ถึง N

ดังนั้น APP สำหรับบิตข้อมูลที่ถูกลดรหัส u_k เท่ากับ

$$P(u_k = i_k | R_1^N) = \sum_m \Lambda_k^{i_k}(m) \quad , \quad i_k = 0, 1 \quad (2.14)$$

Log-likelihood function จะถูกเขียนให้อยู่ในรูปลอการิทึมของอัตราส่วนของ APP ดังนี้

$$\Lambda(\underline{d}_k) = L(\underline{d}_k) = \log \left[\frac{\sum_m \Lambda_k^1(m)}{\sum_m \Lambda_k^0(m)} \right] \quad (2.15)$$

จากสมการที่ (2.15) ตัวถอดรหัสเทอร์โบสามารถสร้างการตัดสินใจโดยการเปรียบเทียบกับค่า $L(\underline{d}_k)$ กับศูนย์ ดังนี้

$$\underline{d}_k = 1 \quad \text{ถ้า } L(\underline{d}_k) > 0 \quad \text{และ} \quad \underline{d}_k = 0 \quad \text{ถ้า } L(\underline{d}_k) < 0 \quad (2.16)$$

ในทางปฏิบัติการคำนวณหาค่า $\Lambda_k^{i_k}(m)$ นั้น จะหาจากฟังก์ชันของความน่าจะเป็นต่อไปนี้

$$\alpha_k^{i_k}(m) = \frac{P(u_k = i_k, S_k = m, R_1^k)}{P(R_1^k)} = P(u_k = i_k, S_k = m | R_1^k) \quad (2.17)$$

$$\beta_k(m) = \frac{P(R_{k+1}^N | S_k = m)}{P(R_{k+1}^N | R_1^k)} \quad (2.18)$$

$$\gamma_{i_k}(R_k, m^P, m) = P(u_k = i_k, R_k, S_k = m | S_{k-1} = m^P) \quad (2.19)$$

ผลสำเร็จของการหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ เป็นดังนี้ (ดูภาคผนวก ก ประกอบ)

$$\Lambda_k^{i_k}(m) = \beta_k(m) \cdot \alpha_k^{i_k}(m) \quad (2.20)$$

$$\beta_k(m) = \frac{\sum_{m^n} \sum_{i_{k+1}=0}^1 \gamma_{i_{k+1}}(R_{k+1}, m, m^n) \cdot \beta_{k+1}(m^n)}{\sum_{m^n} \sum_{i_{k+1}=0}^1 \sum_m \sum_{i_k=0}^1 \gamma_{i_{k+1}}(R_{k+1}, m, m^n) \cdot \alpha_k^{i_k}(m)} \quad (2.21)$$

$$\alpha_k^{i_k}(m) = \frac{\sum_{m^p} \sum_{i_{k-1}=0}^1 \gamma_{i_{k-1}}(R_k, m^p, m) \cdot \alpha_{k-1}^{i_{k-1}}(m^p)}{\sum_m \sum_{i_k=0}^1 \sum_{m^p} \sum_{i_{k-1}=0}^1 \gamma_{i_k}(R_k, m^p, m) \cdot \alpha_{k-1}^{i_{k-1}}(m^p)} \quad (2.22)$$

$$\gamma_{i_k}(R_k, m^p, m)$$

$$= P(R_k | u_k = i_k, S_k = m, S_{k-1} = m^p) \cdot q(u_k = i_k | S_k = m, S_{k-1} = m^p) \cdot r(S_k = m | S_{k-1} = m^p) \quad (2.23)$$

โดยที่

$$P(R_k | u_k = i_k, S_k = m, S_{k-1} = m^p) \\ = P(y_k^s | u_k^s = i_k, S_k = m, S_{k-1} = m^p) \cdot P(y_k^p | u_k^p = i_k, S_k = m, S_{k-1} = m^p) \quad (2.24)$$

หมายเหตุ

1. $P(\cdot|\cdot)$ แทน the transition probability of the discrete Gaussian memoryless channel โดยที่ $P(\cdot|\cdot)$ ดังแสดงในสมการที่ (2.24) นั้นมีสมมติฐานมาจากความไม่เกี่ยวข้องซึ่งกันและกันระหว่างตัวแปร
2. $q(\cdot|\cdot)$ แทน the transition probability of the encoder Trellis เพราะว่าเครื่องเข้ารหัสคอนโวลูชันนั้นเป็น deterministic machine ดังนั้น $q(u_k = i_k | S_k = m, S_{k-1} = m^p)$ จึงมีค่าเท่ากับ 0 หรือ 1 เท่านั้น
3. $r(\cdot|\cdot)$ แทน the transition state probability of the Trellis ซึ่งถูกกำหนดโดยค่าทางสถิติของสัญญาณที่จะป้อนเข้าสู่เครื่องเข้ารหัสเทอร์บิโยยแต่ละตัว (encoder input statistic)

สำหรับการกำหนดค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของพารามิเตอร์ต่าง ๆ ภายในอัลกอริทึม MAP นั้น สามารถกระทำได้ดังนี้

1. ทำการกำหนดค่าเริ่มต้นให้กับ $\alpha_k^{i_k}(m)$ และ $\beta_k(m)$ ดังนี้

$$\alpha_0^{i_0}(0)=1, \quad \alpha_0^{i_0}(m)=0, \quad \forall m \neq 0, \quad i_0 \in \{0,1\}$$

$$\beta_N(0)=1, \quad \beta_N(m)=0, \quad \forall m \neq 0$$

2. สำหรับแต่ละคู่ของสัญญาณ R_k ที่ได้รับที่ปลายทางนั้น ค่าพารามิเตอร์ $\alpha_k^{i_k}(m)$ และ $\gamma_{i_k}(R_k, m^P, m)$ จะถูกคำนวณโดยสมการที่ (ก9) และ (ก18) ตามลำดับ
3. เมื่อขอบบนของ R_1^N ได้รับอย่างสมบูรณ์แล้ว ค่าพารามิเตอร์ $\beta_k(m)$ จะถูกคำนวณโดยสมการที่ (ก17) หลังจากนั้น $\alpha_k^{i_k}(m)$ และ $\beta_k(m)$ จะถูกคูณกันเพื่อให้ได้ $\Lambda_k^{i_k}(m)$ ซึ่งจะนำไปสู่การคำนวณหาค่า $\Lambda_k(m)$ ที่เกี่ยวข้องกับบิตข้อมูล ณ เวลา k ดังแสดงในสมการที่ (2.15)

สำหรับขั้นตอนต่อไป จะทำการแยกค่าความเชื่อถือได้ $\Lambda(\underline{d}_k)$ ออกเป็นพจน์ต่าง ๆ เพื่อประโยชน์ในทางปฏิบัติของกระบวนการถอดรหัสดังนี้

$$\Lambda(\underline{d}_k) = L(\underline{d}_k) \tag{2.25.ก}$$

$$= \log \left[\frac{\sum_m \Lambda_k^1(m)}{\sum_m \Lambda_k^0(m)} \right] \tag{2.25.ข}$$

$$= \log \left[\frac{\sum_m \beta_k(m) \cdot \alpha_k^1(m)}{\sum_m \beta_k(m) \cdot \alpha_k^0(m)} \right] \tag{2.25.ค}$$

$$= \log \left[\frac{\sum_m \sum_{m^p} \sum_{i_{k-1}=0}^1 \left(p(y_k^s | u_k^s = 1) \cdot P(u_k^s = 1) \cdot \gamma_1^p(y_k^p, m^p, m) \right) \cdot \alpha_{k-1}^{i_{k-1}}(m^p) \cdot \beta_k(m)}{\sum_m \sum_{m^p} \sum_{i_{k-1}=0}^1 \left(p(y_k^s | u_k^s = 0) \cdot P(u_k^s = 0) \cdot \gamma_0^p(y_k^p, m^p, m) \right) \cdot \alpha_{k-1}^{i_{k-1}}(m^p) \cdot \beta_k(m)} \right] \quad (2.25.ง)$$

$$= \log \left[\frac{p(y_k^s | u_k^s = 1)}{p(y_k^s | u_k^s = 0)} \right] + \log \left[\frac{p(u_k^s = 1)}{p(u_k^s = 0)} \right] + \log \left[\frac{\sum_m \sum_{m^p} \sum_{i_{k-1}=0}^1 \gamma_1^p(y_k^p, m^p, m) \cdot \alpha_{k-1}^{i_{k-1}}(m^p) \cdot \beta_k(m)}{\sum_m \sum_{m^p} \sum_{i_{k-1}=0}^1 \gamma_0^p(y_k^p, m^p, m) \cdot \alpha_{k-1}^{i_{k-1}}(m^p) \cdot \beta_k(m)} \right] \quad (2.25.จ)$$

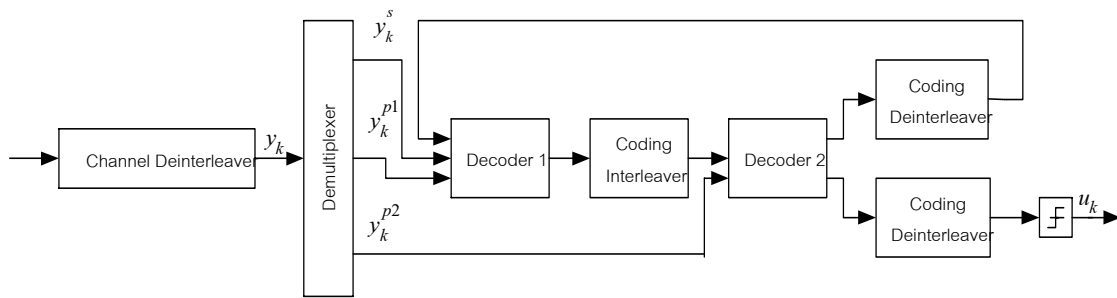
$$= L_{systematic} + L_{apriori} + L_{extrinsic} \quad (2.25.ฉ)$$

$L_{systematic}$ จะขึ้นอยู่กับเฉพาะค่าข่าวสารของบิตข้อมูล ณ เวลา k , $L_{apriori}$ จะขึ้นอยู่กับค่าข่าวสาร priori ของบิตข้อมูลขาเข้า u_k ส่วน $L_{extrinsic}$ คือค่าความรู้ใหม่ที่ได้จากการถอดรหัสของบิตข้อมูลขาเข้า u_k โดยค่า $L_{extrinsic}$ นี้จะขึ้นอยู่กับค่าข่าวสารของบิต parity และบิตข้อมูลทั้งหมด ยกเว้นค่าข่าวสารของบิตข้อมูล ณ เวลา k

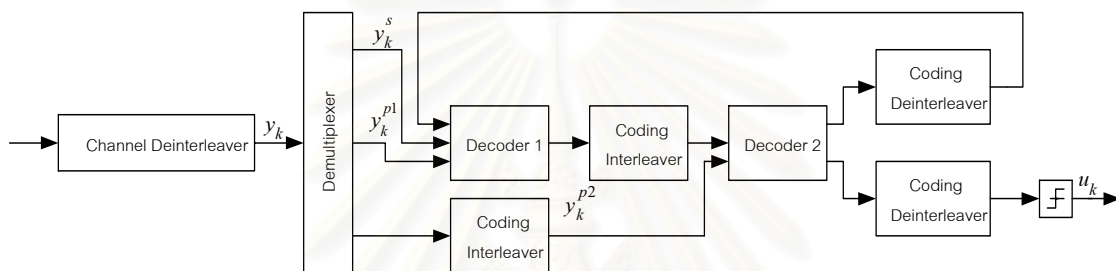
โดยการนำชุดของสมการที่ (2.25) ซึ่งอยู่ในรูปลอการิทึมของอัตราส่วนของความน่าจะเป็น (log likelihood ratio) มาใช้ จะทำให้การถอดรหัสเทอร์โบมีหลักการ และเป็นระบบ

2.3.2 ขั้นตอนการถอดรหัสเทอร์โบ

สำหรับการเลือกใช้อัลกอริทึม MAP ในการถอดรหัสเทอร์โบนั้น จากชุดของสมการที่ (2.25) จะพบว่าค่าลอการิทึมของอัตราส่วนความน่าจะเป็นสามารถแยกออกมาได้ 3 ส่วน และจากรูปที่ 2.11 จะพบว่า Decoder 1 และ Decoder 2 คือเครื่องถอดรหัสย่อยเทอร์โบที่ใช้ อัลกอริทึม MAP ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้จากเครื่องถอดรหัสย่อยแต่ละตัวจะอยู่ในรูปค่าลอการิทึมของอัตราส่วนความน่าจะเป็น ซึ่งก็คือค่าความเชื่อถือได้ของบิตแต่ละบิตที่คำนวณได้จากสมการที่ (2.25.ง) นั้นเองอย่างไรก็ตาม กฎเกณฑ์สำคัญของเครื่องถอดรหัสเทอร์โบก็คือ การแลกเปลี่ยนค่าข่าวสาร extrinsic ของบิตข้อมูลระหว่างเครื่องถอดรหัสย่อยนั่นเอง ดังนั้นค่าความเชื่อถือได้ที่คำนวณออกมาจากเครื่องถอดรหัสย่อยแต่ละตัว จะต้องถูกหักออกด้วยค่า $L_{systematic}$ และ $L_{apriori}$ ให้เหลือเฉพาะ $L_{extrinsic}$ เสียก่อน แล้วจึงสามารถส่งค่าความรู้ใหม่ที่คำนวณได้นี้ให้กับเครื่องถอดรหัสย่อยตัวถัดไป



รูปที่ 2.11 (ก) ภาคถอดรหัสเทอร์โบแบบดั้งเดิม



รูปที่ 2.11 (ข) ภาคถอดรหัสเทอร์โบแบบที่นำเสนอ

ค่าข่าวสาร extrinsic นี้จะถูกสร้างขึ้นโดยเครื่องถอดรหัสย่อยก่อนหน้าเพื่อใช้ในการคำนวณค่าความน่าจะเป็นแบบ priori และค่าข่าวสาร priori ของแต่ละบิต ของเครื่องถอดรหัสย่อยที่กำลังทำการถอดรหัส ตัวอย่าง เช่น Decoder 1 จะใช้ค่าข่าวสาร extrinsic จาก Decoder 2 เพื่อใช้ในการคำนวณค่าความน่าจะเป็นแบบ priori $P(u_k = i)$ ของบิตแต่ละบิตดังนี้

$$P(u_k = 1) = \left(\frac{e^{L_{e2}(k)}}{1 + e^{L_{e2}(k)}} \right) \quad (2.26.ก)$$

$$P(u_k = 0) = 1 - \left(\frac{e^{L_{e2}(k)}}{1 + e^{L_{e2}(k)}} \right) \quad (2.26.ข)$$

โดยค่าข่าวสาร priori ที่หาได้นี้ก็คือพจน์ $r(S_k = m | S_{k-1} = m^p)$ ของสมการที่ (ก18) สำหรับการกำหนดค่าเริ่มต้นของข่าวสาร priori นั้นจะกำหนดให้ $r(\cdot | \cdot) = 1/2$ สำหรับทุก ๆ คู่ของการเปลี่ยนแปลงของสถานะที่เป็นไปได้ มิฉะนั้นจะกำหนดให้ $r(\cdot | \cdot) = 0$

2.3.3 อัลกอริทึม MAP สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลี [3]

ในกรณีที่สถานะของช่องสัญญาณมีลักษณะเฟดดิ้งแบบเรย์ลี จะต้องปรับค่าพารามิเตอร์ $\gamma_k^s(x_k, m^P, m)$ และ $\gamma_k^p(y_k, m^P, m)$ ซึ่งอยู่ในพจน์

$$\gamma_k(R_k, m^P, m) = \gamma_k^s(x_k, m^P, m) \cdot \gamma_k^p(y_k, m^P, m) \quad (2.27)$$

โดยในทางปฏิบัติจะทำการปรับค่าที่พจน์ $p(y_k^s | u_k^s = i_k)$ และ $p(y_k^p | u_k^p = i_k)$ ดังนี้

$$p(y | u) = \int_a p_a(a) \cdot p(y | a, u) da \quad (2.28.ก)$$

$$p(y | u) = \int_0^\infty 2ae^{-a^2} \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma} \cdot e^{(y-au)^2 / 2\sigma^2} \right] da \quad (2.28.ข)$$

หมายเหตุ

1. ในงานวิจัยนี้ จะใช้ a เป็นตัวแปรของค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณในความหมายทั่วไป ส่วน μ และ a^* คือค่าประมาณ และค่าที่แน่นอนของอัตราขยายของช่องสัญญาณ ในความหมายเฉพาะเจาะจงซึ่งเกิดขึ้นจริงในทางปฏิบัติ
2. ในกรณีที่ไม่มีการนำความรู้เกี่ยวกับ channel side information (CSI) ซึ่งในที่นี้ก็คือ ค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณมาใช้นั้น จะต้องประมาณพจน์ $p(y | u)$ ดังนี้

$$p(y | u) \approx p(y | u, a = E_a[a]) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma} \cdot e^{(y-E_a(a)u)^2 / 2\sigma^2} = N(u \cdot E_a[a], \sigma^2) \quad (2.29)$$

สมการที่ (2.28.ข) เป็นสมการที่มีการนำค่าความรู้เกี่ยวกับอัตราขยายของช่องสัญญาณมาเข้าร่วมในกระบวนการถอดรหัส อย่างไรก็ตาม ถ้ามีการทราบค่าที่แน่นอนของอัตราขยายของช่องสัญญาณหรือ a^* แล้ว จะสามารถหาค่าของ $p(y | u)$ ได้ดังนี้

$$p(y | u) = \int_0^\infty \delta(a - a^*) \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma} \cdot e^{(y-au)^2 / 2\sigma^2} \right] da = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma} \cdot e^{(y-a^*u)^2 / 2\sigma^2} \quad (2.30)$$

2.3.4 การนำค่าข่าวสารจากช่องสัญญาณมาร่วมใช้ในการบวนการถอดรหัสเทอร์โบ

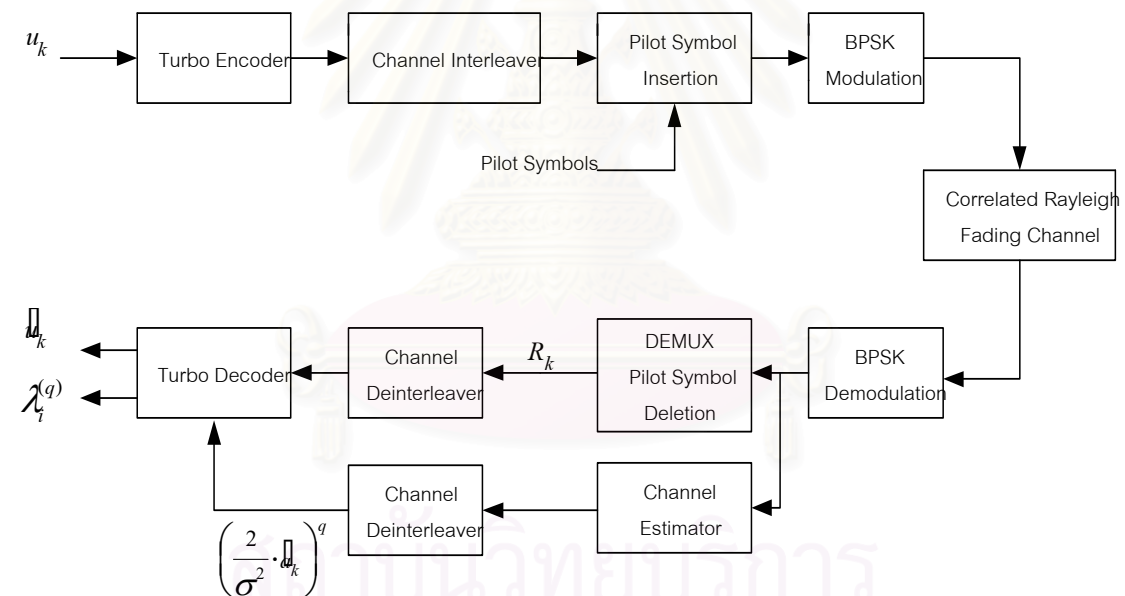
สำหรับงานวิจัยที่เสนอนี้ จะนำวงจรแบบปรับตัวได้มาใช้ในการหาค่าประมาณของอัตราขยายของช่องสัญญาณเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพให้กับกระบวนการถอดรหัส โดยมีแบบจำลองสำหรับกระบวนการเข้า และถอดรหัสอยู่ 2 ประเภทหลัก คือ

1. แบบจำลองที่ 1

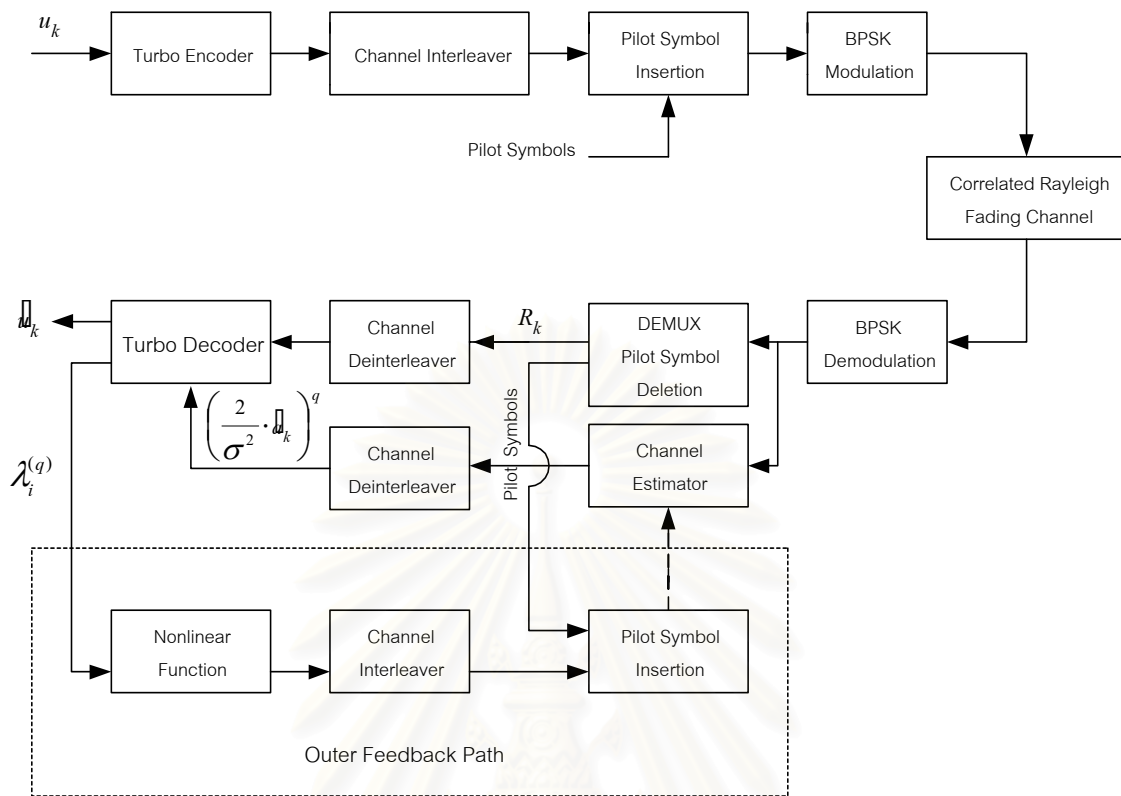
เป็นแบบจำลองที่มีการนำตัวประมาณช่องสัญญาณ (channel estimator) มาใช้ในการหาค่าประมาณของอัตราขยายของช่องสัญญาณ ก่อนที่จะเข้าสู่กระบวนการถอดรหัสของเครื่องถอดรหัสเทอร์โบ (รูปที่ 2.12 (ก))

2. แบบจำลองที่ 2

เป็นแบบจำลอง ที่มีการนำตัวประมาณช่องสัญญาณมาใช้ในการหาค่าประมาณของอัตราขยายของช่องสัญญาณ โดยจะทำการประมาณสลับกับกระบวนการถอดรหัสของเครื่องถอดรหัสเทอร์โบ (รูปที่ 2.12 (ข))



รูปที่ 2.12 (ก) แบบจำลองที่ 1 ของภาคถอดรหัสเทอร์โบสำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์



รูปที่ 2.12 (ข) แบบจำลองที่ 2 ของภาคถอดรหัสเทอร์โบสำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์

หมายเหตุ สำหรับบล็อกไดอะแกรมในส่วนของ Pilot Symbol Insertion/Deletion ดังแสดงในรูปที่ 2.12 (ก) และ 2.12 (ข) นั้นสามารถละเลยได้ ดังในงานวิจัยของ [5] ซึ่งได้แสดงให้เห็นว่า การละเลยสัญลักษณ์ไพลอตที่ไม่ส่งผลทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบด้อยลงแต่อย่างไรเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีที่มีการนำสัญลักษณ์ไพลอตมาใช้ ซึ่งในกรณีหลังนี้จะต้องระมัดระวังในเรื่องของระยะห่างระหว่างสัญลักษณ์ไพลอต (pilot symbol spacing) และพลังงานที่จะต้องถูกชดเชยไปกับสัญลักษณ์ไพลอต เพื่อให้ทำการติดตามสถานะของช่องสัญญาณเป็นไปอย่างถูกต้องอีกด้วย [18]

2.3.5 สมมติฐานการทราบค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณ

เนื่องจากอัลกอริทึม MAP ที่เลือกใช้ในการถอดรหัสเทอร์โบสามารถทำให้การถอดรหัสเป็นไปอย่างถูกต้อง และมีประสิทธิภาพเมื่อเปรียบเทียบกับอัลกอริทึม APRI-SOVA เพราะอัลกอริทึม MAP มีการนำข่าวสารของทั้งเฟรมรหัสมาช่วยในการถอดรหัส อย่างไรก็ตาม นอกจากความถูกต้องของการถอดรหัสจะขึ้นอยู่กับอัลกอริทึมที่ถูกเลือกใช้แล้ว ความถูกต้องของการถอดรหัสยังขึ้นอยู่กับสมมติฐานการทราบค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณ (ซึ่งในที่นี้ ได้แก่ ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนแบบวงโคจรและค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณ) อีกด้วย ดังนั้นสมมติฐานการทราบค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณ จึงเป็นตัวกำหนดให้รายละเอียดปลีกย่อยภายในกระบวนการถอดรหัสมีความแตกต่างกัน ดังต่อไปนี้

1. กระบวนการถอดรหัส MAP1

เป็นอัลกอริทึม MAP ซึ่งมีการประมาณค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนแบบวงโคจรและค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณมาใช้ร่วมในกระบวนการถอดรหัส

2. กระบวนการถอดรหัส MAP2

เป็นอัลกอริทึม MAP ซึ่งมีการประมาณค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนแบบวงโคจรและค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณเพื่อนำมาใช้ร่วมในกระบวนการถอดรหัส

2.1 แบบจำลอง 1 (รูปที่ 2.12 (ก))

2.2 แบบจำลองที่ 2 (รูปที่ 2.12 (ข))

2.2.1 Hard decision-directed channel estimation [4]

2.2.2 Soft decision-directed channel estimation [4]

2.2.3 Modified soft decision-directed channel estimation เป็นวิธีที่งานวิจัยนี้นำเสนอซึ่งคล้ายกับกระบวนการถอดรหัสในหัวข้อที่ 2.2.2 ข้างต้น แต่ได้มีการชดเชยการประวิงเวลาที่เกิดขึ้นจากการนำเอาวงจรรองแบบปรับตัวได้มาใช้ นอกจากนี้ยังมีการใช้อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ทั้ง 2 ทิศทางเพื่อเพิ่มค่าความเชื่อถือได้ให้กับค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณอีกด้วย

3. กระบวนการถอดรหัส MAP3

เป็นอัลกอริทึม MAP ซึ่งมีการประมาณค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนแบบวงโคจรและค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณที่ทราบค่าแน่นอนแล้วมาใช้ร่วมในกระบวนการถอดรหัส

4. กระบวนการถอดรหัส MAP4

เป็นอัลกอริทึม MAP ซึ่งเราทราบค่าความแปรปรวนที่แน่นอนของสัญญาณรบกวนไวท์เกาส์เซียนแบบบวก แต่ไม่มีการนำค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณมาเข้าร่วมในกระบวนการถอดรหัส

5. กระบวนการถอดรหัส MAP5

เป็นอัลกอริทึม MAP ซึ่งเราทราบค่าความแปรปรวนที่แน่นอนของสัญญาณรบกวนไวท์เกาส์เซียนแบบบวก และมีการประมาณอัตราขยายของช่องสัญญาณเพื่อนำมาเข้าร่วมในกระบวนการถอดรหัส

5.1 แบบจำลองที่ 1

5.2 แบบจำลองที่ 2

5.2.1 Hard decision-directed channel estimation

5.2.2 Soft decision-directed channel estimation

5.2.3 Modified soft decision-directed channel estimation

6. กระบวนการถอดรหัส MAP6

เป็นอัลกอริทึม MAP ซึ่งเราทราบค่าความแปรปรวนที่แน่นอนของสัญญาณรบกวนไวท์เกาส์เซียนแบบบวก และมีการนำค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณที่ทราบค่าแน่นอนแล้วมาเข้าร่วมในกระบวนการถอดรหัส

บทที่ 3

การประมาณช่องสัญญาณ (channel estimation)

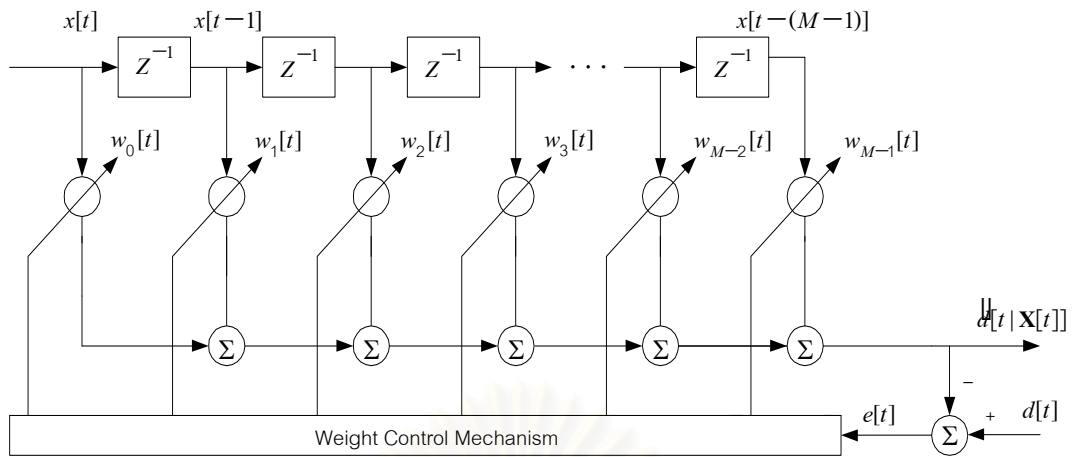
การประมาณช่องสัญญาณถือเป็นปัจจัยหนึ่ง ที่ส่งผลต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบโดยตรง เพราะสมมติฐานเกี่ยวกับพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณที่ถูกต้อง (ดูบทที่ 4 ประกอบ) และการรู้จักนำค่าข่าวสารจากช่องสัญญาณมาใช้อย่างถูกต้องจะช่วยให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบสูงขึ้น

สำหรับในบทนี้ หัวข้อที่ 3.1 จะกล่าวถึงการนำเอาวงจรกรองแบบปรับตัวได้มาใช้ในการหาค่าประมาณอัตราขยายของช่องสัญญาณ หัวข้อที่ 3.2 จะกล่าวถึงการประมาณค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนไวท์เกาส์เซียนแบบบวก และสุดท้ายในหัวข้อที่ 3.3 จะกล่าวถึงการประมาณข้ามเฟรม ซึ่งในหัวข้อที่ 3.3 นี้ จะเสนอแนะวิธีแก้ปัญหาที่เกิดขึ้น อันเนื่องมาจากการนำเอาวงจรกรองแบบปรับตัวได้มาใช้ในการหาค่าประมาณอัตราขยายของช่องสัญญาณอีกด้วย

3.1 การประมาณอัตราขยายของช่องสัญญาณ

ในปัจจุบัน ได้มีการนำวิธีประมวลผลของช่องสัญญาณแบบปรับตัวได้มาประยุกต์ใช้งานกันอย่างแพร่หลาย เช่น ใช้ในตัวโมเด็มข้อมูลชนิดแถบเสียง (voiceband data modems) อะเรย์ของสายอากาศ (antenna arrays) เรดาร์ (radar) โซนาร์ (sonar) ระบบการสื่อสารข้อมูลดิจิทัลผ่านดาวเทียม (digital satellite data transmission) ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ (mobile telephony) ระบบการบีบอัดเสียง (speech compression) ระบบการจัดสัญญาณสะท้อนกลับของเสียง (voice echo cancellation) และระบบการประมาณสเปกตรัมของสัญญาณ (spectral estimation) เป็นต้น

สาเหตุหลักที่มีการนำวงจรกรองแบบปรับตัวได้มาใช้ประโยชน์นี้ ก็คือความสามารถในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบให้ดีขึ้นกว่าเดิมผ่านทางรูปแบบของการวนซ้ำ (recursive modification) โดยเราเรียกการกระทำเช่นนี้ว่า อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ (adaptive algorithm) ความสามารถในการปรับตัวได้นี้เป็นสิ่งจำเป็นสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้งาน ซึ่งอยู่ภายใต้สภาวะแวดล้อมที่นักออกแบบระบบ (system designer) ไม่สามารถทราบค่าที่แน่นอนได้



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของวงจรกรองแบบปรับตัวได้

จากโครงสร้างของวงจรกรองปรับตัวได้แบบ transversal ดังแสดงในรูปที่ 3.1 จะกำหนดสัญลักษณ์ต่าง ๆ ดังนี้

1. แท็บของสัญญาณขาเข้า (tap input)

$$\mathbf{X}[t] = [x[t], x[t-1], x[t-2], \dots, x[t-(M-1)]]^t \quad (3.1)$$

หมายเหตุ

1. $x[t] = \hat{d}[t] \cdot y[t]$ ในงานวิจัยนี้ $\hat{d}[t]$ และ $y[t]$ หมายถึง การตัดสินใจของบิต และสัญญาณที่ได้รับ ตามลำดับ
2. สัญลักษณ์ $y[t]$ ในบทที่ 3 นี้ก็คือ y_k^x ; $x \in \{s, p1, p2\}$ ในบทที่ 2 นั้นเอง

2. แท็บของตัวถ่วงน้ำหนัก (tap weight)

$$\mathbf{W}[t] = [w_0[t], w_1[t], w_2[t], \dots, w_{M-1}[t]]^t \quad (3.2)$$

3. ผลตอบสนองที่ต้องการ (desired response)

$$d[t] = x[t] \quad (3.3)$$

4. ผลตอบสนองที่ต้องการซึ่งถูกประมาณ (estimated desired response)

$$\hat{d}[t | \mathbf{X}[t]] = \sum_{i=0}^{M-1} w_i[t] \cdot x[t-i] \quad (3.4)$$

5. ค่าความผิดพลาดที่ได้จากการประมาณ (estimation error)

$$e[t] = d[t] - \hat{d}[t | \mathbf{X}[t]] \quad (3.5.ก)$$

$$= d[t] - \sum_{i=0}^{M-1} w_i[t] \cdot x[t-i] \quad (3.5.ข)$$

$$= d[t] - \mathbf{W}^t[t] \mathbf{X}[t] \quad (3.5.ค)$$

จากสมการที่ (3.5.ค) จะพบว่าค่าความผิดพลาดที่ได้จากการประมาณนั้นเป็นฟังก์ชันของชุดแท็บของตัวถ่วงน้ำหนักที่ถูกเลือกใช้ อย่างไรก็ตามวัตถุประสงค์หลัก คือการทำให้ค่าเฉลี่ยของกำลังสองของความผิดพลาดมีค่าต่ำที่สุด

ค่าเฉลี่ยของกำลังสองของความผิดพลาดจากการประมาณ ณ เวลา t เป็นดังนี้

$$J[t] = E[e[t]^2] \quad (3.6)$$

เมื่อทำการแทนค่าสมการที่ (3.5.ค) ลงในสมการที่ (3.6) จะได้

$$J[t] = E[d[t]^2] - d[t] \mathbf{W}^t[t] \mathbf{X}[t] - d[t] \mathbf{X}^t[t] \mathbf{W}[t] + \mathbf{W}^t[t] \mathbf{X}[t] \mathbf{X}^t[t] \mathbf{W}[t] \quad (3.7.ก)$$

$$= E[d[t]^2] - 2E[d[t] \mathbf{X}^t[t]] \mathbf{W}[t] + \mathbf{W}^t[t] E[\mathbf{X}[t] \mathbf{X}^t[t]] \mathbf{W}[t] \quad (3.7.ข)$$

$$= E[d[t]^2] - 2\mathbf{P}^t[t] \mathbf{W}[t] + \mathbf{W}^t[t] \mathbf{R}[t] \mathbf{W}[t] \quad (3.7.ค)$$

โดยที่

$$\mathbf{P}[t] = E[d[t] \mathbf{X}[t]] = E \begin{bmatrix} d[t] \cdot x[t] \\ d[t] \cdot x[t-1] \\ d[t] \cdot x[t-2] \\ \dots \\ \dots \\ d[t] \cdot x[t-(M-1)] \end{bmatrix} \quad (3.8.ก)$$

และ

$$\mathbf{R}[t] = E[\mathbf{X}[t] \mathbf{X}^t[t]] \quad (3.8.ข)$$

$$\mathbf{R}[t] = E \begin{bmatrix} x^2[t] & x[t] \cdot x[t-1] & \cdots & x[t] \cdot x[t-(M-1)] \\ x[t-1] \cdot x[t] & x^2[t-1] & \cdots & x[t-1] \cdot x[t-(M-1)] \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ x[t-(M-1)] \cdot x[t] & x[t-1]x[t-M] & \cdots & x^2[t-(M-1)] \end{bmatrix} \quad (3.8.ค)$$

จากสมการที่ (3.7.ค) จะพบว่าค่าเฉลี่ยของกำลังสองของความผิดพลาด ณ เวลา t นั้น จะอยู่ในพจน์ของชุดเทียบตัวถ่วงน้ำหนัก ณ เวลา t นั้นเอง ดังนั้น ถ้าทำการคงค่าภายในชุดเทียบของตัวถ่วงน้ำหนัก ณ เวลา t เอาไว้ และทำการเปลี่ยนแปลงชุดเทียบของสัญญาณขาเข้า และผลตอบสนองของสัญญาณขาออกที่เราต้องการ จะพบว่าค่าเฉลี่ยของกำลังสองของความผิดพลาด ณ เวลา t นั้นมีค่าเปลี่ยนแปลงไป อย่างไรก็ตาม ชุดเทียบของตัวถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดนั้น จะต้องทำให้ค่าเฉลี่ยของกำลังสองของความผิดพลาด ณ เวลา t นั้น มีค่าต่ำที่สุด (Minimum-Mean-Square Error หรือ MMSE) อีกด้วย ซึ่งการหาชุดของเทียบตัวถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุด ณ เวลา t นี้สามารถกระทำได้ดังนี้

$$\nabla J[t] = \frac{\partial}{\partial \mathbf{w}[t]} J[t] \stackrel{\Delta}{=} 0 \quad (3.9)$$

โดยที่

$$\nabla J[t] = \frac{\partial}{\partial \mathbf{w}[t]} J[t] \quad (3.10.ก)$$

$$= \left[\frac{\partial}{\partial w_0[t]} J[t] \quad \frac{\partial}{\partial w_1[t]} J[t] \quad \cdots \quad \frac{\partial}{\partial w_{M-1}[t]} J[t] \right]^t \quad (3.10.ข)$$

$$= 2\mathbf{R}[t]\mathbf{W}[t] - 2\mathbf{P}[t] \quad (3.10.ค)$$

เมื่อวงจรกรองอยู่ในสภาวะที่เหมาะสมที่สุดแล้วจะสามารถหาค่าชุดเทียบของตัวถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุด $\mathbf{W}^\circ[t]$ ได้จากสมการ Wiener-Hopf ดังนี้

$$\mathbf{W}^\circ[t] = \mathbf{R}^{-1}[t]\mathbf{P}[t] \quad (3.11)$$

เมื่อทำการแทนค่าสมการที่ (3.11) ลงในสมการที่ (3.7.ค) จะพบว่าที่สภาวะที่เหมาะสมที่สุด ค่า MMSE นั้นมีค่าเท่ากับ

$$\text{MMSE} = J_{\min}[t] = \min_{\mathbf{w}[t]} (J[t]) = E[|d[t]|^2] - 2\mathbf{P}^t[t]\mathbf{W}^\circ[t] + (\mathbf{W}^\circ[t])^t \mathbf{R}[t]\mathbf{W}^\circ[t] \quad (3.12)$$

$$= E[|d[t]|^2] - 2\mathbf{P}^t[t]\mathbf{R}^{-1}[t]\mathbf{P}[t] + \mathbf{P}^t[t](\mathbf{R}^{-1}[t])^t \mathbf{R}[t]\mathbf{R}^{-1}[t]\mathbf{P}[t] \quad (3.13)$$

เนื่องจาก $\mathbf{R}[t]$ เป็นเมตริกซ์สมมาตร ดังนั้นจะสามารถลดรูปสมการที่ (3.13) ได้ดังนี้

$$J_{\min}[t] = E[|d[t]|^2] - \mathbf{P}^t[t]\mathbf{R}^{-1}[t]\mathbf{P}[t] \quad (3.14.ก)$$

$$= E[|d[t]|^2] - \mathbf{P}^t[t]\mathbf{W}^\circ[t] \quad (3.14.ข)$$

จากสมการที่ (3.11) ถ้าหาก $x[t]$ และ $d[t]$ ต่างมีคุณสมบัติสแตชันนารี นั่นคือค่าเหล่านี้เป็นค่าสุ่มตัวอย่างที่ได้มาจากกระบวนการ wide-sense stationary stochastic ซึ่งมีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์ ดังนั้นจะได้ $\mathbf{W}^\circ = \mathbf{W}^\circ[t] = \mathbf{R}^{-1}[t]\mathbf{P}[t]$ เพราะ $\mathbf{R}[t]$ และ $\mathbf{P}[t]$ นั้น ต่างมีค่าคงที่ไม่ขึ้นอยู่กับเวลา ซึ่งในกรณีนี้สามารถตีความได้ว่าชุดของแท็บตัวถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดจะไม่ขึ้นอยู่กับเวลาที่เปลี่ยนแปลงไปนั่นเอง ในสภาพความเป็นจริงแล้ว $\mathbf{R}[t]$ และ $\mathbf{P}[t]$ มักมีค่าไม่คงที่ขึ้นอยู่กับเวลา อย่างไรก็ตามถ้าสถานะของช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้า ๆ แล้วจากการทดสอบของ [21] จะพบว่าผลคูณระหว่าง $\mathbf{R}^{-1}[t]$ และ $\mathbf{P}[t]$ หรือ $\mathbf{W}^\circ[t]$ นั้นมีค่าเกือบคงที่

ในสภาพความเป็นจริงแล้ว ค่าทางสถิติ $\mathbf{R}[t]$ และ $\mathbf{P}[t]$ มักไม่สามารถหาค่าได้ในทางปฏิบัติ ดังนั้นจึงมีอัลกอริทึมการปรับตัวที่พยายามประมาณค่าทางสถิติเหล่านี้ โดยอัลกอริทึมที่ใช้สามารถแบ่งออกเป็น 3 ประเภทหลัก [21] ดังนี้

1. อัลกอริทึม stochastic-gradient หรือ least-mean-square (LMS)
2. อัลกอริทึม recursive-least-squares (RLS)
3. อัลกอริทึม block adaptive

หมายเหตุ ในงานวิจัยนี้จะเลือกใช้เฉพาะอัลกอริทึม LMS เท่านั้น เนื่องจากต้องการศึกษาเฉพาะแนวโน้มของสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ ภายใต้สมมติฐานการทราบค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณแบบต่าง ๆ นอกจากนี้ก็เพื่อเป็นการหาสาเหตุที่ว่า “เหตุใดการนำเอาอัลกอริทึม LMS มาร่วมใช้ในกระบวนการถอดรหัสเทอร์โบ จึงไม่ช่วยให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบสูงขึ้นตามที่ได้คาดคิดกันไว้ ถึงแม้ว่า ในบางสถานการณ์อัลกอริทึมประเภทนี้สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงสถานะของช่องสัญญาณ ได้ทัน“

กรณีที่นำศึกษาเกี่ยวกับวงจรรองแบบปรับตัวได้อีกกรณีหนึ่งก็คือ การพิสูจน์ว่าเมื่อวงจรรองอยู่ในสภาวะที่เหมาะสมที่สุดแล้ว จะทำให้ชุดแท็บของสัญญาณขาเข้า $\mathbf{X}[t]$ และผลตอบสนองของสัญญาณขาออก $d[t | \mathbf{X}[t]]$ ตั้งฉาก (orthogonal) กับค่าผิดพลาดที่ได้จากการประมาณ $e[t]$

พิสูจน์ 1 เมื่อวงจรรองอยู่ในสภาวะที่เหมาะสมที่สุดแล้ว ชุดแท็บของสัญญาณขาเข้า $\mathbf{X}[t]$ จะตั้งฉากกับค่าผิดพลาดที่ได้จากการประมาณ $e[t]$ นั่นคือต้องทำการทดสอบว่าเมื่อ $\nabla J[t] = 0$ แล้ว $E[\mathbf{X}[t]e[t]] = \mathbf{0}$

เริ่มจากการพิจารณาที่

$$\nabla J[t] = \nabla E[|e[t]|^2] = E \left[2e[t] \cdot \frac{\partial}{\partial \mathbf{w}[t]} e[t] \right] \quad (3.15)$$

เมื่อทำการแทนค่าสมการที่ (3.5.ค) ลงในสมการที่ (3.15) จะพบว่า

$$\nabla J[t] = -2 E[\mathbf{X}[t]e[t]] \quad (3.16)$$

จากสมการที่ (3.16) จะพบว่าเมื่อวงจรรองอยู่ในสภาวะที่เหมาะสมที่สุดแล้ว จะทำให้ $E[\mathbf{X}[t]e[t]] = \mathbf{0}$

พิสูจน์ 2 เมื่อวงจรรองอยู่ในสภาวะที่เหมาะสมที่สุดแล้ว ผลตอบสนองของสัญญาณขาออก $d[t | \mathbf{X}[t]]$ จะตั้งฉากกับค่าผิดพลาดที่ได้จากการประมาณ $e[t]$ นั่นคือต้องทำการทดสอบว่า $E[d[t | \mathbf{X}[t]] \cdot e[t]] = 0$ เมื่อ $\nabla J[t] = 0$

$$E[d[t | \mathbf{X}[t]] \cdot e[t]] = E \left[\sum_{i=0}^{M-1} w_i^\circ[t] \cdot x[t-i] \cdot e[t] \right] = \mathbf{w}^\circ[t] E[\mathbf{X}[t] \cdot e[t]] \quad (3.17)$$

จากสมการที่ (3.16) จะพบว่าเมื่อวงจรกรองอยู่ในสถานะที่เหมาะสมที่สุดแล้วจะทำให้ $E[\mathbf{X}[t]e[t]] = \mathbf{0}$ และเมื่อนำไปแทนค่าลงในสมการที่ (3.17) จะพบว่า $E[\mathcal{H}[t | \mathbf{X}[t]] \cdot e[t]] = 0$ นั้นหมายความว่าผลตอบสนองของสัญญาณขาออก $\mathcal{H}[t | \mathbf{X}[t]]$ ตั้งฉากกับค่าผิดพลาดที่ได้จากการประมาณ $e[t]$ นั่นเอง

เนื่องจากอัตราขยายของช่องสัญญาณ คือสัญญาณขาออกของวงจรกรองแบบปรับตัวได้ และค่าผิดพลาดที่ได้จากการประมาณแปรผันโดยตรงกับสัญญาณรบกวนไวท์เกาส์เซียนแบบบวก (สำหรับการดีเทคต์สัญญาณแบบโคฮีเรนต์ ค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณจะไม่ทำให้การตัดสินใจของบิตผิดพลาดไป เนื่องจากเฟสของอัตราขยายของช่องสัญญาณที่ภาครับมีความถูกต้อง ดังนั้นถ้าไม่คิดผลของการประวิงเวลาแล้ว ความผิดพลาดในการติดตามสถานะของช่องสัญญาณจะขึ้นอยู่กับเฉพาะสัญญาณรบกวนไวท์เกาส์เซียนแบบบวกเท่านั้น) ดังนั้นเมื่อผลตอบสนองของสัญญาณขาออกตั้งฉากกับค่าผิดพลาดที่ได้จากการประมาณแล้ว หมายความว่า เฉพาะค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณเท่านั้นที่ถูกสกัดออกมาจากวงจรกรองแบบปรับตัวได้ ส่วนค่าสัญญาณรบกวนไวท์เกาส์เซียนแบบบวกจะถูกกำจัดทิ้งออกไปนั่นเอง

3.2 การประมาณค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวน (Noise Variance Estimation)

การประมาณค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนไวท์เกาส์เซียนแบบบวก และผลของความผิดพลาดจากการประมาณที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ นับเป็นหัวข้อหนึ่งที่นักวิจัยทั้งหลายให้ความสนใจ [16], [17], [18] จากผลการสำรวจงานวิจัย พบว่าสมรรถนะของรหัสเทอร์โบนั้นไม่ไวต่อความผิดพลาด ที่ได้จากการประมาณค่าความแปรปรวนของสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวก โดยเฉพาะอย่างยิ่งถ้าความผิดพลาดที่ได้จากการประมาณมีค่าน้อยกว่า 3 dB แล้ว จะไม่ทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบด้อยลงแต่อย่างใด อย่างไรก็ตาม การประมาณค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนไวท์เกาส์เซียนแบบบวกแบบดั้งเดิมนั้นได้กระทำภายใต้สถานะของช่องสัญญาณแบบไวท์เกาส์เซียนแบบบวก แต่ในงานวิจัยนี้ได้ทำการทดสอบในกรณีของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ เพื่อจะได้ทราบว่าผลกระทบดังเช่นในกรณีของช่องสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวกนั้นยังคงมีความถูกต้องอยู่ หรือไม่ เมื่อนำมาสรุปกับในกรณีของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์

เพื่อที่จะพิจารณาค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวน จะต้องสมมติว่าเซตของอัตราขยายของช่องสัญญาณคือ $\{a_k\}$ เซตของสัญญาณลักษณะที่ถูกส่งจากภาคส่งคือ $\{u_k^x\}$ และเซตของสัญญาณลักษณะที่ได้รับที่ภาครับปลายทางคือ $\{y_k^x\}$ นั้นสามารถทราบค่าได้อย่างแน่นอนขณะที่เครื่องรับปลายทาง ดังนั้นจะสามารถหาค่าของสัญญาณรบกวนแบบไวท์เกาส์เซียนแบบบวกได้ดังนี้

$$n_k^x = y_k^x - a_k u_k \quad (3.18)$$

ลำดับของสัญญาณรบกวนไวท์เกาส์เซียนแบบบวก $\{n_k^x\}$ เป็นเซตของตัวแปรแวนดัมแบบเกาส์เซียนที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์ และค่าความแปรปรวนเท่ากับ σ^2 โดยค่าประมาณที่ดีที่สุดที่สุดของ σ^2 ก็คือ ค่าความแปรปรวนของ n_k^x นั่นเอง

3.3 การประมาณแบบข้ามเฟรม (Interframe Estimation)

เนื่องจาก การประมาณสถานะของช่องสัญญาณในรูปแบบเฟรมต่อเฟรมนั้น จะทำให้ประสิทธิภาพของกระบวนการถอดรหัสเทอร์โบต่ำลง เพราะการประมาณสถานะของช่องสัญญาณโดยวิธีนี้ไม่สามารถติดตาม (track) สถานะของช่องสัญญาณบริเวณส่วนต้น (และอาจส่วนท้าย) ของเฟรมรหัสได้อย่างมีประสิทธิภาพ ดังเช่นในงานวิจัย [4] ดังนั้นเพื่อให้การประมาณสถานะของช่องสัญญาณมีประสิทธิภาพสูงสุดแล้ว อัลกอริทึมที่ใช้ในการประมาณจะต้องนำข่าวสารของทั้งเฟรมข้อมูลก่อนหน้า และเฟรมข้อมูลถัดไปมาใช้

สำหรับงานวิจัยนี้จะทำการประมาณข้ามเฟรม 2 รูปแบบคือ

1. รูปแบบที่ 1

เป็นรูปแบบดั้งเดิมในผลงานวิจัยของ [4] ที่นำข่าวสารเฉพาะของเฟรมข้อมูลก่อนหน้ามาช่วยในการประมาณค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณ

2. รูปแบบที่ 2 (รูปแบบที่นำเสนอง)

เป็นรูปแบบที่มีการนำข่าวสารของทั้งเฟรมข้อมูลก่อนหน้า และเฟรมข้อมูลถัดไปมาช่วยในการประมาณค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณ โดยมีการชดเชยการประวิงเวลาที่เกิดขึ้นจากการนำวงจรกรองแบบปรับตัวได้มาใช้ นอกจากนี้ยังมีการใช้อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ทั้งสองทิศทางเพื่อเพิ่มค่าความเชื่อถือได้ของค่าประมาณอัตราขยายของช่องสัญญาณอีกด้วย

สำหรับรายละเอียดที่แตกต่างกันของรูปแบบที่ 1 และรูปแบบที่ 2 สามารถถูกแสดงได้ดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 การเปรียบเทียบกระบวนการถอดรหัสที่ต่างอาศัยการประมาณข้ามเฟรม

	รูปแบบที่ 1	รูปแบบที่ 2
1.	ไม่มีการชดเชยการประวิงเวลา ที่เกิดจากการนำเอาอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้มาใช้	มีการชดเชยการประวิงทางเวลา
2.	ใช้เฉพาะเฟรมข้อมูลก่อนหน้า เพื่อช่วยในการประมาณอัตราขยายของช่องสัญญาณ	ใช้ทั้งเฟรมข้อมูลก่อนหน้า และเฟรมข้อมูลถัดไปเพื่อช่วยในการประมาณอัตราขยายของช่องสัญญาณ
3.	ใช้อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ทิศทางเดียว	ใช้อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ทั้งสองทิศทาง

จากตารางที่ 3.1 จะพบว่ามูลเหตุจูงใจที่งานวิจัยนี้ได้เสนอรูปแบบที่ 2 ขึ้นมาก็เพราะว่าผู้วิจัยได้พบว่าอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ประเภท LMS ที่เลือกนำมาใช้ในการติดตามสถานะของช่องสัญญาณนั้น ถ้าสถานะของช่องสัญญาณไม่ได้เปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วจนเกินไปแล้ว (เช่น $f_d T_s = 0.005$) อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ประเภท LMS นี้จะสามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงสถานะได้ทัน แต่การติดตามสถานะของช่องสัญญาณยังคงไม่ถูกต้อง เนื่องจากเกิดปัญหาการประวิงเวลา (ดูรูปที่ 4.13 ประกอบ) ผู้วิจัยจึงลองไม่พิจารณาผลของการประวิงเวลา และได้พบว่าการละเลยการประวิงเวลานั้น เป็นตัวการที่ทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบแบบไม่ถูกปรับปรุงจากกระบวนการถอดรหัสเทอร์โบแบบดั้งเดิมที่ไม่มีการนำ CSI มาใช้เลย (ดูตารางที่ ค.17 ประกอบ) ดังนั้นวัตถุประสงค์หลักของการนำเสนอรูปแบบที่ 2 ก็เพื่อชดเชยการประวิงเวลานั่นเอง

การประวิงเวลา (เฉพาะภายในงานวิจัยนี้) สามารถกระทำได้โดยการเลื่อนดัชนีเวลาของค่าประมาณอัตราขยายของช่องสัญญาณที่ทำการประมาณได้ โดยดัชนีเวลาที่ได้เลื่อนไปจะมีค่าเท่าไร ขึ้นอยู่กับการพิจารณาเลือกค่าดัชนีเวลาที่เมื่อได้ชดเชยการประวิงเวลาแล้วสามารถทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของความแตกต่างระหว่างค่าที่แท้จริง และค่าประมาณของอัตราขยายของช่องสัญญาณมีค่าต่ำที่สุด (หลังจากได้ปรับค่าพารามิเตอร์ภายในวงจรกรองแบบปรับตัวได้ให้เหมาะสมที่สุดแล้ว) หลังจากที่ได้ทำการเลื่อนดัชนีเวลาแล้ว ปัญหาที่ผู้วิจัยประสบก็คือ การขาดหายของค่าประมาณอัตราขยายของช่องสัญญาณบริเวณส่วนท้ายของเฟรมรหัส (ที่ได้ทำการเลื่อนดัชนีเวลาไปแล้ว) ดังนั้นจึงมีความจำเป็นต้องใช้การประมาณข้ามเฟรม และนำค่าประมาณของอัตราขยายของช่องสัญญาณบริเวณส่วนต้นของเฟรมถัดไปมาใช้เป็น ค่าประมาณบริเวณส่วนท้ายของเฟรมที่กำลังถอดรหัส อย่างไรก็ตามการนำเฟรมข้อมูลถัดไปมารวมใช้ในการถอดรหัสนั้น ผู้วิจัยคิดว่าเพื่อให้เกิดความคุ้มค่าในด้านการลงทุนแล้ว ควรใช้อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ทั้งสองทิศทางเพื่อช่วยทำให้ค่าประมาณอัตราขยายของช่องสัญญาณน่าเชื่อถือมากกว่าเดิม (ดูรูปที่ 4.17 ประกอบ)

บทที่ 4

การทดสอบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ

ในบทที่ 4 นี้ หัวข้อที่ 4.1 จะเริ่มต้นด้วยการทดสอบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบสำหรับช่องสัญญาณประเภทต่าง ๆ เพื่อให้การศึกษารหัสเทอร์โบมีความครอบคลุมมากยิ่งขึ้น หลังจากนั้น ในหัวข้อที่ 4.2 จะทำการทดสอบถึงผลกระทบของการเลือกใช้ตัววางสลักรหัสและรูปแบบการกระจายของบิตรหัสที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบเพื่อจะได้ทราบว่าปัจจัยใดบ้างที่มีอยู่ในตัววางสลักรหัส และส่งผลทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบแตกต่างกัน สุดท้ายในหัวข้อที่ 4.3 จะเป็นการทดสอบผลกระทบของสมมติฐานการทราบค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณ ที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ โดยจะเน้นรายละเอียดในเรื่องการติดตามสถานะของช่องสัญญาณ โดยภายในงานวิจัยจะเปรียบเทียบผลการทดสอบของทั้งในส่วนที่มีนักวิจัยผู้อื่นทำเอาไว้แล้วกับในส่วนที่งานวิจัยนี้ได้นำเสนอ

สำหรับข้อกำหนดหลักซึ่งในงานวิจัยนี้ได้ทำการทดสอบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ ได้แก่

1. ใช้เครื่องเข้ารหัสย่อยเทอร์โบแบบ [1,17/13] (ดูรูปที่ 2.2 ประกอบ)
2. ใช้เฟรมข้อมูลทดสอบจำนวน 10,000 เฟรม โดยแต่ละเฟรมเป็นแบบ 192 บิต
3. ใช้อัลกอริทึม MAP ในการถอดรหัส (ดูหัวข้อที่ 2.3.5 ประกอบ)

สำหรับในงานวิจัยนี้จะจำแนกการทดสอบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบออกเป็นหัวข้อต่าง ๆ ดังต่อไปนี้ (รายละเอียดปลีกย่อยสามารถดูได้ที่ภาคผนวก ข)

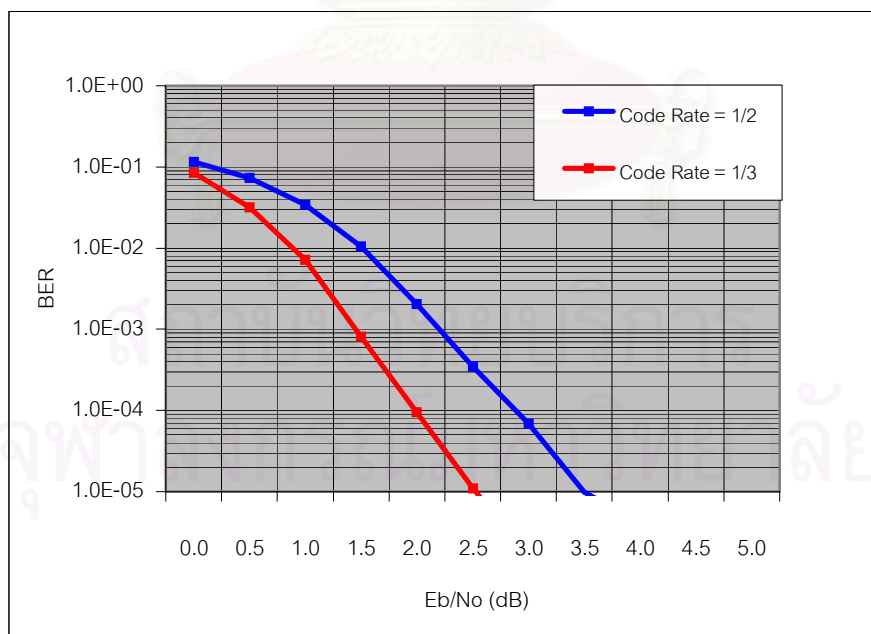
- 4.1 สมรรถนะของรหัสเทอร์โบสำหรับช่องสัญญาณประเภทต่าง ๆ
 - 4.1.1 ช่องสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวกรหัส
 - 4.1.2 ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่ไร้สหสัมพันธ์
 - 4.1.3 ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์
- 4.2 ผลกระทบของตัววางสลักรหัสและรูปแบบการกระจายของบิตรหัสที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ
 - 4.2.1 ผลกระทบของตัววางสลักรหัสที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ
 - 4.2.2 ผลกระทบของรูปแบบการกระจายของบิตรหัส ที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ
- 4.3 ผลกระทบของสมมติฐานการทราบค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบสำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์

4.1 สมรรถนะของรหัสเทอร์โบสำหรับช่องสัญญาณประเภทต่าง ๆ

สำหรับในหัวข้อที่ 4.1 นี้ จะทำการทดสอบ และเปรียบเทียบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบสำหรับช่องสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวก ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่ไร้สหสัมพันธ์ และช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ เพื่อให้ทราบขีดจำกัดในการนำรหัสเทอร์โบที่ใช้เฟรมขนาดสั้นไปประยุกต์ใช้งานสำหรับช่องสัญญาณประเภทต่าง ๆ โดยจะวัดสมรรถนะของรหัสเทอร์โบในพจน์ของอัตราบิตผิดพลาดสำหรับ E_b/N_0 แต่ละค่า นอกจากนี้ก็เพื่อใช้ในการวิเคราะห์หาปัจจัยที่ทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบสำหรับช่องสัญญาณประเภทต่าง ๆ มีความแตกต่างกันอีกด้วย

4.1.1 ช่องสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวก

สำหรับในหัวข้อที่ 4.1.1 นี้ จะทดสอบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบสำหรับช่องสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวก เพื่อทดสอบถึงความถูกต้องของโครงสร้างหลักของตัวโปรแกรมจำลองการเข้าและถอดรหัสเทอร์โบ ว่าสอดคล้องกับผลการทดสอบของ [2] ซึ่งเป็นกรณีที่ใช้เฟรมข้อมูลขนาดสั้นขนาด 192 บิต เช่นเดียวกันหรือไม่ นอกจากนี้ผลการทดสอบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบที่ได้นี้ยังนำไปใช้เพื่อเปรียบเทียบกับผลการทดสอบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบสำหรับช่องสัญญาณประเภทอื่น ๆ อีกด้วย



รูปที่ 4.1 สมรรถนะของรหัสเทอร์โบในพจน์ของอัตราบิตผิดพลาดสำหรับช่องสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวก

จากรูปที่ 4.1 ซึ่งแสดงผลการทดสอบการจำลองโปรแกรมการเข้ารหัส และถอดรหัสเทอร์โบ สำหรับช่องสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวก จะพบว่าสมรรถนะของรหัสเทอร์โบที่ใช้เฟรมข้อมูลขนาด 192 บิต และมีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ $1/2$ สอดคล้องกับผลการทดสอบของ [2] โดยมีความต้องการ E_b/N_0 ที่ระดับของ $BER = 10^{-5}$ ประมาณ 3.5 dB อย่างไรก็ตามในงานวิจัยนี้ยังได้ทำการทดสอบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ $1/3$ ไว้ด้วยเช่นกัน ซึ่งจากผลการทดสอบพบว่าสมรรถนะของรหัสเทอร์โบที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ $1/3$ จะให้ค่าความต้องการ E_b/N_0 ที่ระดับของ $BER = 10^{-5}$ ประมาณ 2.5 dB นั่นคือ อัตราการเข้ารหัส $1/3$ จะให้ค่าความต้องการ E_b/N_0 ที่ระดับของ $BER = 10^{-5}$ ต่ำกว่าในกรณีของอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ $1/2$ ประมาณ 1.0 dB ซึ่งจากผลการทดสอบในรูปที่ 4.1 ที่ได้สอดคล้องกับขีดจำกัดความจุของช่องสัญญาณ (capacity limits) ที่คำนวณได้ของ [22] ซึ่งได้คำนวณเอาไว้ว่าในกรณีที่สถานะของช่องสัญญาณไม่มีการรบกวนเกี่ยวกับอัตราขยายของช่องสัญญาณ (Non-fading) แล้ว ขีดจำกัดความจุของช่องสัญญาณสำหรับรหัสเทอร์โบที่มีการส่งสัญญาณแบบ BPSK และมีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ $1/2$ และ $1/3$ จะมีค่าเท่ากับ 0.2 dB และ -0.5 dB ตามลำดับ ดังนั้นผลการทดสอบที่ได้จึงเป็นการยืนยันว่า อัตราการเข้ารหัสถือเป็นปัจจัยหนึ่งซึ่งส่งผลโดยตรงต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ นอกจากนี้เมื่อนำผลการทดสอบของ [1] ซึ่งเป็นกรณีที่ใช้เฟรมข้อมูลขนาดยาวมาใช้ร่วมในการพิจารณาเพื่อเปรียบเทียบแล้ว จะพบว่าค่าความต้องการ E_b/N_0 ที่ระดับของ $BER = 10^{-5}$ มีค่าแตกต่างกันดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 การเปรียบเทียบค่าความต้องการ E_b/N_0 ที่ระดับของ $BER = 10^{-5}$ สำหรับรหัสเทอร์โบที่มีการส่งสัญญาณแบบ BPSK และมีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ $1/2$

Code Rate	Eb/No (Non-fading)		
	ขีดจำกัดความจุของช่องสัญญาณ	ผลการทดสอบของ [1]	ผลการทดสอบในงานวิจัย (รูปที่ 4.1)
R=1/2	0.2 dB	0.7 dB	3.5 dB

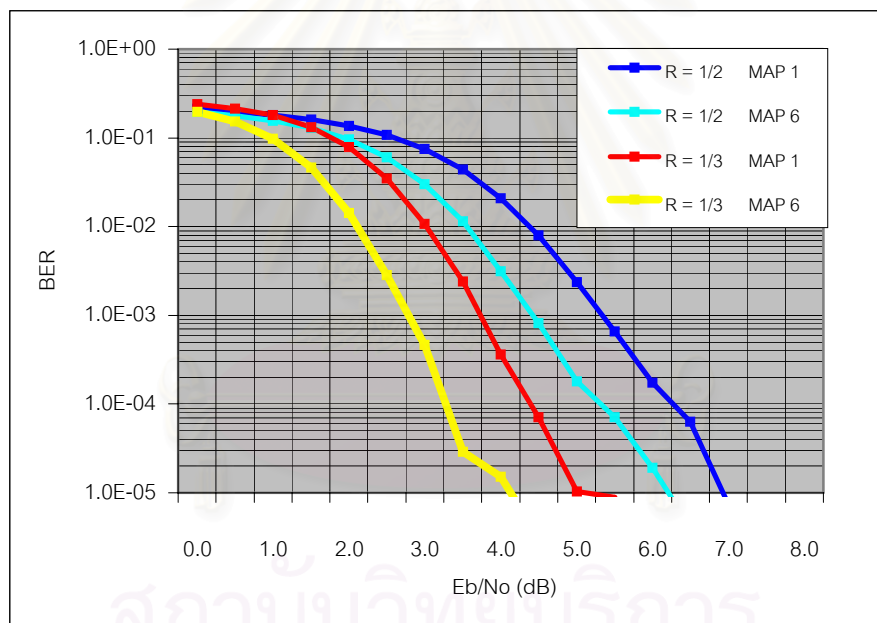
จากตารางที่ 4.1 สามารถสรุปได้ว่าค่าความต้องการ E_b/N_0 เพื่อให้การถอดรหัสเป็นไปอย่างถูกต้องแปรผกผันกับขนาดของเฟรมข้อมูล เพราะในงานวิจัยนี้ใช้เฟรมข้อมูลที่มีขนาด 192 บิต ส่วนในงานวิจัยของ [1] ใช้เฟรมข้อมูลที่มีขนาด 65,536 บิต การกล่าวสรุปเช่นนี้ค่อนข้างสมเหตุสมผลถึงแม้ว่าจะมีรายละเอียดปลีกย่อยเกี่ยวกับการใช้เครื่องเข้ารหัสย่อย และจำนวนการ

วนรอบซ้ำในกระบวนการถอดรหัสจะแตกต่างกันบ้างในงานวิจัยแต่ละงานก็ตาม แต่ถือว่าปัจจัยเหล่านี้ไม่ส่งผลต่อสมรรถนะโดยรวมของรหัสเทอร์โบมากเท่าไรนัก

หมายเหตุ ในทางปฏิบัตินักวิจัยทั้งหลายนิยมใช้ค่า BER = 10^{-5} และ Eb/No = 0.0 dB เพื่อแทนขีดจำกัดของแชนนอน (Shannon limit) สำหรับรหัสเทอร์โบที่อัตราการเข้ารหัสเท่ากับ 1/2 และส่งสัญญาณแบบ BPSK สำหรับช่องสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวก [11]

4.1.2 ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่ไร้สหสัมพันธ์

สำหรับในหัวข้อที่ 4.1.2 นี้ จะทดสอบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่ไร้สหสัมพันธ์ เพื่อศึกษาผลของอัตราการเข้ารหัส และผลของสมมติฐานการทราบค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ ผลการทดสอบในหัวข้อที่ 4.1.2 นี้จะนำไปใช้เพื่อเปรียบเทียบกับผลการทดสอบในหัวข้อที่ 4.1.1 และ 4.1.3 อีกด้วย



รูปที่ 4.2 สมรรถนะของรหัสเทอร์โบในพจน์ของอัตราบิดผิดพลาด สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่ไร้สหสัมพันธ์

จากรูปที่ 4.2 จะพบว่าสมรรถนะของรหัสเทอร์โบแปรผกผันกับอัตราการเข้ารหัส เช่นเดียวกับในกรณีของช่องสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวก โดยมีค่าความต้องการ Eb/No ที่ระดับของ BER = 10^{-2} และ 10^{-5} ดังแสดงในตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 ค่าความต้องการ Eb/No ที่ระดับของ BER = 10^{-2} และ 10^{-5} สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่ไร้สหสัมพันธ์

Uncorrelated Rayleigh Fading Channel				
Turbo Decoding Type	ค่าความต้องการ Eb/No ที่ระดับของ BER = 10^{-2}		ค่าความต้องการ Eb/No ที่ระดับของ BER = 10^{-5}	
	R = 1/2	R = 1/3	R = 1/2	R = 1/3
MAP 1	4.35 dB	3.00 dB	6.90 dB	5.10 dB
MAP 6	3.55 dB	2.10 dB	6.20 dB	4.10 dB

จากตารางที่ 4.2 จะพบว่าสมรรถนะของรหัสเทอร์โบแปรผกผันกับอัตราการเข้ารหัส เช่นเดียวกับในหัวข้อที่ 4.1.1 ที่ได้ทำการพิจารณาไปแล้ว นอกจากนี้ยังพบอีกว่าสมรรถนะของรหัสเทอร์โบยังขึ้นกับสมมติฐานการทราบค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณอีกด้วย ดังนั้นการนำความรู้ที่ได้จากช่องสัญญาณมาใช้ร่วมในกระบวนการถอดรหัสจึงถือเป็นปัจจัยหนึ่งซึ่งช่วยทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบมีค่าสูงขึ้น ซึ่งจากตารางที่ 4.2 นี้พบว่ากระบวนการถอดรหัส MAP1 ซึ่งไม่มีการนำค่าความรู้เกี่ยวกับอัตราขยายของช่องสัญญาณมาใช้ร่วมในกระบวนการถอดรหัส (ดูรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.3.5) จะให้ค่าความต้องการ Eb/No ในแต่ละระดับของ BER ที่ทำการพิจารณาสูงกว่าของ MAP6 ซึ่งเป็นกระบวนการถอดรหัสที่สมมติว่าทราบค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณที่แน่นอนแล้ว โดยถ้าหากพิจารณาที่ระดับของ BER = 10^{-2} และ R = 1/2 จะพบว่ากระบวนการถอดรหัส MAP6 จะให้ค่าความต้องการ Eb/No ต่ำกว่าของ MAP1 ประมาณ 0.80 dB ส่วนในกรณีของ R = 1/3 จะพบว่ากระบวนการถอดรหัส MAP6 จะให้ค่าความต้องการ Eb/No ต่ำกว่าของ MAP1 ประมาณ 0.90 dB นอกจากนี้ถ้าพิจารณาที่ระดับของ BER = 10^{-5} และ R = 1/2 จะพบว่ากระบวนการถอดรหัส MAP6 จะให้ค่าความต้องการ Eb/No ต่ำกว่าของ MAP1 ประมาณ 0.70 dB ส่วนในกรณีของ R = 1/3 จะพบว่ากระบวนการถอดรหัส MAP6 จะให้ค่าความต้องการ Eb/No ต่ำกว่าของ MAP1 ประมาณ 1.00 dB

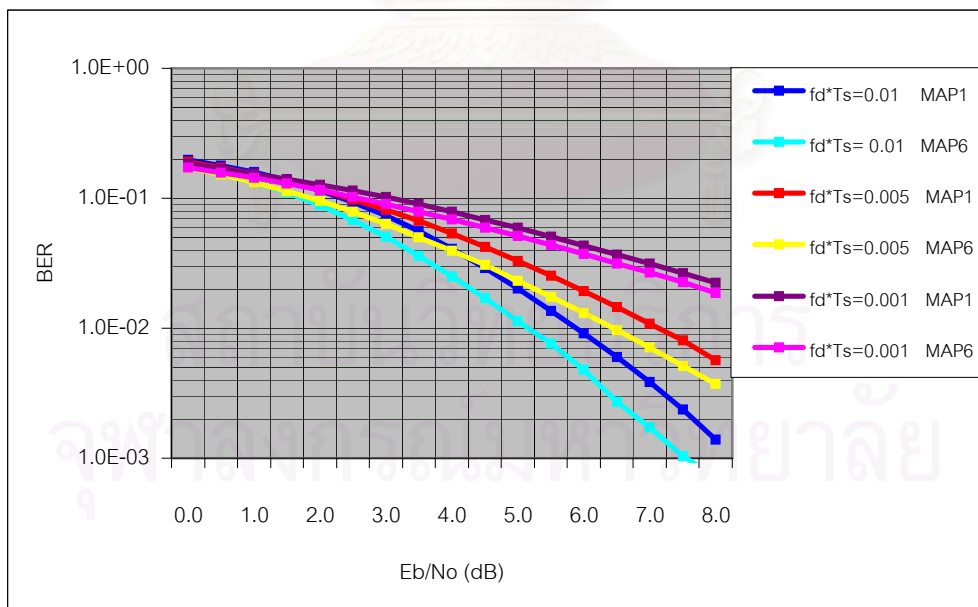
4.1.3 ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์

สำหรับในหัวข้อที่ 4.1.3 นี้ จะทดสอบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s$ ต่าง ๆ กัน เพื่อทดสอบถึงผลของอัตราการเข้ารหัส และผลกระทบของสมมติฐานการทราบค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณ ที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ โดยในหัวข้อที่ 4.1.3 นี้จะพิจารณาสมรรถนะของรหัสเทอร์โบที่ระดับของ BER = 10^{-2} เป็น

สำคัญ เพราะสมรรถนะของรหัสเทอร์โบในพจน์ BER ภายในช่วง E_b/N_0 ที่ไม่เกิน 8.0 dB (ในงานวิจัยนี้จะใช้ตั้งแต่ $E_b/N_0 = 0.0 - 8.0$ dB) สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์นั้นไม่มีค่าไม่ถึงระดับของ $BER = 10^{-5}$ ดังเช่นในกรณีของช่องสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวก และช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่ไร้สหสัมพันธ์

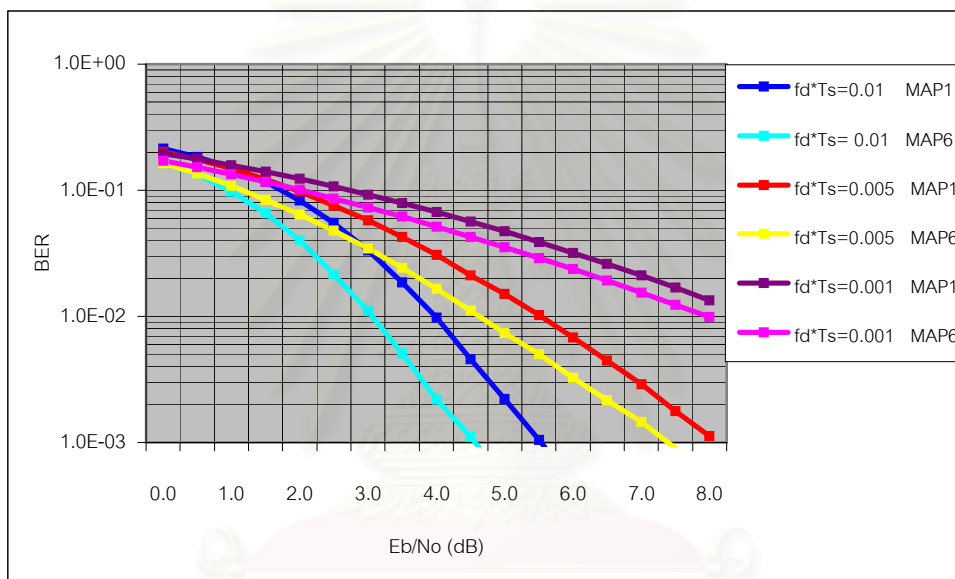
หมายเหตุ

- ค่า $f_d T_s$ คือค่าผลคูณระหว่างความถี่ดอปเปลอร์ และคาบของสัญลักษณ์ที่ใช้ส่งข้อมูล ค่า $f_d T_s$ เป็นค่าที่ใช้บอกความรวดเร็วในการเปลี่ยนแปลงสถานะของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ ถ้า $f_d T_s$ มีค่ามาก หมายความว่า สถานะของช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว แต่ถ้า $f_d T_s$ มีค่าน้อยก็แสดงว่าสถานะของช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้า ๆ
- ค่าความถี่ดอปเปลอร์ f_d มีค่าเท่ากับ $\frac{v_c f_c}{c}$
 โดยที่ v_c คือความเร็วของยานพาหนะ (m/s)
 f_c คือความถี่ของคลื่นพาหะ (Hz)
 c คือความเร็วแสง



รูปที่ 4.3 สมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (อัตราเข้ารหัส $R=1/2$) ในพจน์ของอัตราบิดผัดพลาด สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s$ ต่าง ๆ กัน

จากรูปที่ 4.3 จะพบว่าสมรรถนะของรหัสเทอร์โบในกรณีที่มีอัตราการเข้ารหัส $R=1/2$ จะแปรผันตามค่าผลคูณ $f_d T_s$ เสมอ ซึ่งข้อเท็จจริงนี้เป็นจริงเช่นเดียวกันสำหรับรหัสเทอร์โบที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ $1/3$ ดังแสดงในรูปที่ 4.4 นอกจากนี้จากรูปที่ 4.3 ยังพบอีกว่าการทราบค่าที่ถูกต้องของอัตราขยายของช่องสัญญาณ และนำค่าความรู้ที่ได้นี้ไปใช้ร่วมในการถอดรหัส ถือเป็นอีกปัจจัยหนึ่งที่ช่วยเพิ่มสมรรถนะให้กับรหัสเทอร์โบ โดยถ้าพิจารณาที่ระดับของ $BER = 10^{-2}$ แล้ว จะพบว่าค่าการทราบค่าที่แน่นอนของอัตราขยายของช่องสัญญาณ (MAP6) จะทำให้ค่าความต้องการ E_b/N_0 น้อยลงกว่าเดิม (MAP1) ประมาณ 0.75 0.80 และ 0.50 dB สำหรับค่า $f_d T_s = 0.01$ 0.005 และ 0.001 ตามลำดับ



รูปที่ 4.4 สมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (อัตราการเข้ารหัส $R=1/3$) ในพจน์ของอัตราบิดเบือนพลาตสำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s$ ต่าง ๆ กัน

จากรูปที่ 4.4 จะพบว่าสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ สำหรับกรณีที่มีอัตราการเข้ารหัส $R=1/3$ จะแปรผันตามค่า $f_d T_s$ เช่นเดียวกับในกรณีของ $R=1/2$ (รูปที่ 4.3) นอกจากนี้ถ้าพิจารณาที่ระดับของ $BER = 10^{-2}$ จะพบว่าค่าการทราบค่าที่แน่นอนของอัตราขยายของช่องสัญญาณ (MAP6) จะช่วยทำให้ค่าความต้องการ E_b/N_0 น้อยลงกว่าเดิม (MAP1) ประมาณ 0.95 0.90 และ 0.75 dB สำหรับค่า $f_d T_s = 0.01$ 0.005 และ 0.001 ตามลำดับ ดังนั้นผลการทดสอบนี้จึงเป็นการยืนยันข้อเท็จจริงที่ว่า “ไม่ว่ารหัสเทอร์โบจะใช้อัตราการเข้ารหัสเท่าไรก็ตาม ถ้าหากทราบค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณที่ถูกต้อง และนำค่าความรู้ที่ได้นี้ไปใช้ร่วมในกระบวนการถอดรหัสแล้วก็จะช่วยให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบมีค่าสูงขึ้น”

ตารางที่ 4.3 ค่าความต้องการ Eb/No ที่ระดับของ BER = 10^{-2} สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.01$ 0.005 และ 0.001

Correlated Rayleigh Fading Channel						
Turbo Decoding Type	ค่าความต้องการ Eb/No ที่ระดับ BER = 10^{-2}					
	$f_d T_s = 0.01$		$f_d T_s = 0.005$		$f_d T_s = 0.001$	
	$R = 1/2$	$R = 1/3$	$R = 1/2$	$R = 1/3$	$R = 1/2$	$R = 1/3$
MAP1	5.85 dB	4.00 dB	7.10 dB	5.50 dB	> 8.00 dB	> 8.00 dB
MAP6	5.10 dB	3.05 dB	6.30 dB	4.60 dB	> 8.00 dB	8.00 dB

จากรูปที่ 4.3 4.4 และตารางที่ 4.3 จะพบว่าการทราบค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณที่ถูกต้อง และนำค่าความรู้ที่ได้ไปใช้ร่วมในกระบวนการถอดรหัส จะช่วยทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบมีค่าสูงขึ้นเช่นเดียวกับในกรณีของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่ไร้สหสัมพันธ์ อย่างไรก็ตามจะพบว่า สมรรถนะของรหัสเทอร์โบสำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์จะมีค่าต่ำที่สุด เมื่อเปรียบเทียบกับช่องสัญญาณสองประเภทที่ได้กล่าวไปแล้วก่อนหน้านี้ (หัวข้อที่ 4.1.1 และหัวข้อที่ 4.1.2) เพราะสถานะของช่องสัญญาณประเภทนี้จะมีการเปลี่ยนแปลงค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณแบบมีสหสัมพันธ์ ดังนั้นสถานะของช่องสัญญาณที่เลวร้ายจะมีลักษณะเป็นช่วงของระยะเวลาไม่ใช่ค่าสุ่ม นอกจากนี้ถ้าหากว่าสถานะของช่องสัญญาณอยู่ในช่วงเลวร้ายนานขึ้นเท่าไร ก็จะทำให้โอกาสของการเกิดความผิดพลาดแบบเบรสต์มีค่าสูงมากขึ้นเท่านั้น ข้อเท็จจริงนี้สอดคล้องกับผลการทดสอบดังแสดงในรูปที่ 4.3 และ 4.4 ซึ่งจะพบว่าสมรรถนะของรหัสเทอร์โบสำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.01$ (สถานะของช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงเร็วที่สุด) จะมีค่าสูงที่สุด รองลงมาก็คือ $f_d T_s = 0.005$ ส่วนในกรณีที่ค่า $f_d T_s = 0.001$ (สถานะของช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงช้าที่สุด) จะทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบมีค่าต่ำที่สุด

นอกจากนี้จากตารางที่ 4.3 จะพบอีกว่ายิ่งอัตราการเข้ารหัสมีค่าต่ำยิ่งทำให้ผลต่างของค่าความต้องการ Eb/No ระหว่างกระบวนการถอดรหัส MAP1 และ MAP6 มีค่ามาก โดยรหัสเทอร์โบที่มีอัตราการเข้ารหัส $R=1/3$ เมื่อพิจารณาที่ระดับของ BER = 10^{-2} จะให้ค่าความต้องการ Eb/No ต่ำลงประมาณ 0.95 dB 0.90 dB และ 0.75 dB สำหรับค่า $f_d T_s = 0.01$ 0.005 และ 0.001 ตามลำดับ ในขณะที่อัตราการเข้ารหัส $R=1/2$ จะให้ค่าความต้องการ Eb/No ต่ำลงประมาณ 0.75 dB 0.80 dB และ 0.50 dB สำหรับค่า $f_d T_s = 0.01$ 0.005 และ 0.001 ตามลำดับ

ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าสมรรถนะของรหัสเทอร์โบที่จะถูกปรับปรุงจากเดิม (ซึ่งในงานวิจัยนี้คิดจากผลต่างของค่าความต้องการ E_b/N_0 ระหว่างกระบวนการถอดรหัส MAP1 และ MAP6 ที่ระดับ E_b/N_0 ที่ทำการพิจารณา) จะแปรผันตามค่า $f_d T_s$ และแปรผกผันกับอัตราการเข้ารหัส

สำหรับผลการทดสอบที่แสดงในรูปที่ 4.3 และ 4.4 จะพบว่าสมรรถนะของรหัสเทอร์โบที่ได้นี้สอดคล้องกับขีดจำกัดความจุของช่องสัญญาณซึ่ง [22] ได้ทำการคำนวณเอาไว้ ดังแสดงในตารางที่ 4.4 ต่อไปนี้

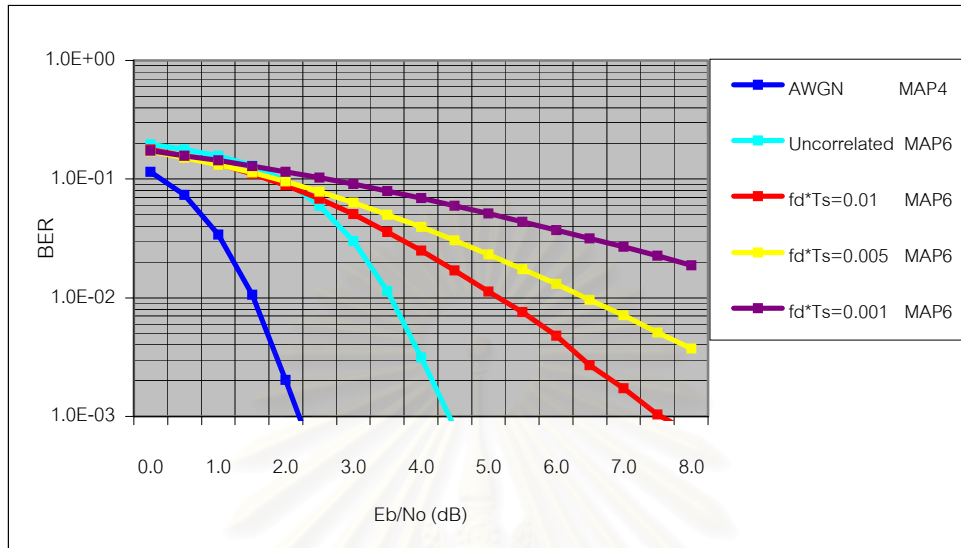
ตารางที่ 4.4 ขีดจำกัดความจุของช่องสัญญาณสำหรับการส่งสัญญาณแบบ BPSK [22]

Code Rate	Uncorrelated Rayleigh Fading Channel		AWG Channel
	E_b/N_0 (CSI)	E_b/N_0 (NCSI)	E_b/N_0 (Non-fading)
R=1/2	1.8 dB	2.6 dB	0.2 dB
R=1/3	0.5 dB	1.3 dB	-0.5 dB

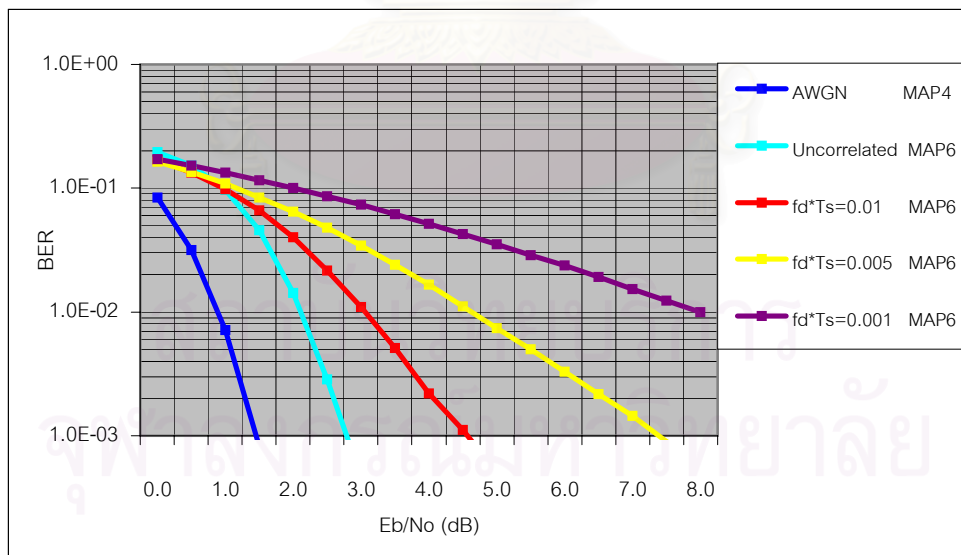
จากตารางที่ 4.4 จะพบว่าขีดจำกัดความจุของช่องสัญญาณ ซึ่งพิจารณาในพจน์ของค่าความต้องการ E_b/N_0 เพื่อให้การถอดรหัสเป็นไปอย่างถูกต้องนั้น ในกรณีที่รหัสเทอร์โบมีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ 1/2 จะให้ค่าความต้องการ E_b/N_0 ที่สูงกว่าในกรณีที่รหัสเทอร์โบมีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ 1/3 เสมอ ไม่ว่าจะรหัสเทอร์โบจะอยู่ภายใต้สถานะของช่องสัญญาณประเภทใดก็ตาม นอกจากนี้ยังพบอีกว่าในกรณีของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลี ถ้าหากทราบค่าข่าวสารสถานะของช่องสัญญาณและนำความรู้ที่ได้ไปใช้ร่วมในกระบวนการถอดรหัสแล้ว ก็จะทำให้ค่าความต้องการ E_b/N_0 เพื่อให้การถอดรหัสเป็นไปอย่างถูกต้องนั้นมีค่าน้อยลง กล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือ การทราบค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณจะช่วยทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบมีค่าสูงขึ้นนั่นเอง

หมายเหตุ ในงานวิจัยของ [22] ได้ทำการคำนวณหาขีดจำกัดความจุของช่องสัญญาณสำหรับช่องสัญญาณประเภทไม่มีความจำ (memoryless channel) เท่านั้น เพราะสามารถกระทำได้สะดวกกว่ามาก เมื่อเปรียบเทียบกับช่องสัญญาณประเภทที่มีความจำ

สำหรับการเปรียบเทียบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ $1/2$ และ $1/3$ สำหรับช่องสัญญาณประเภทต่าง ๆ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.5 และ 4.6 ต่อไปนี้



รูปที่ 4.5 สมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (อัตราการเข้ารหัส $R=1/2$) ในพจน์ของอัตราบิดผิดพลาด สำหรับช่องสัญญาณประเภทต่าง ๆ



รูปที่ 4.6 สมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (อัตราการเข้ารหัส $R=1/3$) ในพจน์ของอัตราบิดผิดพลาด สำหรับช่องสัญญาณประเภทต่าง ๆ

จากรูปที่ 4.5 และ 4.6 จะพบว่าสมรรถนะของรหัสเทอร์โบนอกจากจะแปรผกผันกับอัตราการเข้ารหัสแล้ว สมรรถนะของรหัสเทอร์โบยังมีความสัมพันธ์กับประเภทของช่องสัญญาณอีกด้วย โดยประเภทของช่องสัญญาณที่ทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบมีค่าสูงสุด คือ ช่องสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวก รองลงมาคือช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่ไร้สหสัมพันธ์ ส่วนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์จะทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบมีค่าต่ำที่สุด นอกจากนี้ยังพบอีกว่า สมรรถนะของรหัสเทอร์โบสำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลี ที่มีสหสัมพันธ์จะแปรผันตามค่า $f_d T_s$ ด้วยเช่นกัน

สำหรับค่าความต้องการ Eb/No ที่ระดับของ BER = 10^{-2} สำหรับช่องสัญญาณในแต่ละประเภท สามารถถูกแสดงได้ดังตารางที่ 4.5 เพื่อใช้ในการเปรียบเทียบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบสำหรับช่องสัญญาณประเภทต่าง ๆ

ตารางที่ 4.5 ค่าความต้องการ Eb/No ที่ระดับของ BER = 10^{-2} สำหรับช่องสัญญาณประเภทต่าง ๆ

ประเภทของช่องสัญญาณ (Channel Type)		ค่าความต้องการ Eb/No ที่ระดับ BER = 10^{-2}	
		R=1/2	R=1/3
Additive White Gaussian Channel		1.55 dB	0.85 dB
Uncorrelated Rayleigh Fading Channel		3.55 dB	2.10 dB
Correlated Rayleigh Fading Channel	$f_d T_s = 0.01$	5.10 dB	3.05 dB
	$f_d T_s = 0.005$	6.30 dB	4.60 dB
	$f_d T_s = 0.001$	> 8.00 dB	8.00 dB

จากตารางที่ 4.5 จะพบว่าสมรรถนะของรหัสเทอร์โบที่มีอัตราการเข้ารหัส R=1/3 สามารถถูกปรับปรุงจากกรณีของ R=1/2 ประมาณ 0.70 1.45 2.05 1.70 dB และมากกว่า 2.0 dB สำหรับช่องสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวก ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่ไร้สหสัมพันธ์ และช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ ซึ่งมีค่าของ $f_d T_s = 0.01$ 0.005 และ 0.001 ตามลำดับ ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (ยังไม่มีการใช้ตัววางสลับกลับการเข้ารหัสที่ภาคเข้ารหัส) จะแปรผกผันกับอัตราการเข้ารหัส และมีความสัมพันธ์กับประเภทของช่องสัญญาณอย่างใกล้ชิด

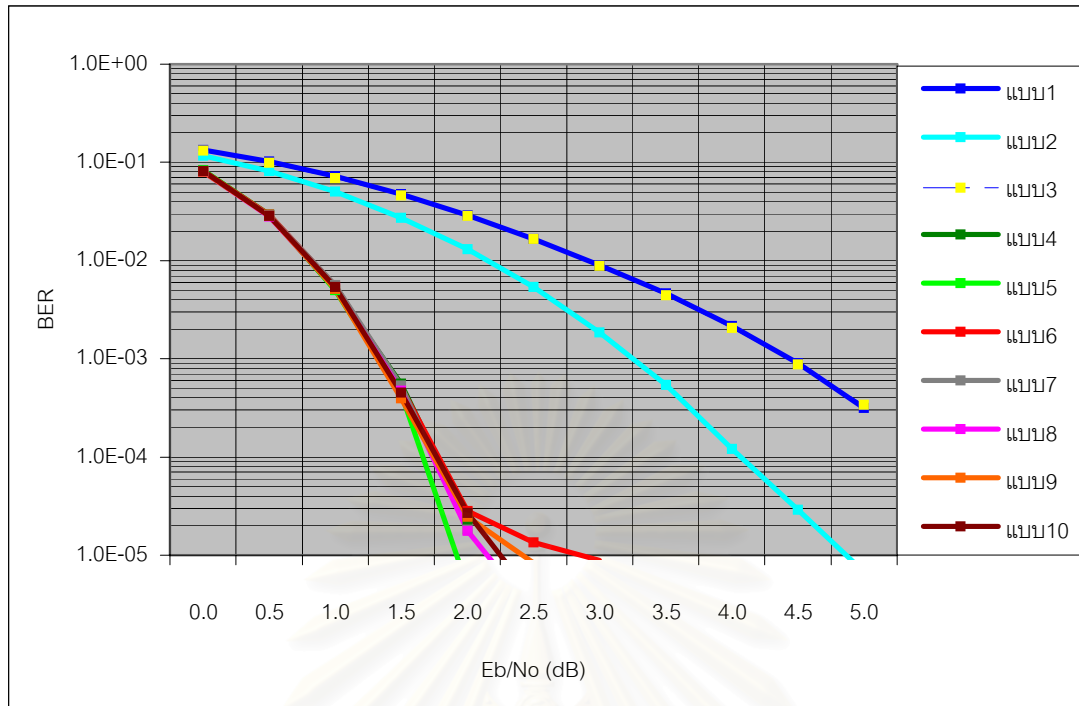
4.2 ผลกระทบของตัววางสลักรับการเข้ารหัส และรูปแบบการกระจายของบิตรหัสที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ

สำหรับในหัวข้อที่ 4.2 นี้ จะศึกษาถึงผลกระทบของการเลือกใช้ตัววางสลักรับการเข้ารหัสชนิดต่าง ๆ (หัวข้อที่ 4.2.1) และผลกระทบของรูปแบบการกระจายของบิตรหัส (หัวข้อที่ 4.2.2) ที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ โดยที่การควบคุมรูปแบบการกระจายของบิตรหัสสามารถทำได้โดย การใส่ตัววางสลักรับการเข้ารหัสเข้าไปที่ภาคเข้ารหัสก่อนการทำมัลติเพล็กซ์สัญญาณ (รูปที่ 2.8 (ข)) เพื่อให้บิตรหัสที่อยู่ติดกันภายในลำดับของรหัสมีความสัมพันธ์กันมากที่สุด หลังจากนั้นจะเป็นหน้าที่ของตัววางสลักรับช่องสัญญาณซึ่งจะทำให้บิตรหัสที่เคยอยู่ชิดติด และสัมพันธ์กันมีรูปแบบการกระจายของบิตรหัสตามต้องการ สุดท้ายหัวข้อที่ 4.2 นี้ จะสรุปความสำคัญของการเลือกใช้ตัววางสลักรับการเข้ารหัส และรูปแบบการกระจายของบิตรหัสที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์

4.2.1 ผลกระทบของตัววางสลักรับการเข้ารหัสที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ สำหรับช่องสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวก (ดูหัวข้อที่ 2.1.2 ประกอบ)

สำหรับในหัวข้อที่ 4.2.1 นี้ จะศึกษาถึงผลกระทบของการเลือกใช้ตัววางสลักรับการเข้ารหัสชนิดต่าง ๆ ที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ กล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือ เพื่อศึกษาถึงผลกระทบของความมีสหสัมพันธ์ระหว่างชุดลำดับของบิตข้อมูลที่จะถูกป้อนเข้าสู่เครื่องเข้ารหัสย่อยแต่ละตัว ที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบนั่นเอง

สาเหตุที่งานวิจัยนี้ ได้เลือกทดสอบผลกระทบของตัววางสลักรับการเข้ารหัสที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ สำหรับช่องสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวกแทนการทดสอบภายใต้สถานะของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ เพื่อให้การทดสอบตรงตามมาตรฐานที่นักวิจัยผู้อื่นได้ทำการทดสอบเอาไว้แล้ว (เพื่อให้สามารถนำไปเปรียบเทียบกับผลการทดสอบของนักวิจัยผู้อื่นได้) สำหรับสมรรถนะของรหัสเทอร์โบที่มีการเลือกใช้ตัววางสลักรับการเข้ารหัสชนิดต่าง ๆ สำหรับช่องสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวก สามารถถูกแสดงได้ดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 ผลกระทบของการเลือกใช้ตัววางสลับการเข้ารหัสประเภทต่าง ๆ ที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบในพจน์ของอัตราบิดผิดพลาด สำหรับช่องสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวก

หมายเหตุ สาเหตุที่กราฟของรูปที่ 4.7 ที่ระดับของ $BER = 10^{-5}$ ไม่เรียบ เป็นเพราะจำนวนเฟรมข้อมูลที่ใช้ทดสอบซึ่งมีค่าเท่ากับ 10,000 เฟรมนี้ยังมีค่าน้อยเกินไปสำหรับระดับ $BER = 10^{-5}$ ดังนั้นการสรุปผลการทดสอบในหัวข้อที่ 4.2.1 นี้จึงขอจำกัดอยู่ที่ระดับ $BER = 5 \times 10^{-5}$ ซึ่งเป็นระดับที่กราฟสมรรถนะของรหัสเทอร์โบยังคงมีลักษณะเรียบอยู่

หมายเหตุ ชนิดของตัววางสลับการเข้ารหัส ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้เลือกนำมาใช้ในการทดสอบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบดังแสดงในตารางที่ ค.10 ค.11 และรูปที่ 4.7 มีรายละเอียดดังนี้

1. ชนิดที่ 1 คือตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดเอกลักษณะ
2. ชนิดที่ 2 คือตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดรีเวอร์สของตัววางสลับชนิดเอกลักษณะ
3. ชนิดที่ 3 คือตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดเอกลักษณะที่มีการเลื่อนของแต่ละตำแหน่งที่อยู่ไปทางด้านขวาเท่ากับครึ่งเฟรม
4. ชนิดที่ 4 คือตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดบล็อก (14x14)
5. ชนิดที่ 5 คือตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดรีเวอร์สของตัววางสลับชนิดบล็อก (14x14)
6. ชนิดที่ 6-10 คือตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดสุ่มที่แตกต่างกัน 5 ชนิด

สำหรับค่าเฉลี่ย และค่าความแปรปรวนของพารามิเตอร์ที่ใช้ในการอธิบายสาเหตุที่ทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบมีความแตกต่างกันสำหรับการเลือกใช้ตัววางสลับการเข้ารหัสที่ต่างชนิดกันสามารถถูกแสดงได้ดังตารางที่ 4.6

ตารางที่ 4.6 ค่าเฉลี่ย และค่าความแปรปรวนของพารามิเตอร์ของตัววางสลับการเข้ารหัส

ชนิดของตัววางสลับการเข้ารหัส	$2N - d(u_i) - d(\pi(u_i))$		$d(u_i, \pi(u_i))$		$d(u_i, u_j) + d(\pi(u_i), \pi(u_j))$	
	ค่าเฉลี่ย	ค่าความแปรปรวน	ค่าเฉลี่ย	ค่าความแปรปรวน	ค่าเฉลี่ย	ค่าความแปรปรวน
ชนิดที่ 1	191	12,352.00	0	0	128	8,149.78
ชนิดที่ 2	191	0	96	3,087.74	128	8,149.78
ชนิดที่ 3	191	3,088.76	96	0	128	5,061.86
ชนิดที่ 4	191	6,794.40	60	1,836.97	128	4,052.87
ชนิดที่ 5	191	5,557.60	67	2,235.59	128	4,052.87
ชนิดที่ 6	191	5,371.38	69	2,103.65	128	4,185.36
ชนิดที่ 7	191	6,411.51	62	2,068.58	128	4,081.74
ชนิดที่ 8	191	5,798.49	66	2,158.12	128	4,134.21
ชนิดที่ 9	191	6,079.98	65	1,973.17	128	4,001.42
ชนิดที่ 10	191	6,073.67	64	2,068.41	128	3,994.78

จากรูปที่ 4.7 จะพบว่าตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดเอกลักษณ์ และตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดเอกลักษณ์ที่มีการเลื่อนของแต่ละตำแหน่งที่อยู่ไปทางด้านขวาเท่ากับครึ่งเฟรม ต่างก็ทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบมีค่าต่ำที่สุด รองลงมาก็คือ ตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดรีเวอร์สของตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดเอกลักษณ์ ส่วนตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดสุ่ม และตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดบล็อก(14x14) ต่างก็ทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบอยู่ในระดับที่สูงใกล้เคียงกันเมื่อเปรียบเทียบกับชนิดของตัววางสลับการเข้ารหัสก่อนหน้านี้ อย่างไรก็ตาม ตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดรีเวอร์สของตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดบล็อก (14x14) จะให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบมีค่าสูงที่สุด ซึ่งจากรูปที่ 4.7 สามารถสรุปค่าความต้องการ Eb/No ที่ระดับของ BER = 5×10^{-5} สำหรับการเลือกใช้ตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดต่าง ๆ สำหรับช่องสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวกได้ดังตารางที่ 4.7

ตารางที่ 4.7 ค่าความต้องการ Eb/No ที่ระดับของ BER = 5×10^{-5} สำหรับช่องสัญญาณไวท์เกาส์เขียนแบบบวก (อ้างอิงจากรูปที่ 4.7)

Additive White Gaussian Channel	
Coding Interleaver Type	ค่าความต้องการ Eb/No ที่ระดับของ BER = 5×10^{-5}
	Code Rate = 1/3
ชนิดที่ 1	> 5.00 dB
ชนิดที่ 2	4.12 dB
ชนิดที่ 3	> 5.00 dB
ชนิดที่ 4	1.87 dB
ชนิดที่ 5	1.75 dB
ชนิดที่ 6-10	1.83-1.90 dB

จากรูปที่ 4.7 และตารางที่ 4.7 จะพบว่ากรณีที่ตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดเอกลักษณ์ส่งผลทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบมีค่าต่ำที่สุด เพราะไม่สามารถจัดสหสัมพันธ์ระหว่างชุดลำดับของบิตข้อมูลที่จะถูกป้อนเข้าสู่เครื่องเข้ารหัสย่อยแต่ละตัวได้เลย นั่นคือบิตรหัสที่ออกจากเครื่องเข้ารหัสย่อยแต่ละตัวจะเหมือนกันทุกประการเสมือนว่าเป็นการเข้ารหัสโดยใช้เครื่องเข้ารหัสย่อยเพียงตัวเดียว เพียงแต่ส่งบิตรหัสที่ซ้ำกันออกไปนั่นเอง นอกจากนี้กรณีที่ตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดเอกลักษณ์ที่มีการเลื่อนของแต่ละตำแหน่งที่อยู่ไปทางด้านขวาเท่ากับครึ่งเฟรม ยังคงทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบมีค่าต่ำที่สุดอยู่ แสดงว่าการเลื่อนของแต่ละตำแหน่งที่อยู่ในทิศทางเดียวกันจะไม่ทำให้สหสัมพันธ์ระหว่างชุดลำดับของบิตข้อมูล ที่จะถูกป้อนเข้าสู่เครื่องเข้ารหัสย่อยแต่ละตัวเปลี่ยนแปลงไป กล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือ สหสัมพันธ์ระหว่างชุดลำดับของบิตข้อมูลก่อน และหลังการวางสลับจะไม่ขึ้นอยู่กับตำแหน่งที่อยู่ของแต่ละบิตข้อมูลที่ได้เปลี่ยนแปลงไป หรือไม่ขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ $d(u_i, \pi(u_i))$ นั่นเอง แต่สหสัมพันธ์น่าจะมีเกี่ยวข้องกับคุณลักษณะที่วัดออกมาในรูปความถี่ของระยะห่างรวมระหว่างคู่ตำแหน่งที่อยู่แต่ละคู่ หรือ

$$D(u_i, u_j) = d(u_i, u_j) + d(\pi(u_i), \pi(u_j))$$

เพราะถ้าค่าความแปรปรวนของพารามิเตอร์ $D(u_i, u_j)$ มีค่าต่ำ จะพบว่าสมรรถนะของรหัสเทอร์โบมีแนวโน้มที่สูงขึ้น อย่างไรก็ตาม น่าจะมีปัจจัยอื่นอีกที่ใช้ออกถึงความมีสหสัมพันธ์ เพราะถ้าพิจารณาเฉพาะค่าความแปรปรวนของพารามิเตอร์ $D(u_i, u_j)$ เพียงอย่างเดียวแล้ว ตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดที่ 10 หรือตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดสุ่มแบบที่ 5 น่าจะส่งผลทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบมีค่าสูงที่สุด

ถ้าพิจารณาว่า การเลื่อนของตำแหน่งแต่ละตำแหน่งที่อยู่ของบิตข้อมูลไปทางด้านขวาเท่ากับครึ่งเฟรมเป็นการช่วยลดผลของ Interleaver edge effect นั่นคือเป็นการพยายามทำให้บิตข้อมูลซึ่งเคยอยู่ท้าย ๆ ของเฟรมข้อมูลมาอยู่บริเวณส่วนต้นของเฟรมข้อมูลหลังการวางสลับ เพื่อให้บิตข้อมูลเหล่านี้มีโอกาสสร้างเส้นทางการอ้อมเบี่ยงเทรลลิส (trellis detour) จากเส้นทางที่เป็นสถานะศูนย์ทั้งหมด (all-zero state path) ภายในแผนภาพเทรลลิสแล้ว จากผลการทดสอบข้างต้นก็จะพบว่าผลลด Interleaver edge effect ในความหมายนี้ไม่เป็นจริงแต่อย่างไร เพราะตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดเอกลักษณะ และชนิดเอกลักษณะที่มีการเลื่อนของตำแหน่งที่อยู่ของบิตข้อมูลไปทางด้านขวาเท่ากับครึ่งเฟรมนั้นต่างก็ทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบต่ำที่สุดเหมือนกัน กล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือค่าความแปรปรวนของพารามิเตอร์ $2N - d(u_i) - d(\pi(u_i))$ (ดูตารางที่ 4.6 ประกอบ) ไม่สามารถนำมาใช้ในการอธิบายสมรรถนะของรหัสเทอร์โบได้เลย

สำหรับตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดรีเวอร์สของตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดเอกลักษณะ จะทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบสูงกว่าชนิดเอกลักษณะถึงแม้ว่าจะให้กราฟคุณลักษณะที่วัดออกมาในรูปความถี่ของระยะห่างรวมระหว่างคู่ตำแหน่งที่อยู่แต่ละคู่ (รูปที่ 2.3) ที่เหมือนกันก็ตาม แสดงว่านอกจากสหสัมพันธ์ระหว่างชุดลำดับของบิตข้อมูลก่อน และหลังการวางสลับ จะขึ้นอยู่กับคุณลักษณะที่วัดออกมาในรูปความถี่ของระยะห่างรวมระหว่างคู่ตำแหน่งที่อยู่แต่ละคู่แล้ว สหสัมพันธ์นั้นจะขึ้นอยู่กับทิศทางของการป้อนข้อมูลเข้าสู่เครื่องเข้ารหัสอีกด้วย เพราะตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดรีเวอร์สของตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดเอกลักษณะมีการป้อนบิตข้อมูลในลำดับย้อนกลับกับลำดับของชุดข้อมูลเดิม ดังนั้นสามารถจัดสหสัมพันธ์ได้มากกว่า และส่งผลให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบสูงกว่าชนิดเอกลักษณะ

จากการวิเคราะห์ข้างต้นสามารถถูกอธิบายเพิ่มเติมเพื่อความกระจ่างได้ดังนี้

เนื่องจากตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดเอกลักษณะ และชนิดเอกลักษณะ ที่มีการเลื่อนของตำแหน่งแต่ละตำแหน่งที่อยู่ไปทางด้านขวาเท่ากับครึ่งเฟรมนั้น ต่างให้ชุดลำดับของบิตข้อมูลที่จะถูกป้อนเข้าสู่เครื่องเข้ารหัสย่อยแต่ละตัวภายในช่วง constraint length เหมือนกันทุกประการ ดังนั้นตัววางสลับการเข้ารหัสทั้งสองชนิด จะให้โอกาสของการป้องกันความผิดพลาดแบบเบิสต์ที่ต่ำพอ ๆ กัน เพราะบิต parity ที่ออกจากเครื่องเข้ารหัสย่อยแต่ละตัวนั้นกำเนิดมาจากบิตข้อมูลที่คล้ายคลึงกัน (เหมือนกันภายในช่วง constraint length แต่แตกต่างกันเฉพาะตรงชุดของบิตที่มีการป้อนกลับ) จากการพิจารณาข้างต้น จึงอาจกล่าวได้ว่าความสามารถในการป้องกันความผิดพลาดแบบเบิสต์ในที่นี้ก็คือความสามารถในการการจัดสหสัมพันธ์นั่นเอง อย่างไรก็ตาม ในความเป็นจริงแล้วการวัดความเหมือนของชุดบิตที่ใช้กำเนิดบิต parity สามารถกระทำได้ในช่วง

ของระยะห่างที่มากพอ แต่เพื่อให้สะดวกต่อการพิจารณาการวัดภายในช่วงของค่า constraint length ก็ถือว่าน่าจะใช้ได้ [8]

สำหรับตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดรีเวอร์สของตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดเอกลักษณ์นั้น ถึงแม้จะสามารถจัดสหสัมพันธ์ได้บ้างแต่ก็ถือว่ายังจัดได้น้อยอยู่เพราะชุดของบิตข้อมูลที่จะป้อนให้กับเครื่องเข้ารหัสย่อยแต่ละตัวยังสัมพันธ์กันอยู่ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

ตารางที่ 4.8 ตำแหน่งที่อยู่ของบิตข้อมูลที่จะป้อนเข้าสู่เครื่องเข้ารหัสย่อย RSC แต่ละตัว

RSC 1	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
RSC 2	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1

จากตารางที่ 4.8 เพื่อให้สะดวกต่อการพิจารณาจะสมมติว่าเฟรมข้อมูลที่จะถูกป้อนให้กับเครื่องเข้ารหัสย่อยแต่ละตัวมีความยาวเท่ากับ 10 บิต แทน 192 บิต (เพราะไม่ว่าจะใช้ขนาดของเฟรมข้อมูลเท่าไรก็สามารถถูกอธิบายได้ด้วยหลักการเดียวกัน) และจะพิจารณาดำเนินการของบิตข้อมูลบิตที่ 5 ซึ่งจะพบว่าชุดของบิตข้อมูลที่จะป้อนให้กับ RSC 1 ภายในช่วง constraint length เพื่อกำเนิดบิต parity ซึ่งเกี่ยวข้องกับบิตข้อมูลตำแหน่งที่ 5 นั้นเหมือนกับชุดของบิตที่จะป้อนให้กับ RSC 2 ภายในช่วง constraint length เพื่อกำเนิดบิต parity ซึ่งเกี่ยวข้องกับบิตข้อมูลตำแหน่งที่ 9 ของ RSC 2 (ถึงแม้ว่าจะมีสถานะภายในชุดของหน่วยความจำที่แตกต่างกันก็ตาม) ดังนั้นการที่ชุดของบิตข้อมูลที่จะถูกป้อนให้กับเครื่องเข้ารหัสย่อยแต่ละตัวยังคงมีสหสัมพันธ์กันอยู่บ้างนี้เอง จึงเป็นสาเหตุที่ทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบในด้านความสามารถในการทนทานต่อความผิดพลาดแบบเบิสต์ไม่สูงเท่าที่ควร

หมายเหตุ เนื่องจากในงานวิจัยนี้เลือกใช้เครื่องเข้ารหัสย่อยเทอร์โบแบบ $[1, 17/13]$ (รูปที่ 2.2(ข)) ดังนั้นค่า constraint length ที่ใช้ในการอธิบายสาเหตุของความสัมพันธ์ดังแสดงในตารางที่ 4.8 จึงมีค่าเท่ากับ 4

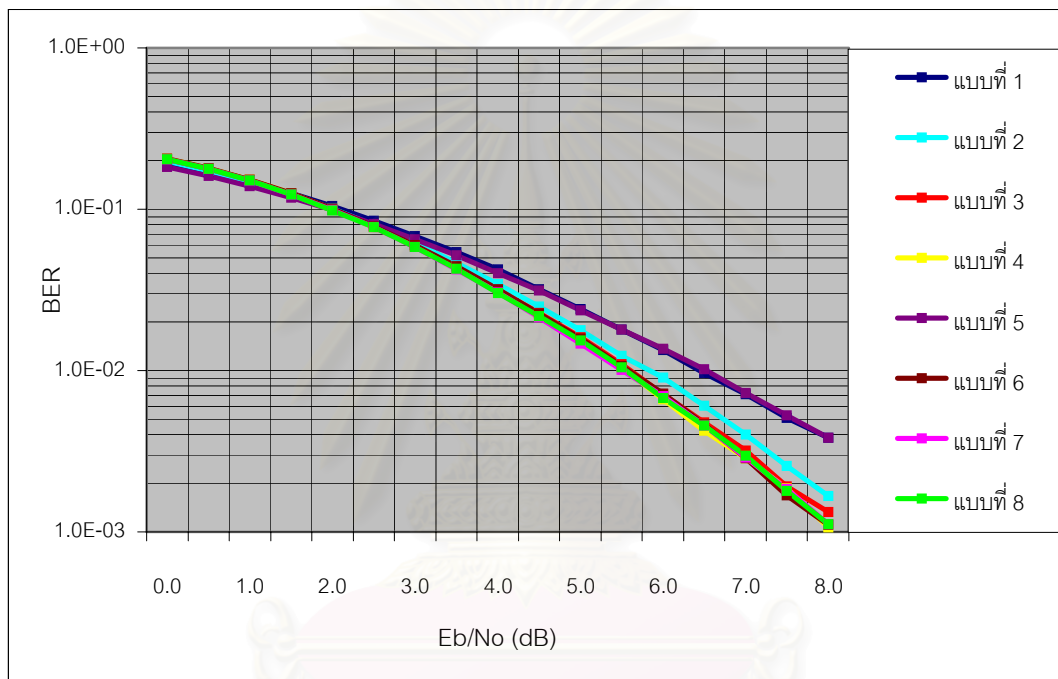
สำหรับตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดสุ่ม จะทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบมีค่าสูงขึ้นกว่าเดิมมากเมื่อเปรียบเทียบกับตัววางสลับการเข้ารหัส 3 ชนิดแรก เพราะสามารถจัดสหสัมพันธ์ระหว่างชุดของบิตข้อมูลที่จะถูกป้อนเข้าสู่เครื่องเข้ารหัสย่อยแต่ละตัวได้มาก แต่ก็ไม่สามารถทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบมีค่าสูงกว่าชนิดบล็อก (14×14) ทั้งนี้อาจเป็นผลเนื่องมาจากการใช้เฟรมข้อมูลขนาดสั้น จะทำให้โอกาสของการป้องกันความผิดพลาดแบบเบิสต์จากการสุ่มค่าตำแหน่งที่

อยู่มีค่าใกล้เคียงกับการจัดสรรตำแหน่งที่อยู่อย่างเป็นระเบียบนั่นเอง ส่วนตัววางสลักรหัสชานิตรีเวอร์สของตัววางสลักรหัสชานิตบล็อก จะทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบมีค่าสูงที่สุด เพราะมีการคำนึงถึงเรื่องทิศทางการป้อนเข้าของลำดับของบิตข้อมูล แต่ gain ที่ได้จากการคำนึงถึงเรื่องทิศทางการป้อนข้อมูลนี้มีค่าไม่สูงนัก (ประมาณ 0.10 dB ที่ระดับของ $BER = 5 \times 10^{-5}$) ทั้งนี้อาจเป็นเพราะรหัสเทอร์โบเป็นแบบเฟรมขนาดสั้นนั่นเอง

สรุปก็คือ คุณลักษณะของตัววางสลักรหัสที่วัดออกมาในรูปความถี่ของระยะห่างรวมระหว่างคู่ตำแหน่งที่อยู่แต่ละคู่ และทิศทางการป้อนลำดับของบิตข้อมูลต่างถือเป็นปัจจัยที่ส่งผลต่อความมีสหสัมพันธ์ระหว่างชุดลำดับของบิตข้อมูล ที่จะป้อนเข้าสู่เครื่องเข้ารหัสย่อยแต่ละตัว ส่วนการเพิ่มโอกาสของการสร้างเส้นทางการอ้อมเบี่ยงเทรลลิสนั้น ไม่น่าจะเป็นปัจจัยสำคัญที่ทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบมีค่าสูงขึ้น

4.2.2 ผลกระทบของรูปแบบการกระจายของบิตรหัส ที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.005$

สำหรับในหัวข้อที่ 4.2.2 นี้จะทำการทดสอบผลกระทบของรูปแบบการกระจายของบิตรหัส ที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ โดยจะทำการทดสอบที่ค่า $f_d T_s = 0.005$ เพราะเป็นช่วงที่สถานะของช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงรวดเร็วพอที่จะทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบมีค่าสูงขึ้นได้อย่างมีนัยสำคัญ ถ้าหากมีการทราบค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณเมื่อเปรียบเทียบกับในกรณีที่ไม่ทราบ (ดูรูปที่ 4.3 - 4.4)



รูปที่ 4.8 ผลกระทบของรูปแบบการกระจายของบิตรหัส ที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบในพจน์ของอัตราบิดผิดพลาด สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ (ดูภาคผนวก ค.2.2 และตารางที่ 2.11ประกอบ)

สำหรับรูปแบบการกระจายของบิตรหัสที่ใช้ในการทดสอบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ ดังแสดงในรูปที่ 4.8 สามารถถูกควบคุมได้โดยการเลือกใช้ตัววางสลับกลับการเข้ารหัส และการเลือกใช้ตัววางสลับช่องสัญญาณชนิดต่าง ๆ ดังแสดงในตารางที่ 4.9

ตารางที่ 4.9 รูปแบบของภาคเข้ารหัสเทอร์โบซึ่งถูกนำไปใช้ในการทดสอบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ ที่สัมพันธ์กับรูปแบบการกระจายของบิตรหัสที่แตกต่างกัน

รูปแบบการกระจายของบิตรหัส	มีการใช้ตัววางสลับกลับการเข้ารหัส หรือไม่	ชนิดของตัววางสลับช่องสัญญาณ
รูปแบบที่ 1	มี	เอกลักษณ์
รูปแบบที่ 2	มี	บล็อก(147x4)
รูปแบบที่ 3	มี	บล็อก(49x12)
รูปแบบที่ 4	มี	บล็อก(25x24)
รูปแบบที่ 5	ไม่มี	เอกลักษณ์
รูปแบบที่ 6	ไม่มี	บล็อก(25x24)
รูปแบบที่ 7	ไม่มี	สุ่ม
รูปแบบที่ 8	มี	สุ่ม

หมายเหตุ ชนิดของตัววางสลับการเข้ารหัสที่ถูกเลือกนำมาใช้ในการทดสอบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบบดังแสดงในตารางที่ 4.9 นี้ เป็นชนิดบล็อก (14x14)

จากรูปที่ 4.8 และตารางที่ 4.9 จะพบว่าภาคเข้ารหัสรูปแบบที่ 1 และ 5 จะทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบอยู่ในระดับที่ต่ำพอๆ กัน นั่นหมายความว่าถ้าการเข้ารหัสใดมีบิตข้อมูลอยู่ชิดกับบิต parity ที่สัมพันธ์กับบิตข้อมูลนั้นแล้วก็ย่อมจะทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบมีค่าต่ำลง แต่ถ้ามีการเลือกใช้ตัววางสลับช่องสัญญาณเข้ามาช่วย ก็จะทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบมีค่าสูงขึ้นได้ โดยที่สมรรถนะของรหัสเทอร์โบจะแปรตามระยะห่างภายในบิตรหัสที่มีความสัมพันธ์กัน (ตัวอย่างของบิตรหัสที่มีความสัมพันธ์กัน เช่น บิตข้อมูลกับบิต parity ที่ออกจากเครื่องเข้ารหัสย่อย RSC แต่ละตัว ณ เวลาที่บิตข้อมูลบิตนั้นถูกป้อนให้กับเครื่องเข้ารหัสย่อยแต่ละตัว)

ค่าความต้องการ Eb/No ของรหัสเทอร์โบจะสูงขึ้นจากเดิมอย่างมีนัยสำคัญ ถ้าเพียงบิตรหัสที่มีความสัมพันธ์กันอยู่ห่างกันด้วยระยะห่างที่มากพอ เช่น รูปแบบการกระจายของบิตรหัสรูปแบบที่ 2 ซึ่งเป็นการแยกบิตรหัสที่มีความสัมพันธ์กันให้อยู่ห่างกันอย่างน้อย 4 บิต จะทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบสูงขึ้นอย่างมีนัยสำคัญประมาณ 0.5 dB ที่ระดับของ BER = 10^{-2} อย่างไรก็ตาม เมื่อบิตรหัสที่มีความสัมพันธ์กันอยู่ห่างกันด้วยระยะห่างที่มากพอแล้ว ก็จะทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบเริ่มมีค่าคงตัว เช่น รูปแบบที่ 3 และ 4 จะพบว่าไม่ว่าบิตรหัสที่มี

ความสัมพันธ์กันจะอยู่ห่างกันอย่างน้อย 12 หรือ 24 บิตก็ตาม ย่อมไม่ทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบแตกต่างกันมากเท่าไรนัก

นอกจากนี้รูปแบบการกระจายของบิตรหัสรูปแบบที่ 7 และ 8 ยังทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบอยู่ในระดับเดียวกันอีก ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าไม่ว่าจะใช้ตัววางสลับช่องสัญญาณชนิดสุ่ม หรือชนิดบดล็อก และไม่ว่าจะมีการนำตัววางสลับกลับการเข้ารหัสเข้ามาใช้ในภาคเข้ารหัสเทอร์โบหรือไม่ก็ตาม ถ้าเพียงบิตรหัสที่มีความสัมพันธ์กันอยู่ห่างกันด้วยระยะห่างที่มากพอแล้วก็ไม่มีความจำเป็นที่จะต้องออกแบบภาคเข้ารหัสเพื่อคำนึงถึงความสัมพันธ์ในการทำงานระหว่างตัววางสลับการเข้ารหัส และตัววางสลับช่องสัญญาณอีกต่อไป เพราะถึงแม้ว่าเฟรมข้อมูลจะมีขนาดสั้น แต่เฟรมของบิตรหัสนั้นก็ถือว่ามีความยาว ดังนั้นไม่ว่าตัววางสลับช่องสัญญาณจะทำการสุ่มค่าตำแหน่งที่อยู่ หรือทำการจัดสรรตำแหน่งที่อยู่อย่างเป็นระเบียบก็ตาม ย่อมไม่ทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบแตกต่างกันแต่อย่างใด

4.3 ผลกระทบของสมมติฐานการทราบค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์

สำหรับในหัวข้อที่ 4.3 นี้จะทำการวิเคราะห์ผลกระทบของสมมติฐานการทราบค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s$ ต่าง ๆ กัน โดยสมมติฐานการทราบค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณซึ่งในงานวิจัยนี้ได้เลือกนำมาทดสอบก็คือ สมมติฐานการทราบค่าความแปรปรวนของสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวก และค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณ จุดประสงค์ของการทดสอบก็เพื่อจะได้ทราบว่าพารามิเตอร์ตัวใดบ้างเมื่อได้ทำการประมาณค่าผิดพลาดไปแล้ว จะส่งผลให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบมีค่าต่ำลงอย่างเห็นได้ชัด โดยในงานวิจัยจะทดสอบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบภายใต้สมมติฐานการทราบค่าพารามิเตอร์ที่แตกต่างกันดังตารางที่ 4.10 ต่อไปนี้

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ตารางที่ 4.10 สัญลักษณ์ของอัลกอริทึม MAP ที่สอดคล้องกับสมมติฐานการทราบค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณ (ดูหัวข้อที่ 2.3.5 ประกอบ)

สัญลักษณ์ของอัลกอริทึม MAP	สมมติฐานการทราบค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณ	
	ทราบค่าความแปรปรวนของ สัญญาณไวท์เกาส์ เขียนแบบบวก หรือไม่	ทราบค่าอัตราขยายของช่อง สัญญาณ หรือไม่
MAP1	ต้องทำการประมาณ	ไม่ทราบค่า และไม่นำมาใช้
MAP2.1 (Model I)	ต้องทำการประมาณ	ต้องทำการประมาณ
MAP2.2.1 (Model II : Hard)	ต้องทำการประมาณ	ต้องทำการประมาณ
MAP2.2.2 (Model II : Soft)	ต้องทำการประมาณ	ต้องทำการประมาณ
MAP2.2.3 (Model II : Mod)	ต้องทำการประมาณ	ต้องทำการประมาณ
MAP3	ต้องทำการประมาณ	ทราบค่าแน่นอน
MAP4	ทราบค่าแน่นอน	ไม่ทราบค่า และไม่นำมาใช้
MAP5.2.2 (Model II : Soft)	ทราบค่าแน่นอน	ต้องทำการประมาณ
MAP6	ทราบค่าแน่นอน	ทราบค่าแน่นอน

สำหรับผลกระทบของสมมติฐานการทราบค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณ ที่ส่งผลต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบในพจน์ของจำนวนบิตผิดพลาด (จากบิตข้อมูลที่ทำกรทดสอบทั้งหมด 1,920,000 บิต เพราะใช้เฟรมข้อมูลที่มีขนาด 192 บิต จำนวน 10,000 เฟรม) สามารถถูกแสดงดังตารางที่ 4.11 และ 4.12 ต่อไปนี้

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ตารางที่ 4.11 สมรรถนะของรหัสเทอร์โบในพจน์ของจำนวนบิตที่ผิดพลาด (Errored Bits ; EBs) สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.01$

Correlated Rayleigh Fading Channel ($f_d T_s = 0.01$)								
SNR (dB)	Code Rate = 1/3							
	MAP 1	MAP 2.1	MAP 2.2.1	MAP 2.2.2	MAP 3	MAP 4	MAP 5.2.2	MAP 6
	จำนวน ของ EBs	จำนวน ของ EBs	จำนวน ของ EBs	จำนวน ของ EBs	จำนวน ของ EBs	จำนวน ของ EBs	จำนวน ของ EBs	จำนวน ของ EBs
4.0	18,666	14,678	14,309	14,418	4,244	21,313	14,247	4,199
4.5	8,753	6,687	6,510	6,642	2,084	11,415	6,797	2,131
5.0	4,253	3,213	3,327	3,478	1,002	5,413	3,620	978
5.5	2,002	1,451	1,615	1,678	392	2,718	1,813	358
6.0	900	715	833	873	121	1,352	917	81
6.5	385	350	370	350	0	645	398	14
7.0	113	79	81	101	0	338	106	0
7.5	0	10	13	34	0	38	15	0
8.0	0	0	15	12	0	0	15	0

จากตารางที่ 4.11 จะพบว่ากระบวนการถอดรหัส MAP4 จะทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบมีค่าต่ำกว่าของ MAP1 เพราะ MAP4 นำเอาเฉพาะค่าความแปรปรวนของสัญญาณไวท์เกาส์เขียนแบบบวกที่ทราบค่าแน่นอนแล้วไปใช้ในกระบวนการถอดรหัส ทั้ง ๆ ที่ในสภาพความเป็นจริงแล้ว สถานะของช่องสัญญาณมีผลอันเนื่องมาจากอัตราขยายของช่องสัญญาณอีกปัจจัยหนึ่ง ดังนั้นจึงเสมือนว่าการนำกระบวนการถอดรหัส MAP4 มาใช้ จึงเป็นการสมมติการจำลองสถานะของช่องสัญญาณที่ผิดพลาดไป

สำหรับการทดสอบความสำคัญของความแปรปรวนของสัญญาณไวท์เกาส์เขียนแบบบวกที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบนั้นจะต้องพิจารณาเปรียบเทียบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบที่อาศัยกระบวนการถอดรหัส MAP3 และ MAP6 ซึ่งต่างเป็นกระบวนการถอดรหัสที่สมมติว่าทราบค่าที่แน่นอนของอัตราขยายของช่องสัญญาณแล้ว แต่แตกต่างกันตรงที่ MAP3 เป็นกระบวนการถอดรหัส ที่ต้องประมาณค่าความแปรปรวนของสัญญาณไวท์เกาส์เขียนแบบบวก ในขณะที่ MAP6 เป็นกระบวนการถอดรหัส ที่สมมติว่าทราบค่าที่แน่นอนของค่าความแปรปรวนของสัญญาณไวท์เกาส์เขียนแบบบวกแล้ว จากผลการทดสอบดังตารางที่ 4.11 พบว่าสมรรถนะของรหัสเทอร์โบที่อาศัยกระบวนการถอดรหัสทั้งสองอยู่ในระดับเดียวกัน โดยที่ MAP6 จะให้สมรรถนะ

ของรหัสเทอร์โบสูงกว่า MAP3 เพียงเล็กน้อยเท่านั้น ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าการทราบค่าความแปรปรวนของสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวกที่ผิดพลาดไปจะไม่ส่งผลให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบต่ำลงเท่าไรนัก

สำหรับการทดสอบถึงความสำคัญของค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณ ที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ จะต้องพิจารณา และเปรียบเทียบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบที่ใช้กระบวนการถอดรหัส MAP4 MAP5 และ MAP6 ซึ่งต่างเป็นกระบวนการถอดรหัสที่สมมติว่าทราบค่าที่แน่นอนของสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวก นอกจากนี้จะต้องพิจารณา และเปรียบเทียบระหว่างกระบวนการถอดรหัส MAP1 MAP2 และ MAP3 ซึ่งต่างเป็นกระบวนการถอดรหัสที่ต้องประมาณค่าของสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวก จากผลการทดสอบดังตารางที่ 4.11 พบว่าการเลือกใช้กระบวนการถอดรหัส MAP6 จะทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบมีค่าสูงกว่าในกรณีของ MAP4 และ MAP5 (ในงานวิจัยนี้เลือกใช้ MAP5.2.2) อย่างเห็นได้ชัด ส่วนการเลือกใช้กระบวนการถอดรหัส MAP3 จะทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบสูงกว่าในกรณีของ MAP1 และ MAP2 อย่างเห็นได้ชัด ดังนั้นการทราบค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณที่แน่นอนแล้ว จึงถือเป็นปัจจัยหนึ่งซึ่งส่งผลให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบมีค่าสูงขึ้นได้อย่างมีนัยสำคัญ

ตารางที่ 4.12 สมรรถนะของรหัสเทอร์โบในพจน์ของจำนวนบิตที่ผิดพลาด สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.005$

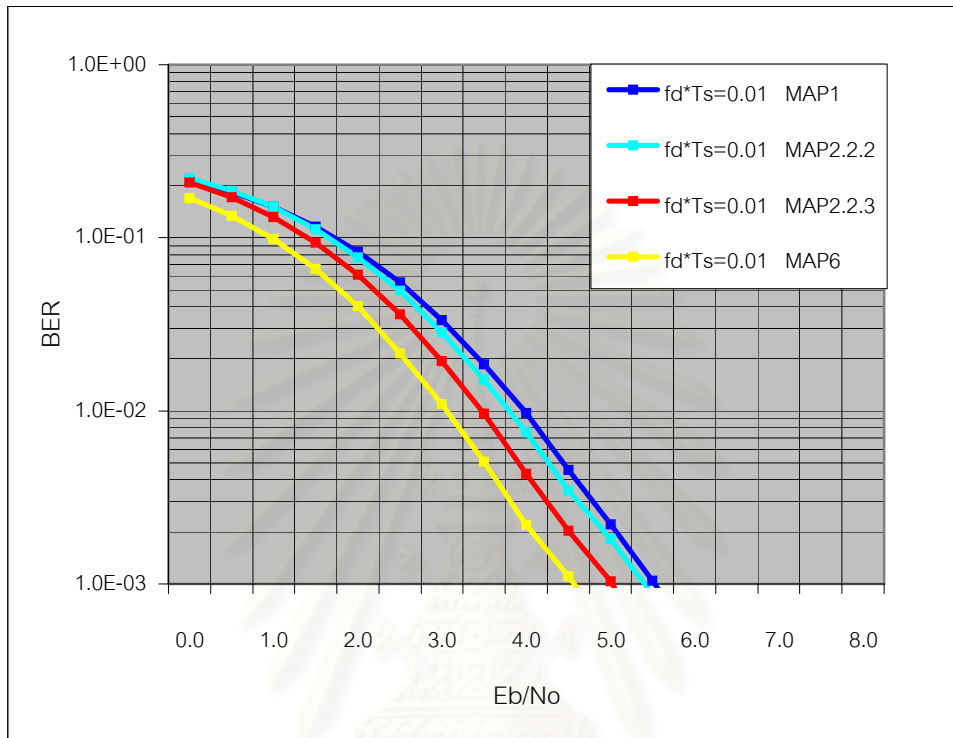
Correlated Rayleigh Fading Channel ($f_d T_s = 0.005$)								
SNR (dB)	Code Rate = 1/3							
	MAP 1	MAP 2.1	MAP 2.2.1	MAP 2.2.2	MAP 3	MAP 4	MAP 5.2.2	MAP 6
	จำนวน ของ EBs	จำนวน ของ EBs	จำนวน ของ EBs	จำนวน ของ EBs	จำนวน ของ EBs	จำนวน ของ EBs	จำนวน ของ EBs	จำนวน ของ EBs
4.0	58,131	51,512	53,114	50,959	32,666	62,990	47,969	32,457
4.5	41,912	35,903	37,030	35,675	21,563	46,266	33,155	21,419
5.0	29,397	24,149	24,256	23,193	14,949	33,259	22,361	14,799
5.5	20,120	16,622	17,189	16,278	10,330	23,122	15,410	10,171
6.0	12,951	11,086	11,314	10,762	6,864	16,303	10,176	6,810
6.5	8,712	7,491	7,388	7,448	4,092	10,880	6,703	4,198
7.0	5,721	4,805	4,961	4,716	2,752	7,347	4,375	2,721
7.5	3,456	2,914	2,915	2,681	1,636	4,880	2,613	1,643
8.0	2,147	1,756	1,644	1,713	1,137	3,086	1,710	1,094

สำหรับผลของสมมติฐานการทราบค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณ ที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.005$ นั้น สามารถถูกแสดงได้ดังตารางที่ 4.12 โดยในการทดสอบถึงความสำคัญของค่าความแปรปรวนของสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบวงที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบพบว่าสมรรถนะของรหัสเทอร์โบที่อาศัยกระบวนการถอดรหัส MAP3 และ MAP6 จะอยู่ในระดับเดียวกัน โดยที่ MAP6 จะให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบสูงกว่า MAP3 เพียงเล็กน้อยเท่านั้น ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่าการทราบค่าความแปรปรวนของสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบวงที่ผิดพลาดไปจะไม่ส่งผลทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบต่ำลงเท่าไรนัก เช่นเดียวกับกรณีของ $f_d T_s = 0.01$

สำหรับการทดสอบถึงความสำคัญของค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณ จะพบว่าการเลือกใช้กระบวนการถอดรหัส MAP6 จะทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบมีค่าสูงกว่าในกรณีของ MAP4 และ MAP5 (ในงานวิจัยนี้เลือกใช้ MAP5.2.2) พอสมควร ส่วนการเลือกใช้กระบวนการถอดรหัส MAP3 จะทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบมีค่าสูงกว่าในกรณีของ MAP1 และ MAP2 พอสมควร ดังนั้นการทราบค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณที่แน่นอนแล้วจึงถือเป็นปัจจัยหนึ่ง ซึ่งส่งผลทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบมีค่าสูงขึ้น เช่นเดียวกับในกรณีของ $f_d T_s = 0.01$ อย่างไรก็ตาม การที่สถานะของช่องสัญญาณยิ่งเสมือนมีความจำมากเท่าไร (นั่นคือ ยิ่งสถานะของช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงช้าเท่าไร) ก็ยิ่งทำให้โอกาสของการเกิดความผิดพลาดแบบเบิสต์มีค่าสูงขึ้น ดังนั้นจึงส่งผลให้การปรับปรุงสมรรถนะของรหัสเทอร์โบในกรณีที่มีการทราบค่าที่แน่นอนของอัตราขยายของช่องสัญญาณ และ $f_d T_s = 0.005$ มีค่าไม่สูงเท่ากับในกรณีของ $f_d T_s = 0.01$

หมายเหตุ สำหรับการทดสอบผลกระทบของสมมติฐานการทราบค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (อัตราการใช้รหัส $R=1/3$) สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.001$ นั้น ในงานวิจัยนี้ไม่ได้ทำการจำลองผลการทดสอบเอาไว้ เพราะการนำค่าความรู้จากช่องสัญญาณมาใช้ร่วมในกระบวนการถอดรหัส สำหรับกรณี $f_d T_s = 0.001$ ย่อมไม่ทำให้เกิดความคุ้มค่าทางด้านการลงทุนในการเพิ่มความซับซ้อนของกระบวนการถอดรหัสเพื่อแลกกับประสิทธิภาพที่จะถูกปรับปรุงขึ้นมาจากเดิม (ดูรูปที่ 4.3 และ 4.4 ประกอบคำอธิบาย)

สำหรับผลของสมมติฐานการทราบค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณ ที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบในรูปแบบของกราฟสามารถถูกแสดงดังรูปที่ 4.9 และ 4.10 ต่อไปนี้



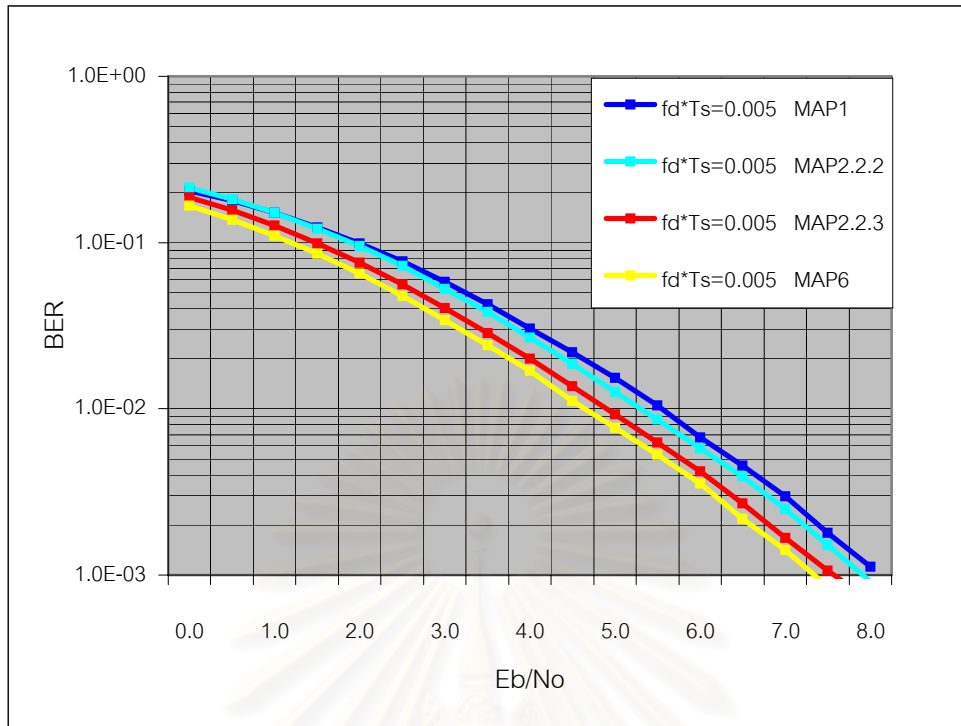
รูปที่ 4.9 ผลกระทบของสมมติฐานการทราบค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (อัตราการใช้รหัส $R=1/3$) สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.01$

จากตารางที่ 4.11 และรูปที่ 4.9 จะพบว่า MAP1 ซึ่งเป็นกระบวนการถอดรหัสที่ไม่มีการนำค่าความรู้เกี่ยวกับอัตราขยายของช่องสัญญาณมาใช้ร่วมในกระบวนการถอดรหัส จะทำให้ค่าความต้องการ E_b/N_0 อยู่ที่ประมาณ 5.50 dB ที่ระดับของ $BER=10^{-3}$ ในขณะที่ MAP6 ซึ่งเป็นกระบวนการถอดรหัสที่มีการทราบค่าที่แน่นอนของอัตราขยายของช่องสัญญาณแล้ว จะทำให้ค่าความต้องการ E_b/N_0 อยู่ที่ประมาณ 4.55 dB ที่ระดับของ $BER=10^{-3}$ ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าการทราบค่าอัตราขยายที่แน่นอนของช่องสัญญาณ และนำความรู้ที่ได้นี้ไปใช้ร่วมในกระบวนการถอดรหัส จะทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบสูงขึ้นได้อย่างมีนัยสำคัญซึ่งในกรณีของรูปที่ 4.9 นี้ทำให้ค่าความต้องการ E_b/N_0 ที่ระดับของ $BER=10^{-3}$ ต่ำลงกว่าเดิมประมาณ $5.50-4.55 = 0.95$ dB อย่างไรก็ตาม ในทางปฏิบัติจะพบว่า การทราบค่าที่แน่นอนของอัตราขยายของช่องสัญญาณ

เป็นสิ่งที่กระทำได้ยาก เพราะในสภาพความเป็นจริงแล้วสถานะของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลี นั้น จะมีผลของสัญญาณไวท์เกาเซียนแบบบวกมาพร้อมด้วย ซึ่งจะส่งผลโดยตรงต่อความถูกต้องของค่าประมาณอัตราขยายที่ได้จากวงจรกรอง และความถูกต้องของบิตที่จะถูกถอดรหัส (ดูหมายเหตุของสมการที่ 3.1 ประกอบ) นอกจากนี้ปัญหาที่สำคัญอีกประการหนึ่งสำหรับการติดตามสถานะของช่องสัญญาณ คือ ขีดจำกัดในการติดตามสถานะของช่องสัญญาณของตัวอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้นั้นเอง

สำหรับกระบวนการถอดรหัสซึ่งในงานวิจัยนี้นำเสนอ หรือ MAP2.2.3 (ดูตารางที่ 4.10 ประกอบ) สามารถทำให้ค่าความต้องการ Eb/No อยู่ที่ค่าประมาณ 5.05 dB ที่ระดับของ BER = 10^{-3} อย่างไรก็ตามถ้าใช้กระบวนการถอดรหัส MAP2.1 MAP2.2.1 หรือ MAP2.2.2 (ดูตารางที่ 4.10 ประกอบ) ก็จะทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบต่ำกว่านี้ เพราะว่าอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ประเภท LMS ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้เลือกนำมาใช้นั้นมีการประวิงเวลาเกิดขึ้นมาก ดังนั้นการปรับปรุงสมรรถนะของรหัสเทอร์โบสำหรับกรณี $f_d T_s = 0.01$ จึงไม่สามารถกระทำได้ดีตามที่ควรจะเป็น สรุปก็คือ ในกรณีของ $f_d T_s = 0.01$ จะพบว่าการทราบค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณที่ถูกต้อง จะช่วยเพิ่มสมรรถนะให้กับรหัสเทอร์โบประมาณ 0.95 dB ที่ระดับของ BER = 10^{-3} แต่ในทางปฏิบัติสามารถเพิ่มได้เพียงประมาณ 0.45 dB เพราะอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ประเภท LMS ไม่สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงสถานะของช่องสัญญาณได้ทัน (ดูรูปที่ 4.11) ถึงแม้ว่า MAP2.2.3 จะมีการชดเชยการประวิงเวลา และมีการใช้อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ทั้งสองทิศทางแล้วก็ตาม ดังนั้นสมรรถนะของรหัสเทอร์โบที่ปฏิบัติได้จริงนั้น นอกจากจะขึ้นอยู่กับความเร็วในการเปลี่ยนแปลงสถานะของช่องสัญญาณแล้วยังขึ้นอยู่กับขีดจำกัดของเครื่องมือ ซึ่งในที่นี้ก็คืออัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ที่ถูกเลือกนำมาใช้อีกด้วย

สำหรับผลของสมมติฐานการทราบค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณ ที่ส่งผลต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (อัตราการใช้รหัส $R=1/3$) สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.005$ (ซึ่งเป็นสถานะของช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงช้ากว่าเดิมเมื่อเปรียบเทียบกับในกรณีของ $f_d T_s = 0.01$) นั้น สามารถถูกแสดงดังรูปที่ 4.10

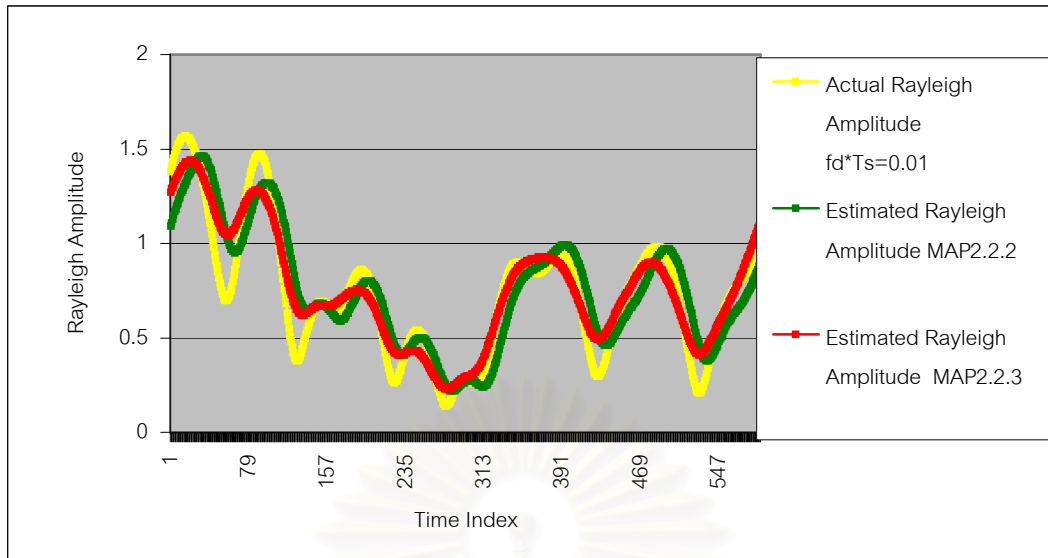


รูปที่ 4.10 ผลกระทบของสมมติฐานการทราบค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (อัตราการใช้รหัส $R=1/3$) สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.005$

จากตารางที่ 4.12 และรูปที่ 4.10 จะพบว่า MAP1 ซึ่งเป็นกระบวนการถอดรหัสที่ไม่มีการนำค่าความรู้เกี่ยวกับอัตราขยายของช่องสัญญาณมาใช้ร่วมในกระบวนการถอดรหัสนั้น จะทำให้ค่าความต้องการ E_b/N_0 อยู่ที่ประมาณ 8.05 dB ที่ระดับของ $BER=10^{-3}$ ในขณะที่ MAP6 ซึ่งเป็นกระบวนการถอดรหัสที่มีการทราบค่าที่แน่นอนของอัตราขยายของช่องสัญญาณแล้ว จะทำให้ค่าความต้องการ E_b/N_0 อยู่ที่ประมาณ 7.30 dB ที่ระดับของ $BER=10^{-3}$ ดังนั้นสมรรถนะของรหัสเทอร์โบในกรณีของ $f_d T_s = 0.005$ จะถูกปรับปรุงขึ้นจากเดิมประมาณ 0.75 dB ที่ระดับของ $BER=10^{-3}$ ซึ่งค่าที่ได้นี้จะต่ำกว่าในกรณีของ $f_d T_s = 0.01$ (ซึ่งมีค่าประมาณ 0.95 dB ที่ระดับของ $BER=10^{-3}$) ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่ายิ่งสถานะของช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงช้าลงเท่าไร ยิ่งทำให้สมรรถนะที่จะถูกปรับปรุงมีค่าต่ำลงเท่านั้น อย่างไรก็ตาม ในทางปฏิบัติสมรรถนะของรหัสเทอร์โบจะถูกปรับปรุงได้มากเท่าไรขึ้นอยู่กับความสามารถของอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ที่ทำการเลือกใช้ด้วย โดยเมื่อพิจารณาจากรูปที่ 4.10 จะพบว่าถึงแม้สถานะของช่องสัญญาณในกรณีของ $f_d T_s = 0.005$ นี้จะมีการเปลี่ยนแปลงที่ช้าลงเมื่อเปรียบเทียบกับในกรณีของ $f_d T_s = 0.01$ แต่กระบวนการถอดรหัส MAP2.2.2 แทบจะไม่ช่วยเพิ่มสมรรถนะให้กับรหัสเทอร์โบได้เลยทั้ง ๆ ที่

การติดตามสถานะของช่องสัญญาณสามารถกระทำได้ดีขึ้นกว่าในกรณีของ $f_d T_s = 0.01$ (ดูรูปที่ 4.13 เปรียบเทียบกับรูปที่ 4.11) อย่างไรก็ตามถ้ามีการชดเชยการประวิงเวลา และใช้อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ประเภท LMS ทั้ง 2 ทิศทางแล้ว จะช่วยเพิ่มสมรรถนะของรหัสเทอร์โบให้มีค่าสูงขึ้น โดยจะเห็นได้ว่าการถอดรหัส MAP2.2.3 สามารถเข้าใกล้สมรรถนะที่อาศัยกระบวนการถอดรหัส MAP6 ได้มากกว่าในกรณีของ MAP2.2.2 นอกจากนี้การที่ MAP2.2.3 ในกรณีของ $f_d T_s = 0.005$ สามารถเข้าใกล้สมรรถนะที่อาศัยกระบวนการถอดรหัส MAP6 ได้มากกว่าในกรณีของ $f_d T_s = 0.01$ (ดูรูปที่ 4.10 เปรียบเทียบกับรูปที่ 4.9) เพราะสถานะของช่องสัญญาณที่ค่า $f_d T_s = 0.005$ ถือว่าไม่ได้เปลี่ยนแปลงรวดเร็วจนเกินไปนัก จึงทำให้อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงสถานะได้ทัน

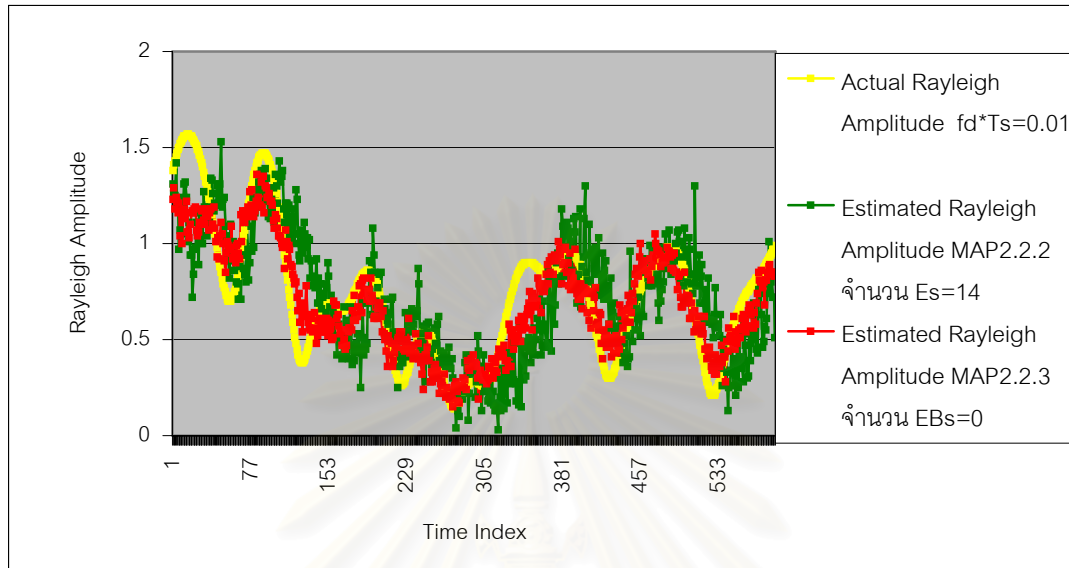
สรุปก็คือ การทราบค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณจะช่วยให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบมีค่าสูงขึ้น โดยสมรรถนะของรหัสเทอร์โบที่ถูกปรับปรุงจะมีค่าน้อยเท่าไรขึ้นอยู่กับความเร็วในการเปลี่ยนแปลงสถานะของช่องสัญญาณ และความสามารถของอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ในทางทฤษฎีพบว่าถ้ายังสถานะของช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงที่รวดเร็ว ยิ่งทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบสามารถถูกปรับปรุงได้มาก เพราะโอกาสของการเกิดความผิดพลาดแบบเบิสต์ที่มีขนาดยาว ๆ นั้นต่ำกว่า อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติ จะพบว่าสถานะของช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงที่รวดเร็วเกินไปจะทำให้อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ไม่สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงสถานะได้ทัน (ถึงแม้จะมีการชดเชยเรื่องการประวิงเวลาแล้วก็ตาม) และทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบไม่สามารถถูกปรับปรุงได้มากเท่ากับที่ควรจะเป็น ดังนั้นในทางปฏิบัติจึงสามารถสรุปได้ว่าสมรรถนะของรหัสเทอร์โบที่ถูกปรับปรุงได้อย่างมีประสิทธิภาพ จะต้องอยู่ภายใต้สถานะของช่องสัญญาณที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงเร็ว หรือช้าจนเกินไป เมื่อเปรียบเทียบกับความสามารถในการติดตามสถานะของช่องสัญญาณของอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ที่ถูกเลือกนำมาใช้



รูปที่ 4.11 การประมาณค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณสำหรับรหัสเทอร์โบที่มีอัตราการเข้ารหัส $R = 1/3$ สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์เลห์ที่มีสหสัมพันธ์ ($f_d T_s = 0.01$) และค่า $E_b/N_0 = 100.0$ dB (การชดเชยการประวิงเวลาสำหรับกระบวนการถอดรหัส MAP2.2.3 มีค่าเท่ากับ 10)

จากรูปที่ 4.11 จะพบว่าการติดตามสถานะของช่องสัญญาณโดยอาศัยกระบวนการถอดรหัส MAP2.2.2 ไม่สามารถกระทำได้ดีเท่าที่ควร เพราะสถานะของช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว นอกจากนี้ปัญหาเรื่องความถูกต้องในการติดตามสถานะของช่องสัญญาณแล้ว ปัญหาที่สำคัญอีกประการหนึ่งก็คือ การประวิงเวลาที่เกิดขึ้นอันเนื่องมาจากการนำอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้มาใช้ซึ่งถึงแม้ว่าจะมีค่าไม่มากนักคือประมาณ 10 หน่วย (ของดัชนีทางเวลา) แต่ก็เพียงพอที่จะทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบแทบจะไม่ถูกปรับปรุงจากเดิม (MAP1) ได้เลย (ดูรูปที่ 4.9 ประกอบ) อย่างไรก็ตาม เมื่อใช้กระบวนการถอดรหัส MAP2.2.3 ซึ่งได้มีการชดเชยการประวิงเวลา และมีการใช้อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ประเภท LMS ทั้งสองทิศทางแล้ว จะพบว่าเค้าโครงของกราฟค่าประมาณอัตราขยายของช่องสัญญาณค่อนข้างถูกต้องตามความเป็นจริงมากกว่าเดิม แต่การติดตามสถานะของช่องสัญญาณในกรณีของ MAP2.2.3 จะพบว่าไม่ได้ดีไปกว่าในกรณีของ MAP2.2.2 โดยเฉพาะในช่วงที่อัตราขยายของช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว (ไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงมาก แต่เปลี่ยนแปลงเร็ว) ทั้งนี้อาจเป็นผลเนื่องมาจากการประวิงเวลาที่เกิดขึ้นมีค่าไม่เท่ากันในช่วงเวลาแต่ละช่วง จึงทำให้การชดเชยการประวิงเวลาที่มีค่าเท่ากับ 10 นี้เป็นเพียงค่าประมาณของค่าการประวิงเวลาของทั้งเฟรมข้อมูล และส่งผลทำให้การเฉลี่ยค่าประมาณอัตราขยายของช่องสัญญาณที่ได้จากอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ทั้งสองทิศทาง มีความผิดพลาดไปบ้าง ซึ่งจะสังเกตได้จากเส้นกราฟค่าประมาณอัตราขยายของ

ช่องสัญญาณ ในช่วงที่อัตราขยาย ของช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วสำหรับ กระบวนการถอดรหัส MAP2.2.3 จะมีลักษณะเรียบ และน้อยกว่าในกรณีของ MAP2.2.2



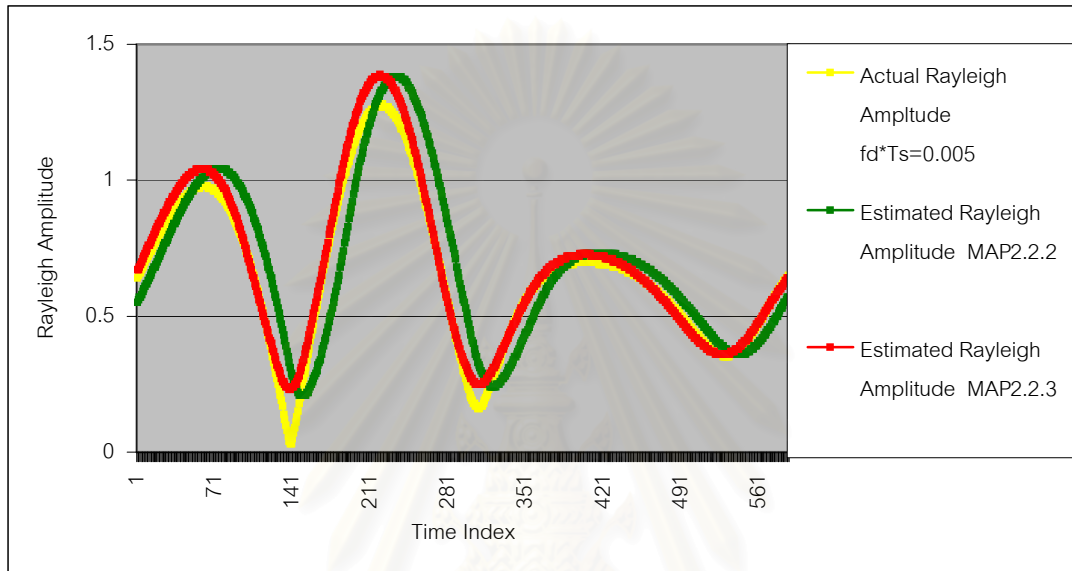
รูปที่ 4.12 การประมาณค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณสำหรับรหัสเทอร์โบที่มีอัตราการใช้รหัส $R = 1/3$ สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์เลห์ที่มีสหสัมพันธ์ ($f_d T_s = 0.01$) และค่า $E_b/N_0 = 3.5$ dB (การชดเชยการประวิงเวลาสำหรับกระบวนการถอดรหัส MAP2.2.3 มีค่าเท่ากับ 10)

จากรูปที่ 4.12 จะพบว่ายิ่งค่าความแปรปรวนของสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวมมีค่ามากขึ้นก็ยิ่งทำให้การติดตามสถานะของช่องสัญญาณผิดพลาดมากขึ้น และส่งผลทำให้อัตราบิดเบือนจากการถอดรหัสมีค่าสูงขึ้นตามไปด้วย เพราะแท็บของสัญญาณขาเข้าที่จะป้อนให้กับวงจรกรองแบบปรับตัวได้มีความสัมพันธ์กับบิตที่ได้จากการถอดรหัสตามสมการที่ 3.1 ดังนั้นถ้าใช้กระบวนการถอดรหัส MAP2.2.2 ซึ่งไม่มีการชดเชยการประวิงเวลาจะส่งผลให้การติดตามสถานะของช่องสัญญาณผิดพลาดมากกว่าในกรณีของ MAP2.2.3 และทำให้อัตราบิดเบือนที่ได้จากการถอดรหัสของกรณี MAP2.2.2 มีค่าสูงกว่าในกรณีของ MAP2.2.3 ซึ่งจากรูปที่ 4.12 จะวัดความผิดพลาดในพจน์ของจำนวนบิตที่ถูกถอดรหัสผิดพลาดไปสำหรับเฟรมข้อมูลที่ทำกรทดสอบ ซึ่งจะพบว่ากระบวนการถอดรหัส MAP2.2.2 จะให้จำนวนบิตผิดพลาดสำหรับเฟรมข้อมูลทดสอบเท่ากับ 14 ในขณะที่กระบวนการถอดรหัส MAP2.2.3 จะให้จำนวนบิตผิดพลาดสำหรับเฟรมข้อมูลทดสอบเท่ากับ 0

ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าการชดเชยการประวิงเวลาจะช่วยทำให้ค่าประมาณอัตราขยายของช่องสัญญาณที่อ่านได้มีโอกาสถูกต้องมากกว่าเดิม โดยค่าประมาณอัตราขยายของช่องสัญญาณ

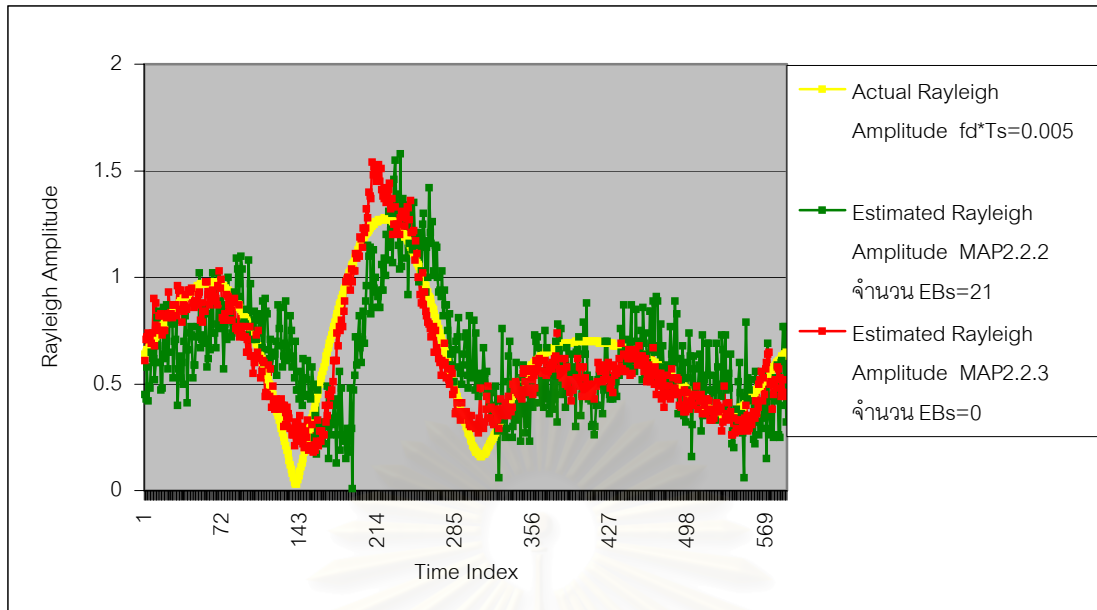
ที่ถูกต้องจะช่วยทำให้กระบวนการถอดรหัสมีความถูกต้องมากยิ่งขึ้น และบิตที่ถูกต้องจากการถอดรหัสก็จะช่วยทำให้การติดตามสถานะของช่องสัญญาณในการวนรอบครั้งถัดไป มีความถูกต้องมากยิ่งขึ้นเช่นเดียวกัน โดยข้อเท็จจริงที่กล่าวนี้จะเห็นผลได้ชัดเจนยิ่งขึ้น ถ้าสถานะของช่องสัญญาณยังมีค่าความแปรปรวนของสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวทที่สูง

สำหรับการประมาณค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณในกรณี $f_d T_s = 0.005$ สามารถถูกแสดงดังรูปที่ 4.13 และ 4.14



รูปที่ 4.13 การประมาณค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณสำหรับรหัสเทอร์โบที่มีอัตราการใช้รหัส $R = 1/3$ สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์เลห์ที่มีสหสัมพันธ์ ($f_d T_s = 0.005$) และค่า $E_b/N_0 = 100.0$ dB (การชดเชยการประวิงเวลาสำหรับกระบวนการถอดรหัส MAP2.2.3 มีค่าเท่ากับ 20)

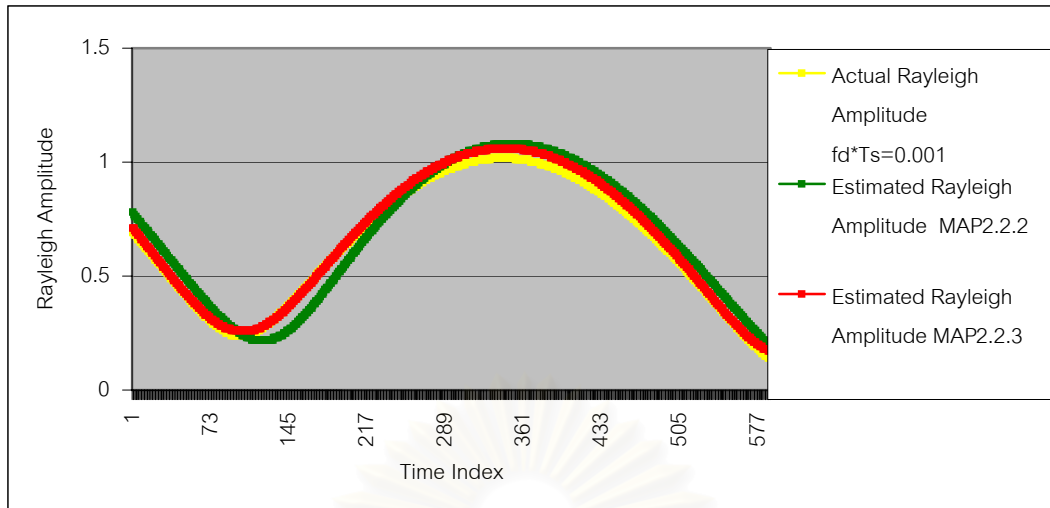
จากรูปที่ 4.13 จะพบว่าการติดตามสถานะของช่องสัญญาณโดยอาศัยกระบวนการถอดรหัส MAP2.2.2 สามารถกระทำได้ดีกว่าในกรณีของ $f_d T_s = 0.01$ เพราะสถานะของช่องสัญญาณไม่ได้มีการเปลี่ยนแปลงที่รวดเร็วจนเกินไปนัก อย่างไรก็ตาม ปัญหาเรื่องการประวิงเวลาสำหรับกรณี $f_d T_s = 0.005$ ยังคงมีอยู่ แต่เมื่ออาศัยกระบวนการถอดรหัส MAP2.2.3 ซึ่งได้มีการชดเชยการประวิงเวลา และใช้อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ประเภท LMS ทั้งสองทิศทางแล้ว จะพบว่าเค้าโครงเส้นกราฟของค่าประมาณอัตราขยายของช่องสัญญาณ ค่อนข้างถูกต้องตามความเป็นจริงมากกว่าในกรณีของ MAP2.2.2 และจะมีปัญหาเพียงเล็กน้อยเฉพาะในช่วงที่เส้นกราฟของอัตราขยายของช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนว่า



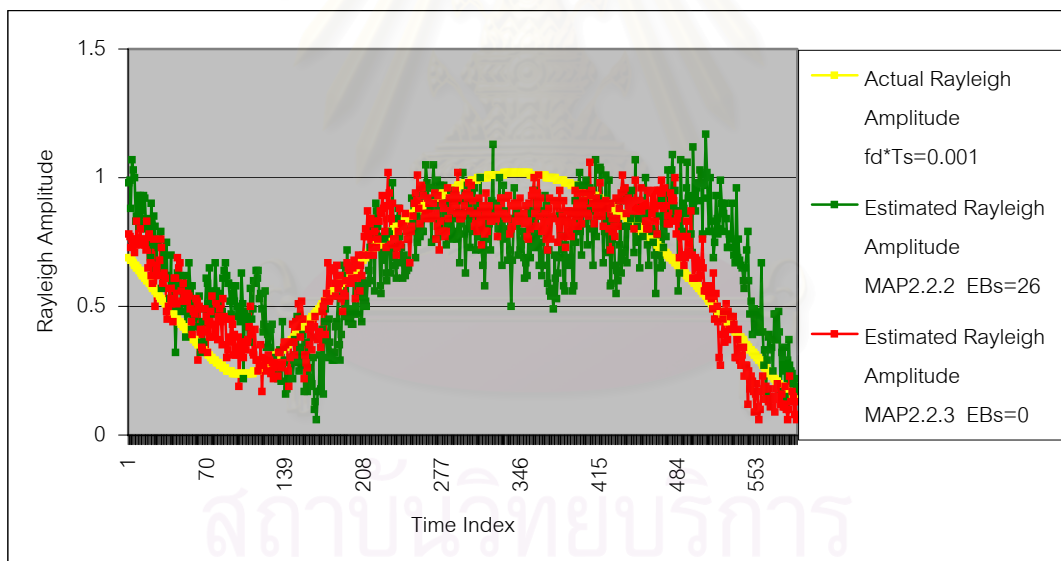
รูปที่ 4.14 การประมาณค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณสำหรับรหัสเทอร์โบที่มีอัตราการใช้รหัส $R = 1/3$ สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์เลห์ที่มีสหสัมพันธ์ ($f_d T_s = 0.005$) และค่า $E_b/N_0 = 3.5$ dB (การชดเชยการประวิงเวลาสำหรับกระบวนการถอดรหัส MAP2.2.3 มีค่าเท่ากับ 20)

จากรูปที่ 4.14 จะพบว่ายิ่งค่าความแปรปรวนของสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวมมีค่าสูงขึ้นก็ยิ่งทำให้การติดตามสถานะของช่องสัญญาณมีโอกาสผิดพลาดมากยิ่งขึ้น และทำให้อัตราบิดผิดพลาดจากการถอดรหัสมีค่าสูงขึ้นตามไปด้วย เหมือนในกรณีของ $f_d T_s = 0.01$ ดังนั้นถ้าใช้กระบวนการถอดรหัส MAP2.2.2 ซึ่งไม่มีการชดเชยการประวิงเวลาแล้ว จะส่งผลให้การติดตามสถานะของช่องสัญญาณผิดพลาดมากกว่า MAP2.2.3 และทำให้อัตราบิดผิดพลาดที่ได้จากการถอดรหัสของ MAP2.2.2 มีค่าสูงกว่า MAP2.2.3 ซึ่งจากรูปที่ 4.14 จะวัดความผิดพลาดในพจน์ของจำนวนบิตที่ถูกถอดรหัสผิดพลาดไปสำหรับเฟรมข้อมูลที่ทำกรทดสอบ ซึ่งจะพบว่ากระบวนการถอดรหัส MAP2.2.2 จะให้จำนวนบิตผิดพลาดสำหรับเฟรมข้อมูลทดสอบเท่ากับ 21 ในขณะที่กระบวนการถอดรหัส MAP2.2.3 จะให้จำนวนบิตผิดพลาดสำหรับเฟรมข้อมูลทดสอบเท่ากับ 0

สำหรับการประมาณค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณในกรณี $f_d T_s = 0.001$ สามารถถูกแสดงดังรูปที่ 4.15 และ 4.16



รูปที่ 4.15 การประมาณค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณสำหรับรหัสเทอร์โบที่มีอัตราการใช้รหัส $R = 1/3$ สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์เลห์ที่มีสหสัมพันธ์ ($f_d T_s = 0.001$) และค่า $E_b/N_0 = 100.0$ dB (การชดเชยการประวิงเวลาสำหรับกระบวนการถอดรหัส MAP2.2.3 มีค่าเท่ากับ 40)



รูปที่ 4.16 การประมาณค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณสำหรับรหัสเทอร์โบที่มีอัตราการใช้รหัส $R = 1/3$ สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์เลห์ที่มีสหสัมพันธ์ ($f_d T_s = 0.001$) และค่า $E_b/N_0 = 3.5$ dB (การชดเชยการประวิงเวลาสำหรับกระบวนการถอดรหัส MAP2.2.3 มีค่าเท่ากับ 40)

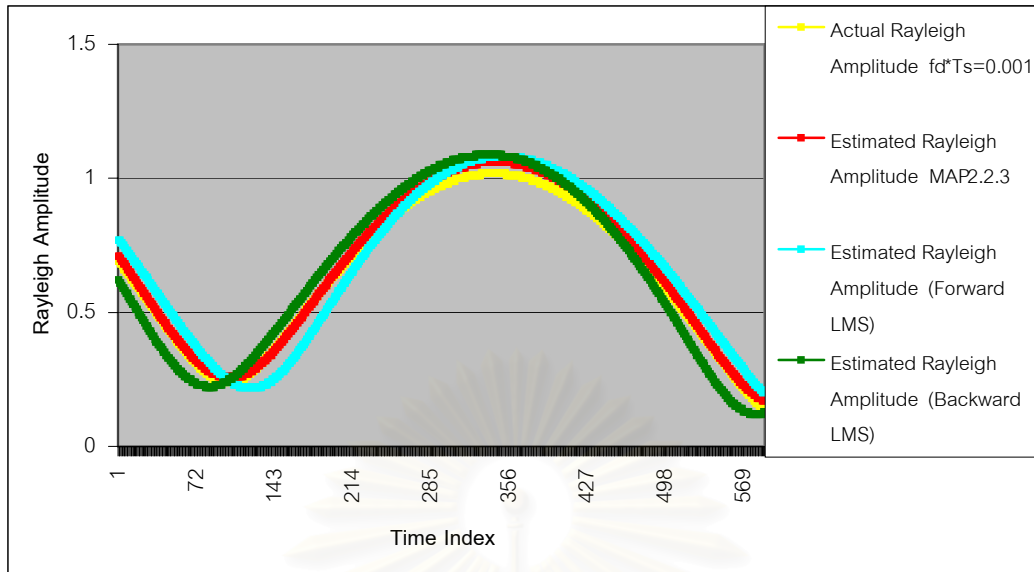
จากรูปที่ 4.15 จะพบว่าการติดตามสถานะของช่องสัญญาณโดยอาศัยกระบวนการถอดรหัส MAP2.2.2 สามารถทำได้ดีเทียบเท่ากับในกรณีของ MAP2.2.3 เพราะสถานะของ

ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้า ๆ และช่องสัญญาณมีค่าความแปรปรวนของสัญญาณไวท์เกาส์เขียนแบบบวกที่ต่ำนั่นเอง

จากรูปที่ 4.16 จะพบว่าเมื่อค่าความแปรปรวนของสัญญาณไวท์เกาส์เขียนแบบบวกมีค่าสูงขึ้นย่อมส่งผลทำให้การติดตามสถานะของช่องสัญญาณเป็นไปด้วยความยากลำบากมากยิ่งขึ้นเหมือนในกรณีของ $f_d T_s = 0.01$ และ 0.005 โดยกระบวนการถอดรหัส MAP2.2.2 ซึ่งไม่มีการชดเชยการประวิงเวลาจะทำให้การติดตามสถานะของช่องสัญญาณผิดพลาดมากกว่า และส่งผลให้อัตราบิตผิดพลาดที่ได้จากการถอดรหัสมีค่าสูงกว่าในกรณีของ MAP2.2.3 ซึ่งจากรูปที่ 4.16 จะพบว่า MAP2.2.2 จะให้จำนวนบิตผิดพลาดสำหรับเฟรมข้อมูลที่ทำการทดสอบเท่ากับ 26 ในขณะที่ MAP2.2.3 จะให้จำนวนบิตผิดพลาดเท่ากับ 0

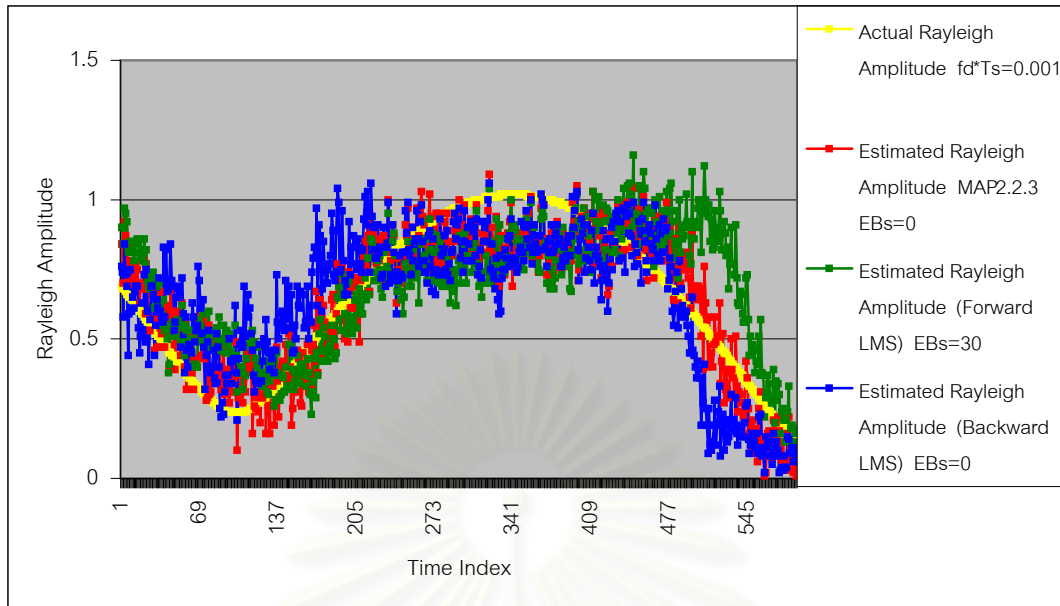
นอกจากนี้จากรูปที่ 4.15 และ 4.16 สามารถสรุปได้ว่าการติดตามสถานะของช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้า ๆ มีทั้งข้อดี และข้อเสีย ข้อดีคือการเปลี่ยนแปลงสถานะของช่องสัญญาณอย่างช้า ๆ จะส่งผลให้อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงได้ทัน ส่วนข้อเสียก็คือสถานะของช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้า ๆ จะให้อโอกาสของการเกิดความผิดพลาดแบบเบิรสต์ที่สูงกว่าเดิม โดยเฉพาะอย่างยิ่งถ้าช่องสัญญาณมีค่าความแปรปรวนของสัญญาณไวท์เกาส์เขียนแบบบวกที่สูง ดังนั้นการติดตามสถานะของช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงที่ช้าเกินไป จึงไม่สามารถกระทำได้อย่างสะดวกตามที่ได้คาดคิดกันไว้ เพราะถึงแม้ว่าสถานะของช่องสัญญาณจะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้า ๆ แต่ก็ไม่อาจให้อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงสถานะของช่องสัญญาณได้อย่างถูกต้อง

สำหรับการทดสอบความสามารถในการติดตามสถานะของช่องสัญญาณ ในกรณีที่อาศัยกระบวนการถอดรหัส MAP2.2.3 จะต้องมีการทดสอบความถูกต้องของอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ประเภท LMS ทั้งสองทิศทางเสียก่อน โดยในงานวิจัยนี้จะกำหนดชื่อ Forward LMS และ Backward LMS แทนอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ที่มีการไล่ของดัชนีทางเวลาจากซ้ายไปขวา และจากขวาไปซ้าย ตามลำดับ (หรือไล่จากดัชนีทางเวลาที่มีค่าน้อยไปหาค่ามาก และจากค่ามากไปหาค่าน้อยนั่นเอง) โดยผลการทดสอบความถูกต้องของอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ทั้งสองทิศทางสามารถถูกแสดงดังรูปที่ 4.17 และ 4.18



รูปที่ 4.17 การประมาณค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณสำหรับรหัสเทอร์โบที่มีอัตราการเข้ารหัส $R = 1/3$ สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์เลห์ที่มีสหสัมพันธ์ ($f_d T_s = 0.001$) และค่า $E_b/N_0 = 100.0$ dB (การชดเชยการประวิงเวลาสำหรับกระบวนการถอดรหัส MAP2.2.3 มีค่าเท่ากับ 40)

จากรูปที่ 4.17 จะพบว่าอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ประเภท LMS สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงสถานะของช่องสัญญาณได้ค่อนข้างถูกต้อง แต่ยังคงมีปัญหาเรื่องการประวิงเวลาซึ่งเกิดขึ้นทั้งสองทิศทางอยู่ อย่างไรก็ตามเมื่อมีการชดเชยการประวิงเวลา และนำผลที่ได้จากการใช้อัลกอริทึมแบบปรับตัวในแต่ละทิศทางมาทำการประมาณค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณ ดังเช่นในกระบวนการถอดรหัส MAP2.2.3 แล้ว จะพบว่า การติดตามสถานะของช่องสัญญาณมีความถูกต้องตามสภาพความเป็นจริงมากกว่าเดิม



รูปที่ 4.18 การประมาณค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณ สำหรับรหัสเทอร์โบที่มีอัตราการเข้ารหัส $R = 1/3$ สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์เลห์ที่มีสหสัมพันธ์ ($f_d T_s = 0.001$) และค่า $E_b/N_0 = 3.5$ dB (การชดเชยการประวิงเวลาสำหรับกระบวนการถอดรหัส MAP2.2.3 มีค่าเท่ากับ 40)

จากรูปที่ 4.18 จะพบว่าเมื่อความแปรปรวนของสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวกมีค่าสูงขึ้น จะทำให้การติดตามสถานะของช่องสัญญาณเป็นไปด้วยความยากลำบากมากยิ่งขึ้น เพราะจำนวนของบิตที่ถูกถอดรหัสได้อย่างถูกต้อง สำหรับกระบวนการถอดรหัสในรอบปัจจุบันมีจำนวนน้อยลง และส่งผลทำให้การหาค่าประมาณอัตราขยายของช่องสัญญาณสำหรับกระบวนการถอดรหัสในรอบถัดไป (ดูสมการที่ 3.1 ประกอบ) มีความถูกต้องน้อยลงเช่นเดียวกัน นอกจากนี้ยังพบอีกว่าการใช้อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ ซึ่งไม่มีการชดเชยการประวิงเวลาในแต่ละทิศทาง จะส่งผลให้ค่าประมาณอัตราขยายของช่องสัญญาณที่อ่านได้คลาดเคลื่อนไปจากความเป็นจริงอีกด้วย ดังนั้นการชดเชยการประวิงเวลาจึงถือว่าเป็นปัจจัยหนึ่งที่มีความสำคัญมากในการทำให้กระบวนการถอดรหัสสามารถถอดรหัสออกมาได้อย่างถูกต้อง

นอกจากการประวิงเวลาจะถือเป็นปัญหาสำคัญที่ต้องมีการคำนึงถึง เพื่อให้กระบวนการถอดรหัสสามารถถอดรหัสออกมาได้อย่างถูกต้องแล้ว การใช้อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ทั้งสองทิศทางเพื่อเพิ่มค่าความเชื่อถือได้ของอัตราขยายของช่องสัญญาณ ก็ถือว่าเป็นอีกปัจจัยหนึ่งที่มีความสำคัญเช่นเดียวกัน ดังแสดงในรูปที่ 4.17 และ 4.18 โดยเฉพาะในรูปที่ 4.18 จะเห็นได้

ชัดเจนว่าถ้ากระบวนการถอดรหัสเทอร์โบอาศัยอัลกอริทึม Forward LMS ในการหาค่าประมาณ อัตราขยายของช่องสัญญาณ ก็จะทำให้จำนวนบิตผิดพลาดสำหรับเฟรมข้อมูลทดสอบเท่ากับ 30 ในขณะที่อัลกอริทึม Backward LMS จะทำให้จำนวนบิตผิดพลาดเท่ากับ 0 ผลการทดสอบที่ได้นี้แสดงให้เห็นว่า อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ทั้งสอง ถึงแม้ว่าจะให้โอกาสของการเกิดความผิดพลาดจากการถอดรหัสมีค่าเท่า ๆ กันในแต่ละทิศทางก็ตาม ในสภาพความเป็นจริงแล้วค่าประมาณ อัตราขยายของช่องสัญญาณที่หาได้จากอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ในแต่ละทิศทางจะมีค่าไม่เท่ากัน ดังนั้นการเลือกใช้กระบวนการถอดรหัส MAP2.2.3 จึงเป็นการป้องกันการเชื่อมต่ออัลกอริทึม Forward LMS หรือ Backward LMS รูปแบบใดรูปแบบหนึ่งมากเกินไป โดยจะสังเกตเห็นได้จากเส้นกราฟค่าประมาณอัตราขยายของช่องสัญญาณดังแสดงในรูปที่ 4.12 4.14 4.16 และ 4.18 ซึ่งนอกจากแทบจะไม่มีการประวิงเวลาเกิดขึ้นแล้ว ยังมีลักษณะเรียบอีกด้วย

สรุปก็คือ ความถูกต้องของการติดตามสถานะของช่องสัญญาณจะแปรผันตามความถูกต้องของบิตรหัสที่ถูกถอดรหัสในการวนรอบซ้ำก่อนหน้า ดังนั้นประสิทธิภาพในการติดตามสถานะของช่องสัญญาณจะสูงขึ้น ถ้าค่าความแปรปรวนของสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวกรมีค่าต่ำลง นอกจากนี้ประสิทธิภาพของการติดตามสถานะของช่องสัญญาณน่าจะสูงขึ้น ถ้าหากสถานะของช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงที่รวดเร็วขึ้น เพราะช่องสัญญาณที่มีความจำน้อยจะให้ออกาสของการเกิดความผิดพลาดแบบเบิสต์ที่ต่ำกว่าช่องสัญญาณที่มีความจำมาก แต่จากผลการทดสอบพบว่าสถานะของช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงที่รวดเร็วจนเกินไป เช่นในกรณีของ $f_d T_s = 0.01$ จะทำให้อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ ไม่สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงสถานะของช่องสัญญาณได้ทัน ดังนั้นการใช้อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้จึงอยู่ในช่วงของการใช้งานที่จำกัดคืออยู่ในช่วงของการเปลี่ยนแปลงสถานะของช่องสัญญาณที่ไม่เร็ว หรือช้าจนเกินไป เมื่อเปรียบเทียบกับความสามารถในการติดตามสถานะของช่องสัญญาณของอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ที่ถูกเลือกนำมาใช้ สำหรับในงานวิจัยนี้พบว่าค่าการเปลี่ยนแปลงสถานะของช่องสัญญาณในกรณีของ $f_d T_s = 0.005$ จะทำให้กระบวนการถอดรหัส MAP2.2.3 เป็นไปอย่างมีประสิทธิภาพและคุ้มค่าต่อการลงทุนมากที่สุด เมื่อเปรียบเทียบกับค่า $f_d T_s = 0.01$ และ 0.001

บทที่ 5

สรุปผลการทดสอบ และข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการทดสอบ

งานวิจัยนี้ ได้มีการศึกษา ทดสอบ และเปรียบเทียบสมรรถนะของรหัสนิวเคลียร์สำหรับช่องสัญญาณประเภทต่าง ๆ เพื่อให้การศึกษารหัสนิวเคลียร์ครอบคลุมยิ่งขึ้น เพราะสถานะของช่องสัญญาณที่ต่างกันจะส่งผลทำให้สมรรถนะของรหัสนิวเคลียร์มีความแตกต่างกัน จากผลการทดสอบพบว่าช่องสัญญาณที่ส่งผลให้สมรรถนะของรหัสนิวเคลียร์เรียงลำดับจากสูงที่สุดไปหาต่ำที่สุด ได้แก่ ช่องสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวก ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่ไร้สหสัมพันธ์ และช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ ตามลำดับ สำหรับในกรณีของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์พบว่าสมรรถนะของรหัสนิวเคลียร์แปรผันตามค่า $f_d T_s$ ด้วยเช่นกัน

สำหรับการศึกษา ทดสอบ เปรียบเทียบ และวิเคราะห์ถึงผลกระทบของตัววางสลับการเข้ารหัสที่มีต่อสมรรถนะของรหัสนิวเคลียร์ สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.005$ พบว่าตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดเอกลักษณ์ และชนิดเอกลักษณ์ที่มีการเลื่อนของตำแหน่งแต่ละตำแหน่งที่อยู่ไปทางด้านขวาเท่ากับครึ่งเฟรม จะทำให้สมรรถนะของรหัสนิวเคลียร์มีค่าต่ำที่สุด เนื่องจากไม่สามารถจัดสหสัมพันธ์ระหว่างชุดลำดับของบิตข้อมูลที่จะถูกป้อนเข้าสู่เครื่องเข้ารหัสย่อยแต่ละตัวได้เลย รองลงมาคือ ตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดรีเวอร์สของตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดเอกลักษณ์ ส่วนตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดบล็อก (14x14) และชนิดลุ่มจะให้สมรรถนะของรหัสนิวเคลียร์อยู่สูงขึ้นมาในระดับเดียวกัน อย่างไรก็ตาม ตัววางสลับการเข้ารหัสที่ส่งผลให้สมรรถนะของรหัสนิวเคลียร์มีค่าสูงที่สุด คือ ตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดรีเวอร์สของตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดบล็อก (14x14) เพราะสามารถจัดสหสัมพันธ์ระหว่างชุดลำดับของบิตข้อมูลที่จะป้อนให้กับเครื่องเข้ารหัสย่อยแต่ละตัวได้มากที่สุด จากผลการทดสอบของงานวิจัยในหัวข้อที่ 4.2.1 พบว่าสหสัมพันธ์ขึ้นอยู่กับคุณลักษณะของตัววางสลับการเข้ารหัส ที่วัดออกมาในรูปความถี่ของระยะห่างรวมระหว่างคู่ตำแหน่งที่อยู่แต่ละคู่ (สมการที่ 2.1) และทิศทางการป้อนลำดับของข้อมูล ส่วนการเพิ่มโอกาสของการสร้างเส้นทางการอ้อมเบี่ยงเทรลลิส ในงานวิจัยพบว่าไม่น่าจะเป็นปัจจัยสำคัญที่ส่งผลให้สมรรถนะของรหัสนิวเคลียร์มีค่าสูงขึ้น

สำหรับในส่วนของการทดสอบ เปรียบเทียบ และวิเคราะห์ถึงผลกระทบของรูปแบบการกระจายของบิตรหัสที่มีต่อสมรรถนะของรหัสนิวเคลียร์ สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.005$ พบว่าถ้าบิตรหัสที่มีความสัมพันธ์กันอยู่ห่างจากกันด้วยระยะห่างที่มากพอ ก็จะทำให้สมรรถนะของรหัสนิวเคลียร์เริ่มมีค่าคงตัว และไม่แตกต่างกันมาก

นัก ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าไม่ว่าจะใช้ตัววางสลักรหัสของสัญญาณชนิดสุ่ม หรือชนิดบล็อก และไม่ว่าจะมีการนำตัววางสลักรหัสกลับการเข้ารหัสเข้ามาใช้ในภาคเข้ารหัสเทอร์โบ หรือไม่ก็ตาม ถ้าเพียงบิตรหัสที่มีความสัมพันธ์กันอยู่ห่างจากกันด้วยระยะห่างที่มากพอ (เช่น งานวิจัยนี้พบว่าบิตรหัสที่มีความสัมพันธ์กัน และอยู่ห่างจากกันอย่างน้อย 12 บิต จะให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบมีค่าสูงใกล้เคียงกับในกรณีของ 24 บิต) ก็ไม่มีความจำเป็นที่จะต้องออกแบบภาคเข้ารหัสเพื่อคำนึงถึงความสัมพันธ์ในการทำงานระหว่างตัววางสลักรหัส และตัววางสลักรหัสสัญญาณอีกต่อไป

สำหรับในส่วนของการศึกษา ทดสอบ เปรียบเทียบ และวิเคราะห์ สมรรถนะของรหัสเทอร์โบ สำหรับการดีเทคสัญญาณแบบโคฮีเรนต์ BPSK และช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ โดยอาศัยสมมติฐานการทราบค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณแบบต่าง ๆ ในการถอดรหัส พบว่าการประมาณค่าของสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวกที่ผิดพลาดไป จะไม่ส่งผลทำให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบมีค่าต่ำลงมากเท่าไรนัก เมื่อเปรียบเทียบกับค่าประมาณค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณที่ผิดพลาดไป สิ่งที่ยากลำบากในทางปฏิบัติ ก็คือการหาค่าประมาณอัตราขยายของช่องสัญญาณ เพราะอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ประเภท LMS ที่ถูกเลือกนำมาใช้มีการประวิงเวลาเกิดขึ้น นอกจากนี้ยังมีปัญหาเรื่องความถูกต้องของการติดตามสถานะของช่องสัญญาณเมื่อช่องสัญญาณเริ่มมีค่าความแปรปรวนของสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวกที่สูงขึ้น อย่างไรก็ตามเมื่อมีการชดเชยการประวิงเวลา และมีการใช้อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ทั้งสองทิศทาง (MAP2.2.3) ตามที่งานวิจัยนี้นำเสนอแล้ว ก็จะช่วยให้การประมาณค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณมีความถูกต้องมากยิ่งขึ้น นอกจากนี้ภายในงานวิจัยยังพบอีกว่า การนำอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้มาใช้ในการประมาณค่าอัตราขยายของช่องสัญญาณจะอยู่ในช่วงของการใช้งานที่จำกัด คืออยู่ในช่วงของการเปลี่ยนแปลงสถานะของช่องสัญญาณที่ไม่เร็ว หรือช้าจนเกินไป เมื่อเปรียบเทียบกับความสามารถในการติดตามสถานะของช่องสัญญาณของอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ที่ถูกนำมาใช้ โดยการเปลี่ยนแปลงสถานะของช่องสัญญาณที่ $f_d T_s = 0.005$ จะทำให้การถอดรหัสเทอร์โบโดยอาศัยกระบวนการถอดรหัส MAP2.2.3 เป็นไปอย่างมีประสิทธิภาพ และคุ้มค่าต่อการลงทุนมากที่สุด เมื่อเปรียบเทียบกับค่า $f_d T_s = 0.01$ และ 0.001

5.2 ข้อเสนอแนะ

งานวิจัยนี้ได้เลือกใช้อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ประเภท LMS ในการหาค่าประมาณ อัตราขยายของช่องสัญญาณ ซึ่งมีข้อดีก็คือ มีความสะดวก ส่วนข้อเสียก็คือการติดตามสถานะของช่องสัญญาณมีความล่าช้าซึ่งจะส่งผลทำให้การประวิงเวลามีค่าสูง ดังนั้นถ้ามีการเลือกใช้อัลกอริทึมที่มีประสิทธิภาพสูงกว่านี้ก็อาจจะส่งผลให้สมรรถนะของรหัสเทอร์โบมีค่าสูงขึ้นได้อีก โดยเฉพาะอย่างยิ่งถ้าสถานะช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว เช่น $f_d T_s = 0.01$ อย่างไรก็ตาม หลักของการชดเชยการประวิงเวลายังคงสามารถนำมาประยุกต์ใช้ได้เช่นเดียวกัน หากพบว่าอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ที่ถูกนำมาใช้ ยังคงมีการประวิงเวลาในด้านการติดตามสถานะของช่องสัญญาณ นอกจากนี้ การใช้อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ทั้งสองทิศทาง ถือว่ามีส่วนช่วยทำให้ค่าประมาณอัตราขยายของช่องสัญญาณที่หาได้มีความเชื่อถือได้มากยิ่งขึ้นอีกด้วย ดังนั้นการคิดค้นหาอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ทั้งสองทิศทาง แทนการใช้อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ทิศทางเดียวจำนวนสองครั้ง จึงเป็นสิ่งที่น่าจะช่วยให้การประมาณอัตราขยายของช่องสัญญาณมีความถูกต้องมากยิ่งขึ้น

รายการอ้างอิง

1. C.Berrou, A.Glavieux, and P.Thitimajshima. Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo Codes. IEEE ICC'93.vol.2, (May 1993): 1064-1070.
2. Peter Jung , Member, Comparison of Turbo-Code Decoders Applied to Short Frame Transmission Systems. IEEE Journal on Selected Areas in Communications. vol.14, NO.3, (April 1996): 530-537.
3. E.K.Hall and S.G.Wilson. Design and analysis of turbo codes on Rayleigh Fading Channels. IEEE Journal on Selected Areas in Communication. vol .16, (Feb.1998): 160-174.
4. M.C.Valenti and B.D.Woerner. Refined Channel Estimation for Coherent Detection of Turbo Codes over Flat Fading Channels. Electronics Letters. vol.34, (Aug 1998): 1648-1649.
5. Chin-Liang Wang, Jah-Ming Hsu, and Ting-Yang Chang. Performance of Turbo Codes in Rayleigh Fading Channels with Adaptive Channel Estimation, IEEE ICC'2000. vol.3, (June 2000): 1665-1669.
6. L.R. Bahl, J.Cocke, F.Jelinek, and J.Raviv. Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate, IEEE Transaction Information Theory. vol.20, (Mar.1974): 284-287.
7. J. Hagenauer and P. Hoeher. A Viterbi algorithm with soft-decision outputs and its applications, IEEE GLOBECOM. vol.3, (Nov 1989):160-1686.
8. Jun Jiang and Jiandong Hu. Interleaver Design for Short frame Turbo Codes for 3rd generation mobile Communication System, IEEE APCC/OECC'99. vol.1, (Oct.1999): 670-673.
9. W.Jakes. Jr., Microwave Mobile Communication. New York: 2-77.
10. M.Z.Wang, A. Sheikh and F.Qi. Interleaver Design for Short Turbo Codes, IEEE GLOBECOM. vol.1b, (Dec 1999): 894-898.
11. Bernard Sklar. A Primer on Turbo Code Concepts, IEEE Communication Magazine. vol.35, issue 12, (December 1997): 94-102.
12. Matthew C. Valenti and Brian D. Woerner. Iterative Channel Estimation and

- Decoding of Pilot Symbol Assisted Turbo Codes over Flat-Fading Channels, IEEE Wireless Communication and Networking Conference. vol.19, (Sept. 2000):1697-1705.
13. Joachim Hagenauer. Source-Controlled Channel Decoding, IEEE Transactions on Communication. vol.43, NO.9, (September 1995): 2449-2457.
 14. Mark S. C. Ho, Steven S. Pietrobon and Tim Giles. Improving the Constituent Codes of Turbo Encoders, IEEE GLOBECOM. vol.6, (Nov 1998): 3525-3529.
 15. Johan Hokfelt, Ove Edfors, Torleiv Maseng. A Survey on Trellis Termination Alternatives for Turbo Codes, IEEE Vehicular Technology Conference. vol.3, (May 1999): 2225-2229.
 16. M.A. Jordan and R. A. Nichols. The Effects of Channel Characteristics on Turbo Code Performance, IEEE MILCOM. vol.1, (Oct. 1996):17-21.
 17. T. A. Summers and S. G. Wilson. SNR mismatch and online estimation in Turbo Decoding, IEEE Transaction in Communication. vol.46, (April 1998): 421-423.
 18. M. C. Valenti and B. D. Woerner. Performance of Turbo Codes in Interleaved Flat Fading Channels with Estimated Channel State Information, IEEE Vehicular Technology Conference. vol.1, (May 1998): 66-70.
 19. Duanyi Wang and Hisashi Kobayashi. On Design of Interleavers with Practical Size for Turbo Codes, IEEE ICC'2000. vol.2: 618-622.
 20. Sanjit K. Mitra, James F. Kaiser. Digital Signal Processing. (n.p.): Wiley Interscience, 1993:1085-1091.
 21. P. Jung and M. NaBhan. Performance Evaluation of Turbo Codes for Short Frame Transmission Systems. Electronics Letters. vol.30, (Jan.1994): 111-113.
 22. Eric K. Hall. Performance and Design of Turbo Codes on Rayleigh Fading Channels. Master's thesis, University of Virginia. (May 1996)



ภาคผนวก

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาคผนวก ก

การคำนวณหา $\Lambda_k^{i_k(m)}$ ในรูปแบบวนซ้ำ

ก.1 ขั้นตอนการหาความสัมพันธ์ระหว่างพารามิเตอร์ $\Lambda_k^{i_k(m)}$ $\beta_k(m)$ และ $\alpha_k^{i_k(m)}$

$$\Lambda_k^{i_k(m)} = P(u_k = i_k, S_k = m | R_1^N) \quad (ก1)$$

$$= \frac{P(u_k = i_k, S_k = m, R_1^k, R_{k+1}^N)}{P(R_1^k, R_{k+1}^N)} \quad (ก2)$$

$$= \left(\frac{P(R_{k+1}^N | u_k = i_k, S_k = m, R_1^k)}{P(R_{k+1}^N | R_1^k)} \right) \cdot \left(\frac{P(u_k = i_k, S_k = m, R_1^k)}{P(R_1^k)} \right) \quad (ก3)$$

เนื่องจากเหตุการณ์หลังจากเวลา k ไม่ได้รับอิทธิพลจาก R_1^k และบิต u_k ถ้าเพียงเราทราบสถานะ S_k ดังนั้นจะได้

$$\Lambda_k^{i_k(m)} = \left(\frac{P(R_{k+1}^N | S_k = m)}{P(R_{k+1}^N | R_1^k)} \right) \cdot P(u_k = i_k, S_k = m | R_1^k) \quad (ก4)$$

และ

$$\Lambda_k^{i_k(m)} = \beta_k(m) \alpha_k^{i_k(m)} \quad (ก5)$$

ก.2 ขั้นตอนการหา $\alpha_k^{i_k(m)}$ ในรูปแบบวนซ้ำ

$$\alpha_k^{i_k(m)} = \frac{P(u_k = i_k, S_k = m, R_1^k)}{P(R_1^k)} \quad (ก6.1)$$

$$= P(u_k = i_k, S_k = m | R_1^k) \quad (ก6.2)$$

$$= \frac{P(u_k = i_k, S_k = m, R_1^{k-1}, R_k)}{P(R_1^{k-1}, R_k)} \quad (ก6.3)$$

$$= \frac{P(u_k = i_k, S_k = m, R_k | R_1^{k-1})}{P(R_k | R_1^{k-1})} \quad (ก6.4)$$

ก.2.1 พิจารณาพจน์เศษของ $\alpha_k^{i_k}(m)$ (ดูสมการ ก6.4 ประกอบ)

$$\begin{aligned} & P(u_k = i_k, S_k = m, R_k | R_1^{k-1}) \\ &= \sum_{m^p} \sum_{i_{k-1}=0}^1 P(u_k = i_k, u_{k-1} = i_{k-1}, S_k = m, S_{k-1} = m^p, R_k | R_1^{k-1}) \\ &= \sum_{m^p} \sum_{i_{k-1}=0}^1 P(u_k = i_k, S_k = m, R_k | u_{k-1} = i_{k-1}, S_{k-1} = m^p, R_1^{k-1}) \cdot \left(\frac{P(u_{k-1} = i_{k-1}, S_{k-1} = m^p, R_1^{k-1})}{P(R_1^{k-1})} \right) \\ &= \sum_{m^p} \sum_{i_{k-1}=0}^1 P(u_k = i_k, S_k = m, R_k | S_{k-1} = m^p) \cdot P(u_{k-1} = i_{k-1}, S_{k-1} = m^p | R_1^{k-1}) \\ &= \sum_{m^p} \sum_{i_{k-1}=0}^1 \gamma_{i_k}(R_k, m^p, m) \cdot \alpha_{k-1}^{i_{k-1}}(m^p) \end{aligned} \quad (ก7)$$

ก.2.2 พิจารณาพจน์ส่วนของ $\alpha_k^i(m)$ (ดูสมการ ก6.4 ประกอบ)

$$P(R_k | R_1^{k-1}) = \sum_m \sum_{i_k=0}^1 P(u_k = i_k, S_k = m, R_k | R_1^{k-1}) \quad (ก8.1)$$

$$= \sum_m \sum_{i_k=0}^1 \sum_{m^p} \sum_{i_{k-1}=0}^1 \gamma_{i_k}(R_k, m^p, m) \cdot \alpha_{k-1}^{i_{k-1}}(m^p) \quad (ก8.2)$$

เมื่อนำผลที่ได้จากสมการ ก7 และก8.2 ไปแทนในสมการ จะได้

$$\alpha_k^{i_k}(m) = \frac{\sum_{m^p} \sum_{i_{k-1}=0}^1 \gamma_{i_k}(R_k, m^p, m) \cdot \alpha_{k-1}^{i_{k-1}}(m^p)}{\sum_m \sum_{i_k=0}^1 \sum_{m^p} \sum_{i_{k-1}=0}^1 \gamma_{i_k}(R_k, m^p, m) \cdot \alpha_{k-1}^{i_{k-1}}(m^p)} \quad (ก9)$$

ก.3 ขั้นตอนการหา $\beta_k(m)$ ในรูปแบบวนซ้ำ

$$\beta_k(m) = \frac{P(R_{k+1}^N | S_k = m)}{P(R_{k+1}^N | R_1^k)} \quad (ก10.1)$$

$$= \frac{\sum_{m^n, i_{k+1}=0}^1 \sum_{i_{k+1}=0}^1 P(u_{k+1} = i_{k+1}, S_{k+1} = m^n, R_{k+2}^N, R_{k+1} | S_k = m)}{P(R_{k+1}^N | R_1^k)} \quad (ก10.2)$$

ก.3.1 พิจารณาพจน์เศษของ $\beta_k(m)$ (ดูสมการ ก10.2 ประกอบ)

$$\begin{aligned} & \sum_{m^n, i_{k+1}=0}^1 \sum_{i_{k+1}=0}^1 P(u_{k+1} = i_{k+1}, S_{k+1} = m^n, R_{k+2}^N, R_{k+1} | S_k = m) \\ &= \sum_{m^n, i_{k+1}=0}^1 \sum_{i_{k+1}=0}^1 P(u_{k+1} = i_{k+1}, S_{k+1} = m^n, R_{k+1} | S_k = m) \cdot \left(\frac{P(u_{k+1} = i_{k+1}, S_{k+1} = m^n, R_{k+2}^N, R_{k+1}, S_k = m)}{P(u_{k+1} = i_{k+1}, S_{k+1} = m^n, R_{k+1}, S_k = m)} \right) \\ &= \sum_{m^n, i_{k+1}=0}^1 \sum_{i_{k+1}=0}^1 \gamma_{i_{k+1}}(R_{k+1}, m, m^n) \cdot P(R_{k+2}^N | u_{k+1} = i_{k+1}, S_{k+1} = m^n, R_{k+1}, S_k = m) \\ &= \sum_{m^n, i_{k+1}=0}^1 \sum_{i_{k+1}=0}^1 \gamma_{i_{k+1}}(R_{k+1}, m, m^n) \cdot P\{R_{k+2}^N | S_{k+1} = m^n\} \end{aligned} \quad (ก11)$$

เมื่อนำผลที่ได้จากสมการ ก11 ไปแทนลงในสมการ ก10.2 จะได้

$$\beta_k(m) = \sum_{m^n, i_{k+1}=0}^1 \sum_{i_{k+1}=0}^1 \gamma_{i_{k+1}}(R_{k+1}, m, m^n) \cdot \left(\frac{P(R_{k+2}^N | S_{k+1} = m^n)}{P(R_{k+1}^N | R_1^k)} \right) \quad (ก12)$$

ก.3.2 พิจารณาพจน์ $\frac{P(R_{k+2}^N | S_{k+1} = m^n)}{P(R_{k+1}^N | R_1^k)}$ ในสมการ

$$\frac{P(R_{k+2}^N | S_{k+1} = m^n)}{P(R_{k+1}^N | R_1^k)} = \left(\frac{P(R_{k+2}^N | S_{k+1} = m^n)}{P(R_{k+2}^N | R_1^{k+1})} \right) \cdot \left(\frac{P(R_{k+2}^N | R_1^{k+1})}{P(R_{k+1}^N | R_1^k)} \right) \quad (ก13.1)$$

$$= \beta_{k+1}(m^n) \cdot \left(\frac{P(R_{k+2}^N, R_1^{k+1})}{P(R_1^{k+1})} \right) \cdot \left(\frac{P(R_1^k)}{P(R_{k+1}^N, R_1^k)} \right) \quad (ก13.2)$$

ก.3.3 พิจารณาพจน์ $P(R_1^k)/P(R_1^{k+1})$ ในสมการ ก13.2

$$P(R_1^k)/P(R_1^{k+1}) = P(R_1^k)/P(R_1^k, R_{k+1}) = \frac{1}{P\{R_{k+1} | R_1^k\}} \quad (\text{ก14})$$

จากสมการ ก8.2

$$P(R_k | R_1^{k-1}) = \sum_m \sum_{i_k=0}^1 \sum_{m^p} \sum_{i_{k-1}=0}^1 \gamma_{i_k}(R_k, m^p, m) \cdot \alpha_{i_{k-1}}^{i_k}(m^p) \quad (\text{ก15})$$

ดังนั้น

$$P(R_{k+1} | R_1^k) = \sum_{m^n} \sum_{i_{k+1}=0}^1 \sum_m \sum_{i_k=0}^1 \gamma_{i_{k+1}}(R_{k+1}, m, m^n) \cdot \alpha_k^{i_{k+1}}(m) \quad (\text{ก16})$$

เมื่อนำผลที่ได้จากสมการ ก13.2 และก15 ไปแทนลงในสมการ ก12 จะได้

$$\beta_k(m) = \frac{\sum_{m^n} \sum_{i_{k+1}=0}^1 \gamma_{i_{k+1}}(R_{k+1}, m, m^n) \cdot \beta_{k+1}(m^n)}{\sum_{m^n} \sum_{i_{k+1}=0}^1 \sum_m \sum_{i_k=0}^1 \gamma_{i_{k+1}}(R_{k+1}, m, m^n) \cdot \alpha_k^{i_{k+1}}(m)} \quad (\text{ก17})$$

ก.4 ขั้นตอนการหาค่า $\gamma_{i_k}(R_k, m^p, m)$

เราสามารถหาค่าความน่าจะเป็น $\gamma_{i_k}(R_k, m^p, m)$ ได้ดังนี้

$$\gamma_{i_k}(R_k, m^p, m)$$

$$= P(u_k = i_k, R_k, S_k = m | S_{k-1} = m^p)$$

$$= \left(\frac{P(R_k, u_k = i_k, S_k = m | S_{k-1} = m^p)}{P(u_k = i_k, S_k = m, S_{k-1} = m^p)} \right) \cdot \left(\frac{P(u_k = i_k, S_k = m, S_{k-1} = m^p)}{P(S_k = m, S_{k-1} = m^p)} \right) \cdot \left(\frac{P(S_k = m, S_{k-1} = m^p)}{P(S_{k-1} = m^p)} \right)$$

$$= P(R_k | u_k = i_k, S_k = m, S_{k-1} = m^p) \cdot q(u_k = i_k | S_k = m, S_{k-1} = m^p) \cdot r(S_k = m | S_{k-1} = m^p) \quad (\text{ก18})$$

โดยที่

$$P(R_k | u_k = i_k, S_k = m, S_{k-1} = m^p)$$

$$= P(y_k^s | u_k = i_k, S_k = m, S_{k-1} = m^p) \cdot P(y_k^p | u_k = i_k, S_k = m, S_{k-1} = m^p) \quad (\text{ก19})$$

ภาคผนวก ข

ข้อกำหนดปลีกย่อยเกี่ยวกับการทดสอบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ

ข.1 สมรรถนะของรหัสเทอร์โบสำหรับช่องสัญญาณประเภทต่าง ๆ

ข.1.1 ช่องสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวก

ข้อกำหนด

1. ใช้อัตราการใช้รหัสเท่ากับ 1/2 และ 1/3
2. ใช้กระบวนการถอดรหัส MAP4
3. ใช้จำนวนการวนรอบซ้ำในการถอดรหัสเท่ากับ 10 รอบ

ข.1.2 ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์เลห์ที่ไร้สหสัมพันธ์

ข้อกำหนด

1. ใช้อัตราการใช้รหัสเท่ากับ 1/2 และ 1/3
2. ใช้กระบวนการถอดรหัส MAP1 และ MAP6
3. ใช้จำนวนการวนรอบซ้ำในการถอดรหัสเท่ากับ 32 รอบ

ข.1.3 ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์เลห์ที่มีสหสัมพันธ์

ข้อกำหนด

1. ใช้อัตราการใช้รหัสเท่ากับ 1/2 และ 1/3
2. ใช้กระบวนการถอดรหัส MAP1 และ MAP6
3. ใช้จำนวนการวนรอบซ้ำในการถอดรหัสเท่ากับ 32 รอบ

ข.2 ผลกระทบของตัววางสลับการเข้ารหัส และรูปแบบการกระจายของบิตรหัสที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ

ข.2.1 ผลกระทบของตัววางสลับการเข้ารหัสที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ สำหรับช่องสัญญาณรบกวนไวท์เกาส์เซียนแบบบวก

ข้อกำหนด

1. ใช้อัตราการใช้รหัสเท่ากับ 1/3
2. ใช้กระบวนการถอดรหัส MAP4

3. ใช้จำนวนการวนรอบซ้ำในการถอดรหัสเท่ากับ 10 รอบ
4. ตัววางสลับการเข้ารหัสที่ใช้ในการทดสอบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ ถูกแสดงดังตารางที่ 2.1-2.10

ข.2.2 ผลกระทบของรูปแบบการกระจายของบิตรหัสที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบสำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์เลห์ที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.005$

ข้อกำหนด

1. ใช้อัตราการใช้รหัสเท่ากับ 1/3
2. ใช้กระบวนการถอดรหัส MAP1
3. ใช้จำนวนการวนรอบซ้ำในการถอดรหัสเท่ากับ 32 รอบ

รูปแบบการกระจายของบิตรหัสที่ถูกเลือกใช้ในการทดสอบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ ถูกแสดงดังตารางที่ 2.11

ข.3 ผลกระทบของสมมติฐานการทราบค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ

ข้อกำหนด

1. ทดสอบภายใต้สถานะของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์เลห์ที่มีสหสัมพันธ์
2. ใช้อัตราการใช้รหัสเท่ากับ 1/3
3. ใช้จำนวนการวนรอบซ้ำในการถอดรหัสเท่ากับ 32 รอบ
4. กระบวนการถอดรหัส MAP2 และ MAP5 อาศัยอัลกอริทึมปรับตัวได้ประเภท LMS ที่มีอันดับของฟิลเตอร์เท่ากับ 50 (ดูตารางที่ ค.14 ประกอบ) และ
ค่า Step size = $1/(100 \cdot \text{Tap input power})$

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาคผนวก ค

ผลการทดสอบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบที่แสดงในรูปตาราง

ตารางที่ ค.1 สมรรถนะของรหัสเทอร์โบสำหรับช่องสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวก

Additive White Gaussian Channel				
SNR(dB)	Code Rate = 1/2		Code Rate = 1/3	
	BEs	FEs	BEs	FEs
0.0	220,880	9,404	161,414	6,405
0.5	140,816	7,389	60,776	2,967
1.0	65,283	4,151	13,751	843
1.5	20,285	1,575	1,561	147
2.0	3,896	380	183	29
2.5	668	85	21	5
3.0	131	20	3	1
3.5	19	5	6	2
4.0	8	3	0	0
4.5	2	1	0	0
5.0	0	0	0	0

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ตารางที่ ค.2 สมรรถนะของรหัสเทอร์โบในพจน์ของจำนวนบิตที่ผิดพลาด (จำนวน EBs) สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ไลห์ที่ไร้สหสัมพันธ์

Uncorrelated Rayleigh Fading Channel				
SNR(dB)	Code Rate = 1/2		Code Rate = 1/3	
	MAP1	MAP6	MAP1	MAP6
	จำนวน EBs	จำนวน EBs	จำนวน EBs	จำนวน EBs
0.0	407,494	375,687	459,937	377,361
0.5	379,008	341,291	411,748	293,798
1.0	346,258	300,732	345,079	186,695
1.5	308,158	248,920	254,654	88,259
2.0	262,302	185,350	152,373	27,194
2.5	206,930	115,027	67,461	5,472
3.0	144,987	57,881	20,619	885
3.5	84,472	21,904	4,591	56
4.0	39,790	6,023	697	29
4.5	15,162	1,555	137	6
5.0	4,550	345	20	3
5.5	1,266	137	17	0
6.0	337	37	3	0
6.5	121	8	3	0
7.0	14	3	0	0
7.5	8	3	0	0
8.0	5	0	0	0

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ตารางที่ ค.3 สมรรถนะของรหัสเทอร์โบในพจน์ของจำนวนเฟรมที่ผิดพลาด (จำนวน EFs) สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ไลห์ที่ไร้สหสัมพันธ์

Uncorrelated Rayleigh Fading Channel				
SNR(dB)	Code Rate = 1/2		Code Rate = 1/3	
	MAP1	MAP6	MAP1	MAP6
	จำนวน EFs	จำนวน EFs	จำนวน EFs	จำนวน EFs
0.0	10,000	10,000	9,987	9,808
0.5	9,999	9,996	9,892	8,928
1.0	9,995	9,930	9,466	6,637
1.5	9,920	9,533	8,228	3,598
2.0	9,644	8,283	5,831	1,296
2.5	8,852	5,925	3,037	334
3.0	7,248	3,339	1,111	69
3.5	4,873	1,445	331	10
4.0	2,653	476	75	5
4.5	1,160	153	22	2
5.0	422	46	6	1
5.5	140	20	4	0
6.0	52	7	1	0
6.5	20	2	1	0
7.0	5	1	0	0
7.5	3	1	0	0
8.0	2	0	0	0

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ตารางที่ ค.4 สมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (อัตราเข้ารหัส $R = 1/2$) ในพจน์ของจำนวนบิต และจำนวนเฟรมที่ผิดพลาด สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์เลห์ที่มีสหสัมพันธ์ และค่า

$$f_d T_s = 0.01$$

Correlated Rayleigh Fading Channel				
SNR(dB)	Code Rate = 1/2			
	MAP1		MAP6	
	จำนวน EBs	จำนวน EFs	จำนวน EBs	จำนวน EFs
0.0	379,390	9,723	341,538	9,287
0.5	343,546	9,374	299,852	8,689
1.0	304,897	8,820	256,520	7,892
1.5	263,643	8,092	212,843	6,932
2.0	220,828	7,195	169,624	5,842
2.5	179,537	6,181	130,881	4,747
3.0	141,506	5,111	97,158	3,692
3.5	108,225	4,083	68,899	2,691
4.0	78,737	3,074	47,904	1,897
4.5	55,988	2,273	32,609	1,307
5.0	38,640	1,602	21,678	899
5.5	26,146	1,124	14,545	611
6.0	17,616	780	9,203	400
6.5	11,466	510	5,188	219
7.0	7,408	353	3,310	133
7.5	4,533	218	1,990	78
8.0	2,673	127	1,389	59

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ตารางที่ ค.5 สมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (อัตราเข้ารหัส $R = 1/2$) ในพจน์ของจำนวนบิต และจำนวนเฟรมที่ผิดพลาด สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์เลห์ที่มีสหสัมพันธ์และค่า $f_d T_s = 0.005$

Correlated Rayleigh Fading Channel				
SNR(dB)	Code Rate = 1/2			
	MAP1		MAP6	
	จำนวน EBs	จำนวน EFs	จำนวน EBs	จำนวน EFs
0.0	366,772	9,115	330,403	8,527
0.5	331,896	8,615	292,214	7,894
1.0	294,612	8,007	253,914	7,128
1.5	258,132	7,269	217,305	6,331
2.0	222,559	6,469	182,922	5,546
2.5	188,418	5,677	150,552	4,721
3.0	156,987	4,880	121,681	3,932
3.5	129,251	4,139	96,562	3,183
4.0	102,809	3,376	75,696	2,528
4.5	81,043	2,723	58,809	2,017
5.0	63,362	2,197	44,575	1,562
5.5	48,570	1,728	33,477	1,184
6.0	37,181	1,347	25,267	914
6.5	27,998	1,041	18,474	677
7.0	20,717	788	13,594	499
7.5	15,447	603	9,782	361
8.0	10,849	435	7,155	270

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ตารางที่ ค.6 สมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (อัตราเข้ารหัส $R = 1/2$) ในพจน์ของจำนวนบิต และจำนวนเฟรมที่ผิดพลาด สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์เลห์ที่มีสหสัมพันธ์ และค่า

$$f_d T_s = 0.001$$

Correlated Rayleigh Fading Channel				
SNR(dB)	Code Rate = 1/2			
	MAP1		MAP6	
	จำนวน EBs	จำนวน EFs	จำนวน EBs	จำนวน EFs
0.0	352,451	7,647	331,718	7,430
0.5	324,694	7,185	302,882	6,941
1.0	296,973	6,711	274,907	6,466
1.5	270,344	6,247	247,840	5,989
2.0	243,856	5,760	221,748	5,487
2.5	219,021	5,267	196,609	4,957
3.0	195,565	4,796	173,787	4,480
3.5	172,812	4,323	151,607	3,953
4.0	150,812	3,871	132,182	3,483
4.5	131,120	3,414	114,546	3,082
5.0	113,429	3,021	98,559	2,690
5.5	96,920	2,650	83,774	2,303
6.0	82,658	2,303	71,230	1,982
6.5	70,802	2,018	60,684	1,707
7.0	60,262	1,751	51,462	1,470
7.5	50,672	1,500	43,559	1,254
8.0	42,851	1,303	35,990	1,045

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ตารางที่ ค.7 สมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (อัตราเข้ารหัส $R = 1/3$) ในพจน์ของจำนวนบิต และจำนวนเฟรมที่ผิดพลาด สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์เลห์ที่มีสหสัมพันธ์ และค่า

$$f_d T_s = 0.01$$

Correlated Rayleigh Fading Channel				
SNR(dB)	Code Rate = 1/3			
	MAP1		MAP6	
	จำนวน EBs	จำนวน EFs	จำนวน EBs	จำนวน EFs
0.0	412,241	9,175	326,139	8,055
0.5	353,974	8,399	257,913	6,860
1.0	289,511	7,302	188,655	5,374
1.5	222,693	5,992	126,493	3,819
2.0	159,065	4,535	77,143	2,435
2.5	105,811	3,163	41,305	1,368
3.0	64,116	2,004	21,034	722
3.5	35,728	1,168	9,789	345
4.0	18,666	621	4,199	151
4.5	8,753	304	2,131	75
5.0	4,253	153	978	34
5.5	2,002	78	358	13
6.0	900	34	81	3
6.5	385	15	14	1
7.0	113	5	0	0
7.5	0	0	0	0
8.0	0	0	0	0

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ตารางที่ ค.8 สมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (อัตราเข้ารหัส $R = 1/3$) ในพจน์ของจำนวนบิต และจำนวนเฟรมที่ผิดพลาด สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์เลห์ที่มีสหสัมพันธ์ และค่า

$$f_d T_s = 0.005$$

Correlated Rayleigh Fading Channel				
SNR(dB)	Code Rate = 1/3			
	MAP1		MAP6	
	จำนวน EBs	จำนวน EFs	จำนวน EBs	จำนวน EFs
0.0	388,434	8,261	314,916	7,207
0.5	337,821	7,458	260,068	6,188
1.0	284,634	6,498	208,609	5,166
1.5	233,042	5,443	161,990	4,105
2.0	187,249	4,484	123,689	3,220
2.5	145,374	3,551	91,904	2,449
3.0	110,576	2,754	66,063	1,808
3.5	82,133	2,078	46,416	1,295
4.0	59,186	1,522	31,779	883
4.5	40,667	1,077	21,277	609
5.0	28,941	761	14,190	399
5.5	19,669	539	9,589	269
6.0	12,984	354	6,288	181
6.5	8,534	237	4,148	121
7.0	5,545	163	2,779	83
7.5	3,399	101	1,720	48
8.0	2,170	69	1,155	30

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ตารางที่ ค.9 สมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (อัตราเข้ารหัส $R = 1/3$) ในพจน์ของจำนวนบิต และจำนวนเฟรมที่ผิดพลาด สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์เลห์ที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.001$

Correlated Rayleigh Fading Channel				
SNR(dB)	Code Rate = 1/3			
	MAP1		MAP6	
	จำนวน EBs	จำนวน EFs	จำนวน EBs	จำนวน EFs
0.0	375,104	7,042	328,892	6,563
0.5	339,066	6,464	291,355	5,921
1.0	303,843	5,869	256,640	5,299
1.5	268,483	5,222	222,842	4,660
2.0	236,561	4,641	193,230	4,098
2.5	206,252	4,086	165,103	3,550
3.0	177,498	3,560	140,693	3,066
3.5	151,926	3,075	118,802	2,630
4.0	129,465	2,653	99,041	2,207
4.5	108,827	2,259	82,174	1,838
5.0	90,494	1,908	67,881	1,544
5.5	74,472	1,581	55,296	1,255
6.0	61,157	1,306	45,709	1,049
6.5	49,937	1,086	36,800	868
7.0	40,779	918	29,482	697
7.5	32,530	753	23,592	555
8.0	25,706	607	19,011	452

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ตารางที่ ค.10 ผลกระทบของตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดต่าง ๆ (ดูหัวข้อที่ 2.1.2 ประกอบ) ที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (ในพจน์ของจำนวนบิตที่ผิดพลาด) สำหรับช่องสัญญาณไวท์เกาส์เซียนแบบบวก

Additive White Gaussian Channel										
SNR (dB)	Code Rate = 1/3									
	Coding Interleaver Type									
	ชนิดที่ 1	ชนิดที่ 2	ชนิดที่ 3	ชนิดที่ 4	ชนิดที่ 5	ชนิดที่ 6	ชนิดที่ 7	ชนิดที่ 8	ชนิดที่ 9	ชนิดที่ 10
	EBs	EBs	EBs	EBs	EBs	EBs	EBs	EBs	EBs	EBs
0.0	257,831	224,692	252,427	158,014	158,765	155,848	154,704	153,616	154,381	156,140
0.5	196,408	157,564	190,090	55,762	56,731	56,285	55,245	54,219	54,757	55,044
1.0	139,365	97,540	133,140	9,778	9,608	10,661	10,879	10,058	9,873	10,390
1.5	91,429	52,316	88,255	1,065	851	988	1,020	912	764	869
2.0	55,619	25,022	54,498	43	9	54	35	34	47	52
2.5	31,946	10,319	31,782	0	4	26	0	5	16	7
3.0	17,290	3,568	17,014	0	0	17	0	0	0	0
3.5	8,916	1,040	8,526	0	0	0	0	0	0	0
4.0	4,142	233	3,978	0	0	0	0	0	0	0
4.5	1,721	56	1,673	0	0	0	0	0	0	0
5.0	604	13	650	0	0	0	0	0	0	0

ตารางที่ ค.11 ผลกระทบของตัววางสลับการเข้ารหัสชนิดต่าง ๆ (ดูหัวข้อที่ 2.1.2 ประกอบ) ที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (ในพจน์ของจำนวนเฟรมที่ผิดพลาด) สำหรับช่องสัญญาณไวท์เกาส์แบบบวก

Additive White Gaussian Channel										
SNR (dB)	Code Rate = 1/3									
	Coding Interleaver Type									
	ชนิดที่ 1	ชนิดที่ 2	ชนิดที่ 3	ชนิดที่ 4	ชนิดที่ 5	ชนิดที่ 6	ชนิดที่ 7	ชนิดที่ 8	ชนิดที่ 9	ชนิดที่ 10
	EFs	EFs	EFs	EFs	EFs	EFs	EFs	EFs	EFs	EFs
0.0	9,988	9,941	9,978	5,723	5,759	5,949	5,762	5,841	5,851	5,800
0.5	9,891	9,614	9,873	2,258	2,255	2,542	2,351	2,366	2,398	2,334
1.0	9,492	8,602	9,406	435	428	607	529	524	496	495
1.5	8,456	6,405	8,360	54	45	92	64	69	57	64
2.0	6,762	3,865	6,679	6	2	15	5	10	7	8
2.5	4,770	1,832	4,741	0	1	8	0	2	3	2
3.0	2,997	706	2,953	0	0	5	0	0	0	0
3.5	1,693	219	1,624	0	0	0	0	0	0	0
4.0	849	52	811	0	0	0	0	0	0	0
4.5	371	11	356	0	0	0	0	0	0	0
5.0	135	2	144	0	0	0	0	0	0	0

ตารางที่ ค.12 ผลกระทบของรูปแบบการกระจายของบิตรหัส (ดูตารางที่ 2.11 ประกอบ) ที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (ในพจน์ของจำนวนบิตที่ผิดพลาด) สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์เลห์ที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.005$

Correlated Rayleigh Fading Channel								
SNR (dB)	Code Rate = 1/3							
	รูปแบบการกระจายของบิตรหัส							
	รูปแบบที่ 1	รูปแบบที่ 2	รูปแบบที่ 3	รูปแบบที่ 4	รูปแบบที่ 5	รูปแบบที่ 6	รูปแบบที่ 7	รูปแบบที่ 8
	จำนวน EBs	จำนวน EBs	จำนวน EBs	จำนวน EBs	จำนวน EBs	จำนวน EBs	จำนวน EBs	จำนวน EBs
0.0	370,414	381,454	390,923	394,235	351,050	396,151	391,982	392,439
0.5	326,466	332,270	341,367	343,802	308,670	344,241	341,102	342,280
1.0	282,653	283,864	291,423	291,549	266,708	292,076	288,596	289,604
1.5	241,185	237,261	239,387	240,810	225,879	241,118	237,464	237,160
2.0	200,064	193,317	191,994	191,471	189,581	192,908	190,858	189,370
2.5	163,150	153,111	150,360	148,498	154,959	150,307	148,326	148,088
3.0	131,198	119,595	114,374	112,549	125,227	114,904	112,001	111,944
3.5	103,732	89,268	84,608	83,349	99,641	84,765	81,001	81,771
4.0	81,147	66,103	60,944	60,619	77,045	61,510	58,510	58,131
4.5	61,276	48,073	43,846	42,485	60,053	43,326	41,109	41,912
5.0	46,187	34,199	30,903	29,461	45,403	30,207	28,234	29,397
5.5	34,493	23,775	21,049	20,078	34,329	20,463	19,442	20,120
6.0	25,714	17,285	13,732	12,738	26,101	13,802	13,271	12,951
6.5	18,538	11,642	9,196	8,156	19,561	8,882	8,715	8,712
7.0	13,674	7,712	6,133	5,495	13,927	5,468	5,518	5,721
7.5	9,756	4,927	3,665	3,581	10,095	3,233	3,540	3,456
8.0	7,360	3,211	2,543	2,041	7,362	2,119	2,149	2,147

ตารางที่ ค.13 ผลกระทบของรูปแบบการกระจายของบิตรหัส (ดูตารางที่ 2.11 ประกอบ) ที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (ในพจน์ของจำนวนเฟรมที่ผิดพลาด) สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์เลห์ที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.005$

Correlated Rayleigh Fading Channel								
SNR (dB)	Code Rate = 1/3							
	รูปแบบการกระจายของบิตรหัส							
	รูปแบบที่ 1	รูปแบบที่ 2	รูปแบบที่ 3	รูปแบบที่ 4	รูปแบบที่ 5	รูปแบบที่ 6	รูปแบบที่ 7	รูปแบบที่ 8
	จำนวน EFs	จำนวน EFs	จำนวน EFs	จำนวน EFs	จำนวน EFs	จำนวน EFs	จำนวน EFs	จำนวน EFs
0.0	8,987	8,476	8,250	8,218	9,137	8,215	8,251	8,227
0.5	8,434	7,713	7,410	7,389	8,681	7,345	7,387	7,418
1.0	7,783	6,889	6,524	6,410	8,089	6,394	6,454	6,449
1.5	7,028	5,971	5,470	5,441	7,439	5,376	5,385	5,400
2.0	6,168	5,015	4,477	4,405	6,729	4,390	4,414	4,388
2.5	5,321	4,100	3,573	3,455	5,948	3,434	3,496	3,511
3.0	4,466	3,324	2,776	2,650	5,179	2,673	2,700	2,690
3.5	3,739	2,594	2,100	1,995	4,450	2,001	1,980	2,000
4.0	3,086	1,976	1,522	1,455	3,710	1,466	1,435	1,446
4.5	2,457	1,486	1,113	1,046	3,079	1,050	1,025	1,028
5.0	1,938	1,096	804	733	2,514	740	707	731
5.5	1,487	793	552	516	2,043	513	489	510
6.0	1,163	575	373	331	1,663	342	346	339
6.5	900	417	251	220	1,334	229	233	229
7.0	690	286	180	157	1,039	145	152	154
7.5	518	198	107	102	809	85	100	101
8.0	399	133	76	60	634	59	60	59

ตารางที่ ค.14 ผลกระทบของการเลือกใช้อันดับของฟิลเตอร์ (filter order) ที่มีต่อสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์เลห์ที่มีสหสัมพันธ์

Correlated Rayleigh Fading Channel						
อันดับของ ฟิลเตอร์	Code Rate = 1/3					
	ผลคูณระหว่างความถี่ดอปเปลอร์ และคาบของสัญลักษณ์ ($f_d T_s$)					
	0.001	0.005	0.01	0.001	0.005	0.01
	จำนวน EBs	จำนวน EBs	จำนวน EBs	จำนวน EFs	จำนวน EFs	จำนวน EFs
10	115,129	40,606	8,390	2,097	885	207
20	99,122	30,003	4,944	1,864	687	139
30	91,469	26,290	3,659	1,745	601	110
40	87,930	24,948	3,410	1,686	570	101
50	86,323	23,193	3,326	1,663	548	101
60	83,405	23,648	3,209	1,632	568	95
70	82,185	23,514	3,535	1,618	563	103
80	80,860	23,858	3,440	1,598	580	103
90	80,658	23,754	3,575	1,606	578	109
100	80,016	24,039	3,457	1,606	586	106
110	79,395	24,463	3,602	1,608	601	115
120	79,441	24,589	3,790	1,606	602	125
130	79,235	24,620	3,949	1,617	612	124

ข้อกำหนด

1. ใช้อัตราการใช้รหัสเท่ากับ 1/3
2. ทดสอบที่ค่า SNR เท่ากับ 5.0 dB
3. ใช้อัลกอริทึม MAP2.2.1 ซึ่งอาศัยอัลกอริทึม LMS ที่มี
Step size = $1/(100 \cdot \text{Tap input power})$
4. รูปแบบการกระจายของบิตรหัสที่ถูกเลือกใช้ในการทดสอบ คือ รูปแบบที่ 8 (ดูตารางที่ 2.11 ประกอบ)

ตารางที่ ค.15 สมรรถนะของรหัสเทอร์โบในพจน์ของจำนวนบิตที่ผิดพลาด สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.01$

Correlated Rayleigh Fading Channel								
SNR (dB)	Code Rate = 1/3							
	MAP 1	MAP 2.1	MAP 2.2.1	MAP 2.2.2	MAP 3	MAP 4	MAP 5.2.2	MAP 6
	จำนวน EBs	จำนวน EBs	จำนวน EBs	จำนวน EBs	จำนวน EBs	จำนวน EBs	จำนวน EBs	จำนวน EBs
0.0	412,241	432,166	434,571	425,822	330,548	399,367	403,259	326,139
0.5	353,974	367,479	367,337	359,959	261,076	343,439	343,100	257,913
1.0	289,511	296,046	294,624	288,963	192,071	281,813	276,072	188,655
1.5	222,693	222,654	219,568	215,643	128,187	219,640	208,148	126,493
2.0	159,065	155,101	151,429	148,462	78,064	159,758	144,172	77,143
2.5	105,811	98,519	96,385	94,621	41,636	109,324	92,943	41,305
3.0	64,116	56,663	55,300	54,772	21,311	68,400	53,828	21,034
3.5	35,728	30,469	29,879	28,999	9,908	39,827	29,400	9,789
4.0	18,666	14,678	14,309	14,418	4,244	21,313	14,247	4,199
4.5	8,753	6,687	6,510	6,642	2,084	11,415	6,797	2,131
5.0	4,253	3,213	3,327	3,478	1,002	5,413	3,620	978
5.5	2,002	1,451	1,615	1,678	392	2,718	1,813	358
6.0	900	715	833	873	121	1,352	917	81
6.5	385	350	370	350	0	645	398	14
7.0	113	79	81	101	0	338	106	0
7.5	0	10	13	34	0	38	15	0
8.0	0	0	15	12	0	0	15	0

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ตารางที่ ค.16 สมรรถนะของรหัสเทอร์โบในพจน์ของจำนวนเฟรมที่ผิดพลาด สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบ
เรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.01$

Correlated Rayleigh Fading Channel								
SNR (dB)	Code Rate = 1/3							
	MAP 1	MAP 2.1	MAP 2.2.1	MAP 2.2.2	MAP 3	MAP 4	MAP 5	MAP 6
	จำนวน FEs	จำนวน FEs	จำนวน FEs	จำนวน FEs	จำนวน FEs	จำนวน FEs	จำนวน FEs	จำนวน FEs
0.0	9,175	9,063	9,043	9,047	8,008	9,167	9,035	8,055
0.5	8,399	8,221	8,189	8,189	6,788	8,388	8,187	6,860
1.0	7,302	7,126	7,070	7,068	5,338	7,286	7,050	5,374
1.5	5,992	5,736	5,654	5,670	3,784	5,965	5,653	3,819
2.0	4,535	4,255	4,172	4,189	2,408	4,512	4,199	2,435
2.5	3,163	2,889	2,833	2,840	1,352	3,178	2,809	1,368
3.0	2,004	1,734	1,710	1,728	717	2,007	1,714	722
3.5	1,168	984	972	982	340	1,196	966	345
4.0	621	483	487	498	150	664	478	151
4.5	304	234	220	228	67	343	232	75
5.0	153	109	115	120	35	165	118	34
5.5	78	52	57	57	14	81	60	13
6.0	34	25	28	31	4	39	30	3
6.5	15	14	15	14	0	19	14	1
7.0	5	4	4	5	0	10	5	0
7.5	0	1	1	2	0	1	1	0
8.0	0	0	1	1	0	0	1	0

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ตารางที่ ค.17 สมรรถนะของรหัสเทอร์โบในพจน์ของจำนวนบิตที่ผิดพลาด สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.005$

Correlated Rayleigh Fading Channel								
SNR (dB)	Code Rate = 1/3							
	MAP 1	MAP 2.1	MAP 2.2.1	MAP 2.2.2	MAP 3	MAP 4	MAP 5.2.2	MAP 6
	จำนวน EBs	จำนวน EBs	จำนวน EBs	จำนวน EBs	จำนวน EBs	จำนวน EBs	จำนวน EBs	จำนวน EBs
0.0	392,439	408,763	428,266	423,421	324,101	377,392	393,953	319,134
0.5	342,280	351,292	368,490	361,322	268,431	329,165	336,824	263,932
1.0	289,604	291,058	306,004	298,789	215,288	279,360	278,364	211,333
1.5	237,160	232,946	244,216	239,875	167,624	230,660	223,849	165,116
2.0	189,370	183,269	191,181	187,151	126,781	185,277	175,323	125,184
2.5	148,088	138,631	144,790	141,606	93,415	147,679	132,120	91,961
3.0	111,944	101,511	105,899	102,669	66,259	114,256	96,777	65,394
3.5	81,771	73,498	75,590	73,032	47,233	85,644	67,442	46,410
4.0	58,131	51,512	53,114	50,959	32,666	62,990	47,969	32,457
4.5	41,912	35,903	37,030	35,675	21,563	46,266	33,155	21,419
5.0	29,397	24,149	24,256	23,193	14,949	33,259	22,361	14,799
5.5	20,120	16,622	17,189	16,278	10,330	23,122	15,410	10,171
6.0	12,951	11,086	11,314	10,762	6,864	16,303	10,176	6,810
6.5	8,712	7,491	7,388	7,448	4,092	10,880	6,703	4,198
7.0	5,721	4,805	4,961	4,716	2,752	7,347	4,375	2,721
7.5	3,456	2,914	2,915	2,681	1,636	4,880	2,613	1,643
8.0	2,147	1,756	1,644	1,713	1,137	3,086	1,710	1,094

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ตารางที่ ค.18 สมรรถนะของรหัสเทอร์โบในพจน์ของจำนวนเฟรมที่ผิดพลาด สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบ
เรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และค่า $f_d T_s = 0.005$

Correlated Rayleigh Fading Channel								
SNR (dB)	Code Rate = 1/3							
	MAP 1	MAP 2.1	MAP 2.2.1	MAP 2.2.2	MAP 3	MAP 4	MAP 5	MAP 6
	จำนวน EFs	จำนวน EFs	จำนวน EFs	จำนวน EFs	จำนวน EFs	จำนวน EFs	จำนวน EFs	จำนวน EFs
0.0	8,227	7,970	8,023	7,983	7,147	8,210	7,889	7,194
0.5	7,418	7,127	7,182	7,098	6,131	7,388	6,997	6,167
1.0	6,449	6,064	6,118	6,049	5,082	6,426	5,948	5,107
1.5	5,400	4,993	5,052	4,971	4,043	5,375	4,898	4,082
2.0	4,388	4,015	4,069	4,003	3,152	4,351	3,929	3,189
2.5	3,511	3,129	3,152	3,080	2,367	3,502	3,032	2,399
3.0	2,690	2,335	2,348	2,288	1,691	2,705	2,250	1,711
3.5	2,000	1,716	1,707	1,659	1,237	2,026	1,588	1,243
4.0	1,446	1,205	1,213	1,190	869	1,485	1,149	877
4.5	1,028	857	849	831	566	1,077	791	574
5.0	731	578	562	548	394	772	544	400
5.5	510	400	401	383	272	537	369	274
6.0	339	267	268	252	188	376	252	188
6.5	229	182	172	178	116	253	168	118
7.0	154	123	119	120	77	170	112	78
7.5	101	70	66	66	42	114	67	45
8.0	59	42	37	39	29	71	39	29

ตารางที่ ค.19 การเปรียบเทียบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (กับวิธีที่นำเสนอ MAP2.2.3) สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และ ค่า $f_d T_s = 0.01$

Correlated Rayleigh Fading Channel								
SNR (dB)	Code Rate = 1/3							
	MAP 1	MAP 2.2.2	MAP 2.2.3	MAP 6	MAP 1	MAP 2.2.2	MAP 2.2.3	MAP 6
	จำนวน EBs	จำนวน EBs	จำนวน EBs	จำนวน EBs	จำนวน EFs	จำนวน EFs	จำนวน EFs	จำนวน EFs
0.0	412,241	425,822	398,873	326,139	9,175	9,047	8,702	8,055
0.5	353,974	359,959	329,780	257,913	8,399	8,189	7,680	6,860
1.0	289,511	288,963	253,632	188,655	7,302	7,068	6,334	5,374
1.5	222,693	215,643	180,444	126,493	5,992	5,670	4,732	3,819
2.0	159,065	148,462	117,692	77,143	4,535	4,189	3,245	2,435
2.5	105,811	94,621	69,035	41,305	3,163	2,840	1,979	1,368
3.0	64,116	54,772	37,164	21,034	2,004	1,728	1,102	722
3.5	35,728	28,999	18,481	9,789	1,168	982	548	345
4.0	18,666	14,418	8,340	4,199	621	498	258	151
4.5	8,753	6,642	3,896	2,131	304	228	118	75
5.0	4,253	3,478	1,993	978	153	120	59	34
5.5	2,002	1,678	761	358	78	57	22	13
6.0	900	873	305	81	34	31	11	3
6.5	385	350	19	14	15	14	1	1
7.0	113	101	0	0	5	5	0	0
7.5	0	34	0	0	0	2	0	0
8.0	0	12	0	0	0	1	0	0

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ตารางที่ ค.20 การเปรียบเทียบสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ (กับวิธีที่นำเสนอ MAP2.2.3) สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่มีสหสัมพันธ์ และ ค่า $f_d T_s = 0.005$

Correlated Rayleigh Fading Channel								
SNR (dB)	Code Rate = 1/3							
	MAP 1	MAP 2.2.2	MAP 2.2.3	MAP 6	MAP 1	MAP 2.2.2	MAP 2.2.3	MAP 6
	จำนวน EBs	จำนวน EBs	จำนวน EBs	จำนวน EBs	จำนวน EFs	จำนวน EFs	จำนวน EFs	จำนวน EFs
0.0	392,439	408,763	358,059	319,134	8,227	7,983	7,439	7,194
0.5	342,280	351,292	300,419	263,932	7,418	7,098	6,477	6,167
1.0	289,604	291,058	242,710	211,333	6,449	6,049	5,417	5,107
1.5	237,160	232,946	190,093	165,116	5,400	4,971	4,352	4,082
2.0	189,370	183,269	145,989	125,184	4,388	4,003	3,439	3,189
2.5	148,088	138,631	107,931	91,961	3,511	3,080	2,601	2,399
3.0	111,944	101,511	77,516	65,394	2,690	2,288	1,898	1,711
3.5	81,771	73,498	54,752	46,410	2,000	1,659	1,379	1,243
4.0	58,131	51,512	38,439	32,457	1,446	1,190	958	877
4.5	41,912	35,903	26,341	21,419	1,028	831	666	574
5.0	29,397	24,149	17,711	14,799	731	548	446	400
5.5	20,120	16,622	12,008	10,171	510	383	305	274
6.0	12,951	11,086	8,104	6,810	339	252	210	188
6.5	8,712	7,491	5,190	4,198	229	178	133	118
7.0	5,721	4,805	3,216	2,721	154	120	83	78
7.5	3,456	2,914	2,049	1,643	101	66	52	45
8.0	2,147	1,756	1,345	1,094	59	39	33	29

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายอาทิตย์ จำปาศรี เกิดเมื่อวันที่ 4 ธันวาคม พ.ศ. 2520 ที่อำเภอเมือง จังหวัดปราจีนบุรี สำเร็จการศึกษาปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร จากจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย เมื่อ พ.ศ. 2541 หลังจากนั้นได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิตสาขาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปี พ.ศ. 2542



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย