

เอพีพีดีมอดูเลเทอร์สำหรับการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างที่เข้ารหัสเทอร์โบ



นายพิสิฐ วนิชชานันท์

สถาบันวิทยบริการ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

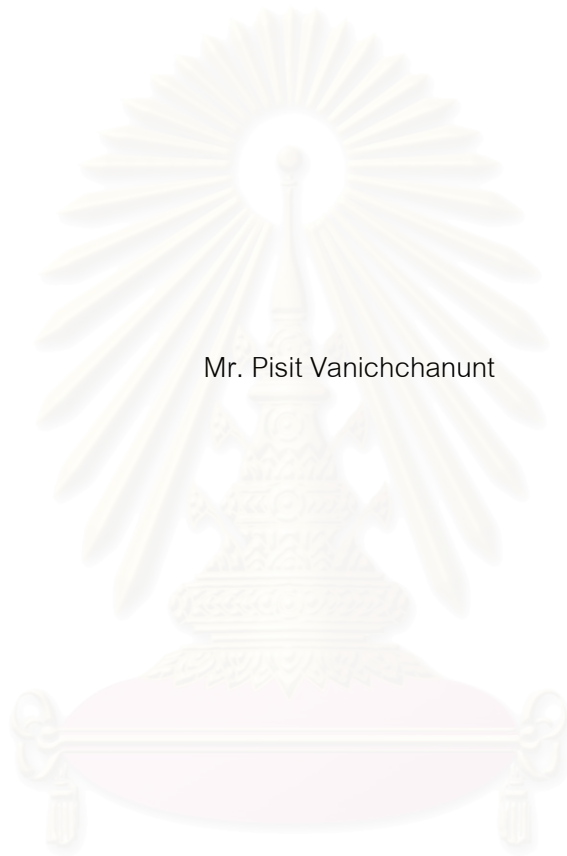
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2549

ISBN 974-14-2545-7

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

APP DEMODULATOR FOR TURBO CODED DIFFERENTIAL UNITARY
SPACE-TIME MODULATION



Mr. Pisit Vanichchanunt

A Dissertation Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of Doctor of Philosophy Program in Electrical Engineering

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering

Chulalongkorn University

Academic Year 2006

ISBN 974-14-2545-7

Copyright of Chulalongkorn University

นายพิสิฐ วณิชชานันท์ : เอพียูทีเอ็มมอดูเลเตอร์สำหรับการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างที่เข้ารหัสเทอร์โบ (APP DEMODULATOR FOR TURBO CODED DIFFERENTIAL UNITARY SPACE-TIME MODULATION) อ. ที่ปรึกษา : รศ.ดร.ลัญจกร วุฒิสถิทธิกุลกิจ, 78 หน้า. ISBN 974-14-2545-7.

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้พัฒนาการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ สำหรับการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างที่เข้ารหัสเทอร์โบโดยการใช้เอพียูทีเอ็มมอดูเลเตอร์ โดยได้เสนอวิธีสองวิธีที่อาศัยการทำนายเชิงเส้นเพื่อที่จะใช้ความสัมพันธ์เชิงเวลาของค่าสัมประสิทธิ์เฟดดิ้ง ซึ่งวิธีที่หนึ่งเป็นวิธีที่เพิ่มจำนวนสถานะของแผนภาพเทอร์ลิสสำหรับเอพียูทีเอ็มมอดูเลเตอร์ เพื่อที่จะพิจารณาสัญลักษณ์ที่เป็นไปได้ทั้งหมดที่ใช้ในการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ ส่วนวิธีที่สองอาศัยการนำเอาอัลกอริทึมแบบวิเทอร์บีมาช่วยเอพียูทีเอ็มมอดูเลเตอร์ในการประมาณหาสัญลักษณ์ดังกล่าว เพื่อช่วยลดความซับซ้อนในการถอดรหัส ซึ่งทั้งสองวิธีที่เสนอนี้ได้ให้ข้อแลกเปลี่ยนระหว่างสมรรถนะและความซับซ้อน จากผลการทดสอบโดยการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์พบว่าวิธีที่เสนอทั้งสอง เมื่อใช้การตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ให้สมรรถนะที่เหนือกว่าการตรวจวัดแบบดั้งเดิมอย่างมาก ทั้งกรณีที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงช้าและเร็ว นอกจากนี้เมื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างที่เข้ารหัสเทอร์โบที่เสนอกับระบบการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างที่เข้ารหัสเทอร์โบที่สลับลำดับเชิงบิด พบว่าระบบที่เสนอให้อัตราขยายประมาณ 3 dB ที่อัตราความผิดพลาดบิตเท่ากับ 10^{-5} สำหรับค่าความถี่ดอปเปลอร์สูงสุดแบบนอร์แมลไลซ์ตั้งแต่ 0.01 จนถึง 0.1

สถาบันวิทยบริการ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

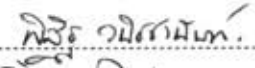
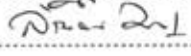
ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้าลายมือชื่อนิสิต พิสิฐ วณิชชานันท์
 สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้าลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา ลัญจกร วุฒิสถิทธิกุลกิจ
 ปีการศึกษา 2549

4471836521 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEY WORD: DIFFERENTIAL MODULATION / MSDD / SPACE-TIME MODULATION / TURBO CODES

PISIT VANICHCHANUNT : APP DEMODULATOR FOR TURBO CODED
DIFFERENTIAL UNITARY SPACE-TIME MODULATION. THESIS ADVISOR : ASSOC.
PROF. LUNCHAKORN WUTTISITTIKULKIJ, Ph.D., 78 pp. ISBN 974-14-2545-7.

In this dissertation, an iterative multiple symbol differential detection for turbo coded differential unitary space-time modulation using *a posteriori* probability (APP) demodulator is investigated. Two approaches of different complexity based on linear prediction are presented to utilize the temporal correlation of fading for the APP demodulator. The first approach intends to take account of all possible previous symbols for linear prediction, thus requiring an increase of the number of trellis states of the APP demodulator. In contrast, the second approach applies Viterbi algorithm to assist the APP demodulator in estimating the previous symbols, hence significantly reducing the decoding complexity. These two approaches are found to provide a trade-off between performance and complexity. It is shown through simulation that both approaches can offer significant BER performance improvement over the conventional differential detection under both correlated slow and fast Rayleigh flat-fading channels. In addition, when comparing the first approach to a modified bit-interleaved turbo coded differential space-time modulation counterpart of comparable decoding complexity, the proposed decoding structure can offer performance gain over 3 dB at BER of 10^{-5} for the normalized maximum Doppler frequency range of 0.01–0.1.

Department Electrical Engineering Student's signature 
Field of study Electrical Engineering Advisor's signature 
Academic year 2006

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ด้วยความช่วยเหลืออย่างยิ่งของ รศ.ดร.ลัญจกร วุฒิสัทติกุลกิจ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ และ อาจารย์สุวิทย์ นาคพีระยุทธ ซึ่งได้ให้คำแนะนำและข้อคิดเห็นต่างๆ ที่เป็นประโยชน์ในงานวิจัยด้วยดีเสมอมา รวมทั้งการกระตุ้นเอาใจใส่ทำให้งานวิจัยสำเร็จไปได้ด้วยดี

ขอขอบคุณเพื่อน ๆ ในห้องปฏิบัติการวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร ชั้น 13 ศึกษาศาสตร์ 4 ทุกคน โดยเฉพาะ นายปรมินทร์ แสงวงษ์งาม นายจุมพฏ ชูสิงห์ และนายกำพล วรดิษฐ์ ที่ได้ช่วยเหลือในด้านต่าง ๆ ทั้งในงานวิจัย การแลกเปลี่ยนทัศนคติและข้อคิดเห็น และการตรวจรูปเล่มวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ซึ่งทำให้การศึกษาดุษฎีบัณฑิตที่จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัยเต็มไปด้วยคุณค่าและความหมายดี ๆ มากมาย

ขอขอบคุณโครงการปริญญาเอกกาญจนาภิเษก จากกองทุนสนับสนุนการวิจัย ที่ได้สนับสนุนทางการเงินสำหรับการศึกษาและวิจัยในหลักสูตรดุษฎีบัณฑิตนี้ ซึ่งโครงการนี้ได้เอื้ออำนวยให้ข้าพเจ้าได้รับโอกาสที่ดีต่าง ๆ มากมาย เช่น การเดินทางไปทำวิจัยในต่างประเทศ ซึ่งเป็นเหตุการณ์ที่ข้าพเจ้าได้รับความประทับใจอย่างมาก

สุดท้ายนี้ ข้าพเจ้าใคร่ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และทุกๆ ท่านในครอบครัว ของข้าพเจ้า ที่ให้การสนับสนุนทางการเงินและกำลังใจตลอดมาจนสามารถสำเร็จการศึกษา

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ญ
สารบัญภาพ.....	ฎ
บัญชีสัญลักษณ์.....	ฏ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาเบื้องต้น.....	1
1.2 ความสำคัญและที่มาของปัญหาในการวิจัย.....	2
1.3 วัตถุประสงค์.....	5
1.4 ระเบียบวิธีวิจัย.....	6
1.5 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	6
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	7
2 การมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่าง.....	8
2.1 แบบจำลองช่องสัญญาณ.....	8
2.2 รหัสกรุปแบบยูนิทารีและการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่าง..	10
2.3 การตรวจวัดแบบร่วมนัย (coherent detection) และการตรวจวัดแบบไม่ ร่วมนัย (noncoherent detection)	12
3 เอฟฟิซีมอดูเลเตอร์ที่ใช้การตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์.....	14
3.1 เมตริกการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์.....	14
3.2 เอฟฟิซีมอดูเลเตอร์.....	16
3.2.1 เอฟฟิซีมอดูเลเตอร์ที่ใช้การเพิ่มจำนวนสถานะ ของแผนภาพเทอร์ลิส (วิธีที่หนึ่ง)	17
3.2.2 เอฟฟิซีมอดูเลเตอร์ที่อาศัยอัลกอริทึมแบบวิเทอร์บี (วิธีที่สอง)	18
3.3 ตัวถอดรหัสการมอดูเลต (modulation decoder) (วิธีที่สาม)	19
3.4 ความซับซ้อนในการคำนวณของวิธีต่าง ๆ.....	20

บทที่	หน้า
4 ตัวเข้ารหัสการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างที่เข้ารหัสเทอร์โบ และการถอดรหัสวนซ้ำที่ใช้การตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์.....	23
4.1 ตัวเข้ารหัสการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลา แบบยูนิทารีเชิงผลต่าง ที่เข้ารหัสเทอร์โบที่เสนอ.....	23
4.2 การถอดรหัสแบบวนซ้ำ ที่ใช้การตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ สำหรับระบบที่เสนอ.....	24
4.2.1 การวิเคราะห์ตัวถอดรหัสย่อย.....	26
4.2.2 ข่าวดาวเอกซ์ทรีนซิกของตัวถอดรหัสย่อย.....	27
4.3 ระบบการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลา แบบยูนิทารีเชิงผลต่างที่เข้ารหัสเทอร์โบที่สลับลำดับเชิงบิด.....	28
5 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบที่เสนอ.....	30
5.1 สมรรถนะของระบบที่เสนอในแต่ละรอบของการถอดรหัสแบบวนซ้ำ.....	32
5.2 การเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่เสนอ เมื่อใช้วิธีต่าง ๆ ในการถอดรหัส.....	36
5.3 การเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่เสนอ กับระบบการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างที่เข้ารหัสเทอร์โบที่สลับลำดับเชิงบิด.....	40
5.4 ผลกระทบของขนาดบล็อกข้อมูลที่มีต่อสมรรถนะของระบบ.....	41
5.5 ผลกระทบของจำนวนสายอากาศรับที่มีต่อสมรรถนะของระบบ.....	42
6 การประยุกต์ใช้เอพีพีดีมอดูเลเตอร์กับการมอดูเลตที่เข้ารหัสเทรลลิสแบบเทอร์โบ.....	44
6.1 การมอดูเลตที่เข้ารหัสเทรลลิสแบบเทอร์โบ.....	44
6.2 การมอดูเลตที่เข้ารหัสเทรลลิสแบบเทอร์โบเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่าง (differential unitary space-time turbo trellis-coded modulation)	47
6.3 ผลการทดสอบสมรรถนะ.....	49
7 บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	54
7.1 บทสรุป.....	54
7.2 ข้อเสนอแนะ.....	55

	หน้า
รายการอ้างอิง.....	56
ภาคผนวก.....	61
ภาคผนวก ก.....	62
ภาคผนวก ข.....	63
ภาคผนวก ค.....	67
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์.....	78



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญตาราง

ตาราง		หน้า
ตารางที่ 1	ความซับซ้อนในการคำนวณของวิธีต่าง ๆ.....	21
ตารางที่ 2	ความซับซ้อนในการคำนวณของวิธีต่าง ๆ เมื่อ N_S เท่ากับ 8 และ N เท่ากับ 934.....	21
ตารางที่ 3	การแปลงบิตข้อมูล และบิตพาริตีที่เป็นเมทริกซ์รหัสของตัวแปลงเชิงสัญญาณ	31



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญภาพ

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 1	9
รูปที่ 2	17
รูปที่ 3	24
รูปที่ 4	25
รูปที่ 5	28
รูปที่ 6	29
รูปที่ 7	33
รูปที่ 8	34
รูปที่ 9	35
รูปที่ 10	37
รูปที่ 11	37

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 12	การเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่เสนอ เมื่อระบบถอดรหัสใช้วิธีที่หนึ่ง สอง และสาม จำนวนสายอากาศส่งเท่ากับสอง จำนวนสายอากาศรับเท่ากับสาม และ $f_d T_d$ มีค่าเท่ากับ 0.01..... 38
รูปที่ 13	การเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่เสนอ เมื่อระบบถอดรหัสใช้วิธีที่หนึ่ง สอง และสาม จำนวนสายอากาศส่งเท่ากับสอง จำนวนสายอากาศรับเท่ากับสาม และ $f_d T_d$ มีค่าเท่ากับ 0.10..... 38
รูปที่ 14	การเปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างระบบที่เสนอ กับระบบการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาที่เข้ารหัสเทอร์โบที่สลับลำดับเชิงบิด เมื่อระบบถอดรหัสใช้วิธีที่หนึ่ง จำนวนสายอากาศส่งและรับเท่ากับสองและใช้ลำดับของการทำนายเชิงเส้นเท่ากับหนึ่งและสอง..... 40
รูปที่ 15	สมรรถนะของระบบที่เสนอ เมื่อใช้วิธีที่หนึ่ง และลำดับการทำนายเชิงเส้นเท่ากับสอง สำหรับบล็อกข้อมูลขนาด 340 (20x17), 930 (30x31) และ 3050 (50x61) บิต..... 41
รูปที่ 16	ผลกระทบของจำนวนสายอากาศรับที่มีต่อสมรรถนะของระบบที่เสนอ เมื่อใช้วิธีที่หนึ่ง และลำดับการทำนายเชิงเส้นเท่ากับสอง..... 42
รูปที่ 17	ผลกระทบของจำนวนสายอากาศรับที่มีต่อสมรรถนะของระบบที่เสนอ เมื่อใช้วิธีที่สอง และลำดับการทำนายเชิงเส้นเท่ากับสอง..... 43
รูปที่ 18	ระบบการมอดูเลตที่เข้ารหัสเทอร์ลิสแบบเทอร์โบ..... 46
รูปที่ 19	ระบบถอดรหัสสำหรับการมอดูเลตที่เข้ารหัสเทอร์ลิส แบบเทอร์โบ (เส้นเชื่อมแสดงการแลกเปลี่ยนข่าวสารของสัญลักษณ์ระหว่างบล็อกต่าง ๆ)... 46
รูปที่ 20	ระบบการมอดูเลตที่เข้ารหัสเทอร์ลิสแบบเทอร์โบเชิงปริภูมิและเวลา แบบเชิงผลต่าง..... 47
รูปที่ 21	ระบบถอดรหัสสำหรับการมอดูเลตที่เข้ารหัสเทอร์ลิส แบบเทอร์โบเชิงปริภูมิและเวลาแบบเชิงผลต่าง (เส้นเชื่อมแสดงการแลกเปลี่ยนข่าวสารของสัญลักษณ์ระหว่างบล็อกต่าง ๆ) 48

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 22	ระบบการมอดูเลตที่เข้ารหัสเทอร์ลิสแบบเทอร์โบเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างที่ใช้ในการทดสอบสมรรถนะ..... 48
รูปที่ 23	สมรรถนะของระบบการมอดูเลตที่เข้ารหัสเทอร์ลิสแบบเทอร์โบเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างเมื่อใช้วิธีต่าง ๆ กันในการถอดรหัส โดยเปรียบเทียบกับกรณีที่ใช้สัญลักษณ์ 8-PSK เมื่อจำนวนสายอากาศรับเท่ากับสองและ $f_d T_d$ มีค่าเท่ากับ 0.01 51
รูปที่ 24	สมรรถนะของระบบการมอดูเลตที่เข้ารหัสเทอร์ลิสแบบเทอร์โบเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างเมื่อใช้วิธีต่าง ๆ กันในการถอดรหัส โดยเปรียบเทียบกับกรณีที่ใช้สัญลักษณ์ 8-PSK เมื่อจำนวนสายอากาศรับเท่ากับสองและ $f_d T_d$ มีค่าเท่ากับ 0.10..... 51
รูปที่ 25	สมรรถนะของ ระบบการมอดูเลตที่เข้ารหัสเทอร์ลิสแบบเทอร์โบเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างเมื่อใช้วิธีต่าง ๆ กันในการถอดรหัส โดยเปรียบเทียบกับกรณีที่ใช้สัญลักษณ์ 8-PSK เมื่อจำนวนสายอากาศรับเท่ากับสามและ $f_d T_d$ มีค่าเท่ากับ 0.01..... 52
รูปที่ 26	สมรรถนะของระบบการมอดูเลตที่เข้ารหัสเทอร์ลิสแบบเทอร์โบเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างเมื่อใช้วิธีต่าง ๆ กันในการถอดรหัส โดยเปรียบเทียบกับกรณีที่ใช้สัญลักษณ์ 8-PSK เมื่อจำนวนสายอากาศรับเท่ากับสามและ $f_d T_d$ มีค่าเท่ากับ 0.10..... 52
รูปที่ 27	สมรรถนะของระบบการมอดูเลตที่เข้ารหัสเทอร์ลิสแบบเทอร์โบเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างเมื่อใช้วิธีต่าง ๆ กันในการถอดรหัส โดยเปรียบเทียบกับกรณีที่ใช้สัญลักษณ์ 8-PSK เมื่อจำนวนสายอากาศรับเท่ากับหนึ่งและ $f_d T_d$ มีค่าเท่ากับ 0.01..... 53
รูปที่ 28	สมรรถนะของระบบการมอดูเลตที่เข้ารหัสเทอร์ลิสแบบเทอร์โบเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างเมื่อใช้วิธีต่าง ๆ กันในการถอดรหัส โดยเปรียบเทียบกับกรณีที่ใช้สัญลักษณ์ 8-PSK เมื่อจำนวนสายอากาศรับเท่ากับหนึ่งและ $f_d T_d$ มีค่าเท่ากับ 0.10..... 53

บัญชีสัญลักษณ์

$E\{\cdot\}$	การคาดหวัง (expectation)
$\Pr\{\cdot\}$	ค่าความน่าจะเป็น (probability)
$J_0(\cdot)$	ฟังก์ชันเบสเซลชนิดที่หนึ่งลำดับที่ศูนย์
T	จำนวนสายอากาศส่ง
R	จำนวนสายอากาศรับ
L	จำนวนหลักของสัญลักษณ์ (เมทริกซ์) เชนปริภูมิและเวลา
i	ดัชนีสายอากาศรับ
j	ดัชนีสายอากาศส่ง
k	ดัชนีช่องเวลา (time slot) หรือหลัก (column) ของสัญลักษณ์เชนปริภูมิและเวลา
n	ดัชนีเวลาของบิต หรือของสัญลักษณ์เชนปริภูมิและเวลาแล้วแต่กรณี
ρ	อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนต่อสายอากาศรับ
f_d	ความถี่ดอปเปลอร์สูงสุด
T_d	ระยะเวลาของแต่ละหลักของสัญลักษณ์เชนปริภูมิและเวลา
$f_d T_d$	ความถี่ดอปเปลอร์สูงสุดแบบนอร์มัลไลซ์
$h_{ij}^k(n)$	ค่าสัมประสิทธิ์เฟดดิ้งของเส้นทางระหว่างสายอากาศส่งที่ j ไปยังสายอากาศรับที่ i สำหรับหลักที่ k ณ เวลาสัญลักษณ์ที่ n
$x_{jk}(n)$	สัญญาณที่ส่งจากสายอากาศส่งที่ j สำหรับหลักที่ k ณ เวลาสัญลักษณ์ที่ n
$y_{ik}(n)$	สัญญาณที่ได้รับจากสายอากาศรับที่ i สำหรับหลักที่ k ณ เวลาสัญลักษณ์ที่ n
$\eta_{ik}(n)$	สัญญาณรบกวนที่สายอากาศรับที่ i สำหรับหลักที่ k ณ เวลาสัญลักษณ์ที่ n
$\phi_h(\cdot)$	ฟังก์ชันอัตราสหสัมพันธ์ของค่าสัมประสิทธิ์เฟดดิ้ง
H_n	เมทริกซ์สัมประสิทธิ์เฟดดิ้ง ณ เวลาสัญลักษณ์ที่ n
X_n	เมทริกซ์ส่ง ณ เวลาสัญลักษณ์ที่ n
N_n	เมทริกซ์สัญญาณรบกวน ณ เวลาสัญลักษณ์ที่ n
$M_n(\cdot)$	เมตริกการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ ณ เวลาสัญลักษณ์ที่ n
z	ดัชนีของสัมประสิทธิ์การทำนายเชิงเส้น
Z	ค่าลำดับการทำนายเชิงเส้น
P_z	เมทริกซ์สัมประสิทธิ์การทำนายเชิงเส้นตัวที่ z
p_z	ค่าสัมประสิทธิ์การทำนายเชิงเส้นตัวที่ z
C	คอนสเทเลชัน

\mathbf{G}	กรุปของเมทริกซ์แบบยูนิทารีขนาด $L \times L$
N	จำนวนเมทริกซ์ส่ง เมื่อไม่นับเมทริกซ์ส่งเริ่มต้น
N_b	จำนวนบิตข้อมูล
N_s	จำนวนสมาชิกของ \mathbf{G} หรือ $ \mathbf{G} $
I_L	เมทริกซ์เอกลักษณ์ขนาด $L \times L$
G_n	เมทริกซ์รหัสแบบยูนิทารี ณ เวลาสัญลักษณ์ที่ n
G'_n	เมทริกซ์รหัสแบบยูนิทารีก่อนที่ได้รับการสลับลำดับด้วยตัวสลับลำดับช่องสัญญาณ ที่เวลาสัญลักษณ์ที่ n
\hat{G}_n	เมทริกซ์รหัสที่ตัดลินได้ สำหรับเมทริกซ์รหัส G_n
D_n	สถานะของมอดูเลเตอร์ ณ เวลาสัญลักษณ์ที่ n
A	เมทริกซ์ส่งเริ่มต้น
S_n	สถานะของตัวเข้ารหัสคอนโวลูชัน ณ เวลาที่ n
d_n	บิตข้อมูลที่ n
\hat{d}_n	บิตข้อมูลที่ตัดลินได้ สำหรับบิตข้อมูล d_n
p_n^m	บิตพาริตีของตัวเข้ารหัสคอนโวลูชันตัวที่ m ณ เวลาที่ n
c_n	บิตค่ารหัสที่ n
Π	ฟังก์ชันการสลับลำดับของตัวสลับลำดับที่ใช้ในตัวเข้ารหัสเทอร์โบ
Λ	ฟังก์ชันการสลับลำดับของตัวสลับลำดับช่องสัญญาณ
D	การห้วงเวลาหนึ่งหน่วยในตัวเข้ารหัสคอนโวลูชัน
$\alpha_n(\cdot)$	ค่าความน่าจะเป็นไปข้างหน้า ณ เวลาที่ n
$\beta_n(\cdot)$	ค่าความน่าจะเป็นไปข้างหลัง ณ เวลาที่ n
$\Gamma_n(G_n)$	ค่าข่าวสาร (ความน่าจะเป็น) เอกซ์ทรีนซิกของเมทริกซ์รหัส G_n
$W_n(d_n, p_n^m)$	ค่าข่าวสารรวมเอกซ์ทรีนซิกของบิตข้อมูล d_n และบิตพาริตี p_n^m

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาเบื้องต้น

ระบบสื่อสารเคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์ (cellular mobile communication system) ในอนาคตได้รับการคาดหมายว่าจะต้องสามารถรองรับการบริการต่าง ๆ ที่มีเพิ่มมากขึ้นได้ เช่น การบริการมัลติมีเดียแบบเรียลไทม์ (real-time multimedia service) การประชุมวีดิทัศน์ (video conference) และการส่งไฟล์ด้วยความเร็วสูงเพื่อรองรับไฟล์ข้อมูลขนาดใหญ่ เป็นต้น ซึ่งการบริการเหล่านี้ต้องใช้ความเร็วในการส่งข้อมูล 2-20 Mbps อย่างไรก็ตามมาตรฐานระบบสื่อสารเคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์ในยุคที่สองที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบันเช่น ระบบ GSM ที่ใช้เทคโนโลยี EDGE (Enhanced Data Rates for Global Evolution) นั้นสามารถรองรับการส่งข้อมูลได้สูงสุดเพียง 473.6 kbps และนอกจากนี้ในประเทศแถบยุโรป ระบบสื่อสารเคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์ในยุคต่อไปยังต้องรองรับผู้ใช้บริการในรถไฟความเร็วสูง (high speed train) ซึ่งอาจเคลื่อนที่ด้วยความเร็วถึง 500 กิโลเมตรต่อชั่วโมง จากความต้องการดังกล่าวนี้ จึงมีจำเป็นที่จะต้องพัฒนาระบบการสื่อสารไร้สายแบบใหม่ที่ให้ประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดท์ (bandwidth efficient) และยังคงให้สมรรถนะที่ดีทันต่อการเคลื่อนที่ของผู้ใช้บริการได้

จากผลงานวิจัยเชิงทฤษฎีในเอกสารอ้างอิงที่ [1] และ [2] กล่าวว่า การใช้สายอากาศส่งและรับหลายสายอากาศ สามารถเพิ่มความจุ (capacity) ของช่องสัญญาณสื่อสารไร้สายได้ ซึ่งทำให้สามารถเพิ่มประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดท์ และปรับปรุงคุณภาพของการเชื่อมต่อ (quality of link) ระหว่างภาคส่งและภาครับให้ดีขึ้นได้ โดยความจุที่เพิ่มขึ้นนี้ มาจากการเพิ่มขึ้นของจำนวนเส้นทางระหว่างสายอากาศส่งและสายอากาศรับหรือที่เรียกกันว่า ไดเวอร์ซิตีเชิงปริภูมิ (space diversity) ในการใช้ความจุของช่องสัญญาณที่เพิ่มขึ้นนี้ได้อย่างเต็มที่นั้น จำเป็นที่จะต้องผนวกการออกแบบรหัสและการมอดูเลต (modulation) เข้ากันกับการใช้ไดเวอร์ซิตีเชิงปริภูมิและเวลาไปพร้อมกัน [3]–[7] ซึ่งการเข้ารหัสเชิงปริภูมิและเวลา (space-time coding) [3] [7] หรืออีกชื่อหนึ่งคือ การมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลา (space-time modulation) นับได้ว่าเป็นเทคนิคที่มีประสิทธิภาพเทคนิคหนึ่งที่ผนวกเอาหลักการออกแบบต่าง ๆ นี้เข้าไว้ด้วยกัน โดยทั่วไปแล้ว การเข้ารหัสเชิงปริภูมิและเวลาสามารถแบ่งออกได้เป็นสองประเภทคือ การเข้ารหัสเชิงปริภูมิและเวลาแบบบล็อก (space-time block code) [9]–[12] และการเข้ารหัสเชิงปริภูมิและเวลาแบบเทรลลิส (space-time trellis code) [7] [8] ในการเข้ารหัสและถอดรหัสเชิงปริภูมิและเวลาแบบบล็อกนั้นจะกระทำทีละบล็อก โดยแต่ละบล็อกจะไม่เกี่ยวข้องกัน ซึ่งต่างจากการเข้ารหัสเชิงปริภูมิและเวลาแบบเทรลลิส ที่รหัสที่ได้ในแต่ละเวลาจะเกี่ยวเนื่องกันไปโดยตลอด ในการถอดรหัสเชิงปริภูมิและ

เวลาแบบเทอร์ลิสันนั้น มักจะใช้ตัวตรวจวัดแบบวิเทอร์บี (Viterbi detector) และจากผลการวิจัยที่ผ่านมาแสดงให้เห็นว่า รหัสเชิงปริภูมิและเวลาทั้งสองแบบนี้สามารถใช้โคเวอริจันซ์ที่เชิงปริภูมิและเวลาได้อย่างมีประสิทธิภาพ และนอกจากนี้ก็ยังมียังงานวิจัย [13]–[15] ที่ผนวกเอารหัสแก้ไขความผิดพลาดที่มีความสามารถสูงเช่น รหัสเทอร์โบ (turbo code) [18] [19] เข้าไปใช้กับรหัสเชิงปริภูมิและเวลาที่จะเพิ่มสมรรถนะของระบบให้ดียิ่งขึ้นไปอีก

1.2 ความสำคัญและที่มาของปัญหาในการวิจัย

งานวิจัยของรหัสเชิงปริภูมิและเวลาส่วนมากนั้น [4]–[17] มักจะสมมุติว่าภาครับทราบค่าสัมประสิทธิ์เฟดดิ้ง (fading coefficient) ของทุกเส้นทางระหว่างสายอากาศส่งและรับอย่างถูกต้อง โดยในทางปฏิบัติแล้ว ค่าสัมประสิทธิ์เฟดดิ้งซึ่งเป็นค่าแสดงข่าวสารของสถานะช่องสัญญาณ (channel state information) นั้นสามารถหาได้จากการประมาณช่องสัญญาณ (channel estimation) โดยการใช้สัญลักษณ์นำ (pilot symbol) ซึ่งทราบกันระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ อย่างไรก็ตาม เมื่อช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงไปอย่างรวดเร็ว เนื่องจากการเคลื่อนที่ที่เร็วขึ้นของผู้ใช้บริการ ก็ทำให้ภาคส่งจำเป็นต้องส่งสัญลักษณ์นำนี้เพิ่มมากขึ้น เพื่อให้ภาครับใช้ในการประมาณช่องสัญญาณบ่อยขึ้น ใหทันต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าสัมประสิทธิ์เฟดดิ้ง และด้วยเหตุที่ต้องส่งสัญลักษณ์นำมากขึ้นนี้ จึงทำให้เหลือเวลาในการส่งข้อมูลน้อยลง เป็นผลให้ประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดท์ด้อยลง เพื่อที่จะแก้ไขปัญหาดังกล่าว จึงมีงานวิจัยในเอกสารอ้างอิงที่ [20]–[23] ซึ่งเสนอวิธีการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบเชิงผลต่าง (differential space-time modulation) ที่ทำให้ภาครับสามารถใช้ในการตรวจวัดเชิงผลต่าง (differential detection) กับสัญญาณที่ได้รับทีละสองสัญลักษณ์ เพื่อหารหัสของแต่ละสัญลักษณ์ที่ส่งมาได้โดยไม่ต้องอาศัยค่าสัมประสิทธิ์เฟดดิ้ง ซึ่งวิธีการนี้นับได้ว่าเป็นการตรวจวัดแบบไม่ร่วมนัย (noncoherent detection) อย่างหนึ่ง การมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบเชิงผลต่างสามารถจำแนกออกได้ เป็นสองประเภทคือ แบบที่มีคอนสเทลชัน (constellation) เป็นกรุป (group) [20] [21] และแบบที่มีคอนสเทลชันไม่เป็นกรุป [22] [23] ถึงแม้ว่าการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบเชิงผลต่างแบบที่มีคอนสเทลชันเป็นกรุปจะมี จำนวนรูปแบบให้เลือกใช้ค่อนข้างจำกัดกว่าแบบที่มีคอนสเทลชันไม่เป็นกรุป เนื่องจากข้อกำหนดของคุณสมบัติการเป็นกรุป แต่การมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบเชิงผลต่างแบบที่มีคอนสเทลชันเป็นกรุป ก็มีข้อดีที่สำคัญอย่างหนึ่งคือ การคูณเมทริกซ์ที่ใช้ในการมอดูเลตนั้นสามารถอาศัย ตารางการคูณของกรุปช่วยหลีกเลี่ยงในการคูณเมทริกซ์จริงๆ ได้ ซึ่งช่วยลดการคำนวณลงไปได้อย่างมาก จึงเหมาะกับระบบการมอดูเลตที่มีความไม่ต้องการความซับซ้อนมากนัก [24] และด้วยเหตุนี้งานวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงสนใจเฉพาะ การมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบเชิงผลต่างที่มีคอนสเทลชันเป็นกรุป

เป็นที่ทราบกันดีว่า ระบบการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบเชิงผลต่างที่ภาครับอาศัย การตรวจวัดเชิงผลต่างแบบดั้งเดิม (conventional differential detection) ซึ่งใช้สัญญาณที่ได้รับ ที่ละสองสัญลักษณ์นั้น ให้สมรรถนะที่ดีเมื่อช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้า ๆ เนื่องจากการตรวจวัดเชิงผลต่างแบบนี้ มีการสมมุติว่าสัมประสิทธิ์เฟดดิ้งมีค่าคงที่ในช่วงระยะเวลาของสอง สัญลักษณ์ที่อยู่ติดกัน แต่เมื่อช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงเร็วมากขึ้น สมรรถนะของระบบ ดังกล่าวก็จะด้อยลงเป็นอย่างมาก และเพื่อแก้ไขปัญหานี้จึงมีงานวิจัยในเอกสารอ้างอิงที่ [25] และ [26] ที่นำเอาเทคนิคการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ (multiple symbol differential detection: MSDD) ซึ่งเป็นที่รู้จักกันดีในระบบสายอากาศเดี่ยว (single antenna system) [32]–[35] มาประยุกต์ใช้กับระบบสายอากาศหลายสายอากาศ (multi-antenna system) โดยการเพิ่ม จำนวนสัญลักษณ์ที่ใช้ในการตรวจวัดให้มากกว่าสอง ซึ่งทำให้สามารถปรับปรุงสมรรถนะของ ภาครับที่ใช้ตัวตรวจวัดแบบวิเทอร์บี (Viterbi detector) ให้ดีขึ้นได้

เพื่อเพิ่มสมรรถนะเชิงอัตราความผิดพลาดบิต (bit error rate performance) ของระบบ การมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบเชิงผลต่างให้ดียิ่งขึ้นไปอีก จึงมีงานวิจัยที่นำเอารหัสแก้ไข ความผิดพลาดที่ใช้การถอดรหัสแบบวนซ้ำ (iterative decoding) มาผนวกใช้ โดยงานวิจัยใน เอกสารอ้างอิงที่ [27] ได้เสนอ การมอดูเลตที่เข้ารหัสและสลับลำดับเชิงบิต (bit-interleaved coded modulation: BICM) อย่างง่ายที่นำเอา ตัวเข้ารหัสคอนโวลูชัน (convolutional encoder) และ ตัวสลับลำดับเชิงบิต (bit-wise interleaver) มาต่อกันแบบอนุกรม (serially concatenated) กับการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบเชิงผลต่าง ซึ่งระบบที่ได้นี้ให้ความซับซ้อนต่ำ แต่ยังให้ ประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดท์ที่ดี โดยโครงสร้างของระบบถอดรหัสแบบวนซ้ำที่ภาครับ ประกอบด้วย หน่วยการคำนวณเมตริกการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ (MSDD metric) และตัวตรวจถอดรหัสแบบวิเทอร์บีที่มีการตัดสินใจแบบฮาร์ด (hard-decision Viterbi decoder) ทำหน้าที่ถอดรหัสคอนโวลูชัน จากการวิเคราะห์เชิงคณิตศาสตร์และการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์ ให้ผลว่าระบบดังกล่าวให้สมรรถนะที่ดีสำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งราบเรียบแบบไรซ์ (Ricean flat-fading channel) งานวิจัยในเอกสารอ้างอิงที่ [28] ได้เสนอให้นำตัวเข้ารหัสเทอร์โบมาต่ออนุกรม กับการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบเชิงผลต่าง โดยที่ภาครับมีการประยุกต์ใช้เมตริกการตรวจ วัดเชิงผลต่างแบบดั้งเดิม (conventional differential detection metric) และเมตริกการตรวจวัด เชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ (MSDD metric) ร่วมกับตัวถอดรหัสการมอดูเลต (modulation decoder) เพื่อให้ได้ระบบการถอดรหัสวนซ้ำที่มีสมรรถนะสูงเข้าใกล้ขีดจำกัดความจุ (capacity limit) สำหรับระบบสื่อสารที่เน้นความน่าเชื่อถือได้ (reliability) ของข้อมูล ซึ่งระบบดังกล่าวนี้ให้ สมรรถนะดีกว่าระบบที่เสนอในเอกสารอ้างอิงที่ [27] เนื่องจากความสามารถในการแก้ไขความผิด พลาดของรหัสเทอร์โบที่เหนือกว่ารหัสคอนโวลูชัน อย่างไรก็ตาม การวิเคราะห์เมตริกการตรวจวัดเชิง

ผลต่างหลายสัญลักษณ์ที่ใช้ในเอกสารอ้างอิงที่ [28] มีสมมุติฐานว่าสัมประสิทธิ์เฟดดิ้งมีค่าคงที่ตลอดช่วงของการสังเกต (observation interval) ที่ใช้ในการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ ซึ่งทำให้สมรรถนะของระบบด้อยลงไปอย่างมาก เมื่อช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว งานวิจัยในเอกสารอ้างอิงที่ [29] ได้วิเคราะห์ ระบบการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบเชิงผลต่างที่เข้ารหัสแก้ไขความผิดพลาด จำนวนสามรูปแบบ (scheme) คือ การเข้ารหัสหลายชั้น (multilevel coding: MLC) การมอดูเลตที่เข้ารหัสและสลับลำดับเชิงบิต (bit-interleaved coded modulation: BICM) และการมอดูเลตที่เข้ารหัสแบบผสม (hybrid coded modulation: HCM) โดยที่ภาครับใช้การตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ และได้ใช้ค่าความจุเป็นดัชนีวัดสมรรถนะของระบบทั้งสามรูปแบบ นอกจากนี้ยังได้หาสมรรถนะเชิงอัตราความผิดพลาดบิตของระบบทั้งสาม โดยการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์ จากผลการวิเคราะห์ที่ได้พบว่า การตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์จะมีประสิทธิภาพดีสำหรับระบบ MLC และ HCM แต่มีประสิทธิผลด้อยลงสำหรับระบบ BICM ซึ่งผลดังกล่าวนี้แสดงให้เห็นว่า การที่จะนำการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ไปใช้ให้ได้ผลที่ดีนั้น จำเป็นที่ภาคส่งต้องมีรูปแบบการเชื่อมต่อระหว่างการมอดูเลต และการเข้ารหัสแก้ไขความผิดพลาดที่เหมาะสม แต่อย่างไรก็ตามงานวิจัยในเอกสารอ้างอิงที่ [29] ก็ยังไม่ได้นำเอาแผนภาพเทรลลิสของการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลามาใช้งาน ในการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์แต่อย่างใด จึงทำให้ระบบยังไม่สามารถทำงานได้ดีกับสภาพที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว งานวิจัยในเอกสารอ้างอิงที่ [30] ได้เสนอการนำเอารหัสแก้ไขความผิดพลาดอย่างง่ายเช่น รหัสคอนวอลูชัน และรหัสบล็อก (block code) มาใช้กับการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบเชิงผลต่าง และได้เสนอให้ภาครับใช้การถอดรหัสและตีมอดูเลตแบบวนซ้ำ (iterative decoding/demodulation) โดยการแลกเปลี่ยนค่าความน่าจะเป็นเบื้องหลัง (*a posteriori* probability: APP) ระหว่างตัวตีมอดูเลเตอร์ และตัวถอดรหัส (decoder) ซึ่งจากผลการจำลองพบว่าระบบดังกล่าวให้สมรรถนะที่ดีมากเมื่อใช้บิตต่อข้อมูลขนาดใหญ่ และใช้จำนวนรอบของการวนซ้ำมาก การที่ระบบดังกล่าวสามารถให้สมรรถนะที่ดี ก็เนื่องมาจากการใช้เอพพีตีมอดูเลเตอร์ (APP demodulator) ซึ่งใช้ประโยชน์จากแผนภาพเทรลลิสของการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลา ประกอบกับมีการใช้สัญลักษณ์มาช่วยในการประมาณช่องสัญญาณ แต่อย่างไรก็ดี ถ้าช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงเร็วมากขึ้นก็ทำให้ต้องส่งสัญลักษณ์มากขึ้น เป็นผลให้ภาคส่งต้องส่งสัญลักษณ์ให้ภาครับมากขึ้น ซึ่งทำให้ประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดท์ลดลง นอกจากนี้งานวิจัยในเอกสารอ้างอิงที่ [30] ก็ยังไม่ได้มีการนำเอาการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์มาใช้แต่ประการใด งานในเอกสารอ้างอิงที่ [31] ได้เสนอวิธีการมอดูเลตเชิงผลต่างที่เอื้ออำนวยให้ภาครับสามารถทำการตรวจวัดสัญลักษณ์ที่ส่งมาได้โดยใช้ การแยกค่าเอกฐาน (singular value decomposition) เพื่อช่วยลดความซับซ้อนในการตรวจวัดสัญลักษณ์ที่ได้รับ สำหรับกรณีที่มี

จำนวนของสัญลักษณ์ส่งมาก แต่อย่างไรก็ดี วิธีการดังกล่าวจะให้สมรรถนะที่ดีเมื่อภาครับใช้สายอากาศรับจำนวนมาก และค่าสัมประสิทธิ์เฟดดิ้งของช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้า ๆ

จากข้อดีของการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ [25] [26] ที่สามารถแก้ปัญหาในกรณีที่สัมประสิทธิ์เฟดดิ้งมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว และข้อดีของเอพีพีดีมอดูเลเตอร์ สำหรับระบบสายอากาศเดี่ยวในเอกสารอ้างอิงที่ [32]–[35] ซึ่งให้ประสิทธิภาพสูงในการแลกเปลี่ยนข่าวสารสำหรับการถอดรหัสและดีมอดูเลตแบบวนซ้ำ งานวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงมีแนวคิดที่จะผนวกหลักการทั้งสองเข้าด้วยกัน โดยสนใจวิเคราะห์เอพีพีดีมอดูเลเตอร์ที่ใช้การตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์สำหรับระบบสายอากาศหลายสายอากาศ โดยไม่มีการใช้สัญลักษณ์นำ (ซึ่งผู้เขียนวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอในเอกสารอ้างอิงที่ [36]) และเพื่อแสดงถึงประโยชน์ของหลักการนี้ จึงได้พัฒนาระบบการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างที่เข้ารหัสเทอร์โบ ซึ่งให้อัตราความผิดพลาดบิตที่ดี แม้ว่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (signal to noise ratio: SNR) จะมีค่าน้อย สำหรับกรณีที่สัมประสิทธิ์เฟดดิ้งมีการเปลี่ยนแปลงเร็วและช้า โดยที่ภาครับ ได้มีการพัฒนาประยุกต์ใช้การตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ร่วมกับ เอพีพีดีมอดูเลเตอร์ที่มีการแลกเปลี่ยนข่าวสารกับตัวถอดรหัสเทอร์โบได้อย่างมีประสิทธิภาพ จากผลการทดสอบสมรรถนะโดยการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ให้ผลว่า ระบบดังกล่าวสามารถทำงานได้อย่างดีทั้งกรณีที่สัมประสิทธิ์เฟดดิ้งมีการเปลี่ยนแปลงเร็วและช้า

1.3 วัตถุประสงค์

- 1) พัฒนาเอพีพีดีมอดูเลเตอร์ เพื่อทำงานร่วมกับการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ สำหรับการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างที่เข้ารหัสเทอร์โบ เพื่อให้ระบบสามารถทำงานได้ภายใต้ช่องสัญญาณเฟดดิ้งราบเรียบแบบเรย์ลี ที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าสัมประสิทธิ์เฟดดิ้งช้าและเร็ว
- 2) วิเคราะห์เชิงคณิตศาสตร์ในการนำเอาการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์มาใช้งานร่วมกับเอพีพีดีมอดูเลเตอร์
- 3) หาวิธีการหรือรูปแบบที่เหมาะสมในการแลกเปลี่ยนข่าวสารระหว่างเอพีพีดีมอดูเลเตอร์และตัวถอดรหัสเทอร์โบ
- 4) ศึกษาผลกระทบของจำนวนสัญลักษณ์ที่ใช้ในช่วงการสังเกต (observation interval) ของการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ว่า มีผลต่อสมรรถนะของระบบถอดรหัสอย่างไร

1.4 ระเบียบวิธีวิจัย

- 1) ศึกษาการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลา
- 2) ศึกษาการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบเชิงผลต่างที่เข้ารหัสแก้ไขความผิดพลาด
- 3) ศึกษาการตรวจวัดแบบต่าง ๆ สำหรับระบบสายอากาศเดี่ยว เพื่อนำมาประยุกต์ใช้กับระบบสายอากาศหลายสายอากาศ ที่ใช้การมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลา
- 4) วิเคราะห์เชิงคณิตศาสตร์ในการนำเอาการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ มาใช้งานร่วมกับเอพีพีดีมอดูเลเตอร์
- 5) วิเคราะห์หาตัวอย่างของระบบการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบเชิงผลต่าง ที่เข้ารหัสเทอร์โบ เพื่อนำเอาเอพีพีดีมอดูเลเตอร์ที่ได้มาทดสอบ
- 6) เขียนโปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่อทดสอบสมรรถนะของระบบ
- 7) เก็บรวบรวมผลการทดสอบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์
- 8) เปรียบเทียบ วิเคราะห์ และสรุปผลการทดสอบ
- 9) จัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์

1.5 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

- 1) วิเคราะห์หาอัลกอริทึมสำหรับการนำเอาเอพีพีดีมอดูเลเตอร์มาใช้งานร่วมกับ การตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ สำหรับการการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่าง
- 2) เสนอระบบการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่าง ที่เข้ารหัสเทอร์โบที่ทำงานได้ดีภายใต้ช่องสัญญาณเฟดดิ้งราบเรียบแบบเรย์ลี เพื่อใช้เป็นตัวอย่างให้เข้าใจถึงวิธีการเปลี่ยนข่าวสารที่เหมาะสมในระบบถอดรหัส และทดสอบการทำงานของเอพีพีดีมอดูเลเตอร์ว่ามีส่วนช่วยเพิ่มสมรรถนะของระบบถอดรหัสอย่างไร
- 3) เปรียบเทียบสมรรถนะของ ระบบการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างที่เข้ารหัสเทอร์โบที่เสนอในข้อ 2 กับระบบการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างที่เข้ารหัสเทอร์โบแบบอื่นที่มีอยู่
- 4) ศึกษาผลกระทบของจำนวนสัญลักษณ์ที่ใช้ในช่วงการสังเกตของการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ ว่ามีต่อสมรรถนะของระบบถอดรหัสอย่างไร
- 5) ศึกษาผลกระทบของจำนวนสายอากาศรับ ว่ามีต่อสมรรถนะของระบบถอดรหัสอย่างไร

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1) อัลกอริทึมสำหรับเอพีพีดีมอดูเลเตอร์ที่ใช้การตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญญาณ สำหรับ การมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่าง
- 2) ระบบการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างที่เข้ารหัสเทอร์โบ ที่สามารถ ทำงานได้ดีภายใต้ช่องสัญญาณเฟดดิ้งราบเรียบแบบเรย์ลี
- 3) ตัวอย่างการประยุกต์ใช้ เอพีพีดีมอดูเลเตอร์ที่ใช้การตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญญาณ สำหรับการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่าง



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 2

การมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่าง

ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการของการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่าง ที่อาศัยหลักการของกรุป ซึ่งนับได้ว่าเป็นการมอดูเลตสำหรับระบบสายอากาศหลายสายอากาศแบบหนึ่ง ที่มาจากการขยายหลักการของการมอดูเลตเชิงเฟส (phase shift keying: PSK) ซึ่งเป็นที่รู้จักกันเป็นอย่างดีในระบบสายอากาศเดี่ยว โดยเริ่มแรกจะอธิบายแบบจำลองของช่องสัญญาณเฟดดิ้งราบเรียบแบบเรย์ลี (Rayleigh flat-fading channel) จากนั้นจะกล่าวถึงวิธีการส่งสัญญาณแบบเชิงผลต่าง เพื่อที่ว่าภาครับจะสามารถตรวจวัดสัญลักษณ์ที่ส่งมาได้ โดยที่ต่ออาศัยสัมประสิทธิ์เฟดดิ้ง

2.1 แบบจำลองช่องสัญญาณ

พิจารณาระบบสื่อสารในรูปที่ 1 ที่ประกอบด้วยสายอากาศส่งจำนวน T และสายอากาศรับจำนวน R ซึ่งทำงานภายใต้ช่องสัญญาณเฟดดิ้งราบเรียบแบบเรย์ลี [6] [20]–[21] กำหนดให้ $X_n = \{x_{jk}(n)\}$ แทนเมทริกซ์ (matrix) ของสัญลักษณ์เชิงปริภูมิและเวลาขนาด $T \times L$ ที่ส่ง ณ เวลาสัญลักษณ์ (symbol time) ที่ n เมื่อ $x_{jk}(n)$ แทนสัญญาณที่ส่งจากสายอากาศส่งที่ j ณ ช่องเวลา (time slot) ที่ k ($1 \leq k \leq L$) ไปยังสายอากาศรับที่ i โดยที่ L แทนจำนวนของช่องเวลา (หรือหลัก) ของแต่ละสัญลักษณ์เชิงปริภูมิและเวลา และที่ภาครับกำหนดให้ $Y_n = \{y_{ik}(n)\}$ แทนเมทริกซ์ของสัญญาณที่ได้รับขนาด $R \times L$ ของสัญลักษณ์เชิงปริภูมิและเวลาที่ n โดยที่ $y_{ik}(n)$ แทนสัญญาณที่ได้รับจากสายอากาศรับที่ i ณ ช่องเวลาที่ k จากนั้นจะได้ว่าสัญญาณ $y_{ik}(n)$ ที่ได้รับจะเป็นผลรวมของสัญญาณที่ส่ง $x_{jk}(n)$ ซึ่งได้ผลกระทบจากปรากฏการณ์เฟดดิ้งและบวกกับสัญญาณรบกวน ภายใต้สมมุติฐานนี้ เราสามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ แบบจำลองสมมูลเบสแบนด์ (baseband equivalent model) ของช่องสัญญาณได้ดังนี้

$$y_{ik}(n) = \sqrt{\rho/T} \sum_{j=1}^T h_{ij}^k(n) x_{jk}(n) + \eta_{ik}(n) \quad (1)$$

โดยที่ $h_{ij}^k(n)$ แทนสัมประสิทธิ์เฟดดิ้งจากสายอากาศส่งที่ j ไปยังสายอากาศรับที่ i ณ ช่องเวลาที่ k ของเวลาสัญลักษณ์ที่ n ในขณะที่ $\eta_{ik}(n)$ แทนสัญญาณรบกวนเชิงซ้อนแบบเกาส์สีขาวเชิงบวก (complex additive white Gaussian noise) ที่สายอากาศรับที่ i และ ρ แทนอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนต่อสายอากาศรับ และให้ $\rho_T = \rho/T$ ในที่นี้จะกำหนดให้ค่าสัมประสิทธิ์เฟดดิ้ง $h_{ij}^k(n)$ เป็นตัวแปรสุ่มเชิงซ้อนแบบเกาส์ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ และมีค่าความ

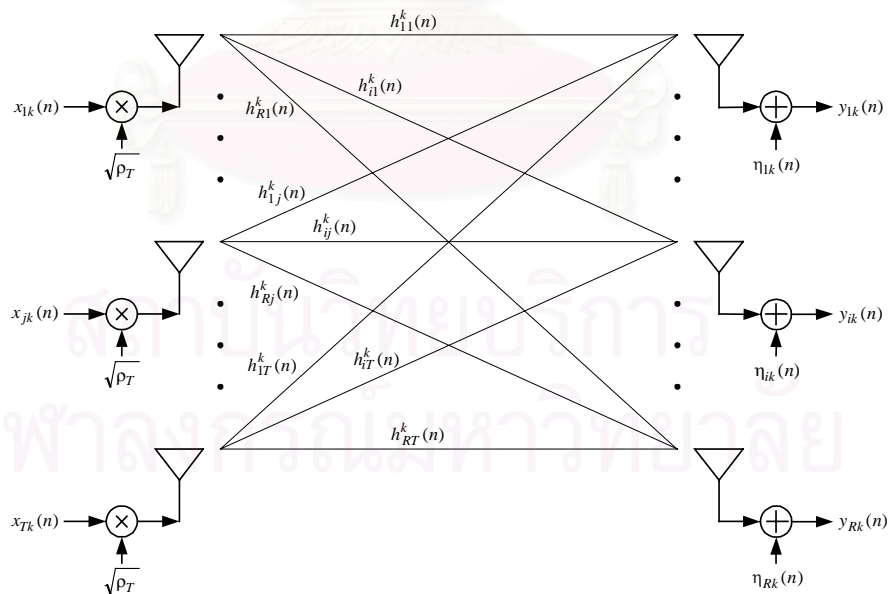
แปรปรวนเป็นหนึ่ง โดยมีอัตสหสัมพันธ์ (autocorrelation) เป็นไปตามแบบจำลองของ Jakes ดังสมการต่อไปนี้ [32] [37]

$$\begin{aligned}\phi_h((m-n)L+l-k) &= E\{h_{ij}^k(n)h_{ij}^{k*}(m)\} \\ &= J_0(2\pi f_d T_d((m-n)L+l-k))\end{aligned}\quad (2)$$

โดยที่ $E\{\cdot\}$ แทนการคาดหวัง (expectation) $(\cdot)^*$ แทนสังยุคเชิงซ้อน (complex conjugate) $J_0(\cdot)$ แทนฟังก์ชันเบสเซลชนิดที่หนึ่งลำดับที่ศูนย์ (zeroth-order Bessel function of the first kind) f_d แทนความถี่ดอปเปลอร์สูงสุด (maximum Doppler frequency) T_d แทนช่วงระยะเวลาของแต่ละช่องเวลา และจะเรียกผลคูณ $f_d T_d$ ว่าความถี่ดอปเปลอร์สูงสุดแบบนอร์มัลไลซ์ (normalized maximum Doppler frequency) และถ้าสมมติว่าสัมประสิทธิ์เฟดดิ้งมีค่าคงที่ในช่วงเวลาของแต่ละสัญลักษณ์หรือ $h_{ij}^k(n) = h_{ij}^k$ เมื่อ $1 \leq k \leq L$ สำหรับทุก i ($1 \leq i \leq R$) และ j ($1 \leq j \leq T$) เราจะสามารถเขียนสมการที่ (1) ให้อยู่ในรูปแบบเมทริกซ์ได้ดังนี้

$$Y_n = \sqrt{\rho_T} H_n X_n + N_n \quad (3)$$

โดยที่ $H_n = \{h_{ij}^k(n)\}$ แทนเมทริกซ์สัมประสิทธิ์เฟดดิ้งขนาด $R \times T$ และ $N_n = \{\eta_{ik}(n)\}$ แทนเมทริกซ์สัญญาณรบกวนขนาด $R \times L$



รูปที่ 1 ช่องสัญญาณของระบบสายอากาศหลายสายอากาศ

2.2 รหัสกรุปแบบยูนิทารี และการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่าง

พิจารณาระบบที่มีสายอากาศส่งจำนวน T และใช้คอนสเทเลชัน \mathbf{C} ซึ่งเป็นเซตของสัญญาณส่งที่เป็นไปได้สำหรับแต่ละสายอากาศ กำหนดให้ $L \geq T$ (เหตุที่จำนวนช่องเวลา L ของสัญญาณเชิงปริภูมิและเวลาต้องมากกว่าหรือเท่ากับจำนวนสายอากาศส่ง T ก็เพื่อให้ระบบสามารถใช้โดเวอร์ซิทีทางปริภูมิได้เต็มจำนวนสายส่งที่มี [7]) และให้ \mathbf{G} เป็นกรุปของเมทริกซ์แบบยูนิทารีขนาด $L \times L$ นั่นคือ $\mathbf{G}\mathbf{G}^H = \mathbf{G}^H\mathbf{G} = \mathbf{I}_L$ สำหรับทุกเมทริกซ์ $\mathbf{G} \in \mathbf{G}$ เมื่อ $(\cdot)^H$ แทนการสลับไขว้แบบเฮอร์มิท (Hermitian transpose) และ \mathbf{I}_L แทนเมทริกซ์เอกลักษณ์ (identity matrix) ขนาด $L \times L$ จากนั้นกำหนดให้ \mathbf{A} เป็นเมทริกซ์ขนาด $T \times L$ ที่มีคุณสมบัติว่า $\mathbf{A}\mathbf{G} \in \mathbf{C}^{T \times L}$ สำหรับทุกเมทริกซ์ $\mathbf{G} \in \mathbf{G}$ นั่นคือทุกอีลิเมนต์ของเมทริกซ์ผลคูณ $\mathbf{A}\mathbf{G}$ ต้องเป็นสมาชิกของคอนสเทเลชัน \mathbf{C} โดยเราจะเรียกเซต

$$\mathbf{A}\mathbf{G} = \{\mathbf{A}\mathbf{G} : \mathbf{G} \in \mathbf{G}\} \quad (4)$$

ว่าเป็นรหัสกรุป (สำหรับสหช่องสัญญาณ) ((multi-channel) group code) ที่มีความยาว L บนคอนสเทเลชัน \mathbf{C} [21] อัตราการเข้ารหัสของรหัสนี้ หาได้จากความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$r = \frac{1}{L} \log_2 |\mathbf{G}| \quad (5)$$

โดยที่ $|\mathbf{G}|$ แทน จำนวนสมาชิก (cardinality) ของ \mathbf{G}

เพื่อที่จะมอดูเลตเชิงผลต่างเมทริกซ์ที่ต้องการส่งให้ได้คล้ายกันกับ การมอดูเลตเชิงเฟส [33] ในขั้นแรกจะกำหนดให้ \mathbf{G} เป็นเซตของสัญญาณ (เมทริกซ์) ซึ่งแทนข่าวสารทั้งหมดที่เป็นไปได้ที่ต้องการส่ง ในลำดับต่อไปเราจะเริ่มส่งสัญญาณเริ่มต้น $X_0 = A$ จากนั้นข่าวสาร $\mathbf{G}_n \in \mathbf{G}$ (ซึ่งต่อไปจะเรียกว่าเมทริกซ์รหัส) จะถูกส่งออกไปในเวลาสัญญาณที่ n โดยการมอดูเลตเชิงผลต่างดังสมการต่อไปนี้

$$X_n = X_{n-1}\mathbf{G}_n \quad (6)$$

เนื่องจากในวิทยานิพนธ์นี้จะกำหนดให้ การมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบเชิงผลต่าง สร้างมาจากรหัสกรุปแบบยูนิทารี ดังนั้นจึงมีความจำเป็นต้องเพิ่มเงื่อนไขว่าเซต $\mathbf{A}\mathbf{G}$ เป็นเซตของเมทริกซ์แบบยูนิทารีดังสมการ

$$X_n X_n^H = \mathbf{L}\mathbf{I}_T, \quad X_n \in \mathbf{A}\mathbf{G} \quad (7)$$

ซึ่งเงื่อนไขดังกล่าวจะเกิดขึ้นได้ก็ต่อเมื่อ

$$\mathbf{A}\mathbf{A}^H = \mathbf{L}\mathbf{I}_T \quad (8)$$

โดยที่ I_T แทน เมทริกซ์เอกลักษณ์ขนาด $T \times T$ จากสมการที่ (6) เราสามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} X_n &= X_0 G_1 G_2 \cdots G_n \\ &= X_0 D_n, \quad n \geq 0 \end{aligned} \quad (9)$$

โดยที่

$$D_n = G_1 G_2 \cdots G_n = \prod_{l=1}^n G_l, \quad n \geq 1 \quad (10)$$

และ

$$D_0 = I_L \quad (11)$$

จากหลักการของรหัสกรุปที่ได้กล่าวมาข้างต้น เราสามารถแสดงให้เห็นว่า การมอดูเลตเชิงเฟสและการมอดูเลตเชิงตำแหน่งที่เป็นที่รู้จักกันดี สามารถจัดเป็นรหัสกรุปได้ดังตัวอย่างที่ 1 และ 2 ที่จะกล่าวต่อไป สำหรับตัวอย่างที่ 3 และ 4 ที่จะกล่าวต่อไปนี้เป็นตัวอย่างของรหัสกรุปสำหรับระบบสายอากาศหลายสายอากาศที่นิยมใช้อ้างอิงในงานวิจัย

ตัวอย่างที่ 1 เมื่อ $T = L = 1$ การมอดูเลตเชิงเฟสที่มี M สัญลักษณ์ (M -ary PSK) เป็นรหัสกรุปที่ $\mathbf{G} = \{1, \omega_M, \omega_M^2, \dots, \omega_M^{M-1}\}$ และ $A = 1$ โดยที่ $\omega_M = \exp(-2\pi j / M)$

ตัวอย่างที่ 2 เมื่อ $T = 1$ และ $L = M$ การมอดูเลตเชิงตำแหน่งที่มี M สัญลักษณ์ (M -ary pulse position modulation) เป็นรหัสกรุปที่ $A = [\sqrt{M}, 0, \dots, 0]_{1 \times M}$ และ $\mathbf{G} = \{I_M, \omega_M, \omega_M^2, \dots, \omega_M^{M-1}\}$ โดยที่ ω_M เป็นเมทริกซ์ที่ได้มาจากการเลื่อนเมทริกซ์เอกลักษณ์ขนาด $M \times M$ ไปทางขวาหนึ่งตำแหน่งดังต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}_{M \times M}$$

ตัวอย่างที่ 3 เมื่อ $T = L = 2$ เซตดังต่อไปนี้ [21]

$$\mathbf{G} = \left\{ \pm \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \pm \begin{bmatrix} j & 0 \\ 0 & -j \end{bmatrix}, \pm \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}, \pm \begin{bmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{bmatrix} \right\}$$

และเมทริกซ์

$$A = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$$

เป็นรหัสกรุปบนคอนสเทเลชัน QPSK (quaternary phase shift keying) $\mathbf{C} = \{1, j, -1, -j\}$.

ตัวอย่างที่ 4 กำหนดให้ $T = L$ และ V_{N_S} เป็นเมทริกซ์ทแยงมุมดังนี้ [20]

$$V_{N_S} = \begin{bmatrix} e^{j(2\pi/N_S)u_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j(2\pi/N_S)u_2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{j(2\pi/N_S)u_L} \end{bmatrix}_{L \times L}$$

โดยที่

$$u_m \in \{0, 1, 2, \dots, N_S - 1\}, \quad m = 1, 2, \dots, N_S$$

จะได้ว่าเซต

$$\{V_{N_S}^l : l = 0, 1, 2, \dots, N_S - 1\}$$

และ

$$A = \sqrt{L} I_L$$

เป็นรหัสกรุปบนคอนสเทเลชัน

$$\mathbf{C} \subseteq \{\sqrt{L} e^{j(2\pi/N_S)l} \mid l = 0, 1, 2, \dots, N_S - 1\} \cup \{0\}$$

และเงื่อนไขเพียงพอที่ทำให้ $\mathbf{C} = \{\sqrt{L} e^{j(2\pi/N_S)l} \mid l = 0, 1, 2, \dots, N_S - 1\} \cup \{0\}$ ก็คือ N_S เป็นจำนวนเฉพาะสัมพัทธ์ (relatively prime number) เมื่อเทียบกับ u_m ที่ใช้ในเมทริกซ์ V_{N_S} อย่างน้อยหนึ่งตัว

2.3 การตรวจวัดแบบร่วมนัย (coherent detection) และการตรวจวัดแบบไม่ร่วมนัย (noncoherent detection)

เมื่อภาครับทราบค่าสัมประสิทธิ์เฟดดิ้ง ภาครับก็จะสามารถตรวจวัดเพื่อหาสัญลักษณ์ที่ส่งมาโดยอาศัยเมตริกการตรวจวัดแบบร่วมนัย (coherent detection metric) ได้ดังสมการต่อไปนี้ [7] [21]

$$\begin{aligned} M_n^{\text{coherent}}(X_n) &\equiv \Pr\{Y_n \mid X_n, Y_{n-1}\} \\ &= \frac{1}{\pi^{RL}} \exp\left\{-\|Y_n - \sqrt{\rho_T} H_n X_n\|^2\right\} \end{aligned} \quad (12)$$

แต่ถ้าภาครับไม่ทราบค่าสัมประสิทธิ์เฟดดิ้ง ก็จำเป็นที่ภาครับจะต้องใช้การตรวจวัดแบบไม่ร่วมสัญญาณวิจัยในเอกสารอ้างอิงที่ [21] ได้เสนอเมตริกการตรวจวัดแบบไม่ร่วมสัญญาณ (noncoherent detection metric) โดยอาศัยการสมมุติว่าสัมประสิทธิ์เฟดดิ้งมีค่าคงที่ในช่วงระยะเวลาของสองสัญลักษณ์ (Y_{n-1}, Y_n) ที่อยู่ติดกันและ $T = L$ ซึ่งเมตริกการตรวจวัดนี้สามารถลดรูปเป็นคอร์รีเลเตอร์ (correlator) และเนื่องจากเมตริกการตรวจวัดนี้ใช้สัญญาณที่ได้รับติดกันเป็นจำนวนสองสัญลักษณ์ในแต่ละคราว เพื่อหาแต่ละสัญลักษณ์ที่ส่งมา จึงเรียกเมตริกนี้ว่าเมตริกการตรวจวัดเชิงผลต่างแบบดั้งเดิม (conventional differential detection metric)

$$\Pr(Y_{n-1}, Y_n | G_n) = \frac{1}{\pi^{2RL} \det^R(\Sigma)} \exp\left\{ \frac{2\rho}{1 + (2\rho L/T)} \operatorname{Re}\left\{ \operatorname{Tr}[Y_{n-1} G_n Y_n^H] \right\} \right\} \quad (13)$$

โดยที่ $\operatorname{Re}(\cdot)$ แทนส่วนจริง (real part) $\operatorname{Tr}(\cdot)$ แทน เทรซ (trace) และ $\det(\cdot)$ แทน ดีเทอร์มิแนนท์ (determinant) โดยที่ $\det(\Sigma)$ หาได้จากความสัมพันธ์ดังนี้

$$\begin{aligned} \det(\Sigma) &= \det\left\{ I_{2L} + \frac{\rho}{T} [X_{n-1}, X_{n-1} G_n]^H [X_{n-1}, X_{n-1} G_n] \right\} \\ &= \det\left\{ I_T + \frac{\rho}{T} [X_{n-1}, X_{n-1} G_n] [X_{n-1}, X_{n-1} G_n]^H \right\} \\ &= \det\left\{ I_T + \frac{\rho}{T} (2L I_T) \right\} \\ &= \det\left\{ \left(1 + \frac{2\rho L}{T}\right) I_T \right\} \\ &= \left(1 + \frac{2\rho L}{T}\right)^T \end{aligned} \quad (14)$$

ซึ่งการพิสูจน์ทำได้โดยอาศัยเอกลักษณ์ดังต่อไปนี้

$$\det(I_a + A_{a \times b} B_{b \times a}) = \det(I_b + B_{b \times a} A_{a \times b}) \quad (15)$$

โดยที่ $A_{a \times b}$ และ $B_{b \times a}$ เป็นเมทริกซ์ขนาด $a \times b$ และ $b \times a$ ตามลำดับ และอาศัยคุณสมบัติยูนิทารี (unitary property) ของรหัสกรุป หลังจากหาคำนวณหาค่าเมตริกได้แล้วและถ้าไม่ได้ใช้ความรู้อื่นใด และไม่ต้องแลกเปลี่ยนข่าวสารนี้กับระบบอื่นอีก เราสามารถตัดสินใจตัดสินสัญลักษณ์ที่ส่งมา G_n แบบฮาร์ด (hard decision) ได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$\hat{G}_n = \max_{G_n} \{ \Pr(Y_{n-1}, Y_n | G_n) \} \quad (16)$$

โดยที่ \hat{G}_n แทนสัญลักษณ์ที่ตัดสินได้ของเมทริกซ์รหัส G_n ซึ่งทำให้ $\Pr(Y_{n-1}, Y_n | G_n)$ มีค่ามากที่สุด

บทที่ 3

เอพีพีดีมอดูเลเทอร์ที่ใช้การตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์

ในบทนี้จะอธิบายถึง เมตริกการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ (multiple symbol differential detection metric) ที่เสนอสำหรับการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่าง จากนั้นจะเสนอวิธีการนำเอาเมตริกการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ดังกล่าวมาใช้งานร่วมกับ เอพีพีดีมอดูเลเทอร์ที่ได้พัฒนาและวิเคราะห์ขึ้นในงานวิทยานิพนธ์นี้จำนวนสองวิธี เพื่อให้ระบบสามารถทำงานได้ดีภายใต้สภาพช่องสัญญาณเฟดดิ้งราบเรียบแบบเรย์ลี ที่มีการเปลี่ยนแปลงช้าและเร็ว นอกจากนี้จะกล่าวถึงตัวถอดรหัสการมอดูเลต จากเอกสารอ้างอิงที่ [28] ซึ่งเป็นตัวตรวจวัดสัญญาณที่ใช้เมตริกการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ โดยมีได้อาศัยโครงสร้างแผนภาพเทรลลิสของการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบเชิงผลต่าง ในส่วนสุดท้ายของบทนี้จะสรุปความซับซ้อนในการคำนวณของเอพีพีดีมอดูเลเทอร์ที่เสนอ เปรียบเทียบตัวถอดรหัสการมอดูเลต ส่วนการนำไปใช้เอพีพีดีมอดูเลเทอร์ที่เสนอนี้ไปใช้งานร่วมกับรหัสเทอร์โบจะอธิบายต่อไปในบทที่ 4 การเปรียบเทียบสมรรถนะเชิงอัตราความผิดพลาดบิตระหว่างเอพีพีดีมอดูเลเทอร์ที่เสนอ กับตัวถอดรหัสการมอดูเลตเมื่อนำมาใช้งานร่วมกับรหัสเทอร์โบ จะแสดงในบทที่ 5

3.1 เมตริกการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์

ในงานวิจัยของวิทยานิพนธ์นี้ได้พัฒนาและวิเคราะห์ เมตริกการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ สำหรับการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่าง โดยการขยายการใช้งานเมตริกการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ จากเอกสารอ้างอิงที่ [32] ซึ่งใช้สำหรับระบบสายอากาศเดี่ยว ให้ใช้ได้กับระบบสายอากาศหลายสายอากาศ โดยเมตริกนี้มีนิยามว่าเป็นค่าความน่าจะเป็นแบบมีเงื่อนไข (conditional probability) ของเมตริกซ์รับ Y_n เมื่อกำหนดลำดับของเมตริกซ์รหัส $\underline{G}_{n-Z+1}^n = (G_{n-Z+1}, G_{n-Z+2}, \dots, G_n)$ ซึ่งมีความยาว Z และกำหนดลำดับของเมตริกซ์รับก่อนหน้าทั้งหมด $\underline{Y}_0^{n-1} = (Y_0, Y_1, \dots, Y_{n-1})$ ดังนี้

$$\begin{aligned} M_n(\underline{G}_{n-Z+1}^n) &= \Pr\{Y_n | \underline{G}_{n-Z+1}^n, \underline{Y}_0^{n-1}\} \\ &= \Pr\{Y_n | \underline{G}_{n-Z+1}^n, \underline{Y}_{n-Z}^{n-1}\} \end{aligned} \quad (17)$$

$$= \frac{1}{\pi^{RL} \sigma_Z^{2RL}} \exp\left\{-\frac{1}{\sigma_Z^2} \left\| Y_n - \sum_{z=1}^Z P_z B_{n,z} \right\|^2\right\} \quad (18)$$

โดยที่

$$B_{n,z} = Y_{n-z} G_{n-z+1} G_{n-z+2} \cdots G_n = Y_{n-z} \prod_{l=1}^z G_{n-z+l} \quad (19)$$

ตัวปฏิบัติการ (operator) $\|\cdot\|$ แทนนอร์มแบบโฟรบีเนียส (Frobenius norm) P_z แทนเมทริกซ์สัมประสิทธิ์การทำนายเชิงเส้นตัวที่ z ซึ่งมีขนาด $R \times R$ สำหรับ $1 \leq z \leq Z$ และ σ_z^2 แทนค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดของการทำนาย (minimum mean-squared prediction error) พจน์ $\prod_{l=1}^z G_{n-z+l}$ ทางด้านขวาของสมการที่ (19) สามารถคำนวณได้จากตารางการคูณของกลุ่ม และเมื่อเปรียบเทียบกับสมการที่ (18) กับสมการของเมตริกการตรวจวัดแบบร่วมนัย ดังต่อไปนี้

$$\Pr\{Y_n | H_n, X_n\} = \frac{1}{\pi^{RL}} \exp\left\{-\|Y_n - \sqrt{\rho_t} H_n X_n\|^2\right\} \quad (20)$$

เราสามารถเห็นได้ว่าพจน์ $\sum_{z=1}^Z P_z B_{n,z}$ ในสมการที่ (18) เป็นเมทริกซ์การทำนายของพจน์ $\sqrt{\rho_t} H_n X_n$ ในสมการที่ (20) โดยใช้การทำนายเชิงเส้นลำดับที่ Z และถ้าสมมติว่าให้สัมประสิทธิ์เฟดดิ้งในแต่ละเส้นทางระหว่างสายอากาศส่งและรับ มีความเป็นอิสระแก่กัน และมีค่าคงที่ในแต่ละช่วงเวลาของเมทริกซ์ส่ง จะได้ว่าเมทริกซ์ P_z สำหรับ $1 \leq z \leq Z$ เป็นเมทริกซ์แนวเส้นทแยงมุม ดังนี้ (ดูภาคผนวก ก)

$$P_z = p_z I_R \quad (21)$$

โดยที่ p_z สำหรับ $1 \leq z \leq Z$ แทนค่าสเกลลาร์ของสัมประสิทธิ์การทำนายเชิงเส้น ซึ่งได้มาจากการแก้ระบบสมการเชิงเส้นดังต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} \phi_h(0) + \lambda & \phi_h(L) & \cdots & \phi_h((Z-1)L) \\ \phi_h(L) & \phi_h(0) + \lambda & \cdots & \phi_h((Z-2)L) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \phi_h((Z-1)L) & \phi_h((Z-2)L) & \cdots & \phi_h(0) + \lambda \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \\ \vdots \\ p_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_h(L) \\ \phi_h(2L) \\ \vdots \\ \phi_h(ZL) \end{bmatrix} \quad (22)$$

โดยที่

$$\lambda = \frac{1}{\rho} \quad (23)$$

ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดของการทำนาย σ_z^2 คำนวณได้จาก

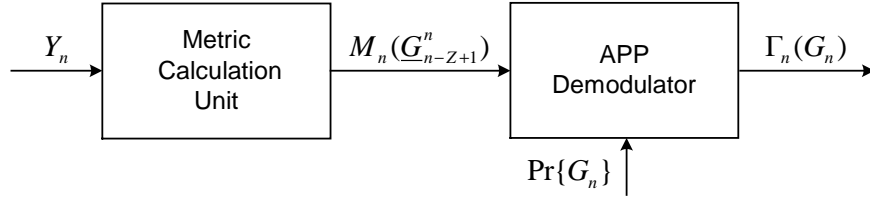
$$\sigma_z^2 = 1 + \rho(\phi_h(0) - \sum_{z=1}^Z p_z \phi_h(zL)) \quad (24)$$

สำหรับกรณีที่ $Z=1$ จะมีเพียงเมทริกซ์ที่ได้รับติดกันคือ Y_{n-1} และ Y_n เพียงสองเมทริกซ์ถูกใช้ในสมการที่ (18) เท่านั้น ซึ่งในที่นี้เราจะขอเรียกการตรวจวัดสำหรับกรณีนี้ว่าการตรวจวัดเชิงผลต่างแบบดั้งเดิม (conventional differential detection) แต่อย่างไรก็ดี เมตริกสำหรับกรณีนี้ก็ยังคง

ต่างกับเมตริกการตรวจวัดเชิงผลต่างแบบดั้งเดิมในสมการที่ (13) ซึ่งเสนอในเอกสารอ้างอิงที่ [21] กล่าวคือ เมตริกนี้ได้ใช้ความรู้ทางสถิติของช่องสัญญาณในรูปของสัมประสิทธิ์การทำนายเชิงเส้น แต่เมตริกในสมการที่ (13) ไม่ได้ใช้ความรู้ดังกล่าวแต่ประการใด

3.2 เอพีพีดีมอดูเลเตอร์

รูปที่ 2 แสดงการทำงานของเอพีพีดีมอดูเลเตอร์ ซึ่งมีทำหน้าที่รับ ค่าเมตริกการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ $M_n(\underline{G}_{n-Z+1}^n)$ จากหน่วยการคำนวณเมตริก (metric calculation unit) และรับค่าความน่าจะเป็นเบื้องต้น (*a priori* probability) $\Pr\{G_n\}$ ของเมตริกซ์รหัส G_n จากตัวถอดรหัสแก้ไขความผิดพลาด จากนั้นเอพีพีดีมอดูเลเตอร์จะคำนวณค่าข่าวสารเอกซ์ทรินซิก (extrinsic information) $\Gamma_n(G_n)$ ซึ่งเป็นค่าความน่าจะเป็นของเมตริกซ์รหัส G_n เพื่อส่งกลับไปให้ตัวถอดรหัสแก้ไขความผิดพลาด โดยอาศัยอัลกอริทึมแบบ BCJR [38] และแผนภาพเทรลลิสของการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่าง เมื่อพิจารณาสมการที่ (4)–(6) เราสามารถเขียนแผนภาพเทรลลิสของการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างได้ โดยให้ D_n แทนสถานะของมอดูเลเตอร์ที่เวลา n และให้เมตริกซ์รหัส G_n แทนสัญลักษณ์ที่กำกับสาขา (D_{n-1}, D_n) ของการเปลี่ยนสถานะจาก D_{n-1} ไปยัง D_n ในที่นี้ได้เสนอวิธีการสองวิธีที่จะนำเอาเมตริกการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์มาใช้ร่วมกับ แผนภาพเทรลลิสดังกล่าว โดยมีพื้นฐานมาจากการที่เราไม่ทราบล่วงหน้าว่าเมตริกซ์รหัส G_n ที่ใช้ในเมตริกการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ที่ถูกต้อง ว่าเป็นสัญลักษณ์ใด วิธีแรกจึงได้เสนอให้เพิ่มสถานะของแผนภาพเทรลลิส เพื่อที่จะพิจารณาทุกกรณีที่เป็นไปได้ของลำดับของเมตริกซ์รหัส G_n ที่ใช้ในเมตริกการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ ส่วนวิธีที่สองจะนำเอาอัลกอริทึมแบบวิเทอร์บีมาช่วยลดการคำนวณของอัลกอริทึมแบบ BCJR โดยอัลกอริทึมแบบวิเทอร์บีนี้จะทำหน้าที่ตัดสินใจลำดับของเมตริกซ์ G_n ที่ต้องใช้ในการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ เพื่อหลีกเลี่ยงการที่ต้องเพิ่มจำนวนสถานะของแผนภาพเทรลลิส ซึ่งจะช่วยลดความซับซ้อนในการคำนวณเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีแรก การคำนวณของเอพีพีดีมอดูเลเตอร์จะประกอบด้วยการคำนวณค่าความน่าจะเป็นไปข้างหน้า (forward probability) $\alpha_n(\cdot)$ และค่าความน่าจะเป็นไปข้างหลัง (backward probability) $\beta_n(\cdot)$ จากนั้นก็จึงจะคำนวณค่าความน่าจะเป็น $\Gamma_n(G_n)$



รูปที่ 2 การทำงานของเอพีพีดีมอดูเลเตอร์ร่วมกับการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์

3.2.1 เอพีพีดีมอดูเลเตอร์ที่ใช้การเพิ่มจำนวนสถานะของแผนภาพเทอร์ลิส (วิธีที่หนึ่ง)

เอพีพีดีมอดูเลเตอร์เป็นมอดูเลเตอร์ชนิดหนึ่งที่ตรวจวัดสัญลักษณ์ที่ส่ง โดยอาศัยหลักการของความน่าจะเป็นเบื้องหลังของสัญลักษณ์ที่ต้องการตรวจวัด G_n จากสัญญาณที่ได้รับทั้งหมด \underline{Y}_0^{n-1} ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\Pr\{G_n | \underline{Y}_0^N\} = \frac{\Pr\{G_n, \underline{Y}_0^N\}}{\Pr\{\underline{Y}_0^N\}} = \frac{\Pr\{G_n, \underline{Y}_0^N\}}{\sum_{G_n} \Pr\{G_n, \underline{Y}_0^N\}} \quad (25)$$

ในการวิเคราะห์สมการที่ (25) จะอาศัยอัลกอริทึมแบบ BCJR ผสมกับการเพิ่มจำนวนสถานะของแผนภาพเทอร์ลิส เพื่อให้สามารถนำเอาเมตริกการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์มาใช้งานได้ จากวิเคราะห์ในภาคผนวก ข สรุปได้ว่าค่าความน่าจะเป็นไปข้างหน้าและค่าความน่าจะเป็นไปข้างหลัง สามารถคำนวณได้ตามลำดับดังนี้

$$\alpha_n(D_n, \underline{G}_{n-Z+2}^n) = \sum_{D_{n-1}} \sum_{G_{n-Z+1}} M_n(\underline{G}_{n-Z+1}^n) \alpha_{n-1}(D_{n-1}, \underline{G}_{n-Z+1}^{n-1}) \Pr\{G_n\} \Pr\{D_n | D_{n-1}, G_n\}, \quad (26)$$

และ

$$\beta_n(D_n, \underline{G}_{n-Z+2}^n) = \sum_{D_{n+1}} \sum_{G_{n+1}} M_{n+1}(\underline{G}_{n-Z+2}^{n+1}) \beta_{n+1}(D_{n+1}, \underline{G}_{n-Z+3}^{n+1}) \Pr\{G_{n+1}\} \Pr\{D_{n+1} | D_n, G_{n+1}\}, \quad (27)$$

โดยที่ $\Pr\{G_n\}$ แทนค่าความน่าจะเป็นเบื้องต้นของเมตริกซิริส G_n ซึ่งได้รับมาจากตัวถอดรหัสแก้ไขความผิดพลาด (ดูรูปที่ 2 และรูปที่ 4 ในบทถัดไปประกอบ) วงเล็บ $(D_n, \underline{G}_{n-Z+2}^n)$ ในสมการที่ (26) แทนสถานะของแผนภาพเทอร์ลิสที่มีการเพิ่มจำนวนสถานะที่เวลา n เพื่อให้สอดคล้องกับการใช้เมตริก $M_n(\underline{G}_{n-Z+1}^n)$ โดยการนำลำดับของเมตริก \underline{G}_{n-Z+2}^n เข้ามาผนวกกับสถานะเดิม D_n และ $\Pr\{D_n | D_{n-1}, G_n\}$ แทนค่าความน่าจะเป็นของการเปลี่ยนสถานะจาก D_{n-1} ไปยังสถานะ D_n เมื่อกำหนดเมตริกซิริสเป็น G_n ซึ่ง $\Pr\{D_n | D_{n-1}, G_n\}$ เป็นค่าที่บอกถึงความ

เป็นไปได้หรือไม่ ของการเปลี่ยนสถานะดังกล่าว โดยการเข้ารหัสด้วยเมทริกซ์รหัส G_n ที่กำหนด ดังนี้

$$\Pr\{D_n | D_{n-1}, G_n\} = \begin{cases} 1, & \text{เหตุการณ์ที่เป็นไปได้} \\ 0, & \text{เหตุการณ์ที่เป็นไปไม่ได้} \end{cases} \quad (28)$$

หลังจากนั้นเราสามารถคำนวณค่าความน่าจะเป็นของเมทริกซ์ G_n ได้จากความสัมพันธ์ดังนี้

$$\Gamma_n(G_n) = \frac{\sum_{D_{n-1}} \sum_{\underline{G}_{n-Z+1}^{n-1}} \alpha_{n-1}(D_{n-1}, \underline{G}_{n-Z+1}^{n-1}) M_n(\underline{G}_{n-Z+1}^n) \beta_n(D_n, \underline{G}_{n-Z+2}^n) \Pr\{D_n | D_{n-1}, G_n\}}{\sum_{G_n} \sum_{D_{n-1}} \sum_{\underline{G}_{n-Z+1}^{n-1}} \alpha_{n-1}(D_{n-1}, \underline{G}_{n-Z+1}^{n-1}) M_n(\underline{G}_{n-Z+1}^n) \beta_n(D_n, \underline{G}_{n-Z+2}^n) \Pr\{D_n | D_{n-1}, G_n\}} \quad (29)$$

พจน์ส่วนในสมการที่ (29) เป็นค่าที่ทำให้ผลรวมของ $\Gamma_n(G_n)$ สำหรับทุกเมทริกซ์รหัส G_n ที่เป็นไปได้มีค่าเป็นหนึ่งตามกฎของความน่าจะเป็น สำหรับกรณีการตรวจวัดเชิงผลต่างแบบดั้งเดิมซึ่ง $Z=1$ นั้น เราจะใช้ $\alpha_n(D_n)$ แทน $\alpha_n(D_n, \underline{G}_{n-Z+2}^n)$ และใช้ $\beta_n(D_n)$ แทน $\beta_n(D_n, \underline{G}_{n-Z+2}^n)$ ซึ่งในกรณีนี้จะเห็นว่าการเพิ่มจำนวนของสถานะในแผนภาพเทอร์ลิสต์แต่ประการใด

3.2.2 เอพิติมมอดูเลเทอร์ที่อาศัยอัลกอริทึมแบบวิเทอร์บี (วิธีที่สอง)

เพื่อหลีกเลี่ยงการเพิ่มจำนวนสถานะของแผนภาพเทอร์ลิสต์ที่ใช้ในเอพิติมมอดูเลเทอร์ วิธีที่สองจะพิจารณาเฉพาะลำดับของเมทริกซ์รหัส G_n ที่จะใช้ในเมตริกการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ $M_n(\underline{G}_{n-Z+1}^n)$ เฉพาะที่สอดคล้องกับเส้นทางเซอร์ไวเวอร์ (survivor path) ซึ่งได้มาจากการใช้อัลกอริทึมแบบวิเทอร์บี ในที่นี้เราจะดัดแปลงให้อัลกอริทึมวิเทอร์บีให้สามารถใช้ค่าเมตริกการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ และค่าความน่าจะเป็นเบื้องต้นของเมทริกซ์ G_n ได้ ซึ่งหลักการของอัลกอริทึมแบบวิเทอร์บีนี้ประกอบด้วย การสะสมของเมตริกเส้นทาง (path metric) $A_n(D_n)$ ของสถานะ D_n ในเส้นทางที่มีค่าความน่าจะเป็นมากที่สุดซึ่งสอดคล้องกับสมการดังนี้

$$A_n(D_n) = \max_{D_{n-1}} (A_{n-1}(D_{n-1}) + \log \Pr\{G_n\} + \log M_n(G_n, \hat{G}_{n-Z+1}^{n-1}(D_{n-1}))) \quad (30)$$

โดยเราจะเรียกเส้นทางที่สอดคล้องกับสมการที่ (30) ว่าเป็นเส้นทางเซอร์ไวเวอร์ของสถานะ D_n พจน์ $\hat{G}_{n-Z+1}^{n-1}(D_{n-1})$ ทางขวาของสมการที่ (30) แทนลำดับของเมทริกซ์รหัสที่สอดคล้องกับเส้นทางเซอร์ไวเวอร์ของสถานะ D_{n-1} และเพื่อความสะดวกบางครั้งจะเขียนเพียงแค่ว่า \hat{G}_{n-Z+1}^{n-1} โดยที่จะแสดงการขึ้นกับสถานะ D_{n-1} ออกไป ในที่นี้เราจะใช้อัลกอริทึมแบบวิเทอร์บีทุกรอบของการถอดรหัสแบบวนซ้ำ เมื่อใช้อัลกอริทึมแบบวิเทอร์บีเสร็จในแต่ละรอบแล้ว เราจะทราบลำดับ \hat{G}_{n-Z+2}^n ซึ่งมีความยาว $Z-1$ ที่สอดคล้องกับเส้นทางเซอร์ไวเวอร์ของทุกสถานะ D_n ที่ทุกเวลา n

โดยลำดับเหล่านี้จะถูกเก็บไว้ใช้ในการคำนวณค่าความน่าจะเป็นไปข้างหน้า และค่าความน่าจะเป็นไปข้างหลังตามลำดับดังนี้

$$\alpha_n(D_n) = \sum_{D_{n-1}} \sum_{G_n} M_n(G_n, \hat{G}_{n-Z+1}^{n-1}) \alpha_{n-1}(D_{n-1}) \Pr\{G_n\} \Pr\{D_n | D_{n-1}, G_n\} \quad (31)$$

และ

$$\beta_n(D_n) = \sum_{D_{n+1}} \sum_{G_{n+1}} M_{n+1}(G_{n+1}, \hat{G}_{n-Z+2}^n) \beta_{n+1}(D_{n+1}) \Pr\{G_{n+1}\} \Pr\{D_{n+1} | D_n, G_{n+1}\} \quad (32)$$

จากนั้นจะสามารถคำนวณค่าความน่าจะเป็นของเมทริกซ์รหัส G_n ได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$\Gamma_n(G_n) = \frac{\sum_{D_{n-1}} \alpha_{n-1}(D_{n-1}) M_n(G_n, \hat{G}_{n-Z+1}^{n-1}) \beta_n(D_n) \Pr\{D_n | D_{n-1}, G_n\}}{\sum_{G_n} \sum_{D_{n-1}} \alpha_{n-1}(D_{n-1}) M_n(G_n, \hat{G}_{n-Z+1}^{n-1}) \beta_n(D_n) \Pr\{D_n | D_{n-1}, G_n\}} \quad (33)$$

สำหรับกรณีที่ $Z = 1$ จะพบว่าไม่จำเป็นต้องใช้อัลกอริทึมแบบวิเทอร์บีอีกต่อไป และวิธีที่สองนี้ก็ จะลดรูปลงเป็นแบบเดียวกับวิธีที่หนึ่งเมื่อ $Z = 1$ ดังที่อธิบายไปในหัวข้อที่ 3.2.1

3.3 ตัวถอดรหัสการมอดูเลต (modulation decoder) (วิธีที่สาม)

ในงานวิจัยจากเอกสารอ้างอิงที่ [28] ได้เสนอตัวถอดรหัสการมอดูเลต สำหรับการ ดิมอดูเลตสัญญาณเชิงปริภูมิและเวลา ที่ใช้งานร่วมกับการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ โดยไม่ได้อาศัยแผนภาพเทรลลิสของการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่าง อย่างไรก็ตาม เมตริกการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ที่เสนอในเอกสารอ้างอิงที่ [28] ก็ไม่ได้ใช้ ความรู้ทางสถิติของช่องสัญญาณ และยังมีข้อสมมุติว่าสัมประสิทธิ์เฟดดิ้งมีค่าคงที่ในช่วงของการ ส่งเกต ซึ่งเป็นระยะเวลาของเมทริกซ์รับจำนวน $Z + 1$ เมทริกซ์ ซึ่งต่างกับเมตริกการตรวจวัดเชิง ผลต่างหลายสัญลักษณ์ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ที่มีข้อสมมุติว่า ค่าสัมประสิทธิ์เฟดดิ้งมีค่าคงที่ในช่วง ระยะเวลาของแต่ละเมทริกซ์ส่งหรือรับแต่ละตัวเท่านั้น ตัวถอดรหัสการมอดูเลตนั้น คำนวณค่า ความน่าจะเป็นของเมทริกซ์รหัส โดยอาศัยเมทริกซ์รับ \underline{Y}_{n-Z}^n ที่อยู่ในช่วงระยะเวลาของการส่งเกต ดังสมการต่อไปนี้

$$\Gamma_n(G_n) = \sum_{G_{n-Z+1}^{n-1}} M_n(G_n, \underline{G}_{n-Z+1}^n) \prod_{l=n-Z+1}^{n-1} \Pr\{G_l\} \quad (34)$$

โดยสมการข้างบนนี้อยู่ในรูปแบบที่ผลรวมสำหรับทุกเมทริกซ์รหัส G_n ยังไม่เป็นหนึ่ง ซึ่งการทำให้ผล รวมเป็นหนึ่งก็ทำได้โดยการหารด้วยค่าคงที่ที่เหมาะสมดังวิธีที่คล้ายกันกับที่แสดงในภาคผนวก ข จากสมการที่ (34) จะเห็นว่าไม่ปรากฏการใช้ค่าความน่าจะเป็นเบื้องต้น $\Pr\{G_n\}$ ของเมทริกซ์

รหัส G_n ในทางขวามือของสมการ เพื่อหลีกเลี่ยงการส่งข่าวสารซ้ำซ้อนกลับไปยังตัวถอดรหัส แก้ไขความผิดพลาด สำหรับกรณีที่ Z มีค่าเท่ากับหนึ่งสมการที่ (34) จะลดรูปได้ดังนี้

$$\Gamma_n(G_n) = M_n(G_n) \quad (35)$$

นั่นคือไม่มีความจำเป็นต้องใช้ตัวถอดรหัสการมอดูเลตแต่อย่างใด กล่าวคือเมื่อ Z เท่ากับหนึ่ง วิธีนี้จะส่งเมตริก $M_n(G_n)$ ให้ตัวถอดรหัสความผิดพลาดโดยตรง โดยไม่มีการประมวลผลในตัวถอดรหัสการมอดูเลตแต่อย่างใด

3.4 ความซับซ้อนในการคำนวณของวิธีต่าง ๆ

ตารางที่ 1 ได้สรุปค่าความซับซ้อนในการคำนวณของ วิธีการใช้เอพียูพีดีมอดูเลเตอร์ ในหัวข้อที่ 3.2.1 และ 3.2.2 ซึ่งจะเรียกโดยย่อว่า วิธีที่หนึ่งและสองตามลำดับ โดยเปรียบเทียบกับวิธีที่ใช้ตัวถอดรหัสการมอดูเลตในหัวข้อที่ 3.3 ซึ่งจะเรียกโดยย่อว่า วิธีที่สาม ค่าความซับซ้อนในการคำนวณจะประกอบด้วย จำนวนการคูณ จำนวนการบวก และจำนวนการเปรียบเทียบที่ใช้ในแต่ละรอบของการถอดรหัสแบบวนซ้ำ โดยที่ N_s แทนจำนวนสัญลักษณ์ที่เป็นไปได้ทั้งหมดของกรุปของเมตริกซ์แบบยูนิทารี ซึ่งก็จะเป็นจำนวนสถานะของแผนภาพเทอร์ลิส ของการมอดูเลตเชิงปริภูมิ และเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่าง โดยที่ยังไม่ได้มีการขยายจำนวนสถานะ และ N แทนจำนวนสัญลักษณ์ส่งโดยไม่นับเมตริกซ์ส่งเริ่มต้น ซึ่งก็จะเป็นความยาวหรือจำนวนท่อน (number of sections) ของแผนภาพเทอร์ลิสของการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาดังกล่าว การคำนวณค่าความซับซ้อนในตารางที่ 1 นี้จะไม่รวมการคำนวณค่าเมตริกการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ในสมการที่ (18) เข้าไปด้วยแต่อย่างใด เพราะทุกวิธีต้องคำนวณค่าเหล่านี้เหมือนกัน โดยจะคิดเฉพาะการคำนวณที่ต้องใช้ในเอพียูพีดีมอดูเลเตอร์และตัวถอดรหัสการมอดูเลตเท่านั้น ในการคำนวณจำนวนการบวก การคูณ และการเปรียบเทียบของวิธีที่หนึ่งและสอง จะคิดเฉพาะสาขาที่มีการเชื่อมต่อถึงกันเท่านั้น ไม่ได้คำนวณตรง ๆ ตามสมการที่ (26)–(33) ส่วนการคำนวณของอัลกอริทึมแบบวิเทอร์บีที่ใช้ในวิธีที่สอง จะกำหนดให้ใช้การคูณค่าความน่าจะเป็น แทนที่จะใช้การบวกกับฟังก์ชันลอการิทึม ตามสมการที่ (30) เนื่องจากสะดวกในการโปรแกรม ที่ไม่ต้องเรียกใช้ฟังก์ชันลอการิทึม

ตารางที่ 1 ความซับซ้อนในการคำนวณของวิธีต่าง ๆ

วิธี	การคูณ	การบวก	การเปรียบเทียบ
วิธีที่ 1	$6NN_S^{Z+1}$	$3NN_S^Z(N_S - 1)$	-
วิธีที่ 2	$8NN_S^2$	$3NN_S(N_S - 1)$	$NN_S(N_S - 1)$
วิธีที่ 3	$(Z - 1)NN_S^Z$	$NN_S(N_S^{Z-1} - 1)$	-

จากตารางที่ 1 จะเห็นว่าค่าความซับซ้อนของวิธีที่หนึ่งและสามเพิ่มขึ้นเป็นเลขยกกำลังกับลำดับการทำนายเชิงเส้น Z ในขณะที่วิธีที่สองไม่เพิ่มขึ้นตามลำดับการทำนายเชิงเส้นแต่อย่างใด และวิธีที่สองต้องใช้ในการเปรียบเทียบมากกว่าหรือน้อยกว่าสำหรับอัลกอริทึมแบบวิเทอร์บี ส่วนวิธีที่หนึ่งและสามไม่ต้องการเปรียบเทียบแต่อย่างใด และเมื่อกำหนดให้ระบบใช้กลุ่มของเมทริกซ์แบบยูนิทารี จากตัวอย่างที่ 3 ในบทที่ 2 ซึ่งมีจำนวนสมาชิก N_S เท่ากับ แปด และกำหนดให้ความยาวของบล็อก N เท่ากับ 934 (บิตข้อมูล N_b เท่ากับ 930 บิตบวกกับบิตหางอีก 4 บิต) ซึ่งเป็นค่าที่ใช้ทดสอบในบทที่ 5 จะสามารถสรุปจำนวนการบวก การคูณ และการเปรียบเทียบสำหรับค่าลำดับการทำนายเชิงเส้นเท่าหนึ่งถึงสามได้ดังตารางที่ 2

ตารางที่ 2 ความซับซ้อนในการคำนวณของวิธีต่าง ๆ เมื่อ N_S เท่ากับ 8 และ N เท่ากับ 934

วิธี	$Z = 1$			$Z = 2$			$Z = 3$		
	การคูณ	การบวก	การเปรียบเทียบ	การคูณ	การบวก	การเปรียบเทียบ	การคูณ	การบวก	การเปรียบเทียบ
วิธีที่ 1	358,656	156,912	-	2,869,248	1,255,296	-	22,953,984	10,042,368	-
วิธีที่ 2	-	-	-	478,208	156,912	52,304	478,208	156,912	52,304
วิธีที่ 3	0	0	-	59,776	52,304	-	956,416	470,736	-

จากตารางที่สองจะเห็นว่า วิธีที่หนึ่งใช้จำนวนการบวกและการคูณเพิ่มขึ้นอย่างมากเมื่อเพิ่มค่าลำดับการทำนายเชิงเส้น เมื่อเปรียบเทียบเทียบกับวิธีอื่น ๆ ยกตัวอย่างเช่นที่ Z เท่ากับสาม วิธีที่หนึ่งใช้จำนวนการคูณต่อรอบถึง 22,953,984 ครั้ง ในขณะที่วิธีที่สองและสามใช้เพียง 478,208 และ 956,416 ครั้ง ซึ่งต่างกันเท่ากับ 48 และ 24 เท่า ตามลำดับ แต่อย่างไรก็ดี จากผลการทดสอบสมรรถนะในบทที่ 5 และ 6 จะแสดงให้เห็นว่าวิธีที่หนึ่งให้สมรรถนะที่ดีต่อการเพิ่มค่าลำดับการทำนายเชิงเส้น และทนต่อการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณมากกว่าวิธีอื่น

สำหรับกรณีที่ Z มีค่าเท่ากับหนึ่ง วิธีที่สองจะลดรูปลงเป็นแบบเดียวกับวิธีที่หนึ่ง ส่วนวิธีที่สามจะไม่มีการคำนวณในตัวถอดรหัสการมอดูเลต จากผลการทดสอบสมรรถนะในบทที่ 5 และ 6 สำหรับกรณีที่ Z มีค่าเท่ากับหนึ่ง พบว่าวิธีที่หนึ่งและวิธีที่สามให้ผลเหมือนกัน ดังนั้นสำหรับกรณีที่ Z มีค่าเท่ากับหนึ่งนั้น ควรใช้วิธีที่สามในการถอดรหัส เนื่องจากให้วิธีที่สามให้ค่าความซับซ้อนน้อยกว่าวิธีที่หนึ่ง



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 4

ตัวเข้ารหัสการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างที่เข้ารหัสเทอร์โบและการถอดรหัสวนซ้ำที่ใช้การตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์

ในบทนี้จะกล่าวถึง ระบบการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างที่เข้ารหัสเทอร์โบที่เสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เพื่อสำหรับการส่งสัญญาณให้อัตราความผิดพลาดบิตที่ดีภายใต้ช่องสัญญาณเฟดดิ้งราบเรียบแบบเรย์ลี ที่มีการเปลี่ยนแปลงช้าและเร็ว โดยที่ภาครับ ได้เสนอโครงสร้างระบบการถอดรหัสที่มี ประสิทธิภาพในการแลกเปลี่ยนข่าวสารระหว่างตัวถอดรหัสเทอร์โบ และเอพียูเอ็มโอดูเลเตอร์ ในการคำนวณข่าวสารของเอพียูเอ็มโอดูเลเตอร์จะอาศัยแผนภาพเทรลิสของการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่าง ดังที่ได้กล่าวไปในบทที่แล้ว ในหัวข้อสุดท้ายของบทนี้ จะกล่าวถึงระบบการมอดูเลตเชิงปริภูมิเวลาที่เข้ารหัสเทอร์โบที่สลับลำดับเชิงบิตในเอกสารอ้างอิงที่ [28] ซึ่งจะนำมาใช้เปรียบเทียบสมรรถนะกับระบบที่เสนอในบทถัดไป

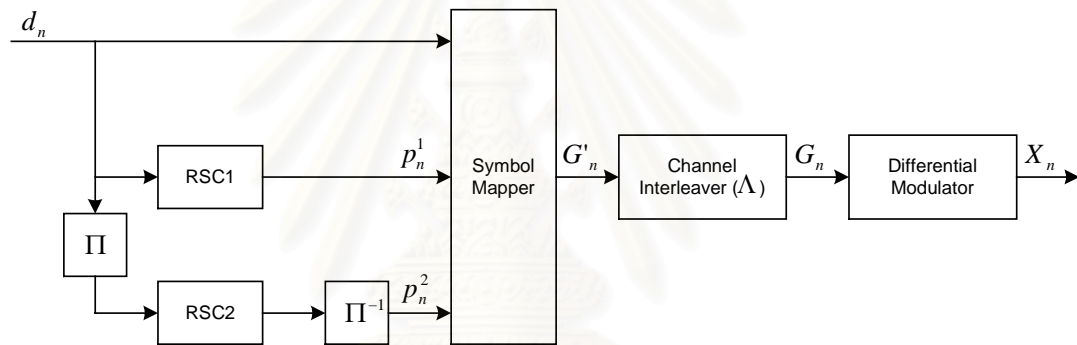
4.1 ตัวเข้ารหัสการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างที่เข้ารหัสเทอร์โบที่เสนอ

รูปที่ 3 แสดงตัวเข้ารหัสการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างที่เข้ารหัสเทอร์โบที่ผู้เขียนวิทยานิพนธ์นี้และคณะได้เสนอในเอกสารอ้างอิงที่ [36] ซึ่งประกอบด้วย ตัวเข้ารหัสเทอร์โบที่มีอัตราการเข้ารหัส $1/3$ (ซึ่งเป็นตัวเข้ารหัสเทอร์โบแบบดั้งเดิมที่นิยมใช้กันทั่วไป) ตัวแปลงเชิงสัญลักษณ์ (symbol mapper) ตัวสลับลำดับช่องสัญญาณ (channel interleaver) Λ และมอดูเลเตอร์เชิงผลต่าง (differential modulator) การเข้ารหัสจะกระทำที่ระดับบล็อกข้อมูล โดยกำหนดให้บล็อกข้อมูลมีขนาด N_b บิต ซึ่งเขียนแทนด้วย $\underline{d}_1^{N_b} = (d_1, d_2, \dots, d_{N_b})$ ได้รับการเข้ารหัสด้วยตัวเข้ารหัสเทอร์โบที่ประกอบด้วย ตัวเข้ารหัสคอนโวลูชันแบบซิสเต็มมาทิกที่มีการป้อนกลับ (recursive systematic convolutional encoder) จำนวนสองตัวคือ RSC1 และ RSC2 ที่ต่อกันแบบขนานด้วยตัวสลับลำดับเชิงบิต (bit-wise interleaver) Π ในที่นี้กำหนดให้ตัวสลับลำดับ Π เป็นตัวสลับลำดับเกลียวคู่และคี่แบบซิมิลี (simile odd-even helical interleaver) [39] เพื่อให้ตัวเข้ารหัสย่อย RSC1 และ RSC2 สามารถจบการเข้ารหัสที่สถานะศูนย์ได้โดยการใช้บิตหาง (tail bits) เดียวกัน จากนั้นเอาต์พุตของ RSC2 จะได้รับการสลับลำดับด้วยตัวสลับลำดับคี่ (deinterleaver) (Π^{-1}) เพื่อที่ว่าลำดับของบิตพาริตี p_n^2 ที่ได้จะตรงกันกับลำดับของบิตข้อมูล d_n ที่ทำให้เกิดบิตพาริตี p_n^2 นั้น ในลำดับต่อมา ตัวแปลงเชิงสัญลักษณ์จะแปลงบิตข้อมูล d_n พร้อมทั้งบิตพาริตี (parity) p_n^1 และ p_n^2 (ซึ่งเกิดจากบิตข้อมูล d_n) ที่ได้จากตัวเข้ารหัสย่อย RSC1 และ RSC2 ตามลำดับ ลงไปในเมทริกซ์รหัส G'_n เดียวกัน โดยตัวแปลงเชิงสัญลักษณ์จะเลือกเมทริกซ์

รหัส G'_n แบบหนึ่งต่อหนึ่งจากรูปของเมทริกซ์แบบยูนิทารีที่มีขนาด $L \times L$ โดยการใช้การแปลงแบบเกรย์ (Gray mapping) [27] จากนั้นลำดับของเมทริกซ์รหัส G'_n ก็จะได้รับสลับลำดับด้วยตัวสลับลำดับของสัญญาณ Λ เพื่อที่จะลดทอนผลกระทบจากปรากฏการณ์เฟดดิ้ง และในที่สุดมอดูเลเตอร์เชิงผลต่างก็จะมอดูเลตเชิงผลต่างลำดับของเมทริกซ์รหัส G'_n ซึ่งได้รับการสลับลำดับแล้ว ดังสมการต่อไปนี้

$$X_n = X_{n-1} G_n \quad (36)$$

เมื่อ X_0 แทนเมทริกซ์ส่งเริ่มต้น (initial transmitted matrix) ซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไขของคุณสมบัติยูนิทารี $X_0 X_0^H = LI_T$ และเนื่องจากในที่นี้เราจะพิจารณาเฉพาะเมทริกซ์รหัส G_n ที่มาจากกรุปของเมทริกซ์แบบยูนิทารีขนาด $L \times L$ ($G_n G_n^H = I_L$) เราจะได้ว่า $X_n X_n^H = LI_T$ สำหรับ $0 \leq n \leq N$ เมื่อ N แทนจำนวนของเมทริกซ์ส่ง X_n โดยไม่นับเมทริกซ์ส่งเริ่มต้น

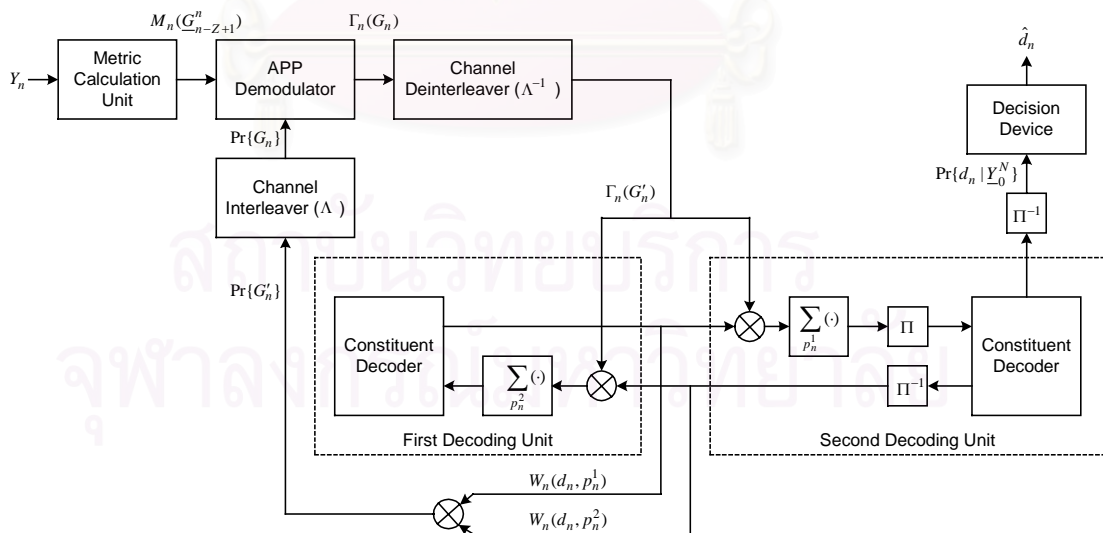


รูปที่ 3 โครงสร้างของตัวเข้ารหัสการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างที่เข้ารหัสเทอร์โบที่เสนอ

4.2 การถอดรหัสแบบวนซ้ำที่ใช้การตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ สำหรับระบบที่เสนอ

รูปที่ 4 แสดงระบบการถอดรหัสแบบวนซ้ำที่ใช้การตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ ซึ่งประกอบด้วยเอพิตีมมอดูเลเตอร์ หน่วยการคำนวณเมตริก (metric calculation unit) ตัวสลับลำดับของสัญญาณ Λ ตัวสลับลำดับของสัญญาณคี่ (channel deinterleaver) Λ^{-1} และหน่วยถอดรหัส (decoding unit) จำนวนสองหน่วย โดยหน่วยการคำนวณเมตริกมีหน้าที่รับค่าความน่าจะเป็นเบื้องต้น $\Pr\{G_n\}$ ของเมทริกซ์รหัส G_n และคำนวณเมตริกการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ $M_n(\underline{G}_{n-Z+1})$ ให้กับเอพิตีมมอดูเลเตอร์ จากนั้นเอพิตีมมอดูเลเตอร์จะคำนวณค่าความน่าจะเป็น $\Gamma_n(G_n)$ ของเมทริกซ์รหัส G_n ให้ตัวถอดรหัสย่อย (constituent decoder) ที่

อยู่ในหน่วยถอดรหัสทั้งสอง โดยตัวถอดรหัสย่อยแต่ละตัวนี้ มีหน้าที่คำนวณค่าความน่าจะเป็นร่วม $W_n(d_n, p_n^m)$ (เมื่อ $m = 1, 2$) ของบิตข้อมูล d_n และบิตพาริตี p_n^m ซึ่งสอดคล้องกันกับตัวเข้ารหัสคอนโวลูชันตัวที่ m โดยอาศัยแผนภาพเทรลลิสของการเข้ารหัสคอนโวลูชัน จากนั้นค่าความน่าจะเป็นเหล่านี้จะถูกแลกเปลี่ยนระหว่างตัวถอดรหัสย่อย และเอพียูตีตีมอดูเลเตอร์ อย่างไรก็ตามก่อนที่ตัวถอดรหัสย่อยตัวหนึ่งจะสามารถนำค่าความน่าจะเป็น $W_n(d_n, p_n^m)$ ที่ได้มาจากตัวถอดรหัสย่อยอีกตัวไปใช้ได้นั้น ค่าความน่าจะเป็นนี้จะต้องถูกคูณด้วยค่าความน่าจะเป็น $\Gamma_n(G'_n)$ (ของเมทริกซ์รหัส G'_n ที่สลับลำดับคั่นด้วยตัวสลับลำดับช่องสัญญาณคั่น) ก่อน และผลคูณที่ได้จะถูกมาริจิแนลไลซ์ (marginalize) เพื่อกำจัดตัวแปรพาริตีที่ไม่เกี่ยวข้องสำหรับตัวถอดรหัสย่อยที่กำลังพิจารณาออกไป นอกจากนี้เพื่อให้ระบบถอดรหัสดังกล่าว มีสมรรถนะของการถอดรหัสที่ดี การแลกเปลี่ยนข่าวสารระหว่างหน่วยต่าง ๆ ในระบบถอดรหัสแบบวนซ้ำนี้ จะต้องส่งเพียงแต่ข่าวสารเอกซ์ทรินซิก (extrinsic information) เท่านั้น [18] [19] (ดูนิยามจากสมการ (ข.10) ในภาคผนวก ข) กล่าวคือข่าวสารหรือค่าความน่าจะเป็นที่ได้รับเข้ามา จะไม่ถูกส่งกลับคืนออกไปให้กับหน่วยที่ส่งมาเข้าอีก เพื่อขจัดการใช้ข่าวสารที่ซ้ำซ้อน เมื่อการถอดรหัสวนซ้ำสิ้นสุดลง ตัวตัดสินใจ (decision device) จะตัดสินใจบิตข้อมูล d_n จากค่าความน่าจะเป็นเบื้องหลัง (*a posteriori* probability) $\Pr\{d_n | \underline{Y}_0^N\}$ โดยการเปรียบเทียบว่าถ้า $\Pr\{d_n = 1 | \underline{Y}_0^N\}$ มีค่ามากกว่า $\Pr\{d_n = 0 | \underline{Y}_0^N\}$ ก็จะทำให้บิตข้อมูลที่ตัดสินใจ \hat{d}_n เป็นหนึ่ง แต่ถ้ามีเป็นเช่นนั้น ก็ให้บิตข้อมูลที่ตัดสินใจ \hat{d}_n เป็นศูนย์



รูปที่ 4 โครงสร้างของระบบถอดรหัสแบบวนซ้ำที่ใช้การตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ สำหรับระบบที่เสนอ

4.2.1 การวิเคราะห์ตัวถอดรหัสย่อย

ตัวถอดรหัสย่อยที่อยู่ในหน่วยถอดรหัสแต่ละตัว ทำหน้าที่คำนวณค่าความน่าจะเป็นร่วมของบิตข้อมูล และบิตพาริตีของตัวเข้ารหัสคอนโวลูชันที่ตรงกับตัวถอดรหัสย่อยนั้น โดยอาศัยอัลกอริทึมแบบ BCJR และเพื่อความสะดวกในการอธิบาย จะสรุปการวิเคราะห์ วิธีการคำนวณค่าความน่าจะเป็นที่ใช้ในกระบวนการถอดรหัสแบบวนซ้ำของระบบที่เสนอ เฉพาะสำหรับตัวถอดรหัสย่อยตัวแรกซึ่งตรงกับตัวเข้ารหัส RSC1 เท่านั้น สำหรับการวิเคราะห์ตัวถอดรหัสย่อยตัวที่สองซึ่งตรงกับตัวเข้ารหัส RSC2 สามารถทำได้ในลักษณะเดียวกันโดยการคิดถึงผลของตัวสลับลำดับเชิงบิต Π เข้าไปด้วย ค่าความน่าจะเป็นเบื้องหลังของบิตข้อมูลสามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\Pr\{d_n | \underline{Y}_0^N\} = \sum_{(S_{n-1}, S_n): d_n} \Pr\{S_{n-1}, S_n | \underline{Y}_0^N\} \quad (37)$$

$$= \frac{\sum_{(S_{n-1}, S_n): d_n} \alpha_{n-1}(S_{n-1}) \gamma_n(S_{n-1}, S_n) \beta_n(S_n)}{\sum_{d_n} \sum_{(S_{n-1}, S_n): d_n} \alpha_{n-1}(S_{n-1}) \gamma_n(S_{n-1}, S_n) \beta_n(S_n)} \quad (38)$$

โดยที่ สาขา (branch) $(S_{n-1}, S_n): d_n$ แทนการเปลี่ยนสถานะของตัวเข้ารหัสคอนโวลูชันจากสถานะ S_{n-1} ไปยังสถานะ S_n ที่เป็นผลมาจากการเข้ารหัสด้วยบิตข้อมูล d_n และ $\gamma_n(S_{n-1}, S_n)$ แทนเมตริกสาขา (branch metric) สำหรับตัวถอดรหัสย่อยซึ่งคำนวณได้จาก

$$\begin{aligned} \gamma_n(S_{n-1}, S_n) &= \Pr\{d_n, p_n^1\} \\ &= \sum_{p_n^2} \Gamma_n(G'_n) W_n(d_n, p_n^2) \\ &= \sum_{p_n^2} \Gamma_n(d_n, p_n^1, p_n^2) W_n(d_n, p_n^2) \end{aligned} \quad (39)$$

โดยที่ $\Pr\{d_n, p_n^1\}$ แทนความน่าจะเป็นร่วมเบื้องต้น (*a priori* joint probability) ของบิตข้อมูล d_n และบิตพาริตี p_n^1 และ $W_n(d_n, p_n^2)$ แทนความน่าจะเป็นร่วมของบิตข้อมูล d_n และบิตพาริตี p_n^2 ซึ่งข่าวสารนี้ได้มาจากตัวถอดรหัสย่อยตัวที่สอง (ดูหัวข้อ 4.2.2 ประกอบ) ตัวแปร $\alpha_n(S_n)$ และ $\beta_n(S_n)$ แทนค่าความน่าจะเป็นไปข้างหน้าและค่าความน่าจะเป็นไปข้างหลังของสถานะ S_n ของตัวเข้ารหัสย่อย ซึ่งคำนวณได้จากสูตรเวียนบังเกิด (recursive formula) ตามลำดับ ดังนี้

$$\alpha_n(S_n) = \sum_{S_{n-1}} \gamma_n(S_{n-1}, S_n) \alpha_{n-1}(S_{n-1}) \quad (40)$$

และ

$$\beta_n(S_n) = \sum_{S_{n+1}} \gamma_{n+1}(S_n, S_{n+1}) \beta_{n+1}(S_{n+1}) \quad (41)$$

เนื่องจากเรากำหนดให้ ตัวเข้ารหัสย่อยทั้งสองเริ่มต้นและจบลงด้วยสถานะศูนย์ (บิตที่เก็บในหน่วยความจำของตัวเข้ารหัสย่อยทั้งหมดเป็นศูนย์) ดังนั้นค่าที่ขอบของ $\alpha_n(S_n)$ และ $\beta_n(S_n)$ จะเป็นไปตามเงื่อนไขดังนี้

$$\alpha_0(S_0) = \begin{cases} 0, & S_0 \neq 0 \\ 1, & S_0 = 0 \end{cases} \quad (42)$$

และ

$$\beta_N(S_N) = \begin{cases} 0, & S_N \neq 0 \\ 1, & S_N = 0 \end{cases} \quad (43)$$

4.2.2 ข่าวนสารเอกซ์ทรินซิกของตัวถอดรหัสย่อย

ตัวถอดรหัสย่อยตัวแรกทำหน้าที่คำนวณค่าความน่าจะเป็นร่วม $W_n(d_n, p_n^1)$ ของบิตข้อมูล d_n และบิตพาริตี p_n^1 ของ RSC1 โดยอาศัยความสัมพันธ์ดังสมการต่อไปนี้

$$W_n(d_n, p_n^1) = \frac{\sum_{(S_{n-1}, S_n): (d_n, p_n^1)} \alpha_{n-1}(S_{n-1}) \beta_n(S_n)}{\sum_{d_n} \sum_{p_n^1} \sum_{(S_{n-1}, S_n): (d_n, p_n^1)} \alpha_{n-1}(S_{n-1}) \beta_n(S_n)} \quad (44)$$

โดยที่ สาขา $(S_{n-1}, S_n): (d_n, p_n^1)$ แทนการเปลี่ยนสถานะของตัวเข้ารหัส RSC1 จากสถานะ S_{n-1} ไปยังสถานะ S_n ที่เป็นผลมาจากการเข้ารหัสด้วยบิตข้อมูล d_n ซึ่งให้เอาต์พุตเป็นบิตพาริตี p_n^1 และโดยวิธีคล้ายคลึงกัน ตัวถอดรหัสย่อยตัวที่สองก็สามารถคำนวณค่าความน่าจะเป็นร่วม $W_n(d_n, p_n^2)$ ของบิตข้อมูล d_n และบิตพาริตี p_n^2 ของ RSC2 ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$W_n(d_n, p_n^2) = \frac{\sum_{(S_{n-1}, S_n): (d_n, p_n^2)} \alpha_{n-1}(S_{n-1}) \beta_n(S_n)}{\sum_{d_n} \sum_{p_n^2} \sum_{(S_{n-1}, S_n): (d_n, p_n^2)} \alpha_{n-1}(S_{n-1}) \beta_n(S_n)} \quad (45)$$

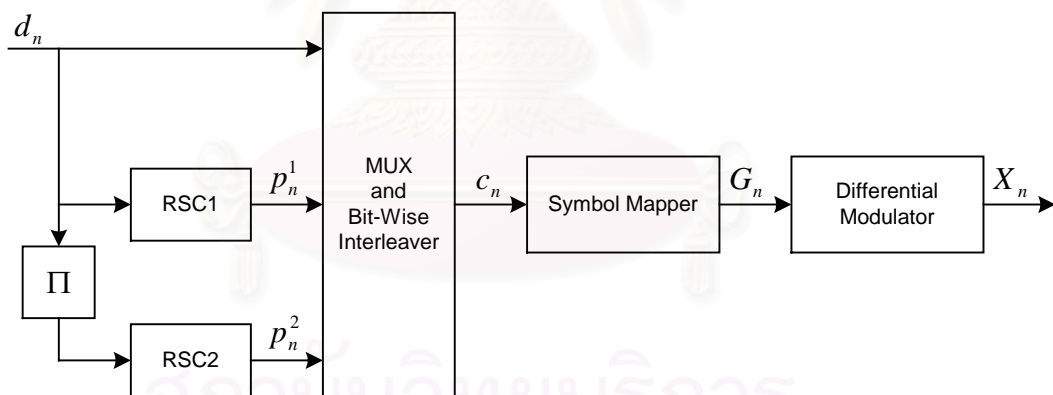
หลังจากที่ตัวถอดรหัสย่อยทั้งสองได้คำนวณค่าความน่าจะเป็นร่วม $W_n(d_n, p_n^1)$ และ $W_n(d_n, p_n^2)$ แล้ว ก็จะต้องคำนวณค่าความน่าจะเป็นเบื้องต้น $\Pr\{G'_n\}$ ของเมทริกซ์ G'_n โดยใช้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$\begin{aligned} \Pr\{G'_n\} &= \Pr\{d_n, p_n^1, p_n^2\} \\ &= \frac{W_n(d_n, p_n^1) W_n(d_n, p_n^2)}{\sum_{d_n} \sum_{p_n^1} \sum_{p_n^2} W_n(d_n, p_n^1) W_n(d_n, p_n^2)} \end{aligned} \quad (46)$$

จากนั้น ลำดับของค่าความน่าจะเป็น $\Pr\{G'_n\}$ ก็จะได้รับ การสลับลำดับด้วยตัวสลับลำดับช่องสัญญาณ และลำดับของค่าความน่าจะเป็น $\Pr\{G_n\}$ ซึ่งได้รับการสลับลำดับแล้ว ก็จะถูกป้อนให้กับเอพียูดีมอดูเลเตอร์

4.3 ระบบการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลา แบบยูนิทารีเชิงผลต่างที่เข้ารหัสเทอร์โบที่สลับลำดับเชิงบิต

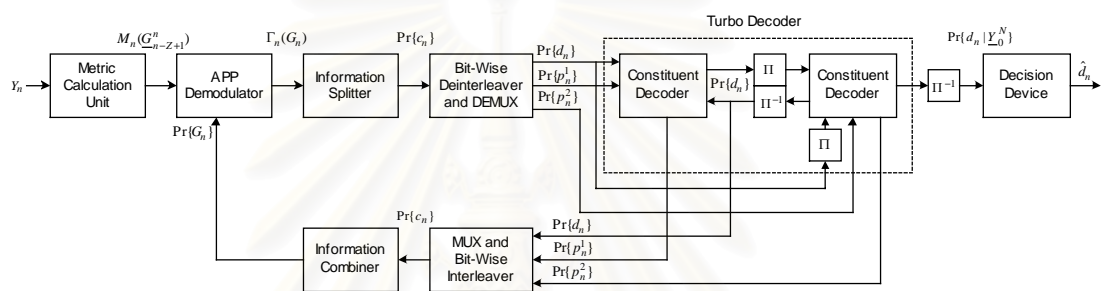
เพื่อที่จะแสดงให้เห็นว่ารูปแบบของระบบที่เสนอให้สมรรถนะที่ดี จึงได้ทำการเปรียบเทียบกับสมรรถนะของระบบการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลา แบบยูนิทารีเชิงผลต่างที่เข้ารหัสเทอร์โบที่สลับลำดับเชิงบิต (bit-interleaved turbo coded differential unitary space-time modulation system) ในเอกสารอ้างอิงที่ [28] ซึ่งใช้การมัลติเพล็กซ์ (multiplex: MUX) และการสลับลำดับเชิงบิตเข้ารหัสเทอร์โบ ก่อนที่จะแปลงบิตของคำรหัส c_n ไปเป็นเมทริกซ์รหัส G_n ดังรูปที่ 5 (เพื่อความสะดวกในการใช้ตัวแปร จึงขอใช้ตัวแปร n เป็นดัชนีเวลาสำหรับทั้งบิตข้อมูล (d_n) บิตพาริตี (p_n^m) บิตของคำรหัส (c_n) เมทริกซ์รหัส (G_n) และเมทริกซ์ส่ง (X_n) ซึ่งความเป็นจริงแล้วทั้งลำดับเวลาและจำนวนเวลาของบิตและเมทริกซ์เหล่านี้อาจจะไม่ตรงกัน)



รูปที่ 5 โครงสร้างของระบบเข้ารหัสสำหรับการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างที่เข้ารหัสเทอร์โบที่สลับลำดับเชิงบิต

ระบบถอดรหัสแบบวนซ้ำสำหรับการเข้ารหัสในรูปที่ 5 แสดงได้ดังรูปที่ 6 ซึ่งระบบถอดรหัสนี้ได้รับการปรับปรุงในวิทยานิพนธ์นี้ให้ใช้เอพียูดีมอดูเลเตอร์ แทนการใช้ตัวถอดรหัสการมอดูเลต [28] เพื่อให้สมรรถนะดีขึ้น ซึ่งระบบที่ได้นี้จะมีความซับซ้อนใกล้เคียงกับระบบที่เสนอในหัวข้อ 4.2 และเนื่องจากในระบบเข้ารหัสนั้น คำรหัสเทอร์โบได้รับการสลับเชิงบิตก่อนที่จะแปลงไปเป็นเมทริกซ์รหัส จึงทำให้ตัวถอดรหัสน้อยของระบบถอดรหัสนี้ต้องคำนวณค่าความน่าจะเป็น

เป็นของบิตข้อมูลและค่าความน่าจะเป็นของบิตพาริตีที่แยกจากกัน แทนที่จะคำนวณค่าความน่าจะเป็นร่วมของบิตทั้งสอง นอกจากนี้ยังต้องใช้ตัวแยกข่าวสาร (information splitter) เพื่อแปลงค่าความน่าจะเป็น $\Gamma_n(G_n)$ ของเมทริกซ์รหัส G_n ไปเป็นความน่าจะเป็น $\Pr\{c_n\}$ ของบิตของคำรหัส c_n (โดยการมารีจแนลไลซ์บิตที่ไม่ได้กำลังพิจารณาออกไป) และใช้ตัวรวมข่าวสาร (information combiner) เพื่อแปลงค่าความน่าจะเป็น $\Pr\{c_n\}$ ของบิตของคำรหัส c_n ไปเป็นค่าความน่าจะเป็น $\Pr\{G_n\}$ ของเมทริกซ์รหัส G_n (โดยการคูณค่าความน่าจะเป็นของบิตที่เกี่ยวข้องกับ เมทริกซ์รหัส G_n ที่กำลังพิจารณา) เพื่อให้ตัวถอดรหัสเทอร์โบ (turbo decoder) สามารถแลกเปลี่ยนข่าวสารกับเอพีพีดีมอดูเลเตอร์ได้



รูปที่ 6 โครงสร้างของระบบถอดรหัสสำหรับระบบการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลา
แบบยูนิทารีเชิงผลต่างที่เข้ารหัสเทอร์โบที่สลับลำดับเชิงบิต

บทที่ 5

ผลการจำลองสมรรถนะของระบบที่เสนอ

ในการวัดสมรรถนะของระบบเข้ารหัสและถอดรหัสที่เสนอในบทที่ 4 จะใช้อัตราความผิดพลาดบิตของบิตข้อมูลที่ถอดรหัสได้ เปรียบเทียบกับบิตข้อมูลที่ถูกต้อง โดยการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ในการทดสอบนี้ ได้กำหนดให้ตัวเข้ารหัสคอนโวลูชันทั้งสองเหมือนกัน โดยมีพหุนามไปข้างหน้า (forward polynomial) เป็น $1+D^4$ และพหุนามป้อนกลับ (feedback polynomial) เป็น $1+D+D^2+D^3+D^4$ เมื่อ D แทนการหน่วงเวลาหนึ่งหน่วย (unit delay) บล็อกข้อมูล N_b มีขนาด 930 บิต ตัวสลับลำดับเชิงบิตสำหรับตัวเข้ารหัสเทอร์โบเป็นตัวสลับลำดับเกลียวคู่และคี่แบบซิมิลีขนาด 30×31 ตัวสลับลำดับช่องสัญญาณเป็นแบบบล็อกขนาด 41×23 (บางตำแหน่งเว้นว่างไม่ได้ใช้ในการอ่านและเขียนข้อมูล) ดังที่ใช้ในเอกสารอ้างอิงที่ [32] ค่าอัตราส่วนของพลังงานบิตต่อความหนาแน่นของสัญญาณรบกวน (ratio of bit energy over the noise spectral density) ซึ่งเขียนแทนด้วย E_b / N_0 หาได้จากความสัมพันธ์ดังนี้ [28]

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{\rho}{R_s} \quad (47)$$

โดยที่ R_s แทนอัตราระบบ (system rate) ซึ่งคำนวณได้จากอัตราส่วนของบิตข้อมูลที่ยังไม่ได้เข้ารหัสต่อการใช้ช่องสัญญาณ (uncoded information bits per channel use) ในที่นี้กำหนดให้ L เท่ากับสอง และให้จำนวนสายอากาศส่งสำหรับการทดสอบในบทนี้เท่ากับสองเช่นกัน เพื่อให้เมทริกซ์ส่งมีขนาดเป็นจัตุรัส และเนื่องจากเราใช้ตัวเข้ารหัสเทอร์โบซึ่งมีอัตราเข้ารหัส (code rate) เท่ากับ $1/3$ และใช้การแปลงสัญลักษณ์ทีละ 3 บิตต่อเมทริกซ์รหัส ดังนั้นอัตราระบบจะเท่ากับ $R_s = (\text{code rate}) \times (\text{bits per matrix}) \times L^{-1} = 1/3 \times 3 \times 1/2 = 1/2$ บิตต่อการใช้ช่องสัญญาณ (โดยไม่ได้คำนึงถึงบิตทาง) ถึงแม้ว่าการวิเคราะห์การทำนายเชิงเส้น ที่ใช้ในการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ จะสมมติให้สัมประสิทธิ์เฟดดิ้งมีค่าคงที่ในช่วงระยะเวลาของแต่ละเมทริกซ์ส่งและเมทริกซ์รับ แต่ช่องสัญญาณที่ใช้ในการทดสอบนั้น จะยอมให้สัมประสิทธิ์มีการเปลี่ยนแปลงภายในช่วงระยะเวลาของเมทริกซ์ส่งและเมทริกซ์รับตามสมการที่ (1) เพื่อที่จะดูถึงผลกระทบของความถี่ดอปเปลอร์ต่อสมรรถนะของระบบ กรุปของเมทริกซ์แบบยูนิทารีที่ใช้สำหรับตัวแปลงเชิงสัญลักษณ์เป็นดังนี้

$$\left\{ \pm \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \pm \begin{bmatrix} j & 0 \\ 0 & -j \end{bmatrix}, \pm \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}, \pm \begin{bmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{bmatrix} \right\}$$

การแปลงบิตข้อมูล (d_n) และบิตพาริตี (p_n^1 และ p_n^2) เป็นเมทริกซ์รหัส G'_n ของตัวแปลงเชิงสัญลักษณ์แสดงได้ดังตารางที่ 1 และกำหนดให้ใช้เมทริกซ์ส่งเริ่มต้นดังต่อไปนี้

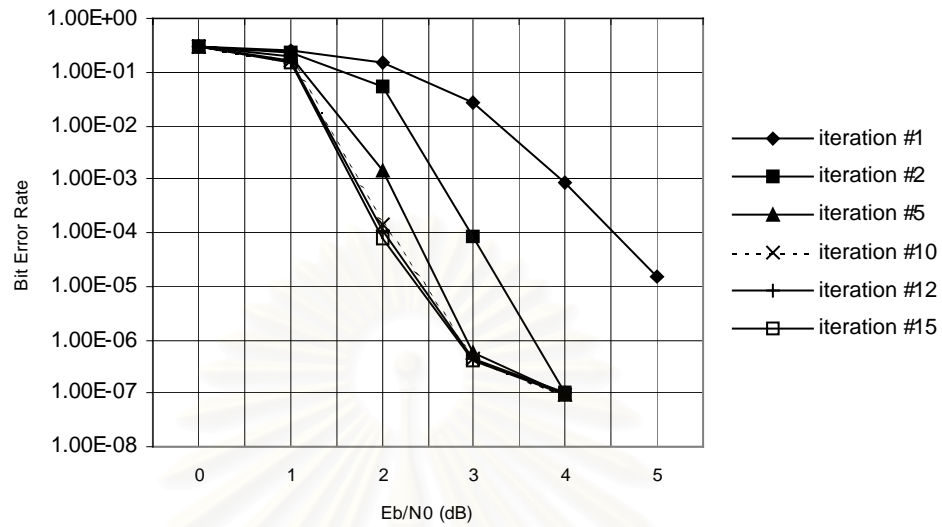
$$X_0 = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (48)$$

ตารางที่ 3 การแปลงบิตข้อมูลและบิตพาริตีที่เป็นเมทริกซ์รหัสของตัวแปลงเชิงสัญญาณ

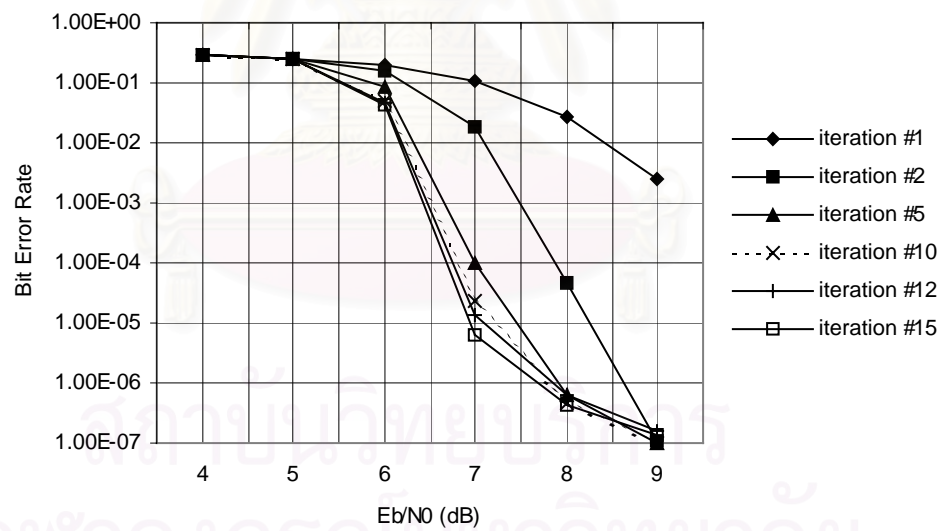
d_n	p_n^1	p_n^2	code matrix (G'_n)
0	0	0	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
0	0	1	$-\begin{bmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{bmatrix}$
0	1	0	$\begin{bmatrix} j & 0 \\ 0 & -j \end{bmatrix}$
0	1	1	$-\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$
1	0	0	$\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$
1	0	1	$-\begin{bmatrix} j & 0 \\ 0 & -j \end{bmatrix}$
1	1	0	$\begin{bmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{bmatrix}$
1	1	1	$-\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$

5.1 สมรรถนะของระบบที่เสนอในแต่ละรอบของการถอดรหัสแบบวนซ้ำ

รูปที่ 7 8 และ 9 แสดงสมรรถนะในแต่ละรอบของการถอดรหัสแบบวนซ้ำ ของระบบที่เสนอ เมื่อระบบถอดรหัสใช้วิธีที่หนึ่ง สอง และสาม (จากหัวข้อที่ 3.2.1 3.2.2 และ 3.3 ในบทที่ 3) ตามลำดับ เพื่อที่จะแสดงให้เห็นว่าการรู้เข้าของระบบเมื่อใช้วิธีทั้งสามเป็นอย่างไร ภายใต้กรณีที่สัมประสิทธิ์เฟดดิ้งมีการเปลี่ยนแปลงซ้ำและเร็วต่างกันมาก กล่าวคือค่าความถี่ดอปเปลอร์สูงสุดแบบนอร์มัลไลซ์ $f_d T_d$ มีค่าเท่ากับ 0.01 (ในรูปที่ 7(ก) 8(ก) และ 9(ก)) และ 0.1 (ในรูปที่ 7(ข) 8(ข) และ 9(ข)) ตามลำดับ ในที่นี้กำหนดให้จำนวนสายอากาศส่งและรับเท่ากับสอง และใช้ลำดับของการทำนายเชิงเส้นเท่ากับสอง จากกราฟในรูป 7 8 และ 9 จะเห็นว่า การใช้จำนวนรอบในการวนซ้ำประมาณสิบห้ารอบ ก็ทำให้สมรรถนะของวิธีทั้งสามสามารถรู้เข้าได้ ภายใต้สภาวะที่ $f_d T_d$ มีค่าแตกต่างกันมากดังกล่าว ดังนั้นผลการทดสอบในส่วนต่อไป จะใช้จำนวนรอบของการวนซ้ำเท่ากับสิบห้ารอบ เพื่อให้แน่ใจว่าสมรรถนะของระบบรู้เข้าเป็นที่เรียบร้อยแล้ว

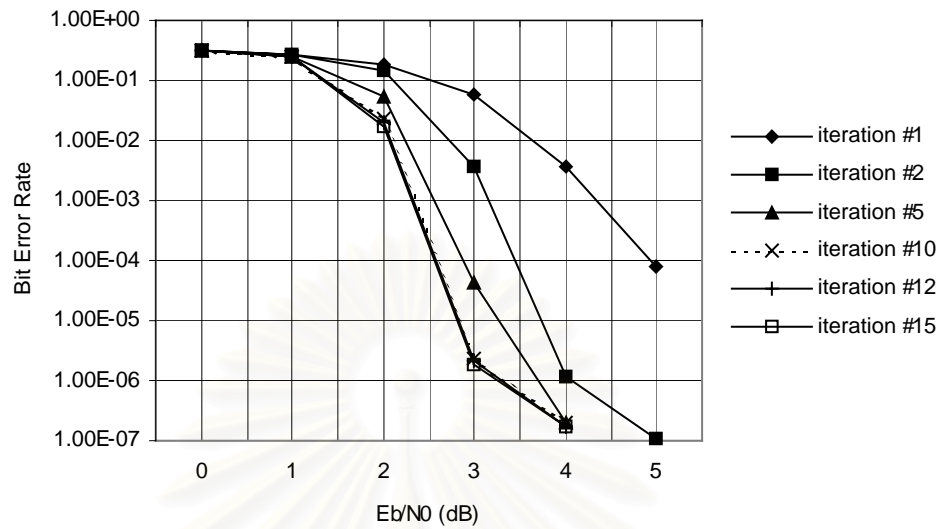


$$(ก) f_d T_d = 0.01$$

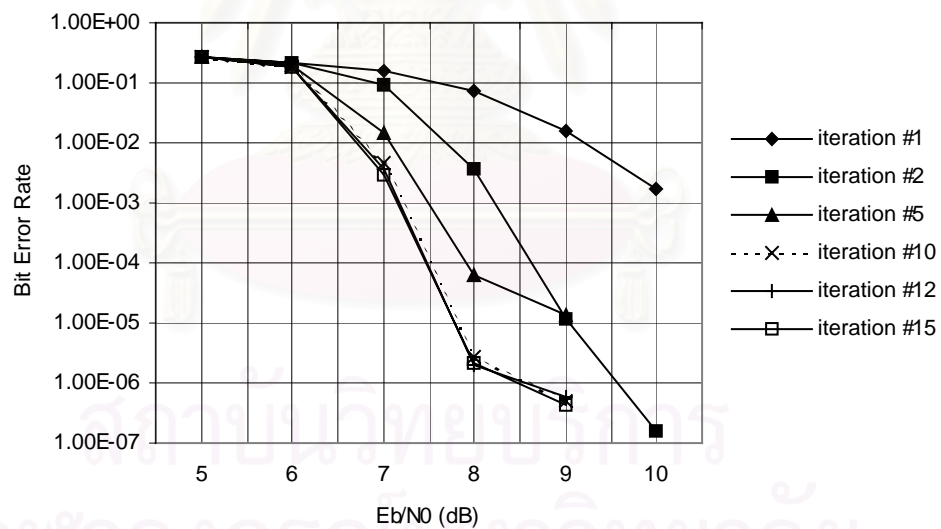


$$(ข) f_d T_d = 0.10$$

รูปที่ 7 สมรรถนะของระบบการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างที่เข้ารหัสเทอร์โบที่เสนอ เมื่อระบบถอดรหัสใช้วิธีที่หนึ่ง จำนวนสายอากาศส่งและรับเท่ากับสอง และลำดับการทำนายเชิงเส้นเท่ากับสอง

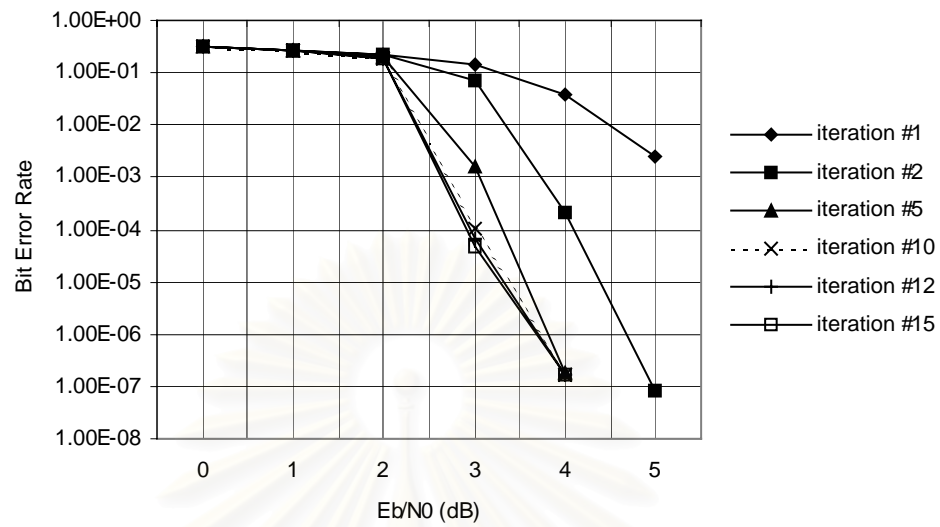


$$(ก) f_d T_d = 0.01$$

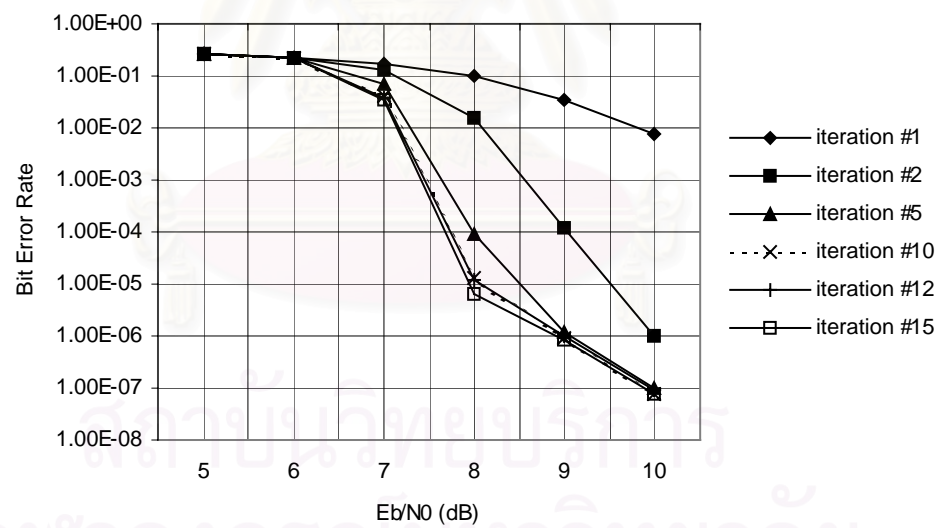


$$(ข) f_d T_d = 0.10$$

รูปที่ 8 สมรรถนะของระบบการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างที่เข้ารหัสเทอร์โบทีเสโน เมื่อระบบถอดรหัสใช้วิธีที่สอง จำนวนสายอากาศส่งและรับเท่ากับสอง และลำดับการนำมายเชิงเส้นเท่ากับสอง



(ก) $f_d T_d = 0.01$

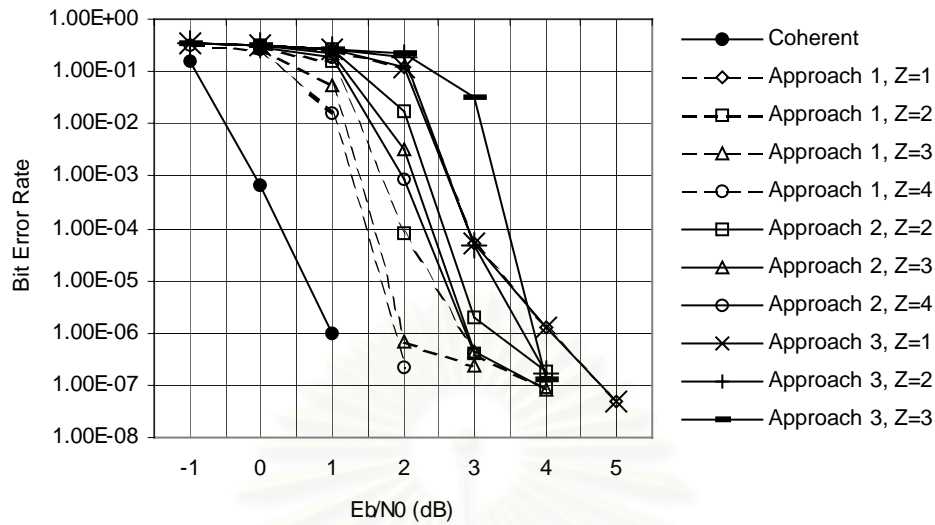


(ข) $f_d T_d = 0.10$

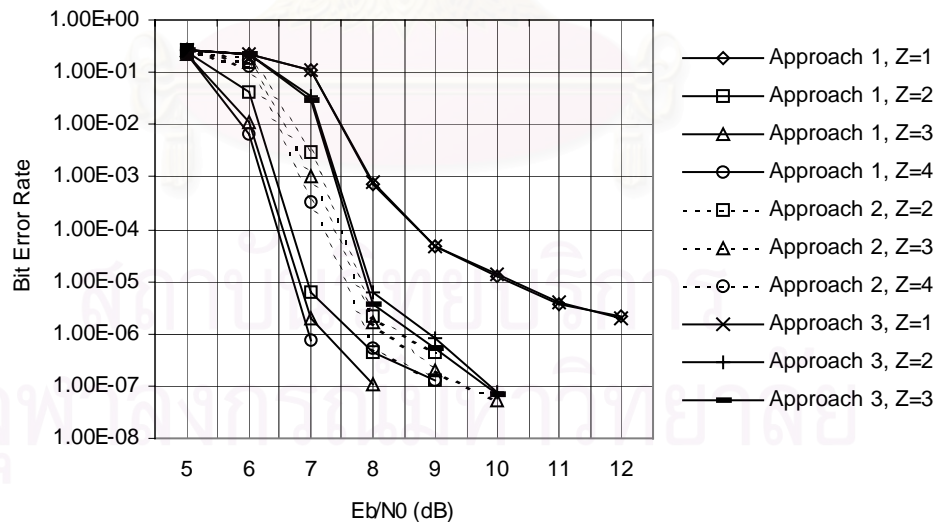
รูปที่ 9 สมรรถนะของระบบการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างที่เข้ารหัสเทอร์โบที่เสนอ เมื่อระบบถอดรหัสใช้วิธีที่สาม จำนวนสายอากาศส่งและรับเท่ากับสอง และลำดับการนำมายเชิงเส้นเท่ากับสอง

5.2 การเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่เสนอ เมื่อใช้วิธีต่าง ๆ ในการถอดรหัส

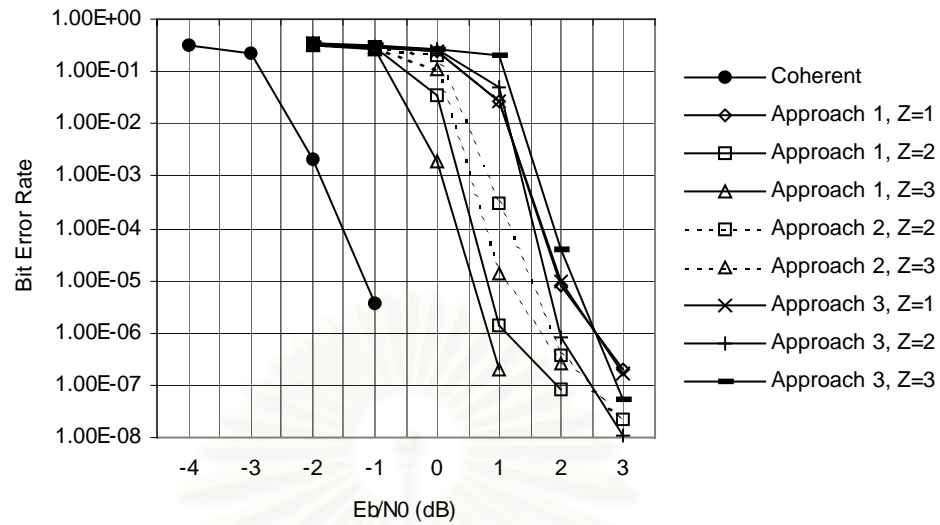
รูปที่ 10 และ 11 แสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่เสนอเมื่อใช้วิธีที่หนึ่ง สอง และสามในบทที่ 3 สำหรับการถอดรหัส โดยความถี่ดอปเปลอร์สูงสุดแบบนอร์มัลไลซ์ $f_d T_d$ มีค่าเท่ากับ 0.01 ในรูปที่ 10 และมีค่าเท่ากับ 0.1 ในรูปที่ 11 คำอธิบายเส้นกราฟในรูปจะใช้คำว่า Approach 1 Approach 2 และ Approach 3 สำหรับวิธีที่หนึ่ง วิธีที่สอง และวิธีที่สาม ตามลำดับ ในที่นี้กำหนดให้จำนวนสายอากาศรับเท่ากับสอง จากรูปจะเห็นว่าวิธีที่หนึ่ง และสามให้ผลเหมือนกันเมื่อ Z มีค่าเท่ากับหนึ่ง แต่สำหรับกรณีที่ Z มีค่ามากกว่าหนึ่งนั้น พบว่าวิธีที่หนึ่งจะให้ผลดีที่สุดตามด้วยวิธีที่สองและวิธีที่สามตามลำดับ และจากกราฟในรูปที่ 10 และ 11 พบว่าการเพิ่มค่า Z ทำให้สมรรถนะดีขึ้น ยกเว้นวิธีที่สามในรูปที่ 10 ซึ่ง $f_d T_d$ มีค่าเท่ากับ 0.01 กล่าวคือสมรรถนะของระบบเมื่อใช้วิธีที่สามดีขึ้น เมื่อ Z มีค่าเพิ่มจากหนึ่งเป็นสอง แต่เมื่อ Z มีค่าเพิ่มจากสองเป็นสาม สมรรถนะของวิธีที่สาม ก็ด้อยลงในช่วงที่ E_b / N_0 น้อยกว่าประมาณ 4 dB แต่เมื่อ E_b / N_0 มากกว่าประมาณ 4 dB แล้วเส้นกราฟสมรรถนะสำหรับกรณีที่ Z มีค่าเท่ากับสามก็จะดีกว่ากรณีที่ Z เท่ากับสอง โดยเส้นกราฟสมรรถนะของกรณีที่ Z มีค่าเท่ากับสามซึ่งมีความชันมากกว่านั้นจะเริ่มตัดเส้นกราฟสมรรถนะของกรณีที่ Z เท่ากับสองที่ประมาณ E_b / N_0 เท่ากับ 4 dB จะเห็นว่าวิธีที่สามซึ่งใช้ตัวถอดรหัสการมอดูเลต ไม่ค่อยให้สมรรถนะที่ดีมากนัก ต่อการเพิ่มค่าของลำดับการนำมายเชิงเส้น ซึ่งแตกต่างกับวิธีที่หนึ่งและสองที่ใช้เอพียูดีมอดูเลเตอร์ ซึ่งโดยมากแล้วจะให้สมรรถนะดีขึ้นเมื่อเพิ่มค่าของลำดับการนำมายเชิงเส้น จากผลดังกล่าวแสดงให้เห็นถึงประโยชน์ในการนำเอาเอพียูดีมอดูเลเตอร์ มาใช้งานร่วมกับการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ รูปที่ 12 และ 13 แสดงสมรรถนะของระบบ เมื่อเพิ่มจำนวนสายอากาศรับเป็นสาม โดยที่ $f_d T_d$ มีค่าเท่ากับ 0.01 และ 0.1 ตามลำดับ จากผลสมรรถนะที่ได้ก็พบว่าเมื่อเพิ่มจำนวนสายอากาศรับจากสองเป็นสามนั้น พบว่าทำให้ความแตกต่างของสมรรถนะของระบบเมื่อใช้วิธีต่าง ๆ กันลดลง



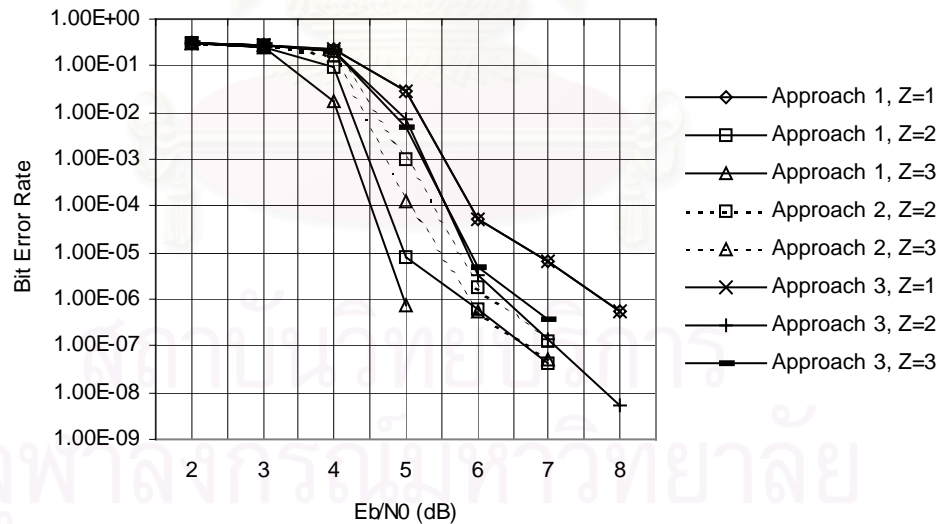
รูปที่ 10 การเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่เสนอ เมื่อระบบถอดรหัสใช้วิธีที่หนึ่ง สอง และสาม จำนวนสายอากาศรับและส่งเท่ากับสอง และ $f_d T_d$ มีค่าเท่ากับ 0.01



รูปที่ 11 การเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่เสนอเมื่อระบบถอดรหัสใช้วิธีที่หนึ่ง สอง และสาม จำนวนสายอากาศรับและส่งเท่ากับสอง และ $f_d T_d$ มีค่าเท่ากับ 0.1



รูปที่ 12 การเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่เสนอ เมื่อระบบถอดรหัสใช้วิธีที่หนึ่ง สอง และสาม จำนวนสายอากาศส่งเท่ากับสอง จำนวนสายอากาศรับเท่ากับสาม และ $f_d T_d$ มีค่าเท่ากับ 0.01

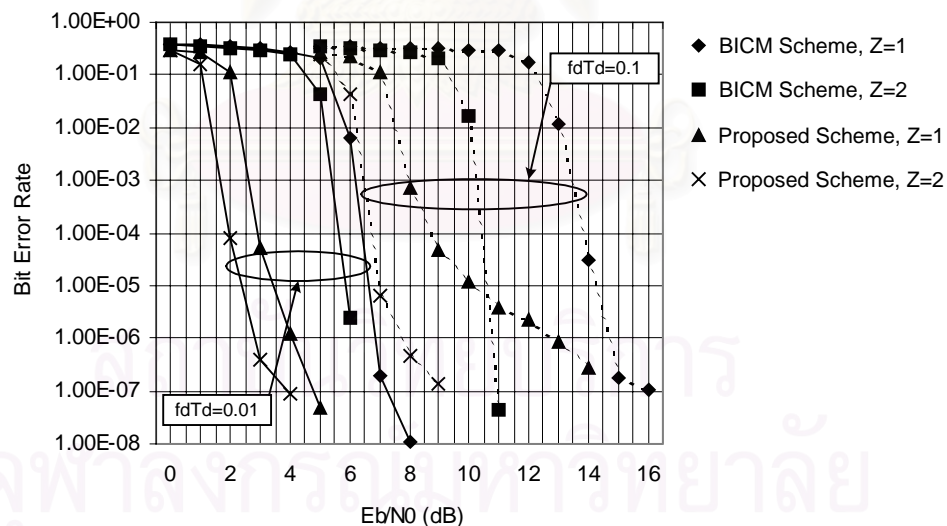


รูปที่ 13 การเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่เสนอเมื่อระบบถอดรหัสใช้วิธีที่หนึ่ง สอง และสาม จำนวนสายอากาศส่งเท่ากับสอง จำนวนสายอากาศรับเท่ากับสาม และ $f_d T_d$ มีค่าเท่ากับ 0.1

เมื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของวิธีที่หนึ่งและสองเมื่อใช้ Z ค่าต่าง ๆ กันตั้งแต่สองขึ้นไป กับวิธีที่หนึ่งที่ใช้ค่า Z เท่ากับหนึ่ง พบว่าเมื่อ $f_d T_d$ เท่ากับ 0.01 ดังในรูปที่ 10 สมรรถนะของวิธีที่หนึ่ง เมื่อใช้ Z เท่ากับ 2 3 และ 4 ให้อัตราขยาย (gain) เท่ากับ 1.1 1.7 และ 1.8 dB ที่อัตราความผิดพลาดบิตเท่ากับ 10^{-5} เมื่อเปรียบเทียบกับวิธีที่หนึ่งเมื่อใช้ Z เท่ากับหนึ่ง ตามลำดับ ในขณะที่วิธีที่สองให้อัตราขยายที่น้อยกว่า แต่เมื่อช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงเร็วมากขึ้นดังในรูปที่ 11 ซึ่ง $f_d T_d$ เท่ากับ 0.1 พบว่าอัตราขยายเหล่านี้สำหรับทั้งวิธีที่หนึ่งและสองเพิ่มขึ้นอย่างมาก โดยสมรรถนะของวิธีที่หนึ่งเมื่อใช้ Z เท่ากับ 2 3 และ 4 ให้อัตราขยายเพิ่มขึ้นเป็น 3.1 3.3 และ 3.4 dB ตามลำดับ จากผลนี้แสดงให้เห็นว่า การนำเอาการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญญาณลักษณะมาใช้ งานร่วมกับเอพีพีดีมอดูเลเตอร์สามารถปรับปรุงสมรรถนะของระบบถอดรหัสให้ดีขึ้นได้ โดยระบบที่ได้ทนต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าสัมประสิทธิ์เฟดดิ้งมากขึ้น เมื่อเปรียบเทียบกับกรณีของการตรวจวัดเชิงผลต่างแบบดั้งเดิมซึ่งใช้สัญญาณที่ละสองสัญญาณเท่านั้น โดยทั่วไปสำหรับวิธีที่หนึ่งและสองนั้น การเพิ่มค่า Z มักจะทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้น เนื่องจากการทำนายเชิงเส้นสามารถทำนายสัมประสิทธิ์เฟดดิ้งได้แม่นยำมากขึ้น แต่ทั้งนี้ก็ยังขึ้นกับว่า สัมประสิทธิ์เฟดดิ้งต้องไม่เปลี่ยนแปลงเร็วมากเกินไป จนทำให้สมมุติฐานที่ใช้ในการวิเคราะห์การทำนายเชิงเส้นไม่สอดคล้องกับสภาพของสัญญาณ และนอกจากนี้ก็ยังขึ้นกับค่าข่าวสารของสัญญาณที่ใช้ในการทำนายเชิงเส้น ซึ่งได้รับจากตัวถอดรหัสแก้ไขความผิดพลาดว่า มีความถูกต้องมากน้อยเพียงใด (ขึ้นอยู่กับความสามารถในการแก้ไขความผิดพลาดของรหัสที่ใช้) และสุดท้ายนี้ก็ขึ้นกับ วิธีการใช้แผนภาพเทรลลิสของการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างอีกด้วย

5.3 การเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่เสนอ กับระบบการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างที่เข้ารหัสเทอร์โบที่สลับลำดับเชิงบิด

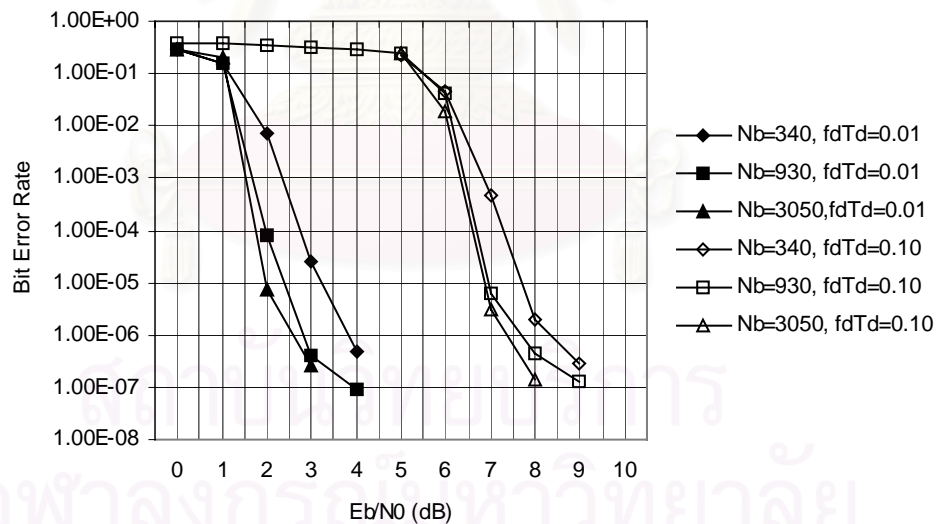
ในหัวข้อนี้จะเปรียบเทียบสมรรถนะของ ระบบที่เสนอ (ซึ่งประกอบด้วยระบบเข้ารหัสในหัวข้อที่ 4.1 และระบบถอดรหัสในหัวข้อที่ 4.2) กับระบบการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างที่เข้ารหัสเทอร์โบที่สลับลำดับเชิงบิด ในหัวข้อที่ 4.3 ซึ่งได้ปรับปรุงจากงานวิจัยในเอกสารอ้างอิงที่ [28] และเพื่อความสะดวกในการอ้างถึงจะขอเรียกระบบอันหลัง ซึ่งถือว่าเป็นระบบการมอดูเลตที่เข้ารหัสที่สลับลำดับเชิงบิด (bit-interleaved coded modulation: BICM) อย่างเป็นทางการ โดยย่อว่า ระบบ BICM รูปที่ 14 แสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่เสนอกับระบบ BICM เมื่อจำนวนสายอากาศรับและส่งเท่ากับสอง และใช้ตัวเข้ารหัสเทอร์โบและการแปลงเชิงสัญลักษณ์เหมือนกัน โดยที่ $f_d T_d$ มีค่าเท่ากับ 0.01 และ 0.1 จากรูปที่ 14 จะเห็นว่า ที่อัตราความผิดพลาดบิตเท่ากับ 10^{-5} ระบบที่เสนอเมื่อใช้ Z เท่ากับหนึ่งและสอง ให้อัตราขยายเท่ากับ 3.1 และ 3.4 dB ตามลำดับ เมื่อเปรียบเทียบกับระบบ BICM ที่ใช้ค่า Z เท่ากัน และเมื่อ $f_d T_d$ เท่ากับ 0.1 ค่าอัตราขยายเหล่านี้จะเพิ่มขึ้นเป็น 4 และ 3.5 dB ตามลำดับ จากผลดังกล่าวแสดงให้เห็นว่าระบบที่เสนอ ซึ่งใช้การแปลงเชิงสัญลักษณ์ของบิตข้อมูลและบิตพาริตี ที่เกิดจากบิตข้อมูลดังกล่าว ลงในเมทริกซ์รหัสเดียวกัน ให้สมรรถนะดีกว่าการสลับลำดับเชิงบิดที่ใช้ในระบบ BICM



รูปที่ 14 การเปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างระบบที่เสนอ กับระบบการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลา ที่เข้ารหัสเทอร์โบที่สลับลำดับเชิงบิด เมื่อระบบถอดรหัสใช้วิธีที่หนึ่ง จำนวนสายอากาศส่งและรับเท่ากับสองและใช้ลำดับของการทำนายเชิงเส้นเท่ากับหนึ่งและสอง

5.4 ผลกระทบของขนาดบล็อกข้อมูลที่มีต่อสมรรถนะของระบบ

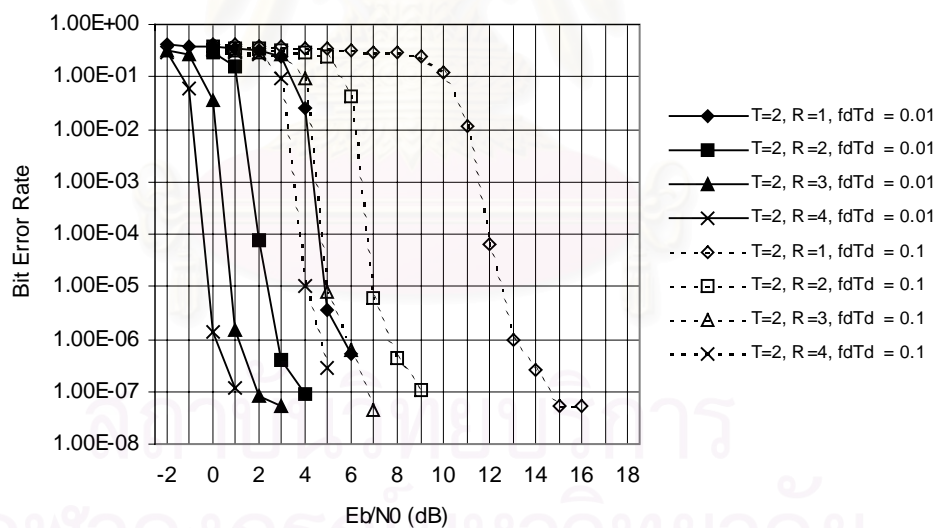
รูปที่ 15 แสดงสมรรถนะของระบบที่เสนอ เมื่อใช้วิธีที่หนึ่งและลำดับการทำนายเชิงเส้นเท่ากับสอง สำหรับบล็อกข้อมูลที่มีขนาดต่าง ๆ กันคือ 340 (20x17), 930 (30x31) และ 3050 (50x61) บิต (ตัวเลขในวงเล็บแสดงขนาดของตัวสลับลำดับเกลียวคู่และคี่แบบซิมิลีที่ใช้ในการเข้ารหัสเทอร์โบ) โดย $f_d T_d$ มีค่าเท่ากับ 0.01 และ 0.1 จำนวนสายอากาศส่งและรับเท่ากับสอง จากรูปที่ 15 จะเห็นว่าสมรรถนะจะดีขึ้นเมื่อใช้บล็อกข้อมูลขนาดยาวมากขึ้น เนื่องจากขนาดของบล็อกข้อมูลที่ยาวขึ้น สามารถช่วยลดผลกระทบจากช่องสัญญาณเฟดดิ้งได้ดีกว่าการใช้บล็อกขนาดสั้น โดยเฉพาะเมื่อเกิดเฟดดิ้งนานมากขึ้น (เมื่อ $f_d T_d$ มีค่าน้อย) กล่าวอีกนัยหนึ่งคือ เมื่อ $f_d T_d$ มีค่าน้อย การใช้ขนาดของบล็อกข้อมูลที่ยาวกว่าก็จะเห็นผลดีมากกว่กรณีที่ $f_d T_d$ มีค่ามาก ซึ่งเป็นกรณีที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงเร็วกว่า อย่างไรก็ตาม จากรูปที่ 15 สมรรถนะของการใช้บล็อกข้อมูลขนาด 930 บิต ก็ด้อยกว่ากรณีที่ใช้บล็อกข้อมูลขนาด 3050 บิต ไม่มากนัก กล่าวคือประมาณ 0.5 และ 0.1 dB ที่ อัตราความผิดพลาดบิตเท่ากับ 10^{-5} เมื่อ $f_d T_d$ มีค่าเท่ากับ 0.01 และ 0.1 ตามลำดับ ซึ่งแสดงถึงศักยภาพของระบบที่เสนอ สำหรับการส่งบล็อกข้อมูลที่มีความยาวไม่มากนัก



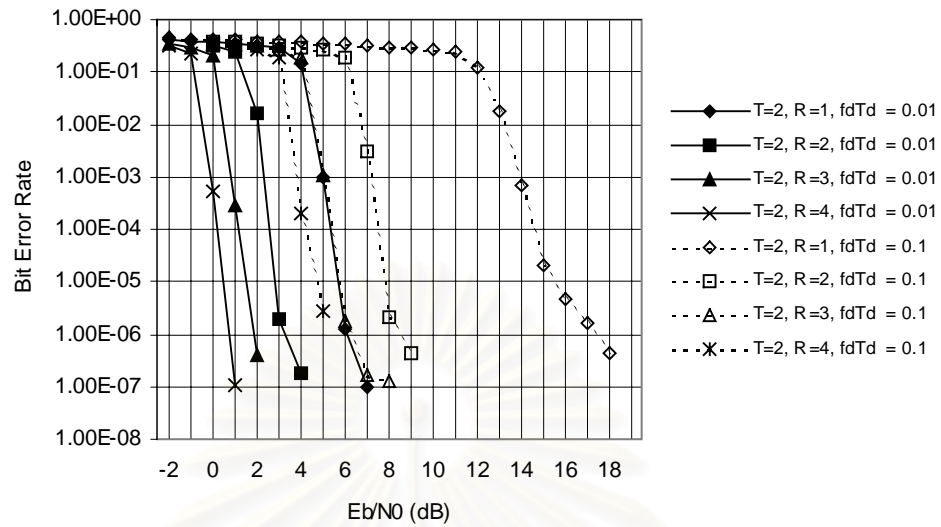
รูปที่ 15 สมรรถนะของระบบที่เสนอ เมื่อใช้วิธีที่หนึ่ง และลำดับการทำนายเชิงเส้นเท่ากับสอง สำหรับบล็อกข้อมูลขนาด 340 (20x17), 930 (30x31) และ 3050 (50x61) บิต

5.5 ผลกระทบของจำนวนสายอากาศรับที่มีต่อสมรรถนะของระบบ

รูปที่ 16 และ 17 แสดงถึงผลกระทบของจำนวนสายอากาศรับที่มีต่อสมรรถนะของระบบที่เสนอ เมื่อใช้วิธีที่หนึ่งและสองตามลำดับ ในที่นี้กำหนดให้ลำดับการท่ายางเชิงเส้นมีค่าเท่ากับสอง จำนวนสายอากาศส่งเท่ากับสอง และจำนวนสายอากาศรับมีค่าตั้งแต่หนึ่งถึงสี่ จากรูปที่ 16 จะเห็นได้ว่าเมื่อ $f_d T_d$ มีค่าเท่ากับ 0.01 ที่อัตราความผิดพลาดเท่ากับ 10^{-5} ระบบที่เสนอเมื่อใช้วิธีที่หนึ่ง และใช้จำนวนสายอากาศรับเท่ากับ สอง สาม และสี่ ให้อัตราขยายเท่ากับ 2.5 4.2 และ 5.2 dB ตามลำดับ เมื่อเปรียบกับการใช้จำนวนสายอากาศรับเท่ากับหนึ่ง และเมื่อช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงเร็วมากขึ้นโดย $f_d T_d$ มีค่าเท่ากับ 0.1 ค่าอัตราขยายเหล่านี้จะเพิ่มขึ้นเป็น 5.5 7.5 และ 8.5 dB ตามลำดับ และจากรูปที่ 17 ก็จะทำให้เห็นว่าระบบที่เสนอเมื่อใช้วิธีที่สอง ก็ให้ผลที่คล้ายคลึงกัน กล่าวคือจำนวนสายอากาศรับที่เพิ่มขึ้นช่วยปรับปรุงสมรรถนะของระบบได้ โดยเฉพาะกรณีที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว จะเห็นว่าการใช้จำนวนสายอากาศรับมากกว่าหนึ่ง ช่วยลดผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงค่าสัมประสิทธิ์เฟดดิ้งที่รวดเร็วได้



รูปที่ 16 ผลกระทบของจำนวนสายอากาศรับที่มีต่อสมรรถนะของระบบที่เสนอ เมื่อใช้วิธีที่หนึ่ง และลำดับการท่ายางเชิงเส้นเท่ากับสอง



รูปที่ 17 ผลกระทบของจำนวนสายอากาศรับที่มีต่อสมรรถนะของระบบที่เสนอ เมื่อใช้วิธีที่สอง และลำดับการทำนายเชิงเส้นเท่ากับสอง

บทที่ 6

การประยุกต์ใช้เอพีพีดีมอดูเลเตอร์ กับการมอดูเลตที่เข้ารหัสเทรลลิสแบบเทอร์โบ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการเสนอให้นำเอาเอพีพีดีมอดูเลเตอร์ไปประยุกต์ใช้ กับการมอดูเลตที่เข้ารหัสเทรลลิสแบบเทอร์โบ (turbo trellis-coded modulation) [40] เพื่อให้ได้ระบบที่มีประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดท์ที่สูง แต่ยังคงให้อัตราความผิดพลาดที่ดี โดยไม่ต้องใช้สัญญาณนำเพื่อประมาณค่าสัมประสิทธิ์เฟดดิ้ง ในเริ่มแรกจะกล่าวถึงหลักการโดยย่อของการมอดูเลตที่เข้ารหัสเทรลลิสแบบเทอร์โบก่อน และตามด้วยการเสนอให้ที่ภาคส่งมีการนำเอาการมอดูเลตที่เข้ารหัสเทรลลิสแบบเทอร์โบไปประยุกต์ใช้กับการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่าง เพื่อให้ภาครับสามารถทำการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญญาณได้ ร่วมกับการใช้เอพีพีดีมอดูเลเตอร์ที่ได้พัฒนาขึ้นในบทที่ 3 จากนั้นจะแสดงผลการทดสอบเชิงสมรรถนะของระบบที่ได้นี้ เปรียบเทียบกับการแปลงเชิงเฟสที่มีการมอดูเลตเชิงผลต่าง ว่าระบบที่ใช้การมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลามีข้อดีหรือข้อเสียเมื่อเทียบกับการมอดูเลตเชิงเฟสอย่างไร สำหรับระบบที่ได้เสนอนี้

6.1 การมอดูเลตที่เข้ารหัสเทรลลิสแบบเทอร์โบ

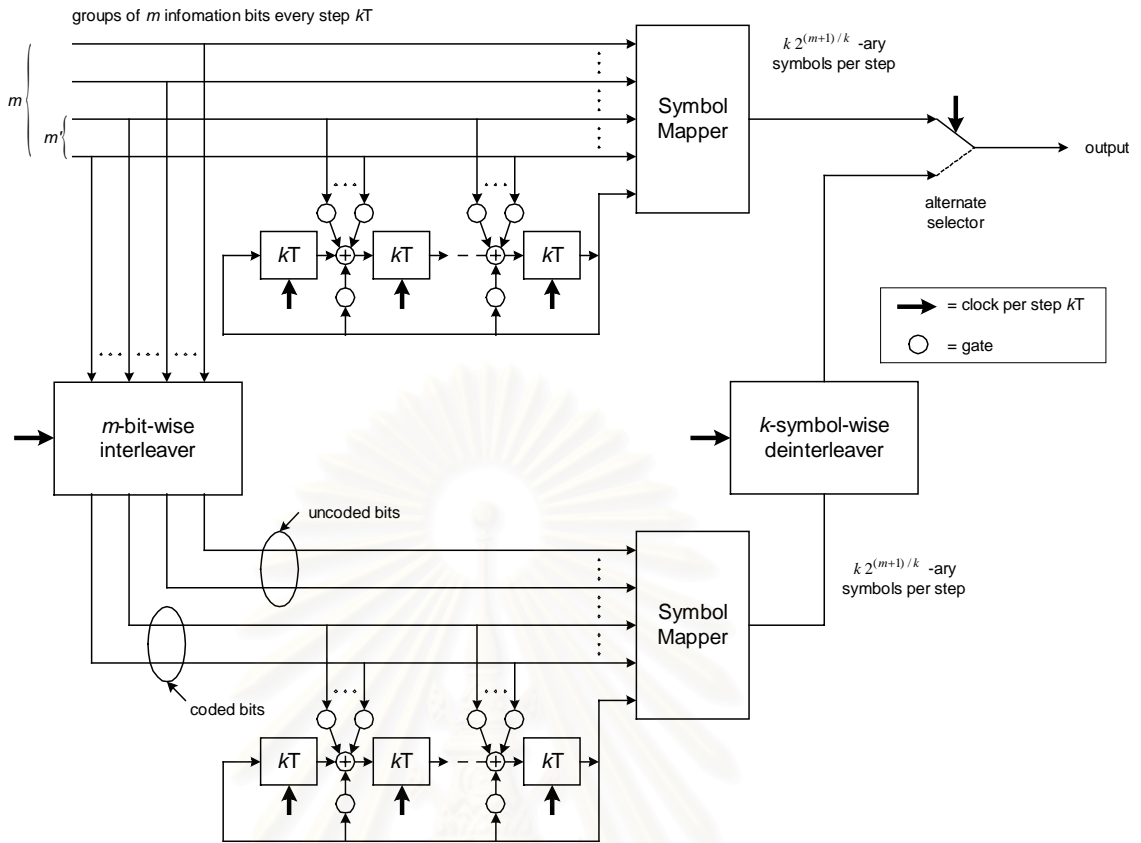
การมอดูเลตที่เข้ารหัสเทรลลิสแบบเทอร์โบได้รับการเสนอ สำหรับช่องสัญญาณแบบเกาส์ (Gaussian channel) ในเอกสารอ้างอิงที่ [40] โดยการนำเอาการมอดูเลตที่เข้ารหัสเทรลลิส (trellis-coded modulation: TCM) [41] ที่มีการป้อนกลับ จำนวนสองชุด มาใช้เป็นตัวเข้ารหัสย่อย ซึ่งการมอดูเลตที่เข้ารหัสเทรลลิสแบบเทอร์โบนี้ ให้ประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดท์ที่ดีเช่นเดียวกับการมอดูเลตที่เข้ารหัสเทรลลิส และยังให้อัตราความผิดพลาดเชิงบิตที่ต่ำกว่าการถอดรหัสแบบวนซ้ำ ดังที่ใช้สำหรับการถอดรหัสเทอร์โบ การมอดูเลตที่เข้ารหัสเทรลลิสแบบเทอร์โบแสดงได้ดังรูปที่ 18 และระบบถอดรหัสแสดงได้ดังรูปที่ 19

ระบบการมอดูเลตที่เข้ารหัสเทรลลิสแบบเทอร์โบ จะเข้ารหัสที่ละบล็อกรหัสข้อมูล เช่นเดียวกับรหัสเทอร์โบ แต่แทนที่ตัวเข้ารหัสย่อยจะเข้ารหัสทีละบิต ก็เป็นที่ละ m บิต โดย m' บิตจะได้รับการเข้ารหัสโดย ชิฟตรีจิสเตอร์ (shift register) ที่มีการป้อนกลับ และบิตข้อมูล $m - m'$ บิตที่เหลือจะไม่ได้รับการเข้ารหัสโดยชิฟตรีจิสเตอร์แต่อย่างใด จากนั้น บิตข้อมูลจำนวนทีละ m บิตนี้ พร้อมกับบิตอีกหนึ่งบิตซึ่งได้จากการเข้ารหัสด้วยชิฟตรีจิสเตอร์ จะได้รับการแปลงโดยตัวแปลงเชิงสัญญาณไปเป็นสัญญาณการมอดูเลตเชิงเฟส (หรือแบบผสมระหว่างเชิงขนาดและเฟส เช่น สัญญาณ QAM (quadrature amplitude modulation) เป็นต้น) เป็นจำนวน k สัญญาณ นั่นคือจำนวนบิตที่ใช้ในการแปลงแต่ละสัญญาณเท่ากับ $(m + 1)/k$ ดังนั้นจำนวนสัญญาณทั้งหมดที่

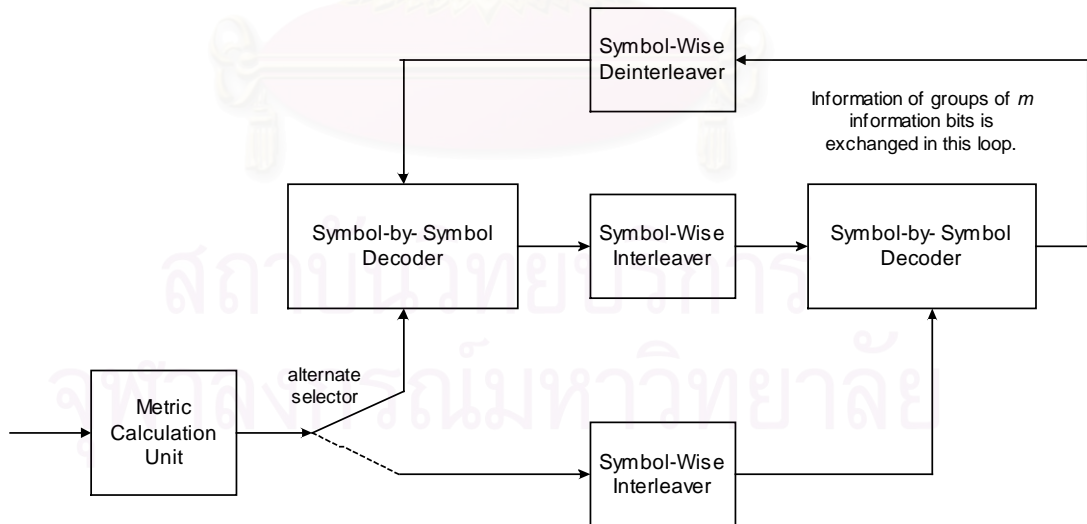
เป็นไปได้จึงเท่ากับ $2^{(m+1)/k}$ การเลื่อนข้อมูลที่อยู่ในซีพรีจิสเทอร์ จะกระทำทุกเวลา kT เมื่อ T แทนระยะเวลาการเลื่อนหนึ่งหน่วยหรือหนึ่งสัญลักษณ์ การสลับลำดับของบิตข้อมูลที่ใช้สำหรับตัวเข้ารหัสย่อยตัวที่สอง จะเป็นแบบสลับลำดับเชิง m บิต (m -bit-wise interleaver) และสัญลักษณ์ที่ได้จากตัวเข้ารหัสย่อยตัวที่สองจะถูกสลับลำดับคืนเชิง k สัญลักษณ์ จากนั้นสัญลักษณ์ที่ได้จากตัวเข้ารหัสทั้งสองจะถูกตัดออก (puncture) ครั้งหนึ่งโดยการเลือกเอาอย่าง สลับกัน ก่อนที่จะถูกส่งออกไปในช่องสัญญาณ



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



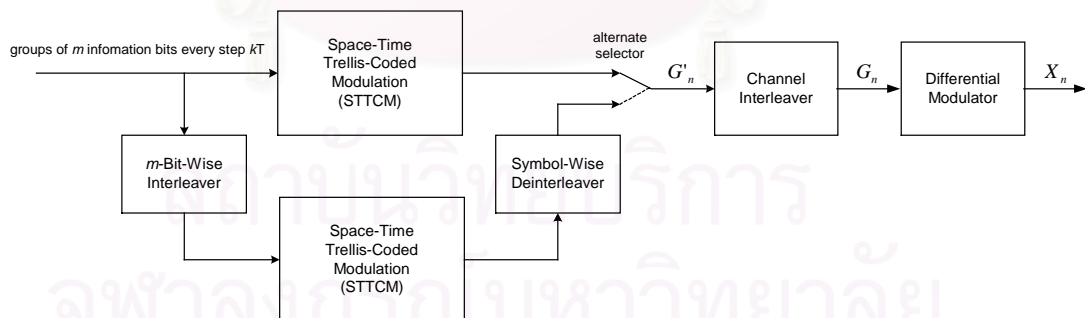
รูปที่ 18 ระบบการมอดูเลตที่เข้ารหัสเทอร์ลิสแบบเทอร์โบ



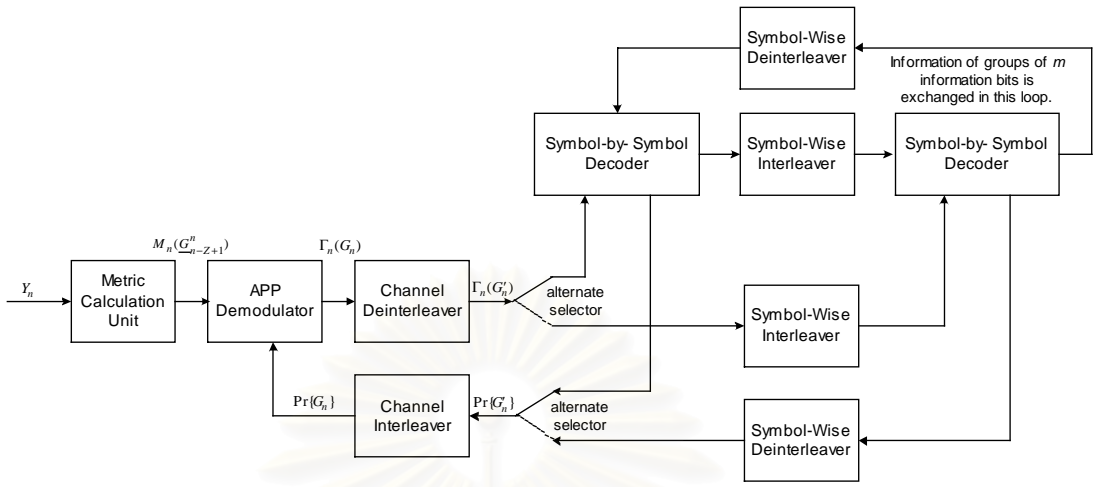
รูปที่ 19 ระบบถอดรหัสสำหรับการมอดูเลตที่เข้ารหัสเทอร์ลิสแบบเทอร์โบ (เส้นเชื่อมแสดงการแลกเปลี่ยนข่าวสารของสัญลักษณ์ระหว่างบล็อกต่าง ๆ)

6.2 การมอดูเลตที่เข้ารหัสเทอร์ลิสแบบเทอร์โบเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารี เชิงผลต่าง

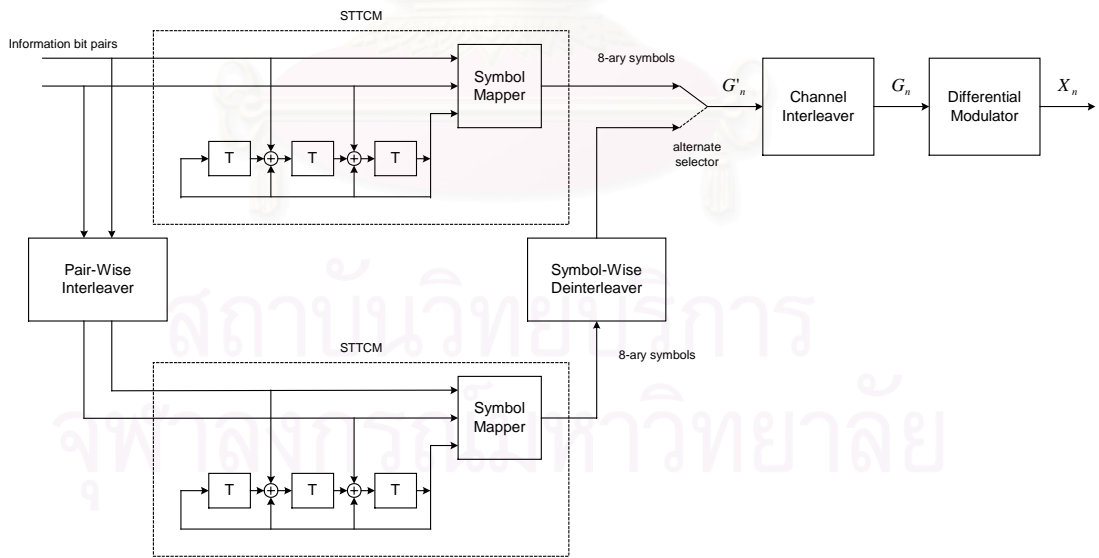
ในที่นี้ได้นำเอาการมอดูเลตที่เข้ารหัสเทอร์ลิสแบบเทอร์โบ มาประยุกต์ใช้กับการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่าง สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งราบเรียบแบบเรย์ลี เพื่อให้ได้ระบบส่งและรับที่มีประสิทธิภาพการใช้แบนด์วิดท์ที่ดี อัตราความผิดพลาดบิตที่ต่ำ และยังสามารถใช้โคเวอริจที่เชิงปริภูมิและเวลาจากระบบสายอากาศหลายสายอากาศได้ โดยที่ภาครับไม่ต้องใช้ค่าสัมประสิทธิ์เฟดดิ้งในการถอดรหัส ในการประยุกต์นี้ จะให้ตัวแปลงเชิงสัญลักษณ์ทำหน้าแปลงบิตที่ได้จาก ตัวเข้ารหัสย่อยทั้งสอง ไปเป็นสัญลักษณ์เชิงปริภูมิและเวลาแทนที่จะเป็นสัญลักษณ์ของการมอดูเลตเชิงเฟส และจะเรียกตัวเข้ารหัสย่อยซึ่งรวมกับการแปลงเชิงสัญลักษณ์ดังกล่าวว่า การมอดูเลตที่เข้ารหัสเทอร์ลิสเชิงปริภูมิและเวลา (space-time trellis-coded modulation: STTCM) จากนั้นสัญลักษณ์ที่ได้จากตัวเข้ารหัสย่อยทั้งสองจะได้รับการสลับลำดับคี่และสัญลักษณ์ที่ได้จากตัวเข้ารหัสย่อย STTCM ทั้งสองนี้ จะถูกตัดออกครึ่งหนึ่งโดยการเลือกเอาอย่างสลับกัน โดยสัญลักษณ์ที่เหลือนี้ จะได้รับการสลับลำดับโดยตัวสลับลำดับช่องสัญญาณ เพื่อลดผลกระทบจากช่องสัญญาณเฟดดิ้ง จากนั้นก็จะได้รับการมอดูเลตเชิงผลต่างก่อนที่จะส่งออกไปดังรูปที่ 20 ซึ่งจะเรียก การมอดูเลตรวมนี้ว่า การมอดูเลตที่เข้ารหัสเทอร์ลิสแบบเทอร์โบเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่าง (differential unitary space-time turbo trellis-coded modulation) สำหรับระบบถอดรหัสแสดงได้ดังรูปที่ 21



รูปที่ 20 ระบบการมอดูเลตที่เข้ารหัสเทอร์ลิสแบบเทอร์โบเชิงปริภูมิและเวลา
แบบยูนิทารีเชิงผลต่าง



รูปที่ 21 ระบบถอดรหัสสำหรับการมอดูเลตที่เข้ารหัสเทรลลิสแบบเทอร์โบเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่าง (เส้นเชื่อมแสดงการแลกเปลี่ยนข่าวสารของสัญลักษณ์ระหว่างบล็อกต่าง ๆ)



รูปที่ 22 ระบบการมอดูเลตที่เข้ารหัสเทรลลิสแบบเทอร์โบเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างที่ใช้ในการทดสอบสมรรถนะ

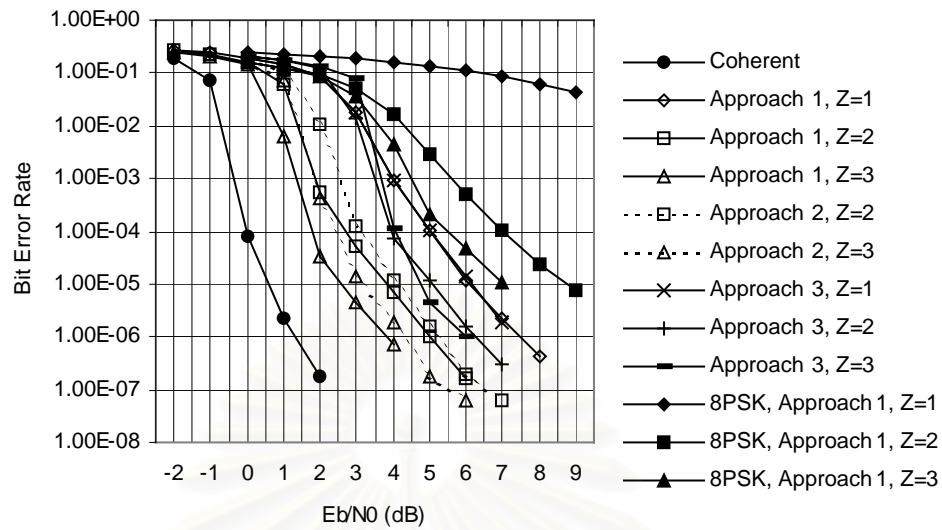
6.3 ผลการทดสอบสมรรถนะ

ในการทดสอบสมรรถนะของ ระบบการมอดูเลตที่เข้ารหัสเทรลลิสแบบเทอร์โบเชิงปริภูมิ และเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างนี้ จะกำหนดให้ทั้ง m และ m' มีค่าเท่ากับสอง และ k มีค่าเท่ากับหนึ่ง ดังแสดงได้ในรูปที่ 22 จะเห็นว่าจำนวนสัญลักษณ์ที่เป็นไปได้จะเท่ากับแปด ในการทดสอบนี้จึงกำหนดให้ ตัวแปลงเชิงสัญลักษณ์ใช้กรุปของเมทริกซ์แบบยูนิทารีแบบเดียวกับที่ใช้ในบทที่ 5 และให้บล็อกของข้อมูลเท่ากับ $2 \times 930 = 1860$ บิต เพื่อให้ขนาดของจำนวนสัญลักษณ์ที่ส่งเท่ากับที่ใช้ในบทที่ 5 นอกจากนี้ยังกำหนดให้ ตัวสลับลำดับและตัวสลับลำดับคี่ เป็นตัวสลับลำดับคู่และคี่ (odd-even interleaver) เพื่อให้แผนภาพเทรลลิสของตัวเข้ารหัสย่อยตัวที่สองมีสัญลักษณ์ถูกส่งออกไปอย่างสม่ำเสมอ ซึ่งป้องกันไม่ให้เกิดรับผลจากการตัดออก กระจุกตัวที่เวลาใดเวลาหนึ่ง และเช่นเดียวกับระบบที่เสนอในบทที่ 5 จำนวนรอบของการวนซ้ำที่ใช้ในการถอดรหัส จะกำหนดให้เท่ากับสิบห้ารอบ ซึ่งเป็นจำนวนรอบที่เพียงพอที่จะทำให้ระบบที่ทดสอบในบทนี้ลู่เข้า นอกจากนี้ยังได้เปรียบเทียบการแปลงเชิงปริภูมิและเวลาดังกล่าว กับการแปลงเชิงเฟสที่มีจำนวนแปดสัญลักษณ์ (8-ary PSK) โดยที่การแปลงเชิงปริภูมิและเวลาใช้จำนวนสายอากาศส่งเท่ากับสอง ในขณะที่การแปลงเชิงเฟสใช้จำนวนสายอากาศส่งเท่ากับหนึ่ง จำนวนสายอากาศรับที่ใช้ในการทดสอบจะมีค่าตั้งแต่หนึ่งถึงสาม โดยรูปที่ 23 และ 24 เป็นกรณีสำหรับจำนวนสายอากาศรับเท่ากับสอง รูปที่ 25 และ 26 เป็นกรณีสำหรับจำนวนสายอากาศรับเท่ากับสาม และรูปที่ 27 และ 28 เป็นกรณีสำหรับจำนวนสายอากาศรับเท่าหนึ่ง เหตุที่กล่าวถึงกรณีจำนวนสายอากาศรับเท่ากับหนึ่งในส่วนสุดท้ายก็เนื่องจากการเน้น ข้อได้เปรียบและเสียเปรียบระหว่างระบบที่ใช้การแปลงเชิงปริภูมิและเวลากับการแปลงเชิงเฟส ซึ่งจะเห็นได้ชัดเมื่อใช้จำนวนสายอากาศรับเท่ากับหนึ่ง ซึ่งจะกล่าวในรายละเอียดต่อไป ในการทดสอบนี้ได้ใช้ค่าความถี่คอปเปลอร์สูงสุดแบบนอร์มัลไลซ์ $f_d T_d$ เท่ากับ 0.01 ในรูปที่ 23 25 และ 27 และเท่ากับ 0.10 ในรูปที่ 24 26 และ 28

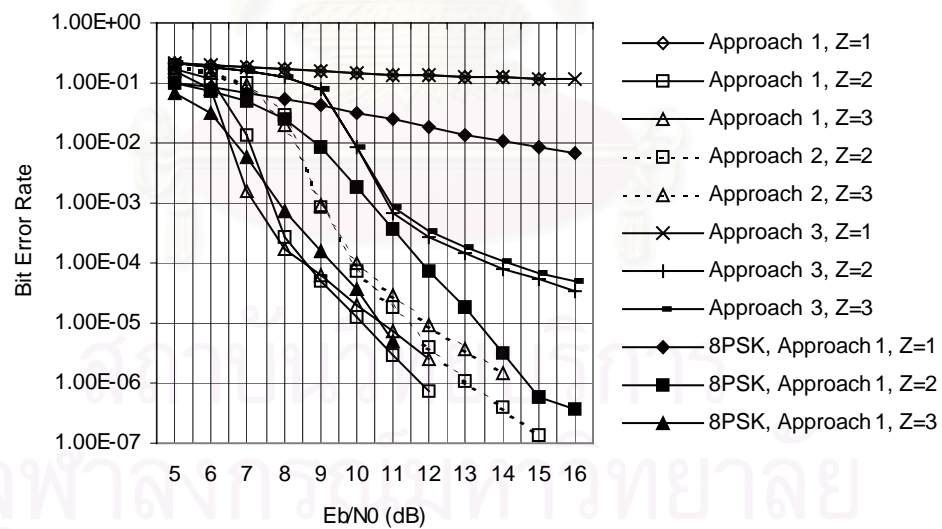
รูปที่ 23 และ 24 แสดงสมรรถนะของระบบถอดรหัส เมื่อใช้วิธีการถอดรหัสแบบต่าง ๆ กัน โดยที่ $f_d T_d$ มีค่าเท่ากับ 0.01 และ 0.1 ตามลำดับ และจำนวนสายอากาศรับเท่ากับสอง จากผลการทดสอบพบว่า เมื่อระบบใช้ค่าลำดับการทํานายเชิงเส้นเท่ากับหนึ่ง วิธีที่หนึ่งและวิธีที่สามจะให้สมรรถนะเหมือนกัน แต่เมื่อระบบใช้ค่าลำดับการทํานายเชิงเส้นเท่ากัน แต่มากกว่าหนึ่งจะได้ผลว่า วิธีที่หนึ่งจะให้ผลดีที่สุด ตามด้วยวิธีที่สองและสามตามลำดับ ซึ่งให้ผลคล้ายกันกับผลการทดสอบระบบที่เสนอในบทที่ 5 และเมื่อเปรียบเทียบการแปลงเชิงปริภูมิและเวลากับการแปลงเชิงเฟสโดยใช้วิธีที่หนึ่งในการถอดรหัส สำหรับกรณีที่สัมประสิทธิ์เฟดดิ้งมีการเปลี่ยนแปลงซ้ำดังในรูปที่ 23 จะได้ผลว่า การแปลงเชิงปริภูมิและเวลาให้สมรรถนะดีกว่าการแปลงเชิงเฟส เนื่องจากข้อได้เปรียบของการใช้ไคเวอร์ซีทีเชิงปริภูมิและเวลาจากจำนวนสายอากาศส่งที่มากกว่า และเมื่อเพิ่มจำนวนสายอากาศรับเป็นสาม ดังในรูปที่ 25 ก็ได้ผลเช่นเดียวกัน อย่างไรก็ตาม เมื่อค่าสัมประสิทธิ์

เฟดดิ้งมีการเปลี่ยนแปลงเร็วมากขึ้นโดยที่ $f_d T_d$ เท่ากับ 0.10 ดังรูปที่ 24 ก็พบว่า ระบบที่ใช้การแปลงสัญญาณเชิงปริภูมิและเวลาได้เปรียบกว่าระบบที่ใช้การแปลงเชิงเฟสเล็กน้อย เนื่องจากข้อสมมุติที่ใช้ในการทำนายเชิงเส้นสำหรับการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญญาณ ในระบบที่ใช้การแปลงเชิงปริภูมิและเวลาไม่สอดคล้องกับสภาพของช่องสัญญาณ ที่ค่าสัมประสิทธิ์เฟดดิ้งมีการเปลี่ยนแปลงมากขึ้นภายในแต่ละเมทริกซ์ส่งและเมทริกซ์รับ และยังได้ผลว่า สมรรถนะของระบบที่ใช้การแปลงเชิงปริภูมิและเวลาสำหรับวิธีทั้งสาม เมื่อใช้ค่าลำดับการทำนายเชิงเส้นเท่ากับสาม ต่ำกว่าการใช้ค่าลำดับการทำนายเชิงเส้นเท่ากับสอง ดังที่แสดงในรูปที่ 24 แต่เมื่อเพิ่มจำนวนสายอากาศรับเป็นสามดังในรูปที่ 26 พบว่าสำหรับวิธีที่หนึ่งและสองนั้น การใช้ลำดับการทำนายเชิงเส้นเท่ากับสาม ให้สมรรถนะดีกว่ากรณีที่ใช้ค่าลำดับการทำนายเชิงเส้นเท่ากับสอง แต่สำหรับวิธีที่สามพบว่าให้ผลใกล้เคียงกัน จะเห็นว่าการเพิ่มจำนวนสายอากาศรับจากสองเป็นสามนี้ สามารถทำให้การเพิ่มค่าลำดับการทำนายเชิงเส้นกลับมาให้ผลสมรรถนะดีขึ้นได้ สำหรับกรณีที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว ซึ่งผลนี้แสดงให้เห็นถึง ประโยชน์ของการเพิ่มสายอากาศรับเพื่อลดผลกระทบจากการที่ค่าสัมประสิทธิ์เฟดดิ้งมีการเปลี่ยนแปลงเร็วมากขึ้น ในอีกแง่มุมหนึ่ง

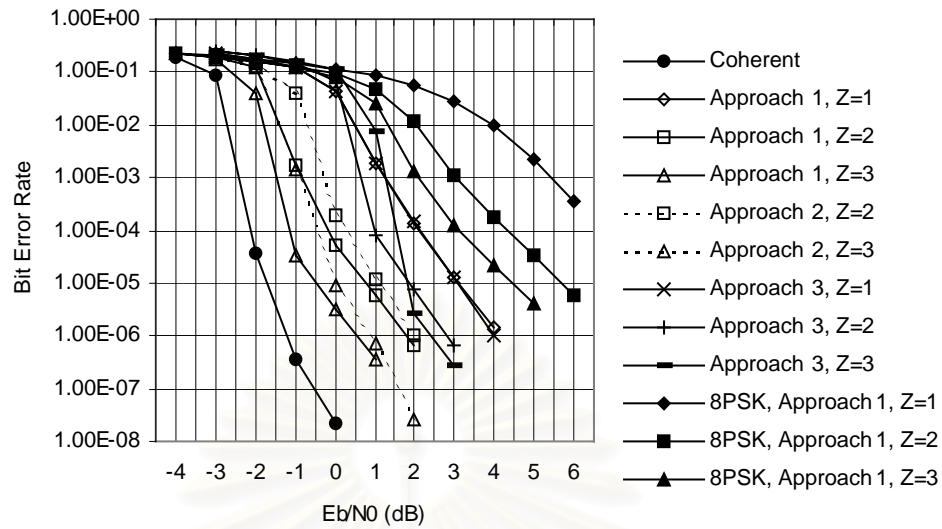
รูปที่ 27 และ 28 แสดงสมรรถนะของระบบเมื่อใช้จำนวนสายอากาศรับเท่ากับหนึ่ง โดยที่ $f_d T_d$ มีค่าเท่ากับ 0.01 และ 0.1 ตามลำดับ จากผลในรูปที่ 27 จะเห็นได้ว่ากรณีนี้ซึ่งใช้จำนวนสายอากาศรับเท่ากับหนึ่งนั้น ระบบที่ใช้การแปลงเชิงปริภูมิและเวลาให้สมรรถนะที่ดีกว่าการแปลงเชิงเฟสอย่างมาก เมื่อเปรียบเทียบกับกรณีที่จำนวนสายอากาศรับเท่ากับสองและสาม ดังในรูปที่ 23 และ 25 ตามลำดับ ซึ่งผลนี้แสดงให้เห็นถึงประโยชน์ของการใช้จำนวนสายอากาศส่งมากกว่าหนึ่งในระบบการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลา สำหรับกรณีที่ภาครับมีจำนวนสายอากาศรับเพียงหนึ่งสายอากาศ แต่อย่างไรก็ดีเมื่อค่าสัมประสิทธิ์เฟดดิ้งมีการเปลี่ยนแปลงเร็วมากขึ้นดังในรูปที่ 28 สมรรถนะของระบบที่ใช้การแปลงเชิงปริภูมิและเวลา ก็ต่ำกว่าการแปลงเชิงเฟส และยังพบว่าวิธีที่สองและสาม ไม่สามารถใช้งานได้กับการแปลงเชิงปริภูมิและเวลา สำหรับกรณีที่ $f_d T_d$ มีค่ามากเท่ากับ 0.10 เช่นนี้ได้ ซึ่งข้อด้อยในกรณีนี้นับได้ว่าเป็นสิ่งที่แลกเปลี่ยนกับสมรรถนะที่ดีกว่าของระบบเชิงปริภูมิและเวลา เมื่อช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงช้า



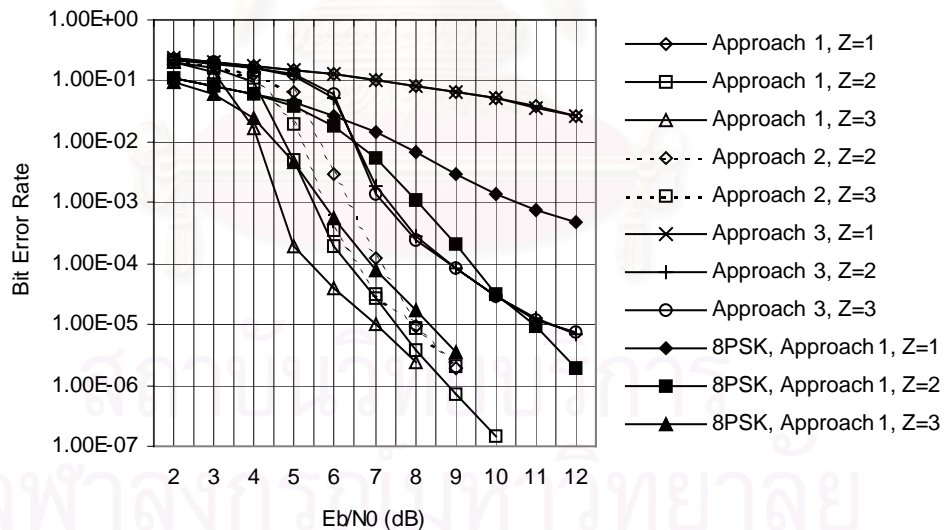
รูปที่ 23 สมรรถนะของระบบการมอดูเลตที่เข้ารหัสเทรลลิสแบบเทอร์โบเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างเมื่อใช้วิธีต่าง ๆ กันในการถอดรหัส โดยเปรียบเทียบกับกรณีที่ใช้สัญลักษณ์ 8-PSK เมื่อ จำนวนสายอากาศรับเท่ากับสองและ $f_d T_d$ มีค่าเท่ากับ 0.01



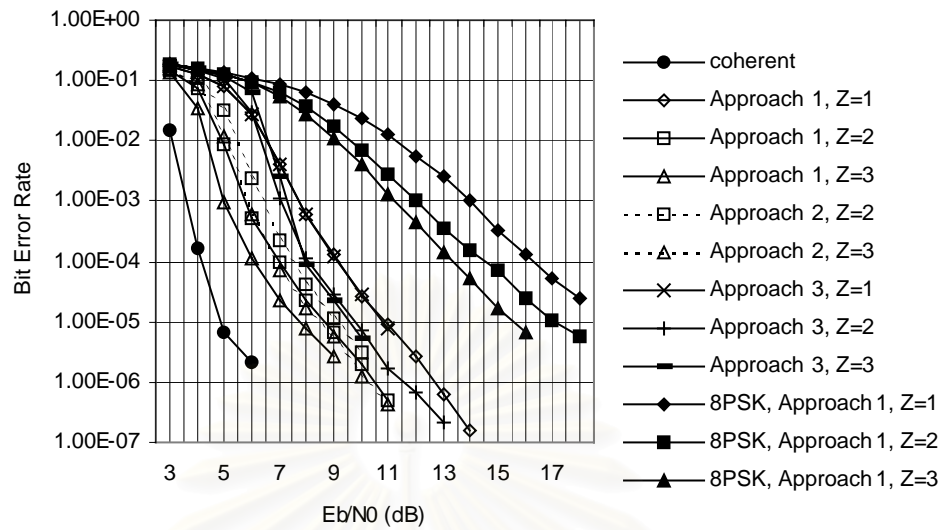
รูปที่ 24 สมรรถนะของระบบการมอดูเลตที่เข้ารหัสเทรลลิสแบบเทอร์โบเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างเมื่อใช้วิธีต่าง ๆ กันในการถอดรหัส โดยเปรียบเทียบกับกรณีที่ใช้สัญลักษณ์ 8-PSK เมื่อจำนวนสายอากาศรับเท่ากับสองและ $f_d T_d$ มีค่าเท่ากับ 0.10



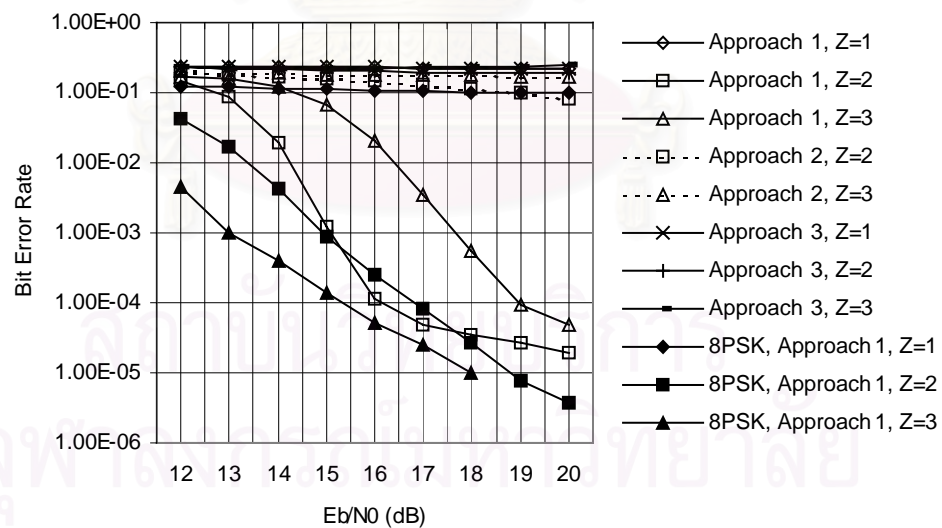
รูปที่ 25 สมรรถนะของระบบการมอดูเลตที่เข้ารหัสเทอร์ลิสแบบเทอร์โบเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างเมื่อใช้วิธีต่าง ๆ กันในการถอดรหัส โดยเปรียบเทียบกับกรณีที่ใช้สัญลักษณ์ 8-PSK เมื่อ จำนวนสายอากาศรับเท่ากับสามและ $f_d T_d$ มีค่าเท่ากับ 0.01



รูปที่ 26 สมรรถนะของระบบการมอดูเลตที่เข้ารหัสเทอร์ลิสแบบเทอร์โบเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างเมื่อใช้วิธีต่าง ๆ กันในการถอดรหัส โดยเปรียบเทียบกับกรณีที่ใช้สัญลักษณ์ 8-PSK เมื่อ จำนวนสายอากาศรับเท่ากับสามและ $f_d T_d$ มีค่าเท่ากับ 0.10



รูปที่ 27 สมรรถนะของระบบการมอดูเลตที่เข้ารหัสเทรลลิสแบบเทอร์โบเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างเมื่อใช้วิธีต่าง ๆ กันในการถอดรหัส โดยเปรียบเทียบกับกรณีที่ใช้สัญลักษณ์ 8-PSK เมื่อ จำนวนสายอากาศรับเท่ากับหนึ่งและ $f_d T_d$ มีค่าเท่ากับ 0.01



รูปที่ 28 สมรรถนะของระบบการมอดูเลตที่เข้ารหัสเทรลลิสแบบเทอร์โบเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างเมื่อใช้วิธีต่าง ๆ กันในการถอดรหัส โดยเปรียบเทียบกับกรณีที่ใช้สัญลักษณ์ 8-PSK เมื่อ จำนวนสายอากาศรับเท่ากับหนึ่งและ $f_d T_d$ มีค่าเท่ากับ 0.10

บทที่ 7

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

7.1 บทสรุป

งานวิจัยนี้ได้เสนอการนำเอพีพีดีมอดูเลเตอร์ มาใช้งานร่วมกับการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญญาณสำหรับการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่าง โดยได้วิเคราะห์หาอัลกอริทึมที่ให้ประสิทธิภาพที่ดีจำนวนสองวิธี ซึ่งอาศัยแผนภาพเทรลลิสของการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่าง และยังได้พัฒนาระบบเข้าและถอดรหัสสำหรับการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่างที่เข้ารหัสแบบเทอร์โบ ซึ่งให้อัตราความผิดพลาดบิตที่ต่ำเพื่อใช้ในการทดสอบสมรรถนะของวิธีที่เสนอทั้งสอง โดยเปรียบเทียบกับวิธีที่ใช้ตัวถอดรหัสการมอดูเลต จากเอกสารอ้างอิงที่ [28] (ในที่นี้เรียกว่า วิธีที่สาม) ซึ่งเป็นวิธีที่ไม่ได้อาศัยแผนภาพเทรลลิสของการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่าง จากผลการทดสอบสมรรถนะโดยใช้อัตราความผิดพลาดบิต พบว่าวิธีที่หนึ่งและสามให้ผลสมรรถนะเหมือนกัน เมื่อใช้ค่าลำดับการทำนายเชิงเส้นเท่ากับหนึ่ง ซึ่งเป็นกรณีของการตรวจวัดเชิงผลต่างแบบดั้งเดิม แต่เมื่อใช้ค่าลำดับการทำนายเชิงเส้นมากกว่าหนึ่ง ซึ่งเป็นกรณีของการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญญาณ พบว่าวิธีที่หนึ่งและสองที่เสนอ ให้ผลดีกว่าวิธีที่สาม นอกจากนี้ยังพบว่าวิธีที่สามให้ผลไม่ค่อยดีนักต่อการเพิ่มค่าลำดับการทำนายเชิงเส้น ในขณะที่โดยมากแล้ว วิธีที่หนึ่งและสองที่เสนอ มักให้ผลดีขึ้นเมื่อเพิ่มค่าลำดับการทำนายเชิงเส้น อย่างไรก็ตาม ถ้าสัมประสิทธิ์ของเฟดดิ้งมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว จนทำให้สมมติฐานของการวิเคราะห์การทำนายเชิงเส้นใช้ได้ไม่ดี ก็อาจเป็นไปได้ว่าการเพิ่มค่าลำดับการทำนายเชิงเส้น ไม่ได้ทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้น ซึ่งปัญหาดังกล่าวสามารถแก้ไขได้โดยการเพิ่มจำนวนสายอากาศรับ

เมื่อเปรียบเทียบวิธีที่หนึ่งกับวิธีที่สอง พบว่าวิธีที่หนึ่งให้ผลดีกว่า เนื่องจากเอพีพีดีมอดูเลเตอร์ที่ใช้วิธีที่หนึ่ง จะสะสมค่าความน่าจะเป็นไปข้างหน้าและค่าความน่าจะเป็นไปข้างหลังสำหรับทุกกรณีของลำดับของเมทริกซ์รหัส ที่ใช้ในการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญญาณ ในขณะที่วิธีที่สอง จะพิจารณาสะสมค่าความน่าจะเป็นไปข้างหน้า และค่าความน่าจะเป็นไปข้างหลัง สำหรับลำดับของเมทริกซ์รหัสที่สอดคล้องกับเส้นทางเซอร์ไวเวอร์เท่านั้น จึงทำให้ชาวสารบางส่วนถูกตัดออกสูญหายไป จึงเป็นเหตุให้สมรรถนะด้อยลงกว่าวิธีที่หนึ่ง โดยเฉพาะเมื่อช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงเร็ว แต่อย่างไรก็ดี วิธีที่หนึ่งต้องใช้การคำนวณมากกว่าวิธีที่สองค่อนข้างมาก

เมื่อเปรียบเทียบระบบเข้าและถอดรหัสที่เสนอกับ ระบบ BICM พบว่าที่อัตราความผิดพลาดบิต 10^{-5} ระบบที่เสนอให้สมรรถนะที่ดีกว่าสำหรับกรณีที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลง

จาก $f_d T_d$ เท่ากับ 0.01 จนถึง 0.1 ซึ่งแสดงให้เห็นถึงผลดีของการแปลงบิตข้อมูลและบิตพาริตีของบิตข้อมูลนั้นลงไปในเมทริกซ์รหัสเดียวกัน แทนที่จะแยกไปอยู่ในเมทริกซ์รหัสคนละเมทริกซ์แต่อย่างไรก็ดี พื้นความผิดพลาด (error floor) ของระบบที่เสนอก็มีค่าต่ำกว่าระบบ BICM โดยเฉพาะเมื่อช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงเร็วมากขึ้น กล่าวคือเมื่อ $f_d T_d$ มีค่าเท่ากับ 0.1 ระบบที่เสนอมันจะมีอัตราความผิดพลาดลดลงอย่างรวดเร็วในช่วงแรกของ E_b/N_0 แต่เมื่ออัตราความผิดพลาดบิตต่ำกว่าประมาณ 10^{-5} ไปแล้ว แม้จะเพิ่มค่า E_b/N_0 ให้มากขึ้น อัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่เสนอมันก็จะลดลงอย่างช้า ๆ ไม่ค่อยตอบสนองต่อการเพิ่มค่าของ E_b/N_0 ในขณะที่ระบบ BICM ยังให้อัตราความผิดพลาดลดลงอย่างรวดเร็วต่อการเพิ่มค่า E_b/N_0 แม้ว่าจะให้อัตราความผิดพลาดบิตจะต่ำกว่า 10^{-7} ไปแล้ว ซึ่งสิ่งนี้เป็นข้อแลกเปลี่ยนกับอัตราขยายที่ดีกว่าที่ได้รับจากระบบที่เสนอ

ในงานวิจัยนี้ยังได้นำเอา เอพีพีดีมอดูเลเตอร์ที่ได้พัฒนานี้ไปประยุกต์ใช้กับการมอดูเลตที่เข้ารหัสเทอร์ลิสแบบเทอร์โบเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่าง เพื่อให้ได้ระบบที่ให้ทั้งอัตราความผิดพลาดบิตที่ดี และประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดท์ที่สูง โดยที่ภาครับไม่ต้องใช้ค่าสัมประสิทธิ์เฟดดิ้งในการตรวจวัดสัญลักษณ์ที่ได้รับ ซึ่งผลการทดสอบสมรรถนะที่ได้ก็มีแนวโน้มเช่นเดียวกับระบบที่เสนอ

7.2 ข้อเสนอแนะ

ในปัจจุบันได้มีรหัสที่คล้ายกับรหัสเทอร์โบ (turbo-like code) [42] ที่น่าสนใจ เนื่องจากให้สมรรถนะที่ดีเกือบเทียบเท่ารหัสเทอร์โบ แต่ใช้ความซับซ้อนในการถอดรหัสน้อยกว่ามาก เช่น รหัสรีพีตแอกคิวมูเลต (repeat-accumulate code) หรือเรียกโดยย่อว่า รหัส RA [42] จึงมีแนวความคิดที่จะพัฒนาหารูปแบบที่เหมาะสมในการนำเอารหัส RA นี้มาประยุกต์ใช้งานร่วมกับการมอดูเลตเชิงปริภูมิและเวลาแบบยูนิทารีเชิงผลต่าง เพื่อให้ได้ระบบที่มีความซับซ้อนที่น้อยกว่า แต่ยังให้อัตราความผิดพลาดบิตที่ดีเช่นเดิม

ในการจำลองหากราฟสมรรถนะของระบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ใช้เวลาค่อนข้างมาก โดยเฉพาะเมื่ออัตราความผิดพลาดบิตต่ำกว่า 10^{-6} จึงมีความจำเป็นต้องพัฒนาและเพิ่มทักษะในการจำลองสมรรถนะของระบบด้วยฮาร์ดแวร์ เช่น FPGA (Field Programmable Gate Array) เพื่อลดเวลาที่ต้องใช้ลง โดยเฉพาะการวัดค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ต่ำมาก ๆ ซึ่งไม่สะดวกที่จะจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ เช่น อัตราความผิดพลาดบิตที่ต่ำกว่า 10^{-10} ซึ่งการทดสอบหาสมรรถนะที่อัตราความผิดพลาดบิตดังกล่าวนี้ มีความจำเป็นสำหรับการหาพื้นความผิดพลาดของรหัส RA

รายการอ้างอิง

- 1 G. J. Foschini and M. J. Gans. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. Wireless Personal Communications vol. 6, no. 3 (March 1998): 311-335.
- 2 I. E. Telatar. Capacity of multi-antenna Gaussian channels. European Transactions on Telecommunications vol. 10, no. 6 (November/December 1999): 585-595.
- 3 A. F. Naguib, N. Seshadri, and A. R. Calderbank. Increasing data rate over wireless channels. IEEE Signal Processing Magazine vol. 17, Issue 3 (May 2000): 76-92.
- 4 A. Wittneben. Base station modulation diversity for digital SIMULCAST. Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference (May 1993): 505-511.
- 5 N. Seshadri and J. H. Winters. Two signaling schemes for improving the error performance of frequency-division-duplex (FDD) transmission systems using transmitter antenna diversity. International Journal on Wireless Information and Networks vol. 1, no. 1 (1994): 49-60.
- 6 J. Guey, M. P. Fitz, M. R. Bell, and W. Kuo. Signal design for transmitter diversity wireless communication systems over Rayleigh fading channels. IEEE Transactions on Communications vol. 47, no. 4 (April 1999): 527-537.
- 7 V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank. Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction. IEEE Transactions on Information Theory vol. 44, no. 2 (March 1998): 744-765.
- 8 A. F. Naguib, V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank. A space-time coding modem for high-data-rate wireless communications. IEEE Journal on Selected Areas in Communication vol. 16, no. 8 (October 1998): 1459-1478.
- 9 V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank. Space-time block coding for wireless communications: performance results. IEEE Journal on Selected Areas in Communications vol. 17, no. 3 (March 1999): 451-460.

- 10 V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank.. Space-time block codes from orthogonal designs. IEEE Transactions on Information Theory vol. 45, no. 5 (July 1999): 1456-1467.
- 11 G. Ganesan and P Stoica. Space-time block codes: a maximum SNR approach. IEEE Transactions on Information Theory vol. 47, no. 4 (May 2001): 1650-1656.
- 12 X. Li, T. Luo, and C. Yin. A squaring method to simplify the decoding of orthogonal space-time block codes. IEEE Transactions on Communications vol. 49, no. 10 (October 2001): 1700-1703.
- 13 H.-J. Su and E. Geraniotis. Space-time turbo codes with full antenna diversity. IEEE Transactions on Communications vol. 49, no. 1 (January 2001): 47-57.
- 14 Y. Liu, M. P. Fitz, and O. Y. Takeshita. Full rate space-time turbo codes. IEEE Journal on Selected Areas in Communications vol. 19, no. 5 (May 2001): 969-980.
- 15 A. Stefanov and T. M. Duman. Turbo-coded modulation for systems with transmit and receive antenna diversity over block fading channels: system model, decoding approaches, and practical considerations. IEEE Journal on Selected Areas in Communication vol. 19, no. 5 (May 2001): 958-968.
- 16 H. E. Gamal and A. R. Hammons, Jr. A new approach to layered space-time coding and signal processing. IEEE Transactions on Information Theory vol. 47, no. 6 (September 2001): 2321-2334.
- 17 V. Tarokh, A. Naguib, N. Seshadri, and A. R. Calderbank. Combined array processing and space-time coding. IEEE Transactions on Information Theory vol. 45, no. 4 (May 1999): 1121-1128,.
- 18 C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima. Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: turbo codes. Proceedings of IEEE International Conference on Communications Geneva Switzerland (May 1993): 1064-1070.

- 19 J. Hagenauer, E. Offer, and L. Papke. Iterative decoding of binary block and convolutional codes. IEEE Transactions on Information Theory vol. 42, no. 2 (March 1996): 429-445.
- 20 B. M. Hochwald and W. Sweldens. Differential unitary space-time modulation. IEEE Transactions on Communications vol. 48, no. 12 (December 2000): 2041-2052.
- 21 B. L. Hughes. Differential space-time modulation. IEEE Transactions on Information Theory vol. 46, no. 7 (November 2000): 2567-2578.
- 22 V. Tarokh and H. Jafarkhani. A differential detection scheme for transmit diversity. IEEE Journal on Selected Areas in Communications vol. 18 (July 2000): 1169-1174.
- 23 H. Jafarkhani and H. Tarokh. Multiple transmit antenna differential detection from generalized orthogonal designs. IEEE Transactions on Information Theory vol. 47 (September 2001): 2626-2631.
- 24 H. Li, and J. Li. Differential and coherent decorrelating multiuser receivers for space-time-coded CDMA systems. IEEE Transactions on Signal Processing vol. 50, no. 10 (October 2002): 2529-2537.
- 25 R. Schober and L. H.-J. Lampe. Noncoherent receivers for differential space-time modulation. IEEE Transactions on Communications vol. 50, no. 5 (May 2002): 768-777.
- 26 C. Ling, K. H. Li and A. C. Kot. Noncoherent sequence detection of differential space-time modulation. IEEE Transactions on Information Theory vol. 49, no. 10 (October 2003): 2727-2734.
- 27 L. H.-J. Lampe and R. Schober. Bit-interleaved coded differential space-time modulation. IEEE Transactions on Communications vol. 50, no. 9 (September 2002): 1429-1439.

- 28 A. Steiner, M. Peleg, and S. Shamai. Iterative decoding of space-time differentially coded unitary matrix modulation. IEEE Transactions on Signal Processing vol. 50, no. 10 (October 2002): 2385–2395.
- 29 L. H.-J. Lampe, R. Schober, and R. F. H. Fischer. Coded differential space-time modulation for flat fading channels. IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 2, no. 3 (May 2003): 582–590.
- 30 C. Schlegel and A. Grant. Differential space-time turbo codes. IEEE Transactions on Information Theory, vol. 49, no.9 (September 2003): 2298–2306.
- 31 A. Steiner, M. Peleg, and S. Shamai. SVD iterative decision feedback demodulation and detection of coded space-time unitary differential modulation. IEEE Transactions on Information Theory vol. 49, no. 10 (October 2003): 2648–2657.
- 32 I. D. Marsland and P. T. Mathiopoulos. Multiple differential detection of parallel concatenated convolutional (turbo) codes in correlated fast Rayleigh fading. IEEE Journal on Selected Areas in Communications vol. 16, no. 2 (February 1998) 265–275.
- 33 P. Hoeher and J. Lodge. Turbo DPSK: iterative differential PSK demodulation and channel decoding. IEEE Transaction on Communications vol. 47, no. 6 (June 1999): 837–843.
- 34 P. Vanichchanunt, C. Sritipecth, S. Nakpeerayuth, and L. Wuttisittikulij. Turbo coded multiple symbol differential detection for correlated Rayleigh fading channel. Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems vol. 4 (May 2003): IV-397–IV-400.
- 35 P. Vanichchanunt, C. Sritipecth, S. Nakpeerayuth, and L. Wuttisittikulij. APP demodulator for turbo coded multiple symbol differential detection under correlated Rayleigh fading channels. Proceedings of IEEE Global Telecommunications Conference vol. 4 (November/December 2004): 2578–2582.

- 36 P. Vanichchanunt, P. Sangwongngam, S. Nakpeerayuth, and L. Wuttisittikulkij. APP demodulator for turbo coded differential unitary space-time modulation. Proceedings of IEEE International Conference on Communications vol. 5 (May 2005): 2906–2910.
- 37 W. C. Jakes. Microwave Mobile Communications New York: Wiley, 1974.
- 38 L. R. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv. Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate. IEEE Transactions on Information Theory vol. 20 (March 1974): 284–287.
- 39 A. S. Barbulescu and S. S. Pietrobon. Terminating the trellis of turbo-codes in the same state. IEE Electronic Letters vol. 31, no. 1 (January 1995): 22–23.
- 40 P. Robertson and T. Worz. Bandwidth-efficient turbo trellis-coded modulation using punctured component codes. IEEE Journal on Selected Areas in Communications vol. 16, no. 2 (February 1998): 206–218.
- 41 G. Ungerboeck. Channel coding with multilevel/phase signals. IEEE Transactions on Information Theory vol. IT-28, no. 1 (January 1982): 55–67.
- 42 D. Divsalar, H. Jin, and R. McEliece. Coding theorems for Turbo-like codes. Proceedings of Allerton Conference (September 1998): 201–210.



ภาคผนวก

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาคผนวก ก
การวิเคราะห์การทำนายเชิงเส้น

ในภาคผนวกนี้จะวิเคราะห์หาเมทริกซ์สัมประสิทธิ์ P_z สำหรับ $1 \leq z \leq Z$ ที่ใช้ในผลบวก $\sum_{z=1}^Z P_z B_{n,z}$ ซึ่งเป็นการทำนายเชิงเส้นลำดับที่ Z ของเมทริกซ์ $\sqrt{\rho_T} H_n X_n$ โดยเริ่มแรกกำหนดให้เมทริกซ์ความผิดพลาดนิยามได้ดังนี้

$$\varepsilon_n = \sqrt{\rho_T} H_n X_n - \sum_{z=1}^Z P_z B_{n,z} \quad (ก.1)$$

จากหลักการความตั้งฉาก (orthogonality principle) จะได้ว่า

$$E\{\varepsilon_n B_{n,z}^H\} = \mathbf{0}_{R \times L} \quad (ก.2)$$

โดยที่ $\mathbf{0}_{R \times L}$ แทนเมทริกซ์ศูนย์ขนาด $R \times L$ เมื่อเราใช้คุณสมบัติยูนิทารีของกรุปกับสมการที่ (ก.1) และ (ก.2) เราจะได้ว่า

$$E\{H_n H_{n-m}^H\} = \sum_{z=1}^Z P_z [E\{H_{n-z} H_{n-m}^H\} + \lambda T \delta(z-m) I_R], \quad m=1, 2, \dots, Z \quad (ก.3)$$

โดยที่

$$\lambda = \frac{1}{\rho} \quad (ก.4)$$

และ $\delta(n)$ แทนฟังก์ชันเดลตาของโครเนกเกอร์ (Kronecker delta function) ซึ่ง $\delta(n)$ มีค่าเป็นหนึ่งเมื่อ $n=0$ และมีค่าเป็นศูนย์เมื่อ $n \neq 0$ ถ้าค่าสัมประสิทธิ์เฟดดิ้งในแต่ละเส้นทางมีค่าคงที่ในช่วงระยะเวลาของเมทริกซ์ส่งและมีความเป็นอิสระแก่กันดังนี้

$$E\{h_{ij}(n) h_{i'j'}^*(n')\} = 0, \quad i \neq i', j \neq j', n, n' \in \mathbf{I} \quad (ก.5)$$

จะได้ว่า

$$E\{H_{n-z} H_{n-m}^H\} = T \phi_h((z-m)L) I_R \quad (ก.6)$$

และได้

$$P_z = p_z I_R \quad (ก.7)$$

ดังนั้นสมการที่ (ก.3) สามารถลดรูปได้ดังนี้

$$\phi_h(mL) = \sum_{z=1}^Z p_z [\phi_h((z-m)L) + \lambda \delta(z-m)], \quad m=1, 2, \dots, Z \quad (ก.8)$$

โดยสมการที่ (ก.8) สามารถเขียนอยู่ในรูประบบสมการเชิงเส้นดังสมการที่ (22)

ภาคผนวก ข
เอพีพีดีมอดูเลเตอร์

ในภาคผนวกนี้จะวิเคราะห์หาวิธีการคำนวณซึ่งใช้ในเอพีพีดีมอดูเลเตอร์ โดยอาศัย อัลกอริทึมแบบ BCJR โดยเริ่มจากค่าความน่าจะเป็นเบื้องต้นของเมตริกซ์รหัส G_n ดังสมการต่อไปนี้

$$\Pr\{G_n | \underline{Y}_0^N\} = \frac{\Pr\{G_n, \underline{Y}_0^N\}}{\Pr\{\underline{Y}_0^N\}} = \frac{\Pr\{G_n, \underline{Y}_0^N\}}{\sum_{G_n} \Pr\{G_n, \underline{Y}_0^N\}} \quad (ข.1)$$

โดยที่ $\Pr\{G_n, \underline{Y}_0^N\}$ สามารถวิเคราะห์ได้โดยอาศัยกฎของเบย์ดังนี้ (Baye's rule)

$$\begin{aligned} \Pr\{G_n, \underline{Y}_0^N\} &= \sum_{\underline{D}_{n-1}^n} \sum_{\underline{G}_{n-Z+1}^{n-1}} \Pr\{\underline{G}_{n-Z+1}^n, \underline{D}_{n-1}^n, \underline{Y}_0^N\} \\ &= \sum_{\underline{D}_{n-1}^n} \sum_{\underline{G}_{n-Z+1}^{n-1}} \Pr\{\underline{G}_{n-Z+1}^{n-1}, \underline{D}_{n-1}, \underline{Y}_0^{n-1}\} \Pr\{G_n, D_n, Y_n | \underline{G}_{n-Z+1}^{n-1}, \underline{D}_{n-1}, \underline{Y}_0^{n-1}\} \\ &= \sum_{\underline{D}_{n-1}^n} \sum_{\underline{G}_{n-Z+1}^{n-1}} \Pr\{\underline{G}_{n-Z+1}^{n-1}, \underline{D}_{n-1}, \underline{Y}_0^{n-1}\} \\ &\quad \Pr\{G_n, D_n, Y_n | \underline{G}_{n-Z+1}^{n-1}, \underline{D}_{n-1}, \underline{Y}_0^{n-1}\} \Pr\{Y_{n+1}^N | \underline{G}_{n-Z+1}^n, \underline{D}_{n-1}^n, \underline{Y}_0^N\} \\ &= \sum_{\underline{D}_{n-1}^n} \sum_{\underline{G}_{n-Z+1}^{n-1}} \Pr\{\underline{G}_{n-Z+1}^{n-1}, \underline{D}_{n-1}, \underline{Y}_0^{n-1}\} \Pr\{G_n | \underline{G}_{n-Z+1}^{n-1}, \underline{D}_{n-1}, \underline{Y}_0^{n-1}\} \\ &\quad \Pr\{D_n, Y_n | \underline{G}_{n-Z+1}^n, \underline{D}_{n-1}, \underline{Y}_0^{n-1}\} \Pr\{Y_{n+1}^N | \underline{G}_{n-Z+1}^n, \underline{D}_{n-1}^n, \underline{Y}_0^N\} \\ &= \sum_{\underline{D}_{n-1}^n} \sum_{\underline{G}_{n-Z+1}^{n-1}} \Pr\{\underline{G}_{n-Z+1}^{n-1}, \underline{D}_{n-1}, \underline{Y}_0^{n-1}\} \Pr\{G_n | \underline{G}_{n-Z+1}^{n-1}, \underline{D}_{n-1}, \underline{Y}_0^{n-1}\} \\ &\quad \Pr\{D_n | \underline{G}_{n-Z+1}^n, \underline{D}_{n-1}, \underline{Y}_0^{n-1}\} \Pr\{Y_n | \underline{G}_{n-Z+1}^n, \underline{D}_{n-1}, \underline{Y}_0^{n-1}\} \\ &\quad \Pr\{Y_{n+1}^N | \underline{G}_{n-Z+1}^n, \underline{D}_{n-1}^n, \underline{Y}_0^N\} \end{aligned} \quad (ข.2)$$

จากนิยามของเมตริกการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ในสมการที่ (18) จะได้ว่าสำหรับ สาขา (D_{n-1}, D_n) ที่แตกต่างกันแต่มีเมตริกซ์รหัส G_n เดียวกันจะมีค่าเมตริกไม่แตกต่างกัน กล่าวคือ

$$\Pr\{Y_n | \underline{G}_{n-Z+1}^n, \underline{D}_{n-1}^n, \underline{Y}_0^{n-1}\} = \Pr\{Y_n | \underline{G}_{n-Z+1}^n, \underline{Y}_0^{n-1}\} \quad (ข.3)$$

ถ้ากำหนดให้ตัวสลับลำดับช่องสัญญาณสามารถสลับลำดับของเมทริกซ์ G_n ได้อย่างเต็มที่ก็จะสามารถสมมุติว่าเมทริกซ์รหัส G_n เป็นอิสระไม่ขึ้นกับลำดับของเมทริกซ์รหัส G_{n-Z+1}^{n-1} สถานะ D_{n-1} และลำดับของเมทริกซ์ Y_0^{n-1} ซึ่งได้รับก่อนหน้า ดังนั้น

$$\Pr\{G_n | G_{n-Z+1}^{n-1}, D_{n-1}, Y_0^{n-1}\} = \Pr\{G_n\} \quad (ข.4)$$

เมื่อกำหนดสถานะก่อนหน้า D_{n-1} และเมทริกซ์รหัส G_n ก็จะทราบสถานะถัดไป D_n ดังนั้นเงื่อนไขอื่นก็ไม่จำเป็นสำหรับ D_n ดังนั้น

$$\Pr\{D_n | G_{n-Z+1}^n, D_{n-1}, Y_0^{n-1}\} = \Pr\{D_n | G_n, D_{n-1}\} \quad (ข.5)$$

เนื่องจากเมตริกการตรวจวัดเชิงผลต่างหลายสัญลักษณ์ ใช้การทำนายจากสัญลักษณ์ก่อนหน้าเพียง Z สัญลักษณ์ ดังนั้น

$$\Pr\{Y_{n+1}^N | G_{n-Z+1}^n, D_{n-1}, Y_0^n\} \approx \Pr\{Y_{n+1}^N | G_{n-Z+2}^n, D_n, Y_0^n\} \quad (ข.6)$$

จากนั้นใช้สมการที่ (ข.3) ถึง (ข.6) กับสมการที่ (ข.2) เราจะได้ว่า

$$\begin{aligned} \Pr\{G_n, Y_0^N\} &= \sum_{D_{n-1}} \sum_{G_{n-Z+1}^{n-1}} \Pr\{G_{n-Z+1}^{n-1}, D_{n-1}, Y_0^{n-1}\} \Pr\{G_n\} \Pr\{D_n | G_n, D_{n-1}\} \\ &\quad \Pr\{Y_n | G_{n-Z+1}^n, Y_0^{n-1}\} \Pr\{Y_{n+1}^N | G_{n-Z+2}^n, D_n, Y_0^n\} \\ &= \sum_{D_{n-1}} \sum_{G_{n-Z+1}^{n-1}} \alpha_{n-1}(D_{n-1}, G_{n-Z+1}^{n-1}) \Pr\{G_n\} \Pr\{D_n | G_n, D_{n-1}\} \\ &\quad M_n(G_{n-Z+1}^n) \beta_n(D_n, G_{n-Z+2}^n) \end{aligned} \quad (ข.7)$$

โดยที่ $\alpha_n(D_n, G_{n-Z+2}^n)$ และ $\beta_n(D_n, G_{n-Z+2}^n)$ แทนค่าความน่าจะเป็นไปข้างหน้า และค่าความน่าจะเป็นไปข้างหลังของเอพิตีมอดูเลเทอร์ ตามลำดับซึ่งสามารถคำนวณได้จากสูตรเวียนบังเกิด (recursive formula) ดังนี้

$$\begin{aligned} \alpha_n(D_n, G_{n-Z+2}^n) &\equiv \Pr\{G_{n-Z+2}^n, D_n, Y_0^n\} \\ &= \sum_{D_{n-1}} \sum_{G_{n-Z+1}^{n-1}} \Pr\{D_{n-1}, D_n, G_{n-Z+1}^{n-1}, Y_0^n\} \\ &= \sum_{D_{n-1}} \sum_{G_{n-Z+1}^{n-1}} \Pr\{D_{n-1}, G_{n-Z+1}^{n-1}, Y_0^{n-1}\} \Pr\{D_n, G_n, Y_n | D_{n-1}, G_{n-Z+1}^{n-1}, Y_0^{n-1}\} \\ &= \sum_{D_{n-1}} \sum_{G_{n-Z+1}^{n-1}} \Pr\{D_{n-1}, G_{n-Z+1}^{n-1}, Y_0^{n-1}\} \\ &\quad \Pr\{G_n\} \Pr\{D_n, Y_n | D_{n-1}, G_{n-Z+1}^{n-1}, Y_0^{n-1}\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \sum_{D_{n-1}} \sum_{G_{n-Z+1}} \Pr\{D_{n-1}, \underline{G}_{n-Z+1}^{n-1}, \underline{Y}_0^{n-1}\} \Pr\{G_n\} \\
&\quad \Pr\{D_n | G_n, D_{n-1}\} \Pr\{Y_n | \underline{D}_{n-1}^n, \underline{G}_{n-Z+1}^n, \underline{Y}_0^{n-1}\} \\
&= \sum_{D_{n-1}} \sum_{G_{n-Z+1}} \Pr\{D_{n-1}, \underline{G}_{n-Z+1}^{n-1}, \underline{Y}_0^{n-1}\} \Pr\{G_n\} \\
&\quad \Pr\{D_n | G_n, D_{n-1}\} \Pr\{Y_n | \underline{G}_{n-Z+1}^n, \underline{Y}_0^{n-1}\} \\
&= \sum_{D_{n-1}} \sum_{G_{n-Z+1}} \alpha_{n-1}(D_{n-1}, \underline{G}_{n-Z+1}^{n-1}) \Pr\{G_n\} \Pr\{D_n | G_n, D_{n-1}\} M_n(\underline{G}_{n-Z+1}^n) \quad (๑.8)
\end{aligned}$$

และ

$$\begin{aligned}
\beta_n(D_n, \underline{G}_{n-Z+2}^n) &\equiv \Pr\{\underline{Y}_{n+1}^N | \underline{G}_{n-Z+2}^n, D_n, \underline{Y}_0^n\} \\
&= \sum_{G_{n+1}} \sum_{D_{n+1}} \Pr\{D_{n+1}, G_{n+1}, \underline{Y}_{n+1}^N | D_n, \underline{G}_{n-Z+2}^n, \underline{Y}_0^n\} \\
&= \sum_{G_{n+1}} \sum_{D_{n+1}} \Pr\{D_{n+1}, G_{n+1}, Y_{n+1} | D_n, \underline{G}_{n-Z+2}^n, \underline{Y}_0^n\} \Pr\{\underline{Y}_{n+2}^N | \underline{D}_n^{n+1}, \underline{G}_{n-Z+2}^{n+1}, \underline{Y}_0^{n+1}\} \\
&= \sum_{G_{n+1}} \sum_{D_{n+1}} \Pr\{G_{n+1} | D_n, \underline{G}_{n-Z+2}^n, \underline{Y}_0^n\} \\
&\quad \Pr\{D_{n+1}, Y_{n+1} | D_n, \underline{G}_{n-Z+2}^{n+1}, \underline{Y}_0^n\} \Pr\{\underline{Y}_{n+2}^N | \underline{D}_n^{n+1}, \underline{G}_{n-Z+2}^{n+1}, \underline{Y}_0^{n+1}\} \\
&= \sum_{G_{n+1}} \sum_{D_{n+1}} \Pr\{G_{n+1}\} \Pr\{D_{n+1}, Y_{n+1} | D_n, \underline{G}_{n-Z+2}^{n+1}, \underline{Y}_0^n\} \\
&\quad \Pr\{\underline{Y}_{n+2}^N | \underline{D}_n^{n+1}, \underline{G}_{n-Z+2}^{n+1}, \underline{Y}_0^{n+1}\} \\
&= \sum_{G_{n+1}} \sum_{D_{n+1}} \Pr\{G_{n+1}\} \Pr\{D_{n+1} | D_n, \underline{G}_{n-Z+2}^{n+1}, \underline{Y}_0^n\} \\
&\quad \Pr\{Y_{n+1} | \underline{D}_n^{n+1}, \underline{G}_{n-Z+2}^{n+1}, \underline{Y}_0^n\} \Pr\{\underline{Y}_{n+2}^N | \underline{D}_n^{n+1}, \underline{G}_{n-Z+2}^{n+1}, \underline{Y}_0^{n+1}\} \\
&= \sum_{G_{n+1}} \sum_{D_{n+1}} \Pr\{G_{n+1}\} \Pr\{D_{n+1} | D_n, G_{n+1}\} \\
&\quad \Pr\{Y_{n+1} | \underline{G}_{n-Z+2}^{n+1}, \underline{Y}_0^n\} \Pr\{\underline{Y}_{n+2}^N | D_{n+1}, \underline{G}_{n-Z+3}^{n+1}, \underline{Y}_0^{n+1}\} \\
&= \sum_{G_{n+1}} \sum_{D_{n+1}} \Pr\{G_{n+1}\} \Pr\{D_{n+1} | D_n, G_{n+1}\} M_{n+1}(\underline{G}_{n-Z+2}^{n+1}) \beta_{n+1}(D_{n+1}, \underline{G}_{n-Z+3}^{n+1}) \quad (๑.9)
\end{aligned}$$

ด้วยเหตุที่ค่าความน่าจะเป็นเบื้องต้น $\Pr\{G_n\}$ เป็นข่าวสารที่ได้จากตัวถอดรหัส ข่าวสารนี้จึงไม่ควรถูกส่งกลับคืนไปให้ตัวถอดรหัส ดังนั้นข่าวสารเอกซ์ทรินซิก $\Gamma_n(G_n)$ ของเมทริกซ์รหัส G_n คำนวณได้จาก

$$\begin{aligned}
\Gamma_n(G_n) &= \frac{\Pr\{G_n, \underline{Y}_0^N\}}{a \Pr\{G_n\}} \\
&= \frac{1}{a} \sum_{\underline{D}_{n-1}} \sum_{\underline{G}_{n-Z+1}^{n-1}} \alpha_{n-1}(D_{n-1}, \underline{G}_{n-Z+1}^{n-1}) \Pr\{D_n | G_n, D_{n-1}\} \\
&\quad M_n(\underline{G}_{n-Z+1}^n) \beta_n(D_n, \underline{G}_{n-Z+2}^n) \quad (ข.10)
\end{aligned}$$

จากนิยามของข่าวสารเอกซ์ทรีนซิก $\Gamma_n(G_n)$ จะเห็นว่าค่าความน่าจะเป็นเบื้องต้น $\Pr\{G_n\}$ ที่เอพีพีดีมอดูเลเตอร์ได้รับจากตัวถอดรหัสแก้ไขความผิดพลาด จะถูกกำจัดออกโดยการหาร เพื่อไม่ส่งข่าวสารนี้กลับไปให้ตัวถอดรหัสแก้ไขความผิดพลาดอีก ตัวแปร a แทนค่าที่ทำให้ผลรวมของ $\Gamma_n(G_n)$ สำหรับทุกเมทริกซ์รหัส G_n มีค่าเท่ากับหนึ่ง นั่นคือ

$$a = \sum_{G_n} \sum_{\underline{D}_{n-1}} \sum_{\underline{G}_{n-Z+1}^{n-1}} \alpha_{n-1}(D_{n-1}, \underline{G}_{n-Z+1}^{n-1}) \Pr\{D_n | G_n, D_{n-1}\} M_n(\underline{G}_{n-Z+1}^n) \beta_n(D_n, \underline{G}_{n-Z+2}^n) \quad (ข.11)$$

เนื่องจากกำหนดให้มอดูเลเตอร์เชิงผลต่างเริ่มทำงานโดยการใช้ $D_0 = I_L$ ดังนั้นเงื่อนไขที่ขอบของค่าความน่าจะเป็นไปข้างหน้าเป็นดังนี้

$$\alpha_0(D_0, \underline{G}_{-Z+2}^0) = \begin{cases} 1, & D_0 = I_L \\ 0, & D_0 \neq I_L \end{cases} \quad (ข.12)$$

และเนื่องจากมอดูเลเตอร์เชิงผลต่างไม่ได้ถูกกำหนดให้จบลงที่สถานะใด ดังนั้นจึงให้ความน่าจะเป็นไปข้างหลังที่เวลาสุดท้าย มีค่าเท่ากันหมดทุกกรณี ดังนี้

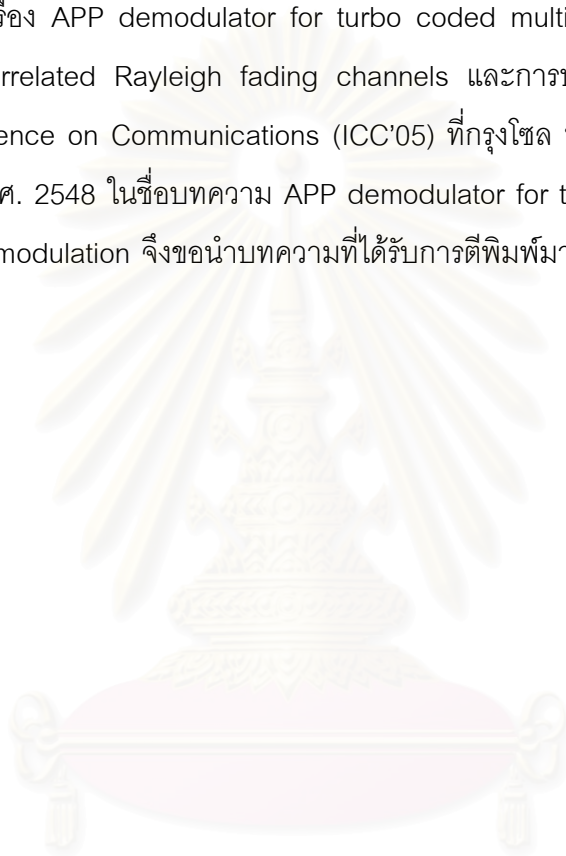
$$\beta_N(D_N, \underline{G}_{N-Z+2}^N) = 1, \quad \forall D_N \in \mathbf{G}, \forall G_k \in \mathbf{G} \\ \text{สำหรับ } N - Z + 2 \leq k \leq N \quad (ข.13)$$

จากการวิเคราะห์ข้างต้นสามารถสรุปเป็นอัลกอริทึมสำหรับเอพีพีดีมอดูเลเตอร์ได้ดังนี้

- 1) คำนวณค่าเมตริก $M_n(\underline{G}_{n-Z+1}^n)$ สำหรับทุกลำดับของเมทริกซ์รหัส \underline{G}_{n-Z+1}^n ที่ทุกเวลา n
- 2) คำนวณค่าความน่าจะเป็นไปข้างหน้า $\alpha_n(D_n, \underline{G}_{n-Z+2}^n)$ สำหรับทุกสถานะ D_n ทุกลำดับของเมทริกซ์รหัส \underline{G}_{n-Z+1}^n ที่ทุกเวลา n โดยอาศัยสมการที่ (ข.8) และ (ข.12)
- 3) คำนวณค่าความน่าจะเป็นไปข้างหลัง $\beta_n(D_n, \underline{G}_{n-Z+2}^n)$ สำหรับทุกสถานะ D_n ทุกลำดับของเมทริกซ์รหัส \underline{G}_{n-Z+1}^n ที่ทุกเวลา n โดยอาศัยสมการที่ (ข.9) และ (ข.13)
- 4) คำนวณค่าข่าวสารเอกซ์ทรีนซิก $\Gamma_n(G_n)$ ของเมทริกซ์รหัส G_n ที่ทุกเวลา n โดยอาศัยสมการที่ (ข.10)

ภาคผนวก ค
บทความการประชุมทางวิชาการ

เนื่องจาก ส่วนหนึ่งของงานวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่ในงาน
การประชุมทางวิชาการ IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM'04) ที่
เมืองดัลลาส ประเทศสหรัฐอเมริกา ในวันที่ 29 พฤศจิกายน-3 ธันวาคม พ.ศ. 2547 ในชื่อ
บทความทางวิชาการเรื่อง APP demodulator for turbo coded multiple symbol differential
detection under correlated Rayleigh fading channels และการประชุมทางวิชาการ IEEE
International Conference on Communications (ICC'05) ที่กรุงโซล ประเทศเกาหลีใต้ ในวันที่
16-20 พฤษภาคม พ.ศ. 2548 ในชื่อบทความ APP demodulator for turbo coded differential
unitary space-time modulation จึงขอ นำบทความที่ได้รับการตีพิมพ์มาเสนออีกครั้งหนึ่ง ในภาค
ผนวกนี้



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

APP Demodulator for Turbo Coded Multiple Symbol Differential Detection under Correlated Rayleigh Fading Channels

Pisit Vanichchanunt, Chantima Sritiapetch, Suvit Nakpeerayuth, and Lunchakorn Wuttisittikulki

Department of Electrical Engineering, Chulalongkorn University, Bangkok, Thailand
Tel. (662)218-6908, Fax (662)218-6912

Email: pisit.v@student.chula.ac.th, suvit@ee.eng.chula.ac.th, wlunchak@chula.ac.th

Abstract—In this paper, Multiple Symbol Differential Detection (MSDD) with iterative decoding (turbo decoding) of code rate 1/2 is developed to work under correlated slow and fast Rayleigh fading channels by using an APP demodulator with two different approaches. The first approach is to increase the number of the trellis states of differential encoders. In the second approach, the VA is modified and used to find a QPSK symbol sequence associated with each state for the APP demodulator.

Keywords—MSDD, Rayleigh fading, iterative decoding

I. INTRODUCTION

Digital signal transmission over fading channels suffers not only from varying loss but also from phase ambiguity. At the receiver, the fading process needs to be known or estimated in order to recover the carrier and compensate for the corrupted signal, and this is referred to as coherent detection. Alternative approaches without using carrier acquisition are so called non-coherent detection. Conventionally, in a differential phase shift keying (DPSK) system with non-coherent detection, the transmitted signal is differentially encoded (modulated), and then it is differentially detected by comparing the phases between the two adjacent symbols without using the recovered carrier. This is referred to as differentially encoded differentially detected PSK (DDPSK). Coherent detection can still be applied, resulting in differentially encoded coherently detected PSK (DCPSK). Although the channel state information is not needed for differential detection, its performance is degraded compared to that of coherent detection. To overcome this problem, the conventional differential detection should be extended, that is, more than two consecutive symbols are used. This is referred to as multiple symbol differential detection (MSDD). Because it uses more information, MSDD can bridge the gap of performance between DDPSK and DCPSK systems, depending on the number of observed symbols and the number of phases used in multiple-phase shift keying (MPSK) systems. Example works of MSDD for AWGN channel can be found in [1] and [2], and for Rayleigh fading channel can be found in [3].

Research in the error-correction coding area has been receiving much attention since the success of the near Shannon limit performance of turbo codes over an AWGN channel [4]. This has invited researchers to investigate its application for digital communication over fading channels. Early researches begin with the assumption of perfect knowledge of uncorrelated fading channels [5] and follow with the assumption of correlated slow fading channels [6]. In the latter case, the channel information is estimated through the channel characteristic model of the fading process. More recently, very interesting works of combining iterative decoding/detection with MSDD have been studied for a correlated slow fading channel in [7] with convolutional codes, and

This work was supported by the Royal Golden Jubilee Ph.D. Program of the Thailand Research Fund.

for a correlated fast Rayleigh fading channel in [8] with turbo codes. In [7], it is assumed that the amplitude of fading channel is constant over a block of transmitted symbols and the phase of the channel is constant or changes very slowly. These assumptions are valid only for slow fading channels. The fading channel model in [8] is more general. The amplitude and the phase of fading channels can both be varied according to the Jake's Doppler power spectrum. This allows the system in [8] to work well for fast fading channels where the amplitude and the phase of the channel are varied rapidly. A modified system of the work in [8] is presented in [9]. In this work, the modified system has a better performance for slow fading but for fast fading, a better performance can be achieved with a sufficiently large number of observed symbols. Although the trellis structure of the differential encoder is used for calculating the channel metric function of received symbols in [8] and [9], the extrinsic information of modulation symbols is not extracted from the structure nor utilized in decoding/detection.

In this paper, we develop a turbo coded QPSK MSDD system for code rate 1/2 in [8] to work for correlated slow and fast Rayleigh fading channels. In the decoding system, the extrinsic information of modulation symbols is calculated from the trellis structure of the differential encoder by using a detector called a *posteriori probability* (APP) demodulator. There are two approaches to handle multiple symbols in the demodulator. The first approach is to increase the number of states of the trellis diagram. The forward/backward recursions also involve those with the increased number of the states. In the second approach, the multiple symbols are extracted from the survivor associated with each state by using a modified Viterbi algorithm (VA). Although the complexity of the latter approach is reduced, the performance may be degraded.

The remainder of this paper is organized as follows: the encoding system is shown in Section II, the channel model is defined in Section III, the developed decoding system is explained and analyzed in Section IV, and the performance results are shown and discussed in Section V. Finally, the conclusions are in Section VI.

II. ENCODING SYSTEM

In this section, we modify the encoding system in [8] as shown in Fig. 1. The encoding system comprises a parallel concatenated convolutional encoder (turbo encoder) punctured for code rate 1/2, a parity bit interleaver (Π), a signal mapper (SM), a channel interleaver (Λ), and a differential encoder (DE). A data bit sequence a_1, a_2, \dots, a_{N_b} denoted $\underline{a}_1^{N_b}$ where N_b is the data block length, is encoded twice by two identical recursive systematic convolutional encoders (denoted as RSC1 and RSC2) of the turbo encoder with different orders through the parallel convolutional interleaver (PCI) π . A similar odd-even helical interleaver is used for the PCI to ensure that both RSCs can be driven to the state zero with the same tail bit sequence [10]. The parity bit sequence of the RSC2 is reordered to match the order of data bit sequence $\underline{a}_1^{N_b}$ by the parallel convolutional deinterleaver π^{-1} . A parity bit of the

same branch of a data bit will be called *the associated parity bit* with the data. Next, two parity bit sequences of the RSC1 and the RSC2 are punctured at odd and even positions respectively in order to achieve overall code rate of 1/2. The puncturing and the interleaving/deinterleaving of the turbo encoder are performed in such a fashion that for each data bit, there is an associated parity bit from the same trellis branch of one of the RSC1 and RSC2, to be transmitted. Then the punctured parity bit sequence of p_n 's is shuffled to be a sequence of p'_n 's by a parity bit interleaver Π so that each data bit and its associated parity bit will not be mapped by the SM into the same QPSK symbol. The scheme of transmitting each data bit and its associated parity bit into the same QPSK symbol can also be performed by using an identity interleaver for the parity bit interleaver. The mapped QPSK symbol sequence is shuffled to be a sequence I_1^N by the CI where $N = N_b + L$ and L is the number of tail bits. Then, it is differentially encoded to be a DQPSK symbol sequence D_0^N by the DE as follows:

$$D_n = D_{n-1} I_n. \quad (1)$$

The CI is used to decorrelate the fading effect of the channel whereas the DE is used to provide that MSDD can be performed at the receiver.

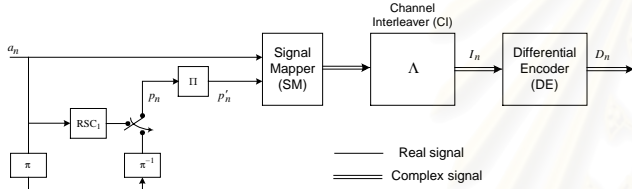


Fig. 1. Encoding system

III. CHANNEL MODEL

The discrete-time, complex-baseband equivalent model of the channel is assumed to be a correlated flat Rayleigh fading channel with additive white Gaussian noise (AWGN) as follows

$$R_n = F_n D_n + N_n. \quad (2)$$

The channel fading process F_0^N is modeled by a zero-mean complex Gaussian discrete random process satisfied to the autocovariance $\phi_F(m) \equiv E\{F_n^* F_{n+m}\} = J_0(2\pi B T m)$ where $E\{\cdot\}$ is the expectation, $J_0(\cdot)$ is the zero-order Bessel function of the first kind, B is the Doppler spread, and T is the symbol time duration. N_0^N is the AWGN process and also modeled by a zero-mean Gaussian discrete random process with the autocorrelation $E\{N_n^* N_{n+m}\} = N_0 \delta(m)$, $n \in [0, N]$, where $\delta(\cdot)$ is the Kronecker delta function. N_0 is the single-sided noise power spectral density.

IV. DECODING SYSTEM

The developed decoding system shown in Fig. 2 comprises an APP detector, a metric calculation unit (MCU), and two decoding units. The MCU calculates the reduced-complexity channel metric of maximum likelihood sequence estimation (MLSE) for correlated Rayleigh fading channels. In the case that the data bit and its associated parity bit are transmitted into different symbols, the constituent decoder (CD) uses the metric sequence with two different orders. One is matched to the order of the data bit

sequence. The other is matched to the order of the parity bit sequence by using the parity bit deinterleaver Π^{-1} . Each CD is used to calculate the *a posteriori* probability (APP) of data bits and parity bits for the other CD, and also used to calculate the APP of QPSK symbols for the APP demodulator. The information is calculated in such a way that the extrinsic information is only exchanged among two decoding units and the APP demodulator.

A. Review of Metric Calculation Unit (MCU)

The metric of MSDD is defined as the conditional probability of a received symbol R_n given by the previously transmitted QPSK symbol sequence of length Z or I_{-n-Z+1}^n and all previously received symbols R_0^{n-1} as follows [8]:

$$M_n(I_{-n-Z+1}^n) \equiv \Pr\{R_n | I_{-n-Z+1}^n, R_0^{n-1}\} \quad (3)$$

$$= \frac{1}{\pi \sigma_Z^2} \exp\left\{-\frac{1}{\sigma_Z^2} \left| R_n - \left(\sum_{z=1}^Z P_z R_{n-z} - \prod_{k=1}^{z-1} I_{n-k} \right) I_n \right|^2\right\} \quad (4)$$

where P_z is the linear prediction coefficient and σ_Z^2 is the variance of the minimum mean-squared prediction error.

B. APP Demodulator

The APP demodulator receives the metric sequence M_1^N from the MCU and calculates the extrinsic information $\Gamma_n(I_n)$ of QPSK symbols for two decoding units, based on the structure of the DE. The differential encoding (1) can be represented by a trellis diagram. The DQPSK symbol D_n is the state of the trellis diagram at time n while the QPSK symbol I_n is the label of branch (D_{n-1}, D_n) . Hence, the BCJR algorithm [11] can be applied to the APP demodulator. Before calculating the extrinsic information, the APP demodulator must recursively calculate the forward α_n and backward β_n probabilities. In this subsection, the summary of the analysis of the APP demodulator is presented for the two approaches.

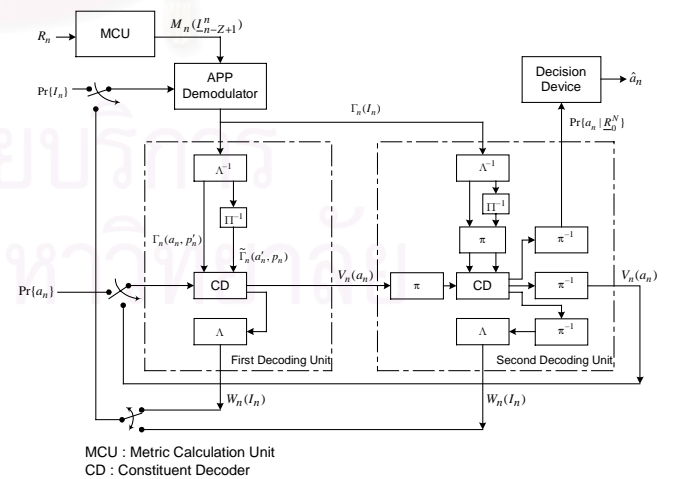


Fig. 2. The developed decoding system

B.1 APP Demodulator with Increasing The Number of States (Approach 1)

In the first approach, the recursive formulae for the forward and backward probabilities, and the extrinsic information of a QPSK symbol for MSDD are respectively given by

$$\alpha_n(D_n, \underline{I}_{n-Z+2}^n) = \sum_{D_{n-1}} \sum_{I_{n-Z+1}} M_n(\underline{I}_{n-Z+1}^n) \alpha_{n-1}(D_{n-1}, \underline{I}_{n-Z+1}^{n-1}) \Pr\{I_n\} \Pr\{D_n | D_{n-1}, I_n\}, \quad (5)$$

$$\beta_n(D_n, \underline{I}_{n-Z+2}^n) = \sum_{D_{n+1}} \sum_{I_{n+1}} M_{n+1}(\underline{I}_{n-Z+2}^{n+1}) \beta_{n+1}(D_{n+1}, \underline{I}_{n-Z+3}^{n+1}) \Pr\{I_{n+1}\} \Pr\{D_{n+1} | D_n, I_{n+1}\}, \quad (6)$$

and

$$\Gamma_n(I_n) = \frac{\sum_{D_{n-1}} \sum_{I_{n-Z+1}} \alpha_{n-1}(D_{n-1}, \underline{I}_{n-Z+1}^{n-1}) M_n(\underline{I}_{n-Z+1}^n) \beta_n(D_n, \underline{I}_{n-Z+2}^n) \Pr\{D_n | D_{n-1}, I_n\}}{\sum_{I_n} \sum_{D_{n-1}} \sum_{I_{n-Z+1}} \alpha_{n-1}(D_{n-1}, \underline{I}_{n-Z+1}^{n-1}) M_n(\underline{I}_{n-Z+1}^n) \beta_n(D_n, \underline{I}_{n-Z+2}^n) \Pr\{D_n | D_{n-1}, I_n\}} \quad (7)$$

where $\Pr\{D_n | D_{n-1}, I_n\}$ is the transition probability of the trellis diagram of the DE where the associated QPSK symbol I_n is given, as follows:

$$\Pr\{D_n | D_{n-1}, I_n\} = \begin{cases} 1 & , \text{possible event} \\ 0 & , \text{otherwise;} \end{cases} \quad (8)$$

and $\Pr\{I_n\}$ is the *a priori* probability of a QPSK symbol which can be supplied by using the extrinsic information $W_n(I_n)$ (see Subsection D) from the CD whose associated parity bit is not be punctured. The denominator in the right-hand side of (7) is a normalization factor which makes the summation of $\Gamma_n(I_n)$ over all possible symbols I_n equal to one. The tuple $(D_n, \underline{I}_{n-Z+2}^n)$ may be viewed as the extended state at time n. If Z is one, use $\alpha_n(D_n)$ and $\beta_n(D_n)$ for $\alpha_n(D_n, \underline{I}_{n-Z+2}^n)$ and $\beta_n(D_n, \underline{I}_{n-Z+2}^n)$ respectively.

B.2 APP Demodulator Cooperated with VA (Approach 2)

In the second approach, the VA is modified to receive the *a priori* information $\Pr\{I_n\}$ from the two CDs. The path metric

$$A_n(D_n) = \max_{D_{n-1}} (A_{n-1}(D_{n-1}) + \log \Pr\{I_n\} + \log M_n(I_n, \underline{I}_{n-Z+1}^{n-1}(D_{n-1}))) \quad (9)$$

is recursively calculated and used to determine the survivor of each state D_n . $\underline{I}_{n-Z+1}^{n-1}(D_{n-1})$ is the QPSK symbol sequence of the survivor associated with state D_{n-1} . For shorter notation, we would like to omit D_{n-1} and use only $\underline{I}_{n-Z+1}^{n-1}$. After the VA is finished, the QPSK symbol sequences \underline{I}_{n-Z+2}^n of length $Z-1$ of the survivors associated with all states at all times are known. These sequences are kept and used for the forward/backward recursions

$$\alpha_n(D_n) = \sum_{D_{n-1}} \sum_{I_n} M_n(I_n, \underline{I}_{n-Z+1}^{n-1}) \alpha_{n-1}(D_{n-1}) \Pr\{I_n\} \Pr\{D_n | D_{n-1}, I_n\} \quad (10)$$

and

$$\beta_n(D_n) = \sum_{D_{n+1}} \sum_{I_{n+1}} M_{n+1}(I_{n+1}, \underline{I}_{n-Z+2}^n) \beta_{n+1}(D_{n+1}) \Pr\{I_{n+1}\} \Pr\{D_{n+1} | D_n, I_{n+1}\} \quad (11)$$

where \underline{I}_{n-Z+2}^n in (11) is the QPSK symbol sequence of the survivor associated with state D_n . The extrinsic information of a QPSK symbol is

$$\Gamma_n(I_n) = \frac{\sum_{D_{n-1}} \alpha_{n-1}(D_{n-1}) M_n(I_n, \underline{I}_{n-Z+1}^{n-1}) \beta_n(D_n) \Pr\{D_n | D_{n-1}, I_n\}}{\sum_{I_n} \sum_{D_{n-1}} \alpha_{n-1}(D_{n-1}) M_n(I_n, \underline{I}_{n-Z+1}^{n-1}) \beta_n(D_n) \Pr\{D_n | D_{n-1}, I_n\}} \quad (12)$$

C. Analysis of Constituent Decoder

There are two constituent decoders. Each is in a decoding unit. All constituent decoders are analyzed based on the BCJR algorithm. This algorithm includes the forward and the backward recursions. Before the process of the forward/backward recursions, the branch metric functions of all discrete times must be calculated. The branch metric function $\gamma_n(S_{n-1}, S_n)$ of a state transition of the CDs comprises the *a priori* probability of a data bit a_n and the *a priori* probability of a modulation symbol I_n associated with the state transition. The *a priori* probability of a data bit is determined by the extrinsic information of the data bit from the other CD. The *a priori* probability of a modulation symbol is determined by the extrinsic information of the modulation symbol from the APP demodulator. In the scheme that a data bit a_n and its associated parity p_n are not transmitted into the same QPSK symbol, the extrinsic information $\Gamma_n(I_n)$ of a modulation symbol must be used with two different orders in the decoding process. The first order of the sequence is matched to the order of the data bit sequence driving the constituent encoder and denoted $\underline{\Gamma}(\underline{I}_1^N)$. The second order of the sequence is matched to the order of the parity bit sequence and denoted $\tilde{\underline{\Gamma}}(\tilde{\underline{I}}_1^N)$.

In this subsection, the summary of the analysis of constituent decoders is presented. For convenience of expression, only the first constituent decoder is considered. The second constituent decoder can be analyzed by taking the effect of the PCI into account. The APP of a data bit can be calculated as follows:

$$\Pr\{a_n | \underline{R}_0^N\} = \sum_{(S_{n-1}, S_n): a_n} \Pr\{S_{n-1}, S_n | \underline{R}_0^N\} \quad (13)$$

$$= \frac{\sum_{(S_{n-1}, S_n): a_n} \alpha_{n-1}(S_{n-1}) \gamma_n(S_{n-1}, S_n) \beta_n(S_n)}{\sum_{a_n} \sum_{(S_{n-1}, S_n): a_n} \alpha_{n-1}(S_{n-1}) \gamma_n(S_{n-1}, S_n) \beta_n(S_n)} \quad (14)$$

where $(S_{n-1}, S_n): a_n$ is state transition where the data bit driving the constituent encoder is a_n .

The APP of a parity bit can be calculated as follows:

$$\Pr\{p_n | \underline{R}_0^N\} = \sum_{(S_{n-1}, S_n): p_n} \Pr\{S_{n-1}, S_n | \underline{R}_0^N\} \quad (15)$$

$$= \frac{\sum_{(S_{n-1}, S_n): p_n} \alpha_{n-1}(S_{n-1}) \gamma_n(S_{n-1}, S_n) \beta_n(S_n)}{\sum_{p_n} \sum_{(S_{n-1}, S_n): p_n} \alpha_{n-1}(S_{n-1}) \gamma_n(S_{n-1}, S_n) \beta_n(S_n)} \quad (16)$$

where $(S_{n-1}, S_n): p_n$ is state transition from S_{n-1} to S_n , whose parity bit is p_n . $\alpha_n(S_n)$ and $\beta_n(S_n)$ are the forward and backward probabilities for the CD respectively [5], [11].

In the scheme of transmitting each data bit and its associated parity bit into different symbols (denoted Scheme 1), the branch metric function is calculated by

$$\gamma_n(S_{n-1}, S_n) = \Pr\{a_n\} \sum_{p'_n} \Gamma_n(a_n, p'_n) \Pr\{p'_n\} \sum_{a'_n} \tilde{\Gamma}_n(a'_n, p_n) \Pr\{a'_n\}, \quad (17)$$

where a_n and p_n are a data bit and a parity bit of branch (S_{n-1}, S_n) , respectively. If p_n is punctured, $\sum_{a'_n} \tilde{\Gamma}_n(a'_n, p_n) \Pr\{a'_n\}$

will not be used in (17). a'_n is the deinterleaved version of a_n with the parity bit deinterleaver.

When each data bit and its associated parity bit are transmitted into the same symbol (denoted Scheme 2), the branch metric function is calculated by

$$\gamma_n(S_{n-1}, S_n) = \Pr\{a_n\} \sum_{p_n} \Gamma_n(a_n, p_n) \Pr\{p_n | S_{n-1}, a_n\}. \quad (18)$$

From (18), if the associated parity bit p_n with the transition (S_{n-1}, S_n) is punctured, $\Pr\{p_n | S_{n-1}, a_n\}$ will be substituted by 0.5. If p_n is not punctured, $\Pr\{p_n | S_{n-1}, a_n\}$ will be one for each possible event otherwise it will be zero. Equation (14) can also be used to calculate the APP of a data bit in Scheme 2. The APP of a parity bit is not needed for this scheme.

D. The Extrinsic Information from Constituent Decoder

For information exchange in the iterative decoding, the extrinsic information of a data bit from a CD will be used as the *a priori* probability of the corresponding data bit for the other CD in the next iteration step. For Scheme 1, the extrinsic information of a data bit can be calculated from

$$V_n(a_n) = \frac{\Pr\{a_n | R_0^N\}}{\Pr\{a_n\} \sum_{p'_n} \Pr\{p'_n\} \Gamma_n(a_n, p'_n)}. \quad (19)$$

The extrinsic information of a parity bit can be calculated as follows:

$$V_n(p_n) = \frac{\Pr\{p_n | R_0^N\}}{\sum_{a'_n} \Pr\{a'_n\} \tilde{\Gamma}_n(a'_n, p_n)}. \quad (20)$$

In Scheme 1 that each data bit and its parity bit are not transmitted into the same QPSK symbol, it may be also assumed that each data bit and its non-associated parity bit transmitted in the same QPSK symbol are statistically independent at the outputs of the CDs. Thus, the extrinsic information of a QPSK symbol I_n can be calculated from the product of the extrinsic information of a data bit and a parity bit of the same QPSK symbol I_n as follow:

$$W_n(I_n) = W_n(a_n, p'_n) = V_n(a_n) V_n(p'_n). \quad (21)$$

For Scheme 2 where each data bit and its associated parity bit are transmitted into the same symbol, the extrinsic information of a data bit a_n and a symbol I_n is respectively given by [8]

$$V_n(a_n) = \frac{\Pr\{a_n | R_0^N\}}{\frac{1}{2} \Pr\{a_n\} \sum_{p_n} \Gamma_n(a_n, p_n)} \quad (22)$$

and

$$\begin{aligned} W_n(I_n) &= W_n(a_n, p_n) \\ &= \frac{\sum_{(S_{n-1}, S_n): I_n} \alpha_{n-1}(S_{n-1}) \beta_n(S_n)}{\sum_{I_n(S_{n-1}, S_n): I_n} \sum_{(S_{n-1}, S_n): I_n} \alpha_{n-1}(S_{n-1}) \beta_n(S_n)}. \end{aligned} \quad (23)$$

The extrinsic information of a QPSK symbol at a time should be calculated from the CD whose parity bit at that time is not punctured.

V. SIMULATION RESULTS

The performance of the decoding system is evaluated based on computer simulation. The two RSCs are identical with the feed forward polynomial $1+D^4$ and the feedback polynomial $1+D+D^2+D^3+D^4$. The data block size N_b is 930. The channel interleaver is the odd-even block interleaver of size 41×23 as in [8]. The performances of the decoding systems are measured in terms of the bit error rate (BER) of decoded data bits. The first approach in Subsection B.1 of Section IV is denoted Approach 1 while the second approach in Subsection B.2 is denoted as Approach 2.

A. Performance for Each Iteration

The performance curves of the decoding system with Approach 1 are plotted in Figs. 3 and 4. The curves of Scheme 1 are in Fig. 3 while those of Scheme 2 are in Fig. 4. The order of linear prediction (Z) is fixed at two. From simulation results, the developed decoding system can offer better performance than that of the decoding systems in [8] and [9] except for the case of Approach 1 with Scheme 1 in Fig. 3(a). At normalized Doppler frequency 0.01 in Fig. 4(a), a BER of 10^{-6} can be achieved at E_b/N_0 6.7 dB with five iterations.

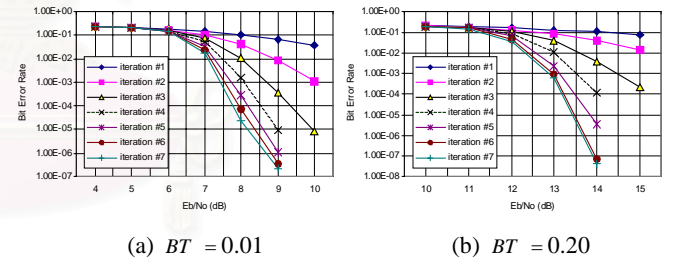


Fig. 3. BER of a decoding system with Approach 1, data and its parity bit are not transmitted into the same symbol (Scheme 1). $Z=2$

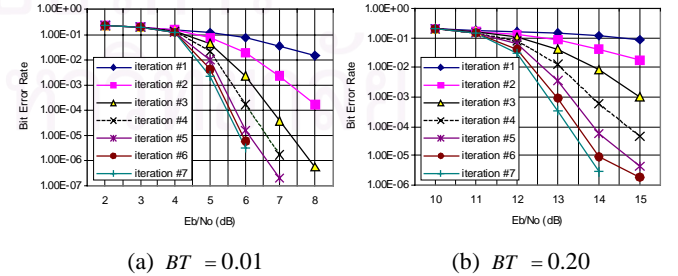


Fig. 4. BER of a decoding system with Approach 1, data and its parity bit are transmitted into the same symbol (Scheme 2). $Z=2$

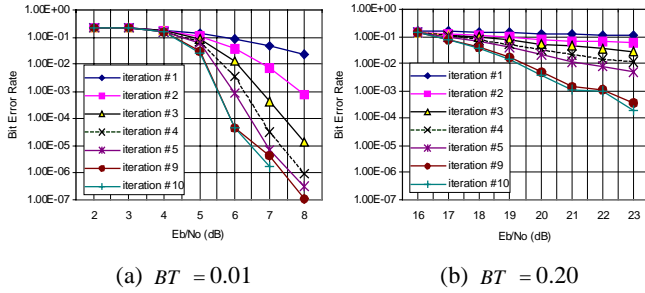


Fig. 5. BER of a decoding system with Approach 2, data and its parity bit are transmitted into the same symbol (Scheme 2). $Z=2$

VI. CONCLUSIONS

In this paper, a turbo coded QPSK MSDD system has been developed to work under correlated slow and fast Rayleigh fading channels by using an APP demodulator with two different approaches. The first approach is to increase the number of the trellis states of the DE. The BCJR algorithm has also been analyzed according to the state increasing. In the second approach, the demodulator has been analyzed to operate with a modified VA. The function of the VA is to determine the sequences of multiple symbols for the BJCR algorithm in each iteration. The second approach may be thought as an embedded decision feedback. Although the second approach uses less computational burden, its decoding performance is significantly degraded especially in fast fading and it cannot offer better performance than that of the first approach with $Z = 2$.

REFERENCES

- [1] D. Divsalar and M. K. Simon, "Multiple-symbol differential detection of MPSK," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 38, no. 3, pp. 300–308, Mar. 1990.
- [2] F. Edbauer, "Bit error rate of binary and quaternary DPSK signals with multiple differential feedback decision," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 40, no. 3, pp. 457–460, Mar. 1992.
- [3] D. Makrakis, P. T. Mathiopoulos, and D. P. Bouras "Optimal decoding of coded PSK and QAM signals in correlated fast fading channels and AWGN: a combine envelope, multiple differential and coherent approach," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, no.1, pp. 300–308, Jan. 1994.
- [4] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: turbo codes," in *Proc. IEEE ICC'93*, Geneva, Switzerland, May 1993, pp. 1064–1070.
- [5] J. Hagenauer, E. Offer, and L. Papke, "Iterative decoding of binary block and convolutional codes," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 42, no. 2, pp. 429–445, Mar. 1996.
- [6] E. K. Hall and S. G. Wilson, "Design and analysis of turbo codes on Rayleigh fading channels," in *Proc. IEEE GLOBECOM'96*, Nov. 1996, pp. 16–20.
- [7] P. Hoeher, and J. Lodge, "Turbo DPSK: iterative differential PSK demodulation and channel decoding," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 6, pp. 837–843, June 1999.
- [8] I. D. Marsland, and P. T. Mathiopoulos, "Multiple differential detection of parallel concatenated convolutional (turbo) codes in correlated fast Rayleigh fading," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, no. 2, pp. 265–275, Feb. 1998.
- [9] P. Vanichchanunt, C. Sritapetch, S. Nakpeerayuth, and L. Wuttisittikulij, "Turbo coded multiple symbol differential detection for correlated Rayleigh fading channel," in *Proc. IEEE ISCAS'03*, May 2003, vol. 4, pp. IV-397–IV-400.
- [10] A. S. Barbulescu, and S. S. Pietrobon, "Terminating the trellis of turbo-codes in the same state," *IEE Elect. Letters*, vol. 31, pp. 22–23, Jan. 1995.
- [11] L. R. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv, "Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 20, pp. 284–287, Mar. 1974.

From the Figs. 3 and 4, Scheme 2 can offer better performance in slow fading ($BT = 0.01$) while Scheme 1 can offer better performance in fast fading ($BT = 0.20$) if the E_b/N_0 is beyond a value. This may come from the effect of the extrinsic information from the structure of the DE. In slow fading the extrinsic information can provide more degree of reliability than that in fast fading. The advantage of Scheme 1 should come from the time diversity while that of Scheme 2 should come from partially joint detection/decoding at each branch of the DE trellis. From the statement, it would be thought that the time diversity of Scheme 1 should give better performance in slow fading where deep fade occurs. However, from the results in slow fading, it seems that the reliability degree of the extrinsic information from the joint detection/decoding of Scheme 2 dominates the performance of the decoding system than that from the diversity advantage of Scheme 1. In fast fading, the reliability degree from Scheme 2 may be weaker while the diversity advantage from Scheme 1 become more dominant in high E_b/N_0 region.

Fig. 5 illustrates the performance curves of the decoding system with Approach 2 and Scheme 2. In fast fading, the rate of convergence may be slower than that of Approach 1.

B. Performance Comparison

The performance comparison of the decoding systems with Approach 1 and Approach 2 (VA is denoted in the Figure.) is illustrated in Fig. 6. Only Scheme 2 is explored in this subsection. The normalized Doppler frequency is varied as 0.01 and 0.20 in Figs. 6(a) and 6(b) respectively. The order of linear prediction (Z) is varied as 1, 2, 3, and 4. The number of iterations is ten.

From the Fig. 6, the decoding system with Approach 2 cannot offer better performance than that of Approach 1 with $Z = 2$, even though the linear prediction order Z of Approach 2 is increased. This may mean that the complexity from the number of the trellis states determines the limit of the performance.

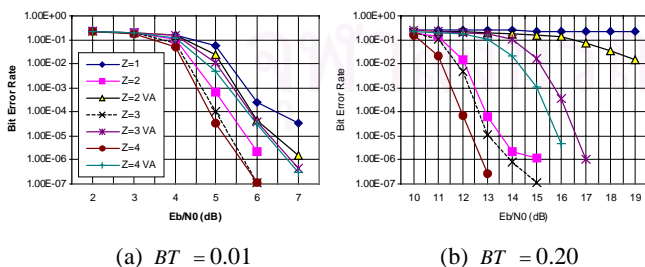


Fig. 6. Performance comparison between decoding systems with Approach 1 and Approach 2.

APP Demodulator for Turbo Coded Differential Unitary Space-Time Modulation

Pisit Vanichchanunt, Paramin Sangwongngam, Suvit Nakpeerayuth, and Lunchakorn Wuttisittikulki

Department of Electrical Engineering, Chulalongkorn University, Bangkok, Thailand

Tel. (662)218-6915, Fax (662)218-6912, Email: pisit.v@student.chula.ac.th, suvit@ee.eng.chula.ac.th, wlunchak@chula.ac.th

Abstract—In this paper, an iterative multiple symbol differential detection (MSDD) for turbo coded differential unitary space-time modulation (DUSTM) is developed by using an *a posteriori probability* (APP) demodulator under correlated slow and fast Rayleigh flat fading channels. The metric function necessary for the detection operates based on the linear prediction. Two approaches are presented to utilize the metric. In the first approach, the BCJR algorithm is modified to deal with the increased-state trellis of the differential modulation. In the second approach, the VA is modified to find the symbol sequences associated with the survivors for the BCJR algorithm.

Index Terms—Turbo codes, MSDD, space-time codes.

I. INTRODUCTION

Recent information theoretic results [1], [2] have demonstrated that the capacity of wireless systems over Rayleigh fading channels can be improved significantly by using multiple antennas. The capacity improvement comes from transmit and receive (antenna) diversity of each pair of transmit-receive antennas. When a path of the pair experiences fading, others may not. A successful technique called *space-time coding*, to utilize the transmit and receive diversity was introduced by Tarokh *et al.* [3]. Examples of early research works on space-time coding can be found in [4]–[9]. In these works, the fading gain of the channels must be known or estimated by using pilot insertion. In [10]–[13], differential space-time modulation (DSTM) has been introduced for multiple antenna systems without the knowledge of channel state information (CSI). DSTM can be classified based on group designs [10]–[11] and non-group designs [12]–[13]. Hochwald *et al.* [10] and Hughes [11] have proposed DSTM based on group designs in which group codes form groups of unitary matrices under matrix multiplication. We refer to the DSTM as *differential unitary space-time modulation* (DUSTM). DSTM with group designs has an advantage that the matrix multiplication necessary for differential modulation can be performed by employing the table of group operation. This avoids actual matrix multiplication and also reduces the calculation in demodulation. In the conventional differential demodulation, two consecutive symbols are used to detect a transmitted symbol differentially. Although the fading gain is not needed for the differential demodulation, the performance loss is about 3 dB in very slow fading, comparing to that of the coherent detection case where the fading gain is known at receivers. When the fading changes rapidly, the performance loss is significant. To improve the performance, a well-known technique called multiple symbol differential detection (MSDD) used in single-transmit single-receive antenna systems has been extended and developed for DSTM in [14] and [15]. In MSDD systems, more than two consecutive symbols are observed and used to detect a transmitted symbol.

To obtain a better performance, the concept of iterative decoding of turbo codes has been applied to the MSDD for DSTM. Various works of iterative MSDD systems for binary coded DSTM have been

reported in [16]–[18]. Although the works in [16]–[18] have considered MSDD, none of these works uses a *posteriori probability* (APP) demodulators [22]–[23]. If APP demodulator is not used, the information utilization in the detection/demodulation, involves only the symbols in the observation interval and the system may operate well only under slow fading channels.

In [19], an iterative system for non-binary convolutional coded DUSTM is proposed. The APP demodulator in the system uses the conventional noncoherent metric proposed in [11] for the first iteration and uses the coherent metric [3] for the rest of iterations. For the rest of iterations, the fading gain is estimated with a strategy of filtering and pilot insertion. The objective of the work is to reduce the number of pilot symbols by using differential detection while preserving the system performance close to coherent detection systems. However, when the fading varies very rapidly, the number of pilot symbols must be increased. Then, available time for data is reduced. The fading coefficients in [19] are assumed to be piece-wise constant over the time duration of each space-time matrix. This assumption may not be valid in fast fading.

In this paper, we develop an iterative MSDD system for binary turbo coded DUSTM to work under correlated slow and fast Rayleigh flat fading channels by using an APP demodulator. No pilot insertion is used for our system. The encoding system and the MSDD metric used in the APP demodulator are developed from single-antenna systems reported in [20]–[22]. The APP demodulator calculates soft outputs based on the trellis diagram of DUSTM. We present two approaches to utilize the MSDD metric in the APP demodulator. In the first approach, the number of the trellis states is exponentially increased with the order of the linear prediction. The forward/backward recursions of the BCJR algorithm [25] also involve those with the increased number of the states. In the other approach, the complexity of the APP demodulator is reduced by using the Viterbi algorithm (VA). In each iteration, the VA is used to find the symbol sequences associated with the survivors. Then these sequences are supplied to the BCJR algorithm. Although the number of the trellis states is not increased and the computation burden is reduced compared to the first approach, the performance of the second approach may be degraded especially in fast fading. In this paper, we consider DUSTM based on group design, therefore the group matrix multiplication can be calculated by using its group operation table.

The rest of this paper is organized as follows. A correlated Rayleigh flat fading channel model for multiple antenna systems is defined in Section II. An encoding system is explained in Section III. The analysis of a developed decoding system is summarized in Section IV. Computer simulation results are shown in Section V. Finally, some conclusions are given in Section VI.

II. CHANNEL MODEL

Consider a multiple-antenna system over a flat fading channel in which signals are sent from T transmit antennas to R receive antennas. Let $X_n = \{x_{ij}(n)\}$ denote the n -th transmitted DUSTM symbol defined by a $T \times L$ matrix where L is the number of time slots per DUSTM symbol, $L \geq T$, $x_{ik}(n)$ denote a complex constellation point which is selected from a unit-energy scalar constellation [11], $Y_n = \{y_{ij}(n)\}$ denote the n -th received matrix of

This work was supported by the Royal Golden Jubilee Ph.D. Program of the Thailand Research Fund and the Cooperation Project between the Department of Electrical Engineering and Private Sector for Research and Development.

size $R \times L$, $N_n = \{\eta_{ij}(n)\}$ denote the n -th noise matrix of size $R \times L$, and $H_n^k = \{h_{ij}^k(n)\}$ denote the $R \times T$ fading matrix for the k -th column of X_n , $1 \leq k \leq L$. Signal $y_{ik}(n)$ received at the i -th receive antenna in the k -th column of the matrix Y_n is a superposition of the T transmitted signals and noise as follows

$$y_{ik}(n) = \sum_{j=1}^T h_{ij}^k(n) x_{jk}(n) \sqrt{\rho_t} + \eta_{ik}(n) \quad (1)$$

where $\rho_t = \rho/T$ and ρ is the signal-to-noise ratio (SNR) per receive antenna. The fading gain $h_{ij}^k(n)$ and noise $\eta_{ik}(n)$ are modeled to be zero-mean, unit-variance complex Gaussian random variables. The noise process is assumed to be white whereas the fading process has auto-correlation given by

$$\begin{aligned} \phi_n((m-n)L+l-k) &= E\{h_{ij}^k(n)h_{ij}^{k*}(m)\} \\ &= J_0(2\pi f_d T_d((m-n)L+l-k)) \end{aligned} \quad (2)$$

where $E\{\cdot\}$ and $(\cdot)^*$ denote expectation and complex conjugate respectively, $J_0(\cdot)$ is the zeroth-order Bessel function of the first kind, f_d is the maximum Doppler frequency spread, and T_d is the time duration of each $x_{ik}(n)$. The product $f_d T_d$ is known as *normalized Doppler spread*.

If the fading gain is constant in the DUSTM symbol duration, *i.e.*, the fading process is piece-wise constant in which $H_n^k = H_n$ for $1 \leq k \leq L$, then (1) can be expressed by the well-known matrix form

$$Y_n = \sqrt{\rho_t} H_n X_n + N_n. \quad (3)$$

III. ENCODING SYSTEM

The encoding system developed from [20]–[22] is shown in Fig. 1. The system comprises a turbo encoder of code rate $1/3$, a symbol mapper, a channel interleaver Λ and a differential modulator. A data bit sequence d_1, d_2, \dots, d_{N_b} denoted as $d_1^{N_b}$ where N_b is the data block length, is encoded by two identical recursive systematic convolutional (RSC) encoders (denoted as RSC1 and RSC2) of the turbo encoder with different orders. The data sequence is not shuffled for RSC1 but shuffled for RSC2 by the parallel convolutional interleaver (PCI) π . A simile odd-even helical interleaver is used as the PCI to ensure that both RSC encoders can be driven to the state zero with the same tail bit sequence [20]. The parity bit sequence of RSC2 is reordered to match the order of data bit sequence $d_1^{N_b}$ by the parallel convolutional deinterleaver π^{-1} . When a RSC encoder is considered, a parity bit of the same branch of a data bit will be called the *associated parity bit* with the data bit, with respect to the RSC encoder. The data bit d_n and two associated parity bits p_n^1 and p_n^2 from RSC1 and RSC2 respectively, are mapped into a code matrix G'_n of size $L \times L$, which is uniquely selected from a group of unitary matrices by the symbol mapper. The Gray mapping should be used. The sequence of G'_n 's is then shuffled to be the matrix sequence of G_n 's by the channel interleaver. Subsequently, the code matrices G_n are differentially modulated by the differential modulator as follows:

$$X_n = X_{n-1} G_n \quad (4)$$

where X_0 is the reference symbol in which $X_0 X_0^H = L I_T$, I_T is the $T \times T$ identity matrix. Because $G_n G_n^H = I_L$ for $1 \leq n \leq N$, $X_n X_n^H =$

$L I_T$ for $0 \leq n \leq N$ where N is the total number of the transmitted codes G_n . From (4), one can formulate

$$X_n = X_0 D_n, \quad n \geq 0 \quad (5)$$

where

$$D_n = \begin{cases} G_1 G_2 \cdots G_n & , n > 0 \\ I_L & , n = 0. \end{cases} \quad (6)$$

IV. DECODING SYSTEM

The developed decoding system shown in Fig. 2 comprises an APP demodulator, a metric calculation unit (MCU), a channel interleaver Λ , a channel deinterleaver Λ^{-1} , and two decoding units. The MCU calculates the reduced-complexity channel metric of maximum likelihood sequence estimation (MLSE) for correlated Rayleigh flat fading channels. Each constituent decoder (CD) in a decoding unit is used to calculate the *a posteriori* probabilities (APP) of data bits for the other CD as well as the joint probabilities of data bits and their associated parity bits of the same branches for the APP demodulator. Each CD performs the calculation based on the structure of the corresponding RSC encoder. The information is calculated in such a way that the extrinsic information is only exchanged among two decoding units and the APP demodulator.

A. Metric Calculation Unit

In this subsection we extend the MSDD metric for a single antenna system reported in [20] to the case of DUSTM. The MSDD metric for DUSTM is defined as the conditional probability of a received symbol Y_n given by the transmitted code sequence \underline{G}_{n-Z+1}^n of length Z and all previously received symbols \underline{Y}_0^{n-1} as follows:

$$\begin{aligned} M_n(\underline{G}_{n-Z+1}^n) &\equiv \Pr\{Y_n | \underline{G}_{n-Z+1}^n, \underline{Y}_0^{n-1}\} \\ &= \frac{1}{\pi^{RL} \sigma_Z^{2RL}} \exp\left\{-\frac{1}{\sigma_Z^2} \left\| Y_n - \sum_{z=1}^Z P_z B_{n,z} \right\|^2\right\} \end{aligned} \quad (7)$$

where

$$B_{n,z} = Y_{n-z} G_{n-z+1} G_{n-z+2} \cdots G_n = Y_{n-z} \prod_{l=1}^z G_{n-z+l}, \quad (8)$$

$\|\cdot\|$ is the Frobenius norm, P_z is the z -th $R \times R$ linear prediction coefficient matrix, $1 \leq z \leq Z$, and σ_Z^2 is the variance of the minimum mean-squared prediction error for each element of received matrices.

The term $\prod_{l=1}^z G_{n-z+l}$ in the right-hand side of (8) can be calculated by using the table of group multiplication. For the case where all fading processes are spatially uncorrelated, the matrices P_z , $1 \leq z \leq Z$, are diagonal matrices $P_z = p_z I_R$ where p_z 's are scalar values which are obtained by solving linear system

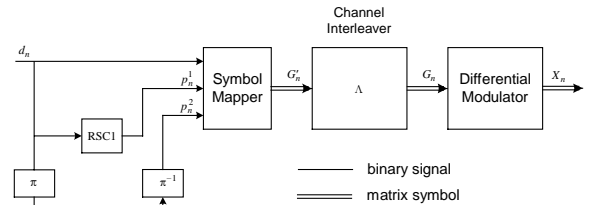


Fig. 1: Encoding system.

$$\begin{bmatrix} \phi_h(0) + \lambda & \phi_h(L) & \cdots & \phi_h((Z-1)L) \\ \phi_h(L) & \phi_h(0) + \lambda & \cdots & \phi_h((Z-2)L) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \phi_h((Z-1)L) & \phi_h((Z-2)L) & \cdots & \phi_h(0) + \lambda \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \\ \vdots \\ p_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_h(L) \\ \phi_h(2L) \\ \vdots \\ \phi_h(ZL) \end{bmatrix} \quad (9)$$

where $\lambda = 1/\rho$. The variance σ_Z^2 of the minimum mean-squared prediction error is given by

$$\sigma_Z^2 = 1 + \rho(\phi_h(0) - \sum_{z=1}^Z p_z \phi_h(zL)). \quad (10)$$

B. APP Demodulator

The APP demodulator receives the metric sequence \underline{M}_1^N from the MCU and calculates the extrinsic information $\Gamma_n(G_n)$ of codes G_n for two decoding units, based on the structure of the differential modulation. The differential modulation in (4)–(6) can be represented by a trellis diagram where D_n is the state of the diagram at time n while the code G_n is the label of branch (D_{n-1}, D_n) . Hence, the BCJR algorithm [25] can be applied to the APP demodulator. Before calculating the extrinsic information, the APP demodulator must recursively calculate the forward α_n and backward β_n probabilities. In this subsection, the summary of the analysis of the APP demodulator is presented for the two approaches.

B.1 APP Demodulator with Increasing The Number of States (Approach 1)

In the first approach, the recursive formulae for the forward and backward probabilities, and the extrinsic information of a code G_n for MSDD are respectively given by

$$\alpha_n(D_n, \underline{G}_{n-Z+2}^n) = \sum_{D_{n-1}} \sum_{G_{n-1}} M_n(\underline{G}_{n-Z+1}^n) \alpha_{n-1}(D_{n-1}, \underline{G}_{n-Z+1}^{n-1}) \Pr\{G_n\} \Pr\{D_n | D_{n-1}, G_n\}, \quad (11)$$

$$\beta_n(D_n, \underline{G}_{n-Z+2}^n) = \sum_{D_{n+1}} \sum_{G_{n+1}} M_{n+1}(\underline{G}_{n-Z+2}^{n+1}) \beta_{n+1}(D_{n+1}, \underline{G}_{n-Z+3}^{n+1}) \Pr\{G_{n+1}\} \Pr\{D_{n+1} | D_n, G_{n+1}\}, \quad (12)$$

and

$$\Gamma_n(G_n) = \frac{\sum_{D_{n-1}} \sum_{G_{n-1}} \alpha_{n-1}(D_{n-1}, \underline{G}_{n-Z+1}^{n-1}) M_n(\underline{G}_{n-Z+1}^n) \beta_n(D_n, \underline{G}_{n-Z+2}^n) \Pr\{D_n | D_{n-1}, G_n\}}{\sum_{G_n} \sum_{D_{n-1}} \sum_{G_{n-1}} \alpha_{n-1}(D_{n-1}, \underline{G}_{n-Z+1}^{n-1}) M_n(\underline{G}_{n-Z+1}^n) \beta_n(D_n, \underline{G}_{n-Z+2}^n) \Pr\{D_n | D_{n-1}, G_n\}} \quad (13)$$

where $\Pr\{D_n | D_{n-1}, G_n\}$ is the transition probability of the trellis diagram where the associated code G_n is given. It will be one for possible events otherwise it will be zero. $\Pr\{G_n\}$ is the *a priori* probability of the code which can be supplied by using the extrinsic information from the two CD's (see Subsection D). The denominator in the right-hand side of (13) is a normalization factor which makes the summation of $\Gamma_n(G_n)$ over all possible codes G_n equal to one.

The tuple $(D_n, \underline{G}_{n-Z+2}^n)$ may be viewed as the extended state at time n . If Z is one, use $\alpha_n(D_n)$ and $\beta_n(D_n)$ for $\alpha_n(D_n, \underline{G}_{n-Z+2}^n)$ and $\beta_n(D_n, \underline{G}_{n-Z+2}^n)$ respectively.

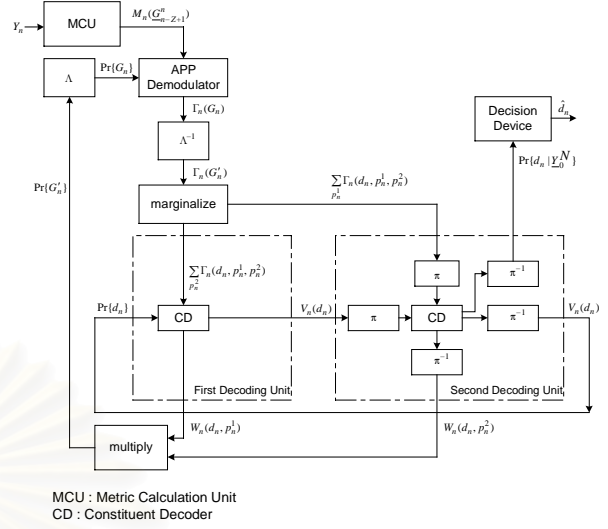


Fig. 2: Decoding system.

B.2 APP Demodulator Cooperated with VA (Approach 2)

In the second approach, the VA is modified to receive the *a priori* information $\Pr\{G_n\}$ from the two CD's. In each iteration of the decoding/detection, the path metric

$$A_n(D_n) = \max_{D_{n-1}} (A_{n-1}(D_{n-1}) + \log \Pr\{G_n\} + \log M_n(G_n, \hat{\underline{G}}_{n-Z+1}^{n-1}(D_{n-1}))) \quad (14)$$

is recursively calculated and used to determine the survivor of each state D_n . $\hat{\underline{G}}_{n-Z+1}^{n-1}(D_{n-1})$ is the sequence of the survivor associated with state D_{n-1} . For shorter notation, we would like to omit D_{n-1} and use only $\hat{\underline{G}}_{n-Z+1}^{n-1}$. After the VA is finished, the sequences $\hat{\underline{G}}_{n-Z+2}^n$ of length $Z-1$ of the survivors associated with all states at all times are known. These sequences are kept and used for the forward/backward recursions

$$\alpha_n(D_n) = \sum_{D_{n-1}} \sum_{G_n} M_n(G_n, \hat{\underline{G}}_{n-Z+1}^{n-1}) \alpha_{n-1}(D_{n-1}) \Pr\{G_n\} \Pr\{D_n | D_{n-1}, G_n\} \quad (15)$$

and

$$\beta_n(D_n) = \sum_{D_{n+1}} \sum_{G_{n+1}} M_{n+1}(G_{n+1}, \hat{\underline{G}}_{n-Z+2}^n) \beta_{n+1}(D_{n+1}) \Pr\{G_{n+1}\} \Pr\{D_{n+1} | D_n, G_{n+1}\}, \quad (16)$$

where $\hat{\underline{G}}_{n-Z+2}^n$ in (16) is the sequence of the survivor associated with state D_n . The extrinsic information of a code is given by

$$\Gamma_n(G_n) = \frac{\sum_{D_{n-1}} \alpha_{n-1}(D_{n-1}) M_n(G_n, \hat{\underline{G}}_{n-Z+1}^{n-1}) \beta_n(D_n) \Pr\{D_n | D_{n-1}, G_n\}}{\sum_{G_n} \sum_{D_{n-1}} \alpha_{n-1}(D_{n-1}) M_n(G_n, \hat{\underline{G}}_{n-Z+1}^{n-1}) \beta_n(D_n) \Pr\{D_n | D_{n-1}, G_n\}} \quad (17)$$

C. Analysis of Constituent Decoders

There are two constituent decoders (CD). Each is in a decoding unit. All CD's are analyzed based on the BCJR algorithm. This algorithm includes the forward and the backward recursions. Before

the process of the forward/backward recursions, the branch metric functions of all discrete times must be calculated. The branch metric $\gamma_n(S_{n-1}, S_n)$ of a branch (S_{n-1}, S_n) of the CD's comprises the *a priori* probability of a data bit d_n and the *a priori* probability of the branch which is calculated by marginalizing $\Gamma_n(G'_n)$ over all possible non-associated parity bits with respect to the considering CD. The *a priori* probability of a data bit is determined by the extrinsic information of the data bit from the other CD. In this subsection, the summary of the analysis of constituent decoders is presented. For simplicity of expression, only the first constituent decoder is considered. The second CD can be analyzed in a similar way by taking the effect of the PCI into account. The APP of a data bit can be calculated as follows:

$$\begin{aligned} \Pr\{d_n | \underline{Y}_0^N\} &= \sum_{(S_{n-1}, S_n): d_n} \Pr\{S_{n-1}, S_n | \underline{Y}_0^N\} \\ &= \frac{\sum_{(S_{n-1}, S_n): d_n} \alpha_{n-1}(S_{n-1}) \gamma_n(S_{n-1}, S_n) \beta_n(S_n)}{\sum_{d_n} \sum_{(S_{n-1}, S_n): d_n} \alpha_{n-1}(S_{n-1}) \gamma_n(S_{n-1}, S_n) \beta_n(S_n)} \end{aligned} \quad (18)$$

where branches $(S_{n-1}, S_n): d_n$ are all possible state transitions from S_{n-1} to S_n whose data bits driving the constituent encoder are d_n . The branch metric is calculated by

$$\gamma_n(S_{n-1}, S_n) = \Pr\{d_n\} \sum_{p_n^1} \Gamma_n(G'_n) = \Pr\{d_n\} \sum_{p_n^1} \Gamma_n(d_n, p_n^1, p_n^2) \quad (19)$$

where $\Pr\{d_n\}$ is the *a priori* probability of the data bit and $\sum_{p_n^1} \Gamma_n(d_n, p_n^1, p_n^2)$ is the *a priori* probability of the branch.

D. The Extrinsic Information from Constituent Decoders

For information exchange in the iterative decoding, the extrinsic information of a data bit from a CD will be used as the *a priori* probability of the corresponding data bit for the other CD in the next iteration step. The extrinsic information of a data bit can be calculated from (without normalization)

$$V_n(d_n) = \frac{\Pr\{d_n | \underline{Y}_0^N\}}{\Pr\{d_n\} \sum_{p_n^1} \sum_{p_n^2} \Gamma_n(d_n, p_n^1, p_n^2)}. \quad (20)$$

The joint extrinsic information of a data bit and its associated parity bit of RSC1 and RSC2 can be calculated by the CD's in the first and second decoding units respectively, as follows:

$$W_n(d_n, p_n^i) = \frac{\sum_{(S_{n-1}, S_n): (d_n, p_n^i)} \alpha_{n-1}(S_{n-1}) \beta_n(S_n)}{\sum_{d_n} \sum_{p_n^i} \sum_{(S_{n-1}, S_n): (d_n, p_n^i)} \alpha_{n-1}(S_{n-1}) \beta_n(S_n)} \quad (21)$$

where $i=1,2$. The *a priori* information of a group code for the APP demodulator can be calculated by using the joint extrinsic information of the corresponding bits from the two CD's as follows:

$$\Pr\{G'_n\} = \Pr\{d_n, p_n^1, p_n^2\} = \frac{W_n(d_n, p_n^1) W_n(d_n, p_n^2)}{\sum_{d_n} \sum_{p_n^1} \sum_{p_n^2} W_n(d_n, p_n^1) W_n(d_n, p_n^2)}. \quad (22)$$

V. SIMULATION RESULTS

The performance of the decoding system is evaluated through computer simulation. Two RSC encoders are identical with the feed forward polynomial $1+D^4$ and the feedback polynomial $1+D+D^2+D^3+D^4$. The data block size N_b is 930. The channel interleaver is the block interleaver of size 41×23 as in [20]. The

performances of the decoding system are measured in terms of the bit error rate (BER) of decoded data bits. The BER is measured for the bit energy over the noise spectral density E_b/N_0 , which is define as $E_b/N_0 = \rho/R_S$ [17], where R_S is the system rate given in uncoded information bits per channel use. In simulation, we employ two transmit and two receive antennas. The set of unitary group matrices used for the symbol mapper and the reference DUSTM symbol [11], [19] are respectively

$$\left\{ \pm \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \pm \begin{bmatrix} j & 0 \\ 0 & -j \end{bmatrix}, \pm \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}, \pm \begin{bmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{bmatrix} \right\} \text{ and } X_0 = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}.$$

A. Performance for Each Iteration

The performance curves of the decoding system with Approach 1 and Approach 2 are plotted in Figs. 3 and 4 respectively. The normalized Doppler spread is 0.01 for Figs. 3(a) and 4(a), and 0.10 for Figs. 3(b) and 4(b). The order of the linear prediction is fixed at two. In Approach 1, the performance curves beyond the sixth iteration offer insignificant improvement. In Approach 2, for slow fading as in Fig. 4(a), the number of iteration required is about 6–7. However, if the fading changes rapidly as in Fig. 4(b), the rate of the system convergence is slower and the decoding requires more number of iteration.

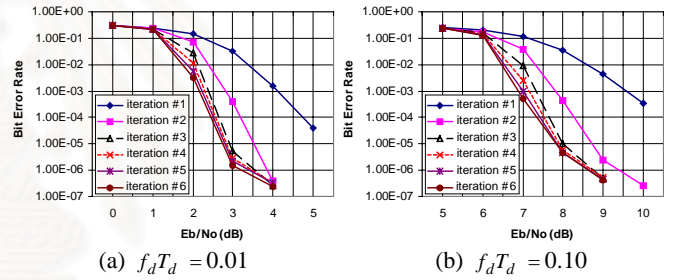


Fig. 3: The BER performance of Approach 1 for two transmit and two receive antennas, $Z = 2$.

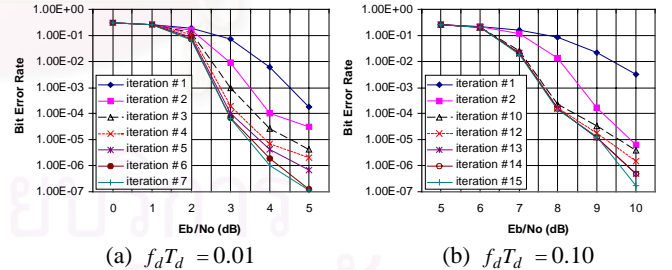


Fig. 4: The BER performance of Approach 2 for two transmit and two receive antennas, $Z = 2$.

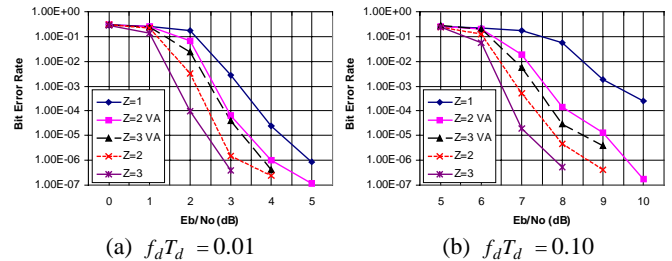


Fig. 5: The performance comparison between Approach 1 and 2 for two transmit and two receive antennas, $Z = 1, 2, 3$.

B. Performance Comparison

The performance comparison of the decoding system with Approach 1 and Approach 2 for the linear prediction order $Z = 1, 2$, and 3 is illustrated in Fig. 5. In the figure, the term “VA” is denoted for Approach 2. The normalized Doppler spread is varied as 0.01 in Fig. 5(a), and 0.10 in Fig. 5(b). The number of iteration is fixed at six for Approach 1. For Approach 2, the number of iteration is six in Fig. 5(a) and fifteen in Fig. 5(b).

For slow fading as in Fig. 5(a), at the BER of 10^{-5} , the decoding system with Approach 1 and $Z = 2$ and 3 has the performance gain of 1.5 and 1.9 dB over that with $Z = 1$, respectively. For fast fading as in Fig. 5(b), these gain differences are significantly increased. This result highlights the usefulness of MSDD.

From the results in Fig. 5, the decoding system with Approach 2 cannot give better performance than that with Approach 1 and $Z = 2$, even though the linear prediction order is increased. This may mean that the complexity of the number of the trellis states determines the limit of the decoding performance.

VI. CONCLUSIONS

An iterative MSDD system for turbo coded DUSTM has been developed to work under correlated slow and fast Rayleigh flat fading channels by using an APP demodulator. No pilot insertion is used. In the demodulator, the BCJR algorithm has been modified to utilize the MSDD metric with the linear prediction. There are two approaches to utilize the MSDD metric. In the first approach, the number of the trellis states of differential modulation is exponentially increased with the linear prediction order. In the second approach, in each iteration of the decoding, the symbol sequences needed for the MSDD metric are determined by a modified VA. Then these sequences are used in the BCJR algorithm. The VA is modified to receive the *a priori* information of codes in order to provide better survivors for each iteration. From the simulation results, the first approach can give better performance at the expense of complexity.

REFERENCES

- [1] G. J. Foschini and M. J. Gans, “On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas,” *Wireless Pers. Commun.*, vol. 6, no. 3, pp. 311–335, Mar. 1998.
- [2] I. E. Telatar, “Capacity of multi-antenna Gaussian channels,” *Eur. Trans. Telecommun.*, vol. 10, no. 6, pp. 585–595, Nov./Dec. 1999.
- [3] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, “Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, no. 2, pp. 744–765, Mar. 1998.
- [4] V. Tarokh, A. Naguib, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, “Combined array processing and space-time coding,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, no. 4, pp. 1121–1128, May 1999.
- [5] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, “Space-time block codes from orthogonal designs,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456–1467, July 1999.
- [6] H.-J. Su and E. Geraniotis, “Space-time turbo codes with full antenna diversity,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, no. 1, pp. 47–57, Jan. 2001.
- [7] Y. Liu, M. P. Fitz, and O. Y. Takeshita, “Full rate space-time turbo codes,” *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 19, no. 5, pp. 969–980, May 2001.
- [8] A. Stefanov and T. M. Duman, “Turbo-coded modulation for systems with transmit and receive antenna diversity over block fading channels: system model, decoding approaches, and practical considerations,” *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 19, no. 5, pp. 958–968, May 2001.
- [9] H. E. Gamal and A. R. Hammons, Jr., “A new approach to layered space-time coding and signal processing,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 47, no. 6, pp. 2321–2334, Sept. 2001.
- [10] B. M. Hochwald and W. Sweldens, “Differential unitary space-time modulation,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, no. 12, Dec. 2000.
- [11] B. L. Hughes, “Differential space-time modulation,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 46, no. 7, pp. 2567–2578, Nov. 2000.
- [12] V. Tarokh and H. Jafarkhani, “A differential detection scheme for transmit diversity,” *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 18, pp. 1169–1174, July 2000.
- [13] H. Jafarkhani and H. Tarokh, “Multiple transmit antenna differential detection from generalized orthogonal designs,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 47, pp. 2626–2631, Sept. 2001.
- [14] R. Schober and L. H.-J. Lampe, “Noncoherent receivers for differential space-time modulation,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 5, pp. 768–777, May 2002.
- [15] C. Ling, K. H. Li and A. C. Kot, “Noncoherent sequence detection of differential space-time modulation,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2727–2734, Oct. 2003.
- [16] L. H.-J. Lampe and R. Schober, “Bit-interleaved coded differential space-time modulation,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 9, pp. 1429–1439, Sept. 2002.
- [17] A. Steiner, M. Peleg, and S. Shamai, “Iterative decoding of space-time differentially coded unitary matrix modulation,” *IEEE Trans. Signal Proc.*, vol. 50, no. 10, pp. 2385–2395, Oct. 2002.
- [18] L. H.-J. Lampe, R. Schober, and R. F. H. Fischer, “Coded differential space-time modulation for flat fading channels,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 2 no. 3, pp. 582–590, May 2003.
- [19] C. Schlegel and A. Grant, “Differential space-time turbo codes,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 49, no.9, pp. 2298–2306, Sept. 2003.
- [20] I. D. Marsland and P. T. Mathiopoulos, “Multiple differential detection of parallel concatenated convolutional (turbo) codes in correlated fast Rayleigh fading,” *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, no. 2, pp. 265–275, Feb. 1998.
- [21] P. Vanichchanunt, C. Sritietch, S. Nakpeerayuth, and L. Wuttisittikulij, “Turbo coded multiple symbol differential detection for correlated Rayleigh fading channel,” in *Proc. IEEE ISCAS’03*, vol. 4, pp. IV-397–IV-400, May 2003.
- [22] P. Vanichchanunt, C. Sritietch, S. Nakpeerayuth, and L. Wuttisittikulij, “APP demodulator for turbo coded multiple symbol differential detection under correlated Rayleigh fading channels,” to be published in *Proc. IEEE GLOBECOM 2004*.
- [23] P. Hoeher, and J. Lodge, “Turbo DPSK iterative differential PSK demodulation and channel decoding,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 6, pp. 837–843, June 1999.
- [24] A. S. Barbulescu and S. S. Pietrobon, “Terminating the trellis of turbo-codes in the same state,” *IEE Elect. Letters*, vol. 31, pp. 22–23, Jan. 1995.
- [25] L. R. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv, “Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 20, pp. 284–287, Mar. 1974.

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายพิสิฐ วณิชานันท์ เกิดเมื่อวันที่ 11 สิงหาคม พ.ศ.2513 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร เข้าศึกษาในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2530 และเข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ที่จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2541



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย