

การพัฒนาและการประยุกต์รหัสเทอร์โบร่วมกับการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้า
สำหรับการสื่อสารไร้สาย

DEVELOPMENT AND APPLICATION OF TURBO CODES WITH
PRE-EQUALIZATION FOR WIRELESS COMMUNICATIONS



ดิสพล ชำเน็ยวกุล

DITSAPON CHUMCHEWKUL

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ฉป.

๑ ๕๙๒ ก

๒๕๔๖

พ.ศ. ๒๕๔๖

เลขหม.....

48921

เลขทะเบียน.....

วัน, เดือน, ปี 12 ส.ค. 2547

สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไป.....

ISBN 974-324-899-4

ห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการน.....

b.....
.i.....

**DEVELOPMENT AND APPLICATION OF TURBO CODES WITH
PRE-EQUALIZATION FOR WIRELESS COMMUNICATIONS**



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN INFORMATION ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2003

ISBN 974-324-899-4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2003

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การพัฒนาและการประยุกต์รหัสเทอร์โบร่วมกับการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าสำหรับการสื่อสารไร้สาย
นักศึกษา	นาย คิสพล ฉ่ำเฉียวกุล
รหัสนักศึกษา	44061806
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ
พ.ศ.	2546
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร. อรรถสิทธิ์ หล้าสกุล
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม	ดร. เกียรติศักดิ์ ศรีพิมานวัฒน์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอรูปแบบการทำงานเฉพาะสำหรับระบบสื่อสารไร้สาย ที่นำหลักการของวิธีการเข้ารหัสแบบเทอร์โบและวิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้ามาพัฒนาและประยุกต์ใช้งานร่วมกัน เพื่อลดความผิดพลาดของข้อมูลเนื่องจากผลของสัญญาณรบกวนและการทับซ้อนระหว่างสัญลักษณ์ที่เกิดขึ้นเนื่องจากคุณลักษณะเฉพาะในช่องสัญญาณแบบไร้สาย โดยได้นำเสนอแบบจำลองระบบสื่อสารไร้สายสำหรับทดสอบผลดังกล่าว และได้พัฒนารูปแบบการทำงานเฉพาะของรหัสเทอร์โบ วิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Spiral Curve และ แบบ Dimension Partitioning เพื่อพัฒนาการทำงานของภาคตรวจจับข้อมูลให้สามารถทำงานร่วมกับภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบที่ได้ออกแบบอย่างเหมาะสมและมีประสิทธิภาพมากขึ้น จากผลการจำลองการทำงาน of ระบบสื่อสารไร้สายที่ใช้รหัสเทอร์โบร่วมกับวิธีการปรับแต่งสัญญาณดังกล่าว พบว่า รูปแบบของภาคตรวจจับข้อมูลสำหรับวิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Spiral Curve และ แบบ Dimension Partitioning ที่ถูกพัฒนาขึ้น สามารถใช้งานร่วมกับภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบได้อย่างเหมาะสมและมีประสิทธิภาพมากกว่ากรณีที่ใช้ภาคตรวจจับข้อมูลแบบพื้นฐาน นอกจากนั้น ผลจากการพัฒนาวิธีการเข้ารหัสแบบเทอร์โบและวิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Spiral Curve ให้สามารถทำงานร่วมกันได้อย่างเหมาะสมมากยิ่งขึ้น ทำให้ประสิทธิภาพที่ได้รับมีค่ามากกว่าในกรณีที่มีการใช้งานร่วมกับวิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบปกติด้วยวิธี Viterbi Equalizer ณ อัตราส่วนระหว่างกำลังงานของสัญญาณข้อมูลกับสัญญาณรบกวน (SNR) สูง ดังนั้นรูปแบบของระบบสื่อสารไร้สายที่นำเสนอ จึงเป็นรูปแบบหนึ่งของระบบสื่อสารที่มีประสิทธิภาพ และสามารถพัฒนาเพื่อให้มีสมรรถนะสูงขึ้นได้ต่อไปในอนาคต

Thesis Title	Development and Application of Turbo Codes with <i>Pre</i> -Equalization for Wireless Communications
Student	Mr. Ditsapon Chumchewkul
Student ID.	44061806
Programme	Master of Engineering
Year	2003
Thesis Advisor	Asst.Prof. Dr. Attasit Lasakul
Thesis Co-Advisor	Dr. Keattisak Sripimanwat

ABSTRACT

This thesis proposes a simulation model for wireless communications by focusing on multipath fading's combating methods. Frequency selective fading, or in the form of Intersymbol Interference (ISI), is one of major impairments in wireless communications channel. Therefore, several methods of error control coding and equalization have been investigated and utilized. Modified turbo codes scheme and applied precoding methods are those main techniques which considered in this work. Consequently, *pre*-equalization by using Spiral curve and Dimension partitioning method are investigated and modified to work with improved detection of that turbo decoding schemes. The concatenation of this powerful error control coding and potential *pre*-equalization techniques results to the better performances of lower Bit Error Rate (BER) at high signal-to-noise ratio (SNR). These compare to the similar model when *post*-equalization of Viterbi equalizer is used and it trends to obtain more of gain when optimal system condition is found and adopted in the future. Finally, this proposed wireless communication model performs successfully and it could be improved to achieve more performance accordingly in further works.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ ด้วยความอนุเคราะห์จากผู้มีพระคุณหลายท่านด้วยกัน ขอขอบพระคุณ ผศ.ดร. อรรถสิทธิ์ หล้าสกุล และ ดร. เกียรติศักดิ์ ศรีพิมานวัฒน์ ที่ให้คำปรึกษา และให้คำแนะนำข้อมูลในทางทฤษฎี แนวทางสำหรับเขียนโปรแกรม และ ข้อมูลต่าง ๆ ที่จำเป็นต่อการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ขอขอบพระคุณ ดร. ปัญญา ฐิติมัทธินา ที่ให้คำแนะนำที่มีค่าเกี่ยวกับรหัสเทอร์โบ ขอขอบพระคุณสถาบันบัณฑิตวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีไทย (TGIST) ที่ให้ทุนสนับสนุนสำหรับการศึกษาระดับปริญญาโท ขอขอบพระคุณพนักงานฝ่ายการเงินของ คณะวิศวกรรมศาสตร์ และ ผู้ที่มีส่วนเกี่ยวข้องทุกท่านที่ช่วยดูแลบัญชีการใช้จ่ายเงินทุนของข้าพเจ้า ขอขอบพระคุณ คุณจันทร์ธิดา มงคลวัย คุณวิภาดา อู่ภูหิรัญ และพนักงานของสถาบันบัณฑิตวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีไทยทุกท่าน ที่ให้คำปรึกษาและแนะนำรายละเอียดต่าง ๆ เกี่ยวกับทุนการศึกษา ขอขอบพระคุณพนักงานฝ่ายบัณฑิตศึกษา คณะวิศวกรรมศาสตร์ทุก ๆ ท่าน ที่ให้คำแนะนำข้อมูลต่าง ๆ ที่จำเป็นสำหรับการสอบวิทยานิพนธ์ ขอขอบคุณเพื่อน ๆ ทั้งหมดที่ให้กำลังใจในการทำงานและให้คำแนะนำต่าง ๆ และท้ายที่สุด ขอขอบพระคุณบิดาและมารดาที่ช่วยให้กำลังใจ สนับสนุนการศึกษาและการทำวิทยานิพนธ์ของข้าพเจ้ามาโดยตลอด

ดิศพล ฉ่ำเขียวกุล

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VIII
สารบัญรูป	IX
รายการคำย่อ	XI
รายการสัญลักษณ์	XII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 วัตถุประสงค์	1
1.2 หลักการและเหตุผล	2
1.3 ขอบเขตในการวิจัย	4
1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์	4
บทที่ 2 พื้นฐานระบบสื่อสารไร้สาย	6
2.1 หลักการทำงานของระบบสื่อสารแบบไร้สาย	6
2.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับจำลองลักษณะของช่องสัญญาณ	8
2.3 การลดความผิดพลาดของการรับและส่งข้อมูล	8
บทที่ 3 รหัสแก้ไขความผิดพลาดของข้อมูล (Error Correcting Codes)	10
3.1 หลักการทำงานของพื้นฐานของวิธีการเข้ารหัส	10
3.2 ข้อมูลจากกระบวนการตัดสินใจแบบหยาบ (Hard) และแบบละเอียด (Soft)	13
3.3 หลักการทำงานของวิธีการเข้ารหัสแบบต่าง ๆ	15
3.3.1 รหัสแบบบล็อก	15
3.3.2 วิธีการเข้ารหัสแบบคอนโวลูชัน	15
3.3.3 รหัสแบบ TCM	18
3.3.4 รหัสเทอร์โบ (Turbo Codes)	19
3.3.4.1 พื้นฐานภาคเข้ารหัสแบบเทอร์โบ	20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อ IV และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.3.4.2 หลักการของภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบ.....	21
3.3.4.3 การพัฒนารูปแบบการทำงานสำหรับระบบมอดูเลชันแบบหลายระดับ.....	23
บทที่ 4 วิธีการปรับแต่งสัญญาณ (Equalization).....	25
4.1 หลักการพื้นฐาน.....	25
4.2 วิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบ Viterbi Equalization.....	28
4.3 Sub-Optimum Soft Output Equalization.....	28
4.4 วิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Tomlinson-Harashima Precoding.....	31
4.5 วิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Spiral Curve Phase Precoding.....	32
4.5.1 พื้นฐานภาคปรับแต่งสัญญาณ.....	32
4.5.2 หลักการทำงานของภาคตรวจจับสัญญาณ.....	33
4.5.3 การกำหนดค่าคงที่ของวงกลมกันหอยค่า $1/C_0$	35
4.6 วิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Dimension Partitioning.....	35
4.6.1 ภาคปรับแต่งสัญญาณ.....	36
4.6.1 ภาคตรวจจับสัญญาณ.....	37
บทที่ 5 การทำงานของภาคตรวจจับข้อมูลแบบใหม่.....	38
5.1 หลักการสำหรับพัฒนาภาคตรวจจับข้อมูล.....	38
5.2 รูปแบบการทำงานของระบบสื่อสารของงานวิจัย.....	39
5.3 ภาคตรวจจับข้อมูลแบบใหม่สำหรับ Spiral curve.....	39
5.3.1 การวิเคราะห์รูปแบบของภาคตรวจจับข้อมูล.....	41
5.3.2 หลักการคำนวณค่า Logarithm of Likelihood Ratio.....	41
5.4 ภาคตรวจจับข้อมูลแบบใหม่สำหรับ Dimension Partitioning.....	44
5.4.1 การวิเคราะห์รูปแบบพื้นฐาน.....	44
5.4.2 ภาคตรวจจับข้อมูลแบบละเอียด.....	45
5.4.3 กระบวนการคำนวณค่า Logarithm of Likelihood Ratio.....	47

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 6 การทดสอบรหัสเทอร์โบและการปรับแต่งสัญญาณ.....	52
6.1 การทดสอบคุณสมบัติของวิธีการเข้ารหัสแบบเทอร์โบ.....	52
6.1.1 ระบบสื่อสารสำหรับการทดสอบคุณสมบัติของวิธีการเข้ารหัสแบบเทอร์โบ.....	53
6.1.2 การทดสอบรูปแบบของวงจรเข้ารหัสที่ใช้งาน.....	54
6.1.3 การทดสอบผลของการเปลี่ยนแปลงขนาดของข้อมูลที่เข้ารหัส.....	55
6.1.4 การทดสอบผลจากการใช้ข้อมูลที่ถูกต้องคัดเลือกแบบหยาบและแบบละเอียด.....	56
6.2 การทดสอบเพื่อศึกษาคุณสมบัติของวิธีการปรับแต่งสัญญาณ.....	57
6.2.1 ระบบสื่อสารสำหรับการทดสอบคุณสมบัติของวิธีการปรับแต่งสัญญาณ.....	58
6.2.3 การทดสอบวิธีการปรับแต่งสัญญาณในกรณีที่มีการส่งสัญญาณ ข้อมูลแบบ BPSK.....	60
6.2.2 การทดสอบวิธีการปรับแต่งสัญญาณสำหรับสัญญาณข้อมูลแบบ QPSK.....	61
6.2.4 การทดสอบผลกระทบของค่าตัวแปรสำหรับวิธีการ Dimension Partitioning.....	62
6.3 การทดสอบคุณสมบัติของภาคตรวจจับข้อมูลสำหรับ Spiral Curve.....	63
6.3.1 แบบจำลองการสื่อสารสำหรับทดสอบภาคตรวจจับข้อมูลของ Spiral Curve.....	63
6.3.2 การทดสอบการทำงานสัญญาณแบบ BPSK.....	66
6.3.3 การทดสอบการทำงานกับสัญญาณแบบ QPSK.....	66
6.4 การทดสอบคุณสมบัติของภาคตรวจจับข้อมูลสำหรับ Dimension Partitioning.....	67
6.4.1 แบบจำลองระบบสื่อสารสำหรับทดสอบภาคตรวจจับข้อมูลของ Dimension Partitioning.....	67
6.4.2 การทดสอบการทำงานกับสัญญาณแบบ QPSK.....	67
6.5 การทดสอบวิธีการปรับแต่งสัญญาณในการใช้งานกับวิธีการถอดรหัสแบบเทอร์โบ.....	70
บทที่ 7 บทสรุปและแนวทางสำหรับการวิจัยในอนาคต.....	72
7.1 วิเคราะห์ผลการทดสอบ.....	72
7.2 อุปสรรคที่เกิดขึ้นระหว่างการดำเนินงาน.....	74
7.3 แนวทางสำหรับการพัฒนาในอนาคต.....	74
บรรณานุกรม.....	75

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
ภาคผนวก.....	77
ภาคผนวก ก. ทฤษฎีสถิติและความน่าจะเป็นที่เกี่ยวข้อง.....	78
ภาคผนวก ข. ความสัมพันธ์ของค่า SNR E_b/N_0 สัญญาณรบกวน และ การ โพรแกรม.....	81
เพื่อจำลองระบบสื่อสารด้วยคอมพิวเตอร์	
ข.1 นิยามของตัวแปรที่สำคัญ.....	82
ข.2 การกำเนิดสัญญาณรบกวน.....	83
ข.2.1 ฟังก์ชันกำเนิดตัวแปรสุ่มแบบเกาส์.....	84
ข.2.2 การคำนวณค่าส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐาน.....	84
ข.3 หลักการจำลองระบบสื่อสาร โดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์.....	85
ภาคผนวก ค. ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับวิธีการเข้ารหัสแบบเทอร์โบ.....	90
ค.1 การทำงานของภาคถอดรหัสแบบ MAP.....	91
ค.2 การลดความซับซ้อนในการคำนวณในการถอดรหัสข้อมูล.....	93
ค.2.1 วิธีการ MAX-Log MAP.....	93
ค.2.1 วิธีการ Log-MAP.....	94
ค.3 การทำงานของภาค Interleave.....	95
ภาคผนวก ง. หลักการคำนวณค่า Best Signaling Point สำหรับวิธีการ.....	97
Dimension Partitioning	
ภาคผนวก จ. เทคนิคการเขียน โปรแกรม.....	103
ภาคผนวก ฉ. ตารางค่าศัพท์ที่สำคัญ.....	107
ภาคผนวก ช. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	109
ประวัติผู้เขียน.....	120

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
5.1 ลักษณะการเปลี่ยนแปลงข้อมูลสำหรับการอ้างอิง	48
6.1 ตัวแปรต่าง ๆ ของวิธีการปรับแต่งสัญญาณ.....	60
6.2 การกำหนดค่าตัวแปรที่ใช้ในการทดสอบสำหรับ Spiral Curve.....	65
6.3 การกำหนดค่าตัวแปรที่ใช้ในการทดสอบสำหรับ Dimension Partitioning.....	69
6.4 การกำหนดค่าตัวแปรสำหรับการใช้ในการทดสอบ.....	70



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 การส่งข้อมูลผ่านช่องสัญญาณไร้สาย	7
2.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของช่องสัญญาณไร้สาย	7
3.1 แบบจำลองระบบสื่อสารที่มีการนำวิธีการเข้ารหัสมาใช้งาน.....	11
3.2 ผลลัพธ์ที่ได้จากการใช้วิธีการเข้ารหัสในระบบสื่อสาร.....	12
3.3 การทำงานของภาคตรวจจับข้อมูลแบบขยายและแบบละเอียด.....	13
3.4 วงจรเข้ารหัสแบบคอนโวลูชัน $G=[7,5]$, $K=3$	16
3.5 ตัวอย่างของ Trellis Diagram.....	17
3.6 การทำงานของภาคเข้ารหัสและถอดรหัสแบบ TCM.....	18
3.7 ภาคเข้ารหัสแบบเทอร์โบ.....	19
3.8 ภาคเข้ารหัสแบบ Recursive Systematic Convolution Codes.....	20
3.9 ภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบ.....	21
3.10 ภาคเข้ารหัสและถอดรหัสแบบเทอร์โบสำหรับระบบมอดูเลชันแบบหลายระดับ.....	24
4.1 หลักการทำงานของวิธีการ <i>Post-Equalization</i> และ <i>Pre-Equalization</i>	27
4.2 วิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Tomlinson-Harashima Precoding.....	31
4.3 หลักการทำงานของภาคปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Spiral Curve.....	34
4.4 ลักษณะของ Dimension Partitioning.....	34
4.5 การทำงานของภาคปรับแต่งสัญญาณสำหรับวิธีการ Dimension Partitioning.....	36
5.1 แบบจำลองของระบบสื่อสารที่ใช้รหัสเทอร์โบร่วมกับวิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้า.....	40
5.2 ความสัมพันธ์ระหว่างข้อมูลดิจิทัลและสัญญาณข้อมูลแบบ BPSK และ QPSK.....	42
5.3 รูปแบบใหม่ในการทำงานของวิธีการตรวจจับข้อมูลสำหรับ Dimension Partitioning.....	46
5.4 ความสัมพันธ์ระหว่างรอยต่อของ Region ที่อยู่ ณ จุดกำเนิดและตำแหน่งต่าง ๆ.....	46
5.5 ลักษณะในการกำหนดค่าของข้อมูลต่าง ๆ.....	47
5.6 ฝั่งงานแสดงการทำงานของกระบวนการตรวจจับข้อมูล.....	49
5.7 การคำนวณค่าความน่าจะเป็น a <i>Posteriori</i> Probability $p(\bar{S}_i = S_i \bar{R}_i)$	50
6.1 แบบจำลองระบบสื่อสารที่มีการมอดูเลตแบบ BPSK สำหรับทดสอบรหัสเทอร์โบ.....	53
6.2 ผลการทดสอบการเปลี่ยนแปลงค่า Generator Matrix ของวงจรเข้ารหัสเทอร์โบในกรณีที่.....	54
มีการมอดูเลตแบบ BPSK	
6.3 ผลการทดสอบการเปลี่ยนแปลงขนาดของข้อมูลสำหรับกรณีที่มีการมอดูเลตแบบ BPSK.....	55

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา IX และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.4 การทดสอบผลจากการใช้ข้อมูลที่ถูกตัดสินใจแบบหยาบและละเอียดในกรณีที่มีการมอดูเลตแบบ BPSK	56
6.5 ระบบสื่อสารที่ใช้สำหรับทดสอบคุณสมบัติของวิธีการปรับแต่งสัญญาณ	59
6.6 ผลการทดสอบวิธีการปรับแต่งสัญญาณในกรณีที่มีการส่งสัญญาณแบบ BPSK	60
6.7 ผลการทดสอบวิธีการปรับแต่งสัญญาณในกรณีที่มีการส่งสัญญาณแบบ QPSK	61
6.8 ผลการทดสอบการเปลี่ยนค่าตัวแปรสำหรับวิธีการ Dimension Partitioning	62
6.9 ระบบสื่อสารสำหรับทดสอบภาคตรวจจับข้อมูลสำหรับ Spiral Curve	64
6.10 ผลการทดสอบการทำงานของภาคตรวจจับแบบ Spiral Curve สำหรับระบบสื่อสารแบบ BPSK	65
6.11 ผลการทดสอบการทำงานของภาคตรวจจับแบบ Spiral Curve สำหรับระบบสื่อสารแบบ QPSK	66
6.12 ระบบสื่อสารสำหรับทดสอบภาคตรวจจับข้อมูลสำหรับ Dimension Partitioning	68
6.13 ผลการทดสอบการทำงานของภาคตรวจจับสัญญาณสำหรับระบบสื่อสารแบบ QPSK	69
6.14 ผลการเปรียบเทียบการใช้งานร่วมกันระหว่างรหัสเทอร์โบและวิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบต่างๆ	71
ข.1 โครงสร้างพื้นฐานของโปรแกรมจำลองระบบสื่อสาร	86
ข.2 ตัวอย่างค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ได้จากการทดสอบ	89
ค.1 รูปแบบการ Interleave ข้อมูลแบบ Block Interleaver และ Random Interleaver	96
ง.1 ลักษณะในการพิจารณา Region สำหรับการหาตำแหน่ง Best Signaling Point	98
ง.2 การหาค่า Best Signaling Point สำหรับกรณีที่ 2	100
ง.3 ลักษณะของ Region สำหรับกรณีที่ 3 และ 4	101

รายการคำย่อ

	คำย่อ
อัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate).....	BER
Intersymbol Interference.....	ISI
ค่า Logarithm of Likelihood Ratio.....	LLR
Maximum a Posteriori.....	MAP
วิธีการเข้ารหัสแบบ Recursive Systematic Convolution Codes.....	RSC
Signal to Noise Ratio.....	SNR
วิธีการเข้ารหัสแบบ Trellis-Coded Modulation.....	TCM
วิธีการเข้ารหัสแบบ Turbo Product Codes.....	TPC
วิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบ Viterbi Equalizer.....	VE



รายการสัญลักษณ์

สัญลักษณ์

ขนาดของสัญญาณ (Amplitude).....	A
Generator Matrix.....	G
อัตราการเข้ารหัส (Code Rate).....	R
ขนาดของการลดทอนในเส้นทาง k ณ เวลา t_i ใดๆ.....	$a_{k,i}$
เฟสของสัญญาณข้อมูลจากต้นทาง.....	β_i
เฟสของสัญญาณที่ถูกตรวจจับได้.....	β'_i
ขนาดข้อมูลที่เข้ารหัส (Blocksize).....	B_z
ข้อมูลคำรหัส บิตที่ x ที่ได้จากวงจรเข้ารหัส ณ เวลา t_i	c_i^x
ข้อมูลคิจิตตอล บิตที่ i ที่ถูกส่งจากต้นทาง.....	d_i
ข้อมูลคิจิตตอล บิตที่ i ที่ภากรับตรวจจับได้.....	d'_i
การทับซ้อนระหว่างสัญลักษณ์จากผลของสัญญาณในอดีต.....	I_i
ค่าเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน.....	\bar{n}
เวกเตอร์ของสัญญาณรบกวน ณ เวลา t_i	\bar{n}_i
Puncturing Matrix.....	P
สัญญาณที่ได้จากภาคปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้า (Precoded Signal).....	\bar{P}_i
สัญญาณข้อมูลที่ถูกตรวจจับได้.....	\bar{R}_i
สัญญาณข้อมูลจากต้นทาง.....	\bar{S}_i
ค่าความแปรปรวน (Variant).....	σ^2
ค่าความแปรปรวนของเฟสของสัญญาณข้อมูล.....	σ_β^2
เฟสของการลดทอนในเส้นทาง k ณ เวลา t_i	$\varphi_{k,i}$
ค่า Logarithm of Likelihood Ratio.....	$\Lambda(d_i)$

บทที่ 1

บทนำ

การพัฒนาเทคโนโลยีสำหรับป้องกันความผิดพลาดของข้อมูลในระบบสื่อสารไร้สาย เป็นสิ่งหนึ่งที่มีความสำคัญและมีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องเพื่อให้ข้อมูลดิจิทัลซึ่งถูกส่งผ่านระบบสื่อสารมีค่าอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate, BER) ลดลง โดยสาเหตุหลักที่ส่งผลให้ข้อมูลเกิดความผิดพลาดขึ้นนั้น เกิดจากการถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวน (Noise) และเกิดจากลักษณะในการส่งข้อมูลที่สัญญาณข้อมูลที่สามารถแพร่ไปสู่ภาครับได้จากหลายทิศทางด้วยกัน (Multipath Propagation) เนื่องจากในแต่ละเส้นทางอาจมีคุณสมบัติที่แตกต่างกันจึงส่งผลให้สัญญาณข้อมูลที่ถูกรวบรวมได้ที่ภาครับเกิดการทับซ้อนระหว่างสัญลักษณ์ (Intersymbol Interference; ISI) ขึ้น ดังนั้นเพื่อปรับปรุงคุณภาพของข้อมูล จึงต้องพัฒนาวิธีการสำหรับรองรับปัญหาดังกล่าว

1.1 วัตถุประสงค์

เนื่องจากผลของสัญญาณรบกวนและการทับซ้อนระหว่างสัญลักษณ์ เป็นตัวแปรสำคัญที่ทำให้ข้อมูลในระบบสื่อสารไร้สายเกิดความผิดพลาดขึ้น ดังนั้นวิธีการเข้ารหัส (Error Correcting Codes) และวิธีการปรับแต่งสัญญาณจึงได้ถูกนำมาใช้งานเพื่อลดผลกระทบดังกล่าว โดยเฉพาะอย่างยิ่งรหัสเทอร์โบ (Turbo Codes) [1] ซึ่งเป็นรูปแบบของรหัสที่มีประสิทธิภาพสูงในการป้องกันความผิดพลาดและถูกนำไปประยุกต์ใช้ในระบบสื่อสารหลายประเภท เช่น ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ ระบบสื่อสารผ่านดาวเทียม เป็นต้น เนื่องจากรูปแบบโดยทั่วไปของวิธีการปรับแต่งสัญญาณที่ถูกรวบรวมมาอย่างอิสระจากรหัสเทอร์โบ ดังนั้นการพัฒนา รูปแบบของวิธีการปรับแต่งสัญญาณให้เหมาะสมกับการทำงานของวิธีการเข้ารหัสแบบเทอร์โบที่ถูกรวบรวมและมีศักยภาพสูง จึงเป็นแนวทางหนึ่งที่คาดว่าจะสามารถเพิ่มประสิทธิภาพโดยรวมของระบบสื่อสารไร้สายได้ วิทยานิพนธ์นี้จึงได้มีศึกษาและพัฒนาหลักการการทำงานของวิธีการเข้ารหัสแบบเทอร์โบและวิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้า (Pre-Equalization) เพื่อใช้ข้อมูลที่ได้จากการศึกษาเป็นแนวทางสำหรับพัฒนารูปแบบของระบบสื่อสารไร้สายสำหรับการป้องกันความผิดพลาดในการส่งข้อมูล โดยการพัฒนา รูปแบบในการทำงานของวิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Spiral Curve [2] และ Dimension Partitioning [3] ให้สามารถใช้งานร่วมกับรหัสเทอร์โบได้อย่างเหมาะสมและมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น หรือสรุปวัตถุประสงค์โดยรวมคือ

- 1.1.1 เพื่อพัฒนารูปแบบเฉพาะของระบบสื่อสารไร้สาย สำหรับป้องกันความผิดพลาดของข้อมูลสืบเนื่องจากผลของสัญญาณรบกวนและการทับซ้อนระหว่างสัญลักษณ์
- 1.1.2 เพื่อศึกษาหลักการของรหัสเทอร์โบ
- 1.1.3 เพื่อศึกษาหลักการของการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Spiral Curve และ แบบ Dimension Partitioning
- 1.1.4 เพื่อพัฒนารูปแบบการทำงานร่วมระหว่างรหัสเทอร์โบ และ วิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าให้มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น

1.2 หลักการและเหตุผล

การทำงานของระบบสื่อสารไร้สายเพื่อส่งข้อมูลจากภาคส่งไปสู่ภาครับ ข้อมูลต้องถูกเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของสัญญาณที่เหมาะสมก่อนถูกส่งผ่านระบบสื่อสาร เพื่อให้ภาครับสามารถนำสัญญาณข้อมูลที่ถูกตรวจจับ ได้มาประมวลผลและกำเนิดข้อมูลสำหรับนำไปใช้งานต่อไปได้ แต่เนื่องจากผลของสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณ และ การเกิดการทับซ้อนระหว่างสัญลักษณ์ จึงทำให้สัญญาณข้อมูลและข้อมูลดิจิทัลที่ถูกตรวจจับได้ ณ ภาครับมีความผิดเพี้ยนไป ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาวิธีการต่าง ๆ ขึ้นมาเพื่อลดปัญหาดังกล่าว

การเข้ารหัสข้อมูล เป็นแนวทางหนึ่งที่ถูกใช้เพื่อลดอัตราการเกิดความผิดพลาดของข้อมูล มีรูปแบบของรหัสที่ใช้กันหลายรูปแบบด้วยกันโดยสามารถแบ่งออกเป็นสองประเภท ได้แก่ รหัสแบบบล็อก (Block Codes) [4] และ รหัสแบบคอนโวลูชัน (Convolution Codes) [5] เป็นรูปแบบพื้นฐานของรหัสสำหรับใช้ในระบบสื่อสารที่มีการมอดูเลตแบบไบนารี ซึ่งในเวลาต่อมาได้มีการพัฒนารูปแบบของรหัสให้สามารถใช้งานภายใต้ระบบสื่อสารที่มีการมอดูเลตแบบหลายระดับ (Multilevel Modulation) ได้เพื่อรองรับการใช้งานในกรณีที่มีการส่งข้อมูลปริมาณมากขึ้น เช่น รหัส Trellis-Coded Modulation (TCM) [6] ที่มีการพัฒนาต่อจากรหัสแบบคอนโวลูชัน เป็นต้น สำหรับรหัสเทอร์โบ เป็นรูปแบบหนึ่งของรหัสที่ถูกพัฒนาขึ้นในปี พ.ศ.2536 โดย Alian Glavieux Claude Berrou และ ปัญญา วิฑูริย์เป็นรหัสที่มีการนำวงจรเข้ารหัสแบบ Recursive Systematic Convolution Codes (RSC) [7] ซึ่งถูกพัฒนามาจากวงจรเข้ารหัสแบบคอนโวลูชันจำนวนตั้งแต่สองชุดขึ้นไปมาต่อใช้งานร่วมกันแบบขนาน (Parallel Concatenation) เพื่อใช้เป็นภาคเข้ารหัสแบบเทอร์โบ และมีการพัฒนาภาคถอดรหัสให้มีการทำงานเป็นแบบวนซ้ำ (Iterative Decoding) เป็นรูปแบบของรหัสที่มีสมรรถนะสูง และถูกใช้ในระบบสื่อสารหลายรูปแบบ เช่น ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 3 (IMT2000) และ ระบบสื่อสารผ่านดาวเทียม เป็นต้น รวมทั้งได้มีการพัฒนาเพื่อใช้สำหรับการแก้ไขผลจากการทับซ้อนระหว่างสัญลักษณ์ (ISI) โดยเฉพาะ [8]

สำหรับวิธีการปรับแต่งสัญญาณ ถูกใช้ในระบบสื่อสารเพื่อลดความผิดเพี้ยนของสัญญาณข้อมูลเนื่องจากผลของการทับซ้อนระหว่างสัญลักษณ์ โดยทั่วไปแล้วมีการแบ่งรูปแบบออกเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สองประเภท ได้แก่ วิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบเชิงเส้นและแบบไม่เชิงเส้น [9] สำหรับรูปแบบของวิธีการปรับแต่งสัญญาณที่นิยมใช้งาน ได้แก่ วิธีการ Decision Feedback Equalization (DFE) และ วิธีการ Maximum Likelihood Sequence Estimation (MLSE) สำหรับรูปแบบของวิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบ Blind (Blind Equalization) [9] เป็นรูปแบบหนึ่งของการปรับแต่งสัญญาณที่ ถูกพัฒนาขึ้นเพื่อให้สามารถทำงานได้โดยปราศจากการส่งสัญญาณ Training Signal เพื่อค้นหา ผลตอบสนองของช่องสัญญาณ

รูปแบบพื้นฐานของวิธีการปรับแต่งสัญญาณ จะมีกระบวนการทำงานต่าง ๆ สำหรับปรับแต่ง สัญญาณอยู่ที่ภาครับ (Post-Equalization) แต่ในกรณีของวิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้า เป็น อีกลักษณะหนึ่งของวิธีการปรับแต่งสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงลักษณะสัญญาณข้อมูลหรือแก้ไข ล่วงหน้าก่อนถูกส่งผ่านระบบสื่อสาร เพื่อให้ข้อมูลที่ได้จากกระบวนการตรวจจับ ณ ภาครับมีความ ถูกต้องมากขึ้น รูปแบบของการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าที่สำคัญ ได้แก่ วิธีการปรับแต่งสัญญาณ แบบ Tomlinson-Harashima (TH-Precoding) [10][11] ที่มีการนำหลักการการทำงานของวงจรกรอง ความถี่แบบ Inverse Filter มาใช้งาน แต่เนื่องจากรูปแบบการทำงานดังกล่าวไม่สามารถใช้ร่วมกับ ระบบสื่อสารที่มีการมอดูเลตแบบเฟส (Phase Modulation) ได้ ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาวิธีการ ปรับแต่งสัญญาณแบบ Spiral Curve ขึ้นมาเพื่อใช้งานกับระบบสื่อสารที่มีการมอดูเลตแบบเฟส สำหรับวิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Dimension Partitioning เป็นอีกรูปแบบหนึ่งของ วิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าที่พัฒนามาจากวิธีการ TH-Precoding เพื่อให้สามารถใช้งานกับ ระบบสื่อสารที่มีการส่งสัญญาณแบบ Quadrature Phase Shift Keying (QPSK) ได้และมีช่วงในการ ตัดสินใจ (Decision Region) [3] ที่มากกว่าวิธีการ TH-Precoding

เนื่องจากประสิทธิภาพที่ได้รับจากใช้รหัสเทอร์โบมีค่าสูงกว่ารหัสรูปแบบอื่น ๆ ดังนั้น จึงได้ มีการนำหลักการของรหัสเทอร์โบมาพัฒนาและประยุกต์ใช้ในงานต่าง ๆ มากมาย ตัวอย่างเช่น รหัส Turbo-Trellis Coded Modulation ที่มีการนำหลักการการทำงานของภาคถอดรหัสแบบวนซ้ำ (Iterative Decoding) มาพัฒนารูปแบบของรหัส TCM มีการพัฒนาเพื่อลดความซับซ้อนในการ ทำงานโดยนำหลักการของวิธีการเข้ารหัสแบบบล็อกเข้ามาใช้งาน นอกจากนั้น ยังได้มีการพัฒนา รูปแบบของวิธีการปรับแต่งสัญญาณเพื่อใช้งานร่วมกับภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบโดยตรงเพื่อให้มี การทำงานที่สอดคล้องและมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น เป็นต้น แต่จากการรวบรวมข้อมูลพบว่า รูปแบบหรือวิธีการทางทฤษฎีสำหรับนำวิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้ามาใช้ร่วมกับรหัสเทอร์โบ นั้น ยังขาดการค้นคว้าและพัฒนาเมื่อเปรียบเทียบกับแนวทางอื่น ๆ ที่ถูกกล่าวมาข้างต้น ดังนั้น วิทยานิพนธ์นี้จึงได้ศึกษาหลักการทํางานของวิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้า เพื่อพัฒนารูปแบบ ให้สามารถใช้งานร่วมกับรหัสเทอร์โบได้อย่างเหมาะสมต่อไป

1.3 ขอบเขตในการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ เป็นการศึกษา วิจัย และพัฒนารูปแบบการทำงานเชิงทฤษฎีสำหรับระบบสื่อสารไร้สายเพื่อป้องกันความผิดพลาดในการส่งข้อมูลดิจิทัล ที่นำหลักการการทำงานของรหัสเทอร์โบและวิธีการปรับแต่งสัญญาณมาใช้งานร่วมกัน เพื่อลดผลกระทบจากการทับซ้อนระหว่างสัญลักษณ์และสัญญาณรบกวนในระบบสื่อสาร โดยได้มีการศึกษารูปแบบการทำงานของรหัสเทอร์โบ วิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Spiral Curve และ แบบ Dimension Partitioning เพื่อพัฒนารูปแบบของวิธีการปรับแต่งสัญญาณดังกล่าวให้สามารถใช้งานร่วมกับรหัสเทอร์โบได้อย่างเหมาะสม และมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น ผลลัพธ์ที่ได้จากการทดสอบโดยการจำลองการทำงานของระบบสื่อสารด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ภาษา C/C++ จะถูกนำมาใช้สำหรับเปรียบเทียบกับประสิทธิภาพของระบบสื่อสารที่ใช้วิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบ Viterbi Equalizer ร่วมกับวิธีการเข้ารหัสแบบเทอร์โบรูปแบบเดียวกัน เพื่อศึกษาคุณสมบัติและความเหมาะสมในการใช้งานของระบบสื่อสารที่แนะนำให้เสนอ

1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์นี้มีการกล่าวถึงระบบสื่อสารแบบไร้สาย พื้นฐานการเข้ารหัส วิธีการปรับแต่งสัญญาณ และ รูปแบบเฉพาะของระบบสื่อสารที่มีการทำงานร่วมระหว่างรหัสเทอร์โบและการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้า โดยบทต่อไป จะกล่าวถึงหลักการการทำงานเพื่อส่งข้อมูลดิจิทัลผ่านช่องสัญญาณไร้สาย ลักษณะของช่องสัญญาณที่ใช้งาน แบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับแสดงคุณลักษณะของช่องสัญญาณ และ วิธีการลดความผิดพลาดในการส่งข้อมูล ในบทที่ 3 จะกล่าวถึงหลักการของวิธีการเข้ารหัส คุณสมบัติของข้อมูลที่ได้จากการเข้ารหัส รูปแบบของรหัสที่สำคัญ หลักการทำงานของรหัสเทอร์โบ และการดัดแปลงให้สามารถใช้งานร่วมกับระบบสื่อสารที่มีการมอดูเลตแบบหลายระดับได้ บทที่ 4 จะกล่าวถึงหลักการพื้นฐานของวิธีการปรับแต่งสัญญาณ วิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบ Viterbi Equalizer วิธีการ Sub-Optimum Soft Output Equalizer [12] วิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Tomlinson-Harashima Precoding วิธีการ Spiral Curve และวิธีการ Dimension Partitioning

สำหรับบทที่ 5 กล่าวถึงการทำงานของภาคตรวจจับข้อมูลที่ถูกพัฒนาขึ้น โดยมีการกล่าวถึงหลักการที่ใช้สำหรับการพัฒนา ลักษณะของระบบสื่อสารที่แนะนำให้เสนอและหลักการทำงานของภาคตรวจจับสัญญาณสำหรับวิธีการ Spiral Curve และวิธีการ Dimension Partitioning ที่แนะนำให้เสนอ ในบทที่ 6 บรรยายถึงผลลัพธ์ที่ได้จากการทดสอบ ที่ประกอบไปด้วยผลการทดสอบคุณสมบัติของรหัสเทอร์โบ ผลการทดสอบคุณสมบัติของวิธีการปรับแต่งสัญญาณ ผลการทดสอบภาคตรวจจับสัญญาณสำหรับวิธีการ Spiral Curve ผลการทดสอบภาคตรวจจับสัญญาณสำหรับวิธีการ

Dimension Partitioning และผลจากการเปรียบเทียบคุณสมบัติของวิธีการปรับแต่งสัญญาณรูปแบบต่าง ๆ ในการทำงานร่วมกับรหัสเทอร์โบ และสำหรับบทที่ 7 เป็นบทสรุปจากการดำเนินงานและแนวทางสำหรับการพัฒนาต่อเนื่องในอนาคต

สำหรับภาคผนวก กล่าวถึงทฤษฎีที่จำเป็นซึ่งถูกนำมาใช้งานในวิทยานิพนธ์ โดยประกอบไปด้วยทฤษฎีทางสถิติ ตัวแปรที่เกี่ยวข้องกับการจำลองสัญญาณรบกวน หลักการที่จำเป็นสำหรับการศึกษารหัสเทอร์โบ การคำนวณตำแหน่ง Best Signaling Point เทคนิคการเขียนโปรแกรมตารางคำสั่งพีซี และบทความที่ได้รับการตีพิมพ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

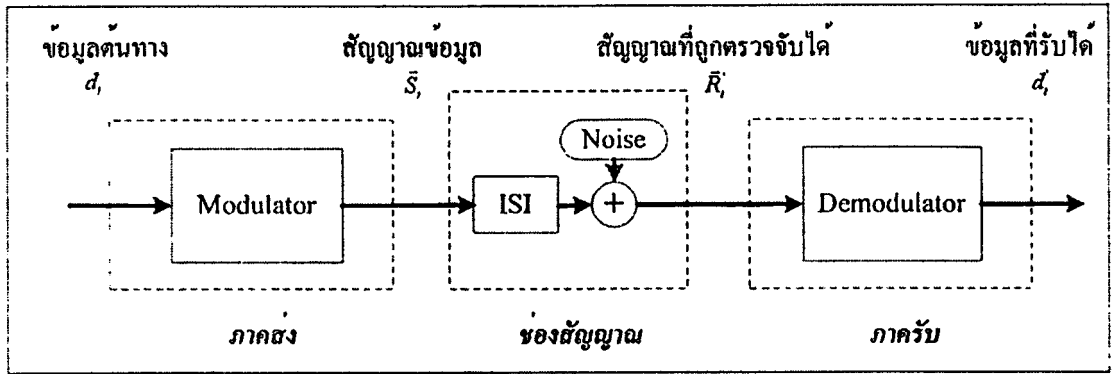
บทที่ 2

พื้นฐานระบบสื่อสารไร้สาย

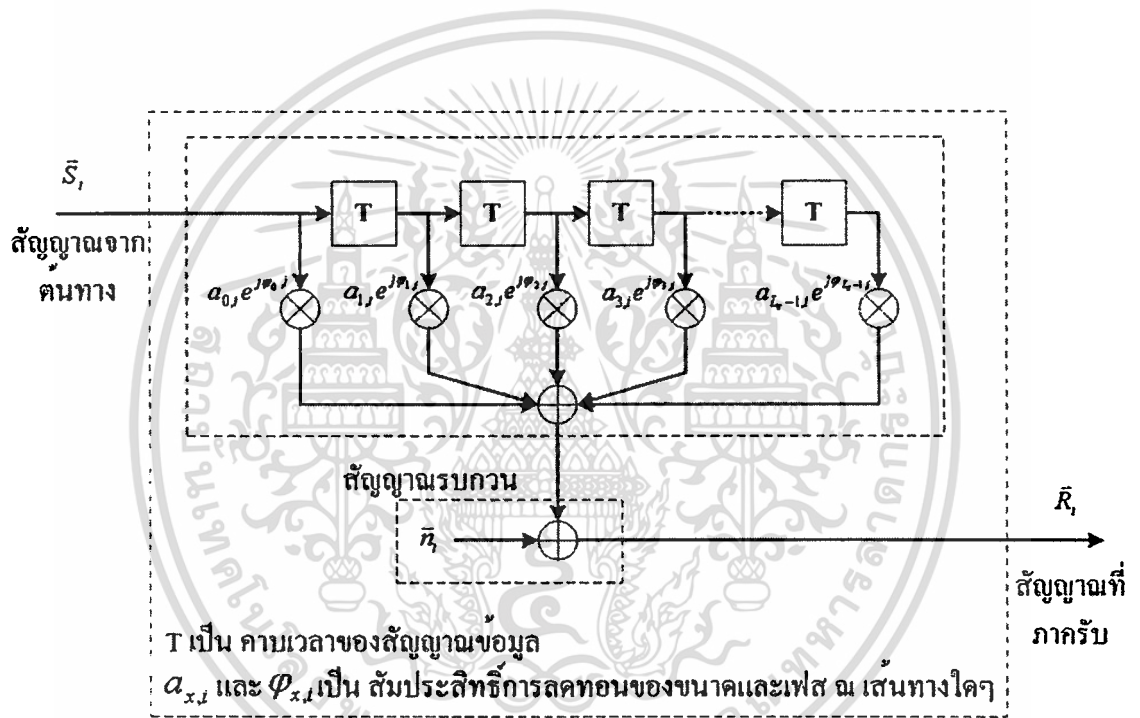
ระบบสื่อสารไร้สาย เป็นรูปแบบหนึ่งของระบบสื่อสารสำหรับส่งข้อมูลแบบแอนะล็อกหรือดิจิทัลจากภาคส่งไปสู่ภาครับผ่านช่องสัญญาณแบบไร้สาย ตัวอย่างเช่น การส่งข้อมูลโดยใช้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Microwave) ระบบสื่อสารผ่านดาวเทียม และ ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ เป็นต้น แต่เนื่องจากคุณลักษณะของช่องสัญญาณไร้สายที่สามารถเปลี่ยนแปลงตามองค์ประกอบต่าง ๆ ได้ เช่น สิ่งแวดล้อมทางกายภาพ ความเร็วในการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์ภาครับหรือส่ง และ อุณหภูมิ เป็นต้น จึงส่งผลให้สัญญาณข้อมูลที่ถูกตรวจจับได้ ณ ภาครับ อาจมีลักษณะที่ผิดเพี้ยนไป ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาเทคโนโลยีและวิธีการต่าง ๆ ขึ้นมาเพื่อรองรับปัญหาดังกล่าว สำหรับบทนี้ เป็นการกล่าวถึงหลักการพื้นฐานของระบบสื่อสารไร้สาย ผลกระทบของสัญญาณรบกวนและการทับซ้อนระหว่างสัญลักษณ์ แบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับจำลองลักษณะของช่องสัญญาณ เพื่อให้เข้าใจถึงปัญหาหลักที่เกิดขึ้นในการส่งข้อมูลผ่านช่องสัญญาณไร้สาย และความจำเป็นในการนำหลักการของวิธีการเข้ารหัสและวิธีการปรับแต่งสัญญาณเข้ามามีใช้เพื่อลดผลกระทบดังกล่าว

2.1 หลักการทำงานของระบบสื่อสารแบบไร้สาย

สำหรับการออกแบบและใช้งานระบบสื่อสารไร้สายเพื่อส่งข้อมูลดิจิทัลนั้น มีความจำเป็นในการพิจารณาองค์ประกอบต่าง ๆ ของระบบสื่อสาร เช่น ขนาดแบนด์วิดท์ (Bandwidth) ของช่องสัญญาณที่ใช้งาน อัตราเร็วในการส่งข้อมูล และ กำลังส่ง เป็นต้น โดยจะต้องมีการออกแบบให้เหมาะสมเพื่อให้สามารถใช้งานระบบสื่อสารได้อย่างมีประสิทธิภาพและไม่เป็นการรบกวนช่องสัญญาณอื่น ๆ ดังนั้นข้อมูลดิจิทัล d_i ต้องผ่านกระบวนการมอดูเลต (Modulate) ก่อนถูกส่งผ่านระบบสื่อสารเพื่อแปลงข้อมูลให้กลายเป็นสัญญาณข้อมูล S_i ที่มีคุณสมบัติเหมาะสมต่อการส่งผ่านช่องสัญญาณ และเมื่อสัญญาณข้อมูล R_i ถูกตรวจจับได้ที่ภาครับ จะถูกนำมาผ่านกระบวนการดีมอดูเลต (Demodulate) เพื่อแปลงสัญญาณข้อมูลให้กลายเป็นข้อมูลดิจิทัล d_i เพื่อนำไปใช้งานต่อไป โดยจะพบว่า ข้อมูลดิจิทัลที่ได้จากทำงานของภาครับนั้น อาจมีลักษณะที่ผิดเพี้ยนไปเมื่อเปรียบเทียบกับข้อมูลที่ถูกส่งออกไปจากภาคส่ง ซึ่งเกิดมาจากผลขององค์ประกอบต่าง ๆ ในระบบสื่อสาร สำหรับองค์ประกอบหลักที่จะส่งผลให้ข้อมูลที่ถูกส่งผ่านระบบสื่อสารเกิดความผิดพลาดขึ้นนั้น เกิดมาจากการถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวนและเกิดจากลักษณะในการส่งข้อมูลที่สัญญาณข้อมูล S_i สามารถเดินทางไปถึงภาครับได้จากหลายทิศทาง



รูปที่ 2.1 การส่งข้อมูลผ่านช่องสัญญาณไร้สาย



รูปที่ 2.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของช่องสัญญาณไร้สาย

ด้วยกัน โดยที่ในแต่ละเส้นทางอาจจะมีคุณสมบัติที่แตกต่างกัน จึงส่งผลให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณในลักษณะของการทับซ้อนระหว่างสัญลักษณ์ขึ้น

2.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับจำลองลักษณะของช่องสัญญาณ

เพื่อแสดงถึงลักษณะของช่องสัญญาณแบบไร้สาย แบบจำลองทางคณิตศาสตร์จึงถูกนำมาใช้สำหรับแสดงผลกระทบของสัญญาณรบกวนและการทับซ้อนระหว่างสัญลักษณ์ที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณ ในกรณีที่มีการพิจารณาสัญญาณข้อมูลทุก ๆ คาบเวลา T พบว่า ลักษณะของสัญญาณข้อมูล \bar{R}_i ที่ถูกตรวจจับได้ที่ภาครับ ณ เวลาใด ๆ มีลักษณะความสัมพันธ์กับสัญญาณข้อมูล \bar{S}_i ที่ถูกส่งออกไปจากต้นทางตามสมการ (2.1) [8]

$$\begin{aligned}\bar{R}_i &= (a_{0,i}e^{j\varphi_{0,i}} \cdot \bar{S}_i + a_{1,i}e^{j\varphi_{1,i}} \cdot \bar{S}_{i-1} + \dots + a_{L_c-1,i}e^{j\varphi_{L_c-1,i}} \cdot \bar{S}_{L_c-1}) + \bar{n}_i \\ &= \sum_{k=0}^{L_c-1} (a_{k,i}e^{j\varphi_{k,i}} \cdot \bar{S}_k) + \bar{n}_i\end{aligned}\quad (2.1)$$

โดยตัวแปร $a_{k,i}$ และ $\varphi_{k,i}$ เป็นขนาดและเฟสของการจางของสัญญาณในเส้นทางใด ๆ L_c เป็นจำนวนของสัญญาณข้อมูลทั้งหมดที่ถูกนำมาคำนวณ และ \bar{n}_i เป็นตัวแปรสุ่มสำหรับแสดงลักษณะของสัญญาณรบกวน เป็นตัวแปรที่มีการแจกแจงข้อมูลแบบเกาส์ (Gaussian Distribution) ที่มีลักษณะดังสมการ

$$p(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-(n-\bar{n})^2/2\sigma^2}\quad (2.2)$$

สำหรับ σ^2 และ \bar{n} เป็นตัวแปรที่ถูกนำมาใช้สำหรับกำหนดค่าความแปรปรวน (Variant) และค่าเฉลี่ย (Mean) ของข้อมูลที่ได้จากการสุ่ม ดังนั้น จากสมการที่ (2.1) สามารถนำไปใช้ในการเขียนแบบจำลองสำหรับช่องสัญญาณแบบไร้สายได้ดังรูปที่ 2.2

2.3 การลดความผิดพลาดของการรับและส่งข้อมูล

จากการศึกษาคุณสมบัติของช่องสัญญาณแบบไร้สาย พบว่าลักษณะของสัญญาณข้อมูล \bar{R}_i ที่ถูกตรวจจับได้ ณ ภาครับ อาจมีลักษณะที่ผิดเพี้ยนไปได้ ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนารูปแบบในการทำงานของระบบสื่อสารขึ้นมาเพื่อลดความผิดพลาดของข้อมูลที่ถูกส่งผ่านระบบสื่อสารซึ่งสามารถทำได้หลายวิธีการด้วยกัน เช่น การเพิ่มกำลังของเครื่องส่งให้สูงขึ้น เป็นต้น สำหรับแนวทางที่มีความสำคัญและถูกนำมาใช้งานในระบบสื่อสารหลายประเภทด้วยกัน ได้แก่ การนำหลักการของ

วิธีการเข้ารหัสและวิธีการปรับแต่งสัญญาณเข้ามาใช้งาน เพื่อลดผลกระทบของสัญญาณรบกวน และการทับซ้อนระหว่างสัญลักษณ์ เป็นวิธีการที่นิยมใช้งานและถูกพัฒนาอย่างต่อเนื่อง

วิธีการเข้ารหัสข้อมูล เป็นวิธีการสำหรับลดความผิดพลาดในการส่งข้อมูลผ่านระบบสื่อสาร ผลลัพธ์ที่ได้จากการทำงานสามารถทำให้ข้อมูลที่ถูกส่งผ่านระบบสื่อสารมีความถูกต้องมากยิ่งขึ้น โดยไม่ต้องมีการเพิ่มกำลังของเครื่องส่งสัญญาณต้นทาง แต่จะต้องส่งข้อมูลผ่านระบบสื่อสารด้วย ปริมาณที่มากขึ้น ถูกนำมาใช้ในงานหลายประเภทด้วยกัน เช่น ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ ระบบสื่อสารผ่านดาวเทียม และ อุปกรณ์สำหรับบันทึกข้อมูลดิจิทัล เป็นต้น ซึ่งมีวิธีการเข้ารหัสที่ใช้ในการทำงานหลายประเภทด้วยกัน โดยที่ในแต่ละรูปแบบนั้นมีความเหมาะสมกับการใช้งานใน ลักษณะที่แตกต่างกันออกไป หลักการพื้นฐานและวิธีการเข้ารหัสที่นิยมใช้งานจะมีการกล่าวถึงใน บทที่ 3 สำหรับวิธีการปรับแต่งสัญญาณ เป็นรูปแบบในการทำงานเพื่อลดความผิดพลาดของ สัญญาณข้อมูล ถูกนำมาใช้งานในระบบสื่อสารหลายรูปแบบ เช่น ใช้ในอุปกรณ์ประเภท Modulation-Demodulation (MODEM) และ ใช้ในระบบสื่อสารแบบไร้สาย เป็นต้น สำหรับ หลักการพื้นฐานในการทำงาน รูปแบบที่ใช้สำหรับการทำงาน และวิธีการปรับแต่งสัญญาณที่สำคัญ สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ จะมีการนำเสนอในบทที่ 4

บทที่ 3

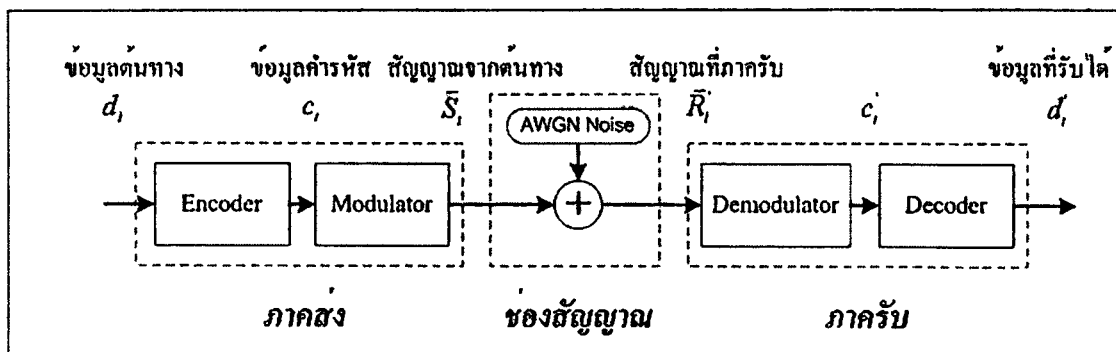
รหัสแก้ไขความผิดพลาดของข้อมูล

สำหรับบทนี้ กล่าวถึงหลักการพื้นฐานของวิธีการเข้ารหัส ผลที่ได้รับจากการใช้วิธีการเข้ารหัส รูปแบบและหลักการพื้นฐานของรหัสแบบบล็อก รหัสแบบคอนโวลูชัน รหัส Trellis-Coded Modulation และ รหัสเทอร์โบ เนื่องจากเป็นรูปแบบของรหัสที่มีความสำคัญ และถูกประยุกต์ใช้งานในระบบสื่อสารและอุปกรณ์หลายประเภท

3.1 หลักการพื้นฐานของวิธีการเข้ารหัส

วิธีการเข้ารหัส ถูกพัฒนาขึ้นเพื่อลดอัตราการเกิดความผิดพลาดของข้อมูลที่ถูกส่งผ่านระบบสื่อสาร สามารถทำให้อัตราการเกิดความผิดพลาดของข้อมูลลดลงโดยปราศจากการเพิ่มกำลังของเครื่องส่งให้สูงขึ้นได้ ซึ่งในการทำงานนั้น ข้อมูลดิจิทัล d_i ที่ถูกส่งผ่านระบบสื่อสาร จะถูกนำมาผ่านกระบวนการเข้ารหัส (Encoding) เพื่อแปลงลักษณะของข้อมูลให้กลายเป็นข้อมูลคำรหัส (Codeword) c_i โดยเป็นรูปแบบของข้อมูลดิจิทัลที่ถูกส่งผ่านระบบสื่อสาร สำหรับภาครับจะมีการนำข้อมูลที่แสดงถึงข้อมูลคำรหัสที่ถูกตรวจจับได้มาผ่านกระบวนการถอดรหัส (Decoding) เพื่อแปลงข้อมูลให้กลายเป็นข้อมูลดิจิทัล d_i เพื่อนำไปใช้งานต่อไป พร้อมทั้งทำการแก้ไขข้อมูลให้มีความถูกต้องมากยิ่งขึ้น

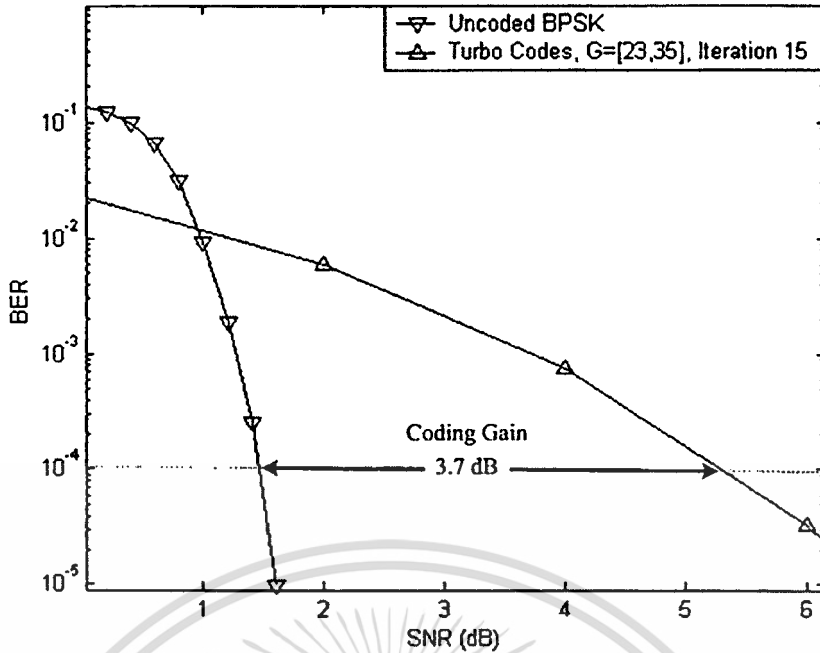
รูปแบบของรหัสที่ถูกใช้งานมีหลายรูปแบบด้วยกัน โดยทั่วไปแล้ว มีการแบ่งออกเป็น 2 รูปแบบ ได้แก่ รหัสแบบบล็อก และ รหัสแบบคอนโวลูชัน สำหรับรหัสแบบบล็อก เป็นรูปแบบแรกของรหัสที่ถูกพัฒนาขึ้น ถูกนำไปประยุกต์ใช้ในงานหลายประเภท ตัวอย่างเช่น รหัส Hamming และ รหัส Reed Solomon ที่ถูกนำมาใช้ในอุปกรณ์สำหรับบันทึกข้อมูลเพื่อป้องกันความผิดพลาดเป็นต้น สำหรับรหัสแบบคอนโวลูชัน ถูกพัฒนาขึ้นเพื่อรองรับการใช้งานสำหรับระบบสื่อสารที่มีการส่งข้อมูลด้วยอัตราเร็วสูง เช่น ระบบสื่อสารผ่านดาวเทียม และ ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ เป็นต้น โดยมีการพัฒนา รูปแบบในการทำงานของภาคถอดรหัสเพื่อรองรับการทำงานของรหัสแบบคอนโวลูชันหลายรูปแบบ เช่น วิธีการถอดรหัสแบบ Sequential Decoding วิธีการ Majority-Logic



รูปที่ 3.1 แบบจำลองระบบสื่อสารที่มีการนำวิธีการเข้ารหัสมาใช้งาน

หรือ Threshold Decoding [4] และ วิธีการ Maximum a Posteriori (MAP) แต่วิธีการถอดรหัสที่นิยมใช้งานได้แก่ วิธีการ Viterbi Decoding เนื่องจากประสิทธิภาพที่ได้รับมีความเหมาะสมและวงจรที่ใช้งานไม่ซับซ้อน เนื่องจากความต้องการในการใช้งานระบบสื่อสารที่มีการส่งข้อมูลด้วยอัตราเร็วที่สูงขึ้นภายใต้ขนาดแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณที่จำกัด ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนารูปแบบของรหัสให้สามารถใช้งานร่วมกับระบบสื่อสารที่มีการมอดูเลตแบบหลายระดับได้ ตัวอย่างเช่น รหัส Trellis-Coded Modulation (TCM) ซึ่งเป็นวิธีการที่ถูกพัฒนาขึ้นมาจากรหัสคอนโวลูชัน

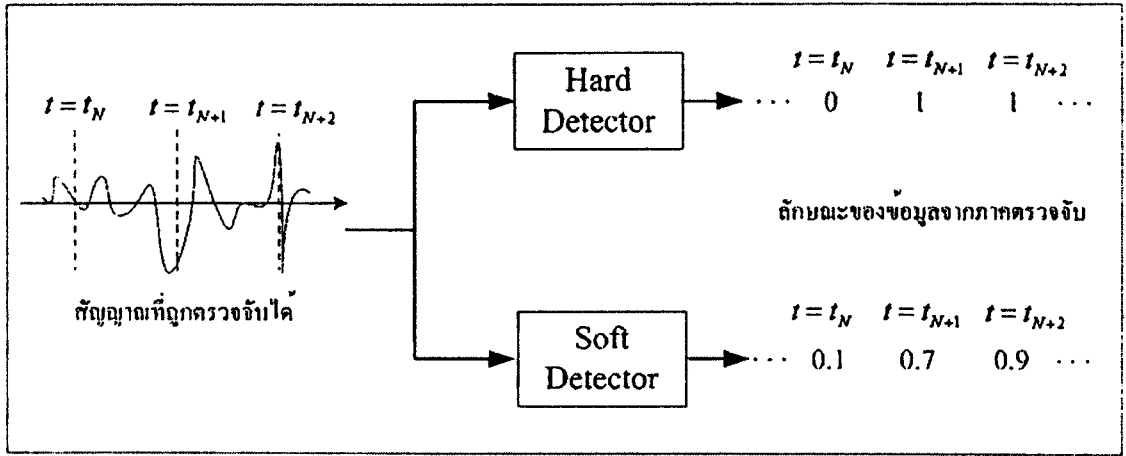
สำหรับรหัสเทอร์โบ ถูกพัฒนาขึ้นมาในปี พ.ศ. 2536 โดย Alan Glavieux Claude Berrou และปีญญา จิติมัชฌิมา เป็นรูปแบบของรหัสที่มีประสิทธิภาพสูง และถูกนำไปใช้ในระบบสื่อสารหลายรูปแบบ เช่น ระบบโทรทัศน์เคลื่อนที่ยุคที่ 3 ระบบ Digital Video Broadcast (DVB) และ Deep Space Communications เป็นต้น นอกจากนี้ ยังได้มีการนำหลักการของรหัสเทอร์โบมาดัดแปลงและประยุกต์ใช้ร่วมกับรหัสรูปแบบอื่น ๆ เช่น รหัส Turbo Trellis-Coded Modulation (T-TCM) ซึ่งถูกนำไปใช้งานในระบบสื่อสารผ่านดาวเทียม และ รหัส Turbo Product Codes (TPC) หรือ Block Turbo Codes ซึ่งเป็นการนำรหัสแบบบล็อกมาประยุกต์ใช้กันเพื่อให้การทำงานมีความซับซ้อนที่ลดลง



รูปที่ 3.2 ผลลัพธ์ที่ได้จากการใช้วิธีการเข้ารหัสในระบบสื่อสาร

สำหรับอัตราการเกิดความผิดพลาดของข้อมูลที่ถูกส่งผ่านระบบสื่อสาร โดยทั่วไปแล้วเป็นค่าที่มีความสัมพันธ์กับค่าอัตราส่วนระหว่างกำลังงานของสัญญาณที่ส่งและสัญญาณรบกวน (Signal-to-Noise Ratio, SNR) โดยมีลักษณะความสัมพันธ์ดังรูปที่ 3.2 ที่มีการเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate; BER) สำหรับระบบสื่อสารที่ไม่มีการเข้ารหัสกับระบบสื่อสารที่มีการใช้วิธีการเข้ารหัสแบบเทอร์โบที่มีค่า Generator Matrix เป็น $[23, 35]$ มีการเข้ารหัสข้อมูลขนาด 1024 บิต ด้วยอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ $1/2$ และ ใช้วิธีการถอดรหัสแบบ log-MAP ที่มีการวนรอบในการถอดรหัสจำนวน 15 รอบ ซึ่งจากรูปที่ 3.2 พบว่าการนำวิธีการเข้ารหัสมาใช้งานสามารถลดความต้องการค่า SNR สำหรับส่งข้อมูลลงได้โดยที่ยังคงทำให้ค่าอัตราการเกิดความผิดพลาดของข้อมูลมีค่าเท่าเดิม ซึ่งได้มีการนิยามค่าอัตราขยายการเข้ารหัส (Coding Gain) ขึ้นมาเพื่อแสดงถึงความสามารถในการลดความต้องการค่า SNR ที่ใช้งานของวิธีการเข้ารหัสรูปแบบต่าง ๆ

เนื่องจากข้อมูลเข้ารหัส c_i ที่ได้จากระบวนการทำงานของภาคเข้ารหัสมีขนาดที่เพิ่มขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับข้อมูลดิบ d_i ดังนั้นข้อมูลที่ถูกส่งผ่านระบบสื่อสารจะมีขนาดที่ใหญ่มากขึ้น ซึ่งได้มีการนิยามตัวแปรอัตราการเข้ารหัส (Code Rate; R) ขึ้นมาเพื่อแสดงอัตราส่วนระหว่างขนาดของ



รูปที่ 3.3 การทำงานของภาคตรวจจับข้อมูลแบบหยาบและแบบละเอียด

ข้อมูลดิบทั้งหมดที่ป้อนเข้าสู่วงจรเข้ารหัสกับขนาดของข้อมูลคำรหัสทั้งหมดที่ได้จากการทำงานของภาคเข้ารหัส

3.2 ข้อมูลจากกระบวนการตัดสินใจแบบหยาบ (Hard) และแบบละเอียด (Soft)

จากการศึกษาหลักการของวิธีการเข้ารหัส พบว่า ลักษณะของข้อมูลที่ถูกใช้งานที่ภาคถอดรหัสเป็นตัวแปรหนึ่งที่มีความสำคัญและส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพที่ได้รับ โดยเฉพาะรหัสเทอร์โบที่รูปแบบของข้อมูลซึ่งถูกใช้งานกับภาคถอดรหัสจะมีผลกระทบต่อประสิทธิภาพที่ได้รับมากเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการอื่น เนื่องจากหลักการดังกล่าวถูกนำมาใช้สำหรับการพัฒนารูปแบบของภาคตรวจจับข้อมูลสำหรับวิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้า ดังที่จะกล่าวในบทที่ 5 ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงได้อธิบายถึงรูปแบบของข้อมูลแบบหยาบ และแบบละเอียดที่ใช้งานสำหรับภาคถอดรหัส

สำหรับการทำงานของภาคตรวจจับซึ่งถูกใช้สำหรับแปลงสัญญาณข้อมูลที่ภาครับ มีลักษณะการตัดสินใจ 2 ลักษณะด้วยกัน ได้แก่ การตัดสินใจแบบหยาบ และ แบบละเอียด ในกรณีที่พิจารณาระบบสื่อสารที่มีการส่งสัญญาณแบบ On-Off Keying (OOK) [13] ที่มีลักษณะในการส่งสัญญาณข้อมูล เพื่อแสดงถึงข้อมูลดิจิทัล "0" หรือ "1" ดังสมการที่ (3.1)

$$r(t) = \left\{ \begin{array}{ll} 0 & ; \text{if "0" is transmitted} \\ s(t) & ; \text{if "1" is transmitted} \end{array} \right\} \quad (3.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $s(t)$ เป็นรูปแบบของสัญญาณซึ่งถูกใช้เพื่อแสดงถึงข้อมูลดิจิทัล “1” ที่มีการส่งข้อมูลด้วยพลังงาน E ดังนั้น จะพบว่าลักษณะของสัญญาณข้อมูลที่ถูกตรวจจับได้ที่ภาครับมีลักษณะดังสมการที่ (3.2)

$$r(t) = \begin{cases} n(t) & ; \text{if "0" is transmitted} \\ s(t) + n(t) & ; \text{if "1" is transmitted} \end{cases} \quad (3.2)$$

โดย $n(t)$ แสดงถึงผลของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณ สำหรับกรณีที่ช่องสัญญาณมีสัญญาณรบกวนแบบ Additive White Gaussian Noise (AWGN) ที่มีลักษณะการกระจายข้อมูลแบบเกาส์พบว่า ลักษณะของสัญญาณข้อมูลที่ถูกตรวจจับได้ที่ภาครับนั้น จะมีลักษณะในการกระจายข้อมูลดังรูปที่ 3.3 และสำหรับการทำงานของภาครับเพื่อตรวจจับข้อมูลที่ถูกส่งมานั้น สามารถทำได้โดยการนำคุณลักษณะดังกล่าวมาใช้งาน ในกรณีที่มีการตรวจจับข้อมูลโดยใช้วิธีการตัดสินใจแบบหยาบ จะเป็นการนำสัญญาณข้อมูลที่ถูกตรวจจับได้ ณ เวลาต่าง ๆ มาทำการเปรียบเทียบเพื่อหารูปแบบของสัญญาณที่มีความเป็นไปได้มากที่สุดที่จะถูกส่งมา เพื่อส่งลักษณะของสัญญาณที่ถูกเลือกออกไปเป็นผลลัพธ์ของภาครับตรวจจับข้อมูล แต่ในกรณีที่ภาครับตรวจจับข้อมูลมีการใช้วิธีการตัดสินใจแบบละเอียดแล้ว จะมีการนำข้อมูลที่แสดงถึงพลังงานหรือลักษณะของสัญญาณที่ถูกตรวจจับได้ส่งออกไปเป็นผลลัพธ์ของภาครับตรวจจับ ซึ่งเป็นรูปแบบของข้อมูลที่มีความละเอียดมากกว่าวิธีการแรก แต่การทำงานของภาครับจะมีความซับซ้อนมากขึ้นตามไปด้วย และจากการศึกษาหลักการทำงานของวิธีการเข้ารหัส พบว่า การนำข้อมูลแบบละเอียดเข้ามาใช้ในการประมวลผลของภาคถอดรหัสเป็นอีกสิ่งหนึ่งที่มีการพิจารณา โดยเฉพาะระบบสื่อสารที่มีการใช้วิธีการเข้ารหัสแบบเทอร์โบเข้ามาใช้งาน ซึ่งจากการรวบรวมข้อมูล พบว่า ข้อมูลที่ถูกป้อนเข้าสู่ภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบควรจะเป็นข้อมูลที่ได้จากกระบวนการตัดสินใจแบบละเอียด เนื่องจากเป็นรูปแบบที่เหมาะสมกับการทำงานของภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบ

3.3 หลักการทำงานของวิธีการเข้ารหัสแบบต่าง ๆ

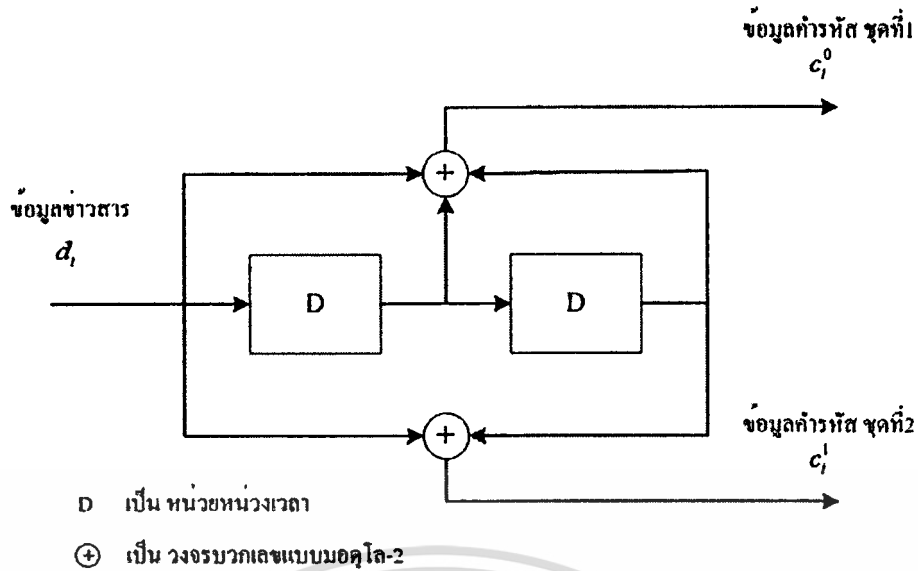
รูปแบบรหัสที่ถูกนำมาใช้งานมีหลายรูปแบบด้วยกัน ซึ่งจะมีการทำงานและมีประสิทธิภาพที่แตกต่างกันออกไป สำหรับหัวข้อนี้ กล่าวถึงรูปแบบของรหัสที่สำคัญ ได้แก่ รหัสแบบบล็อก และรหัสแบบคอนโวลูชันซึ่งเป็นรูปแบบพื้นฐานของรหัส รหัสแบบ Trellis-Coded Modulation ซึ่งถูกพัฒนาขึ้นมาใช้ในระบบสื่อสารที่มีการมอดูเลตแบบหลายระดับ และ รหัสเทอร์โบที่เป็นรูปแบบของรหัสที่มีประสิทธิภาพสูงโดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

3.3.1 รหัสแบบบล็อก

รหัสแบบบล็อก เป็นรูปแบบของรหัสที่ถูกพัฒนาขึ้นโดยใช้หลักการทางคณิตศาสตร์ขั้นสูง สำหรับการดำเนินงานของภาคเข้ารหัสแบบบล็อก ข้อมูลดิบ d_i จะถูกนำมาทำการคำนวณครั้งละ k บิต เพื่อหารูปแบบของข้อมูลเข้ารหัส c_i ขนาดเท่ากับ n บิตที่แสดงถึงข้อมูลข่าวสาร โดยมีการแทนลักษณะการทำงานดังกล่าวด้วยสัญลักษณ์ (n, k) สำหรับการดำเนินงานของภาคถอดรหัส มีการนำข้อมูลเข้ารหัสที่ถูกตรวจจับได้ที่ภาครับมาประมวลผลครั้งละ n บิต เพื่อตรวจจับหรือแก้ไขข้อมูลที่เกิดความผิดพลาดขึ้นและนำข้อมูลที่ได้จากการทำงานออกไปเป็นผลลัพธ์ของภาคถอดรหัส รูปแบบของรหัสแบบบล็อกที่นิยมใช้งานมีหลายวิธีการด้วยกัน เช่น รหัส Cyclic Codes รหัส Hamming Codes และ รหัส Reed-Solomon Codes (RS-Codes) เป็นต้น

3.3.2 วิธีการเข้ารหัสแบบคอนโวลูชัน

รหัสแบบคอนโวลูชัน [5] ถูกพัฒนาขึ้นในปี พ.ศ. 2497 โดย P. Elias เพื่อรองรับการทำงานในระบบสื่อสารที่มีการส่งข้อมูลด้วยอัตราเร็วสูง สำหรับการดำเนินงานของภาคเข้ารหัสแบบคอนโวลูชันเป็นการนำข้อมูลดิจิทัลมาประมวลผลครั้งละ k บิต เพื่อคำนวณค่าของข้อมูลเข้ารหัสจำนวน n บิต โดยการนำข้อมูลที่ถูกส่งเข้ามาในวงจรในอดีตจำนวนหนึ่งมาใช้ในการคำนวณร่วมกับข้อมูลที่ถูกป้อนเข้ามาในวงจรในขณะนั้น วงจรเข้ารหัสที่ใช้งานมีการนำอุปกรณ์ประเภทหน่วยความจำหรือชิพรีจิสเตอร์สำหรับเก็บข้อมูล และ วงจรบวกแบบมอดูโล-2 มาใช้เป็นอุปกรณ์หลักในการทำงาน โดยมีลักษณะดังตัวอย่างวงจรในรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 วงจรเข้ารหัสแบบคอนโวลูชัน $G=[7_8, 5_8], K=3$

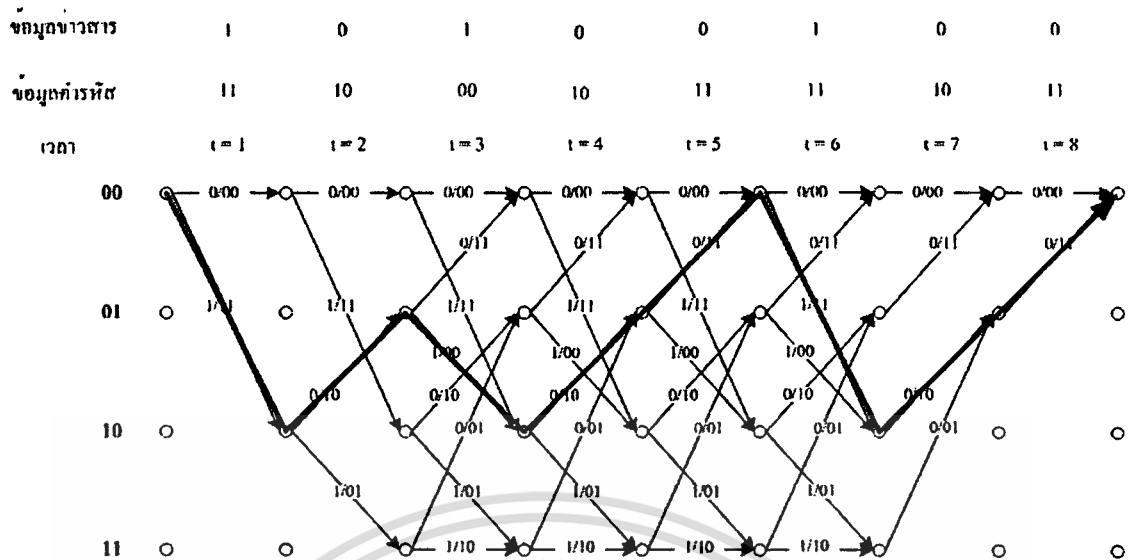
รูปที่ 3.4 เป็นตัวอย่างของวงจรเข้ารหัสแบบคอนโวลูชันที่มีการนำข้อมูลข่าวสารมาคำนวณครั้งละ 1 บิต ซึ่งหลังจากที่รับข้อมูลเข้ามานั้น ข้อมูลข่าวสารที่ผ่านการประมวลผลไปแล้วและถูกเก็บไว้ในหน่วยความจำจะถูกเลื่อนตำแหน่งไปเก็บไว้ในหน่วยความจำชุดถัดไป และจะมีการนำข้อมูลทั้งหมดที่ถูกเก็บไว้ในหน่วยความจำ มาใช้เพื่อการคำนวณค่าของข้อมูลเข้ารหัสทั้ง 2 บิต โดยใช้ วงจรบวกเลขแบบมอดุโล-2 ทุก ๆ ครั้งที่มีการป้อนข้อมูลดิจิทัลเข้ามาในวงจร ในกรณีของวงจรในรูปที่ 3.4 มีลักษณะการคำนวณดังสมการ

$$c_i^0 = d_i \oplus d_{i-1} \oplus d_{i-2} \quad (3.3)$$

$$c_i^1 = d_i \oplus d_{i-2} \quad (3.4)$$

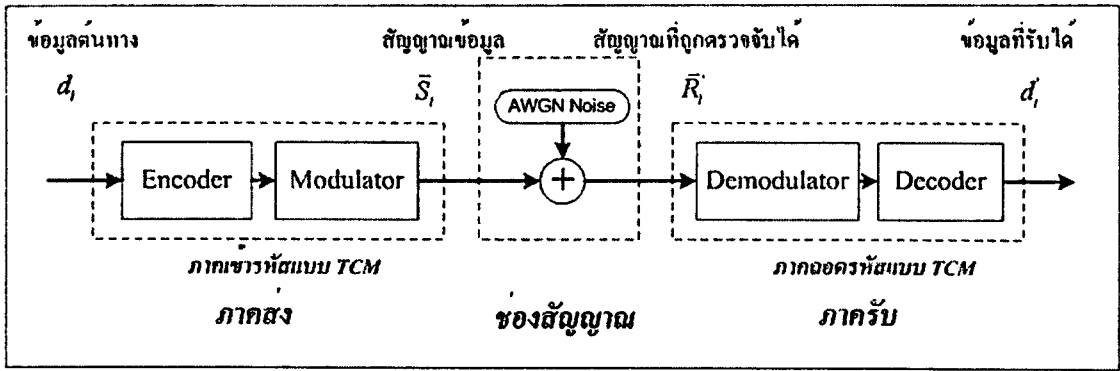
โดยทั่วไปแล้ว จะมีการใช้ค่า Generator Matrix (G) สำหรับอธิบายลักษณะการคำนวณข้อมูลเข้ารหัส เป็นชุดข้อมูลตัวเลขฐาน 8 ที่แสดงถึงตำแหน่งข้อมูลที่อยู่ในหน่วยความจำที่ถูกนำมาใช้คำนวณค่าข้อมูลเข้ารหัสในบิตต่าง ๆ ตัวอย่างเช่น วงจรในรูปที่ 3.5 ค่า Generator Matrix ของวงจรเข้ารหัสมีค่าเป็น

$$G = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} = [7_8 \quad 5_8] \quad (3.5)$$



รูปที่ 3.5 ตัวอย่างของ Trellis Diagram

นอกจากนั้น ได้มีการนิยามตัวแปร Constraint Length (K) ขึ้นมา เพื่อแสดงถึงจำนวนของข้อมูลทั้งหมดที่ถูกใช้ในการคำนวณ ดังเช่นในกรณีของวงจรในรูปที่ 3.5 นั้น จะมีค่า K เป็น 3 สำหรับการวิเคราะห์การทำงานของวงจรเข้ารหัสแบบคอนโวลูชัน สามารถทำได้หลายวิธีด้วยกัน โดยการนำรูปภาพ Trellis Diagram มาอธิบายการทำงานของวงจรเข้ารหัสจะเป็นแนวทางหนึ่งที่น่าสนใจ เป็นรูปภาพที่แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างข้อมูลที่ถูกเก็บไว้ในหน่วยความจำ ข้อมูลที่ถูกป้อนเข้ามาในวงจรและข้อมูลที่ถูกส่งออกไปจากวงจรมีลักษณะดังตัวอย่างในรูปที่ 3.5 ซึ่งเป็นตัวอย่างของ Trellis Diagram ของวงจรเข้ารหัสในรูปที่ 3.4 เป็น Trellis Diagram สำหรับวิเคราะห์การทำงานของวงจรเข้ารหัสในกรณีที่มีการข้อมูลจำนวน 6 บิตป้อนเข้าสู่วงจรเข้ารหัส และภายหลังจากที่มีการเข้ารหัสข้อมูล จะมีการทำให้ข้อมูลที่อยู่ในวงจรเข้ารหัสกลับสู่สถานะเริ่มต้นที่มีข้อมูลทั้งหมดเป็นศูนย์อีกครั้งโดยการป้อนข้อมูลดิจิทัล "0" สำหรับจุดใด ๆ ที่อยู่ในรูป Trellis Diagram ถูกใช้เพื่อแสดงถึงข้อมูลดิจิทัลที่เป็นไปได้ทั้งหมดที่ถูกเก็บไว้ในหน่วยความจำภายในวงจร ณ เวลาต่าง ๆ เส้นที่ถูกลากระหว่างจุดในรูปที่มีเครื่องหมาย $(x/x_o, x_o)$ แสดงถึงลักษณะในการเปลี่ยนแปลงสถานะของข้อมูลในหน่วยความจำที่มีค่าตรงกับจุดที่อยู่ต้นทางไปเป็นสถานะตามจุดที่ปลายทาง เมื่อมีการรับข้อมูล x_t เข้ามาภายในวงจร และข้อมูลเข้ารหัสที่ได้จากการประมวลผลมีค่าเป็น x_o, x_{o2} สำหรับการถอดรหัสข้อมูลเข้ารหัสที่ถูกตรวจจับได้ในกรณีที่ใช้วิธีการเข้ารหัสแบบคอนโวลูชันนั้น มีรูปแบบที่ใช้ในการทำงานอยู่หลายวิธีการ เช่น วิธีการ Sequential Decoding วิธีการ Threshold Decoding และ วิธีการ Viterbi Decoding เป็นต้น



รูปที่ 3.6 การทำงานของภาคเข้ารหัสและถอดรหัสแบบ TCM

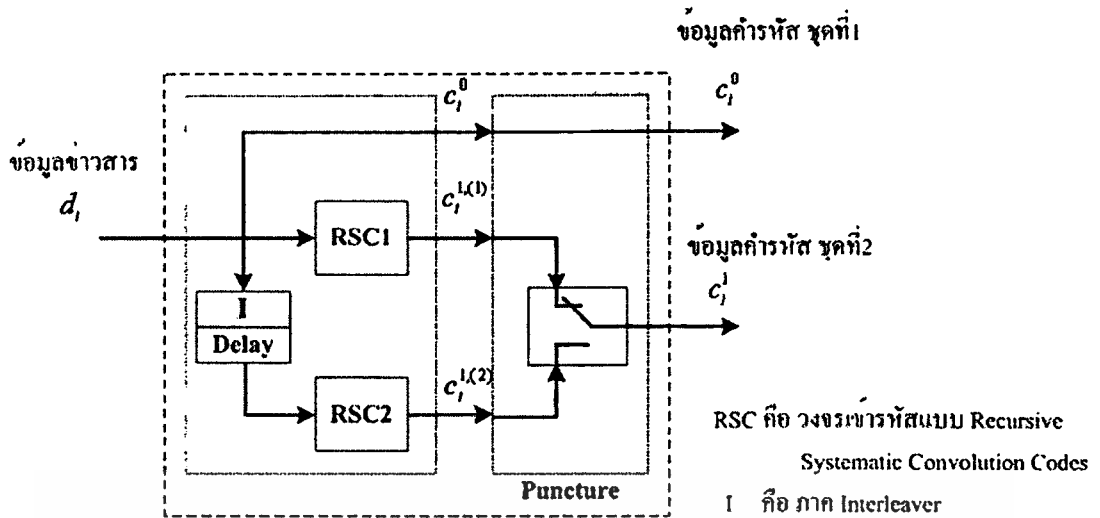
สำหรับวิธีการถอดรหัสแบบ Viterbi เป็นวิธีการที่นิยมใช้งาน เนื่องจากมีประสิทธิภาพและความซับซ้อนของวงจรที่ใช้งานไม่ซับซ้อน เป็นวิธีการถอดรหัสที่นำรูปภาพ Trellis Diagram เข้ามาใช้ในการประมวลผลร่วมกับข้อมูลเข้ารหัสที่ถูกตรวจจับได้ เพื่อกำหนดค่าของข้อมูลที่จะถูกส่งออกไปเป็นผลลัพธ์ของภาคถอดรหัส โดยการนำข้อมูลเข้ารหัสทั้งหมดที่ถูกตรวจจับได้ที่ภาครับมาทำการเปรียบเทียบกับข้อมูลในเส้นทางทั้งหมดที่อยู่ใน Trellis Diagram เพื่อกำหนดหาเส้นทางใด ๆ ที่มีลักษณะตรงกับสัญญาณที่ถูกตรวจจับได้มากที่สุด เพื่อนำข้อมูลที่อยู่ในเส้นทางดังกล่าวมาใช้สำหรับการกำเนิดข้อมูลดิบเพื่อส่งออกไปจากภาคถอดรหัส โดยมีการใช้วิธีการ Viterbi Algorithm เป็นวิธีการหลักสำหรับค้นหาเส้นทางที่เหมาะสมที่สุดดังกล่าว

3.3.3 รหัสแบบ TCM

สำหรับรหัส Trellis Coded Modulation หรือ TCM [6] เป็นรหัสที่ถูกพัฒนาขึ้นในปี พ.ศ. 2519 โดย Gottfried Ungerboeck เพื่อรองรับการใช้งานร่วมกับระบบสื่อสารที่มีการมอดูเลตแบบหลายระดับ หลักการทำงานของภาคเข้ารหัสและถอดรหัสแบบ TCM มีลักษณะการทำงานดังรูปที่ 3.6 โดยในการทำงานของภาคเข้ารหัสแบบ TCM นั้น เป็นการนำวงจรเข้ารหัสแบบคอนโวลูชันมาพัฒนาและใช้งานร่วมกับภาคมอดูเลตสัญญาณเพื่อให้สัญญาณข้อมูลที่ได้จากการทำงานของภาคเข้ารหัสแบบ TCM มีรูปแบบที่เหมาะสมมากยิ่งขึ้น สำหรับการทำงานของภาครับได้มีการนำสัญญาณข้อมูลที่ถูกตรวจจับได้มากำหนดโดยตรง เพื่อลดผลกระทบของความผิดพลาดที่เกิดจากภาคตรวจจับข้อมูลซึ่งถูกใช้สำหรับแปลงสัญญาณที่ถูกตรวจจับได้ให้อยู่ในรูปของข้อมูลดิจิทัล

สำหรับหลักการที่ใช้ในการออกแบบวงจรภาคเข้ารหัสแบบ TCM นั้น เป็นการออกแบบลักษณะในการทำงานของวงจรเข้ารหัสแบบคอนโวลูชันและรูปแบบในการ Mapping ของสัญญาณให้มีลักษณะที่เหมาะสม แต่เนื่องจากข้อมูลต่าง ๆ ที่ได้จากระบบการทำงานของภาคเข้ารหัสแบบ TCM นั้น อยู่ในรูปของสัญญาณข้อมูล ดังนั้น ในการออกแบบวงจรเข้ารหัส จึงต้องมีการใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



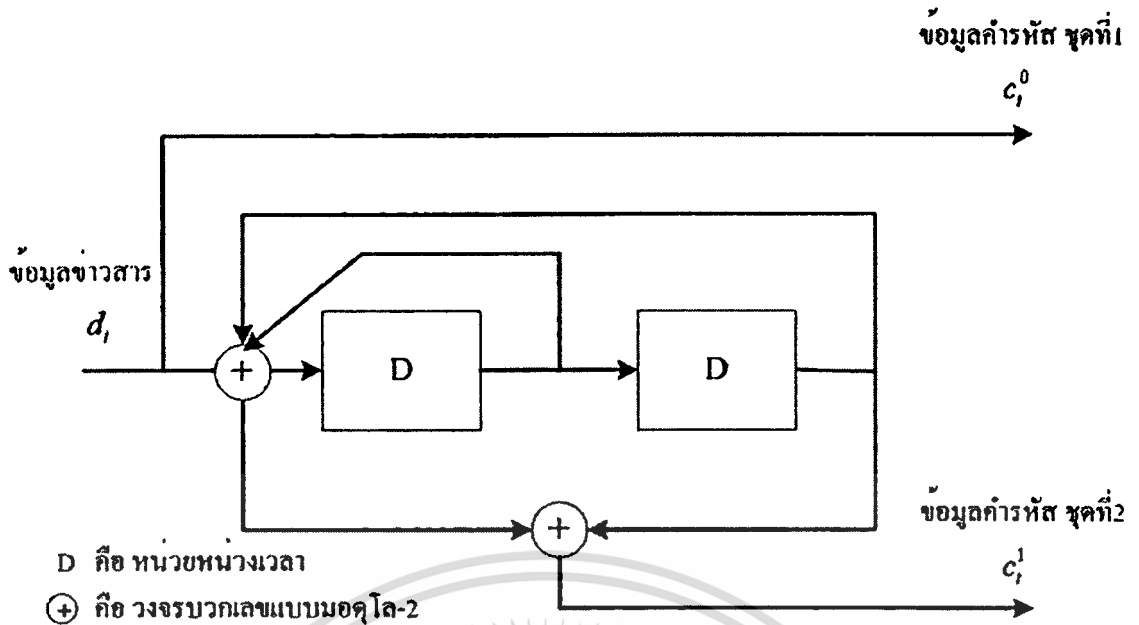
รูปที่ 3.7 ภาคเข้ารหัสแบบเทอร์โบ

งานตัวแปรต่าง ๆ ในรูปแบบของสัญญาณข้อมูลตามไปด้วย และเพื่อให้มีประสิทธิภาพในการป้องกันความผิดพลาดของข้อมูลที่เหมาะสม จึงได้มีการออกแบบลักษณะของสัญญาณที่ได้จากกระบวนการทำงานของภาคเข้ารหัสแบบ TCM ในแต่ละกรณี ให้มีลักษณะของสัญญาณที่แตกต่างกันมากที่สุดเท่าที่เป็นไปได้ โดยมีการใช้ค่า Minimum Euclidean Distance สำหรับกระบวนการเปรียบเทียบ ซึ่งเป็นค่าที่แสดงถึงความแตกต่างที่น้อยที่สุดของ Signal Sequence ใด ๆ ในทุกกรณีที่สามารถถูกส่งออกมาจากภาคเข้ารหัสแบบ TCM โดยในการออกแบบวงจรให้มีคุณสมบัติที่เหมาะสมนั้น มีการนำหลักการสำหรับแบ่งกลุ่มของสัญญาณที่เรียกว่า Mapping by Set Partitioning มาใช้ในการออกแบบ

สำหรับการทำงานของภาคถอดรหัสแบบ TCM มีการนำหลักการของวิธีการถอดรหัสแบบ Viterbi มาประยุกต์ใช้งาน โดยจะมีการนำสัญญาณข้อมูลที่ถูกตรวจจับได้ มาเปรียบเทียบกับ Trellis Diagram ที่แสดงถึงคุณสมบัติของวงจรเข้ารหัสที่ใช้งาน เพื่อหาเส้นทาง ใด ๆ ใน Trellis Diagram ที่มีค่า Euclidean Distance ของเส้นทางดังกล่าวเมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณที่ถูกตรวจจับได้น้อยที่สุดโดยใช้วิธีการ Viterbi Algorithm ในการคำนวณ และ จะมีการส่งข้อมูลที่แสดงถึงเส้นทางที่ถูกเลือกออกไปเป็นผลลัพธ์ของภาคถอดรหัสแบบ TCM

3.3.4 รหัสเทอร์โบ (Turbo Codes)

สำหรับรหัสเทอร์โบ ถูกค้นพบในปี พ.ศ. 2536 โดย Alan Glavieux Claude Berrou และ ปัญญา สุทธิษัณิมา เป็นรหัสที่มีการนำวงจรเข้ารหัสแบบ Recursive Systematic Convolution Codes (RSC) ตั้งแต่ 2 วงจรขึ้นไปมาทำการต่อใช้งานร่วมกันในลักษณะขนาน (Parallel Concatenation) เพื่อใช้เป็นภาคเข้ารหัสแบบเทอร์โบ และมีการใช้งานวิธีการถอดรหัสแบบวนซ้ำ (Iterative Decoding) ซึ่งมีรายละเอียดในการทำงานของภาคเข้ารหัสและภาคถอดรหัสดังต่อไปนี้

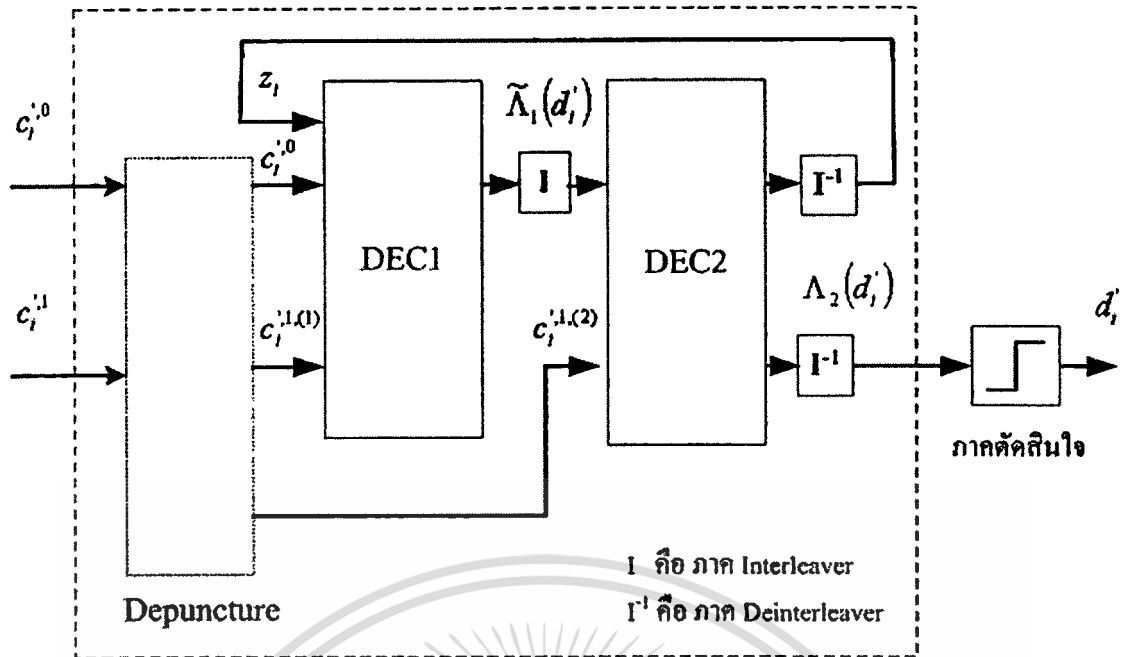


รูปที่ 3.8 ภาคเข้ารหัสแบบ Recursive Systematic Convolution Codes

3.3.4.1 พื้นฐานภาคเข้ารหัสแบบเทอร์โบ

วงจรที่ใช้ในการเข้ารหัสแบบเทอร์โบ มีลักษณะดังรูปที่ 3.7 ซึ่งเป็นตัวอย่างของวงจรเข้ารหัสแบบเทอร์โบที่มีการใช้วงจรเข้ารหัสแบบ RSC จำนวน 2 ชุด โดยมีการนำข้อมูลดิจิทัล d_i ป้อนเข้าสู่วงจรครั้งละ 1 บิต ซึ่งมีการส่งข้อมูลไปที่ภาคเข้ารหัส RSC1 และ RSC2 เพื่อทำการคำนวณค่าของข้อมูลคำรหัส d_i , $c_i^{1(1)}$ และ $c_i^{1(2)}$ สำหรับข้อมูลที่ถูกส่งให้ภาคเข้ารหัส RSC2 จะต้องผ่านกระบวนการ Interleave ก่อนเพื่อให้ข้อมูลที่ได้จากวงจรเข้ารหัสทั้งสองมีความสัมพันธ์ (Correlation) กันน้อยลง ซึ่งเป็นการทำให้ภาคถอดรหัสสามารถนำข้อมูลที่ได้รับไปใช้งานได้อย่างมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น

จากการทำงานของภาคเข้ารหัสแบบเทอร์โบตามที่แสดงในรูปที่ 3.7 พบว่าข้อมูลคำรหัสที่ได้จากการคำนวณ สามารถนำมาผ่านกระบวนการ Puncturing เพื่อลดขนาดของข้อมูลได้โดยการตัดข้อมูลบางส่วนที่จะถูกส่งออกไป และหากมีการทำงานในลักษณะดังกล่าวที่ภาคส่งแล้ว ที่ภาครับต้องมีการนำข้อมูลที่ถูกตรวจจับได้มาผ่านการ Depuncturing ด้วยกระบวนการที่ตรงกัน เพื่อให้สามารถนำข้อมูลมาใช้งานได้อย่างถูกต้อง สำหรับการแสดงถึงรูปแบบในการทำงานของกระบวนการ Puncturing ได้มีการใช้ Puncturing Matrix (P) เพื่อแสดงลักษณะการทำงานดังกล่าว ตัวอย่างเช่น วงจรเข้ารหัสในรูปที่ 3.7 มีลักษณะการทำงานของกระบวนการ Puncturing เป็น



รูปที่ 3.9 ภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบ

$$P = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

(3.6)

สำหรับวงจรเข้ารหัสแบบ Recursive Systematic Convolution Codes เป็นรูปแบบของ วงจรเข้ารหัสที่ถูกพัฒนามาจากวงจรเข้ารหัสแบบ Nonsystematic Convolution Codes เพื่อให้มีสมรรถนะที่ดีขึ้น โดยประสิทธิภาพที่ได้รับจากการทำงานของวงจรเข้ารหัสแบบ RSC นั้นมากกว่าในกรณีที่มีการใช้งานวงจรเข้ารหัสแบบ Nonsystematic Convolution Codes แต่ยังคงมี ลักษณะในการทำงานของวงจรเป็นแบบ Systematic Codes สำหรับลักษณะของวงจรที่ใช้เข้ารหัส แบบ RSC มีลักษณะดังรูปที่ 3.8 ซึ่งเป็นตัวอย่างของวงจรที่ดัดแปลงมาจากวงจรเข้ารหัสแบบ Nonsystematic Convolution Codes ที่มีค่า Generator Matrix เป็น $[7_8, 5_8]$

3.3.4.2 หลักการของภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบ

สำหรับการทำงานของภาคถอดรหัสข้อมูลแบบเทอร์โบนั้น มีรูปแบบในการทำงานดังในรูปที่ 3.9 เป็นภาคถอดรหัสที่มีการนำหลักการถอดรหัสแบบวนซ้ำ (Iterative Decoding) มาใช้งาน โดย การทำงานของวงจรถอดรหัส จะมีการนำข้อมูลที่ถูกตรวจจับได้มาผ่านกระบวนการ Depuncturing เพื่อกระจายข้อมูลไปให้ส่วนต่าง ๆ ของวงจรให้ถูกต้อง และมีความสัมพันธ์กับรูปแบบในการ ลดขนาดของข้อมูลของกระบวนการ Puncturing ที่ภาคเข้ารหัส ภาคถอดรหัส DEC1 และ DEC2 ที่เป็นภาคถอดรหัสแบบ Maximum a Posteriori (MAP) ที่ใช้สำหรับถอดรหัสข้อมูลที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถูกส่งมาจากภาคถอดรหัส RSC1 และ RSC2 ตามลำดับ และภาค Interleave หรือ Deinterleave ซึ่งถูกใช้สำหรับแปรสภาพข้อมูลให้ตรงกับรูปแบบข้อมูลในภาคต่าง ๆ ในการทำงานของภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบนั้น ลักษณะของข้อมูลที่ได้จากกระบวนการทำงานจะอยู่ในรูปของค่า Logarithm of Likelihood Ratio, $\Lambda(d_i)$ ที่มีนิยามดังสมการ

$$\Lambda(d_i) = \log \left[\frac{P\{d_i = 1 | \text{observation}\}}{P\{d_i = 0 | \text{observation}\}} \right] \quad (3.7)$$

โดยเป็นข้อมูลที่แสดงถึงค่าความน่าจะเป็น a *Posteriori* Probability $p(d_i = 0 | \text{observation})$ และ $p(d_i = 1 | \text{observation})$ ของข้อมูลดิจิทัล d_i ที่มีค่าเป็น “0” หรือ “1” ตามลำดับ สำหรับการดำเนินงานของภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบ มีการนำข้อมูลที่แสดงถึงข้อมูลดิจิทัล c_i^0 และ c_i^1 ซึ่งถูกตรวจจับได้ที่ภาครับมาผ่านกระบวนการ Depuncturing เพื่อกระจายข้อมูลส่งไปให้วงจรถอดรหัส DEC1 และ DEC2 ตามรูปแบบในการตัดข้อมูล จากนั้น ภาคถอดรหัส DEC1 มีการนำข้อมูล c_i^0 และ $c_i^{1,(1)}$ ซึ่งถูกส่งมาจากภาควัดจับข้อมูล และ ข้อมูล Extrinsic Information, z_i ซึ่งเป็นข้อมูลที่จะถูกป้อนกลับมาเพื่อเพิ่มความแม่นยำในการคำนวณทุก ๆ วงรอบการทำงานของภาคถอดรหัส มาทำการประมวลผลเพื่อคำนวณหาค่าของข้อมูล $\tilde{\Lambda}_1(d_i)$ เพื่อส่งไปให้กับภาคถอดรหัส DEC2 ที่ได้จากการคำนวณดังสมการความสัมพันธ์

$$\Lambda_1(d_i) = \frac{2}{\sigma^2} x_i + \frac{2}{\sigma_z^2} z_i + W_{1i} \quad (3.8)$$

จากสมการที่ 3.8 เป็นการพิจารณาลักษณะของข้อมูล $\Lambda_1(d_i)$ ที่ได้จากกระบวนการทำงานของภาคถอดรหัส DEC1 ในกรณีที่มีการใช้งานภายใต้ระบบสื่อสารที่มีลักษณะการกระจายข้อมูลแบบเกาส์ สำหรับ W_{1i} เป็นข้อมูลที่เกิดจากส่วนของข้อมูลที่ผ่านการเข้ารหัส เนื่องจากข้อมูลที่จะถูกส่งไปให้ DEC2 นั้น จะต้องไม่มีความสัมพันธ์กับข้อมูลที่อยู่ใน DEC2 ดังนั้น ข้อมูล $\tilde{\Lambda}_1(d_i)$ ที่ถูกส่งไปให้ DEC2 มีค่าเป็น

$$\tilde{\Lambda}_1(d_i) = \Lambda_1(d_i) |_{z_i=0} \quad (3.9)$$

และมีการนำข้อมูล $\tilde{\Lambda}_1(d_i)$ ที่ได้จากการคำนวณมาผ่านกระบวนการ Interleave เพื่อจัดเรียงรูปแบบของข้อมูลให้ตรงกับรูปแบบที่ใช้งานของภาคถอดรหัส DEC2 และถูกส่งต่อไปให้กับภาคถอดรหัส DEC2 เพื่อทำการถอดรหัสร่วมกับข้อมูล $c_i^{1,(2)}$ ที่ถูกตรวจจับได้มาทำการประมวลผลเพื่อคำนวณ

ค่า W_{2i} ในกรณีที่วงจรการทำงานของภาคถอดรหัสยังไม่สิ้นสุด เพื่อนำข้อมูลดังกล่าวป้อนกลับไปให้กับภาคถอดรหัส DEC1 เพื่อทำงานอีกครั้งหนึ่งโดยใช้สมการ

$$W_{2i} = \Lambda_2(d'_i)|_{\lambda_1(d'_i)=0} \quad (3.10)$$

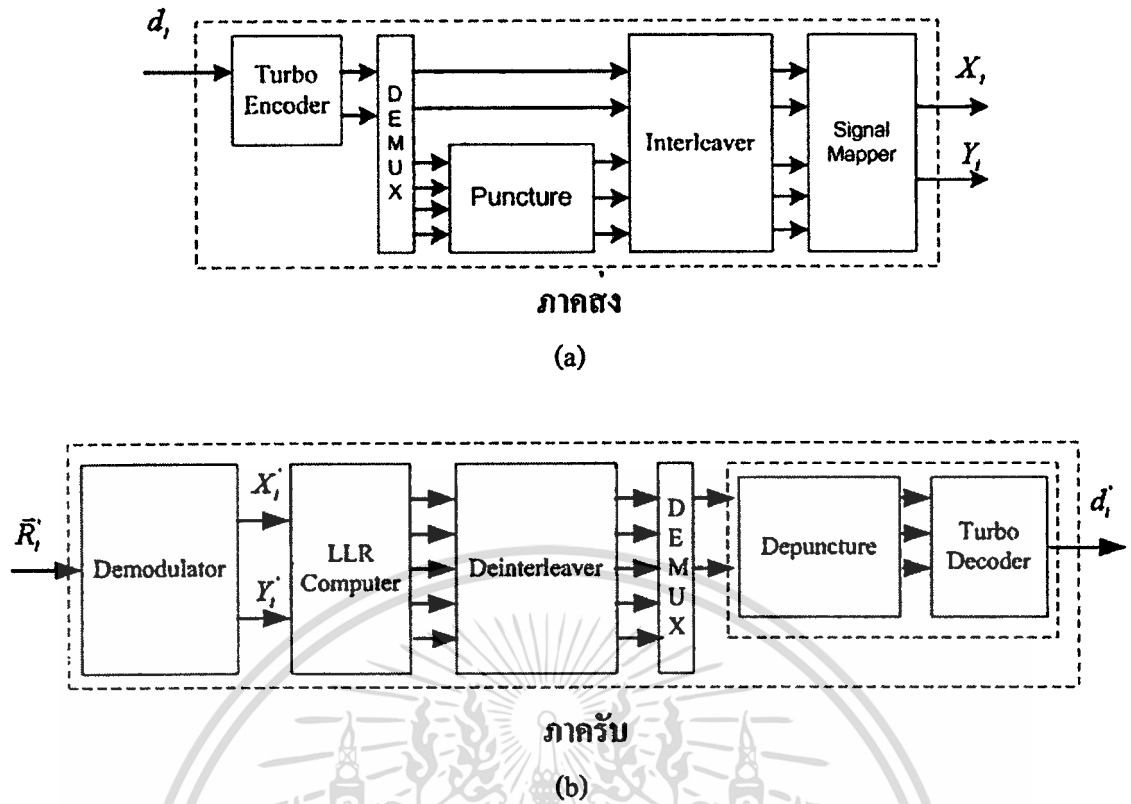
ข้อมูล W_{2i} ที่ได้จากการคำนวณ จะถูกนำมาผ่านกระบวนการ Deinterleave เพื่อจัดเรียงรูปแบบของข้อมูลให้ตรงกับรูปแบบที่ใช้ในภาคถอดรหัส DEC1 และเมื่อกระบวนการทำงานของภาคถอดรหัสมีวงจรการทำงานที่ครบตามกำหนดแล้ว จะนำข้อมูล $\Lambda_2(d'_i)$ ที่ได้จากการทำงานของภาคถอดรหัส DEC2 ในรอบสุดท้ายมาใช้สำหรับการตัดสินใจเพื่อคำนวณค่าของข้อมูลดิจิทัล d'_i ที่จะถูกส่งออกไปเป็นผลลัพธ์ของภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบซึ่งมีลักษณะในการตัดสินใจดังสมการ

$$d'_i = \text{sgn}(\Lambda(d'_i)) \quad (3.11)$$

3.3.4.3 การพัฒนารูปแบบการทำงานสำหรับระบบมอดูเลชันแบบหลายระดับ

เนื่องจากรหัสเทอร์โบนั้น ถูกออกแบบมาเพื่อใช้ในระบบสื่อสารที่มีการมอดูเลตแบบไบนารี ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนารูปแบบการทำงานรหัสเทอร์โบสำหรับระบบสื่อสารที่มีการมอดูเลตแบบหลายระดับได้เพื่อรองรับการส่งข้อมูลปริมาณมากขึ้น มีวิธีที่ใช้สำหรับการทำงานหลายรูปแบบด้วยกัน สำหรับการนำหลักการในการส่งสัญญาณข้อมูลโดยใช้รูปแบบการ Mapping สัญญาณโดยใช้รหัสเกรย์ (Gray Codes Mapping) [14] เป็นอีกวิธีการหนึ่งที่ถูกนำมาใช้งาน เป็นรูปแบบในการทำงานที่น่าคุณสมบัติในการ Mapping สัญญาณโดยใช้การจัดเรียงสัญญาณด้วยรหัสเกรย์เพื่อให้สัญญาณข้อมูลที่มีลักษณะใกล้เคียงกันใช้สำหรับแทนข้อมูลดิจิทัลที่ใกล้เคียงกัน ซึ่งส่งผลให้ความผิดพลาดในการส่งข้อมูลที่เกิดขึ้นมีค่าลดลงโดยมีการเปลี่ยนแปลงลักษณะการทำงานของภาคเข้ารหัสและภาคถอดรหัสตามรูปที่ 3.10

สำหรับการทำงานของภาคส่ง ข้อมูลเข้ารหัสที่ได้จากภาคเข้ารหัสแบบเทอร์โบ จะถูกจัดเรียงข้อมูลใหม่ และผ่านกระบวนการ Puncturing เพื่อลดขนาดของข้อมูล และ Interleaving เพื่อลดความผิดพลาดในกรณีที่มีการเกิดสัญญาณรบกวนแบบ Burst Error ตามลำดับ และถูกส่งต่อมาที่ภาค Mapping ซึ่งทำหน้าที่สำหรับแปลงข้อมูลดิจิทัลให้กลายเป็นข้อมูลแบบจำนวนเชิงซ้อน (Complex Number) ที่แสดงถึงสัญญาณข้อมูล ที่ถูกส่งออกไป ณ เวลาต่าง ๆ สำหรับการทำงานของภาครับ ข้อมูลจำนวนเชิงซ้อนที่แสดงถึงสัญญาณที่ถูกตรวจจับได้ ณ เวลาต่าง ๆ จะถูกคำนวณเพื่อหาค่าของข้อมูลในแต่ละบิตที่ถูกส่งมา ซึ่งเป็นข้อมูลแบบ Logarithm of Likelihood Ratio



รูปที่ 3.10 ภาคเข้ารหัสและถอดรหัสแบบเทอร์โบสำหรับมอดูเลชันแบบหลายระดับ
(a) ภาคส่ง (b) ภาครับ

จากนั้นข้อมูลที่ได้รับจะถูกนำมาผ่านกระบวนการ Deinterleaving และ Demultiplexing เพื่อจัดเรียงข้อมูลและส่งต่อไปให้กับภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบ เพื่อทำการถอดรหัสข้อมูลต่อไป

บทที่ 4

วิธีการปรับแต่งสัญญาณ

เนื่องจากผลของการทับซ้อนระหว่างสัญลักษณ์ที่เกิดขึ้นในระบบสื่อสาร เป็นสาเหตุหนึ่งที่ทำให้สัญญาณข้อมูลและข้อมูลที่ถูกรวบรวมได้ที่ภาครับผิดเพี้ยนไป ดังนั้นวิธีการปรับแต่งสัญญาณจึงได้ถูกพัฒนาขึ้นเพื่อลดผลกระทบดังกล่าว เป็นวิธีการที่ถูกนำไปใช้งานในระบบสื่อสารหลายประเภทด้วยกัน เช่น ระบบโทรศัพท์ และอุปกรณ์ประเภท MODEM เป็นต้น สำหรับบทนี้ กล่าวถึงหลักการพื้นฐานของวิธีการปรับแต่งสัญญาณ หลักการทำงานของวิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบ Viterbi Equalizer และ Sub-Optimum Soft Output Equalizer วิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Tomlinson-Harashima Precoding วิธีการ Spiral Curve และ วิธีการ Dimension Partitioning โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

4.1 หลักการพื้นฐาน

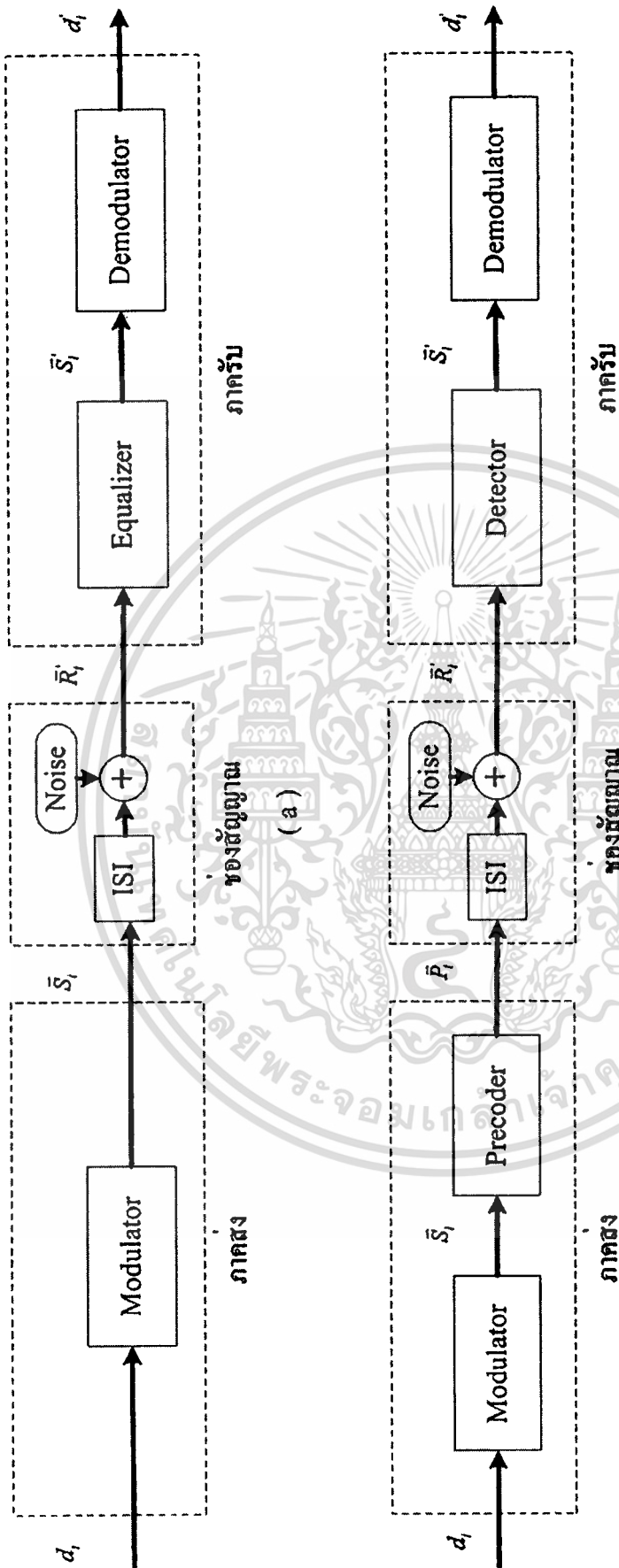
วิธีการปรับแต่งสัญญาณ สามารถแบ่งรูปแบบออกเป็น 2 ประเภทด้วยกัน ได้แก่ วิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบเชิงเส้นและแบบไม่เชิงเส้น [8] สำหรับวิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบเชิงเส้น (Linear Equalization) เป็นวิธีการที่มีการนำวงจรกรองสัญญาณแบบเชิงเส้น (Linear Filter) มาใช้งาน สำหรับวิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบไม่เชิงเส้น (Nonlinear Equalization) มีการใช้งานวงจรแบบไม่เชิงเส้นโดยสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 รูปแบบหลัก ๆ ด้วยกัน ได้แก่ วิธีการ Decision Feedback Equalizer (DFE) และ วิธีการ Maximum Likelihood Sequence Estimation (MLSE) เนื่องจากการทำงานของวิธีการปรับแต่งสัญญาณตามที่ได้กล่าวมานั้น จะต้องมีการส่งสัญญาณ Training Signal เพื่อหารูปแบบผลตอบสนองของช่องสัญญาณ (Channel Response) ดังนั้น จึงได้มีการพัฒนารูปแบบของวิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบ Blind Equalization ขึ้นมา เป็นรูปแบบในการปรับแต่งสัญญาณที่ไม่ต้องมีการส่งสัญญาณ Training Signal ซึ่งเป็นวิธีการปรับแต่งสัญญาณอีกรูปแบบหนึ่งที่ถูกนำมาทำการศึกษาค้นคว้าอย่างต่อเนื่อง

การทำงานของวิธีการปรับแต่งสัญญาณโดยทั่วไปจะมีกระบวนการทำงานต่าง ๆ อยู่ที่ภาครับ (Post-Equalization) ซึ่งทำหน้าที่ในการปรับปรุงรูปแบบของสัญญาณข้อมูลที่ถูกรวบรวมได้ที่มีความถูกต้องมากขึ้น มีลักษณะการทำงานดังรูปที่ 4.1(a) สำหรับการทำงานในอีกลักษณะหนึ่งของวิธีการปรับแต่งสัญญาณที่ถูกนำมาใช้งานนั้น เป็นรูปแบบในการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้า ซึ่งมีการปรับเปลี่ยนลักษณะของสัญญาณที่ถูกส่งออกไปจากภาคส่งก่อนถูกรบกวนจากผลของช่องสัญญาณเพื่อให้ข้อมูลที่ได้จากกระบวนการตรวจจับ ณ ภาครับมีความถูกต้องมากขึ้น มีรูปแบบที่ใช้งานหลายรูปแบบ ซึ่งรูปแบบที่สำคัญได้แก่ วิธีการ Tomlinson-Harashima Precoding (TH-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Precoding) [5][6] ที่มีการนำหลักการทำงานของวงจร Inverse Filter มาใช้ในการพัฒนา แต่เนื่องจากรูปแบบในการทำงานของวิธีการ TH-Precoding นั้น ไม่ได้ถูกออกแบบมาเพื่อใช้งานร่วมกับระบบสื่อสารที่มีการมอดูเลตแบบเฟส (Phase Modulation) ที่มีขนาดของสัญญาณคงที่ ดังนั้น วิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบ Spiral Curve จึงได้ถูกพัฒนาขึ้นมา โดยการใช้สมการรูป Spiral Curve มาใช้ในการแสดงความสัมพันธ์ของขนาดและเฟสของสัญญาณ R_i ที่ถูกตรวจจับได้ที่ภาครับ สำหรับวิธีการ Dimension Partitioning เป็นอีกรูปแบบหนึ่งของวิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าที่ถูกพัฒนาขึ้นมาจากวิธีการ TH-Precoding ให้สามารถใช้งานกับสัญญาณข้อมูลแบบเฟสได้ และมีช่วงในการตัดสินใจ (Decision Region) ที่มากกว่าวิธีการ TH-Precoding

สำหรับหัวข้อถัดไปนั้น กล่าวถึงหลักการทำงานของวิธีการปรับแต่งสัญญาณที่สำคัญ ได้แก่ วิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบ Viterbi Equalization ซึ่งเป็นวิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบ MLSE ที่มีการนำกระบวนการคำนวณแบบ Viterbi Algorithm มาใช้สำหรับคำนวณหากลุ่มของสัญญาณ (Signal Sequence) ที่ถูกส่งมา วิธีการ Sub-Optimum Soft Output Equalization ซึ่งพัฒนามาจากรูปแบบการทำงานแบบ Maximum a Posteriori (MAP) เพื่อให้ข้อมูลที่ได้จากกระบวนการทำงานเป็นแบบละเอียด (Soft-Decision Data) และ รูปแบบการทำงานของวิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Tomlinson-Harashima Precoding วิธีการ Spiral Curve Phase Precoding และ วิธีการ Dimension Partitioning โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้



รูปที่ 4.1 หลักการทำงานของวิธีการ (a) Post-Equalization (b) Pre-Equalization

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 วิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบ Viterbi Equalization

วิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบ Viterbi Equalizer เป็นรูปแบบหนึ่งของวิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบ Maximum Likelihood Sequence Estimation ที่มีการนำ Trellis Diagram มาใช้สำหรับการแสดงชุดของข้อมูลที่เป็นไปได้ทั้งหมดที่สามารถถูกส่งมาจากต้นทางได้ ซึ่งเกิดจากการคำนวณระหว่างผลตอบสนองของช่องสัญญาณ ณ เวลาต่าง ๆ กับสัญญาณข้อมูลที่ถูกส่งจากต้นทาง เพื่อนำมาใช้สำหรับการค้นหา เส้นทางใน Trellis Diagram ที่มีลักษณะที่ใกล้เคียงกับชุดของสัญญาณข้อมูล \bar{R} ; มากที่สุดโดยใช้วิธีการคำนวณแบบ Viterbi Algorithm ในการทำงาน เพื่อนำกลุ่มของสัญญาณข้อมูลที่ถูกเก็บไว้ในเส้นทางที่ถูกเลือก ส่งออกไปเป็นผลลัพธ์จากการทำงานของภาคปรับแต่งสัญญาณ โดยมีลักษณะในการทำงานตามขั้นตอนต่อไปนี้

- 4.2.1 นำสัญญาณข้อมูล \bar{R} ; ที่ถูกตรวจจับได้ที่ภาครับ ณ เวลาต่าง ๆ มาทำการเปรียบเทียบกับ Trellis Diagram ที่แสดงถึงคุณลักษณะของช่องสัญญาณ เพื่อทำการคำนวณหาค่าความแตกต่าง ซึ่งอยู่ในรูปแบบของข้อมูลที่เรียกว่าค่า Metric
- 4.2.2 นำข้อมูล Metric ที่ได้จากการเปรียบเทียบมาใช้สำหรับค้นหาเส้นทางที่มีข้อมูลที่ใกล้เคียงกับสัญญาณข้อมูล \bar{R} ; มากที่สุด โดยใช้วิธีการ Viterbi Algorithm ในการทำงาน
- 4.2.3 นำข้อมูลจากเส้นทางที่อยู่ใน Trellis Diagram ที่ถูกเลือกจากระบวนการค้นหาเส้นทางที่แสดงถึงรูปแบบของสัญญาณข้อมูลทั้งหมดที่คาดว่าจะถูกส่งมา ส่งออกไปเป็นผลลัพธ์ในการทำงานของภาคปรับแต่งสัญญาณ

4.3 Sub-Optimum Soft Output Equalization

วิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบ Optimum Soft Output Equalization [12] เป็นรูปแบบหนึ่งของวิธีการปรับแต่งสัญญาณที่ถูกพัฒนาจากวิธีการตรวจจับข้อมูลแบบ Maximum a Posteriori (MAP) เป็นวิธีการปรับแต่งสัญญาณที่สามารถกำเนิดข้อมูลแบบละเอียดเพื่อส่งออกไปเป็นผลลัพธ์จากการทำงานได้ ในการทำงานนั้นมีการคำนวณเพียงแค่ส่วนของ Forward Recursion รอบเดียวเท่านั้น เพื่อคำนวณผลลัพธ์จากการทำงาน และมีอัตราการเพิ่มขึ้นของหน่วยความจำที่ใช้งานที่เปลี่ยนแปลงตามขนาดของข้อมูลที่ใช้งานในลักษณะความสัมพันธ์แบบเชิงเส้น สำหรับวิธีการ Sub-Optimum Soft Output Equalization เป็นรูปแบบการทำงานที่มีการดัดแปลงวิธีการ Optimum Soft Output Equalization ให้มีความซับซ้อนในการทำงานลดลงและไม่ใช้ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนในการคำนวณ ส่งผลให้ประสิทธิภาพที่ได้รับมีค่าลดลงเล็กน้อย หลักการทำงานพื้นฐานของวิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบ Sub-Optimum Soft Output Equalization เป็นการนำสัญญาณข้อมูลที่ถูกตรวจจับได้ ตั้งแต่เวลา t , ถึงเวลาปัจจุบัน t_k เพื่อคำนวณหารูปแบบ

ของสัญญาณข้อมูลที่คาดว่าจะถูกส่งมา ณ เวลาที่ t_{k-D} ตัวแปร D เป็นค่า Decision Delay (D) ที่ถูกนิยามขึ้นมาโดยจะมีค่าที่มากกว่าหรือเท่ากับขนาดหน่วยความจำของช่องสัญญาณ

$$D \geq L_c \quad (4.1)$$

และเนื่องจากข้อมูลที่ถูกนำมาใช้ในการคำนวณ มีขนาดมากกว่าหน่วยความจำของช่องสัญญาณ ดังนั้น จึงได้มีการนิยามตัวแปร State Survivor Metrics $S(x_k)$ ซึ่งเป็นเมตริกที่มีขนาดเท่ากับ $(D-L_c)(m-1)$ โดยที่ x_k เป็นสถานะของสัญญาณข้อมูลที่ถูกเก็บอยู่ในช่องสัญญาณ ณ เวลา t_k และ m เป็นจำนวนของสัญญาณทั้งหมดในกลุ่มของสัญญาณที่ถูกใช้งาน ในแต่ละตำแหน่งนั้น มีการเก็บข้อมูลดังต่อไปนี้

$$S(x_k) = \begin{cases} s_{ij}(x_k) & ; i = 1, 2, \dots, D-L_c \\ & ; j = 1, 2, \dots, m-1 \end{cases} \quad (4.2)$$

$$s_{ij}(x_k) = P(u_{k-L_c} = U_j | x_k, z_1^{k-1}) \quad (4.3)$$

เมื่อ u_k เป็นสัญญาณข้อมูลที่ถูกส่ง ณ เวลา t_k และ U_j เป็นสัญญาณใด ๆ ในกลุ่มของสัญญาณที่ใช้งาน และสำหรับค่าความน่าจะเป็นที่ไม่ได้ถูกเก็บไว้ใน $S(x_k)$ ที่เหลืออยู่ สามารถคำนวณได้โดยใช้คุณสมบัติของค่าความน่าจะเป็น

$$P(u_{k-L_c} = U_m | x_k, z_1^{k-1}) = 1 - \sum_{j=1}^{m-1} P(u_{k-L_c} = U_j | x_k, z_1^{k-1}) \quad (4.4)$$

โดยในการทำงานเพื่อกำเนิดข้อมูลของภาคปรับแต่งสัญญาณ ณ เวลา t_k เพื่อคำนวณลักษณะของสัญญาณ ณ เวลา t_{k-D} นั้น มีขั้นตอนในการทำงานดังต่อไปนี้

4.3.1 ทำการคำนวณค่า Additive Branch Metrics (ABM) $m_a(x_k, x_{k+1})$ ของทุก ๆ เส้นทางใน Trellis Diagram โดยใช้สมการ

$$m_a(\xi_k) = d(\xi_k) \quad (4.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ ตัวแปร ξ_k แสดงถึงจุดเชื่อมต่อระหว่างจุดใด ๆ (Branch) ที่อยู่ใน Trellis Diagram และ $d(\xi_k)$ เป็นค่า Euclidean Distance ที่ได้จากการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณข้อมูลที่ถูกรวบรวมได้และข้อมูลที่อยู่ในเส้นทางดังกล่าว

4.3.2 ทำการวนรอบเพื่อคำนวณค่าของข้อมูลที่อยู่ใน State ถัดไป x_{k+1} ตามขั้น

4.3.2.1 ทำการคำนวณค่า Survivor Metric $m_a(x_{k+1})$ จากสมการ

$$m_a(x_{k+1}) = \min_{x_k \in Q} (m_a(x_k) + m_a(x_k, x_{k+1})) \quad (4.6)$$

4.3.2.2 คำนวณค่า Hard Survivor Metrics $H_e(x_{k+1})$ โดยใช้วิธีการ Viterbi Algorithm ในการค้นหาเส้นทางที่มีค่า Metric น้อยที่สุด โดยลักษณะของ $H_e(x_{k+1})$ ที่ได้จากการคำนวณ จะเป็นชุดของสัญญาณข้อมูลตั้งแต่ t_1 ถึง t_k ที่มีโอกาสสูงสุดที่จะถูกส่งมา

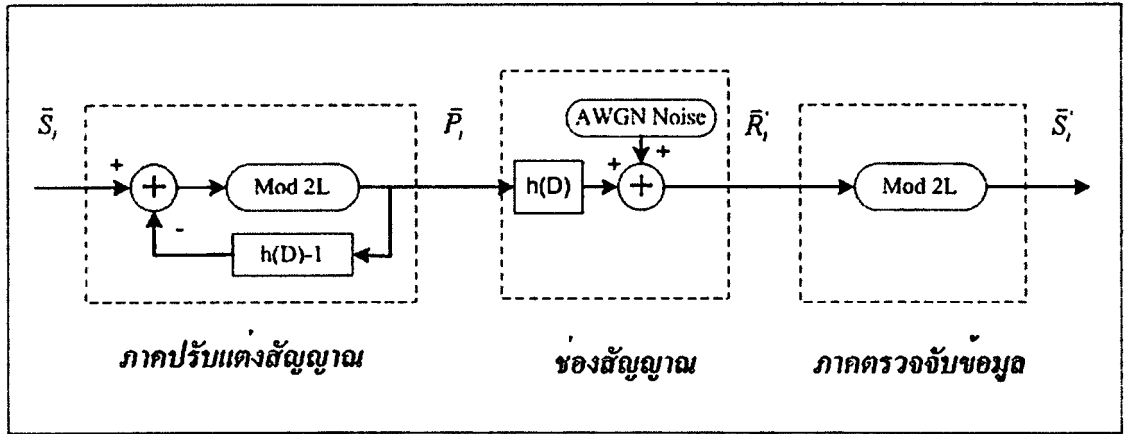
4.3.2.3 คำนวณค่า Metric $S(x_k)$ จากสมการ

$$\min_{\pi_k \in \mathcal{D}_k} (m_a(\pi_k)) = \min_{\pi_k} (m_a(x_{k+1}, u_{k-D} = U_j)) \quad (4.7)$$

โดยที่ π_k เป็นเซตของเส้นทางจากเวลา t_1 ไปถึง t_k D เป็นค่า Decision Delay u_{k-D} เป็นสัญญาณข้อมูล ณ เวลา t_{k-D} และ U_j เป็นสัญญาณใด ๆ ในกลุ่มของสัญญาณที่ถูกรวบรวม

4.3.3 คำนวณค่า Information Packet จากข้อมูลที่อยู่ในวงจรจำนวน $(D-L)$ ชุดที่อยู่ท้ายสุด โดยใช้สมการ

$$\begin{aligned} p(u_{k-\sigma}, z_1^k) &= \sum_{x_{k+1}} p(u_{k-\sigma}, x_{k+1}, z_1^k) \\ &= \sum_{x_{k+1}} p(u_{k-\sigma} | x_{k+1}, z_1^k) p(x_{k+1}, z_1^k) \end{aligned} \quad (4.8)$$



รูปที่ 4.2 วิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Tomlinson-Harashima Precoding

4.3.4 ทำการคำนวณค่า $S(x_{k+1})$ จากข้อมูลที่อยู่ภายใน $S(x_k)$ เพื่อนำมาใช้ในการคำนวณข้อมูลชุดถัดไป โดยใช้ความสัมพันธ์

$$S(x_{k+1}) = \sum \beta(x_k, x_{k+1}) S(x_k) \quad (4.9)$$

สำหรับค่าที่ได้จากการคำนวณนั้น จะถูกนำไปใช้ในการคำนวณกับข้อมูลชุดต่อไป

4.4 วิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Tomlinson-Harashima Precoding

วิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Tomlinson-Harashima [10][11] เป็นวิธีการที่ถูกพัฒนามาจากรูปแบบการทำงานของวงจร Inverse Filter โดยการนำกระบวนการคำนวณค่า มอดุโล - N (Modulo- N) เข้ามาใช้งานเพื่อให้สัญญาณข้อมูลที่ได้รับจากการคำนวณ มีค่าอยู่ในขอบเขตที่จำกัด เป็นผลให้การทำงานมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น โดยมีลักษณะในการทำงานดังรูป 4.2 ที่แสดงถึงหลักการของวิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Tomlinson-Harashima มีการนำสัญญาณข้อมูลที่ถูกส่ง ณ เวลาต่าง ๆ มาใช้งานโดยการนำข้อมูลผลกระทบของการทับซ้อนระหว่างสัญลักษณ์ \bar{I}_i มาลบออกจากสัญญาณที่ถูกส่งออกไป จากนั้นสัญญาณข้อมูลที่ถูกชดเชยผลกระทบของการทับซ้อนระหว่างสัญลักษณ์ ถูกนำมาผ่านกระบวนการคำนวณค่ามอดุโล - N เพื่อให้สัญญาณข้อมูลที่ถูกส่งออกไปในระบบสื่อสารอยู่ในช่วง $-N/2$ ถึง $N/2$ สำหรับการทำงานของภาคตรวจจับข้อมูลที่ภาครับ มีการนำสัญญาณข้อมูลที่ถูกตรวจจับได้ที่ภาครับมาทำการคำนวณหาค่ามอดุโล - N เพื่อเปลี่ยนแปลงสัญญาณข้อมูลที่ถูกตรวจจับ \bar{R}_i' ให้กลายเป็นสัญญาณข้อมูล \bar{S}_i' ที่สามารถนำไปใช้งานต่อไปได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 วิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Spiral Curve Phase Precoding

สำหรับวิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Spiral Curve [2] เป็นรูปแบบหนึ่งของวิธีการปรับแต่งสัญญาณซึ่งถูกพัฒนาขึ้นมาเพื่อใช้ในระบบสื่อสารที่มีการมอดูเลตแบบเฟส ที่มีขนาดของสัญญาณข้อมูลที่ถูกส่ง \bar{S}_i มีค่าคงที่มีลักษณะดังสมการ

$$\bar{S}_i = Ae^{j\beta_i} \quad (4.10)$$

เมื่อ A เป็นขนาดของสัญญาณข้อมูล และ β_i เป็นเฟสของสัญญาณข้อมูลที่ถูกส่ง ณ เวลา t_i ใด ๆ สำหรับหลักการทำงานของวิธีการ Spiral Curve เพื่อให้สามารถใช้งานร่วมกับสัญญาณข้อมูลแบบเฟสได้นั้น ได้มีการนำคุณสมบัติของสมการรูปร่างกลมก้นหอย (Spiral Curve) มาใช้ในการทำงานซึ่งมีลักษณะของสมการดังนี้

$$r = A\left(1 + \frac{\beta_i - \phi}{C\pi}\right) \quad (4.11)$$

จากสมการ เป็นสมการบนพิกัดเชิงขั้ว (r, ϕ) พื้นฐานของรูปร่างกลมก้นหอย ซึ่งมีเฟสของการหมุนรูปร่างกลมก้นหอยเป็น β_i และ มีค่าคงที่ของวงกลมก้นหอยสำหรับการกำหนดระยะห่างของจุดใด ๆ ที่อยู่ในสมการวงกลมก้นหอย ซึ่งมีเฟสต่างกันเท่ากับ $2\pi (D_s)$ โดยในกรณีที่มีลักษณะของสมการที่ใช้งานดังสมการที่ (4.11) สามารถคำนวณได้จาก

$$D_s = \frac{2A}{C} \quad (4.12)$$

โดยในการทำงานของภาคปรับปรุงสัญญาณล่วงหน้าที่ต้นทาง และ ภาคตรวจจับที่ปลายทางได้มีการนำสมการวงกลมก้นหอยมาใช้งานเพื่อแสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างขนาด และ เฟสของสัญญาณข้อมูลที่ถูกตรวจจับได้ที่ภาครับ \bar{R}_i กับเฟสของสัญญาณข้อมูล β_i ที่ถูกส่งมา ณ เวลาต่าง ๆ โดยมีรายละเอียดในการทำงานดังต่อไปนี้

4.5.1 พื้นฐานภาคปรับแต่งสัญญาณ

ในการทำงานของภาคปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Spiral Curve ที่ภาคส่งนั้น มีการคำนวณโดยการหารูปแบบของสัญญาณข้อมูลที่ถูกส่งไปถึงภาครับในกรณีที่ไม่มีการรบกวนจากสัญญาณรบกวน \bar{R}_i ซึ่งถูกแสดงโดยใช้วงกลม ISI-Circle ในระนาบ Euclidean Signal Spaces และรูปร่างกลมก้นหอยที่มีเฟสในการหมุนเท่ากับเฟสของสัญญาณข้อมูลที่ถูกส่ง ณ เวลาต่าง ๆ β_i เพื่อนำ

จุดตัดระหว่างข้อมูลดังกล่าว มาใช้สำหรับกำเนิดสัญญาณข้อมูล \bar{P}_i สำหรับวงกลม ISI-Circle นั้น เป็นวงกลมที่มีจุดศูนย์กลางอยู่ที่ตำแหน่ง \bar{I}_i และมีรัศมีเท่ากับ A มีลักษณะดังสมการ

$$r = a_i \cos(\phi - \phi_i) \pm \sqrt{A^2 - a_i^2 \sin^2(\phi - \phi_i)} \quad (4.13)$$

เมื่อ a_i และ ϕ_i เป็นขนาดและเฟสของ I_i สำหรับรูปแบบของวงกลมก้นหอยที่ถูกใช้สำหรับการคำนวณ มีลักษณะดังสมการ

$$r_i = \frac{A}{a_0} \left(1 + \frac{\beta_i - \phi_i - \phi_0}{C\pi} \right) \quad (4.14)$$

จากสมการที่ (4.14) พบว่า สมการที่ใช้งานมีลักษณะที่แตกต่างออกไปจากสมการ (4.11) เนื่องจากต้องมีการชดเชยผลของการจางของสัญญาณในเส้นทางแรก (First Path Fading) ที่มีขนาดและเฟสของสัญญาณเป็น a_0 และ ϕ_0 ตามลำดับ สำหรับการทำงานของภาคปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้า มีการคำนวณหาค่าจุดตัดหรือจุดที่ใกล้ที่สุดของจุดตัดระหว่างสมการ (4.13) และ (4.14) เพื่อนำจุดตัดใด ๆ ที่ได้จากการคำนวณ ไปใช้ในการคำนวณหาค่าของสัญญาณ \bar{P}_i

$$\bar{P}_i = Ae^{j\theta_i} = r_i e^{j\phi_i} - a_i e^{j\phi_i} \quad (4.15)$$

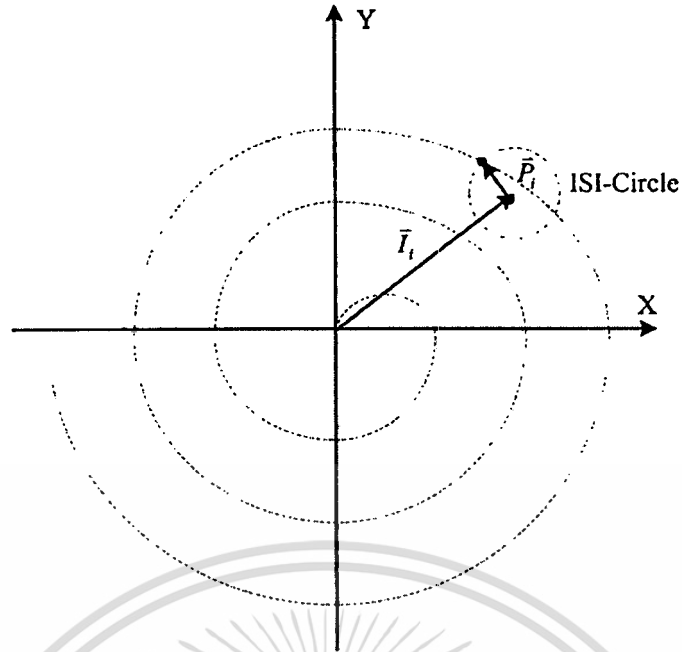
เมื่อ r_i และ ϕ_i เป็นขนาดและเฟสของสัญญาณที่แสดงถึงจุดตัดใด ๆ ที่ได้จากการคำนวณ

4.5.2 หลักการทำงานของภาคตรวจจับสัญญาณ

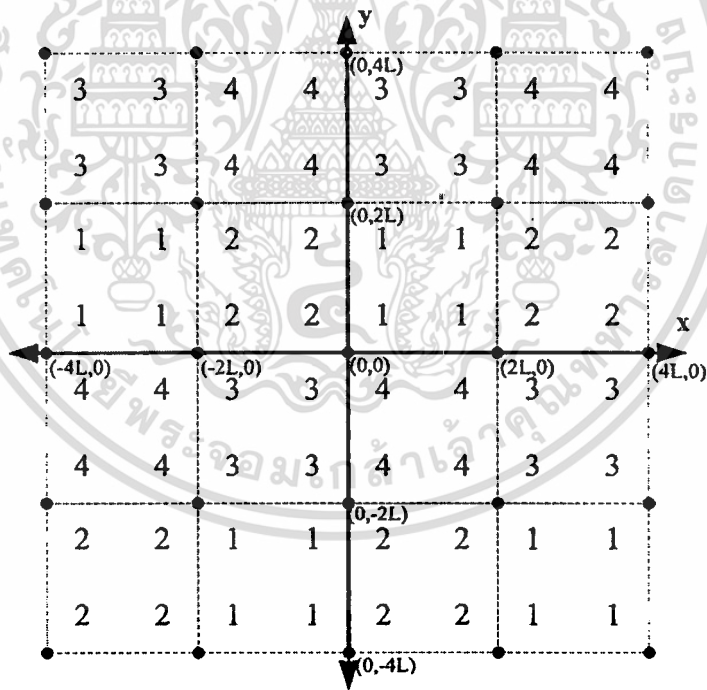
สำหรับการทำงานของภาคตรวจจับข้อมูลแบบ Spiral Curve มีการนำสัญญาณข้อมูลที่ถูกตรวจจับได้ที่ภาครับ ณ เวลาต่าง ๆ \bar{R}_i มาทำการเปรียบเทียบกับสมการวงกลมก้นหอย เพื่อคำนวณหาเฟส β_i ของรูปวงกลมก้นหอยที่สามารถทำให้ตำแหน่งของ \bar{R}_i ตรงกับตำแหน่งของจุดใด ๆ ที่อยู่ในวงกลมก้นหอย โดยใช้สมการ

$$\beta_i = \theta_i + \phi_0 + \left(\frac{r_i a_0}{A} - 1 \right) C\pi \quad (4.16)$$

เมื่อ r_i และ θ_i เป็นขนาดและเฟสของสัญญาณข้อมูล \bar{R}_i และมีการนำข้อมูลของเฟส β_i ที่ได้จากการคำนวณส่งออกไปเป็นผลลัพธ์จากการทำงานของภาคตรวจจับข้อมูล



รูปที่ 4.3 หลักการทำงานของภาคปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Spiral Curve



รูปที่ 4.4 ลักษณะของ Dimension Partitioning

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5.3 การกำหนดค่าคงที่ ของวงกลมกันหอยค่า $1/C_0$

สำหรับการกำหนดค่าคงที่ C ของวงกลมกันหอย เป็นตัวแปรหนึ่งที่มีความสำคัญ เนื่องจากเป็นตัวแปรสำคัญที่ส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพในการทำงาน โดยพบว่า ในกรณีที่กำหนดให้ค่าคงที่ C มีค่าไม่เหมาะสมแล้วจะส่งผลให้การคำนวณหาค่าจุดตัดระหว่างสมการ (4.13) และ (4.14) นั้น ไม่สามารถทำได้ ดังนั้น เพื่อให้การทำงานของภาคปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าสามารถคำนวณหาค่าสัญญาณ \bar{P}_i ได้ถูกต้องในทุก ๆ กรณีนั้น แนวทางหนึ่งที่ถูกใช้งานได้แก่การกำหนดให้ค่าคงที่ของวงกลมกันหอย C มีค่าเท่ากับ

$$C = \frac{1}{a_0} \quad (4.17)$$

โดยเมื่อนำไปคำนวณค่าระยะห่างของจุดใด ๆ ที่อยู่ในสมการวงกลมกันหอย ซึ่งมีเฟสต่างกันเท่ากับ 2π ของสมการที่ (4.9) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} D_s &= \frac{2A}{C} \\ &= \frac{2A}{(1/a_0)} \\ &= 2Aa_0 \end{aligned} \quad (4.18)$$

และเนื่องจาก D_s มีค่าเท่ากับเส้นผ่าศูนย์กลางของวงกลม ISI-Circle ดังนั้นจึงทำให้สามารถคำนวณค่าจุดตัดระหว่างวงกลม ISI-Circle และวงกลมกันหอยได้ในทุก ๆ กรณี

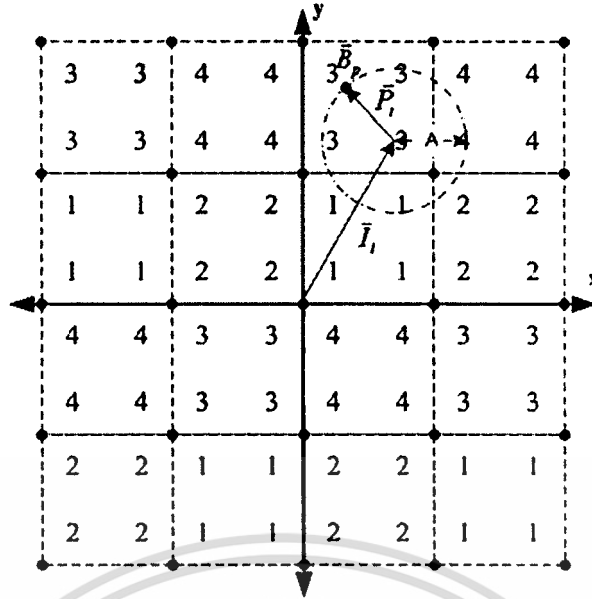
4.6 วิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Dimension Partitioning

วิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Dimension Partitioning [3] เป็นวิธีการที่ถูกพัฒนาขึ้นมาจากวิธีการ TH-Precoding เพื่อให้สามารถนำไปใช้งานร่วมกับระบบสื่อสารที่มีการส่งสัญญาณข้อมูลแบบ QPSK ที่มีขนาดของสัญญาณคงที่ได้ และมีช่วงของการตัดสินใจที่มากกว่าวิธีการ TH-Precoding สำหรับลักษณะของสัญญาณข้อมูลแบบ QPSK มีลักษณะดังสมการ

$$\bar{S}_i = Ae^{j\beta_i} \quad (4.19)$$

เมื่อ β_i เป็นเฟสของสัญญาณข้อมูลที่มีค่าเป็น $\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4$ หรือ $7\pi/4$ โดยหลักการทำงานของวิธีการ Dimension Partitioning นั้น มีการนำรูปภาพ Dimension Partitioning มาใช้ในการคำนวณ โดยเป็นรูปภาพที่แสดงถึงลักษณะในการตัดสินใจสัญญาณข้อมูลของภาคตรวจจับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 การทำงานของภาคปรับแต่งสัญญาณ สำหรับวิธีการ Dimension Partitioning

ข้อมูลซึ่งตำแหน่งต่าง ๆ ที่อยู่บนรูปภาพ Dimension Partitioning แสดงถึงลักษณะของสัญญาณต่าง ๆ ที่อยู่บนระนาบ Euclidean Signal Spaces มีลักษณะดังรูปที่ 4.4

สำหรับ Region ใด ๆ ที่อยู่ในรูปภาพ Dimension Partitioning นั้น มีความกว้างและสูงเท่ากับ $2L$ โดยตัวเลข 1-4 ที่อยู่ในแต่ละ Region ถูกใช้สำหรับแสดงถึงเฟสของสัญญาณข้อมูลที่ส่งออกไป เป็นผลลัพธ์ของภาคตรวจจับข้อมูลในกรณีที่สัญญาณข้อมูล \bar{R}_i ตกอยู่บน Region ดังกล่าว โดยถูกใช้ในการแสดงถึงสัญญาณข้อมูลที่มีเฟสเป็น $\pi/2$ $3\pi/2$ $5\pi/2$ หรือ $7\pi/2$ ตามลำดับ สำหรับหลักการทำงานของภาคปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าและภาคตรวจจับข้อมูลสำหรับวิธีการ Dimension Partitioning นั้น มีรายละเอียดดังต่อไปนี้

4.6.1 ภาคปรับแต่งสัญญาณ

ในการทำงานของภาคปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้า สำหรับวิธีการ Dimension Partitioning เพื่อคำนวณลักษณะของสัญญาณข้อมูล \bar{P}_i ณ เวลาต่าง ๆ นั้น มีการนำตำแหน่งของ \bar{I}_i มาใช้สำหรับสร้างวงกลม ISI-Circle ตามสมการที่ (4.13) ซึ่งแสดงถึงข้อมูลที่เป็นไปได้ทั้งหมดที่สามารถถูกตรวจจับได้ที่ภาครับ ในกรณีที่ไม่มีผลของสัญญาณรบกวน เพื่อนำไปคำนวณตำแหน่งของจุด Best Signaling Point \bar{B}_p ซึ่งเป็นจุด ใด ๆ บนวงกลม ISI-Circle ที่อยู่ใกล้กับจุดกึ่งกลางของ Region ที่มีข้อมูลที่ถูกเก็บไว้ใน Region นั้นตรงกับเฟสของสัญญาณข้อมูล β_i ที่ทำการส่ง เพื่อนำตำแหน่ง \bar{B}_p ที่ได้จากการคำนวณมาใช้สำหรับคำนวณหาค่าของสัญญาณ \bar{P}_i โดยใช้สมการ

$$\bar{P}_i = \bar{B}_p - \bar{I}_i \quad (4.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่สัญญาณที่ได้จากการคำนวณ ต้องถูกคูณด้วยค่า $e^{j\omega}$ ก่อนส่งผ่านระบบสื่อสารเพื่อทำให้สัญญาณข้อมูลที่ถูกตรวจจับได้ที่ภาครับไม่มีผลกระทบจากการเลื่อนเฟส ϕ_0 ของการงานในเส้นทางแรก

4.6.1 ภาคตรวจจับสัญญาณ

สำหรับการทำงานของภาคตรวจจับข้อมูล มีการนำสัญญาณข้อมูล \bar{R}_i มาทำการเปรียบเทียบกับ Region ต่าง ๆ บนรูปภาพ Dimension Partitioning เพื่อค้นหาตำแหน่งของ Region ที่มีขอบเขตที่ครอบคลุมสัญญาณข้อมูล \bar{R}_i ด้วยสมการ

$$\bar{x}_i = \bar{R}_i - 2(m_i + jn_i)a_0L \quad (4.20)$$

โดยในการคำนวณ มีการหาค่าจำนวนเต็ม m_i และ n_i ที่สามารถทำให้ข้อมูลตัวเลขเชิงซ้อน \bar{x}_i ที่ได้จากการคำนวณมีค่าอยู่ในช่วง $[-L, L]$ ซึ่งตัวเลขที่ได้จากการคำนวณ แสดงถึงตำแหน่งของ Region ที่มีขอบเขตครอบคลุมสัญญาณ \bar{R}_i และจะมีการนำข้อมูลที่อยู่ภายใน Region ที่ถูกเลือก ส่งออกไปเป็นผลลัพธ์ของภาคตรวจจับข้อมูล สำหรับค่า a_0 ที่ถูกนำมาคูณกับขนาดของ Region $2L$ นั้น ถูกใช้เพื่อขจัดผลของการลดทอนจากการงานในเส้นทางแรก

การทำงานของภาคตรวจจับข้อมูลแบบใหม่

จากการศึกษาและรวบรวมรายละเอียดเกี่ยวกับรหัสเทอร์โบ พบว่าประสิทธิภาพในการป้องกันความผิดพลาดของข้อมูลที่ได้รับ ขึ้นอยู่กับองค์ประกอบต่าง ๆ ที่ใช้งาน เช่น ค่า Generator Matrix ของวงจรเข้ารหัส อัตราการเข้ารหัส ขนาดของข้อมูลที่เข้ารหัส และ ลักษณะของข้อมูลที่ถูกป้อนเข้าสู่ภาคถอดรหัส เป็นต้น ดังนั้นการนำรหัสเทอร์โบมาใช้งานร่วมกับวิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบต่าง ๆ จึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งในการปรับปรุงรูปแบบของวิธีการปรับแต่งสัญญาณ ให้สามารถใช้งานร่วมกับรหัสเทอร์โบได้อย่างเหมาะสมและมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น สำหรับบทนี้ นำเสนอหลักการสำหรับพัฒนารูปแบบของวิธีการปรับแต่งสัญญาณ โดยมีerkกล่าวถึงแนวทางและหลักการสำหรับพัฒนารูปแบบของภาคตรวจจับข้อมูลสำหรับวิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบ Spiral Curve และ แบบ Dimension Partitioning แบบใหม่ที่ถูกออกแบบมาเพื่อใช้งานร่วมกับภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบ

5.1 หลักการสำหรับพัฒนาภาคตรวจจับข้อมูล

สำหรับการพัฒนารูปแบบในการทำงานของภาคปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้า ให้สามารถทำงานร่วมกับรหัสเทอร์โบได้อย่างเหมาะสมมากขึ้น สิ่งสำคัญคือจะต้องศึกษาถึงคุณสมบัติ และรูปแบบในการทำงานของภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบ เนื่องจาก เป็นส่วนที่มีความสำคัญที่ส่งผลต่อประสิทธิภาพที่ได้รับโดยตรง จากการศึกษารายละเอียดของภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบ พบว่า ลักษณะของข้อมูลที่ถูกส่งให้กับภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบ ที่เป็นข้อมูลแบบ Logarithm of Likelihood Ratio เป็นสิ่งที่มีผลกระทบอย่างยิ่งต่อประสิทธิภาพที่ได้รับจากการทำงาน โดยในกรณีที่ข้อมูลซึ่งถูกส่งต่อให้กับภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบเป็นข้อมูลที่ได้จากการตัดสินใจแบบละเอียด จะทำให้ความสามารถในการแก้ไขความผิดพลาดของภาคถอดรหัสดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีที่มีการใช้ข้อมูลที่ได้จากการตัดสินใจแบบหยาบ

แต่จากการศึกษาการทำงานของวิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Spiral Curve และ แบบ Dimension Partitioning ตามรายละเอียดในบทที่ 4 พบว่าข้อมูลที่ได้รับจากการทำงานของภาคตรวจจับข้อมูลของทั้งสองวิธีการเป็นข้อมูลที่แสดงถึงเฟสของสัญญาณข้อมูลข่าวสารที่ถูกตรวจจับได้ ซึ่งไม่สามารถส่งต่อให้กับภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบเพื่อถอดรหัสข้อมูลได้โดยตรง ดังนั้นจึงต้องมีการปรับปรุงการทำงานของภาคตรวจจับข้อมูลสำหรับวิธีการทั้งสอง เพื่อให้ข้อมูลที่ได้จากกระบวนการทำงานเป็นค่า Logarithm of Likelihood Ratio ที่สามารถส่งให้กับภาคถอดรหัสแบบ

เทอร์โบได้โดยตรง และมีลักษณะของกระบวนการตัดสินใจของภาคตรวจจับข้อมูลแบบละเอียด เพื่อให้ภาคถอดรหัสสามารถนำข้อมูลเหล่านี้ไปใช้งานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

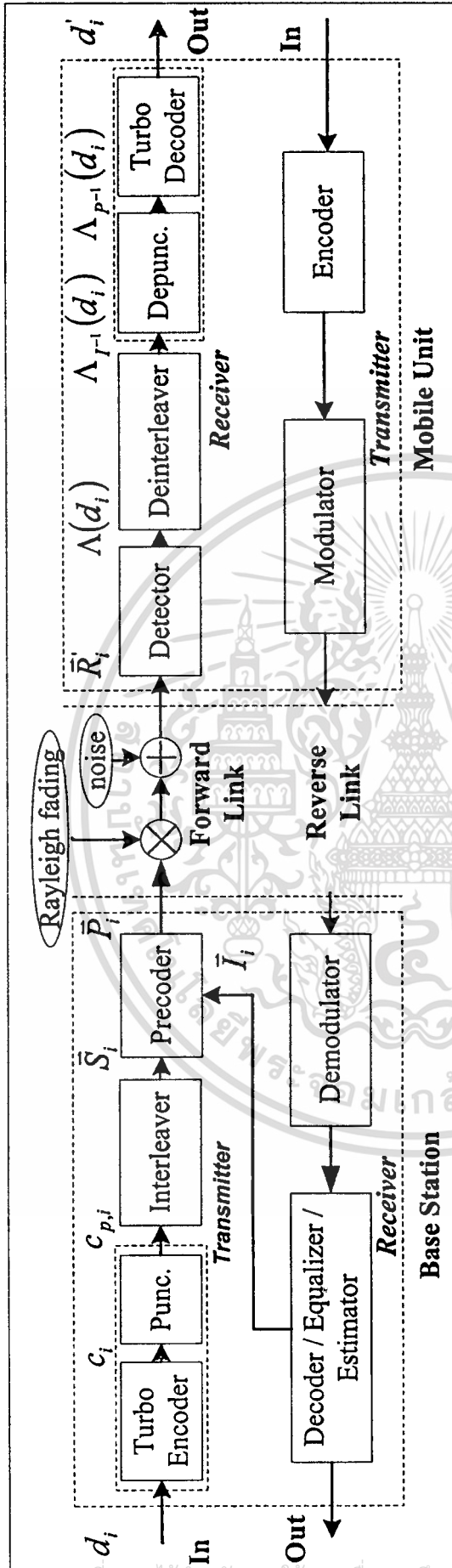
5.2 รูปแบบการทำงานของระบบสื่อสารของงานวิจัย

จากรูปที่ 5.1 เป็นแบบจำลองของระบบสื่อสารที่มีการใช้หลักการของวิธีการเข้ารหัสแบบเทอร์โบ และ วิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าร่วมกัน สำหรับการทำงานในส่วนของ Forward Link มีการนำข้อมูลแบบดิจิทัล d_i มาผ่านกระบวนการเข้ารหัสแบบเทอร์โบเพื่อคำนวณข้อมูลเข้ารหัส $(c_{p,i}^0, c_{p,i}^1, \dots, c_{p,i}^N)$ จากนั้นชุดข้อมูลเข้ารหัสจะถูกส่งต่อมาที่ภาค Symbol Mapper เพื่อคำนวณค่าจำนวนเชิงซ้อนที่มีความสัมพันธ์กับชุดข้อมูลดังกล่าว $m_i = Ae^{j\beta_i}$ เมื่อ A เป็นขนาดของสัญญาณข้อมูลซึ่งมีค่าคงที่ในกรณีที่มีการมอดูเลตแบบเฟส และ β_i เป็นเฟสของสัญญาณข้อมูล ณ เวลาใด ๆ โดยที่สัญญาณข้อมูล S_i ที่ถูกนำมาผ่านกระบวนการ Interleave เพื่อลดผลของ Burst Error ถูกนำมาคำนวณร่วมกับข้อมูลที่แสดงถึงผลกระทบของการทับซ้อนระหว่างสัญลักษณ์ ณ เวลาต่าง ๆ I_i เพื่อหารูปแบบของสัญญาณที่จะถูกส่งออกไปผ่านระบบสื่อสาร P_i เนื่องจากลักษณะของช่องสัญญาณที่ถูกนำมาพิจารณาที่เป็นแบบ Slowly Fading Channel ดังนั้นตัวแปรการทับซ้อนระหว่างสัญลักษณ์ I_i ที่ถูกนำมาใช้งานที่ภาค Precoder สามารถนำมาจากการทำงานในส่วนของ Reverse Link มาใช้งานได้เนื่องจากมีค่าที่ใกล้เคียงกับผลกระทบใน Forward Link และเมื่อสัญญาณข้อมูลดังกล่าวถูกตรวจจับได้ที่ภาครับ ภาคตรวจจับสัญญาณจะทำการเปลี่ยนแปลงข้อมูลที่ได้รับได้ให้อยู่ในรูปของข้อมูล Logarithm of likelihood Ratio $\Lambda(d'_i)$ ซึ่งผ่านกระบวนการ Deinterleaving และส่งต่อไปยังภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบเพื่อคำนวณค่าของข้อมูลดิจิทัลที่รับได้ d'_i

5.3 ภาคตรวจจับข้อมูลแบบใหม่สำหรับ Spiral curve

สำหรับในหัวข้อนี้ เป็นการนำเสนอรูปแบบใหม่ของภาคตรวจจับข้อมูลสำหรับวิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Spiral Curve โดยมีการกล่าวถึง การวิเคราะห์รูปแบบของภาคตรวจจับข้อมูลพื้นฐานสำหรับวิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบ Spiral Curve และ หลักการที่ถูกนำมาใช้เพื่อคำนวณค่า Logarithm of Likelihood Ratio สำหรับส่งให้กับภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบ โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

/



รูปที่ 5.1 แบบจำลองของระบบสื่อสารที่ใช้รหัสเทอร์โบร่วมกับวิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้า

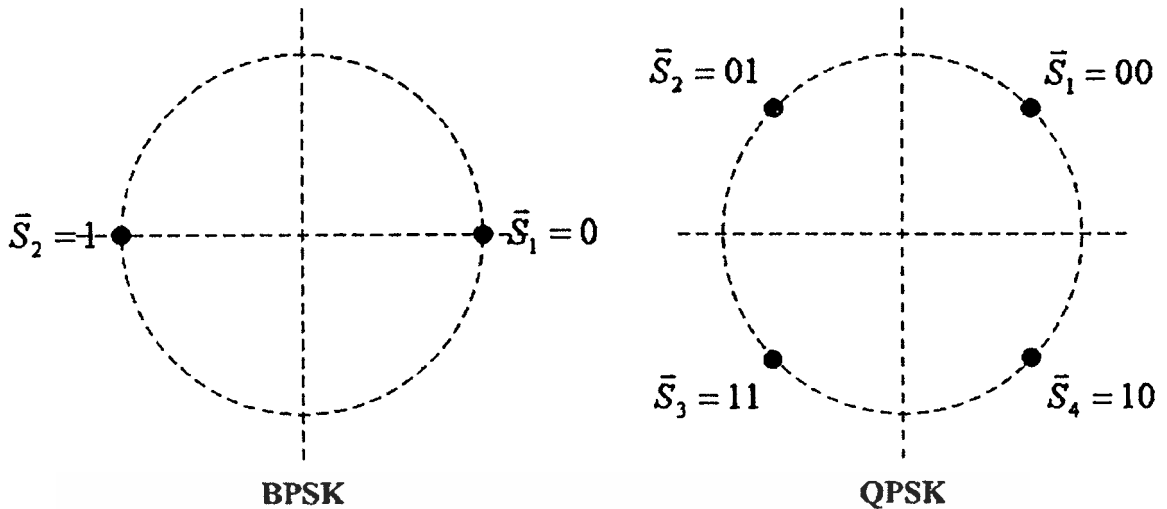
5.3.1 การวิเคราะห์รูปแบบของภาคตรวจจับข้อมูล

จากหลักการพื้นฐานของวิธีการ Spiral Curve ตามรายละเอียดในบทที่ 4 พบว่าการทำงานของภาคปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าเพื่อกำเนิดสัญญาณข้อมูล \bar{P}_i สำหรับวิธีการนี้ เป็นการนำผลของการทับซ้อนระหว่างสัญลักษณ์ \bar{I}_i มาใช้สำหรับสร้างวงกลม ISI-Circle ที่มีรัศมีเท่ากับขนาดของสัญญาณข้อมูล A ที่ถูกส่งผ่านระบบสื่อสาร เพื่อนำไปใช้คำนวณค่าจุดตัดระหว่างวงกลม ISI-Circle กับรูป Spiral Curve ที่มีการหมุนรูปไปด้วยเฟสเท่ากับ β_i สำหรับการทำงานของภาคตรวจจับข้อมูลที่ภาครับ มีการนำสัญญาณข้อมูล \bar{R}_i ที่ถูกตรวจจับได้มาเปรียบเทียบกับรูป Spiral Curve เพื่อคำนวณค่ามุมสำหรับหมุนรูป Spiral Curve β_i ที่สามารถทำให้ตำแหน่งของข้อมูลบน Euclidean Distance Spaces ซึ่งถูกใช้สำหรับแสดงถึงสัญญาณ \bar{R}_i นั้น มีค่าตรงกับจุดใด ๆ ที่อยู่ในรูป Spiral Curve ดังกล่าว

แต่เนื่องจากข้อมูลที่ได้จากกระบวนการทำงานของภาคตรวจจับข้อมูล เป็นค่าเฟสของสัญญาณข้อมูล β_i ที่ถูกส่งมา ณ เวลาใด ๆ ดังนั้น เพื่อให้สามารถทำงานร่วมกับภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบได้ตามรูปแบบของระบบสื่อสารที่นำเสนอ จึงต้องมีการเปลี่ยนแปลงลักษณะของภาคตรวจจับข้อมูลเพื่อให้สอดคล้องกับการทำงานของภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบตามหลักการที่นำเสนอในหัวข้อ 5.1 โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

5.3.2 หลักการคำนวณค่า Logarithm of Likelihood Ratio

จากบทที่ 4 พบว่า การกำหนดค่าคงที่ C ของรูป Spiral Curve เป็นสิ่งหนึ่งที่มีความสำคัญต่อความสามารถในการทำงานของภาคตรวจจับข้อมูล เป็นตัวแปรที่ถูกใช้สำหรับกำหนดระยะห่างที่มีค่าน้อยที่สุดของจุดใด ๆ ในรูปภาพ Spiral Curve ซึ่งในกรณีที่มีการกำหนดให้ C มีค่าเท่ากับ $1/a_0$ แล้ว จะส่งผลให้ค่าระยะห่างที่น้อยที่สุดระหว่างจุดใด ๆ ในรูป Spiral Curve มีค่าเท่ากับเส้นผ่าศูนย์กลางของวงกลม ISI-Circle ที่มีค่าเท่ากับ $2Aa_0$ เสมอจึงส่งผลให้สามารถคำนวณหาค่าจุดตัดระหว่างวงกลม ISI-Circle และรูป Spiral Curve ได้ในทุกกรณี และจากหลักการที่ถูกนำเสนอใน [15][16] ที่มีการนำวิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Spiral Curve มาใช้งานร่วมกับวิธีการเข้ารหัสแบบ TCM พบว่าลักษณะในการกระจายข้อมูลของเฟส β_i ที่ถูกตรวจจับได้ มีลักษณะที่ใกล้เคียงกับรูปแบบการกระจายข้อมูลแบบเกาส์ ดังนั้นในการคำนวณค่าความน่าจะเป็น



รูปที่ 5.2 ความสัมพันธ์ระหว่างข้อมูลดิจิทัลและสัญญาณข้อมูลแบบ BPSK และ QPSK

a Posteriori Probability $p(\bar{S}_i = \bar{x} | \beta'_i)$ ที่แสดงถึงความน่าจะเป็นที่สัญญาณใด ๆ ในกลุ่มของสัญญาณที่ถูกใช้งานจะถูกส่งมา สามารถคำนวณได้จากสมการ

$$p(\bar{S}_i = \bar{x} | \beta'_i) = \left(1 / \sqrt{2\pi\sigma_\beta^2}\right) \exp\left(-|\beta'_i - \beta_x|^2 / (2\sigma_\beta^2)\right) \quad (5.1)$$

เมื่อ σ_β^2 เป็นค่าความแปรปรวนของ β , ที่สามารถคำนวณได้จากสมการ

$$\sigma_\beta^2 = \frac{\sum_{i=1}^L (|\beta'_i - \beta_s|^2)}{B_L} \quad (5.2)$$

โดยที่ B_L เป็นขนาดของข้อมูลทั้งหมดที่ถูกเข้ารหัส และ β_s เป็นเฟสของสัญญาณใด ๆ ในกลุ่มของสัญญาณที่ใช้งานที่มีค่าใกล้เคียงกับ β'_i มากที่สุด ซึ่งค่าความน่าจะเป็น $p(\bar{S}_i = \bar{x} | \beta'_i)$ ของสัญญาณที่ได้จากการคำนวณ เป็นค่าที่ถูกนำมาใช้สำหรับการคำนวณค่า Logarithm of Likelihood Ratio ที่มีนิยามคือ

$$\Lambda(d_i) = \log \left[\frac{P\{d_i = 1 | \bar{R}_i\}}{P\{d_i = 0 | \bar{R}_i\}} \right] \quad (5.3)$$

และเนื่องจากการทำงานของวิธีการ Mapping สัญญาณโดยใช้รหัสเกรย์ที่ถูกใช้งานในระบบสื่อสารที่มีลักษณะของสัญญาณข้อมูลทั้งหมดที่ใช้งาน และ ลักษณะของข้อมูลดิจิทัลดังรูปที่ 5.2 ดังนั้นเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญูญาติให้หาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการคำนวณข้อมูลที่อยู่ในรูปแบบของค่า Logarithm of Likelihood Ratio ที่แสดงถึงข้อมูลที่ถูกรับส่งมาในกรณีที่มีการส่งข้อมูลด้วยสัญญาณแบบ BPSK ซึ่งในแต่ละสัญญาณข้อมูลที่ถูกรับส่งมาถูกใช้สำหรับแสดงถึงข้อมูลดิจิทัลเพียงหนึ่งบิต ดังนั้น สามารถทำการคำนวณหาค่า Logarithm of Likelihood Ratio ได้จากสมการ

$$\Lambda(d_i) = \log \left[\frac{p(S_i = S_2 | \beta'_i)}{p(S_i = S_1 | \beta'_i)} \right] = \log \left[\frac{(1/\sqrt{2\pi\sigma_\beta^2}) \exp(-|\beta'_i - \beta_2|^2 / (2\sigma_\beta^2))}{(1/\sqrt{2\pi\sigma_\beta^2}) \exp(-|\beta'_i - \beta_1|^2 / (2\sigma_\beta^2))} \right] \quad (5.4)$$

เมื่อ β_1 และ β_2 เป็นเฟสของสัญญาณข้อมูล S_1 และ S_2 ตามลำดับ และสำหรับในกรณีที่มีการส่งข้อมูลด้วยสัญญาณแบบ QPSK ที่ในแต่ละสัญญาณข้อมูล ถูกใช้เพื่อแสดงถึงข้อมูลดิจิทัลจำนวนสองบิต ซึ่งสามารถคำนวณค่า Logarithm of Likelihood Ratio ของข้อมูล $d_{i,1}$ $d_{i,2}$ ได้โดยใช้สมการ

$$\begin{aligned} \Lambda(d_{i,1}) &= \log \left[\frac{p(S_i = S_3 | \beta'_i) + p(S_i = S_4 | \beta'_i)}{p(S_i = S_1 | \beta'_i) + p(S_i = S_2 | \beta'_i)} \right] \\ &= \log \left[\frac{(1/\sqrt{2\pi\sigma_\beta^2}) \left[\exp(-|\beta'_i - \beta_3|^2 / (2\sigma_\beta^2)) + \exp(-|\beta'_i - \beta_4|^2 / (2\sigma_\beta^2)) \right]}{(1/\sqrt{2\pi\sigma_\beta^2}) \left[\exp(-|\beta'_i - \beta_1|^2 / (2\sigma_\beta^2)) + \exp(-|\beta'_i - \beta_2|^2 / (2\sigma_\beta^2)) \right]} \right] \quad (5.5) \end{aligned}$$

และ

$$\begin{aligned} \Lambda(d_{i,2}) &= \log \left[\frac{p(S_i = S_2 | \beta'_i) + p(S_i = S_3 | \beta'_i)}{p(S_i = S_1 | \beta'_i) + p(S_i = S_4 | \beta'_i)} \right] \\ &= \log \left[\frac{(1/\sqrt{2\pi\sigma_\beta^2}) \left[\exp(-|\beta'_i - \beta_2|^2 / (2\sigma_\beta^2)) + \exp(-|\beta'_i - \beta_3|^2 / (2\sigma_\beta^2)) \right]}{(1/\sqrt{2\pi\sigma_\beta^2}) \left[\exp(-|\beta'_i - \beta_1|^2 / (2\sigma_\beta^2)) + \exp(-|\beta'_i - \beta_4|^2 / (2\sigma_\beta^2)) \right]} \right] \quad (5.6) \end{aligned}$$

สำหรับกรณีที่มีการส่งสัญญาณข้อมูลแบบ M -PSK ใด ๆ ที่ในการส่งข้อมูลแต่ละสัญญาณถูกใช้สำหรับแสดงถึงข้อมูลดิจิทัลจำนวน $\log_2(M)$ บิต สามารถคำนวณค่า Logarithm of Likelihood Ratio ของข้อมูล $d_{i,1}$ $d_{i,2}$... $d_{i,\log_2(M)}$ ได้จากสมการ

$$\Lambda(d_{i,k}) = \log \left[\frac{\sum_{j=1}^{M/2} p(S_i = S_{d_{i,k}=1,j} | \beta_i)}{\sum_{j=1}^{M/2} p(S_i = S_{d_{i,k}=0,j} | \beta_i)} \right]$$

$$= \log \left[\frac{\sum_{j=1}^{M/2} (1/\sqrt{2\pi\sigma_\beta^2}) \exp\left(-|\beta_i - \beta_{d_{i,k}=1,j}|^2 / (2\sigma_\beta^2)\right)}{\sum_{j=1}^{M/2} (1/\sqrt{2\pi\sigma_\beta^2}) \exp\left(-|\beta_i - \beta_{d_{i,k}=0,j}|^2 / (2\sigma_\beta^2)\right)} \right] \quad (5.7)$$

โดย $\beta_{d_{i,k}=0,j}$ และ $\beta_{d_{i,k}=1,j}$ เป็นเฟสของสัญญาณใด ๆ ในกลุ่มของสัญญาณแบบ M-PSK ที่ถูกใช้ สำหรับแสดงว่าข้อมูลดิจิทัล $d_{i,k}$ ที่ถูกส่งมานั้น มีค่าเป็น “0” และ “1” ตามลำดับ

5.4 ภาคตรวจจับข้อมูลแบบใหม่สำหรับ Dimension Partitioning

ในหัวข้อนี้ มีการอธิบายถึงรูปแบบใหม่ของภาคตรวจจับข้อมูลสำหรับวิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Dimension Partitioning โดยมีการกล่าวถึงการวิเคราะห์รูปแบบพื้นฐานของภาคตรวจจับข้อมูล ลักษณะการทำงานของภาคตรวจจับข้อมูลแบบใหม่และหลักการสำหรับคำนวณค่า Logarithm of Likelihood Ratio ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

5.4.1 การวิเคราะห์รูปแบบพื้นฐาน

จากทฤษฎีการทำงานพื้นฐานของวิธีการ Dimension Partitioning ในบทที่ 4 พบว่า ในการทำงานของภาคปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าได้มีการนำรูปภาพ Dimension Partitioning มาใช้งาน โดยการคำนวณตำแหน่งของจุดใด ๆ ที่อยู่บนวงกลม ISI-Circle ที่มีค่าอยู่ใกล้จุดศูนย์กลางของ Region ที่แสดงถึงสัญญาณข้อมูลที่มีค่าตรงกับสัญญาณข้อมูล S_i ที่ถูกส่ง เพื่อนำตำแหน่งที่ได้ไปใช้กำเนิดสัญญาณ \bar{P}_i และสำหรับการทำงานของภาคตรวจจับข้อมูล มีการนำสัญญาณ \bar{R}_i มาทำการเปรียบเทียบโดยใช้รูป Dimension Partitioning เพื่อค้นหา Region ที่ครอบคลุมตำแหน่งของสัญญาณ \bar{R}_i และส่งเฟสของข้อมูล β_i ที่ถูกเก็บไว้ใน Region ที่ถูกเลือกส่งออกไปเป็นผลลัพธ์ของภาคตรวจจับข้อมูล โดยมีการคำนวณด้วยสมการ

$$\bar{x}_i = \bar{R}_i - 2(m_i + jn_i)L \quad (5.8)$$

สมการที่ (5.8) ถูกใช้สำหรับคำนวณค่าจำนวนเต็ม m_i และ n_i ที่สามารถทำให้ \bar{x}_i มีค่าอยู่ในช่วง $[-L, L]$ เป็นตัวแปรที่แสดงถึงตำแหน่งของ Region ที่ครอบคลุมสัญญาณ \bar{R}_i ซึ่งจากการศึกษาลักษณะการทำงานดังกล่าว พบว่าการทำงานของภาคตรวจจับข้อมูลตามที่กล่าวมา มีลักษณะการตัดสินใจแบบหยาบ ดังนั้น เพื่อให้ข้อมูลที่ได้มีความเหมาะสมกับภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบ จึงต้องเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีการปรับปรุงรูปแบบของภาคตรวจจับข้อมูลให้สามารถกำเนิดค่า Logarithm of Likelihood Ratio ได้ และมีการใช้กระบวนการตัดสินใจแบบละเอียด โดยมีรายละเอียดในการทำงานดังต่อไปนี้

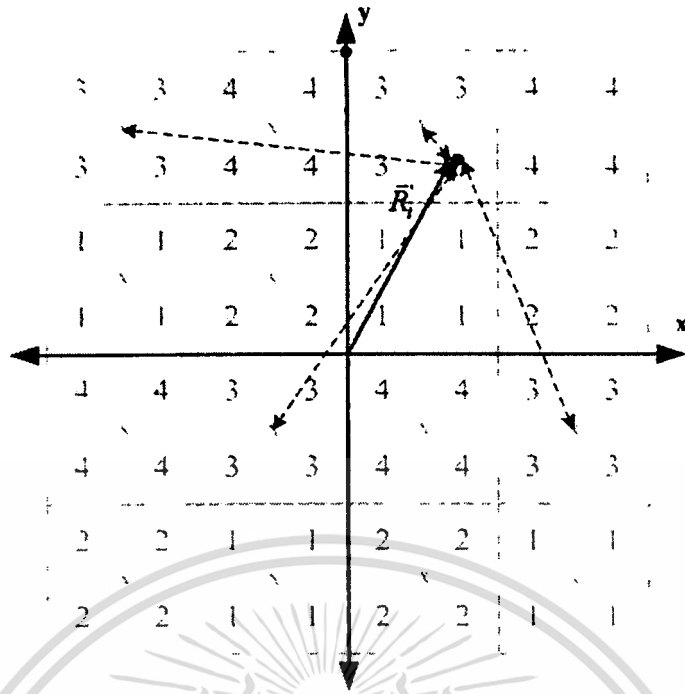
5.4.2 ภาคตรวจจับข้อมูลแบบละเอียด

แนวทางหนึ่งที่สามารถเพิ่มประสิทธิภาพในการทำงานของภาคตรวจจับข้อมูลสำหรับวิธีการ Dimension Partitioning นั้น สามารถทำได้โดยการปรับเปลี่ยนรูปแบบในการเลือก Region ของกระบวนการตรวจจับข้อมูล ให้มีน้ำหนักความน่าจะเป็น a *Posteriori* Probability $p(\bar{S}_i = \bar{x} | \bar{R}_i)$ ที่แสดงถึงความน่าจะเป็นที่ข้อมูลที่ถูกส่งมาจากคันทานั้นจะเป็นสัญญาณ \bar{x} เมื่อสัญญาณข้อมูลที่มีลักษณะเป็น \bar{R}_i ถูกตรวจจับได้ที่ภาครับมาใช้ในการคำนวณ โดยที่ \bar{x} เป็นสัญญาณใด ๆ ที่อยู่ในกลุ่มของสัญญาณแบบ QPSK ซึ่งถูกนำมาใช้สำหรับการเปรียบเทียบ จากนั้น ค่าความน่าจะเป็นทั้งหมดที่ได้จากการคำนวณ จะถูกส่งมาใช้สำหรับกำเนิดค่า Logarithm of Likelihood Ratio เพื่อส่งออกไปเป็นผลลัพธ์ของภาคตรวจจับข้อมูล

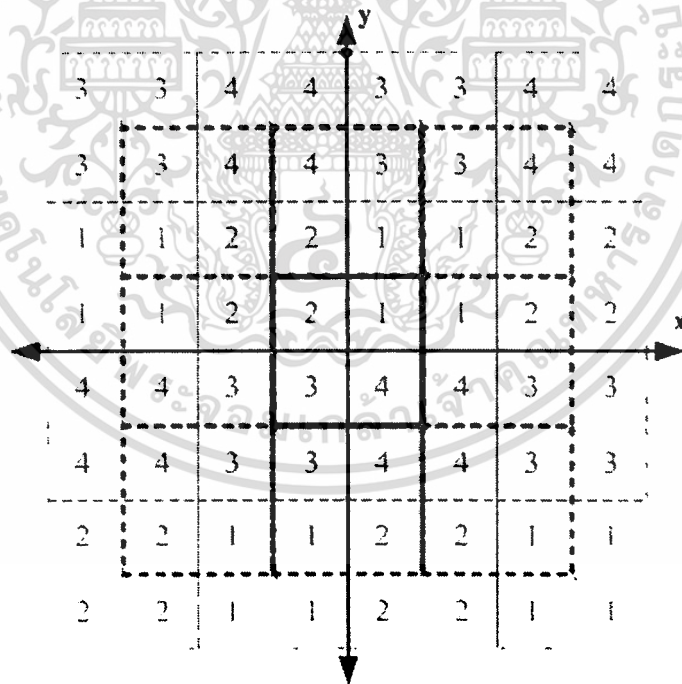
เนื่องจากในการทำงานของภาค Precoder มีการออกแบบให้สัญญาณ \bar{R}_i ที่คาดว่าถูกส่งมาถึงภาครับ อยู่ใกล้กับจุดกึ่งกลางของ Region ที่มีข้อมูลภายในตรงกับสัญญาณข้อมูล \bar{S}_i ที่ต้องการจะส่งมามากที่สุด ดังนั้นในการคำนวณหาค่าความน่าจะเป็น a *Posteriori* Probability $p(\bar{S}_i = \bar{x} | \bar{R}_i)$ ของสัญญาณ \bar{x} ใด ๆ ที่อยู่ในกลุ่มของสัญญาณแบบ QPSK จึงสามารถทำการคำนวณได้โดยการนำค่า Euclidean Distance ระหว่างสัญญาณข้อมูลที่ถูกตรวจจับได้ \bar{R}_i และจุดกึ่งกลางของ Region ทั้งหมดที่ข้อมูลภายใน Region ที่ตรงกับ \bar{x} โดยมีลักษณะในการคำนวณดังสมการ

$$p(\bar{S}_i = \bar{x} | \bar{R}_i) = \frac{1}{\sigma_N \sqrt{2\pi}} \exp\left(-|\bar{R}_i - \bar{C}_{\bar{S}_i=\bar{x}}|^2 / 2\sigma_N^2\right) \quad (5.9)$$

เมื่อ $\bar{C}_{\bar{S}_i=\bar{x}}$ เป็นจุดศูนย์กลางของ Region ใด ๆ ที่แสดงว่าข้อมูลที่ถูกส่งมานั้นเป็นสัญญาณ \bar{x} และ σ_N^2 เป็นค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์ที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณ ตัวอย่างเช่น ในรูปที่ 5.3 ที่มีการนำสัญญาณที่ถูกตรวจจับได้มาคำนวณค่าความน่าจะเป็นที่สัญญาณข้อมูล S_3 ที่มีเฟสเป็น $5\pi/4$ จะถูกส่งมา $p(\bar{S}_i = S_3 | \bar{R}_i)$

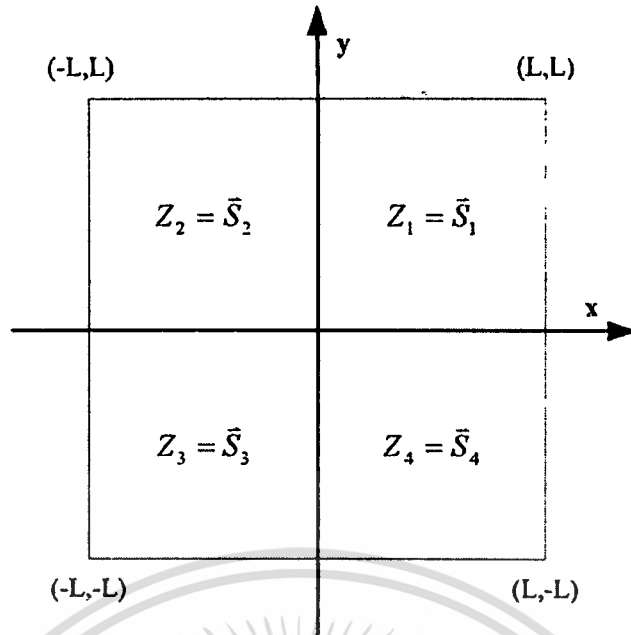


รูปที่ 5.3 รูปแบบใหม่ในการทำงานของวิธีการตรวจจับข้อมูลสำหรับ Dimension Partitioning



รูปที่ 5.4 ความสัมพันธ์ระหว่างรอยต่อของ Region ที่อยู่ ณ จุดกำเนิดและตำแหน่งต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.5 ลักษณะในการกำหนดค่าของข้อมูลต่าง ๆ

เนื่องจาก Region ที่มีข้อมูลตรงกันกับ \bar{x} ที่อยู่ใกล้กับสัญญาณข้อมูล \bar{R}_i มากที่สุดจะมีผลกระทบต่อค่าความน่าจะเป็นที่จะได้จากการคำนวณมากที่สุด ดังนั้น เพื่อให้รูปแบบในการคำนวณนั้นมีความซับซ้อนที่ลดลง จึงได้มีการพิจารณาเพียง Region ที่อยู่ใกล้กับสัญญาณข้อมูล \bar{R}_i เท่านั้น ในหัวข้อถัดไป เป็นการนำเสนอรูปแบบในการนำข้อมูลดังกล่าวมาใช้ในการคำนวณค่า Logarithm of Likelihood Ratio

5.4.3 กระบวนการคำนวณค่า Logarithm of Likelihood Ratio

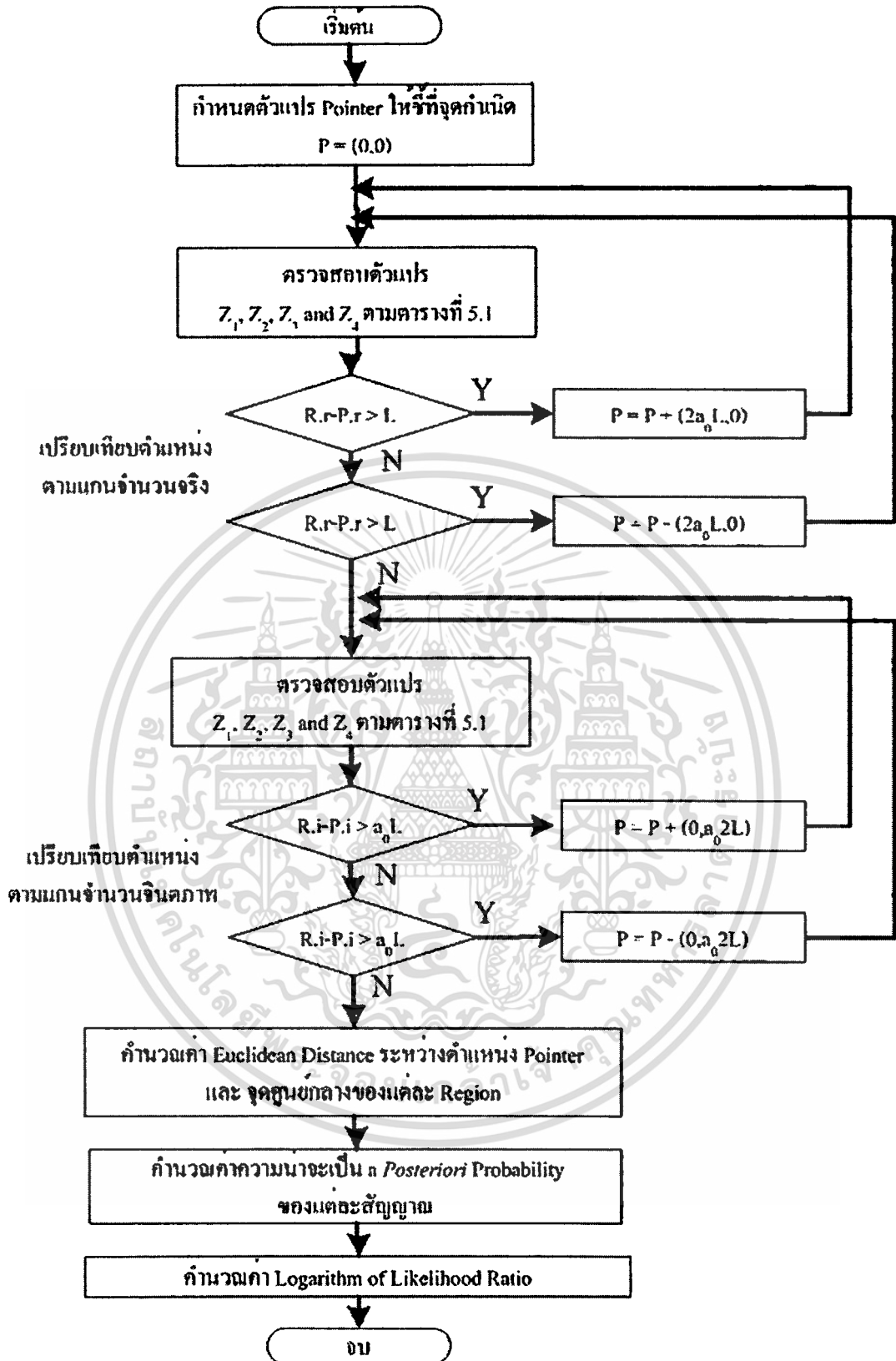
จากการศึกษารูปแบบในการแบ่ง Region ต่าง ๆ สำหรับวิธีการ Dimension Partitioning รูปแบบพื้นฐาน พบว่า ลักษณะในการเปลี่ยนแปลงข้อมูลที่ถูกเก็บไว้ภายในแต่ละ Region มีความสัมพันธ์กับข้อมูลที่ถูกเก็บไว้ใน Region ที่มีตำแหน่งอยู่ติดกับจุดกำเนิด (Origin) เสมอ ซึ่งเป็นผลมาจากลักษณะในการทำงานของวิธีการ Dimension Partitioning ที่มีการคำนวณหาค่า \bar{x}_i ที่มีค่าอยู่ในช่วง $[-L, L]$ ดังที่ถูกต้องแสดงในรูปที่ 5.5

ตารางที่ 5.1 ลักษณะการเปลี่ยนแปลงข้อมูลสำหรับการอ้างอิง

ทิศทางที่เปลี่ยนไป	ลักษณะในการสลับตำแหน่งข้อมูลอ้างอิง
เลื่อนไปทางขวา $\text{Pointer} = \text{Pointer} + (+2L, 0)$	$Z_1 \Leftrightarrow Z_2$ $Z_3 \Leftrightarrow Z_4$
เลื่อนไปทางซ้าย $\text{Pointer} = \text{Pointer} + (-2L, 0)$	$Z_1 \Leftrightarrow Z_2$ $Z_3 \Leftrightarrow Z_4$
เลื่อนขึ้นบน $\text{Pointer} = \text{Pointer} + (0, 2L)$	$Z_1 \Leftrightarrow Z_3$ $Z_2 \Leftrightarrow Z_4$ $Z_1 \Leftrightarrow Z_2$
เลื่อนลงล่าง $\text{Pointer} = \text{Pointer} + (0, -2L)$	$Z_1 \Leftrightarrow Z_3$ $Z_2 \Leftrightarrow Z_4$ $Z_3 \Leftrightarrow Z_4$

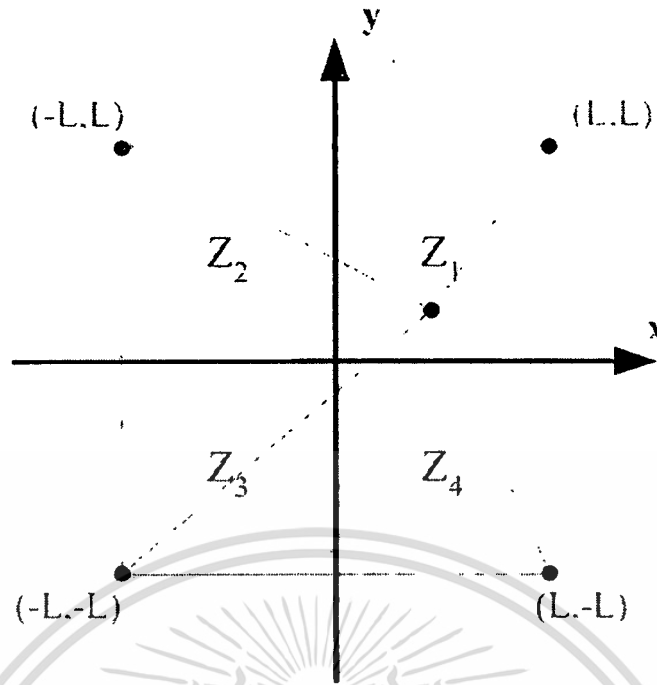
ในกรณีที่มีการพิจารณาค่าแห่งรอยต่อของ Region ที่อยู่ ณ จุดกำเนิด ในรูปที่ 5.3 โดยใช้ตัวแปรตามรูปที่ 5.5 ซึ่งมีการใช้ตัวแปร Z_1 , Z_2 , Z_3 และ Z_4 สำหรับแสดงถึงข้อมูลที่อยู่ภายใน Region ณ ตำแหน่งต่าง ๆ ดังนั้นในการเปลี่ยนตำแหน่งในการพิจารณารอยต่อของ Region ไปในทิศทางต่าง ๆ เมื่อเทียบกับจุดกำเนิด โดยการเลื่อนตำแหน่งไปครั้งละ $2L$ ทั้งในแนวแกนตั้ง และ แกนนอนนั้น จะทำให้ข้อมูลที่ถูกเก็บไว้ในตัวแปร Z_1 , Z_2 , Z_3 และ Z_4 มีการสลับตำแหน่งกันตามลำดับในตารางที่ 5.1

จากคุณสมบัติดังกล่าวที่ถูกลักษณะ สามารถนำมาใช้สำหรับการคำนวณเพื่อให้สามารถเลือก Region ที่อยู่ใกล้กับ \bar{R}_i มากที่สุดได้ เพื่อนำข้อมูลที่ได้มาใช้ในการคำนวณค่า Logarithm of Likelihood Ratio ได้อย่างเหมาะสม โดยมีลักษณะในการทำงานสำหรับตรวจจับสัญญาณข้อมูลคังผังงาน (Flow Chart) ในรูปที่ 5.6



รูปที่ 5.6 ผังงานแสดงการทำงานของกระบวนการตรวจจับข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.7 การคำนวณค่าความน่าจะเป็น a *Posteriori* Probability $p(\bar{s}_i = S_3 | \bar{R}_i)$

จากรูปที่ 5.6 เป็นผังงานที่แสดงถึงหลักการทำงานของภาคตรวจจับข้อมูลที่ถูกพัฒนาขึ้นมาสำหรับเปลี่ยนแปลงข้อมูลจากสัญญาณที่ถูกตรวจจับได้ ให้กลายเป็นค่า Logarithm of Likelihood Ratio โดยการทำงานส่วนแรกของผังงานเป็นการค้นหาขอบของ Region ที่ทำให้สมการ 5.8 เป็นจริง โดยมีการเริ่มต้นการทำงานด้วยการกำหนดให้ตัวแปร Pointer ซึ่งถูกใช้สำหรับเป็นตำแหน่งเปรียบเทียบมีค่าอยู่ที่จุดกำเนิด $[0,0]$ จากนั้น จะมีการวนรอบเพื่อค้นหาค่าของ Pointer โดยการเปรียบเทียบกันระหว่างสัญญาณ \bar{R}_i และตัวแปร Pointer ผลลัพธ์ที่ได้จากการเปรียบเทียบในแต่ละรอบ ถูกนำมาใช้สำหรับการปรับปรุงค่าตำแหน่ง Pointer ให้ใกล้เคียงกับตำแหน่งที่ถูกต้องมากขึ้น ภายหลังจากที่มีการปรับปรุงตัวแปร Pointer ข้อมูลที่ถูกเก็บไว้ในตัวแปร Z_1 , Z_2 , Z_3 และ Z_4 ต้องมีการปรับเปลี่ยนข้อมูลใหม่ตามรูปแบบในตารางที่ 5.1 เพื่อให้สอดคล้องกับลักษณะในการแบ่ง Region ของวิธีการ Dimension Partitioning

ภายหลังจากที่มีการคำนวณหาค่า Pointer ที่สอดคล้องกับสมการดังกล่าวแล้ว จะมีการนำสัญญาณข้อมูล \bar{R}_i มาทำการลบด้วยค่าตำแหน่งของ Pointer เพื่อเป็นการย้ายจุดอ้างอิงจากจุดกำเนิดไปที่ตำแหน่งที่ตัวแปร Pointer ชี้อยู่ ซึ่งส่งผลให้ข้อมูลทั้งหมดที่คำนวณมีค่าอยู่ในขอบเขตคั้งที่ถูกแสดงในรูปที่ 5.6 ซึ่งสามารถนำไปใช้สำหรับการคำนวณได้อย่างสะดวกมากขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับในกรณีที่มีการคำนวณบนรูป Dimension Partitioning โดยตรง

จากรูปที่ 5.7 ที่แสดงถึงลักษณะของข้อมูลที่จะได้หลังจากกระบวนการเลือก Region เสร็จสิ้น เมื่อเปรียบเทียบกับลักษณะของ Dimension Partitioning พบว่าที่ตำแหน่งขอบของช่วงที่พิจารณาใน รูปที่ 5.7 ที่มีตำแหน่งเป็น (L, L) $(-L, L)$ $(-L, -L)$ และ $(L, -L)$ นั้น เป็นตำแหน่งที่อยู่กลาง Region ใน Dimension Partitioning ดังนั้น สามารถนำตำแหน่งดังกล่าวมาใช้สำหรับคำนวณ ค่าความน่าจะเป็น $p(\bar{S}_i = \bar{x} | \bar{R}_i)$ ของสัญญาณใด ๆ ที่อยู่ในกลุ่มของสัญญาณแบบ QPSK ได้ ซึ่ง ในกรณีที่มีการใช้งานบนช่องสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนแบบเกาส์ พบว่าลักษณะความผิดพลาด ในการตรวจจับข้อมูลของสัญญาณใด ๆ จะมีลักษณะการกระจายข้อมูลแบบเกาส์ที่มีค่าความแปร- ปรวน เท่ากับค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวน σ_N^2 ในช่องสัญญาณ หรือ

$$p(\bar{S}_i = \bar{x} | \bar{R}_i) = \frac{1}{\sigma_N \sqrt{2\pi}} \exp\left(-|\bar{R}_i - \bar{C}_x|^2 / 2\sigma_N^2\right) \quad (5.10)$$

เมื่อ \bar{C}_x เป็นตำแหน่งขอบของรูปที่ 5.7 ที่มีค่าเป็น (L, L) $(-L, L)$ $(-L, -L)$ หรือ $(L, -L)$ ที่จะ ถูกเลือกขึ้นมา โดยเป็นจุดที่อยู่ใน Region ที่มีข้อมูล Z_i ซึ่งถูกเก็บไว้ภายใน Region มีค่าตรงกับ สัญญาณที่ใช้ในการเปรียบเทียบ \bar{x} และจากค่าความน่าจะเป็น $p(\bar{S}_i = \bar{S}_x | \bar{R}_i)$ ที่ได้จากการคำนวณ สามารถนำมาใช้ในการคำนวณค่า Logarithm of Likelihood Ratio $\Lambda(d_{i,1})$ และ $\Lambda(d_{i,2})$ ของ ข้อมูลที่ถูกส่งมาจำนวน 2 บิต ได้จากสมการ

$$\begin{aligned} \Lambda(d_{i,1}) &= \log \left[\frac{p(\bar{S}_i = \bar{S}_3 | \bar{R}_i) + p(\bar{S}_i = \bar{S}_4 | \bar{R}_i)}{p(\bar{S}_i = \bar{S}_1 | \bar{R}_i) + p(\bar{S}_i = \bar{S}_2 | \bar{R}_i)} \right] \\ &= \log \left[\frac{(1/\sqrt{2\pi\sigma_N}) \left[\exp\left(-|\bar{R}_i - \bar{C}_3|^2 / (2\sigma_N^2)\right) + \exp\left(-|\bar{R}_i - \bar{C}_4|^2 / (2\sigma_N^2)\right) \right]}{(1/\sqrt{2\pi\sigma_N}) \left[\exp\left(-|\bar{R}_i - \bar{C}_1|^2 / (2\sigma_N^2)\right) + \exp\left(-|\bar{R}_i - \bar{C}_2|^2 / (2\sigma_N^2)\right) \right]} \right] \end{aligned} \quad (5.11)$$

และ

$$\begin{aligned} \Lambda(d_{i,2}) &= \log \left[\frac{p(\bar{S}_i = \bar{S}_2 | \bar{R}_i) + p(\bar{S}_i = \bar{S}_3 | \bar{R}_i)}{p(\bar{S}_i = \bar{S}_1 | \bar{R}_i) + p(\bar{S}_i = \bar{S}_4 | \bar{R}_i)} \right] \\ &= \log \left[\frac{(1/\sqrt{2\pi\sigma_N}) \left[\exp\left(-|\bar{R}_i - \bar{C}_2|^2 / (2\sigma_N^2)\right) + \exp\left(-|\bar{R}_i - \bar{C}_3|^2 / (2\sigma_N^2)\right) \right]}{(1/\sqrt{2\pi\sigma_N}) \left[\exp\left(-|\bar{R}_i - \bar{C}_1|^2 / (2\sigma_N^2)\right) + \exp\left(-|\bar{R}_i - \bar{C}_4|^2 / (2\sigma_N^2)\right) \right]} \right] \end{aligned} \quad (5.12)$$

เมื่อ \bar{C}_1 \bar{C}_2 \bar{C}_3 และ \bar{C}_4 เป็นจุดกึ่งกลางของ Region ที่มีข้อมูล Z_i ที่อยู่ภายในตรงกับสัญญาณ \bar{S}_1 \bar{S}_2 \bar{S}_3 และ \bar{S}_4 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

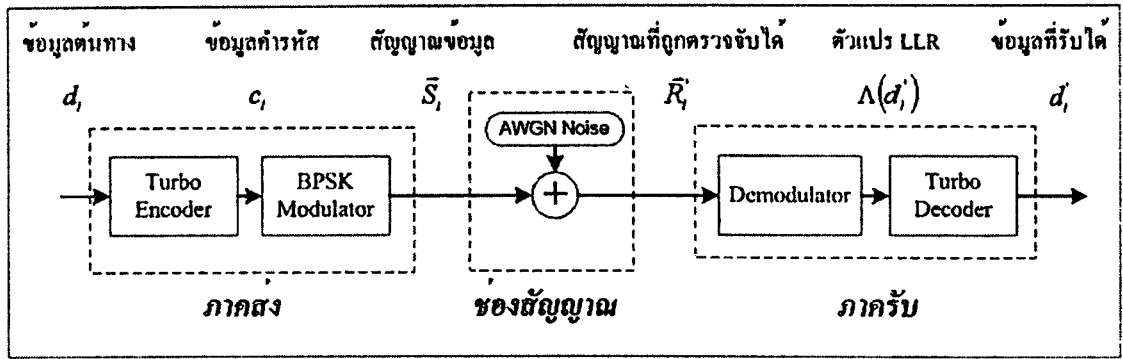
บทที่ 6

การทดสอบรหัสเทอร์โบและการปรับแต่งสัญญาณ

เพื่อศึกษาถึงคุณสมบัติของวิธีการที่ถูกพัฒนาขึ้น และเพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพกับระบบสื่อสารรูปแบบต่าง ๆ ดังนั้น การดำเนินการทดสอบเพื่อศึกษาผลลัพธ์จากการทำงานของวิธีการที่นำเสนอจึงเป็นสิ่งที่มีความจำเป็น เพื่อนำผลลัพธ์ที่ได้ไปใช้ประกอบการวิเคราะห์และใช้เป็นแนวทางสำหรับการพัฒนาต่อไปในอนาคต ในบทนี้มีการกล่าวถึงรูปแบบและผลลัพธ์ที่ได้จากการทดสอบ โดยสามารถแบ่งออกได้เป็น 5 ส่วนด้วยกัน ได้แก่ การทดสอบคุณสมบัติของรหัสเทอร์โบ การทดสอบคุณสมบัติของวิธีการปรับแต่งสัญญาณ การทดสอบคุณสมบัติของภาคตรวจจับข้อมูลสำหรับ Spiral Curve และ Dimension Partitioning และการเปรียบเทียบคุณสมบัติในการทำงานร่วมกับรหัสเทอร์โบของวิธีการปรับแต่งสัญญาณรูปแบบต่าง ๆ โดยในการทดสอบได้มีการใช้โปรแกรมจำลองการทำงานของระบบสื่อสารภาษา C/C++ สำหรับการดำเนินงาน

6.1 การทดสอบคุณสมบัติของวิธีการเข้ารหัสแบบเทอร์โบ

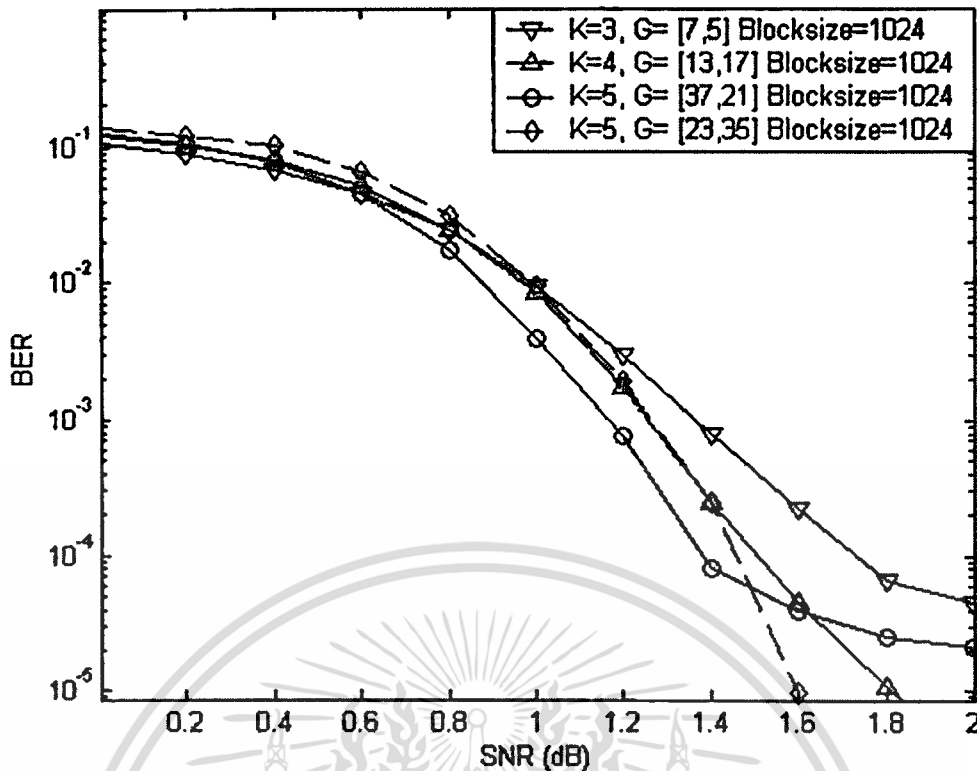
จากการศึกษาหลักการของรหัสเทอร์โบ ตามรายละเอียดในบทที่ 3 พบว่า ประสิทธิภาพที่ได้รับจากการเข้ารหัสนั้นมีความสัมพันธ์กับตัวแปรต่าง ๆ ของภาคเข้ารหัสและถอดรหัสแบบเทอร์โบที่ถูกเลือกใช้งาน เช่น ค่า Generator Matrix ค่าอัตราการเข้ารหัส (R) ของวงจรเข้ารหัส และขนาดของข้อมูลที่ถูกเข้ารหัสในแต่ละชุด (Blocksize) เป็นต้น ดังนั้นการศึกษาเพื่อเลือกใช้งานรูปแบบของตัวแปรต่าง ๆ ที่เหมาะสม จึงเป็นสิ่งที่มีความจำเป็นอย่างยิ่งในการนำรหัสเทอร์โบไปใช้ประยุกต์งาน เพื่อให้ระบบสื่อสารที่ใช้งานมีประสิทธิภาพที่เหมาะสม สำหรับการทดสอบนี้ ได้ถูกแบ่งออกเป็น 3 การทดสอบย่อย ได้แก่ การทดสอบผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงรูปแบบวงจรเข้ารหัส การทดสอบผลของการเปลี่ยนแปลงขนาดของข้อมูลที่เข้ารหัส การทดสอบผลจากการทำงานของภาค Puncturing และการทดสอบผลจากใช้ข้อมูลที่ได้จากการตัดสินใจแบบหยابและแบบละเอียด ตามลำดับ



รูปที่ 6.1 แบบจำลองระบบสื่อสารที่มีการมอดูเลตแบบ BPSK สำหรับทศอปรหัสเทอร์โบ

6.1.1 ระบบสื่อสารสำหรับการทดสอบคุณสมบัติของวิธีการเข้ารหัสแบบเทอร์โบ

ระบบสื่อสารที่ถูกนำมาใช้สำหรับทดสอบคุณสมบัติของวิธีการเข้ารหัสแบบเทอร์โบ มีลักษณะดังรูปที่ 6.1 สำหรับการทำงานของระบบสื่อสาร มีการนำข้อมูลดิจิทัล d_i มาทำการเข้ารหัสครั้งละ B_z บิต โดยใช้ภาคเข้ารหัสแบบเทอร์โบ ซึ่งข้อมูลเข้ารหัส c_i ทั้งหมดที่ได้จากกระบวนการทำงานของภาคเข้ารหัสถูกส่งต่อมาที่ภาคมอดูเลตแบบ Binary Phase Shift Keying (BPSK) เพื่อกำเนิดสัญญาณข้อมูล \bar{S}_i เพื่อส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนแบบ AWGN สำหรับการทำงานของภาครับ มีการนำสัญญาณข้อมูล \bar{R}_i ที่ถูกรวบรวมได้ มาผ่านกระบวนการดีมอดูเลต เพื่อกำเนิดค่า Logarithm of Likelihood Ratio, $\Lambda(d_i)$ และส่งให้กับภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบเพื่อประมวลผลและคำนวณข้อมูลที่แสดงถึงข้อมูลดิจิทัล d_i เพื่อนำไปใช้งานต่อไป สำหรับการทดสอบในหัวข้อนี้ จะมีการกำหนดให้มีการทดสอบการทำงานของภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบที่มีการใช้วิธีการถอดรหัสแบบ Log-MAP และมีจำนวนรอบในการถอดรหัสมีค่าอยู่ระหว่าง 1-15 รอบ

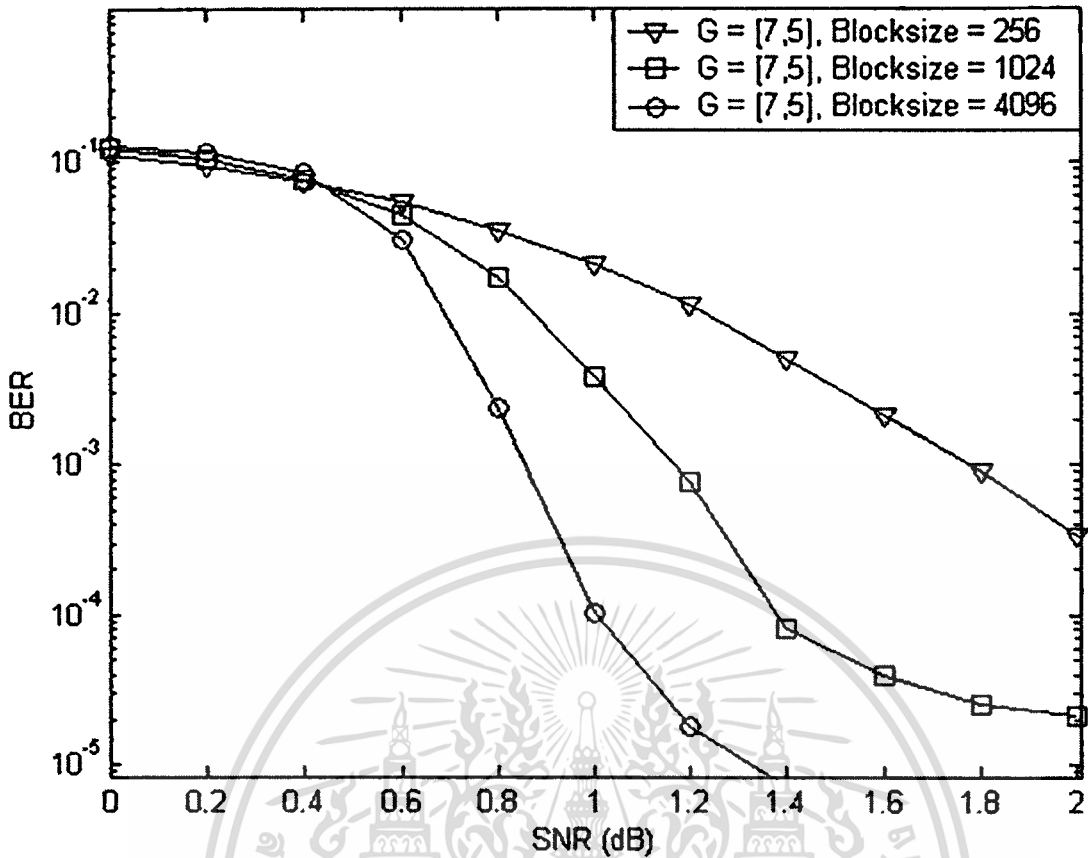


รูปที่ 6.2 ผลการทดสอบการเปลี่ยนแปลงค่า Generator Matrix ของวงจรเข้ารหัสเทอร์โบในกรณีที่มีการมอดูเลตแบบ BPSK

6.1.2 การทดสอบรูปแบบของวงจรเข้ารหัสที่ใช้งาน

สำหรับการทดสอบนี้ เป็นการทดสอบผลลัพธ์จากการใช้รหัสเทอร์โบที่มีค่า Generator Matrix ที่แตกต่างกัน เพื่อค้นหาตัวแปรที่เหมาะสมสำหรับการทดสอบในหัวข้อถัดไป โดยได้มีการทดสอบในกรณีที่วงจรเข้ารหัสมีการเข้ารหัสข้อมูลครั้งละ 1,024 บิต มีอัตราการเข้ารหัสเป็น 1/2 และมีการทดสอบกับกรณีที่มีการใช้ค่า G เท่ากับ $[7, 5]$ $[13, 17]$ $[23, 35]$ และ $[37, 21]$ ตามลำดับ ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้มีลักษณะดังกราฟในรูปที่ 6.2

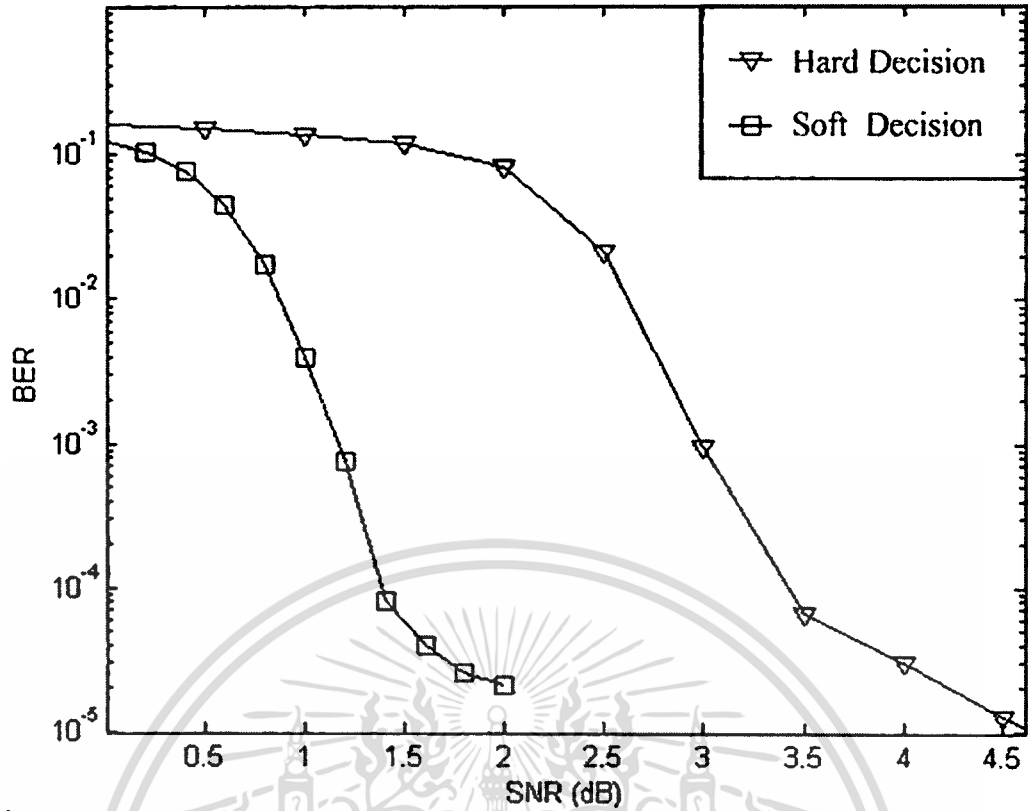
จากผลการทดสอบในรูปที่ 6.2 พบว่า การใช้งานวงจรเข้ารหัสที่มีความซับซ้อนมากขึ้นสามารถทำให้ประสิทธิภาพที่ได้ในการทำงานสูงขึ้นตามไปด้วย โดยเห็นได้จากผลการทดสอบในกรณีที่ใช้วงจรเข้ารหัสที่มีค่า Constraint Length เป็น 3 4 และ 5 ที่มีความสามารถในการป้องกันความผิดพลาดของข้อมูลเพิ่มขึ้นตามลำดับ แต่ในการเลือกใช้งานค่า Generator Matrix ของวงจรเข้ารหัส นั้น ต้องมีการเลือกใช้งานให้เหมาะสมกับขนาดของข้อมูลที่เข้ารหัสด้วย โดยเห็นได้จากในกรณีที่มีการใช้วงจรเข้ารหัสที่มีค่า G เท่ากับ $[37, 21]$ พบว่าที่ SNR สูงกว่า 1.4 dB ลักษณะความชันของกราฟจะมีค่าลดลง แต่ในกรณีที่มีการใช้วงจรเข้ารหัสที่มีค่า G เท่ากับ $[23, 35]$ ที่ตำแหน่ง SNR มีค่าสูง จะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ต่ำกว่า



รูปที่ 6.3 ผลการทดสอบการเปลี่ยนแปลงขนาดของข้อมูลสำหรับกรณีที่มีการมอดูเลตแบบ BPSK

6.1.3 การทดสอบผลของการเปลี่ยนแปลงขนาดของข้อมูลที่เข้ารหัส

เนื่องจากประสิทธิภาพส่วนหนึ่งที่ได้จากการทำงานของภาคถอดรหัส เป็นค่าที่มีความสัมพันธ์กับลักษณะความสัมพันธ์ (Correlation) ของข้อมูลที่ได้จากวงจรเข้ารหัส RSC1 และ RSC2 ซึ่งในกรณีที่ข้อมูลที่ได้จากการทำงานมีความสัมพันธ์กันน้อยจะส่งผลให้ภาคถอดรหัสสามารถนำข้อมูลไปใช้งานได้อย่างมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น แต่ในการเพิ่มขนาดของข้อมูลที่เข้ารหัสนั้นจะส่งผลให้ขนาดของหน่วยความจำที่ใช้งานมีค่าเพิ่มขึ้นตามไปด้วย ดังนั้นขนาดของข้อมูลที่เข้ารหัสจึงเป็นอีกตัวแปรหนึ่งที่ต้องมีการพิจารณาเพื่อหาค่าที่เหมาะสมต่อการใช้งาน สำหรับการทดสอบนี้เป็นการทดสอบคุณสมบัติในการทำงานของวงจรเข้ารหัสแบบเทอร์โบ ที่มีค่า G เท่ากับ $[5_8, 7_8]$ มีค่าอัตราเข้ารหัสเป็น $1/2$ และมีการเข้ารหัสข้อมูลขนาด 256, 1,024 และ 4,096 บิต ตามลำดับ โดยผลลัพธ์ที่ได้จากการทำงาน มีลักษณะดังกราฟในรูปที่ 6.3 จากรูปพบว่าในกรณีที่มีการเข้ารหัสข้อมูลที่มีขนาดใหญ่ขึ้น สามารถทำให้ประสิทธิภาพที่ได้รับจากการทำงานดียิ่งขึ้นตามไปด้วย



รูปที่ 6.4 การทดสอบผลจากการใช้ข้อมูลที่ถูกตัดสินใจแบบหยาบและละเอียดในกรณีที่มีการมอดูเลตแบบ BPSK

6.1.4 การทดสอบผลจากการใช้ข้อมูลที่ถูกตัดสินใจแบบหยาบและแบบละเอียด

จากการศึกษารายละเอียดและคุณสมบัติของวิธีการเข้ารหัสแบบเทอร์โบ ตามที่กล่าวไว้ในบทที่ 3 และบทที่ 5 พบว่าข้อมูลที่ถูกส่งให้กับภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบ เป็นองค์ประกอบหนึ่งที่มีความสำคัญอย่างยิ่งในการกำหนดประสิทธิภาพในการป้องกันความผิดพลาดของข้อมูลของวิธีการเข้ารหัสแบบเทอร์โบ ในการทดสอบนี้จึงได้มีการทดสอบการทำงานของวิธีการเข้ารหัสแบบเทอร์โบ ในกรณีที่ข้อมูลที่จะถูกส่งให้กับภาคถอดรหัสนั้น เป็นข้อมูลที่ได้จากกระบวนการตัดสินใจแบบหยาบและแบบละเอียด เพื่อนำข้อมูลที่ได้มาใช้สนับสนุนแนวทางสำหรับการพัฒนาต่อไป สำหรับภาคเข้ารหัสที่ใช้ในการทดสอบนั้น มีค่า G เท่ากับ $[37_r, 21_r]$ และมีค่าอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ $1/2$ และมีจำนวนการวนรอบในการถอดรหัสเท่ากับ 15 รอบ ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้มีลักษณะดังกราฟในรูปที่ 6.4

จากรูปที่ 6.4 ที่แสดงถึงผลลัพธ์จากการทำงานของภาคถอดรหัสในกรณีที่มีการวนรอบเท่ากับ 15 รอบ และมีการใช้วงจรเข้ารหัสและถอดรหัสที่เหมือนกันทุกประการ พบว่า ในการทำงานของภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบเมื่อมีการใช้ข้อมูลที่ได้จากการตัดสินใจแบบละเอียด จะมีประสิทธิภาพในการทำงานที่สูงกว่า เมื่อเปรียบเทียบกับในกรณีที่มีการใช้งานข้อมูลที่ได้จากการตัดสินใจแบบหยาบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

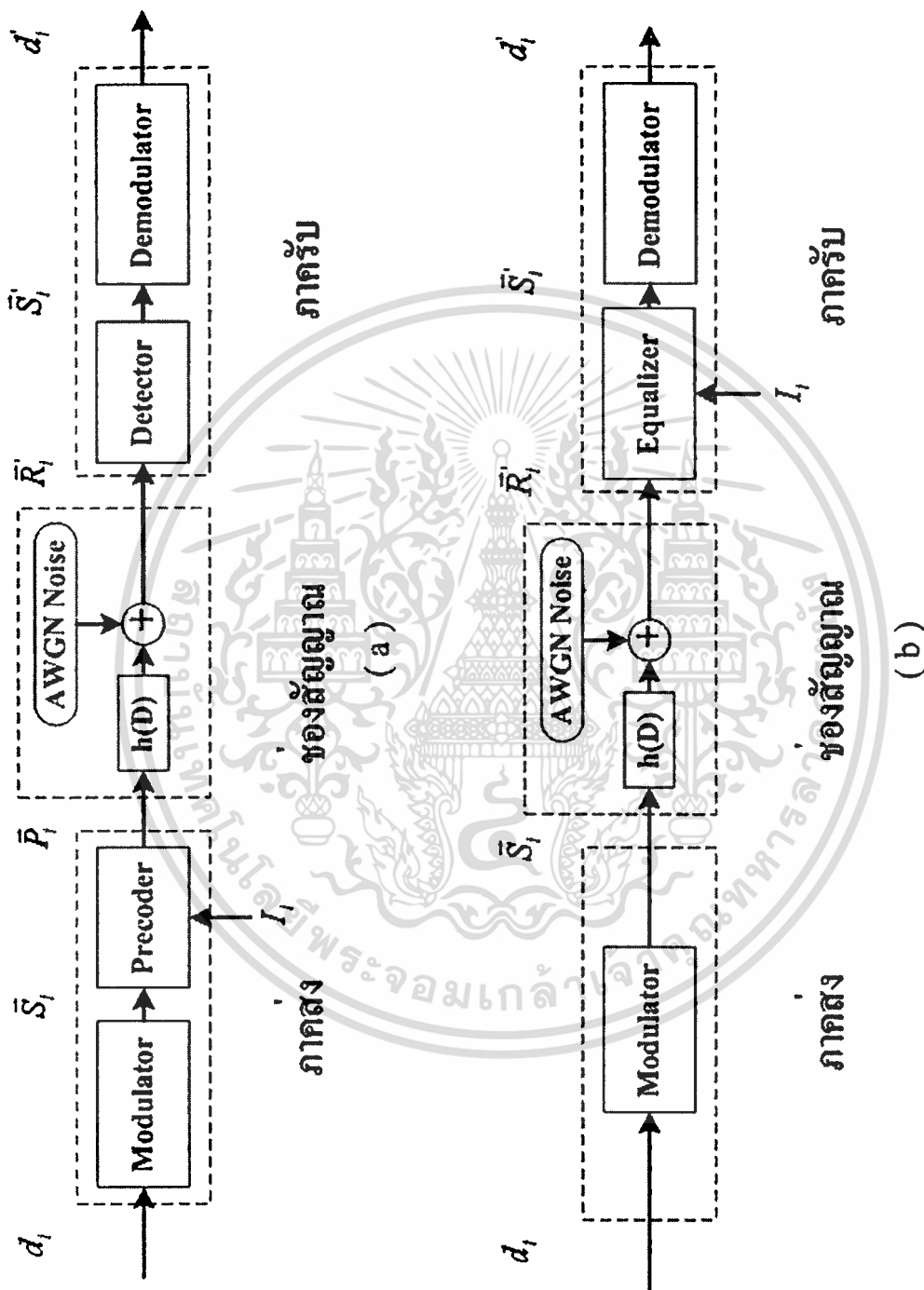
6.2 การทดสอบเพื่อศึกษาคุณสมบัติของวิธีการปรับแต่งสัญญาณ

การทดสอบนี้ มีวัตถุประสงค์เพื่อทดสอบคุณสมบัติในการป้องกันความผิดพลาดของข้อมูล สำหรับวิธีการปรับแต่งสัญญาณแต่ละรูปแบบเพื่อศึกษาถึงความเหมาะสมของการนำไปใช้งาน โดยที่ลักษณะของระบบสื่อสารที่ถูกนำมาใช้ในการทดสอบมีลักษณะดังรูปที่ 6.5(a) และ (b) โดยในรูปที่ 6.5(a) เป็นระบบสื่อสารสำหรับทดสอบการทำงานของวิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบล่วงหน้า แบบ Spiral Curve และ Dimension Partitioning ซึ่งในการทำงานนั้น มีการนำข้อมูลดิจิทัล d_i' มาผ่านกระบวนการมอดูเลตแบบ BPSK หรือ QPSK เพื่อกำเนิดข้อมูลจำนวนเชิงซ้อนที่แสดงถึงสัญญาณข้อมูล S_i ซึ่งถูกส่งต่อไปให้กับภาคปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าเพื่อทำการคำนวณร่วมกับข้อมูล I_i ที่แสดงถึงลักษณะของช่องสัญญาณ ณ เวลาต่าง ๆ เพื่อคำนวณรูปแบบของสัญญาณ P_i ที่ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีผลของสัญญาณรบกวนแบบ AWGN และมีผลกระทบจากการทับซ้อนระหว่างสัญลักษณ์ สำหรับภาครับ สัญญาณข้อมูล R_i ที่ถูกตรวจจับได้จะถูกป้อนเข้าสู่ภาคตรวจจับข้อมูล เพื่อคำนวณรูปแบบของสัญญาณข้อมูล S_i ที่ถูกส่งมา เพื่อส่งให้กับภาคดีมอดูเลตเพื่อกำเนิดข้อมูลดิจิทัลเพื่อนำไปใช้งาน และสำหรับรูปที่ 6.5(b) เป็นระบบสื่อสารสำหรับทดสอบการทำงานของวิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบ Viterbi Equalizer และวิธีการ Sub Optimum Soft Output Equalizer โดยในการทำงานนั้น มีการนำข้อมูลดิจิทัล d_i' มาผ่านกระบวนการมอดูเลตแบบ BPSK หรือ QPSK เพื่อกำเนิดสัญญาณข้อมูล S_i ที่ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณ ซึ่งสัญญาณ R_i ที่ถูกตรวจจับได้ที่ภาครับ จะถูกนำมาคำนวณค่าข้อมูลดิจิทัล d_i' โดยใช้กระบวนการดีมอดูเลตเพื่อนำไปใช้งานต่อไป

สำหรับการทดสอบในหัวข้อนี้ มีการแบ่งออกเป็น 3 การทดสอบหลักด้วยกัน ได้แก่ การทดสอบในกรณีที่มีการส่งสัญญาณข้อมูลแบบ QPSK การทดสอบในกรณีที่มีการส่งสัญญาณข้อมูลแบบ BPSK และ การทดสอบผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงค่าตัวแปรของวิธีการ Dimension Partitioning โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

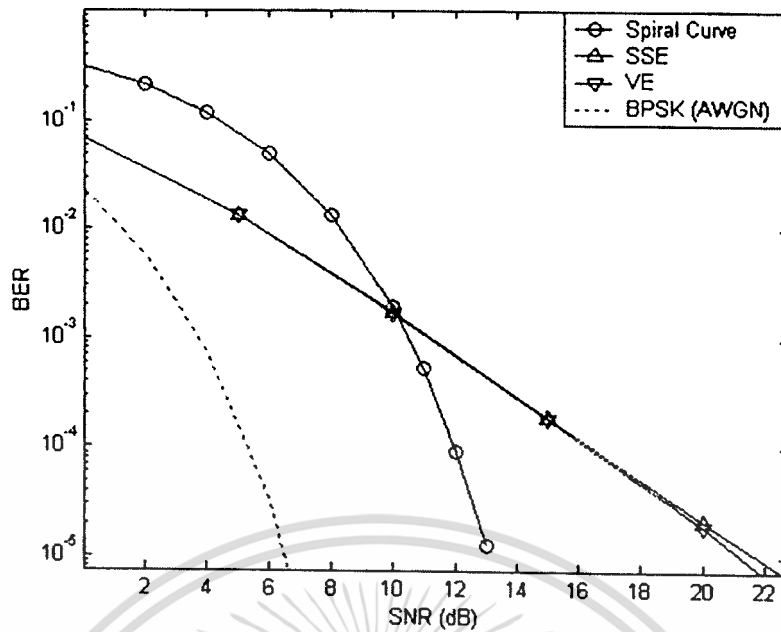
6.2.1 ระบบสื่อสารสำหรับการทดสอบคุณสมบัติของวิธีการปรับแต่งสัญญาณ

สำหรับระบบสื่อสารที่ถูกนำมาใช้ในการทดสอบนี้ มีลักษณะดังรูปที่ 6.5(a) และ (b) โดยในรูปที่ 6.5(a) เป็นระบบสื่อสารสำหรับทดสอบการทำงานของวิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบล่วงหน้า แบบ Spiral Curve และ Dimension Partitioning ซึ่งในการทำงานนั้น มีการนำข้อมูลดิจิทัล d_i มาผ่านกระบวนการมอดูเลตแบบ BPSK หรือ QPSK เพื่อกำเนิดข้อมูลจำนวนเชิงซ้อนที่แสดงถึงสัญญาณข้อมูล \bar{S}_i ซึ่งถูกส่งต่อไปให้กับภาคปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าเพื่อทำการคำนวณร่วมกับข้อมูล \bar{I}_i ที่แสดงถึงลักษณะของช่องสัญญาณ ณ เวลาต่าง ๆ เพื่อคำนวณรูปแบบของสัญญาณ \bar{P}_i ที่ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีผลของสัญญาณรบกวนแบบ AWGN มีเส้นทางในการส่งข้อมูล 2 เส้นทางที่มีความเข้มของสัญญาณที่ภาครับเท่ากัน (2-Rays with Equal Strength) และมีลักษณะการกระจายข้อมูลแบบ Rayleigh Fading โดยมีการพิจารณาสัญญาณทุก ๆ คาบเวลา T ดังรายละเอียดในบทที่ 2 สำหรับสัญญาณข้อมูล \bar{R}_i ที่ถูกตรวจจับได้ที่ภาครับ จะถูกป้อนเข้าสู่ภาคตรวจจับข้อมูลเพื่อคำนวณรูปแบบของสัญญาณข้อมูล \bar{S}_i ที่ถูกส่งมาให้กับภาคดีมอดูเลตสำหรับกำเนิดข้อมูลดิจิทัลเพื่อนำไปใช้งาน ในรูปที่ 6.5(b) เป็นแบบจำลองระบบสื่อสารสำหรับทดสอบการทำงานของวิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบ Viterbi Equalizer และวิธีการ Sub-Optimum Soft Output Equalizer โดยในการทำงานนั้น มีการนำข้อมูลดิจิทัล d_i มาผ่านกระบวนการมอดูเลตแบบ BPSK หรือ QPSK เพื่อกำเนิดสัญญาณข้อมูล \bar{S}_i ที่ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณ ซึ่งสัญญาณ \bar{R}_i ที่ถูกตรวจจับได้ที่ภาครับ จะถูกนำมาคำนวณค่าข้อมูลดิจิทัล d_i โดยใช้กระบวนการดีมอดูเลตเพื่อนำไปใช้งานต่อไป



รูปที่ 6.5 ระบบสื่อสารที่ใช้สำหรับทดสอบคุณสมบัติของวิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบ (a) Pre-Equalization (b) Post-Equalization

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่น ๆ
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.6 ผลการทดสอบวิธีการปรับแต่งสัญญาณในกรณีที่มีการส่งสัญญาณแบบ BPSK

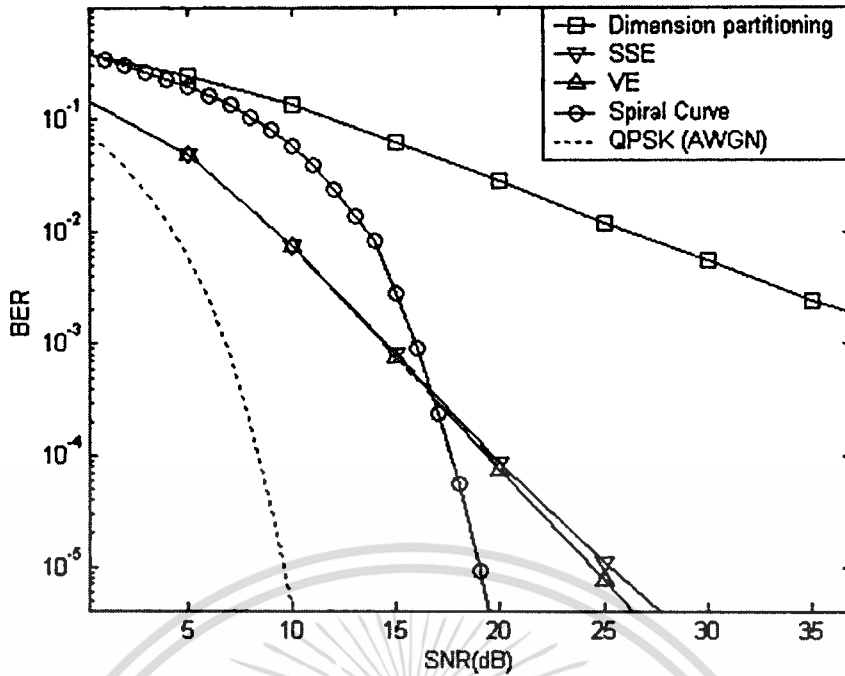
ตารางที่ 6.1 ตัวแปรต่าง ๆ ของวิธีการปรับแต่งสัญญาณ

วิธีการปรับแต่งสัญญาณ	ตัวแปรที่ใช้งาน
Spiral Curve	$A=1, C=1/a_0$
Dimension Partitioning	$A=1, L_D=1/1.3$
SSE	Decision Delay = 10
VE	-
ISI-Path	2-Rays with Equal Strength

6.2.2 การทดสอบวิธีการปรับแต่งสัญญาณในกรณีที่มีการส่งสัญญาณข้อมูลแบบ BPSK

สำหรับในหัวข้อนี้ เป็นการทดสอบคุณสมบัติของวิธีการปรับแต่งสัญญาณรูปแบบต่าง ๆ ในกรณีที่มีการส่งสัญญาณข้อมูลแบบ QPSK ซึ่งประกอบไปด้วยวิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบ Viterbi Equalizer (VE) วิธีการ Sub-Optimum Soft Output Equalizer (SSE) และ วิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Spiral Curve โดยมีการกำหนดตัวแปรสำหรับภาคปรับแต่งสัญญาณดังข้อมูลในตารางที่ 6.1 ผลลัพธ์จากการทดสอบถูกนำมาเปรียบเทียบกับลักษณะของอัตราการเกิดความผิดพลาดในระบบสื่อสารที่มีการมอดูเลตแบบ BPSK และส่งข้อมูลในช่องสัญญาณที่มีผลกระทบจากสัญญาณรบกวนเท่านั้น ผลลัพธ์ที่ได้จากการทดสอบ มีลักษณะดังกราฟในรูปที่ 6.6

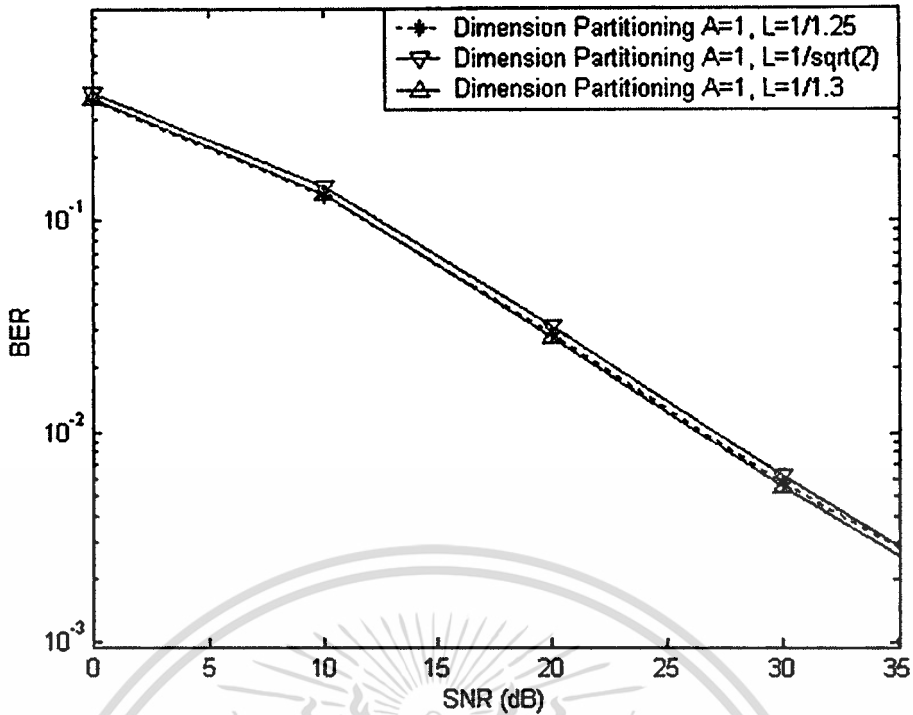
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.7 ผลการทดสอบวิธีการปรับแต่งสัญญาณในกรณีที่มีการส่งสัญญาณแบบ QPSK

6.2.3 การทดสอบวิธีการปรับแต่งสัญญาณสำหรับสัญญาณข้อมูลแบบ QPSK

สำหรับกรณีที่มีการทดสอบการทำงานของวิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบ Viterbi Equalizer วิธีการ Sub-Optimum Soft Output Equalizer วิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Spiral Curve และ แบบ Dimension Partitioning ภายใต้ระบบสื่อสารที่มีการส่งสัญญาณข้อมูลแบบ BPSK โดยมีการกำหนดตัวแปรในการทำงานของภาคปรับแต่งสัญญาณตามตารางที่ 6.1 ผลลัพธ์จากการทดสอบถูกนำมาเปรียบเทียบกับลักษณะของอัตราความผิดพลาดบิตในระบบสื่อสารที่มีการมอดูเลตแบบ QPSK และส่งข้อมูลในช่องสัญญาณที่มีผลกระทบจากสัญญาณรบกวนเท่านั้น โดยผลลัพธ์จากการทดสอบจะมีลักษณะดังกราฟในรูปที่ 6.7 ซึ่งพบว่าในการใช้งานระบบสื่อสารที่มีค่า SNR สูง วิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Spiral Curve สามารถทำงานได้ดีกว่าวิธีการอื่นที่ถูกนำมาพิจารณา แต่ในกรณีที่มีการใช้งานในระบบสื่อสารที่มีค่า SNR ต่ำ ค่าอัตราความผิดพลาดบิตในกรณีที่มีการใช้วิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Spiral Curve และ แบบ Dimension Partitioning มีค่าสูงกว่ารูปแบบอื่น ซึ่งจากผลการทดสอบที่ 6.2.2 และ 6.2.3 พบว่าสำหรับกรณีที่มีการใช้งานในระบบสื่อสารที่มีค่า SNR สูง ประสิทธิภาพในการป้องกันความผิดพลาดของระบบสื่อสารที่มีการใช้วิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Spiral curve มีประสิทธิภาพสูงกว่าวิธีการอื่นที่ถูกนำมาพิจารณา แต่ในกรณีที่ระบบสื่อสารมีค่า SNR ต่ำก็จะทำให้ประสิทธิภาพในการทำงานของวิธีการ Spiral curve มีค่าที่ต่ำกว่าวิธีการปรับแต่งสัญญาณรูปแบบอื่น



รูปที่ 6.8 ผลการทดสอบการเปลี่ยนค่าตัวแปรสำหรับวิธีการ Dimension Partitioning

6.2.4 การทดสอบผลกระทบของค่าตัวแปรสำหรับวิธีการ Dimension Partitioning

เนื่องจากการทำงานของวิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Dimension Partitioning ต้องมีการกำหนดค่าตัวแปรของภาคปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้า และ ภาคตรวจจับข้อมูล ซึ่งประกอบไปด้วยขนาดของรัศมีของวงกลม ISI-Circle A และขนาดของ Region ที่ใช้ในการตัดสินใจ $2L$ ตามรายละเอียดในบทที่ 4 ดังนั้น ก่อนทำการทดสอบคุณสมบัติในการทำงานร่วมกับวิธีการเข้ารหัสแบบเทอร์โบ จึงมีความจำเป็นในการศึกษาผลกระทบในการเปลี่ยนแปลงตัวแปรต่าง ๆ ที่ใช้งาน เพื่อนำข้อมูลที่ได้มาใช้ในการตัดสินใจเลือกใช้ตัวแปรที่เหมาะสมมากที่สุด สำหรับการทดสอบนี้ เป็นการทดสอบผลกระทบของการเปลี่ยนตัวแปรโดยใช้วิธีการ Dimension Partitioning ในกรณีที่มีการกำหนดให้ค่ารัศมีของวงกลม ISI-Circle A มีค่าเท่ากับ 1 คงที่ และมีค่า L เท่ากับ $1/1.25$ $1/\sqrt{2}$ และ $1/1.3$ ตามลำดับ ซึ่ง จากผลลัพธ์ที่ได้จากการทดสอบมีลักษณะดังกราฟในรูปที่ 6.8 พบว่า การเปลี่ยนแปลงค่า L สำหรับวิธีการ Dimension Partitioning นั้น ส่งผลต่อความสามารถในการป้องกันความผิดพลาดของข้อมูลเล็กน้อย และในกรณีที่มีการทดสอบโดยกำหนดให้ L มีค่าเท่ากับ $1/1.13$ จะมีประสิทธิภาพในการทำงานสูงที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับค่าต่าง ๆ ที่ถูกนำมาทดสอบ ดังนั้น สำหรับการทดสอบในส่วนต่อไปที่มีการนำวิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Dimension Partitioning ไปใช้งาน จะมีการกำหนดให้ค่าคงที่ L ที่ใช้งานมีค่าเท่ากับ $1/1.3$

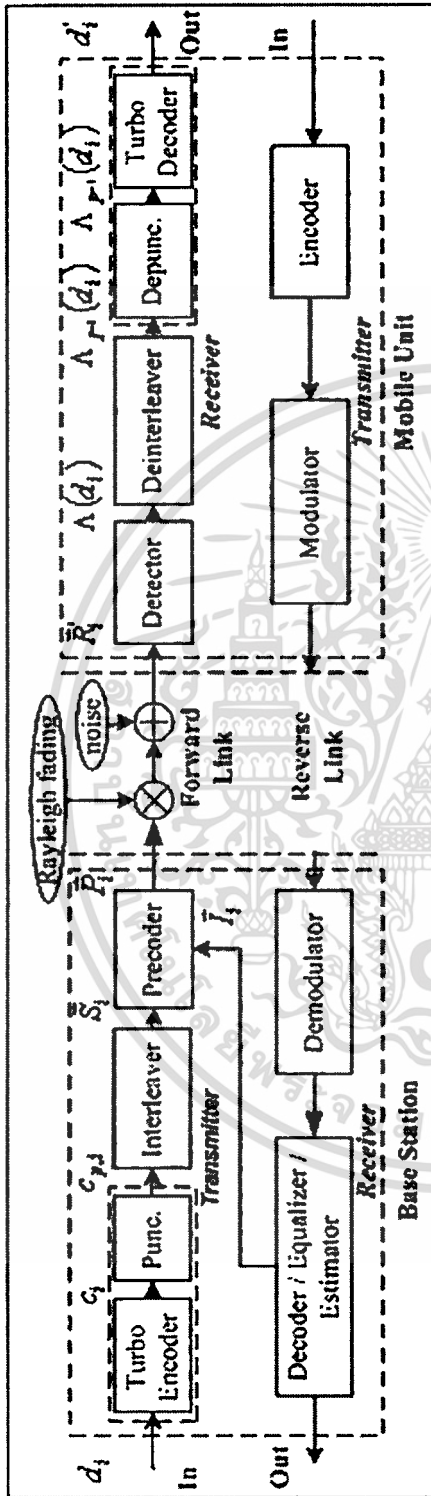
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.3 การทดสอบคุณสมบัติของภาคตรวจจับข้อมูลสำหรับ Spiral Curve

สำหรับหัวข้อนี้ เป็นการเปรียบเทียบผลลัพธ์ที่ได้จากการทำงานของภาคตรวจจับข้อมูลสำหรับวิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Spiral Curve ที่ใช้เทคนิคที่ถูกนำเสนอในวิทยานิพนธ์ตามรายละเอียดในบทที่ 5 กับรูปแบบพื้นฐานของวิธีการตรวจจับข้อมูลสำหรับวิธีการ Spiral Curve ตามรายละเอียดในบทที่ 4 เพื่อนำผลลัพธ์ที่ได้มาใช้ในการวิเคราะห์ความสามารถในการทำงานของวิธีการที่นำเสนอ โดยจะมีการทดสอบการทำงานสำหรับระบบสื่อสารที่มีการส่งสัญญาณข้อมูลแบบ BPSK และ QPSK ตามลำดับ โดยมีรายละเอียดและผลการทดสอบดังนี้

6.3.1 แบบจำลองการสื่อสารสำหรับทดสอบภาคตรวจจับข้อมูลแบบ Spiral Curve

สำหรับแบบจำลองของระบบสื่อสารที่ใช้ในการทดสอบนี้มีลักษณะดังรูปที่ 6.9 สำหรับการทำงานในส่วนของ Forward Link มีการนำข้อมูลแบบดิจิทัล d_i มาผ่านกระบวนการเข้ารหัสแบบเทอร์โบ เพื่อคำนวณข้อมูลเข้ารหัส $(c_{p,i}^0, c_{p,i}^1, \dots, c_{p,i}^N)$ จากนั้นชุดข้อมูลเข้ารหัสจะถูกนำมาทำการคำนวณโดยภาค Symbol Mapper เพื่อคำนวณค่าจำนวนเชิงซ้อนที่มีความสัมพันธ์กับชุดข้อมูลดังกล่าว $m_i = Ae^{j\beta_i}$ เมื่อ A เป็นขนาดของสัญญาณข้อมูล ซึ่งมีค่าคงที่ในกรณีที่มีการมอดูเลตแบบเฟส และ β_i เป็นเฟสของสัญญาณข้อมูล ณ เวลาใด ๆ โดยที่สัญญาณข้อมูลดังกล่าวที่ถูกนำมาผ่านกระบวนการ Interleave เพื่อลดผลของ Burst Error \bar{S}_i จะถูกนำมาประมวลผลร่วมกับข้อมูลที่แสดงถึงผลกระทบของการทับซ้อนระหว่างสัญลักษณ์ ณ เวลาต่าง ๆ \bar{I}_i เพื่อคำนวณหาค่าของสัญญาณที่จะถูกส่งออกไปผ่านระบบสื่อสาร \bar{P}_i จากการทำงานของภาคปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้า และเนื่องจากช่องสัญญาณที่ถูกนำมาพิจารณาที่มีลักษณะเดียวกับการทดสอบที่ 6.2 เป็นแบบ Slowly Fading Channel ดังนั้นข้อมูลผลกระทบของการทับซ้อนระหว่างสัญลักษณ์ \bar{I}_i ที่ถูกนำมาใช้งานที่ภาคปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้า นั้น สามารถนำมาจากการทำงานในส่วนของ Reverse Link มาใช้งานได้ เนื่องจากมีค่าที่ใกล้เคียงกับผลกระทบใน Forward Link และเมื่อสัญญาณข้อมูลดังกล่าวถูกตรวจจับได้ที่ภาครับ ภาคตรวจจับสัญญาณจะทำการเปลี่ยนแปลงข้อมูลที่รับได้ให้อยู่ในรูปของข้อมูล Logarithm of Likelihood Ratio, $\Lambda(d_i)$ ซึ่งจะถูกนำมาผ่านกระบวนการ Deinterleaving และส่งต่อไปยังภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบ เพื่อคำนวณค่าของข้อมูลดิจิทัลที่รับได้ d_i

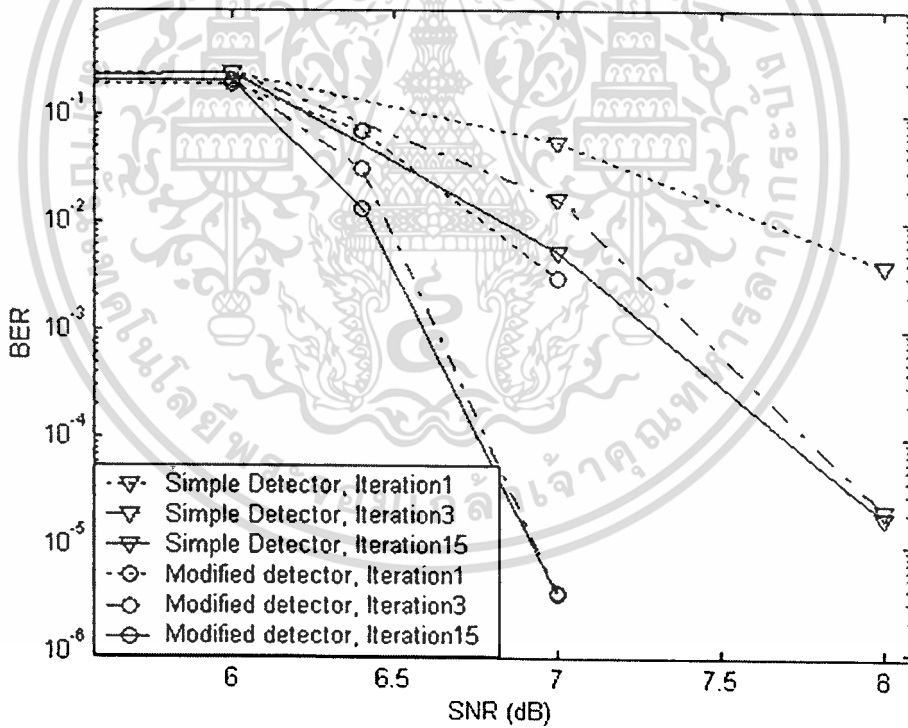


รูปที่ 6.9 ระบบสื่อสารสำหรับทดสอบภาคตรวจจับข้อมูลสำหรับ Spiral Curve

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

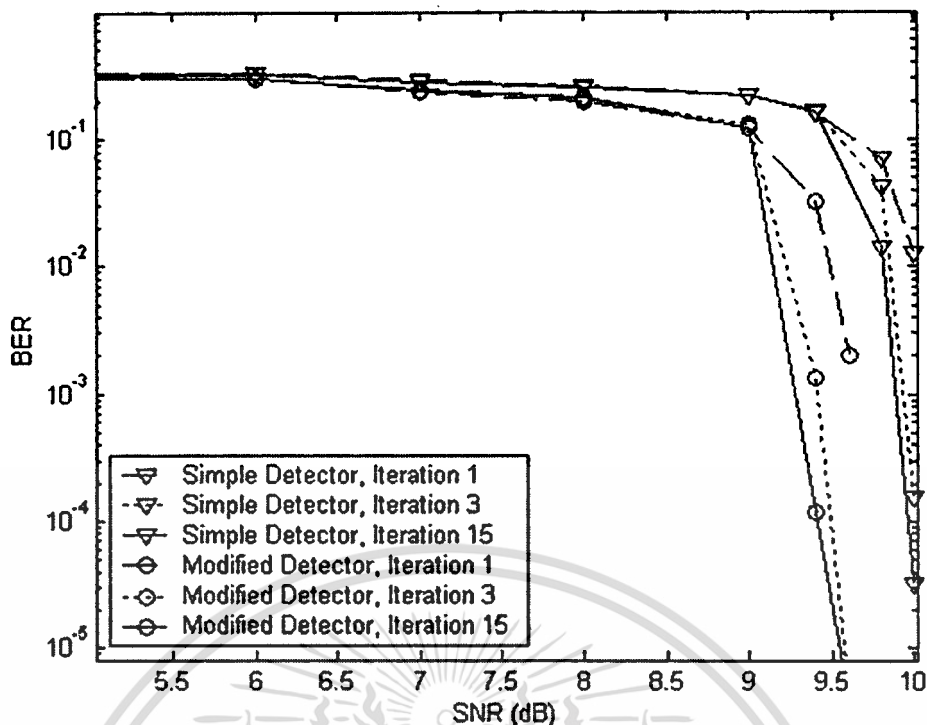
ตารางที่ 6.2 การกำหนดค่าตัวแปรที่ใช้ในการทดสอบสำหรับ Spiral Curve

ตัวแปร	ค่าที่ใช้งาน
Generator matrix	$G = [37_s, 21_s]$
Constraint Length	$K=5$
Code Rate	$R=1/2$
Blocksize	1024 Bit
Internal Interleave	Pseudo-Random Interleaver
External (Symbol) Interleaver	Block Interleaver
Modulation	BPSK, QPSK
C	$1/a_0$
ISI-Path	2-Rays with Equal Strength



รูปที่ 6.10 ผลการทดสอบการทำงานของภาคตรวจจับแบบ Spiral Curve สำหรับระบบสื่อสารแบบ BPSK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.11 ผลการทดสอบการทำงานของภาคตรวจจับสัญญาณสำหรับระบบสื่อสารแบบ QPSK

6.3.2 การทดสอบการทำงานกับสัญญาณแบบ BPSK

สำหรับการทดสอบนี้ มีวัตถุประสงค์เพื่อทดสอบคุณสมบัติของภาคตรวจจับข้อมูลแบบใหม่ ของวิธีการ Spiral Curve ในกรณีที่มีการใช้งานในระบบสื่อสารที่มีการมอดูเลตแบบ BPSK โดยได้มีการทดสอบโดยใช้ระบบสื่อสารในส่วนของ Forward Link ในรูปที่ 6.9 ที่มีการกำหนดตัวแปรต่าง ๆ สำหรับควบคุมการทำงานของภาคเข้ารหัสและภาคปรับแต่งสัญญาณดังรายละเอียดในตารางที่ 6.2 โดยมีการเลือกใช้ค่า Generator Matrix ของการเข้ารหัสเป็น $[37_8, 21_8]$ เนื่องจากกราฟผลการทดสอบในรูปที่ 6.2 แสดงให้เห็นว่ามีคุณสมบัติในการป้องกันความผิดพลาดที่ดีในช่วงที่มีค่าอัตราการเกิดความผิดพลาดไม่เกิน 10^{-4} เมื่อเปรียบเทียบกับกรณีที่ใช้ค่า Generator Matrix เป็น $[23_8, 35_8]$ ในกรณีที่มีการเข้ารหัสข้อมูลครั้งละ 1024 บิต สำหรับผลที่ได้จากการทดสอบนั้น มีลักษณะดังกราฟในรูปที่ 6.10 โดยพบว่าในกรณีที่ระบบสื่อสารตามรูปที่ 6.9 ที่มีการใช้งานภาคตรวจจับข้อมูลแบบใหม่ที่น่าเสนอจะมีประสิทธิภาพในการทำงานที่สูงกว่าในกรณีที่มีการใช้ภาคตรวจจับข้อมูลแบบพื้นฐานสำหรับวิธีการ Spiral Curve

6.3.3 การทดสอบการทำงานกับสัญญาณแบบ QPSK

และสำหรับการทดสอบในกรณีที่มีการส่งสัญญาณข้อมูลแบบ QPSK ที่มีการกำหนดให้ตัวแปรที่ใช้ในการทำงานของระบบสื่อสารมีค่าตามตารางที่ 6.2 ผลการทดสอบมีลักษณะดังกราฟในรูปที่ 6.11 จากผลลัพธ์จากการทดสอบทั้งในกรณีที่มีการใช้งานในระบบสื่อสารที่มีการมอดูเลตแบบ BPSK และ QPSK ดังที่แสดงในรูปที่ 6.10 และ 6.11 แสดงให้เห็นว่าการใช้งานภาคตรวจจับ

ข้อมูลแบบใหม่สำหรับวิธีการ Spiral Curve นั้น สามารถทำให้การทำงานร่วมกับรหัสเทอร์โบมี ประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้นได้ นอกจากนี้ เนื่องจากลักษณะอัตราการเกิดความผิดพลาดที่มีค่าลดลง อย่างรวดเร็วในกรณีที่มีค่า SNR สูง ดังนั้น รูปแบบในการทำงานของระบบสื่อสารที่น่าเสนอนี้ จึง อาจเป็นรูปแบบหนึ่งสำหรับระบบสื่อสาร ที่สามารถใช้งานกับระบบสื่อสารที่ต้องการค่าอัตราความ ผิดพลาดบิตต่ำได้ แต่จะต้องมีการศึกษาถึงคุณสมบัติและความเหมาะสมในการทำงานในกรณีที่มี ค่าอัตราการเกิดความผิดพลาดต่ำด้วย

6.4 การทดสอบคุณสมบัติของภาคตรวจจับข้อมูลสำหรับ Dimension Partitioning

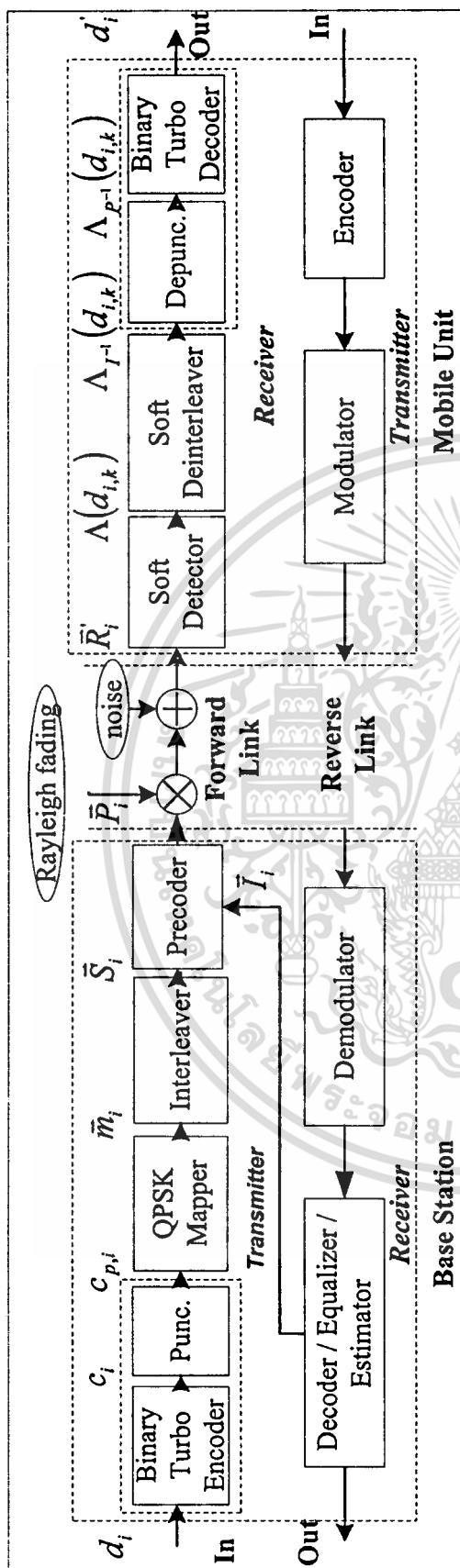
ในหัวข้อนี้ เป็นการเปรียบเทียบคุณสมบัติในการทำงานของภาคตรวจจับข้อมูล สำหรับวิธีการ ปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Dimension Partitioning ที่มีการใช้เทคนิคที่ถูกนำเสนอ ตามข้อมูล ในบทที่ 5 ในวิทยานิพนธ์กับรูปแบบการทำงานพื้นฐานตามรายละเอียดในบทที่ 4 โดยมีการ ทดสอบกับระบบสื่อสารที่มีการส่งสัญญาณข้อมูลแบบ QPSK โดยมีรายละเอียดของระบบสื่อสารที่ ใช้ในการทำงานและผลลัพธ์ที่ได้จากการทำงานดังต่อไปนี้

6.4.1 แบบจำลองระบบสื่อสารสำหรับทดสอบภาคตรวจจับข้อมูลของ Dimension Partitioning

สำหรับแบบจำลองระบบสื่อสารที่ถูกนำมาทดสอบ มีลักษณะดังรูปที่ 6.12 โดยมีลักษณะการ ทำงานเช่นเดียวกับระบบสื่อสารสำหรับทดสอบการทำงานของภาคตรวจจับแบบ Spiral Curve โดย ในการทำงานนั้น มีการนำข้อมูลดิจิทัล d_i มาผ่านกระบวนการเข้ารหัส และภาคปรับแต่งสัญญาณ ล่วงหน้าเพื่อคำนวณรูปแบบของสัญญาณ P_i ซึ่งเป็นสัญญาณแบบ QPSK ที่ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณ ที่มีผลกระทบของสัญญาณรบกวนแบบ AWGN และมีเส้นทางในการส่งข้อมูล 2 เส้นทางที่มีการ ส่งด้วยกำลังส่งเท่ากัน และมีลักษณะการกระจายข้อมูลแบบ Rayleigh Fading และสัญญาณข้อมูล R_i ที่ถูกตรวจจับได้ จะถูกนำมาผ่านกระบวนการตรวจจับข้อมูลและถูกส่งไปที่ภาคถอดรหัสแบบ เทอร์โบเพื่อทำการคำนวณรูปแบบของข้อมูลดิจิทัล d_i

6.4.2 การทดสอบการทำงานกับสัญญาณแบบ QPSK

สำหรับตัวแปรต่าง ๆ ที่ถูกใช้สำหรับกำหนดการทำงานของภาคเข้ารหัสแบบเทอร์โบ และภาค ปรับแต่งสัญญาณนั้น ได้มีการกำหนดค่าตัวแปรที่ใช้งานตามตารางที่ 6.3 และผลลัพธ์ที่ได้จากการ ทดสอบ มีลักษณะดังกราฟในรูปที่ 6.13 จากการพิจารณาผลการทดสอบ พบว่า ในการนำหลักการ ของวิธีการตรวจจับข้อมูลสำหรับวิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Dimension Partitioning แบบใหม่ซึ่งสามารถคำนวณข้อมูลแบบละเอียดสำหรับส่งให้กับภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบมาใช้ งาน สามารถทำให้ประสิทธิภาพจากการทำงานร่วมกับภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบดีขึ้นได้เมื่อ เปรียบเทียบกับกรณีที่มีการใช้งานภาคตรวจจับข้อมูลรูปแบบพื้นฐาน

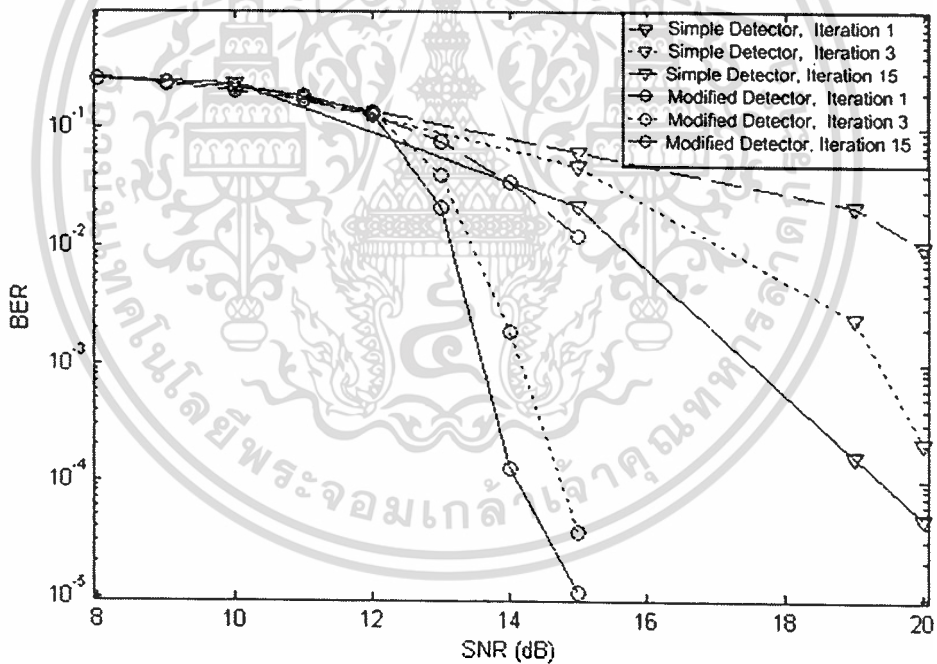


รูปที่ 6.12 ระบบสื่อสารสำหรับทดสอบภาคตรวจจับข้อมูลสำหรับ Dimension Partitioning

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.3 การกำหนดค่าตัวแปรที่ใช้ในการทดสอบสำหรับ Dimension Partitioning

ตัวแปร	ค่าที่ใช้งาน
Generator matrix	$G = [37_8, 21_8]$
Constraint Length	$K=5$
Code Rate	$R=1/2$
Blocksize	1024 Bit
Internal Interleave	Pseudo-Random Interleaver
External (Symbol) Interleaver	Block Interleaver
Modulation	BPSK, QPSK
C	$1/a_0$
ISI-Path	2-Rays with Equal Strength



รูปที่ 6.13 ผลการทดสอบการทำงานของภาคตรวจจับสัญญาณสำหรับระบบสื่อสารแบบ QPSK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

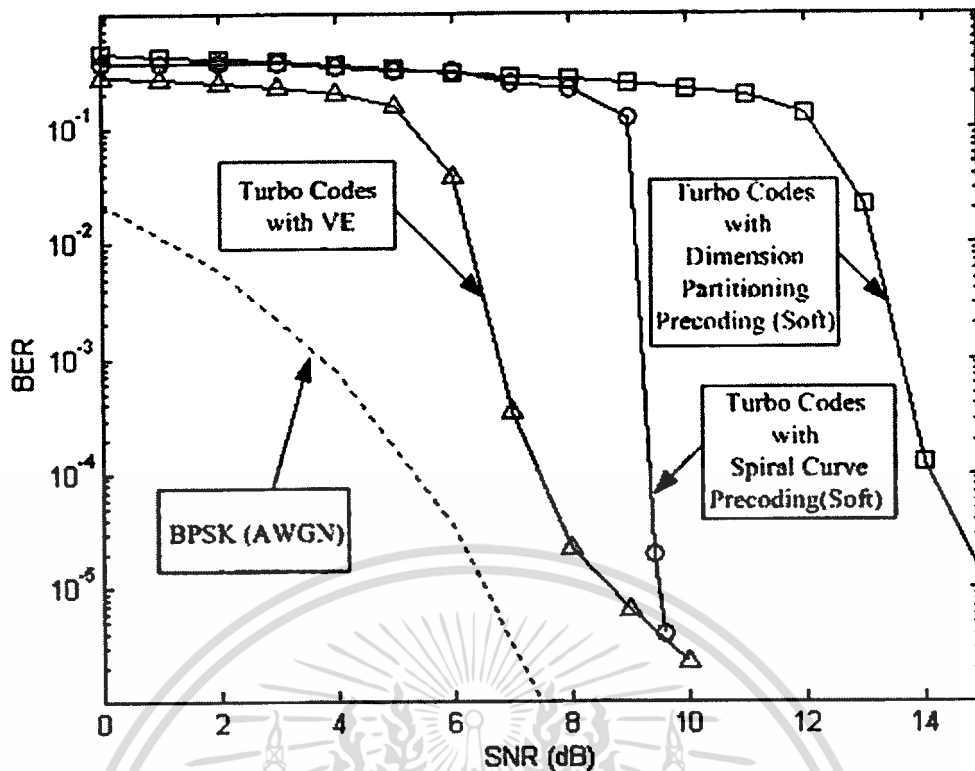
ตารางที่ 6.4 การกำหนดค่าตัวแปรสำหรับใช้ในการทดสอบ

ตัวแปร	ค่าที่ใช้งาน
Generator matrix	$G = [37_g, 21_g]$
Constraint Length	$K=5$
Code Rate	$R=1/2$
Blocksize	1024 Bit
Internal Interleave	Pseudo-Random Interleaver
External (Symbol) Interleaver	Block Interleaver
Modulation	BPSK, QPSK
ตัวแปรสำหรับ Spiral Curve	$1/a_0$
ตัวแปรสำหรับ Dimension Partitioning	$A=1, L=1/1.13$
ISI-Path	2-Rays with Equal Strength

6.5 การทดสอบวิธีการปรับแต่งสัญญาณในการใช้งานกับวิธีการถอดรหัสแบบเทอร์โบ

เพื่อศึกษาคุณสมบัติของวิธีการปรับแต่งสัญญาณต่าง ๆ ในการใช้งานร่วมกับรหัสเทอร์โบ และเพื่อกำหนดเงื่อนไขสำหรับการใช้งานวิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบต่าง ๆ ดังนั้น ในการทดสอบนี้จึงได้มีการทำการเปรียบเทียบผลลัพธ์ที่ได้จากการทำงานของวิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบ Viterbi Equalization วิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Spiral Curve และ วิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Dimension Partitioning ในกรณีที่มีการใช้งานระบบสื่อสารรูปแบบเดียวกันและกรณีที่ส่งข้อมูลผ่านระบบสื่อสารที่มีการมอดูเลตแบบ BPSK ในช่องสัญญาณที่มีผลกระทบของสัญญาณรบกวนและการทับซ้อนระหว่างสัญลักษณ์ โดยลักษณะของระบบสื่อสารที่ถูกนำมาใช้ในการทดสอบนี้ มีลักษณะเช่นเดียวกับแบบจำลองระบบสื่อสารในหัวข้อ 6.4.2 โดยมีกำหนดค่าตัวแปรต่าง ๆ ที่ใช้สำหรับทำงานดังตารางที่ 6.4 ซึ่งผลการทดสอบที่จำนวนการวนรอบในการถอดรหัสเท่ากับ 15 รอบ มีลักษณะดังรูปที่ 6.14 ซึ่งพบว่า ในกรณีที่ระบบสื่อสารมีค่า SNR สูง ประสิทธิภาพที่ได้จากการใช้งานด้วยวิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบ Spiral Curve จะให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่ารูปแบบอื่นที่ถูกนำมาพิจารณา แต่สำหรับกรณีที่มีการใช้งานร่วมกับระบบสื่อสารที่มีค่า SNR ต่ำแล้ว ค่าอัตราความผิดพลาดบิตสำหรับการใช้งานด้วยวิธีการ Spiral Curve และ วิธีการ Dimension Partitioning จะมีค่าที่สูงกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.14 ผลการเปรียบเทียบการใช้งานร่วมกันระหว่างรหัสเทอร์โบและวิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทสรุปและแนวทางสำหรับการวิจัยในอนาคต

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอรูปแบบเฉพาะสำหรับป้องกันความผิดพลาดของข้อมูลดิจิทัลในระบบสื่อสารไร้สาย โดยการนำหลักการของรหัสเทอร์โบและวิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Spiral Curve และแบบ Dimension Partitioning มาใช้งานร่วมกัน เพื่อลดผลของสัญญาณรบกวนและการทับซ้อนระหว่างสัญลักษณ์ โดยมีการพัฒนาารูปแบบของภาคตรวจจับข้อมูลสำหรับวิธีการปรับแต่งสัญญาณดังกล่าว เพื่อให้สามารถทำงานร่วมกับภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบได้อย่างเหมาะสมและมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น โดยได้มีการจำลองการทำงานของระบบสื่อสารไร้สายที่นำเสนอด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ภาษา C/C++ เพื่อทดสอบคุณสมบัติต่าง ๆ ในบทนี้ กล่าวถึงการวิเคราะห์ผลจากการทดสอบคุณสมบัติของรหัสเทอร์โบ คุณสมบัติของวิธีการปรับแต่งสัญญาณรูปแบบต่าง ๆ คุณสมบัติในการทำงานร่วมกับวิธีการเข้ารหัสแบบเทอร์โบ อุปสรรคที่เกิดขึ้นระหว่างการดำเนินงาน และแนวทางสำหรับการพัฒนาต่อไปในอนาคต

7.1 วิเคราะห์ผลการทดสอบ

จากผลการทดสอบบทที่ 6 พบว่า รหัสเทอร์โบเป็นรหัสที่มีคุณสมบัติในการป้องกันความผิดพลาดสูงรูปแบบหนึ่ง สามารถช่วยลดความต้องการค่า SNR ในระบบสื่อสารลงได้ แต่เนื่องจากการทำงานของภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบมีความซับซ้อนมาก ส่งผลให้อุปกรณ์ที่ใช้งานมีความซับซ้อน และต้องใช้เวลาสำหรับการประมวลผลนานกว่าวิธีการเข้ารหัสรูปแบบอื่น ๆ ดังนั้นรหัสเทอร์โบจึงเป็นรหัสที่เหมาะสมกับการประยุกต์ใช้งานในระบบสื่อสารที่ต้องการให้ข้อมูลที่ถูส่งมีความน่าเชื่อถือสูง หรือ ใช้ในระบบสื่อสารที่มีข้อจำกัดทางด้านกำลังของเครื่องส่งเป็นอย่างมาก เช่น ระบบสื่อสารผ่านดาวเทียม เป็นต้น สำหรับระบบสื่อสารที่ไม่ต้องการค่าอัตราขยายการเข้ารหัส (Coding Gain) ที่สูงมาก สามารถใช้การเข้ารหัสรูปแบบอื่นแทนได้ เช่น รหัสคอนวอลูชัน และรหัส Reed Solomon เป็นต้น เพื่อลดต้นทุนของระบบสื่อสาร

นอกจากนั้น จากการศึกษาคุณสมบัติของรหัสเทอร์โบ พบว่า ประสิทธิภาพในการป้องกันความผิดพลาดของข้อมูลที่ได้จากการทำงานนั้น ขึ้นอยู่กับองค์ประกอบหลายส่วนด้วยกัน เช่น ขนาดของข้อมูลที่เข้ารหัส ค่า Generator Matrix เป็นต้น สำหรับลักษณะของข้อมูลที่ถูกรบกวนเข้าสู่ภาคถอดรหัส เป็นอีกสิ่งหนึ่งที่มีผลกระทบต่อประสิทธิภาพในการทำงานของภาคถอดรหัส ซึ่งจากผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่าหากข้อมูลที่ถูกรบกวนเข้าสู่ภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบเป็นแบบละเอียดแล้ว จะส่งผลให้ประสิทธิภาพที่ได้รับจากการทำงานมากกว่ากรณีที่ใช้ข้อมูลแบบหยาบ ดังนั้นแนวทางสำหรับการพัฒนาวิธีการทำงานร่วมระหว่างรหัสเทอร์โบและวิธีการ

ปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าโดยการปรับปรุงรูปแบบข้อมูลที่ถูกป้อนเข้าสู่ภาคถอดรหัสให้มีความเหมาะสม จึงเป็นแนวทางหนึ่งในการพัฒนาที่สามารถใช้งานได้จริง

จากการทดสอบคุณสมบัติของวิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบ Viterbi Equalizer วิธีการ Sub-Optimum Soft Output Equalization วิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Spiral Curve และแบบ Dimension Partitioning สำหรับกรณีที่มีการมอดูเลตสัญญาณแบบ BPSK และ QPSK พบว่าความสามารถในการป้องกันความผิดพลาดของข้อมูลสำหรับวิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Spiral Curve มีประสิทธิภาพที่สูงกว่าวิธีการปรับแต่งสัญญาณรูปแบบอื่นในกรณีที่มีค่า SNR สูง แต่ในกรณีที่มีค่า SNR ต่ำ ประสิทธิภาพที่ได้รับจากการใช้วิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Spiral Curve และ วิธีการ Dimension Partitioning จะมีค่าต่ำกว่าในกรณีที่ใช้วิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบ Viterbi Equalizer และ แบบ Sub-Optimum Soft Output Equalizer ดังนั้น วิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Spiral Curve จึงเป็นรูปแบบหนึ่งสำหรับวิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าที่เหมาะสมต่อการใช้งานกับระบบสื่อสารที่มีค่า SNR สูง หรือต้องการให้มีค่าอัตราความผิดพลาดบิดต่ำ แต่ไม่เหมาะสมต่อการใช้งานในระบบสื่อสารที่มีค่า SNR ต่ำ เนื่องจากข้อมูลที่ได้รับมีอัตราการเกิดความผิดพลาดสูงมากเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการอื่น ๆ ที่ถูกพิจารณา

สำหรับวิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบ Dimension Partitioning นั้น จากการศึกษาค้นคว้าการทำงาน พบว่ารูปแบบของภาคตรวจจับข้อมูลสำหรับวิธีการนี้มีความซับซ้อนค่อนข้างน้อยกว่าวิธีการอื่นที่ถูกนำมาเปรียบเทียบ แต่เนื่องจากผลของสัญญาณรบกวนสามารถทำให้เกิดอัตราการเกิดความผิดพลาดมากกว่ารูปแบบอื่น ๆ ดังนั้น จึงเหมาะสมกับระบบสื่อสารที่มีค่า SNR สูง และจากการทดสอบพบว่า ผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงค่าตัวแปรที่กำหนดการทำงานของภาคปรับแต่งสัญญาณและภาคตรวจจับข้อมูลมีผลกระทบต่อประสิทธิภาพที่ได้รับน้อยมาก แต่เนื่องจากโปรแกรมสำหรับจำลองการทำงานสำหรับวิธีการ Dimension Partitioning นั้น ไม่สามารถจำลองรูปแบบการทำงานบนระบบสื่อสารได้อย่างสมบูรณ์ ดังนั้น ในวิทยานิพนธ์นี้จึงยังไม่สามารถสรุปได้ว่าควรกำหนดให้ตัวแปรที่ใช้งานมีค่าเป็นเท่าใดจึงมีความเหมาะสมมากที่สุด

จากการทดสอบคุณสมบัติในการทำงานของวิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบต่าง ๆ เพื่อใช้งานร่วมกับวิธีการเข้ารหัสแบบเทอร์โบ พบว่า การนำรูปแบบของภาคตรวจจับข้อมูลแบบใหม่สำหรับวิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Spiral Curve และแบบ Dimension Partitioning ที่ถูกพัฒนาขึ้นมาใช้งาน สามารถเพิ่มประสิทธิภาพในการทำงานร่วมกับวิธีการเข้ารหัสแบบเทอร์โบได้ เนื่องจากข้อมูลที่ได้จากกระบวนการตรวจจับข้อมูลและถูกป้อนเข้าสู่ภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบเป็นข้อมูลแบบละเอียด ซึ่งภาคถอดรหัสแบบเทอร์โบสามารถนำไปใช้งานได้โดยมีประสิทธิภาพมากขึ้น นอกจากนั้น จากผลการทดสอบในกรณีที่ระบบสื่อสารมีการมอดูเลตแบบ BPSK และ QPSK พบว่า ในกรณีที่มีการใช้รหัสเทอร์โบร่วมกับวิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Spiral Curve ที่มีการใช้ภาคตรวจจับข้อมูลที่ถูกนำเสนอในกรณีที่มีค่า SNR สูง จะมีประสิทธิภาพในการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำงานมากกว่าในกรณีมีการใช้งานร่วมกับวิธีการปรับแต่งสัญญาณแบบ Viterbi Equalizer ดังนั้นรูปแบบของระบบสื่อสารไร้สายที่มีการนำหลักการของรหัสเทอร์โบและวิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Spiral Curve มาใช้งานร่วมกัน จึงเป็นรูปแบบหนึ่งสำหรับระบบสื่อสารแบบไร้สายที่เหมาะสมกับการใช้งานในกรณีที่ระบบสื่อสารมีค่า SNR สูง แต่จะต้องมีการศึกษาคุณสมบัติในการทำงาน ณ สถานะดังกล่าวต่อไป เพื่อให้สามารถใช้งานได้อย่างเหมาะสม

7.2 อุปสรรคที่เกิดขึ้นระหว่างการดำเนินงาน

สำหรับกระบวนการทดลองต่าง ๆ เพื่อทำการทดสอบคุณสมบัติของวิธีการเชิงทฤษฎีที่น่าเสนอนั้น ได้มีการจำลองการทำงานของระบบสื่อสารโดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ภาษา C/C++ เป็นเครื่องมือหลักสำหรับการดำเนินงาน แต่เนื่องจากข้อจำกัดในการเขียนโปรแกรม ระบบปฏิบัติการ และ เครื่องคอมพิวเตอร์ที่ใช้งาน ส่งผลให้การคำนวณข้อมูลต่าง ๆ นั้น มีค่าที่คลาดเคลื่อนไปจากข้อมูลที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี โดยเฉพาะการเขียนโปรแกรมสำหรับตัดสินใจเลือกรูปแบบการคำนวณของภาคปรับแต่งสัญญาณแบบ Dimension Partitioning ที่มีการคำนวณข้อมูลเพื่อนำมาใช้สำหรับกระบวนการตัดสินใจ ซึ่งความคลาดเคลื่อนและขาดความแม่นยำของข้อมูลที่ใช้ใช้งาน อาจส่งผลให้มีการตัดสินใจที่ผิดพลาดและนำไปสู่การกำเนิดสัญญาณข้อมูลที่ผิดพลาด ดังนั้น โปรแกรมสำหรับจำลองส่วนต่าง ๆ ของระบบสื่อสารที่ถูกใช้งาน จะต้องมียุทธศาสตร์การทำงานที่แตกต่างออกไปจากการคำนวณทางทฤษฎี เพื่อป้องกันความผิดพลาดในการคำนวณที่เกิดจากปัญหาดังกล่าว ซึ่งสามารถทำให้ข้อมูลต่าง ๆ ที่ได้จากการทำงานมีความผิดพลาดลดลง แต่จะส่งผลให้ข้อมูลที่ได้รับการทดสอบมีค่าที่คลาดเคลื่อนไปจากข้อมูลที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎีตามไปด้วย

7.3 แนวทางสำหรับการพัฒนาในอนาคต

จากการพิจารณาหลักการของภาคตรวจจับข้อมูลแบบ Spiral Curve ที่ถูกพัฒนาขึ้นนั้น พบว่าการคำนวณค่าความแปรปรวนของเฟสข้อมูลที่ถูกระวังจับได้ เป็นตัวแปรสำคัญที่ส่งผลกระทบต่อค่า Logarithm of Likelihood Ratio ที่ได้จากการทำงาน แต่เนื่องจากกระบวนการคำนวณข้อมูลดังกล่าวจะมีการนำเฟสของสัญญาณข้อมูลที่ถูกระวังจับได้มาใช้ในการคำนวณ ซึ่งสามารถเกิดความผิดพลาดเนื่องมาจากผลของสัญญาณรบกวนได้ ดังนั้นจึงส่งผลให้ภาคตรวจจับข้อมูลนี้ไม่สามารถใช้งานภายใต้ระบบสื่อสารที่มีค่า SNR ต่ำได้ ดังนั้น หากสามารถคำนวณค่าที่แท้จริงหรือใกล้เคียงกับค่าความแปรปรวนของเฟสสัญญาณข้อมูลเพื่อนำไปใช้งานได้โดยตรงแล้ว จะส่งผลให้ประสิทธิภาพที่ได้รับจากการทำงานมีค่ามากยิ่งขึ้น

บรรณานุกรม

- [1] C. Berrou, A. Glavieux, P. Thitimajshima, "Near Shannon Limit Error-correcting Coding and Decoding: Turbo-Codes", *Proc. ICC'93*, pp. 1064-1070, May 1993.
- [2] W. Zhuang, V. Huang, "Phase precoding for frequency-selective Rayleigh and Rician slowly fading channels", *IEEE Trans. Veh. Tech.*, Vol. 46, pp. 129-142, Feb 1997.
- [3] Y. Chan, W. Zhuang, "Channel Precoding for Indoor radio Communications Using Dimension Partitioning", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 48, No. 1, January 1999.
- [4] Man Young Rhee, *Error-Correcting Codes Theory*, McGraw-Hill Publishing Company, 1989.
- [5] G. David Forney, JR., et. al., "Convolution Codes I: Algebraic Structure", *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. IT-16, No. 6, November 1970.
- [6] G. Ungerboeck, "Trellis-Coded Modulation with redundant signal sets Part I: Introduction", *IEEE Communication Magazine*, Vol. 25, No. 2.
- [7] P. Thitimajshima, "Recursive Systematic Convolutions Codes and Application to Parallel Concatenation", *Global Telecommunications Conference 1995*, IEEE, Vol. 3, pp. 2267-2272, Nov 1995.
- [8] C. Douillard, M. Jezequel, C. Berrou, A. Picart, P. Didier, A. Glavieux, "Iterative correction of intersymbol interference: Turbo-equalization", *Eur. Trans. on Telecom.*, vol. 6, pp. 507--511, 1995.
- [9] Zhi Ding, Ye Li, "Blind Equalization and Identification", Marcel Dekker Inc., 2000
- [10] M. Tomlinson, "New Automatic Equalizer Employing Modulo Arithmetic", *IEEE Electronics Letters*, Vol. 7, Mar 1971, pp. 138-139.
- [11] H. Harashima, H. Miyakawa, "Match-Transmission Technique for Channels with Intersymbol Interference", *IEEE Trans. on Commun.*, Vol. Com-20, August, 1972, pp.774-780.
- [12] Y. Li, B. Vucetic, Y. Sato, "Optimum Soft-Output Detection for Channels with Intersymbol Interference", *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. 41, No.3, May 1995, pp.704-713.

- [13] Proakis, Salehi, *Contemporary Communication Systems Using MATLAB*, BookWare Companion.
- [14] S. Le Goff, A. Glavicux, C. Berrou, "Turbo-codes and high spectral efficiency modulation", *Communications, SUPERCOMM/ICC '94*, pp. 645-649, Vol. 2, 1994.
- [15] K. Sripimanwat, H. Weinrichter, R.M.A.P. Rajatheva, et. al, "Soft-Decision Phase precoding with MPSK-TCM for ISI Channel", *IEEE Comm. Letter*, Vol. 5, No. 4, April 2001.
- [16] K. Sripimanwat, et al., "Soft-detection of modified phase precoding with new TCM for wireless-ISI channels", *WPMC '00*, Nov.12-15, 2000, Bangkok, Thailand.
- [17] L.R. Bahl, J. Cocke, F. Jeinek, J. Raviv, "Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate", *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. IT-20, pp. 248-287, March, 1974.
- [18] A. Bruce Carlson, *Communication Systems*, McGRAW-HILL Book company, 3rd, 1986.
- [19] K. Feher, *Wireless Digital Communications : Modulation and Spread Spectrum Applications*, Prentice-Hall Publishers, 1995.
- [20] M. Reza, U. Vilaipornsawai, G. Yingzi, *Turbo Coding for Satellite and Wireless Communications*, Kluwer Academic Publishers, 2002.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ก.

ทฤษฎีสถิติและความน่าจะเป็นที่เกี่ยวข้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

ทฤษฎีสถิติและความน่าจะเป็นที่เกี่ยวข้อง

เนื่องจากการศึกษาถึงหลักการทํางานของวิธีการเข้ารหัสและวิธีการปรับแต่งสัญญาณต่าง ๆ ลักษณะในการคำนวณบางส่วนของวิธีการที่ถูกกล่าวมา ได้มีการนำหลักการคำนวณทางสถิติเข้ามาใช้ในการคำนวณ ดังนั้น ในภาคผนวกนี้จึงได้อธิบายถึงพื้นฐานการคำนวณทางสถิติที่เกี่ยวข้อง โดยมีการกล่าวถึงคุณสมบัติของค่าความน่าจะเป็น ความน่าจะเป็นแบบมีเงื่อนไข และ ทฤษฎีของเบย์ โดยในกรณีที่มีการกำหนดให้ A และ B เป็นเซตของเหตุการณ์ที่อยู่ในแซมเปิลสเปซ S ที่เป็นเซตของเหตุการณ์ทั้งหมดที่เป็นไปได้ที่กำลังศึกษา มีการใช้สัญลักษณ์ $P(A)$ และ $P(B)$ เพื่อแสดงถึงค่าความน่าจะเป็นที่จะเกิดเหตุการณ์ที่อยู่ในเซต A และ B ขึ้นตามลำดับ ค่าที่ได้จากการคำนวณจะมีค่าอยู่ระหว่าง “0” และ “1” เท่านั้น

$$0 \leq P(A) \leq 1 \quad (\text{ก.1})$$

และได้มีการนิยามให้

$$\begin{aligned} P(\phi) &= 0 \\ P(S) &= 1 \end{aligned} \quad (\text{ก.2})$$

เมื่อสัญลักษณ์ ϕ เป็นตัวแปรที่แสดงถึงเซตว่าง และ S เป็นตัวแปรที่แสดงถึงเซตของแซมเปิลสเปซของเหตุการณ์ทั้งหมดที่เป็นไปได้ที่กำลังศึกษา ในกรณีที่มีการพิจารณาความน่าจะเป็นแบบมีเงื่อนไข (Conditional Probability) มีการแสดงด้วยสัญลักษณ์ $P(B|A)$ ที่แสดงถึง “ความน่าจะเป็นที่เหตุการณ์ B จะเกิดขึ้น เมื่อเหตุการณ์ A เกิดขึ้นแล้ว” หรือ “ความน่าจะเป็นของเหตุการณ์ B เมื่อกำหนดเหตุการณ์ A ให้ ”

ในกรณีที่มีการกำหนดให้ A และ B เป็นเซตของเหตุการณ์ที่อยู่ในแซมเปิลสเปซ S จะได้ว่าลักษณะความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของข้อมูล A และ B นั้น มีลักษณะดังสมการ

$$P(A|B).P(B) = P(B|A).P(A) = P(A, B) \quad (\text{ก.3})$$

เมื่อพิจารณาในรูปแบบของข้อมูลแบบไม่ต่อเนื่อง (Discrete) ลักษณะของความสัมพันธ์ของค่าความน่าจะเป็น มีลักษณะดังสมการ

$$P(s_i | z_j) = \frac{P(z_j | s_i) \cdot P(s_i)}{P(z_j)} \quad \begin{matrix} i = 1, \dots, M \\ j = 1, \dots \end{matrix} \quad (\text{ก.4})$$

โดยที่ค่าความน่าจะเป็น $P(z_j)$ มีค่าเท่ากับ

$$P(z_j) = \sum_{i=1}^M P(z_j | s_i) P(s_i) \quad (\text{ก.5})$$

และในกรณีที่มีการพิจารณาตัวแปรต่าง ๆ ในรูปแบบของข้อมูลแบบต่อเนื่อง (Continuous) ที่เป็นรูปแบบในการคำนวณหลักในการคำนวณเกี่ยวกับระบบสื่อสาร ดังนั้น จะมีการพิจารณาข้อมูลของตัวแปรต่าง ๆ ที่ใช้ในการคำนวณอยู่ในรูปแบบของข้อมูลแบบต่อเนื่อง โดยมีการเปลี่ยนแปลงรูปแบบของสมการที่ใช้ในการคำนวณดังนี้

$$P(s_i | z) = \frac{P(z | s_i) \cdot P(s_i)}{P(z)} \quad i = 1, \dots, M \quad (\text{ก.6})$$

โดยที่ค่าความน่าจะเป็น $P(z)$ มีค่าเท่ากับ

$$P(z) = \sum_{i=1}^M P(z | s_i) P(s_i) \quad (\text{ก.7})$$



ภาคผนวก ข.
**ความสัมพันธ์ของค่า SNR E_b/N_0 สัญญาณรบกวน และ
 การโปรแกรมเพื่อจำลองระบบสื่อสารด้วยคอมพิวเตอร์**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข.

ความสัมพันธ์ของค่า SNR E_b/N_0 สัญญาณรบกวน และ การโปรแกรมเพื่อจำลองระบบสื่อสารด้วยคอมพิวเตอร์

การจำลองการทำงานของระบบสื่อสารโดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ เป็นวิธีการหนึ่งซึ่งถูกใช้เพื่อทดสอบหรือวิเคราะห์รูปแบบหรือหลักการทางทฤษฎี เนื่องจากเป็นรูปแบบการดำเนินงานที่สำคัญและสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในงานหลายรูปแบบ ดังนั้น ในหัวข้อนี้จึงได้อธิบายถึงหลักการสำหรับสร้าง โปรแกรมจำลองระบบสื่อสารที่มีผลกระทบจากสัญญาณรบกวน ซึ่งเป็นรูปแบบพื้นฐานของระบบสื่อสารที่ถูกนำมาทดสอบ โดยมีการกล่าวถึงนิยามของค่า SNR ค่า E_b/N_0 ค่า E_s/N_0 และ หลักการเบื้องต้นสำหรับสร้าง โปรแกรมจำลองระบบสื่อสาร

ข.1 นิยามของตัวแปรที่สำคัญ

ในการแสดงถึงขนาดของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณ ณ เวลาต่าง ๆ จะนิยมเขียนในลักษณะของค่าอัตราส่วนระหว่างกำลัง (Power) หรือ พลังงาน (Energy) ของสัญญาณข้อมูลกับสัญญาณรบกวน ซึ่งได้มีการนิยามค่าตัวแปร Signal-to-Noise Ratio (SNR) ค่า E_b/N_0 และ ค่า E_s/N_0 ขึ้นมาใช้งาน สำหรับค่า SNR เป็นตัวแปรซึ่งถูกใช้เพื่อเปรียบเทียบระหว่างค่ากำลังของสัญญาณข้อมูลในแต่ละคาบกับกำลังของสัญญาณรบกวน โดยถูกนิยามให้มีค่าเป็น [18] [19]

$$SNR = \frac{S}{N} \quad (ข.1)$$

เมื่อ S เป็นค่ากำลังส่งของสัญญาณข้อมูล มีหน่วยเป็น Joule/sec หรือ Watt และ N เป็นค่ากำลังของสัญญาณรบกวนที่ในกรณีที่เป็นสัญญาณรบกวนแบบ White Noise ซึ่งทุก ๆ ความถี่ที่ใช้งานจะมีการเกิดสัญญาณรบกวนด้วยขนาดที่เท่ากันแล้วสามารถคำนวณค่าได้จากสมการ

$$N = N_0 B \quad (ข.2)$$

เมื่อ N_0 เป็นค่าความเข้มของสัญญาณรบกวน (Noise Spectral Density) ต่อแบนด์วิดท์ 1 Hz มีหน่วยเป็น Joule/sec/Hz และ B เป็นแบนด์วิดท์ที่ใช้งาน สำหรับค่า E_b/N_0 และ ค่า E_s/N_0 เป็นตัวแปรที่มีการคำนวณข้อมูลที่อยู่ในรูปของค่าพลังงาน โดยเป็นค่าอัตราส่วนระหว่างพลังงานสำหรับเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่งข้อมูลหนึ่งบิต (E_b) หรือ พลังงานสำหรับส่งสัญญาณข้อมูล (E_s) ตามลำดับต่อค่า N_0 โดยทั้งสามตัวแปรนี้จะมีความสัมพันธ์กับขนาดของสัญญาณรบกวน ตัวอย่างเช่น ในกรณีของระบบสื่อสารที่มีการมอดูเลตแบบ BPSK และ QPSK ค่าอัตราความผิดพลาดบิต (BER) และ ค่าความน่าจะเป็นที่ข้อมูลจะเกิดความผิดพลาดขึ้น (P_E) สามารถคำนวณได้จากสมการ [19]

$$P_E = BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \tag{ข.3}$$

สำหรับกรณีที่มีการมอดูเลตแบบ BPSK ค่า E_s และ E_b จะมีค่าเท่ากัน แต่ในกรณีที่มีการมอดูเลตแบบ QPSK แล้วจะได้ว่า

$$E_s = 2 \cdot E_b \tag{ข.4}$$

สำหรับฟังก์ชัน $\operatorname{erfc}(x)$ เป็นสมการซึ่งถูกนิยามขึ้นเพื่อช่วยในการคำนวณ มีค่าเป็น

$$\operatorname{erfc}(x) = 2Q(\sqrt{2}x) \tag{ข.5}$$

$$Q(k) \cong \frac{1}{\sqrt{2\pi k}} e^{-k^2/2} \tag{ข.6}$$

เมื่อ x และ k เป็นตัวแปรใดๆ ที่ถูกส่งเข้าสู่ฟังก์ชันเพื่อทำการคำนวณ สำหรับค่า SNR ค่า E_b/N_0 และ ค่า E_s/N_0 ที่ถูกใช้งานนั้น นิยมเขียนอยู่ในรูปแบบของตัวเลขในหน่วยเดซิเบล (Decibel; dB) หรือ เดซิเบลมิลลิวัตต์ (dBm) ที่มีนิยามดังสมการ

$$SNR_{dB} = 10 \log(SNR) \tag{ข.7}$$

$$SNR_{dBm} = 10 \log(SNR/10^{-3}) \tag{ข.8}$$

ข.2 การกำเนิดสัญญาณรบกวน

ในกรณีที่สัญญาณรบกวนที่ถูกสร้างขึ้น อยู่ในรูปของตัวแปรจำนวนเชิงซ้อนดังสมการ

$$\tilde{n}_i = n_{R,i} + n_{I,i} \tag{ข.9}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยประกอบไปด้วยจำนวนจริง $n_{R,i}$ และ จำนวนจินตภาพ $n_{I,i}$ ซึ่งในการจำลองลักษณะของ สัญญาณรบกวนดังกล่าว สามารถทำได้โดยการใช้การสุ่มตัวแปรแบบเกาส์ (Gaussian Distribution) ที่มีค่าเฉลี่ย (Mean) เป็นศูนย์ และ มีค่าความแปรปรวน (Variant) ที่แปรผันตามค่า SNR ของ ระบบสื่อสาร สำหรับใช้เป็นค่าตัวแปร $n_{R,i}$ และ $n_{I,i}$ โดยมีลักษณะในการคำนวณดังสมการ

$$\begin{aligned} n_{R,i} &= \sigma \cdot \text{gauss}(U) \\ n_{I,i} &= \sigma \cdot \text{gauss}(U) \end{aligned} \quad (\text{ข.10})$$

เมื่อ σ เป็นค่าส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐาน (Standard Deviation) และ $\text{gauss}(U)$ เป็นฟังก์ชันสำหรับ กำเนิดตัวแปรสุ่มแบบเกาส์ โดยในหัวข้อถัดไป เป็นการกล่าวถึงหลักการสำหรับกำเนิดตัวแปรสุ่ม แบบเกาส์ และการคำนวณค่าส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐาน

ข.2.1 ฟังก์ชันกำเนิดตัวแปรสุ่มแบบเกาส์

สำหรับการกำเนิดตัวแปรสุ่มแบบเกาส์ สามารถทำได้โดยการเปลี่ยนแปลงรูปแบบในการ กระจายข้อมูลของตัวแปรที่ได้จากกระบวนการสุ่มแบบยูนิฟอร์ม (Uniform Random Variable; U) โดยใช้สมการต่าง ๆ เพื่อให้ค่าที่ได้จากการคำนวณ มีลักษณะการกระจายข้อมูลแบบเกาส์ สำหรับ วิธีการหนึ่งที่ถูกนำมาใช้งานจะมีการใช้สมการดังต่อไปนี้เพื่อกำเนิดตัวแปรสุ่มแบบเกาส์

$$\text{gauss}(U) = \sqrt{2 \ln(1/(1-U))} \quad (\text{ข.11})$$

ข.2.2 การคำนวณค่าส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐาน

ค่าส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานของตัวแปรที่แสดงถึงสัญญาณรบกวน เป็นค่าที่มีความสัมพันธ์กับ ค่าพลังงานของสัญญาณข้อมูลและสัญญาณรบกวนดังสมการ

$$\frac{E_s}{N_0} = \frac{nE_b}{N_0} = \frac{1}{2\sigma^2} \quad (\text{ข.12})$$

และจากความสัมพันธ์

$$\begin{aligned} \frac{E_s}{N_0} &= \frac{S \cdot T}{(N/B)} \\ &= \left(\frac{S}{N} \right) (T \cdot Fs) \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= SNR \cdot \left(\frac{T}{T_s} \right) \quad (\text{ข.13})$$

เมื่อ T เป็นคาบของสัญญาณข้อมูล B เป็นค่าแบนด์วิดในการส่งข้อมูล F_s และ T_s เป็นความถี่และคาบในการซัดสัญญาณ (Sampling) ตามลำดับ ดังนั้นค่าส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานของการกระจายข้อมูล สามารถคำนวณได้จากสมการ

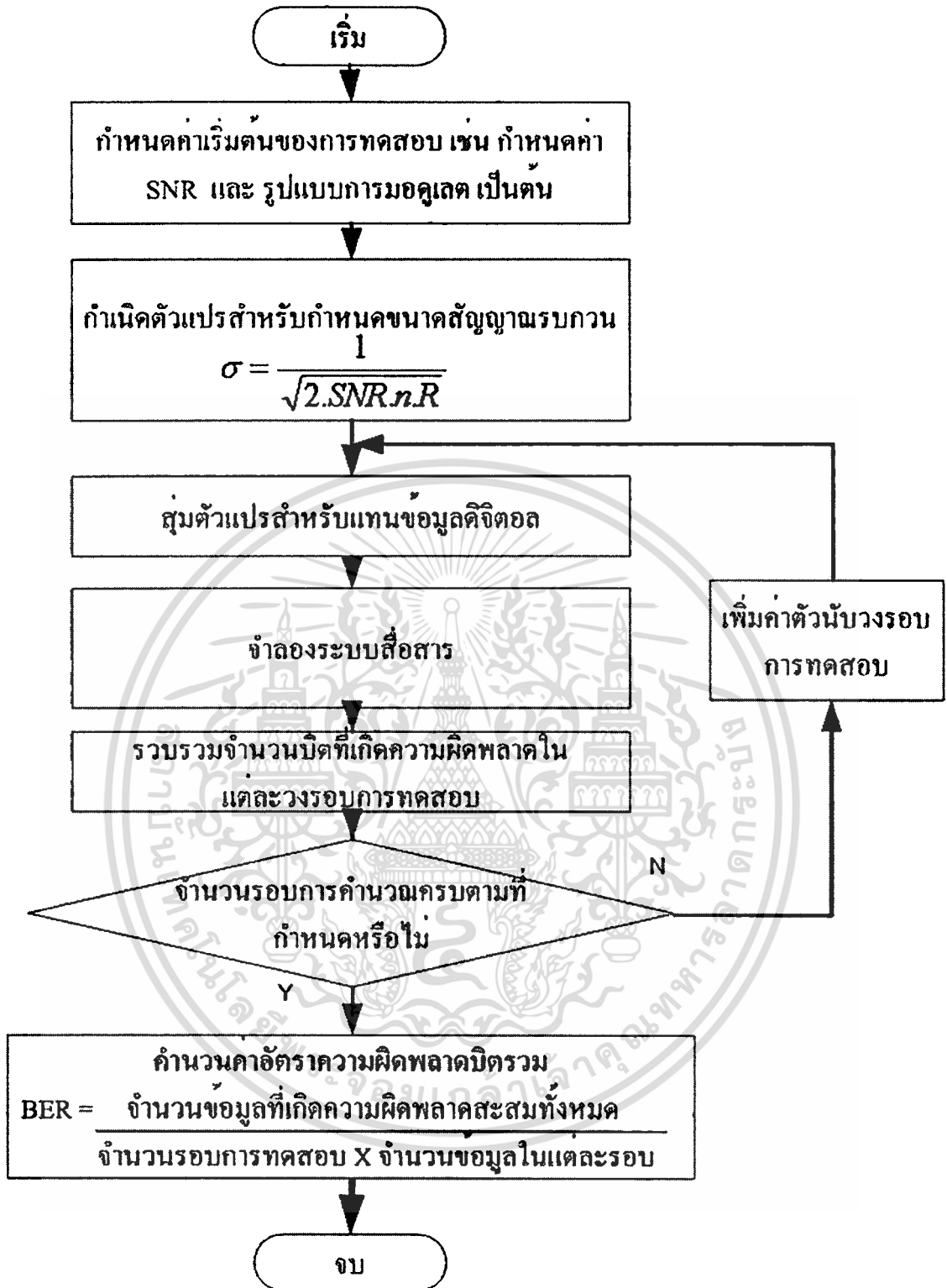
$$\begin{aligned} \sigma &= \frac{1}{\sqrt{2 \left(\frac{E_s}{N_0} \right)}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2 \cdot SNR \cdot \left(\frac{T}{T_s} \right)}} \end{aligned} \quad (\text{ข.14})$$

ดังนั้น ในกรณีที่ระบบสื่อสารมีการเข้ารหัสด้วยอัตราการเข้ารหัส R และมีการมอดูเลตแบบ M -PSK ที่แต่ละสัญญาณข้อมูลถูกใช้สำหรับแสดงถึงข้อมูลดิจิทัลจำนวน n บิต จะได้ว่า

$$\sigma = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot SNR \cdot n \cdot R}} \quad (\text{ข.15})$$

ข.3 หลักการจำลองระบบสื่อสารโดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์

ลักษณะของโปรแกรมสำหรับจำลองการทำงานของระบบสื่อสารเพื่อหาค่าอัตราความผิดพลาดบิต ณ สภาพของระบบสื่อสารที่มีค่า SNR ต่าง ๆ นั้น จะมีโครงสร้างพื้นฐานดังรูปที่ ข.1 โดยในส่วนของโปรแกรม จะเป็นการกำหนดตัวแปรหลักสำหรับการทดสอบ ได้แก่ รูปแบบการมอดูเลต ขนาดของข้อมูลที่ทดสอบ ค่า SNR ของระบบสื่อสาร และ คำนวณค่าส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานสำหรับการกำเนิดตัวแปรสุ่มของสัญญาณรบกวน ต่อจากนั้น จะเข้าสู่การวนรอบในการทดสอบซึ่งเป็นการทดสอบการทำงานของระบบสื่อสารในลักษณะเดิมซ้ำ ๆ กัน เพื่อให้ข้อมูลที่ได้มีความแม่นยำ โดยภายหลังจากที่การคำนวณในแต่ละรอบเสร็จสิ้น จะมีการเก็บจำนวนของข้อมูลที่เกิดความผิดพลาดรวมไว้สำหรับการคำนวณในขั้นตอนสุดท้ายที่มีการคำนวณค่าอัตราความผิดพลาดบิตภายหลังจากที่มีจำนวนวงรอบการทดสอบครบตามที่กำหนด



รูปที่ ข.1 โครงสร้างพื้นฐานของโปรแกรมจำลองระบบสื่อสาร

สำหรับลักษณะของ โปรแกรมที่ใช้งานจริง จะมีลักษณะดังตัวอย่างต่อไปนี้ ซึ่งเป็น โปรแกรมหลัก สำหรับจำลองระบบสื่อสารที่มีการมอดูเลตแบบ BPSK

```

void main(void)
{
    double error, BER, BER_total; //used to find BER
    float ebno_loop, averageloop; //counting in EbNo and Average loop
    int count; //for counting BER loop
    float ebno_str, ebno_step, ebno_stop, average; //keep dau for EbNo loop
    double EbNo, STDDEV;
    int source[BLK_SIZE];
    double modulate_signal[2][TRANS_SIZE]; //modulated signal
    double recv_signal[2][TRANS_SIZE]; //receive signal
    double recv_data[BLK_SIZE]; //receive signal
    /*Receive External Parameter*/

    cout<<"\nINPUT PARAMETER FOR SIMULATION:"<<"\n";
    cout<<" START Eb/No (dB) : "; cin>>ebno_str;
    cout<<" STEP Eb/No (dB) : "; cin>>ebno_step;
    cout<<" STOP Eb/No (dB) : "; cin>>ebno_stop;

    cout<<"Number of Average :"; cin>>average;
    cout<<endl<<"-----START TO SIMULATE-----"<<endl;

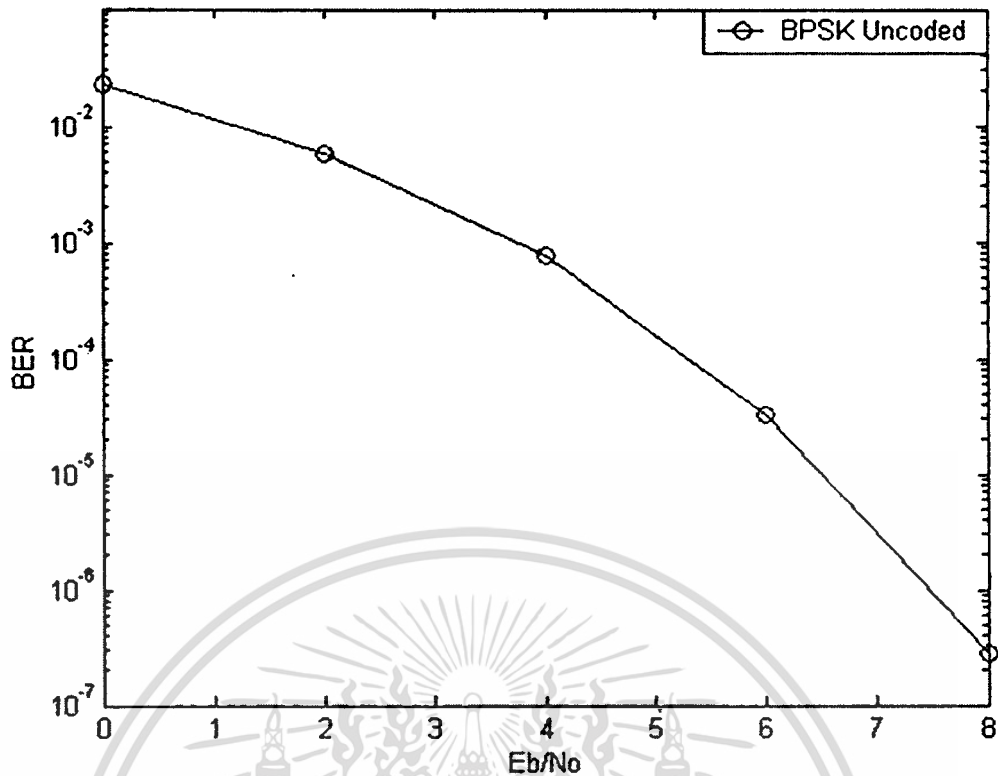
    /*Open File to keep result from simulation*/
    /*Write Header that describe about simulation parameter*/
    ofstream outfile("RESULT.txt"); //can change file to save all data from simulation
    outfile<<"Simulation Result Document"<<endl;
    outfile<<"Program : Precoding: Dimension Partitioning under ISI+AWGN Channel"<<endl;
    outfile<<"\n";
    outfile<<"PARAMETER:"<<"\n";
    outfile<<" BLOCK SIZE : "<<BLK_SIZE<<"\n"; //Write Block size Parameter in file
    outfile<<" MODULATE : QPSK"<<endl;
    outfile<<endl;
    outfile<<"Number of average = "<<average<<endl;
    outfile<<endl;
    outfile<<"-----SIMULATION RESULT-----"<<endl;
    outfile<<endl;

    /*Start Simulation*/
    for(ebno_loop=ebno_str; ebno_loop<=ebno_stop; ebno_loop=ebno_loop+ebno_step)
    {
        BER_total=0; //initialize counting BER

        for(averageloop=0; averageloop<=average; averageloop++)
        {
            EbNo=pow(10, ebno_loop/10); //convert EbNo from Log domain to normal
            STDDEV= 1/sqrt(2*2*EbNo); //find standard deviation that used for generate noise
        }
    }
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข.2 ตัวอย่างค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ได้จากการทดสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับวิธีการเข้ารหัสแบบเทอร์โบ

ก.1 การทำงานของภาคถอดรหัสแบบ MAP

สำหรับการทำงานของภาคถอดรหัสที่อยู่ภายในวงจรถอดรหัสแบบเทอร์โบ เป็นภาคถอดรหัสที่มีการใช้วิธีการถอดรหัสแบบ MAP ซึ่งถูกพัฒนาต่อมาจากวิธีการถอดรหัสแบบ BCJR Algorithm [17] โดยในการทำงานของภาคถอดรหัสจะมีการนำข้อมูลที่ถูกส่งเข้ามาที่ภาคถอดรหัสมาทำการเปรียบเทียบกับลักษณะของข้อมูลที่เป็นไปได้ เพื่อคำนวณค่า Logarithm of Likelihood Ratio $\Lambda(d_i)$ เพื่อส่งออกไปเป็นผลลัพธ์ของภาคถอดรหัส โดยสามารถคำนวณได้จากค่าความน่าจะเป็น Joint Probability $\lambda_i^k(m)$ ที่มีนิยามคือ

$$\lambda_i^k(m) = p(d_i = k, S_i = m | R_i^N) \quad (ก.1)$$

เมื่อ S_i แสดงถึงสถานะของวงจรเข้ารหัส ณ เวลา t , ใด ๆ ก่อนที่จะมีการรับข้อมูลเข้ามาในวงจร และในการคำนวณหาค่า $\Lambda(d_i)$ นั้น สามารถคำนวณได้จาก

$$\Lambda(d_i) = \log \frac{\sum_m \lambda_i^1(m)}{\sum_m \lambda_i^0(m)} \quad (ก.2)$$

โดยการกำหนดตัวแปร Forward State Matrix $\alpha_i^k(m)$ Reverse State Matrix $\beta_i(m)$ และ Branch Matrix $\gamma(R_i, m', m)$ ขึ้นมาเพื่อใช้งานโดยมีนิยามคือ

$$\alpha_i^k(m) = \frac{p(d_i = k, S_i = m, R_i^N)}{p(R_i^N)} p(d_i = k, S_i = m | S_{i-1} = m') \quad (ก.3)$$

$$\beta_i(m) = \frac{p(R_{i+1}^N / S_i = m)}{p(R_{i+1}^N / R_i^N)} \quad (ก.4)$$

$$\gamma(R_i, m', m) = p(R_i / d_i, S_i = m, S_{i-1} = m') q(d_i = k / S_i = m, S_{i-1} = m') \pi(S_i = m / S_{i-1} = m') \quad (ก.5)$$

สำหรับตัวแปร Branch Metric $\gamma(R_i, m', m)$ ในกรณีที่วงจรที่ใช้งานเป็นแบบ Deterministic ดังเช่นในกรณีของวงจรเข้ารหัสแล้ว ค่าความน่าจะเป็น $q(\)$ ที่ถูกใช้งานจะมีค่าเป็น “0” หรือ “1”

เท่านั้น และสำหรับค่าความน่าจะเป็น $\pi(\cdot)$ ที่ถูกนำมาใช้งานในกรณีทั่วไป จะมีค่าเป็น $1/2$ เนื่องจากค่าความน่าจะเป็น $p(d_i = 1)$ และ $p(d_i = 0)$ มีค่าเท่ากับ $1/2$ สำหรับการทำงานของภาคถอดรหัสสั้น มีขั้นตอนในการทำงานดังต่อไปนี้

ค.1.1 ก่อนเริ่มกระบวนการถอดรหัส มีการกำหนดค่าเริ่มต้นของตัวแปร $\alpha_i^k(m)$ และ $\beta_i(m)$ ให้มีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned}\alpha_0^k(0) &= 1, \alpha_0^k(m) = 0 \quad ; \forall m \neq 0, k = 0, 1 \\ \beta_N(0) &= 1, \beta_N(m) = 0 \quad ; \forall m \neq 0\end{aligned}\quad (\text{ก.6})$$

ค.1.2 เมื่อมีข้อมูลที่ถูกลงเข้ามาที่วงจรถอดรหัส ณ เวลาต่าง ๆ จะมีการทำการคำนวณหาค่าความน่าจะเป็น $\gamma(R_i, m', m)$ และ $\alpha_i^k(m)$ ตามลำดับจากสมการ

$$\alpha_i^k(m) = \frac{\sum_{m'} \sum_{j=0}^1 \gamma_k(R_i, m', m) \alpha_{i-1}^j(m')}{\sum_m \sum_{m'} \sum_{k=0}^1 \sum_{j=0}^1 \gamma_k(R_i, m', m) \alpha_{i-1}^j(m')}\quad (\text{ก.7})$$

ค.1.3 ภายหลังจากที่ข้อมูลที่เข้ารหัสทั้งหมดในแต่ละครั้งถูกลงมาในวงจร ตัวแปร $\beta_i(m)$ จะถูกทำการคำนวณโดยใช้สมการ

$$\beta_i(m) = \frac{\sum_{m'} \sum_{k=0}^1 \gamma_k(R_i, m, m') \beta_{i-1}(m')}{\sum_m \sum_{m'} \sum_{k=0}^1 \sum_{j=0}^1 \gamma_k(R_i, m, m') \beta_{i-1}(m')}\quad (\text{ก.8})$$

ค.1.4 ทำการคำนวณหาค่าความน่าจะเป็น Joint Probability $\lambda_i^k(m)$ จาก

$$\lambda_i^k(m) = \alpha_i^k(m) \beta_i(m)\quad (\text{ก.9})$$

ค.1.5 นำค่าความน่าจะเป็น Joint Probability $\lambda_i^k(m)$ ที่ได้จากกระบวนการคำนวณมาใช้ในการคำนวณค่า Logarithm of Likelihood Ratio จากสมการ

$$\Lambda(d'_i) = \log \frac{\sum_m \lambda'_i(m)}{\sum_m \lambda_i^0(m)} \quad (\text{ก.10})$$

ก.2 การลดความซับซ้อนในการคำนวณในการถอดรหัสข้อมูล

สำหรับกระบวนการถอดรหัสแบบ Iterative Decoding ที่มีการนำหลักการในการถอดรหัสแบบ MAP มาทำการประยุกต์ใช้งาน มีวัตถุประสงค์เพื่อทำการคำนวณหาค่า a Posteriori Probability (APP) เพื่อนำมาใช้สำหรับการตัดสินใจ โดยเมื่อพิจารณาถึงรูปแบบในการทำงานต่าง ๆ ของวิธีการถอดรหัสแบบ MAP แล้ว พบว่า การคำนวณต่าง ๆ ที่ใช้ในการทำงานมีการคำนวณที่มีความซับซ้อนมาก ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนารูปแบบในการคำนวณต่าง ๆ ให้มีความซับซ้อนลดลง วิธีการหนึ่งที่ถูกนำมาใช้ได้แก่การพิจารณาการคำนวณค่าต่าง ๆ อยู่ในรูปของค่า Logarithm เพื่อเปลี่ยนรูปแบบการคำนวณจากการคูณให้อยู่ในรูปของการบวกแทน ซึ่งทำให้วงจรที่ใช้ในการคำนวณมีความซับซ้อนลดลง นอกจากนี้ ยังส่งผลให้ข้อมูลที่ได้อาจเกิดการคำนวณดังกล่าวมีอัตราการเปลี่ยนแปลงที่ลดลง ซึ่งสามารถป้องกันการเกิดข้อมูลที่มีค่าเกินช่วงที่พิจารณาได้ (Overflow) แต่ในการคำนวณต่าง ๆ เมื่อพิจารณาอยู่ในรูปของ Logarithm นั้น ยังคงมีลักษณะการคำนวณที่มีความซับซ้อนอยู่เนื่องจากการคำนวณในรูปแบบของการหาค่าจากฟังก์ชัน $\ln(e^{\delta_1} + \dots + e^{\delta_{n-1}})$ ที่ต้องใช้วงจรในการคำนวณที่มีความซับซ้อน สำหรับหัวข้อต่อไป จะมีการกล่าวถึงรูปแบบในการคำนวณแบบ Max-Log-Map และ Log-MAP [20] ซึ่งเป็นวิธีการที่ใช้ในการลดความซับซ้อนในการคำนวณของภาคถอดรหัสที่มีลักษณะในการคำนวณที่อยู่ในรูปของฟังก์ชันดังกล่าวให้น้อยลง โดยมีรายละเอียดในการทำงานดังนี้

ก.2.1 วิธีการถอดรหัสแบบ MAX-Log-MAP

จากการศึกษาลักษณะในการคำนวณค่า Logarithm of Likelihood Ratio และ Extrinsic Information ของภาคถอดรหัส พบว่ามีการใช้วิธีการถอดรหัสที่ถูกพัฒนามาจากวิธีการถอดรหัสแบบ MAP โดยพบว่าในการคำนวณต่าง ๆ ของภาคถอดรหัสนั้น เริ่มต้นจากการคำนวณหาค่า Branch Metrics $\gamma_k(R_i, m', m)$ เพื่อนำมาใช้ในการคำนวณหาค่าของตัวแปรต่าง ๆ โดยเมื่อพิจารณาถึงลักษณะในการคำนวณหาค่า Branch Metrics พบว่าลักษณะของสมการที่ใช้สำหรับการคำนวณหาค่า Branch Metrics จะมีลักษณะของสมการอยู่ในรูปของ $K_1 e^{K_2}$ โดยที่ K_1 และ K_2 นั้นเป็นค่าต่าง ๆ ที่ได้จากการคำนวณ และในการนำค่า Branch Metrics มาใช้ในการคำนวณหาค่าของ $\alpha_i^k(m)$ และ $\beta_i(m)$ นั้น รูปแบบในการคำนวณนั้น จะอยู่ในรูปแบบของสมการ

$$\alpha_i^k(m) = \frac{\sum_i e^{\delta_i}}{\alpha_i}, \beta_k(m) = \frac{\sum_i e^{\delta_i}}{\beta_i} \quad (\text{ก.11})$$

เมื่อ δ_i เป็นตัวแปรที่ได้จากการคำนวณ และตัวแปร α_k และ β_k นั้น เป็นค่าผลรวมของค่า $\alpha_i^k(m)$ และ $\beta_i^k(m)$ ของข้อมูลที่ถูกส่งมา ณ เวลา t , ตามลำดับ ซึ่งถูกนำมาหารเพื่อทำให้ข้อมูลอยู่ในรูปของค่า Normalize และสำหรับการนำค่าของ $\alpha_i^k(m)$ และ $\beta_i^k(m)$ มาใช้ในการคำนวณหาค่า $\Lambda(d'_i)$ เพื่อใช้ในการตัดสินใจหรือคำนวณหาค่า Extrinsic Information นั้น มีลักษณะของสมการที่ใช้สำหรับการคำนวณดังนี้

$$\Lambda(d'_i) = \log \frac{\sum_m \sum_{m'} \gamma_1(R_i, m', m) e^{A_{k-1}(m')} e^{B_k(m)}}{\sum_m \sum_{m'} \gamma_1(R_i, m', m) e^{A_{k-1}(m')} e^{B_k(m)}} \quad (ก.12)$$

โดยเป็นรูปแบบของการคำนวณของสมการที่ (ก.10) เมื่อพิจารณาถึงการนำค่า $\alpha_i^k(m)$ และ $\beta_i^k(m)$ มาใช้ในการคำนวณในรูปแบบของค่า Logarithm ซึ่งพบว่ามีลักษณะในการคำนวณเช่นเดียวกับกรณีของการหาค่า $\alpha_i^k(m)$ และ $\beta_i^k(m)$ และจะเห็นได้ว่าการคำนวณต่าง ๆ ของภาคถอดรหัส นั้น มีการคำนวณที่มีความซับซ้อน ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนารูปแบบในการคำนวณที่มีความซับซ้อนที่น้อยลง สำหรับการลดความซับซ้อนในการคำนวณของภาคถอดรหัสข้อมูลโดยใช้วิธีการ MAX-Log-MAP นั้น จะเป็นการใช้การประมาณค่าในการคำนวณต่าง ๆ แทนการคำนวณสมการโดยตรง ซึ่งจะมีลักษณะในการประมาณค่าของสมการดังนี้

$$\ln(e^{\delta_1} + \dots + e^{\delta_n}) \approx \max_{i \in \{1, \dots, n\}} \delta_i \quad (ก.13)$$

จากสมการที่ (ก.13) เป็นรูปแบบในการประมาณค่าของสมการที่มีการคำนวณที่ซับซ้อนให้มีการคำนวณที่มีความซับซ้อนน้อยลง สำหรับรูปแบบของสมการดังกล่าวเป็นลักษณะของสมการที่จะต้องมีการคำนวณในการหาค่าตัวแปรต่าง ๆ ในกระบวนการถอดรหัส และเมื่อมีการนำหลักการในการประมาณค่านี้นำมาทำการใช้งาน จะเป็นการทำให้การคำนวณหาค่าต่าง ๆ นั้น ลดความซับซ้อนในการคำนวณลงเหลือเพียงแค่การคำนวณหาค่าสูงสุดของข้อมูลเท่านั้น และเมื่อพิจารณาถึงการคำนวณหาค่าโดยที่กระบวนการที่ใช้ในการคำนวณต่าง ๆ นั้น เป็นเพียงแค่การประมาณการ ดังนั้นประสิทธิภาพในการทำงานของวงจรถอดรหัสที่มีการนำวิธีการ MAX-Log-MAP มาใช้งานนั้น มีค่าที่ต่ำกว่ากรณีที่มีการคำนวณด้วยวิธีการ MAP

ก.2.2 วิธีการถอดรหัสแบบ Log-MAP

เนื่องจากวิธีการลดความซับซ้อนในการคำนวณของภาคถอดรหัสด้วยวิธีการ MAP-Log-MAP นั้น มีลักษณะในการคำนวณที่เป็นเพียงการประมาณการเท่านั้น ดังนั้นเมื่อมีการนำวิธีการ MAX-Log-MAP มาใช้ในการทำงานจะ ส่งผลทำให้ประสิทธิภาพในการทำงานของภาคถอดรหัสนั้นมีค่า

ลดลง ดังนั้น ในการทำให้ประสิทธิภาพในการทำงานของภาคถอดรหัส นั้น มีค่าสูงขึ้น จะต้องมีการปรับปรุงรูปแบบในการคำนวณให้มีค่าที่ใกล้เคียงค่าที่แท้จริงมากขึ้น โดยการเพิ่มการคำนวณในส่วนของ Jacobi Logarithm ในสมการ ดังนั้นรูปแบบของสมการที่ใช้สำหรับการคำนวณในกรณีของ Log-MAP จะมีลักษณะดังนี้

$$\ln(e^{\delta_1} + e^{\delta_2}) = \max(\delta_1, \delta_2) + \ln(1 + e^{-|\delta_2 - \delta_1|}) = \max(\delta_1, \delta_2) + f_c(|\delta_1 - \delta_2|) \quad (ค.14)$$

โดยที่การคำนวณในส่วนท้ายของสมการที่แทนด้วยสัญลักษณ์ $f_c(\cdot)$ เป็นส่วนที่ถูกนำมาทำการคำนวณเพื่อทำให้การคำนวณมีค่าที่ใกล้เคียงค่าที่แท้จริงมากขึ้น ดังนั้นเมื่อมีการนำรูปแบบของสมการดังกล่าวมาใช้ในการคำนวณ จะได้ลักษณะในการคำนวณดังสมการ

$$\begin{aligned} & \ln(e^{\delta_1} + \dots + e^{\delta_n}) \\ &= \ln(\Delta + e^{\delta_n}) \\ &= \max(\ln \Delta, \delta_n) + f_c(\ln \Delta - \delta_n) \\ &= \max(\delta_1, \delta_n) + f_c(\delta_1 - \delta_n) \end{aligned} \quad (ค.15)$$

เมื่อ Δ มีค่าเท่ากับ $e^{\delta_1} + \dots + e^{\delta_{n-1}}$ ซึ่งผลที่ได้จากการทำงานของภาคถอดรหัสโดยใช้วิธีการ Log-MAP นั้น จะมีประสิทธิภาพในการทำงานที่สูงขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีที่มีการใช้วิธีการ MAX-Log-MAP แต่ในการคำนวณต่าง ๆ จะมีความซับซ้อนมากขึ้น เนื่องจากการคำนวณหาค่า Jacobi Logarithm ซึ่งสามารถลดความซับซ้อนในการคำนวณในส่วนของการคำนวณหาค่า Jacobi Logarithm ได้โดยการใช้การประมาณค่าที่ได้จากการคำนวณจากฟังก์ชัน $f_c(\cdot)$ และทำการบันทึกไว้ในหน่วยความจำในวงจร

ค.3 การทำงานของภาค Interleave

วิธีการ Interleave เป็นกระบวนการสำหรับเปลี่ยนแปลงการจัดเรียงข้อมูลดิจิทัล ให้มีลักษณะที่แตกต่างออกไปจากเดิม สามารถนำมาใช้ในระบบสื่อสารเพื่อป้องกันการผิดพลาดของข้อมูลในรูปแบบของ Burst Error ได้ แต่สำหรับกรณีของวงจรเข้ารหัสแบบเทอร์โบนั้น มีการนำการ Interleave มาใช้งานเพื่อให้ข้อมูลที่ได้จากการเข้ารหัสจากวงจรเข้ารหัสต่าง ๆ มีลักษณะของข้อมูลที่มีความสัมพันธ์ (Correlation) ซึ่งกันและกันลดลง โดยเป็นการนำข้อมูลดิบที่จะทำการเข้ารหัสในวงจรเข้ารหัสต่าง ๆ มาผ่านกระบวนการ Interleave เพื่อทำการเปลี่ยนแปลงรูปแบบของข้อมูล เพื่อให้ข้อมูลที่ถูกเข้ารหัสมีลักษณะที่แตกต่างกัน สำหรับวิธีการที่ใช้ในการ Interleave

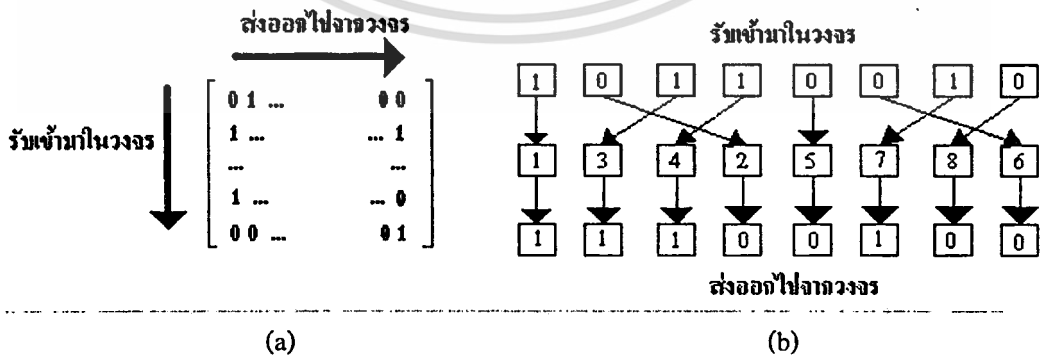
ข้อมูลนั้น มีรูปแบบในการทำงานอยู่หลายวิธีการด้วยกัน โดยแต่ละวิธีการก็จะให้ผลลัพธ์ในการทำงานที่แตกต่างกัน สำหรับรูปแบบของกระบวนการ Interleave ที่ถูกนำมาใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ ประกอบไปด้วยวิธีการ Block Interleave และ Pseudo-Random Interleave โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

ก.3.1 Block Interleave

สำหรับวิธีการ Interleave ข้อมูลด้วยวิธีการ Interleave ข้อมูลแบบ Block Interleave เป็นวิธีการที่มีการนิยมนำมาใช้สำหรับระบบสื่อสาร โดยในการทำงานเพื่อเปลี่ยนแปลงรูปแบบของข้อมูลจะมีลักษณะการทำงานที่สามารถแสดงการทำงานโดยใช้เมตริกดังรูปที่ ก.1(a) โดยในการทำงานนั้น จะเป็นการดึงข้อมูลที่จะทำการเปลี่ยนแปลงรูปแบบเข้ามาเก็บไว้ในหน่วยความจำโดยจะมีการเก็บข้อมูลเรียงจากบนลงล่าง และ ช้ายไปขวา โดยจะมีการเก็บข้อมูลในลักษณะนี้ต่อไปเรื่อย ๆ จนกระทั่งหน่วยความจำในวงจรมีการเก็บข้อมูลไว้ทุกตำแหน่งแล้ว จากนั้นจึงส่งข้อมูลออกจากวงจรโดยการเรียงลำดับการส่งจากซ้ายไปขวา และ บนลงล่าง ตามลำดับ โดยมีการส่งข้อมูลในลักษณะนี้เรื่อย ๆ จนกระทั่งข้อมูลทุกตำแหน่งในหน่วยความจำถูกส่งออกจากวงจรแล้ว จากนั้นจึงมีการรับข้อมูลชุดต่อไปเข้ามาในวงจรเพื่อทำงานในครั้งต่อไป โดยจะมีการทำงานในลักษณะนี้จนกระทั่งข้อมูลทั้งหมดได้ผ่านกระบวนการ Interleave แล้ว จึงสิ้นสุดการทำงาน

ก.3.2 Random (Pseudo-Random) Interleave

ในการ Interleave ข้อมูลด้วยวิธีการแบบ Random Interleave มีการใช้การสุ่มตัวเลขขึ้นมาเพื่อใช้สำหรับกำหนดรูปแบบในการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของข้อมูล โดยในการทำงานนั้น จะมีการนำข้อมูลมาครั้งละ 1 ชุด เพื่อทำการสลับตำแหน่งของข้อมูลให้อยู่ในตำแหน่งต่าง ๆ ตามรูปแบบของค่าที่ได้จากการสุ่ม มีลักษณะในการทำงานดังตัวอย่างในรูปที่ ก.1(b) ซึ่งเป็นตัวอย่างของการ Interleave แบบ Random Interleave ที่มีการดึงข้อมูลเข้ามาภายในวงจรครั้งละ 8 บิตเพื่อเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของข้อมูล



รูปที่ ก.1 รูปแบบการ Interleave ข้อมูลแบบ (a) Block Interleaver (b) Random Interleaver

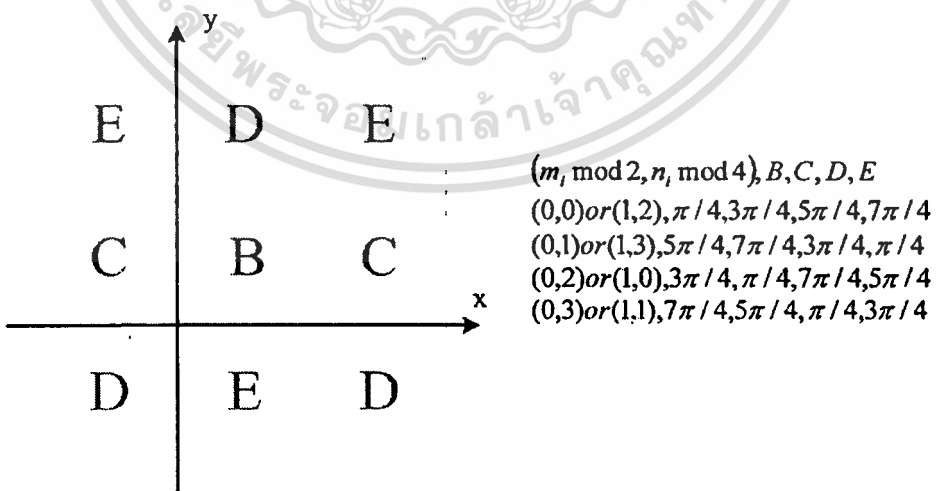


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ง.

หลักการคำนวณค่า Best Signaling Point สำหรับวิธีการ Dimension Partitioning

จากการศึกษาถึงกระบวนการทำงานของวิธีการ Dimension Partitioning พบว่า การคำนวณค่าตำแหน่งของจุด Best Signaling Point เป็นกระบวนการทำงานที่มีความสำคัญสำหรับคำนวณหา รูปแบบของสัญญาณ P_i' ที่ถูกส่งออกไปจากภาคส่ง ณ เวลาต่าง ๆ ดังนั้นในการศึกษาถึงกระบวนการทำงานของวิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าแบบ Dimension Partitioning การศึกษาถึงหลักการทำงานของกระบวนการคำนวณหาตำแหน่งของจุด Best Signaling Point เป็นข้อมูลทาง ทฤษฎีส่วนหนึ่งที่มีความจำเป็นอย่างยิ่งต่อการศึกษา เพื่อนำข้อมูลที่ได้นั้นมาใช้เป็นแนวทางสำหรับ กระบวนการทำงานต่าง ๆ สำหรับกระบวนการคำนวณค่าตำแหน่งของจุด Best Signaling Point นั้น เป็นการคำนวณหาจุดใด ๆ ที่อยู่ในวงกลม ISI-Circle ที่มีขนาดรัศมี A เท่ากับขนาดของสัญญาณ ข้อมูลที่จะทำการส่ง และมีค่าแห่งจุดศูนย์กลางอยู่ที่ I , ซึ่งเป็นค่าที่แสดงถึงผลของการทับซ้อน ระหว่างสัญลักษณ์ที่เกิดขึ้น ณ เวลาต่าง ๆ โดยที่จุด Best Signaling Point ที่ถูกเลือกขึ้นมาจะเป็น ตำแหน่งใด ๆ ที่อยู่ใน Dimension Partitioning ที่อยู่ใกล้กับจุดศูนย์กลางของ Region ที่มีข้อมูลตรงกับสัญญาณข้อมูลที่จะทำการส่ง ณ เวลานั้นมากที่สุด เพื่อทำให้ความผิดพลาดในการตรวจจับข้อมูลที่ เกิดขึ้นเนื่องจากผลของสัญญาณรบกวนมีค่าลดลง โดยหลักการในการคำนวณหาตำแหน่งของจุด Best Signaling Point นั้น จะมีการพิจารณาลักษณะความสัมพันธ์ของลักษณะการแบ่ง Region ที่มี ลักษณะดังรูปที่ ก.1



รูปที่ ง.1 ลักษณะในการพิจารณา Region สำหรับการหาตำแหน่ง Best Signaling Point

จากรูป เป็นการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างข้อมูลที่อยู่ใน Region ต่าง ๆ ที่ถูกนำมาใช้สำหรับการคำนวณ กับตำแหน่งของ Region B ที่มีตำแหน่งครอบคลุมจุดศูนย์กลางของวงกลม ISI-Circle ซึ่งจากความสัมพันธ์ดังกล่าว สามารถนำตำแหน่งจุดศูนย์กลางของวงกลม ISI-Circle ที่มีค่าเท่ากับ I , และข้อมูลที่อยู่ใน Region ที่ถูกนำมาพิจารณาตามในรูปที่ ง.1 มาใช้ในการคำนวณหาค่าของตำแหน่ง Best Signaling Point ได้จากการค้นหาจุดใด ๆ ที่อยู่บนวงกลม ISI-Circle ที่มีตำแหน่งอยู่ใกล้กับจุดกึ่งกลางของ Region ไດ ๆ ที่มีข้อมูลตรงกับสัญญาณข้อมูลที่ทำการส่ง \bar{S} , มากที่สุด โดยที่ในการคำนวณดังกล่าวจะมีการแบ่งรูปแบบในการคำนวณออกเป็น 4 รูปแบบหลัก ๆ ด้วยกัน ขึ้นอยู่กับตำแหน่งของ I , และข้อมูลของสัญญาณ \bar{S} , ที่ถูกนำมาใช้ในการคำนวณ โดยมีรายละเอียดในการทำงานดังต่อไปนี้

ง.1 กรณีที่ 1 : สัญญาณข้อมูลที่จะทำการส่ง \bar{S} , มีค่าเท่ากับข้อมูลที่อยู่ใน region B

ในกรณีที่สัญญาณข้อมูล \bar{S} , มีตำแหน่งอยู่ใน Region B จะมีการคำนวณหาค่าจุดตัดระหว่างสมการวงกลม ISI-Circle และเส้นทแยงมุมของ Region B โดยใช้สมการ

$$x_1, x_2 = \frac{x_I + y_I \pm \sqrt{(x_I + y_I)^2 - 2(x_I^2 + y_I^2 - A^2)}}{2} \quad (ง.1)$$

$$y_1 = x_1, \quad y_2 = x_2$$

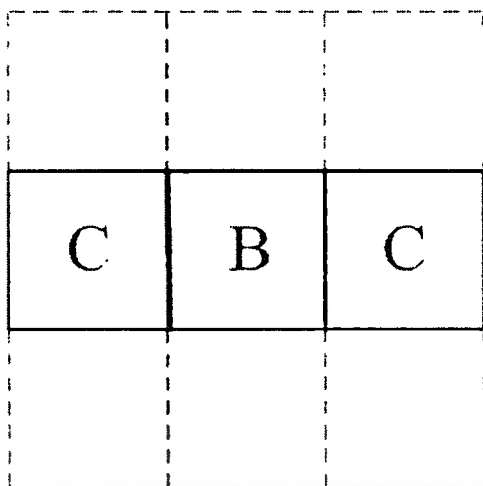
$$x_3, x_4 = \frac{x_I - y_I + 2L \pm \sqrt{(x_I - y_I + 2L)^2 - 2(x_I^2 + (2L - y_I)^2 - A^2)}}{2}$$

$$y_3 = x_3, \quad y_4 = x_4 \quad (ง.2)$$

และจากตำแหน่ง (x_1, y_1) , (x_2, y_2) , (x_3, y_3) และ (x_4, y_4) ที่ได้จากการคำนวณ จะมีการเลือกจุดเพียงจุดเดียวเพื่อนำไปใช้งานเป็นจุด Best Signaling Point โดยจะมีการเลือกจุดที่มีตำแหน่งอยู่ใกล้กับจุดศูนย์กลางของ Region B มากที่สุด โดยการเลือกจุดที่มีค่า $|x_i - L|$ น้อยที่สุดไปใช้งาน

ง.2 กรณีที่ 2 : สัญญาณข้อมูลที่จะทำการส่ง \bar{S} , มีค่าเท่ากับข้อมูลที่อยู่ใน Region C

สำหรับกรณีที่ข้อมูลที่จะทำการส่งนั้น ตรงกับข้อมูลที่อยู่ใน Region C และเนื่องจากมีจำนวน Region ที่มีข้อมูลตรงกับ C จำนวน 2 Region ด้วยกัน ดังนั้นก่อนที่จะมีการคำนวณหาค่าของตำแหน่ง Best Signaling Point จะต้องมีการตัดสินใจเลือก Region ที่มีข้อมูลตรงกับ C ซึ่งมีตำแหน่งอยู่ทางด้านซ้ายและขวาของ Region B โดยจะมีการพิจารณาจากตำแหน่งของ \bar{I} , ที่อยู่ใน Region B เป็นหลัก หาก \bar{I} , ที่ถูกนำมาใช้ในการคำนวณนั้น อยู่ทางด้านใดของ Region เมื่อ

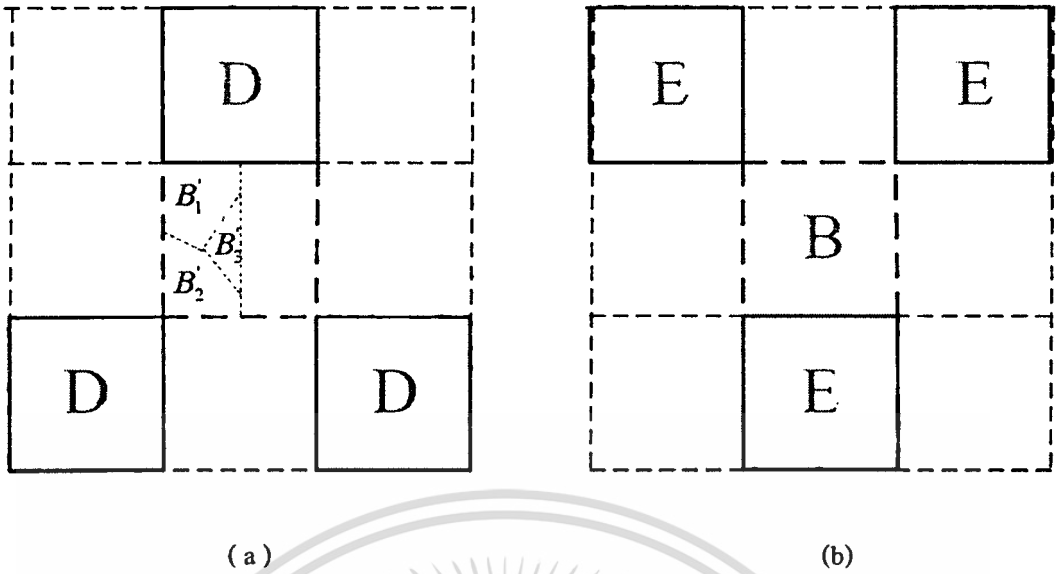


รูปที่ ง.2 การหาค่า Best Signaling Point สำหรับกรณีที่ 2

เปรียบเทียบกับตำแหน่งกึ่งกลางของ Region B จะมีการเลือกใช้งาน Region C ที่อยู่ด้านนั้น สำหรับการคำนวณภายหลังจากที่มีการตัดสินใจเลือก Region ที่จะใช้งานแล้ว จะมีการพิจารณาตำแหน่งของสัญญาณ \bar{I} , เพื่อทำการเลือกรูปแบบในการคำนวณ ซึ่งมี 2 รูปแบบด้วยกัน โดยในกรณีที่มีการเลือก Region ที่อยู่ด้านซ้ายมือของ Region C นั้น จะมีการเลือกรูปแบบในการคำนวณ โดยใช้การพิจารณาขอบเขตที่อยู่ใน Region B (B_1 และ B_2) จากสมการ

$$\begin{aligned} y + x &= A \\ y - x &= 2L - A \end{aligned} \quad (ง.3)$$

ในกรณีที่ \bar{I} , อยู่ใน B_1 สามารถคำนวณหาตำแหน่งของจุด Best Signaling Point ได้จากการคำนวณจุดตัดระหว่างสมการวงกลม ISI-Circle กับเส้นทแยงมุมเช่นเดียวกับในกรณีที่ 1 โดยการเปลี่ยนตำแหน่งของ (x_i, y_i) เป็น $(x_i + 2L, y_i)$ จากนั้นจะมีการเลือกจุดที่เหมาะสมที่สุดจากจุดที่มีค่า $|x_i - L|$ น้อยที่สุด เพื่อเป็นตำแหน่ง Best Signaling Point ที่จะถูกนำไปคำนวณต่อไป แต่ในกรณีที่ \bar{I} , อยู่ใน Region B_2 ตำแหน่ง Best Signaling Point ที่จะได้จากกระบวนการคำนวณจะมีค่าเท่ากับ $(x_i - A, y_i)$ และสำหรับกรณีที่ Region C ที่อยู่ทางขวามือถูกเลือกนั้น จะมีลักษณะในการคำนวณเช่นเดียวกับกรณีที่ Region C ที่อยู่ทางซ้ายมือถูกเลือก เพียงแต่จะมีลักษณะในการคำนวณที่สลับกันเท่านั้น



รูปที่ ๓.3 ลักษณะของ Region สำหรับ (a) กรณีที่ 3 (b) กรณีที่ 4

๓.3 กรณีที่ 3 และ 4 : สัญญาณข้อมูลที่จะทำการส่ง \bar{S} , มีค่าเท่ากับข้อมูลที่อยู่ใน region D และ E สำหรับในกรณีที่สัญญาณข้อมูล \bar{S} , ที่ถูกส่งมีค่าตรงกับข้อมูลที่อยู่ใน Region D และ E จะพบว่าลักษณะในการจัดเรียงตำแหน่งของ Region ทั้งสองรูปแบบนั้น มีลักษณะที่คล้ายกัน ตามที่แสดงไว้ในรูปที่ ๓.3 ดังนั้นจึงส่งผลให้ลักษณะในการคำนวณหาตำแหน่งของจุด Best Signaling Point ในทั้ง 2 กรณีจะมีลักษณะคล้ายกัน

ในกรณีที่มีการพิจารณาหาตำแหน่งจุด Best Signaling Point สำหรับกรณีที่ 3 ที่มีลักษณะของ region ที่พิจารณาดังรูปที่ 3(a) เนื่องจากมีจำนวนของ Region ที่มีข้อมูลตรงกับ D จำนวน 3 region ด้วยกัน ดังนั้นก่อนที่จะมีการคำนวณหาตำแหน่งของจุด Best Signaling Point จะต้องมีการตัดสินใจเลือก Region ที่จะมีการใช้งานก่อน โดยในการตัดสินใจเลือก Region ใด ๆ โดยจะมีการพิจารณาจากตำแหน่งของ \bar{I} , ที่จะอยู่ในขอบเขตของ Region B ที่อยู่ตรงกลางเป็นหลัก และจะมีการแบ่งพื้นที่ของ Region B ออกเป็นสามส่วนด้วยกันเมื่อมีการพิจารณาเพียงซีกซ้ายของ Region ได้แก่ B_1 , B_2 และ B_3 ซึ่งจะมีลักษณะในการแบ่งพื้นที่ดังกล่าว ดังรูปที่ 3 โดยที่เส้นจุดตัดระหว่าง Region B_1 และ B_3 สามารถคำนวณได้จากสมการ

$$y - x = 2L - A \quad \text{for } x_0 \leq x \leq L \quad (๓.4)$$

เมื่อ (x_0, y_0) เป็นรอยต่อระหว่างทั้ง 3 Region และสำหรับเส้นรอยต่อระหว่าง B_1 และ B_2 จะมีลักษณะดังสมการ

$$(x^2 + y^2 - A^2)(y + x - L)^2 + 2(x + y)(y + x - L)(L^2 - Ly) + 2(L^2 - Ly)^2 = 0 \quad (3.5)$$

และสำหรับรอยต่อระหว่าง B'_2 และ B'_3 จะมีลักษณะสมการเป็น

$$x^2 + 5y^2 + 2xy + 2(A - 2L)x + 6(A - 2L)y + 8L^2 - 8AL + A^2 = 0 \quad (3.6)$$

โดยที่ตำแหน่งจุดตัดระหว่างทั้งสามสมการ (x_0, y_0) ซึ่งเป็นจุดกึ่งกลางระหว่าง B'_1 , B'_2 และ B'_3 สามารถคำนวณได้จากสมการ

$$x_0 = \frac{A - 2L + \sqrt{A^2 + 4AL - 4L^2}}{4} \quad (3.7)$$

$$y_0 = \frac{6L - 3A + \sqrt{A^2 + 4AL - 4L^2}}{4} \quad (3.8)$$

ภายหลังจากที่มีการวิเคราะห์ตำแหน่งของ \bar{I} , ที่อยู่ใน Region B จะมีการนำข้อมูลที่ได้จากการทำงานมาใช้สำหรับเลือก Region ที่จะใช้สำหรับคำนวณ โดยในกรณีที่ \bar{I} , มีค่าอยู่ใน B'_1 จะมีการเลือก Region D ที่อยู่เหนือ Region B และจะมีการคำนวณหาค่าตำแหน่งของจุด Best Signaling Point จากการคำนวณหาจุดตัดระหว่างวงกลม ISI-Circle และเส้นทแยงมุมของ Region ที่ถูกเลือก ดังเช่นในกรณีที่ 2 และจะมีการเลือกใช้งานเฉพาะตำแหน่งของจุดที่อยู่ใกล้กับจุดกึ่งกลางของ Region D นั้นมากที่สุด เพื่อเป็นตำแหน่งของจุด Best Signaling Point สำหรับกรณีที่ \bar{I} , มีค่าอยู่ใน B'_3 จะมีการเลือกใช้งาน Region D ที่อยู่ด้านบนเช่นเดียวกับกรณีแรก แต่ค่าของจุด Best Signaling Point ที่ได้จากการคำนวณนั้น จะมีค่าเป็น $(x_i, y_i + A)$ และสำหรับกรณีที่ \bar{I} , มีค่าอยู่ใน B'_2 จะมีการเลือก Region D ที่อยู่ด้านซ้ายของ Region B มาใช้งาน ตำแหน่งของจุด Best Signaling point ที่ได้จากการคำนวณนั้น จะเป็นค่าจุดตัดระหว่างเส้นทแยงมุมของ Region นั้น และวงกลม ISI-Circle สำหรับในกรณีที่ \bar{I} , มีตำแหน่งอยู่ทางด้านขวาของ Region B จะมีลักษณะในการคำนวณในลักษณะเดียวกัน เพียงแต่จะมีการคำนวณในทิศทางที่สลับกันเท่านั้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก จ.

เทคนิคการเขียนโปรแกรม

เนื่องจากกระบวนการที่ใช้สำหรับทดสอบแนวทางเชิงทฤษฎีที่ถูกพัฒนาขึ้นในวิทยานิพนธ์นี้ มีการใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ภาษา C/C++ เป็นเครื่องมือหลักสำหรับการดำเนินการวิจัย แต่เนื่องจากข้อจำกัดของโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ที่ส่งผลให้ไม่สามารถจำลองการทำงานต่าง ๆ ของระบบสื่อสารได้อย่างสมบูรณ์ จึงต้องมีการประมาณหรือกำหนดค่าเพื่อลดข้อจำกัดดังกล่าวซึ่งเป็นสาเหตุที่ส่งผลให้ความแม่นยำและความถูกต้องของข้อมูลที่ได้จากการทดลองลดลง สำหรับหัวข้อนี้ เป็นการกล่าวถึงแนวทางสำหรับการเขียนโปรแกรมที่ถูกนำมาใช้งานเพื่อป้องกันความผิดพลาดที่เกิดขึ้นกับกระบวนการคำนวณต่าง ๆ

สำหรับปัญหาหลักที่จะเกิดขึ้นกับโปรแกรมที่ใช้ในการทดลองสำหรับวิทยานิพนธ์นี้ มี 2 รูปแบบหลัก ๆ ด้วยกันได้แก่ การที่ข้อมูลที่อยู่ในตัวแปรมีค่าเกินช่วงที่ใช้งาน และการเกิดความผิดพลาดของกระบวนการตัดสินใจที่เกิดขึ้นเนื่องจากการขาดความแม่นยำในการคำนวณ สำหรับกรณีในตัวแปรต่าง ๆ ที่ใช้มีค่าเกินช่วงใช้งาน จะเป็นปัญหาหนึ่งที่สามารถเกิดขึ้นได้เนื่องจากหลายสาเหตุด้วยกัน เช่นการถูกหารด้วยจำนวนเต็มศูนย์ และการที่มีค่าเพิ่มขึ้นหรือลดลงอย่างรวดเร็วและต่อเนื่องเป็นต้น ซึ่งในการป้องกันปัญหาดังกล่าวสำหรับโปรแกรมในวิทยานิพนธ์นี้ จะมีการใช้วิธีการตรวจสอบค่าของข้อมูลก่อนที่จะมีการคำนวณต่าง ๆ เกิดขึ้น เพื่อป้องกันไม่ให้ข้อมูลที่จะได้จากการคำนวณนั้นมีค่าเกินช่วงที่ใช้งาน โดยที่จะมีลักษณะในการคำนวณดังนี้

```

If(Variable > Inf)
    Variable=Inf;
Else if(Variable < -Inf)
    Variable = -Inf;

```

โดยจากตัวอย่างของโปรแกรมภาษา C ดังกล่าว จะถูกนำมาใช้ในการกำหนดค่าของข้อมูลที่ถูกเก็บไว้ในตัวแปร Variable ให้มีค่าอยู่ระหว่าง $-Inf$ ถึง Inf ซึ่งเป็นตัวแปรที่ถูกกำหนดขึ้นมาเพื่อกำหนดขอบเขตในการคำนวณ ตัวอย่างของโปรแกรมที่ถูกนำไปใช้งานจริงมีลักษณะดังนี้

สำหรับการป้องกันความผิดพลาดที่เกิดขึ้นเนื่องจากการขาดความแม่นยำในการคำนวณนั้น จะเป็นอีกปัญหาหนึ่งที่จะต้องมีการนำมาพิจารณา เนื่องจากในการเขียนโปรแกรมบางส่วนจะต้องนำกระบวนการตัดสินใจเข้ามาใช้งานเป็นหลัก ดังตัวอย่าง

```

If(Condition A)
    Process A;
Else
    Process B;

```

จากโปรแกรมตัวอย่างซึ่งเป็นการทดสอบเงื่อนไข A เพื่อนำข้อมูลที่ได้จากกระบวนการตัดสินใจมาใช้ในการกำหนดขั้นตอนต่อไปในการทำงาน แต่เนื่องจากในบางกรณี ข้อมูลที่จะถูกนำมาใช้ในการตัดสินใจอาจขาดความแม่นยำเนื่องจากผลของการคำนวณที่มีความซับซ้อน และข้อจำกัดทางด้านความเร็วในการคำนวณ ดังนั้นจึงส่งผลให้การตัดสินใจและกระบวนการต่าง ๆ ที่กระทำภายหลังจากนั้นผิดพลาดไป ซึ่งในบางกรณีอาจส่งผลให้การคำนวณทั้งหมดเกิดความผิดพลาดได้ ดังเช่นในกรณีของการคำนวณหาค่า Region ต่าง ๆ สำหรับวิธีการ Pre-Equalization แบบ Dimension Partitioning ดังนั้น เพื่อให้กระบวนการทำงานต่าง ๆ นั้นมีความถูกต้องมากขึ้น จึงต้องมีการปรับเปลี่ยนลักษณะในการคำนวณดังกล่าวใหม่ดังนี้

```

If(Condition A)
    If(Case B)
        Goto B;
    A:
        Process A;
Else
    If(Case A)
        Goto A;
    B:
        Process B;

```

สำหรับตัวอย่างส่วนหนึ่งของโปรแกรมที่ถูกใช้งานจริง จะมีลักษณะดังตัวอย่างต่อไปนี้

```

/*find the select region*/
if(Yi_new<=ytemp1 && Yi_new>=ytemp2)
    *select = 4;    //select region B2 right
else
    *select = 3;    //select region B1 right

/*if Xi_new< 2L-(A-L) The region is B1 right*/
if(Xi_new<2*var_L-(var_A-var_L))
    *select = 4;    //select region B1 right

```

จากโปรแกรมตัวอย่าง ถูกใช้ในโปรแกรมสำหรับจำลองภาคปรับแต่งสัญญาณสำหรับวิธีการ Dimension Partitioning ในส่วนของการตัดสินใจเลือก Region ที่ใช้งาน แต่เนื่องจากค่าของตัวแปร Xi_{new} ที่ได้จากการวนรอบคำนวณไม่แม่นยำ ดังนั้นก่อนส่งข้อมูลที่ได้จากการตัดสินใจออกไป จึงต้องผ่านกระบวนการทดสอบก่อนเพื่อป้องกันความผิดพลาด





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ฉ.
ตารางคำศัพท์ที่สำคัญ

	คำศัพท์
ข้อมูลแบบหยาบ	Hard-Decision Data
ข้อมูลแบบละเอียด	Soft-Decision Data
เดซิเบล	Decibel
แบนด์วิดท์	Bandwidth
ผังงาน	Flow Chart
ภาคดีมอดูเลต	Demodulator
ภาคตรวจจับสัญญาณ	Detector
ภาคมอดูเลต	Modulate
ภาคปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้า	Precoder
มอดูโล	Modulo
รูปร่างกลมก้นหอย	Spiral Curve
รหัสเทอร์โบ	Turbo Codes
วิธีการปรับแต่งสัญญาณ	Equalization
วิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้า	Pre-Equalization
แอนะล็อก	Analog



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3rd International Symposium on Turbo Codes & Related Topics

BREST, FRANCE

1 - 5 September, 2003



General Chair:

R. Pyndiah, ENST Bretagne, France

Vice General Chair:

M. Jézéquel, ENST Bretagne, France

Technical Program Chair:

C. Berrou, ENST Bretagne, France

Members of the technical program:

P. Adde, ENST Bretagne, France
T. Aulin, Chalmers University, Göteborg, Sweden
G. Battail, ENST Paris, France
J. C. Belfiore, ENST Paris, France
S. Benedetto, Politecnico di Torino, Italy
A. G. Burr, University of York, Great Britain
G. P. Calzolari, ESA, Germany
D. J. Costello Jr., University of Notre Dame, Indiana, USA
C. Douillard, ENST Bretagne, France
M. Fossorier, University of Hawaii, USA
J. Hagenauer, UTM, München, Germany
L. Hanzo, University of Southampton, Great Britain
J. Huber, Universität Erlangen-Nürnberg, Germany
M. Jézéquel, ENST Bretagne, France
R. Johannesson, Lund University, Sweden
F. R. Kschischang, University of Toronto, Canada
D. Lacroix-Penther, France Telecom R&D, France
J. Lodge, CRC, Ottawa, Canada
H. A. Loeliger, ETH, Zürich, Switzerland
T. Maseng, Lund University, Sweden
A. Picart, ENST Bretagne, France
V. Poor, Princeton University, USA
R. Pyndiah, ENST Bretagne, France
P. Robertson, DLR, Wessling, Germany
H. Sari, Pacific Broadband Communications, France
C. Schlegel, University of Alberta, Canada
S. Shamai (Shitz), Technion, Israel
H. Suda, NTT DoCoMo, Yokosuka, Japan
R. M. Tanner, University of Illinois, USA
G. Ungerboeck, Broadcom Corporation, USA
R. Urbanke, EPFL, Lausanne, Switzerland
L. Vandendorpe, Université Catholique de Louvain, Belgium
G. Zemor, ENST Paris, France

First Call for Papers

The 3rd International Symposium on Turbo Codes & Related Topics, organized by ENST Bretagne, will be held on Monday 1st - Friday 5th September, 2003, at the Quartz Congress Center, Brest, France.

The Symposium will be the opportunity to provide a broad overview of the current status and advanced research in iterative methods and their application to information theory, especially for digital communications. The symposium will include regular papers for oral and poster sessions as well as some invited papers.

All contributions based on the "turbo" or "probabilistic message passing" principle will be considered, in both the theoretical and the application field. The non-exhaustive list below gives possible topics for the papers submitted:

- error correction coding, turbo codes and turbo-like codes (parallel, serial, convolutional, block, LDPC, ...)
- coded and turbo coded modulation
- detection and turbo detection
- equalization and turbo equalization
- synchronization and turbo synchronization
- multi-user detection
- any combination of the above functions
- bounds and performance
- component algorithms (SOVA, MAP, ...)
- interleaving and graphs
- convergence properties
- circuits and software
- current applications and standards
- new applications of the "message passing" method.

Like for the previous Symposium, some papers will be selected for publication of an extended version, in a special issue of the "Annals of Telecommunications" journal.

Submissions

Authors are invited to submit a full 4-page paper before **March 31, 2003**. Only electronic submissions will be accepted via the Symposium web page at:

www-turbo.enst-bretagne.fr

where instructions to authors will be available.

At least one author of the paper **must be registered** for the Symposium by **June 15, 2003** in order to be published in the proceedings.

Key dates

Information regarding registration, accommodation and transport will be given later. Please check on the Symposium web site.

Submission of papers deadline: **March 31, 2003**

Notification of acceptance: **May 15, 2003**

Final versions of papers and preferential fee registration deadline: **June 15, 2003**



Brest, at the westernmost tip of France, is renowned for its deep well-protected natural harbour and its famous navigators.



ENST Bretagne

Secretary for the International Symposium on Turbo Codes

BP 832 - 29285 BREST Cedex - FRANCE

Phone: +33 2 29 00 10 28 Fax: +33 2 29 00 11 84

email: turbo.symposium@enst-bretagne.fr

Pre-Equalized QPSK-Signal with Turbo Codes for Wireless-ISI Channel

D. Chumchewkul¹, K. Sripimanwat², A. Lasakul¹, I. Fair³, and P. Thitimajshima¹

¹Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand

²National Electronics and Computer Technology Center (NECTEC), Thailand

³TRLabs and University of Alberta, Canada

E-mail: ksripima@ieee.org

Abstract: In this paper, a proposed wireless-transmission model by concatenation of turbo code and precoding of Spiral curve and Dimension Partitioning techniques on QPSK signal through multipath fading channel is introduced. It is a novel method to decrease ISI effect in wireless communications. Simulation results show that Spiral curve precoding with turbo code achieves the best gain at high SNR compared to those of considered equalizations with the same turbo code scheme.

Keywords: Pre-Equalization, Intersymbol Interference, Turbo Codes

1. Introduction

Efficient equalization techniques have been devised to decrease ISI effect in wireless communications such as the Viterbi or maximum likelihood equalizer (VE), optimum or sub-optimum soft output equalizer (OSE,SSE) [1], decision feed back equalizer (DFE), and pre-equalizer by using precoding technique. The first well known version of that precoding is Tomlinson-Harashima (TH) precoding which precoded on only amplitude modulated signal [2][3]. Consequently, Spiral curve-phase precoding [4] has been devised to avoid the disadvantage of TH-precoding of dealing with only that amplitude. This was done by proposing Spiral-based phase precoding method. Its performance and its application on M-PSK signal have been shown recently in [5] which achieving better performances than those of classical post-equalization techniques. Recently, another precoding technique, Dimension Partitioning [6], has been published with the same purpose. The results applying these precoding techniques show improvements in the slow varying fading channels.

In the previous works [5], Spiral precoding has been concatenated with error control coding of Trellis Coded Modulation (TCM). They have presented an efficient ISI-combating method using this combined model. Considering precoding as an ideal DFE equalizer at the transmitter [5], it can be expected of achieving a further outcome by proposing Turbo code [7] in this model in a straightforward way. To decode this turbo precoded-signal, it should has no effect of the error propagation and inherent decision delays as it occurred when using DFE. Moreover, the combination of this turbo code and precoding is expected to improve the overall

performance substantially compared to results of the previous works.

In this paper, a proposed wireless-transmission model by concatenation of turbo code and precoding (Spiral and Dimension Partitioning) on QPSK signal through multipath fading channel, is introduced. In section two, system description of this concatenation is presented. Next, details of soft-detection method of each precoded signals is shown in the section three. Simulation is carried out for verifying this proposed model. Its performance is compared to another well-known post-equalization technique of VE/SSE with the same code in section four. Finally, conclusion and discussion of this work is shown at the last including the investigation for further works.

2. System Description

In Figure 1, the proposed transmission model with full-duplex two signal links is presented. Initially, in the forward link binary turbo encoder transfers encoded signal of input sequence d_i with rate $1/2$ and to be the codeword $(c_{p,i}^0, c_{p,i}^1)$ by using the method from [8]. This codeword is passed to QPSK mapper in order to provide related format of signal for each precoding method. As a result, a complex coded symbol $\bar{S}_i = Ae^{j\theta_i}$ with Gray-codes mapping is obtained, where A is a constant amplitude and θ_i is phase of the i^{th} information signal. After interleaving to avoid burst error of fading, signal symbol \bar{S}_i cooperating with the channel-estimated parameters \bar{I}_i of the reverse link from slow fading channel in the same data frame of TDD multiplexing systems, are used to compute precoded signal $\bar{P}_i = Ae^{j\theta_i}$ (where θ_i is the precoding phase). This is done with the same assumption as in [5]. That is the channel fades so slowly such that it is assumed to be the time invariant over two adjacent frames of the forward and reverse link. In addition, the channel impulse response can be modeled as a linear and time-invariant over two adjacent data frames so that the radiation patterns are reciprocal in both forward and reverse links. Moreover, channel parameters are estimated perfectly on the reverse link. Due to the limitation of size and power consumption of the mobile unit, precoding is used only at the transmitter of base station.

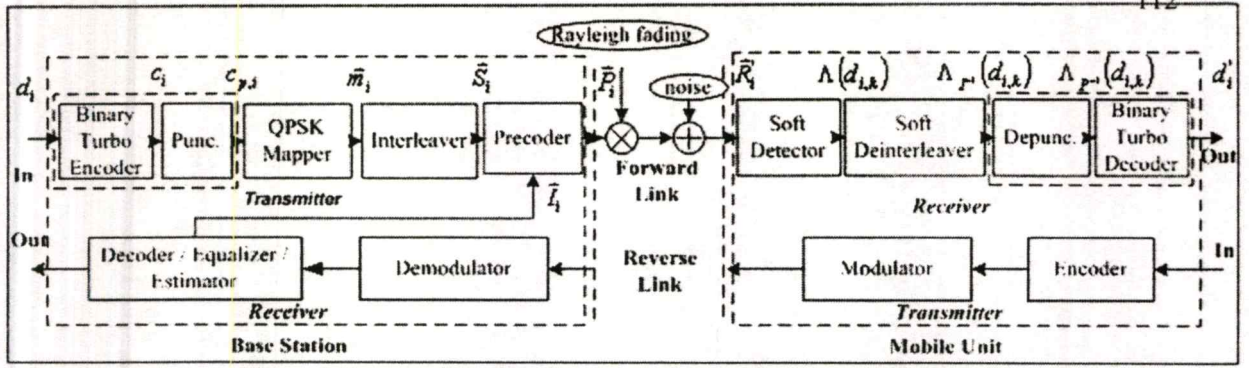


Figure 1: Proposed Model of Turbo Codes on Precoded-QPSK Signals

At the receiver, signal \tilde{R}_i that passed from the multipath Rayleigh fading channel is detected and computed for the Logarithm of Likelihood Ratio (LLR); $\Lambda(d_i)$. It is defined as

$$\Lambda(d_i) = \log \left[\frac{P\{d_i = 1 | \tilde{R}_i\}}{P\{d_i = 0 | \tilde{R}_i\}} \right] \quad (1)$$

Subsequently, LLR $\Lambda(d_i)$ is deinterleaved and transmitted to the turbo decoder to recover information data d'_i . In order to have the proper information for turbo decoder, soft-detection of each precoding method will be defined in the next section. Obviously, this *pre*-equalization technique is done similarly to those of the classical *post*-equalization (VE or SSE) but this *pre*-equalization is processed on the transmitter instead of working at the receiver.

3. Pre - Equalization

In this section, main equalization techniques that used in this paper are presented. Specially, the computation of LLR for detection of precoded signals is discussed in detail.

3.1 Modified Spiral Curve-Phase Precoding

Pre-equalization by Spiral curve phase precoding [4] has been devised to combat ISI for phase modulated signal based on Spiral curve technique. This Spiral has been modified and improved for achieving the optimum performance in the previous work of [9]. Therefore, that latest version is used in this work.

To consider Spiral precoding detection, the received signal $\tilde{R}_i = r_i e^{j\phi_i}$ is then computed having the received information carrying phase β'_i from [5]

$$\beta'_i = \phi'_i + \psi'_0 + (r'_i - C)\pi \quad (2)$$

where r'_i is the received signal amplitude with phase ϕ'_i , ψ'_0 is the ISI vector's phase, and C is the Spiral curve constant. Because ISI is combated by precoding prior to transmission to the channel, an *equivalent*-

AWGN channel assumption from [5] is used in the detector. Then, β'_i is a *simplified* Gaussian random variable with zero mean and variant σ_β^2 . As a result, a *posteriori* probability $p(\tilde{S}_i = \bar{x} | \beta'_i)$ can be calculated by

$$p(\tilde{S}_i = \bar{x} | \beta'_i) = (1/\sqrt{2\pi\sigma_\beta^2}) \exp(-|\beta'_i - \beta_x|^2 / (2\sigma_\beta^2)) \quad (3)$$

where \bar{x} and β_x are the referenced QPSK-signal and its phase respectively. Thus, LLR is computed by

$$\Lambda(d_{i,k}) = \log \left[\frac{\sum_{j=1}^2 p(S_i = S_{d_{i,k}=1,j} | \beta'_i)}{\sum_{j=1}^2 p(S_i = S_{d_{i,k}=0,j} | \beta'_i)} \right] = \log \left[\frac{\sum_{j=1}^{2^{M-1}} (1/\sqrt{2\pi\sigma_\beta^2}) \exp(-|\beta'_i - \beta_{d_{i,k}=1,j}|^2 / (2\sigma_\beta^2))}{\sum_{j=1}^{2^{M-1}} (1/\sqrt{2\pi\sigma_\beta^2}) \exp(-|\beta'_i - \beta_{d_{i,k}=0,j}|^2 / (2\sigma_\beta^2))} \right] \quad (4)$$

where $S_{d_{i,k}=0,j}$, $S_{d_{i,k}=1,j}$ signals (with phases $\beta_{d_{i,k}=0,j}$ and $\beta_{d_{i,k}=1,j}$) represent the received data signal which the k^{th} data bit of this signal equal to "0" and "1" respectively. Finally, the variant σ_β^2 of β'_i is then calculated from

$$\sigma_\beta^2 = \frac{\sum_{i=1}^L (|\beta'_i - \beta_s|^2)}{L} \quad (5)$$

where L is the number of blocksize and β_s is the nearest signal phase to each of β'_i .

3.2 Soft Detection of Dimension Partitioning-Precoded Signals

Dimension partitioning is another generation of *pre*-equalization method [6]. Generally, it is devised

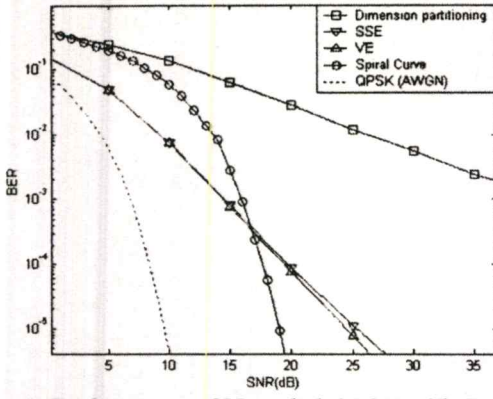


Figure 2: Performance of Uncoded-QPSK with *Pre* and *Post*-equalization

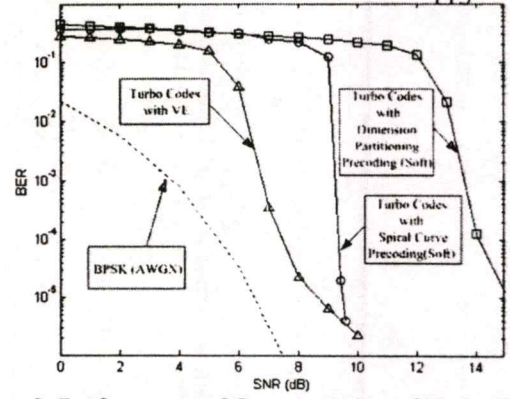


Figure 3: Performance of Concatenation of Turbo Codes with *Pre* and *Post*-equalization on QPSK Signals (Iteration : 15)

for only QPSK signal. In order to apply it with turbo code as mentioned previously, soft detection of this precoded signal is required at the detector. In this section, a calculation technique for soft output detection is described.

A *a posteriori* probability of each signal in QPSK constellation $p(\bar{S}_i = \bar{x} | \bar{R}_i)$ can be calculated from the comparison of that received signal with all possible center of the region in dimension partitioning. This signal is named as \bar{x} . To simplify this method for simulation, the nearest center of received signal is used in above calculation. Hence, $p(\bar{S}_i = \bar{x} | \bar{R}_i)$ is computed by

$$p(\bar{S}_i = \bar{x} | \bar{R}_i) = \frac{1}{\sigma_N \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{|\bar{R}_i - \bar{C}_{\bar{S}_i = \bar{x}}|^2}{2\sigma_N^2}\right) \quad (6)$$

where $\bar{C}_{\bar{S}_i = \bar{x}}$ is the nearest center of the region which represents the information signal \bar{x} . Finally, LLR of Dimension Partitioning-precoded signal is taken by

$$\Lambda(d_{i,k}) = \log \left[\frac{\sum_{m=1}^2 (1/\sqrt{2\pi\sigma_N}) \exp\left(-\frac{|\bar{R}_i - \bar{C}_{d_{i,k}=1}|^2}{(2\sigma_N^2)}\right)}{\sum_{m=1}^2 (1/\sqrt{2\pi\sigma_N}) \exp\left(-\frac{|\bar{R}_i - \bar{C}_{d_{i,k}=0}|^2}{(2\sigma_N^2)}\right)} \right] \quad (7)$$

where $\bar{C}_{d_{i,k}=1}$ and $\bar{C}_{d_{i,k}=0}$ is the nearest center of the region that shows the received data k^{th} bit of the signal S_i . They are "0" and "1" respectively.

4. Simulation Results

The simulated ISI channel of this paper is modeled by two equal strength rays of Rayleigh fading on the τ -spaced discrete-time model where the delay $\tau = |\tau_1(t) - \tau_0(t)|$ is one symbol period T . In this work, Doppler effect is not taken into account.

Equalization/Precoding	Parameters
Spiral Curve	$A=1, C=1/a_0$
Dimension Partitioning	$A=1, L_D=1/1.3$
SSE	Decision delay = 10
VE	-

Table 1: Initial Parameters

(A is the normalized signal amplitude, C and L_D are constants, and a_0 is the first path fading amplitude)

In this section, the performance of the modified spiral curve precoding, Dimension Partitioning compared with those of VE/SSE is presented including their concatenation with turbo codes. Initially, necessary parameters for these simulations are set in Table 1.

To consider on pure equalization performance, the comparison of each precoding and equalization method on uncoded-QPSK signal is shown first in Figure 2. At high signal to noise ratio (SNR), precoding by Spiral curve method gives the best performance compared to VE/SSE while precoding with Dimension Partitioning shows the lowest efficiency.

Next, performances of turbo code with precoding and classical equalization method are presented in Figure 3. Turbo code for this simulation is (37,21), rate 1/2 (throughput 1 bit/sec/Hz) with 1024 bit / block and a pseudo-random interleaver. The external interleaver works in block style. Results at fifteen iterations show that they are all much better than those of without coding from Figure 2. Similarly, Spiral precoding with turbo code achieves the best gain at high SNR compared to those of other equalizations with the same turbo code scheme. However, its performance is still poor at low SNR.

Finally, simulation results to find the optimal solution of using of soft-decision spiral curve with turbo codes are shown in Figure 4 and Figure 5. Their performances by using various constraint length K and block size are discussed. Results show that the better performance can be obtained by increasing constraint length or having better codes as mentioned in [10]. Due to the effect of estimation of σ_β^2 in equation (5),

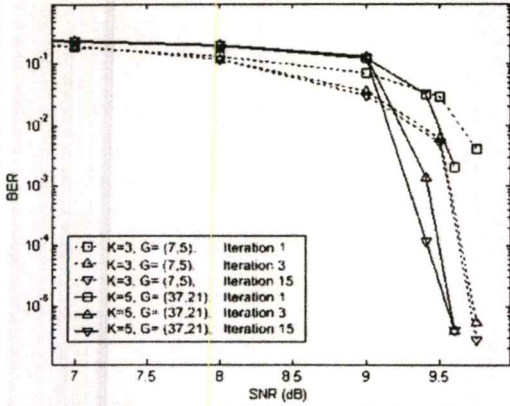


Figure 4: Performance of Various Turbo Codes with Spiral Precoding

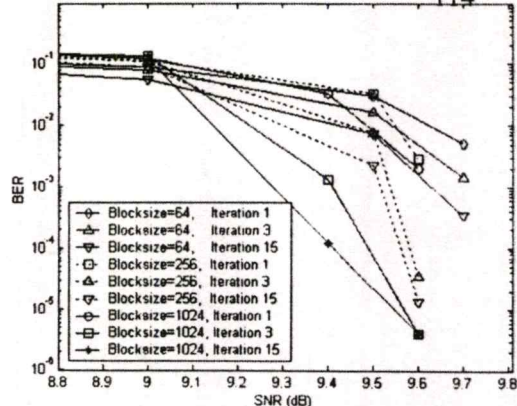


Figure 5: Performance of Different Block Size-Turbo Codes with Spiral Precoding

larger block size also gives better performance as general.

5. Conclusion and Discussion

In this paper, a proposed model by concatenation of turbo code and precoding on QPSK signal is introduced. This is to combat ISI effect for signal transmission through the multipath fading wireless channel. For turbo decoding of each precoded signal, soft detection method is described in detail. At high SNR, simulation performances show that Spiral precoding with and without turbo code gives the best performance compared to those of other illustrated equalization techniques with the same turbo code. However, it still performs poor at low SNR. Generally, this confirms the success of the proposed model to use for combating ISI in wireless communication channel.

In the future, improvement on Spiral precoding performance at low SNR will be considered. In addition, other ISI combating techniques under the same condition will be investigated and compared. Specially, the joint transmitter of turbo encoder with precoder compared to those joint receiver or turbo equalizer will be studied at the next.

Acknowledgement

For the author, D. Chumchewkul, his work is supported with a scholarship granted by the Thailand Graduate Institute of Science and Technology (TGIST), National Science and Technology Development Agency (NSTDA), Thailand.

References

[1] Y. Li, B. Vucetic and Y. Sato, "Optimum Soft-Output Detection for Channels with Intersymbol Interference", *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. 41, No.3, May 1995, pp.704-713.

[2] M. Tomlinson, "New Automatic Equalizer Employing Modulo Arithmetic", *IEEE Electronics Letters*, Vol. 7, Mar 1971, pp. 138-139.

[3] H. Harashima and H. Miyakawa, "Match-Transmission Technique for Channels with Intersymbol Interference", *IEEE Trans. on Commun.*, Vol.Com-20, August 1972, pp.774-780.

[4] W. Zhuang and V. Huang, "Phase precoding for frequency-selective Rayleigh and Rician slowly fading channels", *IEEE Trans. Veh. Tech.*, Vol. 46, pp. 129-142, Feb 1997.

[5] K. Sripimanwat, H. Weinrichter, R.M.A.P. Rajatheva, et. al, "Soft-Decision Phase precoding with MPSK-TCM for ISI Channel", *IEEE Comm. Letter*, Vol. 5, No. 4, April 2001.

[6] Yuk-Lun Chan, Weihua Zhuang, "Channel Precoding for Indoor radio Communications Using Dimension Partitioning", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 48, No. 1, January 1999.

[7] C. Berrou, A. Glavieux and P. Thitimajshima, "Near Shannon Limit Error-correcting Coding and Decoding: Turbo-Codes", *Proc. ICC'93*, pp. 1064-1070, May 1993.

[8] S. Le Goff, A. Glavieux, C. Berrou, "Turbo-codes and high spectral efficiency modulation", *Communications, SUPERCOMM/ICC '94*, pp. 645-649, Vol. 2, 1994.

[9] K. Sripimanwat, et al., "Soft-detection of modified phase precoding with new TCM for wireless-ISI channels", *WPMC'00*, Nov.12-15, 2000, Bangkok, Thailand.

[10] Charles C. Wang, "On the Performance of Turbo Codes", *Military Communications Conference, MILCOM 98. Proceedings., IEEE*, Vol. 3, pp. 987-992, October 1998.

WPMC'03

Telecom summit
YRP WPMC'03

The 6th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications

October 19-22, 2003
Yokosuka, Kanagawa, Japan

Deadlines

Extended Abstract submissions: March 31, 2003
Tutorial Proposal submissions: March 31, 2003

Principal Sponsors

YRP R&D Promotion Committee
Communications Research Laboratory

In cooperation with

IEICE, Japan
IEEE ComSoc Japan Chapter



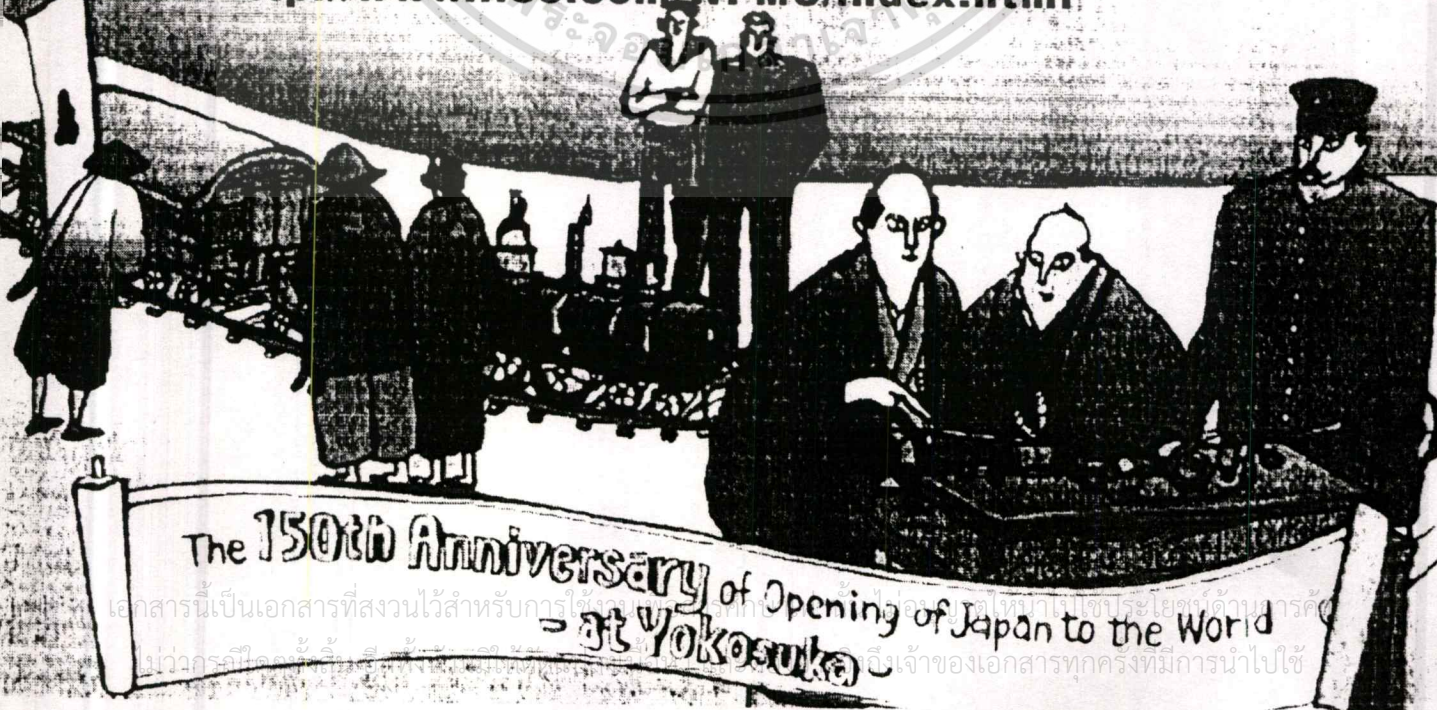
Supported by

Yokosuka City
Support Center for Advanced Telecommunications Technology Research

WPMC '03 Contact Office

c/o ILCC Co., Ltd.
2-17-44 Akasaka, Minato-ku, Tokyo 107-0052, Japan
Tel. +81-3-5562-3661 Fax. +81-3-5562-3666
e-mail: asai@ilcc.com (M. Asai)

Website: <http://www.ilcc.com/WPMC/index.html>



The 150th Anniversary of Opening of Japan to the World
at Yokosuka

October 19-22, 2003
Yokosuka Arts Theatre
Yokosuka, Kanagawa, Japan

The objective of WPMC '03 is to continue and accelerate the momentum already gained for establishing a GLOBAL FORUM for Wireless Personal Multimedia Communications. "New Generation Mobile Communications" which may be defined as "Convergence of Wireless Systems and Broadband Internet" will be the theme of this symposium to be held in Yokosuka, Kanagawa, Japan. This conference will consist of Tutorials, Panels, and Technical Sessions.

[WPMC '03 COMMITTEES]

▶ WPMC '03 GENERAL CHAIR

Prof. Masao Nakagawa (Keio University, Japan)

▶ WPMC '03 TECHNICAL PROGRAM CHAIR

Prof. Ryuji Kohno (Yokohama National University, Japan)

▶ WPMC '03 ORGANIZING COMMITTEE CHAIR

Prof. Fumiyuki Adachi (Tohoku University, Japan)

▶ WPMC STEERING BOARD

• Co-Chairs

- Prof. Hideki Imai (The University of Tokyo, Japan)
- Prof. Ramjee Prasad (Aalborg University, Denmark)
- Dr. Shingo Ohmori (ICRL, Japan)

• Board Members

- Prof. Fumiyuki Adachi (Tohoku University, Japan)
- Prof. Vijay K. Bhargava (University of Victoria, Canada)
- Prof. Nobuo Nakajima (The University of Electro-Communications, Japan)
- Dr. Ki Chul Han (Electronics and Telecommunications Research Institute, Korea)
- Prof. Gordon L. Stüber (Georgia Institute of Technology, USA)
- Dr. Kouichi Honma (Panasonic, Japan)
- Dr. Heikki Huomo (Nokia, Finland)
- Prof. Ryuji Kohno (Yokohama National University, Japan)
- Dr. Magnus Madfors (Ericsson, Sweden)
- Prof. Toshio Ihara (Kanto Gakuin University, Japan)
- Dr. Werner Mohr (Siemens, Germany)
- Prof. Norihiko Morinaga (Osaka University, Japan)

▶ WPMC ADVISORY BOARD

• Chair

- Prof. Mitsutoshi Hatori (Chairman, YRP R&D Promotion Committee)

• Board Members

- Prof. Kazi M. Ahmed (Asian Institute of Technology, Thailand)
- Prof. Paul W. Baier (Universität, Kaiserslautern, Germany)
- Prof. Ezio Biglieri (Politecnico di Torino, Italy)
- Dr. Hachihei Kurematsu (Fujitsu International Engineering Ltd., Japan)
- Prof. Byeong Gi Lee (Seoul National University, Korea)
- Prof. Teng Joon Lim (National University of Singapore, Singapore)
- Prof. Elvino Sousa (University of Toronto, Canada)
- Prof. Branka Vucetic (The University of Sydney, Australia)

[PRINCIPAL SPONSORS]

YRP R&D Promotion Committee

Communications Research Laboratory

[IN COOPERATION WITH]

IEICE, Japan

IEEE ComSoc Japan Chapter

[SUPPORTED BY]

Yokosuka City

Support Center for Advanced Telecommunications Technology Research

[TECHNICAL SUBJECT AREAS]

New Concepts of Mobile Communications
Broadband Access Techniques and Systems
Ultra Wide Band (UWB) Systems
Wireless IP and QoS
Wireless Ad-hoc Networks Software Defined Radio
Wireless LAN, MAN, WLL Systems Modulation/Coding Techniques
Propagation
Channel Modeling
Optical Wireless Communications
Multimedia Applications
Intelligent Antennas for Mobile Communications
Radio Resource Management
Authentication, Authorization and Accounting (AAA)
Multimedia Satellite Communications
Intelligent Transport System
Software Defined Radio
Other Related Areas

[AWARDS]

The "Best Paper Award" and the "Best Student Paper Award" will be given to three papers, respectively (a total of six award papers), selected from among the contributed papers.

[VENUE]

Yokosuka Arts Theatre will be the main venue.

[REGISTRATION FEE]

TBD

[PAPER SUBMISSION]

Prospective authors are invited to submit an extended Abstract (up to 800 words) and/or Proposals for Tutorials. Submissions of Abstracts/Proposals should be made through the Symposium Website: <http://www.ilcc.com/WPMC/>. The authors of papers, once accepted, will be asked to submit on the web their full paper (camera-ready copy) to appear in the conference proceedings.

[DEADLINES]

Extended Abstract submissions: **March 31, 2003**

Tutorial Proposal submissions: **March 31, 2003**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

BPSK-Turbo Codes with Spiral Curve Phase Precoding for Wireless-ISI Channel

Apichit Pradabphon
Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of
Technology Ladkrabang (KMITL)
Bangkok, Thailand

Keattisak Sripimanwat
National Electronics and Computer Technology Center
(NECTEC), NSTDA,
Science Park, Bangkok, Thailand
E-mail: ksripima@ieee.org

Ditsapon Chumchewkul*
Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of
Technology Ladkrabang (KMITL)
Bangkok, Thailand

Attasit Lasakul
Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of
Technology Ladkrabang (KMITL)
Bangkok, Thailand

Pham Manh Lam
National Institute of Posts and Telematics Strategy
Hanoi, Vietnam

Abstract

In this paper, a proposed wireless transmission model by concatenation of turbo codes and Spiral curve phase precoding is introduced. It is a novel ISI-combating method for BPSK signals through multipath fading channel. Simulation results show that Spiral curve phase precoding with binary turbo codes achieves the better gain at high SNR compared to that of Viterbi equalizer with the same turbo code scheme.

Keywords

ISI, Turbo Code, Wireless Communications

I. Introduction and Background

In wireless communications, intersymbol interference (ISI) is one of the major impairments which reduce system efficiency dramatically. Efficient equalization techniques have been devised to decrease this ISI effect such as Viterbi or maximum likelihood equalizer (VE), optimum or sub-optimum soft output equalizer (OSE,SSE)[1], decision feedback equalization (DFE) and *pre*-equalizer by using *precoding* technique. The first well known version of that precoding is Tomlinson-Harashima (TH) precoding [2][3] which precoded on only amplitude modulated signal. Consequently, Spiral curve phase precoding [4] has been devised to avoid the disadvantage of TH-precoding of dealing with only that amplitude. This is done by proposing Spiral-based phase precoding method. In this paper, a proposed wireless-transmission model by concatenation of turbo codes [5] with Spiral curve phase precoding on BPSK signal through multipath fading channel is introduced. This proposed method is a novel combined technique of powerful coding and *pre*-equalization method. It aims to decrease ISI effect in wireless communications.

II. Proposed Method

The binary transmission model with full-duplex two signal links is proposed in Figure 1. In the forward link binary turbo encoder transfers encoded signal of input sequence d_k and to be the binary codeword. As a result, a complex coded symbol $\tilde{m}_i = Ae^{j\theta_i}$ is obtained, where A is constant amplitude and θ_i is phase of the i^{th} information signal. After interleaving to avoid burst error of fading, signal symbol \tilde{S}_i co-operating with the channel estimated parameters \tilde{I}_i of the reverse link from the slow fading channel in the same data frame of TDD multiplexing systems, are used to compute precoded signal $\tilde{P}_i = Ae^{j\theta_i}$ (where θ_i is the precoding phase). The channel fades so slowly such that it is assumed to be the time invariant over two adjacent frames of the forward and reverse link. In addition, the channel impulse response can be modeled as a linear and time-invariant over two adjacent data frames so that the radiation patterns are reciprocal in both forward and reverse links [4]. Moreover, channel parameters are estimated perfectly on the reverse link. Due to the limitation of size and power consumption of the mobile unit, precoding is used only at the transmitter of base station.

At the receiver, signal \tilde{R}_i from the multipath Rayleigh fading channel is detected. The received information carrying phase β_i is re-generated by using the detection regarding spiral curve precoding. To have a proper information for turbo decoder, this paper also presents a technique to calculate soft-decision data in the Logarithm of Likelihood Ratio (LLR) format, $\Lambda(d_i)$, from β_i . Finally, this data is de-interleaved and passed to the turbo decoder to recover for the original binary data d_i .

III. Modified Spiral Curve Detector

Pre-equalization by Spiral curve phase precoding [4] has been devised to combat ISI for phase modulated signal based on Spiral curve technique. This Spiral has been modified and improved for achieving the optimum performance in the previous work of [6]. Therefore, that latest version is used in this work.

*D. Chumchewkul is a scholar of Thailand Graduate Institute of Science and Technology (TGIST), National Science and Technology Development Agency (NSTDA), Thailand.

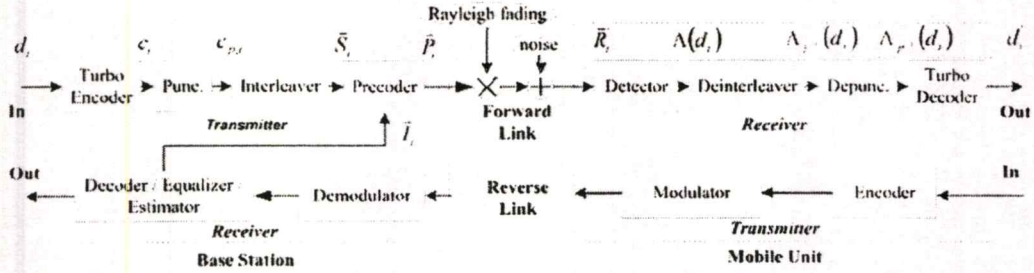


Figure 1 Proposed Model of Turbo Codes on Precoded-BPSK Signals

The operation of the ordinary Spiral curve detector to calculate the received information will be done by using the relation of the received signal $\bar{R}_i = r_i' e^{j\phi_i}$ in Spiral curve equation [4] to compute the received information carrying phase β_i' by

$$\beta_i' = \phi_i' + \psi_0' + (r_i' - C)\pi \quad (1)$$

where r_i' is the received signal amplitude with phase ϕ_i' , ψ_0' is the ISI vector's phase, and C is the Spiral curve constant. However, the output of the ordinary Spiral curve detector will be in β_i' -form of the information signal and it must be modified to generate the soft-decision data in the LLR format for turbo decoder which defined by

$$\Lambda(d_i) = \log \left[\frac{P\{d_i = 1 | \bar{R}_i\}}{P\{d_i = 0 | \bar{R}_i\}} \right] \quad (2)$$

From the assumption as in [6], If C is equal to $1/a_0$, then β_i' can be always detected at the detector perfectly. Moreover, ISI is combated by precoding prior to passing signal to the channel. Hence, β_i' is a *simplified* Gaussian random variable with zero mean and variant $\sigma_{\beta'}^2$. As a result, a *posteriori* probability $p(\bar{S}_i = \bar{x} | \beta_i')$ of the BPSK-signal ($S_{d_i=0}, S_{d_i=1}$) with amplitude A and phase $\beta_{d_i=0}$ or $\beta_{d_i=1}$ can be calculated by

$$p(\bar{S}_i = \bar{x} | \beta_i') = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\beta'}^2}} \exp\left(-\frac{|\beta_i' - \beta_x|^2}{2\sigma_{\beta'}^2}\right) \quad (3)$$

where \bar{x} is the reference of BPSK-Signal. Thus, LLR is computed by

$$\begin{aligned} \Lambda(d_{i,k}) &= \log \left[\frac{p(S_i = S_{d_i=1} | \beta_i')}{p(S_i = S_{d_i=0} | \beta_i')} \right] \\ &= \log \left[\frac{(1/\sqrt{2\pi\sigma_{\beta'}^2}) \exp\left(-\frac{|\beta_i' - \beta_{d_i=1}|^2}{2\sigma_{\beta'}^2}\right)}{(1/\sqrt{2\pi\sigma_{\beta'}^2}) \exp\left(-\frac{|\beta_i' - \beta_{d_i=0}|^2}{2\sigma_{\beta'}^2}\right)} \right] \quad (4) \end{aligned}$$

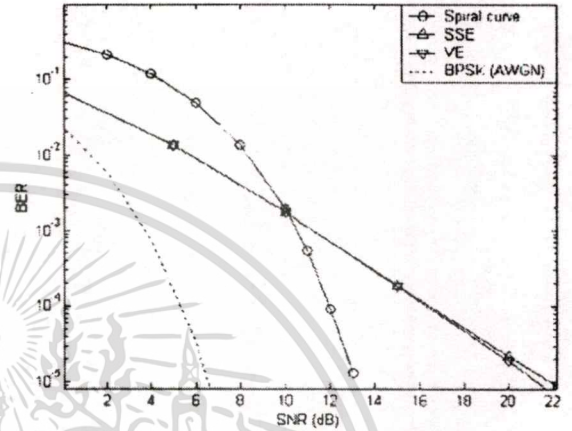


Figure 2 Performance comparison of uncoded-BPSK with different equalization techniques

The variant $\sigma_{\beta'}^2$ of β_i' is calculated from

$$\sigma_{\beta'}^2 = \frac{\sum_{i=1}^L (|\beta_i' - \beta_x|^2)}{L} \quad (5)$$

where L is the number of blocksize and β_x is the nearest signal phase to each of β_i' .

IV. System Performance

In this paper, simulation is carried out to study the performance of the proposed model. The simulated ISI channel is modeled by two equal strength rays of Rayleigh fading on the τ - spaced discrete-time model where the delay $\tau = |\tau_1(t) - \tau_0(t)|$ is one symbol period T . Doppler effect is not taken into account.

First, performance comparison of pure equalization (VE and SSE) and precoding on uncoded BPSK signal is presented in Figure 2. At high signal-to-noise ratio (SNR), it is obvious that Spiral curve phase precoding gives the best performance compared to those of VE and SSE which 9 dB of gain is achieved at BER of $10E-5$. Next, in Figure 3 system performance with the potential of turbo codes is presented. Constitution codes is [37, 21] with rate of $1/2$ and its parameters are 1024 bit-block size, and with block-external interleaver. Results confirm that the proposed technique of Spiral precoding with turbo code is the best case compared to those of the conventional equalization technique (VE).

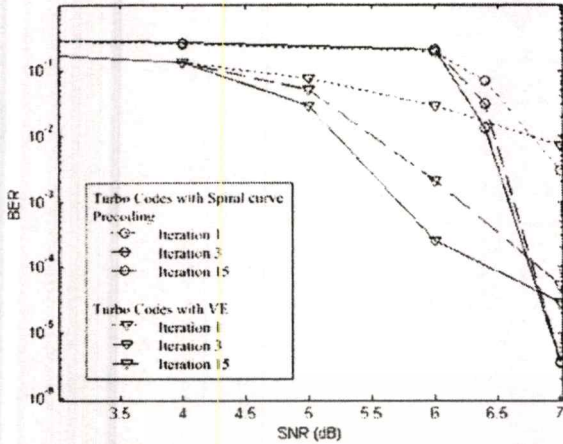


Figure 3 Performance comparison of Turbo Codes $G = [37, 21]$ with Pre and Post-equalization (VE) on BPSK signal

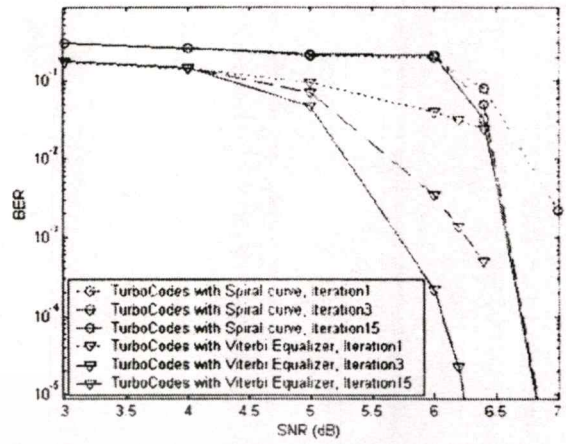


Figure 4 Performance comparison of Turbo Codes $G = [23, 35]$ with Pre and Post-equalization (VE) on BPSK signal

Furthermore, they are also much better than performances of pure equalization in Figure 2. However, because σ_{β}^2 is computed from β_i of the ordinary Spiral curve detection which assumed to be equivalent-Gaussian random variable, then the system performance might be poor at low SNR. This effects shows in Figure 4. In this case, constitution code of $[23, 35]$ is used. Results present to the poor performance of spiral curve compared to those VE with the same turbo code scheme, specially, at low SNR. Therefore, system conditions of constitution code, blocksize, precision of computing σ_{β}^2 in Figure 4. should be re-designed optimally in the future works.

V. Conclusion

In this paper, a proposed transmission model by concatenation of turbo code and Spiral curve phase precoding on BPSK signal is presented. It is a successful method to combat ISI effect for signal transmission through the multipath fading of wireless communication channel. In the future, the optimum condition using turbo codes with Spiral curve precoding including the extension to work with higher M -ary PSK signaling will be considered.

References

- [1] Y. Li, B. Vucetic and Y. Sato, "Optimum Soft-Output Detection for Channels with Intersymbol Interference", *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. 41, No.3, May 1995, pp.704-713.
- [2] M. Tomlinson, New Automatic Equaliser Employing Modulo Arithmetic, *IEE Electronics Letters*, Vol. 7, Mar 1971, pp. 138-139.
- [3] H. Harashima and H. Miyakawa, Match-Transmission Technique for Channels with Intersymbol Interference, *IEEE Trans. on Commun.*, Vol.Com-20, August 1972, pp.774-780.
- [4] W. Zhuang and V. Huang, "Phase precoding for frequency-selective Rayleigh and Rician slowly fading channels", *IEEE Trans. Veh. Tech.*, Vol. 46, pp. 129-142, Feb 1997.
- [5] C. Berrou, A. Glavieux and P. Thitimajshima, "Near Shannon Limit Error-correcting Coding and Decoding: Turbo-Codes", *Proc. ICC'93*, pp. 1064-1070, May 1993.
- [6] K. Sripimanwat, H. Weinrichter, R.M.A.P. Rajatheva, et. al, "Soft-Decision Phase precoding with MPSK-TCM for ISI Channel", *IEEE Comm. Letter*, Vol. 5, No. 4, April 2001.

ประวัติผู้เขียน

นาย ศิสพล ฉ่ำเฉียวกุล เกิดเมื่อวันที่ 6 กุมภาพันธ์ พ.ศ. 2522 ณ กรุงเทพมหานคร เป็นบุตรคนที่ 2 ของ พลตรี พจน์ ฉ่ำเฉียวกุล และ พลตรีหญิง กรองกาญจน์ ฉ่ำเฉียวกุล สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ปีการศึกษา 2544 สำเร็จการศึกษาประกาศนียบัตรวิชาชีพ สาขาไฟฟ้า-อิเล็กทรอนิกส์ จากวิทยาลัยเทคโนโลยีอุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ปีการศึกษา 2540

ระหว่างการศึกษาในระดับวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ที่ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เป็นพนักงานชั่วคราวของศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ (NECTEC) ระหว่างเดือน ธันวาคม 2544 - พฤษภาคม 2545 และได้รับทุนสนับสนุนการวิจัย จากสถาบันพัฒนาบัณฑิตวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีไทย (TGIST) ระหว่างเดือน มิถุนายน 2545 - กันยายน 2546

