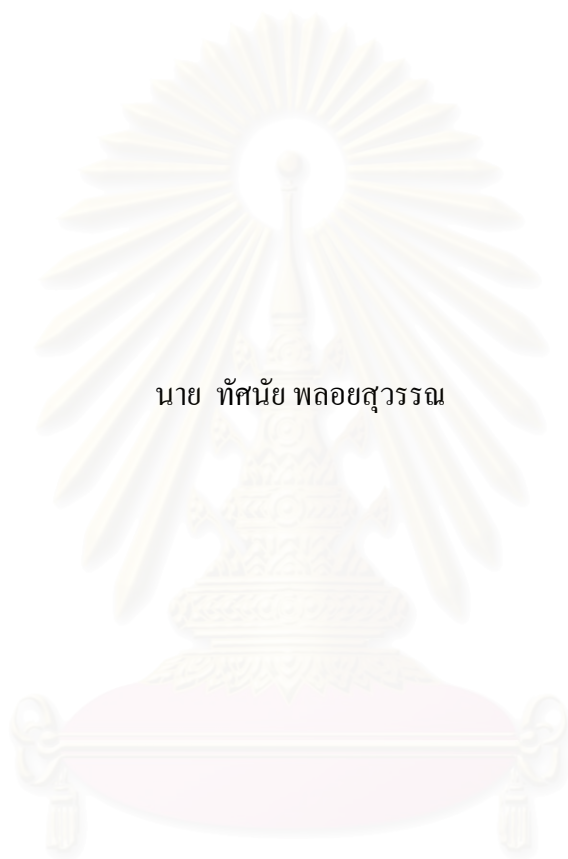


เครื่องรับแบบวนซ้ำใช้แบบจำลองถดถอยอัตโนมัติสำหรับประมาณช่องสัญญาณในช่องสัญญาณ
ชนิดเรย์ลีเฟดดิ้งแบบเรียบ



นาย ทศนัย พลอยสุวรรณ

สถาบันวิทยบริการ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

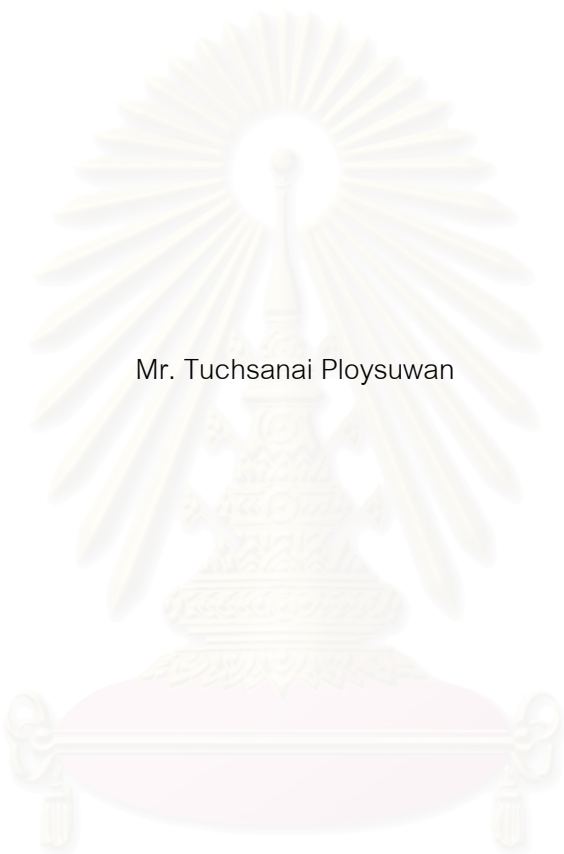
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2547

ISBN 974-17-6142-2

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

AN ITERATIVE RECEIVER USING AUTOREGRESSIVE MODEL FOR ESTIMATION
RAYLEIGH FLAT-FADING CHANNEL



Mr. Tuchsanai Ploysuwan

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

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

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering

Chulalongkorn University

Academic Year 2003

ISBN 974-17-6142-2

หัวข้อวิทยานิพนธ์ เครื่องรับแบบวนซ้ำใช้แบบจำลองถดถอยอัตโนมัติสำหรับประมาณ
ช่องสัญญาณในช่องสัญญาณชนิดเรย์ลีเฟดดิ้งแบบเรียบ
โดย นาย ทศนัย พลอยสุวรรณ
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษา รองศาสตราจารย์ ดร. ประสิทธิ์ ทีฆพุดมิ

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัย
เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญามหาบัณฑิต

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

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

..... ประธานกรรมการ
(รองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(รองศาสตราจารย์ ดร. ประสิทธิ์ ทีฆพุดมิ)

..... กรรมการ
(อาจารย์. ดร. สุภาวดี อร่ามวิทย์)

..... กรรมการ
(รองศาสตราจารย์ ดร.มงคล รักษาพัชรวงศ์)

ทัศนัย พลอยสุวรรณ : เครื่องรับแบบวนซ้ำใช้แบบจำลองถดถอยอัตโนมัติสำหรับประมาณ
ช่องสัญญาณในช่องสัญญาณชนิดเรย์ลีเฟดดิ้งแบบเรียบ AN ITERATIVE RECEIVER USING
AUTOREGRESSIVE MODEL FOR ESTIMATION RAYLEIGH FLAT-FADING CHANNEL
อาจารย์ที่ปรึกษา : รศ.ดร. ประสิทธิ์ ทีฆพุดมิ, 67 หน้า. ISBN 974-17-6142-2.

รหัสเทอร์โบเป็นหนึ่งในกรรมวิธีการถอดรหัสทางช่องสัญญาณ ซึ่งมีประสิทธิภาพการทำงานเข้า
ใกล้ขีดจำกัดของชานอน (shannon limit) โดยสามารถทำงานได้ในระดับความผิดพลาดอยู่ที่ 10^{-5} ที่ค่า
 $E_b/N_0 = 0.7$ dB ในช่องสัญญาณที่เป็นแบบเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก เป็นที่น่าเสียดายที่สมรรถนะสูงสุด
ของการถอดรหัสแบบเทอร์โบในช่องสัญญาณชนิดเรย์ลีเฟดดิ้งแบบเรียบ ขึ้นกับค่าความรู้ของค่าคอนจูเกต
ของสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรียบของช่องสัญญาณเพื่อนำมาคูณกับสัญญาณที่รับได้ โดยภาครับเพื่อกำจัด
ผลของสัญญาณเรย์ลีเฟดดิ้งแบบเรียบ ถึงแม้ว่าเครื่องรับแบบวนซ้ำซึ่งอาศัยรหัสเทอร์โบและการแทรก
สัญลักษณ์นำร่องในสัญญาณมอดดูเลชั่นสำหรับ การทำงานร่วมกันระหว่างการถอดรหัสและการ
ประมาณช่องสัญญาณถูกนำเสนอมาก่อนหน้า โดยอาศัยวิธีค่าผิดพลาดกำลังสองต่ำสุดจะสามารถ
ประมาณค่าเชิงซ้อนของสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรียบในช่องสัญญาณได้ แต่ข้อเสียของวิธีการดังกล่าวคือ
เครื่องรับจำเป็นต้องอาศัยค่าความรู้ทางสถิติของสัญญาณเฟดดิ้งและค่าความแปรปรวนของช่องสัญญาณ
ทำให้วิธีการประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีค่าผิดพลาดกำลังสองต่ำสุดไม่เหมาะที่จะนำมาใช้ในทางปฏิบัติ

ในวิทยานิพนธ์นี้ผู้นำเสนออาศัยรูปแบบของเครื่องรับโดยการแทรกสัญลักษณ์นำร่องในสัญญาณ
มอดดูเลชั่นและนำแบบจำลองถดถอยอัตโนมัติ มาเป็นแบบจำลองสำหรับตัวประมาณช่องสัญญาณ
โดยนำเสนอ 2 วิธีการของตัวประมาณช่องสัญญาณโดยอาศัยแบบจำลองถดถอยอัตโนมัติได้แก่วิธีการ
ค่าผิดพลาดกำลังสองต่ำสุดและวิธีการค่าเฉลี่ยกำลังสองต่ำสุดที่ถูกนอร์มัลไลซ์ โดยในส่วนของผลการ
ทดลองผู้นำเสนอทำการเปรียบเทียบสมรรถนะของเครื่องรับแบบวนซ้ำโดยอาศัยตัวประมาณโดยวิธีค่า
ผิดพลาดกำลังสองต่ำสุดและวิธีค่าผิดพลาดกำลังสองต่ำสุดและ วิธีการค่าเฉลี่ยกำลังสองต่ำสุดที่ถูก
นอร์มัลไลซ์บนแบบจำลองถดถอยอัตโนมัติ

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

AN ABSTRACT

4570719721 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEY WORD: TURBO CODE / CHANNEL ESTIMATION / ITERATIVE DECODING /
 AUTOREGRESSIVE MODEL

TUCHSANAI PLOYSUWAN : AN ITERATIVE RECEIVER USING AUTOREGRESSIVE
 MODEL FOR ESTIMATION RAYLEIGH FLAT-FADING CHANNEL. THESIS ADVISOR :
 ASSOC.PROF.DR. PRASIT TEEKAPUT , 67 pp. ISBN 974-17-6142-2.

Turbo code is one of the most powerful channel decoding that the demonstration of the performance close to shannon limit by taking bit error rate (BER) at 10^{-5} over $E_b/N_0 = 0.7$ dB over additive white gaussian channel. Unfortunately ,the full potential of turbo decoding over rayleigh-flat-fading channel requires knowledge of fading conjugate for multiply with received signal for destroy the effect of complex rayleigh-flat-fading. Although the iterative receiver using turbo code and pilot symbol assisted modulation (PSAM) for joint channel estimation and decoding was proposed by using minimum mean square error (MMSE), the disadvantage of previous channel estimation is that the receiver must known fading statistic and noise variance of system. These limitations lead to previous work was not appropriate for practical system.

In this thesis, the researcher uses pilot symbol assisted modulation for receiver .The autoregressive model is applied to channel estimation model. Two types of channel estimation both MMSE-based and NLMS-based over autoregressive model are proposed in this thesis. Simulation results demonstrate the comparative performance of iterative receiver by using the previous channel estimation and two types of proposed channel estimation by using autoregressive model.

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

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

Academic year.....2004.....

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ รศ.ดร. ประสิทธิ์ ทีฆพุฒิ อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ได้ให้การชี้แนะและคำแนะนำที่ดีและเป็นประโยชน์ตลอดระยะเวลาในการทำวิจัยจนมีผล ทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสร็จสมบูรณ์ รวมถึงน้องๆและเพื่อนๆทุกคนในห้องปฏิบัติการวิจัยโทรคมนาคมที่ได้ร่วมสัมมนาและร่วมปรึกษาเกี่ยวกับปัญหาที่เกิดขึ้นในการวิจัย

ขอขอบคุณ โครงการเสริมสร้างความเชื่อมโยงระหว่างภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและภาคเอกชนทางด้านการวิจัยและพัฒนา (Cooperative Project between Department of electrical Engineering and Private sector for Research and Development) ที่สนับสนุนค่าใช้จ่ายตลอดระยะเวลาของการทำวิทยานิพนธ์

สุดท้ายนี้ผู้เขียนขอขอบคุณคุณพ่อและคุณแม่รวมถึงพี่ชาย ที่คอยให้กำลังใจและสนับสนุนตลอดระยะเวลาในการศึกษาภาคปริญญาโท

นาย ทศนัย พลอยสุวรรณ

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญ

ช

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ญ
สารบัญภาพ.....	ฎ
บัญชีคำศัพท์.....	ฅ

บทที่

1. บทนำ.....	1
1.1. ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2. แนวทางที่นำเสนอ.....	7
1.3. วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	7
1.4. ขอบเขตของการวิจัย.....	8
1.5. วิธีดำเนินการวิจัย.....	8
1.6. ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	9
2. ความรู้พื้นฐานและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	10
2.1. ช่องสัญญาณวิทยุเคลื่อนที่.....	10
2.1.1 ฟังก์ชันสหสัมพันธ์ช่องสัญญาณและสเปกตรัมกำลัง.....	15
2.2. การจำลองช่องสัญญาณวิทยุชนิดเรย์ลีเฟดดิ้งแบบเรียบ.....	18
2.2.1 การจำลองช่องสัญญาณวิทยุชนิดเรย์ลีเฟดดิ้งแบบเรียบโดยใช้ Jake model.....	20
3. โครงสร้างของภาคส่ง.....	22
3.1. โครงสร้างของภาคส่งที่เสนอ.....	22
3.2. วงจรเข้ารหัสเทอร์โบ.....	24
3.2.1 วงจรเข้ารหัสย่อย.....	25
3.2.2 ตัวสลับลำดับการเข้ารหัส.....	26
4. โครงสร้างของภาครับ.....	28

บทที่	หน้า
4.1. โครงสร้างของภาคส่งที่นำเสนอ.....	28
4.2. ตัวประมาณช่องสัญญาณ.....	29
4.2.1. ตัวประมาณช่องสัญญาณ [10]	30
4.2.2. ตัวประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอ.....	31
4.2.2.1. แบบจำลองถดถอยอัตโนมัติ.....	32
4.2.2.2. วิธีการค่าผิดพลาดกำลังสองต่ำสุด.....	33
4.2.2.3. วิธีการค่าเฉลี่ยกำลังสองต่ำสุดที่ถูกลบออร์เมทริกซ์.....	35
4.3. เครื่องถอดรหัสเทอร์โบ.....	38
4.4. การทำงานของเครื่องรับแบบวนซ้ำ.....	41
4.4.1. การทำงานของเครื่องรับแบบวนซ้ำในรอบที่หนึ่ง.....	41
4.4.2. การทำงานของเครื่องรับแบบวนซ้ำในรอบที่มากกว่าหนึ่ง.....	42
5. ผลการทดสอบ.....	44
5.1. สมรรถนะตัวประมาณช่องสัญญาณ [10]	44
5.2. สมรรถนะของตัวประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอ.....	48
5.2.1. ผลของตัวประมาณช่องสัญญาณโดยใช้วิธีค่าผิดพลาดกำลังสองต่ำสุด..	48
5.2.2. ผลของตัวประมาณช่องสัญญาณโดยใช้วิธีค่าเฉลี่ยกำลังสองต่ำสุดที่ถูกลบออร์เมทริกซ์.....	50
5.3. การสมรรถนะของเครื่องรับแบบวนซ้ำ.....	53
5.3.1. ผลของวิธี MMSE บนแบบจำลองถดถอยอัตโนมัติ.....	53
5.3.2. ผลเปรียบเทียบระหว่างวิธี MMSE และ NLMS บนแบบจำลองถดถอยอัตโนมัติ.....	55
6. บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	57
6.1. บทสรุป.....	57
6.2. ข้อเสนอแนะ.....	58
รายการอ้างอิง.....	59
บทความทางวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่.....	61
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์.....	67

สารบัญตาราง

ญ

ตารางที่ 5.1 สรุปค่าเฉลี่ยของความผิดพลาดกำลังสองของรูปที่ 5.1 ถึง 5.3

หน้า

48

ตารางที่ 5.2 สรุปค่าเฉลี่ยของความผิดพลาดกำลังสอง

52



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1	การทำงานของรหัสเทอร์โบเมื่อเทียบกับรหัสคอนโวลูชัน..... 2
รูปที่ 1.2	เครื่องเข้ารหัสเทอร์โบ (turbo encoder) 3
รูปที่ 1.3	การทำงานแบบวนซ้ำของรหัสเทอร์โบ..... 3
รูปที่ 2.1	ตัวอย่างลักษณะการส่งผ่านสัญญาณในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่..... 10
รูปที่ 2.2	ตัวอย่างของผลตอบสนองของช่องสัญญาณหลายวิธีที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา ซึ่งมีผลต่อพัลส์แคบๆที่ถูกส่งออกไปในช่องสัญญาณ ณ เวลาต่างๆกัน..... 11
รูปที่ 2.3	ลักษณะทั่วไปของสัญญาณที่รับได้ ซึ่งได้รับผลกระทบจากการแพร่กระจาย หลายวิธี..... 14
รูปที่ 2.4	โครงร่างความหนาแน่นหลายวิธี..... 15
รูปที่ 2.5	ความสัมพันธ์ระหว่าง $\phi_c(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau)$ 16
รูปที่ 2.6	รูปที่ 2.6 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\phi_c(\Delta f)$ และ $s_c(\lambda)$ 17
รูปที่ 2.7	แบบจำลองของดอปเพลอร์สเปกตรัมสำหรับช่องสัญญาณวิทยุเคลื่อนที่..... 18
รูปที่ 2.8	อัตราสหสัมพันธ์ทางทฤษฎีและอัตราสหสัมพันธ์แบบจำลองของ Jake..... 19
รูปที่ 2.9	ตัวอย่างการเปลี่ยนแปลงของมุม (Angle) ของเรย์ลีเฟดดิ้งแบบเรียบ α_x ที่ $f_c = 900$ MHz และอัตราการส่งข้อมูลของแต่ละสัญลักษณ์อยู่ที่ 13 kbit/s..... 19
รูปที่ 3.1	โครงสร้างของภาคส่ง..... 22
รูปที่ 3.2	เครื่องเข้ารหัสเทอร์โบ (turbo encoder)..... 25
รูปที่ 3.3	เครื่องเข้ารหัสคอนโวลูชัน..... 26
รูปที่ 3.4	การทำงานของ Block Interleaver..... 27
รูปที่ 4.1	โครงสร้างของภาครับ..... 28
รูปที่ 4.2	ตัวประมาณช่องสัญญาณโดยวิธี ค่าผิดพลาดกำลังสองน้อยที่สุดในงานวิจัย [10] 30
รูปที่ 4.3	ตัวประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีค่าผิดพลาดกำลังสองต่ำสุด โดยอาศัยแบบจำลองถดถอยอัตโนมัติ..... 35
รูปที่ 4.4	ตัวประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุดที่ถูกรบกวนแอมพลิจูด โดยอาศัยแบบจำลองถดถอยอัตโนมัติ..... 38

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 4.5	โครงสร้างของตัวถอดรหัสเทอร์โบ..... 38
รูปที่ 4.6	การสำเนาสัญญาณในตำแหน่งแทรกสัญญาณนำร่อง..... 41
รูปที่ 5.1	การประมาณค่ามุม (angle) ของเรย์ลีเฟดดิ้งแบบเรียบ a_k ที่ $f_c = 900$ MHz , อัตราการส่งข้อมูลของแต่ละสัญลักษณ์อยู่ที่ 13 kbit/s , ความเร็ว 60 Km/hour และ ค่าดอปเพลอร์สเปรดแบบนอร์มอลไลซ์ $f_d T_s = 0.00385$ 45
รูปที่ 5.2	การประมาณค่ามุม (angle) ของเรย์ลีเฟดดิ้งแบบเรียบ a_k ที่ $f_c = 900$ MHz , อัตราการส่งข้อมูลของแต่ละสัญลักษณ์อยู่ที่ 13 kbit/s , ความเร็ว 120 Km/hour และค่าดอปเพลอร์สเปรดแบบนอร์มอลไลซ์ $f_d T_s = 0.00769$ 46
รูปที่ 5.3	การประมาณค่ามุม (angle) ของเรย์ลีเฟดดิ้งแบบเรียบ a_k ที่ $f_c = 900$ MHz , อัตราการส่งข้อมูลของแต่ละสัญลักษณ์อยู่ที่ 13 kbit/s , ความเร็ว 180 Km/hour และค่าดอปเพลอร์สเปรดแบบนอร์มอลไลซ์ $f_d T_s = 0.01154$ 47
รูปที่ 5.4	การประมาณค่ามุม (angle) ของเรย์ลีเฟดดิ้งแบบเรียบ a_k ที่ $f_c = 900$ MHz , อัตราการส่งข้อมูลของแต่ละสัญลักษณ์อยู่ที่ 13 kbit/s , ความเร็ว 60 Km/hour และ ค่าดอปเพลอร์สเปรดแบบนอร์มอลไลซ์ $f_d T_s = 0.00385$ 49
รูปที่ 5.5	รูปที่ 5.5 การประมาณค่ามุม (angle) ของเรย์ลีเฟดดิ้งแบบเรียบ a_k ที่ $f_c = 900$ MHz , อัตราการส่งข้อมูลของแต่ละสัญลักษณ์อยู่ที่ 13 kbit/s, ความเร็ว 120 Km/hour ค่าดอปเพลอร์สเปรดแบบนอร์มอลไลซ์ $f_d T_s = 0.00769$ 49
รูปที่ 5.6	รูปที่ 5.6 การประมาณค่ามุม (angle) ของเรย์ลีเฟดดิ้งแบบเรียบ a_k ที่ $f_c = 900$ MHz , อัตราการส่งข้อมูลของแต่ละสัญลักษณ์อยู่ที่ 13 kbit/s , ความเร็ว 180 Km/hour และค่าดอปเพลอร์สเปรดแบบนอร์มอลไลซ์ $f_d T_s = 0.01154$ 50
รูปที่ 5.7	การประมาณค่ามุม (angle) ของเรย์ลีเฟดดิ้งแบบเรียบ a_k ที่ $f_c = 900$ MHz , อัตราการส่งข้อมูลของแต่ละสัญลักษณ์อยู่ที่ 13 kbit/s , ความเร็ว 60 Km/hour และค่าดอปเพลอร์สเปรดแบบนอร์มอลไลซ์ $f_d T_s = 0.00385$ 51
รูปที่ 5.8	การประมาณค่ามุม (angle) ของเรย์ลีเฟดดิ้งแบบเรียบ a_k ที่ $f_c = 900$ MHz , อัตราการส่งข้อมูลของแต่ละสัญลักษณ์อยู่ที่ 13 kbit/s , ความเร็ว 120 Km/hour และ ค่าดอปเพลอร์สเปรดแบบนอร์มอลไลซ์ $f_d T_s = 0.00769$ 51

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 5.9 การประมาณค่ามุม (angle) ของเรย์ลีเฟดดิ้งแบบเรียบ a_k ที่ $f_c = 900$ MHz , อัตราการส่งข้อมูลของแต่ละสัญลักษณ์อยู่ที่ 13 kbit/s , ความเร็ว 180 Km/hour และค่าคอปเฟลอร์สเปรดแบบนอนอิมอลไลซ์ $f_d T_s = 0.01154$	52
รูปที่ 5.10 เปรียบเทียบสมรรถนะการถอดรหัสโดยใช้ความเร็ว 60 km/hour.....	53
รูปที่ 5.11 เปรียบเทียบสมรรถนะการถอดรหัสโดยใช้ความเร็ว 120 km/hour.....	54
รูปที่ 5.12 เปรียบเทียบสมรรถนะการถอดรหัสโดยใช้ความเร็ว 180 km/hour.....	54
รูปที่ 5.13 เปรียบเทียบสมรรถนะการถอดรหัสโดยใช้ความเร็ว 60 km/hour.....	55
รูปที่ 5.14 เปรียบเทียบสมรรถนะการถอดรหัสโดยใช้ความเร็ว 120 km/hour	56
รูปที่ 5.15 เปรียบเทียบสมรรถนะการถอดรหัสโดยใช้ความเร็ว 180 km/hour.....	56



บัญชีคำศัพท์

additive white gaussian noise :AWGN	สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก
recursive systematic convolutional encoder	วงจรเข้ารหัสชนิดคอนโวลูชันที่มีการป้อนกลับ
Itertive decoding	การถอดรหัสแบบวนซ้ำ
extrinsic information	ค่าข่าวสารเอกซ์ทรินซิก
priori information	ข่าวสารเริ่มต้น
turbo encoder	เครื่องเข้ารหัสเทอร์โบ
turbo decoder	เครื่องถอดรหัสเทอร์โบ
frequency-selective fading	เฟดดิ้งแบบเลือกความถี่
maximum propagation delay spread	ค่าการแผ่แบบประวิงเวลาสูงสุด
variance	ค่าความแปรปรวน
channel estimator	ตัวประมาณช่องสัญญาณ
correlated rayleigh fading	เรย์ลีเฟดดิ้งแบบเรียบที่มีสหสัมพันธ์กัน
pilot symbol assisted modulation	การแทรกสัญลักษณ์นำเฟลอตในสัญญาณ มอดดูเลชัน
autoregressive model	แบบจำลองถดถอยอัตโนมัติ
minimum mean square error : MMSE	ค่าผิดพลาดกำลังสองน้อยที่สุด
normalized least mean square : NLMS	ค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุดที่ถูกนอร์มอลไลซ์
random process	กระบวนการสุ่ม
ricean distribution	การกระจายแบบไรเซียน
uncorrelated scattering	การกระจายที่อิสระสัมพันธ์กัน
multipath intensity profile	โครงร่างความหนาแน่นหลายวิถี
coherent bandwidth	แบนด์วิดท์ร่วมนัย
coherent time	ค่าเวลาร่วมนัย
doppler effect	ปรากฏการณ์ดอปเพลอร์
channel interleaver	ตัวสลับลำดับช่องสัญญาณ
bandwidth	แบนด์วิดท์
multipath channel	ช่องสัญญาณหลายวิถี
propagation delay	เวลาประวิงการแพร่กระจาย
feedforward polynomial	พหุนามป้อนไปข้างหน้า

บัญชีคำศัพท์

feedback polynomial	พหุนามป้อนกลับ
block interleaver	ตัวสลับลำดับแบบบล็อก
log likelihood ratio	อัตราส่วนความเป็นจริง
signal to noise ratio	อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน
expected value	ค่าคาดหวัง
cost function	ฟังก์ชันจุดประสงค์
upper decoder	ตัวถอดรหัสส่วนบน
lower decoder	ตัวถอดรหัสส่วนล่าง
systematic bit	บิตสมมาตร
parity bit	บิตพาริตี
trellis diagram	แผนภาพเทรลลิส
forward recursive	รีเคอร์ซีฟแบบไปข้างหน้า
backward recursive	รีเคอร์ซีฟแบบไปข้างหลัง

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 1

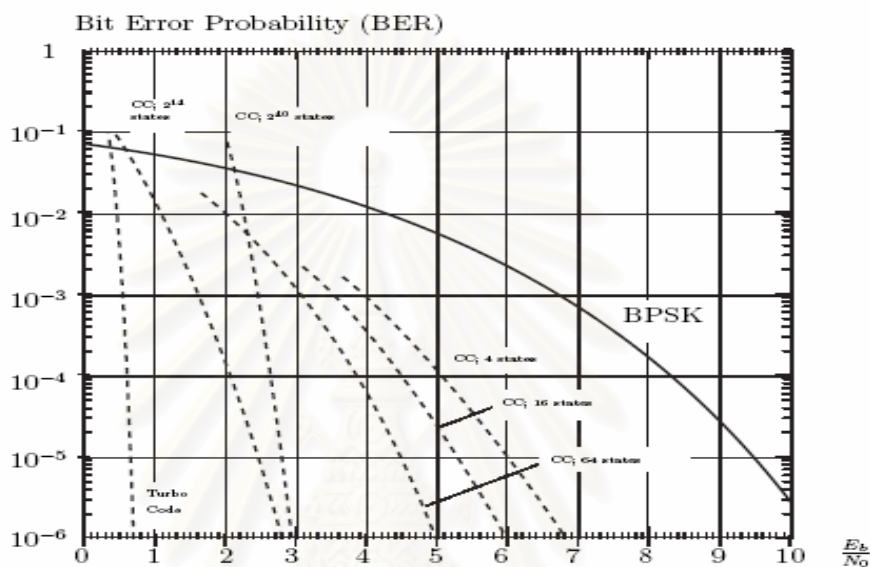
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในช่วงระยะเวลา 100 ปีที่ผ่านมาความก้าวหน้าทางเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สาย มีการพัฒนาและเจริญเติบโตอย่างรวดเร็วนับตั้งแต่อุปกรณ์สื่อสารไร้สาย (wireless) ถูกประดิษฐ์ขึ้นครั้งแรกในช่วงต้นศตวรรษที่ 19 และในช่วงของสงครามโลกครั้งที่ 1 (first world War) แนวคิดของการสื่อสารข้อมูลแบบ broadcasting ถูกคิดริเริ่มขึ้นมา แต่ยังมีอุปสรรคที่สำคัญได้แก่ความสะดวกในการเคลื่อนย้ายของอุปกรณ์โทรศัพท์เคลื่อนที่ (portability) ในช่วงสงครามโลกครั้งที่ 2 (second world war) มีการแข่งขันในการผลิตและพัฒนาอุปกรณ์สื่อสารที่มีความสะดวกในการเคลื่อนย้ายภายในสนามรบซึ่งนำไปสู่จุดกำเนิดของ mobile portable radio [1] การนำระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่มาใช้กับงานที่นอกเหนือ จากการทหารครั้งแรกถูกนำมาใช้อย่างแพร่หลายในการนำมาติดตั้งในรถลาดตระเวนของตำรวจในปี 1921 ใน Detroit ,Michigan [2] อุปสรรคสำคัญที่มีปัจจัยสำหรับในการสื่อสารไร้สายคือ การที่สภาพแวดล้อมของตัวกลางที่ใช้ในการส่งผ่านสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา (nonstationary) และยากที่จะคาดเดาได้เหมือนกับการสื่อสารโดยใช้สาย เพื่อที่จะเพิ่มความสามารถและความน่าเชื่อถือในการสื่อสารข้อมูลแบบไร้สาย การนำการเข้ารหัสเพื่อแก้ไขความผิดพลาด (error correction coding) จึงถูกมาใช้เพื่อลดการผิดพลาดของการส่งผ่านข้อมูล

การนำการเข้ารหัสเพื่อแก้ไขความผิดพลาดมาใช้ในการสื่อสารระบบดิจิทัลถูกเริ่มนำมาใช้ในช่วงประมาณปี 1940 โดยอาศัยแนวคิดพื้นฐานจากงานวิจัยของ Shannon [3] ,Hamming [4] และ Golay [5] จากแนวคิดของทฤษฎีข่าวสาร (information theory) โดย Shannon ได้กล่าวว่าในการส่งผ่านข้อมูลผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวน (noisy channel) ถ้าค่าของแหล่งจ่ายเอนโทรปี (source entropy) มีค่าน้อยกว่าค่าความจุของช่องสัญญาณสื่อสาร (channel capacity) มีความเป็นไปได้ที่การสื่อสารข้อมูลนั้นจะเกิดค่าความผิดพลาดต่ำ (small error probability) ทำให้ในช่วงนั้นมีนักวิจัยจำนวนมากพยายามที่จะสร้างระเบียบวิธีการเข้ารหัสและการถอดรหัส เพื่อที่จะให้รหัสของตนสามารถทำงานได้เข้าใกล้ channel capacity ได้มากที่สุด จนกระทั่งในเดือนมิถุนายนปี 1993 ในงานประชุมวิชาการนานาชาติ International Conference on Communication (ICC) กลุ่มนักวิจัยที่ประกอบด้วย C.Berrou , A. Glavieux

และ P. Thitimajshima [6] ได้นำเสนอรหัสเทอร์โบ (Turbo code) ซึ่งเป็นกรรมวิธีเข้ารหัสและถอดรหัสของช่องสัญญาณประเภทใหม่ซึ่งได้รับการพัฒนาให้สามารถทำงานเข้าใกล้ Shannon limit [3] ซึ่งได้แสดงดังตัวอย่างใน [6] และ [8] โดยอัตราความผิดพลาดของบิต (Bit error rate : BER) อยู่ที่ 10^{-5} ที่ค่า $E_b/N_0 = 0.7$ dB ซึ่งภายหลังกลุ่มบุคคลดังกล่าวได้รับรางวัล information theory society award ซึ่งมอบโดย Institute of Electrical and Electronics Engineering (IEEE) ในปี 1997



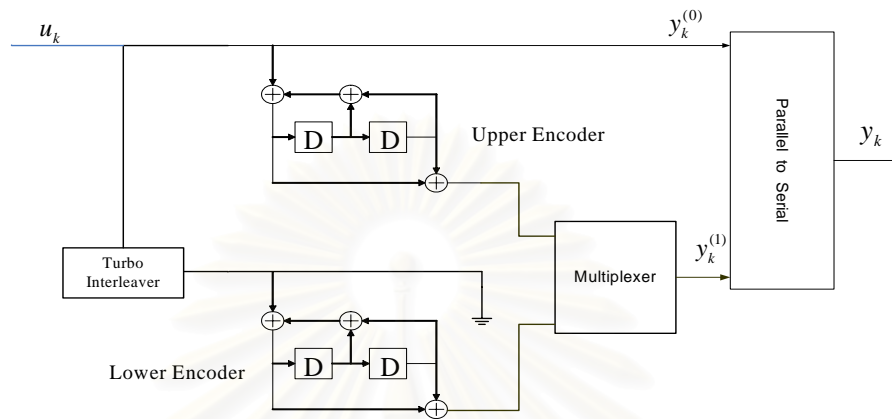
รูปที่ 1.1 การทำงานของรหัสเทอร์โบเมื่อเทียบกับรหัสคอนโวลูชัน [8]

ในรูปที่ 1.1 แสดงประสิทธิภาพการทำงานของรหัสเทอร์โบ (Turbo code) โดยเปรียบเทียบกับ 4 ถึง 2^{14} state ของรหัสคอนโวลูชัน (convolutional code) ในช่องสัญญาณที่เป็นแบบเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก (additive white Gaussian noise : AWGN) ซึ่งจะเห็นได้ว่ารหัสเทอร์โบสามารถทำงานเข้าใกล้ Shannon limit คือที่ -1.59 dB มากที่สุด

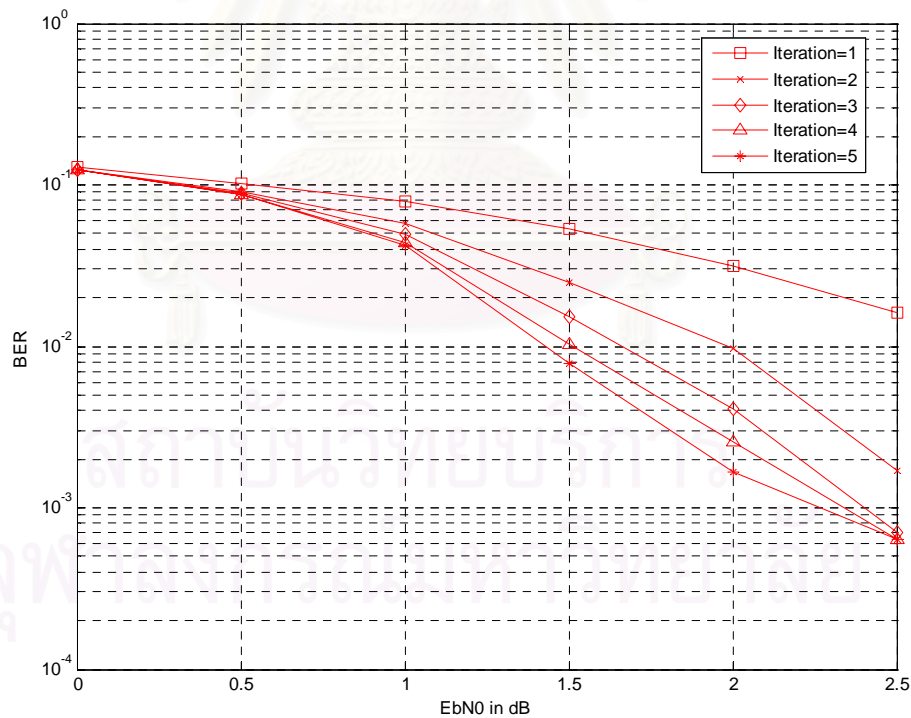
เครื่องเข้ารหัสเทอร์โบใน [6] ซึ่งเป็นแบบดั้งเดิมประกอบด้วยวงจรเข้ารหัสย่อยสองตัวซึ่งเป็นแบบวงจรเข้ารหัส ชนิดคอนโวลูชันที่มีการป้อนกลับ (recursive systematic convolutional encoder : RSC) มาต่อขนานกัน (parallel concatenated) และมีตัวสลับการเข้ารหัส (turbo interleaver) ต่อกันโดยเครื่องเข้ารหัสคอนโวลูชันแต่ละตัว โดยที่วงจรเข้ารหัสย่อยแต่ละตัวไม่จำเป็นต้องเหมือนกัน ทั้งนี้ชุดของบิตข้อมูลที่ป้อนให้กับเครื่องเข้ารหัสย่อยแต่ละตัวนั้นเป็นชุดบิตข้อมูลเดียวกันเพียงแต่ถูกสลับลำดับการเข้ารหัสซึ่งแสดงในรูปที่ 1.2

คุณลักษณะสำคัญที่ทำให้รหัสเทอร์โบสามารถทำงานเข้าใกล้ Shannon limit คือในการถอดรหัสจะเป็นแบบวนซ้ำ (Iterative decoding) ซึ่งแสดงในรูปที่ 1.3 โดยการทำงานจะมีการถอดรหัสที่เป็นอิสระต่อกันระหว่างวงจรคอนโวลูชันที่มีการป้อนกลับในแต่ละตัว โดยในขณะที่

ตัวหนึ่งทำงานตัวถอดรหัสที่เหลือจะหยุดทำงานและผลการถอดรหัสของวงจรถอดหนึ่งจะถูกส่งไปให้วงจรถอดรหัสตัวถัดไปเพื่อเป็นค่าข่าวสารเริ่มต้นให้กับวงจรถอดรหัสตัวถัดไปโดยค่าข่าวสารที่ถูกรสร้างขึ้นเรียกว่าค่าข่าวสารเอกซ์ทรินซิก (extrinsic information) โดยค่าข่าวสารเอกซ์ทรินซิกจะถูกเรียกว่าค่าข่าวสารเริ่มต้น (priors information) สำหรับตัวถอดรหัสตัวถัดไป



รูปที่ 1.2 เครื่องเข้ารหัสเทอร์โบ (turbo encoder)



รูปที่ 1.3 การทำงานแบบวนซ้ำของรหัสเทอร์โบ

ในปัจจุบันนี้หลังจากที่รหัสเทอร์โบถูกประดิษฐ์ขึ้นมา พบว่าเมื่อนักวิจัยหลายรายมีความพยายามจะนำรหัสเทอร์โบมาใช้ในเชิงพาณิชย์ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 3 รหัสเทอร์โบจึงถูกนำมาใช้ในการวิจัยเพิ่มเติม ในแง่ของการลดความซับซ้อนของกระบวนการถอดรหัส ในขณะที่ยังสามารถทำงานได้ใกล้เคียงกับการถอดรหัสที่ยังไม่ปรับปรุงลดความซับซ้อน ในกรณีที่การส่งข้อมูลที่มีความเร็วไม่สูงมากนัก เช่นการส่งข้อความเสียงที่ถูกบีบอัดมีความเป็นไปได้ ที่จะนำการประมวลผลทางสัญญาณดิจิทัล (digital signal processing) มาใช้ร่วมในกระบวนการเข้ารหัสและถอดรหัส แต่ในกรณีที่ต้องการสื่อสารข้อมูลความเร็วสูงในเช่นเป็นสัญญาณ video และสัญญาณ Multimedia ความเร็วสูงต่างๆ การใช้ technology FPGA มีความจำเป็นในการประมวลผลเพื่อลดความซับซ้อน ซึ่งในปัจจุบันมีการพัฒนารหัสเทอร์โบบน FPGA ซึ่งสามารถถอดรหัสได้ในอัตราที่มากกว่า 160 Mbit/s สำหรับ single chip FPGA ซึ่งสามารถดูรายละเอียดได้ใน <http://www.icoding.com>

The Jet Propulsion Lab (JPL) ในสหรัฐอเมริกาได้ทำการพัฒนารหัสเทอร์โบเพื่อใช้ในการสื่อสารระหว่างกันในอวกาศ ซึ่งปัญหาของการส่งสัญญาณระหว่างกันในอวกาศคือระยะทางที่ไกลกันมากระหว่างเครื่องรับและเครื่องส่ง และผลของการรบกวนจากสิ่งแวดล้อมภายในอวกาศทำให้พลังงานที่เหลืออยู่ที่เครื่องรับมีค่าน้อยมาก ขณะค่าของสัญญาณรบกวนมีค่าสูงมาก ดังนั้นการใช้รหัสเทอร์โบเพื่อแก้ไขความผิดพลาดในกรณีที่ค่า C/N ต่ำๆ จึงมีความจำเป็นอย่างยิ่ง รหัสเทอร์โบที่ถูกพัฒนาจาก JPL ใช้ชุดข้อมูลแบบ 16 บิต Block code จากรายงานของ JPL พบว่าการใช้งานรหัสเทอร์โบสำหรับยานอวกาศ Voyager ที่ใช้ 16384 บิต Interleaver และกระบวนการทำซ้ำสิบครั้งสามารถถอดรหัสจะได้โดยได้ค่า BER=10⁻⁵ ณ ตำแหน่งที่ค่าของ S/N=0.7 dB

เนื่องจากรหัสเทอร์โบ (Turbo code) ถูกคิดริเริ่มมาจากการจำลองช่องสัญญาณที่มีการรบกวนเป็นเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก (Additive white Gaussian noise :AWGN) การนำรหัสเทอร์โบมาใช้ในช่องสัญญาณที่มีผลของเฟดดิ้งจำเป็น ต้องรู้ค่าของแอมพลิจูด (amplitude) และเฟส (Phase) ของเฟดดิ้งอย่างถูกต้องในกรณีที่เฟดดิ้งแบบเรียบ (flat-fading) และในกรณีที่เฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ (frequency-selective fading) จำเป็นต้องรู้ทั้ง (amplitude) , เฟส (Phase) และค่าการแผ่แบบประวิงเวลาสูงสุดของช่องสัญญาณ (maximum propagation delay spread) โดยที่ค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณนั้นถูกนำไปใช้กำจัดผลของสัญญาณเฟดดิ้งจากสัญญาณของข้อมูลดิจิทัลที่ส่ง โดยสัญญาณที่ถูกกำจัดผลของเฟดดิ้งนั้นถูกส่งเข้าต่อไปสู่ตัวถอดรหัสเทอร์โบซึ่งถูกสร้างมาสำหรับถอดรหัสสัญญาณที่มีการรบกวนแบบเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก (AWGN)

ในกรณีที่ช่องสัญญาณเกิดเฟดดิ้งแบบเรียบ ซึ่งสัญญาณที่ภาครับในกรณีที่ส่งสัญญาณแบบ BPSK (binary phase shift keying) โดยการใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ใน [8] และ [9] อธิบายได้คือ

$$r_k = a_k x_k + n_k \quad (1.1)$$

โดยที่ r_k คือสัญญาณที่รับได้ที่ภาครับ, a_k คือค่าเชิงซ้อนของเฟดดิ้งแบบเรียบ, $x_k \in \{-1, 1\}$ คือสัญลักษณ์ที่ส่งจากภาคส่งและ n_k คือสัญญาณรบกวนซึ่งมีลักษณะเป็นเกาส์เซียนสีขาวแบบบวกซึ่งมีค่าความแปรปรวน (Variance) เป็น $\sigma^2 = N_0/2E_b$ โดยที่ N_0 คือค่าความหนาแน่นของกำลังงานของสัญญาณรบกวนที่มีความถี่ข้างเดียว (single-side noise power spectral density) และ E_b คือค่าพลังงานของสัญลักษณ์ที่ทำการส่ง

จุดมุ่งหมายของการทราบค่าเฟดดิ้งของช่องสัญญาณ ที่เกิดเฟดดิ้งแบบเรียบคือเพื่อทำการกำจัดค่าอัตราขยายเชิงซ้อนของสัญญาณที่รับได้จากภาครับ ถ้ากำหนดให้ค่าประมาณค่าอัตราขยายเชิงซ้อนของสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรียบ a_k สามารถเขียนอยู่ในรูปดังนี้

$$\tilde{a}_k = \|\tilde{a}_k\| e^{j(\theta_k - \Delta\theta_k)} \quad (1.2)$$

โดยที่ $\Delta\theta_k = \theta_k - \bar{\theta}_k$ คือค่าผิดพลาดของการประมาณค่าเฟสของสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรียบถ้าเรานำค่าประมาณเฟดดิ้งแบบเรียบของ a_k ไปคูณยังสมการที่ (1.1) จะพบว่า

$$\begin{aligned} r'_k &= \Re(\tilde{a}_k^* \cdot r_k) \\ r'_k &= \|\tilde{a}_k\| \|a_k\| \cos(\Delta\theta) x_k + \Re(\tilde{a}_k n_k) \\ r'_k &= \mu x_k + n'_k \end{aligned} \quad (1.3)$$

ซึ่งถ้า $\Delta\theta_k \rightarrow 0$ และ $\|\tilde{a}_k\| \cong \|a_k\| = 1$ จะสามารถประมาณค่าอัตราขยายความผิดพลาด $\mu \cong 1$ ดังนั้นเราสามารถถอดรหัสเทอร์โบ (Turbo code) ใน [7] ซึ่งถ้าประมาณว่า n'_k เป็นสัญญาณที่มีการรบกวนเป็นแบบเกาส์เซียนสีขาวแบบบวกซึ่งมีค่าความแปรปรวนเป็น σ'^2

ในกรณีที่ช่องสัญญาณเกิดเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ (frequency-selective fading) สัญญาณที่ภาครับในกรณีที่ภาคส่งใช้การส่งสัญญาณแบบ BPSK (binary phase shift keying) สามารถใช้แบบจำลองของ [9] และ [10] อธิบายได้ดังนี้

$$\begin{aligned} r_k &= \sum_{n=0}^L a_n x_{k-n} + n_k \\ r_k &= a_0 x_k + \underbrace{\sum_{n=1}^L a_n x_{k-n}}_{ISI} + n_k \end{aligned} \quad (1.4)$$

โดย $L + 1$ คือจำนวนเส้นทางของสัญญาณหลายวิถีและ $\sum_{n=1}^L a_n x_{k-n}$ คือการรบกวนกันของสัญญาณในแต่ละสัญลักษณ์เรียกว่า (inter symbol interference : ISI) ดังนั้นเพื่อที่จะให้สามารถนำรหัสเทอร์โบไปใช้จะต้องทำการอีควาไลเซชัน (Equalization) สัญญาณที่รับได้ก่อนเพื่อที่จะทำให้

สัญญาณที่จะเข้าสู่ตัวถอดรหัสเทอร์โบมีรูปแบบดังในสมการที่ (1.3) ถ้าเราเก็บค่าที่สนใจในสมการที่ (1.4) ไว้ในเวกเตอร์โดยที่ให้ $\mathbf{r} = [r_k \dots r_{k+m-1}]^T$, $\mathbf{n} = [n_k \dots n_{k+m-1}]^T$, $\mathbf{b} = [b_{k-L} \dots b_{k+m-1}]^T$ และเมทริกซ์ของสัญญาณ \mathbf{H} มีค่าเท่ากับ

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} a_L & a_{L-1} & \dots & a_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & a_L & a_{L-1} & \dots & a_0 & 0 & \dots & 0 \\ & & & \ddots & & & & \\ 0 & & \dots & 0 & a_L & a_{L-1} & \dots & a_0 \end{bmatrix}_{m \times (m+L+1)} \quad (1.5)$$

จากสมการที่ (1.4) เราสามารถเขียนในรูปแบบของเมทริกซ์ได้ดังนี้

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{b} + \mathbf{n} \quad (1.6)$$

ในงานวิจัย [9] และ [10] ได้เสนอวิธีการทำงานร่วมกันระหว่างตัวปรับเท่าและการถอดรหัสเทอร์โบ ซึ่งเรียกโดยรวมว่าการปรับเท่าเทอร์โบ (turbo equalization) ในมุมมองของค่าผิดพลาดกำลังสองต่ำสุด (minimum mean square error: MMSE) โดยที่ r'_k มีค่าเท่ากับ

$$r'_k = \mathbf{w}^H [\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{b}^{(k)}] = \mu x_k + n'_k \quad (1.7)$$

โดยที่ $\mathbf{b}^{(k)} = [x_{k-L} \ x_{k-1} \ 0 \ x_{k+1} \ x_{k+m-1}]^T$ คือค่าประมาณสัญลักษณ์จากรหัสเทอร์โบในรอบก่อนหน้าและค่าของเวกเตอร์ตัวถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน \mathbf{w} เลือกค่าดังนี้

$$\mathbf{w} = \arg \min_{\mathbf{w}} \|\mathbf{x}_k - \mathbf{w}^H [\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{b}^{(k)}]\|^2 \quad (1.8)$$

โดยที่ $\mathbf{w} = R^{-1}h_k$ โดยที่ h_k คือค่าในคอลัมน์ที่ $L+1$ ของเมทริกซ์ของสัญญาณ \mathbf{H} และค่าอัตราขยายความผิดพลาด $\mu = E\{r'_k x_k^*\}$ และ $R = E\{\mathbf{r}\mathbf{r}^H\}$ ดังนั้นจาก (1.7) จะพบว่า

$$\begin{aligned} \mu &= \mathbf{w}^H E\{\mathbf{r} x_k^*\} \\ &= \mathbf{w}^H h_k \end{aligned} \quad (1.9)$$

และพบว่าค่าความแปรปรวนระบบของสัญญาณ n' ซึ่งเท่ากับ σ'^2 สามารถเขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} \sigma'^2 &= E\{n_k'^2\} = E\{|r'_k - \mu \cdot x_k|^2\} \\ &= E\{r_k'^2\} - \mu^2 \\ &= \mathbf{w}^H R \mathbf{w} - \mu^2 \end{aligned} \quad (1.10)$$

จากเงื่อนไขข้างต้นพบว่าไม่ว่าช่องสัญญาณ จะเป็นชนิดเฟดดิ้งแบบเรียบหรือเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ การทราบค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณมีความสำคัญอย่างยิ่งในการใช้ประมาณค่าอัตราขยายความผิดพลาดและความแปรปรวนระบบของสัญญาณ n' เพื่อที่จะสามารถให้สามารถนำสัญญาณที่ผ่านการกำจัดผลของเฟดดิ้งแล้ว มาใช้งานร่วมกับรหัสรหัสเทอร์โบได้ในช่องสัญญาณที่มีผลของเฟดดิ้งรวมอยู่ด้วย

เนื่องจากงานวิจัยนี้จำกัดขอบเขตอยู่ที่ ลักษณะช่องสัญญาณที่เป็นเฟดดิ้งแบบเรียบ ซึ่งจากงานวิจัยอ้างอิง [11] ได้นำเสนอตัวประมาณช่องสัญญาณ (channel estimator)

ในช่องสัญญาณที่มีลักษณะเป็นเรย์ลีเฟดดิ้งแบบเรียบที่มีสหสัมพันธ์กัน (correlated Rayleigh fading) ซึ่งสามารถนำมาทำงานร่วมกับบรหัสเทอร์โบโดยอาศัยเทคนิคการแทรกสัญญาณนำร่องในสัญญาณมอดดูเลชัน (pilot symbol assisted modulation : PSAM) ซึ่งถูกใช้เป็นตัวช่วยในการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยอาศัยแนวคิดจาก [7] ซึ่งการประมาณค่าเฟดดิ้งแบบเรียบนั้นอาศัยวิธีการค่าผิดพลาดกำลังสองต่ำสุด (minimum mean square error: MMSE) เป็นตัวช่วยในการประมาณ

1.2 แนวทางที่นำเสนอ

เนื่องจากจุดอ่อนของการใช้ค่าผิดพลาดกำลังสองต่ำสุด (minimum mean square error: MMSE) ในการประมาณค่าของเฟดดิ้งแบบเรียบที่มีสหสัมพันธ์กัน โดยวิธีแทรกสัญญาณนำร่องในสัญญาณมอดดูเลชัน (pilot symbol assisted modulation : PSAM) เพื่อช่วยในการประมาณค่าเฟดดิ้งจากงานวิจัยอ้างอิง [11] ตัวประมาณช่องสัญญาณ (channel estimator) จะต้องอาศัยความรู้ทางสถิติของสัญญาณเฟดดิ้งในการหาค่าเวกเตอร์ตัวถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อนของวงจรรอง (filter) ถึงแม้ว่าเวกเตอร์ตัวถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อนของวงจรรองสามารถประมาณค่าตอบ (sub optimum) ของวิธีค่าผิดพลาดกำลังสองต่ำสุดโดยใช้วิธี (moving average) ซึ่งถูกนำเสนอใน [7] แต่วิธีนี้ค่าเวกเตอร์ตัวถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อนของวงจรรอง (filter) จะมีค่าคงที่และขึ้นกับอันดับของวงจรรอง (order of filter) ไม่ว่าลักษณะของสัญญาณเฟดดิ้งจะเปลี่ยนอย่างไรก็ตาม ทำให้วิธีนี้ไม่เหมาะสมในกรณีที่การเคลื่อนที่สัมพัทธ์ระหว่างเครื่องรับและเครื่องส่งมีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงอาศัยเทคนิคการใช้แบบจำลองถดถอยอัตโนมัติ (autoregressive model) ([12],[13],[14]) เพื่อหลีกเลี่ยงการใช้ค่าความรู้ทางสถิติของสัญญาณเฟดดิ้งซึ่งเครื่องรับต้องการจะหา โดยวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอสองวิธีการในการประมาณค่าสัญญาณเฟดดิ้ง \hat{a}_k บนแบบจำลองถดถอยอัตโนมัติซึ่งได้แก่

1. วิธีการค่าผิดพลาดกำลังสองน้อยที่สุด (minimum mean square error : MMSE) และ
2. วิธีการค่าเฉลี่ยกำลังสองต่ำสุดที่ถ่วงนอร์มัลไลซ์ (Normalized least mean square : NLMS) โดยเปรียบเทียบผลการทดลองกับงานวิจัยอ้างอิง [11] ซึ่งไม่อาศัยแบบจำลองถดถอยอัตโนมัติ

1.3 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1. เพื่อศึกษาและนำเสนอ channel estimation โดยอาศัยแบบจำลองถดถอยอัตโนมัติ (autoregressive model) สำหรับประมาณค่าเรย์ลีเฟดดิ้งแบบเรียบที่มีสหสัมพันธ์กัน (correlated rayleigh fading)
2. เพื่อศึกษาและนำเสนอเครื่องรับซึ่งสามารถทำงานแบบวนซ้ำซึ่งนำการประมาณค่าเฟดดิ้งคอนจูเกตจากข้อ 1 มาทำงานร่วมกับรหัสเทอร์โบ (turbo code) พร้อมทั้งทำการวัด BER (bit error rate) โดยเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบวนซ้ำในงานวิจัยอ้างอิง [17]

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

ทำการศึกษาออกแบบและปรับปรุงตัวประมาณช่องสัญญาณของ เครื่องรับแบบวนซ้ำในช่องสัญญาณที่เกิดเฟดดิ้งแบบเรียบที่มีสหสัมพันธ์กัน (correlated rayleigh fading) โดยอาศัยแนวคิดจากงานวิจัยอ้างอิง [11] ซึ่งดัดแปลงแนวคิดมาจาก [7] โดยตัวประมาณช่องสัญญาณอาศัยแบบจำลองถดถอยอัตโนมัติ ซึ่งอาศัยเทคนิคการแทรกสัญญาณนำร่องในสัญญาณมอดูเลชัน และ ค่าประมาณของสัญญาณที่ถูกประมาณค่าโดยเครื่องรับที่ใช้รหัสเทอร์โบ (turbo code) ในรอบก่อนหน้า มาเป็นตัวช่วยในการประมาณค่าของสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรียบของช่องสัญญาณ ซึ่งในงานวิจัยนี้นำเสนอ 2 วิธีการสำหรับตัวประมาณช่องสัญญาณบนแบบจำลองถดถอยอัตโนมัติได้แก่ วิธีการค่าผิดพลาดกำลังสองน้อยที่สุด (minimum mean square error : MMSE) และ วิธีการค่าเฉลี่ยกำลังสองต่ำสุดที่ถูกลดนอร์มอลไลซ์ (normalized least mean square : NLMS) โดยผลการทดลองจะทำการเปรียบเทียบค่าเฉลี่ยของค่าผิดพลาดกำลังสอง (mean square error : MSE) ระหว่างสัญญาณเฟดดิ้งจริงกับสัญญาณเฟดดิ้งที่ถูกประมาณค่าโดยตัวประมาณช่องสัญญาณในแต่ละชนิด และ เปรียบเทียบสมรรถนะของเครื่องรับแบบวนซ้ำเมื่อเปลี่ยนแปลงชนิดของตัวประมาณช่องสัญญาณโดยงานวิจัยนี้นำเสนอในระบบ TDMA (time division multiple access)

1.5 วิธีดำเนินการวิจัย

1. ศึกษาความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับการเข้ารหัสและ ถอดรหัสของรหัสเทอร์โบ
2. ศึกษาการจำลองช่องสัญญาณที่เป็นแบบเรย์ลีเฟดดิ้งแบบเรียบที่มีสหสัมพันธ์กัน (correlated rayleigh fading)

3. ศึกษาโครงสร้างของเครื่องรับแบบวนซ้ำซึ่งทราบค่าทางสถิติของสัญญาณเฟดดิ้งจากงานวิจัยอ้างอิง [17]
4. ศึกษาแบบจำลองจำลองถดถอยอัตโนมัติเพื่อที่จะนำมาประมาณค่าเรย์ลีเฟดดิ้งแบบเรียบที่มีสหสัมพันธ์กัน
5. ศึกษาและออกแบบการนำวิธีการค่าผิดพลาดกำลังสองน้อยที่สุด และค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุดที่ถูกลบออร์มอลไลซ์ มาใช้งานบนแบบจำลองจำลองถดถอยอัตโนมัติสำหรับประมาณค่าเรย์ลีเฟดดิ้ง
6. นำแบบจำลองถดถอยอัตโนมัติซึ่งใช้ 2 วิธีการใน ข้อ 5. นำมาใช้ประมาณค่าเรย์ลีเฟดดิ้งโดยนำมาใช้งานร่วมกับรหัสเทอร์โบและทำการออกแบบระบบทั้งหมดให้เป็นการทำงานแบบวนซ้ำ
7. เปรียบเทียบการทำงานของเครื่องรับแบบวนซ้ำโดยอาศัยวิธีการใน ข้อ 5. กับเครื่องรับแบบวนซ้ำในงานวิจัย [11]
8. สรุป วิจารณ์ และจัดทำวิทยานิพนธ์

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. สามารถนำแบบจำลองแบบวนซ้ำมาใช้งานร่วมกับ รหัสเทอร์โบในลักษณะที่เป็นการทำงานแบบผสมระหว่าง ตัวประมาณช่องสัญญาณและการถอดรหัสแบบวนซ้ำ (joint channel estimation and decoding)
2. สามารถนำไปใช้งานกับเครื่องลูกข่ายหรือสถานีฐานได้โดยไม่ต้องรู้ค่าทางสถิติของสัญญาณเฟดดิ้งดังเช่นงานวิจัยอ้างอิง [11]

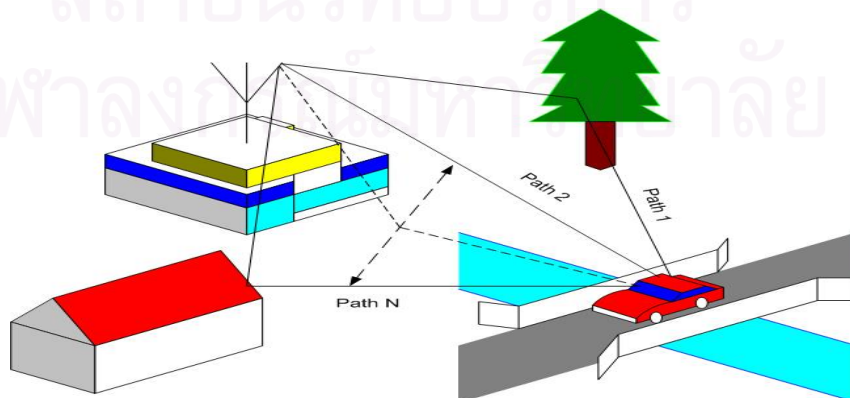
บทที่ 2

ความรู้พื้นฐานและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

ในบทนี้จะกล่าวถึงความรู้และทฤษฎีพื้นฐานที่จำเป็นสำหรับวิทยานิพนธ์ โดยจะกล่าวถึงทฤษฎีการจำลองช่องสัญญาณวิทยุเคลื่อนที่ (Mobile Radio Channel)

2.1 ช่องสัญญาณวิทยุเคลื่อนที่

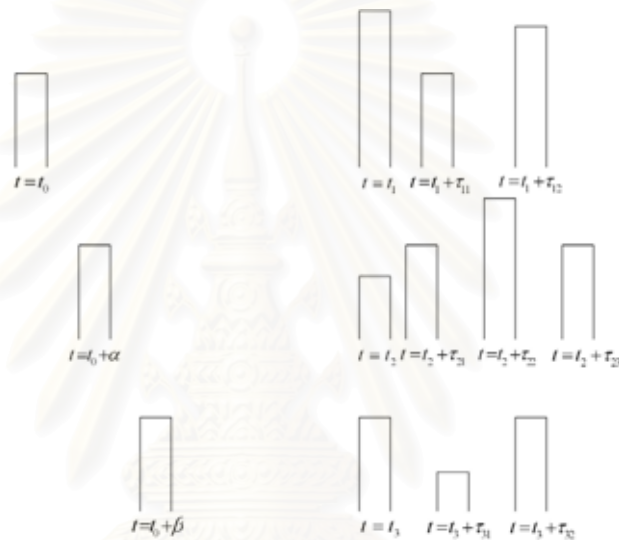
ในปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สายเข้ามามีบทบาท มากขึ้นในสังคมยุคปัจจุบันเป็นผลทำให้เกิดการพัฒนาระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่สามารถส่งสัญญาณเสียงและสัญญาณ ภาพรวมไปถึง การพัฒนาในด้านของความสามารถต่างๆ ที่จะรองรับบริการที่จะมีขึ้นในอนาคต ปัญหาสำคัญสำหรับการสื่อสารไร้สายในระบบโทรคมนาคมคือการที่สภาพแวดล้อมของตัวกลางที่มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา (nonstationary) ซึ่งยากที่จะคาดเดาได้ เหมือนกับการสื่อสารที่เชื่อมต่อด้วยสาย ในการสื่อสารวิทยุเคลื่อนที่ (mobile radio communication) คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ส่งออกจากภาคส่งไปยังภาครับ ไม่ว่าจะมาจากสถานีฐานไปยังสถานีเคลื่อนที่ (Mobile station) หรือจากสถานีเคลื่อนที่มายังสถานีฐาน สัญญาณที่รับได้ที่สายอากาศจะเป็นการรวมกันของหลายๆ คลื่นที่มาจากหลายๆทิศทาง อันเนื่องมาจากการสะท้อน (Reflection), การเลี้ยวเบน (Diffraction), และการกระเจิง (Scattering) ที่เกิดจาก ตึกหรืออาคาร ต้นไม้ ภูเขา และ สิ่งกีดขวางอื่นๆ ปรากฏการณ์เช่นนี้เรียกว่าการแพร่กระจายหลายวิถี (multipath propagation) และอีกปัจจัยหนึ่งได้แก่การเคลื่อนที่ของวิทยุเคลื่อนที่ในขณะที่รับหรือส่งหรือรับสัญญาณดังแสดงในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 ตัวอย่างลักษณะการส่งผ่านสัญญาณในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่

ช่องสัญญาณที่เกิดการแพร่กระจายหลายวิถีนี้จะเรียกว่าช่องสัญญาณหลายวิถี (Multipath channel) นอกจากนั้นแล้วการเคลื่อนที่ของสถานีเคลื่อนที่และการเคลื่อนที่ของวัตถุที่อยู่ภายในช่องสัญญาณ ยังทำให้ช่องสัญญาณหลายวิถีมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา (time variation) อีกด้วย

ถ้าเราส่งพัลส์ (Pulse) ที่มีช่วงเวลาดั้งเดิมมากๆ เข้าไปยังช่องสัญญาณหลายวิถีที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา สัญญาณที่รับได้ที่ภาครับจะปรากฏเป็นขบวนพัลส์ (Pulse train) ดังรูปภาพที่ 2.2 เป็นผลทำให้เกิดการแผ่ (spread) ทางเวลาเกิดขึ้น



รูปที่ 2.2 ตัวอย่างของผลตอบสนองของช่องสัญญาณหลายวิถีที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา ซึ่งมีผลต่อพัลส์แคบๆที่ถูกส่งออกไปในช่องสัญญาณ ณ เวลาต่างๆกัน

นอกจากการแผ่ทางเวลาแล้ว จากรูปที่ 2.2 พบว่าถ้าเราส่งพัลส์แบบเดิมออกไปซ้ำๆ กัน(นั่นคือที่คนละเวลากัน) ขบวนพัลส์ที่รับได้ที่ภาครับก็จะต่างกันทั้งขนาด จำนวนพัลส์ และการประวิงเวลา (delay) ระหว่างพัลส์ นั่นคือเป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงตามเวลาของช่องสัญญาณหลายวิถีนั่นเอง ยิ่งกว่านั้นการเปลี่ยนแปลงตามเวลาของช่องสัญญาณหลายวิถียังไม่สามารถคาดเดาได้ ดังนั้นจึงเป็นการเหมาะสมที่จะแสดงคุณสมบัติของช่องสัญญาณหลายวิถีที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาโดยใช้วิธีทางสถิติ

เราสามารถพิจารณาถึงผลกระทบของช่องสัญญาณหลายวิถีที่มีต่อสัญญาณที่ถูกส่งออกจากภาคส่งได้โดยกำหนดให้ [17]

$$s(t) = \text{Re}[s_i(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad (2.1)$$

โดยที่ $s(t)$ เป็นสัญญาณแบนด์พาสที่ถูกส่งออกจากภาคส่งด้วยความถี่คลื่นพาห้ f_c และ $s_l(t)$ เป็นห่อหุ้มเชิงซ้อน (Complex envelope) ของสัญญาณจริง $s(t)$ และโดยพื้นฐานแล้วคือสัญญาณผ่านต่ำสมมูล (equivalent low-pass signal)

สัญญาณ $s(t)$ ที่รับได้ที่ภาครับจะได้รับผลกระทบจากสัญญาณหลายวิถี โดยที่แต่ละวิถีมีเวลาประวิงการแพร่กระจาย (Propagation delay) และการลดทอนต่างๆกันอีกทั้งยังเปลี่ยนแปลงตามเวลาอีกด้วยด้วย ดังนั้นสัญญาณที่รับได้ที่ภาครับจะสามารถเขียนอยู่ในรูปของ

$$x(t) = \sum_n \alpha_n(t) s[t - \tau_n(t)] \quad (2.2)$$

โดยที่ $\alpha_n(t)$ เป็นการลดทอนของสัญญาณที่รับได้ ณ วิถีที่ n และ $\tau_n(t)$ เป็นเวลาประวิงการแพร่กระจายของวิถีที่ n แทนสมการ (2.1) ลงในสมการ (2.2) จะได้

$$x(t) = \text{Re} \left\{ \left\{ \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} s_l[t - \tau_n(t)] \right\} e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (2.3)$$

ในสมการที่ (2.3) พบว่าสัญญาณผ่านต่ำสมมูลของสัญญาณที่รับได้ $x(t)$ เมื่อเทียบกับสมการที่ (2.1) คือ

$$r_i(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} s_l[t - \tau_n(t)] \quad (2.4)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (2.4) แล้วพบว่า $r_i(t)$ เป็นผลที่เกิดจากผลตอบสนองของช่องสัญญาณผ่านต่ำสมมูลที่มีต่อสัญญาณผ่านต่ำสมมูล $s_l(t)$ ดังนั้นเราสามารถแสดงผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ (Impulse response) ที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาของช่องสัญญาณผ่านต่ำสมมูลได้เป็น

$$c(\tau; t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \delta[\tau - \tau_n(t)] \quad (2.5)$$

สมการที่ (2.5) เหมาะสำหรับช่องสัญญาณที่มีส่วนประกอบของสัญญาณหลายวิถีเป็นแบบไม่ต่อเนื่อง (discrete) สำหรับบางช่องสัญญาณ เช่นช่องสัญญาณที่มีการกระจัดกระจายในโทรโพสเฟียร์ (Tropospheric scatter channel) สัญญาณหลายวิถีสามารถพิจารณาได้ว่าเป็นสัญญาณที่มีความต่อเนื่องกันได้ ดังนั้นผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาของช่องสัญญาณผ่านต่ำสมมูลสามารถแสดงได้เป็น

$$c(\tau; t) = \alpha(\tau; t) e^{-j2\pi f_c \tau} \quad (2.8)$$

โดยที่ $c(\tau; t)$ เป็นผลตอบสนองของช่องสัญญาณที่เวลา t ใดๆ เนื่องจากอิมพัลส์ ณ เวลา

$t - \tau$ จากสมการที่ (2.4) ถ้าเราให้ $s_r(t) = 1$ ทุกค่าของ t แล้วสัญญาณที่รับได้ที่ภาครับจะแสดงได้เป็น

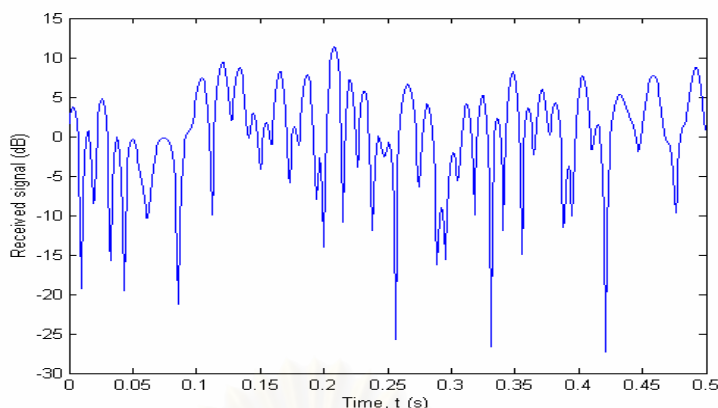
$$r_i(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)}$$

ให้ $\theta_n(t) = 2\pi f_c \tau_n(t)$

$$r_i(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j\theta_n(t)} \quad (2.9)$$

ดังนั้นสัญญาณที่รับได้ที่ภาครับจะประกอบด้วยเฟสเซอร์ที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาหลายๆเฟสเซอร์ที่มีขนาด $\alpha_n(t)$ และเฟส $\theta_n(t)$ รวมกัน จากการสังเกตสมการที่ (2.9) ถ้า τ_n เปลี่ยนไป $1/f_c$ จะทำให้ θ_n เปลี่ยนไป 2π เรเดียน อย่างไรก็ตามโดยปกติแล้ว $1/f_c$ มีค่าเล็กมาก นั่นคือ θ_n สามารถเปลี่ยนไป 2π เรเดียนได้ด้วยการเคลื่อนที่ไปเพียงระยะสั้นๆหรือการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณเพียงเล็กน้อยเท่านั้น ยิ่งไปกว่านั้นเวลาประวิงการแพร่กระจาย $\tau_n(t)$ ของสัญญาณแต่ละวิถียังแตกต่างกันและไม่สามารถคาดเดาได้ (เป็นค่าสุ่ม) ทำให้สัญญาณที่รับได้ที่ภาครับ $r_i(t)$ ในสมการที่ (2.9) สามารถที่จะพิจารณาว่าเป็นกระบวนการสุ่ม (Random process) เมื่อใดก็ตามที่มีจำนวนของวิธียากพอ เราสามารถใช้ทฤษฎีจำกัดค่ากลาง (Central limit theorem) ได้ ทำให้ $r_i(t)$ สามารถจำลองแบบได้ว่าเป็นกระบวนการสุ่มแบบเกาส์ที่มีค่าเชิงซ้อน (Complex-valued Gaussian random process) นั้นหมายความว่า ตัวแปรเวลา t ของผลตอบสนองอิมพัลส์ที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา $c(\tau; t)$ เป็นกระบวนการสุ่มแบบเกาส์ที่มีค่าเชิงซ้อนด้วย

ผลของการแพร่กระจายหลายวิถีดังสมการที่ (2.9) จะเป็นผลทำให้เกิดการจางหายของสัญญาณ (Signal fading) ที่รับได้ ปรากฏการณ์การจางหายของสัญญาณนี้ โดยหลักแล้วเป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงตามเวลาแบบสุ่มของเฟส $\{\theta_n(t)\}$ ในแต่ละวิถี นั่นคือการเปลี่ยนแปลงตามเวลาของเฟสแบบสุ่ม $\{\theta_n(t)\}$ ในแต่ละวิถีซึ่งเกี่ยวเนื่องกับเฟสเซอร์ $\{\alpha_n e^{-j\theta_n}\}$ เมื่อรวมกันแล้ว (ดังสมการที่ (2.9)) อาจจะทำให้เกิดการหักล้างหรือเสริมกันเองก็ได้ เป็นผลทำให้ขนาดของสัญญาณที่รับได้มีการเปลี่ยนแปลงอย่างมาก ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 ลักษณะทั่วไปของสัญญาณที่ได้รับได้ ซึ่งได้รับผลกระทบจากการแพร่กระจายหลายวิถี

ถ้าเราจำลองแบบให้ผลตอบสนองอิมพัลส์ $c(\tau;t)$ ของช่องสัญญาณเป็นกระบวนการแบบเกาส์ที่มีค่าเชิงซ้อนและมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ เอนเวโลป $|c(\tau;t)|$ ที่เวลาหนึ่งๆจะมีการกระจายแบบเรย์ลี (Rayleigh distribution) ในกรณีนี้เราจะเรียกว่าเป็นช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบเรย์ลี (Rayleigh fading channel) และถ้าให้ผลตอบสนองอิมพัลส์ $c(\tau;t)$ ของช่องสัญญาณเป็นกระบวนการแบบเกาส์ที่มีค่าเชิงซ้อนแต่มีค่าเฉลี่ยไม่เป็นศูนย์ เอนเวโลป $|c(\tau;t)|$ ที่เวลาหนึ่งๆ จะมีการกระจายแบบไรเซียน (Ricean distribution) ในกรณีนี้เราจะเรียกว่าเป็นช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบไรเซียน (Ricean fading channel)

ทั้งการจางหายแบบเรย์ลีและการจางหายแบบไรเซียน จัดว่าเป็นการจางหายที่เปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว (Fast-term fading) นอกจากนี้ยังมีการจางหายอีกแบบหนึ่งที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ (Slow-term fading) ซึ่งเกิดจากการที่สัญญาณจากภาคส่งไปยังภาครับ บางส่วนถูกบดบังชั่วคราวจากสิ่งแวดล้อมเช่นอาคารหรือเนินเขา ดังนั้นระดับของสัญญาณที่ได้รับได้ มักจะเปลี่ยนแปลงในช่วงระยะเท่ากับขนาดของสิ่งกีดขวาง ซึ่งโดยทั่วไปแล้วจะอยู่ประมาณหลายสิบลเมตร อย่างไรก็ตามในวิทยานิพนธ์นี้จะไม่พิจารณาผลของการจางหายในลักษณะนี้

จากการทดลองวัดเอนเวโลปของสัญญาณที่ได้รับได้หลายๆครั้งในหลายๆพื้นที่แล้วพบว่าในพื้นที่ตัวเมืองและชานเมือง การเปลี่ยนแปลงของเอนเวโลปของสัญญาณที่ได้รับได้ตลอดเวลา จะมีการเปลี่ยนแปลงใกล้เคียงกับการกระจายแบบเรย์ลี ส่วนในพื้นที่ชนบท การเปลี่ยนแปลงเอนเวโลปของสัญญาณที่ได้รับได้ตลอดเวลาจะมีการเปลี่ยนแปลงใกล้เคียงกับการกระจายแบบไรเซียน [17]

2.1.1 ฟังก์ชันสหสัมพันธ์ของสัญญาณและสเปกตรัมกำลัง [17]

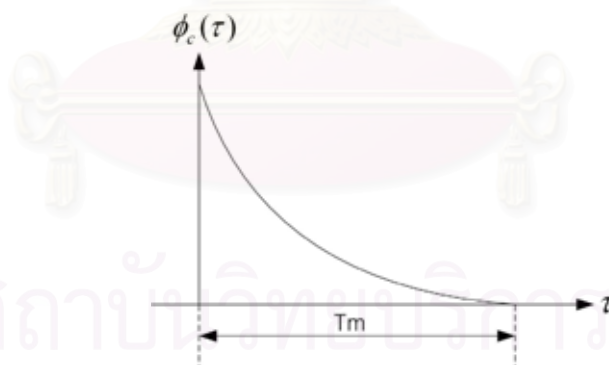
เราจะกำหนดให้คุณสมบัติของกระบวนการสุ่ม $c(\tau; t)$ เป็นสเตชันนารีในมุมกว้าง (wide-sense stationary) ดังนั้นฟังก์ชันสหสัมพันธ์ของ $c(\tau; t)$ สามารถแสดงได้เป็น

$$\phi_c(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E [c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t)] \quad (2.10)$$

นอกจากนี้ข้อสัญญาณโดยส่วนใหญ่แล้วจะมีการกระเจิงที่ไม่มีสหสัมพันธ์กัน (Uncorrelated scattering) นั่นคือค่าการลดทอนและการเลื่อนของเฟสของวิถีประวิง (path delay) ที่ τ_1 จะไม่มีความสัมพันธ์กับค่าการลดทอนและการเลื่อนของเฟสของวิถีประวิงที่ τ_2 ดังนั้นจะได้ว่า

$$\frac{1}{2} E [c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t)] = \phi_c(\tau_1; \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (2.11)$$

ถ้าให้ $\Delta t = 0$ และ $\tau = \tau_1 - \tau_2$ จะได้ค่าฟังก์ชันสหสัมพันธ์ $\phi_c(\tau; 0) \equiv \phi_c(\tau)$ ซึ่งเรียกว่าเป็นโครงร่างความหนาแน่นหลายวิถี (Multipath intensity profile) หรือสเปกตรัมกำลังการประวิง (Delay power spectrum) ช่วงของค่า τ ซึ่ง $\phi_c(\tau)$ ไม่เป็นศูนย์จะเรียกว่าการแผ่หลายวิถีของช่องสัญญาณ (Multipath spread of channel) และกำหนดให้เป็น T_m ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 โครงร่างความหนาแน่นหลายวิถี [17]

นอกจากนี้ ถ้าเราทำการแปลงฟูริเยร์ (Fourier transform) ของผลตอบสนองอิมพัลส์ $c(\tau; t)$ โดยเทียบกับตัวแปร τ เราจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function) ที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา $C(f; t)$ โดยที่ f คือตัวแปรความถี่ และค่าฟังก์ชันสหสัมพันธ์สามารถแสดงได้เป็น

$$\phi_c(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E [C^*(f_1; t) C(f_2; t + \Delta t)] \quad (2.12)$$

เพราะช่องสัญญาณมีคุณสมบัติเป็นสเตชันนารีในมุมกว้าง ดังนั้นจากสมการที่ (2.12) จะได้ว่า

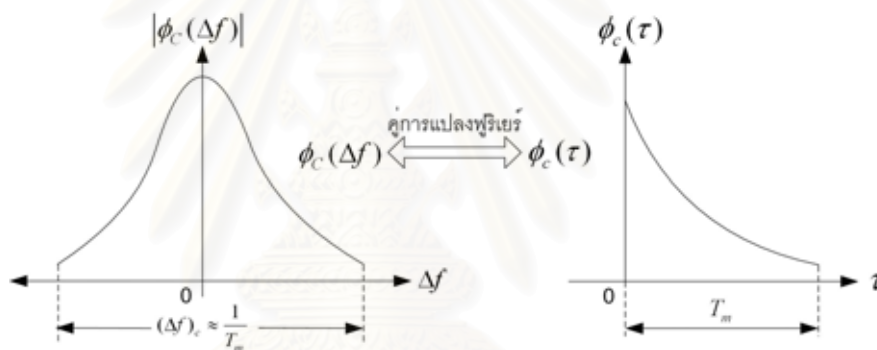
$$\phi_c(f_1, f_2; \Delta t) \equiv \phi_c(\Delta f; \Delta t) \tag{2.13}$$

โดยที่ $\Delta f = f_2 - f_1$

ถ้ากำหนดให้ $\Delta t = 0$ จะได้ $\phi_c(\Delta f)$ ซึ่งเป็นผลของการแปลงฟูริเยร์ของ $\phi_c(\tau)$ นั้นเอง จากผลความสัมพันธ์ของการแปลงฟูริเยร์นี้เอง เราจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างการแผ่หลายวิธีของช่องสัญญาณและแบนด์วิดท์รวมนัย (Coherent bandwidth) ของช่องสัญญาณว่า

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{T_m} \tag{2.14}$$

โดยที่ $(\Delta f)_c$ คือแบนด์วิดท์รวมนัย ดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\phi_c(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau)$ [17]

ใน [17] พบว่าถ้า $(\Delta f)_c$ แคบกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ส่งออกไปจากภาคส่ง ช่องสัญญาณนั้นจะเรียกว่าเป็นช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่ (Frequency-selective) แต่ถ้า $(\Delta f)_c$ กว้างกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ส่งออกไปจากภาคส่ง ช่องสัญญาณนั้นจะเรียกว่าเป็นช่องสัญญาณแบบไม่เลือกความถี่ (Frequency-nonselctive)

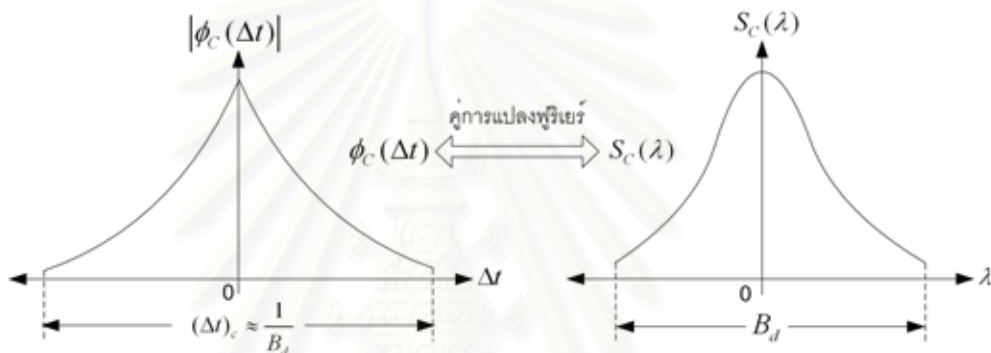
นอกจากนั้นแล้วการเปลี่ยนแปลงตามเวลาของช่องสัญญาณยังส่งผลให้เกิดปรากฏการณ์ดอปเพลอร์ (Doppler phenomenon) ซึ่งทำให้สเปกตรัมของสัญญาณกว้างขึ้นหรือเลื่อนไป เพื่อที่จะเชื่อมโยงปรากฏการณ์ดอปเพลอร์กับการเปลี่ยนแปลงตามเวลาของช่องสัญญาณเราจะกำหนดให้ $S_c(\Delta f; \lambda)$ เป็นผลของการแปลงฟูริเยร์ของ $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$ โดยเทียบกับตัวแปร Δt

$$S_c(\Delta f; \lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\Delta f; \Delta t) e^{-j2\pi\lambda\Delta t} d\Delta t \tag{2.15}$$

ให้ $\Delta f = 0$ จะได้ว่า $S_c(\lambda)$ เป็นสเปกตรัมกำลังแสดงถึงความหนาแน่นของสัญญาณที่เป็นฟังก์ชันของความถี่ดอปเพลอร์ λ ดังนั้นเราจะเรียก $S_c(\lambda)$ ว่าเป็นสเปกตรัมกำลังดอปเพลอร์ (Doppler power spectrum) ของช่องสัญญาณ

ช่วงของค่า λ ที่ทำให้ $S_c(\lambda)$ ไม่เป็นศูนย์จะเรียกว่าการแผ่ดอปเพลอร์ (Doppler spread) ของช่องสัญญาณ (B_d) และเพราะว่า $S_c(\lambda)$ เชื่อมโยงกับ $\phi_c(\Delta t)$ โดยการแปลงฟูรีเยร์ ดังนั้นเราสามารถประมาณค่าเวลาร่วมกัน (Coherent time) $(\Delta t)_c$ ของช่องสัญญาณได้จากการแผ่ดอปเพลอร์ B_d ของช่องสัญญาณ (ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.6)

$$(\Delta t)_c \approx \frac{1}{B_d} \tag{2.16}$$



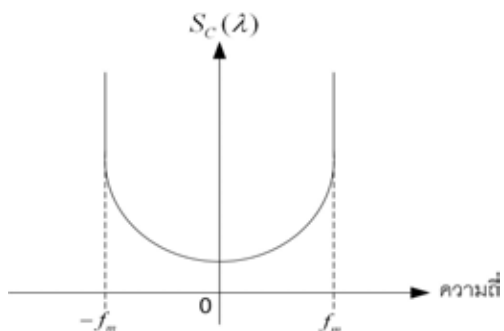
รูปที่ 2.6 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\phi_c(\Delta t)$ และ $S_c(\lambda)$ [17]

นั่นคือช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงช้าหรือคือการแผ่ดอปเพลอร์น้อย ก็จะมีเวลาร่วมกันสูงและในทางกลับกันด้วย

ในช่องสัญญาณสื่อสารวิทยุเคลื่อนที่ส่วนใหญ่มักจะจำลองสเปกตรัมกำลังดอปเพลอร์โดยใช้แบบจำลองของ Jake ซึ่งมีสเปกตรัมกำลังดอปเพลอร์เป็น

$$S_c(\lambda) = \begin{cases} \frac{1}{\pi f_m} \frac{1}{\sqrt{1-(f/f_m)^2}} & (|f| \leq f_m) \\ 0 & (|f| > f_m) \end{cases} \tag{2.17}$$

โดยที่ f_m เป็นความถี่ดอปเพลอร์ที่สูงที่สุด



รูปที่ 2.7 แบบจำลองของดอปเพลอร์สเปกตรัมสำหรับช่องสัญญาณวิทยุเคลื่อนที่ [17]

2.2 การจำลองช่องสัญญาณวิทยุชนิดเรย์ลีเฟดดิ้งแบบเรียบ

ในงานวิจัยนี้เน้นที่ช่องสัญญาณ ชนิดเรย์ลีเฟดดิ้งแบบเรียบที่มีสหสัมพันธ์กัน (correlated rayleigh fading) ดังนั้นเราจะสนใจในกรณีที่มี $(\Delta f)_c$ กว้างกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ส่งออกไปจากภาคส่ง ดังนั้นการเลื่อนของเฟสของวิถีปรัวง (path delay) ที่ $\tau_n(t)$ มีค่าน้อยกว่าเวลาการส่งของข้อมูลดิจิทัล T_c ดังนั้นที่ภาครับสัญญาณที่รับได้สามารถเขียนได้ในรูปแบบทางคณิตศาสตร์คือ

$$r_l(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \delta(t - \tau_n(t)) s_l(t) + n(t) \tag{2.18}$$

โดยที่ $n(t)$ คือคือสัญญาณรบกวนซึ่งมีลักษณะเป็นเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก (AWGN) เนื่องจากเราสนใจในกรณีที่มี $\tau_n(t) \ll T_c$ ดังนั้นสัญญาณสัญญาณที่ถูกส่งสามารถเขียนได้เป็น

$$s_l(t) = \sum_k x_k \psi(t - kT_c) \tag{2.19}$$

โดยที่ $x_k = \{+1, -1\}$ คือสัญลักษณ์ที่ส่งที่เวลา $t = kT_c$ และกำหนดให้คุณสมบัติของ $\int_0^{T_c} \psi(t) dt = 1$ และถ้าที่ภาครับทำการสุ่มสัญญาณ (sampling) ที่อัตรา $t = kT_c$ โดยที่ $k = \{0, 1, 2, \dots\}$ จากสมการที่ (2.18) เมื่อกำหนด ให้ $\tau_n(t) \ll T_c$ เราจะพบว่า

$$\begin{aligned} r_l(t) &\approx \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \delta(t - \tau_n(t)) s_l(t) + n(t) \\ r_l(kT_c) &\approx a(kT_c) \sum_k x_k \psi(kT_c - kT_c) + n(kT_c) \\ r_k &\approx a_k x_k + n_k \end{aligned} \tag{2.20}$$

โดยที่เรย์ลีเฟดดิ้งแบบเรียบ a_k สร้างโดยอาศัยแบบจำลองของ Jake โดยที่อัตราสหสัมพันธ์ของสัญญาณเรย์ลีเฟดดิ้งแบบเรียบ a_k มีค่าเป็น

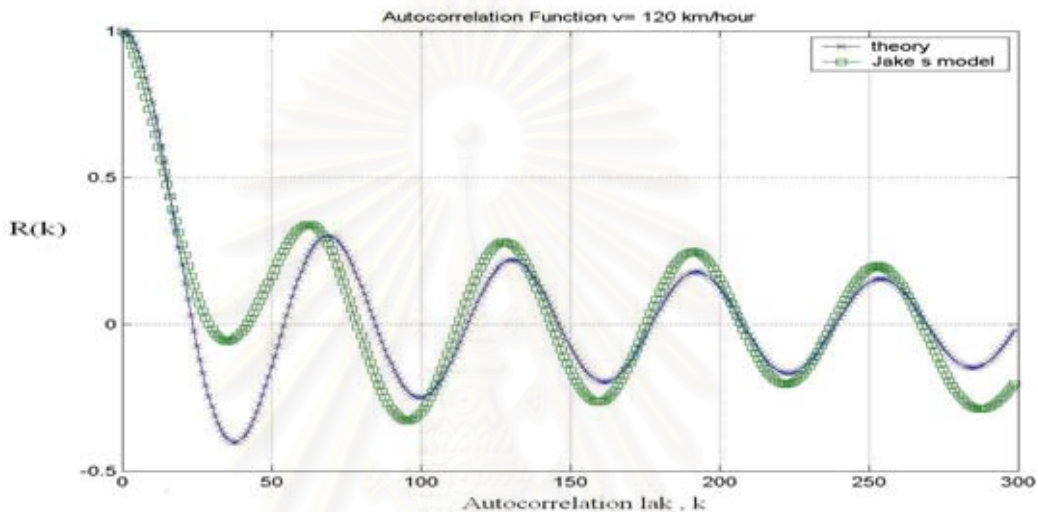
$$R_a[n] = E\{a_k a_{k+n}\} = \frac{1}{2} J_0(2\pi f_d T_s n) \tag{2.21}$$

โดยที่ $J_0(\cdot)$ คือฟังก์ชัน Bessel ชั้นลำดับศูนย์ชนิดที่หนึ่ง (zero order bessel function of the first kind)

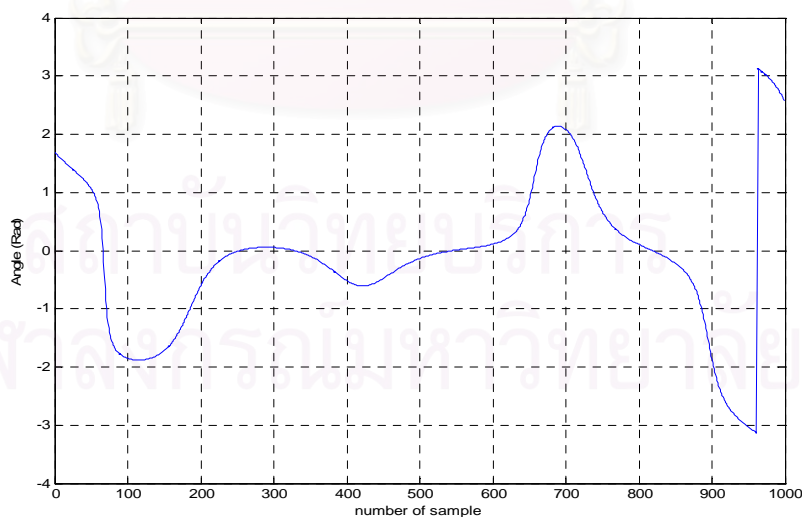
f_m คือค่าสูงสุดการแผ่การแผ่แบบดอปเพลอร์ของช่องสัญญาณซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$f_m = \frac{v}{\lambda} \tag{2.22}$$

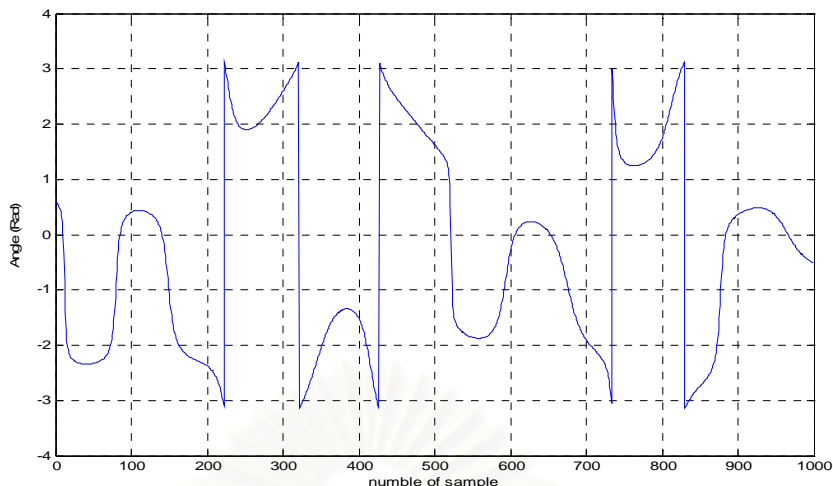
λ คือความยาวคลื่นของสัญญาณพาหะ และ v (m/s) คือความเร็วสัมพัทธ์ระหว่างเครื่องรับส่ง



รูปที่ 2.8 อัตราสหสัมพันธ์ทางทฤษฎีและอัตราสหสัมพันธ์แบบจำลองของ Jake [17]



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.9 ตัวอย่างการเปลี่ยนแปลงของมุม (Angle) ของเรย์ลีเฟดดิ้งแบบเรียบ a_k ที่ $f_c = 900$ MHz และอัตราการส่งข้อมูลของแต่ละสัญลักษณ์อยู่ที่ 13 kbit/s (ก) อัตราการเปลี่ยนแปลงเฟสที่ความเร็ว 60 Km/hour (ข) อัตราการเปลี่ยนแปลงเฟสที่ความเร็ว 120 Km/hour

2.2.1 การจำลองช่องสัญญาณวิทยุชนิดเรย์ลีเฟดดิ้งแบบเรียบโดยใช้ Jake model

งานวิจัยนี้อาศัยแบบจำลองของ jake เพื่อสร้างเรย์ลีเฟดดิ้งแบบเรียบ a_k ที่มีสหสัมพันธ์กัน (correlated rayleigh fading) โดยอาศัยเอกสารอ้างอิง [17] ซึ่งอาศัยตัวกำเนิดออสซิลเลเตอร์ความถี่ต่ำ (low frequency oscillator) ที่มีจำนวน N_0 ตัวซึ่งแต่ละตัวมีความถี่เท่ากับ

$$\omega_n = \omega_m \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \quad \text{โดยที่ } n = 1, 2, \dots, N_0 \quad (2.23)$$

และมีออสซิลเลเตอร์ตัวหนึ่งกำเนิดความถี่เท่ากับดอปเพลอร์ ω_m โดยจะทำการแบ่งค่าเชิงซ้อนของสัญญาณเฟดดิ้งเป็น

$$a(t) = x_I(t) + ix_Q(t) \quad (2.24)$$

โดยที่ $x_I(t)$ เป็นอัตราขยายของช่องสัญญาณในแกน in-phase และ $x_Q(t)$ เป็นอัตราขยายของช่องสัญญาณในแกน quadrature-phase และจากเอกสารอ้างอิง [17] จะได้ว่า

$$x_I(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} \cos \beta_n \cos \omega_n t + \sqrt{2} \cos \alpha \cos \omega_m t \quad (2.25)$$

$$x_o(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} \sin \beta_n \cos \omega_n t + \sqrt{2} \sin \alpha \cos \omega_m t \quad (2.26)$$

$$\text{โดยที่ } \alpha = \frac{\pi}{4}, \quad \beta = \frac{\pi n}{N_0}, \quad N_0 = \frac{1}{2} \left(\frac{N}{2} - 1 \right)$$

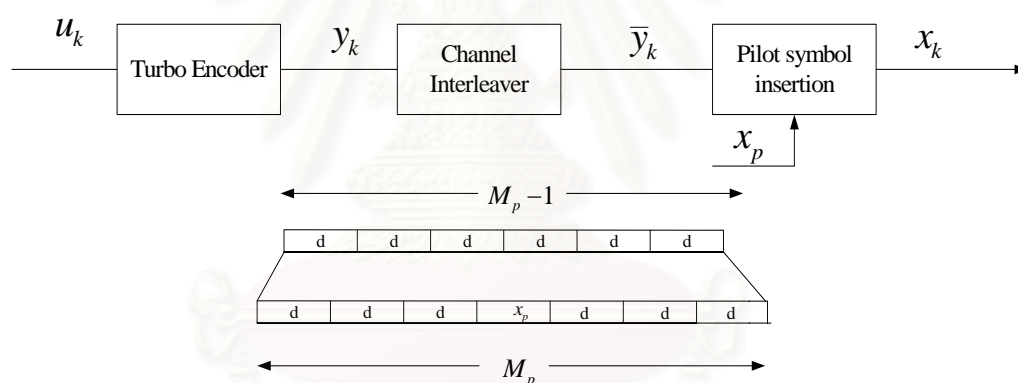
โดยงานวิจัยนำเสนอกการจำลองในระบบ TDMA (time division multiple access) โดยเลือกใช้ค่า $N = 34$ เนื่องจากค่า $N > 34$ จะทำให้สัญญาณเฟดดิ้งที่จำลองขึ้นมีค่าเข้าใกล้สัญญาณเฟดดิ้งจริง [17] และความถี่คลื่นพาห้ $f_c = 900$ MHz อัตราการส่งข้อมูลของแต่ละสัญญาณอยู่ที่ 13 kbit/s เนื่องจากใช้ในช่องความถี่ของช่องสัญญาณ GSM และอัตราการส่งข้อมูลของสัญญาณเสียงอยู่ที่ 13 kbit/s เหมือนในระบบ GSM และสัญญาณ $x_r(t)$ และ $x_o(t)$ ต่างเป็นค่าประมาณของกระบวนการสุ่มแบบเกาส์เซียน (Guassian random process) ซึ่งมีค่าเฉลี่ยอยู่ที่ศูนย์และค่าความแปรปรวนเท่ากับหนึ่งโดยสัญญาณ $a(t)$ ที่ได้จะเป็นสัญญาณเชิงซ้อนแบบสุ่มที่มีขนาด $\|a(t)\|$ มีการแจกแจงแบบ เรย์ลี และมีเฟสที่แจกแจงแบบยูนิฟอร์มตั้งแต่ 0 ถึง 2π นอกจากนี้ค่าอัตราสหสัมพันธ์ของสัญญาณ $a(t)$ ที่ได้ยังมีค่าเท่ากับสมการ (2.21)

บทที่ 3

โครงสร้างของภาคส่ง

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงโครงสร้างของภาคส่ง ซึ่งประกอบด้วยส่วนเข้ารหัสเทอร์โบ (turbo encoder) และส่วนแทรกสัญลักษณ์นำร่อง (pilot symbol insertion) โดยจะกล่าวถึงเทคนิคการแทรกสัญลักษณ์นำร่อง ซึ่งจะทำการใส่ไว้ตรงกลางของบล็อกข้อมูลทุกๆ ความยาวของบิตข้อมูลขนาด $M_p - 1$ บิตเหมือนในงานวิจัยอ้างอิง [8] และ [11] ซึ่งค่า M_p ที่เลือกนั้นจะมีความสัมพันธ์กับความถี่คลื่นพาหะ f_c และความเร็วสัมพันธ์ระหว่างสถานีฐานและเครื่องลูกข่ายซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อ 3.1

3.1 โครงสร้างของภาคส่งที่เสนอ



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของภาคส่ง

โครงสร้างของภาคส่งสำหรับเครื่องรับแบบวนซ้ำ ในช่องสัญญาณที่เกิดเฟดดิ้งแบบเรียบในงานวิจัยนี้อาศัยแนวคิดจากงานวิจัยอ้างอิงที่ถูกนำเสนอใน [7] และ [11] ซึ่งประกอบด้วย 3 ส่วนใหญ่ คือ 1. ส่วนของวงจรรหัสเข้ารหัสเทอร์โบ (turbo encoder) 2. ส่วนตัวสลับลำดับช่องสัญญาณ (channel interleaver) และ 3. ส่วนแทรกสัญลักษณ์นำร่อง (pilot symbol insertion) จากรูปที่ 3.1 ลำดับบล็อกข้อมูล (data block) $\{u_k\}$ โดยที่ $1 \leq k \leq L$ ซึ่ง $u_k \in \{+1, -1\}$ ถูกป้อนไปยังเครื่องเข้ารหัสเทอร์โบซึ่ง จะกล่าวรายละเอียดในหัวข้อ 3.2 โดยอัตราการเข้ารหัส (coding rate) $r = 1/2$ ดังนั้นบล็อกข้อมูลที่ถูกเข้ารหัสโดยเครื่องเข้ารหัสเทอร์โบคือ $\{y_k\}$ โดยที่ $1 \leq k \leq L/r$ และต่อมา $\{y_k\}$ ถูกป้อนไปยังตัวสลับลำดับของช่องสัญญาณ (channel interleaver)

โดยจุดประสงค์ของการมีตัวสลับลำดับของช่องสัญญาณ เพราะเนื่องจากการเกิดเฟดดิ้งแบบเรียบที่มีสหสัมพันธ์กัน (correlated fading) จะทำให้มีโอกาสเกิดความผิดพลาดแบบแถบยาว (burst error) เกิดขึ้นได้มากกว่าเฟดดิ้งแบบเรียบที่ไม่มีสหสัมพันธ์กัน (uncorrelated fading) และเนื่องจากรหัสเทอร์โบจะทำงานได้ดี เมื่อความผิดพลาดเป็นแบบกระจายที่ไม่มีสหสัมพันธ์กัน (uncorrelated error) [18] ดังนั้นตัวสลับลำดับของช่องสัญญาณจึงทำหน้าที่ให้เกิดการกระจายของความผิดพลาดเกิดขึ้น

ต่อมาบล็อกข้อมูล $\{\bar{y}_k\}$ ถูกป้อนต่อไปยังตัวแทรกสัญญาณนำร่อง (pilot symbol insertion) โดยบล็อกข้อมูล $\{\bar{y}_k\}$ จะถูกแบ่งเป็นบล็อกข้อมูลย่อยๆ ขนาด $M_p - 1$ ดังแสดงในรูปที่ 3.1 จากนั้นจะทำการแทรกสัญญาณนำร่อง x_p เข้าไปยังกึ่งกลางของบล็อกข้อมูลย่อยๆ ซึ่งจะได้บล็อกข้อมูลย่อยใหม่ที่มีขนาด M_p ซึ่งค่าของ M_p นั้นจะมีค่าเป็นจำนวนคี่บวกเนื่องจากจะทำให้ค่าของสัญญาณนำร่อง x_p ที่แทรกเข้าไปอยู่ระหว่างกลางของบล็อกข้อมูลย่อยใหม่มีตำแหน่งอยู่ตรงกลางพอดีโดยค่า M_p จะมีความสัมพันธ์กับ Nyquist sampling theorem โดยอัตราการแทรกของสัญญาณนำร่อง x_p จะต้องมีค่าน้อยกว่า 2 เท่าของความกว้างของค่าแบนด์วิดท์ (bandwidth) ของกระบวนการเกิดเฟดดิ้งดังนั้นจาก [18] พบว่า

$$M_p < \frac{1}{2f_d T_s} \quad (3.1)$$

เช่นในกรณีที่ $f_d T_s = 0.005$ ดังนั้นจะได้ว่า $M_p < 100$ หรือถ้า $f_d T_s = 0.02$ ดังนั้นจะได้ว่า $M_p < 25$ ซึ่งจะเห็นได้ว่าในกรณีที่เฟดดิ้งแบบเร็วค่า M_p จะลดลงตามลำดับ ดังนั้นจะเห็นได้ว่าค่า M_p แปรผกผันความเร็วสัมพันธ์ระหว่างเครื่องรับ

หลังจากทำการรวมบล็อกข้อมูลย่อยๆ ที่มีขนาด M_p เข้าด้วยกันจะได้บล็อกข้อมูลรวมใหม่ $\{x_k\}$ โดยที่ $1 \leq k \leq LM_p / r(M_p - 1)$ ต่อมาบล็อกข้อมูล $\{x_k\}$ จะถูกส่งเข้าสู่ช่องสัญญาณสื่อสารดังนั้นที่สัญญาณภาครับสามารถเขียนอยู่ในรูปสมการคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

$$r_k = a_k x_k + n_k \quad (3.2)$$

โดยที่ r_k คือสัญญาณที่รับได้ที่ภาครับ a_k คือค่าเชิงซ้อนของเฟดดิ้งแบบเรียบ $x_k \in \{-1, 1\}$ คือสัญลักษณ์ที่ส่งจากภาคส่งและ n_k คือสัญญาณรบกวนซึ่งมีลักษณะเป็นเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก ซึ่งมีค่าความแปรปรวนเป็น (variance) $\sigma^2 = N_0/2E_b$ โดยที่ N_0 คือค่าความหนาแน่นของกำลังงานของสัญญาณรบกวนที่มีความถี่ข้างเดียว (single-side noise power spectral density) และ E_b คือค่าพลังงานของสัญลักษณ์ที่ทำการส่ง

3.2 วงจรเข้ารหัสเทอร์โบ

การเข้ารหัสเทอร์โบนั้นอาศัยการเข้ารหัส ของเครื่องเข้ารหัสคอนโวลูชันแบบที่มีการป้อนกลับ (recursive systematic convolutional encoder : RSC encoder) ตั้งแต่ 2 ตัวขึ้นไปนำมาต่อขนานกันและมีตัวสลับลำดับของการเข้ารหัสเทอร์โบ (turbo interleaver) ต่ออยู่ด้านหน้าเครื่องเข้ารหัสย่อยโดยเครื่องเข้ารหัสย่อยแต่ละตัวไม่จำเป็นต้องเหมือนกัน ทั้งนี้บิตข้อมูลที่ป้อนให้กับเครื่องเข้ารหัสย่อยแต่ละตัวเป็นชุดบิตข้อมูลเดียวกัน เพียงแต่ถูกสลับลำดับในการป้อนเข้าสู่เครื่องเข้ารหัสด้วยตัวสลับลำดับ

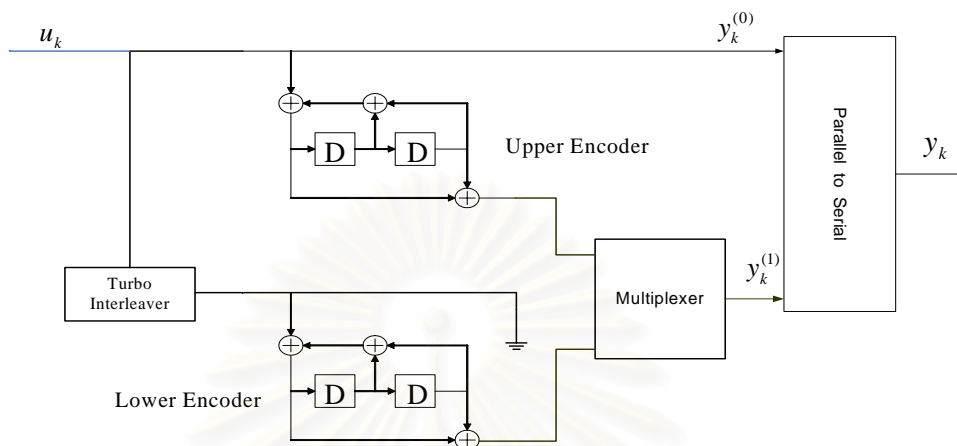
ในรูปที่ 3.2 แสดงเครื่องเข้ารหัสเทอร์โบซึ่งประกอบด้วยบิตข้อมูล $u_k \in \{+1, -1\}$ โดยที่บล็อกข้อมูล (data block) $\{u_k\}$ มีค่าอยู่ระหว่าง $1 \leq k \leq L$ โดยที่กระแสข้อมูล $\{u_k\}$ ถูกสลับลำดับโดยตัวสลับลำดับของการเข้ารหัสเทอร์โบ ก่อนที่จะถูกป้อนเข้าไปยังเครื่องเข้ารหัสย่อยชนิดคอนโวลูชันแบบมีระบบป้อนกลับชนิดเดียวกันซึ่งมีพหุนามป้อนไปข้างหน้า (feedforward polynomial) เป็น $1+D^2$ และมีพหุนามป้อนกลับ (feedback polynomial) เป็น $1+D+D^2$ เนื่องจากเครื่องเข้ารหัสย่อยมีการเข้ารหัสเป็นแบบมีระบบ (systematic) ดังนั้นเครื่องเข้ารหัสย่อยส่วนล่าง (lower encoder) จะไม่จำเป็นต้องส่งข้อมูลส่วนที่เป็นข้อมูลบิตของระบบ (systematic bits) เนื่องจากมีความซ้ำซ้อนกับ ข้อมูลเครื่องเข้ารหัสย่อยส่วนบน (upper encoder) ส่วนวงจร multiplexer นั้นจะทำการเลือกกำจัด (puncturing) ในส่วนข้อมูลพาริตีบิต (parity bits) ของวงจรเข้ารหัสย่อยส่วนบนและล่าง เพื่อลดอัตราการเข้ารหัสจาก (coding rate) $1/3$ เป็น $1/2$ โดยทั่วไปที่มีการใช้เลือกกำจัดนั้นจะใช้ puncturing matrix ที่มีลักษณะเป็นแบบดั้งเดิมใน [17] ได้แก่

$$P_M = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

ภายหลังจากทำการเข้ารหัสแล้วจะเห็นได้ว่าในเวลา $t = k$ สัญญาณ u_k จะถูกเข้ารหัสด้วยอัตราการเข้ารหัส $1/2$ เป็น $\{y_k^{(0)}, y_k^{(1)}\}$ ซึ่งจะเห็นได้ว่า $u_k = y_k^{(0)}$

หลังจากการเข้ารหัสบล็อกข้อมูลเสร็จแล้ว จำเป็นต้องทำการเพิ่มบิตหาง (tail bit) เข้าไปด้วยเพื่อที่จะทำให้สถานะของตัวเข้ารหัสย่อยแต่ละตัวกลับไปสู่สถานะศูนย์ (zero state) และเนื่องจากบล็อกข้อมูลที่เข้าสู่ตัวเข้ารหัสย่อยแต่ละตัว มีการเรียงตัวของข้อมูลไม่เหมือนกัน ดังนั้นหากพิจารณาถึงลักษณะการเปลี่ยนสถานะ ภายในกระบวนการเข้ารหัสภายในวงจรเข้ารหัสย่อยแต่ละตัวย่อยจะไม่เหมือนกัน ดังนั้นบิตพิเศษส่วนหางของแต่ละวงจรรย่อยจึงจะไม่

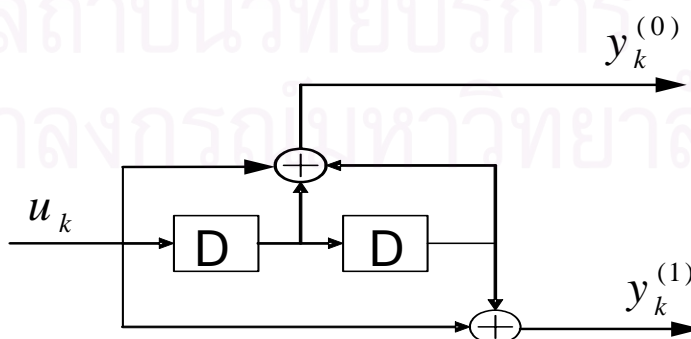
เหมือนกันโดยรายละเอียดของการเพิ่มบิตทางเข้าไปเพื่อให้วงจรเข้ารหัสย้อนกลับไปสู่สถานะศูนย์สามารถอ่านเพิ่มเติมได้ใน ([6],[8])



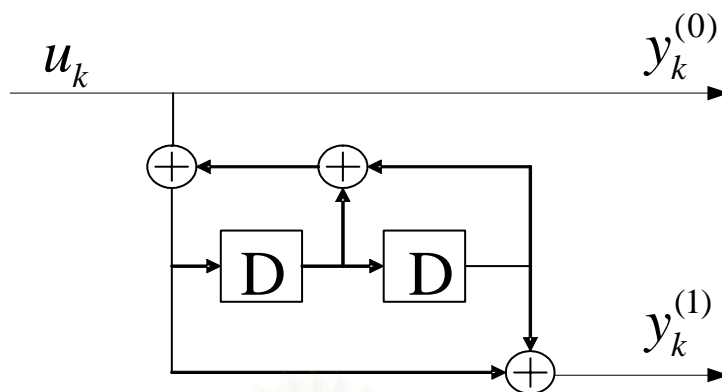
รูปที่ 3.2 เครื่องเข้ารหัสเทอร์โบ (turbo encoder)

3.2.1 วงจรเข้ารหัสย่อย

เนื่องจากวงจรเข้ารหัสย่อยของเครื่องเข้ารหัสเทอร์โบ เป็นเครื่องเข้ารหัสชนิดคอนโวลูชันแบบมีการป้อนกลับแบบมีระบบ (recursive systematic convolutional encoder : RSC encoder) ซึ่งได้ดัดแปลงมาจาก เครื่องเข้ารหัสคอนโวลูชันซึ่งเป็นแบบไม่มีการป้อนกลับแบบมีระบบ (non systematic convolutional encoder : NSC) ซึ่งใช้ลูปป้อนกลับ (feedback loop) ส่งบิตที่อยู่ในวงจรเข้ารหัสป้อนกลับไปยังขาเข้าของเครื่องเข้ารหัสอีกครั้งหนึ่ง นอกจากนี้ยังกำหนดให้เอาต์พุตด้านหนึ่งของเครื่องเข้ารหัส มีค่าเท่ากับอินพุตที่ป้อนเข้าสู่เครื่องเข้ารหัสอีกครั้งหนึ่ง



(ก) เครื่องเข้ารหัส NSC



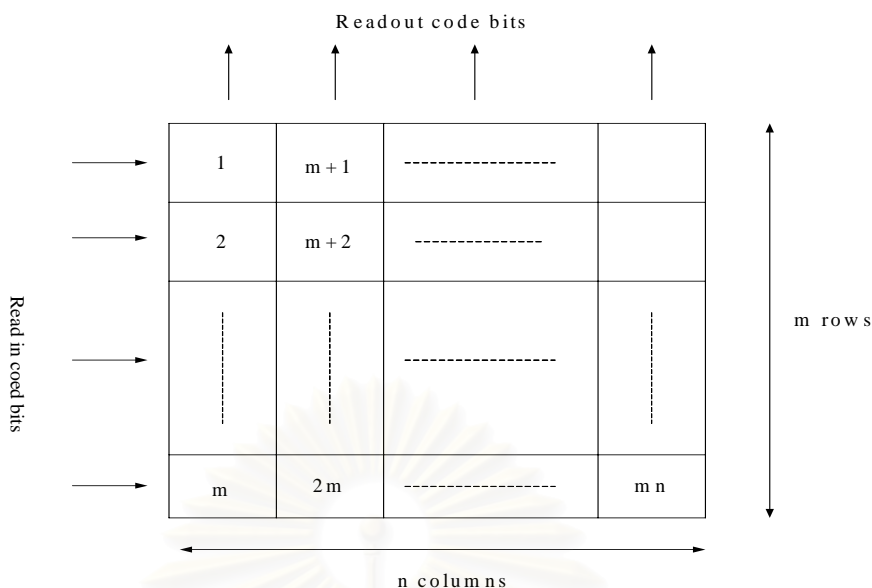
(ข) เครื่องเข้ารหัส RSC

รูปที่ 3.3 เครื่องเข้ารหัสคอนโวลูชัน [6] และ [8]

3.2.2 ตัวสลับลำดับการเข้ารหัส

รูปแบบของตัวสลับลำดับการเข้ารหัส (turbo interleaver) มีส่วนสำคัญในการกำหนดสมรรถนะของรหัสเทอร์โบ เนื่องจากโครงสร้างของตัวสลับลำดับการเข้ารหัสจะส่งผลต่อลักษณะการกระจายบิตของรหัสเทอร์โบ ซึ่งมีผลต่อการทำงานในลักษณะที่เป็นการถอดรหัสแบบวนซ้ำของรหัสเทอร์โบ โดยจุดประสงค์สำคัญของตัวสลับลำดับการเข้ารหัสคือการเพิ่มระยะห่างต่ำสุด (minimum distance) ของบล็อกข้อมูลก่อนเข้าสู่ วงจรเข้ารหัสย่อยของรหัสเทอร์โบ เพื่อให้บิตที่ยังคงผิดพลาดอยู่หลังจากการถอดรหัสที่เครื่องเข้ารหัสย่อยตัวแรก ถูกแก้ไขให้ถูกต้องโดยเครื่องถอดรหัสย่อยตัวถัดไป นอกจากนี้ตัวสลับลำดับยังส่งผลต่อรูปแบบของบิตทางที่ป้อนเข้าสู่ตัวเข้ารหัสย่อยแต่ละตัวอีกด้วย

ในกรณีของตัวสลับลำดับของช่องสัญญาณ (channel interleaver) มีจุดประสงค์สำคัญลดโอกาสเกิดความผิดพลาดแบบแถบยาว (burst error) โดยทำให้ความผิดพลาดที่อยู่ติดกันกระจายออกจากกันเพื่อที่จะใช้รหัสเทอร์โบ ในการกู้ข้อมูลดั้งเดิมกลับมาได้ถูกต้องมากขึ้น ในที่นี้ขอยกตัวอย่างตัวสลับลำดับแบบบล็อก (block interleaver) ดังแสดงในรูปที่ 3.4

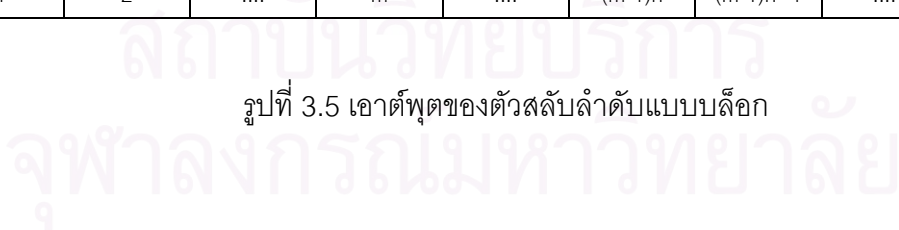


รูป 3.4 การทำงานของ Block Interleaver

ในรูปที่ 3.4 แสดงให้เห็นถึงการสลับข้อมูล (Data Interleaving) โดยอาศัย Block Interleaver ขนาด $m \times n$ ดังนั้นการสลับข้อมูลในแต่ละครั้งจะทำครั้งละ $m \times n$ bits ข้อมูลหลักการทำงานของ block Interleaver เริ่มจากการอ่านข้อมูลเข้ามาบรรจุนในแต่ละแถว (rows) จนเต็มและทำการเลื่อนไปยังหลัก(column) ถัดไปและทำการบรรจุนในแต่ละแถวจนครบ $m \times n$ bits ข้อมูล การอ่านข้อมูลออกจะทำตรงกันข้ามกันคือจะอ่านข้อมูลออกในแต่ละหลักจนหมดและทำการเลื่อนไปยังแถวถัดไปจนครบ $m \times n$ bits ตามลำดับ โดยเอาต์พุตของตัวสลับลำดับแบบบล็อกที่มีขนาด $m \times n$ แสดงในตาราง 3.1

1	2	m	(m-1)n	(m-1)n+1	mn
---	---	------	---	------	--------	----------	------	----

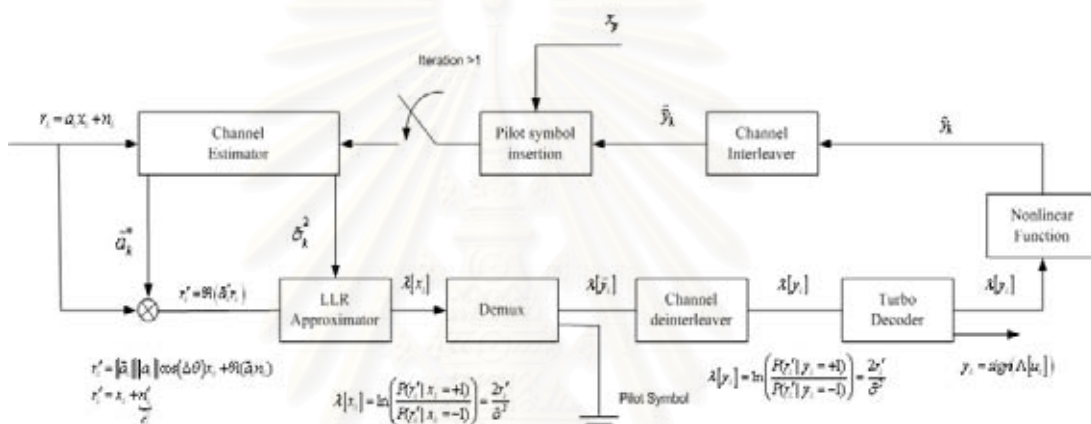
รูปที่ 3.5 เอาต์พุตของตัวสลับลำดับแบบบล็อก



บทที่ 4 โครงสร้างของภาครับ

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงโครงสร้างของภาครับ ซึ่งประกอบด้วย 3 ส่วนสำคัญ ได้แก่ ส่วนตัวประมาณช่องสัญญาณ (channel estimator) ส่วนประมาณค่าข่าวสารของอัตราส่วนความน่าจะเป็นจริงในพจน์ของ (log likelihood ratio :LLR) และส่วนตัวถอดรหัสเทอร์โบ (turbo decoder)

4.1 โครงสร้างของภาคส่งที่นำเสนอ



รูปที่ 4.1 โครงสร้างของภาครับ

รูปที่ 4.1 โครงสร้างของภาครับสำหรับเครื่องรับแบบวนซ้ำ ในช่องสัญญาณที่เกิดเฟดดิ้งแบบเรียบ เนื้อหาในงานวิจัยนี้อาศัยแนวคิดจากงานวิจัยอ้างอิงที่ถูกลำเสนอใน [11] โดยอาศัยแนวคิดและมีโครงสร้างเหมือนกับงานวิจัยอ้างอิง [7] โดยจุดประสงค์ของตัวประมาณช่องสัญญาณก็เพื่อประมาณค่าของค่าเชิงซ้อนของเฟดดิ้งแบบเรียบ a_k โดยที่

$$\tilde{a}_k = \|\tilde{a}_k\| e^{j(\theta_k - \Delta\theta_k)} \tag{4.1}$$

และ $\Delta\theta_k = \theta_k - \tilde{\theta}_k$ คือค่าผิดพลาดของการประมาณของค่าเฟสของเฟดดิ้งแบบเรียบ a_k ถ้าเรานำค่าคอนจูเกตของค่าประมาณเฟดดิ้งแบบเรียบของ a_k ไปคูณกับสัญญาณที่รับได้ที่ภาครับ r_k จากรูปที่ 4.1 จะพบว่าสัญญาณ r'_k มีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} r'_k &= \Re(\tilde{a}_k^* \cdot r_k) \\ r'_k &= \|\tilde{a}_k\| \|a_k\| \cos(\Delta\theta) x_k + \Re(\tilde{a}_k^* n_k) \\ r'_k &= \mu x_k + n'_k \end{aligned} \tag{4.2}$$

ถ้า $\Delta\theta_k \rightarrow 0$ และ $\|\tilde{a}_k\| \equiv \|a_k\| = 1$ ทำให้เราสามารถประมาณว่าค่าอัตราขยายของความผิดพลาด $\mu \cong 1$

เนื่องจากรหัสเทอร์โบ (Turbo code) ถูกคิดริเริ่มมาจากการจำลองช่องสัญญาณที่มีการรบกวนเป็นเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก (Additive white Gaussian noise :AWGN) ดังนั้นการนำรหัสเทอร์โบมาใช้ในช่องสัญญาณที่มีผลของเฟดดิ้งแบบเรียบจำเป็นต้องรู้ ค่าประมาณของสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรียบเพื่อที่จะนำไปใช้ในการกำจัดผลของสัญญาณเฟดดิ้ง โดยกำหนดให้ r'_k คือสัญญาณที่ถูกกำจัดผลของสัญญาณเฟดดิ้งไปแล้วซึ่งจะมีลักษณะการรบกวนแบบเกาส์เซียนสีขาวแบบบวกซึ่งมีค่าเท่ากับ n'_k เท่านั้น

ดังนั้นในสมการที่ (4.2) เราสามารถใช้สมมติฐานเกาส์เซียนโดยสมมติว่า $n'_k = \text{Re}(\tilde{a}_k^* n_k)$ มีการกระจายแบบเกาส์เซียนสีขาวแบบบวกโดยมีค่าเฉลี่ยศูนย์ (zero mean) และมีความแปรปรวนเป็น σ^2 ดังนั้นจาก (4.2) สัญญาณ r'_k มีการกระจายเป็นดังนี้

$$P(r'_k | x_k = \pm 1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma^2} \exp\left(-\frac{(r'_k \pm 1)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (4.2)$$

โดยที่อัตราส่วนความเป็นจริงในพจน์ของ (log likelihood ratio :LLR) นิยามโดย

$$\lambda[x_k] = \ln\left(\frac{P(r'_k | x_k = +1)}{P(r'_k | x_k = -1)}\right) \quad (4.3)$$

จากสมการ (4.2) และ (4.3) จะได้ว่า

$$\lambda[x_k] = \frac{2r'_k}{\sigma^2} \quad (4.4)$$

4.2 ตัวประมาณช่องสัญญาณ

เนื้อหาในส่วนนี้เสนอวิธีการประมาณช่องสัญญาณซึ่งประกอบด้วย งานวิจัยที่ได้นำเสนอมาแล้วใน [11] ซึ่งจะกล่าวในหัวข้อ 4.2.1 โดยอาศัยวงจรรองแบบ Wiener filter และอาศัยหลักการของวิธีการค่าผิดพลาดกำลังสองต่ำสุด (minimum mean square error :MMSE) ในการประมาณค่าของสัญญาณเฟดดิ้ง \tilde{a}_k และค่าแปรปรวนของช่องสัญญาณ $n'_k = \text{Re}(\tilde{a}_k^* n_k)$ โดยจุดอ่อนของงานวิจัย [11] คือ

1. การหาค่าประมาณของสัญญาณเฟดดิ้ง \tilde{a}_k จะต้องอาศัยความรู้ของค่าทางสถิติอันดับสอง (second order statistic) ของสัญญาณ a_k

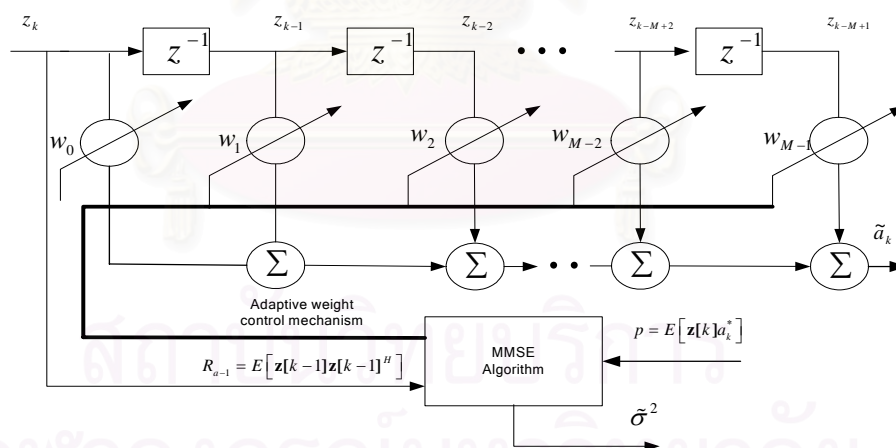
2. ค่าแปรปรวนของสัญญาณ $n'_k = \text{Re}(\tilde{a}_k^* n_k)$ ซึ่งมีค่าเท่ากับ σ^2 โดยทำการประมาณค่าให้เท่ากับค่าแปรปรวนของสัญญาณ $n''_k = x_k^* n_k$ เนื่องจากค่าของ $\|x_k\| = \|a_k\| = 1$ ใน [17] ใช้ค่าเป็น $\sigma^2 = 2 \frac{E_b}{N_0}$ ทำให้ต้องทราบค่าอัตราส่วนของ SNR (signal to noise ratio) ของระบบ

เพื่อหลีกเลี่ยงข้อจำกัดทั้งสองข้อที่กล่าวมา ในงานวิจัยนี้จะใช้แบบจำลองถดถอยอัตโนมัติ (autoregressive model) ในการประมาณของค่าสัญญาณ เพดดิ้ง \tilde{a}_k ซึ่งนำเสนอ 2 วิธีการในการประมาณค่าค่าสัญญาณเพดดิ้ง \tilde{a}_k ได้แก่

1. วิธีการค่าผิดพลาดกำลังสองต่ำสุด (minimum mean square error : MMSE)
2. วิธีการค่าเฉลี่ยกำลังสองต่ำสุดที่ถูกรวมแล้ว (Normalized least mean square : NLMS)

ซึ่งทั้ง 2 วิธีนี้ไม่จำเป็นต้องอาศัยความรู้ของค่าทางสถิติอันดับสอง (second order statistic) ของสัญญาณ a_k และค่าคาดหวัง (expected value) ของสัญญาณ $E[r_k a_k^*]$ และอัตราส่วน $\frac{E_b}{N_0}$ ของระบบโดย 2 วิธีการนี้อาศัยแนวคิดจากงานวิจัย [13]-[14]

4.2.1 ตัวประมาณช่องสัญญาณ [11]



รูปที่ 4.2 ตัวประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีค่าผิดพลาดกำลังสองต่ำสุดในงานวิจัย [11]

เพื่อให้ง่ายต่อการเข้าใจในการทำงานของตัวประมาณช่องสัญญาณ (channel estimation) ดังนั้นในส่วนนี้จะสมมุติว่าค่าบิตข้อมูล x_k นั้นรู้ค่าเริ่มต้นจากภาครับ (ในทางปฏิบัตินั้นไม่รู้เนื่องจากเราต้องการหาบิตข้อมูล x_k) ส่วนการทำงานจริง ๆ ของตัวประมาณช่องสัญญาณ

โดยไม่รู้ค่า x_k นั้นจะอธิบายในส่วนตัวต่อไป ดังนั้นถ้าเราพิจารณาที่ตัวประมาณของสัญญาณในรูปที่ 4.1 และกำหนดให้สัญญาณ z_k มีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} z_k &= x_k^* r_k \\ &= a_k + x_k^* n_k \\ &= a_k + n_k'' \end{aligned} \quad (4.5)$$

วิธีการประมาณค่าเฟดดิ้งโดยสมมติว่าค่าทางสถิติลำดับสอง (second order statistic : SOS) ของสัญญาณเฟดดิ้งนั้นรู้จากภาครับโดยอาศัยวิธีการประมาณเชิงเส้นที่ดีที่สุด (optimum linear estimation) ของวิธีค่าผิดพลาดกำลังสองต่ำสุด (minimum mean square error : MMSE) ดังนั้นจาก [11] สามารถเขียนได้ว่า

$$\mathbf{w}_0 = \underset{\mathbf{w}_0}{\operatorname{arg\,min}} E \left[\| a_k - \mathbf{w}_0^H \mathbf{z}[k] \|^2 \right] \quad (4.6)$$

ดังนั้นจะเห็นได้ว่าจากสมการที่ (4.6) ค่าเวกเตอร์ตัวถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อนของวงจรกรอง \mathbf{w}_0 หาได้จากการทำให้ค่าของฟังก์ชันจุดประสงค์ (cost function) $J(\mathbf{w}_k)$ ในสมการที่ (4.7) มีค่าต่ำที่สุด

$$J(\mathbf{w}_0) = E \left[\| a_k - \mathbf{w}_0^H \mathbf{z}[k] \|^2 \right] \quad (4.7)$$

โดยที่ค่า $\mathbf{w}_0 = [w_0 \ w_1 \ \dots \ w_{M-1}]^T$ เป็นเวกเตอร์ตัวถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อนเมื่อพิจารณาจากเวลาที่ k และ เวกเตอร์สัญญาณ $\mathbf{z}[k] = [z_k \ z_{k-1} \ \dots \ z_{k-M+1}]^T$ ซึ่งค่า M เป็นอันดับ (order) ของวงจรกรองโดยวิทยานิพนธ์นี้ใช้ค่า $M = 5$ เหมือนในงานวิจัยอ้างอิง [11]

ดังนั้นจากสมการที่ 4.7 เมื่อกระจายฟังก์ชันจุดประสงค์ (cost function) $J(\mathbf{w}_k)$ จะได้ดังนี้

$$J(\mathbf{w}_0) = \| a_k \|^2 - \mathbf{w}_0^H p - p^H \mathbf{w}_0 + \mathbf{w}_0^H R \mathbf{w}_0 \quad (4.8)$$

โดยที่ค่า $R_z = E[\mathbf{z}[k]\mathbf{z}[k]^H]$ และ $p = E[\mathbf{z}[k]a_k^*]$

ที่จุดต่ำสุดของฟังก์ชันจุดประสงค์ (cost function) $J(\mathbf{w}_k)$ สามารถหาได้โดยใช้วิธีหา gradient vector ของฟังก์ชันจุดประสงค์ $\nabla_{\mathbf{w}_k} J(\mathbf{w}_k)$ มีค่าเท่ากับศูนย์ดังนั้นจากสมการ (4.8) จะได้ดังนี้

$$\nabla_{\mathbf{w}_k} J(\mathbf{w}_0) = -p + R \mathbf{w}_0 = 0 \quad (4.9)$$

และ

$$\mathbf{w}_0 = R_z^{-1} p \quad (4.10)$$

ค่าแปรปรวนของสัญญาณ $n_k'' = x_k^* n_k$ ซึ่งมีค่าเท่ากับ σ^2 และประมาณว่ามีค่าเท่ากับ $\sigma^2 = 2 \frac{E_b}{N_0}$

4.2.2 ตัวประมาณของสัญญาณที่นำเสนอ

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อ 4.2.1 จุดอ่อนของงานวิจัย [17] ที่ใช้ในการประมาณค่าเฟดดิ้งนั้น เครื่องรับจะต้องทราบค่าคาดหวัง (expected value) ของสัญญาณ $p = E[\mathbf{z}[k]a_k^*]$ และอัตราส่วนของ $\sigma^2 = 2 \frac{E_b}{N_0}$ เพื่อทำการประมาณค่าอัตราส่วนความน่าจะเป็นจริง

ในพจน์ของ (log likelihood ratio :LLR) และส่งต่อไปยังเครื่องถอดรหัสเทอร์โบ ดังที่แสดงในรูปที่ 4.1

4.2.2.1 แบบจำลองถดถอยอัตโนมัติ

ในงานวิจัยนี้ต้องการนำเสนอ ตัวประมาณค่าของสัญญาณของสัญญาณเฟดดิ้ง \tilde{a}_k และประมาณค่าแปรปรวนของสัญญาณ $n'_k = \text{Re}(\tilde{a}_k^* n_k)$ โดยไม่จำเป็นต้องรู้ค่าทางสถิติอันดับสอง (Second order statistics) ของสัญญาณ a_k โดยอาศัยแนวทางของการใช้แบบจำลองถดถอยอัตโนมัติ (autoregressive model) [12],[13] และ [14] เพื่อหลีกเลี่ยงค่าความรู้ทางสถิติของสัญญาณเฟดดิ้ง a_k เอกสารอ้างอิง [12] , [13] และ [14] ได้นำเสนอแนวคิดที่ว่าสำหรับสัญญาณ a_k ที่มีคุณสมบัติเป็น stationary process จะสามารถทำนายค่าล่วงหน้าได้โดยการเลือก white noise process v_k ซึ่งมีค่าแปรปรวนที่เหมาะสมได้แก่ σ_v^2 บวกรวมเข้าไปกับผลของการแปลงเชิงเส้นของค่าในอดีตย้อนกับไป M ค่า โดยการเลือกค่า $\mathbf{w}_1 = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_M]^T$ ซึ่งเป็นเวกเตอร์ตัวถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อนที่เหมาะสมดังนั้นจาก [18]

$$\begin{aligned} a_k &= \mathbf{w}_1^H \mathbf{a}[k-1] + v_k \\ a_k &= w_1 a_{k-1} + w_2 a_{k-2} + \dots + w_M a_{k-M} \end{aligned} \quad (4.11)$$

โดยที่ $\mathbf{a}[k-1] = [a_{k-1} \ a_{k-2} \ \dots \ a_{k-M}]^T$

นอกจากนี้จะพบว่าถ้าเราต้องการหาอัตราสหสัมพันธ์โดยการคูณ a_{k-l}^* และใส่ค่าคาดหวังไปทั้งสองข้างของสมการที่ 4.11 จะพบว่า

$$\begin{aligned} E[a_k a_{k-l}^*] &= E[w_1 a_{k-1} a_{k-l}^* + w_2 a_{k-2} a_{k-l}^* + \dots + w_M a_{k-M} a_{k-l}^*] \\ R_a[l] &= w_1 R_a[l-1] + w_2 R_a[l-2] + \dots + w_M R_a[l-M] \end{aligned} \quad (4.12)$$

จะเห็นได้ว่าการเลือกค่า $\mathbf{w}_1 = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_M]^T$ ซึ่งเป็นเวกเตอร์ตัวถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อนที่เหมาะสมนอกจากจะสามารถทำนายค่าล่วงหน้าได้แล้วยังสามารถทำนายอัตราสหสัมพันธ์ล่วงหน้าได้ด้วย

ในเอกสารอ้างอิง [18] นำเสนอวิธีการหาค่าเวกเตอร์ตัวถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน $\mathbf{w}_1 = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_M]^T$ โดยวิธีหาค่าผิดพลาดกำลังสองต่ำสุด (minimum mean square error : MMSE) ดังนั้นจากสมการ (4.11) เราจะได้

$$\mathbf{w}_1 = \underset{\mathbf{w}_1}{\text{arg min}} E[\|a_k - \mathbf{w}_1^H \mathbf{a}[k-1]\|^2] \quad (4.13)$$

เหมือนกับที่กล่าวในสมการที่ 4.6 ค่าเวกเตอร์ตัวถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อนของวงจรรอง \mathbf{w}_1 จะหาได้จากการทำให้ค่าของฟังก์ชันจุดประสงค์ (cost function) $J(\mathbf{w}_1)$ ในสมการที่ (4.13) มีค่าต่ำที่สุด

$$J(\mathbf{w}_1) = E[\|a_k - \mathbf{w}_1^H \mathbf{a}[k-1]\|^2] \quad (4.14)$$

ดังนั้นจะได้ว่าค่าของ

$$\mathbf{w}_1 = R_{a-1}^{-1} p_a \quad (4.15)$$

โดยที่ $R_{a-1} = E[\mathbf{a}[k-1]\mathbf{a}[k-1]^H]$ และ $p_a = E[\mathbf{a}[k-1]a_k^*]$

4.2.2.2 วิธีค่าผิดพลาดกำลังสองต่ำที่สุด Minimum mean square error

ในส่วนนี้จะกล่าวถึงการนำแบบจำลองถดถอยอัตโนมัติ (autoregressive model) มาช่วยในการทำนายสัญญาณเฟดดิ้ง \tilde{a}_k เมื่อมีผลของการรบกวนโดยสัญญาณรบกวนที่เป็นเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก (Additive white Gaussian noise :AWGN) ซึ่งไม่เหมือนกับหัวข้อ 4.2.2.1 ที่กล่าวถึงเพียงแต่การใช้แบบจำลองถดถอยอัตโนมัติทำนายสัญญาณ a_k โดยไม่มีผลของการรบกวนจากสัญญาณรบกวนที่เป็นเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก ดังนั้นพิจารณาสมการที่ (4.5) และ (4.11) พบว่าเราสามารถสร้างสัญญาณ z_k จากแบบจำลองถดถอยอัตโนมัติโดยอาศัย 2 ขั้นตอนดังนี้

ขั้นตอนที่ 1

สร้างสัญญาณ a_k โดยอาศัยแบบจำลองถดถอยอัตโนมัติในหัวข้อ 4.2.2.1

$$\begin{aligned} a_k &= w_1 a_{k-1} + w_2 a_{k-2} + \dots + w_M a_{k-M} + v_k \\ a_k &= \mathbf{w}_1^H \mathbf{a}[k-1] + v_k \end{aligned} \quad (4.16)$$

สร้างสัญญาณ z_k โดยอาศัยสมการที่ 4.5

$$z_k = a_k + x_k^* n_k \quad (4.17)$$

ขั้นตอนที่ 2

โดยการอาศัยสมการที่ 4.17 ถ้าต้องการเขียนสัญญาณ z_k ในรูปแบบจำลองถดถอยอัตโนมัติโดยอาศัยค่าค่าเวกเตอร์ตัวถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน $\mathbf{w}_1 = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_M]^T$ เช่นเดียวกับในวิธีที่ 1

$$\begin{aligned} z_k &= a_k + x_k^* n_k \\ z_k &= \underbrace{w_1 a_{k-1} + w_2 a_{k-2} + \dots + w_M a_{k-M} + v_k}_{a_k} + x_k^* n_k \\ z_k &= \underbrace{w_1 a_{k-1} + w_2 a_{k-2} + \dots + w_M a_{k-M} + v_k}_{a_k} + x_k^* n_k \end{aligned} \quad (4.18)$$

ทำการบวกและลบด้านขวาของสมการ (4.18) ด้วยพจน์ $\sum_{i=1}^M w_{k-i} x_{k-i}^* n_{k-i}$

$$z_k = \underbrace{w_1 a_{k-1} + w_2 a_{k-2} + \dots + w_M a_{k-M} + v_k}_{a_k} + x_k^* n_k + \sum_{i=1}^M w_i x_{k-i}^* n_{k-i} - \sum_{i=1}^M w_i x_{k-i}^* n_{k-i}$$

$$z_k = w_1 \underbrace{[a_{k-1} + x_{k-1}^* n_{k-1}]}_{z_{k-1}} + \dots + w_M \underbrace{[a_{k-M} + x_{k-M}^* n_{k-M}]}_{z_{k-M}} + \varepsilon_k \quad (4.19)$$

โดยที่ค่าของ $\varepsilon_k = v_k + x_k^* n_k - \sum_{i=1}^M w_i x_{k-i}^* n_{k-i}$

ดังนั้นจากสมการที่ (4.19) เราจะได้ว่า

$$\begin{aligned} z_k &= w_1 z_{k-1} + w_1 z_{k-2} + \dots + w_M z_{k-M} + \varepsilon_k \\ z_k &= \mathbf{w}_1^H \mathbf{z}[k-1] + \varepsilon_k \end{aligned} \quad (4.20)$$

โดยที่ $\mathbf{z}[k-1] = [z_{k-1} \quad z_{k-2} \quad \dots \quad z_{k-M}]^T$

ดังนั้นโดยการอาศัยโดยวิธีค่าผิดพลาดกำลังสองต่ำสุด (minimum mean

square error : MMSE) เพื่อที่จะทำให้พจน์ $\sum_{i=1}^M w_i x_{k-i}^* n_{k-i} \rightarrow 0$ ซึ่งจะมีผลทำให้ค่าของ

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^M w_i z_{k-i} &= \underbrace{\sum_{i=1}^M w_i a_{k-i}}_{a_k} + \underbrace{\sum_{i=1}^M w_i x_{k-i}^* n_{k-i}}_0 \\ a_k &= \mathbf{w}_1^H \mathbf{z}[k-1] \end{aligned} \quad (4.19)$$

ซึ่งทำให้ค่าเวกเตอร์ตัวถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน $\mathbf{w}_1 = [w_1 \quad w_2 \quad \dots \quad w_M]^T$ หาได้จาก

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_1 &= \underset{\mathbf{w}_1}{\operatorname{arg\,min}} E[\|\varepsilon_k\|^2] \\ &= \underset{\mathbf{w}_1}{\operatorname{arg\,min}} E[\|z_k - \mathbf{w}_1^H \mathbf{z}[k-1]\|^2] \end{aligned} \quad (4.20)$$

เหมือนกับที่กล่าวในสมการที่ 4.6 ค่าเวกเตอร์ตัวถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อนของวงจรรอง \mathbf{w}_1 จะหาได้จากการทำให้ค่าของฟังก์ชันจุดประสงค์ $J(\mathbf{w}_1)$ ในสมการที่ (4.13) มีค่าต่ำที่สุด

$$J(\mathbf{w}_1) = E[\|z_k - \mathbf{w}_1^H \mathbf{z}[k-1]\|^2] \quad (4.21)$$

ดังนั้นจะได้ว่าค่าของ

$$\mathbf{w}_1 = \mathbf{R}_{z-1}^{-1} \mathbf{p}_z \quad (4.22)$$

โดยที่ $\mathbf{R}_{z-1} = E[\mathbf{z}[k-1]\mathbf{z}[k-1]^H]$ และ $\mathbf{p}_z = E[\mathbf{z}[k-1]z_k^*]$

ซึ่งจะเห็นได้ว่าการประมาณค่าของเฟดดิ้งโดยการใช้อยู่แบบจำลองถดถอยอัตโนมัติทำนายสัญญาณ a_k ไม่จำเป็นต้องรู้คุณสมบัติของสัญญาณ a_k

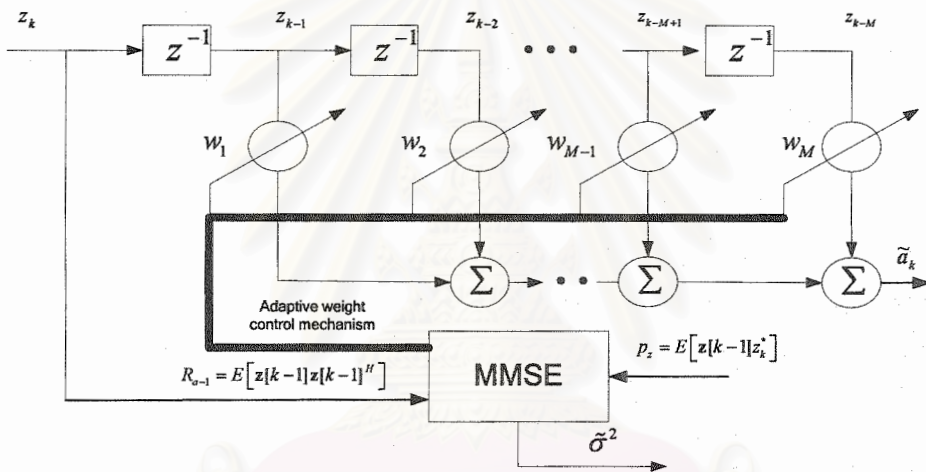
ในการประมาณหา ค่าแปรปรวนของช่องสัญญาณโดยไม่จำเป็นต้องทราบค่าอัตราส่วนของ $\sigma^2 = 2 \frac{E_b}{N_0}$ เหมือนในวิธีที่ 4.2.1 ในงานวิจัยนี้ใช้การประมาณค่าโดยนำค่า $a_k = \mathbf{w}_1^H \mathbf{z}[k-1]$ ในสมการที่ (4.19) แทนลงไปในสมการที่ (4.17) จะได้ว่า

$$x_k^* n_k = z_k - \mathbf{w}_1^H \mathbf{z}[k-1] \quad (4.23)$$

จากสมการที่ (4.23) ใน $E[\|\cdot\|^2]$ เข้าไปทั้ง 2 ข้างของสมการจะได้ว่า

$$\begin{aligned} E[\|x_k^* n_k\|^2] &= E[\|z_k - \mathbf{w}_1^H \mathbf{z}[k-1]\|^2] \\ \tilde{\sigma}^2 &= E[\|z_k - \mathbf{w}_1^H \mathbf{z}[k-1]\|^2] \\ \tilde{\sigma}^2 &= \|z_k\|^2 - \mathbf{w}_1^H p_z - p_z^H \mathbf{w}_1 + \mathbf{w}_{k-1}^H R_{z-1} \mathbf{w}_1 \\ \tilde{\sigma}^2 &= E[\|z_k\|^2] + \mathbf{w}_1^H R_{z-1} \mathbf{w}_1 - 2\Re\{\mathbf{w}_{k-1}^H p_z\} \end{aligned} \quad (4.24)$$

หรืออีกนัยหนึ่งค่าแปรปรวนของช่องสัญญาณสามารถประมาณได้โดยฟังก์ชันจุดประสงค์ $J(\mathbf{w}_1)$ ในสมการที่ (4.21) โดยรูปแบบการทำงานของวิธีค่าผิดพลาดกำลังสองต่ำที่สุดแสดงอยู่ในรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 ตัวประมาณช่องสัญญาณโดยวิธีค่าผิดพลาดกำลังสองน้อยที่สุด โดยอาศัยแบบจำลองถดถอยอัตโนมัติ

4.2.2.3 วิธีการค่าเฉลี่ยกำลังสองต่ำที่สุดที่ถูกนอร์มัลไลซ์ (Normalized least mean square)

เนื่องจากความซับซ้อนของการประมาณค่าของสัญญาณ เฟดดิ้ง \tilde{a}_k และค่าแปรปรวนของช่องสัญญาณโดยวิธีค่าผิดพลาดกำลังสองต่ำที่สุด (minimum mean square error : MMSE) โดยอาศัยแบบจำลองถดถอยอัตโนมัติ (autoregressive model) จะมีความซับซ้อนอยู่ในระดับ $O(M^2)$ [19] เนื่องจากต้องหาค่า $R_{z-1} = E[z[k-1]z[k-1]^H]$ ก่อนและในทางปฏิบัติการหาค่า R_{z-1} จะทำการหาโดยใช้การสุ่มตัวอย่างในช่วงเวลาหนึ่งเช่น

$$\tilde{R}_{z-1} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \mathbf{z}[k-1] \mathbf{z}[k-1]^H \quad (4.25)$$

เพื่อลดความซับซ้อนของวิธีค่าผิดพลาดกำลังสองต่ำที่สุด วิธีการค่าเฉลี่ยกำลังสองต่ำที่สุดที่ถูกนอร์มัลไลซ์ (normalized least mean square : NLMS) จึงนำมาใช้ในแบบจำลองถดถอยอัตโนมัติของงานวิจัยนี้ เนื่องจากความเร็วในอัตราการลู่เข้าไปสู่ยั้งค่าตอบของวิธีการค่าผิดพลาดกำลังสองน้อยที่สุดและความซับซ้อนที่ถูกลดลงมาในระดับ $O(M)$ [19]

วิธีการของค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุดที่ถูกนอร์มัลไลซ์ ในแบบจำลองถดถอยอัตโนมัติโดยอาศัยหลักการของการกำหนดเงื่อนไขบังคับ (constrained optimization) เหมือนวิธีทั่วไปของนอร์มัลไลซ์ค่าเฉลี่ยกำลังสองต่ำสุด ในเอกสารอ้างอิง [19] โดยกำหนดเงื่อนไขปกติบนเวกเตอร์ตัวถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน $\mathbf{w}_1[k] = [w_1[k] \ w_2[k] \ \dots \ w_M[k]]^T$ ดังนี้โดยนิยามผลต่างระหว่างค่าเวกเตอร์ตัวถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน

$$\delta \mathbf{w}_1[k+1] = \mathbf{w}_1[k+1] - \mathbf{w}_1[k] \quad (4.26)$$

ในจุดที่เวกเตอร์ตัวถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อนเข้าใกล้ค่าของค่าตอบในวิธีการค่าผิดพลาดกำลังสองต่ำสุดจะพบว่า

$$E[\|\delta \mathbf{w}_1[k+1]\|^2] \rightarrow 0 \quad (4.27)$$

กำหนดให้เงื่อนไขบังคับของฟังก์ชันจุดประสงค์ $J(k-1)$ ใหม่ที่เป็นฟังก์ชันของ $k-1$ เป็นดังนี้

$$z_k = \mathbf{w}_1^H[k+1] \mathbf{z}[k-1] \quad (4.28)$$

โดยการนำวิธีการของ Lagrange multiplier มาใช้ในการแก้ปัญหาที่มีเงื่อนไขบังคับ จากสมการที่ (4.27) และเงื่อนไขบังคับในสมการที่ (4.28) ดังนั้นสามารถเขียนฟังก์ชันจุดประสงค์ $J(k-1)$ โดยวิธีของ Lagrange ได้ดังนี้

$$J(k) = \|\delta \mathbf{w}_1[k+1]\|^2 + \Re[\lambda^* (z_k - \mathbf{w}_1^H[k+1] \mathbf{z}[k-1])] \quad (4.29)$$

เพื่อที่จะหาค่าเวกเตอร์ตัวถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อน $\mathbf{w}_1[k] = [w_1[k] \ w_2[k] \ \dots \ w_M[k]]^T$ ที่ดีที่สุดที่ทำให้ฟังก์ชันจุดประสงค์มีค่าน้อยที่สุดเราจะทำการไล่ gradient vector ในฟังก์ชันจุดประสงค์ $J(k)$ โดยค่าของ $\nabla_{\mathbf{w}_1[k+1]} J(k)$ มีค่าเท่ากับศูนย์ในจุดที่ $J(k)$ มีค่าต่ำสุด ดังนั้นจากสมการที่ (4.29) จะได้ว่า

$$\nabla_{\mathbf{w}_1[k+1]} J(k) = 2(\mathbf{w}_1[k+1] - \mathbf{w}_1[k]) - \lambda^* \mathbf{z}[k-1] \quad (4.30)$$

ให้สมการที่ (4.30) มีค่าเท่ากับศูนย์เราจะได้ว่า

$$\mathbf{w}_1[k+1] = \mathbf{w}_1[k] + \frac{1}{2} \lambda^* \mathbf{z}[k-1] \quad (4.31)$$

เพื่อที่จะหาค่าตัวคูณ λ ของวิธี Lagrange multiplier แทนสมการที่ (4.31) ลงในสมการที่ (4.28)

$$\begin{aligned}
z_k &= \mathbf{w}_1^H[k+1]\mathbf{z}[k-1] \\
&= \left(\mathbf{w}_1[k] + \frac{1}{2}\lambda^* \mathbf{z}[k-1] \right)^H \mathbf{z}[k-1] \\
&= \mathbf{w}_1^H[k]\mathbf{z}[k-1] + \frac{1}{2}\lambda \mathbf{z}^H[k-1]\mathbf{z}[k-1] \\
&= \mathbf{w}_1^H[k]\mathbf{z}[k-1] + \frac{1}{2}\lambda \|\mathbf{z}[k-1]\|^2
\end{aligned} \tag{4.32}$$

จากสมการที่ (4.32) ดังนั้นจะได้ว่า

$$\lambda = \frac{2e_k}{\|\mathbf{z}[k-1]\|^2} \tag{4.33}$$

โดยที่

$$e_k = z_k - \mathbf{w}_1^H[k]\mathbf{z}[k-1] \tag{4.34}$$

แทนค่า λ จากสมการที่ (4.33) ไปยังสมการที่ (4.31) จะได้ว่า

$$\begin{aligned}
\mathbf{w}_1[k+1] &= \mathbf{w}_1[k] + \frac{1}{2} \frac{2e_k^*}{\|\mathbf{z}[k-1]\|^2} \mathbf{z}[k-1] \\
&= \mathbf{w}_1[k] + \frac{e_k^*}{\|\mathbf{z}[k-1]\|^2} \mathbf{z}[k-1]
\end{aligned} \tag{4.35}$$

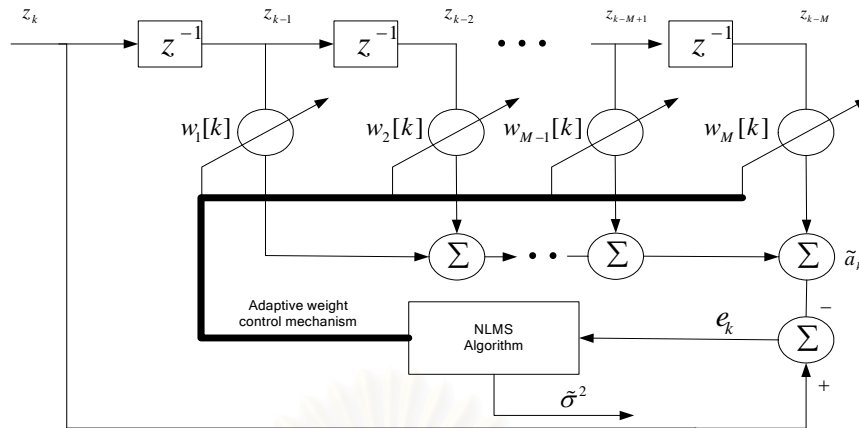
เพื่อให้ง่ายต่อการควบคุมอัตราการเปลี่ยนแปลงของเวกเตอร์ตัวถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อนจากรอบที่ k ไปยังรอบที่ $k+1$ โดยไม่เปลี่ยนแปลงทิศทางดังนั้นเราจะใส่ค่าคงที่ β ลงไปในสมการ (4.35) ดังนี้

$$\mathbf{w}_1[k+1] = \mathbf{w}_1[k] + \frac{\beta e_k^*}{\|\mathbf{z}[k-1]\|^2} \mathbf{z}[k-1] \tag{4.36}$$

และเนื่องจากส่วนของค่า $1/\|\mathbf{z}[k-1]\|^2$ จะทำให้อัตราการเปลี่ยนแปลงค่าของเวกเตอร์ตัวถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อนในสมการที่ (4.36) มีความไม่เสถียรเมื่อ $\|\mathbf{z}[k-1]\|^2 = 0$ ดังนั้นจะทำการใส่ค่า δ ซึ่งเป็นค่าเล็กๆ กันไว้เพื่อป้องกันส่วนหารเป็นศูนย์ดังนั้นจากสมการที่ (4.36) เราจะได้ว่า

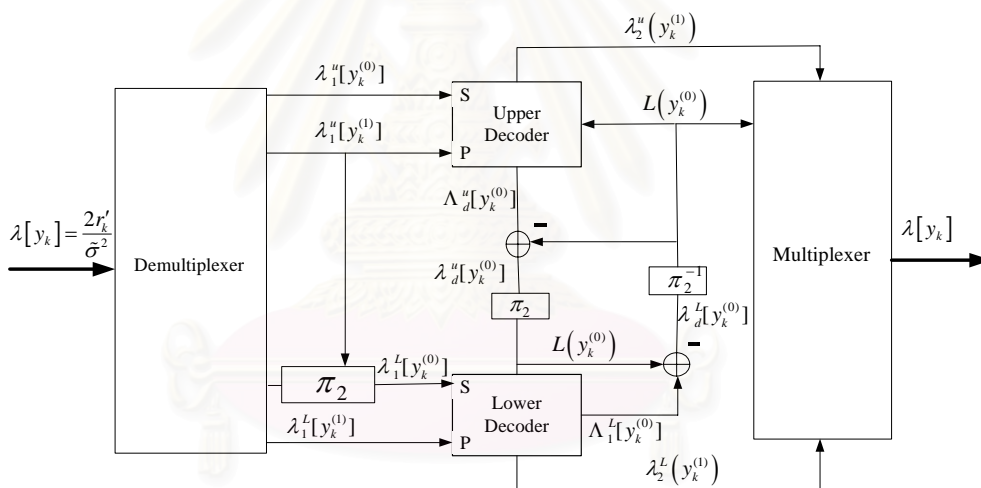
$$\mathbf{w}_1[k+1] = \mathbf{w}_1[k] + \frac{\beta e_k^*}{\delta + \|\mathbf{z}[k-1]\|^2} \mathbf{z}[k-1] \tag{4.37}$$

โดยรูปแบบการทำงานวิธีการค่าเฉลี่ยกำลังสองต่ำที่สุดที่ถูกรวมแล้วโดยนอร์มัลไลซ์บนแบบจำลองถดถอยอัตโนมัติแสดงอยู่ในรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 ตัวประมาณของสัญญาณโดยวิธีค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุดที่ถ่วงนอร์มอลไลซ์ โดยอาศัยแบบจำลองถดถอยอัตโนมัติ

4.3 เครื่องถอดรหัสเทอร์โบ



รูปที่ 4.5 โครงสร้างของตัวถอดรหัสเทอร์โบ

การทำงานของเครื่องถอดรหัสเทอร์โบ เป็นการดำเนินงานแบบวนซ้ำและรับค่าประมาณอัตราส่วนความเป็นจริงในพจน์ของ (log likelihood ratio : LLR) ซึ่งมีค่าเท่ากับ $\lambda[y_k] = \frac{2r'_k}{\sigma^2}$ จากตัวประมาณอัตราส่วนความเป็นจริง (log likelihood ratio approximator) ดังแสดงในรูปที่ 4.1 โดย demultiplexer ทำหน้าที่แยกสัญญาณ $\lambda[y_k]$ เป็น $\lambda_1^u[y_k^{(0)}]$ และ $\lambda_1^l[y_k^{(1)}]$ สำหรับตัวถอดรหัสบน (upper decoder) และเป็น $\lambda_1^l[y_k^{(0)}]$ และ $\lambda_1^u[y_k^{(1)}]$ สำหรับตัวถอดรหัสล่าง (lower decoder) จากนั้นเครื่องถอดรหัสย่อยแต่ละตัวทำการคำนวณค่าความน่าจะเป็นหลัง (a posteriori probability : APP) ในพจน์ของ (log likelihood ratio : LLR) ซึ่งเป็นผลบวกของ ค่าข่าวสารเอ็กซ์ทรินซิกกับค่าข่าวสารเริ่มแรก (a priori information) $L(y_k^{(0)})$ โดยจะ

กำหนดให้ $L(y_k^{(0)})=0$ ในการทำงานรอบแรกซึ่งในกรณีค่าข่าวสารของ $y_k^{(0)}$ ซึ่งเป็นบิตของระบบ (systematic bit) จะได้ว่าค่าของ a posteriori log likelihood ratio จะมีค่าเป็น

1. ในกรณีของ ตัวถอดรหัสส่วนบน (upper decoder) จะได้ว่า posteriori log likelihood ratio มีค่าเท่ากับ

1.1 สำหรับบิตของระบบ (systematic bit)

$$\Lambda_d^u[y_k^{(0)}] = \frac{P(y_k^{(0)} = +1 | r'_k |_{k=0}^L)}{P(y_k^{(0)} = -1 | r'_k |_{k=0}^L)}$$

$$\Lambda_d^u[y_k^{(0)}] = \underbrace{\lambda_d^u[y_k^{(0)}]}_{\text{extrinsic information}} + \underbrace{\lambda_1^u[y_k^{(0)}]}_{\text{channel information}} + \underbrace{L(y_k^{(0)})}_{\text{priori information}} \quad (4.38)$$

1.2 สำหรับบิตพาริตี (parity bit)

$$\Lambda_d^u[y_k^{(1)}] = \frac{P(y_k^{(1)} = +1 | r'_k |_{k=0}^L)}{P(y_k^{(1)} = -1 | r'_k |_{k=0}^L)}$$

$$\Lambda_d^u[y_k^{(1)}] = \underbrace{\lambda_d^u[y_k^{(1)}]}_{\text{extrinsic information}} + \underbrace{\lambda_1^u[y_k^{(1)}]}_{\text{channel information}} \quad (4.39)$$

2. ในกรณีของ ตัวถอดรหัสส่วนล่าง (lower decoder) จะได้ว่า posteriori log likelihood ratio มีค่าเท่ากับ

2.1 สำหรับบิตของระบบ (systematic bit)

$$\Lambda_d^L[y_k^{(0)}] = \frac{P(y_k^{(0)} = +1 | r'_k |_{k=0}^L)}{P(y_k^{(0)} = -1 | r'_k |_{k=0}^L)}$$

$$\Lambda_d^L[y_k^{(0)}] = \underbrace{\lambda_d^L[y_k^{(0)}]}_{\text{extrinsic information}} + \underbrace{\lambda_1^L[y_k^{(0)}]}_{\text{channel information}} + \underbrace{L(y_k^{(0)})}_{\text{priori information}} \quad (4.40)$$

2.2 สำหรับบิตพาริตี (parity bit)

$$\Lambda_d^L[y_k^{(1)}] = \frac{P(y_k^{(1)} = +1 | r'_k |_{k=0}^L)}{P(y_k^{(1)} = -1 | r'_k |_{k=0}^L)}$$

$$\Lambda_d^L[y_k^{(1)}] = \underbrace{\lambda_d^L[y_k^{(1)}]}_{\text{extrinsic information}} + \underbrace{\lambda_1^L[y_k^{(1)}]}_{\text{channel information}} \quad (4.41)$$

ค่าข่าวสารเอ็กซ์ทรินซิก (extrinsic information) ซึ่งสร้างจากตัวถอดรหัสย่อยแต่ละตัวจากได้จากงานวิจัยอ้างอิง [6], [18] และ [19] สำหรับค่าข่าวสารของบิตของระบบ (systematic bit) หาได้จากสมการที่ (4.42)

$$\lambda_d(y_k^{(0)}) = \ln \left(\frac{\sum_{(s',s) \rightarrow y_k^{(0)} = +1} \alpha_{n-1}(s') \gamma_n^s(s',s) \beta_n(s)}{\sum_{(s',s) \rightarrow y_k^{(0)} = -1} \alpha_{n-1}(s') \gamma_n^s(s',s) \beta_n(s)} \right) \quad (4.42)$$

สำหรับบิตพาริตี (parity bit) หาได้จาก

$$\lambda_d(y_k^{(1)}) = \ln \left(\frac{\sum_{(s',s) \rightarrow y_k^{(1)} = +1} \alpha_{n-1}(s') \gamma_n^p(s',s) \beta_n(s)}{\sum_{(s',s) \rightarrow y_k^{(1)} = -1} \alpha_{n-1}(s') \gamma_n^p(s',s) \beta_n(s)} \right) \quad (4.43)$$

ซึ่งค่าคู่ลำดับ $(s',s) \rightarrow y_k^{(0)} \pm 1$ และ $(s',s) \rightarrow y_k^{(1)} \pm 1$ คือเหตุการณ์ที่เครื่องเข้ารหัสย่อยเปลี่ยนสถานะจาก s' ไปยัง s เมื่อบิตข้อมูล $y_k^{(0)}$ และ $y_k^{(1)}$ เกิดขึ้นในแผนภาพเทรลลิส (Trellis diagram)

โดยค่าของ $\alpha_k(s) = P(s, r'_k |_{k=0}^k)$ และ $\beta_k(s) = P(s, r'_k |_{k=k+1}^L)$ คือความน่าจะเป็นของสถานะของเครื่องเข้ารหัสย่อยเมื่อวาดแผนภาพเทรลลิส (Trellis diagram) ไปข้างหน้าและหลังเวลา $t = k$ โดยสามารถคำนวณได้จากรีเคอร์ซีฟแบบไปข้างหน้า (forward recursive) และรีเคอร์ซีฟแบบไปข้างหลัง (backward recursive) ซึ่งแสดงใน [6] และ [8] ว่า

$$\alpha_k(s') = \frac{\sum_{all s'} \alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s',s)}{\sum_{all s} \sum_{all s'} \alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s',s)} \quad (4.44)$$

และ

$$\beta_{k-1}(s') = \frac{\sum_{all s'} \beta_k(s) \gamma_k(s',s)}{\sum_{all s} \sum_{all s'} \alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s',s)} \quad (4.45)$$

เนื่องจากเครื่องเข้ารหัสเริ่มต้นที่สถานะศูนย์และจบที่สถานะศูนย์ดังนั้นค่าเริ่มต้นสำหรับค่าของ $\alpha_0(s)$ และ $\beta_L(s)$ จะมีค่าเป็น

$$\alpha_0(s) = \begin{cases} 1 & \text{for } s=0 \\ 0 & \text{for others} \end{cases} \\ \beta_L(s) = \begin{cases} 1 & \text{for } s=0 \\ 0 & \text{for others} \end{cases} \quad (4.46)$$

โดยที่

$$\gamma_k(s',s) = \exp \left(\frac{1}{2} [L(y_k^{(0)}) + \lambda_1 [y_k^{(0)}] + \lambda_1 [y_k^{(1)}]] \right) \quad (4.47)$$

และ

$$\gamma_n^s(s',s) = \exp \left(\frac{1}{2} [L(y_k^{(0)}) + \lambda_1 [y_k^{(1)}]] \right) \quad (4.48)$$

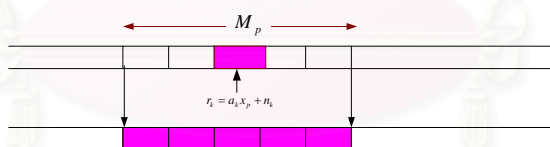
$$\gamma_n^p(s', s) = \exp\left(\frac{1}{2}\left[L(y_k^{(0)}) + \lambda_1 [y_k^{(0)}]\right]\right) \quad (4.49)$$

โดยเมื่อทำการถอดรหัสเสร็จแล้ว multiplexer จะทำการรวมค่าข่าวสารเอ็กซ์ทรีนซิกในตำแหน่งที่เป็นบิตของระบบ (systematic bit) และ บิตพาริตี (parity bit) ไปยัง $\lambda [y_k]$ เพื่อส่งไปใช้ในตัวประมาณช่องสัญญาณ (channel estimator) เพื่อใช้ในการประมาณค่าเฟดดิ้งในรอบถัดไป

4.4 การทำงานของเครื่องรับแบบวนซ้ำ

ในส่วนนี้จะกล่าวถึงการทำงานโดยรวมของเครื่องรับแบบวนซ้ำโดยใช้แบบจำลองถดถอยอัตโนมัติซึ่งจะอธิบายการทำงานร่วมกันทั้งหมดของส่วนตัวประมาณช่องสัญญาณ (channel estimator) ส่วนประมาณค่าข่าวสารของอัตราส่วนความเป็นจริง (log likelihood ratio : LLR) และ ส่วนตัวถอดรหัสเทอร์โบ (turbo decoder) โดยการทำงานของเครื่องรับแบบวนซ้ำนี้แบ่งการทำงานออกเป็น 2 แบบได้แก่

4.4.1 การทำงานของเครื่องรับแบบวนซ้ำในรอบที่หนึ่ง



รูปที่ 4.6 การสำเนาสัญญาณในตำแหน่งแทรกสัญญาณนำร่อง

การทำงานในรอบที่หนึ่งประกอบด้วย เครื่องรับจะทำการส่งสัญญาณ r_k ไปยังตัวประมาณช่องสัญญาณ (channel estimator) และตัวประมาณช่องสัญญาณจะทำการสำเนาสัญญาณในตำแหน่งบิตที่ทำการแทรกสัญญาณนำร่อง (ซึ่งจะอยู่ตรงกลางของทุก ๆ บล็อกข้อมูลขนาด M_p บิต) ไปให้ตัวบล็อกข้อมูลขนาด M_p ดังที่แสดงในรูป 4.6 ดังนั้นสัญญาณ z_k จะสร้างได้จากนำสัญญาณแทรกนำร่อง x_p ไปคูณยังสัญญาณที่ทำการสำเนาในแต่ละบล็อกข้อมูลขนาด M_p

$$\begin{aligned} z_k &= x_p^* r_k \\ &= a_k + x_p^* n_k \end{aligned} \quad (4.50)$$

ตัวประมาณช่องสัญญาณดังที่กล่าวไปแล้วในหัวข้อ 4.2 จะทำการประมาณ $\tilde{a}_k = \|\tilde{a}_k\| e^{j(\theta_k - \Delta\theta_k)}$ และ σ^2 เพื่อนำไปคูณกับสัญญาณ r_k เพื่อสร้างสัญญาณ

$$\begin{aligned} r'_k &= \Re(\tilde{a}_k \cdot r_k) \\ r'_k &= \|\tilde{a}_k\| \|a_k\| \cos(\Delta\theta) x_k + \Re(\tilde{a}_k n_k) \\ r'_k &= \mu x_k + n'_k \end{aligned} \quad (4.51)$$

ตัวประมาณอัตราส่วนความเป็นจริง จะทำการประมาณค่าข่าวสารของช่องสัญญาณโดยนำสัญญาณ r'_k และ σ^2 ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ

$$\lambda[x_k] = \frac{2r'_k}{\sigma^2} \quad (4.52)$$

ตัว demultiplexer จะทำการแยกอัตราส่วนความเป็นจริงในตำแหน่งที่แทรกสัญญาณนำร่องและตัวสลับลำดับของช่องสัญญาณ (channel deinterleaver) จะทำการสลับตำแหน่งของอัตราส่วนความเป็นจริงของช่องสัญญาณ เพื่อส่งไปยังตัวถอดรหัสเทอร์โบโดยอัตราส่วนความเป็นจริงที่เข้าสู่ตัวถอดรหัสเทอร์โบจะเป็น

$$\lambda[y_k] \quad (4.53)$$

4.4.2 การทำงานของเครื่องรับแบบวนซ้ำในรอบที่มากกว่าหนึ่ง

การทำงานในรอบที่มากกว่าหนึ่งจะเริ่มจาก เครื่องรับแบบวนซ้ำจะนำค่าข่าวสาร $\lambda[y_k]$ ในรอบก่อนหน้ามาทำการประมาณค่าสัญญาณ \tilde{y}_k $1 \leq k \leq L/r$ โดยไปผ่าน nonlinear function $\tanh(\frac{\cdot}{2})$ เหมือนกับงานวิจัยอ้างอิง [11] และแสดงในรูปที่ 4.1 ซึ่งค่าของ \tilde{y}_k $1 \leq k \leq L/r$ จะหาได้ดังนี้จาก [18] โดยที่

$$\tilde{y}_k = \tanh\left(\frac{\lambda[y_k]}{2}\right) \quad (4.54)$$

ต่อไปค่าประมาณของสัญญาณ \tilde{y}_k $1 \leq k \leq L/r$ จะถูกส่งไปยังตัววางสลับช่องสัญญาณ (channel interleaver) และถูกส่งต่อไปยังส่วนแทรกสัญญาณนำร่องตามลำดับ เพื่อที่จะสร้างบล็อกข้อมูลใหม่ $\{x_k\}$ โดยที่ $1 \leq k \leq LM_p/r(M_p-1)$ โดย $\{x_k\}$ จะถูกส่งไปตัวประมาณช่องสัญญาณ (channel estimator) ดังนั้นสัญญาณ z_k จะสร้างได้จากการนำบล็อกข้อมูลใหม่ $\{x_k\}$ มาคูณกับสัญญาณ $\{r_k\}$ ดังนั้นจะได้

$$\begin{aligned} z_k &= \tilde{x}_k^* r_k \\ &= a_k + \tilde{x}_k^* n_k \end{aligned} \quad (4.55)$$

ตัวประมาณช่องสัญญาณดังที่กล่าวไปแล้วในหัวข้อ 4.2 จะทำการประมาณ $\tilde{a}_k = \|\tilde{a}_k\| e^{j(\theta_k - \Delta\theta_k)}$ ในรอบถัดไปและนำไปคูณกับสัญญาณ r_k เพื่อสร้างสัญญาณ

$$\begin{aligned}
 r'_k &= \Re(\tilde{a}_k \cdot r_k) \\
 r'_k &= \|\tilde{a}_k\| \|a_k\| \cos(\Delta\theta) x_k + \Re(\tilde{a}_k n_k) \\
 r'_k &= \mu x_k + n'_k
 \end{aligned} \tag{4.56}$$

ตัวประมาณอัตราส่วนความน่าจะเป็นจริง (LLR approximator) จะทำการประมาณค่าข่าวสารในรอบใหม่ของช่องสัญญาณโดยนำสัญญาณ r'_k โดย

$$\lambda[x_k] = \frac{2r'_k}{\sigma^2} \tag{4.52}$$

ต่อไปตัวถอดรหัสเทอร์โบจะรับสัญญาณ $\lambda[x_k]$ จากรอบก่อนหน้าเพื่อมาประมาณผลในรอบนี้ จากนั้นการทำงานที่เหลือจะเหมือนกับที่อธิบายในหัวข้อ 4.4.1 ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าข่าวสารของช่องสัญญาณ $\lambda[x_k]$ จะมีการปรับปรุงในทุก ๆ รอบการทำงานแบบวนซ้ำและการถอดรหัสเทอร์โบจะมีการปรับปรุงค่าที่ถูกต้องมากขึ้นในแต่ละรอบเนื่องจากค่า $\lambda[x_k]$ มีการเปลี่ยนแปลงตลอดในแต่ละรอบ

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 5

ผลการทดสอบ

ในบทนี้จะกล่าวถึงผลของการจำลองระบบ เพื่อทดสอบสมรรถนะของระบบที่นำเสนอเมื่อสัญญาณเป็นเรย์ลีเฟดดิ้งแบบเรียบ ที่มีอัตราความเร็วต่างๆกันโดยจะทำการทดสอบประสิทธิภาพของตัวประมาณช่องสัญญาณ (channel estimator) โดยใช้แบบจำลองถดถอยอัตโนมัติทั้ง 2 วิธีคือ หนึ่งวิธีการค่าผิดพลาดกำลังสองต่ำสุด (minimum mean square error : MMSE) และสองวิธีการค่าเฉลี่ยกำลังสองต่ำสุดที่ถ่วงนอร์มัลไลซ์ (normalized least mean square : NLMS) โดยเปรียบเทียบกับวิธีการค่าผิดพลาดกำลังสองต่ำสุด ที่ไม่อาศัยแบบจำลองถดถอยอัตโนมัติในการประมาณหาเฟดดิ้งในงานวิจัยอ้างอิง [11]

ในบทที่ 5 นี้จะแบ่งผลการจำลองออกเป็น 3 หัวข้อคือ 1. การจำลองสมรรถนะตัวประมาณช่องสัญญาณจาก เอกสารอ้างอิง [11] 2. การจำลองสมรรถนะตัวประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอ 3. การจำลองสมรรถนะของเครื่องรับแบบวนซ้ำโดยเปรียบเทียบที่ความเร็วต่างๆ

5.1 สมรรถนะตัวประมาณช่องสัญญาณ [17]

ในส่วนนี้จะนำเสนอการจำลองการทำงานของตัวประมาณช่องสัญญาณ (channel estimator) ในงานวิจัยอ้างอิง [17] ซึ่งอาศัยวิธีค่าผิดพลาดกำลังสองต่ำสุด (minimum mean square error : MMSE) ซึ่งส่วนนี้จะสมมุติว่าค่า x_k นั้นรู้ค่าเริ่มต้นจากภาครับ (ในทางปฏิบัตินั้นไม่รู้เนื่องจากเราต้องการหา x_k) ดังนั้น จะได้ว่า

$$\begin{aligned} z_k &= x_k^* r_k \\ &= a_k + x_k^* n_k \end{aligned} \quad (5.1)$$

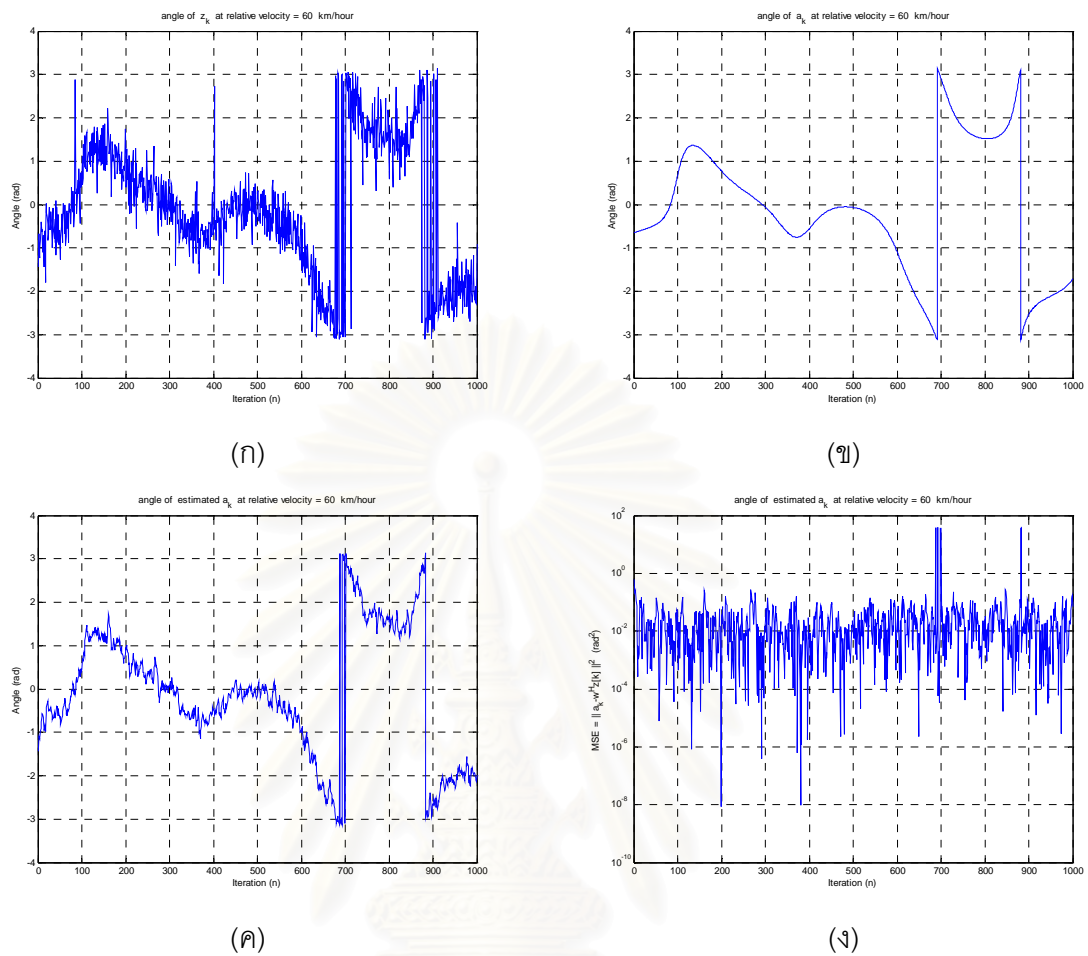
ซึ่งค่าประมาณสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรียบหาได้จาก

$$\hat{a}_k = \mathbf{w}_0^H \mathbf{z}[k] \quad (5.2)$$

ซึ่งการหาค่าเวกเตอร์ตัวถ่วงน้ำหนักค่าเชิงซ้อนของวงจรรองหาได้จากวิธีค่าผิดพลาดกำลังสองน้อยที่สุด (minimum mean square error : MMSE) ซึ่งถูกนำเสนอใน [17] โดย

$$\mathbf{w}_0 = \underset{\mathbf{w}_0}{\operatorname{arg\,min}} E[\|a_k - \mathbf{w}_0^H \mathbf{z}[k]\|^2] \quad (5.3)$$

ซึ่งค่า $\mathbf{w}_0 = [w_0 \ w_1 \ \dots \ w_{M-1}]^T$, $\mathbf{z}[k] = [z_k \ z_{k-1} \ \dots \ z_{k-M+1}]^T$ โดยในงานวิจัยนี้เลือกใช้ค่า $M=5$ เหมือนในงานวิจัยอ้างอิง [11]



รูปที่ 5.1 การประมาณค่ามุม (angle) ของเรย์ลีเฟดดิ้งแบบเรียบ a_k ที่ $f_c = 900$ MHz , อัตราการส่งข้อมูลของแต่ละสัญญาณอยู่ที่ 13 kbit/s , ความเร็ว 60 Km/hour และ ค่าดอปเพลอร์สเปรตแบบนอร์มัลไลซ์ $f_d T_s = 0.00385$

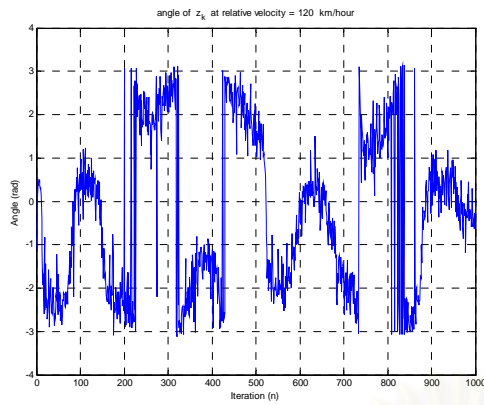
(ก) ค่ามุมของสัญญาณ $z_k = a_k + x_k^* n_k$ โดยที่ค่าความแปรปรวน $E_b/N_0 = 6$ dB

(ข) ค่ามุมของสัญญาณเฟดดิ้ง a_k

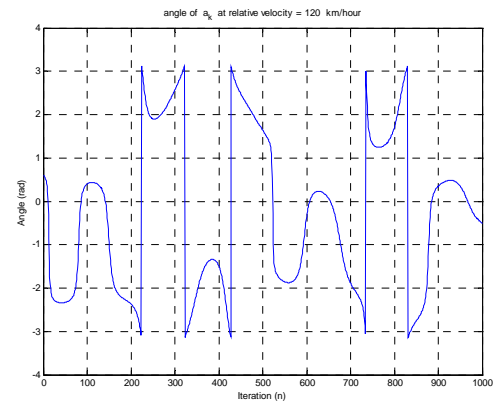
(ค) ค่าประมาณค่ามุมของสัญญาณเฟดดิ้ง \hat{a}_k

(ง) ค่าเฉลี่ยของค่าผิดพลาดกำลังสอง $MSE[k] = \left[\| a_k - \mathbf{w}_k^H \mathbf{z}[k] \|^2 \right]$ โดยที่ค่าเฉลี่ยของค่าเฉลี่ยของค่าผิดพลาดกำลังสอง (average mean square error :AMSE) ซึ่งมีค่า

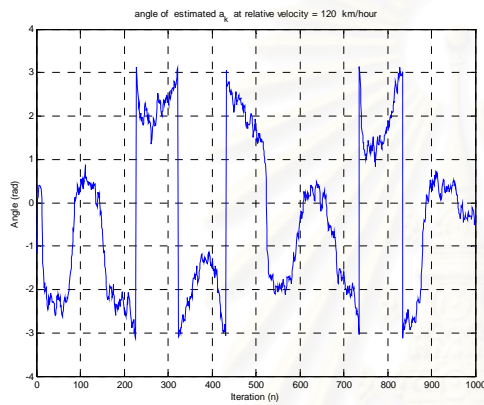
$$\text{เท่ากับ } AMSE = \frac{1}{1000} \sum_{k=0}^{999} MSE[k] = 0.2919 \text{ หรือเท่ากับ } -5.347 \text{ dB}$$



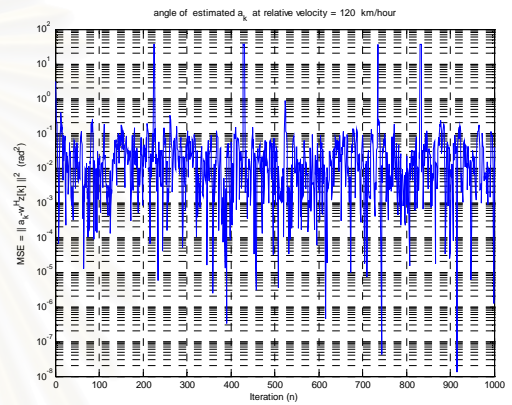
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

รูปที่ 5.2 การประมาณค่ามุม (angle) ของเรยลีเฟดดิ้งแบบเรียบ a_k ที่ $f_c = 900$ MHz , อัตราการส่งข้อมูลของแต่ละสัญลักษณ์อยู่ที่ 13 kbit/s , ความเร็ว 120 Km/hour และค่าคอปเพลอร์สเปรดแบบนอร์มอลไลซ์ $f_d T_s = 0.00769$

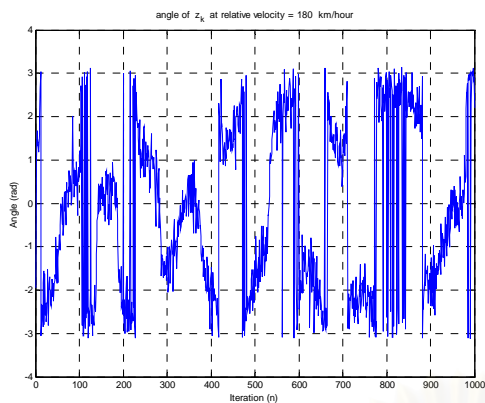
(ก) ค่ามุมของสัญญาณ $z_k = a_k + x_k^* n_k$ โดยที่ค่าความแปรปรวน $E_b/N_0 = 6$ dB

(ข) ค่ามุมของสัญญาณเฟดดิ้ง a_k

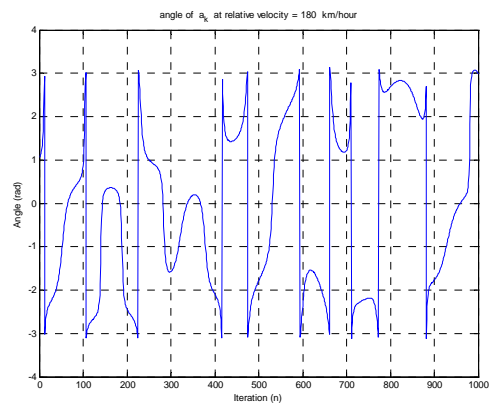
(ค) ค่าประมาณค่ามุมของสัญญาณเฟดดิ้ง \hat{a}_k

(ง) ค่าเฉลี่ยของค่าผิดพลาดกำลังสอง $MSE[k] = \left[\| a_k - \mathbf{w}_k^H \mathbf{z}[k] \|^2 \right]$ โดยที่ค่าเฉลี่ยของค่าเฉลี่ยของค่าผิดพลาดกำลังสอง (average mean square error :AMSE) ซึ่งมีค่า

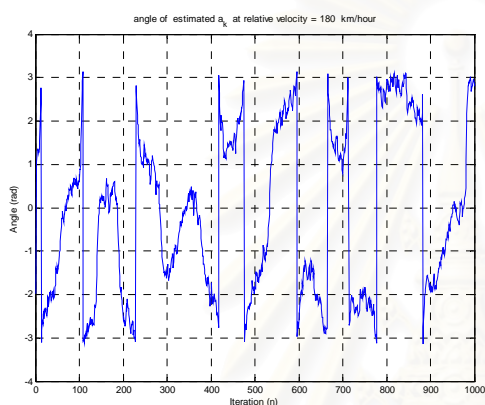
$$\text{เท่ากับ } AMSE = \frac{1}{1000} \sum_{k=0}^{999} MSE[k] = 0.471 \text{ หรือเท่ากับ } -3.27 \text{ dB}$$



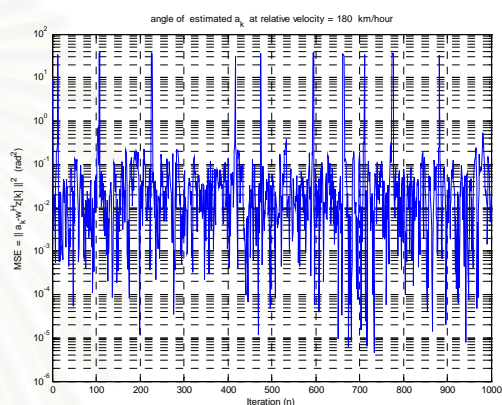
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

รูปที่ 5.3 การประมาณค่ามุม (angle) ของเรยลีเฟดดิ้งแบบเรียบ a_k ที่ $f_c = 900$ MHz , อัตราการส่งข้อมูลของแต่ละสัญลักษณ์อยู่ที่ 13 kbit/s , ความเร็ว 180 Km/hour และค่าดอปเพลอร์สเปรดแบบนอร์มอลไลซ์ $f_d T_s = 0.01154$

(ก) ค่ามุมของสัญญาณ $z_k = a_k + x_k^* n_k$ โดยที่ค่าความแปรปรวน $E_b/N_0 = 6$ dB

(ข) ค่ามุมของสัญญาณเฟดดิ้ง a_k

(ค) ค่าประมาณค่ามุมของสัญญาณเฟดดิ้ง \hat{a}_k

(ง) ค่าเฉลี่ยของค่าผิดพลาดกำลังสอง $MSE[k] = \left[\|a_k - \mathbf{w}_k^H \mathbf{z}[k]\|^2 \right]$ โดยที่ค่าเฉลี่ยของค่าเฉลี่ยของค่าผิดพลาดกำลังสอง (average mean square error :AMSE) ซึ่งมีค่า

$$\text{เท่ากับ } AMSE = \frac{1}{1000} \sum_{k=0}^{999} MSE[k] = 0.7791 \text{ หรือเท่ากับ } -1.084 \text{ dB}$$

ตารางที่ 5.1 สรุปค่าเฉลี่ยของความผิดพลาดกำลังสองของรูปที่ 5.1 ถึง 5.3

ความเร็ว	ค่าเฉลี่ยของค่าเฉลี่ยของค่าผิดพลาดกำลังสอง $AMSE = \frac{1}{1000} \sum_{k=0}^{999} MSE[k]$
60 km/hour	-5.347 dB
120 km/hour	-3.27 dB
180 km/hour	-1.084 dB

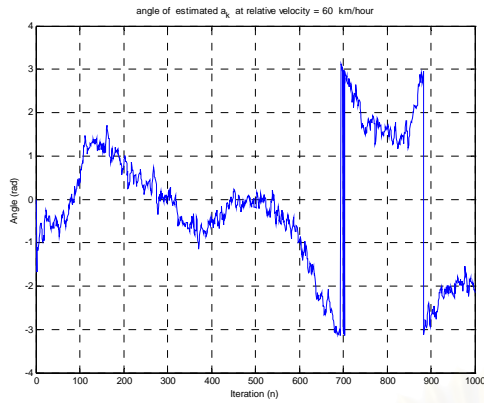
การประมาณค่าเฟดดิ้งโดย วิธีค่าผิดพลาดกำลังสองต่ำสุด (minimum mean square error : MMSE) จากงานวิจัยอ้างอิง [17] จะเห็นได้ว่าความเร็วมีผลต่อประสิทธิภาพของตัวประมาณช่องสัญญาณเนื่องจากความเร็วที่เพิ่มขึ้น จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของเฟสที่เร็วขึ้นซึ่งทำให้การประมาณค่าเฟดดิ้งมีความถูกต้องลดลง ดังแสดงให้เห็นดังรูปที่ 5.1 ถึง 5.3

5.2 สมรรถนะของตัวประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอ

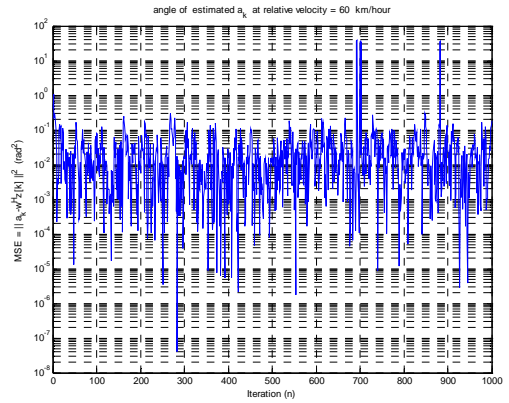
ในส่วนนี้จะกล่าวถึงการใช้แบบจำลองถดถอยอัตโนมัติ (autoregressive model) จากงานวิจัยอ้างอิง [12] , [13] และ [19] ในการประมาณของค่าสัญญาณเฟดดิ้ง \hat{a}_k ซึ่งในหัวข้อ 5.2.1 จะกล่าวถึงสมรรถนะของตัวประมาณช่องสัญญาณที่ใช้วิธีค่าผิดพลาดกำลังสองต่ำที่สุด (minimum mean square error : MMSE) บนแบบจำลองถดถอยอัตโนมัติ และในหัวข้อ 5.2.2 จะกล่าวถึงการใช้วิธีการค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุดที่ถ่วงนอร์มัลไลซ์ (normalized least mean square : NLMS) บนแบบจำลองถดถอยอัตโนมัติ

5.2.1 ผลของตัวประมาณช่องสัญญาณโดยใช้วิธีค่าผิดพลาดกำลังสองต่ำสุด

ผลการทดลองในหัวข้อนี้อยู่ในหัวข้อ 4.2.2.2 โดยการใช้วิธีการค่าผิดพลาดกำลังสองน้อยที่สุดในการประมาณค่าเฟดดิ้งของ ช่องสัญญาณโดยกำหนดให้ค่าของสัญญาณ $z_k = a_k + x_k^* n_k$ และสัญญาณเฟดดิ้ง a_k เป็นสัญญาณเดียวกันกับหัวข้อ 5.1 ดังนั้นในรูปที่ 5.4, 5.5 และ 5.6 แสดงค่าประมาณเฟดดิ้ง \hat{a}_k และค่า MSE



(ก)



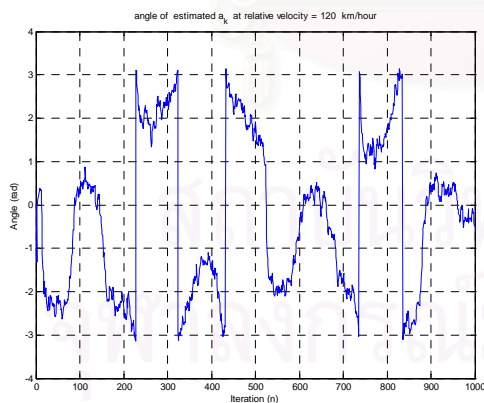
(ข)

รูปที่ 5.4 การประมาณค่ามุม (angle) ของเวกเตอร์เฟดดิ้งแบบเรียบ a_k ที่ $f_c=900$ MHz , อัตราการส่งข้อมูลของแต่ละสัญลักษณ์อยู่ที่ 13 kbit/s , ความเร็ว 60 Km/hour และ ค่าดอปเพลอร์สเปรดแบบนอร์มอลไลซ์ $f_d T_s = 0.00385$

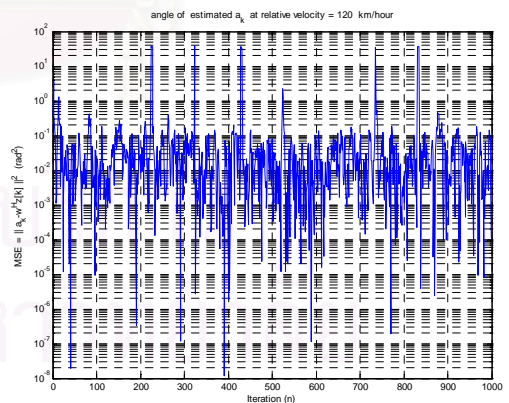
(ก) ค่าประมาณค่ามุมของสัญญาณเฟดดิ้ง \hat{a}_k

(ข) ค่าเฉลี่ยของค่าผิดพลาดกำลังสอง $MSE[k] = \left[\|a_k - \mathbf{w}_k^H \mathbf{z}[k]\|^2 \right]$ โดยที่ค่าเฉลี่ยของค่าเฉลี่ยของค่าผิดพลาดกำลังสอง (average mean square error :AMSE) ซึ่งมีค่า

$$\text{เท่ากับ } AMSE = \frac{1}{1000} \sum_{k=0}^{999} MSE[k] = 0.3235 \text{ หรือเท่ากับ } -4.901 \text{ dB}$$



(ก)



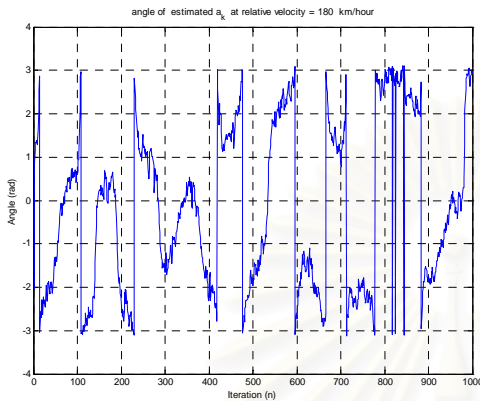
(ข)

รูปที่ 5.5 การประมาณค่ามุม (angle) ของเวกเตอร์เฟดดิ้งแบบเรียบ a_k ที่ $f_c=900$ MHz , อัตราการส่งข้อมูลของแต่ละสัญลักษณ์อยู่ที่ 13 kbit/s , ความเร็ว 120 Km/hour และ ค่าดอปเพลอร์สเปรดแบบนอร์มอลไลซ์ $f_d T_s = 0.00769$

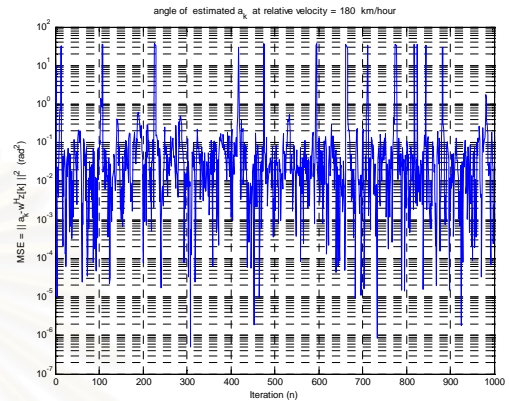
(ก) ค่าประมาณค่ามุมของสัญญาณเฟดดิ้ง \hat{a}_k

(ข) ค่าเฉลี่ยของค่าผิดพลาดกำลังสอง $MSE[k] = \left[\|a_k - \mathbf{w}_k^H \mathbf{z}[k]\|^2 \right]$ โดยที่ค่าเฉลี่ยของความ

ผิดพลาดกำลังสองมีค่า $ASE = \frac{1}{1000} \sum_{k=0}^{999} MSE[k] = 0.6238$ หรือเท่ากับ -2.049 dB



(ก)



(ข)

รูปที่ 5.6 การประมาณค่ามุม (angle) ของเรยี้ลเฟดดิ้งแบบเรียบ a_k ที่ $f_c = 900$ MHz , อัตราการส่งข้อมูลของแต่ละสัญลักษณ์อยู่ที่ 13 kbit/s , ความเร็ว 180 Km/hour และค่าคอปเพลอร์สเปรดแบบนอร์มอลไลซ์ $f_d T_s = 0.01154$

(ก) ค่าประมาณค่ามุมของสัญญาณเฟดดิ้ง \hat{a}_k

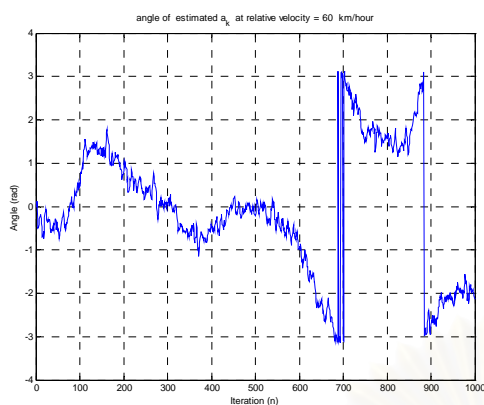
(ข) ค่าเฉลี่ยของค่าผิดพลาดกำลังสอง $MSE[k] = \left[\|a_k - \mathbf{w}_k^H \mathbf{z}[k]\|^2 \right]$ โดยที่ค่าเฉลี่ยของ

ค่าเฉลี่ยของค่าผิดพลาดกำลังสอง (average mean square error :AMSE) ซึ่งมีค่า

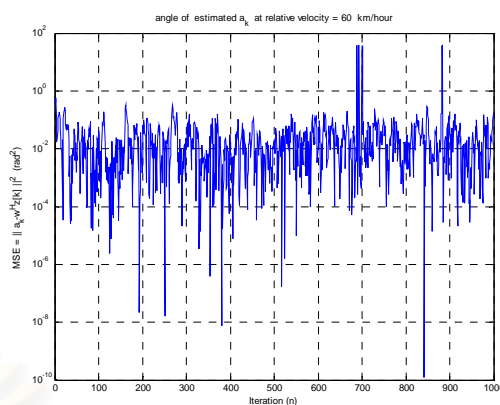
เท่ากับ $AMSE = \frac{1}{1000} \sum_{k=0}^{999} MSE[k] = 1.1$ หรือเท่ากับ 0.0452 dB

5.2.2 ผลของตัวประมาณช่องสัญญาณโดยใช้วิธีค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุดที่ถูกลบอร์มอลไลซ์

เหมือนกับหัวข้อ 5.2.1 ผลการทดลองในหัวข้อนี้อยู่ในหัวข้อ 4.2.2.3 โดยการใช่วิธีการค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุดที่ถูกลบอร์มอลไลซ์ในการประมาณค่าเฟดดิ้งของช่องสัญญาณ โดยกำหนดให้ค่าของสัญญาณ $z_k = a_k + x_k^* n_k$ และสัญญาณเฟดดิ้ง a_k เป็นสัญญาณเดียวกันกับหัวข้อ 5.1 ซึ่งรูปที่ 5.7, 5.8 และ 5.9 แสดงค่า ประมาณเฟดดิ้ง a_k และค่า MSE



(ก)



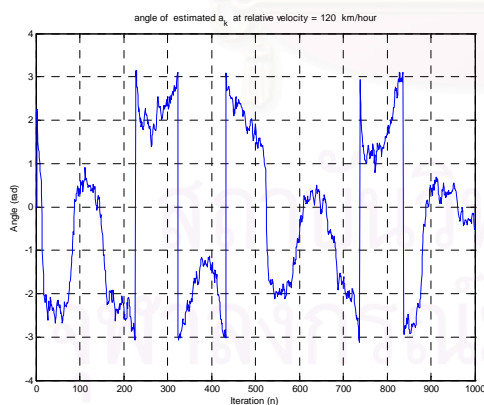
(ข)

รูปที่ 5.7 การประมาณค่ามุม (angle) ของเวกเตอร์เฟดดิ้งแบบเรียบ a_k ที่ $f_c=900$ MHz , อัตราการส่งข้อมูลของแต่ละสัญลักษณ์อยู่ที่ 13 kbit/s , ความเร็ว 60 Km/hour และ ค่าดอปเพลอร์สเปร็ดแบบนอร์มอลไลซ์ $f_d T_s = 0.00385$

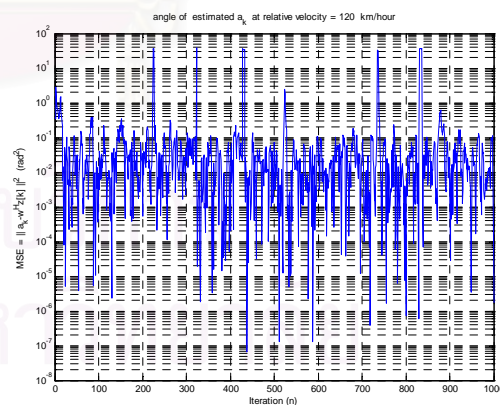
(ก) ค่าประมาณค่ามุมของสัญญาณเฟดดิ้ง \hat{a}_k

(ข) ค่าเฉลี่ยของค่าผิดพลาดกำลังสอง $MSE[k] = \left[\|a_k - \mathbf{w}_k^H \mathbf{z}[k]\|^2 \right]$ โดยที่ค่าเฉลี่ยของค่าเฉลี่ยของค่าผิดพลาดกำลังสอง (average mean square error :AMSE) ซึ่งมีค่า

$$\text{เท่ากับ } AMSE = \frac{1}{1000} \sum_{k=0}^{999} MSE[k] = 0.3656 \text{ หรือเท่ากับ } -4.37 \text{ dB}$$



(ก)



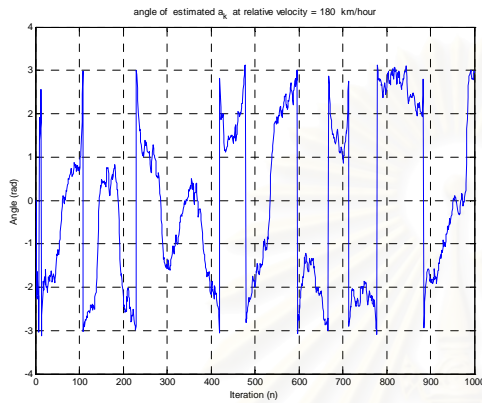
(ข)

รูปที่ 5.8 การประมาณค่ามุม (angle) ของเวกเตอร์เฟดดิ้งแบบเรียบ a_k ที่ $f_c=900$ MHz , อัตราการส่งข้อมูลของแต่ละสัญลักษณ์อยู่ที่ 13 kbit/s , ความเร็ว 120 Km/hour และ ค่าดอปเพลอร์สเปร็ดแบบนอร์มอลไลซ์ $f_d T_s = 0.00769$

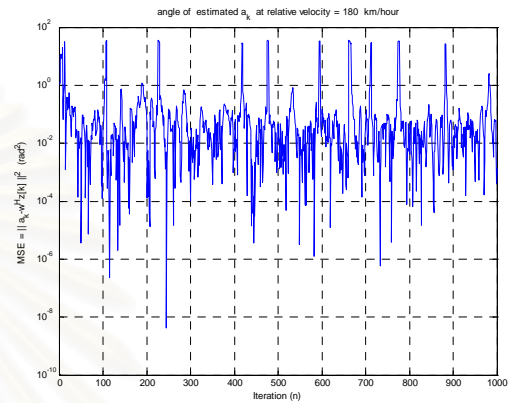
(ก) ค่าประมาณค่ามุมของสัญญาณเฟดดิ้ง \hat{a}_k

(ข) ค่าเฉลี่ยของค่าผิดพลาดกำลังสอง $MSE[k] = \left[\|a_k - \mathbf{w}_k^H \mathbf{z}[k]\|^2 \right]$ โดยที่ค่าเฉลี่ยของความ

ผิดพลาดกำลังสองมีค่า $ASE = \frac{1}{1000} \sum_{k=0}^{999} MSE[k] = 0.6984$ หรือเท่ากับ -1.559 dB



(ก)



(ข)

รูปที่ 5.9 การประมาณค่ามุม (angle) ของเรยดีเฟดดิ้งแบบเรียบ a_k ที่ $f_c = 900$ MHz , อัตราการส่งข้อมูลของแต่ละสัญลักษณ์อยู่ที่ 13 kbit/s , ความเร็ว 180 Km/hour และค่าดอปเพลอร์สเปรดแบบนอร์มอลไลซ์ $f_d T_s = 0.01154$

(ก) ค่าประมาณค่ามุมของสัญญาณเฟดดิ้ง \hat{a}_k

(ข) ค่าเฉลี่ยของค่าผิดพลาดกำลังสอง $MSE[k] = \left[\|a_k - \mathbf{w}_k^H \mathbf{z}[k]\|^2 \right]$ โดยที่ค่าเฉลี่ยของความ

ผิดพลาดกำลังสองมีค่า $ASE = \frac{1}{1000} \sum_{k=0}^{999} MSE[k] = 1.232$ หรือเท่ากับ 0.9075 dB

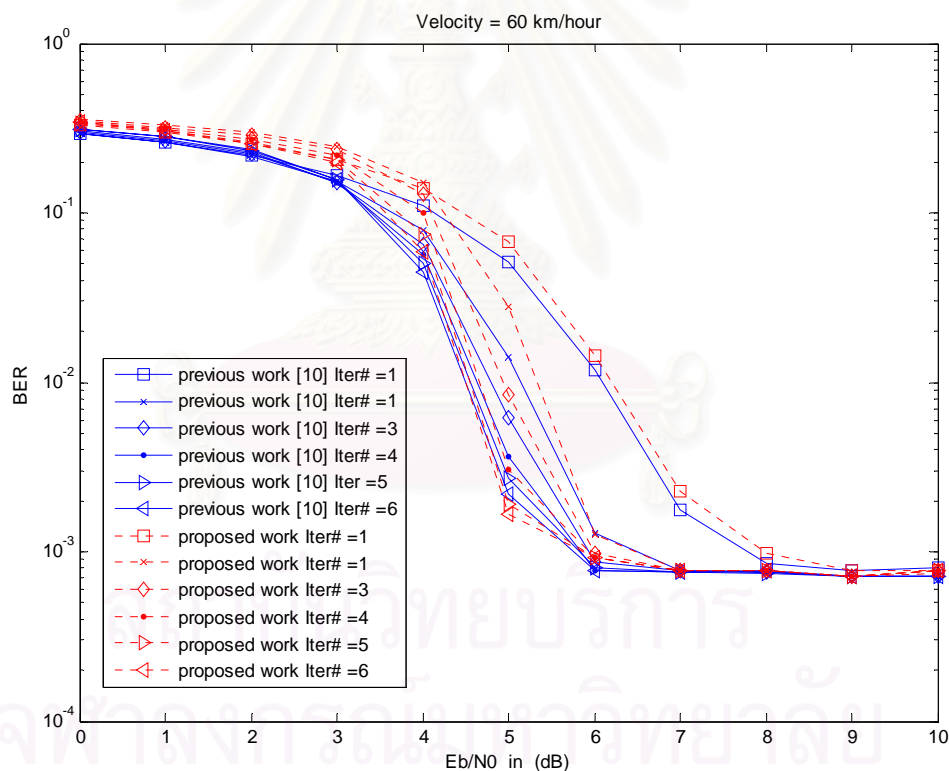
ตารางที่ 5.2 สรุปค่าเฉลี่ยของความผิดพลาดกำลังสอง

ความเร็ว	ค่าเฉลี่ยของค่าเฉลี่ยของค่าผิดพลาดกำลังสอง $AMSE = \frac{1}{1000} \sum_{k=0}^{999} MSE[k]$		
	MMSE [17]	AR Model+MMSE	AR Model+NLMS
60 km/hour	-5.347 dB	-4.901 dB	-4.37 dB
120 km/hour	-3.27 dB	-2.049 dB	-1.559 dB
180 km/hour	-1.084 dB	0.0452 dB	0.9075 dB

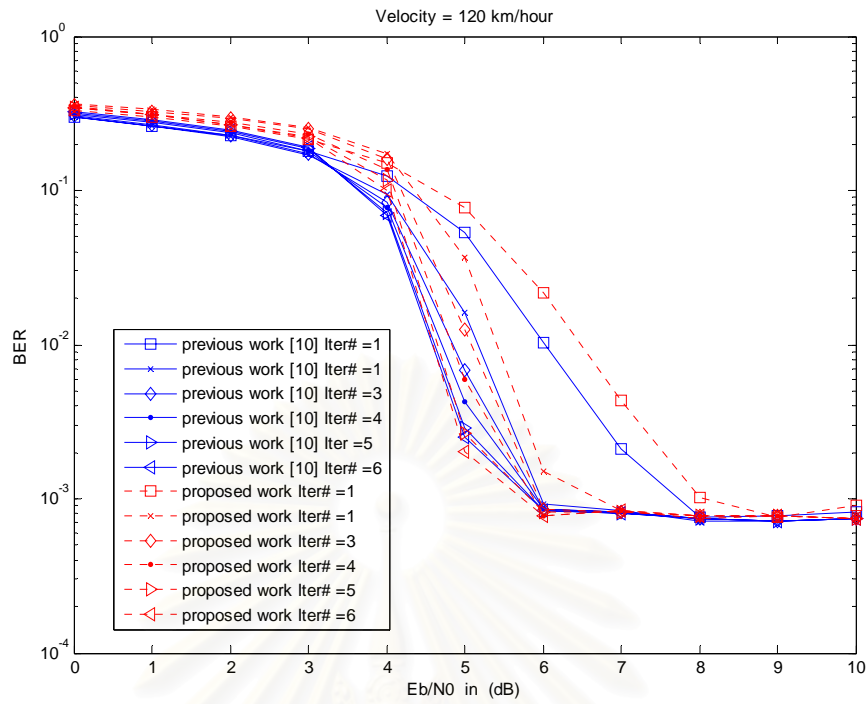
5.3 การสมรรถนะของเครื่องรับแบบวนซ้ำ

ในส่วนนี้จะแสดงผลการทดสอบของ เครื่องรับแบบวนซ้ำโดยใช้แบบจำลอง ถดถอยอัตโนมัติโดยขนาดบล็อกข้อมูลที่ใช้เทรกกิ้งสัญญาณนำร่อง $M_p = 11$ เครื่องเข้ารหัส เทอร์โบประกอบด้วยเครื่องเข้ารหัสย่อย 2 ตัวดังแสดงในรูปที่ 3.2 โดยแต่ละตัวมีหน่วยความจำ เท่ากับสองและมีพหุนามป้อนไปข้างหน้า $1+D+D^2$ และพหุนามป้อนกลับ $1+D^2$ โดยขนาดของ บล็อกข้อมูล $\{u_k\}$ ซึ่งมีค่าอยู่ระหว่าง $1 \leq k \leq L$ โดยเลือกค่าความยาวของบล็อกข้อมูล $\{u_k\}$ โดยให้ $L = 1000$ เหมือนในงานวิจัยอ้างอิง [10] และจำนวนรอบที่ทำการทดลองคือ 1000 รอบ ในแต่ละรูป

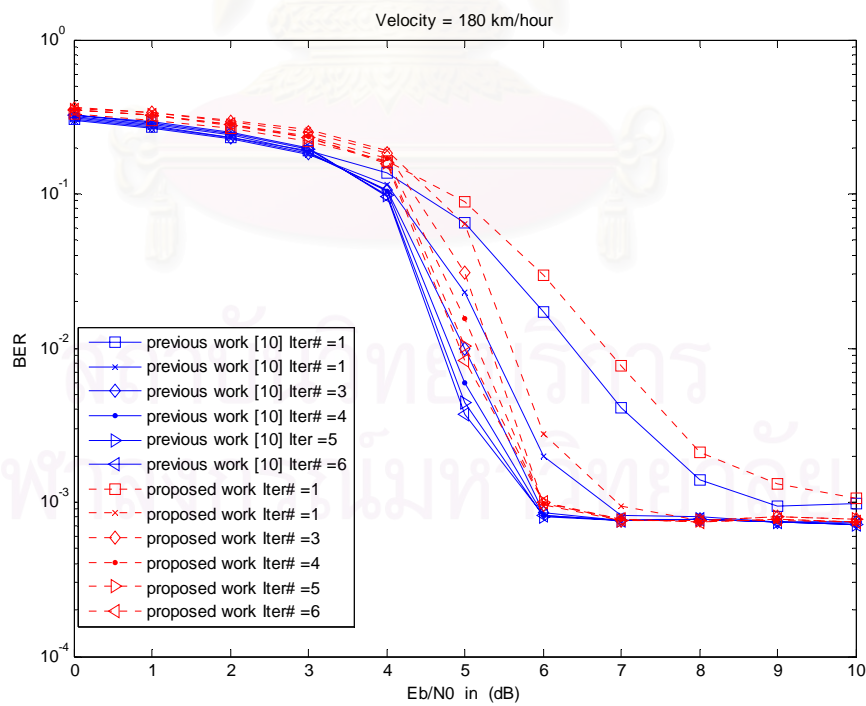
5.3.1 ผลของวิธี MMSE บนแบบจำลองถดถอยอัตโนมัติ



รูปที่ 5.10 เปรียบเทียบสมรรถนะการถอดรหัสโดยใช้ความเร็ว 60 km/hour



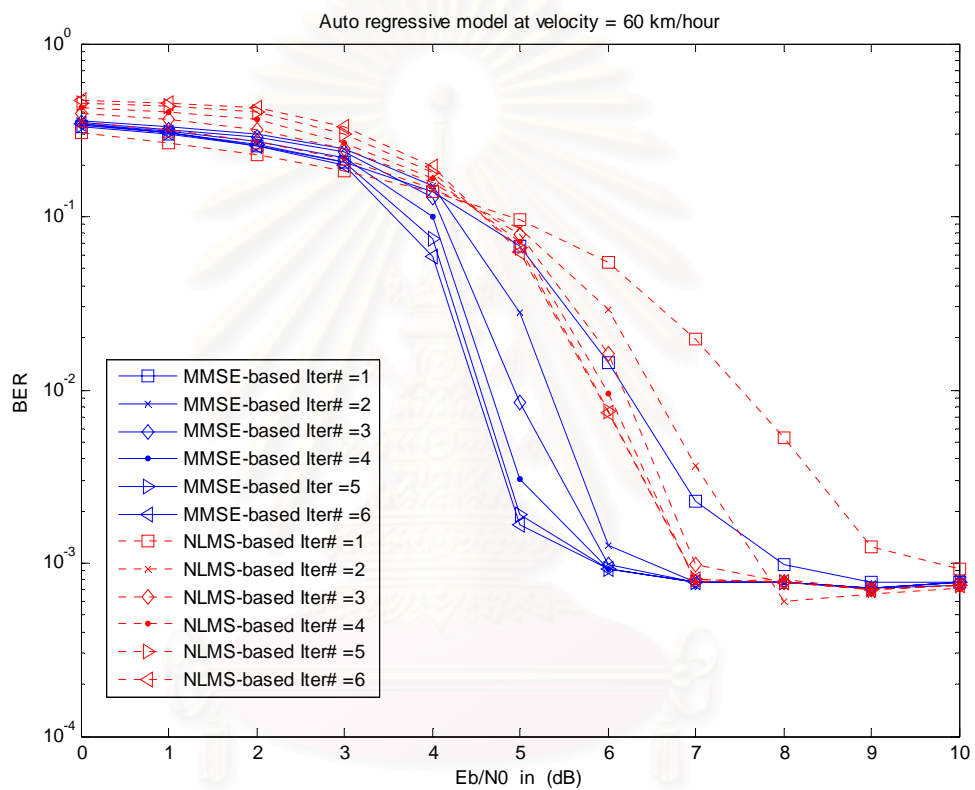
รูปที่ 5.11 เปรียบเทียบสมรรถนะการถอดรหัสโดยใช้ความเร็ว 120 km/hour



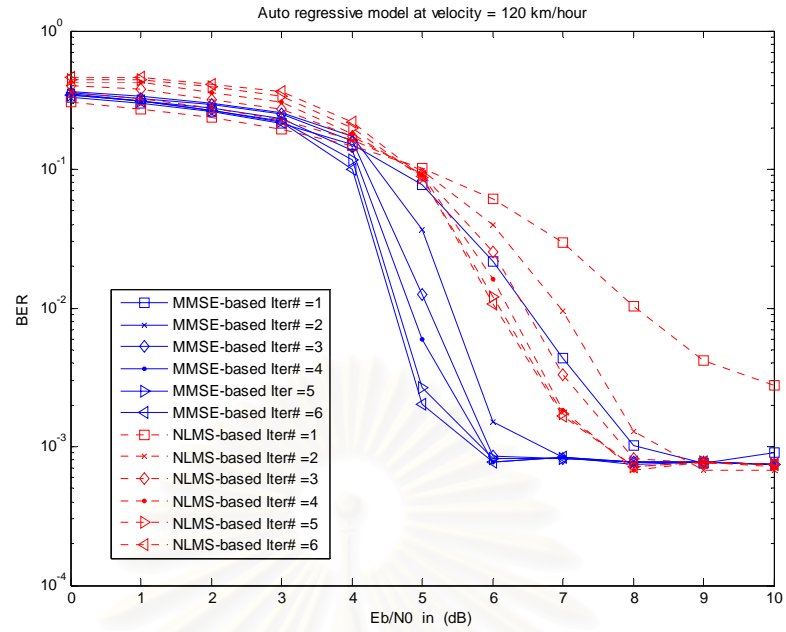
รูปที่ 5.12 เปรียบเทียบสมรรถนะการถอดรหัสโดยใช้ความเร็ว 180 km/hour

5.3.2 ผลเปรียบเทียบระหว่างวิธี MMSE และ NLMS บนแบบจำลองถดถอยอัตโนมัติ

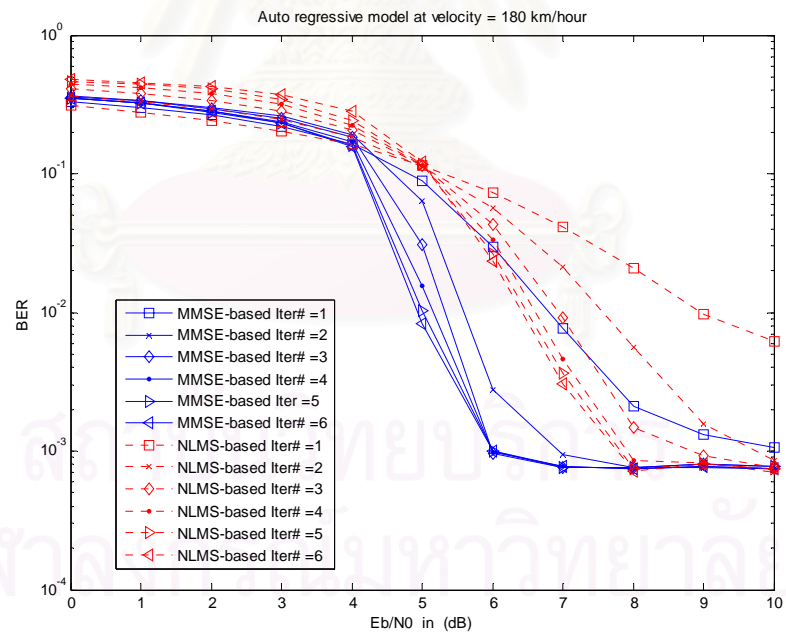
ในส่วนนี้นำเสนอผลการทำงานของ เครื่องรับเครื่องรับแบบวนซ้ำโดยใช้ แบบจำลองถดถอยอัตโนมัติโดยเปรียบเทียบระหว่างวิธี MMSE ในหัวข้อ 5.3.1 และวิธี NLMS บนแบบจำลองถดถอยอัตโนมัติ



รูปที่ 5.13 เปรียบเทียบสมรรถนะการถอดรหัสโดยใช้ความเร็ว 60 km/hour



รูปที่ 5.14 เปรียบเทียบสมรรถนะการถอดรหัสโดยใช้ความเร็ว 120 km/hour



รูปที่ 5.15 เปรียบเทียบสมรรถนะการถอดรหัสโดยใช้ความเร็ว 180 km/hour

บทที่ 6

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

6.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษานำเสนอ เครื่องรับแบบวนซ้ำที่ใช้แบบจำลองถดถอยอัตโนมัติซึ่งอาศัยเทคนิคการแทรกสัญญาณลักษณะนาร์ว่อง ในสัญญาณมอดดูเลชั่นในการประมาณค่าสัญญาณเรย์ลีเฟดดิ้งแบบเรียบที่มีสหสัมพันธ์กัน (correlated rayleigh fading) โดยการทำงานของตัวประมาณช่องสัญญาณ (channel estimator) กับตัวถอดรหัสเทอร์โบ (turbo decoder) มีลักษณะการทำงานที่เป็นแบบการทำงานร่วมกันแบบวนซ้ำระหว่างการถอดรหัสและ การประมาณค่าของช่องสัญญาณ โดยอาศัยค่าประมาณบิตข้อมูลจากเครื่องถอดรหัสเทอร์โบในรอบก่อนหน้า จะถูกนำมาเป็นตัวช่วยในการเพิ่มประสิทธิภาพ ในการประมาณค่าของสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรียบในช่องสัญญาณในรอบปัจจุบัน และค่าประมาณสัญญาณเฟดดิ้งในรอบนี้ซึ่งมีค่าถูกต้องมากกว่า รอบก่อนหน้าจะถูกส่งค่าคอนจูเกตไปคูณกับสัญญาณ r_k ที่รับได้จากภาครับเพื่อสร้างสัญญาณ r'_k ที่ไม่มีผลการรบกวนจากสัญญาณเฟดดิ้ง และต่อไปสัญญาณ r'_k จะถูกส่งต่อไปยังส่วนประมาณค่าอัตราส่วนความเป็นจริง (LLR approximator) โดยการใช้สมมติฐานของเกาส์เซียน สัญญาณ r'_k จะสามารถประมาณอัตราส่วนความเป็นจริงได้ดังนี้ $L[x_k] = 2r'_k/\sigma^2$ ซึ่งต่อไปค่าของ $L[x_k]$ จะถูกส่งต่อไปยังเครื่องถอดรหัสเทอร์โบเพื่อถอดรหัสบิตข้อมูลในรอบปัจจุบันและบิตข้อมูลที่ประมาณได้จะถูกป้อนไปยังตัวประมาณช่องสัญญาณเพื่อใช้ในการประมาณค่าช่องสัญญาณในรอบถัดไปโดยเครื่องรับจะทำงานในลักษณะแบบวนซ้ำนี้ไปเรื่อยๆ

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอ 2 วิธีสำหรับตัวประมาณช่องสัญญาณ (channel estimator) บนแบบจำลองถดถอยอัตโนมัติคือ วิธีการค่าผิดพลาดกำลังสองต่ำสุด (minimum mean square error : MMSE) และ วิธีค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุดที่ถูกระเบียบ (normalized least mean square : NLMS) ซึ่งข้อดีของวิธีการใช้แบบจำลองถดถอยอัตโนมัติคือ เครื่องรับ ไม่จำเป็นต้องทราบค่าทางสถิติของสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรียบและค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณเหมือนวิธีในงานวิจัยอ้างอิง [11] ซึ่งใช้วิธีค่าผิดพลาดกำลังสองต่ำสุด (minimum mean square error : MMSE) โดยไม่อาศัยแบบจำลองถดถอยอัตโนมัติทำให้ระบบต้องทราบค่าทางสถิติของสัญญาณเฟดดิ้งและค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณเพื่อที่จะให้เครื่องรับแบบวนซ้ำสามารถทำงานได้ จากผลการทดลองในบทที่ 6 พบว่าสมรรถนะของตัวประมาณช่องสัญญาณในงานวิจัยอ้างอิง [11] ซึ่งใช้วิธีค่าผิดพลาดกำลังสองต่ำสุดมีความสามารถสูงกว่า 2 วิธีการของตัวประมาณค่า

ช่องสัญญาณที่นำเสนอ เมื่อทดสอบในที่ความเร็วสัมพันธ์ระหว่างเครื่องรับและเครื่องส่งในค่าต่างๆ แต่ตัวประมาณช่องสัญญาณใน [11] จำเป็นต้องใช้ความรู้ทางสถิติของสัญญาณเฟดดิ้งซึ่งในทางปฏิบัติยากที่จะทราบค่าทางสถิติของสัญญาณเฟดดิ้งได้ แต่สำหรับ 2 วิธีการที่นำเสนอซึ่ง อาศัยแบบจำลองถดถอยอัตโนมัติไม่มีความจำเป็นในการทราบค่าทางสถิติของสัญญาณเฟดดิ้งและค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนของช่องสัญญาณ สำหรับวิธีการ MMSE บนแบบจำลองถดถอยอัตโนมัติจะมีความซับซ้อนเท่ากับวิธี MMSE ซึ่งไม่ใช่แบบจำลองถดถอยอัตโนมัติคือ $O(M^2)$ [19] แต่วิธีการประมาณค่าเฟดดิ้งโดยวิธีการค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุดที่ถูกนอร์มัลไลซ์ (normalized least mean square : NLMS) มีความซับซ้อนอยู่ที่ $O(M)$ [19] ซึ่งจากการทดลองพบว่าสมรรถนะของเครื่องรับแบบวนซ้ำที่ใช้วิธี NLMS มีความสามารถใกล้เคียงกับใช้วิธี MMSE บนแบบจำลองถดถอยอัตโนมัติในช่วงที่ค่าความเร็วสัมพันธ์ระหว่างเครื่องรับและเครื่องส่งมีค่าไม่สูงมากนัก

6.2 ข้อเสนอแนะ

หัวข้อที่ควรศึกษาต่อไปในอนาคต

จะเห็นได้ว่าเทคนิคการแทรกสัญญาณลักษณะนำร่องในสัญญาณมอดดูเลชันการและใช้แบบจำลองถดถอยอัตโนมัติในการประมาณค่าเฟดดิ้งเรย์ลี เฟดดิ้งแบบเรียบที่มีสหสัมพันธ์กัน (correlated rayleigh fading) จะได้ผลได้ใกล้เคียงกับวิธี MMSE ที่จำเป็นต้องทราบค่าทางสถิติของสัญญาณเฟดดิ้ง ดังนั้นระบบที่ต้องใช้ค่าความรู้ของสัญญาณเฟดดิ้งเรย์ลีเฟดดิ้งแบบเรียบเป็นตัวช่วยในการตัดสินใจบิตข้อมูลจะสามารถนำหลักการนี้ไปใช้ได้เช่นการตัดสินใจบิตข้อมูลได้ เช่นในระบบที่ใช้ space time block coded ซึ่งจำเป็นต้องใช้ค่าความรู้ของสัญญาณเฟดดิ้งเป็นตัวช่วยในการตัดสินใจบิตข้อมูล

รายการอ้างอิง

1. Brodsky, I. Wireless : The Revolution in personal Telecommunication. Boston MA : Artech House Publishers, 1995.
2. Kucar, A.D. Mobile Radio : an overview. IEEE Magazine on Communication (November 1991): 72-85.
3. Shannon, C.E. A mathematical theory of communication. Bell System Technical Journal vol. 27 (July-October 1948) : 379-423 and 623-656.
4. Hamming, R.W. Error detecting and correcting codes. Bell System Technical Journal. vol. 29 (1950): 147-160.
5. Golay, M.J.E. Note on digital coding Proceeding of IEEE, vol.37 (1949):657.
6. Berrou, C., Glavieux, A., and Thitimajshima, P. Near Shannon limit error -correcting coding and decoding Turbo codes Proceeding of IEEE International Conference on Communication (May 1993) :1064–1070.
7. Valenti, M. C. and Woerner ,B. Iterative channel estimation and decoding of pilot symbol assisted turbo codes over flat-fading channels. IEEE Journal on Selected Areas in Communications (September 2001):1697–1705.
8. Woodard, J.P. and Hanzo ,L. Comparative study of turbo decoding techniques: an overview. IEEE Transactions on Vehicular Technology vol. 49 (November 2000):2208 -2233.
9. Tüchler, M., Singer, A., and Koetter R. Minimum mean squared error equalization using a priori information IEEE Transactions on Signal Processing vol. 50 (March 2002) : 673-683.
10. Tüchler, M., Koetter, R. and Singer, A. Turbo equalization : Principles and new results IEEE Transactions on Communication vol. 50 (May 2002): 754-767.
11. Mielczarek, B. and Svensson, A. Improved iterative channel estimation and turbo decoding over flat-fading channels. Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference , vol.2 (September 2002) : 975 -980.

12. Zheng, W.X. Adaptive linear prediction of autoregressive models in the presence of noise Proceeding of IEEE WCCC-ICSP Conference vol .1 (August 2000):555-558.
13. Zheng, W. X. Autoregressive Parameter Estimation from Noisy Data IEEE Transactions on Circuit and System vol. 47 (January 2000).
14. Ploysuwan, T. and Teekaput P. The performance of channel estimation with LMS technique Over Rayleigh Flat-Fading Channel for Turbo Decoding Proceeding of IEEE International Symposium On Intelligent Signal Processing and Communication Systems (December 2003):342-347.
15. Proakis, J.G Digital Communication. 4 th ed. New York: McGraw-Hill, 2001.
16. Patzold, M. Mobile fading Channel. West Sussex: John Wiley & Sons, 2002.
17. Jakes, W.C. Mobile Microwave communication, John Wiley & Sons, 1974.
18. Hall, E. K. and Wilson, S. G. Design and analysis of turbo codes on Rayleigh fading channels IEEE Transactions on Selected Areas Communication. vol. 16 (February 1998) :160–174.
19. Haykin, S. Adaptive Filter Theory. Forth Edition. Upper Saddle River NJ: Prentice-Hall, 2002.
20. Wang X. and Poor H. Iterative (turbo) soft interference cancellation and decoding for coded CDMA. IEEE Transactions on Communication. vol. 47 (July 1999):1046–1061.

บทความทางวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่

1. Ploysuwan, T. and Teekaput P. The performance of channel estimation with LMS technique Over Rayleigh Flat-Fading Channel for Turbo Decoding Proceeding of IEEE International Symposium On Intelligent Signal Processing and Communication Systems (December 2003):342-347.



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

The Performance of Channel Estimation with LMS technique Over Rayleigh Flat-Fading Channel for Turbo Decoding

Tuchsanai Ploysuwan and Prasit Teekaput

Department of Electrical Engineering Chulalongkorn University
Phayathai Road, Bangkok 10330, Thailand

E-mail Tuchsanai.P@student.chula.ac.th, Prasit.T@chula.ac.th

Tel (662) 218-6904 Fax (662) 218-6912

Abstract: The full potential of turbo decoding over Rayleigh flat-fading with AWGN channels for coherent detection is based on channel parameters such as a noise variance, fading amplitudes and phases, known from receiver. In this paper, the authors suggest and propose the low complexity least mean square algorithm (LMS) and the (KALMAN) Filter for estimation CSI. In section (2-D) we illustrate that the channel estimation both Kalman-based and LMS-based taking closely efficiency in tracking mode. For that reason, we select LMS for channel estimation (lower complexity) .In section (2-C) we present joint channel estimation and turbo decoding. We are supplement ENP (estimation noisy parity bit) for cooperative working with LMS and for improving preciseness of estimation CSI that take efficiency lower BER at the same E_b/N_0 when we are not employ ENP .We simulate over two classes of turbo code both SOVA and MAP algorithm on hypothesis that the receiver don't have information about fading characteristics and noise variance distribution of wireless communication channel.

1. Introduction

In wireless communication coding play an important role to combat with adversary of multipath propagation and scattering environments. Turbo code [1] is one of the most remarkable channel coding for operating at low signal-to-noise-ratio (SNR) environments and is paying an attention for many applications in mobile communication for instance the W-CDMA [2] and cdma2000 [3], standards of the third generation mobile communication system. Unfortunately in view of the fact that the full efficiency of turbo decoding rely on the channel characteristics or CSI .The imperfect channel estimation on the works of ([4], [5]) leads to a significant hindrance, especially for estimating CSI in fading environment, for full potential of decoding.

The channel estimation for turbo decoding that rely on known symbols PSAM (Pilot Symbol Aided Modulation) publicized by Valenti and Woerner [6] that worked on comparative study both Wiener Filter and Moving Average Filter as channel estimation to track fading amplitudes, phases and estimation noise variance .The inconvenience of the Wiener Filter method that , takes many complexity to calculate and requires a knowledge of the channel autocorrelation and the noise variance [6]. In the same way, the weakness of Moving Average Filter method is the constant filter's weights all the computations that is not appropriate for adaptive computation .In our work, the authors take an advantage of adaptive LMS's channel

estimation for tracking fading amplitude, phase and noise variance for the reason that it lowers complexity than Wiener Filter and self adaptable filter's weights taking more appropriate than Moving Average Filter .We supplement ENP for improving the preciseness of estimation fading process that take efficiency lower BER at same E_b/N_0 when we do not apply ENP.

2. System Model

A. Transmitter Model

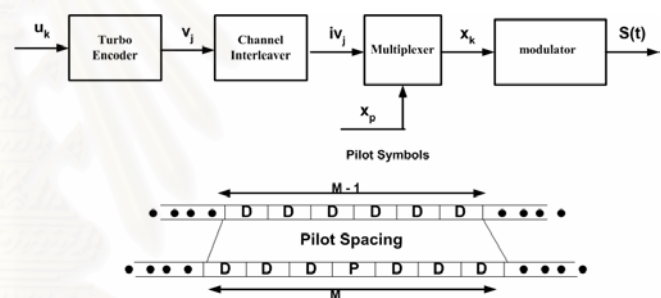


Figure 1. A transmitter block diagram

A Transmitter block diagram is depicted in Figure 1. The sequence of random binary $u_i = \{+1, -1\}, 1 \leq i \leq L$, that associate with a priori probability of each positions $P(u_i)$ are fed into turbo encoder for encoding by code rate r . The encoded bits $v_j = \{+1, -1\}, 1 \leq j \leq L/r$, are passed into a random channel interleaver in order to disperse the channel burst errors that highly take effect in fading channel .

The interleaved bits $iv_j = \{+1, -1\}, 1 \leq j \leq L/r$, are grouped every $M-1$ bits per a group. Each groups is multiplexed by the known pilot symbol x_p to output groups of size M , where x_p is placed in center of each output groups. This process is illustrated in Figure1. M is the pilot symbol spacing that is assumed to be odd and must satisfy with Nyquist sampling criterion [6] as

$$M < \frac{1}{(2f_d T_s)} \quad (1)$$

where f_d is a relative Doppler between transmitter and receiver that is depicted in [7] and T_s is a symbol period .At the last transmission process the sequence of symbol $x_k = \{+1, -1\}, 1 \leq j \leq LM/r(M-1)$, are sent into pulse Shaping Filter and Modulator .We focus on BPSK modulation technique to generate the modulated signal $s(t)$ that is

sent to the wireless communication channel which is model in next section.

B. Channel Modeling

A generally statistical model for studying in fading wireless communication channel has been introduced by Jake's fading model [7]. In this paper we assume that the received signal at receiver after matched filter is modeled by

$$r_k = a_k x_k + n_k \quad (2)$$

For Rayleigh fading, $a_k = |a_k| e^{j\theta_k} = X_k + jY_k$, the X_k and Y_k are modeled by Jake's fading model as mutually uncorrelated zero-mean Gaussian process and the autocorrelation properties of each dimensions are

$$R_a[n] = E[X_k X_{k+n}] = E[Y_k Y_{k+n}] = \frac{1}{2} J_0(2\pi f_d T_s n) \quad (3)$$

A function $J_0()$ is the zero-order modified Bessel function of first kind (note that the fading process is normalized to unit energy). For complex additive white Gaussian noise, (AWGN) $\{n_k = n_{kl} + jn_{kQ}\}$, have the variance properties $\sigma^2 = N_0/2E_s$ per dimensions. The E_s is the energy per symbol and N_0 is the one sided noise power spectral density. When there are pilot symbols, the $E_s = rE_b (M-1)/M$, which E_b is an energy per bit. When there are no pilot symbols the energy per symbol $E_s = rE_b$.

C. Receiver Model

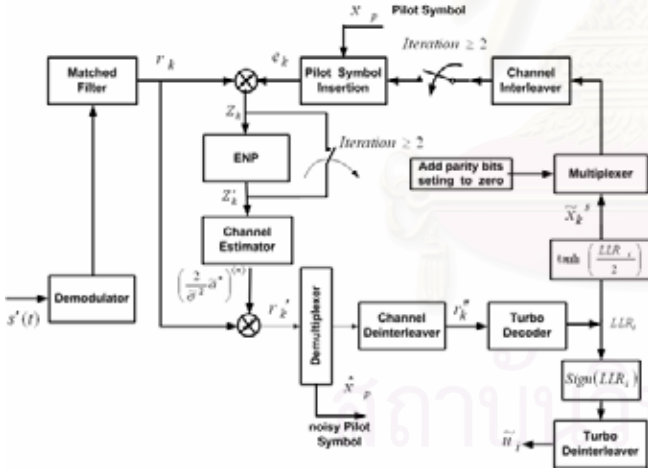


Figure 2. A receiver block diagram

In this section we will describe about the procedures of receiver block diagram. From figure 2, the received signal $s'(t)$ is passed through the demodulator and the matched filter with impulse response $g(T_s-t)$. The output signal of matched filter $\{r_k\}$, that is expressed and modeled in the previous section, is sampled at the symbol rate $R_s = 1/T_s$. The channel estimation are expressed in next section. For improving estimation of CSI, we break up the estimation in two modes. In mode one at the first iterations of turbo decoding, we add the noisy version of pilot symbol $x_p \{r_k\}$, where is in middle of output group size M to

others noisy bits in its group for every groups. The signaling z_k is the multiplication of e_k and r_k which is respectively from above assumption (in this case $e_k = x_p$ for all bits in each groups)

$$z_k = x_p \cdot r_k \quad (4)$$

$$= a_k + x_p \cdot n_k \quad (5)$$

In mode two at iterations ≥ 2 , we bring the turbo decoder output, the log-likelihood ratio (LLR_i), to calculate the average soft bit for estimation systematic bit \tilde{x}_k^s as

$$\tilde{x}_k^s = 1 \cdot P(x_k = 1) - 1 \cdot P(x_k = -1) \quad (6)$$

Where the $P(x_k)$ is

$$P(x_k) = \left(\frac{e^{-LLR_k/2}}{1 + e^{-LLR_k/2}} \right) \cdot e^{x_k \cdot LLR_k/2} \quad (7)$$

Thus the estimating systematic bit \tilde{x}_k^s is

$$\tilde{x}_k^s = \tanh(LLR_i/2) \quad (8)$$

After we calculate the estimating systematic bit \tilde{x}_k^s and we replace \tilde{x}_k^s to each systematic bits for every position k and we add the parity bits in each positions to zero, we sent this signal to Channel Interleaver and then we insert the pilot symbols x_p to each groups for making signal e_k . Like the first iteration, The signaling z_k is the multiplication between e_k and r_k . if the turbo decode can precisely estimate the systematic bit \tilde{x}_k^s , the signal z_k is

$$z_k = e_k \cdot r_k \quad (9)$$

$$= a_k + e_k \cdot n_k \quad (10)$$

Due to the non-smooth of signaling z_k in position of setting zero value in parity bits, the ENP (estimation noisy parity bit) serve as estimating the signaling z_k in position of zero point parity bits by average two non-zero points nearest the zero point parity bits and replacing it into zero point parity bits to the signaling z'_k . At the simulation result section, the receiver that includes ENP has the lower BER at the same E_b/N_0 . Considering later, The channel estimation attempts to generate the output as $\frac{2}{\tilde{\sigma}^2} \tilde{a}_k^*$ for multiply with r_k to r'_k in

order to degrade fading effects. $\{\tilde{a}_k^* = |\tilde{a}_k| e^{j(\theta_k - \Delta\theta_k)}\}$ is a complex conjugate estimation of a_k . $\Delta\theta_k$ is phase estimation error of a_k . $\tilde{\sigma}^2$ is an estimated noise variance.

The r'_k is real value of Gaussian Random variable as

$$r'_k = \frac{2}{\tilde{\sigma}^2} \text{Re}(\tilde{a}_k^* \cdot r_k) \quad (11)$$

$$r'_k = \frac{2|\tilde{a}_k|}{\tilde{\sigma}^2} \cdot \{|a_k| \cos(\Delta\theta_k) x_k + \tilde{n}_k\} \quad (12)$$

Where \tilde{n}_k is zero-mean Gaussian random variable with noise variance σ^2 . For the perfect channel estimation, we assumed that $|a_k| \approx |\tilde{a}_k|$, $\Delta\theta_k \approx 0$ and $\tilde{\sigma}^2 \approx \sigma^2$. The signal r'_k is

extracted noisy pilot symbol \hat{x}_p for every groups and is deinterleaved by the Channel Deinterleaver to signal r_k'' . The probability distribution of r_k'' is

$$P(r_k'' | a_k, x_k) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma'} \exp\left(-\frac{(r_k'' - cx_k)^2}{2\sigma'^2}\right) \quad (13)$$

Where $c = 2/\sigma^2$ and $\sigma'^2 = c^2\sigma^2$. In the following, we use the symbol y_k that consists of y_k^s and y_k^p which are noisy version of systematic x_k^s and parity x_k^p bit. We set y_k^s by r_i'' in position of systematic and set y_k^p by r_i'' in position of parity bit. We lay down y_k^p by zero in position of punctured bits. Like the noisy version, the symbol x_k that consists of x_k^s and x_k^p is a transmitted symbol of noisy y_k . The transition metric $\gamma_k(s', s)$ [8] that cooperates with noisy y_k and set of order pairs (s', s) which are the state transition from $s_{k-1} = s'$ to $s_k = s$ can be shown in (14) as

$$\begin{aligned} \gamma_k(s', s) &= P(y_k | s', s)P(u_k) \\ &= \exp\left[\frac{1}{2}u_k(L(u_k) + L_c y_k^s) + \frac{1}{2}L_c y_k^p x_k^p\right] \end{aligned} \quad (14)$$

Where L_c is the channel reliability as $2/\sigma^2$.

D. Channel Estimation

Considering at tracking problem of channel gain a_k over AWGN like eg.5 and 10

$$z'_k = a_k + n_k \quad (15)$$

We assume that the linear estimator attempts to estimate complex channel gain a_k by tracking back set of the past discrete samples z'_k with memory M as $\{z'_{k-1}, z'_{k-2}, \dots, z'_{k-M}\}$, thus the estimation complex channel gain a_k is

$$\tilde{a}_k = \sum_{i=1}^{i=M} w^* z'_{k-i} = w^H z \quad (16)$$

Where $(\cdot)^*$ denotes complex conjugate and $(\cdot)^H$ conjugate vector transpose. In addition, we denote the complex coefficient vector and the complex signal vector as

$$w = [w_1, w_2, \dots, w_M]^T \quad (17)$$

$$z = [z'_{k-1}, z'_{k-2}, \dots, z'_{k-M}]^T \quad (18)$$

D.1 Kalman-based Channel Estimation

From eq 15 and 16, we can write the measurement equation of z'_k by

$$z'_k = w^H z + \Delta a_k + n_k \quad (19)$$

where $\Delta a_k = a_k - \tilde{a}_k$

For more concise we can write eq 19 by

$$\begin{aligned} z'_k &= w^H(k)z + v_1 \\ z'_k &= z^T w^*(k) + v_1 \end{aligned} \quad (20)$$

Where $v_1 = \Delta a_k + n_k$ and we assume that the process equation of $w(k)$ is

$$w^*(k+1) = w^*(k) + v_2 \quad (21)$$

The noise vector v_1 and v_2 we assume statically independent, zero-mean and white noise process with correlation matrix Q1 and Q2 difference. From state-space equation using kalman equation in [9] and set $Q1 = 10^5$ (I=Identity matrix) and $Q2 = I$.

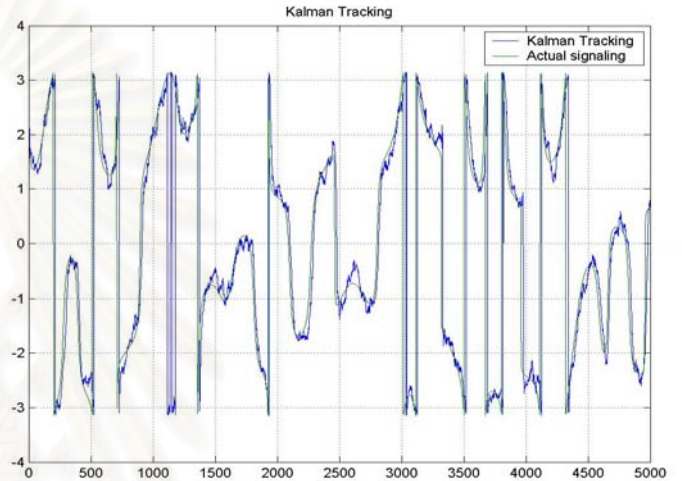


Figure.3 Kalman tracking

Figure 3 is the performance of phase tracking of Kalman filter for a_k , $E[a_k^2]/E[n_k^2] = 2.5$ dB, 1.9GHz, 19.2 kbaud relative velocity = 80km/hour with filter order =30

D.2 LMS-based Channel Estimation

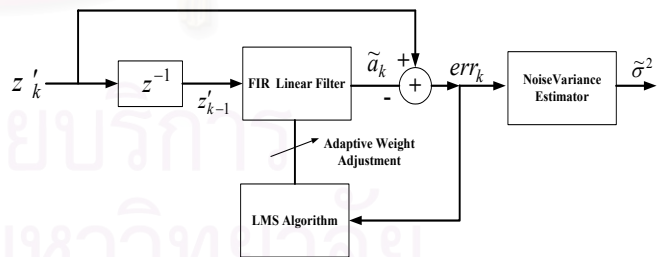


Figure4. LMS-based Channel Estimation

The object of estimation is the selecting the complex vector coefficient w^H to estimation \tilde{a}_k by assumption that the cost function J is close to noise variance σ^2 when we select w^H that making $w^H z$ close to a_k as

$$\sigma^2 = J = E|z'_k - w^H z|^2 \quad (22)$$

From the LMS algorithm in [9] is demonstrated that the method to find complex coefficient vector w in iterative solution as

$$w(k+1) = w(k) + \mu \cdot z \cdot err_k^* \quad (23)$$

In this paper, we initial the complex coefficient vector w by the constant filter coefficients of Moving Average Filter in work [6] for fast convergent as

$$w_1 = w_2 = \dots w_{M-1} = w_M = \frac{1}{K} \quad (24)$$

Where K is the filter size. The prediction error denotes by err_k is

$$err_k = z'_k - w(k)^H z \quad (25)$$

Because the err_k is complex value, the estimated noise variance can be computed by the average of sample variance of each dimension as

For real axis

$$\tilde{\sigma}_x^2 = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L \text{Re}(err_k)^2 - \left[\frac{1}{L} \sum_{k=1}^L \text{Re}(err_k) \right]^2 \quad (26)$$

For imaginary axis

$$\tilde{\sigma}_y^2 = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L \text{Im}(err_k)^2 - \left[\frac{1}{L} \sum_{k=1}^L \text{Im}(err_k) \right]^2 \quad (27)$$

The average variance is

$$\tilde{\sigma}^2 = \frac{\tilde{\sigma}_x^2 + \tilde{\sigma}_y^2}{2} \quad (28)$$

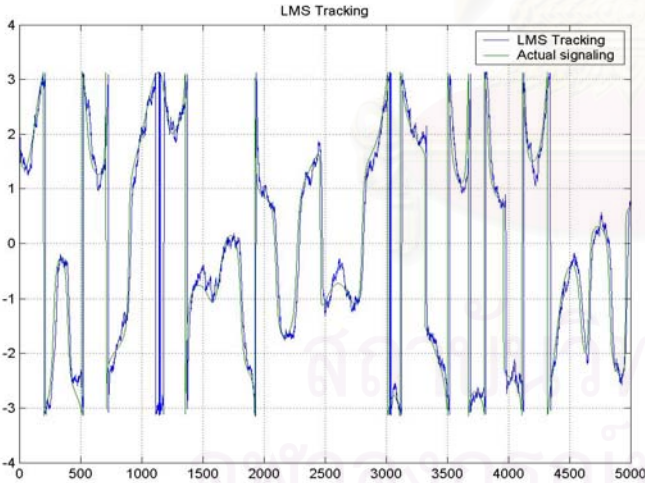


Figure.5 LMS tracking

Figure 5 is the performance of phase tracking of LMS for a_k , $E[a_k^2]/E[n_k^2] = 2.5$ dB, 1.9GHz and 19.2 kbaud relative velocity = 80km/hour and $\mu = 10^{-4}$ with filter order = 30

3. The Decode algorithms

In the section Decode algorithm, the authors will revise the theoretical background only for MAP algorithm. The SOVA

algorithm can study more theoretical background information in [8].

A .The Maximum A Posteriori Algorithm (MAP)

The symbol-by-symbol estimation or MAP algorithm was genesis in 1974 by [10]. This algorithm differentiates from Viterbi algorithm (VA) that VA attempts to find a posteriori probability of state sequence for minimize the probability of codeword error. In MAP algorithm attempts to find a posteriori probability of each bit for minimizing the probability of symbol error, the output log-likelihood ratios has shown in eq.(29) as

$$L(u_k | y_1^L) = \ln \left(\frac{P(u_k = +1 | y_1^L)}{P(u_k = -1 | y_1^L)} \right) \quad (29)$$

Where $y_1^L = \{y_1, y_2, \dots, y_L\}$ are the noisy symbols that corresponds to the encoded symbols $\{x_1, x_2, \dots, x_L\}$ of input bits (u_1, u_2, \dots, u_L) . Because the u_k relates with the translation state form $s_{k-1} = s'$ to $s_k = s$, the eq(29) can be written as

$$L(u_k | y_1^L) = \ln \left(\frac{\sum_{(s',s) \rightarrow u_k = +1} P(s_{k-1} = s', s_k = s, y_1^L) / P(y_1^L)}{\sum_{(s',s) \rightarrow u_k = -1} P(s_{k-1} = s', s_k = s, y_1^L) / P(y_1^L)} \right) \quad (30)$$

The joint probability $P(s_{k-1} = s', s_k = s, y_1^L)$ or $P(s', s, y_1^L)$ can be divided into three term products as

$$\begin{aligned} P(s', s, y_1^L) &= P(s', y_1^{k-1}) \{P(y_k | s', s) P(u_k)\} P(y_{k+1}^L | s) \\ &= P(s', y_1^{k-1}) \gamma_k(s', s) P(y_{k+1}^L | s) \\ &= \alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s', s) \beta_k(s) \end{aligned} \quad (31)$$

Where $\alpha_k(s) = P(s, y_1^k)$ and $\beta_k(s) = P(s, y_{k+1}^L)$ are computed recursively by

$$\alpha_k(s) = \sum_{all s'} \alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s', s) \quad (32)$$

$$\beta_k(s') = \sum_{all s} \beta_{k+1}(s) \gamma_{k+1}(s', s) \quad (33)$$

The probability of noisy received symbol $P(y_1^L)$ can spits to three terms as $P(y_1^L) = P(y_1^{k-1}) P(y_k) P(y_{k+1}^L | y_k)$. From (29) a joint probability $P(s', s, y_1^L)$ is divided by $P(y_1^L)$ as

$$P(s', s, y_1^L) / P(y_1^L) = \tilde{\alpha}_{k-1}(s') \gamma_k(s', s) \tilde{\beta}_k(s) / P(y_k) \quad (34)$$

Where $\tilde{\alpha}_k(s) = \alpha_k(s) / P(y_1^k)$ and $\tilde{\beta}_k(s) = \beta_k(s) / P(y_{k+1}^L | y_k)$. A term $P(y_1^{k-1})$ is the summation of joint probability of all state s as

$$P(y_1^{k-1}) = \sum_{all\ s} P(s, y_1^k) = \sum_{all\ s} \alpha_k(s) \quad (35)$$

So

$$\tilde{\alpha}_k(s) = \frac{\sum_{all\ s'} \alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s', s)}{\sum_{all\ s} \sum_{all\ s'} \alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s', s)} \quad (36)$$

and

$$\tilde{\beta}_{k-1}(s') = \frac{\sum_{all\ s'} \beta_k(s) \gamma_k(s', s)}{\sum_{all\ s} \sum_{all\ s'} \alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s', s)} \quad (37)$$

Assuming the zero state as start state and stop state, the initial condition of $\tilde{\alpha}$ and $\tilde{\beta}$ are

$$\tilde{\alpha}_0(s) = \begin{cases} 1 & \text{for } s = 0 \\ 0 & \text{for others} \end{cases}$$

$$\tilde{\beta}_L(s) = \begin{cases} 1 & \text{for } s = 0 \\ 0 & \text{for others} \end{cases}$$

Replacement eqs. (37)(36)(34) in eq. (29), The output log-likelihood ratios is

$$L(u_k | y_1^L) = \ln \left(\frac{\sum_{(s',s) \rightarrow u_k = +1} \tilde{\alpha}_{k-1}(s') \gamma_k(s', s) \tilde{\beta}_k(s)}{\sum_{(s',s) \rightarrow u_k = -1} \tilde{\alpha}_{k-1}(s') \gamma_k(s', s) \tilde{\beta}_k(s)} \right) \quad (38)$$

A term $\gamma_k(s', s)$ in q(16) can be spits as

$$\gamma_k(s', s) = \exp \left[\frac{1}{2} u_k (L(u_k) + L_c y_k^s) \right] \exp \left[\frac{1}{2} L_c y_k^p x_k^p \right] \quad (39)$$

And we give $\gamma^e_k(s', s) = \exp \left[\frac{1}{2} L_c y_k^p x_k^p \right]$

Replacing (39) in (38)

$$L(u_k | y_1^L) = L(u_k) + L_c y_k^s + \ln \left(\frac{\sum_{(s',s) \rightarrow u_k = +1} \tilde{\alpha}_{k-1}(s') \gamma^e_k(s', s) \tilde{\beta}_k(s)}{\sum_{(s',s) \rightarrow u_k = -1} \tilde{\alpha}_{k-1}(s') \gamma^e_k(s', s) \tilde{\beta}_k(s)} \right) \quad (40)$$

Consider at right of equation (40), The first term which is called intrinsic information or priori information is information known before decoding. The third term called extrinsic information which is information providing by receiver without noisy systematic bit.

4. Simulation Result

A. Simulation Description

A Simulation study bases on large frame sizes with setting at random 65536 bits per frame .The turbo encoder is composed of two code rate $\frac{1}{2}$ recursive convolution (RSC) encoders ,each constraint length 3 , feedback generator polynomial $1+D+D^2$, and feed forward generator polynomial as $1+D^2$.The trellis of upper encoder is terminated at 2 tail bits while the trellis of lower encoder is left open. The interleaver of turbo encoder and the channel interleaver are set to randomly interleaver . The fading operate 1.9GHz and 19.2 kbaud. The relative mobile between transmitter and receiver in section B is setting to 120 km/hour and In section C are varying the velocity from 0 km/hour up to 250 km/hour with step size 10 km/hour for studying in BER at each velocities. The LMS channel estimation-based consist of the FIR filter order = 30 and the pilot symbol spacing $M = 11$.

B. The performance of MAP and SOVA algorithm

The simulation in figure 6 and 7 accomplish by varying E_b/N_0 as [1,1.4 , 1.8 ,...,10] and varying number of Iteration by [1,2,5].

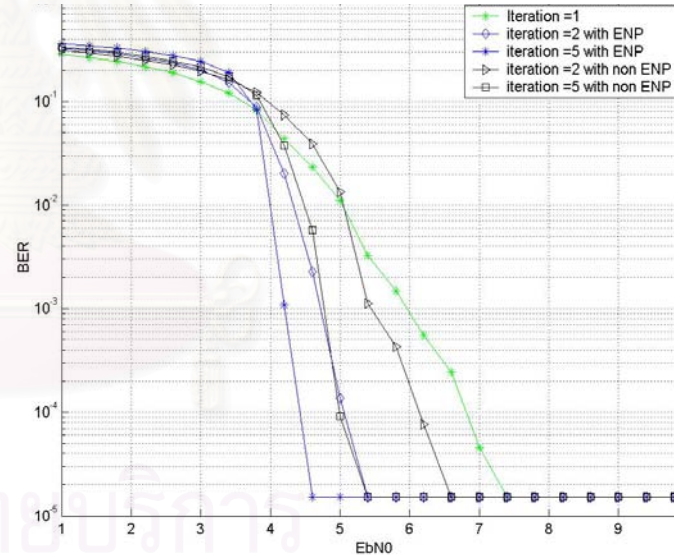


Figure 6. The performance of MAP algorithm

The simulation in figure 6 illustrates that the performance of turbo decoding using MAP algorithm with supplemental ENP attain lower BER at the same E_b/N_0 than non using ENP. Considering at the same iteration = 5 the ENP supplement has taking BER = 10^{-5} faster than non-ENP approximately 0.4 dB

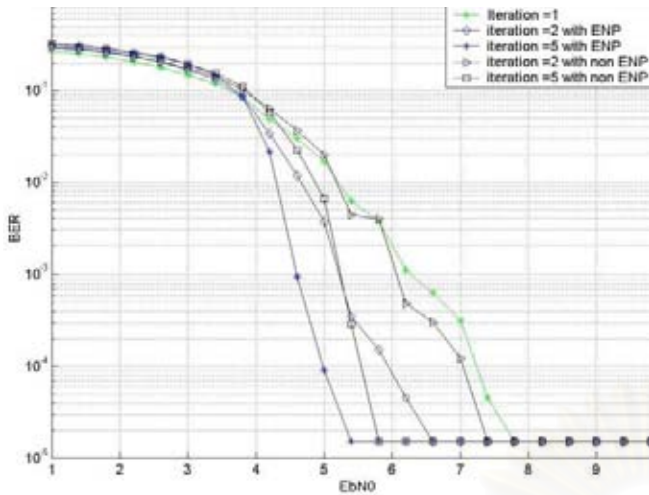


Figure 7. The performance of SOVA algorithm

In Figure 7, Like the figure 6, the performance of turbo decoding using SOVA algorithm with ENP supplement attain lower BER at the same EbN0 than non ENP supplement.

C. Influence of Velocity

In this section, we simulate by fix $E_b/N_0 = 5.5$ dB and varying the relative velocity from 0 km/hour upto 250 km/hour with step size =10 km/hour for each velocity points. At the each velocity points, we vary the number of iteration and notice the BER performance.

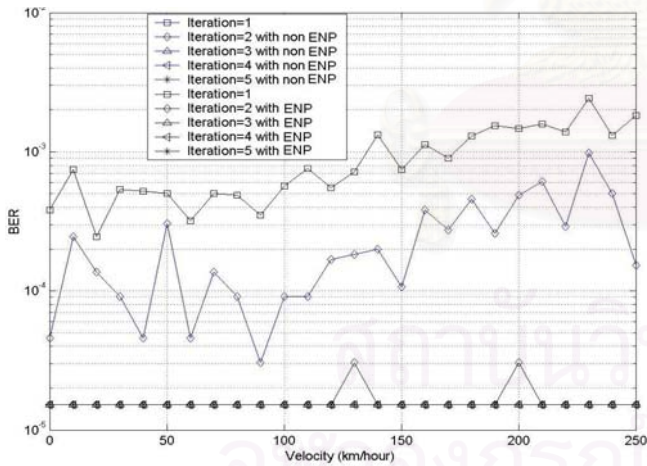


Figure 8. Difference Velocity of MAP algorithm

In Figure 8, the ENP supplement are taking BER = 10^{-5} at Iteration 2,3,4,5 from velocity 0 to 250 km/hour and taking approximate bit-error below 10^{-4} at velocity 130 and 200 km/hour at iteration =2. For non ENP supplement are taking BER = 10^{-5} at iteration 3,4,5 from velocity 0 to 250 km/hour.

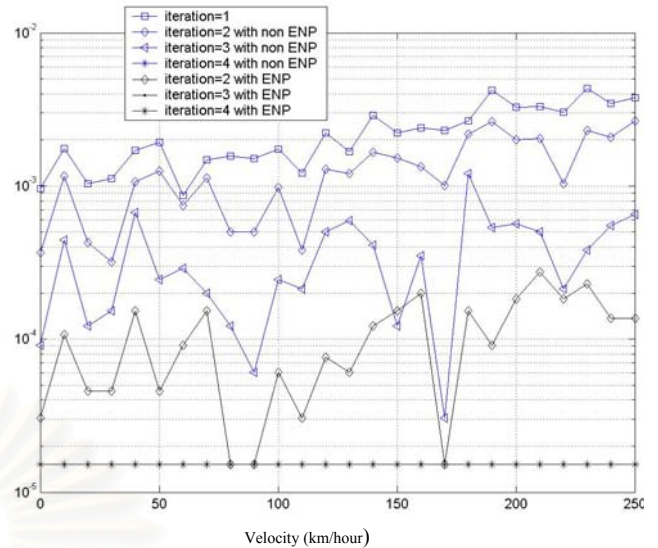


Figure 9. Difference Velocity of SOVA algorithm

In Figure 9, Like figure 8, The ENP supplement are taking BER = 10^{-5} at Iteration 3,4 but the non ENP supplement are taking BER = 10^{-5} at Iteration 4.

Reference

- [1] Claude Berrou, Alain Glavieux, and Punya Thitimajshima. "Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo code (1)." Proceedings of IEEE ICC, pp1064-1070, 1993.
- [2] Multiplexing and channel coding (FDD) 3GPP, 3G TS 25.212 V3.3.0 (2000-06), Release 1999
- [3] Physical Layer Standard for cdma 2000 Spread Spectrum Systems - Release A 3GPP2 C.S0002-A, June 2000
- [4] A. Worm, P. Hoehner and N. Wehn., "Turbo-decoding without SNR estimation", IEEE Commu Letters, Vol4 pp 193 -195, Jun 2000
- [5] T.A. Summers and S.G Wilson, "SNR mismatch and online estimation in turbo decoding", IEEE Trans on Commun., Vol 46 pp: 421 -423, Apr 1998
- [6] M.C.Valenti and B.D.Woerner, "Iterative channel estimation and decoding of pilot symbol assisted turbo codes over flat-fading channels", IEEE JNL Selected Areas in Commun, Vol.19 pp. 1697 -1705, Sep 2001
- [7] W.C Jakes, Mobile Microwave communication, Wiley 1974.
- [8] J.P.Woodard and L. Hanzo, "Comparative study of turbo decoding techniques: an overview", IEEE Trans on Vehicular Techology, Vol 49 pp: 2208 -2233, Nov 2000
- [9] S.Haykin, "Adaptive Filter Theory", 4th ed, Upper Saddle River, New Jersey prentice-Hall, 2002
- [10] L.R. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv, "Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 20, pp.284-287, Mar 1974

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นาย ทศนัย พลอยสุวรรณ เกิดวันที่ 12 มีนาคม 2524 ที่จังหวัดนครสวรรค์ สำเร็จการศึกษาปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิตปีการศึกษา 2544 ในสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร โดยสังกัดห้องวิจัย Scorpion (Superior Communications Research and Prototyping for Commercialization) ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ จากนั้นได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิตสาขาวิศวกรรมไฟฟ้ามหาวิทยาลัยจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัยในภาคการศึกษาที่ 2 ปีการศึกษา 2545 โดยสังกัดห้องวิจัย Telecommunications Systems Research Laboratory (TSRL) ซึ่งในขณะกำลังศึกษาอยู่นั้นได้ดำรงตำแหน่งผู้ช่วยวิจัยในโครงการเสริมสร้างความเชื่อมโยงระหว่างภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและภาคเอกชนทางด้านการศึกษาและพัฒนา (Cooperative Project between Department of electrical Engineering and Private sector for Research and Development) โดยกลุ่มงานวิจัยที่สนใจคือ Joint Equalization and Turbo Decoding , Channel Estimation.

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย