

การปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM โดยอาศัยโคเวอริจิตที่ด้านส่ง
ร่วมกับการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์

PERFORMANCE IMPROVEMENT OF OFDM SYSTEM USING TRANSMIT
DIVERSITY WITH SPACE-TIME BLOCK CODING

ณรงค์พล ยอวิทยา

NARONGPHOL YORWITTAYA

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-539-1

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM โดยอาศัยไคเวอร์ซิติที่ด้านส่ง
ร่วมกับการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์

PERFORMANCE IMPROVEMENT OF OFDM SYSTEM USING TRANSMIT
DIVERSITY WITH SPACE-TIME BLOCK CODING



ณรงค์พล ยอวิทยา

NARONGPHOL YORWITTAYA

เลขหน้.....
เลขทะเบียน... 47545/
วัน, เดือน, ปี 19 ส.ค. 2546

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-539-1

**PERFORMANCE IMPROVEMENT OF OFDM SYSTEM USING
TRANSMIT DIVERSITY WITH SPACE-TIME BLOCK CODING**

NARONGPHOL YORWITTAYA

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

2003

ISBN 974-324-539-1

COPYRIGHT 2003

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM โดยอาศัยโคเวอริจันซ์ที่ ด้านส่งร่วมกับการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์	
นักศึกษา	นายณรงค์พล ยอวิทยา	
รหัสนักศึกษา	41061045	
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต	
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า	
พ.ศ.	2546	
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ประกิจ	ตั้งติสานนท์
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม	อาจารย์มนต์ชัย	เข้มช้อย

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) โดยอาศัยโคเวอริจันซ์ที่ด้านส่งร่วมกับการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ระบบ OFDM ที่ได้ทำการศึกษานี้อ้างอิงตามมาตรฐานของ IEEE 802.11a ส่วน โครงสร้างของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์นั้นขึ้นอยู่กับจำนวนของชุดสายอากาศทางด้านส่งและด้านรับ รูปแบบของการมอดูเลตแบบดิจิทัลถูกกำหนดให้เป็นแบบ BPSK, QPSK และ 16-PSK โดยส่งผ่านไปในช่วงสัญญาณที่มีการจางหายแบบต่างๆ ดังนี้ การจางหายแบบเรย์ลี การจางหายแบบไรเซียน และการจางหายแบบปรกติบล็อก สมรรถนะของระบบ OFDM ที่ได้จากการจำลองแบบแสดงให้เห็นถึงค่าอัตราการผิดพลาดของบิต ค่าอัตราการผิดพลาดของสัญลักษณ์ ค่าอัตราการผิดพลาดของเฟรม และค่าวิสัยความสามารถของระบบ ซึ่งเป็นไปตามฟังก์ชันการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน เมื่อเปรียบเทียบกับระบบ OFDM แบบเดิมพบว่าสมรรถนะของระบบมีการเปลี่ยนแปลงที่ดีขึ้นอย่างมาก ดังนั้นการใช้เทคนิคโคเวอริจันซ์ที่ด้านส่งร่วมกับการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์สามารถปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM ให้ดียิ่งขึ้นได้

Thesis Title	Performance Improvement of OFDM System using Transmit Diversity with Space-Time Block Coding
Student	Mr. Narongphol Yorwittaya
Student ID.	41061045
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2003
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Prakit Tangtisanon
Thesis Co-Advisor	Mr. Monchai Chamchoy

ABSTRACT

This thesis presents the performance improvement of OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) system using the transmit diversity (TD) with the space-time block coding (STBC). This OFDM system studies which referred on the IEEE standard 802.11a. In addition, schemes of STBC depend number of transmitted antennas and received antennas. In this thesis, binary phase shift keying (BPSK), quadrature phase shift keying (QPSK) and 16-phase shift keying (16-PSK) are defined the digital modulation signals by transmitting into channels which consist of Rayleigh fading channel, Rician fading channel and Log-normal shadowing channel. Results of performance obtained OFDM system model of simulation using TD with STBC indicate bit error rate (BER), symbol error rate (SER), frame error rate (FER) and throughput (TRP) as function of signal to noise ratio (SNR). From the results, it is compared that performance of these models are better than the original OFDM system. Consequently, using transmit diversity with space-time block coding can be improved performance of OFDM system.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี ผู้เขียนกราบขอบพระคุณ รศ.ดร. ประกิจ ตั้งติสานนท์ และอาจารย์มนต์ชัย แซ่มซ้อย อาจารย์ที่ปรึกษา รวมทั้งอาจารย์สถาพร พรหมวงศ์ เป็นอย่างสูงที่ทำให้คำปรึกษาชี้แนะแนวทางในการศึกษา การแก้ปัญหา และให้กำลังใจให้ผู้เขียนมีความสามารถในการทำงานวิจัยจนสำเร็จลุล่วงไปได้ ตลอดจนได้ตรวจทานต้นฉบับของวิทยานิพนธ์นี้จนเสร็จสมบูรณ์

ขอขอบพระคุณ อาจารย์ พิชญ์ สุพรรณภูถ และ อาจารย์ พนารัตน์ ระวีวรรณ ที่ให้คำปรึกษาแนะนำเกี่ยวกับหลักการและทฤษฎีสำคัญที่เกี่ยวข้องในงานวิจัย ซึ่งล้วนแล้วแต่เป็นประโยชน์อย่างยิ่งต่อวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ และช่วยทำให้ผู้เขียนสามารถทำงานวิจัยจนสำเร็จลุล่วงได้ในที่สุด

ขอขอบคุณพี่น้องในห้องวิจัย Microwave Communication Laboratory ที่ช่วยเหลือให้คำปรึกษาแนะนำ และเป็นกำลังใจให้เสมอมา พร้อมกับช่วยตรวจทานวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จนสำเร็จสมบูรณ์

ขอขอบคุณเพื่อนพนักงานบริษัท ชินแซทเทลไลท์ (มหาชน) จำกัด แผนก Video Operation and Turnkey Department (VOD) ที่เป็นกำลังใจให้เสมอมา และสละเวลาช่วยเหลือให้ผู้เขียนสามารถทำงานวิจัยจนสำเร็จลงได้

ขอกราบขอบพระคุณ บิดา-มารดา และพี่น้องทุกคน ที่ช่วยเหลือและให้กำลังใจในด้านการศึกษาให้กับผู้เขียนมาโดยตลอด

ณรงค์พล ขอวิทยา

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	3
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	3
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	4
1.4 ขั้นตอนการศึกษา.....	5
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการของ OFDM.....	6
2.1 บทนำ.....	6
2.2 หลักการและโครงสร้างของ OFDM.....	7
2.3 ช่วงเวลาควมและส่วนหน้าแบบวน.....	11
2.4 วินโดว์อิง.....	13
2.5 การซิงโครไนซ์.....	15
2.6 การตรวจวัด.....	18
2.7 ปัญหาค่าสูงสุดของกำลัง.....	20
2.8 ระบบ OFDM.....	23
2.9 สรุป.....	25
บทที่ 3 การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์.....	26
3.1 บทนำ.....	26
3.2 รูปแบบการรวมกันแบบอัตราส่วนสูงสุด.....	26
3.3 ไดเวอร์ซิตีที่ด้านส่งรูปแบบใหม่.....	29

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

3.4 การเข้ารหัสและการถอดรหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์	32
3.5 สมรรถนะของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์	38
3.6 สรุป	40
บทที่ 4 การแพร่กระจายคลื่นวิทยุ	41
4.1 บทนำ	41
4.2 การแพร่กระจายคลื่นวิทยุ	41
4.3 สเกลแบบกว้าง	42
4.4 สเกลแบบแคบ	44
4.5 การแจกแจง	45
4.5.1 การแจกแจงแบบเรย์ลี	45
4.5.2 การแจกแจงแบบไรเซียน	47
4.5.3 การแจกแจงแบบปกติล็อก	47
4.6 สรุป	49
บทที่ 5 การออกแบบและการทำแบบจำลอง	50
5.1 บทนำ	50
5.2 การออกแบบ	51
5.3 การทำแบบจำลอง	53
5.3.1 ชุดเครื่องส่ง	54
5.3.2 ช่องสัญญาณ	56
5.3.3 ชุดเครื่องรับ	56
5.4 การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบ	57
5.5 สรุป	58
บทที่ 6 ผลการจำลองแบบ	59
6.1 บทนำ	59
6.2 ช่องสัญญาณที่ไม่เกิดการจางหาย	59

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
6.2.1 การมอดูเลตแบบ BPSK	59
6.2.2 การมอดูเลตแบบ QPSK	62
6.2.3 การมอดูเลตแบบ 16-PSK	64
6.3 ช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบเรย์ลี	67
6.3.1 การมอดูเลตแบบ BPSK	67
6.3.2 การมอดูเลตแบบ QPSK	69
6.3.3 การมอดูเลตแบบ 16-PSK	72
6.4 ช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบไรเซี่ยน	74
6.4.1 การมอดูเลตแบบ BPSK	74
6.4.2 การมอดูเลตแบบ QPSK	77
6.4.3 การมอดูเลตแบบ 16-PSK	79
6.5 ช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบปรกติ์ลอก	82
6.5.1 การมอดูเลตแบบ BPSK	82
6.5.2 การมอดูเลตแบบ QPSK	84
6.5.3 การมอดูเลตแบบ 16-PSK	87
6.6 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบ	89
6.5.1 การมอดูเลตแบบ BPSK	90
6.5.2 การมอดูเลตแบบ QPSK	92
6.5.3 การมอดูเลตแบบ 16-PSK	94
บทที่ 7 สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ	97
เอกสารอ้างอิง	101
ภาคผนวก ก บททความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	103
ประวัติผู้เขียน	109

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 การเข้ารหัสและลำดับการส่งผ่านสำหรับชุดสายอากาศทางด้านส่ง 2 ชุด	30
5.1 พารามิเตอร์ที่สำคัญของระบบ OFDM ตามมาตรฐาน IEEE 802.11a.....	52
5.2 พารามิเตอร์ที่สำคัญของระบบ STBC-OFDM	53
5.3 การแม่พิมพ์ชุดข้อมูล	55
6.1 การเปรียบเทียบอัตราความเร็วในการส่งผ่านข้อมูลของระบบ STBC-OFDM	90

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 การเปรียบเทียบการใช้งานแบนด์วิดท์ของ (a) FDM (b) OFDM.....	6
2.2 การมอดูเลตสัญญาณ OFDM.....	8
2.3 ตัวอย่างของ 4 คลื่นพาห่อย่อยที่อยู่ในหนึ่งสัญลักษณ์ OFDM	9
2.4 ตัวอย่างสเปกตรัมของแต่ละคลื่นพาห่อย่อย.....	10
2.5 การเปลี่ยนรูปจากสัญญาณโดเมนเวลาเป็นสเปกตรัมความถี่โดยใช้ FFT.....	11
2.6 หลักการพื้นฐานของการนำ IFFT และ FFT มาใช้งานกับระบบ OFDM.....	11
2.7 ผลกระทบที่เกิดจากการประวิงหลายวิธีที่ออกนอกเหนือเวลาคูม.....	12
2.8 สัญลักษณ์ OFDM กับการขยายส่วนหน้าแบบวน	12
2.9 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมโดยปราศจากวินโดว์อิ่ง สำหรับจำนวน 16, 64 และ 256 คลื่นพาห่อย่อย	14
2.10 การเพิ่มส่วนขยายแบบวนและวินโดว์อิ่งสัญลักษณ์ OFDM, T_s คือเวลาของสัญลักษณ์, T คือช่วงเวลาของ FFT T_G คือเวลาคูม T_{prefix} คือระยะพรีการ์ด $T_{postfix}$ คือระยะโพสต์การ์ด และ β คือแฟกเตอร์โรลล์ออฟ.....	14
2.11 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมสำหรับวินโดว์อิ่งแบบเรสโคไซน์ ตามค่าแฟกเตอร์โรลล์ออฟ เท่ากับ 0, 0.025, 0.05 และ 0.1	15
2.12 การชิงโครไนซ์ด้วยการใช้การเพิ่มเติมส่วนหน้าแบบวน.....	16
2.13 ผลกระทบของสัญญาณรบกวนบนค่ามูเมตที่รับได้.....	17
2.14 โครงสร้างชุดข้อมูล OFDM.....	18
2.15 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ OFDM กับการตรวจวัดแบบร่วมนัย.....	19
2.16 ตัวอย่างของแพ็กเกจกับ 2 ชุดสัญลักษณ์เพื่อประมาณหาค่าช่องสัญญาณและสัญญาณนำ 2 คลื่นพาห่อย่อยใช้สำหรับการชิงโครไนซ์ทางความถี่	19
2.17 การใช้วินโดว์อิ่งกับสัญญาณเวลา OFDM	21
2.18 สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณ OFDM ที่ใช้ 32 คลื่นพาห่อย่อยกับการขริบและค่าสูงสุดวินโดว์อิ่ง ที่ระดับจุดเริ่มเปลี่ยน (threshold) 3 dB เหนือค่าขนาดเฉลี่ย.....	21
2.19 (a) สัญญาณ OFDM (b) สัญญาณหลังจากตัดค่าสูงสุดออก	22
2.20 อัตราส่วนความผิดพลาดของแพ็กเกจเทียบกับ Eb/No สำหรับแพ็กเกจ 64 ไบต์ใน AWGN, PAPR ลดลง 5 dB โดย (a) การขริบ (b) การตัดค่าสูงสุดออกและ (c) ค่าสูงสุดวินโดว์อิ่ง.....	23
2.21 บล็อกไดอะแกรมของระบบ OFDM.....	24

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.1 การปรับปรุงค่า SNR จากการรวมกันของการใช้ไคเวอร์ซิติเมื่อเทียบกับแบบที่ไม่มีการใช้	
(a) การรวมกันแบบอัตราส่วนสูงสุด (b) การรวมกันแบบอัตราขยายเท่ากัน	
(c) แบบการเลือกสัญญาณ	27
3.2 ชุคสายอากาศทางด้านรับ 2 ชุคกับการรวมกันแบบอัตราส่วนสูงสุด MRC	28
3.3 ไคเวอร์ซิติที่ด้านส่งรูปแบบใหม่ที่ใช้ชุคสายอากาศส่ง 2 ชุคกับชุคสายอากาศรับ 1 ชุค	30
3.4 การเปรียบเทียบสมรรถนะค่าอัตราการผลิตของบิตระหว่างเทคนิคการรวมกันของสัญญาณทาง	
ด้านรับและไคเวอร์ซิติที่ด้านส่งรูปแบบใหม่ด้วยสัญญาณ BPSK ที่มีการจางหายแบบเรย์ลี	32
3.5 โครงสร้างระบบที่ใช้การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์	32
3.6 สมรรถนะของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์บนช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบเรย์ลี	39
4.1 การจางหายในรูปของสเกลแบบแคบและสเกลแบบกว้าง	42
4.2 ความน่าจะเป็นของสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบเรย์ลีที่ $fd = 200$ Hz	46
4.3 ความน่าจะเป็นของสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบไรเซียนที่กำหนดค่า $K = 6$ dB	48
4.4 ความน่าจะเป็นของสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบปรกติบล็อกที่กำหนดค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานเท่ากับ	
4 dB	49
5.1 บล็อกโคออดิเนตของระบบ OFDM ที่นำการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ร่วมกับเทคนิคไคเวอร์ซิติ	
ทางด้านส่งมาใช้ในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ	50
5.2 บล็อกโคออดิเนตของตัวเข้ารหัสคอนโวลูชันที่มีความยาวจำกัดเท่ากับ 7	54
6.1 ผลอัตราการผิดพลาดของบิต (BER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มี	
การมอดูเลตเป็นแบบ BPSK บนช่องสัญญาณที่ไม่เกิดการจางหาย	59
6.2 ผลอัตราการผิดพลาดของสัญลักษณ์ (SER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนด	
ให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ BPSK บนช่องสัญญาณที่ไม่เกิดการจางหาย	60
6.3 ผลอัตราการผิดพลาดของเฟรม (FER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มี	
การมอดูเลตเป็นแบบ BPSK บนช่องสัญญาณที่ไม่เกิดการจางหาย	61
6.4 ผลค่าวิสัยสามารถของระบบ (TRP) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มี	
การมอดูเลตเป็นแบบ BPSK บนช่องสัญญาณที่ไม่เกิดการจางหาย	61
6.5 ผลอัตราการผิดพลาดของบิต (BER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มี	
การมอดูเลตเป็นแบบ QPSK บนช่องสัญญาณที่ไม่เกิดการจางหาย	62
6.6 ผลอัตราการผิดพลาดของสัญลักษณ์ (SER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนด	
ให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ QPSK บนช่องสัญญาณที่ไม่เกิดการจางหาย	62

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันเทคโนโลยีของการสื่อสารได้เข้ามามีบทบาทและมีความสำคัญต่อชีวิตประจำวันของทุกคนมากยิ่งขึ้น ตลอดจนมีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง โดยในขณะนี้กำลังก้าวเข้าสู่การสื่อสารในยุคที่ 3 (Third Generation: 3G) ซึ่งเป็นยุคของการส่งผ่านข้อมูลข่าวสารด้วยสัญญาณดิจิทัลทั้งภาพและเสียงที่ความเร็วมากกว่า 2 เมกะบิตต่อวินาที และการใช้งานแถบความถี่ที่สูงขึ้นมากกว่า 2 จิกะเฮิรตซ์ พร้อมกับความต้องการใช้ช่องสัญญาณที่เพิ่มมากขึ้นตามไปด้วย [1] ดังนั้นเพื่อรองรับความต้องการในการใช้งานบริการมัลติมีเดียที่เพิ่มมากขึ้นอย่างรวดเร็ว ไม่ว่าจะอยู่ในรูปของการให้บริการเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย (Wireless LANs) เทคโนโลยีบลูทูธ หรือการเชื่อมต่อระบบอินเทอร์เน็ตโดยผ่านระบบโทรศัพท์มือถือ (Mobile Phone Internet) เป็นต้น ฉะนั้นระบบการส่งสัญญาณจึงต้องมีความน่าเชื่อถือและมีเสถียรภาพสามารถรองรับความต้องการดังกล่าวได้ แต่ในทางปฏิบัติเราพบว่า การส่งผ่านสัญญาณข้อมูลความเร็วสูงบนช่องสัญญาณแถบกว้างนั้นยังมีข้อจำกัดอยู่หลายประการ อาทิเช่น ความจุของช่องสัญญาณ (channel capacity), ความหนาทวนต่อการประวิงแบบหลายวิถี (multipath delay) และการจางหายเฉพาะความถี่ (frequency selective fading) เป็นต้น ซึ่งข้อจำกัดเหล่านี้ล้วนเป็นสาเหตุทำให้สมรรถนะของระบบมีค่าต่ำลง พร้อมกับคุณภาพของสัญญาณที่อุปกรณ์เครื่องรับมีค่าลดลงอย่างมากด้วยเช่นกัน [2] จากอุปสรรคดังกล่าวจึงได้มีการนำเสนอเทคนิคการส่งสัญญาณแบบ Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM มาใช้งานเพื่อแก้ไขปัญหาและข้อจำกัดที่เกิดขึ้น ซึ่งเทคนิคดังกล่าวมีคุณสมบัติที่ดีในด้านของความหนาทวนต่อการประวิงเวลาแบบหลายวิถี การใช้งานแถบความถี่ที่มีประสิทธิภาพ (efficiency frequency band) และความสามารถในด้านการรองรับอัตราการส่งผ่านข้อมูลความเร็วสูงได้ [3]

เทคนิคการส่งสัญญาณแบบ OFDM จะใช้หลักการของการแบ่งข้อมูลให้ออกเป็นชุดข้อมูลย่อย ซึ่งข้อมูลแต่ละชุดนั้นจะถูกส่งออกไปบนช่องสัญญาณย่อยหลายๆ ช่องสัญญาณ (subchannel) โดยที่แต่ละช่องสัญญาณย่อยนั้นจะใช้แถบความถี่แคบ (narrowband) และยอมให้มีการเหลื่อมล้ำกันได้ (overlapped) ซึ่งเกิดมาจากคุณสมบัติการตั้งฉาก (orthogonality) ซึ่งกันและกันของสองสัญญาณย่อยที่อยู่ติดกันนั่นเอง ส่งผลทำให้การใช้งานแถบความถี่สามารถลดลงได้ประมาณครึ่งหนึ่งเมื่อเทียบกับการส่งสัญญาณแบบเดิมในจำนวนคลื่นพาห์ที่เท่ากัน [4] ฉะนั้นจึงจัดได้ว่าเทคนิคการส่งสัญญาณแบบ OFDM เป็นการส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์ชนิดหนึ่ง (multicarriers) แต่มีข้อแตกต่างจากระบบเดิม

นั่นคือ การส่งสัญญาณข้อมูลแต่ละชุดในแต่ละคลื่นพาค่านั้นจะเป็นอิสระซึ่งกันและกัน (independent) ซึ่งไม่จำเป็นต้องมีการกำหนดคุณสมบัติการมอดูเลตหรือการเข้ารหัสที่เหมือนกันในแต่ละคลื่นพาค่านั้นเอง ดังนั้นเทคนิคการส่งสัญญาณแบบ OFDM จึงเป็นที่น่าสนใจของผู้ค้นคว้าวิจัย รวมถึงนำไปเป็นมาตรฐานในการใช้งานกับเทคโนโลยีการสื่อสารสมัยใหม่อย่างกว้างขวาง

โดยทั่วไปเมื่อมีการส่งผ่านสัญญาณจากทางด้านเครื่องส่งไปยังเครื่องรับ เราพบว่าจะเกิดการจางหายของสัญญาณขึ้นซึ่งเป็นผลมาจากการสูญเสียบนช่องสัญญาณนั่นเอง อาทิเช่น การสูญเสียจากการเดินทางของคลื่น (path loss) การแทรกสอด (interference) สัญญาณรบกวน (noise) หรือการจางหายเฉพาะความถี่ เป็นต้น ไคเวอร์ซิตีเทคนิค (diversity technique) เป็นอีกวิธีหนึ่งที่ถูกนำมาใช้ในการแก้ปัญหาดังกล่าว และยังสามารเพิ่มประสิทธิภาพของระบบให้ดียิ่งขึ้นได้ โดยที่ไคเวอร์ซิตีแบบสเปซนั้นเป็นที่นิยมและถูกนำมาใช้งานแพร่หลายมากที่สุด เนื่องจากไม่มีการเปลี่ยนแปลงการใช้งานของช่องสัญญาณเมื่อเทียบกับไคเวอร์ซิตีแบบอื่นๆ นั่นเอง [5] ซึ่งโดยปกติจะถูกใช้งานทางด้านเครื่องรับแต่สำหรับระบบการสื่อสารสมัยใหม่ พบว่าได้มีข้อจำกัดเกิดขึ้นที่อุปกรณ์เครื่องรับ เช่น ขนาด น้ำหนัก ต้นทุน และกำลังส่งในการส่งสัญญาณ ทำให้ไม่สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานที่เครื่องรับได้ เพราะฉะนั้นการใช้งานไคเวอร์ซิตีที่ด้านส่งจึงมีความเหมาะสมและสามารถสร้างได้จริงมากกว่าสำหรับระบบการสื่อสารสมัยใหม่ แต่อย่างไรก็ตามเทคนิคนี้ยังมีข้อจำกัดอยู่บ้างนั่นคือ เมื่อเครื่องส่งกับเครื่องรับอยู่ในตำแหน่งที่มีสิ่งกีดขวางและมีระยะทางที่ไกล สัญญาณที่ถูกส่งออกไปอาจถูกรวมหรือหักล้างกันก่อนที่จะไปถึงที่เครื่องรับได้ ทำให้ไม่สามารถใช้งานจากเทคนิคดังกล่าวได้อย่างเต็มประสิทธิภาพ ฉะนั้นจึงได้นำเทคนิคการเข้ารหัสแบบใหม่มาใช้งานร่วมกับไคเวอร์ซิตีทางด้านส่งเพื่อแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นและเพิ่มประสิทธิภาพให้แก่ระบบ ซึ่งการเข้ารหัสแบบใหม่นี้คือ การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ (Space-Time Block Coding : STBC) [6] สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM โดยอาศัยไคเวอร์ซิตีที่ด้านส่งร่วมกับการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

จากที่ได้กล่าวมาแล้วในตอนต้นถึงความสำคัญในการศึกษาวิเคราะห์เพื่อปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงมีความมุ่งหมายที่จะนำเสนอผลการศึกษาวิธีเชิงตัวเลขในรูปแบบของการจำลองแบบของระบบดังกล่าวในสภาวะแวดล้อมของช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบต่างๆ ตามที่ได้กำหนดไว้ และใช้เป็นแนวทางที่สำคัญในการวิเคราะห์การปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM นอกจากนี้วัตถุประสงค์หลักอีกประการหนึ่งของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้คือ การนำเสนอ

รูปแบบใหม่ในการเพิ่มประสิทธิภาพให้แก่ระบบ OFDM ที่เกิดจากข้อจำกัดและปัญหาที่มีอยู่เดิม โดยใช้โครงสร้างของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ร่วมกับการใช้เทคนิคโคเวอริจันซ์ที่ด้านส่ง ซึ่งเป็นโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนโดยอยู่บนกระบวนการเชิงเส้น (linear processing) ไม่สิ้นเปลืองแบนด์วิดท์ (no expansion bandwidth) เพิ่มวิสัยความสามารถของระบบ (throughput) และรองรับค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ต่ำได้ (signal to noise ratio: SNR) [6] ดังนั้นโครงสร้างดังกล่าวอาจนำไปประยุกต์ใช้งานได้หลากหลายรูปแบบมากขึ้นเช่น สถานีฐานของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ (base station) หรือตัวเข้าถึงจุดของระบบสื่อสารแบบไร้สาย (access point) เป็นต้น

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

เนื่องจากข้อดีของระบบ OFDM ก็คือสามารถทนทานต่อการประวิงเวลาแบบหลายวิถีและรองรับอัตราการส่งผ่านข้อมูลความเร็วสูงได้ แต่ระบบดังกล่าวยังมีข้อด้อยด้วยเช่นกันนั่นคือ มีความไวต่อการซิงโครไนซ์ (sensitivity synchronization) ซึ่งอาจทำให้เกิดปัญหาขึ้นได้ในรูปของการผิดพลาดของเวลา (timing error) ความเบี่ยงเบนทางความถี่ (frequency offset) หรือ สัญญาณรบกวนทางเฟส (phase noise) ซึ่งเป็นสาเหตุทำให้เกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (intersymbol interference: ISI) และการแทรกสอดระหว่างความถี่ได้ (intercarrier interference: ICI) ส่งผลทำให้คุณสมบัติการตั้งฉากซึ่งกันและกันระหว่างคลื่นพาห์ที่อยู่ใกล้กันสูญเสียไป รวมถึงปัญหาที่เกิดจากอัตราส่วนของกำลังส่งเฉลี่ยสูงสุด (peak-to-average power ratio: PAPR) ซึ่งจะส่งผลไปถึงประสิทธิภาพของการใช้กำลังส่งสัญญาณของอุปกรณ์ขยายที่ลดลงได้ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงสมมติให้ไม่มีการผิดพลาดในการซิงโครไนซ์ระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ และกำลังเฉลี่ยสูงสุดของทุกสัญญาณที่อุปกรณ์เครื่องรับมีค่าเท่ากัน (unity) รวมถึงกำหนดให้มีผู้ใช้งานเพียงหนึ่งเดียว (single user) พร้อมกับอุปกรณ์เครื่องรับสามารถรับรู้การเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นบนช่องสัญญาณได้ตลอดเวลา (perfect channel state information)

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

เทคนิคโคเวอริจันซ์แบบสเปซไทม์ที่เครื่องรับเป็นที่นิยมนำมาใช้งานในการเพิ่มประสิทธิภาพให้แก่ระบบการส่งผ่านสัญญาณ แต่สำหรับระบบการสื่อสารไร้สายสมัยใหม่พบว่ามีข้อจำกัดเกิดขึ้นที่เครื่องรับนั่นคือ ขนาด น้ำหนัก และกำลังงานที่จำกัดในการส่งสัญญาณ ดังนั้นการนำเทคนิคดังกล่าวมาใช้งานจึงไม่มีความเหมาะสมและอาจจะยุ่งยากในการสร้าง หรือไม่สามารถสร้างใช้งานได้จริง ฉะนั้นจึงได้มีผู้คิดค้นวิธีการแบบใหม่ขึ้นมา เพื่อให้สามารถใช้งานร่วมกับเทคนิคโคเวอริจันซ์ที่ด้านส่งได้ โดย

มีสมรรถนะของระบบใกล้เคียงกับการใช้เทคนิคโคเวอริจิตีที่ด้านรับ [7] หลังจากนั้นได้มีการพัฒนารูปแบบการเข้ารหัสเพื่อใช้งานที่ด้านส่งโดยเฉพาะเรียกว่า การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ซึ่งรูปแบบใหม่นี้มีข้อดีคือกำลังที่ใช้ในการส่งสัญญาณมีค่าต่ำกว่าครึ่งหนึ่งเมื่อเทียบกับสมรรถนะที่เท่ากัน ไม่มีความยุ่งยากในการถอดรหัส สามารถเพิ่มประสิทธิภาพให้แก่ระบบได้เป็นอย่างดี และใช้อัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ต่ำลง ฉะนั้นจึงมีแนวความคิดที่จะนำการเข้ารหัสบล็อกดังกล่าวมาประยุกต์ใช้งานร่วมกับระบบ OFDM เพื่อปรับปรุงสมรรถนะของระบบให้ดียิ่งขึ้น โดยทำการศึกษาวิเคราะห์สมรรถนะของระบบด้วยวิธีการจำลองแบบ (simulation) พร้อมกับแสดงผลการเปรียบเทียบในรูปวิธีเชิงตัวเลข

1.5 ขอบเขตของการวิจัย

เทคนิคการส่งสัญญาณแบบ OFDM ได้ถูกนำมาใช้เป็นมาตรฐาน IEEE 802.11a สำหรับระบบการสื่อสารไร้สายสมัยใหม่ที่มีความถี่ย่าน 5 จิกะเฮิรต ซึ่งสามารถรองรับอัตราการส่งผ่านข้อมูลสูงสุดได้ถึง 54 เมกะบิตต่อวินาที [3], [8]-[9] สำหรับการวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้มุ่งเน้นไปที่การนำเสนอแนวความคิดและการศึกษาวิธีการปรับปรุงสมรรถนะให้แก่ระบบ OFDM ที่อ้างอิงตามมาตรฐาน IEEE 802.11a โดยได้นำเทคนิคโคเวอริจิตีที่ด้านส่งร่วมกับการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์มาใช้ในการปรับปรุงสมรรถนะให้กับระบบดังกล่าว สำหรับจำนวนชุดสายอากาศด้านส่งนั้นขึ้นอยู่กับแบบแผนของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ เช่น แบบแผน G_2 ใช้สำหรับชุดสายอากาศส่งจำนวน 2 ชุด เป็นต้น [9] ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้กำหนดชุดสายอากาศทางด้านส่ง ตั้งแต่ 1 ชุดจนถึง 4 ชุด และในส่วนชุดสายอากาศรับนั้นถูกกำหนดให้มีเพียงชุดเดียว ส่วนรูปแบบของการมอดูเลตแบบดิจิทัลนั้นถูกกำหนดให้เป็นแบบ BPSK, QPSK และ 16-PSK โปรแกรม MATLAB ถูกนำมาใช้ในการจำลองแบบการทำงานของระบบทั้งหมดซึ่งอยู่บนพื้นฐานของระบบเบสแบนด์ (baseband signal) โดยกำหนดให้สัญญาณจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับอยู่ในช่องสัญญาณดังต่อไปนี้คือ ช่องสัญญาณที่ไม่มีการจางหาย ช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบไรเซชัน การจางหายแบบปกติบล็อก และการจางหายแบบเรย์ลี สำหรับการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่ได้จากการจำลองแบบนั้นแสดงให้เห็นถึงค่าอัตราการผิดพลาดของบิต (bit error rate: BER) ค่าอัตราการผิดพลาดของสัญลักษณ์ (symbol error rate: SER) ค่าอัตราการผิดพลาดของเฟรม (frame error rate: FER) และค่าวิสัยสามารถของระบบ (throughput: TRP) ซึ่งเป็นไปตามฟังก์ชันการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR)

1.6 ขั้นตอนการศึกษา

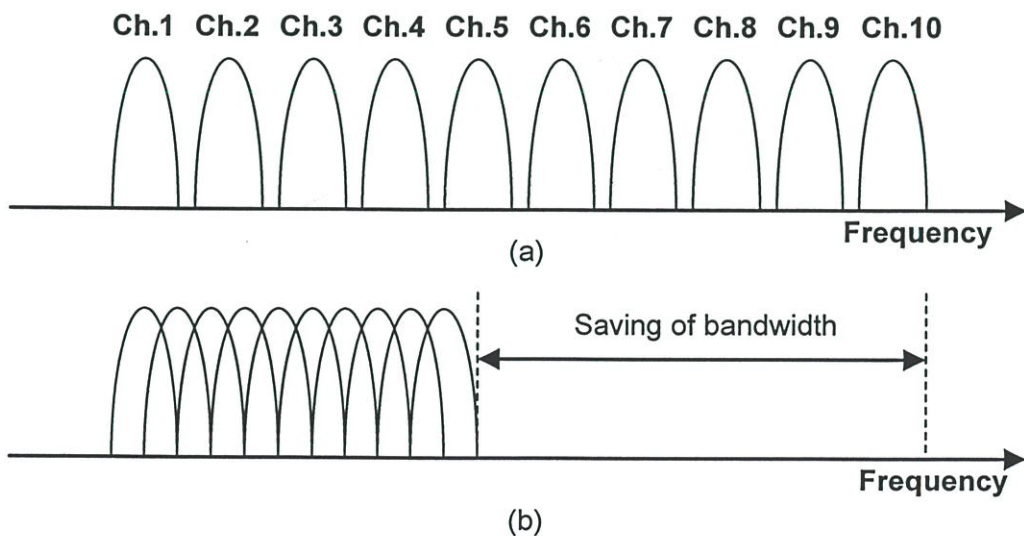
จากแนวความคิดและหลักการดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น สามารถสรุปขั้นตอนของการศึกษาสำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้คือ อันดับแรกทำการศึกษารูปแบบและหลักการทำงานของเทคนิคการส่งสัญญาณแบบ OFDM ว่ามีข้อเด่นและข้อด้อยแตกต่างจากระบบอื่นอย่างไร จากนั้นศึกษาหลักการและคุณสมบัติของเทคนิคโคเวอเรจซิตีที่ด้านส่งกับการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ซึ่งถูกนำมาใช้ในการเพิ่มประสิทธิภาพให้แก่ระบบ รวมทั้งศึกษาคุณสมบัติและข้อจำกัดของช่องสัญญาณแต่ละแบบ ต่อมาจึงทำการเขียนโปรแกรมจำลองแบบของระบบทั้งหมด พร้อมกับทำการทดสอบหาข้อผิดพลาดของโปรแกรม หลังจากนั้นจึงให้คอมพิวเตอร์ดำเนินการจำลองแบบตาม โครงสร้างและแบบแผนที่ได้กำหนดไว้ สุดท้ายจึงนำผลที่ได้จากการจำลองแบบมาศึกษาวิเคราะห์และเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบในรูปวิธีเชิงตัวเลข สุดท้ายทำการสรุปและวิจารณ์ผลการจำลองแบบที่ได้ทั้งหมด พร้อมทั้งเสนอแนวความคิดในการแก้ไขปรับปรุงเพิ่มเติมและการพัฒนารูปแบบต่อไปในอนาคตสำหรับผู้สนใจในงานวิจัยนี้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการของ OFDM

2.1 บทนำ

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) เป็นเทคนิคพิเศษของการส่งผ่านแบบหลายคลื่นพาห์ (multicarrier transmission) ซึ่งสเปกตรัมที่ใช้งานทั้งหมด (available spectrum) จะถูกแยกและส่งผ่านออกไปตามจำนวนของคลื่นพาห์ย่อย โดยที่คลื่นพาห์ย่อยแต่ละชุดนั้นจะถูกมอดูเลตด้วยอัตราการส่งข้อมูลความเร็วต่ำและมีการใช้งานแบนด์วิดท์ที่แคบ (narrow bandwidth) ซึ่งเหตุผลที่สำคัญที่นิยมนำการส่งผ่านแบบ OFDM มาใช้งานเพราะว่ามีความทนทานต่อการประวิงเวลาแบบหลายวิถีและช่วยลดการจางหายเฉพาะความถี่ได้ รวมถึงมีการใช้งานสเปกตรัมอย่างเต็มประสิทธิภาพ โดยการส่งผ่านแบบนี้จะมีความแตกต่างกับระบบที่มีการส่งผ่านแบบคลื่นพาห์เดียวนั้นคือ เมื่อเกิดการจางหายของสัญญาณหรือมีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นในระบบอาจส่งผลทำให้ระบบเชื่อมโยงทั้งหมดสูญเสียไปได้ แต่ถ้าเป็นในกรณีของการส่งผ่านแบบหลายคลื่นพาห์นั้นอาจจะส่งผลกระทบต่อเพียงแค่วิถีพาห์ย่อยที่เกิดการรบกวนขึ้นเท่านั้นและไม่ทำให้ระบบทั้งหมดสูญเสียไป ซึ่งเราสามารถใช้อุณหภูมิของการเข้ารหัสเพื่อปรับแก้ไขข้อผิดพลาด (Error correction coding: ECC) ในการกู้คืนคลื่นพาห์ย่อยที่สูญเสียนั้นกลับคืนมาได้ ในส่วนความคิดของการส่งผ่านข้อมูลแบบขนาน (parallels) และแบบ OFDM ได้เกิดขึ้นในกลางปี ค.ศ. 1960 และมีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องมาจนถึงทุกวันนี้ [10]-[13]



รูปที่ 2.1 การเปรียบเทียบการใช้งานแบนด์วิดท์ของ (a) FDM (b) OFDM

ในระบบทั่วไปของการส่งข้อมูลแบบขนาน โดยวิธี Frequency Division Multiplexing (FDM) แถบความถี่ของสัญญาณทั้งหมดจะถูกแบ่งเป็นช่องสัญญาณย่อยตามความถี่ซึ่งไม่มีการเหลื่อมล้ำกัน โดยแต่ละช่องสัญญาณย่อยจะถูกมอดูเลตด้วยคุณลักษณะและสัญลักษณ์ที่แตกต่างกัน ซึ่งเหมือนเป็นวิธีที่ดีในการหลีกเลี่ยงการเหลื่อมล้ำกันของสัญญาณความถี่ใกล้เคียงเพื่อกำจัดสัญญาณรบกวนที่จะเกิดระหว่างช่องสัญญาณข้างเคียงได้ อย่างไรก็ตามวิธีนี้นำไปสู่การใช้งานแถบความถี่ที่ไม่มีประสิทธิภาพซึ่งมีอยู่อย่างจำกัด ดังนั้นจึงมีแนวความคิดในการใช้งานแถบความถี่ที่มีประสิทธิภาพ โดยใช้หลักการของการตั้งฉากซึ่งกันและกัน (orthogonality) ซึ่งทำให้สัญญาณความถี่ใกล้เคียงสามารถที่จะเหลื่อมล้ำกันและไม่เกิดการรบกวนซึ่งกันและกันระหว่างช่องสัญญาณที่อยู่ติดกันได้ดังแสดงในรูปที่ 2.1 ซึ่งแสดงถึงความแตกต่างในการใช้งานแบนด์วิดท์ระหว่างการส่งผ่านแบบหลายคลื่นพาห์แบบเดิมที่ไม่มีการเหลื่อมล้ำกันและแบบที่มีการเหลื่อมล้ำกัน ได้ จากรูปจะเห็นได้ว่าสามารถลดแบนด์วิดท์ได้ถึง 50 เปอร์เซ็นต์ ทำให้สามารถใช้งานแถบสเปกตรัมได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุดได้

ดังที่กล่าวไว้แล้วในบทที่ 1 ถึงความสำคัญและประโยชน์ของระบบการส่งผ่านแบบ OFDM และเพื่อให้สามารถเข้าใจลักษณะการทำงานของมัลติเพลกซ์ดังกล่าวได้อย่างถูกต้อง ดังนั้นผู้เขียนจึงขอก้าวถึงรายละเอียดคุณลักษณะ รูปแบบ หลักการกำเนิด และระบบของการส่งผ่านแบบ OFDM พอสังเขปดังนี้

2.2 หลักการและโครงสร้างของ OFDM

หลักการพื้นฐานของ OFDM คือ การแบ่งแยกชุดข้อมูลความเร็วสูงให้อยู่ในรูปของชุดข้อมูลความเร็วต่ำ ซึ่งจะส่งผ่านสัญญาณข้อมูลพร้อมๆ กันตามจำนวนของคลื่นพาห์ย่อย โดยจำนวนของคลื่นพาห์ย่อยเหล่านี้เกี่ยวข้องกับการกระจายตามความถี่ (frequency dispersion) ในรูปของเวลา ซึ่งเป็นเหตุทำให้การประวิงเวลาแบบหลายวิธีมีค่าลดลง เพราะว่าช่วงเวลาของสัญลักษณ์มีค่าเพิ่มขึ้นสำหรับคลื่นพาห์ย่อยที่ส่งแบบขนานนั่นเอง ในส่วนปัญหาที่เกิดขึ้นของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์นั้น ได้ถูกกำจัดอย่างสมบูรณ์แบบที่สุดโดยการนำช่วงเวลาคูม (guard time) มาใช้งานในทุกๆ ช่วงเวลาของสัญลักษณ์ OFDM (symbol duration) ซึ่งในช่วงเวลาคูมนี้จะมีการนำส่วนขยายแบบวน (cyclic extension) มาใช้ในการกำจัดการแทรกสอดที่เกิดขึ้นระหว่างความถี่

สัญญาณ OFDM ประกอบขึ้นจากการรวมกันของหลายคลื่นพาห์ย่อยซึ่งมีคุณสมบัติของการตั้งฉากซึ่งกันและกัน พร้อมทั้งมีการมอดูเลตที่อิสระต่อกันทั้งแบบดิจิตอลทางเฟส (phase shift keying: PSK) หรือการมอดูเลตแบบควอดราเจอร์ทางขนาด (quadrature amplitude modulation: QAM) สมมติถ้า d_i คือสัญลักษณ์ของ QAM, N_s คือจำนวนของคลื่นพาห์ย่อยๆ T คือช่วงเวลาสัญลักษณ์ และ f_c คือความถี่ของคลื่นพาห์ ดังนั้นในหนึ่งสัญลักษณ์ OFDM ซึ่งเริ่มต้นที่เวลา $t = t_s$ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp \left(j2\pi \left(f_c - \frac{i+0.5}{T} \right) (t-t_s) \right) \right\}, \quad t_s \leq t \leq t_s + T$$

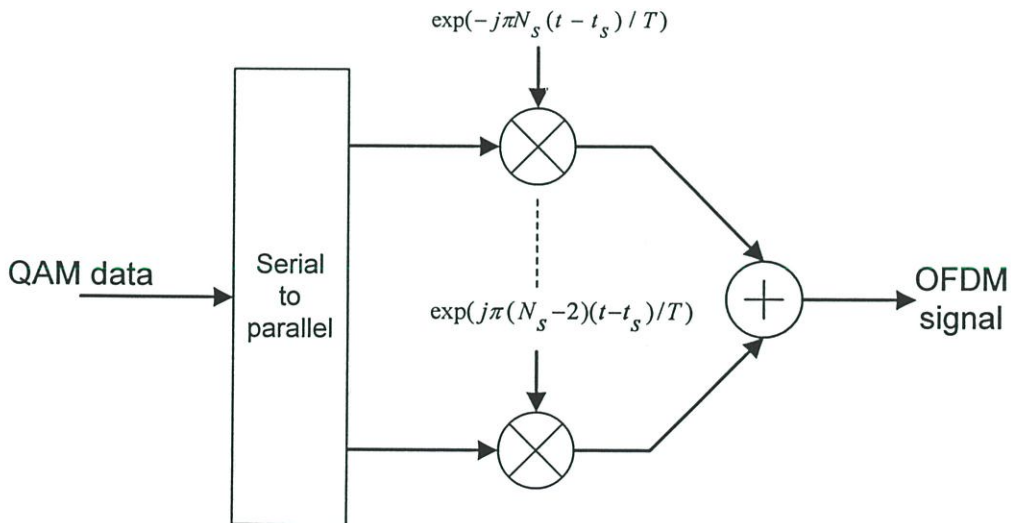
$$s(t) = 0, \quad t < t_s \wedge t > t_s + T \quad (2.1)$$

รูปแบบทั่วไปของสัญญาณเบสแบนด์เชิงซ้อนสมมูล (complex baseband) ถูกกำหนดโดย

$$s(t) = \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp \left(j2\pi \frac{i}{T} (t-t_s) \right), \quad t_s \leq t \leq t_s + T$$

$$s(t) = 0, \quad t < t_s \wedge t > t_s + T \quad (2.2)$$

ในกรณีของค่าในส่วนค่าจริง (real) และค่าจินตภาพ (imaginary) จะตอบสนองตรงกันกับค่าในส่วนของอินเฟสและควอดราเจอร์ของสัญญาณ OFDM ซึ่งถูกนำไปพหุคูณ (multiplication) กับคลื่นโคไซน์ (cosine wave) และคลื่นไซน์ (sine wave) ตามความถี่คลื่นพาห้ที่ได้ ออกแบบไว้เพื่อทำให้เกิดสัญญาณ OFDM รูปที่ 2.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของการมอดูเลตสัญญาณ OFDM

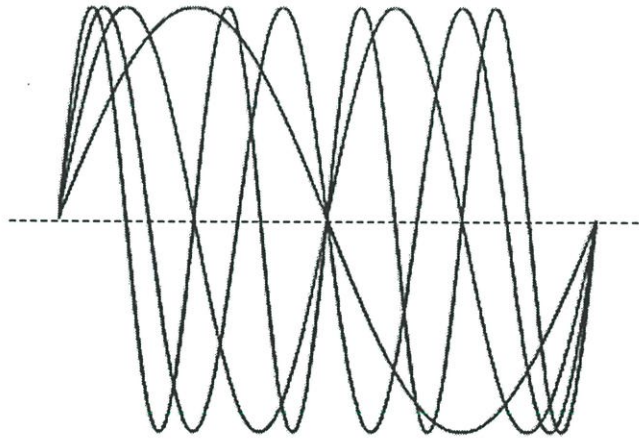


รูปที่ 2.2 การมอดูเลตสัญญาณ OFDM

ตัวอย่างดังในรูปที่ 2.3 แสดงลักษณะของ 4 คลื่นพหุคูณในหนึ่งสัญญาณ OFDM ตัวอย่างนี้คลื่นพหุคูณทั้งหมดมีทั้งขนาดและเฟสที่เหมือนกัน แต่ในทางปฏิบัติทั้งขนาดและเฟสของแต่ละคลื่นพหุคูณอาจมีค่าที่แตกต่างกันบ้าง สิ่งที่สำคัญที่สุดของแต่ละคลื่นพหุคูณนั้นคือมีคาบเวลา T ที่เท่ากันแต่แตกต่างกันเพียงจำนวนรอบของสัญญาณ และในส่วนของจำนวนรอบของคลื่นพหุ

ย่อยที่อยู่ติดกันนั้นต้องมีค่าที่แตกต่างกันเพียงแค่นิ่งเท่านั้น ด้วยคุณสมบัตินี้ได้นำไปสู่การตั้งฉากซึ่งกันและกันระหว่างคลื่นพาห่อย่อยนั่นเอง และจากตัวอย่างถ้าคลื่นพาห่อย่อย j^{th} จาก (2.2) ถูกตีโมดูเลตโดยการแปลงสัญญาณด้วยความถี่เท่ากับ j/T และรวมสัญญาณบนคาบเวลา T ผลลัพธ์ที่ได้แสดงใน (2.3) ซึ่งเป็นค่า QAM เฉพาะของคลื่นพาห่อย่อยนั้นๆ และถ้าสังเกตจะพบว่าผลลัพธ์ที่อยู่ตรงกลางคือ คลื่นพาห่ที่ถูกซ้อนอยู่บนคาบเวลา T นั้นเอง ในส่วนของคลื่นพาห่อย่อยอื่นๆ จะถูกรวมกันมีค่าเป็นศูนย์เพราะว่าความแตกต่างของความถี่ $(i-j)/T$ ทำให้เกิดจำนวนเท่าของรอบสัญญาณภายในผลรวมคาบเวลา T นั่นคือผลรวมมีค่าเป็นศูนย์เสมอ

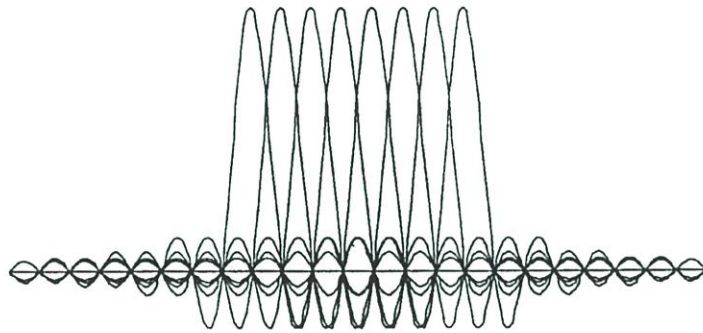
$$\begin{aligned} & \int_{t_s}^{t_s+T} \exp\left(-j2\pi \frac{j}{T}(t-t_s)\right) \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp\left(j2\pi \frac{i}{T}(t-t_s)\right) dt \\ &= \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \int_{t_s}^{t_s+T} \exp\left(j2\pi \frac{i-j}{T}(t-t_s)\right) dt = d_{j+N_s/2} T \end{aligned} \quad (2.3)$$



รูปที่ 2.3 ตัวอย่างของ 4 คลื่นพาห่อย่อยที่อยู่ในหนึ่งสัญลักษณ์ OFDM

คุณสมบัติการตั้งฉากซึ่งกันและกันของแต่ละคลื่นพาห่อย่อย กล่าวคือที่ค่าสูงสุดของแต่ละคลื่นพาห่อย่อย สเปกตรัมของคลื่นพาห่อย่อยอื่นๆ จะมีค่าเป็นศูนย์เสมอ ซึ่งผลลัพธ์นี้จะทำให้ไม่เกิดการรบกวนซึ่งกันและกันของคลื่นพาห่อย่อยที่อยู่ติดกันนั่นเอง ฉะนั้นจึงยอมรับให้มีการเหลื่อมล้ำกันได้ดังแสดงในรูปที่ 2.4 และในการตีโมดูเลตสัญญาณในแต่ละคลื่นพาห่อย่อยนั้นเครื่องรับจะเลือกค่าสเปกตรัมที่จุดเหล่านั้น ซึ่งเป็นค่าสูงสุดของแต่ละคลื่นพาห่อย่อยซึ่งปราศจากสัญญาณรบกวนจากคลื่นพาห่อย่อยอื่นๆ และด้วยคุณสมบัติดังกล่าวนี้เองทำให้เกิดเทคนิคการส่งผ่านสัญญาณแบบ OFDM ขึ้นมา ซึ่งการสร้างสัญญาณ OFDM ให้เป็นผลสำเร็จได้นั้นจะต้องมีการระมัดระวัง

ควบคุม และดูแลรักษาคุณสมบัติความถี่จากซึ่งกันและกันของแต่ละคลื่นพาห่อย่อยไว้ให้ได้เสมอ มิฉะนั้นอาจส่งผลทำให้เกิดสัญญาณรบกวนขึ้นระหว่างคลื่นพาห่อย่อยที่อยู่ติดกันและส่งผลกระทบต่อระบบการสื่อสารได้ ดังนั้นจึงได้มีการนำวิธีการแปลงฟูรีเยร์ผกผันแบบเร็ว (Inverse Fast Fourier Transform: IFFT) และการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็ว (Fast Fourier Transform: FFT) มาประยุกต์ใช้งานทางด้านเครื่องส่งและเครื่องรับตามลำดับ เนื่องจากรูปแบบเบสแบนด์คอมเพลกซ์ของสัญญาณ OFDM (2.2) คือการทรานฟอร์มสัญลักษณ์อินพุต N_s QAM จากสเปกตรัมความถี่ให้อยู่ในรูปของโดเมนเวลาเช่นเดียวกับวิธีการของ IFFT นั่นเอง โดยวิธีการนี้จะช่วยลดขั้นตอนความยุ่งยากและซับซ้อนในการประมวลผลนั่นเอง

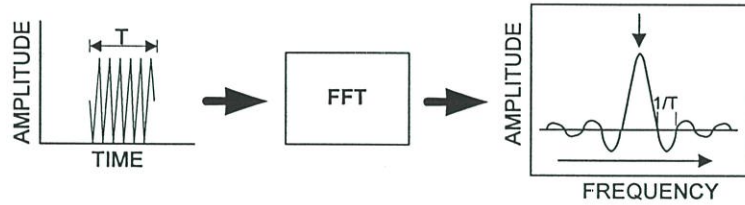


รูปที่ 2.4 ตัวอย่างสเปกตรัมของแต่ละคลื่นพาห่อย่อย

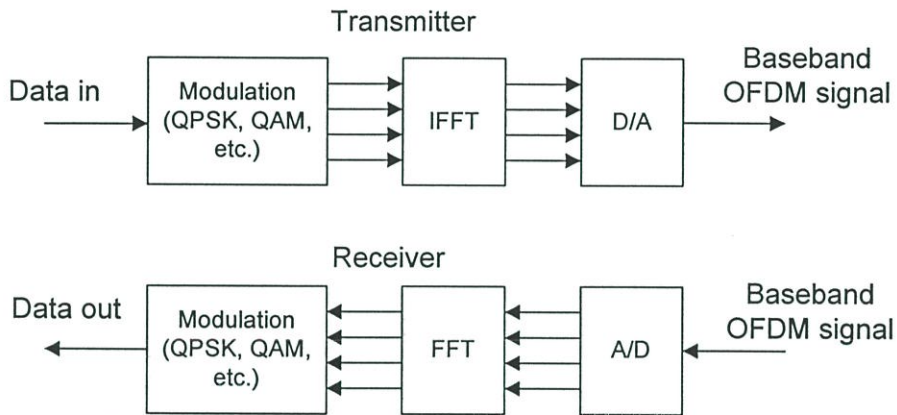
การแปลงฟูรีเยร์แบบเร็ว (FFT) เป็นเทคนิคหนึ่งทางคณิตศาสตร์สำหรับเปลี่ยนรูปฟังก์ชันโดเมนเวลาให้กลายเป็นสเปกตรัมความถี่ โดยนำฟังก์ชันของช่วงเวลา $x(t)$ มาจำแนกเป็นผลรวมที่ไม่จำกัดของคลื่นโคไซน์และคลื่นไซน์กับความถี่ นั่นคือเมื่อเริ่มต้นที่ศูนย์และเพิ่มขึ้นตามจำนวนเท่าของความถี่ $f_0 = 1/T$ เมื่อ T คือคาบเวลาของ $x(t)$ ฉะนั้นสมการ FFT จะได้เป็น

$$x(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos(2\pi k f_0 t) + b_k \sin(2\pi k f_0 t) \quad (2.4)$$

เพราะฉะนั้นสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาอาจถูกแสดงอยู่ในรูปผลรวมของรูปคลื่นไซน์และโคไซน์ซึ่งมีส่วนประกอบทั้งขนาดและเฟส นั่นคือพื้นฐานการเปลี่ยนรูปจากโดเมนเวลาให้กลายมาเป็นโดเมนความถี่ สำหรับ IFFT จะมีขั้นตอนที่ตรงกันข้ามคือเปลี่ยนรูปจากสเปกตรัมความถี่ให้กลายมาเป็นโดเมนเวลาซึ่งทำให้เกิดสัญลักษณ์ OFDM นั่นเอง ส่วนในรูปที่ 2.5 แสดงตัวอย่างของการเปลี่ยนรูปจากสัญญาณโดเมนเวลาให้กลายมาเป็นสเปกตรัมความถี่โดยใช้คุณลักษณะของ FFT และรูปที่ 2.6 แสดงหลักการพื้นฐานของการนำคุณลักษณะของ IFFT และ FFT ไปใช้งานกับระบบ OFDM ทางด้านเครื่องส่งและเครื่องรับ ตามลำดับ



รูปที่ 2.5 การเปลี่ยนรูปจากสัญญาณ โดเมนเวลาเป็นสเปกตรัมความถี่โดยใช้ FFT



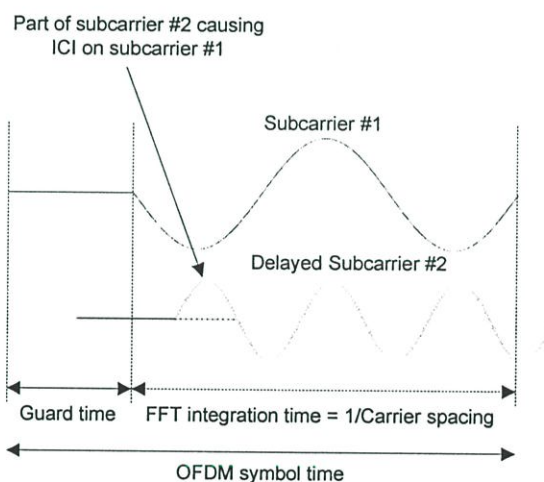
รูปที่ 2.6 หลักการพื้นฐานของการนำ IFFT และ FFT มาใช้งานกับระบบ OFDM

2.3 ช่วงเวลาคูลมและส่วนหน้าแบนวน

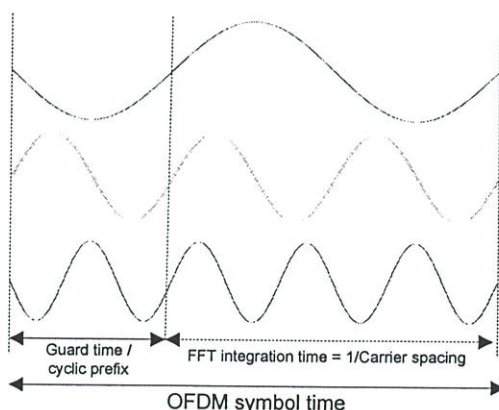
หนึ่งในเหตุผลที่สำคัญของการนำ OFDM มาใช้งาน คือมีความทนทานต่อการแผ่กว้างของการประวิงแบบหลายวิถี (multipath delay spread) ด้วยวิธีการแบ่งชุดข้อมูลอินพุตออกตามจำนวนของคลื่นพหุข้อย N_s เท่ากับว่าช่วงเวลาของสัญลักษณ์จะถูกแบ่งออกเป็นช่วงแคบๆ ตาม N_s เช่นกัน ซึ่งเป็นวิธีหนึ่งซึ่งช่วยลดการเกิดการประวิงแบบหลายวิถี สำหรับการกำจัดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ที่สมบูรณ์แบบนั้นได้มีการนำช่วงเวลาคูลมมาใช้ในแต่ละสัญลักษณ์ OFDM โดยที่เวลาคูลมจะถูกกำหนดให้มีค่ามากกว่าการแผ่กว้างของการประวิงเวลาตามที่คาดหมายไว้ (ปกติจะกำหนดให้มีค่ามากกว่า 4 เท่าของค่าประวิงเวลาการแผ่กว้างโดยเฉลี่ย) จนกระทั่งส่วนประกอบในหลายวิถีจากสัญลักษณ์หนึ่งไม่สามารถไปรบกวนสัญลักษณ์ต่อไปได้ อย่างไรก็ตามอาจจะไม่มีสัญญาณอยู่ในช่วงเวลาคูลมทั้งหมด ในกรณีเช่นนี้อาจทำให้เกิดปัญหาการแทรกสอดระหว่างคลื่นพหุข้อยได้ ซึ่งหมายถึงคลื่นพหุข้อยได้เสียคุณลักษณะการตั้งฉากไปนั่นเอง โดยผลกระทบนี้ถูกแสดงในรูปที่ 2.7 จะเห็นได้ว่าคลื่นพหุข้อยที่ 2 เกิดการประวิงเวลาออกไปนอกส่วนของช่วงเวลาคูลม ดังนั้นเมื่อเครื่องรับต้องการคีมอดูลิตคลื่นพหุข้อยที่ 1 จะพบว่าเกิดสัญญาณรบกวนขึ้นจากคลื่นพหุข้อยที่ 2 ได้ เพราะภายในคาบเวลาของ FFT นั้นได้เกิดจำนวนรอบที่ไม่เป็นจำนวนเต็ม ส่งผลทำให้เกิดผลต่างขึ้น และในเวลาเดียวกันนั่นเองคลื่นพหุข้อยที่ 1 จะไปรบกวนคลื่นพหุข้อยที่ 2 ด้วยเหตุผลเช่นเดียวกัน

เทคนิคในการต่อสู้กับความเสียหายที่เกิดจาก ICI นั้นคือการใช้เทคนิคการเพิ่มเติมส่วนหน้าแบบวนซึ่งเป็นการลอกแบบส่วนท้ายสุดของสัญลักษณ์ OFDM ก่อนหน้านั้นมาต่อไว้ที่ส่วนหน้าของสัญลักษณ์ OFDM ถัดไป ซึ่งถูกนำไปใช้ในช่วงของเวลาคุม โดยกำหนดความยาวให้มีค่าเท่ากันหรือมากกว่าค่าสูงสุดของการประวิงเวลา (delay) ที่แผ่กว้างออกดังแสดงในรูปที่ 2.8 ซึ่งวิธีนี้ทำให้แน่ใจได้ว่าสัญลักษณ์ OFDM จะมีค่าเป็นจำนวนเต็มของรอบคลื่นภายในคาบเวลาของ FFT อย่างแน่นอน

ในส่วนทางด้านเครื่องรับจะทำการถอดช่วงเวลาคุมและส่วนหน้าแบบวนออก ซึ่งมีความยาวของช่วงเวลาตามที่ได้กำหนดไว้ใน การป้องกัน การเกิด ISI และ ICI ยิ่งถ้ากำหนดความยาวไว้มากจะสามารถป้องกันปัญหาดังกล่าวได้เป็นอย่างดี แต่มีข้อเสียนั้นคือทำให้ช่วงเวลาในการส่งข้อมูลมีค่าลดลง เนื่องจากต้องสิ้นเปลืองไปกับการใช้ช่วงเวลาคุมที่เพิ่มขึ้นทำให้สูญเสียกำลังในการส่งผ่านข้อมูลและแถบความถี่ใช้งานไปโดยเปล่าประโยชน์ ฉะนั้นจึงต้องมีการกำหนดช่วงเวลาคุมให้เหมาะสมกับสถานะแวดล้อมที่ใช้ในการส่งผ่านสัญญาณด้วยเช่นกันเพื่อให้ระบบมีประสิทธิภาพที่ดีที่สุด



รูปที่ 2.7 ผลกระทบที่เกิดจากการประวิงหลายวิธีที่ออกนอกเหนือเวลาคุม



รูปที่ 2.8 สัญลักษณ์ OFDM กับการขยายส่วนหน้าแบบวน

2.4 วินโดว์อิง

ในหัวข้อที่กล่าวมา เป็นการอธิบายถึงวิธีการสร้างสัญลักษณ์ OFDM ด้วยการใช้คุณลักษณะของ IFFT การเพิ่มช่วงเวลาคูมและการเพิ่มส่วนขยายแบบวน จากตัวอย่างในรูปที่ 2.8 จะเห็นว่ามี 3 คลื่นพาห่อย่อยในหนึ่งสัญลักษณ์ OFDM แต่ในความเป็นจริงที่เครื่องรับจะเห็นเฉพาะสเปกตรัมสัญญาณเดียวซึ่งเป็นผลรวมของสัญญาณเหล่านั้น ดังนั้นถ้าผลรวมของสเปกตรัมสัญญาณดังกล่าวเกิดอยู่นอกเหนือแถบช่วงเวลา (out-of-band) ที่ได้กำหนดไว้ อาจส่งผลทำให้เกิดการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ข้างเคียงได้ เพราะฉะนั้นการรักษาแถบช่วงเวลาของแต่ละสเปกตรัมสัญญาณจึงเป็นสิ่งที่สำคัญ โดยปกติแถบสเปกตรัมจะมีการลดลงอย่างช้าๆ ตามฟังก์ชันไซน์ แต่สำหรับคลื่นพาห่อย่อยจำนวนมากๆ นั้นจะเกิดการลดลงอย่างรวดเร็วในช่วงเริ่มต้น และทำให้พูข้าง (sidelobes) มีค่าลดลงด้วยเช่นกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.9 ซึ่งพบว่าสเปกตรัมของสัญญาณที่ใช้จำนวน 256 คลื่นพาห่อย่อยที่ -3 dB แบนด์วิดท์ที่มีค่าลดลงอย่างรวดเร็วเมื่อเทียบกับจำนวน 16 และ 64 คลื่นพาห่อย่อย

ในการทำสเปกตรัมให้มีค่าลดลงอย่างรวดเร็วได้นั้น สามารถทำได้โดยการประยุกต์ใช้วินโดว์อิงเข้าไปในแต่ละสัญลักษณ์ OFDM ซึ่งทำให้ขนาด (amplitude) มีค่าลดลงเป็นศูนย์ที่บริเวณขอบของสัญลักษณ์ ส่วนชนิดของวินโดว์ที่นิยมนำมาใช้ คือวินโดว์แบบเรสโคไซน์ ซึ่งถูกกำหนดไว้ดังนี้

$$w(t) = \begin{cases} 0.5 + 0.5 \cos(\pi + t\pi / (\beta T_s)) & 0 \leq t \leq \beta T_s \\ 1.0 & \beta T_s \leq t \leq T_s \\ 0.5 + 0.5 \cos((t - T_s)\pi / (\beta T_s)) & T_s \leq t \leq (1 + \beta)T_s \end{cases} \quad (2.6)$$

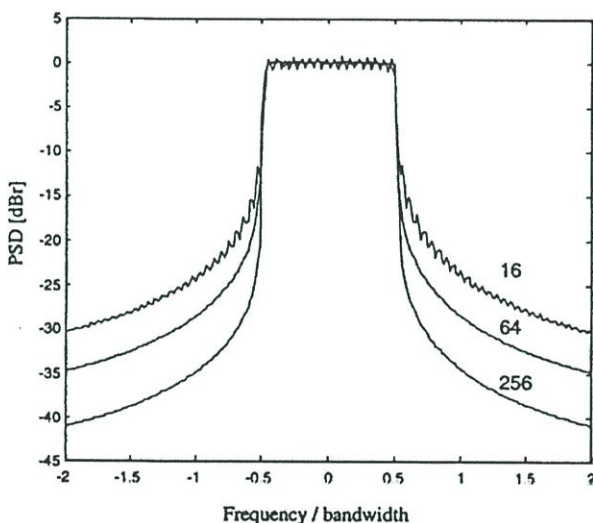
เมื่อ T_s คือช่วงเวลาของสัญลักษณ์ ซึ่งมีค่าน้อยกว่าระยะเวลาทั้งหมดของสัญลักษณ์ เนื่องมาจากยอมให้มีการเหลื่อมล้ำของสัญลักษณ์ที่อยู่ติดกันได้บางส่วนในขอบเขตของการ โรลloff โครงสร้างเวลาของสัญลักษณ์ OFDM ดังแสดงในรูปที่ 2.10 ในทางปฏิบัติสัญลักษณ์ OFDM จะถูกนำไปคูณด้วยวินโดว์เรสโคไซน์ $w(t)$ เพื่อให้ค่ากำลังของคลื่นพาห่อย่อยที่อยู่นอกเหนือแบนด์มีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แต่ในกรณีสัญญาณเกิดการประวิงเวลาทำให้สัญลักษณ์ OFDM ถูกนำไปรวมกับสัญลักษณ์ก่อนหน้าทำให้มีขอบเขตที่เหลื่อมล้ำกันได้ (βT_s) และเมื่อสัญลักษณ์ OFDM เริ่มต้นที่เวลา $t = t_s = kT_s$ จะถูกกำหนดโดย

$$s(t) = \text{Re} \left\{ w(t - t_s) \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s(k+1/2)} \exp \left(j2\pi \left(f_c - \frac{i+0.5}{T} \right) (t - t_s - T_{\text{prefix}}) \right) \right\}$$

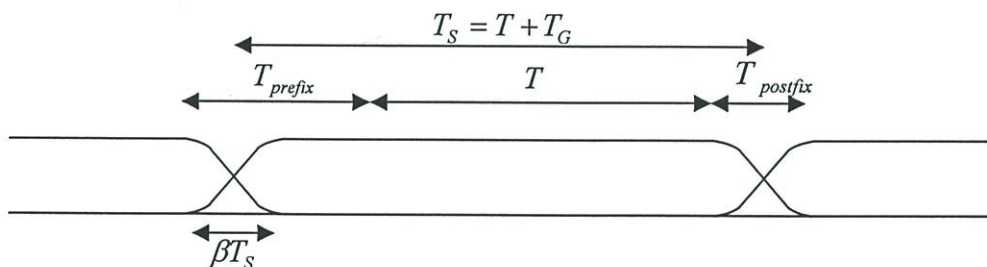
$$t_s \leq t \leq t_s + T_s(1 + \beta)$$

$$s(t) = 0, \quad t < t_s \wedge t > t_s + T_s(1 + \beta) \tag{2.7}$$

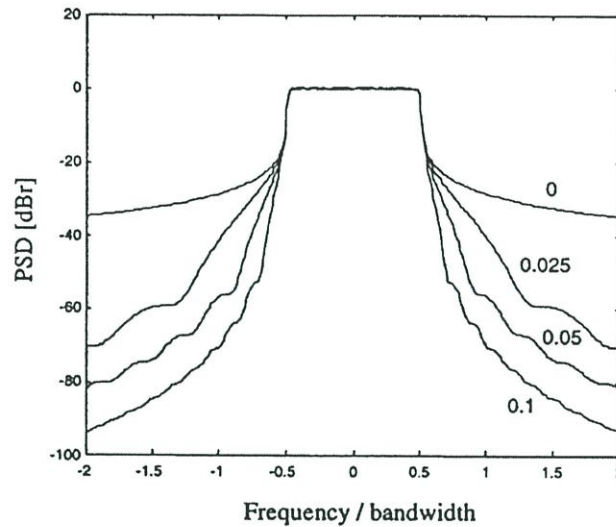
รูปที่ 2.11 แสดงสเปกตรัมของจำนวน 64 คลื่นพาห่อย่อย และค่าความแตกต่างของค่าแฟกเตอร์โรลล่อฟ (β) จากรูปพบว่าค่าแฟกเตอร์โรลล่อฟที่มีค่ามากทำให้ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แต่ทำให้ความทนทานต่อการแผ่กว้างของการประวิงเวลาลดน้อยลง เนื่องจากต้องสูญเสียช่วงเวลาในการโรลล่อฟของสัญลักษณ์ที่มากขึ้น ดังนั้นในการเลือกค่าแฟกเตอร์โรลล่อฟจึงต้องพิจารณาถึงค่าความทนทานต่อการแผ่กว้างของการประวิงเวลาด้วยเช่นกัน ซึ่งจากรูปที่ 2.11 พบว่าค่าแฟกเตอร์โรลล่อฟเท่ากับ 0.025 (ขอบเขตโรลล่อฟคิดเป็น 2.5% ของช่วงเวลาสัญลักษณ์) เป็นค่าที่เหมาะสมที่สุดเมื่อเทียบกับค่าแฟกเตอร์โรลล่อฟค่าอื่นๆ



รูปที่ 2.9 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมโดยปราศจากวินโดว์อิ่ง สำหรับจำนวน 16 , 64 และ 256 คลื่นพาห่อย่อย



รูปที่ 2.10 การเพิ่มส่วนขยายแบบวนและวินโดว์อิ่งสัญลักษณ์ OFDM, T_s คือเวลาของสัญลักษณ์, T คือช่วงเวลาของ FFT T_G คือเวลาคูม T_{prefix} คือระยะพรีการ์ด $T_{postfix}$ คือระยะโพสต์การ์ด และ β คือแฟกเตอร์โรลล่อฟ



รูปที่ 2.11 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมสำหรับวินโดวี่งแบบเรสโคไซน์ ตามค่าแฟกเตอร์โรลล์ออฟเท่ากับ 0, 0.025, 0.05 และ 0.1

2.5 การซิงโครไนซ์

ก่อนที่เครื่องรับ OFDM จะสามารถตีמודูเลตคลื่นพหุย่อยออกมาได้ จะต้องมีการซิงโครไนซ์อย่างน้อยสองครั้ง โดยครั้งแรกใช้เพื่อหาขอบเขตของสัญลักษณ์และเวลา (timing) ที่เหมาะสมเพื่อให้ผลกระทบที่เกิดจาก ISI และ ICI มีค่าน้อยที่สุดในขณะนั้น ส่วนครั้งที่สองใช้เพื่อการประมาณค่า และการตรวจสอบแก้ไขข้อผิดพลาดของสัญญาณที่รับได้ ซึ่งเกิดมาจากความเบี่ยงเบนทางความถี่ของคลื่นพหุเพื่อใช้ในการหลีกเลี่ยงการเกิด ICI สำหรับเครื่องรับร่วมนัย (coherent receivers) เฟสของคลื่นพหุต้องมีการซิงโครไนซ์เพื่อใช้ในการตรวจวัดขนาดและเฟสของคลื่นพหุย่อยทั้งหมด จนถึงใช้ในการกำหนดขอบเขตสำหรับแผนผัง QAM (constellation) ของแต่ละคลื่นพหุย่อย โดยปกติสัญญาณ OFDM ที่รับได้จะมีค่าความเบี่ยงเบนทางความถี่ซึ่งส่งผลลัพธ์ทันทีในรูปของการเกิด ICI ทำให้คลื่นพหุย่อยสูญเสียคุณลักษณะของการตั้งฉากซึ่งกันและกัน ซึ่งนำไปสู่การเกิดสัญญาณรบกวนทางเฟส ส่งผลให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าลดลง ดังนั้นข้อเสียของระบบ OFDM คือมีความไวต่อสัญญาณรบกวนทางเฟสและความเฉทางความถี่ เมื่อเทียบกับระบบที่ส่งแบบคลื่นพหุเดี่ยว สำหรับการแก้ปัญหาดังกล่าวได้มีการนำเทคนิคการเพิ่มเติมส่วนหน้าแบบวน หรือชุดสัญลักษณ์ (training symbols) แบบพิเศษ มาใช้ในการซิงโครไนซ์ทั้งแบบความถี่และแบบเวลา เพื่อลดปัญหาที่เกิดจากสัญญาณรบกวนทางเฟสและความเฉทางความถี่ให้มีค่าน้อยที่สุด

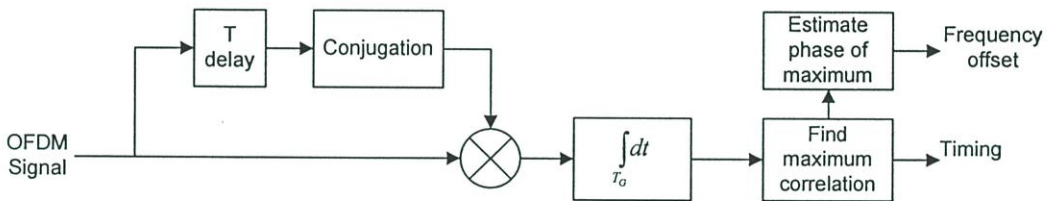
การเพิ่มเติมส่วนหน้าแบบวนถูกนำมาใช้เพื่อการซิงโครไนซ์นั่นคือ ช่วงเวลา T_C ของแต่ละสัญลักษณ์ถูกทำให้เหมือนกันในส่วนหลังสุด ซึ่งคุณลักษณะนี้สามารถนำมาใช้ประโยชน์

สำหรับการซิงโครไนซ์แบบเวลาและแบบความถี่ของระบบได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.12 โดยพื้นฐานอุปกรณ์เหล่านี้เกี่ยวข้องกับความยาว T_G ของสัญญาณและช่วงเวลาที่ถูกระวัง T [14]-[15] ซึ่งเอาต์พุต สามารถเขียนได้ดังนี้

$$x(t) = \int_0^{T_G} r(t-\tau)r(t-\tau-T)d\tau \quad (2.8)$$

การเกิดสัญญาณรบกวนของตัวประมาณค่าความเบี่ยงเบนทางความถี่ ถูกกำหนดสำหรับสัญญาณอินพุต $r(t)$ ซึ่งประกอบด้วยสัญญาณ OFDM $s(t)$ ด้วยกำลัง P รวมกับสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน (Gaussian noise) ที่เพิ่มขึ้นตามความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมด้านหนึ่งของ N_0 ภายใต้แบนด์วิดท์ของสัญญาณ OFDM นั่นคือ

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (2.9)$$



รูปที่ 2.12 การซิงโครไนซ์ด้วยการใช้การเพิ่มเติมส่วนหน้าแบบวน

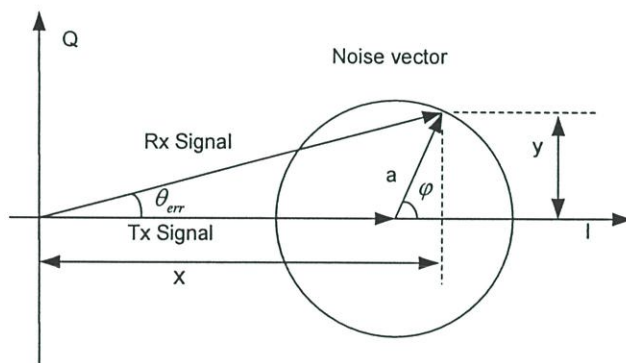
ตัวประมาณค่าความเบี่ยงเบนทางความถี่ถูกนำมาคูณกับสัญญาณอินพุตด้วยค่าประวิงและค่าสังยุค (conjugate) ทำให้เกิดสัญญาณ $y(t)$ ตาม [16]

$$\begin{aligned} y(t) &= r(t)r^*(t-T) \\ &= |s(t)|^2 \exp(j\varphi) + n(t)s^*(t-T) + n^*(t-T)s(t) + n(t)n^*(t-T) \end{aligned} \quad (2.10)$$

เทอมแรกด้านขวามือของสมการคือ ส่วนประกอบเอาต์พุตกับค่าเฟสที่ได้แบบไว ซึ่งมีความเท่ากันกับเฟสที่เลื่อนไปบนช่วงเวลา T และกำลังมีค่าเท่ากันกับกำลังของสัญญาณยกกำลังสอง สำหรับอีกสองเทอมถัดไปเป็นผลมาจากสัญญาณและสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน ซึ่งถูกสุ่มด้วยเวลาที่ต่างกันทำให้ไม่มีความเกี่ยวข้องกัน ในส่วนเทอมสุดท้ายค่ากำลังมีค่าเท่ากันกับกำลังของสัญญาณรบกวนยกกำลังสอง แต่ถ้าค่า SNR ของอินพุตมีค่ามากกว่าหนึ่งมากๆ ค่ากำลังของสัญญาณรบกวนจะถูกเฉลยไป

ความเบี่ยงเบนทางความถี่ถูกประมาณด้วยค่าเฉลี่ย $y(t)$ บนช่วงเวลาที่เท่ากับกับช่วงเวลา
 คม T_G และค่าเฟสที่ประมาณได้จาก $y(t)$ เพราะเป็นส่วนประกอบเอาต์พุตของ (\cdot) ที่ได้ออกแบบ
 ไว้เป็นค่าแวกเตอร์คงที่ ค่าเฉลี่ยที่ได้จะช่วยลดสัญญาณรบกวนและเพิ่มค่าแวกเตอร์นี้ได้ สมมติให้
 ส่วนประกอบของสัญญาณรบกวนถูกละเลย ดังนั้นเอาต์พุต SNR จะถูกประมาณ โดย [16]

$$SNR_o \cong \frac{P^2}{2PN_o / T_G} \cong \frac{PT_G}{2N_o} \tag{2.11}$$



รูปที่ 2.13 ผลกระทบของสัญญาณรบกวนบนค่ามุมเฟสที่รับได้

รูปที่ 2.13 แสดงผลกระทบของสัญญาณรบกวนบนค่ามุมเฟสที่รับได้ ถ้าเรากำหนดให้
 สัญญาณทางด้านส่งมีค่าเป็น 1 และความยาวของแวกเตอร์สัญญาณรบกวนมีค่าเป็น a กับมุม φ
 ฉะนั้นค่าผิดพลาดของเฟสที่รับได้คือ θ_{err}

จากตรีโกณมิติ

$$x = 1 + a \cos \varphi$$

$$y = a \sin \varphi$$

เมื่อ

$$\theta_{err} = \tan^{-1} \left(\frac{y}{x} \right)$$

เพราะฉะนั้น

$$\theta_{err} = \tan^{-1} \left(\frac{a \sin \varphi}{1 + a \cos \varphi} \right)$$

อัตราส่วนสัญญาณกำหนดตามขนาดของสัญญาณที่รับได้และระดับของสัญญาณรบกวน
 เมื่อสัญญาณถูกสเกลให้มีขนาดเท่ากับ 1 ดังนั้นขนาดของสัญญาณรบกวนคือ

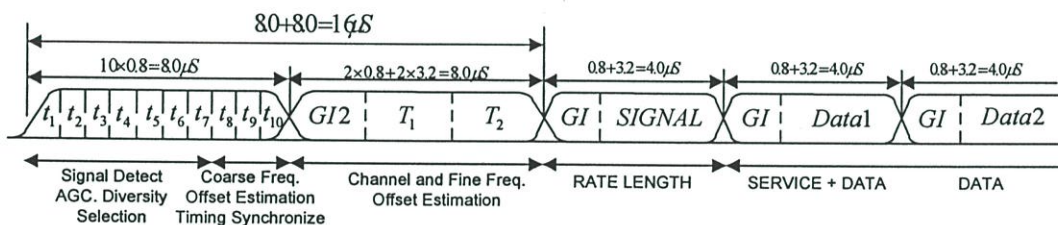
$$a = \frac{1}{SNR} \tag{2.12}$$

SNR อยู่บนพื้นฐานขนาดของสัญญาณ ดังนั้นสเกลที่ถูกต้องจึงจัดให้อยู่ในรูปของ dB แทนค่าใน

$$\theta_{err} = \tan^{-1} \left(\frac{1}{SNR} \frac{\sin \varphi}{1 + \frac{1}{SNR} \cos \varphi} \right)$$

$$\theta_{err} = \tan^{-1} \left(\frac{\sin \varphi}{SNR + \cos \varphi} \right) \tag{2.13}$$

เทคนิคการซิงโครไนซ์บนพื้นฐานของการเพิ่มส่วนขยายแบบวน เป็นวิธีที่เหมาะสมเป็นพิเศษกับการซิงโครไนซ์ที่ไม่ชัดเจนในการติดต่อ ซึ่งไม่มีการใช้งานสัญญาณชุดแบบพิเศษ แต่สำหรับระบบการส่งผ่านแบบแพ็กเกจนั้นจำเป็นต้องมีการซิงโครไนซ์ที่แน่นอน โดยเฉลี่ยจะใช้สัญลักษณ์ OFDM จำนวนมากกว่า 10 สัญลักษณ์ในการซิงโครไนซ์เพื่อให้ได้ค่า SNR ที่เหมาะสมที่สุด สำหรับการส่งผ่านแพ็กเกจความเร็วสูงเวลาการซิงโครไนซ์จำเป็นต้องเป็นช่วงสั้นซึ่งสามารถทำได้โดยการใช้สัญลักษณ์ OFDM จำนวนเล็กน้อยภายในบรรจุด้วยข้อมูลซึ่งเครื่องรับสามารถรับรู้ข้อมูลเหล่านี้ได้ โดยสัญญาณชุดที่รับได้ทั้งหมดจะถูกนำมาใช้ในการซิงโครไนซ์ ซึ่งวิธีการเพิ่มส่วนหน้าแบบวนจะใช้เฉพาะบางส่วนของแต่ละสัญลักษณ์เท่านั้น รูปที่ 2.14 แสดงตัวอย่างการใช้สัญลักษณ์แบบสั้นและแบบยาวในการซิงโครไนซ์

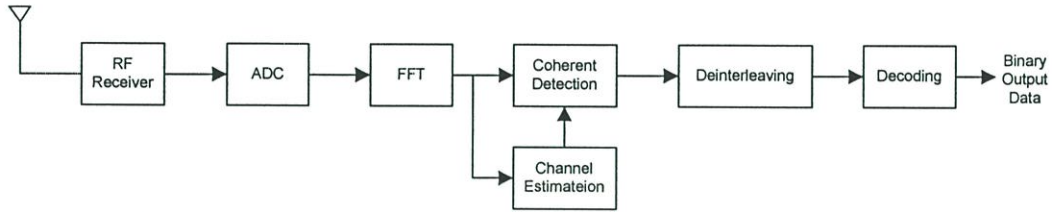


รูปที่ 2.14 โครงสร้างชุดข้อมูล OFDM

2.6 การตรวจวัด

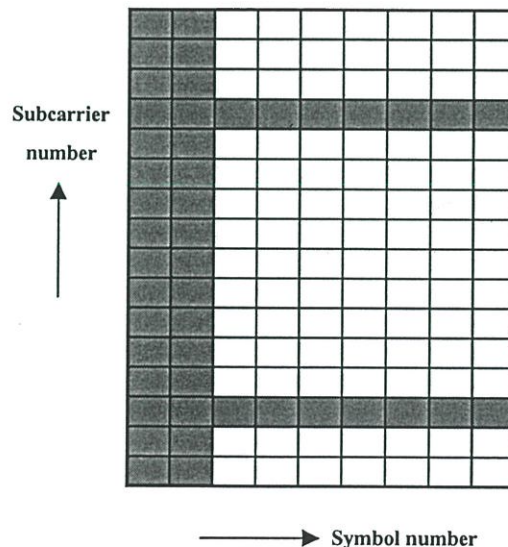
ในการเชื่อมโยงระบบ OFDM บิตข้อมูลจะถูกมอดูเลตบนคลื่นพาห้อยู่ด้วยรูปแบบของการมอดูเลตแบบดิจิทัลทางเฟส (PSK) หรือการมอดูเลตแบบควอดราเจอร์ทางขนาด (QAM) ในการประมาณค่าบิตที่เครื่องรับการรับรู้เกี่ยวกับค่าอ้างอิงทางเฟสและขนาดของแผนผังบนแต่ละคลื่นพาห้อย่อยเป็นสิ่งที่จำเป็น โดยทั่วไปค่าแผนผังดังกล่าวจะแสดงถึงค่าสุ่มทั้งหมดที่เคลื่อนไปและขนาดที่เปลี่ยนแปลง ซึ่งเป็นสาเหตุทำให้เกิดค่าความเฉทางความถี่ ความเฉทางเวลา และการจางหายเฉพาะความถี่ การตรวจวัดแบบร่วมนัย (coherent detection) ถูกนำมาใช้ในการประมาณหา

ค่าที่เป็นไปได้มากที่สุดสำหรับแผนผังของแต่ละคลื่นพาห้ โดยเทียบกับค่าอ้างอิงทางเฟสและขนาด ข้อดีของการตรวจวัดวิธีนี้คือ ไม่ต้องการชุดข้อมูลจำนวนมากในการหาค่าอ้างอิง



รูปที่ 2.15 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ OFDM กับการตรวจวัดแบบร่วมนัย

รูปที่ 2.15 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับร่วมนัย OFDM หลังจากแปลงความถี่ลง และแปลงสัญญาณอนาล็อกมาเป็นดิจิทัล การแปลงฟูริเยร์ผกผัน (FFT) ถูกนำมาใช้เพื่อหาค่าของคลื่นพาห้ย่อย N ของสัญญาณ OFDM สำหรับแต่ละสัญลักษณ์เอาต์พุต FFT จะบรรจุด้วยค่า N QAM อย่างไรก็ตามค่าเหล่านี้ประกอบด้วยเฟสที่เลื่อนไปและขนาดที่มีการเปลี่ยนแปลงแบบสุ่ม ซึ่งเป็นต้นเหตุทำให้เกิดการตอบสนองของช่องสัญญาณ (channel response) การเลื่อนของออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง (local oscillator) และความเบี่ยงเบนทางเวลา ซึ่งเป็นงานหนักสำหรับส่วนของการประมาณหาค่าของช่องสัญญาณเพื่อการเรียนรู้ค่าอ้างอิงทางเฟสและขนาดสำหรับคลื่นพาห้ทั้งหมด จนกระทั่งสัญลักษณ์ QAM ถูกเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของข้อมูลเลขฐานสอง (binary data) ทางด้านเอาต์พุต



รูปที่ 2.16 ตัวอย่างของแพ็คเกจกับ 2 ชุดสัญลักษณ์เพื่อประมาณหาค่าช่องสัญญาณและสัญญาณนำ 2 คลื่นพาห้ย่อยใช้สำหรับการซิงโครไนซ์ทางความถี่

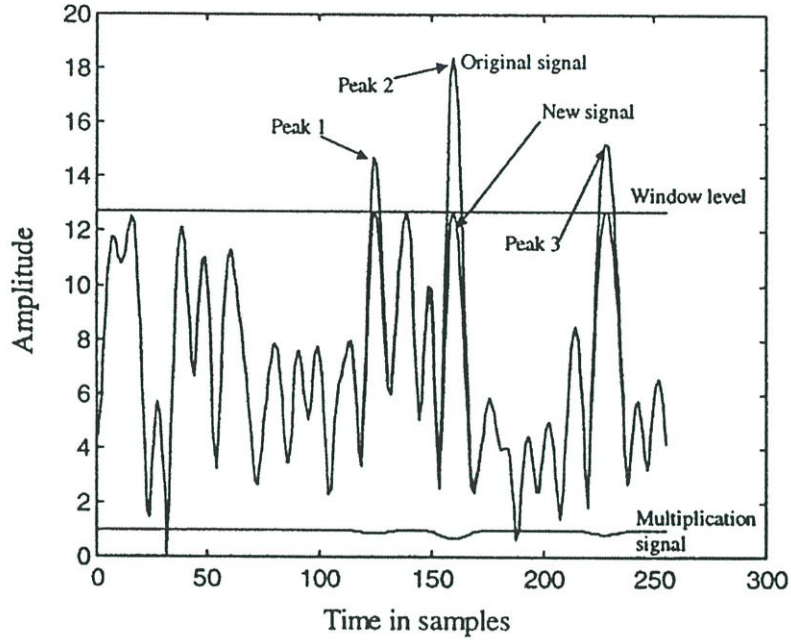
ชุดสัญลักษณ์แบบพิเศษถูกนำมาใช้ในการประมาณหาค่าช่องสัญญาณดังแสดงในรูปที่ 2.16 ซึ่งค่ากริดเวลา-ความถี่กับคลื่นพาห่อย่อยอยู่บนแกนแนวตั้ง และสัญลักษณ์อยู่บนแกนแนวนอน โดยคลื่นพาห่อย่อยที่แรงงาทั้งหมดถูกใช้เป็นสัญญาณนำ (pilots) ชุดสัญลักษณ์เหล่านี้สามารถนำมาใช้เพื่อบรรลุนการหาค่าช่องสัญญาณเช่นเดียวกับการประมาณหาค่าความเบี่ยงเบนทางความถี่ และใช้ติดตามหาค่าความเบี่ยงเบนทางความถี่ของคลื่นพาห่อย่อยทั้งหมด จากโครงสร้างของชุดสัญญาณนำชนิดนี้ได้มีการนำเสนอเพื่อเป็นมาตรฐานของระบบ OFDM IEEE 802.11a [8]-[9]

2.7 ปัญหาค่าสูงสุดของกำลัง

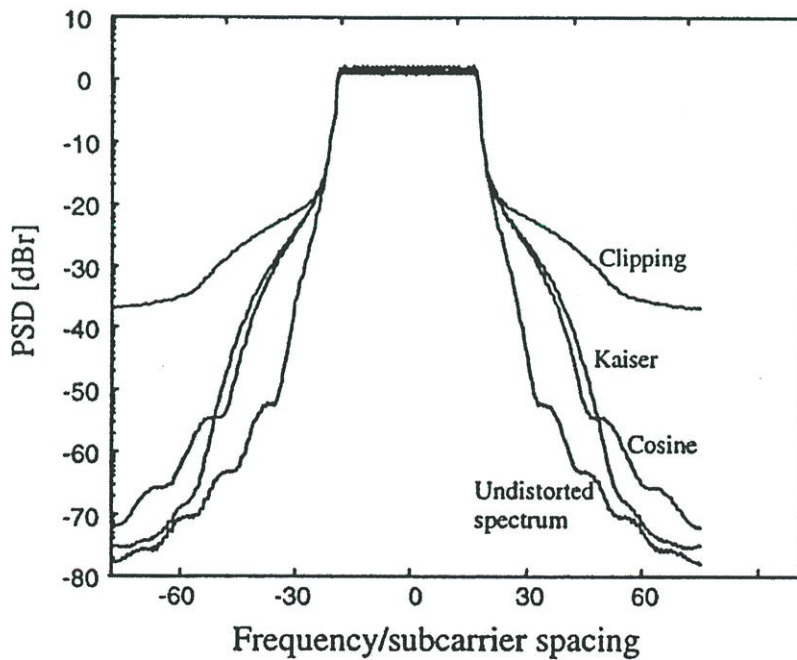
สัญญาณ OFDM ประกอบด้วยคลื่นพาห่อย่อยหลายคลื่นพาห่ โดยแต่ละคลื่นพาห่นั้นมีการมอดูเลตที่เป็นอิสระต่อกัน และเมื่อคลื่นพาห่ทั้งหมดถูกนำมารวมกันอาจทำให้เกิดค่าอัตราส่วนค่าสูงสุดเฉลี่ยของกำลัง (peak-to-average power ratio: PAPR) ในระดับที่สูงได้ หรืออาจมีค่าเท่ากับ N เท่าของค่าเฉลี่ยของกำลังเมื่อสัญญาณจำนวน N ถูกนำมารวมกันด้วยค่ามมเฟสที่เหมือนกัน ค่าสูงสุดของกำลังนี้ถูกกำหนดตามขนาดและกำลังของรูปคลื่นไซน์ที่มีค่าสูงสุด ด้วยเหตุนี้คลื่นพาห่ที่ยังไม่ได้ถูกมอดูเลตจึงมีค่า PAPR เท่ากับ 0 dB ในกรณีที่ PAPR มีค่าสูงจะทำให้เกิดผลเสียในรูปของความซับซ้อนที่เพิ่มขึ้นสำหรับการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล และสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อก รวมถึงประสิทธิภาพที่ลดลงของเครื่องขยายกำลัง RF เทคนิคในการลดค่า PAPR นั้นถูกนำเสนอในหลากหลายรูปแบบซึ่งสามารถแบ่งเป็น 3 ประเภทหลักๆ ได้ดังนี้ ประเภทแรกคือ การเพี้ยนของสัญญาณซึ่งเป็นการลดค่าสูงสุดของขนาดอย่างง่าย โดยค่าสูงสุดของสัญญาณ OFDM ถูกทำให้เพี้ยนไปในภาวะไม่เป็นเชิงเส้น ตัวอย่างของเทคนิคดังกล่าวคือ การขริบ (clipping) ค่าสูงสุดวินโดว์ (peak windowing) และการตัดค่าสูงสุดออก (peak cancellation) ประเภทที่สองคือ เทคนิคการเข้ารหัสซึ่งเป็นการใช้รหัสในการปรับแก้ความผิดพลาดด้วยตัวรหัสเอง (forward-error correction: FEC) แบบพิเศษเพื่อจำกัดสัญลักษณ์ OFDM กับ PAPR ที่มีค่าสูง เทคนิคประเภทสุดท้ายอยู่บนพื้นฐานของการทำให้ยุ่งเหยิง (scrambling) ในแต่ละสัญลักษณ์ OFDM ด้วยลำดับความยุ่งเหยิงที่แตกต่างกันโดยเลือกเฉพาะลำดับที่ให้ค่า PAPR ต่ำที่สุดเท่านั้น

วิธีที่ง่ายที่สุดในการลดค่า PAPR คือการขริบสัญญาณ เนื่องจากค่าสูงสุดของขนาดจะถูกจำกัดตามระดับสูงสุดที่ได้ออกแบบไว้ ถึงแม้ว่าวิธีการขริบจะเป็นวิธีที่ไม่ยุ่งยากแต่พบว่ายังคงมีปัญหาบ้างเล็กน้อยนั่นคือ เมื่อขนาดของสัญญาณ OFDM ถูกทำให้เพี้ยนไปจะส่งผลทำให้เกิดสัญญาณรบกวนภายในตัวมันเองและทำให้ BER มีค่าแย่ลง รวมทั้งการเพี้ยนของสัญญาณ OFDM ในภาวะที่ไม่เป็นเชิงเส้นจะเป็นการเพิ่มระดับการออกนอกแถบ (out-of-band) ของการแผ่รังสี (radiation) สำหรับค่าสูงสุดของวินโดว์ ดังนั้นวินโดว์ไม่ควรมีความยาวมากนักในโดเมนเวลาเพราะจะกระทบต่อตัวอย่างหลายๆ สัญญาณซึ่งเป็นการเพิ่มค่า BER นั้นเอง ตัวอย่างของฟังก์ชันวินโดว์ที่

เหมาะสมคือ โคไซน์ ไคเซอร์และแฮมมิง รูปที่ 2.17 แสดงตัวอย่างการลดค่าสูงสุดของขนาดในสัญญาณ OFDM ด้วยการใช้นิเวศน์โดว์อิ่ง และรูปที่ 2.18 แสดงผลต่างระหว่างสัญญาณที่มีการขริบและสัญญาณที่ใช้นิเวศน์โดว์อิ่ง

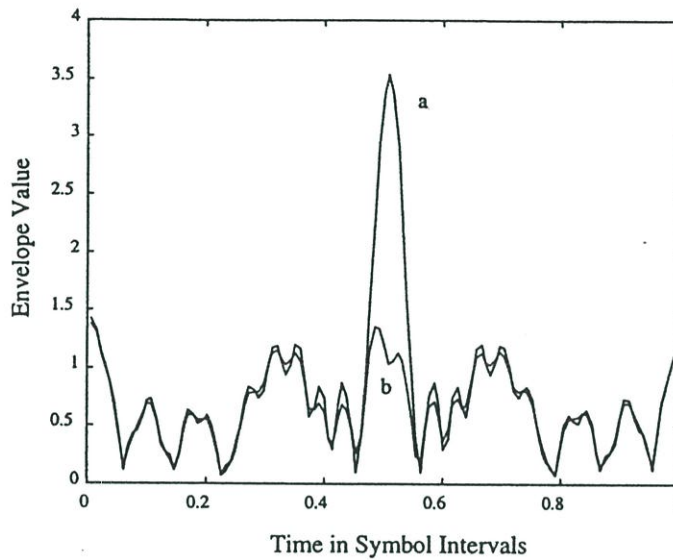


รูปที่ 2.17 การใช้นิเวศน์โดว์อิ่งกับสัญญาณเวลา OFDM



รูปที่ 2.18 สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณ OFDM ที่ใช้ 32 คลื่นพาห้อย่อยกับการขริบและค่าสูงสุดนิเวศน์โดว์อิ่งที่ระดับจุดเริ่มเปลี่ยน (threshold) 3 dB เหนือค่าขนาดเฉลี่ย

สำหรับ 2 วิธีที่กล่าวมาแล้วนั้น การเพี้ยนของสัญญาณจะอยู่ในภาวะไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งผลลัพธ์ของการออกนอกแถบการแผ่รังสีจะมีจำนวนที่แน่นอน ผลกระทบเหล่านี้สามารถหลีกเลี่ยงได้ด้วยการใช้เทคนิคการตัดค่าสูงสุดออกในภาวะเชิงเส้น เมื่อเวลาที่ถูกลื่อนไปและการจัดสเกลของฟังก์ชันอ้างอิงถูกลบออกจากสัญญาณ จะทำให้ค่าสูงสุดของกำลังของตัวอย่างสัญญาณมีค่าลดลง รูปที่ 2.19 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณ OFDM ก่อนและหลังที่มีการตัดค่าสูงสุดออก



รูปที่ 2.19 (a) สัญญาณ OFDM (b) สัญญาณหลังจากตัดค่าสูงสุดออก

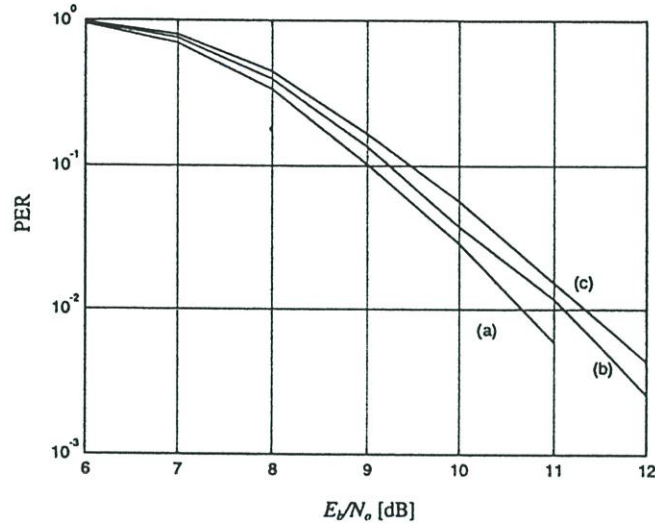
ในความเป็นจริงสำหรับการตัดค่าสูงสุดออกนั้น จะมีค่าเหมือนกันกับการทำขริบด้วยการกรอง (filtering) ถ้าตัวอย่างของสัญญาณ OFDM $x(n)$ ถูกขริบเพื่อลดค่า PAPR สัญญาณเอาต์พุต $r(n)$ สามารถเขียนได้ดังนี้

$$r(n) = x(n) - \sum_i a_i e^{j\varphi_i} \delta(n - \tau_i) \quad (2.14)$$

เมื่อ a_i , φ_i และ τ_i คือ ขนาด, เฟส และการประวิงของการปรับแก้ (correction) นั่นคือถูกนำไปประยุกต์จนถึงลำดับที่ i^{th} ในรูปของระดับการขริบที่ได้ออกแบบไว้ ถ้าสมมติให้สัญญาณที่ขริบแล้วถูกนำมากรองด้วยตัวกรองความถี่ต่ำในอุดมคติกับสัญญาณตอบสนองรูปคลื่น $\text{sinc}(\pi n T)$ เมื่อ T คือเวลาที่ถูกละเลือกจนกระทั่งแบนด์วิดท์ฟิลเตอร์มีค่าเท่ากันหรือมากกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณ OFDM เอาต์พุตที่ฟิลเตอร์แล้วจะถูกกำหนดโดย

$$r'(n) = x'(n) - \sum_i a_i e^{j\varphi_i} \text{sinc}(\pi T(n - \tau_i)) \quad (2.15)$$

รูปที่ 2.20 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเทคนิคการเพี้ยนของสัญญาณทั้ง 3 แบบที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น ซึ่งพบว่าการขริบจะให้ผลการทำงานที่ดีกว่าเมื่อเทียบกับ การตัดค่าสูงสุดออกและค่าสูงสุดวินโดว์อิ่ง



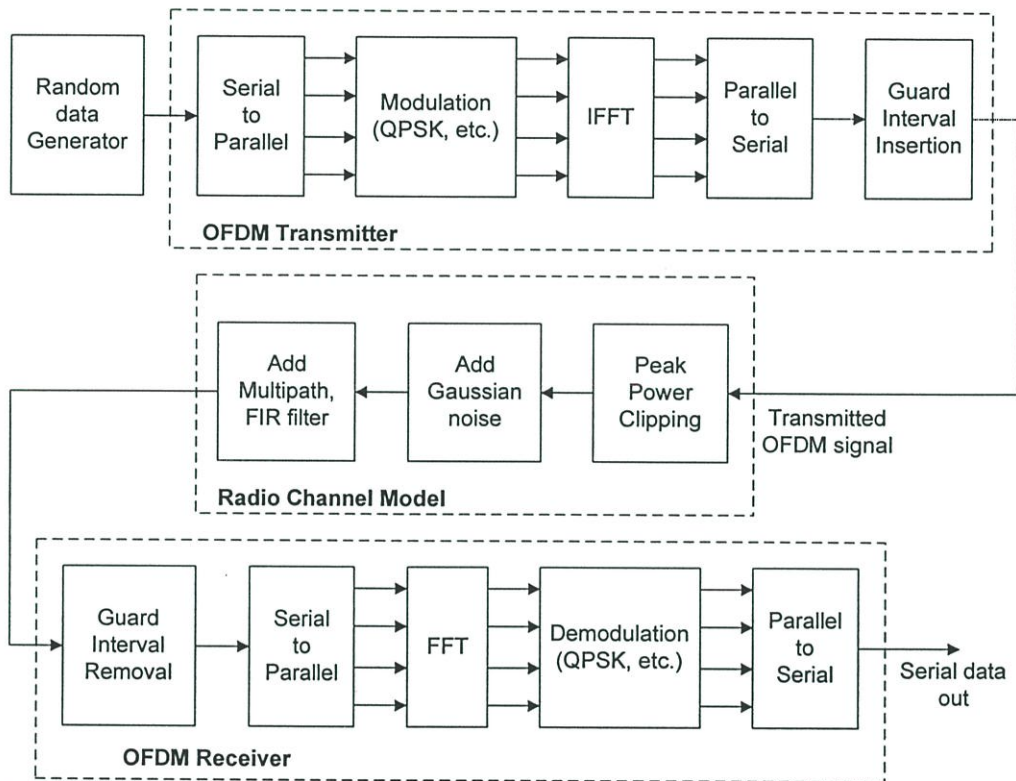
รูปที่ 2.20 อัตราส่วนความผิดพลาดของแพ็กเกจเทียบกับ E_b/N_0 สำหรับแพ็กเกจ 64 ไบต์ใน AWGN, PAPR ลดลง 5 dB โดย (a) การขริบ (b) การตัดค่าสูงสุดออกและ (c) ค่าสูงสุดวินโดว์อิ่ง

2.8 ระบบ OFDM

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ผ่านมาเกี่ยวกับทฤษฎีและหลักการของสัญญาณ OFDM ด้วยการใช้อIFFT และ FFT ที่เครื่องส่งและเครื่องรับ ตามลำดับ การเพิ่มเติมส่วนขยายเวลาคูมและการเพิ่มส่วนหน้าแบบวน การวินโดว์อิ่ง การซิงโครไนซ์ การตรวจวัด และปัญหาค่าสูงสุดของกำลัง อย่างไรก็ตามในหัวข้อนี้ได้กล่าวถึงระบบ OFDM ที่ครบถ้วนสมบูรณ์ รูปที่ 2.21 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ-ส่งสัญญาณ OFDM โดยที่ส่วนด้านบนเป็นชุดเครื่องส่งและส่วนด้านล่างเป็นชุดเครื่องรับ และเมื่อสังเกตจะพบว่า IFFT ทำหน้าที่คล้ายกับการมอดูเลตสัญญาณอินพุตตามจำนวนของคลื่นพาห่อย่อยและ FFT ทำหน้าที่เหมือนการดีมอดูเลตสัญญาณซึ่งตรงกันข้ามกับ IFFT โดยไม่จำเป็นต้องนำอิควอไลเซอร์มาใช้งาน ทำให้สามารถลดความยุ่งยากซับซ้อนรวมถึงลดต้นทุนทางด้านอุปกรณ์เครื่องรับได้

ในส่วนของการด้านเครื่องส่ง สัญญาณอินพุตที่มีความเร็วสูงและมีแบนด์วิดท์กว้างจะถูกแบ่งออกตามจำนวนของชุดข้อมูล (data streams) ที่มีความเร็วต่ำและมีแบนด์วิดท์ค่อนข้างแคบ โดยนำไปเข้ารหัส (coding) และทำการวางสลับ (interleaving) รวมถึงการจัดวางรูปแบบการมอดูเลต (mapping) และมีการเพิ่มเติมในส่วนของสัญญาณนำ ซึ่งถูกใช้ในการซิงโครไนซ์ระหว่างเครื่องส่ง

และเครื่องรับ ในส่วนของ IFFT จะทำหน้าที่แปลงสเปกตรัมความถี่ให้อยู่ในรูปโดเมนเวลา พร้อมกับทำการเพิ่มเติมช่วงเวลาคูมและส่วนหน้าแบบวนเพื่อป้องกันการเกิด ISI และ ICI แล้วจึงนำไปเข้ากับตัวแปลงสัญญาณจากดิจิทัลเป็นอนาล็อก พร้อมกับทำการกรองความถี่เพื่อเลือกเฉพาะความถี่ที่ต้องการส่งออกไปเท่านั้น ในส่วนของเครื่องรับก็จะทำงานตรงกันข้ามกับทางด้านส่งจะแตกต่างกันตรงที่ต้องเพิ่มเติมส่วนของการตรวจสอบการซิงโครไนซ์เท่านั้น



รูปที่ 2.21 บล็อกไดอะแกรมของระบบ OFDM

ประโยชน์ของระบบการส่งผ่านสัญญาณแบบ OFDM มีดังนี้ คือ

- OFDM ทนทานต่อการจางหายแบบหลายวิถี (มากกว่า $500 \mu s$), การแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์, การแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห์ และไม่วิต่อการจางหายเฉพาะความถี่
- การใช้งานแถบความถี่ที่มีประสิทธิภาพ เนื่องจากยอมให้มีการเหลื่อมล้ำกันได้และมีการใช้งานแบนด์วิดท์ที่แคบ (ประมาณ 1 กิโลเฮิร์ต) ทำให้ช่องสัญญาณเกิดการจางหายแบบเรียบ (flat fading) และมีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้า (slow time varying)
- รองรับผู้ให้บริการได้เป็นจำนวนมากและสนับสนุนอัตราการส่งผ่านข้อมูลความเร็วสูงได้ ซึ่งขึ้นอยู่กับการใช้จำนวนคลื่นพาห์ย่อย
- ไม่จำเป็นต้องใช้ตัวปรับเท่า (Equalizer) ทำให้ไม่เกิดความซับซ้อนในระบบ ส่งผลทำให้ต้นทุนของเครื่องรับมีราคาถูกลง โดยใช้วิธีของ IFFT และ FFT เข้ามาแทนที่

ส่วนข้อเสียเมื่อเทียบกับการมอดูเลตแบบคลื่นพาห้เดียว มีดังนี้คือ

- OFDM มีความไวเป็นอย่างมากต่อความเบี่ยงเบนทางความถี่และสัญญาณรบกวนทางเฟส
- OFDM เกี่ยวข้องกับอัตราส่วนค่าเฉลี่ยสูงสุดของกำลัง ซึ่งนำไปสู่ปัญหาในการทำงาน

ของตัวขยายสัญญาณ (Amplifier) ของระบบความถี่วิทยุ RF

2.9 สรุป

OFDM คือรูปแบบหรือเทคนิคพิเศษของการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห้ย่อยซึ่งยอมให้มีการเหลื่อมล้ำระหว่างคลื่นพาห้ย่อยที่อยู่ติดกันได้ โดยใช้คุณสมบัติของการตั้งฉากซึ่งกันและกัน ทำให้สามารถใช้งานแถบความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพและการเพิ่มส่วนขยายเวลาคูมและส่วนหน้าแบบวน ส่งผลให้ระบบมีความทนทานต่อการประวิงแบบหลายวิถี ทำให้ไม่เกิดการแทรกสอดกันระหว่างสัญลักษณ์และการแทรกสอดกันระหว่างคลื่นพาห้

สำหรับในเนื้อหาในบทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการของสัญญาณ OFDM ด้วยการใช้อIFFT และ FFT ที่เครื่องส่งและเครื่องรับ ตามลำดับ การเพิ่มเติมส่วนขยายเวลาคูมและการเพิ่มส่วนหน้าแบบวน การวินโดว์อิง การซิงโครไนซ์ การตรวจวัด และปัญหาค่าสูงสุดของกำลัง จากที่กล่าวมาแล้วทั้งหมดล้วนแล้วแต่เป็นความรู้พื้นฐานที่สำคัญในการศึกษาและวิเคราะห์การทำงานของระบบ OFDM แต่ในความจริงแล้วยังมีรายละเอียดอีกมากมายที่ไม่ได้กล่าวถึงในวิทยานิพนธ์นี้ ซึ่งสามารถศึกษารายละเอียดได้จากเอกสารอ้างอิง [3]

บทที่ 3

การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์

3.1 บทนำ

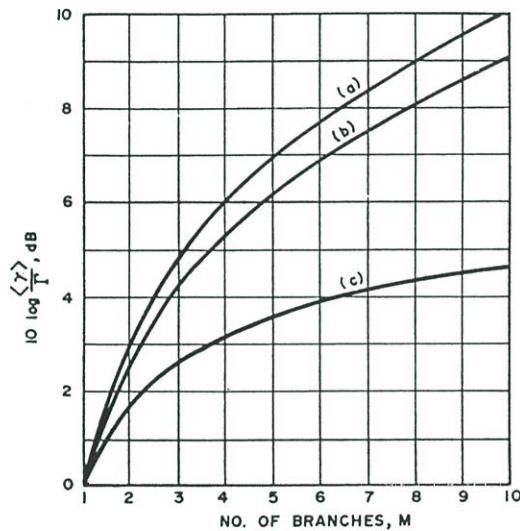
ในบทนี้จะได้อธิบายถึงการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ (Space-Time Block Coding: STBC) สำหรับแนวความคิดนี้ได้ถูกนำเสนอครั้งแรกในปี ค.ศ. 1998 [7] ซึ่งเป็นการนำเสนอโครงสร้างโคเวอเรจซีดีทีทีที่ด้านส่งแบบใหม่โดยใช้ชุดสายอากาศทางด้านส่ง 2 ชุด และชุดสายอากาศทางด้านรับ 1 ชุด ซึ่งประสิทธิภาพที่ได้มีค่าใกล้เคียงกับการใช้เทคนิคโคเวอเรจซีดีทีทีที่ด้านรับที่ใช้ชุดสายอากาศทางด้านส่ง 1 ชุดกับชุดสายอากาศทางด้านรับ 2 ชุด และการรวมกันของสัญญาณที่รับได้แบบอัตราส่วนสูงสุด (Maximal Ratio Combining: MRC) จากข้อจำกัดที่เครื่องรับที่ได้กล่าวไว้ในบทนำจึงทำให้โครงสร้างโคเวอเรจซีดีทีทีที่ด้านส่งแบบใหม่มีความเหมาะสม และสามารถนำมาทดแทนการใช้เทคนิคโคเวอเรจซีดีทีทีที่ด้านรับได้เป็นอย่างดี ต่อมาได้มีการคิดค้นและพัฒนาโครงสร้างแบบใหม่ซึ่งสามารถใช้งานกับชุดสายอากาศทางด้านส่งมากกว่า 2 ชุดทำให้สามารถเพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานได้ดียิ่งขึ้นไม่ว่าจะเป็น ความจุของช่องสัญญาณ, ความเร็วของการส่งผ่านข้อมูล เป็นต้น โดยที่ไม่มีการเพิ่มแบนด์วิดท์ของสัญญาณ การเข้ารหัสและการถอดรหัสที่ซับซ้อนเพิ่มขึ้น ซึ่งโครงสร้างดังกล่าวถูกเรียกว่า “การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์” [17]-[20]

ในบทที่ 3 นี้จะได้กล่าวถึงรูปแบบการรวมกันแบบอัตราส่วนสูงสุดสำหรับเทคนิคโคเวอเรจซีดีทีทีทางด้านรับ จากนั้นจะกล่าวถึงโคเวอเรจซีดีทีทีที่ด้านส่งรูปแบบใหม่ โดยเปรียบเทียบกับประสิทธิภาพที่ได้จากการใช้โครงสร้างโคเวอเรจซีดีทีทีที่ด้านรับแบบเดิมว่ามีค่าใกล้เคียงและแตกต่างกันอย่างไร ต่อมาจะได้กล่าวถึงวิธีการเข้ารหัสและการถอดรหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ว่ามีการทำงานและความซับซ้อนเพียงใดในแต่ละโครงสร้างที่ใช้สำหรับจำนวนสายอากาศทางด้านส่งที่แตกต่างกัน และสุดท้ายกล่าวถึงประสิทธิภาพที่ได้จากตัวอย่างการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์บนสภาวะช่องสัญญาณ และจำนวนสายอากาศทางด้านส่งและด้านรับที่ได้กำหนดขึ้น

3.2 รูปแบบการรวมกันแบบอัตราส่วนสูงสุด

โดยปกติการส่งสัญญาณจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับโดยผ่านตัวกลางทางอากาศนั้นจะเกิดการสูญเสียขึ้นเนื่องจากกระยะทาง สัญญาณรบกวนและการจางหายของสัญญาณ เป็นต้น ฉะนั้นจึงต้องอาศัยเทคนิคพิเศษในการต่อสู้และชดเชยความสูญเสียดังกล่าว โดยเทคนิคที่นิยมนำมาใช้งานส่วนมากคือ โคเวอเรจซีดีที (Diversity) ซึ่งเป็นวิธีการที่นำสัญญาณเดียวกันมาส่งผ่านตัวกลางทางอากาศออกไปในรูปแบบที่แตกต่างกัน เพื่อให้สัญญาณที่รับได้ในแต่ละรูปแบบนั้นมีค่าการสูญเสียที่แตกต่างกันด้วยเช่นกัน เมื่อนำมาเปรียบเทียบค่าสัญญาณที่มีค่าการสูญเสียน้อยที่สุด

แล้วจึงเลือกสัญญาณดังกล่าวมาใช้งาน (Selection Diversity) หรืออาจจะนำทุกสัญญาณมารวมกัน เพื่อให้ได้ค่าสูงสุดก็สามารถทำได้เช่นกัน (Combining) สำหรับเทคนิคโคเวอร์ซีทีนั้นยังแบ่งออกได้เป็นหลายประเภท แต่ที่นิยมนำมาใช้กันอย่างแพร่หลายคือโคเวอร์ซีทีแบบ สเปซ (Space Diversity) เพราะไม่ต้องมีการสำรองข้อมูลในรูปแบบของเวลา และความถี่ ส่งผลทำให้สิ้นเปลืองช่องสัญญาณที่มีอยู่อย่างจำกัด [13] สำหรับโคเวอร์ซีทีแบบสเปซนั้นจะกำหนดระยะห่างของสายอากาศไม่น้อยกว่า $\lambda / 2$ (เมื่อ λ คือ ความยาวคลื่นที่ความถี่ใช้งาน) เพื่อให้มีความแตกต่างของสัญญาณที่รับได้ในแต่ละตำแหน่งที่พอเพียง (independent fading) จากรูป 3.1 พบว่าการรวมกันของสัญญาณทางด้านรับแบบอัตราส่วนสูงสุดนั้นให้ประสิทธิภาพที่ดีที่สุดเมื่อเทียบกับวิธีการรวมกันแบบอัตราขยายเท่ากันและแบบการเลือกสัญญาณ



รูป 3.1 การปรับปรุงค่า SNR จากการรวมกันของการใช้โคเวอร์ซีทีเมื่อเทียบกับแบบที่ไม่มีการใช้

(a) การรวมกันแบบอัตราส่วนสูงสุด (b) การรวมกันแบบอัตราขยายเท่ากัน (c) แบบการเลือกสัญญาณ

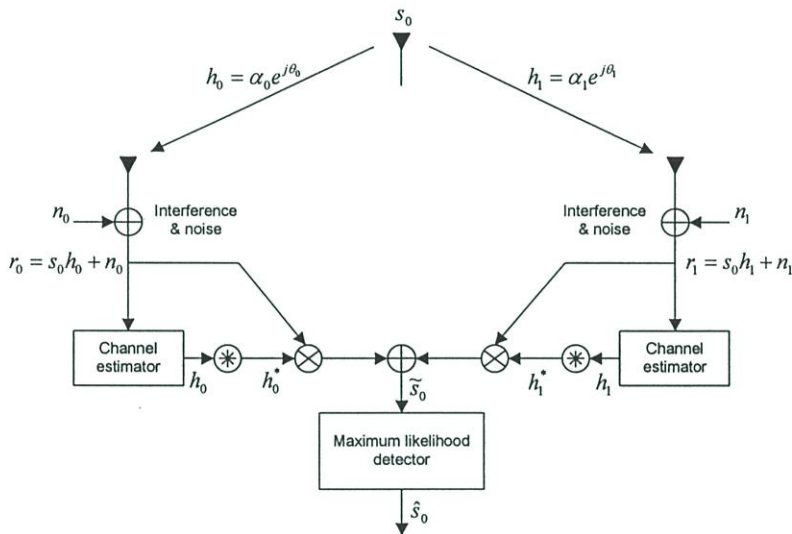
รูป 3.2 แสดงรูปจำลองแบบเบสแบนด์ของประเภทการรวมกันแบบอัตราส่วนสูงสุดที่ใช้ชุดสายอากาศทางด้านส่ง 1 ชุด และชุดสายอากาศทางด้านรับ 2 ชุด เมื่อถึงเวลาที่กำหนดสัญญาณ s_0 จะถูกส่งออกจากเครื่องส่งผ่านไปยังช่องสัญญาณที่มีความซับซ้อน โดยประกอบไปด้วยการตอบสนองทั้งเฟสและขนาดไปยังเครื่องรับ ซึ่งช่องสัญญาณระหว่างชุดสายอากาศทางด้านส่งกับชุดสายอากาศทางด้านรับชุดที่ 1 ถูกแทนด้วย h_0 และช่องสัญญาณระหว่างชุดสายอากาศทางด้านส่งกับชุดสายอากาศทางด้านรับชุดที่ 2 ถูกแทนด้วย h_1 นั่นคือ

$$\begin{aligned} h_0 &= \alpha_0 e^{j\theta_0} \\ h_1 &= \alpha_1 e^{j\theta_1} \end{aligned} \quad (3.1)$$

เมื่อสัญญาณรบกวนและการแทรกสอดถูกเพิ่มเข้าไปที่เครื่องรับทั้งสอง ผลลัพธ์ของสัญญาณเบสแบนด์ที่รับจะได้อัตราส่วน

$$\begin{aligned} r_0 &= h_0 s_0 + n_0 \\ r_1 &= h_1 s_0 + n_1 \end{aligned} \quad (3.2)$$

เมื่อ n_0 และ n_1 แทนค่าสัญญาณรบกวนที่มีความซับซ้อนและการแทรกสอด



รูป 3.2 ชุดสายอากาศทางด้ำนรับ 2 ชุดกับการรวมกันแบบอัตราส่วนสูงสุด MRC

สมมติให้ n_0 และ n_1 เป็นการกระจายแบบเกาส์เซียน (Gaussian distributed) สำหรับชุดเครื่องรับจะใช้หลักวิธีการในการตัดสินใจแบบความน่าจะเป็นสูงสุด (maximum likelihood: ML) เพื่อเลือกสัญญาณ s_i จากสัญญาณที่รับได้เหล่านี้

$$d^2(r_0, h_0 s_i) + d^2(r_1, h_1 s_i) \leq d^2(r_0, h_0 s_k) + d^2(r_1, h_1 s_k), \quad \forall i \neq k \quad (3.3)$$

เมื่อ $d^2(x, y)$ คือระยะทางยูคลิดีเนียน (square Euclidean distance) กำลังสองระหว่างสัญญาณ x และ y ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการ

$$d^2(x, y) = (x - y)(x^* - y^*) \quad (3.4)$$

รูปแบบการรวมกันของเครื่องรับทั้งสองสำหรับการรวมกันแบบอัตราส่วนสูงสุด แสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
\tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1^* r_1 \\
&= h_0^* (h_0 s_0 + n_0) + h_1^* (h_1 s_0 + n_1) \\
&= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1^* n_1
\end{aligned} \tag{3.5}$$

แทนค่าสมการ 3.4 และ 3.5 เข้าไปในสมการ 3.3 เมื่อเลือกเฉพาะ s_i จะได้ดังนี้

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2) |s_i|^2 - \tilde{s}_0^* s_i - \tilde{s}_0 s_i^* \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) |s_k|^2 - \tilde{s}_0^* s_k - \tilde{s}_0 s_k^*, \quad \forall i \neq k \tag{3.6}$$

หรือ

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1) |s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_i) \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1) |s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_k), \quad \forall i \neq k \tag{3.7}$$

สำหรับสัญญาณ PSK ซึ่งมีค่าพลังงานเท่ากัน จะได้

$$|s_i|^2 = |s_k|^2 = E_s, \quad \forall i, k \tag{3.8}$$

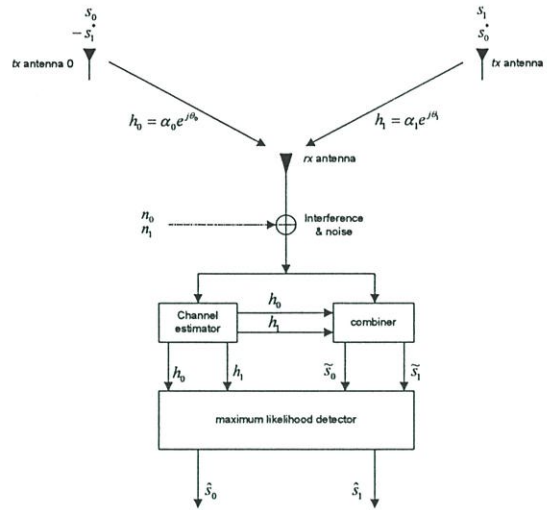
เมื่อ E_s คือพลังงานของสัญญาณ เพราะฉะนั้นสำหรับสัญญาณ PSK หลักวิธีในการตัดสินใจในสมการ 3.7 อาจแสดงผลได้โดยง่าย

$$d^2(\tilde{s}_0, s_i) \leq d^2(\tilde{s}_0, s_k), \quad \forall i = k \tag{3.9}$$

การรวมกันแบบอัตราส่วนสูงสุดทำให้ได้สัญญาณ \tilde{s}_0 แสดงคังรูปที่ 3.2 และที่ตัวดีเทกเตอร์จะสร้างสัญญาณ \hat{s}_0 ซึ่งเป็นค่าประมาณแบบความน่าจะเป็นสูงสุดของ s_0

3.3 ไคเวอร์ซิติที่ด้านส่งรูปแบบใหม่

จากข้อจำกัดที่เครื่องรับไม่ว่าจะเป็นทั้งขนาด น้ำหนัก ต้นทุน และกำลังในการส่งผ่านสัญญาณ ทำให้เกิดอุปสรรคและไม่สามารถนำวิธีการรวมกันแบบอัตราส่วนสูงสุดที่เครื่องรับมาใช้งานได้ ต่อมาในปี ค.ศ. 1998 [7] จึงได้มีการคิดค้นวิธีการแบบใหม่ซึ่งสามารถให้ผลใกล้เคียงกับการรวมกันแบบอัตราส่วนสูงสุดที่เครื่องรับที่นำเสนอในหัวข้อที่ผ่านมาได้ โดยจะใช้ชุดสายอากาศทางด้านส่งจำนวน 2 ชุดและชุดสายอากาศทางด้านรับ 1 ชุด ดังแสดงในรูปที่ 3.3 ซึ่งแทนรูปแบบสแตนด์ของไคเวอร์ซิติที่ด้านส่งรูปแบบใหม่



รูปที่ 3.3 ไคเวอร์ซิตีที่ด้านส่งรูปแบบใหม่ที่ใช้ชุดสายอากาศส่ง 2 ชุดกับชุดสายอากาศรับ 1 ชุด

สำหรับรูปแบบดังกล่าวจะต้องถูกกำหนดด้วยขั้นตอนดังต่อไปนี้ คือ

1. การเข้ารหัสและลำดับการส่งผ่าน: เมื่อถึงระยะเวลาของสัญลักษณ์ที่กำหนด สัญญาณทั้งสองจะถูกส่งผ่านจากสองสายอากาศพร้อม ๆ กัน โดยที่สัญญาณที่ถูกส่งผ่านจากสายอากาศชุดที่ 1 ถูกแทนด้วย s_0 และจากสายอากาศอีกชุดหนึ่งถูกแทนด้วย s_1 และเมื่อถึงระยะเวลาของสัญลักษณ์ถัดไปสัญญาณ $-s_1^*$ และ s_0^* จะถูกส่งผ่านออกไปพร้อมกันจากสายอากาศชุดที่ 1 และชุดที่ 2 ตามลำดับ เมื่อ * คือการดำเนินการแบบสังยุคเชิงซ้อน (complex conjugate) สำหรับลำดับการส่งผ่านสัญญาณสามารถดูได้จากตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 การเข้ารหัสและลำดับการส่งผ่านสำหรับชุดสายอากาศทางด้านส่ง 2 ชุด

	antenna 0	antenna 1
time t	S_0	S_1
time $t + T$	$-S_1^*$	S_0^*

ตารางที่ 3.1 แสดงการเข้ารหัสสัญญาณในรูปแบบของสเปซและไทม์ หรือเรียกว่าการเข้ารหัสแบบสเปซ-ไทม์ (space-time coding) อย่างไรก็ตามจากโครงสร้างดังกล่าวอาจทำอยู่ในรูปของสเปซและความถี่ได้เช่นเดียวกัน (space-frequency coding) สำหรับช่องสัญญาณเมื่อเวลา t ที่สายอากาศชุดที่ 1 จะถูกกำหนดเป็น $h_0(t)$ และที่สายอากาศชุดที่ 2 ถูกกำหนดเป็น $h_1(t)$ เมื่อสมมติให้การจางหายของสัญญาณมีค่าคงที่ตลอดสัญลักษณ์ที่อยู่ติดกัน สามารถเขียนได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 h_0(t) &= h_0(t+T) = h_0 = \alpha_0 e^{j\theta_0} \\
 h_1(t) &= h_1(t+T) = h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1}
 \end{aligned}
 \tag{3.10}$$

เมื่อ T คือช่วงเวลาของสัญลักษณ์ สำหรับสัญญาณที่รับได้สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$\begin{aligned} r_0 &= r(t) = h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\ r_1 &= r(t+T) = -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \end{aligned} \quad (3.11)$$

เมื่อ r_0 และ r_1 คือสัญญาณที่รับได้ที่เวลา t และ $t+T$ ตามลำดับ ส่วน n_0 และ n_1 คือค่าที่มีการเปลี่ยนแปลงแบบไม่ซ้ำกันซึ่งแทนการแทรกสอดและสัญญาณรบกวนซึ่งเกิดขึ้นที่เครื่องรับ

2. รูปแบบการรวมกัน: การรวมกันถูกแสดงในรูปที่ 3.3 ซึ่งเป็นค่าที่ได้จากการรวมกันของ 2 สัญญาณที่รับได้ พร้อมกับถูกส่งต่อไปยังตัวดีเทกเตอร์เพื่อหาค่าประมาณแบบความน่าจะเป็นสูงสุด

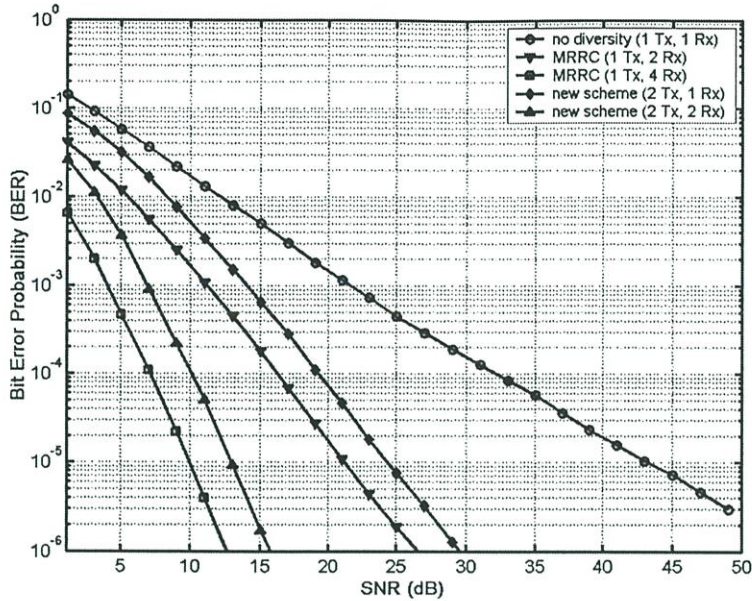
$$\begin{aligned} \tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1 r_1^* \\ \tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0 r_1^* \end{aligned} \quad (3.12)$$

เมื่อนำค่าในสมการที่ 3.10 และ 3.11 ไปแทนในสมการ 3.12

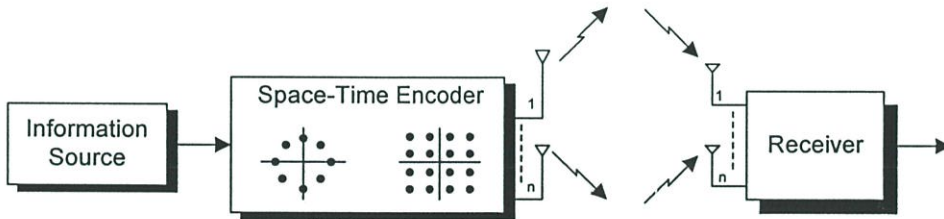
$$\begin{aligned} \tilde{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* \\ \tilde{s}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_1 - h_0 n_1^* + h_1^* n_0 \end{aligned} \quad (3.13)$$

3. หลักวิธีในการตัดสินใจค่าแบบความน่าจะเป็นสูงสุด: สัญญาณที่รวมกันเหล่านี้จะถูกส่งไปยังตัวดีเทกเตอร์เพื่อหาค่าสัญญาณ s_0 และ s_1 โดยใช้หลักการตัดสินใจเหมือนกับ (3.7) และ (3.9) สำหรับสัญญาณ PSK

จะเห็นได้ว่าผลลัพธ์ที่ได้จากการรวมกันของสัญญาณสำหรับไควเวอร์ซิตีที่ด้านส่งรูปแบบใหม่ดังแสดงในสมการ 3.13 กับการรวมกันของสัญญาณแบบอัตราส่วนสูงสุดดังแสดงในสมการ 3.5 พบว่ามีค่าใกล้เคียงกันมากจะแตกต่างกันเฉพาะค่าเฟสที่เปลี่ยนไปของส่วนประกอบของสัญญาณรบกวนเท่านั้น ซึ่งไม่ได้ส่งผลกระทบต่อค่า SNR ของสัญญาณที่รับได้ รูปที่ 3.4 แสดงการเปรียบเทียบค่าอัตราการผลิตของบิตระหว่างเทคนิคการรวมกันของสัญญาณสูงสุดทางด้านรับกับไควเวอร์ซิตีที่ด้านส่งรูปแบบใหม่ พบว่ามีค่าความแตกต่างกันประมาณ 3 dB ซึ่งเป็นผลเนื่องมาจากกำลังที่ใช้ส่งผ่านสัญญาณที่ด้านส่งมีค่าลดลง 3 dB นั้นเอง ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าผลลัพธ์ที่ได้จากการใช้ไควเวอร์ซิตีที่ด้านส่งรูปแบบใหม่นี้มีค่าใกล้เคียงกับการใช้ไควเวอร์ซิตีที่ด้านรับซึ่งใช้วิธีการรวมกันของสัญญาณแบบอัตราส่วนสูงสุด [7]



รูปที่ 3.4 การเปรียบเทียบสมรรถนะค่าอัตราการผิดพลาดของบิตระหว่างเทคนิคการรวมกันของสัญญาณทางด้านรับและโคเวอเรจซีทีที่ด้านส่งรูปแบบใหม่ด้วยสัญญาณ BPSK ที่มีจางหายแบบเรย์ลี



รูปที่ 3.5 โครงสร้างระบบที่ใช้การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์

3.4 การเข้ารหัสและการถอดรหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์

โครงสร้างระบบที่ใช้การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ถูกแสดงในรูปที่ 3.5 เมื่อถึงเวลาที่กำหนด t เครื่องส่งจะจัดบล็อกข้อมูล kb บิตให้เข้าไปอยู่ในบล็อกของสัญลักษณ์ข้อมูลขนาด k ซึ่งประกอบด้วย $s_1^t, s_2^t, \dots, s_k^t$ ซึ่งแต่ละสัญลักษณ์ที่ใช้ในเครื่องส่งจะถูกจัดอยู่ในองค์ประกอบของแผนผัง (constellation) เท่ากับ 2^b โดยสัญลักษณ์เหล่านี้ถูกเข้ารหัสให้อยู่ในรูปของสเปซ (ในสายอากาศส่งที่แตกต่างกัน) และไทม์ (ช่วงเวลาสัญลักษณ์ที่แตกต่างกัน) พร้อมกับถูกจัดวางด้วยรหัสเมตริกซ์แบบพิเศษ และบ่อยครั้งมักจะแทนด้วย G_n เมตริกซ์แบบนี้มีค่าเท่ากับ n_T หลัก และ p แถว โดยที่แต่ละบล็อกของสัญลักษณ์ข้อมูลจะถูกเข้ารหัสด้วยเมตริกซ์ขนาด $p \times n_T$ ซึ่งสัญลักษณ์ในแต่ละแถวที่ถูกเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์จะถูกส่งผ่านออกมาพร้อม ๆ กันในหนึ่งช่วงเวลาสัญลักษณ์ และเมื่อครบช่วงเวลาสัญลักษณ์ p ที่ถูกใช้ในการส่งผ่านสัญลักษณ์ข้อมูลขนาด k ดังนั้นอัตราการเข้ารหัส R (code rate) จึงมีค่าเท่ากับ $R = k/p$ ถ้าสัญลักษณ์ที่ถูกเข้ารหัสบล็อก

แบบสเปซ-ไทม์มีจำนวน n_T นั่นคือ $c_1^1 c_1^2 \dots c_1^{n_T}$ จะถูกใช้ในการส่งผ่านสัญญาณในแต่ละช่วงเวลา
นั่นเอง

ช่องสัญญาณถูกสมมติให้มีการจางหายแบบราบ (flat fading) และเป็นแบบกึ่งคงที่ (quasi-static) นั่นคืออัตราขยายของทุกเส้นทางมีค่าคงที่ตลอดทุกช่วงเวลาสัญลักษณ์ ดังนั้นสัญญาณที่รับ
ได้ที่ชุดสายอากาศทางด้านรับ j^{th} มีค่าดังนี้

$$r_t^j = \sum_{i=1}^{n_T} h_{i,j} c_t^i + n_t^j \quad (3.14)$$

เมื่อ n_t^j แทนสัญญาณรบกวนแบบ AWGN (additive white Gaussian noise) ที่ชุดสายอากาศทาง
ด้านรับ j^{th} ส่วนเทอมของสัญญาณรบกวนนั้นจะถูกจัดตามค่าตัวอย่างที่อิสระต่อการเปลี่ยนแปลง
แบบเกาส์เซียนเชิงซ้อน (complex Gaussian) ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์กับค่า $\frac{n}{2SNR}$ ต่อขนาดเชิงซ้อนที่
ไม่เหมือนกัน ส่วนทางด้านเครื่องรับจะใช้ ML ในการถอดรหัสสัญญาณที่ถูกส่งผ่านมาโดยอยู่บน
พื้นฐานกรรมวิธีแบบเส้นตรงอย่างง่าย

สำหรับตัวอย่างในแบบที่มีชุดสายอากาศทางด้านส่งจำนวน 2 ชุด ค่าเมตริกซ์ของ STBC
[18] คือ

$$G_2 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

เมื่อสัญลักษณ์ข้อมูล 2 สัญลักษณ์ถูกส่งผ่านใน 2 ช่วงเวลาสัญลักษณ์ ดังนั้นอัตราการ
เข้ารหัสจึงมีค่าสูงสุด ($R = 1$) ถ้าสัญลักษณ์ข้อมูลคือ s_1 และ s_2 นั่นคือในช่วงเวลาแรก (time
slot) เครื่องส่งจะส่งสัญญาณ s_1 จากชุดสายอากาศชุดที่ 1 และ s_2 จากชุดสายอากาศชุดที่ 2 สำหรับ
ช่องเวลาที่สอง $-s_2^*$ และ s_1^* จะถูกส่งออกไปพร้อม ๆ กันจากชุดสายอากาศชุดที่ 1 และ 2
ตามลำดับ

เครื่องรับใช้ดีเทกเตอร์แบบความน่าจะเป็นสูงสุดในการถอดรหัสสัญลักษณ์ สำหรับ G_2
STBC ดีเทกเตอร์ถูกนำมาใช้ในการวัดเพื่อตัดสินใจค่าผลต่างที่น้อยที่สุด

$$\sum_{j=1}^{n_R} |r_1^j - h_{1,j}s_1 - h_{2,j}s_2|^2 + |r_2^j + h_{1,j}s_2^* - h_{2,j}s_1^*|^2 \quad (3.16)$$

ค่า s_1 และ s_2 ที่ได้จากการตัดสินใจนี้ คือค่าที่เครื่องรับได้ประมาณเพื่อหาค่าสัญลักษณ์ที่ถูกส่งมาจากเครื่องส่ง สมการ 3.16 สามารถแยกเป็นสองสมการที่แตกต่างกันสำหรับการหาค่าที่ต่ำที่สุด นั่นคือ

$$\left[\sum_{j=1}^{n_R} (r_1^j h_{1,j}^* + (r_2^j)^* h_{2,j}) \right] - s_1 \Big|^2 + \left(-1 + \sum_{j=1}^{n_R} \sum_{i=1}^2 |h_{i,j}|^2 \right) |s_1|^2 \quad (3.17)$$

เพื่อหาค่าผลต่างน้อยที่สุดสำหรับการถอดรหัสค่า s_1 และ

$$\left[\sum_{j=1}^{n_R} (r_1^j h_{2,j}^* - (r_2^j)^* h_{1,j}) \right] - s_2 \Big|^2 + \left(-1 + \sum_{j=1}^{n_R} \sum_{i=1}^2 |h_{i,j}|^2 \right) |s_2|^2 \quad (3.18)$$

เพื่อหาค่าผลต่างน้อยที่สุดในการถอดรหัสค่า s_2 สำหรับกรณีของชุดสายอากาศทางด้านส่งที่มีจำนวน 3 และ 4 ชุด ค่าเมตริกซ์ตัวเข้ารหัสจะถูกแทนด้วย G_3 และ G_4 ดังแสดงในสมการที่ 3.19 และ 3.20 ตามลำดับ [18] ซึ่งจะมี 4 สัญลักษณ์ข้อมูลถูกส่งออกไปใน 8 ช่วงเวลาสัญลักษณ์ ดังนั้นค่าอัตราการเข้ารหัสของเมตริกซ์เหล่านี้คือ $R = 4/8$

$$G_3 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 \\ -x_3 & x_4 & x_1 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 \\ x_1^* & x_2^* & x_3^* \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* \\ -x_3^* & x_4^* & x_1^* \\ -x_4^* & -x_3^* & x_2^* \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

$$G_4 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 \\ x_1^* & x_2^* & x_3^* & x_4^* \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ -x_3^* & x_4^* & x_1^* & -x_2^* \\ -x_4^* & -x_3^* & x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

ในการถอดรหัสเมตริกซ์ G_3 เพื่อหาค่าผลต่างที่ใกล้เคียงที่สุดสำหรับค่า s_1 คือ

$$\left[\sum_{j=1}^{n_R} (r_1^j h_{1,j}^* + r_2^j h_{2,j}^* + r_3^j h_{3,j}^* + (r_5^j)^* h_{1,j}^* + (r_6^j)^* h_{2,j}^* + (r_7^j)^* h_{3,j}^*) \right] - s_1 \Big|^2 + \left(-1 + 2 \sum_{j=1}^{n_R} \sum_{i=1}^3 |h_{i,j}|^2 \right) |s_1|^2 \quad (3.21)$$

สำหรับค่า s_2 คือ

$$\left[\sum_{j=1}^{n_R} (r_1^j h_{2,j}^* - r_2^j h_{1,j}^* + r_4^j h_{3,j}^* + (r_5^j)^* h_{2,j}^* - (r_6^j)^* h_{1,j}^* + (r_8^j)^* h_{3,j}^*) \right] - s_2 \Big|^2 + \left(-1 + 2 \sum_{j=1}^{n_R} \sum_{i=1}^3 |h_{i,j}|^2 \right) |s_2|^2 \quad (3.22)$$

สำหรับค่า s_3 คือ

$$\left[\sum_{j=1}^{n_R} (r_1^j h_{3,j}^* - r_3^j h_{1,j}^* - r_4^j h_{2,j}^* + (r_5^j)^* h_{3,j}^* - (r_7^j)^* h_{1,j}^* - (r_8^j)^* h_{2,j}^*) \right] - s_3 \Big|^2 + \left(-1 + 2 \sum_{j=1}^{n_R} \sum_{i=1}^3 |h_{i,j}|^2 \right) |s_3|^2 \quad (3.23)$$

สำหรับค่า s_4 คือ

$$\left[\sum_{j=1}^{n_R} (-r_2^j h_{3,j}^* + r_3^j h_{2,j}^* - r_4^j h_{1,j}^* - (r_6^j)^* h_{3,j}^* + (r_7^j)^* h_{2,j}^* - (r_8^j)^* h_{1,j}^*) \right] - s_4 \Big|^2 + \left(-1 + 2 \sum_{j=1}^{n_R} \sum_{i=1}^3 |h_{i,j}|^2 \right) |s_4|^2 \quad (3.24)$$

ในส่วนของการถอดรหัสเมตริกซ์ G_4 เพื่อหาค่าใกล้เคียงที่สุดสำหรับค่า s_1 จะได้

$$\left[\sum_{j=1}^{n_R} (r_1^j h_{1,j}^* + r_2^j h_{2,j}^* + r_3^j h_{3,j}^* + r_4^j h_{4,j}^* + (r_5^j)^* h_{1,j}^* + (r_6^j)^* h_{2,j}^* + (r_7^j)^* h_{3,j}^* + (r_8^j)^* h_{4,j}^*) \right] - s_1 \Big|^2 + \left(-1 + 2 \sum_{j=1}^{n_R} \sum_{i=1}^4 |h_{i,j}|^2 \right) |s_1|^2 \quad (3.25)$$

สำหรับค่า s_2 คือ

$$\left[\sum_{j=1}^{n_R} (r_1^j h_{2,j}^* - r_2^j h_{1,j}^* - r_3^j h_{4,j}^* + r_4^j h_{3,j}^* + (r_5^j)^* h_{2,j} - (r_6^j)^* h_{1,j} - (r_7^j)^* h_{4,j} + (r_8^j)^* h_{3,j}) \right] - s_2 \Bigg|^2 + \left(-1 + 2 \sum_{j=1}^{n_R} \sum_{i=1}^4 |h_{i,j}|^2 \right) |s_2|^2 \quad (3.26)$$

สำหรับค่า s_3 คือ

$$\left[\sum_{j=1}^{n_R} (r_1^j h_{3,j}^* + r_2^j h_{4,j}^* - r_3^j h_{1,j}^* - r_4^j h_{2,j}^* + (r_5^j)^* h_{3,j} + (r_6^j)^* h_{4,j} - (r_7^j)^* h_{1,j} - (r_8^j)^* h_{2,j}) \right] - s_3 \Bigg|^2 + \left(-1 + 2 \sum_{j=1}^{n_R} \sum_{i=1}^4 |h_{i,j}|^2 \right) |s_3|^2 \quad (3.27)$$

สำหรับค่า s_4 คือ

$$\left[\sum_{j=1}^{n_R} (r_1^j h_{4,j}^* - r_2^j h_{3,j}^* + r_3^j h_{2,j}^* - r_4^j h_{1,j}^* + (r_5^j)^* h_{4,j} - (r_6^j)^* h_{3,j} + (r_7^j)^* h_{2,j} - (r_8^j)^* h_{1,j}) \right] - s_4 \Bigg|^2 + \left(-1 + 2 \sum_{j=1}^{n_R} \sum_{i=1}^4 |h_{i,j}|^2 \right) |s_4|^2 \quad (3.28)$$

เมื่อเราพิจารณา STBC รูปแบบใหม่สำหรับชุดสายอากาศทางด้านส่งจำนวน 3 และ 4 ชุด ซึ่งให้ค่าอัตราการใช้รหัสที่เพิ่มขึ้นนั่นคือ $R = 3/4$ โดยเมตริกซ์ตัวเข้ารหัสถูกแทนด้วย H_3 และ H_4 ดังแสดงในสมการ 3.29 และ 3.30 ตามลำดับ [18]

$$H_3 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & \frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ -x_2^* & x_1^* & \frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(x_2 + x_2^* + x_1 - x_1^*)}{2} \end{pmatrix} \quad (3.29)$$

$$H_4 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ -x_2^* & x_1^* & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & -\frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} & \frac{(-x_2 - x_2^* + x_1 - x_1^*)}{2} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(x_2 + x_2^* + x_1 - x_1^*)}{2} & -\frac{(x_1 + x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} \end{pmatrix} \quad (3.30)$$

สำหรับการถอดรหัสค่าเมตริกซ์ H_3 เพื่อหาค่าผลต่างที่ใกล้เคียงที่สุดสำหรับค่า s_1 คือ

$$\left[\sum_{j=1}^{n_R} \left(r_1^j h_{1,j}^* + (r_2^j)^* h_{2,j} + \frac{(r_4^j - r_3^j) h_{3,j}^*}{2} - \frac{(r_3^j + r_4^j)^* h_{3,j}}{2} \right) \right] - s_1 \Bigg|^2 + \left(-1 + \sum_{j=1}^{n_R} \sum_{i=1}^3 |h_{i,j}|^2 \right) |s_1|^2 \quad (3.31)$$

สำหรับค่า s_2 คือ

$$\left[\sum_{j=1}^{n_R} \left(r_1^j h_{2,j}^* - (r_2^j)^* h_{1,j} + \frac{(r_4^j + r_3^j) h_{3,j}^*}{2} + \frac{(-r_3^j + r_4^j)^* h_{3,j}}{2} \right) \right] - s_2 \Bigg|^2 + \left(-1 + \sum_{j=1}^{n_R} \sum_{i=1}^3 |h_{i,j}|^2 \right) |s_2|^2 \quad (3.32)$$

สำหรับค่า s_3 คือ

$$\left[\sum_{j=1}^{n_R} \left(\frac{(r_1^j + r_2^j) h_{3,j}^*}{\sqrt{2}} + \frac{(r_3^j)^* (h_{1,j} + h_{2,j})}{\sqrt{2}} + \frac{(r_4^j)^* (h_{1,j} - h_{2,j})}{\sqrt{2}} \right) \right] - s_3 \Bigg|^2 + \left(-1 + \sum_{j=1}^{n_R} \sum_{i=1}^3 |h_{i,j}|^2 \right) |s_3|^2 \quad (3.33)$$

ส่วนการถอดรหัสค่าเมตริกซ์ H_4 เพื่อหาค่าผลต่างที่ใกล้เคียงที่สุดสำหรับค่า s_1 คือ

$$\left[\sum_{j=1}^{n_R} \left(r_1^j h_{1,j}^* + (r_2^j)^* h_{2,j} + \frac{(r_4^j - r_3^j) (h_{3,j}^* - h_{4,j}^*)}{2} - \frac{(r_3^j + r_4^j)^* (h_{3,j} + h_{4,j})}{2} \right) \right] - s_1 \Bigg|^2$$

$$+ \left(-1 + \sum_{j=1}^{n_R} \sum_{i=1}^4 |h_{i,j}|^2 \right) |s_1|^2 \quad (3.34)$$

สำหรับค่า s_2 คือ

$$\left[\sum_{j=1}^{n_R} \left(r_1^j h_{2,j}^* - (r_2^j)^* h_{1,j} + \frac{(r_4^j + r_3^j)(h_{3,j}^* - h_{4,j}^*)}{2} + \frac{(-r_3^j + r_4^j)^*(h_{3,j} + h_{4,j})}{2} \right) \right] - s_2 \Bigg|^2 + \left(-1 + \sum_{j=1}^{n_R} \sum_{i=1}^4 |h_{i,j}|^2 \right) |s_2|^2 \quad (3.35)$$

สำหรับค่า s_3 คือ

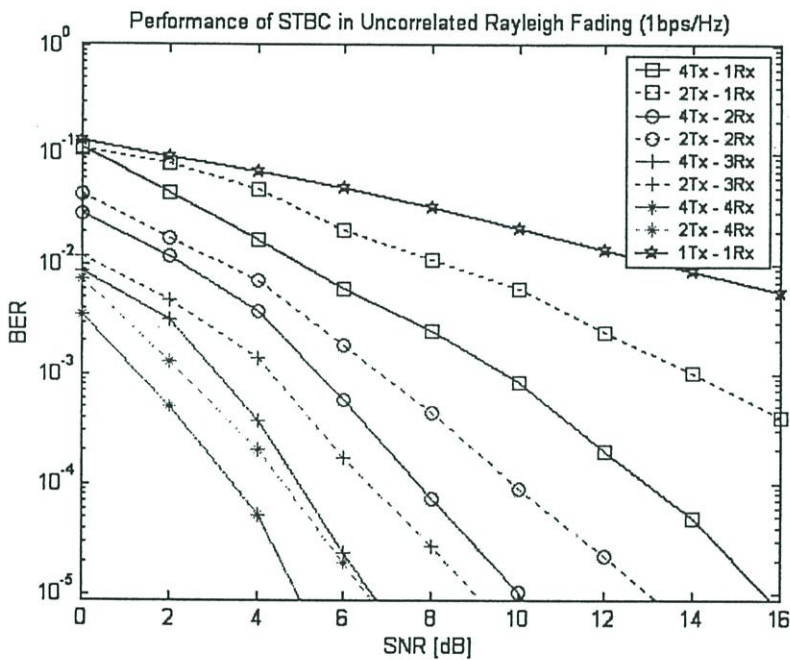
$$\left[\sum_{j=1}^{n_R} \left(\frac{(r_1^j + r_2^j)h_{3,j}^*}{\sqrt{2}} + \frac{(r_1^j - r_2^j)h_{4,j}^*}{\sqrt{2}} + \frac{(r_3^j)^*(h_{1,j} + h_{2,j})}{\sqrt{2}} + \frac{(r_4^j)^*(h_{1,j} - h_{2,j})}{\sqrt{2}} \right) \right] - s_3 \Bigg|^2 + \left(-1 + \sum_{j=1}^{n_R} \sum_{i=1}^4 |h_{i,j}|^2 \right) |s_3|^2 \quad (3.36)$$

3.5 สมรรถนะของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์

จากหัวข้อที่กล่าวมา ทำให้ทราบว่า การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์สามารถนำมาใช้ ร่วมกับการส่งผ่านทางด้านส่งที่มีชุดสายอากาศหลายๆ ชุด โดยให้ผลลัพธ์ที่ใกล้เคียงกับการใช้ อัตราส่วนการรวมกันสูงสุดในเครื่องรับที่ใช้ชุดสายอากาศหลายชุดในการรับสัญญาณนั่นเอง สำหรับประโยชน์ของการเข้ารหัสบล็อกแบบนี้จะอยู่ในรูปของอัตราขยายไคเวอร์ซิตี (diversity gains) พร้อมกับความสัมพันธ์ที่เพิ่มขึ้นตามจำนวนของชุดสายอากาศที่เพิ่มขึ้นด้วยเช่นกัน ขณะที่เครื่องรับไม่ค่อยมีความซับซ้อนมากนักเพราะใช้ชุดสายอากาศทางด้านรับเพียงชุดเดียว [21]

ประสิทธิภาพเชิงสเปกตรัมของรูปแบบการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์จะขึ้นอยู่กับชนิดของการมอดูเลต (modulation type) และรูปแบบการเข้ารหัส (coding rate) ที่ถูกนำมาใช้งาน ตัวอย่างเช่น G_2 -QPSK นั่นคือมีรูปแบบของการเข้ารหัสเป็น G_2 ร่วมกับสัญลักษณ์ที่ถูกมอดูเลตแบบ QPSK โดยที่ 4 บิตข้อมูล (2 สัญลักษณ์ QPSK) ถูกส่งออกไปในทุกๆ 2 ช่วงเวลาสัญลักษณ์ ซึ่งชนิดของการมอดูเลตเท่ากับ 2 ร่วมกับมีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ 1 ทำให้มีความเร็วในการส่งผ่านสัญญาณที่ 2 bps/Hz ถ้าเป็นแบบ G_4 -QPSK นั่นคือมี 8 บิตข้อมูล (4 สัญลักษณ์ QPSK) ถูกส่งออกไปในทุกๆ 8 ช่วงเวลาสัญลักษณ์ โดย G_4 มีอัตราการเข้ารหัสอยู่ที่ 0.5 ทำให้มีความเร็วในการส่งผ่านสัญญาณอยู่ที่ 1 bps/Hz

ตัวอย่างสมรรถนะของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ถูกนำเสนอในรูปแบบที่ 3.6 ค่าอัตรา การผิดพลาดของบิต (BER) สำหรับการส่งผ่านสัญญาณที่ใช้ชุดสายอากาศทางด้านส่งจำนวน 2 และ 4 ชุด ร่วมกับการใช้ชุดสายอากาศทางด้านรับจำนวน 1 ชุดจนถึง 4 ชุด ถูกนำมาแสดงด้วย เช่นกัน ซึ่งค่าบนแกน X ถูกแทนด้วยค่า SNR ต่อบิตที่เครื่องรับ ส่วนแกน Y ถูกแทนด้วยค่า BER ของระบบ โดย G_2 -BPSK และ G_4 -QPSK ถูกนำมาใช้สำหรับชุดสายอากาศทางด้านส่ง 2 ชุด และ 4 ชุด ตามลำดับ ซึ่งทั้งสองระบบนี้จะมีความเร็วในการส่งผ่านสัญญาณเท่ากันที่ 1 bps/Hz ส่วนค่า BER ของชุดสายอากาศทางด้านส่ง-รับจำนวน 1 ชุด (1Tx-1Rx) ได้ถูกนำมาเพื่อเป็นจุดอ้างอิงในการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ



รูปที่ 3.6 สมรรถนะของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์บนช่องสัญญาณที่มีการจางแบบ เรย์ลี

จากรูปที่ 3.6 พบว่าการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์สามารถเพิ่มสมรรถนะของระบบ ได้ซึ่งเหมือนกับมีอัตราขยายโคเวอรัจิจิตทางด้านเครื่องรับนั่นเอง โดยค่า BER ของ 4Tx-1Rx และ 2Tx-1Rx จะลดลงอย่างรวดเร็วและต่ำกว่าค่า BER ของ 1Tx-1Rx เป็นอย่างมากตามค่า SNR ที่ เพิ่มขึ้น และเมื่อเพิ่มจำนวนชุดสายอากาศทางด้านรับจะทำให้ระบบมีประสิทธิภาพดียิ่งขึ้น ซึ่งเป็น ผลมาจากค่าอัตราขยายโคเวอรัจิจิตที่เพิ่มขึ้นทั้งจากทางด้านส่งและด้านรับ สำหรับจำนวนชุด สายอากาศที่เพิ่มขึ้นนั้นในส่วนของกำลังที่ใช้ในการส่งผ่านสัญญาณในแต่ละชุดสายอากาศจะมีค่า ลดลง เมื่อกำลังทั้งหมดที่ใช้ในการส่งผ่านสัญญาณมีค่าคงที่ โดยจะถูกแบ่งให้มีค่าเท่ากันตาม จำนวนของชุดสายอากาศที่เพิ่มขึ้นนั่นเอง จากเหตุผลนี้ทำให้ค่า BER ของ 2Tx-2Rx มีค่าดีกว่า 3 dB

เมื่อเทียบกับ 4Tx-1Rx ที่ BER เท่ากับ 10^{-4} สำหรับสมรรถนะของระบบ 4Tx-2Rx จะมีค่าดีกว่า 4Tx-1Rx ประมาณ 6 dB ที่ BER เท่ากับ 10^{-5} และเมื่อเพิ่มจำนวนชุดสายอากาศทางด้านรับเป็น 4Tx-3Rx และ 4Tx-4Rx จะทำให้สมรรถนะของระบบมีค่ามากขึ้นประมาณ 3.5 dB และ 5 dB ตามลำดับ

3.6 สรุป

บทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการของการใช้โคเวอริจันซ์ทางด้านรับแบบสเปซร่วมกับ การรวมกันแบบอัตราส่วนสูงสุด รวมทั้งทฤษฎีและรูปแบบของโคเวอริจันซ์ทางด้านส่งรูปแบบใหม่ พร้อมกับการเปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่างการใช้โคเวอริจันซ์ทางด้านรับกับการใช้โคเวอริจันซ์ ทางด้านส่งว่ามีความแตกต่างกันอย่างไร รวมทั้งอธิบายโครงสร้างของการเข้ารหัสและการ ถอดรหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ซึ่งขึ้นอยู่กับจำนวนของชุดสายอากาศทางด้านส่ง โดยชุด สายอากาศทางด้านรับถูกกำหนดให้มีเพียงหนึ่งชุดเท่านั้น สุดท้ายได้กล่าวถึงสมรรถนะของการ เข้ารหัสบล็อกแบบ สเปซ-ไทม์ว่ามีปัจจัยใดที่ส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของระบบ ซึ่งสิ่งต่างๆ ที่กล่าวมาทั้งหมดเหล่านี้ล้วนแล้วแต่เป็นความรู้พื้นฐานที่สำคัญในการศึกษา ค้นคว้า และวิเคราะห์ การทำงานของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์

บทที่ 4

การแพร่กระจายคลื่นวิทยุ

4.1 บทนำ

ในบทนี้จะได้อธิบายถึงหลักการเบื้องต้นของการแพร่กระจายคลื่นวิทยุ (radio wave propagation) บนช่องสัญญาณที่มีการแจกแจง (distribution) แบบต่างๆ ซึ่งนำมาใช้ในการออกแบบและสร้างแบบจำลองสำหรับระบบการส่งผ่านสัญญาณจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับ โดยปกติสัญญาณที่ถูกส่งออกไปจะถูกลดทอนและอาจถูกบดบังสัญญาณในรูปของสิ่งก่อสร้าง ภูเขา หรือต้นไม้ เป็นต้น ซึ่งส่งผลทำให้ช่องสัญญาณอาจมีการเปลี่ยนแปลงและส่งผลกระทบต่อคุณภาพของสัญญาณทางด้านรับได้ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในระบบการสื่อสารไร้สายนั้น ความเร็วในการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์ทางด้านเครื่องรับมีผลทำให้ระดับสัญญาณเกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วและฉับพลัน ทำให้ยากต่อการคาดเดาสภาวะของช่องสัญญาณที่เกิดการเปลี่ยนแปลงขึ้น จึงส่งผลกระทบต่อถึงคุณภาพของสัญญาณที่อุปกรณ์ทางด้านเครื่องรับให้มีค่าเฉลี่ย ฉะนั้นจึงต้องมีการพิจารณาระบบการส่งผ่านสัญญาณที่มีความเหมาะสมกับความต้องการใช้งานในแต่ละสภาวะของช่องสัญญาณด้วยเช่นกัน

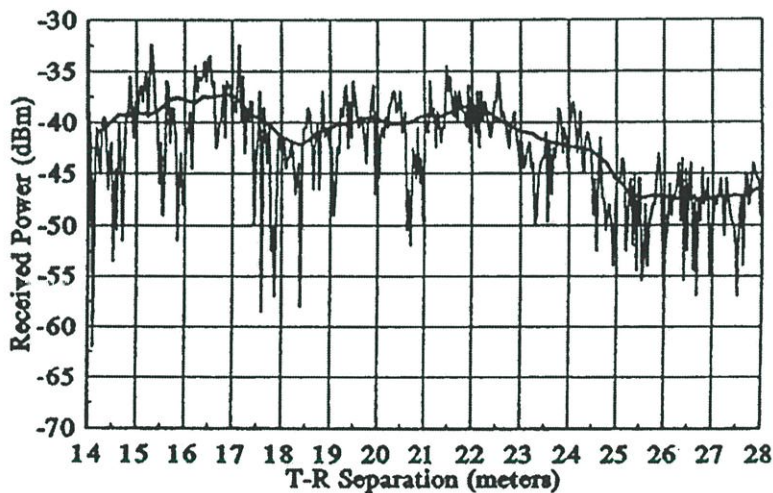
4.2 การแพร่กระจายคลื่นวิทยุ

โดยปกติเมื่อคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเดินทางออกไปจะเกิดการแพร่กระจาย (propagation) ที่แตกต่างกัน ซึ่งอาจจัดอยู่ในรูปของการสะท้อน (reflection) การเลี้ยวเบน (diffraction) และการกระจัดกระจาย (scattering) ซึ่งโดยส่วนมากระบบการสื่อสารที่อยู่ภายใต้พื้นที่ในเมืองจะพบว่าไม่มีส่วนของสัญญาณตรง (line-of-sight: LOS) ที่ส่งจากเครื่องส่งมายังเครื่องรับ เนื่องจากเครื่องส่งส่วนมากมักจะติดตั้งอยู่บนอาคารสูงเพื่อให้ครอบคลุมพื้นที่ให้บริการนั่นเอง ดังนั้นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ถูกส่งออกมาจึงถูกบดบังและเกิดการเปลี่ยนแปลงตามวัตถุหรืออาคารที่ล้อมรอบในบริเวณเหล่านั้นด้วยเช่นกัน และเนื่องจากระยะทางระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับที่เพิ่มมากขึ้นยิ่งส่งผลทำให้ความแรงของสัญญาณมีค่าลดลง รวมทั้งอาจทำให้เกิดการจางหายแบบหลายวิถีด้วย (multipath fading)

รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นอยู่บนพื้นฐานของการคาดหมายค่าความแรงเฉลี่ยของสัญญาณที่รับได้ตามระยะทางที่กำหนด โดยระยะทางระหว่างเครื่องส่งไปยังเครื่องรับ (Transmitter-Receiver: T-R) จะถูกนำมาใช้ในการประมาณพื้นที่ใช้งานของเครื่องส่ง ถ้าระยะทางมีขนาดหลายร้อยเมตรขึ้นไปจะเรียกรูปแบบการแพร่กระจายแบบนี้ว่า “สเกลแบบกว้าง” (large-

scale) สำหรับในส่วนช่วงระยะเวลาสั้นๆ หรือระยะทางไม่กี่โกลมากนั้ก (2-3 เท่าของช่วงความยาวคลื่น) จะเรียกรูปแบบนี้ว่า “สเกลแบบแคบ” (small-scale)

ถ้าเครื่องรับมีการเคลื่อนที่ด้วยระยะทางไม่กี่โกลมากนั้ก ความแรงของสัญญาณที่รับได้นั้น จะเกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วจนทำให้เกิดการจางหายที่เป็นสเกลแบบแคบขึ้น ซึ่งอาจทำให้กำลังของสัญญาณมีขนาดลดลงเกือบ 3-4 ชั้น หรือประมาณ 30-40 dB แต่ถ้าเครื่องรับมีการเคลื่อนที่ออกห่างจากเครื่องส่งไปด้วยระยะทางไกลมาก ค่าเฉลี่ยของสัญญาณที่รับได้จะค่อยๆ ลดลงและมีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ ตามระยะทางที่เพิ่มขึ้น ซึ่งการจางหายที่เกิดขึ้นนี้จะเรียกว่าเป็นสเกลแบบกว้าง รูปที่ 4.1 แสดงตัวอย่างของระบบการสื่อสารภายในที่สัญญาณทางด้านรับมีการเปลี่ยนแปลงทั้งการจางหายในรูปของสเกลแบบแคบและสเกลแบบกว้าง จากรูปจะพบว่า การจางหายที่เกิดขึ้นอย่างรวดเร็วนั้นจะเกิดขึ้นตามการเคลื่อนที่ของเครื่องรับ แต่ถ้าเป็นสเกลแบบกว้างพบว่า การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณจะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ ตามระยะทางที่เพิ่มขึ้นนั่นเอง ส่วนองค์ประกอบที่ทำให้เกิดการจางหายทั้งสองรูปแบบนั้นจะขอกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป



รูปที่ 4.1 การจางหายในรูปของสเกลแบบแคบและสเกลแบบกว้าง

4.3 สเกลแบบกว้าง

การสะท้อน การเลี้ยวเบน และการกระจัดกระจาย ทั้ง 3 เป็นการแพร่กระจายพื้นฐานของสเกลแบบกว้าง ซึ่งมีผลกระทบต่อระบบการสื่อสารแบบเคลื่อนที่อย่างมาก สามารถอธิบายได้ดังนี้

- การสะท้อน เกิดขึ้นเมื่อคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแพร่กระจายออกไปกระทบกับวัตถุ ซึ่งวัตถุมีขนาดใหญ่กว่ามากเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นของคลื่นที่แพร่กระจายไป การสะท้อนนั้นเกิดขึ้นจากพื้นผิวของโลก อาคาร และผนัง เป็นต้น

- การเลี้ยวเบน เกิดขึ้นเมื่อเส้นทางของคลื่นวิทยุระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ ถูกขวางกั้นด้วยพื้นผิววัตถุซึ่งมีลักษณะไม่เรียบบริเวณขอบของวัตถุนั้นๆ ส่งผลทำให้เกิดคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าขึ้นมาใหม่และส่งผ่านทะลุออกไปทางด้านหลังของวัตถุ ซึ่งเกิดมาจากการเลี้ยวเบนของคลื่นนั่นเอง ในกรณีความถี่สูงๆ การเลี้ยวเบนจะมีลักษณะคล้ายกับการสะท้อน ซึ่งขึ้นอยู่กับรูปทรงเรขาคณิตของวัตถุ โดยคลื่นที่ตกกระทบจะมีขนาด เฟส และการเดินทางของคลื่น (polarization) เช่นเดียวกันกับจุดที่เกิดการเลี้ยวเบน

- การกระจัดกระจาย เกิดขึ้นเมื่อคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเดินทางผ่านตัวกลาง มาพบวัตถุที่มีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับความยาวคลื่น แต่จำนวนของสิ่งกีดขวางต่อพื้นที่มีจำนวนมาก คลื่นที่กระจัดกระจายมักจะเกิดจากวัตถุที่มีผิวขรุขระ ขนาดเล็ก หรือวัตถุอื่นๆ ที่มีผิวไม่เรียบ ในทางปฏิบัติการกระจัดกระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับระบบการสื่อสารแบบเคลื่อนที่นั้น มักเกิดมาจากใบไม้ ป้ายบอกทาง หรือเสาไฟ เป็นต้น

การสูญเสียวิถี (path loss: PL) เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญที่สุดของรูปแบบการแพร่กระจายสเกลแบบกว้างที่ถูกนำมาใช้ในการคาดหมายประสิทธิภาพของระบบการสื่อสาร ซึ่งการสูญเสียวิถีนี้จะแทนการลดทอนของสัญญาณ มีขนาดเป็นจำนวนเต็มบวกโดยมีการวัดค่าเป็น dB และถูกกำหนดตามค่าความแตกต่างระหว่างกำลังทางด้านส่งและกำลังที่รับได้ มีค่าเป็น dB เช่นเดียวกัน ถ้าไม่นับรวมถึงอัตรายายของสายอากาศทางด้านส่งและทางด้านรับ ค่าการสูญเสียวิถีจะถูกเรียกว่าการสูญเสียในอากาศ (free space loss) ถูกกำหนดโดย

$$PL(dB) = 10 \log \frac{P_t}{P_r} = -10 \log \left[\frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \right] \quad (4.1)$$

เมื่อ P_t และ P_r แทนกำลังทางด้านส่งและกำลังที่รับได้ ตามลำดับ ส่วน d คือ ระยะทางระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ

ในทางทฤษฎีและการทดลอง พบว่าค่าเฉลี่ยกำลังของสัญญาณที่รับได้จะลดลงเป็นลักษณะแบบลอการิทึมกับระยะทาง ไม่ว่าจะเป็นช่องสัญญาณทั้งภายนอกและภายในตัวอาคาร [2] ซึ่งมีการกระจายเป็นแบบปรกติล็อก (log-normally distribution) ซึ่งมีค่าประมาณตามระยะทางเฉลี่ยใน [22]-[23] นั่นคือ

$$PL(d) = \overline{PL}(d) + X_\sigma = \overline{PL}(d) + 10n \log \left(\frac{d}{d_0} \right) + X_\sigma \quad (4.2)$$

เมื่อ X_s คือค่าการเปลี่ยนแปลงการแจกแจงแบบเกาส์เซียนที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์มีหน่วยเป็น dB กับค่าการเบี่ยงเบนมาตรฐาน σ ซึ่งมีหน่วยเป็น dB เช่นเดียวกัน และ n คือเลขยกกำลังของ PL

การแจกแจงแบบปรกติล็อก (log-normal distribution) เกิดขึ้นมาจากผลกระทบในลักษณะของการบดบัง (shadowing) ซึ่งจากการทดลองในหลายๆ สถานที่ด้วยการกำหนดระยะทางระหว่าง T-R ที่มีค่าใกล้เคียงกัน พบว่ามีลักษณะที่ใกล้เคียงกันแต่มีระดับความยุ่งเหยิงที่แตกต่างกันบนเส้นทางของการแพร่กระจาย ฉะนั้นปรากฏการณ์นี้จึงถูกเรียกว่า “การบดบังแบบปรกติล็อก” (log-normal shadowing) นั่นคือระดับสัญญาณที่ได้จากการวัดที่ระยะทางเฉพาะ T-R มีค่าการแจกแจงแบบเกาส์เซียนเท่ากับค่าเฉลี่ยของ PL ใน (4.2) ซึ่งค่าที่วัดได้มีหน่วยเป็น dB เช่นเดียวกันกับค่าการเบี่ยงเบนมาตรฐาน

4.4 สเกลแบบแคบ

สเกลแบบแคบ หรือเรียกง่าย ๆ ว่าการจางหาย (fading) ถูกใช้ในการอธิบายถึงขนาดของสัญญาณวิทยุที่มีการเปลี่ยนแปลงขึ้นลงอย่างรวดเร็วบนช่วงระยะเวลาสั้นๆ หรือระยะทางในการเดินทางของคลื่นไม่มากนัก ซึ่งผลกระทบในส่วนของ การสูญเสียวิถีสเกลแบบกว้างอาจถูกตัดทิ้งไป การจางหายเป็นสาเหตุทำให้เกิดการแทรกสอดระหว่างสองสัญญาณที่ถูกส่งออกมาหรือมากกว่านั้น ซึ่งมาถึงที่เครื่องรับด้วยระยะเวลาที่แตกต่างกันเพียงเล็กน้อย คลื่นเหล่านี้ถูกเรียกว่า “คลื่นหลายวิถี” โดยสัญญาณจะถูกนำมารวมกันที่เสาอากาศทางด้านเครื่องรับ ซึ่งอาจมีการเปลี่ยนแปลงอย่างมากในรูปของขนาดและเฟส โดยขึ้นอยู่กับ การกระจายของสัญญาณ เวลาของการแพร่กระจายของคลื่น และแบนด์วิธของสัญญาณที่ถูกส่งออกมา

แฟกเตอร์ที่ส่งผลกระทบต่อ การเกิดจางหาย มีดังนี้คือ

- การแพร่กระจายแบบหลายวิถี เกิดขึ้นจากการสะท้อนของคลื่นที่มาจากพื้นหรือสิ่งก่อสร้างที่อยู่ล้อมรอบเครื่องรับ จึงทำให้ทิศทางของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าและระยะเวลาที่มาถึงของสัญญาณมีค่าแตกต่างกันด้วยเช่นกัน ซึ่งอาจทำให้ความแรงของสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลาพร้อมกับเกิดการเพี้ยนไปของสัญญาณ และนำไปสู่การเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญญาณขึ้นไปได้

- ความเร็วของเครื่องรับ ความสัมพันธ์ของการเคลื่อนที่ระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับจะเกิดเปลี่ยนแปลงในรูปของความถี่ เนื่องด้วยการเคลื่อนไปของดอปเปลอร์ (doppler shift) ที่แตกต่างกัน ซึ่งขึ้นอยู่กับทิศทาง การเคลื่อนที่ไปของเครื่องรับเมื่อเทียบกับเครื่องส่ง เช่นถ้าเครื่องรับมีการเคลื่อนที่เข้าหาเครื่องส่งค่าดอปเปลอร์นี้จะมีค่าเป็นบวก และถ้าเดินทางในทิศทางตรงกันข้ามจะมีค่าเป็นลบ

- ความเร็วของวัตถุแวดล้อม ถ้าวัตถุมีการเคลื่อนที่จะส่งผลทำให้ส่วนประกอบของคลื่นหลายวิถีมีการเปลี่ยนแปลงในรูปของค่าดอปเปลอร์เช่นเดียวกัน โดยเฉพาะถ้าวัตถุมีการเคลื่อนที่ไป

ด้วยความเร็วมากกว่าตัวเครื่องรับ นั่นคือผลกระทบนี้จะเป็นส่วนสำคัญที่ทำให้เกิดการจางหายขึ้น แต่อย่างไรก็ตามการเคลื่อนที่ไปของวัตถุโดยรอบอาจจะถูกตัดทิ้งไป ซึ่งโดยส่วนมากจะพิจารณาเฉพาะความเร็วของเครื่องรับเท่านั้น

- แบนด์วิคท์ของสัญญาณทางด้านส่ง ถ้าแบนด์วิคท์ของสัญญาณที่ถูกส่งออกมามีค่ามากกว่าแบนด์วิคท์ของช่องสัญญาณแบบหลายวิถีสัญญาณที่รับได้ อาจเกิดการเพี้ยนไปได้ แบนด์วิคท์ของช่องสัญญาณสามารถกำหนดได้โดยแบนด์วิคท์ร่วมนัย (coherence bandwidth) ซึ่งจะเกี่ยวข้องกับโครงสร้างของช่องสัญญาณแบบหลายวิถีโดยเฉพาะ ถ้าสัญญาณที่ถูกส่งออกไปเป็นแบนด์วิคท์อย่างแคบเมื่อเทียบกับช่องสัญญาณ จะพบว่าขนาดของสัญญาณจะเกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วแต่สัญญาณจะไม่เกิดการเพี้ยนไป

4.5 การแจกแจง

4.5.1 การแจกแจงแบบเรย์ลี

ในช่องสัญญาณวิทยุ (Radio channel) การแจกแจงแบบเรย์ลี (rayleigh distribution) มักถูกนำไปใช้ในการอธิบายถึงสถิติตามเวลาที่เปลี่ยนแปลงไปของสัญญาณทางด้านรับที่ถูกห่อหุ้ม (enveloped) ด้วยการจางหายแบบเรียบ หรืออธิบายถึงส่วนประกอบของการแพร่กระจาย ซึ่งถูกแสดงตามผลบวกเฟสเซอร์ของจำนวนสัญญาณที่กระจัดกระจายทั้งหมด

$$R_{diffuse} = r \cdot e^{j\theta} = \sum_{j=1}^n A_j \cdot e^{j\phi_j} \quad (4.3)$$

เมื่อ r , θ คือขนาด และเฟสของส่วนประกอบของการแพร่กระจายคลื่น ตามลำดับ ϕ_j คือเฟสของส่วนประกอบการแพร่กระจายคลื่นลำดับที่ j^{th} และ A_j คือขนาดสุมของคลื่นที่กระจัดกระจายลำดับที่ j^{th} ซึ่งเกี่ยวข้องกับส่วนประกอบของสัญญาณที่รับได้ตรง ซึ่งผลรวมที่ได้สามารถเทียบได้กับค่า h_n ในสมการ (3.1) ถ้าสัญญาณที่กระจัดกระจายมีการสุมที่เพียงพอและเฟสมีการแจกแจงแบบเดียวกันบนช่วง 2π นั่นคือสามารถจัดรูปแบบส่วนประกอบการแพร่กระจายให้อยู่ในรูปของฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (PDF) กำหนดโดย [24]

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) & (0 \leq r < \infty) \\ 0 & (r > 0) \end{cases} \quad (4.4)$$

เมื่อ σ คือค่าเฉลี่ยของสัญญาณที่รับได้ และ σ^2 คือกำลังของสัญญาณที่รับได้ที่เวลาเฉลี่ยก่อนที่จะตรวจวัด

สำหรับการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้ เมื่อกำหนดฟังก์ชันความหนาแน่นแบบเรย์ลีด้วยพารามิเตอร์ \bar{K} มีหน่วยเป็น dB จะได้ว่า

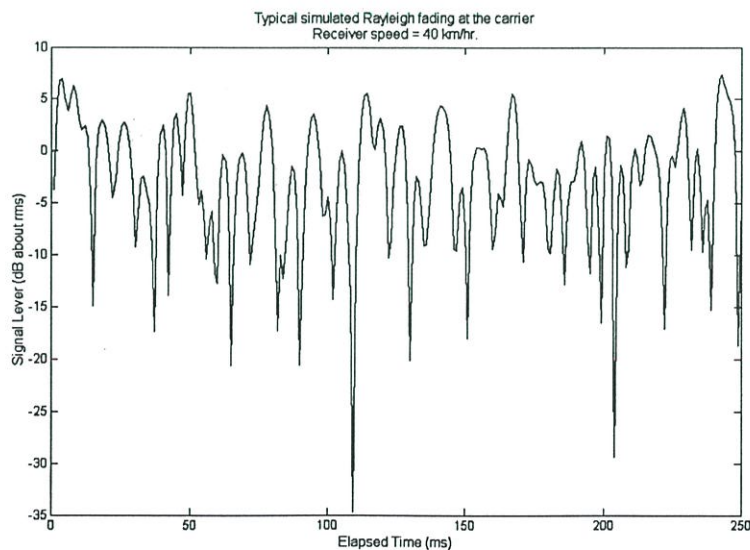
$$\bar{K} = 10 \log \frac{1}{2\sigma^2} \quad (4.5)$$

เมื่อ \bar{K} คือค่าที่ถูกกำหนดขึ้นตามอัตราส่วนกำลังของคลื่นพาทกับคลื่นหลายวิถีด้วยกำลังของคลื่นพาทที่ถูกสมมติให้มีค่าเป็นหนึ่ง ถ้าแทนฟังก์ชันความหนาแน่นแบบเรย์ลีในรูปของ \bar{K} สมการ (4.4) จะกลายเป็น

$$p(r) = \begin{cases} \frac{2r}{10^{-\bar{K}/10}} \exp\left(-\frac{r^2}{10^{-\bar{K}/10}}\right) & (0 \leq r < \infty) \\ 0 & (r > 0) \end{cases} \quad (4.6)$$

รูปที่ 4.2 แสดงตัวอย่างความน่าจะเป็นของสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบเรย์ลีที่ถูกห่อหุ้มด้วยฟังก์ชันของเวลา พบว่ามีค่าเฉลี่ยของสัญญาณอยู่ที่ระดับ -5 dB และมีค่าการลดทอนของระดับสัญญาณต่ำสุดประมาณ -35 dB สำหรับความน่าจะเป็นของสัญญาณที่รับได้จะไม่มากกว่าค่าเฉพาะ R ซึ่งถูกกำหนดโดยฟังก์ชันการแจกแจงแบบสะสม (cumulative distribution function: CDF) ดังนี้

$$P_{Rayleigh}(R) = P_{Rayleigh}(r < R) = \int_0^R P_{Rayleigh}(r) dr = 1 - \exp\left(-\frac{R^2}{10^{-\bar{K}/10}}\right) \quad (4.7)$$



รูปที่ 4.2 ความน่าจะเป็นของสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบเรย์ลีที่ $fd = 200$ Hz

4.5.2 การแจกแจงแบบไรเซียน

การแจกแจงแบบไรเซียน (rician distribution) เป็นรูปแบบที่ถูกนำมาใช้ในการอธิบาย ส่วนประกอบที่ไม่ถูกคบบัง (unshadowing) นั่นคือยังคงมีส่วนประกอบของ LOS สามารถแสดง ตามผลบวกเฟสเซอร์ของค่าคงที่และจำนวนของสัญญาณที่กระจกระบาย

$$R_{unshadowed} = r \cdot e^{j\theta} = C + \sum_{j=1}^n A_j \cdot e^{j\phi_j} \quad (4.8)$$

เมื่อ C คือสัญญาณแบบร่วมนัยที่มีค่าคงที่ และอีกส่วนหนึ่งเป็นส่วนประกอบของการแจกแจง แบบเรย์ลี ถ้าในกรณีที่ค่าคงที่ของสัญญาณแบบร่วมนัยมีค่าลดลงจนเท่ากับศูนย์ พบว่าการแจกแจง แบบไรเซียนจะกลายเป็นการแจกแจงแบบเรย์ลีนั่นเอง ซึ่งผลรวมที่ได้สามารถเทียบได้กับค่า h_n ใน สมการ (3.1) ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของการแจกแจงแบบไรเซียน ถูกกำหนดโดย

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2+C^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{Cr}{\sigma^2}\right) & (C \geq 0, r \geq 0) \\ 0 & (r < 0) \end{cases} \quad (4.9)$$

เมื่อ $I_0(\cdot)$ คือค่าเบสเซล (Bessel Function) ฟังก์ชันชนิดที่หนึ่งและค่าอันดับศูนย์ โดยทั่วไปการ แจกแจงแบบไรเซียนถูกอธิบายในเทอมของพารามิเตอร์ K ซึ่งถูกกำหนดตามอัตราส่วนกำลัง ระหว่างคลื่นพาท์กับคลื่นหลายวิถี โดย $K = C^2 / (2\sigma^2)$ อยู่ในเทอมของ dB ดังนั้น

$$K(\text{dB}) = 10 \log \frac{C^2}{2\sigma^2} \quad (4.10)$$

รูปที่ 4.3 แสดงตัวอย่างความน่าจะเป็นของสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบไรเซียน ที่ กำหนดค่า $K = 6$ dB พบว่าระดับของสัญญาณมีค่าเฉลี่ยที่ระดับ 0 dB และมีค่าการลดทอนของ ระดับสัญญาณต่ำสุดประมาณ -13 dB

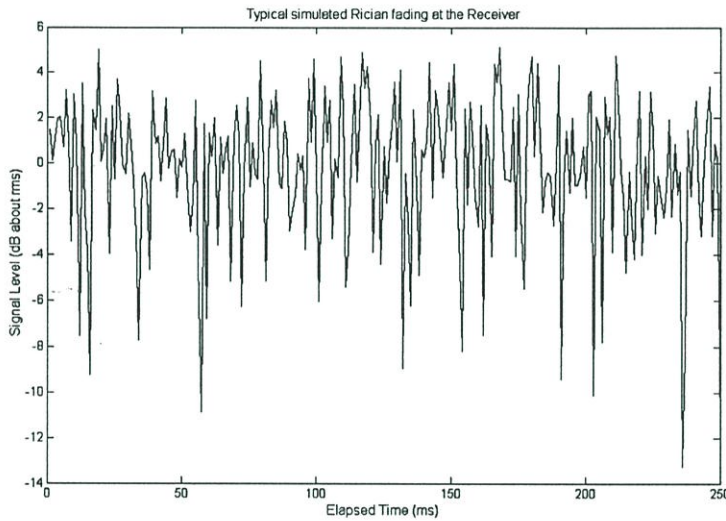
4.5.3 การแจกแจงแบบปรกติล็อก

การแจกแจงแบบปรกติล็อก (log-normal distribution) เป็นส่วนหนึ่งของรูปแบบที่ถูกใช้ในการ อธิบายการแพร่กระจายที่ถูกคบบัง การแจกแจงแบบนี้เกิดขึ้นมาจากข้อสมมติของการ เปลี่ยนแปลงแบบสุ่ม ซึ่งในส่วนของการเปลี่ยนแปลงนั้นได้ถูกนำมารวมกันโดยเพิ่มจำนวนขั้นตอน ที่เหมาะสมเข้าไปหลายๆ ขั้นตอนตามการแจกแจงแบบปรกติ (normal distribution) ที่เกิดจากข้อ

สมมติของการเปลี่ยนแปลงแบบสุ่ม ในส่วนของการเปลี่ยนแปลงนั้นจะถูกนำมารวมกันโดยการเพิ่มขึ้นตอนเพิ่มขึ้น [24]-[25]

$$R_{\log normal} = r \cdot e^{j\theta} = \prod_{j=1}^n B_j \cdot \exp \left[j \sum_{j=1}^n \Phi_j \right] \quad (4.11)$$

เมื่อ B_j คือลำดับของการเปลี่ยนแปลงแบบสุ่มทางด้านบวกที่อิสระต่อกัน และเฟส Φ_j เป็นการกระจายแบบยูนิฟอร์มระหว่าง 0 และ 2π ซึ่งผลรวมที่ได้สามารถเทียบได้กับค่า h_n ในสมการ (3.1)



รูปที่ 4.3 ความน่าจะเป็นของสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบไรเซียนที่กำหนดค่า $K = 6$ dB

ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของการแจกแจงแบบปรกติล็อก ถูกกำหนดโดย [24]

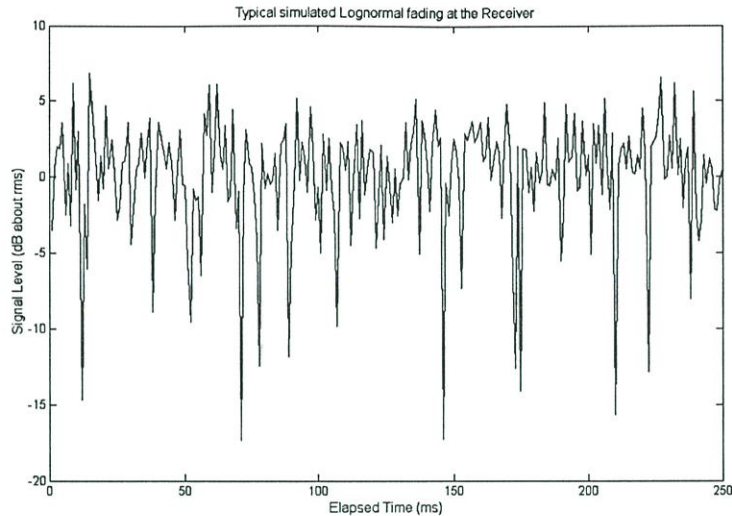
$$p(r) = \begin{cases} \frac{1}{r\delta\sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{(\ln r - \mu)^2}{2\delta^2} \right] & (r > 0) \\ 0 & (r \leq 0) \end{cases} \quad (4.12)$$

เมื่อ r คือขนาดของสัญญาณ, μ คือค่าเฉลี่ยของ $\ln r$ และ δ คือค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของ $\ln r$ สำหรับฟังก์ชันความหนาแน่นแบบปรกติล็อกจะถูกกำหนดด้วย μ_{dB} และ δ_{dB} ในรูปของ dB ซึ่งกำหนดได้ดังนี้

$$\log r = (\log e) \ln r \quad (4.13)$$

$$\mu_{dB} = (20 \log e) \mu \quad (4.14)$$

$$\delta_{dB} = (20 \log e) \delta \quad (4.15)$$



รูปที่ 4.4 ความน่าจะเป็นของสัญญาณที่เกิดการจางหายปรกติ์ล็อกที่กำหนดค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานเท่ากับ 4 dB

รูปที่ 4.4 แสดงตัวอย่างความน่าจะเป็นของสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบปรกติ์ล็อก ที่มีค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานเท่ากับ 4 dB พบว่าค่าเฉลี่ยของระดับสัญญาณมีระดับอยู่ที่ 0 dB และมีค่าการลดทอนต่ำสุดอยู่ที่ประมาณ -18 dB

4.6 สรุป

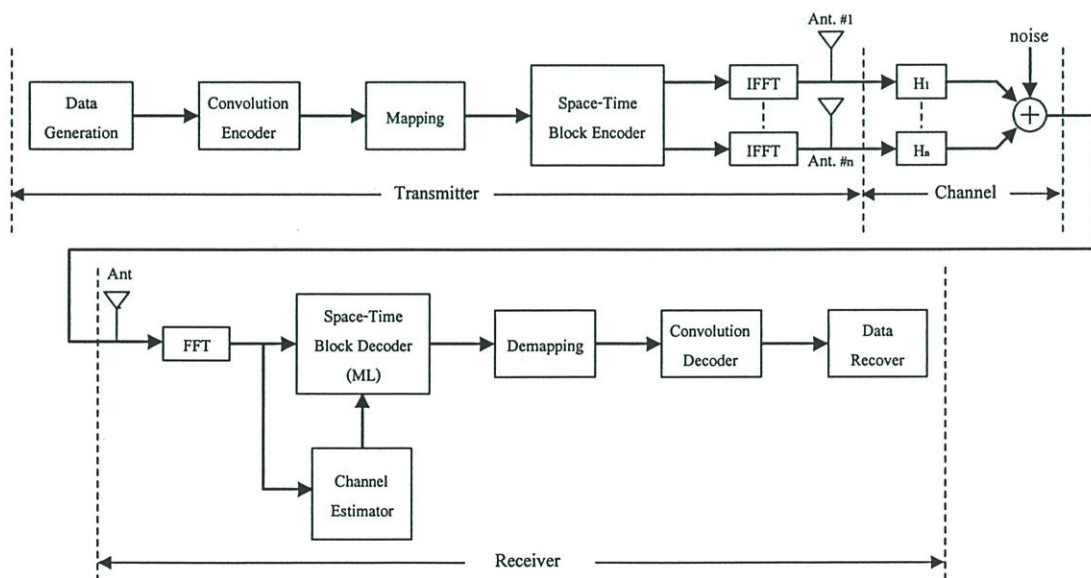
สำหรับเนื้อหาในบทนี้ได้กล่าวถึงหลักการเบื้องต้นของการแพร่กระจายคลื่นวิทยุบนช่องสัญญาณที่มีการแจกแจงแบบต่าง ๆ เช่นการแจกแจงแบบเรย์ลี การแจกแจงแบบไรเซียนและการแจกแจงแบบปรกติ์ล็อก เป็นต้น ซึ่งการแจกแจงแต่ละแบบนี้รองรับสถานะของช่องสัญญาณที่มีลักษณะแตกต่างกันออกไป เมื่อพิจารณาในส่วนของ การส่งผ่านสัญญาณจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับ พบว่าสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับเกิดการเปลี่ยนแปลงขึ้นทั้งในรูปของขนาดและเฟส ซึ่งเป็นผลเนื่องมาจากเกิดการจางหายในรูปของสเกลแบบกว้างและสเกลแบบแคบ เช่นระยะทางที่เพิ่มขึ้น ความเร็วของเครื่องรับ การสะท้อน หรือเกิดการประวิงเวลาแบบหลายวิถี เป็นต้น ดังนั้นการออกแบบระบบทั้งหมดจึงควรต้องพิจารณาถึงความต้องการการใช้งานทางด้านเครื่องรับ และความเหมาะสมต่อสถานะของช่องสัญญาณในแต่ละพื้นที่ ด้วยเช่นกัน เพื่อให้ระบบมีประสิทธิภาพสูงสุดนั่นเอง

บทที่ 5

การออกแบบและการทำแบบจำลอง

5.1 บทนำ

ในบทที่ 5 นี้ได้กล่าวถึงการออกแบบ การทำแบบจำลองและการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบการส่งผ่านแบบ OFDM ซึ่งได้นำวิธีการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ร่วมกับเทคนิคโคเวอริจันตีทางด้านส่งมาใช้ในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบให้ดียิ่งขึ้น โดยนำโปรแกรม MATLAB มาใช้ในการจำลองแบบการทำงานของระบบ OFDM การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์และช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบต่างๆ โดยสมรรถนะที่ได้จากการจำลองแบบนี้จะถูกนำมาวิเคราะห์ในรูปวิธีเชิงตัวเลขตามรูปแบบของอัตราการผิดพลาดแบบต่างๆ (error rate) และค่าวิสัยสามารถของระบบ (throughput) เพื่อหาประสิทธิภาพของระบบว่ามีการเปลี่ยนแปลงไปอย่างไรเมื่อเทียบกับระบบแบบเดิม (Conventional OFDM) ซึ่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้สมมติให้ไม่มีการผิดพลาดเกิดขึ้นในการซิงโครไนซ์ระหว่างเครื่องส่งกับเครื่องรับ กำลังเฉลี่ยสูงสุดของทุกสัญญาณที่อุปกรณ์เครื่องรับมีค่าเท่ากัน กำหนดให้มีผู้ใช้งานเพียงหนึ่งเดียวเท่านั้น และอุปกรณ์เครื่องรับสามารถรับรู้การเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นบนช่องสัญญาณได้ตลอดเวลา ทั้งนี้เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาที่จะเกิดขึ้นจากข้อจำกัดดังที่กล่าวมานั่นเอง ซึ่งเป็นตัวแปรที่สำคัญที่ทำให้ประสิทธิภาพการทำงานของระบบ OFDM มีค่าลดลง



รูปที่ 5.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบ OFDM ที่นำการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ร่วมกับเทคนิคโคเวอริจันตีทางด้านส่งมาใช้ในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ

5.2 การออกแบบ

ในปี 1998 กลุ่มมาตรฐาน IEEE 802.11 ได้เลือกเทคนิคการส่งสัญญาณแบบ OFDM เป็นมาตรฐานระบบใหม่ที่ความถี่ 5 จิกะเฮิร์ต ซึ่งเป็นมาตรฐานแรกของระบบการสื่อสารที่นำเทคนิคนี้ มาใช้งานซึ่งเรียกมาตรฐานใหม่นี้ว่า “IEEE 802.11a” โดยระบบใหม่สามารถรองรับความเร็วในการส่งผ่านข้อมูลสูงสุดได้ถึง 54 Mbps [8] ดังนั้นการออกแบบระบบ OFDM สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้อ้างอิงตามมาตรฐานของ IEEE 802.11a พร้อมกับได้นำเทคนิคโคเวอริจิตีที่ด้านส่ง ร่วมกับการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์มาต่อใช้งานร่วมกับระบบดังกล่าวเพื่อปรับปรุงสมรรถนะระบบให้ดียิ่งขึ้น ซึ่งบล็อกโคเดแกรมของระบบทั้งหมดถูกแสดงอยู่ในรูปที่ 5.1 จำนวนชุดสายอากาศทางด้านส่งที่ใช้งานนั้นขึ้นอยู่กับแบบแผนของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ถ้าเป็นแบบแผน G_2 จะใช้สำหรับชุดสายอากาศส่งจำนวน 2 ชุด แบบแผน G_3 และ H_3 จะใช้สำหรับชุดสายอากาศส่งจำนวน 3 ชุด เป็นต้น เนื่องจากอุปกรณ์เครื่องรับสำหรับระบบการสื่อสารสมัยใหม่นั้นมักมีขนาดเล็ก และน้ำหนักเบา ทำให้การสร้างชุดสายอากาศทางด้านรับจำนวนหลายๆ ชุดนั้น อาจทำได้อย่างยากลำบาก ซึ่งเป็นการเพิ่มภาระต้นทุนให้กับอุปกรณ์เครื่องรับ ดังนั้นชุดสายอากาศทางด้านรับนั้นจึงถูกกำหนดให้มีเพียงชุดเดียวเท่านั้น การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์นั้นจะสร้างสัญญาณขึ้นมาใหม่ที่มีทั้งขนาดและเฟสที่เปลี่ยนไปจากสัญญาณเดิม เพื่อให้สัญญาณที่ถูกส่งผ่านออกไปนั้นเกิดการจางหายของสัญญาณที่มีลักษณะแตกต่างกันไปจากเดิม ทำให้เครื่องรับสามารถเลือกรับสัญญาณที่มีคุณภาพดีที่สุดสำหรับนำมาใช้งานได้ จากหลักการดังกล่าวนี้เองทำให้การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์นั้นไม่เหมาะสมสำหรับสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทั้งในรูปของเฟสและขนาดคั้งเช่นสัญญาณดิจิตอลแบบ QAM ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้กำหนดรูปแบบการมอดูเลตสัญญาณดิจิตอลให้เป็นแบบ BPSK, QPSK และ 16-PSK พร้อมทั้งกำหนดให้สัญญาณจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับอยู่ในช่องสัญญาณดังนี้ ช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบไรเซียนที่กำหนดค่า $C = 1$, $K = 6$ dB [3] ช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบปกติที่เลือกที่กำหนดค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน (δ_{dB}) เท่ากับ 4 dB และค่าเฉลี่ยปกติที่เลือก (μ_{dB}) ที่ 0 dB [26] ส่วนช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบเรย์ลีได้กำหนดความถี่คอปเปอร์สูงสุดเท่ากับ 20 Hz และค่า $\bar{K} = 3$ dB สำหรับทางด้านเครื่องรับจะใช้เทคนิคความน่าจะเป็นสูงสุด (Maximum Likelihood: ML) ร่วมกับการถอดรหัสคอนโวลูชันแบบไวเทอร์บีอัลกอริทึม (Viterbi algorithm) เพื่อนำข้อมูลทางด้านส่งกลับคืนมาทั้งหมด

สำหรับการออกแบบระบบ OFDM ตามมาตรฐาน IEEE 802.11a ที่ใช้ชุดสายอากาศทางด้านส่งจำนวน 1 ชุดและด้านรับ 1 ชุด ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แทนให้อยู่ในรูปของ ‘Conventional OFDM’ เมื่อนำเทคนิคโคเวอริจิตีร่วมกับการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์มาใช้ในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ จึงทำให้โครงสร้างของระบบเปลี่ยนไปตามจำนวนของชุดสายอากาศทางด้านและอัตราการเข้ารหัส สำหรับการใส่ชุดสายอากาศทางด้านส่งจำนวน 2 ชุดซึ่งมีอัตราการเข้ารหัส

เท่ากับ 1 จะถูกแทนอยู่ในรูปของ “STBC(G2)-OFDM” ส่วนการใช้ชุดสายอากาศทางด้านส่ง จำนวน 3 ชุดและ 4 ชุด ซึ่งมีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ $\frac{1}{2}$ จะถูกแทนอยู่ในรูปของ “STBC(G3)-OFDM” และ “STBC(G4)-OFDM” สำหรับอัตราการเข้ารหัสที่เท่ากับ $\frac{3}{4}$ จะถูกแทนอยู่ในรูปของ “STBC(H3)-OFDM” และ “STBC(H4)-OFDM” ตามลำดับ

ตารางที่ 5.1 พารามิเตอร์ที่สำคัญของระบบ OFDM ตามมาตรฐาน IEEE 802.11a

Parameters	Value
Data Rates	6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, 54 Mbps
Modulation Type	BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM
Convolution coding rate	$\frac{1}{2}$, $\frac{2}{3}$, $\frac{3}{4}$
Number of subcarriers	48
Number of pilots	4
OFDM symbol duration	4 us
Guard interval	800 ns
FFT size	64
Subcarrier spacing	312.5 kHz
-3dB Bandwidth	16.56 MHz
Channel spacing	20 MHz

ตารางที่ 5.1 แสดงพารามิเตอร์ที่สำคัญของมาตรฐาน IEEE 802.11a ซึ่งพบว่าช่วงเวลาคูมมีค่าเท่ากับ 800 ns และเนื่องจากระบบการสื่อสารแบบภายในมีค่าประวิงเวลาเฉลี่ยอยู่ที่ประมาณ 250 ns [3] ดังนั้นระบบ OFDM จึงมีความทนทานต่อการประวิงเวลาแบบหลายวิถีที่เกิดขึ้นได้เป็นอย่างดี ซึ่งรวมถึงการเลือกอัตราการเข้ารหัสและชนิดของการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลด้วยเช่นกัน สำหรับสัญลักษณ์ OFDM นั้นประกอบด้วยคลื่นพาห่อย่อยๆ ที่บรรจุด้วยข้อมูลจำนวน 48 คลื่นพาห่ ส่วนอีก 4 คลื่นพาห่อย่อยนั้นจะใช้ในการซิงโครไนซ์ระหว่างเครื่องส่งกับเครื่องรับ ขนาดของ IFFT และ FFT ถูกกำหนดให้มีขนาดเท่ากับ 64 ซึ่งเท่ากับ 2^6 โดยในส่วนที่เกินกว่าจำนวนของคลื่นพาห่อย่อยนั้นสำหรับทางด้าน IFFT จะเพิ่มบิตที่มีค่า 0 เข้าไปจนครบตามจำนวน ส่วนทางด้าน FFT นั้นทำหน้าที่กำจัดบิตที่เป็นส่วนเกินทั้งหมดออกไปและแปลงสัญญาณกลับคืนมาซึ่งทำหน้าที่ตรงกันข้ามกับ IFFT ทำให้ระบบดังกล่าวไม่มีความจำเป็นต้องมีการใช้งานของอิกควอลไลเซอร์นั่นเอง สำหรับการเข้ารหัสแบบคอนโวลูชัน (convolution coding) กำหนดให้มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ $\frac{1}{2}$ โดยที่มีความยาวจำกัดเพียง 7 รหัสข้อมูลกับค่ากำเนิดโพลีโนเมียลที่เท่ากับ (133,171) เมื่อ

กำหนดการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลเป็นแบบ BPSK, QPSK และ 16-QAM ทำให้ระบบ OFDM ตามมาตรฐาน IEEE 802.11a มีอัตราการส่งผ่านข้อมูลเท่ากับ 6, 12 และ 24 Mbps ตามลำดับ [3]

เมื่อนำเทคนิคโคเวอริจิตีทางด้านส่งร่วมกับการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์มาใช้งานร่วมกับระบบ OFDM ตามมาตรฐาน IEEE 802.11a [27] พบว่าอัตราการส่งผ่านข้อมูลมีค่าเปลี่ยนแปลงไปตามแบบแผนของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ดังแสดงอยู่ในตารางที่ 5.2 พบว่าค่าอัตราการส่งผ่านข้อมูลจะมีค่าคงที่เมื่อใช้การเข้ารหัสบล็อกตามแบบแผน G_2 ซึ่งมีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับหนึ่งนั่นเอง เมื่อเทียบกับการเข้ารหัสบล็อกตามแบบแผน G_3 และ G_4 พบว่าอัตราการส่งผ่านข้อมูลมีค่าลดลงจำนวน 50 เปอร์เซ็นต์ และมีค่าลดลงจำนวน 25 เปอร์เซ็นต์สำหรับการเข้ารหัสบล็อกตามแบบแผน H_3 และ H_4 ซึ่งเป็นไปตามโครงสร้างของอัตราการเข้ารหัสบล็อก

ตารางที่ 5.2 พารามิเตอร์ที่สำคัญของระบบ STBC-OFDM

Data rate (Mbps/s)	Modulation Type	Convolution Coding rate	Schemes of STBC	Coded bits/subcarrier	Coded bits/OFDM symbol	Data bits/OFDM symbol
6	BPSK	$\frac{1}{2}$	-	1	48	24
6	BPSK	$\frac{1}{2}$	G_2	1	48	24
4.5	BPSK	$\frac{1}{2}$	H_3 & H_4	1	48	18
3	BPSK	$\frac{1}{2}$	G_3 & G_4	1	48	12
12	QPSK	$\frac{1}{2}$	-	2	96	48
12	QPSK	$\frac{1}{2}$	G_2	2	96	48
9	QPSK	$\frac{1}{2}$	H_3 & H_4	2	96	36
6	QPSK	$\frac{1}{2}$	G_3 & G_4	2	96	24
24	16-PSK	$\frac{1}{2}$	-	4	192	96
24	16-PSK	$\frac{1}{2}$	G_2	4	192	96
18	16-PSK	$\frac{1}{2}$	H_3 & H_4	4	192	72
12	16-PSK	$\frac{1}{2}$	G_3 & G_4	4	192	48

5.3 การทำแบบจำลอง

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำโปรแกรม MATLAB มาใช้ในการจำลองแบบการทำงานของระบบทั้งหมดและแสดงผลของสมรรถนะของระบบ โดยการจำลองแบบนี้อยู่บนพื้นฐานของระบบเบสแบนด์ (baseband signal) สำหรับการจำลองแบบของระบบทั้งหมดนั้นสามารถแบ่งออกเป็น 3 ส่วนได้ดังนี้ ชุดเครื่องส่ง ช่องสัญญาณและชุดเครื่องรับ

5.3.1 ชุดเครื่องส่ง

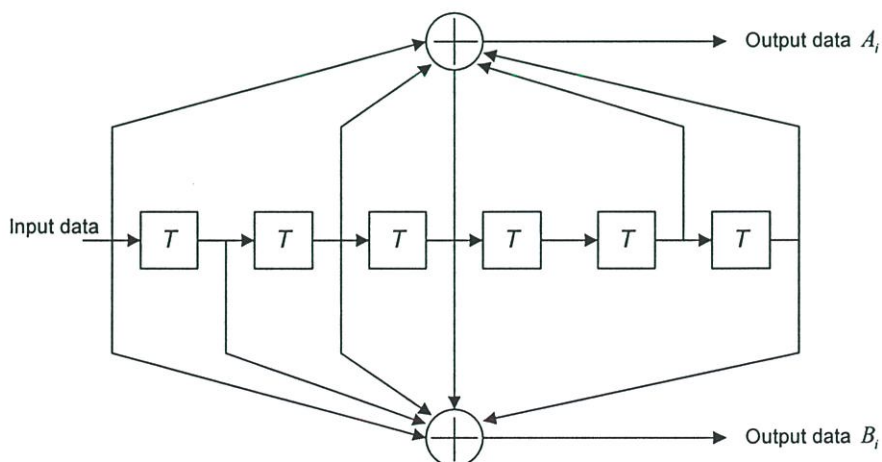
จากรูปที่ 5.1 ชุดเครื่องส่ง (Transmitter) ประกอบด้วยบล็อกโคอะแกรมดังต่อไปนี้คือ การสร้างชุดข้อมูล ตัวเข้ารหัสคอนโวลูชัน การแม็พพิ่ง ตัวเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ และการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็ว ทุกบล็อกโคอะแกรมสามารถทำการจำลองแบบได้โดยใช้คำสั่งและฟังก์ชันในโปรแกรม MATLAB ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้

- การสร้างชุดข้อมูล (Data Generation) ถูกกำหนดให้เป็นแบบเลขฐานสองนั่นคือมีเพียงค่า 0 กับ 1 เท่านั้น สำหรับการทำให้แบบจำลองสามารถทำได้โดยใช้คำสั่ง `randint(1,data)` ซึ่งชุดข้อมูลที่ได้เกิดจากการสุ่ม (random) และมีขนาดเท่ากับ $[1 \times n]$ เมื่อ n คือจำนวนข้อมูลทั้งหมด

- ตัวเข้ารหัสคอนโวลูชัน (Convolution Encoder) ทำหน้าที่เข้ารหัสให้กับชุดข้อมูลสุ่มเพื่อป้องกันการเสียหายของข้อมูลในกรณีที่เกิดสัญญาณรบกวน หรือสัญญาณแทรกสอด โดยทางเครื่องรับสามารถกู้ข้อมูลกลับคืนมาได้ด้วยการถอดรหัสคอนโวลูชัน จึงทำให้ไม่มีความจำเป็นต้องร้องขอกลับไปที่เครื่องส่งเพื่อขอให้ทำการส่งสัญญาณกลับไปใหม่ ดังนั้นตัวเข้ารหัสคอนโวลูชันถือได้ว่าเป็นรหัสที่แก้ความผิดพลาดไปข้างหน้าชนิดหนึ่ง (FEC) โดยกำหนดความยาวจำกัด (constraint length) มีค่าเท่ากับ 7 รหัสและค่ากำเนิดโพลีโนเมียล (generator polynomials) บนเลขฐานสองมีค่าเท่ากับ $\{1011011, 1111001\}$ หรือบนเลขฐานแปดมีค่าเท่ากับ $\{133, 171\}$ โดยกำหนดอัตราการเข้ารหัสข้อมูลเท่ากับ $\frac{1}{2}$ ดังแสดงในรูปที่ 5.2 ซึ่งค่าดังกล่าวเป็นค่าตามมาตรฐาน IEEE 802.11a ของระบบ OFDM สามารถทำได้โดยใช้คำสั่ง

$$\text{Data Encoder} = \text{convenc}(\text{data}, \text{Trellis})$$

$$\text{Trellis} = \text{poly2trellis}(\text{constraint length}, [\text{generator polynomial}])$$



รูปที่ 5.2 บล็อกโคอะแกรมของตัวเข้ารหัสคอนโวลูชันที่มีความยาวจำกัดเท่ากับ 7

- การแม็พพิ่ง ข้อมูลที่ถูกเข้ารหัสมาแล้วจะถูกแบ่งออกตามกลุ่มจำนวนบิตของการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัล (Modulation Type) และทำการแปลงข้อมูลจากเลขฐานสองให้เป็นเลขฐานสิบ

(binary to decimal) เพื่อมาทำการแม็พฟังก์ชันข้อมูลเลขฐานสิบให้อยู่ในรูปของค่าจำนวนจริงและค่าจินตภาพ ดังแสดงในตารางที่ 5.3

- การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ (Space-Time Block Coding: STBC) เมื่อข้อมูลอยู่ในรูปของค่าจำนวนจริงกับค่าจินตภาพ จึงนำค่าที่ได้ไปทำการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกซึ่งขึ้นอยู่กับโครงสร้างของจำนวนชุดสายอากาศด้านส่ง และอัตราการเข้ารหัส ดังแสดงในสมการที่ (3.15), (3.19), (3.20), (3.29) และ (3.30) โดยข้อมูลถูกแบ่งออกเป็นชุดๆ ตามจำนวนของคลื่นพาห่อย่อยนั้นคือ 52 คลื่นพาห่อย่อย ชุดข้อมูลใหม่จะถูกสร้างขึ้นเมื่อผ่านการเข้ารหัสบล็อกเป็นที่เรียบร้อยแล้ว ซึ่งชุดข้อมูลที่ถูกสร้างใหม่นี้จะมีค่าที่เปลี่ยนแปลงไปจากเดิมทั้งในรูปของขนาด และเฟส

ตารางที่ 5.3 การแม็พฟังก์ชันข้อมูล

เลขฐานสิบ	BPSK	QPSK	16-PSK
0	1	1	1.0
1	-1	j	0.9239+0.3827i
2	-	-1	0.7071+0.7071i
3	-	-j	0.3827+0.9239i
4	-	-	1.0i
5	-	-	-0.3827+0.9329i
6	-	-	-0.7071+0.7071i
7	-	-	-0.9239+0.3827i
8	-	-	-1.0
9	-	-	-0.9239-0.3827i
10	-	-	-0.7071-0.7071i
11	-	-	0.3827-0.9239i
12	-	-	-1.0i
13	-	-	0.3827-0.9239i
14	-	-	0.7071-0.7071i
15	-	-	0.9239-0.3827i

- การแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็ว (IFFT) หลังจากชุดข้อมูลผ่านการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์เป็นที่เรียบร้อยแล้ว จะถูกนำมาผ่านขั้นตอนของการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็ว (IFFT) ด้วยคำสั่งโปรแกรม $IFFT(data, N)$ เมื่อ N คือจำนวนพอยท์ของ IFFT (N-Point) ในการถ่ายโอน ซึ่งถูกกำหนดให้มีค่าเท่ากับ 64 อ้างอิงตามมาตรฐานของ IEEE 802.11a

5.3.2 ช่องสัญญาณ

ช่องสัญญาณ มีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลาทั้งในรูปของขนาดและเฟส สำหรับการจำลองแบบช่องสัญญาณนั้นพบว่า ขนาดจะอยู่ในรูปการกระจายแบบปกติ (normal distribution) มีค่าตั้งแต่ -1 จนถึง 1 โดยมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ สามารถแทนด้วยคำสั่ง $randn(n,m)$ ส่วนการเปลี่ยนแปลงทางเฟสจะอยู่ในรูปของการกระจายแบบยูนิฟอร์ม (uniform distribution) มีค่าตั้งแต่ 0 จนถึง 1 สามารถแทนด้วยคำสั่ง $rand(n,m)$ โดยค่าที่ได้จากการสุ่มจะถูกเข้าไปแทนในส่วนของการเปลี่ยนแปลงทั้งด้านขนาดและเฟสของช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบต่างๆ ดังนี้ การจางหายแบบเรย์ลี (4.3) การจางหายแบบไรเซชัน (4.8) และการจางหายแบบปกติลือก (4.11)

5.3.3 ชุดเครื่องรับ

ชุดเครื่องรับประกอบด้วย การแปลงฟูรีเยร์แบบเร็ว ตัวถอดรหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ เครื่องประมาณช่องสัญญาณ การตีแม่พิมพ์ ตัวถอดรหัสคอนโวลูชัน และตัวกู้สัญญาณกลับคืนมา ดังแสดงอยู่ในรูปที่ 5.1 ซึ่งทุกบล็อกไดอะแกรมสามารถทำการจำลองแบบได้โดยใช้คำสั่งและฟังก์ชันในโปรแกรม MATLAB ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้

- การแปลงฟูรีเยร์แบบเร็ว (FFT) ข้อมูลแต่ละชุดที่ถูกส่งออกจากเครื่องส่งผ่านไปช่องสัญญาณตามจำนวนของชุดสายอากาศทางด้านส่งพร้อมกับเกิดสัญญาณรบกวนซึ่งมีอยู่ในระบบจะถูกรวมกันเป็นสัญญาณเดี่ยวที่ชุดสายอากาศทางด้านรับ สัญญาณที่รับได้จะถูกนำมาผ่านขั้นตอนของการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็ว ซึ่งพบว่าระบบไม่มีความจำเป็นต้องใช้งานตัวปรับเท่า (Equalizer) ทำให้ไม่มีความซับซ้อนในการใช้งาน สามารถแทนด้วยคำสั่ง $FFT(data,N)$ ซึ่งในส่วนที่เพิ่มเติมนั้นจะถูกตัดทิ้งไปเพื่อให้เหลือเพียงคลื่นพาห้ที่บรรจุด้วยข้อมูลเท่านั้น นั่นคือ 48 คลื่นพาห้

- การถอดรหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ (Space-Time Block Decoding) และเครื่องประมาณช่องสัญญาณ (Channel Estimator) จากสมมติฐานที่ได้กล่าวไว้ในวิทยานิพนธ์นี้ นั่นคือเครื่องรับสามารถรับรู้การเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณได้ตลอดเวลา จึงทำให้ทราบว่าสัญญาณที่รับได้มีการเปลี่ยนแปลงไปอย่างไรเมื่อเทียบกับสัญญาณที่ถูกส่งออกมา ดังนั้นสัญญาณที่ถูกรวมกันเป็นสัญญาณเดี่ยวจะถูกนำมาสร้างใหม่ตามสมการ (3.17)-(3.18), (3.21)-(3.28) และ (3.31)-(3.36) โดยนำสัญญาณดังกล่าวที่ได้มาเปรียบเทียบกับการวัดค่าความแตกต่างของระยะทางกำลังสองที่น้อยที่สุดกับค่าในตารางที่ 5.2 เพื่อหาค่าความน่าจะเป็นสูงสุด (ML) ของสัญญาณนั้นๆ

- การตีแม่พิมพ์ ค่าที่ได้หลังจากการเปรียบเทียบความน่าจะเป็นสูงสุดจะถูกนำมาตีแม่พิมพ์ โดยการเปลี่ยนรูปจากจำนวนเชิงซ้อนที่มีทั้งค่าจริงและค่าจินตภาพให้อยู่ในรูปของเลขฐานสิบแล้วจึงทำการแปลงเลขฐานสิบให้อยู่ในรูปของชุดข้อมูลเลขฐานสอง ซึ่งกรรมวิธีจะตรงกันข้ามกับการตีแม่พิมพ์ที่กล่าวมาแล้วข้างต้น

- ตัวถอดรหัสคอนโวลูชัน (Convolution Decoder) ทำหน้าที่ตรงข้ามกับตัวเข้ารหัสคอนโวลูชัน นั่นคือ หลังจากได้ชุดข้อมูลเลขฐานสองที่ผ่านการตีแม่พิมพ์มาแล้ว ชุดข้อมูลดังกล่าวจะถูกถอดรหัสคอนโวลูชันเพื่อให้ได้ชุดข้อมูลจริงกลับคืนมา หรือใกล้เคียงกับชุดข้อมูลจริงมากที่สุด สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้คำสั่งในการถอดรหัสเป็นแบบไวเทอร์บีอัลกอริทึม (Viterbi algorithm) สามารถทำได้ด้วยคำสั่ง

Data Decoder = vitdec(data, Trellis, tblen, opmode, dectype)

Trellis = poly2trellis(constaint length, [generator polynomial])

เมื่อ tblen คือ จำนวนเต็มบวกที่ใช้ในการตัดสินใจ กำหนดให้มีเท่ากับ 2
 opmode คือ โหมดในการทำงานของตัวถอดรหัส กำหนดเป็น 'trunc'
 dectype แทนชนิดของข้อมูลกำหนดเป็น 'hard' เท่ากับชุดข้อมูลแบบเลขฐานสอง

- ตัวกู้สัญญาณกลับคืนมา เมื่อข้อมูลถูกถอดรหัสเพื่อนำสัญญาณเลขฐานสองกลับคืนมา สำหรับการจำลองแบบนี้ ตัวกู้สัญญาณกลับคืนมาจะทำหน้าที่เปรียบเทียบหาค่าอัตราการผิดพลาดของบิต สัญลักษณ์ เฟรมและค่าวิสัยสามารถของระบบ โดยนำชุดข้อมูลที่ผ่านการถอดรหัสแล้วมาเปรียบเทียบกับชุดข้อมูลทางด้านส่ง เพื่อหาค่าสมรรถนะของระบบว่ามีประสิทธิภาพในการทำงานอย่างไร

5.4 การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบ

สำหรับการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบนั้น สามารถทำได้ด้วยวิธีการเปรียบเทียบในรูปวิธีเชิงตัวเลขระหว่างชุดข้อมูลทางด้านส่งกับชุดข้อมูลทางด้านรับว่ามีค่าแตกต่างกันอย่างไร ทั้งในรูปของบิต สัญลักษณ์ และเฟรม ซึ่งผลที่ได้จะแสดงให้เห็นถึงค่าอัตราการผิดพลาดของบิต ค่าอัตราการผิดพลาดของสัญญาณ และค่าอัตราการผิดพลาดของเฟรมตามฟังก์ชันการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ได้กำหนดขึ้น ส่วนค่าวิสัยสามารถของระบบนั้นสามารถหาได้ดังนี้

$$TRP = (1 - FER) \times C_{STBC} \quad (5.13)$$

เมื่อ C_{STBC} คือ อัตราส่วนของการเข้ารหัสบล็อกตามแบนแผนของ STBC และ FER คืออัตราการผิดพลาดของเฟรม

5.5 สรุป

ในบทนี้ได้แสดงถึงการออกแบบระบบ OFDM ที่อ้างอิงตามมาตรฐาน IEEE 802.11a ซึ่งได้นำวิธีการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ร่วมกับเทคนิคไดเวอร์ซิตีทางด้านส่งมาใช้ในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบให้ดียิ่งขึ้น โปรแกรม MATLAB ถูกนำมาใช้ในการจำลองแบบระบบทั้งหมดไม่ว่าจะเป็นการสร้างชุดข้อมูลเลขฐานสอง การเข้ารหัส-การถอดรหัสคอนโวลูชัน การเข้ารหัส-การถอดรหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ การแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็ว ช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบต่างๆ การแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว และอื่นๆ ซึ่งอยู่บนพื้นฐานของระบบเบสแบนด์สมรรถนะที่ได้จากการจำลองแบบนั้นถูกนำมาเปรียบเทียบในรูปวิธีเชิงตัวเลขและวิเคราะห์ เพื่อให้ทราบถึงค่าอัตราการผิดพลาดของบิต ค่าอัตราการผิดพลาดของสัญลักษณ์ ค่าอัตราการผิดพลาดของเฟรมและค่าวิสัยสามารถของระบบ ซึ่งเป็นไปตามฟังก์ชันการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน

บทที่ 6

ผลการจำลองแบบ

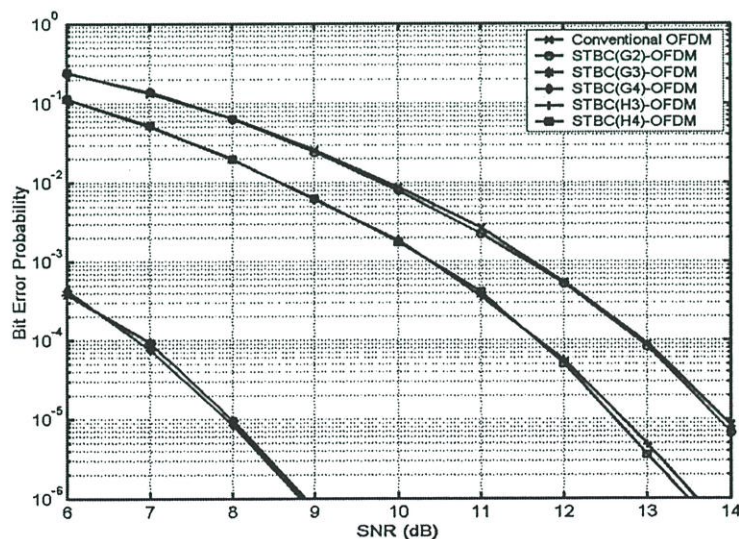
6.1 บทนำ

หลังจากทำการออกแบบและทำแบบจำลองระบบ OFDM ซึ่งอ้างอิงตามมาตรฐาน IEEE 802.11a โดยมีการนำเทคนิคการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ร่วมกับเทคนิคโคเวอรัจตีทาง ด้านส่งด้วยโปรแกรม MATLAB เป็นที่เรียบร้อยแล้ว ในบทนี้ได้นำเสนอสมรรถนะของระบบที่ได้ จากการจำลองแบบในรูปวิธีเชิงตัวเลขของค่าอัตราการผิดพลาดของบิต สัญลักษณ์ เฟรม และค่า วิสัยสามารถของระบบ ซึ่งค่าสมรรถนะที่ได้จะถูกนำมาเปรียบเทียบตาม โครงสร้างแบบแผนการ เข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ที่แตกต่างกัน โดยผลของการจำลองแบบนี้จะถูกแบ่งตามชนิดของ การจางหายที่เกิดขึ้นบนช่องสัญญาณ และการกำหนดรูปแบบของการมอดูเลตแบบดิจิทัล

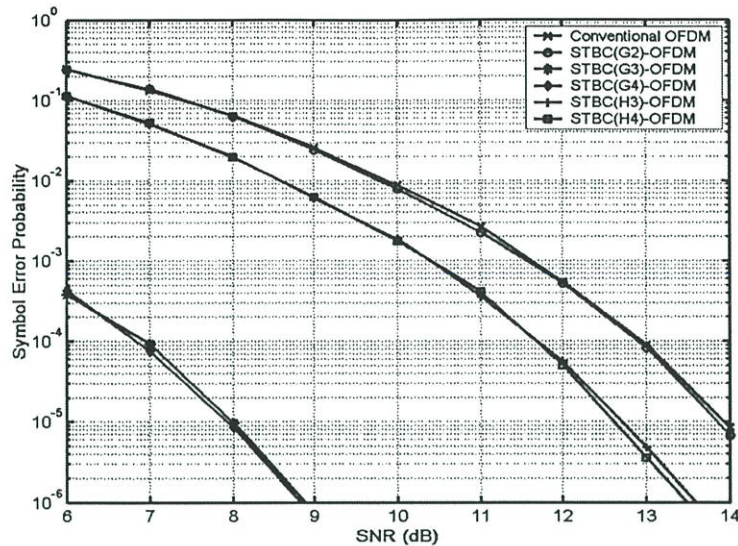
6.2 ช่องสัญญาณที่ไม่เกิดการจางหาย

ช่องสัญญาณที่ไม่เกิดการจางหาย หรือช่องสัญญาณ AWGN นั้นคือมีเฉพาะสัญญาณ รบกวนที่มีอยู่ในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เท่านั้น สมรรถนะของระบบ OFDM และ STBC-OFDM ที่ ได้จากการจำลองแบบบนช่องสัญญาณนี้ สามารถแบ่งตามรูปแบบของการมอดูเลตได้ดังนี้

6.2.1 การมอดูเลตแบบ BPSK



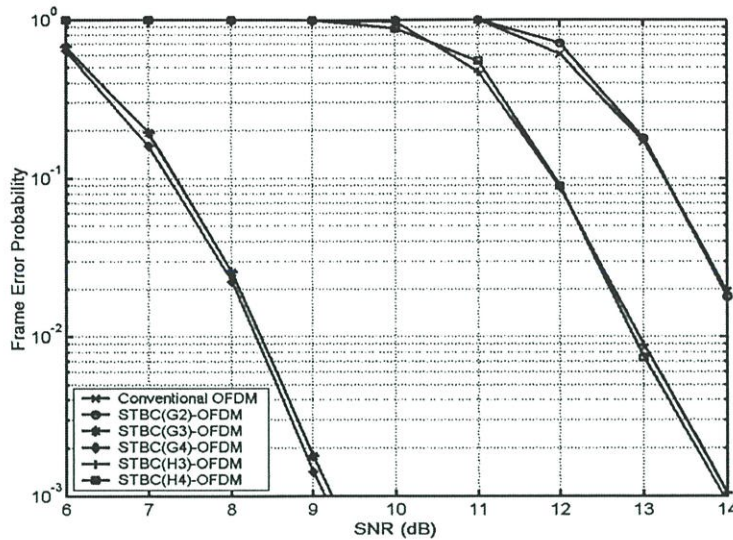
รูปที่ 6.1 ผลอัตราการผิดพลาดของบิต (BER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดย กำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ BPSK บนช่องสัญญาณที่ไม่เกิดการจางหาย



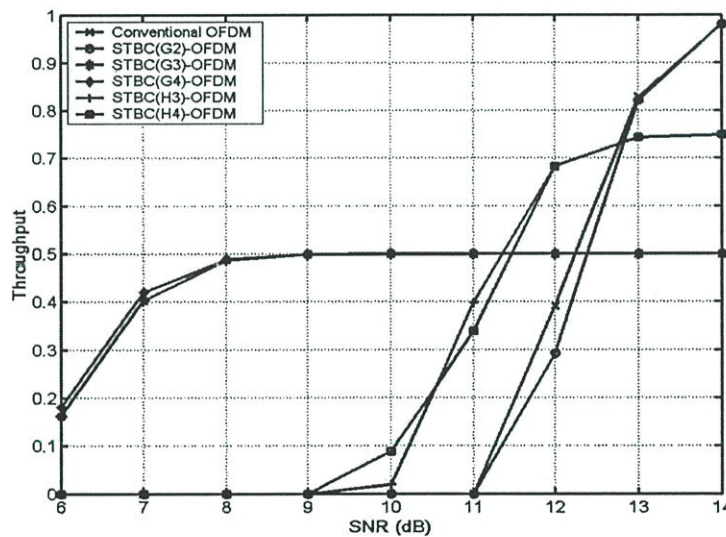
รูปที่ 6.2 ผลอัตราการผิดพลาดของสัญลักษณ์ (SER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ BPSK บนช่องสัญญาณที่ไม่เกิดการจางหาย

รูปที่ 6.1 และรูปที่ 6.2 แสดงผลอัตราการผิดพลาดของบิต (BER) และสัญลักษณ์ (SER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ BPSK บนช่องสัญญาณที่ไม่เกิดการจางหาย พบว่าสมรรถนะของระบบ STBC(G2)-OFDM มีค่าใกล้เคียงกับระบบ OFDM แบบเดิม ส่วนระบบ STBC(G3)-OFDM มีค่าใกล้เคียงกับระบบ STBC(G4)-OFDM และระบบ STBC(H3)-OFDM มีค่าเหมือนกับ STBC(H4)-OFDM ฉะนั้นค่าสมรรถนะของระบบที่ได้จากการจำลองแบบบนช่องสัญญาณที่ไม่เกิดการจางหายนี้จึงไม่ได้ขึ้นอยู่กับจำนวนของชุดสายอากาศทางด้านส่งเพียงเท่านั้น แต่จะขึ้นอยู่กับอัตราการเข้ารหัสบล็อกที่เลือกใช้ด้วยเช่นกัน สำหรับผลอัตราการผิดพลาดของบิตและสัญลักษณ์นั้นจะมีค่าเท่ากันเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณข้อมูลถูกกำหนดให้เป็นแบบ BPSK นั่นเอง สำหรับค่า BER และ SER ที่ระดับ 10^{-5} ของระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM พบว่ามีค่าอัตราการผิดพลาดของข้อมูลที่ดีกว่าระบบ OFDM แบบเดิมและระบบ STBC(G2)-OFDM อยู่ประมาณ 1.5 dB และ 6 dB ตามลำดับ สำหรับการจำลองแบบบนช่องสัญญาณที่ไม่เกิดการจางหายนี้ได้กำหนดฟังก์ชันการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ให้มีค่าอยู่ระหว่าง 6-14 dB

รูปที่ 6.3 แสดงผลอัตราการผิดพลาดของเฟรม (FER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ BPSK บนช่องสัญญาณที่ไม่เกิดการจางหาย พบว่าผลต่างค่าอัตราการผิดพลาดของเฟรมที่ได้จากการจำลองแบบนั้น จะมีลักษณะใกล้เคียงกับผลต่างค่าอัตราการผิดพลาดของบิตและสัญลักษณ์ เมื่อทำการเปรียบเทียบระบบ OFDM แบบเดิมหรือระบบ STBC(G2)-OFDM กับระบบ STBC(G4)-OFDM และระบบ STBC(H4)-OFDM



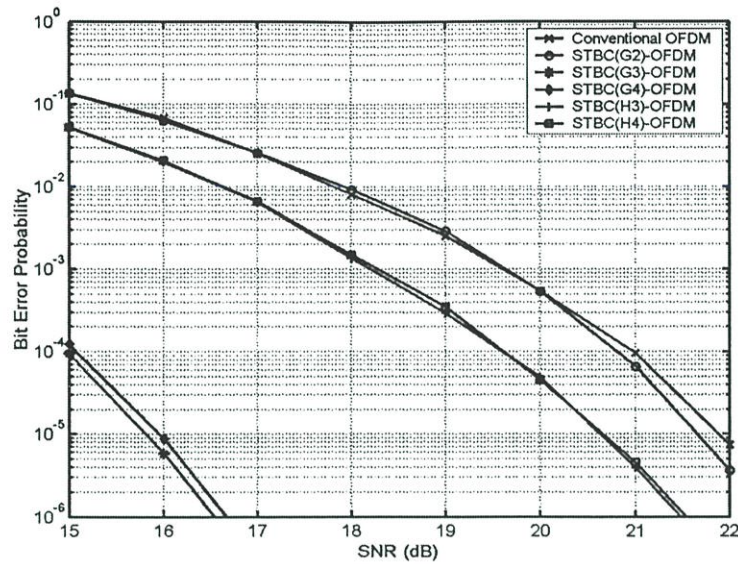
รูปที่ 6.3 ผลอัตราการผิดพลาดของเฟรม (FER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ BPSK บนช่องสัญญาณที่ไม่เกิดการจางหาย



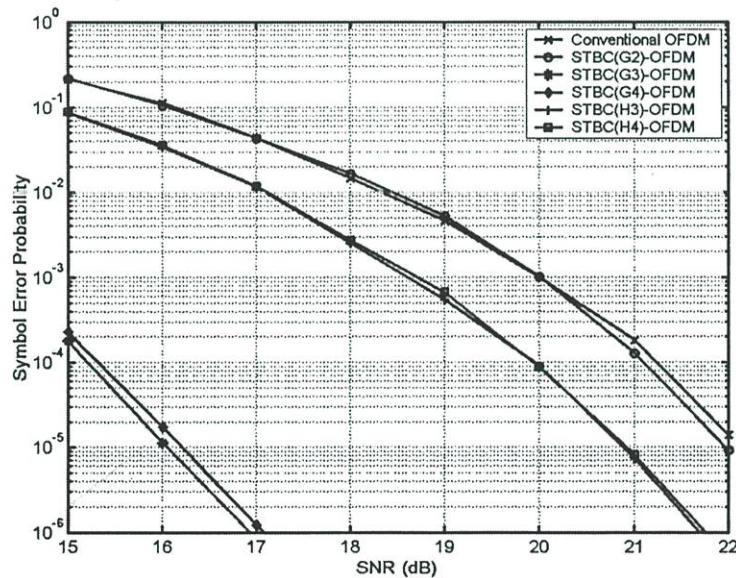
รูปที่ 6.4 ผลค่าวิสัยสามารถของระบบ (TRP) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ BPSK บนช่องสัญญาณที่ไม่เกิดการจางหาย

จากรูปที่ 6.4 เมื่อค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าต่ำกว่า 11 dB ค่าวิสัยสามารถของระบบ STBC(G3)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM จะมีค่าเข้าใกล้ 0.5 ซึ่งมีค่ามากกว่าระบบแบบอื่น แต่ถ้าวัดสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่ามากกว่า 13 dB พบว่าระบบ OFDM แบบเดิมและระบบ STBC(G2)-OFDM มีค่าวิสัยสามารถของระบบมากที่สุดโดยจะมีค่าเข้าใกล้ระดับ 1.0 ส่วนระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM จะมีค่าเข้าใกล้ที่ระดับ 0.75 และ 0.5 เท่านั้น ตามลำดับ

6.2.2 การมอดูเลตแบบ QPSK



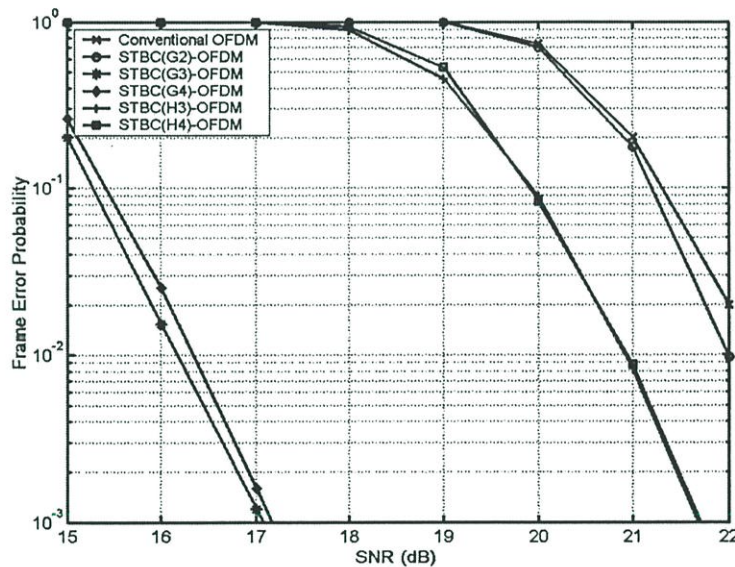
รูปที่ 6.5 ผลอัตราการผิดพลาดของบิต (BER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ QPSK บนช่องสัญญาณที่ไม่เกิดการจางหาย



รูปที่ 6.6 ผลอัตราการผิดพลาดของสัญลักษณ์ (SER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ QPSK บนช่องสัญญาณที่ไม่เกิดการจางหาย

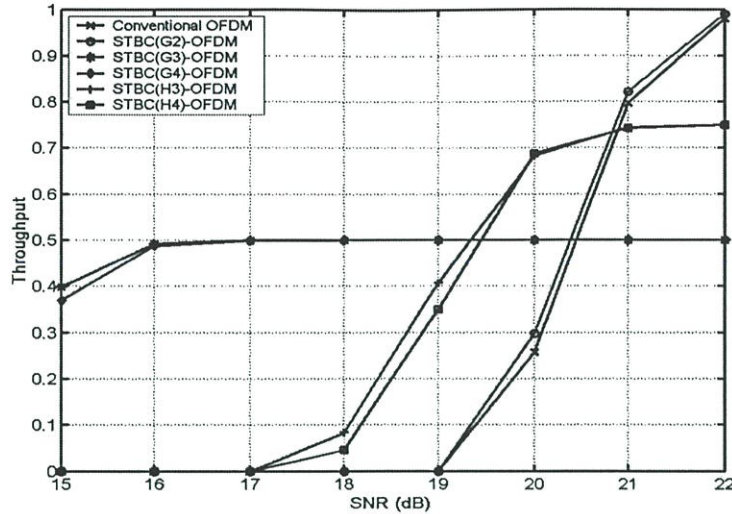
รูปที่ 6.5 และรูปที่ 6.6 แสดงผลอัตราการผิดพลาดของบิต (BER) และสัญลักษณ์ (SER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ QPSK บนช่องสัญญาณที่ไม่เกิดการจางหาย พบว่าสมรรถนะของระบบ STBC(G2)-OFDM มีค่าใกล้เคียงกับ

ระบบ OFDM แบบเดิม ส่วนระบบ STBC(G3)-OFDM มีค่าใกล้เคียงกับระบบ STBC(G4)-OFDM และระบบ STBC(H3)-OFDM มีค่าเหมือนกับ STBC(H4)-OFDM ฉะนั้นค่าสมรรถนะของระบบที่ได้จากการจำลองแบบบนช่องสัญญาณที่ไม่เกิดการจางหายนี้จึงไม่ได้ขึ้นอยู่กับจำนวนของชุดสายอากาศทางด้านส่งเพียงเท่านั้น แต่จะขึ้นอยู่กับอัตราการเข้ารหัสบล็อกที่เลือกใช้ด้วยเช่นกัน สำหรับค่า BER ที่ระดับ 10^{-5} ของระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM พบว่ามีค่าอัตราการผิดพลาดของบิตที่ดีกว่าระบบ OFDM แบบเดิมและระบบ STBC(G2)-OFDM อยู่ประมาณ 1.5 dB และ 6 dB ตามลำดับ ส่วนค่า SER ที่ระดับ 10^{-5} ของระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM พบว่าให้ค่าอัตราการผิดพลาดของบิตที่ดีกว่าระบบ OFDM แบบเดิมและระบบ STBC(G2)-OFDM ประมาณ 1.2 dB และ 6 dB ตามลำดับ สำหรับการจำลองแบบบนช่องสัญญาณที่ไม่เกิดการจางหายนี้ได้กำหนดฟังก์ชันการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนให้มีค่าอยู่ระหว่าง 15-22 dB



รูปที่ 6.7 ผลอัตราการผิดพลาดของเฟรม (FER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ QPSK บนช่องสัญญาณที่ไม่เกิดการจางหาย

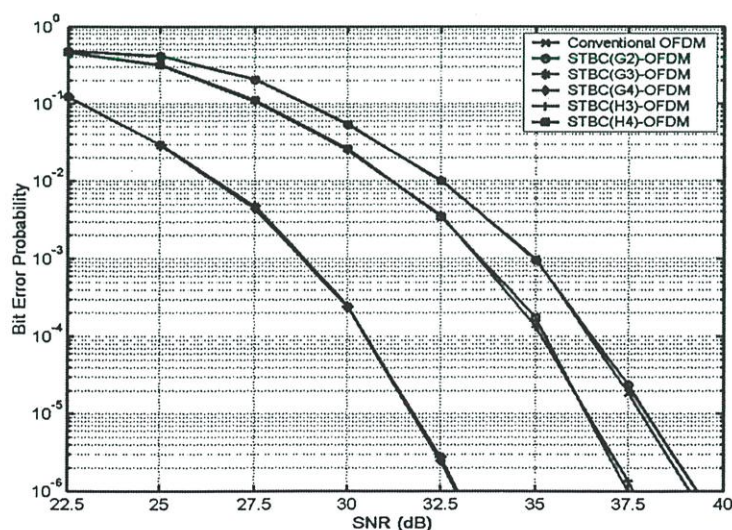
รูปที่ 6.7 แสดงผลอัตราการผิดพลาดของเฟรม (FER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ QPSK บนช่องสัญญาณที่ไม่เกิดการจางหาย พบว่าสำหรับค่า FER ที่ระดับ 10^{-2} ของระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM พบว่ามีค่าอัตราการผิดพลาดของบิตที่ดีกว่าระบบ OFDM แบบเดิมและระบบ STBC(G2)-OFDM อยู่ประมาณ 1 dB และ 5.8 dB ตามลำดับ



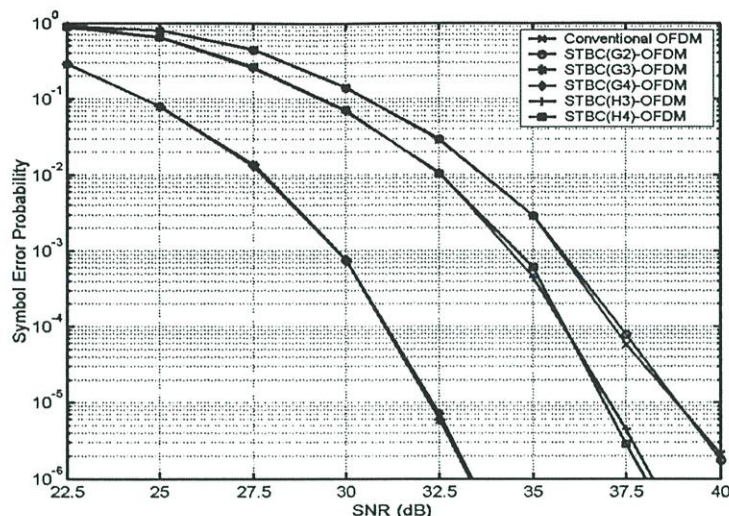
รูปที่ 6.8 ผลค่าวิสัยสามารถของระบบ (TRP) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ QPSK บนช่องสัญญาณที่ไม่เกิดการจางหาย

จากรูปที่ 6.8 เมื่อค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าต่ำกว่า 19 dB ค่าวิสัยสามารถของระบบ STBC(G3)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM จะมีค่าเข้าใกล้ 0.5 ซึ่งมีค่ามากกว่าระบบแบบอื่นๆ แต่ถ้าค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่ามากกว่า 21 dB พบว่าระบบ OFDM แบบเดิม และระบบ STBC(G2)-OFDM จะมีค่าวิสัยสามารถของระบบมากที่สุดโดยจะมีค่าเข้าใกล้ค่า 1.0 ซึ่งระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM จะมีค่าเข้าใกล้ค่า 0.75 และ 0.5 เท่านั้น

6.2.3 การมอดูเลตแบบ 16-PSK



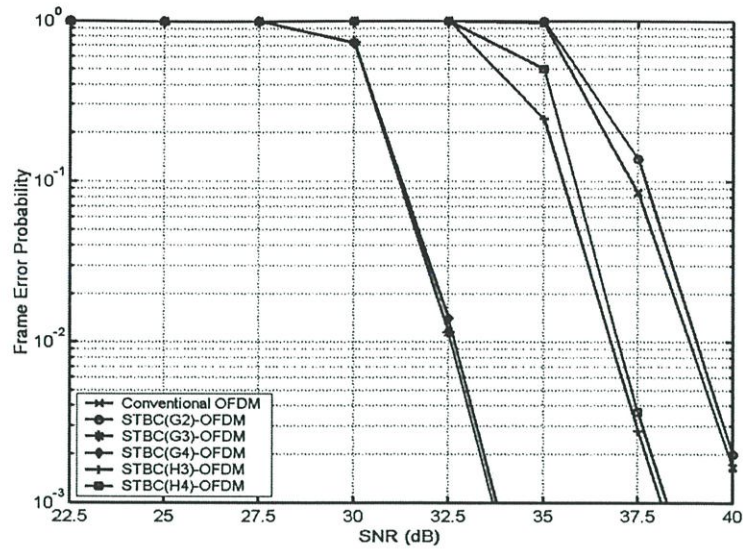
รูปที่ 6.9 ผลอัตราการผิดพลาดของบิต (BER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ 16-PSK บนช่องสัญญาณที่ไม่เกิดการจางหาย



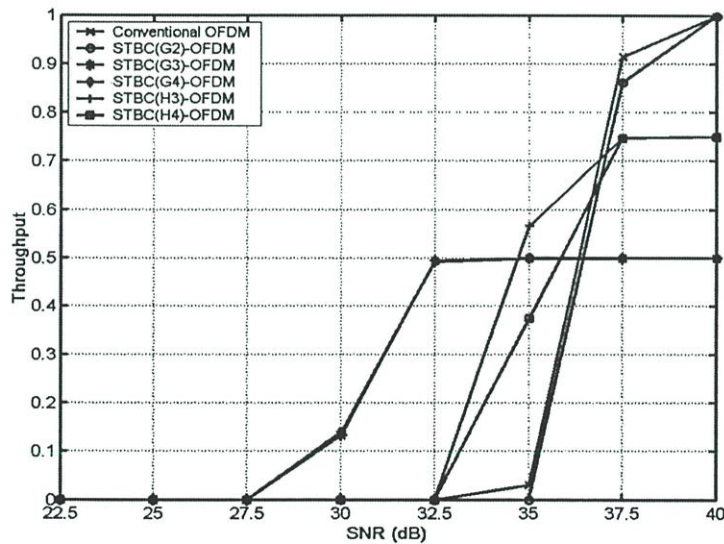
รูปที่ 6.10 ผลอัตราการผิดพลาดของสัญลักษณ์ (SER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ 16-PSK บนช่องสัญญาณที่ไม่เกิดการจางหาย

รูปที่ 6.9 และรูปที่ 6.10 แสดงผลอัตราการผิดพลาดของบิต (BER) และสัญลักษณ์ (SER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ 16-PSK บนช่องสัญญาณที่ไม่เกิดการจางหาย พบว่าสมรรถนะของระบบ STBC(G2)-OFDM มีค่าใกล้เคียงกับระบบ OFDM แบบเดิม ส่วนระบบ STBC(G3)-OFDM มีค่าใกล้เคียงกับระบบ STBC(G4)-OFDM และระบบ STBC(H3)-OFDM มีค่าเหมือนกับ STBC(H4)-OFDM ฉะนั้นค่าสมรรถนะของระบบที่ได้จากการจำลองแบบบนช่องสัญญาณที่ไม่เกิดการจางหายนี้จึงไม่ได้ขึ้นอยู่กับจำนวนของชุดสายอากาศทางด้านส่งเพียงเท่านั้น แต่จะขึ้นอยู่กับอัตราการเข้ารหัสบล็อกที่เลือกใช้ด้วยเช่นกัน สำหรับค่า BER ที่ระดับ 10^{-5} ของระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM พบว่าให้ค่าอัตราการผิดพลาดของบิตที่ดีกว่าระบบ OFDM แบบเดิมและระบบ STBC(G2)-OFDM อยู่ประมาณ 1.75 dB และ 6.5 dB ตามลำดับ ส่วนค่า SER ที่ระดับ 10^{-5} ของระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM พบว่าให้ค่าอัตราการผิดพลาดของบิตที่ดีกว่าระบบ OFDM แบบเดิมและระบบ STBC(G2)-OFDM อยู่ประมาณ 1.5 dB และ 6.25 dB ตามลำดับ สำหรับการจำลองแบบบนช่องสัญญาณที่ไม่เกิดการจางหายนี้ได้กำหนดฟังก์ชันการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนให้มีค่าอยู่ระหว่าง 22.5-40 dB

รูปที่ 6.11 แสดงผลอัตราการผิดพลาดของเฟรม (FER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ BPSK บนช่องสัญญาณที่ไม่เกิดการจางหาย พบว่าสำหรับค่า FER ที่ระดับ 10^{-2} ของระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM พบว่ามีค่าอัตราการผิดพลาดของบิตที่ดีกว่าระบบ OFDM แบบเดิมและระบบ STBC(G2)-OFDM อยู่ประมาณ 2 dB และ 6.5 dB ตามลำดับ



รูปที่ 6.11 ผลอัตราการผิดพลาดของเฟรม (FER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างโดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ 16-PSK บนช่องสัญญาณที่ไม่เกิดการจางหาย



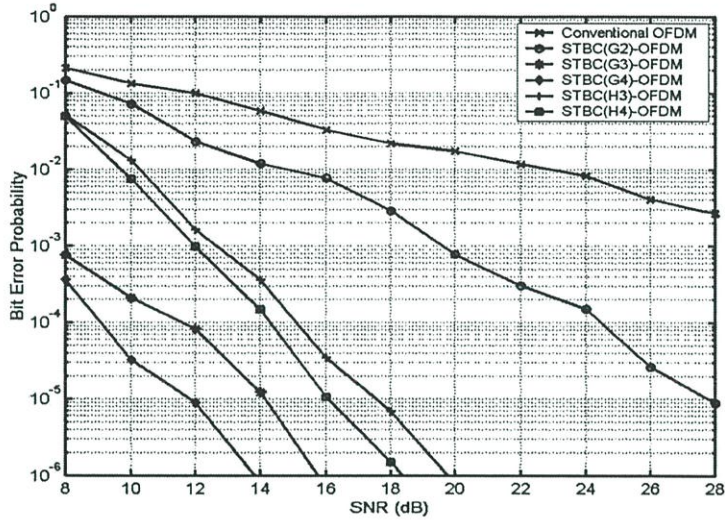
รูปที่ 6.12 ผลค่าวิสัยสามารถของระบบ (TRP) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ 16-PSK บนช่องสัญญาณที่ไม่เกิดการจางหาย

จากรูปที่ 6.12 เมื่อค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าต่ำกว่า 35 dB ค่าวิสัยสามารถของระบบ STBC(G3)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM จะมีค่าเข้าใกล้ 0.5 ซึ่งมีค่ามากกว่าระบบแบบอื่น แต่ถ้าค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่ามากกว่า 37.5 dB พบว่าระบบ OFDM แบบเดิมและระบบ STBC(G2)-OFDM จะมีค่าวิสัยสามารถของระบบมากที่สุดโดยจะมีค่าเข้าใกล้ค่า 1.0 ซึ่งระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM จะมีค่าเข้าใกล้ค่า 0.75 และ 0.5 เท่านั้น

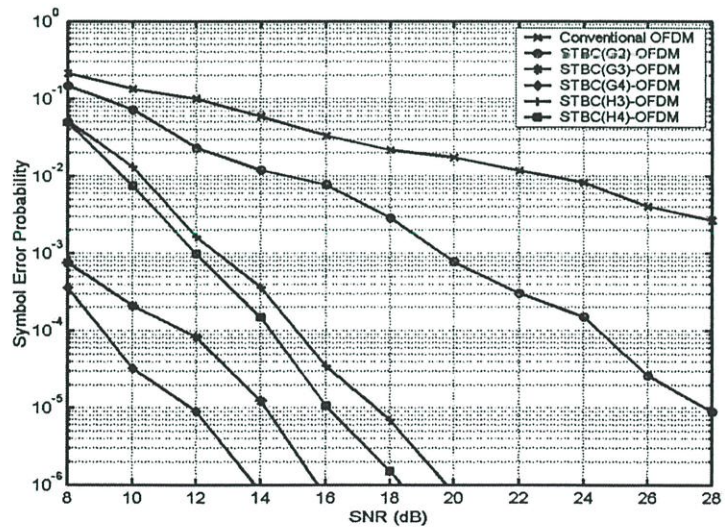
6.3 ช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบเรย์ลี

สมรรถนะของระบบ OFDM และ STBC-OFDM ที่ได้จากการจำลองแบบบนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบเรย์ลี สามารถแบ่งตามรูปแบบของการมอดูเลตได้ดังนี้

6.3.1 การมอดูเลตแบบ BPSK



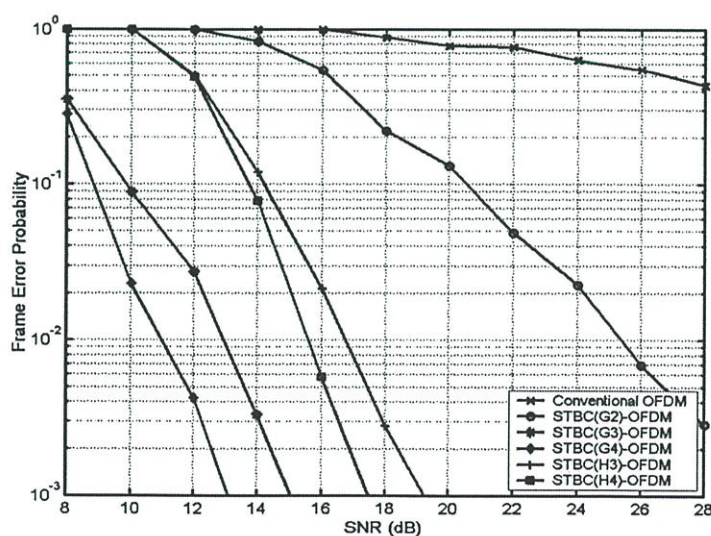
รูปที่ 6.13 ผลอัตราการผิดพลาดของบิต (BER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ BPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบเรย์ลี



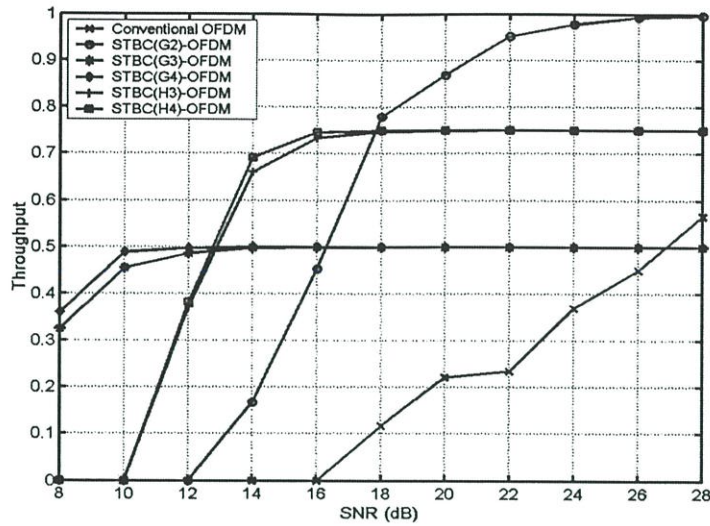
รูปที่ 6.14 ผลอัตราการผิดพลาดของสัญลักษณ์ (SER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ BPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบเรย์ลี

รูปที่ 6.13 ถึงรูปที่ 6.15 แสดงผลอัตราการผิดพลาดของบิต (BER) สัญลักษณ์ (SER) และเฟรม (FER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ

BPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบเรย์ลี พบว่าสมรรถนะของระบบ STBC-OFDM มีค่าที่ดีขึ้นเป็นอย่างมากเมื่อเปรียบเทียบกับระบบ OFDM แบบเดิม โดยค่าสมรรถนะที่ได้จากการจำลองแบบนั้นจะขึ้นอยู่กับจำนวนของชุดสายอากาศทางด้านส่งและอัตราการเข้ารหัสบล็อกที่เลือกใช้ ซึ่งจะส่งผลทำให้เกิดอัตราขยายในรูปของไดเวอร์ซิตี (diversity gains) และการเข้ารหัส (coding gains) ที่แตกต่างกันนั่นเอง ดังนั้นระบบ STBC(G4)-OFDM จึงมีค่าสมรรถนะที่ดีที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับระบบแบบอื่น เนื่องมาจากชุดสายอากาศทางด้านส่งถูกนำมาใช้จำนวน 4 ชุดและมีอัตราการเข้ารหัสที่ต่ำ เมื่อทำการเปรียบเทียบกับระบบ STBC(G3)-OFDM ที่ระดับ 10^{-5} พบว่าระบบ STBC(G4)-OFDM มีค่าสมรรถนะที่ดีกว่าอยู่ประมาณ 2 dB ส่วนระบบ STBC(H4)-OFDM นั้นที่ระดับ 10^{-5} มีค่าสมรรถนะที่ดีกว่า STBC(H3)-OFDM อยู่ประมาณ 1.5 dB สำหรับค่า BER และ SER ที่ระดับ 10^{-5} ของระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM พบว่ามีค่าสมรรถนะที่ดีกว่าระบบ STBC(G2)-OFDM อยู่ประมาณ 12 dB และ 16 dB ตามลำดับ ส่วนค่า FER ที่ระดับ 10^{-2} ของระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM พบว่ามีค่าสมรรถนะที่ดีกว่าระบบ STBC(G2)-OFDM อยู่ประมาณ 10 dB และ 14.5 dB ตามลำดับ อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาอัตราความเร็วในการส่งผ่านข้อมูลพบว่า ระบบ OFDM แบบเดิมและระบบ STBC(G2)-OFDM มีค่าอัตราความเร็วมากที่สุดนั่นคือเท่ากับ 6 เมกะบิตต่อวินาที (Mbits/s) ระบบ STBC(H3)-OFDM และ STBC(H4)-OFDM มีค่าเท่ากับ 4.5 เมกะบิตต่อวินาที ส่วนระบบ STBC(G3)-OFDM และ STBC(G4)-OFDM มีค่าต่ำที่สุดอยู่ที่ 3 เมกะบิตต่อวินาที สำหรับการจำลองแบบบนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบเรย์ลีนี้ ได้กำหนดฟังก์ชันการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนให้มีค่าอยู่ระหว่าง 8-28 dB



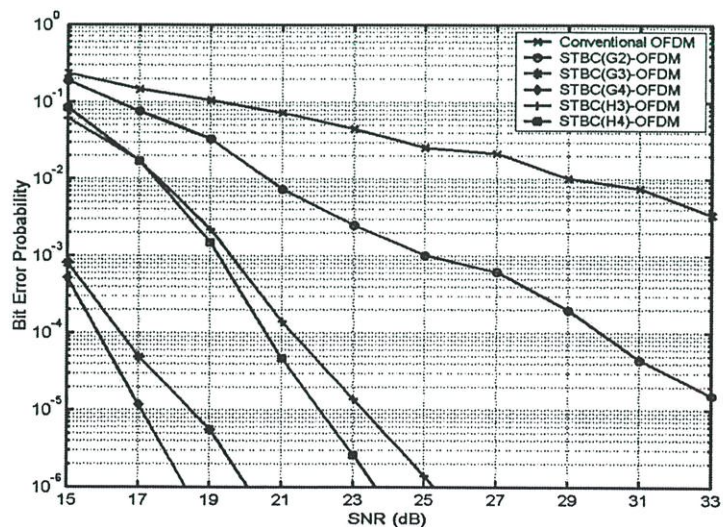
รูปที่ 6.15 ผลอัตราการผิดพลาดของเฟรม (FER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกันโดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ BPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบเรย์ลี



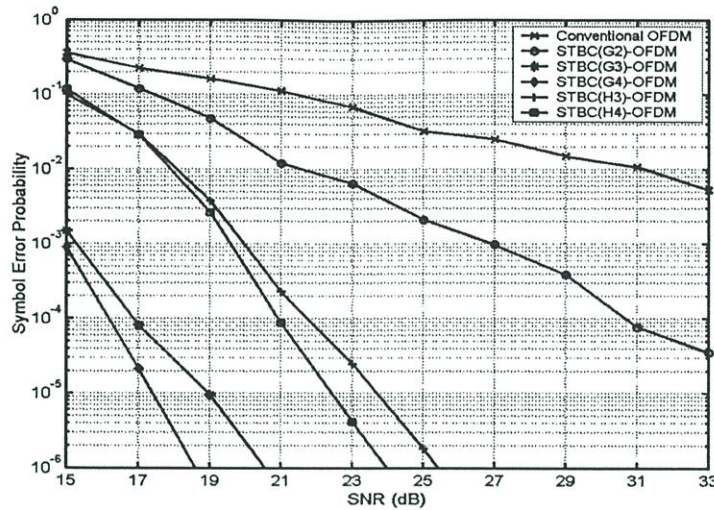
รูปที่ 6.16 ผลค่าวิสัยสามารถของระบบ (TRP) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ BPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบเรย์ลี

จากรูปที่ 6.16 เมื่อค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าต่ำกว่า 12 dB ค่าวิสัยสามารถของระบบ STBC(G3)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM จะมีค่าเข้าใกล้ 0.5 ซึ่งมีค่ามากกว่าระบบแบบอื่น แต่ถ้าค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่ามากกว่า 18 dB พบว่าระบบ STBC(G2)-OFDM จะมีค่าวิสัยสามารถของระบบมากที่สุด โดยจะมีค่าเข้าใกล้ระดับ 1.0 ส่วนระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM นั้นมีค่าเข้าใกล้ระดับ 0.75 และ 0.5 เท่านั้น ตามลำดับ

6.3.2 การมอดูเลตแบบ QPSK

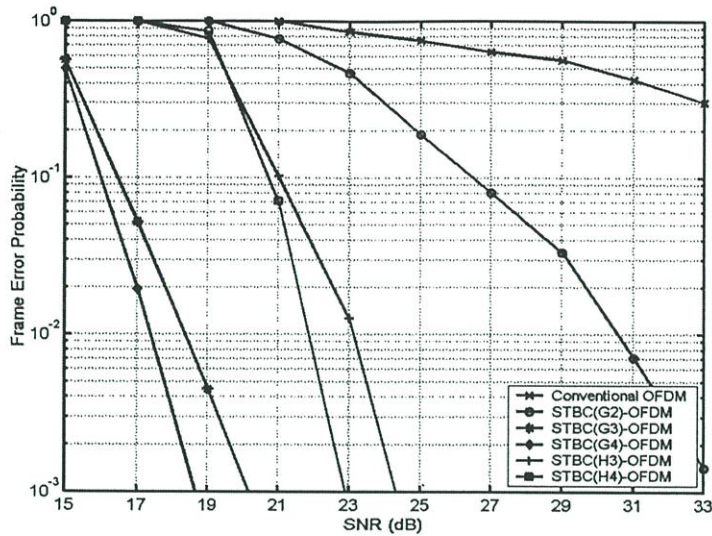


รูปที่ 6.17 ผลอัตราการผิดพลาดของบิต (BER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ QPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบเรย์ลี

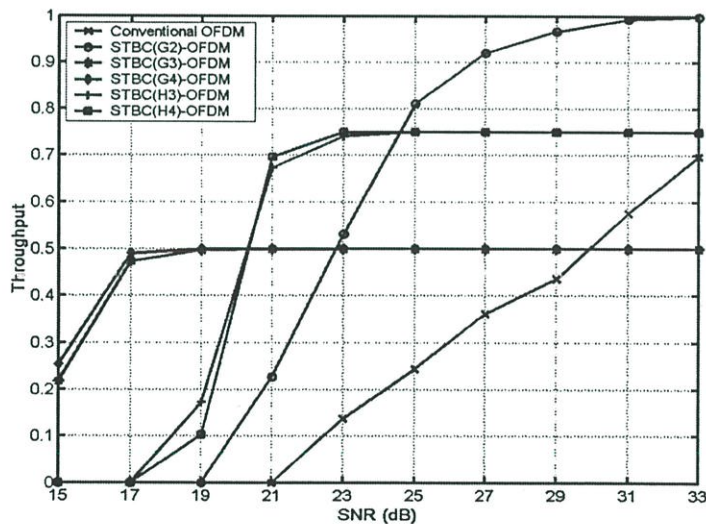


รูปที่ 6.18 ผลอัตราการผิดพลาดของสัญลักษณ์ (SER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ QPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบเรย์ลี

รูปที่ 6.17 ถึงรูปที่ 6.19 แสดงผลอัตราการผิดพลาดของบิต สัญลักษณ์และเฟรม ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ QPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบเรย์ลี พบว่าสมรรถนะของระบบ STBC-OFDM มีค่าที่ดีขึ้นเป็นอย่างมากเมื่อเปรียบเทียบกับระบบ OFDM แบบเดิม โดยค่าสมรรถนะที่ได้จากการจำลองแบบนั้นจะขึ้นอยู่กับจำนวนของชุดสายอากาศทางด้านส่งและอัตราการเข้ารหัสบล็อกที่เลือกใช้ ซึ่งจะส่งผลทำให้เกิดอัตราขยายในรูปของโคเวอริจันซ์และการเข้ารหัสที่แตกต่างกันนั่นเอง ดังนั้นระบบ STBC(G4)-OFDM จะมีค่าสมรรถนะที่ดีที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับระบบแบบอื่น เนื่องจากชุดสายอากาศทางด้านส่งถูกนำมาใช้จำนวน 4 ชุดและมีอัตราการเข้ารหัสที่ต่ำ สำหรับค่า BER ที่ระดับ 10^{-5} ของระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM พบว่ามีค่าสมรรถนะที่ดีกว่าระบบ STBC(G2)-OFDM อยู่ประมาณ 11.5 dB และ 16.5 dB ตามลำดับ ค่า SER ที่ระดับ 10^{-5} ของระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM พบว่ามีค่าสมรรถนะที่ดีกว่าระบบ STBC(G2)-OFDM อยู่ประมาณ 12.5 dB และ 17.5 dB ตามลำดับ ส่วนค่า FER ที่ระดับ 10^{-2} ของระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM พบว่ามีค่าสมรรถนะที่ดีกว่าระบบ STBC(G2)-OFDM อยู่ประมาณ 8.5 dB และ 12.5 dB ตามลำดับ อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาอัตราความเร็วในการส่งผ่านข้อมูลของแต่ละระบบ พบว่าระบบ OFDM แบบเดิมและระบบ STBC(G2)-OFDM มีค่าอัตราความเร็วมากที่สุดนั่นคือเท่ากับ 12 เมกะบิตต่อวินาที ระบบ STBC(H3)-OFDM และ STBC(H4)-OFDM มีค่าเท่ากับ 9 เมกะบิตต่อวินาที ส่วนระบบ STBC(G3)-OFDM และ STBC(G4)-OFDM มีค่าต่ำที่สุดอยู่ที่ 6 เมกะบิตต่อวินาที สำหรับการจำลองแบบบนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบเรย์ลีนี้ ได้กำหนดฟังก์ชันการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนให้มีค่าอยู่ระหว่าง 15-33 dB



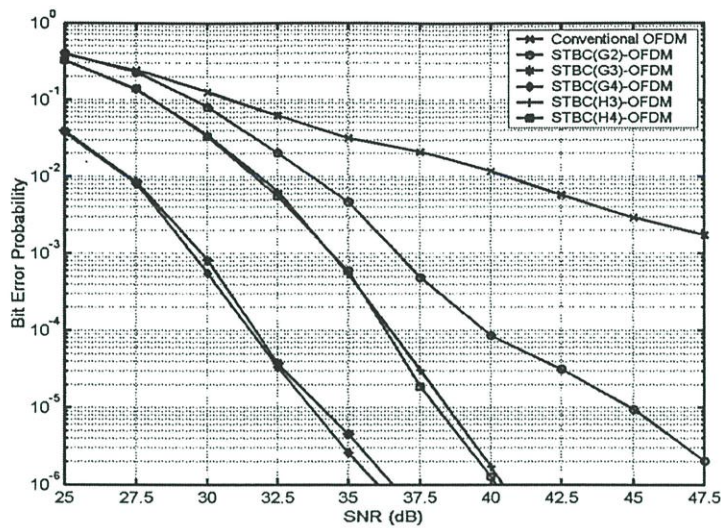
รูปที่ 6.19 ผลอัตราการผิดพลาดของเฟรม (FER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ QPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบเรย์ลี



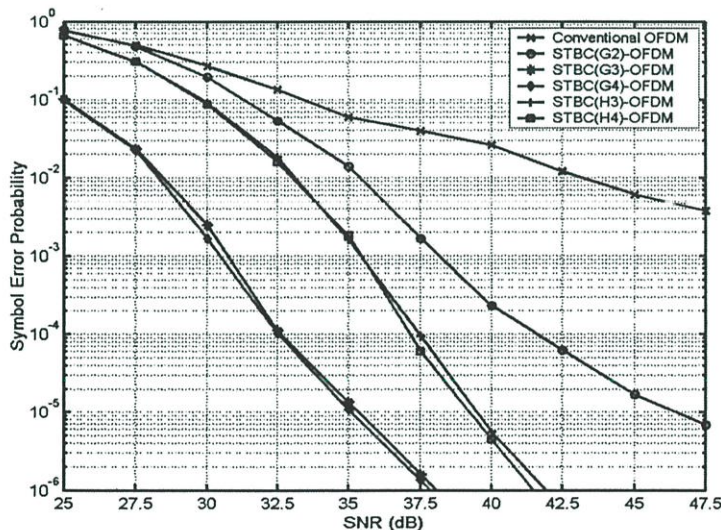
รูปที่ 6.20 ผลค่าวิสัยสามารถของระบบ (TRP) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ QPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบเรย์ลี

จากรูปที่ 6.20 เมื่อค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าต่ำกว่า 20 dB ค่าวิสัยสามารถของระบบ STBC(G3)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM จะมีค่าเข้าใกล้ระดับ 0.5 ซึ่งมีความมากกว่าระบบแบบอื่น แต่ถ้าค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่ามากกว่า 25 dB พบว่าระบบ STBC(G2)-OFDM จะมีค่าวิสัยสามารถของระบบมากที่สุด โดยจะมีค่าเข้าใกล้ระดับ 1.0 ส่วนระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM นั้นมีค่าเข้าใกล้ระดับ 0.75 และ 0.5 เท่านั้นตามลำดับ

6.3.3 การมอดูเลตแบบ 16-PSK



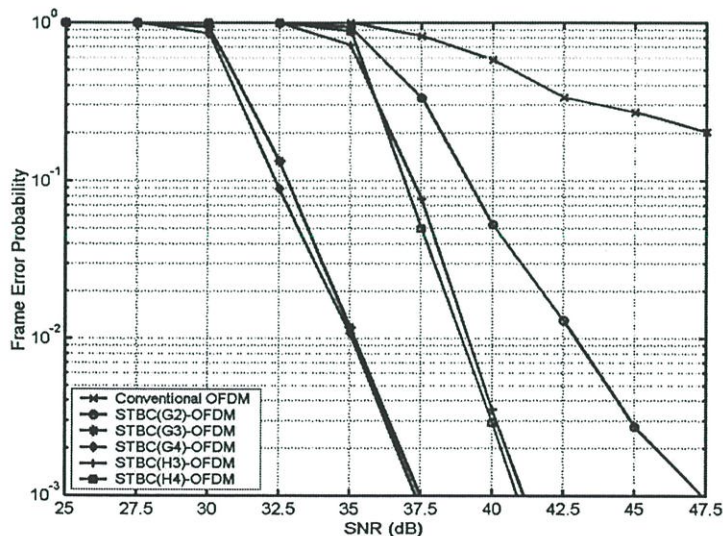
รูปที่ 6.21 ผลอัตราการผิดพลาดของบิต (BER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ 16-PSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบเรย์ลี



รูปที่ 6.22 ผลอัตราการผิดพลาดของสัญลักษณ์ (SER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ 16-PSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบเรย์ลี

รูปที่ 6.21 ถึงรูปที่ 6.23 แสดงผลอัตราการผิดพลาดของบิต สัญลักษณ์และเฟรม ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ 16-PSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบเรย์ลี พบว่าสมรรถนะของระบบ STBC-OFDM มีค่าที่ดีขึ้นเป็นอย่างมากเมื่อเปรียบเทียบกับระบบ OFDM แบบเดิม โดยค่าสมรรถนะที่ได้จากการจำลองแบบนี้

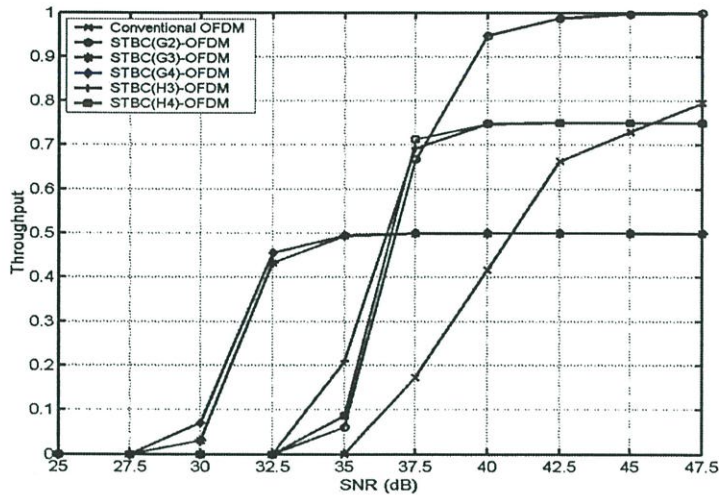
จะขึ้นอยู่กับจำนวนของชุดสายอากาศทางด้านส่งและอัตราการเข้ารหัสบล็อกที่เลือกใช้ ซึ่งจะส่งผลทำให้เกิดอัตราขยายในรูปของโคเวอริจันซ์และการเข้ารหัสที่แตกต่างกันนั่นเอง ดังนั้นระบบ STBC(G4)-OFDM จะมีค่าสมรรถนะที่ดีที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับระบบแบบอื่น เนื่องมาจากชุดสายอากาศทางด้านส่งถูกนำมาใช้จำนวน 4 ชุดและมีอัตราการเข้ารหัสที่ต่ำ สำหรับค่า BER ที่ระดับ 10^{-5} ของระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM พบว่ามีค่าสมรรถนะที่ดีกว่าระบบ STBC(G2)-OFDM อยู่ประมาณ 7 dB และ 11.25 dB ตามลำดับ ค่า SER ที่ระดับ 10^{-5} ของระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM พบว่ามีค่าสมรรถนะที่ดีกว่าระบบ STBC(G2)-OFDM อยู่ประมาณ 7.25 dB และ 11.25 dB ตามลำดับ ส่วนค่า FER ที่ระดับ 10^{-2} ของระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM พบว่ามีค่าสมรรถนะที่ดีกว่าระบบ STBC(G2)-OFDM อยู่ประมาณ 4 dB และ 7.75 dB ตามลำดับ อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาอัตราความเร็วในการส่งผ่านข้อมูลพบว่า ระบบ OFDM แบบเดิมและระบบ STBC(G2)-OFDM มีค่าอัตราความเร็วมากที่สุดนั่นคือเท่ากับ 24 เมกะบิตต่อวินาที ระบบ STBC(H3)-OFDM และ STBC(H4)-OFDM มีค่าอัตราความเร็วเท่ากับ 18 เมกะบิตต่อวินาที ส่วนระบบ STBC(G3)-OFDM และ STBC(G4)-OFDM มีค่าต่ำที่สุดอยู่ที่ 12 เมกะบิตต่อวินาที สำหรับการจำลองแบบบนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบเรย์ลีนี้ได้กำหนดฟังก์ชันการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนให้มีค่าอยู่ระหว่าง 25-47.5 dB



รูปที่ 6.23 ผลอัตราการผิดพลาดของเฟรม (FER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ 16-PSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบเรย์ลี

จากรูปที่ 6.24 เมื่อค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าต่ำกว่า 36 dB ค่าวิสัยสามารถของระบบ STBC(G3)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM จะมีค่าเข้าใกล้ระดับ 0.5 ซึ่งมีค่ามากกว่า

ระบบแบบอื่น แต่ถ้าค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่ามากกว่า 37.5 dB พบว่าระบบ STBC(G2)-OFDM จะมีค่าวิสัยสามารถของระบบมากที่สุดโดยจะมีค่าเข้าใกล้ระดับ 1.0 ส่วนระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM นั้นมีค่าเข้าใกล้ระดับ 0.75 และ 0.5 เท่านั้น

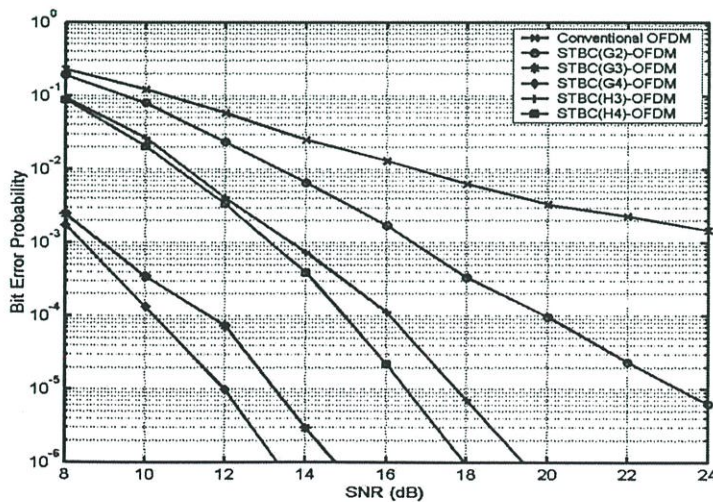


รูปที่ 6.24 ผลค่าวิสัยสามารถของระบบ (TRP) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่าง โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ 16-PSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบเรย์ลี

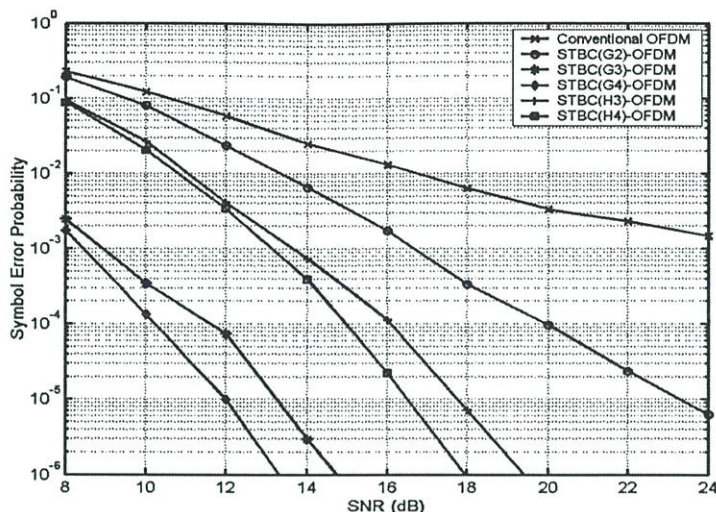
6.4 ช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบไรเซียน

สมรรถนะของระบบ OFDM และ STBC-OFDM ที่ได้จากการจำลองแบบบนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบไรเซียน สามารถแบ่งตามรูปแบบของการมอดูเลตได้ดังนี้

6.4.1 การ มอดูเลตแบบ BPSK

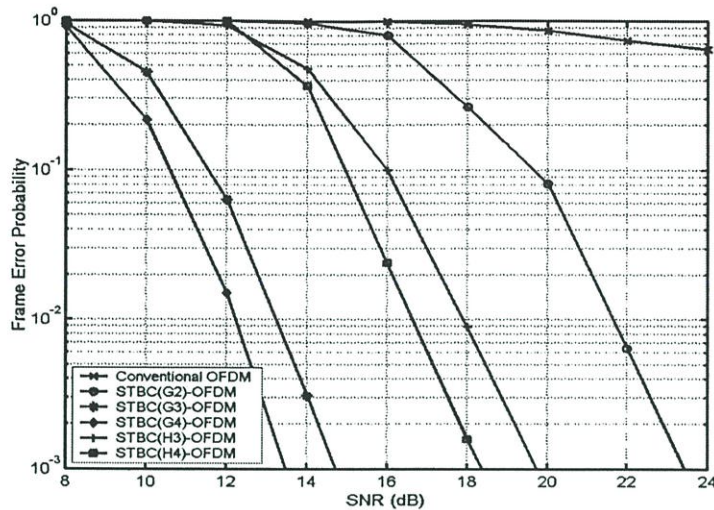


รูปที่ 6.25 ผลอัตราการผลิตของบิต (BER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ BPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบไรเซียน

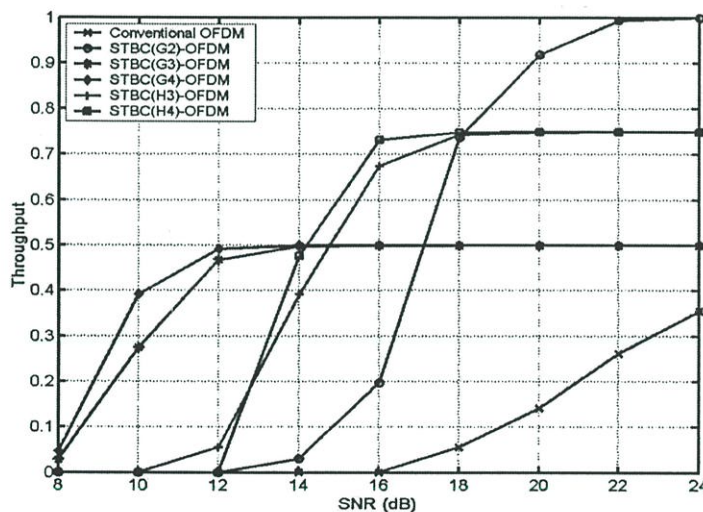


รูปที่ 6.26 ผลอัตราการผิดพลาดของสัญลักษณ์ (SER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ BPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบไรเซียน

รูปที่ 6.25 ถึงรูปที่ 6.27 แสดงผลอัตราการผิดพลาดของบิต สัญลักษณ์และเฟรม ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ BPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบไรเซียน พบว่าสมรรถนะของระบบ STBC-OFDM มีค่าที่ดีขึ้นเป็นอย่างมากเมื่อเปรียบเทียบกับระบบ OFDM แบบเดิม โดยค่าสมรรถนะที่ได้จากการจำลองแบบนั้นจะขึ้นอยู่กับจำนวนของชุดสายอากาศทางด้านส่งและอัตราการเข้ารหัสบล็อกที่เลือกใช้ ซึ่งจะส่งผลทำให้เกิดอัตราขยายในรูปของโคเวอริจันซ์และการเข้ารหัสที่แตกต่างกันนั่นเอง ดังนั้นระบบ STBC(G4)-OFDM จะมีค่าสมรรถนะที่ดีที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับระบบแบบอื่น เนื่องจากชุดสายอากาศทางด้านส่งถูกนำมาใช้จำนวน 4 ชุดและมีอัตราการเข้ารหัสที่ต่ำ สำหรับค่า BER และ SER ที่ระดับ 10^{-5} ของระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM พบว่ามีค่าสมรรถนะที่ดีกว่าระบบ STBC(G2)-OFDM อยู่ประมาณ 6.5 dB และ 11 dB ตามลำดับ ส่วนค่า FER ที่ระดับ 10^{-2} ของระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM พบว่ามีค่าสมรรถนะที่ดีกว่าระบบ STBC(G2)-OFDM อยู่ประมาณ 5 dB และ 9.5 dB ตามลำดับ อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาอัตราความเร็วในการส่งผ่านข้อมูลของแต่ละระบบพบว่า ระบบ OFDM แบบเดิมและระบบ STBC(G2)-OFDM มีค่าอัตราความเร็วมากที่สุดนั่นคือเท่ากับ 6 เมกะบิตต่อวินาที ระบบ STBC(H3)-OFDM และ STBC(H4)-OFDM มีค่าอัตราความเร็วเท่ากับ 4.5 เมกะบิตต่อวินาที ส่วนระบบ STBC(G3)-OFDM และ STBC(G4)-OFDM มีค่าอัตราความเร็วต่ำที่สุดอยู่ที่ 3 เมกะบิตต่อวินาที สำหรับการจำลองแบบบนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบไรเซียนนี้ได้กำหนดฟังก์ชันการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนให้มีค่าอยู่ระหว่าง 8-24 dB



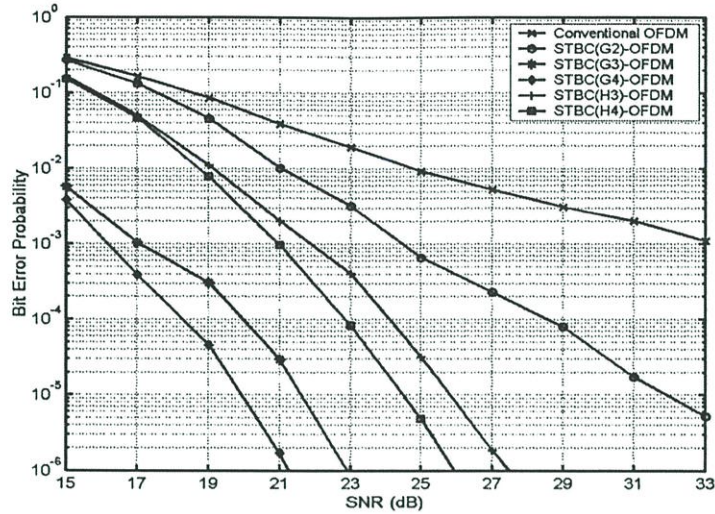
รูปที่ 6.27 ผลอัตราการผิดพลาดของเฟรม (FER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ BPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบไรเซียน



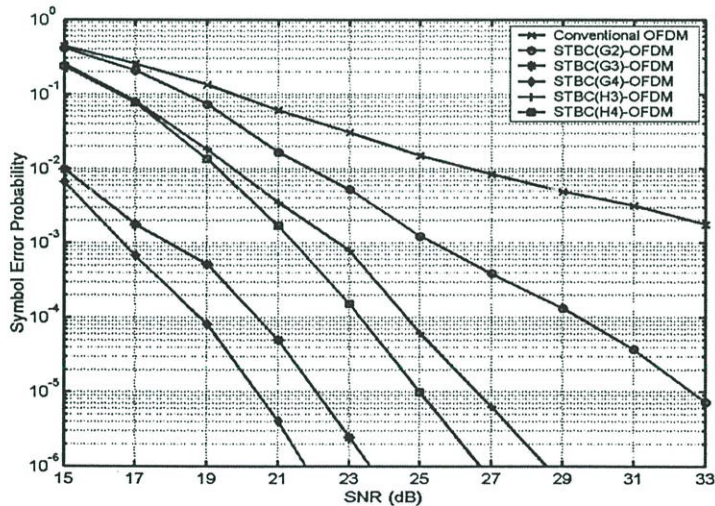
รูปที่ 6.28 ผลค่าวิสัยสามารถของระบบ (TRP) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ BPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบไรเซียน

จากรูปที่ 6.28 เมื่อค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าต่ำกว่า 14 dB ค่าวิสัยสามารถของระบบ STBC(G3)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM จะมีค่าเข้าใกล้ระดับ 0.5 ซึ่งมีค่ามากกว่าระบบแบบอื่น แต่ถ้าค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่ามากกว่า 18 dB พบว่าระบบ STBC(G2)-OFDM จะมีค่าวิสัยสามารถของระบบมากที่สุดโดยจะมีค่าเข้าใกล้ระดับ 1.0 ส่วนระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM นั้นมีค่าเข้าใกล้ระดับ 0.75 และ 0.5 เท่านั้นตามลำดับ

6.4.2 การมอดูเลตแบบ QPSK



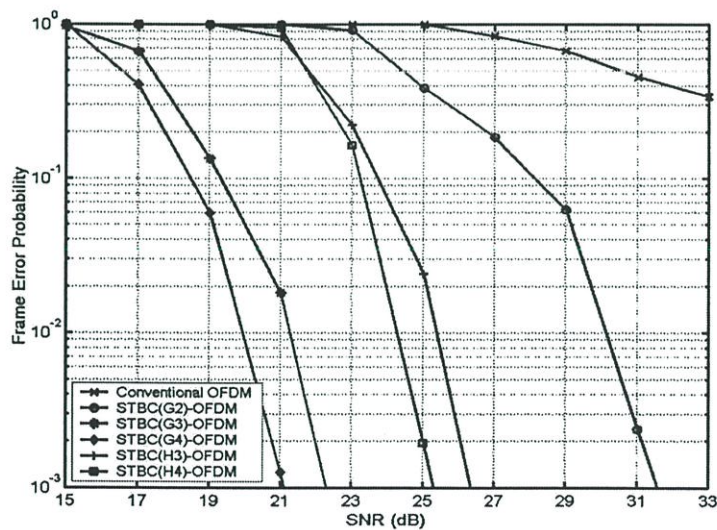
รูปที่ 6.29 ผลอัตราการผิดพลาดของบิต (BER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ QPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบไร้เงื่อนไข



รูปที่ 6.30 ผลอัตราการผิดพลาดของสัญลักษณ์ (SER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ QPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบไร้เงื่อนไข

รูปที่ 6.29 ถึงรูปที่ 6.31 แสดงผลอัตราการผิดพลาดของบิต สัญลักษณ์และเฟรม ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ QPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบไร้เงื่อนไข พบว่าสมรรถนะของระบบ STBC-OFDM มีค่าที่ดีขึ้นเป็นอย่างมากเมื่อเปรียบเทียบกับระบบ OFDM แบบเดิม โดยค่าสมรรถนะที่ได้จากการจำลองแบบนั้นจะขึ้นอยู่กับ

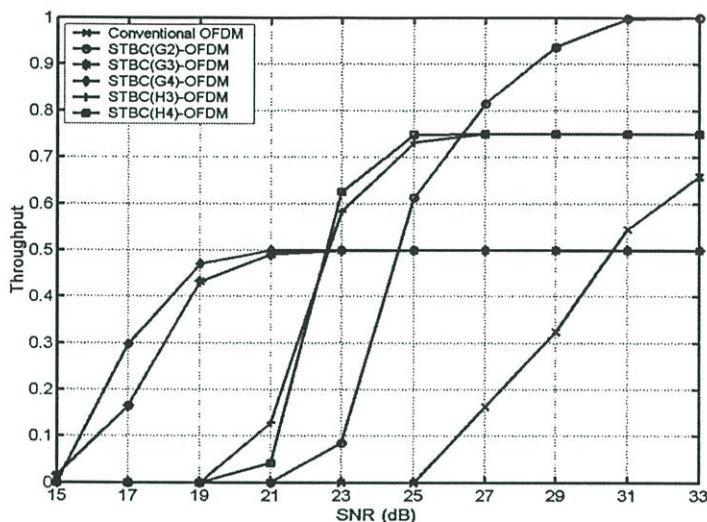
กับจำนวนของชุดสายอากาศทางด้านส่งและอัตราการเข้ารหัสที่เลือกใช้ ซึ่งจะส่งผลทำให้เกิดอัตราขยายในรูปของไคเวอร์จิสต์และการเข้ารหัสที่แตกต่างกันนั่นเอง ดังนั้นระบบ STBC(G4)-OFDM จะมีค่าสมรรถนะที่ดีที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับระบบแบบอื่น เนื่องมาจากชุดสายอากาศทางด้านส่งถูกนำมาใช้จำนวน 4 ชุดและมีอัตราการเข้ารหัสที่ต่ำ สำหรับค่า BER ที่ระดับ 10^{-5} ของระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM พบว่ามีค่าสมรรถนะที่ดีกว่าระบบ STBC(G2)-OFDM อยู่ประมาณ 7.5 dB และ 12 dB ตามลำดับ ค่า SER ที่ระดับ 10^{-5} ของระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM พบว่ามีค่าสมรรถนะที่ดีกว่าระบบ STBC(G2)-OFDM อยู่ประมาณ 8 dB และ 12.5 dB ตามลำดับ ส่วนค่า FER ที่ระดับ 10^{-2} ของระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM พบว่ามีค่าสมรรถนะที่ดีกว่าระบบ STBC(G2)-OFDM อยู่ประมาณ 6 dB และ 10 dB ตามลำดับ อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาอัตราความเร็วในการส่งผ่านของข้อมูลของแต่ละระบบพบว่า ระบบ OFDM แบบเดิมและระบบ STBC(G2)-OFDM มีค่าอัตราความเร็วมากที่สุดนั่นคือเท่ากับ 12 เมกะบิตต่อวินาที ระบบ STBC(H3)-OFDM และ STBC(H4)-OFDM มีค่าอัตราความเร็วเท่ากับ 9 เมกะบิตต่อวินาที ส่วนระบบ STBC(G3)-OFDM และ STBC(G4)-OFDM มีค่าอัตราความเร็วต่ำที่สุดอยู่ที่ 6 เมกะบิตต่อวินาที สำหรับการจำลองแบบบนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบไรเซียนนี้ได้กำหนดฟังก์ชันการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนให้มีค่าอยู่ระหว่าง 15-33 dB



รูปที่ 6.31 ผลอัตราการผิดพลาดของเฟรม (FER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสที่ต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ QPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบไรเซียน

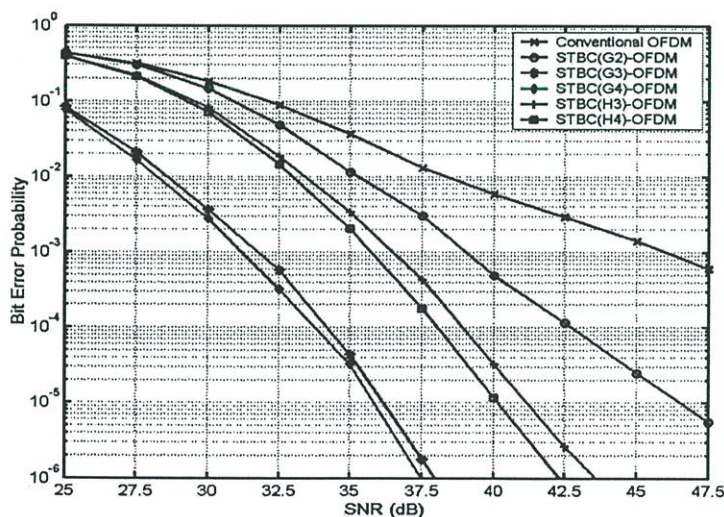
จากรูปที่ 6.32 เมื่อค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าต่ำกว่า 23 dB ค่าวิสัยสามารถของระบบ STBC(G3)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM จะมีค่าเข้าใกล้ระดับ 0.5 ซึ่งมีค่ามากกว่า

ระบบแบบอื่น แต่ถ้าค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่ามากกว่า 27 dB พบว่าระบบ STBC(G2)-OFDM จะมีค่าวิสัยสามารถของระบบมากที่สุดโดยจะมีค่าเข้าใกล้ระดับ 1.0 ส่วนระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM นั้นมีค่าเข้าใกล้ระดับ 0.75 และ 0.5 เท่านั้นตามลำดับ

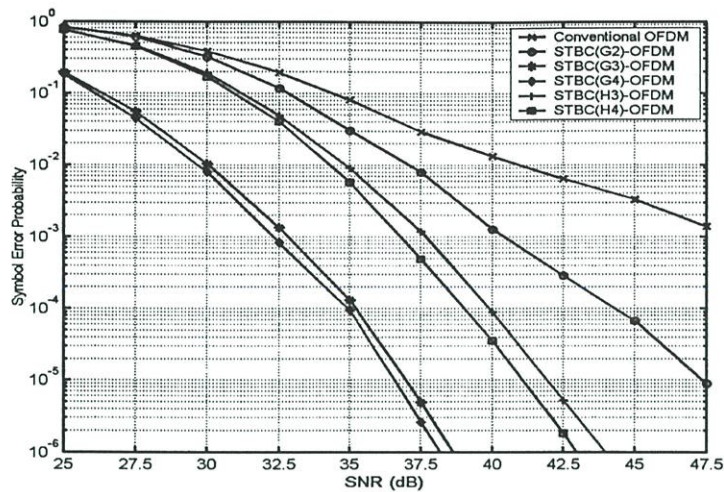


รูปที่ 6.32 ผลค่าวิสัยสามารถของระบบ (TRP) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ QPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบไรเซียน

6.4.3 การมอดูเลตแบบ 16-PSK

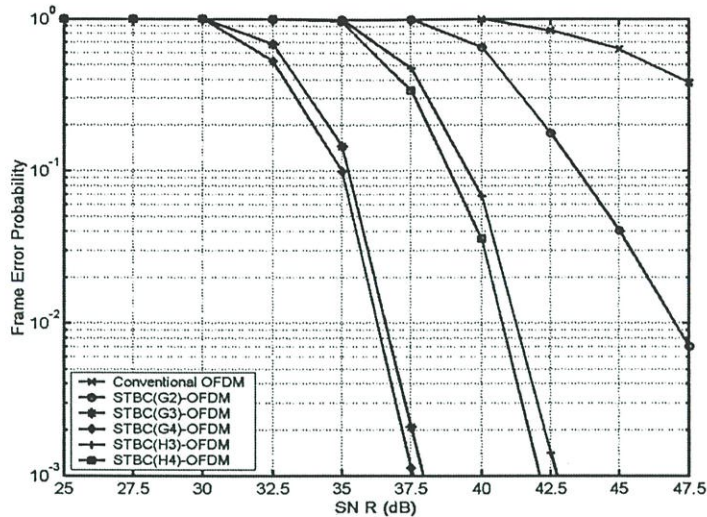


รูปที่ 6.33 ผลอัตราการผิดพลาดของบิต (BER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ 16-PSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบไรเซียน

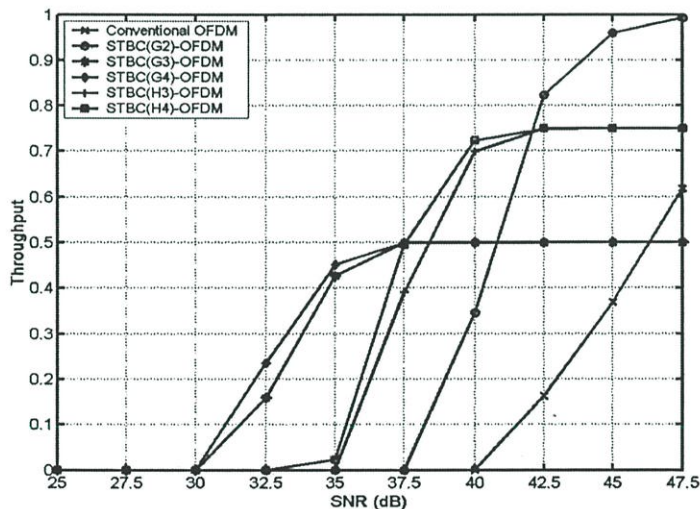


รูปที่ 6.34 ผลอัตราการผิดพลาดของสัญลักษณ์ (SER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ 16-PSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบไรเซียน

รูปที่ 6.33 ถึงรูปที่ 6.35 แสดงผลอัตราการผิดพลาดของบิต สัญลักษณ์และเฟรม ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ 16-PSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบไรเซียน พบว่าสมรรถนะของระบบ STBC-OFDM มีค่าที่ดีขึ้นเป็นอย่างมากเมื่อเปรียบเทียบกับระบบ OFDM แบบเดิม โดยค่าสมรรถนะที่ได้จากการจำลองแบบนั้นจะขึ้นอยู่กับจำนวนของชุดสายอากาศทางด้านส่งและอัตราการเข้ารหัสบล็อกที่เลือกใช้ ซึ่งจะส่งผลทำให้เกิดอัตราขยายในรูปของโคเวอริจันซ์และการเข้ารหัสที่แตกต่างกันนั่นเอง ดังนั้นระบบ STBC(G4)-OFDM จะมีค่าสมรรถนะที่ดีที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับระบบแบบอื่น สำหรับค่า BER ที่ระดับ 10^{-5} ของระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM พบว่ามีค่าสมรรถนะที่ดีกว่าระบบ STBC(G2)-OFDM อยู่ประมาณ 6.25 dB และ 10.25 dB ตามลำดับ ค่า SER ที่ระดับ 10^{-5} ของระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM พบว่ามีค่าสมรรถนะที่ดีกว่าระบบ STBC(G2)-OFDM อยู่ประมาณ 6.25 dB และ 11 dB ตามลำดับ ส่วนค่า FER ที่ระดับ 10^{-2} ของระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM พบว่ามีค่าสมรรถนะที่ดีกว่าระบบ STBC(G2)-OFDM อยู่ประมาณ 6.25 dB และ 11 dB ตามลำดับ อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาอัตราความเร็วในการส่งผ่านของข้อมูลของแต่ละระบบพบว่า ระบบ OFDM แบบเดิมและระบบ STBC(G2)-OFDM มีค่ามากที่สุดนั่นคือเท่ากับ 24 เมกะบิตต่อวินาที ระบบ STBC(H3)-OFDM และ STBC(H4)-OFDM มีค่าเท่ากับ 18 เมกะบิตต่อวินาที ส่วนระบบ STBC(G3)-OFDM และ STBC(G4)-OFDM มีค่าต่ำที่สุดอยู่ที่ 12 เมกะบิตต่อวินาที สำหรับการจำลองแบบบนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบไรเซียนนี้ได้กำหนดฟังก์ชันการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนให้มีค่าอยู่ระหว่าง 25-47.5 dB



รูปที่ 6.35 ผลอัตราการผิดพลาดของเฟรม (FER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ 16-PSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบไรเซียน



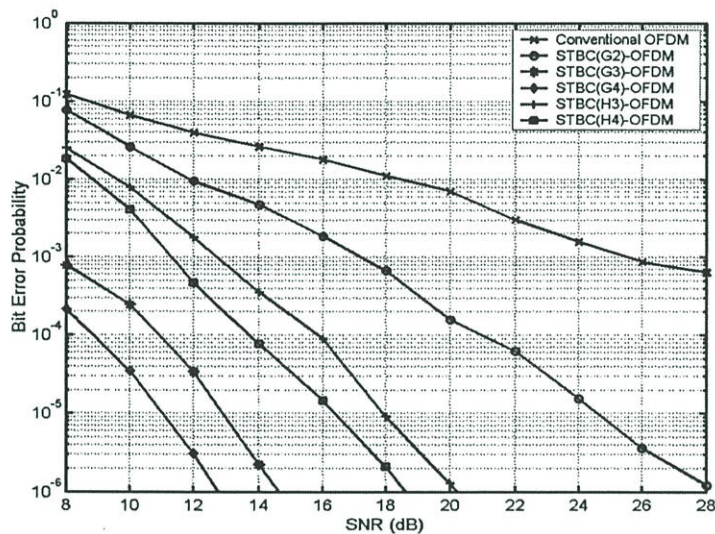
รูปที่ 6.36 ผลค่าวิสัยสามารถของระบบ (TRP) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ 16-PSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบไรเซียน

จากรูปที่ 6.36 เมื่อค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าต่ำกว่า 37.5 dB ค่าวิสัยสามารถของระบบ STBC(G3)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM จะมีค่าเข้าใกล้ระดับ 0.5 ซึ่งมีค่ามากกว่าระบบแบบอื่น แต่ถ้าค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่ามากกว่า 42.5 dB พบว่าระบบ STBC(G2)-OFDM มีค่าวิสัยสามารถของระบบมากที่สุดโดยจะมีค่าเข้าใกล้ระดับ 1.0 ส่วนระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM มีค่าเข้าใกล้ระดับ 0.75 และ 0.5 เท่านั้น ตามลำดับ

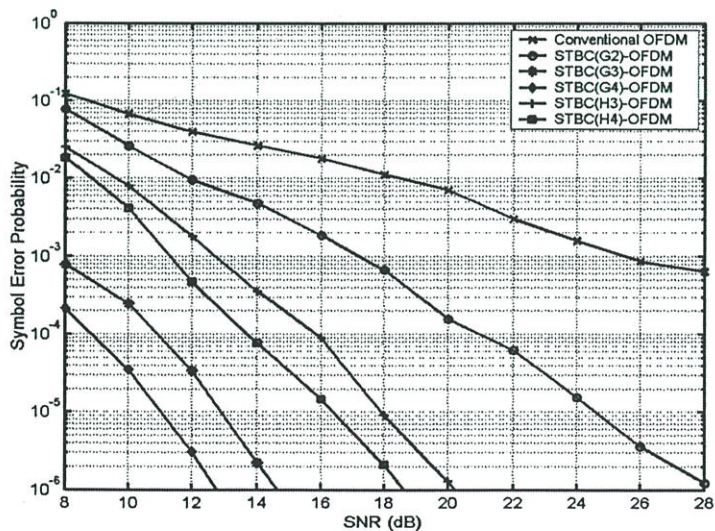
6.5 ช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบปรกติลือก

สมรรถนะของระบบ OFDM และ STBC-OFDM ที่ได้จากการจำลองแบบบนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบปรกติลือก สามารถแบ่งตามรูปแบบของการมอดูเลตได้ดังนี้

6.5.1 การมอดูเลตแบบ BPSK

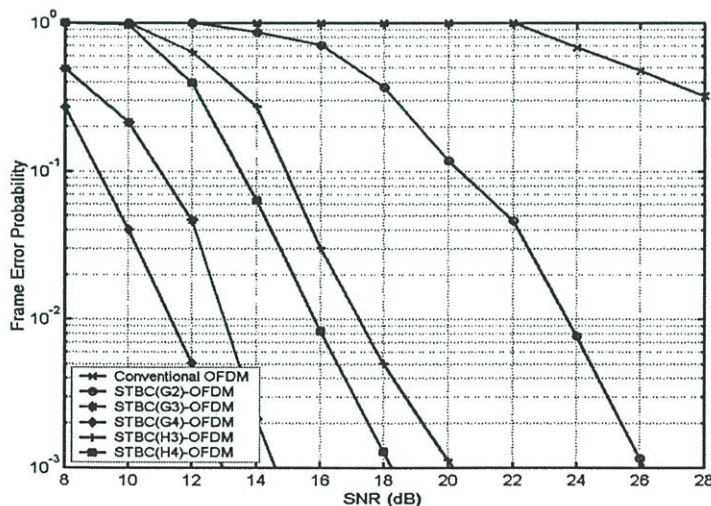


รูปที่ 6.37 ผลอัตราการผิดพลาดของบิต (BER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสที่ต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ BPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบปรกติลือก



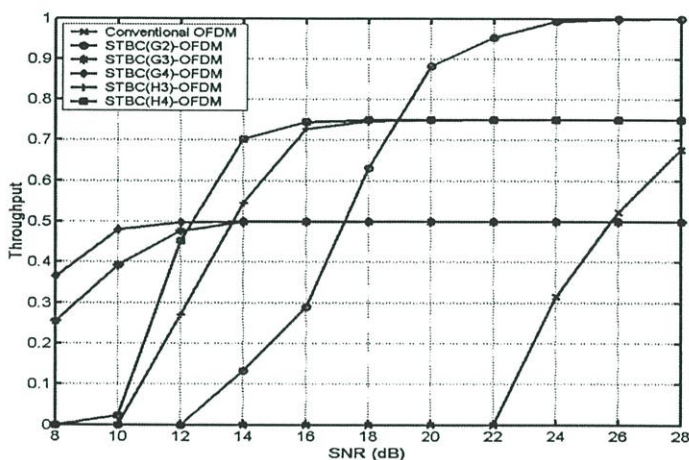
รูปที่ 6.38 ผลอัตราการผิดพลาดของสัญลักษณ์ (SER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสที่ต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ BPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบปรกติลือก

รูปที่ 6.37 ถึงรูปที่ 6.39 แสดงผลอัตราการผิดพลาดของบิต สัญญาณและเฟรม ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่ต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ BPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบปรกติบล็อก พบว่าสมรรถนะของระบบ STBC-OFDM มีค่าที่ดีขึ้นเป็นอย่างมากเมื่อเปรียบเทียบกับระบบ OFDM แบบเดิม โดยค่าสมรรถนะที่ได้จากการจำลองแบบนั้นจะขึ้นอยู่กับจำนวนของชุดสายอากาศทางด้านส่งและอัตราการเข้ารหัสบล็อกที่เลือกใช้ ซึ่งจะส่งผลทำให้เกิดอัตราขยายในรูปของไคเวอร์ชิตีและการเข้ารหัสที่ต่างกัมนั้นเอง ดังนั้นระบบ STBC(G4)-OFDM จะมีค่าสมรรถนะที่ดีที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับระบบแบบอื่น เนื่องจากชุดสายอากาศทางด้านส่งถูกนำมาใช้จำนวน 4 ชุดและมีอัตราการเข้ารหัสที่ต่ำ สำหรับค่า BER และ SER ที่ระดับ 10^{-5} ของระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM พบว่ามีค่าสมรรถนะที่ดีกว่าระบบ STBC(G2)-OFDM อยู่ประมาณ 8.25 dB และ 13.5 dB ตามลำดับ ส่วนค่า FER ที่ระดับ 10^{-2} ของระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM พบว่ามีค่าสมรรถนะที่ดีกว่าระบบ STBC(G2)-OFDM อยู่ประมาณ 7.5 dB และ 12 dB ตามลำดับ อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาอัตราความเร็วในการส่งผ่านข้อมูลของแต่ละระบบพบว่า ระบบ OFDM แบบเดิมและระบบ STBC(G2)-OFDM มีค่าอัตราความเร็วมากที่สุคนั้นคือเท่ากับ 6 เมกะบิตต่อวินาที ระบบ STBC(H3)-OFDM และ STBC(H4)-OFDM มีค่าอัตราความเร็วเท่ากับ 4.5 เมกะบิตต่อวินาที ส่วนระบบ STBC(G3)-OFDM และ STBC(G4)-OFDM มีค่าอัตราความเร็วต่ำที่สุดอยู่ที่ 3 เมกะบิตต่อวินาที สำหรับการจำลองแบบบนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบปรกติบล็อกนี้ได้กำหนดฟังก์ชันการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนให้มีค่าอยู่ระหว่าง 8-28 dB



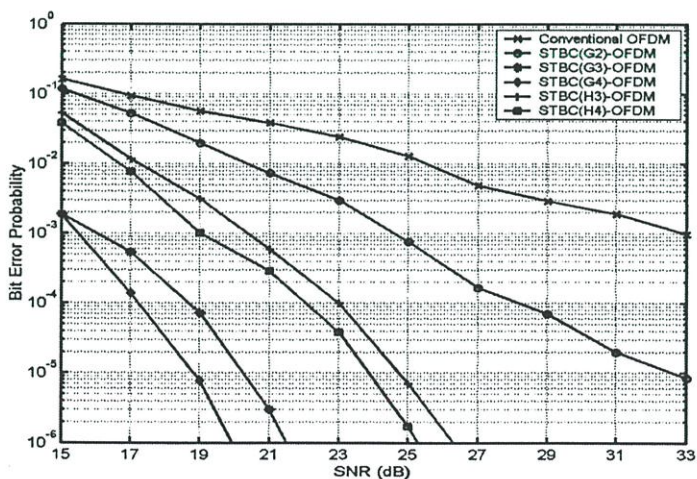
รูปที่ 6.39 ผลอัตราการผิดพลาดของเฟรม (FER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่ต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ BPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบปรกติบล็อก

จากรูปที่ 6.40 เมื่อค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าต่ำกว่า 12 dB ค่าวิสัยสามารถของระบบ STBC(G3)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM จะมีค่าเข้าใกล้ระดับ 0.5 ซึ่งมีค่ามากกว่าระบบแบบอื่น แต่ถ้าค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่ามากกว่า 19 dB พบว่าระบบ STBC(G2)-OFDM จะมีค่าวิสัยสามารถของระบบมากที่สุดโดยจะมีค่าเข้าใกล้ระดับ 1.0 ส่วนระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM นั้นมีค่าเข้าใกล้ระดับ 0.75 และ 0.5 เท่านั้นตามลำดับ

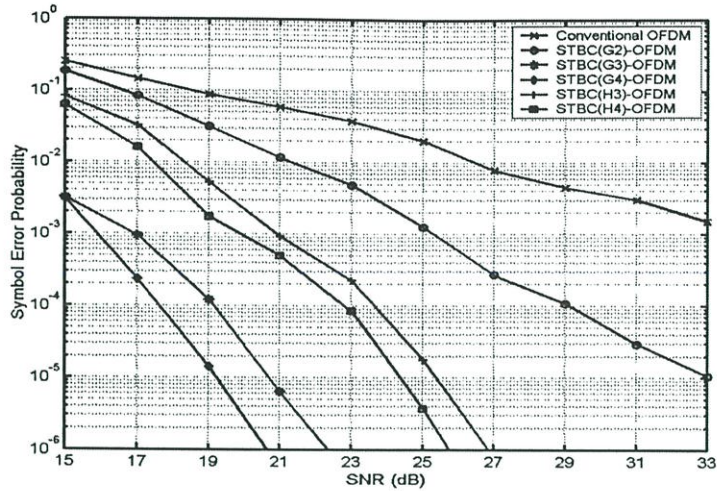


รูปที่ 6.40 ผลค่าวิสัยสามารถของระบบ (TRP) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ BPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบปรกติบล็อก

6.5.2 สัญญาณที่มอดูเลตแบบ QPSK

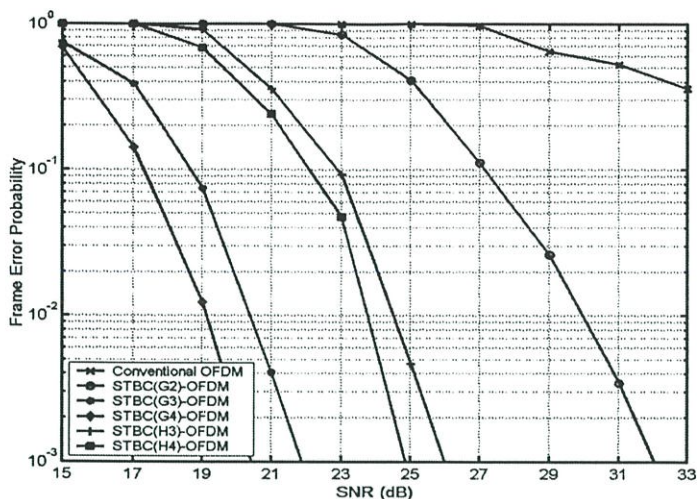


รูปที่ 6.41 ผลอัตราการผิดพลาดของบิต (BER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ QPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบปรกติบล็อก

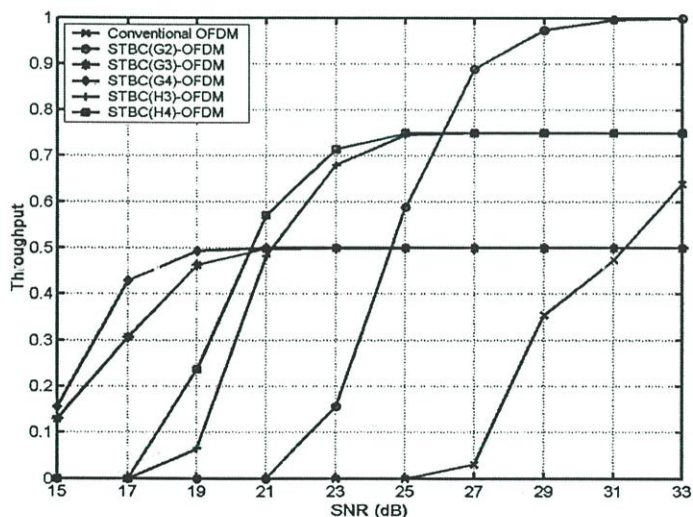


รูปที่ 6.42 ผลอัตราการผิดพลาดของสัญลักษณ์ (SER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ QPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบปรกติ์ลอก

รูปที่ 6.41 ถึงรูปที่ 6.43 แสดงผลอัตราการผิดพลาดของบิต สัญลักษณ์และเฟรม ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ QPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบปรกติ์ลอก พบว่าสมรรถนะของระบบ STBC-OFDM มีค่าที่ดีขึ้นเป็นอย่างมากเมื่อเปรียบเทียบกับระบบ OFDM แบบเดิม โดยค่าสมรรถนะที่ได้จากการจำลองแบบนั้นจะขึ้นอยู่กับจำนวนของชุดสายอากาศทางด้านส่งและอัตราการเข้ารหัสบล็อกที่เลือกใช้ ซึ่งจะส่งผลทำให้เกิดอัตราขยายในรูปของโคเวอริจันซ์และการเข้ารหัสที่แตกต่างกันนั่นเอง ดังนั้นระบบ STBC(G4)-OFDM จะมีค่าสมรรถนะที่ดีที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับระบบแบบอื่น สำหรับค่า BER ที่ระดับ 10^{-5} ของระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM พบว่ามีค่าสมรรถนะที่ดีกว่าระบบ STBC(G2)-OFDM อยู่ประมาณ 9 dB และ 14.5 dB ตามลำดับ ค่า SER ที่ระดับ 10^{-5} ของระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM พบว่ามีค่าสมรรถนะที่ดีกว่าระบบ STBC(G2)-OFDM อยู่ประมาณ 9.25 dB และ 14.25 dB ตามลำดับ ส่วนค่า FER ที่ระดับ 10^{-2} ของระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM พบว่ามีค่าสมรรถนะที่ดีกว่าระบบ STBC(G2)-OFDM อยู่ประมาณ 6 dB และ 11 dB ตามลำดับ อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาอัตราความเร็วในการส่งผ่านของข้อมูลของแต่ละระบบพบว่า ระบบ OFDM แบบเดิมและระบบ STBC(G2)-OFDM มีค่ามากที่สุดนั่นคือเท่ากับ 12 เมกะบิตต่อวินาที ระบบ STBC(H3)-OFDM และ STBC(H4)-OFDM มีค่าเท่ากับ 9 เมกะบิตต่อวินาที ส่วนระบบ STBC(G3)-OFDM และ STBC(G4)-OFDM มีค่าต่ำที่สุดอยู่ที่ 6 เมกะบิตต่อวินาที สำหรับการจำลองแบบบนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบปรกติ์ลอกนี้ได้กำหนดฟังก์ชันการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนให้มีค่าอยู่ระหว่าง 15-33 dB



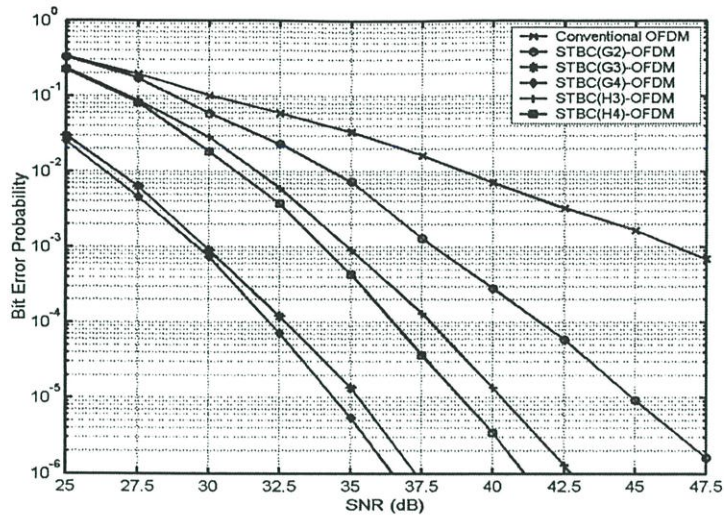
รูปที่ 6.43 ผลอัตราการผิดพลาดของเฟรม (FER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ QPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบปรกติคือ



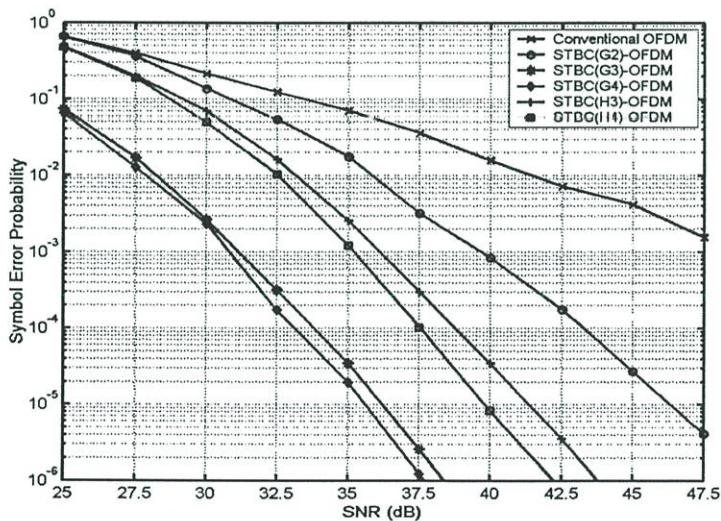
รูปที่ 6.44 ผลค่าวิสัยสามารถของระบบ (TRP) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ QPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบปรกติคือ

จากรูปที่ 6.44 เมื่อค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าต่ำกว่า 20 dB ค่าวิสัยสามารถของระบบ STBC(G3)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM จะมีค่าเข้าใกล้ระดับ 0.5 ซึ่งมีค่ามากกว่าระบบแบบอื่น แต่ถ้าค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่ามากกว่า 27 dB พบว่าระบบ STBC(G2)-OFDM มีค่าวิสัยสามารถของระบบมากที่สุด โดยจะมีค่าเข้าใกล้ระดับ 1.0 ส่วนระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM มีค่าเข้าใกล้ระดับ 0.75 และ 0.5 เท่านั้น ตามลำดับ

6.5.3 การมอดูเลตแบบ 16-PSK



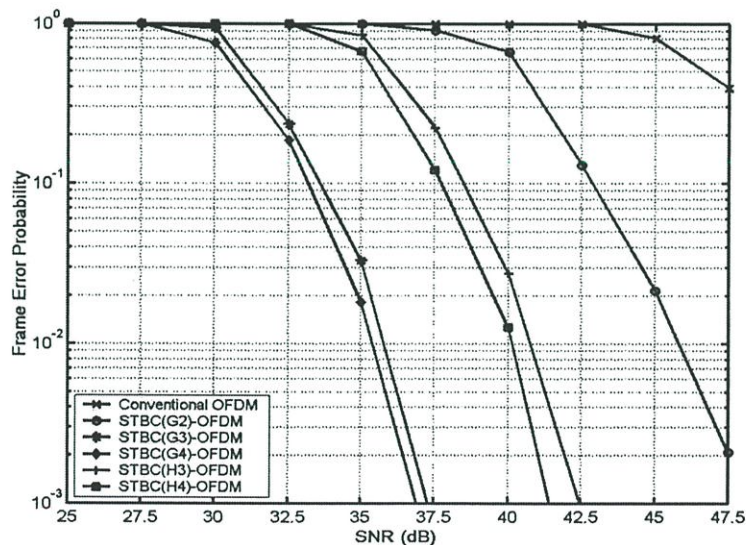
รูปที่ 6.45 ผลอัตราการผิดพลาดของบิต (BER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ 16-PSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบปรกติบล็อก



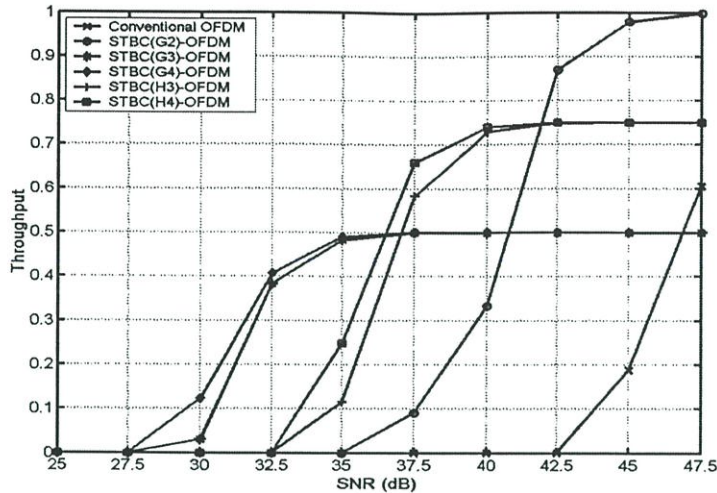
รูปที่ 6.46 ผลอัตราการผิดพลาดของสัญลักษณ์ (SER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ 16-PSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบปรกติบล็อก

รูปที่ 6.45 ถึงรูปที่ 6.47 แสดงผลอัตราการผิดพลาดของบิต สัญลักษณ์และเฟรม ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ 16-PSK บน

ช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบปรกติเลือก พบว่าสมรรถนะของระบบ STBC-OFDM มีค่าที่ดีขึ้นเป็นอย่างมากเมื่อเปรียบเทียบกับระบบ OFDM แบบเดิม โดยค่าสมรรถนะที่ได้จากการจำลองแบบนั้นจะขึ้นอยู่กับจำนวนของชุดสายอากาศทางด้านส่งและอัตราการใช้รหัสที่เลือกใช้ ซึ่งจะส่งผลทำให้เกิดอัตราขยายในรูปของโคเวออร์ซิตีและการเข้ารหัสที่แตกต่างกันนั่นเอง ดังนั้นระบบ STBC(G4)-OFDM จะมีค่าสมรรถนะที่ดีที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับระบบแบบอื่น สำหรับค่า BER ที่ระดับ 10^{-5} ของระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM พบว่ามีค่าสมรรถนะที่ดีกว่าระบบ STBC(G2)-OFDM อยู่ประมาณ 6.25 dB และ 11 dB ตามลำดับ ค่า SER ที่ระดับ 10^{-5} ของระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM พบว่ามีค่าสมรรถนะที่ดีกว่าระบบ STBC(G2)-OFDM อยู่ประมาณ 6.5 dB และ 10.25 dB ตามลำดับ ส่วนค่า FER ที่ระดับ 10^{-2} ของระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM พบว่ามีค่าสมรรถนะที่ดีกว่าระบบ STBC(G2)-OFDM อยู่ประมาณ 6 dB และ 10.5 dB ตามลำดับ อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาอัตราความเร็วในการส่งผ่านของข้อมูลของแต่ละระบบพบว่า ระบบ OFDM แบบเดิมและระบบ STBC(G2)-OFDM มีค่าอัตราความเร็วมากที่สุดนั่นคือเท่ากับ 24 เมกะบิตต่อวินาที ระบบ STBC(H3)-OFDM และ STBC(H4)-OFDM มีค่าอัตราความเร็วเท่ากับ 18 เมกะบิตต่อวินาที ส่วนระบบ STBC(G3)-OFDM และ STBC(G4)-OFDM มีค่าอัตราความเร็วต่ำที่สุดอยู่ที่ 12 เมกะบิตต่อวินาที สำหรับการจำลองแบบบนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบปรกติเลือกนี้ได้กำหนดคฟังก์ชันการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนให้มีค่าอยู่ระหว่าง 25-47.5 dB



รูปที่ 6.47 ผลอัตราการผิดพลาดของเฟรม (FER) ตามแบบแผนการเข้ารหัสที่ต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ 16-PSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบปรกติเลือก



รูปที่ 6.48 ผลค่าวิสัยสามารถของระบบ (TRP) ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ 16-PSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบปรกติเลือก

จากรูปที่ 6.48 เมื่อค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าต่ำกว่า 36 dB ค่าวิสัยสามารถของระบบ STBC(G3)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM จะมีค่าเข้าใกล้ระดับ 0.5 ซึ่งมีค่ามากกว่าระบบแบบอื่น แต่ถ้าค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่ามากกว่า 42.5 dB พบว่าระบบ STBC(G2)-OFDM จะมีค่าวิสัยสามารถของระบบมากที่สุด โดยจะมีค่าเข้าใกล้ระดับ 1.0 ส่วนระบบ STBC(H4)-OFDM และระบบ STBC(G4)-OFDM นั้นมีค่าเข้าใกล้ระดับ 0.75 และ 0.5 เท่านั้นตามลำดับ

6.6 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบ

จากรูปที่ 6.1 ถึงรูปที่ 6.48 เป็นการแสดงผลการจำลองแบบค่าอัตราการผิดพลาดของบิต สัญญาณ เฟรม และค่าวิสัยสามารถของระบบ OFDM แบบเดิมและระบบ STBC-OFDM ที่มีโครงสร้างแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกที่แตกต่างกันซึ่งขึ้นอยู่กับจำนวนของชุดสายอากาศทางด้านส่งและด้านรับ โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ BPSK, QPSK และ 16-PSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายในลักษณะที่แตกต่างกัน พบว่าการเลือกใช้แบบแผนการเข้ารหัสบล็อกตามจำนวนชุดสายอากาศทางด้านส่งที่เพิ่มขึ้น สามารถนำมาใช้เป็นวิธีในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบให้ดียิ่งขึ้นได้ ซึ่งเป็นผลมาจากการเกิดอัตราขยายในรูปของไคเวอร์ชิตีทางด้านส่งและการเข้ารหัสบล็อกนั่นเอง แต่มีข้อเสียคืออัตราความเร็วในการส่งผ่านข้อมูลจะมีค่าลดลงตามโครงสร้างของอัตราการเข้ารหัสบล็อกด้วยเช่นกัน ดังแสดงในตารางที่ 6.1

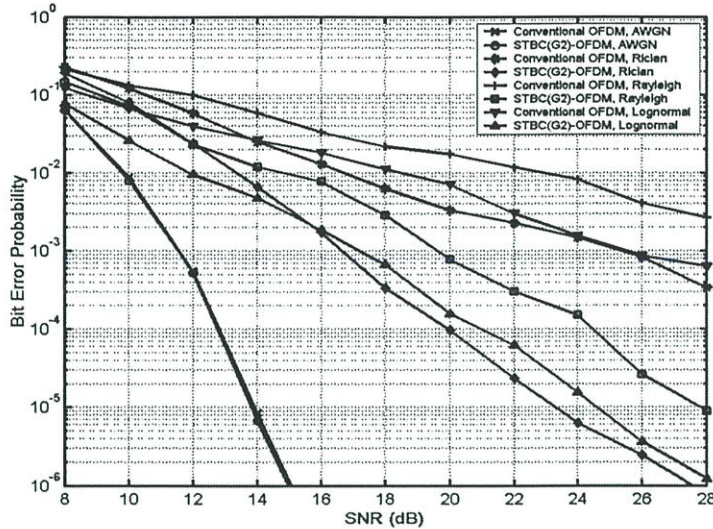
ตารางที่ 6.1 การเปรียบเทียบอัตราความเร็วในการส่งผ่านข้อมูลของระบบ STBC-OFDM

Data rate (Mbits/s)	Modulation Type	Schemes of STBC	Data bits/ OFDM symbol
6	BPSK	-	24
6	BPSK	G₂	24
4.5	BPSK	H ₃ & H ₄	18
3	BPSK	G ₃ & G ₄	12
12	QPSK	-	48
12	QPSK	G₂	48
9	QPSK	H ₃ & H ₄	36
6	QPSK	G ₃ & G ₄	24
24	16-PSK	-	96
24	16-PSK	G₂	96
18	16-PSK	H ₃ & H ₄	72
12	16-PSK	G ₃ & G ₄	48

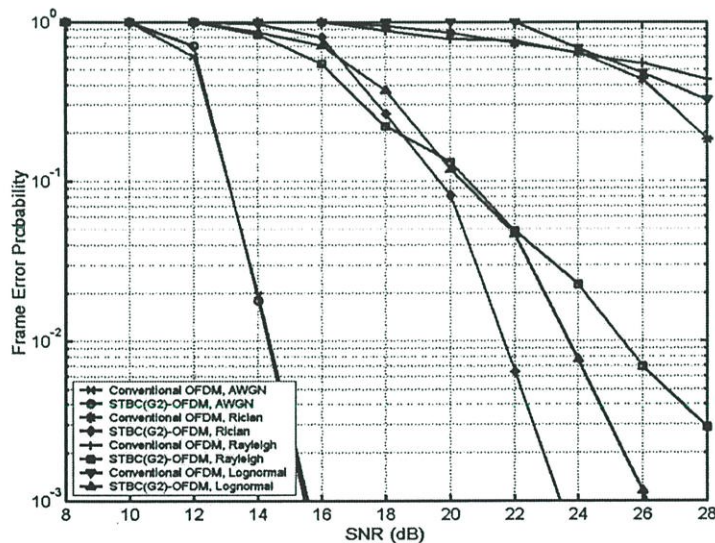
จากตารางที่ 6.1 จะเห็นได้ว่าระบบ STBC(G2)-OFDM มีความเหมาะสมในการนำมาประยุกต์ใช้งานมากที่สุด เนื่องจากอัตราความเร็วในการส่งผ่านข้อมูลของระบบมีค่าคงที่เมื่อเปรียบเทียบกับระบบ OFDM แบบเดิม และค่าวิสัยสามารถของระบบที่มีค่าเข้าไถ่ระดับ 1.0 ตามฟังก์ชันการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่เพิ่มขึ้น รวมทั้งค่าสมรรถนะของระบบที่เพิ่มขึ้นเป็นอย่างมาก ดังนั้นจึงได้เลือกทำการวิเคราะห์และเปรียบเทียบค่าสมรรถนะของระบบที่ได้จากการจำลองแบบของระบบ STBC(G2)-OFDM กับระบบ OFDM แบบเดิม เพื่อหาค่าความแตกต่างที่เกิดขึ้นในแต่ละชนิดของช่องสัญญาณ โดยแบ่งตามชนิดของการมอดูเลตแบบดิจิทัลได้ดังนี้

6.6.1 การมอดูเลตแบบ BPSK

จากรูปที่ 6.49 ถึงรูปที่ 6.50 เป็นการเปรียบเทียบค่า BER, SER และ FER ของระบบ STBC(G2)-OFDM กับระบบ OFDM แบบเดิม พบว่าค่า BER และค่า SER ที่ระดับ 10^{-5} ของระบบ STBC(G2)-OFDM บนช่องสัญญาณแบบไร้เสียงมีค่าที่ดีกว่าแบบปรกติบล็อก และแบบเรย์ลีอยู่ประมาณ 1.5 dB และ 5 dB ตามลำดับ ส่วนค่า FER ที่ระดับ 10^{-2} มีค่าที่ดีกว่าอยู่ประมาณ 2 dB และ 4. dB ตามลำดับ ดังนั้นระบบ STBC(G2)-OFDM ที่กำหนดการมอดูเลตเป็นแบบ BPSK จึงสามารถนำมาใช้ในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบบนทุกช่องสัญญาณที่กำหนดได้เป็นอย่างดี

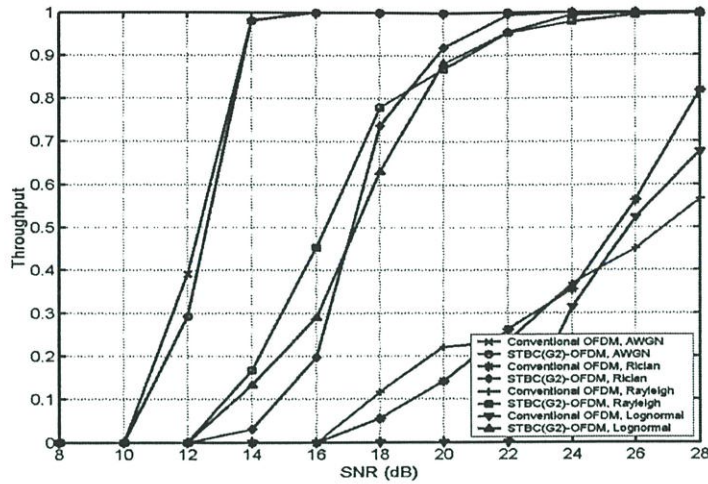


รูปที่ 6.49 การเปรียบเทียบค่า BER และ SER ของระบบ OFDM แบบเดิมกับ STBC(G2)-OFDM โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ BPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบต่างๆ



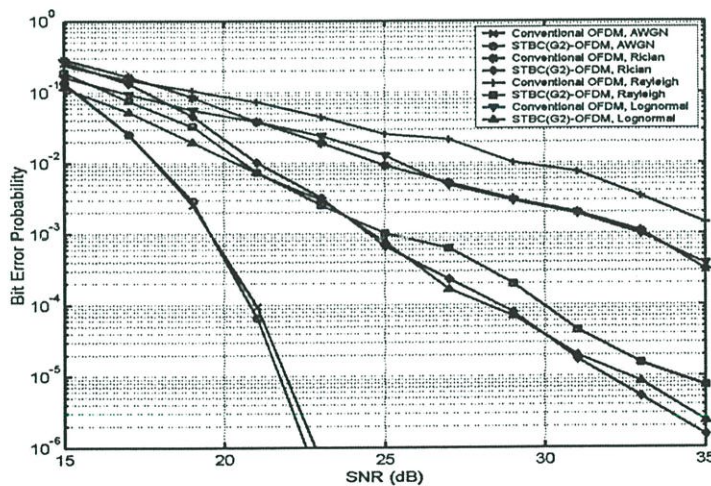
รูปที่ 6.50 การเปรียบเทียบค่า FER ของระบบ OFDM แบบเดิมกับ STBC(G2)-OFDM โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ BPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบต่างๆ

จากรูปที่ 6.51 พบว่าค่าวิสัยสามารถของระบบ STBC(G2)-OFDM ที่ได้จากการจำลองแบบบนช่องสัญญาณ AWGN ไรเซียน ปรกติลือก และแบบเรย์ลี มีค่าที่ดีกว่าระบบ OFDM แบบเดิมเป็นอย่างมาก นั่นคือเมื่อค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 22 dB พบว่าค่าวิสัยสามารถของระบบ STBC(G2)-OFDM มีค่าเข้าใกล้ระดับ 1.0 ซึ่งระบบ OFDM แบบเดิมมีค่าวิสัยสามารถเฉลี่ยอยู่ที่ระดับ 0.25 เท่านั้น



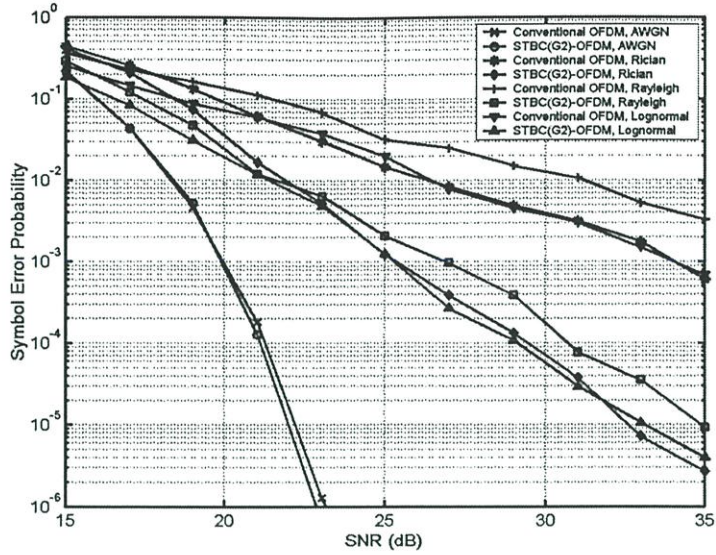
รูปที่ 6.51 การเปรียบเทียบค่า TRP ของระบบ OFDM แบบเดิมกับ STBC(G2)-OFDM โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ BPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบต่างๆ

6.6.2 การมอดูเลตแบบ QPSK

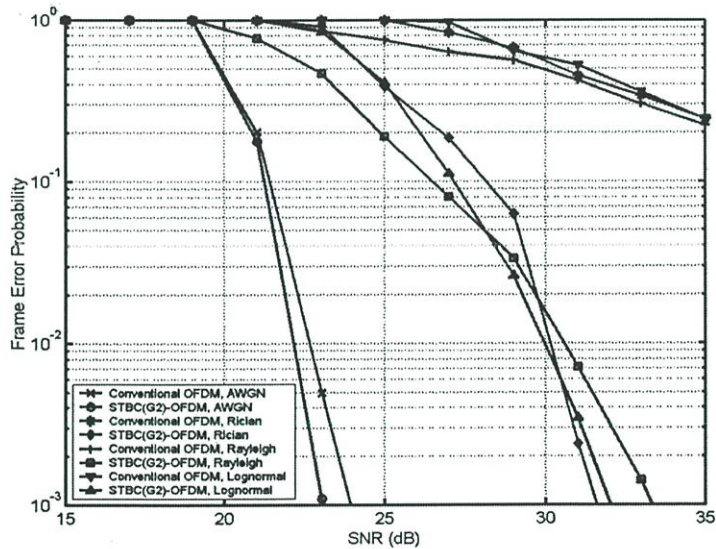


รูปที่ 6.52 การเปรียบเทียบค่า BER ของระบบ OFDM แบบเดิมกับ STBC(G2)-OFDM โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ QPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบต่างๆ

จากรูปที่ 6.52 ถึงรูปที่ 6.54 พบว่าค่า BER ที่ระดับ 10^{-5} ของระบบ STBC(G2)-OFDM บนช่องสัญญาณแบบไรเซียนมีค่ามากกว่าแบบปรกติลือกและแบบเรย์ลีประมาณ 1 dB และ 2.5 dB ตามลำดับ ค่า SER ที่ระดับ 10^{-5} มีค่ามากกว่าประมาณ 0.6 dB และ 2.5 dB ส่วนค่า FER ที่ระดับ 10^{-2} มีค่าใกล้เคียงกับแบบปรกติลือก แต่มีค่ามากกว่าแบบเรย์ลีประมาณ 0.5 dB ดังนั้นระบบ STBC(G2)-OFDM ที่กำหนดการมอดูเลตเป็นแบบ QPSK จึงสามารถนำมาใช้ในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบบนทุกช่องสัญญาณที่กำหนดได้เป็นอย่างดี

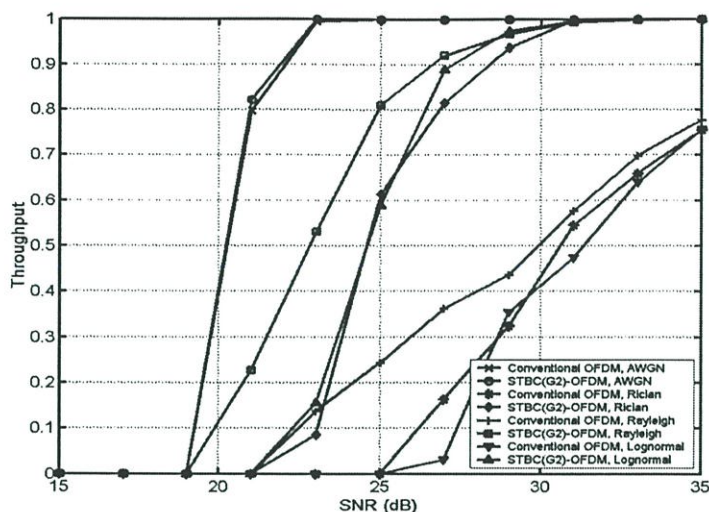


รูปที่ 6.53 การเปรียบเทียบค่า SER ของระบบ OFDM แบบเดิมกับ STBC(G2)-OFDM โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ QPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบต่างๆ



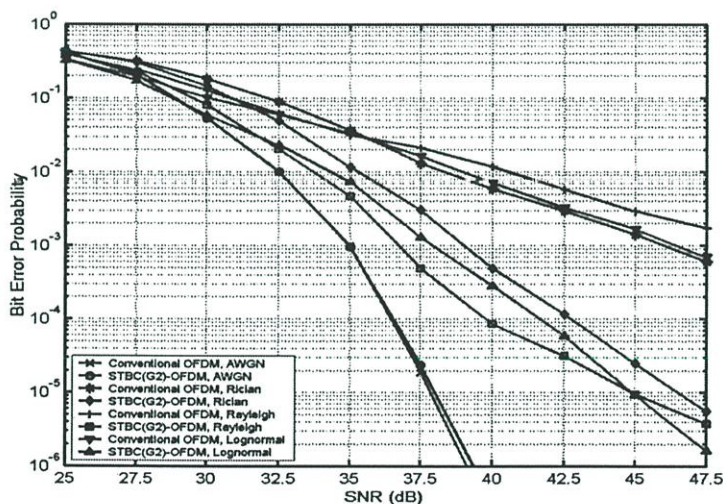
รูปที่ 6.54 การเปรียบเทียบค่า FER ของระบบ OFDM แบบเดิมกับ STBC(G2)-OFDM โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ QPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบต่างๆ

จากรูปที่ 6.55 พบว่าค่าวิสัยสามารถของระบบ STBC(G2)-OFDM ที่ได้จากการจำลองแบบบนช่องสัญญาณ AWGN ไรเซียน ปรกติลือก และแบบเรย์ลี มีค่าที่ดีกว่าระบบ OFDM แบบเดิมเป็นอย่างมาก นั่นคือเมื่อค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 29 dB พบว่าค่าวิสัยสามารถของระบบ STBC(G2)-OFDM มีค่าเฉลี่ยเข้าใกล้ระดับ 1.0 ซึ่งระบบ OFDM แบบเดิมมีค่าวิสัยสามารถเฉลี่ยอยู่ที่ระดับ 0.35 เท่านั้น



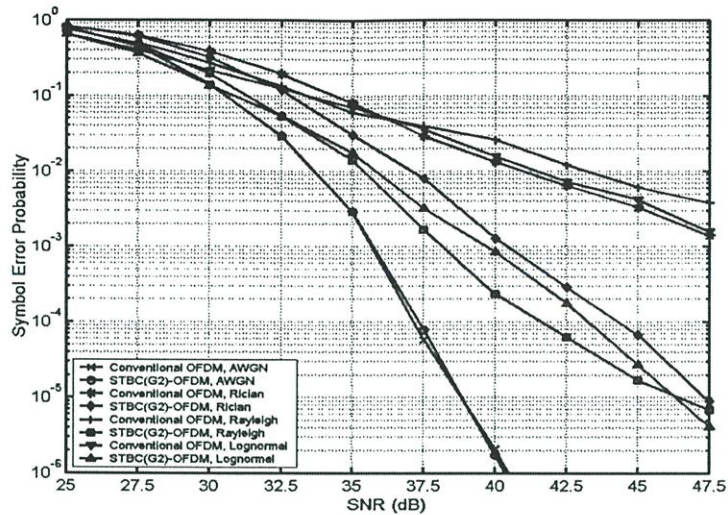
รูปที่ 6.55 การเปรียบเทียบค่า TRP ของระบบ OFDM แบบเดิมกับ STBC(G2)-OFDM โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ QPSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบต่างๆ

6.6.3 การมอดูเลตแบบ 16-PSK

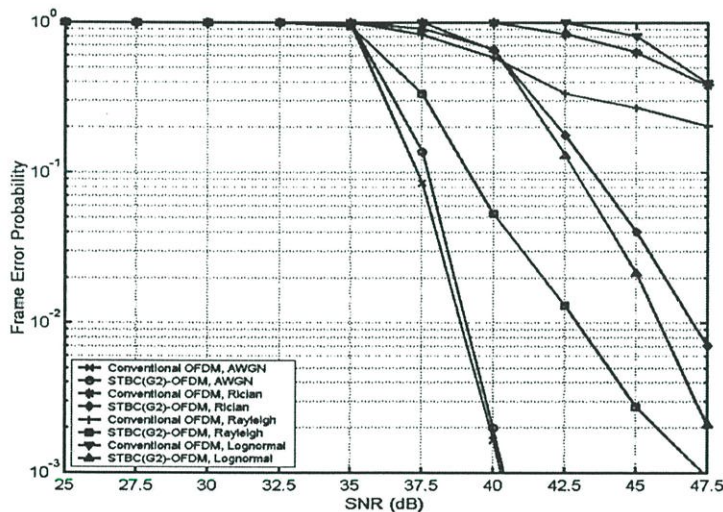


รูปที่ 6.56 การเปรียบเทียบค่า BER ของระบบ OFDM แบบเดิมกับ STBC(G2)-OFDM โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ 16-PSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบต่างๆ

จากรูปที่ 6.56 ถึงรูปที่ 6.58 พบว่าค่า BER ที่ระดับ 10^{-5} ของระบบ STBC(G2)-OFDM บนช่องสัญญาณแบบไรเซียนมีค่าใกล้เคียงกับแบบเรย์ลี แต่มีค่ามากกว่าแบบปรกติเล็กน้อยประมาณ 1.5 dB ค่า SER ที่ระดับ 10^{-5} บนช่องสัญญาณแบบเรย์ลีมีค่าใกล้เคียงกับแบบปรกติเล็กน้อย แต่มีค่ามากกว่าแบบไรเซียนประมาณ 1.25 dB และค่า FER ที่ระดับ 10^{-2} บนช่องสัญญาณแบบเรย์ลีมีค่ามากกว่าแบบปรกติเล็กน้อยและแบบไรเซียนอยู่ประมาณ 2.5 dB และ 3.5 dB ตามลำดับ

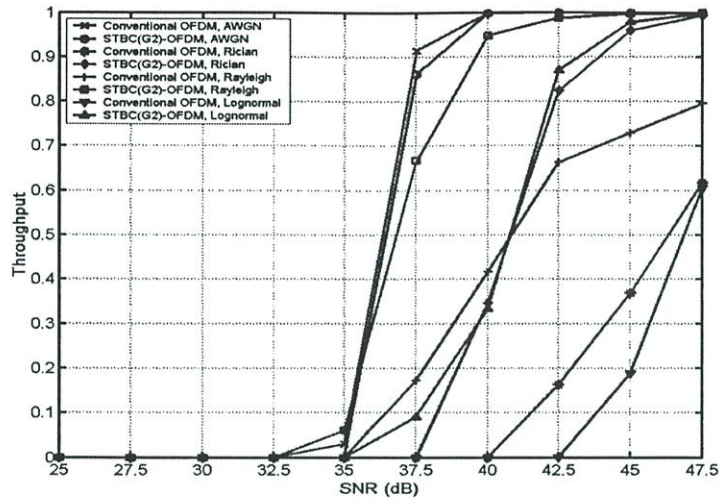


รูปที่ 6.57 การเปรียบเทียบค่า SER ของระบบ OFDM แบบเดิมกับ STBC(G2)-OFDM โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ 16-PSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบต่างๆ



รูปที่ 6.58 การเปรียบเทียบค่า FER ของระบบ OFDM แบบเดิมกับ STBC(G2)-OFDM โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ 16-PSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบต่างๆ

จากรูปที่ 6.59 พบว่าค่าวิสัยสามารถของระบบ STBC(G2)-OFDM ที่ได้จากการจำลองแบบบนช่องสัญญาณ AWGN ไรเซียน ปรกติลือกและแบบเรย์ลี มีค่าที่ดีกว่าระบบ OFDM แบบเดิมเป็นอย่างมาก นั่นคือเมื่อค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 45 dB พบว่าค่าวิสัยสามารถของระบบ STBC(G2)-OFDM มีค่าเข้าใกล้ระดับ 1.0 ซึ่งระบบ OFDM แบบเดิมมีค่าวิสัยสามารถเฉลี่ยอยู่ที่ระดับ 0.45 เท่านั้น ดังนั้นระบบ STBC(G2)-OFDM ที่กำหนดการมอดูเลตเป็นแบบ 16-PSK จึงสามารถนำมาใช้ในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบบนทุกช่องสัญญาณที่กำหนดได้เป็นอย่างดี



รูปที่ 6.59 การเปรียบเทียบค่า TRP ของระบบ OFDM แบบเดิมกับ STBC(G2)-OFDM โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ 16-PSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบต่างๆ

บทที่ 7

สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ มีแนวคิดมาจากการประยุกต์นำเอาการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ร่วมกับเทคนิคโคเวออร์ซิติทางด้านส่งมาใช้ในงานกับระบบ OFDM เพื่อปรับปรุงสมรรถนะของระบบให้ดียิ่งขึ้น เนื่องจากในระบบการสื่อสารไร้สายสมัยใหม่นั้นเครื่องรับมักมีข้อจำกัดเกิดขึ้นไม่ว่าจะเป็นในรูปของขนาด น้ำหนัก ต้นทุนและกำลังในการส่งผ่านสัญญาณ ดังนั้นจึงทำให้เกิดอุปสรรคในการที่จะนำเทคนิคโคเวออร์ซิติทางด้านรับมาใช้ในการเพิ่มประสิทธิภาพให้กับระบบ ในปี ค.ศ. 1998 [7] ได้มีผู้คิดค้นโครงสร้างโคเวออร์ซิติที่ด้านส่งรูปแบบใหม่ที่มีความเหมาะสมกับระบบการสื่อสารไร้สายและให้ประสิทธิภาพที่ใกล้เคียงกับการใช้เทคนิคโคเวออร์ซิติที่ด้านรับ ซึ่งต่อมาได้มีการคิดค้นและพัฒนาโครงสร้างแบบใหม่นี้ให้สามารถใช้งานได้กับชุดสายอากาศทางด้านส่งมากกว่า 2 ชุดขึ้นไป เพื่อให้สามารถเพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานของระบบได้ดียิ่งขึ้นไม่ว่าจะเป็น ความจุของช่องสัญญาณ ความเร็วของการส่งผ่านข้อมูล ความทนทานต่อการจางหายเฉพาะความถี่ เป็นต้น โดยที่ไม่มีการเพิ่มแบนด์วิดท์ของสัญญาณแต่อย่างใดและไม่มีขั้นตอนการเข้ารหัส-การถอดรหัสที่ซับซ้อนเพิ่มมากขึ้น ซึ่งโครงสร้างดังกล่าวถูกเรียกว่า “การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์” [18]

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM โดยอาศัยโคเวออร์ซิติที่ด้านส่งร่วมกับการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ โดยระบบ OFDM ที่ได้ทำการศึกษานี้อ้างอิงตามมาตรฐานของ IEEE 802.11a ซึ่งเป็นมาตรฐานแรกที่มีการนำระบบ OFDM มาใช้งานในระบบการสื่อสารไร้สาย ส่วนโครงสร้างแบบแผนของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์นั้นขึ้นอยู่กับจำนวนชุดของสายอากาศด้านส่ง เช่น แบบแผน G_2 ใช้สำหรับชุดสายอากาศทางด้านส่งจำนวน 2 ชุด แบบแผน G_3 และ H_3 ใช้สำหรับชุดสายอากาศทางด้านส่งจำนวน 3 ชุด เป็นต้น ซึ่งในส่วนชุดสายอากาศทางด้านรับนั้นถูกกำหนดให้ใช้เพียงชุดเดียว รูปแบบของการมอดูเลตแบบดิจิทัลถูกกำหนดให้เป็นแบบ BPSK, QPSK และ 16-PSK โดยส่งผ่านไปช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบต่างๆ ดังนี้ การจางหายแบบเรย์ลี การจางหายแบบโรเซียนและการจางหายแบบปรกติบล็อกโปรแกรม MATLAB ถูกนำมาใช้ในการจำลองแบบระบบทั้งหมดและกำหนดให้อยู่บนพื้นฐานของระบบเบสแบนด์ สำหรับสมรรถนะของระบบ OFDM ที่ได้จากการจำลองแบบนี้จะอยู่ในรูปเชิงตัวเลขเพื่อทำให้ง่ายต่อการเปรียบเทียบและการวิเคราะห์สมรรถนะของแต่ละระบบว่ามีความแตกต่างกันอย่างไร โดยแสดงให้เห็นถึงค่าอัตราการผิดพลาดของบิต (BER) อัตราการผิดพลาดของสัญลักษณ์ (SER) อัตราการผิดพลาดของเฟรม (FER) และค่าวิสัยสามารถของระบบ (TRP) ซึ่งเป็นไปตามฟังก์ชันการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR)

การออกแบบระบบ OFDM

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการออกแบบระบบ OFDM ให้อ้างอิงตามมาตรฐาน IEEE 802.11a [3], [8]-[9] โครงสร้างของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์นั้นขึ้นอยู่กับจำนวนของชุดสายอากาศทางด้านส่งและด้านรับ ซึ่งกำหนดให้มีจำนวนตั้งแต่ 1 ชุดจนถึง 4 ชุดและในส่วนของชุดสายอากาศรับนั้นจะกำหนดให้มีเพียงชุดเดียวเท่านั้น ส่วนรูปแบบการมอดูเลตแบบดิจิทัลถูกกำหนดให้เป็นแบบ BPSK, QPSK และ 16-PSK ซึ่งสามารถรองรับอัตราความเร็วในการส่งผ่านสัญญาณได้สูงสุดเท่ากับ 6, 12 และ 24 Mbps. ตามลำดับ โดยอัตราความเร็วนี้อาจมีค่าคงที่หรือลดลงตามโครงสร้างของการเข้ารหัสบล็อกและจำนวนของชุดสายอากาศทางด้านส่ง พร้อมทั้งกำหนดให้สัญญาณจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับอยู่ในช่องสัญญาณดังนี้ ช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบไรเซียนที่กำหนดค่า $C = 1$, $K = 6$ dB การจางหายแบบปรกติบล็อกที่กำหนดค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน (σ_{dB}) เท่ากับ 4 dB และค่าเฉลี่ยปรกติบล็อก (μ_{dB}) ที่ 0 dB และการจางหายแบบเรย์ลี (Rayleigh fading channel) กำหนดความถี่คอปเปอร์สูงสุดเท่ากับ 20 Hz และค่า $\bar{K} = 3$ dB สำหรับทางด้านเครื่องรับจะใช้เทคนิคความน่าจะเป็นสูงสุด (Maximum Likelihood: ML) ร่วมกับการถอดรหัสคอนโวลูชันแบบไวเทอร์บีอัลกอริทึม (Viterbi algorithm) เพื่อนำข้อมูลทางด้านส่งกลับคืนมาทั้งหมด

ผลการจำลองแบบ

ในการหาค่าประสิทธิภาพการทำงานของระบบ OFDM ที่นำเทคนิคไคเวอร์ซิติทางด้านส่ง ร่วมกับการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์มาใช้ในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบนี้ โปรแกรม MATLAB ถูกมาใช้ในการจำลองแบบการทำงานของระบบ OFDM ทั้งหมด โดยโปรแกรมจะถูกกำหนดให้วิเคราะห์อยู่บนพื้นฐานของระบบเบสแบนด์เท่านั้น พร้อมทั้งกำหนดการประมวลผลเพื่อหาค่าอัตราการผิดพลาดของบิต สัญลักษณ์ และเฟรมไว้ที่ระดับ 10^{-6} , 10^{-6} และ 10^{-3} ตามลำดับ ส่วนค่าวิสัยสามารถของระบบกำหนดไว้ที่ระดับ 1.0

ผลการจำลองแบบได้แสดงไว้ในบทที่ 6 ซึ่งพบว่าสมรรถนะของระบบ OFDM ที่นำเทคนิคไคเวอร์ซิติที่ด้านส่งร่วมกับการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์มาใช้งาน สามารถให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าระบบ OFDM แบบเดิมเป็นอย่างมาก ซึ่งเป็นผลเนื่องจากเกิดอัตราขยายในรูปของไคเวอร์ซิติ และการเข้ารหัสบล็อกนั่นเอง ดังนั้นเมื่อเพิ่มจำนวนชุดสายอากาศทางด้านส่งมากขึ้นและเลือกอัตราการเข้ารหัสบล็อกที่มีค่าต่ำ จึงส่งผลทำให้สมรรถนะของระบบมีค่าที่ดีขึ้นด้วยเช่นกัน แต่ข้อเสียสำหรับการเลือกใช้อัตราการเข้ารหัสบล็อกที่มีค่าต่ำนั้นคือ เมื่อใช้โครงสร้างการเข้ารหัสบล็อกแบบ G_3 และ G_4 ทำให้อัตราความเร็วในการส่งผ่านข้อมูลมีค่าลดลง 50 เปอร์เซ็นต์ และลดลง 25 เปอร์เซ็นต์เมื่อใช้โครงสร้างการเข้ารหัสบล็อกแบบ H_3 และ H_4 สำหรับโครงสร้างการเข้ารหัส

บล็อกแบบ G_2 นั้นไม่ส่งผลกระทบต่ออัตราความเร็วในการส่งผ่านข้อมูล เนื่องจากอัตราการเข้ารหัสบล็อกมีค่าเท่ากับ 1 นั่นเอง ดังนั้นโครงสร้างการเข้ารหัสบล็อกแบบ G_2 ซึ่งใช้จำนวนชุดสายอากาศทางด้านส่งเพียง 2 ชุด จึงมีความเหมาะสมมากที่สุดสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้งานกับระบบ OFDM ในลักษณะเช่นนี้

เมื่อทำการเปรียบเทียบผลการจำลองแบบของระบบ STBC(G_2)-OFDM กับระบบ OFDM แบบเดิม โดยกำหนดให้มีการมอดูเลตเป็นแบบ BPSK, QPSK และ 16-PSK บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบต่างๆ ดังนี้ การจางหายแบบโรเซียน การจางหายแบบปรกติบล็อก และการจางหายแบบเรย์ลี ดังแสดงในรูปที่ 6.49 ถึงรูปที่ 6.59 พบว่าสมรรถนะของระบบ STBC(G_2)-OFDM บนทุกช่องสัญญาณที่ได้กำหนดขึ้นนั้น มีค่าที่เพิ่มมากขึ้นเป็นอย่างมากเมื่อเทียบกับระบบ OFDM แบบเดิม ดังนั้นเทคนิคไดเวอร์ซิตีที่ด้านส่งร่วมกับการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ จึงสามารถนำมาใช้ในการปรับปรุงและเพิ่มประสิทธิภาพให้แก่ระบบ OFDM แบบเดิมได้ ซึ่งในส่วนการพิจารณานั้นได้ทำการเปรียบเทียบค่า BER, SER, FER และ TRP ในแต่ละช่องสัญญาณที่ระดับ 10^{-5} , 10^{-5} , 10^{-5} และ 1.0 ตามลำดับ โดยยกเว้นการพิจารณาเปรียบเทียบในส่วนของช่องสัญญาณ AWGN เนื่องจากเป็นเพียงค่าในอุดมคติเท่านั้น

ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

จากแนวคิดในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM โดยอาศัยไดเวอร์ซิตีที่ด้านส่งร่วมกับการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ที่ได้แสดงไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผลการจำลองแบบจากการนำเทคนิคดังกล่าวมาใช้งานกับระบบ OFDM นั้น พบว่าสามารถเพิ่มประสิทธิภาพให้กับระบบบนช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบต่างๆ กันได้เป็นอย่างดีทั้งในรูปของอัตราการผิดพลาดของบิต สัญลักษณ์ เฟรมและค่าวิสัยสามารถของระบบ เนื่องจากการออกแบบและการทำแบบจำลองทั้งหมดจะเห็นได้ว่ายังมีบางส่วนที่ยังไม่ได้ศึกษาและทำการวิเคราะห์ ดังนั้นเพื่อให้เกิดประโยชน์และสามารถนำไปพัฒนาใช้งานในรูปแบบที่หลากหลายยิ่งขึ้น จึงควรเพิ่มการศึกษาในส่วนของการซิงโครไนซ์ระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ (Imperfect synchronization) ปัญหาของกำลังเฉลี่ยสูงสุด (unequal PAPR) การรบกวนกันของสัญญาณเมื่อมีผู้ใช้งานมากกว่า 1 คน (multiuser interference) และในกรณีที่เครื่องรับไม่สามารถรับรู้การเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณได้ (blind channel estimator) ซึ่งถ้ามีการพิจารณาเพิ่มเติมในส่วนที่กล่าวมานี้จะทำให้ทราบว่าสมรรถนะของระบบมีการเปลี่ยนแปลงไปอย่างไรในสถานะที่เหมือนกับความเป็นจริงมากที่สุด รวมทั้งนำเทคนิคแบบพิเศษต่างๆ มาใช้ในการเพิ่มประสิทธิภาพให้กับระบบ เช่น การเข้ารหัสแบบพิเศษ (Turbo code) การสลับวาง (Interleaving) การกระโดดเปลี่ยนความถี่ (Hopping) เป็นต้น แต่ในขณะนี้พบว่าการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์นั้นยังคงไม่มีการสร้างเป็นอุปกรณ์ใช้งานได้จริง ดังนั้นจึงต้องใช้โปรแกรมในการจำลองแบบเพื่อหาค่าสมรรถนะของระบบลักษณะนี้ต่อไป ซึ่ง

ผู้เขียนหวังว่าในอนาคตอันใกล้นี้เทคนิคดังกล่าวสามารถนำมาใช้งานจริงกับระบบการสื่อสารไร้สายสมัยใหม่เพื่อรองรับความต้องการใช้งานที่เพิ่มมากขึ้นนั่นเอง

ในลำดับสุดท้ายนี้ผู้เขียนหวังว่าแนวความคิด วิธีการศึกษาวิเคราะห์ การออกแบบ การทำแบบจำลอง และผลการจำลองแบบจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นประโยชน์และเป็นแนวทางที่ดีให้แก่ผู้ที่สนใจศึกษาและค้นคว้าในเรื่องของระบบ OFDM และหากมีผู้ที่สนใจต้องการจะศึกษาวิจัยต่อไปจริงผู้เขียนยินดีที่จะมอบความรู้และเทคนิคต่างๆ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ให้ด้วยความยินดี เพื่อเป็นประโยชน์ในการพัฒนาเทคโนโลยีการสื่อสารของประเทศต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] V. K. Garg. **Wireless Network Evolution 2G to3G**. Prentice Hall PTR. 2001.
- [2] T. S. Rappaport. **Wireless Communication: Principles and Practice**. Prentice Hall. 1996.
- [3] R. V. Nee, R. Prasad. **OFDM for Wireless Multimedia Communications**. Artech House. 2000.
- [4] A. F. Molisch. **WIDEBAND WIRELESS DIGITAL COMMUNICATIONS**. Prentice Hall PTR. 2000.
- [5] W. C. Jakes. **MICROWAVE MOBILE COMMUNICATIONS**. IEEE PRESS. 1994.
- [6] V. Tarokh., H. Jafarkhani. and A. R. Calderbank. "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criteria and code construction." *IEEE Trans. Information Theory.*, vol. 44, March 1998. pp. 744-765
- [7] S. M. Alamouti. "A simple transmit diversity technique for wireless communication." *IEEE J. Select. Areas Communications.*, vol. 16, Oct. 1998. pp. 1451-1458
- [8] **IEEE 802.11a/D7.0**. Institute of Electrical and Electronics Engineers. Inc. July 1999.
- [9] R. V. Nee. "A new OFDM standard for high rate wireless LAN in the 5 GHz band." in *Proc. IEEE VTC-1999 Fall.*, vol. 1, 1999. pp. 258-262
- [10] R. W. C hang. "Synthesis of Band Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission." *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 45, Dec. 1996. pp. 1775-1796
- [11] B. R. Salzberg. "Performance of an efficient parallel data transmission system." *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-15, Dec. 1967. pp. 805-813
- [12] **Orthogonal Frequency Division Multiplexing**. U.S. Patent No. 3, November 14, 1966. issued Jan. 6, 1970.
- [13] R. Steel. (ed.) **Mobile Radio Communications**. IEEE Press. 1994.
- [14] Van de Beek, J. J., M. Sandell., M. Isaksson. and P. O. Borjesson. "Low-Complex Frame Synchronization in OFDM Systems." *Proceedings of International Conference on Universal Personal Communications ICUPC '95.*, Nov. 1995.
- [15] Sandell M., V. D. Beek. and P. O. Borjesson. "Timing and Frequency Synchronization in OFDM Systems Using the Cyclic Prefix." *Proceedings of Int. Symp. On Synchronization, Saalbau, Essen, Germany, 1995, Dec. 14-15, 1995.* pp. 16-19.

- [16] Schmidl T. M. and Cox D.C. "Robust Frequency and timing Synchronization on OFDM." IEEE Trans. On Comm, vol. 45, No. 12, Dec. 1997. pp. 1613-1621.
- [17] D. Agrawal., V. Tarokh., A. Naguib. and N. Seshadri. "Space-time coded OFDM for high data-rate wireless communication over wideband channels." in IEEE VTC-1998, vol. 3, 1998. pp. 2231-2236.
- [18] V. Tarokh., H. Jafarkhani. and A. R. Calderbank. "Space-time block coding for wireless communication: performance results." IEEE J. Select. Areas Communications, vol. 17, March 1999. pp. 451-461
- [19] V. Tarokh., H. Jafarkhani. and A. R. Cloderbank. "Space-time block codes from orthogonal designs." IEEE Trans. Information Theory, vol. 45, 1999. pp. 1456-1467
- [20] Z. Liu., G. B. Giannakis. and A. Scaglione. "Transmit-antennae space-time block coding for generalized OFDM in the presence of unknown multipath." IEEE J. Select. Areas Communication, vol. 19, July 2001. pp. 1352-1364.
- [21] M. Chamchoy., N. Yorwittaya., P. Rawiwan., P. Supanakoon., S. Promwong. and P. Tangtisanon. "Performance Evaluation of Space-Time Block Coding for Wireless Communication in the Presence of Imperfect Channel State Information and Mobility." 24th Electrical Engineering Conference, 2001. pp. 717-721.
- [22] Cox D. C., Murray R. and Norris A. "800 MHz Attenuation Measured in and around Suburban Houses." AT&T Bell Laboratory Technical Journal, vol. 673, No. 6, July-August 1984.
- [23] Bernhardt R. C. "Macroscopic Diversity in Frequency Reuse Systems." IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol-SAC, June 1987. pp. 862-878.
- [24] P. Beckmann. **Probability in Communication Engineerings**. Harcourt, Brace & World, NY, 1967.
- [25] J. Aichison. and J. A. C. Brown. **The Lognormal Distribution**. Cambridge University Press, London, 1957.
- [26] Slimane B. S. "Bounds on the Distribution of a Sum of Independent Lognormal Random Variable." IEEE Trans. On Comm., vol. 49, No. 6, June. 2001. pp. 975-978.
- [27] N. Yorwittaya., M. Chamchoy., P. Supanakoon., P. Rawiwan. and P. Tangtisanon. "Performance Evaluation of Space-Time Block Coded OFDM for IEEE 802.11a Wireless LANs." 2002 International Symposium on Communications and Information Technology, 2002. pp. 29-32.

ภาคผนวก ก.**บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์นี้มี 1 บทความ ดังต่อไปนี้**

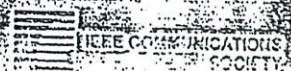
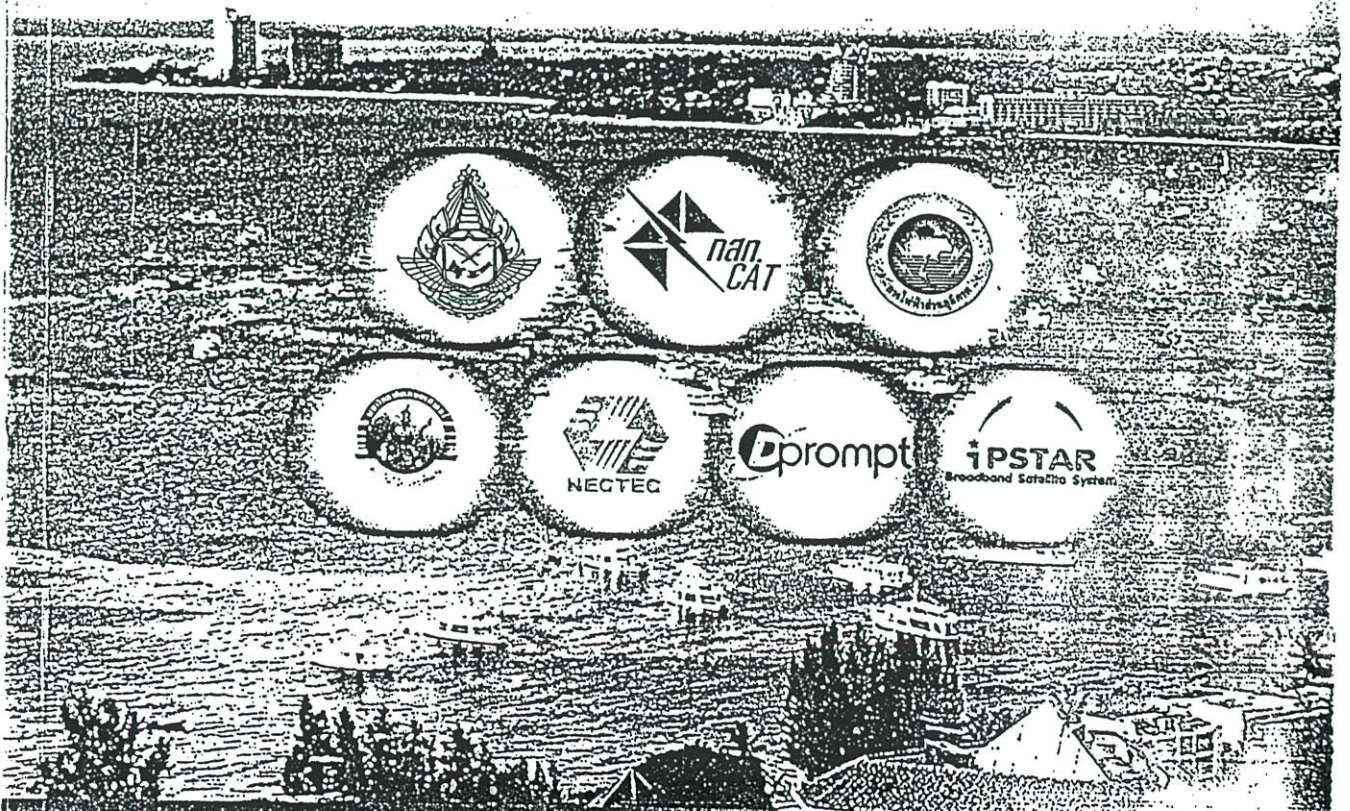
- [1] N. Yorwittaya, M. Chamchoy, P. Supanakoon, P. Rawiwan, and P. Tangtisanon, "Performance Evaluation of Space-Time Block Coded OFDM for IEEE 802.11a Wireless LANs," 2002 International Symposium on Communications and Information Technology, pp. 29-32, 2002.

IS-CIT 2002



Proceedings The Second International Symposium on Communications and Information Technology

23-25 October 2002
Central Hotels&Resorts, Pattaya
Chonburi, Thailand



Performance Evaluation of Space-Time Block Coded OFDM for IEEE 802.11a Wireless LANs

Narongpol Yorwittaya, Monchai Chamchoy, Pichaya Supanakoon,
Panarat Rawiwan, and Prakrit Tangtisanon

Department of Information Engineering, Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Chalongkrung Rd., Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand
Tel: +66 2 7372500-47 Ext. 5140 Fax: +66 2 3264176
E-mail: {kcmoncha,kspichay,krpanara,ktprakit}@kmitl.ac.th

Abstract

Transmitter diversity with space-time block coding (STBC) is an attractive transmission scheme for high data rate wireless communication such as orthogonal frequency division multiplexing (OFDM). In this paper, the performance of space-time block coded OFDM for IEEE 802.11a wireless LANs is presented. The block-interleaved (BI) STBC is proposed in the study to provide the maximum achievable diversity gain. As the simulation results, the STBC OFDM and BI-STBC OFDM provide the much improved performance over conventional OFDM. And the BI-STBC OFDM also provide the better performance than the STBC OFDM, especially, in the case of the two transmit antennas are employed at the transmitter.

1. Introduction

Over the past several years, Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) has emerged as a popular technique to combat ISI channels. It can handle multipath propagation and increase the robustness against frequency selective fading or narrowband interference [1]. Because of its advantage, OFDM has been adopted to be the physical layer for the new high data rate wireless LAN standard (IEEE 802.11 [2] and ETSI HIPERLAN/2 [3]).

The major impairments, however, of the wireless communication are noise, interference, and multipath fading. Generally, several diversity techniques such as temporal, frequency, polarization, and space have been used to combat the multipath fading or to suppress the interference signal. Traditionally, the important constraints of the receiver are cost, size and current drain. In recently years, transmitter diversity has been introduced by Alamouti [4] to combat fading in wireless environments and improve the performance of the wireless system without significantly increasing the size or complexity of the receiver. Space-time coding (STC) techniques have been proposed for transmitter diversity [5]-[6] and then employed in OFDM system to fur-

ther reduce fading and obtain the better signal quality from the diversity gain [7]-[9]. Space-time block coded OFDM presented in [10] can only exploit space diversity. In [7] and [11], space-time trellis coded OFDM are considered to exploit both space and time diversity. Some works tried to combine bit-interleaved space-time trellis codes (BI-STC) to increase the maximum achievable diversity provided by the channels [12]-[14]. Although several research works have been conducted on space-time (block) coded OFDM, but few studies have reported on the performance of these transmission scheme based on the existence wireless communication system.

In this paper, we focus on the performance of space-time block coded OFDM based on IEEE 802.11a wireless LAN [15]. The block-interleaved space-time block coding (BI-STBC) is proposed in the study to provide the maximum achievable diversity gain. The performance comparisons of the bit error probability and the frame error probability for conventional OFDM, STBC OFDM, and BI-STBC OFDM have been presented. As the simulation results, the STBC OFDM and BI-STBC OFDM provide the much improved performance over conventional OFDM. And the BI-STBC OFDM also provide the better performance than the STBC OFDM, especially, in the case of the two transmit antennas are employed at the transmitter.

2. The System Model

Consider a wireless communication system with n transmit antennas and one receive antenna as shown in Fig. 1. At each time slot t , the output signal of one OFDM modulated symbol can be written as [7]

$$X_{i,k}^t = X_{1,0}^t \cdots X_{n,0}^t X_{1,1}^t \cdots X_{n,1}^t \cdots X_{1,N_s-1}^t \cdots X_{n,N_s-1}^t \quad (1)$$

for $i = 1, 2, \dots, n$ and $k = 1, 2, \dots, N_s - 1$ where N_s represents number of overlapping subchannels and signals are transmitted simultaneously from the n transmit antennas at the time slot t .

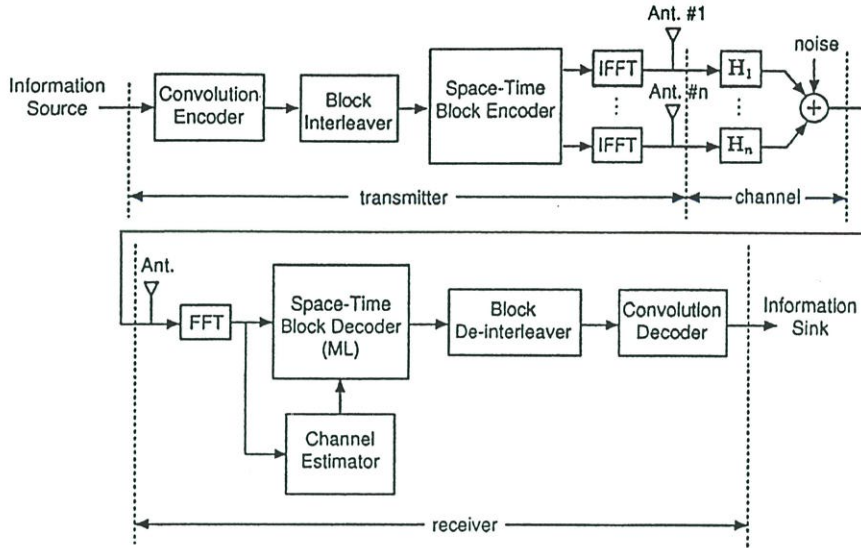


Fig. 1. Baseband modeling of the BI-STBC OFDM system.

Because of OFDM transformed a frequency selective fading channel into N_s perfectly flat fading subchannels. Therefore, the wireless channel is assumed to be quasi-static so that the path gains are constant over one OFDM frame of length l and it changes from one frame to others.

At the time slot t , the received signal is given by

$$r_k^t = \sum_{i=1}^n H_{i,k} X_{i,k}^t + N_k^t \quad (2)$$

where $H_{i,k}$ is the frequency response of the channel from the i^{th} transmit antennas to one receive antenna, at k^{th} multicarrier frequency. N_k^t is independent sample of a zero-mean complex Gaussian random variable with variance 0.5 per real dimension. Suppose the synchronization between the transmitter and the receiver is perfectly synchronized and channel state information (CSI) is available at the receiver. The maximum likelihood (ML) decision matrix at the receiver can be expressed as

$$\hat{X}_k = \arg \min \sum_{t=1}^l \left| r_k^t - \sum_{i=1}^n H_{i,k} X_{i,k}^t \right|^2 \quad (3)$$

where the minimum of the summation is over all possible codewords.

To mitigate the channel memory, thereby the BI-STBC OFDM is proposed as shown in Fig. 1. For block interleaver, where input bits are written in a matrix column by column and read out row by row which

defined as subchannels (N_s) and can be expressed as

$$\begin{bmatrix} 0 & N_s & 2N_s & \cdots & (m-1)N_s \\ 1 & N_s + 1 & 2N_s + 1 & \cdots & (m-1)N_s + 1 \\ 2 & N_s + 2 & 2N_s + 2 & \cdots & (m-1)N_s + 2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ N_s - 1 & 2N_s - 1 & 3N_s - 1 & \cdots & N_b - 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

We defined a block size of N_b bits and m columns, the c^{th} interleaved bit is equal to the r^{th} encoded input bit, where r is given by [1]

$$r = cm - (N_b - 1) \text{ floor} \left(\frac{cm}{N_b} \right) \quad (5)$$

Convolution code is used as the outer code for all transmission schemes, namely, conventional OFDM, STBC OFDM, and BI-STBC OFDM. For the inner code, the STBC with the coded schemes $\mathcal{G}_2, \mathcal{G}_3, \mathcal{H}_3, \mathcal{G}_4$, and \mathcal{H}_4 [6] are used for 2, 3, and 4 transmit antennas, respectively.

3. Simulation Results

In this section, we provide the simulation results of the conventional OFDM, STBC OFDM, and BI-STBC OFDM based on IEEE 802.11a wireless LANs [15]. The simulation parameters are given in Table 1. For our simplification, the proposed systems are defined to support only single user (no multiuser interference: MUI) over slow fading channels. Furthermore, we assume

Table 1. Simulation parameters.

Parameters	Value
Data Rates	9, 12 Mbps
Modulations	QPSK, 16-PSK
Convolution code rate	1/2
STBC schemes	$\mathcal{G}_2, \mathcal{G}_3, \mathcal{G}_4, \mathcal{H}_3, \mathcal{H}_4$ [6]
STBC rates	1, 1/2, 3/4
Number of subcarriers	52
Number of pilots	4
OFDM symbol duration	4 μ s
Guard interval	800 ns

that the received signals must have equal average power and impulse response of the channel is known at the receiver.

For STBC OFDM and BI-STBC OFDM, the number of the transmit antennas depends on the STBC schemes such as \mathcal{G}_2 for two transmit antennas. All transmission schemes perform standard of conventional OFDM system that has convolution coding rate 1/2 and constraint length 7 code with generator polynomials (133,171) [1]. To investigate the performance of the proposed STBC OFDM, we consider its performance in two cases: 1) performance at the same modulation (QPSK) and 2) performance at the same data rate (12 Mbps).

3.1 Performance at the Same Modulation

To investigate the performance at the same modulation, all transmission schemes employ the same QPSK modulation. In the case of one transmit antenna (conventional OFDM), it can support data rate at 12 Mbps as same as the two transmit antennas employ the \mathcal{G}_2 (code rate is one). In the case of 3 and 4 transmit antennas, the code \mathcal{H}_3 and \mathcal{H}_4 are used, respectively. Consequently, the code rate of \mathcal{H}_3 and \mathcal{H}_4 are 3/4 then the data rate in each case is 9 Mbps. In Fig. 2 and Fig. 3, it is seen that the performance can be improved in both BER and FER from the STBC OFDM and BI-STBC OFDM. For example, the \mathcal{H}_4 provides the diversity gain of about 2.5 dB and 12.5 dB over \mathcal{H}_3 and \mathcal{G}_2 , respectively, and the improved diversity gain of about 2.5 dB can be obtained from BI-STBC OFDM with \mathcal{G}_2 at the BER of 10^{-5} . In Fig. 3, the \mathcal{H}_4 provides the diversity gain of about 1.5 dB and 10 dB over \mathcal{H}_3 and \mathcal{G}_2 , respectively, at the FER of 10^{-2} . From these simulation results, it is seen that the \mathcal{G}_2 provides the better performance over conventional OFDM while it can maintain the same data rate of 12 Mbps.

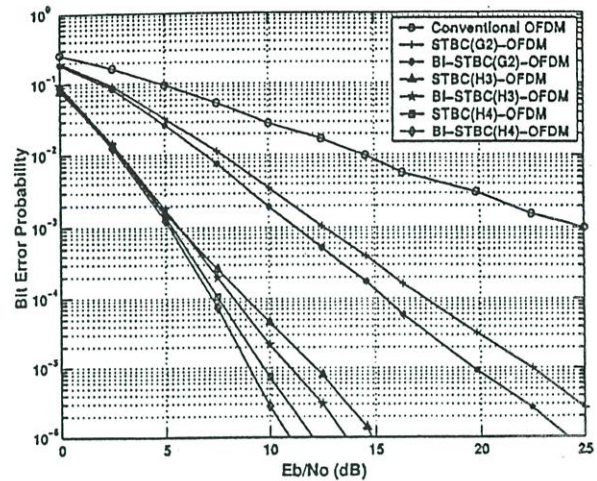


Fig. 2. Performance comparisons of bit error probability for conventional OFDM, STBC OFDM, and BI-STBC OFDM with QPSK modulation.

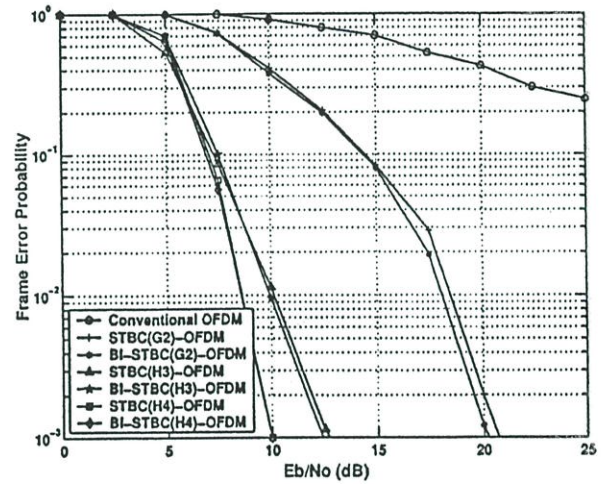


Fig. 3. Performance comparisons of frame error probability for conventional OFDM, STBC OFDM, and BI-STBC OFDM with QPSK modulation.

3.2 Performance at the Same Data Rate

In this case, all transmission schemes are assigned to be the same data rate of 12 Mbps. For one and two transmit antennas, the transmission schemes are same as the previous section. In the case of 3 and 4 transmit antennas, the code \mathcal{G}_3 and \mathcal{G}_4 are used, respectively. The code rates of \mathcal{G}_3 and \mathcal{G}_4 are equal to 1/2. Hence, to obtain the same data rate with \mathcal{G}_2 , the 16-PSK modulation is used. The bit error probability and frame error probability are shown in Fig. 4 and Fig. 5, respectively. It is found that at the bit error

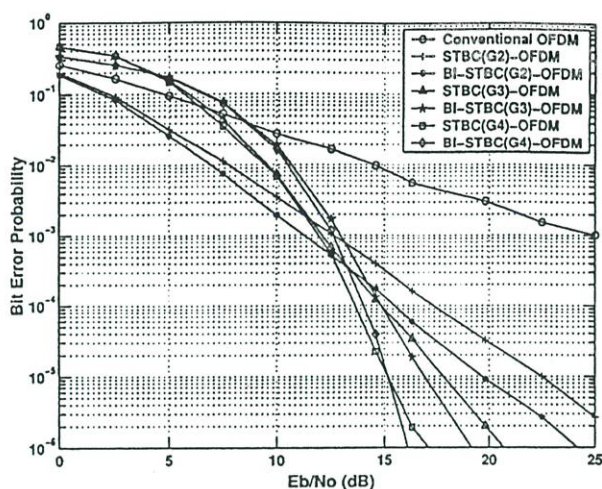


Fig. 4. Performance comparisons of bit error probability for conventional OFDM, STBC OFDM, and BI-STBC OFDM at 12 Mbps.

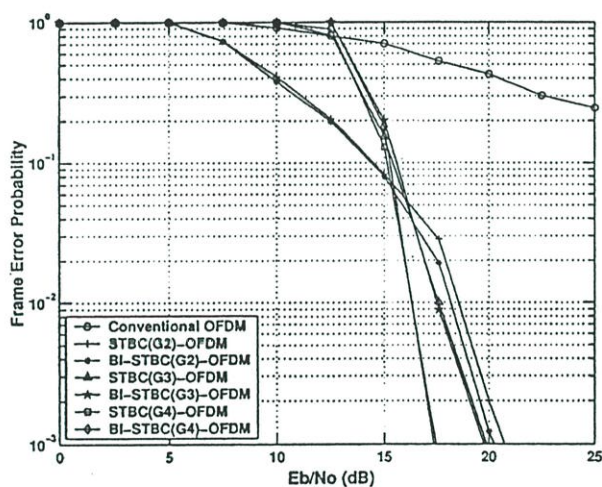


Fig. 5. Performance comparisons of frame error probability for conventional OFDM, STBC OFDM, and BI-STBC OFDM at 12 Mbps.

rate of 10^{-5} the \mathcal{G}_4 provides the diversity gain of about 2.5 dB and 7.5 dB over the \mathcal{G}_3 and \mathcal{G}_2 , respectively. And the improved diversity gain of 2.5 dB can be obtained from the BI-STBC OFDM with \mathcal{G}_2 . In Fig. 5, the \mathcal{G}_4 provides the diversity gain of about 1.2 dB and 2 dB over \mathcal{G}_3 and \mathcal{G}_2 , respectively, at the FER of 10^{-2} .

4. Conclusion

In this paper, we investigate the performance of the STBC OFDM for IEEE 802.11a wireless LANs. The performance comparisons of bit error probability and

frame error probability for conventional OFDM, STBC OFDM, and BI-STBC OFDM have been presented. As the simulation results, it can be achieved the improved diversity gain over conventional OFDM. And the BI-STBC OFDM also provides the better performance than the STBC OFDM, especially, in the case of two transmit antennas are employed at the transmitter. Therefore, the STBC OFDM is a feasible way to reach the high data rate wireless communication.

References

- [1] R. V. Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House, 2000.
- [2] R. V. Nee, "A new OFDM standard for high rate wireless LAN in the 5 GHz band," in *Proc. IEEE VTC-1999 Fall*, vol. 1, pp. 258-262, 1999.
- [3] J. Khun-Jush, P. Schramm, U. Wachsmann, and F. Wenger, "Structure and performance of the HIPERLAN/2 physical layer," in *Proc. IEEE VTC-1999 Fall*, vol. 5, pp. 2667-2671, 1999.
- [4] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communication," *IEEE J. Select. Areas Communications*, vol. 16, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [5] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criteria and code construction," *IEEE Trans. Information Theory*, vol. 44, pp. 744-765, March 1998.
- [6] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communication: performance results," *IEEE J. Select. Areas Communications*, vol. 17, pp. 451-460, March 1999.
- [7] D. Agrawal, V. Tarokh, A. Naguib, and N. Seshadri, "Space-time coded OFDM for high data-rate wireless communication over wideband channels," in *IEEE VTC-1998*, vol. 3, pp. 2231-2236, 1998.
- [8] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. Information Theory*, vol. 45, pp. 1456-1467, July 1999.
- [9] Z. Liu, G. B. Giannakis, and A. Scaglione, "Transmit-antennae space-time block coding for generalized OFDM in the presence of unknown multipath," *IEEE J. Select. Areas Communication*, vol. 19, pp. 1352-1364, July 2001.
- [10] M. Uysal, N. Al-Dhahir, and C. N. Georghiades, "A space-time block-coded OFDM scheme for unknown frequency-selective fading channels," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 5, no. 10, pp. 393-395, October 2001.
- [11] B. Lu and X. Wang, "Space-time code design in OFDM systems," in *Proc. IEEE Globecom'00*, vol. 2, pp. 1000-1004, 2000.
- [12] Y. Gong and K. B. Letaief, "Space-frequency-time coded OFDM for broadband wireless communications," in *Proc. IEEE Globecom'01*, vol. 1, pp. 519-523, 2001.
- [13] Z. Hong and B. L. Hughes, "Robust space-time codes for time-selective fading," in *Proc. IEEE Information Theory Workshop*, pp. 112-114, 2001.
- [14] Z. Hong and B. L. Hughes, "Robust space-time codes for broadband OFDM systems," in *Proc. WCNC-2002*, vol. 1, pp. 105-108, 2002.
- [15] "IEEE 802.11a/D7.0," in *Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.*, July 1999.

ประวัติผู้เขียน

นายณรงค์พล ขอวิทยา เกิดเมื่อวันที่ 11 มิถุนายน 2517 ที่กรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษา
 อดุศาสตรมหาบัณฑิต (เทคโนโลยีโทรคมนาคม) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณ
 ทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2540 ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง (ไฟฟ้ากำลัง) จากเทคโนโลยีราช
 มงคล วิทยาเขตพระนครเหนือ ปีการศึกษา 2537 และประกาศนียบัตรวิชาชีพ (ไฟฟ้า) จากโรงเรียน
 เทคโนโลยีสยาม ปีการศึกษา 2534

ในระหว่างการศึกษาระดับปริญญาโท มีบทความภาษาอังกฤษตีพิมพ์ในประเทศรวมทั้งสิ้น
 3 บทความ

ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์ นอกเหนือจากวิทยานิพนธ์

- [1] Monchai Chamchoy, Narongphol Yorwittaya, Panarat Rawiwan, Pichaya Supanakoon, Sathaporn Promwong, and Prakrit Tangtisanon, "Performance Evaluation of Space-Time Block Coding for Wireless Communication in the Presence of Imperfect Channel State Information and Mobility," 24th Electrical Engineering Conference, pp. 717-721, 2001.
- [2] N. Yorwittaya, M. Chamchoy, P. Supanakoon and P. Tangtisanon, "Performance Improvement of OFDM System Using Transmit Diversity with Space-Time Block Coding," The 2002 International Technical Conference On Circuits/Systems, Computers and Communications, pp. 1066-1069, 2002.

สถานที่ทำงานปัจจุบัน

บริษัท ชินแซทเทลไลท์มหาชน จำกัด สถานีดาวเทียมไทยคม 50 หมู่ 1 ถนนวัดเจดีย์หอย
 อำเภอลาดหลุมแก้ว ปทุมธานี 12140

ประวัติการทำงาน

ปี พ.ศ. 2540-ปัจจุบัน ทำงานกับบริษัท ชินแซทเทลไลท์ (มหาชน) จำกัด ในตำแหน่ง
 วิศวกรระบบการส่งสัญญาณภาพ แผนก Video Operation and Turnkey Department (VOD)