

การศึกษานำเสนอประสิทธิภาพของ STBC และ SFBC บนช่องสัญญาณการ fading  
แบบเลือกความถี่สำหรับระบบการสื่อสารแบบกว้าง

STUDY ON PERFORMANCE OF STBC AND SFBC OVER FREQUENCY  
SELECTIVE FADING CHANNEL FOR BROADBAND COMMUNICATION

ซากาเรีย สาอี  
SAKARIYA SA-E

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของงานวิจัยภายใต้โครงการวิจัยของภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2551

KMITL-2008-EN-M-260-048

**สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง**

การศึกษาประสิทธิภาพของ STBC และ SFBC บนช่องสัญญาณการจางหาย  
แบบเลือกความถี่สำหรับการสื่อสารแถบกว้าง

**STUDY ON PERFORMANCE OF STBC AND SFBC OVER FREQUENCY  
SELECTIVE FADING CHANNEL FOR BROADBAND COMMUNICATION**

ซาการิยา สะอิ

SAKARIYA SA-E

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... **79831**  
วัน,เดือน,ปี..... **18 ๗.๒. 2551**

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2551

KMITL-2008-EN-M-230-048

**STUDY ON PERFORMANCE OF STBC AND SFBC OVER FREQUENCY  
SELECTIVE FADING CHANNEL FOR BROADBAND COMMUNICATION**

**SAKARIYA SA-E**

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

**2008**

**KMITL-2008-EN-M-230-048**

**COPYRIGHT 2008**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

**KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การศึกษาประสิทธิภาพของ STBC และ SFBC บนช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่สำหรับการสื่อสารแถบกว้าง
นักศึกษา	นาย ชากาเรีย สะอิ
รหัสนักศึกษา	49061022
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ
พ.ศ.	2551
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ผศ. มนต์ชัย แซ่มซ้อย

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการศึกษาประสิทธิภาพของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ (Space-time block codes: STBC) และการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ฟรีควเอนซี (Space-frequency block codes) บนช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ (Frequency selective fading channel) สำหรับการสื่อสารแถบกว้าง ในระบบนี้ได้อ้างอิงมาตรฐาน IEEE 802.16-2004 ที่เป็นระบบการสื่อสารไร้สายความเร็วสูงที่ใช้เทคนิคของ OFDM (Orthogonal frequency division multiplexing) มาช่วยในการส่งข้อมูลเพื่อให้มีความเร็วสูงและใช้งานแบนด์วิทอย่างมีประสิทธิภาพ โดยได้มีการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบ STBC-OFDM และ SFBC-OFDM บนช่องสัญญาณที่แตกต่างกัน ได้แก่ช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่และช่องสัญญาณการจางหายแบบกึ่งคงที่มาใช้ในการวิเคราะห์ โดยประสิทธิภาพของ STBC-OFDM จะดีกว่า SFBC-OFDM เมื่อใช้ในช่องสัญญาณการจางหายแบบกึ่งคงที่แบบราบ ในทางกลับกัน SFBC-OFDM จะมีประสิทธิภาพดีกว่า STBC-OFDM เมื่อใช้ในช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ ยิ่งไปกว่านั้นการเข้ารหัสช่องสัญญาณ ทั้งแบบ Convolution code และ Reed Solomon ได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้ด้วย เพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบให้ดีขึ้น

<b>Thesis Title</b>	Study on Performance of STBC and SFBC over Frequency Selective Fading Channel for Broadband Communication
<b>Student</b>	Mr. Sakariya Sa-e
<b>Student ID.</b>	49061022
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Program</b>	Information Engineering
<b>Year</b>	2008
<b>Thesis Advisor</b>	Asst. Prof. Monchai Chamchoy

### ABSTRACT

This thesis presents the study on performance of STBC and SFBC over frequency selective fading channel for broadband communication. This system refers to IEEE 802.16-2004 standard which is the broadband wireless access (BWA) using OFDM (Orthogonal frequency division multiplexing) technique to increase the data rate and reduce bandwidth. The performance comparisons of STBC-OFDM and SFBC-OFDM over the different channels that are frequency selective fading channel and quasi-static flat fading channel are evaluated. The performance of STBC-OFDM is better than SFBC-OFDM over quasi-static flat fading channel. In contrast, the performance of SFBC-OFDM is greater than STBC-OFDM over frequency selective fading channel. Moreover, the channel coding that is convolution code and Reed Solomon is applied to improve the performance of the system.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ มนต์ชัย แซ่มซ้อย เป็นที่สุด ผู้ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ เนื่องจากการอนุเคราะห์ อบรมสั่งสอน ชี้แนะแนวทางเกี่ยวกับงานวิจัยทั้งหมด ตลอดจนความเป็นห่วงที่คอยสอบถามปัญหาของงานวิจัย ผู้เขียนมีความซาบซึ้งใจต่อความเป็นอาจารย์ จึงขอกราบขอบพระคุณอาจารย์เป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณ อาจารย์ สถาพร พรหมวงศ์ หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ ผู้ที่ให้คำปรึกษา ให้ความอนุเคราะห์ความรู้ต่างๆ คอยเสนอแนะการนำเสนองานวิจัยอย่างละเอียด ทำให้ข้าพเจ้ามีความรู้และสามารถนำเสนองานวิจัยได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ขอบคุณมารดา ผู้ซึ่งสนับสนุนและเป็นกำลังใจให้โดยตลอด

ขอบคุณพี่น้องและเพื่อนๆ ที่คอยให้ข้อเสนอแนะ และคอยสอบถามถึงความคืบหน้าของงานวิจัยจนงานวิจัยนี้สำเร็จได้ด้วยดี

ท้ายที่สุดนี้ คุณความดีและประโยชน์ที่พึงบังเกิดมีจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ เป็นผลมาจากความกรุณาของบิดามารดา คณาจารย์ทุกท่าน ผู้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้และผู้สนับสนุน ข้าพเจ้าจึงขอขอบคุณความดีทั้งหลาย ขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ชากริยา สะอิ

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
รายการคำย่อและสัญลักษณ์.....	XII
บทที่ 1 กล่าวนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	3
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	3
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	4
1.5 การเปรียบเทียบวิธีที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน.....	4
1.6 ขอบเขตการวิจัย.....	5
1.7 ขั้นตอนของการศึกษา.....	5
บทที่ 2 ความรู้พื้นฐานของเทคโนโลยีมาตรฐาน IEEE 802.16.....	6
2.1 กล่าวนำ.....	6
2.2 ประวัติลำดับของการพัฒนามาตรฐาน IEEE 802.16 .....	7
2.3 สถาปัตยกรรมของระบบ WiMAX .....	8
2.4 การเข้าถึงช่องสัญญาณ และระดับชั้น MAC .....	11
2.5 แถบความถี่วิทยุใช้งานที่กำหนดโดยมาตรฐาน IEEE 802.16.....	14
2.6 ระดับชั้นทางกายภาพ.....	16
2.7 โครงร่างของมาตรฐาน IEEE 802.16.....	19
2.8 ลักษณะเฉพาะของการรับรอง WiMAX Forum.....	20
2.9 บทสรุป.....	21

# สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 3 ทฤษฎีและหลักการของ OFDM.....	22
3.1 กล่าวนำ.....	22
3.2 หลักการและโครงสร้างของ OFDM.....	23
3.3 ช่วงเวลาควมและส่วนหน้าแบบวน.....	27
3.4 วิน โคว์อิ่ง.....	29
3.5 การซิงโครไนซ์.....	31
3.6 การตรวจวัด.....	35
3.7 ปัญหาค่าสูงสุดของกำลัง.....	36
3.8 ระบบ OFDM.....	40
3.9 บทสรุป.....	41
บทที่ 4 เทคนิคการเข้ารหัสสเปซ-ไทม์.....	42
4.1 กล่าวนำ.....	42
4.2 รหัสสเปซ-ไทม์ Alamouti.....	43
4.2.1 การเข้ารหัสสเปซ-ไทม์แบบ Alamouti .....	43
4.2.2 การรวมและการถอดรหัสแบบ Maximum Likelihood.....	45
4.2.3 การเข้ารหัสแบบ Alamouti ร่วมกับการใช้สายอากาศหลายชุด .....	47
4.3 ลักษณะการโคเวอร์ซีดี.....	48
4.3.1 การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์สำหรับสัญลักษณ์ที่เป็นจำนวนจริง.....	49
4.3.2 การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์สำหรับสัญลักษณ์ที่เป็นจำนวนเชิงซ้อน.....	50
4.3.3 การถอดรหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์.....	51
4.3.4 การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ร่วมกับ OFDM.....	53
4.3.5 การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ฟรีควเซร่วมกับ OFDM.....	53
4.4 บทสรุป.....	55
บทที่ 5 ช่องสัญญาณการสื่อสาร.....	56
5.1 กล่าวนำ.....	56
5.2 การแพร่กระจายคลื่น.....	56

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.3 การจางหายแบบสเกลกว้าง.....	57
5.4 การจางหายแบบสเกลแคบ.....	59
5.4.1 ช่องสัญญาณการจางหายแบบแบนราบ.....	61
5.4.2 ช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่.....	62
5.5 แบบจำลองช่องสัญญาณ.....	64
5.6 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองช่องสัญญาณ.....	66
5.6.1 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน.....	66
5.6.2 ค่าการกระจายทางเวลา.....	67
5.6.3 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน.....	68
5.7 บทสรุป.....	68
<b>บทที่ 6 ขั้นตอนการสร้างแบบจำลอง.....</b>	<b>69</b>
6.1 กล่าวนำ.....	69
6.2 การสร้างแบบจำลอง.....	69
6.2.1 ชุดเครื่องส่ง.....	70
6.2.2 ช่องสัญญาณ.....	73
6.2.3 ชุดเครื่องรับ.....	74
6.3 บทสรุป.....	76
<b>บทที่ 7 ผลการวิจัยและการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบ.....</b>	<b>77</b>
7.1 กล่าวนำ.....	77
7.2 ผลการวิเคราะห์.....	77
7.2.1 ผลการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของ STBC และ SFBC ที่ได้นำเสนอ กับผลที่ได้อ้างอิงใน [31].....	77
7.2.2 ผลการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของ STBC ที่มีจำนวนของสายอากาศ และจำนวนวิถีที่ต่างกัน.....	79
7.2.3 ผลการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของ STBC และ SFBC บนค่าแบนด์วิทช่อง สัญญาณ.....	80

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

7.2.4 ผลการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของ STBC สำหรับค่าความถี่ดอปเพลอร์ ที่ต่างกัน.....	81
7.2.5 ผลการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของ STBC และ SFBC ที่มีการเข้ารหัส ช่องสัญญาณ ที่ต่างกัน.....	82
7.2.5 ผลการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของ STBC และ SFBC ที่มีช่องสัญญาณ ที่ต่างกัน.....	84
7.3 บทสรุป.....	86
บทที่ 8 บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	87
8.1 กล่าวนำ.....	87
8.2 สรุปผลการวิจัย.....	87
8.3 ข้อเสนอแนะ.....	88
เอกสารอ้างอิง.....	90
ภาคผนวก ก. บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์.....	93
ประวัติผู้เขียน.....	110

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 คุณสมบัติทางกายภาพของอุปกรณ์ WiMAX ในแต่ละคุณสมบัติของระบบ.....	15
2.2 ความเร็วที่แต่ละแบนด์วิทของสัญญาณ.....	19
2.3 คุณสมบัติของมาตรฐาน IEEE 802.16 สำหรับ WirelessMAN – OFDM .....	19
2.4 ลักษณะเฉพาะของการรับรอง WiMAX Forum สำหรับการรับรองอุปกรณ์ WiMAX.....	21
2.5 ลักษณะเฉพาะของการรับรอง WiMAX Forum ที่จะเกิดขึ้นในอนาคต.....	21
6.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในการจำลองผลสำหรับระบบการสื่อสารแถบกว้าง.....	70
6.2 ลักษณะของ Primitive polynomials.....	72
6.3 การแมพฟังก์ชันข้อมูล.....	72
7.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในเอกสารอ้างอิงที่ [31] .....	78

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 มาตรฐานของระบบสื่อสารไร้สายความเร็วสูงในปัจจุบัน.....	1
2.1 IEEE 802.16 Protocol Stack .....	6
2.2 สถาปัตยกรรมของระบบ WiMAX .....	8
2.3 การเชื่อมต่อแบบจุดต่อจุดและจุดต่อหลายจุด.....	9
2.4 การเชื่อมต่อแบบ Mesh.....	10
2.5 การสื่อสารในแนวสายตา และการสื่อสารที่ไม่อยู่ในแนวสายตา.....	11
2.6 การ Uplink และ การ Downlink .....	12
2.7 การสื่อสารสองทางแบบ TDD .....	13
2.8 การสื่อสารสองทางแบบ FDD .....	13
2.9 หลักการทำงานของระดับชั้นทางกายภาพสำหรับ OFDM .....	17
2.10 เทคนิคการแก้ไขข้อมูลที่ผิดพลาด FEC .....	18
2.11 การเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติการแม่พิมพ์.....	18
3.1 การเปรียบเทียบการใช้งานแบนด์วิธของ (a) FDM และ (b) OFDM.....	22
3.2 การมอดูเลตสัญญาณ OFDM.....	24
3.3 ตัวอย่างของ 4 คลื่นพาห่อย่อยที่อยู่ในหนึ่งสัญลักษณ์ OFDM .....	25
3.4 ตัวอย่างสเปกตรัมของแต่ละคลื่นพาห่อย่อย.....	26
3.5 การเปลี่ยนรูปจากสัญญาณ โดเมนเวลาเป็นสเปกตรัมความถี่โดยใช้ FFT.....	27
3.6 หลักการพื้นฐานของการนำ IFFT และ FFT มาใช้งานในระบบ OFDM.....	27
3.7 ผลกระทบที่เกิดจากการประวิงหลายความถี่ออกนอกเหนือเวลาคูม.....	28
3.8 สัญลักษณ์ OFDM กับการขยายส่วนหน้าแบบวน.....	28
3.9 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมโดยปราศจากวินโดว์อิง สำหรับจำนวน 16, 64 และ 256 คลื่นพาห่อย่อย.....	30
3.10 การเพิ่มส่วนขยายแบบวนและวินโดว์อิงสัญลักษณ์ OFDM.....	30
3.11 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมสำหรับวินโดว์อิงแบบเรสโคไซน์ ตามค่าเฟคเตอร์ โรลloffเท่ากับ 0, 0.025, 0.05 และ 0.1.....	31
3.12 การชิงโครไนซ์ด้วยการใช้การเพิ่มเติมส่วนหน้าแบบวน.....	32
3.13 ผลกระทบของสัญญาณรบกวนบนค่ามูฟเฟสที่รับได้.....	33
3.14 โครงสร้างข้อมูล OFDM.....	34

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.15 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ OFDM กับการตรวจวัดแบบร่วมนัย.....	35
3.16 ตัวอย่างของแพ็กเกจกับ 2 ชุดสัญลักษณ์เพื่อประมาณหาช่องสัญญาณและสัญญาณนำ 2 คลื่นพาห้อย่อยใช้สำหรับการชิงโครโมโซมในทิศทางความถี่.....	36
3.17 การใช้วินโดว์อิงกับสัญญาณเวลา OFDM .....	37
3.18 สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณ OFDM ที่ใช้ 32 คลื่นพาห้อย่อยกับการขริบและค่าสูงสุด วินโดว์อิงที่ระดับจุดเริ่มเปลี่ยน (Threshold) 3 dB เหนือค่าขนาดเฉลี่ย.....	37
3.19 (a) สัญญาณ OFDM (b) สัญญาณหลังจากตัดค่าสูงสุดออก.....	38
3.20 อัตราส่วนความผิดพลาดของแพ็กเกจเทียบกับ Eb/No สำหรับแพ็กเกจ 64 ไบต์ .....	39
3.21 บล็อกไดอะแกรมของระบบ OFDM .....	40
4.1 บล็อกไดอะแกรมของการเข้ารหัสแบบสเปซ-ไทม์แบบ Alamouti.....	44
4.2 เครื่องรับสำหรับการเข้ารหัสแบบ Alamouti .....	45
4.3 เทคนิคโคเวอร์ซิตีแบบ Alamouti ที่ใช้สายอากาศส่ง 2 ชุด และสายอากาศรับ $N_R$ ชุด.....	47
4.4 การเข้ารหัส STBC ที่มีโครงสร้างอย่างง่าย.....	49
4.5 รูปแบบของการเข้ารหัส STBC-OFDM ทางด้านส่ง.....	53
4.6 รูปแบบของการเข้ารหัสแบบ SFBC-OFDM ทางด้านส่ง.....	54
5.1 การจางหายในรูปของสเกลแบบแคบและสเกลแบบกว้าง.....	57
5.2 การสะท้อนของคลื่น.....	58
5.3 การเลี้ยวเบนของคลื่น.....	58
5.4 การกระจัดกระจายของคลื่น.....	59
5.5 การจางหายที่ขึ้นอยู่กับการแผ่ประวิงเวลาของคลื่นหลายวิถี.....	60
5.6 คุณลักษณะช่องสัญญาณการจางหายแบบเรียบ.....	61
5.7 คุณลักษณะช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่.....	63
5.8 ความน่าจะเป็นของสัญญาณการจางหายที่เกิดจากการจางหายแบบเรย์ลี.....	65
5.9 ตัวอย่างภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน.....	66
6.1 ส่วนประกอบของระบบสื่อสารโดยทั่วไป.....	69
6.2 บล็อกไดอะแกรมเครื่องส่งของระบบการสื่อสารแบบแถบกว้าง.....	70
6.3 บล็อกไดอะแกรมของการเข้ารหัสคอนโวลูชันที่มีความยาวจำกัดเท่ากับ 3.....	71
6.4 การจำลองช่องสัญญาณ.....	73

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.5 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานของช่องสัญญาณ.....	73
6.6 บล็อกไดอะแกรมเครื่องรับของระบบการสื่อสารแบบแถบกว้าง.....	74
7.1 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของ STBC ที่ได้นำเสนอกับและ STBC ที่ได้อ้างอิง ในเอกสาร.....	78
7.2 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของ SFBC ที่ได้นำเสนอกับและ SFBC ที่ได้อ้างอิง ในเอกสารอ้างอิงที่ 31.....	79
7.3 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของ STBC-OFDM สำหรับจำนวนของสายอากาศที่ต่างกัน.....	79
7.4 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของ STBC-OFDM ที่มีจำนวนการจางหายเชิงวิถิต่างกัน.....	80
7.5 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพ STBC-OFDM และ SFBC-OFDM กับค่าแบนด์วิท ช่องสัญญาณ.....	81
7.6 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของ STBC-OFDM สำหรับค่าความถี่ดอปเพลอร์ที่ต่างกัน.....	81
7.7 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของ STBC-OFDM สำหรับการเข้ารหัสช่องสัญญาณที่ ต่างกันบนช่องสัญญาณการจางหายแบบกึ่งคงที่.....	83
7.8 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของ SFBC-OFDM สำหรับการเข้ารหัสช่องสัญญาณที่ ต่างกันบนช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่.....	83
7.9 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของ STBC-OFDM ที่มีขนาดของการสลับค่าที่ต่างกัน.....	84
7.10 การเปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพของ STBC-OFDM กับ SFBC-OFDM บนช่องสัญญาณ การจางหายแบบกึ่งคงที่.....	85
7.11 การเปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพของ STBC-OFDM กับ SFBC-OFDM บนช่องสัญญาณ การจางหายแบบเลือกความถี่.....	85

## รายการคำย่อและสัญลักษณ์

สหพันธ์โทรคมนาคมระหว่างประเทศ (International Telecommunication Union)	ITU
สถาบันมาตรฐานโทรคมนาคมแห่งยุโรป (European Telecommunications Standards Institute)	ETSI
ระบบการสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง (Ultra Wide Band)	UWB
เครือข่ายไร้สายส่วนบุคคล (Wireless Personal Area Networks)	WPAN, Wireless PAN
เครือข่ายไร้สายในเมือง (Wireless Metropolitan Area Network)	WMAN, Wireless MAN
เครือข่ายไร้สายท้องถิ่น (Wireless Local Area Network) (Wireless High speed unlicensed metropolitan area network)	WLAN, Wireless LAN Wireless HUMAN
(Worldwide Interoperability for Microwave Access)	WiMAX
สถาบันวิศวกรไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ (Institute of Electrical and Electronics Engineers)	IEEE
การใช้สายอากาศด้านรับและด้านส่งหนึ่งชุด (Single Input Single Output)	SISO
การใช้สายอากาศด้านรับและด้านส่งหลายชุด (Multiple Input Multiple Output)	MIMO
การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ (Space-time block codes)	STBC
การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ (Space-frequency block codes)	SFBC
เครือข่ายไร้สายความเร็วสูง (Broadband Wireless Access)	BWA
ระดับชั้นทางกายภาพ (Physical Layer)	PHY
ระดับชั้น MAC (Media Access Control Layer)	MAC
คุณภาพของการบริการ (Quality of Service)	QoS
สถานีฐาน (Base Station)	BS
สถานีลูกข่าย (Subscriber Station)	SS
สถานีส่งผ่านอุปกรณ์ลูกข่าย (Customer Premises Equipment)	CPE
แบบจุดต่อจุด (Point to Point)	PTP
แบบจุดต่อหลายจุด (Point to Multipoint)	PMP
ระดับแนวสายตา (Line of Sight)	LOS
การสื่อสารสองทางโดยการแบ่งทางเวลา (Time Division Duplex)	TDD
การสื่อสารสองทางโดยการแบ่งทางความถี่ (Frequency Division Duplex)	FDD
อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio)	SNR
การแก้ความผิดพลาดไปข้างหน้า (Forward error coding)	FEC
การเข้ารหัส (Reed Solomon)	RS

## รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

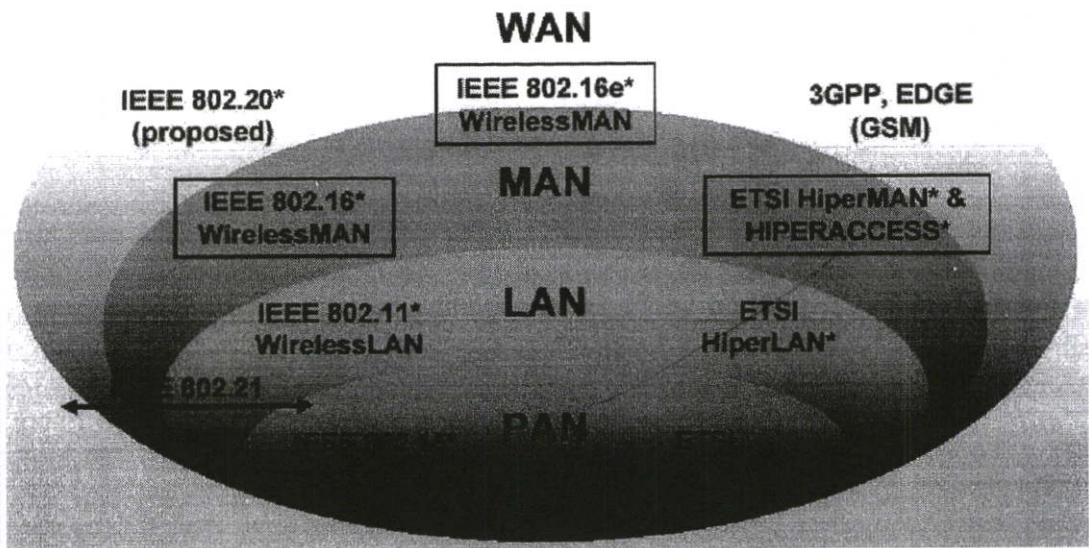
การแบ่งมัลติเพล็กซ์ทางความถี่ที่ตั้งฉาก (Orthogonal frequency division multiplexing)	OFDM
การเข้าถึงการแบ่งมัลติเพล็กซ์ทางความถี่ที่ตั้งฉาก (Orthogonal frequency division multiplexing access)	OFDMA
การมอดูเลตทางเฟสแบบไบนารี (Binary Phase Shift Keying)	BPSK
การมอดูเลตทางเฟสแบบควอดรันตเรนเจอร์ (Quadrature Phase Shift Keying)	QPSK
การมอดูเลตทางขนาดแบบควอดรันตเรนเจอร์ (Quadrature Amplitude Modulation)	QAM
อัตราส่วนการรวมสูงสุด (Maximum ratio combining)	MRC
ค่าควรจะเป็นสูงสุด (Maximum Likelihood)	ML
การแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Intersymbol interference)	ISI
การแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห้ (Intercarrier interference)	ICI
ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (Probability Density Function)	PDP
ฟังก์ชันการแจกแจงแบบสะสม (Cumulative Distribution Function)	CDF
เครื่องส่ง (Transmitter)	Tx
เครื่องรับ (Receiver)	Rx
จำนวนของเส้นทาง	NP
เดซิเบล (Decibel)	<i>dB</i>
เฮิรตซ์ (Hertz)	<i>Hz</i>
กิกะเฮิรตซ์ (Gigahertz)	<i>GHz</i>
เมตร (meter)	<i>m</i>
วินาที (Second)	<i>s</i>
ไมโครวินาที (Microsecond)	$\mu s$
มิลลิวัตต์ (Milliwatt)	<i>mW</i>
สัดส่วนแบนด์วิดท์ (Fractional bandwidth)	$B_f$
ความถี่ (Frequency), <i>Hz</i>	<i>f</i>
เวลา (Time), <i>s</i>	<i>t</i>
การประวิงเข้าถึงเฉลี่ย (Mean excess delay), <i>s</i>	$\bar{\tau}$
การแผ่ประวิง RMS (RMS delay spread), <i>s</i>	$\sigma_\tau$

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันเทคโนโลยีด้านการสื่อสารไร้สายมีบทบาทและมีประโยชน์ต่อชีวิต เศรษฐกิจและสังคมเป็นอย่างมาก อย่างไรก็ตามเนื่องจากเทคโนโลยีด้านการสื่อสารไร้สายมีวิวัฒนาการก้าวหน้าอย่างต่อเนื่องและรวดเร็วมากในประเทศไทย จึงจำเป็นต้องศึกษาองค์ความรู้ ผลกระทบ และการบริการต่างๆ รวมทั้งการจัดสรรความถี่ และข้อกำหนดเทคโนโลยีด้านการสื่อสารไร้สายให้สอดคล้องกับวิวัฒนาการและเทคโนโลยี ซึ่งระบบการสื่อสารไร้สายจะช่วยเพิ่มความสะดวกสบายให้กับผู้ใช้งานระบบนั้นๆ ดังนั้นระบบใช้สายที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบันจึงเปลี่ยนมาเป็นการสื่อสารไร้สายกันเป็นจำนวนมาก สำหรับระบบการสื่อสารไร้สายที่มีใช้งานกันอยู่แล้วในปัจจุบันมีหลายระบบ ทำให้ผู้ที่ต้องใช้งานระบบไร้สายควรเลือกใช้งานให้เหมาะสมกับระบบที่ต้องการจะนำไปใช้งาน ซึ่งปัจจุบันหน่วยงานที่กำหนดมาตรฐานของเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายความเร็วสูงคือ ITU (International Telecommunication Union) และ ETSI (European Telecommunications Standards Institute) ซึ่งออกเป็นมาตรฐานของเทคโนโลยีสื่อสารไร้สายหลายๆ ชนิด เช่น Bluetooth, UWB, Wireless LAN, Wireless MAN เป็นต้น



รูปที่ 1.1 มาตรฐานของระบบสื่อสารไร้สายความเร็วสูงในปัจจุบัน [4]

WiMAX มาจากคำว่า Worldwide Interoperability for Microwave Access [1]-[3] เกิดจากการรวมตัวกันขององค์กรการค้าที่ไม่ต้องการผลกำไร (Non-profit industry trade organization) ทางด้านการผลิตอุปกรณ์สื่อสารในปี ค.ศ. 2001 เพื่อกำหนดเป็นมาตรฐานในเรื่องของการแข่งขันและการเชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์สื่อสารไร้สายความเร็วสูง สำหรับการนำมาใช้งานในลักษณะของ WirelessMAN โดยทั่วไปการสื่อสารไร้สายความเร็วสูงในปัจจุบันจำแนกได้เป็น 4 ชนิดหลัก ๆ ตามความครอบคลุมของการให้บริการ คือ PAN (Personal Area Network), LAN (Local Area Network), MAN (Metropolitan Area Network) และ WAN (Wide Area Network) ซึ่งมาตรฐานสำหรับระบบรวมถึงอุปกรณ์สื่อสารสำหรับแต่ละลักษณะของการให้บริการแต่ละแบบก็จะแตกต่างกันดังรูปที่ 1.1 [4] โดยที่ WiMAX ได้รับการรับรองมาตรฐาน IEEE 802.16a ที่ครอบคลุมคลื่นความถี่ระหว่าง 2 กิกะเฮิรตซ์และ 11 กิกะเฮิรตซ์ในเดือนมกราคม ค.ศ. 2003 มาตรฐานนี้คือส่วนขยายของมาตรฐาน IEEE 802.16 สำหรับคลื่นความถี่ 10 - 66 กิกะเฮิรตซ์ ที่ประกาศในเดือนเมษายน ค.ศ. 2002 หลังจากนั้นได้มีการปรับปรุงข้อกำหนดเกี่ยวกับมาตรฐาน IEEE 802.16a และได้รับการรับรองในเดือนกรกฎาคม ค.ศ. 2004 ซึ่งก็คือข้อกำหนดเฉพาะที่เรียกกันว่า IEEE 802.16-2004 ในปัจจุบันที่ใช้สำหรับการเข้าถึงบรอดแบนด์แบบอยู่กับที่ ความถี่ย่อยของช่วงความถี่ที่ 11 กิกะเฮิรตซ์นี้ทำให้เราสามารถทำงานในลักษณะที่ไม่มีการเดินสายสัญญาณได้ ทำให้มาตรฐาน IEEE 802.16-2004 เป็นเทคโนโลยีที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการสื่อสารทางไกล มีรัศมีทำการครอบคลุมได้สูงสุดถึง 30 ไมล์ ซึ่งตามปกติในการใช้งานสภาพจริงก็จะอยู่ที่ประมาณ 4-6 ไมล์ โดยที่มมีความเร็วในการรับส่งข้อมูลสูงถึง 75 เมกกะบิตต่อวินาที

ระบบการสื่อสาร WiMAX ซึ่งปัจจุบันในประเทศไทยยังไม่ได้นำระบบนี้มาใช้งานจริง แต่อยู่ในช่วงทดสอบและวิจัย โดยที่ระบบนี้สามารถใช้งานได้ทั้งในเมืองและในชนบท ระบบ WiMAX นี้เป็นระบบใหม่เราจึงจำเป็นต้องทำการศึกษามาตรฐานและการทำงานของระบบซึ่งเป็นเรื่องที่จำเป็นมากที่เราจะต้องรู้จักระบบ WiMAX ก่อน ซึ่งเทคนิคที่สำคัญที่ทำให้การส่งผ่านข้อมูลของระบบ WiMAX สูงมีอยู่สองเทคนิคด้วยกันคือ เทคนิคการใช้สายอากาศส่งและสายอากาศรับจำนวนหลายชุด (Multiple Input Multiple Output: MIMO) โดยต้องมีการใช้เทคนิคการเข้ารหัสให้เหมาะสมกับการใช้งาน ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้เราได้เลือกการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ (Space-time block codes: STBC) [5]-[9] และอีกอย่างหนึ่งคือเทคนิคของ OFDM (Orthogonal frequency division multiplexing) [10]-[12] ซึ่งเป็นมาตรฐานของระบบ WiMAX ที่ทำให้การสื่อสารไร้สายแบบนี้มีอัตราการส่งผ่านข้อมูลสูง ดังนั้นจึงมีความสามารถในการใช้งานได้หลายรูปแบบ เช่น อินเทอร์เน็ต การใช้งาน VOIP การใช้งานมัลติมีเดีย การใช้งาน Video on demand และอื่นๆ ซึ่งจำเป็นต้องใช้แบนด์วิธกว้าง รวมถึงเมื่อมีการใช้งานของผู้ใช้จำนวนมาก ทำให้แบนด์วิธของสัญญาณกว้างกว่าแบนด์วิธของช่องสัญญาณ ดังนั้นเราจึงได้พิจารณาการสื่อสารในระบบ WiMax กับช่องสัญญาณแบบนี้

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งหวังเพื่อศึกษาประสิทธิภาพของระบบ WiMAX ที่ใช้การเข้ารหัสแบบการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ร่วมกับ OFDM และการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ฟรีควเอนซ์ร่วมกับ OFDM ในช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่และช่องสัญญาณการจางหายแบบกึ่งคงที่ และวิทยานิพนธ์นี้ยังได้มีการเข้ารหัสช่องสัญญาณ (Channel coding) เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของระบบ [13]-[14]

เนื่องจากการสื่อสารแบบไร้สายนั้น สิ่งที่สำคัญมากสิ่งหนึ่งก็คือ ช่องสัญญาณ [15]-[16] ซึ่งช่องสัญญาณในแต่ละแบบจะมีผลต่อประสิทธิภาพของการสื่อสารที่แตกต่างกัน ดังนั้นเราจึงได้ทำการศึกษาประสิทธิภาพของระบบ WiMAX ในช่องสัญญาณที่แตกต่างกัน เพื่อศึกษาถึงประสิทธิภาพของระบบว่าการเข้ารหัสแบบใดมีผลต่อช่องสัญญาณมากน้อยเพียงใด เราจึงได้ทำการจำลองระบบออกเป็นสองระบบคือการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ร่วมกับ OFDM (STBC-OFDM) [17]-[19] และอีกระบบหนึ่งคือการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ฟรีควเอนซ์ร่วมกับ OFDM (SFBC-OFDM) [20]-[21] บนช่องสัญญาณที่แตกต่างกัน โดยมีการใช้ ช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ ซึ่งมีคุณสมบัติคือค่าแบนด์วิธของช่องสัญญาณน้อยกว่าแบนด์วิธของสัญญาณและค่าการแผ่ประวิงเวลาน้อยกว่าคาบเวลาของสัญญาณ และอีกช่องสัญญาณหนึ่งคือช่องสัญญาณการจางหายแบบกึ่งคงที่ ซึ่งมีแบนด์วิธของช่องสัญญาณมากกว่าแบนด์วิธของสัญญาณ และค่าการแผ่ประวิงเวลามากกว่าคาบเวลาของสัญญาณ นอกจากนี้ยังได้มีการเข้ารหัสช่องสัญญาณสองแบบคือ Reed Solomon และ Convolution Code เพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบให้ดีขึ้น [13]-[16]

## 1.3 สมมติฐานของการศึกษา

เนื่องจากการสื่อสารไร้สายในระบบของ WiMAX มีความเร็วในการส่งผ่านข้อมูลสูงและครอบคลุมพื้นที่กว้าง ดังนั้นจึงคาดว่าจะมีการใช้งานในหลายรูปแบบ และมีการใช้งานมากในพื้นที่ต่างๆ เช่น การสื่อสารในเมือง ชานเมือง และชนบท ซึ่งแต่ละพื้นที่มีสิ่งแวดล้อมที่ต่างกัน และมีจำนวนผู้ใช้บริการแตกต่างกันด้วย ดังนั้นเราจึงได้สนใจในเรื่องของช่องสัญญาณในระบบการสื่อสารแบบนี้ เพื่อนำมาวิเคราะห์หาประสิทธิภาพของระบบ WiMAX ในช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ ซึ่งมีการพิจารณาแบนด์วิธของช่องสัญญาณด้วยเช่นกัน เราจึงได้มีการจำลองการทำงานของระบบ WiMAX ที่มีการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ และการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ฟรีควเอนซ์บนช่องสัญญาณที่แตกต่างกัน [22]-[24] โดยมีการจำลองช่องสัญญาณแต่ละแบบนั้นจะขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์หลายๆ พารามิเตอร์ด้วยกัน เช่น ค่าการประวิงเข้าถึงเฉลี่ย (Mean excess delay) ค่าการแผ่ประวิง RMS (RMS delay spread) และค่าแบนด์วิธของช่องสัญญาณ โดยได้นำพารามิเตอร์นี้ไปคำนวณเพื่อให้ได้ช่องสัญญาณตามทฤษฎีของช่องสัญญาณนั้นๆ [16]

## 1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ต้องการศึกษาประสิทธิภาพของระบบ WiMAX ที่มีการใช้รูปแบบการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ร่วมกับ OFDM (STBC-OFDM) และรูปแบบการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ฟรีควเอนซ์ร่วมกับ OFDM (SFBC-OFDM) บนช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ และช่องสัญญาณการจางหายแบบกึ่งคงที่ เพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบที่มีการเข้ารหัสที่แตกต่างกัน บนช่องสัญญาณที่แตกต่างกัน ซึ่งมีพารามิเตอร์หลายตัวด้วยกันที่มีผลต่อช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงไป อาทิเช่น แบนด์วิธของช่องสัญญาณ การแผ่ประวิงเวลา และอื่นๆ อีกมากมายตามทฤษฎีของช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ ซึ่งค่าแบนด์วิธของช่องสัญญาณน้อยกว่าแบนด์วิธของสัญญาณ และค่าการแผ่ประวิงเวลาน้อยกว่าคาบเวลาของสัญญาณ ดังนั้นเราจึงได้มีการพิจารณาการทำงานของระบบ WiMAX นี้บนช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ เนื่องจากช่องสัญญาณแบบนี้มีผลต่อประสิทธิภาพการทำงานของระบบ เพราะว่าการสื่อสาร WiMAX นี้มีการใช้งานในการรับส่งข้อมูลหลายๆ แบบจึงจำเป็นต้องมีประสิทธิภาพที่ดีไม่ว่าจะเป็นช่องสัญญาณหรือการใช้งานแบบใดก็ตาม รวมถึงได้มีการเพิ่มการเข้ารหัสช่องสัญญาณเพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบให้ดีขึ้น โดยมีการใช้การเข้ารหัสแบบ Reed Solomon และ Convolution Code เข้าในระบบด้วย

## 1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน

มีนักวิจัยจำนวนมากได้ทำการวิจัยการเปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่างการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ร่วมกับ OFDM (STBC-OFDM) และการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ฟรีควเอนซ์ร่วมกับ OFDM (SFBC-OFDM) โดยมีจำนวนของสายอากาศรับและส่งที่แตกต่างกัน และมีการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบ STBC-OFDM และ SFBC-OFDM ที่มีจำนวนของคลื่นพาห์ที่แตกต่างกัน [22] และมีการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของการเข้ารหัสแบบ STBC และ SFBC กับการเข้ารหัสช่องสัญญาณแบบเทอร์โบโค้ด (Turbo code) [23] โดยมีการเปรียบเทียบบนช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่โดยใช้การแจกแจงแบบเกาส์เซียน ซึ่งมีการเปรียบเทียบบนช่องสัญญาณที่มีค่าความถี่คอปเพลอร์ที่แตกต่างกัน โดยความถี่คอปเพลอร์นั้นจะขึ้นอยู่กับความถี่ในการส่งข้อมูลและความเร็วในการเดินทาง และยังมีการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบ WiMAX โดยการใช้การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ในแบบปกติกับการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ [25] โดยใช้ลักษณะของสมการควอเทอร์เนียน (Quaternion equation) ในช่องสัญญาณแบบเรย์ลี (Rayleigh channel) ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้เราได้ทำการศึกษาประสิทธิภาพ STBC-OFDM และ SFBC-OFDM บนช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ รวมถึงมีการเข้ารหัสช่องสัญญาณเพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบการสื่อสารแบบแถบกว้าง

## 1.6 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้มีการศึกษาประสิทธิภาพของระบบการสื่อสารแถบกว้างที่มีการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ และการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ฟรีควนซ์บนช่องสัญญาณการจางหายแบบกึ่งคงที่และช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ โดยมีการใช้จำนวนของสายอากาศและจำนวนเส้นทางของช่องสัญญาณที่แตกต่างกัน นอกจากนี้ยังมีการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบที่มีการเข้ารหัสช่องสัญญาณที่แตกต่างกัน และยังมีผลที่เกิดจากจำนวนของการสลับค่า (Interleaves) ที่แตกต่างกัน การเปลี่ยนแปลงค่าของความถี่ดอปเพลอร์นั้นมีผลต่อประสิทธิภาพของระบบเช่นกัน โดยเราได้ทำการจำลองระบบและช่องสัญญาณต่างๆ เพื่อเป็นการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบแถบกว้าง

## 1.7 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งการศึกษาออกเป็น 7 บทด้วยกันคือ

บทที่ 1 กล่าวถึงบทนำ ซึ่งประกอบไปด้วยความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมติฐานของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย การเปรียบเทียบระหว่างวิธีที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน ขอบเขตและขั้นตอนการวิจัย

บทที่ 2 กล่าวถึงความรู้พื้นฐานเทคโนโลยีตามมาตรฐาน IEEE 802.16 ประวัติความเป็นมาสถาปัตยกรรมของระบบ WiMAX การทำงานในลำดับชั้นทางกายภาพและลำดับชั้น MAC แถบความถี่วิทยุที่กำหนดโดยมาตรฐาน IEEE 802.16 โครงร่างของระบบ และบทสรุป

บทที่ 3 กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการ OFDM หลักการและโครงสร้างของ OFDM ช่วงเวลาคุมและส่วนหน้าแบบวน วินโดว์อิง การซิงโครไนซ์ การตรวจวัด ปัญหาค่าสูงสุดของกำลังและบทสรุป

บทที่ 4 กล่าวถึงเทคนิคการเข้ารหัสสเปซ-ไทม์ โดยมีการใช้เทคนิคการเข้ารหัสและถอดรหัสแบบ Alamouti ลักษณะการเข้ารหัสแบบสเปซ-ไทม์ ซึ่งในบทนี้ได้กล่าวถึงการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ฟรีควนซ์ และบทสรุป

บทที่ 5 กล่าวถึงการแพร่กระจายคลื่น โดยแบ่งการแพร่กระจายคลื่น 2 แบบคือ การจางหายแบบสเกลกว้างและการจางหายแบบสเกลแคบ และยังได้กล่าวถึงแบบจำลองช่องสัญญาณ รวมถึงพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองช่องสัญญาณ สุดท้ายได้กล่าวถึงบทสรุป

บทที่ 6 กล่าวถึงขั้นตอนในการจำลองผลการทดลองโดยจะแบ่งเป็น 3 ขั้นตอนใหญ่ๆ คือ ขั้นตอนการจำลองเครื่องส่ง การจำลองช่องสัญญาณและการจำลองเครื่องรับ และบทสรุป

บทที่ 7 กล่าวถึงผลของการจำลองและผลของการวิจัย สุดท้ายจะกล่าวถึงบทสรุป

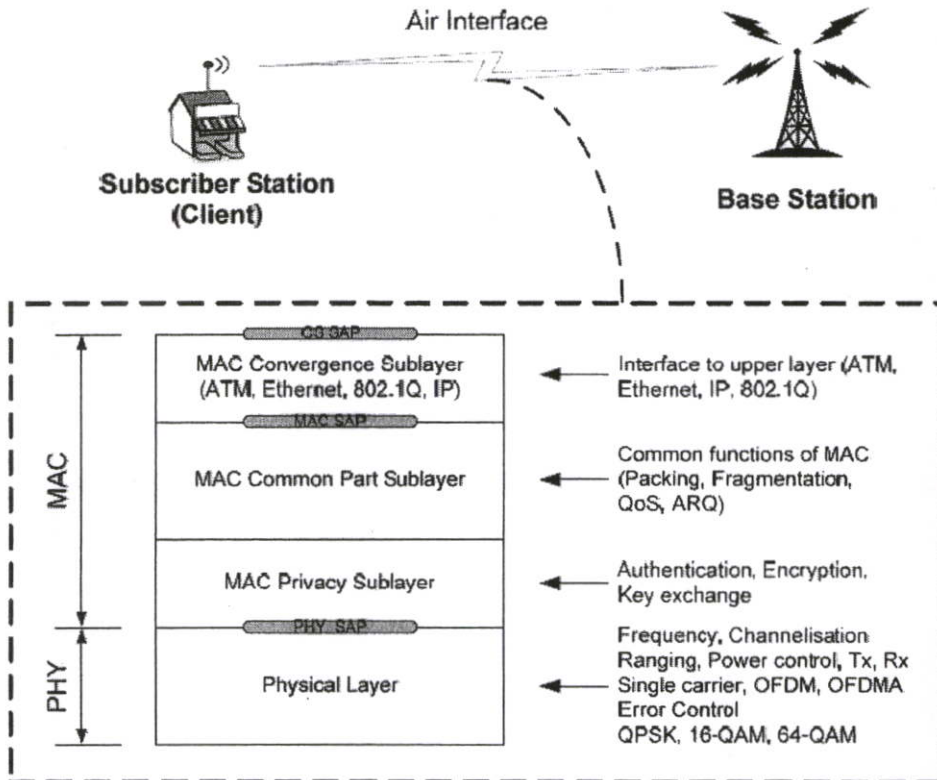
บทที่ 8 กล่าวถึงสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

## บทที่ 2

# ความรู้พื้นฐานของเทคโนโลยีมาตรฐาน IEEE 802.16

### 2.1 กล่าวนำ

ในกลุ่มมาตรฐาน IEEE 802.16 ได้มีการพัฒนาและกำหนดมาตรฐานในส่วนของการเชื่อมต่อไร้สาย ซึ่งเป็นมาตรฐาน IEEE 802.16 โดยเครือข่ายไร้สายความเร็วสูง (Broadband Wireless Access Standard: BWA) ได้กำหนดออกเป็นสองส่วนในชั้นโปรโตคอล [1]-[3] คือ ระดับชั้นทางกายภาพ (Physical Layer :PHY) และระดับชั้นแม็ค (Media Access Control Layer: MAC) ดังแสดงในรูปที่ 2.1 [26] ซึ่งในแต่ละชั้นโปรโตคอลมีการกำหนดคุณลักษณะการจัดการข้อมูล การสื่อสารแลกเปลี่ยน ตัวอย่างของการกำหนดในชั้นทางกายภาพ เช่น ความถี่ในการใช้งาน ขนาดของช่องสัญญาณ (Channel Bandwidth) มอดูเลชัน เป็นต้น ส่วนชั้น MAC เช่น QoS (Quality of Service) การรักษาความปลอดภัย เป็นต้น ซึ่งในหัวข้อนี้จะเลือกเฉพาะบางส่วนมาอธิบายเท่านั้น



รูปที่ 2.1 IEEE 802.16 Protocol Stack [26]

## 2.2 ประวัติลำดับของการพัฒนามาตรฐาน IEEE 802.16

- ในช่วงเดือนกรกฎาคม ค.ศ. 1999 กลุ่มงาน IEEE 802.16 ได้กำเนิดขึ้นเพื่อพัฒนามาตรฐานสำหรับกลุ่มงาน BWA อยู่ภายใต้องค์กร IEEE Standard Association (IEEE – SA) ประกอบไปด้วยนักวิจัยและพัฒนาจากหน่วยงานรัฐบริษัทเอกชนจากทั่วโลกร่วมกันพัฒนามาตรฐาน
- ต่อมาในเดือนธันวาคม ค.ศ. 2001 มาตรฐานแรกของ IEEE 802.16 ได้ผ่านการรับรองซึ่งมีชื่อว่า IEEE 802.16-2001 ซึ่งเป็นการกำหนดมาตรฐาน สำหรับอุปกรณ์การเชื่อมต่อเครือข่ายไร้สายความเร็วสูงแบบไม่เคลื่อนที่ (Fixed broadband wireless access) และทำงานที่แถบคลื่นความถี่ 10-66 GHz
- ในปี ค.ศ. 2002 มาตรฐาน IEEE 802.16a ถูกพัฒนาขึ้นและได้รับการรับรองเพื่อเป็นมาตรฐานสำหรับ IEEE 802.16 -2001 (ซึ่งเป็นตัวมาตรฐานหลัก) IEEE 802.16a กำหนดมาตรฐานสำหรับการเชื่อมต่อเครือข่ายไร้สายความเร็วสูงแบบไม่เคลื่อนที่ แต่ทำงานที่แถบคลื่นวิทยุ 2-11 GHz และในปีเดียวกันยังมีการพัฒนามาตรฐานย่อยหลายมาตรฐานตามมาตัวอย่างเช่น
  - IEEE 802.16c กำหนดคุณสมบัติของระบบ (System profiles) เพื่อช่วยให้ผู้ผลิตอุปกรณ์สามารถนำไปกำหนดใช้ในผลิตภัณฑ์ของตัวเองหรืออีกนัยหนึ่งเป็นการกำหนด Interoperability specification เพื่อให้อุปกรณ์จากผู้ผลิตสามารถทำงานร่วมกันได้บนคุณสมบัติของระบบ อันเดียวกัน
  - IEEE 802.16.2 (ที่มีใช้ในระบบการสื่อสารแถบความถี่กว้างในช่วงความถี่ 10-66 กิกะเฮิร์ตซ์) หมายถึง มาตรฐานนี้จะเป็นการกำหนดแนวทางและคำแนะนำในการออกแบบและติดตั้งระบบ การเชื่อมต่อเครือข่ายไร้สายความเร็วสูงแบบไม่เคลื่อนที่ เพื่อควบคุมสัญญาณรบกวนให้อยู่ในระดับที่เหมาะสม ใช้กับระบบที่ทำงานที่แถบคลื่นวิทยุ 10-66 กิกะเฮิร์ตซ์
  - IEEE 802.16a ซึ่งมีใช้ในระบบการสื่อสารแถบความถี่กว้างในช่วงความถี่ 2-11 กิกะเฮิร์ตซ์ จะคล้ายคลึงกับ IEEE 802.16.2 แต่ต่างที่เป็นมาตรฐานสำหรับระบบที่ทำงานที่แถบคลื่นความถี่ 2-11 กิกะเฮิร์ตซ์
- ในปี ค.ศ. 2004 ระบบการสื่อสารแถบกว้างได้รับการรับรองเป็นมาตรฐาน IEEE 802.16-2004 ได้รวบรวมมาตรฐาน IEEE 802.16 ทั้งหมดก่อนหน้านี้รวมเป็นมาตรฐานเดียว
- ในปี ค.ศ. 2005 มาตรฐาน IEEE 802.16e ซึ่งเป็นมาตรฐานเสริมให้กับมาตรฐาน IEEE 802.16-2004 เพื่อรองรับการเชื่อมต่อเครือข่ายไร้สายความเร็วสูงแบบเคลื่อนที่ (Mobile broadband wireless access) ได้รับการรับรองเมื่อเดือนธันวาคม ค.ศ. 2005 จึงมีชื่อเรียกมาตรฐานเป็นทางการว่า IEEE 802.16e-2005

- ส่วนประเด็นเรื่องมาตรฐานความปลอดภัยบนเครือข่าย IEEE 802.16 นั้น ได้มีการกำหนดไว้ในมาตรฐาน IEEE 802.16-2004 แต่จากผลการศึกษาของจากหลาย ๆ สถาบันยังพบช่องโหว่ในมาตรฐาน ซึ่งทางกลุ่มงาน IEEE 802.16 ได้แก้ไขปรับปรุงและบรรจุอยู่ใน IEEE 802.16-2004 ฉบับแก้ไขหรือที่เรียกว่า IEEE 802.16-2004/Corrigendum1 และบางส่วนถูกเพิ่มเติมอยู่ใน IEEE 802.16e-2005

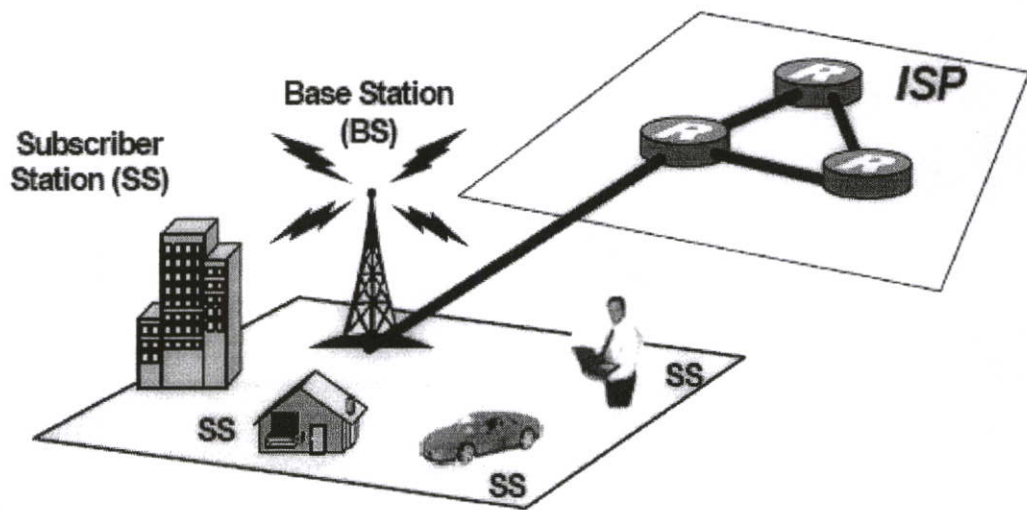
สรุปในปี ค.ศ. 2006 ได้เกิดมาตรฐานหลักของ IEEE 802.16 ซึ่งมีดังนี้

1. IEEE802.16-2004 มาตรฐานเครือข่ายไร้สาย สำหรับการเชื่อมต่อเครือข่ายไร้สาย ความเร็วสูงแบบไม่เคลื่อนที่
2. IEEE 802.16e-2005 มาตรฐานเครือข่ายไร้สาย สำหรับการเชื่อมต่อเครือข่ายไร้สาย ความเร็วสูงแบบเคลื่อนที่

ขณะนี้ยังมีอีกหลายมาตรฐานย่อยที่อยู่ในช่วงกำลังพัฒนา แต่จะไม่ขอกกล่าวถึงในที่นี้

### 2.3 สถาปัตยกรรมของระบบ WiMAX

ระบบ WiMAX ประกอบไปด้วยอุปกรณ์สำคัญสองส่วน ซึ่งสถาปัตยกรรมของระบบ WiMAX ได้แสดงดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 สถาปัตยกรรมของระบบ WiMAX [26]

1. สถานีฐาน (Base station: BS) – ควบคุมการรับส่งข้อมูลของ สถานีลูกข่าย (Subscriber Station: SS) ทั้งหมดในพื้นที่บริการของสถานีฐาน (cell) นอกจากนี้สถานีฐานยังทำหน้าที่เป็นจุดเชื่อมต่อกับ อินเทอร์เน็ตแบ็กโบน โดยใช้สายเคเบิล (Wired internet backbone)

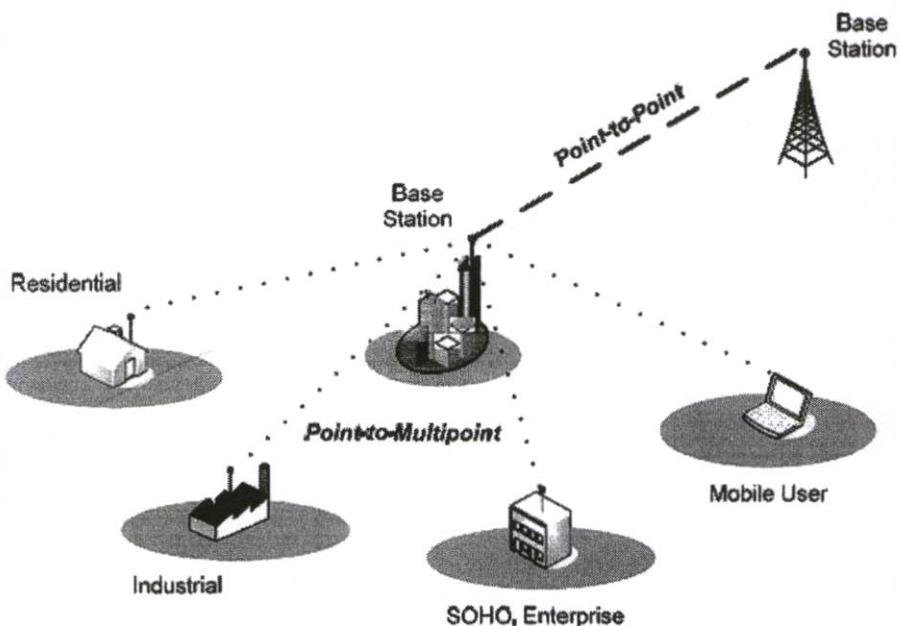
2. สถานีลูกข่าย (Subscriber station: SS) ติดต่อกับสถานีส่งผ่านอุปกรณ์ลูกข่าย (Customer premises equipment: CPE) อุปกรณ์ CPE มี 3 รูปแบบคือ

- CPE แบบไม่เคลื่อน ที่มีการติดตั้งอุปกรณ์และสายอากาศที่มีตำแหน่งที่คงที่ เช่น outdoor CPE เป็นต้น
- CPE แบบพกพา อุปกรณ์สามารถพกพาเคลื่อนย้ายได้ แต่อุปกรณ์จะต้องติดตั้งอยู่กับที่ในขณะที่ใช้งาน ตัวอย่างอุปกรณ์ เช่น CPE ในอาคาร หรือ Self-install CPE เป็นต้น
- CPE แบบเคลื่อนที่ อุปกรณ์สามารถใช้งานในขณะที่เคลื่อนที่ได้ (Mobility) อุปกรณ์ CPE นี้อาจจะอยู่ในรูปแบบของ PCMCIA USB หรือ Flash network card ที่ใช้กับอุปกรณ์ Notebook, PDA หรือ Smart phone ซึ่งในอนาคต CPE ที่เคลื่อนที่นี้จะถูกรวมเป็นอุปกรณ์พื้นฐานอยู่บน Notebook, PDA หรือ Smart phone ไปในตัว

การเชื่อมต่อของ WiMAX มีได้ 3 รูปแบบคือ

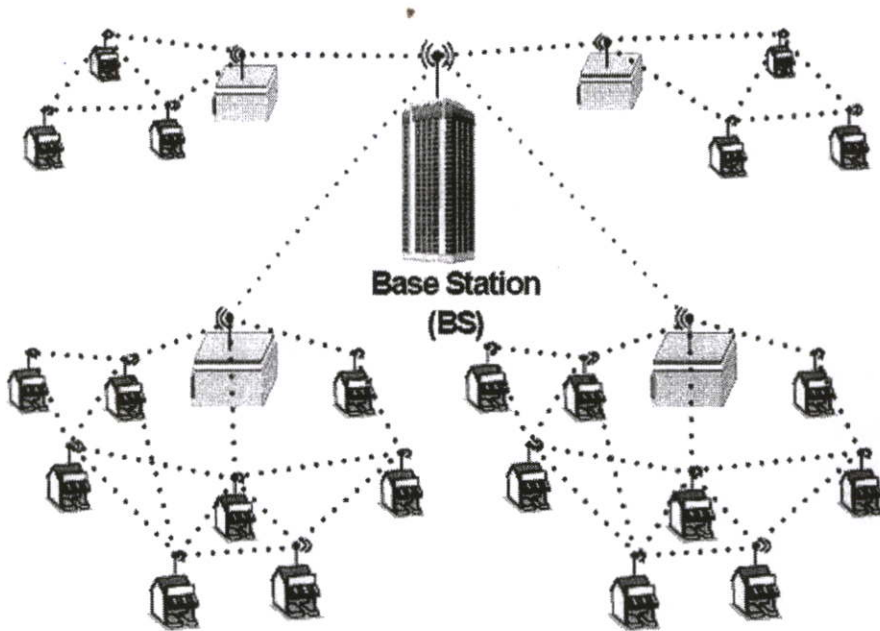
1. แบบจุดต่อจุด (Point to point: PTP) เป็นการเชื่อมต่อโดยตรงระหว่างสถานีฐานกับสถานีฐานหรือระหว่างสถานีฐานกับสถานีลูกข่าย รูปแบบนี้เหมาะสำหรับการเชื่อมต่อแบบส่งต่อ (Backhaul connection) แสดงดังรูปที่ 2.3

2. แบบจุดต่อหลายจุด (Point to multipoint: PMP) เป็นการเชื่อมต่อระหว่าง สถานีฐาน กับหลายๆ สถานีลูกข่ายพร้อมกัน การเชื่อมต่อนี้เป็นรูปแบบหลักและใช้มากที่สุดของ WiMAX จะถูกแสดงดังรูปที่ 2.3 เช่นกัน



รูปที่ 2.3 การเชื่อมต่อแบบจุดต่อจุดและจุดต่อหลายจุด [26]

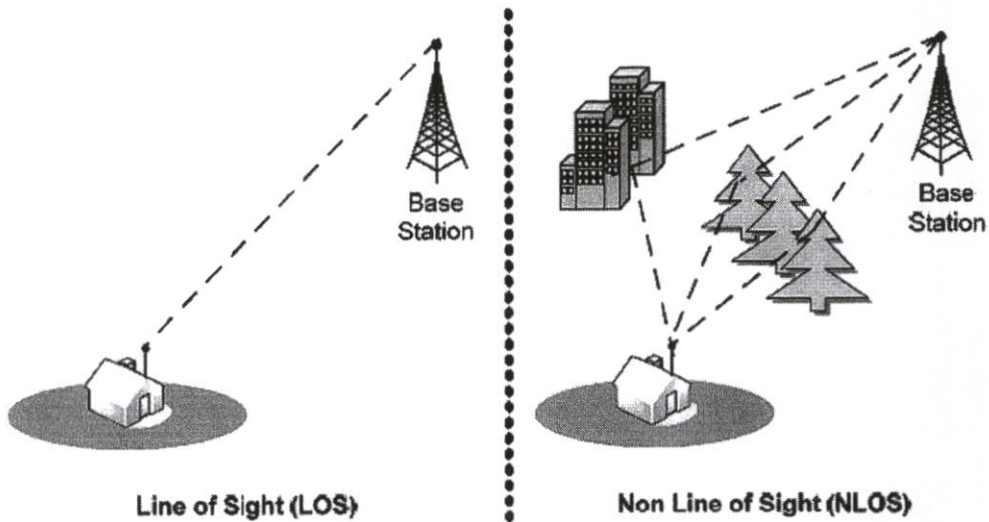
3. เป็นการเชื่อมต่อในรูปแบบ Mesh (Mesh topology) คือนอกจากสถานีลูกข่ายจะสามารถเชื่อมต่อกับสถานีฐานแล้ว สถานีลูกข่ายยังสามารถติดต่อกันเองได้อีกด้วยเป็นการสร้างเครือข่าย Mech (Mesh network) เป็นการขยายพื้นที่การบริการรูปแบบหนึ่ง การเชื่อมต่อนี้เป็นรูปแบบเสริม (Optional) ในมาตรฐาน WiMAX โดยได้แสดงดังรูปที่ 2.4 ในปัจจุบัน การเชื่อมต่อรูปแบบนี้ยังไม่เป็นที่แพร่หลายนักและยังไม่มีอุปกรณ์ WiMAX ใดที่รองรับการเชื่อมต่อรูปแบบนี้



รูปที่ 2.4 การเชื่อมต่อแบบ โยงโย [26]

รูปที่ 2.5 จะแสดงการเชื่อมต่อในรูปแบบข้างต้น โดยมีการติดต่อระหว่างสถานีฐาน และสถานีลูกข่าย ซึ่งสามารถสื่อสารในรูปแบบของการสื่อสารในแนวสายตา (Line of sight: LOS) คือ สัญญาณติดต่อสื่อสารระหว่างสถานีฐานกับสถานีลูกข่ายจะมาจากทิศทางตรง (Direct path) เท่านั้น โดยปราศจากสิ่งกีดขวางใดๆ สิ่งกีดขวางจะเป็นตัวลดทอนสัญญาณจนไม่สามารถสื่อสารกันได้ และการสื่อสารอีกรูปแบบหนึ่งคือการสื่อสารที่ไม่อยู่ในแนวสายตา (Non line of sight: NLOS) โดยที่สถานีฐานกับสถานีลูกข่ายสามารถสื่อสารกันได้แม้ว่าจะมีสิ่งกีดขวางมาขวาง ซึ่งสัญญาณที่รับได้จะมาจากหลายทิศทางคือ สัญญาณที่ถูกดูดกลืนจากสิ่งกีดขวาง (Absorption) สัญญาณการเลี้ยวเบนสิ่งกีดขวาง (Diffraction) และสัญญาณสะท้อน (Reflection) สัญญาณที่มีทิศทางและมีคุณสมบัติทางกายภาพแตกต่างกัน ทั้งความแรงของสัญญาณ (Signal strength) เฟสของสัญญาณ (Phase of signal) โพลาไรซ์เซชัน (Polarization) และ การประวิงเวลาของสัญญาณ (Delay time) ซึ่งต้องใช้เทคโนโลยีที่มีความซับซ้อนที่ด้านอุปกรณ์ภาครับ จึงจะสามารถรับและแยกแยะสัญญาณที่มีมาจากคนละทิศทางนี้ได้ คุณสมบัติการสื่อสารในแนวสายตาและการสื่อสารที่ไม่อยู่ในแนวสายตา

มีความเกี่ยวข้องกับความถี่ที่ใช้งาน ในกรณีที่ความถี่สูงกว่า 11 GHz การสื่อสารระหว่างสถานีฐานและสถานีลูกข่ายต้องเป็นการสื่อสารในแนวสายตาเท่านั้น ส่วนความถี่ที่ต่ำกว่า 11 GHz โดยเฉพาะย่านความถี่ที่ต่ำกว่า 6 GHz สถานีฐานและสถานีลูกข่ายสามารถติดต่อแบบที่ไม่อยู่ในแนวสายตา ซึ่งคุณสมบัติการสื่อสารที่ไม่อยู่ในแนวสายตา ทำให้เกิดความยืดหยุ่นในการติดตั้งและใช้งานอุปกรณ์ลูกข่าย (CPE)



รูปที่ 2.5 การสื่อสารในแนวสายตา และการสื่อสารที่ไม่อยู่ในแนวสายตา [26]

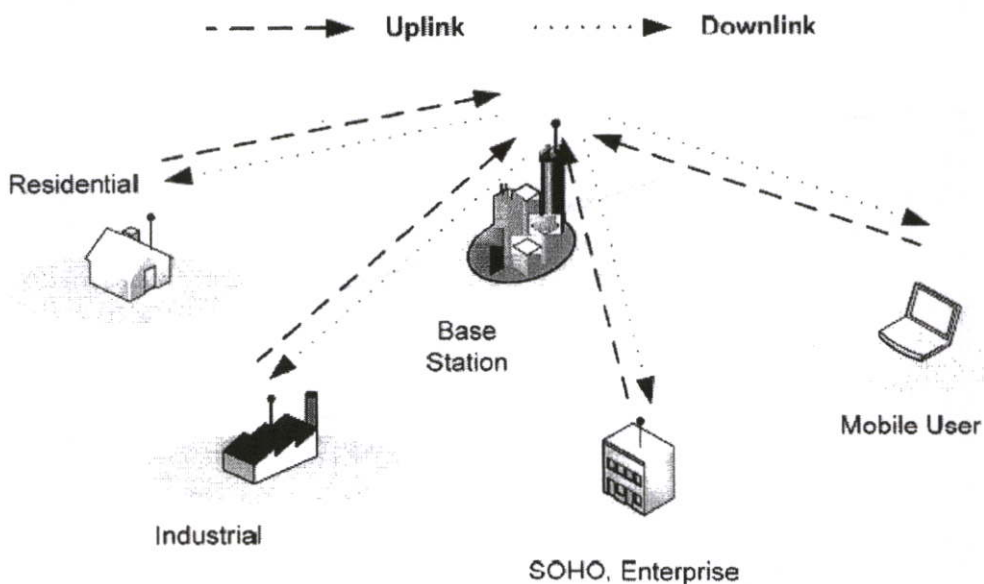
## 2.4 การเข้าถึงช่องสัญญาณ และระดับชั้น MAC

การส่งข้อมูลระหว่าง สถานีฐาน กับ สถานีลูกข่าย มีสองทิศทางคือขาขึ้น (Uplink) ซึ่งเป็นการส่งข้อมูลจากสถานีลูกข่ายไปสถานีฐาน และขาลง (Downlink) จะเป็นการส่งข้อมูลจากสถานีฐานไปสถานีลูกข่ายจะถูกแสดงในรูปที่ 2.6 ดังนั้น รูปแบบการสื่อสารสองทาง (Duplex scheme) สำหรับขาขึ้น กับ ขาลงมีได้สองรูปแบบหลัก ๆ คือ

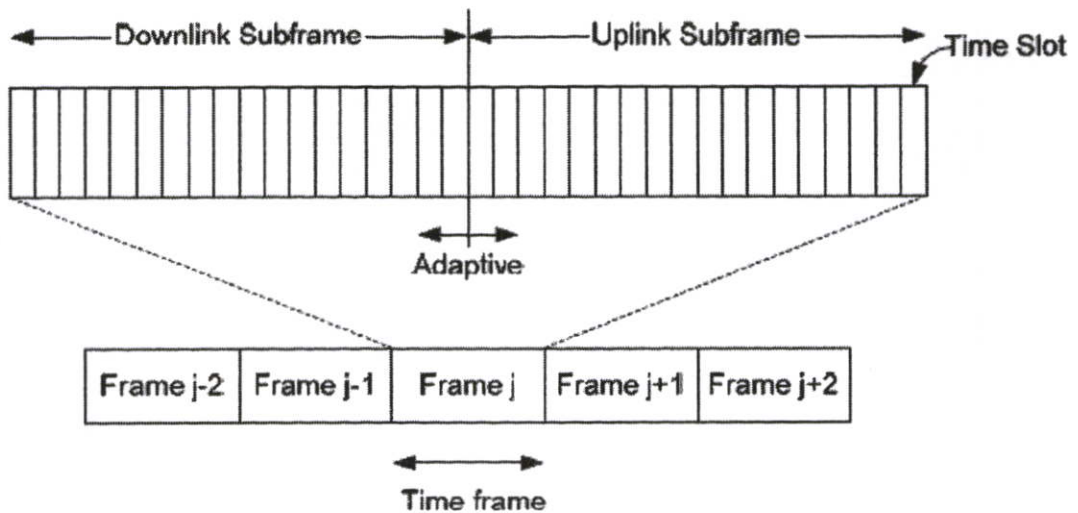
1. การสื่อสารสองทางโดยการแบ่งทางเวลา (Time division duplex: TDD) การส่งข้อมูลทางด้านขาขึ้น กับ ขาลงที่มีความถี่เดียวกันแต่แบ่งการส่งคนละช่วงเวลา การส่งนั้นจะถูกแบ่งช่วงเวลาออกเป็น เฟรม และในแต่ละเฟรม มีการแบ่งช่วงเวลาย่อยเป็น 2 เฟรมย่อย (คือ เฟรมย่อยทางขาขึ้น (Ulink subframe) และ เฟรมย่อยทางขาลง (Downlink subframe) การส่งข้อมูลทิศทางขาลงจะส่งในช่วงเวลาเฟรมย่อยทางขาลง ซึ่งจะแสดงดังรูปที่ 9 TDD สามารถรองรับการปรับเปลี่ยนช่วงเวลาของเฟรมได้คือสัดส่วนช่วงเวลาของ เฟรมย่อยในทิศทางขาขึ้นกับเฟรมย่อยในทิศทางขาลง มีการเปลี่ยนแปลงได้ขึ้นกับปริมาณทราฟฟิก (Traffic) ของขาขึ้นและขาลงดังนั้น TDD จึงมีความยืดหยุ่นในการจัดการแบนด์วิธ

2. การสื่อสารสองทางโดยการแบ่งทางความถี่ (Frequency Division Duplex: FDD) การส่งข้อมูลในทิศทางขาขึ้นกับขาลงจะส่งที่คนละความถี่ การส่งข้อมูลขาขึ้นกับขาลงจึงสามารถส่งได้ในเวลาเดียวกัน ดังรูปที่ 2.8 นอกจากนี้ FDD ยังรองรับ CPE ที่เป็นแบบ Half-FDD คืออุปกรณ์ลูกข่าย จะทำการส่งข้อมูลและรับข้อมูลคนละเวลากัน และอุปกรณ์ลูกข่ายกำลังส่งข้อมูลจะไม่สามารถรับข้อมูลได้ แต่การส่งและรับข้อมูลยังใช้คนละความถี่ การใช้รูปแบบ Half-FDD อุปกรณ์จะมีราคาถูกกว่า Full FDD เพราะส่วนประกอบภาครับสัญญาณกับภาคส่งสัญญาณของอุปกรณ์สามารถใช้ชุดเดียวกันรวมกันได้

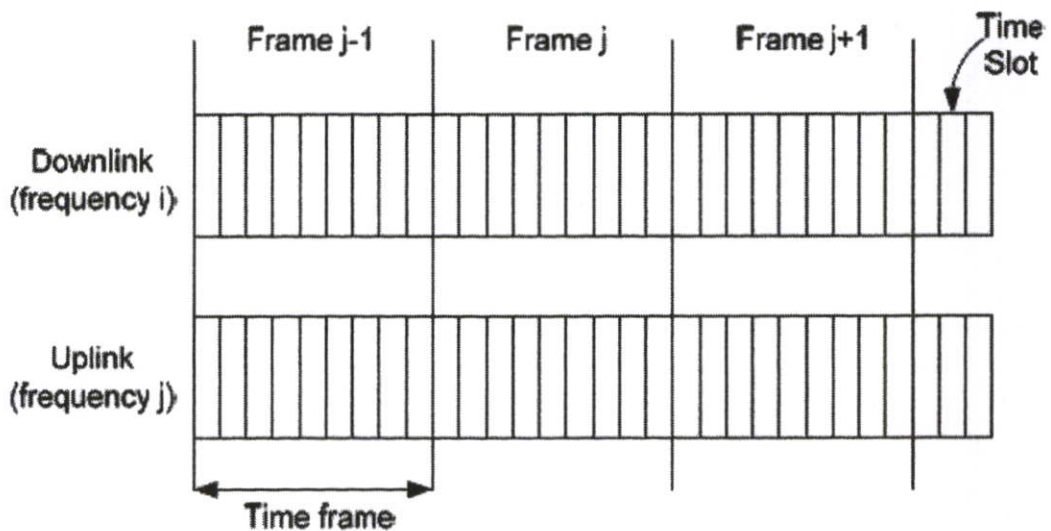
การจัดสรรความถี่สำหรับ TDD จะใช้ความถี่เพียงหนึ่งช่องสัญญาณเท่านั้น ส่วนการจัดสรรความถี่สำหรับ FDD จะใช้สองช่องสัญญาณคือช่องสัญญาณหนึ่งสำหรับขาขึ้นและอีกช่องสัญญาณหนึ่งสำหรับขาลง โดยทั่วไปแล้วอุปกรณ์ TDD จะมีราคาที่ถูกกว่าอุปกรณ์ FDD เพราะอุปกรณ์ TDD นั้นส่วนประกอบภาครับสัญญาณกับส่วนประกอบภาคส่งสัญญาณสามารถใช้ร่วมกันได้ แต่อุปกรณ์ FDD นั้นส่วนประกอบภาครับกับภาคส่งแยกคนละชุดกันเพราะต้องทำงานพร้อมกัน FDD ใช้ 2 ช่องสัญญาณ (สำหรับขาขึ้นกับขาลง) จึงสามารถรองรับจำนวนสถานีลูกข่ายได้มากกว่า แต่ในแง่ของการบริหารจัดการแบนด์วิธแล้ว TDD จะมีประสิทธิภาพกว่าเพราะโดยธรรมชาติของการใช้งานเครือข่ายนั้น ปริมาณข้อมูลในทิศทางขาลงจะมีมากกว่าขาขึ้นหรือที่เรียกว่า ทรานฟิกแบบอสมมาตร (Asymmetry traffic) ดังที่กล่าวมาข้างต้น TDD สามารถปรับเปลี่ยนสัดส่วนของเฟรมเพื่อรองรับปริมาณข้อมูลที่ไม่สมมาตรกันได้ดีกว่า ดังนั้นสำหรับผู้ให้บริการสามารถที่จะเลือกใช้เทคโนโลยี TDD หรือ FDD ขึ้นกับคุณสมบัติของผู้ใช้บริการ การออกแบบระบบ และงบประมาณการลงทุน



รูปที่ 2.6 การ Uplink และ การ Downlink [26]



รูปที่ 2.7 การสื่อสารสองทางโดยการแบ่งทางเวลา



รูปที่ 2.8 การสื่อสารสองทางโดยการแบ่งทางความถี่

จากรูปที่ 2.7 และ รูปที่ 2.8 จะเห็นได้ว่าภายในเฟรมของทั้ง TDD และ FDD จะมีการแบ่งย่อยออกเป็นช่วงเวลา (Time slot) ซึ่งการส่งข้อมูลของทั้งสถานีฐานและสถานีลูกข่ายจะต้องส่งตรงตามช่วงเวลาที่ว่านี้ ดังนั้นทั้งสถานีฐานและสถานีลูกข่ายจะต้องมีการตั้งเวลาให้ตรงกัน หรือ Synchronize เวลากัน เพื่อให้การส่งข้อมูลลงในช่วงเวลาทำได้ถูกต้องแม่นยำ

การเข้าถึงช่องสัญญาณหรือการเข้าถึงในหลายๆ ช่องสัญญาณ (Multiple channel access) สำหรับในทิศทางขาลงจะไม่ซับซ้อนเพราะทิศทางขาลงนั้นมีเพียงสถานีฐานผู้เดียวเท่านั้นที่เป็นผู้ส่งข้อมูลในช่วงเวลาขาของเฟรมย่อย และส่งกระจายข้อมูลไปทุกๆ สถานีลูกข่าย ส่วนการเข้าถึงช่องสัญญาณในทิศทางขาขึ้นนั้น มีหลายๆ สถานีลูกข่ายที่มีโอกาสที่จะส่งได้ในช่วงเวลาขาขึ้นของเฟรมย่อยได้ ดังนั้นจึงต้องมีการจัดการเพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการส่งข้อมูลจากหลายสถานีลูกข่าย

ในเวลาพร้อมกันซึ่งจะก่อให้เกิดการชนกันของข้อมูล ดังนั้นในส่วนขาขึ้นจึงต้องใช้ TDMA (Time division multiple access) ช่วยจัดตารางเวลาของการส่งของสถานีลูกข่าย ตารางเวลาของการส่งนี้ ถูกกำหนดและควบคุมโดยสถานีฐาน ทุกๆ ช่วงเวลา หรือ เฟรม สถานีฐานจะทำการส่งกระจายข้อความไปที่สถานีลูกข่าย ภายในข้อความจะประกอบไปด้วยตารางเวลาการส่งของสถานีลูกข่าย ดังนั้นสถานีลูกข่ายจะรู้ว่าควรส่งข้อมูลลงในช่วงเวลาใดและจำนวนช่วงเวลาเท่าไร ซึ่งแสดงให้เห็นว่าสถานีฐานสามารถกำหนดช่วงเวลาและจำนวนช่วงเวลาให้แก่สถานีลูกข่ายให้เหมาะสมกับความต้องการแบนด์วิธของแต่ละสถานีลูกข่าย

นอกจาก WiMAX จะมีความยืดหยุ่นในการจัดการแบนด์วิธแล้วยังมีความยืดหยุ่นในรูปแบบการจัดการในการรับและส่งข้อมูลคือในทุกๆ เวลาของเฟรมสถานีฐานสามารถทำการปรับเปลี่ยนและกำหนดคุณสมบัติทางกายภาพของการรับส่งสำหรับแต่ละสถานีลูกข่าย เช่น การควบคุมอัตราการผิดพลาดบิตไปข้างหน้า (Forward error correcting code rate) ตัวอย่างเช่น 1/2, 2/3, 3/4 และการปรับเปลี่ยนแบบแผนการมอดูเลชัน (Modulation scheme) เช่น BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM ที่ทำให้เหมาะสมในแต่ละสภาพของช่องสัญญาณ ตัวอย่างเช่น ถ้าในขณะนั้นช่องสัญญาณมีสัญญาณรบกวนมาก ซึ่งวัดจากอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to noise ratio: SNR) โดยสถานีฐานจะทำการปรับเปลี่ยนคุณสมบัติทางกายภาพของการส่ง เช่น ปรับเปลี่ยนอัตราการผิดพลาดบิตไปข้างหน้า ปรับเปลี่ยนแบบแผนการมอดูเลชัน เป็นต้น ทำให้มีความทนทานต่อสัญญาณรบกวนเพื่อให้สามารถสื่อสารกันต่อไปได้ เทคนิคนี้เรียกว่า การปรับเปลี่ยนคุณสมบัติการส่งเป็นชุดอย่างรวดเร็ว (Adaptive burst profile) ซึ่งจะกล่าวในละเอียดในหัวข้อถัดไป

## 2.5 แถบคลื่นวิทยุใช้งานที่กำหนดโดยมาตรฐาน IEEE 802.16

IEEE 802.16 ได้กำหนดการใช้งานอยู่ 3 แถบคลื่นวิทยุ และแต่ละแถบคลื่นวิทยุนั้น IEEE 802.16 ได้กำหนดคุณสมบัติของระดับชั้นทางกายภาพที่ใช้มีดังนี้คือ

1. แถบคลื่นความถี่ 10-66 GHz เป็นแถบคลื่นวิทยุที่ต้องการใบอนุญาตใช้ความถี่ (Licensed Band) และต้องการการคุ้มครองการรบกวนด้านคลื่นวิทยุ แถบคลื่นวิทยุนี้อยู่ในช่วงความถี่สูง ดังนั้นการติดต่อระหว่างสถานีฐานและสถานีลูกข่าย จึงต้องการการสื่อสารในแนวสายตา ความกว้างของช่องสัญญาณที่ใช้จะอยู่ที่ 25- 28 MHz ต่อช่องสัญญาณ ซึ่งสามารถให้ความเร็วได้ถึง 125 Mbps ส่วนคุณสมบัติทางกายภาพของอุปกรณ์ WiMAX ที่ทำงานบนแถบคลื่นวิทยุนี้ถูกกำหนดโดยคุณสมบัติของระบบที่ชื่อว่า “WirelessMAN-SC” การรับส่งข้อมูลจะใช้ คลื่นพาห์เดี่ยว (Single carrier: SC)

2. แถบคลื่นความถี่ต่ำกว่า 11 GHz เป็นแถบคลื่นวิทยุที่ต้องการใบอนุญาตใช้ความถี่ (Licensed band) และต้องการการคุ้มครองการรบกวนด้านคลื่นวิทยุ ในหลายๆ ประเทศแถบ

แถบคลื่นวิทยุที่ใช้จริงจะอยู่ในแถบคลื่นวิทยุที่ต่ำกว่า 6 GHz การติดต่อระหว่างสถานีฐานและสถานีลูกข่ายสามารถสื่อสารที่ไม่อยู่ในแนวสายตาได้ ความกว้างของช่องสัญญาณอยู่ระหว่าง 1.75-20 MHz ส่วนคุณสมบัติทางกายภาพของอุปกรณ์ WiMAX ที่ทำงานบนแถบคลื่นวิทยุนี้มีการกำหนดไว้หลายๆ คุณสมบัติของระบบดังนี้

- WirelessMAN-Sca: การรับส่งข้อมูลใช้คลื่นพาห์เดียว (SC)
- WirelessMAN-OFDM: การรับส่งข้อมูลใช้หลายคลื่นพาห์ย่อย (Sub-carrier) ที่มีการมอดูเลชันแบบ OFDM
- WirelessMAN-OFDMA: การรับส่งข้อมูลใช้หลายคลื่นพาห์ย่อยที่มีการมอดูเลชันแบบ OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access)

3. แถบคลื่นความถี่ต่ำกว่า 11 GHz เป็นแถบคลื่นวิทยุที่ไม่ต้องการใบอนุญาตการใช้ความถี่ (Unlicensed band) และไม่ได้รับการคุ้มครองการรบกวนด้านคลื่นวิทยุการติดต่อระหว่างสถานีฐานและสถานีลูกข่าย สามารถติดต่อสื่อสารทิศทางที่ไม่อยู่ในแนวสายตา เนื่องจากการใช้งานอยู่ในแถบคลื่นวิทยุที่ใช้งานร่วมกับเครือข่ายสื่อสารอื่นๆ ที่อาจจะมีการรบกวนกันได้ ดังนั้นผู้ใช้งาน (Operator) ที่จะใช้แถบคลื่นวิทยุแบบไม่ต้องการใบอนุญาตนี้จึงต้องติดตั้งกลไกที่เรียกว่า Dynamic frequency selection (DFS) เป็นกลไกเพื่อหลบหลีกการส่งข้อมูลในช่องสัญญาณที่มีผู้ใช้อยู่แล้ว เพื่อลดโอกาสของสัญญาณรบกวน ส่วนคุณสมบัติทางกายภาพของอุปกรณ์ WiMAX ที่ทำงานบนแถบคลื่นวิทยุนี้ถูกกำหนดโดยคุณสมบัติของระบบที่ชื่อว่า

- WirelessHUMAN: High speed unlicensed metropolitan area network (HUMAN) การส่งข้อมูลได้สามรูปแบบคือคลื่นพาห์เดียว, OFDM, OFDMA แบบเดียวกับข้อที่ 2

ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติทางกายภาพของอุปกรณ์ WiMAX ในแต่ละคุณสมบัติของระบบ

System Mode	Frequency (GHz)	Licensed/unlicensed	Duplexing
WirelessMAN-SC	10-66	Licensed	TDD,FDD
WirelessMAN-Sca	<6	Licensed	TDD,FDD
WirelessMAN-OFDM	<6	Licensed	TDD,FDD
WirelessMAN-OFDMA	<6	Licensed	TDD,FDD
WirelessHUMAN	~5-6	Unlicensed	TDD

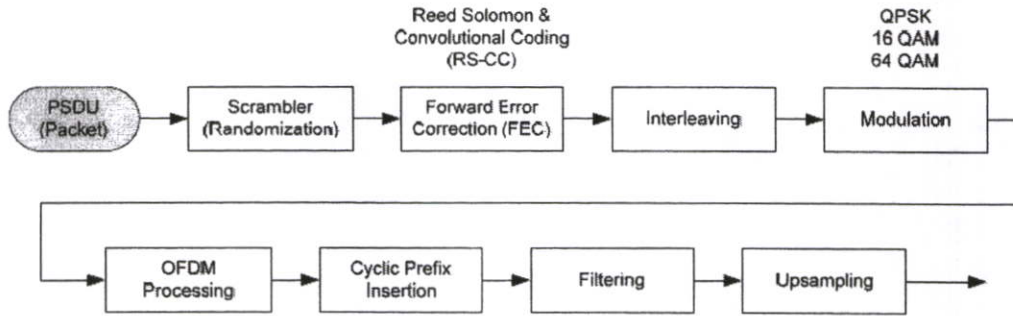
IEEE 802.16 ได้กำหนดอย่างกว้างๆ สำหรับแถบคลื่นวิทยุที่ใช้งานและความกว้างของช่องสัญญาณ โดยไม่ได้เจาะจงแน่นอนลงไปว่าใช้ความถี่ที่เท่าไร และความกว้างของช่องสัญญาณเท่าใด ด้วยเหตุผลเพื่อให้เกิดความยืดหยุ่นในการนำ IEEE 802.16 ไปใช้งานจริง อย่างไรก็ตามเพื่อ

เป็นการลดปัญหาที่อาจจะเกิดขึ้นเนื่องจากบริษัทผู้ผลิตอุปกรณ์ต่างบริษัทได้มีการใช้ค่าตัวเลือกต่างๆ ที่ไม่ตรงกัน ซึ่งสามารถก่อให้เกิดปัญหาการใช้งานร่วมกัน (Interoperability) ได้ ดังนั้น IEEE 802.16 ได้กำหนดค่าตั้งต้นสำหรับความกว้างของช่องสัญญาณไว้ในคุณสมบัติของระบบ (ซึ่งจะกล่าวอีกครั้งในหัวข้อที่ 2.6) ส่วนแถบคลื่นวิทยุใช้งานไม่มีการกำหนดตายตัวในมาตรฐาน แต่จะเปิดกว้างขึ้นกับนโยบายการจัดสรรความถี่ของแต่ละประเทศแต่อย่างไรก็ตาม WiMAX Forum ได้ประสานงานกับ ITU และองค์กรจัดสรรความถี่ของแต่ละประเทศ เพื่อให้มีการจัดสรรความถี่สำหรับการใช้งาน WiMAX ให้เป็นไปในทิศทางเดียวกัน

## 2.6 ระดับชั้นทางกายภาพ (Physical Layer: PHY)

ในปัจจุบันเนื่องจากการสื่อสารที่ไม่อยู่ในแนวสายตา จะเป็นการสื่อสารหลักที่ใช้ในระบบ WiMAX ดังนั้นเทคโนโลยีที่รองรับคุณสมบัติการสื่อสารที่ไม่อยู่ในแนวสายตาดีคือ OFDM และ OFDMA เพราะมอดูเลชันทั้งสองมีประสิทธิภาพดีในการแก้ปัญหาเรื่อง ความแตกต่างของเวลาในแต่ละทิศทางของสัญญาณ (Delay spread) และความแตกต่างของช่องสัญญาณการจางหายหลายวิถี (Multipath fading) ในการส่งที่ไม่อยู่ในแนวสายตาได้

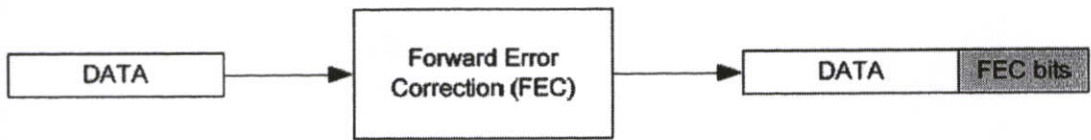
ในทางปฏิบัติบริษัทผู้ผลิตอุปกรณ์ WiMAX ส่วนใหญ่จะเลือกใช้เทคโนโลยี OFDM สำหรับอุปกรณ์เครือข่ายไร้สายความเร็วสูงแบบไม่เคลื่อนที่ แบบพกพา หรือ IEEE 802.16-2004 ส่วนเทคโนโลยี OFDMA จะถูกใช้ในอุปกรณ์เครือข่ายไร้สายความเร็วสูงแบบเคลื่อนที่ หรือ IEEE 802.16e-2005 เพราะ OFDMA มีความสามารถในการรองรับการใช้งานข้ามเขต (Roaming) ได้ดีกว่า OFDM อย่างไรก็ตามการเลือกใช้เทคโนโลยีทั้งสองว่าเทคโนโลยีใด เหมาะกับการเชื่อมต่อเครือข่ายไร้สายความเร็วสูงแบบไม่เคลื่อนที่หรือแบบเคลื่อนที่นั้น ไม่มีการตกลงกันเป็นที่แน่นอน บางบริษัทผู้ผลิตได้ผลักดันให้ใช้เทคโนโลยี OFDM ใช้งานได้ทั้งเครือข่ายไร้สายความเร็วสูงแบบไม่เคลื่อนที่และแบบเคลื่อนที่แต่บางบริษัทผู้ผลิตใช้ OFDMA สำหรับเครือข่ายไร้สายความเร็วสูงแบบเคลื่อนที่เท่านั้น และยังมีบางบริษัทผู้ผลิตใช้สองเทคโนโลยีรวมกันคือในทิศทางขาลงใช้ OFDM ในทิศทางขาขึ้นใช้ OFDMA จะเห็นได้ว่าอุปกรณ์จากต่างบริษัทจึงมีความแตกต่างหลากหลายกัน อุปกรณ์ต่างเทคโนโลยีกันจะไม่สามารถติดต่อกันได้ กล่าวคืออุปกรณ์ OFDM จะไม่สามารถติดต่อสื่อสารได้กับอุปกรณ์ OFDMA อย่างไรก็ตามความต้องการของตลาดรวมถึงความยืดหยุ่นในการใช้งานจะเป็นตัวผลักดันว่าอุปกรณ์ประเภทไหนจะเหมาะสมกับการใช้งานชนิดใด ในส่วนถัดไปที่จะกล่าวในส่วนของลำดับชั้นทางกายภาพที่เกี่ยวข้องกับ OFDMA เป็นหลัก ส่วนประกอบของลำดับชั้นทางกายภาพ ประกอบด้วยหลายส่วน ดังรูปที่ 2.9 เป็นการแสดง การทำงานที่เกิดขึ้นในลำดับชั้นทางกายภาพ



รูปที่ 2.9 หลักการทำงานของระดับชั้นทางกายภาพสำหรับ OFDM

**เทคนิคการแก้ไขข้อมูลที่ผิดพลาด**

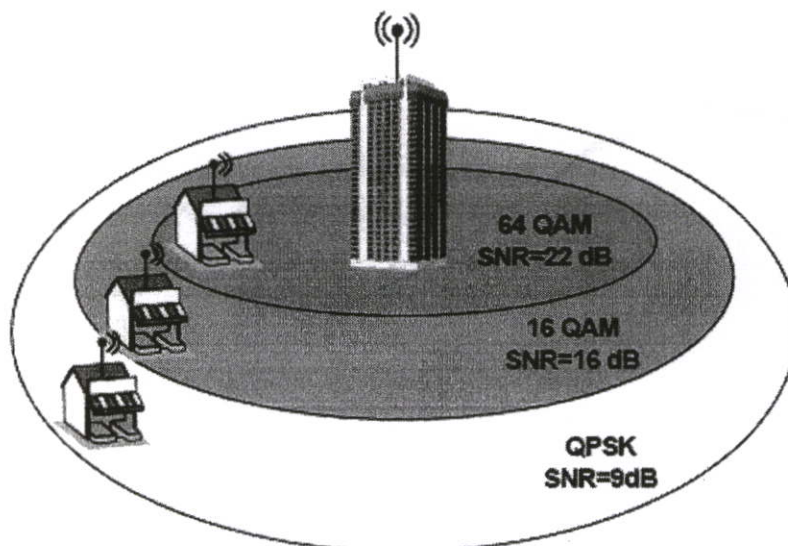
การเข้ารหัสเพื่อแก้ความผิดพลาดไปข้างหน้า (Forward error coding: FEC) จะช่วยตรวจจับและแก้ไขที่ผิดพลาดในขณะที่ส่งข้อมูล ซึ่งเป็นการช่วยลดระดับของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ต้องการลง เทคนิคการแก้ไขข้อมูลที่ผิดพลาดจะเป็นการพ่วงข้อมูลส่วนที่ใช้สำหรับการตรวจจับและการแก้ไขบิตที่ผิดพลาด (FEC bits) ไปกับข้อมูลจริง ดังรูปที่ 2.10 ที่ด้านผู้รับจะคำนวณข้อมูลที่ได้รับและเปรียบเทียบกับการแก้ไขบิตที่ผิดพลาดเหล่านี้ ซึ่งผู้รับสามารถตรวจได้ว่ามีบิตไหนที่มีความผิดพลาดเกิดขึ้นแล้วทำการแก้ไข แต่การใช้เทคนิคการแก้ไขข้อมูลที่ผิดพลาดนี้ส่วนของการแก้ไขข้อมูลที่ผิดพลาดที่เพิ่มเข้ามาถือว่าเป็นส่วนเกินที่ไม่ได้บรรจุข้อมูลใช้งานหรือเรียกว่า Overhead ดังนั้นความเร็วในส่งข้อมูลส่วนหนึ่งจะถูกลดทอนถูกใช้ไปสำหรับ Overhead จึงทำให้ความเร็วของการส่งข้อมูลจริงลดลง มีการวัดปริมาณ Overhead ของเทคนิคการแก้ไขข้อมูลที่ผิดพลาดในรูปแบบของอัตราการใช้รหัส (เช่น 1/2, 2/3, 3/4 เป็นต้น) ตัวอย่างเช่นการแก้ไขข้อมูลที่ผิดพลาดที่มีอัตราการใช้รหัส 1/2 ถ้าความเร็วในการส่งข้อมูลรวมอยู่ที่ 2 Mbps ดังนั้นความเร็วสุทธิของการส่งข้อมูลจริงจึงอยู่ที่  $2 \times 1/2 = 1$  Mbps เทคนิคที่ใช้เป็นการแก้ไขข้อมูลที่ผิดพลาด FEC ใน WiMAX จะใช้การเข้ารหัสแบบ Reed Solomon และ Convolutional Coding (RS-CC) ซึ่งจะให้อัตราการใช้รหัสที่แตกต่างกัน (เช่น 1/2, 2/3, 3/4 เป็นต้น) ยิ่งอัตราการใช้รหัสยิ่งต่ำยังสามารถรองรับสัญญาณรบกวนที่ระดับสูงขึ้นได้ (คือมีความสามารถในการตรวจจับและแก้ไขบิตที่ผิดได้ดีในสภาวะสัญญาณรบกวนสูง) แต่ความเร็วสุทธิในการส่งข้อมูลจะลดลง ดังนั้นสถานการณ์ต้องทำการปรับเปลี่ยนอัตราการใช้รหัสให้เหมาะสมกับสภาวะของช่องสัญญาณในขณะนั้นๆ ตัวอย่างเช่นในสภาวะที่สัญญาณรบกวนอยู่ในระดับต่ำ ซึ่งมีผลให้เกิดความผิดพลาดของข้อมูลอยู่ในระดับต่ำ ดังนั้นจึงมีการปรับใช้อัตราการใช้รหัสที่สูงขึ้นเพื่อลด Overhead แต่ยังคงการตรวจจับบิตที่ผิดพลาดอยู่ในระดับที่ยอมรับได้ บางสภาวะที่สัญญาณรบกวนอยู่ในระดับสูงจนเกิดบิตที่ผิดพลาดมากจนการแก้ไขข้อมูลที่ผิดพลาด FEC ไม่สามารถทำการแก้ไขได้ จึงต้องมีเทคนิคเพิ่มเติมที่ชื่อ Automatic repeat request (ARQ) ซึ่งเป็นการส่งข้อมูลเดิมซ้ำเพื่อแทนที่ข้อมูลที่ผิดพลาด



รูปที่ 2.10 เทคนิคการแก้ไขข้อมูลที่ผิดพลาด FEC

### อะแดปทีฟมอดูเลชัน (Adaptive Modulation)

การมอดูเลชันที่กำหนดในมาตรฐานมีได้ 4 รูปแบบคือ BPSK, QPSK, 16-QAM และ 64-QAM ในการมอดูเลชันทั้ง 4 รูปแบบนี้ 64-QAM ให้ความเร็วการส่งข้อมูลสูงสุดแต่ประสิทธิภาพในการทนต่อสัญญาณรบกวนได้ต่ำสุด ในทางกลับกัน BPSK ให้ประสิทธิภาพในการทนต่อสัญญาณรบกวนได้สูงสุดแต่ให้ความเร็วในการส่งข้อมูลได้ต่ำสุด ทั้งอัตราการเข้ารหัสและการมอดูเลชันต่างก็มีความสัมพันธ์กับความทนทานต่อสัญญาณรบกวนและความเร็วที่ส่งได้ ดังนั้นต้องมีการปรับเปลี่ยนอัตราการเข้ารหัสและการมอดูเลชันให้เหมาะสมกับสถานะของช่องสัญญาณในขณะนั้นๆ ซึ่งเรียกเทคนิคนี้ว่าอะแดปทีฟมอดูเลชัน รูปที่ 2.11 แสดงการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติการแผ่พืง ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงอัตราการเข้ารหัสการมอดูเลชันให้เหมาะสมกับความแรงของสัญญาณและระดับสัญญาณรบกวน SNR ในแต่ละการมอดูเลชันและอัตราการเข้ารหัสจะให้ความเร็วในการสื่อสารที่แตกต่างกัน ดังตารางที่ 2.2



รูปที่ 2.11 การเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติการแผ่พืง [26]

## ตารางที่ 2.2 ความเร็วที่แต่ละแบนด์วิธของช่องสัญญาณ

Speed at Modulation & FEC Dode Rate (Mbps)						
Channel	QPSK	QPSK	16-QAM	64-QAM	64-QAM	64-QAM
Bandwidth	1/2	3/4	1/2	3/4	2/3	3/4
1.75 MHz	1.04	2.18	2.91	4.36	5.94	6.55
3.5 MHz	2.08	4.37	5.28	8.73	11.88	13.09
7.0 MHz	4.15	8.73	11.64	17.45	23.75	26.18
10.0 MHz	8.31	12.47	16.63	24.94	33.25	37.40
20.0 MHz	16.62	24.94	33.25	49.87	66.49	74.81

## 2.7 โครงร่างของมาตรฐาน IEEE 802.16

มาตรฐาน IEEE 802.16 ได้กำหนดคุณสมบัติของระบบหรือคุณสมบัติของอุปกรณ์ เพื่อให้บริษัทผู้ผลิตได้ใช้เป็นแนวทางในการออกแบบและผลิตอุปกรณ์ WiMAX ตารางที่ 2.3 แสดงตัวอย่างคุณสมบัติของระบบของ WirelessMAN – OFDM

### ตารางที่ 2.3 คุณสมบัติของมาตรฐาน IEEE 802.16 สำหรับ WirelessMAN – OFDM

Profile Name	Type of Profile	Descriptions
ProfM3_PMP	MAC	WirelessMAN-OFDM Point to Multipoint MAC Profile
ProfM3_Mesh	MAC	WirelessMAN-OFDM Mesh MAC Profile
ProfP3_1.75	PHY	WirelessMAN-OFDM PHY Profile ที่ Channel Bandwidth 1.75 MHz
ProfP3_3	PHY	WirelessMAN-OFDM PHY Profile ที่ Channel Bandwidth 3 MHz
ProfP3_3.5	PHY	WirelessMAN-OFDM PHY Profile ที่ Channel Bandwidth 3.5 MHz
Profile Name	Type of Profile	Descriptions
ProfP3_5.5	PHY	WirelessMAN-OFDM PHY Profile ที่ Channel Bandwidth 5.5 MHz
ProfP3_7	PHY	WirelessMAN-OFDM PHY Profile ที่ Channel Bandwidth 7 MHz
ProfP3_10	PHY	WirelessMAN-OFDM PHY Profile ที่ Channel Bandwidth 10 MHz

ตารางที่ 2.3 ประกอบไปด้วยคุณสมบัติ (Profile) สำหรับ ชั้น MAC และคุณสมบัติสำหรับ ลำดับชั้นทางกายภาพ ในแต่ละคุณสมบัติที่มาตรฐานได้กำหนดค่าตัวแปรที่สำคัญสำหรับคุณสมบัติ ของอุปกรณ์ จากตารางจะสังเกตได้ว่าคุณสมบัติของระบบเหล่านี้ไม่ได้เจาะจงว่าให้ใช้งานที่แถบ คลื่นวิทยุที่เท่าใด มีแต่เพียงกำหนดคุณสมบัติแบ่งตามความกว้างของช่องสัญญาณเท่านั้น ตัวอย่างเช่น ProfP3\_1.75 เป็นคุณสมบัติในส่วนของลำดับชั้นทางกายภาพของอุปกรณ์ WiMAX ที่ ใช้เทคโนโลยี OFDM ที่มีการใช้งานด้วยความกว้างของช่องสัญญาณที่ 1.75 MHz เป็นต้น

## 2.8 ลักษณะเฉพาะของการรับรอง WiMAX Forum

เป้าหมายหลักอันหนึ่งของ WiMAX Forum คือกำหนดรายละเอียดหรือลักษณะเฉพาะของ การรับรอง (Certification profile) สำหรับอุปกรณ์ WiMAX เพื่อให้บริษัทผู้ผลิตเลือกใช้เป็น แนวทางในการผลิตเพื่อให้มั่นใจว่าอุปกรณ์จากต่างผู้ผลิตสามารถใช้งานร่วมกันได้ สิ่งที่ WiMAX Forum จัดทำคือทำการเลือกคุณสมบัติของระบบที่กำหนดไว้ใน IEEE 802.16 (ดังที่แสดงไว้ใน หัวข้อ 2.6) มาจัดทำเป็นลักษณะเฉพาะของการรับรอง ซึ่ง WiMAX Forum นำคุณสมบัตินี้มาใช้ เป็นหลักในการตรวจสอบและรับรองอุปกรณ์ WiMAX จากบริษัทผู้ผลิตต่างๆ ข้อแตกต่างที่ชัดเจน ระหว่างลักษณะเฉพาะของการรับรอง WiMAX Forum ในหัวข้อนี้กับคุณสมบัติของระบบ IEEE 802.16 ในหัวข้อที่แล้วคือลักษณะเฉพาะของการรับรอง WiMAX Forum จะมีการกำหนดเพิ่มเติม ถึงแถบคลื่นวิทยุที่ใช้งานของอุปกรณ์ WiMAX รวมถึงเทคโนโลยีการสื่อสารสองทาง (TDD หรือ FDD) ที่ใช้

เนื่องจากส่วนประกอบที่มีราคาแพงในอุปกรณ์ WiMAX คือ ส่วนของภาครับส่งคลื่นวิทยุ ดังนั้นเพื่อให้อุปกรณ์ WiMAX มีราคาที่ต่ำลง WiMAX Forum จึงเลือกกำหนดเจาะจงแถบคลื่นวิทยุ ที่ใช้งานสำหรับอุปกรณ์ WiMAX ซึ่งเป็นการลดตัวเลือกสำหรับแถบคลื่นวิทยุที่ใช้งานลง มีผล ช่วยให้ผู้ผลิตสามารถกำหนดการผลิตอุปกรณ์ได้อย่างมีประสิทธิภาพและช่วยให้เกิดการผลิต แบบการผลิตด้วยปริมาณที่สูง ซึ่งมีผลทำให้อุปกรณ์ WiMAX มีราคาที่ต่ำลงเพื่อให้เกิดการกระตุ้น การใช้งาน WiMAX ได้กว้างขวางขึ้น แต่แถบคลื่นวิทยุที่ใช้งานนั้นต้องสอดคล้องกับกฎระเบียบ การจัดสรรความถี่ของแต่ละประเทศ ดังนั้น WiMAX Forum จึงต้องมีการประสานงานกับ ITU และองค์กรจัดสรรความถี่ของแต่ละประเทศเพื่อให้มีการจัดสรรความถี่สำหรับการใช้งาน WiMAX ให้เป็นไปในทิศทางเดียวกัน

ขณะนี้ WiMAX Forum ได้กำหนด ลักษณะเฉพาะของการรับรอง สำหรับการรับรอง อุปกรณ์ในรอบแรกโดยกำหนดแถบคลื่นวิทยุที่ใช้งาน 2 แถบคือแถบคลื่นวิทยุบริเวณ 3.5 GHz และแถบคลื่นวิทยุบริเวณ 5.8 MHz ดังตารางที่ 2.4 กระบวนการทดสอบอุปกรณ์ WiMAX กับ WiMAX Forum ได้เริ่มตั้งแต่เดือน กรกฎาคม ค.ศ. 2005 และการทดสอบและรับรองอุปกรณ์ใน

ในรอบแรกได้เสร็จสิ้นแล้วในเดือนมกราคม ค.ศ. 2006 หลังจากที่กระบวนการทดสอบและรับรองอุปกรณ์แล้วเสร็จ ก็จะเริ่มมีอุปกรณ์ WiMAX ที่ผ่านการรับรองแล้วเข้าสู่ตลาด

#### ตารางที่ 2.4 ลักษณะเฉพาะของการรับรอง WiMAX Forum สำหรับการรับรองอุปกรณ์ WiMAX

Frequency Band (GHz)	Duplexing	Channel Bandwidth (MHz)
3.400 – 3.600	TDD	3.5
		7.0
	FDD	3.5
		7.0
5.725 – 5.850	TDD	10

นอกจากสองแถบคลื่นวิทยุข้างต้น ขณะนี้ WiMAX Forum กำลังพิจารณาลักษณะเฉพาะของการรับรอง ซึ่งลักษณะเฉพาะของการรับรอง ในแถบคลื่นวิทยุบริเวณ 2.5 GHz จะแสดงดังตาราง 2.5

#### ตารางที่ 2.5 ลักษณะเฉพาะของการรับรอง WiMAX Forum ที่จะเกิดขึ้นในอนาคต

Frequency Band (GHz)	Duplexing	Channel Bandwidth (MHz)
2.500 – 2.690	TDD	5.0/5.5
	FDD	5.0/5.5

## 2.9 บทสรุป

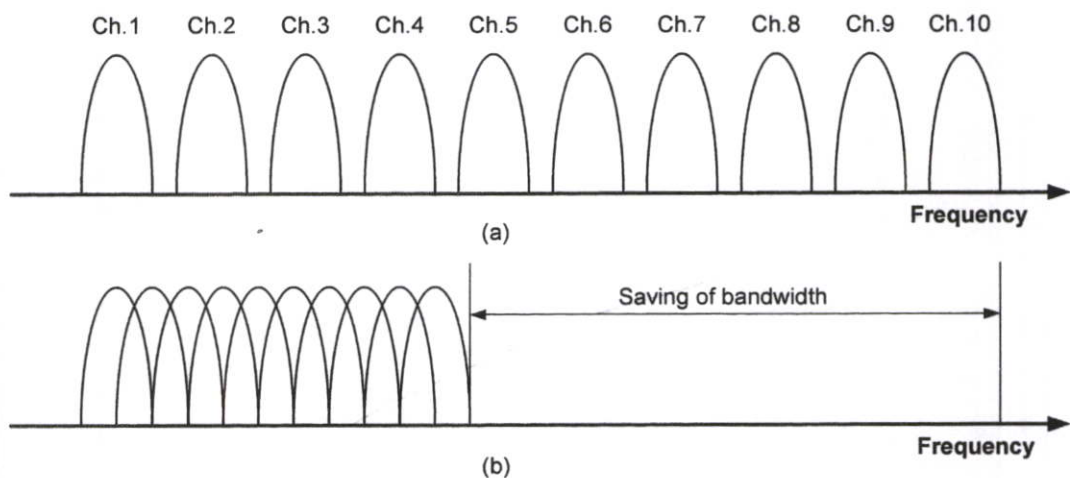
ในบทนี้กล่าวถึงความรู้พื้นฐานของเทคโนโลยีตามมาตรฐาน IEEE 802.16 ประวัติความเป็นมาพื้นฐานของเทคโนโลยี IEEE 802.16 ว่ามีความเป็นไปได้เป็นมาอย่างไรก่อนที่จะเกิดเป็นมาตรฐานที่เราจะนำมาใช้งานจริงในอนาคต รวมถึงสถาปัตยกรรมของระบบ WiMAX ว่าประกอบด้วยอะไรบ้าง ลักษณะการเชื่อมต่อว่าเป็นอย่างไร อีกทั้งยังได้กล่าวถึงของระบบ IEEE 802.16 และยังกล่าวถึงลำดับชั้นทางกายภาพและลำดับชั้น MAC ว่ามีลักษณะการทำงานอย่างไร สุดท้ายได้กล่าวถึงลักษณะเฉพาะของการรับรอง WiMAX Forum โดยมีการแบ่งความถี่และแบนด์วิธของระบบว่าจะมีการแบ่งอย่างไรและให้แบนด์วิธในช่วงแต่ละความถี่อย่างไร

## บทที่ 3

# ทฤษฎีและหลักการของ OFDM

### 3.1 กล่าวนำ

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) เป็นเทคนิคพิเศษของการส่งผ่านแบบหลายคลื่นพาห์ (Multicarrier transmission) ซึ่งสเปกตรัมที่ใช้งานทั้งหมด (Available spectrum) จะถูกแยกและส่งผ่านออกไปตามจำนวนของคลื่นพาห์ย่อย โดยที่คลื่นพาห์ย่อยแต่ละชุดนั้นจะถูกมอดูเลตด้วยอัตราการส่งข้อมูลความเร็วต่ำและมีการใช้งานแบนด์วิดท์ที่แคบ (Narrow bandwidth) ซึ่งเหตุผลที่สำคัญที่นิยมนำการส่งผ่านแบบ OFDM มาใช้งานเพราะว่ามีความทนทานต่อการประวิงเวลาแบบหลายวิธีและช่วยลดการจางหายเฉพาะความถี่ได้ รวมถึงมีการใช้งานสเปกตรัมอย่างเต็มประสิทธิภาพ โดยการส่งผ่านแบบนี้จะมีความแตกต่างกับระบบที่มีการส่งผ่านแบบคลื่นพาห์เดี่ยว นั่นคือ เมื่อเกิดการจางหายของสัญญาณหรือมีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นในระบบ อาจส่งผลทำให้ระบบเชื่อมโยงทั้งหมดสูญเสียไปได้ แต่ถ้าเป็นในกรณีของการส่งผ่านแบบหลายคลื่นพาห์นั้นอาจจะส่งผลกระทบต่อเพียงแค่วิถีของคลื่นพาห์ย่อยที่เกิดการรบกวนขึ้นเท่านั้นและไม่ทำให้ระบบทั้งหมดสูญเสียไป ซึ่งเราสามารถใช้อุปกรณ์ของการเข้ารหัสเพื่อปรับแก้ไขข้อผิดพลาด (Error correction coding : ECC) ในการกู้คืนคลื่นพาห์ย่อยที่สูญเสียนั้นกลับคืนมาได้ ในส่วนความคิดของการส่งผ่านข้อมูลแบบขนาน (Parallels) และแบบ OFDM ได้เกิดขึ้นในกลางปี ค.ศ. 1960 และมีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องมาจนถึงทุกวันนี้ [10] – [12]



รูปที่ 3.1 การเปรียบเทียบการใช้งานแบนด์วิดท์ของ (a) FDM และ (b) OFDM

ในระบบทั่วไปของการส่งข้อมูลแบบขนาน โดยวิธี Frequency division multiplexing (FDM) แถบความถี่ของสัญญาณทั้งหมดจะถูกแบ่งออกเป็นช่องสัญญาณย่อยตามความถี่ซึ่งไม่มีการเหลื่อมล้ำกัน โดยแต่ละช่วงสัญญาณย่อยจะถูกมอดูเลตด้วยคุณลักษณะและสัญลักษณ์ที่แตกต่างกัน ซึ่งเหมือนเป็นวิธีที่ดีในการหลีกเลี่ยงการเหลื่อมล้ำกันของสัญญาณความถี่ใกล้เคียงเพื่อจำกัดสัญญาณรบกวนที่จะเกิดระหว่างช่องสัญญาณข้างเคียงได้ อย่างไรก็ตามวิธีนี้นำไปสู่การใช้งานแถบความถี่ที่ไม่มีประสิทธิภาพซึ่งมีอยู่อย่างจำกัด ดังนั้นจึงมีแนวความคิดในการใช้งานแถบความถี่ที่มีประสิทธิภาพ โดยใช้หลักการของการตั้งฉากซึ่งกันและกัน (Orthogonality) ซึ่งทำให้สัญญาณความถี่ใกล้เคียงสามารถที่จะเหลื่อมล้ำกันและไม่เกิดการรบกวนซึ่งกันและกันระหว่างช่องสัญญาณที่อยู่ติดกันได้ดังแสดงในรูปที่ 3.1 ซึ่งแสดงถึงความแตกต่างในการใช้งานแบนด์วิดท์ระหว่างการส่งผ่านแบบหลายคลื่นพาห์แบบเดิมที่ไม่มีการเหลื่อมล้ำกันและแบบที่มีการเหลื่อมล้ำกันได้ จากรูปจะเห็นได้ว่าสามารถลดแบนด์วิดท์ได้ถึง 50 เปอร์เซ็นต์ ทำให้สามารถใช้งานแถบสเปกตรัมได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุดได้

### 3.2 หลักการและโครงสร้างของ OFDM

หลักการพื้นฐานของ OFDM คือ การแบ่งแยกชุดข้อมูลความเร็วสูงให้อยู่ในรูปของชุดข้อมูลความเร็วต่ำ ซึ่งจะส่งผ่านสัญญาณข้อมูลพร้อม ๆ กันตามจำนวนของคลื่นพาห์ย่อย โดยจำนวนของคลื่นพาห์ย่อยเหล่านี้เกี่ยวข้องกับกระจ่ายตามความถี่ (Frequency dispersion) ในรูปของเวลาซึ่งเป็นเหตุทำให้การประวิงเวลาแบบหลายวิธีมีค่าลดลง เพราะว่าช่วงเวลาของสัญลักษณ์มีค่าเพิ่มขึ้นสำหรับคลื่นพาห์ย่อยที่ส่งแบบขนานนั่นเอง ในส่วนปัญหาที่เกิดขึ้นของการแทรกสอดงานในทุก ๆ ช่วงเวลาของสัญลักษณ์ (Symbol duration) ของ OFDM ซึ่งในช่วงเวลาคุณนี้จะมีการนำส่วนขยายแบบวน (Cyclic extension) มาใช้ในการกำจัดการแทรกสอดที่เกิดขึ้นระหว่างความถี่

สัญญาณ OFDM ประกอบขึ้นจากการรวมกันของหลายคลื่นพาห์ย่อยซึ่งมีคุณสมบัติของการตั้งฉากซึ่งกันและกัน พร้อมกับมีการมอดูเลตที่อิสระต่อกันทั้งแบบดิจิตอลทางเฟส (Phase shift keying: PSK) หรือการมอดูเลตแบบควอดราเจอร์ทางขนาด (Quadrature amplitude modulation: QAM) สมมติถ้า  $d_i$  คือสัญลักษณ์ของ QAM,  $N_s$  คือจำนวนของคลื่นพาห์ย่อย ๆ  $T$  คือช่วงเวลาสัญลักษณ์ และ  $f_s$  คือความถี่ของคลื่นพาห์ ดังนั้นในหนึ่งสัญลักษณ์ OFDM ซึ่งเริ่มต้นที่เวลา  $t = t_s$  สามารถแสดงได้ดังนี้

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp \left( j2\pi \left( f_c - \frac{i+0.5}{T} \right) (t-t_s) \right) \right\}, t_s \leq t \leq t_s + T \quad (3.1)$$

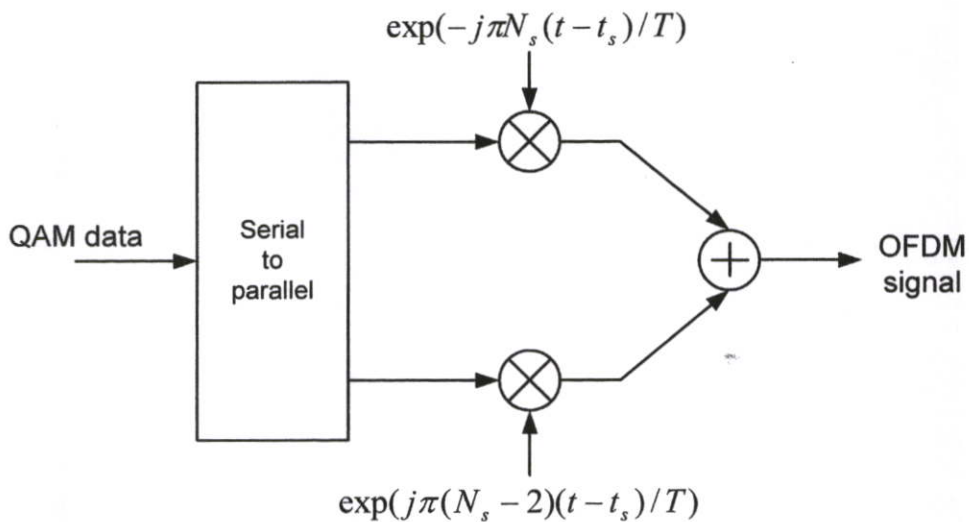
$$s(t) = 0, \quad t < t_s \wedge t > t_s + T$$

รูปแบบทั่วไปของสัญญาณเบสแบนด์เชิงซ้อนสมมูล (Complex baseband) ถูกกำหนดโดย

$$s(t) = \sum_{i=\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp\left(j2\pi \frac{i}{T}(t-t_s)\right), t_s \leq t \leq t_s + T \quad (3.2)$$

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

ในกรณีของค่าในส่วนค่าจริง (Real) และค่าจินตภาพ (Imaginary) จะตอบสนองตรงกันกับค่าในส่วนของอินเฟสและควอดราเจอร์ของสัญญาณ OFDM ซึ่งถูกนำไปพหุคูณ (Multiplication) กับคลื่นโคไซน์ (Cosine wave) และคลื่นไซน์ (Sine wave) ตามความถี่คลื่นพาห้ที่ได้ออกแบบไว้เพื่อทำให้เกิดสัญญาณ OFDM รูปที่ 3.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของมอดูเลตสัญญาณ OFDM

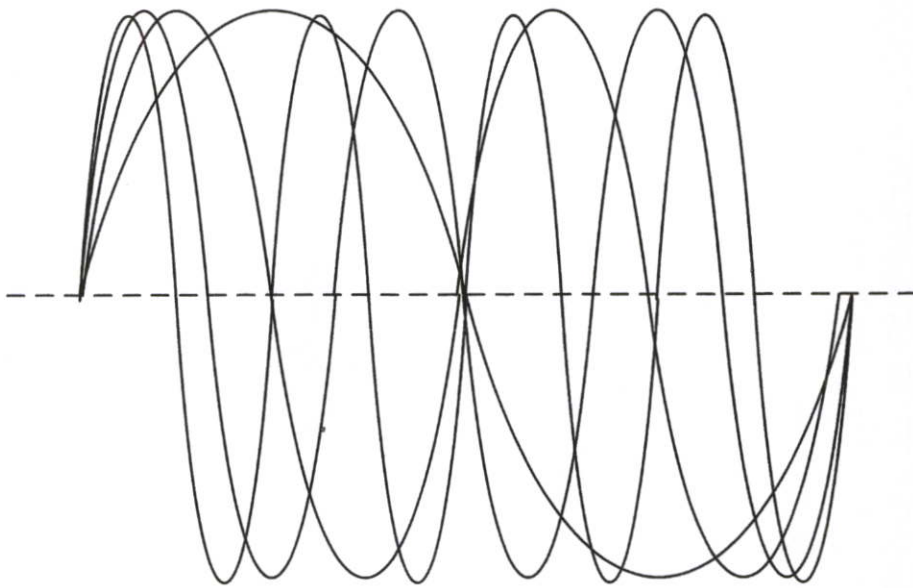


รูปที่ 3.2 การมอดูเลตสัญญาณ OFDM

ตัวอย่างดังในรูปที่ 3.3 แสดงลักษณะของ 4 คลื่นพาห้ย่อยในหนึ่งสัญญาณ OFDM ตัวอย่างนี้คลื่นพาห้ย่อยทั้งหมดมีทั้งขนาดและเฟสที่เหมือนกัน แต่ในทางปฏิบัติทั้งขนาดและเฟสของแต่ละคลื่นพาห้ย่อยอาจมีค่าที่แตกต่างกันบ้าง สิ่งที่สำคัญที่สุดของแต่ละคลื่นพาห้ย่อยนั่นคือมีคาบเวลา  $T$  ที่เท่ากันแต่แตกต่างกันเพียงจำนวนรอบของสัญญาณ และในส่วนของจำนวนรอบของคลื่นพาห้ย่อยที่อยู่ติดกันนั้นต้องมีค่าที่แตกต่างกันเพียงแค่นึงเท่านั้น ด้วยคุณสมบัตินี้ได้นำไปสู่การตั้งฉากซึ่งกันและกันระหว่างคลื่นพาห้ย่อยนั่นเอง และจากตัวอย่างถ้าคลื่นพาห้ย่อย  $j^{\text{th}}$  จาก (3.2) ถูกมอดูเลตโดยการแปลงสัญญาณด้วยความถี่เท่ากับ  $j/T$  และรวมสัญญาณบนคาบเวลา  $T$  ผลลัพธ์ที่ได้แสดงใน (3.3) ซึ่งเป็นค่า QAM เฉพาะของคลื่นพาห้ย่อยนั้น ๆ และถ้าสังเกตจะพบว่า

ตรงกลางคือ คลื่นพาห้ที่ถูกช้อนอยู่บนคาบเวลา  $T$  นั้นเอง ในส่วนของคลื่นพาห้ย่อยอื่น ๆ จะถูกรวมกันมีค่าเป็นศูนย์เพราะว่าความแตกต่างของความถี่  $(i-j)/T$  ทำให้เกิดจำนวนเท่าของรอบสัญญาณภายในผลรวมคาบเวลา  $T$  นั่นคือผลรวมมีค่าเป็นศูนย์เสมอ

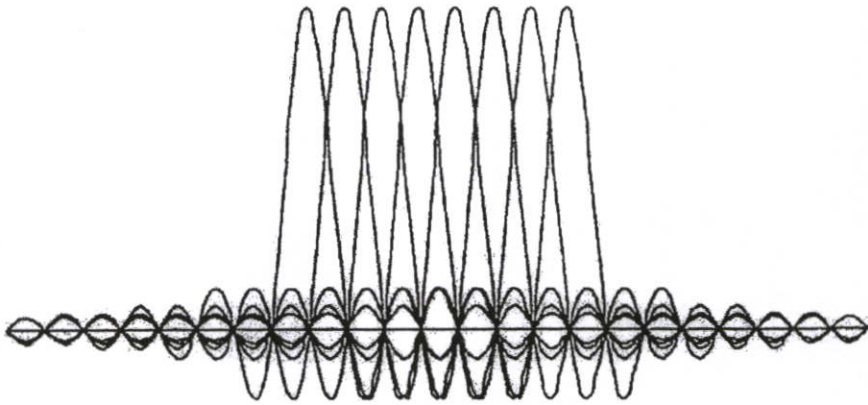
$$\begin{aligned} & \int_{t_s}^{t_s+T} \exp\left(-j2\pi \frac{j}{T}(t-t_s)\right) \sum_{i=\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp\left(j2\pi \frac{i}{T}(t-t_s)\right) dt \\ &= \sum_{i=\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \int_{t_s}^{t_s+T} \exp\left(j2\pi \frac{i}{T}(t-t_s)\right) dt = d_{j+N_s/2} T \end{aligned} \quad (3.3)$$



รูปที่ 3.3 ตัวอย่างของ 4 คลื่นพาห้ย่อยที่อยู่ในหนึ่งสัญลักษณ์ OFDM

คุณสมบัติการตั้งฉากซึ่งกันและกันของแต่ละคลื่นพาห้ย่อย กล่าวคือที่ค่าสูงสุดของแต่ละคลื่นพาห้ย่อย สเปกตรัมของคลื่นพาห้ย่อยอื่น ๆ จะมีค่าเป็นศูนย์เสมอ ซึ่งผลลัพธ์นี้จะทำให้ไม่เกิดการรบกวนซึ่งกันและกันของคลื่นพาห้ย่อยที่อยู่ติดกันนั่นเอง ฉะนั้นจึงยอมรับให้มีการเหลื่อมล้ำกันได้ดังแสดงในรูปที่ 3.4 และในการตีความคุณลักษณะสัญญาณในแต่ละคลื่นพาห้ย่อยนั้นเครื่องรับจะเลือกค่าสเปกตรัมที่จุดเหล่านั้น ซึ่งเป็นค่าสูงสุดของแต่ละคลื่นพาห้ย่อยซึ่งปราศจากสัญญาณรบกวนจากคลื่นพาห้ย่อยอื่นๆ และด้วยคุณสมบัติดังกล่าวนี้เองทำให้เกิดเทคนิคการส่งผ่านสัญญาณแบบ OFDM ขึ้นมา ซึ่งการสร้างสัญญาณ OFDM ให้เป็นผลสำเร็จได้นั้นจะต้องมีการระมัดระวังควบคุม และดูแลรักษาคุณสมบัติความตั้งฉากซึ่งกันและกันของแต่ละคลื่นพาห้ย่อยไว้ให้ได้เสมอ มิฉะนั้นอาจส่งผลทำให้เกิดสัญญาณรบกวนขึ้นระหว่างคลื่นพาห้ย่อยที่อยู่ติดกันและส่งผลกระทบต่อระบบการสื่อสารได้ ดังนั้นจึงได้มีการนำวิธีการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็ว (Inverse fast fourier

transform : IFFT) และการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็ว (Fast fourier transform : FFT) มาประยุกต์ใช้งานทางด้านเครื่องส่งและเครื่องรับตามลำดับ เนื่องจากรูปแบบเบสแบนด์เชิงซ้อนของสัญญาณ OFDM (3.2) คือการแปลงสัญลักษณ์อินพุต  $N_s$  QAM จากสเปกตรัมความถี่ให้อยู่ในรูปของโดเมนเวลา เช่นเดียวกับวิธีการของการแปลงฟูรีเยร์ผกผันแบบเร็วนั่นเอง โดยวิธีการนี้จะช่วยลดขั้นตอนความยุ่งยากและซับซ้อนในการประมวลผลนั่นเอง



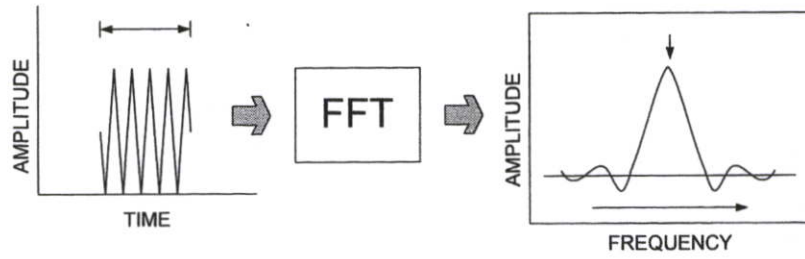
รูปที่ 3.4 ตัวอย่างสเปกตรัมของแต่ละคลื่นพหุย่อย

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

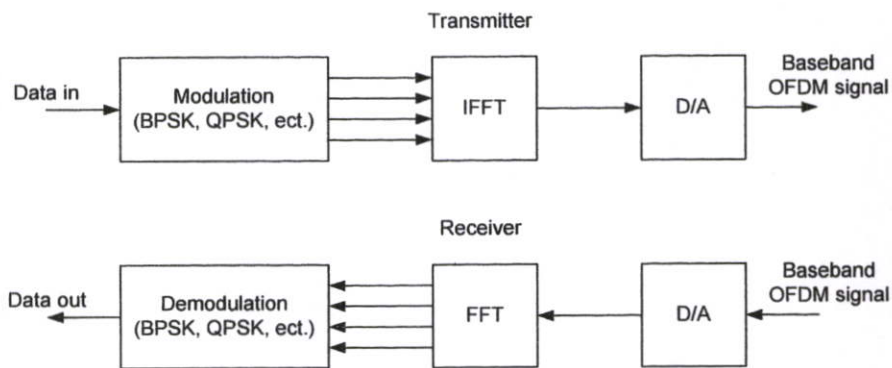
$$a_0 + x(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos(2\pi k f_0 t) + b_k \sin(2\pi k f_0 t) \quad (3.4)$$

เพราะฉะนั้นสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาอาจถูกแสดงอยู่ในรูปผลรวมของรูปคลื่นไซน์และโคไซน์ซึ่งมีส่วนประกอบทั้งขนาดและเฟส นั่นคือพื้นฐานการเปลี่ยนรูปจากโดเมนเวลาให้กลายมาเป็นโดเมนความถี่ สำหรับการแปลงฟูรีเยร์ผกผันแบบเร็ว จะมีขั้นตอนที่ตรงกันข้ามคือเปลี่ยนรูปจากสเปกตรัมความถี่ให้กลายมาเป็นโดเมนเวลาซึ่งทำให้เกิดสัญลักษณ์ OFDM นั่นเอง ส่วนในรูปที่ 3.5 แสดงตัวอย่างของการเปลี่ยนรูปจากสัญญาณโดเมนเวลาให้กลายมาเป็นสเปกตรัมความถี่โดยใช้คุณลักษณะของการแปลงฟูรีเยร์ผกผันแบบเร็วและรูปที่ 3.6 แสดงหลักการพื้นฐาน

ของการนำคุณลักษณะของ การแปลงฟูรีเยร์ผกผันแบบเร็วและการแปลงฟูรีเยร์ผกผันแบบเร็วไปใช้งานกับระบบ OFDM ทางด้านเครื่องส่งและเครื่องรับ ตามลำดับ



รูปที่ 3.5 การเปลี่ยนรูปจากสัญญาณ โดเมนเวลามาเป็นสเปกตรัมความถี่โดยใช้การแปลงฟูรีเยร์แบบเร็ว



รูปที่ 3.6 หลักการพื้นฐานของการนำการแปลงฟูรีเยร์ผกผันแบบเร็ว และการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็ว มาใช้งานในระบบ OFDM

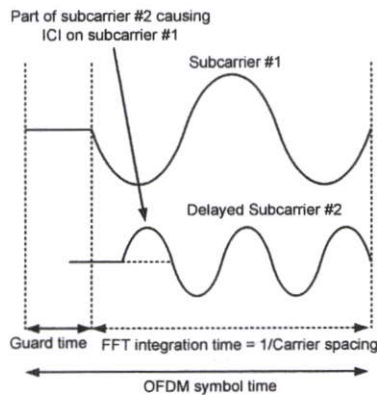
### 3.3 ช่วงเวลาคูลมและส่วนหน้าแบบวน

หนึ่งในเหตุผลที่สำคัญของการนำ OFDM มาใช้งาน คือมีความทนทานต่อการแผ่กว้างของการประวิงแบบหลายวิถี (Multipath delay spread) ด้วยวิธีการแบ่งชุดข้อมูลอินพุตออกตามจำนวนของคลื่นพหุข้อย  $N_s$  เท่ากับว่าช่วงเวลาของสัญลักษณ์จะถูกแบ่งออกเป็นช่วงแคบๆ ตาม  $N_s$  เช่นกัน ซึ่งเป็นวิธีหนึ่งที่ช่วยลดการเกิดการประวิงแบบหลายวิถี สำหรับการกำจัดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ที่สมบูรณ์แบบนั้น ได้มีการนำช่วงเวลาคูลมมาใช้ในแต่ละสัญลักษณ์ OFDM โดยที่เวลาคูลมจะถูกกำหนดให้มีค่ามากกว่าการแผ่กว้างของการประวิงเวลาตามที่คาดหมายไว้ (ปกติจะกำหนดให้มีค่ามากกว่า 4 เท่าของค่าประวิงเวลาการแผ่กว้าง โดยเฉลี่ย) จนกระทั่งส่วนประกอบในหลายวิถีจากสัญลักษณ์หนึ่งไม่สามารถไปรบกวนสัญลักษณ์ต่อไปได้ อย่างไรก็ตามอาจจะไม่มีสัญญาณอยู่ในช่วงเวลาคูลมทั้งหมด ในกรณีเช่นนี้อาจทำให้เกิดปัญหาการแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห้ได้ ซึ่งหมายถึงคลื่นพหุข้อยได้เสียคุณลักษณะการตั้งฉากไปนั่นเอง โดยผลกระทบนี้ถูกแสดงในรูปที่ 3.7 จะเห็นได้ว่าคลื่นพหุข้อยที่ 2 เกิดการประวิงเวลาออกไปนอกส่วนของช่วงเวลาคูลม ดังนั้นเมื่อเครื่องรับต้องการคีมอดูเลตคลื่นพหุข้อยที่ 1 จะพบว่าเกิดสัญญาณรบกวนขึ้นจาก

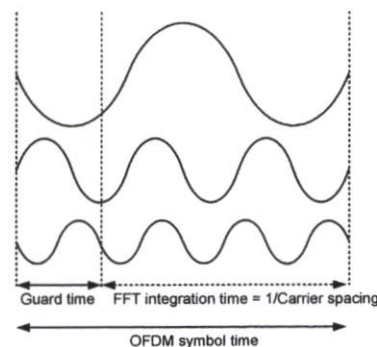
คลื่นพหุคูณที่ 2 ได้ เพราะภายในคาบเวลาของการแปลงฟูรีเยร์ผกผันแบบเร็ว นั้นได้เกิดจำนวนรอบที่ไม่เป็นจำนวนเต็ม ส่งผลทำให้เกิดผลต่างขึ้น และในเวลาเดียวกันนั่นเองคลื่นพหุคูณที่ 1 จะไปรบกวนคลื่นพหุคูณที่ 2 ด้วยเหตุผลเช่นเดียวกัน

เทคนิคในการต่อสู้กับความเสียหายที่เกิดจาก Inter-carrier interference (ICI) นั้นคือการใช้เทคนิคการเพิ่มเติมส่วนหน้าแบบวนซึ่งเป็นการลอกแบบส่วนท้ายสุดของสัญลักษณ์ OFDM ก่อนหน้านี้ออกไว้ที่ส่วนหน้าของสัญลักษณ์ OFDM ถัดไป ซึ่งถูกนำไปใช้ในช่องของเวลาคุมโดยกำหนดความยาวให้มีค่าเท่ากันหรือมากกว่าค่าสูงสุดของการประวิงเวลา (Delay) ที่แผ่กว้างออกดังแสดงในรูปที่ 3.8 ซึ่งวิธีนี้ทำให้แน่ใจได้ว่าสัญลักษณ์ OFDM จะมีค่าเป็นจำนวนเต็มของรอบคลื่นภายในคาบเวลาของการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็วอย่างแน่นอน

ในส่วนทางด้านเครื่องรับจะทำการถอดช่วงเวลาคูมและส่วนหน้าแบบวนออก ซึ่งมีความยาวของช่วงเวลาที่ได้ออกมาซึ่งใช้ในการป้องกันการเกิด Intersymbol interference (ISI) และ ICI ยิ่งถ้ากำหนดความยาวไว้มากจะสามารถป้องกันปัญหาดังกล่าวได้เป็นอย่างดี แต่มีข้อเสียนั้นคือทำให้ช่วงเวลาในการส่งข้อมูลมีค่าลดลง เนื่องจากต้องสิ้นเปลืองไปกับการใช้ช่วงเวลาคูมที่เพิ่มขึ้นทำให้สูญเสียกำลังในการส่งผ่านข้อมูลและแถบความถี่ใช้งานไปโดยเปล่าประโยชน์ ฉะนั้นจึงต้องมีการกำหนดช่วงเวลาคูมให้เหมาะสมกับสภาวะแวดล้อมที่ใช้ในการส่งผ่านสัญญาณด้วยเช่นกัน เพื่อให้ระบบมีประสิทธิภาพที่ดีที่สุด



รูปที่ 3.7 ผลกระทบที่เกิดจากการประวิงหลายความถี่ออกนอกเหนือเวลาคูม



รูปที่ 3.8 สัญลักษณ์ OFDM กับการขยายส่วนหน้าแบบวน

### 3.4 วินโดว์อิง

ในหัวข้อที่กล่าวมา เป็นการอธิบายถึงวิธีการสร้างสัญลักษณ์ OFDM ด้วยการใส่คุณลักษณะของ IFFT การเพิ่มช่วงเวลาคูมและการเพิ่มส่วนขยายแบบวน จากตัวอย่างในรูปที่ 3.8 จะเห็นว่ามี 3 คลื่นพาห้อย่อยในหนึ่งสัญลักษณ์ OFDM แต่ในความเป็นจริงที่เครื่องรับจะเห็นเฉพาะสเปกตรัมสัญญาณเดียวซึ่งเป็นผลรวมของสัญญาณเหล่านั้น ดังนั้นถ้าผลรวมของสเปกตรัมสัญญาณดังกล่าวเกิดอยู่นอกเหนือแถบช่วงเวลา (Out of band) ที่ได้กำหนดไว้ อาจส่งผลทำให้เกิดการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ข้างเคียงได้ เพราะฉะนั้นการรักษาแถบช่วงเวลาของแต่ละสเปกตรัมสัญญาณจึงเป็นสิ่งที่สำคัญ โดยปกติแถบสเปกตรัมจะมีการลดลงอย่างช้า ๆ ตามฟังก์ชันไซน์ แต่สำหรับคลื่นพาห้อย่อยจำนวนมาก ๆ นั้นจะเกิดการลดลงอย่างรวดเร็วในช่วงเริ่มต้น และทำให้พู่ข้าง (Sidelobes) มีค่าลดลงด้วยเช่นกัน ดังแสดงในรูปที่ 3.9 ซึ่งพบว่าสเปกตรัมของสัญญาณที่ใช้จำนวน 256 คลื่นพาห้อย่อยที่ -3 dB แบนด์วิดท์มีค่าลดลงอย่างรวดเร็วเมื่อเทียบกับจำนวน 16 และ 64 คลื่นพาห้อย่อย

ในการทำสเปกตรัมให้มีค่าลดลงอย่างรวดเร็วได้นั้น สามารถทำได้โดยการประยุกต์ใช้วินโดว์อิงเข้าไปในแต่ละสัญลักษณ์ OFDM ซึ่งทำให้ขนาด (Amplitude) มีค่าลดลงเป็นศูนย์ที่ปริมาณขอบของสัญลักษณ์ ส่วนชนิดของวินโดว์ที่นิยมนำมาใช้ คือวินโดว์แบบเรสโคไซน์ ซึ่งถูกกำหนดไว้ดังนี้

$$w(t) = \begin{cases} 0.5 + 0.5 \cos(\pi + t\pi / (\beta T_s)) & 0 \leq t \leq \beta T_s \\ 1.0 & \beta T_s \leq t \leq T_s \\ 0.5 + 0.5 \cos((t - T_s)\pi / (\beta T_s)) & T_s \leq t \leq (1 + \beta)T_s \end{cases} \quad (3.5)$$

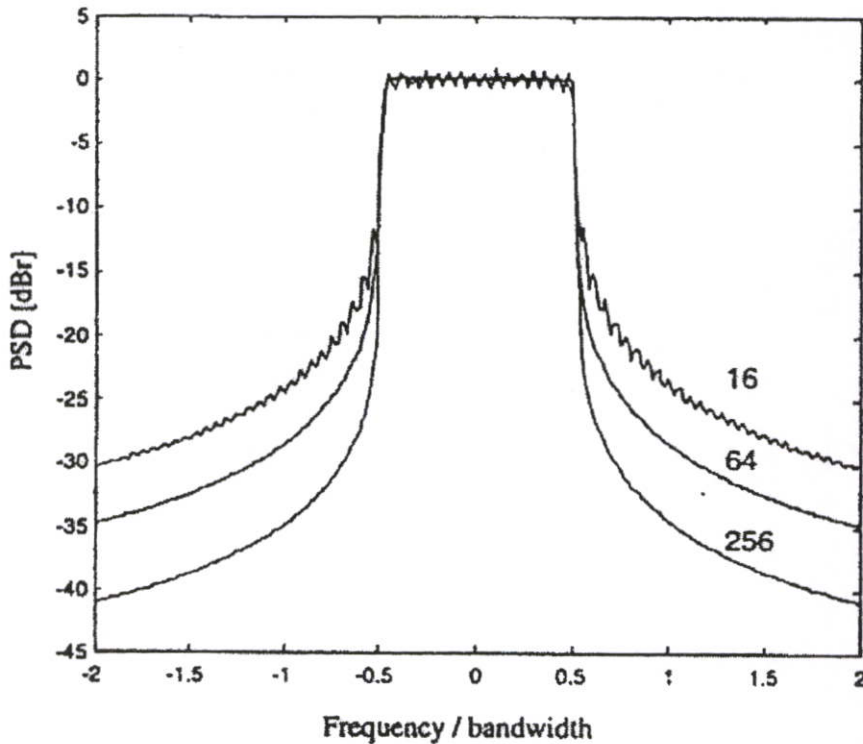
เมื่อ  $T_s$  คือช่วงเวลาของสัญลักษณ์ ซึ่งมีค่าน้อยกว่าระยะเวลาทั้งหมดของสัญลักษณ์ เนื่องจากขอมให้มีกรเลื่อมล้ำของสัญลักษณ์ที่อยู่ติดกันได้บางส่วนในขอบเขตของการโรลloff โครงสร้างเวลาของสัญลักษณ์ OFDM ดังแสดงในรูปที่ 3.10 ในทางปฏิบัติสัญลักษณ์ OFDM จะถูกนำไปคูณด้วยวินโดว์เรสโคไซน์  $w(t)$  เพื่อให้ค่ากำลังของคลื่นพาห้อย่อยนอกเหนือแบนด์มีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แต่ในกรณีสัญญาณเกิดการประวิงเวลาทำให้สัญลักษณ์ OFDM ถูกนำไปรวมกับสัญลักษณ์ก่อนหน้าทำให้มีขอบเขตที่เลื่อมล้ำกันได้ ( $\beta T_s$ ) และเมื่อสัญลักษณ์ OFDM เริ่มต้นที่เวลา  $t = t_s = kT_s$  จะถูกกำหนดโดย

$$s(t) = \text{Re} \left\{ w(t - t_s) \sum_{i=-N_s/2}^{N_s/2-1} d_{i+N_s(k+1/2)} \exp \left( j2\pi \left( f_c - \frac{i+0.5}{T} \right) (t - t_s - T_{\text{prefix}}) \right) \right\} \quad (3.6)$$

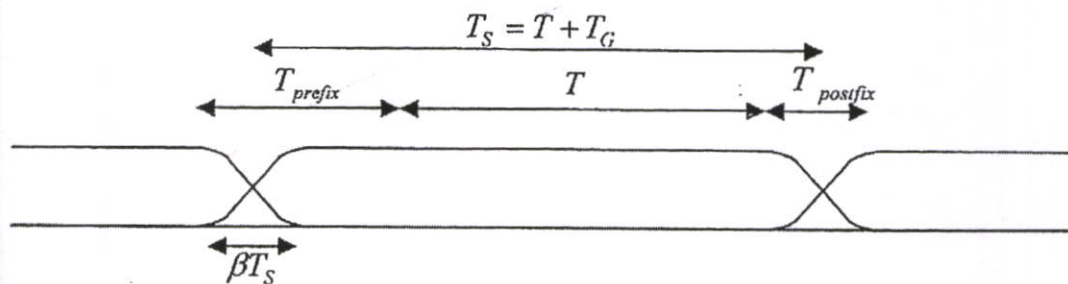
$$t_s \leq t \leq t_s + T_s(1 + \beta)$$

$$s(t) = 0, t < t_s \wedge t > t_s + T_s(1 + \beta) \quad (3.7)$$

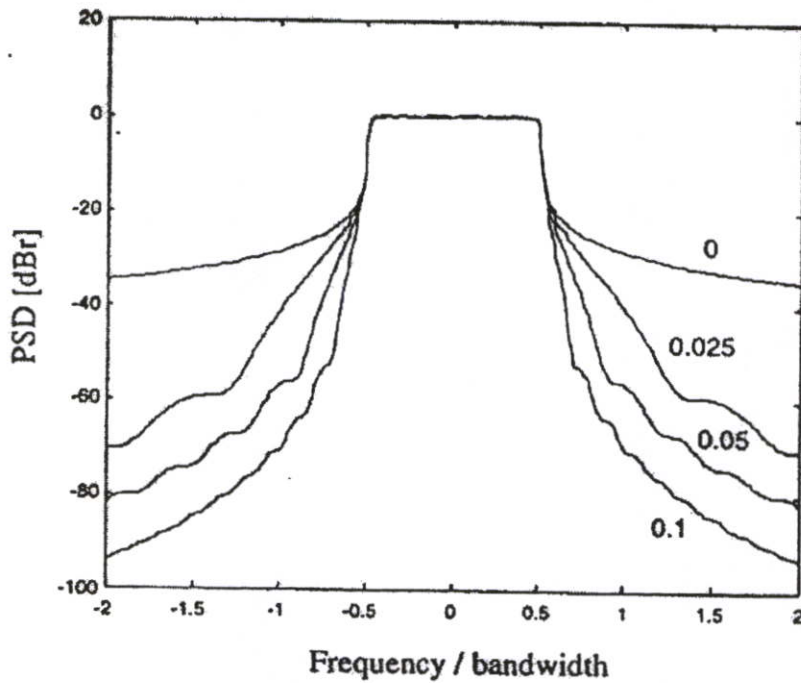
รูปที่ 3.11 แสดงสเปกตรัมของจำนวน 64 คลื่นพาห้อย่อย และค่าความแตกต่างของค่าแฟกเตอร์โรลล์ออฟ  $\beta$  จากรูปพบว่าค่าแฟกเตอร์โรลล์ออฟที่มีค่ามากทำให้ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แต่ทำให้ความทนทานต่อการแผ่กว้างของการประวิงเวลาลดน้อยลง เนื่องจากต้องสูญเสียช่วงเวลาในการโรลล์ออฟของสัญลักษณ์ที่มากขึ้น ดังนั้นในการเลือกค่าแฟกเตอร์โรลล์ออฟจึงต้องพิจารณาถึงค่าความทนทานต่อการแผ่กว้างของการประวิงเวลาด้วยเช่นกัน ซึ่งจากรูปที่ 3.11 พบว่าค่าแฟกเตอร์โรลล์ออฟเท่ากับ 0.025 (ขอบเขตโรลล์ออฟคิดเป็น 2.5% ของช่วงเวลาสัญลักษณ์) เป็นค่าที่เหมาะสมที่สุดเมื่อเทียบกับค่าแฟกเตอร์โรลล์ออฟค่าอื่น ๆ



รูปที่ 3.9 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมโดยปราศจากวินโดว์อิง สำหรับจำนวน 16, 64 และ 256 คลื่นพาห้อย่อย



รูปที่ 3.10 การเพิ่มส่วนขยายแบบวนและวินโดว์อิงสัญลักษณ์ OFDM,  $T_S$  คือเวลาของสัญลักษณ์  $T$  คือช่วงเวลา FFT  $T_G$  คือเวลาคูม  $T_{prefix}$  คือระยะพรีการ์ด  $T_{postfix}$  คือระยะโพสต์การ์ด และ  $\beta$  คือแฟกเตอร์โรลล์ออฟ



รูปที่ 3.11 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมสำหรับวินโดว์อิงแบบเรสโคไซน์ ตามค่าแฟคเตอร์โรลล่อฟเท่ากับ 0, 0.025, 0.05 และ 0.1

### 3.5 การซิงโครไนซ์

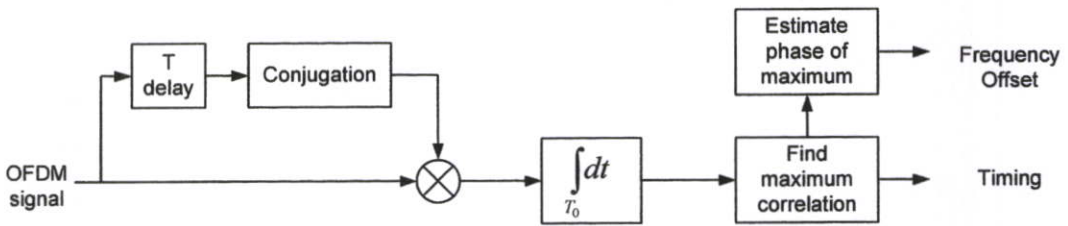
ก่อนที่เครื่องรับ OFDM จะสามารถตีמודูเลตคลื่นพหุย่อยออกมาได้ จะต้องมีการซิงโครไนซ์อย่างน้อยสองครั้ง โดยครั้งแรกใช้เพื่อหาขอบเขตของสัญลักษณ์และเวลา (Timing) ที่เหมาะสมเพื่อให้ผลกระทบที่เกิดจาก ISI และ ICI มีค่าน้อยที่สุดในขณะนั้น ส่วนครั้งที่สองใช้เพื่อการประมาณค่า และการตรวจสอบแก้ไขข้อผิดพลาดของสัญญาณที่รับได้ ซึ่งเกิดมาจากความเบี่ยงเบนทางความถี่ของคลื่นพหุเพื่อใช้ในการหลีกเลี่ยงการเกิด ICI สำหรับเครื่องรับร่วมนัย (Coherence receivers) เฟสของคลื่นพหุต้องมีการซิงโครไนซ์เพื่อใช้ในการตรวจวัดขนาดและเฟสของคลื่นพหุย่อยทั้งหมด จนถึงใช้ในการกำหนดขอบเขตสำหรับแผนผัง QAM (Constellation) ของแต่ละคลื่นพหุย่อย โดยปกติสัญญาณ OFDM ที่ได้รับจะมีค่าความเบี่ยงเบนทางความถี่ซึ่งส่งผลกระทบต่อสัญญาณในรูปของการเกิด ICI ทำให้คลื่นพหุย่อยสูญเสียคุณลักษณะของการตั้งฉากซึ่งกันและกัน ซึ่งนำไปสู่การเกิดสัญญาณรบกวนทางเฟส ส่งผลให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าลดต่ำลง ดังนั้นข้อเสียของระบบ OFDM คือมีความไวต่อสัญญาณรบกวนทางเฟสและทางความถี่ เมื่อเทียบกับระบบที่ส่งแบบคลื่นพหุเดี่ยว สำหรับการแก้ปัญหาดังกล่าวได้มีการนำเทคนิคการเพิ่มเติมส่วนหน้าแบบวน หรือชุดสัญลักษณ์ (Training symbols) แบบพิเศษ มาใช้ในการซิงโครไนซ์ทั้งแบบความถี่และแบบเวลา มาใช้ในการซิงโครไนซ์ทั้งแบบความถี่และแบบเวลา เพื่อลดปัญหาที่เกิดจากสัญญาณรบกวนทางเฟสและความถี่ให้มีความน้อยที่สุด

การเพิ่มเติมส่วนหน้าแบบวนกลับมาใช้เพื่อการซิงโครไนซ์นั้นคือ ช่วงเวลา  $T_G$  ของแต่ละสัญลักษณ์ถูกทำให้เหมือนกันในส่วนหลังสุด ซึ่งคุณลักษณะนี้สามารถนำมาใช้ประโยชน์สำหรับการซิงโครไนซ์แบบเวลาและแบบความถี่ของระบบได้ ดังแสดงในรูปที่ 3.12 โดยพื้นฐานอุปกรณ์เหล่านี้เกี่ยวข้องกับความยาว  $T_G$  ของสัญญาณและช่วงเวลาที่ถูกระวัง  $T$  [27] – [28] ซึ่งเอาต์พุต สามารถเขียนได้ดังนี้

$$x(t) = \int_0^{T_G} r(t-\tau)r(t-\tau-T)d\tau \quad (3.8)$$

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

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (3.9)$$



รูปที่ 3.12 การซิงโครไนซ์ด้วยการใช้การเพิ่มเติมส่วนหน้าแบบวน

ตัวประมาณค่าความเบี่ยงเบนทางความถี่ถูกนำมาคูณกับสัญญาณอิตพุตด้วยค่าประวิงและค่าสังยุค (Conjugate) ทำให้เกิดสัญญาณ  $y(t)$  ตาม [29]

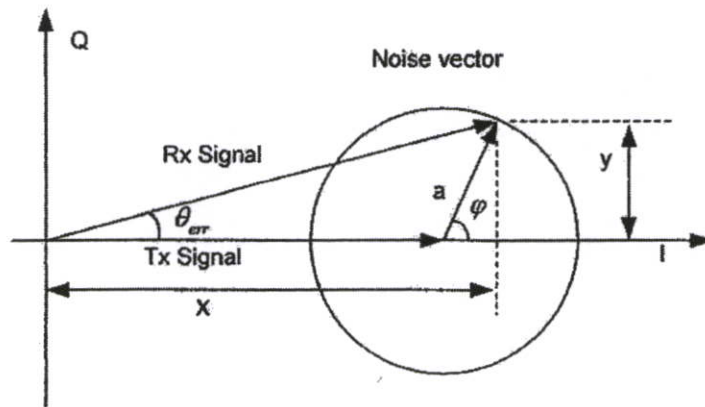
$$\begin{aligned} y(t) &= r(t)r^*(t-T) \\ &= |s(t)|^2 \exp(j\phi) + n(t)s^*(t-T) + n^*(t-T)s(t) + n(t)n^*(t-T) \end{aligned} \quad (3.10)$$

เทอมแรกด้านขวามือของสมการคือ ส่วนประกอบเอาต์พุตกับค่าเฟสที่ได้แบบไว้ ซึ่งมีค่าเท่ากับเฟสที่เลื่อนไปบนช่วงเวลา  $T$  และกำลังมีค่าเท่ากับกำลังของสัญญาณยกกำลังสอง

สำหรับอีกสองเทอมถัดไปเป็นผลมาจากสัญญาณและสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน ซึ่งถูกสุ่มด้วยเวลาที่ต่างกันทำให้ไม่มีความเกี่ยวพันกัน ในส่วนเทอมสุดท้ายค่ากำลังมีค่าเท่ากับกำลังของสัญญาณรบกวนยกกำลังสอง แต่ถ้าค่า SNR ของอินพุตมีค่ามากกว่าหนึ่งมาก ๆ ค่ากำลังของสัญญาณรบกวนจะถูกละเลยไป

ความเบี่ยงเบนทางความถี่ถูกประมาณด้วยค่าเฉลี่ย  $y(t)$  บนช่วงเวลาที่เท่ากันกับช่วงเวลาคูม  $T_G$  และค่าเฟสที่ประมาณได้จาก  $y(t)$  เพราะเป็นส่วนประกอบเอาต์พุตของ  $(\cdot)$  ที่ได้ ออกแบบไว้เป็นค่าเวกเตอร์คงที่ ค่าเฉลี่ยที่ได้จะช่วยลดสัญญาณรบกวนและเพิ่มค่าเวกเตอร์นี้ได้ สมมติให้ส่วนประกอบของสัญญาณรบกวนถูกละเลย ดังนั้นเอาต์พุต SNR จะถูกประมาณโดย [29]

$$SNR_0 \cong \frac{P^2}{2PN_0/T_G} \cong \frac{PT_G}{2N_0} \quad (3.11)$$



รูปที่ 3.13 ผลกระทบของสัญญาณรบกวนบนค่ามูมเฟสที่รับได้

รูปที่ 3.13 แสดงผลกระทบของสัญญาณรบกวนบนค่ามูมเฟสที่รับได้ ถ้าเรากำหนดให้สัญญาณทางด้านส่งมีค่าเป็น 1 และความยาวของเวกเตอร์สัญญาณรบกวนมีค่าเป็น  $a$  กับมุม  $\varphi$  ฉะนั้นค่าผิดพลาดของเฟสที่รับได้คือ  $\theta_{err}$

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

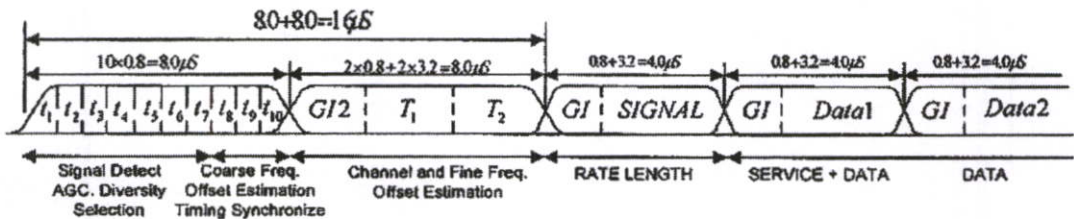
$$a = \frac{1}{SNR} \quad (3.12)$$

SNR อยู่บนพื้นฐานขนาดของสัญญาณ ดังนั้นสเกลที่ถูกต้องจึงจัดให้อยู่ในรูปของ dB แทนค่าใน

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

$$\theta_{err} = \tan^{-1} \left( \frac{\sin \varphi}{SNR + \cos \varphi} \right) \quad (3.13)$$

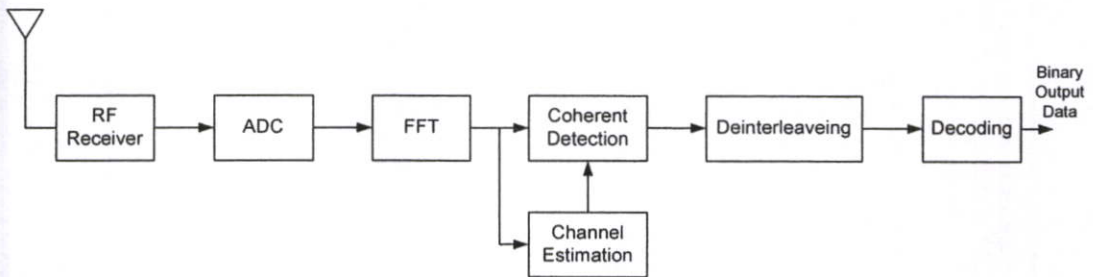
เทคนิคการชิงโครไนซ์บนพื้นฐานของการเพิ่มส่วนขยายแบบวน เป็นวิธีที่เหมาะสมเป็นพิเศษกับการชิงโครไนซ์ที่ไม่ชัดเจนในการติดต่อ ซึ่งไม่มีการใช้งานสัญญาณชุดแบบพิเศษ แต่สำหรับระบบการส่งผ่านแบบแพ็กเกจนั้นจำเป็นต้องมีการชิงโครไนซ์ที่แน่นอน โดยเฉลี่ยจะใช้สัญลักษณ์ OFDM จำนวนมากกว่า 10 สัญลักษณ์ในการชิงโครไนซ์เพื่อให้ได้ค่า SNR ที่เหมาะสมที่สุด สำหรับการส่งผ่านแพ็กเกจความเร็วสูงเวลาการชิงโครไนซ์เพื่อให้ได้ค่า SNR ที่เหมาะสมที่สุด สำหรับการส่งผ่านแพ็กเกจความเร็วสูงเวลาการชิงโครไนซ์จำเป็นต้องเป็นช่วงสั้นซึ่งสามารถทำได้โดยการใช้สัญลักษณ์ OFDM จำนวนเล็กน้อยภายในบรรจุด้วยข้อมูลซึ่งเครื่องรับสามารถรับรู้ข้อมูลเหล่านี้ได้ โดยสัญญาณชุดที่รับได้ทั้งหมดจะถูกนำมาใช้ในการชิงโครไนซ์ ซึ่งวิธีการเพิ่มส่วนหน้าแบบวนจะใช้เฉพาะบางส่วนของแต่ละสัญลักษณ์เท่านั้น รูปที่ 3.14 แสดงตัวอย่างการใช้สัญลักษณ์แบบสั้นและแบบยาวในการชิงโครไนซ์



รูปที่ 3.14 โครงสร้างข้อมูล OFDM

### 3.6 การตรวจวัด

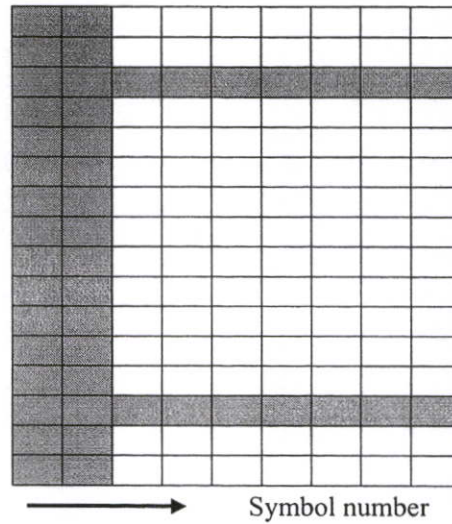
ในการเชื่อมโยงระบบ OFDM บิตข้อมูลจะถูกมอดูเลตบนคลื่นพาห้อยู่ด้วยรูปแบบของการมอดูเลตแบบดิจิทัลทางเฟส (PSK) หรือการมอดูเลตแบบควอดราเจอร์ทางขนาด (QAM) ในการประมาณค่าบิตที่เครื่องรับรับรู้เกี่ยวกับค่าอ้างอิงทางเฟสและขนาดของแผนผังบนแต่ละคลื่นพาห้อย่อยเป็นสิ่งจำเป็น โดยทั่วไปค่าแผนผังดังกล่าวจะแสดงถึงค่าสุ่มทั้งมุมเฟสที่เคลื่อนไปและขนาดที่เปลี่ยนแปลง ซึ่งเป็นสาเหตุทำให้เกิดค่าความเฉทางความถี่ ความเฉทางเวลา และการจางหายเฉพาะความถี่ การตรวจวัดแบบร่วมนัย (Coherence detection) ถูกนำมาใช้ในการประมาณค่าที่เป็นไปได้มากที่สุดสำหรับแผนผังของแต่ละคลื่นพาห้อย่อย โดยเทียบกับค่าอ้างอิงทางเฟสและขนาดข้อดีของการตรวจวัดวิธีนี้คือ ไม่ต้องการชุดข้อมูลจำนวนมากในการหาค่าอ้างอิง



รูปที่ 3.15 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ OFDM กับการตรวจวัดแบบร่วมนัย

รูปที่ 3.15 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับร่วมนัย OFDM หลังจากแปลงความถี่ลงและแปลงสัญญาณอนาล็อกมาเป็นดิจิทัลการแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว (FFT) ถูกนำมาใช้เพื่อคิมมอดูเลตคลื่นพาห้อย่อย  $N$  ของสัญญาณ OFDM สำหรับแต่ละสัญลักษณ์เอาต์พุต การแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็วจะบรรจุด้วยค่า  $N$  QAM อย่างไรก็ตามค่าเหล่านี้ประกอบด้วยเฟสที่เคลื่อนไปและขนาดที่มีการเปลี่ยนแปลงแบบสุ่ม ซึ่งเป็นต้นเหตุทำให้เกิดการตอบสนองของช่องสัญญาณ (Channel response) การเลื่อนของออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง (Local oscillator) และความเบี่ยงเบนทางเวลา ซึ่งเป็นงานหนักสำหรับส่วนของการประมาณค่าของช่องสัญญาณเพื่อการเรียนรู้ค่าอ้างอิงทางเฟสและขนาดสำหรับคลื่นพาห้อย่อยทั้งหมด จนกระทั่งสัญลักษณ์ QAM ถูกเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของข้อมูลเลขฐานสอง (Binary data) ทางด้านเอาต์พุต

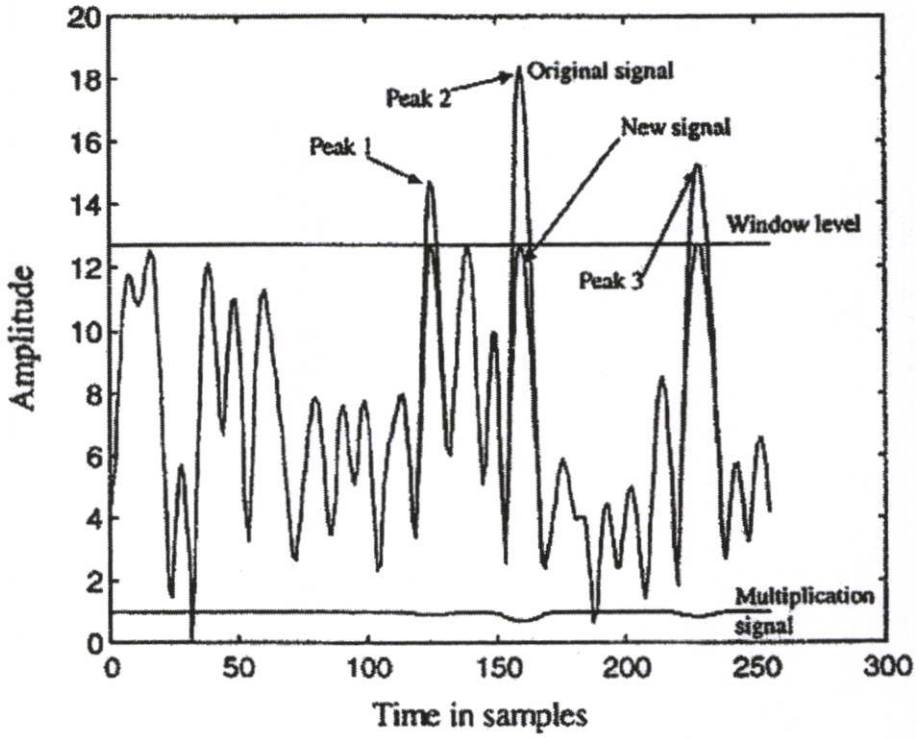
ชุดสัญลักษณ์แบบพิเศษถูกนำมาใช้ในการประมาณค่าช่องสัญญาณดังแสดงในรูปที่ 3.16 ซึ่งค่ากริดเวลา-ความถี่กับคลื่นพาห้อย่อยอยู่บนแกนแนวตั้ง และสัญลักษณ์อยู่บนแกนแนวนอน โดยคลื่นพาห้อย่อยที่แรงเท่าทั้งหมดถูกใช้ป็นสัญญาณนำ (Pilots) ชุดสัญลักษณ์เหล่านี้สามารถนำมาใช้เพื่อบรรลุการหาค่าช่องสัญญาณเช่นเดียวกับการประมาณค่าความเบี่ยงเบนทางความถี่และใช้ติดตามหาค่าความเบี่ยงเบนทางความถี่ของคลื่นพาห้อย่อยทั้งหมด จากโครงสร้างของชุดสัญญาณนำชนิดนี้ได้มีการนำเสนอเพื่อเป็นมาตรฐานของระบบ OFDM [11]



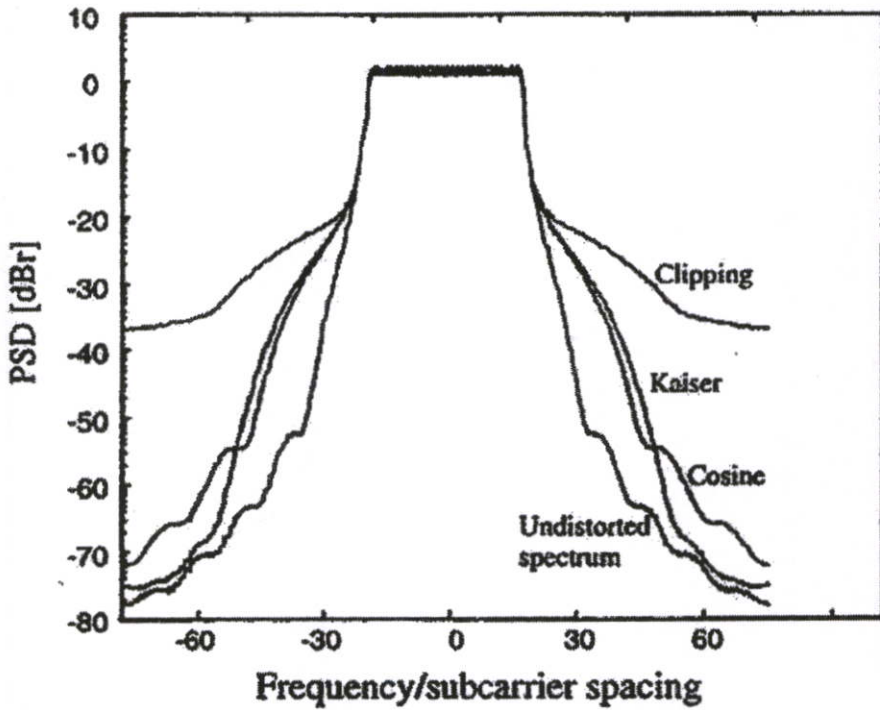
รูปที่ 3.16 ตัวอย่างของแพ็คเกจกับ 2 ชุดสัญลักษณ์เพื่อประมาณหาช่องสัญญาณและสัญญาณนำ 2 คลื่นพาห่อย่อยใช้สำหรับการชิงโครโมโซมทางความถี่

### 3.7 ปัญหาค่าสูงสุดของกำลัง

สัญญาณ OFDM ประกอบด้วยคลื่นพาห่อย่อยหลายคลื่นพาห่ โดยแต่ละคลื่นพาห่นั้นมีการมอดูเลตที่เป็นอิสระต่อกัน และเมื่อคลื่นพาห่ทั้งหมดถูกนำมารวมกันอาจทำให้เกิดค่าอัตราส่วนค่าสูงสุดเฉลี่ยของกำลัง (Peak to average power ratio : PAPR) ในระดับที่สูงได้ หรืออาจมีค่าเท่ากับ  $N$  เท่าของค่าเฉลี่ยของกำลังเมื่อสัญญาณจำนวน  $N$  ถูกนำมารวมกันด้วยค่ามอดูเลตที่เหมือนกัน ค่าสูงสุดของกำลังนี้ถูกกำหนดตามขนาดและกำลังของรูปคลื่นไซน์ที่มีค่าสูงสุด ด้วยเหตุนี้คลื่นพาห่ที่ยังไม่ได้ถูกมอดูเลตจึงมีค่า PAPR เท่ากับ 0 dB ในกรณีที่ PAPR มีค่าสูงจะทำให้เกิดผลเสียในรูปของความซับซ้อนที่เพิ่มขึ้นสำหรับการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล และสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อก รวมถึงประสิทธิภาพที่ลดลงของเครื่องขยายกำลัง RF เทคนิคในการลดค่า PAPR นั้นถูกนำเสนอในหลากหลายรูปแบบซึ่งสามารถแบ่งเป็น 3 ประเภทหลักๆ ได้ดังนี้ ประเภทแรกคือ การเพี้ยนของสัญญาณซึ่งเป็นการลดค่าสูงสุดของขนาดอย่างง่าย ๆ โดยค่าสูงสุดของสัญญาณ OFDM ถูกทำให้เพี้ยนไปในภาวะไม่เป็นเชิงเส้น ตัวอย่างของเทคนิคดังกล่าวคือ การขริบ (Clipping) ค่าสูงสุดวินโดว์ (Peak windowing) และการตัดค่าสูงสุดออก (Peak cancellation) ประเภทที่สองคือ เทคนิคการเข้ารหัสซึ่งเป็นการใช้รหัสในการปรับแก้ความผิดพลาดไปข้างหน้าด้วยตัวรหัสเอง แบบพิเศษเพื่อจำกัดสัญลักษณ์ OFDM กับ PAPR ที่มีค่าสูง เทคนิคประเภทสุดท้ายอยู่บนพื้นฐานของการทำให้ยุ่งเหยิง (Scrambling) ในแต่ละสัญลักษณ์ OFDM ด้วยลำดับความยุ่งเหยิงที่แตกต่างกัน โดยเลือกเฉพาะลำดับที่ให้ค่า PAPR ต่ำที่สุดเท่านั้น



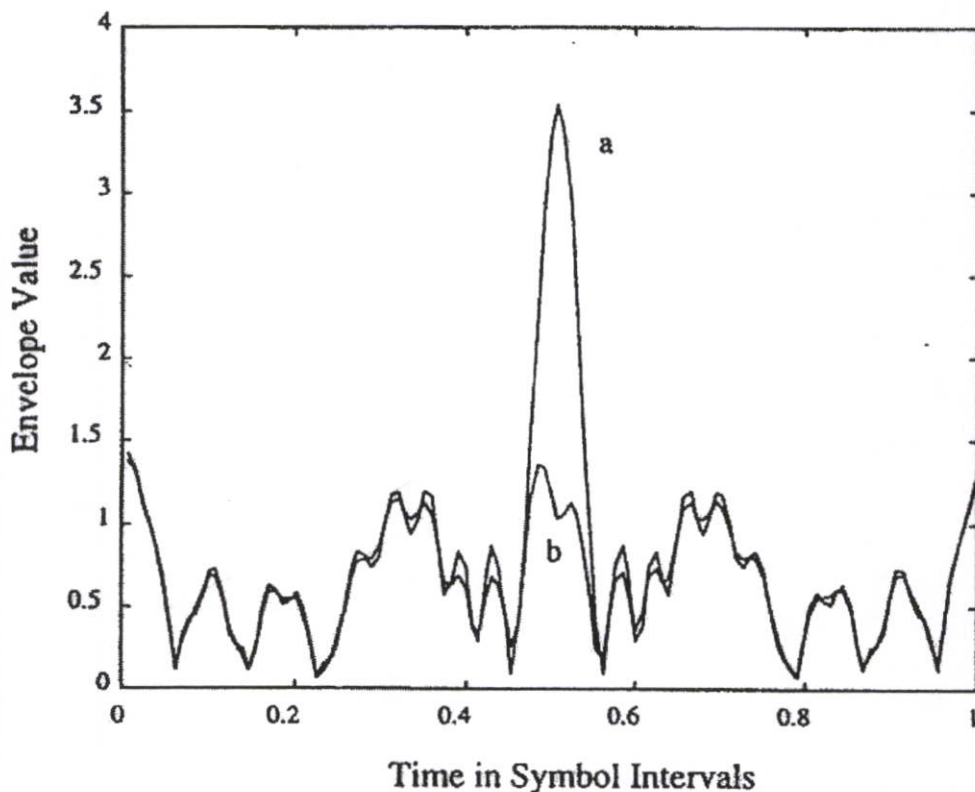
รูปที่ 3.17 การใช้วินโดว์อิงกับสัญญาณเวลา OFDM



รูปที่ 3.18 สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณ OFDM ที่ใช้ 32 คลื่นพาห่อย่อยกับการขริบและค่าสูงสุดวินโดว์อิงที่ระดับจุดเริ่มเปลี่ยน (Threshold) 3 dB เหนือค่าขนาดเฉลี่ย

วิธีที่ง่ายที่สุดในการลดค่า PAPR คือการขริบสัญญาณ เนื่องจากค่าสูงสุดของขนาดจะถูกจำกัดตามระดับสูงสุดที่ได้ออกแบบไว้ ถึงแม้ว่าวิธีการขริบจะเป็นวิธีที่ไม่ยุ่งยากแต่พบว่ายังคงมีปัญหาบ้างเล็กน้อยนั่นคือ เมื่อขนาดของสัญญาณ OFDM ถูกทำให้เพี้ยนไปจะส่งผลทำให้เกิดสัญญาณรบกวนภายในตัวมันเองและทำให้ BER มีค่าแย่ลง รวมทั้งการเพี้ยนของสัญญาณ OFDM ในภาวะที่ไม่เป็นเชิงเส้นจะเป็นการเพิ่มระดับการออกนอกแถบของการแผ่รังสี (Radiation) สำหรับค่าสูงสุดของวินโดว์อิ่ง ดังนั้นวินโดว์ไม่ควรมีความยาวมากนักในโดเมนเวลาเพราะจะกระทบต่อตัวอย่างหลายๆ สัญญาณซึ่งเป็นการเพิ่มค่า BER นั้นเอง ตัวอย่างของฟังก์ชันวินโดว์ที่เหมาะสมคือโคไซน์ ไคเซอร์และแฮมมิง รูปที่ 3.17 แสดงตัวอย่างการลดค่าสูงสุดของขนาดในสัญญาณ OFDM ด้วยการใช้วินโดว์อิ่ง และรูปที่ 3.18 แสดงผลต่างระหว่างสัญญาณที่มีการขริบและสัญญาณที่ใช้วินโดว์อิ่ง

สำหรับ 2 วิธีที่กล่าวมาแล้วนั้น การเพี้ยนของสัญญาณจะอยู่ในสถานะไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งผลลัพธ์ของการออกนอกแถบการแผ่รังสีจะมีจำนวนที่แน่นอน ผลกระทบเหล่านี้สามารถหลีกเลี่ยงได้ด้วยการใช้เทคนิคการตัดค่าสูงสุดออกในภาวะเชิงเส้น เมื่อเวลาถูกเลื่อนไปการจัดสเกลของฟังก์ชันอิ่งอิ่งถูกลบออกจากสัญญาณ จะทำให้ค่าสูงสุดของกำลังของตัวอย่างสัญญาณมีค่าลดลง รูปที่ 3.19 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณ OFDM ก่อนและหลังที่มีการตัดค่าสูงสุดออก



รูปที่ 3.19 (a) สัญญาณ OFDM (b) สัญญาณหลังจากตัดค่าสูงสุดออก

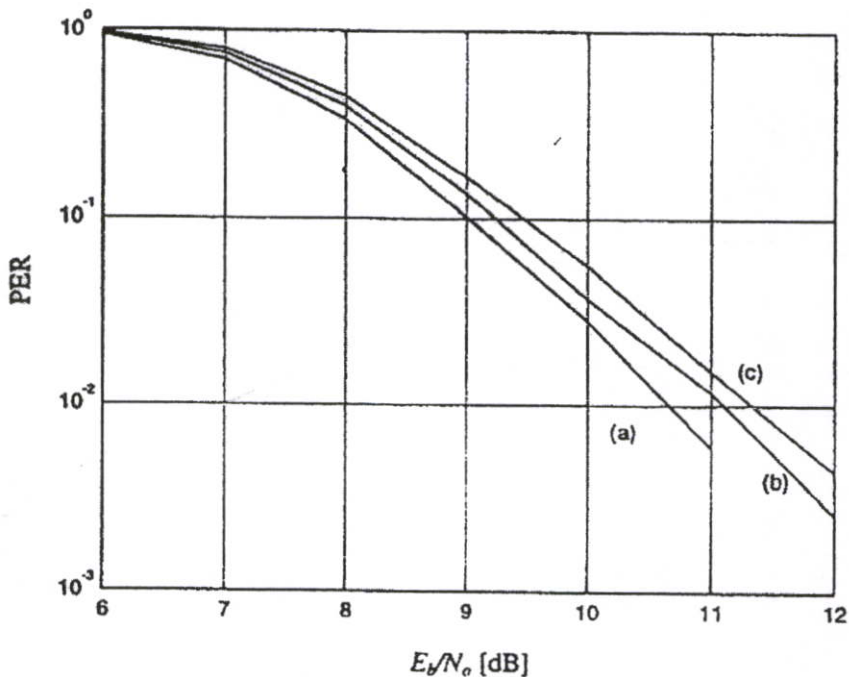
ในความเป็นจริงสำหรับการตัดค่าสูงสุดออกนั้น จะมีค่าเหมือนกันกับการทำขริบด้วยการกรอง (Filtering) ถ้าตัวอย่างของสัญญาณ OFDM  $x(n)$  ถูกขริบเพื่อลดค่า PAPR สัญญาณเอาต์พุต  $r(n)$  สามารถเขียนได้ดังนี้

$$r(n) = x(n) - \sum_i a_i e^{j\phi_i} \delta(n - \tau_i) \quad (3.14)$$

เมื่อ  $a_i$ ,  $\phi_i$  และ  $\tau_i$  คือ ขนาด, เฟส และการประวิงของการปรับแก้ (Correction) นั่นคือถูกนำไปประยุกต์จนถึงลำดับที่  $i^{\text{th}}$  ในรูปของระดับการขริบที่ได้ออกแบบไว้ ถ้าสมมติให้สัญญาณที่ขริบแล้วถูกนำมากรองด้วยตัวกรองความถี่ต่ำในอุดมคติกับสัญญาณตอบสนองรูปคลื่น  $\text{sinc}(\pi nT)$  เมื่อ  $T$  คือเวลาที่ถูกละเลือกจนกระทั่งแบนด์วิดท์ฟิลเตอร์มีค่าเท่ากันหรือมากกว่า แบนด์วิดท์ของสัญญาณ OFDM เอาต์พุตที่ฟิลเตอร์แล้วจะถูกกำหนดโดย

$$r'(n) = x'(n) - \sum_i a_i e^{j\phi_i} \text{sinc}(\pi T(n - \tau_i)) \quad (3.15)$$

รูปที่ 3.20 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเทคนิคการเพี้ยนของสัญญาณทั้ง 3 แบบที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น ซึ่งพบว่า การขริบจะให้ผลการทำงานที่ดีกว่าเมื่อเทียบกับ การตัดค่าสูงสุดออกและค่าสูงสุดวินโดว์

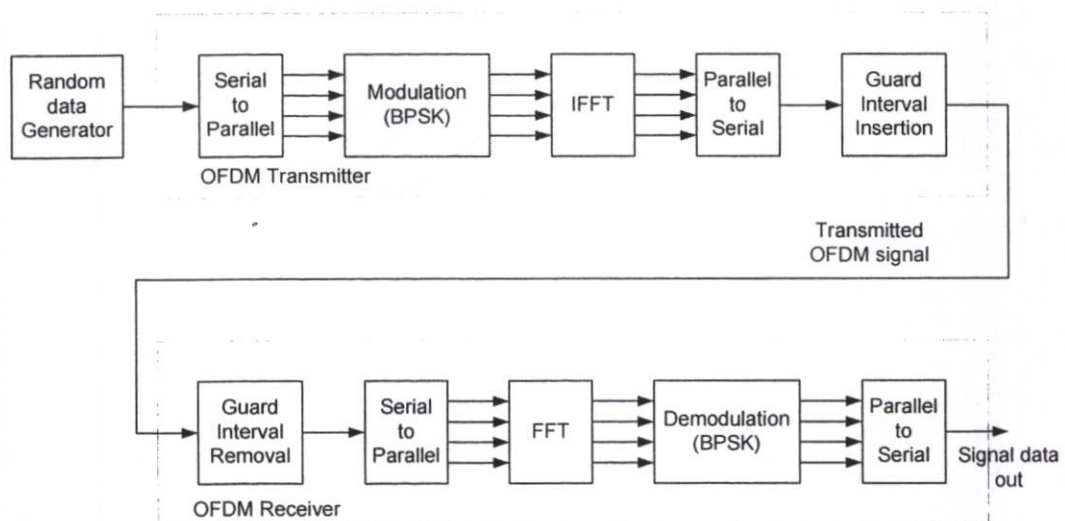


รูปที่ 3.20 อัตราส่วนความผิดพลาดของแพ็กเกจเทียบกับ  $E_b/N_0$  สำหรับแพ็กเกจ 64 ไบต์ใน AWGN, PAPR โดย (a) การขริบ (b) การตัดค่าสูงสุดออก (c) ค่าสูงสุดวินโดว์

### 3.8 ระบบ OFDM

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ผ่านมาเกี่ยวกับทฤษฎีและหลักการของสัญญาณ OFDM ด้วยการแปลงฟูรีเยร์ผกผันแบบเร็วและการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็ว ที่เครื่องส่งและเครื่องรับ ตามลำดับ การเพิ่มเติมส่วนขยายเวลาคูมและการเพิ่มส่วนหน้าแบบวน การวินโดว์อิง การซิงโครไนซ์ การตรวจวัด และปัญหาค่าสูงสุดของกำลัง อย่างไรก็ตามในหัวข้อนี้ได้กล่าวถึงระบบ OFDM ที่ครบถ้วนสมบูรณ์ รูปที่ 3.21 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ – ส่งสัญญาณ OFDM โดยที่ส่วนด้านบนเป็นชุดเครื่องส่งและส่วนด้านล่างเป็นชุดเครื่องรับ และเมื่อสังเกตจะพบว่าการแปลงฟูรีเยร์ผกผันแบบเร็ว ทำหน้าที่คล้ายกับการมอดูเลตสัญญาณอินพุตตามจำนวนของคลื่นพาห่อย่อยและการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็วทำหน้าที่เหมือนการดีมอดูเลตสัญญาณซึ่งตรงกันข้ามกับการแปลงฟูรีเยร์ผกผันแบบเร็วโดยไม่จำเป็นต้องนำอิควอลไลเซอร์มาใช้งาน ทำให้สามารถลดความยุ่งยากซับซ้อนรวมถึงลดต้นทุนทางด้านอุปกรณ์เครื่องรับได้

ในส่วนของด้านเครื่องส่ง สัญญาณอินพุตที่มีความเร็วสูงและมีแบนด์วิทกว้างจะถูกแบ่งออกตามจำนวนของชุดข้อมูล (Data streams) ที่มีความเร็วต่ำและแบนด์วิทค่อนข้างแคบ โดยนำการเข้ารหัส (Coding) และทำการวางสลับ (Interleaving) รวมถึงการจัดวางรูปแบบการมอดูเลต (Mapping) และมีการเติมในส่วนของสัญญาณนำ ซึ่งถูกใช้ในการซิงโครไนซ์ระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ ในส่วนของการแปลงฟูรีเยร์ผกผันแบบเร็วจะทำหน้าที่แปลงสเปกตรัมความถี่ให้อยู่ในรูปโดเมนเวลา พร้อมกับทำการเพิ่มช่วงเวลาคูมและส่วนหน้าแบบวนเพื่อป้องกันการเกิด ISI และ ICI แล้วจึงนำไปเข้าจากแปลงสัญญาณจากดิจิทัลเป็นอนาล็อก พร้อมกับทำการกรองความถี่เพื่อเลือกเฉพาะความถี่ที่ต้องการส่งออกเท่านั้น ในส่วนของเครื่องรับก็จะทำงานตรงกันข้ามกับทางด้านส่งจะแตกต่างกันตรงต้องเพิ่มส่วนของการตรวจสอบการซิงโครไนซ์เท่านั้น



รูปที่ 3.21 บล็อกไดอะแกรมของระบบ OFDM

ประโยชน์ของระบบการส่งสัญญาณแบบ OFDM มีดังนี้คือ

- OFDM ทนทานต่อการจางหายแบบหลายความถี่ (มากกว่า 500 us), การแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์, การแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห์ และ ไม้ไวต่อการจางหายเฉพาะความถี่
  - การใช้งานแถบความถี่มีประสิทธิภาพ เนื่องจากยอมให้มีการเหลื่อมล้ำกันได้และมีการใช้แบนด์วิทที่แคบ (ประมาณ 1 กิโลเฮิร์ต) ทำให้ช่องสัญญาณการจางหายแบบแบน (Flat fading) และมีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้า (Slow time varying)
  - รองรับผู้ใช้บริการได้เป็นจำนวนมากและสนับสนุนอัตราการส่งผ่านข้อมูลความเร็วสูงได้ ซึ่งขึ้นอยู่กับการใช้จำนวนคลื่นความถี่
  - ไม่จำเป็นต้องใช้ตัวปรับเท่า (Equalizer) ทำให้ไม่เกิดความซับซ้อนในระบบ ส่งผลทำให้ต้นทุนของเครื่องรับมีราคาถูกลง โดยใช้วิธีการแปลงฟูรีเยร์ผกผันแบบเร็วและการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็วเข้ามาแทนที่
- ส่วนข้อเสียเมื่อเทียบกับการมอดูเลตคลื่นพาห์เดียว มีดังนี้
- OFDM มีความไวอย่างมากต่อความเบี่ยงเบนทางความถี่และสัญญาณรบกวนทางเฟส
  - OFDM เกี่ยวข้องกับอัตราส่วนค่าเฉลี่ยสูงสุดของกำลัง ซึ่งนำไปสู่ปัญหาในการทำงานของตัวขยายสัญญาณ (Amplifier) ของระบบวิทยุความถี่ RF

### 3.9 บทสรุป

OFDM คือรูปแบบหรือเทคนิคพิเศษของการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ย่อย ซึ่งยอมให้มีการเหลื่อมล้ำระหว่างคลื่นพาห์ย่อยที่อยู่ติดกันได้ โดยใช้คุณสมบัติของการตั้งฉากซึ่งกันและกัน ทำให้สามารถใช้แถบความถี่อย่างมีประสิทธิภาพและเพิ่มส่วนขยายเวลาคูมและส่วนหน้าแบบวน ส่งผลให้ระบบมีการทนทานต่อการประวิงแบบหลายวิถี ทำให้ไม่เกิดการแทรกสอดกันระหว่างสัญลักษณ์

สำหรับเนื้อหาในบทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการของสัญญาณ OFDM ด้วยการแปลงฟูรีเยร์ผกผันแบบเร็วและการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็วที่เครื่องส่งและเครื่องรับตามลำดับ การเพิ่มส่วนขยายเวลาคูมและการเพิ่มส่วนหน้าแบบวน การวิน โคว์วี่ง การซิง โคร ไนซ์ การตรวจวัด และปัญหาค่าสูงสุดของกำลัง จากที่ได้กล่าวมาแล้วทั้งหมดล้วนแล้วแต่เป็นความรู้พื้นฐานสำคัญในการศึกษาและวิเคราะห์การทำงานของระบบ OFDM แต่ในความจริงแล้วยังมีรายละเอียดอีกมากมายที่ไม่ได้กล่าวถึงวิทยานิพนธ์ ซึ่งสามารถศึกษารายละเอียดได้จากเอกสารอ้างอิง [10]

## บทที่ 4

# เทคนิคการเข้ารหัสแบบสเปซ-ไทม์

### 4.1 กล่าวนำ

ในอดีตการสื่อสารไร้สายจะใช้สายอากาศที่เครื่องส่งหนึ่งชุด และที่ด้านรับหนึ่งชุด หรือบางครั้งอาจเรียกว่าระบบ SISO (Single input-Single output) ในปัจจุบันมีการสื่อสารมัลติมีเดียความเร็วสูง การส่งข้อมูลแบบ SISO ทำให้มีอัตราผิดพลาดของข้อมูลสูง ดังนั้นจึงมีการค้นคว้าเพื่อหาเทคนิคในการเพิ่มสมรรถนะในเครื่องส่งและเครื่องรับ ในปี ค.ศ. 1998 ได้มีการเสนอแนวคิดของการโคเวอร์ซีตีทางเครื่องส่งเป็นครั้งแรกโดย S. M. Alamouti [5] โดยที่โครงสร้างของระบบทางเครื่องส่งจะใช้สายอากาศ 2 ชุด และใช้สายอากาศด้านรับ 1 ชุด ที่สามารถเพิ่มสมรรถนะในเทคนิคโคเวอร์ซีตีที่ใกล้เคียงกับระบบที่ใช้เครื่องรับแบบอัตราสูงสุด (Maximum ratio combining: MRC) ที่ใช้สายอากาศด้านส่ง 1 ชุด และด้านรับ 2 ชุด ต่อมาได้มีการคิดค้นและพัฒนาโครงสร้างแบบใหม่ซึ่งสามารถใช้งานกับชุดสายอากาศด้านส่งมากกว่า 2 ชุดทำให้สามารถเพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานได้ดียิ่งขึ้นไม่ว่าจะเป็น ความจุของช่องสัญญาณ ความเร็วการส่งผ่านข้อมูล เป็นต้น ซึ่งเทคนิคการใช้สายอากาศหลายชุดนั้นสามารถนำมาใช้โดยใช้เทคนิคการเข้ารหัสแบบสเปซ-ไทม์ (Space time code: STC) โดยที่ไม่มีการเพิ่มแบนด์วิทของสัญญาณ การเข้ารหัสและการถอดรหัสที่ซับซ้อนเพิ่มขึ้น ซึ่งโครงสร้างดังกล่าวถูกเรียกว่า “การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์” (Space-time block code: STBC) [6]-[9] และยังมีการพัฒนาและค้นคว้าเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ โดยได้นำเทคนิค OFDM มาใช้ร่วมกับการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ร่วมกับ OFDM (STBC-OFDM) [17]-[19] เพื่อให้สามารถเพิ่มความเร็วในการส่งข้อมูลได้เร็วขึ้นและสามารถลดการใช้แบนด์วิทได้ และยังมีการประยุกต์ใช้งานให้เหมาะสมอีกหลายแบบ เช่น การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ฟริควเอนซ์ร่วมกับ OFDM (Space-frequency block code-OFDM: SFBC-OFDM) [20]-[21]

ในบทนี้ จะกล่าวถึงการเข้ารหัสสเปซ-ไทม์ Alamouti [5] โดยได้กล่าวถึงลักษณะการเข้ารหัส และถอดรหัส และยังกล่าวถึงการเข้ารหัสและถอดรหัสที่มีการใช้สายอากาศหลายชุด จากนั้นจะกล่าวถึงลักษณะการโคเวอร์ซีตี โดยจะกล่าวถึงการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ร่วมกับ OFDM และการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ฟริควเอนซ์ร่วมกับ OFDM ซึ่งได้กล่าวถึงเทคนิคและบล็อกไดอะแกรมในการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ร่วมกับ OFDM และ การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ฟริควเอนซ์ร่วมกับ OFDM ว่ามีเทคนิคและการทำงานอย่างไร [22]-[23]

## 4.2 รหัสสเปซ-ไทม์แบบ Alamouti

แบบแผนของ Alamouti เป็นรูปแบบแรกที่ใช้กับการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ที่มีข้อกำหนดในการโคเวอริจันต์ด้านส่ง สำหรับระบบที่ใช้สายอากาศส่งจำนวนสองชุด [5] ในส่วนนี้จึงได้นำเสนอ เทคนิคการโคเวอริจันต์ทางด้านการส่งแบบ Alamouti รวมถึงวิธีการเข้ารหัสแบบ Alamouti และถอดรหัสแบบ Maximum likelihood (ML) ซึ่งเทคนิคการถอดรหัส ML นี้เป็นอีกเทคนิคหนึ่งที่สามารถใช้กับการถอดรหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์

### 4.2.1 การเข้ารหัสสเปซ-ไทม์แบบ Alamouti

การเข้ารหัสแบบนี้จะใช้สายอากาศที่เครื่องส่ง 2 ชุด ข้อมูลไบนารีที่เข้ามาในระบบจะถูกมอดูเลตเป็นสัญลักษณ์ นำสัญลักษณ์ที่ได้มาจัดที่ละ 2 สัญลักษณ์คือ  $x_1$  และ  $x_2$  ให้อยู่ในรูปของเมตริก ดังสมการที่แสดงดังต่อไปนี้

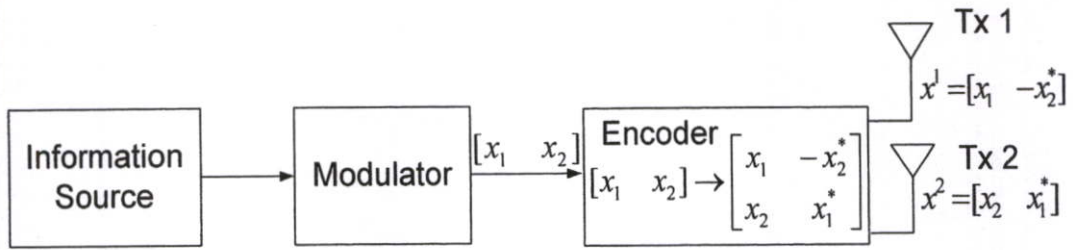
$$X = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

เมื่อกอสมันของเมตริก  $X$  คือช่วงเวลาในการส่งข้อมูลและแถวของเมตริกใช้แทนข้อมูลที่ส่งผ่านสายอากาศชุดที่หนึ่งหรือชุดที่สอง และ  $x_1^*, x_2^*$  คือการสังยุคเชิงซ้อน (Complex Conjugate) หลักการคือในช่วงเวลาสัญลักษณ์ที่ 1 สายอากาศชุดแรกจะส่งสัญลักษณ์  $x_1$  ออกไปยังสายอากาศและในขณะเดียวกันสายอากาศชุดที่สองจะส่งสัญลักษณ์  $x_2$  ออกไป เมื่อมาถึงช่วงเวลาสัญลักษณ์ช่วงที่ 2 สายอากาศชุดแรกจะส่งสัญลักษณ์  $-x_2^*$  ออกไป และในเวลาเดียวกันสายอากาศตัวที่สองจะส่งสัญลักษณ์  $x_1^*$  ออกไป บล็อกโคอะแกรมของการเข้ารหัสแบบสเปซ-ไทม์แบบ Alamouti จะแสดง ดังรูปที่ 4.1 การกำหนดลำดับการส่งจากสายอากาศชุดที่หนึ่งและชุดที่สองโดย  $x^1$  และ  $x^2$  ตามลำดับ

$$\begin{aligned} x^1 &= [x_1 \quad -x_2^*] \\ x^2 &= [x_2 \quad x_1^*] \end{aligned} \quad (4.2)$$

ลักษณะสำคัญของแบบแผน Alamouti จะเป็นลำดับของการส่งข้อมูลผ่านสายอากาศจากสายอากาศด้านส่งทั้งสองชุด เนื่องจากค่าผลคูณของข้อมูลในลำดับ  $x^1$  และ  $x^2$  เท่ากับ 0

$$x^1 \cdot x^2 = x_1 x_2^* - x_2^* x_1 = 0 \quad (4.3)$$



รูปที่ 4.1 บล็อกโคโอะแกรมของการเข้ารหัสแบบสเปซ-ไทม์แบบ Alamouti

การเข้ารหัสเมตริกจะมีคุณสมบัติดังนี้

$$\begin{aligned} X \cdot X^H &= \begin{bmatrix} |x_1|^2 + |x_2|^2 & 0 \\ 0 & |x_1|^2 + |x_2|^2 \end{bmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} |x_1|^2 + |x_2|^2 \end{pmatrix}^2 \end{aligned} \quad (4.4)$$

เมื่อ  $I$  เป็นเมตริกเอกลักษณ์  $2 \times 2$

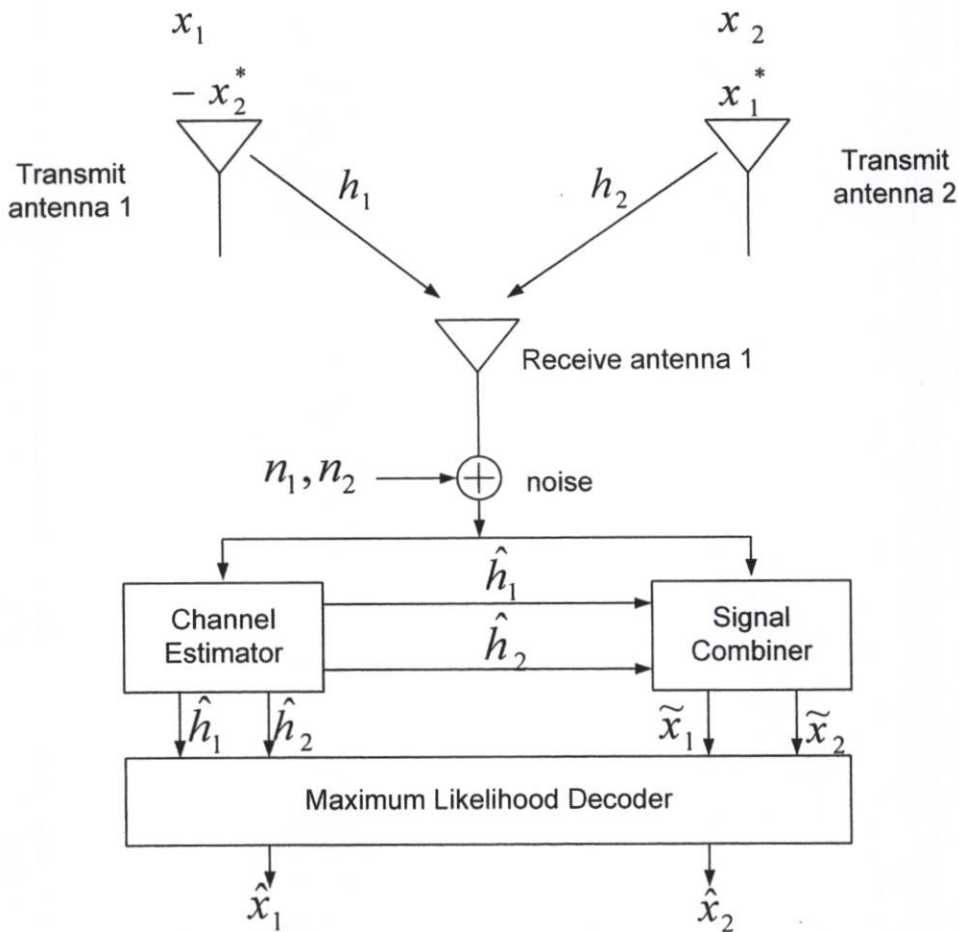
สมมติให้มีการใช้สายอากาศด้านรับหนึ่งชุดทางด้านเครื่องรับ บล็อกโคโอะแกรมของเครื่องรับสำหรับการเข้ารหัสแบบ Alamouti จะแสดงดังรูปที่ 4.2 สัมประสิทธิ์ช่องสัญญาณการจางหายจากสายอากาศส่งชุดที่หนึ่งและชุดที่สอง ถึงสายอากาศรับที่เวลา  $t$  จะถูกกำหนดโดย  $h_1(t)$  และ  $h_2(t)$  ตามลำดับ สมมติให้สัมประสิทธิ์การจางหายคงที่บนสัญลักษณ์การส่งผ่านที่ติดๆ กัน ดังนั้นช่องสัญญาณในช่วงเวลาติดกันจะคงที่ [8] ดังสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned} h_1(t) &= h_1(t+T) = h_1 = |h_1| \exp(j\theta_1) \\ h_2(t) &= h_2(t+T) = h_2 = |h_2| \exp(j\theta_2) \end{aligned} \quad (4.5)$$

เมื่อ  $|h_i|$  และ  $\theta_i$  คือขนาดและเฟสที่เปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณ หลังจากนั้นที่ด้านรับจะกำหนดเป็น  $r_1$  และ  $r_2$  เมื่อกำหนดให้  $r_1$  คือสัญญาณที่รับได้ในช่วงแรก และให้  $r_2$  เป็นสัญญาณที่รับได้ในช่วงเวลาที่สอง สามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned} r_1 &= h_1 x_1 + h_2 x_2 + n_1 \\ r_2 &= -h_1 x_2^* + h_2 x_1^* + n_2 \end{aligned} \quad (4.6)$$

เมื่อ  $n_1$  และ  $n_2$  เป็นสัญญาณรบกวนแบบ AWGN ที่เกิดขึ้นในเครื่องรับในช่วงเวลา  $t$  และ  $t+T$  ตามลำดับ



รูปที่ 4.2 เครื่องรับสำหรับการเข้ารหัสแบบ Alamouti [8]

#### 4.2.2 การรวมและการถอดรหัสแบบ Maximum Likelihood

ถ้าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณการจางหาย  $h_1$  และ  $h_2$  สามารถที่จะกู้คืนกลับมายังเครื่องรับ การถอดรหัสจะใช้ข้อมูลที่ได้มาจากการกู้คืนนั้นเป็นสภาพของสัญญาณข้อมูล (Channel state information: CSI) สมมติให้สัญญาณถูกมอดูเลตมาแล้ว การถอดรหัส Maximum likelihood จะเลือกสัญญาณสองสัญญาณ  $(\hat{x}_1, \hat{x}_2)$  จากสัญญาณที่ได้มีการมอดูเลตที่ระยะใกล้ที่สุดของเมตริก

$$\begin{aligned} d^2(r_1, h_1 \hat{x}_1 + h_2 \hat{x}_2) + d^2(r_2, h_1 \hat{x}_2^* + h_2 \hat{x}_1^*) \\ = |r_1 - h_1 \hat{x}_1 - h_2 \hat{x}_2|^2 + |r_2 + h_1 \hat{x}_2^* - h_2 \hat{x}_1^*|^2 \end{aligned} \quad (4.7)$$

ทั้งหมดของค่า  $\hat{x}_1$  และ  $\hat{x}_2$  จะแทนด้วยสมการ 4.6 ในสมการ 4.7 การถอดรหัส Maximum likelihood จะแสดงดังนี้

$$(\hat{x}_1, \hat{x}_2) = \arg \min_{(\hat{x}_1, \hat{x}_2) \in \mathcal{C}} (|h_1|^2 + |h_2|^2 - 1)(|\hat{x}_1|^2 + |\hat{x}_2|^2) + d^2(\tilde{x}_1, \hat{x}_1) + d^2(\tilde{x}_2, \hat{x}_2) \quad (4.8)$$

เมื่อ  $C$  เป็นเซตทั้งหมดของสัญลักษณ์การมอดูเลชันทั้งสอง  $(\hat{x}_1, \hat{x}_2)$  ซึ่งค่า  $\hat{x}_1$  และ  $\hat{x}_2$  จะถูกสร้าง การตัดสินใจโดยการนำสัญญาณด้านรับรวมกับสภาพช่องสัญญาณข้อมูล การตัดสินใจจะแสดง ดังนี้

$$\begin{aligned}\tilde{x}_1 &= h_1^* r_1 + h_2 r_2^* \\ \tilde{x}_2 &= h_2^* r_1 - h_1 r_2^*\end{aligned}\quad (4.9)$$

แทนค่า  $r_1$  และ  $r_2$  จากสมการ (4.6) ไปยังสมการที่ (4.9) การตัดสินใจทางสถิติจะเขียนได้ดังนี้

$$\begin{aligned}\tilde{x}_1 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2)x_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^* \\ \tilde{x}_2 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2)x_2 - h_1 n_2^* + h_2^* n_1\end{aligned}\quad (4.10)$$

สำหรับช่องสัญญาณ  $h_1$  และ  $h_2$  เป็นฟังก์ชันเดียวของ  $x_i, i = 1, 2$ , ดังนั้นกฎการถอดรหัส Maximum likelihood ในสมการ (4.8) จะถูกแยกการถอดรหัสที่แตกต่างกันออกเป็นสองส่วน สำหรับ  $x_1$  และ  $x_2$  ซึ่งจะแสดงดังนี้

$$\hat{x}_1 = \arg \min_{\hat{x}_1 \in C} (|h_1|^2 + |h_2|^2 - 1)|\hat{x}_1|^2 + d^2(\tilde{x}_1, \hat{x}_1)\quad (4.11)$$

และ

$$\hat{x}_2 = \arg \min_{\hat{x}_2 \in C} (|h_1|^2 + |h_2|^2 - 1)|\hat{x}_2|^2 + d^2(\tilde{x}_2, \hat{x}_2)$$

สำหรับสัญญาณแบบ M-PSK  $(|h_1|^2 + |h_2|^2 - 1)|\hat{x}_i|^2, i = 1, 2$ , เป็นค่าคงที่สำหรับสัญญาณในทุกๆ จุด ซึ่งได้มีการใช้สัมประสิทธิ์ของสัญญาณการจางหาย ด้วยเหตุนี้กฎการตัดสินใจในสมการ (4.11) จะสามารถแสดงได้ดังนี้

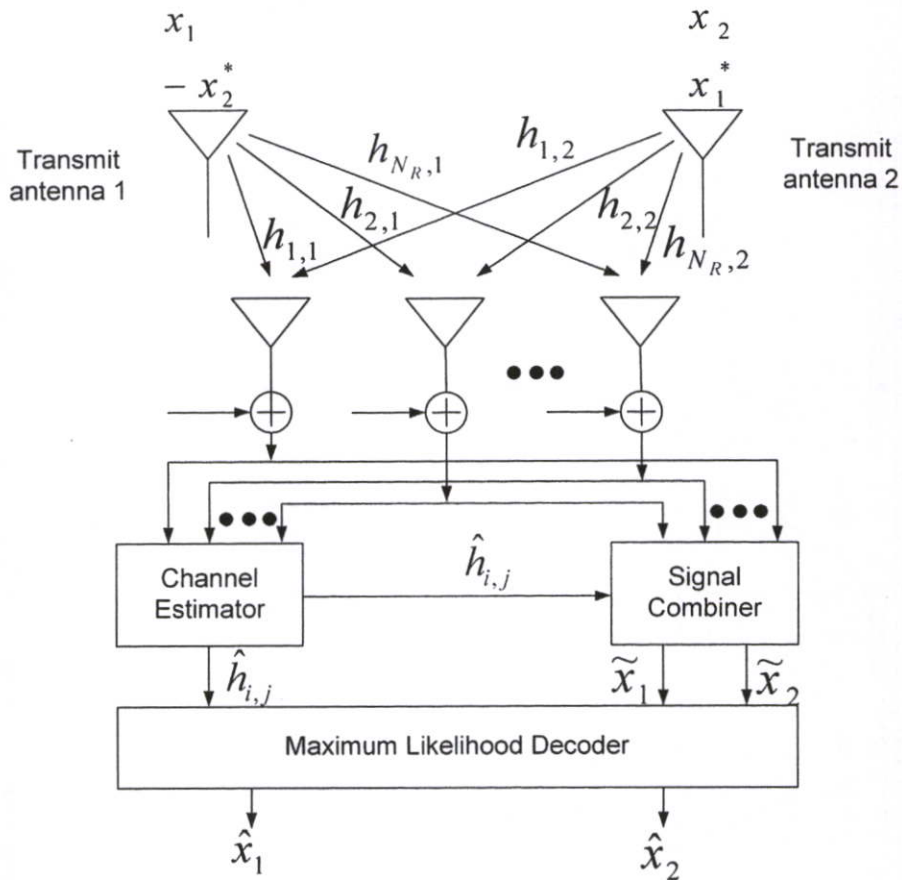
$$\begin{aligned}\hat{x}_1 &= \arg \min_{\hat{x}_1 \in S} d^2(\tilde{x}_1, \hat{x}_1) \\ \hat{x}_2 &= \arg \min_{\hat{x}_2 \in S} d^2(\tilde{x}_2, \hat{x}_2)\end{aligned}\quad (4.12)$$

### 4.2.3 การเข้ารหัสแบบ Alamouti ร่วมกับการใช้สายอากาศรับหลายชุด

เทคนิคโคเวอร์ซีตีแบบ Alamouti สามารถใช้สายอากาศมากกว่าหนึ่งชุด เพื่อเพิ่มสมรรถนะ ในการโคเวอร์ซีตี ดังแสดงในรูปที่ 4.3 ที่เครื่องส่งจะใช้การเข้ารหัสแบบเดิมคือสมการที่ (4.1) จำนวนเส้นทางในการส่งสัญญาณที่มีค่าเท่ากับผลคูณระหว่างจำนวนสายอากาศด้านส่งและจำนวนสายอากาศด้านรับ เมื่อสัญญาณผ่านช่องสัญญาณไปที่เครื่องรับจะได้ค่าดังสมการ

$$\begin{aligned} r_1^j &= h_{j,1}s_1 + h_{j,2}s_2 + n_1^j \\ r_2^j &= -h_{j,1}s_2^* + h_{j,2}s_1^* + n_2^j \end{aligned} \quad (4.13)$$

จากสมการ (4.13) ค่า  $r_1^j$  คือเครื่องรับที่  $j$  ได้รับสัญญาณในช่วงเวลาแรก และ  $r_2^j$  คือเครื่องรับที่  $j$  ได้รับสัญญาณในช่วงเวลาที่สอง



รูปที่ 4.3 เทคนิคโคเวอร์ซีตีแบบ Alamouti ที่ใช้สายอากาศส่ง 2 ชุด และสายอากาศรับ  $N_R$  ชุด

สัญญาณที่รับได้ทั้งหมดจะนำไปรวมกันที่เครื่องรวมสัญญาณแล้วจะได้สัญญาณดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} \tilde{x}_1 &= \sum_{j=1}^{N_R} h_{j,1}^* r_1^j + h_{j,2} (r_2^j)^* \\ &= \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^{N_R} |h_{j,i}|^2 x_i + \sum_{j=1}^{N_R} h_{j,1}^* n_1^j + h_{j,2} (n_2^j)^* \\ \tilde{x}_2 &= \sum_{j=1}^{N_R} h_{j,2}^* r_1^j - h_{j,1} (r_2^j)^* \\ &= \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^{N_R} |h_{j,i}|^2 x_i + \sum_{j=1}^{N_R} h_{j,2}^* n_1^j - h_{j,1} (n_2^j)^* \end{aligned} \quad (4.14)$$

ข้อกำหนดการถอดรหัสแบบ Maximum likelihood สำหรับสองสัญญาณที่เป็นอิสระกัน  $x_1$  และ  $x_2$  แสดงดังนี้

$$\begin{aligned}\hat{x}_1 &= \arg \min_{\hat{x}_1} \left[ \left( \sum_{j=1}^{n_R} (|h_1|^2 + |h_2|^2) - 1 \right) |\hat{x}_1|^2 + d^2(\tilde{x}_1, \hat{x}_1) \right] \\ \hat{x}_2 &= \arg \min_{\hat{x}_2} \left[ \left( \sum_{j=1}^{n_R} (|h_1|^2 + |h_2|^2) - 1 \right) |\hat{x}_2|^2 + d^2(\tilde{x}_2, \hat{x}_2) \right]\end{aligned}\quad (4.15)$$

สำหรับการมอดูเลตแบบ  $M$ -PSK สัญญาณทั้งหมดที่มีกำลังงานที่เท่ากัน กฎการถอดรหัส ML (Maximum likelihood) จะสมมูลกันในกรณีที่มิสยาอากาศรับชุดเดียว แสดงดังสมการ (4.12)

### 4.3 ลักษณะการเข้ารหัสแบบสเปซ-ไทม์

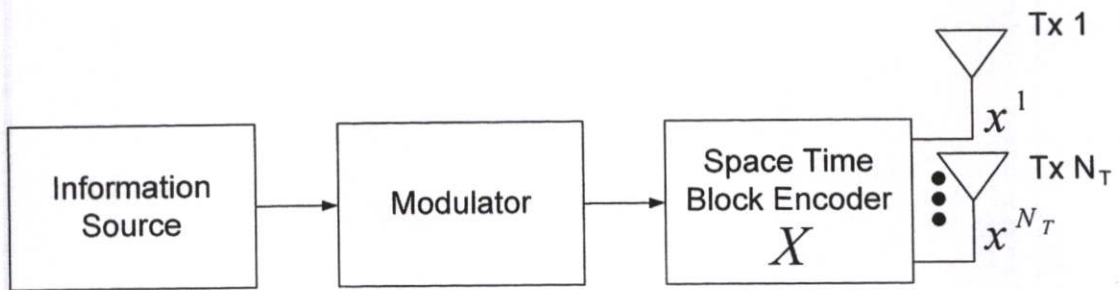
การโคเวอร์ซีดีแบบ Alamouti กำหนดให้สายอากาศด้านส่งมีสองชุดคงที่ จึงได้มีการพัฒนาระบบที่ใช้สายอากาศส่งมากกว่าสองชุด เรียกว่าการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ (STBC) [5]-[8] การเข้ารหัส STBC จะใช้ชุดข้อมูลครั้งละ  $km$  บิตเพื่อนำมอดูเลตให้ได้สัญลักษณ์จำนวนรูปแบบของสัญลักษณ์ขึ้นอยู่กับชนิดการมอดูเลต เช่น 16QAM จะใช้ 4 บิตต่อสัญลักษณ์ ดังนั้นรูปแบบของสัญลักษณ์จะมีจำนวน  $2^4$  สัญลักษณ์ นำสัญลักษณ์ที่ได้ไปเข้าบล็อกรหัสทีละ  $k$  สัญลักษณ์ ในระยะเวลาเท่ากับ  $p$  ช่วงเวลา สามารถจัดให้อยู่ในรูปเมตริกที่มีขนาดเท่ากับ  $N_T$  แถว และ  $p$  หลัก เมื่อ  $N_T$  คือจำนวนสายอากาศด้านส่ง ระบบจะส่งสัญญาณผ่านสายอากาศทุกชุดพร้อมๆ กัน โดยมีรูปแบบตามกำหนด ในช่วงเวลาเท่ากับ  $p$  ช่วงเวลา นั้นหมายความว่าในช่วงเวลาเท่ากับ  $p$  ระบบส่งสัญลักษณ์ออกไปเท่ากับ  $k$  สัญลักษณ์ ดังนั้นอัตราการเข้ารหัสของ STBC มีค่าเท่ากับ

$$R = k / p \quad (4.16)$$

และมีค่าประสิทธิภาพเชิงสเปกตรัม (Spectral efficiency) ของการเข้ารหัส STBC เท่ากับ

$$\eta = km / p \text{ bit/sec/Hz} \quad (4.17)$$

การเข้ารหัสแบบ STBC มีโครงสร้างอย่างง่ายดังแสดงในรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ที่มีโครงสร้างอย่างง่าย

การเข้ารหัส STBC สามารถแบ่งออกเป็น 2 ชนิด ตามลักษณะของสัญลักษณ์ที่ได้จากการมอดูเลต ถ้าระบบใช้การมอดูเลตทางแอมพลิจูดหรือ ASK สัญลักษณ์ที่ได้จะเป็นจำนวนจริง [8] และ ถ้าระบบใช้การมอดูเลตทางเฟสหรือ PSK หรือแบบ QAM สัญลักษณ์ที่ได้จะเป็นจำนวนเชิงซ้อน โดยจะกล่าวถึงรายละเอียดในหัวข้อถัดไป

#### 4.3.1 การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์สำหรับสัญลักษณ์ที่เป็นจำนวนจริง

สำหรับการส่งสัญญาณจะส่งออกไปในลักษณะเมตริกที่ขนาดเท่ากับ  $N_T \times p$  นำสัญลักษณ์จำนวนเท่ากับ  $k$  นำมาจัดรูปแบบบนช่วงเวลา ถ้าจำนวนช่วงเวลาที่ใช้เข้ารหัสเท่ากับจำนวนสายอากาศส่ง จะทำให้เมตริกเป็นสี่เหลี่ยมจัตุรัส ดังนั้นจะทำให้ระบบมีอัตราการใช้รหัสสูงสุดนั่นคือ  $R=1$  ดังแสดงในสมการ

$$X_2 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 \\ x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

จากสมการที่ (4.18) เป็นระบบที่สายอากาศส่งสองชุด และสมการ (4.19) และ (4.20) เป็นระบบที่ใช้สายอากาศส่งเท่ากับ 4 และ 8 ตามลำดับ

$$X_4 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 \\ x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

$$X_8 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & -x_5 & -x_6 & -x_7 & -x_8 \\ x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 & -x_6 & x_5 & x_8 & -x_7 \\ x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 & -x_7 & -x_8 & x_5 & x_6 \\ x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 & -x_8 & x_7 & -x_6 & x_5 \\ x_5 & x_6 & x_7 & x_8 & x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \\ x_6 & -x_5 & x_8 & -x_7 & x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \\ x_7 & -x_8 & -x_5 & x_6 & x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 \\ x_8 & x_7 & -x_6 & -x_5 & x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

จากสมการที่ผ่านมามีการจัดรูปแบบสัญลักษณ์เป็นสี่เหลี่ยมจัตุรัส ถ้าระบบต้องการส่ง 4 สัญลักษณ์ และมีสายอากาศส่ง 3 ชุด จะต้องใช้ช่วงเวลา 4 ช่วงในการส่งสามารถจัดข้อมูลได้ตามสมการที่ (4.21)

$$X = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

จากสมการที่ผ่านมาแต่ละแถวของเมตริกจะต้องตั้งฉากกัน ซึ่งสามารถพิสูจน์ได้จากสมการ (4.22)

$$X_{NT} \cdot X_{NT}^T = \left( \sum_{i=1}^n |s_i|^2 \right) I_{NT} \quad (4.22)$$

**4.3.2 การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์สำหรับสัญลักษณ์ที่เป็นจำนวนเชิงซ้อน**  
การเข้ารหัสแบบ Alamouti ถูกดำเนินถึงจากการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ร่วมกับ สัญลักษณ์เชิงซ้อนสำหรับสายอากาศส่งสองชุด เมตริกการส่งผ่านจะแสดงดังนี้

$$X = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

สำหรับระบบที่ใช้การมอดูเลตทางเฟส จะมีสัญลักษณ์เป็นจำนวนเชิงซ้อน ดังนั้นการเข้ารหัสจะมีรูปแบบของสัญลักษณ์ที่มีสัญลักษณ์เชิงซ้อน ดังสมการต่อไปนี้

$$X_3^{1/2} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & x_1^* & -x_2^* & -x_3^* & -x_4^* \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_2^* & x_1^* & x_4^* & -x_3^* \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

$$X_4^{1/2} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & x_1^* & -x_2^* & -x_3^* & -x_4^* \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_2^* & x_1^* & x_4^* & -x_3^* \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \\ x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 & x_4^* & x_3^* & -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

สมการที่ (4.24) คือการเข้ารหัสที่อัตรา  $\frac{1}{2}$  [8] เมื่อใช้สายอากาศส่งจำนวน 3 ชุด 4 สัญลักษณ์และใช้ช่วงเวลา 8 ช่วงในการส่งสัญญาณ และสมการที่ (4.25) คือการเข้ารหัสที่อัตรา  $\frac{1}{2}$  เมื่อใช้สายอากาศส่งจำนวน 4 ชุด มี 4 สัญลักษณ์ และใช้ช่วงเวลา 8 ช่วงในการส่งสัญญาณ ระบบที่ใช้อัตรา  $\frac{1}{2}$  จะมีสมรรถนะในการโคเวอริจี้ที่สูงกว่าแบบอัตรารหัสเท่ากับ 1 ดังนั้นจึงเหมาะกับการมอดูเลตในระดับสูง เช่น 32QAM หรือ 64QAM เป็นต้น

### 4.3.3 การถอดรหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์

พิจารณาสมบัติของช่องสัญญาณ  $h_{j,i}(t)$  เป็นค่าคงที่  $p$  สัญลักษณ์

$$h_{j,i}(t) = h_{j,i}, \quad t = 1, 2, \dots, p \quad (4.26)$$

การถอดรหัสแบบ Maximum likelihood จะเหมือนกับรูปแบบหนึ่งของแบบแผน Alamouti ซึ่งสามารถสร้างการตัดสินใจสำหรับการส่งสัญญาณ  $x$ , ดังสมการ (4.27)

$$\tilde{x}_i = \sum_{t=1}^{N_T} \sum_{j=1}^{N_R} \text{sgn}_i(i) \cdot r_t^j \cdot h_{j,i}^* \quad (4.27)$$

เมื่อ  $N_T$  คือจำนวนสายอากาศด้านส่ง และ  $N_R$  คือจำนวนสายอากาศด้านรับ

รหัส STBC สามารถถอดรหัสโดยการรวมสัญญาณเชิงเส้นที่เครื่องรับ และใช้ค่าประมาณช่องสัญญาณ จากสมการที่ (4.24) คือระบบที่ใช้สายอากาศส่งจำนวน 3 ชุดเข้ารหัสในอัตรา  $\frac{1}{2}$  สามารถถอดรหัสได้ดังสมการที่ (4.28) เมื่อกำหนดให้  $r_p^j$  คือสัญญาณที่เครื่องรับที่  $j$  ในช่วงเวลาที่  $p$

$$\begin{aligned}
\tilde{x}_1 &= \sum_{j=1}^{N_R} \{r_1^j h_{j,1}^* + r_2^j h_{j,2}^* + r_3^j h_{j,3}^* + r_5^j * h_{j,1} + r_6^j * h_{j,2} + r_7^j * h_{j,3}\} \\
&= \rho_3 x_1 + \sum_{j=1}^{N_R} \{n_1^j h_{j,1}^* + n_2^j h_{j,2}^* + n_3^j h_{j,3}^* + n_5^j * h_{j,1} + n_6^j * h_{j,2} + n_7^j * h_{j,3}\} \\
\tilde{x}_2 &= \sum_{j=1}^{N_R} \{r_1^j h_{j,2}^* + r_2^j h_{j,1}^* + r_4^j h_{j,3}^* + r_5^j * h_{j,2} + r_6^j * h_{j,1} + r_8^j * h_{j,3}\} \\
&= \rho_3 x_1 + \sum_{j=1}^{N_R} \{n_1^j h_{j,2}^* + n_2^j h_{j,1}^* + n_4^j h_{j,3}^* + n_5^j * h_{j,2} + n_6^j * h_{j,1} + n_8^j * h_{j,3}\} \\
\tilde{x}_3 &= \sum_{j=1}^{N_R} \{r_1^j h_{j,3}^* + r_3^j h_{j,1}^* + r_4^j h_{j,2}^* + r_5^j * h_{j,3} + r_7^j * h_{j,1} + r_8^j * h_{j,2}\} \\
&= \rho_3 x_1 + \sum_{j=1}^{N_R} \{n_1^j h_{j,3}^* + n_3^j h_{j,1}^* + n_4^j h_{j,2}^* + n_5^j * h_{j,3} + n_7^j * h_{j,1} + n_8^j * h_{j,2}\} \\
\tilde{x}_4 &= \sum_{j=1}^{N_R} \{r_2^j h_{j,3}^* + r_3^j h_{j,2}^* + r_4^j h_{j,1}^* + r_6^j * h_{j,3} + r_7^j * h_{j,2} + r_8^j * h_{j,1}\} \\
&= \rho_3 x_1 + \sum_{j=1}^{N_R} \{n_2^j h_{j,3}^* + n_3^j h_{j,2}^* + n_4^j h_{j,1}^* + n_6^j * h_{j,3} + n_7^j * h_{j,2} + n_8^j * h_{j,1}\}
\end{aligned} \tag{4.28}$$

เมื่อ

$$\rho_3 = 2 \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^{N_R} |h_{j,i}|^2 \tag{4.29}$$

เมื่อได้ค่า  $\tilde{s}_1, \tilde{s}_2, \tilde{s}_3$  และ  $\tilde{s}_4$  แล้วสามารถคืนสัญญาณด้วยวิธีการรวมสัญญาณแบบคืนความตั้งฉาก (Orthogonal Restoring combining: ORC) ดังสมการ (4.30)

$$\begin{aligned}
\hat{s}_1 &= \frac{\tilde{s}_1}{2 \sum_{i=1}^{N_T} \sum_{j=1}^{N_R} |h_{j,i}|^2} \\
\hat{s}_2 &= \frac{\tilde{s}_2}{2 \sum_{i=1}^{N_T} \sum_{j=1}^{N_R} |h_{j,i}|^2} \\
\hat{s}_3 &= \frac{\tilde{s}_3}{2 \sum_{i=1}^{N_T} \sum_{j=1}^{N_R} |h_{j,i}|^2} \\
\hat{s}_4 &= \frac{\tilde{s}_4}{2 \sum_{i=1}^{N_T} \sum_{j=1}^{N_R} |h_{j,i}|^2}
\end{aligned} \tag{4.30}$$

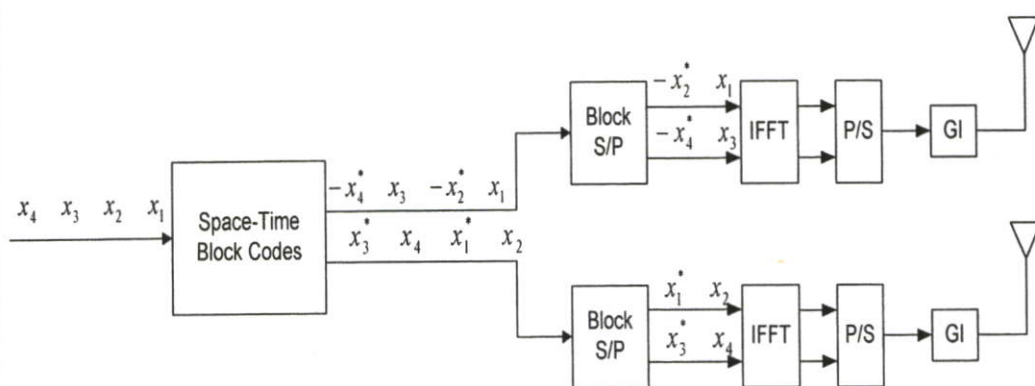
#### 4.3.4 การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ร่วมกับ OFDM

การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ร่วมกับ OFDM ที่ได้ถูกนำมาใช้ [22] จะเป็นดังรูปที่ 4.5 ซึ่งได้แสดงรูปแบบของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ร่วมกับ OFDM ทางด้านส่งร่วมกับสายอากาศ  $n_T$  จำนวนสองชุดและจำนวนของคลื่นพาห่อย่อย  $n_s$  2 ความถี่การมอดูเลตข้อมูลจะถูกนำเสนอใน [20] เมื่อ  $i^{th}$  เป็นจำนวนของเฟรม

(4.31)

$$X_i = [x_1 \quad x_2 \quad \dots \quad x_{2k}]$$

เมื่อ  $X_{i,j}^n(k)$  เป็นการส่งผ่านของข้อมูลบนจำนวน  $k^{th}$  คลื่นพาห่อย่อย และจำนวนสายอากาศ  $n_T$



รูปที่ 4.5 รูปแบบของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ร่วมกับ OFDM ทางด้านส่ง

เมตริกการส่งผ่านสำหรับ  $k^{th}$  คลื่นพาห่อย่อย หลังจากการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์จะแสดงดังนี้

$$X_i(k) = \begin{bmatrix} X_{i,1}^1(k) & X_{i,1}^2(k) \\ X_{i,2}^1(k) & X_{i,2}^2(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{2k-1} & x_{2k} \\ -x_{2k}^* & x_{2k-1}^* \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

#### 4.3.5 การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ฟรีควเอนซ์ร่วมกับ OFDM

การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ฟรีควเอนซ์ร่วมกับ OFDM การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ฟรีควเอนซ์ ได้นำการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์มาปรับใช้ใน โดเมนความถี่ เนื่องจากสามารถปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบบนช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบเลือกความถี่และกำเนิดสัญลักษณ์บน  $k^{th}$  คลื่นพาห่อย่อย ของ OFDM รูปที่ 4.6 แสดงวิธีการส่งสำหรับระบบการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ร่วมกับ OFDM การเข้ารหัสมอดูเลตจะกำเนิดสัญลักษณ์  $X_{i,m}[k]$  ส่งไปยังสายอากาศส่ง  $n_T$  ชุด ที่  $h$  คลื่นพาห่อย่อย และ  $m^{th}$  OFDM สัญลักษณ์ ซึ่งจะแสดงดังสมการที่ (4.33) [21]

$$\begin{aligned}
 G_2 &= \begin{bmatrix} X_{1,m}[2r] & X_{1,m}[2r+1] \\ X_{2,m}[2r] & X_{2,m}[2r+1] \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} D_m[2r] & -D_m^*[2r+1] \\ D_m[2r+1] & D_m^*[2r] \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{4.33}$$

สัญญาณที่รับได้แสดงได้โดย

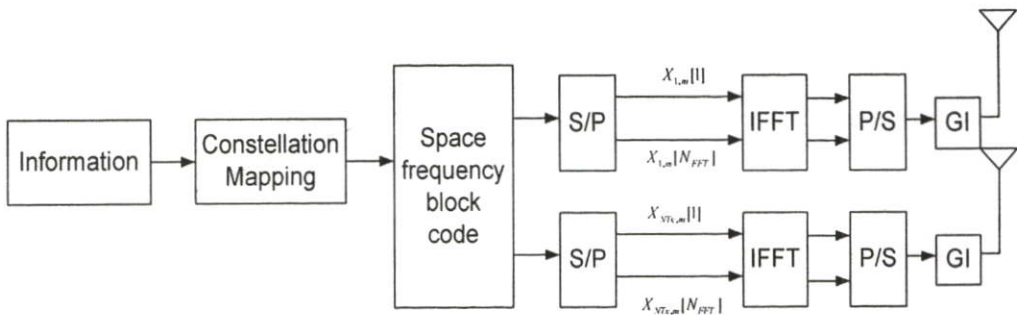
$$\begin{aligned}
 r_m[2r] &= X_{1,m}[2r]H_{1,m}[2r] + X_{2,m}[2r]H_{2,m}[2r] + N_m[2r] \\
 &= D_m[2r]H_{1,m}[2r] + D_m[2r+1]H_{2,m}[2r] + N_m[2r]
 \end{aligned} \tag{4.34}$$

และ

$$\begin{aligned}
 r_m[2r+1] &= X_{1,m}[2r+1]H_{1,m}[2r+1] + \\
 &X_{2,m}[2r+1]H_{2,m}[2r+1] + N_m[2r+1] \\
 &= D_m^*[2r+1]H_{1,m}[2r+1] - \\
 &D_m^*[2r]H_{2,m}[2r+1] + N_m[2r+1]
 \end{aligned} \tag{4.35}$$

และเอาที่พุดของสัญญาณจะแสดงดังนี้

$$\begin{aligned}
 y_m[2r] &= r_m[2r]H_{1,m}^*[2r] + r_m^*[2r+1]H_{2,m}[2r] \\
 y_m[2r+1] &= r_m[2r]H_{2,m}^*[2r] + r_m^*[2r+1]H_{1,m}[2r]
 \end{aligned} \tag{4.36}$$



รูปที่ 4.6 รูปแบบของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ฟรีควเอนซ์ร่วมกับ OFDM ทางด้านส่ง

#### 4.4 บทสรุป

บทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการเข้ารหัสแบบสเปซ-ไทม์ ซึ่งมีการเข้ารหัสแบบ Alamouti ที่มีสายอากาศด้านรับหนึ่งชุดและสายอากาศทางด้านรับและส่งจำนวนหลายชุด รวมทั้งลักษณะการเข้ารหัสสเปซ-ไทม์ และการถอดรหัสแบบ ML รวมทั้งอธิบายโครงสร้างของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ และการเข้ารหัสและถอดรหัสการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ฟรีควอนซ์ โดยได้แสดงรูปแบบการเข้ารหัสทั้งสองแบบ ซึ่งได้แสดงลักษณะการเข้ารหัสบล็อกที่มีการใช้เทคนิคของ OFDM ซึ่งสิ่งต่างๆ ที่กล่าวมาทั้งหมดนี้ล้วนแล้วแต่เป็นความรู้พื้นฐานที่สำคัญในการศึกษาค้นคว้าและวิเคราะห์การทำงานของการทำงานของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์และการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ฟรีควอนซ์

## บทที่ 5

# ช่องสัญญาณการสื่อสาร

### 5.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะได้อธิบายถึงหลักการเบื้องต้นของการแพร่กระจายคลื่นวิทยุ (Radio wave propagation) บนช่องสัญญาณที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลี (Rayleigh distribution) ในรูปแบบต่างๆ ซึ่งนำมาใช้ในการออกแบบและสร้างแบบจำลองสำหรับระบบการส่งผ่านสัญญาณจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับ โดยปกติสัญญาณที่ส่งออกไปจะถูกสะท้อนและอาจถูกบดบังสัญญาณในรูปของสิ่งก่อสร้าง ภูเขา หรือต้นไม้ เป็นต้น ซึ่งส่งผลทำให้ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงและส่งผลกระทบต่อคุณภาพของสัญญาณทางด้านรับได้ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในระบบการสื่อสารแบบไร้สายนั้น ความเร็วในการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์ทางด้านเครื่องรับมีผลทำให้สัญญาณเกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วและฉับพลัน ทำให้ยากต่อการคาดเดาสถานะของช่องสัญญาณที่เกิดการเปลี่ยนแปลงขึ้น จึงส่งผลกระทบต่อคุณภาพของสัญญาณที่อุปกรณ์ทางด้านรับให้มีค่าแปรลง ฉะนั้นจึงต้องมีการพิจารณาระบบการส่งผ่านสัญญาณที่มีความเหมาะสมกับความต้องการการใช้งานในแต่ละสถานะของช่องสัญญาณด้วยเช่นกัน

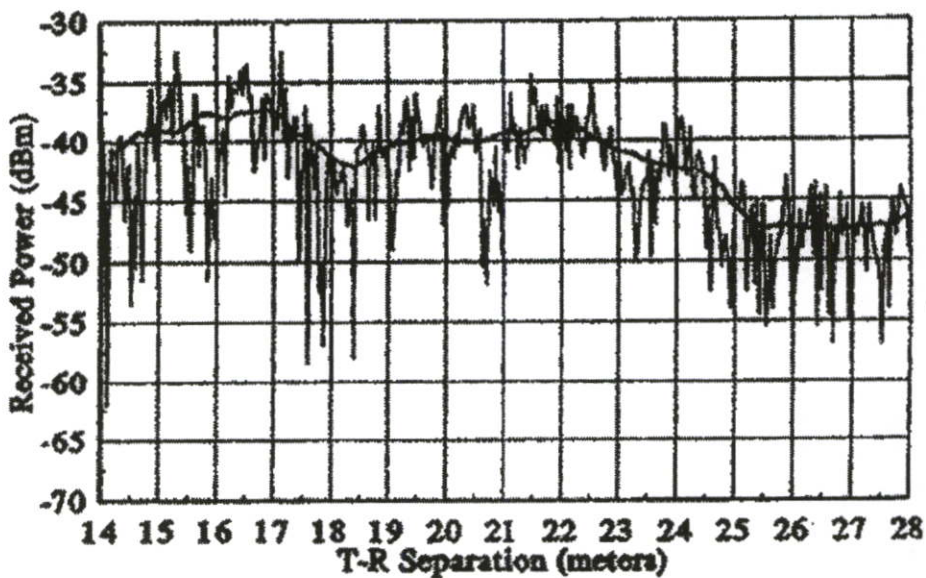
### 5.2 การแพร่กระจายคลื่น

โดยปกติเมื่อคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเดินทางไปยังอวกาศว่าง (Free space) จะเกิดการแพร่กระจายคลื่น (Propagation) ที่แตกต่างกัน ซึ่งอาจอยู่ในรูปของการสะท้อน (Reflection) การเลี้ยวเบน (Diffraction) และการกระจัดกระจาย (Scattering) ซึ่งโดยส่วนมากระบบการสื่อสารที่อยู่ภายใต้พื้นที่ในเมืองจะพบว่าไม่มีส่วนของช่องสัญญาณในเส้นสายคาที่ส่งจากเครื่องส่งมายังเครื่องรับ เนื่องจากเครื่องส่งส่วนมากมักจะติดตั้งอยู่บนอาคารสูงเพื่อให้ครอบคลุมพื้นที่การให้บริการนั่นเอง ดังนั้นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ถูกส่งออกมาจึงถูกบดบังและเกิดการเปลี่ยนแปลงบนวัตถุหรืออาคารที่ล้อมรอบในบริเวณเหล่านั้นด้วยเช่นกัน และเนื่องจากระยะทางระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับที่เพิ่มมากขึ้นยิ่งส่งผลทำให้ความแรงของสัญญาณมีค่าลดลง รวมทั้งอาจจะทำให้เกิดการจางหายหลายวิถีด้วย (Multipath fading)

รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจะอยู่บนพื้นฐานของค่าความแรงเฉลี่ยของสัญญาณที่รับได้ตามระยะทางที่กำหนด โดยระยะทางระหว่างเครื่องส่งไปยังเครื่องรับ (Transmitter-Receiver: T-R) จะถูกนำมาใช้ในการประมาณพื้นที่ระหว่างเครื่องรับและเครื่องส่ง ถ้าระยะทางมีขนาดหลายร้อยเมตรขึ้นไปจะเรียกรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นแบบนี้ว่า “การจางหายแบบสเกลกว้าง”

(Large-scale fading) สำหรับในช่วงระยะทางสั้นๆ หรือระยะทางไม่ไกลมากนัก จะเรียกรูปแบบนี้ว่า “การจางหายแบบสเกลแคบ” (Small-scale fading)

ถ้าเครื่องรับเคลื่อนที่ด้วยระยะทางไม่ไกลมากนัก ความแรงของสัญญาณที่ได้รับนั้นจะเกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วจนทำให้เกิดการจางหายที่เป็นการจางหายแถบความถี่แคบ ซึ่งอาจทำให้สัญญาณมีขนาดลดลงเกือบ 3-4 ชั้น หรือประมาณ 30-40 dB แต่ถ้าเครื่องรับมีการเคลื่อนที่เปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ ตามระยะทางที่เพิ่มขึ้น ซึ่งการจางหายที่เกิดขึ้นนี้เรียกว่าเป็นการจางหายแบบสเกลกว้าง รูปที่ 5.1 แสดงตัวอย่างของระบบการสื่อสารภายในอาคารที่สัญญาณทางด้านรับมีการเปลี่ยนแปลงรูปของการจางหายแบบสเกลแคบและการจางหายแบบสเกลกว้าง จากรูปจะเห็นว่าการจางหายที่เกิดขึ้นอย่างรวดเร็วนั้นจะเกิดขึ้นตามการเคลื่อนที่ของเครื่องรับ แต่ถ้าเป็นการจางหายแบบสเกลกว้างพบว่าการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณเป็นการเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ ตามระยะทางที่เพิ่มขึ้นนั่นเอง ส่วนองค์ประกอบที่ทำให้เกิดการจางหายทั้งสองรูปแบบนั้นจะขอกกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

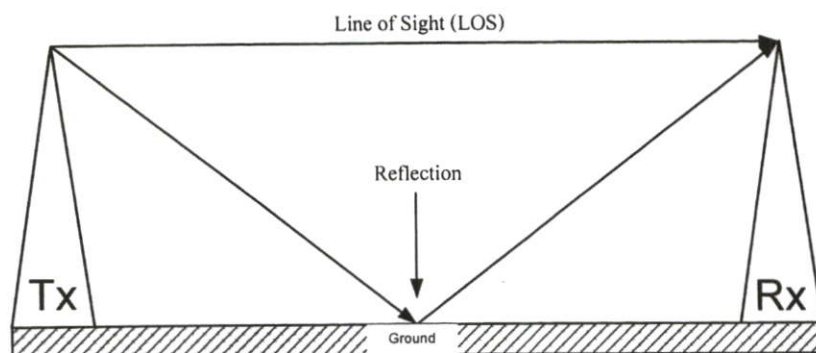


รูปที่ 5.1 การจางหายในรูปของการจางหายแบบสเกลแคบและการจางหายแบบสเกลกว้าง

### 5.3 การจางหายแบบสเกลกว้าง

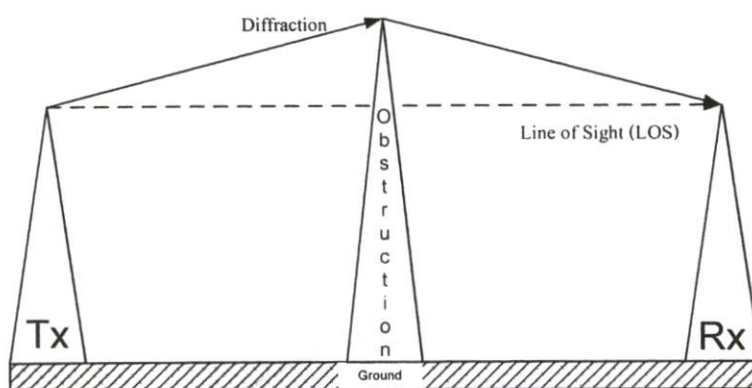
การสะท้อน การเลี้ยวเบน และการกระจัดกระจาย ทั้ง 3 เป็นการแพร่กระจายคลื่นพื้นฐานของการจางหายแบบสเกลกว้าง ซึ่งมีผลต่อระบบการสื่อสารแบบเคลื่อนที่อย่างมาก ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้

- การสะท้อน เกิดขึ้นเมื่อคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแพร่กระจายออกไปกระทบกับวัตถุ ซึ่งวัตถุมีขนาดใหญ่กว่ามากเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นของคลื่นที่แพร่กระจายไป การสะท้อนนั้นเกิดขึ้นจากพื้นผิวโลก อาคาร และผนัง เป็นต้น ซึ่งรูปที่ 5.2 แสดงการสะท้อนของคลื่น



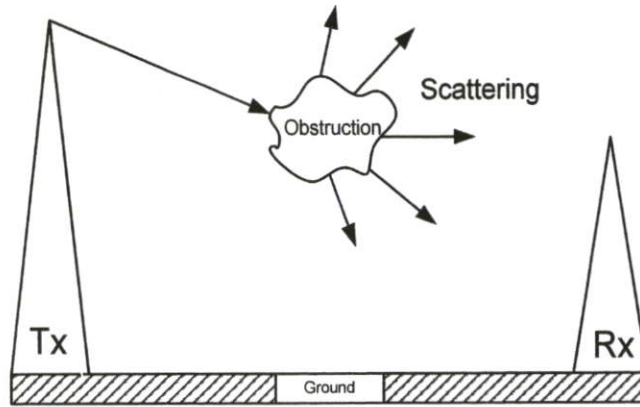
รูปที่ 5.2 การสะท้อนของคลื่น

- การเลี้ยวเบน เกิดขึ้นเมื่อเส้นทางของคลื่นวิทยุระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ ถูกขวางกั้นด้วยพื้นผิววัตถุ ซึ่งมีลักษณะไม่เรียบบริเวณขอบของวัตถุนั้นๆ ส่งผลทำให้เกิดคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าขึ้นมาใหม่จากการตกกระทบของคลื่นบนวัตถุนั้นและส่งผ่านทะลุออกไปทางด้านหลังของวัตถุ ซึ่งมาจากการเลี้ยวเบนของคลื่นนั่นเอง ในกรณีความถี่สูงๆ การเลี้ยวเบนจะมีลักษณะคล้ายการสะท้อน ซึ่งขึ้นอยู่กับรูปทรงเรขาคณิตของวัตถุ โดยคลื่นที่ตกกระทบจะมีขนาด เฟส และการเดินทางของคลื่น (Polarization) เช่นเดียวกับกับจุดที่เกิดการเลี้ยวเบน โดยการเลี้ยวเบนของคลื่นจะแสดงดังรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.3 การเลี้ยวเบนของคลื่น

- การกระจัดกระจาย เกิดขึ้นเมื่อคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเดินทางผ่านตัวกลางมาพบวัตถุที่มีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับความยาวคลื่น แต่จำนวนของสิ่งกีดขวางต่อพื้นที่มีจำนวนมาก คลื่นที่กระจัดกระจายมักจะเกิดกับวัตถุที่มีผิวขรุขระ ขนาดเล็ก หรือวัตถุอื่นๆ ที่ผิวไม่เรียบ ในทางปฏิบัติการกระจัดกระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับการสื่อสารแบบเคลื่อนที่นั้น มักจะเกิดจาก ใบไม้ ป้ายบอกทาง หรือเสาไฟฟ้า เป็นต้น ซึ่งการกระจัดกระจายของคลื่นจะแสดงดังรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 การกระจัดกระจายของคลื่น

การสูญเสียเชิงวิถี (Path loss: PL) เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญที่สุดของการแพร่กระจายการจางหายแบบสเกลกว้างที่ถูกนำมาใช้ในการคาดการณ์ประสิทธิภาพของระบบการสื่อสาร ซึ่งการสูญเสียเชิงวิถีนี้จะแทนการลดทอนของสัญญาณ มีขนาดจำนวนเต็มบวกโดยมีการวัดค่าเป็น dB และถูกกำหนดตามค่าความแตกต่างระหว่างกำลังทางด้านส่งและทางด้านรับ ค่าการสูญเสียจะถูกรเรียกว่า การสูญเสียในอากาศ (Free space loss) ซึ่งถูกกำหนด

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

โดยที่  $P_t$  และ  $P_r$  แทนกำลังทางด้านส่งและกำลังที่รับได้ ตามลำดับ ส่วน  $d$  คือ ระยะทางระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ

#### 5.4 การจางหายแบบสเกลแคบ

การจางหายแบบสเกลแคบ หรือเรียกง่าย ๆ ว่าการจางหาย (Fading) ถูกใช้ในการอธิบายถึงขนาดของสัญญาณวิทยุที่มีการเปลี่ยนแปลงขึ้นลงอย่างรวดเร็วบนช่วงระยะเวลาแบบสั้น ๆ หรือระยะทางในการเดินทางของคลื่นไม่มากนัก ซึ่งผลกระทบในการสูญเสียเชิงวิถีการจางหายแบบสเกลกว้างอาจถูกตัดทิ้งไป การจางหายเป็นสาเหตุที่ทำให้เกิดการแทรกสอดระหว่างสองสัญญาณที่ถูกส่งออกมาหรือมากกว่านั้น ซึ่งมาถึงเครื่องรับด้วยระยะเวลาที่แตกต่างกันเพียงเล็กน้อย คลื่นเหล่านี้ถูกเรียกว่า “คลื่นหลายวิถี” โดยสัญญาณจะถูกนำมารวมกันที่สายอากาศทางด้านรับ ซึ่งอาจมีการเปลี่ยนแปลงอย่างมากในรูปของขนาดและเฟส โดยขึ้นอยู่กับการกระจายของสัญญาณ เวลาของการแพร่กระจายของคลื่น และแบนด์วิธของสัญญาณที่ถูกส่งออกไป

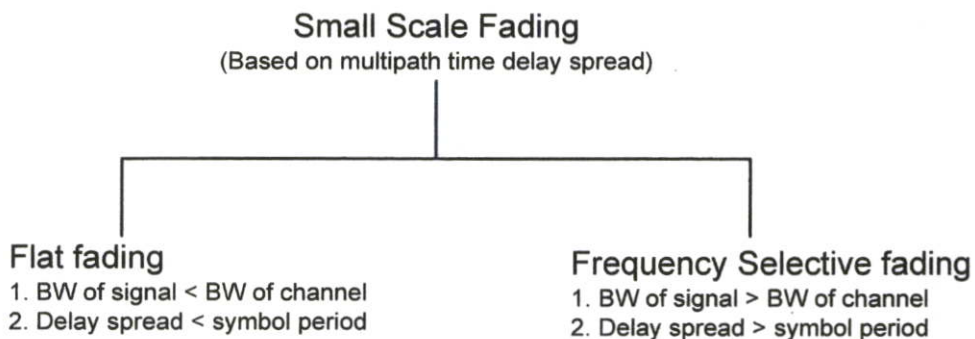
ปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อการใช้งาน มีดังนี้คือ

- การแพร่กระจายคลื่นหลายวิถี เกิดขึ้นจากการสะท้อนของคลื่นที่มาจากพื้นหรือสิ่งก่อสร้างที่ล้อมรอบเครื่องรับ จึงทำให้ทิศทางของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าและระยะทางที่มาถึงของสัญญาณมีความแตกต่างกันด้วยเช่นกัน ซึ่งอาจทำให้ความแรงของสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลาพร้อมกับเกิดการผิดเพี้ยนไปของสัญญาณ และนำไปสู่การเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญญาณขึ้นมานี้ได้

- ความเร็วของเครื่องรับ ความสัมพันธ์ของการเคลื่อนที่ระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับจะเกิดการเปลี่ยนแปลงในรูปความถี่ เนื่องด้วยการเคลื่อนไปของคอปเพลอร์ (Doppler shift) ที่แตกต่างกันซึ่งขึ้นอยู่กับทิศทางการเคลื่อนที่ไปของเครื่องรับเมื่อเทียบกับเครื่องส่ง เช่นถ้าเครื่องรับมีการเคลื่อนที่เข้าหาเครื่องส่งค่าคอปเพลอร์นี้จะมีค่าเป็นบวก และถ้าเดินทางในทิศทางตรงกันข้ามจะมีค่าเป็นลบ

- ความเร็วของวัตถุแวดล้อม ถ้าวัตถุมีการเคลื่อนที่จะส่งผลทำให้ส่วนประกอบของคลื่นหลายวิถี (Multipath) การเปลี่ยนแปลงในรูปของค่าคอปเพลอร์เช่นเดียวกัน โดยเฉพาะวัตถุที่มีการเคลื่อนที่ไปด้วยความเร็วมากกว่าตัวเครื่องรับ นั่นคือผลกระทบนี้จะเป็นส่วนสำคัญที่ทำให้เกิดการจางหายขึ้น แต่อย่างไรก็ตามการเคลื่อนที่ไปของวัตถุโดยรอบอาจถูกตัดทิ้งไป ซึ่งโดยส่วนมากจะถูกพิจารณาเฉพาะความเร็วของเครื่องรับเท่านั้น

- แบนด์วิทของสัญญาณทางด้านส่ง ถ้าแบนด์วิทของสัญญาณที่ถูกส่งออกมามีค่ามากกว่าแบนด์วิทของช่องสัญญาณแบบหลายวิถีสัญญาณด้านรับอาจเกิดการผิดเพี้ยนไปได้ แบนด์วิทของช่องสัญญาณสามารถกำหนดโดยใช้แบนด์วิทร่วมนัย (Coherence bandwidth) ซึ่งจะเกี่ยวข้องกับโครงสร้างของช่องสัญญาณแบบหลายวิถีโดยเฉพาะ ถ้าสัญญาณที่ถูกส่งออกไปยังแถบความถี่แคบเมื่อเทียบกับช่องสัญญาณ จะพบว่าขนาดของช่องสัญญาณจะเกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วแต่สัญญาณไม่เกิดการผิดเพี้ยนไป

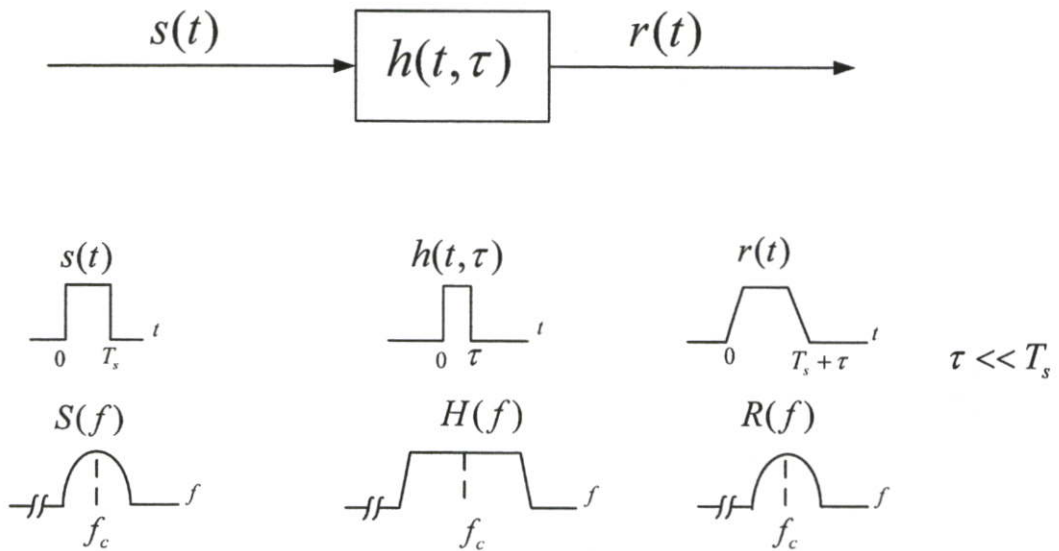


รูปที่ 5.5 การจางหายที่ขึ้นอยู่กับการแผ่ประวิงเวลาของคลื่นหลายวิถี

การจางหายของช่องสัญญาณแบบสเกลแคบนี้สามารถแบ่งออกเป็น 2 ชนิด คือ ผลกระทบการจางหายเนื่องจากการแผ่ประวิงเวลาของคลื่นหลายวิถี และผลกระทบการจางหายเนื่องจากการแผ่ คอปเพลอร์ ซึ่งในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะได้กล่าวถึงช่องสัญญาณการจางหายเนื่องจากการแผ่ประวิงเวลาของคลื่นหลายวิถีแสดงดังรูปที่ 5.5 โดยจะกล่าวต่อไปนี้

#### 5.4.1 ช่องสัญญาณการจางหายแบบแบนราบ (Flat fading channel)

ถ้าช่องสัญญาณวิทยุมีอัตราขยายคงที่ และผลของเฟสเป็นเชิงเส้นบนแบนด์วิท ซึ่งคิดว่าแบนด์วิทของช่องสัญญาณที่ส่ง จากนั้นสัญญาณด้านรับที่ได้รับการจางหายแบบแบนราบ ซึ่งเป็นการจางหายทั่วไปที่เกิดขึ้นในการจางหายแบบแบนราบ โครงสร้างคลื่นหลายวิถีของช่องสัญญาณคือ คุณลักษณะสเปกตรัมของช่องสัญญาณส่งที่ตั้งอยู่บนเครื่องรับ อย่างไรก็ตามความแรงของสัญญาณทางด้านรับจะเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา เนื่องจากการแกว่งไปมาบนอัตราขยายของช่องสัญญาณส่งผลต่อช่องสัญญาณหลายวิถี ช่องสัญญาณการจางหายแบบแบนราบจะแสดงดังรูปที่ 5.6



รูปที่ 5.6 คุณลักษณะช่องสัญญาณการจางหายแบบแบนราบ [16]

จากรูปที่ 5.6 จะเห็นว่า ถ้าอัตราขยายของช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงบนช่วงเวลาดังนั้นการเปลี่ยนแปลงของขนาดจะเกิดขึ้นที่สัญญาณด้านรับ ช่วงเวลาดังกล่าวสัญญาณด้านรับ  $r(t)$  จะมีอัตราขยายที่เปลี่ยนแปลง แต่สเปกตรัมการส่งผ่านจะถูกคงไว้ ซึ่งในช่องสัญญาณการจางหายแบบแบนราบ การกลับส่วนแบนด์วิทของสัญญาณด้านส่งจะสูงกว่าการแผ่ประวิงเวลาสัญญาณหลายวิถีของช่องสัญญาณ และ  $h_b(t, \tau)$  จะถูกประมาณว่าไม่มีเวลาประวิง ( $\tau = 0$ ) ดังนั้นช่องสัญญาณการจางหายแบบแบนราบจึงจำเป็นต้องรู้การเปลี่ยนแปลงขนาดของช่องสัญญาณและ

บางครั้งจะถูกอ้างอิงถึงช่องสัญญาณแถบความถี่แคบ (Narrowband channel) เนื่องจากแบนด์วิธของสัญญาณที่ใช้แคบกว่าเมื่อเทียบกับแบนด์วิธของสัญญาณการจางหายแบบแบนราบ ฉะนั้นช่องสัญญาณการจางหายแบบแบนราบนี้ทำให้เกิดการจางหายที่รุนแรงกว่า และมีความต้องการกำลังการส่งที่ 20-30 dB มากกว่าช่องสัญญาณแถบความถี่แคบ นอกจากนี้การแจกแจงช่องสัญญาณแบบที่มีการเปลี่ยนแปลงอัตราขยายทันทีทันใดนี้เป็นส่วนสำคัญสำหรับการออกแบบการเชื่อมต่อคลื่นวิทยุ และขนาดการแจกแจงทั่วไปเป็นการแจกแจงแบบเรย์ลี

สรุป ช่องสัญญาณที่ได้รับการจางหายแบบแบนราบ

$$B_s \ll B_c \quad (5.2)$$

และ

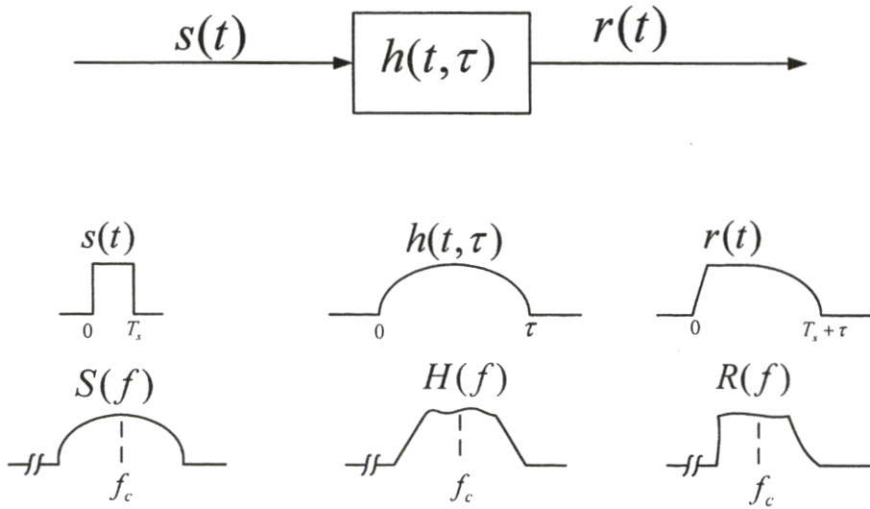
$$T_s \gg \sigma_r \quad (5.3)$$

เมื่อ  $T_s$  คือส่วนกลับแบนด์วิธ (ช่วงเวลาสัญลักษณ์) และ  $B_s$  คือแบนด์วิธของการมอดูเลชันด้านส่ง และ  $\sigma_r$  และ  $B_c$  คือการแผ่ประวิงเวลาและแบนด์วิธแบบร่วมนัยของช่องสัญญาณตามลำดับ

#### 5.4.2 ช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ (Frequency selective fading channel)

ถ้าช่องสัญญาณที่มีอัตราขยายคงที่และผลของเฟสที่เป็นเชิงเส้นบนแบนด์วิธที่ต่ำกว่าแบนด์วิธของสัญญาณด้านส่ง ช่องสัญญาณช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นนั้นจะเป็นช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่ ภายใต้งเงื่อนไขที่ว่าผลตอบสนองช่องสัญญาณอิมพัลส์จะมีการแผ่ประวิงของคลื่นหลายวิถีดีกว่าการกลับส่วนแบนด์วิธของสัญญาณด้านรับ ช่องสัญญาณแบบนี้จะเกิดขึ้นเมื่อสัญญาณทางด้านรับที่ประกอบไปด้วยสัญญาณด้านส่งในหลายๆ รูปแบบเกิดการลดทอนและหน่วงเวลาดังนั้นสัญญาณด้านรับจะถูกลดทอนลง ช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ที่เกิดขึ้นจากการกระจายตัวทางเวลาของสัญลักษณ์ด้านส่งร่วมกับช่องสัญญาณ ดังนั้นช่องสัญญาณจะมี ISI ซึ่งจะแสดงในโดเมนความถี่ และส่วนประกอบความถี่ในสเปกตรัมของสัญญาณรับ มีอัตราขยายดีกว่าแบบอื่นๆ โดยรูปที่ 5.7 แสดงคุณลักษณะช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่

ช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่นี้มีรูปแบบที่ยากกว่าช่องสัญญาณการจางหายแบบแบนราบ เนื่องจากแต่ละสัญญาณของคลื่นหลายวิถีต้องถูกจำลองขึ้น และช่องสัญญาณจะต้องถูกพิจารณาบนตัวกรองความถี่เชิงเส้น ด้วยเหตุนี้การวัดสัญญาณหลายวิถีแถบกว้างจะเกิดขึ้นและรูปแบบจะถูกพัฒนาจากการวัดนั่นเอง เมื่อมีการวิเคราะห์ระบบการสื่อสารแบบเคลื่อนที่ รูปแบบผลตอบสนองอิมพัลส์ทางสถิติ เช่น รูปแบบการจางหายเรย์ลีสองเส้นทาง (Two ray rayleigh fading model) หรือการกำเนิดผลตอบสนองจากคอมพิวเตอร์หรือที่ได้จากการวัดจะถูกใช้ทั่วไปในการวิเคราะห์การจางหายเสกสแคบแบบเลือกความถี่



รูปที่ 5.7 คุณลักษณะช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ [16]

สำหรับการจางหายแบบเลือกความถี่สเปกตรัม  $S(f)$  ของสัญญาณส่งมีแบนด์วิทที่กว้างกว่าแบนด์วิทแบบรวมรั้นของช่องสัญญาณ เมื่อมองใน โดเมนความถี่ของสัญญาณจะกลายเป็นการจางหายแบบเลือกความถี่ ซึ่งอัตราขยายจะแตกต่างกันสำหรับส่วนประกอบด้านความถี่ที่แตกต่างกัน การจางหายแบบเลือกความถี่เกิดจากประวิงของสัญญาณหลายวิธีซึ่งจะใกล้หรือมากกว่าช่วงของสัญลักษณ์ด้านส่ง ช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่ส่วนใหญ่จะรู้จักกันในช่องสัญญาณแถบกว้าง เพราะว่าแบนด์วิทของสัญญาณ  $s(t)$  จะกว้างกว่าแบนด์วิทของผลตอบสนองช่องสัญญาณอิมพัลส์ ในขณะที่เวลานั้นเปลี่ยนไป ค่าของช่องสัญญาณจะเปลี่ยนแปลงด้วย ไม่ว่าจะเป็อัตราขยายหรือเฟสเมื่อเทียบกับค่าสเปกตรัมของ  $s(t)$  ซึ่งเกิดจากการผิดเพี้ยนของการเปลี่ยนแปลงทางเวลาในสัญญาณทางด้านรับ  $r(t)$  สรุปสัญญาณที่ได้รับการจางหายแบบเลือกความถี่เมื่อ

$$(5.4)$$

$$B_s > B_c$$

และ

$$(5.5)$$

$$T_s < \sigma_\tau$$

กฎทั่วไปที่นิยมใช้คือช่องสัญญาณเป็นช่องสัญญาณแบบแบนราบเมื่อ  $T_s > 10\sigma_\tau$  และเมื่อเป็นช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่  $T_s < 10\sigma_\tau$  แม้ว่าการจางหายแบบนี้จะขึ้นอยู่กับชนิดของการมอดูเลตที่ใช้

## 5.5 แบบจำลองช่องสัญญาณ

สิ่งแวดล้อมแบบต่างๆ ระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับทำให้เกิดสัญญาณรบกวน การหน่วงเวลา และการจางหายเนื่องจากสัญญาณที่สะท้อนภายนอกด้วยสิ่งกีดขวาง รวมถึงสัญญาณรบกวนจากสิ่งแวดล้อมอื่นๆ ซึ่งสามารถที่จะจำลองช่องสัญญาณได้หลายรูปแบบด้วยกัน แต่ที่ได้ทำการวิจัยในวิทยานิพนธ์นี้เราจะพิจารณาเฉพาะแบบจำลองของเรย์ลี

แบบจำลองของเรย์ลี (Rayleigh Model)

การแจกแจงแบบเรย์ลี (Rayleigh distribution) มักถูกนำมาใช้ในการอธิบายถึงสถิติตามเวลาที่เปลี่ยนแปลงไปของสัญญาณทางด้านรับด้วยการจางหายแบบแบนราบ หรืออธิบายถึงส่วนประกอบของการแพร่กระจาย ซึ่งถูกอธิบายตามผลบวกของเฟสเซอร์ของจำนวนสัญญาณที่กระจัดกระจายทั้งหมด

$$R_{diffuse} = r \cdot e^{j\theta} = \sum_{j=1}^n A_j \cdot e^{j\phi_j} \quad (5.6)$$

เมื่อ  $r$  และ  $\theta$  คือขนาด และเฟสของส่วนประกอบของการแพร่กระจายคลื่น ตามลำดับ  $\phi_j$  คือเฟสของส่วนประกอบการแพร่กระจายคลื่นลำดับที่  $j^{\text{th}}$  และ  $A_j$  คือขนาดของคลื่นกระจัดกระจายแบบสุ่ม ลำดับที่  $j^{\text{th}}$  ซึ่งเกี่ยวข้องกับส่วนประกอบของสัญญาณที่รับได้ตรง ซึ่งผลรวมที่ได้สามารถเทียบได้กับค่า  $h_n$  ในสมการ (4.5) ถ้าสัญญาณที่กระจัดกระจายมีการสุ่มเพียงพอและเฟสมีการแจกแจงแบบเดียวกันบนช่วง  $2\pi$  นั่นคือสามารถจัดรูปแบบส่วนประกอบของการแพร่กระจายให้อยู่ในรูปของฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (PDF) กำหนดโดย [30]

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) & (0 \leq r < \infty) \\ 0 & (r > 0) \end{cases} \quad (5.7)$$

เมื่อ  $\sigma$  คือค่าเฉลี่ยของสัญญาณที่รับได้ และ  $\sigma^2$  คือค่ากำลังของสัญญาณที่รับได้ที่เวลาเฉลี่ยก่อนที่จะตรวจวัด และการกำหนดฟังก์ชันความหนาแน่นแบบเรย์ลีด้วยพารามิเตอร์  $\bar{K}$  มีหน่วยเป็น dB จะได้

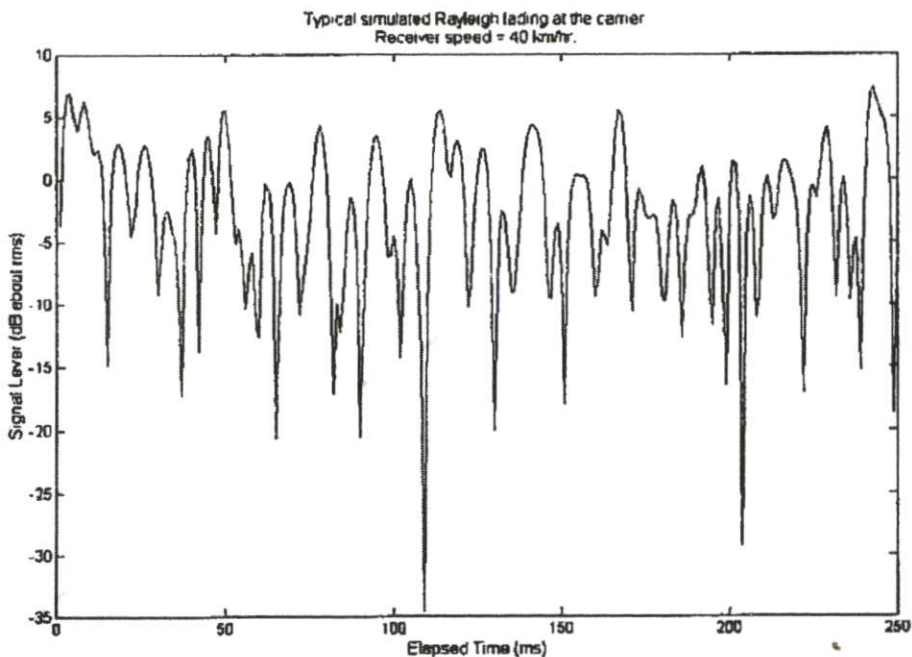
$$\bar{K} = 10 \log \frac{1}{2\sigma^2} \quad (5.8)$$

เมื่อ  $\bar{K}$  คือค่าที่ถูกกำหนดขึ้นมาตามอัตราส่วนกำลังของคลื่นพหุกับคลื่นหลายความถี่ด้วยกำลังของคลื่นพหุที่ถูกสมมติให้มีค่าเป็นหนึ่ง ถ้าแทนฟังก์ชันความหนาแน่นแบบเรย์ลีในรูปแบบของ  $\bar{K}$  ในสมการ (5.7) จะได้ค่าดังสมการ (5.9)

$$p(r) = \begin{cases} \frac{2r}{10^{-\bar{K}/10}} \exp\left(-\frac{r^2}{10^{-\bar{K}/10}}\right) & (0 \leq r \leq \infty) \\ 0 & (r > 0) \end{cases} \quad (5.9)$$

รูปที่ 5.8 แสดงตัวอย่างความน่าจะเป็นของสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบเรย์ลีที่ถูกคลุมด้วยฟังก์ชันของเวลา พบว่าค่าเฉลี่ยของสัญญาณอยู่ที่ระดับ -5 dB และมีค่าลดทอนของระดับสัญญาณต่ำสุดประมาณ -35 dB สำหรับความน่าจะเป็นของสัญญาณที่รับได้จะต้องไม่มากกว่าค่าเฉพาะ  $R$  ซึ่งถูกกำหนดโดยฟังก์ชันการแจกแจงแบบสะสม (Cumulative distribution function: CDF) ดังนี้

$$P_{Rayleigh}(R) = P_{Rayleigh}(r < R) = \int_0^R P_{Rayleigh}(r) dr = 1 - \exp\left(-\frac{R^2}{10^{-\bar{K}/10}}\right) \quad (5.10)$$



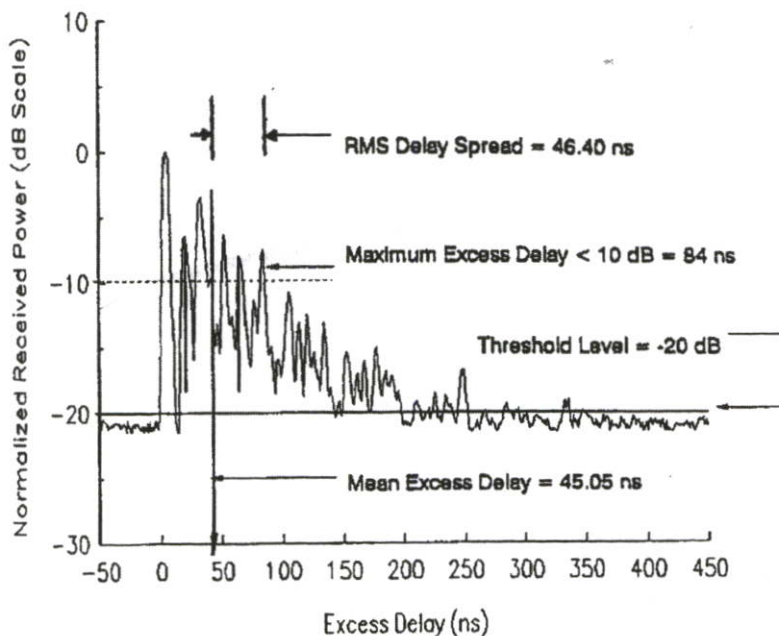
รูปที่ 5.8 ความน่าจะเป็นของสัญญาณการจางหายที่เกิดจากการจางหายแบบเรย์ลี

## 5.6 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองช่องสัญญาณ

ในการสื่อสารแบบไร้สายนั้นจำเป็นต้องพิจารณาถึงปัจจัยต่าง ๆ ที่ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงระดับของสัญญาณไม่ว่าจะเป็นระดับของกำลังงาน เวลาประวิงที่เกิดขึ้นปัจจัยเหล่านี้ส่งผลกระทบต่อสัญญาณที่รับได้ทั้งสิ้น เมื่อทำการส่งสัญญาณจากภาคส่งไปยังภาครับ โดยผลที่เกิดขึ้นเหล่านี้จะต้องทำการตรวจสอบเบื้องต้นด้วยวิธีการทดสอบจากนั้นผลที่ได้จากการทดสอบนั้นจำเป็นต้องนำมาวิเคราะห์ตามขั้นตอนต่าง ๆ เพื่อให้ทราบถึงผลกระทบหรือการเปลี่ยนแปลงดังที่ได้กล่าวไปแล้ว โดยในขั้นตอนนี้มีความสำคัญพอๆ กับขั้นตอนการทดสอบซึ่งมีความจำเป็นต้องทำความเข้าใจในพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องเพื่อผลการวิเคราะห์ที่ถูกต้องและเชื่อถือได้ โดยในหัวข้อนี้จะขอกกล่าวถึงเฉพาะพารามิเตอร์ที่สำคัญๆ ดังนี้

### 5.6.1 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน

พารามิเตอร์ที่สำคัญอีกตัวหนึ่งที่นิยมนำมาวิเคราะห์เพื่อแสดงให้เห็นถึงระดับกำลังงานของสัญญาณที่เข้ามาถึงภาครับที่เวลาต่าง ๆ อีกทั้งยังแสดงให้เห็นถึงผลกระทบของสัญญาณที่มีการสะท้อนในหลายทิศทางหรือที่เรียกว่าสัญญาณหลายวิถีโดยจะเรียกว่า ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (Power delay profile: PDP) ซึ่งตัวอย่างของ PDP ได้แสดงดังรูปที่ 5.9 [16] โดยจะเป็นความสัมพันธ์ระหว่างระดับกำลังงานของสัญญาณที่รับได้ต่อเวลาที่เข้ามาถึงและนอกจากนั้นยังสามารถนำไปพิจารณาถึงผลการกระจายทางเวลา (Time dispersion) อันประกอบไปด้วย การประวิงเข้าถึงเฉลี่ย (Mean excess delay) และค่าการแผ่ประวิง RMS (RMS delay spread) ซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป



รูปที่ 5.9 ตัวอย่างภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน [16]

### 5.6.2 ค่าการกระจายทางเวลา

จากที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นว่าเส้นทางการแพร่กระจายของสัญญาณระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับมีได้หลายทิศทาง และสัญญาณแต่ละส่วนมักจะส่งผ่านในเส้นทางที่มีระยะทางไม่เท่ากัน สัญญาณบางส่วนอาจจะเดินทางในระดับเส้นสายตาระหว่างภาคส่งและภาครับ สัญญาณส่วนนี้มักจะเดินทางถึงภาครับได้เร็ว ในขณะที่สัญญาณส่วนอื่นที่มีการตกกระทบพื้นผิวของวัสดุและเกิดการสะท้อนหลายครั้งกว่าจะเดินทางถึงภาครับ สัญญาณมักจะใช้เวลาการแพร่กระจายที่ยาวนานกว่า ความล่าช้าในการเดินทางของสัญญาณแต่ละส่วนก่อให้เกิดปัญหาที่เรียกว่า การแผ่ประวิง (Delay spread) ขึ้น นั่นคือสัญญาณแต่ละส่วนใช้เวลาเดินทางถึงจุดหมายไม่เท่ากัน ในวิทยานิพนธ์นี้ได้พิจารณาถึงเวลาที่ถูกระงับออกไปของสัญญาณที่เข้ามายังภาครับ ซึ่งในส่วนของ การกระจายทางเวลา (Time dispersion) นั้นสามารถที่จะวิเคราะห์โดยใช้พารามิเตอร์ที่เรียกว่า ค่าเฉลี่ยของเวลาที่ประวิงเกินออกไปจากค่าเวลาเดิมหรือค่าเฉลี่ยของเวลาประวิง (Mean excess delay:  $\bar{\tau}$ ) และค่าการแผ่ประวิง RMS (RMS delay spread:  $\tau_{rms}$ ) ซึ่งค่าพารามิเตอร์ทั้ง 2 ตัวนี้ถูกนิยามไว้ดังสมการที่ (5.13) และสมการที่ (5.14) ตามลำดับ [16]

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{i=1}^n a_i^2 \tau_i}{\sum_{i=1}^n a_i^2} = \frac{\sum_{i=1}^n P(\tau_i) \tau_i}{\sum_{i=1}^n P(\tau_i)} \quad (5.11)$$

โดยที่

- $\bar{\tau}$  คือ ค่าเฉลี่ยของเวลาประวิง
- $a_i$  คือ ระดับของสัญญาณเส้นทางที่  $i$
- $\tau_i$  คือ เวลาประวิงที่เกิดขึ้นของสัญญาณเส้นทางที่  $i$
- $P(\tau_i)$  คือ ระดับกำลังงานของสัญญาณเส้นทางที่  $i$

สำหรับค่าการแผ่ประวิง RMS นั้นจะนิยามคือ

$$\tau_{rms} = \sqrt{\tau^2 - (\bar{\tau})^2} \quad (5.12)$$

โดยที่

$$\tau^2 = \frac{\sum_{i=1}^n a_i^2 \tau_i^2}{\sum_{i=1}^n a_i^2} = \frac{\sum_{i=1}^n P(\tau_i) \tau_i^2}{\sum_{i=1}^n P(\tau_i)} \quad (5.13)$$

### 5.6.3 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (signal to noise ratio: SNR)

ในการสื่อสารไร้สายโดยทั่วไประดับของสัญญาณที่รับได้และระดับของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นสามารถแสดงออกมาในรูปของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ซึ่งจะเป็นพารามิเตอร์ที่บ่งบอกถึงคุณภาพของสัญญาณที่ได้รับ อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณสามารถคำนวณได้จาก สมการที่ 5.14

$$SNR [dB] = 20 \log_{10} \left[ \frac{A}{A_{ave}(n)} \right] \quad (5.14)$$

โดยที่

$A$  คือแอมพลิจูดของสัญญาณที่รับได้

$A_{ave}(n)$  คือค่าเฉลี่ยแอมพลิจูดของสัญญาณรบกวน (Average noise floor) ที่รับได้

## 5.7 บทสรุป

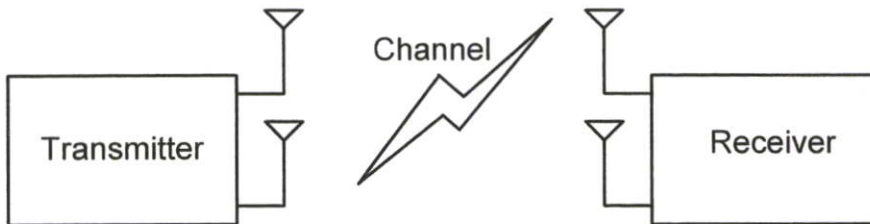
สำหรับเนื้อหาในบทนี้เราได้กล่าวถึงรูปแบบช่องสัญญาณแบบเรย์ลี โดยเมื่อเราได้พิจารณาการส่งผ่านจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับ พบว่าสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับจะเกิดการเปลี่ยนแปลงขึ้นทั้งรูปของขนาดและเฟส ซึ่งเป็นผลเนื่องจากการจางหายในรูปแบบของสเกลแคบและสเกลกว้าง เช่น ระยะทางที่เพิ่มขึ้น ความเร็วของเครื่องรับ การสะท้อน หรือเกิดการประวิงเวลาแบบหลายวิถี เป็นต้น และเรายังเน้นถึงช่องสัญญาณการจางหายแบบแบนราบ และช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ โดยกล่าวถึงพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับช่องสัญญาณการจางหายดังกล่าวด้วย ดังนั้นการออกแบบทั้งหมดจึงควรพิจารณาความต้องการการใช้งานทางด้านเครื่องรับ และเหมาะสมกับสถานะช่องสัญญาณด้วยเช่นกันเพื่อให้ระบบนั้นมีประสิทธิภาพสูงที่สุดนั่นเอง

## บทที่ 6

# ขั้นตอนการสร้างแบบจำลอง

### 6.1 กล่าวนำ

ในบทที่ 5 นี้ได้กล่าวถึงขั้นตอนการสร้างแบบจำลองและการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบสื่อสารแถบกว้าง บนช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่และช่องสัญญาณการจางหายแบบกึ่งคงที่ โดยได้นำโปรแกรมคอมพิวเตอร์มาใช้ในการจำลองแบบการทำงานของระบบการสื่อสารแถบกว้างนี้ ซึ่งจะแบ่งออกเป็น 3 ส่วนดังแสดงในรูป 6.1 คือเครื่องส่ง ช่องสัญญาณ และเครื่องรับ ทางด้านเครื่องส่งนั้นจะประกอบด้วย การสุ่มข้อมูล การเข้ารหัสช่องสัญญาณ การแม่พิมพ์ การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์หรือการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ฟรีควนซ์ การเพิ่มส่วนหน้าแบบวน ซึ่งจะมีการใช้สายอากาศส่งจำนวนสองชุดทางด้านเครื่องส่งด้วย ส่วนของช่องสัญญาณนั้น จะใช้การแจกแจงแบบเรย์ลีและมีการจำลองช่องสัญญาณนั้นให้อยู่ในรูปแบบช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่และช่องสัญญาณการจางหายแบบกึ่งคงที่ ส่วนสุดท้ายเป็นด้านเครื่องรับ ซึ่งมีส่วนประกอบสำคัญคือการตัดข้อมูลส่วนหน้าแบบวน การถอดรหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์หรือการถอดรหัสบล็อกแบบสเปซ-ฟรีควนซ์ การดีแม่พิมพ์ การถอดรหัสช่องสัญญาณ และการนำข้อมูลทางด้านรับและส่งมาเปรียบเทียบเพื่อหาอัตราผิดพลาดบิต ซึ่งจะได้กล่าวในรายละเอียดต่อไป



รูปที่ 6.1 ส่วนประกอบของระบบสื่อสารโดยทั่วไป

### 6.2 การสร้างแบบจำลอง

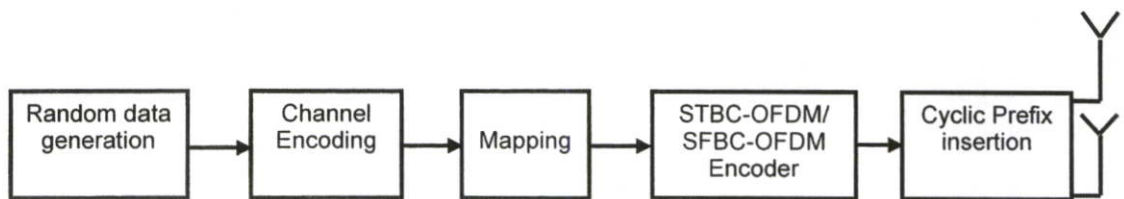
วิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ มาใช้ในการจำลองแบบการทำงานของระบบทั้งหมดและแสดงผลของสมรรถนะของระบบ โดยการจำลองแบบนี้อยู่บนพื้นฐานของระบบเบสแบนด์ (Baseband signal) สำหรับการจำลองแบบของระบบทั้งหมดนั้นสามารถแบ่งออกเป็น 3 ส่วนดังนี้ ชุดเครื่องส่ง ช่องสัญญาณและชุดเครื่องรับ ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการวิเคราะห์ระบบจะแสดงดังตารางที่ 6.1

ตารางที่ 6.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในการจำลองผลสำหรับระบบการสื่อสารแบบกว้าง

พารามิเตอร์	ค่า
ความถี่คลื่นพาห์ (Carrier frequency)	2.5 GHz
อัตราบิต (Bit rate)	75 Mbps
คาบเวลาของสัญลักษณ์ (Symbol period)	136.53 $\mu$ s
การมอดูเลต (Modulation)	BPSK, QPSK
ความถี่ดอปเพลอร์ (Doppler frequency)	12 Hz (5 km/hr)
ขนาดของ FFT (Number of FFT interval)	256
ขนาดของช่วงเวลาการ์ด์ (Number of guard interval)	64
คาบเวลาของ BPSK (BPSK period)	170.66 $\mu$ s
คาบเวลาของ QPSK (QPSK period)	85.33 $\mu$ s
จำนวนของวิถี (Number of path)	4
ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงาน (Power delay profile)	0, -10, -20, -25 (dB)
เวลาการประวิง (Excess delay)	0, 40, 53, 66 (nsec)

### 6.2.1 ชุดเครื่องส่ง

ในขั้นตอนของการจำลองเครื่องส่งของระบบสื่อสารแบบแถบกว้างจะแสดงดังรูปที่ 6.2 ซึ่งจะแสดงขั้นตอนการจำลองของระบบเครื่องส่ง โดยที่สามารถแสดงขั้นตอนเป็น 6 ขั้นตอนดังนี้

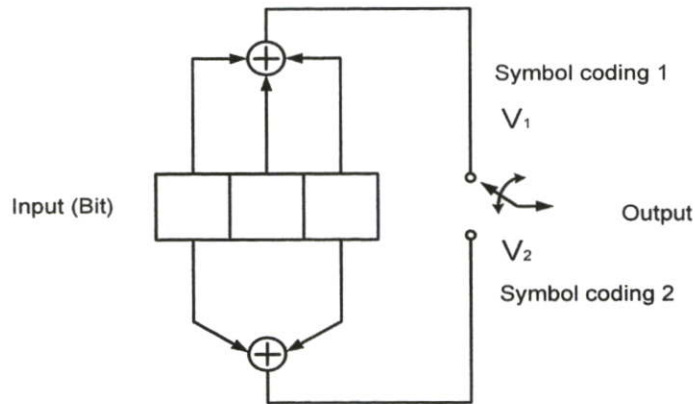


รูปที่ 6.2 บล็อกไดอะแกรมเครื่องส่งของระบบการสื่อสารแบบแถบกว้าง

- การสร้างชุดข้อมูลแบบสุ่ม (Random data generation) ถูกกำหนดให้เป็นเลขฐานสองนั้นคือมีเพียงค่า 0 กับ 1 เท่านั้น ซึ่งชุดข้อมูลที่ได้เกิดจากการสุ่ม (Random) และมีขนาดเท่ากับ  $1 \times n$  เมื่อ  $n$  คือค่าขนาดของจำนวนข้อมูลทั้งหมด

- การเข้ารหัสช่องสัญญาณ (Channel encoding) การเข้ารหัสช่องสัญญาณ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกการเข้ารหัสช่องสัญญาณ 2 แบบ คือ

1. การเข้ารหัสคอนโวลูชัน (Convolution Encoder) ทำหน้าที่เข้ารหัสชุดข้อมูลคู่เพื่อป้องกันความเสียหายของข้อมูลในกรณีที่เกิดสัญญาณรบกวน หรือสัญญาณแทรกสอดโดยทางเครื่องรับสามารถกู้ข้อมูลกลับคืนมาโดยการถอดรหัสซึ่งมีอยู่หลายวิธี แต่ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้การถอดรหัสแบบ Viterbi จึงทำให้ไม่มีความจำเป็นต้องร้องขอไปที่เครื่องส่งเพื่อขอการส่งสัญญาณกลับไปใหม่ ดังนั้นการเข้ารหัสคอนโวลูชันจึงถือว่าเป็นรหัสที่ใช้แก้ความผิดพลาดไปข้างหน้าชนิดหนึ่ง (FEC) โดยกำหนดความยาวจำกัด (Constraint length) มีค่าเท่ากับ 3 รหัส และค่าโพลิโนเมียลกำเนิด (Generator polynomials) บนเลขฐานสองที่มีค่าเท่ากับ  $\{111,101\}$  หรือเลขฐานแปดมีค่า  $\{7,5\}$  โดยกำหนดอัตราการเข้ารหัสข้อมูลเท่ากับ  $\frac{1}{2}$  ดังแสดงในรูป 6.3



รูปที่ 6.3 บล็อกไดอะแกรมของการเข้ารหัสคอนโวลูชันที่มีความยาวจำกัดเท่ากับ 3

## 2. การเข้ารหัสช่องสัญญาณแบบ Reed Solomon (RS)

การเข้ารหัสแบบ Reed Solomon เป็นการเข้ารหัสที่ไม่ได้เป็นแบบไบนารี ซึ่งมีความสามารถในการแก้ไขความผิดพลาดที่เกิดขึ้นในชุดข้อมูล ซึ่งเป็นรูปแบบทั่วไปที่ถูกใช้ในระบบการเข้ารหัสที่ต่อเนื่องกัน ขนาดของบล็อกคือ  $n = 2^m - 1$  โดยที่สามารถถูกขยายจาก  $2^m$  หรือ  $2^m - 1$  จำนวนสัญญาณของพาริตีจะต้องใช้การแก้ไขความผิดพลาด  $e$  คือ  $n - k = 2e$  และระยะทางเท่ากับ  $d_{\min} = 2e - 1$  การถอดรหัส RS จะต้องใช้ที่  $d_{\min}$  มีขนาดกว้างในทุกๆ การเข้ารหัสเชิงเส้น โดยการเข้ารหัสจะใช้คำสั่งดังต่อไปนี้

Galois field จะมีลักษณะเป็น Primitive polynomial ซึ่งจะแสดงดังตารางที่ 6.1 และได้ทำการเข้ารหัส RS(15,11) คือเมื่อมีอินพุตเท่ากับ 11 และ เอาท์พุตเท่ากับ 15 โดยก่อนหน้านั้นได้กำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างดังนี้ คือ  $m = 4, n = 2^4 - 1 = 15$  และ  $k = 11$  ตามลำดับ

หลังจากได้ทำการเข้ารหัสช่องสัญญาณแล้ว ต้องนำค่าที่ได้เข้ารหัสแล้วไปสลับค่า (Interleaves) เพื่อแก้ไขข้อผิดพลาดของข้อมูล ซึ่งเมื่อได้ทำการสลับค่าแล้วข้อมูลส่วนย่อยนั้นก็ สามารถลดอัตราผิดพลาดบิตอันเนื่องจากการจายหายรุนแรงได้ การถอดรหัสข้อมูลสามารถช่วยถอดรหัสข้อมูลให้ใกล้เคียงกับข้อมูลที่ส่งมามากที่สุด

ตารางที่ 6.2 ลักษณะของ Primitive polynomials

m	Default Primitive Polynomial	Integer Representation
1	$D + 1$	3
2	$D^2 + D + 1$	7
3	$D^3 + D + 1$	11
4	$D^4 + D + 1$	19
5	$D^5 + D^2 + 1$	37
6	$D^6 + D + 1$	67
7	$D^7 + D^3 + 1$	137

- การแมพฟังก์ชัน (Mapping) ข้อมูลที่ถูกเข้ารหัสแล้วจะถูกรวบรวมออกตามกลุ่มจำนวนบิตของการมอดูเลต (Modulation type) และทำการแปลงข้อมูลเป็นเลขฐานสองเป็นเลขฐานสิบ (Binary to decimal) เพื่อทำการแมพฟังก์ชันเลขฐานสิบให้อยู่ในรูปของค่าจริงและค่าจินตภาพ ดังแสดงในตารางที่ 6.3 ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการจำลองการมอดูเลตแบบสองแบบ คือ BPSK และ QPSK

ตารางที่ 6.3 การแมพฟังก์ชันข้อมูล

เลขฐานสิบ	BPSK	QPSK
0	1	1
1	-1	j
2	-	-1
3	-	-j

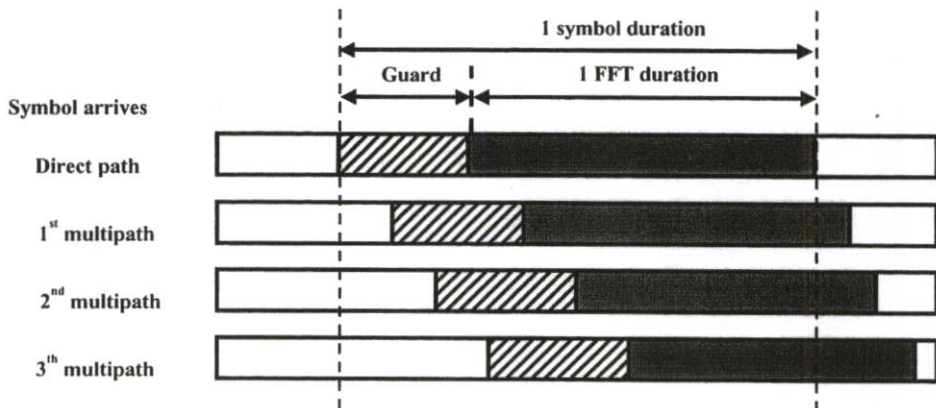
- ในขั้นตอนนี้จะเป็นเทคนิคของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ร่วมกับ OFDM (STBC-OFDM) และการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ฟรีควเอนซ์ร่วมกับ OFDM (SFBC-OFDM) โดยขั้นตอนการใช้เทคนิคนี้ได้กล่าวไปแล้วในบทที่ 5 ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของการใช้เทคนิคโคเวอริจี้ตีด้านส่ง โดยเมื่อข้อมูลอยู่ในรูปค่าจริงและค่าจินตภาพ จึงนำค่าที่ได้ทำการเข้ารหัสแบบ STBC-OFDM และ SFBC-OFDM ตามแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกซึ่งขึ้นอยู่กับโครงสร้างสายอากาศทางด้านส่งและอัตราการเข้ารหัสดังแสดงในสมการที่ (3.30) ถึง (3.36) โดยข้อมูลแบ่งออกเป็นชุดๆ ตามจำนวนคลื่นพาห่อย่อย 256 คลื่นพาห่อย่อย ชุดข้อมูลใหม่จะถูกสร้างขึ้นเมื่อผ่านการเข้ารหัสบล็อก

เป็นที่เรียบร้อย ซึ่งชุดข้อมูลที่สร้างใหม่นี้จะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปจากเดิมทั้งในรูปของขนาดและเฟส ซึ่งภายในบล็อกนี้ยังมีการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็ว (Inverse fast furrier transform: IFFT) หลังจากชุดข้อมูลผ่านการเข้ารหัสบล็อกเป็นที่เรียบร้อยแล้ว จะถูกนำมาผ่านขั้นตอนของการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็ว ในการถ่ายโอนซึ่งได้ปฏิบัติตามมาตรฐาน IEEE 802.16-2004

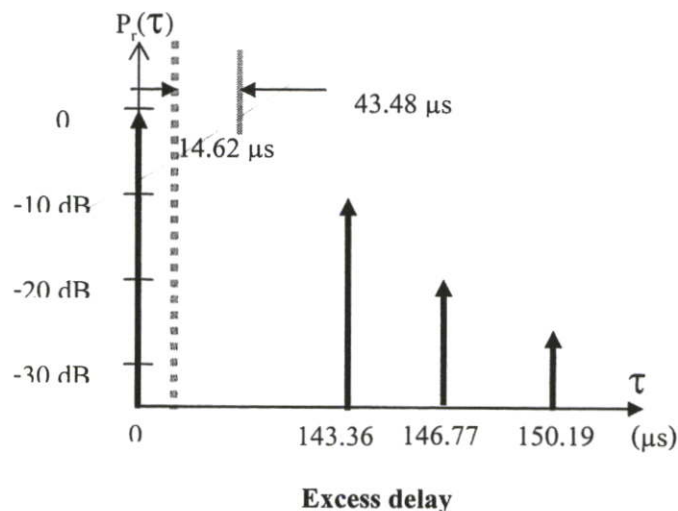
- การเพิ่ม Cyclic prefix คือการเพิ่มส่วนหน้าแบบวนหรือช่วงเวลาการ์ด (Guard interval) เพื่อช่วยลดค่า ISI (Inter Symbol Interference) โดยขนาดของ Cyclic prefix ได้แสดงในตารางที่ 6.1

### 6.2.2 ช่องสัญญาณ

ช่องสัญญาณ มีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลาทั้งรูปของขนาดและเฟส สำหรับการจำลองช่องสัญญาณในวิทยานิพนธ์นี้ใช้ช่องสัญญาณการแจกแจงแบบเรย์ลีในหัวข้อ 5.5 และยังมีการใช้การจางหายสองแบบด้วยกันคือ ช่องสัญญาณการจางหายแบบแบนราบ และช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ โดยค่าพารามิเตอร์ต่างสามารถคำนวณได้ตามหัวข้อ 5.6 ในบทที่ 5



รูปที่ 6.4 การจำลองช่องสัญญาณ



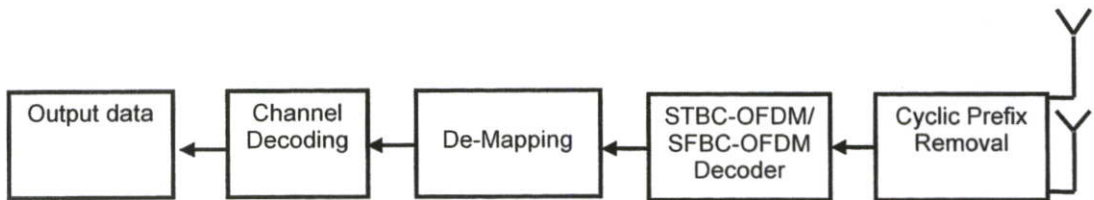
รูปที่ 6.5 ภาพหน้าตัดข้างการประวิงกำลังงานของช่องสัญญาณ

รูปที่ 6.4 แสดงการจำลองช่องสัญญาณ ซึ่งช่องสัญญาณที่เรานำมาจำลองในวิทยานิพนธ์ได้ทำการจำลองการจางหายช่องสัญญาณ 4 วิธีด้วยกัน โดยแต่ละวิธีจะมีค่าการประวิงเวลาและการประวิงกำลังงานดังได้แสดงในตารางที่ 6.1 และรูปที่ 6.5 ซึ่งเราสามารถคำนวณหาค่าต่างๆ ได้ตามสมการในหัวข้อ 5.6 โดยที่เมื่อได้ทำการคำนวณแล้วจะได้ค่าการแผ่ประวิง RMS ดังค่าที่ได้กล่าวด้านล่าง โดยเมื่อเปรียบเทียบกับค่าช่วงเวลาของสัญลักษณ์ จะเห็นว่าค่าการแผ่ประวิง RMS จะมากกว่าช่วงเวลาสัญลักษณ์ ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญกับช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่

$$\sigma_r = 43.4811 \mu s > T_s (4.2661 \mu s)$$

### 6.2.3 ชุดเครื่องรับ

ชุดเครื่องรับจะประกอบด้วยการแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว ตัวถอดรหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ หรือสเปซ-ฟรีควนซ์ การตีแมพพิง ตัวถอดรหัสช่องสัญญาณ และค่าเอาต์พุตเพื่อที่จะหาค่าอัตราการผลิตบิตระหว่างเครื่องรับ และเครื่องส่ง ซึ่งการจำลองเครื่องรับนั้นสามารถจำลองตามบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 6.6 ซึ่งมีขั้นตอนหลักของการทำงาน 5 ขั้นตอนดังนี้



รูปที่ 6.6 บล็อกไดอะแกรมเครื่องรับของระบบการสื่อสารแบบแถบกว้าง

- การตัด Cyclic prefix เป็นการตัดส่วนหน้าแบบวนของสัญลักษณ์เพื่อที่จะได้ข้อมูลดั้งเดิมแล้วจึงจะส่งต่อไปยัง บล็อกการถอดรหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ร่วมกับ OFDM และสเปซ-ฟรีควนซ์ร่วมกับ OFDM

- การถอดรหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ร่วมกับ OFDM และสเปซ-ฟรีควนซ์ร่วมกับ OFDM สิ่งที่ต้องทำเป็นอันดับแรกในบล็อกนี้คือ การแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว ซึ่งข้อมูลแต่ละชุดที่ถูกส่งออกจากเครื่องส่งผ่านไปยังช่องสัญญาณตามจำนวนชุดของสายอากาศด้านส่งพร้อมกับเกิดสัญญาณรบกวนซึ่งมีอยู่ในระบบแล้วผ่านมายังชุดสายอากาศรับ สัญญาณที่ได้จะถูกผ่านขั้นตอนของการแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว ซึ่งในส่วนที่เพิ่มเติมนั้นจะถูกตัดทิ้งไปเพื่อให้เหลือเพียงคลื่นพาห่ที่บรรจุด้วยเท่านั้นจากนั้นจึงนำสัญญาณที่ได้ไปถอดรหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์และสเปซ-ฟรีควนซ์

- การตีแม่พิมพ์ ค่าที่ได้หลังจากการเปรียบเทียบความน่าจะเป็นสูงสุดจะถูกนำมาตีแม่พิมพ์ โดยการเปลี่ยนรูปจากจำนวนเชิงซ้อนที่มีค่าจริงและค่าจินตภาพให้อยู่ในรูปเลขฐานสิบแล้วจึงทำการแปลงเลขฐานสิบให้อยู่ในรูปชุดข้อมูลเลขฐานสอง ซึ่งกรรมวิธีจะตรงกันข้ามกับการตีแม่พิมพ์ที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น

- การถอดรหัสช่องสัญญาณ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้การถอดรหัส 2 แบบด้วยกันคือ

1. การถอดรหัสแบบ Viterbi ซึ่งเป็นการถอดรหัสแบบหนึ่งที่สามารถถอดรหัสของคอนวูลูชันได้ โดยที่หลังจากได้ชุดข้อมูลเลขฐานสองที่ผ่านการตีแม่พิมพ์มาแล้ว ชุดข้อมูลดังกล่าวจะถูกถอดรหัสโดยใช้อัลกอริทึมแบบ Viterbi เพื่อให้ได้ชุดข้อมูลจริงกลับคืนมา หรือใกล้เคียงชุดข้อมูลจริงมากที่สุด

2. การถอดรหัส Reed Solomon (RS)

การถอดรหัส RS โดยทั่วไปจะใช้อัลกอริทึมที่แตกต่างกัน 5 แบบ อัลกอริทึมแรกจะทำการคำนวณค่า  $2t$  ที่เป็นส่วนของ  $S$ , ซินโดรม อัลกอริทึมที่สองของการถอดรหัส RS คืออัลกอริทึมแบบ Berlekamp-Massey ซึ่งจะคำนวณพื้นที่ความผิดพลาดโพลิโนเมียล  $\sigma(x)$  โดยโพลิโนเมียลนี้จะเป็นฟังก์ชันของพื้นที่ความผิดพลาดในรหัสคำที่ได้รับ  $r(t)$  แต่ไม่ได้แสดงโดยตรง ซึ่งสัญลักษณ์ของรหัสคำทางด้านรับจะทำให้เกิดความผิดพลาดได้ ต่อมาก็จะเป็นอัลกอริทึมแบบ Chien ซึ่งจะใช้คำนวณความผิดพลาดในพื้นที่เฉพาะที่เกิดจากความผิดพลาดพื้นที่โพลิโนเมียล อัลกอริทึมที่สี่ในการถอดรหัสจะเป็นการคำนวณค่าขนาดความผิดพลาดในแต่ละพื้นที่ และอัลกอริทึมสุดท้ายจะเป็นการที่รู้ข้อผิดพลาดพื้นที่ทั้งสองในรหัสคำทางด้านรับและขนาดของข้อผิดพลาดในแต่ละพื้นที่ การแก้ไขข้อผิดพลาดก็จะถูกสร้างขึ้น เพื่อหาความถูกต้อง  $t$

โดยก่อนที่มีการถอดรหัสช่องสัญญาณนี้จะต้องทำการสลับค่าข้อมูล (Deinterleaves) ให้กลับมาเป็นดั้งเดิม

- ข้อมูลเอาท์พุท เมื่อข้อมูลถูกถอดรหัสช่องสัญญาณเพื่อนำสัญญาณเลขฐานสองกลับคืนมาจากนั้นจึงนำข้อมูลที่ถูกถอดรหัสช่องสัญญาณแล้วมาทำการเปรียบเทียบค่าอัตราผิดพลาดของบิต โดยนำชุดข้อมูลที่ผ่านการถอดรหัสมาแล้วเปรียบเทียบกับข้อมูลทางด้านส่ง เพื่อหาสมรรถนะของระบบว่ามีประสิทธิภาพในการทำงานอย่างไร

### 6.3 บทสรุป

ในบทนี้ได้แสดงถึงการออกแบบระบบสื่อสารแบบแถบกว้างที่ได้อ้างอิงตามมาตรฐาน IEEE 802.16-2004 ซึ่งได้นำวิธีการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ และการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-เฟรเควนซี เพื่อปรับปรุงสมรรถนะของระบบให้ดียิ่งขึ้น โปรแกรมคอมพิวเตอร์ถูกนำมาใช้ในการออกแบบทั้งหมดไม่ว่าจะเป็นการสร้างชุดข้อมูลฐานสอง การเข้ารหัสและถอดรหัสช่องสัญญาณ โดยในที่นี้ได้ใช้การเข้ารหัสคอนโวลูชันและการเข้ารหัส RS ช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบเบนราบและช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบเลือกความถี่ ซึ่งอยู่บนพื้นฐานของระบบเบสแบนด์ ประสิทธิภาพที่ได้จากการจำลองนั้นจะถูกนำมาเปรียบเทียบในรูปเชิงตัวเลขและวิเคราะห์เพื่อให้ทราบถึงอัตราผิดพลาดของบิต

## บทที่ 7

# ผลการวิจัยและการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบ

### 7.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงผลการวิเคราะห์ข้อมูลที่ได้จากการจำลองผลของระบบการสื่อสารแถบกว้าง โดยมีการใช้เทคนิคโคเวอริจี้แบบใช้สายอากาศหลายชุดทั้งทางด้านรับและทางด้านส่งซึ่งมีการใช้สองเทคนิคด้วยกันคือ เทคนิคของ STBC-OFDM และเทคนิค SFBC-OFDM บนช่องสัญญาณที่แตกต่างกันคือ ช่องสัญญาณการจางหายแบบกึ่งคงที่ และช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ ซึ่งแบบจำลองนั้นได้อธิบายไปแล้วในบทที่ 6 จากนั้นก็ได้ทำการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบการสื่อสารแถบกว้างบนพารามิเตอร์ที่แตกต่างกัน เช่น จำนวนของสายอากาศรับและส่ง จำนวนเส้นทางผ่านของช่องสัญญาณ แบนด์วิทช่องสัญญาณ ช่องสัญญาณ และการเข้ารหัสช่องสัญญาณที่ทำให้ประสิทธิภาพของระบบดีขึ้น

### 7.2 ผลการวิเคราะห์

ในวิทยานิพนธ์นี้ ผลของการจำลองจะถูกแสดงโดยใช้ประสิทธิภาพของ (Bit Error Rate: BER) ระหว่าง STBC-OFDM และ SFBC-OFDM บนช่องสัญญาณการจางหายแบบกึ่งคงที่ และช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ สำหรับช่องสัญญาณการจางหายแบบกึ่งคงที่ ช่องสัญญาณจะเปลี่ยนแปลงในช่วงแต่ละกลุ่มของข้อมูล โดยมีจำนวนสายอากาศทางด้านรับสองชุดและจำนวนสายอากาศด้านส่งสองชุด

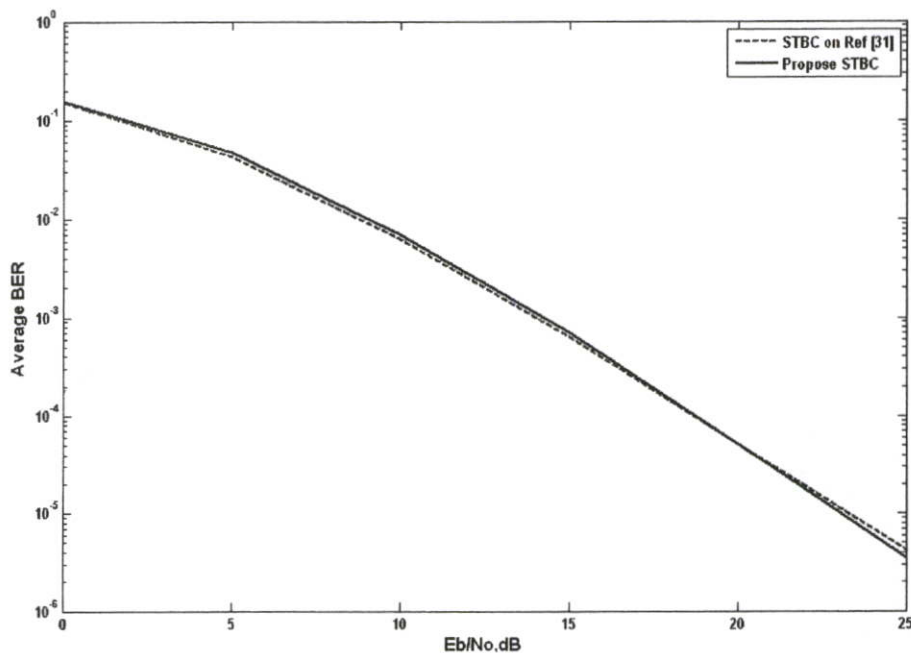
#### 7.2.1 ผลการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของ STBC และ SFBC ที่ได้นำเสนอกับผลที่ได้ อ้างอิงใน [31]

ในหัวข้อนี้เราได้ใช้พารามิเตอร์ที่อ้างอิงในเอกสารอ้างอิงที่ 31 โดยได้ทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของ STBC และ SFBC ที่เราได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์กับประสิทธิภาพของ STBC และ SFBC ที่มีในเอกสารอ้างอิงที่ 31 ซึ่งพารามิเตอร์ต่างที่ได้ทำการวิเคราะห์ในหัวข้อนี้ได้แสดงในตารางที่ 7.1 และได้นำพารามิเตอร์นี้มาทำการจำลองผลเพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของ STBC และ SFBC ที่ได้นำเสนอกับผลที่ได้จากเอกสารอ้างอิงที่ 31 รูปที่ 7.1 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของ STBC ที่อ้างอิงในเอกสาร 31 และ STBC ที่ได้นำเสนอ ซึ่งจากรูปจะเห็นได้ว่าประสิทธิภาพของ STBC ที่ได้นำเสนอมีค่าใกล้เคียงกันมากกับผล STBC ที่ได้อ้างอิงไว้ในเอกสาร

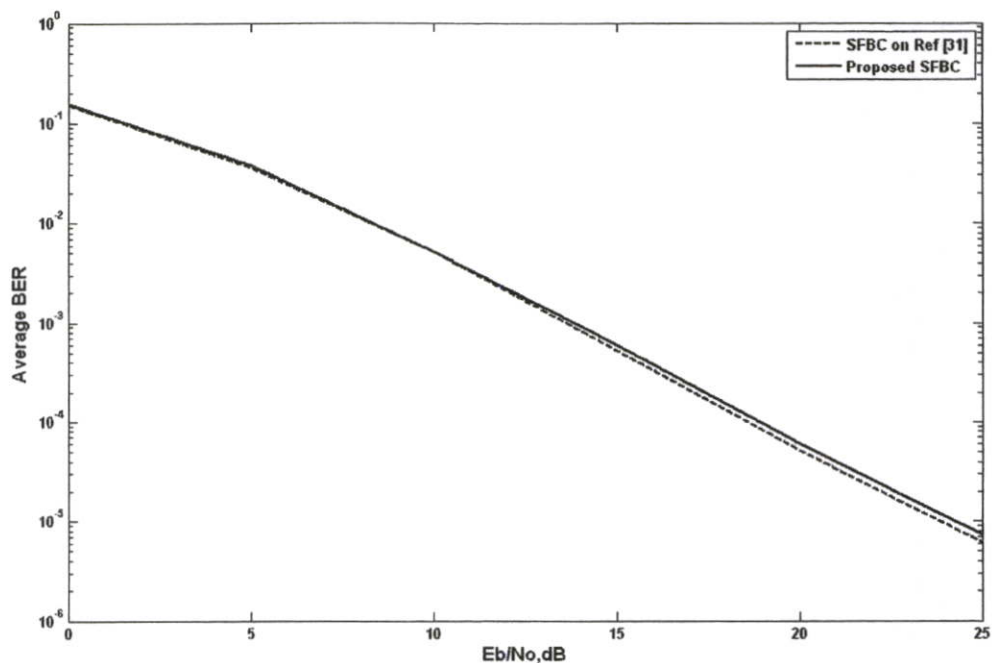
การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของ SFBC ที่ได้นำเสนอกับและ SFBC ที่ได้อ้างอิง จะแสดงในรูปที่ 7.2 โดยจะเห็นว่าประสิทธิภาพของ SFBC ที่ได้นำเสนอมีค่าที่ใกล้เคียงกับประสิทธิภาพของ SFBC ที่ได้อ้างอิง

ตารางที่ 7.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในเอกสารอ้างอิงที่ [31]

พารามิเตอร์	ค่า
Number of Tx Ant.	2
Number of Rx Ant.	1
Data rate	1.778 Mbps
Number of Subchannels	256
Symbol duration	256 usec
Cyclic prefix	32 us
OFDM block length	288 usec
Modulaiton	QPSK
Doppler frequency	10
Channel bandwidth	1 MHz
Number of path	2
Delay spread	10 usec

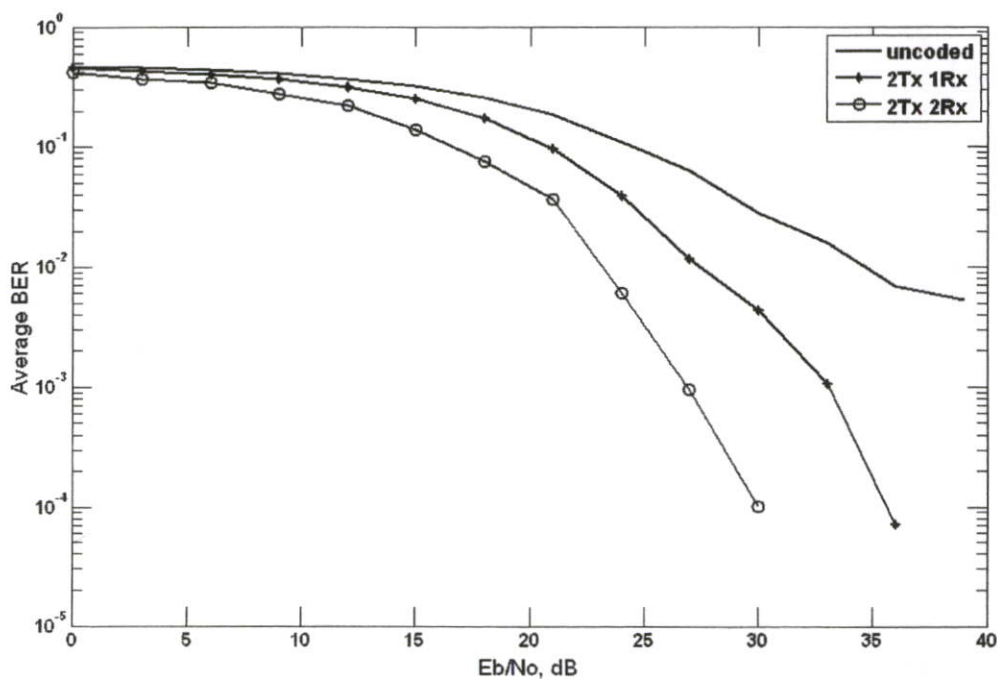


รูปที่ 7.1 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของ STBC ที่ได้นำเสนอกับและ STBC ที่ได้อ้างอิง [31]

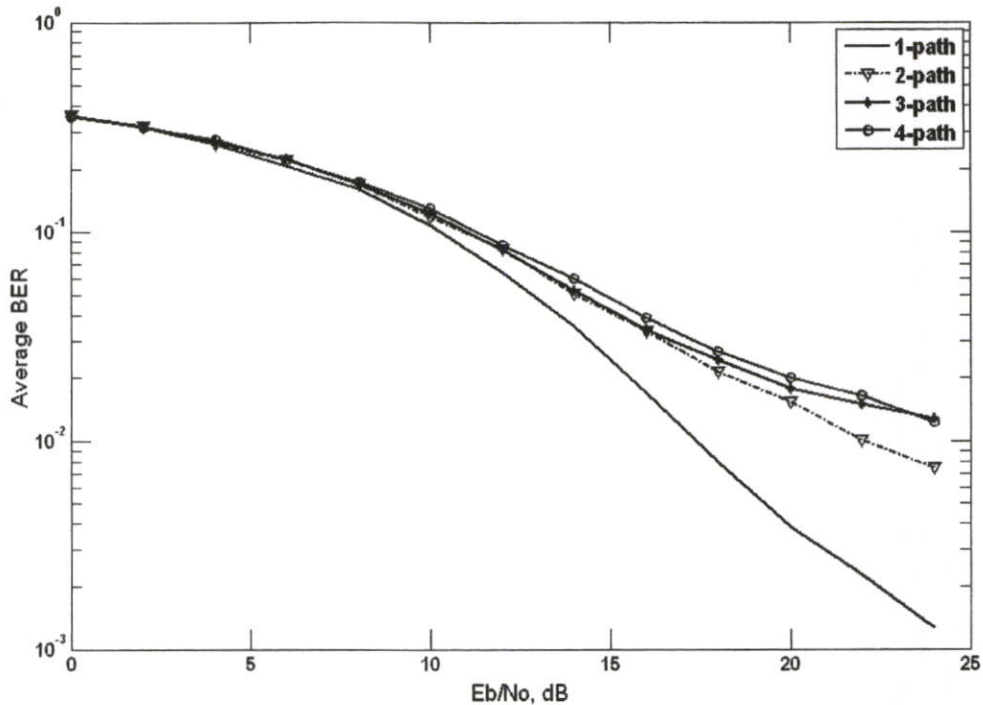


รูปที่ 7.2 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของ SFBC ที่ได้นำเสนอกับและ SFBC ที่ได้อ้างอิงในเอกสารอ้างอิงที่ 31

7.2.2 ผลการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของ STBC ที่มีจำนวนของสายอากาศและจำนวนวิถีที่ต่างกัน



รูปที่ 7.3 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของ STBC-OFDM สำหรับจำนวนของสายอากาศที่ต่างกัน

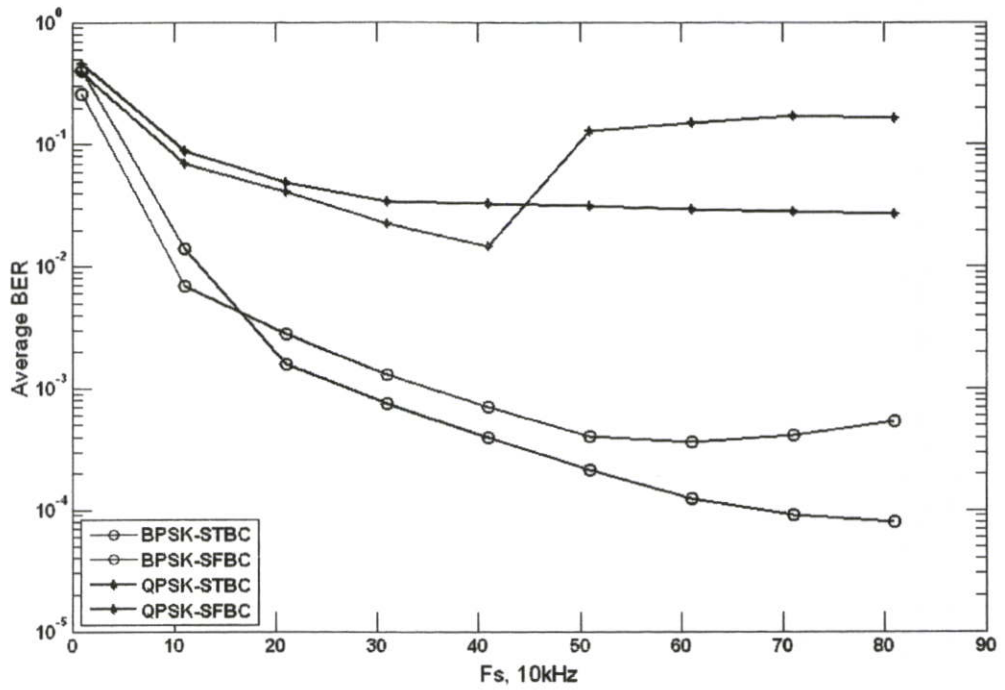


รูปที่ 7.4 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของ STBC-OFDM ที่มีจำนวนการจางหายเชิงวิถีต่างกัน

ในหัวข้อนี้เราได้ทำการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของ STBC ที่มีจำนวนของสายอากาศและจำนวนวิถีที่ต่างกัน โดยที่รูปที่ 7.3 แสดงค่าประสิทธิภาพของระบบ STBC-OFDM และ SFBC-OFDM สำหรับการส่งผ่านไปยังสายอากาศหลายชุด ประสิทธิภาพ BER ของ STBC-OFDM ที่ใช้สายอากาศส่งจำนวนสองชุดและสายอากาศรับจำนวนสองชุดจะดีกว่าระบบอื่นๆ ที่ใช้สายอากาศส่งและรับที่น้อยกว่าสองชุด การหาค่าประสิทธิภาพของ STBC-OFDM ที่มีจำนวนการจางหายเชิงวิถีต่างกันที่แตกต่างกันจะแสดงในรูปที่ 7.4 ประสิทธิภาพที่มีจางหายเชิงวิถีที่อยู่ในระดับสายตาคจะมีประสิทธิภาพดีที่สุด เมื่อเทียบกับช่องสัญญาณที่มีจำนวนการจางหายเชิงวิถีมากกว่าหนึ่ง

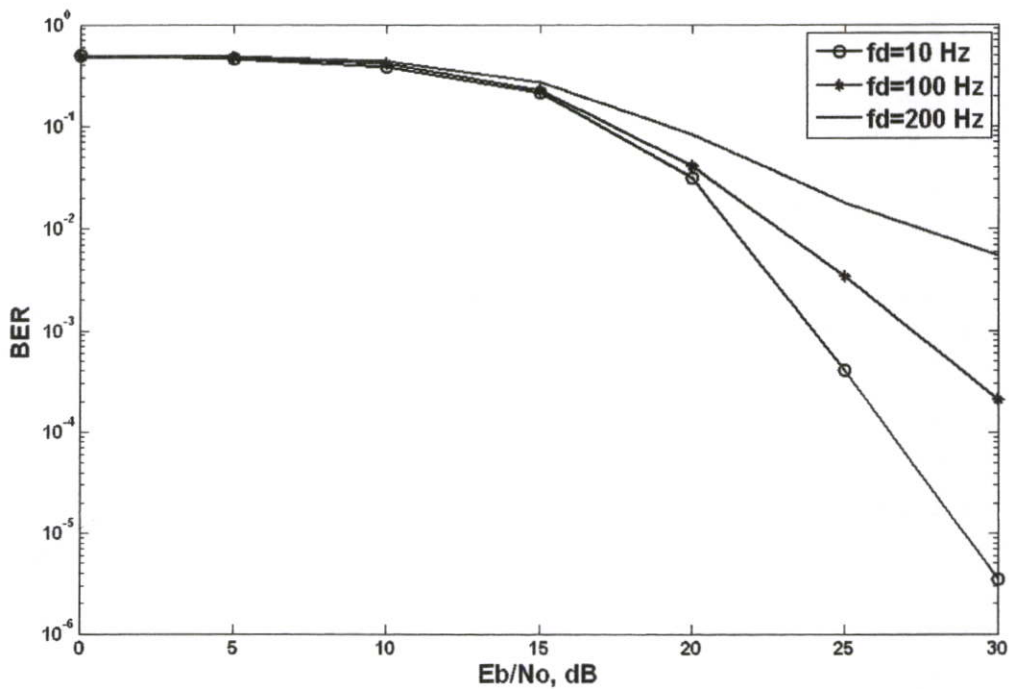
### 7.2.3 ผลการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของ STBC และ SFBC บนค่าแบนด์วิทช่องสัญญาณ

การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของ STBC และ SFBC บนค่าแบนด์วิทช่องสัญญาณ ซึ่งจะเห็นว่ารูปที่ 7.3 ได้แสดงประสิทธิภาพของ STBC-OFDM และ SFBC-OFDM บนแบนด์วิทของช่องสัญญาณที่แตกต่างกัน ซึ่งจะเห็นว่าค่าประสิทธิภาพ BER ของ SFBC-OFDM สำหรับแบนด์วิทที่แคบมีค่าต่ำกว่าแบบ STBC-OFDM โดยในผลการจำลองนี้เราได้ทำการจำลองประสิทธิภาพของระบบที่มีการมอดูเลตที่ต่างกัน ซึ่งก็คือการมอดูเลตแบบ BPSK และ QPSK โดยที่ประสิทธิภาพของระบบที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK จะดีกว่าการมอดูเลตแบบ QPSK



รูปที่ 7.5 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพ STBC-OFDM และ SFBC-OFDM กับค่าแบนด์วิทช่องสัญญาณ

#### 7.2.4 ผลการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของ STBC สำหรับค่าความถี่ดอปเพลอร์ที่ต่างกัน



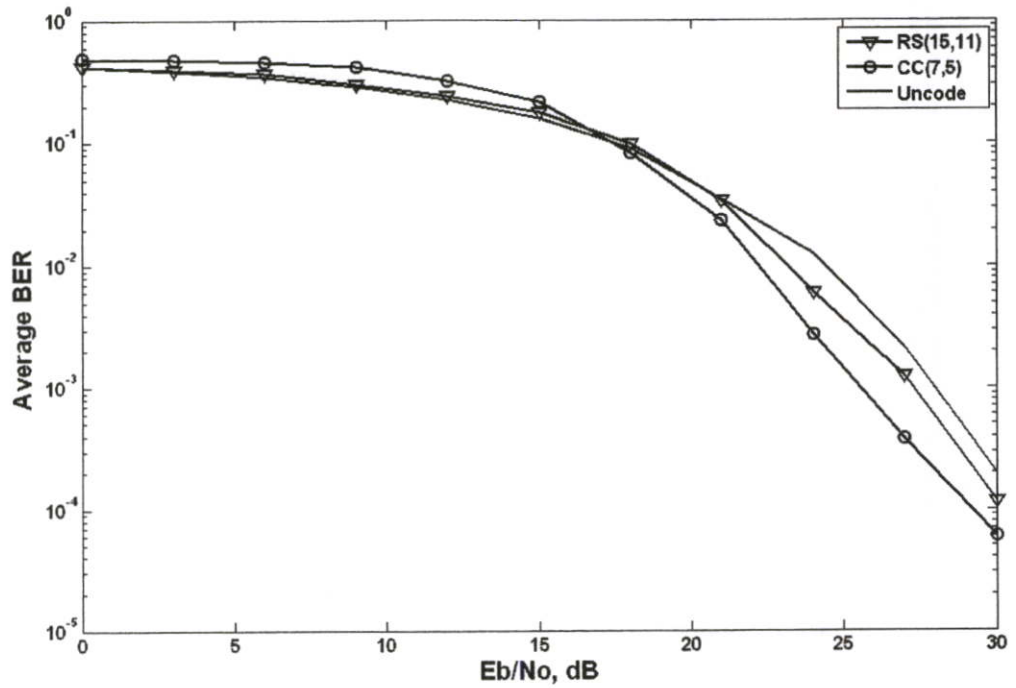
รูปที่ 7.6 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของ STBC-OFDM สำหรับค่าความถี่ดอปเพลอร์ที่ต่างกัน

การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของ STBC สำหรับค่าความถี่คอปเพลอร์ที่ต่างกัน ซึ่งผลการจำลองจะเป็นการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของ STBC-OFDM สำหรับค่าความถี่คอปเพลอร์ที่ต่างกันจะแสดงดังรูปที่ 7.6 จะเห็นได้ว่าความถี่คอปเพลอร์มีผลมากต่อประสิทธิภาพของระบบ ซึ่งความถี่คอปเพลอร์นั้นจะขึ้นอยู่กับความถี่และความเร็ว โดยให้ความถี่คอปเพลอร์ที่ 2.5 กิกะเฮิร์ตซ์ ดังนั้นความเร็วจึงมีผลต่อการเปลี่ยนแปลง เมื่อความเร็วค่าความถี่คอปเพลอร์ต่ำทำให้ประสิทธิภาพของระบบสูงกว่า เมื่อความถี่คอปเพลอร์หรือความเร็วสูงขึ้น

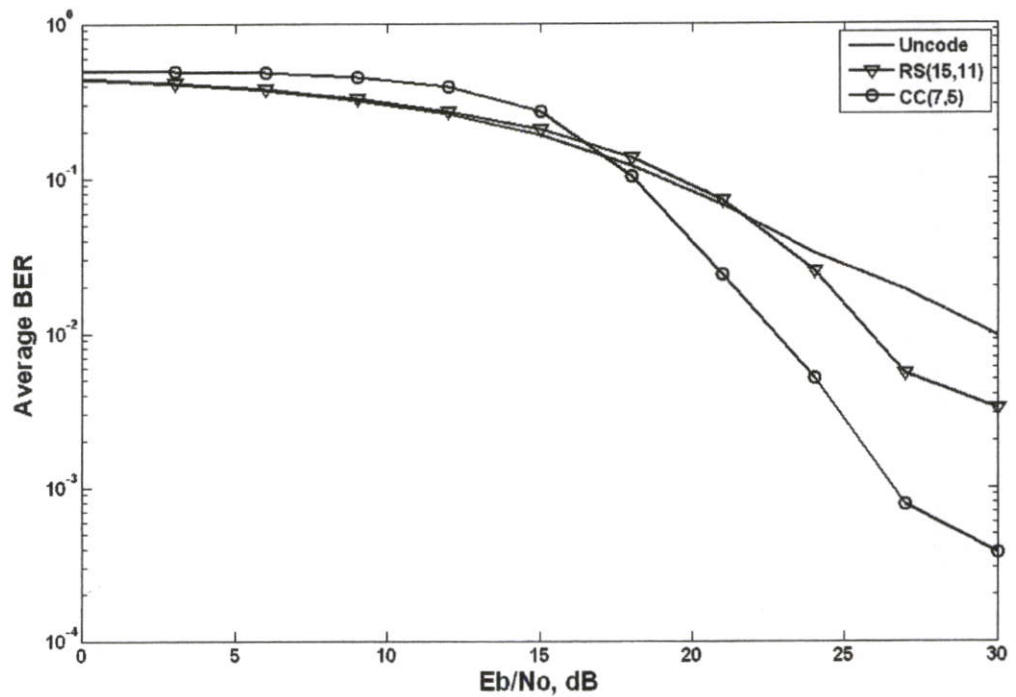
### 7.2.5 ผลการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของ STBC และ SFBC ที่มีการเข้ารหัสช่องสัญญาณที่ต่างกัน

การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของ STBC และ SFBC ที่มีการเข้ารหัสช่องสัญญาณที่ต่างกัน โดยที่ผลการจำลองในหัวข้อนี้เราได้ทำการแบ่งการจำลองออกเป็น 3 แบบคือ จะทำการเปรียบเทียบการเข้ารหัสช่องสัญญาณบนช่องสัญญาณแบบกึ่งคงที่ การเข้ารหัสช่องสัญญาณบนช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่ และสุดท้ายจะทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพที่มีการสลับค่าที่ต่างกัน ได้แก่ การสลับค่าแบบบล็อกและการสลับค่าแบบสุ่ม

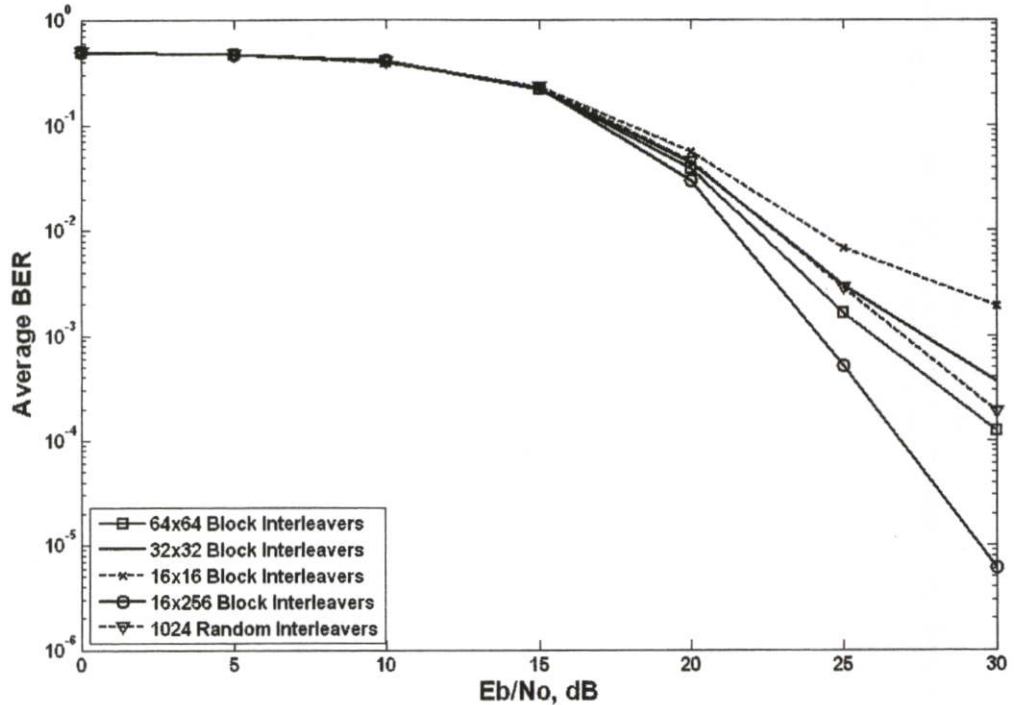
การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของ STBC-OFDM สำหรับการเข้ารหัสช่องสัญญาณที่ต่างกันบนช่องสัญญาณการจางหายแบบกึ่งคงที่จะแสดงดังรูปที่ 7.7 ซึ่งจากรูปจะเห็นว่า การเข้ารหัสช่องสัญญาณจะทำให้ประสิทธิภาพของระบบดีขึ้น โดยระบบที่มีการใช้การเข้ารหัสช่องสัญญาณแบบ Convolution Code จะมีประสิทธิภาพดีที่สุดเมื่อเทียบกับการเข้ารหัสช่องสัญญาณแบบ Reed Solomon และการที่ไม่ได้เข้ารหัสช่องสัญญาณ เช่นเดียวกับการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของ SFBC-OFDM สำหรับการเข้ารหัสช่องสัญญาณที่ต่างกันบนช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่จะแสดงดังรูปที่ 7.8 จะเห็นว่า การเข้ารหัสช่องสัญญาณแบบ Convolution Code จะมีประสิทธิภาพดีที่สุดเมื่อเทียบกับทั้งสองแบบ ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบทั้งสองแบบแล้ว การเข้ารหัสช่องสัญญาณจะมีผลต่อการปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบการสื่อสารแถบกว้างบนช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่มากกว่าช่องสัญญาณการจางหายแบบกึ่งคงที่ รูปที่ 7.9 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของ STBC-OFDM ที่มีขนาดของการสลับค่า (Interleaves) ที่ต่างกัน ซึ่งจะเห็นได้ว่าขนาดของการสลับค่านั้นมีผลต่อประสิทธิภาพของระบบ เมื่อขนาดของการสลับค่าใหญ่ขึ้นจะทำให้ประสิทธิภาพของระบบการสื่อสารนั้นดีขึ้นด้วย และจะเห็นได้ว่าการสลับค่าแบบบล็อกและแบบสุ่มที่มีขนาดการสลับค่าเท่ากันนั้น ประสิทธิภาพของระบบจะไม่แตกต่างกันมาก



รูปที่ 7.7 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของ STBC-OFDM สำหรับการเข้ารหัสช่องสัญญาณที่ต่างกันบนช่องสัญญาณการจางหายแบบกึ่งคงที่



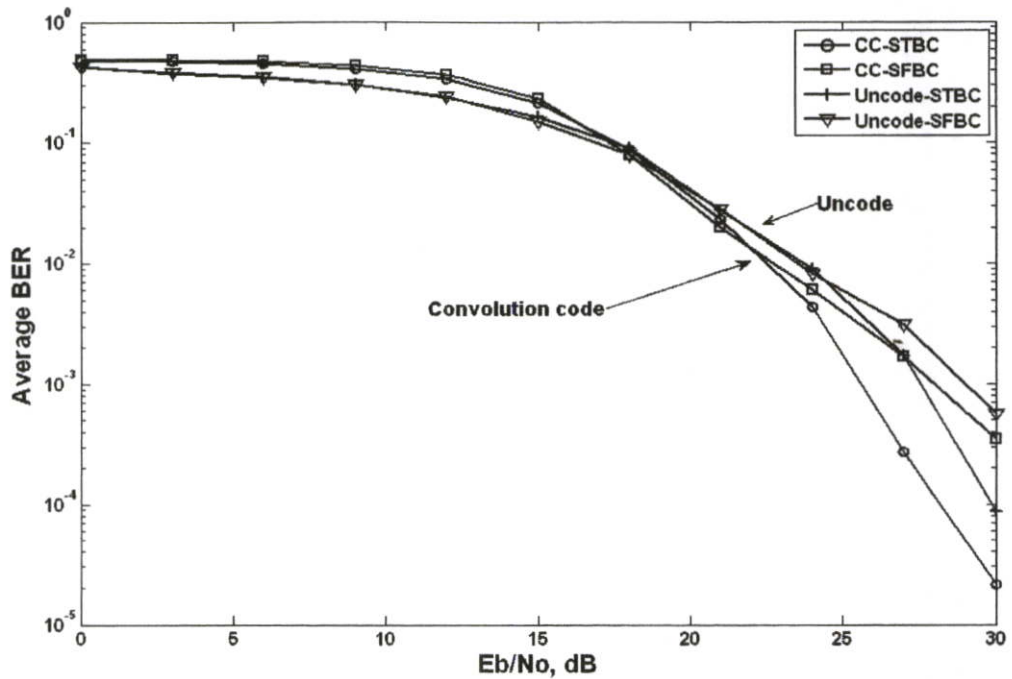
รูปที่ 7.8 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของ SFBC-OFDM สำหรับการเข้ารหัสช่องสัญญาณที่ต่างกันบนช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่



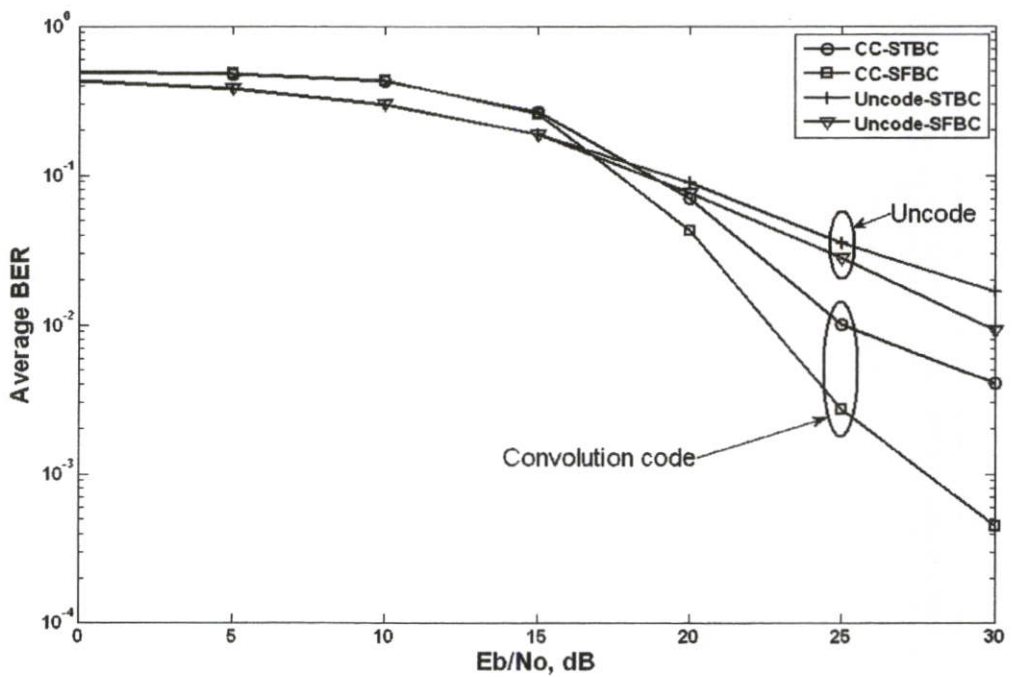
รูปที่ 7.9 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของ STBC-OFDM ที่มีขนาดของการสลับค่าที่ต่างกัน

## 7.2.6 ผลการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของ STBC และ SFBC ที่มีช่องสัญญาณที่ต่างกัน

รูปที่ 7.10 และ รูปที่ 7.11 แสดงค่าประสิทธิภาพของ STBC-OFDM และ SFBC-OFDM ที่ใช้สายอากาศส่งสองชุดและสายอากาศรับสองชุดบนช่องสัญญาณการจางหายแบบกึ่งคงที่และช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ตามลำดับ และยังมีการเปรียบเทียบระหว่างระบบที่มีการเข้ารหัสช่องสัญญาณกับระบบที่ไม่มีการเข้ารหัสช่องสัญญาณ ซึ่งจะเห็นว่าการเข้ารหัสช่องสัญญาณจะสามารถปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบบนช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่มากกว่าบนช่องสัญญาณการจางหายแบบกึ่งคงที่ การจางหายแบบแบนแบนราบ (Flat fading) เป็นช่องสัญญาณทั่วไปที่ใช้งานในระบบสื่อสารไร้สาย เมื่อแบนด์วิธของช่องสัญญาณมากกว่าแบนด์วิธของสัญญาณส่ง และค่าของการแผ่ประวิงเวลา (Delay spread) มากกว่าค่าช่วงเวลาของสัญญาณ ในทางกลับกันการจางหายแบบเลือกความถี่จะเกิดขึ้นบนการจางหายหลายวิถี (Multipath fading) เมื่อแบนด์วิธของช่องสัญญาณน้อยกว่าแบนด์วิธของสัญญาณส่ง และค่าการแผ่ประวิงเวลา ต่ำกว่าค่าช่วงเวลาของสัญญาณ ซึ่งจากผลการจำลองจะเห็นว่าค่าประสิทธิภาพของ STBC-OFDM บนช่องสัญญาณการจางหายแบบแบนราบจะดีกว่า SFBC-OFDM ในทางกลับกัน SFBC-OFDM บนช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่จะดีกว่า STBC-OFDM เช่นกัน



รูปที่ 7.10 การเปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพของ STBC-OFDM กับ SFBC-OFDM บนช่องสัญญาณการจางหายแบบกึ่งคงที่



รูปที่ 7.11 การเปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพของ STBC-OFDM กับ SFBC-OFDM บนช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่

### 7.3 บทสรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอผลการวิเคราะห์ข้อมูลของแบบจำลองระบบการสื่อสารแถบกว้างที่มีการเข้ารหัส STBC-OFDM และ STBC-OFDM บนช่องสัญญาณทั้งสองแบบคือ ช่องสัญญาณการจางหายแบบกึ่งคงที่ และช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ โดยได้แสดงผลของประสิทธิภาพของแต่ละระบบ STBC และ SFBC บนช่องสัญญาณที่ต่างกัน และยังมีการพิจารณาถึงลักษณะการเข้ารหัสช่องสัญญาณและการสลับค่าว่ามีผลต่อประสิทธิภาพอย่างไร รวมถึงยังพิจารณาในเรื่องของความถี่คอปเพลอร์หรือความเร็วว่ามีผลต่อประสิทธิภาพของระบบมากน้อยเพียงใด ซึ่งบทสรุปและข้อเสนอแนะของวิทยานิพนธ์นี้จะกล่าวถึงในบทต่อไป

## บทที่ 8

### บทสรุปและข้อเสนอแนะ

#### 8.1 กล่าวนำ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เกิดจากแนวความคิดที่ว่าระบบสื่อสารไร้สายปัจจุบันนั้นต้องการความเร็วในการส่งผ่านข้อมูลสูง และสามารถใช้งานในทุกพื้นที่ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมาวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบ ให้สามารถใช้งานได้ในสภาพแวดล้อมที่แตกต่างกัน จึงได้ทำการจำลองช่องสัญญาณที่มีการใช้งานของผู้ใช้จำนวนมาก ทำให้ค่าแบนด์วิทของสัญญาณที่ส่งมากกว่าแบนด์วิทช่องสัญญาณ ซึ่งก็คือช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงได้นำเสนอการศึกษาประสิทธิภาพของ STBC และ SFBC บนช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่สำหรับการสื่อสารแถบกว้าง โดยได้อ้างอิงตามมาตรฐาน IEEE 802.16-2004 ซึ่งเป็นมาตรฐานหนึ่งของระบบสื่อสารไร้สายแถบกว้าง (Broadband wireless access: BWA) และยังใช้โครงสร้างแบบแผนการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ และการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ฟรีควนซ์ ที่มีสายอากาศด้านส่งและด้านรับจำนวนสองชุด รวมทั้งรูปแบบของการมอดูเลตแบบดิจิตอลถูกกำหนดให้เป็นแบบ BPSK และ QPSK โดยผ่านช่องสัญญาณการจางหายแบบกึ่งคงที่ และช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ เพื่อนำมาเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบบนช่องสัญญาณนั้นๆ โปรแกรมคอมพิวเตอร์จึงถูกนำมาใช้ในการจำลองระบบและกำหนดให้อยู่บนพื้นฐานของระบบเบสแบนด์ สำหรับประสิทธิภาพของระบบนั้น ได้ทำการจำลองในรูปแบบเชิงตัวเลข เพื่อให้ง่ายต่อการเปรียบเทียบสมรรถนะของแต่ละระบบ โดยแสดงให้เห็นถึงอัตราผิดพลาดของบิต

#### 8.2 สรุปผลการวิจัย

ในการหาค่าประสิทธิภาพของระบบสื่อสารแถบกว้าง ที่นำเทคนิคการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ และการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ฟรีควนซ์มาใช้ในการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบบนช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ และช่องสัญญาณการจางหายแบบแบนราบถูกนำมาใช้ในการจำลองรูปแบบการทำงานทั้งหมดของระบบ โดยโปรแกรมจะถูกวิเคราะห์ที่อยู่บนพื้นฐานของระบบเบสแบนด์เท่านั้น พร้อมทั้งหาอัตราผิดพลาดของบิต

ผลการจำลองได้แสดงไว้ในบทที่ 7 ซึ่งพบว่าจำนวนของสายอากาศส่ง-รับ และจำนวนการจางหายเชิงวิถีนั้นมีผลต่อประสิทธิภาพของระบบ โดยเมื่อจำนวนสายอากาศเพิ่มขึ้นประสิทธิภาพของระบบก็จะเพิ่มขึ้น ในทางตรงข้ามเมื่อจำนวนเส้นทางการจางหายเชิงวิถีนี้นั้นค่าประสิทธิภาพก็จะลดลง ประสิทธิภาพของระบบที่มีการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ฟรีควนซ์ ดีกว่าระบบที่มีการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ บนช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ ในทางกลับกัน

ประสิทธิภาพของระบบบนช่องสัญญาณการจางหายแบบแบนราบนั้น การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ดีกว่าการเข้ารหัสแบบสเปซ-ฟรีควเอนซ์ โดยที่การเข้ารหัสช่องสัญญาณนั้นมีผลต่อประสิทธิภาพของระบบบนช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่มากกว่าช่องสัญญาณการจางหายแบบแบนราบ ซึ่งในการเข้ารหัสช่องสัญญาณนั้นสิ่งที่สำคัญและมีผลต่อประสิทธิภาพคือชนิดของการเข้ารหัสช่องสัญญาณ โดยที่ประสิทธิภาพของระบบที่มีการเข้ารหัสแบบคอนโวลูชันนั้นดีกว่าการเข้ารหัสแบบ Reed Solomon และสิ่งที่สำคัญในการเข้ารหัสช่องสัญญาณไม่ว่าจะใช้การเข้ารหัสแบบใดก็ตามคือการสลับค่า (Interleaves) ในการสลับค่านั้นสิ่งที่สำคัญคือขนาดข้อมูลในการสลับ ถ้าค่าข้อมูลในการสลับมีค่ามากประสิทธิภาพของระบบก็จะดีขึ้นตาม โดยที่ไม่ว่าจะเป็น การสลับค่าแบบบล็อกหรือการสลับค่าแบบสุ่ม ค่าประสิทธิภาพของระบบก็ไม่แตกต่างกันมากนัก และสุดท้ายคือความถี่คอปเพลอร์มีผลกระทบอย่างมากต่อระบบสื่อสารไร้สาย โดยที่ความถี่คอปเพลอร์จะขึ้นอยู่กับความถี่ในการส่งสัญญาณและความเร็ว ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้กำหนดความถี่คงที่ 2.5 กิกะเฮิรตซ์ โดยที่ให้ความเร็วเปลี่ยนแปลง ที่ความเร็วมากขึ้นความถี่คอปเพลอร์ก็เพิ่มขึ้น ฉะนั้นระบบการสื่อสารไร้สายที่มีความถี่คอปเพลอร์สูงทำให้ประสิทธิภาพของระบบนั้นลดลง

### 8.3 ข้อเสนอแนะ

จากแนวคิดในการศึกษาประสิทธิภาพของ STBC และ SFBC บนช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่สำหรับการสื่อสารแถบกว้างที่ได้แสดงไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผลการจำลองจะพบว่า การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ฟรีควเอนซ์ (SFBC-OFDM) มีประสิทธิภาพที่ดีกว่าการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ (STBC-OFDM) บนช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ จึงเห็นว่าระบบการสื่อสารแถบกว้างควรที่จะมีการเข้ารหัสทั้งสองแบบคือ STBC และ SFBC ให้เป็นแบบอะแด็ปทีฟเพื่อให้สามารถใช้งานได้อย่างมีประสิทธิภาพไม่ว่าจะอยู่ในช่องสัญญาณแบบใด

การออกแบบและการทำแบบจำลองทั้งหมดจะเห็นได้ว่ายังมีอีกหลายส่วนที่ไม่ได้วิเคราะห์ ดังนั้นเพื่อให้เกิดประโยชน์และสามารถนำไปใช้งานในรูปแบบหลากหลายมากขึ้น จึงควรเพิ่มการศึกษาในส่วนของการใช้ช่องสัญญาณที่หลากหลายมากขึ้น เช่น ช่องสัญญาณการจางหายแบบเร็ว (Fast fading channel) ช่องสัญญาณการจางหายแบบช้า (Slow fading channel) และอื่นๆ การรบกวนของผู้ใช้ที่มีมากกว่าหนึ่งคน (Multiuser interference) และในกรณีที่เครื่องรับไม่สามารถรับรู้การเปลี่ยนแปลงช่องสัญญาณได้ (Blind channel estimator) ซึ่งถ้ามีการพิจารณาเพิ่มเติมในส่วนที่กล่าวมานี้จะทำให้ทราบว่าสมรรถนะของระบบมีการเปลี่ยนแปลงไปอย่างไรในสถานะที่เหมือนกับความเป็นจริงมากที่สุด รวมทั้งนำเทคนิคพิเศษแบบต่างๆ มาใช้ในการเพิ่มประสิทธิภาพของระบบ เช่น การเข้ารหัสแบบเทอร์โบ (Turbo code) การใช้ อีควอลไลเซอร์ (Equalizer) เป็นต้น

ในลำดับสุดท้ายผู้เขียนหวังว่าแนวความคิด วิธีการศึกษาวิเคราะห์ การออกแบบ การทำแบบจำลอง และ ผลการจำลองจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นประโยชน์และเป็นแนวทางที่ดีให้แก่ผู้ที่สนใจในการศึกษาค้นคว้าในเรื่องของระบบสื่อสารแถบกว้าง และหากมีผู้สนใจต้องการจะศึกษาวิจัยต่อไปจริง ผู้เขียนยินดีจะมอบความรู้และเทคนิคต่างๆ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ด้วยความยินดี เพื่อเป็นประโยชน์ในการพัฒนาเทคโนโลยีการสื่อสารของประเทศต่อไป

## เอกสารอ้างอิง

- [1] **“White paper from WiMAX FORUM,”** [online] <http://www.wimaxforum.org>.
- [2] Frank Ohrthman, **“WiMAX handbook,”** New York:McGrow-Hill. 2005.
- [3] Loutfi Nuaymi, **“WiMAX: technology for broadband wireless access,”** Chichester: John Wiley & Son, 2007
- [4] **“ผลการศึกษาเทคโนโลยี WiMAX/Wireless MAN Technology,”** Information and Communication Technology Policy Sector (TOT), May 2005
- [5] S. M. Alamouti, **“A simple transmit diversity technique for wireless communications,”** IEEE Journal on Select. Areas Comms., vol. 45, pp. 1451-1458, 1998.
- [6] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Carlderbank, **“Space time block codes from orthogonal designs ,”** IEEE Trans. on Information Theory, vol. 45, no. 5 ,pp. 1456-1467, 1999.
- [7] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Carlderbank, **“Space time block codes for wireless communications: Performance Results,”** IEEE Journal on Selected Areas in Communications., vol. 44, no. 2, pp. 744-764, 1998.
- [8] B. Vucetic, and J. Yuan, **Space time coding,** John Wiley & Sons, 2003.
- [9] 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,”** 24<sup>th</sup> Electrical Engineering Conference, pp. 717-721, 2001.
- [10] R.V. Nee, R. Prasad, **OFDM for Wireless Multimedia Communications,** Artech House
- [11] 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.
- [12] U. S. Patent, **“Orthogonal Frequency Division Mutiplexing,”** No. 3, November 14, 1996., issued Jan. 6, 1970.
- [13] Martin Bossert, **Channel coding for telecommunication,** John Wiley & Son., LTD, 2007
- [14] A. J. Viterbi, **Principles of Digital Communication and Coding,** New York; McGraw Hill, 1979.
- [15] M. K. Simon and M. S. Alouini, **Digital Communication over Fading Channels,** Wiley Interscience, 2005.

- [16] T. Rappaport, **Wireless Communications Principles and Practice**, Upper saddle River: Prentice- Hall, second ed, 2002.
- [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, pp.2231-2236, 1998.
- [18] Z. Liu., G. B. Giannakis. and A. Scaglione, "**Transmit-antennas space-time block code from generalized OFDM in the presence of unknown multipath**," IEEE J. Select Areas Communication, vol. 19, pp. 1352-1364, July 2001.
- [19] N. Yorwittaya, M. Chamchoy, P. Supanakoon, P. Rawiwan, S. Promwong 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.
- [20] Li Lihua, Tae Xiaofeng, Zhang Ping, and Harald Haas, "**A practical space-frequency block code OFDM scheme for fast fading broadband channels**," IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, vol. 1, pp. 212-216, 2002.
- [21] S. A. Ghorashi, F. Said, and A. H. Aghvami, "**Space-frequency transmit diversity in multiband-OFDM systems**," IEEE Trans. Information Theory, vol. 49, no. 9, pp 2277-2292, 2003.
- [22] G. Bauch, "**Space time block codes versus space frequency block codes**," IEEE Vehicular Technology Conference (VTC), Conference CDROM,Jeju,Korea, April 22-25,2003.
- [23] Yupeng Jia , Dongfeng Yuan ,Dalei Wu, "**Performance Comparison of STBC and SFBC in Turbo Coded OFDM Systems**," IEEE Vehicular Technology Conference (VTC), pp. 165-168 ,2005
- [24] S. Sa-e, M. Chamchoy and S. Promwong, "**Performance Evaluation of SFBC-OFDM over Frequency Selective Fading Channel**," Electrical Engineering Conference (EECON), vol.2, pp. 1029 -1032, 2007.
- [25] R. Calderback, S. Das, N. Al-Dhahir, S. Diggavi, "**A Novel Full-Rate Full-Diversity STBC with Application to WiMAX**," IEEE Vehicular Technology Conference (VTC), vol. 3, pp.1791-1795, 2005

- [26] “รายงานการศึกษาแนวทางการจัดสรรความถี่สำหรับการประยุกต์ใช้เทคโนโลยีเครือข่ายไร้สาย WiMAX ในประเทศไทย,” ECTI-21, National Electronic and Computer Technology Center (NECTEC), August 2006.
- [27] Van de Beek, J. J. , M. Isaksson. and P. O. Borjesson. “**Low-Complex Frame Synchronization in OFDM systems,**” Proceeding of International Conference on University Personal Communication ICUPC’95, Nov. 1995.
- [28] Sandell M., V. D. Beek. and P.O. Borjesson. “**Timing and Frequency Synchronization in OFDM Systems Using the Cyclic Prefix,**” Proceeding of Int. Symp. On Synchronization, Saalbau, Essen, Germany, pp. 16-19, Dec. 14-15 1995.
- [29] Schmidl T. M. and Cox D. C., “**Robust Frequency and Timing Synchronization on OFDM,**” IEEE Trans. On Comm, vol. 45, No. 12, pp. 1613-1621, Dec. 1997.
- [30] P. Beckmann, **Probability in Communication Engineerings,** Harcourt, Brace & World, NY, 1967.
- [31] M.J. Dehghani R. Aravind S. Jam and K.M.M. Prabhu”Space Frequency Block coding in OFDM Systems,” TENCON 2004. 2004 IEEE Region 10 Conference, Volume A, pp. 543 – 546, 21-24 Nov. 2004.

ภาคผนวก

## ภาคผนวก ก.

### ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

#### งานประชุมในระดับนานาชาติ

- [1] S. Sa-e, M. Chamchoy and S. Promwong, "Study on Propagation Path Loss and BER for Fixed Broadband WiMAX," Asia-Pacific Conference on Communications (APCC), vol. 1, pp. 289-292, 2007.
- [2] S. Sa-e, M. Chamchoy and S. Promwong, "Study on Performance STBC and SFBC over Frequency Selective Fading Channel for WiMAX," International Conference on Embedded System and Intelligent Technology (ICESIT), vol. 1, pp. 224-248, 2008.

#### งานประชุมในระดับประเทศ

- [3] S. Sa-e, M. Chamchoy and S. Promwong, "Performance Evaluation of SFBC-OFDM over Frequency Selective Fading Channel," Electrical Engineering Conference (EECON), vol.2, pp. 1029 -1032, 2007.



**APCC 2007**

**2007 Asia-Pacific Conference on Communications**

**October 18-20, 2007**

**Bangkok, Thailand**

**PROCEEDINGS**



**IEEE COMMUNICATIONS SOCIETY  
THAILAND CHAPTER**



**IEEE CAS Society  
Thailand Chapter**



**IEEE MTT/AP/ED  
THAILAND CHAPTER**



**IEEE  
COMMUNICATIONS  
SOCIETY**

# Study on Propagation Path Loss and BER Performance for Fixed Broadband WiMax

Sakariya Sa-e, Monchai Chamchoy, and Sathaporn Promwong  
 Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang  
 Chalokkrung Rd., Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand  
 Email: ya9925@hotmail.com

**Abstract**—Ground reflection (two-ray) model is one of the propagation that can be employed with various systems for wireless communication. Consequently, the WiMax system above ground reflection model is proposed in this paper to evaluate the path gain, received power and the performance of the system. Two twenty-five meter-high transmit antennas and two one point two meter-high receive antennas are used in this simulations. Moreover, a space time block code (STBC) in OFDM (Orthogonal frequency division multiplexing) is used as well. In this paper, the path gain and the received power are proposed for ground reflection model that depend on various parameters. For different frequency, the path gain of low frequency is higher than high frequency. The path gain of ground is different from dry concrete before  $R_b$  distance. The performance of the added gain of transmit antennas is very significant for the system for the limited distance that depend on the system.

## I. INTRODUCTION

WiMax is one of wireless communication technology that we expect to widely use in the future. The high bit rate up to 75 Mbps and the distance up to 6 miles for the fixed broadband wireless communication (IEEE 802.16-2004 standard) and the bit rate of 30 Mbps and 2 miles distance is the mobile wireless communication (IEEE 802.16e). The fixed and mobile wireless communication employ the Multiple Input Multiple Output (MIMO) that is multiple antennas at the transmitter and receiver. The MIMO are obtained to improve the performance of the wireless communication system. Alamouti [1] proposes a transmit diversity technique for wireless communication that use multiple antennas. After that Tarokh presents space time block code from orthogonal designs and space time block code for wireless communications that use the two transmit antennas and two received antennas [2]-[3]. Space time block code (STBC) achieves to employ the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) that can improve the data rate of the wireless system [4].

WiMax system can be employed for different areas not only in metropolis but also in urban and suburban area. The system should be chosen for the appropriate environment because each environment has different radio propagation. Therefore, several propagation models have an effect on the performance systems in different ways. The propagation model proposed in this paper is a ground reflection model (Two-ray Model). The direct path is line of sight (LOS) path and another path is reflection path. The factors that influence the ground reflection model are frequency, the height of antennas,

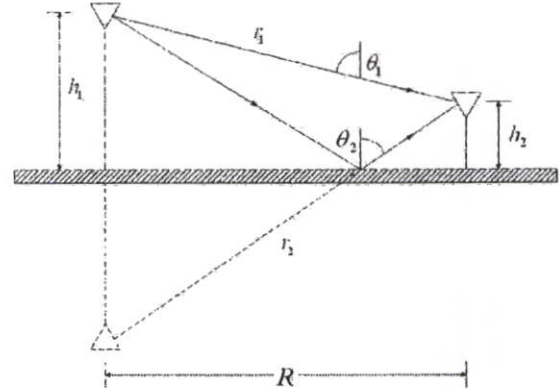


Fig. 1. Two-ray model for propagation above a flat earth.

reflection coefficient, the gain of antennas, distance and other. These parameters involve the performance of the WiMax over ground reflection model with two transmit antennas at twenty-five meters in height and two receive antennas at one point two meters in height.

This paper is organized as follow. In section II, the STBC in OFDM is introduced. Section III is the ground reflection model which is considered the radiation pattern of the transmitter antenna. The performance evaluation is shown in section V and the last section is the conclusion.

## II. GROUND REFLECTION MODEL

In the ground reflection (two ray) model, the first ray travels directly from the transmit antenna of height  $h_1$  to the receive antenna of height  $h_2$ . The second ray reaches the receive antenna after one reflection on the ground as show in Figure. 1. This model is commonly used for radio signal propagation over flat earth.

From Fig. 1, the total received power  $P_R$  due to the field arriving along the directed and reflected ray paths are represented by [5]-[7]

$$P_R = P_T \left( \frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \left| f_1(\theta_1) f_2(\theta_1) \frac{e^{-jkr_1}}{r_1} + \Gamma(\theta_2) f_1(\theta_2) f_2(\theta_2) \frac{e^{-jkr_2}}{r_2} \right|^2 \quad (1)$$

where  $P_t$  is the transmitter power,  $f_1(\theta)$  and  $f_2(\theta)$  are the normalized field pattern function of the two antennas when  $|f(\theta, \phi)|^2$  is known as the directive gain  $g(\theta, \phi)$ ,  $r_1$  is the direct distance from transmitter to the receiver and  $r_2$  is the distance through reflection on the ground that are expressed by

$$\begin{aligned} r_1 &= \sqrt{R^2 + (h_1 - h_2)^2}, \\ r_2 &= \sqrt{R^2 + (h_1 + h_2)^2}. \end{aligned} \quad (2)$$

$\Gamma$  is the reflection coefficient from the ground for the same vertical and horizontal polarization that depends on the angle of reflection that is given by

$$\Gamma_E = \frac{\cos\theta - \sqrt{\epsilon_r} \cos\theta_T}{\cos\theta + \sqrt{\epsilon_r} \cos\theta_T}, \quad (3)$$

$$\Gamma_H = \frac{\sqrt{\epsilon_r} \cos\theta - \cos\theta_T}{\sqrt{\epsilon_r} \cos\theta + \cos\theta_T}. \quad (4)$$

where  $\epsilon_r$  is the relative dielectric constant of material,  $\theta$  is the angle of incidence, and  $\theta_T$  is transmitted angle that angle are calculated by Snell's law and can be expressed as

$$\sin\theta = \sin\theta_R = \sqrt{\epsilon_r} \sin\theta_T. \quad (5)$$

If we assume isotropic antennas for simplicity, then  $f_1 = f_2 = 1$  in (15), and dividing both side by  $P_t$  gives the path gain PG of the two ray model as

$$P_R = \left( \frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \left| \frac{e^{-jk r_1}}{r_1} + \Gamma(\theta_2) \frac{e^{-jk r_2}}{r_2} \right|^2. \quad (6)$$

### III. STBC-OFDM

MIMO are applied for STBC that is proposed by Tarokh [2]-[3] STBC is the technique of coding that employ more transmit and receive antennas. STBC can be improved the performance of wireless communication that can applied for the WiMax system. Therefore, STBC is chosen for data transmission that requires the performance of the system. The transmission matrix is represented by [8]

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix}. \quad (7)$$

The transmit sequence at the antenna one and two are represented by

$$\begin{aligned} \mathbf{x}^1 &= [x_1, -x_2^*], \\ \mathbf{x}^2 &= [x_2, x_1^*]. \end{aligned} \quad (8)$$

The code matrix has the following property

$$\begin{aligned} \mathbf{X} \cdot \mathbf{X}^H &= \begin{bmatrix} |x_1|^2 + |x_2|^2 & 0 \\ 0 & |x_1|^2 + |x_2|^2 \end{bmatrix}, \\ &= (|x_1|^2 + |x_2|^2) \mathbf{I}^2 \end{aligned} \quad (9)$$

where  $\mathbf{I}_2$  is a  $2 \times 2$  identity matrix.

The received signal over two consecutive symbol period denoted by  $r_1$  and  $r_2$  for time  $t$  and  $t + \tau$  at  $n_R$  receive antenna, respectively, given by

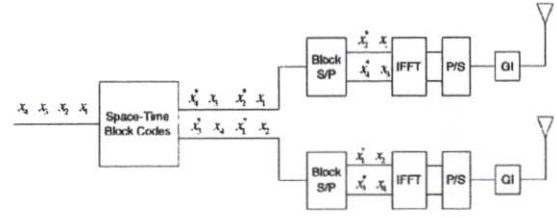


Fig. 2. Space-time block code in OFDM for  $n_S = 2$  and  $n_T = 2$ .

$$\begin{aligned} r_1^j &= h_{j,1}x_1 + h_{j,2}x_2 + n_1^j, \\ r_2^j &= -h_{j,1}x_2^* + h_{j,2}x_1^* + n_2^j, \end{aligned} \quad (10)$$

where  $h_{j,i}$  is the fading coefficient for the path from transmit antenna  $i$  to receiver antenna  $j$  and  $n$  is receiver noise.

In the equation below shows the linear combination of received signal.

$$\begin{aligned} \tilde{x}_1 &= \sum_{j=1}^{n_R} h_{j,1}^* r_1^j + h_{j,2} (r_2^j)^* \\ &= \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^{n_R} |h_{j,i}|^2 x_1 + \sum_{j=1}^{n_R} h_{j,1}^* n_1^j + h_{j,2} (n_2^j)^*, \\ \tilde{x}_2 &= \sum_{j=1}^{n_R} h_{j,2}^* r_1^j - h_{j,1} (r_2^j)^* \\ &= \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^{n_R} |h_{j,i}|^2 x_2 + \sum_{j=1}^{n_R} h_{j,2}^* n_1^j - h_{j,1} (n_2^j)^*. \end{aligned} \quad (11)$$

The maximum likelihood decoding is represented by

$$\hat{x}_1 = \arg \min_{\hat{x}_1 \in S} [(\sum_{j=1}^{n_R} (|h_{j,1}|^2 + |h_{j,2}|^2) - 1) |\hat{x}_1|^2 + d^2(\tilde{x}_1, \hat{x}_1)], \quad (12)$$

$$\hat{x}_2 = \arg \min_{\hat{x}_2 \in S} [(\sum_{j=1}^{n_R} (|h_{j,1}|^2 + |h_{j,2}|^2) - 1) |\hat{x}_2|^2 + d^2(\tilde{x}_2, \hat{x}_2)]. \quad (13)$$

The STBC-OFDM is applied in[4]. Fig. 2 shows space time block code in OFDM with the number of transmit antennas  $n_T = 2$  and the number of subcarrier  $n_S = 2$ .

The modulation data stream is represented by [9] where  $i^{th}$  is the number of frame.

$$\mathbf{X}_i = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_{2k}]. \quad (14)$$

The transmission matrix over the  $k^{th}$  subcarrier after STBC coding can be given by

$$\mathbf{X}_i(k) = \begin{bmatrix} X_{i,1}^1(k) & X_{i,1}^2(k) \\ X_{i,2}^1(k) & X_{i,2}^2(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{2k-1} & x_{2k} \\ -x_{2k}^* & x_{2k-1}^* \end{bmatrix}, \quad (15)$$

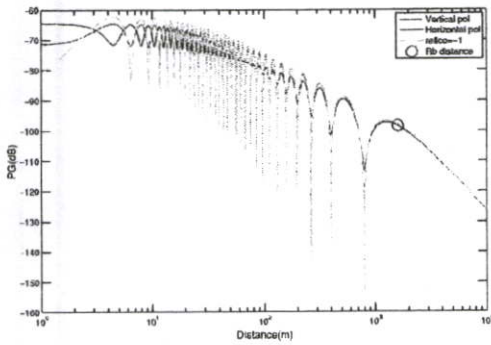


Fig. 3. The path gain of two-ray model with various reflection coefficients.

TABLE I

THE PARAMETERS OF GROUND REFLECTION MODEL.

Parameters	Values
Tx-ant height	25 m
Rx-ant height	1.2 m
Tx output power	13 dBm
Tx-ant gain	17 dBi
Tx elevation angle	10°
Tx azimuth angle	120°
Maximum distance	10 km

where  $X_{i,j}^n(k)$  is transmission symbol over  $k^{th}$  subcarrier on the  $n^{th}$  antenna.

#### IV. PATH LOSS CHARACTERISTICS

Fig. 3 displays the path gain with various reflection coefficients that the characteristic of the path gains are different. From the figure we can see that the path gain of the T-R separation distance from 1 m to breakpoint distance ( $R_b$ ) is fluctuated and from  $R_b$  to the maximum distance is linear. The breakpoint distance is calculated by

$$R_b = \frac{4h_1h_2}{\lambda}. \quad (16)$$

The parameters of ground reflection are defined in Table I. The path gain of two-ray model along T-R separation distance from 1 m to 10 km is shown in Fig. 4. From the figure we can see that the path gain at the low frequency is better than the high frequency. The 2.5 GHz frequency is greater than any other frequency. The path gain of two ray model in different materials is shown in Fig. 5 that the dielectric constants of ground is 15 and dry concrete is 5 [5]. The path gains of different materials from 1 m to  $R_b$  distance are different fluctuation. The path gains of ground and dry concrete materials are the same at  $R_b$  distance until maximum distance.

In Fig. 6 displays the comparison of the received power between the added gain of transmit antennas in the different angle and the no added gain at the transmit antennas. In this figure, the received power with the added gain of transmit antennas is greater than the no added gain of transmit antennas.

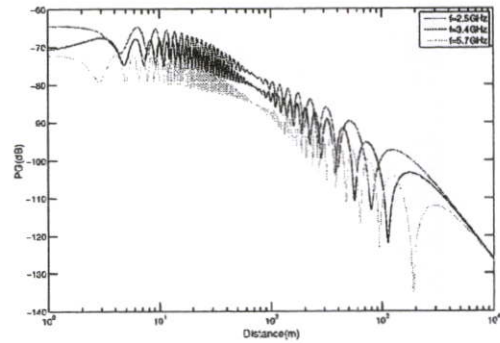


Fig. 4. The path gain of two-ray model with different frequency.

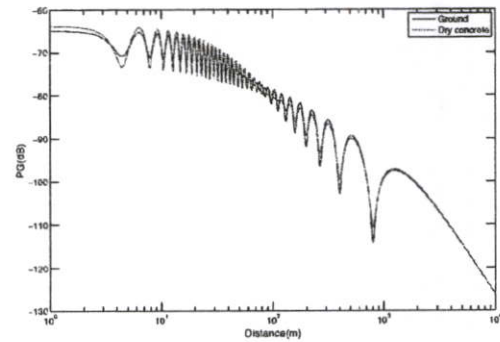


Fig. 5. The path gain of two-ray model with ground and dry concrete.

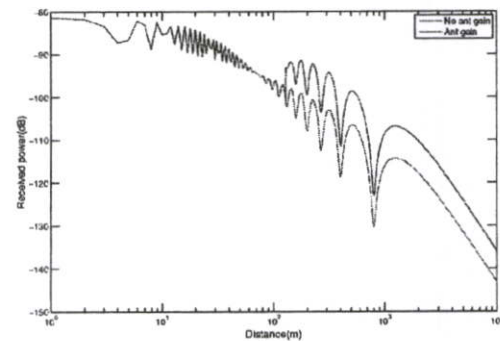


Fig. 6. The comparison of received power between the added gain transmit antennas and the no added gain transmit antennas.

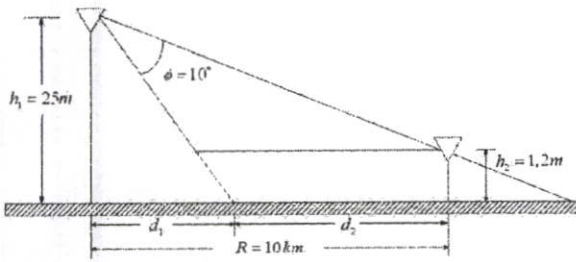


Fig. 7. The model of transmit antenna gain for two-ray propagation model.

TABLE II

SIMULATION PARAMETERS FOR FIXED BROADBAND WIMAX SYSTEM.

Parameters	Values
Carrier frequency	2.5 GHz
Bitrate	75 Mbps
Time	136.53 $\mu$ sec
Constellation	BPSK, QPSK
Doppler frequency	90Hz
Number of FFT size	256
Number of Guard interval	64
BPSK length	170.66 $\mu$ sec
QPSK length	85.33 $\mu$ sec
Noise floor	-130 dBm

We assume  $10^\circ$  elevation angle of transmit antennas and the T-R separation distance from 1 m to 10 km as shown in Fig. 7. From this figure we can see at  $d_1$  that has no gain of transmit antennas so the received power of the added gain of transmit antennas from 1 m to the end of distance  $d_1$  is similar to the no added gain of transmit antennas. However, the received power is changed at the distance of  $d_2$  which is the end of  $d_1$  to the maximum distance.

## V. BER PERFORMANCE

In this paper, we evaluate the performance of the WiMax system with two transmit antennas and two receive antennas over ground reflection model. The parameters of the WiMax system are defined in Table II. We specify that each angle of the transmit antennas has different gain and the receive antennas are isotropic antennas.

Fig. 8 shows the performance evaluation of the WiMax system over the ground reflection model. The bit error rate (BER) performance of the added gain of transmit antennas is greater than the no added gain of transmit antennas at  $R_b$  distance until five kilometers but the performance of the added gain of transmit antennas are less different than the no added gain of transmit antennas after five kilometers. Therefore, the added gain of transmit antennas is very significant at limited distance that depends on the systems but the added gain of transmit antennas does not have an effect on the performance of the system when the distance increases from the limited distance. The comprehension of the added gain of transmit antennas has an extreme effect on the performance of the system at the limited area.

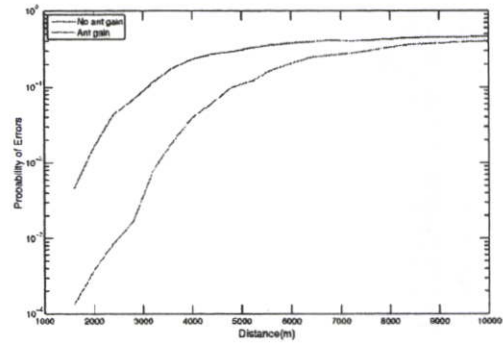


Fig. 8. BER performance comparison of the WiMax system with the added gain transmit antennas and the no added gain transmit antennas over two-ray model

## VI. CONCLUSIONS

In the wireless communication environment, the propagation is very significant for the microcell system that is used in rural and urban communication. This finding is the propagation over ground reflection model for WiMax communication. The performance of the WiMax system depends on the parameters of two ray reflection when the values of the parameters are changed. Moreover, when the values change, the path gain and the received power are varied as well but the path gain and the received power are divided into two section. The first section is the distance before  $R_b$  and the second is after  $R_b$ . We evaluate some parameters that influence performance of the WiMax system. The results show that, the gain of antennas and frequency are significant for the WiMax system over ground reflection model. The performance of the added gain of transmit antennas is greatly influence by the limited distance.

## REFERENCES

- [1] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal on Select. Areas Comms.*, vol. 45, pp. 1451-1458, 1998.
- [2] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Carlderbank, "Space time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456-1467, 1999.
- [3] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Carlderbank, "Space time block codes for wireless communications: Performance Results," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications.*, vol. 44, no. 2, pp. 744-764, 1998.
- [4] G. Bauch, "Space time block codes versus space frequency block codes," *IEEE Vehicular Technology Conference (VCT)*, Conference CD ROM, Jeju, Korea, April 22-25, 2003.
- [5] Henry L. Bertoni, *Radio Propagation for Modern Wireless systems*, Upper saddle River: Prentice-Hall
- [6] Howard H. Xia, Henry L. Bertoni, Leandro R. Maciel, and Andrew Lindsay-Stewart, "Radio propagation measurements and modeling for line-of-sight microcellular systems," *Vehicular Technology Conference, 1992 IEEE 42nd*, vol. 1, pp. 349-354, 1992.
- [7] T. Rappaport, *Wireless Communications*, Upper saddle River: Prentice-Hall, second ed, 2002.
- [8] B. Vucetic, and J. Yuan, *Space time coding*, John Wiley & Sons, 2003.
- [9] Li Lihua, Tae Xiaofeng, Zhang Ping, and Harald Haas, "A practical space-frequency block code OFDM scheme for fast fading broadband channels," *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 1, pp. 212-216, 2002.



# CEST 2008

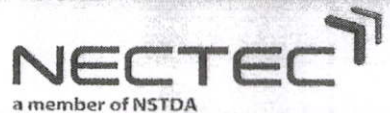
**THE 2008 INTERNATIONAL CONFERENCE ON  
EMBEDDED SYSTEMS AND INTELLIGENT TECHNOLOGY**

February 27-29, 2008

Grand Mercure Fortune Hotel, Bangkok, Thailand



สำนักงานส่งเสริมอุตสาหกรรมซอฟต์แวร์แห่งชาติ (องค์การมหาชน)  
Software Industry Promotion Agency (Public Organization)



# Study on Performance of STBC and SFBC over Frequency Selective Fading Channel for WiMAX

Sakariya Sa-e, Monchai Chamchoy, and Sathaporn Promwong  
Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang  
Chalongkrung Rd., Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand  
Email: ya9925@hotmail.com

**Abstract**—The significant subjects for Broadband Wireless Access (BWA) are the coverage area, the data rate and the performance of the system. Therefore, BWA can employ for any channel propagation. In this paper, we consider the performances of the broadband communication that are STBC -OFDM and SFBC-OFDM over frequency selective fading channel. And the flat fading channel is also chosen for this system. Moreover, the channel coding are employed in this simulation such as convolution coding and Reed Solomon coding. These coding can improve the performance of the broadband system. The STBCOFDM with difference size of interleaves and difference doppler frequency have an effect for the performance of the system. The efficiency of the system depend on the length of interleaves as well.

*Keywords*-component; BWA; STBC; SFBC; OFDM;

## I. INTRODUCTION

Broadband Wireless Access (BWA) is one of technology that is promising solution for last mile access and high data rate. BWA can separate by two. The first one is IEEE 802.16-2004 standard. The data rate of this standard is up to 75 Mbps and the coverage area is around 6 miles. The second one is IEEE 802.16e that is a mobile WiMAX. The data rate of the mobile WiMAX is up to 30 Mbps and the coverage distance is 2 miles. The important techniques that make high data rate and last mile access are diversity technique and Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM). The both techniques can operate together such as Space-time Block Code with OFDM (STBC-OFDM) and Space-Frequency Block code with OFDM (SFBC-OFDM). The Multiple Input Multiple Output (MIMO) is very necessary to apply for BWA in order to improve the efficiency of BWA standard. Alamouti [1] proposes a transmit diversity technique for wireless communication that use mutiple antennas. After that Tarokh presents space time block code from orthogonal designs and space time block code for wireless communications that use the two transmit antennas and two received antennas[2]-[3].

BWA can apply for many usabilities for example voice, VOIP, internet, video on demand and others. All usabilities should be used for limited bandwidth. Moreover, when people use this system increasing that take a bandwidth of signal more than bandwidth of channel. This is the one part of frequency selective fading channel. In this paper, the performance comparison of STBC and SFBC over frequency selective fading channel for broadband communication is proposed with two transmit antennas and two receive antennas. The quasi-static

flat fading channel and frequency selective fading channel are considered. In addition, the channel coding is one of technique that can improve the bit error rate (BER). Convolution code and Reed Solomon are also presented.

This paper is organized as follow. In section II, MIMO channels for various fading such as flat fading and frequency selective fading are presented. In section III, the STBC in OFDM is introduced. In section IV, the SFBC-OFDM is described. The performance evaluation is shown in section V and the last section is the conclusion.

## II. CHANNEL MODELS

The fading channel between the number of transmit antenna and the number of receive antenna are assumed to be frequency selective fading and flat fading. In this paper, the flat fading and frequency selective fading are used to evaluate the efficiency of STBC-OFDM and SFBC-OFDM. The MIMO channel shows in Fig. 1.

The flat fading is the most common type of fading where bandwidth of channel greater than the bandwidth of signal and the delay spread is greater than signal period too. The rms delay spread is given by [4]

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)}, \quad (1)$$

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)}, \quad (2)$$

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2}, \quad (3)$$

where  $\bar{\tau}$  is mean excess delay,  $\sigma_\tau$  is rms delay spread and  $P(\tau_k)$  is power delay profile.

Frequency selective fading occurs over multipath fading when the bandwidth of channel is less than the bandwidth of signal and the rms delay spread is greater than symbol period.

## III. STBC-OFDM

MIMO are applied for STBC that is proposed by Tarokh. STBC is the technique of coding that employ more transmit and receive antennas. STBC can be improved the performance of wireless communication that can applied for the WiMax system. Therefore, STBC is chosen for data transmission that requires the performance of the system. The transmission matrix is represented by [5]

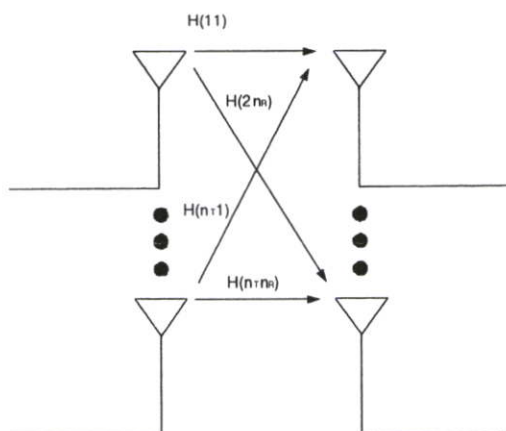


Fig. 1. MIMO channel.

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix}. \quad (4)$$

The transmit sequence at the antenna one and two are represented by

$$\begin{aligned} \mathbf{x}^1 &= [x_1, -x_2^*], \\ \mathbf{x}^2 &= [x_2, x_1^*]. \end{aligned} \quad (5)$$

The code matrix has the following property

$$\begin{aligned} \mathbf{X} \cdot \mathbf{X}^H &= \begin{bmatrix} |x_1|^2 + |x_2|^2 & 0 \\ 0 & |x_1|^2 + |x_2|^2 \end{bmatrix}, \\ &= (|x_1|^2 + |x_2|^2) \mathbf{I}^2 \end{aligned} \quad (6)$$

where  $\mathbf{I}_2$  is a  $2 \times 2$  identity matrix.

The received signal over two consecutive symbol period denoted by  $r_1$  and  $r_2$  for time  $t$  and  $t + \tau$  at  $n_R$  receive antenna, respectively, given by.

$$\begin{aligned} r_1^j &= h_{j,1}x_1 + h_{j,2}x_2 + n_1^j, \\ r_2^j &= -h_{j,1}x_2^* + h_{j,2}x_1^* + n_2^j, \end{aligned} \quad (7)$$

where  $h_{j,i}$  is the fading coefficient for the path from transmit antenna  $i$  to receiver antenna  $j$  and  $n$  is receiver noise.

In the equation below shows the linear combination of received signal.

$$\begin{aligned} \tilde{x}_1 &= \sum_{j=1}^{n_R} h_{j,1}^* r_1^j + h_{j,2} (r_2^j)^* \\ &= \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^{n_R} |h_{j,i}|^2 x_i + \sum_{j=1}^{n_R} h_{j,1}^* n_1^j + h_{j,2} (n_2^j)^*, \\ \tilde{x}_2 &= \sum_{j=1}^{n_R} h_{j,2}^* r_1^j - h_{j,1} (r_2^j)^* \\ &= \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^{n_R} |h_{j,i}|^2 x_i + \sum_{j=1}^{n_R} h_{j,2}^* n_1^j - h_{j,1} (n_2^j)^*. \end{aligned} \quad (8)$$

The maximum likelihood decoding is represented by

$$\begin{aligned} \hat{x}_1 &= \arg \min_{\hat{x}_1 \in \mathcal{S}} [(\sum_{j=1}^{n_R} (|h_{j,1}|^2 + |h_{j,2}|^2) - 1) |\hat{x}_1|^2 \\ &\quad + d^2(\tilde{x}_1, \hat{x}_1)], \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \hat{x}_2 &= \arg \min_{\hat{x}_2 \in \mathcal{S}} [(\sum_{j=1}^{n_R} (|h_{j,1}|^2 + |h_{j,2}|^2) - 1) |\hat{x}_2|^2 \\ &\quad + d^2(\tilde{x}_2, \hat{x}_2)]. \end{aligned} \quad (10)$$

The STBC-OFDM is applied in [6]. Fig. 2 shows space time block code in OFDM with the number of transmit antennas  $n_T = 2$  and the number of subcarrier  $n_S = 2$ .

The modulation data stream is represented by [7] where  $i^{th}$  is the number of frame.

$$\mathbf{X}_i = [x_1 \quad x_2 \quad \dots \quad x_{2k}]. \quad (11)$$

The transmission matrix over the  $k^{th}$  subcarrier after STBC coding can be given by

$$\mathbf{X}_i(k) = \begin{bmatrix} X_{i,1}^1(k) & X_{i,1}^2(k) \\ X_{i,2}^1(k) & X_{i,2}^2(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{2k-1} & x_{2k} \\ -x_{2k}^* & x_{2k-1}^* \end{bmatrix}, \quad (12)$$

where  $X_{i,j}^n(k)$  is transmission symbol over  $k^{th}$  subcarrier on the  $n^{th}$  antenna.

#### IV. SFBC-OFDM

SFBC can be applied by STBC for using in frequency domain, that can improve the performance over frequency selective fading channel. It can generate the symbols over  $k^{th}$  subcarrier of OFDM. Fig. 3 shows the transmitter architecture for a STBC-OFDM.

The modulated coded data generates the symbols  $X_{i,m}[k], m^{th}$  to be transmitted on the  $n_f$  transmit antenna at the  $h$  subcarrier and the  $m^{th}$  OFDM symbol as shows in the example below [8],

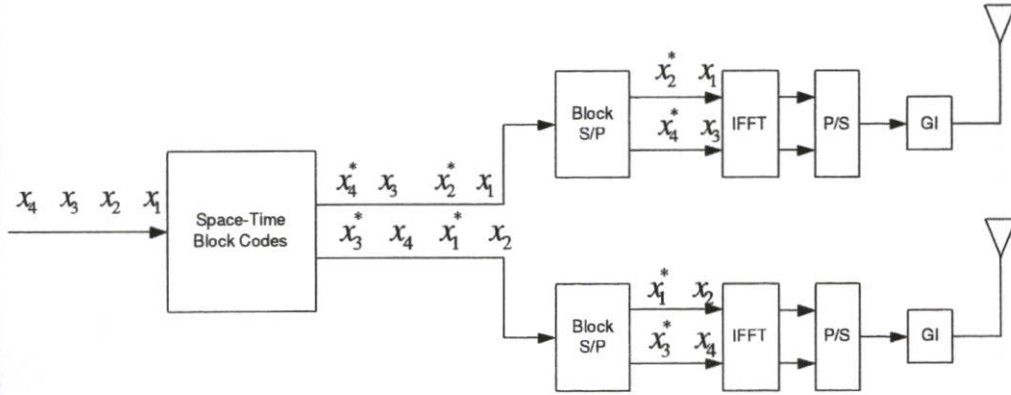


Fig. 2. Space-time block code in OFDM for  $n_S = 2$  and  $n_T = 2$ .

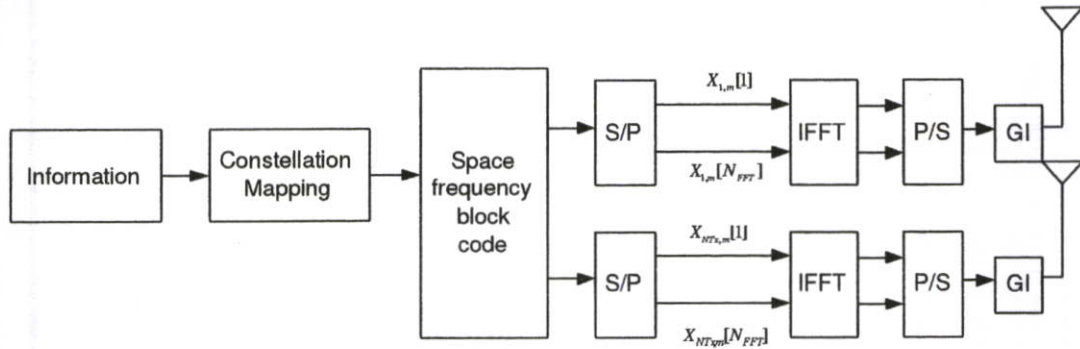


Fig. 3. Transmitter architecture for a SFBC-OFDM.

$$G_2 = \begin{bmatrix} X_{1,m}[2r] & X_{1,m}[2r+1] \\ X_{2,m}[2r] & X_{2,m}[2r+1] \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} D_m[2r] & -D_m^*[2r+1] \\ D_m[2r+1] & D_m^*[2r] \end{bmatrix}. \quad (13)$$

At the receiver the received signal is given by

$$r_m[2r] = X_{1,m}[2r]H_{1,m}[2r] + X_{2,m}[2r]H_{2,m}[2r] + N_m[2r] \\ = D_m[2r]H_{1,m}[2r] + D_m[2r+1]H_{2,m}[2r] + N_m[2r], \quad (14)$$

and

$$r_m[2r+1] = X_{1,m}[2r+1]H_{1,m}[2r+1] + \\ X_{2,m}[2r+1]H_{2,m}[2r+1] + N_m[2r+1] \\ = D_m^*[2r+1]H_{1,m}[2r+1] - \\ D_m^*[2r]H_{2,m}[2r+1] + N_m[2r+1]. \quad (15)$$

And the outputs of the signal are represented by

$$y_m[2r] = r_m[2r]H_{1,m}^*[2r] + r_m^*[2r+1]H_{2,m}[2r], \\ y_m[2r+1] = r_m[2r]H_{2,m}^*[2r] - r_m^*[2r+1]H_{1,m}[2r]. \quad (16)$$

TABLE I

THIS TABLE SHOWS THE PARAMETERS OF WiMAX SIMULATION SYSTEM.

Parameters	Values
Number of Tx ant	2
Number of Rx ant	2
Carrier frequency	2.5 GHz
Bitrate	75 Mbps
Time	150.19 $\mu$ sec
Constellation	BPSK, QPSK
Doppler frequency	12Hz
Number of FFT size	256
Number of Guard interval	64
BPSK length	375.47 $\mu$ sec
QPSK length	187.73 $\mu$ sec
Number of multipath	4
Power delay profile	0,-10,-20,-25
Number of delay	0,3,4,5

## V. SIMULATION RESULTS

In this paper, the simulation results are indicate the bit error rate performance between STBC-OFDM and SFBC-OFDM over flat fading channel and frequency selective fading channel. For quasi-static flat fading channel, each data package are changed by fading channel. The parameters of WiMAX simulation show in Table I.

Fig. 4 shows the performances of SFBC-OFDM with two

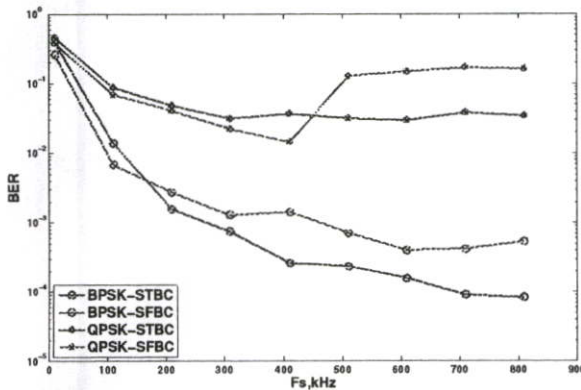


Fig. 4. The BER performances of STBC-OFDM and SFBC-OFDM based on bandwidth of channel .

transmit antennas and two receive antennas over the different bandwidth of channel [9]. In this figure, the BER of SFBC-OFDM on narrow bandwidth channel is lower than STBC-OFDM and on large bandwidth channel that bandwidth channel is more than  $100\text{kHz}$  for BPSK modulation and more than  $400\text{kHz}$  for QPSK modulation is higher than STBC-OFDM. The bandwidth of channel is one of channel definition that frequency selective fading channel or flat fading channel is depended on channel bandwidth.

Fig. 5 indicates SFBC-FDM with various channel coding over frequency selective fading channel. This figure indicate that the channel coding can improve the performance of the system better than Uncode. The system which employs the convolution code is greatest where we compare with Reed Solomon and Uncode. The performance of STBC-OFDM with difference size of interleaves shows in fig. 6. The length of interleaves have an effect for efficiency of the system. The performance of the large size of interleaves is higher than the small one. Fig. 7 shows the performance of STBC-OFDM with difference doppler frequency ( $fd$ ). The efficiency of the high  $fd$  is lower than the low  $fd$ .

Fig. 8 and Fig. 9 indicate the performance of STBC-OFDM and SFBC-OFDM with two transmit antennas and two receive antennas over flat fading channel and frequency selective fading channel, respectively. The evaluation performance of STBC-OFDM over flat fading channel is greater than SFBC-OFDM, on the other hand, BER of SFBC-OFDM over frequency selective fading is greater than STBC-OFDM.

## VI. CONCLUSIONS

This paper presented two transmit diversity and two receive antennas. The performance of SFBC and STBC over frequency selective fading and flat fading is simulated. The performance of SFBC over frequency selective fading is greater than SFBC. On the other hand, the performance of STBC is greater than STBC as well. In addition, The channel coding can improve the BER performance of the system over frequency

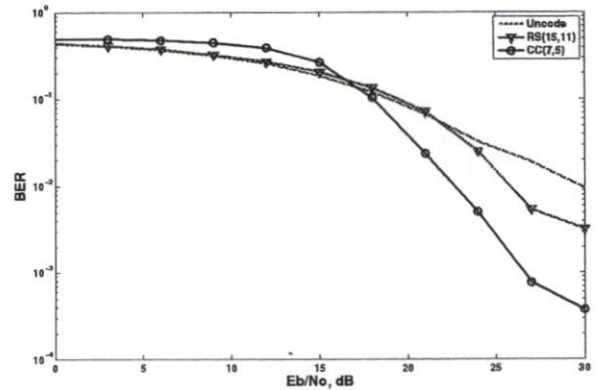


Fig. 5. The BER performances of SFBC-OFDM with difference channel coding.

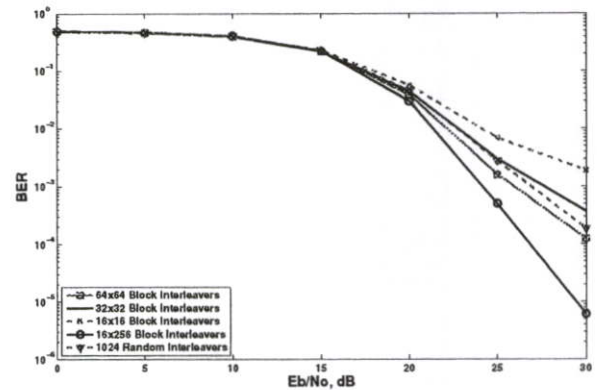


Fig. 6. The BER performances of STBC-OFDM with difference size of interleaves.

selective fading more than quasi-static flat fading. The size of interleaves influences the performance of the system. The performance of the broadband communication depend on the frequency doppler. The SFBC is optimal for frequency selective fading channel and convolution code should be chosen in the SFBC system.

## REFERENCES

- [1] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal on Select. Areas Comms.*, vol. 45, pp. 1451-1458, 1998.
- [2] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456-1467, 1999.
- [3] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space time block codes for wireless communications: Performance Results," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications.*, vol. 44, no. 2, pp. 744-764, 1998.
- [4] T. Rappaport, *Wireless Communications*, Upper saddle River:Prentice-Hall, second ed, 2002.
- [5] B. Vucetic, and J. Yuan, *Space time coding*, John Wiley & Sons, 2003.

The 2008 International Conference on Embedded Systems and Intelligent Technology  
February 27-29, 2008, Grand Mercure Fortune Hotel, Bangkok, Thailand

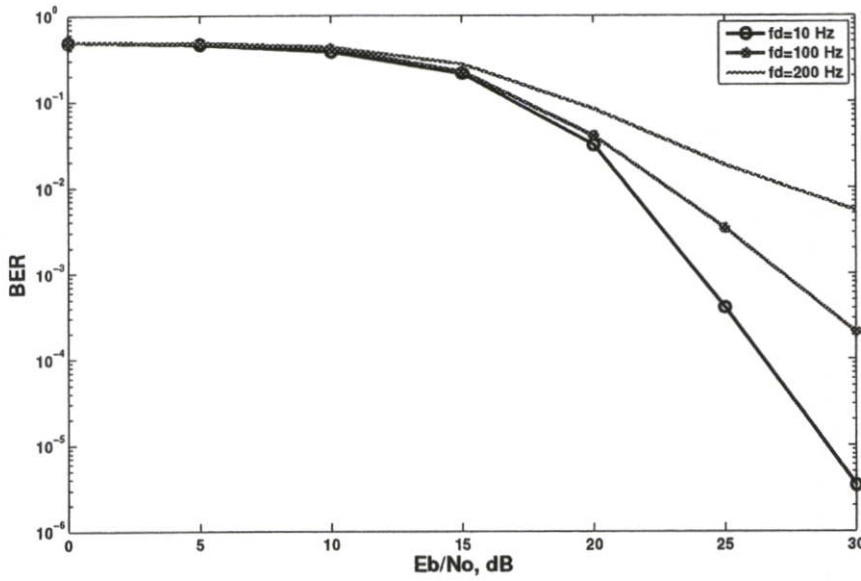


Fig. 7. The BER performances of STBC-OFDM with various doppler frequency ( $f_d$ ).

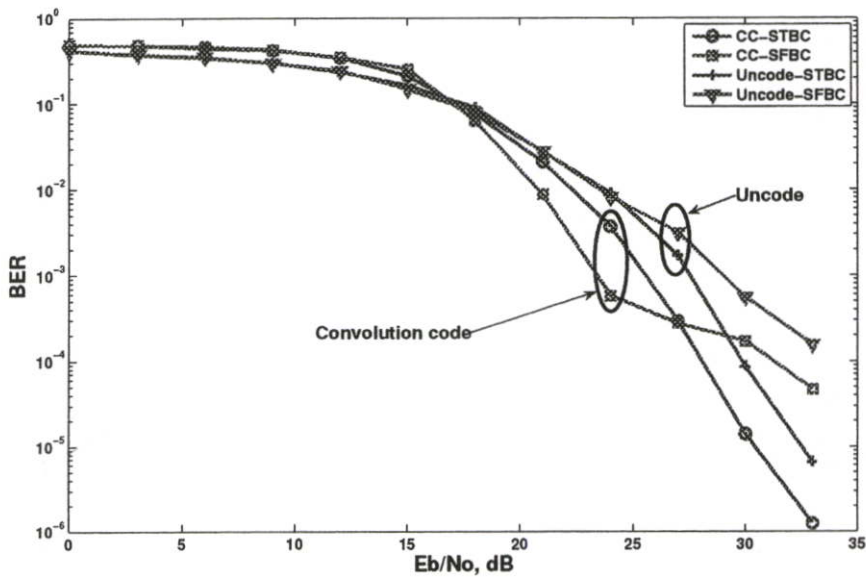


Fig. 8. The BER performances of STBC-OFDM and SFBC-OFDM over flat fading channel.

The 2008 International Conference on Embedded Systems and Intelligent Technology  
February 27-29, 2008, Grand Mercure Fortune Hotel, Bangkok, Thailand

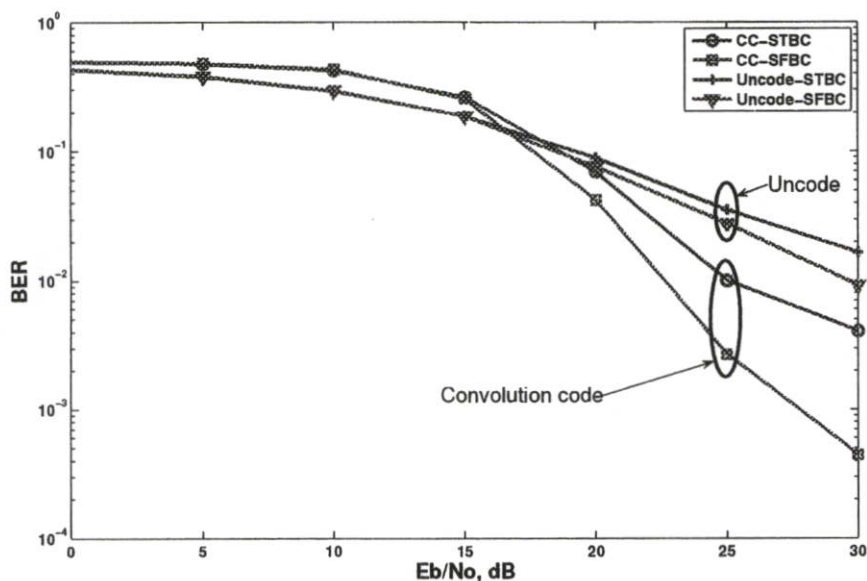


Fig. 9. The BER performances of STBC-OFDM and SFBC-OFDM over frequency selective fading channel.

- [6] G. Bauch, "Space time block codes versus space frequency block codes," *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Conference CD ROM, Jeju, Korea, April 22-25, 2003.
- [7] Li Lihua, Tae Xiaofeng, Zhang Ping, and Harald Haas, "A practical space-frequency block code OFDM scheme for fast fading broadband channels," *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 1, pp. 212-216, 2002.
- [8] S. A. Ghorashi, F. Said, and A. H. Aghvami, "Space-frequency transmit diversity in multiband-OFDM systems," *IEEE Transaction on Information Theory*, vol. 49, no. 9, pp. 2277-2292, 2003.
- [9] S. Sa-e, M. Chamchoy and S. Promwong, "Performance Evaluation of SFBC-OFDM over Frequency Selective Fading Channel," *Electrical Engineering Conference (EECON)*, vol. 2, pp. 1029-1032, 2007.



The EECON-30 Conference Joins the Eightieth Birthday Anniversary

Celebration of His Majesty the King Bhumibol Adulyadej

# 30<sup>th</sup> Electrical Engineering Conference

## การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 30

หนังสือรวมบทความที่น่าสนใจในการประชุม เล่ม 2

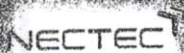
- การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DS)
- อิเล็กทรอนิกส์ (EL)
- ไฟฟ้าสื่อสาร (CM)
- ระบบควบคุมและการวัดคุม (CT)
- งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิศวกรรมไฟฟ้า (GN)

# Volume II

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี  
KING MONGKUT'S UNIVERSITY OF TECHNOLOGY THONBURI

โดย  
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม  
ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุมและเครื่องมือวัด ภาควิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์  
คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

ณ โรงแรมเฟลิกซ์ ริเวอร์แคว รีสอร์ท กาญจนบุรี  
25 - 26 ตุลาคม 2550



FACULTY OF ENGINEERING  
**KMUTT**  
EECON - 30

# Performance Evaluation of SFBC-OFDM over Frequency Selective Fading Channel

Sakariya Sa-e, Monchai Chamchoy, and Sathaporn Promwong  
 Faculty of Engineering,  
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang  
 Chalongkrung Rd., Ladkrabang, Bangkok 10520  
 Email: ya9925@hotmail.com

## Abstract

Multiple input multiple output OFDM system is considered for coding across antennas and OFDM tones. The design criteria of this transmission technique is derived from space time block code (STBC). The coding scheme termed space frequency block code (SFBC) is conceived to achieve the maximum diversity order for a given number of transmit and receive antennas. In this contribution, the performance of SFBC-OFDM transmission scheme over frequency selective fading channel is proposed. The suitability and performance of STBC-OFDM and SFBC-OFDM over flat fading and frequency selective fading channel are investigated. Moreover, the dependence of channel bandwidth is considered for both propagation channels.

**Keywords:** SFBC, OFDM, MIMO, frequency selective fading

## 1. Introduction

WiMAX technology involves microwaves communication for data transmission over radio propagation channel. It is used for high-speed data rate up to 75 Mbps and the distances up to 6 miles for fixed broadband wireless communication (IEEE 802.16-2004). For a mobile wireless communication (IEEE 802.16e), the data rate of 30 Mbps and 2 miles distance can be provided. These standards are applied based on multiple input multiple output (MIMO) communication to obtain the high performance communication system.

In [1], a general overview of capacity and performance of the MIMO system is presented. Space time block code (STBC) is the coding technique that utilizes multiple antennas at the transmitter and the receiver to achieve diversity transmission [2]-[4]. This coding scheme can be applied with orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) to improve the data transmission rate [5]. Based on this combination, therefore, the symbol duration is reduced beyond multipath spread of the channel. Consequently, the OFDM system deals with the frequency selective fading channel. Therefore, the SFBC is developed based on the STBC to overcome the channel impairments [6]-[7].

In this paper, the performances of STBC-OFDM and SFBC-OFDM with two transmit antennas and two receive antennas are evaluated. The quasi-static flat and frequency selective fading channels are considered. Based on the multipath propagation, the intersymbol interference (ISI) is

generated to evaluate the bit error rate performance of the STBC-OFDM and SFBC-OFDM system. As the simulation results, the system performance depends on the channel bandwidth of the quasi-static flat fading and frequency selective fading. It can be observed that SFBC-OFDM is more effective than STBC-OFDM over frequency selective fading channel. However, the performance of STBC-OFDM is better than SFBC-OFDM over quasi-static flat fading channel.

## 2. Space Time Block Code in OFDM

Space time block code is the coding technique that utilizes multiple antennas to provide the simple transmit diversity [2]. The generalized schemes of STBC are proposed for the full transmit diversity specified by the number of transmit antennas  $n_T$  [3]-[4]. The original Alamouti's scheme can be regarded as STBC for two transmit antennas. The transmission matrix is represented by [8]

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix}. \quad (1)$$

The transmit sequence frame can obtain from antenna one and two by  $x_1$  and  $x_2$ , respectively,

$$\begin{aligned} \mathbf{x}^1 &= [x_1, -x_2^*], \\ \mathbf{x}^2 &= [x_2, x_1^*]. \end{aligned} \quad (2)$$

The code matrix has the following property

$$\begin{aligned} \mathbf{X} \cdot \mathbf{X}^H &= \begin{bmatrix} |x_1|^2 + |x_2|^2 & 0 \\ 0 & |x_1|^2 + |x_2|^2 \end{bmatrix}, \\ &= (|x_1|^2 + |x_2|^2) \mathbf{I}_2, \end{aligned} \quad (3)$$

where  $\mathbf{I}_2$  is a  $2 \times 2$  identity matrix.

At the receiver antenna, the received signal over two consecutive symbol period denoted by  $r_1$  and  $r_2$  for time  $t$  and  $t + \tau$  at  $n_R$  receive antenna, respectively, can be given by,

$$\begin{aligned} r_1^j &= h_{j,1}x_1 + h_{j,2}x_2 + n_1^j, \\ r_2^j &= -h_{j,1}x_2^* + h_{j,2}x_1^* + n_2^j. \end{aligned} \quad (4)$$

where  $h_{j,i} = 1, 2, j = 1, 2, \dots, n_R$  is the fading coefficient for the path from transmit antenna  $i$  to receiver antenna  $j$  and  $n_1^j$  and  $n_2^j$  are additive white Gaussian noises.

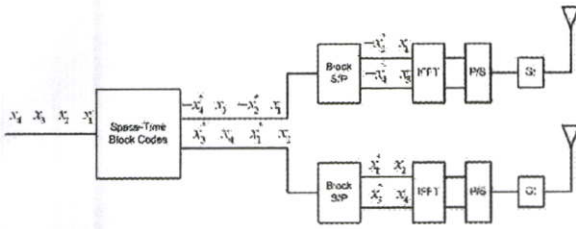


Fig. 1. Space-time block code in OFDM for  $N_s = 2$  and  $n_T = 2$ .

The linear combinations of received signals are represented by

$$\begin{aligned} \tilde{x}_1 &= \sum_{j=1}^{n_R} \hat{h}_{j,1}^* r_1^j + h_{j,2} (r_2^j)^* \\ &= \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^{n_R} |h_{j,i}|^2 x_1 + \sum_{j=1}^{n_R} \hat{h}_{j,1}^* n_1^j + h_{j,2} (n_2^j)^*, \\ \tilde{x}_2 &= \sum_{j=1}^{n_R} \hat{h}_{j,2}^* r_1^j - h_{j,1} (r_2^j)^* \\ &= \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^{n_R} |h_{j,i}|^2 x_2 + \sum_{j=1}^{n_R} \hat{h}_{j,2}^* n_1^j - h_{j,1} (n_2^j)^*. \end{aligned} \quad (5)$$

The maximum likelihood decoding rule is now given by

$$\hat{x}_1 = \arg \min_{\hat{x}_1 \in S} \left[ \left( \sum_{j=1}^{n_R} (|h_{j,1}|^2 + |h_{j,2}|^2) - 1 \right) |\hat{x}_1|^2 + d^2(\tilde{x}_1, \hat{x}_1) \right], \quad (6)$$

$$\hat{x}_2 = \arg \min_{\hat{x}_2 \in S} \left[ \left( \sum_{j=1}^{n_R} (|h_{j,1}|^2 + |h_{j,2}|^2) - 1 \right) |\hat{x}_2|^2 + d^2(\tilde{x}_2, \hat{x}_2) \right]. \quad (7)$$

The STBC can be applied for subcarrier of OFDM [5]. Fig. 1 shows the mapping of STBC matrix on subcarrier with number of transmit  $n_T = 2$  and number of subcarrier  $N_s = 2$ . GI is the Guard Interval. The modulation data stream to be transmitted by  $i^{th}$  frame is represented by [9]

$$\mathbf{X}_i = [x_1 \quad x_2 \quad \cdots \quad x_{2k}]. \quad (8)$$

The transmission matrix over the  $k^{th}$  subcarrier after STBC coding can be given by

$$\mathbf{X}_i(k) = \begin{bmatrix} X_{i,1}^1(k) & X_{i,1}^2(k) \\ X_{i,2}^1(k) & X_{i,2}^2(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{2k-1} & x_{2k} \\ -x_{2k}^* & x_{2k-1}^* \end{bmatrix}, \quad (9)$$

where  $X_{i,j}^n(k)$  is transmission symbol over  $k^{th}$  subcarrier on the  $n^{th}$  antenna.

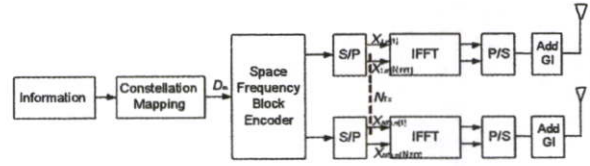


Fig. 2. Transmitter architecture for a SFBC-OFDM.

### 3. Space Frequency Block Code in OFDM

SFBC can be adopted from STBC for using in frequency domain. Therefore, it can improve the performance over frequency selective fading channel and generate the symbols over  $k^{th}$  subcarrier of OFDM. Fig. 2 shows the transmitter architecture for the SFBC-OFDM system.

The modulated coded data generate the symbols  $X_{i,m}[k]$  to be transmitted on the  $n_f$  transmit antenna at the  $h$  subcarrier and the  $m^{th}$  OFDM symbol as shown in the example below [10],

$$\begin{aligned} G_2 &= \begin{bmatrix} X_{1,m}[2r] & X_{1,m}[2r+1] \\ X_{2,m}[2r] & X_{2,m}[2r+1] \end{bmatrix}, \\ &= \begin{bmatrix} D_m[2r] & -D_m^*[2r+1] \\ D_m[2r+1] & D_m^*[2r] \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (10)$$

At the receiver, the received signal is given by

$$\begin{aligned} r_m[2r] &= X_{1,m}[2r]H_{1,m}[2r] \\ &\quad + X_{2,m}[2r]H_{2,m}[2r] + N_m[2r], \\ &= D_m[2r]H_{1,m}[2r] \\ &\quad + D_m[2r+1]H_{2,m}[2r] + N_m[2r], \end{aligned} \quad (11)$$

and

$$\begin{aligned} r_m[2r+1] &= X_{1,m}[2r+1]H_{1,m}[2r+1] \\ &\quad + X_{2,m}[2r+1]H_{2,m}[2r+1] + N_m[2r+1] \\ &= D_m^*[2r+1]H_{1,m}[2r+1] - \\ &\quad D_m^*[2r]H_{2,m}[2r+1] + N_m[2r+1]. \end{aligned} \quad (12)$$

And the outputs of the signal are represented by

$$\begin{aligned} y_m[2r] &= r_m[2r]H_{1,m}^*[2r] + r_m^*[2r+1]H_{2,m}[2r], \\ y_m[2r+1] &= r_m[2r]H_{2,m}^*[2r] - r_m^*[2r+1]H_{1,m}[2r]. \end{aligned} \quad (13)$$

### 4. Performance Results

In this paper, the simulation results are indicated by bit error rate (BER) performance between the STBC-OFDM and the SFBC-OFDM system over quasi-static flat fading channel and frequency selective flat fading channel. For quasi-static, a channel occurs in packet data systems, where the channel fade is constant for the duration of codeword and changes independently from one transmission to another. The packet of data system The simulation parameters for fixed broadband WiMAX are listed in Table 1. The number of transmit antennas ( $n_T$ ) and receive antennas ( $n_R$ ) are  $n_T = n_R = 2$ .

Table 1. Simulation parameters of fixed broadband WiMax system.

Parameters	Values
Carrier frequency	2.5 GHz
Bitrate	75 Mbps
Time	136.53 $\mu$ sec
Constellation	BPSK, QPSK
Doppler frequency	12Hz
Number of FFT size	256
Number of Guard interval	64
BPSK length	170.66 $\mu$ sec
QPSK length	85.33 $\mu$ sec
Number of multipath	4
Power delay profile	0,-10,-20,-25
Number of delay	0,3,4,5

Fig. 3 shows the performance of STBC-OFDM and SFBC-OFDM system for the multiple antenna transmission. The BER performance of STBC-OFDM with two transmit antennas and two receive antennas is greater than other system that has the number of transmit and receive antenna less than two. The performance evaluation of STBC-OFDM on the different path with two transmit and two receive antennas is shown in Fig. 4. The performance of 1-path, line of sight (LOS), is greatest of all BER. Fig. 5 shows the performances of SFBC-OFDM with two transmit antennas and two receive antennas over the different bandwidth of channel. As the results, the BER performance of SFBC-OFDM for narrow bandwidth channel is lower than STBC-OFDM.

Fig. 6 and Fig. 7 indicate the performance of STBC-OFDM and SFBC-OFDM with two transmit antennas and two receive antennas over quasi-static flat fading channel and frequency selective fading channel, respectively. The flat fading is the most common type of wireless channel where bandwidth of channel greater than the bandwidth of signal and the delay spread is greater than signal period. On the other hand, the Frequency selective fading occurs over multipath fading when the bandwidth of channel is less than the bandwidth of signal and the rms delay spread is greater than symbol period. As the simulation results, the performance of STBC-OFDM over flat fading channel is greater than SFBC-OFDM. On the other hand, BER performance of SFBC-OFDM over frequency selective fading is greater than STBC-OFDM.

## 5. Conclusions

Wireless communication system requires high bit rate and high bandwidth of data communication. For MIMO-OFDM system, the high bit rate can be obtained by employing multiple antennas at the transmitter and the receiver. In this paper, the BER performance of the STBC-OFDM and the SFBC-OFDM are evaluated over flat fading and frequency selective fading channel. Moreover, the dependency of system performance on channel bandwidth is investigated.

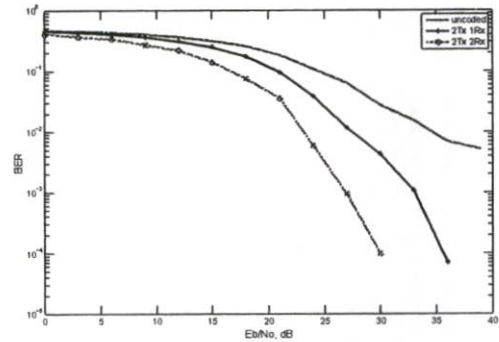


Fig. 3. The BER performance of STBC-OFDM over Rayleigh fading channel.

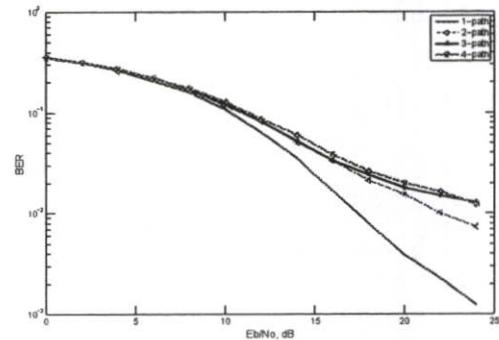


Fig. 4. The BER performance of STBC-OFDM for different propagation path.

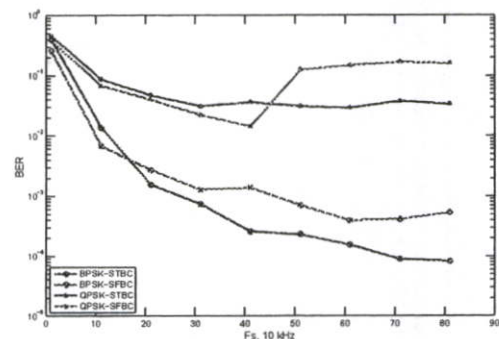


Fig. 5. The BER performances of STBC-OFDM and SFBC-OFDM versus channel bandwidth.

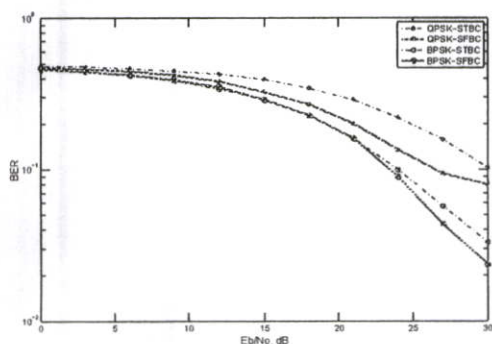


Fig. 6. The BER performances of STBC-OFDM and SFBC-OFDM over flat fading channel.

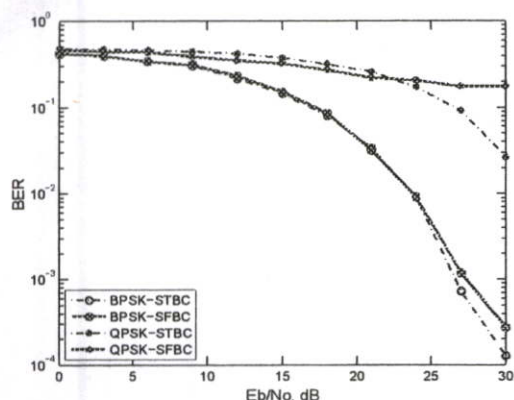


Fig. 7. The BER performances of STBC-OFDM and SFBC-OFDM over frequency selective fading channel.

## References

- [1] A. Molisch, M. Win, and J. Winters, "Space-time-frequency (STF) coding for MIMO-OFDM systems," *IEEE Communications Letters*, vol. 6, pp. 370-372, 2002.
- [2] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal on Select. Areas Comms.*, vol. 45, pp. 1451-1458, 1998.
- [3] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Carlderbank, "Space time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456-1467, 1999.
- [4] V. Tarokh, N. Seshari, and A. R. Carlderbank, "Space time block codes for high data rate wireless communications: Performance criterion and code construction," *IEEE Trans. Information Theory*, vol. 44, no. 2, pp. 744-764, 1998.
- [5] G. Bauch, "Space time block codes versus space frequency block codes," *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, vol. 1, pp. 567-571, 1998. 2003.
- [6] K. F. Lee and D. B. Williams, "A space-time coded transmitter diversity technique for frequency selective

fading channels," *IEEE Trans. Information Theory*, vol. 49, no. 9, pp. 2277-2292, 2003.

- [7] H. El. Gamal, A. R. Hammons, Y. Liu, M. P. Fitz, and O. Y. Takeshita, "On the design of space-time and space-frequency codes for MIMO frequency selective channels," *IEEE Trans. Information Theory*, vol. 49, no. 9, pp. 2277-2292, 2003.
- [8] B. Vucetic, and J. Yuan, *Space time coding*, John Wiley & Sons, 2003.
- [9] L. Lihua, T. Xiaofeng, Z. Ping, and H. Haas, "A practical space-frequency block code OFDM scheme for fast fading broadband channels," *IEEE Int. Symp. Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 1, pp. 212-216, 2002.
- [10] S. A. Ghorashi, F. Said, and A. H. Aghvami, "Space-frequency transmit diversity in multiband-OFDM systems," *IEEE Trans. Information Theory*, vol. 49, no. 9, pp. 2277-2292, 2003.
- [11] T. S. Rappaport, *Wireless Communications*, Upper saddle River:Prentice-Hall, second ed, 2002.



**Sakariya Sa-e** was born in Narathiwat, Thailand, on June 3, 1982. He received the Bachelor degree in telecommunication engineer from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang(Kmitl), Bangkok, Thailand, in 2004.

Currently, he studies Master degree in Information engineer at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang(Kmitl). His main research interests are WiMax, Ultra-wide Band (UWB) communications and Radio propagation.



**Monchai Chamchoy** received the B.E. (with honors) degree in Electronics Engineering and M.E. degree in Electrical Engineering both from King Mongkut's Institute Ladkrabang, Bangkok, Thailand, in 1996 and 2000, respectively.

Since 1997, he was a Faculty Member at King Mongkut's Institute of Ladkrabang. His main research interests are microwave and RF circuits design, array signal processing, and wireless communications. He is a member of the Institute of Electrical

and Electronics Engineers (IEEE).



**Sathaporn Promwong** received the B.E. degree in Electronics Engineering and M.E. degree in Electrical Engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand, in 1994 and 1999, respectively. He is currently working toward the Ph.D. degree in Tokyo Institute of Technology, Tokyo, Japan.

Since 1995, he has joined in the department of Information Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang. His research is interested in the area of Ultra-wide Band (UWB) communications and antenna propagation. He is presently a member of the IEICE and IEEE.

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล นายชากรรียา สะอิ  
 วัน เดือน ปีเกิด 3 มิถุนายน 2525  
 ที่อยู่ 286 ม.2 ต.กาลิซา อ.ระแงะ จ.นราธิวาส 96130  
 ประวัติการศึกษา 2547 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต วิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

## ผลงานวิจัย

- พ.ศ.2550 S. Sa-e, M. Chamchoy and S. Promwong, "Study on Propagation Path Loss and BER for Fixed Broadband WiMAX," Asia-Pacific Conference on Communications (APCC), vol. 1, pp. 289-292, 2007.
- พ.ศ.2550 S. Sa-e, M. Chamchoy and S. Promwong, "Study on Performance STBC and SFBC over Frequency Selective Fading Channel for WiMAX," International Conference on Embedded System and Intelligent Technology (ICESIT), vol. 1, pp. 224-248, 2008.
- พ.ศ.2550 S. Sa-e, M. Chamchoy and S. Promwong, "Performance Evaluation of SFBC-OFDM over Frequency Selective Fading Channel," Electrical Engineering Conference (EECON-30), vol.2, pp. 1029 -1032, 2007.