

การปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA
โดยใช้เทคนิคโคเวอร์ซิตีทางค้ำเครื่องส่ง

PERFORMANCE IMPROVEMENT OF OFDM-CDMA SYSTEM
USING TRANSMISSION DIVERSITY TECHNIQUES



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของกรณีศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2548

ISBN 974-15-1870-6

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

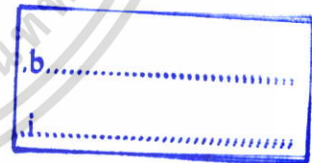
การปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA
โดยใช้เทคนิคไดเวอร์ซิตีทางด้านเครื่องส่ง

PERFORMANCE IMPROVEMENT OF OFDM-CDMA SYSTEM
USING TRANSMISSION DIVERSITY TECHNIQUES



ผาณิต ละมุน
PANIT LAMUN

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 60579
วัน,เดือน,ปี..... - 3 ก.พ. 2549



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2548
ISBN 974-15-1870-6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PERFORMANCE IMPROVEMENT OF OFDM-CDMA SYSTEM
USING TRANSMISSION DIVERSITY TECHNIQUES



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

2005

ISBN 974-15-1870-6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2005

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	PERFORMANCE IMPROVEMENT OF OFDM-CDMA SYSTEM USING TRANSMISSION DIVERSITY TECHNIQUES
Student	Mr. Panit Lamun
Student ID	46061215
Degree	Master of Engineering
Programme	Telecommunication Engineering
Year	2005
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Kobchai Dejhan

ABSTRACT

This thesis proposes a performance improvement of OFDM-CDMA (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – Code Division Multiple Access) system on multi-path fading channel with transmit diversity. Actually, the performance of OFDM-CDMA using transmission diversity technique depends on accuracy of channel estimation. For this reason, the thesis also presents the design of orthogonal preamble symbols in time domain for separating impulse response of each channel and threshold method in which an optimal threshold value can be selected for eliminating noise signal in channel estimation. The computer simulation results show that the system is better performances than previous technique when merged this proposed method with a combining technique in order to suppress multi-user interference. There are three techniques such as MRC (Maximum Ratio Combining), ORC (Orthogonal Restore Combining) and MMSEC (Minimum Mean Square Error Combining) is offered with combining in the thesis

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA โดยใช้เทคนิคไดเวอร์ซิตีทางด้านเครื่องส่ง
นักศึกษา	นายผาณิต ละมุล
รหัสนักศึกษา	46061215
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2548
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. ดร. กอบชัย เดชหาญ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA (Orthogonal Frequency Division Multiplexing-Code Division Multiple Access) โดยใช้เทคนิคการทำได้เวอร์ซิตีทางด้านเครื่องส่งที่ทำงานบนช่องสัญญาณแบบมัลติพาธ ซึ่งสมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA ที่ใช้เทคนิคการทำได้เวอร์ซิตีขึ้นอยู่กับความแม่นยำในการประมาณช่องสัญญาณ ดังนั้นจึงนำเสนอวิธีการออกแบบสัญลักษณ์ปริเอมเบิลที่มีคุณสมบัติความถี่คงในแกนเวลาเพื่อใช้แยกผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแต่ละชุดออกจากกัน โดยใช้ร่วมกับวิธีการเทรชโฮลด์ (Threshold) เพื่อขจัดสัญญาณรบกวนในการประมาณช่องสัญญาณ ที่สามารถเลือกค่าระดับเทรชโฮลด์ที่เหมาะสมได้ ด้วยวิธีการที่นำเสนอนี้ทำให้การประมาณผลตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณมีค่าแม่นยำมากขึ้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะแสดงผลที่ได้โดยการจำลองการทำงานของระบบด้วยคอมพิวเตอร์ ซึ่งเมื่อนำเอาเทคนิคการทำได้เวอร์ซิตีทางด้านเครื่อง และวิธีการประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอข้างต้น มาใช้ร่วมกับเทคนิคการรวมสัญญาณที่เครื่องรับ 3 รูปแบบ คือ MRC (Maximum Ratio Combining) ORC (Orthogonal Restore Combining) และ MMSEC (Minimum Mean Square Error Combining) เพื่อใช้ในการลดผลกระทบจากการแทรกสอดของจำนวนผู้ใช้งาน จากผลการจำลองการทำงานแสดงให้เห็นว่าค่าสมรรถนะของระบบดีขึ้น

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำ และคำปรึกษาจาก รศ. ดร. กอบชัย เดชหาญ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ข้าพเจ้ารู้สึกทราบบ้างในความอนุเคราะห์จากท่าน อาจารย์ และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอกราบขอบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกๆ ท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชา ให้กับข้าพเจ้า

ขอขอบคุณ คุณมนตรี คำเงิน คุณวันนิวัต กลิ่นงาม คุณอมรเทพ สนิ่นัด คุณภัทรพงษ์ ผาสุขกิจ คุณสุกมา มุ่ยสี คุณพรภวิษย์ บุญศรีเมือง คุณสิทธิชัย เดชพร และอาจารย์ศรวัฒน์ ชิวปรีชา ที่ให้คำแนะนำ ให้กำลังใจ และให้การช่วยเหลือในเรื่องต่างๆ เสมอมา

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอขอบพระคุณ บิดา มารดา คุณป้า (อาจารย์ทรงศนีย์ รัตนบัณฑิต) พี่ๆ และน้องสาว ที่เป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนในทุกๆ เรื่อง ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์จากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ผาณิต ละมุล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัย.....	2
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย.....	4
2.1 คุณลักษณะของช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบมัลติพาธ.....	4
2.2 พื้นฐานของระบบ OFDM.....	13
2.2.1 คุณสมบัติของการตั้งฉาก.....	14
2.2.2 เครื่องส่งและเครื่องรับของระบบ OFDM.....	17
2.2.3 ช่วงเวลาป้องกัน.....	19
2.2.4 การประมาณช่องสัญญาณ.....	21
2.3 พื้นฐานของระบบ OFDM-CDMA.....	23
บทที่ 3 การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์.....	27
3.1 การเข้ารหัสสเปซ-ไทม์ แบบ Alamouti.....	27
3.2 สมรรถนะของการเข้ารหัสสเปซ-ไทม์ แบบ Alamouti.....	32
3.3 การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์.....	33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.3.1 การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ สำหรับแผนผังสัญญาณจริง.....	34
3.3.2 การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ สำหรับแผนผังสัญญาณเชิงซ้อน.....	36
3.4 การถอดรหัสของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์.....	38
3.5 สมรรถนะของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์.....	41
บทที่ 4 การประมาณช่องสัญญาณสำหรับระบบ OFDM-CDMA	
ที่ใช้เทคนิคโดเวอร์ซิตีทางด้านเครื่องส่ง.....	43
4.1 แบบจำลองของระบบ OFDM-CDMA ที่ใช้เทคนิคโดเวอร์ซิตีทางด้านเครื่องส่ง.....	43
4.1.1 แบบจำลองเครื่องส่ง.....	43
4.1.2 แบบจำลองเครื่องรับ.....	46
4.1.3 การออกแบบสัญลักษณ์ปริซึม.....	49
4.1.4 การลดองค์ประกอบของสัญญาณรบกวน.....	53
4.1.5 รูปแบบของการจัดเฟรมข้อมูล.....	54
4.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบมัลติพาท.....	55
บทที่ 5 การหาค่าสมรรถนะของระบบ.....	56
5.1 แบบจำลองที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	56
5.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	57
5.3 การหาค่าระดับเทรลไฮลด์ที่เหมาะสม.....	58
5.4 ความแม่นยำในการประมาณค่าผลของความถี่ของช่องสัญญาณ.....	59
5.5 สมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตของระบบ.....	61
5.5.1 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ SISO OFDM-CDMA.....	61
5.5.2 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ MISO OFDM-CDMA.....	66
5.5.3 การเปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างระบบ SISO OFDM-CDMA กับระบบ MISO OFDM-CDMA.....	71
5.5.4 ผลกระทบจากค่าความถี่ดอปเปลอร์สูงสุดต่อระบบ SISO OFDM-CDMAและระบบ MISO OFDM-CDMA.....	73

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

5.5.5 ผลกระทบจากความยาวของเฟรมข้อมูลต่อระบบ SISO OFDM-CDMA และระบบ MISO OFDM-CDMA.....	75
บทที่ 6 สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	76
บรรณานุกรม.....	78
ภาคผนวก ก. ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์.....	80
ประวัติผู้เขียน.....	81



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ลักษณะของสเปกตรัมแบบหลายคลื่นพาร์ (MC-SS) แบบต่างๆ.....	23
5.1 พารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	57



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาทที่แปรผันตามเวลา.....	5
2.2 ลักษณะของโปรไฟล์ความเข้มของช่องสัญญาณในแกนเวลา.....	8
2.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างฟังก์ชัน $\phi_c(\Delta f)$ และฟังก์ชัน $\phi_c(\tau)$	10
2.4 แบบจำลองการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยกของช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่.....	12
2.5 เปรียบเทียบการใช้แถบความถี่ของ ระบบ FDM กับ ระบบ OFDM.....	13
2.6 สัญญาณ OFDM ที่ประกอบด้วย 4 คลื่นพาหีย่อย.....	15
2.7 การตอบสนองความถี่ของสัญญาณ OFDM ของแต่ละคลื่นพาหีย่อย ที่ห่างกัน 312.5 kHz.....	16
2.8 บล็อกไดอะแกรมเครื่องส่งแบบพื้นฐานในระบบ OFDM.....	17
2.9 บล็อกไดอะแกรมเครื่องรับแบบพื้นฐานในระบบ OFDM.....	17
2.10 บล็อกไดอะแกรมเครื่องส่งและเครื่องรับของระบบ OFDM ที่ใช้กระบวนการ IFFT และ FFT.....	19
2.11 การวางช่วงเวลาป้องกัน.....	19
2.12 สมรรถนะของระบบ OFDM เมื่อเพิ่มค่าประวิงเวลาของช่องสัญญาณให้มากขึ้น.....	20
2.13 รูปแบบของการจัดเฟรมข้อมูลของระบบ OFDM ในแกนเวลา.....	21
2.14 สมรรถนะในการประมาณช่องสัญญาณของระบบ OFDM.....	22
2.15 บล็อกไดอะแกรมทางเครื่องส่งของระบบ OFDM-CDMA.....	24
2.16 บล็อกไดอะแกรมทางเครื่องรับของระบบ OFDM-CDMA.....	25
3.1 การใช้สายอากาศส่ง 2 ชุด กับสายอากาศรับ 1 ชุด ตามรูปแบบของ Alamouti.....	29
3.2 การเปรียบเทียบอัตราการผลิตบิตระหว่างเทคนิคการรวมกันแบบอัตราส่วนสูงสุด กับการทำไดเวอร์ซิตีด้านเครื่องส่งตามรูปแบบของ Alamouti ด้วยสัญญาณ BPSK บนช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบเรลีย์.....	32
3.3 โครงสร้างของระบบที่ใช้การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์.....	34
3.4 การเปรียบเทียบอัตราการผลิตบิตของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ที่มีการส่งผ่านสัญญาณเป็น 1 bps/Hz บนช่องสัญญาณแบบเรลีย์.....	41
3.5 การเปรียบเทียบอัตราการผลิตบิตของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ที่มีการส่งผ่านสัญญาณเป็น 2 bps/Hz บนช่องสัญญาณแบบเรลีย์	42

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.1 บล็อกไดอะแกรมทางด้านเครื่องส่งของระบบ OFDM-CDMA ที่ใช้เทคนิคการทำไดเวอร์ซิตี.....	44
4.2 บล็อกไดอะแกรมทางด้านเครื่องรับของระบบ OFDM-CDMA.....	46
4.3 การประมาณช่องสัญญาณในแกนเวลาของระบบ OFDM-CDMA ที่ใช้สายอากาศทางด้านเครื่องส่ง 2 ชุด.....	52
4.4 รูปแบบของเฟรมข้อมูลสำหรับระบบ OFDM-CDMA ที่เข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ตามรูปแบบของ Alamouti ที่ใช้สายอากาศทางด้านเครื่องส่ง 2 ชุด.....	54
4.5 แบบจำลองช่องสัญญาณที่ค่าระดับสัญญาณลดลงแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล.....	55
5.1 ค่าระดับเทรสโพลต์ที่เหมาะสมที่ค่า $E_b/N_0 = 8$ dB 12 dB และ 16 dB.....	58
5.2 ค่า MSE ต่อ E_b/N_0 ของการประมาณค่าผลตอบสนองของความถี่ช่องสัญญาณ.....	59
5.3 ผลตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณของวิธีการประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอ กับวิธีการ ประมาณช่องสัญญาณแบบพื้นฐาน และการประมาณช่องสัญญาณในอุดมคติจาก สายอากาศทางด้านเครื่องส่งชุดที่ 1 ที่ค่า $E_b/N_0 = 22$ dB.....	60
5.4 ผลตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณของวิธีการประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอ กับวิธีการ ประมาณช่องสัญญาณแบบพื้นฐาน และการประมาณช่องสัญญาณในอุดมคติจาก สายอากาศทางด้านเครื่องส่งชุดที่ 2 ที่ค่า $E_b/N_0 = 22$ dB.....	60
5.5 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ SISO OFDM-CDMA เมื่อใช้การรวมสัญญาณแบบ MRC ในกรณีที่มีหนึ่งผู้ใช้งาน.....	61
5.6 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ SISO OFDM-CDMAเมื่อใช้การรวมสัญญาณแบบ ORC ในกรณีที่มีหนึ่งผู้ใช้งาน.....	62
5.7 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ SISO OFDM-CDMAเมื่อใช้การรวมสัญญาณแบบ MMSEC ในกรณีที่มีหนึ่งผู้ใช้งาน.....	62
5.8 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ SISO OFDM-CDMAที่ใช้การรวมสัญญาณแบบ MRC เมื่อมีผู้ใช้งานเพิ่มขึ้น.....	63
5.9 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ SISO OFDM-CDMA ที่ใช้การรวมสัญญาณแบบ ORC เมื่อมีผู้ใช้งานเพิ่มขึ้น.....	64
5.10 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ SISO OFDM-CDMA ที่ใช้การรวมสัญญาณแบบ MMSEC เมื่อมีผู้ใช้งานเพิ่มขึ้น.....	64

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.11 อัตราความผิดพลาดบิตต่อจำนวนผู้ใช้งานระบบ SISO OFDM-CDMA ที่ Eb/No มีค่า 16 dB.....	65
5.12 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ MISO OFDM-CDMA เมื่อใช้การรวมสัญญาณแบบ MRC ในกรณีที่มีหนึ่งผู้ใช้งาน.....	66
5.13 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ MISO OFDM-CDMA เมื่อใช้การรวมสัญญาณแบบ ORC ในกรณีที่มีหนึ่งผู้ใช้งาน.....	67
5.14 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ MISO OFDM-CDMA เมื่อใช้การรวมสัญญาณแบบ MMSEC ในกรณีที่มีหนึ่งผู้ใช้งาน.....	67
5.15 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ MISO OFDM-CDMA ที่ใช้การรวมสัญญาณแบบ MRC เมื่อมีผู้ใช้งานเพิ่มขึ้น.....	68
5.16 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ MISO OFDM-CDMA ที่ใช้การรวมสัญญาณแบบ ORC เมื่อมีผู้ใช้งานเพิ่มขึ้น.....	69
5.17 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ MISO OFDM-CDMA ที่ใช้การรวมสัญญาณแบบ MMSEC เมื่อมีผู้ใช้งานเพิ่มขึ้น.....	69
5.18 อัตราความผิดพลาดบิตต่อจำนวนผู้ใช้งานของระบบ MISO OFDM-CDMA ที่ Eb/No มีค่า 16 dB.....	70
5.19 การเปรียบเทียบสมรรถนะในรูปของอัตราความผิดพลาดบิตระหว่างระบบ SISO OFDM-CDMA กับระบบ MISO OFDM-CDMA ในกรณีที่มีหนึ่งผู้ใช้งาน.....	71
5.20 การเปรียบเทียบสมรรถนะในรูปของอัตราความผิดพลาดบิตระหว่างระบบ SISO OFDM-CDMA กับระบบ MISO OFDM-CDMA ในกรณีที่มี 16 ผู้ใช้งาน.....	72
5.21 การเปรียบเทียบสมรรถนะในรูปของอัตราความผิดพลาดบิตระหว่างระบบ SISO OFDM-CDMA กับระบบ MISO OFDM-CDMA ในกรณีที่มี 32 ผู้ใช้งาน.....	72
5.22 อัตราความผิดพลาดบิตต่อค่าความถี่คอปเปิลอร์สูงสุดของระบบ SISO OFDM-CDMA ที่ Eb/No มีค่า 16 dB.....	73
5.23 อัตราความผิดพลาดบิตต่อค่าความถี่คอปเปิลอร์สูงสุดของระบบ MISO OFDM-CDMA ที่ Eb/No มีค่า 16 dB.....	74
5.24 การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตต่อค่าความถี่คอปเปิลอร์สูงสุด ของระบบ SISO OFDM-CDMA กับระบบ MISO OFDM-CDMA ที่ Eb/No มีค่า 16 dB.....	74

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรूप(ต่อ)

รูปที่

หน้า

5.25 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ SISO OFDM-CDMA กับระบบ MISO OFDM-CDMA เมื่อจำนวนสัญลักษณ์ OFDM-CDMA ต่อเฟรมข้อมูลเป็น 32 และ 256.....	75
--	----



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายได้เข้ามามีบทบาทและมีความสำคัญต่อการใช้ชีวิตประจำวันของทุกคนมากยิ่งขึ้น อันเนื่องมาจากความต้องการความคล่องตัวในการติดต่อสื่อสาร ในอนาคตเทคโนโลยีการสื่อสารจะเป็นระบบการสื่อสารแบบมัลติมีเดีย (Multimedia Communications) หรือเป็นระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายที่มีความเร็วในการส่งข้อมูลสูง การส่งข้อมูลความเร็วสูงผ่านช่องสัญญาณวิทยุส่งผลให้เกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter Symbol Interference: ISI) ซึ่งเป็นผลมาจากการเกิดการจางหายแบบมัลติพาท (Multi-path fading) ทำให้สมรรถนะของระบบมีค่าต่ำลง

ปัญหาข้างต้นสามารถแก้ไขได้โดยใช้วิธีการส่งสัญญาณแบบ OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ซึ่งเป็นระบบที่ทนทานต่อการเกิดการจางหายแบบมัลติพาท ทำให้ถูกเลือกไปใช้ในหลายๆ มาตรฐานเช่น IEEE 802.11a HIPERLAN/2 ในยุโรป และ MMAC ในประเทศญี่ปุ่น รวมถึงระบบการแพร่กระจายเสียงแบบดิจิทัล (Digital Audio Broadcasting: DAB) [1] ปัจจุบันงานวิจัยเกี่ยวกับการสื่อสารไร้สายความเร็วสูง มีความพยายามอย่างมากในการที่จะแก้ไขและปรับปรุงสมรรถนะของระบบจากผลกระทบต่างๆ เช่นการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้งาน ปัญหาความจุช่องสัญญาณ และการรองรับผู้ใช้งานที่จะเพิ่มมากขึ้นในอนาคต ทำให้มีการนำเอาการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพหุมาใช้ร่วมกับวิธีการสเปกตรัมที่สามารรองรับผู้ใช้งานได้จำนวนมาก และเรียกระบบนี้ว่า ระบบ OFDM-CDMA (Orthogonal Frequency Division Multiplexing-Code Division Multiple Access) หรือ MC-CDMA (Multi-carrier CDMA) ซึ่งเป็นระบบที่ได้รับการคาดหมายว่าจะถูกเลือกนำไปใช้ในระบบการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4 โดยนำเอาข้อดีของระบบ CDMA และ OFDM มาใช้ร่วมกัน นอกจากนี้สมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA สามารถที่จะปรับปรุงได้โดยการประยุกต์ใช้กับเทคนิคการทำไวดเวอริตีตีแบบต่างๆ [2] ระบบ OFDM-CDMA ที่ใช้เทคนิคการทำไวดเวอริตีตีทางด้านเครื่องส่งที่ประกอบไปด้วยสายอากาศส่งจำนวนหลายชุด ต้องการความแม่นยำในการประมาณช่องสัญญาณเป็นอย่างมากเพื่อให้ได้สมรรถนะดี ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำเสนอวิธีการประมาณช่องสัญญาณสำหรับระบบ OFDM-CDMA ที่ใช้เทคนิคการทำไวดเวอริตีตีทางด้านเครื่องส่งเพื่อทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งหวังที่จะทำการศึกษาดังต่อไปนี้

1.2.1 ศึกษาระบบการทำงานของระบบ OFDM-CDMA ที่ใช้เทคนิคการทำไดเวอร์ซิตีทางด้านเครื่องส่ง รวมถึงการเข้าและถอดรหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์

1.2.2 ศึกษาและออกแบบสัญลักษณ์ปรี่เอมเบลล์สำหรับการแยกผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณจากแต่ละสายอากาศทางด้านเครื่องส่งออกจากกัน และศึกษาวิธีการที่จะนำมาใช้ในการลดองค์ประกอบของสัญญาณรบกวนในการประมาณช่องสัญญาณ เช่น วิธีการแบบเทรชโฮลด์ (Threshold)

1.2.3 ศึกษาผลกระทบเมื่อเปลี่ยนตัวแปรต่างๆ ในระบบ เช่น จำนวนผู้ใช้งานในระบบ จำนวนสายอากาศทางด้านเครื่องส่ง รูปแบบของการรวมสัญญาณที่เครื่องรับ ค่าความถี่ดอปเปลอร์สูงสุด และความยาวของเฟรมข้อมูลว่ามีผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบอย่างไร

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

การประมาณช่องสัญญาณสำหรับระบบ OFDM-CDMA ที่ใช้เทคนิคการทำไดเวอร์ซิตีทางด้านเครื่องส่ง สามารถที่จะประมาณช่องสัญญาณในแกนความถี่ได้แต่มีความยุ่งยากสูง [3] เนื่องจากผลตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณจากสายอากาศทางด้านเครื่องส่งแต่ละชุด จะเป็นผลตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณรวมกันหลังจากผ่านกระบวนการ FFT (Fast Fourier Transform) ที่เครื่องรับ ดังนั้นจึงต้องออกแบบสัญลักษณ์ปรี่เอมเบลล์ให้มีความสามารถที่จะแยกช่องสัญญาณแต่ละชุดออกจากกันเพื่อให้ง่ายในการที่จะนำช่องสัญญาณที่ประมาณได้ไปชดเชยให้กับสัญญาณอื่นๆ ในเฟรมข้อมูลนั้นๆ ถึงแม้พื้นฐานการออกแบบสัญลักษณ์ปรี่เอมเบลล์ที่มีคุณสมบัติตั้งจากในแกนเวลาจะสามารถช่วยให้การประมาณช่องสัญญาณมีความแม่นยำมากขึ้น [4] แต่ถ้านำเอาวิธีการขจัดสัญญาณรบกวนที่รวมอยู่กับผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่ประมาณได้ในแกนเวลามาใช้ร่วมด้วยน่าจะทำให้สมรรถนะของการประมาณช่องสัญญาณดีขึ้นกว่าเดิม

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัย

วิธีการที่นำเสนอนี้เป็นวิธีการออกแบบสัญลักษณ์ปรี่เอมเบลล์มีคุณสมบัติความตั้งจากในแกนเวลาสำหรับใช้แยกผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแต่ละชุดจากสายอากาศทางด้านเครื่องส่งของระบบ OFDM-CDMA ที่ใช้เทคนิคการทำไดเวอร์ซิตีออกจากกัน โดยใช้ร่วมกับวิธีการเทรชโฮลด์ (Threshold) เพื่อขจัดสัญญาณรบกวนในการประมาณช่องสัญญาณ ทำให้สมรรถนะในการประมาณช่องสัญญาณมีความแม่นยำสูงขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5 ขอบเขตการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการออกแบบสัญลักษณ์ปริเอมเบิลที่มีคุณสมบัติความต้านทานในแชนเนลสำหรับใช้แยกผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแต่ละชุดออกจากกัน สำหรับระบบ OFDM-CDMA ที่ใช้เทคนิคการทำไคเวอร์ซิตีทางด้านเครื่องส่ง โดยใช้ร่วมกับวิธีการเทรลโฮลด์ (Threshold) เพื่อจำกัดสัญญาณรบกวนในการประมาณช่องสัญญาณ โดยใช้คอมพิวเตอร์จำลองการทำงานของระบบด้วยโปรแกรม MATLAB ผลที่ได้จะแสดงสมรรถนะในรูปของอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูล (Bit Error Rate: BER) เปรียบเทียบกับวิธีการแบบพื้นฐาน

1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บทด้วยกัน คือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความจำเป็นและความสำคัญของงานวิจัย ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมติฐานของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตการศึกษาและขั้นตอนของการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในงานวิจัย เช่น คุณลักษณะของช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบมัลติพาท (Multi-path Fading Channel Characteristic) พื้นฐานของระบบ OFDM และพื้นฐานของระบบ OFDM-CDMA

บทที่ 3 กล่าวถึงการเข้ารหัสและการถอดรหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์แบบต่างๆ รวมถึงสมรรถนะของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์แบบต่างๆ

บทที่ 4 กล่าวถึงการประมาณช่องสัญญาณสำหรับระบบ OFDM-CDMA ที่ใช้เทคนิคไคเวอร์ซิตีทางด้านเครื่องส่งที่เป็นการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ซึ่งจะประกอบด้วย การออกแบบเครื่องส่ง เครื่องรับสำหรับการหาค่าสมรรถนะของระบบ การออกแบบสัญลักษณ์ปริเอมเบิล และการจัดองค์ประกอบของสัญญาณรบกวนที่นำเสนอ

บทที่ 5 กล่าวถึงการหาค่าสมรรถนะของระบบ พารามิเตอร์ที่ใช้และผลการจำลองระบบ เพื่อแสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอ นั้นสามารถที่ช่วยให้สมรรถนะของระบบดีขึ้น

บทที่ 6 เป็นการสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีต่างๆ ที่เกี่ยวข้องในการวิจัย ซึ่งเนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงคุณลักษณะของช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบมัลติพาธ พื้นฐานของระบบ OFDM และพื้นฐานของระบบ OFDM-CDMA ซึ่งเนื้อหาของทั้งหมดนี้จำเป็นสำหรับการศึกษา และประเมินสมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA

2.1 คุณลักษณะของช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบมัลติพาธ

การส่งสัญญาณอิมพัลส์ไปบนช่องสัญญาณแบบมัลติพาธที่แปรผันตามเวลา (Time-varying multi-path channel) สัญญาณที่รับได้จะปรากฏเป็นชบวนพัลส์ ดังรูปที่ 2.1 จากรูปจะเห็นว่าเมื่อทำการส่งอิมพัลส์ออกไปที่เวลาต่างๆกัน สัญญาณที่รับได้จะปรากฏเป็นชบวนพัลส์ ซึ่งมีจำนวนรวมการประวิงเวลา (delay time) และการลดทอนทางแอมพลิจูดที่แตกต่างกัน ด้วยเหตุนี้จึงกล่าวได้ว่าคุณลักษณะอย่างหนึ่งของตัวกลางแบบมัลติพาธ คือการแผ่กว้างทางเวลา (time spread) ของสัญญาณที่ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณ

ถ้าทำการส่งพัลส์ทดลองซ้ำไปเรื่อยๆ จะสังเกตเห็นความเปลี่ยนแปลงในชบวนพัลส์ที่รับได้ ซึ่งจะมีการเปลี่ยนแปลงทั้งขนาดของแต่ละพัลส์ การเปลี่ยนแปลงการประวิงเวลาระหว่างพัลส์และที่พบบ่อยที่สุดคือ การเปลี่ยนแปลงจำนวนพัลส์โดยสังเกตได้จากชบวนพัลส์ที่รับได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.1 นอกจากนั้นการแปรผันของเวลาจะเกิดขึ้นกับผู้รับช่องสัญญาณอย่างไม่สามารถทำนายล่วงหน้าได้ (Unpredictable) ดังนั้นจึงเป็นเหตุผลที่จะต้องกำหนดคุณลักษณะของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธที่แปรผันตามเวลาในเชิงสถิติ ต่อไปจะได้พิจารณาผลกระทบของช่องสัญญาณต่อสัญญาณที่ถูกส่งออกไป ซึ่งสามารถเขียนในรูปสมการทั่วไปได้ดังนี้

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

เมื่อ $s(t)$ สัญญาณที่ส่งออกไป

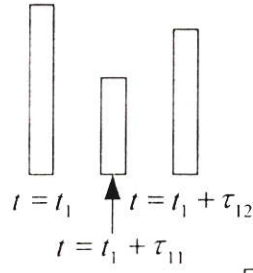
$u(t)$ สัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูล (Equivalent low-pass signal)

f_c ความถี่คลื่นพาห้

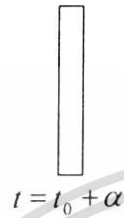
สัญญาณส่ง



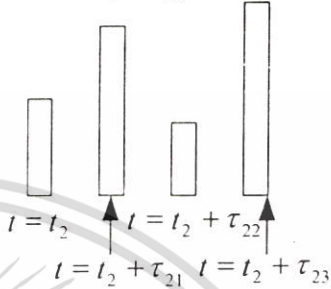
สัญญาณรับ



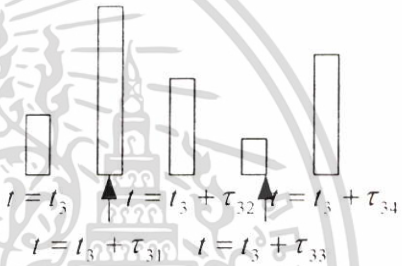
(ก)



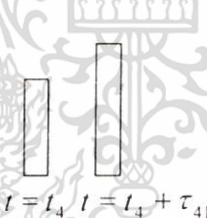
(ข)



(ค)



(ง)



รูปที่ 2.1 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาทที่แปรผันตามเวลา

สมมติว่ามีเส้นทางในการแพร่กระจายแบบมัลติพาท โดยในแต่ละเส้นทางจะสอดคล้องกับการประวิงเวลาในการแพร่กระจาย (Propagation delay) และตัวประกอบการลดทอน (attenuation factor) ซึ่งทั้งการประวิงเวลาในการแพร่กระจายและตัวประกอบการลดทอนจะมีการแปรผันตามเวลาอันเป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงในโครงสร้างของตัวกลาง ด้วยเหตุนี้สัญญาณแถบความถี่ผ่าน (band-pass signal) ที่รับได้ แสดงได้ดังสมการที่ (2.2)

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $\alpha_n(t)$ ตัวประกอบการลดทอนสำหรับสัญญาณที่รับได้ในเส้นทางที่ n
และ $\tau_n(t)$ การประวิงเวลาในการแพร่กระจายสำหรับเส้นทางที่ n

เมื่อแทน $s(t)$ จากสมการ (2.1) ลงในสมการ (2.2) จะได้

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

จากสมการที่ (2.3) จะสังเกตได้ว่าสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูลทางด้านรับ คือ

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

เนื่องจาก $r(t)$ เป็นผลตอบสนองของช่องสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูล (Equivalent low-pass channel) ต่อสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูล $u(t)$ ดังนั้นช่องสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูล จะแสดงได้ในรูปของผลการตอบสนองอิมพัลส์ที่มีการแปรผันตามเวลา [5] ดังนี้

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

ซึ่งในสมการที่ (2.5) นี้เป็นช่องสัญญาณที่ประกอบด้วยองค์ประกอบของแต่ละเส้นทางที่เป็นแบบดิสครีต (Discrete multi-path component)

เมื่อพิจารณาการส่งสัญญาณคลื่นพาห้โดยไม่ได้มอดูเลตที่ความถี่ f_c ดังนั้น $u(t)$ จะเท่ากับ 1 สำหรับทุกเวลา t ด้วยเหตุนี้สัญญาณที่รับได้สำหรับกรณีของช่องสัญญาณมัลติพาห้แบบดิสครีต (Discrete multi-path channel) แสดงดังสมการที่ (2.5) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \\ &= \sum_n \alpha_n(t) e^{-j\theta_n(t)} \end{aligned} \quad (2.6)$$

เมื่อ $\theta_n(t) = 2\pi f_c \tau_n(t)$ นั่นคือ สัญญาณที่รับได้จะประกอบด้วยผลรวมของเฟส (Phase) ต่างๆ ที่แปรผันตามเวลา โดยมีแอมพลิจูดเป็น $\alpha_n(t)$ และมีเฟสเป็น $\theta_n(t)$ สังเกตว่าจะต้องเกิดการเปลี่ยนแปลงทางพลวัต (Dynamic) ของ $\alpha_n(t)$ ในตัวกลางเป็นอย่างมากจึงจะเป็นผลทำให้เกิด

การเปลี่ยนแปลงที่สำคัญในสัญญาณที่รับได้ ในขณะเดียวกัน $\theta_n(t)$ จะเปลี่ยนแปลงไป 2π เรเดียน เมื่อ τ_n เปลี่ยนแปลงไป $1/f_c$ เนื่องจาก $1/f_c$ นั้นเป็นตัวเลขที่น้อยจึงเห็นได้ว่า $\theta_n(t)$ สามารถเปลี่ยนแปลงไป 2π เรเดียน โดยสัมพันธ์กับการเปลี่ยนแปลงของตัวกลางเพียงเล็กน้อยเท่านั้น เวลาประหวัง τ_n ซึ่งสัมพันธ์กับเส้นทางต่างๆ ของสัญญาณจะมีการเปลี่ยนแปลงด้วยอัตราต่างๆ กัน และมีการเปลี่ยนแปลงแบบสุ่ม (random) แสดงให้เห็นว่าสัญญาณที่รับได้ $r(t)$ ในสมการที่ (2.6) สามารถถูกจำลองให้เป็นกระบวนการสุ่ม (random process) เมื่อมีจำนวนเส้นทางในการเคลื่อนที่จำนวนมากสามารถที่จะใช้ทฤษฎีจำกัดศูนย์กลาง (Central limit Theorem) ในการจำลอง $r(t)$ เป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบเกาส์เซียน (Complex-valued Gaussian random process) นั่นคือ ผลตอบสนองอิมพัลส์ที่แปรผันตามเวลา $c(\tau; t)$ จะเป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบเกาส์เซียนในตัวแปร t

แบบจำลองการแพร่กระจายแบบมัลติพาท (Multi-path propagation model) ของช่องสัญญาณแสดงให้เห็นได้จากสัญญาณที่รับได้ $r(t)$ ดังสมการที่ (2.6) ซึ่งเป็นผลจากการจางหายของสัญญาณ ปรากฏการณ์การจางหายนั้นเบื้องต้นเป็นผลมาจากการแปรผันทางเวลาในเฟส $\{\theta_n(t)\}$ ที่มีการแปรผันตามเวลาแบบสุ่มโดยสอดคล้องกับเวกเตอร์ $\{\alpha_n e^{-j\theta_n}\}$ ในกรณีที่ผลจากการรวมเวกเตอร์เป็นไปในลักษณะหักล้างกันจะเป็นผลให้สัญญาณที่รับได้ $r(t)$ มีค่าน้อยมากหรือเป็นศูนย์ในทางปฏิบัติ และกรณีที่เวกเตอร์ $\{\alpha_n e^{-j\theta_n}\}$ มีการรวมในลักษณะที่เสริมกันสัญญาณที่รับได้ก็จะมีค่ามาก ด้วยเหตุนี้การเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดของสัญญาณที่รับได้ซึ่งเป็นเทอมของการจางหายของสัญญาณ (Signal fading) จะขึ้นอยู่กับคุณลักษณะแบบมัลติพาทที่แปรผันตามเวลา (Time-variant multi-path characteristic) ในช่องสัญญาณ

เมื่อผลตอบสนองทางอิมพัลส์ $c(\tau; t)$ ถูกจำลองเป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบเกาส์เซียนที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ (Zero mean) และขนาด (envelope) $|c(\tau; t)|$ ที่ช่วงเวลาใดๆ จะมีการแจกแจงแบบเรลีย์ (Rayleigh) กรณีนี้ช่องสัญญาณจะเป็นช่องสัญญาณที่มีการการจางหายเป็นแบบเรลีย์ แต่สำหรับกรณีที่ $c(\tau; t)$ มีค่าเฉลี่ยไม่เป็นศูนย์ กรณีนี้ $|c(\tau; t)|$ จะมีการแจกแจงเป็นแบบไรเซียน (Rician) และช่องสัญญาณจะเป็นช่องสัญญาณที่มีการการจางหายเป็นแบบไรเซียน

ฟังก์ชันสหสัมพันธ์ (Correlation function) และฟังก์ชันความหนาแน่นสเปกตรัมของกำลังงาน (Power spectrum density) สามารถใช้กำลังคุณสมบัติของสัญญาณที่มีการการจางหายแบบมัลติพาทได้ พิจารณาผลการตอบสนองอิมพัลส์แถบความถี่ต่ำสมมูล (equivalent low-pass impulse response) $c(\tau; t)$ ซึ่งแสดงคุณลักษณะเป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบเกาส์เซียน ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ในตัวแปร t สมมติว่า $c(\tau; t)$ มีลักษณะคงที่แบบกว้าง (wide-sense stationary) นั้นหมายความว่าค่าเฉลี่ยไม่ได้เปลี่ยนแปลงตามเวลา ดังนั้นสามารถหาฟังก์ชันอัตสหสัมพันธ์ (Auto-correlation) ของ $c(\tau; t)$ ได้เป็น [5]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

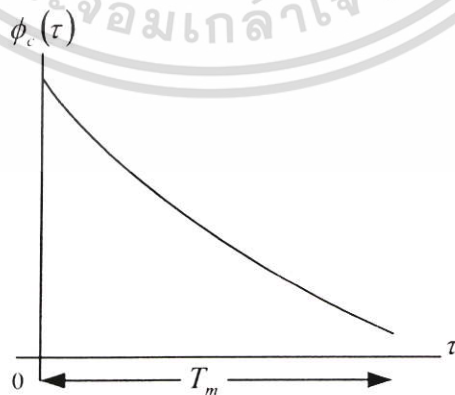
$$\phi_c(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E[c^*(\tau_1; t)c(\tau_2; t)] \quad (2.7)$$

ในตัวอย่างของการรับส่งสัญญาณวิทยุส่วนใหญ่ การลดทอน และการเลื่อนเฟสของช่องสัญญาณที่สัมพันธ์กับเวลาประวิง τ_1 จะไม่สัมพันธ์กับการลดทอนและการเลื่อนเฟสที่สัมพันธ์กับเวลาประวิง τ_2 กรณีดังกล่าวมักจะเรียกว่าการกระจายแบบไม่สหสัมพันธ์ (Uncorrelated scattering) ในที่นี้จะสมมติว่าการเกิดการกระจายที่เวลาประวิงทั้งสองไม่สัมพันธ์กัน จากสมการที่ (2.7) สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (2.8)

$$\frac{1}{2} E[c^*(\tau_1; t + \Delta t)c(\tau_2; t + \Delta t)] = \phi_c(\tau_1; \Delta t)\delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (2.8)$$

ถ้าให้ $\Delta t = 0$ ผลลัพธ์ของฟังก์ชันอัตโนมัติสัมพันธ์ $\phi_c(\tau; 0) = \phi_c(\tau)$ คือกำลังเอาต์พุตเฉลี่ยของช่องสัญญาณซึ่งเป็นฟังก์ชันของ τ เหตุผลนี้เองจึงเรียก $\phi_c(\tau)$ ว่าโปรไฟล์ความเข้มของช่องสัญญาณ (Multi-path intensity profile) โดยทั่วไปแล้ว $\phi_c(\tau; \Delta t)$ จะแสดงกำลังงานเอาต์พุตเฉลี่ยในรูปของฟังก์ชัน τ และความแตกต่างของเวลาในการสังเกต Δt

ในทางปฏิบัติ $\phi_c(\tau; \Delta t)$ จะวัดได้โดยการส่งพัลส์เป็นช่วงๆ แคบมากๆ หรือสัญญาณแบนแถบกว้าง (Wideband signal) และทำสหสัมพันธ์ข้าม (Cross-correlation) ระหว่างสัญญาณที่รับได้กับตัวสัญญาณนั่นเองที่ถูกประวิงเวลาออกไป โดยปกติแล้ว $\phi_c(\tau)$ จะมีค่าลดลงในลักษณะเอ็กโปเนนเชียล (Exponential decay) เมื่อค่า τ มีค่าเพิ่มขึ้น ช่วงของค่า τ ซึ่ง $\phi_c(\tau)$ มีค่าไม่เป็นศูนย์จะเรียกว่า multi-path spread ในช่องสัญญาณ (แทนด้วยตัวแปร T_m)



รูปที่ 2.2 ลักษณะของโปรไฟล์ความเข้มของช่องสัญญาณในแกนเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การแสดงความถี่ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาที่แปรผันตามเวลา ในแกนความถี่ก็สามารถทำได้ในทำนองเดียวกัน โดยใช้การแปลงฟูริเยร์ (Fourier transform) ของ $c(\tau; t)$ ฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) ที่แปรผันตามเวลา $C(f; t)$ เมื่อ f เป็นตัวแปรของความถี่ดังนี้

$$C(f; t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau; t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.9)$$

เนื่องจาก $c(\tau; t)$ เป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบเกาส์เซียน ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ ดังนั้น $C(f; t)$ ก็จะมีคุณลักษณะทางสถิติที่เหมือนกันด้วย ด้วยเหตุนี้จึงสมมติว่าช่องสัญญาณเป็นแบบ "wide-sense stationary" โดยสามารถหาฟังก์ชันอัตโนมัติสหสัมพันธ์ได้เป็น

$$\phi_a(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E[C^*(f_1; t) C(f_2; t + \Delta t)] \quad (2.10)$$

เนื่องจาก $C(f; t)$ เป็นการแปลงฟูริเยร์ของ $c(\tau; t)$ จึงพบว่า $\phi_c(f_1, f_2; \Delta t)$ จะสัมพันธ์กับ $\phi_c(\tau; \Delta t)$ โดยการแปลงฟูริเยร์เช่นกัน ดังนั้นเมื่อแทนสมการที่ (2.9) ลงในสมการที่ (2.10) จะได้

$$\begin{aligned} \phi_c(f_1, f_2; \Delta t) &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} [E[c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t)] e^{j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)}] d\tau_1 d\tau_2 \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau_1; \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2) e^{j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau_1; \Delta t) e^{j2\pi(f_1 - f_2)\tau_1} d\tau_1 \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau_1; \Delta t) e^{j2\pi f_1 \tau_1} d\tau_1 = \phi_c(\Delta f; \Delta t) \end{aligned} \quad (2.11)$$

เมื่อ $\Delta f = f_2 - f_1$ จากสมการที่ (2.11) สังเกตว่า $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$ เป็นการแปลงฟูริเยร์ ของโปรไฟล์ความเข้มของช่องสัญญาณ นอกจากนั้นจากการสมมติว่าเป็นการกระจายแบบไม่สัมพันธ์กัน แสดงให้เห็นว่าฟังก์ชันอัตโนมัติสหสัมพันธ์ของ $C(f; t)$ เป็นเพียงฟังก์ชันของความแตกต่างทางความถี่ $\Delta f = f_2 - f_1$ ดังนั้นจึงเป็นการเหมาะสมที่จะเรียก $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$ ว่าฟังก์ชันสหสัมพันธ์สเปซทางความถี่-สเปซทางเวลา (space-frequency space-time correlation) ของช่องสัญญาณ

สมมติว่า $\Delta t = 0$ ในสมการที่ (2.11) รวมทั้ง $\phi_c(\Delta f; 0) = \phi_c(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau; 0) = \phi_c(\tau)$ จะได้ความสัมพันธ์เป็น

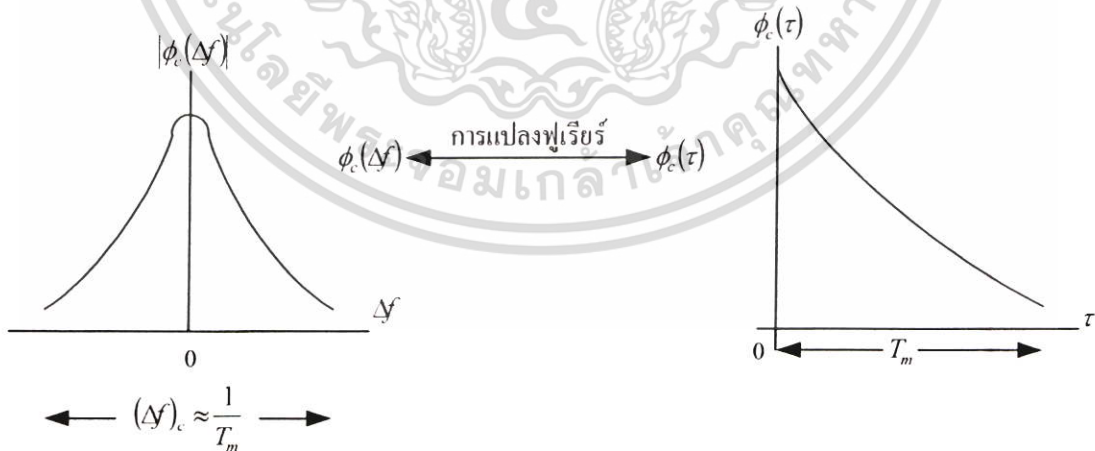
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\phi_c(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau) e^{-j2\pi\Delta f\tau} d\tau \quad (2.12)$$

ความสัมพันธ์ตามสมการที่ (2.12) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.3 เนื่องจาก $\phi_c(\Delta f)$ เป็นฟังก์ชันอัตสหสัมพันธ์ในตัวแปรของความถี่ จึงเป็นการแสดงให้เห็นถึงการวัดความถี่ร่วมนัย (Coherence frequency) ของช่องสัญญาณ จากผลของความสัมพันธ์ในการแปลงฟูรีเยร์ ระหว่าง $\phi_c(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau)$ จะได้ผลการวัดแถบความถี่ร่วมนัย (Coherence bandwidth) ของช่องสัญญาณนั้นคือ

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{T_m} \quad (2.13)$$

เมื่อ $(\Delta f)_c$ แสดงแถบความถี่ร่วมนัย ด้วยเหตุนี้สัญญาณไซน์ 2 สัญญาณที่มีความถี่ต่างกันมากกว่า $(\Delta f)_c$ จะได้รับผลกระทบจากช่องสัญญาณต่างกัน เมื่อทำการส่งสัญญาณข่าวสารผ่านช่องสัญญาณ ถ้า $(\Delta f)_c$ มีค่าน้อยกว่าแถบความถี่ของสัญญาณที่ถูกส่งออกไปจะเรียกช่องสัญญาณนี้ว่า ช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่ (Frequency selective channel) สำหรับกรณีนี้ช่องสัญญาณจะทำให้สัญญาณที่ส่งออกไปนั้นมีความผิดเพี้ยนอย่างรุนแรง แต่ถ้า $(\Delta f)_c$ มีค่ามากกว่าแถบความถี่ของสัญญาณที่ส่งออกไปจะเรียกช่องสัญญาณนี้ว่า ช่องสัญญาณไม่เลือกความถี่ (frequency nonselective channel)



รูปที่ 2.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างฟังก์ชัน $\phi_c(\Delta f)$ และฟังก์ชัน $\phi_c(\tau)$

ต่อไปเป็นการพิจารณาถึงผลกระทบของคุณลักษณะของสัญญาณต่อการเลือกแบบจำลอง ช่องสัญญาณให้เหมาะกับสัญญาณที่ต้องการส่งออกไป กำหนดให้ $u(t)$ เป็นสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูล ที่ถูกส่งออกไปในช่องสัญญาณและให้ $U(f)$ แสดงสัญญาณ $u(t)$ ในแกนความถี่ ดังนั้นสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูลของสัญญาณที่รับได้ (กรณีที่ไม่มีสัญญาณรบกวน) สามารถแสดงในเทอมของตัวแปรในแกนเวลา $c(\tau;t)$ และ $u(t)$ ได้เป็น

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau;t)u(t-\tau)d\tau \quad (2.14)$$

หรือในฟังก์ชันของความถี่ $C(f;t)$ และ $U(f)$ ดังนี้

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} C(f;t)U(f)e^{i2\pi ft} df \quad (2.15)$$

สมมติว่าทำการส่งสัญญาณข้อมูลดิจิทัลไปบนช่องสัญญาณโดยการมอดูเลตส์ $u(t)$ ด้วยอัตรา $1/T$ เมื่อ T เป็นช่วงเวลาของสัญญาณ (Signal interval) จากสมการที่ (2.15) จะเห็นว่าช่องสัญญาณที่แปรผันตามเวลาซึ่งแสดงคุณลักษณะด้วยฟังก์ชันถ่ายโอน $C(f;t)$ จะทำให้สัญญาณ $U(f)$ เกิดความผิดเพี้ยน ถ้า $U(f)$ มีแถบความถี่กว้างเป็น W ที่มีค่ามากกว่าแถบความถี่ร่วมนัย $(\Delta f)_c$ ของช่องสัญญาณ $U(f)$ จะได้รับอัตราขยายและการเลื่อนเฟสจากช่องสัญญาณต่างๆ กันตลอดย่านความถี่ ซึ่งกรณีนี้เรียกช่องสัญญาณดังกล่าวว่าช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่ ความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นอีกอย่างหนึ่งคือการแปรผันความแรงสัญญาณที่รับได้ซึ่งเรียกว่าการจางหายของสัญญาณ

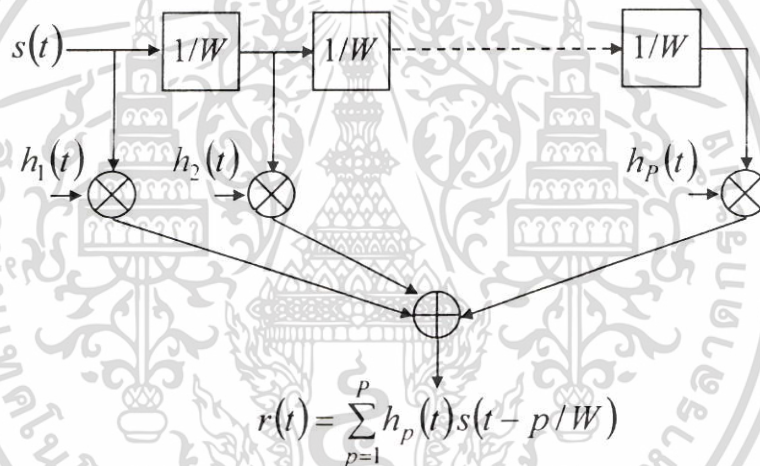
ผลกระทบจากช่องสัญญาณต่อสัญญาณที่ส่งออกไปจะขึ้นอยู่กับแถบความถี่ของสัญญาณ และช่วงกว้างของสัญญาณ (Signal duration) ตัวอย่างเช่น ถ้าเลือกช่วงกว้างของสัญญาณ T เพื่อให้ได้เงื่อนไข $T \gg T_m$ เพื่อหลีกเลี่ยงการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter symbol interference) แล้วถ้าแถบความถี่ของสัญญาณพัลส์ $u(t)$ เป็น $W \approx 1/T$ จะได้ว่า

$$W \ll 1/T_m \approx (\Delta f)_c \quad (2.16)$$

นั่นคือแถบความถี่ของสัญญาณ W มีค่าน้อยกว่าแถบความถี่ร่วมนัย (Coherent bandwidth) ของช่องสัญญาณมากๆ ดังนั้นจะเป็นช่องสัญญาณแบบไม่เลือกความถี่ สำหรับกรณีนี้ องค์ประกอบทางความถี่ทั้งหมดใน $U(f)$ จะถูกลดทอนและมีการเลื่อนเฟสที่เหมือนกันในการเอกสการนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่งผ่านช่องสัญญาณนั้นหมายความว่า องค์ประกอบของสัญญาณหลายเส้นทางนั้นไม่สามารถถูกพิจารณาแยกออกเป็นพีค (Peak) ที่ต่างกันได้เพราะ $W \ll (\Delta f)_c$

เนื่องจากองค์ประกอบของสัญญาณที่มาจากหลายเส้นทาง ในสัญญาณที่รับได้ไม่สามารถแยกออกจากกันได้เมื่อแถบความถี่ของสัญญาณ W มีค่าน้อยกว่าแถบความถี่รวม $(\Delta f)_c$ ของช่องสัญญาณ สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับจะปรากฏเป็นสัญญาณที่เดินทางผ่านเส้นทางการจางหายเพียงเส้นทางเดียว แต่ในทางกลับกันเมื่อทำให้ $W \gg (\Delta f)_c$ นั่นคือเป็นช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่ ภายใต้เงื่อนไขนี้ องค์ประกอบของสัญญาณที่มาจากเส้นทางในสัญญาณที่รับได้สามารถปรากฏเป็นค่าพีคของสัญญาณต่างๆ กัน ถ้าสัญญาณในแต่ละเส้นทางนั้นมีเวลาประวิงมากกว่าหรือเท่ากับ W ดังนั้นช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่นี้สามารถจำลองได้เป็นช่องสัญญาณแบบการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยก (Tapped delay line) โดยสัมประสิทธิ์ของแต่ละจุดต่อแยกแปรผันตามเวลา ดังรูปที่ 2.4



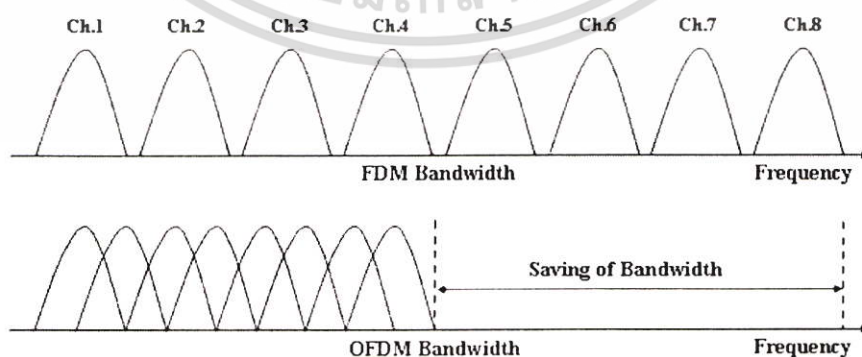
รูปที่ 2.4 แบบจำลองการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยกของช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่

ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณที่แปรผันตามเวลาที่แสดงในรูปที่ 2.4 สามารถที่จำลองได้โดยใช้แบบจำลองของเจคส์ (Jake's model) [6]

2.2 พื้นฐานของระบบ OFDM

การส่งสัญญาณแบบ OFDM เป็นเทคนิคการส่งแบบหลายคลื่นพาห์ (Multi-carrier) ที่ใช้หลักการส่งสัญญาณแบบขนาน และการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (frequency division multiplexing: FDM) การส่งสัญญาณแบบขนานแบบเก่านั้น แถบความถี่ที่ใช้งานทั้งหมดจะถูกแบ่งออกเป็นคลื่นพาห์ย่อยๆ (Sub-carrier) จำนวนมาก โดยแต่ละคลื่นพาห์ย่อยๆ นี้จะไม่มี การซ้อนทับกันของสเปกตรัม และสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตทุกคลื่นพาห์ย่อยๆ จะส่งออกโดยใช้วิธีการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ ตัวอย่างของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ที่ใช้กัน เช่น การส่งสัญญาณของสถานีวิทยุเอฟเอ็ม (Frequency Modulation) ที่แต่ละสถานีจะใช้ช่วงความถี่ที่ต่างกันทำให้แต่ละสถานีนั้นสามารถที่จะส่งสัญญาณได้พร้อมๆ กันโดยไม่มี การรบกวนซึ่งกันและกัน โดยในการส่งสัญญาณนั้นแต่ละสถานีจะใช้แถบความถี่ที่จำกัดและไม่เหลื่อมทับกัน ในแกนความถี่ ทางด้านเครื่องรับเมื่อรับสัญญาณได้ก็จะเลือกแถบความถี่หรือสถานีที่ต้องการโดยใช้วงจรกรองแบบแถบความถี่ผ่าน (Band pass filter) ซึ่งจะสามารถทำการดีมอดูเลต (Demodulate) สัญญาณข่าวสารที่ต้องการกลับมาได้

อย่างไรก็ตามวิธีการนี้ไม่สามารถใช้ประโยชน์จากแถบความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ดังนั้นจึงได้มีการนำเอาการส่งสัญญาณแบบขนาน และการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ที่คลื่นพาห์ย่อยมีการซ้อนทับกันมาใช้งานร่วมกัน เช่น ระบบการกระจายเสียงแบบดิจิตอล (Digital Audio Broadcasting: DAB) สัญญาณข่าวสารของแต่ละสถานีจะถูกมัลติเพล็กซ์รวมกันเป็นสัญญาณข่าวสารสัญญาณเดียว โดยสัญญาณข่าวสารทั้งหมดนี้จะทำการส่งโดยใช้ระบบ OFDM ผ่านคลื่นพาห์ย่อยๆจำนวนมาก โดยคลื่นพาห์ย่อยๆเหล่านี้จะมีคุณสมบัติของการตั้งฉาก (Orthogonal) ทำให้สามารถส่งสัญญาณที่มีแถบความถี่ซ้อนทับกันได้โดยที่ไม่ทำให้เกิดการรบกวนซึ่งกันและกัน โดยในรูปที่ 2.5 แสดงแถบความถี่ที่ใช้งานของวิธีการมัลติเพล็กซ์ทั้ง 2 วิธี



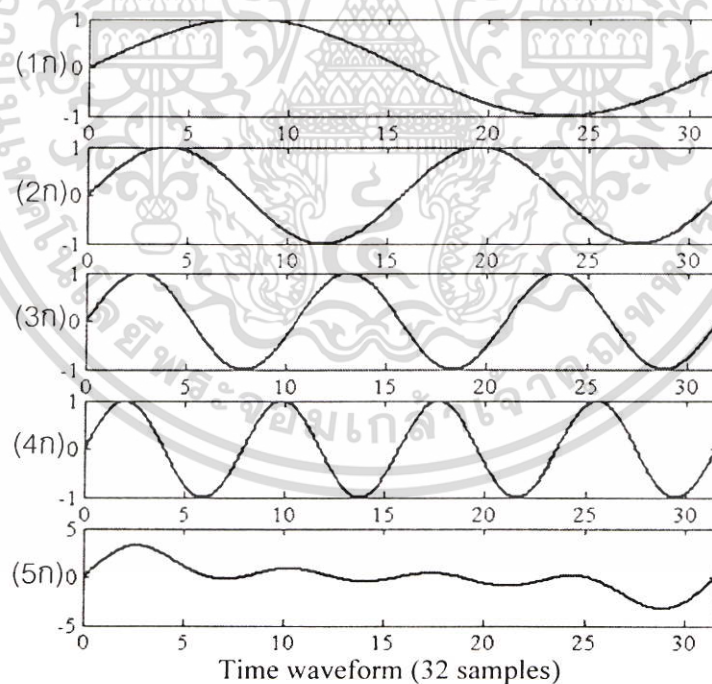
รูปที่ 2.5 เปรียบเทียบการใช้แถบความถี่ของ ระบบ FDM กับ ระบบ OFDM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.5 แสดงให้เห็นถึงความแตกต่างในการใช้งานแถบความถี่ระหว่างการมัลติเพล็กซ์แบบ FDM ที่แถบความถี่ไม่ซ้อนทับกัน กับการมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM ที่แถบความถี่ซ้อนทับกัน จะเห็นได้ว่าสามารถลดแถบความถี่ใช้งานได้ถึง 50 เปอร์เซ็นต์ แสดงให้เห็นถึงการใช้งานแถบความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด

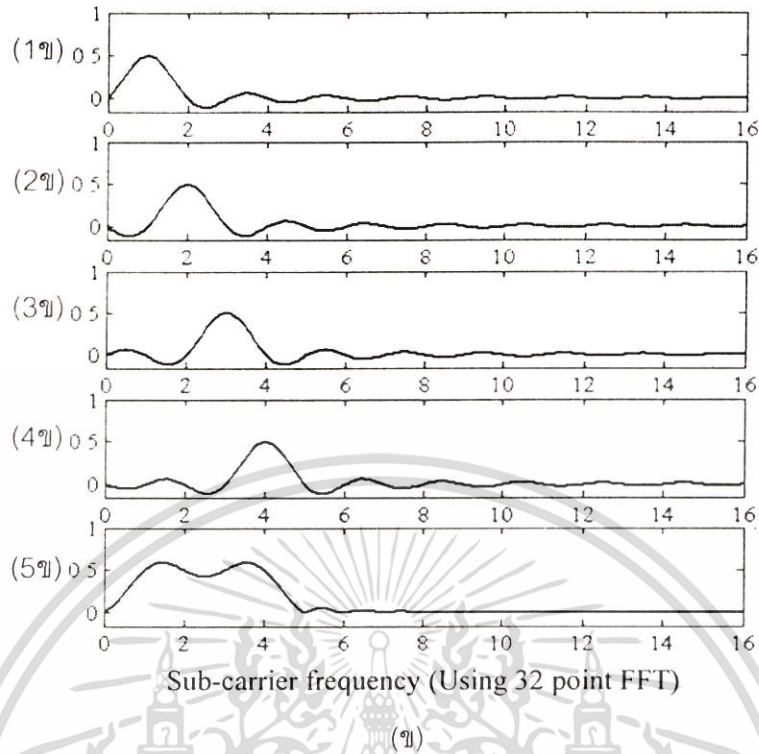
2.2.1 คุณสมบัติของการตั้งฉาก

ระบบ OFDM นั้นจะมีคุณสมบัติของการตั้งฉากในแกนความถี่ (Frequency domain) ทำให้สามารถที่จะส่งสัญญาณข่าวสารไปในคลื่นพาห์ที่ต่างกันโดยไม่เกิดการรบกวนกัน โดยที่สัญญาณ OFDM สามารถสร้างจากผลรวมของสัญญาณไซน์ (Sinusoid signal) หลายๆสัญญาณ ซึ่งแต่ละสัญญาณก็คือคลื่นพาห์ย่อยๆ ความถี่เบสแบนด์ (Base-band frequency) ของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยจะกำหนดให้เป็นจำนวนเต็มของส่วนกลับของช่วงเวลาของสัญลักษณ์หนึ่งสัญลักษณ์ (Symbol time) โดยผลที่ได้จะทำให้แต่ละคลื่นพาห์ย่อยนั้นมีจำนวนรอบ (Cycle) เป็นจำนวนเต็มในหนึ่งสัญลักษณ์และผลที่ตามมาจะทำให้แต่ละคลื่นพาห์ย่อยๆ นั้นจะตั้งฉากกัน ในรูปที่ 2.6 แสดงรูปแบบของสัญญาณ OFDM ที่มีคลื่นพาห์ย่อยจำนวน 4 คลื่นพาห์



(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

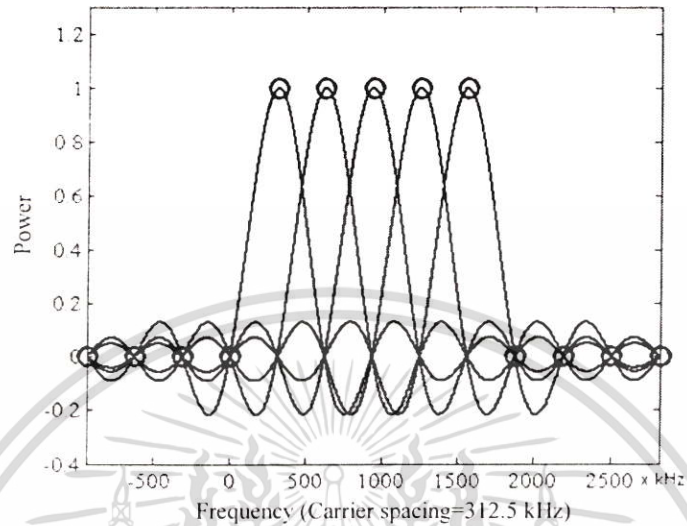


รูปที่ 2.6 สัญญาณ OFDM ที่ประกอบด้วย 4 คลื่นพาห่อย่อย

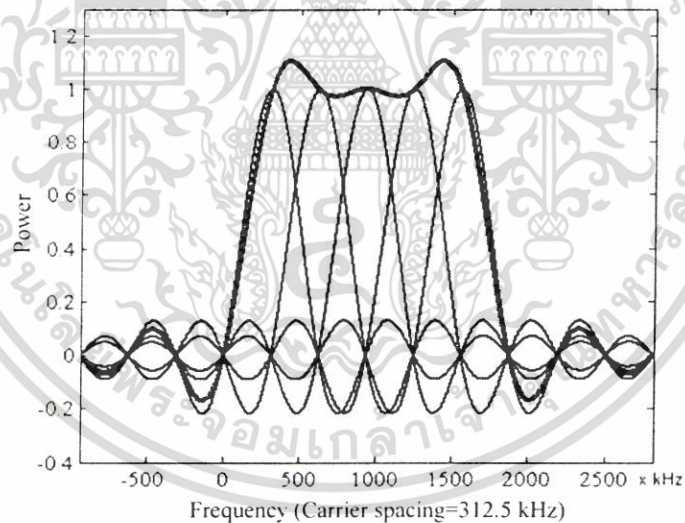
รูปที่ 2.6 (ก) แสดงสัญญาณ OFDM ในแกนเวลา เมื่อ (1ก) (2ก) (3ก) และ (4ก) แสดงคลื่นพาห่อย่อยแต่ละสัญญาณซึ่งประกอบด้วยลูกคลื่นจำนวน 1, 2, 3 และ 4 ลูกคลื่น ในช่วงเวลาหนึ่งสัญญาณ โดยที่คลื่นพาห่อย่อยแต่ละสัญญาณนั้นจะมีเฟสเป็นศูนย์ และจะสังเกตได้ว่าแต่ละคลื่นพาห่อย่อยจะมีจำนวนลูกคลื่นเป็นจำนวนเต็มในช่วงเวลาของหนึ่งสัญญาณ ในส่วนของรูปที่ 2.6 (5ก) เป็นสัญญาณเมื่อทำการรวมคลื่นพาห่อย่อยทั้ง 4 สัญญาณเข้าด้วยกัน รูปที่ 2.6 (ข) เป็นการเปลี่ยนจากแกนเวลาของคลื่นพาห่อย่อยแต่ละสัญญาณในรูปที่ 2.6 (ก) มาเป็นสัญญาณในแกนความถี่ของแต่ละคลื่นพาห่อย่อยด้วย FFT (Fast Fourier Transform) ขนาด 32 จุด ตามลำดับ

คุณสมบัติของการตั้งฉากของสัญญาณ OFDM ก็คือการมองที่สเปกตรัมของสัญญาณ ในแกนความถี่ของแต่ละคลื่นพาห่อย่อยของสัญญาณ OFDM ซึ่งจะมีการตอบสนองความถี่ของสัญญาณมีลักษณะเป็นสัญญาณซิงก์ (Sinc signal) แสดงในรูปที่ 2.7 (ก) แต่ละคลื่นพาห่อย่อยจะมีจุดยอดที่กึ่งกลางความถี่ และมีจุดที่สัญญาณเป็นศูนย์ (Null) ทุกๆจุดที่เป็นช่องว่างของความถี่ซึ่งเท่ากับระยะห่างระหว่างคลื่นพาห่อย่อย เมื่อแต่ละสัญญาณตั้งฉากกันผลที่ได้ก็คือจุดยอดของสัญญาณจะมีตำแหน่งตรงกับที่สัญญาณของคลื่นพาห่อย่อยอื่นเป็นศูนย์ เพราะฉะนั้นเครื่องรับจะต้องแถมเปิดสเปกตรัมของสัญญาณที่จุด 0 ซึ่งแต่ละจุดในรูปจะตรงพอดีกับจุดยอดของคลื่นพาห่อย่อย ด้วยเหตุนี้แถบความถี่ที่ซ้อนทับกันของแต่ละคลื่นพาห่อย่อยจะไม่มีผลกระทบที่เครื่องรับเพราะจุดยอดของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่ละคลื่นพหุคูณนั้นตรงกับจุดที่คลื่นพหุคูณอื่นเป็นศูนย์ซึ่งเป็นผลมาจากคุณสมบัติของการตั้งฉากกันของแต่ละคลื่นพหุคูณนั่นเอง



(ก)



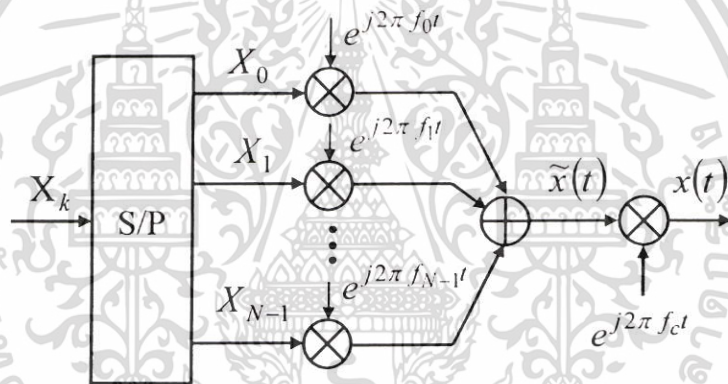
(ข)

รูปที่ 2.7 การตอบสนองความถี่ของสัญญาณ OFDM ของแต่ละคลื่นพหุคูณที่ห่างกัน 312.5 kHz

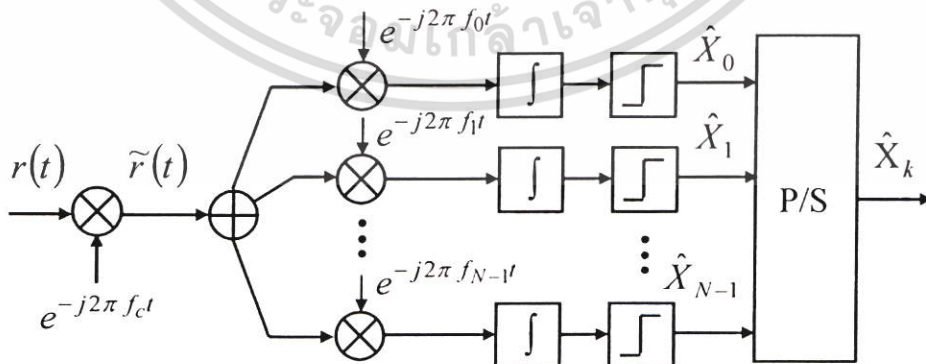
ในรูปที่ 2.7 (ก) แสดงสเปกตรัมของแต่ละคลื่นพหุคูณและการแซมเปิลสัญญาณที่เครื่องรับ OFDM จะเห็นว่าสเปกตรัมของสัญญาณจะมีรูปร่างเป็นสัญญาณซิงก์ รูปที่ 2.7 (ข) แสดงผลรวมของการตอบสนองความถี่ของคลื่นพหุคูณทั้ง 5 สัญญาณที่ห่างกัน 312.5 kHz เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2 เครื่องส่งและเครื่องรับของระบบ OFDM

บล็อกไดอะแกรมเครื่องส่งและเครื่องรับแบบพื้นฐานในระบบ OFDM แสดงในรูปที่ 2.8 และรูปที่ 2.9 จากรูปที่ 2.8 สมมติให้สัญลักษณ์แบบอนุกรม N สัญลักษณ์มีคาบเวลาเป็น $T_S = 1/f_S$ เมื่อ f_S คือ อัตราเร็วของข้อมูลแบบอนุกรม หลังจากผ่านการแปลงอนุกรมเป็นขนาน (Serial to Parallel Converter: S/P) แล้วข้อมูลแบบขนาน N สัญลักษณ์ จะถูกมอดูเลตกับคลื่นพาห่อย่อยจำนวน N คลื่นพาห่อย่อยที่ประกอบด้วย f_0, f_1, \dots, f_{N-1} โดยแต่ละคลื่นพาห่อย่อยจะห่างกันเป็น $\Delta f = 1/NT_S$ ทำให้ความถี่ของแต่ละคลื่นพาห่อย่อยห่างกันเป็นจำนวนเท่าซึ่งกันและกันนั่นหมายความว่าคลื่นพาห่อย่อยเหล่านั้นตั้งฉากกัน และทำให้คาบเวลาของสัญญาณเพิ่มขึ้นเป็น N เท่าจาก T_S เป็น NT_S ส่งผลให้ระบบ OFDM มีผลกระทบจากการประวิงเวลา (Delay spread) น้อยลง สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตกับคลื่นพาห่อย่อยแล้วจะถูกรวมกันก่อนที่จะแปลงให้เป็นสัญญาณแถบความถี่ผ่าน (Band-pass signal) $x(t)$ แสดงในสมการที่ (2.17)



รูปที่ 2.8 บล็อกไดอะแกรมเครื่องส่งแบบพื้นฐานในระบบ OFDM



รูปที่ 2.9 บล็อกไดอะแกรมเครื่องรับแบบพื้นฐานในระบบ OFDM

$$x(t) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp[j2\pi(f_k + f_c)t] \right\} \quad (2.17)$$

เมื่อ $0 \leq t \leq T_S$ จากสมการที่ (2.17) สามารถที่จะเขียนสัญญาณ OFDM ในรูปของสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูลได้ตามสมการที่ (2.18)

$$\tilde{x}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp[j2\pi f_k t], \quad 0 \leq t \leq T_S \quad (2.18)$$

กำหนดให้ $f_k = f_0 + k\Delta f$ เมื่อ $k = 0, 1, \dots, N-1$ และ $\Delta f = 1/T = 1/NT_S$ ในสมการที่ (2.18) สามารถที่จะเขียนใหม่ได้เป็น

$$\tilde{x}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp \left[j2\pi \left(\frac{k}{NT_S} \right) t \right] \quad (2.19)$$

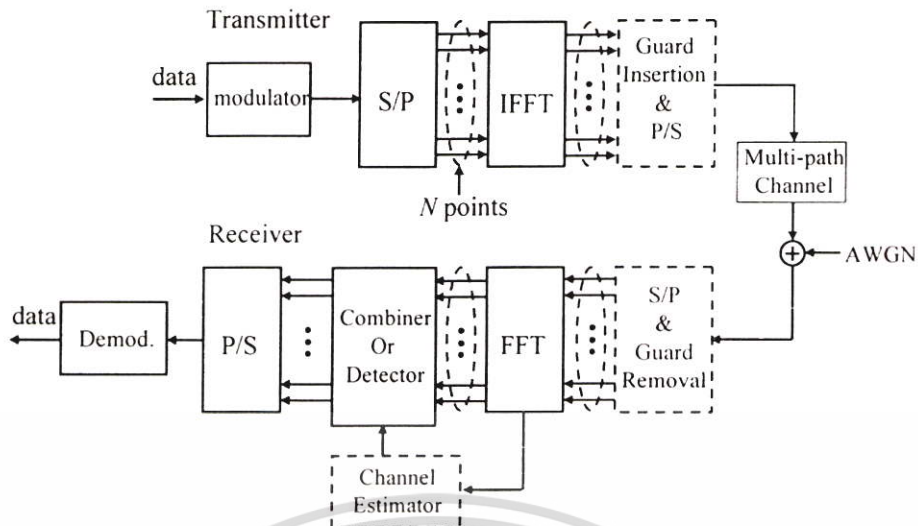
ถ้าเราแซมเปิลสัญญาณ $\tilde{x}(t)$ ในสมการที่ (2.19) ที่ทุกเวลา $t = nT_S$ จะได้เป็น

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp(j2\pi kn/N) = \operatorname{IDFT}\{X_k\} \quad (2.20)$$

สมการที่ (2.20) เป็นสัญญาณ OFDM ที่ได้จากกระบวนการทำ IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform) สำหรับเครื่องรับก็จะทำกระบวนการกลับกันกับเครื่องส่งคือจะใช้กระบวนการทำ DFT แทน การใช้กระบวนการ IDFT และ DFT ทั้งเครื่องส่งและเครื่องรับนั้นมีความซับซ้อนในการคำนวณเป็นอย่างมาก ดังนั้นในทางปฏิบัติสามารถที่จะสร้างสัญญาณ OFDM โดยใช้กระบวนการ IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) และ FFT แทนทั้งเครื่องส่งและเครื่องรับเพื่อที่จะช่วยลดการคำนวณ โดยในการคำนวณ N จุด ของ IDFT และ DFT โดยตรงจะต้องใช้การคูณกันแบบเชิงซ้อนถึง N^2 ครั้ง ในขณะที่ใช้กระบวนการ IFFT และ FFT จะสามารถลดการคำนวณลงเหลือเพียง $N \log_2 N$ ครั้งเท่านั้น [7]

สำหรับในรูปที่ 2.10 แสดงบล็อกไดอะแกรมเครื่องส่งและเครื่องรับที่ใช้กระบวนการ IFFT และ FFT โดยในรูปจะมีส่วนที่สำคัญเพิ่มขึ้น 2 อย่างคือ ช่วงเวลาป้องกัน (Guard time) และ การประมาณช่องสัญญาณ (Channel estimation) รายละเอียดจะกล่าวในหัวข้อที่ 2.2.3 และ 2.2.4 ตามลำดับ

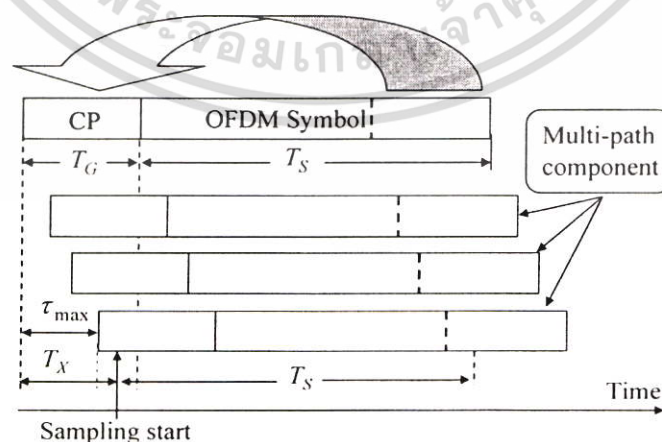
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 บล็อกไดอะแกรมเครื่องส่งและเครื่องรับของระบบ OFDM ที่ใช้กระบวนการ IFFT และ FFT

2.2.3 ช่วงเวลาป้องกัน

ช่วงเวลาป้องกัน เป็นเหตุผลสำคัญที่ทำให้ระบบ OFDM มีความสามารถในการป้องกันการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter Symbol Interference) และการแทรกสอดระหว่างคลื่นพหุย่อย (Inter Sub-carrier Interference) ที่มีสาเหตุมาจากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบมัลติพาท โดยการคัดลอกสัญญาณส่วนท้ายของแต่ละสัญลักษณ์ OFDM มาวางไว้ที่ส่วนหน้าของสัญลักษณ์ OFDM เพื่อเป็นช่วงเวลาป้องกันแบบวน (Cyclic prefix: CP) โดยที่ความยาวของช่วงเวลาป้องกันนี้จะต้องมีค่ามากกว่าค่าประวิงเวลาสูงสุดช่องสัญญาณแบบมัลติพาท แสดงในรูปที่ 2.11

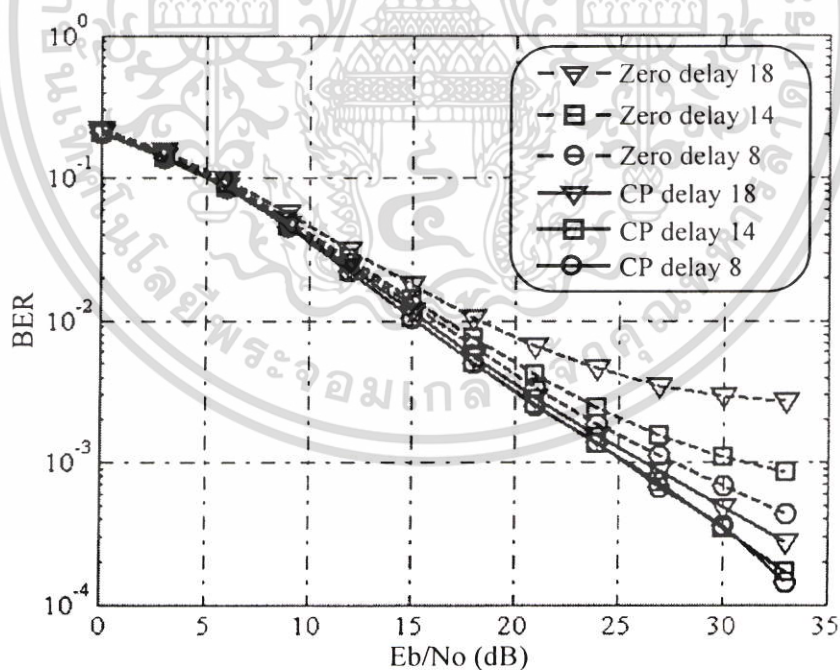


รูปที่ 2.11 การวางช่วงเวลาป้องกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.11 ค่า τ_{\max} คือค่าประวิงเวลาสูงสุดของช่องสัญญาณแบบมัลติพาท T_S คือช่วงเวลาของกระบวนการ FFT T_G คือค่าของช่วงเวลารักษา $T_S + T_G$ เป็นช่วงเวลาของ 1 สัญลักษณ์ OFDM และ T_X คือเวลาเริ่มต้นของการแซมปลิง (Sampling start) โดยที่ค่าของ T_X จะต้องมามีค่าอยู่ในช่วง $\tau_{\max} < T_X < T_G$

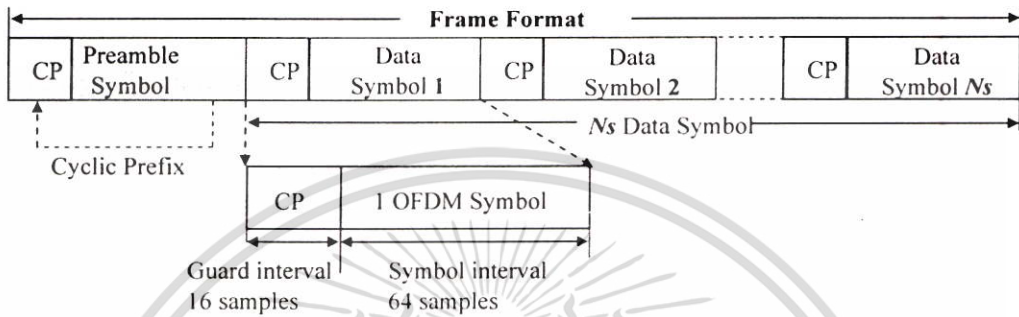
ในรูปที่ 2.12 แสดงสมรรถนะของระบบ OFDM ที่ทำงานบนช่องสัญญาณแบบมัลติพาท โดยเป็นการเปรียบเทียบระหว่างกรณีที่ใช้ช่วงเวลารักษาแบบวน (Cyclic prefix) กับกรณีที่ใช้ช่วงเวลารักษาแบบวนใส่ค่าศูนย์ (Zero padding) ช่วงเวลารักษาแบบวนจะรักษาคุณสมบัติการตั้งฉากระหว่างคลื่นพาห่อย่อยๆ ทำให้สมรรถนะของระบบ OFDM เหมือนกับกรณีที่เป็นช่องสัญญาณแบบราบเรียบ (Flat fading Channel) โดยในการจำลองนี้สมมติให้ค่าความถี่ดอปเปลอร์มีค่าต่ำๆ และแบบจำลองช่องสัญญาณเป็นแบบ 2 เส้นทางที่มีกำลังงานเท่ากัน (Two-ray equal gain channel model) จะเห็นได้ว่าวิธีการใส่ค่าศูนย์ในช่วงเวลารักษาไม่สามารถที่จะขจัดผลของการสอดแทรกระหว่างสัญลักษณ์ และการแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห่อย่อยเนื่องจากช่องสัญญาณแบบมัลติพาทได้ ดังนั้นเมื่อเพิ่มค่าประวิงเวลาของช่องสัญญาณแบบมัลติพาทให้มากขึ้น ทำให้สมรรถนะของระบบ OFDM ลดลง



รูปที่ 2.12 สมรรถนะของระบบ OFDM เมื่อเพิ่มค่าประวิงเวลาของช่องสัญญาณให้มากขึ้น

2.2.4 การประมาณช่องสัญญาณ

การส่งสัญญาณแบบ OFDM จะมีการใส่สัญลักษณ์ปริเอมเบิล (Preamble symbol) [8-9] ไว้ที่จุดเริ่มต้นของทุกๆ เฟรม โดยแสดงรูปแบบของการจัดเฟรมข้อมูลดังรูปที่ 2.13 เมื่อกำหนดให้ช่องสัญญาณไม่มีการเปลี่ยนแปลงในช่วงเวลาหนึ่งเฟรม และทางด้านเครื่องรับทราบข้อมูลที่ส่งในสัญลักษณ์ปริเอมเบิล



รูปที่ 2.13 รูปแบบของการจัดเฟรมข้อมูลของระบบ OFDM ในแกนเวลา

ดังนั้นทำให้สามารถที่จะทำการประมาณค่าการตอบสนองของความถี่ของสัญญาณโดยกำหนดให้สัญญาณที่รับได้เมื่อผ่านกระบวนการ FFT สามารถเขียนได้ตามสมการที่ (2.21)

$$Y(k) = H(k)X(k) + N_0(k) \quad (2.21)$$

- โดยที่ k คือลำดับของคลื่นพาย้อยมีค่าเป็น $k = 0, 1, \dots, N - 1$
 $Y(k)$ คือสัญญาณที่รับได้ทางเครื่องรับของสัญลักษณ์ปริเอมเบิล
 $H(k)$ คือค่าการตอบสนองของความถี่ของช่องสัญญาณ
 $X(k)$ คือสัญญาณหรือข้อมูลที่อยู่ในสัญลักษณ์ปริเอมเบิล
 $N_0(k)$ คือสัญญาณรบกวนขาวแบบเกาส์เซียน

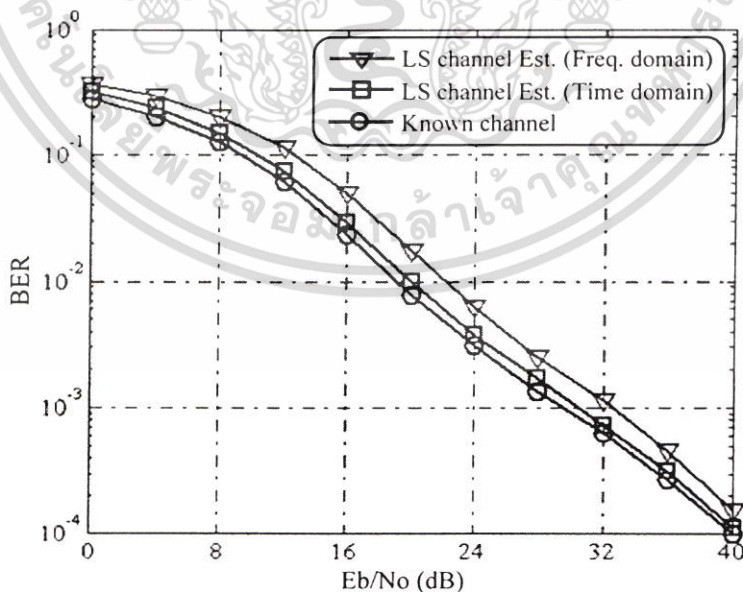
เมื่อเครื่องรับรู้ค่าของ $X(k)$ ดังนั้นจะสามารถทำการประมาณค่าการตอบสนองของความถี่ของสัญญาณ (Channel Frequency Response) ได้อย่างง่ายตามสมการที่ (2.22)

$$\tilde{H}(k) = \frac{Y(k)}{X(k)} \quad (2.22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า $\tilde{H}(k)$ ในสมการที่ (2.22) คือค่าผลตอบสนองความถี่ของสัญญาณที่ได้จากการประมาณค่าด้วยอัลกอริทึมแบบ LS (Least Square) ซึ่งเป็นการประมาณของสัญญาณในแกนความถี่โดยตรงทำให้สมรรถนะของการประมาณของสัญญาณที่ได้ไม่มีความแม่นยำพอ เนื่องจากยังมีสัญญาณรบกวนปะปนอยู่ ดังนั้นจะทำการแปลงสัญญาณที่ได้ในสมการที่ (2.22) ให้กลับไปอยู่ในแกนเวลาด้วยกระบวนการ IFFT [9] เนื่องจากทราบว่าช่วงเวลาของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณจะยาวไม่เกินช่วงเวลาป้องกันแบบวน ด้วยเหตุนี้จึงทำการกรองด้วยวินโดวสี่เหลี่ยม (Rectangular Window) กรองเอาเฉพาะผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องในช่วงเวลาป้องกันเท่านั้น สำหรับส่วนที่เหลือจะตัดทิ้งเนื่องจากสัญญาณเหล่านั้นเป็นแซมเปิลของสัญญาณรบกวน แล้วแปลงผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่กรองได้นั้นกลับมาอยู่ในแกนความถี่ด้วยกระบวนการ FFT เพื่อทำการชดเชยให้กับสัญญาณอื่นภายในเฟรมนั้นๆ

สมรรถนะของการประมาณของสัญญาณของ 2 วิธีการข้างต้น แสดงในรูปที่ 2.14 โดยกำหนดให้ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณมีช่วงเวลายาวเท่ากับช่วงเวลาป้องกัน ผลการจำลองแสดงให้เห็นว่า การประมาณของสัญญาณในแกนเวลาให้ความแม่นยำมากกว่าโดยพิจารณาที่อัตราผิดพลาดบิต (Bit Error Rate: BER) เป็น 10^{-3} ให้ค่าอัตราส่วนกำลังงานบิตต่อกำลังงานสัญญาณรบกวน (E_b/N_0) ต่างกับกรณีเป็นการประมาณของสัญญาณในอุดมคติเพียง 1 dB ในขณะที่การประมาณของสัญญาณในแกนความถี่ตามสมการที่ (2.22) ให้ค่า E_b/N_0 ต่างกับกรณีเป็นการประมาณของสัญญาณในอุดมคติถึง 3 dB




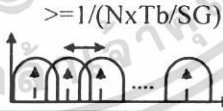
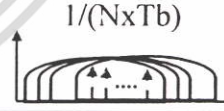
รูปที่ 2.14 สมรรถนะในการประมาณของสัญญาณของระบบ OFDM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 พื้นฐานของระบบ OFDM-CDMA

การสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4 จะเป็นการนำเอาระบบ OFDM และระบบ CDMA มาใช้ร่วมกัน โดยจะเรียกว่า ระบบ OFDM-CDMA หรือ MC-CDMA [10] เพื่อที่จะรองรับผู้ใช้งานจำนวนมาก ลดผลของการแทรกสอดแบบแถบแคบ (Narrow band interference) และลดผลกระทบจากช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบมัลติพาธ รวมถึงการใช้อัตราชิพของรหัสที่ต่ำกว่า ส่งผลทำให้ง่ายต่อการชิงโครโนซ์ทางเครื่องรับเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีที่ใช้คลื่นพาห์เดี่ยว โดยทั่วไประบบ CDMA แบบคลื่นพาห์เดี่ยวแถบความถี่ใช้งานของสัญญาณที่ส่งออกไปจะมีความกว้างมากกว่า แถบความถี่ร่วมนัยของช่องสัญญาณทำให้เกิดการจางหายแบบเลือกความถี่ ส่งผลให้การชดเชยสัญญาณทางเครื่องรับทำได้ยาก และส่วนใหญ่จะใช้เครื่องรับแบบเรด (Rake Receiver) ซึ่งเป็นเครื่องรับที่มีความซับซ้อนสูงมาก ในขณะที่ระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาห์ แถบความถี่แต่ละคลื่นพาห์ย่อยจะมีความกว้างน้อยกว่า แถบความถี่ร่วมนัยของช่องสัญญาณเกิดเป็นการจางหายแบบไม่เลือกความถี่ ทำให้การชดเชยสัญญาณทางเครื่องรับทำได้ง่าย ส่วนเครื่องรับจะแตกต่างกันตามลักษณะของการสเปกตรัมเปกตรัม ในตารางที่ 2.1 แสดงระบบสเปกตรัมเปกตรัมแบบหลายคลื่นพาห์โดยสามารถแบ่งแยกได้ 3 ประเภท [10] คือ OFDM-CDMA หรือ MC-CDMA MC-DS CDMA (Multi-carrier Direct Sequence CDMA) และ MT-CDMA (Multi-tone CDMA)

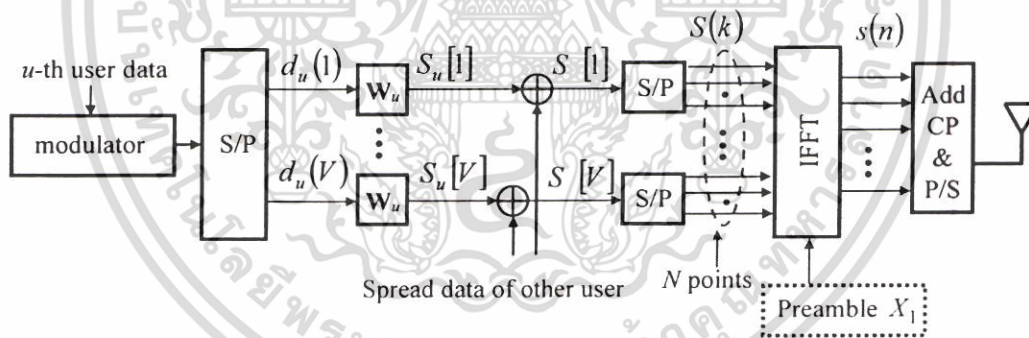
ตารางที่ 2.1 ลักษณะของสเปกตรัมเปกตรัมแบบหลายคลื่นพาห์ (MC-SS) แบบต่างๆ

MA-Schemes	OFDM-CDMA	MC-DS-CDMA	MT-CDMA
Spreading & Code-Division	Frequency Domain	Time Domain	Time Domain
Sub-carrier Spacing	$1/(N \times T_b / S_G)$ 	$\geq 1/(N \times T_b / S_G)$ 	$1/(N \times T_b)$ 
Detection	MRC, ORC, MMSE, MLD, Iterative	Coherent, No Rake (Correlation)	Rank or MIMO Equalizer
Application	-Downlink -Uplink synch.	-Downlink -Uplink asynch.	-Downlink -Uplink asynch.
Specific characteristics	Very efficient for the Downlink by using Orthogonal codes	Designed especially For the uplink	Designed especially For the uplink

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางที่ 2.1 แสดงให้เห็นถึงความแตกต่างของทั้ง 3 ระบบ เช่น ความแตกต่างของการสเปกตรัมระหว่างระหว่งแถบความถี่ของคลื่นพาย้อย การตีเทกต์สัญญาณที่เครื่องรับ รวมถึงการประยุกต์ใช้งานสำหรับแต่ละระบบก็จะแตกต่างกันด้วย โดยระบบ OFDM-CDMA เป็นการออกแบบสำหรับการสื่อสารขาลงจะทำการสเปกตรัมสัญญาณในแถบความถี่ [11] การตีเทกต์สัญญาณจะใช้การรวมสัญญาณแบบอัตราส่วนสูงสุด (Maximum Ratio Combining: MRC) การรวมสัญญาณแบบคืนความตั้งฉาก (Orthogonal Restoring Combining: ORC) การรวมสัญญาณแบบค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด (Minimum Mean Square Error Combining: MMSEC) [12] เป็นต้น ในขณะที่ระบบ MC-DS CDMA และระบบ MT-CDMA เป็นการออกแบบสำหรับการสื่อสารขาขึ้น และจะทำการสเปกตรัมสัญญาณในแถบเวลา [13] โดยที่ MC-DS CDMA จะสเปกตรัมสัญญาณทางด้านอินพุตในแถบเวลา และเครื่องรับจะใช้เครื่องรับแบบร่วมนัยหรือเครื่องรับแบบคอร์เรเลเตอร์ สำหรับ MT-CDMA จะสเปกตรัมสัญญาณทางด้านเอาท์พุตในแถบเวลา หลังจากผ่านกระบวนการ IFFT และจะใช้เครื่องรับแบบเรด

สำหรับเนื้อหาในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงเฉพาะระบบ OFDM-CDMA ที่เป็นการสื่อสารขาลงเท่านั้น โดยบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งและเครื่องรับของระบบ OFDM-CDMA ที่เป็นการสื่อสารขาลง [13] แสดงในรูปที่ 2.15 และรูปที่ 2.16 ตามลำดับ



รูปที่ 2.15 บล็อกไดอะแกรมทางเครื่องส่งของระบบ OFDM-CDMA

จากรูปที่ 2.15 พิจารณาสัญลักษณ์ที่ผ่านการมอดูเลตแล้วของผู้ใช้งานลำดับที่ u จะถูกแปลงจากอนุกรมเป็นขนาน โดยทุกๆ จำนวน V สัญลักษณ์จะถูกจัดเป็นกลุ่มเวกเตอร์ แต่ละกลุ่มเวกเตอร์เหล่านี้ จะถูกสเปกตรัมด้วยลำดับฮาดามาดชุดเดียวกันที่มีความยาวเป็น $M = N/V$ โดยที่ M เป็นเฟกเตอร์ของการสเปกตรัม (Spreading factor หรือ Spreading Gain) กำหนดเป็น

$$W_u = [w_{u,1} \ w_{u,2} \ \dots \ w_{u,M}] \quad (2.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $w_{u,m}$ เป็นเซตของค่า $1/\sqrt{M} \{1, -1\}$ และ $m = 1, 2, \dots, M$ หลังจากทำการสเปรด สเปรด
 เวกเตอร์ของข้อมูลย่อยลำดับที่ v โดย $v = 1, 2, \dots, V$ สำหรับผู้ใช้งานลำดับที่ u จะมีค่าเป็น

$$S_u[v] = d_u(v)W_u \quad (2.24)$$

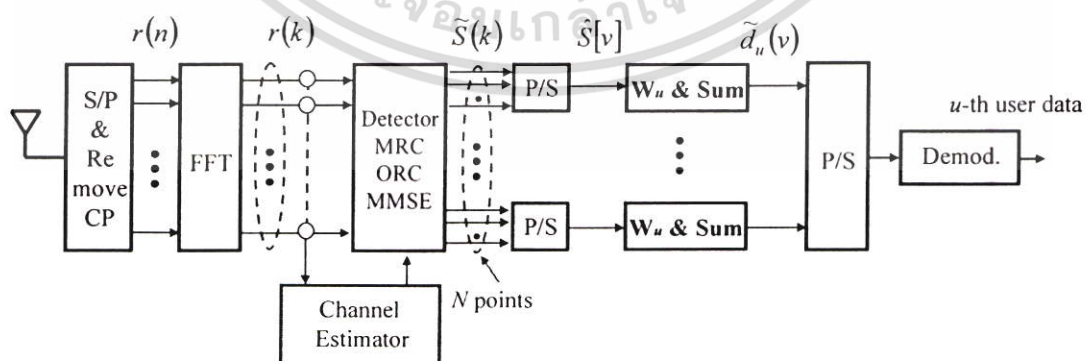
เนื่องจากการสื่อสารข้างต้นหลังจากทำการสเปรดแล้วจะทำการรวมกับสัญลักษณ์จาก
 ผู้ใช้งานอื่นๆ เป็นจำนวน U ผู้ใช้งาน ดังสมการที่ (2.25)

$$S[v] = \sum_{u=1}^U S_u[v] = \sum_{u=1}^U d_u(v)W_u \quad (2.25)$$

สัญญาณที่ได้จากการรวมกัน U ผู้ใช้งานในสมการที่ (2.25) จะเป็นกลุ่มของเวกเตอร์แถวที่มีความ
 ยาวเท่ากับความยาวของลำดับฮาดามาด W_u ต่อจากนั้นจะทำการแปลงข้อมูลจากอนุกรม
 เป็นขนานเพื่อที่จัดไว้สำหรับ N คลื่นพหุคูณแทนด้วย $S(k)$ แล้วทำการแปลงสัญญาณจาก
 แคนความถี่ไปเป็นสัญญาณในแกนเวลาด้วย IFFT แสดงได้ดังสมการที่ (2.26)

$$s(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S(k) \exp\left(\frac{j2\pi kn}{N}\right) \quad (2.26)$$

เมื่อ $k, n = 0, 1, \dots, N-1$ หลังจากนั้นจะใส่ช่วงเวลาป้องกันแบบวนเพื่อป้องกันผลกระทบจากการ
 กระจายของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธ เช่นเดียวกับหัวข้อที่ 2.2.3 ก่อนที่จะส่งผ่านช่องสัญญาณ
 ไปยังเครื่องรับ



รูปที่ 2.16 บล็อกไดอะแกรมทางเครื่องรับของระบบ OFDM-CDMA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 2.16 แสดงบล็อกไดอะแกรมทางเครื่องรับของระบบ OFDM-CDMA ถ้าความยาวของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณในแกนเวลามีความยาวน้อยกว่าช่วงเวลาป้องกันแบบวนสัญญาณที่รับได้ทางเครื่องรับหลังจากแปลงจากสัญญาณอนุกรมเป็นสัญญาณขนานและเอาช่วงเวลาป้องกันแบบวนออกแล้ว แสดงได้ตามสมการที่ (2.27)

$$r(n) = h(n) \otimes s(n) + n_o(n) \quad (2.27)$$

โดยที่ \otimes แทนการคูณประสาน (Convolution) และ $n_o(n)$ เป็นสัญญาณรบกวนขาวแบบเกาส์เซียนที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ และมีค่ากำลังงานของสัญญาณรบกวนเป็น $\sigma_{n_o}^2$ สัญญาณที่รับได้ตามสมการที่ (2.27) จะถูกเปลี่ยนกลับไปเป็นสัญญาณในแกนความถี่ด้วยกระบวนการ FFT สามารถเขียนได้ตามสมการที่ (2.28)

$$r(k) = H(k)S(k) + N_o(k) \quad (2.28)$$

เมื่อ $N_o(k) = FFT\{n_o(n)\}$ เป็นสัญญาณรบกวนในแกนความถี่ และ $H(k)$ เป็นผลตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ สัญญาณ $r(k)$ จากสมการที่ (2.28) ถ้าคูณด้วย $H^*(k)$ ซึ่งเป็นการรวมสัญญาณแบบอัตราส่วนสูงสุด [12] โดยที่ $(\bullet)^*$ แทนการหาคู่สังยุคเชิงซ้อน (Complex Conjugate) จะถูกแทนด้วย $\tilde{S}(k)$ (การรวมสัญญาณแบบอื่นๆ จะอธิบายไว้ในบทที่ 4) หลังจากนั้นสัญญาณที่ได้นี้จะทำการแปลงจากสัญญาณขนานเป็นสัญญาณอนุกรมแล้วจัดเป็นกลุ่มเวกเตอร์ $\hat{S}[v]$ โดยที่ $v = 1, 2, \dots, V$ แสดงได้ตามสมการที่ (2.29)

$$\hat{S} = [\hat{S}[1] \hat{S}[2] \dots \hat{S}[V]]^T \quad (2.29)$$

ต่อจากนี้ จะทำการดีสเปรตสัญญาณที่ได้ในสมการที่ (2.29) และบวกสัญญาณโดยการคูณกับ W_u^T ซึ่งเป็นการดีเทกต์สัญญาณเพียงหนึ่งผู้ใช้งาน (Single User Detection: SUD) เฉพาะผู้ใช้งานลำดับที่ u เท่านั้น แสดงได้ดังสมการที่ (2.30)

$$\tilde{d}_u = \hat{S} W_u^T = [\tilde{d}_u(1) \tilde{d}_u(2) \dots \tilde{d}_u(V)]^T \quad (2.30)$$

สัญญาณที่ได้จากนี้จะทำการแปลงจากสัญญาณขนานเป็นสัญญาณอนุกรมอีกครั้ง และทำการดีมอดูเลตเพื่อให้ได้สัญญาณเดิมกลับคืนมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์

การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ (Space-Time Block Coding: STBC) เป็นแนวความคิดที่ถูกนำเสนอขึ้นครั้งแรกในปี ค.ศ. 1998 โดย S. M. Alamouti [15] ซึ่งเป็นการนำเสนอโครงสร้างโคเวอริจี้ทีทางด้านการส่งโดยใช้ชุดสายอากาศทางด้านเครื่องส่ง 2 ชุด กับชุดสายอากาศทางด้านเครื่องรับเป็น 1 ชุด และ 2 ชุดตามลำดับ ซึ่งการใช้สายอากาศทางด้านเครื่องส่ง 2 ชุด กับชุดสายอากาศทางด้านเครื่องรับ 1 ชุด สมรรถนะที่ได้มีค่าใกล้เคียงกับการใช้เทคนิคโคเวอริจี้ทีทางด้านการรับที่ใช้ชุดสายอากาศทางด้านเครื่องส่ง 1 ชุด กับชุดสายอากาศทางด้านเครื่องรับ 2 ชุด ที่มีการรวมกันของสัญญาณที่รับได้แบบอัตราส่วนสูงสุด (MRC) ต่อมาได้มีการพัฒนาโครงสร้างซึ่งสามารถใช้งานกับชุดสายอากาศทางด้านเครื่องส่งที่มากกว่า 2 ชุด ทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้นไม่ว่าจะเป็น ความจุของช่องสัญญาณ ความเร็วของการส่งผ่านข้อมูล เป็นต้น โดยที่ไม่เพิ่มแถบความถี่ใช้งานของช่องสัญญาณ แต่การเข้ารหัสและการถอดรหัสมีความซับซ้อนเพิ่มขึ้น ซึ่งโครงสร้างดังกล่าวถูกเรียกว่า "การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์" [16]

ในบทที่ 3 นี้จะได้กล่าวถึงรูปแบบการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ และสมรรถนะของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ แบบต่างๆ

3.1 การเข้ารหัสสเปซ-ไทม์ แบบ Alamouti

รูปแบบการเข้ารหัสสเปซ-ไทม์ แบบ Alamouti คือการจัดข้อมูลที่ผ่านการมอดูเลตแล้วทีละ 2 สัญลักษณ์ คือ s_1 และ s_2 ซึ่งแต่ละสัญลักษณ์จะถูกส่งออกจากสายอากาศทางด้านเครื่องส่ง 2 ชุดโดยสอดคล้องกับเมตริกซ์ X ดังนี้

$$X = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

ลักษณะการเข้ารหัสจะเป็นการจัดสัญลักษณ์ออกเป็น 2 ช่วงเวลา จากสองสายอากาศทางด้านเครื่องส่ง โดยในช่วงเวลาแรก สัญญาณ s_1 และ s_2 จะถูกส่งออกจากสายอากาศทางด้านเครื่องส่งชุดที่ 1 และ 2 ในช่วงเวลาถัดมาก็จะส่งสัญญาณ $-s_2^*$ และ s_1^* ออกจากสายอากาศทางด้านเครื่องส่งชุดที่ 1 และ 2 ตามลำดับ โดยที่ s_1^* เป็นสังยุคเชิงซ้อน (Complex conjugate) ของ s_1 ถ้ากำหนดให้ลำดับการส่งสัญญาณออกจากสายอากาศส่งชุดที่ 1 และ 2 เป็น X^1 และ X^2 ตามลำดับโดยที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} X^1 &= [s_1, -s_2^*] \\ \text{และ} \quad X^2 &= [s_2, s_1^*] \end{aligned} \quad (3.2)$$

จะเห็นว่ารูปแบบของ Alamouti ในการส่งลำดับสัญญาณจาก 2 สายอากาศทางด้านเครื่องส่ง นั้นตั้งฉากกัน ดังนั้นผลคูณเชิงสเกลลา (inner product) ของลำดับ X^1 และ X^2 จะมีค่าเป็นศูนย์

$$\langle X^1, X^2 \rangle = s_1 s_2^* - s_2^* s_1 = 0 \quad (3.3)$$

ทำให้รหัสเมตริกซ์ในสมการที่ (3.1) มีคุณสมบัติอีกอย่างหนึ่งคือ

$$\begin{aligned} X \cdot X^H &= \begin{bmatrix} |s_1|^2 + |s_2|^2 & 0 \\ 0 & |s_1|^2 + |s_2|^2 \end{bmatrix} \\ &= (|s_1|^2 + |s_2|^2) I_2 \end{aligned} \quad (3.4)$$

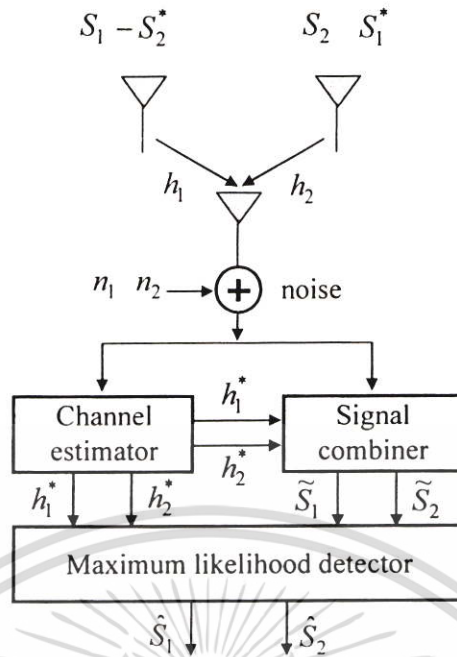
โดยที่ I_2 เป็นเมตริกซ์เอกลักษณ์ขนาด 2×2

ถ้าเรากำหนดให้สายอากาศทางด้านเครื่องรับมี 1 ชุด ตามรูปที่ 3.1 และมีสัมประสิทธิ์การจางหายของช่องสัญญาณ จากสายอากาศทางด้านเครื่องส่งชุดที่ 1 และ 2 ไปยังสายอากาศทางด้านเครื่องรับ ที่เวลา t กำหนดเป็น $h_1(t)$ และ $h_2(t)$ ตามลำดับ และสมมติให้สัมประสิทธิ์การจางหายคงที่ตลอดช่วง 2 สัญลักษณ์ที่อยู่ติดกัน สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$h_1(t) = h_1(t+T) = h_1 = |h_1| e^{j\theta_1} \quad (3.5)$$

$$\text{และ} \quad h_2(t) = h_2(t+T) = h_2 = |h_2| e^{j\theta_2} \quad (3.6)$$

โดยที่ $|h_i|$ และ θ_i เมื่อ $i=1,2$ เป็นขนาด และเฟสที่เปลี่ยนแปลง สำหรับเส้นทางจากสายอากาศส่งลำดับที่ i ไปยังสายอากาศรับ และ T คือช่วงเวลาของสัญลักษณ์ ที่สายอากาศทางด้านเครื่องรับ สัญญาณที่รับได้จะถูกกำหนดเป็น r_1 และ r_2 สำหรับเวลา t และ $t+T$ โดยเขียนเป็นสมการได้ดังสมการที่ (3.7) และ (3.8)



รูปที่ 3.1 การใช้สายอากาศส่ง 2 ชุด กับสายอากาศรับ 1 ชุด ตามรูปแบบของ Alamouti

$$r_1 = h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_1 \quad (3.7)$$

$$r_2 = -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + n_2 \quad (3.8)$$

โดยที่ n_1 และ n_2 คือ สัญญาณรบกวนขาวแบบเกาส์เซียนซึ่งเกิดขึ้นที่เครื่องรับ ที่เวลา t และ $t + T$ ตามลำดับ

จากรูปที่ 3.1 การรวมกันของ 2 สัญญาณที่รับได้ จะสมมติให้เครื่องรับสามารถที่ประมาณการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณ h_1 และ h_2 ได้อย่างถูกต้อง ดังนั้นการตัดสินใจแบบความน่าเชื่อถือสูงสุด (Maximum likelihood decision) โดยเลือกคู่สัญญาณ (\hat{s}_1, \hat{s}_2) จากรูปแบบการมอดูเลชันที่ได้ระยะทางที่ใกล้ที่สุด คือ

$$d^2(r_1, h_1 \hat{s}_1 + h_2 \hat{s}_2) + d^2(r_2, -h_1 \hat{s}_2^* + h_2 \hat{s}_1^*) = |r_1 - h_1 \hat{s}_1 - h_2 \hat{s}_2|^2 + |r_2 + h_1 \hat{s}_2^* - h_2 \hat{s}_1^*|^2 \quad (3.9)$$

เมื่อค่า $d^2(x, y)$ คือระยะทางยูคลิเดียนกำลังสอง (Square Euclidean distance) ระหว่างสัญญาณ x และ y ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการ $d^2(x, y) = (x - y)(x^* - y^*)$ ดังนั้นค่าที่เป็นไปได้ทั้งหมดของ \hat{s}_1 และ \hat{s}_2 โดยการแทนสมการ (3.7) และ (3.8) ลงในสมการ (3.9) จะมีค่าการตัดสินใจแบบความน่าเชื่อถือสูงสุดที่เขียนได้เป็น

$$(\hat{s}_1, \hat{s}_2) = \arg \min_{(\hat{s}_1, \hat{s}_2) \in C} (|h_1|^2 + |h_2|^2 - 1)(|\hat{s}_1|^2 + |\hat{s}_2|^2) + d^2(\tilde{s}_1, \hat{s}_1) + d^2(\tilde{s}_2, \hat{s}_2) \quad (3.10)$$

เมื่อ C เป็นเซตของคู่สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลต (\hat{s}_1, \hat{s}_2) สำหรับ \tilde{s}_1 และ \tilde{s}_2 คือ สองสัญญาณที่ได้จากการรวมกันทางเครื่องรับ ก่อนที่จะทำการตัดสินใจแบบความน่าจะเป็นสูงสุด สามารถเขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 &= h_1^* r_1 + h_2 r_2^* \\ \tilde{s}_2 &= h_2^* r_1 - h_1 r_2^* \end{aligned} \quad (3.11)$$

เมื่อนำ r_1 และ r_2 จากสมการ (3.7) และ (3.8) แทนลงในสมการ (3.11) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^* \\ \tilde{s}_2 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_2 - h_1 n_2^* + h_2^* n_1 \end{aligned} \quad (3.12)$$

จากสมการ (3.12) จะเห็นได้ว่าค่าของ \tilde{s}_i โดยที่ $i=1,2$ นั้นขึ้นอยู่กับฟังก์ชัน s_i เพียงอย่างเดียว ดังนั้นกฎการตัดสินใจแบบความน่าเชื่อถือสูงสุดในสมการ (3.10) สามารถที่จะแยกออกเป็น 2 ส่วนที่อิสระต่อกัน สำหรับ \tilde{s}_1 และ \tilde{s}_2 โดย

$$\hat{s}_1 = \arg \min_{\hat{s}_1 \in S} (|h_1|^2 + |h_2|^2 - 1)|\hat{s}_1|^2 + d^2(\tilde{s}_1, \hat{s}_1) \quad (3.13)$$

$$\hat{s}_2 = \arg \min_{\hat{s}_2 \in S} (|h_1|^2 + |h_2|^2 - 1)|\hat{s}_2|^2 + d^2(\tilde{s}_2, \hat{s}_2) \quad (3.14)$$

สำหรับสัญญาณที่มีการมอดูเลตแบบ M-PSK ค่า $(|h_1|^2 + |h_2|^2 - 1)|\hat{s}_i|^2$ โดยที่ $i=1,2$ จะเป็นค่าคงที่ที่จุดหนึ่งๆ ดังนั้นสมการที่ (3.13) และ (3.14) สามารถที่จะเขียนให้ง่ายได้เป็น

$$\begin{aligned} \hat{s}_1 &= \arg \min_{\hat{s}_1 \in S} d^2(\tilde{s}_1, \hat{s}_1) \\ \hat{s}_2 &= \arg \min_{\hat{s}_2 \in S} d^2(\tilde{s}_2, \hat{s}_2) \end{aligned} \quad (3.15)$$

การเข้ารหัสสเปซ-ไทม์แบบ Alamouti สามารถที่จะประยุกต์ใช้กับระบบที่มีสายอากาศทางด้านเครื่องส่ง 2 ชุด และสายอากาศทางด้านเครื่องรับเป็น n_R ชุดได้ โดยที่การเข้ารหัสและการส่งผ่านสัญญาณยังคงเหมือนกับกรณีที่ใช้สายอากาศทางด้านเครื่องรับจำนวน 1 ชุด แสดงตั้งเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการที่ (3.16) กำหนดให้ r_1^j และ r_2^j เป็นสัญญาณที่รับได้ที่สายอากาศทางด้านเครื่องรับลำดับที่ j ที่เวลา t และ $t+T$ โดยที่

$$\begin{aligned} r_1^j &= h_{j,1}s_1 + h_{j,2}s_2 + n_1^j \\ r_2^j &= -h_{j,1}s_2^* + h_{j,2}s_1^* + n_2^j \end{aligned} \quad (3.16)$$

เมื่อ $h_{j,i}$ โดยที่ $i = 1, 2$ และ $j = 1, 2, \dots, n_R$ เป็นสัมประสิทธิ์ของการจางหายสำหรับเส้นทางจากสายอากาศทางด้านเครื่องส่งลำดับที่ i ไปยังสายอากาศทางด้านเครื่องรับลำดับที่ j และ n_1^j และ n_2^j เป็นสัญญาณรบกวนที่สายอากาศทางด้านเครื่องรับลำดับที่ j ที่เวลา t และ $t+T$ ตามลำดับ

ในการตัดสินใจทางสถิติสำหรับสองสัญญาณที่ทางด้านเครื่องรับใช้สายอากาศเป็น n_R ชุดที่อยู่บนพื้นฐานของการรวมกันแบบเชิงเส้น ค่าของ \tilde{s}_1 และ \tilde{s}_2 สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.17)

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 &= \sum_{j=1}^{n_R} h_{j,1}^* r_1^j + h_{j,2} (r_2^j)^* \\ &= \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^{n_R} |h_{j,i}|^2 s_i + \sum_{j=1}^{n_R} h_{j,1} n_1^j + h_{j,2} (n_2^j)^* \\ \tilde{s}_2 &= \sum_{j=1}^{n_R} h_{j,2}^* r_1^j - h_{j,1} (r_2^j)^* \\ &= \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^{n_R} |h_{j,i}|^2 s_2 + \sum_{j=1}^{n_R} h_{j,2} n_1^j - h_{j,1} (n_2^j)^* \end{aligned} \quad (3.17)$$

จากกฎการตัดสินใจแบบความน่าเชื่อถือสูงสุดสำหรับสองสัญญาณ s_1 และ s_2 ที่สองสัญญาณเป็นอิสระจากกันแสดงในสมการที่ (3.18) และ (3.19)

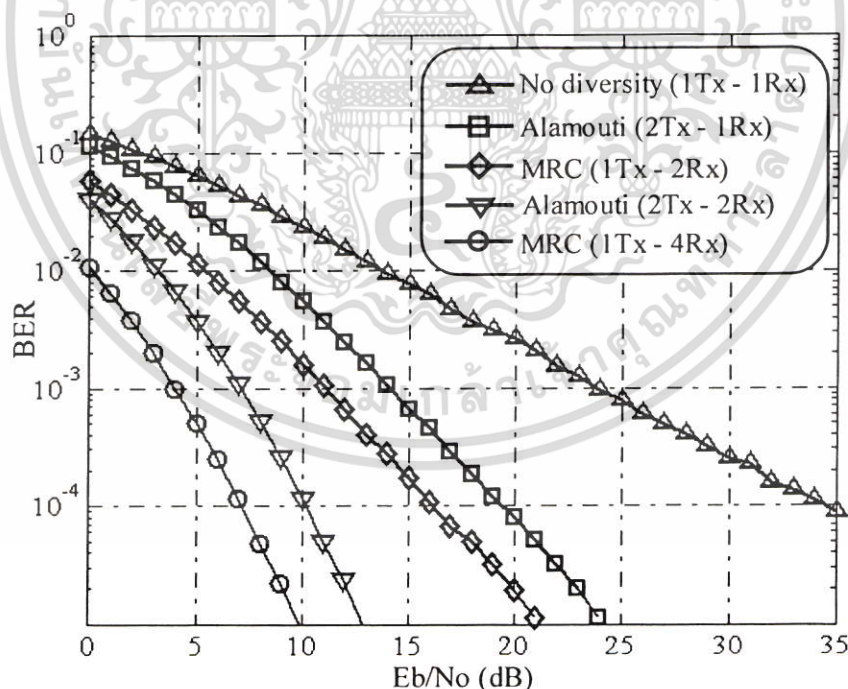
$$\hat{s}_1 = \arg \min_{\hat{s}_1 \in S} \left[\left(\sum_{j=1}^{n_R} (|h_{j,1}|^2 + |h_{j,2}|^2) - 1 \right) |\hat{s}_1|^2 + d^2(\tilde{s}_1, \hat{s}_1) \right] \quad (3.18)$$

$$\hat{s}_2 = \arg \min_{\hat{s}_2 \in S} \left[\left(\sum_{j=1}^{n_R} (|h_{j,1}|^2 + |h_{j,2}|^2) - 1 \right) |\hat{s}_2|^2 + d^2(\tilde{s}_2, \hat{s}_2) \right] \quad (3.19)$$

สำหรับสัญญาณแบบที่เอสเค (Phase Shift Keying: PSK) ทุกสัญญาณในแผนผังการมอดูเลชันจะมีพลังงานเท่ากัน ด้วยเหตุนี้กฎการตัดสินใจแบบความน่าเชื่อถือสูงสุดจะเหมือนกับกรณีที่ใช้สายอากาศทางด้านเครื่องรับ 1 ชุด ที่แสดงในสมการที่ (3.15)

3.2 สมรรถนะของการเข้ารหัสสเปซ-ไทม์ แบบ Alamouti

สมรรถนะของการเข้ารหัสสเปซ-ไทม์ โดยใช้รูปแบบของ Alamouti ในส่วนที่ 3.2 นี้จะหาได้จากผลการจำลองการทำงาน โดยกำหนดให้ช่องสัญญาณมีการจางหายแบบเรลีย์ ในการจำลองการทำงานจะสมมติให้การจางหายจากแต่ละสายอากาศทางด้านเครื่องส่งไปยังแต่ละสายอากาศทางด้านเครื่องรับเป็นอิสระจากกัน และทางด้านเครื่องรับสามารถที่จะทราบการเปลี่ยนแปลงของสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณได้อย่างถูกต้อง ในรูปที่ 3.2 แสดงสมรรถนะอัตราผิดพลาดบิต (BER) ของการทำไวดเวอริตี้ทางด้านเครื่องส่งโดยใช้รูปแบบของ Alamouti ที่ใช้การมอดูเลตแบบบีพีเอสเค (Binary Phase Shift Keying: BPSK) เปรียบเทียบกับการทำไวดเวอริตี้ทางด้านเครื่องรับที่ใช้การรวมสัญญาณแบบอัตราส่วนสูงสุด โดยใช้สายอากาศทางด้านเครื่องรับเป็น 2 ชุด และ 4 ชุด และสายอากาศทางด้านเครื่องส่ง 1 ชุด โดยสมมติให้กำลังงานรวมจากสายอากาศทางด้านเครื่องส่ง 2 ชุด ตามแบบของ Alamouti มีค่าเท่ากับกำลังงานจากสายอากาศทางด้านเครื่องส่ง 1 ชุด ที่มีการทำไวดเวอริตี้ทางด้านเครื่องรับที่มีการรวมสัญญาณแบบอัตราส่วนสูงสุด เพื่อที่จะทำให้เป็นบรรทัดฐานเดียวกันจะกำหนดให้กำลังงานรวมของสายอากาศทางด้านเครื่องส่งมีค่าเท่ากับหนึ่งเสมอ



รูปที่ 3.2 การเปรียบเทียบอัตราการผิดพลาดบิตระหว่างเทคนิคการรวมกันแบบอัตราส่วนสูงสุด

กับการทำไวดเวอริตี้ด้านเครื่องส่งตามรูปแบบของ Alamouti ด้วยสัญญาณ BPSK

บนช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบเรลีย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการจำลองที่ได้จากการทำไดเวอร์ซิตีด้านเครื่องส่งตามรูปแบบของ Alamouti ที่ใช้สายอากาศทางด้านเครื่องส่ง 2 ชุด และสายอากาศทางด้านเครื่องรับ 1 ชุด เปรียบเทียบกับการรวมสัญญาณแบบอัตราส่วนสูงสุดที่ใช้สายอากาศทางด้านเครื่องส่ง 1 ชุด และสายอากาศทางด้านเครื่องรับ 2 ชุด [15] พบว่ามีอัตราขยายเหมือนกัน แต่จะแตกต่างกันเฉพาะค่าเฟสที่เปลี่ยนไปของส่วนประกอบของสัญญาณรบกวน โดยในรูปที่ 3.2 แสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะอัตราการผิดพลาดบิตระหว่าง 2 เทคนิคดังกล่าว พบว่ามีค่าต่างกัน 3 dB ซึ่งเป็นผลเนื่องมาจากกำลังที่ใช้ส่งผ่านสัญญาณที่ด้านเครื่องส่งตามแบบของ Alamouti นั้นจะใช้กำลังครึ่งหนึ่งต่อสายอากาศ 1 ชุด ทำให้สมรรถนะมีค่าลดลง 3 dB สำหรับกรณีการทำไดเวอร์ซิตีด้านเครื่องส่งตามรูปแบบของ Alamouti ที่ใช้สายอากาศทางด้านเครื่องส่ง 2 ชุด และสายอากาศทางด้านเครื่องรับ 2 ชุด จะมีอัตราขยายไดเวอร์ซิตี (Diversity gain) เหมือนกับการทำไดเวอร์ซิตีทางด้านเครื่องรับที่มีการรวมสัญญาณแบบอัตราส่วนสูงสุดที่ใช้สายอากาศทางด้านเครื่องรับ 4 ชุด

โดยทั่วไปแล้ว รูปแบบของ Alamouti ที่ใช้สายอากาศทางด้านเครื่องส่ง 2 ชุด และสายอากาศทางด้านเครื่องรับเป็น n_R ชุด จะให้อัตราขยายไดเวอร์ซิตีเหมือนกับการทำไดเวอร์ซิตีทางด้านเครื่องรับที่มีการรวมสัญญาณแบบอัตราส่วนสูงสุดที่ใช้สายอากาศทางด้านเครื่องส่ง 1 ชุด และสายอากาศทางด้านเครื่องรับเป็น $2n_R$ ชุด

3.3 การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์

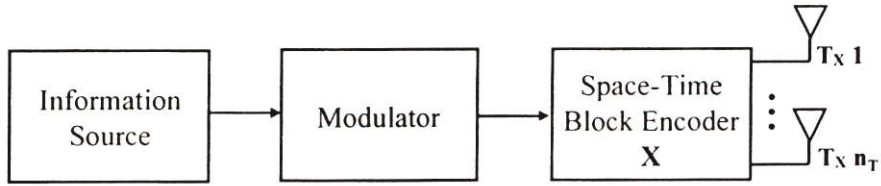
ในรูปที่ 3.3 เป็นโครงสร้างของระบบที่ใช้การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ โดยจะมีการจัดบล็อกข้อมูล km บิต ให้เข้าไปอยู่ในบล็อกขนาด k สัญลักษณ์ ที่ประกอบด้วย s_1, s_2, \dots, s_k ซึ่งแต่ละสัญลักษณ์จะถูกจัดให้อยู่ในแผนผังสัญญาณ ที่ประกอบด้วย 2^m จุด และสัญลักษณ์เหล่านี้จะถูกเข้ารหัสให้อยู่ในรูปของสเปซ (สายอากาศส่งที่ต่างกัน) และไทม์ (ช่วงเวลาของสัญลักษณ์ที่ต่างกัน) โดยจะแทนด้วยเมตริกซ์ X_{mT} ที่มีขนาด p แถว และ n_T หลัก ซึ่งสัญลักษณ์ในแต่ละแถวที่ถูกเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์จะถูกส่งออกพร้อมๆ กัน ในหนึ่งช่วงเวลาสัญลักษณ์ จนครบช่วงเวลาสัญลักษณ์เท่ากับ p ทำให้การส่งผ่านสัญลักษณ์มีขนาด k สัญลักษณ์ ดังนั้นอัตราการเข้ารหัสของรหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ มีค่าเป็น

$$R = k / p \quad (3.20)$$

และประสิทธิภาพเชิงสเปคตรัม (Spectral efficiency) ของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ [16] มีค่าเป็น

$$\eta = km / p \quad \text{bps/Hz} \quad (3.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 โครงสร้างของระบบที่ใช้การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์

ในการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ สามารถจำแนกออกเป็น 2 แบบ โดยแบ่งตามชนิดของแผนผังสัญญาณเป็นหลัก คือ การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ที่ใช้สัญญาณจริง (Real signal) และ การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ที่ใช้สัญญาณเชิงซ้อน (Complex signal)

3.3.1 การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ สำหรับแผนผังสัญญาณจริง

การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ที่ใช้สัญญาณจริง โดยทั่วไปจะกำหนดให้เมตริกซ์ในการส่งผ่านเป็น X_{n_T} มีขนาดเป็น $p \times n_T$ ที่ประกอบด้วยตัวแปร s_1, s_2, \dots, s_k และพิสูจน์ได้ว่า

$$X_{n_T} \cdot X_{n_T}^T = (|s_1|^2 + |s_2|^2 + \dots + |s_k|^2) I_{n_T} \quad (3.22)$$

การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ที่ใช้สัญญาณจริง จะมีค่าตามสมการที่ (3.22) ได้ก็ต่อเมื่อแต่ละหลักของเมตริกซ์ในการส่งผ่านมีคุณสมบัติในการตั้งฉากซึ่งกันและกัน

เพื่อให้ง่ายต่อการพิจารณาจะเริ่มต้นด้วยการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ที่มีเมตริกซ์ในการส่งผ่านเป็นสี่เหลี่ยมจัตุรัส (Square transmission matrix) ที่ประกอบด้วยสัญญาณจริง ซึ่งได้แก่สัญญาณที่มีการมอดูเลตแบบเอเอสเค (Amplitude Shift Keying: ASK) โดยที่เมตริกซ์ X_{n_T} จะมีขนาดเป็น $n_T \times n_T$ ($p = n_T$) ซึ่งจะมีเฉพาะที่สายอากาศทางด้านเครื่องส่ง n_T มีค่าเป็น 2 และ 8 ตามเอกสาร [17] เมตริกซ์เหล่านี้จะให้อัตราการเข้ารหัสสูงสุด (Full rate) $R = 1$ ตัวอย่างเช่น

$$X_2 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2 & s_1 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

ในสมการที่ (3.23) สำหรับสายอากาศทางด้านเครื่องส่งจำนวน 2 ชุด และสำหรับสายอากาศทางด้านเครื่องส่งจำนวน 4 ชุด แสดงในสมการที่ (3.24)

$$X_4 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2 & s_1 & -s_4 & s_3 \\ -s_3 & s_4 & s_1 & -s_2 \\ -s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

$$X_8 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 & s_5 & s_6 & s_7 & s_8 \\ -s_2 & s_1 & s_4 & -s_3 & s_6 & -s_5 & -s_8 & s_7 \\ -s_3 & -s_4 & s_1 & s_2 & s_7 & s_8 & -s_5 & -s_6 \\ -s_4 & s_3 & -s_2 & s_1 & s_8 & -s_7 & s_6 & -s_5 \\ -s_5 & -s_6 & -s_7 & -s_8 & s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_6 & s_5 & -s_8 & s_7 & -s_2 & s_1 & -s_4 & s_3 \\ -s_7 & s_8 & s_5 & -s_6 & -s_3 & s_4 & s_1 & -s_2 \\ -s_8 & -s_7 & s_6 & s_5 & -s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

และเมตริกซ์ X_8 สำหรับสายอากาศทางด้านเครื่องส่งจำนวน 8 ชุด

เมตริกซ์การส่งผ่านแบบสี่เหลี่ยมจัตุรัสจากสมการที่ (3.22) ถึงสมการที่ (3.25) แต่ละหลักจะตั้งฉากซึ่งกันและกัน ประกอบด้วยสัญลักษณ์ $\pm s_1, \pm s_2, \dots, \pm s_k$ จากเมตริกซ์เหล่านี้สามารถสังเกตได้ว่า 1 บล็อกข้อมูลที่ประกอบด้วย k สัญลักษณ์ ของสายอากาศทางด้านเครื่องส่ง n_T ชุด ต้องการส่งรหัสบล็อกอย่างน้อยต้องใช้เวลาเท่ากับ k ตัวอย่างถ้าพิจารณาที่ การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ที่ใช้สายอากาศทางด้านเครื่องส่งจำนวน 4 ชุด และต้องใช้เวลาเข้ารหัสที่ประกอบด้วยสัญลักษณ์ที่ผ่านการมอดูเลตแล้วเป็น s_1, s_2, \dots, s_4 เพื่อเป็นอินพุตในการสร้างลำดับรหัส โดยที่เวลา $t=1$ สัญลักษณ์ s_1, s_2, s_3 และ s_4 จะส่งผ่านสายอากาศลำดับที่ 1 ถึง 4 ตามลำดับ ที่เวลา $t=2$ สัญลักษณ์ $-s_2, s_1, -s_4$ และ s_3 จะส่งผ่านสายอากาศลำดับที่ 1 ถึง 4 ตามลำดับ ในตัวอย่างนี้ใช้สายอากาศส่ง 4 ชุด 4 ช่วงเวลาสัญลักษณ์ และต้องการข้อมูลในการส่งผ่าน 4 สัญลักษณ์ การเข้ารหัสแบบนี้ไม่จำเป็นต้องขยายแถบความถี่สัญญาณ หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งว่า รหัสแบบนี้ให้อัตราการเข้ารหัสสูงสุดมีค่าเป็น 1 นั่นเอง

การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ที่ใช้สัญญาณจริงโดยต้องการให้อัตราการเข้ารหัสสูงสุดเพื่อที่จะใช้แถบความถี่อย่างมีประสิทธิภาพ มีเมตริกซ์ในการส่งผ่านสำหรับสายอากาศทางด้านเครื่องส่งเป็น n_T ใดๆ สามารถออกแบบได้ตาม [18] ตัวอย่างกรณีที่ $n_T \leq 8$ ค่า p ต่ำสุดมีค่าเป็น

$$\begin{aligned} n_T = 2 & \quad p = 2 \\ n_T = 3 & \quad p = 4 \\ n_T = 4 & \quad p = 4 \\ n_T = 5 & \quad p = 8 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 n_T = 6 & \quad p = 8 \\
 n_T = 7 & \quad p = 8 \\
 n_T = 8 & \quad p = 8
 \end{aligned}
 \tag{3.26}$$

ค่าเหล่านี้เป็นตัวอย่างในการสร้างการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ที่ให้อัตราการเข้ารหัสสูงสุด โดยบางค่าในนี้ให้เมตริกซ์ในการส่งผ่านที่ไม่เป็นสี่เหลี่ยมจัตุรัส เช่น X_3 , X_5 , X_6 และ X_7 โดยโครงสร้างการเข้ารหัสยังคงออกแบบให้สัญญาณจริงเหล่านี้ตั้งฉากกัน ตัวอย่างเช่น

$$X_3 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \\ -s_2 & s_1 & -s_4 \\ -s_3 & s_4 & s_1 \\ -s_4 & -s_3 & s_2 \end{bmatrix}
 \tag{3.27}$$

สำหรับตัวอย่างการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ที่ใช้เมตริกซ์ในการส่งผ่านสัญญาณเป็น X_5 , X_6 และ X_7 มีแสดงใน [17]

3.3.2 การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ สำหรับแผนผังสัญญาณเชิงซ้อน

การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ที่ใช้สัญญาณเชิงซ้อน โดยทั่วไปจะกำหนดให้เมตริกซ์ในการส่งผ่านเป็น X_{n_T} มีขนาดเป็น $p \times n_T$ ที่ประกอบด้วยตัวแปรสัญญาณเชิงซ้อน s_1, s_2, \dots, s_k และพิสูจน์ได้ว่า

$$X_{n_T} \cdot X_{n_T}^H = (|s_1|^2 + |s_2|^2 + \dots + |s_k|^2) I_{n_T}
 \tag{3.28}$$

โดยที่ $(\bullet)^H$ เป็นการหาคู่สังยุคเชิงซ้อนแล้วทำทรานสโพส ซึ่งจะการออกแบบการเข้ารหัสจะใช้หลักการเดียวกันกับการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ที่ใช้สัญญาณจริง

จากหัวข้อที่ 3.2 การจัดสายอากาศทางด้านเครื่องส่งจำนวน 2 ชุดตามแบบของ Alamouti จะมีค่าเมตริกซ์ในการส่งผ่านของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ที่ใช้สัญญาณเชิงซ้อนเป็น

$$X_2^c = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}
 \tag{3.29}$$

การเข้ารหัสตามแบบ Alamouti นั้นมีลักษณะพิเศษ เนื่องจากเป็นการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ที่ใช้สัญญาณเชิงซ้อน โดยมีเมตริกซ์การส่งผ่านขนาด $n_T \times n_T$ เพียงแบบเดียวเท่านั้นที่ให้

อัตราเข้ารหัสสูงสุด ($R=1$) โดยที่ข้อมูล 2 สัญลักษณ์ถูกส่งผ่านไปใน 2 ช่วงเวลาสัญลักษณ์ ดังนั้นอัตราการเข้ารหัสจึงมีค่าเป็น $R=1$ กรณีของการจัดสายอากาศทางด้านเครื่องส่งที่มีจำนวนสายอากาศเป็น 3 และ 4 ชุด จะมีค่าเมตริกซ์ของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ เป็น X_3^c และ X_4^c ดังแสดงในสมการที่ (3.30) และ (3.31) ซึ่งจะมีข้อมูล 4 สัญลักษณ์ถูกส่งออกไปใน 8 ช่วงเวลาสัญลักษณ์ ดังนั้นอัตราการเข้ารหัสของเมตริกซ์เหล่านี้คือ $R=1/2$

$$X_3^c = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \\ -s_2 & s_1 & -s_4 \\ -s_3 & s_4 & s_1 \\ -s_4 & -s_3 & s_2 \\ s_1^* & s_2^* & s_3^* \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* \\ -s_3^* & s_4^* & s_1^* \\ -s_4^* & -s_3^* & s_2^* \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

$$X_4^c = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2 & s_1 & -s_4 & s_3 \\ -s_3 & s_4 & s_1 & -s_2 \\ -s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 \\ s_1^* & s_2^* & s_3^* & s_4^* \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* & s_3^* \\ -s_3^* & s_4^* & s_1^* & -s_2^* \\ -s_4^* & -s_3^* & s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

กรณีของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ที่ให้อัตราการเข้ารหัสเพิ่มขึ้นเป็น $R=3/4$ โดยใช้สายอากาศทางด้านเครื่องส่งจำนวน 3 ชุด และ 4 ชุด จะถูกแทนด้วยเมตริกซ์ X_3^h และ X_4^h ดังแสดงในสมการที่ (3.32) และ (3.33)

$$X_3^h = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & \frac{s_3}{\sqrt{2}} \\ -s_2^* & s_1^* & \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} \\ \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(-s_1 - s_1^* + s_2 - s_2^*)}{2} \\ \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(s_2 + s_2^* + s_1 - s_1^*)}{2} \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$X_4^h = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & \frac{s_3}{\sqrt{2}} & \frac{s_3}{\sqrt{2}} \\ -s_2^* & s_1^* & \frac{s_3}{\sqrt{2}} & -\frac{s_3}{\sqrt{2}} \\ \frac{s_3}{\sqrt{2}} & \frac{s_3}{\sqrt{2}} & \frac{(-s_1 - s_1^* + s_2 - s_2^*)}{2} & \frac{(-s_2 - s_2^* + s_1 - s_1^*)}{2} \\ \frac{s_3}{\sqrt{2}} & -\frac{s_3}{\sqrt{2}} & \frac{(s_2 + s_2^* + s_1 - s_1^*)}{2} & \frac{(-s_1 - s_1^* - s_2 + s_2^*)}{2} \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

$$X_3^{h'} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2 & -s_3 \\ s_2^* & s_1^* & 0 \\ s_3^* & 0 & s_1^* \\ 0 & -s_3^* & s_2^* \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

สำหรับในสมการที่ (3.34) เป็นการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ แบบอื่นๆ ที่ใช้สัญญาณเชิงซ้อน ในการเข้ารหัส อ้างอิงตาม [13] โดยให้อัตราการเข้ารหัสเป็น $R=3/4$ และใช้สายอากาศ ทางด้านเครื่องส่งจำนวน 3 ชุด

3.4 การถอดรหัสของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์

ในหัวข้อที่ผ่านมาได้นำเสนอโครงสร้างการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ แบบต่างๆ สำหรับ ในหัวข้อที่ 3.4 นี้จะพิจารณาอัลกอริทึมในการถอดรหัสของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ เพื่อให้ง่ายต่อการเข้าใจจะเริ่มอธิบาย การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ที่ใช้สัญญาณจริงมี เมตริกซ์ในการส่งผ่านเป็นสี่เหลี่ยมจัตุรัส ตัวอย่างเช่น X_2 , X_4 และ X_8 ในกรณีนี้แถวแรกของ เมตริกซ์ส่งผ่านจะเป็นเวกเตอร์ของ $[s_1, s_2, \dots, s_{n_T}]$ สำหรับแถวอื่นๆ ของ X_{n_T} ทุกสัญลักษณ์ ในแถวนั้นจะเหมือนกับแถวแรกเพียงแต่สลับตำแหน่ง และเครื่องหมายอาจจะแตกต่างกันเท่านั้น ถ้าให้ ε_t แทนการสลับที่ของสัญลักษณ์จากแถวแรกไปเป็นแถวลำดับที่ t ใดๆ ตำแหน่งหลักของ s_i ในแถวที่ t แทนด้วย $\varepsilon_t(i)$ และเครื่องหมายของ s_i ในแถวที่ t ถูกแทนด้วย $\text{sgn}_t(i)$

เราจะสมมติให้สัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณ $h_{j,i}(t)$ คงที่ทุกช่วงเวลา p ดังนั้นจะได้ว่า

$$h_{j,i}(t) = h_{j,i} \quad (3.35)$$

โดยที่ $t=1,2,\dots,p$ ดังนั้นการถอดรหัสแบบความน่าเชื่อถือสูงสุดจะเหมือนกับกรณีที่ใช้รูปแบบ ของ Alamouti ทุกประการ โดยการตัดสินใจทางสถิติสำหรับสัญญาณ s_i ที่ส่งมาสามารถเขียนได้ ดังสมการที่ (3.36)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\tilde{s}_i = \sum_{l=1}^{n_T} \sum_{j=1}^{n_R} \text{sgn}_l(i) \cdot r_l^j \cdot h_{j,\varepsilon_l(i)}^* \quad (3.36)$$

เมื่อ $i=1,2,\dots,n_T$ ด้วยคุณสมบัติความตั้งฉากของหลักใดๆ ของเมตริกซ์ส่งผ่าน สามารถหาค่าต่ำสุดของการวัดความน่าเชื่อถือสูงสุด ได้เป็น

$$\sum_{l=1}^{n_T} \sum_{j=1}^{n_R} \left| r_l^j - \sum_{i=1}^{n_T} h_{j,i} s_i^i \right|^2 \quad (3.37)$$

ซึ่งจะสมมูลกับค่าต่ำสุดของการวัดค่าการตัดสินใจร่วมกัน

$$\sum_{i=1}^{n_T} \left[|\tilde{s}_i - s_i|^2 + \left(\sum_{l=1}^{n_T} \sum_{j=1}^{n_R} |h_{j,l}|^2 - 1 \right) |s_i|^2 \right] \quad (3.38)$$

ด้วยเหตุนี้ค่าของ \tilde{s}_i จะขึ้นอยู่กับรหัสของสัญลักษณ์ s_i เพียงอย่างเดียว จากสมการที่ (3.38) เราสามารถที่จะแยกการวัดค่าการตัดสินใจของสัญลักษณ์แต่ละชุดได้เป็น

$$|\tilde{s}_i - s_i|^2 + \left(\sum_{l=1}^{n_T} \sum_{j=1}^{n_R} |h_{j,l}|^2 - 1 \right) |s_i|^2 \quad (3.39)$$

ด้วยคุณสมบัติของความตั้งฉากนี้เองทำให้การตัดสินใจทางสถิติสำหรับสัญญาณ s_i ที่ต้องการเป็นอิสระจากสัญญาณที่ส่งมาอื่นๆ

สำหรับการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ที่ใช้สัญญาณจริงโดยเมตริกซ์ส่งผ่านไม่ใช่สี่เหลี่ยมจัตุรัส ตัวอย่างเช่น X_3 X_5 X_6 และ X_7 การตัดสินใจทางสถิติที่เครื่องรับสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.40)

$$\tilde{s}_i = \sum_{l \in \eta(i)} \sum_{j=1}^{n_R} \text{sgn}_l(i) \cdot r_l^j \cdot h_{j,\varepsilon_l(i)}^* \quad (3.40)$$

เมื่อ $i=1,2,\dots,p$ และ $\eta(i)$ เป็นเซตของแถวของเมตริกซ์ส่งผ่านที่ประกอบด้วย s_i ตัวอย่างที่พิจารณาคือ เมตริกซ์การส่งผ่าน X_3 ที่ประกอบด้วยสายอากาศทางด้านเครื่องส่ง 3 ชุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\eta(1) &= \{1,2,3\}; & \eta(2) &= \{1,2,4\}; \\ \eta(3) &= \{1,3,4\}; & \eta(4) &= \{2,3,4\};\end{aligned}\quad (3.41)$$

การวัดการตัดสินใจสำหรับแต่ละ s_i สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.42)

$$|\tilde{s}_i - s_i|^2 + \left(\sum_{t=1}^{n_T} \sum_{j=1}^{n_R} |h_{j,t}|^2 - 1 \right) |s_i|^2 \quad (3.42)$$

การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ที่ใช้สัญญาณเชิงซ้อน อัดกอริทึมในการถอดรหัสก็จะ เป็นไปในลักษณะเดียวกัน โดยการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ที่ให้อัตราการเข้ารหัสเป็น $R=1/2$ เช่น เมตริกซ์ส่งผ่าน X_3^c และ X_4^c และ $R=3/4$ เช่น เมตริกซ์ส่งผ่าน X_3^h และ X_4^h มี การตัดสินใจค่าทางสถิติของ s_i เป็น

$$\tilde{s}_i = \sum_{t \in \eta(i)} \sum_{j=1}^{n_R} \text{sgn}_t(i) \cdot \tilde{r}_t^j \cdot \tilde{h}_{j,e_t(i)} \quad (3.43)$$

โดยที่ $\tilde{r}_t^j(i)$ จะมีค่าเป็น r_t^j ถ้า s_i อยู่ในแถวที่ t ใดๆ ของ $X_{n_T}^c$ และจะมีค่าเป็น $(r_t^j)^*$ ถ้า s_i อยู่ในแถวที่ t ใดๆ ของ $X_{n_T}^c$ สำหรับค่า $\tilde{h}_{j,e_t(i)}$ จะมีค่าเป็น $h_{j,e_t(i)}^*$ ถ้า s_i อยู่ในแถวที่ t ใดๆ ของ $X_{n_T}^c$ และจะมีค่าเป็น $h_{j,e_t(i)}$ ถ้า s_i^* อยู่ในแถวที่ t ใดๆ ของ $X_{n_T}^c$ ส่วนค่าการวัดการตัดสินใจสำหรับแต่ละ s_i สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.44)

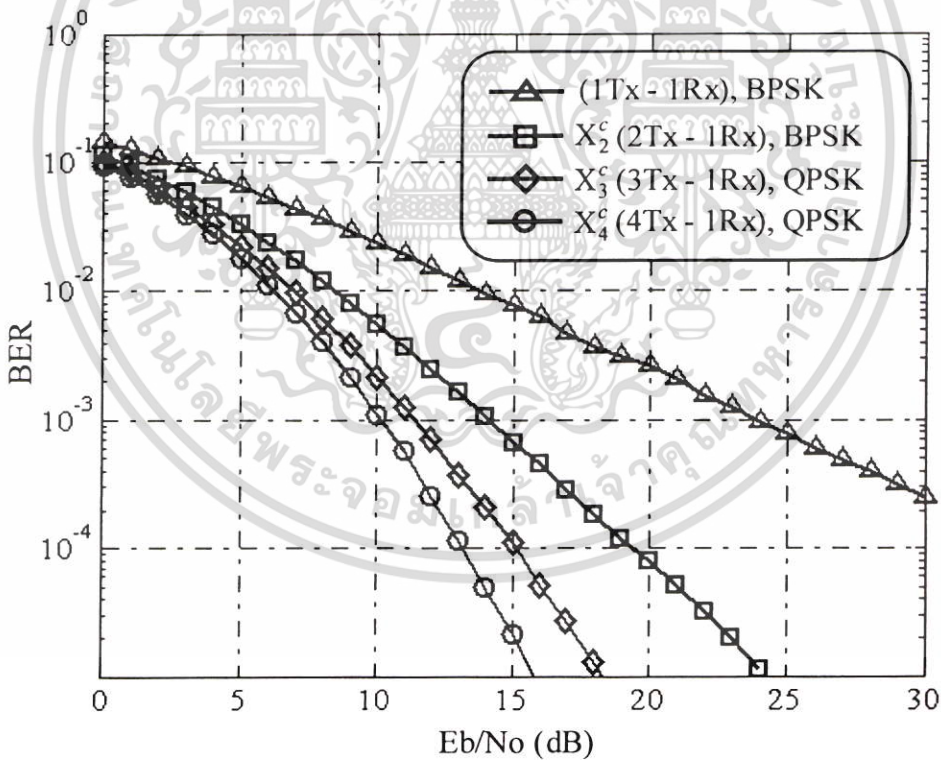
$$|\tilde{s}_i - s_i|^2 + \left(2 \sum_{t=1}^{n_T} \sum_{j=1}^{n_R} |h_{j,t}|^2 - 1 \right) |s_i|^2 \quad (3.44)$$

สำหรับตัวอย่าง ในการคำนวณการตัดสินใจค่าทางสถิติสำหรับการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ที่ใช้สัญญาณเชิงซ้อนในการเข้ารหัส เช่น เมตริกซ์ส่งผ่าน X_3^c X_4^c X_3^h และ X_4^h มีการแสดงไว้อย่างละเอียดใน [16-18]

3.5 สมรรถนะของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์

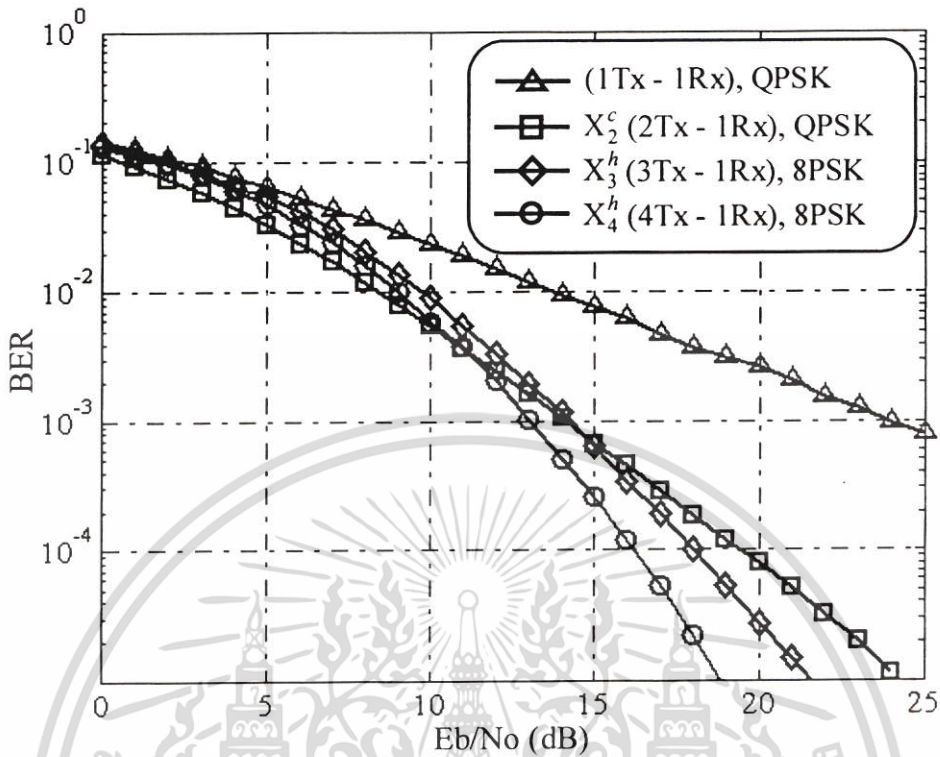
ประโยชน์ของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์จะอยู่ในรูปของอัตราขยายไวด์เวอรีตี โดยอัตราขยายไวด์เวอรีตีจะเพิ่มขึ้นถ้าเพิ่มจำนวนชุดของสายอากาศส่งให้เพิ่มขึ้น แต่ความซับซ้อนในการจัดสัญลักษณ์ก็จะเพิ่มขึ้นด้วยเช่นกัน สำหรับเครื่องรับนั้นจะไม่ซับซ้อนเนื่องจากกำหนดให้มีสายอากาศรับเพียงชุดเดียวเท่านั้น

สำหรับประสิทธิภาพเชิงสเปคตรัมของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ตามสมการที่ (3.21) จะขึ้นอยู่กับชนิดของการมอดูเลต และรูปแบบเข้ารหัส ตัวอย่างเช่น X_2^c -QPSK คือการจัดเมตริกซ์แบบ X_2^c ที่สัญลักษณ์ถูกมอดูเลตแบบควิเฟสเค (Quadrature Phase Shift Keying: QPSK) ดังนั้น 2 สัญลักษณ์ QPSK (4 บิต) จะถูกส่งออกไปในทุกๆ 2 ช่วงเวลาสัญลักษณ์ ทำให้มีความเร็วในการส่งผ่านสัญญาณมีค่าเป็น 2 bps/Hz ถ้าเป็นแบบ X_3^c -QPSK หรือ X_4^c -QPSK นั่นคือ 4 สัญลักษณ์ (8 บิต) ถูกส่งออกไปในทุกๆ 8 ช่วงเวลาสัญลักษณ์ ทำให้ความเร็วในการส่งผ่านสัญญาณมีค่าเป็น 1 bps/Hz



รูปที่ 3.4 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดบิตของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ที่มีการส่งผ่านสัญญาณเป็น 1 bps/Hz บนช่องสัญญาณแบบเรลีย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดบิตของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ที่มีการส่งผ่านสัญญาณเป็น 2 bps/Hz บนช่องสัญญาณแบบเรลลีย์

สมรรถนะของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ที่มีรูปแบบการเข้ารหัสต่างๆ กัน ในส่วนที่ 3.6 นี้จะหาได้จากการจำลองการทำงาน โดยกำหนดให้ช่องสัญญาณมีการจางหายแบบเรลลีย์ และพิจารณาเฉพาะในกรณีที่อัตราการส่งผ่านสัญญาณเป็น 1 bps/Hz และ 2 bps/Hz เท่านั้น ในรูปที่ 3.4 ถ้าเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดบิตของ X_2^c , X_3^h และ X_4^h ที่อัตราผิดพลาดบิตเป็น 10^{-5} จะเห็นได้ว่าการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ X_4^h จะมีค่า Eb/No น้อยกว่าการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ X_3^h และ X_2^c อยู่ประมาณ 2.5 dB และ 8 dB ตามลำดับ และสำหรับรูปที่ 3.5 ถ้าเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดบิตของ X_2^c , X_3^h และ X_4^h ที่อัตราผิดพลาดบิตเป็น 10^{-5} (ความจริงแล้ว X_3^h - 8PSK และ X_4^h - 8PSK มีการส่งผ่านสัญญาณเป็น 2.25 bps/Hz แต่ในที่นี้จะประมาณว่ามีการส่งผ่านสัญญาณเป็น 2 bps/Hz) โดยที่การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ X_4^h จะมีค่า Eb/No น้อยกว่าการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ X_3^h และ X_2^c อยู่ประมาณ 2.5 dB และ 5 dB ตามลำดับ

การประมาณช่องสัญญาณสำหรับระบบ OFDM-CDMA ที่ใช้เทคนิคไคเวอร์ซิตีทางด้านเครื่องส่ง

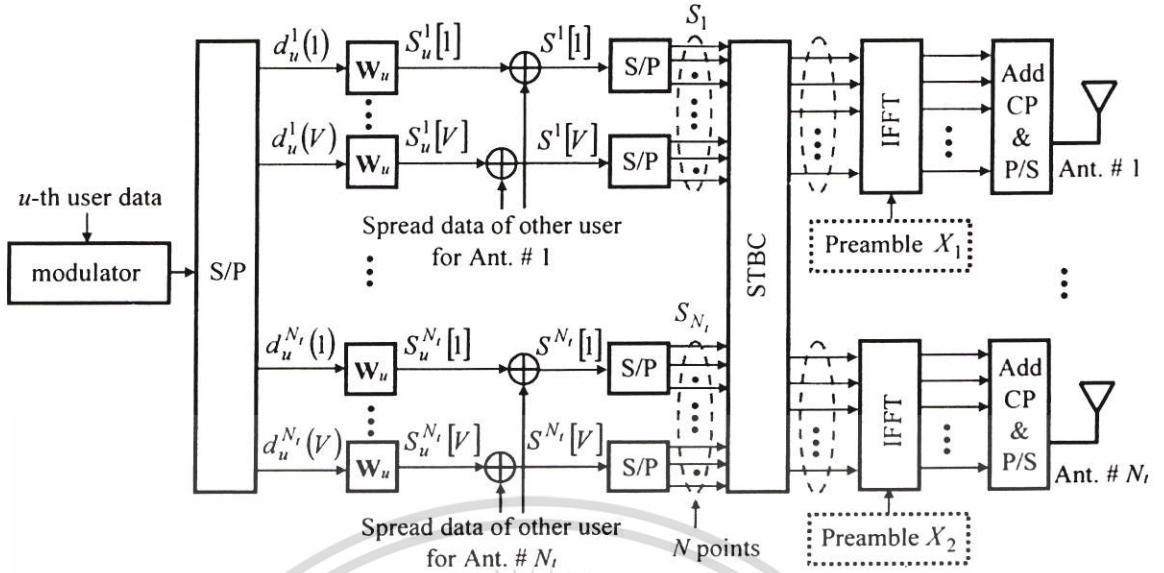
การประมาณช่องสัญญาณสำหรับระบบ OFDM-CDMA ที่ใช้เทคนิคการทำไคเวอร์ซิตีทางด้านเครื่องส่ง ที่เป็นการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ [15] นั้นสามารถประมาณผลตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณได้โดยการกลับไปประมาณผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณในแกนเวลา [4] [14] เนื่องจากผลตอบสนองอิมพัลส์เหล่านั้นมีความยาวของแชนเนลไม่เกินช่วงเวลาป้องกัน ด้วยเหตุนี้จึงสามารถใช้วินโดวส์เหลี่ยมกรองเอาอิมพัลส์เฉพาะในช่วงเวลาป้องกัน ทำให้สามารถลดองค์ประกอบของสัญญาณรบกวนได้ดีกว่าการประมาณผลตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณในแกนความถี่โดยตรง สำหรับการแยกผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่มาจากสายอากาศทางด้านเครื่องส่งแต่ละชุดออกจากกัน สามารถทำได้โดยออกแบบให้สัญลักษณ์ปริเอมเบิลมีคุณสมบัติความถี่คงในแกนเวลา เนื่องจากจำนวนแชนเนลของผลตอบสนองอิมพัลส์ที่กรองได้นั้นยังมีสัญญาณรบกวนขาวแบบเกาส์เซียนรวมอยู่ด้วย ดังนั้นวิธานิพจน์ฉบับนี้จึงนำเสนอการลดองค์ประกอบของสัญญาณรบกวนที่กรองได้นี้ด้วยการใช้ระดับเทรสโฮลด์ร่วมกับวิธีการประมาณช่องสัญญาณที่ได้กล่าวข้างต้น เพื่อให้เกิดความแม่นยำในการประมาณช่องสัญญาณสำหรับระบบ OFDM-CDMA ที่ใช้เทคนิคการทำไคเวอร์ซิตีทางด้านเครื่องส่งเพิ่มมากขึ้น

4.1 แบบจำลองของระบบ OFDM-CDMA ที่ใช้เทคนิคไคเวอร์ซิตีทางด้านเครื่องส่ง

ในหัวข้อนี้จะแสดงในส่วนของแบบจำลองของระบบ OFDM-CDMA ที่ใช้เทคนิคไคเวอร์ซิตีทางด้านเครื่องส่ง ซึ่งประกอบด้วย แบบจำลองเครื่องส่งและเครื่องรับ การออกแบบสัญลักษณ์ปริเอมเบิล การลดองค์ประกอบของสัญญาณรบกวน และโครงสร้างของการจัดเฟรมข้อมูล ที่ใช้ในการจำลองเพื่อหาค่าสมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA

4.1.1 แบบจำลองเครื่องส่ง

ในรูปที่ 4.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมทางด้านเครื่องส่งของการสื่อสารขาลง (Downlink) ในระบบ OFDM-CDMA ที่ประกอบด้วยคลื่นพหุย่อย N คลื่นพหุ และใช้สายอากาศทางด้านเครื่องส่งเป็นจำนวน N_s ชุด



รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมทางด้านเครื่องส่งของระบบ OFDM-CDMA ที่ใช้เทคนิคการทำ
ไดเวอร์ซิตี

จากรูปที่ 4.1 พิจารณาสัญลักษณ์ที่ผ่านการมอดูเลตแล้วของผู้ใช้งานลำดับที่ u จะถูกแปลงจาก
อนุกรมเป็นขนาน โดยทุกๆ จำนวน V สัญลักษณ์จะถูกจัดเป็นกลุ่มเวกเตอร์

$$d_u^i = [d_u^i(1) \ d_u^i(2) \ \dots \ d_u^i(V)]^T \quad (4.1)$$

สำหรับสายอากาศทางด้านเครื่องส่งชุดที่ i ใดๆ เมื่อ $i = 1, 2, \dots, N_t$ และแต่ละกลุ่มเวกเตอร์
เหล่านี้ของผู้ใช้งานลำดับที่ u จะถูกสเปรดด้วยลำดับฮาดามาดชุดเดียวกันที่มีความยาวเป็น
 $M = N/V$ กำหนดได้ดังสมการที่ (4.2)

$$W_u = [w_{u,1} \ w_{u,2} \ \dots \ w_{u,M}] \quad (4.2)$$

โดยที่ $w_{u,m}$ เป็นเซตของค่า $1/\sqrt{M} \{1, -1\}$ และ $m = 1, 2, \dots, M$ หลังจากทำการสเปรดแล้ว
สเปรดเวกเตอร์ของข้อมูลย่อยลำดับที่ v โดย $v = 1, 2, \dots, V$ สำหรับผู้ใช้งานลำดับที่ u มีค่าเป็น

$$S_u^i[v] = d_u^i(v) W_u \quad (4.3)$$

เนื่องจากการสื่อสารชาลงดังนั้นแต่ละผู้ใช้งานจะสมมติให้ซิงโครไนซ์กัน ด้วยเหตุนี้หลังจากทำการสเปรดแล้ว จะทำการรวมกับสัญลักษณ์จากผู้ใช้งานอื่นๆ เป็นจำนวน U ผู้ใช้งาน แสดงได้ดังสมการที่ (4.4)

$$S^i[v] = \sum_{u=1}^U S_u^i[v] = \sum_{u=1}^U d_u^i(v) W_u \quad (4.4)$$

สัญญาณที่ได้จากการรวมกัน U ผู้ใช้งานในสมการที่ (4.4) จะเป็นกลุ่มของเวกเตอร์แถวที่มีความยาวเท่ากับความยาวของลำดับฮาดามาด W_u ต่อจากนั้นจะทำการแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนานเพื่อที่จัดไว้สำหรับ N คลื่นพาหีย่อย โดยสมการหลังจากแปลงอนุกรมเป็นขนานสามารถเขียนได้ดังนี้

$$S_i = [S^i(0) \ S^i(1) \dots S^i(N-1)]^T \quad (4.5)$$

ค่า S_i ในสมการที่ (4.5) จะมีค่า $S^i(k)$ ประกอบอยู่ในเวกเตอร์ โดย k มีค่าเป็น $k = 0, 1, \dots, N-1$ ซึ่งจะเรียกว่า 1 สัญลักษณ์ OFDM-CDMA เมื่อนำเอาการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ มาใช้ร่วมกับระบบ OFDM-CDMA โดยพิจารณาการเข้ารหัสตามรูปแบบของ Alamouti ที่ใช้สายอากาศทางด้านส่ง 2 ชุด และสายอากาศทางด้านรับ 1 ชุด [14] ในกรณีนี้ 2 สัญลักษณ์ OFDM-CDMA กำหนดเป็น S_1 และ S_2 จะถูกเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ในสองช่วงเวลาสัญลักษณ์ โดยในช่วงเวลาแรกจะเป็น S_1 และ S_2 สำหรับสายอากาศทางด้านส่งชุดที่ 1 และ ชุดที่ 2 ในช่วงเวลาที่สองจะเป็น $-S_2^*$ และ S_1^* สำหรับสายอากาศทางด้านส่งชุดที่ 1 และ ชุดที่ 2 ตามลำดับ โดยกรณีนี้จะสมมติให้การจางหายจากช่องสัญญาณแบบมัลติพาทคิงที่ในช่วงสองสัญลักษณ์ หรือสองเฟรมข้อมูลที่ส่งติดต่อกัน

สัญลักษณ์ที่เข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์แล้ว จะถูกแปลงจากสัญญาณในแกนความถี่ไปเป็นสัญญาณในแกนเวลาด้วย IFFT โดยเอาท์พุทของ IFFT จากสัญญาณ S_i ใดๆ สามารถแสดงได้ตามสมการที่ (4.6)

$$s_i(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S^i(k) \exp\left(\frac{j2\pi kn}{N}\right) \quad (4.6)$$

เมื่อผ่านกระบวนการ IFFT แล้วจะมีการเพิ่มช่วงเวลาป้องกัน โดยจะเป็นช่วงเวลาป้องกันแบบวน (Cyclic prefix) เพื่อป้องกันการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ ที่เกิดจากการจางหายของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

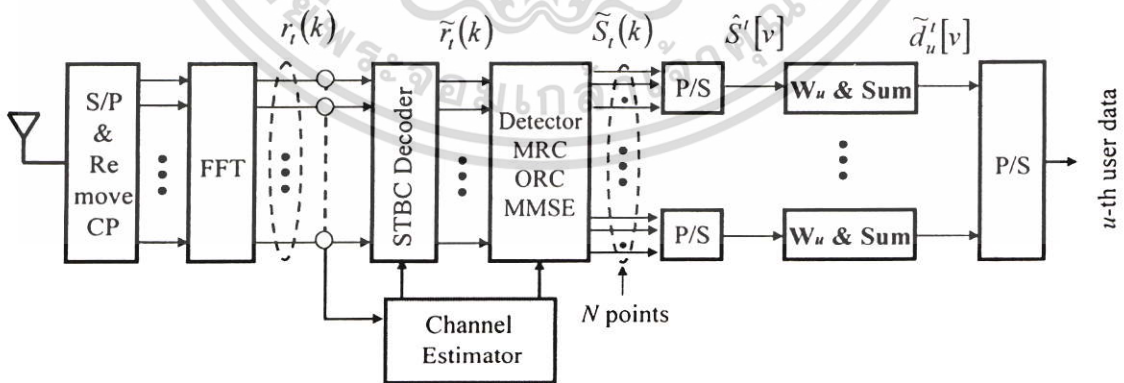
ช่องสัญญาณแบบมัลติพาท ซึ่งความยาวของช่วงเวลาป้องกันนั้นจะต้องมีค่ามากกว่าค่าประวิงเวลาสูงสุดของช่องสัญญาณแบบมัลติพาท หลังจากนั้นจะทำการแปลงสัญญาณจากรูปแบบขนานเป็นสัญญาณอนุกรมเพื่อส่งผ่านช่องสัญญาณไปยังเครื่องรับ

4.1.2 แบบจำลองเครื่องรับ

บล็อกไดอะแกรมทางเครื่องรับของระบบ OFDM-CDMA โดยใช้สายอากาศทางด้านรับเพียง 1 ชุด แสดงในรูปที่ 4.2 (รูปที่ 4.1 และรูปที่ 4.2 อาจจะเรียกว่าระบบ MISO (Multi Input Multi Output) OFDM-CDMA) โดยสัญญาณที่รับได้ทางเครื่องรับจะมีการประมวลผลทีละ 2 สัญลักษณ์ ใน 2 ช่วงเวลาสัญลักษณ์ (สำหรับรูปแบบของ Alamouti ที่ใช้สายอากาศทางด้านเครื่องส่ง 2 ชุด) โดยลำดับแรกจะทำการแปลงสัญญาณจากอนุกรมเป็นสัญญาณขนาน และเอาช่วงเวลาป้องกันแบบวนออก หลังจากนั้นจะนำสัญญาณไปผ่านกระบวนการ FFT เพื่อแปลงสัญญาณจากแกนเวลาไปเป็นสัญญาณในแกนความถี่ โดยสัญญาณแต่ละช่วงเวลา t เมื่อ $t = 1, 2$ แสดงได้ตามสมการที่ (4.7)

$$\begin{aligned} r_1(k) &= H_1(k)S^1(k) + H_2(k)S^2(k) + N_{o1}(k) \\ r_2(k) &= -H_1(k)(S^2(k))^* + H_2(k)(S^1(k))^* + N_{o2}(k) \end{aligned} \quad (4.7)$$

โดย $H_1(k)$ และ $H_2(k)$ เป็นผลตอบสนองของความถี่ของช่องสัญญาณจากสายอากาศทางด้านเครื่องส่งชุดที่ 1 และชุดที่ 2 ที่คลื่นพาหีย่อยลำดับที่ k สำหรับ $N_{o1}(k)$ และ $N_{o2}(k)$ เป็นการแปลง FFT ของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน (AWGN) ในช่วงเวลาที่ 1 และ 2 ตามลำดับ



รูปที่ 4.2 บล็อกไดอะแกรมทางด้านเครื่องรับของระบบ OFDM-CDMA

ในสมการที่ (4.7) จะสมมติให้ช่องสัญญาณแบบมัลติพาทมีการจางหายแบบช้า (Slow fading) เพื่อที่จะทำให้ผลตอบสนองเชิงความถี่ของช่องสัญญาณ $H_1(k)$ และ $H_2(k)$ พิจารณาว่าคงที่ในช่วงเวลาสองสัญลักษณ์ที่ส่งติดต่อกัน โดยการถอดรหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ตามแบบของ Alamouti สามารถถอดรหัสออกเป็น 2 ชุด สำหรับคลื่นพาย่อยลำดับที่ k ได้แสดงได้ตามสมการที่ (4.8)

$$\begin{aligned}\tilde{r}_1(k) &= r_1(k)H_1^*(k) + r_2^*(k)H_2(k) \\ \tilde{r}_2(k) &= r_1(k)H_2^*(k) - r_2^*(k)H_1(k)\end{aligned}\quad (4.8)$$

สัญญาณ $\tilde{r}_1(k)$ และ $\tilde{r}_2(k)$ ที่ได้ในสมการที่ (4.8) หลังจากนั้นจะถูกส่งไปดีเทกต์ (Detect) หรือรวมสัญญาณ (Combining) โดยรูปแบบการรวมสัญญาณนี้จะนำเสนอเพียง 3 วิธีเท่านั้น คือ การรวมสัญญาณแบบอัตราส่วนสูงสุด (Maximum Ratio Combining: MRC) การรวมสัญญาณแบบคืนความตั้งฉาก (Orthogonal Restoring Combining: ORC) และการรวมสัญญาณแบบค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด (Minimum Mean Square Error Combining: MMSEC) [20] สำหรับการรวมสัญญาณแบบ MRC แสดงได้ดังสมการที่ (4.9)

$$\tilde{S}'(k) = \tilde{r}_i(k) \quad (4.9)$$

เมื่อ $t = 1, 2$ สังเกตได้ว่าสมการที่ (4.8) กับสมการที่ (4.9) เป็นสมการเดียวกันเนื่องจากการถอดรหัสของการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ตามแบบของ Alamouti ให้อัตราขยายเช่นเดียวกันกับการรวมสัญญาณแบบ MRC ในกรณีที่ใช้การรวมสัญญาณแบบ ORC แสดงได้ดังสมการที่ (4.10)

$$\tilde{S}'(k) = \frac{\tilde{r}_i(k)}{|H_1(k)|^2 + |H_2(k)|^2} \quad (4.10)$$

สำหรับกรณีที่ใช้การรวมสัญญาณแบบ MMSEC สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (4.11)

$$\tilde{S}'(k) = \frac{\tilde{r}_i(k)}{\left(|H_1(k)|^2 + |H_2(k)|^2\right) \sum_{u=1}^U A_u^2 + \sigma_{No}^2} \quad (4.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $\sigma_{N_0}^2$ เป็นกำลังงานของสัญญาณรบกวนขาวแบบเกาส์เซียน และ A_u^2 เป็นกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณที่ส่งมาจากผู้ใช้งานลำดับที่ u สำหรับสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลต เช่น BPSK หรือ QPSK โดยทั่วไปจะทำการเป็นบรรทัดฐานเดียวกันคือกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณนั้นมีค่าเป็นหนึ่ง เพราะฉะนั้นในการรวมสัญญาณแบบ MMSE จะยุ่งยากกว่าวิธีการรวมสัญญาณแบบอื่นๆ ตรงที่ต้องการทราบจำนวนผู้ใช้งาน และต้องประมาณกำลังงานของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นที่เครื่องรับด้วย [20]

สัญญาณที่ผ่านการรวมสัญญาณตามสมการที่ (4.9) ถึงสมการที่ (4.11) สามารถจัดเป็นกลุ่มเวกเตอร์ สำหรับที่เวลา t ได้ แสดงได้ดังสมการที่ (4.12)

$$\tilde{\mathbf{S}}' = [\tilde{\mathbf{S}}'(0) \ \tilde{\mathbf{S}}'(1) \ \dots \ \tilde{\mathbf{S}}'(N-1)]^T \quad (4.12)$$

หลังจากนั้นจะทำการแปลงสัญญาณขนานไปเป็นสัญญาณอนุกรมซึ่งแบ่งออกเป็น V กลุ่มย่อยๆ สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (4.13)

$$\hat{\mathbf{S}}'[v] = \sum_{u=1}^U \tilde{d}_u'(v) \mathbf{W}_u \quad (4.13)$$

โดยที่ $v=1, 2, \dots, V$ จะเห็นได้ว่า $\hat{\mathbf{S}}'[v]$ เป็นเวกเตอร์แถวที่มีขนาดเท่ากับเวกเตอร์สเปรด \mathbf{W}_u ซึ่งมีขนาดเป็น $1 \times M$ ในกรณีที่มี V กลุ่มย่อย สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (4.14)

$$\hat{\mathbf{S}}' = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{S}}'[1] \\ \hat{\mathbf{S}}'[2] \\ \vdots \\ \hat{\mathbf{S}}'[V] \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

เมตริกซ์ $\hat{\mathbf{S}}'$ ที่ได้ในสมการที่ (4.14) มีขนาดเป็น $V \times M$ หลังจากนั้นจะทำการดีสเปรดสัญญาณที่ได้ในสมการที่ (4.14) และบวกสัญญาณโดยการคูณกับ \mathbf{W}_u^T ซึ่งเป็นการดีเทกต์สัญญาณเพียงหนึ่งผู้ใช้งาน เฉพาะผู้ใช้งานลำดับที่ u เท่านั้น แสดงได้ดังสมการที่ (4.15)

$$\begin{aligned} \tilde{d}_u' &= \hat{\mathbf{S}}' \mathbf{W}_u^T \\ &= [\tilde{d}_u'(1) \ \tilde{d}_u'(2) \ \dots \ \tilde{d}_u'(V)]^T \end{aligned} \quad (4.15)$$

สัญญาณที่ได้จากนี้จะทำการแปลงจากสัญญาณขนานเป็นสัญญาณอนุกรมอีกครั้ง และทำการตีมอดูเลตเพื่อให้ได้สัญญาณเดิมกลับมา

4.1.3 การออกแบบสัญลักษณ์ปริเอมเบิล

ในส่วนนี้จะแสดงการออกแบบสัญลักษณ์ปริเอมเบิล (Preamble symbol) ที่ใช้ในการประมาณช่องสัญญาณทางเครื่องรับสำหรับแยกผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณจากสายอากาศทางด้านเครื่องส่งแต่ละชุด โดยจะสมมติให้ที่เครื่องรับสามารถทราบค่าของสัญลักษณ์ปริเอมเบิลที่จะออกแบบนี้ได้ สัญลักษณ์ปริเอมเบิลสำหรับสายอากาศทางด้านเครื่องส่งลำดับที่ i ถูกกำหนดเป็น X_i โดยที่ $X_i = [X_i(0) X_i(1) \dots X_i(N-1)]^T$ และ i มีค่าอยู่ในช่วง $1 \leq i \leq N$, จะถูกออกแบบให้ตั้งฉากในแกนเวลา จำนวนสายอากาศทางด้านเครื่องส่งจะมีจำนวนได้มากหรือน้อยขึ้นอยู่กับจำนวนของคลื่นพาห์ และจำนวนของแฮมเบิลในช่วงเวลาป้องกัน ถ้าในช่วงเวลาป้องกันมีความยาวเป็น N_G แฮมเบิล และมีจำนวนคลื่นพาห์เป็น N คลื่นพาห์ จำนวนสายอากาศทางด้านเครื่องส่งสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (4.16)

$$N_i = \left\lfloor \frac{N}{N_G} \right\rfloor \quad (4.16)$$

เมื่อ $\lfloor \bullet \rfloor$ คือการปัดค่าลงเป็นจำนวนเต็ม สำหรับค่า $X_i(k)$ เป็นสัญลักษณ์ปริเอมเบิลที่คลื่นพาห์ย่อยลำดับที่ k ของสายอากาศทางด้านเครื่องส่งลำดับที่ i ซึ่งสามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (4.17)

$$X_i(k) = X_1(k) e^{-j2\pi(i-1)N_G k / N} \quad (4.17)$$

โดยที่ $X_1(k)$ คือสัญลักษณ์ปริเอมเบิลของสายอากาศทางด้านส่งชุดที่ 1 ถ้าสมมติให้ระบบ OFDM-CDMA มีจำนวนคลื่นพาห์ย่อย $N = 64$ และจำนวนแฮมเบิลของช่วงเวลาป้องกันมีค่า $N_G = 16$ [4] ระบบนี้สามารถรองรับจำนวนสายอากาศทางด้านเครื่องส่งได้มากที่สุดเป็น 4 ชุด และค่า X_i ในแกนความถี่ ที่ $i = 1, 2, \dots, 4$ ซึ่งคำนวณตามสมการที่ (4.17) มีค่าแสดงได้ตามสมการที่ (4.18)

$$X_1 = [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ \dots \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]^T$$

$$X_2 = [1 \ -j \ -1 \ j \ \dots \ 1 \ -j \ -1 \ j]^T$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} X_3 &= [1 \ -1 \ 1 \ -1 \ \cdots \ 1 \ -1 \ 1 \ -1]^T \\ X_4 &= [1 \ j \ -1 \ -j \ \cdots \ 1 \ j \ -1 \ -j]^T \end{aligned} \quad (4.18)$$

ในกรณีที่ใช้สายอากาศทางด้านเครื่องส่งจำนวน 2 ชุด ($N_t = 2$) ตามรูปแบบของ Alamouti สามารถที่จะปรับปรุงสมการที่ (4.17) เป็น $X_i(k) = X_1(k)e^{-j2\pi(i-1)N_t N_G k/N}$ โดยกำหนดให้ค่า N และ N_G มีค่าเท่ากับสมมติฐานข้างต้น ค่า X_1 และ X_2 แสดงได้ตามสมการที่ (4.19)

$$\begin{aligned} X_1 &= [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ \cdots \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]^T \\ X_2 &= [1 \ -1 \ 1 \ -1 \ \cdots \ 1 \ -1 \ 1 \ -1]^T \end{aligned} \quad (4.19)$$

จากสมการที่ (4.17) เมื่อผ่านกระบวนการ IFFT สัญญาณปริมาตรในแกนเวลาสามารถแสดงได้ตามสมการที่ (4.20)

$$x_i(n) = x_1 \{ (n - (i-1)N_G) \}_N \quad (4.20)$$

ในสมการที่ (4.20) แสดงให้เห็นว่าสัญญาณปริมาตรของสายอากาศทางด้านเครื่องส่งลำดับที่ i ใดๆ คือสัญญาณปริมาตรของสายอากาศทางด้านเครื่องส่งชุดที่ 1 ที่ถูกเลื่อนออกไปจากเดิมเป็น $(i-1)N_G$ ในแกนเวลา

พิจารณาการกระจายของช่องสัญญาณแบบมัลติพาทของแต่ละสายอากาศทางด้านเครื่องส่งไปยังสายอากาศทางด้านเครื่องรับ โดยสมมติให้ช่องสัญญาณของแต่ละสายอากาศทางด้านเครื่องส่งไม่มีสหสัมพันธ์ต่อกัน ซึ่งสามารถอธิบายได้ตามสมการที่ (4.21)

$$h_i(n) = \sum_{p=0}^{P-1} \alpha_p^i \delta(n - \tau_p^i) \quad (4.21)$$

เมื่อ α_p^i เป็นอัตราขยายสัญญาณเชิงซ้อน และ τ_p^i เป็นการประวิงเวลาของสัญญาณของเส้นทางลำดับที่ p ของสายอากาศทางด้านเครื่องส่งลำดับที่ i หลังจากส่งสัญญาณปริมาตรของแต่ละสายอากาศทางด้านเครื่องส่งผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาท สัญญาณปริมาตรที่ได้รับในแกนเวลาจะสามารถอธิบายได้ด้วยสมการที่ (4.22)

$$\tilde{x}(n) = \sum_{i=1}^{N_I} x_i(n) \otimes h_i(n) + n_o(n) \quad (4.22)$$

ถ้าสมมติให้สัญลักษณ์ปริมาตรที่รับได้ทางเครื่องรับของแต่ละสายอากาศส่งมาจนถึงที่เครื่องรับพร้อมกัน เมื่อผ่านกระบวนการ FFT สามารถแสดงในแกนความถี่ได้ตามสมการที่ (4.23)

$$\tilde{X}(k) = \sum_{i=1}^{N_I} X_i(k)H_i(k) + N_o(k) \quad (4.23)$$

เมื่อ $H_i(k) = \sum_{p=0}^{P-1} \alpha_p^i \exp\left(\frac{-j2\pi k \tau_p^i}{N}\right)$ เป็นผลตอบสนองของความถี่ของช่องสัญญาณที่คลื่นพายัพยอลำดับที่ k ของสายอากาศส่งลำดับที่ i และ $N_o(k) = FFT_N\{n_o(n)\}$ เป็นสัญญาณรบกวนในแกนความถี่ ดังนั้นผลรวมของผลตอบสนองของความถี่ของสัญญาณจากทุกสายอากาศสามารถประมาณได้โดยใช้อัลกอริทึมแบบ LS (Least Square) ตามเอกสาร [4] และ [21] แสดงได้ตามสมการที่ (4.24)

$$\begin{aligned} \hat{H}_i(k) &= \tilde{X}(k) / X_i(k) \\ &= \sum_{i=1}^{N_I} H_i(k) e^{-j2\pi(i-1)N_G k/N} + N_o(k) / X_i(k) \end{aligned} \quad (4.24)$$

เพื่อให้ง่ายต่อการแยกผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณจากแต่ละสายอากาศทางด้านส่งออกจากกัน จะทำการแปลงผลตอบสนองของความถี่ของช่องสัญญาณในสมการที่ (4.24) ให้อยู่ในแกนเวลาซึ่งแสดงได้ตามสมการที่ (4.25)

$$\hat{h}_i(n) = \sum_{i=1}^{N_I} h_i(n - (i-1)N_G) + \tilde{n}_o(n) \quad (4.25)$$

ถ้าช่วงเวลาผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณมีความยาวนานน้อยกว่าช่วงเวลาป้องกันแบบวน ดังนั้นในสมการที่ (4.25) จะใช้วินโดว์สี่เหลี่ยมกรองเอาผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณจากแต่ละสายอากาศทางด้านเครื่องส่งออกจากกันได้ เมื่อวินโดว์สี่เหลี่ยมมีค่าเป็น $\lambda = [\lambda_1 \ \lambda_2 \ \dots \ \lambda_{N_I}]^T$ เป็นเมตริกซ์ขนาด $N_I \times N$ และ $\hat{h}_i = \text{diag}[\hat{h}_i(0) \ \hat{h}_i(1) \ \dots \ \hat{h}_i(N-1)]$ เป็นเมตริกซ์ขนาด $N \times N$ โดยที่ค่า λ_i แสดงได้ดังสมการที่ (4.26)

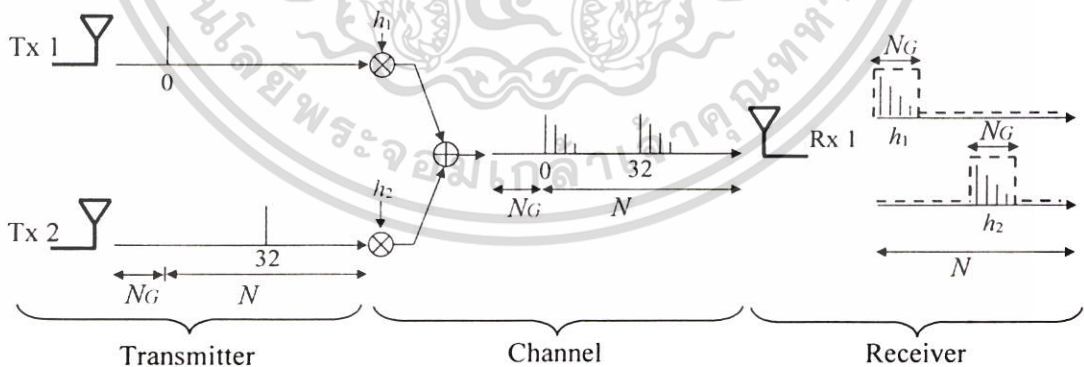
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\lambda_i = [0 \cdots 0 \underbrace{1 \cdots 1}_{(i-1)N_G} 0 \cdots 0] \quad (4.26)$$

และผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่แยกออกจากกันของแต่ละสายอากาศทางด้านเครื่องส่งแสดงดังสมการที่ (4.27)

$$\begin{aligned} \tilde{h}_i &= \lambda_i \hat{h}_i \\ &= [\tilde{h}_1 \ \tilde{h}_2 \ \dots \ \tilde{h}_{N_i}]^T \end{aligned} \quad (4.27)$$

ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่แยกได้สำหรับสายอากาศทางด้านเครื่องส่งแต่ละชุดนี้ จะถูกแปลงกลับไปเป็นผลตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณด้วยกระบวนการ FFT เพื่อที่จะใช้ในการถอดรหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ และรวมสัญญาณแบบต่างๆ ตามที่กล่าวหัวข้อที่ 4.1.2 ซึ่งกรณีนี้เป็นการประมาณช่องสัญญาณแบบพื้นฐานโดยใช้อัลกอริทึมแบบ LS ร่วมกับการกรองสัญญาณด้วยวินโดวส์เหลี่ยมที่กรองเอาผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่มีความยาวของแอมเปิลเท่ากับ N_G [14] สำหรับรูปที่ 4.3 แสดงกระบวนการตั้งแต่การออกแบบสัญลักษณ์ปริมาตรเบลให้ตั้งฉากกันในแกนเวลา การคูณประสานกันระหว่างสัญลักษณ์ปริมาตรเบลกับผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ และการแยกผลตอบสนองอิมพัลส์สำหรับสายอากาศทางด้านเครื่องส่งแต่ละชุด ในกรณีนี้ใช้สายอากาศทางด้านเครื่องส่งเป็นจำนวน 2 ชุด



รูปที่ 4.3 การประมาณช่องสัญญาณในแกนเวลาของระบบ OFDM-CDMA ที่ใช้สายอากาศทางด้านเครื่องส่ง 2 ชุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.4 การลดองค์ประกอบของสัญญาณรบกวน

การประมาณผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่มาจากแต่ละสายอากาศทางด้านเครื่องส่งที่ได้ตามสมการที่ (4.27) จะมีสัญญาณรบกวนที่เป็นสัญญาณรบกวนขาวแบบเกาส์เซียนรวมอยู่ด้วย ถึงแม้จะใช้อัลกอริทึมแบบ LS ในการประมาณช่องสัญญาณแล้วก็ตามแต่ความแม่นยำยังไม่เพียงพอต่อความต้องการของระบบที่มีอัตราการส่งผ่านความเร็วสูง ทำให้มีหลายๆงานวิจัยได้นำเอาอัลกอริทึมแบบ LMMSE (Linear Minimum Mean Square Error) [14] มาใช้ในการประมาณช่องสัญญาณแทนอัลกอริทึมแบบ LS แต่ในทางปฏิบัติอัลกอริทึมแบบ LMMSE จะมีความยุ่งยากสูงกว่า เนื่องจากต้องหาค่าอัตราส่วนสัมพัทธ์ของช่องสัญญาณ และต้องประมาณอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio: SNR) ที่เครื่องรับด้วย ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำเสนอวิธีการเทรชโฮลด์ (Threshold) มาใช้เพื่อขจัดสัญญาณรบกวนร่วมกับอัลกอริทึมแบบ LS เพื่อเป็นการเพิ่มสมรรถนะในการประมาณช่องสัญญาณให้กับระบบ

โดยทั่วไปผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณมักจะมีกำลังงานลดลงแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล (Exponential) ดังนั้นจะเห็นได้ว่ากำลังงานโดยส่วนใหญ่ของช่องสัญญาณจะมีเพียงไม่กี่แอมป์เท่านั้นในแกนเวลา ด้วยเหตุนี้จึงสามารถที่จะละลายบางแอมป์ของผลตอบสนองอิมพัลส์ที่มีกำลังต่ำๆ ได้ เนื่องจากแต่ละแอมป์เหล่านี้มักจะบวกด้วยสัญญาณรบกวนที่มีกำลังงานสูงๆ ในช่วงที่ค่า E_b/N_0 ต่ำๆ โดยการให้ระดับเทรชโฮลด์ซึ่งจะสัมพันธ์กับค่า E_b/N_0 ที่เครื่องรับแสดงในสมการที่ (4.28) เมื่อหาค่าระดับเทรชโฮลด์ได้แล้ว (แสดงค่าระดับเทรชโฮลด์ที่ดีที่สุดในปีที่ 5) ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณจากแต่ละสายอากาศทางด้านเครื่องส่งจากสมการที่ (4.27) จะต้องผ่านกระบวนการวัดระดับกำลังงานของสัญญาณ ถ้ากำลังงานของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแอมป์ใดมีค่ามากกว่าระดับเทรชโฮลด์จะทำการเลือกแอมป์นั้นไว้ ในขณะที่กำลังงานของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่แต่ละแอมป์มีค่าน้อยกว่าระดับเทรชโฮลด์แอมป์เหล่านั้นก็จะถูกตัดทิ้ง ซึ่งแสดงได้ตามสมการที่ (4.29)

$$Threshold = \beta \times E_b / N_0 \quad (4.28)$$

$$\hat{h}_i(n) = \begin{cases} \tilde{h}_i(n), & \text{if } |\tilde{h}_i(n)|^2 \geq Threshold \\ 0, & \text{Other} \end{cases} \quad (4.29)$$

วิธีการที่นำเสนอตามสมการที่ (4.28) และ สมการที่ (4.29) ทำให้ได้ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณในแกนเวลาที่ขจัดสัญญาณรบกวนแล้ว โดย $\hat{h}_i(n)$ เมื่อ $i = 1, 2, \dots, N$, ที่ได้นี้จะถูกแปลงกลับไปเป็นผลตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณที่มาจากแต่ละสายอากาศทางด้านเครื่องส่ง เพื่อที่จะใช้ในการถอดรหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ และรวมสัญญาณแบบต่างๆ ต่อไป

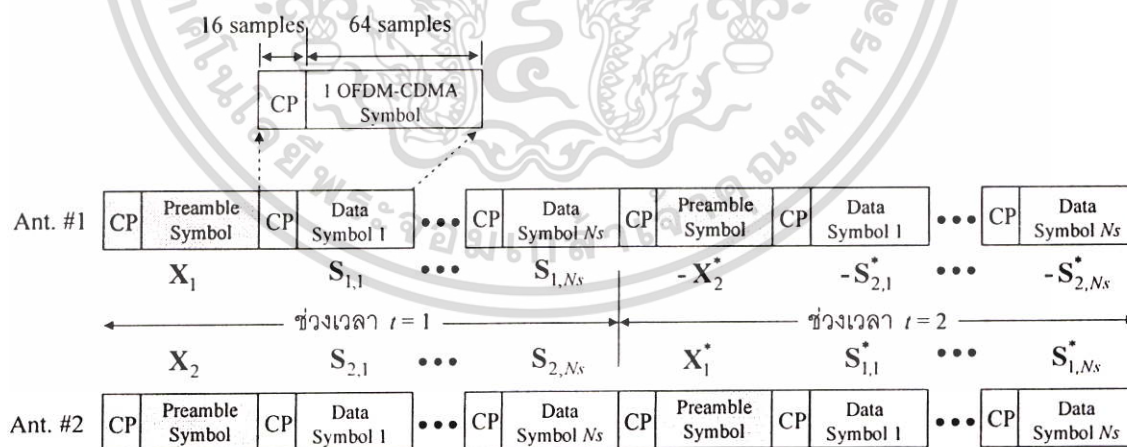
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับค่าระดับเทรสโฮลด์ (β) ที่ดีที่สุดจะต้องให้ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย (Mean Square Error: MSE) ที่ต่ำที่สุด โดยค่า MSE สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (4.30)

$$MSE = \frac{1}{N_t N} \sum_{i=1}^{N_t} \sum_{k=0}^{N-1} |\hat{H}_i(k) - H_i(k)|^2 \quad (4.30)$$

4.1.5 รูปแบบของการจัดเฟรมข้อมูล

รูปแบบของเฟรมข้อมูลที่แสดงในรูปที่ 4.4 เป็นรูปแบบของเฟรมข้อมูลสำหรับระบบ OFDM-CDMA ที่เข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ตามรูปแบบของ Alamouti ที่ใช้สายอากาศทางด้านเครื่องส่ง 2 ชุด โดยแต่ละช่วงเวลาของเฟรม ของแต่ละชุดสายอากาศทางด้านเครื่องส่งจะสอดคล้องกับการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ตามรูปแบบของ Alamouti ซึ่งประกอบไปด้วยสัญลักษณ์ปรีเอมเบิล 1 สัญลักษณ์ และสัญลักษณ์ของข้อมูล OFDM-CDMA จำนวน N_s สัญลักษณ์ ที่ส่วนหน้าของแต่ละสัญลักษณ์จะถูกคั่นด้วยช่วงเวลาป้องกัน เพื่อลดการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์อื่นเนื่องมาจากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบมัลติพาธ โดยค่าเวลาของ CP จะต้องมีค่ามากกว่าค่าประวิงเวลาสูงสุดของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธ สัญลักษณ์ปรีเอมเบิลจะถูกวางไว้เป็นสัญลักษณ์แรกของทุกเฟรมข้อมูลเพื่อทำหน้าที่ในการซิงโครไนซ์ (Synchronization) สัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับ และการประมาณช่องสัญญาณ (Channel Estimation) โดยกำหนดให้เครื่องรับทราบค่าของสัญลักษณ์ปรีเอมเบิลนี้

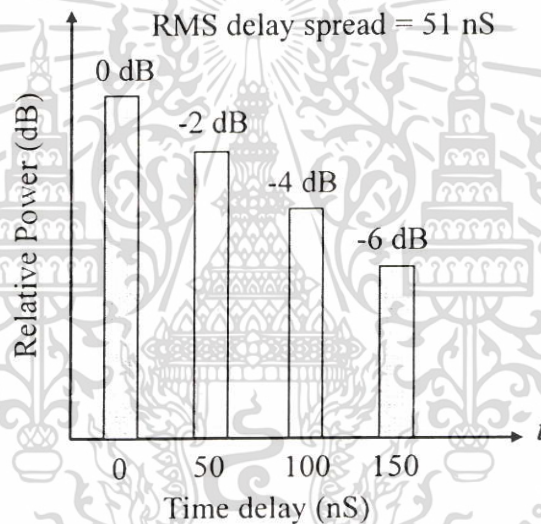


รูปที่ 4.4 รูปแบบของเฟรมข้อมูลสำหรับระบบ OFDM-CDMA ที่เข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์

ตามรูปแบบของ Alamouti ที่ใช้สายอากาศทางด้านเครื่องส่ง 2 ชุด

4.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบมัลติพาท

ในหัวข้อที่ 4.2 นี้จะเป็นส่วนของแบบจำลองช่องสัญญาณที่ใช้ในการจำลองระบบเพื่อหาค่าสมรรถนะของระบบ จะเลือกใช้ช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบมัลติพาท 4 เส้นทาง แต่ละเส้นทางเป็นการจางหายแบบเรลีย์ และระดับสัญญาณในแต่ละเส้นทางจะมีค่าลดลงแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล (Exponential decayed) โดยจะลดลงทีละ 2 dB และมีช่วงห่างของค่าประวิงเวลาของแต่ละเส้นทางเป็น 50 nS กำหนดให้ค่าความถี่ดอปเปลอร์เป็น 50 Hz [4] และค่าอาร์เอ็มเอส (Root Mean Square: RMS) ของการประวิงเวลาของช่องสัญญาณ (RMS delay spread) เป็น 51 nS ซึ่งสามารถคำนวณได้ตาม [22] โดยช่องสัญญาณที่ใช้ในการจำลองนี้เป็นลักษณะของช่องสัญญาณที่แพร่กระจายคลื่นภายในอาคารสำนักงานที่ได้มาจากการวัด [23] โดยลักษณะของช่องสัญญาณแสดงได้ตามรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 แบบจำลองช่องสัญญาณที่ค่าระดับสัญญาณลดลงแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล

บทที่ 5

การหาค่าสมรรถนะของระบบ

ในบทนี้จะกล่าวถึงพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ และผลที่ได้จากการจำลองระบบ โดยผลที่ได้จะแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของระบบเมื่อนำวิธีการประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอ มาใช้เปรียบเทียบกับ วิธีประมาณช่องสัญญาณแบบพื้นฐาน และวิธีการประมาณช่องสัญญาณในอุดมคติ เมื่อส่งสัญญาณผ่านสภาพแวดล้อมที่มีการจางหายของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธ

5.1 แบบจำลองที่ใช้ในการจำลองระบบ

แบบจำลองที่ใช้ในการจำลองระบบเพื่อหาค่าสมรรถนะของระบบแบ่งออกเป็น 2 กรณี โดยในกรณีแรกจะเป็นระบบ SISO (Single Input Single Output) OFDM-CDMA ซึ่งเป็นกรณีที่ไม่มีการทำไดเวอร์ซิตี (ใช้สายอากาศทางด้านเครื่องส่งจำนวน 1 ชุด และสายอากาศทางด้านเครื่องรับเป็นจำนวน 1 ชุด) แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งและเครื่องรับในรูปที่ 2.15 และรูปที่ 2.16 ตามลำดับ ในกรณีที่สองเป็นระบบ MISO (Multi Input Single Output) OFDM-CDMA เป็นกรณีที่มีการทำไดเวอร์ซิตีทางด้านเครื่องส่ง โดยการใช้การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ตามรูปแบบของ Alamouti จะใช้สายอากาศทางด้านเครื่องส่งเป็นจำนวน 2 ชุด และจำนวนสายอากาศทางด้านเครื่องรับมี 1 ชุด แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งและเครื่องรับในรูปที่ 4.1 และรูปที่ 4.2 ตามลำดับ โดยจะใช้รูปแบบการรวมสัญญาณที่เครื่องรับ 3 รูปแบบได้แก่ MRC ORC และ MMSEC สำหรับการประมาณช่องสัญญาณจะเปรียบเทียบกัน 3 วิธี คือ

1. ใช้วิธีการแยกผลตอบสนองอิมพัลส์จากสายอากาศทางด้านเครื่องส่งแต่ละชุดด้วยสัญลักษณ์ปริมาตรที่ตั้งฉากกันในแกนเวลา แล้วทำการประมาณช่องสัญญาณด้วยอัลกอริทึมแบบ LS ซึ่งเป็นวิธีการแบบพื้นฐาน [4]
2. ใช้วิธีการแยกผลตอบสนองอิมพัลส์จากสายอากาศทางด้านเครื่องส่งแต่ละชุดด้วยสัญลักษณ์ปริมาตรที่ตั้งฉากกันในแกนเวลาแล้วจัดสัญญาณรบกวนด้วยวิธีการเทรสโฮลด์ ก่อนที่จะทำการประมาณช่องสัญญาณด้วยอัลกอริทึมแบบ LS ซึ่งเป็นวิธีการที่นำเสนอ
3. สมมติให้เครื่องรับทราบผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ (Perfect Channel Estimation) ซึ่งเป็นการประมาณในอุดมคติ

5.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ

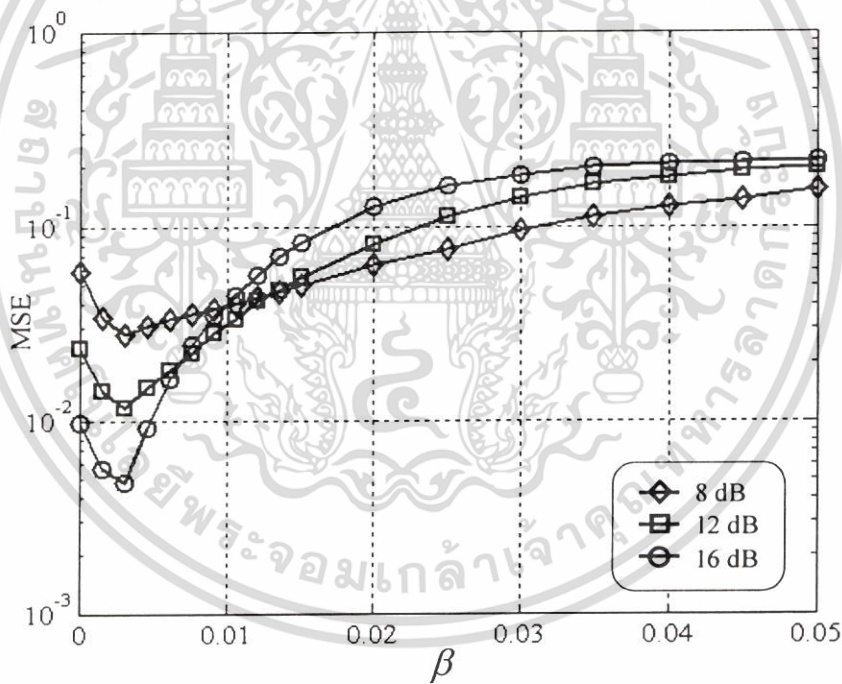
ในส่วนนี้จะแสดงพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ OFDM-CDMA ซึ่งอ้างอิงกับมาตรฐานทางกายภาพ (Physical Layer) ของมาตรฐาน IEEE 802.11a โดยการจำลองระบบจะเลือกการมอดูเลตข้อมูลแบบ QPSK ใช้ความถี่คลื่นพาห้เป็น 5 GHz ค่าเฟกเตอร์ของการสเปรดเป็น 32 แถบความถี่ใช้งานหลังการสเปรดเป็น 20 MHz ซึ่งค่าพารามิเตอร์ต่างๆ สรุปได้ดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 พารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการจำลองระบบ

System Parameters	Values
Modulation Scheme	QPSK
Number of FFT Points (N)	64
Frequency Bandwidth	20 MHz
Sub-carrier Spacing	312.5 kHz
Symbol Duration	4 μ S
Effective Symbol Duration	3.2 μ S
Guard Time Interval	800 nS
Carrier Frequency	5 GHz
Spreading Code Length	32
Symbols/Group	2
Channel Parameters	
Channel Model	Exponential
Number of paths	4
Path Spacing	50 nS
RMS Delay Spread	51 nS

5.3 การหาค่าระดับเทรสโฮอล์ด์ที่เหมาะสม

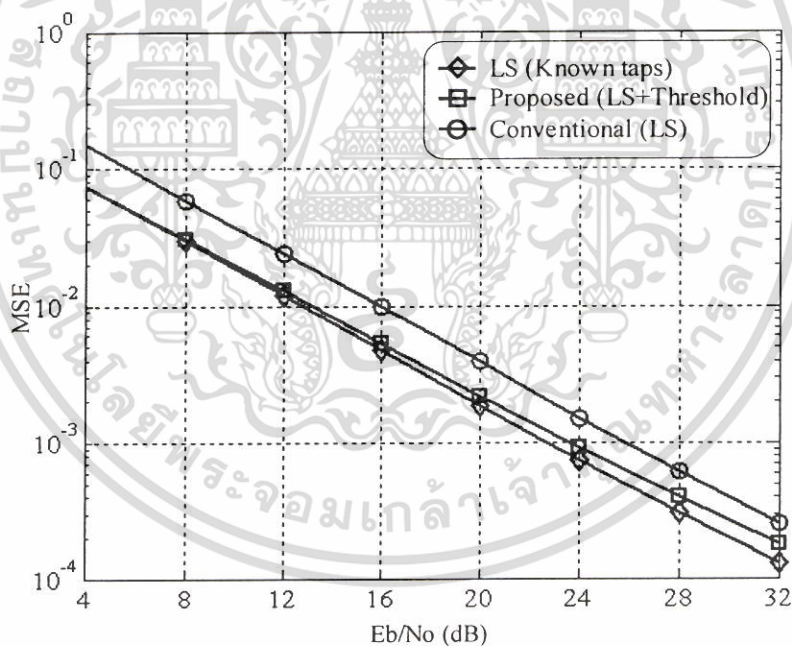
ในหัวข้อนี้จะแสดงผลการหาค่าระดับเทรสโฮอล์ด์ที่เหมาะสมสำหรับระบบ OFDM-CDMA เพื่อใช้ในการกำจัตสัญญาณรบกวนในการประมาณช่องสัญญาณ โดยใช้แบบจำลองช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบมัลติพาทตามหัวข้อที่ 4.2 ซึ่งค่าระดับเทรสโฮอล์ด์ที่เหมาะสมขึ้นอยู่กับค่า E_b/N_0 แต่ไม่ได้ขึ้นอยู่กับจำนวนสายอากาศทางด้านเครื่องส่ง การเลือกค่าระดับเทรสโฮอล์ด์ที่เหมาะสมทำได้โดยการกำหนดให้ E_b/N_0 คงที่ค่าใดค่าหนึ่ง แล้วเปลี่ยนแปลงค่า β โดยค่าระดับเทรสโฮอล์ด์ที่เหมาะสมจะต้องทำให้ค่า MSE ที่ได้จากการประมาณช่องสัญญาณมีค่าต่ำสุด แสดงได้ดังรูปที่ 5.1 โดยสมมติให้มีผู้ใช้งานเพียงหนึ่งผู้ใช้งาน จากรูปสังเกตเห็นว่าค่าระดับเทรสโฮอล์ด์ที่ให้ค่า MSE ต่ำสุดอยู่ที่ระดับ $\beta = 0.003$ ทั้งที่ค่า E_b/N_0 เท่ากับ 8 dB 12 dB และ 16 dB ตามลำดับ ดังนั้นค่า $\beta = 0.003$ จะถูกเลือกใช้สำหรับวิธีการประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอนี้ ทั้งกรณีที่เป็นระบบ SISO OFDM-CDMA และระบบ MISO OFDM-CDMA



รูปที่ 5.1 ค่าระดับเทรสโฮอล์ด์ที่เหมาะสมที่ค่า $E_b/N_0 = 8$ dB 12 dB และ 16 dB

5.4 ความแม่นยำในการประมาณค่าผลสนองความถี่ของช่องสัญญาณ

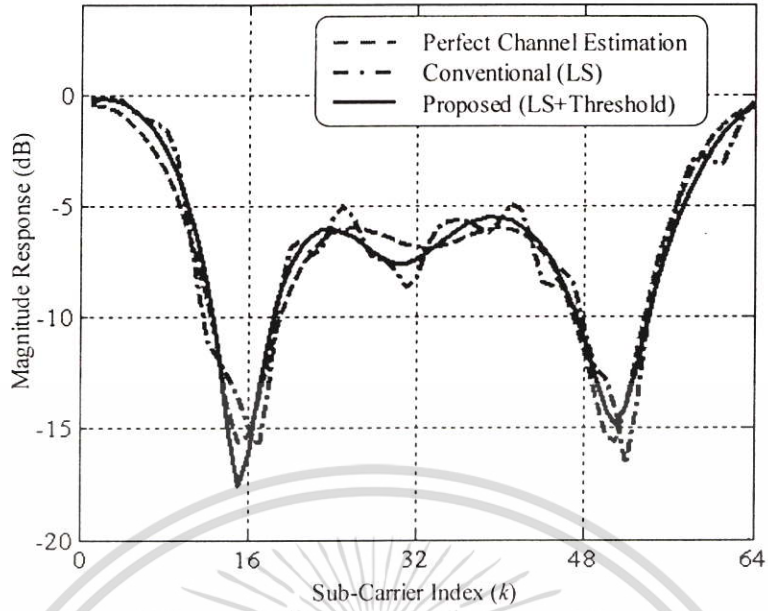
ในส่วนนี้จะเป็นการแสดงค่าความแม่นยำในการประมาณค่าผลตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ โดยในรูปที่ 5.2 แสดงสมรรถนะในรูปของค่า MSE ต่อค่า E_b/N_0 ของวิธีการประมาณช่องสัญญาณแบบพื้นฐาน กับวิธีการประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอ ซึ่งใช้ค่าระดับเทรลโฮลด์ตามหัวข้อที่ 5.3 โดยวิธีการประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอจะให้สมรรถนะที่ดีกว่าวิธีการประมาณช่องสัญญาณแบบพื้นฐาน จากรูปจะสังเกตเห็นได้ว่าที่ค่า E_b/N_0 น้อยกว่า 10 dB สมรรถนะของวิธีการประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอจะเท่ากับวิธีการประมาณช่องสัญญาณแบบ LS ที่สมมติให้รู้จำนวนอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ (LS Known taps) ในขณะที่ค่า E_b/N_0 เพิ่มขึ้นสมรรถนะของวิธีการประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอจะลดลง และเข้าใกล้สมรรถนะของวิธีการประมาณช่องสัญญาณแบบพื้นฐานเมื่อค่า E_b/N_0 เพิ่มมากยิ่งขึ้น เหตุที่เป็นเช่นนี้เพราะเมื่อค่า E_b/N_0 เพิ่มขึ้นผลกระทบจากกำลังงานของสัญญาณรบกวนน้อยลง ดังนั้นบางแซมเปิลของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่มีกำลังต่ำจะถูกตัดออกไปส่งผลให้สมรรถนะลดลง



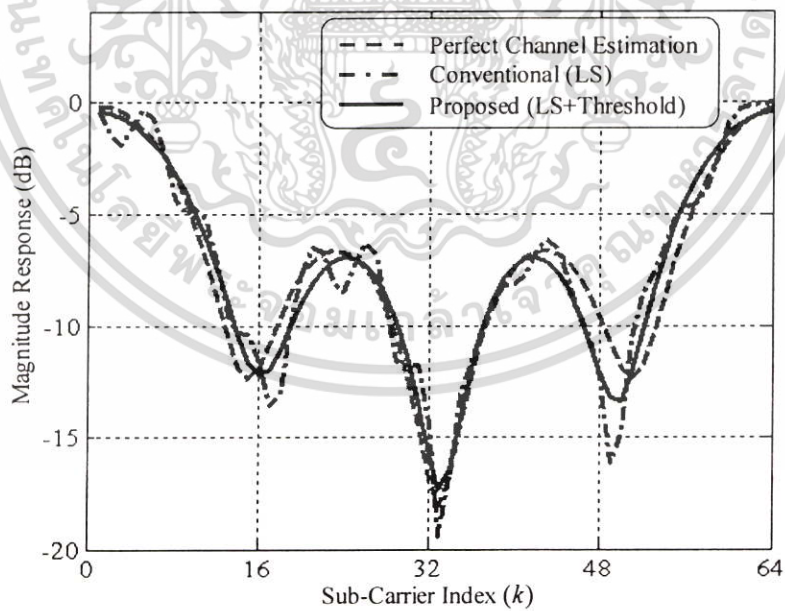
รูปที่ 5.2 ค่า MSE ต่อ E_b/N_0 ของการประมาณค่าผลตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ

สำหรับรูปที่ 5.3 และรูปที่ 5.4 เป็นตัวอย่างของผลตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณเชิงแอมพลิจูดของวิธีการประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอ กับวิธีการประมาณช่องสัญญาณแบบพื้นฐาน และการประมาณช่องสัญญาณในอุดมคติจากสายอากาศทางด้านเครื่องส่งชุดที่ 1 และชุดที่ 2 ที่ค่า $E_b/N_0 = 22$ dB ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.3 ผลตอบสนองความถี่ของสัญญาณของวิธีการประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอ กับวิธีการประมาณช่องสัญญาณแบบพื้นฐาน และการประมาณช่องสัญญาณในอุดมคติจากสายอากาศทางด้านเครื่องส่งชุดที่ 1 ที่ค่า $E_b/N_0 = 22$ dB



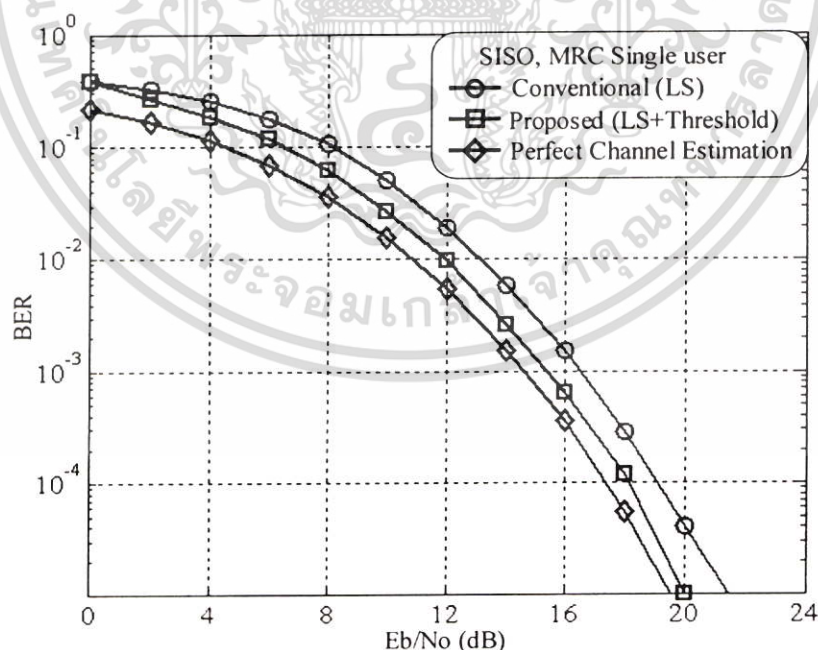
รูปที่ 5.4 ผลตอบสนองความถี่ของสัญญาณของวิธีการประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอ กับวิธีการประมาณช่องสัญญาณแบบพื้นฐาน และการประมาณช่องสัญญาณในอุดมคติจากสายอากาศทางด้านเครื่องส่งชุดที่ 2 ที่ค่า $E_b/N_0 = 22$ dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5 สมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตของระบบ

5.5.1 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ SISO OFDM-CDMA

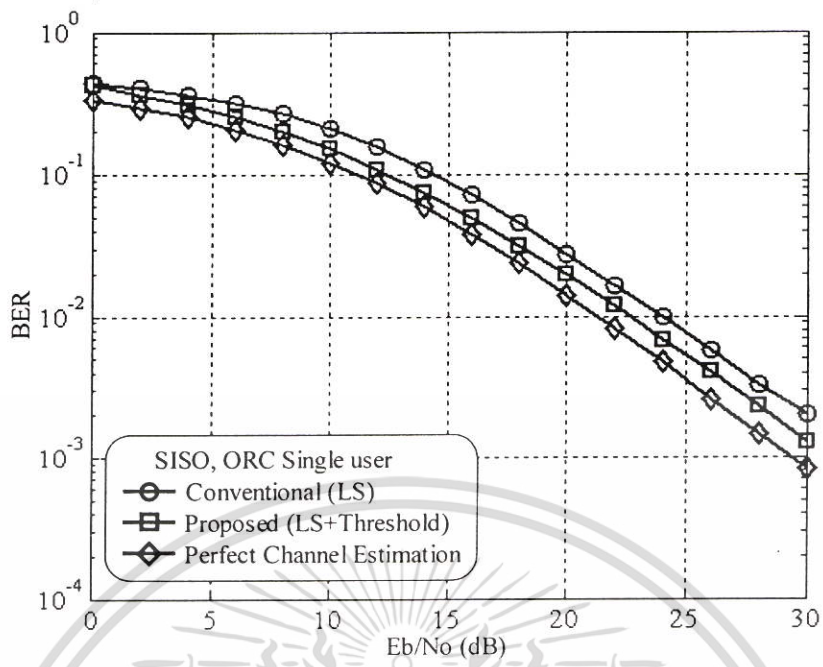
กรณีที่ 1 กำหนดให้เป็นแบบจำลองของระบบ SISO OFDM-CDMA โดยมีผู้ใช้งานในระบบเพียงผู้ใช้งานเดียว ใช้การรวมสัญญาณ 3 วิธีคือ MRC ORC และ MMSEC เปรียบเทียบให้เห็นถึงสมรรถนะของการประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอกับการประมาณช่องสัญญาณแบบพื้นฐานและการประมาณช่องสัญญาณในอุดมคติ และแสดงผลการจำลองในรูปที่ 5.5 ถึงรูปที่ 5.7 โดยในกรณีที่ใช้การรวมสัญญาณแบบ MRC การประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอจะให้ค่า E_b/N_0 ใกล้เคียงกับกรณีที่เป็นการประมาณช่องสัญญาณในอุดมคติโดยจะต่างกันเพียง 0.5 dB และให้ค่า E_b/N_0 ดีกว่าการประมาณช่องสัญญาณแบบพื้นฐานอยู่ 1 dB ที่ค่า BER เท่ากับ 10^{-4} สำหรับการรวมสัญญาณแบบ ORC การประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอให้ค่า E_b/N_0 ต่างกับการประมาณช่องสัญญาณในอุดมคติอยู่ประมาณ 1 dB และให้ E_b/N_0 ดีกว่าการประมาณช่องสัญญาณแบบพื้นฐานอยู่ 2 dB ที่ค่า BER เท่ากับ 10^{-2} และในกรณีที่ใช้การรวมสัญญาณแบบ MMSEC ตามรูปที่ 5.7 สมรรถนะของการประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอให้ค่า E_b/N_0 ต่างกับการประมาณช่องสัญญาณในอุดมคติอยู่ 0.8 dB และ E_b/N_0 ดีกว่าการประมาณช่องสัญญาณแบบพื้นฐานอยู่ 1 dB ที่ค่า BER เท่ากับ 10^{-4}



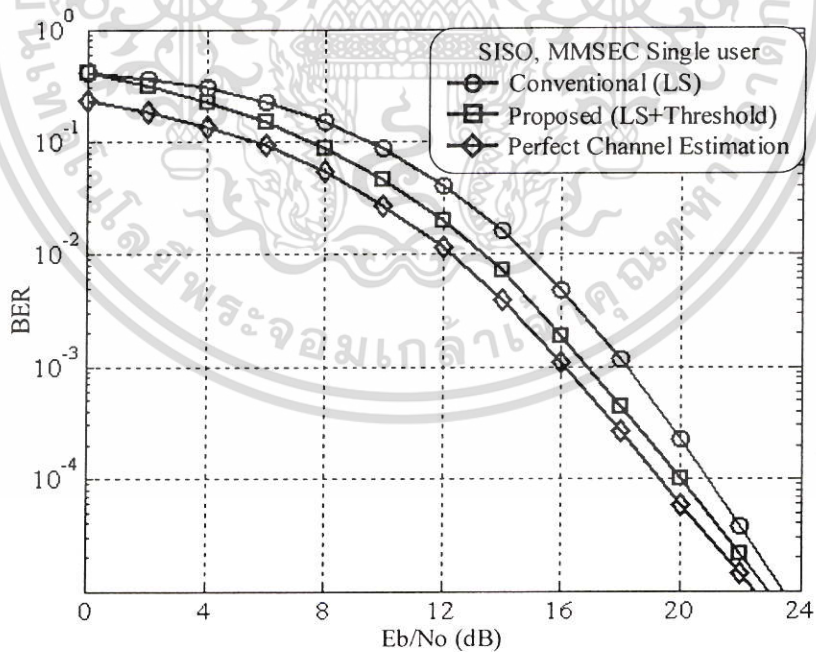
รูปที่ 5.5 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ SISO OFDM-CDMA เมื่อใช้การรวมสัญญาณแบบ

MRC ในกรณีที่มีหนึ่งผู้ใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.6 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ SISO OFDM-CDMA เมื่อใช้การรวมสัญญาณแบบ ORC ในกรณีที่มีหนึ่งผู้ใช้งาน

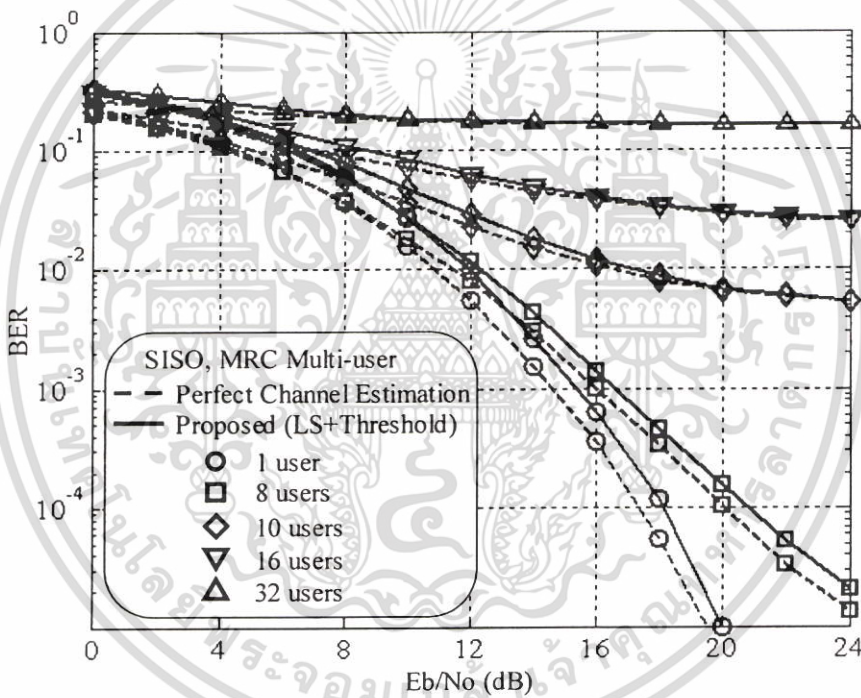


รูปที่ 5.7 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ SISO OFDM-CDMA เมื่อใช้การรวมสัญญาณแบบ MMSEC ในกรณีที่มีหนึ่งผู้ใช้งาน

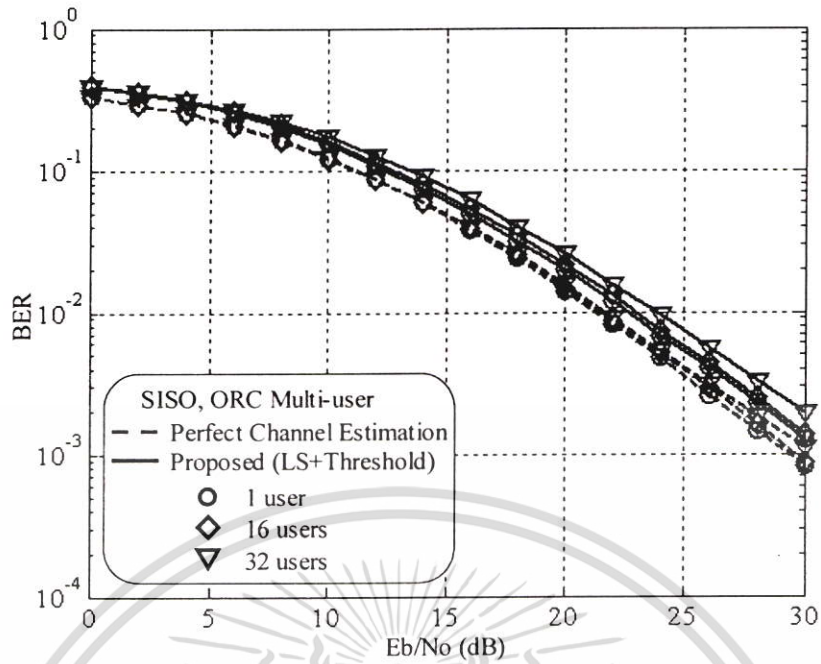
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีนี้ 2 กำหนดให้เป็นแบบจำลองของระบบ SISO OFDM-CDMA ที่กำหนดให้มีผู้ใช้งานในระบบมากขึ้น และใช้การรวมสัญญาณ 3 วิธีคือ MRC ORC และ MMSEC เปรียบเทียบให้เห็นถึงสมรรถนะของการรวมสัญญาณทั้ง 3 แบบ เมื่อมีผลกระทบจากจำนวนของผู้ใช้งานเพิ่มมากขึ้น โดยแสดงผลการจำลองในรูปที่ 5.8 ถึงรูปที่ 5.11

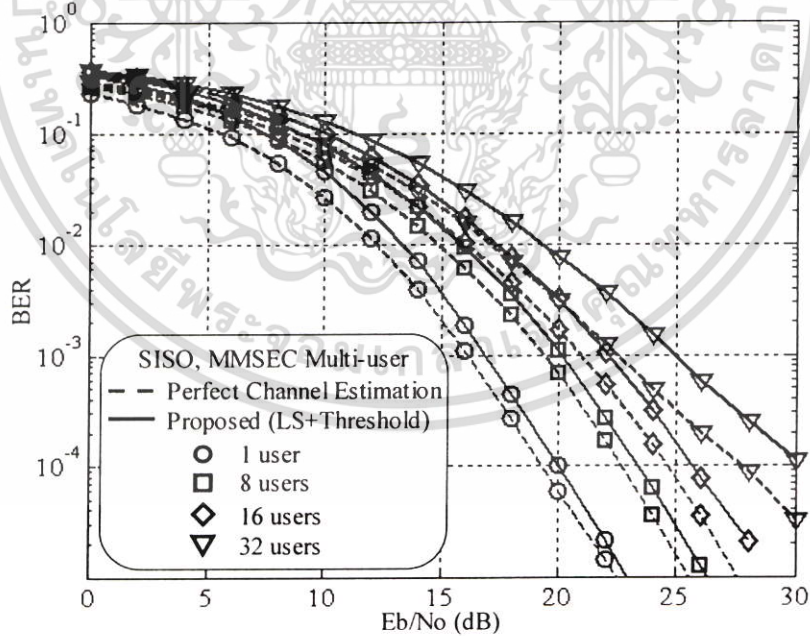
ในรูปที่ 5.8 ถึงรูปที่ 5.10 เปรียบเทียบสมรรถนะของการประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอกับการประมาณช่องสัญญาณในอุดมคติ รวมถึงสมรรถนะของตัวรวมสัญญาณแบบต่างๆ ในขจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้งานอื่นๆ โดยการรวมสัญญาณแบบ MMSEC จะให้สมรรถนะที่ดีในกรณีมีผู้ใช้งานจำนวนมากขึ้น ในขณะที่การรวมสัญญาณแบบ ORC จะให้สมรรถนะค่อนข้างที่จะคงที่ และ MRC จะให้สมรรถนะที่ดีเมื่อผู้ใช้งานอยู่จำนวนน้อยๆ



รูปที่ 5.8 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ SISO OFDM-CDMA ที่ใช้การรวมสัญญาณแบบ MRC เมื่อมีผู้ใช้งานเพิ่มขึ้น

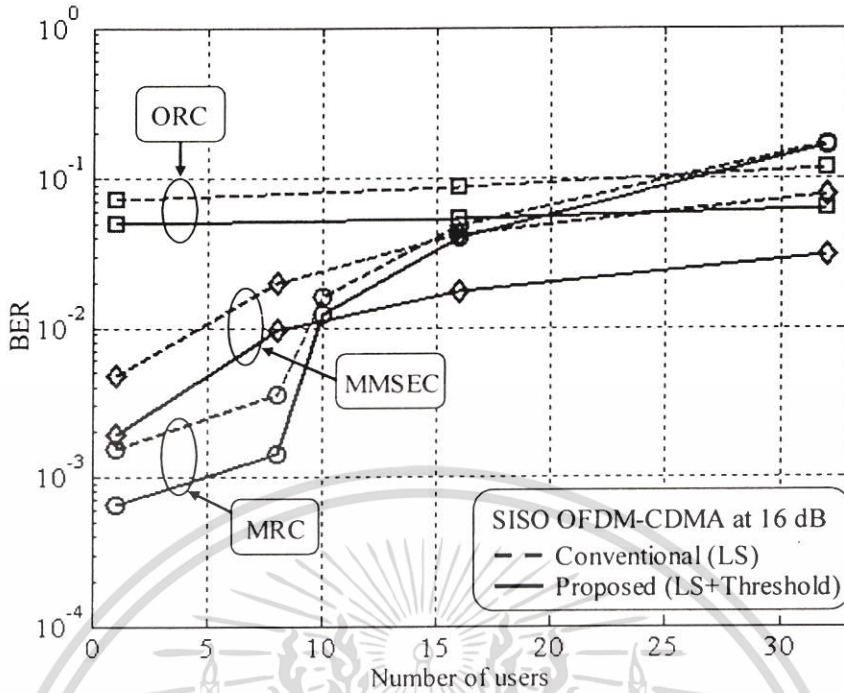


รูปที่ 5.9 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ SISO OFDM-CDMA ที่ใช้การรวมสัญญาณแบบ ORC เมื่อมีผู้ใช้งานเพิ่มขึ้น



รูปที่ 5.10 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ SISO OFDM-CDMA ที่ใช้การรวมสัญญาณแบบ MMSE เมื่อมีผู้ใช้งานเพิ่มขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

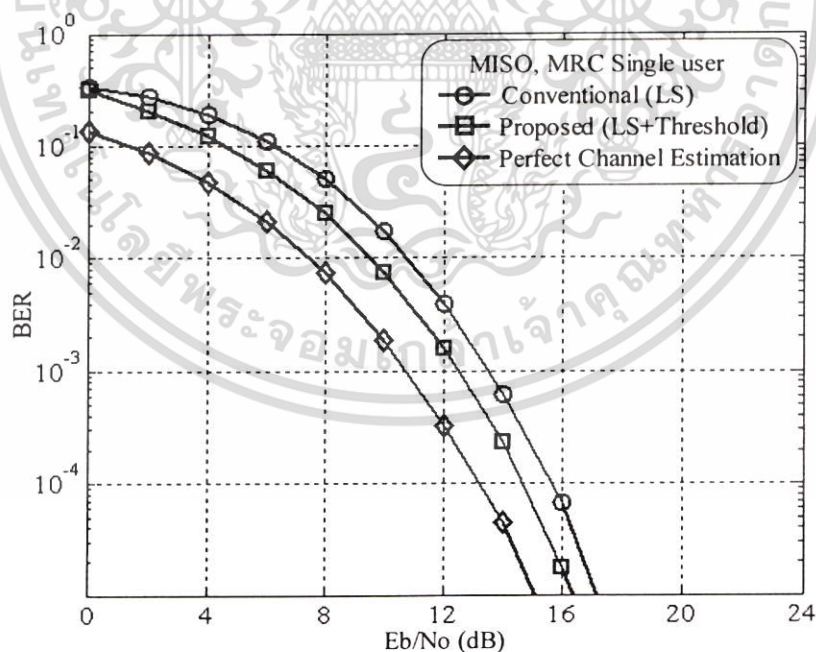


รูปที่ 5.11 อัตราความผิดพลาดบิตต่อจำนวนผู้ใช้งานของระบบ SISO OFDM-CDMA ที่ E_b/N_0 มีค่า 16 dB

ในรูปที่ 5.11 เป็นการเปรียบเทียบสมรรถนะของวิธีการประมาณช่องสัญญาณที่น่าเสนอ กับวิธีการประมาณช่องสัญญาณแบบพื้นฐานของระบบ SISO OFDM-CDMA โดยใช้การรวมสัญญาณทั้ง 3 วิธี เมื่อกำหนดให้มีผู้ใช้งานเพิ่มมากขึ้น โดยกำหนดค่า E_b/N_0 เท่ากับ 16 dB ผลการจำลองการทำงานแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของวิธีการประมาณช่องสัญญาณที่น่าเสนอว่าให้ค่าสมรรถนะที่ดีกว่าวิธีการประมาณช่องสัญญาณแบบพื้นฐาน และการรวมสัญญาณแบบ MMSEC ยังแสดงให้เห็นถึงความสามารถในการขจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นๆ ได้ดีกว่าการรวมสัญญาณแบบ MRC และ ORC ในกรณีที่จำนวนผู้ใช้งานมีมากกว่า 50 เปอร์เซนต์ ของความสามารถที่ระบบ SISO OFDM-CDMA จะรองรับผู้ใช้งานได้สูงสุด และการรวมสัญญาณแบบ MRC จะให้สมรรถนะที่ดีกว่าวิธีการรวมสัญญาณแบบอื่น ๆ ต่อเมื่อจำนวนผู้ใช้งานในขณะนั้นมีเพียง 25 เปอร์เซนต์ ของความสามารถที่ระบบ OFDM-CDMA จะรองรับผู้ใช้งานได้สูงสุด

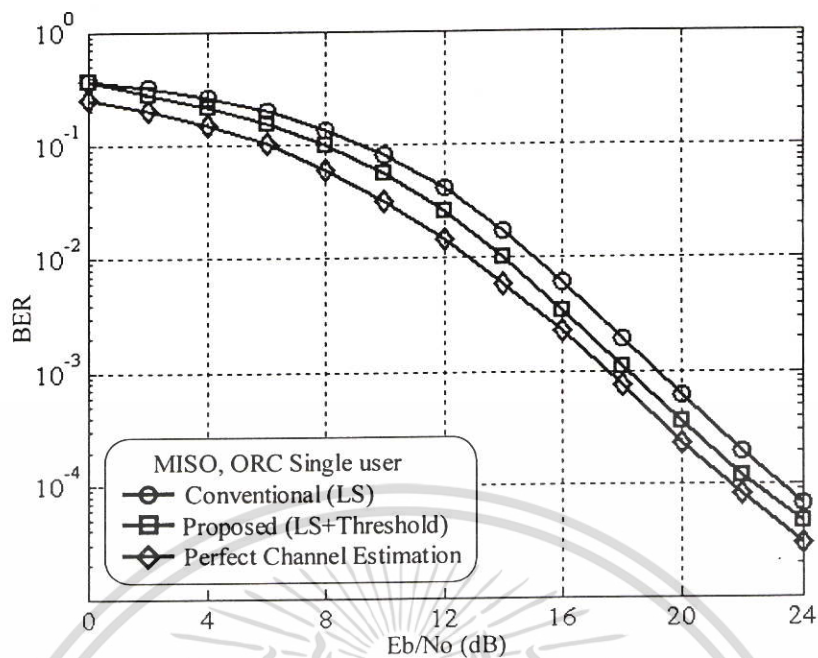
5.5.2 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ MISO OFDM-CDMA

กรณีที่ 1 กำหนดให้เป็นแบบจำลองของระบบ MISO OFDM-CDMA ที่เป็นการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ ตามแบบ Alamouti แสดงในรูปที่ 4.1 และรูปที่ 4.2 กำหนดให้มีผู้ใช้งานในระบบเพียงผู้ใช้งานเดียว ใช้การรวมสัญญาณ 3 วิธีคือ MRC ORC และ MMSEC เปรียบเทียบให้เห็นถึงสมรรถนะของการประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอกับการประมาณช่องสัญญาณแบบพื้นฐาน และการประมาณช่องสัญญาณในอุดมคติ และแสดงผลการจำลองในรูปที่ 5.12 ถึงรูปที่ 5.14 โดยในกรณีที่ใช้การรวมสัญญาณแบบ MRC การประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอจะให้ค่า E_b/N_0 ต่างกับกรณีที่เป็นการประมาณช่องสัญญาณในอุดมคติอยู่ 1.4 dB และให้ค่า E_b/N_0 ดีกว่าการประมาณช่องสัญญาณแบบพื้นฐานอยู่ 0.8 dB ที่ค่า BER เท่ากับ 10^{-4} สำหรับการรวมสัญญาณแบบ ORC การประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอให้ค่า E_b/N_0 ต่างกับการประมาณช่องสัญญาณในอุดมคติอยู่ประมาณ 0.7 dB และให้ E_b/N_0 ดีกว่าการประมาณช่องสัญญาณแบบพื้นฐานอยู่ 0.8 dB ที่ค่า BER เท่ากับ 10^{-4} และในกรณีที่ใช้การรวมสัญญาณแบบ MMSEC ตามรูปที่ 5.14 สมรรถนะของการประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอให้ค่า E_b/N_0 ต่างกับการประมาณช่องสัญญาณในอุดมคติอยู่ 1.4 dB และ E_b/N_0 ดีกว่าการประมาณช่องสัญญาณแบบพื้นฐานอยู่ 0.7 dB ที่ค่า BER เท่ากับ 10^{-4}

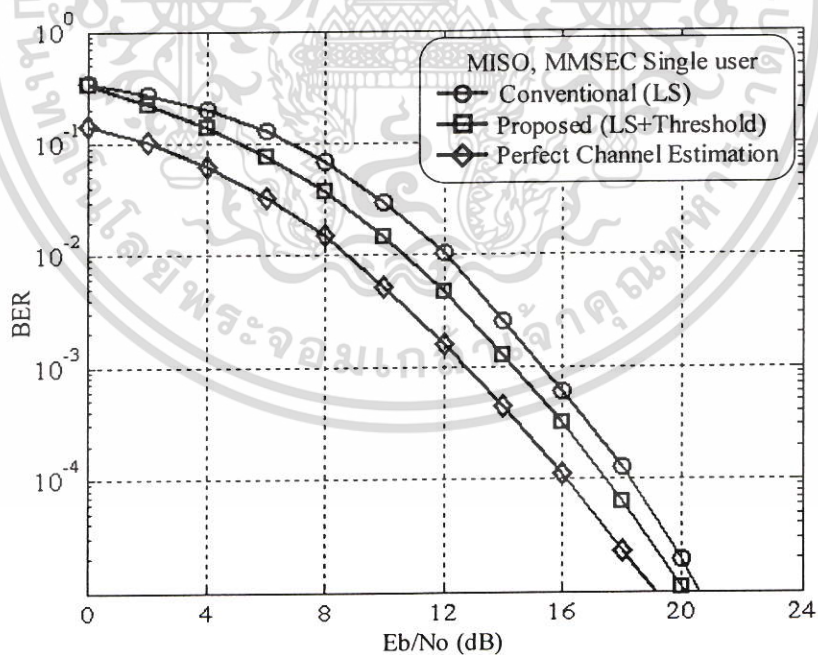


รูปที่ 5.12 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ MISO OFDM-CD เมื่อใช้การรวมสัญญาณแบบ MRC ในกรณีที่มีหนึ่งผู้ใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.13 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ MISO OFDM-CDMA เมื่อใช้การรวมสัญญาณแบบ ORC ในกรณีที่มียังหนึ่งผู้ใช้งาน

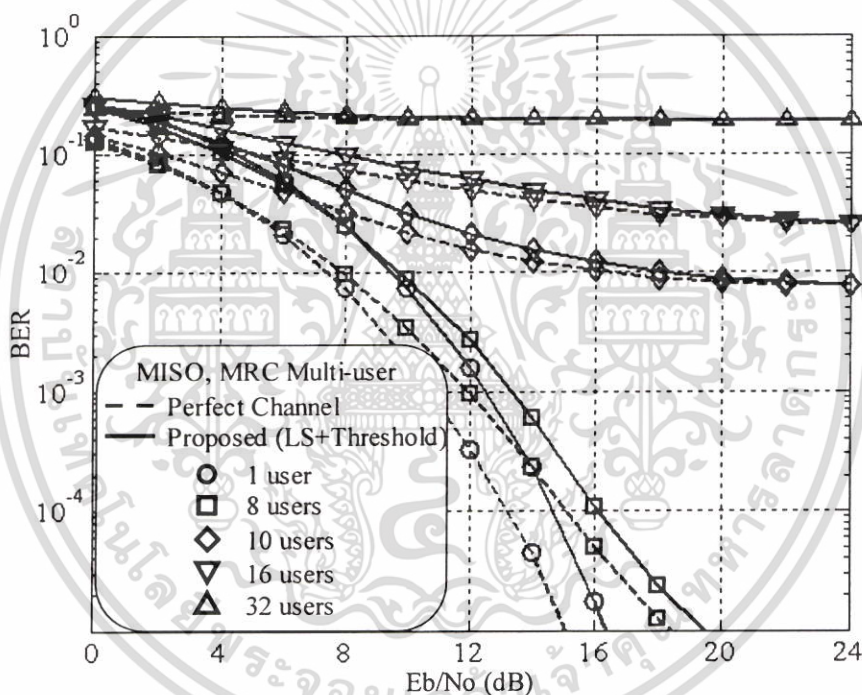


รูปที่ 5.14 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ MISO OFDM-CDMA เมื่อใช้การรวมสัญญาณแบบ MMSEC ในกรณีที่มียังหนึ่งผู้ใช้งาน

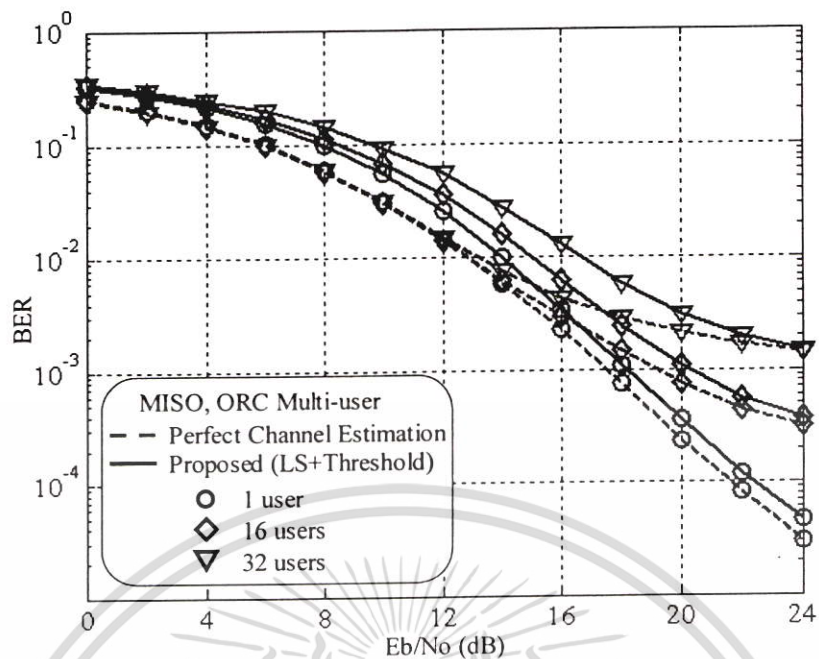
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีนี้ 2 กำหนดให้เป็นแบบจำลองของระบบ MISO OFDM-CDMA ที่กำหนดให้มีผู้ใช้งานในระบบมากขึ้น และใช้การรวมสัญญาณ 3 วิธีคือ MRC ORC และ MMSEC เปรียบเทียบให้เห็นถึงสมรรถนะของการรวมสัญญาณทั้ง 3 แบบ เมื่อมีผลกระทบจากจำนวนของผู้ใช้งานเพิ่มมากขึ้น โดยแสดงผลการจำลองในรูปที่ 5.15 ถึงรูปที่ 5.18

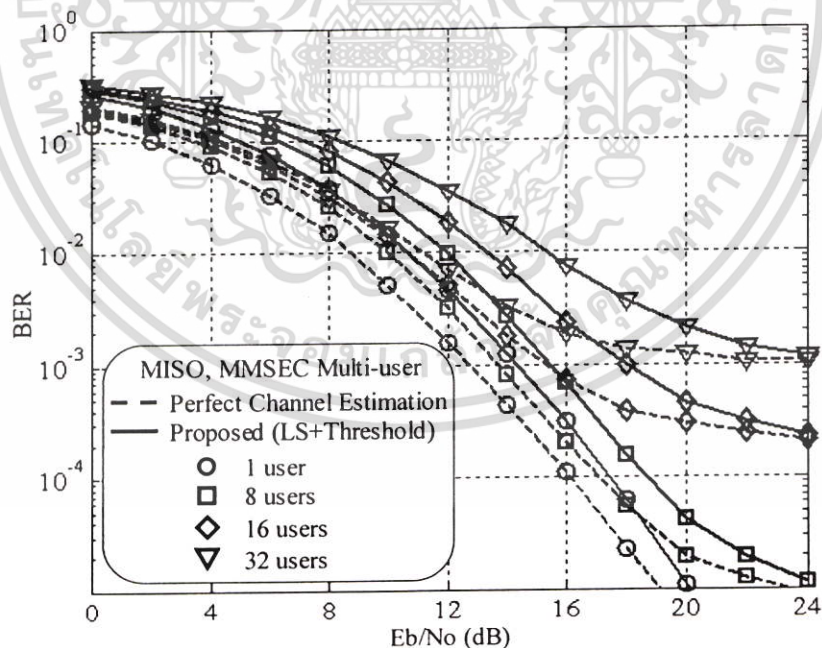
ในรูปที่ 5.15 ถึงรูปที่ 5.17 เปรียบเทียบสมรรถนะของการประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอกับการประมาณช่องสัญญาณในอุดมคติ รวมถึงสมรรถนะของตัวรวมสัญญาณแบบต่างๆ ในขจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้งานอื่นๆ โดยการรวมสัญญาณแบบ MMSEC จะให้สมรรถนะที่ดีกว่าการรวมสัญญาณแบบ MRC และ ORC ในกรณีมีผู้ใช้งานจำนวนมากขึ้นเช่นเดียวกับระบบ SISO OFDM-CDMA



รูปที่ 5.15 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ MISO OFDM-CDMA ที่ใช้การรวมสัญญาณแบบ MRC เมื่อมีผู้ใช้งานเพิ่มขึ้น

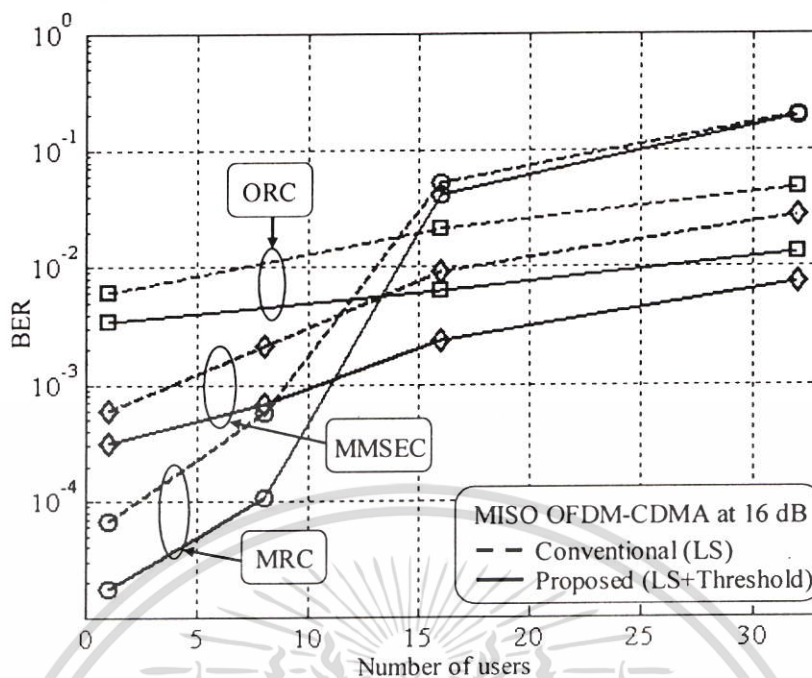


รูปที่ 5.16 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ MISO OFDM-CDMA ที่ใช้การรวมสัญญาณแบบ ORC เมื่อมีผู้ใช้งานเพิ่มขึ้น



รูปที่ 5.17 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ MISO OFDM-CDMA ที่ใช้การรวมสัญญาณแบบ MMSEC เมื่อมีผู้ใช้งานเพิ่มขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

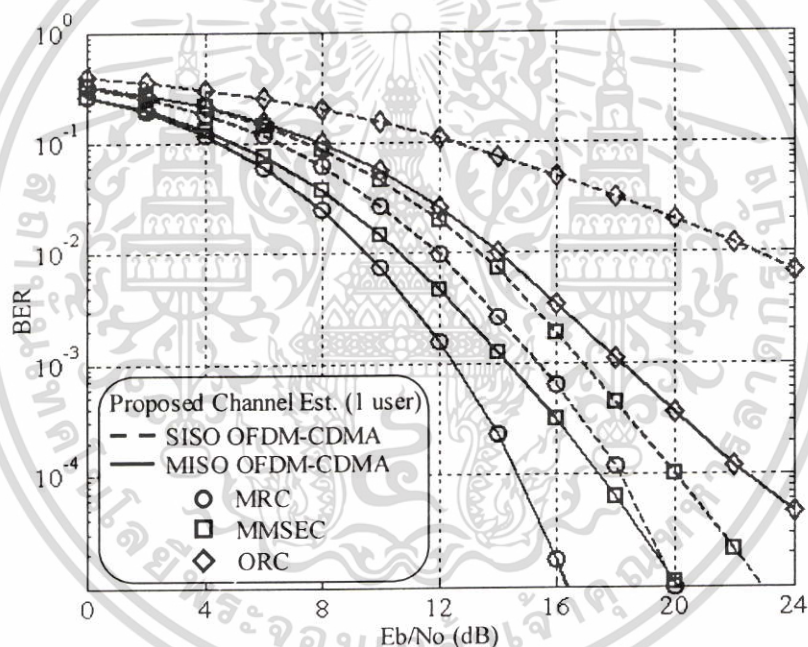


รูปที่ 5.18 อัตราความผิดพลาดบิตต่อจำนวนผู้ใช้งานของระบบ MISO OFDM-CDMA ที่ E_b/N_0 มีค่า 16 dB

ในรูปที่ 5.18 แสดงผลการจำลองในรูปอัตราความผิดพลาดบิตกับจำนวนผู้ใช้งานของระบบ MISO OFDM-CDMA ที่กำหนดให้ค่า E_b/N_0 เท่ากับ 16 dB โดยเป็นการเปรียบเทียบสมรรถนะของวิธีการประมวลช่องสัญญาณที่นำเสนอ กับวิธีการประมวลช่องสัญญาณแบบพื้นฐาน ที่ใช้การรวมสัญญาณทั้ง 3 วิธี เมื่อกำหนดให้มีผู้ใช้งานเพิ่มมากขึ้น ผลการจำลองการทำงานแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของวิธีการประมวลช่องสัญญาณที่นำเสนอว่าให้ค่าสมรรถนะที่ดีกว่าวิธีการประมวลช่องสัญญาณแบบพื้นฐาน และการรวมสัญญาณแบบ MMSEC ยังแสดงให้เห็นถึงความสามารถในการจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นๆ ได้ดีกว่าการรวมสัญญาณแบบ MRC และ ORC ในกรณีที่จำนวนผู้ใช้งานมีมากกว่า 50 เฮอร์เซ็นต์ ของความสามารถที่ระบบจะรองรับผู้ใช้งานได้สูงสุด สำหรับการรวมสัญญาณแบบ MRC จะให้สมรรถนะที่ดีว่าวิธีการรวมสัญญาณแบบอื่น ๆ ต่อเมื่อจำนวนผู้ใช้งานในขณะนั้นมีเพียง 25 เฮอร์เซ็นต์ ของความสามารถที่ระบบจะรองรับผู้ใช้งานได้สูงสุด และกรณีที่ใช้การรวมสัญญาณแบบ ORC จะสังเกตเห็นได้ว่าผลของการเพิ่มจำนวนสายอากาศทางด้านเครื่องส่ง เมื่อจำนวนผู้ใช้เพิ่มมากขึ้นจะทำให้สมรรถนะของการรวมสัญญาณแบบ ORC มีสมรรถนะเข้าใกล้การรวมสัญญาณแบบ MMSEC

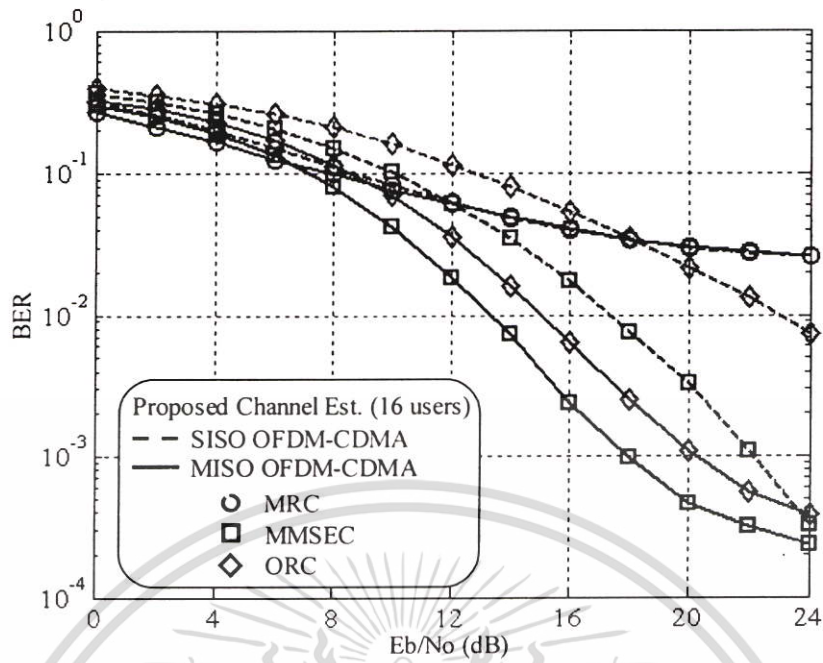
5.5.3 การเปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างระบบ SISO OFDM-CDMA กับระบบ MISO OFDM-CDMA

ในหัวข้อที่ 5.5.3 นี้จะเป็นการแสดงผลการเปรียบเทียบสมรรถนะในรูปของอัตราความผิดพลาดบิตต่อค่า E_b/N_0 ระหว่างระบบ SISO OFDM-CDMA กับระบบ MISO OFDM-CDMA โดยใช้วิธีการประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอ ในรูปที่ 5.19 เป็นการเปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างสองระบบในกรณีที่ไม่มีผลกระทบจากจำนวนผู้ใช้งานอื่นๆ (ในระบบมีหนึ่งผู้ใช้งาน) เมื่อใช้การรวมสัญญาณแบบ MRC ORC และ MMSEC โดยวิธีการรวมสัญญาณแบบ MRC และ MMSEC ของระบบ MISO OFDM-CDMA จะให้ค่า E_b/N_0 ที่ BER เท่ากับ 10^{-4} ดีกว่าระบบ SISO OFDM-CDMA อยู่ประมาณ 3.3 dB และ 2.6 dB ตามลำดับ และการรวมสัญญาณแบบ ORC ของระบบ MISO OFDM-CDMA ให้สมรรถนะที่ดีกว่าระบบ SISO OFDM-CDMA เป็นอย่างมาก

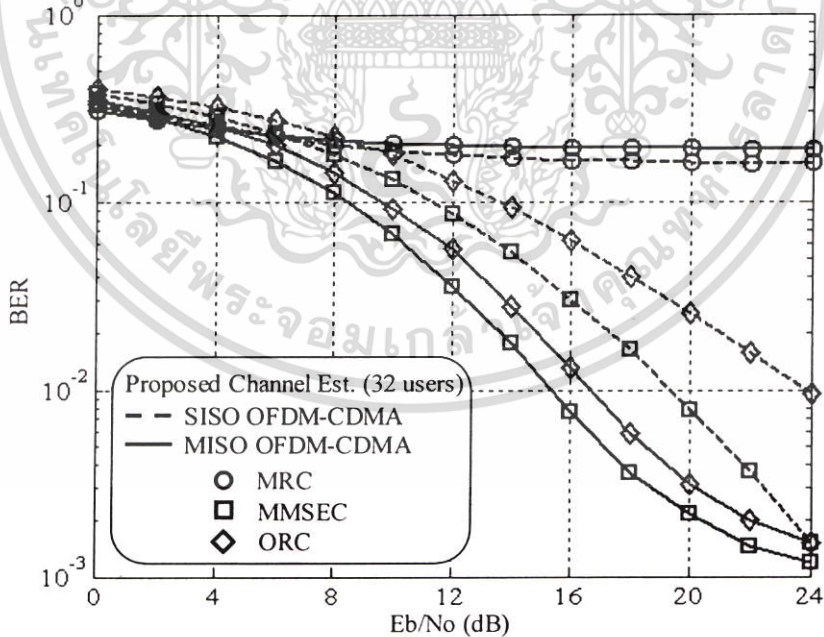


รูปที่ 5.19 การเปรียบเทียบสมรรถนะในรูปของอัตราความผิดพลาดบิตระหว่างระบบ SISO OFDM-CDMA กับระบบ MISO OFDM-CDMA ในกรณีที่หนึ่งผู้ใช้งาน

สำหรับรูปที่ 5.20 และรูปที่ 5.21 เป็นการเปรียบเทียบสมรรถนะในรูปของอัตราความผิดพลาดบิตต่อค่า E_b/N_0 ระหว่างระบบ SISO OFDM-CDMA กับระบบ MISO OFDM-CDMA กรณีที่มีผู้ใช้งานเป็น 16 และ 32 ผู้ใช้งาน ตามลำดับ



รูปที่ 5.20 การเปรียบเทียบสมรรถนะในรูปของอัตราความผิดพลาดบิตระหว่างระบบ SISO OFDM-CDMA กับระบบ MISO OFDM-CDMA ในกรณีที่มี 16 ผู้ใช้งาน

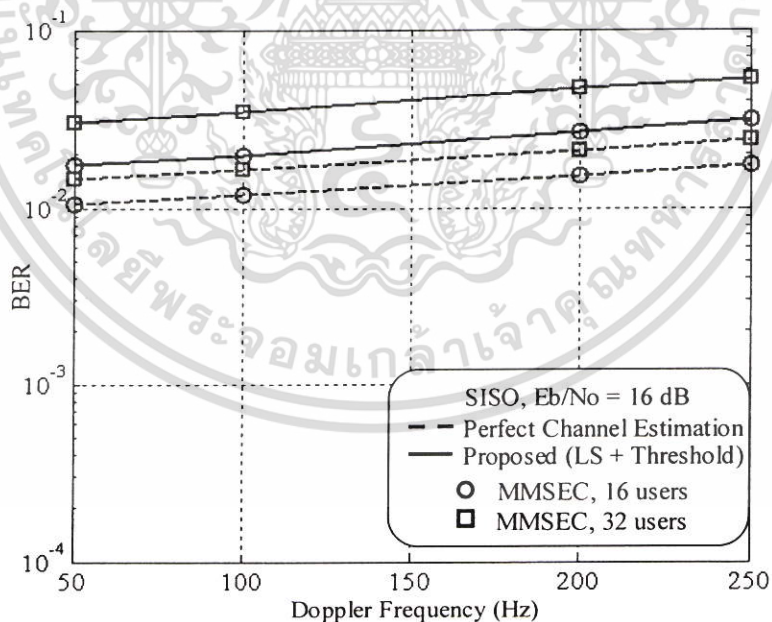


รูปที่ 5.21 การเปรียบเทียบสมรรถนะในรูปของอัตราความผิดพลาดบิตระหว่างระบบ SISO OFDM-CDMA กับระบบ MISO OFDM-CDMA ในกรณีที่มี 32 ผู้ใช้งาน

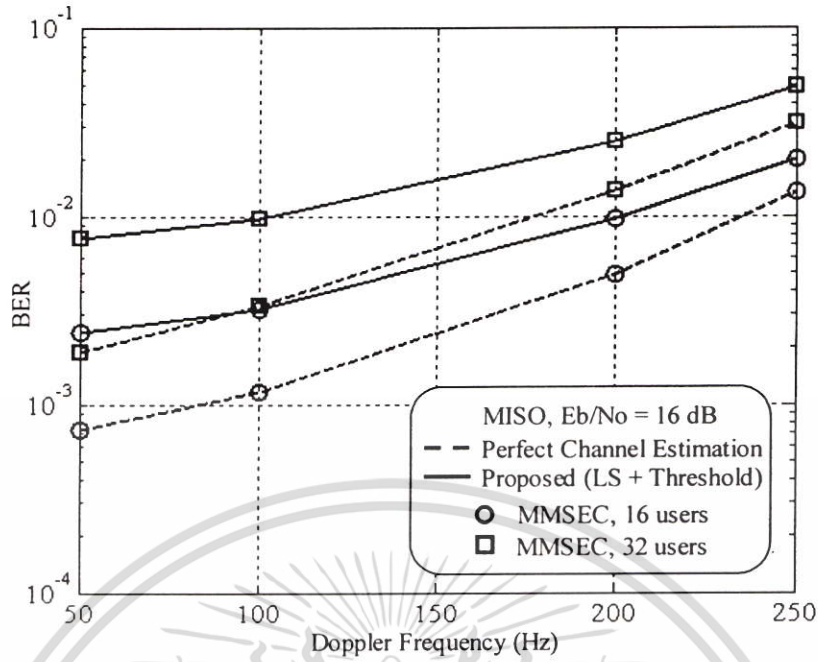
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5.4 ผลกระทบจากค่าความถี่ดอปเปลอร์สูงสุดต่อระบบ SISO OFDM-CDMA และระบบ MISO OFDM-CDMA

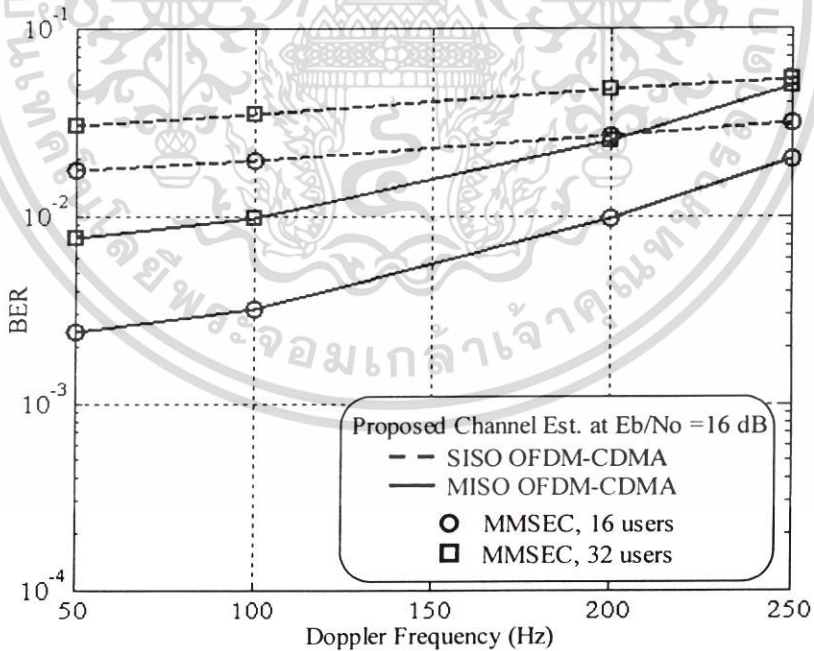
ในส่วนนี้แสดงผลกระทบจากค่าความถี่ดอปเปลอร์สูงสุด ต่อระบบ SISO OFDM-CDMA และระบบ MISO OFDM-CDMA ที่ใช้การรวมสัญญาณแบบ MMSEC และใช้แบบจำลองช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบมัลติพาธตามหัวข้อที่ 4.2 เมื่อกำหนดให้ค่าความถี่ดอปเปลอร์สูงสุดมีค่าเป็น 50 Hz 100 Hz 200 Hz และ 250 Hz ตามลำดับ มีผู้ใช้งานในระบบเป็น 16 ผู้ใช้งาน และ 32 ผู้ใช้งาน โดยแสดงในรูปที่ 5.22 และรูปที่ 5.23 โดยเปรียบเทียบระหว่างวิธีการประมาณช่องสัญญาณที่น่าเสนอ กับวิธีการประมาณช่องสัญญาณในอุดมคติ สำหรับรูปที่ 5.24 เป็นการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตต่อค่าความถี่ดอปเปลอร์สูงสุด ของทั้งสองระบบที่ Eb/No มีค่า 16 dB โดยใช้วิธีการประมาณช่องสัญญาณที่น่าเสนอ และใช้การรวมสัญญาณแบบ MMSEC ผลการจำลองการทำงานแสดงให้เห็นว่าเมื่อค่าความถี่ดอปเปลอร์สูงสุดเพิ่มมากขึ้น สมรรถนะของระบบ SISO OFDM-CDMA จะลดอย่างช้าๆ ในขณะที่สมรรถนะของระบบ MISO OFDM-CDMA ลดอย่างรวดเร็ว เหตุที่เป็นเช่นนี้ก็เพราะว่าการเพิ่มขึ้นของค่าความถี่ดอปเปลอร์สูงสุดส่งผลให้สัมประสิทธิ์การจางหายของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธไม่คงที่ในช่วงสองเฟรม ข้อมูลที่ส่งติดต่อกันจากสายอากาศชุดเดียวกัน



รูปที่ 5.22 อัตราความผิดพลาดบิตต่อค่าความถี่ดอปเปลอร์สูงสุดของระบบ SISO OFDM-CDMA ที่ Eb/No มีค่า 16 dB



รูปที่ 5.23 อัตราความผิดพลาดบิตต่อค่าความถี่ดอปเปลอร์สูงสุดของระบบ MISO OFDM-CDMA ที่ E_b/N_0 มีค่า 16 dB

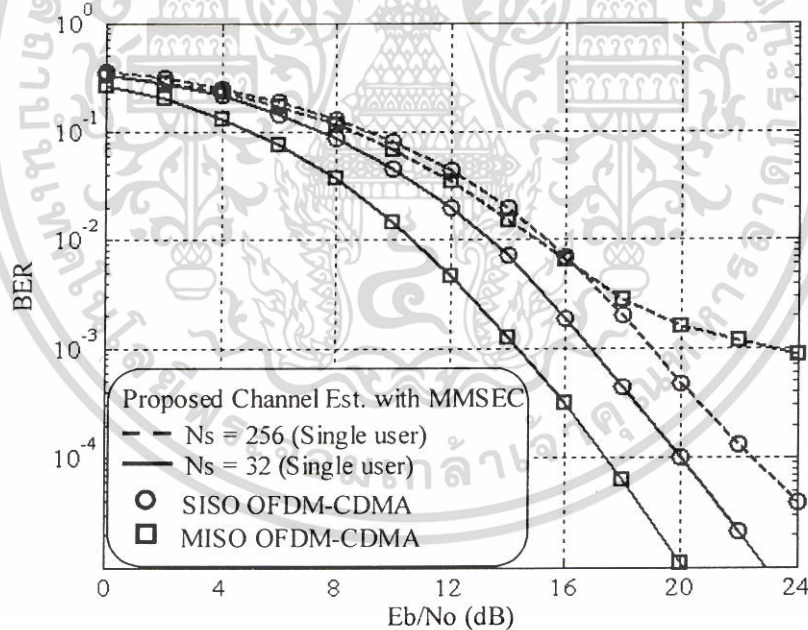


รูปที่ 5.24 การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตต่อค่าความถี่ดอปเปลอร์สูงสุด ของระบบ SISO OFDM-CDMA กับระบบ MISO OFDM-CDMA ที่ E_b/N_0 มีค่า 16 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5.5 ผลกระทบจากความยาวของเฟรมข้อมูลต่อระบบ SISO OFDM-CDMA และระบบ MISO OFDM-CDMA

ในหัวข้อที่ 5.5.5 นี้แสดงผลกระทบจากความยาวของเฟรมข้อมูลที่มีผลต่อระบบ SISO OFDM-CDMA และระบบ MISO OFDM-CDMA ที่ใช้การรวมสัญญาณแบบ MMSEC เมื่อกำหนดให้ค่าความถี่ดอปเปลอร์สูงสุดมีค่าเป็น 50 Hz มีผู้ใช้งานในระบบเพียงหนึ่งผู้ใช้งาน และใช้วิธีการประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอ โดยในรูปที่ 5.25 เป็นการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตต่อ E_b/N_0 ของทั้งสองระบบ ผลการจำลองการทำงานแสดงให้เห็นว่าเมื่อจำนวนสัญลักษณ์ OFDM-CDMA ต่อเฟรมข้อมูลมีค่าเป็น 32 ระบบ MISO OFDM-CDMA มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบ SISO OFDM-CDMA แต่เมื่อจำนวนสัญลักษณ์ OFDM-CDMA ต่อเฟรมข้อมูลมีค่าเป็น 256 สมรรถนะของระบบ SISO OFDM-CDMA จะลดอย่างช้าๆ ในขณะที่สมรรถนะของระบบ MISO OFDM-CDMA ลดเร็วกว่า เหตุที่เป็นเช่นนี้เพราะว่าการเพิ่มขึ้นของจำนวนสัญลักษณ์ต่อเฟรมข้อมูลส่งผลให้สัมประสิทธิ์การจางหายของช่องสัญญาณแบบมัลติพาทไม่คงที่ในช่วงสองเฟรมข้อมูลที่ส่งติดต่อกันเป็นผลให้สมรรถนะของระบบ MISO OFDM-CDMA ลดลง



รูปที่ 5.25 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ SISO OFDM-CDMA กับระบบ MISO OFDM-CDMA เมื่อจำนวนสัญลักษณ์ OFDM-CDMA ต่อเฟรมข้อมูลเป็น 32 และ 256

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

ระบบ OFDM-CDMA เป็นระบบที่ได้รับการคาดหมายว่าจะนำมาใช้กับระบบการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4 ซึ่งเป็นการนำเอาข้อดีของสองระบบมารวมกัน โดยระบบ OFDM เป็นระบบที่สามารถส่งผ่านข้อมูลด้วยความเร็วสูงเนื่องจากเป็นการส่งสัญญาณในลักษณะหลายคลื่นพาห์ (Multi-carrier) ซึ่งสเปกตรัมของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยๆ (Sub-carrier) นั้นสามารถที่จะซ้อนทับกันโดยไม่เกิดการรบกวนซึ่งกันและกันโดยอาศัยคุณสมบัติการตั้งฉากในแกนความถี่ของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยทำให้สามารถใช้แถบความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ นอกจากนี้ยังมีความต้านทานต่อการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญญาณลักษณะจากผลของช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบมัลติพาธ ในขณะที่ระบบ CDMA สามารถรองรับผู้ใช้งานได้จำนวนมาก และลดการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้งาน (Multi User Interference) โดยการเข้ารหัสในการสเปรด (Spread) สัญญาณของแต่ละผู้ใช้งานที่แตกต่างกัน

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการเพิ่มสมรรถนะให้กับระบบ OFDM-CDMA โดยการใช้เทคนิคการทำไคเวอร์ซิตีทางด้านเครื่องส่งที่เป็นการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ (Space-Time Block Code: STBC) ตามรูปแบบของ Alamouti ซึ่งเป็นลักษณะของการสื่อสารแบบ MISO (Multi Input Multi Output) เพื่อช่วยลดผลกระทบที่เกิดจากการจางหายของช่องสัญญาณ อย่างไรก็ตามการใช้เทคนิคการทำไคเวอร์ซิตีทางด้านเครื่องส่งต้องการความแม่นยำในการประมาณช่องสัญญาณเป็นอย่างมากเพื่อให้ระบบมีสมรรถนะที่ดี โดยวิธีการประมาณช่องสัญญาณแบบพื้นฐานใช้อัลกอริทึมแบบ LS ร่วมกับการแยกผลตอบสนองอิมพัลส์ของสัญญาณจากสายอากาศทางด้านเครื่องส่งแต่ละชุดออกจากกัน ด้วยการออกแบบสัญญาณปริเอมเบิลให้มีคุณสมบัติความตั้งฉากในแกนเวลา ผลตอบสนองอิมพัลส์ของสัญญาณเหล่านี้จะถูกแปลงไปเป็นผลตอบสนองความถี่ของสัญญาณด้วยกระบวนการ FFT โดยไม่ได้มีการลดผลกระทบจากสัญญาณรบกวนขาวแบบเกาส์เซียน (AWGN) ที่รวมอยู่ด้วยทำให้เกิดความผิดพลาดในการประมาณช่องสัญญาณสูง ดังนั้นจึงได้นำเสนอวิธีการเทรชโฮลด์ (Threshold) มาใช้เพื่อลดองค์ประกอบของสัญญาณรบกวนก่อนจะผ่านกระบวนการ FFT ส่งผลให้ค่าผลตอบสนองความถี่ของสัญญาณที่ประมาณได้มีความแม่นยำ และช่วยให้สมรรถนะของระบบดีขึ้น โดยพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบในวิทยานิพนธ์นี้อ้างอิงกับมาตรฐาน IEEE 802.11a ซึ่งเป็นมาตรฐานสำหรับระบบ WLAN โดยการจำลองจะเลือกช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบมัลติพาธที่กำหนดให้ระดับสัญญาณในแต่ละเส้นทางมีค่าลดลงแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล ซึ่งเป็นลักษณะของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่องสัญญาณที่แพร่กระจายคลื่นภายในอาคารสำนักงาน [23] มาใช้ในการทดสอบเพื่อหาค่าสมรรถนะของระบบ ซึ่งจากผลการจำลองการทำงานแสดงให้เห็นว่าวิธีการประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอนี้สามารถประมาณค่าผลตอบสนองความถี่ของสัญญาณได้อย่างแม่นยำ และทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้นมากที่สุดเมื่อใช้ร่วมกับเทคนิคการรวมสัญญาณที่เครื่องรับแบบ MMSEC โดยที่ระบบรองรับผู้ใช้งานเป็นจำนวนมากทั้งในกรณีที่ เป็นลักษณะการสื่อสารแบบ SISO OFDM-CDMA และ MISO OFDM-CDMA และยังพบว่าระบบ MISO OFDM-CDMA ให้สมรรถนะที่ดีกว่าระบบ SISO OFDM-CDMA นอกจากนี้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ยังแสดงให้เห็นถึงผลกระทบจากค่าความถี่ดอปเปลอร์สูงสุดที่เพิ่มขึ้นส่งผลทำให้สมรรถนะของระบบ MISO OFDM-CDMA ลดลง แต่ผลกระทบจากความถี่ดอปเปลอร์นี้จะไม่ส่งผลต่อระบบการสื่อสารไร้สายภายในอาคารเนื่องจากค่าความถี่ดอปเปลอร์สูงสุดจะต่ำกว่า 50 Hz ดังนั้นจะเห็นได้ว่าการทำโดเวอร์ซิติ์ทางด้านเครื่องส่งที่เป็นการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ และใช้วิธีการประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอมีความเหมาะสมที่จะนำไปใช้กับระบบการสื่อสารไร้สายภายในอาคารเป็นอย่างดี

วิธีการประมาณช่องสัญญาณสำหรับเทคนิคการทำโดเวอร์ซิติ์ทางด้านเครื่องส่งที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้สามารถนำไปใช้กับเทคนิคการทำโดเวอร์ซิติ์ทางด้านเครื่องส่งแบบอื่นๆ เช่น STTC (Space-Time Trellis Codes) ST Turbo TC (Space-Time Turbo Trellis Codes) ฯลฯ นอกเหนือจากการใช้เทคนิคการทำโดเวอร์ซิติ์ทางด้านเครื่องส่งเพื่อเพิ่มสมรรถนะให้กับระบบ OFDM-CDMA แล้ว ยังมีเทคนิคอื่นๆที่น่าสนใจ และสามารถทำให้ระบบมีสมรรถนะที่ดีขึ้นไม่ว่าจะเป็นเทคนิคการเข้ารหัสช่องสัญญาณ (Channel Coding) การมอดูเลตและการดีมอดูเลตสัญญาณ เป็นต้น ซึ่งเมื่อเอาวิธีการต่างๆมาใช้ร่วมกันจะทำให้ระบบมีสมรรถนะที่ดีมากยิ่งขึ้น

บรรณานุกรม

- [1]. R. Van Nee, G. Awater, M. Morikura, H. Takanashi, M. Webster and K. W. Halford, "New high-rate wireless LAN standards," IEEE Commun. Mag., pp. 82-88, Dec. 1999
- [2]. Z. Yang, B. Lu and X. Wang, "Bayesian monte carlo multiuser receiver for space-time coded multicarrier CDMA systems," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 19, no. 8, pp. 1625-1637, Aug. 2001.
- [3]. G. L. Stuber, J. R. Barry, S. W. Mclaughlin, Y. Li, M. A. Ingram and T. G. Pratt, "Broadband MIMO-OFDM Wireless Communications," Proc. of IEEE, vol. 92, no. 2, pp.271-294, Feb. 2004.
- [4]. Y. You, W. Jeon, J. Paik, D. Hong and H. Song, "Training Sequence Design and Channel Estimation of OFDM-CDMA Broadband Wireless Access Networks With Diversity Techniques," IEEE Trans. Broadcast, vol. 49, no. 4, pp. 354-361 Dec. 2003
- [5]. J. G. Proakis, **Digital Communications**, 4th edition, McGraw-Hill Companies, Inc., 2001.
- [6]. W. C. Jakes, **Microwave Mobile Communications**, IEEE Press, 1994
- [7]. E. C. Ifeachor and B. W. Jervis, **Digital signal processing: a practical approach**, Addison-Wesley Publishers, 1993.
- [8]. S. Dachporn, T. Pattanatadapong, H. Kobayashi and T. Paungma, "Performance Analysis of Burst Mode OFDM-QPSK System in Multi-path Fading Channel," Proc. of ISCIT, pp.37-40, Oct. 2002.
- [9]. G. V. Rangaraj, M. R. Raghavendra and K. Giridhar, "Improved Channel Estimation for OFDM Based WLAN Systems," Proceeding of the International Conference on Wireless Communication Network ICWCN, Chennai, India, June 2003.
- [10]. K. Fazel and S. Kaiser, **Multi-Carrier Spread-Spectrum & Related Topics**, Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [11]. S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," IEEE Commun. Mag., vol. 35, no. 3, pp. 126-133, Dec. 1997.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [12]. S. Kaiser, "On the performance of different detection techniques for OFDM-CDMA in fading channels," IEEE ICC'95, pp. 2059-2063, June 1995.
- [13]. E. A. Sourour and M. Nakagawa, "Performance of orthogonal multicarrier CDMA in a multipath fading channel," IEEE Trans. Commun., vol. 44, pp. 356-366, Mar. 1996.
- [14]. Y. You, M. Kim, S. Hong, I. Hwang and H. Song, "Performance Investigation of STBC-OFDM with Code-Division Multiplexing in Time-Varying Channels," IEEE Trans. Broadcast., vol. 50, no. 4, Dec. 2004.
- [15]. S. M. Alamouti, "A Simple Transmitter Diversity Scheme for Wireless Communication," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 16, no. 8, pp.1451-1458, Oct. 1998.
- [16]. V. Tarokh, H. Jafarkhani and A. R. Calderbank, "Space-Time Block Coding for Wireless Communication: Performance Results," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 17, no. 3, pp.451-459, Mar. 1999.
- [17]. B. Vucetic and J. Yuan, **Space-Time Coding**, John Wiley & Sons Ltd, 2003
- [18]. V. Tarokh, H. Jafarkhani and A. R. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communications: performance results," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 45, no. 4, pp. 1121-1128, May 1999.
- [19]. B. Hochwald, T. L. Marzetta and C. B. Papadias, "A transmitter diversity scheme for wideband CDMA systems based on space-time spreading," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 19, no. 1, pp. 48-60, Jan. 2001.
- [20]. X. Cai and A. N. Akansu, "Multicarrier CDMA Systems with Transmit Diversity," IEEE Veh. Technol. Conf., pp. 2817-2821, 2000.
- [21]. J. J. Beek, O. Edfors and M. Sandell, "On channel Estimation in OFDM Systems," IEEE Veh. Technol. Conf., vol. 2, pp. 815-819, July 1995.
- [22]. T. S. Rappaport, **Wireless Communication: Principles and Practice**, Prentice Hall, 1996.
- [23]. A. Doufexi, S. Armour, M. Butler, A. Nix, D. Bull and J. McGeehan, "A Comparison of the HIPERLAN/2 and IEEE 802.11a Wireless LAN Standards," IEEE Commun. Mag., pp. 172-180, May 2002.

ภาคผนวก ก.

ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์

- 1 **ผาณิต ละมุล** วันนิวัต กลิ่นงาม มนตรี คำเงิน และกอบชัย เดชหาญ, "การจัดสัญญาณแทรกสอดในระบบ OFDM สำหรับช่องสัญญาณสื่อสารการบิน" การประชุมทางวิชาการ ครั้งที่ 43 มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์, จังหวัดกรุงเทพฯ, หน้า 152-159, 1-4 กุมภาพันธ์ 2548
- 2 P. Lamun, S. Chivapreecha and K. Dejhan, "An Implementation of AWGN Generator on FPGA," Proceeding of the First Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications, and Information Technology (ECTI) Annual Conference, pp. 129-132, Pattaya, Thailand, May 13-14, 2004.
- 3 จอมใจ ศรีอำไพ **ผาณิต ละมุล** กอบชัย เดชหาญ, "การวิเคราะห์สมรรถนะการเข้ารหัส Turbo-OFDM มาตรฐาน IEEE 802.11a บนช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิ้ง" วิศวกรรมลาดกระบัง ปีที่ 21, ฉบับที่ 3, หน้า 62-67, กันยายน 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

นายผาณิต ละมุล เกิดเมื่อวันที่ 9 กันยายน พ.ศ. 2522 ที่จังหวัดพัทลุง สำเร็จการศึกษาปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (เกียรตินิยมอันดับ 2) สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2545 และเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท หลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2546



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้