

การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลร่วมกับไอเอฟดีเอ็ม  
สำหรับการสื่อสารไร้สาย



นายศรัณย์ เมืองไทย

สถาบันวิทยบริการ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

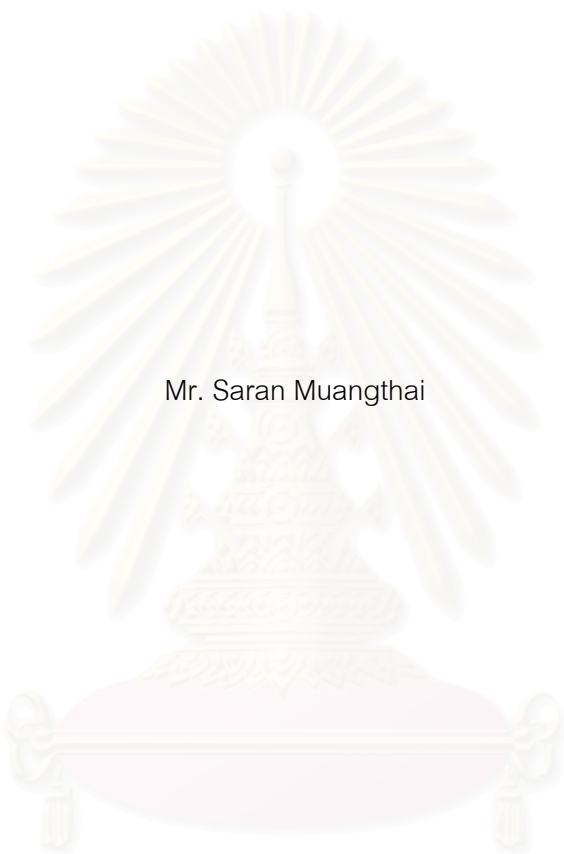
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2547

ISBN 974-17-6603-3

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

DIFFERENTIAL SPACE-TIME BLOCK-CODED OFDM  
FOR WIRELESS COMMUNICATIONS



Mr. Saran Muangthai

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

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

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering

Chulalongkorn University

Academic Year 2004

ISBN 974-17-6603-3

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลร่วมกับไอเอฟดีเอ็ม สำหรับการสื่อสารไร้สาย
โดย	นายศรัณย์ เมืองไทย
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษา	รองศาสตราจารย์ ดร.ลัญจกร วุฒิสีทธิกุลกิจ
อาจารย์ที่ปรึกษา (ร่วม)	อาจารย์ สุวิทย์ นาคพีระยุทธ

---

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัยเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

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

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

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

..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
(รองศาสตราจารย์ ดร.ลัญจกร วุฒิสีทธิกุลกิจ)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา (ร่วม)  
(อาจารย์ สุวิทย์ นาคพีระยุทธ)

..... กรรมการ  
(รองศาสตราจารย์ ดร.วาทิต เบญจพลกุล)

ศรัณย์ เมืองไทย : การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลร่วมกับโอเอฟดีเอ็ม สำหรับการสื่อสารไร้สาย. (DIFFERENTIAL SPACE-TIME BLOCK-CODED OFDM FOR WIRELESS COMMUNICATIONS) อ. ที่ปรึกษา : รศ. ดร.ลัญจกร วุฒิสีทธิกุลกิจ, อ. ที่ปรึกษาร่วม : อ. สุวิทย์ นาคพิระยุทธ, 93 หน้า. ISBN 974-17-6603-3.

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เสนอระบบที่ใช้การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลร่วมกับโอเอฟดีเอ็ม ในช่องสัญญาณที่มีเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ เพื่อให้สมรรถนะในแง่ของอัตราบิดผิดพลาดของระบบดีกว่าระบบที่ใช้การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลเพียงอย่างเดียว ในช่องสัญญาณแบบเดียวกัน เนื่องจากหลักการของระบบที่เสนอนี้ อาศัยข้อดีของโอเอฟดีเอ็มที่มีการใส่เวลาคุมในแต่ละสัญลักษณ์ของโอเอฟดีเอ็ม สำหรับป้องกันการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ ดังนั้นเมื่อช่องสัญญาณส่งผลให้เกิดการแผ่แบบประวิงเวลาที่ไม่เกินช่วงเวลาคุมนี้ ก็จะไม่เกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ขึ้น การนำโอเอฟดีเอ็มมาใช้กับช่องสัญญาณที่มีเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ จึงเปรียบเสมือนการแปลงช่องสัญญาณเป็นช่องสัญญาณย่อยที่ขนานกันตามจำนวนคลื่นพาห่อย่อย ซึ่งช่องสัญญาณย่อยเหล่านี้มีเฟดดิ้งแบบราบนั่นเอง ระบบที่เสนอนี้แบ่งออกเป็น 2 วิธี คือ ระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และระบบที่เสนอวิธีที่ 2 ซึ่งทั้งสองวิธีมีการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลที่แต่ละคลื่นพาห่อย่อย และการตรวจจับของภาครับที่แตกต่างกัน

ผลจากการจำลองแบบด้วยคอมพิวเตอร์แสดงให้เห็นว่า ระบบที่เสนอทั้งสองวิธีมีสมรรถนะในแง่ของอัตราบิดผิดพลาดที่ดีกว่าระบบที่ใช้การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลเพียงอย่างเดียว ทั้งในกรณีสายอากาศส่งจำนวน 2 3 และ 4 ตัว ซึ่งใช้รหัสกรุปยูนิแทรีที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ 1.0 1.5 และ 2.0 b/s/Hz ถึงแม้ว่าเมื่อพิจารณาความซับซ้อนของการคำนวณ ระบบที่เสนอทั้งสองวิธีจะมีความซับซ้อนที่เพิ่มขึ้น แต่ก็ก็เป็นความซับซ้อนที่สามารถยอมรับได้

ภาควิชา ..... วิศวกรรมไฟฟ้า .....

สาขาวิชา ..... วิศวกรรมไฟฟ้า .....

ปีการศึกษา ..... 2547 .....

ลายมือชื่อนิสิต .....

ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา .....

ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษาร่วม .....

# # 4470558921 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEY WORDS: OFDM / DIFFERENTIAL SPACE-TIME BLOCK CODE / FREQUENCY-SELECTIVE FADING

SARAN MUANGTHAI : DIFFERENTIAL SPACE-TIME BLOCK-CODED OFDM FOR WIRELESS COMMUNICATIONS. THESIS ADVISOR : ASSOC. PROF. LUNCHAKORN WUTTISITTIKULKIJ, Ph.D., THESIS COADVISOR : SUVIT NAKPEERAYUTH, 93 pp. ISBN 974-17-6603-3.

This thesis proposes the system with Differential Space-Time Block-Coded OFDM (DSTBC-OFDM) in frequency-selective fading channels. The purpose of this method is to provide the better performance, in bit error rate (BER) aspect, than the system with only DSTBC in the same channels. The proposed system uses the OFDM advantage that has guard time for each symbol to prevent intersymbol interference (ISI). If the channels cause delay spread that is not larger than the guard time, ISI will not happen. Therefore, by exploiting OFDM, a frequency-selective fading channel is transformed, with respect to subcarriers, into parallel flat-fading subchannels. There are two methods of the proposed system, which are both different in coding of each subcarrier and detection of receiver.

According to the computer simulation results, both methods of the proposed system provide the better BER performance than the system with only DSTBC when 2, 3 and 4 transmit antennas with bit rate of 1.0, 1.5 and 2.0 b/s/Hz unitary group codes. Although, the complexity of the proposed system in both methods is higher, but it is acceptable.

Department	..... <u>Electrical Engineering</u> .....	Student's signature	.....
Field of study	..... <u>Electrical Engineering</u> .....	Advisor's signature	.....
Academic year	..... <u>2004</u> .....	Co-advisor's signature	.....

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะไม่สามารถดำเนินการสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี หากไม่ได้รับความช่วยเหลืออย่างดียิ่งจากอาจารย์ที่ปรึกษา รองศาสตราจารย์ ดร.ฉัตรฉัตร วุฒิสถิตกุลกิจ และอาจารย์ที่ปรึกษาร่วม อาจารย์สุวิทย์ นาคพิระยุทธ ซึ่งได้ให้คำแนะนำ แนวทาง ตลอดจนข้อคิดเห็นต่าง ๆ อันเป็นประโยชน์อย่างยิ่งในการทำวิจัย ข้าพเจ้าจึงต้องขอกราบขอบพระคุณมาเป็นอย่างสูง

นอกจากนี้ ข้าพเจ้าต้องขอขอบคุณพี่ ๆ เพื่อน ๆ ทั้งในห้องปฏิบัติการวิจัยระบบโทรคมนาคม และกรรมวิธีสัญญาณดิจิทัล ที่ได้ช่วยให้คำแนะนำ ข้อคิดเห็นต่าง ๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อการทำงานวิจัย และที่ลืมเสียมิได้ คือ ห้องปฏิบัติการวิจัยระบบโทรคมนาคม ซึ่งเป็นสถานที่ที่ใช้ในการทำงานวิจัยมาโดยตลอด

ท้ายที่สุดนี้ ข้าพเจ้าต้องขอกราบขอบพระคุณ บิดามารดา และขอบคุณทุก ๆ คนในครอบครัวของข้าพเจ้า ที่คอยให้การสนับสนุนและเป็นกำลังใจเสมอมา ตั้งแต่เริ่มต้นจนจบจนกระทั่งสำเร็จการศึกษา

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

# สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย .....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ .....	จ
กิตติกรรมประกาศ .....	ฉ
สารบัญ .....	ช
สารบัญตาราง .....	ฎ
สารบัญรูป .....	ฏ
บัญชีคำศัพท์ .....	ฒ

## บทที่

1 บทนำ .....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา .....	1
1.2 แนวทางของวิทยานิพนธ์ .....	4
1.3 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ .....	5
1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ .....	5
1.5 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน .....	5
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ .....	6
1.7เค้าโครงของวิทยานิพนธ์ .....	6
2 หลักการและทฤษฎี .....	7
2.1 โอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal Frequency Division Multiplexing : OFDM) .....	7
2.1.1 อธิบายการสร้างสัญญาณโอเอฟดีเอ็มด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ .....	8
2.1.2 กระบวนการสร้างสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม .....	10
2.2 รหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อก (Space-Time Block Code : STBC) .....	11
2.2.1 แบบจำลองของระบบ .....	12
2.2.2 พิจารณาการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกกรณีภาครับมี CSI โดยสมมุติ 13	
2.2.3 พิจารณาการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกกรณีภาครับไม่มี CSI .....	15
2.3 การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียล .....	17
2.3.1 รหัสกรุป .....	18

## สารบัญ (ต่อ)

บทที่	หน้า
2.3.2	18
2.3.3	19
2.3.4	20
2.4	21
2.4.1	22
2.4.2	23
2.5	26
3	29
3.1	29
3.2	29
3.3	33
3.3.1	33
3.3.2	34
3.4	35
3.4.1	36
3.4.2	37
3.4.3	40
3.4.3.1	40
3.4.3.2	42
3.4.4	44
4	46
4.1	46



## สารบัญ (ต่อ)

บทที่	หน้า
4.1.1 รหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อก และพารามิเตอร์ของโอเอฟดีเอ็ม ที่ใช้ในการจำลองแบบ .....	46
4.1.2 ช่องสัญญาณที่ใช้ในการจำลองแบบ .....	48
4.1.2.1 ช่องสัญญาณมัลติเรย์ .....	48
4.1.2.2 ช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 Model A .....	49
4.2 ผลของจำนวนบล็อกที่ใช้ตรวจจับข่าวสารของภาครับแบบดิฟเฟอเรนเชียล .....	51
4.2.1 ผลของการเพิ่มจำนวนบล็อกที่ใช้ตรวจจับข่าวสารของภาครับ แบบดิฟเฟอเรนเชียลในระบบที่เสนอวิธีที่ 1 .....	51
4.2.2 ผลของการเพิ่มจำนวนบล็อกที่ใช้ตรวจจับข่าวสารของภาครับ แบบดิฟเฟอเรนเชียลในระบบที่เสนอวิธีที่ 2 .....	54
4.3 ผลของจำนวนสายอากาศส่งที่มีต่อสมรรถนะของระบบ .....	56
4.3.1 ผลของจำนวนสายอากาศส่งที่มีต่อสมรรถนะของระบบ ที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว .....	56
4.3.2 ผลของจำนวนสายอากาศส่งที่มีต่อสมรรถนะของระบบ ที่ใช้ STBC-OFDM .....	58
4.3.3 ผลของจำนวนสายอากาศส่งที่มีต่อสมรรถนะของระบบที่เสนอวิธีที่ 1 .....	61
4.3.4 ผลของจำนวนสายอากาศส่งที่มีต่อสมรรถนะของระบบที่เสนอวิธีที่ 2 .....	64
4.4 เปรียบเทียบสมรรถนะของแต่ละระบบ .....	67
4.4.1 เปรียบเทียบสมรรถนะของแต่ละระบบในช่องสัญญาณมัลติเรย์ .....	67
4.4.2 เปรียบเทียบสมรรถนะของแต่ละระบบในช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 .....	72
4.5 เปรียบเทียบความซับซ้อนของอัลกอริทึมของแต่ละระบบ .....	77
5 สรุป .....	80
5.1 บทสรุป .....	80
5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการทำวิจัยในอนาคต .....	82
รายการอ้างอิง .....	83
ภาคผนวก .....	85

สารบัญ (ต่อ)

บทที่	หน้า
รหัสกรุปยูนิแทรี (Unitary Group Codes) .....	86
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์ .....	93



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
3.1	ความซับซ้อนทางการคำนวณของแต่ละระบบ .....	44
3.2	ความซับซ้อนทางการคำนวณซึ่งเกิดจากการบวกหรือการลบ และความซับซ้อน ที่เกิดจากการคูณของแต่ละระบบ .....	45
4.1	รหัสกรุปยูนิแทรีที่ใช้ในกรณีที่มีจำนวนสายอากาศส่ง 2 ตัว ( $N_t = N_x = 2$ ) .....	46
4.2	รหัสกรุปยูนิแทรีที่ใช้ในกรณีที่มีจำนวนสายอากาศส่ง 3 ตัว ( $N_t = N_x = 3$ ) .....	47
4.3	รหัสกรุปยูนิแทรีที่ใช้ในกรณีที่มีจำนวนสายอากาศส่ง 4 ตัว ( $N_t = N_x = 4$ ) .....	47
4.4	พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของโอเอฟดีเอ็มที่ใช้ในการจำลองแบบ .....	48
4.5	การประวิงในแต่ละวิถีของช่องสัญญาณมัลติเรย์ เมื่อจำลองด้วย แบบจำลอง Tapped-delay-line .....	49
4.6	พารามิเตอร์สำหรับช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 Model A .....	49



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## สารบัญรูป

รูปที่		หน้า
1.1	บล็อกไดอะแกรมของระบบที่ใช้การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาร่วมกับ OFDM .....	2
1.2	บล็อกไดอะแกรมของระบบ DSBC-OFDM ที่เสนอ .....	4
2.1	หลักการของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม .....	7
2.2	การสร้างสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม .....	9
2.3	ตัวอย่างของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่มีคลื่นพาห่อย่อย 4 คลื่น .....	9
2.4	บล็อกไดอะแกรมภาคส่งและภาครับของโอเอฟดีเอ็ม .....	11
2.5	แบบจำลองของระบบ .....	12
2.6	รูปแบบของเฟดดิ้ง .....	24
2.7	แบบจำลอง Tapped-delay-line สำหรับช่องสัญญาณที่มีเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ ....	27
3.1	แบบจำลองของระบบ DSTBC-OFDM ที่เสนอ .....	29
3.2	สัญลักษณ์ DSTBC ที่ถูกจัดลำดับแล้ว จำนวน 1 ชุด ของแต่ละโอเอฟดีเอ็มสล็อต .....	30
3.3	อินพุตและเอาต์พุตของการแปลงฟูรีเยร์ดิสครีตผกผัน .....	31
4.1	ผลของการเพิ่มจำนวนบล็อกที่ใช้ตรวจจับข่าวสารของภาครับแบบดิฟเฟอเรนเชียล ในระบบที่เสนอวิธีที่ 1 ในช่องสัญญาณมัลติเรย์ เมื่อ (ก) DSTBC มี $R = 1.0$ , (ข) DSTBC มี $R = 1.5$ และ (ค) DSTBC มี $R = 2.0$ .....	52
4.2	ผลของการเพิ่มจำนวนบล็อกที่ใช้ตรวจจับข่าวสารของภาครับแบบดิฟเฟอเรนเชียล ในระบบที่เสนอวิธีที่ 1 ในช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 เมื่อ (ก) DSTBC มี $R = 1.0$ , (ข) DSTBC มี $R = 1.5$ และ (ค) DSTBC มี $R = 2.0$ .....	53
4.3	ผลของการเพิ่มจำนวนบล็อกที่ใช้ตรวจจับข่าวสารของภาครับแบบดิฟเฟอเรนเชียล ในระบบที่เสนอวิธีที่ 2 ในช่องสัญญาณมัลติเรย์ เมื่อ (ก) DSTBC มี $R = 1.0$ , (ข) DSTBC มี $R = 1.5$ และ (ค) DSTBC มี $R = 2.0$ .....	54
4.4	ผลของการเพิ่มจำนวนบล็อกที่ใช้ตรวจจับข่าวสารของภาครับแบบดิฟเฟอเรนเชียล ในระบบที่เสนอวิธีที่ 2 ในช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 เมื่อ (ก) DSTBC มี $R = 1.0$ , (ข) DSTBC มี $R = 1.5$ และ (ค) DSTBC มี $R = 2.0$ .....	55
4.5	ผลของจำนวนสายอากาศส่งที่มีต่อสมรรถนะของระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว ในช่องสัญญาณมัลติเรย์ เมื่อ (ก) DSTBC มี $R = 1.0$ , (ข) DSTBC มี $R = 1.5$ และ (ค) DSTBC มี $R = 2.0$ .....	57

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.6 ผลของจำนวนสายอากาศส่งที่มีต่อสมรรถนะของระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว ในช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 เมื่อ (ก) DSTBC มี $R = 1.0$ , (ข) DSTBC มี $R = 1.5$ และ (ค) DSTBC มี $R = 2.0$ .....	58
4.7 ผลของจำนวนสายอากาศส่งที่มีต่อสมรรถนะของระบบที่ใช้ STBC-OFDM ในช่องสัญญาณมัลติเรย์ เมื่อ (ก) STBC มี $R = 1.0$ , (ข) STBC มี $R = 1.5$ และ (ค) STBC มี $R = 2.0$ .....	59
4.8 ผลของจำนวนสายอากาศส่งที่มีต่อสมรรถนะของระบบที่ใช้ STBC-OFDM ในช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 เมื่อ (ก) STBC มี $R = 1.0$ , (ข) STBC มี $R = 1.5$ และ (ค) STBC มี $R = 2.0$ .....	60
4.9 ผลของจำนวนสายอากาศส่งที่มีต่อสมรรถนะของระบบที่เสนอวิธีที่ 1 ในช่องสัญญาณมัลติเรย์ เมื่อ (ก) DSTBC มี $R = 1.0$ , (ข) DSTBC มี $R = 1.5$ และ (ค) DSTBC มี $R = 2.0$ .....	62
4.10 ผลของจำนวนสายอากาศส่งที่มีต่อสมรรถนะของระบบที่เสนอวิธีที่ 1 ในช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 เมื่อ (ก) DSTBC มี $R = 1.0$ , (ข) DSTBC มี $R = 1.5$ และ (ค) DSTBC มี $R = 2.0$ .....	63
4.11 ผลของจำนวนสายอากาศส่งที่มีต่อสมรรถนะของระบบที่เสนอวิธีที่ 2 ในช่องสัญญาณมัลติเรย์ เมื่อ (ก) DSTBC มี $R = 1.0$ , (ข) DSTBC มี $R = 1.5$ และ (ค) DSTBC มี $R = 2.0$ .....	65
4.12 ผลของจำนวนสายอากาศส่งที่มีต่อสมรรถนะของระบบที่เสนอวิธีที่ 2 ในช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 เมื่อ (ก) DSTBC มี $R = 1.0$ , (ข) DSTBC มี $R = 1.5$ และ (ค) DSTBC มี $R = 2.0$ .....	66
4.13 สมรรถนะของแต่ละระบบ ในช่องสัญญาณมัลติเรย์ กรณีสายอากาศส่ง 2 ตัว เมื่อ (ก) DSTBC มี $R = 1.0$ , (ข) DSTBC มี $R = 1.5$ และ (ค) DSTBC มี $R = 2.0$ .....	68
4.14 สมรรถนะของแต่ละระบบ ในช่องสัญญาณมัลติเรย์ กรณีสายอากาศส่ง 3 ตัว เมื่อ (ก) DSTBC มี $R = 1.0$ , (ข) DSTBC มี $R = 2.0$ .....	70

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
4.15	สมรรถนะของแต่ละระบบ ในช่องสัญญาณมัลติเพล็กซ์ กรณีสายอากาศส่ง 4 ตัว เมื่อ (ก) DSTBC มี $R = 1.0$ , (ข) DSTBC มี $R = 1.5$ และ (ค) DSTBC มี $R = 2.0$ .....	71
4.16	สมรรถนะของแต่ละระบบ ในช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 กรณีสายอากาศส่ง 2 ตัว เมื่อ (ก) DSTBC มี $R = 1.0$ , (ข) DSTBC มี $R = 1.5$ และ (ค) DSTBC มี $R = 2.0$ .....	73
4.17	สมรรถนะของแต่ละระบบ ในช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 กรณีสายอากาศส่ง 3 ตัว เมื่อ (ก) DSTBC มี $R = 1.0$ , (ข) DSTBC มี $R = 2.0$ .....	74
4.18	สมรรถนะของแต่ละระบบ ในช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 กรณีสายอากาศส่ง 4 ตัว เมื่อ (ก) DSTBC มี $R = 1.0$ , (ข) DSTBC มี $R = 1.5$ และ (ค) DSTBC มี $R = 2.0$ .....	75
4.19	ความซับซ้อนของอัลกอริทึมของแต่ละระบบ เมื่อ (ก) DSTBC มี $R = 1.0$ , (ข) DSTBC มี $R = 1.5$ และ (ค) DSTBC มี $R = 2.0$ .....	78

## บัญชีคำศัพท์

กระแสข้อมูล	data stream
การกระจายแบบเกาส์	gaussian distribution
การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลา	space-time coding
การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบเทรลลิส	space-time trellis coding ย่อว่า STTC
การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อก	space-time block coding ย่อว่า STBC
การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียล	differential space-time block coding ย่อว่า DSTBC
การจำลองแบบ	simulation
การแจกแจงแบบยูนิฟอร์ม	uniform distribution
การแจกแจงแบบเรย์ลีย์	Rayleigh distribution
การซ้อนทับกัน	overlapping
การซิงโครไนซ์เฟส	phase synchronization
การได้ประโยชน์เชิงไดเวอร์ซิตี	diversity advantage
การได้ประโยชน์เชิงรหัส	coding advantage
การตรวจจับเชิงผลต่าง	differential detection
การตรวจจับแบบไม่ร่วมนัย	noncoherent detection
การตรวจจับแบบร่วมนัย	coherent detection
การทรานสโพสสังยุค	conjugate transpose
การแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์	intersymbol interference ย่อว่า ISI
การประมาณค่าช่องสัญญาณ	channel estimation
การแปลงฟูริเยร์ดิสครีตผกผัน	inverse discrete Fourier transform ย่อว่า IDFT
การแปลงฟูริเยร์ผกผัน	inverse Fourier transform
การแผ่แบบดอปเพลอร์	doppler spread
การแผ่แบบประวิงเวลา	delay spread
การแผ่แบบประวิงเวลาอาร์เอ็มเอส	rms delay spread
การมอดูเลตเชิงเลขทางเฟส	phase shift keying ย่อว่า PSK
การมอดูเลตเชิงเลขทางเฟสผลต่าง	differential phase shift keying ย่อว่า DPSK

## บัญชีคำศัพท์ (ต่อ)

การมอดูเลตแบบคิเควเอ็ม	quadrature amplitude modulation ย่อว่า QAM
การมัลติเพลกซ์แบบแบ่งความถี่	frequency division multiplexing ย่อว่า FDM
การมัลติเพลกซ์แบบแบ่งความถี่เชิงตั้งฉาก	orthogonal frequency division multiplexing ย่อว่า OFDM
การเลื่อนความถี่แบบดอปเพลอร์	doppler shift
ขอบเขตเชอร์นอฟ	Chernoff bound
คลื่นพาหีย่อย	subcarrier
คลื่นหลายวิถี	multipath
ความถี่ออฟเซต	frequency offset
ความผิดพลาดแบบเบิร์สต์	burst error
ค่าเจาะจง	eigenvalue
คุณลักษณะของช่องสัญญาณ	channel characteristic
คุณลักษณะเชิงสเปกตรัม	spectrum characteristic
จุดคอนสเทลเลชัน	constellation point
ช่วงเวลาของสัญลักษณ์	symbol duration
ช่องสัญญาณ HIPERLAN/2	HIPERLAN/2 channel
ช่องสัญญาณเฟดดิ้ง	fading channel
ช่องสัญญาณมัลติเรย์	multiray channel
ช่องสัญญาณย่อย	subchannel
ไดเวอร์ซิตี	diversity
ไดเวอร์ซิตีทางความถี่	frequency diversity
ไดเวอร์ซิตีทางด้านรับ	receive diversity
ไดเวอร์ซิตีทางด้านส่ง	transmit diversity
ไดเวอร์ซิตีทางเวลา	time diversity
ตั้งฉาก	orthogonal
ตัวกำเนิด	generator
ตัวตรวจจับแบบ ML	maximum-likelihood detector
ตัวแปรสุ่มแบบเกาส์เชิงซ้อน	complex gaussian random variable



## บัญชีคำศัพท์ (ต่อ)

ตัวรับแบบเหมาะสมที่สุด	optimal receiver
เทรซ	trace
เบสแบนด์เชิงซ้อน	complex baseband
แบนด์วิดท์ร่วมนัย	coherence bandwidth
แบบจำลองช่องสัญญาณ Tapped-delay-line	tapped-delay-line channel model
ผลตอบสนองทางความถี่	frequency response
ผลตอบสนองอิมพัลส์แบบผ่านต่ำเชิงซ้อน	complex low-pass impulse response
ฟลอป	flop มาจาก floating point operation
ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น	probability density function ย่อว่า PDF
ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นแบบมีเงื่อนไข	conditional probability density function ย่อว่า conditional PDF
เฟดดิ้ง	fading
เฟดดิ้งแบบช้า	slow fading
เฟดดิ้งแบบราบ	flat fading
เฟดดิ้งแบบเร็ว	fast fading
เฟดดิ้งแบบเลือกความถี่	frequency-selective fading
รหัสกรุป	group code
รหัสกรุปไซคลิก	cyclic group code
รหัสกรุปไดไซคลิก	dicyclic group code
รหัสกรุปแบบมัลติแชนแนล	multichannel group code
รหัสกรุปยูนิแทรี	unitary group code
รหัสปริภูมิ-เวลายูนิแทรี	unitary space-time code
เรย์ลีเฟดดิ้ง	Rayleigh fading
ลำดับเทรนนิ่ง	training sequence
เวลาคูม	guard time
เวลาร่วมนัย	coherence time
สัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก	additive white gaussian noise ย่อว่า AWGN
องค์ประกอบแถวลำดับ	array element

## บัญชีคำศัพท์ (ต่อ)

อัตราการเข้ารหัส	coding rate
อัตราการส่ง	transmission rate
อัตราขยายวิถีเฟดดิ้งเชิงซ้อน	complex fading path gain
อัตราบิต	bit rate
อัตราบิตผิดพลาด	bit error rate ย่อว่า BER
อัตราส่วนระหว่างกำลังของสัญญาณกับ	signal to noise ratio ย่อว่า SNR
กำลังของสัญญาณรบกวน	
เฮอริมีเชียน	hermitian



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

# บทที่ 1

## บทนำ

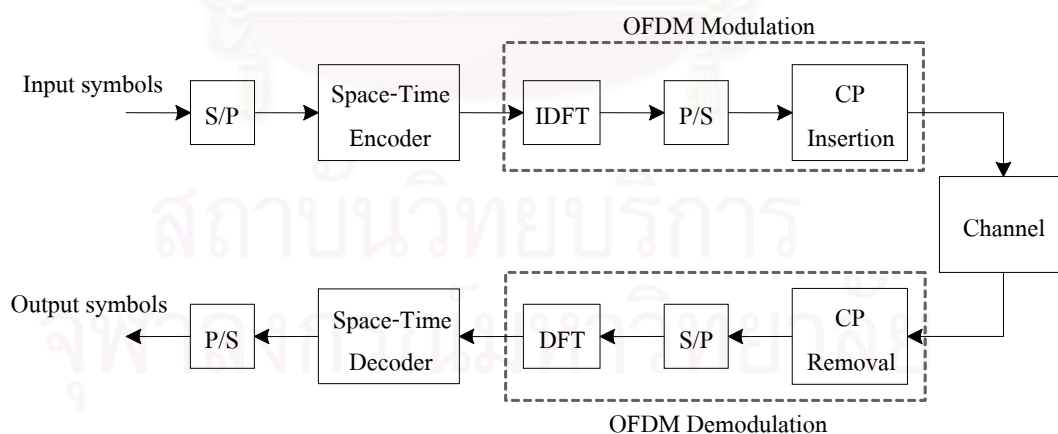
### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในโลกปัจจุบันการสื่อสารแบบไร้สายนั้นมีความสำคัญมากขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ ซึ่งถูกพัฒนาให้สามารถส่งสัญญาณเสียงและรองรับบริการมัลติมีเดียต่าง ๆ ที่มีขึ้นในอนาคตได้ แต่เนื่องจากว่าระบบการสื่อสารแบบไร้สายนั้นมีปัญหาสำคัญก็คือ การส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณไร้สายได้รับผลกระทบอย่างมากจากปรากฏการณ์คลื่นหลายวิถี (Multipath) และปรากฏการณ์เฟดดิ้ง (Fading) ส่งผลให้คลื่นที่ส่งผ่านช่องสัญญาณไร้สายถูกลดทอนขนาด และหน่วงเวลาถึงปลายทางอย่างสุ่ม ทำให้การรับส่งข้อมูลเกิดความผิดพลาดขึ้น จึงทำให้ต้องนำเอาวิธีการต่าง ๆ มาใช้ เพื่อลดความผิดพลาดที่เกิดขึ้น ซึ่งไดเวอร์ซิตี (Diversity) ก็เป็นวิธีการหนึ่งที่น่ามาใช้ เพื่อลดผลกระทบจากปรากฏการณ์เหล่านี้

ไดเวอร์ซิตีมีอยู่หลายวิธีด้วยกัน เช่น ไดเวอร์ซิตีทางเวลา (Time Diversity) ไดเวอร์ซิตีทางความถี่ (Frequency Diversity) ไดเวอร์ซิตีทางด้านรับ (Receive Diversity) และไดเวอร์ซิตีทางด้านส่ง (Transmit Diversity) เป็นต้น อย่างไรก็ตามทั้งวิธีไดเวอร์ซิตีทางเวลาและไดเวอร์ซิตีทางความถี่ต้องการแบนด์วิดท์ที่เพิ่มขึ้น เพื่อให้ได้อัตราบิต (Bit Rate) เท่าเดิม ส่วนวิธีไดเวอร์ซิตีทางด้านรับนั้นจะเป็นการเพิ่มความซับซ้อนในการออกแบบ และความซับซ้อนของวงจรที่ด้านรับ ดังนั้นจึงไม่เหมาะที่จะนำมาใช้งานกับสถานีเคลื่อนที่ เมื่อเปรียบเทียบกับวิธีไดเวอร์ซิตีวิธีอื่น ๆ พบว่าวิธีไดเวอร์ซิตีทางด้านส่งเป็นวิธีที่น่าสนใจอย่างยิ่ง เนื่องจากมีประสิทธิภาพในการลดผลกระทบของเฟดดิ้ง โดยที่ไม่ต้องการแบนด์วิดท์และความซับซ้อนในการออกแบบที่เพิ่มขึ้น [1]

การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลา (Space-Time Coding) เป็นวิธีที่อยู่บนพื้นฐานของวิธีไดเวอร์ซิตีทางด้านส่ง ซึ่งวิธีการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลานั้น รวมเอาการออกแบบรหัสของสัญญาณและการใช้สายอากาศหลายตัวเข้าด้วยกัน โดยจะใช้สายอากาศส่งหลาย ๆ ตัว และสายอากาศรับตัวเดียวหรือหลาย ๆ ตัว ร่วมกับการใช้ไดเวอร์ซิตีทางเวลา โดยอาศัยหลักการที่ว่า ถ้าหากตั้งสายอากาศส่งและรับในปริภูมิให้มีความอิสระเชิงปริภูมิแล้ว สัญญาณจากสายอากาศส่งแต่ละตัวที่ส่งไปยังสายอากาศรับแต่ละตัว จะต้องได้รับผลกระทบจากเฟดดิ้งที่แตกต่างกัน เพื่อให้ข่าวสารที่ถูกส่งไป ณ เวลาหนึ่ง ๆ ในแต่ละเส้นทางจะไม่ถูกรบกวนจนทำให้สูญหายไปพร้อมกันหมดทุกเส้นทาง ดังนั้นการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาจึงมีประสิทธิภาพในการช่วยลดผลกระทบของเฟดดิ้ง ทำให้ระบบการสื่อสารแบบไร้สายมีสมรรถนะที่ดีขึ้น

การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบเทรลลิส (Space-Time Trellis Coding : STTC) ในงานวิจัยอ้างอิง [2] เป็นเทคนิคไดเวอร์ซิตีทางด้านส่งที่มีประสิทธิภาพในการลดผลกระทบของเฟดดิ้ง แต่มีข้อเสียคือ สำหรับจำนวนสายอากาศส่งคงที่แล้ว ความซับซ้อนในการถอดรหัสของรหัสปริภูมิ-เวลาแบบเทรลลิสจะเพิ่มขึ้นอย่างเอกซ์โพเนนเชียลตามอัตราการส่ง (Transmission Rate) ดังนั้นจึงมีการนำเสนอรหัสที่มีความซับซ้อนในการถอดรหัสน้อยกว่ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบเทรลลิส คือ การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อก (Space-Time Block Coding : STBC) [3, 4] อย่างไรก็ตามเนื่องจากรหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกออกแบบโดยอาศัยสมมติฐานหลัก 2 ข้อ คือ 1) ช่องสัญญาณมีเฟดดิ้งแบบราบ (Flat Fading) หรืออีกนัยหนึ่งคือ ช่องสัญญาณไม่มีการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Intersymbol Interference : ISI) 2) สัญญาณจากสายอากาศส่งแต่ละตัว ที่ส่งไปยังสายอากาศรับแต่ละตัว จะต้องได้รับผลกระทบจากเฟดดิ้งที่แตกต่างกัน ดังนั้นหากช่องสัญญาณมีเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ (Frequency-selective Fading) หรือมีการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ การใช้รหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเพียงอย่างเดียวจึงไม่เป็นไปตามสมมติฐานข้อที่หนึ่ง เป็นผลให้การรับส่งข้อมูลนั้นเกิดความผิดพลาดขึ้นได้ เพื่อให้สามารถใช้อรหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกในช่องสัญญาณมีเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ได้ จึงนำเอารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกมาใช้ร่วมกับวิธีการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่เชิงตั้งฉากหรือ โอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal Frequency Division Multiplexing : OFDM) ดังรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบที่ใช้การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาร่วมกับ OFDM

โอเอฟดีเอ็ม ก็เป็นอีกวิธีการหนึ่งที่สามารถใช้ลดผลกระทบของดีเลย์สเปรดเนื่องจากคลื่นหลายวิถีและเฟดดิ้งได้ ทั้งนี้เนื่องจากโอเอฟดีเอ็มเป็นการส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์ โดยที่

ข้อมูลจะถูกลบไปกับคลื่นพายุย่อยจำนวนหนึ่งด้วยอัตราบิตที่ต่ำกว่ากรณีที่ใช้คลื่นพายุเดี่ยว ทำให้สัญลักษณ์แต่ละสัญลักษณ์มีช่วงเวลาที่ยาวขึ้น ดังนั้นโอเอฟดีเอ็มจึงมีข้อดีคือ ช่วยเพิ่มความปลอดภัยต่อเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ [5] กล่าวคือถ้าเกิดการรบกวนจากเฟดดิ้งเช่นนี้ก็จะส่งผลกระทบต่อสัญญาณเพียงบางส่วนของโอเอฟดีเอ็มเท่านั้น ในขณะที่จะเกิดกับสัญญาณทั้งหมดในกรณีของคลื่นพายุเดี่ยว นอกจากนี้โอเอฟดีเอ็มยังมีการใส่เวลาคุม (Guard Time) เพื่อป้องกันการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์อีกด้วย ดังนั้นจะเห็นว่าการนำเอารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกมาใช้ร่วมกับโอเอฟดีเอ็มในช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่ จะทำให้สมมติฐานข้อที่หนึ่งเป็นจริง

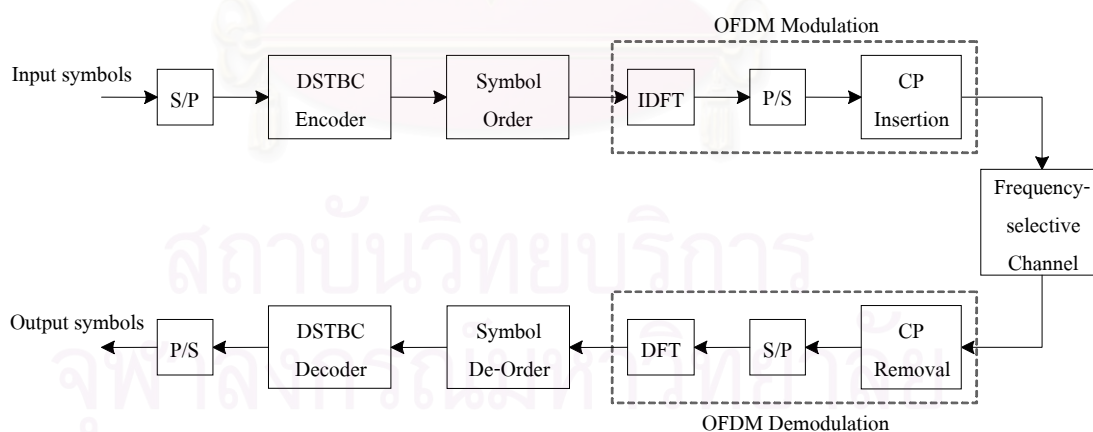
เนื่องมาจากเฟดดิ้งส่งผลทำให้สัญญาณที่ภาครับได้รับมีความผิดเพี้ยนไป ทั้งในแง่ของแอมพลิจูดที่ถูกลดทอนลง และเฟสที่มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา ดังนั้นเพื่อให้ได้สมรรถนะที่ดีที่สุด ภาครับจำเป็นต้องมีการซิงโครไนซ์เฟส (Phase Synchronization) หรือ การประมาณค่าช่องสัญญาณ (Channel Estimation) ที่ถูกต้อง เพื่อใช้ตรวจหาสัญญาณที่ถูกต้องที่ถูกส่งมาวิธีการเช่นนี้เรียกว่า การตรวจจับแบบร่วมนัย (Coherent Detection) อย่างไรก็ตามเนื่องจากการประมาณค่าช่องสัญญาณทำได้โดยการส่งลำดับเทรนนิ่ง (Training Sequence) หรือการใช้เทคนิคกรรมวิธีสัญญาณที่ซับซ้อนที่ภาครับ ซึ่งในกรณีที่ใช้ลำดับเทรนนิ่งจะส่งผลให้ประสิทธิภาพของการใช้แบนด์วิดท์ลดลง ขณะที่การใช้เทคนิคกรรมวิธีสัญญาณที่ซับซ้อนที่ภาครับนั้นทำให้ค่าใช้จ่าย และความซับซ้อนของอุปกรณ์ในระบบเพิ่มขึ้น

วิธีการที่สามารถนำมาใช้แทนการตรวจจับแบบร่วมนัย คือ วิธีการตรวจจับแบบไม่ร่วมนัย (Noncoherent Detection) โดยการตรวจจับแบบไม่ร่วมนัยที่นิยมใช้ คือ การเข้ารหัสเชิงผลต่าง (Differential Encoding) ที่ภาคส่ง หลังจากสัญญาณถูกมอดูเลตทางเฟสแล้ว วิธีนี้ทำให้ข่าวสารถูกเข้ารหัสอยู่ในผลต่างระหว่างเฟสของสัญลักษณ์ที่อยู่ติดกัน ซึ่งทางภาครับสามารถตรวจจับข่าวสาร โดยการหาผลต่างระหว่างเฟสของสัญลักษณ์ก่อนหน้าและสัญลักษณ์ปัจจุบันที่ได้รับได้ เรียกวิธีการนี้ว่า การตรวจจับเชิงผลต่าง (Differential Detection) ซึ่งจะเห็นว่าวิธีการนี้ไม่จำเป็นต้องมีการประมาณค่าช่องสัญญาณ ดังนั้นการตรวจจับแบบไม่ร่วมนัยจึงมีความซับซ้อนน้อยกว่าการตรวจจับแบบร่วมนัย การนำเอาการตรวจจับเชิงผลต่างมาใช้ร่วมกับหลักการของปริภูมิ-เวลามีอยู่ในงานวิจัย [6-7] โดยเฉพาะในงานวิจัยอ้างอิง [7] นำเอาการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกมาใช้ร่วมกับการเข้ารหัสและการตรวจจับเชิงผลต่าง ซึ่งเรียกวิธีการนี้ว่า การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียล (Differential Space-Time Block Coding : DSTBC) เนื่องจากวิธีนี้ไม่จำเป็นต้องมีการประมาณค่าช่องสัญญาณดังที่ได้กล่าวมาแล้ว จึงทำให้ระบบที่ได้มีความซับซ้อนไม่มากนัก แต่ยังคงให้ผลที่สามารถยอมรับได้

งานวิจัยอ้างอิงที่ใช้การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาร่วมกับโอเอฟดีเอ็มที่ได้มีการเสนอมา [8]-[10] จะสมมติให้เป็นการตรวจจับแบบร่วมนัย ซึ่งจำเป็นต้องมีการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยการใช้ลำดับเทรนนิง ส่งผลให้ประสิทธิภาพของการใช้แบนด์วิดท์ลดลง และมีความซับซ้อนของอุปกรณ์ในระบบเพิ่มขึ้น เพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าวงานวิจัยนี้จึงเสนอวิธีการตรวจจับแบบไม่ร่วมนัย โดยนำเอาการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลมาใช้ร่วมกับโอเอฟดีเอ็ม สำหรับช่องสัญญาณที่มีเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่

## 1.2 แนวทางของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้จะใช้การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียล ร่วมกับวิธีการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่เชิงตั้งฉาก หรือ โอเอฟดีเอ็ม โดยจะพิจารณากรณีช่องสัญญาณมีเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ เนื่องจากการนำโอเอฟดีเอ็มมาใช้กับช่องสัญญาณที่มีเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่เปรียบเสมือนการแปลงช่องสัญญาณเป็นช่องสัญญาณย่อย (Subchannel) ที่ขนานกันตามจำนวนคลื่นพาห่อย่อย ซึ่งช่องสัญญาณย่อยเหล่านี้มีเฟดดิ้งแบบราบ ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงเสนอให้นำเอาการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียล มาใช้กับช่องสัญญาณย่อยในแต่ละคลื่นพาห่อย่อยนี้ เพื่อให้ได้ระบบที่ไม่จำเป็นต้องมีการประมาณค่าช่องสัญญาณ ทำให้สามารถลดความซับซ้อนในส่วนนี้ลงไปได้ บล็อกไดอะแกรมของระบบที่เสนอ แสดงได้ดังรูปที่ 1.2



รูปที่ 1.2 บล็อกไดอะแกรมของระบบ DSBC-OFDM ที่เสนอ

จากรูปบล็อกไดอะแกรมของภาคส่งและภาครับของระบบ DSBC-OFDM ทางด้านภาคส่งทำการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียล โดยตัวเข้ารหัสแบบขนานให้กับแต่ละคลื่นพาห่อย่อย จากนั้นทำการจัดลำดับของสัญลักษณ์ แล้วจึงทำ IFFT แปลงสัญลักษณ์แบบขนานกลับมาเป็นแบบอนุกรม และทำการเติม Cyclic Prefix เพื่อมัลติเพล็กซ์เป็นโอเอฟดีเอ็ม จากนั้น

โอเอฟดีเอ็มที่ได้จะถูกส่งผ่านสายอากาศแต่ละตัวไปในช่องสัญญาณที่มีเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ ด้านภาครับทำการบวกรวมการกลับกันกับทางด้านภาคส่ง และใช้ตัวตรวจจับแบบ ML (Maximum-likelihood Detector) ในการตรวจจับข่าวสาร โดยการหาผลต่างระหว่างเฟสของสัญลักษณ์บล็อกก่อนหน้าและสัญลักษณ์บล็อกปัจจุบันที่ได้รับ ซึ่งจะเห็นว่าวิธีการดังกล่าวนี้ไม่จำเป็นต้องมีการประมาณค่าช่องสัญญาณนั่นเอง

### 1.3 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

1. เพื่อศึกษาหาแนวทางที่จะนำเอาการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลมาใช้ร่วมกับโอเอฟดีเอ็ม สำหรับการสื่อสารแบบไร้สายที่ช่องสัญญาณมีเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่
2. วิเคราะห์สมรรถนะของระบบที่ใช้การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลร่วมกับโอเอฟดีเอ็มในแง่ของอัตราบิตผิดพลาด (BER) และความซับซ้อนทางการคำนวณ

### 1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

1. เขียนโปรแกรมจำลองระบบที่ใช้การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลร่วมกับโอเอฟดีเอ็ม ในช่องสัญญาณที่มีเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่
2. เปรียบเทียบสมรรถนะระบบในแง่ของอัตราบิตผิดพลาด (BER) และความซับซ้อนทางการคำนวณของระบบที่เสนอกับอีก 2 ระบบ ได้แก่ ระบบที่ใช้การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลเพียงอย่างเดียว และระบบที่ใช้การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกร่วมกับโอเอฟดีเอ็ม

### 1.5 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

1. ศึกษาหลักการของโอเอฟดีเอ็ม และเทคโนโลยีปริภูมิ-เวลา รวมทั้งงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง
2. ศึกษาวิธีการที่จะนำเอาการเข้ารหัสปริภูมิเวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลมาใช้ร่วมกับโอเอฟดีเอ็ม ในช่องสัญญาณที่มีเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่
3. เขียนโปรแกรมจำลองระบบที่เสนอ
4. เปรียบเทียบ วิเคราะห์ผลที่ได้ และสรุปผล
5. รวบรวมข้อมูลที่ได้ทั้งหมดเพื่อจัดทำวิทยานิพนธ์

## 1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

ได้ระบบที่ใช้แบนด์วิดท์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ มีสมรรถนะที่ดีขึ้นในแง่ของอัตราบิดผิดพลาด และมีความซับซ้อนไม่มากนัก

## 1.7 คำโครงของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บท ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 บทนำ : มีเนื้อหาเกี่ยวกับความเป็นมา ความสำคัญของปัญหาในระบบสื่อสารแบบไร้สายและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ แนวทางของวิทยานิพนธ์ วัตถุประสงค์ ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน และสุดท้ายเป็นประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

บทที่ 2 หลักการและทฤษฎี : จะกล่าวถึงหลักการและทฤษฎีของโอเอฟดีเอ็ม การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อก การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียล ช่องสัญญาณเฟดดิ้ง และแบบจำลองของช่องสัญญาณ

บทที่ 3 ระบบที่เสนอ : มีเนื้อหาประกอบด้วยหลักการ แบบจำลอง และวิธีการของระบบที่เสนอ ในส่วนท้ายของบทนี้จะวิเคราะห์ความซับซ้อนของอัลกอริทึมของระบบต่าง ๆ ได้แก่ ระบบที่ใช้การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลเพียงอย่างเดียว ระบบที่ใช้การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกร่วมกับโอเอฟดีเอ็ม และสุดท้ายวิเคราะห์ความซับซ้อนของอัลกอริทึมของระบบที่เสนอ

บทที่ 4 ผลการจำลองแบบ : ในบทนี้จะเป็นการจำลองแบบ (Simulation) ของระบบที่เสนอ โดยใช้คอมพิวเตอร์ เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะในแง่ของอัตราบิดผิดพลาด รวมทั้งพิจารณาถึงความซับซ้อนทางการคำนวณที่แตกต่างกันของแต่ละระบบที่นำมาพิจารณา

บทที่ 5 สรุป : บทนี้จะเป็นการสรุปผลการวิจัยที่ได้ศึกษาในวิทยานิพนธ์ อันประกอบด้วยสมรรถนะที่เพิ่มขึ้นของระบบที่เสนอ ความซับซ้อนของระบบที่เสนอ และสุดท้ายเป็นข้อเสนอนะและแนวทางการทำวิจัยในอนาคต



## บทที่ 2

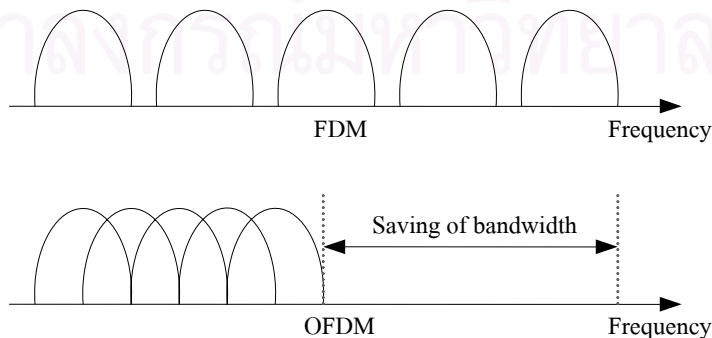
### หลักการและทฤษฎี

บทนี้กล่าวถึงหลักการและทฤษฎีเบื้องต้นที่ใช้กับการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลร่วมกับโอเอฟดีเอ็ม ในช่องสัญญาณที่มีเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ อันได้แก่ โอเอฟดีเอ็ม การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อก การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียล ช่องสัญญาณเฟดดิ้ง และแบบจำลองของช่องสัญญาณ

#### 2.1 โอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal Frequency Division Multiplexing : OFDM) [5]

การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่เชิงตั้งฉากหรือโอเอฟดีเอ็ม เป็นการส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาหุรูปแบบหนึ่งที่ใช้หลักการส่งสัญญาณแบบขนาน (Parallel) ทางความถี่โดยข้อมูลจะถูกส่งไปกับคลื่นพาหุย่อย (Subcarrier) จำนวนหนึ่งด้วยอัตราบิตที่ต่ำกว่ากรณีที่ใช้คลื่นพาหุเดียว ข้อดีของโอเอฟดีเอ็มก็คือ ช่วยเพิ่มความทนทานต่อเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ เนื่องจากการรบกวนเช่นนี้ส่งผลต่อสัญญาณเพียงบางส่วนของโอเอฟดีเอ็มเท่านั้น ในขณะที่จะเกิดกับสัญญาณทั้งหมดในกรณีของคลื่นพาหุเดียว

การส่งสัญญาณแบบขนานทางความถี่โดยทั่วไปนั้น แต่ละช่องสัญญาณจะใช้แถบความถี่ที่ไม่ซ้อนทับกัน (Overlapping) เพื่อป้องกันการรบกวนซึ่งกันและกัน โดยแต่ละช่องสัญญาณมีการมอดูเลตแยกจากกันแล้วจึงค่อยนำไปทำการมัลติเพล็กซ์ภายหลัง จากการที่แถบความถี่ไม่ซ้อนทับกันนั้นแม้จะดีสำหรับการป้องกันการรบกวน แต่เป็นการใช้แถบความถี่ที่ไม่มีประสิทธิภาพ ดังนั้นจึงเกิดแนวคิดที่ประยุกต์ใช้การส่งสัญญาณแบบขนานกับการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ (Frequency Division Multiplexing : FDM) โดยยอมให้มีการซ้อนทับกันของแถบความถี่ได้ ทำให้ลดแถบความถี่ที่ต้องใช้ได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.1 และเพื่อตัดการรบกวนจากการซ้อนทับกันของแถบความถี่ แต่ละคลื่นพาหุย่อยจึงต้องตั้งฉาก (Orthogonal) ซึ่งกันและกัน



รูปที่ 2.1 หลักการของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม

กล่าวโดยสรุปแล้วหลักการสำคัญของโอเอฟดีเอ็ม ก็คือการแบ่งกระแสข้อมูล (Data Stream) ซึ่งมีความเร็วสูงเป็นกระแสหลาย ๆ ส่วนที่มีความเร็วต่ำกว่าแล้วส่งแบบขนานกันไปกับคลื่นพาหีย่อยจำนวนหนึ่ง การทำเช่นนี้ทำให้ช่วงเวลาของแต่ละสัญลักษณ์มากขึ้น ดังนั้นการรบกวนทางเวลาที่เกิดจากคลื่นหลายวิธีจึงมีค่าลดลง นอกจากนี้ยังมีการใส่เวลาคูม (Guard Time) เพื่อป้องกันการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Intersymbol Interference : ISI) รวมทั้งมีการเติม Cyclic Prefix (CP) เพื่อป้องกันการแทรกสอดระหว่างความถี่ (Inter-carrier Interference : ICI) โดยการเติมสัญญาณเข้าไปในช่วงเวลาคูมด้วย ซึ่งการทำเช่นนี้จะทำให้แต่ละคลื่นพาหีย่อยจำนวนลูกคลื่นเป็นจำนวนเต็มในช่วงของการอินทิเกรต เป็นผลให้สามารถคงความถี่ในทางคณิตศาสตร์ระหว่างแต่ละคลื่นพาหีย่อยได้ ต่อไปจะกล่าวถึงการอธิบายการสร้างสัญญาณโอเอฟดีเอ็มด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ และกระบวนการสร้างสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม

### 2.1.1 อธิบายการสร้างสัญญาณโอเอฟดีเอ็มด้วยสมการทางคณิตศาสตร์

สัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ประกอบด้วยผลรวมของคลื่นพาหีย่อยหลาย ๆ คลื่น ซึ่งแต่ละคลื่นพาหีย่อยอาจถูกมอดูเลตโดยใช้การมอดูเลตเชิงเลขทางเฟส (Phase Shift Keying : PSK) หรือ แบบคิวเอเอ็ม (Quadrature Amplitude Modulation : QAM) มาก่อนแล้ว ถ้าให้  $d_i$  เป็นสัญลักษณ์คิวเอเอ็มเชิงซ้อน  $N_s$  เป็นจำนวนของคลื่นพาหีย่อยที่ใช้  $T$  เป็นช่วงเวลาของสัญลักษณ์ (Symbol Duration) และ  $f_c$  เป็นความถี่ของคลื่นพาหีย่อย จะสามารถเขียนเป็นสัญลักษณ์ของโอเอฟดีเอ็มหนึ่งสัญลักษณ์ที่เริ่มต้นที่เวลา  $t = t_s$  ได้ดังสมการที่ (2.1)

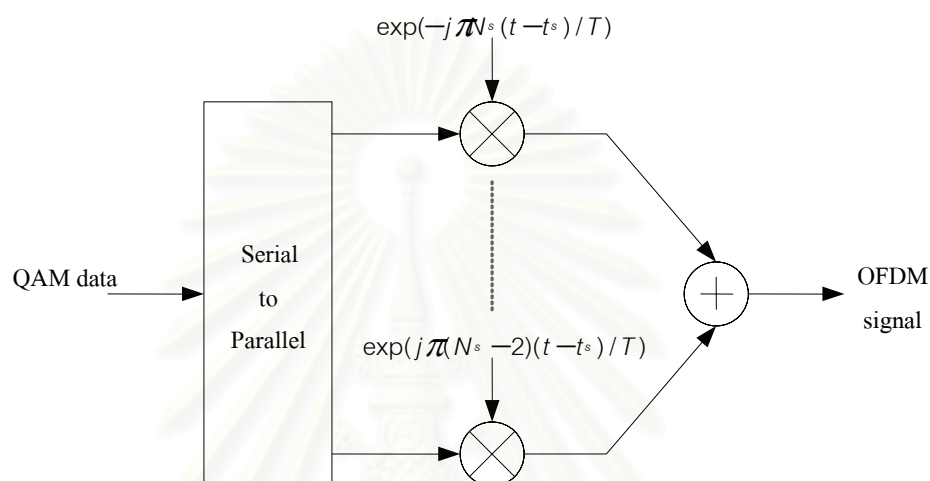
$$s(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp(j2\pi(f_c - \frac{i+0.5}{T})(t-t_s)) \right\}, \quad t_s \leq t \leq t_s + T \quad (2.1)$$

แต่เพื่อความง่ายจึงมักเขียนสมการในรูปของสัญญาณเบสแบนด์เชิงซ้อน (Complex Baseband) ดังสมการที่ (2.2)

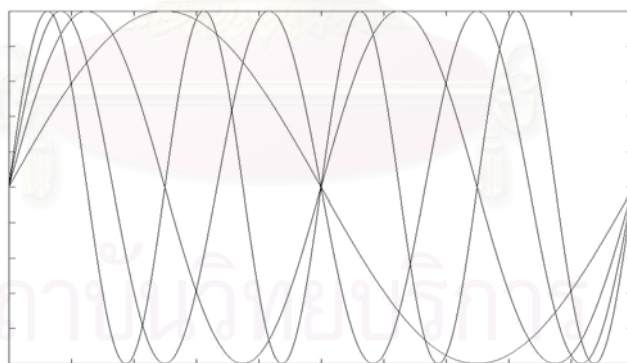
$$s(t) = \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp(j2\pi \frac{i}{T}(t-t_s)), \quad t_s \leq t \leq t_s + T \quad (2.2)$$

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

โดยส่วนจริงและส่วนจินตภาพในสมการที่ (2.2) จะเป็นส่วนอินเฟส (In-phase) และควอดเรเจอร์ (Quadrature) ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มตามลำดับ ซึ่งจะถูคูณด้วยฟังก์ชันโคไซน์และฟังก์ชันไซน์ที่ความถี่ของคลื่นพาห้ ( $f_c$ ) เพื่อสร้างเป็นสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในขั้นสุดท้าย กระบวนการดังกล่าวแสดงได้ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 การสร้างสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม



รูปที่ 2.3 ตัวอย่างของสัญญาณลักษณะโอเอฟดีเอ็มที่มีคลื่นพาห้ย่อย 4 คลื่น

จากรูปที่ 2.3 เป็นตัวอย่างของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในทางเวลา ที่มีคลื่นพาห้ย่อย 4 คลื่น มีเฟส และแอมพลิจูดเท่ากัน ซึ่งจริง ๆ แล้วคลื่นพาห้ย่อยทั้งหมดจะต้องรวมกันเป็นรูปเดียว แต่ในที่นี้ได้แยกเป็นสัญญาณของแต่ละคลื่นพาห้ย่อย เพื่อให้ให้เห็นว่าแต่ละคลื่นพาห้ย่อยจะต้องมีจำนวนลูกคลื่นเป็นจำนวนเต็มในช่วงเวลา  $T$  โดยที่คลื่นพาห้ย่อยที่อยู่ติดกันจะมีจำนวนลูกคลื่น

ต่างกัน 1 ลูก สาเหตุที่ต้องเป็นเช่นนี้ก็เพื่อคงคุณสมบัติการตั้งฉากระหว่างกันของแต่ละคลื่นพาร์ย่อยนั่นเอง

ยกตัวอย่างเช่น คลื่นพาร์ย่อยที่  $k$  ถูกตีมอดูเลตโดยทำการ Downconvert สัญญาณที่มีความถี่  $k/T$  แล้วอินทิเกรตบนช่วงเวลา  $T$  แสดงได้ดังสมการที่ (2.3)

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

จะเห็นว่าในการตีมอดูเลตคลื่นพาร์ย่อยที่  $k$  จากการอินทิเกรตจะได้เอาต์พุตที่ต้องการคือ  $d_{k+N_s/2}$  (คูณด้วยค่าคงที่  $T$ ) ส่วนที่คลื่นพาร์ย่อยอื่น ๆ ผลลัพธ์ของการอินทิเกรตจะเท่ากับศูนย์ เนื่องจากเทอมผลต่างของความถี่  $(i-k)/T$  ทำให้เกิดจำนวนลูกคลื่นเป็นจำนวนเต็มในช่วงเวลา  $T$  ของการอินทิเกรต ดังนั้นผลลัพธ์ของการอินทิเกรตจึงเท่ากับศูนย์เสมอ

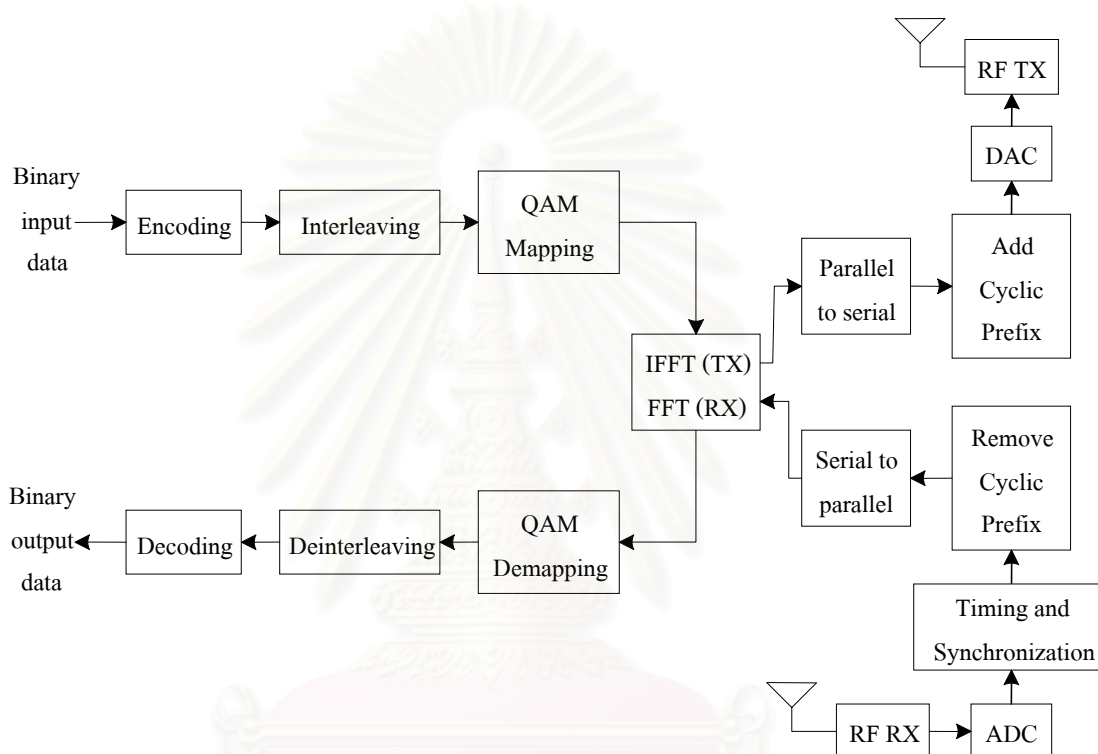
สมการที่ (2.2) นั้นจริง ๆ แล้วก็คือ การแปลงฟูริเยร์ผกผัน (Inverse Fourier Transform) ของสัญญาณอินพุตคิวเอเอ็มทั้ง  $N_s$  ตัว ซึ่งสามารถเขียนให้อยู่ในรูปดิสครีตทางเวลา (Time Discrete) โดยใช้การแปลงฟูริเยร์ดิสครีตผกผัน (Inverse Discrete Fourier Transform : IDFT) แล้วจะได้ดังสมการที่ (2.4) โดยที่เวลา  $t$  ในสมการที่ (2.2) ถูกแทนด้วยแซมเปิล  $n$  ในทางปฏิบัติการแปลงนี้จะใช้ IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) ในการคำนวณ

$$s(n) = \sum_{i=0}^{N_s-1} d_i \exp(j2\pi \frac{in}{N}) \quad (2.4)$$

### 2.1.2 กระบวนการสร้างสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม

สัญญาณโอเอฟดีเอ็มสามารถสร้างขึ้นจากการทำ IFFT โดยในขั้นแรกข้อมูลจะถูกทำการเข้ารหัสเพื่อแก้ไขบิตที่ผิดพลาด และทำการวางสลับ (Interleaving) เพื่อป้องกันความผิดพลาดแบบเบิร์สต์ (Burst error) แล้วทำการแมป (Mapping) เป็นสัญลักษณ์คิวเอเอ็ม จากนั้นนำไปทำ IFFT แบบขนานตามจำนวนคลื่นพาร์ย่อยที่ใช้ หลังจากนั้นสัญญาณที่อยู่ในรูปขนานนี้จะถูกจัดใหม่ให้อยู่ในรูปอนุกรมอีกครั้ง เพื่อที่จะเติมเวลาคุ่มที่มี Cyclic Prefix ทำยสุดสัญญาณในรูปดิจิตอลเหล่านี้ก็จะถูกแปลงให้อยู่ในรูปแอนะล็อกเพื่อส่งไปที่ปลายทาง

ส่วนที่ภาครับหลังจากผ่านส่วนอาร์เอฟ (RF Part) แล้ว ก็จะทำกาแปลงสัญญาณในรูปแอนะล็อกให้อยู่ในรูปดิจิทัล จากนั้นทำกรรมวิธีสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Processing) เพื่อตรวจหาเวลาของสัญลักษณ์ (Symbol Timing) และความถี่ออฟเซต (Frequency Offset) ส่วนกระบวนการที่เหลือจะทำกลับกันกับทางภาคส่ง กระบวนการทั้งหมดแสดงดังรูปที่ 2.4

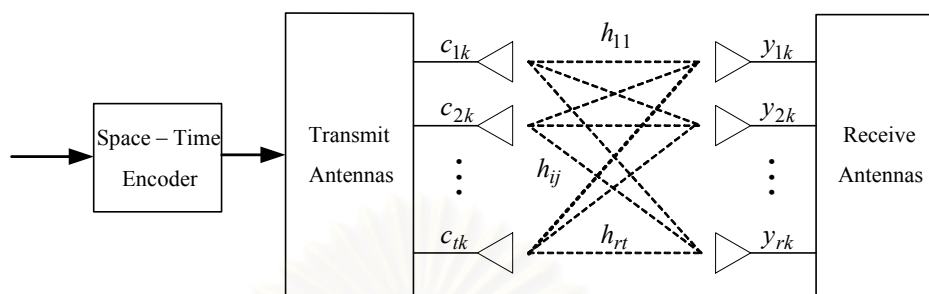


รูปที่ 2.4 บล็อกไดอะแกรมภาคส่งและภาครับของโอเอฟดีเอ็ม

## 2.2 รหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อก (Space-Time Block Code : STBC) [7]

การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อก รวมเอาการออกแบบรหัสช่องสัญญาณแบบบล็อกและการใช้สายอากาศหลายตัวเข้าด้วยกัน โดยจะใช้สายอากาศส่งหลาย ๆ ตัว และสายอากาศรับตัวเดียวหรือหลาย ๆ ตัว ร่วมกับการใช้ไคเวอร์ซิตีทางเวลา ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงแบบจำลองของระบบ พิจารณาการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกกรณีภาครับมี CSI (Channel State Information) โดยสมบูรณ์ และพิจารณาการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกกรณีภาครับไม่มี CSI

## 2.2.1 แบบจำลองของระบบ



รูปที่ 2.5 แบบจำลองของระบบ

พิจารณาแบบจำลองของระบบในรูปที่ 2.5 ข้อมูลถูกส่งจากสายอากาศส่งจำนวน  $t$  ตัว ไปยังสายอากาศรับจำนวน  $r$  ตัว ซึ่งที่ภาคส่งจะทำการเข้ารหัสข้อมูลด้วยตัวเข้ารหัสแบบขนานจำนวน  $t$  ตัว จากนั้นจึงทำการมอดูเลตแล้วส่งออกไปด้วยสายอากาศส่งของตัวเข้ารหัสตัวนั้น ๆ โดยส่งไปพร้อมกันทุกสายอากาศส่ง ในส่วนของภาครับสัญญาณที่ได้รับจะเป็นการทับซ้อน (Superposition) ของสัญญาณ  $t$  สัญญาณ ซึ่งได้รับผลกระทบจากเฟดดิ้งและสัญญาณรบกวน ในที่นี้สมมติให้ช่องสัญญาณมีเฟดดิ้งแบบราบ (Flat Fading) กล่าวคือ ค่าของพารามิเตอร์ช่องสัญญาณมีค่าคงที่ไม่เปลี่ยนแปลงสำหรับแต่ละบิตของข้อมูล และค่าของดีเลย์สเปรตเนื่องจากคลื่นหลายวิถีมีค่าต่ำมาก กำหนดให้สัญลักษณ์ตัวห้อย  $i$  แทนลำดับที่ของสายอากาศรับ,  $j$  แทนลำดับที่ของสายอากาศส่ง และ  $k$  แทนลำดับที่ของสัญลักษณ์ (Symbol) ในบิตอักษหนึ่ง ๆ สามารถเขียนเป็นสมการของสัญญาณที่ภาครับได้ดังนี้

$$y_{ik} = \sum_{j=1}^t h_{ij} c_{jk} \sqrt{\rho_t} + n_{ik} \quad i = 1, \dots, r, j = 1, \dots, t \text{ และ } k = 1, \dots, n \quad (2.5)$$

โดยที่

$h_{ij}$  เป็นอัตราขยายวิถีเฟดดิ้งเชิงซ้อน (Complex Fading Path Gain) จากสายอากาศส่งตัวที่  $j$  ไปยังสายอากาศรับตัวที่  $i$  และ  $n_{ik}$  เป็นสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise : AWGN)

ในที่นี้สมมติให้แต่ละองค์ประกอบแถวลำดับ (Array Element) ของสายอากาศส่งและสายอากาศรับมีระยะห่างที่ทำให้เฟดดิ้งระหว่างสายอากาศส่งและรับแต่ละคู่อิสระจากกัน โดยที่  $h_{ij}$  และ  $n_{ik}$  เป็นตัวแปรสุ่มแบบเกาส์เชิงซ้อน (Complex Gaussian Random Variable) ที่มีฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (Probability Density Function : pdf) ดังนี้

$$p(x) = (1/\pi) \exp(-|x|^2), \quad x \text{ เป็นจำนวนเชิงซ้อน} \quad (2.6)$$

$\rho_t = \rho/t$  เมื่อ  $\rho$  คือ ค่าอัตราส่วนระหว่างกำลังของสัญญาณกับกำลังของสัญญาณรบกวน (Signal-to-Noise Ratio : SNR) ที่สายอากาศรับตัวหนึ่ง ๆ ที่ภาครับ

$C$  แทน คอนสเทลเลชันของการมอดูเลต

$c_{jk}$  เป็นจุดคอนสเทลเลชัน (Constellation Point) ซึ่ง  $c_{jk} \in C$

นิยามเมตริกซ์ของรหัสปริภูมิ-เวลา ดังสมการที่ (2.7)

$$\mathbf{C}_m = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & \cdots & c_{1n} \\ c_{21} & c_{22} & \cdots & c_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{t1} & c_{t2} & \cdots & c_{tn} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

รหัสปริภูมิ-เวลาสำหรับคอนสเทลเลชัน  $C$  นั้นประกอบด้วยชุดของเมตริกซ์รหัส  $\mathbf{C}_m$ ,  $m = 1, 2, \dots, M$  โดยที่  $\mathbf{C}_m \in C^{t \times n}$

สามารถเขียนและจัดนิพจน์ให้อยู่ในรูปของเมตริกซ์ ได้ดังนี้

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\rho_t} \mathbf{H} \mathbf{C}_m + \mathbf{N} \quad (2.8)$$

โดยที่  $\mathbf{Y} = \{y_{ik}\}$  เป็นเมตริกซ์ภาครับมีมิติ  $r \times n$ ,  $\mathbf{H} = \{h_{ij}\}$  เป็นเมตริกซ์เฟดดิ้งมีมิติ  $r \times t$  และ  $\mathbf{N} = \{n_{ik}\}$  เป็นเมตริกซ์สัญญาณรบกวนมีมิติ  $r \times n$

## 2.2.2 พิจารณาการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกกรณีภาครับมี CSI โดยสมบูรณ์

การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อก ในกรณีภาครับมี CSI โดยสมบูรณ์ หมายถึง ทางด้านภาครับนั้นรู้ค่าของเมตริกซ์เฟดดิ้งของช่องสัญญาณ หรือ เมตริกซ์  $\mathbf{H}$  ดังนั้นจากสมการที่ (2.8) และจาก [11] จะได้ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (Probability Density Function : pdf) ที่ภาครับได้รับเป็น  $\mathbf{Y}$  เมื่อภาคส่งทำการส่งเมตริกซ์รหัส  $\mathbf{C}_m$  ดังนี้

$$p(\mathbf{Y} | \mathbf{H}, \mathbf{C}_m) = \frac{\exp\left(-\text{Tr}\left\{\left(\mathbf{Y} - \sqrt{\rho_t} \mathbf{H} \mathbf{C}_m\right)\left(\mathbf{Y} - \sqrt{\rho_t} \mathbf{H} \mathbf{C}_m\right)^{\mathcal{H}}\right\}\right)}{\pi^{nr}} \quad (2.9)$$

เมื่อสัญลักษณ์  $\mathcal{H}$  แทน เฮอร์มิเทียน (Hermitian) หรือการทวนสโพลัสสังยุค (Conjugate Transpose)  $|\bullet|$  แทนค่าดีเทอร์มิแนนต์ และสัญลักษณ์  $\text{Tr}$  แทน เทรซ (Trace)

กำหนดให้เมตริกซ์รหัสมีความน่าจะเป็นในการถูกส่งมาเท่า ๆ กันทั้งหมด และตัวรับแบบเหมาะสมที่สุด (Optimal receiver) ในที่นี้คือ ตัวตรวจจับแบบ ML (Maximum-likelihood Detector) จากสมการที่ (2.9) สามารถเขียนสมการการตรวจจับของภาครับได้ดังนี้

$$\begin{aligned}\hat{m} &= \arg \max_m p(\mathbf{Y} | \mathbf{H}, \mathbf{C}_m) \\ &= \arg \min_m \text{Tr} \left\{ \left( \mathbf{Y} - \sqrt{\rho_t} \mathbf{H} \mathbf{C}_m \right) \left( \mathbf{Y} - \sqrt{\rho_t} \mathbf{H} \mathbf{C}_m \right)^{\mathcal{H}} \right\}\end{aligned}\quad (2.10)$$

เมื่อสัญลักษณ์ “arg” แทนฟังก์ชันใด ๆ ที่ทำให้ได้ค่าสูงสุด หรือต่ำสุด

กำหนดให้  $\Pr\{\mathbf{C}_0 \rightarrow \mathbf{C}_1\}$  เป็นความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของภาครับซึ่งถอดรหัส  $\mathbf{C}_0$  เป็น  $\mathbf{C}_1$  หรือที่เรียกว่า Pairwise Error (สมมติให้กรณีนี้มีเมตริกซ์รหัสเพียง 2 เมตริกซ์) จากนั้นใช้ขอบเขตเชอร์นอฟ (Chernoff Bound มีอธิบายใน [12]) หาขอบเขตของความน่าจะเป็นของ Pairwise Error จะได้

$$\Pr\{\mathbf{C}_0 \rightarrow \mathbf{C}_1\} \leq \frac{1}{\left| \mathbf{I} + (\rho_t / 4)(\mathbf{C}_0 - \mathbf{C}_1)(\mathbf{C}_0 - \mathbf{C}_1)^{\mathcal{H}} \right|^r}\quad (2.11)$$

เมื่อ  $\mathbf{I}$  คือ เมตริกซ์เอกลักษณ์ และ  $|\bullet|$  แทนค่าดีเทอร์มิแนนต์

พิจารณาในกรณีที่  $\rho_t$  มีค่ามาก ๆ พจน์ทางขวาของสมการข้างต้นนั้น จะมีค่าเท่ากับ  $(\Lambda_p \rho_t / 4)^{-r \nu_p}$  ซึ่งจะใช้ตัวห้อย  $p$  แทนการมี CSI โดยสมบูรณ์ (Perfect CSI) โดยที่  $\nu_p = \nu_p(\mathbf{C}_0, \mathbf{C}_1)$  เรียกว่า ค่าการได้ประโยชน์เชิงไดเวอร์ซิตี (Diversity Advantage) ของคู่รหัส และ  $\Lambda_p$  เรียกว่า ค่าการได้ประโยชน์เชิงรหัส (Coding Advantage) ค่าการได้ประโยชน์เชิงไดเวอร์ซิตี และค่าการได้ประโยชน์เชิงรหัสนิยามดังนี้

$$\nu_p = \nu_p(\mathbf{C}_0, \mathbf{C}_1) \text{ คือ ค่าแรงก์ของเมตริกซ์ } \mathbf{C}_0 - \mathbf{C}_1 \quad (2.12)$$

$$\Lambda_p(\mathbf{C}_0, \mathbf{C}_1) = \left| (\mathbf{C}_0 - \mathbf{C}_1)(\mathbf{C}_0 - \mathbf{C}_1)^{\mathcal{H}} \right|_+^{1/\nu_p} \quad (2.13)$$

โดยที่สัญลักษณ์  $|A|_+$  แทนผลคูณของค่าเจาะจง (Eigenvalue) ที่ไม่เป็นศูนย์ของ  $A$  ซึ่งรวมค่าที่ซ้ำกันด้วย

จากสมการที่ (2.12) จะได้ว่า ค่าการได้ประโยชน์เชิงไดเวอร์ซิตีสูงสุดในกรณีที่  $\nu_p = t$  (Full Rank) ในกรณีนี้จะนิยามสัญลักษณ์ของค่าการได้ประโยชน์เชิงรหัสให้แตกต่างไปจากเดิม



โดยมีเครื่องหมาย \* กำกับอยู่ คือ  $\Lambda_p^*(C_0, C_1)$  และเนื่องจากว่าในกรณีที่ค่าการได้ประโยชน์เชิง  
ไดเวอร์ซิตีสูงที่สุด จะไม่มีค่าเจาะจงที่เป็นศูนย์ ดังนั้นจากสมการที่ (2.13) จะได้เป็น

$$\Lambda_p^*(C_0, C_1) = \left| (C_0 - C_1)(C_0 - C_1)^H \right|^{1/t} \quad (2.14)$$

ในกรณีที่  $\rho_t$  มีค่ามาก ๆ ประสิทธิภาพของรหัสปริภูมิ-เวลา  $C_m$ ,  $m = 1, 2, \dots, M$  จะ  
พิจารณาจากค่าต่ำสุดของเกณฑ์ทางสมรรถนะทั้งสอง ดังสมการที่ (2.15) และ (2.16)

$$v_p = \min_{m \neq m'} v_p(C_m, C_{m'}) \quad (2.15)$$

$$\Lambda_p = \min_{m \neq m': v_p(C_m, C_{m'}) = v_p} \Lambda_p(C_m, C_{m'}) \quad (2.16)$$

### 2.2.3 พิจารณาการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกกรณีภาครับไม่มี CSI

การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อก ในกรณีภาครับไม่มี CSI จะใช้รหัสปริภูมิ-เวลายูนิแทรี  
(Unitary Space-Time Code) เนื่องจากมีเมตริกซ์รหัสที่มีแต่ละแถวที่ตั้งฉาก (Orthogonal) กัน  
นั่นคือมีรหัสของสายอากาศส่งแต่ละตัวที่ตั้งฉากกัน ซึ่งจะทำให้จัดรูปสมการได้ง่ายขึ้น คุณสมบัติ  
ของรหัสดังกล่าวแสดงดังสมการ

$$C_m C_m^H = nI \quad m = 1, \dots, M \quad (2.17)$$

เมื่อภาคส่งทำการส่งเมตริกซ์รหัส  $C_m$  ไป ภาครับจะได้รับเป็น  $Y$  ดังสมการที่ (2.8) โดยที่  
 $Y$  มีการกระจายแบบเกาส์ (Gaussian Distribution) และจาก [11] จะได้ว่า  $Y$  มีฟังก์ชันความ  
หนาแน่นความน่าจะเป็นแบบมีเงื่อนไข (Conditional pdf) ดังนี้

$$p(Y | C_m) = \frac{\exp\left(-\text{Tr}\left\{Y \Sigma_m^{-1} Y^H\right\}\right)}{|\pi \Sigma_m|^r} \quad (2.18)$$

$$\text{โดยที่} \quad \Sigma_m = I + \rho_t C_m^H C_m \quad (2.19)$$

ค่าของ  $\Sigma_m^{-1}$  และ  $|\Sigma_m|$  สามารถหาได้ดังนี้

$$\text{จากสมการ (2.19) และสูตร } (A + BCD)^{-1} = A^{-1} - A^{-1}B(C^{-1} + DA^{-1}B)^{-1}DA^{-1}$$

จะได้  $\Sigma_m^{-1} = \mathbf{I}^{-1} - \mathbf{I}^{-1} \rho_t ((\mathbf{C}_m^H)^{-1} + \mathbf{C}_m \mathbf{I}^{-1} \rho_t)^{-1} \mathbf{C}_m \mathbf{I}^{-1}$  จากสมการ (2.17) จะได้

$$\mathbf{C}_m = n(\mathbf{C}_m^H)^{-1}$$

$$\text{ดังนั้น} \quad \Sigma_m^{-1} = \mathbf{I} - \frac{\rho_t}{n\rho_t + 1} \mathbf{C}_m^H \mathbf{C}_m \quad (2.20)$$

เมื่อใช้เอกลักษณ์ของเมตริกซ์  $|\mathbf{I} + \mathbf{A}\mathbf{B}| = |\mathbf{I} + \mathbf{B}\mathbf{A}|$  และแทนค่าสมการที่ (2.17) ในสมการที่ (2.19) จะได้

$$|\Sigma_m| = |\mathbf{I} + \rho_t n \mathbf{I}| = |(1 + n\rho_t) \mathbf{I}| = (1 + n\rho_t)^t \quad (2.21)$$

จะเห็นว่าค่าของ  $|\Sigma_m|$  ไม่ขึ้นอยู่กับ  $m$

กำหนดให้เมตริกซ์รหัสมีความน่าจะเป็นในการถูกส่งมาเท่า ๆ กันทั้งหมด และตัวรับแบบเหมาะสมที่สุด (Optimal receiver) ในที่นี้คือ ตัวตรวจจับแบบ ML (Maximum-likelihood Detector) จากสมการที่ (2.18) แทนสมการที่ (2.20) และ (2.21) ลงไป ตัวตรวจจับแบบ ML จะลดรูปได้เป็น

$$\begin{aligned} \hat{m} &= \arg \max_m p(\mathbf{Y} | \mathbf{C}_m) \\ &= \arg \max_m \text{Tr} \left\{ \mathbf{Y} \mathbf{C}_m^H \mathbf{C}_m \mathbf{Y}^H \right\} \end{aligned} \quad (2.22)$$

เมื่อสัญลักษณ์ “arg” แทนฟังก์ชันใด ๆ ที่ทำให้ได้ค่าสูงสุด

กำหนดให้  $\Pr\{\mathbf{C}_0 \rightarrow \mathbf{C}_1\}$  เป็นความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของภาครับซึ่งถอดรหัส  $\mathbf{C}_0$  เป็น  $\mathbf{C}_1$  หรือที่เรียกว่า Pairwise Error (สมมติให้กรณีนี้มีเมตริกซ์รหัสเพียง 2 เมตริกซ์) จากนั้นใช้ขอบเขตเชอร์นอฟ (Chernoff Bound, มีอธิบายใน [12]) หาขอบเขตของความน่าจะเป็นของ Pairwise Error (ที่มาของสมการมีอยู่ใน [13]) จะได้

$$\Pr\{\mathbf{C}_0 \rightarrow \mathbf{C}_1\} \leq \frac{1}{\left| \mathbf{I} + \frac{\rho_t^2 n^2}{4(1 + \rho_t n)} \left[ \mathbf{I} - (1/n^2) \mathbf{C}_1 \mathbf{C}_0^H \mathbf{C}_0 \mathbf{C}_1^H \right] \right|^r} \quad (2.23)$$

พิจารณาในกรณีที่  $\rho_t$  มีค่ามาก ๆ พจน์ทางขวาของสมการข้างต้น จะมีค่าเท่ากับ  $(\Lambda_a \rho_t / 4)^{-r v_a}$  ใช้ตัวห้อย  $a$  แทนการไม่มี CSI (Absence of CSI) โดยที่  $v_a = v_a(\mathbf{C}_0, \mathbf{C}_1)$  เรียกว่า ค่าการได้ประโยชน์เชิงไดเวอร์ซิตี (Diversity Advantage) ของคู่อรหัส และ  $\Lambda_a$  เรียกว่า ค่าการได้ประโยชน์เชิงรหัส (Coding Advantage) ค่าการได้ประโยชน์เชิงไดเวอร์ซิตี และค่าการได้ประโยชน์เชิงรหัส นิยามดังนี้

$$v_a = v_a(\mathbf{C}_0, \mathbf{C}_1) \text{ คือ ค่าแรงก์ของเมตริกซ์ } \mathbf{I} - (1/n^2)\mathbf{C}_1\mathbf{C}_0^H \mathbf{C}_0\mathbf{C}_1^H \quad (2.24)$$

$$\Lambda_a(\mathbf{C}_0, \mathbf{C}_1) = \left| \mathbf{I} - (1/n)\mathbf{C}_1\mathbf{C}_0^H \mathbf{C}_0\mathbf{C}_1^H \right|_+^{1/v_a} \quad (2.25)$$

โดยที่สัญลักษณ์  $|A|_+$  แทนผลคูณของค่าเจาะจง (Eigenvalue) ที่ไม่เป็นศูนย์ของ  $A$  ซึ่งรวมค่าที่ซ้ำกันด้วย

จากสมการที่ (2.24) จะได้ว่า ค่าการได้ประโยชน์เชิงไดเวอร์ซิตีสูงสุดในกรณีที่  $v_a = t$  (Full Rank) ในกรณีนี้จะนิยามสัญลักษณ์ของค่าการได้ประโยชน์เชิงรหัสให้แตกต่างไปจากเดิม โดยมีเครื่องหมาย \* กำกับอยู่ คือ  $\Lambda_a^*(\mathbf{C}_0, \mathbf{C}_1)$  และเนื่องจากว่าในกรณีที่ค่าการได้ประโยชน์เชิงไดเวอร์ซิตีสูงสุด จะไม่มีค่าเจาะจงที่เป็นศูนย์ ดังนั้นจากสมการที่ (2.25) จะได้เป็น

$$\begin{aligned} \Lambda_a^*(\mathbf{C}_0, \mathbf{C}_1) &= \left| \mathbf{I} - (1/n)\mathbf{C}_1\mathbf{C}_0^H \mathbf{C}_0\mathbf{C}_1^H \right|^{1/t} \\ &= (1/n) \left| \begin{bmatrix} \mathbf{C}_0 \\ \mathbf{C}_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{C}_0^H & \mathbf{C}_1^H \end{bmatrix} \right|^{1/t} \end{aligned} \quad (2.26)$$

ในกรณีที่  $\rho_t$  มีค่ามาก ๆ ประสิทธิภาพของรหัสปริภูมิ-เวลา  $\mathbf{C}_m$ ,  $m = 1, 2, \dots, M$  จะพิจารณาจากค่าต่ำสุดของเกณฑ์ทางสมรรถนะทั้งสอง ดังสมการที่ (2.27) และ (2.28)

$$v_a^\Delta = \min_{m \neq m'} v_a(\mathbf{C}_m, \mathbf{C}_{m'}) \quad (2.27)$$

$$\Lambda_a^\Delta = \min_{m \neq m' : v_a(\mathbf{C}_m, \mathbf{C}_{m'}) = v_a} \Lambda_a(\mathbf{C}_m, \mathbf{C}_{m'}) \quad (2.28)$$

### 2.3 การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียล [7]

เนื่องจากเทคนิคการมอดูเลตแบบไม่ร่วมนัย (Noncoherent Modulation) ในกรณีสายอากาศส่งตัวเดียว มีวิธีการที่ง่ายและมีประสิทธิภาพ คือ การมอดูเลตเชิงเลขทางเฟสผลต่าง (Differential-phase-shift keying : DPSK) ดังนั้นจึงมีการพิจารณาที่จะนำเอาหลักการของเทคนิคนี้มาใช้กับระบบที่ใช้สายอากาศหลายตัว โดยอาศัยหลักการพื้นฐานของ รหัสกรุป (Group Code) ที่มีคุณสมบัติยูนิเทรี (Unitary) ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึง รหัสกรุป ขั้นตอนการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียล ภาครับของการเข้ารหัสแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียล และขอบเขตบนของความผิดพลาดและเกณฑ์การออกแบบของรหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียล

### 2.3.1 รหัสกรุป

พิจารณาระบบที่มีสายอากาศส่ง  $t$  ตัว และมีคอนสเทเลชัน  $C$  สำหรับ  $n \geq t$  ให้  $\mathcal{G}$  เป็นกรุปใด ๆ ของเมตริกซ์มิติ  $n \times n$  ที่มีคุณสมบัติยูนิแทรี (Unitary) ดังสมการ

$$\mathbf{G}^H \mathbf{G} = \mathbf{G} \mathbf{G}^H = \mathbf{I} \quad \forall \mathbf{G} \in \mathcal{G} \quad (2.29)$$

กำหนดให้  $\mathbf{D}$  เป็น เมตริกซ์มิติ  $t \times n$  ที่ทำให้  $\mathbf{D}\mathbf{G} \in C^{t \times n}$  สำหรับ  $\forall \mathbf{G} \in \mathcal{G}$  เราจะเรียกชุดของเมตริกซ์ (Collection of Matrices)  $\mathbf{D}\mathcal{G} = \{\mathbf{D}\mathbf{G} : \mathbf{G} \in \mathcal{G}\}$  ว่า “รหัสกรุปแบบมัลติ-แชนแนล (Multichannel Group Code) ความยาว  $n$  เหนือคอนสเทเลชัน  $C$ ”

ตัวอย่างเช่น สำหรับกรณี  $t=n=2$  จะได้ว่า

$$\mathcal{G} = \left\{ \pm \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \pm \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \right\} \quad \text{โดยที่ } \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$$

และ  $\mathbf{D}\mathcal{G}$  เป็นรหัสกรุปเหนือคอนสเทเลชัน BPSK ซึ่งมี  $C = \{1, -1\}$  เช่น

$$\mathbf{D} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{และ} \quad \mathbf{D} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{เป็นต้น}$$

### 2.3.2 ขั้นตอนการเข้ารหัสแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียล

จากหัวข้อที่ 2.3.1 รหัสกรุปสามารถเข้ารหัสแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลได้ในลักษณะเช่นเดียวกับกรณี DPSK และเพื่อความง่ายจะพิจารณาให้

$\mathcal{G}$  แทน เซตของข่าวสารที่เป็นไปได้ (Set of Possible Messages)

$\mathbf{G}_k$  แทน ข่าวสารบล็อกที่  $k$  ที่ต้องการจะส่งผ่านช่องสัญญาณซึ่ง  $\mathbf{G}_k \in \mathcal{G}$

$\mathbf{X}_k$  แทน รหัสปริภูมิ-เวลาบล็อกที่  $k$  ซึ่งจะถูกส่งออกจากสายอากาศ การเข้ารหัสแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียล มีขั้นตอนดังนี้

- 1) ส่ง  $\mathbf{X}_0 = \mathbf{D}$  เพื่อเป็นการเริ่มต้นการส่ง (Initialize Transmission)
- 2) เข้ารหัสข่าวสารด้วยสมการ

$$\mathbf{X}_k = \mathbf{X}_{k-1} \mathbf{G}_k \quad k = 1, \dots, K \quad (2.30)$$

สมการข้างต้นเรียกว่า สมการเข้ารหัสแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียล สำหรับภาคส่งซึ่งส่งข่าวสารเป็นลำดับจำนวน  $K$  บล็อก และด้วยคุณสมบัติความเป็นกรุปจะได้ว่า  $\mathbf{X}_k \in \mathbf{D}\mathcal{G}$  เมื่อ  $\mathbf{X}_{k-1} \in \mathbf{D}\mathcal{G}$  นอกจากนี้จะได้ว่า อัตราการเข้ารหัส (Coding Rate) มีค่าเท่ากับ

$$R = (1/n) \log_2 |\mathcal{G}| \quad (2.31)$$

โดยที่  $|G|$  แทนจำนวนสมาชิกของเซต  $G$

### 2.3.3 ภาครับของการเข้ารหัสแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียล

กรณีภาครับของการเข้ารหัสแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลนี้จะเพิ่มข้อจำกัดลงไป เพื่อให้  
ง่ายต่อการคำนวณและการจัดรูปสมการของภาครับ โดยให้  $DG$  เป็นรหัสปริภูมิ-เวลายูนิแทรีตาม  
สมการ (2.17) ที่มี  $t=n$  ซึ่งเป็นกรณีที่ง่ายที่สุดเนื่องจากเมตริกซ์จะเป็นจัตุรัส

จากหัวข้อที่ 2.3.2 กำหนดให้ภาคส่งส่งเป็นลำดับจำนวน  $K$  บล็อก ดังนั้นภาครับจะได้รับ  
เป็น  $Y = [Y_0 : \dots : Y_K]$  โดยที่

$$Y_k = \sqrt{\rho_t} H X_k + N_k \quad k = 1, \dots, K \quad (2.32)$$

ในการตรวจจับ  $G_k$  ที่ส่งมา ภาครับจะตรวจจับโดยใช้เพียง 2 บล็อกสุดท้ายที่รับมา เพื่อ  
ลดความซับซ้อนของภาครับ ดังสมการ

$$\bar{Y}_k = [Y_{k-1} : Y_k] \quad \text{เป็นเมตริกซ์มิติ } r \times 2t \quad (2.33)$$

ในที่นี้จะแทน  $G_k$  ด้วย  $G$  เพื่อให้เขียนสัญลักษณ์ได้ง่ายขึ้น

$$\bar{C}_G = [X_{k-1} : X_k] = [X_{k-1} : X_{k-1} G] \quad \text{เป็นเมตริกซ์มิติ } t \times 2t \quad (2.34)$$

จาก  $n=t$  และ  $DD^H = nI$  ดังนั้น  $D^H D = nI = tI$  จะได้  $XX^H = X^H X = tI$   
สำหรับ  $\forall X \in DG$  เนื่องจาก  $\bar{C}_G$  เป็นเมตริกซ์มิติ  $t \times 2t$  และ  $\bar{C}_G \bar{C}_G^H = 2tI$  ทำให้สามารถ  
พิจารณาว่า  $\bar{C}_G$  เป็นรหัสปริภูมิ-เวลายูนิแทรีแบบบล็อก ที่มีความยาวของบล็อกเป็น  $\bar{n} = 2t$  ได้

จากสมการที่ (2.34) ถ้าภาครับรู้ค่าของ  $X_{k-1}$  ตัวรับที่เหมาะสมที่สุดดังสมการที่ (2.22) จะ  
ขึ้นอยู่กับค่าของเมตริกซ์ดังสมการ

$$\bar{C}_G^H \bar{C}_G = \begin{bmatrix} X_{k-1}^H X_{k-1} & X_{k-1}^H X_{k-1} G \\ G^H X_{k-1}^H X_{k-1} & G^H X_{k-1}^H X_{k-1} G \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} tI & tG \\ tG^H & tI \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

จากสมการที่ (2.35) จะได้ว่าตัวรับที่เหมาะสมที่สุดจะไม่ขึ้นอยู่กับ  $X_{k-1}$  ดังนั้นสมการของ  
ตัวรับที่เหมาะสมที่สุดในสมการที่ (2.22) จะลดรูปลงได้ดังสมการ

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{G}} &= \arg \max_{\mathbf{G} \in \mathcal{G}} \text{Tr} \left\{ \bar{\mathbf{Y}}_k \bar{\mathbf{C}}_G^H \bar{\mathbf{C}}_G \bar{\mathbf{Y}}_k^H \right\} \\
&= \arg \max_{\mathbf{G} \in \mathcal{G}} \text{Tr} \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{k-1} & \mathbf{Y}_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t\mathbf{I} & t\mathbf{G} \\ t\mathbf{G}^H & t\mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{k-1}^H \\ \mathbf{Y}_k^H \end{bmatrix} \right\} \\
&= \arg \max_{\mathbf{G} \in \mathcal{G}} \text{Tr} \left\{ (t\mathbf{Y}_k \mathbf{Y}_k^H + t\mathbf{Y}_{k-1} \mathbf{Y}_{k-1}^H + t\mathbf{Y}_k \mathbf{G}^H \mathbf{Y}_{k-1}^H + t\mathbf{Y}_{k-1} \mathbf{G} \mathbf{Y}_k^H) \right\}
\end{aligned} \tag{2.36}$$

จากสมการที่ (2.36) จะเห็นว่า เทอมที่ 1 และ 2 ไม่ขึ้นอยู่กับ  $\mathbf{G}$  ส่วนเทอมที่ 3 และ 4 เป็นผลบวกของคู่สังยุคซึ่งจะได้ค่าเป็นจำนวนจริง ดังนั้นจะได้

$$\hat{\mathbf{G}} = \arg \max_{\mathbf{G} \in \mathcal{G}} \text{Re Tr} \left\{ \mathbf{Y}_{k-1} \mathbf{G} \mathbf{Y}_k^H \right\} \tag{2.37}$$

โดยที่สัญลักษณ์  $\text{Re}$  แทนการเอาเฉพาะส่วนที่เป็นจำนวนจริง และจาก  $\text{Tr}(AB) = \text{Tr}(BA)$  จะได้

$$\hat{\mathbf{G}} = \arg \max_{\mathbf{G} \in \mathcal{G}} \text{Re Tr} \left\{ \mathbf{G} \mathbf{Y}_k^H \mathbf{Y}_{k-1} \right\} \tag{2.38}$$

สมการที่ (2.38) ถือเป็นสมการที่สำคัญที่สุดในหัวข้อนี้ เพราะอยู่ในรูปที่เหมาะสมต่อการเขียนเป็นอัลกอริทึมการตรวจจับของภาครับ ในกรณีนี้ที่ภาครับไม่มีการประมาณค่าของสัญญาณ

### 2.3.4 ขอบเขตบนของความผิดพลาดและเกณฑ์การออกแบบของรหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียล

เนื่องจากสามารถพิจารณาได้ว่า  $\bar{\mathbf{C}}_G$  เป็นรหัสปริภูมิ-เวลายูนิแทรีแบบบล็อกที่มีความยาวของบล็อกเป็น  $\bar{n} = 2t$  ดังนั้นการหาขอบเขตบนของความผิดพลาดและเกณฑ์การออกแบบสำหรับการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียล จึงสามารถประยุกต์ใช้สมการที่ (2.23) ได้ และสำหรับ  $\forall \mathbf{G}, \mathbf{G}' \in \mathcal{G}$  โดยที่  $\mathbf{C}_G = \mathbf{X}_{k-1} \mathbf{G}$  จะได้ว่า

$$\begin{aligned}
\bar{n}\mathbf{I} - \frac{1}{\bar{n}} \bar{\mathbf{C}}_G \bar{\mathbf{C}}_{G'}^H \bar{\mathbf{C}}_{G'} \bar{\mathbf{C}}_G^H &= t\mathbf{I} - \frac{1}{2} \mathbf{C}_G \mathbf{C}_{G'}^H - \frac{1}{2} \mathbf{C}_{G'} \mathbf{C}_G^H \\
&= \frac{1}{2} (\mathbf{C}_G - \mathbf{C}_{G'}) (\mathbf{C}_G - \mathbf{C}_{G'})^H
\end{aligned} \tag{2.39}$$

$$\text{ดังนั้น} \quad \Pr \left\{ \bar{\mathbf{C}}_G \rightarrow \bar{\mathbf{C}}_{G'} \right\} \leq \frac{1}{\left| \mathbf{I} + \frac{\rho_t^2 \bar{n}}{8(1 + \rho_t \bar{n})} (\mathbf{C}_G - \mathbf{C}_{G'}) (\mathbf{C}_G - \mathbf{C}_{G'})^H \right|^r} \tag{2.40}$$

ในกรณีที่  $\rho_t$  มีค่ามาก ๆ พจน์ทางขวาของอสมการข้างต้นนั้น จะมีค่าเท่ากับ  $(\Lambda_d \rho_t / 4)^{-r v_d}$  ใช้ตัวห้อย  $d$  แทนการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียล จะได้ค่าการได้ประโยชน์เชิงไดเวอร์ซิตี และค่าการได้ประโยชน์เชิงรหัสดังนี้

- ค่าการได้ประโยชน์เชิงไดเวอร์ซิตี

$$\text{จากสมการ (2.40) จะได้ว่า } v_d(\mathbf{C}_G, \mathbf{C}_{G'}) \text{ เท่ากับค่าแรงกซ์ของ } \mathbf{C}_G - \mathbf{C}_{G'} \quad (2.41)$$

- ค่าการได้ประโยชน์เชิงรหัส

$$\begin{aligned} \Lambda_d(\mathbf{C}_G, \mathbf{C}_{G'}) &= \left| \bar{n} \mathbf{I} - \frac{1}{\bar{n}} \bar{\mathbf{C}}_G \bar{\mathbf{C}}_{G'}^{\mathcal{H}} \bar{\mathbf{C}}_{G'} \bar{\mathbf{C}}_G^{\mathcal{H}} \right|_+^{1/v_d} \\ &= \left| \frac{1}{2} (\mathbf{C}_G - \mathbf{C}_{G'}) (\mathbf{C}_G - \mathbf{C}_{G'})^{\mathcal{H}} \right|_+^{1/v_d} \end{aligned} \quad (2.42)$$

ในกรณี  $\rho_t$  มีค่ามาก ๆ ประสิทธิภาพของรหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียล จะพิจารณาจากค่าต่ำสุดของเกณฑ์ทางสมรรถนะทั้งสอง ดังสมการที่ (2.43) และ (2.44)

$$v_d = \min_{m \neq m'} v_d(\mathbf{C}_G, \mathbf{C}_{G'}) \quad (2.43)$$

$$\Lambda_d = \min_{m \neq m' : v_d(\mathbf{C}_G, \mathbf{C}_{G'}) = v_d} \Lambda_d(\mathbf{C}_G, \mathbf{C}_{G'}) \quad (2.44)$$

กล่าวโดยสรุปแล้ว เกณฑ์การออกแบบของรหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียล คือ เลือก  $\mathbf{D}_G$  ที่ทำให้ได้ค่าการได้ประโยชน์เชิงไดเวอร์ซิตีสูงสุด ( $v_d = t$ ) และทำให้ได้ค่าการได้ประโยชน์เชิงรหัส ( $\Lambda_d$ ) สูงที่สุด

## 2.4 ช่องสัญญาณเฟดดิ้ง (Fading Channel) [14-15]

ในระบบการสื่อสารแบบไร้สาย โดยเฉพาะอย่างยิ่งในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ คุณลักษณะของช่องสัญญาณไม่อยู่ในสภาพคงที่ (Stationary) และสามารถคาดเดาได้เหมือนช่องสัญญาณในระบบที่เชื่อมต่อด้วยสาย (Wired Channel) แต่ช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นจะมีลักษณะสุ่ม (Random) และเปลี่ยนแปลงไปตามเวลา ทั้งนี้เนื่องจากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณไร้สายระหว่างโทรศัพท์เคลื่อนที่กับสถานีฐานเกิดขึ้นสูงจากพื้นดินไม่มากนัก ดังนั้นสัญญาณที่ส่งอาจเกิดการสะท้อนกับสิ่งกีดขวางที่อยู่ในบริเวณนั้น เช่น อาคาร ต้นไม้ หรือ พื้นดิน ส่งผลให้สัญญาณที่

ปลายทางได้รับ ประกอบด้วยสัญญาณสะท้อนจากหลายเส้นทาง ซึ่งมีขนาดและเฟสที่แตกต่างกัน นอกจากนี้การเคลื่อนที่ของเครื่องโทรศัพท์ขณะที่มีการส่งสัญญาณ หรือการที่สภาพแวดล้อมที่อยู่ระหว่างภาคส่งและภาครับมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา เช่น การเคลื่อนที่ของรถยนต์ที่อยู่บริเวณรอบ ๆ โทรศัพท์เคลื่อนที่ ก็มีผลต่อสัญญาณที่ปลายทางได้รับด้วยเช่นกัน ปัจจัยต่าง ๆ ที่กล่าวมาข้างต้น ส่งผลให้สัญญาณที่ปลายทางได้รับมีการเปลี่ยนแปลงขึ้นลงอย่างรวดเร็ว ทั้งในแง่ของแอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณ เรียกปรากฏการณ์นี้ว่า Small-scaled Fading หรือเฟดดิ้ง (Fading) ทั้งนี้ในกรณีที่ช่องสัญญาณไร้สายมีสัญญาณสะท้อนจากทิศทางต่าง ๆ จำนวนมาก แต่ไม่มีสัญญาณที่มาจากเส้นทางตรงระหว่างภาคส่งกับภาครับ (Line-of-sight : LOS) จะเรียกเฟดดิ้งที่เกิดขึ้นนี้ว่า เรย์ลีเฟดดิ้ง (Rayleigh Fading) ทั้งนี้เนื่องจากเเนวโพล (Envelope) ของสัญญาณที่ได้รับมีการกระจายตัวทางสถิติเป็นแบบเรย์ลี ในหัวข้อต่อไปจะกล่าวถึงปัจจัยหลักที่ส่งผลต่อการเกิดเฟดดิ้ง และรูปแบบของเฟดดิ้ง

#### 2.4.1 ปัจจัยหลักที่ส่งผลต่อการเกิดเฟดดิ้ง

ปัจจัยหลักที่ก่อให้เกิดเฟดดิ้งมีอยู่ 2 ประการ คือ

##### 1) การแผ่แบบประวิงเวลา (Delay Spread)

เนื่องจากสัญญาณที่ถูกส่งมาจากต้นทาง เมื่อไปกระทบกับสิ่งกีดขวางที่อยู่ระหว่างภาคส่งกับภาครับก็จะเกิดการสะท้อนและหักเห ทำให้สัญญาณที่ปลายทางได้รับประกอบด้วยสัญญาณสะท้อนจากหลายเส้นทาง ซึ่งมาถึงยังปลายทางในเวลาที่แตกต่างกัน ดังนั้นสัญญาณรวมที่ปลายทางจึงเป็นสัญญาณที่มีการประวิงเวลาไป หรืออาจเรียกได้ว่า สัญญาณเกิดการแผ่ทางเวลา (Time Spread) ผลของการประวิงเวลานั้นทำให้การเดินทางไปยังปลายทางของสัญญาณใช้เวลา นานกว่าปกติ ก่อให้เกิดการรบกวนกันของสัญญาณในแต่ละสัญลักษณ์ หรือการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ ทั้งนี้การประวิงเวลาของสัญญาณจะเกิดขึ้นมากหรือน้อยก็ขึ้นอยู่กับลักษณะของช่องสัญญาณ

##### 2) การแผ่แบบดอปเพลอร์ (Doppler Spread)

การเคลื่อนที่สัมพัทธ์ระหว่างโทรศัพท์เคลื่อนที่กับสถานีฐาน ส่งผลให้สัญญาณที่เดินทางมาในแต่ละเส้นทางเกิดการเลื่อนทางความถี่ เรียกว่า การเลื่อนความถี่แบบดอปเพลอร์ (Doppler Shift) ซึ่งความถี่ที่เลื่อนไปจะมีค่าเป็นบวกหรือลบเล็กน้อยเพียงใด ก็ขึ้นอยู่กับทิศทางและความเร็วของการเคลื่อนที่ของโทรศัพท์เคลื่อนที่ นอกจากนี้การเคลื่อนที่ของวัตถุที่อยู่บริเวณรอบ ๆ โทรศัพท์เคลื่อนที่ ก็ยังส่งผลให้เลื่อนความถี่แบบดอปเพลอร์มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาอีกด้วย



ดังนั้นจึงกล่าวได้ว่า การแผ่แบบดอปเพลอร์นี้ทำให้ช่องสัญญาณมีพฤติกรรมเปลี่ยนแปลงไปตามเวลา (Time-varying Channel) และอัตราการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นก็ส่งผลโดยตรงต่อความเร็วของเฟดดิ้งด้วย

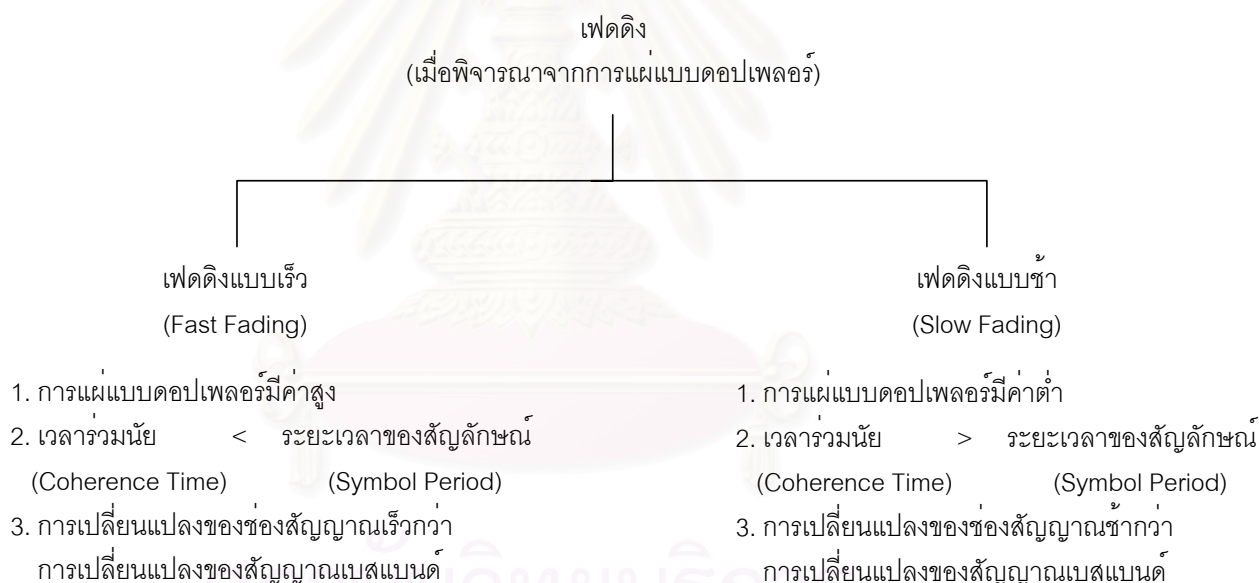
#### 2.4.2 รูปแบบของเฟดดิ้ง

เฟดดิ้งที่เกิดขึ้นในการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณไร้สาย มีอยู่หลายประเภท โดยพิจารณาว่าเป็นเฟดดิ้งแบบใดนั้น จะพิจารณาจากลักษณะของสัญญาณที่ส่งเปรียบเทียบกับคุณลักษณะของช่องสัญญาณ (Channel Characteristic) เป็นหลัก พารามิเตอร์ของสัญญาณที่ใช้พิจารณา ได้แก่ แบนด์วิดท์ (Bandwidth) ช่วงเวลาของสัญลักษณ์ (Symbol Period) หรือ อัตราการส่งสัญญาณ (Transmission Rate) ส่วนปัจจัยของช่องสัญญาณที่ส่งผลต่อลักษณะของเฟดดิ้งได้แก่ การแผ่แบบประวิงเวลา และการแผ่แบบดอปเพลอร์ เมื่อทำการพิจารณาลักษณะของเฟดดิ้งจากการแผ่แบบประวิงเวลาจะได้เฟดดิ้ง 2 รูปแบบคือ เฟดดิ้งแบบราบ (Flat Fading) และเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ (Frequency-selective Fading) ในขณะที่การแผ่แบบดอปเพลอร์จะส่งผลกระทบต่อเฟดดิ้งอีก 2 รูปแบบคือ เฟดดิ้งแบบเร็ว (Fast Fading) และเฟดดิ้งแบบช้า (Slow Fading) ซึ่งการพิจารณารูปแบบของเฟดดิ้งจากการแผ่แบบประวิงเวลา และการแผ่แบบดอปเพลอร์ดังกล่าว เกิดขึ้นอย่างเป็นอิสระต่อกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.6





(ก)



(ข)

### รูปที่ 2.6 รูปแบบของเฟดดิ้ง

(ก) เมื่อพิจารณาจากการแผ่แบบประวิงเวลา

(ข) เมื่อพิจารณาจากการแผ่แบบดอปเพลอร์

1) รูปแบบของเฟดดิ้งเมื่อพิจารณาจากการแผ่แบบประวิงเวลา  
การแผ่แบบประวิงเวลาอันเนื่องมาจากคลื่นหลายวิถี (Multipath) ทำให้เกิดเฟดดิ้งอยู่ 2  
รูปแบบคือ เฟดดิ้งแบบราบ และเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่

### ก. เฟดดิ้งแบบราบ

ถ้าช่องสัญญาณมีผลตอบสนองอัตราขยายคงที่ และมีผลตอบสนองเฟสที่เป็นเชิงเส้น ในช่วงแบนด์วิดท์ที่กว้างกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณแล้ว จะทำให้เฟดดิ้งที่เกิดขึ้นจะเป็นแบบราบ กล่าวคือ สัญญาณที่ปลายทางได้รับจะมีคุณลักษณะเชิงสเปกตรัม (Spectrum Characteristic) เหมือนเดิม แต่กำลังของสัญญาณจะเปลี่ยนแปลงไปตามเวลา เนื่องจากผลของคลื่นหลายวิถีที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณ ดังนั้นช่องสัญญาณที่เกิดเฟดดิ้งแบบราบนี้จึงสามารถเรียกอีกอย่างหนึ่งได้ว่า ช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางแอมพลิจูด (Amplitude Varying Channel) การแจกแจงของแอมพลิจูดที่มักพบโดยทั่วไปจะเป็นการแจกแจงแบบเรย์ลีย์ (Rayleigh Distribution)

### ข. เฟดดิ้งแบบเลือกความถี่

ถ้าช่องสัญญาณมีผลตอบสนองอัตราขยายคงที่ และมีผลตอบสนองเฟสที่เป็นเชิงเส้น ในช่วงแบนด์วิดท์ที่แคบกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณแล้ว เฟดดิ้งที่เกิดขึ้นจะเป็นแบบเลือกความถี่ กล่าวคือสเปกตรัมของสัญญาณจะได้รับผลกระทบจากช่องสัญญาณไม่เท่ากันทั้งหมด โดยส่วนประกอบสเปกตรัมที่อยู่นอกช่วงแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณ จะได้รับผลกระทบที่แตกต่างออกไป ซึ่งช่วงพิสัยของความถี่ที่ช่องสัญญาณส่งผลกระทบต่อส่วนประกอบของสเปกตรัมโดยเท่าเทียมกัน เรียกว่า แบนด์วิดท์ร่วมนัย (Coherent Bandwidth) เมื่อช่องสัญญาณเกิดเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ ผลตอบสนองของช่องสัญญาณจะเกิดการแผ่ออกทางเวลา ซึ่งยาวกว่าช่วงเวลาของสัญลักษณ์ ทำให้สัญญาณที่ได้รับถูกลดทอนขนาด และมีการประวิงทางเวลา ส่งผลให้เกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Intersymbol Interference) ขึ้น

### 2) รูปแบบของเฟดดิ้งเมื่อพิจารณาจากการแผ่แบบดอปเพลอร์

การเลื่อนความถี่แบบดอปเพลอร์ อันเนื่องมาจากการเคลื่อนที่สัมพัทธ์กันระหว่างโทรศัพท์เคลื่อนที่กับสถานีฐาน ส่งผลต่อความเร็วของเฟดดิ้ง ทำให้เกิดเฟดดิ้ง 2 รูปแบบ คือ เฟดดิ้งแบบเร็ว และเฟดดิ้งแบบช้า

### ก. เฟดดิ้งแบบเร็ว

การแผ่แบบดอปเพลอร์ และเวลาร่วมนัย (Coherence Time) เป็นพารามิเตอร์ที่ใช้บ่งบอกถึงคุณสมบัติการเปลี่ยนแปลงตามเวลาของช่องสัญญาณ ซึ่งมีผลมาจากการเคลื่อนที่ของโทรศัพท์เคลื่อนที่ เวลาร่วมนัยคือ ช่วงเวลาทางสถิติที่ผลตอบสนองของช่องสัญญาณมีค่าไม่เปลี่ยนแปลง ทั้งนี้ยังเป็นค่าที่บอกให้ทราบถึง ความคล้ายคลึงกันของผลตอบสนองของช่องสัญญาณในช่วงเวลาหนึ่งอีก

ด้วย กล่าวคือ สัญญาณที่มาถึงภาครับที่เวลาต่างกันแต่ไม่เกินเวลาร่วมนัย จะได้รับผลกระทบจากช่องสัญญาณใกล้เคียงกัน

ในกรณีของเฟดดิ้งแบบเร็ว ผลตอบสนองของช่องสัญญาณจะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วภายในเวลาที่ส่งสัญญาณ ดังนั้นเวลาร่วมนัยของช่องสัญญาณจะมีค่าน้อยกว่าช่วงเวลาของสัญลักษณ์ และคุณลักษณะของเฟดดิ้งจะเปลี่ยนแปลงไปมาหลายครั้งในขณะที่สัญลักษณ์หนึ่ง ๆ ถูกส่งไป ส่งผลให้รูปร่างของสัญญาณเบสแบนด์ผิดเพี้ยนไป

#### ข. เฟดดิ้งแบบช้า

เฟดดิ้งแบบช้า เกิดขึ้นเมื่ออัตราการเปลี่ยนแปลงของผลตอบสนองของช่องสัญญาณมีค่าน้อยกว่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณ หรือ เวลาร่วมนัยมีค่ามากกว่าเวลาของสัญลักษณ์ ในกรณีนี้ช่องสัญญาณจะมีผลตอบสนองคงที่ภายในช่วงเวลาหลายสัญลักษณ์ ทำให้ได้รับผลกระทบจากช่องสัญญาณติดกันเป็นช่วงยาว

## 2.5 แบบจำลองของช่องสัญญาณ (Channel Model)

ในงานวิจัยนี้พิจารณาช่องสัญญาณที่เป็นแบบเรย์ลีเฟดดิ้งชนิดเลือกความถี่ (Frequency-selective Rayleigh Fading Channel) และมีสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise : AWGN) ซึ่งช่องสัญญาณมีผลตอบสนองอิมพัลส์เป็นแบบผ่านต่ำเชิงซ้อน (Complex Low-pass Impulse Response) ดังนี้

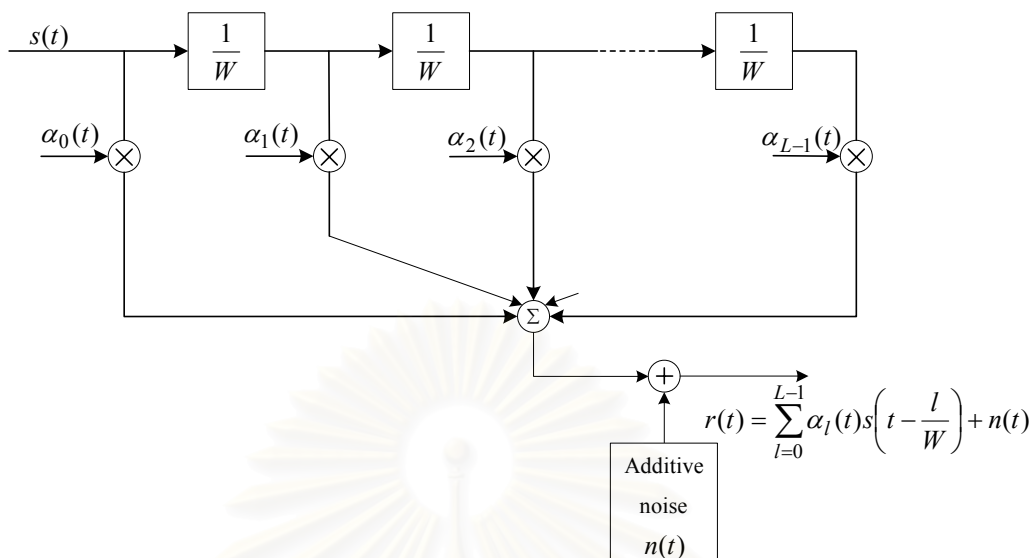
$$h(\tau; t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l(t) \delta(\tau - \tau_l) \quad (2.45)$$

โดยที่  $L$  เป็นจำนวนวิถีในช่องสัญญาณ

$\alpha_l(t)$  เป็นอัตราขยายวิถีเชิงซ้อน (complex path gain) ของวิถีที่  $l + 1$

$\tau_l$  เป็นการประวิงเวลาในวิถีที่  $l + 1$

นอกจากนี้ยังสามารถจำลองช่องสัญญาณได้โดยใช้แบบจำลองช่องสัญญาณ Tapped-delay-line (Tapped-delay-line Channel Model) [16] ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 แบบจำลอง Tapped-delay-line สำหรับช่องสัญญาณที่มีเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่

จากรูปที่ 2.7 เป็นการจำลองช่องสัญญาณที่มีเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ด้วย Tapped-delay-line ที่มีระยะแท็ป (Tap Spacing) เท่ากับ  $\frac{1}{W}$  และมีสัมประสิทธิ์ถ่วงน้ำหนักของแท็ป (Tap Weight Coefficients) เท่ากับ  $\{\alpha_l(t)\}$

จะได้ว่าช่องสัญญาณมีผลตอบสนองอิมพัลส์เป็นแบบผ่านต่ำเชิงซ้อน ดังนี้

$$h(\tau; t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l(t) \delta\left(\tau - \frac{l}{W}\right) \quad (2.46)$$

โดยที่  $L$  เป็นจำนวนวิถีในช่องสัญญาณ  
 $\alpha_l(t)$  เป็นอัตราขยายวิถีเชิงซ้อนของวิถีที่  $l+1$   
 $W$  เป็นแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณ  
 $\frac{l}{W}$  เป็นการประวิงเวลาในวิถีที่  $l+1$

พิจารณาส่งสัญญาณ  $s(t)$  ผ่านช่องสัญญาณที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์ดังสมการที่ 2.46 โดยที่ขนาดของอัตราขยายวิถีในวิถีเชิงซ้อนแต่ละวิถีมีการแจกแจงแบบเรย์ลี (Rayleigh Distribution) เฟสในวิถีเชิงซ้อนแต่ละวิถีมีการแจกแจงแบบยูนิฟอร์ม (Uniform Distribution)

ในช่วง  $[0, 2\pi)$  และมีสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวกเกิดขึ้น สัญญาณที่ได้รับ (Received Signal) สามารถเขียนได้ดังนี้

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l(t) s\left(t - \frac{l}{W}\right) + n(t) \quad (2.47)$$

โดยที่  $n(t)$  เป็นสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

# บทที่ 3

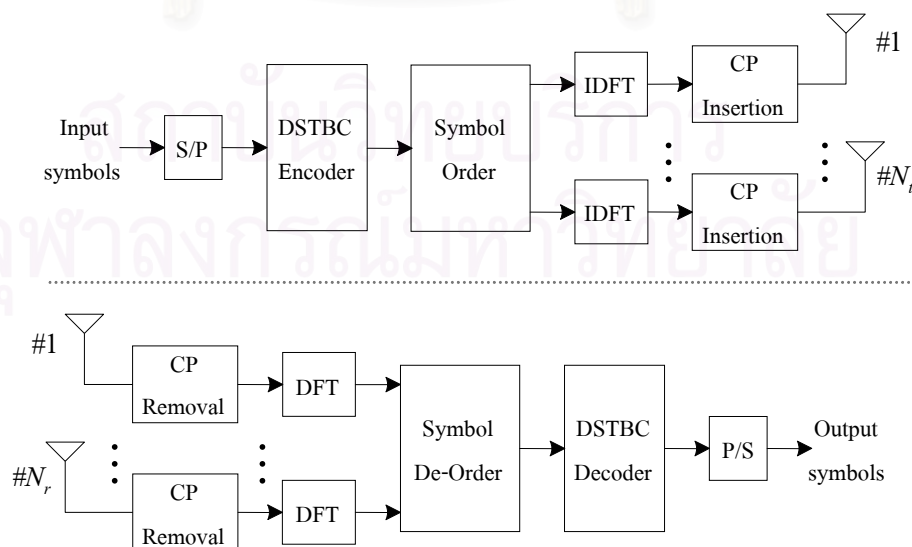
## ระบบที่เสนอ

บทนี้จะอธิบายถึงหลักการ แบบจำลอง และวิธีการของระบบที่เสนอ ซึ่งเรียกว่า ระบบที่ใช้การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลร่วมกับโอเอฟดีเอ็ม และในส่วนท้ายของบทนี้จะวิเคราะห์ความซับซ้อนของอัลกอริทึมของระบบต่าง ๆ ได้แก่ ระบบที่ใช้การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลเพียงอย่างเดียว ระบบที่ใช้การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกร่วมกับโอเอฟดีเอ็ม และสุดท้ายวิเคราะห์ความซับซ้อนของอัลกอริทึมของระบบที่เสนอ

### 3.1 หลักการของระบบที่เสนอ

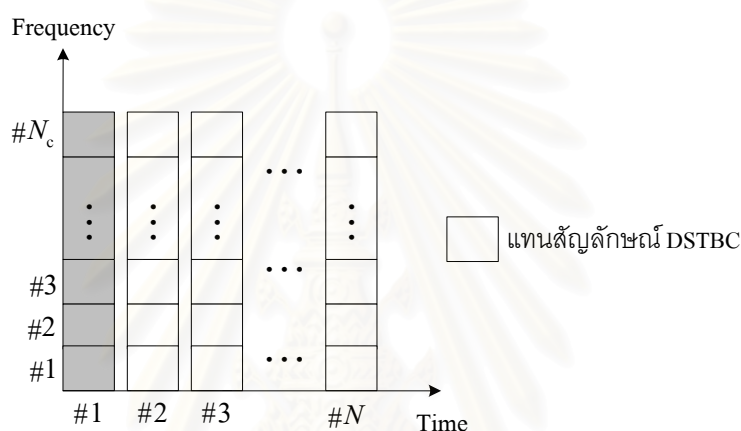
หลักการของการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลร่วมกับโอเอฟดีเอ็มอาศัยข้อดีของโอเอฟดีเอ็มที่มีความทนทานต่อเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ เนื่องจากมีการใส่เวลาคุ้มครองสำหรับป้องกันการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ ดังนั้นเมื่อช่องสัญญาณส่งผลให้เกิดการแผ่แบบประวิงเวลาที่ไม่เกินช่วงเวลาคุ้มครอง ก็จะไม่เกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ขึ้น การนำโอเอฟดีเอ็มมาใช้กับช่องสัญญาณที่มีเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ จึงเปรียบเสมือนการแปลงช่องสัญญาณเป็นช่องสัญญาณย่อยที่ขนานกันตามจำนวนคลื่นพาห่อย่อย ซึ่งช่องสัญญาณย่อยเหล่านี้มีเฟดดิ้งแบบราบทำให้สามารถนำหลักการของการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลสำหรับช่องสัญญาณที่มีเฟดดิ้งแบบราบมาใช้กับช่องสัญญาณย่อยในแต่ละคลื่นพาห่อย่อยนี้ได้

### 3.2 แบบจำลองของระบบที่เสนอ



รูปที่ 3.1 แบบจำลองของระบบ DSTBC-OFDM ที่เสนอ

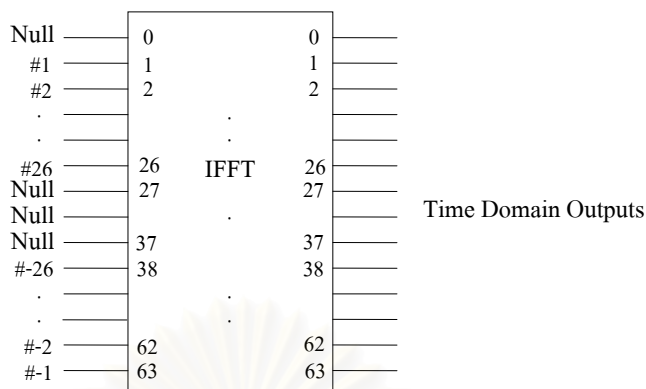
พิจารณาแบบจำลองของระบบดังรูปที่ 3.1 ซึ่งประกอบด้วยสายอากาศส่งจำนวน  $N_t$  ตัว สายอากาศรับจำนวน  $N_r$  ตัว และมีคลื่นพาริย่อยจำนวน  $N_c$  คลื่น ทางด้านภาคส่งทำการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียล ด้วยตัวเข้ารหัสแบบขนานให้กับแต่ละคลื่นพาริย่อย โดยที่ DSTBC หนึ่งบล็อกของแต่ละคลื่นพาริย่อยนั้น ประกอบด้วยสัญลักษณ์ DSTBC จำนวน  $N_x N_t$  สัญลักษณ์ ซึ่งจะถูกส่งจากสายอากาศส่งจำนวน  $N_t$  ตัว โดยส่งไปในโอเอฟดีเอ็มสล็อต (Slot) ที่ติดกันจำนวน  $N_x$  สล็อต



รูปที่ 3.2 สัญลักษณ์ DSTBC ที่ถูกจัดลำดับแล้ว จำนวน 1 ชุด ของแต่ละโอเอฟดีเอ็มสล็อต

หลังจากที่ได้สัญลักษณ์ DSTBC ของแต่ละคลื่นพาริย่อยแล้ว กระบวนการต่อมาคือ ทำการจัดลำดับของสัญลักษณ์ DSTBC ของแต่ละของคลื่นพาริย่อยเป็นชุด ๆ จำนวน  $N_t$  ชุด ในแต่ละโอเอฟดีเอ็มสล็อต จำนวน  $N_x$  สล็อต สัญลักษณ์ DSTBC ของแต่ละคลื่นพาริย่อยที่ถูกจัดลำดับแล้ว จำนวน 1 ชุด แสดงดังรูปที่ 3.2 โดยที่ส่วนที่แรเงาในรูปนั้นคือ สัญลักษณ์ DSTBC จำนวน  $N_c$  สัญลักษณ์ ภายในโอเอฟดีเอ็มสล็อต 1 สล็อต ที่จะส่งผ่านสายอากาศส่งแต่ละตัวนั่นเอง จากนั้นจึงนำสัญลักษณ์ที่ได้แต่ละชุดในแต่ละโอเอฟดีเอ็มสล็อตมาทำการแปลงฟูริเยร์ดิสครีตผกผัน (Inverse Discrete Fourier Transform : IDFT) โดยใช้อัลกอริทึม IFFT แปลงสัญลักษณ์แบบขนานกลับมาเป็นแบบอนุกรมในโดเมนเวลา รูปที่ 3.3 เป็นการใช้อ FFT 64 จุด (64-point IFFT) ในการคำนวณ [17] โดยที่สัมประสิทธิ์ความถี่ 1 ถึง 26 จะถูกแม็พเข้ากับอินพุตของ IFFT ตำแหน่ง 1 ถึง 26 ในขณะที่สัมประสิทธิ์ความถี่ -26 ถึง -1 ถูกแม็พเข้ากับอินพุตของ IFFT ตำแหน่ง 38 ถึง 63 ส่วนตำแหน่งที่เหลือคือ 27 ถึง 37 และ 0 (dc) จะถูกเซตให้มีค่าเป็นศูนย์





รูปที่ 3.3 อินพุตและเอาต์พุตของการแปลงฟูริเยร์ดิสครีตผกผัน

หลังจากทำ IFFT แล้ว เอาต์พุตที่ได้จะถูกเติม CP ที่มีช่วงเวลามากกว่าค่าสูงสุดของการแผ่แบบประวิงเวลา (Maximum Delay Spread) ของช่องสัญญาณ สุดท้ายจะได้เป็นสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม จากนั้นสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ได้จะส่งผ่านสายอากาศส่งแต่ละตัวไปในช่องสัญญาณ

ในที่นี้สมมติให้ช่องสัญญาณเฟดดิ้ง (Fading Channel) ระหว่างสายอากาศส่งตัวที่  $j$  และสายอากาศรับตัวที่  $i$  เป็นช่องสัญญาณที่มีเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ ช่องสัญญาณมีคุณลักษณะสแตชันนารี (Stationary) ตลอดคาบเวลาของสัญลักษณ์ (Symbol Period) ซึ่งสามารถจำลองได้ด้วยสมการที่ (2.45) หรือจำลองด้วยแบบจำลอง Tapped-delay-line ดังที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 หัวข้อ 2.5 จากสมการที่ (2.46) จะได้ว่าช่องสัญญาณระหว่างสายอากาศส่งตัวที่  $j$  และสายอากาศรับตัวที่  $i$  มีผลตอบสนองอิมพัลส์ดังนี้

$$h_{ij}(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{ij}(l) \delta\left(\tau - \frac{l}{N\Delta f}\right) \quad (3.1)$$

โดยที่  $L$  เป็นจำนวนวิถีในช่องสัญญาณ

$\alpha_{ij}(l)$  เป็นอัตราขยายวิถีเชิงซ้อน (Complex Path Gain) ระหว่างสายอากาศส่งตัวที่  $j$  และสายอากาศรับตัวที่  $i$  ของวิถีที่  $l+1$  โดยที่ขนาดของอัตราขยายวิถีในวิถีเชิงซ้อนแต่ละวิถีมีการแจกแจงแบบเรย์ลี และเฟสในวิถีเชิงซ้อนแต่ละวิถีมีการแจกแจงแบบยูนิฟอร์ม (Uniform Distribution) ในช่วง  $[0, 2\pi)$

$\Delta f$  เป็นผลต่างของความถี่ระหว่างแต่ละคลื่นพาหีย่อย (Subcarrier Spacing)

$N$  เป็นจำนวนจุดหรือจำนวนตัวอย่างในการทำ IFFT

$\frac{l}{N\Delta f}$  เป็นการประวิงเวลาในวิถีที่  $l+1$

จากสมการที่ (3.1) เมื่อทำการแปลงฟูริเยร์ จะได้ผลตอบสนองทางความถี่ (Frequency Response) ของช่องสัญญาณดังนี้

$$H_{ij}(f) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{ij}(l) e^{-2\pi j l (l/N \Delta f)} \quad (3.2)$$

เมื่อแทนค่า  $f = p\Delta f$  ลงในสมการที่ (3.2) จะได้ ผลตอบสนองทางความถี่ของช่องสัญญาณย่อย (Subchannel) จากสายอากาศส่งตัวที่  $j$  ไปยังสายอากาศรับตัวที่  $i$  สำหรับคลื่นพารัลลอลที่  $p$  ดังสมการ

$$H_{ij}(p) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{ij}(l) e^{-2\pi j lp/N} \quad (3.3)$$

สัญญาณที่ได้รับที่สายอากาศรับแต่ละตัว เป็นผลรวมของสัญญาณจำนวน  $N_r$  สัญญาณ ซึ่งได้รับผลกระทบจากเฟดดิ้งและสัญญาณรบกวน ในกรณีนี้จะไม่เกิดการแทรกสอดระหว่างสัญญาณ เนื่องจากทางภาคส่งเติม CP ที่มีช่วงเวลามากกว่าค่าสูงสุดของการแผ่แบบประวิงเวลาของช่องสัญญาณนั่นเอง สัญญาณที่ได้รับนั้น เริ่มแรกจะทำการขจัด CP (Cyclic Prefix) ออกไป จากนั้นจึงทำการแปลงฟูริเยร์ดิสครีต (Discrete Fourier Transform : DFT) โดยใช้อัลกอริทึม FFT ทำให้ได้เอาต์พุตสำหรับสายอากาศรับตัวที่  $i$ , คลื่นพารัลลอลที่  $p$  และโอเอฟดีเอ็มสล็อตที่  $n$  ( $i = 1, \dots, N_r$ ,  $n = 1, \dots, N_x$ ) ดังนี้

$$y_{in}(p) = \sum_{j=1}^{N_t} H_{ij}(p) x_{jn}(p) + n_{in}(p) \quad p = 1, \dots, N_c \quad (3.4)$$

โดยที่  $H_{ij}(p)$  เป็นผลตอบสนองทางความถี่ของช่องสัญญาณย่อยจากสายอากาศส่งตัวที่  $j$  ไปยังสายอากาศรับตัวที่  $i$  สำหรับคลื่นพารัลลอลที่  $p$  ดังสมการที่ (3.3)

$x_{jn}(p)$  เป็นสัญลักษณ์ของรหัสบริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลที่ส่งจากสายอากาศส่งตัวที่  $j$  ซึ่งส่งไปกับคลื่นพารัลลอลที่  $p$  ในโอเอฟดีเอ็มสล็อตที่  $n$

$n_{in}(p)$  เป็นสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เชิงซ้อนที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ (Zero-mean) และมีแวนเรียนซ์ต่อมิติ (Variance per Dimension) เท่ากับ  $\frac{N_0}{2}$  โดยที่  $n_{in}(p)$  เป็นสัญญาณรบกวนที่สายอากาศรับตัวที่  $i$ , คลื่นพารัลลอลที่  $p$  และโอเอฟดีเอ็มสล็อตที่  $n$  โดยในที่นี้จะสมมติให้  $n_{in}(p)$  อิสระจากกันทางสถิติ (Statistically Independent) สำหรับทุก ๆ ค่าของ  $i$ ,  $n$  และ  $p$

เมื่อทำการจัดลำดับของสัญลักษณ์ใหม่ให้อยู่ในรูปบล็อกของสัญลักษณ์ DSTBC ที่แต่ละคลื่นพหุย่อย สมการที่ (3.4) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของเมตริกซ์ ได้ดังนี้

$$\mathbf{Y}(p) = \mathbf{H}(p)\mathbf{X}(p) + \mathbf{N}(p) \quad p = 1, \dots, N_c \quad (3.5)$$

โดยที่  $\mathbf{Y}(p) = \{y_{in}(p)\}$  เป็นเมตริกซ์มิติ  $N_r \times N_x$ ,  $\mathbf{H}(p) = \{H_{ij}(p)\}$  เป็นเมตริกซ์มิติ  $N_r \times N_t$ ,  $\mathbf{X}(p) = \{x_{jn}(p)\}$  เป็นเมตริกซ์มิติ  $N_t \times N_x$  และ  $\mathbf{N}(p) = \{n_{in}(p)\}$  เป็นเมตริกซ์มิติ  $N_r \times N_x$

### 3.3 วิธีการของระบบที่เสนอ

เมื่อพิจารณาตามวิธีการของภาคการเข้ารหัสร่วมกับวิธีการของภาครับแล้ว วิทยานิพนธ์นี้ จึงแบ่งวิธีการของระบบที่เสนอออกเป็น 2 วิธี

#### 3.3.1 วิธีการของระบบที่เสนอวิธีที่ 1

พิจารณาภาคส่งซึ่งส่งข่าวสารของแต่ละคลื่นพหุย่อยเป็นลำดับจำนวน  $K$  บล็อก และกำหนดให้  $\mathcal{G}$  เป็นเซตของข่าวสารที่เป็นไปได้ (Set of Possible Messages) ในที่นี้คือเซตของรหัสกรุป ซึ่งมี  $D\mathcal{G}$  เป็นรหัสปริภูมิ-เวลาตามสมการ (2.9) ที่มี  $t=n$

$\mathbf{G}_k(p)$  เป็นข่าวสารบล็อกที่  $k$  ของคลื่นพหุย่อยที่  $p$  ที่ต้องการส่งผ่านช่องสัญญาณ โดยที่  $\mathbf{G}_k(p) \in \mathcal{G}$

$\mathbf{X}_k(p)$  เป็นรหัสปริภูมิ-เวลาบล็อกที่  $k$  ของคลื่นพหุย่อยที่  $p$

การเข้ารหัสปริภูมิเวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลที่แต่ละคลื่นพหุย่อย ขั้นตอนแรก จะทำการส่ง  $\mathbf{X}_0(p) = \mathbf{D}$  เพื่อเป็นการเริ่มต้นการส่ง (Initialize Transmission) จากนั้นจึงทำการเข้ารหัสปริภูมิเวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลที่แต่ละคลื่นพหุย่อย

- **ภาคการเข้ารหัส** ทำการเข้ารหัสปริภูมิเวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลที่แต่ละคลื่นพหุย่อยของบล็อกเดียวกันโดยอิสระจากกัน กล่าวคือ สำหรับบล็อกเดียวกันแล้ว แต่ละคลื่นพหุย่อย จะใช้รหัสกรุปในการเข้ารหัสเหมือนกันหรือแตกต่างกันก็ได้ แสดงเป็นสมการได้ดังนี้

$$\mathbf{X}_k(p) = \mathbf{X}_{k-1}(p)\mathbf{G}_k(p) \quad p = 1, \dots, N_c \quad (3.6)$$

$$k = 1, \dots, K$$

จากที่ได้กำหนดให้ภาคส่งทำการส่งข่าวสารของแต่ละคลื่นพาร์ย่อยเป็นลำดับจำนวน  $K$  บล็อก ดังนั้นภาครับจะได้รับที่คลื่นพาร์ย่อยที่  $p$  เป็น  $\mathbf{Y}(p) = [\mathbf{Y}_0(p) : \dots : \mathbf{Y}_K(p)]$

$$\text{โดยที่} \quad \mathbf{Y}_k(p) = \mathbf{H}(p)\mathbf{X}_k(p) + \mathbf{N}_k(p) \quad \begin{array}{l} p = 1, \dots, N_c \\ k = 1, \dots, K \end{array} \quad (3.7)$$

- **ภาครับแบบดิฟเฟอเรนเชียล** ใช้วิธีการตรวจจับข่าวสารที่ส่งมาของแต่ละคลื่นพาร์ย่อยแยกจากกัน โดยจะพิจารณาดังนี้

- เมื่อตรวจจับข่าวสารโดยใช้ 2 บล็อกที่รับมา จะได้สมการการตรวจจับของภาครับดังนี้

$$\hat{\mathbf{G}}_k(p) = \arg \max_{\mathbf{G}_k(p) \in \mathcal{G}} \text{ReTr} \{ \mathbf{G}_k(p) \mathbf{Y}_k^H(p) \mathbf{Y}_{k-1}(p) \} \quad \begin{array}{l} p = 1, \dots, N_c \\ k = 1, \dots, K \end{array} \quad (3.8)$$

- เมื่อตรวจจับข่าวสารโดยใช้ 3 บล็อกที่รับมา จะได้สมการการตรวจจับของภาครับดังนี้

$$\hat{\mathbf{G}}_k(p) = \arg \max_{\mathbf{G}_k(p) \in \mathcal{G}} \text{ReTr} \{ \mathbf{G}_k(p) \mathbf{Y}_k^H(p) [\mathbf{Y}_{k-2}(p) \mathbf{G}_{k-1}(p) + \mathbf{Y}_{k-1}(p)] \} \quad \begin{array}{l} p = 1, \dots, N_c, k = 1, \dots, K \end{array} \quad (3.9)$$

- เมื่อตรวจจับข่าวสารโดยใช้ 4 บล็อกที่รับมา จะได้สมการการตรวจจับของภาครับดังนี้

$$\hat{\mathbf{G}}_k(p) = \arg \max_{\mathbf{G}_k(p) \in \mathcal{G}} \text{ReTr} \{ \mathbf{G}_k(p) \mathbf{Y}_k^H(p) [\mathbf{Y}_{k-3}(p) \mathbf{G}_{k-2}(p) \mathbf{G}_{k-1}(p) + \mathbf{Y}_{k-2}(p) \mathbf{G}_{k-1}(p) + \mathbf{Y}_{k-1}(p)] \} \quad \begin{array}{l} p = 1, \dots, N_c, k = 1, \dots, K \end{array} \quad (3.10)$$

### 3.3.2 วิธีการของระบบที่เสนอวิธีที่ 2

พิจารณาภาคส่งและภาครับเช่นเดียวกับวิธีที่ 1 แต่จะมีวิธีการของภาคการเข้ารหัสและภาครับแบบดิฟเฟอเรนเชียลที่แตกต่างจากวิธีที่ 1 ดังนี้

- **ภาคการเข้ารหัส** ทำการเข้ารหัสปริภูมิเวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลที่แต่ละคลื่นพาร์ย่อยของบล็อกเดียวกัน โดยมีเงื่อนไขคือ สำหรับบล็อกเดียวกันแล้วแต่ละคลื่นพาร์ย่อย จะใช้รหัสกรุปในการเข้ารหัสที่แตกต่างกัน แสดงเป็นสมการได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_k(p) &= \mathbf{X}_{k-1}(p)\mathbf{G}_k(p) \quad p=1, \dots, N_c, k=1, \dots, K \\ p_1 \neq p_2 &\rightarrow \mathbf{G}_k(p_1) \neq \mathbf{G}_k(p_2) \end{aligned} \quad (3.11)$$

- **ภาครับแบบดิฟเฟอเรนเชียล** ใช้วิธีการตรวจจับข่าวสารที่ส่งมาของแต่ละคลื่นพาทีย่อยร่วมกัน โดยจะพิจารณาดังนี้
  - เมื่อตรวจจับข่าวสารโดยใช้ 2 บล็อกที่รับมา จะได้สมการการตรวจจับของภาครับดังนี้

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{G}}_k \left\{ \hat{\mathbf{G}}_k(0), \dots, \hat{\mathbf{G}}_k(N_c-1) \right\} &= \arg \max_{\mathbf{G}_k(p) \in \mathcal{G}} \sum_{p=0}^{N_c-1} \text{ReTr} \left\{ \mathbf{G}_k(p) \mathbf{Y}_k^H(p) \mathbf{Y}_{k-1}(p) \right\} \\ & \quad p=1, \dots, N_c, k=1, \dots, K \end{aligned} \quad (3.12)$$

- เมื่อตรวจจับข่าวสารโดยใช้ 3 บล็อกที่รับมา จะได้สมการการตรวจจับของภาครับดังนี้

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{G}}_k \left\{ \hat{\mathbf{G}}_k(0), \dots, \hat{\mathbf{G}}_k(N_c-1) \right\} &= \arg \max_{\mathbf{G}_k(p) \in \mathcal{G}} \sum_{p=0}^{N_c-1} \text{ReTr} \left\{ \mathbf{G}_k(p) \mathbf{Y}_k^H(p) [\mathbf{Y}_{k-2}(p)\mathbf{G}_{k-1}(p) + \mathbf{Y}_{k-1}(p)] \right\} \\ & \quad p=1, \dots, N_c, k=1, \dots, K \end{aligned} \quad (3.13)$$

- เมื่อตรวจจับข่าวสารโดยใช้ 4 บล็อกที่รับมา จะได้สมการการตรวจจับของภาครับดังนี้

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{G}}_k \left\{ \hat{\mathbf{G}}_k(0), \dots, \hat{\mathbf{G}}_k(N_c-1) \right\} &= \arg \max_{\mathbf{G}_k(p) \in \mathcal{G}} \sum_{p=0}^{N_c-1} \text{ReTr} \left\{ \mathbf{G}_k(p) \mathbf{Y}_k^H(p) [\mathbf{Y}_{k-3}(p)\mathbf{G}_{k-2}(p)\mathbf{G}_{k-1}(p) \right. \\ & \quad \left. + \mathbf{Y}_{k-2}(p)\mathbf{G}_{k-1}(p) + \mathbf{Y}_{k-1}(p)] \right\} \\ & \quad p=1, \dots, N_c, k=1, \dots, K \end{aligned} \quad (3.14)$$

### 3.4 ความซับซ้อนของอัลกอริทึมของระบบ

ความซับซ้อนของอัลกอริทึมของระบบเป็นปัจจัยหนึ่งในการพิจารณาว่า ระบบนั้นจะดีหรือไม่ดี เมื่อเทียบกับสมรรถนะของระบบนั้น ซึ่งเราต้องการให้ระบบมีความซับซ้อนที่ต่ำ ในขณะที่ยังคงให้สมรรถนะที่ดีอยู่ แต่ในความเป็นจริงคงจะเกิดขึ้นได้ยาก เพราะระบบที่มีสมรรถนะที่ดีมาก ส่วนใหญ่จะมีความซับซ้อนที่สูง ในหัวข้อนี้จึงจะทำการคำนวณความซับซ้อนของอัลกอริทึมของระบบต่าง ๆ อันได้แก่ ระบบที่ใช้การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลเพียงอย่างเดียว ระบบที่ใช้การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกร่วมกับไอเอฟดีเอ็ม และระบบที่เสนอ

ในการวัดความซับซ้อนนั้นสามารถวัดได้ด้วยวิธี การนับจำนวนฟลอป (flops count) หรือด้วยวิธีการวัดเวลาที่ CPU ใช้ไป (CPU time) ในการประมวลผล ซึ่งจะมีค่าแตกต่างกันไปขึ้นอยู่กับตัวประมวลผลที่ใช้ แต่การวัดความซับซ้อนด้วยวิธีการนับจำนวนฟลอปนั้นจะมีค่าคงตัวไม่ว่าตัวประมวลผลที่ใช้จะแตกต่างกันหรือไม่ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงจะวิเคราะห์ความซับซ้อนของอัลกอริทึมในระบบด้วยการนับจำนวนฟลอป ซึ่ง 1 ฟลอป (flops : floating point operations) หมายถึง การดำเนินการบวก การลบ การคูณ การหาร หรือ การมอดุโล (modulo) เป็นจำนวน 1 ครั้ง โดยในวิทยานิพนธ์นี้การดำเนินการจะเป็นการดำเนินการที่เป็นเลขจำนวนเชิงซ้อน (complex number) ทั้งหมด และจะเป็นการคำนวณความซับซ้อนของการตรวจวัดข้อมูลออกมาจำนวน 1 บล็อกของรหัสสปรูมิเวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียล ว่าต้องใช้การคำนวณทั้งหมดจำนวนกี่ฟลอป ทำให้ความซับซ้อนที่ได้มีหน่วยเป็นฟลอปต่อบล็อก (flops/block)

วิทยานิพนธ์นี้จะพิจารณาความซับซ้อนของแต่ละระบบแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ ความซับซ้อนของภาคส่ง และความซับซ้อนของภาครับ ในส่วนของภาครับแบบดิฟเฟอเรนเชียลจะพิจารณาความซับซ้อนเฉพาะกรณีที่ภาครับตรวจจับข่าวสารโดยใช้ 2 บล็อกที่รับมาเท่านั้น

### 3.4.1 ความซับซ้อนของระบบที่ใช้การเข้ารหัสสปรูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียล (DSTBC) เพียงอย่างเดียว

ทางภาคส่งของระบบนี้ใช้การเข้ารหัสสปรูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียล ดังแสดงในหัวข้อที่ 2.3.2 โดยที่มี  $t = n$  ซึ่งในที่นี้จะแทนตัวแปร  $t$  ด้วย  $N_t$  และแทน  $n$  ด้วย  $N_x$  ในส่วนของภาครับแบบดิฟเฟอเรนเชียล ใช้ตัวตรวจจับแบบ ML ดังแสดงในหัวข้อที่ 2.3.3

- ความซับซ้อนของภาคส่ง

ภาคส่งทำการเข้ารหัสสปรูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียล :  $\mathbf{X}_k = \mathbf{X}_{k-1} \mathbf{G}_k$  โดยที่  $\mathbf{G}_k \in \mathcal{G}$  และเซต  $\mathcal{G}$  มีจำนวนสมาชิกเท่ากับ  $M$  จะเห็นว่าเป็นการคูณเมตริกซ์มิติ  $N_t \times N_t$  กับเมตริกซ์มิติ  $N_t \times N_t$  จำนวน 1 ครั้ง

ดังนั้นทางภาคส่งต้องใช้การคูณจำนวน  $N_t^3$  ครั้ง และการบวกจำนวน  $N_t^2(N_t - 1)$  ครั้ง

∴ ความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่งของระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว

$$= 2N_t^3 - N_t^2 \text{ ฟลอป} \quad (3.15)$$

- ความซับซ้อนของภาครับ

ภาครับตรวจจับข่าวสารโดยใช้ตัวตรวจจับแบบ ML :

$$\hat{\mathbf{G}}_k = \arg \max_{\mathbf{G}_k \in \mathcal{G}} \text{Re Tr} \{ \mathbf{G}_k \mathbf{Y}_k^H \mathbf{Y}_{k-1} \}$$

- ขั้นตอนการคูณเมตริกซ์:  $\mathbf{G}_k \mathbf{Y}_k^H \mathbf{Y}_{k-1}$   
มีการคูณเมตริกซ์มิติ  $N_t \times N_t$  กับเมตริกซ์มิติ  $N_t \times N_r$  จำนวน 1 ครั้ง และคูณเมตริกซ์มิติ  $N_t \times N_r$  กับเมตริกซ์มิติ  $N_r \times N_t$  จำนวน 1 ครั้ง  
ดังนั้นในขั้นตอนนี้ต้องใช้การคูณจำนวน  $2N_t^2 N_r$  ครั้ง และใช้การบวกจำนวน  $2N_t^2 N_r - N_t^2 - N_t N_r$  ครั้ง หรือ มีความซับซ้อนรวมทั้งสิ้น  $4N_t^2 N_r - N_t^2 - N_t N_r$  ฟลอป
  - ขั้นตอนการหาทรศของเมตริกซ์มิติ  $N_t \times N_t$ :  $\text{Tr}\{\mathbf{G}_k \mathbf{Y}_k^H \mathbf{Y}_{k-1}\}$   
ดังนั้นในขั้นตอนนี้ต้องใช้การบวกจำนวน  $N_t - 1$  ครั้ง หรือ มีความซับซ้อนเท่ากับ  $N_t - 1$  ฟลอป
  - ขั้นตอนการหาค่าที่เป็นจำนวนจริงของทรศของเมตริกซ์มิติ:  $\text{ReTr}\{\mathbf{G}_k \mathbf{Y}_k^H \mathbf{Y}_{k-1}\}$   
ในขั้นตอนนี้ไม่มีการดำเนินการใดเกิดขึ้น
  - ขั้นตอนสุดท้าย  
ภาครับทำการตรวจจับข่าวสารที่ส่งมา โดยการเปรียบเทียบหา  $\hat{\mathbf{G}}_k$  จากค่าของ  $\text{ReTr}\{\mathbf{G}_k \mathbf{Y}_k^H \mathbf{Y}_{k-1}\}$  ที่มีค่าสูงที่สุดจากทั้งหมด  $M$  ค่า
- ∴ ความซับซ้อนทั้งหมดของภาครับของระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว
- $$= M(4N_t^2 N_r - N_t^2 - N_t N_r + N_t - 1) \text{ ฟลอป} \quad (3.16)$$

ดังนั้นความซับซ้อนทั้งหมดของระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว

$$= \text{ความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่ง} + \text{ความซับซ้อนทั้งหมดของภาครับ}$$

$$= 2N_t^3 - N_t^2 + M(4N_t^2 N_r - N_t^2 - N_t N_r + N_t - 1) \text{ ฟลอป} \quad (3.17)$$

### 3.4.2 ความซับซ้อนของระบบที่ใช้การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกร่วมกับโอเอฟดีเอ็ม (STBC-OFDM)

ทางภาคส่งของระบบนี้ใช้การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกที่มี  $N_t = N_x$  ให้กับแต่ละคลื่นพาร์ย่อยของโอเอฟดีเอ็ม จากนั้นทำการจัดลำดับของสัญลักษณ์ STBC ของแต่ละคลื่นพาร์ย่อยเป็น  $N_t$  ชุด ในแต่ละโอเอฟดีเอ็มสล็อต จำนวน  $N_t$  สล็อต แล้วจึงทำการแปลงฟูริเยร์ดิสครีต ผกผันโดยใช้อัลกอริทึม IFFT  $N$  จุด ในการคำนวณ สุดท้ายเอาต์พุตที่ได้จะถูกเติม CP เพื่อป้องกันการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ ในส่วนของภาครับทำการกระบวนการกลับกันกับภาคส่งคือ ทำการแปลงฟูริเยร์ดิสครีตโดยใช้อัลกอริทึม FFT  $N$  จุด จากนั้นทำการจัดลำดับของสัญลักษณ์

ใหม่ให้อยู่ในรูปบล็อกของสัญลักษณ์ STBC ที่แต่ละคลื่นพหุย่อย แล้วจึงทำการตรวจจับโดยใช้ตัวตรวจจับแบบ ML ดังแสดงในหัวข้อที่ 2.2.2

- ความซับซ้อนของภาคส่ง

- ขั้นตอนการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อก

ขั้นตอนการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกของแต่ละคลื่นพหุย่อย จำนวน  $N_c$  คลื่น :  
 $X_k(p) = \mathbf{D}\mathbf{G}_k(p)$  ,  $p = 1, \dots, N_c$  โดยที่  $\mathbf{G}_k(p) \in \mathcal{G}$  และเซต  $\mathcal{G}$  มีจำนวนสมาชิกเท่ากับ  $M$   
 จะเห็นว่าเป็นการคูณเมตริกซ์มิติ  $N_t \times N_t$  กับเมตริกซ์มิติ  $N_t \times N_t$  จำนวน  $N_c$  ครั้ง  
 ดังนั้น ขั้นตอนนี้ต้องใช้การคูณจำนวน  $N_t^3 N_c$  ครั้ง การบวกจำนวน  $N_t^2 N_c (N_t - 1)$   
 ครั้ง หรือ มีความซับซ้อนรวมทั้งสิ้น  $2N_t^3 N_c - N_t^2 N_c$  ฟลอป

- ขั้นตอนการจัดลำดับของสัญลักษณ์ STBC ของแต่ละคลื่นพหุย่อย

ในขั้นตอนนี้เป็นเพียงการจัดลำดับของสัญลักษณ์ STBC ใหม่ จึงไม่มีการดำเนินการใดเกิดขึ้น

- ขั้นตอนการแปลงฟูรีเยร์ดิสครีตผกผันโดยใช้อัลกอริทึม IFFT

ในขั้นตอนนี้ทำการแปลงฟูรีเยร์ดิสครีตผกผัน โดยใช้อัลกอริทึม IFFT  $N$  จุด ในการคำนวณ ซึ่งต้องใช้การดำเนินการที่เป็นการคูณทั้งสิ้น  $\frac{N}{2} \log_2 N$  และใช้การดำเนินการที่เป็นการบวกและลบรวมกันทั้งสิ้น  $N \log_2 N$  เนื่องจากต้องทำ IFFT ให้กับสัญลักษณ์ของสายอากาศส่งจำนวน  $N_t$  เสา ในแต่ละโอเอฟดีเอ็มสล็อต จำนวน  $N_t$  สล็อต นั่นคือต้องทำ IFFT ทั้งหมด  $N_t^2$  ครั้ง

ดังนั้นความซับซ้อนในขั้นตอนนี้มีค่าเท่ากับ  $\frac{3N_t^2 N}{2} \log_2 N$  ฟลอป

- ขั้นตอนสุดท้าย

เอาต์พุตที่ได้จากขั้นตอนที่แล้ว จะถูกเติม CP เพื่อป้องกันการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ ซึ่งในขั้นตอนี้ไม่มีการดำเนินการใดเกิดขึ้น

∴ ความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่งของระบบที่ใช้ STBC-OFDM

$$= 2N_t^3 N_c - N_t^2 N_c + \frac{3N_t^2 N}{2} \log_2 N \text{ ฟลอป} \quad (3.18)$$



- ความซับซ้อนของภาครับ

- ขั้นตอนการขจัด CP

ในขั้นตอนนี้เป็นเพียงการขจัด CP ออกไป จึงไม่มีการดำเนินการใดเกิดขึ้น

- ขั้นตอนการแปลงฟูรีเยร์ดิสครีตโดยใช้อัลกอริทึม FFT

ในขั้นตอนนี้ทำการแปลงฟูรีเยร์ดิสครีต โดยใช้อัลกอริทึม FFT  $N$  จุด ในการคำนวณ ซึ่งต้องใช้ในการดำเนินการที่เป็นการคูณทั้งสิ้น  $\frac{N}{2} \log_2 N$  และใช้ในการดำเนินการที่เป็นการบวกและลบรวมกันทั้งสิ้น  $N \log_2 N$  เนื่องจากต้องทำ FFT ให้กับสัญลักษณ์ของสายอากาศรับจำนวน  $N_r$  เสา ในแต่ละโหนดเอ็มแอลทีเอ็มจำนวน  $N_t$  สัญลักษณ์ นั่นคือต้องทำ FFT ทั้งหมด  $N_t N_r$  ครั้ง

ดังนั้นความซับซ้อนในขั้นตอนนี้ มีค่าเท่ากับ  $\frac{3N_t N_r N}{2} \log_2 N$  ฟลอป

- ขั้นตอนการจัดลำดับของสัญลักษณ์ให้อยู่ในรูปบล็อกของ STBC ที่แต่ละคลื่นพาทีย่อย

ในขั้นตอนนี้เป็นเพียงการจัดลำดับของสัญลักษณ์ใหม่ จึงไม่มีการดำเนินการใดเกิดขึ้น

- ขั้นตอนการตรวจจับข่าวสารของตัวตรวจจับแบบ ML

ทำการตรวจจับข่าวสารของแต่ละคลื่นพาทีย่อย :

$$\hat{G}(p) = \arg \min_{G \in \mathcal{G}} \{ (Y(p) - H(p)G(p))(Y(p) - H(p)G(p))^H \}$$

เมื่อพิจารณาหาความซับซ้อนจากการคูณ การบวกหรือลบ และการหาเทรซของเมตริกซ์เช่นเดียวกับที่ได้แสดงไว้ใน การหาความซับซ้อนของภาครับในหัวข้อที่ 3.4.1 จะได้ว่าในขั้นตอนนี้มีความซับซ้อนทั้งหมด  $M(4N_t^2 N_r + N_t N_r^2 + N_r - 1)$  ฟลอป

- ∴ ความซับซ้อนทั้งหมดของภาครับของระบบที่ใช้ STBC-OFDM

$$= \frac{3N_t N_r N}{2} \log_2 N + M(4N_t^2 N_r + N_t N_r^2 + N_r - 1) \text{ ฟลอป} \quad (3.19)$$

ดังนั้นความซับซ้อนทั้งหมดของระบบที่ใช้ STBC-OFDM

$$\begin{aligned} &= \text{ความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่ง} + \text{ความซับซ้อนทั้งหมดของภาครับ} \\ &= 2N_t^3 N_c - N_t^2 N_c + \frac{3(N_t + N_r)N_t N}{2} \log_2 N \text{ ฟลอป} \\ &\quad + M(4N_t^2 N_r + N_t N_r^2 + N_r - 1) \end{aligned} \quad (3.20)$$

### 3.4.3 ความซับซ้อนของระบบที่เสนอ (DSBC-OFDM)

จากหัวข้อที่ 3.3 จะเห็นว่าวิธีการของระบบที่เสนอ มีอยู่ 2 วิธี ดังนั้นในการพิจารณาความซับซ้อนของระบบที่เสนอ จึงจะทำการพิจารณาความซับซ้อนของภาคส่งและภาครับของแต่ละวิธี แยกจากกัน

#### 3.4.3.1 ความซับซ้อนของระบบที่เสนอวิธีที่ 1

- ความซับซ้อนของภาคส่ง

- ขั้นตอนการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียล

เข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลของแต่ละคลื่นพาร์ย่อย จำนวน  $N_c$  คลื่นของบล็อกเดียวกันโดยอิสระจากกัน :  $\mathbf{X}_k(p) = \mathbf{X}_{k-1}(p)\mathbf{G}_k(p)$  ,  $p = 1, \dots, N_c$  โดยที่  $\mathbf{G}_k(p) \in \mathcal{G}$  และเซต  $\mathcal{G}$  มีจำนวนสมาชิกเท่ากับ  $M_1$  จะเห็นว่าเป็นการคูณเมตริกซ์มิติ  $N_t \times N_t$  กับเมตริกซ์มิติ  $N_t \times N_t$  จำนวน  $N_c$  ครั้ง

ดังนั้น ขั้นตอนนี้ต้องใช้การคูณจำนวน  $N_t^3 N_c$  ครั้ง การบวกจำนวน  $N_t^2 N_c (N_t - 1)$  ครั้ง หรือ มีความซับซ้อนรวมทั้งสิ้น  $2N_t^3 N_c - N_t^2 N_c$  ฟลอป

- ขั้นตอนการจัดลำดับของสัญลักษณ์ DSTBC ของแต่ละคลื่นพาร์ย่อย

ในขั้นตอนนี้เป็นเพียงการจัดลำดับของสัญลักษณ์ DSTBC ใหม่ จึงไม่มีการดำเนินการใดเกิดขึ้น

- ขั้นตอนการแปลงฟูริเยร์ดิสครีตผกผันโดยใช้อัลกอริทึม IFFT

ในขั้นตอนี้ทำการแปลงฟูริเยร์ดิสครีตผกผัน โดยใช้อัลกอริทึม IFFT  $N$  จุด ในการคำนวณ เช่นเดียวกับขั้นตอนการแปลงฟูริเยร์ดิสครีตผกผันของภาคส่งของระบบ STBC-OFDM ในหัวข้อ 3.4.2

ดังนั้นความซับซ้อนในขั้นตอนนี้มีค่าเท่ากับ  $\frac{3N_t^2 N}{2} \log_2 N$  ฟลอป

- ขั้นตอนสุดท้าย

เอาต์พุตที่ได้จากขั้นตอนที่แล้ว จะถูกเติม CP เพื่อป้องกันการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ ซึ่งในขั้นตอนี้ไม่มีการดำเนินการใดเกิดขึ้น

∴ ความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่งของระบบที่เสนอ วิธีที่ 1

$$= 2N_t^3 N_c - N_t^2 N_c + \frac{3N_t^2 N}{2} \log_2 N \text{ ฟลอป} \quad (3.21)$$

- ความซับซ้อนของภาครับ

- ขั้นตอนการจัด CP

ในขั้นตอนนี้เป็นเพียงการจัด CP ออกไป จึงไม่มีการดำเนินการใดเกิดขึ้น

- ขั้นตอนการแปลงฟูรีเยร์ดิสครีตโดยใช้อัลกอริทึม FFT

ในขั้นตอนนี้ทำการแปลงฟูรีเยร์ดิสครีต โดยใช้อัลกอริทึม FFT  $N$  จุด ในการคำนวณ เช่นเดียวกับขั้นตอนการแปลงฟูรีเยร์ดิสครีตของภาครับของระบบ STBC-OFDM ในหัวข้อ 3.4.2

ดังนั้นความซับซ้อนในขั้นตอนนี้ มีค่าเท่ากับ  $\frac{3N_t N_r N}{2} \log_2 N$  ฟลอป

- ขั้นตอนการจัดลำดับของสัญลักษณ์ให้อยู่ในรูปแบบบล็อกของ DSTBC ที่แต่ละคลื่นพาร์ย่อย

ในขั้นตอนนี้เป็นเพียงการจัดลำดับของสัญลักษณ์ใหม่ จึงไม่มีการดำเนินการใดเกิดขึ้น

- ขั้นตอนการตรวจจับข่าวสารของตัวตรวจจับแบบ ML

ในขั้นตอนนี้จะทำการตรวจจับข่าวสารของแต่ละคลื่นพาร์ย่อยแยกจากกัน :

$$\hat{G}_k(p) = \arg \max_{G_k(p) \in \mathcal{G}} \text{Re Tr} \{ \mathbf{G}_k(p) \mathbf{Y}_k^H(p) \mathbf{Y}_{k-1}(p) \} \quad p = 1, \dots, N_c$$

$$k = 1, \dots, K$$

เมื่อพิจารณาหาความซับซ้อนจากการคูณ การบวกหรือลบ และการหาเทรซของเมตริกซ์เช่นเดียวกับที่ได้แสดงไว้ใน การหาความซับซ้อนของภาครับในหัวข้อที่ 3.4.1 จะได้ว่าในขั้นตอนนี้มีความซับซ้อนทั้งหมด  $M_1(4N_t^2 N_r - N_t^2 - N_t N_r + N_t - 1)$  ฟลอป

- ∴ ความซับซ้อนทั้งหมดของภาครับของระบบที่เสนอ วิธีที่ 1

$$= \frac{3N_t N_r N}{2} \log_2 N + M_1(4N_t^2 N_r - N_t^2 - N_t N_r + N_t - 1) \text{ ฟลอป} \quad (3.22)$$

ดังนั้นความซับซ้อนทั้งหมดของระบบที่เสนอ วิธีที่ 1

$$= \text{ความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่ง} + \text{ความซับซ้อนทั้งหมดของภาครับ}$$

$$= 2N_t^3 N_c - N_t^2 N_c + \frac{3(N_t + N_r) N_t N}{2} \log_2 N \text{ ฟลอป} \quad (3.23)$$

$$+ M_1(4N_t^2 N_r - N_t^2 - N_t N_r + N_t - 1)$$

### 3.4.3.2 ความซับซ้อนของระบบที่เสนอวิธีที่ 2

- ความซับซ้อนของภาคส่ง

- ขั้นตอนการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียล

เข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลของแต่ละคลื่นพหุย่อย จำนวน  $N_c$  คลื่น ของบล็อกเดียวกัน โดยมีเงื่อนไขคือ สำหรับบล็อกเดียวกันแล้ว แต่ละคลื่นพหุย่อย จะใช้รหัสกรุปในการเข้ารหัสที่แตกต่างกัน :

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_k(p) &= \mathbf{X}_{k-1}(p) \mathbf{G}_k(p) \quad p=1, \dots, N_c, k=1, \dots, K \\ p_1 \neq p_2 &\rightarrow \mathbf{G}_k(p_1) \neq \mathbf{G}_k(p_2) \end{aligned}$$

โดยที่  $\mathbf{G}_k(p) \in \mathcal{G}$  และมีจำนวนชุดของรหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลของแต่ละคลื่นพหุย่อย ที่เป็นไปตามเงื่อนไขข้างต้นอยู่ทั้งหมด  $M_2$  ชุด จะเห็นว่าเป็นการคูณเมตริกซ์มิติ  $N_t \times N_t$  กับเมตริกซ์มิติ  $N_t \times N_t$  จำนวน  $N_c$  ครั้ง

ดังนั้น ขั้นตอนนี้ต้องใช้การคูณจำนวน  $N_t^3 N_c$  ครั้ง การบวกจำนวน  $N_t^2 N_c (N_t - 1)$  ครั้ง หรือ มีความซับซ้อนรวมทั้งสิ้น  $2N_t^3 N_c - N_t^2 N_c$  ฟลอป

- ขั้นตอนการจัดลำดับของสัญลักษณ์ DSTBC ของแต่ละคลื่นพหุย่อย

ในขั้นตอนนี้เป็นเพียงการจัดลำดับของสัญลักษณ์ DSTBC ใหม่ จึงไม่มีการดำเนินการใดเกิดขึ้น

- ขั้นตอนการแปลงฟูริเยร์ดิสครีตพกผันโดยใช้อัลกอริทึม IFFT

ในขั้นตอนี้ทำการแปลงฟูริเยร์ดิสครีตพกผัน โดยใช้อัลกอริทึม IFFT  $N$  จุด ในการคำนวณ เช่นเดียวกับขั้นตอนการแปลงฟูริเยร์ดิสครีตพกผันของภาคส่งของระบบ STBC-OFDM ในหัวข้อ 3.4.2

ดังนั้นความซับซ้อนในขั้นตอนนี้มีค่าเท่ากับ  $\frac{3N_t^2 N}{2} \log_2 N$  ฟลอป

- ขั้นตอนสุดท้าย

เอาต์พุตที่ได้จากขั้นตอนที่แล้ว จะถูกเติม CP เพื่อป้องกันการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ ซึ่งในขั้นตอนี้ไม่มีการดำเนินการใดเกิดขึ้น

∴ ความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่งของระบบที่เสนอ วิธีที่ 2

$$= 2N_t^3 N_c - N_t^2 N_c + \frac{3N_t^2 N}{2} \log_2 N \quad \text{ฟลอป} \quad (3.24)$$

- ความซับซ้อนของภาครับ

- ขั้นตอนการขจัด CP

ในขั้นตอนนี้เป็นเพียงการขจัด CP ออกไป จึงไม่มีการดำเนินการใดเกิดขึ้น

- ขั้นตอนการแปลงฟูรีเยร์ดิสครีตโดยใช้อัลกอริทึม FFT

ในขั้นตอนนี้ทำการแปลงฟูรีเยร์ดิสครีต โดยใช้อัลกอริทึม FFT  $N$  จุด ในการคำนวณ เช่นเดียวกับขั้นตอนการแปลงฟูรีเยร์ดิสครีตของภาครับของระบบ STBC-OFDM ในหัวข้อ 3.4.2

ดังนั้นความซับซ้อนในขั้นตอนนี้ มีค่าเท่ากับ  $\frac{3N_t N_r N}{2} \log_2 N$  ฟลอป

- ขั้นตอนการจัดลำดับของสัญลักษณ์ให้อยู่ในรูปบล็อกของ DSTBC ที่แต่ละคลื่นพห่วย่อย

ในขั้นตอนนี้เป็นเพียงการจัดลำดับของสัญลักษณ์ใหม่ จึงไม่มีการดำเนินการใดเกิดขึ้น

- ขั้นตอนการตรวจจับข่าวสารของตัวตรวจจับแบบ ML

ในขั้นตอนนี้จะทำการตรวจจับข่าวสารที่ส่งมาของแต่ละคลื่นพห่วย่อยร่วมกัน :

$$\hat{\mathbf{G}}_k = \arg \max_{\mathbf{G}_k(p) \in \mathcal{G}} \sum_{p=0}^{N_c-1} \text{Re Tr} \{ \mathbf{G}_k(p) \mathbf{Y}_k^H(p) \mathbf{Y}_{k-1}(p) \}$$

$$p = 1, \dots, N_c, k = 1, \dots, K$$

เมื่อพิจารณาหาความซับซ้อนจากการคูณ การบวกหรือลบ และการหาเทรซของ เมตริกซ์เช่นเดียวกับที่ได้แสดงไว้ใน การหาความซับซ้อนของภาครับในหัวข้อที่ 3.4.1 จะได้ว่าใน

ขั้นตอนนี้มีความซับซ้อนทั้งหมด  $M_2 \left[ (4N_t^2 N_r - N_t^2 - N_t N_r + N_t - 1) + \frac{N_c - 1}{N_c} \right]$  ฟลอป

∴ ความซับซ้อนทั้งหมดของภาครับของระบบที่เสนอ วิธีที่ 2

$$= \frac{3N_t N_r N}{2} \log_2 N + M_2 \left[ (4N_t^2 N_r - N_t^2 - N_t N_r + N_t - 1) + \frac{N_c - 1}{N_c} \right] \text{ ฟลอป}$$

$$(3.25)$$

ดังนั้นความซับซ้อนทั้งหมดของระบบที่เสนอ วิธีที่ 2

= ความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่ง + ความซับซ้อนทั้งหมดของภาครับ

$$= 2N_t^3 N_c - N_t^2 N_c + \frac{3(N_t + N_r) N_t N}{2} \log_2 N$$

$$+ M_2 \left[ (4N_t^2 N_r - N_t^2 - N_t N_r + N_t - 1) + \frac{N_c - 1}{N_c} \right] \text{ ฟลอป}$$

$$(3.26)$$

### 3.4.4 สรุปความซับซ้อนของแต่ละระบบที่นำมาพิจารณา

ในหัวข้อนี้จะสรุปความซับซ้อนทางการคำนวณของแต่ละระบบ ที่ได้หามาในหัวข้อที่แล้ว ดังตารางที่ 3.1 และจะแยกความซับซ้อนซึ่งเกิดจากการบวกหรือการลบ และความซับซ้อนที่เกิดจากการคูณของแต่ละระบบออกจากกัน ดังตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.1 ความซับซ้อนทางการคำนวณของแต่ละระบบ

	ความซับซ้อน (flops/block)
ระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว	$2N_t^3 - N_t^2 + M(4N_t^2N_r - N_t^2 - N_tN_r + N_t - 1)$
ระบบที่ใช้ STBC-OFDM	$2N_t^3N_c - N_t^2N_c + \frac{3(N_t + N_r)N_tN}{2} \log_2 N$ $+ M(4N_t^2N_r + N_tN_r^2 + N_r - 1)$
ระบบที่ใช้ DSTBC-OFDM วิธีที่ 1	$2N_t^3N_c - N_t^2N_c + \frac{3(N_t + N_r)N_tN}{2} \log_2 N$ $+ M_1(4N_t^2N_r - N_t^2 - N_tN_r + N_t - 1)$
ระบบที่ใช้ DSTBC-OFDM วิธีที่ 2	$2N_t^3N_c - N_t^2N_c + \frac{3(N_t + N_r)N_tN}{2} \log_2 N$ $+ M_2 \left[ (4N_t^2N_r - N_t^2 - N_tN_r + N_t - 1) + \frac{N_c - 1}{N_c} \right]$

ตารางที่ 3.2 ความซับซ้อนทางการคำนวณซึ่งเกิดจากการบวกหรือการลบ และความซับซ้อนที่เกิดจากการคูณของแต่ละระบบ

	การบวกหรือการลบ (flops/block)	การคูณ (flops/block)
ระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว	$N_t^3 - N_t^2$ $+ M(2N_t^2 N_r - N_t^2 - N_t N_r + N_t - 1)$	$N_t^3 + 2MN_t^2 N_r$
ระบบที่ใช้ STBC-OFDM	$N_c(N_t^3 - N_t^2) + (N_t^2 + N_t N_r)N \log_2 N$ $+ M(2N_t^2 N_r + N_r - 1)$	$N_t^3 N_c + (N_t^2 + N_t N_r) \frac{N}{2} \log_2 N$ $+ M(2N_t^2 N_r + N_t N_r^2)$
ระบบที่ใช้ DSTBC- OFDM วิธีที่ 1	$N_c(N_t^3 - N_t^2) + (N_t^2 + N_t N_r)N \log_2 N$ $+ M_1(2N_t^2 N_r - N_t^2 - N_t N_r + N_t - 1)$	$N_t^3 N_c + (N_t^2 + N_t N_r) \frac{N}{2} \log_2 N$ $+ 2M_1 N_t^2 N_r$
ระบบที่ใช้ DSTBC- OFDM วิธีที่ 2	$N_c(N_t^3 - N_t^2) + (N_t^2 + N_t N_r)N \log_2 N$ $+ M_2(2N_t^2 N_r - N_t^2 - N_t N_r + N_t - 1)$ $+ M_2 \left( \frac{N_c - 1}{N_c} \right)$	$N_t^3 N_c + (N_t^2 + N_t N_r) \frac{N}{2} \log_2 N$ $+ 2M_2 N_t^2 N_r$

## บทที่ 4

### ผลการจำลองแบบ

หลังจากได้กล่าวถึงหลักการและทฤษฎีเบื้องต้นในบทที่ 2 และระบบที่ใช้การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลร่วมกับโอเอฟดีเอ็ม หรือระบบที่เสนอในบทที่ 3 มาแล้ว บทนี้เป็นการจำลองแบบ (Simulation) ของระบบที่เสนอโดยใช้คอมพิวเตอร์ เพื่อวิเคราะห์และเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่เสนอกับระบบที่ใช้การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลเพียงอย่างเดียว และระบบที่ใช้การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกร่วมกับโอเอฟดีเอ็ม

#### 4.1 ข้อกำหนดในการจำลองแบบ

##### 4.1.1 รหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อก และพารามิเตอร์ของโอเอฟดีเอ็มที่ใช้ในการจำลองแบบ

การจำลองแบบในส่วนของ การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกและการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลนั้นจะใช้รหัสกรุปยูนิแทรี (Unitary Group Codes) ที่มีจำนวนสายอากาศส่งเท่ากับเวลาของสัญลักษณ์ในหนึ่งบล็อก ( $N_t = N_x$ ) หรือจะกล่าวได้ว่ามีเมตริกซ์ของรหัสปริภูมิ-เวลาเป็นเมตริกซ์จัตุรัสนั่นเอง ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 2.3 ซึ่งรหัสกรุปยูนิแทรีที่ใช้ในการจำลองแบบ สำหรับกรณีที่มีจำนวนสายอากาศส่งเท่ากับ 2, 3 และ 4 ตัว แสดงดังตารางที่ 4.1, 4.2 และ 4.3 ตามลำดับ

ตารางที่ 4.1 รหัสกรุปยูนิแทรีที่ใช้ในกรณีที่มีจำนวนสายอากาศส่ง 2 ตัว [7]

$$(N_t = N_x = 2)$$

Coding Rate $R$	Constellation $C$	Unitary Group Codes		Coding Advantage $\Lambda_p$
		$D$	$G$	
1.0	BPSK	$\begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\left\langle \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \right\rangle$	4
1.5	QPSK	$\begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\left\langle \begin{bmatrix} j & 0 \\ 0 & -j \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \right\rangle$	4
2.0	8PSK	$\begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\left\langle \begin{bmatrix} \omega_8 & 0 \\ 0 & \omega_8^* \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \right\rangle$	1.172



ตารางที่ 4.2 รหัสกรุปยูนิแทรีที่ใช้ในกรณีที่มีจำนวนสายอากาศส่ง 3 ตัว [18]

$$(N_t = N_x = 3)$$

Coding Rate $R$	Constellation $C$	Unitary Group Codes		Coding Advantage $\Lambda_p$
		$D$	$G$	
1.0	8PSK	$\sqrt{3}I_3$	$\left\langle \begin{bmatrix} \omega_8 & 0 & 0 \\ 0 & \omega_8 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_8^3 \end{bmatrix} \right\rangle$	3.16
2.0	64PSK	$\sqrt{3}I_3$	$\left\langle \begin{bmatrix} \omega_{64} & 0 & 0 \\ 0 & \omega_{64}^{17} & 0 \\ 0 & 0 & \omega_{64}^{19} \end{bmatrix} \right\rangle$	0.92

ตารางที่ 4.3 รหัสกรุปยูนิแทรีที่ใช้ในกรณีที่มีจำนวนสายอากาศส่ง 4 ตัว [18]

$$(N_t = N_x = 4)$$

Coding Rate $R$	Constellation $C$	Unitary Group Codes		Coding Advantage $\Lambda_p$
		$D$	$G$	
1.0	8PSK	$\begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\left\langle \begin{bmatrix} \omega_{16}^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \omega_{16}^6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_{16}^{-2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_{16}^{-6} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \mathbf{O}_2 & -\mathbf{I}_2 \\ \mathbf{I}_2 & \mathbf{O}_2 \end{bmatrix} \right\rangle$	5.66
1.5	64PSK	$\begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\left\langle \begin{bmatrix} \omega_{64} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \omega_{64}^{11} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_{64}^{17} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_{64}^{19} \end{bmatrix} \right\rangle$	1.85
2.0	256PSK	$\begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\left\langle \begin{bmatrix} \omega_{256} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \omega_{256}^{71} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_{256}^{75} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_{256}^{95} \end{bmatrix} \right\rangle$	0.78

โดยที่  $\mathbf{O}_2$  แทนเมตริกซ์ศูนย์ (Zero Matrix) มีมิติเท่ากับ  $2 \times 2$ ,  $\mathbf{I}_{N_t}$  แทนเมตริกซ์เอกลักษณ์ (Identity Matrix) มีมิติเท่ากับ  $N_t \times N_t$ ,  $\omega_M = \exp(2\pi j / M)$ ,  $\langle \mathbf{O} \rangle$  และ  $\langle \mathbf{O}, \mathbf{R} \rangle$  แทนตัวกำเนิด (Generator) ของรหัสกรุปไซคลิก (Cyclic Group Code) และรหัสกรุปไดไซคลิก (Dicyclic Group Code) ตามลำดับ หลักการสร้างรหัสกรุปไซคลิกและรหัสกรุปไดไซคลิกมีคำอธิบายอยู่ในภาคผนวก

การจำลองแบบในส่วนของโอเอฟดีเอ็มนั้นจะใช้จำนวนคลื่นพารัลลอลย่อยเท่ากับ 4 คลื่น ใช้อัลกอริทึม IFFT/FFT 64 จุด (64-point IFFT/FFT) ในการคำนวณ ดังรูปที่ 3.3 ในหัวข้อที่ 3.2 และใช้พารามิเตอร์อื่น ๆ ตามมาตรฐาน IEEE 802.11a [17] พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของโอเอฟดีเอ็มที่ใช้ในการจำลองแบบแสดงดังตารางที่ 4.4

ตารางที่ 4.4 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของโอเอฟดีเอ็มที่ใช้ในการจำลองแบบ

Parameter	Value
Number of data subcarriers	4
Subcarrier frequency spacing ( $\Delta f$ )	0.3125 MHz
IFFT/FFT period	3.2 $\mu$ s
Guard time duration	0.8 $\mu$ s
Symbol interval	4.0 $\mu$ s

#### 4.1.2 ช่องสัญญาณที่ใช้ในการจำลองแบบ

ในการจำลองแบบได้กำหนดให้ช่องสัญญาณมีเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ ซึ่งมีคุณลักษณะสเตรนนาไรต์ตลอดคาบเวลาของสัญลักษณ์ โดยช่องสัญญาณที่ใช้ในการจำลองแบ่งออกเป็น 2 กรณี คือ ช่องสัญญาณมัลติเรย์ (Multiray Channel) และช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 Model A

##### 4.1.2.1 ช่องสัญญาณมัลติเรย์

ช่องสัญญาณมัลติเรย์ คือช่องสัญญาณที่มีกำลังงานของวิถีแต่ละวิถีเท่า ๆ กัน โดยถ้ากำหนดให้  $L$  เป็นจำนวนวิถีในช่องสัญญาณ แล้วแต่ละวิถีของช่องสัญญาณมัลติเรย์จะถูกจำลองเป็นตัวแปรสุ่มแบบเกาส์เชิงซ้อน (Complex Gaussian Random Variable) ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ (Zero-mean) และมีแวนเรียนซ์ต่อมิติ (Variance per Dimension) เท่ากับ  $1/2L$  [19] ซึ่งในการจำลองระบบต่างๆ ร่วมกับช่องสัญญาณมัลติเรย์นั้นกำหนดให้จำนวนวิถีในช่องสัญญาณ

( $L$ ) มีค่าเท่ากับ 4 นั่นคือ มีค่าการแผ่แบบประวิงเวลาอาร์เอ็มเอส (rms delay spread) เท่ากับ 56 ns

เมื่อนำเอาแบบจำลอง Tapped-delay-line ดังที่กล่าวไว้ในบทที่ 2 หัวข้อ 2.5 มาใช้กับ ช่องสัญญาณมัลติเรย์ และจากสมการที่ (3.1) จะได้การประวิง (Delay) ในแต่ละวิถีของ ช่องสัญญาณมัลติเรย์ แสดงดังตารางที่ 4.5

**ตารางที่ 4.5** การประวิงในแต่ละวิถีของช่องสัญญาณมัลติเรย์ เมื่อจำลองด้วย แบบจำลอง Tapped-delay-line

Path number	Delay (ns)
1	0
2	50
3	100
4	150

#### 4.1.2.2 ช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 Model A

ช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 Model A เป็นการจำลองช่องสัญญาณที่มีเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ สำหรับสภาพแวดล้อมที่เป็นภายในตัวสำนักงานกรณี NLOS (Typical Office Environment for NLOS Conditions) ซึ่งพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 Model A แสดงได้ดังตารางที่ 4.6

**ตารางที่ 4.6** พารามิเตอร์สำหรับช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 Model A [20]

Path number	Delay (ns)	Average Relative Power (dB)
1	0	0.0
2	10	-0.9
3	20	-1.7
4	30	-2.6
5	40	-3.5
6	50	-4.3
7	60	-5.2

ตารางที่ 4.6 พารามิเตอร์สำหรับช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 Model A [20] (ต่อ)

Path number	Delay (ns)	Average Relative Power (dB)
8	70	-6.1
9	80	-6.9
10	90	-7.8
11	110	-4.7
12	140	-7.3
13	170	-9.9
14	200	-12.5
15	240	-13.7
16	290	-18.0
17	340	-22.4
18	390	-26.7

ช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 Model A ที่แสดงในตารางข้างต้นมีค่าการแผ่แบบประวิงเวลาอาร์เอ็มเอส (rms delay spread) เท่ากับ 50 ns และในการจำลองแบบยังพิจารณาว่าช่องสัญญาณนี้มีเฟดดิ้งแบบเรย์ลี (Rayleigh Fading) ในวิถีแต่ละวิถี โดยมีค่าสัมประสิทธิ์ที่มีความสัมพันธ์กัน (Correlated Coefficient) และมีการแจกแจงแบบเรย์ลีที่สร้างได้จากแบบจำลองของ Jakes [21] โดยกำหนดให้สถานีเคลื่อนที่ (mobile station) เคลื่อนที่ด้วยความเร็ว 3 m/s และมีความถี่คลื่นพาห์ ( $f_c$ ) เท่ากับ 5.2 GHz

นอกจากนี้ทั้งในกรณีช่องสัญญาณมัลติเรย์และช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 Model A ก่อนที่สัญญาณที่ส่งจากสายอากาศส่งแต่ละตัวจะเข้าไปยังที่สายอากาศรับ แล้วเกิดเป็นสัญญาณที่รับได้ (Received Signal) จริง ๆ ในที่นี้จะพิจารณาให้ช่องสัญญาณมีสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise : AWGN) ดังแสดงในรูปที่ 2.7 ซึ่งแวลูเอชันของสัญญาณรบกวนแบบ AWGN นั้นขึ้นอยู่กับอัตราส่วนระหว่างกำลังของสัญญาณกับกำลังของสัญญาณรบกวนหรือ SNR (Signal to Noise Ratio) โดยกำลังของสัญญาณรบกวนจะเท่ากับ  $\sigma_{noise}^2$  ซึ่งก็คือ แวลูเอชันของสัญญาณรบกวนนั่นเอง โดยในการจำลองแบบจะกำหนดให้กำลังของสัญญาณคงที่ แต่ปรับเปลี่ยนกำลังของสัญญาณรบกวนให้มีค่าแตกต่างกันตาม SNR ที่เปลี่ยนแปลง ส่วนการวัดสมรรถนะของแต่ละระบบจะดูจากอัตราบิตผิดพลาดหรือ BER (Bit Error

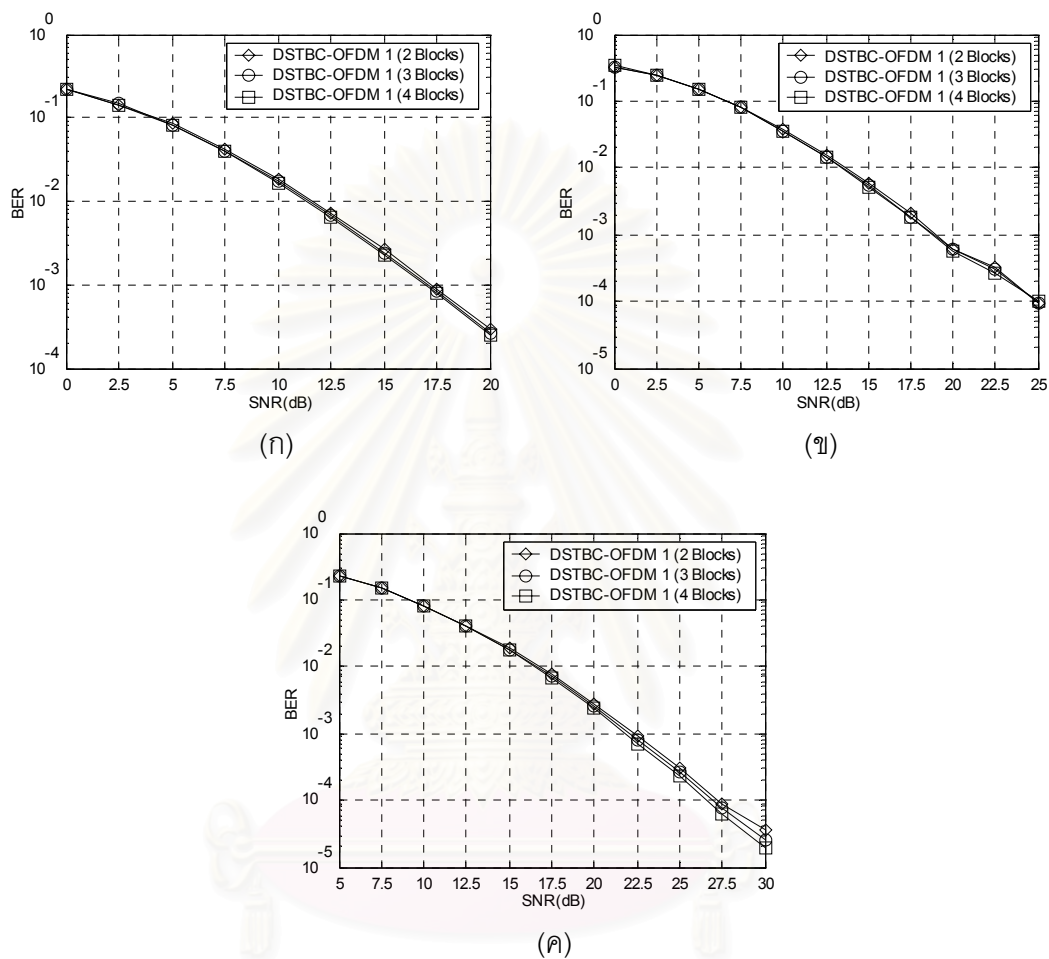
Rate) ที่เกิดขึ้น โดยการเปรียบเทียบบิตที่ระบบนั้นตรวจวัดได้กับบิตที่ถูกส่งออกมาว่าเกิดการผิดพลาดไปกี่บิตในจำนวนบิตที่ถูกส่งออกมาทั้งหมด แล้วจึงนำมาคำนวณเป็น BER ที่เกิดขึ้น

## 4.2 ผลของจำนวนบล็อกที่ใช้ตรวจจับข่าวสารของภาครับแบบดิฟเฟอเรนเชียล

การจำลองแบบในหัวข้อนี้ จะเป็นการวัดผลของจำนวนบล็อกที่ใช้ตรวจจับข่าวสารของภาครับแบบดิฟเฟอเรนเชียลที่มีต่อสมรรถนะของระบบที่เสนอ ซึ่งได้แก่ ระบบที่ใช้การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลร่วมกับโอเอฟดีเอ็ม (DSTBC-OFDM) หรือระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 โดยในการจำลองแบบของแต่ละระบบ จะพิจารณาช่องสัญญาณ 2 แบบ ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว คือ ช่องสัญญาณมัลติเรย์ และช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 Model A และในแต่ละช่องสัญญาณจะพิจารณาสมรรถนะของระบบแบ่งออกเป็น สมรรถนะของระบบที่เสนอที่ใช้รหัสกรุปยูนิแทรีสำหรับสายอากาศส่ง 2 ตัว ที่มีอัตราการเข้ารหัส (Coding Rate) เท่ากับ 1.0, 1.5 และ 2.0 b/s/Hz ตามลำดับ โดยจะใช้สายอากาศรับเพียง 1 ตัวเท่านั้น กรณีที่ใช้ในการจำลองแบบแบ่งออกเป็น 3 กรณีด้วยกัน ได้แก่ กรณีแรกภาครับแบบดิฟเฟอเรนเชียลตรวจจับข่าวสาร โดยใช้ข้อมูล 2 บล็อกที่ได้รับมา กรณีที่สองตรวจจับโดยใช้ข้อมูล 3 บล็อกที่ได้รับมา และกรณีที่สามตรวจจับโดยใช้ข้อมูล 4 บล็อกที่ได้รับมา ซึ่งทั้ง 3 กรณีจะวัดสมรรถนะในการตรวจจับข่าวสารของภาครับแบบดิฟเฟอเรนเชียล โดยดูจากอัตราบิตผิดพลาดหรือ BER (Bit Error Rate) ที่เกิดขึ้นระหว่างข่าวสารที่ถูกส่งมากับข่าวสารที่ภาครับตรวจวัดได้ในค่าอัตราส่วนระหว่างกำลังของสัญญาณกับกำลังของสัญญาณรบกวนที่แตกต่างกัน

### 4.2.1 ผลของการเพิ่มจำนวนบล็อกที่ใช้ตรวจจับข่าวสารของภาครับแบบดิฟเฟอเรนเชียลในระบบที่เสนอวิธีที่ 1

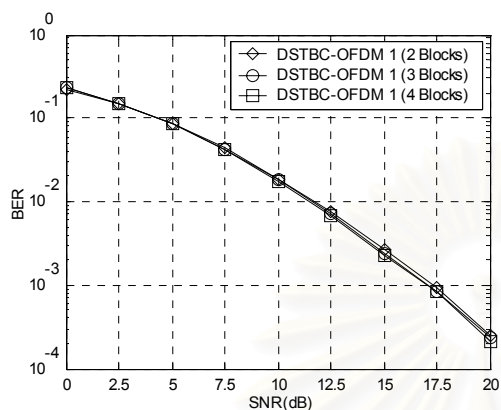
ในการวัดผลของการเพิ่มจำนวนบล็อกที่ใช้ตรวจจับข่าวสารของภาครับแบบดิฟเฟอเรนเชียลในระบบที่เสนอวิธีที่ 1 ซึ่งตรวจจับข่าวสารที่ส่งมาของแต่ละคลื่นพารัลลอลแยกจากกันนั้น จะใช้สมการการตรวจจับของภาครับในกรณีที่ใช้ข้อมูล 2, 3 และ 4 บล็อกที่ได้รับมา ดังสมการที่ (3.8), (3.9) และ (3.10) ตามลำดับ



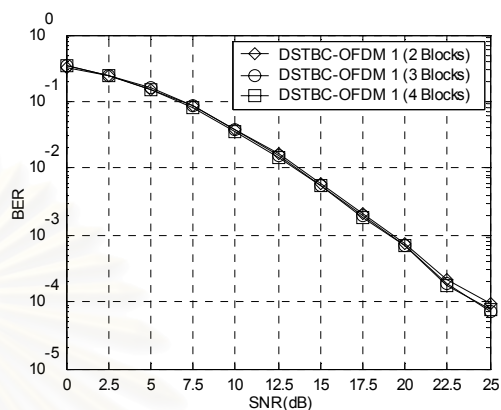
รูปที่ 4.1 ผลของการเพิ่มจำนวนบล็อกที่ใช้ตรวจจับข่าวสารของภาครับแบบ

ดิฟเฟอเรนเชียลในระบบที่เสนอวิธีที่ 1 ในช่องสัญญาณมัลติเรย์

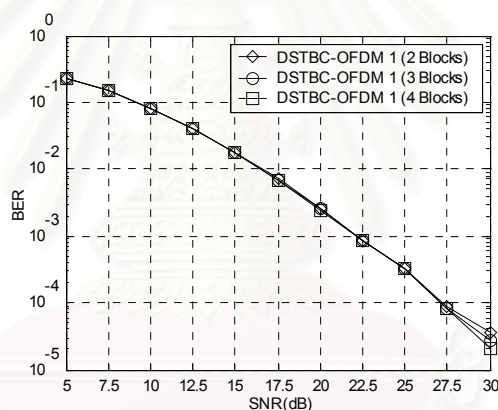
เมื่อ (ก) DSTBC มี  $R = 1.0$ , (ข) DSTBC มี  $R = 1.5$  และ (ค) DSTBC มี  $R = 2.0$



(ก)



(ข)



(ค)

#### รูปที่ 4.2 ผลของการเพิ่มจำนวนบล็อกที่ใช้ตรวจจับข่าวสารของภาครับแบบ

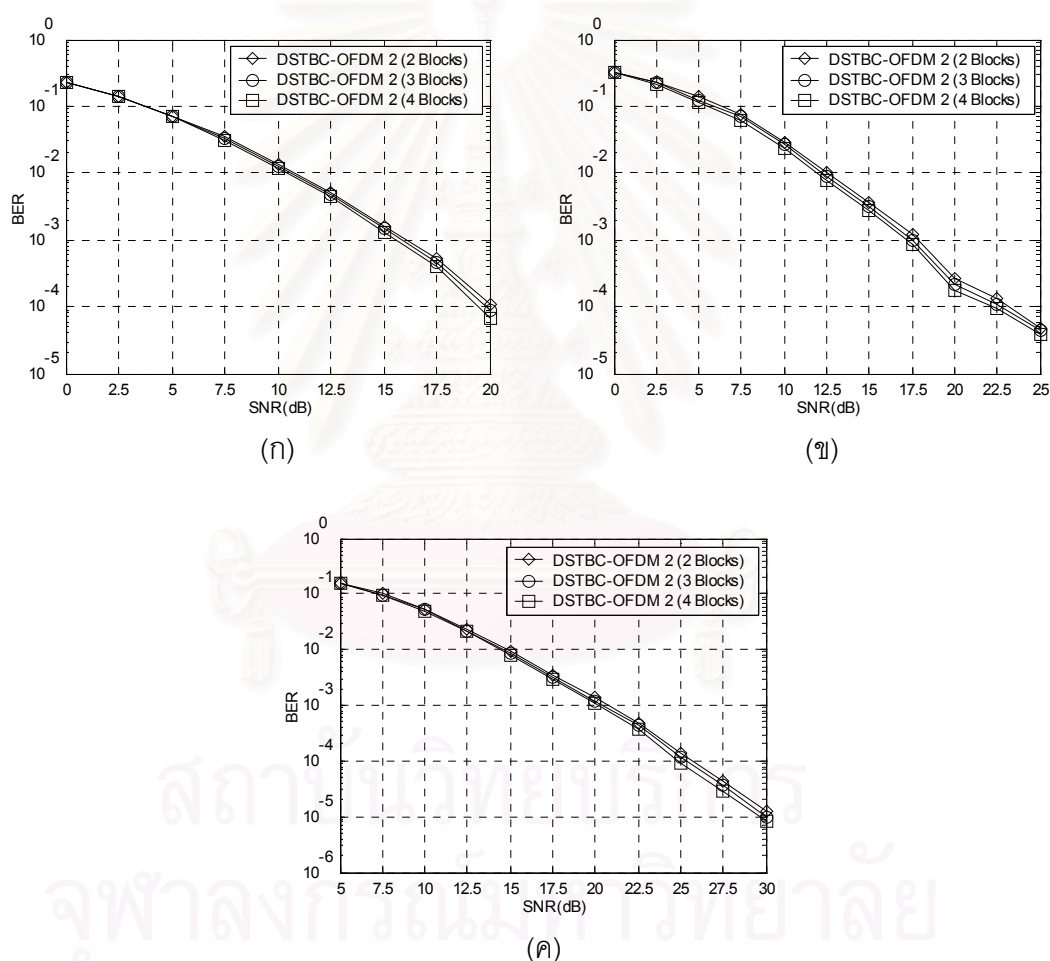
ดิฟเฟอเรนเชียลในระบบที่เสนอวิธีที่ 1 ในช่องสัญญาณ HIPERLAN/2

เมื่อ (ก) DSTBC มี  $R = 1.0$ , (ข) DSTBC มี  $R = 1.5$  และ (ค) DSTBC มี  $R = 2.0$

จากผลการจำลองแบบในรูปที่ 4.1 และ 4.2 ซึ่งเป็นผลการจำลองแบบของระบบที่เสนอวิธีที่ 1 ในช่องสัญญาณมัลติเรย์และช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 ตามลำดับ สำหรับอัตราการเข้ารหัสของรหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลที่พิจารณาทั้ง 3 อัตรา พบว่าช่องสัญญาณทั้งสองแบบในกรณีที่ใช้จำนวนบล็อก 2, 3 และ 4 บล็อก ในการตรวจจับข่าวสารสมรรถนะของระบบในทั้ง 3 กรณีใกล้เคียงกันจนแทบจะไม่เห็นความแตกต่างของ BER ที่ได้

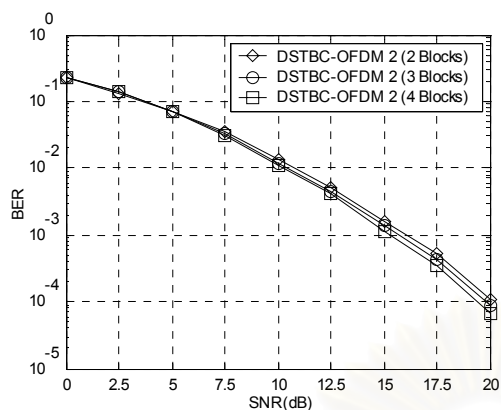
#### 4.2.2 ผลของการเพิ่มจำนวนบล็อกที่ใช้ตรวจจับข่าวสารของภาครับแบบดิฟเฟอเรนเชียลในระบบที่เสนอวิธีที่ 2

ในการวัดผลของการเพิ่มจำนวนบล็อกที่ใช้ตรวจจับข่าวสารของภาครับแบบดิฟเฟอเรนเชียลในระบบที่เสนอวิธีที่ 1 ซึ่งตรวจจับข่าวสารที่ส่งมาของแต่ละคลื่นพารัลลอลร่วมกันนั้น จะใช้สมการการตรวจจับของภาครับในกรณีที่ใช้ข้อมูล 2, 3 และ 4 บล็อกที่ได้รับมา ดังสมการที่ (3.12), (3.13) และ (3.14) ตามลำดับ

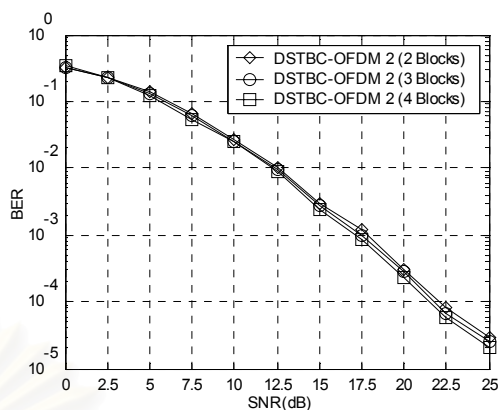


รูปที่ 4.3 ผลของการเพิ่มจำนวนบล็อกที่ใช้ตรวจจับข่าวสารของภาครับแบบดิฟเฟอเรนเชียลในระบบที่เสนอวิธีที่ 2 ในช่องสัญญาณมัลติเรย์ เมื่อ (ก) DSTBC มี  $R = 1.0$ , (ข) DSTBC มี  $R = 1.5$  และ (ค) DSTBC มี  $R = 2.0$

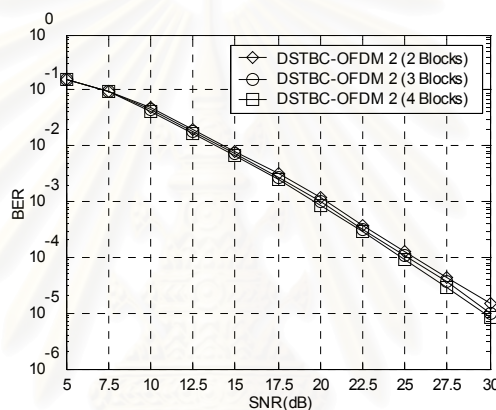




(ก)



(ข)



(ค)

#### รูปที่ 4.4 ผลของการเพิ่มจำนวนบล็อกที่ใช้ตรวจจับข่าวสารของภาครับแบบ

ดิฟเฟอเรนเชียลในระบบที่เสนอวิธีที่ 2 ในช่องสัญญาณ HIPERLAN/2

เมื่อ (ก) DSTBC มี  $R = 1.0$ , (ข) DSTBC มี  $R = 1.5$  และ (ค) DSTBC มี  $R = 2.0$

จากผลการจำลองแบบในรูปที่ 4.3 และ 4.4 ซึ่งเป็นผลการจำลองแบบของระบบที่เสนอวิธีที่ 2 ในช่องสัญญาณมัลติเรย์และช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 ตามลำดับ สำหรับอัตราการเข้ารหัสของรหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลที่พิจารณาทั้ง 3 อัตรา พบว่าช่องสัญญาณทั้งสองแบบในกรณีที่ใช้จำนวนบล็อก 2, 3 และ 4 บล็อก ในการตรวจจับข่าวสาร สมรรถนะของระบบในทั้ง 3 กรณีใกล้เคียงกัน เช่นเดียวกับระบบที่เสนอวิธีที่ 1

การจำลองแบบในหัวข้อนี้ สามารถสรุปได้ว่า สำหรับการตรวจจับข่าวสารของภาครับแบบดิฟเฟอเรนเชียลในระบบที่เสนอทั้งวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 ซึ่งใช้รหัสทวิคูณแตรที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ 1.0, 1.5 และ 2.0 b/s/Hz ในช่องสัญญาณทั้งสองแบบ การเพิ่มจำนวนบล็อกที่ใช้ในการตรวจจับข่าวสารจาก 2 บล็อก เป็น 3 บล็อกและ 4 บล็อก ไม่ส่งผลให้สมรรถนะของระบบ

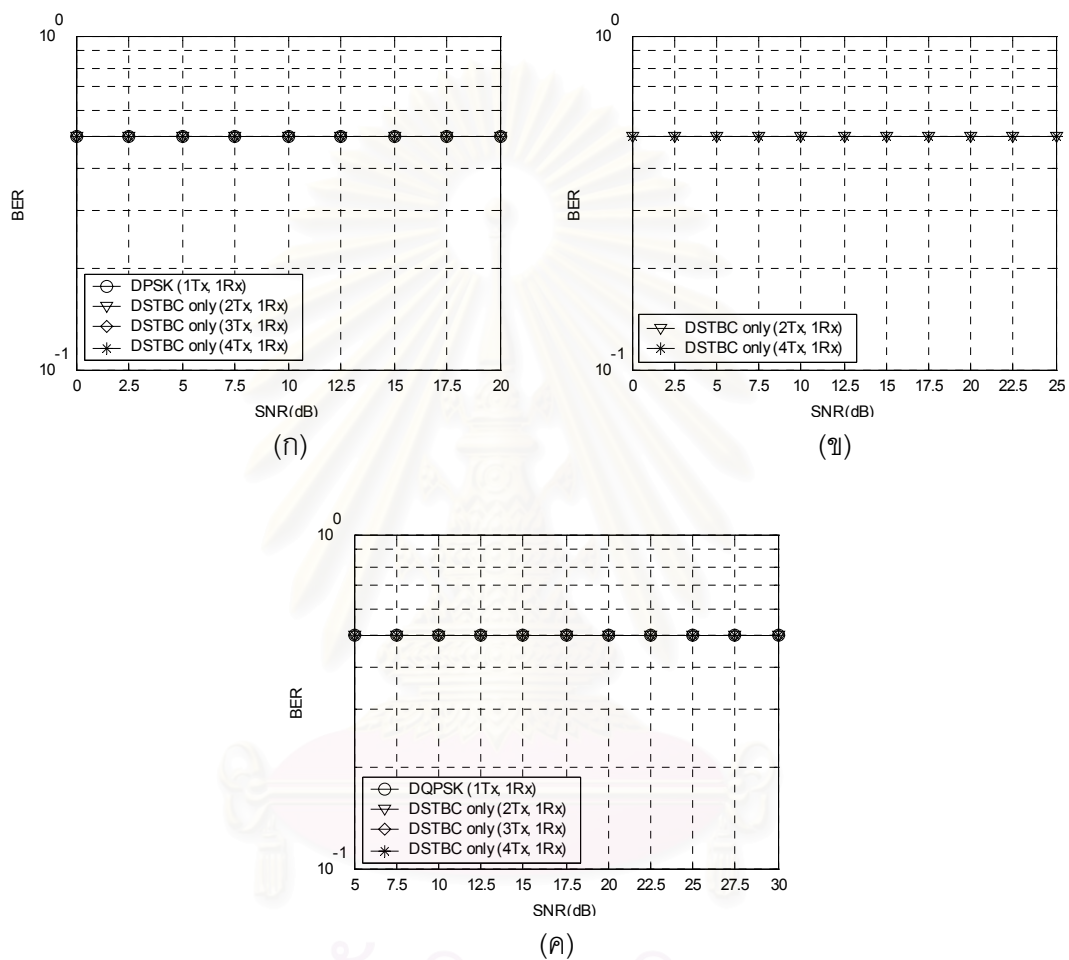
ดีขึ้นแต่อย่างไร ดังนั้นการจำลองแบบในหัวข้อต่อจากนี้ จึงพิจารณาภาครับแบบดิฟเฟอเรนเชียลที่มีการตรวจจับข่าวสาร โดยใช้ข้อมูล 2 บล็อกที่ได้รับมา เท่านั้น

### 4.3 ผลของจำนวนสายอากาศส่งที่มีต่อสมรรถนะของระบบ

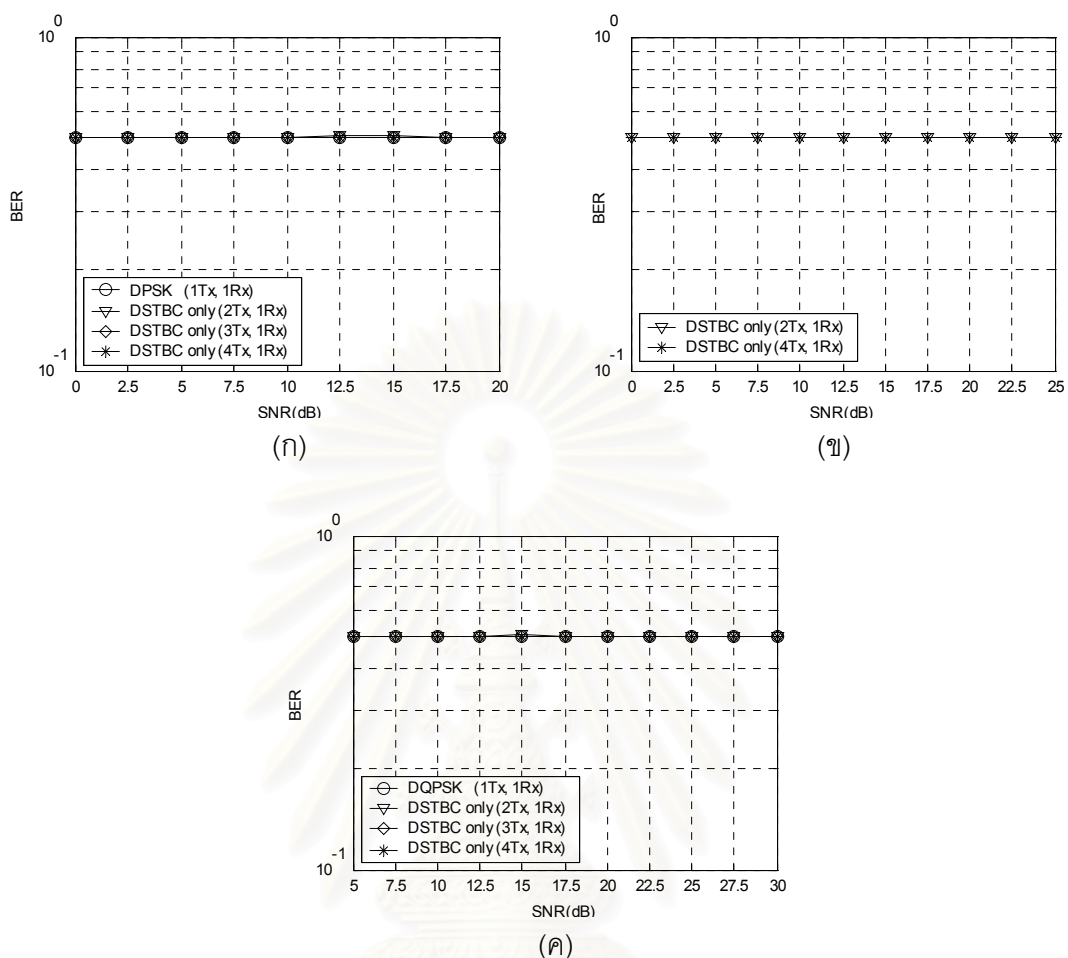
การจำลองแบบในหัวข้อนี้ จะเป็นการวัดผลของจำนวนสายอากาศส่งที่มีต่อสมรรถนะของระบบต่าง ๆ ได้แก่ ระบบที่ใช้การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียล (DSTBC) เพียงอย่างเดียว ระบบที่ใช้การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกร่วมกับโอเอฟดีเอ็ม (STBC-OFDM) และระบบที่ใช้การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลร่วมกับโอเอฟดีเอ็ม (DSTBC-OFDM) หรือระบบที่เสนอ วิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 โดยในการจำลองแบบของแต่ละระบบจะพิจารณาสมรรถนะโดยใช้สายอากาศรับเพียง 1 ตัว รวมทั้งจะพิจารณาของสัญญาณและใช้รหัสกึ่งยูนิแทรีที่มีอัตราการเข้ารหัสเช่นเดียวกับหัวข้อที่ 4.2 กรณีที่ใช้ในการจำลองแบบสำหรับระบบที่ใช้รหัสกึ่งยูนิแทรีที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ 1.0 และ 2.0 b/s/Hz แบ่งออกเป็น 4 กรณีด้วยกัน คือ กรณีที่ใช้สายอากาศส่ง 1 ตัว, 2 ตัว, 3 ตัว และ 4 ตัว ตามลำดับ ส่วนกรณีที่ใช้ในการจำลองแบบสำหรับระบบที่ใช้รหัสกึ่งยูนิแทรีที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ 1.5 b/s/Hz แบ่งออกเป็น 2 กรณี คือ กรณีที่ใช้สายอากาศส่ง 2 ตัว และ 4 ตัว ซึ่งทุก ๆ กรณีจะวัดสมรรถนะของระบบ โดยดูจากอัตราบิดผิดพลาดที่เกิดขึ้น เช่นเดียวกับหัวข้อที่ 4.2

#### 4.3.1 ผลของจำนวนสายอากาศส่งที่มีต่อสมรรถนะของระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว

ในการวัดผลของจำนวนสายอากาศส่งที่มีต่อสมรรถนะของระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว ภาคส่งจะทำการเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียลในกรณีสายอากาศส่ง 2 ตัว, 3 ตัว และ 4 ตัว โดยใช้รหัสกึ่งยูนิแทรีที่มีอัตราการเข้ารหัสต่าง ๆ ดังตารางที่ 4.1, 4.2 และ 4.3 ตามลำดับ ส่วนกรณีของสายอากาศส่ง 1 ตัวนั้น จะใช้การส่งแบบ DPSK สำหรับอัตราการเข้ารหัส 1.0 b/s/Hz และใช้การส่งแบบ DQPSK สำหรับอัตราการเข้ารหัส 2.0 b/s/Hz ทางด้านภาครับจะใช้ภาครับแบบดิฟเฟอเรนเชียลดังสมการที่ (2.38)



รูปที่ 4.5 ผลของจำนวนสายอากาศส่งที่มีต่อสมรรถนะของระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว  
 ในช่องสัญญาณมัลติเรย์  
 เมื่อ (ก) DSTBC มี  $R = 1.0$ , (ข) DSTBC มี  $R = 1.5$  และ (ค) DSTBC มี  $R = 2.0$



รูปที่ 4.6 ผลของจำนวนสายอากาศส่งที่มีต่อสมรรถนะของระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว  
ในช่องสัญญาณ HIPERLAN/2

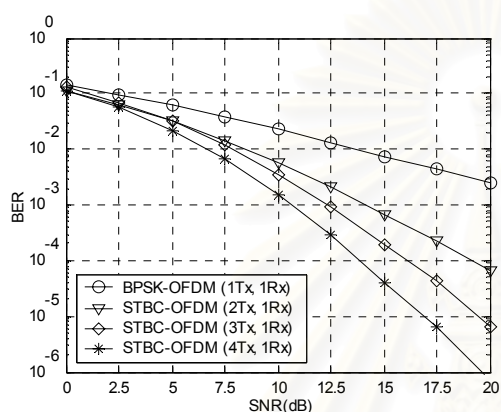
เมื่อ (ก) DSTBC มี  $R = 1.0$ , (ข) DSTBC มี  $R = 1.5$  และ (ค) DSTBC มี  $R = 2.0$

จากผลการจำลองแบบในรูปที่ 4.5 และ 4.6 ซึ่งเป็นผลการจำลองแบบในช่องสัญญาณมัลติเรย์และช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 ตามลำดับ สำหรับอัตราการเข้ารหัสของรหัสทวิพยูนิแทรีที่ใช้ทั้ง 3 อัตรา พบว่า ในระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียวกับช่องสัญญาณทั้งสองแบบ การเพิ่มจำนวนสายอากาศส่งที่ใช้นั้น ไม่ทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้นแต่อย่างใดและ BER ของทุกกรณีมีค่าเท่ากับ 0.5 แม้ว่าค่า SNR จะเพิ่มขึ้นก็ตาม

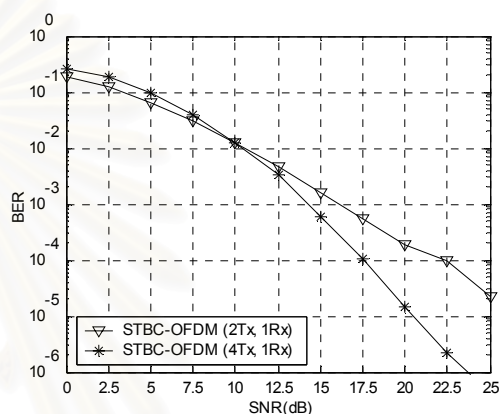
#### 4.3.2 ผลของจำนวนสายอากาศส่งที่มีต่อสมรรถนะของระบบที่ใช้ STBC-OFDM

การวัดผลของจำนวนสายอากาศส่งที่มีต่อสมรรถนะของระบบที่ใช้ STBC-OFDM จะพิจารณาภาคส่งที่ทำการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกในกรณีสายอากาศส่ง 2 ตัว, 3 ตัว และ

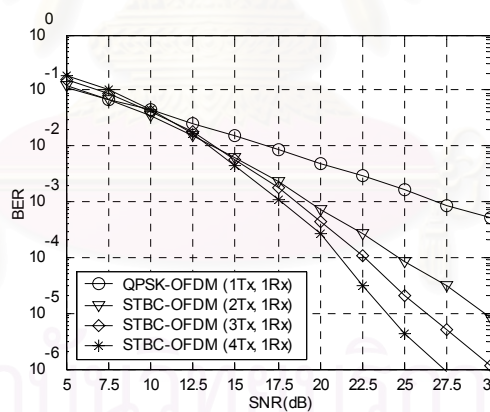
4 ตัว โดยใช้รหัสทวิพูนิตารีที่อัตราการเข้ารหัสต่าง ๆ ดังตารางที่ 4.1, 4.2 และ 4.3 ตามลำดับ ทางด้านภาครับของระบบนี้จะสมมติให้มี CSI โดยสมมุติ หรือกล่าวได้ว่า ภาครับมีการตรวจจับแบบร่วมนัยนั่นเอง และจะใช้สมการที่ (2.10) เป็นสมการตรวจจับของภาครับ ส่วนกรณีของสายอากาศส่ง 1 ตัวนั้น สำหรับอัตราการเข้ารหัส 1.0 และ 2.0 b/s/Hz จะใช้การส่งแบบ BPSK และ QPSK ร่วมกับโอเอฟดีเอ็ม ตามลำดับ



(ก)



(ข)

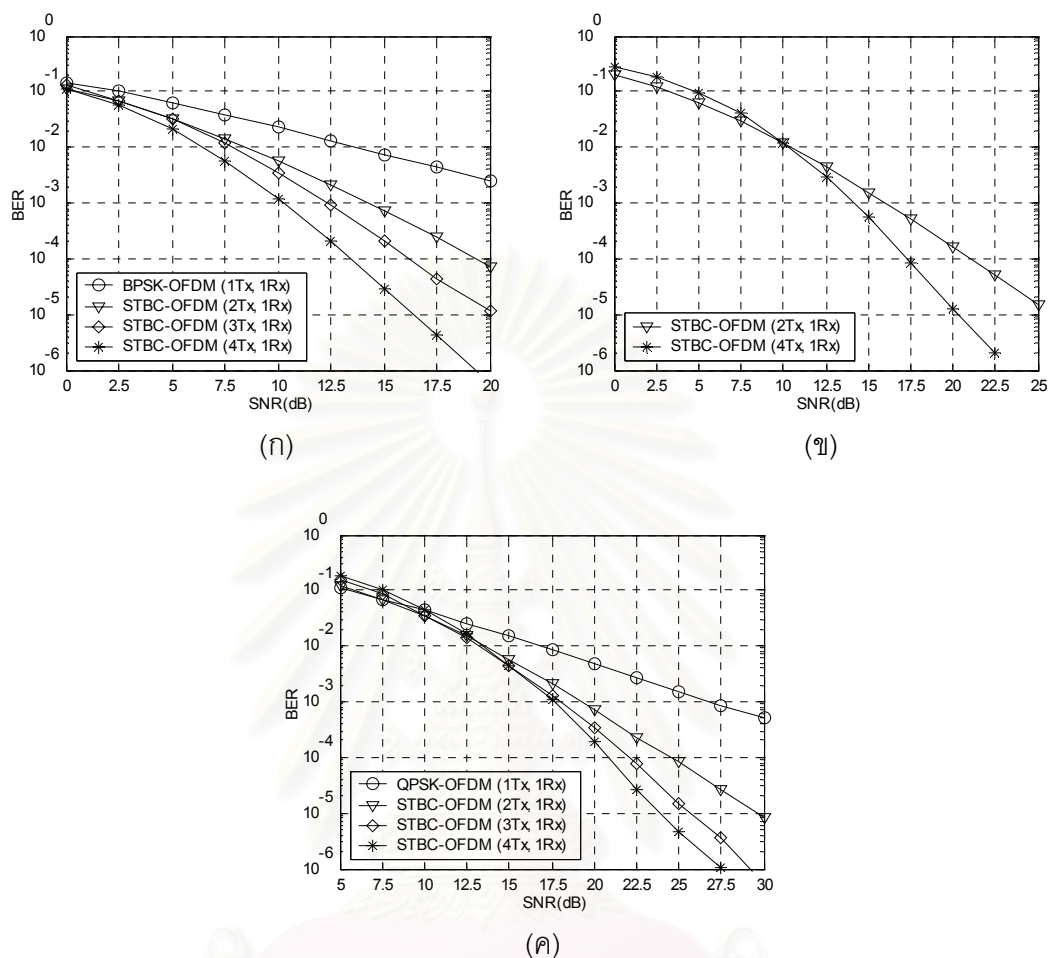


(ค)

รูปที่ 4.7 ผลของจำนวนสายอากาศส่งที่มีต่อสมรรถนะของระบบที่ใช้ STBC-OFDM

ในช่องสัญญาณมัลติเรย์

เมื่อ (ก) STBC มี  $R = 1.0$ , (ข) STBC มี  $R = 1.5$  และ (ค) STBC มี  $R = 2.0$



รูปที่ 4.8 ผลของจำนวนสายอากาศส่งที่มีต่อสมรรถนะของระบบที่ใช้ STBC-OFDM

ในช่องสัญญาณ HIPERLAN/2

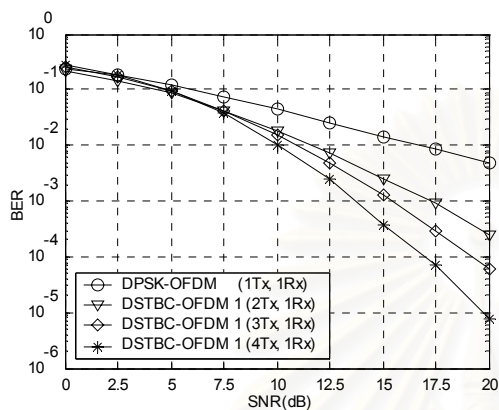
เมื่อ (ก) STBC มี  $R = 1.0$ , (ข) STBC มี  $R = 1.5$  และ (ค) STBC มี  $R = 2.0$

ผลการจำลองแบบของระบบที่ใช้ STBC-OFDM ในช่องสัญญาณมัลติเรย์และช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 แสดงดังรูปที่ 4.7 และ 4.8 ตามลำดับ โดยจากรูปที่ 4.7 (ก) และ 4.8 (ก) ใช้รหัสกรุปยูนิแทรีที่มีอัตราการใช้สเปกตรัมเท่ากับ  $1.0$  b/s/Hz ระบบที่ใช้ STBC-OFDM ซึ่งใช้สายอากาศส่ง 2 ตัว, 3 ตัว และ 4 ตัว จะมีสมรรถนะที่ดีกว่า BPSK-OFDM ซึ่งใช้สายอากาศส่งเพียงตัวเดียว เมื่อพิจารณาที่ BER เท่ากับ  $10^{-2}$  พบว่า ในช่องสัญญาณทั้งสองแบบ กรณีสายอากาศส่ง 2 ตัว ต้องการ SNR ที่ต่ำกว่ากรณีสายอากาศส่ง 1 ตัว อยู่ประมาณ 5 dB และเมื่อเพิ่มจำนวนสายอากาศส่งจาก 2 ตัวเป็น 3 ตัว และจาก 2 ตัวเป็น 4 ตัว ในช่องสัญญาณทั้งสองแบบที่ BER เท่ากับ  $10^{-3}$  สมรรถนะของระบบจะดีขึ้นประมาณ 2 dB และ 4 dB ตามลำดับ

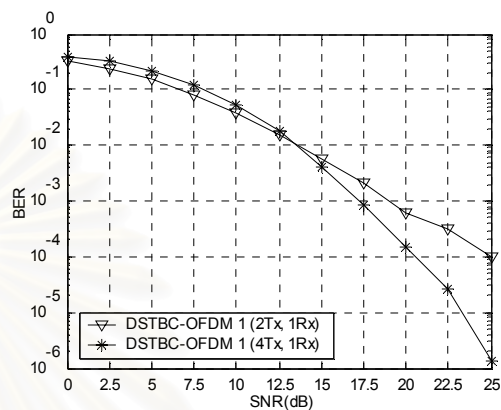
จากรูปที่ 4.7 (ข) และ 4.8 (ข) ใช้รหัสกรุปยูนิแทรีที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ 1.5 b/s/Hz ระบบที่ใช้ STBC-OFDM เมื่อเพิ่มจำนวนสายอากาศส่งจาก 2 ตัวเป็น 4 ตัว จะทำให้ระบบจะมีสมรรถนะที่ดีขึ้น เมื่อ SNR มีค่าตั้งแต่ 10 dB ขึ้นไป พิจารณาที่ BER เท่ากับ  $10^{-4}$  ในช่องสัญญาณมัลติเรย์ สมรรถนะของระบบจะดีขึ้นประมาณ 5 dB และในช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 สมรรถนะของระบบจะดีขึ้นประมาณ 3.75 dB สำหรับรหัสกรุปยูนิแทรีที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ 2.0 b/s/Hz ดังรูปที่ 4.7 (ค) และ 4.8 (ค) ระบบที่ใช้ STBC-OFDM จะมีสมรรถนะที่ดีกว่า QPSK-OFDM ซึ่งใช้สายอากาศส่งเพียงตัวเดียว เมื่อ SNR มีค่าตั้งแต่ 12.5 dB ขึ้นไป และเมื่อพิจารณาที่ BER เท่ากับ  $10^{-2}$  พบว่า ในช่องสัญญาณทั้งสองแบบ กรณีสายอากาศส่ง 2 ตัว ต้องการ SNR ที่ต่ำกว่ากรณีสายอากาศส่ง 1 ตัว อยู่ประมาณ 3.75 dB และเมื่อเพิ่มจำนวนสายอากาศส่งจาก 2 ตัวเป็น 3 ตัว และจาก 2 ตัวเป็น 4 ตัว ในช่องสัญญาณทั้งสองแบบ ที่ BER เท่ากับ  $10^{-4}$  สมรรถนะของระบบจะดีขึ้นประมาณ 2.5 dB และ 3.75 dB ตามลำดับ

#### 4.3.3 ผลของจำนวนสายอากาศส่งที่มีต่อสมรรถนะของระบบที่เสนอวิธีที่ 1

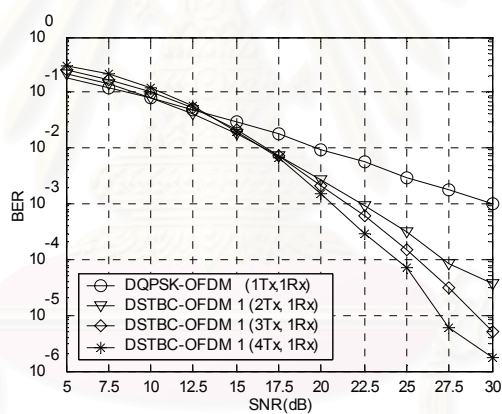
ในการวัดผลของจำนวนสายอากาศส่งที่มีต่อสมรรถนะของระบบที่เสนอวิธีที่ 1 หรือระบบที่ใช้ DSTBC-OFDM วิธีที่ 1 จะพิจารณาภาคส่งที่ทำการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลร่วมกับโอเอฟดีเอ็ม ในกรณีสายอากาศส่ง 2 ตัว, 3 ตัว และ 4 ตัว โดยใช้รหัสกรุปยูนิแทรีที่มีอัตราการเข้ารหัสต่าง ๆ เช่นเดียวกับหัวข้อที่ 4.3.2 แต่ภาครับของระบบนี้จะเป็นภาครับแบบดิฟเฟอเรนเชียล หรือกล่าวได้ว่า ภาครับมีการตรวจจับแบบไม่รวมนัยนั่นเอง และจะใช้สมการที่ (3.8) เป็นสมการตรวจจับของภาครับ ส่วนกรณีของสายอากาศส่ง 1 ตัวนั้น สำหรับอัตราการเข้ารหัส 1.0 และ 2.0 b/s/Hz จะใช้การส่งแบบ DPSK และ DQPSK ร่วมกับโอเอฟดีเอ็ม ตามลำดับ



(ก)



(ข)



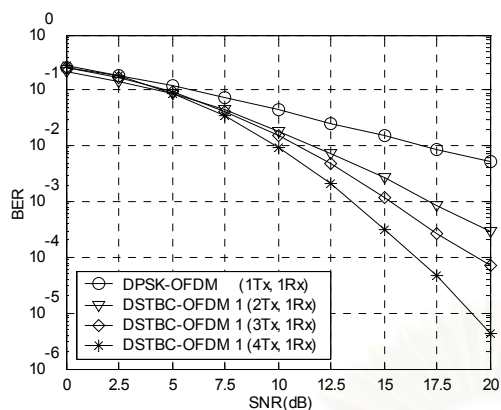
(ค)

รูปที่ 4.9 ผลของจำนวนสายอากาศส่งที่มีต่อสมรรถนะของระบบที่เสนอวิธีที่ 1

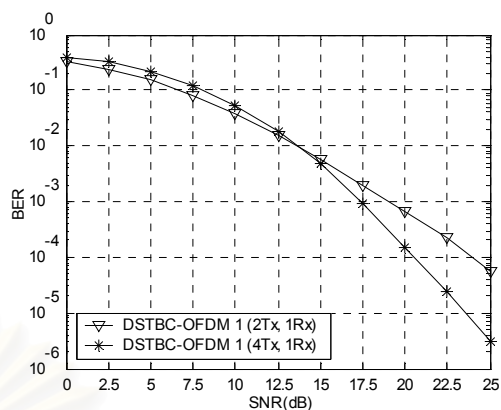
ในช่องสัญญาณมัลติเรย์

เมื่อ (ก) DSTBC มี  $R = 1.0$ , (ข) DSTBC มี  $R = 1.5$  และ (ค) DSTBC มี  $R = 2.0$

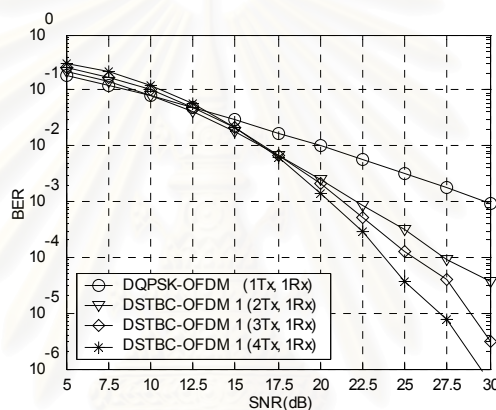




(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 4.10 ผลของจำนวนสายอากาศส่งที่มีต่อสมรรถนะของระบบที่ใช้เสนอวิธีที่ 1 ในช่องสัญญาณ HIPERLAN/2

เมื่อ (ก) DSTBC มี  $R = 1.0$ , (ข) DSTBC มี  $R = 1.5$  และ (ค) DSTBC มี  $R = 2.0$

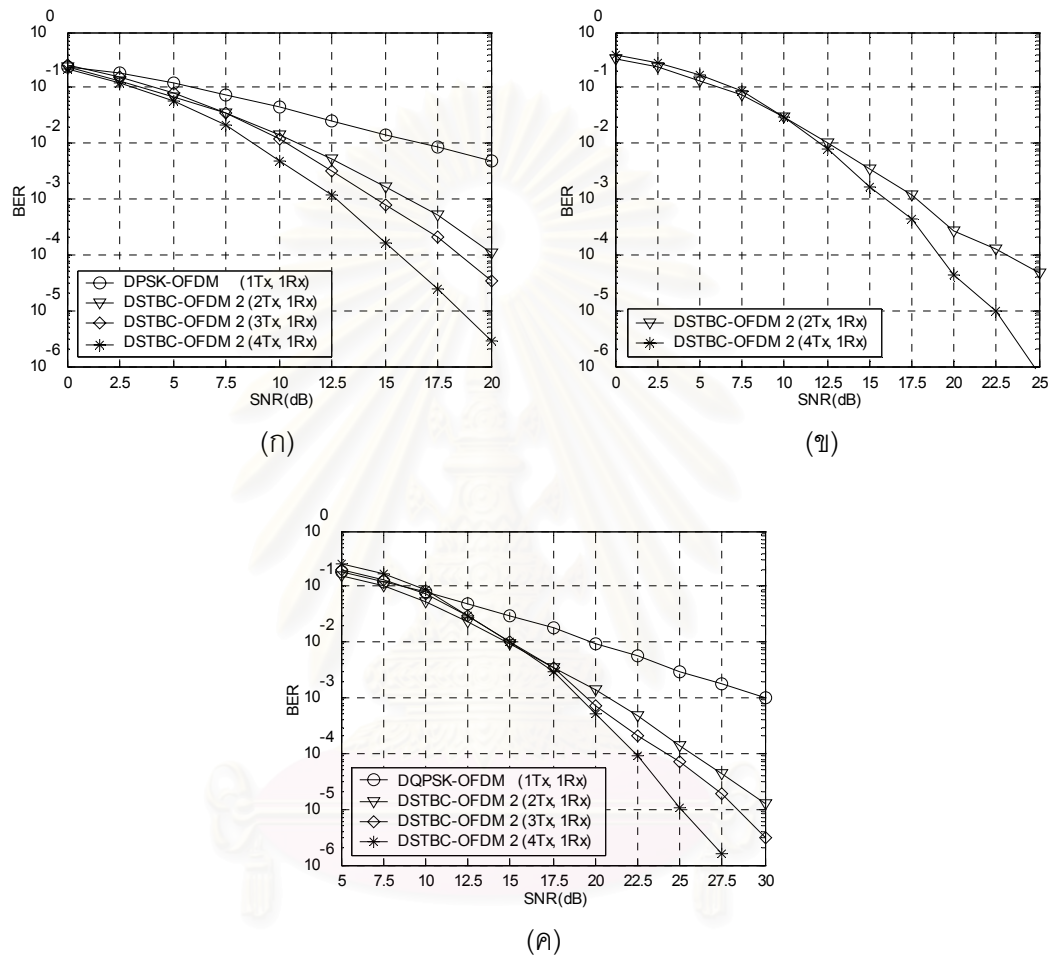
ผลการจำลองแบบของระบบที่เสนอวิธีที่ 1 ในช่องสัญญาณมัลติเรย์และช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 แสดงดังรูปที่ 4.9 และ 4.10 ตามลำดับ โดยจากรูปที่ 4.9 (ก) และ 4.10 (ก) ใช้รหัสกรุปยูนิแทรีที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ  $1.0$  b/s/Hz ระบบที่เสนอวิธีที่ 1 ซึ่งใช้สายอากาศส่ง 2 ตัว, 3 ตัว และ 4 ตัว จะมีสมรรถนะที่ดีกว่า DPSK-OFDM ซึ่งใช้สายอากาศส่งเพียงตัวเดียว เมื่อพิจารณาที่ BER เท่ากับ  $10^{-2}$  พบว่า ในช่องสัญญาณทั้งสองแบบ กรณีสายอากาศส่ง 2 ตัว ต้องการ SNR ที่ต่ำกว่ากรณีสายอากาศส่ง 1 ตัว อยู่ประมาณ 5 dB และเมื่อเพิ่มจำนวนสายอากาศส่งจาก 2 ตัวเป็น 3 ตัว และจาก 2 ตัวเป็น 4 ตัว ในช่องสัญญาณทั้งสองแบบ ที่ BER เท่ากับ  $10^{-3}$  สมรรถนะของระบบจะดีขึ้นประมาณ 2.5 dB และ 3.75 dB ตามลำดับ จากรูปที่ 4.9 (ข) และ 4.10 (ข) ใช้รหัสกรุปยูนิแทรีที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ  $1.5$  b/s/Hz ระบบที่เสนอ

วิธีที่ 1 เมื่อเพิ่มจำนวนสายอากาศส่งจาก 2 ตัวเป็น 4 ตัว จะทำให้ระบบจะมีสมรรถนะที่ดีขึ้น เมื่อ SNR มีค่าตั้งแต่ 14 dB ขึ้นไป พิจารณาที่ BER เท่ากับ  $10^{-4}$  ในช่องสัญญาณมัลติเรย์สมรรถนะของระบบจะดีขึ้นประมาณ 3.75 dB และในช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 สมรรถนะของระบบจะดีขึ้นประมาณ 3.125 dB สำหรับรหัสกรุปยูนิแทรีที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ 2.0 b/s/Hz ดังรูปที่ 4.9 (ค) และ 4.10 (ค) ระบบที่เสนอวิธีที่ 1 จะมีสมรรถนะที่ดีกว่า DQPSK-OFDM ซึ่งใช้สายอากาศส่งเพียงตัวเดียว เมื่อ SNR มีค่าตั้งแต่ 17 dB ขึ้นไป และเมื่อพิจารณาที่ BER เท่ากับ  $10^{-2}$  พบว่า ในช่องสัญญาณทั้งสองแบบ กรณีสายอากาศส่ง 2 ตัว ต้องการ SNR ที่ต่ำกว่ากรณีสายอากาศส่ง 1 ตัว อยู่ประมาณ 3.75 dB และเมื่อเพิ่มจำนวนสายอากาศส่งจาก 2 ตัวเป็น 3 ตัว และจาก 2 ตัวเป็น 4 ตัว ที่ BER เท่ากับ  $10^{-4}$  ในช่องสัญญาณมัลติเรย์ สมรรถนะของระบบจะดีขึ้นประมาณ 1.25 dB และ 2.5 dB ตามลำดับ และในช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 สมรรถนะของระบบจะดีขึ้นประมาณ 1.875 dB และ 3.125 dB ตามลำดับ

#### 4.3.4 ผลของจำนวนสายอากาศส่งที่มีต่อสมรรถนะของระบบที่เสนอวิธีที่ 2

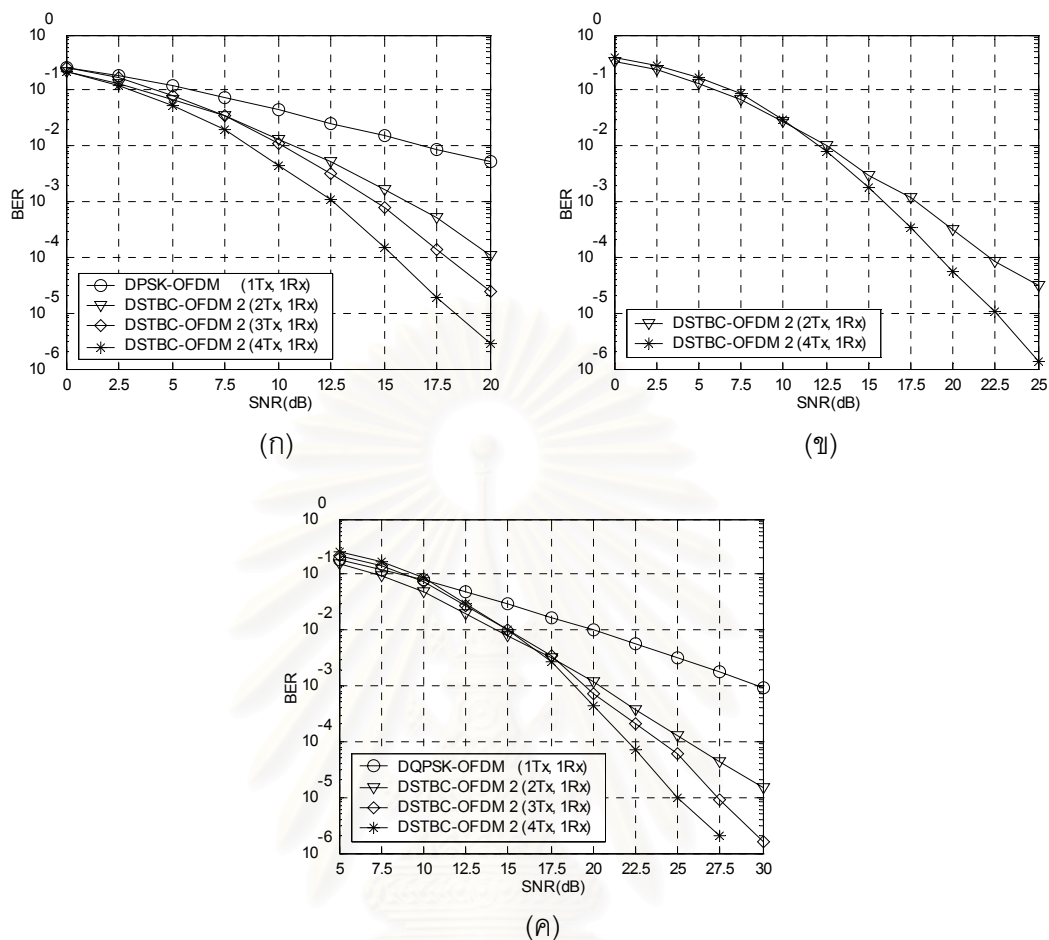
ในการวัดผลของจำนวนสายอากาศส่งที่มีต่อสมรรถนะของระบบที่เสนอวิธีที่ 2 หรือระบบที่ใช้ DSTBC-OFDM วิธีที่ 2 จะพิจารณาภาคส่งที่ทำการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียลร่วมกับโอเอฟดีเอ็ม ในกรณีสายอากาศส่ง 2 ตัว, 3 ตัว และ 4 ตัว โดยใช้รหัสกรุปยูนิแทรีที่อัตราการเข้ารหัสต่าง ๆ เช่นเดียวกับหัวข้อที่ 4.3.2 แต่ภาครับของระบบนี้จะเป็นภาครับแบบดิฟเฟอเรนเชียล หรือกล่าวได้ว่า ภาครับมีการตรวจจับแบบไม่ร่วมนัยนั่นเอง และจะใช้สมการที่ (3.12) เป็นสมการตรวจจับของภาครับ ส่วนกรณีของสายอากาศส่ง 1 ตัวนั้นจะพิจารณาเช่นเดียวกับหัวข้อที่ 4.3.3

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 4.11 ผลของจำนวนสายอากาศส่งที่มีต่อสมรรถนะของระบบที่ใช้เสนอวิธีที่ 2 ในช่องสัญญาณมัลติเรย์

เมื่อ (ก) DSTBC มี  $R = 1.0$ , (ข) DSTBC มี  $R = 1.5$  และ (ค) DSTBC มี  $R = 2.0$



รูปที่ 4.12 ผลของจำนวนสายอากาศส่งที่มีต่อสมรรถนะของระบบที่ใช้เสนอวิธีที่ 2 ในช่องสัญญาณ HIPERLAN/2

เมื่อ (ก) DSTBC มี  $R = 1.0$ , (ข) DSTBC มี  $R = 1.5$  และ (ค) DSTBC มี  $R = 2.0$

ผลการจำลองแบบของระบบที่เสนอวิธีที่ 2 ในช่องสัญญาณมัลติเรย์และช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 แสดงดังรูปที่ 4.11 และ 4.12 ตามลำดับ โดยจากรูปที่ 4.11 (ก) และ 4.12 (ก) ใช้รหัสกรุปยูนิแทรีที่มีอัตราการใช้สเปกตรัมเท่ากับ  $1.0 \text{ b/s/Hz}$  ระบบที่เสนอวิธีที่ 2 ซึ่งใช้สายอากาศส่ง 2 ตัว, 3 ตัว และ 4 ตัว จะมีสมรรถนะที่ดีกว่า DPSK-OFDM ซึ่งใช้สายอากาศส่งเพียงตัวเดียว เมื่อพิจารณาที่ BER เท่ากับ  $10^{-2}$  พบว่า ในช่องสัญญาณทั้งสองแบบ กรณีสายอากาศส่ง 2 ตัว ต้องการ SNR ที่ต่ำกว่ากรณีสายอากาศส่ง 1 ตัว อยู่ประมาณ  $6.25 \text{ dB}$  และเมื่อเพิ่มจำนวนสายอากาศส่งจาก 2 ตัวเป็น 3 ตัว และจาก 2 ตัวเป็น 4 ตัว ที่ BER เท่ากับ  $10^{-3}$  ในช่องสัญญาณมัลติเรย์สมรรถนะของระบบจะดีขึ้นประมาณ  $1.25 \text{ dB}$  และ  $3.75 \text{ dB}$  ตามลำดับ และในช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 สมรรถนะของระบบจะดีขึ้นประมาณ  $2.5 \text{ dB}$  และ  $3.75 \text{ dB}$

ตามลำดับ จากรูปที่ 4.11 (ข) และ 4.12 (ข) ใช้รหัสกรุปยูนิแทรีที่มีอัตราการใช้รหัสเท่ากับ 1.5 b/s/Hz ระบบที่เสนอวิธีที่ 2 เมื่อเพิ่มจำนวนสายอากาศส่งจาก 2 ตัวเป็น 4 ตัว จะทำให้ระบบมีสมรรถนะที่ดีขึ้น เมื่อ SNR มีค่าตั้งแต่ 10 dB ขึ้นไป พิจารณาที่ BER เท่ากับ  $10^{-4}$  ในช่องสัญญาณมัลติเรย์สมรรถนะของระบบจะดีขึ้นประมาณ 3.75 dB และในช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 สมรรถนะของระบบจะดีขึ้นประมาณ 3.125 dB สำหรับรหัสกรุปยูนิแทรีที่มีอัตราการใช้รหัสเท่ากับ 2.0 b/s/Hz ดังรูปที่ 4.11 (ค) และ 4.12 (ค) ระบบที่เสนอวิธีที่ 2 จะมีสมรรถนะที่ดีกว่า DQPSK-OFDM ซึ่งใช้สายอากาศส่งเพียงตัวเดียว เมื่อ SNR มีค่าตั้งแต่ 16 dB ขึ้นไป และเมื่อพิจารณาที่ BER เท่ากับ  $10^{-2}$  พบว่า ในช่องสัญญาณทั้งสองแบบ กรณีสายอากาศส่ง 2 ตัว ต้องการ SNR ที่ต่ำกว่ากรณีสายอากาศส่ง 1 ตัว อยู่ประมาณ 5 dB และเมื่อเพิ่มจำนวนสายอากาศส่งจาก 2 ตัวเป็น 3 ตัว และจาก 2 ตัวเป็น 4 ตัว ที่ BER เท่ากับ  $10^{-4}$  ในช่องสัญญาณทั้งสองแบบ สมรรถนะของระบบจะดีขึ้นประมาณ 1.25 dB และ 3.125 dB ตามลำดับ

การจำลองแบบในหัวข้อนี้สามารถสรุปได้ว่า สำหรับช่องสัญญาณทั้งสองแบบ คือ ช่องสัญญาณมัลติเรย์และช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 การเพิ่มจำนวนสายอากาศส่งในระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียวไม่ทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้นแต่อย่างใด ส่วนระบบที่ใช้ STBC-OFDM ระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และระบบที่เสนอวิธีที่ 2 การเพิ่มจำนวนสายอากาศส่งทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้น เมื่อ SNR มีค่า ๆ หนึ่ง ซึ่งจะแตกต่างกันไปสำหรับรหัสกรุปยูนิแทรีที่มีอัตราการใช้รหัสที่แตกต่างกัน ทั้งนี้เนื่องจากการออกแบบรหัสกรุปยูนิแทรี จะพิจารณาค่าการได้เปรียบเชิงรหัสที่ SNR มีค่าสูง ๆ นั้นเอง

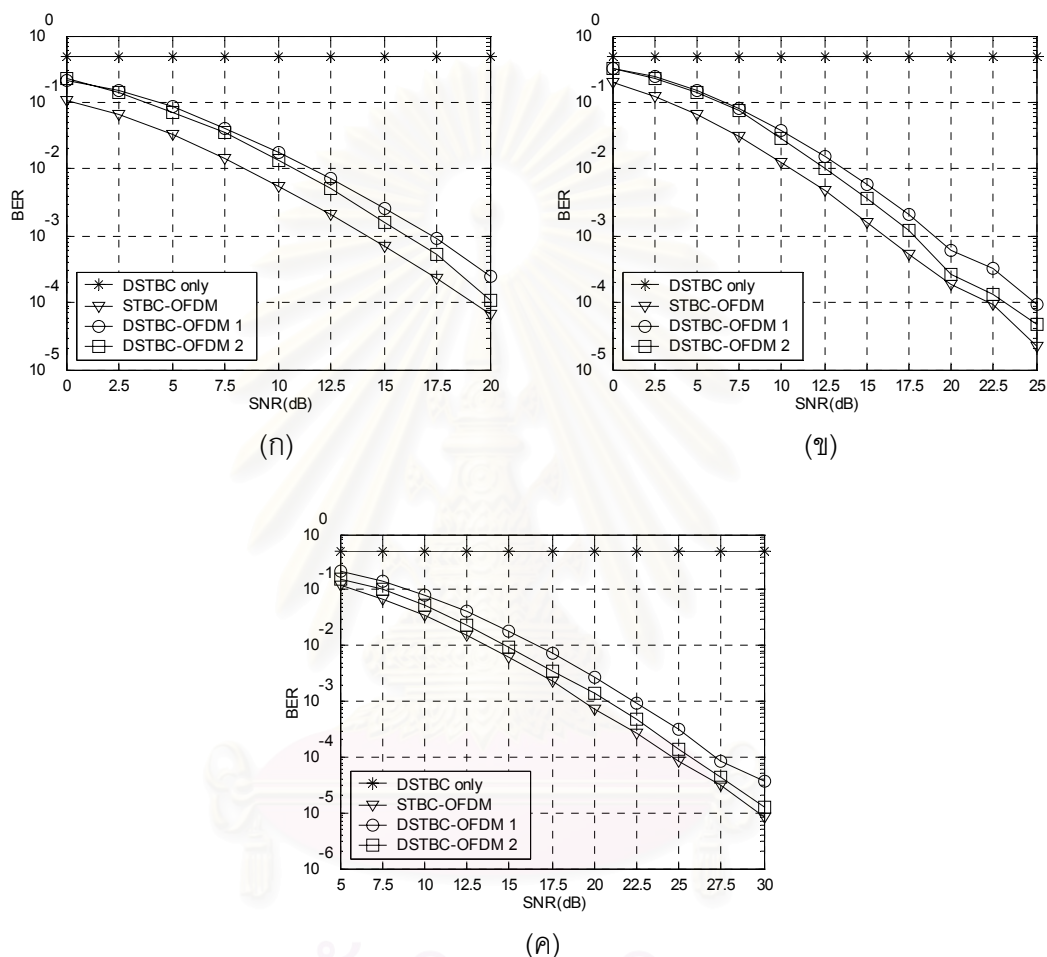
#### 4.4 เปรียบเทียบสมรรถนะของแต่ละระบบ

การจำลองแบบในหัวข้อนี้จะเป็นการนำเอาสมรรถนะของแต่ละระบบที่ได้ในหัวข้อที่ 4.3 มาเปรียบเทียบกัน โดยจะพิจารณาช่องสัญญาณ 2 แบบเช่นเดียวกับหัวข้อที่ผ่านมา นอกจากนี้เพื่อความชัดเจนในการเปรียบเทียบสมรรถนะของแต่ละระบบ ในกรณีที่สายอากาศส่งมีจำนวน 2 ตัว, 3 ตัว และ 4 ตัว ที่มีอัตราการใช้รหัสที่แตกต่างกัน จึงจะทำการเปรียบเทียบแต่ละกรณีแยกออกจากกัน

##### 4.4.1 เปรียบเทียบสมรรถนะของแต่ละระบบในช่องสัญญาณมัลติเรย์

ในการวัดผลเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของแต่ละระบบในช่องสัญญาณมัลติเรย์ ซึ่งเป็นช่องสัญญาณที่มีกำลังงานของวิถีแต่ละวิถีเท่า ๆ กัน จะทำการเปรียบเทียบในกรณีที่จำนวนสายอากาศส่งเท่ากับ 2 ตัว, 3 ตัว และ 4 ตัว ตามลำดับ โดยที่กรณีสายอากาศส่ง 2 ตัวและ 4 ตัว

ใช้รหัสกรุปยูนิแทรีที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ 1.0, 1.5 และ 2.0 b/s/Hz ส่วนกรณีสายอากาศส่ง 3 ตัว ใช้รหัสกรุปยูนิแทรีที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ 1.0 และ 2.0 b/s/Hz ซึ่งแต่ละกรณีจะมีสมรรถนะของแต่ละระบบที่แตกต่างกันไป



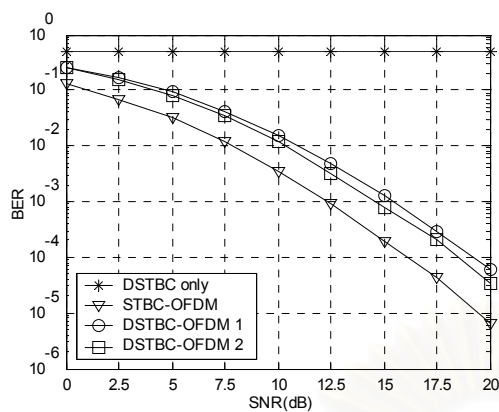
รูปที่ 4.13 สมรรถนะของแต่ละระบบ ในช่องสัญญาณมัลติเรย์

กรณีสายอากาศส่ง 2 ตัว

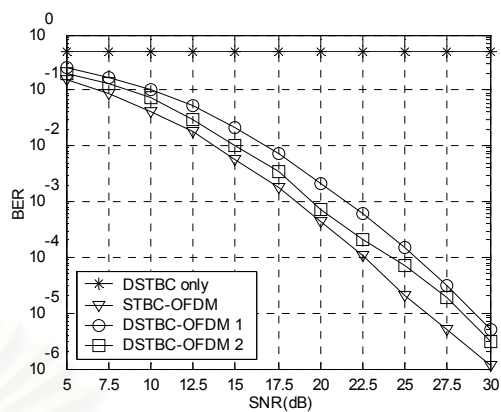
เมื่อ (ก) DSTBC มี  $R = 1.0$ , (ข) DSTBC มี  $R = 1.5$  และ (ค) DSTBC มี  $R = 2.0$

ผลการจำลองแบบเปรียบเทียบสมรรถนะของแต่ละระบบในช่องสัญญาณมัลติเรย์ กรณีสายอากาศส่ง 2 ตัว แสดงดังรูปที่ 4.13 จากรูปที่ 4.13 (ก) ทุกระบบใช้รหัสกรุปยูนิแทรีที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ 1.0 b/s/Hz เมื่อพิจารณาที่ BER เท่ากับ  $10^{-3}$  พบว่า ระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 มีสมรรถนะด้อยกว่าระบบที่ใช้ STBC-OFDM อยู่ประมาณ 3 dB และ 1.8 dB ตามลำดับ นั่นคือระบบที่เสนอวิธีที่ 2 มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่เสนอวิธีที่ 1 อยู่ประมาณ 1.2 dB และเมื่อ

เปรียบเทียบระบบที่เสนอทั้งสองวิธีกับระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว พบว่าระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว เนื่องจากการส่งข่าวสารในระบบนี้มีโอกาสผิดพลาดถึง 50 % จากรูปที่ 4.13 (ข) ทุกระบบใช้รหัสสกริปยูนิแทรีที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ 1.5 b/s/Hz เมื่อพิจารณาที่ BER เท่ากับ  $10^{-3}$  พบว่า ระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 มีสมรรถนะดีออกกว่าระบบที่ใช้ STBC-OFDM อยู่ประมาณ 2.5 dB และ 1.3 dB ตามลำดับ นั่นคือระบบที่เสนอวิธีที่ 2 มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่เสนอวิธีที่ 1 อยู่ประมาณ 1.2 dB และเมื่อเปรียบเทียบระบบที่เสนอทั้งสองวิธีกับระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว พบว่าระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว เนื่องจากการส่งข่าวสารในระบบนี้มีโอกาสผิดพลาดถึง 50 % และจากรูปที่ 4.13 (ค) ทุกระบบใช้รหัสสกริปยูนิแทรีที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ 2.0 b/s/Hz เมื่อพิจารณาที่ BER เท่ากับ  $10^{-3}$  พบว่า ระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 มีสมรรถนะดีออกกว่าระบบที่ใช้ STBC-OFDM อยู่ประมาณ 3 dB และ 1.75 dB ตามลำดับ นั่นคือระบบที่เสนอวิธีที่ 2 มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่เสนอวิธีที่ 1 อยู่ประมาณ 1.25 dB และเมื่อเปรียบเทียบระบบที่เสนอทั้งสองวิธีกับระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว พบว่าระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว เนื่องจากการส่งข่าวสารในระบบนี้มีโอกาสผิดพลาดถึง 50 %



(ก)



(ข)

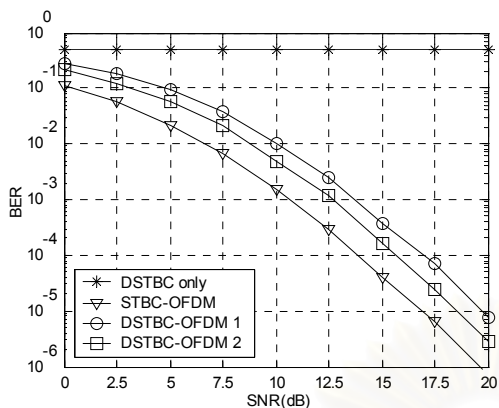
#### รูปที่ 4.14 สมรรถนะของแต่ละระบบ ในช่องสัญญาณมัลติเรย์

กรณีสายอากาศส่ง 3 ตัว

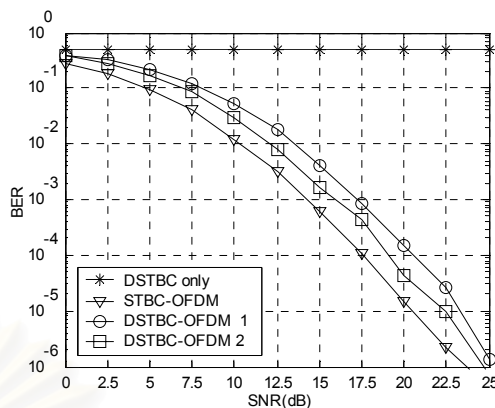
เมื่อ (ก) DSTBC มี  $R = 1.0$  และ (ข) DSTBC มี  $R = 2.0$

ผลการจำลองแบบเปรียบเทียบสมรรถนะของแต่ละระบบในช่องสัญญาณมัลติเรย์ กรณีสายอากาศส่ง 3 ตัว แสดงดังรูปที่ 4.14 จากรูปที่ 4.14 (ก) ทุกระบบใช้รหัสกรุปยูนิแทรีที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ  $1.0 \text{ b/s/Hz}$  เมื่อพิจารณาที่ BER เท่ากับ  $10^{-3}$  พบว่า ระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 มีสมรรถนะดีกว่ระบบที่ใช้ STBC-OFDM อยู่ประมาณ 3 dB และ 2.4 dB ตามลำดับ นั่นคือระบบที่เสนอวิธีที่ 2 มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่เสนอวิธีที่ 1 อยู่ประมาณ 0.6 dB และเมื่อเปรียบเทียบระบบที่เสนอทั้งสองวิธีกับระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว พบว่าระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว เนื่องจากการส่งข่าวสารในระบบนี้มีโอกาสผิดพลาดถึง 50 % จากรูปที่ 4.14 (ข) ทุกระบบใช้รหัสกรุปยูนิแทรีที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ  $2.0 \text{ b/s/Hz}$  เมื่อพิจารณาที่ BER เท่ากับ  $10^{-3}$  พบว่า ระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 มีสมรรถนะดีกว่ระบบที่ใช้ STBC-OFDM อยู่ประมาณ 2.6 dB และ 0.725 dB ตามลำดับ นั่นคือระบบที่เสนอวิธีที่ 2 มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่เสนอวิธีที่ 1 อยู่ประมาณ 1.875 dB และเมื่อเปรียบเทียบระบบที่เสนอทั้งสองวิธีกับระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว พบว่าระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว เนื่องจากการส่งข่าวสารในระบบนี้มีโอกาสผิดพลาดถึง 50 %

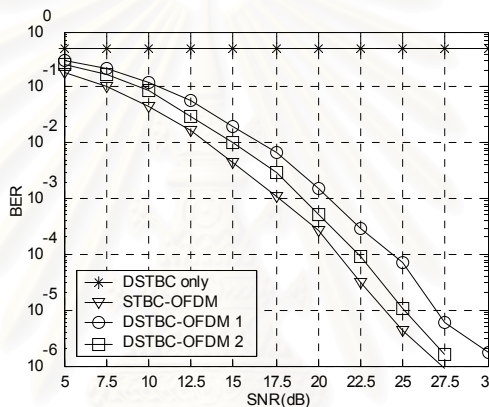




(ก)



(ข)



(ค)

**รูปที่ 4.15** สมรรถนะของแต่ละระบบ ในช่องสัญญาณมัลติเรย์

กรณีสายอากาศส่ง 4 ตัว

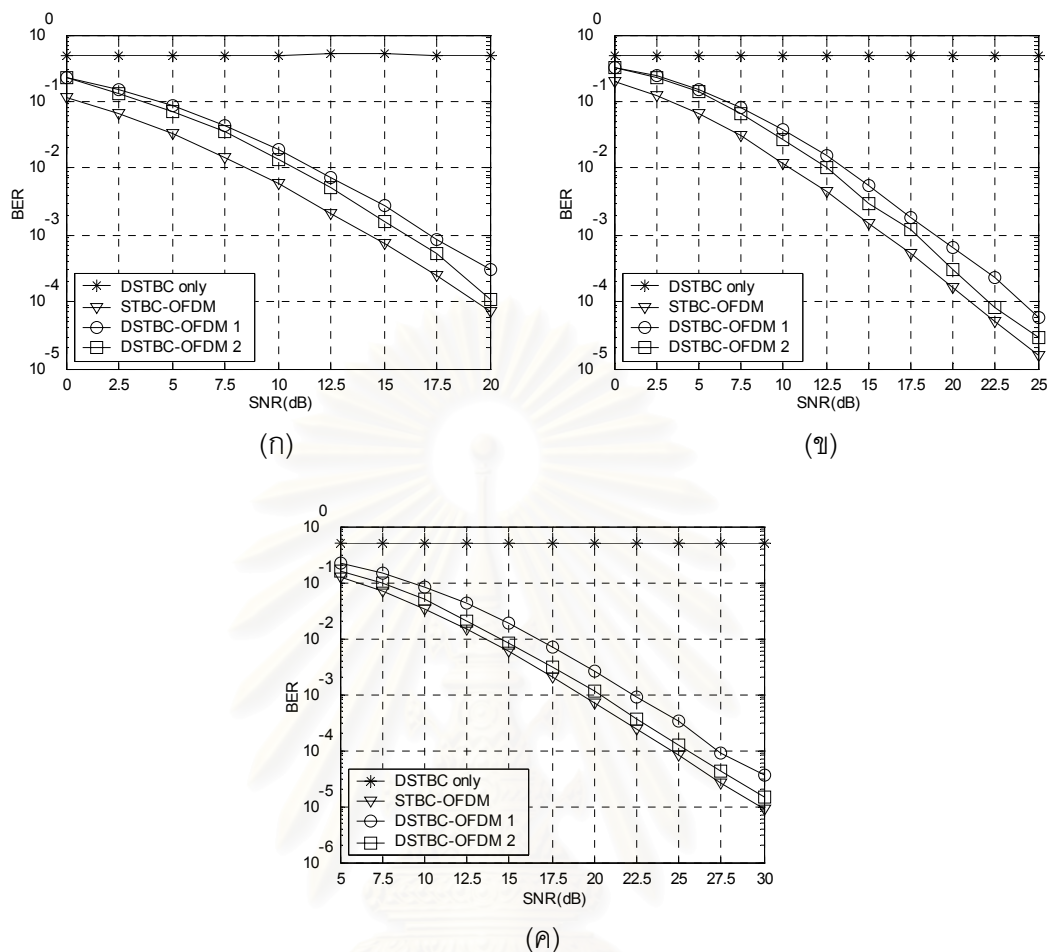
เมื่อ (ก) DSTBC มี  $R = 1.0$ , (ข) DSTBC มี  $R = 1.5$  และ (ค) DSTBC มี  $R = 2.0$

ผลการจำลองแบบเปรียบเทียบสมรรถนะของแต่ละระบบในช่องสัญญาณมัลติเรย์ กรณีสายอากาศส่ง 4 ตัว แสดงดังรูปที่ 4.15 จากรูปที่ 4.15 (ก) ทุกระบบใช้รหัสทวิคูณที่มัลติเรย์การเข้ารหัสเท่ากับ 1.0 b/s/Hz เมื่อพิจารณาที่ BER เท่ากับ  $10^{-3}$  พบว่า ระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 มีสมรรถนะด้อยกว่าระบบที่ใช้ STBC-OFDM อยู่ประมาณ 3 dB และ 1.8 dB ตามลำดับ นั่นคือระบบที่เสนอวิธีที่ 2 มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่เสนอวิธีที่ 1 อยู่ประมาณ 1.2 dB และเมื่อเปรียบเทียบระบบที่เสนอทั้งสองวิธีกับระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว พบว่าระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว เนื่องจากการส่งข่าวสารในระบบนี้มีโอกาสผิดพลาดถึง 50 % จากรูปที่ 4.15 (ข) ทุกระบบใช้รหัสทวิคูณที่มัลติเรย์การเข้ารหัสเท่ากับ 1.5 b/s/Hz เมื่อพิจารณาที่ BER เท่ากับ  $10^{-3}$  พบว่า ระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2

มีสมรรถนะด้อยกว่าระบบที่ใช้ STBC-OFDM อยู่ประมาณ 2.6 dB และ 1.2 dB ตามลำดับ นั่นคือระบบที่เสนอวิธีที่ 2 มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่เสนอวิธีที่ 1 อยู่ประมาณ 1.4 dB และเมื่อเปรียบเทียบระบบที่เสนอทั้งสองวิธีกับระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว พบว่าระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว เนื่องจากการส่งข่าวสารในระบบนี้มีโอกาสผิดพลาดถึง 50 % และจากรูปที่ 4.15 (ค) ทุกระบบใช้รหัสทวิคูณที่อัตราเข้ารหัสเท่ากับ 2.0 b/s/Hz เมื่อพิจารณาที่ BER เท่ากับ  $10^{-3}$  พบว่า ระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 มีสมรรถนะด้อยกว่าระบบที่ใช้ STBC-OFDM อยู่ประมาณ 3 dB และ 1.5 dB ตามลำดับ นั่นคือระบบที่เสนอวิธีที่ 2 มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่เสนอวิธีที่ 1 อยู่ประมาณ 1.5 dB และเมื่อเปรียบเทียบระบบที่เสนอทั้งสองวิธีกับระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว พบว่าระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว เนื่องจากการส่งข่าวสารในระบบนี้มีโอกาสผิดพลาดถึง 50 %

#### 4.4.2 เปรียบเทียบสมรรถนะของแต่ละระบบในช่องสัญญาณ HIPERLAN/2

ในการวัดผลเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของแต่ละระบบในช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 ซึ่งมีพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณดังที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 4.1.2.2 โดยกรณีที่ใช้ในการเปรียบเทียบจะพิจารณาเช่นเดียวกับช่องสัญญาณมัลติเรย์ในหัวข้อที่ผ่านมา ซึ่งแต่ละกรณีจะมีสมรรถนะของแต่ละระบบที่แตกต่างกันไป



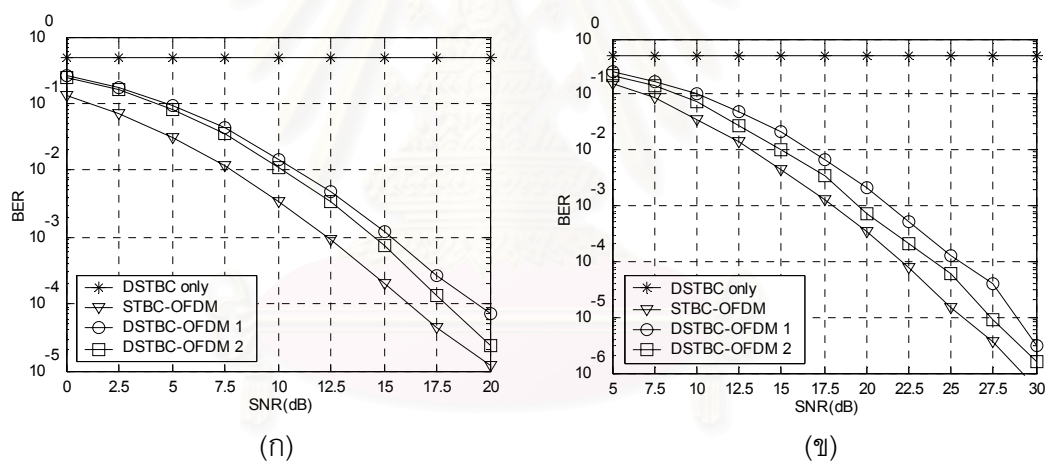
รูปที่ 4.16 สมรรถนะของแต่ละระบบ ในช่องสัญญาณ HIPERLAN/2

กรณีสายอากาศส่ง 2 ตัว

เมื่อ (ก) DSTBC มี  $R = 1.0$ , (ข) DSTBC มี  $R = 1.5$  และ (ค) DSTBC มี  $R = 2.0$

ผลการจำลองแบบเปรียบเทียบสมรรถนะของแต่ละระบบในช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 กรณีสายอากาศส่ง 2 ตัว แสดงดังรูปที่ 4.16 จากรูปที่ 4.16 (ก) ทุกระบบใช้รหัสทวิคูณแบบไบนารีที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ  $1.0 \text{ b/s/Hz}$  เมื่อพิจารณาที่ BER เท่ากับ  $10^{-3}$  พบว่า ระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 มีสมรรถนะดีต่อยกกว่าระบบที่ใช้ STBC-OFDM อยู่ประมาณ 3 dB และ 1.8 dB ตามลำดับ นั่นคือระบบที่เสนอวิธีที่ 2 มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่เสนอวิธีที่ 1 อยู่ประมาณ 1.2 dB และเมื่อเปรียบเทียบระบบที่เสนอทั้งสองวิธีกับระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว พบว่าระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว เนื่องจากการส่งข่าวสารในระบบนี้มีโอกาสผิดพลาดถึง 50% จากรูปที่ 4.16 (ข) ทุกระบบใช้รหัสทวิคูณแบบไบนารีที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ  $1.5 \text{ b/s/Hz}$  เมื่อพิจารณาที่ BER เท่ากับ  $10^{-3}$  พบว่า ระบบที่เสนอวิธีที่ 1

และวิธีที่ 2 มีสมรรถนะด้อยกว่าระบบที่ใช้ STBC-OFDM อยู่ประมาณ 2.6 dB และ 1.4 dB ตามลำดับ นั่นคือระบบที่เสนอวิธีที่ 2 มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่เสนอวิธีที่ 1 อยู่ประมาณ 1.2 dB และเมื่อเปรียบเทียบระบบที่เสนอทั้งสองวิธีกับระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว พบว่าระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว เนื่องจากการส่งข่าวสารในระบบนี้มีโอกาสผิดพลาดถึง 50 % และจากรูปที่ 4.16 (ค) ทุกระบบใช้รหัสทวิคูณนิทรีที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ 2.0 b/s/Hz เมื่อพิจารณาที่ BER เท่ากับ  $10^{-3}$  พบว่า ระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 มีสมรรถนะด้อยกว่าระบบที่ใช้ STBC-OFDM อยู่ประมาณ 2.6 dB และ 0.8 dB ตามลำดับ นั่นคือระบบที่เสนอวิธีที่ 2 มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่เสนอวิธีที่ 1 อยู่ประมาณ 1.8 dB และเมื่อเปรียบเทียบระบบที่เสนอทั้งสองวิธีกับระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว พบว่าระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว เนื่องจากการส่งข่าวสารในระบบนี้มีโอกาสผิดพลาดถึง 50 %



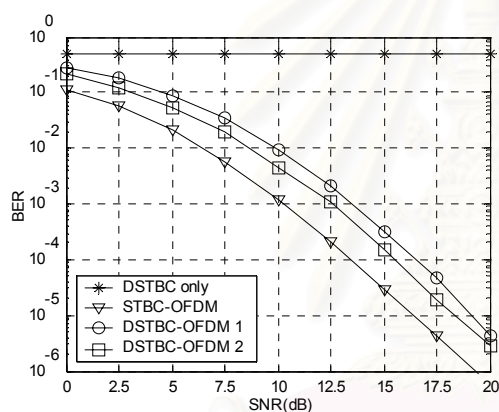
รูปที่ 4.17 สมรรถนะของแต่ละระบบ ในช่องสัญญาณ HIPERLAN/2

กรณีสายอากาศส่ง 3 ตัว

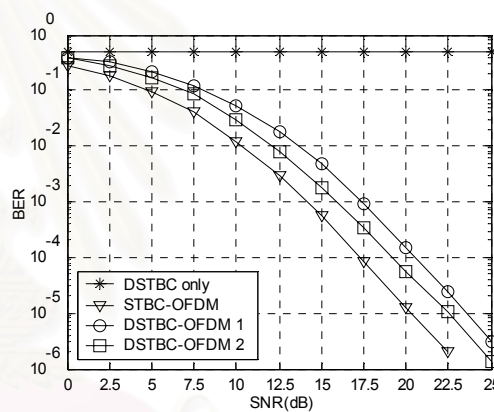
เมื่อ (ก) DSTBC มี  $R = 1.0$  และ (ข) DSTBC มี  $R = 2.0$

ผลการจำลองแบบเปรียบเทียบสมรรถนะของแต่ละระบบในช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 กรณีสายอากาศส่ง 3 ตัว แสดงดังรูปที่ 4.17 จากรูปที่ 4.17 (ก) ทุกระบบใช้รหัสทวิคูณนิทรีที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ 1.0 b/s/Hz เมื่อพิจารณาที่ BER เท่ากับ  $10^{-3}$  พบว่า ระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 มีสมรรถนะด้อยกว่าระบบที่ใช้ STBC-OFDM อยู่ประมาณ 2.6 dB และ 1.9 dB ตามลำดับ นั่นคือระบบที่เสนอวิธีที่ 2 มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่เสนอวิธีที่ 1 อยู่ประมาณ 0.7 dB

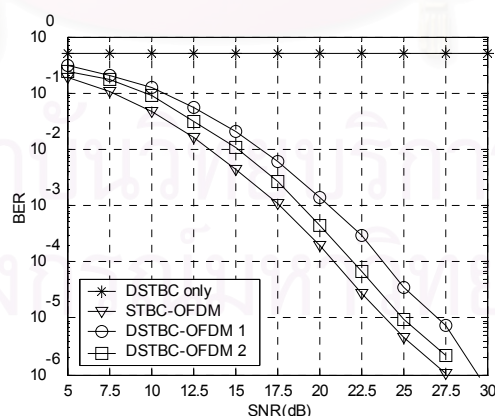
และเมื่อเปรียบเทียบระบบที่เสนอทั้งสองวิธีกับระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว พบว่าระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว เนื่องจากการส่งข่าวสารในระบบนี้มีโอกาสผิดพลาดถึง 50 % จากรูปที่ 4.17 (ข) ทุกระบบใช้รหัสทวิคูณแบบทรีที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ 2.0 b/s/Hz เมื่อพิจารณาที่ BER เท่ากับ  $10^{-3}$  พบว่า ระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 มีสมรรถนะดีต่อยกว่าระบบที่ใช้ STBC-OFDM อยู่ประมาณ 2.5 dB และ 1.25 dB ตามลำดับ นั่นคือระบบที่เสนอวิธีที่ 2 มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่เสนอวิธีที่ 1 อยู่ประมาณ 1.25 dB และเมื่อเปรียบเทียบระบบที่เสนอทั้งสองวิธีกับระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว พบว่าระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว เนื่องจากการส่งข่าวสารในระบบนี้มีโอกาสผิดพลาดถึง 50 %



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 4.18 สมรรถนะของแต่ละระบบ ในช่องสัญญาณ HIPERLAN/2

กรณีสายอากาศส่ง 4 ตัว

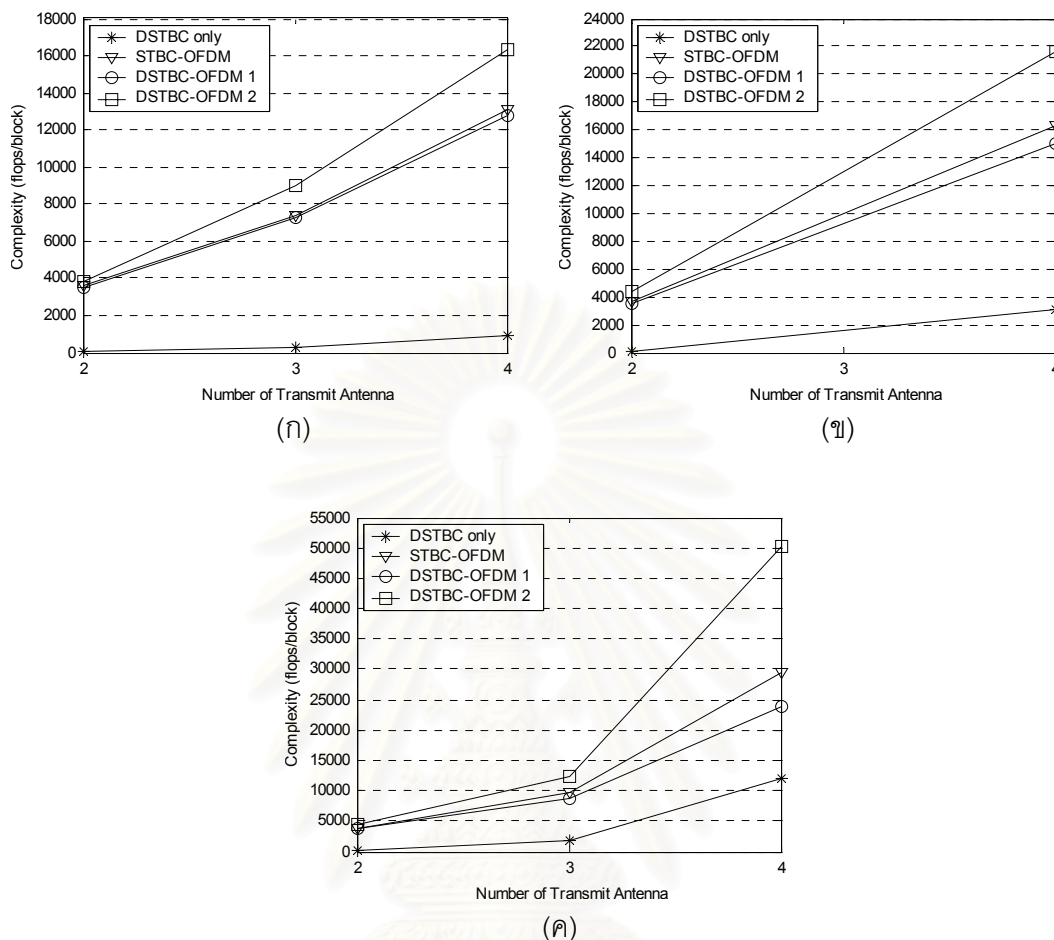
เมื่อ (ก) DSTBC มี  $R = 1.0$ , (ข) DSTBC มี  $R = 1.5$  และ (ค) DSTBC มี  $R = 2.0$

ผลการจำลองแบบเปรียบเทียบสมรรถนะของแต่ละระบบในช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 กรณีสายอากาศส่ง 4 ตัว แสดงดังรูปที่ 4.18 จากรูปที่ 4.18 (ก) ทุกระบบใช้รหัสสกรู๊ปยูนิแทรีที่มี อัตราการเข้ารหัสเท่ากับ 1.0 b/s/Hz เมื่อพิจารณาที่ BER เท่ากับ  $10^{-3}$  พบว่า ระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 มีสมรรถนะด้อยกว่าระบบที่ใช้ STBC-OFDM อยู่ประมาณ 3 dB และ 2.4 dB ตามลำดับ นั่นคือระบบที่เสนอวิธีที่ 2 มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่เสนอวิธีที่ 1 อยู่ประมาณ 0.6 dB และเมื่อเปรียบเทียบระบบที่เสนอทั้งสองวิธีกับระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว พบว่าระบบที่ เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว เนื่องจากการส่ง ข่าวสารในระบบนี้มีโอกาสผิดพลาดถึง 50 % จากรูปที่ 4.18 (ข) ทุกระบบใช้รหัสสกรู๊ปยูนิแทรีที่มี อัตราการเข้ารหัสเท่ากับ 1.5 b/s/Hz เมื่อพิจารณาที่ BER เท่ากับ  $10^{-3}$  พบว่า ระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 มีสมรรถนะด้อยกว่าระบบที่ใช้ STBC-OFDM อยู่ประมาณ 2.6 dB และ 1.3 dB ตามลำดับ นั่นคือระบบที่เสนอวิธีที่ 2 มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่เสนอวิธีที่ 1 อยู่ประมาณ 1.3 dB และเมื่อเปรียบเทียบระบบที่เสนอทั้งสองวิธีกับระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว พบว่าระบบที่ เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว เนื่องจากการส่ง ข่าวสารในระบบนี้มีโอกาสผิดพลาดถึง 50 % และจากรูปที่ 4.18 (ค) ทุกระบบใช้รหัสสกรู๊ปยูนิแทรี ที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ 2.0 b/s/Hz เมื่อพิจารณาที่ BER เท่ากับ  $10^{-3}$  พบว่า ระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 มีสมรรถนะด้อยกว่าระบบที่ใช้ STBC-OFDM อยู่ประมาณ 2.6 dB และ 1.2 dB ตามลำดับ นั่นคือระบบที่เสนอวิธีที่ 2 มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่เสนอวิธีที่ 1 อยู่ประมาณ 1.4 dB และเมื่อเปรียบเทียบระบบที่เสนอทั้งสองวิธีกับระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว พบว่าระบบที่ เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 มีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว เนื่องจากการส่ง ข่าวสารในระบบนี้มีโอกาสผิดพลาดถึง 50 %

การจำลองแบบในหัวข้อที่ 4.4 นี้ สามารถสรุปได้ว่า ในสัญญาณทั้งสองแบบ คือช่อง สัญญาณมัลติเรย์และช่องสัญญาณ HIPERLAN/2 เมื่อใช้รหัสสกรู๊ปยูนิแทรีที่มีอัตราการเข้ารหัสทั้ง สามอัตรา พบว่า ระบบที่ใช้ STBC-OFDM มีสมรรถนะดีที่สุด ทั้งนี้เนื่องจากภาครับมีการตรวจจับ แบบร่วมนัย ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว และระบบที่เสนอวิธีที่ 2 จะมีสมรรถนะที่ดีกว่าวิธีที่ 1 กล่าวคือ สมรรถนะของระบบที่เสนอวิธีที่ 2 จะเข้าใกล้สมรรถนะของระบบที่ใช้ STBC-OFDM มากกว่า ระบบที่เสนอวิธีที่ 1 นั่นเอง ในส่วนของระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียวมีสมรรถนะแย่มากที่สุด คือ ไม่สามารถทนทานต่อเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ได้เลย การส่งข่าวสารในระบบนี้มีโอกาสผิดพลาด ถึง 50 %

#### 4.5 เปรียบเทียบความซับซ้อนของอัลกอริทึมของแต่ละระบบ

ความซับซ้อนของอัลกอริทึมเป็นอีกเรื่องหนึ่งที่สำคัญ ในการพิจารณาสมรรถนะของแต่ละระบบ ในหัวข้อนี้จึงจะทำการเปรียบเทียบความซับซ้อนของอัลกอริทึมของแต่ละระบบ ที่นำมาพิจารณาในวิทยานิพนธ์ อันได้แก่ ระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว ระบบที่ใช้ STBC-OFDM และระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 โดยจะวิเคราะห์ว่าจำนวนสายอากาศส่งที่เพิ่มขึ้นส่งผลให้ความซับซ้อนของอัลกอริทึมของแต่ละระบบนั้นสูงขึ้นมากน้อยเพียงใด ทั้งนี้เพื่อใช้ประกอบการศึกษาผลกระทบของจำนวนสายอากาศส่งที่มีต่อสมรรถนะของระบบ ที่กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 4.3 ซึ่งชี้ให้เห็นว่า สำหรับระบบที่ใช้ STBC-OFDM และระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 การเพิ่มจำนวนสายอากาศส่งช่วยทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้น เพราะฉะนั้นการคำนึงถึงความซับซ้อนของอัลกอริทึมจึงเป็นเครื่องช่วยบ่งชี้ว่า ควรใช้จำนวนสายอากาศส่งเท่าใด ในระบบใด จึงจะมีประสิทธิภาพสูงสุดในขณะที่ความซับซ้อนยังอยู่ในระดับที่ยอมรับได้ การพิจารณาความซับซ้อนจะใช้วิธีการนับจำนวนฟลอปที่ใช้ในการตรวจวัดข้อมูลออกมาจำนวน 1 บล็อก โดยมีหน่วยเป็นฟลอปต่อบล็อก ดังที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 3.4 ทั้งนี้จำนวนฟลอปต่อบล็อกที่วัดได้จะไม่ขึ้นอยู่กับค่า SNR หรือช่องสัญญาณที่พิจารณา แต่จะแปรผันตามจำนวนสายอากาศส่งที่ใช้ในระบบเท่านั้น



รูปที่ 4.19 ความซับซ้อนของอัลกอริทึมของแต่ละระบบ

เมื่อ (ก) DSTBC มี  $R = 1.0$ , (ข) DSTBC มี  $R = 1.5$  และ (ค) DSTBC มี  $R = 2.0$

จากกราฟความสัมพันธ์ระหว่างความซับซ้อนของอัลกอริทึมกับจำนวนสายอากาศส่งที่ใช้ในแต่ละระบบ ที่ได้ในรูปที่ 4.19 (ก), 4.19 (ข) และ 4.19 (ค) สำหรับระบบที่ใช้รหัสกรุปยูนิแทรีที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ  $1.0 \text{ b/s/Hz}$ ,  $1.5 \text{ b/s/Hz}$  และ  $2.0 \text{ b/s/Hz}$  ตามลำดับ พบว่า เมื่อจำนวนสายอากาศส่งเพิ่มขึ้น ความซับซ้อนจะมีค่าเพิ่มขึ้นเช่นกัน และเมื่อพิจารณาที่จำนวนสายอากาศส่งที่เท่ากัน ระบบที่เสนอวิธีที่ 2 จะมีความซับซ้อนของอัลกอริทึมมากที่สุด รองลงมาคือ ระบบที่ใช้ STBC-OFDM และระบบที่เสนอวิธีที่ 1 ตามลำดับ ส่วนระบบที่มีความซับซ้อนของอัลกอริทึมน้อยที่สุด คือ ระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว และเมื่อจำนวนสายอากาศส่งเท่ากับ 2 ตัว จะพบว่าความซับซ้อนของอัลกอริทึมของระบบที่ใช้ STBC-OFDM กับระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และ วิธีที่ 2 มีค่าใกล้เคียงกัน แต่เมื่อจำนวนสายอากาศส่งเพิ่มเป็น 3 ตัว และ 4 ตัว ระบบที่เสนอวิธีที่ 2 จะมีการ



เพิ่มขึ้นของความซับซ้อนที่มากกว่าระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และระบบที่ใช้ STBC-OFDM โดยดูได้จากความชันของกราฟที่มากกว่านั่นเอง

การเปรียบเทียบความซับซ้อนของอัลกอริทึมของแต่ละระบบในหัวข้อนี้ สามารถสรุปได้ดังนี้คือ ความซับซ้อนของอัลกอริทึมของระบบจะมีค่าเพิ่มขึ้น เมื่อระบบใช้จำนวนสายอากาศส่งเพิ่มขึ้น แต่ทั้งนี้ทั้งนั้นในการเลือกใช้งานระบบใด ด้วยจำนวนสายอากาศส่งเท่าใด นอกจากความซับซ้อนของอัลกอริทึมแล้ว ยังต้องคำนึงถึงสมรรถนะของระบบนั้น ๆ ในแง่ของอัตราบิดผิดพลาดควบคู่กันไปด้วย เนื่องจากบางระบบมีความซับซ้อนของอัลกอริทึมที่ต่ำ แต่มีสมรรถนะในแง่ของอัตราบิดผิดพลาดที่แย่มาก เช่น ระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว และบางระบบมีสมรรถนะในแง่ของอัตราบิดผิดพลาดที่ดีขึ้น แต่ก็มี ความซับซ้อนของอัลกอริทึมที่เพิ่มขึ้นเช่นกัน เช่น ระบบที่เสนอวิธีที่ 2



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



เมื่อพิจารณาสมรรถนะของระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และ วิธีที่ 2 เปรียบเทียบกับสมรรถนะของระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว โดยเปรียบเทียบกันในแง่ของอัตราบิดผิดพลาด พบว่า ในช่องสัญญาณที่มีเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ทั้งสองแบบ ระบบที่เสนอทั้งสองวิธีมีสมรรถนะดีกว่าระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว และจะมีสมรรถนะที่ดีกว่ามากยิ่งขึ้นเมื่อจำนวนสายอากาศส่งเพิ่มขึ้น ถึงแม้ว่าระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียวจะมีความซับซ้อนที่ต่ำกว่าระบบที่เสนอทั้งสองระบบ แต่ในระบบนี้ ไม่ว่าจะใช้จำนวนสายอากาศส่งและ SNR เพิ่มขึ้นเท่าใดก็ตาม การส่งและรับข่าวสารในช่องสัญญาณที่มีเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ก็จะมีโอกาสผิดพลาดถึง 50%

เมื่อพิจารณาสมรรถนะของระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และ วิธีที่ 2 เปรียบเทียบกับสมรรถนะของระบบที่ใช้ STBC-OFDM ซึ่งใช้การตรวจจับแบบร่วมนัย โดยเปรียบเทียบกันในแง่ของอัตราบิดผิดพลาด พบว่า ในช่องสัญญาณที่มีเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ทั้งสองแบบ ระบบที่เสนอทั้งสองวิธีมีสมรรถนะดีต่อยกกว่าระบบที่ใช้ STBC-OFDM ยกตัวอย่างเช่น ในกรณีที่ใช้สายอากาศส่ง 2 ตัว และรหัสกรุปยูนิแทรีที่มีอัตราการเข้ารหัส 1.0 b/s/Hz เมื่อพิจารณาที่ BER เท่ากับ  $10^{-3}$  ระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 มีสมรรถนะดีต่อยกกว่าระบบที่ใช้ DSTBC-OFDM อยู่ประมาณ 3 dB และ 1.8 dB ตามลำดับ นอกจากนี้เมื่อพิจารณาเปรียบเทียบความซับซ้อนของอัลกอริทึม พบว่า ระบบที่เสนอวิธีที่ 1 มีความซับซ้อนต่ำที่สุด รองลงมาคือ ระบบที่ใช้ STBC-OFDM และระบบที่เสนอวิธีที่ 2 มีความซับซ้อนของอัลกอริทึมสูงที่สุด โดยทั้งสามระบบมีความซับซ้อนใกล้เคียงกัน เมื่อจำนวนสายอากาศส่งเท่ากับ 2 ตัว และจะมีความซับซ้อนที่แตกต่างกันมากขึ้นตามจำนวนสายอากาศส่งที่เพิ่มขึ้น

จากผลการจำลองแบบข้างต้น สรุปได้ว่า ในช่องสัญญาณที่มีเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่สำหรับการตรวจจับแบบไม่ร่วมนัย เมื่อใช้ระบบที่เสนอวิธีที่ 1 และวิธีที่ 2 จะได้สมรรถนะในแง่อัตราบิดผิดพลาดที่ดีกว่าระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียว และจากผลการจำลองแบบแสดงให้เห็นว่า ระบบที่ใช้ DSTBC เพียงอย่างเดียวไม่สามารถทนทานต่อเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ได้เลย นอกจากนี้เมื่อเปรียบเทียบระบบที่เสนอทั้งสองวิธีกับระบบที่ใช้ STBC-OFDM ซึ่งใช้การตรวจจับแบบร่วมนัย พบว่า ถึงแม้ว่าระบบที่เสนอวิธีที่ 2 จะมีสมรรถนะในแง่อัตราบิดผิดพลาดเข้าใกล้ระบบที่ใช้ STBC-OFDM มากกว่าระบบที่เสนอวิธีที่ 1 แต่ก็มีมีความซับซ้อนของอัลกอริทึมที่เพิ่มขึ้นซึ่งมากกว่าความซับซ้อนของระบบที่ใช้ STBC-OFDM อีกด้วย ทั้งนี้เนื่องจากการจำลองแบบของระบบที่ใช้ STBC-OFDM จะสมมติให้ภาครับมี CSI โดยสมบูรณ์เลย ซึ่งจริง ๆ แล้วจะต้องทำการประมาณค่าช่องสัญญาณก่อนจึงจะทำให้ทราบ CSI ได้ ดังนั้นหากเพิ่มเติมส่วนของประมาณค่าช่องสัญญาณเข้าไปในระบบที่ใช้ STBC-OFDM ก็จะทำให้ความซับซ้อนของระบบนี้

สูงกว่าความซับซ้อนที่ได้จากการจำลองแบบ แต่ทั้งนี้ทั้งนั้นในการเลือกใช้งานระบบใด ด้วยจำนวนสายอากาศส่งเท่าใด ต้องคำนึงถึงสมรรถนะในแง่ของอัตราบิดผิดพลาดและความซับซ้อนของอัลกอริทึมของระบบนั้น ๆ ควบคู่กันไปด้วย

## 5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการทำวิจัยในอนาคต

งานที่ควรจะได้มีการพัฒนาหรือศึกษาต่อ สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ คือ

1. เนื่องจากระบบที่เสนอใช้การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียล โดยใช้รหัสรूपัญนิแทรีที่มีจำนวนสายอากาศส่งเท่ากับเวลาของสัญลักษณ์ในหนึ่งบล็อก ( $N_t = N_x$ ) หรือมีเมตริกซ์ของรหัสปริภูมิ-เวลาเป็นเมตริกซ์จัตุรัสเท่านั้น งานวิจัยในอนาคตจึงควรประยุกต์ใช้กับรหัสชนิดอื่นที่มี ( $N_t > N_x$ ) เพื่อเปรียบเทียบดูว่าจะมีผลต่อสมรรถนะของระบบในการตรวจวัดข้อมูลมากหรือน้อยเพียงไร

2. วิธีการของระบบที่เสนอวิธีที่ 2 เมื่อใช้รหัสรूपัญนิแทรีที่มี  $N_t = N_x$  สำหรับอัตราการเข้ารหัส 1.0 b/s/Hz มีข้อจำกัดคือ ไม่สามารถใช้กับระบบที่มีจำนวนคลื่นพายัพยอยมากกว่า 4 คลื่นได้ อีกทั้งระบบนี้ยังมีความซับซ้อนของอัลกอริทึมค่อนข้างสูง ดังนั้นการปรับปรุงให้วิธีการนี้สามารถใช้ได้ในกรณีที่คลื่นพายัพยอยมากกว่า 4 คลื่น รวมทั้งการทำให้ความซับซ้อนของอัลกอริทึมลดลง แต่ยังคงสมรรถนะของระบบไว้ดังเดิม จึงเป็นหัวข้อที่น่าสนใจในการทำงานวิจัยในอนาคต

## รายการอ้างอิง

1. Li, Y., Chuang, J. C., and Sollenberger, N. R. Transmit diversity for OFDM systems and its impact on high-rate data wireless networks. IEEE Journal on Selected Areas in Communications 17, 7 (July 1999): 1233-1243.
2. Tarokh, V., Seshadri, N., and Calderbank, A. R. Space-time codes for high data rate wireless communication : performance criterion and code construction. IEEE Transactions on Information Theory 44, 2 (March 1998): 744-765.
3. Alamouti, S. A simple transmit diversity technique for wireless communications. IEEE Journal on Selected Areas in Communications 16, 8 (October 1998): 1451-1458.
4. Tarokh, V., Jafarkhani, H., Calderbank, A. R. Space-time block codes from orthogonal designs. IEEE Transactions on Information Theory 45, 5 (July 1999): 1456-1467.
5. Nee, R. V., and Prasad, R. OFDM for wireless multimedia communication. London, England: Artech House, 2000.
6. Tarokh, V., and Jafarkhani, H. A differential detection scheme for transmit diversity. IEEE Journal on Selected Areas in Communications 18, 7 (July 2000): 1169-1174.
7. Hughes, B. L. Differential space-time modulation. IEEE Transactions on Information Theory 46, 7 (November 2000): 2567-2578.
8. Agrawal, D., Tarokh, V., Naguib, A., and Seshadri, N. Space-time coded OFDM for high data rate communication over wideband channels. Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (1998): 2232-2236.
9. Lu, B., Wang, X., and Narayanan, K. R. LDPC-based space-time coded OFDM systems over correlated fading channels: Performance analysis and receiver design. IEEE Transactions on Communications 50, 1 (January 2002): 74-88.
10. Lu, B., Wang, X., and Li, Y. Iterative receiver for space-time block-coded OFDM systems in dispersive fading channels. IEEE Transactions on Wireless Communications 1, 2 (April 2002): 213-225.

11. Mortensen, R. E. Random signals and systems. Singapore: John Wiley & Sons, 1987.
12. Wozencraft, J. M., and Jacobs, I. M. Principle of communication engineering. 2nd ed. New York: John Wiley & Sons, 1967.
13. Hochwald, B. M., and Marzetta, T. L. Unitary space-time modulation for multiple-antenna communications in rayleigh flat fading. IEEE Transactions on Information Theory 46, 2 (March 2000): 543-564.
14. Rappaport, T. S. Wireless communications. New York: Prentice Hall, 1996.
15. Sklar, B. Rayleigh Fading channels in mobile digital communication systems Part I: Characterization. IEEE Communications Magazine (July 1997): 90-100.
16. Proakis, J. G. Digital communications. 4th ed. Singapore: McGraw Hill, 2001.
17. IEEE 802.11a. Part 11 : Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications : High-speed physical layer in the 5 GHz Band. Supplement to IEEE Standard 802.11 (1999).
18. Hughes, B. L. Further result on differential space-time modulation. Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (March 2000): 163-167.
19. Liu, Z., and Giannakis, G. B. Transmit-antennae space-time block coding for generalized OFDM in the presence of unknown multipath. IEEE Journal on Selected Areas in Communications 19, 7 (July 2001): 1352-1364.
20. European Telecommunication Standard Institute, Sophia-Antipolis, Valbonne, France, Norme ETSI. Channel models for HIPERLAN/2 in different indoor scenarios. Document 3ERI085B (1998).
21. Dent, P., Bottomley, G. E., and Croft, T. Jakes fading model revisited. Electronic Letters 29, 13 (June 1993): 1162-1163.



ภาคผนวก

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## รหัสกรุปยูนิแทรี (Unitary Group Codes)

การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกเชิงดิฟเฟอเรนเชียล อาศัยพื้นฐานของรหัสกรุปยูนิแทรีกรณีที่มี  $t = n$  โดยที่รหัสกรุปยูนิแทรีที่เหมาะสมที่สุดคือ รหัสกรุปยูนิแทรีที่ทำให้ได้ค่าการได้ประโยชน์เชิงไดเวอร์ซิตีสูงที่สุด และทำให้ได้ค่าการได้ประโยชน์เชิงรหัสสูงที่สุด ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 2.3.4 ซึ่งรหัสกรุปยูนิแทรีในที่นี่สามารถแบ่งออกเป็น 2 กลุ่ม คือ รหัสกรุปไซคลิก (Cyclic Group Codes) และรหัสกรุปไดไซคลิก (Dicyclic Group Codes)

### 1. รหัสกรุปไซคลิก

รหัสกรุป  $DG, G \in \mathcal{G}$  มีกรุป  $G$  เป็น “ไซคลิก” ก็ต่อเมื่อ มีเมตริกซ์ยูนิแทรี  $\theta$  หนึ่งเมตริกซ์ที่ทำให้

$$G = \langle \theta \rangle = \{I, \theta, \dots, \theta^{M-1}\} \quad (1)$$

โดยที่  $M$  เป็นจำนวนเต็มที่น้อยที่สุดของเลขชี้กำลังของเมตริกซ์  $\theta$  ที่ทำให้  $\theta^M = I$ ,  $I$  เป็นเมตริกซ์เอกลักษณ์ (Identity Matrix)

ในที่นี้จะแบ่งการพิจารณารหัสกรุปไซคลิกออกเป็น 2 กรณีคือ รหัสกรุปไซคลิกกรณีที่มี  $v_p = t = n = 2$  และรหัสกรุปไซคลิกกรณีที่มี  $v_p = t = n, t > 2$

#### 1.1 รหัสกรุปไซคลิกกรณีที่มี $v_p = t = n = 2$

รหัสกรุปไซคลิกในกรณีนี้คือ รหัสกรุป  $DG, G \in \mathcal{G}$  ที่มี

$$D = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\text{และ } G = \left\langle \begin{bmatrix} \omega_M & 0 \\ 0 & \omega_M^k \end{bmatrix} \right\rangle \quad (3)$$

โดยที่  $|G| = M = 2^p > 1$ ,  $k$  เป็นจำนวนเต็มที่เป็นจำนวนคี่ ซึ่ง  $0 < k < M$  และ  $\omega_M = \exp(2\pi j / M)$  รหัสกรุปดังสมการที่ (2) และ (3) จะเรียกว่า รหัสกรุปไซคลิก  $(M, k)$  ซึ่งรหัสนี้มีค่าการได้ประโยชน์เชิงไดเวอร์ซิตี  $v_p = 2$  และมีค่าการได้ประโยชน์เชิงรหัส  $(\Lambda_p)$  ดังสมการ



$$\begin{aligned}\Lambda_p &= \min_{G \neq G'} \Lambda_p(\mathbf{DG}, \mathbf{DG}') \\ &= \min_{1 \leq l \leq M-1} 8 |\sin(\pi l / M) \cdot \sin(\pi k l / M)|\end{aligned}\quad (4)$$

นอกจากนี้รหัสกรุปไซคลิกกรณีนี้ที่  $\nu_p = t = n = 2$  ยังสามารถสร้างได้จากตัวกำเนิด (Generator) ดังสมการ

$$\boldsymbol{\theta}_2 = \begin{bmatrix} 0 & \omega_{M/2} \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

รหัสกรุปไซคลิกที่ทำให้ได้ค่าการได้ประโยชน์เชิงไดเวอร์ซิตี  $\nu_p$  สูงที่สุด และทำให้ได้ค่าการได้ประโยชน์เชิงรหัสสูงที่สุด ( $\Lambda_p^*$ ) หรือเรียกว่า “รหัสกรุปไซคลิกที่เหมาะสมที่สุด (Optimal Cyclic Group Codes)” สำหรับกรณี  $\nu_p = t = n = 2$  แสดงดังตารางที่ 1

**ตารางที่ 1** รหัสกรุปไซคลิกที่เหมาะสมที่สุด กรณีที่  $\nu_p = t = n = 2$

$R$	$C$	$(M, k)$	$\mathcal{G}$	$\Lambda_p^*$
0.5	BPSK	(2,1)	$\left\langle \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \right\rangle$	8
1.0	BPSK	(4,3)	$\left\langle \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \right\rangle$	4
1.0	QPSK	(4,1), (4,3)	$\left\langle \begin{bmatrix} \omega_M & 0 \\ 0 & \omega_M^k \end{bmatrix} \right\rangle$	4
1.5	QPSK	(8,5)	$\left\langle \begin{bmatrix} 0 & j \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \right\rangle$	2.828
1.5	8PSK	(8,3), (8,5)	$\left\langle \begin{bmatrix} \omega_M & 0 \\ 0 & \omega_M^k \end{bmatrix} \right\rangle$	2.828
2.0	8PSK	(16,9)	$\left\langle \begin{bmatrix} 0 & \omega_8 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \right\rangle$	1.172
2.0	16PSK	(16,7), (16,9)	$\left\langle \begin{bmatrix} \omega_M & 0 \\ 0 & \omega_M^k \end{bmatrix} \right\rangle$	1.172
2.5	32PSK	(32,7), (32,9) (32,23), (32,25)	$\left\langle \begin{bmatrix} \omega_M & 0 \\ 0 & \omega_M^k \end{bmatrix} \right\rangle$	0.497

### 1.2 รหัสกรุปไซคลิกกรณี $v_p = t = n, t > 2$

รหัสกรุปไซคลิกในกรณีนี้คือ รหัสกรุป  $DG, G \in \mathcal{G}$  ที่มี

$$D = \begin{cases} \text{Hadamard Matrix, ถ้า } t \text{หารด้วย } 4 \text{ ลงตัว} \\ \sqrt{t}I_t, \text{ สำหรับ } t \text{ ค่าอื่นๆ} \end{cases} \quad (6)$$

$$\text{และ } G = \left\langle \begin{bmatrix} \omega_M^{k_1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \omega_M^{k_2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \omega_M^{k_t} \end{bmatrix} \right\rangle \quad (7)$$

โดยที่  $|G| = M = 2^p > 1$ ,  $k_1, k_2, \dots, k_t$  เป็นจำนวนเต็มที่เป็นจำนวนคี่ ซึ่ง  $0 < k_1 \leq \dots \leq k_t < M$  และ  $\omega_M = \exp(2\pi j / M)$  รหัสกรุปดังสมการที่ (6) และ (7) จะเรียกว่า รหัสกรุปไซคลิก  $(M; k_1, \dots, k_t)$  มีค่าการได้ประโยชน์เชิงไดเวอร์ซิตี  $v_p = t$  และมีค่าการได้ประโยชน์เชิงรหัส  $(\Lambda_p)$  ดังสมการ

$$\Lambda_p = 4t \cdot \min_{1 \leq i \leq M} \left[ \prod_{i=1}^t \sin(\pi k_i / M) \right]^{2/t} \quad (8)$$

รหัสกรุปไซคลิกที่ทำให้ได้ค่าการได้ประโยชน์เชิงไดเวอร์ซิตี  $v_p$  สูงที่สุด และทำให้ได้ค่าการได้ประโยชน์เชิงรหัสสูงที่สุด  $(\Lambda_p^*)$  หรือเรียกว่า “รหัสกรุปไซคลิกที่เหมาะสมที่สุด (Optimal Cyclic Group Codes)” สำหรับกรณี  $v_p = t = n = 3$  และ  $v_p = t = n = 4$  แสดงดังตารางที่ 2 และ 3 ตามลำดับ

ตารางที่ 2 รหัสกรุปไซคลิกที่เหมาะสมที่สุด กรณีที่  $v_p = t = n = 3$

$R$	$C$	$(M; k_1, k_2, k_3)$	$G$	$\Lambda_p^*$
0.33	BPSK	(2; 1, 1, 1)	$\langle \theta_3 \rangle$	12
0.67	QPSK	(4; 1, 1, 1)	$\langle \theta_3 \rangle$	6
1.0	8PSK	(8; 1, 1, 3)	$\langle \theta_3 \rangle$	3.16
1.33	16PSK	(16; 1, 3, 5)	$\langle \theta_3 \rangle$	2.41
1.67	32PSK	(32; 1, 7, 9)	$\langle \theta_3 \rangle$	1.34
2.0	64PSK	(64; 1, 17, 19)	$\langle \theta_3 \rangle$	0.92

รหัสกรุปไซคลิกที่เหมาะสมที่สุดจากตารางที่ 2 มี  $\theta_3 = \begin{bmatrix} \omega_M^{k_1} & 0 & 0 \\ 0 & \omega_M^{k_2} & 0 \\ 0 & 0 & \omega_M^{k_3} \end{bmatrix}$  และ  $D = \sqrt{3}I_3$

ตารางที่ 3 รหัสกรุปไซคลิกที่เหมาะสมที่สุด กรณีที่  $\nu_p = t = n = 4$

$R$	$C$	$(M; k_1, k_2, k_3)$	$G$	$\Lambda_p^*$
0.25	BPSK	(2;1,1,1)	$\langle \theta_4 \rangle$	16
0.5	QPSK	(4; 1,1,1,1)	$\langle \theta_4 \rangle$	8
0.75	8PSK	(8;1,1,3,3)	$\langle \theta_4 \rangle$	5.66
1.0	16PSK	(16;1,3,5,7)	$\langle \theta_4 \rangle$	4.76
1.25	32PSK	(32;1,7,9,15)	$\langle \theta_4 \rangle$	2.34
1.5	64PSK	(64;1,11,17,19)	$\langle \theta_4 \rangle$	1.85
1.75	128PSK	(128;1,29,37,39)	$\langle \theta_4 \rangle$	1.08
2.0	256PSK	(256;1,71,75,95)	$\langle \theta_4 \rangle$	0.78

รหัสกรุปไซคลิกที่เหมาะสมที่สุดจากตารางที่ 3 มี  $\theta_4 = \begin{bmatrix} \omega_M^{k_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \omega_M^{k_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_M^{k_3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_M^{k_4} \end{bmatrix}$  และ  $D$  เป็น

$$\text{Hadamard Matrix คือ } D = \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

## 2. รหัสกรุปไดไซคลิก

รหัสกรุป  $DG, G \in \mathcal{G}$  มีกรุป  $G$  เป็น "ไดไซคลิก" ก็ต่อเมื่อ มี  $q$  เป็นเลขชี้กำลังที่มากที่สุดของสมาชิกใด ๆ ใน  $G$  ซึ่ง  $q = M/2$  ( $|G| = M$ ) และสามารถสร้างกรุป  $G$  ได้ดังสมการ

$$G = \langle \theta, R \rangle = \{ \theta, \theta^2, \dots, \theta^q, \theta R, \theta^2 R, \dots, \theta^q R \} \quad (9)$$

ในที่นี้จะแบ่งการพิจารณารหัสกรุปไดไซคลิกออกเป็น 2 กรณี เช่นเดียวกับรหัสกรุปไซคลิก คือ รหัสกรุปไดไซคลิกกรณีที่มี  $v_p = t = n = 2$  และรหัสกรุปไดไซคลิกกรณีที่มี  $v_p = t = n$ ,  $t > 2$  และ  $t$  เป็นจำนวนคู่

## 2.1 รหัสกรุปไดไซคลิกกรณีที่มี $v_p = t = n = 2$

รหัสกรุปไดไซคลิกในกรณีนี้คือ รหัสกรุป  $DG$ ,  $G \in \mathcal{G}$  ที่มี

$$D = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\text{และ } G = \left\langle \left[ \begin{array}{cc} \omega_{M/2} & 0 \\ 0 & \omega_{M/2}^* \end{array} \right], \left[ \begin{array}{cc} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{array} \right] \right\rangle \quad (11)$$

รหัสกรุปไดไซคลิกดังสมการที่ (10) และ (11) มีค่าการได้ประโยชน์เชิงไดเวอร์ซิตี  $v_p = 2$  และมีค่าการได้ประโยชน์เชิงรหัสสูงสุด ดังสมการ

$$\Lambda_p^* = 8 \sin^2(\pi/q) \quad (12)$$

รหัสกรุปไดไซคลิกที่ทำให้ได้ค่าการได้ประโยชน์เชิงไดเวอร์ซิตี  $v_p$  สูงที่สุด และค่าการได้ประโยชน์เชิงรหัสสูงสุด ( $\Lambda_p^*$ ) หรือเรียกว่า “รหัสกรุปไดไซคลิกที่เหมาะสมที่สุด (Optimal Dicyclic Group Codes)” สำหรับกรณี  $v_p = t = n = 2$  แสดงดังตารางที่ 4

ตารางที่ 4 รหัสกรุปไดไซคลิกที่เหมาะสมที่สุด กรณีที่มี  $v_p = t = n = 2$

$R$	$C$	$G$	$\Lambda_p^*$
1.5	QPSK	$\left\langle \left[ \begin{array}{cc} j & 0 \\ 0 & -j \end{array} \right], \left[ \begin{array}{cc} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{array} \right] \right\rangle$	4
2.0	8PSK	$\left\langle \left[ \begin{array}{cc} \omega_8 & 0 \\ 0 & \omega_8^* \end{array} \right], \left[ \begin{array}{cc} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{array} \right] \right\rangle$	1.172
2.5	16PSK	$\left\langle \left[ \begin{array}{cc} \omega_{16} & 0 \\ 0 & \omega_{16}^* \end{array} \right], \left[ \begin{array}{cc} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{array} \right] \right\rangle$	0.304

## 2.2 รหัสกรุปไดไซคลิกกรณีที่มี $v_p = t = n$ , $t > 2$ และ $t = 2v$ เป็นจำนวนคู่

รหัสกรุปไดไซคลิกในกรณีนี้คือ รหัสกรุป  $DG$ ,  $G \in \mathcal{G}$  ที่มี

$$\mathbf{D} = \begin{cases} \text{Hadamard Matrix, ถ้า } t \text{ หารด้วย } 4 \text{ ลงตัว} \\ \sqrt{t}\mathbf{I}_t, \text{ สำหรับ } t \text{ ค่าอื่น ๆ} \end{cases} \quad (13)$$

$$\text{และ } \mathcal{G} = \left\langle \left[ \begin{array}{cccc} \omega_M^{2k_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \omega_M^{2k_2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \omega_M^{2k_t} \end{array} \right], \left[ \begin{array}{cc} \mathbf{O} & -\mathbf{I}_v \\ \mathbf{I}_v & \mathbf{O} \end{array} \right] \right\rangle \quad (14)$$

โดยที่  $|\mathcal{G}| = M = 2^p > 1$ ,  $k_1, k_2, \dots, k_v$  เป็นจำนวนเต็มที่เป็นจำนวนคี่ ซึ่ง  $0 < k_1 \leq \dots \leq k_v < M/2$ ,  $k_{v+i} = -k_i, i = 1, \dots, v$ ,  $\omega_M = \exp(2\pi j / M)$  และ  $\mathbf{O}$  แทน เมทริกซ์ศูนย์ (Zero Matrix) รหัสกรุปดังสมการที่ (13) และ (14) จะเรียกว่า รหัสกรุปไดไซคลิก  $(M; k_1, \dots, k_v)$  มีค่าการได้ประโยชน์เชิงไดเวอร์ซิตี  $\nu_p = t$  และมีค่าการได้ประโยชน์เชิงรหัส  $(\Lambda_p)$  ดังสมการ

$$\Lambda_p = \min \left\{ 2t, \min_{1 \leq l < M/2} 4t \left[ \prod_{i=1}^v \sin(2\pi k_i / M) \right]^{4/t} \right\} \quad (15)$$

รหัสกรุปไดไซคลิกที่ทำให้ได้ค่าการได้ประโยชน์เชิงไดเวอร์ซิตี  $\nu_p$  สูงที่สุด และค่าการได้ประโยชน์เชิงรหัสสูงที่สุด  $(\Lambda_p^*)$  หรือเรียกว่า “รหัสกรุปไดไซคลิกที่เหมาะสมที่สุด (Optimal Dicyclic Group Codes)” สำหรับกรณี  $\nu_p = t = n = 4$  แสดงดังตารางที่ 5

ตารางที่ 5 รหัสกรุปไดไซคลิกที่เหมาะสมที่สุด กรณีที่  $\nu_p = t = n = 4$

$R$	$C$	$(M; k_1, k_2)$	$\mathcal{G}$	$\Lambda_p^*$
0.5	BPSK	(4; 1, 1)	$\langle \mathbf{O}_4, \mathbf{R} \rangle$	16
0.75	QPSK	(8; 1, 1)	$\langle \mathbf{O}_4, \mathbf{R} \rangle$	8
1.0	8PSK	(16; 1, 3)	$\langle \mathbf{O}_4, \mathbf{R} \rangle$	5.66
1.25	16PSK	(32; 1, 7)	$\langle \mathbf{O}_4, \mathbf{R} \rangle$	2.34
1.5	32PSK	(64; 1, 7)	$\langle \mathbf{O}_4, \mathbf{R} \rangle$	1.00
1.75	64PSK	(128; 1, 19)	$\langle \mathbf{O}_4, \mathbf{R} \rangle$	0.63
2.0	128PSK	(256; 1, 47)	$\langle \mathbf{O}_4, \mathbf{R} \rangle$	0.36

รหัสกรุปไดไฮคลิกที่เหมาะสมที่สุดจากตารางที่ 5 มี  $\theta_4 = \begin{bmatrix} \omega_M^{2k_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \omega_M^{2k_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_M^{-2k_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_M^{-2k_2} \end{bmatrix}$

$R = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$  และ  $D = \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายศรัณย์ เมืองไทย เกิดเมื่อวันที่ 12 มกราคม พ.ศ. 2522 ที่กรุงเทพมหานคร ได้เข้ารับการศึกษาในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม ณ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2540 และสำเร็จการศึกษาปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม เกียรตินิยมอันดับสอง ในปีการศึกษา 2543 จากนั้นจึงเข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ณ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2544



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย