

การลดกำลังค่ายอดสำหรับการส่งแบบหลายคลื่นพาห์โดยใช้วิธีจองและเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ



นายธนทัต วัฒนสุขกุล

สถาบันวิทยบริการ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2547

ISBN 974-53-1155-3

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

PEAK POWER REDUCTION FOR MULTICARRIER TRANSMISSION BY USING  
A METHOD OF TONE RESERVATION AND TONE INJECTION

Mr.Thanatat Wattanasuwakull

สถาบันวิทยบริการ

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 974-53-1155-3

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การลดกำลังจ่ายอดสำหรับการส่งแบบหลายคลื่นพาห้โดยใช้วิธี จองและเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ
โดย	นายธนทัต วัฒนสุกุล
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษา	รองศาสตราจารย์ ดร.วาทิต เบญจพลกุล

---

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้หัวข้อวิทยานิพนธ์ฉบับนี้  
เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

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

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

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

..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
(รองศาสตราจารย์ ดร.วาทิต เบญจพลกุล)

..... กรรมการ  
(รองศาสตราจารย์ ดร.ฉัตรกร วุฒิสิริกุลกิจ)

..... กรรมการ  
(อาจารย์ ดร.ชัยเชษฐา สหายวิจิตร)

ธนทัต วัฒนสุวกุล : การลดกำลังค่ายอดสำหรับการส่งแบบหลายคลื่นพาห์โดยใช้วิธีจองและเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ (PEAK POWER REDUCTION FOR MULTICARRIER TRANSMISSION BY USING A METHOD OF TONE RESERVATION AND TONE INJECTION) อ. ที่ปรึกษา: รศ. ดร. วาทีต เบนจพพลกุล, 104 หน้า. ISBN 974-53-1155-3

ปัญหาสำคัญประการหนึ่งในการมอดูเลตสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์คือ สัญญาณที่จะส่งมีค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย (Peak-to-Average Power Ratio หรือ PAPR) สูงมาก สัญญาณที่มีกำลังค่ายอดสูงๆ เมื่อผ่านวงจรรขยาย ต้องใช้วงจรรขยายเชิงเส้นซึ่งเป็นการใช้วงจรรขยายอย่างไม่มีประสิทธิภาพ เนื่องจากต้องใช้วงจรรขยายเชิงเส้นเพื่อขยายสัญญาณที่มีกำลังสูงซึ่งเป็นสัญญาณส่วนน้อยเมื่อเทียบกับสัญญาณทั้งหมด ในปัจจุบันมีวิธีหลายวิธีที่สามารถสร้างสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์ที่มีค่า PAPR ต่ำได้ ในวิธีเหล่านี้มีวิธีสองวิธีที่มีประสิทธิภาพและไม่มีความเพี้ยนคือ วิธีจองเสียงสัญญาณและวิธีเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ

วิทยานิพนธ์นี้เสนอให้นำหลักการบางอย่างจากวิธีทั้งสองวิธีข้างต้นมาประยุกต์ใช้ร่วมกันเพื่อลดค่า PAPR โดยมีความยุ่งยากในการคำนวณต่ำ วิธีที่เสนอจะสำรองเสียงสัญญาณไว้จำนวนหนึ่งซึ่งจะไม่ใช้ในการส่งข้อมูล และใช้การส่งสัญลักษณ์หุ่นเพื่อลดค่า PAPR ผ่านเสียงสัญญาณบางเสียงซึ่งจะเปลี่ยนแปลงตามชุดข้อมูลที่จะส่งแต่ละครั้ง ส่วนข้อมูลที่ต้องส่งผ่านเสียงสัญญาณที่ถูกใช้ส่งสัญลักษณ์หุ่นจะถูกส่งโดยเสียงสัญญาณที่สำรองไว้แทน สำหรับการเลือกสัญลักษณ์หุ่นจะเลือกสัญลักษณ์ที่แทนลงบนตำแหน่งที่มี signal constellation ขนาดใหญ่กว่าปกติ เพื่อให้เครื่องรับตรวจวัดตำแหน่งเสียงสัญญาณที่ใช้ส่งสัญลักษณ์หุ่นได้ง่าย

วิธีที่เสนอสามารถลดค่า PAPR ได้อย่างมีประสิทธิภาพและใช้ความยุ่งยากในการคำนวณต่ำกว่าวิธีนี้สามารถลดค่า PAPR ได้ดีกว่าวิธีเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณโดยใช้ความยุ่งยากในการคำนวณต่ำกว่าวิธีจองเสียงสัญญาณและวิธีเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ อย่างไรก็ตามวิธีที่เสนอต้องลดอัตราค่าการส่งข้อมูลและเพิ่มกำลังส่งเฉลี่ยเล็กน้อย เนื่องจากมีการสำรองเสียงสัญญาณไว้จำนวนหนึ่งและส่งสัญลักษณ์หุ่นที่มี signal constellation ขนาดใหญ่กว่าปกติ

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

# # 4470329521 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEYWORD : PAPR / OFDM / TONE RESERVATION / TONE INJECTION.

THANATAT WATTANASUWAKULL : PEAK POWER REDUCTION FOR MULTICARRIER TRANSMISSION BY USING A METHOD OF TONE RESERVATION AND TONE INJECTION. THESIS ADVISOR : ASSOC. PROF. Dr.WATIT BENJAPOLAKUL. 104 pp. ISBN 974-53-1155-3

Multicarrier signal inherently has a large Peak-to-Average Power Ratio (PAPR). Large PAPR signal requires linear amplifier. Such amplifier use is inefficient because linear amplifier is used to amplify a few samples of signal with high power. Recently, there has been a variety of creative methods on how to generate multicarrier signal with low PAPR. In these methods, there are two efficient and distortionless schemes, Tone Reservation method and Tone Injection method.

This thesis, tending to reduce PAPR of multicarrier signal with low complexity, propose to combine Tone Reservation method to Tone Injection method. Proposed method reserves some tones that do not use to send data. This method replaces the appropriate tones with dummy symbols to reduce the peak of multicarrier signal. Data symbols, which must be carried by replaced tones, are carried by reserved tones instead. The amplitude of dummy symbols must be larger than that of original multicarrier symbol so that the position of replaced tones can be easily detected by receiver.

The proposed method is an efficient scheme to reduce PAPR of multicarrier signal with low complexity. This method can reduce PAPR of signal better than Tone Injection method and its complexity is lower than both of Tone Reservation and Tone Injection. However, it requires some decrease in data rate and some increase in average power of transmitter due to symbol replacements on some tones and usage of larger signal constellation of replacement symbols.

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

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

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

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ด้วยความช่วยเหลืออย่างดียิ่งของรองศาสตราจารย์ ดร.วาทิต เบญจพลกุล อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ได้ให้ความรู้ คำแนะนำ กำลังใจ ตลอดจนข้อคิดเห็นต่างๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อการพัฒนางานวิจัยด้วยดีเสมอมา

ผู้วิจัยใคร่ขอขอบคุณ เพื่อนนิสิตระดับปริญญาโทและปริญญาเอกในศูนย์เชี่ยวชาญเฉพาะด้านเทคโนโลยีโทรคมนาคม อีกทั้งอาจารย์ท่านอื่นที่ได้ให้คำแนะนำและข้อเสนอแนะซึ่งเป็นประโยชน์อย่างยิ่งในการทำวิจัยนี้ ซึ่งทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีความสมบูรณ์มากยิ่งขึ้น และขอขอบคุณทุนอุดหนุนและส่งเสริมวิทยานิพนธ์ระดับปริญญาโท-เอกในสถาบันอุดมศึกษาของรัฐ ประจำปีการศึกษา 2547 ที่ให้ทุนสนับสนุนการทำวิจัย และทุน AUN/SEED-Net Collaborative Research Project ที่ได้เอื้อเพื่อให้ใช้คอมพิวเตอร์ในงานวิจัยนี้มาโดยตลอด

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยใคร่ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ซึ่งให้ความสนับสนุนทางการเงิน รวมทั้งน้องสาวและญาติพี่น้องที่ร่วมให้กำลังใจแก่ผู้วิจัยจนสำเร็จการศึกษา

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

# สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ฎ
สารบัญรูป.....	ฏ
บัญชีคำศัพท์.....	ณ
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์.....	4
1.3 เป้าหมายและขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	4
1.4 ขั้นตอนและวิธีดำเนินงาน.....	5
1.5 ประโยชน์ที่ได้รับ.....	5
1.6 ภาพรวมของวิทยานิพนธ์.....	6
บทที่ 2 ระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห้.....	7
2.1 ระบบสื่อสารแบบหลายช่องสัญญาณและระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห้.....	7
2.1.1 ระบบสื่อสารแบบหลายช่องสัญญาณ.....	8
2.1.2 ระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห้.....	9
2.2 หลักการของระบบ OFDM.....	11
2.2.1 การใช้ DFT กับระบบ OFDM.....	16
2.2.2 การสร้างสัญญาณที่มีค่าเป็นจำนวนจริง.....	17
2.2.3 ช่วงเวลาคุม.....	18
2.2.4 การใช้วินโดว์กับสัญลักษณ์ OFDM.....	20
2.2.5 การเข้ารหัส.....	22

2.3	ความไม่สมบูรณ์ของช่องสัญญาณและระบบ .....	22
2.3.1	สัญญาณรบกวนและการแทรกสอด .....	22
2.3.2	การกระจายตามเวลาของช่องสัญญาณ .....	23
2.3.3	การเปลี่ยนตามเวลาของช่องสัญญาณ .....	24
2.3.4	ความถี่ออฟเซต .....	25
2.3.5	สัญญาณรบกวนเฟส .....	26
2.3.6	ความผิดพลาดทางเวลา .....	26
2.3.7	อัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย .....	27
2.4	เทคนิคการดีเทกต์ .....	28
2.4.1	เทคนิคการดีเทกต์แบบร่วมนัยและการดีเทกต์แบบผลต่าง .....	28
2.4.2	การประมาณช่องสัญญาณของการดีเทกต์แบบร่วมนัย .....	28
2.5	Discrete Multitone .....	30
2.6	สรุป .....	31
บทที่ 3	การลดกำลังค่ายอดสำหรับระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์ .....	33
3.1	อัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย .....	33
3.1.1	อัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยทางสถิติของ สัญญาณแถบฐาน .....	35
3.1.2	อัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยทางสถิติของ สัญญาณแถบผ่าน .....	37
3.1.3	ตัวประกอบค่ายอด .....	40
3.1.4	การทำ input back-off สำหรับวงจรมายกกำลัง .....	41
3.1.5	การชลิบ .....	42
3.2	แนวทางในการลดกำลังค่ายอด .....	43
3.2.1	การลดกำลังค่ายอดด้วยวิธี Peak Windowing .....	44
3.2.2	การลดกำลังค่ายอดด้วยวิธี Block Scaling .....	45
3.2.3	การลดกำลังค่ายอดด้วยวิธี Selective Mapping .....	45



3.2.4	การลดกำลังค่ายอดด้วยวิธี Partial Transmit Sequences.....	46
3.2.5	การลดกำลังค่ายอดด้วยวิธี Block Coding.....	48
3.2.6	การลดกำลังค่ายอดด้วยวิธี Inverse Maximum Symbol.....	49
3.2.7	การลดกำลังค่ายอดด้วยวิธี Maximum Symbol Control.....	50
3.2.8	การลดกำลังค่ายอดด้วยวิธี Active Channel Modification.....	50
3.2.9	การลดกำลังค่ายอดด้วยวิธี artificial signals.....	51
3.2.10	การลดกำลังค่ายอดด้วยวิธี Compand technique.....	52
3.2.11	การลดกำลังค่ายอดด้วยวิธี Interleaving.....	53
3.3	สรุป.....	54
บทที่ 4	การลดกำลังค่ายอดโดยใช้วิธีจองและเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ.....	56
4.1	วิธีการจองเสียงสัญญาณและวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ.....	56
4.1.1	การลดกำลังค่ายอดโดยวิธีการจองเสียงสัญญาณ.....	57
4.1.2	การลดค่าสูงสุดโดยวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ.....	60
4.1.3	การลดค่าสูงสุดโดยวิธีการปรับปรุงวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ.....	62
4.2	วิธีที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้.....	63
4.2.1	สัญลักษณ์หุ่นของวิธีที่เสนอ.....	63
4.2.2	กระบวนการลดค่า PAPR ของวิธีที่เสนอ.....	64
4.2.3	การหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นที่เหมาะสม.....	66
4.2.3.1	อัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นที่เหมาะสมที่สุด.....	66
4.2.3.2	อัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นด้วยวิธีการวนซ้ำ.....	68
4.2.4	การเพิ่มขึ้นของกำลังส่งเฉลี่ย.....	71
4.2.5	กำลังค่ายอดที่ลดลงต่อจำนวนเสียงสัญญาณหนึ่งเสียง.....	73

	ญ
	หน้า
บทที่ 5 ผลการจำลองแบบ.....	76
5.1 สมมติฐานในการจำลองแบบ.....	76
5.2 แบบจำลองระบบ.....	77
5.3 ผลการจำลองแบบ.....	79
5.3.1 การลดค่า PAPR โดยส่งสัญญาณผ่านสายสัญญาณ 1 เส้น กับระบบที่ใช้คลื่นพาห้อย่อย 64 คลื่น.....	80
5.3.2 การลดค่า PAPR โดยส่งสัญญาณผ่านสายสัญญาณ 1 เส้น กับระบบที่ใช้คลื่นพาห้อย่อย 256 คลื่น.....	85
5.3.3 การลดค่า PAPR โดยส่งสัญญาณผ่านสายสัญญาณ 2 เส้น กับระบบที่ใช้คลื่นพาห้อย่อย 64 คลื่น.....	90
บทที่ 6 บทสรุป.....	96
6.1 สรุปผลการวิจัย.....	96
6.2 ข้อดีและข้อเสียของวิธีที่เสนอ.....	99
6.2.1 ข้อดีของวิธีที่เสนอ.....	99
6.2.2 ข้อเสียของวิธีที่เสนอ.....	99
6.3 ปัญหาที่พบในขณะที่ทำวิทยานิพนธ์.....	100
6.4 ข้อเสนอแนะสำหรับการทำวิจัยในอนาคต.....	100
รายการอ้างอิง.....	101
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์.....	105

## สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 3.1 การส่งข้อมูลไบนารี 4 บิต รูปแบบต่างๆ ผ่านคลื่นพาห်ย่อย 4 คลื่น.....	48
ตารางที่ 4.1 อัตราส่วนกำลังเฉลี่ยของสัญลักษณ์หน่่นต่อกำลังเฉลี่ยของสัญลักษณ์ข้อมูล.....	72
ตารางที่ 4.2 กำลังส่งเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้นของสัญญาณ OFDM ที่ใช้คลื่นพาห်ย่อย N คลื่น.....	72



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## สารบัญญรูป

หน้า

รูปที่ 2.1	ผลกระทบของช่องสัญญาณที่มีการกระจายตามเวลากับระบบส่งข้อมูลแบบ อนุกรมและระบบส่งข้อมูลแบบขนาน.....	8
รูปที่ 2.2	ผลกระทบของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์หรือ deep fading ที่เกิดกับระบบ ส่งข้อมูลแบบอนุกรมและระบบส่งข้อมูลแบบขนาน.....	9
รูปที่ 2.3	ระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์แบบดั้งเดิม (ก) เครื่องส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์..... (ข) สเปกตรัมของสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์..... (ค) เครื่องรับสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์.....	10 10 10
รูปที่ 2.4	การใช้แบนด์วิดท์ของระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์ดั้งเดิมและระบบ OFDM (ก) สเปกตรัมของคลื่นพาห์ย่อยของระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์ดั้งเดิม..... (ข) สเปกตรัมของคลื่นพาห์ย่อยของระบบ OFDM.....	11 11
รูปที่ 2.5	ระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์แบบ OFDM (ก) เครื่องส่งของระบบ OFDM..... (ข) เครื่องรับของระบบ OFDM.....	12 12
รูปที่ 2.6	การใช้สเปกตรัมของคลื่นพาห์ย่อยแต่ละคลื่นซ้อนเสียมกัน (ก) สเปกตรัมของคลื่นพาห์ย่อย 1 คลื่น..... (ข) สเปกตรัมของคลื่นพาห์ย่อย 7 คลื่น.....	13 13
รูปที่ 2.7	ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณ OFDM ที่ใช้คลื่นพาห์ย่อย 64, 256, และ 1024 คลื่น.....	14
รูปที่ 2.8	การเพิ่มช่วงเวลาคุ้มครองด้วยการใช้คอนโวลูชันแบบวน.....	19
รูปที่ 2.9	การใช้วินโดว์กับสัญลักษณ์ OFDM (ก) สัญลักษณ์ OFDM ที่ทำ cyclic prefix..... (ข) สัญลักษณ์ OFDM เมื่อทำวินโดว์..... (ค) ชุดของสัญลักษณ์ OFDM ที่ทำวินโดว์.....	20 20 20
รูปที่ 2.10	ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณ OFDM ที่ทำวินโดว์.....	21
รูปที่ 2.11	รูปแบบการใช้ช่องสัญญาณนำแบบทั่วไป.....	29
รูปที่ 2.12	ผลตอบสนองของช่องสัญญาณที่เฟดดิ้งเฉพาะความถี่และ adaptive loading....	30

รูปที่ 3.1	ระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์.....	33
รูปที่ 3.2	ค่า PAPR ที่ได้จากการคำนวณตามทฤษฎีเปรียบเทียบกับค่า PAPR ที่ได้จากการจำลองแบบของสัญญาณแถบฐาน.....	37
รูปที่ 3.3	ค่า PAPR ที่ได้จากการคำนวณตามทฤษฎีเปรียบเทียบกับค่า PAPR ที่ได้จากการจำลองแบบของสัญญาณแถบผ่าน.....	40
รูปที่ 3.4	แบบจำลองวงจรมอดูเลชันกำลัง (p = 1,2,...,10).....	41
รูปที่ 3.5	ความเพี้ยนที่เกิดจากการขลิบสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์.....	42
รูปที่ 3.6	การแปรสเปกตรัมของสัญญาณนอกแถบของสัญญาณที่ถูกขลิบ.....	43
รูปที่ 3.7	สเปกตรัมของสัญญาณที่ลดกำลังค่ายอดด้วยการทำวินโดว์ด้วยฟังก์ชันต่างๆเปรียบเทียบกับสเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกขลิบ.....	44
รูปที่ 3.8	แผนภาพระบบการลดกำลังค่ายอดด้วยวิธี Selective Mapping.....	45
รูปที่ 3.9	แผนภาพระบบการลดกำลังค่ายอดด้วยวิธี Partial Transmit Sequences.....	47
รูปที่ 3.10	รูปภาพแสดงตำแหน่งสัญญาณขนาดใหญ่ของสัญลักษณ์ 16-QAM.....	49
รูปที่ 3.11	ทิศทางที่สามารถเลื่อนตำแหน่งสัญญาณได้โดยไม่ให้อัตราความผิดพลาดสูงขึ้น.....	51
รูปที่ 3.12	แผนภาพระบบการลดค่า PAPR ด้วยสัญญาณเทียม.....	52
รูปที่ 3.13	รูปภาพแสดงสัญญาณด้านเข้าและสัญญาณด้านออกของการคอมแพนดแบบกวมิว.....	53
รูปที่ 3.14	วิธีการลดค่า PAPR โดยใช้การวางสลับสัญญาณด้านเข้า (ก) วิธีการลดค่า PAPR โดยใช้การวางสลับชุดข้อมูลไบนารีด้านเข้า..... (ข) วิธีการลดค่า PAPR โดยใช้การวางสลับชุดสัญลักษณ์ด้านเข้า.....	54 54
รูปที่ 4.1	การบวกค่า $\pm D$ กับตำแหน่งสัญญาณแต่ละตำแหน่งเพื่อขยาย 4-QAM constellation.....	61
รูปที่ 4.2	วิธีการลดค่า PAPR โดยใช้ 16-QAM แทน 4-QAM constellation.....	62
รูปที่ 4.3	ตำแหน่งสัญญาณของสัญลักษณ์หุ่นที่ขยายจากตำแหน่งสัญญาณของ 16-QAM.....	64
รูปที่ 4.4	แผนภาพแสดงระบบการลดค่า PAPR ของวิธีที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้.....	65

รูปที่ 4.5	แผนภาพอัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นที่เหมาะสมที่สุด.....	67
รูปที่ 4.6	แผนภาพอัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นด้วยวิธีการวนซ้ำ.....	70
รูปที่ 5.1	แบบจำลองระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห้ที่พิจารณาในวิทยานิพนธ์นี้.....	77
รูปที่ 5.2	signal constellation ของสัญลักษณ์ 16-QAM ที่ใช้การแมปโดยใช้ Gray coded.....	78
รูปที่ 5.3	การจำลองแบบอัตราบิดผิดพลาดโดยใช้วิธีของ Monte Carlo.....	79
รูปที่ 5.4	CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณดั้งเดิมกับสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอ (ระบบใช้คลื่นพาห้ย่อย 64 คลื่นและส่งสัญลักษณ์หุ่นผ่านเสียงสัญญาณ 1 เสียง).....	80
รูปที่ 5.5	CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอโดยใช้วิธีการวนซ้ำ 1 ถึง 8 รอบซึ่งแสดงด้วยเส้นประจากขวามาซ้าย (ระบบใช้คลื่นพาห้ย่อย 64 คลื่นและส่งสัญลักษณ์หุ่นผ่านเสียงสัญญาณ 1 เสียง).....	81
รูปที่ 5.6	CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอส่งสัญลักษณ์หุ่นผ่านเสียงสัญญาณ 1 เสียงกับสัญญาณที่ใช้วิธีการจางเสียงสัญญาณ 1 เสียงเพื่อลดค่า PAPR (ระบบใช้คลื่นพาห้ย่อย 64 คลื่น).....	82
รูปที่ 5.7	CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอส่งสัญลักษณ์หุ่นผ่านเสียงสัญญาณ 1 เสียงกับสัญญาณที่ใช้วิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ 1 เสียงเพื่อลดค่า PAPR (ระบบใช้คลื่นพาห้ย่อย 64 คลื่น).....	83
รูปที่ 5.8	อัตราบิดผิดพลาดของระบบที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอกับระบบที่ไม่มีการลดค่า PAPR กรณีระบบที่ไม่มีการขลิบแสดงด้วยเส้นทึบและกรณีระบบที่มีการขลิบสัญญาณแสดงด้วยเส้นประ (ระบบใช้คลื่นพาห้ย่อย 64 คลื่นและส่งสัญลักษณ์หุ่นผ่านเสียงสัญญาณ 1 เสียง).....	84
รูปที่ 5.9	CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณดั้งเดิมกับสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอ (ระบบใช้คลื่นพาห้ย่อย 256 คลื่นและส่งสัญลักษณ์หุ่นผ่านเสียงสัญญาณ 1 เสียง).....	85
รูปที่ 5.10	CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอโดยใช้วิธีการวนซ้ำ 1 ถึง 8 รอบซึ่งแสดงด้วยเส้นประจากขวามาซ้าย (ระบบใช้คลื่นพาห้ย่อย 256 คลื่นและส่งสัญลักษณ์หุ่นผ่านเสียงสัญญาณ 1 เสียง).....	86

รูปที่ 5.11	CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอ ส่งสัญลักษณ์ผ่านเสียงสัญญาณ 1 เสียงกับสัญญาณที่ใช้วิธีการ เสียงสัญญาณ 1 เสียงเพื่อลดค่า PAPR (ระบบใช้คลื่นพาห้อย่อย 256 คลื่น).....	87
รูปที่ 5.12	CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอส่ง สัญลักษณ์ผ่านเสียงสัญญาณ 1 เสียงกับสัญญาณที่ใช้วิธีการเพิ่มขนาด เสียงสัญญาณ 1 เสียงเพื่อลดค่า PAPR (ระบบใช้คลื่นพาห้อย่อย 256 คลื่น).....	88
รูปที่ 5.13	อัตราบิดผิดพลาดของระบบที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอกับระบบที่ไม่มี การลดค่า PAPR กรณีระบบที่ไม่มี การขลิบแสดงด้วยเส้นทึบและกรณีระบบ ที่มีการขลิบสัญญาณแสดงด้วยเส้นประ (ระบบใช้คลื่นพาห้อย่อย 256 คลื่น และส่งสัญลักษณ์ผ่านเสียงสัญญาณ 1 เสียง).....	89
รูปที่ 5.14	CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณดั้งเดิมกับสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอ (ระบบใช้คลื่นพาห้อย่อย 64 คลื่นและส่งสัญลักษณ์ผ่าน เสียงสัญญาณ 2 เสียง).....	90
รูปที่ 5.15	CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอโดยใช้ วิธีการวนซ้ำ 1, 5, 10, 20, 40, และ 80 รอบซึ่งแสดงด้วยเส้นประจากขวา มาซ้าย (ระบบใช้คลื่นพาห้อย่อย 64 คลื่นและส่งสัญลักษณ์ผ่านเสียง สัญญาณ 2 เสียง).....	91
รูปที่ 5.16	CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอส่ง สัญลักษณ์ผ่านเสียงสัญญาณ 2 เสียงกับสัญญาณที่ใช้วิธีการ เสียงสัญญาณ 2 เสียงเพื่อลดค่า PAPR (ระบบใช้คลื่นพาห้อย่อย 64 คลื่น).....	92
รูปที่ 5.17	CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอส่ง สัญลักษณ์ผ่านเสียงสัญญาณ 2 เสียงกับสัญญาณที่ใช้วิธีการเพิ่มขนาด เสียงสัญญาณ 2 เสียงเพื่อลดค่า PAPR (ระบบใช้คลื่นพาห้อย่อย 64 คลื่น).....	93
รูปที่ 5.18	อัตราบิดผิดพลาดของระบบที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอกับระบบที่ไม่มี การลดค่า PAPR กรณีระบบที่ไม่มี การขลิบแสดงด้วยเส้นทึบและกรณีระบบ ที่มีการขลิบสัญญาณแสดงด้วยเส้นประ (ระบบใช้คลื่นพาห้อย่อย 64 คลื่น และส่งสัญลักษณ์ผ่านเสียงสัญญาณ 2 เสียง).....	94

## บัญชีคำศัพท์

กฎมึว	$\mu$ -law
การกระจายตามเวลา	time dispersion
การกระจายแบบเกาส์	Gaussian distribution
การกระจายแบบเรย์ลี	Rayleigh distribution
การแก้ความผิดพลาดไปหน้า	Forward Error Correcting หรือ FEC
การแกว่งตัวตามเวลาของช่องสัญญาณ	channel time variations
การขลิบ	clipping
การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่	Frequency Division Multiple Access หรือ FDMA
การเข้ารหัสแบบบล็อก	block coding
การคอนโวลูชันเชิงเส้น	linear convolution
การคอนโวลูชันแบบวน	cyclic convolution
การคอมแพนด์	companding
การเคลือบแฝง	aliasing
การซิงโครไนซ์	synchronization
การดีเทกต์แบบผลต่าง	differential detection
การดีเทกต์แบบร่วมนัย	coherent detection
การทำวินโดว์กับค่ายอด	peak windowing
การแทรกสอดระหว่างช่องสัญญาณ	Interchannel Interference หรือ ICI
การแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์	Intersymbol Interference หรือ ISI
การปรับเท่าในโดเมนความถี่	Frequency Domain Equalization หรือ FDE
การผิดพลาดทางเวลา	timing error
การแผ่สเปกตรัมของสัญญาณนอกแถบ	out-of-band emission
การเฟดดิ้ง	fading
การรบกวนแถบแคบ	narrowband interference
การลดทอน	attenuation
การเลื่อนทางความถี่	frequency offset
การวางสลับ	interleaving
การส่งซ้ำ	retransmission



การสื่อสารแถบกว้าง	broadband communication
การสื่อสารแบบแพร่สัญญาณ	broadcast communication
การหมุนเฟส	phase rotation
ความจำของช่องสัญญาณ	channel memory
ความซับซ้อน	complexity
ความถี่กลาง	central frequency
ความถี่ออฟเซต	frequency offset
ความเพี้ยนของสัญญาณในแถบ	in-band distortion
ความเพี้ยนเชิงอินเทอร์มอดูเลต	intermodulation distortion
ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลัง	Power Spectral Density หรือ PSD
ค่าความแปรปรวน	variance
ค่าคาดหวัง	expectation
ค่าแฟกเตอร์โรลล์ออฟ	roll-off factor
เครื่องรับ	receiver
เครื่องส่ง	transmitter
ช่วงเวลาคุม	guard interval
ช่องสัญญาณ	channel
ช่องสัญญาณแถบกว้าง	wideband channel
ดีเทกเตอร์แบบผลต่าง	differential detector
ตัวกำหนดยาโคบี	Jacobian determinant
ตัวขลิบ	clipper
ตัวประกอบการหมุนเฟส	phase rotation factor
ตัวประกอบค่ายอด	Crest Factor หรือ CF
ตัวปรับเท่า	equalizer
ตัวแปลงผันอนุกรมเป็นขนาน	serial-to-parallel converter
ตัวผสม	mixer
ตัววางสลับ	interleaver
แถบกัน	guard band
ทฤษฎีลิมิต กลาง	central limit theorem
บริการแบบมัลติมีเดีย	multimedia service
บริเวณโรลล์ออฟ	roll-off region

ปัญหาการทำให้เหมาะสมที่สุด	optimization problem
ผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณ	channel impulse response
ฟังก์ชันไกเซอร์	Kaiser function
ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น	probability density function หรือ pdf
ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นร่วม	joint probability density function
ฟังก์ชันค่าผิดพลาด	error function
ฟังก์ชันโคไซน์	cosine function
ฟังก์ชันซิกนัม	signum function
ฟังก์ชันเดลตา	delta function
ฟังก์ชันเรสต์โคไซน์	raised cosine function
ฟังก์ชันแฮมมิง	Hamming function
เฟดดิ้งเฉพาะความถี่	frequency selective fading
เฟดดิ้งแบบราบ	flat fading
มิติ	dimension
เมตริกซ์สลับเปลี่ยน	transposed matrix
รหัสแก้ความผิดพลาด	error correcting code
ระบบการส่งกระจายคลื่นโทรทัศน์ระบบดิจิทัล	Digital Video Broadcasting หรือ DVB
ระบบการส่งกระจายคลื่นวิทยุระบบดิจิทัล	Digital Audio Broadcasting หรือ DAB
ระบบโครงข่ายพื้นที่ท้องถิ่นไร้สาย	Wireless Local Area Network หรือ WLAN
ระบบพื่อนำแสง	optical waveguide
ระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห้	multicarrier communication
ระบบสื่อสารแบบหลายช่องสัญญาณ	multichannel communication
ลำดับส่งย่อย	Partial Transmit Sequence หรือ PTS
วงจรรองสัญญาณแถบผ่าน	bandpass filter
วงจรรอง	filter
วงจขยายกำลัง	High Power Amplifier หรือ HPA
วงจขยายเชิงเส้น	linear amplifier
วิธีการจองเสียงสัญญาณ	Tone Reservation หรือ TR
วิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ	Tone Injection หรือ TI
เวกเตอร์สัญญาณสำหรับลดกำลังค่ายอด	peak reduction vector
ส่วนซ้ำซ้อน	redundancy

สหสัมพันธ์	correlate
สัญญาณรบกวนทางเฟส	phase noise
สัญญาณจากหลายวิถี	multipath
สัญญาณแถบฐาน	baseband
สัญญาณแถบผ่าน	passband
สัญญาณเทียม	artificial signals
สัญญาณนำ	pilot signal
สัญญาณรบกวน	noise
สัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก	Additive White Gaussian Noise หรือ AWGN
สัญญาณรบกวนชนิดควอนตัม	quantum noise
สัญญาณรบกวนเชิงความร้อน	thermal noise
สัญญาณรบกวนแบบช็อต	shot noise
สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์	impulse noise
สัญญาณรบกวนสุ่ม	random noise
สัญลักษณ์หุ่น	dummy symbol
สุ่มเทียม	psuedo-random
เสียงสัญญาณ	tone
อัตราการเข้ารหัส	code rate
อัตราบิตผิดพลาด	bit error rate
อัตราสัญลักษณ์ผิดพลาด	symbol error rate
อัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย	Peak-to-Average Power Ratio หรือ PAPR
อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน	Signal-to-Noise Ratio หรือ SNR

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในระบบสื่อสารข้อมูลอัตราเร็วสูงผ่านช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก หรือ Additive White Gaussian Noise (AWGN) นั้น นอกจากจะถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวนแล้ว การแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์หรือ Intersymbol Interference (ISI) ยังเป็นอีกปัญหาหนึ่งซึ่งจำกัดอัตราการส่งข้อมูล ปัญหา ISI เกิดจากสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับประกอบด้วยสัญญาณจากหลายวิถี (multipath) เช่น สัญญาณที่เดินทางจากเครื่องส่งมายังเครื่องรับโดยตรง รวมทั้งสัญญาณที่ได้รับจากวิถีอื่นๆ ที่ผ่านการสะท้อนจากพื้นผิวของสิ่งกีดขวางที่อยู่รอบข้าง ทำให้มีโอกาสที่สัญลักษณ์ตัวหน้าเดินทางมาถึงเครื่องรับช้าและจะไปรบกวนสัญลักษณ์ตัวถัดไป ส่งผลให้สัญลักษณ์มีรูปร่างผิดเพี้ยนไป ปัญหา ISI นี้ไม่ได้เกิดขึ้นในระบบสื่อสารไร้สายเท่านั้น ยังเกิดขึ้นได้กับระบบสื่อสารอิเล็กทรอนิกส์อื่นๆ รวมทั้งระบบท่อนำแสง (optical waveguide) อีกด้วย วิธีหนึ่งที่สามารถแก้ปัญหา ISI คือการใช้ตัวปรับเท่า (equalizer) วิธีการทำงานของตัวปรับเท่าจะใช้การประมาณผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ แล้วนำมาลดความเพี้ยนที่เกิดจากสัญญาณจากหลายวิถีออกไป แต่เนื่องจากช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา การปรับตัวตามช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงไปทำให้ต้องใช้ตัวปรับเท่าที่มีความซับซ้อนสูงขึ้น

ระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์ (multicarrier communication) [1] ใช้การแบ่งข้อมูลออกเป็นชุดข้อมูลย่อยหลายชุด แล้วส่งผ่านช่องสัญญาณโดยใช้คลื่นพาห์หลาย ๆ คลื่นส่งข้อมูลย่อยแต่ละชุดด้วยอัตราข้อมูลต่ำ ๆ ชานานกันไป ทำให้ระยะห่างระหว่างสัญลักษณ์แต่ละตัวกว้างเกินกว่าที่ผลที่เกิดจากสัญญาณจากหลายวิถีจะทำให้เกิดปัญหา ISI ได้ แนวคิดในการแบ่งข้อมูลส่งชานานกันไปในี้เริ่มมีใช้ในทางการทหารตั้งแต่ปี ค.ศ.1960 เช่น KINEPLEX [2] และ KATHRYN [3] แต่ยังไม่เป็นที่นิยมในเชิงพาณิชย์ เนื่องจากต้องใช้อุปกรณ์ในการส่งและรับที่มีความซับซ้อนสูง จนกระทั่งในปี ค.ศ.1971 Weinstein และ Ebert [4] ได้เสนอวิธีใช้ Discrete Fourier Transform (DFT) ในการมอดูเลตสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์ ซึ่งช่วยลดความซับซ้อนลงอย่างมาก ต่อมาการพัฒนาของเทคโนโลยี Very-Large-Scale-Integration (VLSI) ในปัจจุบันทำให้มีการผลิต Fast Fourier Transform (FFT) chip ความเร็วสูงออกสู่ตลาด ส่งผลให้มีการ

พัฒนาระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์และนำไปประยุกต์ใช้งานแพร่หลายในเชิงพาณิชย์ไม่ว่าจะเป็นการส่งสัญญาณแถบฐาน (baseband) หรือสัญญาณแถบผ่าน (passband)

ตัวอย่างของระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์ที่มีใช้งานอยู่ในปัจจุบันก็คือระบบ Discrete MultiTone (DMT) ซึ่งใช้ใน Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) และ Very-high-speed Digital Subscriber Line (VDSL) นอกจากนี้ยังมีระบบ Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) ที่ใช้ในระบบสื่อสารแบบไร้สายเช่น ระบบการส่งกระจายคลื่นวิทยุระบบดิจิตอล (Digital Audio Broadcasting : DAB) และระบบการส่งกระจายคลื่นโทรทัศน์ระบบดิจิตอล (Digital Video Broadcasting : DVB) ที่มีใช้อยู่แถบทวีปยุโรปและอเมริกาเหนือ และเมื่อไม่นานมานี้ OFDM ยังได้ถูกกำหนดให้เป็นมาตรฐานสำหรับระบบโครงข่ายพื้นที่ท้องถิ่นไร้สาย (Wireless Local Area Network : WLAN) หลายมาตรฐาน เช่น IEEE 802.11a, IEEE 802.11g และ HIPERLAN/2 และระบบ Wireless Metropolitan Area Network (WMAN) ที่ใช้มาตรฐาน IEEE 802.16a นอกจากนี้ OFDM ยังได้รับความคาดหวังว่าจะเป็นระบบหลักอีกระบบหนึ่งสำหรับการสื่อสารเคลื่อนที่ในยุคที่สี่

ปัญหาสำคัญประการหนึ่งในการมอดูเลตสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์คือสัญญาณที่จะถูกส่งมี Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) หรือค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยสูงมาก สาเหตุของปัญหานี้คือ สัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์นี้ได้มาจากการรวมกันของสัญญาณจากคลื่นพาห์ย่อยหลายๆ คลื่นที่เป็นอิสระต่อกัน ดังนั้นเมื่อใช้คลื่นพาห์ย่อยจำนวนมากๆ การกระจายของขนาดของสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์สามารถพิจารณาด้วยทฤษฎีลิมิตกลาง (central limit theorem) ได้ว่ามีลักษณะใกล้เคียงกับการกระจายแบบเกาส์ที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์ จึงมีโอกาสที่ขนาดของสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์จะมีค่าสูงกว่าค่าเฉลี่ยมาก ๆ ได้ สัญญาณที่มีขนาดสูงๆ เมื่อผ่านวงจรมอดูเลต จะทำให้วงจรมอดูเลตทำงานในช่วงอิมพัลส์และทำงานไม่เชิงเส้น ซึ่งจะทำให้เกิดความเพี้ยนเชิงอินเตอร์มอดูเลต (intermodulation distortion) การแก้ปัญหาโดยใช้วงจรมอดูเลตเชิงเส้น (Linear amplifier) หรือการลดกำลังของสัญญาณส่งลงเพื่อให้การทำงานของวงจรมอดูเลตอยู่ในช่วงที่เป็นเชิงเส้นเป็นการใช้วงจรมอดูเลตอย่างไม่มีประสิทธิภาพและจะเพิ่มต้นทุนของระบบให้สูงขึ้น

การหลีกเลี่ยงความเพี้ยนเชิงอินเตอร์มอดูเลตโดยไม่ลดกำลังของสัญญาณส่งลงและไม่ต้องใช้วงจรมอดูเลตเชิงเส้น จะใช้การปรับหรือขลิบ (Clipping) สัญญาณส่วนที่มีขนาดหรือกำลังค่ายอดสูงทิ้งไปก่อนที่สัญญาณนั้นจะผ่านวงจรมอดูเลต แต่การขลิบสัญญาณส่วนที่มีขนาดหรือ

กำลังค่ายอดสูงทิ้งไปจะเกิดผลเสียตามมา 2 ประการ ประการแรกคือความเพี้ยนของสัญญาณในแถบ (in-band distortion) [5] ซึ่งจะส่งผลให้ระบบมีอัตราบิดเบิดพลาตสูงขึ้น ผลเสียที่เกิดจากการขลิบอีกประการหนึ่งคือการแผ่สเปกตรัมของสัญญาณนอกแถบ [6] (out-of-band emission) สูงขึ้น ซึ่งจะไปรบกวนสัญญาณที่มีแถบความถี่อยู่ติดกัน ส่งผลให้ระบบมีประสิทธิภาพต่ำลง แนวทางที่ดูจะเหมาะสมกว่าก็คือการลดอัตราการขลิบสัญญาณส่วนที่มีกำลังค่ายอดสูงหรือการลดค่า PAPR ของสัญญาณนั่นเอง วิธีในการลดค่า PAPR มีการนำเสนอมาหลายบทความ [7-28]

บทความหนึ่งที่ได้รับ ความสนใจมากคือบทความของ José Tellado และ John M. Cioffi [26] บทความนี้ได้เสนอวิธีการจองเสียงสัญญาณ (Tone Reservation : TR) และวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ (Tone Injection : TI) วิธีการจองเสียงสัญญาณจะสำรองเสียงสัญญาณ (tone) ไว้จำนวนหนึ่ง ซึ่งจะไม่ใช้ในการส่งข้อมูล และจะใช้เสียงสัญญาณเหล่านี้ในการส่งสัญลักษณ์หุ่น (dummy symbol) เพื่อให้ค่า PAPR ต่ำลง อีกวิธีคือวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณจะใช้เสียงสัญญาณจำนวนหนึ่งซึ่งปกติส่งข้อมูลโดยใช้ signal constellation แบบหนึ่งทำการขยายขนาดของ signal constellation ของเสียงสัญญาณนั้นให้มีขนาดใหญ่ขึ้น ทำให้มีจุดต่างๆ ในการแทนสัญลักษณ์ได้เพิ่มขึ้น นั่นคือสามารถเลือกแทนสัญลักษณ์ที่ใส่ส่งข้อมูลนี้ในจุดอื่นๆ บน signal constellation ที่ถูกขยายออกเพื่อให้ค่า PAPR ต่ำลงได้ วิธีทั้งสองมีประสิทธิภาพสูงในการลดค่า PAPR โดยทำให้อัตราการส่งข้อมูลลดลงหรือเพิ่มกำลังส่งเฉลี่ยเพียงเล็กน้อย แม้ว่าการลดค่า PAPR ด้วยวิธีการจองเสียงสัญญาณและวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณจะมีประสิทธิภาพสูง แต่การหาสัญลักษณ์ที่เหมาะสมในวิธีการจองเสียงสัญญาณและการหาตำแหน่งในการขยาย signal constellation ที่เหมาะสมในวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณนั้น ยังคงมีความยุ่งยากในการคำนวณค่อนข้างสูง การลดความยุ่งยากนี้ให้น้อยลงด้วยวิธีการคำนวณแบบวนซ้ำหลาย ๆ รอบ จะเป็นการเพิ่มเวลาประวิงให้กับระบบ ซึ่งอาจส่งผลกับระบบที่ต้องการส่งข้อมูลด้วยอัตราข้อมูลสูง

เพื่อลดความยุ่งยากในการคำนวณหรือเวลาประวิงนี้ให้น้อยลง วิทยานิพนธ์นี้จึงเสนอให้นำหลักการบางอย่างจากวิธีทั้งสองวิธีข้างต้นมาประยุกต์ใช้ร่วมกัน โดยจะสำรองเสียงสัญญาณไว้จำนวนหนึ่งคล้ายกับวิธีการจองเสียงสัญญาณ ซึ่งจะไม่ใช้ในการส่งข้อมูล และใช้การส่งสัญลักษณ์หุ่นผ่านเสียงสัญญาณบางเสียง เพื่อลดค่า PAPR แต่จะไม่กำหนดตำแหน่งเสียงสัญญาณที่จะใช้ส่งสัญลักษณ์นี้ไว้แน่นอนซึ่งจะไม่เหมือนกับวิธีการจองเสียงสัญญาณ โดยตำแหน่งของเสียงสัญญาณที่ใช้ส่งสัญลักษณ์หุ่นนี้ จะเปลี่ยนแปลงตามชุดข้อมูลที่จะส่งในแต่ละครั้ง ส่วนข้อมูลที่ต้องการส่งผ่านตำแหน่งเสียงสัญญาณที่ถูกใช้ส่งสัญลักษณ์หุ่นจะถูกส่งโดยเสียงสัญญาณที่

สำรวจไว้แทน สำหรับการเลือกสัญลักษณ์หุ่นจะเลือกสัญลักษณ์ที่แทนลงบนตำแหน่งที่มี signal constellation ขนาดใหญ่กว่าปกติซึ่งใช้หลักการของวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ เพื่อให้เครื่องรับทราบตำแหน่งเสียงสัญญาณที่ใช้ส่งสัญลักษณ์หุ่นและทราบว่าสัญลักษณ์นี้ไม่ใช่ข้อมูลที่ต้องการส่งแต่เป็นสัญลักษณ์หุ่นที่ส่งมาเพื่อลดค่า PAPR และเครื่องรับจะดึงข้อมูลของตำแหน่งเสียงสัญญาณนี้จากสัญลักษณ์ที่ส่งมาโดยเสียงสัญญาณที่สำรวจไว้ การหาสัญลักษณ์หุ่นและตำแหน่งของเสียงสัญญาณที่ใช้ จะใช้กระบวนการค้นหาแบบ sub-optimum ซึ่งเป็นกระบวนการวนซ้ำอย่างง่ายเพื่อลดความยุ่งยากในการคำนวณ

## 1.2 วัตถุประสงค์

พัฒนาอัลกอริทึมในการลดค่า PAPR สำหรับระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์ ให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้นและความยุ่งยากในการคำนวณลดลง

## 1.3 เป้าหมายและขอบเขตของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้มีเป้าหมายในการออกแบบและพัฒนาวิธีการลดค่า PAPR สำหรับระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์ ให้มีประสิทธิภาพในการลดค่า PAPR เป็นที่น่าพอใจและความยุ่งยากในการคำนวณลดลง โดยยอมลดอัตราการส่งข้อมูลและเพิ่มกำลังส่งเฉลี่ยเพียงเล็กน้อย รวมทั้งหาแนวทางการประยุกต์ใช้กับระบบ OFDM และระบบ DMT ที่มีใช้อยู่ในปัจจุบันและอนาคต รวมทั้งเปรียบเทียบข้อดีและข้อด้อยของวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการของเสียงสัญญาณและวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ

สมมติฐานที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้คือ

1. ระบบที่พิจารณาเป็นระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์ DMT หรือ OFDM
2. ระบบที่พิจารณาเป็นระบบที่ใช้คลื่นพาห์ย่อย 64 คลื่นและ 256 คลื่น
3. ชุดข้อมูลที่ต้องการส่งเป็นชุดข้อมูลไบนารีแบบสุ่ม
4. ไม่มีการเปลี่ยนแปลงอัตราข้อมูลในคลื่นพาห์ย่อยแต่ละคลื่น
5. ไม่มีการเข้ารหัสช่องสัญญาณเพื่อแก้ไขความผิดพลาด
6. ระบบใช้การแทนข้อมูลลงบน signal constellation แบบ QAM
7. ระบบที่ใช้สามารถแทนข้อมูลลงบน signal constellation ได้หลายขนาด

8. สัญญาณส่งและสัญญาณรับที่พิจารณาเป็นสัญญาณแถบฐาน
9. ไม่มีการควบคุมกำลังส่งเฉลี่ยของระบบ
10. ระบบสามารถประมาณสภาพช่องสัญญาณได้อย่างถูกต้อง
11. กำหนดให้ช่องสัญญาณมีผลของ AWGN เท่านั้น
12. การจำลองแบบอัตราผิดพลาดใช้วิธีของ Monte Carlo [29]

#### 1.4 ขั้นตอนและวิธีดำเนินงาน

1. ศึกษาระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาหะที่มีใช้อยู่ในปัจจุบัน ทั้งระบบ OFDM และระบบ DMT
2. ศึกษาวิธีการลดอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยสำหรับระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาหะแบบต่างๆ ที่ได้มีการนำเสนอมาเพื่อให้ทราบข้อดีและข้อด้อยต่างๆ ที่มีในวิธีแต่ละวิธี
3. พัฒนาวิธีการลดอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยแบบใหม่โดยปรับปรุงวิธีการของเสียงสัญญาณและวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณที่มีการนำเสนอมาก่อนหน้านี้ให้มีประสิทธิภาพในการลดค่า PAPR สูงกว่าวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ และความยุ่งยากในการคำนวณมากกว่าวิธีการของเสียงสัญญาณ
4. เขียนโปรแกรมจำลองการทำงานของวิธีการลดค่า PAPR ที่นำเสนอ รวมทั้งวิธีการของเสียงสัญญาณและวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ
5. วิเคราะห์และประเมินผลเปรียบเทียบวิธีที่นำเสนอกับวิธีการของเสียงสัญญาณและวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ
6. ตรวจสอบและแก้ไขข้อผิดพลาด
7. สรุปผลและรวบรวมข้อมูลทั้งหมดพร้อมทั้งจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์

#### 1.5 ประโยชน์ที่ได้รับ

ได้วิธีในการลดค่า PAPR สำหรับระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาหะที่มีประสิทธิภาพในการลดค่า PAPR สูงกว่าวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ และความยุ่งยากในการคำนวณมากกว่าวิธีการของเสียงสัญญาณ และสามารถใช้เป็นแนวทางในการประยุกต์ใช้กับระบบ OFDM และระบบ DMT ได้



## 1.6 ภาพรวมของวิทยานิพนธ์

บทที่ 1 บทนำ มีเนื้อหาประกอบด้วยความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์ ปัญหาค่า PAPR และความสำคัญของปัญหา แนวทางในการแก้ปัญหา วัตถุประสงค์ เป้าหมายและขอบเขตของวิทยานิพนธ์ ขั้นตอนและวิธีดำเนินงาน และสุดท้ายประโยชน์ที่ได้รับ

บทที่ 2 ระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์ อธิบายรายละเอียดของระบบสื่อสารแบบหลายช่องสัญญาณและระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์ รวมทั้งหลักการต่างๆ ของระบบ OFDM ได้แก่ การใช้ DFT กับระบบ OFDM การสร้างสัญญาณที่มีค่าเป็นจำนวนจริง การใช้ช่วงเวลาคุมและการใช้วินโดว์กับสัญญาณ OFDM นอกจากนี้ยังกล่าวถึงความไม่สมบูรณ์ของช่องสัญญาณและระบบ เทคนิคการดีเทกต์ และสรุปข้อดีและข้อเสียของระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์

บทที่ 3 การลดกำลังค่ายอดสำหรับระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์ อธิบายปัญหา ค่า PAPR อย่างละเอียดและแสดงการคำนวณค่า PAPR ตามทฤษฎีเปรียบเทียบกับค่า PAPR ที่ได้จากการจำลองแบบของสัญญาณแถบฐานและสัญญาณแถบผ่าน รวมทั้งการขลิบและผลเสียที่ตามมาเนื่องจากการขลิบ สุดท้ายกล่าวถึงตัวอย่างแนวทางในการลดค่า PAPR

บทที่ 4 การลดกำลังค่ายอดโดยใช้วิธีจองและเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ ในบทนี้จะอธิบายวิธีการจองเสียงสัญญาณและวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณอย่างละเอียด รวมทั้งวิธีที่เสนอในวิทยานิพนธ์นี้และรายละเอียดต่างๆ ได้แก่ กำลังส่งเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้น กำลังค่ายอดที่ลดลงต่อจำนวนเสียงสัญญาณหนึ่งเสียง และความซับซ้อนของวิธีที่เสนอ

บทที่ 5 ผลการจำลองแบบ กล่าวถึงสมมติฐานที่ใช้ในการจำลองแบบ ผลการจำลองแบบของวิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอในวิทยานิพนธ์นี้และเปรียบเทียบประสิทธิภาพในการลดค่า PAPR กับผลการจำลองแบบของวิธีการจองเสียงสัญญาณและวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ นอกจากนี้ยังแสดงอัตราบิดผิดพลาดของระบบที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR เปรียบเทียบกับระบบที่ไม่มีการลดค่า PAPR พร้อมทั้งวิเคราะห์และสรุปผลในการจำลองแบบแต่ละแบบ

บทที่ 6 บทสรุป ทำการสรุปผลการวิจัย ข้อดีและข้อเสียของวิธีที่เสนอ ปัญหาที่พบในการทำวิจัยและข้อเสนอแนะสำหรับการทำวิจัยในอนาคต

## บทที่ 2

### ระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห้

ในปัจจุบันมีความต้องการในการส่งข้อมูลด้วยอัตราการส่งข้อมูลสูงเพิ่มมากขึ้น เพื่อรองรับความต้องการพื้นฐานที่สูงขึ้นและเพื่อรองรับการให้บริการรูปแบบใหม่ที่กำลังเติบโตขึ้นอย่างรวดเร็วเช่น การให้บริการแบบมัลติมีเดีย (Multimedia service) ไม่ว่าจะเป็นการให้บริการรูปแบบต่างๆ แก่วงการธุรกิจและอุตสาหกรรม รวมทั้งการให้บริการอื่นๆ เพื่ออำนวยความสะดวกในชีวิตประจำวัน แต่การส่งข้อมูลผ่านช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวกหรือ Additive White Gaussian Noise (AWGN) นั้น อัตราการส่งข้อมูลนอกจากจะถูกจำกัดด้วย สัญญาณรบกวน, แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณ, และกำลังส่งแล้ว อุปสรรคสำคัญที่จำกัดอัตราการส่งข้อมูลอีกประการคือ สภาพของช่องสัญญาณเช่น ผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณ (channel impulse response) หรือความจำของช่องสัญญาณ (channel memory) ระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ ซึ่งทำให้สัญญาณเกิดการเฟดดิ้ง (fading) โดยเฉพาะอย่างยิ่งสภาพของช่องสัญญาณในระบบสื่อสารไร้สาย ที่มีการเฟดดิ้งเกิดขึ้นรุนแรงและเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว ส่งผลให้ต้องเครื่องรับที่มีความซับซ้อนและต้นทุนที่สูงขึ้น

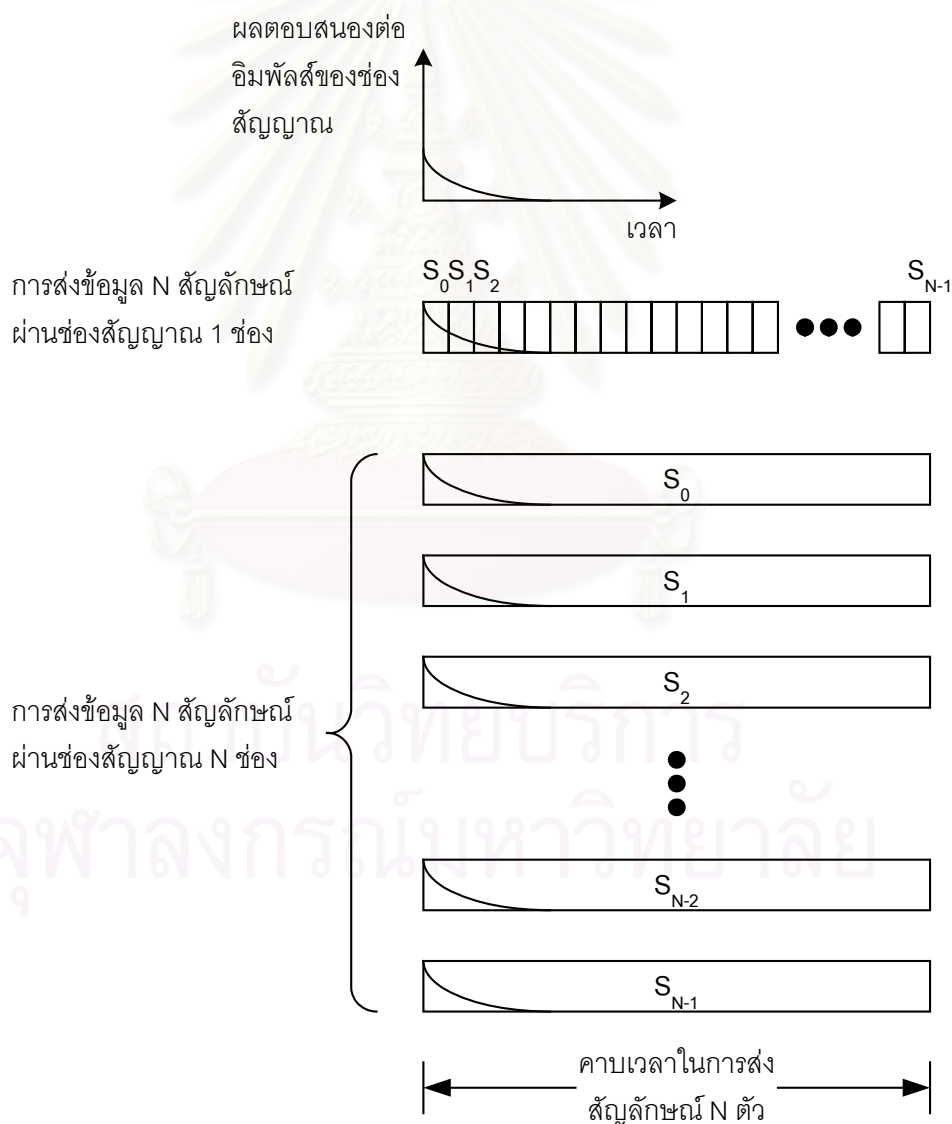
#### 2.1 ระบบสื่อสารแบบหลายช่องสัญญาณและระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห้

การส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณมีการกระจายตามเวลา (time dispersion) ถ้าคาบเวลาระหว่างการส่งสัญญาณแต่ละตัวสั้นกว่าผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณ จะทำให้เกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์หรือ Intersymbol Interference (ISI) คือจะมีสัญลักษณ์ตัวหน้าเดินทางมาถึงเครื่องรับช้าและไปรบกวนสัญลักษณ์ตัวถัดไป ส่งผลให้สัญลักษณ์มีรูปร่างผิดเพี้ยนไป การหลีกเลี่ยงปัญหา ISI โดยการส่งสัญญาณให้คาบเวลาระหว่างการส่งสัญญาณแต่ละตัวกว้างกว่าผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณเป็นการจำกัดอัตราการส่งข้อมูล การหลีกเลี่ยงปัญหาเช่นนี้จึงเป็นวิธีที่ไม่มีประสิทธิภาพ วิธีอีกวิธีหนึ่งที่นิยมใช้แก้ปัญหา ISI ในปัจจุบันคือการใช้ตัวปรับเท่า (Equalizer) ไปติดตั้งไว้ที่เครื่องรับสัญญาณ วิธีการทำงานของตัวปรับเท่าจะใช้การประมาณผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ แล้วนำมาลดผลจาก ISI ออกไป ซึ่งทำให้มีการปรับแก้รูปสัญญาณให้มีคุณสมบัติที่ดีขึ้นเพื่อให้การดึงข้อมูลเดิมกลับคืนมาได้ถูกต้องมากขึ้น แต่เนื่องจากช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วและเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา ดังนั้นคุณสมบัติหรือพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรของตัวปรับเท่าจะต้องสามารถเปลี่ยน

แปลงตามเวลาได้ การปรับตัวตามช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงไปทำให้ต้องใช้ตัวปรับเท่าที่มีความซับซ้อนสูงขึ้น

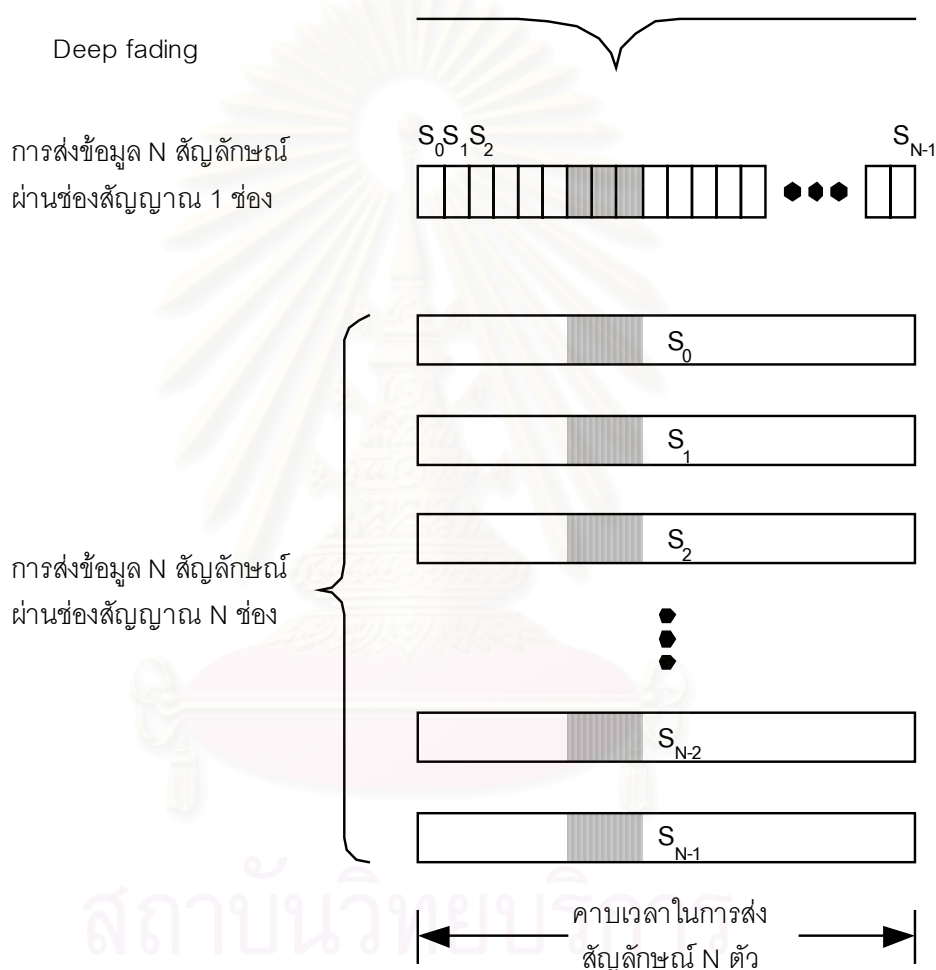
### 2.1.1 ระบบสื่อสารแบบหลายช่องสัญญาณ

ระบบสื่อสารแบบหลายช่องสัญญาณ (multichannel communication) เป็นวิธีหนึ่งที่สามารถแก้ปัญหา ISI ได้ โดยใช้การแบ่งข้อมูลที่ต้องการส่งออกเป็นชุดๆ และส่งข้อมูลแต่ละชุดขนานไปพร้อมๆ กัน โดยใช้ช่องสัญญาณหลายๆ ช่อง ดังรูปที่ 2.1 ทำให้คาบเวลาระหว่างการส่งสัญลักษณ์แต่ละตัวกว้างกว่าผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณ จึงลดผลของ ISI ลงได้



รูปที่ 2.1 ผลกระทบของช่องสัญญาณที่มีการกระจายตามเวลากับระบบส่งข้อมูลแบบอนุกรม และระบบส่งข้อมูลแบบขนาน

นอกจากนี้ระบบสื่อสารแบบหลายช่องสัญญาณยังทนต่อสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ (impulse noise) และ deep fading ซึ่งจะรบกวนสัญญาณอย่างรุนแรงในช่วงเวลาสั้นๆ อาจทำให้สัญลักษณ์ผิดเพี้ยนไปหลายสัญลักษณ์ถ้าส่งด้วยอัตราการส่งข้อมูลสูงผ่านช่องสัญญาณเพียงช่องเดียวดังรูปที่ 2.2 แต่การส่งแบบหลายช่องสัญญาณ สัญลักษณ์ที่ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณย่อยทุกๆ ช่องสัญญาณอาจได้รับการรบกวนทั้งหมด แต่สัญลักษณ์จะผิดเพี้ยนไปเพียงบางส่วนของสัญลักษณ์เท่านั้น ซึ่งทำให้สามารถสร้างสัญลักษณ์ที่ถูกต้องกับคืนมาได้ง่าย

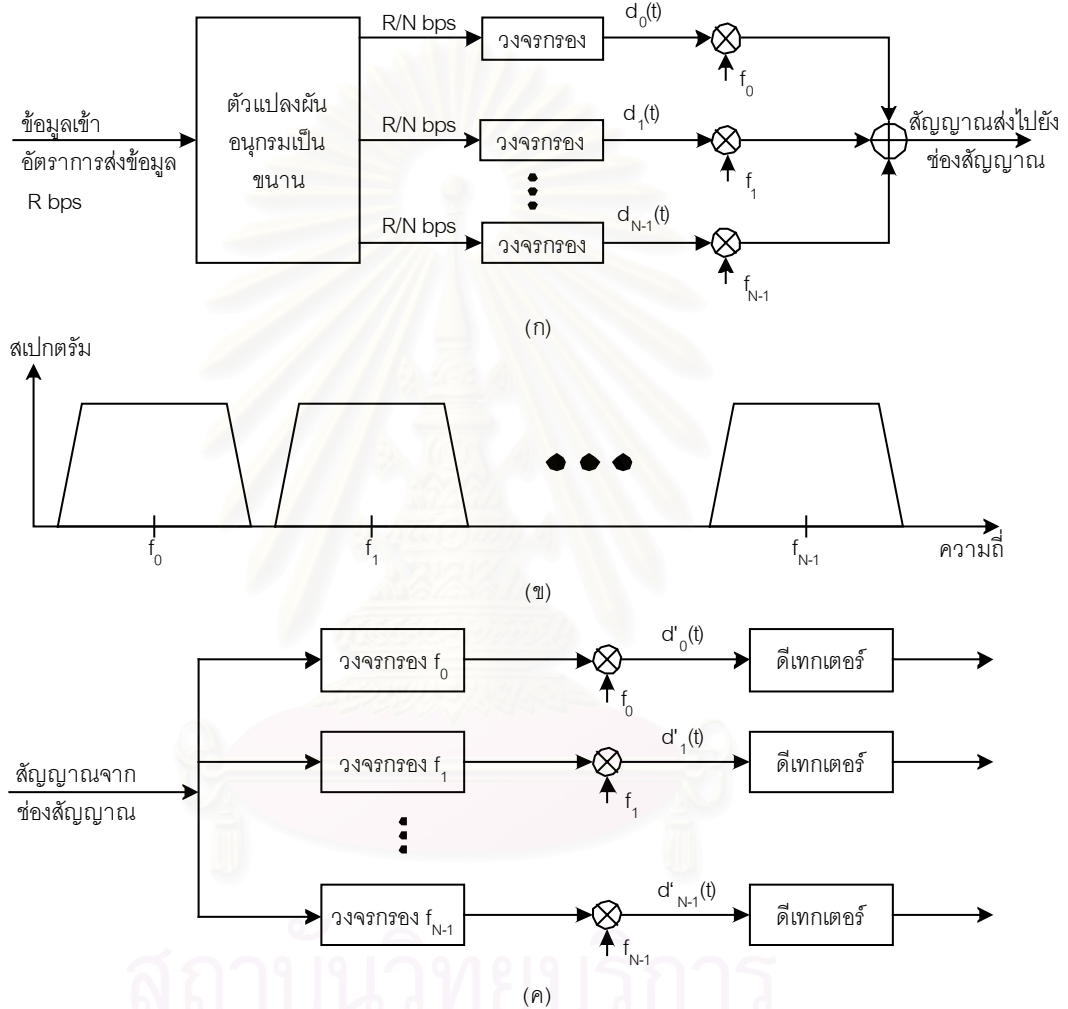


รูปที่ 2.2 ผลกระทบของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์หรือ deep fading ที่เกิดกับระบบส่งข้อมูลแบบอนุกรมและระบบส่งข้อมูลแบบขนาน

### 2.1.2 ระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์

ระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์เป็นรูปแบบหนึ่งของระบบสื่อสารแบบหลายช่องสัญญาณ โดยการแบ่งแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณออกเป็นช่องสัญญาณย่อยหลายๆ ช่อง และช่องสัญญาณย่อยแต่ละช่องใช้คลื่นพาห์ที่แตกต่างกัน การส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์ดั้งเดิม

ใช้หลักการง่ายๆ โดยใช้ Frequency Division Multiple Access (FDMA) แบ่งแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณออกเป็นช่องสัญญาณย่อย  $N$  ช่อง ให้แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณย่อยแต่ละช่องเป็นแบบจำกัดแถบ (band limited) ไม่มีการใช้แบนด์วิดท์ที่ซ้อนเหลื่อมกัน และใช้เครื่องส่ง  $N$  เครื่องและเครื่องรับ  $N$  เครื่อง ทำหน้าที่ส่งและรับข้อมูลของช่องสัญญาณย่อยแต่ละช่อง ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 ระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์แบบดั้งเดิม

(ก) เครื่องส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์

(ข) สเปกตรัมของสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์

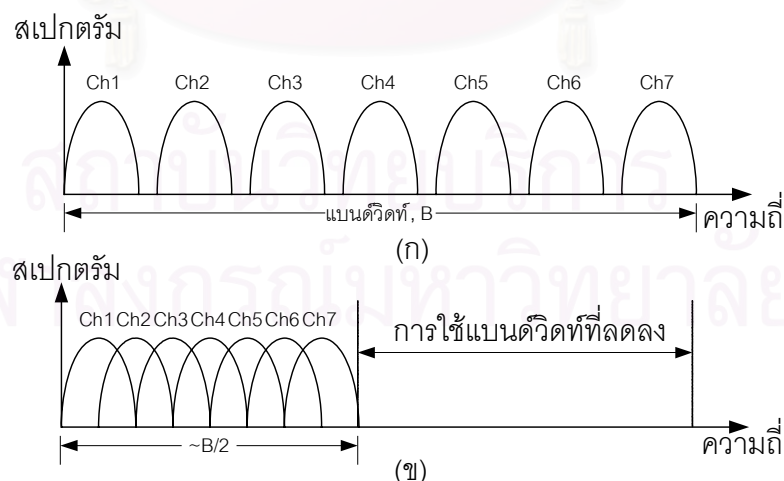
(ค) เครื่องรับสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์

การส่งข้อมูลจะแบ่งข้อมูลที่มีอัตราการส่งข้อมูล  $R$  บิตต่อวินาที ออกเป็นชุดข้อมูลย่อย  $N$  ชุด ทำให้ชุดข้อมูลย่อยแต่ละชุดมีอัตราการส่งข้อมูล  $R/N$  บิตต่อวินาที ชุดข้อมูลย่อยเหล่านี้จะต้องผ่านวงจรรกรอง (filter) เพื่อจำกัดแถบสเปกตรัม ก่อนที่จะนำไปมอดูเลตกับคลื่นพาห์ย่อย

ที่มีความถี่แตกต่างกันไป โดยความถี่ที่ใช้จะต้องออกแบบให้ระยะห่างระหว่างกันกว้างเพียงพอที่จะทำให้สเปกตรัมของคลื่นพหุย่อยแต่ละคลื่นไม่มีการซ้อนเหลื่อมกัน เครื่องรับประกอบด้วยวงจรกรองสัญญาณแถบผ่าน (bandpass filter) จำนวน  $N$  ตัว ทำหน้าที่กรองสัญญาณแบบหลายคลื่นพหุเพื่อดึงสัญญาณเฉพาะสเปกตรัมของคลื่นพหุย่อยแต่ละคลื่นออกมา จากนั้นจะคูณสัญญาณของคลื่นพหุย่อยแต่ละคลื่นด้วยความถี่ของคลื่นพหุย่อยนั้น เพื่อแปลงให้เป็นสัญญาณแถบฐาน แล้วใช้ดีเทกเตอร์ดึงข้อมูลกลับมา ถึงแม้ว่าระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพหุจะสามารถลดปัญหา ISI ลงได้ แต่ยังคงมีข้อเสียที่สำคัญมาก 2 ประการ ประการแรกคือระบบต้องใช้วงจรกรองและตัวผสม (mixer) จำนวนมาก ทำให้ความซับซ้อนและต้นทุนของระบบสูงมาก ข้อเสียอีกประการหนึ่งคือการใช้แบนด์วิดท์อย่างไม่มีประสิทธิภาพ เนื่องจากต้องใช้ระยะห่างระหว่างคลื่นพหุย่อยแต่ละคลื่นที่กว้างเพียงพอ อาจต้องเพิ่มแถบกัน (guard band) เพื่อป้องกันการเคลือบแฝง (aliasing) ระหว่างสเปกตรัมของคลื่นพหุย่อย

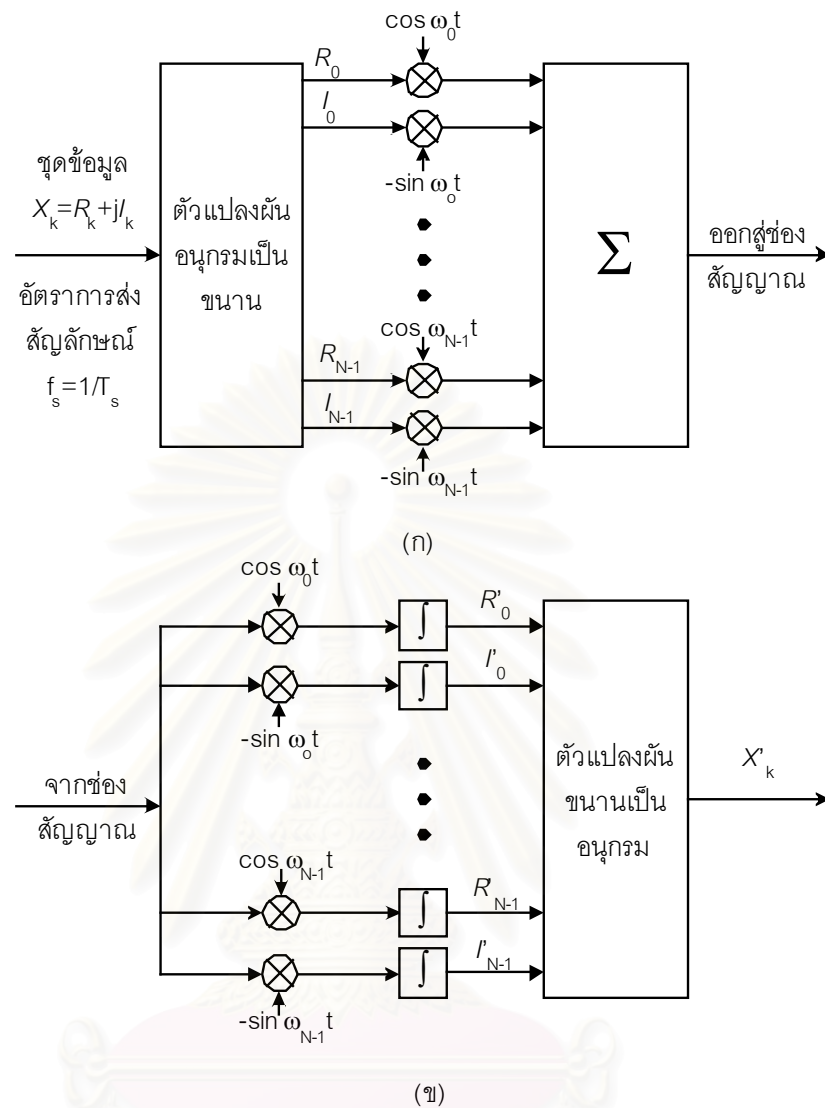
## 2.2 หลักการของระบบ OFDM

ระบบ OFDM เป็นระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพหุรูปแบบหนึ่งซึ่งออกแบบมาให้ใช้แบนด์วิดท์อย่างมีประสิทธิภาพ โดยอาศัยคุณสมบัติของคลื่นพหุที่มีความถี่ตั้งฉากกัน ทำให้สามารถจัดสเปกตรัมของคลื่นพหุย่อยแต่ละคลื่นซ้อนให้เหลื่อมกันได้ โดยที่เครื่องรับสามารถแยกแยะสัญญาณที่มาด้วยคลื่นพหุย่อยที่แตกต่างกันได้ ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 การใช้แบนด์วิดท์ของระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพหุดั้งเดิมและระบบ OFDM

- (ก) สเปกตรัมของคลื่นพหุย่อยของระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพหุดั้งเดิม
- (ข) สเปกตรัมของคลื่นพหุย่อยของระบบ OFDM



รูปที่ 2.5 ระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์แบบ OFDM

(ก) เครื่องส่งของระบบ OFDM

(ข) เครื่องรับของระบบ OFDM

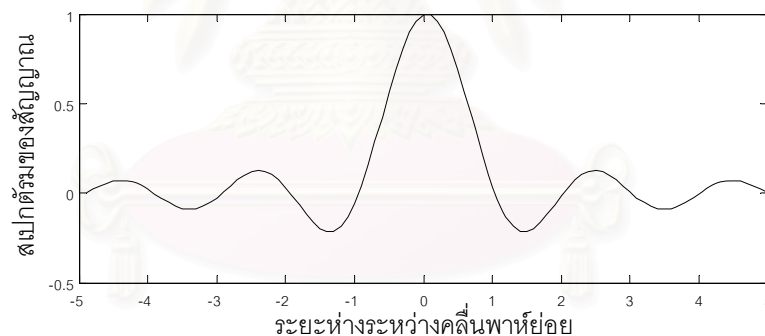
โครงสร้างในรูปที่ 2.5 เป็นรูปแบบทั่วไปของเครื่องส่งและเครื่องรับสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์แบบ OFDM ซึ่งแสดงให้เห็นว่า ถ้าต้องส่งข้อมูลด้วยอัตราการส่งสัญญาณ  $f_s$  สัญญาณต่อวินาที (มีคาบเวลาระหว่างสัญญาณแต่ละตัวเป็น  $T_s$  วินาที โดยที่  $T_s = 1/f_s$ ) ตัวแปลงผันอนุกรมเป็นขนาน (serial-to-parallel converter) จะแบ่งชุดข้อมูลออกเป็นชุดข้อมูลย่อย  $N$  ชุดเพื่อส่งขนานกันไปด้วยอัตราการส่งสัญญาณ  $f_s/N$  สัญญาณต่อวินาที ทำให้มีคาบเวลาระหว่างสัญญาณแต่ละตัวเป็น  $T = NT_s$  วินาที หมายความว่าในช่วงเวลา  $[0, T]$  สามารถส่งสัญญาณได้  $N$  สัญญาณ สมมติให้เป็น  $X_0, X_1, \dots, X_k, \dots, X_{N-1}$  โดยที่  $X_k$  เป็นสัญญาณแบบสอง

มิตี เช่น สัญญาณ Multiple Phase-Shift Keying (MPSK) หรือสัญญาณ Quadrature Amplitude Modulation (QAM) ซึ่งสามารถเขียนให้อยู่ในรูป  $X_k = R_k + jI_k$  โดย  $R_k$  และ  $I_k$  เป็นจำนวนจริงที่แทนส่วนประกอบ in-phase และ quadrature ของสัญญาณตามลำดับ ส่วนประกอบ in-phase จะถูกคูณด้วยฟังก์ชันโคไซน์ที่มีความถี่เชิงมุมของคลื่นพหุย่อยที่  $k$  เป็น  $\omega_k$  และส่วนประกอบ quadrature จะถูกคูณด้วยฟังก์ชันไซน์ที่มีความถี่เชิงมุมของคลื่นพหุย่อยที่  $k$  เป็น  $\omega_k$  เช่นเดียวกัน ทำให้ได้สัญญาณส่งของสัญญาณแบบหลายคลื่นพหุ (N แทนจำนวนคลื่นพหุย่อย)

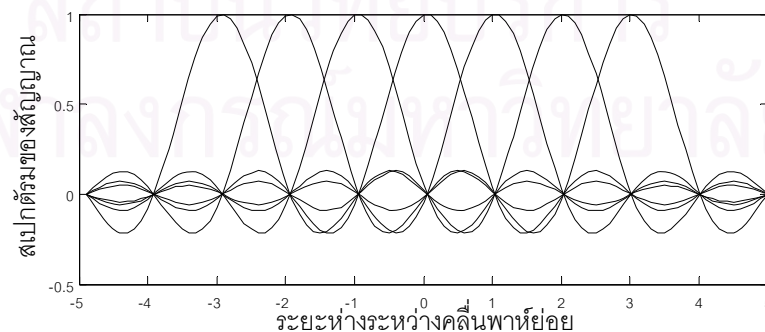
$$x(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j\omega_k t} \right\}, \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.1)$$

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} [R_k \cos \omega_k t - I_k \sin \omega_k t], \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.2)$$

ความถี่เชิงมุมของคลื่นพหุย่อย  $\omega_k = 2\pi f_k$  โดย  $f_k$  คือความถี่กลาง (central frequency) ของคลื่นพหุย่อยที่  $k$  ซึ่งมีค่าเป็น  $f_k = f_0 + k\Delta f$  ค่า  $f_0$  เป็นความถี่ออฟเซตของคลื่นพหุ และ  $\Delta f$  เป็นพารามิเตอร์ที่กำหนดระยะห่างระหว่างความถี่กลางของคลื่นพหุย่อยแต่ละคลื่น



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.6 การใช้สเปกตรัมของคลื่นพหุย่อยแต่ละคลื่นซ้อนเหลื่อมกัน

(ก) สเปกตรัมของคลื่นพหุย่อย 1 คลื่น

(ข) สเปกตรัมของคลื่นพหุย่อย 7 คลื่น

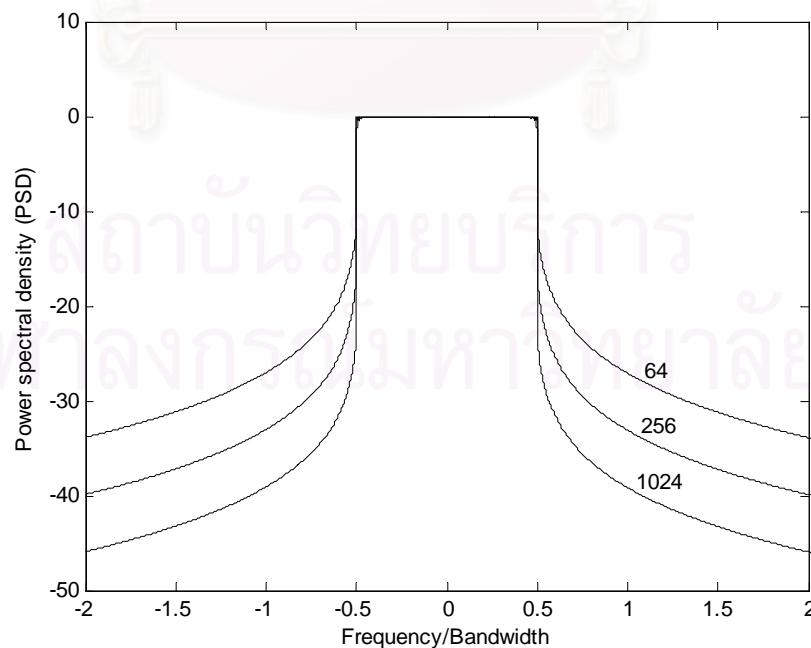


การเลือกพารามิเตอร์  $\Delta f$  ในระบบ OFDM จะเลือกให้ความถี่กลางของคลื่นพหุย่อยแต่ละคลื่นตั้งฉากซึ่งกันและกัน เพื่อให้สเปกตรัมของคลื่นพหุย่อยแต่ละคลื่นซ้อนเหลื่อมกันได้ สมมุติให้สัญญาณที่ถูกส่งด้วยคลื่นพหุย่อยแต่ละคลื่นมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ( $\text{rect}(\frac{t}{T})$ ) ซึ่งมีคาบเวลาเป็น  $T$  วินาที ผลการแปลงฟูริเยร์ของพัลส์สี่เหลี่ยมนี้จะมีลักษณะเป็นฟังก์ชันซิงก์ ( $\text{sinc}(\frac{t}{T}) = \sin(\frac{t}{T})/(\frac{t}{T})$ ) ซึ่งจะมีขนาดเป็นศูนย์เมื่อค่า  $\frac{t}{T}$  มีค่าเป็นเลขจำนวนเต็ม ดังรูปที่ 2.6(ก) ดังนั้นถ้าออกแบบให้ระยะห่างระหว่างความถี่กลางของคลื่นพหุย่อยแต่ละคลื่น  $\Delta f$  มีค่าเป็น  $\frac{1}{T}$  จะทำให้สเปกตรัมของคลื่นพหุย่อยคลื่นหนึ่งจะมีค่าเป็นศูนย์พอดีที่ความถี่กลางของคลื่นพหุย่อยคลื่นอื่นๆ ดังรูปที่ 2.6(ข) และสามารถแสดงสัญญาณส่งของสัญญาณ OFDM สัญญาณหนึ่งได้ดังนี้

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} [X_k e^{j\omega_k t} \times \text{rect}(\frac{t}{T})] , 0 \leq t \leq T \quad (2.3)$$

และจะได้ผลการแปลงฟูริเยร์ของ  $x(t)$  เป็น

$$P(f) = T \sum_{k=0}^{N-1} X_k \frac{\sin\pi\left(\frac{f-f_k}{\Delta f}\right)}{\pi\left(\frac{f-f_k}{\Delta f}\right)} \quad (2.4)$$



รูปที่ 2.7 ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณ OFDM ที่ใช้คลื่นพหุย่อย 64, 256, และ 1024 คลื่น

ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลัง (Power Spectral Density : PSD) ของสัญญาณ OFDM คือ  $\overline{P(f)^2}/T$  โดยสัญลักษณ์ overbar แสดงถึงค่าเฉลี่ยของข้อมูลทั้งหมด ในรูปที่ 2.7 แสดงความหนาแน่นเชิงสเปกตรัมกำลังของสัญญาณ OFDM ใช้จำนวนคลื่นพาห่อย่อย  $N = 64, 256$  และ  $1024$  สังเกตว่าส่วนของสเปกตรัมนอกแคบจะมีขนาดลดลงเมื่อใช้จำนวนคลื่นพาห่อย่อยมากขึ้น ดังนั้นเมื่อคลื่นพาห่อย่อยจำนวนมากสเปกตรัมของสัญญาณ OFDM จะมีลักษณะคล้ายกับการมอดูเลตด้วยคลื่นพาห่เดียวที่ผ่านการกรองจนได้สัญญาณแถบผ่านที่มีสเปกตรัมเป็นสี่เหลี่ยม

ด้านเครื่องรับ ถ้าสมมุติให้สภาพช่องสัญญาณสมบูรณ์และไม่มีสัญญาณรบกวน สัญญาณที่รับได้คือ  $x(t)$  ในสมการที่ (2.3) การดึงข้อมูลที่คลื่นพาห่อย่อยที่  $k$  ทำได้โดยคูณด้วย  $e^{-j\omega_k t}$  หรือคูณด้วยฟังก์ชันโคไซน์  $\cos \omega_k t$  เพื่อแยกสัญลักษณ์ in-phase ของคลื่นพาห่อย่อยที่  $k$  และคูณด้วยฟังก์ชันไซน์  $\sin \omega_k t$  เพื่อแยกสัญลักษณ์ quadrature phase ของคลื่นพาห่อย่อยที่  $k$  แล้วนำไปอินทิเกรตตลอดช่วงเวลา  $[0, T]$  ทำให้ได้สัญลักษณ์ที่  $k$  ดังนี้

$$\widehat{X}_k = \int_0^T x(t) e^{-j\omega_k t} dt = \sum_{l=0}^{N-1} X_l \int_0^T e^{j2\pi\Delta f(l-k)t} dt \quad (2.5)$$

ในกรณี OFDM ซึ่ง  $\Delta f = 1/T$  นั้น ส่วนของการอินทิเกรตในสมการที่ (2.5) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\int_0^T e^{j2\pi\Delta f(l-k)t} dt = \delta(l-k) \quad (2.6)$$

ฟังก์ชันเดลตา (delta function)  $\delta(l-k)$  จะมีค่าเท่ากับ 1 เมื่อ  $l = k$  และมีค่าเท่ากับ 0 เมื่อ  $l \neq k$  ดังนั้น  $\widehat{X}_k = X_k$  แสดงว่าสามารถแยกแยะสัญลักษณ์ที่ถูกส่งมาด้วยคลื่นพาห่อย่อยที่ตั้งฉากกันได้ แม้ว่าสเปกตรัมของคลื่นพาห่อย่อยจะซ้อนเหลื่อมกัน

แม้ว่าการใช้คลื่นพาห่อย่อยที่มีความถี่ตั้งฉากกันสามารถช่วยให้มีการใช้แบนด์วิดท์อย่างมีประสิทธิภาพแล้วก็ตาม แต่ระบบยังคงมีต้นทุนและความซับซ้อนในเครื่องส่งและเครื่องรับสูงอยู่มาก จึงยังไม่เหมาะกับการประยุกต์ใช้ในเชิงพาณิชย์ จนกระทั่งปี ค.ศ. 1971 Weinstein และ Ebert ได้นำเสนอวิธีการใช้ IDFT มาเป็นมอดูเลเตอร์ และใช้ DFT เป็นดีมอดูเลเตอร์ของสัญญาณ OFDM ทำให้โครงสร้างของระบบ OFDM ลดความซับซ้อนลงอย่างมาก ส่งผลให้เกิดความตื่นตัวและเริ่มมีการประยุกต์ใช้งานเพิ่มขึ้นมากในเชิงพาณิชย์ แม้ว่าจะมีรายละเอียดปลีกย่อยที่ต้องแก้ปัญหาที่ตามมาในทางปฏิบัติ เช่นความไม่สมบูรณ์ของช่องสัญญาณซึ่งทำให้เกิดการ

กระจายตามเวลาและการแกว่งตัวตามเวลา รวมทั้งความไม่สมบรูณ์อุปกรณ์ เช่น ความผิดพลาดทางเวลาหรือทางความถี่ และวงจรมอดูเลชันของเครื่องส่งที่ทำงานไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งปัญหาดังกล่าวจะกล่าวถึงรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.3

### 2.2.1 การใช้ DFT กับระบบ OFDM

ในทางปฏิบัตินั้นการใช้ DFT และ IDFT กับระบบ OFDM ให้มีประสิทธิภาพ และใช้เวลาในการคำนวณการแปลงผันฟูริเยร์ให้น้อยที่สุด นิยมใช้ขั้นตอนการคำนวณการแปลงผันฟูริเยร์อย่างรวดเร็วหรือ Fast Fourier Transform (FFT) เนื่องจาก FFT ลดปริมาณการคูณและการบวกลงเหลือเพียง  $N/\log_2(N)$  ครั้ง แทนที่จะเป็น  $N^2$  ครั้งด้วยวิธีการคำนวณ DFT ปกติ ซึ่งจะเห็นผลได้ชัดเจนเมื่อ  $N$  มีค่ามากเช่น  $N = 1024$  ปริมาณการคูณและการบวกของ FFT ประมาณ  $10^4$  ครั้ง เมื่อเปรียบเทียบกับปริมาณการคูณและการบวกของ DFT ปกติ ซึ่งมีค่าประมาณ  $10^6$  ครั้ง เห็นได้ชัดว่าขั้นตอนการคำนวณ FFT ลดลงเหลือ 1 ใน 100 เมื่อเทียบกับขั้นตอนการคำนวณ DFT ปกติ ในระบบ OFDM ปัจจุบันจะใช้ IFFT chip และ FFT chip ทำหน้าที่มอดูเลตและดีมอดูเลตสัญญาณ OFDM แทนการใช้วงจรมอดูเลต, ตัวผสม, และดีเทคเตอร์จำนวนมากในรูปที่ 2.3

จากสมการที่ (2.3) เมื่อพิจารณาสัญญาณส่งของสัญญาณ OFDM สัญญาณหนึ่งในกรณีเวลาไม่ต่อเนื่อง โดยสมมติให้  $f_0 = 0$  และแซมปลิงสัญญาณด้วย  $t_n = nT_s$  แล้วสมการที่ (2.3) จะเปลี่ยนเป็น

$$x_n = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi k \Delta f n T_s}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (2.7)$$

ประกอบกับการออกให้ความถี่ตั้งฉากกัน โดยออกแบบให้ระยะห่างระหว่างความถี่ของคลื่นพาห่อย่อยแต่ละคลื่น  $\Delta f = 1/T = 1/NT_s$  ดังนั้นสามารถเขียนสมการที่ (2.7) ใหม่ได้ดังนี้

$$x_n = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi k n / N}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (2.8)$$

จะเห็นว่าสมการที่ (2.8) อยู่ในรูป IDFT ของชุดข้อมูล  $X_0, X_1, \dots, X_k, \dots, X_{N-1}$  ดังนั้นสัญญาณส่งของสัญญาณ OFDM สามารถสร้างโดยการทำ IFFT ขนาด  $N$  จุดได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ในการดึงข้อมูลกลับมาที่เครื่องรับทำได้โดยการทำ DFT กับสัญญาณที่รับได้ ถ้าสมมติให้สภาพช่องสัญญาณสมบรูณ์และปราศจากสัญญาณรบกวน สัญญาณ OFDM ที่รับได้ สัญลักษณ์หนึ่งก็คือชุดของตัวอย่าง  $x_0, x_1, \dots, x_{N-1}$  จำนวน  $N$  ตัวอย่าง ดังนั้นเมื่อทำ FFT ขนาด  $N$  จุดกับสัญญาณ OFDM ที่รับได้ จะสามารถดึงสัญลักษณ์ที่ถูกส่งมาด้วยคลื่นพาห์ย่อยต่างๆ ได้ ดังแสดงในสมการต่อไปนี้

$$\hat{X}_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j2\pi kn/N} \quad (2.9)$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} X_l e^{j2\pi n(l-k)/N} \quad (2.10)$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X_l \sum_{l=0}^{N-1} e^{j2\pi n(l-k)/N} \quad (2.11)$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X_l N \delta(l-k) \quad (2.12)$$

$$= X_k \quad (2.13)$$

### 2.2.2 การสร้างสัญญาณที่มีค่าเป็นจำนวนจริง

โดยปกติสัญญาณ OFDM ที่ได้จากสมการที่ (2.8) ตัวอย่างแต่ละตัวจะมีค่าเป็นจำนวนเชิงซ้อน ซึ่งยังไม่เหมาะสมกับการส่งทั้งสัญญาณแถบฐานหรือสัญญาณแถบผ่าน ในกรณีการส่งสัญญาณแถบผ่าน เช่นระบบสื่อสารไร้สาย จะต้องแปลงตัวอย่าง  $x_n$  แต่ละตัวให้แยกเป็นส่วนประกอบ in-phase และ quadrature phase ก่อนที่จะนำไปมอดูเลตกับคลื่นพาห์ด้วยฟังก์ชันโคไซน์และฟังก์ชันไซน์ตามลำดับ ในกรณีการส่งสัญญาณแถบฐาน ซึ่งไม่ต้องมอดูเลตกับคลื่นพาห์ สัญญาณส่งจำเป็นจะต้องเป็นจำนวนจริง ดังนั้นเพื่อให้เหมาะสมกับการส่งทั้งสัญญาณแถบฐานและสัญญาณแถบผ่านต้องออกแบบตัวอย่างของสัญญาณ OFDM แต่ละตัวมีค่าเป็นจำนวนจริง ซึ่งสามารถทำได้โดยใช้คุณสมบัติสมมาตรของ DFT ทำการแปลงชุดข้อมูล  $\{\tilde{X}_0, \tilde{X}_1, \dots, \tilde{X}_k, \dots, \tilde{X}_{N-1}\}$  ซึ่งมี  $\tilde{N}$  สัญลักษณ์ให้เป็นชุดข้อมูล  $\{X_0, X_1, \dots, X_k, \dots, X_{N-1}\}$  ที่มี  $N=2\tilde{N}$  สัญลักษณ์ โดย  $X_k = \tilde{X}_k$  และ  $X_{N-k} = \tilde{X}_k^*$  เมื่อ  $k=1, 2, \dots, \tilde{N}-1$  และ  $X_0 = \text{Re}(\tilde{X}_0)$  และ  $X_{\tilde{N}} = \text{Im}(\tilde{X}_0)$  โดยที่เครื่องหมาย \* แสดงค่าสังยุคเชิงซ้อน  $\text{Re}(\tilde{X}_0)$  คือค่าจำนวนจริงของ  $\tilde{X}_0$  และ  $\text{Im}(\tilde{X}_0)$  คือค่าจำนวนเชิงซ้อนของ  $\tilde{X}_0$  เมื่อทำ IFFT ขนาด  $N$  จุดกับชุดข้อมูล  $\{X_0, X_1, \dots, X_k, \dots, X_{N-1}\}$  แล้วจะได้สัญญาณซึ่งเป็นสัญญาณแถบฐานที่ตัวอย่างทุกตัวมีค่าเป็นจำนวนจริง สังเกตว่าข้อมูลทั้งหมดจะถูกส่งไปด้วยค่า  $\tilde{N}+1$  ค่าตั้งแต่  $X_0$  จนถึง  $X_{\tilde{N}}$  และส่วนที่เหลือในชุดข้อมูล  $\{X_0, X_1, \dots, X_k, \dots, X_{N-1}\}$  ใช้เพื่อทำให้ได้สัญญาณแถบฐานที่มีค่าเป็นจำนวนจริง จำนวนของตัวอย่าง

ที่เพิ่มขึ้นเป็นสองเท่าแสดงว่าในช่วงเวลา  $T$  วินาทีซึ่งเป็นคาบเวลาของสัญญาณ OFDM สัญญาณหนึ่งจะต้องส่งตัวอย่างทั้งหมด  $N$  ตัวอย่าง ดังนั้นระยะห่างระหว่างตัวอย่างแต่ละตัวต้องเป็น  $T/N$  วินาที หมายความว่าต้องใช้แบนด์วิดท์กว้าง  $N/T$  เฮิรตซ์ และจำนวนคลื่นพาย์ย่อยที่ใช้คือ  $N$  คลื่น

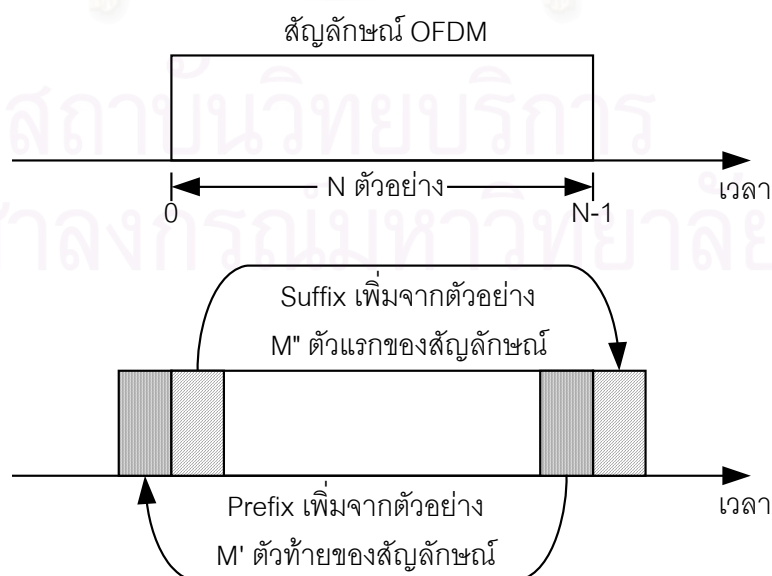
### 2.2.3 ช่วงเวลาคุม

คาบเวลาของการส่งสัญญาณ OFDM แต่ละสัญญาณ ถูกออกแบบมาให้กว้างกว่าผลตอบสนองของช่องสัญญาณ เพื่อลด ISI แต่การซ้อนเหลื่อมกันของสัญญาณ OFDM ที่ถูกส่งติดกัน ยังคงมีอยู่ทำให้ไม่สามารถกำจัด ISI ลงได้หมด ส่งผลให้ประสิทธิภาพลดลงอยู่ การกำจัด ISI ที่เหลืออยู่ทำได้โดยเพิ่มช่วงเวลาคุม (Guard Interval) ระหว่างสัญญาณ OFDM แต่ละสัญญาณ โดยให้ช่วงเวลาคุมมีความกว้างอย่างน้อยที่สุดเท่ากับผลตอบสนองของช่องสัญญาณ ด้วยเทคนิคนี้ เครื่องรับสามารถที่จะตัดตัวอย่างส่วนที่อยู่ในช่วงเวลาคุมทิ้งไป เพราะถือว่าตัวอย่างเหล่านี้เกิดจากผลตอบสนองของช่องสัญญาณ และเครื่องรับจะทำการตีมอดูเลตสัญญาณ OFDM โดยใช้ตัวอย่าง  $N$  ตัวที่เหลืออยู่ การเพิ่มช่วงเวลาคุมอย่างง่ายทำได้โดยให้เครื่องส่งส่งตัวอย่างที่มีขนาดเป็นศูนย์เพิ่มเข้าไปให้มีระยะเวลาเท่ากับช่วงเวลาคุม

ปัญหาเกี่ยวกับการแทรกสอดที่สำคัญอีกปัญหาหนึ่งคือ การแทรกสอดระหว่างช่องสัญญาณหรือ Interchannel Interference (ICI) ICI เป็นการแทรกสอดของสัญญาณจากช่องสัญญาณย่อยอื่นๆ ที่ถูกส่งในคาบเวลาเดียวกัน ซึ่งแตกต่างจาก ISI ที่เป็นการแทรกสอดของสัญญาณในช่องสัญญาณย่อยช่องเดียวกัน ICI เกิดจากหลายสาเหตุเช่น การแกว่งตัวตามเวลาของช่องสัญญาณ (channel time Variations), การเลื่อนทางความถี่ (frequency offset), และสัญญาณกวนทางเฟส (phase Noise) ซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อที่ 2.3 สาเหตุที่ทำให้เกิด ICI ในระบบ OFDM อีกประการเกิดจากระบวนการทำ FFT ที่เครื่องรับซึ่งจะอธิบายต่อไปดังนี้ ถ้าสมมติให้สัญญาณ OFDM สัญญาณหนึ่งมี  $N$  ตัวอย่างและมีระยะเวลาระหว่างตัวอย่างเป็น  $T_s$  วินาที ดังนั้นความยาวของสัญญาณคือ  $NT_s$  วินาที เมื่อสัญญาณนี้ผ่านช่องสัญญาณที่มีความยาวของผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณเป็น  $L T_s$  วินาที จะได้สัญญาณที่มีความยาว  $(L+N)T_s$  วินาที หรือมีตัวอย่างเพิ่มขึ้นเป็น  $L+N$  ตัวอย่างเนื่องมาจากผลของการคอนโวลูชันเชิงเส้น (linear convolution) ของสัญญาณกับช่องสัญญาณ แต่กระบวนการทำ FFT ที่เครื่องรับทำ

เพียง  $N$  ตัวอย่าง ซึ่งจะทำให้ช่องสัญญาณย่อยแต่ละช่องสูญเสียคุณสมบัติตั้งฉากซึ่งกันและกันส่งผลให้เกิด ICI ตามมา

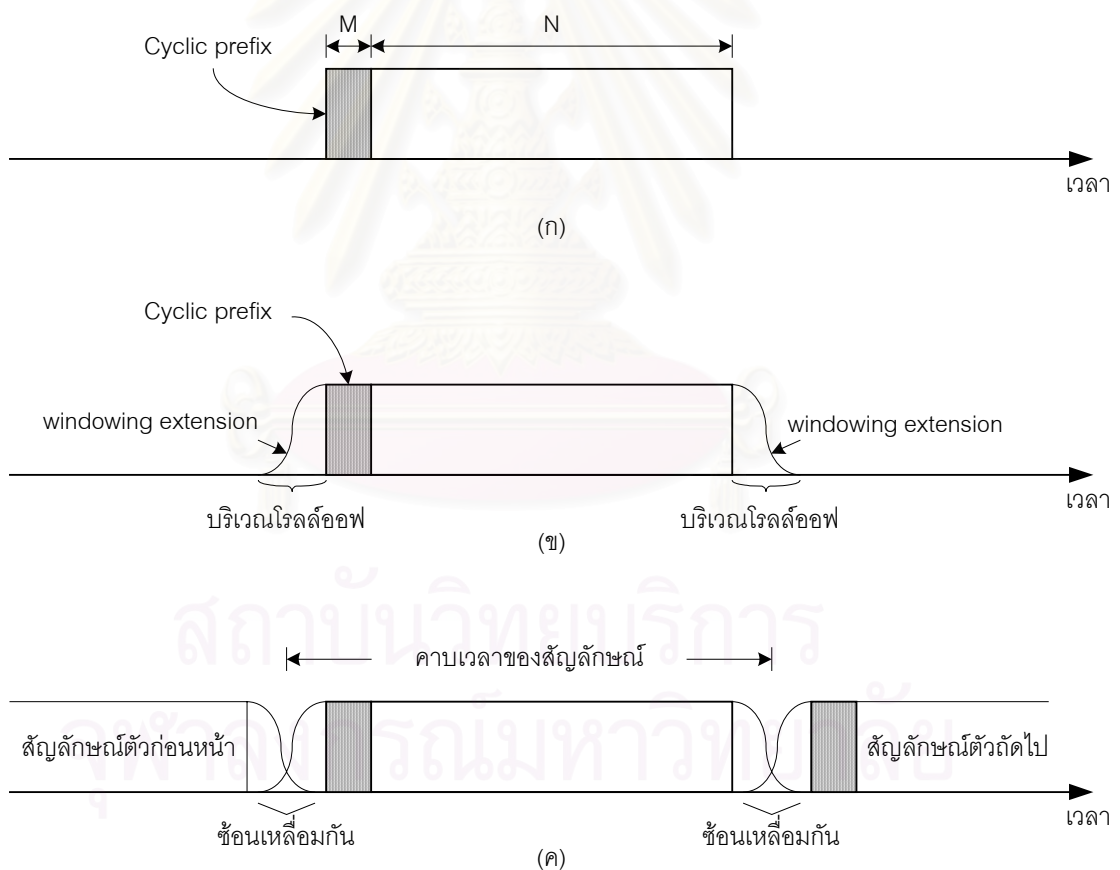
ถ้าพิจารณาปัญหาข้างต้นจะเห็นว่าต้นเหตุเกิดจากการคอนโวลูชันเชิงเส้นของสัญลักษณ์กับช่องสัญญาณ ดังนั้นถ้าทำให้การคอนโวลูชันของสัญลักษณ์กับช่องสัญญาณมีลักษณะเป็นการคอนโวลูชันแบบวน (cyclic convolution) ได้ จะทำให้กระบวนการทำ FFT เพียง  $N$  ตัวอย่าง ไม่ทำให้ช่องสัญญาณย่อยแต่ละช่องสูญเสียคุณสมบัติตั้งฉากซึ่งกันและกันได้ วิธีที่ใช้ส่วนใหญ่คือการเพิ่มจำนวนตัวอย่างให้กับสัญลักษณ์ OFDM แทนลงในช่วงเวลา  $M$  จำนวนตัวอย่างที่เพิ่มจะต้องมีความยาวมากกว่าผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณ ตัวอย่างที่เพิ่มเข้ามาแบ่งออกเป็น 2 แบบตามตำแหน่งที่เพิ่มเข้าไป ถ้าเติมข้างหน้าของสัญลักษณ์ OFDM เดิมเรียกว่า cyclic prefix โดยจะทำการคัดลอกตัวอย่าง  $M'$  ตัวที่อยู่ท้ายสุดของสัญลักษณ์ OFDM เดิมนำมาเติมข้างหน้าของสัญลักษณ์ OFDM เดิม แต่ถ้าทำการคัดลอกตัวอย่าง  $M''$  ตัวที่อยู่ข้างหน้าสุดของสัญลักษณ์ OFDM เดิมนำมาเติมต่อท้ายของสัญลักษณ์ OFDM เดิมจะเรียก cyclic suffix เมื่อทำการเติม cyclic prefix และ cyclic suffix แล้วทำให้สัญลักษณ์ OFDM มีจำนวนตัวอย่างเพิ่มขึ้น  $M = M' + M''$  ตัว ดังรูปที่ 2.8 ในบางระบบอาจเลือกเพิ่มเฉพาะ cyclic prefix ( $M'' = 0$ ) หรือเพิ่มเฉพาะ cyclic suffix ( $M' = 0$ ) ซึ่งขึ้นอยู่กับกรออกแบบ แต่ไม่ว่าจะเลือกแบบใดก็ต้องออกแบบให้  $M \geq L$  เพื่อเป็นการแก้ปัญหา ICI โดยตัวอย่างที่เพิ่มเข้ามาจะถูกตัดทิ้งไปที่เครื่องรับก่อนที่จะทำ FFT กับตัวอย่าง  $N$  ตัว การเพิ่มตัวอย่างนี้จะลดประสิทธิภาพของการส่งในระบบ OFDM ลงเล็กน้อยด้วยตัวประกอบ  $N/(N+M)$  ซึ่งระบบ OFDM ส่วนมากจะออกแบบให้ตัวอย่างที่เพิ่มเข้ามาและช่วงเวลาคู่มีขนาดไม่เกิน 10% จนถึง 20% ของคาบเวลาของสัญลักษณ์



รูปที่ 2.8 การเพิ่มช่วงเวลาคู่ด้วยการใช้คอนโวลูชันแบบวน

## 2.2.4 การใช้วินโดว์กับสัญลักษณ์ OFDM

การออกแบบระบบสื่อสารมีสิ่งหนึ่งที่ต้องคำนึงถึงคือสเปกตรัมของสัญญาณ การออกแบบที่ดีต้องทำให้สเปกตรัมของสัญญาณอยู่ในแบนด์วิดท์ที่ต้องการ และต้องออกแบบให้สเปกตรัมของสัญญาณนอกแบบ (out-of-band) มีขนาดน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ เพื่อให้เกิดการรบกวนแบนด์วิดท์ของสัญญาณอื่นๆ ที่อยู่ข้างเคียงน้อยที่สุด ในระบบ OFDM ที่กล่าวมาข้างต้นจะมีรูปร่างของสัญลักษณ์เป็นสี่เหลี่ยมที่ประกอบด้วยตัวอย่าง  $N$  ตัวรวมกับตัวอย่างที่เพิ่มจากการทำ cyclic prefix อีก  $M$  ตัว นั่นคือสัญลักษณ์สี่เหลี่ยมที่มีความยาว  $(N+M)T_s$  วินาที ดังรูปที่ 2.9 (ก) เนื่องจากรูปร่างสี่เหลี่ยมมีขนาดที่ขอบของสัญลักษณ์เพิ่มขึ้นทันทีทันใด ทำให้ขนาดสเปกตรัมของสัญญาณนอกแถบมีค่าสูง ดังรูปที่ 2.7 ที่ผ่านมาแล้ว



รูปที่ 2.9 การใช้วินโดว์กับสัญลักษณ์ OFDM

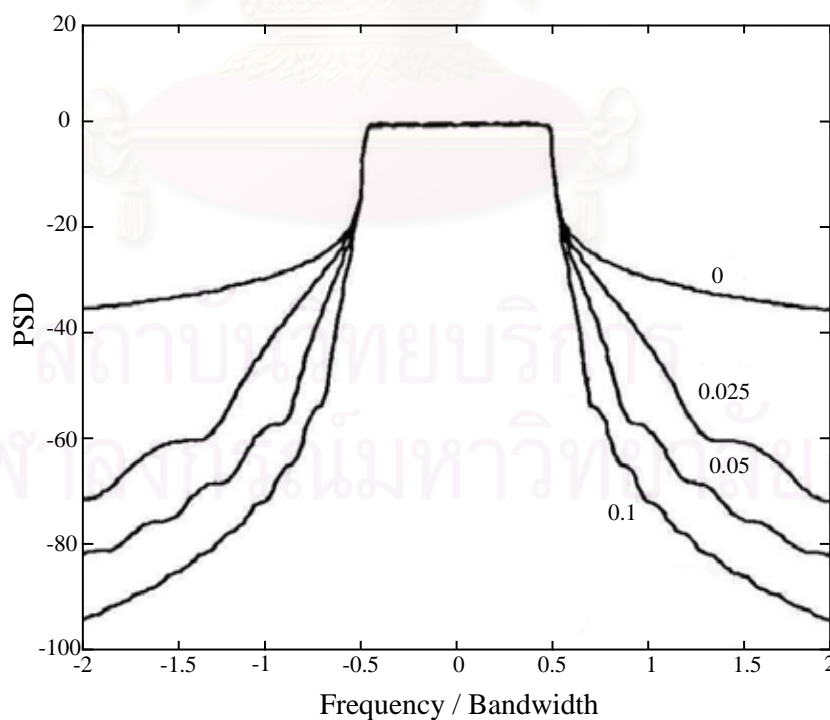
(ก) สัญลักษณ์ OFDM ที่ทำ cyclic prefix

(ข) สัญลักษณ์ OFDM เมื่อทำวินโดว์

(ค) ชุดของสัญลักษณ์ OFDM ที่ทำวินโดว์

เทคนิคง่าย ๆ ที่สามารถลดขนาดสเปกตรัมของสัญญาณนอกแถบคือ การทำให้รูปร่างของสัญญาณเปลี่ยนไปไม่เป็นรูปสี่เหลี่ยม โดยทั่วไปนิยมทำให้รูปร่างของสัญญาณใหม่มีลักษณะเป็นฟังก์ชันเรสต์โคไซน์ (raised cosine function) เทคนิคการเปลี่ยนรูปร่างของสัญญาณนี้เรียกว่าการทำวินโดว์ (Windowing) วิธีการก็คือเพิ่มขนาดของคาบของสัญญาณให้ยาวขึ้น โดยส่วนที่เพิ่มขึ้นมานี้เรียกว่าบริเวณโรลล์ออฟ (roll-off region) และขนาดของตัวอย่างในบริเวณนี้จะมีขนาดค่อนๆ ลดลงอย่างรวดเร็วดังรูปที่ 2.9 (ข) นอกจากนี้บริเวณโรลล์ออฟสามารถใช้ซ้อนเหลื่อมกันกับสัญญาณที่อยู่ติดกันได้ ดังรูปที่ 2.9 (ค) เนื่องจากบริเวณโรลล์ออฟนี้ไม่ผลต่อกระบวนการ FFT ที่เครื่องรับ

รูปที่ 2.10 แสดงความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณ OFDM ที่ใช้จำนวนคลื่นพาหีย่อย 64 คลื่นที่ทำให้รูปร่างของสัญญาณใหม่มีลักษณะเป็นฟังก์ชันเรสต์โคไซน์ โดยใช้ค่าแฟกเตอร์โรลล์ออฟ (roll-off factor),  $\beta$  เป็น 0, 0.025, 0.05, และ 0.1 ตามลำดับ ค่าแฟกเตอร์โรลล์ออฟคืออัตราส่วนระหว่างคาบเวลาบริเวณโรลล์ออฟต่อคาบเวลาของสัญญาณทั้งหมด รูปที่ 2.10 แสดงให้เห็นว่าการเพิ่มขนาดของคาบของสัญญาณด้วยการทำวินโดว์เพียงเล็กน้อยจะสามารถลดขนาดสเปกตรัมของสัญญาณนอกแถบลงได้อย่างมาก



รูปที่ 2.10 ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณ OFDM ที่ทำวินโดว์



## 2.2.5 การเข้ารหัส

ระบบสื่อสารบนช่องสัญญาณแถบกว้าง (wideband channel) มักพบกับปัญหาเฟดดิ้งเฉพาะความถี่ (frequency selective fading) เช่นเดียวกับระบบ OFDM ถึงแม้ว่าเฟดดิ้งในช่องสัญญาณย่อยแต่ละช่องของระบบ OFDM จะมีลักษณะเป็นเฟดดิ้งแบบราบ (flat fading) ก็ตาม แต่ในระบบสื่อสารไร้สายที่มีการเฟดดิ้งอย่างรุนแรงและเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว ดังนั้นการเฟดดิ้งในช่องสัญญาณย่อยบางช่องอาจมีค่าสูงมาก ทำให้ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนหรือ Signal-to-Noise Ratio (SNR) ในช่องสัญญาณย่อยเหล่านี้มีค่าต่ำมาก และอาจมีช่องสัญญาณย่อยบางช่องที่สัญญาณจางหายไปหมด ช่องสัญญาณย่อยบางช่องที่มีค่า SNR ต่ำมากๆ จะทำให้ประสิทธิภาพโดยรวมของระบบต่ำลงได้ แม้ว่าจะไม่มีความผิดพลาดเกิดขึ้นกับช่องสัญญาณย่อยส่วนใหญ่ จึงหลีกเลี่ยงไม่ได้ที่ต้องทำการเข้ารหัสแก้ความผิดพลาด (error correcting code) กับข้อมูลเพื่อแก้ความผิดพลาดในช่องสัญญาณย่อยที่มีค่า SNR ต่ำจากที่กล่าวมาข้างต้น การเข้ารหัสในระบบ OFDM มักทำกับข้อมูลในโดเมนเวลา (ข้อมูลหลังทำ IFFT) และสัญลักษณ์ในโดเมนความถี่ (ข้อมูลก่อนทำ IFFT) พร้อมๆ กัน เพื่อให้ได้ประสิทธิภาพสูงสุดในการแก้ไขความผิดพลาดที่เกิดจากช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงไปตามเวลา

## 2.3 ความไม่สมบูรณ์ของช่องสัญญาณและระบบ

นอกจากสัญญาณรบกวนและผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่มีผลต่อประสิทธิภาพของระบบสื่อสารแล้ว ยังมีปัญหาอื่น ๆ ที่เกิดจากความไม่สมบูรณ์ของช่องสัญญาณและระบบยังส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของระบบ OFDM เช่นการเปลี่ยนตามเวลาของช่องสัญญาณ, ความถี่ออฟเซต (frequency offset), สัญญาณรบกวนเฟส (phase noise) และการผิดพลาดทางเวลา (timing error) ซึ่งปัญหาดังกล่าวจะทำให้คุณสมบัติตั้งฉากของคลื่นพาร์ย่อยแต่ละคลื่นเสียไป ส่งผลให้การตรวจวัดข้อมูลอาจเกิดความผิดพลาดได้ นอกจากนี้อัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณแบบหลายคลื่นพาร์ที่สูงมาก ยังเป็นปัญหาใหญ่อีกปัญหาหนึ่งที่ลดประสิทธิภาพของระบบลง

### 2.3.1 สัญญาณรบกวนและการแทรกสอด

การวัดประสิทธิภาพของระบบส่วนใหญ่นิยมแสดงเป็นอัตราความผิดพลาด เช่น อัตราบิตผิดพลาด (bit error rate) หรือ อัตราสัญลักษณ์ผิดพลาด (symbol error rate) ระบบที่มี

ประสิทธิภาพสูงคือระบบที่มีอัตราความผิดพลาดต่ำ แต่สิ่งหนึ่งที่หลีกเลี่ยงไม่ได้ในระบบสื่อสาร และทำให้ระบบมีประสิทธิภาพลดลงก็คือ สัญญาณรบกวน (noise) ต่างๆ ไม่ว่าจะเป็นสัญญาณรบกวนชนิดควอนตัม (quantum noise), สัญญาณรบกวนแบบช็อต (shot noise), สัญญาณรบกวนเชิงความร้อน (thermal noise) และสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ (impulse noise) นอกจากนี้ยังมีการแทรกสอด (interference) ที่เกิดจากสัญญาณของช่องสัญญาณอื่นๆ ที่ใช้แบนด์วิดท์ใกล้เคียงกันหรือการแทรกสอดจากช่องสัญญาณย่อยอื่นๆ ในกรณีระบบสื่อสารแบบหลายช่องสัญญาณสิ่งต่างๆ เหล่านี้มีผลทำให้ประสิทธิภาพของระบบลดลง ดังนั้นระดับของสิ่งต่างๆ เหล่านี้สามารถบอกถึงระดับประสิทธิภาพของระบบได้ เช่น อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน หรือ Signal-to-Ratio (SNR), อัตราส่วนสัญญาณต่อสิ่งแทรกสอดและสัญญาณรบกวนหรือ Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio (SINR)

ในระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์ ช่องสัญญาณย่อยแต่ละช่องซึ่งเป็นอิสระต่อกัน จะมีอัตราส่วนสัญญาณต่อสิ่งแทรกสอดและสัญญาณรบกวนแตกต่างกัน การทำให้ประสิทธิภาพสูงสุดอาจทำได้โดยใช้การควบคุมกำลังหรือการเข้ารหัสกับช่องสัญญาณย่อยแต่ละช่องให้แตกต่างกัน แต่ถ้าพิจารณาเพียงช่องสัญญาณที่มีเพียง AWGN โดยมีลักษณะเหมือนกันทุกๆ ความถี่และไม่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาแล้ว ช่องสัญญาณย่อยแต่ละช่องจะมีประสิทธิภาพเท่ากันหมด และระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์จะมีประสิทธิภาพเหมือนกับระบบสื่อสารที่ใช้คลื่นพาห์เดี่ยวเมื่อใช้วิธีการมอดูเลต, แบนด์วิดท์, และกำลังส่งเหมือนกันทุกประการ

### 2.3.2 การกระจายตามเวลาของช่องสัญญาณ

สัญญาณที่เครื่องรับรับได้อาจได้มาจากหลายทิศทาง ส่งผลให้สัญญาณที่รับได้มีกระจายตัวตามเวลาหรือคาบเวลาของสัญลักษณ์ที่รับได้นั้นกว้างกว่าคาบเวลาของสัญลักษณ์ที่ออกมาจากเครื่องส่ง ซึ่งทำให้เกิด ISI ดังที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 2.1 ถ้าพิจารณาทางคณิตศาสตร์โดยให้ผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณอยู่ในรูปแบบเวลาไม่ต่อเนื่องโดยเป็นเซต  $\{h_l, 0 \leq l \leq L\}$  และมีระยะเวลาระหว่างตัวอย่างแต่ละตัวเป็น  $T_s$  วินาที จะได้ว่าช่องสัญญาณนี้มีเวลาประวิงนานที่สุด  $LT_s$  วินาที และสามารถแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของคลื่นพาห์ย่อยที่  $f_k$  อยู่ในรูปผลการแปลงฟูริเยร์ของผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณได้ดังนี้

$$H_k = H\left(\frac{2\pi k}{N}\right) = \sum_{l=0}^L h_l e^{-j2\pi l k/N} \quad (2.14)$$

ถ้าสมมุติให้ช่องสัญญาณไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาแล้วค่า  $h_k$  แต่ละค่าจะคงที่ ดังนั้นการเลือกคาบเวลาของสัญลักษณ์และช่วงเวลาคุ่มให้เหมาะสม พร้อมกับการใช้ cyclic prefix หรือ cyclic suffix เพื่อแก้ปัญหาการแทรกสอดระหว่างช่องสัญญาณย่อย จะได้ชุดข้อมูลที่เครื่องรับรับได้เป็น

$$\hat{X}_k = H_k X_k + \eta_k \quad (2.15)$$

โดยที่  $\eta_k$  คือสัญญาณรบกวนแบบเกาส์ที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณย่อยที่  $k$  และสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณย่อยที่ต่างกันจะไม่มีสหสัมพันธ์ต่อกัน นั่นคือ  $E[\eta_k \eta_k^*] = \sigma_k^2 \delta(k-l)$  ผลกระทบที่เกิดขึ้นกับข้อมูลในช่องสัญญาณย่อยแต่ละช่องคือ  $H_k$  ซึ่งเป็นค่าเชิงซ้อน ดังนั้นถ้าช่องสัญญาณไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาแล้ว การกำจัดผลกระทบที่เกิดจากการกระจายตามเวลาของช่องสัญญาณทำได้โดยคูณค่า  $1/H_k$  กับสัญลักษณ์ของช่องสัญญาณย่อยแต่ละช่องหลังจากที่ทำ FFT ที่เครื่องรับแล้ว

### 2.3.3 การเปลี่ยนแปลงตามเวลาของช่องสัญญาณ

ระบบและช่องสัญญาณที่มีคุณลักษณะเปลี่ยนแปลงไปตามเวลา อาจทำให้สเปกตรัมของช่องสัญญาณย่อยแต่ละช่องขยายออกไป ทำให้เกิด ICI ขึ้นมาได้ ซึ่งสามารถพรรณนาในเชิงคณิตศาสตร์ได้ โดยจะสมมุติให้ผลกระทบที่เกิดจากระบบและช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาเขียนรวมกันเป็นแฟกเตอร์  $\gamma(t)$  ที่มีค่าเป็นจำนวนเชิงซ้อนแฟกเตอร์นี้แสดงถึงอัตราขยายที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาของระบบและช่องสัญญาณซึ่งไม่ขึ้นกับความถี่ของคลื่นพหุย่อย ดังนั้นสัญญาณที่รับได้จะเป็น  $\hat{x}(t) = \gamma(t)x(t)$  และสามารถในรูปตัวอย่างที่  $n$  ได้เป็น  $\hat{x}_n = \gamma_n x_n$  ดังนั้นข้อมูลที่  $k$  หลังจากทำการดีมอดูเลตโดยใช้ DFT แล้วจะได้

$$\hat{X}_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \gamma_n x_n e^{-j2\pi kn/N} \quad (2.16)$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} \gamma_n X_l e^{j2\pi n(l-k)/N} \quad (2.17)$$

$$= \sum_{l=0}^{N-1} X_l \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \gamma_n e^{j2\pi n(l-k)/N} \quad (2.18)$$

$$= X_k \Gamma_0 + \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} X_l \Gamma_{l-k} \quad (2.19)$$

โดย  $\Gamma_l$  ได้จากการทำ DFT กับ  $\{x_n\}$  ในกรณีที่ช่องสัญญาณไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลานั้น ค่า  $x_n=1$  คงที่ ดังนั้น  $\Gamma_{l-k}=\delta(l-k)$  ทำให้จะได้  $\hat{X}_k = X_k$  แต่สำหรับกรณีที่ช่องสัญญาณเปลี่ยนแปลงตามเวลาจะเห็นว่าสัญลักษณ์ของช่องสัญญาณที่  $k$  จะได้รับการแทรกสอดจากช่องสัญญาณอื่นๆ นอกจากนี้ข้อมูลของช่องสัญญาณที่  $k$  ยังถูกลดทอนด้วย  $\Gamma_0$  อีกด้วย ในทางปฏิบัติซึ่งช่องสัญญาณเปลี่ยนแปลงตามเวลาและกระจายตามเวลา การพรรณนาในเชิงคณิตศาสตร์จะมีความซับซ้อนมากกว่านี้ แต่แนวคิดพื้นฐานยังคงเหมือนเดิม

### 2.3.4 ความถี่ออฟเซต

เครื่องรับของระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์จะต้องทำการซิงโครไนซ์ (synchronization) อย่างน้อยที่สุด 2 แบบ แบบแรกคือการทำซิงโครไนซ์ทางเวลาเพื่อระบุขอบเขตของสัญลักษณ์ ซึ่งจะลดผลกระทบจาก ISI และ ICI ให้น้อยลงได้ด้วย แบบที่สองคือการทำซิงโครไนซ์ทางความถี่เพื่อแก้ไขความผิดพลาดทางความถี่ที่เกิดจากความถี่ออฟเซตและสัญญาณรบกวนเฟส

การประมาณความถี่ของคลื่นพาห์ย่อยผิดพลาดที่เครื่องรับเป็นสาเหตุของความถี่ออฟเซต ความผิดพลาดนี้เกิดจากสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับ ได้รับการแทรกสอดและการรบกวน ทำให้การประมาณความถี่เกิดความคลาดเคลื่อนไปได้ ผลเสียที่ตามมาจากความถี่ออฟเซตจะทำให้คลื่นพาห์ย่อยสูญเสียคุณสมบัติตั้งฉากซึ่งกันและกันไป เกิด ICI ขึ้น การวิเคราะห์ความถี่ออฟเซตสามารถใช้สมการที่ (2.16) ได้ โดยให้  $\gamma(t)=e^{j2\pi\delta f t}$  โดยที่  $\delta f$  แสดงความแตกต่างของความถี่คลื่นพาห์ย่อยระหว่างเครื่องรับและเครื่องส่ง ซึ่งสัญลักษณ์ของช่องสัญญาณที่  $k$  จะเกิด ICI โดย

$$\Gamma_0 = \frac{\sin \pi \left( \frac{\delta f}{\Delta f} \right)}{\pi \left( \frac{\delta f}{\Delta f} \right)} e^{j\pi \delta f \Delta t} \quad (2.20)$$

และ

$$\Gamma_{l-k} = \frac{\sin \pi \left( l - k - \frac{\delta f}{\Delta f} \right)}{\pi \left( l - k - \frac{\delta f}{\Delta f} \right)} e^{j\pi \left[ l - k - \frac{\delta f}{\Delta f} \right]} \quad (2.21)$$

ถ้าการประมาณความถี่ผิดพลาดไปเป็นจำนวนเท่าของระยะระหว่างคลื่นพหุฮาร์โมนีหรือ  $\delta f = i\Delta f$  โดยที่  $i$  เป็นจำนวนเต็มที่ไม่เท่ากับศูนย์แล้ว คลื่นพหุฮาร์โมนีแต่ละคลื่นยังคงตั้งฉากกันอยู่ แต่จะทำให้สัญลักษณ์ที่ตีมอดูเลตมาเป็นของช่องสัญญาณย่อยอื่น จากสมการที่ (2.16) ถึง (2.21) แสดงให้เห็นว่า ถ้า  $\delta f = i\Delta f$  โดย  $i \neq 0$  แล้ว  $\Gamma_0$  จะมีค่าเป็นศูนย์ และ  $\Gamma_{i-k}$  จะมีค่าเป็นศูนย์ ยกเว้นเมื่อ  $l = k+i$  ดังนั้นสัญลักษณ์ของช่องย่อยที่  $k$  จะเป็น  $\hat{X}_k = X_{k+i}$  หรือหมายความว่าเกิดการตีมอดูเลตสัญลักษณ์ผิดช่องสัญญาณ และถ้าการประมาณความถี่ผิดพลาดไปมากกว่า  $\Delta f/2$  แล้วส่วนประกอบของ  $\hat{X}_k$  ส่วนใหญ่จะได้จากช่องสัญญาณย่อยอื่นๆ มากกว่าได้มาจากช่องสัญญาณย่อยที่  $k$  โดยค่า  $\Gamma_0$  ในสมการที่ (2.20) จะลดทอนข้อมูลจากช่องสัญญาณย่อยที่  $k$  และค่า  $\Gamma_{i-k}$  ในสมการที่ (2.21) จะเพิ่มส่วนประกอบของ  $\hat{X}_k$  ที่ได้จากช่องสัญญาณย่อยอื่นๆ

### 2.3.5 สัญญาณรบกวนเฟส

ปัญหาสัญญาณรบกวนเฟสเป็นปัญหาหนึ่งที่เกี่ยวข้องกับความถี่ออฟเซต สาเหตุของปัญหานี้เกิดจากออสซิลเลเตอร์ (oscillator) ที่ใช้สร้างคลื่นพหุฮาร์โมนีทั้งเครื่องรับและเครื่องส่งนั้น ไม่สามารถสร้างความถี่ที่ถูกต้องแม่นยำได้ เนื่องจากสัญญาณรบกวนสุ่ม (random noise) ที่เกิดขึ้นในตัวออสซิลเลเตอร์นั่นเอง สัญญาณรบกวนเฟสทำให้เกิดความผิดพลาดขึ้นกับเฟสของตัวอย่างที่เครื่องรับเพราะความถี่มีเฟสเปลี่ยนแปลงไปเล็กน้อยอยู่ตลอดเวลา ผลของสัญญาณรบกวนเฟสเมื่อรวมกับผลของความถี่ออฟเซตแล้วทำให้ ICI เกิดผลกระทบที่รุนแรงมากขึ้น โดยเฉพาะในระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพหุฮาร์โมนีที่คลื่นพหุฮาร์โมนีแต่ละคลื่นใช้ความถี่กลางใกล้ๆ กัน และมีการใช้สเปกตรัมซ้อนเหลื่อมกันอีกด้วย

### 2.3.6 ความผิดพลาดทางเวลา

สัญลักษณ์ของระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพหุฮาร์โมนีมักได้รับผลกระทบจากความผิดพลาดทางเวลาน้อยมาก เนื่องจากมีการใช้ช่วงเวลาคุมและ cyclic ที่ใช้ลดปัญหา ISI และ ICI ซึ่งเสมือนเป็นการป้องกันความผิดพลาดทางเวลาอยู่แล้ว ถ้าพิจารณาความผิดพลาดทางเวลาเป็น  $\delta t$  แล้ว สัญลักษณ์ที่ตีมอดูเลตได้ของช่องสัญญาณที่  $k$  จะเป็น

$$\hat{X}_k = X_k e^{j2\pi f_k \delta t} \quad (2.22)$$

จะเห็นว่าไม่มี ICI และ ISI เกิดขึ้น ผลที่เกิดจากความผิดพลาดทางเวลาจะเป็นเพียงความผิดพลาดทางเฟสขึ้นกับสัญลักษณ์เพียงอย่างเดียว ซึ่งสามารถแก้ไขได้โดยใช้ดีเทกเตอร์แบบผลต่าง (differential detector) ควบคุมให้ค่ารากของกำลังสองเฉลี่ยของ  $\delta t/T$  มีค่าน้อยกว่า 0.01 เสมอ ส่วนหลักการของดีเทกเตอร์แบบผลต่างจะกล่าวถึงต่อไปในหัวข้อที่ 2.4 ผลที่เกิดจากความผิดพลาดทางเวลาที่รุนแรงจนทำให้ ICI และ ISI อาจเกิดขึ้นได้ก็ต่อเมื่อความผิดพลาดทางเวลา  $\delta t$  มีค่าเกินช่วงเวลาคุม

### 2.3.7 อัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย

ปัญหาสำคัญประการหนึ่งในการมอดูเลตสัญญาณแบบหลายคลื่นพาคือสัญญาณที่จะถูกส่งมีค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยหรือ Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) สูงมาก สาเหตุของปัญหานี้เกิดจากสัญญาณแบบหลายคลื่นพาค้นได้มาจากการรวมกันของสัญญาณจากคลื่นพาค่อยๆ คลื่นที่เป็นอิสระต่อกัน ดังนั้นเมื่อใช้คลื่นพาค่อยๆ จำนวนมากๆ การกระจายของขนาดของสัญญาณแบบหลายคลื่นพาคสามารถพิจารณาโดยใช้ทฤษฎีลิมิตกลาง (central limit theorem) ได้ว่ามีลักษณะใกล้เคียงกับการกระจายแบบเกาส์ที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์ จึงมีโอกาสที่ขนาดของสัญญาณแบบหลายคลื่นพาคจะมีค่าสูงกว่าค่าเฉลี่ยมาก ๆ ได้ ซึ่งจะก่อให้เกิดปัญหาเกี่ยวกับวงจรรขยายของเครื่องส่ง สัญญาณที่มีกำลังค่ายอดสูงมากจะทำให้วงจรรขยายทำงานในช่วงอิ่มตัวและทำงานไม่เชิงเส้น ซึ่งจะก่อให้เกิดความเพี้ยนเชิงอินเตอร์มอดูเลต (intermodulation distortion) การแก้ปัญหาโดยการใช่วงจรรขยายเชิงเส้น (Linear amplifier) หรือการลดกำลังของสัญญาณส่งลงเพื่อให้การทำงานของวงจรรขยายอยู่ในช่วงที่เป็นเชิงเส้น เป็นการใช่วงจรรขยายอย่างไม่มีประสิทธิภาพและต้องใช้ต้นทุนสูงขึ้น เพื่อหลีกเลี่ยงความเพี้ยนเชิงอินเตอร์มอดูเลตโดยไม่ลดกำลังของสัญญาณส่งลงและไม่ต้องใช่วงจรรขยายเชิงเส้น จะใช้การปรับหรือขลิบ (Clipping) สัญญาณส่วนที่มีกำลังค่ายอดสูงทิ้งไปก่อนที่สัญญาณนั้นจะผ่านวงจรรขยาย แต่ผลเสียที่ตามมาเนื่องจากการขลิบก็คือความเพี้ยนของสัญญาณในแถบ in-band distortion [5] และการแผ่สเปกตรัมของสัญญาณนอกแถบ out-of-band emission [6] วิธีการดังกล่าวเปรียบเสมือนกับการแก้ปัญหาที่ปลายเหตุ และทำให้ประสิทธิภาพของระบบลดลง ดังนั้นแนวทางที่ดูจะเหมาะสมกว่าก็คือการลดกำลังค่ายอดของสัญญาณให้การขลิบเกิดขึ้นน้อยที่สุดหรือไม่เกิดขึ้นเลยหรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือการทำให้สัญญาณมีค่า PAPR ต่ำลงนั่นเอง ปัญหาค่า PAPR และแนวทางในการลดค่า PAPR ที่มีการนำเสนอมาหลายบทความ จะกล่าวถึงอย่างละเอียดในบทที่ 3

## 2.4 เทคนิคการดีเทกต์

โดยทั่วไปสัญญาณที่เครื่องรับได้จากคลื่นพาห์แต่ละคลื่นจะมีขนาดเปลี่ยนไปและเกิดการเลื่อนเฟสขึ้น ซึ่งได้รับผลมาจากความถี่ออฟเซต, สัญญาณรบกวนเฟสและความผิดพลาดทางเวลา รวมทั้งผลจากช่องสัญญาณที่มีลักษณะเฟดดิ้งเฉพาะความถี่และสัญญาณรบกวนต่างๆ ตามที่ได้กล่าวในหัวข้อที่ผ่านมาแล้ว เทคนิคการดีเทกต์สัญญาณที่เปลี่ยนไปนี้แบ่งออกได้ 2 ประเภท ได้แก่การดีเทกต์แบบร่วมนัย (coherent detection) และการดีเทกต์แบบผลต่าง (differential detection)

### 2.4.1 เทคนิคการดีเทกต์แบบร่วมนัยและการดีเทกต์แบบผลต่าง

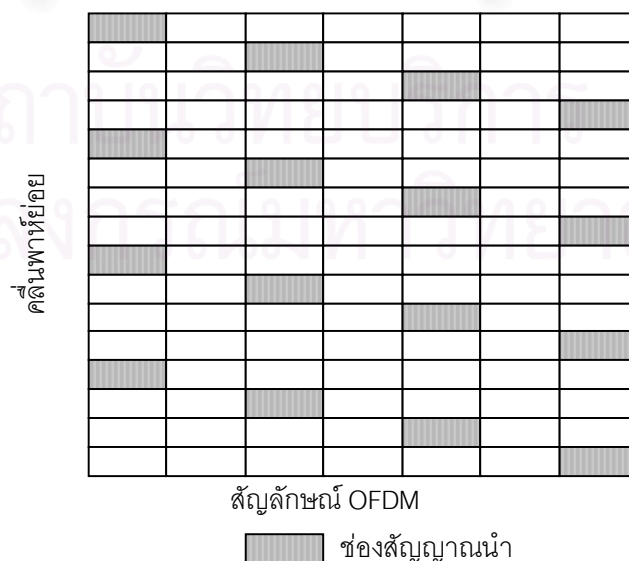
การดีเทกต์แบบร่วมนัยใช้การประมาณผลตอบสนองของช่องสัญญาณเพื่อหาค่าอ้างอิงสำหรับกระบวนการแก้ไขความผิดพลาดที่เกิดกับเฟสและขนาดของคลื่นพาห์ย่อยแต่ละคลื่น เทคนิคนี้ไม่ได้เพิ่ม overhead มากเกินไปแต่ต้องการวิธีการประมาณผลตอบสนองของช่องสัญญาณที่เชื่อถือได้ซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป สำหรับเทคนิคการดีเทกต์แบบผลต่างใช้หลักการที่ว่า สัญญาณแต่ละตัวในคลื่นพาห์ย่อยคลื่นหนึ่งจะมีสหสัมพันธ์ (correlate) ระหว่างกันในทางเวลาสูงมาก ซึ่งผลตอบสนองของช่องสัญญาณที่เปลี่ยนตามเวลาจะลดสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณแต่ละตัวนี้ ในทำนองเดียวกันสัญญาณในคลื่นพาห์ย่อยแต่ละคลื่นจะมีสหสัมพันธ์ทางความถี่ระหว่างกันสูงมาก และผลตอบสนองของช่องสัญญาณที่เปลี่ยนตามความถี่จะลดสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณในคลื่นพาห์ย่อยแต่ละคลื่นลง จากหลักการดังกล่าว การดีเทกต์แบบผลต่างจะใช้ความแตกต่างของขนาดและเฟสของสัญญาณข้อมูลสองตัว โดยแบ่งได้สองกรณี กรณีแรกคือการทำในโดเมนเวลาหรือเปรียบเทียบสัญญาณปัจจุบันกับสัญญาณก่อนหน้าที่ใช้คลื่นพาห์ย่อยคลื่นเดียวกันเพื่อประมาณผลต่างของสัญญาณที่เปลี่ยนตามเวลา และอีกกรณีคือการทำในโดเมนความถี่หรือเปรียบเทียบสัญญาณที่ใช้คลื่นพาห์ย่อยติดกันและถูกส่งมาพร้อมๆ กันเพื่อประมาณผลต่างของสัญญาณที่เปลี่ยนตามความถี่ การดีเทกต์แบบผลต่างไม่ต้องการการประมาณผลตอบสนองของช่องสัญญาณทำให้สามารถลดต้นทุนและความยุ่งยากลงได้ แต่ประสิทธิภาพจะแย่กว่าเทคนิคการดีเทกต์แบบร่วมนัย เนื่องจากสัญญาณรบกวนจะมีผลต่อการดีเทกต์แบบผลต่างค่อนข้างสูง

### 2.4.2 การประมาณช่องสัญญาณของการดีเทกต์แบบร่วมนัย

สัญญาณที่ผ่านช่องสัญญาณย่อยที่  $k$  จากสมการที่ (2.15) นอกจากจะถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนแบบเกาส์ ( $\eta_k$ ) แล้วสัญญาณยังถูกทำให้ผิดเพี้ยนไปเนื่องจากช่องสัญญาณ

แสดงโดยค่า  $H_k$  ที่มีขนาดเป็นจำนวนเชิงซ้อน ซึ่งจะทำให้สัญลักษณ์เกิดการลดทอน (attenuation) ด้วยขนาด  $|H_k|$  และการหมุนเฟส (phase rotation) ด้วยเฟส  $\arg(H_k)$  การแก้ปัญหาความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นกับสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์จะใช้การปรับเท่าในโดเมนความถี่ (frequency domain equalization) แก้ไขสัญญาณที่ผ่านกระบวนการ FFT มาแล้ว ซึ่งจะชดเชยค่า  $H_k$  ด้วยการคูณค่า  $1/H_k$  กับสัญลักษณ์ที่ผ่านช่องสัญญาณย่อยที่  $k$  โดยที่ค่า  $H_k$  คือค่าที่ได้จากการประมาณค่า  $H_k$  ของช่องสัญญาณย่อยที่  $k$

วิธีการประมาณช่องสัญญาณทั่วไปใช้การส่ง training sequence สลับกับการส่งข้อมูลเป็นช่วงๆ เพื่อให้เครื่องรับใช้ training sequence ในการประมาณช่องสัญญาณ ซึ่งเครื่องรับต้องทราบรูปแบบของ training sequence ล่วงหน้าแล้ว สำหรับระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์นิยมใช้สัญญาณนำ (pilot signal) ในการประมาณช่องสัญญาณโดยจะส่งสัญญาณนำแทรกเข้าไปกับชุดข้อมูลที่จะส่ง เพื่อให้เครื่องรับใช้สัญญาณนำในการประมาณช่องสัญญาณ วิธีการส่งสัญญาณนำสามารถกระจายการส่งได้ทั้งแกนความถี่และแกนเวลา การกระจายการส่งในแกนความถี่คือการส่งสัญญาณนำด้วยช่องสัญญาณย่อยจำนวนหนึ่ง โดยเลือกใช้ช่องสัญญาณย่อยที่ห่างกันเหมาะสมเพื่อประมาณช่องสัญญาณได้ครอบคลุมทั้งหมด การกระจายการส่งในแกนเวลาคือการส่งสัญญาณนำสลับกับการส่งข้อมูลเป็นช่วงๆ ผ่านช่องสัญญาณย่อยช่องหนึ่งเพื่อให้มีการปรับตัวตามการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณอยู่ตลอดเวลา ดังนั้นเพื่อให้การประมาณช่องสัญญาณครอบคลุมช่องสัญญาณย่อยทุกช่องและมีการปรับตัวอยู่ตลอดเวลา สามารถกระจายการส่งสัญญาณนำได้ทั้งแกนความถี่และแกนเวลาพร้อมๆ กันดังรูปที่ 2.11

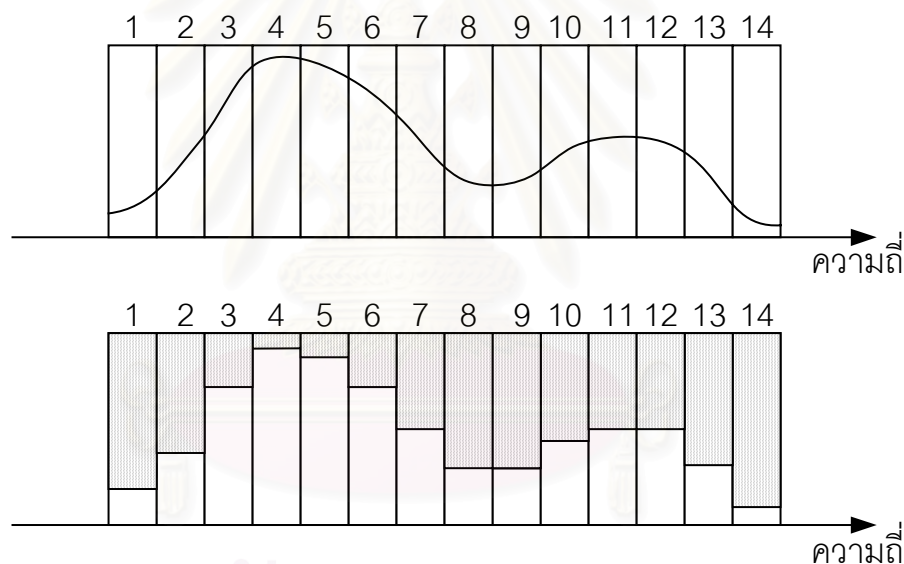


รูปที่ 2.11 รูปแบบการใช้ช่องสัญญาณนำแบบทั่วไป



## 2.5 Discrete Multitone

การแก้ปัญหาเฟดดิ้งเฉพาะความถี่ในระบบ OFDM อาจใช้การเข้ารหัสกับข้อมูลที่ใช้คลื่นพาห่อย่อยที่แตกต่างกันด้วยอัตราการเข้ารหัสที่แตกต่างกันไปตามลักษณะการเฟดดิ้งของคลื่นพาห่อย่อยนั้นๆ หรืออีกแนวทาง คือไม่ส่งข้อมูลไปกับคลื่นพาห่อย่อยที่มีค่า SNR ต่ำกว่าค่าที่กำหนดวิธีหนึ่งซึ่งมีประสิทธิภาพสูงก็คือการเพิ่มกำลังส่งให้กับสัญญาณที่ส่งผ่านช่องสัญญาณย่อยที่มีค่า SNR ต่ำ และลดกำลังส่งให้กับสัญญาณที่ส่งผ่านช่องสัญญาณย่อยที่มีค่า SNR สูง ดังรูปที่ 2.12 รูปบนแสดงผลตอบสนองของช่องสัญญาณที่เฟดดิ้งเฉพาะความถี่ รูปล่างแสดงกำลังส่งที่ใช้ในช่องสัญญาณย่อยแต่ละช่องด้วยแถบแรเงา ตัวอย่างตามรูปแสดงการใช้กำลังส่งสูงสุดในช่องสัญญาณย่อยที่ 14 ซึ่งมีการเฟดดิ้งสูงที่สุด และการใช้กำลังส่งต่ำที่สุดในช่องสัญญาณย่อยที่ 4 ซึ่งมีการเฟดดิ้งต่ำที่สุด



รูปที่ 2.12 ผลตอบสนองของช่องสัญญาณที่เฟดดิ้งเฉพาะความถี่และ adaptive loading

ในกรณีที่กำหนดกำลังส่งให้มีค่าคงที่เท่ากับ  $P$  สำหรับช่องสัญญาณย่อยแต่ละช่อง ทำให้ได้ค่า SNR ในช่องสัญญาณย่อยที่  $k$  เป็น

$$\text{SNR}_k = \frac{P}{N_0/T} |H_k|^2 \quad (2.23)$$

โดย  $N_0$  คือความหนาแน่นกำลังของสัญญาณรบกวนที่ด้านเข้าของเครื่องรับ ถ้าสมมุติให้เครื่องรับวัดอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณย่อยทุกๆ ช่องได้อย่างถูกต้อง เครื่องรับจะส่งค่าเหล่านี้กลับไปยังเครื่องส่ง เพื่อให้เครื่องส่งทำ adaptive loading

โดยการส่งข้อมูลผ่านคลื่นพหุสัญญาณโดยใช้ signal constellation ที่มีขนาดแตกต่างกัน ขึ้นอยู่กับระดับ SNR ของคลื่นพหุสัญญาณนั้นๆ ซึ่งสภาพตามความเป็นจริงช่องสัญญาณย่อยบางช่องจะมีค่า SNR ต่ำมากๆ ในขณะที่บางช่องสัญญาณก็มีค่า SNR สูงมาก ดังนั้นการส่งข้อมูลด้วย signal constellation ที่มีขนาดแตกต่างกันเช่น QPSK, 16-QAM, หรือ 64-QAM ตามความเหมาะสมของสภาพของช่องสัญญาณย่อยซึ่งเป็นการใช้ช่องสัญญาณอย่างมีประสิทธิภาพ ถ้าสมมติให้เครื่องรับวัด SNR ในช่องสัญญาณย่อยทุกๆ ช่องได้อย่างถูกต้อง เครื่องรับจะส่งค่าเหล่านี้กลับไปยังเครื่องส่ง เพื่อให้สามารถเลือกใช้สัญญาณที่มี signal constellation ขนาดใหญ่ (อัตราข้อมูลต่อสัญลักษณ์สูง) ส่งผ่านช่องสัญญาณย่อยที่มี SNR สูง และในทางกลับกันก็จะเลือกใช้สัญญาณที่มี signal constellation ขนาดเล็ก (อัตราข้อมูลต่อสัญลักษณ์ต่ำ) ในการส่งข้อมูลผ่านช่องสัญญาณย่อยที่มี SNR ต่ำ วิธีนี้เหมาะกับระบบที่ช่องสัญญาณไม่มีเปลี่ยนแปลงตามเวลาหรือมีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ เช่น ระบบสื่อสารไร้สาย ในปัจจุบันมีการใช้วิธี adaptive loading แล้วในระบบ ADSL และ VDSL ที่เรียกว่า Discrete Multitone (DMT) [30]

## 2.6 สรุป

การสื่อสารข้อมูลด้วยอัตราการส่งข้อมูลสูงผ่านช่องสัญญาณที่กระจายตามเวลา โดยใช้ระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพหุกำลังได้รับความนิยมเพิ่มขึ้นในปัจจุบัน เนื่องจากมีจุดเด่นหลายประการที่เหมาะสมกับการสื่อสารแถบกว้าง (broadband communication) ที่กำลังจะเป็นมาตรฐานสำหรับระบบสื่อสารยุคที่สี่ จุดเด่นดังกล่าวได้แก่

1. ระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพหุสามารถลดผลกระทบจากปัญหาเฟดดิ้งเฉพาะความถี่ได้ดี เนื่องจากการเฟดดิ้งของช่องสัญญาณย่อยแต่ละช่องสามารถพิจารณาว่าเป็นการเฟดดิ้งแบบราบได้
2. ระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพหุสามารถลดผลกระทบจาก ISI ได้เป็นอย่างดี เนื่องจากคาบเวลาของสัญลักษณ์ที่ส่งผ่านช่องสัญญาณย่อยมีความกว้างกว่าผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณ
3. เครื่องรับสัญญาณแบบหลายคลื่นพหุมีความซับซ้อน (complexity) น้อยกว่าการใช้ตัวปรับเท่าในเครื่องรับสัญญาณที่ใช้คลื่นพหุคลื่นเดียว
4. การใช้สเปกตรัมของคลื่นพหุสัญญาณย่อยแต่ละคลื่นซ้อนเหลื่อมกันได้ ทำให้สามารถใช้แบนด์วิดท์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ
5. ระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพหุทนต่อการแทรกสอดแถบแคบ (narrowband interference) เช่น สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ และ deep fading เนื่องจากการ

แทรกสอดแถบแคบจะมีผลต่อสัญญาณของคลื่นพาหีย่อยแต่ละคลื่นเพียงบางส่วนของสัญญาณเท่านั้น

6. ระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาหีสามารถใช้แบนด์วิดท์ที่ไม่อยู่ติดกันได้ ซึ่งต่างกับระบบสื่อสารแถบกว้างแบบอื่นๆ ที่จำเป็นต้องใช้แบนด์วิดท์ขนาดกว้างๆ และเป็นแถบติดกัน
7. ระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาหีสามารถใช้ adaptive loading ซึ่งเป็นการใช้ช่องสัญญาณให้มีประสิทธิภาพสูงสุด

แม้ว่าจะมีจุดเด่นมากมายแต่ระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาหียังคงมีข้อเสียที่สำคัญและต้องการการแก้ไขอยู่สองประการคือ

1. ระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาหีมีอัตราส่วนกำลังค้ำยอดต่อกำลังเฉลี่ยสูง ส่งผลให้ต้องใช้วงจรขยายเชิงเส้นหรือการทำ back off กับวงจรขยายไม่เชิงเส้น ซึ่งเป็นการใช้วงจรขยายอย่างไม่มีประสิทธิภาพและต้นทุนที่สูงขึ้น
2. ความถี่ออฟเซตและสัญญาณรบกวนเฟส มีผลกระทบอย่างรุนแรงกับสัญญาณแบบหลายคลื่นพาหี เนื่องจากการใช้คลื่นพาหีย่อยแต่ละคลื่นซ้อนเหลื่อมกัน ทำให้การเลื่อนของความถี่เพียงเล็กน้อยอาจทำให้เกิด ICI ได้

ข้อเสียที่กล่าวมาข้างต้นสามารถแก้ไขให้ลดลงได้ในทางปฏิบัติและเมื่อพิจารณาถึงข้อดีที่มีมากมายแล้ว ทำให้ระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาหีได้รับความสนใจมากในการพัฒนาเป็นมาตรฐานของระบบสื่อสารในอนาคต ระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาหีเริ่มมีใช้อย่างแพร่หลายแล้วในปัจจุบัน เช่นระบบ DMT ที่ใช้ใน ADSL และ VDSL ทำให้อัตราการส่งข้อมูลสูงขึ้น ระบบ OFDM ที่ถูกใช้เป็นมาตรฐานสำหรับระบบ WLAN ที่ใช้มาตรฐาน IEEE 802.11a และ IEEE 802.11g รวมทั้ง HIPERLAN/2 และระบบ WMAN ที่ใช้มาตรฐาน IEEE 802.16a นอกจากนี้ระบบ OFDM ยังใช้กับการสื่อสารแบบแพร่สัญญาณ (broadcast communication) เช่น DAB (Digital Audio Broadcasting) และ DVB (Digital Video Broadcasting) ที่มีใช้อยู่แถบยุโรปและอเมริกาเหนือ และด้วยข้อเด่นที่มากมายทำให้มีการนำระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาหีไปใช้ร่วมกับระบบสื่อสารอื่นๆ เช่น ระบบ Multi-Carrier Code Division Multiplexing (MC-CDMA) นอกจากนี้ ระบบ OFDM ยังได้รับความคาดหวังว่าจะเป็นระบบหลักอีกระบบหนึ่งที่จะเป็นมาตรฐานสำหรับระบบสื่อสารเคลื่อนที่ในยุคที่สี่

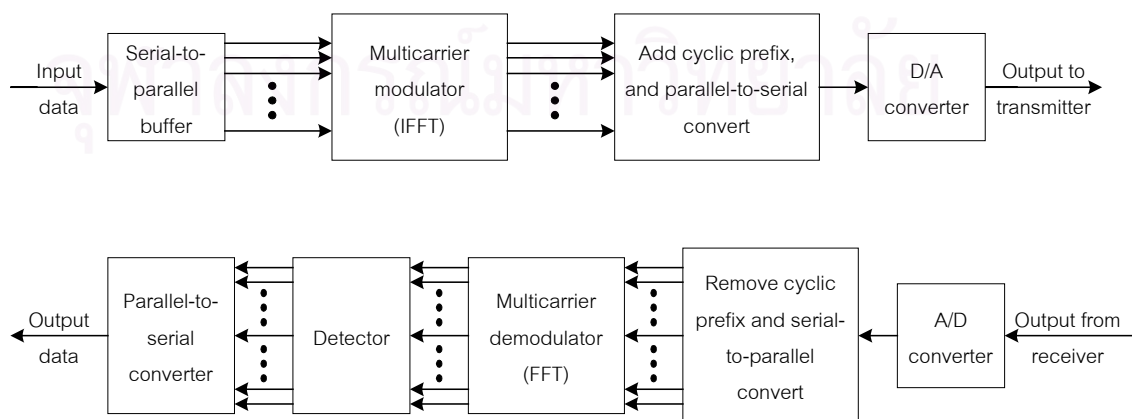
### บทที่ 3

#### การลดกำลังค่ายอดสำหรับระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์

ปัญหาสำคัญประการหนึ่งในการมอดูเลตสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์คือสัญญาณที่จะถูกส่งมี Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) หรือค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยสูงมาก ซึ่งก่อให้เกิดปัญหากับวงจรรขยายของเครื่องส่ง สัญญาณที่มีกำลังค่ายอดสูงมากจะทำให้วงจรรขยายทำงานในช่วงอิมิตัวและทำงานไม่เชิงเส้น ซึ่งจะทำให้เกิดความเพี้ยนเชิงอินเตอร์มอดูเลต (intermodulation distortion) การแก้ปัญหาโดยการใช้อิมิตัวเชิงเส้น (Linear amplifier) หรือการลดกำลังของสัญญาณส่งลงเพื่อให้การทำงานของวงจรรขยายอยู่ในช่วงที่เป็นเชิงเส้น เป็นการใช้อิมิตัวอย่างไม่มีประสิทธิภาพและต้องใช้ต้นทุนสูงขึ้น เพื่อหลีกเลี่ยงความเพี้ยนเชิงอินเตอร์มอดูเลตโดยไม่ลดกำลังของสัญญาณส่งลงและไม่ต้องใช้อิมิตัวเชิงเส้น จะใช้การปรับหรือขลิบ (Clipping) สัญญาณส่วนที่มีกำลังค่ายอดสูงทิ้งไปก่อนที่สัญญาณนั้นจะผ่านวงจรรขยาย แต่ผลเสียที่ตามมาเนื่องจากการขลิบก็คือความเพี้ยนของสัญญาณในแถบ (in-band distortion) [5] และการแผ่สเปกตรัมของสัญญาณนอกแถบ (out-of-band emission) [6] การลดผลเสียดังกล่าวให้เกิดขึ้นน้อยที่สุดก็คือการลดอัตราการใช้สัญญาณขลิบสัญญาณลง หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือการทำให้สัญญาณมีค่า PAPR ต่ำลงนั่นเอง

#### 3.1 อัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย

ระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์ในปัจจุบัน ไม่ว่าจะเป็น DMT หรือ OFDM จะใช้ Inverse FFT (IFFT) ทำหน้าที่มอดูเลตสัญญาณในเครื่องส่ง และใช้ FFT ในการดีมอดูเลตสัญญาณในเครื่องรับ [31] ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 ระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์

การมอดูเลตสัญญาณแบบหลายคลื่นพาร์ จะทำการแบ่งข้อมูลไบนารีด้านเข้า (input binary data) ออกเป็นชุดข้อมูลย่อยๆ จำนวน  $N$  ชุดในส่วน Serial-to-parallel buffer และจะแปลงข้อมูลไบนารีให้อยู่ในรูปสัญญาณลักษณะ Quadrature Amplitude Modulation (QAM) หรือ Multiple Phase-Shift Keying (MPSK) (โดยทั่วไปนิยมใช้ QAM) ทำให้ได้สัญญาณลักษณะ QAM จำนวน  $N$  สัญญาณซึ่งสามารถเขียนอยู่ในรูปเวกเตอร์ค่าเชิงซ้อน  $\mathbf{X}=[X_0 \dots X_{N-1}]^T$  (โดย  $A^T$  แสดงถึงเมทริกซ์สลับเปลี่ยน (Transposed matrix) ของเมทริกซ์  $A$ ) จากนั้นจะทำการแมปสัญญาณลักษณะ QAM เหล่านี้ลงบนโดเมนความถี่ โดยสัญญาณแต่ละตัวใช้แบนด์วิดท์เท่ากันและความถี่แยกจากกันเท่ากับ  $1/T$  โดยที่  $T$  คือคาบเวลาของสัญญาณ จากนั้นจะใช้ IFFT แปลงให้อยู่ในโดเมนเวลาที่เขียนอยู่ในรูปเวกเตอร์  $\mathbf{x}=[x_0 \dots x_{N-1}]^T$  ( $\mathbf{x}$  แทนค่าในโดเมนเวลาและ  $\mathbf{X}$  แทนค่าในโดเมนความถี่) โดยที่

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi nk/N}, \quad 0 \leq n \leq N \quad (3.1)$$

สามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง  $\mathbf{x}$  กับ  $\mathbf{X}$  ในรูปเมทริกซ์เป็น  $\mathbf{x}=\mathbf{Q}\mathbf{X}$  โดย  $\mathbf{Q}$  คือเมทริกซ์ IFFT ที่มีสมาชิก  $q_{n,k} = \frac{1}{N} e^{j2\pi nk/N}$ . นั่นคือ

$$\mathbf{Q} = \frac{1}{N} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{2\pi/N} & \dots & e^{2\pi(k-1)/N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{2\pi(n-1)/N} & \dots & e^{2\pi(n-1)(k-1)/N} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

ค่า  $x_n$  ซึ่งได้จากค่า  $X_k$  ที่เป็นอิสระต่อกันจำนวน  $N$  ค่า ดังนั้นจึงมีโอกาสที่ขนาดของ  $x_n$  หรือสัญญาณในทางโดเมนเวลาจะมีค่าสูงกว่าค่าเฉลี่ยมากๆ ได้ โดยทั่วไปขนาดสูงสุดของ  $x_n$  ในเวกเตอร์  $\mathbf{x}$  จะแสดงอยู่ในรูปอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยหรือ PAPR โดยค่า PAPR ของเวกเตอร์  $\mathbf{x}$  สามารถแสดงในรูปสมการได้ดังนี้

$$\text{PAPR}(\mathbf{x}) = \frac{\|\mathbf{x}\|_{\infty}^2}{\mathcal{E}[\|\mathbf{x}\|_2^2]/N} \quad (3.3)$$

สัญญาณ  $\mathcal{E}[\cdot]$  ใช้แสดงค่าคาดหวัง (expectation) และสัญญาณ  $\|\mathbf{x}\|_2$  แสดงถึง 2-norm ของเวกเตอร์  $\mathbf{x}$  โดยที่  $\|\mathbf{x}\|_2 = \left(\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n^2\right)^{1/2}$  และสัญญาณ  $\|\mathbf{x}\|_{\infty}$  แสดงถึง infinity-norm ของเวกเตอร์

$x$  โดยที่  $\|x\|_{\infty} = \max_{X_0 \dots X_{N-1}} |x_n|$  ค่า PAPR นี้จะบอกให้ทราบว่า  $x_n$  ในเวกเตอร์  $x$  หรือสัญลักษณ์ในโดเมนเวลา มีขนาดสูงที่สุดต่างจากค่าเฉลี่ยมากน้อยเท่าใด

### 3.1.1 อัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยทางสถิติของสัญญาณแถบฐาน

การออกแบบสัญญาณแถบฐาน ตัวอย่างของสัญญาณแบบหลายคลื่นพาร์แต่ละตัว ต้องมีค่าเป็นจำนวนจริง ซึ่งสามารถทำได้โดยใช้คุณสมบัติสมมาตรของ DFT ทำการแปลงชุดข้อมูล  $\{\tilde{X}_0, \tilde{X}_1, \dots, \tilde{X}_k, \dots, \tilde{X}_{\tilde{N}-1}\}$  ซึ่งมี  $\tilde{N}$  สัญลักษณ์ให้เป็นชุดข้อมูล  $\{X_0, X_1, \dots, X_k, \dots, X_{N-1}\}$  ที่มี  $N=2\tilde{N}$  สัญลักษณ์ โดย

$$\begin{aligned} X_k &= \tilde{X}_k & ; k=1, 2, \dots, \tilde{N}-1 \\ X_{N-k} &= \tilde{X}_k^* & ; k=1, 2, \dots, \tilde{N}-1 \end{aligned}$$

และ

$$\begin{aligned} X_0 &= \tilde{X}_{R,0} \\ X_{\tilde{N}} &= \tilde{X}_{I,0} \end{aligned}$$

เครื่องหมาย \* แสดงค่าสังยุคเชิงซ้อน  $\tilde{X}_{R,0}$  คือค่าจำนวนจริงของ  $\tilde{X}_0$  และ  $\tilde{X}_{I,0}$  คือค่าจำนวนจินตภาพของ  $\tilde{X}_0$  เมื่อทำ IFFT จำนวน  $N$  จุดกับชุดข้อมูล  $\{X_0, X_1, \dots, X_k, \dots, X_{N-1}\}$  แล้วจะได้สัญญาณ  $\{x_0, x_1, \dots, x_n, \dots, x_{N-1}\}$  ซึ่งเป็นสัญญาณแถบฐานที่ตัวอย่างทุกตัวมีค่าเป็นจำนวนจริง สังเกตว่าข้อมูลทั้งหมดจะถูกส่งไปด้วยค่า  $\tilde{N}+1$  ค่าตั้งแต่  $X_0$  จนถึง  $X_{\tilde{N}}$  และส่วนที่เหลือในชุดข้อมูล  $\{X_0, X_1, \dots, X_k, \dots, X_{N-1}\}$  ใช้เพื่อทำให้ได้สัญญาณแถบฐานที่มีค่าเป็นจำนวนจริง

จากทฤษฎีลิมิตกลาง (central limit theorem) เมื่อ  $N$  มีค่ามาก ค่า  $x_n$  ซึ่งได้จากค่า  $X_k$  ที่เป็นอิสระต่อกันจำนวน  $N$  ค่า สามารถพิจารณาได้ว่าค่าของ  $x_n$  มีการกระจายแบบเกาส์ที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์และค่าความแปรปรวน (variance) เท่ากับ  $\sigma^2$  ได้ และสามารถแสดงฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (probability density function, pdf) ของ  $x_n$  ดังนี้

$$f(x_n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(\frac{-x_n^2}{2\sigma^2}\right) \quad (3.4)$$

เนื่องจาก  $\text{PAPR}_o(\text{dB}) = 10\log(x_n^2/\sigma^2)$  ดังนั้นความน่าจะเป็นที่ขนาดของ  $x_n$  จะมีอัตราส่วนกำลังต่อกำลังเฉลี่ยน้อยกว่า  $\text{PAPR}_o(\text{dB})$  คือ  $\text{Prob}[|x_n| < \sigma\sqrt{10^{\text{PAPR}_o/10}}]$  โดยที่

$$\text{Prob}[|x_n| < \sigma\sqrt{10^{\text{PAPR}_o/10}}] = \frac{\sigma\sqrt{10^{\text{PAPR}_o/10}}}{\sigma\sqrt{10^{\text{PAPR}_o/10}}} \int_{-\sigma\sqrt{10^{\text{PAPR}_o/10}}}^{\sigma\sqrt{10^{\text{PAPR}_o/10}}} f(x_n) dx_n \quad (3.5)$$

$$= \int_{-\sigma\sqrt{10^{\text{PAPR}_o/10}}}^{\sigma\sqrt{10^{\text{PAPR}_o/10}}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{x_n^2}{2\sigma^2}\right) dx_n \quad (3.6)$$

$$= \int_{-\sqrt{(10^{\text{PAPR}_o/10})/2}}^{\sqrt{(10^{\text{PAPR}_o/10})/2}} \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \exp\left(-\frac{x_n^2}{2\sigma^2}\right) d\left(\frac{x_n}{\sqrt{2}\sigma}\right) \quad (3.7)$$

เนื่องจาก  $\int_a^b f(t)dt = \int_{-\infty}^b f(t)dt - \int_{-\infty}^a f(t)dt$  และฟังก์ชันค่าผิดพลาด (error function) คือ  $\text{erf}(a) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^a e^{-t^2} dt$  จะได้

$$\text{Prob}[|x_n| < \sigma\sqrt{10^{\text{PAPR}_o/10}}] = \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\text{erf}\left(\sqrt{\frac{10^{\text{PAPR}_o/10}}{2}}\right)\right] - \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\text{erf}\left(-\sqrt{\frac{10^{\text{PAPR}_o/10}}{2}}\right)\right] \quad (3.8)$$

และจากคุณสมบัติ  $\text{erf}(-a) = -\text{erf}(a)$  จะได้

$$\text{Prob}[|x_n| < \sigma\sqrt{10^{\text{PAPR}_o/10}}] = \text{erf}\left(\sqrt{\frac{10^{\text{PAPR}_o/10}}{2}}\right) \quad (3.9)$$

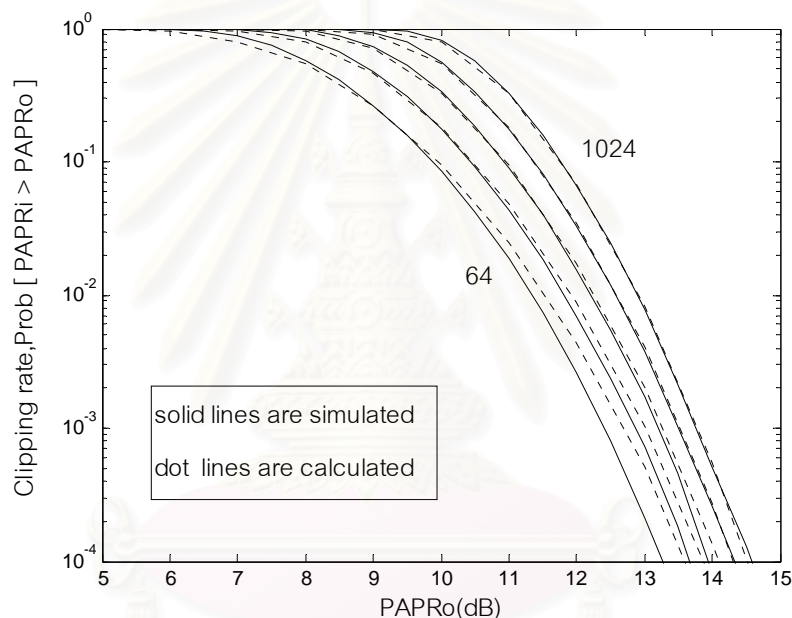
ความน่าจะเป็นที่ขนาดของ  $x_n$  ทั้งหมด  $N$  สัญลักษณ์จะมี  $\text{PAPR}$  น้อยกว่า  $\text{PAPR}_o(\text{dB})$  คือ

$$\text{Prob}[\text{PAPR}_i < \text{PAPR}_o] = \left(\text{erf}\left(\sqrt{\frac{10^{\text{PAPR}_o/10}}{2}}\right)\right)^N \quad (3.10)$$

ดังนั้นความน่าจะเป็นที่สัญลักษณ์ OFDM จะมี  $\text{PAPR}$  สูงกว่า  $\text{PAPR}_o$  คือ

$$\text{Prob}[\text{PAPR}_i > \text{PAPR}_o] = 1 - \left(\text{erf}\left(\sqrt{\frac{10^{\text{PAPR}_o/10}}{2}}\right)\right)^N \quad (3.11)$$

ในการแสดงสมรรถนะของกระบวนการในการลดค่า PAPR นั้น จะแทนด้วยเส้นกราฟความน่าจะเป็นที่สัญญาณจะถูกขลิบหรือความน่าจะเป็นที่สัญญาณจะมีค่าเกินขีดจำกัด  $PAPR_0$  ที่ตั้งไว้ หรืออาจเทียบได้กับ Complementary Cumulative Distribution Function (CCDF) ของค่า PAPR โดยรูปกราฟจะได้รับการวาดเส้นกราฟค่า  $\text{Prob} [PAPR_i > PAPR_0]$  สำหรับค่า  $PAPR_0$  ต่าง ๆ กันไป ดังรูปที่ 3.2 แสดงค่า PAPR ที่ได้จากการคำนวณตามสมการที่ (3.11) ด้วยเส้นประเปรียบเทียบกับค่า PAPR ที่ได้จากการจำลองแบบที่แสดงด้วยเส้นทึบตามจำนวนคลื่นพาห่อย่อยที่ใช้ ( $N$ ) ตั้งแต่ 64 คลื่นจนถึง 1024 คลื่น จะเห็นว่าเมื่อค่า  $N$  มีค่ามากขึ้นค่าที่ได้จากการคำนวณจะประมาณได้ใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากการจำลองแบบ



รูปที่ 3.2 ค่า PAPR ที่ได้จากการคำนวณตามทฤษฎีเปรียบเทียบกับค่า PAPR ที่ได้จากการจำลองแบบของสัญญาณแถบฐาน

### 3.1.2 อัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยทางสถิติของสัญญาณแถบผ่าน

ตัวอย่างของสัญญาณแถบผ่านของสัญญาณ OFDM แต่ละตัวประกอบด้วยค่าจำนวนจริงและค่าจำนวนจินตภาพ กำหนดให้ตัวอย่างของสัญญาณ OFDM ได้จากการใช้ IFFT คือ  $x_n$  จะประกอบค่าจำนวนจริง  $r_n$  และค่าจำนวนจินตภาพ  $i_n$  ซึ่งค่าทั้งสองอิสระต่อกัน จากทฤษฎีลิมิตกลาง เมื่อ  $N$  มีค่ามาก ค่า  $r_n$  และ  $i_n$  สามารถพิจารณาได้ว่า มีการกระจายแบบเกาส์ที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์และค่าความแปรปรวน (variance) เท่ากับ  $\sigma / \sqrt{2}$  ดังนั้นค่า  $r_n$  และ  $i_n$  จะมีฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (probability density function, pdf) ดังนี้



$$f(r_n) = \frac{1}{\sqrt{\pi}\sigma} \exp\left(\frac{-r_n^2}{\sigma^2}\right) \quad (3.12)$$

$$f(i_n) = \frac{1}{\sqrt{\pi}\sigma} \exp\left(\frac{-i_n^2}{\sigma^2}\right) \quad (3.13)$$

สมมติให้  $R$  เป็นขนาดของ  $x_n$

$$R = |x_n| = \sqrt{r_n^2 + i_n^2} \quad (3.14)$$

และ  $\theta$  เป็นเฟสของ  $x_n$

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{r_n}{i_n}\right) \quad (3.15)$$

เนื่องจาก  $r_n$  และ  $i_n$  อิสระต่อกัน ดังนั้นจะได้ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นร่วม (joint probability density function) จะเป็นดังนี้

$$f(r_n, i_n) = f(r_n) f(i_n) \quad (3.16)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\pi}\sigma} \exp\left(\frac{-r_n^2}{\sigma^2}\right) \frac{1}{\sqrt{\pi}\sigma} \exp\left(\frac{-i_n^2}{\sigma^2}\right) \quad (3.17)$$

$$= \frac{1}{\pi\sigma^2} \exp\left(\frac{-(r_n^2 + i_n^2)}{\sigma^2}\right) \quad (3.18)$$

เนื่องจาก  $r_n = R \cos \theta$  และ  $i_n = R \sin \theta$  จะสามารถหาค่าตัวกำหนดจาโคบี (jacobian determinant) ได้ดังนี้

$$J(r_n, i_n) = \begin{vmatrix} \frac{\partial r_n}{\partial R} & \frac{\partial i_n}{\partial \theta} \\ \frac{\partial i_n}{\partial R} & \frac{\partial r_n}{\partial \theta} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos \theta & -R \sin \theta \\ \sin \theta & R \cos \theta \end{vmatrix} = R \quad (3.19)$$

ดังนั้นจะได้ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นร่วมของ  $R$  และ  $\theta$  คือ

$$f(R, \theta) = |J(r_n, i_n)| f(r_n, i_n) \quad (3.20)$$

$$= \frac{R}{\pi\sigma^2} \exp\left(\frac{-(R^2 \cos^2 \theta + R^2 \sin^2 \theta)}{\sigma^2}\right) \quad (3.21)$$

$$= \frac{R}{\pi\sigma^2} \exp\left(\frac{-R^2}{\sigma^2}\right) \quad (3.22)$$

และจะได้ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของ R ดังนี้

$$f(R) = \int_0^{2\pi} f(R, \theta) d\theta = \frac{R}{\pi\sigma^2} \exp\left(\frac{-R^2}{\sigma^2}\right) \int_0^{2\pi} d\theta = \frac{2R}{\sigma^2} \exp\left(\frac{-R^2}{\sigma^2}\right) \quad (3.23)$$

จากสมการที่ 3.23 จะเห็นว่า R เป็นขนาดของสัญญาณแถบผ่านของสัญญาณ OFDM มีการกระจายแบบเรย์ลี (Rayleigh distribution) เนื่องจาก R เป็นขนาดของ  $x_n$  ดังนั้นความน่าจะเป็นที่  $x_n$  จะมีค่า PAPR น้อยกว่า  $\text{PAPR}_0(\text{dB})$  เมื่อ  $\text{PAPR}_0(\text{dB}) = 10\log(R^2/\sigma^2)$  คือ  $\text{Prob}[R < \sigma \sqrt{10^{\text{PAPR}_0/10}}]$  ซึ่งแสดงได้ดังนี้

$$\text{Prob}[R < \sigma \sqrt{10^{\text{PAPR}_0/10}}] = \int_0^{\sigma \sqrt{10^{\text{PAPR}_0/10}}} f(R) dR \quad (3.24)$$

$$= \int_0^{\sigma \sqrt{10^{\text{PAPR}_0/10}}} \frac{2R}{\sigma^2} \exp\left(\frac{-R^2}{\sigma^2}\right) dR \quad (3.25)$$

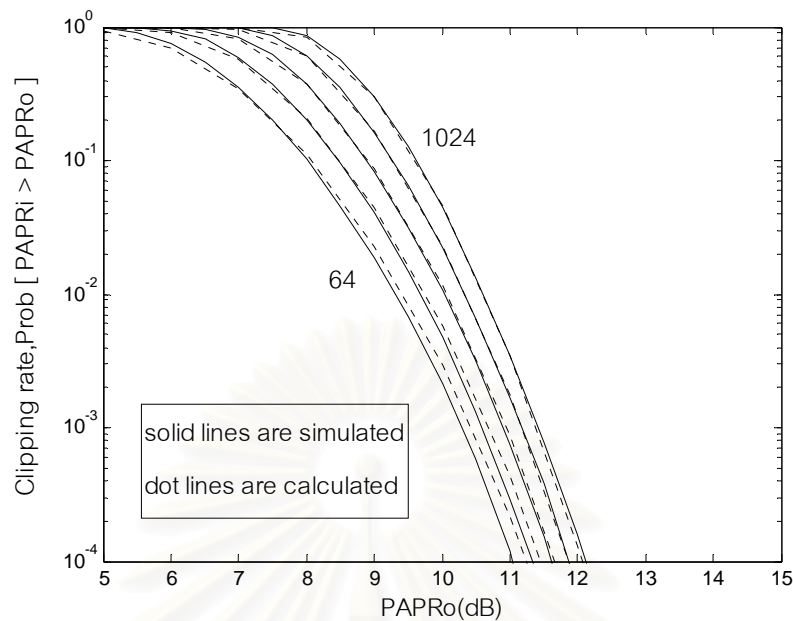
$$= 1 - \exp(-10^{\text{PAPR}_0/10}) \quad (3.26)$$

ความน่าจะเป็นที่  $x_n$  ทั้งหมด N สัญญาณจะมี PAPR น้อยกว่า  $\text{PAPR}_0(\text{dB})$  คือ

$$\text{Prob}[\text{PAPR}_i < \text{PAPR}_0] = (1 - \exp(-10^{\text{PAPR}_0/10}))^N \quad (3.27)$$

ดังนั้นอัตราความล้มเหลว หรือความน่าจะเป็นที่สัญญาณ OFDM จะมี PAPR สูงกว่า  $\text{PAPR}_0$  คือ

$$\text{Prob}[\text{PAPR}_i > \text{PAPR}_0] = 1 - (1 - \exp(-10^{\text{PAPR}_0/10}))^N \quad (3.28)$$



รูปที่ 3.3 ค่า PAPR ที่ได้จากการคำนวณตามทฤษฎีเปรียบเทียบกับค่า PAPR ที่ได้จากการจำลองแบบของสัญญาณแถบผ่าน

รูปที่ 3.3 แสดงค่า PAPR ที่ได้จากการคำนวณตามสมการที่ (3.28) ด้วยเส้นประเปรียบเทียบกับค่า PAPR ที่ได้จากการจำลองแบบที่แสดงด้วยเส้นทึบตามจำนวนคลื่นพาร์ย่อยที่ใช้ (N) ตั้งแต่ 64 คลื่นจนถึง 1024 คลื่นของสัญญาณแถบผ่านของสัญญาณ OFDM จะเห็นว่าเมื่อค่า N มีค่ามากขึ้น ค่าที่ได้จากการคำนวณจะประมาณได้ใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากการจำลองแบบ

### 3.1.3 ตัวประกอบค่ายอด

นอกจาก PAPR แล้ว ตัวประกอบค่ายอดหรือ Crest Factor (CF) [32] เป็นค่าอีกค่าหนึ่งที่สามารถบอกให้ทราบว่าสัญญาณลักษณะในโดเมนเวลาสัญญาณ OFDM มีขนาดสูงที่สุดต่างจากค่าเฉลี่ยมากน้อยเท่าใด ตัวประกอบค่ายอดคืออัตราส่วนของขนาดของสัญญาณที่มีค่ามากที่สุดกับค่าเฉลี่ยอาร์เอ็มเอสของสัญญาณ ดังนั้นตัวประกอบค่ายอดสำหรับสัญญาณลักษณะในโดเมนเวลาของสัญญาณแบบหลายคลื่นพาร์  $x$  คือ

$$CF(x) = \frac{\|x\|_{\infty}}{\|x\|_2} \quad (3.29)$$

โดยตัวประกอบค่ายอดมีความสัมพันธ์กับ PAPR ดังนี้

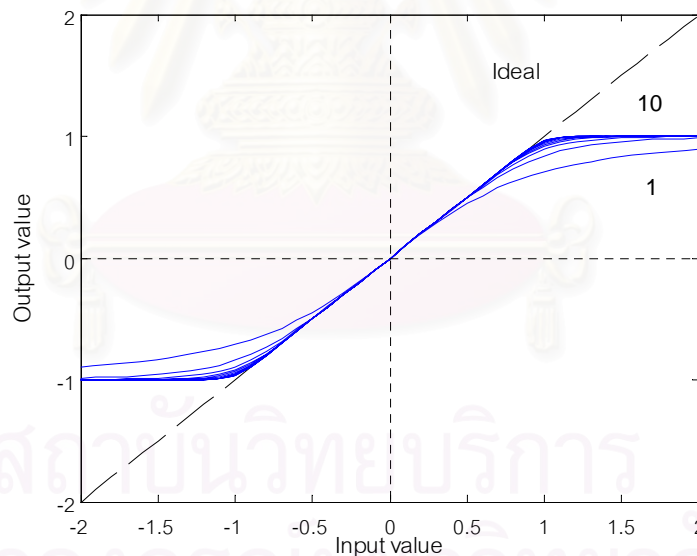
$$CF \approx \sqrt{\text{PAPR}} \quad (3.30)$$

ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้ PAPR ในการอ้างอิงสำหรับอธิบายถึงประสิทธิภาพของวิธีการลดกำลังค่ายอดของสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห้เป็นหลัก

### 3.1.4 การทำ input back-off สำหรับวงจรถยายกำลัง

สัญญาณแบบหลายคลื่นพาห้จะมีโอกาสที่ขนาดของสัญญาณ  $x_n$  มีค่าสูงกว่าค่าเฉลี่ยมากๆ ได้ แต่วงจรถยายมีช่วงการทำงานที่ไม่เป็นเชิงเส้น [32] ตามแบบจำลอง

$$g(A) = \frac{A}{(1+A^{2p})^{1/2p}} \quad \text{ดังรูปที่ 3.4}$$



รูปที่ 3.4 แบบจำลองวงจรถยายกำลัง ( $p = 1, 2, \dots, 10$ )

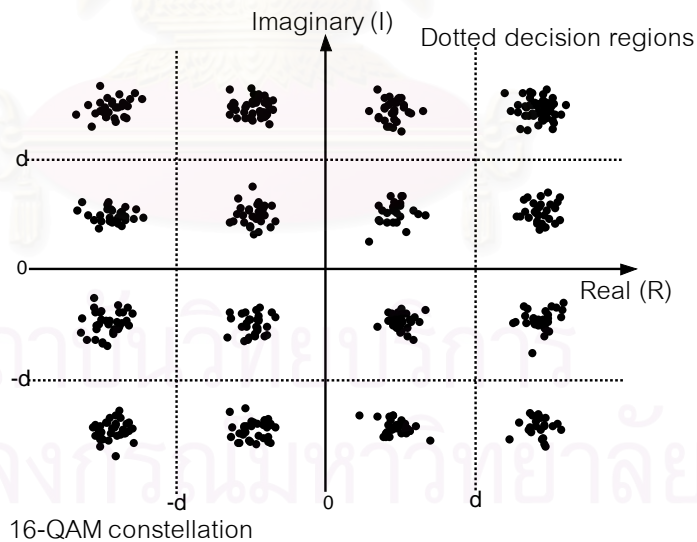
ขนาดของ  $x_n$  ที่สูงเกินไปอาจจะทำให้วงจรถยายทำงานในช่วงอิ่มตัวและทำงานไม่เชิงเส้น ซึ่งจะทำให้เกิดความเพี้ยนเชิงอินเทอร์มอดูเลตและอาจทำให้วงจรถยายเสียหายได้ วิธีการแก้ไขแบบหนึ่งคือการใช้วงจรถยายแบบ input back-off (IBO) ซึ่งเป็นการกำหนดช่วงการทำงานของวงจรถยาย โดยให้วงจรถยายทำงานในช่วงที่ต่ำกว่าจุดอิ่มตัวมากจนเพียงพอที่จะทำให้วงจรถยายรับค่า  $x_n$  ที่มีขนาดมากที่สุดได้ โดย

$$IBO = 10 \log \frac{P_{o,in}}{P_{in}} \quad [dB] \quad (3.31)$$

โดยที่  $P_{in}$  คือกำลังเฉลี่ยของสัญญาณขาเข้าวงจรรขยาย และ  $P_{o,in}$  คือกำลังของสัญญาณขาเข้าที่จุดอิมิตัวของวงจรรขยาย แม้ว่า IBO ทำให้ความเพี้ยนที่เกิดจากความไม่เชิงเส้นของวงจรรขยายลดลง แต่จะต้องใช้วงจรรขยายกำลังสูงมาขยายสัญญาณที่มีกำลังเฉลี่ยต่ำกว่ามาก ซึ่งเป็นการใช้วงจรรขยายกำลังสูงอย่างไม่มีประสิทธิภาพ

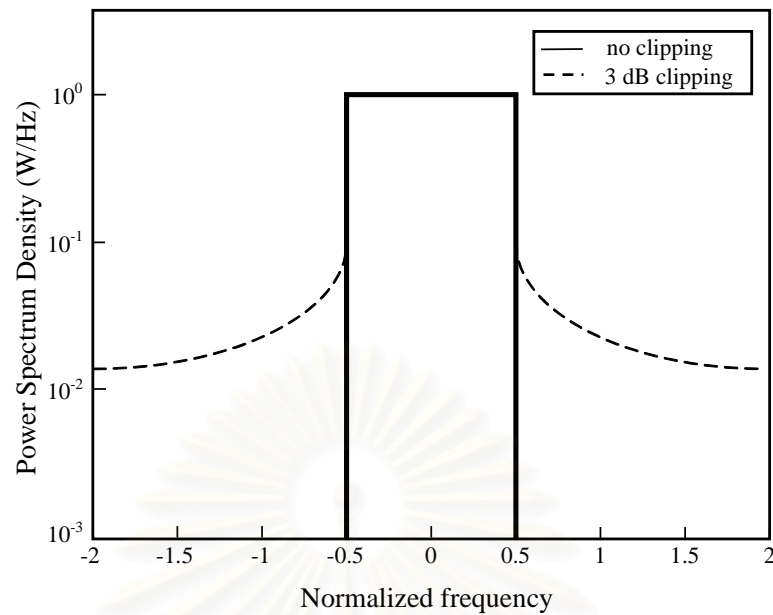
### 3.1.5 การขลิบ

การป้องกันไม่ให้วงจรรขยายทำงานในช่วงอิมิตัวซึ่งจะทำให้การทำงานไม่เป็นเชิงเส้น โดยไม่ทำ IBO กับวงจรรขยาย วิธีที่ง่ายที่สุดคือการปรับหรือขลิบสัญญาณที่มีกำลังค่ายอดสูงนี้ทิ้งไปก่อนผ่านวงจรรขยาย ผลเสียที่ตามมาเนื่องจากการขลิบก็คือสัญญาณจะเกิดความเพี้ยนในแถบ (in-band distortion) เนื่องจากสัญญาณที่ถูกขลิบจะมีข้อมูลบางส่วนสูญหายไป ซึ่งจะส่งผลให้ระบบมีอัตราบิดผิดพลาดสูงขึ้น ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 ความเพี้ยนที่เกิดจากการขลิบสัญญาณแบบหลายคลื่นพาร์ (512 คลื่นพาร์ย่อย)

ผลเสียที่เกิดจากการขลิบอีกประการหนึ่งคือการแผ่สเปกตรัมของสัญญาณนอกแถบ (out-of-band emission) สูงขึ้น ซึ่งจะไปแทรกสอดสัญญาณที่มีแถบความถี่อยู่ติดกัน ส่งผลให้ระบบมีประสิทธิภาพต่ำลง ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 การแผ่สเปกตรัมของสัญญาณนอกแถบของสัญญาณที่ถูกขลิบ

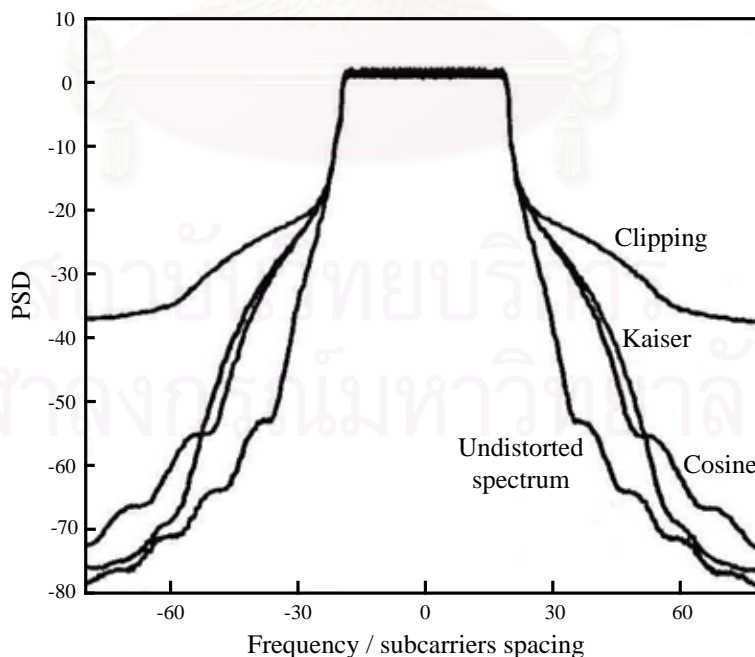
ความเพี้ยนในแถบที่เกิดจากการขลิบทำให้อัตราบิดผิดพลาตของระบบสูง ซึ่งอาจใช้การส่งซ้ำ (retransmission) การแก้ความผิดพลาดไปหน้า (Forward Error Correcting : FEC) หรือการวางสลับ (interleaving) มาช่วยลดปัญหาลงได้บ้าง สำหรับการแผ่สเปกตรัมของสัญญาณนอกแถบสามารถใช้วงจรกรองมาลดสเปกตรัมของสัญญาณนอกแถบที่เกิดขึ้นหลังจากการขลิบได้ แต่อาจทำให้กำลังค่ายอดของสัญญาณสูงขึ้นอีก 4 ถึง 5 dB [6] วิธีการดังกล่าวเป็นการแก้ปัญหาที่เกิดจากการขลิบซึ่งเปรียบเสมือนกับการแก้ปัญหาที่ปลายเหตุ ไม่ได้ทำให้ประสิทธิภาพของระบบสูงขึ้นมากนัก ดังนั้นแนวทางที่ดูจะเหมาะสมกว่าก็คือการลดกำลังค่ายอดของสัญญาณให้การขลิบเกิดขึ้นน้อยที่สุดหรือไม่เกิดขึ้นเลย

### 3.2 แนวทางในการลดกำลังค่ายอด

การขลิบสัญญาณที่มีกำลังค่ายอดสูงทิ้งไปก่อนผ่านวงจรขยายสามารถหลีกเลี่ยงไม่ให้วงจรขยายทำงานในช่วงอิ่มตัวได้ แต่ไม่ได้ทำให้ประสิทธิภาพของระบบสูงขึ้นมากนักเนื่องจากจะเกิดผลเสียที่ตามมาอีกดังที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น ดังนั้นจึงควรรหาแนวทางอื่นที่ทำให้สัญญาณแบบหลายคลื่นพาท์ถูกขลิบให้น้อยที่สุดหรือไม่เกิดขึ้นเลย หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือต้องหาวิธีการลดอัตราการใช้สัญญาณส่วนที่มีกำลังค่ายอดสูงหรือวิธีการลดค่า PAPR ของสัญญาณนั้นลง แนวทางในการลดค่า PAPR มีการนำเสนอมาหลายแนวทาง โดยที่ระบบต้องเพิ่มความซับซ้อนขึ้นหรือลดประสิทธิภาพของระบบลง ตัวอย่างวิธีการในการลดค่า PAPR จะกล่าวถึงดังต่อไปนี้

### 3.2.1 การลดกำลังค่ายอดด้วยวิธี Peak Windowing

วิธีการทำวินโดว์กับค่ายอด (Peak Windowing) [7, 31] เป็นวิธีการลดกำลังค่ายอดของสัญญาณที่คล้ายกับการขลิบ แต่ไม่ทำให้สเปกตรัมของสัญญาณนอกแถบสูงขึ้นมาก วิธีนี้จะใช้การคูณสัญญาณในโดเมนเวลาส่วนที่มีค่ายอดสูงด้วยฟังก์ชันวินโดว์รูปร่างต่างๆ ที่ต้องมีคุณสมบัติเชิงสเปกตรัมที่ดี เพื่อจำกัดไม่ให้สัญญาณมีค่ายอดสูงกว่าค่าที่กำหนด รูปร่างของวินโดว์ควรมีสเปกตรัมที่แคบที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้เพื่อไม่ให้สเปกตรัมของสัญญาณนอกแถบสูงขึ้น เนื่องจากการคูณสัญญาณด้วยวินโดว์ในโดเมนเวลาก็คือการคอนโวลูชันระหว่างสัญญาณกับวินโดว์ในโดเมนความถี่ ดังนั้นรูปร่างของวินโดว์ที่มีสเปกตรัมแคบจะไม่ทำให้สเปกตรัมของสัญญาณนอกแถบสูงขึ้นมาก และฟังก์ชันวินโดว์ไม่ควรมีความยาวเกินไปในโดเมนเวลา เนื่องจากจะรบกวนตัวอย่างของสัญญาณส่วนอื่นทำให้อัตราบิดผิดพลาดสูงขึ้นได้ ฟังก์ชันที่เหมาะสมจะใช้เป็นวินโดว์เช่น โคไซน์ (cosine), ไกเซอร์ (Kaiser), แฮมมิง (Hamming), หรือ เกาส์ (Gaussian) เป็นต้น ดังแสดงในรูปที่ 3.7 ซึ่งแสดงสเปกตรัมของสัญญาณลดกำลังค่ายอดด้วยการทำวินโดว์ด้วยฟังก์ชันต่างๆ เปรียบเทียบกับสเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกขลิบ แม้ว่าวิธีนี้จะมีการแผ่สเปกตรัมของสัญญาณนอกแถบไม่สูงมากและประสิทธิภาพดีกว่าวิธีการขลิบ แต่ยังคงทำให้รูปร่างของสัญญาณผิดเพี้ยนไปทำให้อัตราบิดผิดพลาดของระบบสูงขึ้นอยู่



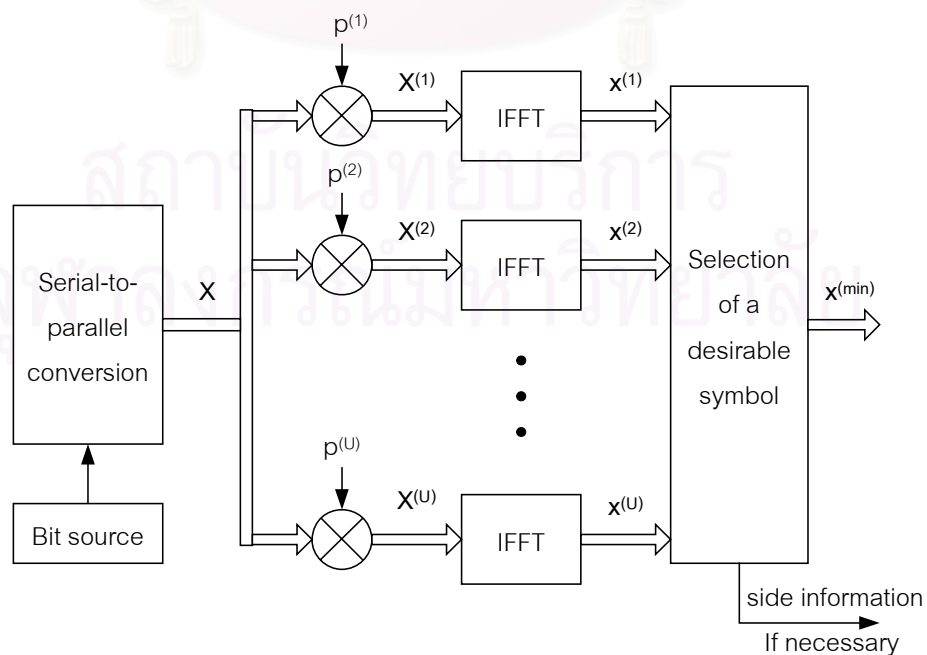
รูปที่ 3.7 สเปกตรัมของสัญญาณที่ลดกำลังค่ายอดด้วยการทำวินโดว์ด้วยฟังก์ชันต่างๆ เปรียบเทียบกับสเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกขลิบ

### 3.2.2 การลดกำลังค่ายอดด้วยวิธี Block Scaling

หลักการพื้นฐานของ Block scaling [8] คือการตรวจวัดสัญญาณในโดเมนเวลาเพื่อหาตัวอย่างของสัญญาณที่มีขนาดสูงสุด ถ้าขนาดสูงสุดของสัญญาณอยู่ในระดับที่จะถูกขลิบ ก็ลดขนาดของตัวอย่างทุกๆ ตัวของสัญญาณลง เพื่อให้ขนาดสูงสุดของสัญญาณต่ำกว่าระดับที่จะถูกขลิบ สำหรับระดับในการลดขนาดของตัวอย่างอาจแบ่งอย่างน้อยสี่ระดับเพื่อให้ใช้กับสัญญาณที่มีขนาดสูงสุดแตกต่างกันได้ ระดับในการลดนี้จะต้องส่งไปให้เครื่องรับทราบด้วย ซึ่งอาจต้องใช้อย่างน้อยสองบิตส่งผ่านช่องสัญญาณที่เตรียมไว้เฉพาะที่เรียกว่า scale tone ข้อมูลใน scale tone มีความสำคัญมากเพราะถ้าเกิดความผิดพลาดขึ้นจะทำให้สัญญาณนั้นผิดพลาดได้ทั้งหมด ดังนั้นจึงกำหนดให้ใช้ scale tone เป็นช่องสัญญาณย่อยที่มีค่า SNR สูง อย่างไรก็ตามวิธีนี้ จะได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนและสัญญาณแทรกสอดสูงมาก เนื่องจากขนาดของตัวอย่างทุกๆ ตัวของสัญญาณถูกลดขนาดลง

### 3.2.3 การลดกำลังค่ายอดด้วยวิธี Selective Mapping

วิธี Selective Mapping (SLM) [9, 10] จะสร้างสัญลักษณ์แบบหลายคลื่นพาห้ขึ้นมา  $U$  แบบที่ส่งข้อมูลชุดเดียวกันเขียนแทนด้วย  $x^{(u)}$  สัญลักษณ์แบบหลายคลื่นพาห้ที่สร้างขึ้นมานี้ มีคุณสมบัติอิสระต่อกัน จากนั้นจะเลือกสัญลักษณ์ที่มีค่า PAPR ต่ำที่สุดส่งออกไป พร้อมกับข้อมูลเพิ่มเติม (side information) เพื่อให้เครื่องรับทราบว่าส่งสัญลักษณ์แบบใดมาดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 แผนภาพระบบการลดกำลังค่ายอดด้วยวิธี Selective Mapping



หลักการของ SLM เริ่มต้นด้วยการสร้างชุดข้อมูลในโดเมนความถี่ขึ้นมา  $U$  ชุด จากชุดข้อมูล  $X$  ชุดหนึ่ง โดยการคูณด้วยเวกเตอร์  $P^{(u)}$  ที่แตกต่างกัน  $U$  ชุดที่กำหนดไว้และมีลักษณะสุ่มเทียม (psuedo-random) โดยที่  $P^{(u)} = [P_0^{(u)}, \dots, P_{N-1}^{(u)}]$  และ  $P_k^{(u)} = e^{j\varphi^{(u)}}$ ,  $\varphi^{(u)} \in [0, 2\pi]$  ดังนั้นจะได้

$$X_k^{(u)} = X_k P_k^{(u)} \quad (3.32)$$

นั่นคือการเปลี่ยนเฟสให้กับสัญลักษณ์ของชุดข้อมูลแต่ละชุดด้วยรูปแบบที่ต่างกักัน ชุดข้อมูลแต่ละชุดจะถูกทำ IFFT ทำให้ได้สัญลักษณ์แบบหลายคลื่นพาห์  $U$  แบบคือ  $x^{(u)}$  จากนั้นจะเลือกสัญลักษณ์  $x^{(min)}$  จากสัญลักษณ์เหล่านี้ซึ่งมีค่า PAPR ต่ำที่สุดส่งออกไป และส่งข้อมูลเพิ่มเติมเพื่อบอกว่าใช้เวกเตอร์  $P^{(min)}$  ในการคูณกับชุดข้อมูล  $X$  ให้กับเครื่องรับทราบ ชุดข้อมูล  $U$  ชุด ถูกสร้างขึ้นมาเพื่อส่งข้อมูล  $X$  ดังนั้นถ้า CCDF ของชุดข้อมูลเดิมเป็น  $\text{Prob} [PAPR_i > PAPR_o]$  แล้ว CCDF ของชุดข้อมูลที่มีค่า PAPR ต่ำที่สุดจะเป็น  $(\text{Prob} [PAPR_i > PAPR_o])^U$  ดังนั้นสามารถทำให้โอกาสที่ PAPR มีค่าน้อยลงได้มากขึ้นในทางทฤษฎี โดยเพิ่มจำนวนชุดข้อมูล  $U$  แต่จะทำให้ระบบต้องใช้ความซับซ้อนสูงขึ้นด้วย แม้ว่าวิธีนี้จะมีประสิทธิภาพสูง สามารถใช้กับคลื่นพาห์ย่อยจำนวนเท่าใดก็ได้และใช้กับ constellation แบบใดก็ได้ แต่จะต้องส่งข้อมูลเพิ่มเติมเพื่อบอกเครื่องรับ เป็นการเพิ่มส่วนซ้ำซ้อน (redundancy) นอกจากนี้ยังเพิ่มความซับซ้อนขึ้นเพราะต้องใช้ IFFT จำนวน  $N$  จุดมากถึง  $U$  ชุด

### 3.2.4 การลดกำลังค่ายอดด้วยวิธี Partial Transmit Sequences

วิธี Partial Transmit Sequences (PTS) [10] ได้รับการพัฒนามาจากวิธี SLM เพื่อลดความซับซ้อนของระบบ (จำนวนจุดในการทำ IFFT) หลักการคือแบ่งชุดข้อมูล  $X$  ออกเป็นชุดข้อมูลย่อย  $X_v$  จำนวน  $V$  ชุด โดยให้ชุดข้อมูลย่อยแต่ละชุดมีขนาดเท่ากันหมด ดังนี้

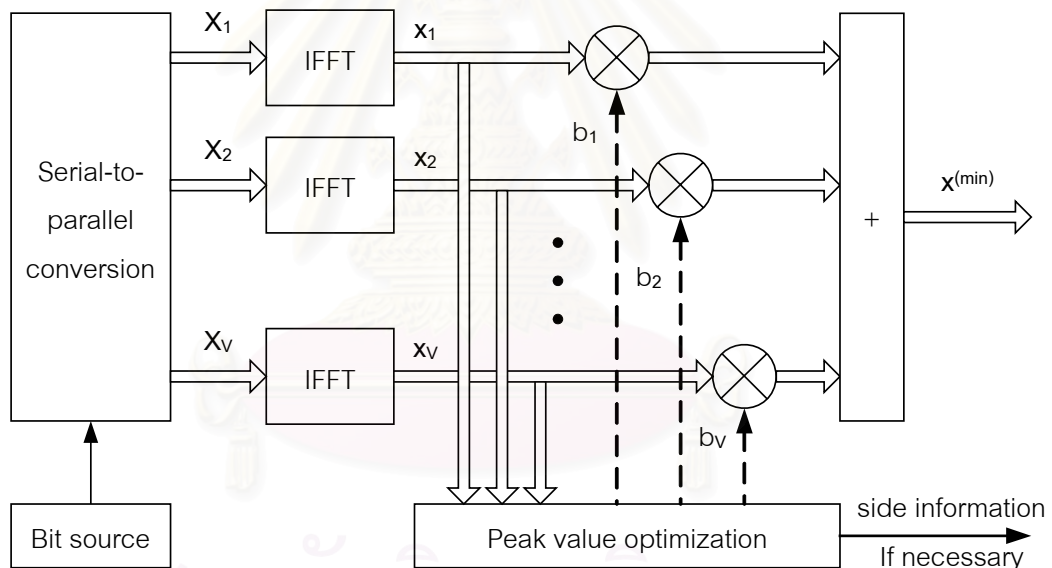
$$X = \sum_{v=0}^V X_v \quad (3.33)$$

แล้วทำ IFFT กับชุดข้อมูล  $X_v$  แต่ละชุด ทำให้ได้ชุดข้อมูลในโดเมนเวลา  $x_v$  ขึ้นมาใหม่จำนวน  $V$  ชุด แล้วคูณตัวประกอบการหมุนเฟส (Phase Rotation Factor) กับชุดข้อมูล  $x_v$  แต่

ละชุด แล้วนำชุดข้อมูล  $x_v$  แต่ละชุดมารวมกัน โดย  $\{b_v, v=1,2,\dots,V\}$  เป็นตัวประกอบการหมุนเฟส ซึ่งเป็นค่าเชิงซ้อนและขนาดของ  $b_v$  เท่ากับ 1 เสมอ ดังนั้นจากคุณสมบัติเชิงเส้นของ IFFT จะได้

$$x = \sum_{v=0}^V b_v (\text{IFFT}(X_v)) = \sum_{v=1}^V b_v x_v \quad (3.34)$$

เรียกเวกเตอร์  $x_v$  ว่าลำดับส่งย่อย (Partial Transmit Sequence) ซึ่งได้จากการทำ IFFT กับ  $X_v$  จากรูปที่ 3.9 การสร้างสัญลักษณ์แบบหลายคลื่นพาหุ  $x^{(\min)}$  ในโดเมนเวลาที่มีค่า PAPR ต่ำที่สุด ทำได้โดยการเลือกหรือปรับตัวประกอบการหมุนเฟสที่คูณกับลำดับส่งย่อยแต่ละลำดับให้มีค่าเหมาะสมที่สุด



รูปที่ 3.9 แผนภาพระบบการลดกำลังค่ายอดด้วยวิธี Partial Transmit Sequences

วิธีนี้มีประสิทธิภาพสูงเช่นเดียวกับวิธี SLM แต่จะได้รับความนิยมมากกว่าเนื่องจากมีความซับซ้อนที่ต่ำกว่าเพราะไม่ต้องใช้ IFFT จำนวน  $N$  จุดหลายชุด เหมือนวิธี SLM แต่วิธี PTS ต้องส่งข้อมูลเพิ่มเติมขนาดใหญ่กว่าวิธี SLM เพราะข้อมูลเพิ่มเติมต้องบอกเซตของตัวประกอบการหมุนเฟสที่ใช้สร้างสัญลักษณ์ไปทั้งหมด

### 3.2.5 การลดกำลังค่ายอดด้วยวิธี Block Coding

กำลังค่ายอดของสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห้ขึ้นอยู่กับชุดข้อมูลที่ส่งไปกับสัญญาณนั้น รูปแบบของชุดข้อมูลบางรูปอาจทำให้เกิดกำลังค่ายอดสูง ดังตัวอย่างในตารางที่ 3.1 ที่แสดงการส่งข้อมูลไบนารี 4 บิต รูปแบบต่างๆ ผ่านคลื่นพาห้ย่อย 4 คลื่น

ตารางที่ 3.1 การส่งข้อมูลไบนารี 4 บิต รูปแบบต่างๆ ผ่านคลื่นพาห้ย่อย 4 คลื่น

$d_{Dec}$	$d_1$	$d_2$	$d_3$	$d_4$	PEP(W)	$d_{Dec}$	$d_1$	$d_2$	$d_3$	$d_4$	PEP(W)
0	0	0	0	0	16.00	8	0	0	0	1	7.07
1	1	0	0	0	7.07	9	1	0	0	1	9.45
2	0	1	0	0	7.07	10	0	1	0	1	16.00
3	1	1	0	0	9.45	11	1	1	0	1	7.07
4	0	0	1	0	7.07	12	0	0	1	1	9.45
5	1	0	1	0	16.00	13	1	0	1	1	7.07
6	0	1	1	0	9.45	14	0	1	1	1	7.07
7	1	1	1	0	7.07	15	1	1	1	1	16.00

จะเห็นว่าชุดข้อมูล 4 รูปแบบที่ทำให้สัญญาณแบบหลายคลื่นพาห้มีขนาดกำลังค่ายอด (Peak Envelope Power : PEP) สูงถึง 16 วัตต์ หรือมีค่า PAPR 12dB ดังนั้นควรหลีกเลี่ยงการส่งชุดข้อมูลรูปแบบที่ทำให้กำลังค่ายอดสูงเช่นนี้ โดยการเข้ารหัสแบบบล็อก (Block coding) [11] เช่น การส่งข้อมูล 3 บิตด้วยการแมบกับคำรหัส 4 บิตที่ไม่ทำให้กำลังค่ายอดสูง แทนการส่งข้อมูล 4 บิตโดยตรง แนวคิดนี้ใช้ได้กับชุดข้อมูลที่เป็นสัญลักษณ์ ไม่ว่าจะ เป็น BPSK, QPSK, หรือ QAM โดยสามารถลดค่า PAPR ลงได้อย่างมีประสิทธิภาพ แต่ต้องลดอัตราการส่งข้อมูลลงซึ่งแสดงได้เป็นอัตราการเข้ารหัส (code rate)  $R$  ดังสมการ

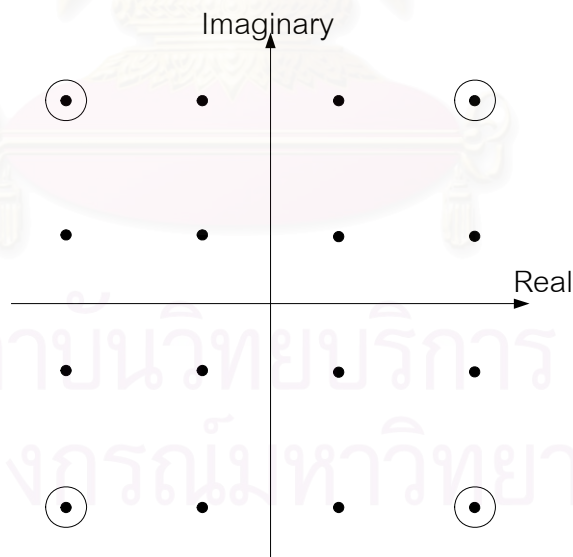
$$R = 1 + \frac{1}{N} \log \frac{C_{W_{perm}}}{C_{W_{poss}}} \quad (3.35)$$

โดยค่า  $C_{W_{perm}}$  แทนจำนวนของคำรหัสที่ยอมรับได้หรือคำรหัสที่มีค่า PAPR ไม่สูงเกินค่าที่กำหนดและ  $C_{W_{poss}}$  แทนจำนวนของคำรหัสที่เป็นไปได้ทั้งหมด แม้ว่าแนวคิดนี้จะทำให้

อัตราการส่งข้อมูลลดลง แต่สามารถให้การเข้ารหัสนี้เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพให้กับระบบด้วยการใช้ การเข้ารหัสในการตรวจวัดหรือแก้ไขความผิดพลาดได้ คำรหัสที่ใช้สามารถใช้ได้หลายแบบ เช่น ลำดับ Shapiro-Rudin, ลำดับ Golay complementary หรือรหัส Reed-Muller วิธีการลด PAPR นี้ต้องลดอัตราการส่งข้อมูลลง โดยสามารถลดค่า PAPR ได้ 2.48 dB ด้วยอัตราการเข้ารหัส 3/4 สำหรับสัญญาณแบบ 4 คลื่นพหุย่อย แต่ถ้าจำนวนคลื่นพหุย่อยมากขึ้น การเข้ารหัสและถอดรหัสจะต้องมีความซับซ้อนสูงขึ้น จึงไม่เหมาะกับการส่งข้อมูลด้วยอัตราการส่งข้อมูลสูงหรือจำนวน คลื่นพหุย่อยมากๆ

### 3.2.6 การลดกำลังค่ายอดด้วยวิธี Inverse Maximum Symbol

วิธี Inverse Maximum Symbol (IMS) [12] จะเปลี่ยนเฟสกับสัญลักษณ์ที่ใช้ ตำแหน่งสัญญาณขนาดใหญ่ที่สุดดังรูปที่ 3.10 กรณีสัญลักษณ์ 16-QAM ตำแหน่งสัญญาณที่ ล้อมรอบด้วยวงกลมเป็นตำแหน่งสัญญาณที่มีขนาดใหญ่ที่สุด ตำแหน่งสัญญาณที่มีขนาดใหญ่ จะมีผลกระทบต่อสัญลักษณ์แบบหลายคลื่นพหุมากกว่าตำแหน่งสัญญาณที่มีขนาดเล็ก ดังนั้น จึงเลือกที่จะเปลี่ยนเฟสกับสัญลักษณ์ที่มีขนาดใหญ่ที่สุดเพื่อลดค่า PAPR ลง



รูปที่ 3.10 รูปภาพแสดงตำแหน่งสัญญาณขนาดใหญ่ของสัญลักษณ์ 16-QAM

วิธีนี้ปรับสัญลักษณ์ที่มีตำแหน่งสัญญาณขนาดใหญ่ที่สุดทั้งหมดให้เปลี่ยนเฟสไป 180 องศาหรือ  $\pi$  เรเดียน ด้วยการคูณด้วย  $-1$  ก่อนผ่าน IFFT แล้วจะคำนวณสัญลักษณ์แบบ หลายคลื่นพหุในโดเมนเวลาใหม่ วิธีนี้จะทำให้ได้สัญลักษณ์แบบหลายคลื่นพหุ 2 สัญลักษณ์

คือสัญลักษณ์แบบหลายคลื่นพาห้ดั้งเดิม กับสัญลักษณ์แบบหลายคลื่นพาห้ที่ทำ IMS ดังนั้นสามารถเลือกสัญลักษณ์แบบหลายคลื่นพาห้ที่มีค่า PAPR ต่ำส่งออกไปพร้อมกับส่งข้อมูลเพิ่มเติมไปกับช่องสัญญาณนำ เพื่อบอกเครื่องรับว่าสัญลักษณ์แบบหลายคลื่นพาห้นี้เป็นแบบดั้งเดิมหรือแบบที่ทำ IMS ถึงแม้ว่าวิธีนี้จะมีความยุ่งยากในการคำนวณต่ำ แต่ผลการจำลอง [12] แสดงให้เห็นว่าประสิทธิภาพในการลดค่า PAPR ของวิธีนี้ไม่สูงมากนัก นอกจากนี้ความผิดพลาดของข้อมูลเพิ่มเติมที่ส่งไปกับช่องสัญญาณนำยังส่งผลต่ออัตราความผิดพลาดของสัญลักษณ์แบบหลายคลื่นพาห้อีกด้วย

### 3.2.7 การลดกำลังค่ายอดด้วยวิธี Maximum Symbol Control

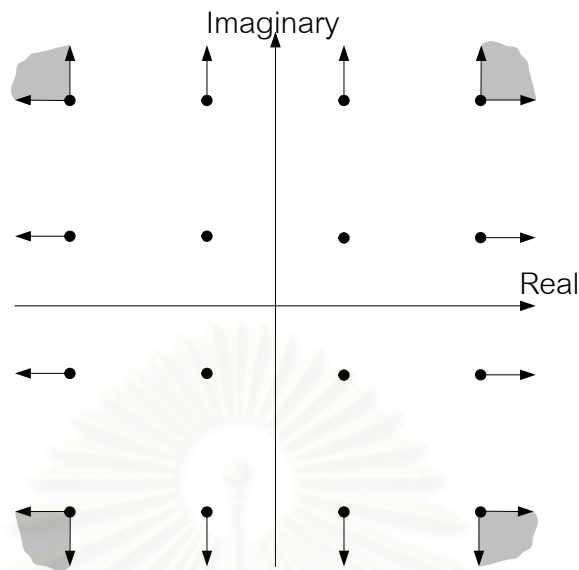
วิธี Maximum Symbol Control (MSC) [12] จะเปลี่ยนเฟสของสัญลักษณ์ที่มีตำแหน่งสัญญาณขนาดใหญ่บางสัญลักษณ์ ไม่ได้เปลี่ยนเฟสของสัญลักษณ์ที่มีตำแหน่งสัญญาณขนาดใหญ่ทั้งหมดเหมือนวิธี IMS การเปลี่ยนเฟสของสัญลักษณ์ที่มีตำแหน่งสัญญาณขนาดใหญ่บางสัญลักษณ์ไป 180 องศาพร้อมกับเพิ่มขนาดของสัญลักษณ์ขึ้นไปอีกเป็นจำนวนเท่าของระยะห่างน้อยที่สุดระหว่างตำแหน่งสัญญาณของ constellation ที่ใช้ (d) ดังสมการที่ (3.36)

$$\tilde{X}_k = -X_k - n \cdot d \cdot \text{sgn}(X_k) \quad (3.36)$$

โดย  $\text{sgn}(X_k)$  คือฟังก์ชันซิกนัม (signum function) ของ  $X_k$  และ  $X_k$  คือสัญลักษณ์ที่ส่งผ่านคลื่นพาห้ย่อยที่ k และเป็นสัญลักษณ์ที่มีตำแหน่งสัญญาณขนาดใหญ่ที่สุด  $\tilde{X}_k$  คือสัญลักษณ์ใหม่ที่ส่งผ่านคลื่นพาห้ย่อยที่ k ซึ่งเปลี่ยนเฟสไป 180 องศาและเพิ่มขนาด n เท่าของระยะห่างน้อยที่สุดระหว่างตำแหน่งสัญญาณของ constellation ที่ใช้ การเพิ่มขนาดด้วยจำนวนเท่าลักษณะนี้จะไม่ทำให้อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์เพิ่มขึ้น และไม่จำเป็นต้องส่งข้อมูลเพิ่มเติมเพื่อบอกตำแหน่งสัญลักษณ์ที่เปลี่ยนไป เนื่องจากเครื่องรับจะทราบถึงตำแหน่งนี้ได้โดยดูจากขนาดของสัญลักษณ์ที่ใหญ่กว่าปกติ วิธีนี้คล้ายกับวิธีเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ (Tone Injection) ซึ่งจะกล่าวถึงในบทที่ 4 และมีข้อเสียที่คล้ายกันคือกำลังส่งเฉลี่ยที่สูงขึ้น และจำนวนรอบที่ใช้ในการหาตำแหน่งในการเปลี่ยนเฟสที่ต้องใช้หลายรอบ

### 3.2.8 การลดกำลังค่ายอดด้วยวิธี Active Channel Modification

กระบวนการในการลดค่า PAPR ของวิธีนี้จะปรับตำแหน่งสัญญาณของสัญลักษณ์ในคลื่นพาห้ย่อยที่ใช้ส่งข้อมูล (Active Channel) บางคลื่น โดยปรับตำแหน่งสัญญาณของสัญลักษณ์ไปยังตำแหน่งใหม่จะไม่ทำให้อัตราความผิดพลาดสูงขึ้น ดังตัวอย่างในรูปที่ 3.11

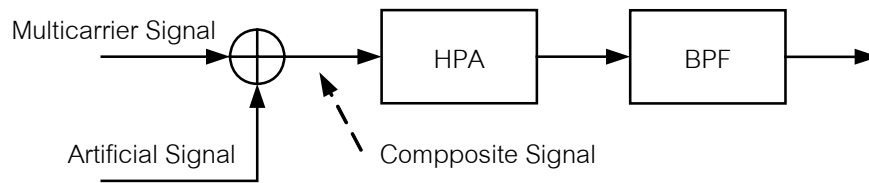


รูปที่ 3.11 ทิศทางที่สามารถเลื่อนตำแหน่งสัญญาณได้โดยไม่ทำให้อัตราความผิดพลาดสูงขึ้น

กรณีสัญลักษณ์ 16-QAM ในรูปที่ 3.11 จะเห็นว่าตำแหน่งสัญญาณที่อยู่รอบนอกของ constellation นี้มี 12 จุดที่สามารถเลื่อนออกไปได้โดยไม่ทำให้อัตราความผิดพลาดสูงขึ้น โดยตำแหน่งที่อยู่ที่มีมุมทั้งสี่มีทางเลือกในการเลื่อนมากกว่า ซึ่งแสดงในพื้นที่แรเงาในขณะที่จุดอื่นๆ ที่เหลือรอบนอกต้องเลื่อนออกไปตามแนวลูกศร การเลือกใช้คลื่นพาร์ย่อยที่เหมาะสมพร้อมกับการเลื่อนตำแหน่งสัญญาณไปยังตำแหน่งที่เหมาะสมสามารถลดค่า PAPR ได้อย่างมีประสิทธิภาพ สำหรับวิธีในการเลือกใช้คลื่นพาร์ย่อยที่เหมาะสมพร้อมกับการเลื่อนตำแหน่งสัญญาณไปยังตำแหน่งที่เหมาะสมมีหลายวิธีซึ่งสามารถศึกษารายละเอียดได้จากเอกสารอ้างอิงที่ [13-15] วิธีนี้สามารถลดค่า PAPR ลงได้มาก โดยไม่ทำให้อัตราความผิดพลาดสูงขึ้นเนื่องจากตำแหน่งที่เลื่อนออกไปไม่ได้ทำให้ระยะห่างระหว่างตำแหน่งสัญญาณบน constellation ลดลงจากเดิม แต่วิธีการนี้จะต้องใช้ความซับซ้อนสูงหรือการคำนวณหลายรอบเพื่อเลือกตำแหน่งคลื่นพาร์ย่อยและการเลื่อนตำแหน่งสัญญาณที่เหมาะสม และยังต้องเพิ่มกำลังส่งเฉลี่ยเนื่องจากต้องส่งสัญลักษณ์ที่มีขนาดใหญ่กว่าปกติเพราะตำแหน่งสัญญาณของสัญลักษณ์ถูกขยายออกไป

### 3.2.9 การลดกำลังค่ายอดด้วยวิธี artificial signals

หลักการของวิธีนี้คือการรวมสัญญาณแบบหลายคลื่นพาร์เข้ากับสัญญาณเทียม (artificial signals) ซึ่งถูกสร้างเพิ่มขึ้นมาทำให้ผลรวมของสัญญาณมีค่า PAPR ลดลงก่อนที่สัญญาณนั้นจะผ่านวงจรขยายกำลัง (High Power Amplifier : HPA) ดังรูปที่ 3.12 [16]



รูป 3.12 แผนภาพระบบการลดค่า PAPR ด้วยสัญญาณเทียม

สัญญาณเทียมที่สร้างขึ้นมานี้ต้องมีผลต่อสัญญาณแบบหลายคลื่นพหุนัยที่น้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ สัญญาณเทียมจะเป็นสัญญาณ AM (Amplitude Modulation) เพราะสะดวกในการวิเคราะห์และคำนวณ สัญญาณเทียมที่สร้างขึ้นจะต้องมีความถี่อยู่ในช่วงนอกแถบความถี่ของสัญญาณแบบหลายคลื่นพหุนัย เพื่อให้สัญญาณเทียมส่วนใหญ่สามารถขจัดออกได้โดยวงจรกรองแถบผ่าน (bandpass filter : BPF) ที่วางอยู่หลัง HPA

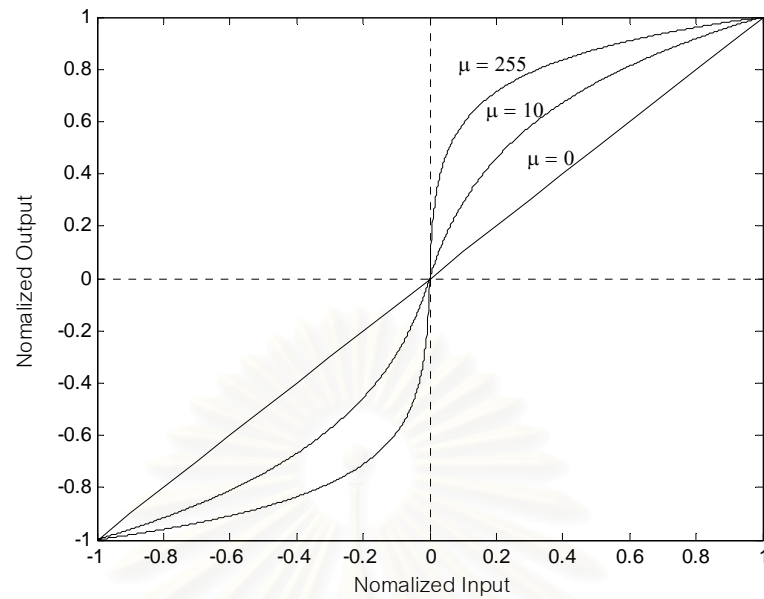
### 3.2.10 การลดกำลังค่ายอดด้วยวิธี Compand technique

วิธีนี้เป็นวิธีการที่ง่ายและมีประสิทธิภาพในการลดค่า PAPR โดยได้แนวความคิดมาจากเทคนิคการคอมแพนด (companding) ใน speech processing เนื่องจากขนาดสัญญาณ OFDM มีคุณสมบัติคล้ายกับขนาดสัญญาณเสียงคือ สัญญาณส่วนใหญ่มีขนาดเล็กและสัญญาณที่มีขนาดใหญ่มีโอกาสเกิดขึ้นน้อย ดังนั้นเทคนิคการคอมแพนดแบบกฎมิว ( $\mu$ -law) สามารถนำมาใช้ได้กับสัญญาณ OFDM [17]

สัญญาณ OFDM จะถูกคอมแพนดก่อนที่จะผ่านวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณแอนะล็อก โดยตัวอย่างแต่ละตัวอย่างของสัญญาณ OFDM ในโดเมนเวลา  $x_n$  จะถูกคอมแพนดแบบกฎมิวเป็น  $x_{C,n}$  ดังนี้

$$x_{C,n} = \frac{A \operatorname{sgn}(x_n) \ln[1 + \mu \left| \frac{x_n}{A} \right|]}{\ln(1 + \mu)} \quad (3.37)$$

โดย  $\operatorname{sgn}(x_n)$  คือฟังก์ชันซิกนัม (signum function) ของ  $x_n$  และ  $A$  คือ normalization constant ซึ่ง  $0 \leq \left| \frac{x_n}{A} \right| \leq 1$  สัญญาณด้านเข้าและสัญญาณด้านออกของการคอมแพนดแบบกฎมิวเมื่อค่า  $\mu$  เท่ากับ 0, 10, และ 225 แสดงในรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 รูปภาพแสดงสัญญาณด้านเข้าและสัญญาณด้านออกของการคอมแพนดแบบกวมิว

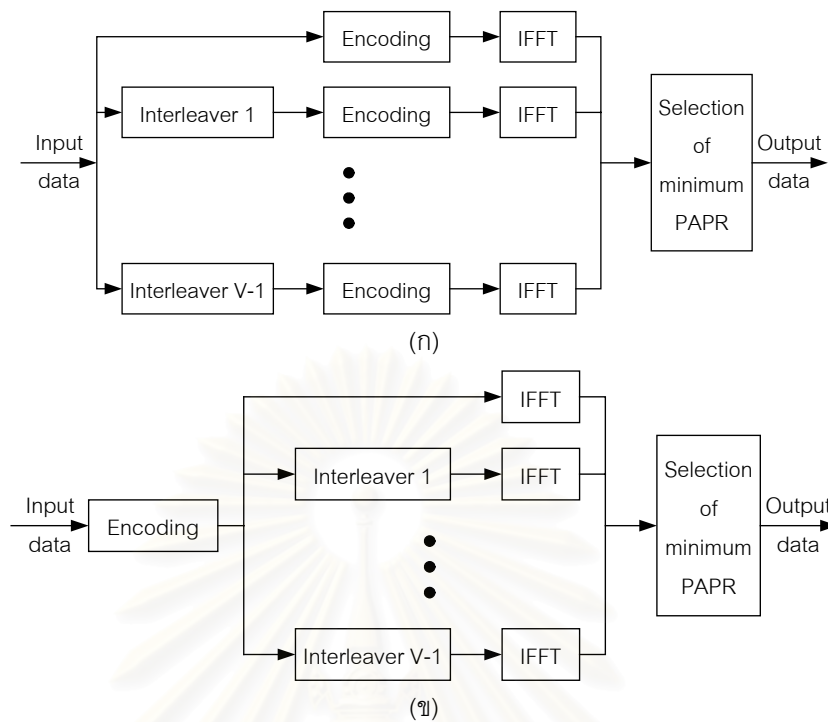
เทคนิคการคอมแพนดเป็นวิธีที่ง่ายและมีประสิทธิภาพสูงในการลดค่า PAPR แต่ยังคงมีความเพี้ยนซึ่งเกิดจากการคอมแพนดที่ทำให้รูปร่างของสัญญาณเปลี่ยนแปลงไป นอกจากนี้กำลังเฉลี่ยของสัญญาณส่งที่ถูกคอมแพนดจะลดลงด้วย ซึ่งหมายถึงการทำให้อัตราบิดเบือนผลผลิตของระบบสูงขึ้น

### 3.2.11 การลดกำลังค่ายอดด้วยวิธี Interleaving

วิธีนี้เป็นวิธีการใช้การวางสลับ (interleaving) [18] สัญญาณในโดเมนความถี่ก่อนผ่าน IFFT โดยจะใช้ตัววางสลับ (interleaver)  $V-1$  ตัว วางสลับชุดข้อมูลด้านเข้า ทำให้ได้ชุดข้อมูล  $V$  ชุด (ชุดข้อมูลด้านเข้า 1 ชุดและชุดข้อมูลที่วางสลับ  $V-1$  ชุด) ซึ่งสามารถใช้ส่งชุดข้อมูลชุดเดียวกันได้ จากนั้นจึงแปลงชุดข้อมูล  $V$  ชุดด้วย IFFT ได้ชุดข้อมูลในโดเมนเวลา  $V$  ชุด แล้วเลือกชุดข้อมูลที่มีค่า PAPR ต่ำที่สุดเพื่อใช้ส่งออกไป โดยเครื่องรับจะต้องทราบรูปแบบของการวางสลับเพื่อในการดึงข้อมูลที่ถูกต้องกลับมา ทำให้จำเป็นต้องส่งข้อมูลเพิ่มเติมไปยังเครื่องรับ ประสิทธิภาพในการลดค่า PAPR ของวิธีนี้จะสูงขึ้นเมื่อใช้จำนวนตัววางสลับเพิ่มมากขึ้น แต่ความซับซ้อนของระบบจะสูงขึ้นตาม

การวางสลับสามารถทำได้ทั้งการวางสลับชุดข้อมูลไบนารีของสัญญาณด้านเข้า หรือการวางสลับชุดข้อมูลสัญญาณของสัญญาณด้านเข้าก็ได้ ดังรูปที่ 3.14





รูปที่ 3.14 วิธีการลดค่า PAPR โดยใช้การวางสลับสัญญาณด้านเข้า

(ก) วิธีการลดค่า PAPR โดยใช้การวางสลับชุดข้อมูลไบนารีด้านเข้า

(ข) วิธีการลดค่า PAPR โดยใช้การวางสลับชุดสัญลักษณ์ด้านเข้า

ประสิทธิภาพในการลดค่า PAPR ด้วยวิธีการวางสลับชุดข้อมูลไบนารีจะสูงกว่าวิธีการวางสลับชุดข้อมูลสัญลักษณ์ เนื่องจากวิธีการวางสลับชุดข้อมูลไบนารีทำให้สัญลักษณ์ด้านเข้าเปลี่ยนแปลงไป อาจทำให้กำลังเฉลี่ยของชุดข้อมูลสัญลักษณ์ลดลงหรือจำนวนสัญลักษณ์ที่มีกำลังสูงมีจำนวนลดลง ซึ่งส่งผลโดยตรงต่อการลดลงของค่า PAPR ของสัญญาณ ในขณะที่การวางสลับชุดข้อมูลสัญลักษณ์ กำลังเฉลี่ยของชุดข้อมูลสัญลักษณ์ไม่มีการเปลี่ยนแปลง แม้ว่าวิธีการวางสลับชุดข้อมูลไบนารีจะมีประสิทธิภาพสูงกว่าวิธีการวางสลับชุดข้อมูลสัญลักษณ์ แต่วิธีการวางสลับชุดข้อมูลไบนารีต้องใช้เวลาซับซ้อนสูงกว่าวิธีการวางสลับชุดข้อมูลสัญลักษณ์ เนื่องจากวิธีการวางสลับชุดข้อมูลไบนารีต้องใช้ตัววางสลับขนาดใหญ่กว่าและต้องใช้ตัว Encoding V ตัวในการแปลงชุดข้อมูลไบนารีเป็นชุดข้อมูลสัญลักษณ์

### 3.3 สรุป

สัญญาณแบบหลายคลื่นพาห้ได้จากการมอดูเลตสัญญาณจากคลื่นพาห้ย่อยหลายๆคลื่น ดังนั้นจึงมีโอกาสที่ขนาดของสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห้จะมีค่าสูงกว่าค่าเฉลี่ยมาก ๆ ได้จากทฤษฎีลิมิตกลาง เมื่อจำนวนคลื่นพาห้ย่อยมีค่ามาก สามารถพิจารณาได้ว่าขนาดสัญญาณแถบฐานของสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห้มีการกระจายแบบเกาส์ดังแสดงในหัวข้อที่ 3.1.1 และ

ขนาดสัญญาณแถบผ่านของสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห้มีการกระจายแบบเรย์ลิตั้งแสดงในหัวข้อที่ 3.1.2 โดยทั่วไปมักแสดงขนาดสูงสุดของสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห้ที่อยู่ในรูปอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยหรือ PAPR

ปัญหาค่า PAPR ของสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห้สูงเป็นปัญหาที่สำคัญประการหนึ่งเนื่องจากสัญญาณที่มีกำลังค่ายอดสูงมากจำเป็นต้องใช้วงจรขยายเชิงเส้นหรือการลดกำลังของสัญญาณส่งลง ซึ่งเป็นการใช้วงจรขยายอย่างไม่มีประสิทธิภาพและต้องใช้ต้นทุนสูงขึ้น การขลิบสัญญาณส่วนที่มีกำลังค่ายอดสูงซึ่งจะเกิดผลเสียที่ตามมาก็คือความเพี้ยนของสัญญาณและการแทรกสอดของสัญญาณในช่วงนอกแถบ การลดผลเสียดังกล่าวให้เกิดขึ้นน้อยที่สุดคือการทำให้สัญญาณมีค่า PAPR ต่ำลงนั่นเอง

วิธีการลดค่า PAPR ที่กล่าวถึงในหัวข้อที่ 3.2 เป็นเพียงตัวอย่างแนวทางจากแนวทางหลายแนวทางที่มีการนำเสนอมา ยังมีวิธีการอื่นๆ ที่ไม่ได้กล่าวถึงเช่น Compand transform [19], Additive correcting function [20], M-sequence [21], Selective scrambling [22], Combined Coded OFDM (CCOFDM) [23], และ Phase symbol selection [24] เป็นต้น วิธีการเหล่านี้มีหลักการที่อาจแตกต่างหรือคล้ายคลึงกับตัวอย่างวิธีการที่กล่าวถึงข้างต้น อย่างไรก็ตามการลดค่า PAPR ทุกๆ แนวทางทำให้ระบบต้องเพิ่มความซับซ้อนขึ้นหรือลดประสิทธิภาพของระบบลงหรือต้องส่งข้อมูลเพิ่มเติมให้แก่เครื่องรับ

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้พัฒนาวิธีการลดค่า PAPR จากวิธีที่ยังไม่ได้กล่าวถึงในบทนี้อีกสองวิธีคือ วิธีการจองเสียงสัญญาณ (Tone Reservation) และวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ (Tone Injection) วิธีทั้งสองวิธีเป็นวิธีที่มีประสิทธิภาพสูงในการลดค่า PAPR โดยทำให้อัตราการส่งข้อมูลลดลงหรือเพิ่มกำลังส่งเฉลี่ยเพียงเล็กน้อย แต่ยังคงมีความยุ่งยากและต้องเสียเวลาในการคำนวณด้วยวิธีวนซ้ำหลายรอบ วิทยานิพนธ์นี้จะนำหลักการจากวิธีทั้งสองวิธีมาประยุกต์ใช้ร่วมกันเพื่อให้มีประสิทธิภาพในการลดค่า PAPR ได้เป็นที่น่าพอใจ แต่มีความยุ่งยากและจำนวนรอบในการคำนวณต่ำลง รายละเอียดของวิธีการที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้รวมทั้งวิธีการจองเสียงสัญญาณและวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณจะกล่าวถึงในบทต่อไป

## บทที่ 4

### การลดกำลังค่ายอดโดยใช้วิธีจองและเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ

ในบทที่ 3 กล่าวถึงปัญหาค่า PAPR และตัวอย่างวิธีการลดกำลังค่ายอดด้วยแนวทางที่แตกต่างกันหลายแนวทาง แต่วิธีการเหล่านี้อาจไปลดสมรรถนะ หรืออาจต้องใช้ความซับซ้อน หรือ coding overhead สูงขึ้น อย่างไรก็ตามยังมีวิธีอีกสองวิธีที่ไม่ได้กล่าวถึง คือวิธีการจองเสียงสัญญาณ (Tone Reservation) และวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ (Tone Injection) วิธีทั้งสองวิธีเป็นวิธีที่มีประสิทธิภาพสูงในการลดค่า PAPR โดยทำให้อัตราการส่งข้อมูลลดลงหรือเพิ่มกำลังส่งเฉลี่ยเพียงเล็กน้อย แต่ยังคงมีความยุ่งยากและต้องเสียเวลาในการคำนวณด้วยวิธีวนซ้ำหลายรอบ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้พัฒนาวิธีดังกล่าว โดยนำหลักการจากวิธีทั้งสองวิธีมาประยุกต์ใช้ร่วมกัน เพื่อให้มีประสิทธิภาพในการลดค่า PAPR ได้เป็นที่น่าพอใจ แต่มีความยุ่งยากและจำนวนรอบในการคำนวณต่ำลง ในบทนี้จะอธิบายวิธีการจองเสียงสัญญาณและวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณอย่างละเอียด รวมทั้งรายละเอียดของวิธีที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้, กำลังส่งเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้น, กำลังค่ายอดที่ลดลงต่อจำนวนเสียงสัญญาณหนึ่งเสียง, และความซับซ้อนของวิธีที่เสนอนี้

#### 4.1 วิธีการจองเสียงสัญญาณและวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ

John M. Cioffi และ José Tellado [25-27] ได้เสนอวิธีการจองเสียงสัญญาณและวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณเพื่อลดกำลังค่ายอดของสัญญาณ โดยทั้งสองวิธีอาศัยการตัดแปลงโครงสร้างในโดเมนเวลาแก่  $x_n$  ด้วยการเพิ่มหรือปรับเวกเตอร์สัญญาณสำหรับลดกำลังค่ายอด (Peak Reduction Vector)  $C = [C_0 \dots C_{N-1}]^T$  ในทางโดเมนความถี่ แล้วนำไปรวมกับ  $x$  ทำให้ได้เวกเตอร์ในโดเมนเวลาเป็น

$$x + c = Q(X + C) \quad (4.1)$$

โดย  $c = QC$  เนื่องจาก  $c$  ต้องเป็นจำนวนจริง ดังนั้น  $C$  ต้องมีคุณสมบัติสมมาตรเช่นเดียวกับ  $X$  สัญญาณที่ตัดแปลงใหม่หลังจากเพิ่ม  $c$  คือ  $x + c$  และจะได้ค่า PAPR ใหม่เป็น

$$\text{PAPR}(x + c) = \frac{\|x + c\|_\infty^2}{\mathcal{E}[\|x\|_2^2]/N} \quad (4.2)$$

สำหรับโครงสร้างและคุณลักษณะของ  $c$  หรือ  $C$  ที่จะทำให้ค่า PAPR ลดลงของวิธีการจางเสียงสัญญาณและวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณจะอธิบายในหัวข้อต่อไป

#### 4.1.1 การลดกำลังค่ายอดโดยวิธีการจางเสียงสัญญาณ

วิธีการจางเสียงสัญญาณจะสำรองเสียงสัญญาณ (tone) ไว้จำนวนหนึ่ง ซึ่งจะไม่ใช้ในการส่งข้อมูล และจะใช้เสียงสัญญาณเหล่านี้ในการส่งสัญลักษณ์หุ่น (dummy symbol) เพื่อให้ค่า PAPR ต่ำลง โดยจะกำหนดให้เสียงสัญญาณส่วนที่ใช้ส่งข้อมูลแทนด้วยเวกเตอร์ข้อมูล  $X = [X_0 \dots X_{N-1}]^T$  และเสียงสัญญาณส่วนที่ใช้ในการส่งสัญลักษณ์หุ่นแทนด้วยเวกเตอร์สัญลักษณ์ สำหรับลดกำลังค่ายอด  $C = [C_0 \dots C_{N-1}]^T$  โดยที่เวกเตอร์ข้อมูลและเวกเตอร์สัญลักษณ์สำหรับลดกำลังค่ายอดจะไม่มีการใช้ช่วงความถี่ย่อยร่วมกัน หรืออีกนัยหนึ่ง ถ้าสมมติให้เซต  $k \in \{i_1, \dots, i_L\}$  เป็นเซตของเสียงสัญญาณจำนวน  $L$  เสียงที่ถูกสำรองไว้เพื่อส่งสัญลักษณ์หุ่นแล้ว จะไม่มีการส่งข้อมูลผ่านเสียงสัญญาณเหล่านี้หรือ  $X_k = 0, k \in \{i_1, \dots, i_L\}$  และจะไม่มีการส่งสัญลักษณ์หุ่นผ่านเสียงสัญญาณที่ใช้ส่งข้อมูลหรือ  $C_k = 0, k \notin \{i_1, \dots, i_L\}$  ทำให้วิธีนี้มีความเพี้ยนน้อยและง่ายในการดึงข้อมูลกลับมาเนื่องจากเครื่องรับจะเลือกดึงข้อมูลเฉพาะเสียงสัญญาณที่  $k \notin \{i_1, \dots, i_L\}$  สำหรับค่า  $C_k$  ที่ไม่เท่ากับศูนย์จำนวน  $L$  ค่านี้ จะถูกเรียกว่า Peak Reduction Tone (PRT)

กำหนดให้  $\bar{C}$  คือเวกเตอร์ของค่า  $C_k$  ที่ไม่เท่ากับศูนย์ของเวกเตอร์  $C$  หรืออีกนัยหนึ่ง  $\bar{C} = [C_{i_1} \dots C_{i_L}]^T$  เนื่องจาก  $c$  ต้องเป็นจำนวนจริงดังนั้น  $\bar{C}$  ต้องมีคุณสมบัติสมมาตรเช่นเดียวกับ  $X$  นั่นคือ  $C_{N-k} = C_k^*$  และ  $C_0$  กับ  $C_{N/2}$  เป็นค่าจำนวนจริง ทำให้ค่า  $c_n$  สามารถเขียนได้ดังนี้

$$c_n = \frac{1}{N} \sum_{l=1}^L C_{i_l} e^{j2\pi n i_l / N} \quad (4.3)$$

$$= \frac{1}{N} \left( \sum_{l=1}^{L/2} C_{i_l} e^{j2\pi n i_l / N} + \sum_{l=L/2+1}^L C_{i_l} e^{j2\pi n i_l / N} \right) \quad (4.4)$$

$$= \frac{1}{N} \left( \sum_{l=1}^{L/2} C_{i_l} e^{j2\pi n i_l / N} + \sum_{l=1}^{L/2} C_{N-i_l} e^{-j2\pi n i_l / N} \right) \quad (4.5)$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{l=1}^{L/2} \left( C_{i_l} e^{j2\pi n i_l / N} + (C_{i_l} e^{j2\pi n i_l / N})^* \right) \quad (4.6)$$

$$= \frac{2}{N} \sum_{l=1}^{L/2} \left( C_{R,i_l} \cos(2\pi n i_l / N) - C_{I,i_l} \sin(2\pi n i_l / N) \right) \quad (4.7)$$

กำหนดให้  $\widehat{Q} = [q_1, \dots, q_N]^T$  คือ เมตริกซ์ย่อยของเมตริกซ์  $Q$  โดยที่

$$q_n = \frac{2}{N} [\cos(2\pi n_1/N) \cdots \cos(2\pi n_{L/2}/N) - \sin(2\pi n_1/N) \cdots - \sin(2\pi n_{L/2}/N)]^T \quad (4.8)$$

และให้

$$\widehat{C} = [C_{R,i_1} \cdots C_{R,i_{L/2}} \quad C_{I,i_1} \cdots C_{I,i_{L/2}}]^T \quad (4.9)$$

จากสมการที่ (4.3)-(4.9) สามารถแสดงได้ว่า  $c = QC = \widehat{Q}\widehat{C}$  ดังนั้นการลดค่า PAPR ของ  $x+c$  จะต้องคำนวณเวกเตอร์  $c$  ที่ทำให้กำลังค่ายอดของสัญญาณมีขนาดน้อยที่สุด ดังสมการ

$$\min_c \|x + c\|_\infty = \min_{\widehat{C}} \|x + \widehat{Q}\widehat{C}\|_\infty \quad (4.10)$$

ปัญหาการทำให้เหมาะสมที่สุด (Optimization Problem) ของสมการที่ (4.10) สามารถพิจารณาให้อยู่ในรูป Linear Program (LP) ได้ดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} \min \quad & t \\ \text{subject to} \quad & |x_n + q_n \widehat{C}| \leq t, \quad n=0, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (4.11)$$

สมการที่ (4.11) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปแบบเวกเตอร์ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \min \quad & t \\ \text{subject to} \quad & x + \widehat{Q}\widehat{C} \leq t1_N \\ & x + \widehat{Q}\widehat{C} \geq -t1_N \end{aligned} \quad (4.12)$$

โดยที่  $1_N$  คือเวกเตอร์ขนาด  $N$  ที่ประกอบด้วยสมาชิกที่มีค่าเท่ากับ 1 ทั้งหมด เมื่อทำการย้ายตัวแปรไม่ทราบค่า  $\widehat{C}$  และ  $t$  ไปไว้ด้านซ้ายของสมการจะได้

$$\begin{aligned} \min \quad & t \\ \text{subject to} \quad & \widehat{Q}\widehat{C} - t1_N \leq -x \\ & \widehat{Q}\widehat{C} + t1_N \geq -x \end{aligned} \quad (4.13)$$

อสมการที่ (4.13) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปแบบเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\min_{\hat{C}} t$$

$$\begin{pmatrix} \hat{Q} & -1_N \\ -\hat{Q} & -1_N \end{pmatrix}_{2N \times (L+1)} \begin{pmatrix} \hat{C} \\ t \end{pmatrix}_{(L+1) \times 1} \leq \begin{pmatrix} -x \\ x \end{pmatrix}_{2N \times 1} \quad (4.14)$$

โดย LP นี้มีตัวแปรไม่ทราบค่า  $L+1$  ตัว และอสมการจำนวน  $2N$  อสมการ ซึ่งสามารถแสดงอยู่ในรูปแบบมาตรฐานของ LP ได้ดังนี้

$$\min_{y} c^T y$$

$$\text{subject to : } Ay \leq b \quad (4.15)$$

โดย  $y$  คือตัวแปรที่ต้องการทำให้เหมาะสมที่สุด เมตริกซ์  $A$  และเวกเตอร์  $b$  กับ  $c$  เป็นพารามิเตอร์ที่ทราบค่า

การหาค่า  $\hat{C}$  ที่เหมาะสมที่สุดในสมการที่ (4.10) ด้วยการแก้ปัญหา LP ทำให้วิธีการจองเสียงสัญญาณสามารถลดค่า PAPR ได้ 6-10dB แต่ต้องใช้ความซับซ้อนในการคำนวณสูง การแก้ปัญหา LP ในกรณีนี้ต้องใช้ความซับซ้อนเท่ากับ  $O(LN^2)$  โดยที่  $O(\cdot)$  คือ Big-O ซึ่งเป็นค่าที่ใช้ในการประมาณขั้นตอนในการคำนวณ แม้ว่าความซับซ้อนในการคำนวณหาค่า  $\hat{C}$  ที่เหมาะสมที่สุดจะมีค่าสูง แต่สามารถใช้การหาเกรเดียนต์และวิธีการวนซ้ำ (ซึ่งสามารถศึกษารายละเอียดได้จากเอกสารอ้างอิง [27]) ในการประมาณค่า  $\hat{C}$  ในสมการที่ (4.10) ได้อย่างดี โดยใช้ความซับซ้อนเท่ากับ  $O(N)$

วิธีนี้ยังลดอัตราการส่งข้อมูลลงเนื่องจากเนื่องจากการสำรองเสียงสัญญาณ การตั้งให้  $X_k$  จำนวน  $L$  ค่ามีค่าเป็นศูนย์ ทำให้ไม่สามารถส่งข้อมูลผ่านเสียงสัญญาณเหล่านี้ได้ โดยจะเรียกค่า  $L/N$  ว่า Peak Reduction Tone Fraction (PRTF) โดยที่ค่า  $N$  คือจำนวนเสียงสัญญาณทั้งหมดหรือขนาดของเวกเตอร์  $X$  และถ้า  $b_k$  เป็นจำนวนบิตที่ส่งไปในเสียงสัญญาณที่  $k$  ในขณะที่  $b_{i_k}$  เป็นจำนวนบิตที่ไม่สามารถส่งไปในเสียงสัญญาณที่ถูกสำรองไว้หรือเสียงสัญญาณที่  $k \in \{i_1, \dots, i_j\}$  จะได้อัตราการส่งข้อมูลที่สูญเสียไปเนื่องจากการสำรองเสียงสัญญาณเพื่อส่งสัญลักษณ์หุ่นหรือ Data Rate Loss (DRL) เป็น

$$\text{DRL} = \frac{\sum_{k=1}^L b_{i_k}}{N-1} \quad (4.16)$$

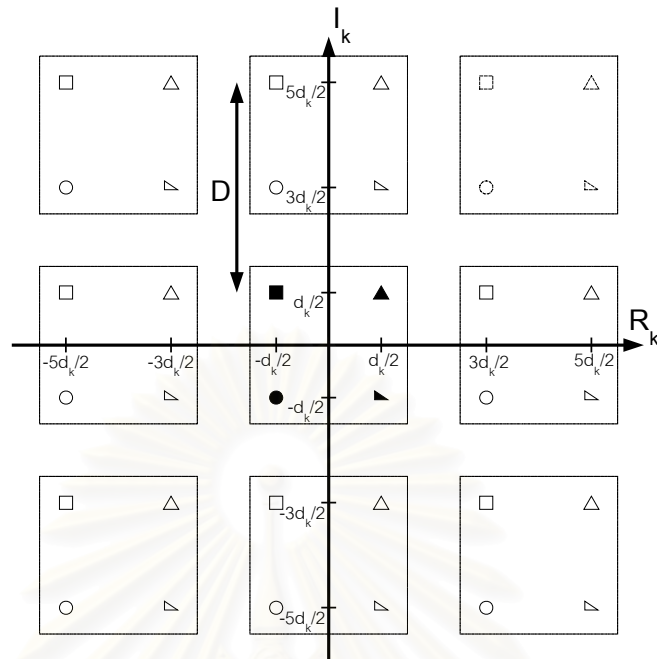
ในกรณีของ DMT จำนวนบิตที่ส่งในเสียงสัญญาณแต่ละเสียงไม่เท่ากันขึ้นอยู่กับระดับ signal-to-noise ratio (SNR) ของเสียงสัญญาณแต่ละเสียง ถ้าเลือกใช้เซต  $k \in \{i_1, \dots, i_L\}$  ที่มีค่า  $b_{i_k}$  น้อย ๆ จะทำให้ DRL มีค่าต่ำลงได้ และในทางปฏิบัติถ้าสามารถเลือกใช้เสียงสัญญาณที่มี  $b_{i_k} = 0$  ได้นั้นคือจะไม่มี DRL เกิดขึ้นเลย แต่ในกรณีของ OFDM ซึ่งเสียงสัญญาณแต่ละเสียงส่งด้วยจำนวนบิตที่เท่ากัน ดังนั้นถ้าต้องการลด DRL จะต้องใช้  $L$  ให้น้อยที่สุด

#### 4.1.2 การลดค่าสูงสุดโดยวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ

วิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณจะใช้เสียงสัญญาณจำนวนหนึ่งซึ่งปกติส่งข้อมูลโดยใช้ signal constellation แบบหนึ่ง ทำการขยายขนาดของ signal constellation ของเสียงสัญญาณนั้นให้มีขนาดใหญ่ขึ้น ทำให้มีตำแหน่งสัญญาณต่างๆ ในการแทนสัญลักษณ์ได้เพิ่มขึ้น นั่นคือสามารถเลือกแทนสัญลักษณ์ที่ใส่ส่งข้อมูลนี้ในตำแหน่งสัญญาณอื่นๆ บน signal constellation ที่ถูกขยายออกเพื่อให้ค่า PAPR ต่ำลงได้ พิจารณากรณีใช้ signal constellation แบบ QAM สมมติว่าเสียงสัญญาณที่  $k$  ส่งข้อมูล  $B_k$  บิต ดังนั้น  $X_k$  จะเป็นค่าหนึ่งในจำนวน  $M_k$  ค่า โดยที่  $M_k = 2^{B_k}$  แล้วส่วนจริงของ  $X_k$  คือ  $X_{R,k}$  และส่วนจินตภาพของ  $X_k$  คือ  $X_{I,k}$  จะมีค่าเป็นค่าใดค่าหนึ่งใน  $\{\pm d_k/2, \dots, \pm (\sqrt{M_k} - 1)d_k/2\}$  โดยที่  $d_k$  คือระยะทางต่ำที่สุดระหว่างตำแหน่งสัญญาณ (signal point) และ  $\sqrt{M_k}$  เป็นจำนวนระดับต่อมิติ (dimension) ของ signal constellation ของ  $M_k$ -ary QAM [33] วิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณจะปรับตำแหน่งสัญญาณใหม่เพื่อลดค่า PAPR โดยเพิ่มตัวแปร  $p_k D$  ให้กับส่วนจริงของ  $X_k$  และเพิ่มตัวแปร  $q_k D$  ให้กับส่วนจินตภาพของ  $X_k$  จะได้

$$\bar{X}_k = X_k + p_k D + q_k D j = (X_{R,k} + p_k D) + (X_{I,k} + q_k D)j \quad (4.17)$$

โดยที่  $D \geq d_k \sqrt{M_k}$  เพื่อให้ระยะห่างที่น้อยสุดระหว่างตำแหน่งสัญญาณใหม่กับตำแหน่งสัญญาณเดิมมีค่าเท่ากับหรือมากกว่า  $d_k$  อยู่เสมอเพื่อไม่ให้อัตราบิดผิดพลาดเพิ่มสูงขึ้น สำหรับค่า  $p_k$  และ  $q_k$  คือเลขจำนวนเต็มที่เป็นตัวแปรในการปรับขนาดและทิศทางให้กับส่วนจริงและส่วนจินตภาพของ  $X_k$  ตามลำดับ ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 การบวกค่า  $\pm D$  กับตำแหน่งสัญญาณแต่ละตำแหน่งเพื่อขยาย 4-QAM constellation

สำหรับตัวอย่างที่  $n$  ของสัญญาณส่งในโดเมนเวลาหลังจากเพิ่มตัวแปรแก่  $X_k$  จะเป็น

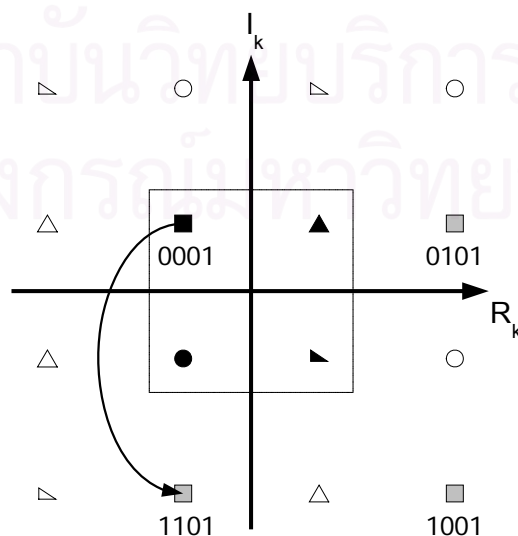
$$\bar{x}_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} (X_k + p_k D + jq_k D) e^{j2\pi nk/N} \quad (4.18)$$

ตัวอย่างซึ่งแสดงในรูปที่ 4.1 เป็น 4-QAM constellation ( $M_k = 4$ ,  $B_k = 2$ ) สัญลักษณ์สีดำแสดงถึงตำแหน่งสัญญาณ QAM ดั้งเดิม และสัญลักษณ์สีขาวแสดงตำแหน่งสัญญาณจากการขยาย QAM constellation ตามสมการที่ (4.17) สมมติว่าเสียงสัญญาณหนึ่งส่งสัญลักษณ์  $X_{R,k} = -d_k/2$  และ  $X_{I,k} = d_k/2$  แสดงด้วยสี่เหลี่ยมสีดำแล้ว จะมีสี่เหลี่ยมสีขาวอีก 8 ตำแหน่งในรูปซึ่งจะส่งข้อมูลเดียวกับสี่เหลี่ยมสีดำ วิธี Tone Injection ก็จะใช้เลือกตำแหน่งสัญญาณหนึ่งจุดจากสี่เหลี่ยมสีขาวเหล่านี้เพื่อลด PAPR โดยที่อัตราบิดผิดพลาดจะไม่เพิ่มขึ้น เพราะระยะทางต่ำที่สุดระหว่างตำแหน่งสัญญาณมีค่าเท่าเดิมหรือมากกว่าอยู่เสมอ เครื่องรับสามารถดึงข้อมูลกลับมาได้ง่าย โดยการทำ modulo- $D$  กับส่วนจริงและส่วนจินตภาพของสัญญาณด้านนอกของตัวรับเท่าโดเมนความถี่ (Frequency Domain Equalizer) ข้อดีของวิธีนี้คือการเพิ่มขึ้นของกำลังส่งเฉลี่ยเนื่องจากมีเสียงสัญญาณจำนวนหนึ่งที่ใช้ signal constellation ที่มีขนาดใหญ่กว่าปกติ กำลังส่งเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้นจะมีผลทำให้สูญเสีย SNR margin หรือความจุของช่องสัญญาณลดลงในกรณีที่กำลังส่งถูกจำกัด



### 4.1.3 การลดค่าสูงสุดโดยวิธีการปรับปรุงวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ

Chan-Soo Hwang [28] ได้ปรับปรุงวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ (Modify TI) เพื่อลดกำลังส่งเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้นของวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ โดยใช้แนวคิดที่ว่าถ้าเสียงสัญญาณหนึ่งใช้  $2^B$ -QAM ส่งข้อมูล ซึ่งตำแหน่งสัญญาณแต่ละตำแหน่งบน signal constellation นี้แทนข้อมูล B บิต เมื่อทำการขยาย signal constellation จาก  $2^B$ -QAM ไปเป็น  $2^{B+b}$ -QAM ซึ่งตำแหน่งสัญญาณแต่ละตำแหน่งบน signal constellation นี้แทนข้อมูล  $B+b$  บิต ดังนั้นจะมีตำแหน่งสัญญาณ  $2^b-1$  ตำแหน่งที่แทนข้อมูลที่มีบิตทำย B บิต เหมือนกับข้อมูล B บิตที่ต้องการส่งดังรูปที่ 4.2 ดังนั้นสามารถเลือกตำแหน่งหนึ่งจาก  $2^b-1$  ตำแหน่งนี้ใช้ส่งข้อมูลเพื่อลดค่า PAPR ให้น้อยที่สุด ตัวอย่างในรูปที่ 4.2 แสดงถึง 4-QAM constellation ( $B_k = 2$ ) สีเหลี่ยมสีดำในรูปแทนข้อมูลไบนารี 01 บนตำแหน่ง  $X_{R,k} = -d_k/2$  และ  $X_{I,k} = d_k/2$  เมื่อขยาย signal constellation สามารถย้ายตำแหน่งไปยังสีเหลี่ยมสีเทา  $X_{R,k} = -d_k/2$  และ  $X_{I,k} = -3d_k/2$  บน 16-QAM ที่ใหญ่กว่าที่แทนข้อมูล 1101 ซึ่งมีข้อมูล 2 บิตทำยเหมือนกับข้อมูล 2 บิตที่ต้องการส่ง ดังนั้นถ้าเสียงสัญญาณที่ k ส่งข้อมูล 4 บิตผ่าน signal constellation ที่ใหญ่กว่า ( $B = 2, b = 2$ ) หรือสีเหลี่ยมสีเทาถูกส่งไป เมื่อเครื่องรับตรวจขนาดของ signal constellation ได้ว่าเป็น 16-QAM แทนที่จะเป็น 4-QAM ตัวถอดรหัสจะแปลงสัญลักษณ์สีเหลี่ยมสีเทาเป็นข้อมูล 1101 จาก 16-QAM ก่อนแล้วจึงตัดบิตที่มีนัยสำคัญมากที่สุด (MSB) ออก 2 บิต ทำให้ได้ข้อมูลออกมาเป็น 01 วิธีนี้จะไม่เปลี่ยนอัตราบิดพลาดเพราะว่าระยะทางต่ำที่สุดระหว่างตำแหน่งสัญญาณ  $d_k$  ยังคงเท่ากับ signal constellation เดิมอยู่ และเนื่องจากระบบหลายคลื่นพาห်ส่วนใหญ่ที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน เช่น ADSL หรือ VDSL มีตัวถอดรหัสสำหรับ QAM ขนาดใหญ่อยู่แล้ว จึงไม่จำเป็นต้องมีการเพิ่ม hardware เข้าไปอีก



รูปที่ 4.2. วิธีลดค่า PAPR โดยใช้ 16-QAM แทน 4-QAM constellation

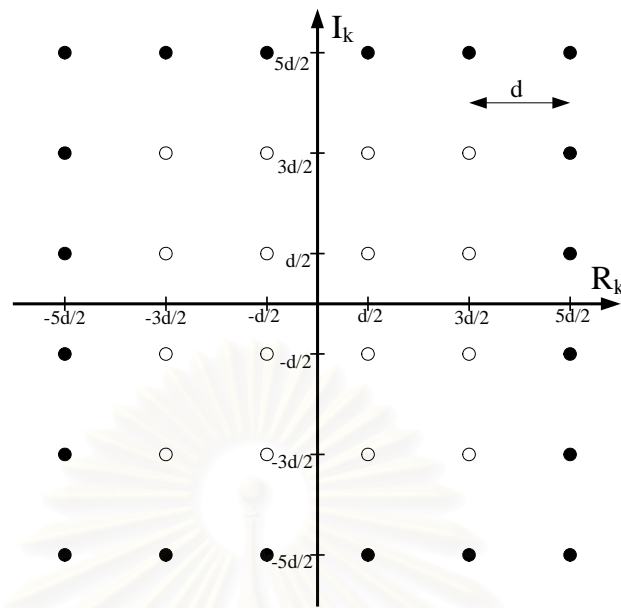
## 4.2 วิธีที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้

แม้ว่าการลดค่า PAPR ด้วยวิธีการจองเสียงสัญญาณและวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณจะมีประสิทธิภาพสูง แต่การหาสัญลักษณ์ที่เหมาะสมในวิธีการจองเสียงสัญญาณและการหาตำแหน่งในการขยาย signal constellation ที่เหมาะสมในวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณนั้นยังคงมีความยุ่งยากในการคำนวณค่อนข้างสูง การลดความยุ่งยากนี้ให้น้อยลงด้วยวิธีการคำนวณแบบวนซ้ำหลาย ๆ รอบ จะเป็นการเพิ่มเวลาประวิงให้กับระบบ ซึ่งอาจส่งผลกระทบต่อระบบที่ต้องการส่งข้อมูลด้วยอัตราข้อมูลสูง

วิทยานิพนธ์นี้จึงเสนอให้นำหลักการบางอย่างจากทั้งสองวิธีข้างต้นมาประยุกต์ใช้ร่วมกันและลดความยุ่งยากในการคำนวณหรือเวลาประวิงนี้ให้น้อยลง โดยจะสำรองเสียงสัญญาณไว้จำนวนหนึ่งคล้ายกับวิธีการจองเสียงสัญญาณ ซึ่งจะไม่ใช้ในการส่งข้อมูล และใช้การส่งสัญลักษณ์ผ่านเสียงสัญญาณบางเสียง เพื่อลดค่า PAPR แต่จะไม่กำหนดตำแหน่งเสียงสัญญาณที่จะใช้ส่งสัญลักษณ์นี้ไว้แน่นอนซึ่งแตกต่างกับวิธีการจองเสียงสัญญาณ โดยตำแหน่งของเสียงสัญญาณที่ใช้ส่งสัญลักษณ์เหล่านี้ จะเปลี่ยนแปลงตามชุดข้อมูลที่จะส่งในแต่ละครั้ง ส่วนข้อมูลที่ต้องการส่งผ่านเสียงสัญญาณตำแหน่งที่ถูกใช้ส่งสัญลักษณ์เหล่านี้จะถูกส่งด้วยเสียงสัญญาณที่สำรองไว้แทน สำหรับการเลือกสัญลักษณ์เหล่านี้จะเลือกสัญลักษณ์ที่แทนลงบนตำแหน่งสัญญาณที่มี signal constellation ขนาดใหญ่กว่าปกติซึ่งใช้หลักการของวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ เพื่อให้เครื่องรับทราบตำแหน่งเสียงสัญญาณที่ใช้ส่งสัญลักษณ์เหล่านี้และทราบว่าสัญลักษณ์นี้ไม่ใช่ข้อมูลที่ต้องการส่งแต่เป็นสัญลักษณ์เหล่านี้ที่ส่งมาเพื่อลดค่า PAPR และเครื่องรับจะดึงข้อมูลของเสียงสัญญาณตำแหน่งนี้จากสัญลักษณ์ที่ส่งมาโดยเสียงสัญญาณที่สำรองไว้

### 4.2.1 สัญลักษณ์หุ่นของวิธีที่เสนอ

สัญลักษณ์หุ่น C ของวิธีที่เสนอนี้ใช้การกำหนดตำแหน่งสัญญาณของสัญลักษณ์หุ่นจำนวนหนึ่งไว้ก่อนแล้ว เพื่อไม่ต้องคำนวณหาสัญลักษณ์หุ่นซึ่งแตกต่างกับวิธีการจองเสียงสัญญาณ โดยตำแหน่งสัญญาณของสัญลักษณ์หุ่นเหล่านี้ได้จากการขยายตำแหน่งสัญญาณรอบนอกของ signal constellation ปกติออกไปด้วยระยะห่างอย่างน้อยที่สุดต้องมีค่าเท่ากับ  $d$  เพื่อไม่ให้อัตราบิดเบือนเพิ่มสูงขึ้น ตัวอย่างในรูปที่ 4.3 แสดงตำแหน่งสัญญาณของสัญลักษณ์หุ่นที่ขยายจากตำแหน่งสัญญาณรอบนอกของ 16-QAM โดยเลือกให้ระยะห่างระหว่างตำแหน่งสัญญาณสัญลักษณ์หุ่นกับตำแหน่งสัญญาณรอบนอกของ 16-QAM มีค่าเท่ากับ  $d$ พอดี เพื่อไม่ให้กำลังส่งเฉลี่ยไม่เพิ่มขึ้นมากเกินไป



รูปที่ 4.3 ตำแหน่งสัญญาณของสัญลักษณ์หุ่นที่ขยายจากตำแหน่งสัญญาณของ 16-QAM

ในกรณีที่ใช้สัญลักษณ์ M-ary QAM แบบ Square QAM ค่าของตำแหน่งสัญญาณในแกนค่าจริงมี  $\sqrt{M}$  ค่า [33] เช่นเดียวกับค่าของตำแหน่งสัญญาณในแกนค่าจินตภาพ ดังนั้นใน quadrant หนึ่ง ตำแหน่งสัญญาณของสัญลักษณ์หุ่นที่ได้จากการขยายจากตำแหน่งสัญญาณรอบนอกด้วยระยะเท่ากับ  $d$  ในแกนค่าจริงมี  $\sqrt{M}/2$  ตำแหน่งและตำแหน่งสัญญาณของสัญลักษณ์หุ่นที่ได้จากการขยายจากตำแหน่งสัญญาณรอบนอกด้วยระยะเท่ากับ  $d$  ในแกนค่าจินตภาพมี  $\sqrt{M}/2$  ตำแหน่ง รวมกับการขยายตำแหน่งสัญญาณที่มุมของ quadrant ทั้งแกนค่าจริงและแกนค่าจินตภาพด้วยระยะเท่ากับ  $d$  ได้ตำแหน่งสัญญาณของสัญลักษณ์หุ่นอีก 1 ตำแหน่ง ดังนั้นเมื่อทำการขยายตำแหน่งสัญญาณรอบนอกของ quadrant ทั้ง 4 quadrant จะได้

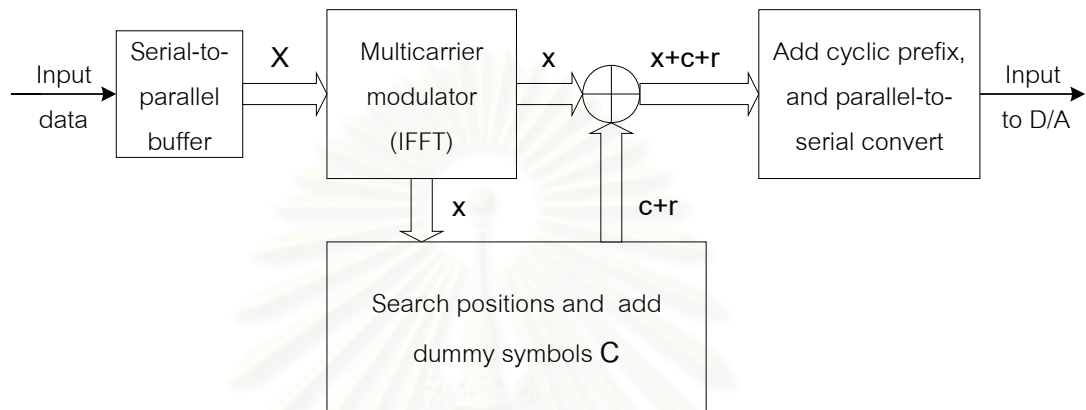
$$\text{จำนวนตำแหน่งสัญญาณของสัญลักษณ์หุ่น} = 4(\sqrt{M}/2 + \sqrt{M}/2 + 1) = 4(\sqrt{M} + 1) \quad (4.19)$$

ตัวอย่างในรูปที่ 4.3 ตำแหน่งสัญญาณของสัญลักษณ์หุ่นที่ได้จากการขยายจากตำแหน่งสัญญาณรอบนอกของ 16-QAM ( $M=16$ ) ด้วยระยะเท่ากับ  $d$  มีจำนวนตำแหน่งสัญญาณของสัญลักษณ์หุ่นเท่ากับ 20 ตำแหน่ง

#### 4.2.2 กระบวนการลดค่า PAPR ของวิธีที่เสนอ

วิธีการลดค่า PAPR ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้จะสำรองเสียงสัญญาณไว้จำนวนหนึ่ง คล้ายกับวิธีการจองเสียงสัญญาณซึ่งจะไม่ใช้ในการส่งข้อมูล และใช้การส่งสัญลักษณ์หุ่นผ่านเสียงสัญญาณที่เหมาะสมเพื่อลดค่า PAPR แต่จะไม่กำหนดตำแหน่งเสียงสัญญาณที่จะใช้ส่งสัญลักษณ์

นี้ไว้แน่นอน โดยตำแหน่งของเสียงสัญญาณที่ใช้ส่งสัญลักษณ์หุ่นนี้จะเปลี่ยนแปลงตามชุดข้อมูลที่จะส่งในแต่ละครั้ง ส่วนข้อมูลที่ต้องการส่งผ่านตำแหน่งเสียงสัญญาณที่ถูกใช้ส่งสัญลักษณ์หุ่นจะถูกส่งในเสียงสัญญาณที่สำรองไว้แทน โดยจะใช้สัญลักษณ์หุ่น  $C$  ตามหลักเกณฑ์ที่กล่าวถึงในหัวข้อที่ 4.2.1 แผนภาพแสดงการลดค่า PAPR ของวิธีที่เสนอสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 แผนภาพแสดงระบบการลดค่า PAPR ของวิธีที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้

รูปที่ 4.4 แสดงกระบวนการลดค่า PAPR ของวิธีที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ โดยระบบจะนำสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห้ในโดเมนเวลา  $x$  (สัญญาณขาออกของ IFFT) มาใช้ในการเลือกตำแหน่งเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่น  $C$  ที่เหมาะสม เมื่อเลือกตำแหน่งเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นที่เหมาะสมได้แล้ว ระบบจะแปลงสัญลักษณ์หุ่นและข้อมูลที่ส่งในเสียงสัญญาณที่สำรองไว้ให้เป็นสัญญาณในโดเมนเวลาคือ  $c+r$  แล้วนำไปรวมกับสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห้ในโดเมนเวลาเพื่อลดค่า PAPR ของสัญญาณนั้น ในกรณีสัญญาณแถบฐาน  $c$  ต้องเป็นจำนวนจริงเหมือนกับค่า  $x$  ดังนั้น  $C$  ต้องมีคุณสมบัติสมมาตรเช่นเดียวกับ  $X$  นั่นคือ  $C_{N-k} = C_k^*$  และ  $C_0$  กับ  $C_{N/2}$  เป็นค่าจำนวนจริง

สมมติว่าตำแหน่งของเสียงสัญญาณที่เหมาะสมคือ  $p$  และสัญลักษณ์หุ่นที่เหมาะสมคือ  $C_p$  เราจะทำการปรับเสียงสัญญาณที่  $p$  โดยเปลี่ยนตำแหน่งบน signal constellation จากเดิมที่  $(X_{R,p}, X_{I,p})$  ไปเป็น  $(C_{R,p}, C_{I,p})$  และจะส่งสัญลักษณ์ที่ต้องการส่งผ่านตำแหน่งเสียงสัญญาณที่ถูกใช้ส่งสัญลักษณ์หุ่น  $(X_{R,p}, X_{I,p})$  โดยใช้เสียงสัญญาณที่  $r$  ซึ่งเป็นเสียงสัญญาณที่สำรองไว้แทน ดังนั้นจะได้ตัวอย่างที่  $n$  ของสัญญาณส่งใหม่ดังนี้

$$\bar{x}_n = x_n + \frac{1}{N} \left( C_p e^{j2\pi np/N} + X_p e^{j2\pi nr/N} \right) \quad (4.20)$$

จากสมการที่ (4.3)-(4.7) และคุณสมบัติสมมาตร สมการที่ (4.20) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\bar{x}_n = x_n + \frac{2}{N} \left( \begin{array}{l} (C_{R,p} - X_{R,p}) \cos(2\pi np/N) - (C_{I,p} - X_{I,p}) \sin(2\pi np/N) \\ + X_{R,p} \cos(2\pi nr/N) - X_{I,p} \sin(2\pi nr/N) \end{array} \right) \quad (4.21)$$

ดังนั้นเราสามารถสร้างสัญญาณส่งใหม่ได้โดยไม่ต้องคำนวณ IFFT ขนาด  $N$  จุดอีกครั้ง สมมติว่าเราแทนสัญลักษณ์หุ่นลงในเสียงสัญญาณจำนวน  $L$  เสียงและส่งสัญลักษณ์ที่ต้องการส่งผ่านตำแหน่งเสียงสัญญาณที่ถูกใช้ส่งสัญลักษณ์หุ่นด้วยเสียงสัญญาณที่สำรองไว้  $L$  เสียง สมการที่ (4.21) แสดงให้เห็นว่าเราสามารถสร้างสัญญาณส่งใหม่  $\bar{x}$  โดยใช้จำนวนการคูณค่าจำนวนจริง  $4NL$  ครั้ง

### 4.2.3 การหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นที่เหมาะสม

วิธีที่เสนอใช้การกำหนดตำแหน่งสัญญาณของสัญลักษณ์หุ่นที่แน่นอนไว้จำนวนหนึ่งอยู่แล้ว วิธีการนี้จะต้องเลือกสัญลักษณ์หุ่นที่เหมาะสมแทนลงบนเสียงสัญญาณที่เหมาะสมเพื่อทำให้ค่า PAPR ลดลง อัลกอริทึมที่ใช้ในการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นที่เหมาะสมแบ่งเป็น 2 แนวทางคือ การหาตำแหน่งเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นที่เหมาะสมที่สุด และการหาตำแหน่งเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นด้วยวิธีการวนซ้ำ

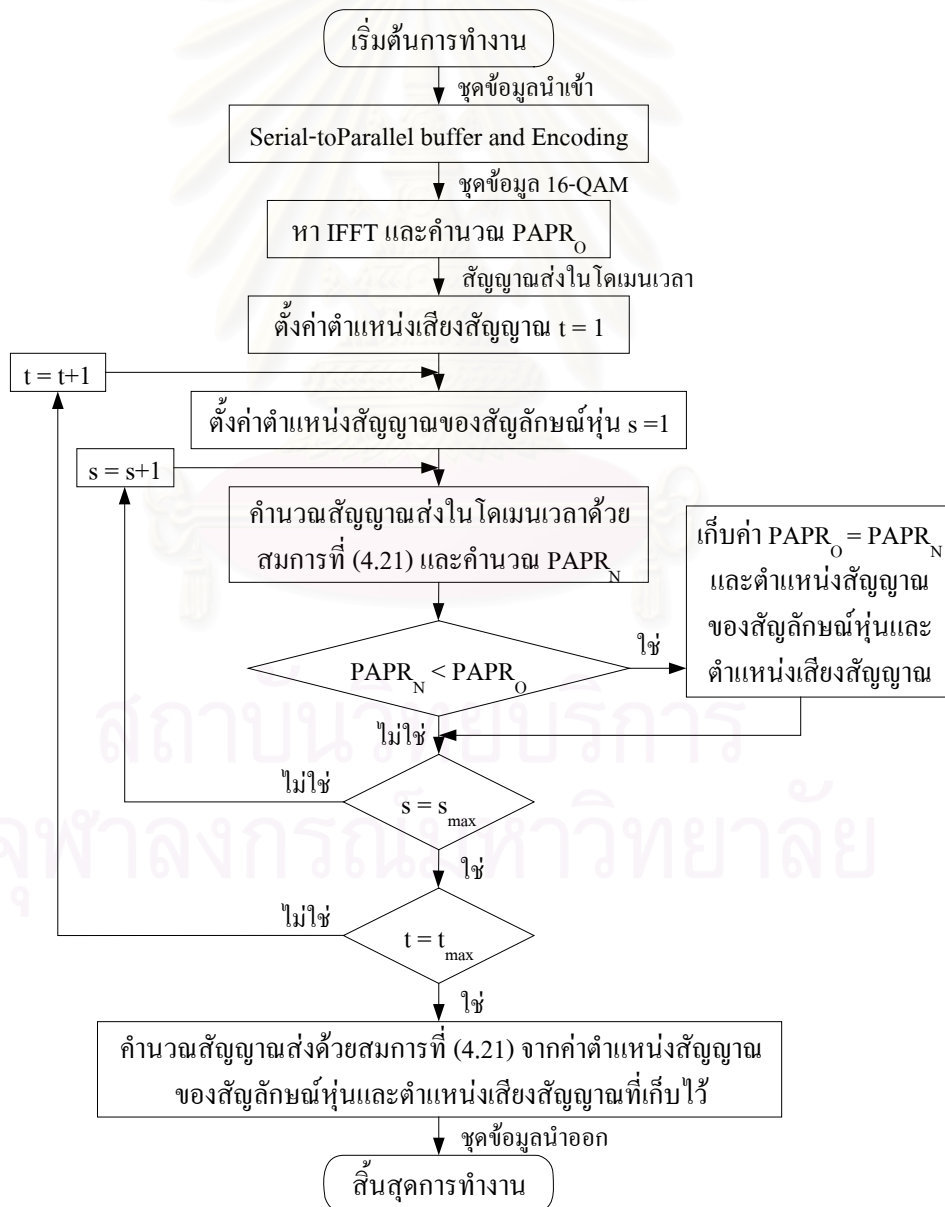
#### 4.2.3.1 อัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นที่เหมาะสมที่สุด

การทำให้ค่า PAPR ลดลงมากที่สุดเมื่อใช้วิธีที่เสนอ ทำได้โดยการแทนค่าตำแหน่งสัญญาณของสัญลักษณ์หุ่นทุกตำแหน่งผ่านเสียงสัญญาณทุกเสียง แล้วเลือกตำแหน่งสัญญาณของสัญลักษณ์หุ่นและเสียงสัญญาณที่ทำให้ค่า PAPR ลดลงมากที่สุด

อัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นที่เหมาะสมที่สุด (รูปที่ 4.5)

1. สุ่มชุดข้อมูล 16-QAM แล้วหา IFFT เพื่อให้ได้สัญญาณส่งในทางโดเมนเวลาและหาค่า  $PAPR_0$  ของสัญญาณนั้น
2. ตั้งค่าตำแหน่งเสียงสัญญาณ  $t$  เท่ากับ 1
3. ตั้งค่าตำแหน่งสัญญาณของสัญลักษณ์หุ่น  $s$  เท่ากับ 1
4. คำนวณสัญญาณส่งในโดเมนเวลาด้วยสมการที่ (4.21) โดยใช้ค่าตำแหน่งเสียงสัญญาณ  $t$  และตำแหน่งสัญญาณของสัญลักษณ์หุ่น  $s$  ที่ตั้งไว้และคำนวณค่า  $PAPR_N$

5. ถ้าค่า  $PAPR_N$  น้อยกว่า  $PAPR_O$  จะเก็บค่า  $PAPR_O$  เท่ากับ  $PAPR_N$  และเก็บค่าตำแหน่งเสียงสัญญาณและค่าตำแหน่งสัญญาณของสัญลักษณ์หุ่นไว้
6. ถ้าค่าตำแหน่งสัญญาณของสัญลักษณ์หุ่น  $s$  ไม่เท่ากับค่าตำแหน่งสัญญาณของสัญลักษณ์หุ่นที่มีค่ามากที่สุด  $s_{max}$  จะตั้งค่าให้  $s = s+1$  และทำตามขั้นตอนที่ 4 ใหม่ ถ้า  $s = s_{max}$  จะทำขั้นตอนต่อไป
7. ถ้าค่าตำแหน่งเสียงสัญญาณ  $t$  ไม่เท่ากับค่าตำแหน่งเสียงสัญญาณที่มีค่ามากที่สุด  $t_{max}$  จะตั้งค่าให้  $t = t+1$  และทำตามขั้นตอนที่ 3 ใหม่ ถ้า  $t = t_{max}$  จะทำขั้นตอนต่อไป
8. คำนวณสัญญาณส่งในทางโดเมนเวลาที่มีค่า PAPR ต่ำที่สุดด้วยสมการที่ (4.21) โดยใช้ค่าตำแหน่งเสียงสัญญาณและค่าตำแหน่งสัญญาณของสัญลักษณ์หุ่นที่เก็บไว้



รูปที่ 4.5 แผนภาพอัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นที่เหมาะสมที่สุด

ถ้าแทนสัญลักษณ์หุ่นผ่านเสียงสัญญาณจำนวน  $L$  เสียง ด้วยสัญลักษณ์หุ่นที่ได้จากการขยายตำแหน่งสัญญาณรอบนอกของ  $M$ -ary QAM ซึ่งมีจำนวนตำแหน่งสัญญาณทั้งหมดเท่ากับ  $4(\sqrt{M} + 1)$  ตำแหน่ง อัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นที่เหมาะสมที่สุดจำเป็นต้องใช้จำนวนครั้งในการคำนวณหาสัญญาณส่งในโดเมนเวลาใหม่เท่ากับ

$$\binom{N/2-L}{L} (4\sqrt{M} + 4)^L = \frac{(N/2-L)!}{L!(N/2-2L)!} (4\sqrt{M} + 4)^L \quad (4.22)$$

ในกรณีทั่วไปซึ่ง  $L$  มีค่าน้อยกว่า  $N$  มากๆ แล้ว จะประมาณได้ว่า

$$\binom{N/2-L}{L} (4\sqrt{M} + 4)^L \approx \frac{(N/2-L)^L (4\sqrt{M} + 4)^L}{L} \approx \frac{(2N(\sqrt{M} + 1))^L}{L} \quad (4.23)$$

สมการที่ (4.23) แสดงให้เห็นว่าจำนวนครั้งในการคำนวณหาสัญญาณส่งในโดเมนเวลาใหม่ของอัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นที่เหมาะสมที่สุด มีค่าเพิ่มขึ้นแบบเอกซ์โพเนนเชียลของ  $L$  ตามค่า  $N$  และ  $M$  ถ้าสมมติว่าใช้วิธีการนี้กับระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาร์ที่ใช้คลื่นพาร์ย่อย 64 คลื่น และคลื่นพาร์ย่อยแต่ละคลื่นส่งด้วยสัญลักษณ์ 16-QAM และใช้อัลกอริทึมนี้แทนสัญลักษณ์หุ่นผ่านเสียงสัญญาณจำนวน 2 เสียง จะต้องทำการคำนวณหาสัญญาณส่งในโดเมนเวลาใหม่ประมาณ 204800 ครั้ง จะเห็นว่าต้องใช้จำนวนครั้งในการคำนวณสูงมาก แต่เราสามารถลดจำนวนครั้งในการคำนวณนี้ได้โดยใช้วิธีการวนซ้ำ ซึ่งสามารถลดค่า PAPR ได้ใกล้เคียงกับอัลกอริทึมในการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นที่เหมาะสมที่สุด

#### 4.2.3.2 อัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นด้วยวิธีการวนซ้ำ

แนวความคิดของวิธีการวนซ้ำเพื่อหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นที่เหมาะสมในการลดค่า PAPR ได้มาจากสมการ IFFT

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi nk/N}, \quad 0 \leq n \leq N \quad (4.24)$$

จะเห็นว่า  $x_n$  คือผลคูณแบบเมตริกซ์ระหว่าง  $q_n$  (แถวที่  $n$  ของเมตริกซ์ IFFT) กับ  $X$  (เวกเตอร์สัญลักษณ์ในโดเมนความถี่) กล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่า  $x_n$  คือผลบวกของสมาชิกทุกสมาชิกของเซต  $\{X_0 e^{j2\pi n(0)/N} \dots X_{N-1} e^{j2\pi n(N-1)/N}\}$  ดังนั้นเราสามารถหาตำแหน่งสัญญาณของสัญลักษณ์หุ่นและเสียงสัญญาณที่สามารถลดขนาดของ  $x_n$  ได้จากสมาชิกของเซตนี้ ดังนั้นการลดค่า PAPR จะ

เริ่มด้วยการหาตำแหน่งตัวอย่างของเวกเตอร์ชุดข้อมูลในโดเมนเวลา  $x$  ที่มีขนาดใหญ่ที่สุด สมมติให้  $x_m$  เป็นตัวอย่างของ  $x$  ที่มีขนาดใหญ่ที่สุดและเครื่องหมายของตัวอย่างนี้แสดงด้วยฟังก์ชันชกนัม  $\text{sgn}(x_m)$  จากนั้นเราจะเลือกแถวที่  $m$  ของเมตริกซ์ IFFT หรือ  $q_m$  เพื่อสร้างเซต  $P$  โดยสมาชิกแต่ละสมาชิกของเซต  $P$  ได้จากสมาชิกแต่ละสมาชิกของ  $q_m$  ( $q_{m,k}$  คือสมาชิกที่  $k$  ของ  $q_m$ ) คูณกับสมาชิกแต่ละสมาชิกของเวกเตอร์สัญลักษณ์ในโดเมนความถี่  $X$  และคูณกับ  $\text{sgn}(x_m)$  ดังนี้

$$P = \{ a_k \mid a_k = \text{sgn}(x_m) \cdot q_{m,k} \cdot X_k \} \quad (4.25)$$

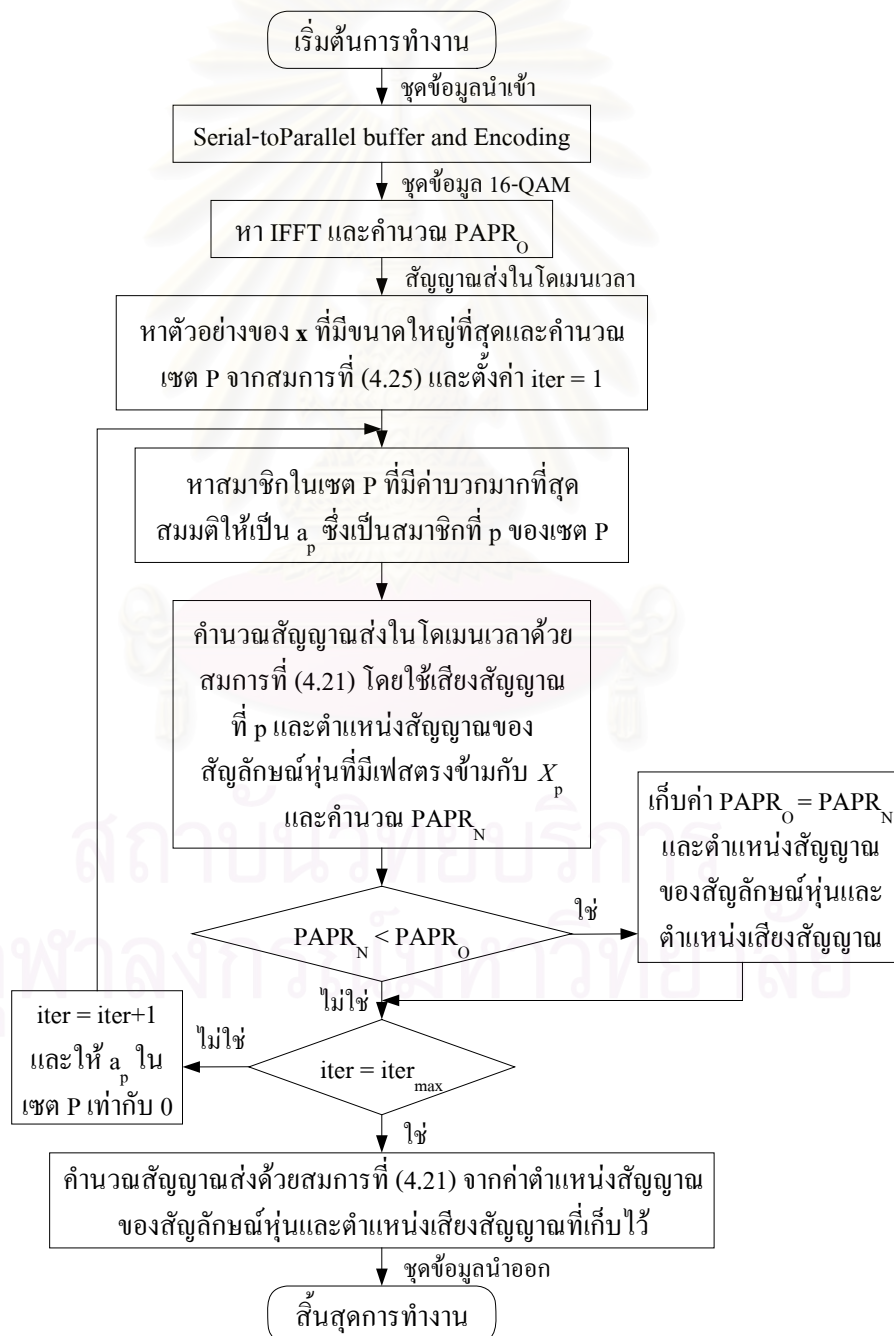
สมาชิกแต่ละสมาชิกของเซต  $P$  แสดงถึงค่าที่ได้จากเสียงสัญญาณต่างๆ ว่ามีผลต่อขนาดของ  $x_m$  แตกต่างกันอย่างใด ดังนั้นเราสามารถเลือกเสียงสัญญาณที่ลดขนาดของ  $x_m$  ได้มากที่สุดจากสมาชิกที่มีค่าบวกมากที่สุดของเซต  $P$  สมมติให้  $a_p$  คือสมาชิกที่มีค่าบวกมากที่สุดของเซต  $P$  จากนั้นเราจะเลือกเสียงสัญญาณที่  $p$  ในการแทนสัญลักษณ์หุ่นที่ใช้ตำแหน่งสัญญาณที่มีเฟสตรงข้ามกับ  $X_p$  แล้วคำนวณสัญญาณส่งในทางโดเมนเวลาใหม่ด้วยสมการที่ (4.21) โดยใช้เสียงสัญญาณและตำแหน่งสัญญาณของสัญลักษณ์หุ่นตามที่กล่าวข้างต้น ซึ่งจะทำให้สัญญาณส่งใหม่มีขนาดของ  $x_m$  ลดลงมากที่สุด แต่อาจทำให้ตัวอย่างอื่นๆ ของ  $x$  มีขนาดเพิ่มขึ้น ซึ่งกรณีบางกรณีอาจทำให้ค่า PAPR ของสัญญาณส่งใหม่มีค่ามากกว่าค่า PAPR เดิม ดังนั้นเราจะหาสมาชิกของเซต  $P$  ที่มีค่าบวกมากที่สุดใหม่ โดยกำหนดให้สมาชิกที่มีค่าบวกมากที่สุดเดิมหรือ  $a_p$  มีค่าเป็นศูนย์ เสียงสัญญาณและตำแหน่งสัญญาณของสัญลักษณ์หุ่นที่ได้จากสมาชิกของเซต  $P$  ที่มีค่าบวกมากที่สุดใหม่จะไม่ทำให้ขนาดของ  $x_m$  ลดลงมากที่สุด แต่อาจทำให้ค่า PAPR ของสัญญาณส่งใหม่มีค่าน้อยกว่าค่า PAPR เดิม เราสามารถใช้หลักการข้างต้นในวิธีการวนซ้ำเพื่อหาเสียงสัญญาณและตำแหน่งสัญญาณของสัญลักษณ์หุ่นที่ให้ค่า PAPR ลดลงได้

อัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นด้วยวิธีการวนซ้ำ (รูปที่ 4.6)

1. สุ่มชุดข้อมูล 16-QAM แล้วหา IFFT เพื่อให้ได้สัญญาณส่งในทางโดเมนเวลาและหาค่า  $\text{PAPR}_0$  ของสัญญาณนั้น
2. หาตำแหน่งตัวอย่างของเวกเตอร์ชุดข้อมูลในโดเมนเวลา  $x$  ที่มีขนาดใหญ่ที่สุดและคำนวณเซต  $P$  จากสมการที่ (4.25)
3. หาสมาชิกในเซต  $P$  ที่มีค่าบวกมากที่สุด สมมติให้เป็น  $a_p$  ซึ่งเป็นสมาชิกที่  $p$  ของเซต  $P$
4. คำนวณสัญญาณส่งในทางโดเมนเวลาด้วยสมการที่ (4.21) โดยใช้เสียงสัญญาณที่  $p$  และค่าตำแหน่งสัญญาณของสัญลักษณ์หุ่นที่มีเฟสตรงข้ามกับ  $X_p$  และคำนวณค่า  $\text{PAPR}_N$



5. ถ้าค่า  $PAPR_N$  น้อยกว่า  $PAPR_O$  จะเก็บค่า  $PAPR_O$  เท่ากับ  $PAPR_N$  และเก็บค่าตำแหน่งเสียงสัญญาณและค่าตำแหน่งสัญญาณของสัญลักษณ์หุ่นไว้
6. ถ้าจำนวนรอบในการวนซ้ำ (iter) ไม่เท่ากับจำนวนรอบมากที่สุดที่ตั้งไว้ ( $iter_{max}$ ) จะตั้งค่าให้  $iter = iter + 1$  และทำตามขั้นตอนที่ 3 ใหม่โดยกำหนดให้สมาชิกที่มีค่าบวกมากที่สุดของเซต P เดิมหรือ  $a_p$  มีค่าเป็นศูนย์ ถ้า  $iter = iter_{max}$  จะทำขั้นตอนต่อไป
7. คำนวณสัญญาณส่งในทางโดเมนเวลาที่มีค่า PAPR ต่ำที่สุดด้วยสมการที่ (4.21) โดยใช้ค่าตำแหน่งเสียงสัญญาณและค่าตำแหน่งสัญญาณของสัญลักษณ์หุ่นที่เก็บไว้



รูปที่ 4.6 แผนภาพอัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นด้วยวิธีการวนซ้ำ

#### 4.2.4 การเพิ่มขึ้นของกำลังส่งเฉลี่ย

การส่งสัญญาณผ่านเสียงสัญญาณของสัญญาณ OFDM ทำให้กำลังส่งเฉลี่ยของสัญญาณเพิ่มขึ้นเนื่องจาก signal constellation ของสัญญาณที่มีขนาดใหญ่กว่า signal constellation ของสัญญาณข้อมูลเดิม กำลังส่งเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้นสามารถคำนวณได้ดังต่อไปนี้

กำลังเฉลี่ยของเสียงสัญญาณหนึ่งเสียงที่ปกติส่งด้วย M-ary QAM [33] คือ

$$\sigma_x^2 = \frac{d^2}{6}(M-1) \quad (4.26)$$

วิธีการลดค่า PAPR ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้จะแทนที่สัญญาณรบกวน  $C$  ผ่านเสียงสัญญาณของสัญญาณ OFDM โดยของตำแหน่งสัญญาณทั้งหมดของสัญญาณรบกวนมีจำนวน  $4(\sqrt{M}+1)$  ตำแหน่ง ดังนั้นกำลังเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน  $C$  คือ

$$\sigma_c^2 = \frac{P_{C,\text{total}}}{4(\sqrt{M}+1)} \quad (4.27)$$

โดย  $P_{C,\text{total}}$  คือกำลังของตำแหน่งสัญญาณของสัญญาณรบกวนทั้งหมดซึ่งสามารถหาได้โดยพิจารณาว่า quadrant หนึ่ง quadrant ของ signal constellation ของสัญญาณรบกวน ตำแหน่งสัญญาณของสัญญาณรบกวนมีค่าบนแกนจริงตั้งแต่  $\frac{d}{2}$  จนถึง  $(\sqrt{M}-1)\frac{d}{2}$  เช่นเดียวกับค่าบนแกนจินตภาพ และจะมีค่าเท่ากับ  $(\sqrt{M}+1)\frac{d}{2}$  จำนวน  $(\frac{\sqrt{M}}{2}+1)$  ค่าบนแกนจริงเช่นเดียวกับค่าบนแกนจินตภาพ ดังนั้นเมื่อพิจารณาทั้ง 4 quadrant จะได้กำลังของตำแหน่งสัญญาณของสัญญาณรบกวนทั้งหมดเท่ากับ

$$P_{C,\text{total}} = 4\left(\frac{d}{2}\right)^2 \left[ 2 \sum_{i=1}^{\sqrt{M}/2} (2i-1)^2 + 2\left(\frac{\sqrt{M}}{2}+1\right)(\sqrt{M}+1)^2 \right] \quad (4.28)$$

$$= d^2 \frac{(\sqrt{M}+1)}{6} [8M + 16\sqrt{M} + 12] \quad (4.29)$$

ดังนั้นกำลังเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน  $C$  คือ

$$\sigma_c^2 = \frac{d^2}{24} [8M + 16\sqrt{M} + 12] \quad (4.30)$$

อัตราส่วนกำลังเฉลี่ยของสัญลักษณ์รุ่นต่อกำลังเฉลี่ยของสัญลักษณ์ข้อมูลเมื่อใช้เสียงสัญญาณหนึ่งเสียงส่งสัญลักษณ์รุ่นคือ

$$\left(\frac{\sigma_c}{\sigma_x}\right)^2 = \frac{2M + 4\sqrt{M} + 3}{M - 1} \quad (4.31)$$

ตารางที่ 4.1 อัตราส่วนกำลังเฉลี่ยของสัญลักษณ์รุ่นต่อกำลังเฉลี่ยของสัญลักษณ์ข้อมูล

M	4	16	64	256
$(\sigma_c/\sigma_x)^2$	8.02 dB	5.31 dB	4.13 dB	3.56 dB

ตารางที่ 4.1 แสดงค่าอัตราส่วนกำลังเฉลี่ยของสัญลักษณ์รุ่นต่อกำลังเฉลี่ยของสัญลักษณ์ข้อมูลตามสมการที่ (4.31) เมื่อให้ M มีค่าเท่ากับ 4, 16, 64, และ 256 ตามลำดับ จะเห็นว่าเมื่อใช้สัญลักษณ์ QAM ที่มี signal constellation ขนาดใหญ่ขึ้น ค่าอัตราส่วนกำลังเฉลี่ยของสัญลักษณ์รุ่นต่อกำลังเฉลี่ยของสัญลักษณ์ข้อมูลจะมีค่าลดลง

เมื่อเราใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ส่งสัญลักษณ์รุ่นผ่านเสียงสัญญาณ L เสียงของสัญญาณ OFDM ที่ใช้คลื่นพาห่อย่อย N คลื่น จะได้กำลังส่งเฉลี่ยของสัญญาณ OFDM ที่เพิ่มขึ้นเท่ากับ

$$\Delta P_{av} = \frac{(2L\sigma_c^2 + (N - 2L)\sigma_x^2) - N\sigma_x^2}{N\sigma_x^2} \times 100\% \quad (4.32)$$

สมมติว่าคลื่นพาห่อย่อยแต่ละคลื่นส่งสัญลักษณ์ 16-QAM ที่มีระยะห่างระหว่างตำแหน่งสัญญาณ  $d = 1$  ดังนั้นกำลังเฉลี่ยของสัญลักษณ์ข้อมูล  $\sigma_x^2 = 2.5$  และกำลังเฉลี่ยของสัญลักษณ์รุ่น  $\sigma_c^2 = 8.5$  ดังนั้นถ้าสัญญาณ OFDM ที่ใช้คลื่นพาห่อย่อย 64, 256, 512, และ 1024 คลื่นใช้วิธีการนี้ลดค่า PAPR โดยส่งสัญลักษณ์รุ่นผ่านเสียงสัญญาณ 1 เสียง จะได้กำลังส่งเฉลี่ยเพิ่มขึ้นตามสมการที่ (4.32) มีค่าดังตารางที่ 4.2 จะเห็นว่าเมื่อใช้วิธีการลด PAPR นี้กับสัญญาณ OFDM ที่ใช้คลื่นพาห่อย่อยจำนวนมากๆ จะเพิ่มกำลังส่งเฉลี่ยขึ้นเพียงเล็กน้อยเท่านั้น

ตารางที่ 4.2 กำลังส่งเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้นของสัญญาณ OFDM ที่ใช้คลื่นพาห่อย่อย N คลื่น

N	64	256	512	1024
$\Delta P_{av}$	7.5%	1.9%	0.9%	0.5%

กำลังส่งเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้นมีผลกระทบต่อระบบ 2 ประการ ประการแรกคือกำลังส่งเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้นจะทำให้สูญเสีย SNR margin หรือความจุของช่องสัญญาณลดลงเมื่อกำลังส่งถูกจำกัด ประการที่สองคือกำลังส่งเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้นอาจทำให้กำลังค่ายอดส่วนอื่นสูงขึ้นได้ อย่างไรก็ตามเราสามารถลดการเพิ่มขึ้นของกำลังส่งเฉลี่ยได้ โดยการเลือกสัญลักษณ์หุ่นและเสียงสัญญาณที่เพิ่มกำลังส่งเฉลี่ยน้อยที่สุดแต่สามารถลดค่า PAPR ได้เท่ากัน

#### 4.2.5 กำลังค่ายอดที่ลดลงต่อจำนวนเสียงสัญญาณหนึ่งเสียง

สมมติให้ตัวอย่างที่  $m$  ของสัญญาณส่งในโดเมนเวลามีขนาดใหญ่ที่สุด จากสมการที่ (4.7) และ (4.24) โดยกำหนดให้  $X_0$  และ  $X_{N/2}$  มีค่าเท่ากับศูนย์เพื่อทำให้การพิจารณาง่ายขึ้น เราสามารถแสดงตัวอย่างที่  $m$  ได้ดังนี้

$$x_m = \frac{2}{N} \sum_{k=1}^{N/2-1} (X_{R,k} \cos(2\pi mk/N) - X_{I,k} \sin(2\pi mk/N)) \quad (4.33)$$

สมมติให้  $x_m$  มีค่ามากกว่าศูนย์ ขนาดของ  $x_m$  สามารถลดลงได้จากการเลือกเสียงสัญญาณและตำแหน่งสัญญาณของสัญลักษณ์หุ่นที่เหมาะสม สมมติให้เสียงสัญญาณที่เหมาะสมเป็นเสียงสัญญาณที่  $p$  และสัญลักษณ์หุ่นที่เหมาะสมเป็น  $C_p$  และส่งสัญลักษณ์ข้อมูล  $X_p$  โดยใช้เสียงสัญญาณที่  $r$  ที่สำรองไว้ เราสามารถแสดงตัวอย่างที่  $m$  ที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR นี้ได้ดังนี้

$$\bar{x}_m = x_m + \frac{2}{N} \begin{pmatrix} (C_{R,p} - X_{R,p}) \cos(2\pi mp/N) \\ -(C_{I,p} - X_{I,p}) \sin(2\pi mp/N) \\ + (X_{R,p}) \cos(2\pi mr/N) \\ -(X_{I,p}) \sin(2\pi mr/N) \end{pmatrix} \quad (4.34)$$

พจน์ด้านขวาสุดของสมการที่ (4.34) คือขนาดที่สามารถลดลงได้ของ  $x_m$  เมื่อใช้เสียงสัญญาณหนึ่งเสียงในการลดค่า PAPR วิธีนี้ พจน์นี้มีค่าน้อยกว่าศูนย์เนื่องจากเราสมมติให้  $x_m$  มีค่ามากกว่าศูนย์ เราสามารถแทนพจน์นี้ด้วยสัญลักษณ์  $\delta$  ได้ดังนี้

$$\delta = \frac{2}{N} \begin{pmatrix} (C_{R,p} - X_{R,p}) \cos(2\pi mp/N) \\ -(C_{I,p} - X_{I,p}) \sin(2\pi mp/N) \\ + (X_{R,p}) \cos(2\pi mr/N) \\ -(X_{I,p}) \sin(2\pi mr/N) \end{pmatrix} \quad (4.35)$$

ขนาดของ  $x_m$  ลดลงได้มากที่สุดเมื่อ  $\delta$  มีค่ามากที่สุด จากสมการที่ (4.35) ขนาดของ  $\delta$  จะมีความมากที่สุดเมื่อเราแทนตำแหน่งสัญญาณที่อยู่ห่างจากจุดศูนย์กลางมากที่สุดของ signal constellation ของสัญลักษณ์ข้อมูลเดิมด้วยตำแหน่งสัญญาณที่อยู่ห่างจากจุดศูนย์กลางมากที่สุดของ signal constellation ของสัญลักษณ์หุ่นซึ่งถูกขยายจาก signal constellation เดิม โดยตำแหน่งสัญญาณของสัญลักษณ์หุ่นจะต้องมีเฟสตรงข้ามกับตำแหน่งสัญญาณของสัญลักษณ์ข้อมูลเดิม ดังนั้นถ้า signal constellation เดิมเป็น M-ary QAM แล้วจะได้ว่า  $|C_{R,p} - X_{R,p}| = |C_{I,p} - X_{I,p}| = d\sqrt{M}$  และ  $|X_{R,p}| = |X_{I,p}| = d(\sqrt{M} - 1)/2$  นอกจากนี้ขนาดของ  $\delta$  จะมีความมากที่สุดเมื่อค่าของ  $\cos(2\pi mp/N)$ ,  $\sin(2\pi mp/N)$ ,  $\cos(2\pi mr/N)$  และ  $\sin(2\pi mr/N)$  มีค่าเป็น  $\sqrt{2}/2$  ดังนั้นขนาดค่ายอดที่ลดลงได้มากที่สุดเมื่อใช้เสียงสัญญาณหนึ่งเสียงคือ

$$|\delta|_{\max} = \frac{2}{N} \left( \left( d\sqrt{M} + d \frac{\sqrt{M}-1}{2} \right) \left( \frac{\sqrt{2}}{2} + \frac{\sqrt{2}}{2} \right) \right) \quad (4.36)$$

$$= \frac{d\sqrt{2}(3\sqrt{M}-1)}{N} \quad (4.37)$$

จากสมการที่ (4.26) และทฤษฎีลิมิตกลางที่ว่า  $\sigma_x^2 = \sigma_x^2/N$

$$d = \sigma_x \sqrt{6N/(M-1)} \quad (4.38)$$

เมื่อแทนค่า  $d$  จากสมการที่ (4.38) ลงในสมการที่ (4.37) จะได้ขนาดค่ายอดที่ลดลงได้มากที่สุดเท่ากับ

$$|\delta|_{\max} = \frac{\sigma_x \sqrt{12(3\sqrt{M}-1)}}{\sqrt{N(M-1)}} \quad (4.39)$$

สมมติให้ค่า PAPR มีความมากที่สุดคือ  $Z$  dB เราสามารถแสดงกำลังค่ายอดที่ลดลงได้มากที่สุดต่อจำนวนเสียงสัญญาณหนึ่งเสียงเท่ากับ

$$Z - 20 \log_{10} \left( 10^{Z/20} - \frac{\sqrt{12(3\sqrt{M}-1)}}{\sqrt{N(M-1)}} \right) \quad (4.40)$$

ยกตัวอย่างกรณีสัญญาณ OFDM ที่ใช้คลื่นพาห่อย่อย 64 คลื่น ( $N = 64$ ) และคลื่นพาห่อย่อยแต่ละคลื่นส่งด้วยสัญลักษณ์ 16-QAM ( $M = 16$ ) ซึ่งกรณีนี้ค่า PAPR ที่อัตราการใช้แอมพลิจูดเท่ากับ  $10^{-4}$  มีค่ามากที่สุดเท่ากับ  $13.4\text{dB}$  จากสมการที่ (4.40) แสดงให้เห็นว่าวิธีที่เสนอสามารถลดค่า PAPR เหลือ  $10.9\text{dB}$  เมื่อใช้สัญลักษณ์หุ่นแทนลงบนเสียงสัญญาณจำนวนหนึ่งเสียง หรือลดค่า PAPR ลงได้  $2.6\text{dB}$



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## บทที่ 5

### ผลการจำลองแบบ

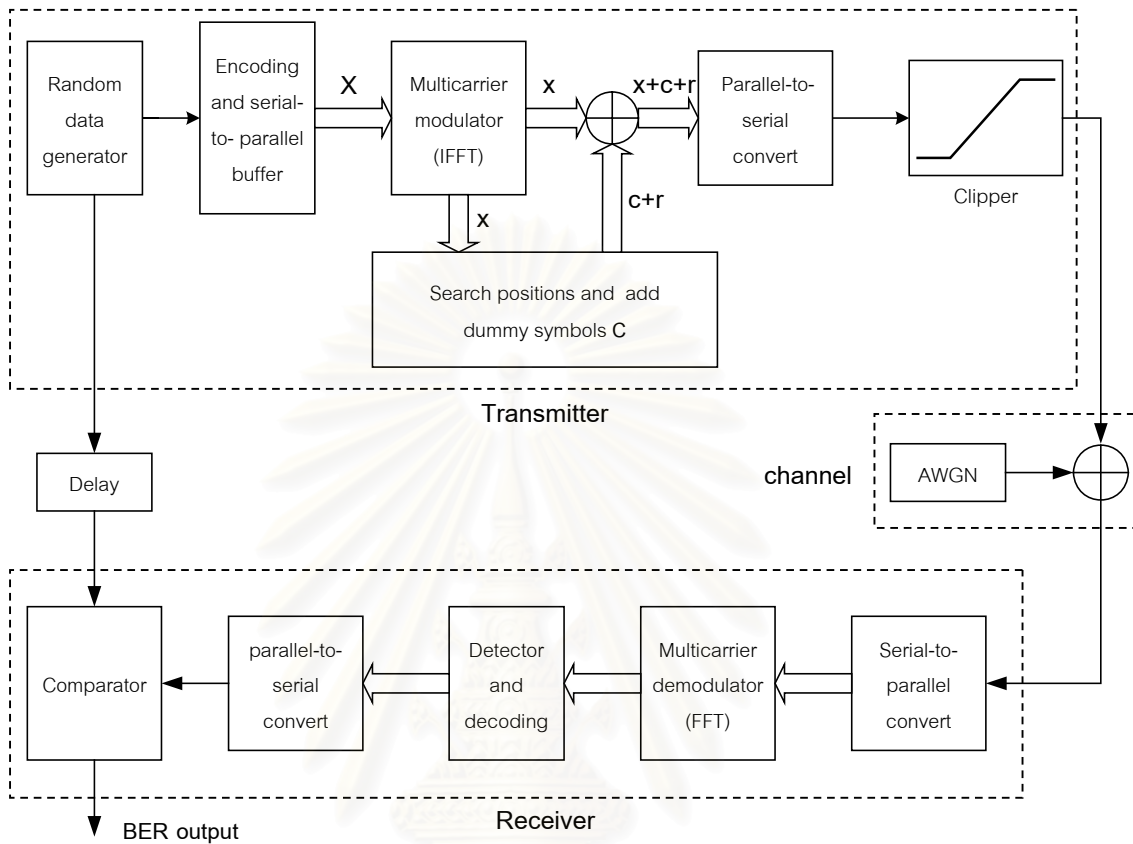
เนื้อหาในบทนี้เป็นการจำลองแบบและผลการจำลองแบบของระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์ที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ในวิทยานิพนธ์นี้ซึ่งได้อธิบายในหัวข้อที่ 4.2 ในบทนี้แบ่งเป็น 3 หัวข้อใหญ่ หัวข้อแรกกล่าวถึงสมมติฐานที่ใช้ในการจำลองแบบของระบบตั้งแต่เครื่องส่งจนถึงเครื่องรับ หัวข้อที่สองกล่าวถึงการจำลองแบบของระบบรวมทั้งพารามิเตอร์ต่างๆ หัวข้อสุดท้ายเป็นผลการจำลองแบบของวิธีที่เสนอและเปรียบเทียบประสิทธิภาพในการลดค่า PAPR กับผลการจำลองแบบของวิธีการจางเสียงสัญญาณและวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณที่ใช้จำนวนเสียงสัญญาณในการจางหรือเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณเท่ากัน นอกจากนี้ยังแสดงอัตราบิดเบือนของระบบที่ใช้วิธีที่เสนอเปรียบเทียบกับระบบที่ไม่มีการลดค่า PAPR เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก (AWGN) พร้อมทั้งวิเคราะห์และสรุปผลในการจำลองแบบแต่ละแบบ

#### 5.1 สมมติฐานในการจำลองแบบ

ในวิทยานิพนธ์นี้พิจารณาระบบตั้งแต่เครื่องส่งจนถึงเครื่องรับ โดยใช้สมมติฐานกำหนดขอบเขตของการจำลองแบบดังต่อไปนี้

1. ระบบที่พิจารณาเป็นระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์ DMT หรือ OFDM
2. ระบบที่พิจารณาเป็นระบบที่ใช้คลื่นพาห์ย่อย 64 คลื่นและ 256 คลื่น
3. ชุดข้อมูลที่ต้องการส่งเป็นชุดข้อมูลไบนารีแบบสุ่ม
4. ไม่มีการเปลี่ยนแปลงอัตราข้อมูลในคลื่นพาห์ย่อยแต่ละคลื่น
5. ไม่มีการเข้ารหัสช่องสัญญาณเพื่อแก้ไขความผิดพลาด
6. ระบบใช้การแทนข้อมูลลงบน signal constellation แบบ QAM
7. ระบบที่ใช้สามารถแทนข้อมูลลงบน signal constellation ได้หลายขนาด
8. สัญญาณส่งและสัญญาณรับที่พิจารณาเป็นสัญญาณแถบฐาน
9. ไม่มีการควบคุมกำลังส่งเฉลี่ยของระบบ
10. ระบบสามารถประมาณสภาพช่องสัญญาณได้อย่างถูกต้อง
11. กำหนดให้ช่องสัญญาณมีผลของ AWGN เท่านั้น
12. การจำลองแบบอัตราบิดเบือนใช้วิธีของ Monte Carlo [29]

## 5.2 แบบจำลองระบบ



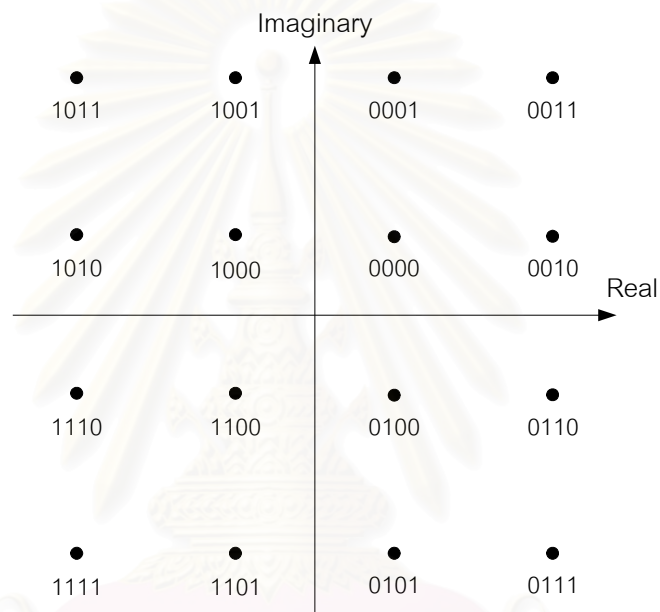
รูปที่ 5.1 แบบจำลองระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์ที่พิจารณาในวิทยานิพนธ์นี้

แผนภาพในรูปที่ 5.1 แสดงระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์ที่ใช้ในการจำลองแบบของวิทยานิพนธ์นี้ โดยประกอบด้วยส่วนหลัก 3 ส่วนคือ เครื่องส่ง (Transmitter), ช่องสัญญาณ (Channel), และเครื่องรับ (Receiver) ในวิทยานิพนธ์พิจารณาสัญญาณที่เป็นสัญญาณแถบฐานจึงไม่มีส่วนประกอบของการมอดูเลตและดีมอดูเลตสัญญาณแถบผ่านในรูปที่ 5.1 นอกจากนี้ขอบเขตของการจำลองแบบยังระบุว่าระบบสามารถประมาณสภาพช่องสัญญาณได้อย่างถูกต้อง ดังนั้นจึงไม่พิจารณาการเพิ่มช่วงเวลาคุมด้วยการใช้คอนโวลูชันแบบวนและการทำวินโดว์ซึ่งใช้สำหรับลดความผิดพลาดที่เกิดจากความไม่สมบูรณ์ของช่องสัญญาณ

ส่วนประกอบของเครื่องส่งเริ่มต้นด้วยการสุ่มชุดข้อมูลไบนารี แล้วแบ่งชุดข้อมูลออกเป็นชุดข้อมูลย่อยๆ และแมบข้อมูลเป็นสัญลักษณ์ 16-QAM โดยใช้ Gray coded ดังรูปที่ 5.2 สัญลักษณ์ที่ได้จะถูกส่งขนานกันไปยัง IFFT เพื่อมอดูเลตสัญญาณในโดเมนความถี่  $X$  ให้เป็นสัญญาณในโดเมนเวลา  $x$  สัญญาณ  $x$  จะถูกลดค่า PAPR ด้วยวิธีที่เสนอ จากนั้นจะแปลงสัญญาณ



เป็นสัญญาณส่งแบบอนุกรมเพื่อส่งผ่านช่องสัญญาณต่อไป ส่วนประกอบที่เป็นตัวขลิบ (clipper) ใช้สำหรับขลิบสัญญาณส่วนที่มีกำลังค่ายอดสูงกว่าที่กำหนดทิ้งเพื่อใช้ในการพิจารณาอัตราบิดผิดพลาด ซึ่งขอบเขตของการจำลองแบบระบุว่าระบบไม่มีการเข้ารหัสช่องสัญญาณเพื่อแก้ไขความผิดพลาด ดังนั้นอัตราบิดผิดพลาดจึงเป็นอัตราบิดผิดพลาดที่เกิดจาก AWGN และความเพี้ยนจากการขลิบโดยตรง ในวิทยานิพนธ์นี้จะแสดงผลการจำลองแบบอัตราบิดผิดพลาดของระบบที่ไม่มีการขลิบ และระบบที่มีการขลิบสัญญาณส่วนที่มีกำลังค่ายอดสูงกว่า  $6dB$

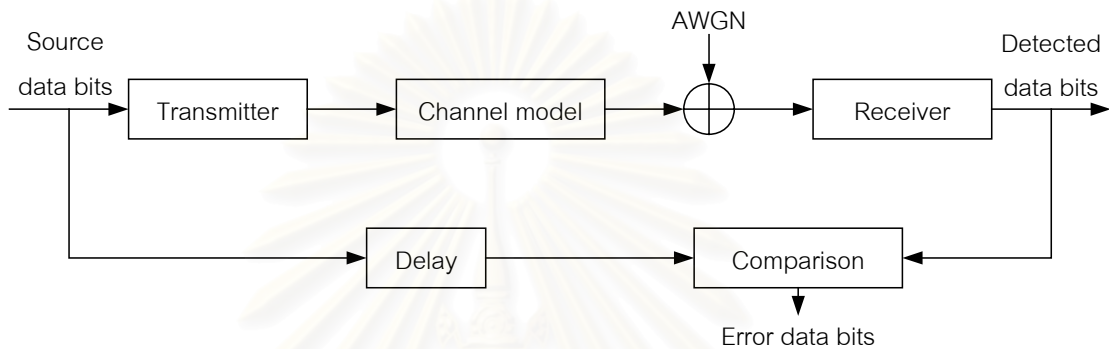


รูปที่ 5.2 signal constellation ของสัญลักษณ์ 16-QAM ที่ใช้การแมปโดยใช้ Gray coded [34]

สมมติฐานในการจำลองแบบกำหนดขอบเขตให้ระบบสามารถประมาณสภาพช่องสัญญาณได้อย่างถูกต้องและกำหนดให้ช่องสัญญาณมีผลของ AWGN เท่านั้น ดังนั้นช่องสัญญาณในรูปที่ 5.1 จึงประกอบด้วย AWGN เท่านั้น ไม่คิดผลของการเฟดดิ้งและผลของการได้รับสัญญาณแบบหลายวิถี

เมื่อเครื่องรับรับสัญญาณจากช่องสัญญาณจะแปลงสัญญาณที่รับได้เป็นสัญญาณแบบขนาน แล้วตีความคุณลักษณะสัญญาณด้วย FFT แปลงสัญญาณในโดเมนเวลาเป็นสัญญาณในโดเมนความถี่ สัญญาณในโดเมนความถี่จะถูกตรวจวัดสัญญาณที่มี signal constellation ใหญ่กว่าปกติ เพื่อหาตำแหน่งของเสียงสัญญาณที่ส่งสัญลักษณ์หุ่นมา จากนั้นจะแทนสัญลักษณ์หุ่นด้วยสัญลักษณ์ข้อมูลที่ส่งมาด้วยเสียงสัญญาณที่สำรองไว้ และแปลงสัญลักษณ์เป็นชุดข้อมูลไบนารีแบบขนาน แล้วแปลงชุดข้อมูลนี้เป็นชุดข้อมูลไบนารีแบบอนุกรมต่อไป

ชุดข้อมูลที่ตรวจวัดได้ที่เครื่องรับอาจมีความผิดพลาดที่เกิดขึ้น ความผิดพลาดนี้เกิดจากการรบกวนของ AWGN และความเพี้ยนจากการขลิบ การจำลองแบบอัตราบิตผิดพลาดเพื่อแสดงสมรรถนะของระบบจะใช้วิธีของ Monte Carlo [29] ดังรูปที่ 5.3 วิธีของ Monte Carlo จะเปรียบเทียบข้อมูลจากแหล่งกำเนิดกับข้อมูลที่ตรวจวัดได้ที่เครื่องรับเพื่อหาจำนวนบิตผิดพลาดที่เกิดขึ้น แล้วคำนวณอัตราบิตผิดพลาดโดยการหารจำนวนบิตผิดพลาดด้วยจำนวนบิตทั้งหมด



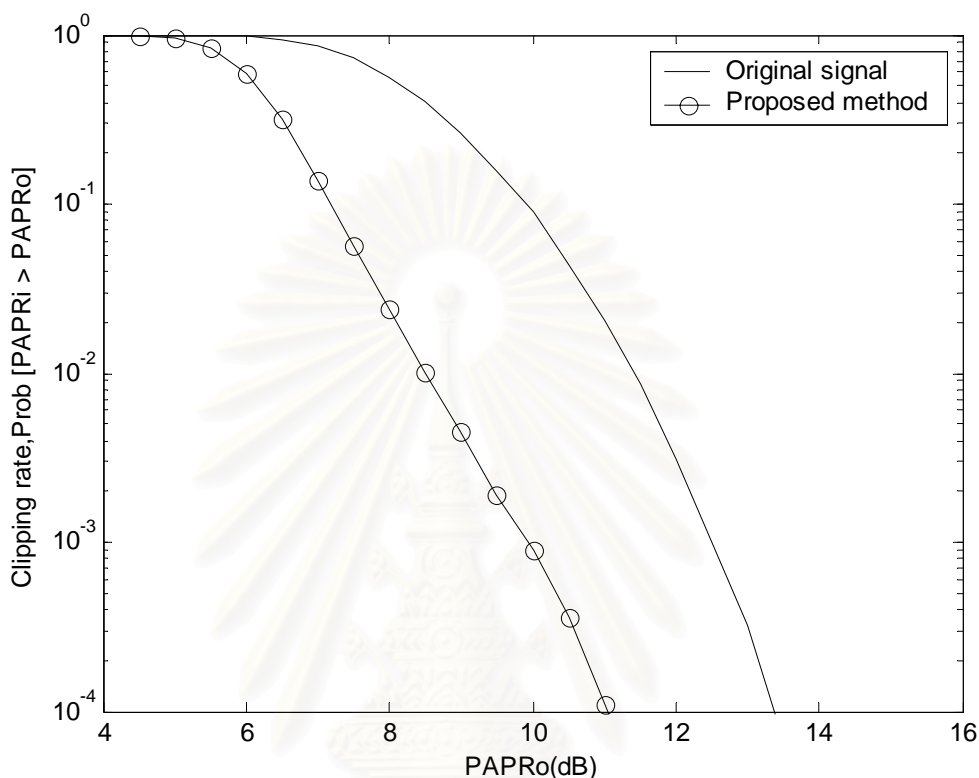
รูปที่ 5.3 การจำลองแบบอัตราบิตผิดพลาดโดยใช้วิธีของ Monte Carlo

ในวิทยานิพนธ์นี้กำหนดให้ระบบสามารถประมาณสภาพช่องสัญญาณได้อย่างถูกต้อง และกำหนดให้ช่องสัญญาณมีผลของ AWGN เท่านั้น ดังนั้นส่วน channel model ในรูปที่ 5.3 จะตั้งให้มีค่าคงที่เท่ากับ 1

### 5.3 ผลการจำลองแบบ

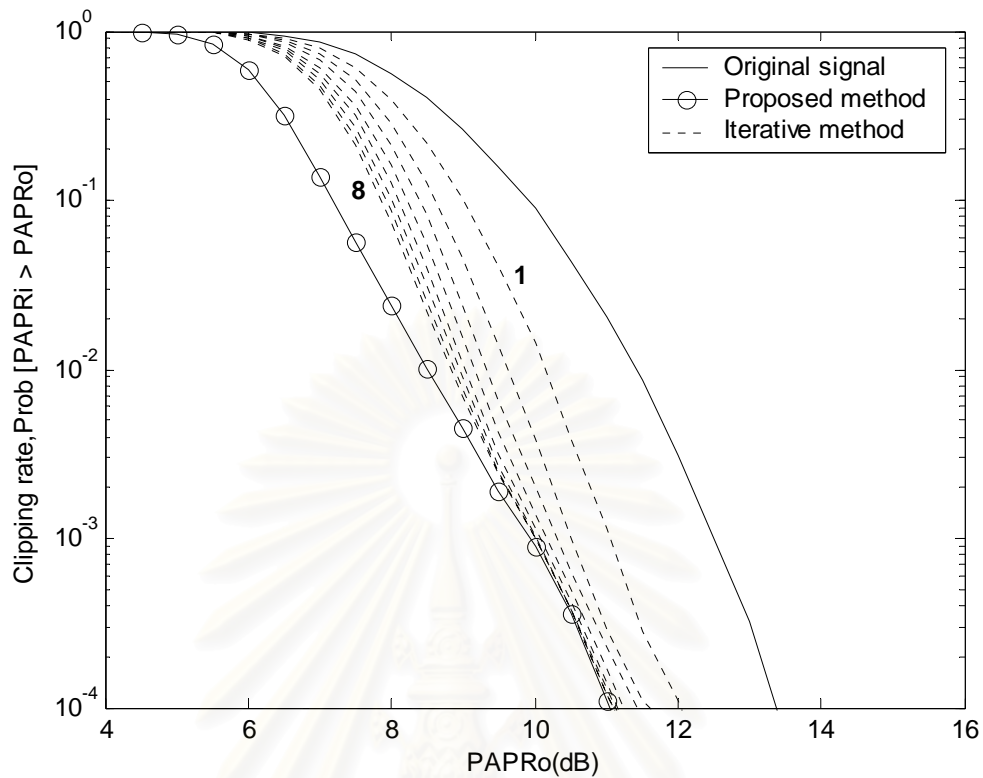
จากขอบเขตของการจำลองแบบที่กล่าวข้างต้น ผลการจำลองแบบที่พิจารณาเป็นระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาร์ที่ใช้คลื่นพาร์ย่อย 64 คลื่นและ 256 คลื่นที่ใช้การแทนข้อมูลลงบน signal constellation แบบ 16-QAM ผลการจำลองแบบจะแสดงสมรรถนะในการลดค่า PAPR ของวิธีที่เสนอด้วย Complementary Cumulative Distribution Function (CCDF) ของค่า PAPR โดยรูปกราฟจะได้จากการวาดเส้นกราฟค่า  $\text{Prob}[\text{PAPR}_i > \text{PAPR}_0]$  สำหรับค่า  $\text{PAPR}_0$  ต่าง ๆ กันไป และเปรียบเทียบประสิทธิภาพในการลดค่า PAPR กับผลการจำลองแบบของวิธีการจางเสียงสัญญาณที่ใช้จำนวนเสียงสัญญาณในการจางเท่ากันและวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณที่ใช้จำนวนเสียงสัญญาณในการเพิ่มขนาดเท่ากัน และแสดงอัตราบิตผิดพลาดของระบบที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอเปรียบเทียบกับระบบที่ไม่มีการลดค่า PAPR เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่อง AWGN ในกรณี 2 กรณีคือกรณีระบบที่ไม่มีการขลิบและกรณีระบบที่มีการขลิบสัญญาณส่วนที่มีกำลังค่ายอดสูงกว่า 6dB เพื่อแสดงสมรรถนะที่ได้จากการลดค่า PAPR ด้วยวิธีการนี้

### 5.3.1 การลดค่า PAPR โดยส่งสัญญาณหุ่นผ่านเสียงสัญญาณ 1 เสียงกับระบบที่ใช้คลื่นพาห่อย่อย 64 คลื่น



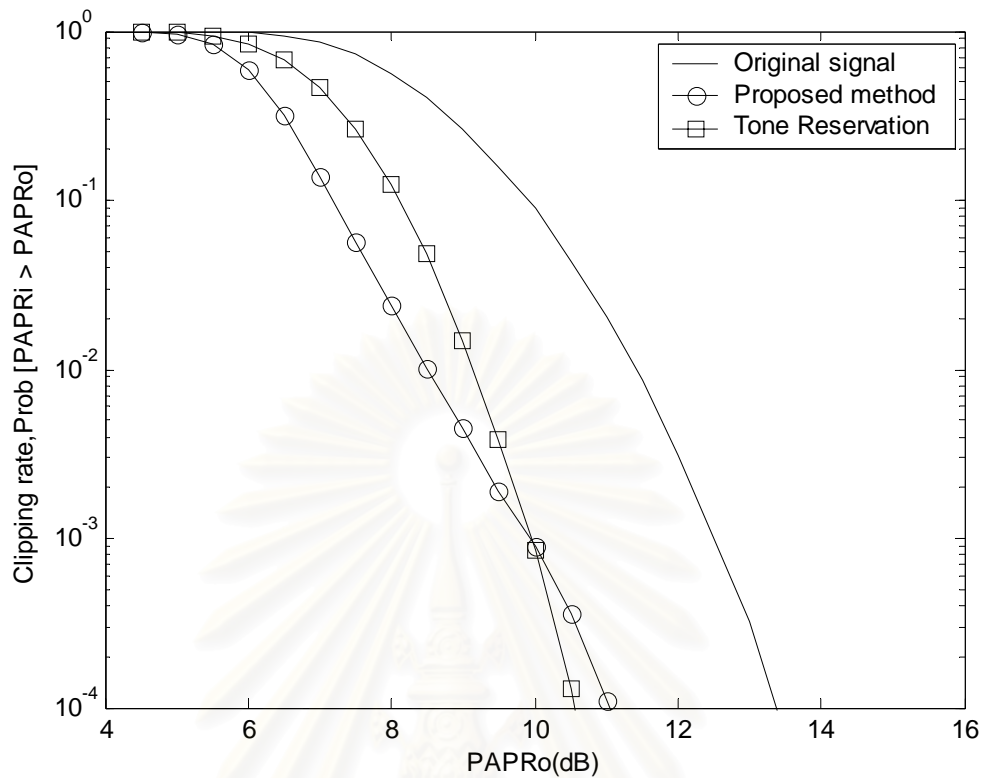
รูปที่ 5.4 CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณดั้งเดิมกับสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอ (ระบบใช้คลื่นพาห่อย่อย 64 คลื่นและส่งสัญญาณหุ่นผ่านเสียงสัญญาณ 1 เสียง)

การลดค่า PAPR ด้วยวิธีที่เสนอ (Proposed method) ในรูปที่ 5.4 เป็นการส่งสัญญาณหุ่นผ่านเสียงสัญญาณ 1 เสียงกับระบบที่ใช้คลื่นพาห่อย่อย 64 คลื่น โดยใช้อัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญญาณหุ่นที่เหมาะสมที่สุดจากหัวข้อที่ 4.2.3.1 จะเห็นว่าวิธีที่เสนอสามารถลดค่า PAPR เหลือ  $11\text{dB}$  ที่อัตราการขลิบเท่ากับ  $10^{-4}$  และเมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณดั้งเดิม (Original signal) ที่ไม่มีการลดค่า PAPR วิธีที่เสนอสามารถลดค่า PAPR ลงได้  $2.4\text{dB}$  ที่อัตราการขลิบเท่ากับ  $10^{-4}$  ซึ่งเป็นค่าที่ใกล้เคียงกับค่า PAPR ที่ลดได้ในทางทฤษฎีตามสมการที่ (4.40) ที่มีค่าเท่ากับ  $2.6\text{dB}$  กำลังส่งเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้นในทางทฤษฎีตามสมการที่ (4.32) คือ  $7.5\%$  แต่ในอัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญญาณหุ่นกำหนดให้เลือกเสียงสัญญาณและสัญญาณหุ่นที่เพิ่มกำลังส่งเฉลี่ยน้อยที่สุด ในกรณีที่มีเสียงสัญญาณหลายเสียงหรือสัญญาณหุ่นหลายสัญญาณสามารถลดค่า PAPR ได้เท่ากัน ดังนั้นกำลังส่งเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้นจากผลการจำลองแบบเท่ากับ  $7\%$



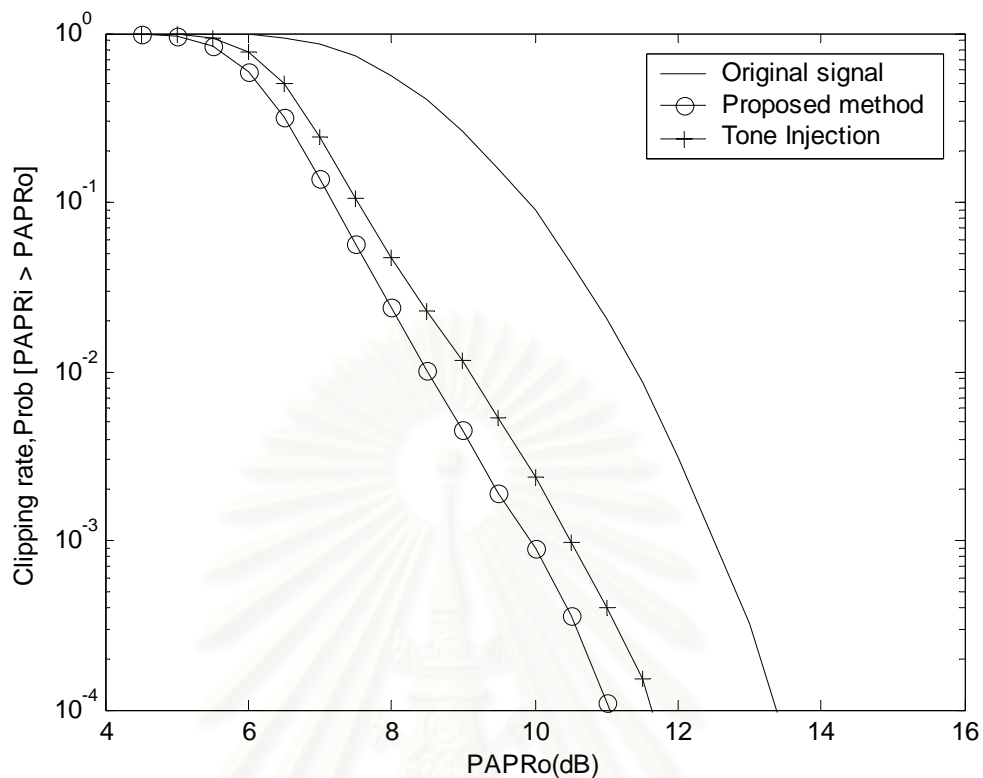
รูปที่ 5.5 CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอ โดยใช้วิธีการวนซ้ำ 1 ถึง 8 รอบซึ่งแสดงด้วยเส้นประจากขวามาซ้าย (ระบบใช้คลื่นพาหีย่อย 64 คลื่นและส่งสัญลักษณ์หุ่นผ่านเสียงสัญญาณ 1 เสียง)

ในรูปที่ 5.4 ใช้อัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นที่เหมาะสมที่สุดซึ่งจะใช้จำนวนครั้งในการคำนวณหาสัญญาณส่งในโดเมนเวลาใหม่ที่มีค่า PAPR ต่ำที่สุดตามสมการที่ (4.22) เท่ากับ 620 ครั้ง และจากสมการที่ (4.21) จำนวนการคูณค่าจำนวนจริงในการสร้างสัญญาณส่งใหม่คือ 256 ครั้ง หมายความว่าต้องใช้จำนวนการคูณค่าจำนวนจริง 158,720 ครั้งในการคำนวณหาสัญญาณส่งในโดเมนเวลาใหม่ที่มีค่า PAPR ต่ำที่สุด จำนวนครั้งในการคำนวณสามารถลดได้โดยใช้อัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นด้วยวิธีการวนซ้ำจากหัวข้อที่ 4.2.3.2 ซึ่งผลการจำลองแบบในรูปที่ 5.5 แสดงให้เห็นว่าเมื่อทำการวนซ้ำ 8 รอบสามารถลดค่า PAPR ได้ใกล้เคียงกับค่า PAPR ที่ลดลงเมื่อใช้อัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นที่เหมาะสมที่สุด การวนซ้ำ 8 รอบใช้จำนวนการคูณค่าจำนวนจริงเพียง 2,048 ครั้ง หรือลดลงจากอัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นที่เหมาะสมที่สุด 77.5 เท่า สังเกตว่าการวนซ้ำเพียง 3 รอบสามารถลดค่า PAPR ได้ถึง 2dB โดยใช้จำนวนการคูณค่าจำนวนจริงเพียง 768 ครั้ง เท่านั้น



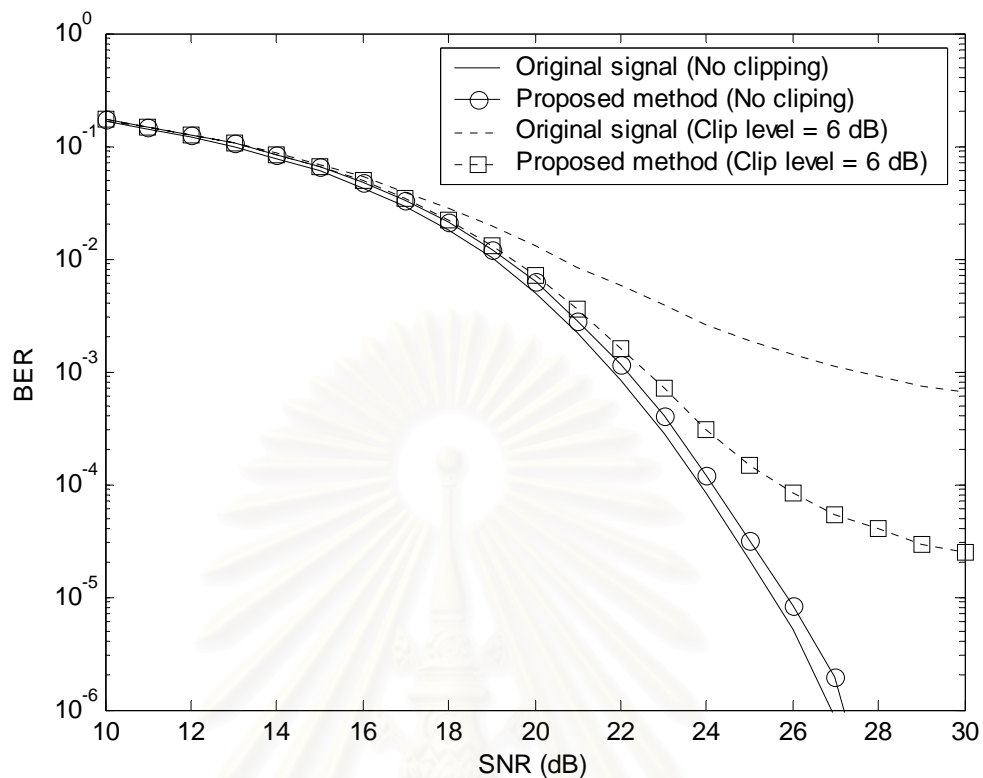
รูปที่ 5.6 CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอส่งสัญญาณผ่านเสียงสัญญาณ 1 เสียงกับสัญญาณที่ใช้วิธีการจองเสียงสัญญาณ 1 เสียงเพื่อลดค่า PAPR (ระบบใช้คลื่นพาร์ย่อย 64 คลื่น)

วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอที่ส่งสัญญาณผ่านเสียงสัญญาณ 1 เสียงเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการจองเสียงสัญญาณที่จองเสียงสัญญาณ 1 เสียงกับระบบที่ใช้คลื่นพาร์ย่อย 64 คลื่น ในรูปที่ 5.6 จะเห็นว่าประสิทธิภาพการลดค่า PAPR ของวิธีที่เสนอดีกว่าวิธีการจองเสียงสัญญาณ เมื่ออัตราการขลิบสูงกว่า  $10^{-3}$  แต่ที่อัตราการขลิบเท่ากับ  $10^{-4}$  วิธีการจองเสียงสัญญาณสามารถลดค่า PAPR ได้ดีกว่าวิธีที่เสนอประมาณ  $0.5\text{dB}$  ผลการจำลองแบบมีลักษณะดังกล่าวข้างต้นเนื่องจากวิธีที่เสนอสามารถลดสัญญาณที่มีค่า PAPR ต่ำได้ดีกว่าวิธีการจองเสียงสัญญาณ ในขณะที่วิธีการจองเสียงสัญญาณสามารถลดสัญญาณที่มีค่า PAPR สูงได้ดีกว่าวิธีที่เสนอ ความซับซ้อนของวิธีการจองเสียงสัญญาณจากหัวข้อที่ 4.1.1 เท่ากับ  $O(LN^2)$  สำหรับความซับซ้อนของวิธีที่เสนอสามารถพิจารณาโดยอ้างอิงจากสมการที่ (4.21) และ (4.22) จะได้เท่ากับ  $O(N(N\sqrt{M})^L)$  จะเห็นว่าวิธีที่เสนอมีความซับซ้อนสูงกว่าวิธีการจองเสียงสัญญาณ แต่เมื่อพิจารณาวิธีที่เสนอที่ใช้การวนซ้ำหาเสียงสัญญาณและสัญญาณพาร์จะพบว่าใช้ความซับซ้อนเท่ากับ  $O(LN)$  ดังนั้นสามารถใช้วิธีที่เสนอที่ใช้การวนซ้ำลดค่า PAPR ลงได้ใกล้เคียงกับวิธีการจองเสียงสัญญาณโดยใช้ความซับซ้อนที่ต่ำกว่า



รูปที่ 5.7 CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอส่งสัญญาณลักษณะหุ่นผ่านเสียงสัญญาณ 1 เสียงกับสัญญาณที่ใช้วิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ 1 เสียงเพื่อลดค่า PAPR (ระบบใช้คลื่นพาร์ย่อย 64 คลื่น)

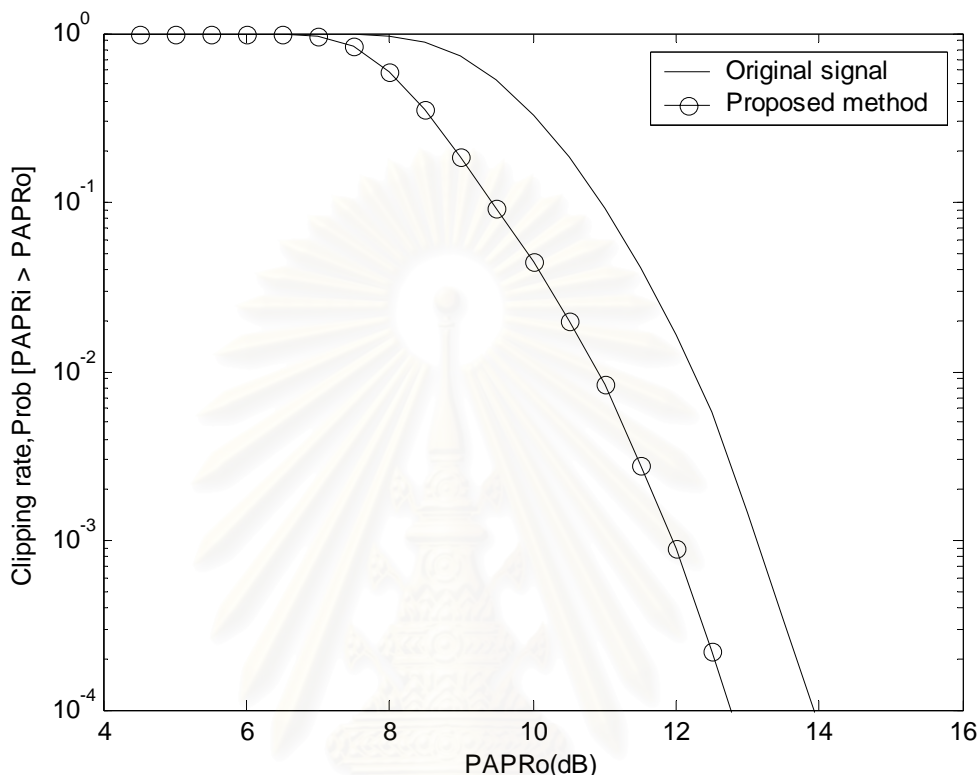
วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอที่ส่งสัญญาณหุ่นผ่านเสียงสัญญาณ 1 เสียงเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณที่เพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ 1 เสียงกับระบบใช้คลื่นพาร์ย่อย 64 คลื่นในรูปที่ 5.7 จะเห็นว่าประสิทธิภาพการลดค่า PAPR ของวิธีที่เสนอดีกว่าวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณประมาณ  $0.6\text{dB}$  ที่อัตราการขลิบเท่ากับ  $10^{-4}$  โดยวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณมีกำลังส่งเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้น  $10.8\%$  ซึ่งมากกว่ากำลังส่งเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้นของวิธีที่นำเสนอประมาณ 1.5 เท่า ในรูปที่ 5.5 แสดงให้เห็นว่าวิธีที่เสนอที่ใช้การวนซ้ำ 8 รอบสามารถลดค่า PAPR ได้ดีกว่าวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ ซึ่งวิธีที่เสนอใช้จำนวนการคูณค่าจำนวนจริงเท่ากับ 2,048 ครั้ง ในขณะที่วิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณที่ใช้การขยาย signal constellation ไป 8 ทิศทางดังรูปที่ 4.1 จะต้องใช้จำนวนครั้งในการคำนวณหาสัญญาณส่งในโดเมนเวลาใหม่ที่มีค่า PAPR ต่ำที่สุดเท่ากับ 256 ครั้งและจำนวนการคูณค่าจำนวนจริงในการสร้างสัญญาณส่งใหม่แต่ละครั้งเท่ากับ 128 ครั้ง ดังนั้นต้องใช้จำนวนการคูณค่าจำนวนจริง 32,768 ครั้ง จะเห็นว่าวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณต้องใช้จำนวนการคูณค่าจำนวนจริงมากกว่าวิธีที่เสนอดังกล่าวข้างต้น 16 เท่า



รูปที่ 5.8 อัตราบิดผิดพลาดของระบบที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอเทียบกับระบบที่ไม่มีการลดค่า PAPR กรณีระบบที่ไม่มีการขลิบแสดงด้วยเส้นทึบและกรณีระบบที่มีการขลิบสัญญาณแสดงด้วยเส้นประ (ระบบใช้คลื่นพาห้ย่อย 64 คลื่นและส่งสัญญาณลักษณะหุ่นผ่านเสียงสัญญาณ 1 เสียง)

การแสดงผลสมรรถนะของวิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอจะแสดงว่าการลดค่า PAPR สามารถลดอัตราบิดผิดพลาดลงได้ เมื่อสัญญาณได้รับความเสียหายจากการขลิบและ AWGN รูปที่ 5.8 แสดงให้เห็นว่าในกรณีที่ไม่มีมีการขลิบสัญญาณส่ง อัตราบิดผิดพลาดเกิดจาก AWGN เพียงอย่างเดียว ดังนั้นอัตราบิดผิดพลาดของสัญญาณดั้งเดิมจะต่ำกว่าอัตราบิดผิดพลาดของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอ เนื่องจากวิธีที่เสนอจะทำให้กำลังเฉลี่ยของสัญญาณส่งเพิ่มขึ้นซึ่งจะทำให้สูญเสีย SNR margin แต่ในกรณีที่มีการขลิบสัญญาณส่งโดยใช้ระดับการขลิบสัญญาณส่วนที่มีกำลังค่ายอดสูงกว่า 6dB จะทำให้สัญญาณได้รับความเสียหายจากการถูกขลิบและ AWGN จะเห็นว่าอัตราบิดผิดพลาดของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอต่ำกว่าอัตราบิดผิดพลาดของสัญญาณดั้งเดิมโดยเฉพาะกรณีระดับ SNR สูงๆ เนื่องจากสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอจะมีโอกาสที่สัญญาณจะถูกขลิบน้อยกว่าสัญญาณดั้งเดิม ยกตัวอย่างที่ระดับ SNR เท่ากับ 30dB อัตราบิดผิดพลาดของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอมีเพียง  $2 \times 10^{-5}$  ในขณะที่สัญญาณดั้งเดิมมีอัตราบิดผิดพลาดเท่ากับ  $7 \times 10^{-4}$

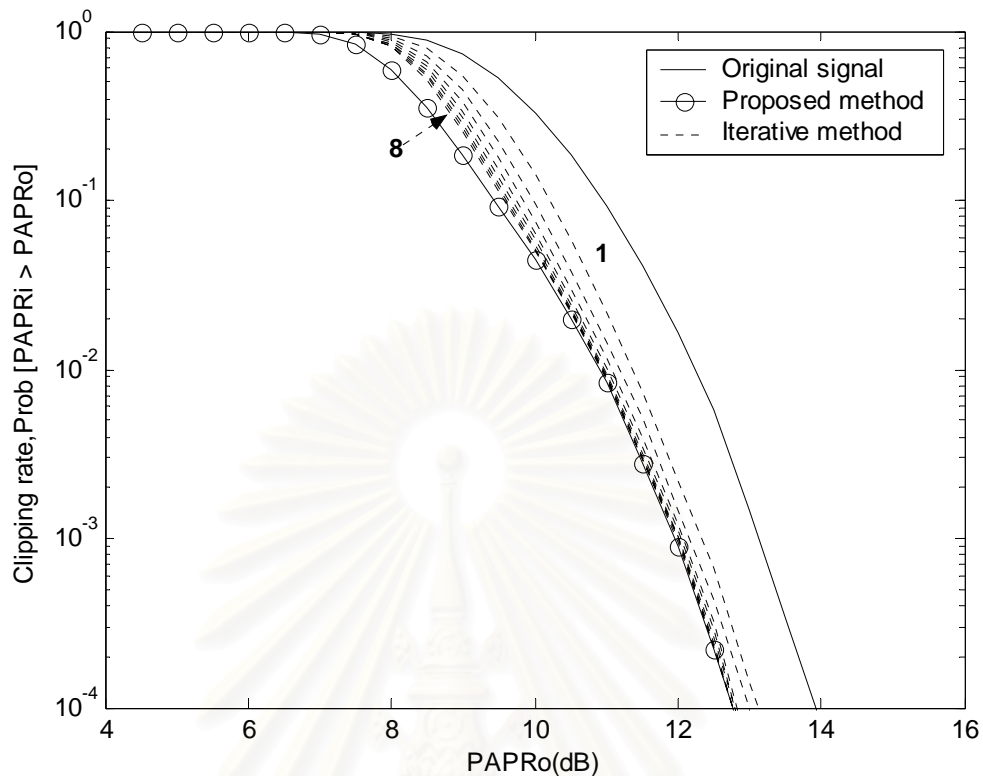
### 5.3.2 การลดค่า PAPR โดยส่งสัญลักษณ์หุ่นผ่านเสียงสัญญาณ 1 เสียงกับระบบที่ใช้คลื่นพาร์ย่อย 256 คลื่น



รูปที่ 5.9 CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณดั้งเดิมกับสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอ (ระบบใช้คลื่นพาร์ย่อย 256 คลื่นและส่งสัญลักษณ์หุ่นผ่านเสียงสัญญาณ 1 เสียง)

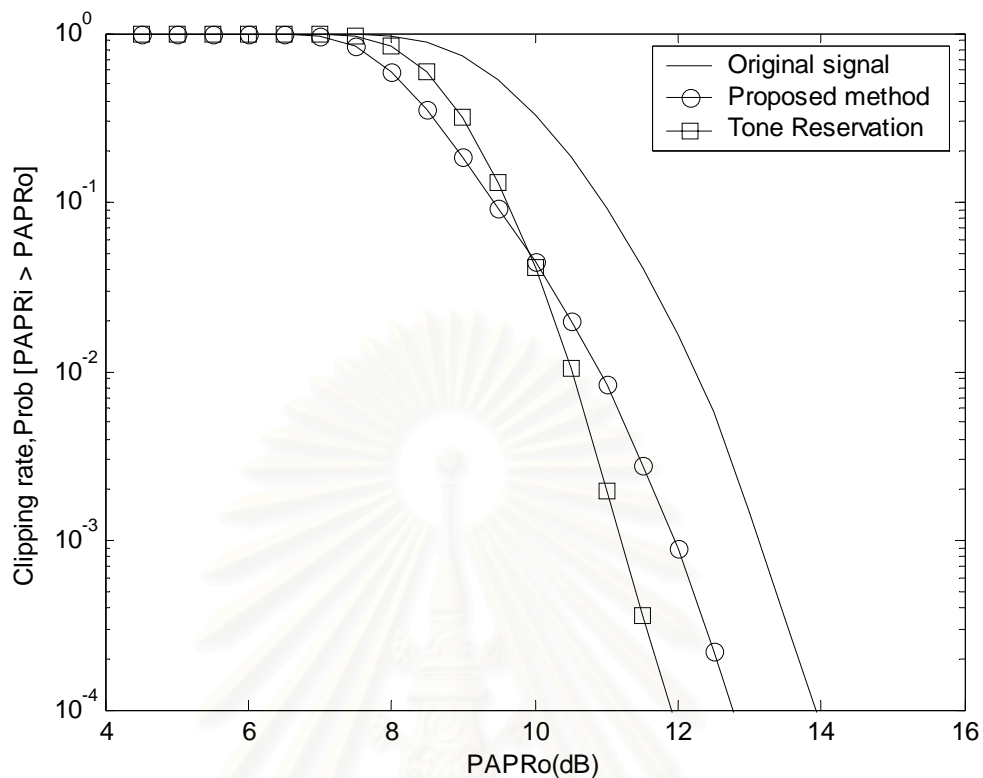
การลดค่า PAPR ด้วยวิธีที่เสนอในรูปที่ 5.9 เป็นการส่งสัญลักษณ์หุ่นผ่านเสียงสัญญาณ 1 เสียงกับระบบที่ใช้คลื่นพาร์ย่อย 256 คลื่น โดยใช้อัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นที่เหมาะสมที่สุด จะเห็นว่าสมรรถนะในการลดค่า PAPR ของวิธีที่เสนอสามารถลดค่า PAPR เหลือ  $12.75\text{ dB}$  ที่อัตราการขลิบเท่ากับ  $10^{-4}$  หรือลดค่า PAPR ลงได้  $1.2\text{ dB}$  ซึ่งเป็นค่าที่ใกล้เคียงกับค่า PAPR ที่ลดได้ในทางทฤษฎีตามสมการที่ (4.40) ที่มีค่าเท่ากับ  $1.14\text{ dB}$  กำลังส่งเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้นในทางทฤษฎีตามสมการที่ (4.32) คือ  $1.9\%$  แต่กำลังส่งเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้นจากการจำลองแบบเท่ากับ  $2.5\%$  การที่กำลังส่งเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้นจากการจำลองแบบสูงกว่ากำลังส่งเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้นในทางทฤษฎีเนื่องจากในทางทฤษฎีใช้กำลังเฉลี่ยของสัญลักษณ์หุ่นมาพิจารณา แต่ในการจำลองแบบสัญลักษณ์หุ่นที่ทำให้สัญญาณมีค่า PAPR ต่ำสำหรับระบบที่ใช้คลื่นพาร์ย่อยจำนวนมากส่วนใหญ่จะเป็นสัญลักษณ์หุ่นที่มีกำลังสูงกว่ากำลังเฉลี่ยของสัญลักษณ์หุ่น ดังเช่นกรณีนี้ที่ระบบใช้คลื่นพาร์ย่อย 256 คลื่น





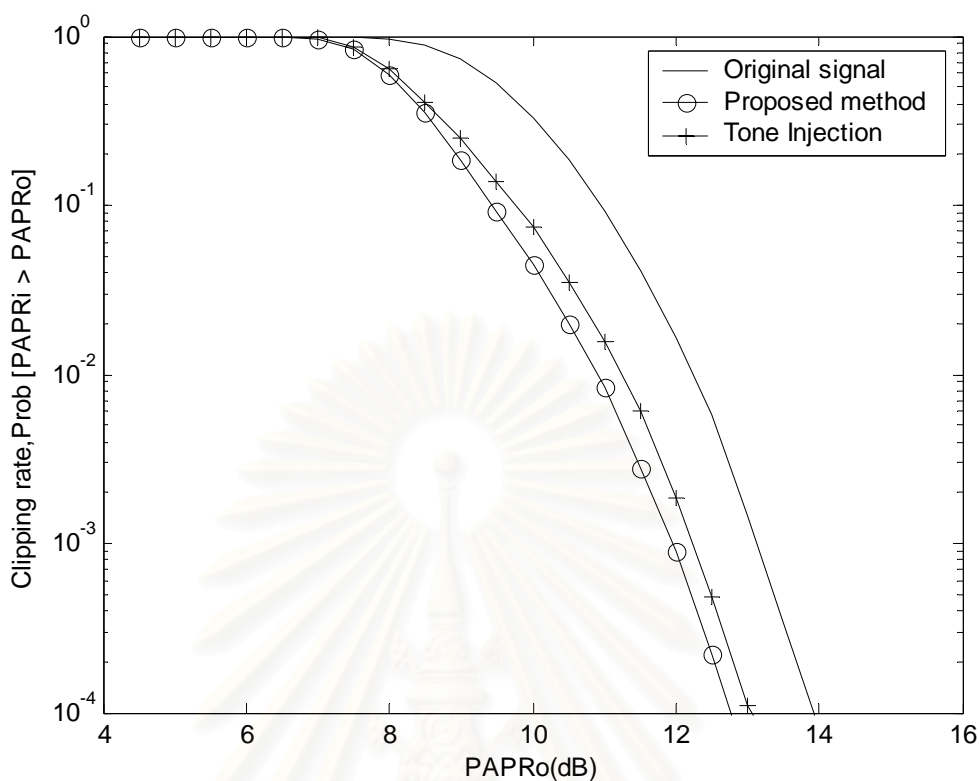
รูปที่ 5.10 CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอโดยใช้วิธีการวนซ้ำ 1 ถึง 8 รอบซึ่งแสดงด้วยเส้นประจากขวามาซ้าย (ระบบใช้คลื่นพาหีย่อย 256 คลื่นและส่งสัญลักษณ์หมุนผ่านเสียงสัญญาณ 1 เสียง)

ในรูปที่ 5.9 ใช้อัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หมุนที่เหมาะสมที่สุดซึ่งจะใช้จำนวนครั้งในการคำนวณหาสัญญาณส่งในโดเมนเวลาใหม่ที่มีค่า PAPR ต่ำที่สุดเท่ากับ 2,540 ครั้งตามสมการที่ (4.22) และจากสมการที่ (4.21) จำนวนการคูณค่าจำนวนจริงในการสร้างสัญญาณส่งใหม่คือ 1,024 ครั้ง หมายความว่าต้องใช้จำนวนการคูณค่าจำนวนจริง 2,600,960 ครั้ง ในการคำนวณหาสัญญาณส่งในโดเมนเวลาใหม่ที่มีค่า PAPR ต่ำที่สุด จำนวนครั้งในการคำนวณสามารถลดได้โดยใช้อัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หมุนด้วยวิธีการวนซ้ำ ซึ่งผลการจำลองแบบในรูปที่ 5.10 แสดงให้เห็นว่าเมื่อทำการวนซ้ำ 8 รอบสามารถลดค่า PAPR ได้ใกล้เคียงกับค่า PAPR ที่ลดลงเมื่อใช้อัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หมุนที่เหมาะสมที่สุด การวนซ้ำ 8 รอบใช้จำนวนการคูณค่าจำนวนจริงเพียง 8,192 ครั้ง หรือลดลงจากอัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หมุนที่เหมาะสมที่สุด 317.5 เท่า สังเกตว่าการวนซ้ำเพียง 2 รอบสามารถลดค่า PAPR ได้ 1dB โดยใช้จำนวนการคูณค่าจำนวนจริงเพียง 3,072 ครั้งเท่านั้น



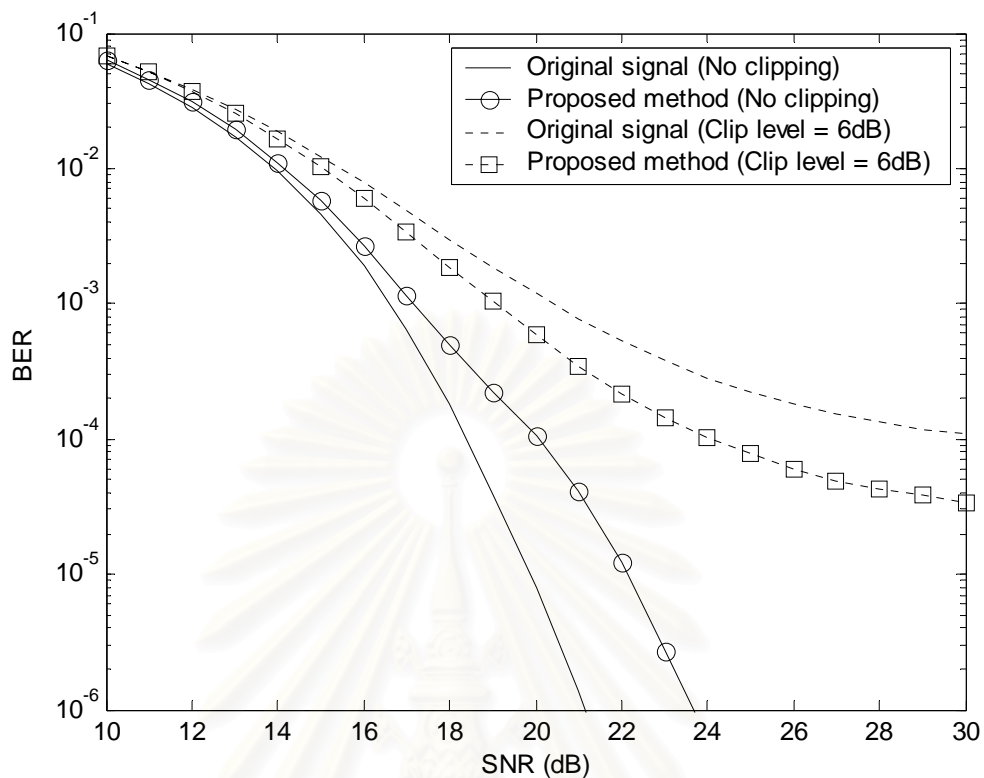
รูปที่ 5.11 CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอส่งสัญญาณผ่านเสียงสัญญาณ 1 เสียงกับสัญญาณที่ใช้วิธีการจองเสียงสัญญาณ 1 เสียงเพื่อลดค่า PAPR (ระบบใช้คลื่นพาร์ย่อย 256 คลื่น)

วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอที่ส่งสัญญาณผ่านเสียงสัญญาณ 1 เสียงเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการจองเสียงสัญญาณที่จองเสียงสัญญาณ 1 เสียงกับระบบที่ใช้คลื่นพาร์ย่อย 256 คลื่นในรูปที่ 5.11 จะเห็นว่าประสิทธิภาพการลดค่า PAPR ที่เสนอจะดีกว่าวิธีการจองเสียงสัญญาณเมื่ออัตราการขลิบสูงกว่า  $10^{-1}$  แต่ที่อัตราการขลิบต่ำกว่า  $3 \times 10^{-2}$  วิธีการจองเสียงสัญญาณสามารถลดค่า PAPR ได้ดีกว่าวิธีที่เสนอ และที่อัตราการขลิบเท่ากับ  $10^{-4}$  วิธีการจองเสียงสัญญาณสามารถลดค่า PAPR ได้ดีกว่าวิธีที่เสนอประมาณ 1dB ผลการจำลองแบบมีลักษณะดังกล่าวข้างต้นเนื่องจากวิธีที่เสนอสามารถลดสัญญาณที่มีค่า PAPR ต่ำได้ดีกว่าวิธีการจองเสียงสัญญาณ ในขณะที่วิธีการจองเสียงสัญญาณสามารถลดสัญญาณที่มีค่า PAPR สูงได้ดีกว่าวิธีที่เสนอ วิธีที่เสนอมีความซับซ้อนสูงกว่าวิธีการจองเสียงสัญญาณ แต่เมื่อพิจารณาวิธีที่เสนอที่ใช้การวนซ้ำหาเสียงสัญญาณและสัญญาณผ่านจะใช้ความซับซ้อนเท่ากับ  $O(LN)$  ดังนั้นสามารถใช้วิธีที่เสนอที่ใช้การวนซ้ำลดค่า PAPR ลงได้ แม้ว่าค่า PAPR ที่ลดลงได้จะมีค่าน้อยกว่าวิธีการจองเสียงสัญญาณประมาณ 1dB แต่วิธีที่เสนอใช้ความซับซ้อนที่ต่ำกว่าและใช้กำลังส่งเฉลี่ยน้อยกว่า



รูปที่ 5.12 CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอส่งสัญญาณลักษณะหุ่นผ่านเสียงสัญญาณ 1 เสียงกับสัญญาณที่ใช้วิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ 1 เสียงเพื่อลดค่า PAPR (ระบบใช้คลื่นพาร์ย่อย 256 คลื่น)

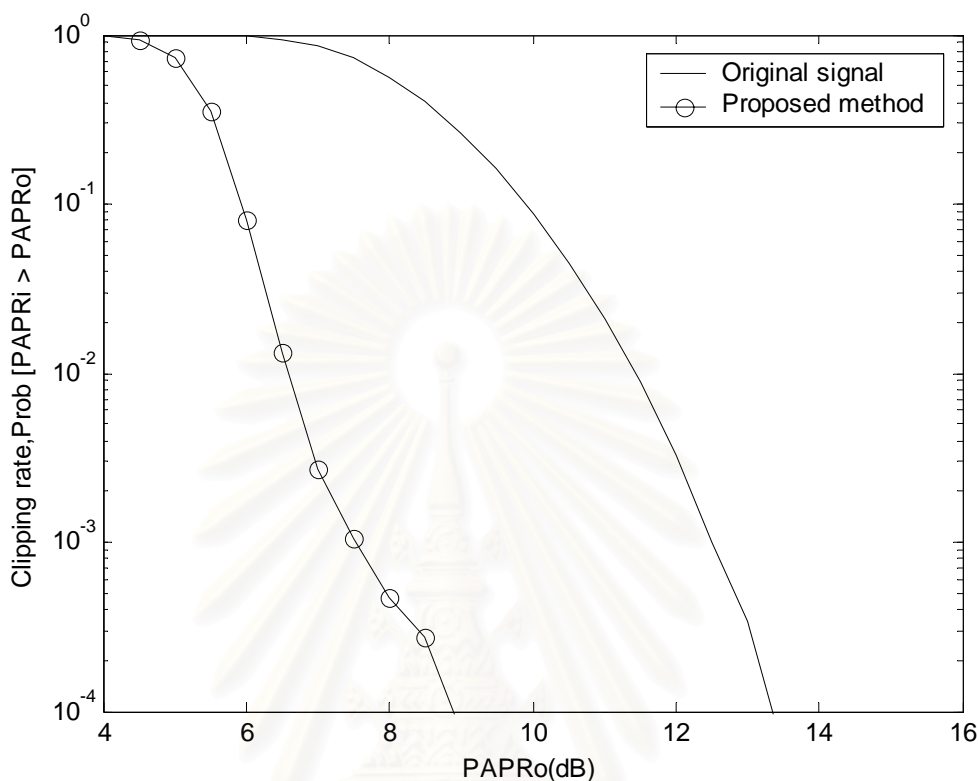
วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอที่ส่งสัญญาณลักษณะหุ่นผ่านเสียงสัญญาณ 1 เสียงเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณที่เพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ 1 เสียงกับระบบที่ใช้คลื่นพาร์ย่อย 256 คลื่นในรูปที่ 5.12 จะเห็นว่าประสิทธิภาพการลดค่า PAPR ของวิธีที่เสนอดีกว่าวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ ดังตัวอย่างที่อัตราการขลิบเท่ากับ  $10^{-4}$  วิธีที่เสนอสามารถลดค่า PAPR ได้ดีกว่าวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณประมาณ  $0.4\text{ dB}$  โดยวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณมีกำลังส่งเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้น  $5.8\%$  ซึ่งมากกว่ากำลังส่งเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้นของวิธีที่เสนอประมาณ 2 เท่า วิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณใช้จำนวนครั้งในการคำนวณหาสัญญาณส่งในโดเมนเวลาใหม่ที่มีค่า PAPR ต่ำที่สุดเท่ากับ 1,024 ครั้งและจำนวนการคูณค่าจำนวนจริงในการสร้างสัญญาณส่งใหม่แต่ละครั้งเท่ากับ 512 ครั้ง ดังนั้นจะจำนวนการคูณค่าจำนวนจริง 524,288 ครั้ง ในขณะที่วิธีที่เสนอที่ใช้การวนซ้ำ 8 รอบใช้จำนวนการคูณค่าจำนวนจริงเท่ากับ 8,192 ครั้ง จะเห็นว่าวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณต้องใช้จำนวนการคูณค่าจำนวนจริงมากกว่าวิธีที่เสนอ 64 เท่า ในขณะที่วิธีที่เสนอสามารถลดค่า PAPR ได้ดีกว่าวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ



รูปที่ 5.13 อัตราบิดผิดพลาดของระบบที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอกับระบบที่ไม่มีการลดค่า PAPR กรณีระบบที่ไม่มีการขลิบแสดงด้วยเส้นทึบและกรณีระบบที่มีการขลิบสัญญาณแสดงด้วยเส้นประ (ระบบใช้คลื่นพาห้ย่อย 256 คลื่นและส่งสัญญาณผ่านเส้นสัญญาณ 1 เส้น)

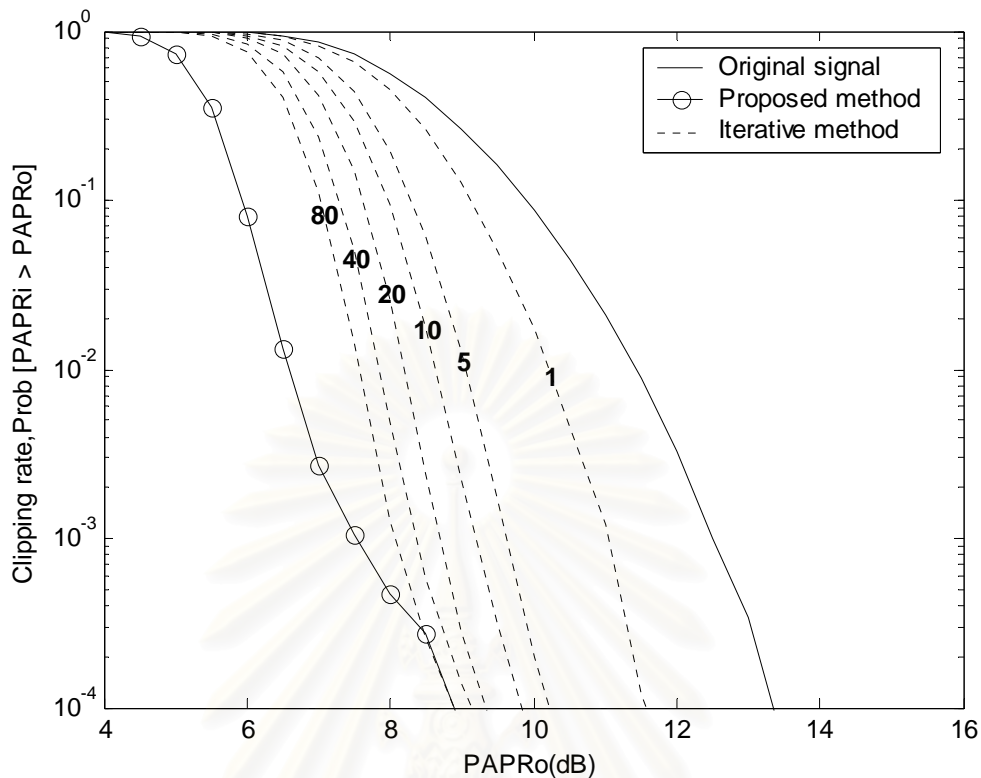
การแสดงผลสมรรถนะของวิธีลดค่า PAPR ที่เสนอจะแสดงว่าการลดค่า PAPR สามารถลดอัตราบิดผิดพลาดลงได้ เมื่อสัญญาณได้รับความเสียหายจากการขลิบและ AWGN รูปที่ 5.13 แสดงให้เห็นว่าในกรณีที่ไม่มี การขลิบสัญญาณส่ง อัตราบิดผิดพลาดเกิดจาก AWGN เพียงอย่างเดียว ดังนั้นอัตราบิดผิดพลาดของสัญญาณดั้งเดิมจะต่ำกว่าอัตราบิดผิดพลาดของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอ เนื่องจากวิธีที่เสนอจะทำให้กำลังเฉลี่ยของสัญญาณส่งเพิ่มขึ้นซึ่งจะทำให้สูญเสีย SNR margin แต่ในกรณีที่มีการขลิบสัญญาณส่งโดยใช้ระดับการขลิบสัญญาณส่วนที่มีกำลังค่ายอดสูงกว่า 6dB จะทำให้สัญญาณได้รับความเสียหายจากการถูกขลิบและ AWGN จะเห็นว่าอัตราบิดผิดพลาดของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอต่ำกว่าอัตราบิดผิดพลาดของสัญญาณดั้งเดิมโดยเฉพาะกรณีระดับ SNR สูงๆ เนื่องจากสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอจะมีโอกาสที่สัญญาณจะถูกขลิบน้อยกว่าสัญญาณดั้งเดิม ยกตัวอย่างที่ระดับ SNR เท่ากับ 30dB อัตราบิดผิดพลาดของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอมีเพียง  $3 \times 10^{-5}$  ในขณะที่สัญญาณดั้งเดิมมีอัตราบิดผิดพลาดเท่ากับ  $1 \times 10^{-4}$

### 5.3.3 การลดค่า PAPR โดยส่งสัญญาณหุ่นผ่านเสียงสัญญาณ 2 เสียงกับระบบที่ใช้คลื่นพาห่อย่อย 64 คลื่น



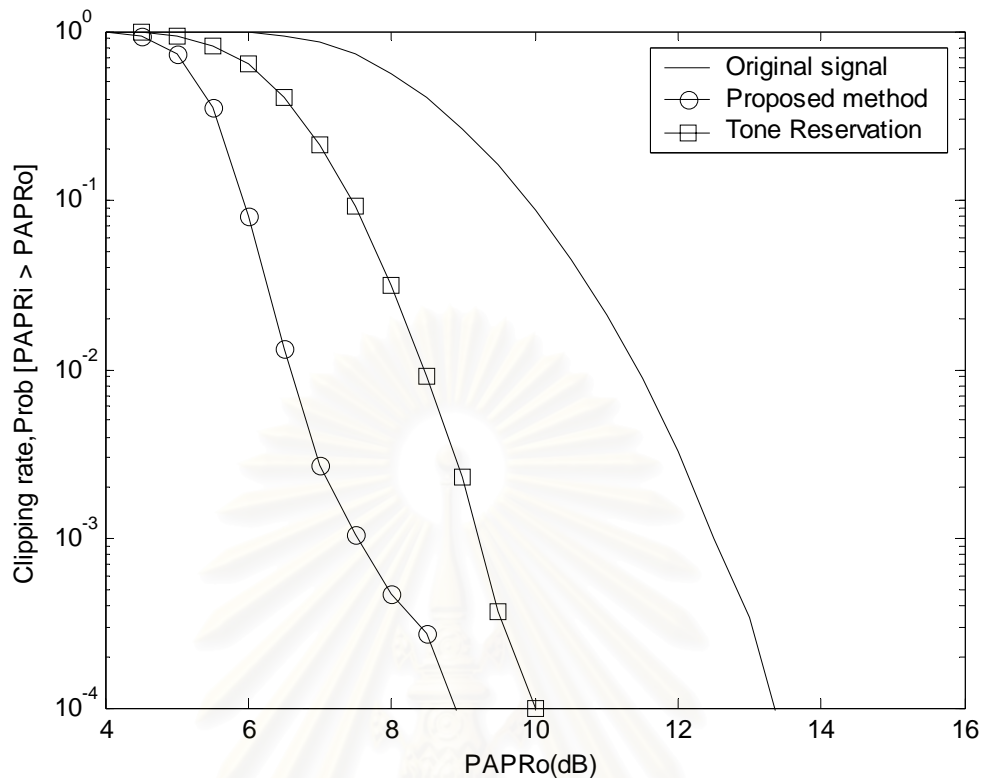
รูปที่ 5.14 CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณดั้งเดิมกับสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอ (ระบบใช้คลื่นพาห่อย่อย 64 คลื่นและส่งสัญญาณหุ่นผ่านเสียงสัญญาณ 2 เสียง)

การลดค่า PAPR ด้วยวิธีที่เสนอในรูปที่ 5.14 เป็นการส่งสัญญาณหุ่นผ่านเสียงสัญญาณ 2 เสียงกับระบบที่ใช้คลื่นพาห่อย่อย 64 คลื่น โดยใช้อัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญญาณหุ่นที่เหมาะสมที่สุด จะเห็นว่าสมรรถนะในการลดค่า PAPR ของวิธีที่เสนอสามารถลดค่า PAPR เหลือ  $8.9\text{dB}$  ที่อัตราการขลิบเท่ากับ  $10^{-4}$  หรือลดค่า PAPR ลงได้  $4.5\text{dB}$  ซึ่งเป็นค่าที่แตกต่างกับค่า PAPR ที่ลดได้ในทางทฤษฎีตามสมการที่ (4.40) ที่มีค่าเท่ากับ  $6.5\text{dB}$  เนื่องจากในทางปฏิบัติไม่สามารถใช้ค่าเสียงสัญญาณและสัญญาณหุ่นได้ตามสมมติฐานที่ตั้งไว้สำหรับคำนวณในทางทฤษฎี โดยเฉพาะเมื่อส่งสัญญาณหุ่นผ่านเสียงสัญญาณมากกว่า 1 เสียง กำลังส่งเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้นในทางทฤษฎีตามสมการที่ (4.32) คือ 15% แต่ในอัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญญาณหุ่นกำหนดให้เลือกเสียงสัญญาณและสัญญาณหุ่นที่เพิ่มกำลังส่งเฉลี่ยน้อยที่สุด ในกรณีที่มีเสียงสัญญาณหลายเสียงหรือสัญญาณหุ่นหลายสัญญาณสามารถลดค่า PAPR ได้เท่ากัน ดังนั้นกำลังส่งเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้นจากการจำลองแบบเท่ากับ 12.5%



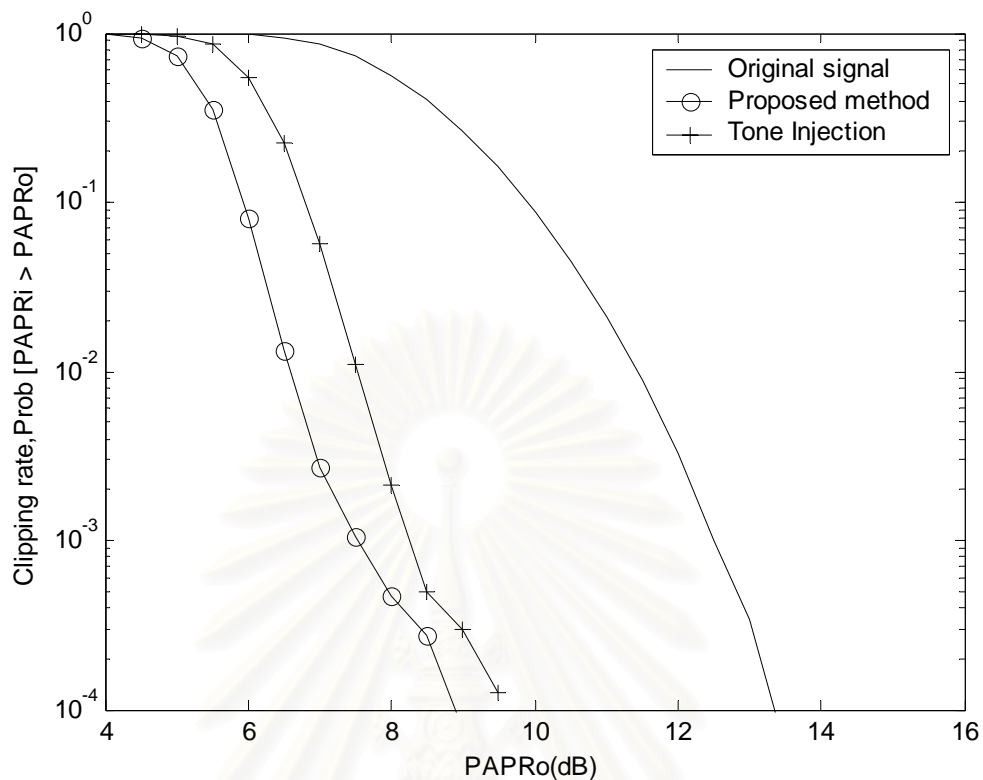
รูปที่ 5.15 CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอโดยใช้วิธีการวนซ้ำ 1, 5, 10, 20, 40, และ 80 รอบซึ่งแสดงด้วยเส้นประจากขวามาซ้าย (ระบบใช้คลื่นพาร์ย่อย 64 คลื่นและส่งสัญญาณผ่านผ่านเสียงสัญญาณ 2 เสียง)

ในรูปที่ 5.14 ใช้อัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์ที่เหมาะสมที่สุดซึ่งจะใช้จำนวนครั้งในการคำนวณหาสัญญาณส่งในโดเมนเวลาใหม่ที่มีค่า PAPR ต่ำที่สุดเท่ากับ 174,000 ครั้งตามสมการที่ (4.22) และจากสมการที่ (4.21) จำนวนการคูณค่าจำนวนจริงในการสร้างสัญญาณส่งใหม่คือ 512 ครั้ง หมายความว่าต้องใช้จำนวนการคูณค่าจำนวนจริง 89,088,000 ครั้งในการคำนวณหาสัญญาณส่งในโดเมนเวลาใหม่ที่มีค่า PAPR ต่ำที่สุด จำนวนครั้งในการคำนวณสามารถลดได้โดยใช้อัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์ที่เหมาะสมที่สุดด้วยวิธีการวนซ้ำ ซึ่งผลการจำลองแบบในรูปที่ 5.15 แสดงให้เห็นว่าเมื่อทำการวนซ้ำ 80 รอบสามารถลดค่า PAPR ได้ใกล้เคียงกับค่า PAPR ที่ลดลงเมื่อใช้อัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์ที่เหมาะสมที่สุด การวนซ้ำ 80 รอบใช้จำนวนการคูณค่าจำนวนจริงเพียง 40,960 ครั้ง หรือลดลงจากอัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์ที่เหมาะสมที่สุด 2,175 เท่า สังเกตว่าการวนซ้ำเพียง 1 รอบสามารถลดค่า PAPR ได้ 2dB โดยใช้จำนวนการคูณค่าจำนวนจริงเพียง 512 ครั้งเท่านั้น และการวนซ้ำ 20 รอบสามารถลดค่า PAPR ได้ถึง 4dB โดยใช้จำนวนการคูณค่าจำนวนจริง 10,240 ครั้ง



รูปที่ 5.16 CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอส่งสัญญาณผ่านเสียงสัญญาณ 2 เสียงกับสัญญาณที่ใช้วิธีการของเสียงสัญญาณ 2 เสียงเพื่อลดค่า PAPR (ระบบใช้คลื่นพาร์ย่อย 64 คลื่น)

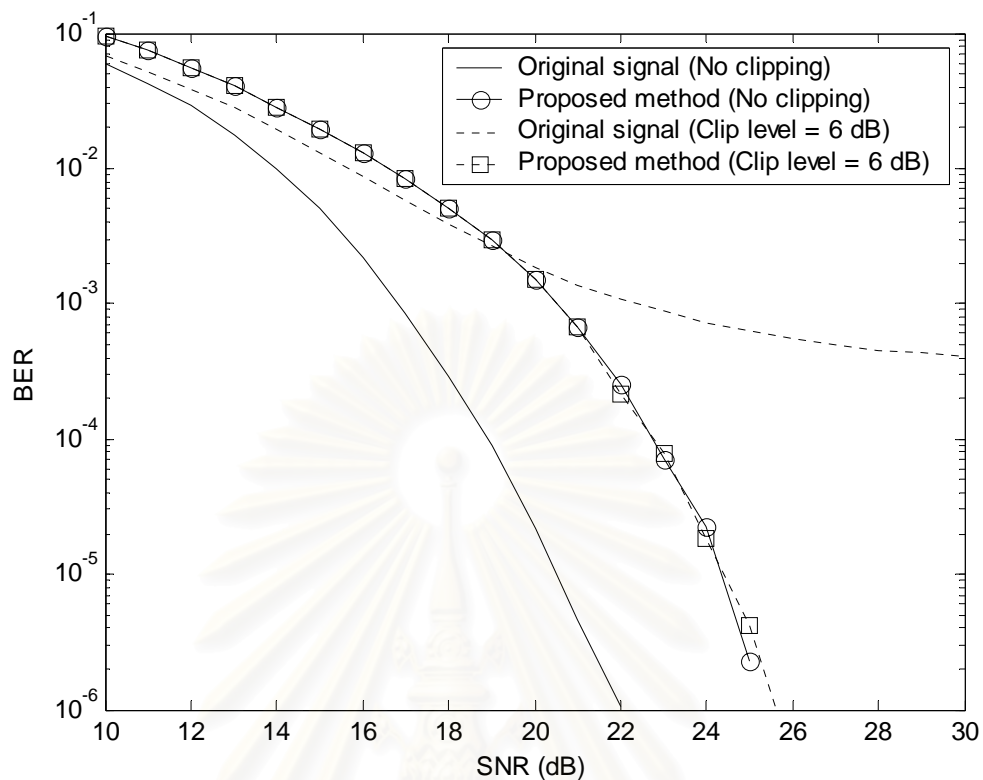
วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอที่ส่งสัญญาณผ่านเสียงสัญญาณ 2 เสียงเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการของเสียงสัญญาณที่ของเสียงสัญญาณ 2 เสียงกับระบบที่ใช้คลื่นพาร์ย่อย 64 คลื่น ในรูปที่ 5.16 จะเห็นว่าประสิทธิภาพการลดค่า PAPR ที่เสนอจะดีกว่าวิธีการของเสียงสัญญาณ 1.2dB ที่อัตราการขลิบเท่ากับ  $10^{-4}$  โดยวิธีการของเสียงสัญญาณมีกำลังส่งเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้น 18.1% ซึ่งมากกว่ากำลังส่งเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้นของวิธีที่เสนอประมาณ 1.5 เท่า วิธีที่เสนอมีความซับซ้อนสูงกว่าวิธีการของเสียงสัญญาณ แต่เมื่อพิจารณาวิธีที่เสนอที่ใช้การวนซ้ำหาเสียงสัญญาณและสัญญาณผ่านจะใช้เวลาซับซ้อนเท่ากับ  $O(LN)$  ดังนั้นสามารถใช้วิธีที่เสนอที่ใช้การวนซ้ำลดค่า PAPR ลงได้ด้วยเวลาซับซ้อนที่ต่ำกว่าวิธีการของเสียงสัญญาณ ในรูปที่ 5.15 แสดงให้เห็นว่าวิธีที่เสนอที่ใช้การวนซ้ำเพียง 10 รอบสามารถลดค่า PAPR ได้เท่ากับวิธีการของเสียงสัญญาณโดยใช้กำลังส่งเฉลี่ยน้อยกว่าและใช้ความยุ่งยากในการคำนวณต่ำ โดยวิธีที่เสนอที่ใช้การวนซ้ำเพียง 10 รอบใช้จำนวนการคูณค่าจำนวนจริง 5,120 ครั้ง



รูปที่ 5.17 CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอส่งสัญญาณหลักผ่าน 2 เสียงสัญญาณ 2 เสียงกับสัญญาณที่ใช้วิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ 2 เสียงเพื่อลดค่า PAPR (ระบบใช้คลื่นพาห่อย่อย 64 คลื่น)

วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอที่ส่งสัญญาณหลักผ่านเสียงสัญญาณ 2 เสียงเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณที่เพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ 2 เสียงกับระบบที่ใช้คลื่นพาห่อย่อย 64 คลื่นในรูปที่ 5.17 จะเห็นว่าประสิทธิภาพการลดค่า PAPR ของวิธีที่เสนอดีกว่าวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ ดังตัวอย่างที่อัตราการขลิบเท่ากับ  $10^{-4}$  วิธีที่เสนอสามารถลดค่า PAPR ได้ดีกว่าวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณประมาณ  $0.7\text{ dB}$  โดยวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณมีกำลังส่งเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้น  $14.4\%$  ซึ่งมากกว่ากำลังส่งเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้นของวิธีที่เสนอเล็กน้อย วิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณใช้จำนวนครั้งในการคำนวณหาสัญญาณส่งในโดเมนเวลาใหม่ที่มีค่า PAPR ต่ำที่สุดเท่ากับ 31,744 ครั้งและจำนวนการคูณค่าจำนวนจริงในการสร้างสัญญาณส่งใหม่แต่ละครั้งเท่ากับ 256 ครั้ง ดังนั้นจะจำนวนการคูณค่าจำนวนจริง 8,126,464 ครั้ง ในขณะที่วิธีที่เสนอที่ใช้การวนซ้ำ 80 รอบใช้จำนวนการคูณค่าจำนวนจริงเท่ากับ 40,960 ครั้ง จะเห็นว่าวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณต้องใช้อุปกรณ์คูณค่าจำนวนจริงมากกว่าวิธีที่เสนอ 198 เท่า ในขณะที่วิธีที่เสนอสามารถลดค่า PAPR ได้ดีกว่าวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ





รูปที่ 5.18 อัตราบิดผิดพลาดของระบบที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอเทียบกับระบบที่ไม่มีการลดค่า PAPR กรณีระบบที่ไม่มีการขลิบแสดงด้วยเส้นทึบและกรณีระบบที่มีการขลิบสัญญาณแสดงด้วยเส้นประ (ระบบใช้คลื่นพาห้ย่อย 64 คลื่นและส่งสัญญาณผ่านเสียงสัญญาณ 2 เสียง)

การแสดงผลของวิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอจะแสดงว่าการลดค่า PAPR สามารถลดอัตราบิดผิดพลาดลงได้ เมื่อสัญญาณได้รับความเสียหายจากการขลิบและ AWGN รูปที่ 5.18 แสดงให้เห็นว่าในกรณีที่ไม่มีกรณขลิบสัญญาณส่ง อัตราบิดผิดพลาดเกิดจาก AWGN เพียงอย่างเดียว ดังนั้นอัตราบิดผิดพลาดของสัญญาณดั้งเดิมจะต่ำกว่าอัตราบิดผิดพลาดของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอ เนื่องจากวิธีที่เสนอจะทำให้กำลังเฉลี่ยของสัญญาณส่งเพิ่มขึ้นซึ่งจะทำให้สูญเสีย SNR margin โดยเฉพาะวิธีที่เสนอในกรณีนี้ส่งสัญญาณผ่านเสียงสัญญาณ 2 เสียง ซึ่งเพิ่มกำลังส่งเฉลี่ยขึ้น 12.5% ดังรูปที่ 5.18 แสดงให้เห็นว่าสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอต้องใช้ SNR สูงกว่าสัญญาณดั้งเดิม 2dB เพื่อให้ได้อัตราบิดผิดพลาดเท่ากัน

แต่ในกรณีที่มีการขลิบสัญญาณส่งโดยใช้ระดับการขลิบสัญญาณส่วนที่มีกำลังค่ายอดสูงกว่า 6dB จะทำให้สัญญาณได้รับความเสียหายจากการถูขลิบและ AWGN จะเห็นว่าอัตราบิดผิดพลาดของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอต่ำกว่าอัตราบิดผิดพลาดของสัญญาณ

ดั้งเดิมโดยเฉพาะกรณีนี้ที่ค่า PAPR ลดลงได้มาก ดังนั้นสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอ จะมีโอกาสที่สัญญาณจะถูกขลิบน้อยกว่าสัญญาณดั้งเดิมมาก จะเห็นว่าอัตราบิดผิดพลาดของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอในกรณีมีการขลิบสัญญาณส่งมีค่าเท่ากับกรณีไม่มีการขลิบสัญญาณส่ง เนื่องจากโอกาสที่สัญญาณจะถูกขลิบน้อยมากดังนั้นความเพี้ยนจากการขลิบจึงมีผลต่อระบบน้อยมาก อย่างไรก็ตามเมื่อระดับ SNR มีค่าต่ำ AWGN จะมีผลกระทบต่อสัญญาณมากกว่าความเพี้ยนจากการขลิบมาก ดังนั้นวิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอซึ่งกำลังส่งเฉลี่ยเพิ่มขึ้น 12.5% ทำให้สูญเสีย SNR margin มาก อัตราบิดผิดพลาดของสัญญาณที่ใช้วิธีที่เสนอจึงสูงกว่าอัตราบิดผิดพลาดของสัญญาณดั้งเดิมทั้งกรณีที่มีการขลิบสัญญาณส่งและกรณีที่ไม่มีการขลิบสัญญาณส่งเมื่อระดับ SNR ต่ำกว่า 19dB



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## บทที่ 6

### บทสรุป

#### 6.1 สรุปผลการวิจัย

ปัญหาค่า PAPR ในการมอดูเลตสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห้เป็นปัญหาสำคัญมากปัญหาหนึ่ง ปัญหานี้เกิดจากการรวมกันของสัญญาณจากคลื่นพาห้ย่อยหลายๆ คลื่นที่เป็นอิสระต่อกัน ดังนั้นการกระจายของขนาดของสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห้จะมีลักษณะใกล้เคียงกับการกระจายแบบเกาส์ จึงมีโอกาสที่ขนาดของสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห้จะมีค่าสูงกว่าค่าเฉลี่ยมาก ๆ ได้ สัญญาณที่มีขนาดสูงๆ เมื่อผ่านวงจรขยาย จะทำให้วงจรขยายทำงานในช่วงอิ่มตัวและทำงานไม่เชิงเส้น ซึ่งจะทำให้เกิดความเพี้ยนเชิงอินเตอร์มอดูเลต การหลีกเลี่ยงความเพี้ยนนี้โดยทั่วไปจะใช้การปรับหรือขลิบสัญญาณส่วนที่มีขนาดหรือกำลังค่ายอดสูงทิ้งไปก่อนที่สัญญาณนั้นจะผ่านวงจรขยาย แต่จะเกิดผลเสียตามมาคือความเพี้ยนของสัญญาณในแถบ (In-band distortion) และการแผ่สเปกตรัมของสัญญาณนอกแถบ (out-of-band emission) สูงขึ้น ส่งผลให้ระบบมีประสิทธิภาพต่ำลง แนวทางที่ดีจะเหมาะสมกว่าก็คือการลดค่า PAPR ของสัญญาณนั้นลง วิธีการจางเสียงสัญญาณและวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณเป็นวิธีการลดค่า PAPR ที่มีประสิทธิภาพสูง โดยทำให้อัตราการส่งข้อมูลลดลงหรือเพิ่มกำลังส่งเฉลี่ยเพียงเล็กน้อย แม้ว่าการลดค่า PAPR ด้วยวิธีทั้งสองจะมีประสิทธิภาพแต่การหาสัญลักษณ์ที่เหมาะสมในวิธีการจางเสียงสัญญาณและการหาตำแหน่งในการขยาย signal constellation ที่เหมาะสมในวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณนั้น ยังคงมีความยุ่งยากในการคำนวณค่อนข้างสูง การลดความยุ่งยากนี้ให้น้อยลงด้วยวิธีการคำนวณแบบวนซ้ำหลาย ๆ รอบเป็นการเพิ่มเวลาประวิงให้กับระบบ ซึ่งอาจส่งผลกระทบต่อระบบที่ต้องส่งข้อมูลด้วยอัตราข้อมูลสูง

วิทยานิพนธ์นี้เสนอให้นำหลักการบางอย่างจากทั้งสองวิธีข้างต้นมาประยุกต์ใช้ร่วมกัน โดยจะสำรองเสียงสัญญาณไว้จำนวนหนึ่งคล้ายกับวิธีการจางเสียงสัญญาณ ซึ่งจะไม่ใช้ในการส่งข้อมูลและใช้การส่งสัญลักษณ์ผ่านเสียงสัญญาณบางเสียง เพื่อลดค่า PAPR แต่จะไม่กำหนดตำแหน่งเสียงสัญญาณที่จะใช้ส่งสัญลักษณ์นี้ไว้แน่นอนซึ่งจะไม่เหมือนกับวิธีการจางเสียงสัญญาณ โดยตำแหน่งของเสียงสัญญาณที่ใช้ส่งสัญลักษณ์นี้ จะเปลี่ยนแปลงตามชุดข้อมูลที่จะส่งในแต่ละครั้ง ส่วนข้อมูลที่ต้องการส่งผ่านตำแหน่งเสียงสัญญาณที่ถูกใช้ส่งสัญลักษณ์นั้นจะถูกส่งโดยเสียงสัญญาณที่สำรองไว้แทน สำหรับการเลือกสัญลักษณ์นั้นจะเลือกสัญลักษณ์ที่แทนลงบนตำแหน่งที่มี signal constellation ขนาดใหญ่กว่าปกติซึ่งใช้หลักการของวิธีการเพิ่มขนาดเสียง

สัญญาณ เพื่อให้เครื่องรับทราบตำแหน่งเสียงสัญญาณที่ใช้ส่งสัญลักษณ์หุ่นและทราบว่าสัญลักษณ์นี้ไม่ใช่ข้อมูลที่ต้องการส่งแต่เป็นสัญลักษณ์หุ่นที่ส่งมาเพื่อลดค่า PAPR และเครื่องรับจะดึงข้อมูลของตำแหน่งเสียงสัญญาณนี้จากสัญลักษณ์ที่ส่งมาโดยเสียงสัญญาณที่สำรองไว้ อัลกอริทึมที่ใช้ในการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นที่เหมาะสมแบ่งเป็น 2 แนวทางคือ การหาตำแหน่งเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นที่เหมาะสมที่สุด และการหาตำแหน่งเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นด้วยวิธีการวนซ้ำ

ผลการจำลองแบบแสดงสมรรถนะในการลดค่า PAPR ด้วยวิธีที่เสนอโดยใช้อัลกอริทึมการหาตำแหน่งเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นที่เหมาะสมที่สุด พบว่าเมื่อส่งสัญลักษณ์หุ่นผ่านเสียงสัญญาณ 1 เสียง วิธีที่เสนอมารถลดค่า PAPR ได้  $2.4\text{dB}$  กับระบบที่ใช้คลื่นพาห้อย่อย 64 คลื่นและ  $1.2\text{dB}$  กับระบบที่ใช้คลื่นพาห้อย่อย 256 คลื่น และสามารถลดค่า PAPR ได้ถึง  $4.5\text{dB}$  กับระบบที่ใช้คลื่นพาห้อย่อย 64 คลื่นที่ส่งสัญลักษณ์หุ่นผ่านเสียงสัญญาณ 2 เสียง แต่ความยุ่งยากในการคำนวณอัลกอริทึมการหาตำแหน่งเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นที่เหมาะสมที่สุดค่อนข้างสูงมาก โดยเฉพาะกรณีส่งสัญลักษณ์หุ่นผ่านเสียงสัญญาณ 2 เสียงกับระบบที่ใช้คลื่นพาห้อย่อย 64 คลื่นต้องใช้จำนวนการคูณค่าจำนวนจริง 89,088,000 ครั้งในการคำนวณหาสัญญาณส่งในโดเมนเวลาใหม่ที่มีค่า PAPR ต่ำที่สุด อย่างไรก็ตามจำนวนครั้งในการคำนวณสามารถลดได้โดยใช้อัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นด้วยวิธีการวนซ้ำ ซึ่งผลการจำลองแบบในกรณีส่งสัญลักษณ์หุ่นผ่านเสียงสัญญาณ 1 เสียง เมื่อวนซ้ำ 8 รอบสามารถลดค่า PAPR ได้ใกล้เคียงกับค่า PAPR ที่ลดลงเมื่อใช้อัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นที่เหมาะสมที่สุด ในขณะที่กรณีส่งสัญลักษณ์หุ่นผ่านเสียงสัญญาณ 2 เสียง เมื่อวนซ้ำ 80 รอบสามารถลดค่า PAPR ได้ใกล้เคียงกับค่า PAPR ที่ลดลงเมื่อใช้อัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นที่เหมาะสมที่สุด โดยที่จำนวนการคูณค่าจำนวนจริงในการคำนวณแบบวนซ้ำแต่ละรอบใช้เพียง 4NL ครั้งเท่านั้น ตัวอย่างกรณีส่งสัญลักษณ์หุ่นผ่านเสียงสัญญาณ 2 เสียงกับระบบที่ใช้คลื่นพาห้อย่อย 64 คลื่นการวนซ้ำ 80 รอบใช้จำนวนการคูณค่าจำนวนจริงเพียง 40,960 ครั้ง หรือลดลงจากอัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นที่เหมาะสมที่สุด 2,175 เท่า

วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอที่ส่งสัญลักษณ์หุ่นผ่านเสียงสัญญาณ 1 เสียงเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการของเสียงสัญญาณที่ของเสียงสัญญาณ 1 เสียง จะเห็นว่าประสิทธิภาพการลดค่า PAPR ที่อัตราการขลิบเท่ากับ  $10^{-4}$  ของวิธีที่เสนอลดต่ำกว่าวิธีการของเสียงสัญญาณ  $0.5\text{dB}$  และ  $1\text{dB}$  เมื่อใช้กับระบบที่ใช้คลื่นพาห้อย่อย 64 คลื่นและ 256 คลื่นตามลำดับ แต่เมื่อเปรียบเทียบวิธีที่เสนอที่ส่งสัญลักษณ์หุ่นผ่านเสียงสัญญาณ 2 เสียงกับวิธีการของเสียงสัญญาณที่ของเสียง

สัญญาณ 2 เสียงกับระบบที่ใช้คลื่นพาห่อย่อย 64 คลื่นพบว่าประสิทธิภาพการลดค่า PAPR ที่เสนอจะดีกว่าวิธีการของเสียงสัญญาณ  $1.2\text{dB}$  ที่อัตราการขลิบเท่ากับ  $10^{-4}$  แต่เมื่อพิจารณาความยุ่งยากในการคำนวณพบว่าวิธีที่เสนอลดค่า PAPR มากกว่าวิธีการของเสียงสัญญาณเมื่อใช้อัลกอริทึมการหาตำแหน่งเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นที่เหมาะสมที่สุด อย่างไรก็ตามอัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นด้วยวิธีการวนซ้ำทำให้ความยุ่งยากในการคำนวณของวิธีที่เสนอลดลงอย่างมากและต่ำกว่าวิธีการของเสียงสัญญาณด้วย ยกตัวอย่างกรณีใช้วิธีที่เสนอที่ส่งสัญลักษณ์หุ่นผ่านเสียงสัญญาณ 2 เสียงกับระบบที่ใช้คลื่นพาห่อย่อย 64 คลื่น เมื่อใช้การคำนวณแบบวนซ้ำเพียง 10 รอบจะสามารถลดค่า PAPR มากกว่ากับวิธีการของเสียงสัญญาณที่ของเสียงสัญญาณ 2 เสียง โดยใช้จำนวนการคูณค่าจำนวนจริงเพียง 5,120 ครั้งเท่านั้น

เมื่อเปรียบเทียบวิธีที่เสนอกับวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณที่ใช้จำนวนเสียงสัญญาณในการส่งสัญลักษณ์หุ่นเท่ากับจำนวนเสียงสัญญาณในการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ พบว่าวิธีที่เสนอสามารถลดค่า PAPR ได้ดีกว่าวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณประมาณ  $0.5\text{dB}$  และวิธีที่เสนอใช้ความยุ่งยากในการคำนวณต่ำกว่าวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณเมื่อใช้อัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นด้วยวิธีการวนซ้ำ นอกจากนี้กำลังส่งเฉลี่ยของวิธีที่เสนอยังน้อยกว่าวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณด้วย เนื่องจากวิธีที่เสนอใช้สัญลักษณ์หุ่นที่มีขนาด signal constellation น้อยกว่าขนาด signal constellation ของสัญลักษณ์ที่ถูกเพิ่มขนาดของวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ แต่ข้อได้เปรียบของวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณคือสามารถใช้เสียงสัญญาณได้ทุกเสียงในการส่งข้อมูล ในขณะที่วิธีที่เสนอกับวิธีการของเสียงสัญญาณต้องสำรองเสียงสัญญาณไว้จำนวนหนึ่งและไม่สามารถใช้เสียงสัญญาณเหล่านี้ส่งข้อมูลได้

สมรรถนะในการลดค่า PAPR ของวิธีที่เสนอแสดงให้เห็นว่าการลดค่า PAPR สามารถลดอัตราบิดผิดพลาดลงได้ เมื่อสัญญาณได้รับความเสียหายจากการถูกลบและ AWGN ในกรณีที่ไม่มีถูกลบสัญญาณส่ง อัตราบิดผิดพลาดเกิดจาก AWGN เพียงอย่างเดียว พบว่าอัตราบิดผิดพลาดของสัญญาณดั้งเดิมจะต่ำกว่าอัตราบิดผิดพลาดของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอ เนื่องจากวิธีที่เสนอจะทำให้กำลังเฉลี่ยของสัญญาณส่งเพิ่มขึ้นซึ่งจะทำให้สูญเสีย SNR margin แต่ในกรณีที่มีการถูกลบสัญญาณส่งโดยใช้ระดับการขลิบสัญญาณส่วนที่มีกำลังค่ายอดสูงกว่า  $6\text{dB}$  จะทำให้สัญญาณได้รับความเสียหายจากการถูกลบและ AWGN ดังนั้นอัตราบิดผิดพลาดของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอจะต่ำกว่าอัตราบิดผิดพลาดของสัญญาณดั้งเดิมโดยเฉพาะกรณีระดับ SNR สูงๆ เนื่องจากสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอจะมีโอกาสที่สัญญาณจะถูกลบน้อยกว่าสัญญาณดั้งเดิม

## 6.2 ข้อดีและข้อเสียของวิธีที่เสนอ

เราสามารถสรุปข้อดีและข้อเสียของวิธีที่เสนอ โดยอ้างอิงกับวิธีการของเสียงสัญญาณและวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ ได้ดังนี้

### 6.2.1 ข้อดีของวิธีที่เสนอ

1. ประสิทธิภาพในการลดค่า PAPR ของวิธีที่เสนอสองกว่าวิธีการของเสียงสัญญาณเมื่อใช้จำนวนเสียงสัญญาณในการส่งสัญลักษณ์หุ่นมากกว่า 1 เสียง
2. ประสิทธิภาพในการลดค่า PAPR ของวิธีที่เสนอสองกว่าวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณเมื่อใช้จำนวนเสียงสัญญาณในการส่งสัญลักษณ์หุ่นเท่ากับจำนวนเสียงสัญญาณในการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ
3. ความยุ่งยากในการคำนวณของวิธีที่เสนอดำกว่าวิธีการของเสียงสัญญาณและวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณเมื่อใช้อัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นด้วยวิธีการวนซ้ำ
4. กำลังเฉลี่ยของสัญญาณส่งของวิธีที่เสนอน้อยกว่ากำลังเฉลี่ยของสัญญาณส่งของวิธีการของเสียงสัญญาณและวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ
5. อัตราบิดเบือนผลของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอจะต่ำกว่าอัตราบิดเบือนผลของสัญญาณดั้งเดิมในกรณีที่มีการขลิบสัญญาณส่ง

### 6.2.2 ข้อเสียของวิธีที่เสนอ

1. ประสิทธิภาพในการลดค่า PAPR ของวิธีที่เสนอดำกว่าวิธีการของเสียงสัญญาณเมื่อใช้จำนวนเสียงสัญญาณในการส่งสัญลักษณ์หุ่นเท่ากับ 1 เสียง
2. วิธีที่เสนอต้องสำรองเสียงสัญญาณไว้จำนวนหนึ่งและไม่สามารถใช้เสียงสัญญาณเหล่านี้ส่งข้อมูลได้
3. ความยุ่งยากในการคำนวณของวิธีที่เสนอสองกว่าวิธีการของเสียงสัญญาณและวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณเมื่อใช้อัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นที่เหมาะสมที่สุด จากหัวข้อที่ 5.3.1 ความซับซ้อนของวิธีที่เสนอเท่ากับ  $O(N(N\sqrt{M})^2)$  ในขณะที่ความซับซ้อนของวิธีการของเสียงสัญญาณเท่ากับ  $O(LN^2)$
4. อัตราบิดเบือนผลของสัญญาณดั้งเดิมจะต่ำกว่าอัตราบิดเบือนผลของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอในกรณีที่ไม่มีการขลิบสัญญาณส่ง

### 6.3 ปัญหาที่พบในขณะทำวิทยานิพนธ์

ปัญหาสำคัญที่พบในขณะทำวิทยานิพนธ์คือการจำลองแบบวิธีที่เสนอเมื่อใช้อัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นที่เหมาะสมที่สุดต้องใช้เวลาในการจำลองแบบนานมาก เนื่องจากความยุ่งยากในการคำนวณของวิธีที่เสนอเมื่อใช้อัลกอริทึมนี้สูง โดยเฉพาะกรณีส่งสัญลักษณ์หุ่นผ่านเสียงสัญญาณ 2 เสียงกับระบบที่ใช้คลื่นพาหีย่อย 256 คลื่นต้องเวลาในการจำลองแบบถึง 6 เดือนเพื่อให้ได้ผลการจำลองแบบที่มีความละเอียดเพียงพอสำหรับการวิเคราะห์ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงไม่ได้ทำการจำลองแบบในกรณีดังกล่าว นอกจากนี้ต้องทำความเข้าใจหลักการของระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาหีย่อยอย่างละเอียด รวมทั้งวิธีการลดค่า PAPR ต่างๆ โดยเฉพาะวิธีของเสียงสัญญาณและวิธีเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณเพื่อจำลองแบบได้อย่างถูกต้อง

### 6.4 ข้อเสนอแนะสำหรับการทำวิจัยในอนาคต

แม้ว่าวิธีที่เสนอสามารถลดค่า PAPR ได้อย่างมีประสิทธิภาพแล้ว แต่ผู้วิจัยมีความเห็นว่ายังสามารถปรับปรุงหรือพัฒนาต่อไปได้อีก เพื่อสามารถใช้เป็นแนวทางในการประยุกต์ใช้กับระบบ OFDM และระบบ DMT ได้อย่างเหมาะสมมากยิ่งขึ้น สำหรับงานที่ควรได้รับการศึกษาหรือพัฒนาต่อไปจากวิทยานิพนธ์นี้ คือ

1. พัฒนาอัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นที่เหมาะสมที่สุดแบบใหม่ ให้ความยุ่งยากในการคำนวณลดลง
2. พัฒนาอัลกอริทึมการหาเสียงสัญญาณและสัญลักษณ์หุ่นด้วยวิธีการวนซ้ำแบบใหม่ ให้ประสิทธิภาพสูงขึ้นหรือใช้จำนวนรอบในการคำนวณลดลง
3. ศึกษาวิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอเมื่อระบบมีการประมาณสภาพช่องสัญญาณและเครื่องส่งทำ adaptive loading ส่งสัญญาณแบบ DMT
4. ศึกษาอัตราบิดเบือนผลของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอเมื่อส่งผ่านช่องสัญญาณอื่นๆ นอกเหนือจากช่องสัญญาณ AWGN เช่น ช่องสัญญาณที่เกิดเฟดดิ้งแบบเรย์ลีหรือ ผลของสัญญาณที่มาจากหลายวิถี

## รายการอ้างอิง

1. Bingham, J. A. C. Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come. IEEE Communications Magazine. 28, 5 (May 1990): 5-14.
2. Bello, P. A. Time-frequency duality. IEEE Transactions on Information Theory. 10, 1 (January 1964): 18-33.
3. Zimmerman, M. S., and Kirsch, A. L. The AN/GSC-10 (KATHRYN) variable rate modem for HF radio. IEEE Transactions on Communications. 15, 2 (April 1967): 197-205.
4. Weinstein, S. B., and Ebert, P. M. Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete fourier transform. IEEE Transactions on Communications. 19, 5 (October 1971): 628-634.
5. O'Neill, R., and Lopes, L. B. Performance of amplitude limited multitone signals. 44<sup>th</sup> IEEE Vehicular Technology Conference. 3 (June 1994): 1675-1679.
6. Li, X., and Cimini, L. J. Effect of clipping and filtering on the performance of OFDM. 47<sup>th</sup> IEEE Vehicular Technology Conference. 3 (May 1997): 1634-1638.
7. Nee, R. V., and Wild, A. D. Reducing the peak to average power ratio of OFDM. 48<sup>th</sup> IEEE Vehicular Technology Conference. 3 (May 1998): 2072-2076.
8. Chow, J. S., Bingham, J. A. C., and Flowers, M. S. Mitigating clipping noise in multi-carrier systems. IEEE International Conference on Communications. 2 (June 1997): 715-719.
9. Bauml, R. W., Fischer, R. F. H., and Huber, J. B. Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping. Electronics Letters. 32, 22 (October 1996): 2056-2057.
10. Muller, S. H., and Huber, J. B. A comparison of peak power reduction schemes for OFDM. IEEE Global Telecommunications Conference. 1 (November 1997): 1-5.
11. Wilkinson, T. A., and Jones, A. E. Minimization of the peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes by block coding. 45<sup>th</sup> IEEE Vehicular Technology Conference. 2 (July 1995): 825-829.



12. Zekri, M., Boets, P., and Biesen, L. V. Peak-to-average power reduction for multicarrier. IEEE International Conference on Telecommunications. 1 (June 2001): 464-467.
13. Jones, D. L. Peak power reduction in OFDM and DMT via active channel modification. Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers. 2 (October 1999): 1076-1079.
14. Krongold, B. S., and Jones, D. L. PAR reduction in OFDM via active constellation extension. IEEE Transactions on Broadcasting. 49, 3 (September 2003): 258-268.
15. Kou, Y., Lu W. S., and Antoniou, A. New peak-to-average power-ratio reduction algorithms for multicarrier communications. IEEE Transactions on Circuits and Systems I. 51, 9 (September 2004): 1790-1800.
16. Jun, Y., Jiawei, Y., and Jiandong, L. Reduction of peak-to-average power ratio of the multicarrier signal via artificial signals. International Conference on Communication Technology. 1 (August 2000): 581-585.
17. Xianbin, W., Tjhung, T. T., and Ng, C. S. Reduction of peak-to-average power ratio of OFDM system using a companding technique. IEEE Transactions on Broadcasting. 45, 3 (September 1999): 303-307.
18. Jayalath, A. D. S., and Tellambura, C. The use of interleaving to reduce the peak-to-average power ratio of an OFDM signal. IEEE Global Telecommunications Conference. 1 (November 2000): 82-86.
19. Jiang, T., and Zhu, G. Nonlinear companding transform for reducing peak-to-average power ratio of OFDM signals. IEEE Transactions on Broadcasting. 50, 3 (September 2004): 342-346.
20. May, T., and Rohling, H. Reducing The peak-to-average power ratio in OFDM radio transmission systems. 48<sup>th</sup> IEEE Vehicular Technology Conference. 50 (1998): 2474-2478.
21. Li, X., and Ritcey, J. A. M-sequences for OFDM peak-to-average power ratio reduction and error correction. Electronics Letters. 33, 7 (March 1997): 554-555.

22. Eetvelt, P. V., Wade G., and Tomlinson, M. Peak to average power reduction for OFDM schemes by selective scrambling. Electronics Letters. 32, 21 (October 1996): 1963-1964.
23. Jones, A. E., and Wilkinson, T. A. Combined coding for error control and increased robustness to system nonlinearities in OFDM. 46<sup>th</sup> IEEE Vehicular Technology Conference. 2 (April 1996): 904-908.
24. Tarokh, V., and Jafarkhani, H. On the computation and reduction of the peak-to-average power ratio in multicarrier communications. IEEE Transactions on Communication. 48, 1 (January 2000): 37-44.
25. Tellado, J., and Cioffi, J. M. PAPR reduction in multicarrier transmission systems. ANSI Document, T1E1.4 Technical Subcommittee. 97-367 (December 1997) 1-14.
26. Tellado, J., and Cioffi, J. M. Peak power reduction for multicarrier transmission. IEEE Globecom Communication Theory Mini-Conference (CTMC), (Sydney, Australia). November 1998.
27. Tellado, J. Peak to average power reduction for multicarrier modulation. Doctoral dissertation, Stanford University, September, 1999.
28. Hwang, C. S. A peak power reduction method for multicarrier transmission. IEEE International Conference on Communications. 5 (June 2001) 1496-1500.
29. Kafle, P. Performance of parallel concatenated interleaved codes in correlated multipath fading channel. Master's Thesis, Asian Institute of Technology, Thailand, 1998.
30. Bingham, J. A. C. ADSL, VDSL, and Multicarrier Modulation. New York: Wiley, 2000.
31. Proakis, J. G. Digital Communications. 4<sup>th</sup> ed. McGraw-Hill, 2001.
32. NEE, R. V., and Prasad, R. OFDM for Wireless Multimedia Communications. Artech House, London, 2000.
33. Haykin, S. Communication Systems. 4<sup>th</sup> ed. New York: Wiley, 2001.
34. Hanzo, L., Webb, W., and Keller, T. Single-and Multi-carrier Quadrature Amplitude Modulation. New York: Wiley, 2000.

## ประวัติผู้วิจัย

นายธนทัต วัฒนสุวรรณกุล เกิดเมื่อวันที่ 22 ตุลาคม พ.ศ. 2516 ที่อำเภอเมือง จังหวัดนครสวรรค์ สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนนครสวรรค์ และสำเร็จการหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ในปีการศึกษา 2543 และเข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2544



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย