

การลดกำลังค่ายอดสำหรับการส่งแบบ OFDM ด้วยการขยายคอนสแตลเลชัน
สำหรับการมอดูเลตแบบ APSK



น.ส. สุพัตรา ศรีสุรรมณี

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า


คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2547

ISBN: 974-53-1634-2

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

PEAK POWER REDUCTION FOR OFDM TRANSMISSION BY USING CONSTELLATION
EXTENSION FOR APSK MODULATION



Miss Supatra Srisuramanee

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 974-53-1634-2

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การลดกำลังค้ำยอดสำหรับการส่งแบบ OFDM ด้วยการขยาย
 คอนสเตลเลชันสำหรับการมอดูเลตแบบ APSK
โดย นางสาวสุพัตรา ศรีสุรมณี
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
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.เชาวน์ดิศ อิศวกุล)

.....กรรมการ
(อาจารย์ ดร.ชัยเชษฐ์ สายวิจิตร)

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สุพัตรา ศรีสุรเมณี : การลดกำลังค่ายอดสำหรับการส่งแบบ OFDM ด้วยการขยาย
 คอนสเทลเลชันสำหรับการมอดูเลตแบบ APSK (PEAK POWER REDUCTION FOR
 OFDM TRANSMISSION BY USING CONSTELLATION EXTENSION FOR APSK
 MODULATION) อ. ที่ปรึกษา : รองศาสตราจารย์ ดร.วาทิต เบญจพลกุล, 77 หน้า.
 ISBN 974-53-1634-2

ถึงแม้ว่าระบบ OFDM จะมีข้อดีสำหรับระบบสื่อสารที่มีการส่งข้อมูลสูง แต่ก็ยังมีปัญหา
 เนื่องจากอัตรากำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย (Peak-to-Average Power Ratio, PAPR) มีค่าสูง
 เนื่องจากการใช้คลื่นพาร์ย่อยจำนวนมาก สัญญาณที่มีค่า PAPR สูงจะทำให้เกิดความเพี้ยนเชิง
 อินเตอร์มอดูเลต (intermodulation distortion) เนื่องจากสัญญาณที่มีกำลังค่ายอดสูงๆ เมื่อผ่าน
 วงจรขยายของเครื่องส่ง จะทำให้วงจรขยายทำงานในช่วงอิมิตัวและทำงานแบบไม่เป็นเชิงเส้น

เพื่อหลีกเลี่ยงความเพี้ยนเชิงอินเตอร์มอดูเลตจึงเกิดงานวิจัยจำนวนมากเพื่อลด
 อัตรากำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย วิธีที่วิทยานิพนธ์เสนอเป็นการลดอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลัง
 เฉลี่ย โดยใช้หลักการของวิธี Tone Injection ซึ่งวิธีนี้มีประสิทธิภาพและไม่มีความเพี้ยน โดย
 หลักการพื้นฐานของวิธีนี้คือการเพิ่มขนาดของคอนสเทลเลชัน เพื่อให้มีจุดคอนสเทลเลชันเพิ่มขึ้น
 และสามารถแทนข้อมูลที่ต้องการส่งลงบนจุดคอนสเทลเลชันใหม่ เพื่อลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอด
 ต่อกำลังเฉลี่ย วิธีที่เสนอในวิทยานิพนธ์นี้ ใช้หลักการคล้ายกับวิธี Tone Injection โดยส่งข้อมูลบน
 จุดคอนสเทลเลชันใหม่ที่เพิ่มขนาดขึ้น และใช้เฟสตรงข้ามกับจุดคอนสเทลเลชันเดิม เพื่อลดอัตราส่วน
 กำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย ข้อดีของวิธีของวิทยานิพนธ์นี้คือสามารถลดความซับซ้อนจากวิธี Tone
 Injection ได้ถึง S^k เท่า โดยที่ S คือจำนวนรูปแบบในการเลือกจุดคอนสเทลเลชันใหม่ และ k
 คือจำนวนคลื่นพาร์ย่อยที่ทำการขยายขนาดคอนสเทลเลชัน

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

4470329521 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING
KEYWORD : PAPR / OFDM / TONE INJECTION.

SUPATRA SRISURAMANEE : PEAK POWER REDUCTION FOR OFDM TRANSMISSION BY USING CONSTELLATION EXTENSION FOR APSK MODULATION : ASSOC. PROF. WATIT BENJAPOLAKUL, D. Eng. 77 pp. ISBN 974-53-1634-2

Although the OFDM system can provide high communication data rate, there still be a problem of high PAPR (Peak to Average Power Ratio) which is affected by high subcarriers usage. The high PAPR cause will subsequently intermodulation distortion. Because the high power signal is transmitted into the amplifier of the transmitter, it makes the amplifier saturated and being nonlinear.

To avoid the intermodulation distortion, many research work were carried out in order to decreasing PAPR. (There are many methods for PAPR reducing for example, by adding transmission data to receiver or method of reducing PAPR by encoding. These methods need to use bandwidth extension for transmitting coding or special data to receiver. When there are many subcarriers, the additional transmission data effect to system slightly.) This thesis propose a method for reducing only PAPR based on Tone Injection method, which is efficient and distortionless. The Tone Injection method uses increased constellation's amplitude to increase the number of signal point and it can send data on new signal point of new constellation to decrease the PAPR. The proposed method is somehow similar to the Tone Injection technique. The proposed method use the opposite phase with the original constellation's signal point to reduce the PAPR. The advantage of this propose method is the reduction of complexity of Tone Injection method to an order of S^k when S is the number of constellation's signal point and k is the number of subcarriers to replace the constellation amplitude.

Department.....Electrical Engineering..... Student's signature.....
Field of study.....Electrical Engineering..... Advisor's signature.....
Academic year2004.....

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ด้วยความช่วยเหลืออย่างดียิ่งของ รองศาสตราจารย์ ดร.วาทิต เบญจพลกุล อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ซึ่งได้ให้คำแนะนำและ ข้อคิดเห็นต่างๆ ที่เป็นประโยชน์ต่องานวิจัยมาโดยตลอด

ผู้วิจัยใคร่ขอขอบคุณ เพื่อนๆ น้องๆ ที่ให้กำลังใจและช่วยแนะนำสำหรับงานวิจัย ด้วยดีเสมอมา และขอบคุณเพื่อนนิสิตระดับปริญญาโทและปริญญาเอกในศูนย์เชี่ยวชาญเฉพาะ ด้านเทคโนโลยีโทรคมนาคม อีกทั้งอาจารย์ท่านอื่นที่ได้ให้คำแนะนำและข้อเสนอแนะซึ่งเป็น ประโยชน์อย่างยิ่งในการทำวิจัยนี้ และขอขอบคุณทุนอุดหนุนและส่งเสริมวิทยานิพนธ์ระดับ ปริญญาโท-เอกในสถาบันอุดมศึกษาของรัฐ ประจำปีการศึกษา 2547 ที่ให้ทุนสนับสนุนการทำ วิจัย และทุน AUN/SEED-Net Collaborative Research Project ที่ได้เอื้อเพื่อให้ใช้คอมพิวเตอร์ ในงานวิจัยนี้มาโดยตลอด

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยใคร่ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา พี่ชายและน้องสาวซึ่งให้ กำลังใจตลอดมารวมทั้งสนับสนุนทางการเงินแก่ผู้วิจัยจนสำเร็จการศึกษา

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ญ
สารบัญรูป.....	ฎ
บัญชีคำศัพท์.....	ฏ
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและปัญหาของระบบ OFDM.....	1
1.2 แนวทางที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอ.....	4
1.3 วัตถุประสงค์ที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอ.....	6
1.4 เป้าหมายและขอบเขตที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอ.....	6
1.5 ขั้นตอนและวิธีดำเนินงาน.....	6
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	6
บทที่ 2 การมอดูเลตหลายคลื่นพาห์.....	7
2.1 บทนำ.....	7
2.2 การมอดูเลตหลายคลื่นพาห์.....	8
2.3 โครงสร้างของการมอดูเลตหลายคลื่นพาห์แบบ DMT และ OFDM.....	11
2.4 เวลากัน (guard time) และ Cyclic Extension.....	14
2.5 กระบวนการสร้างสัญญาณ OFDM ที่ภาคส่ง.....	18
บทที่ 3 อัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย.....	19
3.1 บทนำ.....	19
3.2 อัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย.....	19

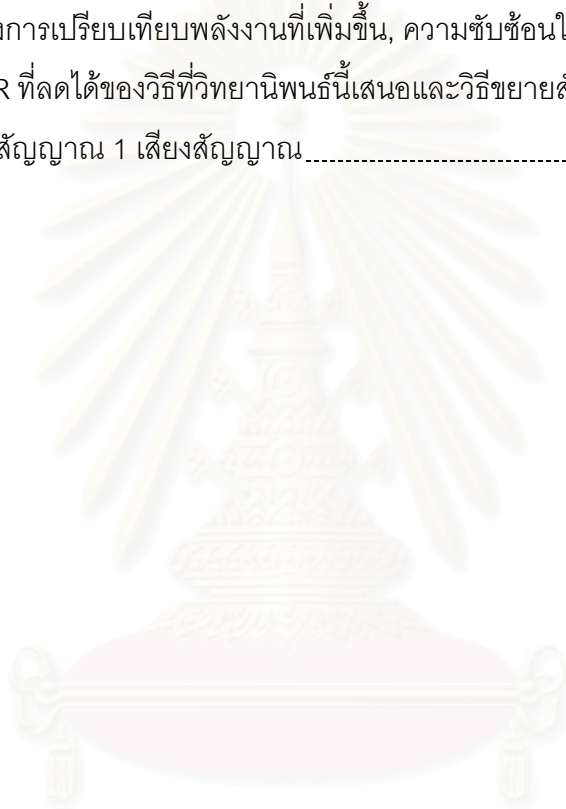
3.3	ตัวประกอบค่ายอด.....	22
3.4	คุณสมบัติทางสถิติของสัญญาณแถบฐาน.....	22
3.5	ลักษณะของความไม่เป็นเชิงเส้นไร้ความจำ.....	25
3.6	ผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้นที่มีต่อสมรรถนะของระบบ.....	27
3.7	แนวทางในการลดอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย.....	28
	ก. การลดค่า PAPR ที่ทำให้เกิดความเพี้ยน	28
	1. การขลิบสัญญาณ (Clipping).....	28
	2. การทำวินโดวให้กับค่ายอด (Peakwindowing).....	30
	ข. การลดค่า PAPR ที่ไม่มีความเพี้ยน.....	30
	1. การเข้ารหัส (Coding).....	31
	2. การแมปเลือก (Selective Mapping: SLM).....	31
	3. วางสลับ (Scrambling).....	32
	4. Parallel Combinatory-OFDM.....	32
	5. การขยายเสียงสัญญาณ (Tone Injection: TI).....	35
	5.1 การคำนวณของวิธีขยายสัญญาณ.....	38
	6. การขยายเสียงสัญญาณแบบดัดแปลง (Modified Tone Injection).....	38
บทที่ 4 ระบบที่นำเสนอ		
4.1	บทนำ.....	40
4.2	การขยายคอนสแตลชันของวิทยานิพนธ์ที่นำเสนอ.....	40
4.3	โครงสร้างของระบบที่เสนอในวิทยานิพนธ์.....	45
4.4	ค่าพลังงานที่เพิ่มขึ้นของกำลังส่งเฉลี่ย.....	47
4.5	ค่า PAPR ที่ลดได้มากที่สุดต่อ 1 ทิศทาง (dimension).....	48
4.6	การคำนวณของอัลกอริทึม.....	51

บทที่ 5 การจำลองระบบ	52
5.1 บทนำ.....	52
5.2 แบบจำลองระบบ.....	52
5.3 รูปแบบการขยายจุดคอนสแตนต์ของวิธีขยายขนาดสัญญาณและวิธีที่เสนอ ในวิทยานิพนธ์นี้.....	54
5.4 สมมติฐานและขอบเขตของแบบจำลองในวิทยานิพนธ์.....	55
5.5 ผลการจำลองระบบ	56
ก. การลดค่า PAPR โดยใช้คลื่นพายัพยอย 64 คลื่น.....	56
ข. การลดค่า PAPR โดยใช้คลื่นพายัพยอย 128 คลื่น.....	64
 บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	 72
6.1 สรุปผลการทดสอบ.....	72
6.2 ข้อดีของวิทยานิพนธ์ที่เสนอ.....	72
6.3 ข้อเสียของวิทยานิพนธ์ที่เสนอ.....	73
6.4 ข้อเสนอแนะและหัวข้อสำหรับการทำวิจัยเพิ่มเติมในอนาคต.....	73
 รายการอ้างอิง.....	 74
 ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์.....	 77

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 3.1 การจับคู่ของ Parallel Combinatory (PC) Bits, \mathbf{b}_{pc}	32
ตารางที่ 3.2 การจับคู่ของ Parallel Combinatory Bits, และตำแหน่งของสัญลักษณ์ PSK....	34
ตารางที่ 4.1 ค่า PAPR ที่ลดได้ที่ d ขนาดต่างๆ.....	51
ตารางที่ 6.1 แสดงการเปรียบเทียบพลังงานที่เพิ่มขึ้น, ความซับซ้อนในการคำนวณและค่า PAPR ที่ลดได้ของวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอและวิธีขยายสัญญาณเมื่อเปลี่ยนเสียงสัญญาณ 1 เสียงสัญญาณ.....	72



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 1.1	สเปกตรัมของคลื่นพาร์ย่อย..... 2
รูปที่ 1.2	สัญลักษณ์ OFDM ซึ่งประกอบด้วยคลื่นพาร์ย่อย 3 คลื่นพาร์..... 3
รูปที่ 1.3	การหักล้างเฟสด้วยการนำสัญญาณของคลื่นพาร์ย่อยบางคลื่นที่มีเฟสตรงข้ามกับ สัญลักษณ์แบบหลายคลื่นพาร์ที่ตำแหน่งค่ายอดสูงๆมารวมกับสัญลักษณ์แบบ หลายคลื่นพาร์..... 5
รูปที่ 1.4	แบบจำลองระบบมอดูเลตสัญญาณแบบหลายคลื่นพาร์..... 5
รูปที่ 2.1	การมอดูเลตแบบ OFDM..... 12
รูปที่ 2.2	การเกิดการรบกวนแบบ ICI ที่เกิดจากการประวิง..... 15
รูปที่ 2.3	การรบกวนแบบ ICI ถูกป้องกันได้ด้วยเวลาสั้นแบบ Cyclic Extension..... 17
รูปที่ 2.4	วิธีการที่เวลาสั้นป้องกันการเกิด ICI..... 17
รูปที่ 2.5	บล็อกไดอะแกรมแสดงกระบวนการสร้างสัญญาณ OFDM..... 18
รูปที่ 3.1	ความเพี้ยนที่เกิดจากการขลิบสัญญาณแบบหลายคลื่นพาร์ (512 คลื่นพาร์ย่อย)..... 29
รูปที่ 3.2	ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ถูกขลิบ..... 29
รูปที่ 3.3	(M+1)-APSK แบบต่างๆ
	(a) 3-APSK..... 33
	(b) 5-APSK..... 33
	(c) 9-APSK..... 33
	(d) 17-APSK..... 33
รูปที่ 3.4	กระบวนการจับคู่บิต..... 33
รูปที่ 3.5	จุดต่างๆของคอนสเทลเลชัน A..... 36
รูปที่ 3.6	การบวกค่า $\pm D$ เข้ากับตำแหน่งสัญญาณแต่ละตำแหน่งเพื่อขยายคอนสเทลเลชัน ของ 16-QAM..... 37
รูปที่ 3.7	วิธีลดค่า PAPR โดยใช้คอนสเทลเลชันของสัญญาณ 16-QAM แทน 4-QAM 39
รูปที่ 4.1	บล็อกไดอะแกรมการสร้างสัญญาณ OFDM ด้วยวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอ..... 41
รูปที่ 4.2	ระยะห่างระหว่างจุดคอนสเทลเลชันที่น้อยที่สุด d_k 42

รูปที่ 4.3	ตำแหน่งจุดคอนสเทรลเลชันของสัญญาณ 8-PSK และจุดคอนสเทรลเลชันที่ขยายที่ วิทยานิพนธ์นี้เสนอ	
	(a) 8-PSK.....	44
	(b) วิธีการขยายจุดคอนสเทรลเลชันที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอ.....	44
รูปที่ 4.4	ระบบที่เสนอในวิทยานิพนธ์เพื่อลดค่า PAPR.....	45
รูปที่ 4.5	โครงสร้างการทำงานของระบบที่เสนอในวิทยานิพนธ์.....	46
รูปที่ 5.1	แบบจำลองการสื่อสารหลายคลื่นพาห์แบบ OFDM ในวิทยานิพนธ์นี้.....	53
รูปที่ 5.2	จุดคอนสเทรลเลชันของสัญญาณ 8-PSK ที่ใช้การแมปด้วย Gray coded.....	54
รูปที่ 5.3	การขยายจุดคอนสเทรลเลชันของวิธีที่เสนอในวิทยานิพนธ์นี้ ด้วยขนาด $D = r + d_{\min}$	54
รูปที่ 5.4	การขยายจุดคอนสเทรลเลชันของวิธีขยายขนาดสัญญาณ ด้วยขนาด $D = 2r + d_{\min}$	55
รูปที่ 5.5	CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณปกติและสัญญาณที่ลดค่า PAPR ด้วยวิธีที่ วิทยานิพนธ์นี้เสนอ โดยขนาดที่เพิ่มขึ้นมีค่าเท่ากันทุกจุด ($D = r + d_{\min}$) แต่ เลื่อนเฟสต่างกันโดยเลื่อนเฟสไปที่ตำแหน่ง P1, P2, P3, P4, P5 ตามลำดับ (ระบบใช้คลื่นพาห์ย่อย 164 คลื่น).....	56
รูปที่ 5.6	จุดคอนสเทรลเลชันที่เลื่อนเฟสไปที่ตำแหน่งต่างๆ.....	56
รูปที่ 5.7	CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณปกติและสัญญาณที่ทำการลดค่า PAPR ด้วยวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอ โดยขนาดที่เพิ่มขึ้นมีค่าเท่ากันทุกจุด ($D = r + d_{\min}$) แต่เลื่อนเฟสต่างกันโดยเลื่อนเฟสไปที่ตำแหน่ง P5, P6, P7, P8, P9 ตามลำดับ (ระบบใช้คลื่นพาห์ย่อย 64 คลื่น).....	57
รูปที่ 5.8	CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณปกติและสัญญาณที่ลดค่า PAPR ด้วย วิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอโดยพิจารณาขนาดที่เพิ่มขึ้นเท่ากับ (ระบบใช้คลื่นพาห์ย่อย 64 คลื่น).....	58
รูปที่ 5.9	CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณปกติและสัญญาณที่ลดค่า PAPR ด้วยวิธีที่ วิทยานิพนธ์นี้เสนอเมื่อเปลี่ยนแปลงคอนสเทรลเลชัน 1 เสียงสัญญาณ และ 2 เสียงสัญญาณ (ระบบใช้คลื่นพาห์ย่อย 64 คลื่น).....	59

รูปที่ 5.10	CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณปกติและสัญญาณที่ลดค่า PAPR ด้วยวิธีที่ วิทยานิพนธ์นี้เสนอและวิธีเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณที่ 1 เสียงสัญญาณ (ระบบใช้คลื่นพาร์ย่อย 64 คลื่น).....	60
รูปที่ 5.11	CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณปกติและสัญญาณที่ลดค่า PAPR ด้วยวิธีที่ วิทยานิพนธ์นี้เสนอและวิธีเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณที่ 2 เสียงสัญญาณ (ระบบใช้คลื่นพาร์ย่อย 64 คลื่น).....	62
รูปที่ 5.12	อัตราบิตผิดพลาด (BER) ของระบบที่ไม่มีการลดค่า PAPR และระบบที่ลดค่า PAPR ด้วยวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอ และพิจารณาเปรียบเทียบกับกรณี ที่ไม่มีการขลิบสัญญาณกับกรณีที่มีการขลิบสัญญาณด้วย (ระบบใช้คลื่นพาร์ย่อย 64 คลื่น).....	63
รูปที่ 5.13	CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณปกติและสัญญาณที่ลดค่า PAPR ด้วยวิธีที่ วิทยานิพนธ์นี้เสนอโดยพิจารณาขนาดที่เพิ่มขึ้นเท่ากับ $D = \{r + d_{\min}, r + 1.5d_{\min},$ $r + 2d_{\min}, r + 2.5d_{\min}\}$ (ระบบใช้คลื่นพาร์ย่อย 128 คลื่น).....	63
รูปที่ 5.14	CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณปกติและสัญญาณที่ลดค่า PAPR ด้วยวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอเมื่อเปลี่ยนแปลงคอนสแตนต์เลขชั้น 1 เสียงสัญญาณ และ 2 เสียงสัญญาณ (ระบบใช้คลื่นพาร์ย่อย 128 คลื่น).....	65
รูปที่ 5.15	CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณปกติและสัญญาณที่ลดค่า PAPR ด้วย วิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอและวิธีเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณที่ 1 เสียงสัญญาณ โดยส่งสัญลักษณ์ 8-PSK (ระบบใช้คลื่นพาร์ย่อย 128 คลื่น).....	66
รูปที่ 5.16	CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณปกติและสัญญาณที่ลดค่า PAPR ด้วยวิธีที่ วิทยานิพนธ์นี้เสนอและวิธีเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณที่ 2 เสียงสัญญาณ (ระบบใช้คลื่นพาร์ย่อย 128 คลื่น).....	67
รูปที่ 5.17	อัตราบิตผิดพลาด (BER) ของระบบที่ไม่มีการลดค่า PAPR และระบบที่ลดค่า PAPR ด้วยวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอ และพิจารณาเปรียบเทียบกับกรณีที่ไม่ มีการขลิบสัญญาณกับกรณีที่มีการขลิบสัญญาณด้วย (ระบบใช้คลื่นพาร์ย่อย 128 คลื่น).....	69

บทที่ 1

บทนำ

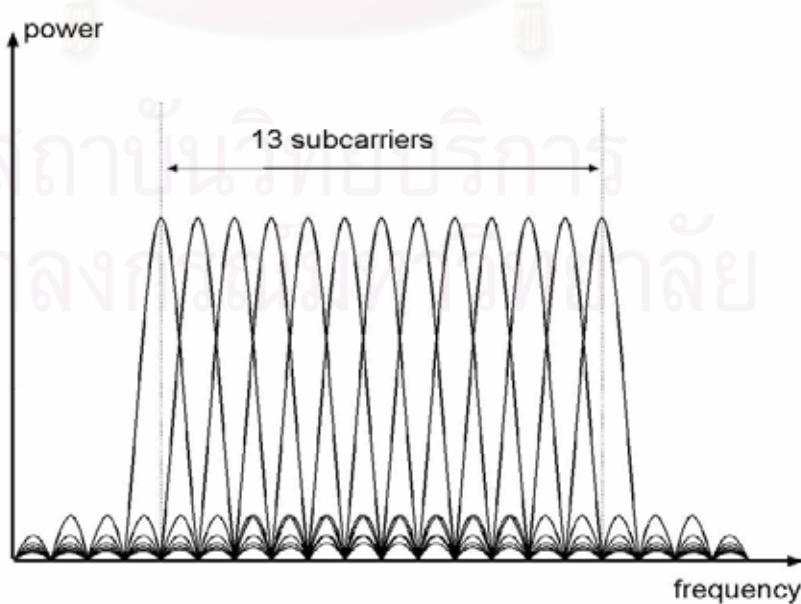
1.1 ความเป็นมาและปัญหาของระบบ OFDM

ในช่วงยุคปี ค.ศ. 1950 ได้เริ่มมีการเปลี่ยนแปลงจากการมอดูเลตคลื่นพาห์เดี่ยว (Single-carrier Modulation) เป็นการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ (Multi-Carrier Modulation, MCM) เป็นครั้งแรกโดยเริ่มใช้สำหรับการส่งวิทยุเพื่อการทหาร ในช่วงกลางปี ค.ศ. 1960 [1], [2] ได้เสนอเทคนิคการส่งสัญญาณหลายคลื่นพาห์ที่มีการส่งสัญญาณโดยยอมให้คลื่นพาห์ที่อยู่ใกล้กันสามารถเหลื่อมกันได้ และเมื่อมีการเปิดเผยสิทธิบัตรนี้ที่สหรัฐอเมริกาในปี ค.ศ. 1970 ทำให้การวิจัยเรื่องนี้เกิดขึ้นอย่างแพร่หลาย และเมื่อเทคโนโลยีการผลิตสารกึ่งตัวนำ (semiconductors) ขนาดเล็กและวงจรรขยายเชิงเส้นมีการพัฒนาคุณภาพสูงมากขึ้น ทำให้ในปี ค.ศ. 1990 เริ่มมีการนำเทคโนโลยีการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์มาใช้ในเชิงพาณิชย์

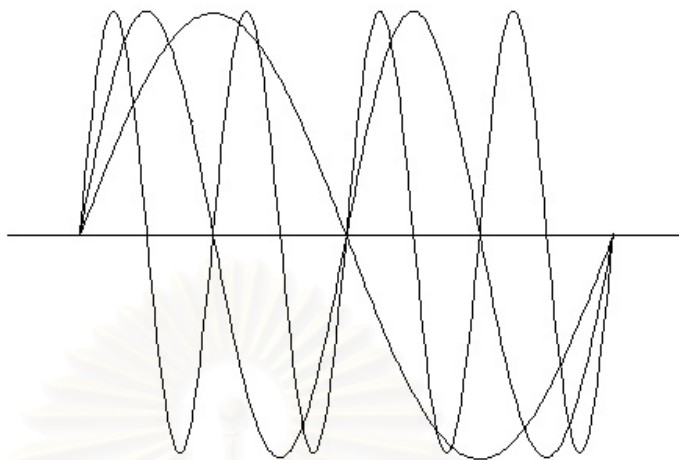
การมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ [3]-[5] เป็นเทคโนโลยีที่ได้รับการยอมรับและได้นำมาใช้อย่างแพร่หลายต่อจากเทคนิคการมอดูเลตคลื่นพาห์เดี่ยว ซึ่งข้อดีของเทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ที่แตกต่างจากเทคนิคการมอดูเลตคลื่นพาห์เดี่ยวคือ สามารถลดผลกระทบจากเฟดดิ้ง แบบ selective (selective fading) หรือ การแทรกสอดแถบแคบ (Narrow Band Interference) ได้ดี เนื่องจากการมอดูเลตคลื่นพาห์เดี่ยวเมื่ออยู่ในสภาวะแวดล้อมที่เป็นเฟดดิ้งหลายวิถี (Multipath Fading) จะได้รับผลกระทบจากการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbol Interference : ISI) กับสัญญาณทั้งหมด ซึ่งผลที่เกิดขึ้นทำให้การส่งในข่ายเชื่อมโยงล้มเหลวทั้งหมด แต่สำหรับการมอดูเลตหลายคลื่นพาห์จะได้รับผลกระทบกับคลื่นพาห์ย่อยเพียงบางคลื่น และอัตราข้อมูลสำหรับคลื่นพาห์ย่อยแต่ละคลื่นต่ำกว่าการมอดูเลตคลื่นพาห์เดี่ยว และสัญลักษณ์ (Symbol) แต่ละตัวก็มีช่วงเวลาที่ยาวขึ้นซึ่งทำให้ผลกระทบของเฟดดิ้งหลายวิถีมีผลต่อระบบน้อยมาก ดังนั้นการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์จึงได้รับความสนใจและนำมาใช้สำหรับการสื่อสารเคลื่อนที่ยุคที่ 4 สำหรับโครงข่ายไร้สายภายนอกอาคารและโครงข่ายไร้สายภายในอาคาร ซึ่งโครงข่ายทั้งสองชนิดนี้ต้องการความเร็วและความจุของระบบที่สูงภายใต้สภาวะแวดล้อมแบบเฟดดิ้งหลายวิถี ในปัจจุบันการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ได้ถูกนำมาใช้หลายรูปแบบสำหรับการเข้าถึงแถบกว้าง (broadband access) โดยผ่านทางคู่สายโทรศัพท์ซึ่งนำมาใช้สำหรับ

Asymmetric Digital Subscriber Line(ADSL) และการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห้ได้ถูกใช้ เป็นมาตรฐานสำหรับ Very-high-speed Digital Subscriber Line (VDSL) และเป็นมาตรฐาน สำหรับการแพร่สัญญาณภาพและเสียงในระบบดิจิตอล (Digital Audio Broadcasting, DAB, and Digital Video Broadcasting Terrestrial, DVB-T) ของ European Telecommunications Standards Institute (ETSI) และได้นำมาใช้ในชั้นกายภาพ (physical layer) ของ Wireless Local Area Networks (WLAN, IEEE 802.11)

ระบบ Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) เป็นการมอดูเลตแบบ หลายคลื่นพาห้แบบหนึ่ง ซึ่งเป็นการส่งสัญญาณแบบขนานทางความถี่โดยที่มีการซ้อนทับ (Overlapping) ของแถบความถี่ จึงทำให้สามารถลดแถบความถี่ที่ต้องใช้ได้ประมาณ 2 เท่า แต่ เพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนจากการซ้อนทับของแถบความถี่ต้องให้ช่องสัญญาณแต่ละช่องมี คุณสมบัติการตั้งฉาก (Orthogonal) กันโดยการให้สเปกตรัมของคลื่นพาห้ย่อยคลื่นหนึ่งๆ มีค่าสูง ที่สุดที่ความถี่กลางของคลื่นพาห้ย่อยนั้น ในขณะที่สเปกตรัมของคลื่นพาห้ย่อยอื่นๆ มีค่าเป็นศูนย์ ดังรูปที่ 1.1 เมื่อเกิดการเหลื่อมล้ำของคลื่นพาห้ย่อยแต่ละคลื่นก็จะไม่เกิดการแทรกสอดระหว่าง คลื่นพาห้ เนื่องจากความถี่กลางแต่ละความถี่ตั้งฉากกัน (ให้ความถี่ห่างกันเป็นจำนวนเท่าของ $2\pi/T_0$ โดยที่ T_0 คือคาบของสัญลักษณ์ OFDM) รูปที่ 1.2 แสดงสัญลักษณ์ OFDM เมื่อแยกให้ เห็นคลื่นพาห้ย่อยจำนวน 3 ชุด ซึ่งจะเห็นได้ว่าในช่วงเวลา 1 คาบของสัญลักษณ์ คลื่นพาห้ย่อยแต่ละตัวมีจำนวนคาบของคลื่นต่างกันเป็นจำนวนเต็มเสมอ



รูปที่ 1.1 สเปกตรัมของคลื่นพาห้ย่อย



รูปที่ 1.2 สัญญาณ OFDM ซึ่งประกอบด้วยคลื่นพาร์ย่อย 3 คลื่นพาร์

แต่ข้อเสียที่สำคัญของการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาร์คือ สัญญาณด้านส่งมีค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย (Peak-to-Average Power Ratio, PAPR) สูงมาก ซึ่งเกิดจากการที่ใช้คลื่นพาร์ย่อยจำนวนมาก สัญญาณที่มีค่า PAPR สูงจะทำให้เกิดความเพี้ยนเชิงอินเตอร์มอดูเลต (Intermodulation Distortion) เนื่องจากสัญญาณที่มีกำลังค่ายอดสูงๆ เมื่อผ่านวงจรรขยายของเครื่องส่ง จะทำให้วงจรรขยายทำงานในช่วงอิมิตัวและทำงานแบบไม่เป็นเชิงเส้นทำให้ต้องใช้เครื่องส่งที่มีวงจรรขยายกำลังสูง (High Power Amplifiers, HPA) ซึ่งมีราคาแพง การใช้พลังงานของ HPA ขึ้นอยู่กับค่ายอดสัญญาณมากกว่าค่าเฉลี่ยสัญญาณ ดังนั้นเมื่อค่ายอดสัญญาณมีค่าสูงจะทำให้ใช้พลังงานสูงซึ่งเป็นการลดประสิทธิภาพของการใช้พลังงาน ดังนั้นเทคนิคการลด PAPR จึงมีความสำคัญสำหรับการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาร์อย่างมาก

ดังนั้นจึงมีการเสนอวิธีการลด PAPR หลายวิธี เช่นการขลิบ (Clipping) [6], [7] การใช้ Peak Windowing และอื่นๆ ซึ่งวิธีที่ง่ายที่สุดคือการขลิบ โดยขลิบสัญญาณส่วนที่มีกำลังค่ายอดสูงทิ้งไปก่อนที่สัญญาณนั้นจะผ่านวงจรรขยายวิธีนี้ให้ได้ค่า PAPR ที่ดีแต่สมรรถนะก็ลดลงเนื่องจากทำให้เกิดความเพี้ยนของสัญญาณในช่วง in-band และการแทรกสอดของสัญญาณในช่วง out-of-band เพื่อลดการแผ่สเปกตรัมนอกแถบของสัญญาณ จึงต้องใช้เทคนิค Peak Windowing โดยการคูณค่ายอดของสัญญาณที่มีค่ามากด้วยวินโดว์ เช่น ไกเซอร์วินโดว์ (Kaiser Window) หรือฮัมมิงวินโดว์ (Hamming Window) เพื่อลดผลกระทบการจำกัดค่าอย่างหยาบ

(Hard Limiting Effect) ที่เกิดขึ้นจากการขลิบ การลดค่า PAPR ของ José Tellado และ John M. Cioffi [8], [9] ได้เสนอวิธี Tone Injection (TI) ซึ่งเป็นวิธีที่ลด PAPR โดยขยายจุดคอนสเทิลเลชัน โดยให้จุดคอนสเทิลเลชันใหม่มีข้อมูลของคอนสเทิลเลชันเดิม การเปลี่ยนจุดคอนสเทิลเลชันนี้ จะมีการเลือกตำแหน่งจุดคอนสเทิลเลชันที่จะใช้แทนจุดคอนสเทิลเลชันเดิมจำนวน S ค่า เพื่อลด PAPR วิธีนี้สามารถลดค่า PAPR ได้ดีโดยไม่ต้องส่งข้อมูลเพิ่มให้กับภาครับ วิธีนี้เหมาะกับการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาหะที่มีจำนวนคลื่นพาหะน้อยไม่มากนัก เช่น 64 คลื่นพาหะน้อย เนื่องจากความซับซ้อนในการคำนวณหาคลื่นพาหะน้อยที่เหมาะสมในการเปลี่ยนจุดคอนสเทิลเลชันมีปริมาณการคำนวณเป็นแบบเอกซ์โพเนนเชียลของจำนวนคลื่นพาหะน้อย วิธีนี้จะลดประสิทธิภาพของพลังงานเนื่องจากการขยายจุดคอนสเทิลเลชัน

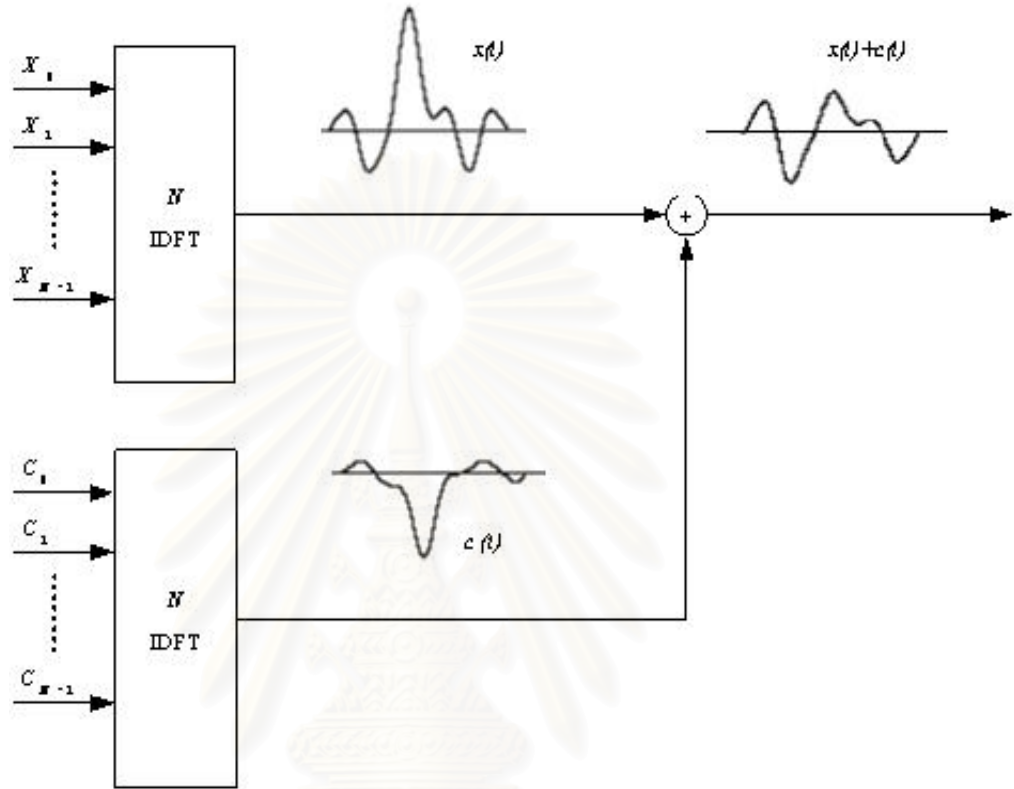
วิทยานิพนธ์นี้เสนอวิธีในการลด PAPR ของระบบ OFDM ที่มีการมอดูเลตแบบ M-PSK (M-array Phase Shift Keying) ด้วยการเพิ่มพลังงานให้กับจุดคอนสเทิลเลชันบางคลื่นพาหะน้อย และเปลี่ยนเฟสที่จุดคอนสเทิลเลชันนั้นๆ ดังนั้นจึงเปลี่ยนรูปแบบของการมอดูเลตเป็นแบบ M-APSK (M-array Amplitude and Phase Shift Keying) เพื่อลดค่า PAPR โดยจุดคอนสเทิลเลชันใหม่ที่เลือกมีเพียงจุดเดียว

1.2 แนวทางที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอ

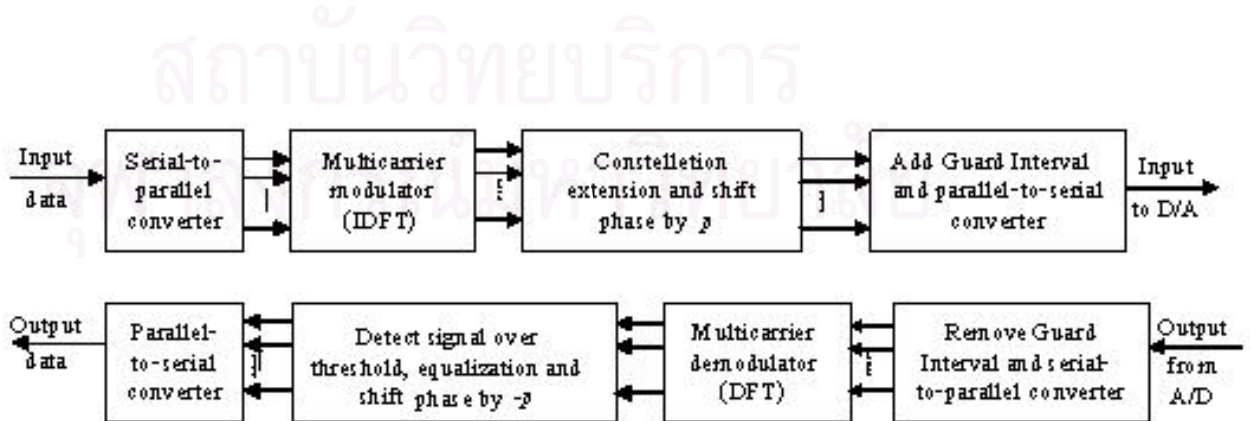
วิธีที่นำมาเสนอเพื่อลดค่า PAPR ที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอจะขยายจุดคอนสเทิลเลชันของสัญญาณ M-PSK ที่คลื่นพาหะน้อยเพียงบางคลื่นของระบบการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาหะโดยวิทยานิพนธ์นี้จะพิจารณาการมอดูเลตแบบ 8-PSK การขยายคอนสเทิลเลชันของสัญญาณที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอจะเปลี่ยนจุดสัญลักษณ์ให้เป็นจุดใหม่ เช่น สมมติให้จุด A_1 โดยที่ $A_1 = R e^{j\theta}$ เปลี่ยนให้เป็นจุด B_1 โดยที่ $B_1 = R e^{j(\pi+\theta)}$ ซึ่งเป็นการเปลี่ยนเฟส θ จากเดิมให้เป็น $\pi + \theta$ และขยายแอมพลิจูดจาก r เป็นค่า R โดยให้ $R + d$, ตัวแปร d คือระยะห่างระหว่างจุดคอนสเทิลเลชันเดิม 2 จุดที่น้อยที่สุด การเพิ่มขนาดรัศมีของสัญลักษณ์เดิมและการเปลี่ยนเฟสลักษณะนี้ทำเพื่อลดค่า PAPR เนื่องจากการที่ PAPR มีค่าสูงเกิดจากสัญญาณที่เฟสตรงกันมารวมกันมากๆ จึงต้องนำสัญญาณที่มีเฟสตรงข้ามกันมารวมกันเพื่อให้มีค่าหักล้างกันดังแสดงในรูปที่ 1.3

วิทยานิพนธ์นี้จึงเสนอการเปลี่ยนเฟสเพื่อให้เกิดการหักล้างกันกับเฟสเดิมเพื่อลดค่า PAPR โดยไม่ต้องส่งข้อมูลเพิ่มให้กับด้านรับเพียงแต่ให้ด้านรับมีการจัดการเปลี่ยนเฟสและลดขนาดสัญลักษณ์ลงก่อนที่จะตีมอดูเลต โดยขนาดที่เพิ่มขึ้นมีค่าเท่ากับหรือมากกว่าระยะห่างระหว่าง

คอนสเทลเลชันเดิม เพื่อให้อัตราความผิดพลาดของสัญลักษณ์ M-APSK มีค่าเท่าเดิม โดยระบบส่งแบบหลายคลื่นพาห้ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้มีลักษณะตามรูปที่ 1.4



รูปที่ 1.3 การหักล้างเฟสด้วยการนำสัญญาณของคลื่นพาห้ย่อยบางคลื่นที่มีเฟสตรงข้ามกับสัญลักษณ์แบบหลายคลื่นพาห้ที่ตำแหน่งค่ายอดสูงๆมารวมกับสัญลักษณ์แบบหลายคลื่นพาห้



รูปที่ 1.4 แบบจำลองระบบมอดูเลตสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห้

1.3 วัตถุประสงค์ที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอ

เพื่อพัฒนาอัลกอริทึมในการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยสำหรับการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์

1.4 เป้าหมายและขอบเขตที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอ

วิทยานิพนธ์นี้มีเป้าหมายในการออกแบบและพัฒนาวิธีการลดอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยสำหรับระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์ให้มีประสิทธิภาพในการลดค่า PAPR เป็นที่น่าพอใจและความซับซ้อนในการคำนวณลดลง โดยเพิ่มกำลังส่งเฉลี่ยและลดอัตราบิดผิดพลาดของสัญญาณหลายคลื่นพาห์ที่เกิดจากการขลิบสัญญาณ

1.5 ขั้นตอนและวิธีดำเนินงาน

- 1.5.1 ศึกษาระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์ที่มีใช้อยู่ในปัจจุบัน
- 1.5.2 ศึกษาวิธีการลดอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยสำหรับระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์แบบต่างๆ ที่ได้มีการนำเสนอมาก่อนหน้านี้เพื่อให้ทราบข้อดีและข้อด้อยต่างๆ ที่มีในวิธีแต่ละวิธี
- 1.5.3 พัฒนาวิธีการลดอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยแบบใหม่
- 1.5.4 เขียนโปรแกรมจำลองการทำงานของวิธีการลดอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยที่น่าเสนอ
- 1.5.5 วิเคราะห์และประเมินผล
- 1.5.6 สรุปผลและรวบรวมข้อมูลทั้งหมดพร้อมทั้งจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

ได้วิธีในการลดอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย สำหรับระบบสื่อสารหลายคลื่นพาห์แบบ OFDM ที่มีประสิทธิภาพและลดความซับซ้อนจากวิธี Tone Injection และลดอัตราบิดผิดพลาดของระบบที่เกิดจากการขลิบสัญญาณ

บทที่ 2

การมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห้

2.1 บทนำ

ปัจจุบันนี้การให้บริการการสื่อสารแบบมัลติมีเดียเติบโตขึ้นอย่างรวดเร็ว ดังนั้นความต้องการส่งข้อมูลด้วยอัตราข้อมูล (Data rate) สูงจึงมีความต้องการมากขึ้นทั้งการสื่อสารแบบไร้สายและมีสาย แต่เนื่องจากการส่งข้อมูลต้องผ่านตัวกลางต่างๆ เช่นในการส่งข้อมูลแบบไร้สาย การส่งสัญญาณต้องผ่าน ติ๊กสูง, ภูเขา หรือสิ่งกีดขวางต่างๆ ก่อนถึงเครื่องรับสัญญาณ ทำให้ลดความเชื่อถือได้ของสัญญาณเนื่องจากปัญหา การลดทอนสัญญาณ (Attenuation), สัญญาณรบกวน (Noise), การแทรกสอด (Interference) และคลื่นหลายวิถี (Multipath) เทคนิคอย่างหนึ่งที่นิยมใช้ในการแก้ปัญหาเหล่านี้คือการใช้การมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห้ เช่น Discrete Multitone (DMT) และ OFDM เนื่องจากระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห้ใช้การแบ่งข้อมูลออกเป็นชุดข้อมูลย่อยหลายชุด แล้วส่งผ่านช่องสัญญาณโดยใช้คลื่นพาห้หลายๆ คลื่นส่งข้อมูลย่อยแต่ละชุดด้วยอัตราข้อมูลต่ำ ๆ ขนานกันไป ทำให้ระยะห่างระหว่างสัญลักษณ์แต่ละตัวกว้างเกินกว่าที่ผลจากคลื่นหลายวิถีจะทำให้เกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter Symbol Interference, ISI) ได้ และทำให้การรับส่งข้อมูลผิดพลาดน้อยลง การมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห้ยังสามารถเพิ่มอัตรา การส่งข้อมูลให้สูงขึ้นได้ด้วยการเพิ่มจำนวนคลื่นพาห้ย่อย และจากการพัฒนาของเทคโนโลยีการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Processing, DSP) และวงจรรวมสเกลกว้าง (Very Large Scale Integrated Circuit, VLSI) ทำให้สามารถนำการแปลงฟูริเยร์ (Discrete Fourier Transform, DFT) มาใช้สร้างสัญญาณแทนเครื่องสร้างสัญญาณไซน์หลายๆ ตัว ทำให้ความซับซ้อนของเครื่องส่งและเครื่องรับจึงลดลงมาก จึงมีการนำการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห้มาใช้ในระบบสื่อสารอย่างแพร่หลาย

เนื้อหาในบทนี้แสดงถึงแนวคิดพื้นฐานของการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห้และพื้นฐานที่จำเป็นสำหรับความเข้าใจในบทต่อไป

2.2 การมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์

หลักการพื้นฐานของเทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์คือการแบ่งช่องสัญญาณ ซึ่งวิธีการแบ่งช่องสัญญาณคือการแบ่งช่องสัญญาณการส่งแถบกว้างที่มีการจัดรูปทางสเปกตรัม ออกเป็นเซตช่องสัญญาณย่อยแถบแคบที่ขนานกันและเป็นอิสระต่อกันแบบอุดมคติ โดยที่ฟังก์ชันฐานหลัก (Basis Function) ในกรณีเวลาต่อเนื่อง (continuous-time) มีวิธีการแบ่งช่องสัญญาณที่เหมาะสมที่สุดด้วยการจัดเซตของฟังก์ชันเจาะจงเชิงตั้งฉากปกติ (Orthonormal Eigenfunction) ของฟังก์ชันอัตโนมัติสัมพันธ์ (Autocorrelation) ของช่องสัญญาณ ซึ่งปกติแล้วฟังก์ชันเจาะจงเหล่านี้มีการคำนวณที่ยุ่งยากเมื่อคาบเวลาสัญญาณลักษณะมีค่าจำกัด จึงไม่นำมาใช้ในการประยุกต์ใช้งาน ในทางปฏิบัติ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงกล่าวถึงการแบ่งช่องสัญญาณที่เวลาไม่ต่อเนื่อง ซึ่งเป็นการแบ่งลักษณะของความไม่ต่อเนื่องของช่องสัญญาณ ซึ่งถึงแม้ว่าลักษณะการแบ่งช่องสัญญาณที่เวลาไม่ต่อเนื่องที่ใช้นี้ไม่ครบถ้วนสมบูรณ์เท่ากับในกรณีเวลาต่อเนื่อง แต่ก็สามารถใช้ได้ดีเมื่อมีจำนวนตัวอย่างสำหรับช่องสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตเพียงพอรวมถึงการซิงโครไนซ์ (Synchronization) ทางเวลาและความถี่ที่ดี [10]

ให้ $h = [h_0, \dots, h_v]$ แทนผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณเวลาไม่ต่อเนื่องแถบฐานเชิงซ้อน จะสามารถแสดงบล็อกของตัวอย่างเอาต์พุต $y = [y_0, \dots, y_{N-1}]$ ให้อยู่ในรูปฟังก์ชันของตัวอย่างอินพุต $x = [x_{-v}, \dots, x_{-1}, x_0, \dots, x_{N-1}]$ และสัญญาณรบกวนของช่องสัญญาณ $n = [n_0, \dots, n_{N-1}]$ ได้โดยใช้รูปสมการที่เวกเตอร์มาตรฐานดังต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} y_{N-1} \\ \vdots \\ y_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & \cdots & h_v & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_0 & h_1 & \cdots & h_v & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & h_0 & h_1 & \cdots & h_v \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{N-1} \\ \vdots \\ x_1 \\ x_0 \\ \vdots \\ x_{-v} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{N-1} \\ \vdots \\ n_0 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

หรือสามารถเขียนดังสมการที่ (2.2)

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.2)$$

สมการที่ (2.2) ใช้แทนความสัมพันธ์อินพุต-เอาต์พุตของบล็อกของตัวอย่างหนึ่งบล็อก แต่ในทางปฏิบัติจะส่งข้อมูลต่อเนื่องกันไป ดังนั้นสามารถเขียนสมการที่ (2.2) ใหม่เป็น $\mathbf{y}^i = \mathbf{H}\mathbf{x}^i + \mathbf{n}^i$ โดยที่ดรรชนี i หมายถึงบล็อกที่ i

ข้อมูลที่จะส่งในระบบหลายคลื่นพาหุที่มีความยาวจำกัด ต้องทำการแบ่งข้อมูลเป็น บล็อกของบิตซึ่งแต่ละบล็อกจะ map เป็นเวกเตอร์สัญลักษณ์เชิงซ้อน $\mathbf{X}^m = [X_0^m, \dots, X_{N-1}^m]$ ด้วยการมอดูเลตแบบ M-QAM, M-PSK หรือ M-APSK ซึ่งรูปคลื่น \mathbf{x}^m หลังจากการมอดูเลตแล้ว สามารถเขียนได้ดังสมการที่

$$\mathbf{x}^m = \sum_{k=0}^{N-1} \mathbf{m}_k X_k^m = \mathbf{M}\mathbf{X}^m \quad (2.3)$$

โดยที่ $\{\mathbf{m}_k, k = 0, \dots, N-1\}$ เป็นเซตของเบซิส (basis) เวกเตอร์ด้านส่ง และ M คือเมตริกซ์ของเบซิสเวกเตอร์ด้านส่งที่เป็นคอลัมน์ สำหรับด้านรับจะทำการดีมอดูเลตเวกเตอร์ \mathbf{y}^m ที่ได้รับ ด้วยการคำนวณดังนี้

$$\mathbf{Y}^m = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_{N-1}^* \mathbf{y}^m \\ \vdots \\ \mathbf{f}_0^* \mathbf{y}^m \end{bmatrix} = \mathbf{F}^* \mathbf{y}^m \quad (2.4)$$

โดยที่ $\{\mathbf{f}_k^*, k = 0, \dots, N-1\}$ เป็นเซตของเบซิสเวกเตอร์ด้านรับ และ \mathbf{F}^* คือเมตริกซ์ของเบซิสเวกเตอร์ที่เป็นแถว ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์อินพุต-เอาต์พุตทั้งหมดเป็น

$$\mathbf{Y}^m = \mathbf{F}^* \mathbf{H} \mathbf{M} \mathbf{X}^m + \mathbf{F}^* \mathbf{n}^m \quad (2.5)$$

เมตริกซ์ F และ M สามารถมีได้หลายแบบซึ่งทำให้มีโครงสร้างหลายคลื่นพาห်หลากหลาย ในกรณีที่ยากที่สุดคือช่องสัญญาณเป็นแบบไร้ความจำ (Memoryless) หรือเขียนในรูป $\mathbf{h} = [h_0, 0, \dots, 0]$ เมื่อให้ M เป็นเมตริกซ์เชิงตั้งฉาก เช่น $M^{-1} = M^*$ และให้ $F = M$ ดังนั้นจึงมีผลให้การแบ่งช่องสัญญาณเป็นไปอย่างสมบูรณ์ นั่นคือสามารถแสดงองค์ประกอบเวกเตอร์เอาต์พุตได้เป็นฟังก์ชันขององค์ประกอบอินพุตเพียงหนึ่งตัวและสามารถแสดงสมการที่ (2.5) อย่างง่ายด้วยสมการสเกลาร์ N สมการ

$$Y_k^m = h_0 X_k^m + N_k^m, \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (2.6)$$

โดยที่ตัวอย่างสัญญาณรบกวน N_k^m เป็นแบบเกาส์ (Gaussian samples) สัญญาณรบกวนรบกวนแต่ละตัวมีการกระจายแบบอิสระต่อกัน (Independent Identically Distributed : i.i.d.) สำหรับช่องสัญญาณแบบอื่นๆ ก็จะมีโครงสร้างหลายคลื่นพาห်ที่ต่างกันไปด้วยการเลือกใช้เบสิสเวกเตอร์ที่ต่างกัน เช่นโครงสร้างหลายคลื่นพาห်ที่เหมาะสมที่สุดเชิงเส้นกำกับ (Asymptotically) มีสองชนิดได้แก่เทคนิคการเข้ารหัสเวกเตอร์ [11] และเทคนิคหลายสัญญาณไม่ต่อเนื่อง DMT/OFDM หรือโครงสร้างอื่นๆ ที่ได้มีการเสนอขึ้นมาก็มียุคที่ใช้เบสิสเวกเตอร์การแปลงฮาร์ทลีย์ไม่ต่อเนื่อง (Discrete Hartley Transform : DHT) และการแปลงเวฟเล็ต M แถบ (M-Band Wavelet Transform) ในการมอดูเลตหลายสัญญาณเวฟเล็ตไม่ต่อเนื่อง (Discrete Multitone Wavelet Discrete) [12]

สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สนใจการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห်แบบ OFDM เนื่องจากมีการใช้แบนด์วิดท์ที่มีประสิทธิภาพและนำมาใช้เป็นมาตรฐานของระบบ WLAN และโครงข่ายพื้นที่ท้องถิ่นความถี่วิทยุสมรรถนะสูง (High Performance Radio Local Area Network: HIPERLAN) ดังนั้นในหัวข้อต่อไปจะกล่าวถึงโครงสร้างของการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห်แบบ DMT/OFDM พอสังเขป

2.3 โครงสร้างของการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห้ชนิด DMT และ OFDM

เทคนิคการแบ่งช่องสัญญาณแบบ DMT และ OFDM เป็นเทคนิคที่นิยมใช้กันมากที่สุด เนื่องจากความซับซ้อนของเครื่องส่งและเครื่องรับต่ำกว่าเทคนิคการเข้ารหัสแวกเตอร์มาก ระบบ DMT และ OFDM ใช้เมตริกซ์การแบ่งช่องสัญญาณแบบเดียวกันจะต่างกันที่การคำนวณของแวกเตอร์ข้อมูล \mathbf{X}^m โดยที่ระบบ OFDM จะมีการกระจายของแวกเตอร์ข้อมูล $X_k^m, k = 0, \dots, N-1$ เหมือนกันหมดในแต่ละช่องสัญญาณย่อย แต่สำหรับระบบ DMT จะมีกระบวนการโหลด (Loading) เพื่อเลือกใช้พลังงาน ε_k และจำนวนบิต b_k ที่เหมาะสมกับแต่ละช่องสัญญาณ เพื่อให้การใช้ช่องสัญญาณมีประสิทธิภาพ ดังนั้นเทคนิค OFDM จึงนำไปใช้ในการแพร่สัญญาณ (Broadcast) หรือการส่งจุดถึงจุด (Point-to-Point) ในสภาวะแวดล้อมแบบไร้สายที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาอย่างรวดเร็วที่ซึ่งเครื่องรับไม่สามารถป้อนกลับบิตและพลังงานที่เหมาะสมที่สุดได้ ส่วนเทคนิค DMT จะนำมาใช้สำหรับการส่งจุดถึงจุดบนช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาช้า เช่น สายโทรศัพท์ [13], ADSL และมาตรฐาน Twisted Pair Telephone Lines

การมอดูเลตแบบ OFDM ประกอบด้วยคลื่นพาห้ย่อย N คลื่น โดยให้คลื่นพาห้ย่อยแต่ละคลื่นมีแบนด์วิดท์เท่าๆ กัน คลื่นพาห้ย่อยแต่ละคลื่นจะถูกมอดูเลตให้อยู่ในรูปสัญลักษณ์เชิงซ้อน (X_k) แบบ M-QAM (M-array Quadrature Amplitude Modulation) หรือ M-PSK โดยให้ k เป็นดัชนีคลื่นพาห้ย่อย มี T เป็นคาบของสัญลักษณ์ OFDM และ f_c เป็นความถี่คลื่นพาห้หลัก โดยให้สัญลักษณ์ OFDM เริ่มที่เวลา $t = t_s$ สามารถเขียนเป็นสมการได้ ดังนี้

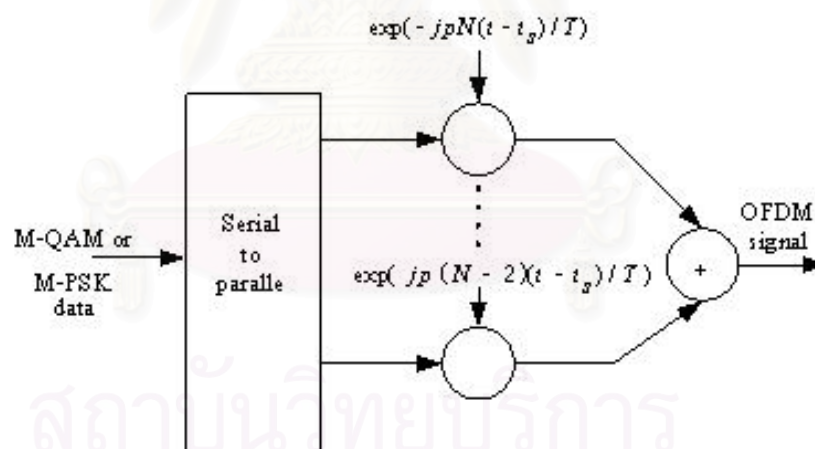
$$x(t) = \begin{cases} \operatorname{Re} \left(\sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X_{k+N/2} \exp(j2\pi(f_c - \frac{k+0.5}{T})(t-t_s)) \right) & , t_s \leq t \leq t_s + T \\ 0 & , t < t_s \wedge t > t_s + T \end{cases} \quad (2.7)$$

เมื่อเขียนเป็นสมการแถบฐาน (Baseband) จะได้ดังสมการที่ (2.8)

$$x(t) = \begin{cases} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X_{k+N/2} \exp(j2\pi \frac{k}{T}(t-t_s)) & , t_s \leq t \leq t_s + T \\ 0 & , t < t_s \wedge t > t_s + T \end{cases} \quad (2.8)$$

สมการที่ (2.8) แสดงส่วนจริงและส่วนจินตภาพในส่วน in-phase และ quadrature-phase ของสัญญาณ OFDM โดยการคูณความถี่คลื่นพาห้หลักจะทำในส่วนท้ายสุดของสัญญาณ OFDM สำหรับการวิเคราะห์ในส่วนต่อไปนี้จะไม่แสดงการคูณของความถี่คลื่นพาห้ หลักการมอดูเลตสัญญาณ OFDM สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.1 เมื่อพิจารณาสัญญาณเบสแบนด์ OFDM ตามสมการที่ (2.8) จะเห็นว่าเป็นเพียงการแปลงฟูริเยร์ผกผันของสัญลักษณ์ M-QAM หรือ M-PSK จำนวน N ตัว ซึ่งในกรณีที่สัญญาณไม่ต่อเนื่องจะใช้การแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบไม่ต่อเนื่อง (Inverse Discrete Fourier Transform : IDFT) ดังในสมการที่ (2.9) โดยแทนเวลา t ด้วยจำนวนการสุ่ม n ซึ่งในทางปฏิบัติการแปลงนี้สามารถใช้การแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว (Inverse Fast Fourier Transform : IFFT) แทนได้

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi kn/N} \dots\dots\dots, n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.9)$$



รูปที่ 2.1 การมอดูเลตสัญญาณแบบ OFDM

การแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่องของเวกเตอร์ $\mathbf{x} = [x_0, \dots, x_{N-1}]^T$ ที่มีขนาด N จะทำให้ได้เวกเตอร์ $\mathbf{x} = [x_0, \dots, x_{N-1}]^T$ ที่มีขนาด N เช่นเดียวกัน โดยสามารถเขียนได้ดังสมการ

$$X_k = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}, \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (2.10)$$

หรือเขียน DFT และ IDFT ในรูปเมตริกซ์ได้ดังสมการที่

$$\mathbf{X} = \mathbf{Q}\mathbf{x} \quad (2.11)$$

$$\mathbf{x} = \mathbf{Q}^* \mathbf{X} \quad (2.12)$$

โดยที่ \mathbf{Q} เป็น Orthonormal matrix ของ DFT โดยมีสมาชิกเป็น $q_{k,n} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}$ และ \mathbf{Q}^* คือเมตริกซ์ IDFT หรือเขียนได้เป็น

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

ดังนั้นสามารถนำ circulant เมตริกซ์ \hat{H} ของช่องสัญญาณมาเขียนได้ในรูป

$$\hat{H} = \mathbf{Q}^* \Lambda \mathbf{Q} \quad (2.13)$$

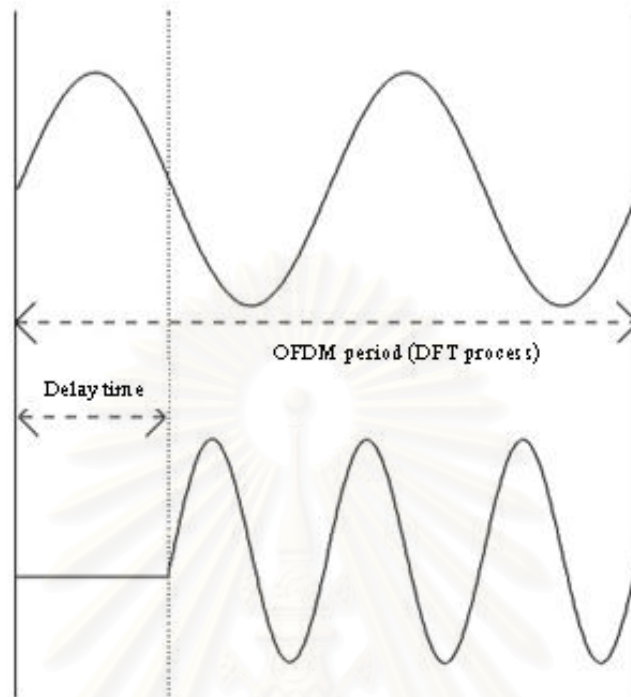
โดยค่าที่อยู่ในแนวทแยงมุมของ Λ คือ $\lambda_k = H_k = DFT\{\mathbf{h}\}$ โดยให้คอลัมน์ของ \mathbf{Q}^* เป็นเบซิสเวกเตอร์ด้านส่ง ซึ่งก็คือ $\mathbf{M} = \mathbf{Q}^*$ และแถวของ \mathbf{Q} เป็นเบซิสเวกเตอร์รับ นั่นคือ $\mathbf{F}^* = \mathbf{Q}$ จะได้ความสัมพันธ์อินพุต-เอาต์พุตดังนี้

$$Y_k^m = H_k X_k^m + N_k^m, \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (2.14)$$

โดยที่ช่องสัญญาณแต่ละช่องสัญญาณเป็นแบบ AWGN ที่อิสระต่อกัน ซึ่งข้อดีของโครงสร้างของการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์แบบ DMT/OFDM ดีกว่าเทคนิคการเข้ารหัสเวกเตอร์มาตรฐานคือการใช้ FFT ของระบบ DMT/OFDM ทำให้ความซับซ้อนเชิงการดำเนินการอยู่ในระดับ $O(N \log_2 N)$ ซึ่งจากเดิมที่ความซับซ้อนเชิงการดำเนินการของเมตริกซ์ปกติเป็น $O(N^2)$ ดังนั้นเครื่องส่ง ($x^m = Q^* X^m$) และเครื่องรับ ($Y^m = Q y^m$) จึงมีประสิทธิภาพมาก แต่เมื่อเพิ่ม Cyclic prefix จะทำให้ประสิทธิภาพลดลงเมื่อเทียบกับการเข้ารหัสเวกเตอร์ แต่ผลเสียนี้มีผลกระทบน้อยมากเมื่อให้ $N \gg v$ เมื่อ v คือจำนวนตัวอย่างที่นำมาเติมข้างหน้าสัญลักษณ์โดยจะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

2.4 เวลาเกิน (guard time) และ Cyclic Extension

ข้อดีที่สำคัญประการหนึ่งในการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์แบบ DMT/OFDM ก็คือความสามารถในการแก้ไขปัญหาในเรื่องเวลาประวิงของคลื่นหลายวิถี ซึ่งการแบ่งกระแสข้อมูลด้านขาเข้าไปบนคลื่นพาห์ย่อย N ตัว จะทำให้คาบของสัญลักษณ์มีค่าเพิ่มเป็น N เท่าด้วย และเพื่อที่จะกำจัดผลของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์โดยสมบูรณ์ เวลาเกินต้องมีขนาดใหญ่กว่าเวลาประวิงที่เกิดขึ้นเพื่อไม่ให้คลื่นหลายวิถีจากสัญลักษณ์หนึ่งไปรบกวนสัญลักษณ์ถัดไป โดยที่รูปแบบของเวลาเกินมีได้หลายแบบซึ่งอาจจะเป็นสัญลักษณ์ค่า 0 ก็ได้ แต่ว่าเวลาเกินลักษณะนี้ไม่สามารถลดผลของการแทรกสอดระหว่างช่องสัญญาณ (Interchannel Interference : ICI) ซึ่งเป็นการรบกวนที่เกิดจากการสูญเสียความตั้งฉากระหว่างคลื่นพาห์ย่อยแต่ละตัวได้ ในรูปที่ 2.2 แสดงถึงผลของการแทรกสอดระหว่างช่องสัญญาณในคลื่นพาห์ย่อยตัวที่ 1 และ 2 จากตัวอย่างเมื่อด้านรับตีมอดูเลตสัญญาณเพื่อดึงข้อมูลในคลื่นพาห์ย่อยที่ 1 จะมีการรบกวนเนื่องจากสูญเสียการตั้งฉากระหว่างคลื่นพาห์ย่อยที่ 1 และ 2 เนื่องจากการประวิง ทำนองเดียวกันก็จะมี การรบกวนเช่นนี้เมื่อจะทำการตีมอดูเลตสัญญาณในคลื่นพาห์ตัวที่ 2 ด้วย



รูปที่ 2.2 การเกิดการรบกวนแบบ ICI ที่เกิดจากการประวิง

เพื่อที่จะกำจัด ICI สัญลักษณ์ OFDM ต้องใช้รูปของเวลาอันที่เป็นแบบ Cyclic Prefix Insertion โดยมีการจัดรูปแบบของเวกเตอร์ด้านส่ง X^m เป็นดังสมการ

$$x_{-k}^m = x_{N-k}^m, k = 1, \dots, v \forall m \quad (2.15)$$

ซึ่งวิธีนี้คือการคัดลอกตัวอย่างจำนวน v ตัวไปที่ต่อที่ด้านหน้าของสัญลักษณ์ DMT/OFDM ซึ่งทำให้ได้สมการที่ (2.1) และ (2.2) ใหม่เป็นสมการที่ (2.16)

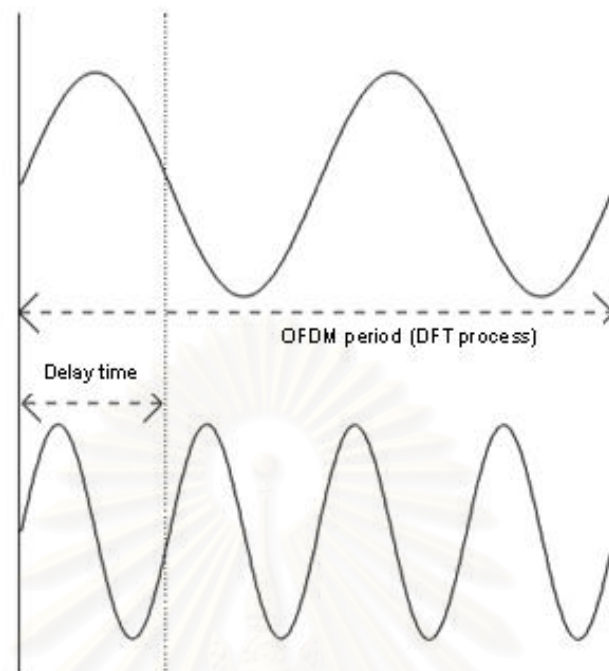
$$\begin{bmatrix} y_{N-1} \\ \vdots \\ y_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & \cdots & h_v & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_0 & h_1 & \cdots & h_v & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & h_0 & h_1 & \cdots & h_v \\ h_v & 0 & \cdots & 0 & h_0 & \cdots & h_{v-1} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ h_1 & \cdots & h_v & 0 & \cdots & 0 & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{N-1} \\ \vdots \\ x_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{N-1} \\ \vdots \\ n_0 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

หรือเขียนดังสมการ

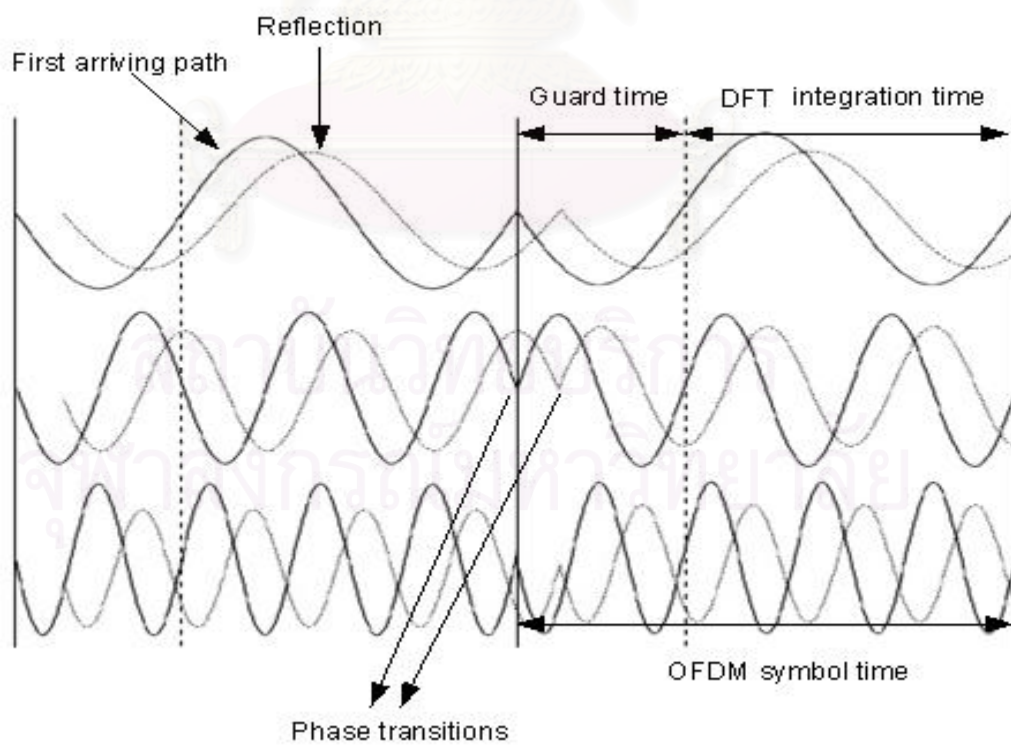
$$\mathbf{y} = \hat{\mathbf{H}}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.17)$$

โดยที่เมตริกซ์ช่องสัญญาณ $\hat{\mathbf{H}}$ เป็น circulant เมตริกซ์ที่มีขนาด $N \times N$ รูปที่ 2.3 แสดงรูปแบบของเวลาที่เป็นแบบ Cyclic Prefix Insertion ซึ่งจะทำให้การประวิงของสัญญาณ OFDM ไม่ส่งผลกระทบต่อจำนวนคาบคลื่นในช่วงเวลาการทำฟูรีเยร์ นั่นคือทราบได้ว่าการประวิงนั้นน้อยกว่าเวลาการประวิงนั้นจะไม่ทำให้เกิด ICI นั่นเอง

ตัวอย่างผลของเวลาประวิงของคลื่นหลายวิถีที่มีต่อสัญญาณ OFDM เป็นดังในรูปที่ 2.4 สัญญาณที่รับได้ประกอบด้วยสัญญาณจาก 2 วิถี โดยที่สัญญาณเส้นทึบแสดงเส้นทางหลัก และเส้นประแสดงสัญญาณซึ่งมีการประวิง ในรูปแสดงสัญญาณของคลื่นพาห่อย่อยซึ่งแยกจากกัน แต่ในความเป็นจริงสัญญาณเหล่านี้จะรวมกันอยู่ เพื่อการอธิบายในที่นี้จึงได้แยกแต่ละส่วนออกจากกันเพื่อแสดงให้เห็นถึงผลของเวลาประวิงของคลื่นหลายวิถี จากตัวอย่าง เมื่อสัญญาณที่เป็นเส้นประมีการประวิงเวลาไปไม่มากกว่าเวลาคลื่นโดยจะเห็นได้ว่าในช่วงการแปลงฟูรีเยร์นั้นการประวิงที่เกิดขึ้นไม่ได้ทำลายความตั้งฉากกันของแต่ละพาห่อย่อย แต่ถ้าการประวิงนานกว่าช่วงเวลานั้นก็จะทำให้จุดที่เกิดการเลื่อนเฟสตกอยู่ภายในช่วงการแปลงฟูรีเยร์ และเป็นสาเหตุให้ระบบสูญเสียความตั้งฉากกันของแต่ละคลื่นพาห่อย่อย



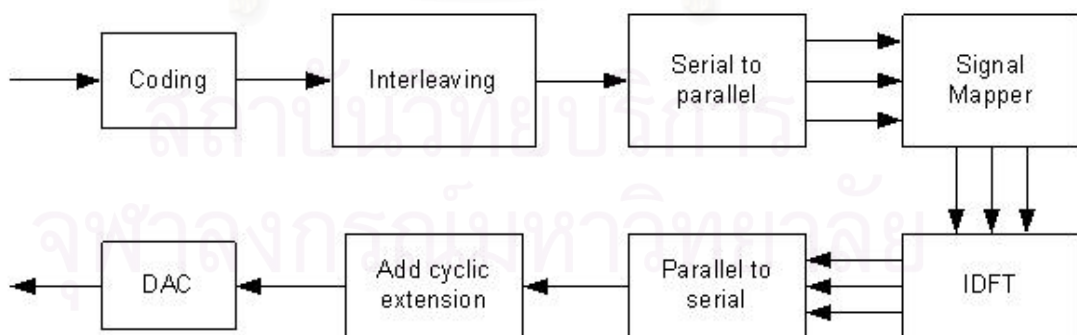
รูปที่ 2.3 การรบกวนแบบ ICI ถูกป้องกันได้ด้วยเวลาเกินแบบ Cyclic Extension



รูปที่ 2.4 วิธีการที่เวลาเกินป้องกันการเกิด ICI

2.5 กระบวนการสร้างสัญญาณ OFDM ที่ภาคส่ง

จากหลักการของระบบ OFDM ที่กล่าวมาในข้างต้น สามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 2.5 โดยในขั้นแรกบิตข้อมูลขาเข้าซึ่งอยู่ในรูปไบนารี (binary input data) จะถูกนำการเข้ารหัส (coding) และทำการวางสลับ (interleaving) เพื่อป้องกันการเกิดเบิสต์ (burst) หลังจากนั้นข้อมูลที่ทำการเข้ารหัสแล้วจะถูกนำไปจัดวางลงบนสัญลักษณ์ M-PSK หรือ M-QAM จากนั้นบิตข้อมูลขาเข้าซึ่งอยู่ในรูปอนุกรม (serial) จะถูกนำไปแปลงให้อยู่ในรูปขนาน (parallel) โดยจำนวนบิตข้อมูลที่ขนานกันจะมีค่าเท่ากับจำนวนคลื่นพาห่อย่อยที่ใช้ บิตข้อมูลที่อยู่ในรูปขนานแต่ละชุดข้อมูลจะถูกนำไปผ่านกระบวนการแปลงฟูรีเยร์แบบผกผันเพื่อทำให้เป็นสัญญาณในอาณาจักรเวลา โดยจำนวนบิตข้อมูลที่ขนานกันชุดหนึ่งๆ จะเท่ากับจำนวนจุดที่ใช้ในการแปลงฟูรีเยร์แบบผกผันเช่นกัน ซึ่งการแปลงฟูรีเยร์แบบผกผันในที่นี้เปรียบเสมือนการนำข้อมูลเข้าไปมอดูเลตกับคลื่นพาห่อย่อยแต่ละตัว จากนั้นข้อมูลในโดเมนเวลาที่อยู่ในรูปขนานก็จะถูกแปลงเป็นข้อมูลในรูปอนุกรม ที่ส่วนหน้าของชุดบิตข้อมูลในโดเมนเวลารูปอนุกรมนี้จะถูกนำไปเติมเวลากันเพื่อป้องกันการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์และการแทรกสอดระหว่างช่องสัญญาณ สุดท้ายข้อมูลที่ผ่านการเติมเวลากันแล้วก็จะถูกนำไปทำเป็นสัญญาณแอนะล็อกเพื่อทำการส่งผ่านช่องสัญญาณไปยังด้านรับ



รูปที่ 2.5 บล็อกไดอะแกรมแสดงกระบวนการสร้างสัญญาณ OFDM

บทที่ 3

อัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย

3.1 บทนำ

ปัญหาสำคัญอย่างหนึ่งของการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาคือกำลังค่ายอดของสัญญาณมีค่าสูงมากเมื่อเทียบกับกำลังเฉลี่ย เนื่องจากในทางปฏิบัติระบบต่างๆ จะมีการจำกัดกำลังสูงสุดที่ใช้ส่งสัญญาณ ดังนั้นระบบจะใช้งานได้ดีเมื่อวงจรขยายทำงานอยู่ในช่วงที่เป็นเชิงเส้นเท่านั้น ดังนั้นเมื่อกำลังค่ายอดมีค่าสูงมากทำให้ช่วงการทำงานของวงจรขยายอยู่สูงกว่าจุดอิ่มตัว (saturation) จึงต้องทำ back off หรือลดพลังงานอินพุตของวงจรขยาย แต่เมื่อกำลังค่ายอดมีค่าสูงมากจนกระทั่งการ back off วงจรขยายมีค่ามากเกินไป จึงต้องยอมให้มีการอิ่มตัวของวงจรขยายกำลัง หรือทำการชลิบในเครื่องแปลงผันสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก (Digital to Analog Converter) แต่มีผลให้เกิดความเพี้ยนจากการมอดูเลตระหว่างสัญญาณ (Inter-Modulation Distortion) ซึ่งมีผลให้อัตราความผิดพลาดบิตเพิ่มขึ้นและทำให้สเปกตรัมของสัญญาณที่ส่งออกไปแผ่กว้างขึ้น ทำให้เกิดการแทรกสอดของสัญญาณข้างเคียง

3.2 อัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย

โดยปกติแล้วค่า PAPR ถูกนำมาใช้เป็นเกณฑ์ในการประเมินว่ามีค่าเอนVELOPE ของสัญญาณมากเกินไปหรือไม่ โดยที่ค่า PAPR ของสัญญาณ x_r มีค่าดังสมการที่ (3.1) โดยให้ τ ใช้แทนได้ทั้งดัชนีเวลาต่อเนื่อง t เช่น $x^m(t)$ และดัชนีเวลาไม่ต่อเนื่อง n เช่น $x^m[n]$

$$PAPR\{x_r, T\} = \frac{\max_{\tau \in T} |x_r|^2}{E\{|x_r|^2\}} \quad (3.1)$$

โดยให้ $\max_{\tau \in T} |x_r|^2$ แทนกำลังเอนVELOPE สูงสุดขณะหนึ่งและ $E\{|x_r|^2\}$ แทนกำลังเฉลี่ยของสัญญาณโดยที่ T แทนช่วงเวลาที่ใช้ในการคำนวณค่า PAPR

สำหรับการส่งสัญญาณแถบผ่าน (Passband) สัญญาณหลายคลื่นพาห้ที่ส่งต้องทำการมอดูเลตบนความถี่คลื่นพาห้ f_c

$$x_{PB}(t) = \text{Re}\{x(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (3.2)$$

$$x_{PB}(t) = \text{Re}\{x(t)\}\cos(j2\pi f_c t) - j\text{Im}\{x(t)\}\sin(j2\pi f_c t) \quad (3.3)$$

$$x_{PB}(t) = x_I(t)\cos(j2\pi f_c t) - jx_Q(t)\sin(j2\pi f_c t) \quad (3.4)$$

เมื่อความถี่คลื่นพาห้ f_c มีค่าสูงกว่าความถี่ของสัญญาณแถบฐานมากๆ ($f_c \gg N/T$) ค่ากำลังค่ายอดของสัญญาณแถบผ่านจะมีค่าเท่ากับกำลังค่ายอดของสัญญาณแถบฐาน

$$\max|x_{PB}(t)| \approx \max|x(t)| \quad (3.5)$$

สำหรับการมอดูเลตแบบ M-QAM

$$E\{|x_I(t)|^2\} = E\{|x_Q(t)|^2\} = \frac{1}{2}E\{|x(t)|^2\} \quad (3.6)$$

ดังนั้นค่ากำลังเฉลี่ยของสัญญาณแถบผ่านมีค่า

$$E\{|x_{PB}(t)|^2\} = \frac{1}{2}E\{|x_I(t)|^2\} + \frac{1}{2}E\{|x_Q(t)|^2\} = \frac{E\{|x(t)|^2\}}{2} \quad (3.7)$$

จากสมการที่ (3.6) และ (3.7) แสดงได้ว่าค่า PAPR ของสัญญาณแถบผ่านสูงกว่าสัญญาณแถบฐานประมาณ 3 dB

$$PAPR\{x_{PB}(t)\} = \frac{\max_{t \in T}|x_{PB}(t)|^2}{E\{|x_{PB}(t)|^2\}} \quad (3.8)$$

$$PAPR\{X_{PB}(t)\} \approx \frac{\max_{t \in T} |x(t)|^2}{E\{|x(t)|^2\}/2} = 2PAPR\{x(t)\} \quad (3.9)$$

ในส่วนต่อไปจะยกตัวอย่างการคำนวณค่า PAPR ของสัญญาณหลายคลื่นพาห์แบบ DMT/OFDM ที่เวลาไม่ต่อเนื่องโดยใช้การสุ่มตัวอย่างเกิน L เท่า เมื่อ L คือ up sampling factor โดยใช้สมการที่ (3.1) เมื่อกำลังค่ายอดมีค่าเท่ากับสมการที่ (3.10)

$$\max_n |x^m[n/L]|^2 = \frac{1}{N} \left| \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X_k^m e^{j2\pi kn/NL} \right|^2 \quad (3.10)$$

$$\max_n |x^m[n/L]|^2 \leq \frac{1}{N} \left(\sum_{k=0}^{N-1} \max |X_k^m| \right)^2 \quad (3.11)$$

จากความสัมพันธ์ของปาร์เซวาล (Parseval's Relationship) จะได้กำลังเฉลี่ยเป็น

$$E\{|x^m(n/L)|^2\} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} E\{|X_k^m|^2\} \quad (3.12)$$

สำหรับกรณีทีคลื่นพาห์ย่อยทุกคลื่นใช้ใช้คอนสเทเลชันแบบเดียวกัน (ระบบ OFDM) ค่า PAPR ที่มากที่สุดจะมีค่า

$$PAPR\{x^m(n/L)\} \leq N \frac{\max |X_k^m|^2}{E\{|X_k^m|^2\}} \quad (3.13)$$

จากสมการที่ (3.13) จะเห็นได้ว่าค่าของสมการที่ทั้งสองข้างสามารถมีค่าเท่ากันได้ ตัวอย่างเช่น ที่ $n=0$ เมื่อให้สัญลักษณ์ย่อยทั้งหมดมีเฟสเดียวกัน $\{X_0^m\} = \arg\{X_k^m\}, k=1, \dots, N-1$

ดังนั้นจะเห็นได้ว่าค่า PAPR เพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นตามจำนวนคลื่นพาห์ เพื่อให้กระบวนการทำงานเป็นเชิงเส้น สัญญาณหลายคลื่นพาห์จึงต้องการให้กำลังสูงสุดของสัญญาณในช่วง $(-\max_n |x_n|, \max_n |x_n|)$ ซึ่งมีค่าต่ำกว่าจุดอิมพัลส์ของเครื่องส่ง

3.3 ตัวประกอบค่ายอด

ตัวประกอบค่ายอดหรือ Crest Factor (CF) [32] เป็นอีกค่าหนึ่งที่น่ามาใช้เป็นเกณฑ์ในการประเมินว่ามีค่าเอนเวโลปหรือขนาดสูงที่สุดของสัญญาณ OFDM ในโดเมนเวลาว่ามีค่าสูงกว่าค่าเฉลี่ยมากน้อยเท่าใด ซึ่งตัวประกอบค่ายอดเป็นอัตราส่วนของขนาดของสัญญาณที่มีค่ามากที่สุด ($\|x\|_{\infty}$) กับค่าเฉลี่ยอาร์เอ็มเอสของสัญญาณ ($\|x\|_2$) ซึ่งมีค่าดังสมการที่

$$CF(x) = \frac{\|x\|_{\infty}}{\|x\|_2} \quad (3.14)$$

โดยมีความสัมพันธ์กับ PAPR ดังนี้

$$CF \approx \sqrt{PAPR} \quad (3.15)$$

3.4 คุณสมบัติทางสถิติของสัญญาณแถบฐาน

สำหรับสัญญาณแถบฐานนั้นต้องให้ค่าที่ออกจาก IDFT หรือสัญญาณในอาณาจักรของเวลามีค่าเป็นจำนวนจริงเราจึงอาศัยคุณสมบัติสมมาตรของ Discrete Fourier Transform โดยจับคู่สัญญาณ M-PSK หรือ M-QAM จำนวน \tilde{N} สัญญาณ (เขียนอยู่ในรูปเวกเตอร์ค่าเชิงซ้อน $\tilde{\mathbf{X}} = [\tilde{X}_0 \dots \tilde{X}_{\tilde{N}-1}]^T$) ให้เป็นสัญญาณ M-PSK หรือ M-QAM จำนวน N สัญญาณ โดยที่ $N = 2\tilde{N}$ และกำหนดให้

$$X_k = \tilde{X}_k$$

$$X_{N-k} = \tilde{X}_k^* \quad ; k=1, 2, \dots, \tilde{N}-1$$

และ

$$X_0 = \text{Re}(\tilde{X}_0)$$

ด้วยเทคนิคนี้จะได้สัญลักษณ์ M-PSK หรือ M-QAM จำนวน N สัญลักษณ์ ซึ่งสามารถเขียนอยู่ในรูปเวกเตอร์ค่าเชิงซ้อน $\mathbf{X} = [X_0 \dots X_{N-1}]^T$ เมื่อใช้ IDFT แปลงเวกเตอร์ค่าเชิงซ้อน \mathbf{X} นี้จะได้สัญลักษณ์ในอาณาจักรของเวลาที่เขียนอยู่ในรูปเวกเตอร์ค่าจำนวนจริง $\mathbf{x} = [x_0 \dots x_{N-1}]^T$ (\mathbf{x} แทนค่าในอาณาจักรของเวลาและ \mathbf{X} แทนค่าในอาณาจักรของความถี่) โดยที่ x_n มีค่าตามสมการที่ (2.9) หรือสามารถเขียนในรูปเมตริกซ์ดังสมการที่ (2.12) เมื่อให้สัญลักษณ์ย่อย X_k เป็นอิสระต่อกันทำให้สัญลักษณ์ x_n ไม่มีสหสัมพันธ์ต่อกัน ซึ่งนำไปสู่การสมมุติฐานว่า N ที่มีขนาดใหญ่ และสัญลักษณ์ X_k เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการกระจายแบบอิสระต่อกันทั้งหมด เมื่อนำสัญลักษณ์ x_n แต่ละครั้งมารวมกันแบบเชิงเส้นทำให้ตัวแปรที่ได้มีลักษณะเป็นการสุ่มแบบเกาส์และค่าความแปรปรวน (variance) เท่ากับ σ และสามารถแสดงฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (probability density function, pdf) ของ x_n ได้ดังนี้

$$f(x_n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{x_n^2}{2\sigma^2}\right] \quad (3.16)$$

เนื่องจาก $PAPR_0 (dB) = 10 \log(x_n^2 / \sigma^2)$ ดังนั้นความน่าจะเป็นที่ขนาดของ x_n จะมีอัตราส่วนกำลังต่อกำลังเฉลี่ยน้อยกว่า $PAPR_0 (dB)$ คือ $\text{Prob} \left[|x_n| < \sigma \sqrt{10^{PAPR_0/10}} \right]$ โดยที่

$$\text{Prob} \left[|x_n| < \sigma \sqrt{10^{PAPR_0/10}} \right] = \frac{\sigma \sqrt{10^{PAPR_0/10}}}{-\sigma \sqrt{10^{PAPR_0/10}}} \int_{-\sigma \sqrt{10^{PAPR_0/10}}}^{\sigma \sqrt{10^{PAPR_0/10}}} f(x_n) dx_n \quad (3.17)$$

เมื่อ $\int_a^b f(t) dt = \int_{-\infty}^b f(t) dt - \int_{-\infty}^a f(t) dt$ และฟังก์ชันค่าผิดพลาด (error function) มีค่าเป็น

$$\text{erf}(a) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^a e^{-t^2} dt \quad \text{ดังนั้นจะได้}$$

$$\left[|x_n| < \sigma \sqrt{10^{PAPR_0/10}} \right] = \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \text{erf} \left(\sqrt{\frac{10^{PAPR_0/10}}{2}} \right) \right] - \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \text{erf} \left(-\sqrt{\frac{10^{PAPR_0/10}}{2}} \right) \right] \quad (3.18)$$

เนื่องจาก $\text{erf}(a) = -\text{erf}(-a)$ ดังนั้น

$$\text{Prob}\left[|x_n| < \sigma\sqrt{10^{PAPR_0/10}}\right] = \text{erf}\left(\sqrt{\frac{10^{PAPR_0/10}}{2}}\right) \quad (3.19)$$

ดังนั้นความน่าจะเป็นที่ขนาดของ x_n จำนวน N สัญลักษณ์จะมี PAPR น้อยกว่า $PAPR_0$ (dB) คือ

$$\text{Prob}[PAPR_i < PAPR_0] = \left[\text{erf}\sqrt{\frac{10^{PAPR_0/10}}{2}}\right]^N \quad (3.20)$$

ดังนั้นความน่าจะเป็นที่สัญลักษณ์ OFDM จะมีค่า PAPR สูงกว่า $PAPR_0$ (dB) คือ

$$\text{Prob}[PAPR_i > PAPR_0] = 1 - \left[\text{erf}\sqrt{\frac{10^{PAPR_0/10}}{2}}\right]^N \quad (3.21)$$

ฟังก์ชันการแจกแจงความน่าจะเป็นสะสม (Cumulative Distribution Function) ของตัวแปรสุ่ม $PAPR\{x(n)\}$ มีสมการที่แจกแจงตัวเป็นรูปแบบปิด (Closed Form):

$$\text{Prob}\{PAPR\{x(n)\} < \gamma^2\} = \text{Prob}\left\{\frac{|x(0)|^2}{E\{|x(n)|^2\}} < \gamma^2, \dots, \frac{|x(N-1)|^2}{E\{|x(n)|^2\}} < \gamma^2\right\} \quad (3.22)$$

$$\text{Prob}\{PAPR\{x(n)\} < \gamma^2\} = \left(\text{Prob}\left\{\frac{|x(n)|^2}{E\{|x(n)|^2\}} < \gamma^2\right\}\right)^N \quad (3.23)$$

เมื่อ Q ฟังก์ชันหรือ Gaussian Error Integral แสดงดังสมการที่ (3.24)

$$Q(\gamma) = \int_{\gamma}^{\infty} f(x) dx \quad (3.24)$$

จะได้ CDF ของ PAPR $\{x(n)\}$ เป็น

$$\text{Prob}\{PAPR\{x(n)\} < \gamma^2\} = (1 - 2Q(\gamma))^N \quad (3.25)$$

ดังนั้นฟังก์ชันการแจกแจงความน่าจะเป็นสะสมเติมเต็ม (Complementary Cumulative Distribution Function : CCDF) เขียนได้เป็น

$$\text{Prob}\{PAPR\{x(n)\} > \gamma^2\} = 1 - (1 - 2Q(\gamma))^N \quad (3.26)$$

ดังนั้นเมื่อสัญญาณหลายคลื่นพาหุที่มีจำนวนคลื่นพาหุย่อยเป็น N จำนวน เมื่อ N มีค่ามากทำให้ข้อมูลที่ทำให้การสุ่มเกิดค่า PAPR ที่สูงมาก แม้ว่าในระบบทั่วไป PAPR ที่เกิดขึ้นส่วนใหญ่จะต่ำกว่า 15-17 dB แต่ก็ยังคงมีค่าที่สูง ดังนั้นวิธีในการลดค่า PAPR จึงเป็นสิ่งที่สำคัญมาก

3.5 ลักษณะของความไม่เป็นเชิงเส้นไร้ความจำ

หัวข้อนี้จะกล่าวถึงแบบจำลองไม่เชิงเส้นบางชนิดที่ใช้กันอยู่ทั่วไปในงานวิจัย เพื่อใช้แทนอุปกรณ์ไม่เชิงเส้นที่ใช้กันทั่วไป โดยที่ $g(\cdot)$ คือฟังก์ชันแบบไม่เชิงเส้นหรือเป็นสัญญาณที่มีความเพี้ยน ดังนั้นสัญญาณที่ส่งเขียนได้เป็น

$$\mathbf{x}^g = g(\mathbf{x}) \quad (3.27)$$

โดยที่ \mathbf{x} แทนได้ทั้งตัวอย่าง $x(n/L)$ ของลำดับที่เวลาไม่ต่อเนื่องและสัญญาณที่เวลาต่อเนื่อง $x(t)$ เพื่อให้การอธิบายได้ง่ายขึ้นจึงสมมุติให้ความไม่เชิงเส้นแบบไร้ความจำ (memoryless nonlinearity) ในสมการที่ (3.26) ลดรูปเป็นสมการที่สเกลาร์ ซึ่งการสมมุติแบบนี้ใช้ทั่วไปในงานวิจัยที่ใช้อุปกรณ์แบบไม่เชิงเส้นเช่น วงจรจำกัดค่า (Limiter) และวงจรขยายกำลังสูง ซึ่งการจำลองแบบนี้สามารถใช้แทนอุปกรณ์ไร้ความจำได้ดี อย่างไรก็ตามหลักการที่จะกล่าวนี้ส่วนใหญ่สามารถขยายไปสู่อุปกรณ์ไม่เชิงเส้นแบบจำได้โดยการประยุกต์เพียงเล็กน้อย ถ้าการทำงานแบบไม่เชิงเส้นไร้ความจำอยู่ในรูปแบบของตัวอย่างเวลาไม่ต่อเนื่อง ซึ่งสามารถเขียนเอาต์พุตของการทำงานแบบไม่เชิงเส้นไร้ความจำได้เป็น

$$x^g[n] = g(x[n]) \quad (3.28)$$

ในทำนองเดียวกัน ถ้าการทำงานแบบไม่เป็นเชิงเส้นอยู่ในรูปของสัญญาณที่เวลาต่อเนื่อง ดังนั้น สัญญาณที่ผิดเพี้ยนสามารถเขียนได้เป็น

$$x^g(t) = g(x(t)) \quad (3.29)$$

ต่อไปจะพิจารณาความไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่ขยายตัว (Non-Expansive) ที่มีค่าความอิมิตัวสูงสุดเป็น A โดยที่คุณสมบัติการไม่ขยายสัญญาณสามารถเขียนในเชิงคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

$$|g(x)| \leq |x|, \forall x \quad (3.30)$$

ดังนั้นอุปกรณ์ไม่เชิงเส้นโดยทั่วไปจะมีลักษณะเป็นฟังก์ชันต่อเนื่อง f และมีอัตราขยายสูงสุดเป็น $\alpha > 0$ โดยที่ $|f(x)| \leq \alpha|x|$ เขียนสมการที่ได้เป็น $f = \alpha g$ โดยที่ g มีคุณสมบัติไม่ขยายสัญญาณ ดังนั้นอุปกรณ์ขยายสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้น สามารถแยกองค์ประกอบได้เป็น วงจรขยายเชิงเส้นในอุดมคติที่มีอัตราขยาย α และอุปกรณ์ที่ไม่ขยายสัญญาณซึ่งแทนด้วย g ในทางปฏิบัติส่วนใหญ่อุปกรณ์ไม่เชิงเส้นก็มีคุณสมบัติการอิมิตัว ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$|g(x)| \leq A, \forall x \quad (3.31)$$

โดยปกติลักษณะไม่เชิงเส้นในอาณาจักรเวลาต่อเนื่องส่วนใหญ่เกิดจากวงจรขยายกำลังสูง (High Power Amplifier : HPA) เพื่อความสะดวกจะเขียน HPA แบบไม่เป็นเชิงเส้นในรูปของสัญญาณอินพุตแบบพิกัดเชิงขั้วดังนี้

$$x = |x|e^{j\arg\{x\}} = \rho e^{j\phi} \quad (3.32)$$

ดังนั้นแอมพลิจูดเชิงซ้อนของสัญญาณเอาต์พุตสามารถเขียนได้เป็น

$$g(x) = F[\rho]e^{j(\phi+\Phi[\rho])} \quad (3.33)$$

โดยที่ $F[\rho]$ และ $\Phi[\rho]$ แทนลักษณะการแปลงผันแบบไม่เป็นเชิงเส้นที่ไร้ความจำของ AM/AM และ AM/PM ตามลำดับ

3.6 ผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้นที่มีต่อสมรรถนะของระบบ

เมื่อสัญญาณที่ส่งผิดเพี้ยนไปเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้น ปัญหาหลักที่เกิดขึ้นมี 2 อย่างคือ การลดลงของ PSD และ BER ที่เพิ่มขึ้น เมื่อสัญญาณหลายคลื่นพาหามีลักษณะเป็นแบบเกาส์ ดังนั้นจำนวนของการผิดเพี้ยนที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นที่ไร้ความจำจะขึ้นอยู่กับอัตราส่วนของ $A^2 / E\{|x|^2\}$ โดยที่ A^2 คือกำลังเอาต์พุตสูงสุดจากอุปกรณ์ไม่เชิงเส้นและ $E\{|x|^2\}$ เป็นพลังงานเฉลี่ยของสัญญาณอินพุต ซึ่งสามารถกำหนดพารามิเตอร์ที่เรียกว่าระดับการขลิบ (Clip Level) ให้มีค่าดังนี้

$$\text{Clip Level} = 10 \log_{10} \frac{A^2}{E\{|x|^2\}} \text{ [dB]} \quad (3.34)$$

หรือเรียกว่า Input Back-off (IBO) นั้นเองและค่านี้ยังเป็นตัวกำหนดจุดทำงานของวงจรรขยาย โดยการใช้ IBO ทำให้ความเพี้ยนที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรรขยายจะลดลง อย่างไรก็ตามประสิทธิภาพในการใช้วงจรรขยายกำลังก็จะลดต่ำลง ในทำนองเดียวกันพารามิเตอร์ Output Back Off สามารถนิยามได้ดังนี้

$$\text{OBO} = 10 \log_{10} \frac{A^2}{E\{|g(x)|^2\}} \text{ [dB]} \quad (3.35)$$

โดยปกติแล้วกำลังเอาต์พุตจะน้อยกว่ากำลังอินพุตสำหรับความไม่เป็นเชิงเส้นที่ไม่ขยายสัญญาณใดๆ อย่างไรก็ตามถ้าสัญญาณหลายคลื่นพาหามีช่วงอยู่ในบริเวณที่เป็นเชิงเส้นของอุปกรณ์อยู่เกือบตลอดเวลา กำลังทั้งสองแบบนี้จะมีค่าใกล้เคียงกันมาก ซึ่งทำให้ $\text{IBO} \approx \text{OBO}$

เมื่อสัญญาณอยู่ในระบบไม่เชิงเส้นทำให้ PSD เลวลงและมี BER เพิ่มขึ้น นั่นคือสัญญาณเอาต์พุตจะผิดเพี้ยนจากการมอดูเลตระหว่างสัญญาณ ทำให้เกิดพลังงานที่ความถี่นอกแถบหรือความถี่ที่เกิดขึ้นอยู่นอกแบนด์วิดท์ เรียกปรากฏการณ์นี้ว่าการเติบโตใหม่ของสเปกตรัม (Spectral

Regrowth) ในการใช้งานส่วนใหญ่ผู้ใช้ต้องมีการแบ่งสเปกตรัมเพื่อใช้ร่วมกัน ซึ่งผู้ใช้อาจต้องใช้ IBO ค่าสูงหรือใช้ค่ากรองต่อจากอุปกรณ์ไม่เชิงเส้น การกรองหลังจาก HPA อาจมีต้นทุนสูงได้และมีหลายๆ กรณีที่ลดกำลังส่งให้ต่ำลงโดยยอมให้มี BER เพิ่มขึ้น

3.7 แนวทางในการลดอัตราส่วนกำลังค้ายอดต่อกำลังเฉลี่ย

ในปัจจุบันมีการเสนอวิธีในการลดค่า PAPR หลายวิธี โดยจะแบ่งวิธีต่างๆ ออกเป็น 2 แบบคือการลด PAPR ที่ทำให้เกิดความเพี้ยน และการลด PAPR ที่ไม่ทำให้เกิดความเพี้ยน ซึ่งการลด PAPR แบบแรกทำให้ BER แ่ลง ส่วนแบบที่สองจะลด PAPR ก่อนที่จะถึงอุปกรณ์ไม่เชิงเส้น โดยสัญลักษณ์ที่ส่งมีลักษณะผิดเพี้ยนไป ซึ่งวิธีในกลุ่มนี้โดยปกติจะลด PAPR ได้มากกว่าโดยที่อัตราข้อมูลมีค่าต่ำลง

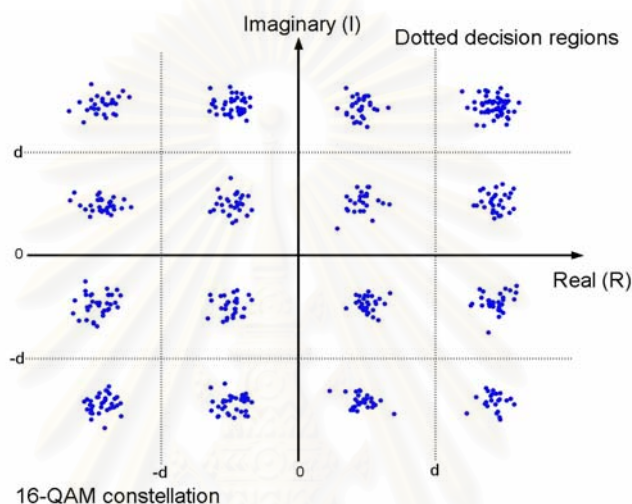
ก. การลด PAPR ที่ทำให้เกิดความเพี้ยน

1. การขลิบสัญญาณ (Clipping)

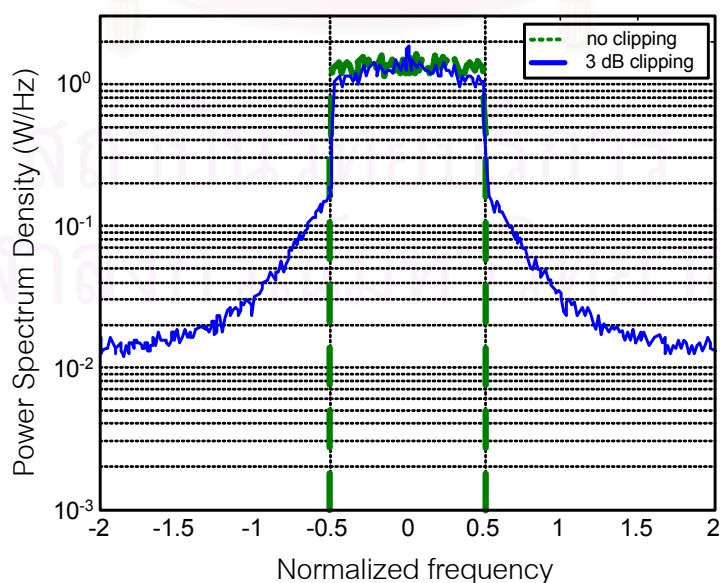
เป็นการลดค่า PAPR แบบง่าย โดยกำหนดให้ขนาดของสัญญาณด้านส่งที่มีค่าสูงที่สุดมีขนาดจำกัด หรือเรียกว่าเป็นการขลิบสัญญาณซึ่งการขลิบนี้สามารถกระทำได้ด้วยอย่าง ที่เวลาไม่ต่อเนื่องก่อนที่จะเข้า DAC หรือทำได้โดยการออกแบบ DAC และหรือวงจรขยายด้วย ระดับอิมพัลส์ที่ต่ำกว่าช่วงพลวัตของสัญญาณ วิธีกรนี้ใช้กันอย่างแพร่หลายเนื่องจากค้ายอดที่ สูงมีโอกาสเกิดขึ้นต่ำมากการขลิบจึงอาจเป็นเทคนิคที่มีประสิทธิภาพในการลด PAPR แม้ว่าจะ เป็นที่รู้กันว่าเป็นกระบวนการไม่เชิงเส้นและอาจทำให้เกิดความเพี้ยนในแถบ (In Band Distortion) จะส่งผลให้ระบบมีอัตราบิดผิดพลาดสูงขึ้น ดังรูปที่ 3.1 ผลเสียที่เกิดจากการขลิบอีก ประการหนึ่งคือการปล่อยสัญญาณที่ความถี่นอกแถบ (out-of-band emission) สูงขึ้น ซึ่งจะไป แทรกสอดสัญญาณที่มีแถบความถี่ที่อยู่ติดกัน ส่งผลให้ระบบมีประสิทธิภาพเชิงสเปกตรัมต่ำลง ดังรูปที่ 3.2

มีงานที่ได้รับการตีพิมพ์จำนวนมากที่หาปริมาณความเสื่อมถอย (Degradation) ของสัญญาณหลายคลื่นพาห်อันเนื่องมาจากความไม่เป็นเชิงเส้น ตัวอย่างเช่น [14] ซึ่งเป็น

งานวิจัยในช่วงเริ่มแรกที่หาปริมาณนี้สำหรับกรณีที่สัญญาณหลายคลื่นพาห้เป็นค่าจริง (สัญญาณแถบฐาน) และ [15] ได้หาปริมาณนี้สำหรับกรณีที่สัญญาณหลายคลื่นพาห้เป็นค่าเชิงซ้อน (สัญญาณแถบผ่าน) งานวิจัยทั้งหมดนี้อนุมานว่าความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรจำกัดค่าอย่างละเอียดเป็นแบบอุดมคติ แล้วจึงคำนวณหาความสัมพันธ์ของ SNR และ PSD ของสัญญาณที่ถูกขลิบหรือถูกจำกัด



รูปที่ 3.1 ความเพี้ยนที่เกิดจากการขลิบสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห้ (512 คลื่นพาห้ย่อย)



รูปที่ 3.2 ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ถูกขลิบ

ในส่วนของการแผ่พลังงานนอกแถบสามารถลดได้ด้วยการกรองหลังจากความไม่
เป็นเชิงเส้น อย่างไรก็ตามวงจรกรองที่ต้องใช้ต่อจากวงจรขยายกำลังสูงอาจมีต้นทุนสูงมากได้
ในทางปฏิบัติแล้วจะขลิบและกรองก่อนที่จะถึง HPA แต่ในกรณีนี้สัญญาณรบกวนทั้งหมดที่เกิด
จากการขลิบจะไปตกอยู่ในสเปกตรัมของแถบข้อมูลจึงไม่สามารถตัดสัญญาณรบกวนนี้ออกไปได้
ด้วยการกรอง เพื่อที่จะหลีกเลี่ยงการเกิดการเคลือบแฝง (Aliasing) จึงต้องสุ่มตัวอย่างเกิน
(Oversample) กับสัญญาณดิจิทัลโดยการเติมจุดศูนย์และทำ IDFT ที่ยาวขึ้น แล้วจึงกรอง
หลังจากการขลิบเพื่อที่จะลดผลของสัญญาณแทรกสอดนอกแถบที่เกิดจากการขลิบ จากการวิจัย
ของ [16] พบว่าหลังจากการกรองแล้ว PAPR อาจกลับมามีค่าสูงได้อีก

2. การทำวินโดว์ให้กับค่ายอด (Peak windowing) [17,18]

วิธีนี้เป็นการทำวินโดว์ให้กับค่ายอด ซึ่งวิธีนี้จะใช้วินโดว์ทางเวลาทำให้ขั้นตอนการ
ขลิบมีลักษณะราบเรียบ วิธีนี้จะไปลดการแผ่พลังงานนอกแถบแต่ BER ก็เพิ่มตามไปด้วย ในวิธีนี้
จะมีการคูณค่ายอดของสัญญาณที่มีค่ามากด้วยวินโดว์รูปร่างต่างๆ โดยวินโดว์นั้นต้องมี
คุณสมบัติเชิงสเปกตรัมที่ดี เนื่องจากการคูณสัญญาณด้วยวินโดว์ทำในอาณาจักรเวลา ดังนั้นใน
อาณาจักรความถี่จึงเป็นการคอนโวลูชัน (Convolution) ระหว่างสเปกตรัมของสัญญาณกับ
สเปกตรัมของวินโดว์ ในทางอุดมคติวินโดว์ควรมีสเปกตรัมที่แคบที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ แต่
ในทางกลับกันวินโดว์ไม่ควรจะมีช่วงเวลาที่ยาวเกินไปในอาณาจักรเวลา เนื่องจากวินโดว์นี้จะไป
ส่งผลกระทบต่อสัญญาณส่วนอื่นๆ ซึ่งจะส่งผลให้อัตราความผิดพลาดของบิตสูงขึ้น ฟังก์ชัน
วินโดว์ที่เหมาะสม ได้แก่ วินโดว์โคไซน์ (Cosine) ไกเซอร์ (Kaiser) และเกาส์เซียน (Gaussian) วิธี
นี้มี BER และสัญญาณแทรกสอดนอกแถบน้อยกว่าวิธีแรก

อย่างไรก็ตามสำหรับช่องสัญญาณทั่วไปแล้วไม่มีวิธีใดเลยที่ช่วยลดการเพิ่มขึ้นของ
BER การเพิ่มขึ้นของ BER นี้ อาจแก้ได้ด้วยรหัสแก้ความผิดพลาด (Error Correcting Code) แต่ก็
ทำให้ความซับซ้อนทั้งเครื่องส่งและเครื่องรับเพิ่มขึ้นและเวลาประวิงของระบบก็เพิ่มมากขึ้น

ข. การลด PAPR ที่ไม่มีความเพี้ยน

วิธีประเภทนี้จะลด PAPR ของสัญญาณก่อนที่จะถึงอุปกรณ์ไม่เชิงเส้นโดยไม่ไปเพิ่ม
BER

1. การเข้ารหัส (Coding)

วิธีการเข้ารหัสจะเข้ารหัสข้อมูลก่อนผ่าน IDFT เพื่อให้สัญลักษณ์ในอาณาจักรของเวลามีค่า PAPR ต่ำลง หลักการของวิธีการนี้เกิดจากแนวคิดที่ว่ากำลังค่ายอดของสัญลักษณ์หลายคลื่นพาหะนั้นขึ้นอยู่กับรูปแบบของชุดข้อมูลที่ส่งไป โดยที่รูปแบบของชุดข้อมูลแต่ละแบบจะมีค่า PAPR ที่แตกต่างกัน ซึ่งรูปแบบของชุดข้อมูลบางรูปแบบมีค่า PAPR ที่ต่ำ บางรูปแบบมีค่า PAPR สูง ดังนั้นวิธีนี้จึงเข้ารหัสข้อมูลเพื่อหลีกเลี่ยงการส่งชุดข้อมูลที่มีค่า PAPR สูง โดยรหัสที่ใช้เพื่อลดค่า PAPR นั้นมีหลายแบบที่สามารถลดค่า PAPR ได้ดีเช่น การเข้ารหัสแบบบล็อก (Block coding), นิวแมนเฟส (Newman Phase), ซาปิโรและรูดีนเฟส (Shapiro and Rudin Phase) [17], ลำดับเติมเต็มโกเลย์ (Golay Complementary Sequence) [20] และ นาราฮาชิเฟส (Narahashi Phase) [21] แต่เนื่องจากการที่จะทำให้จำนวนบิตต่อสัญลักษณ์หลายคลื่นพาหะที่ต้องการส่งมีค่าสูงสุดจะต้องใช้คำรหัสจำนวนมากซึ่งในทางอุดมคติจะเป็นสัดส่วนกับ $2N$ วิธีนี้ทำให้อัตราการส่งข้อมูลและคำรหัสมีขีดจำกัด นั่นคือจำนวนของบิตต่อสัญลักษณ์หลายคลื่นพาหะเป็นสัดส่วนกับ $\log_2 N$ ดังนั้นวิธีจึงไม่เหมาะสมเมื่อใช้คลื่นพาหะจำนวนมาก ข้อดีของวิธีการเข้ารหัสคือสามารถแก้ความผิดพลาดของข้อมูลได้

2. การแมปแบบเลือก (Selective Mapping : SLM) [25], [26]

ในวิธี SLM มีการสร้างลำดับเป็นอิสระต่อกันในทางสถิติ S ลำดับจากข้อมูลเดียวกัน และเลือกลำดับที่ให้ค่า PAPR ต่ำที่สุดออกไป ลำดับ S ลำดับถูกสร้างขึ้นมาโดยการคูณลำดับข้อมูลด้วยลำดับสุ่มที่มีความยาว N บิตจำนวน S ลำดับ ถ้า CCD ของลำดับเดิมเป็น $\text{Prob}\{PAPR > PAPR_0\}$ ดังนั้น CCD ของลำดับที่ดีที่สุดจะเป็น $\text{Prob}\{PAPR > PAPR_0\}^S$ ดังนั้นในทางทฤษฎีสามารถทำให้โอกาสที่ PAPR มีค่าเกินจุดเริ่มเปลี่ยนบางค่ามีค่าน้อยที่สุดที่เป็นไปได้ โดยต้องเพิ่มความซับซ้อนขึ้น ในการนำข้อมูลกลับมา เครื่องรับจำเป็นต้องรู้ว่าใช้ลำดับใดคูณเข้าไป ซึ่งทำได้โดยการส่งข่าวสารเพิ่มเติมตามไปด้วยเป็นผลให้สูญเสียแบนด์วิดท์ไปเล็กน้อย ประโยชน์ที่สำคัญของวิธีนี้คือสามารถใช้ได้กับคลื่นพาหะย่อยจำนวนเท่าใดก็ได้

ข้อจำกัดของวิธีนี้คือ ต้องคำนวณ DFT ใหม่ในการแปลงรูปแบบแต่ละรูปทำให้ความซับซ้อนสูง จึงมีงานวิจัยใหม่ซึ่งแปลงเฟสแบบมีโครงสร้าง ทำให้ไม่ต้องคำนวณ IDFT ใหม่สำหรับรูปแบบการแปลงแต่ละรูปแบบ

3. การวางสลับ (Scrambling) [27]

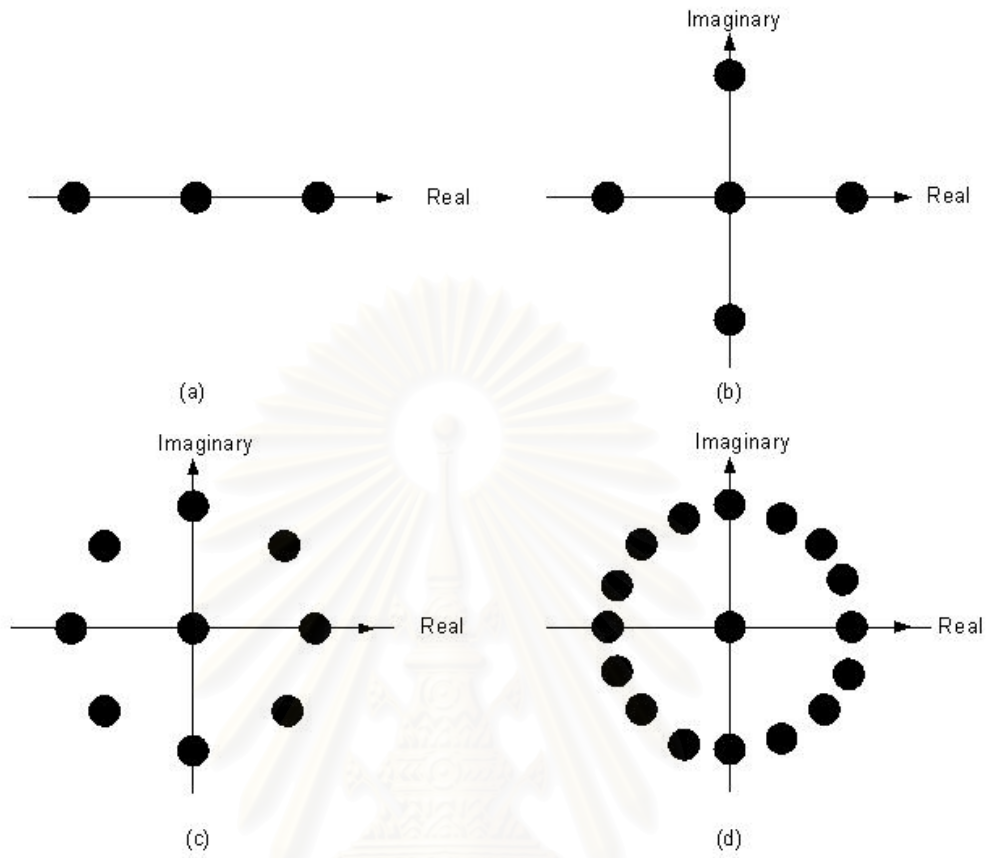
โดยปกติแล้วจุดสัญลักษณ์ที่ส่งจะมีรูปแบบของบิตต่างๆกัน ซึ่งรูปแบบแต่ละรูปแบบของบิตจะทำให้เกิดสัญญาณที่มีค่ายอดแตกต่างกัน รูปแบบของบิต (bit patterns) ที่เป็นบิต 1 หรือบิต 0 ติดต่อกันเป็นช่วงยาวจะทำให้เกิดค่ายอดที่สูงมาก ดังนั้นการวางสลับขบวนบิต (scrambling) สามารถลดค่าอัตราค่ายอดสูงที่เกิดจากรูปแบบของบิตแบบนี้ได้ อย่างไรก็ตามหากเกิดความผิดพลาดในการเข้ารหัส scrambling sequence จะทำให้เกิดความผิดพลาดของการถอดรหัสจำนวนมาก

4. Parallel Combinatory-OFDM (PC-OFDM) [28]

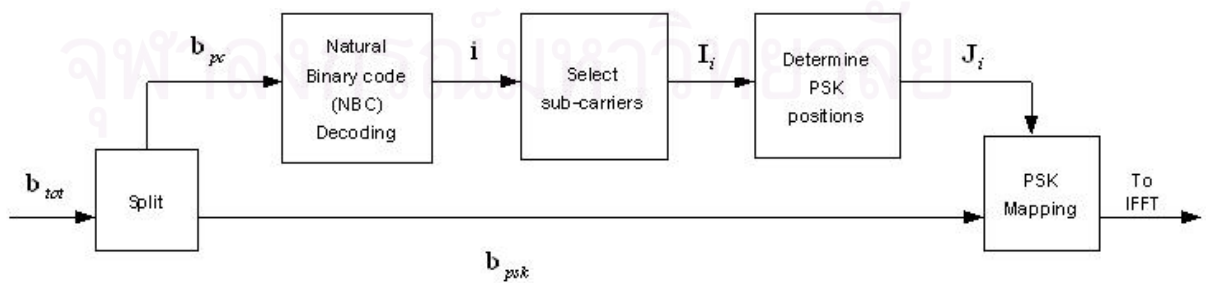
วิธีนี้เพิ่มคอนสแตนต์เลขชี้ของสัญญาณ M-PSK อีกหนึ่งสัญลักษณ์ด้วยค่าแอมพลิจูดเท่ากับศูนย์โดยเรียกการมอดูเลตแบบนี้ว่า (M+1)-ary Amplitude and Phase Shift Keying ((M+1)-APSK) ดังรูปที่ 3.3 วิธีนี้เปลี่ยนการจับคู่สัญลักษณ์แบบเดิม โดยการแบ่งขบวนบิตที่จะส่ง \mathbf{b}_{tot} เป็น 2 ส่วน ส่วนแรกเรียกว่า \mathbf{b}_{pc} เป็นบิตที่แทนด้วยจุดสัญลักษณ์ที่เพิ่มขึ้น ซึ่งเป็นจุดที่อยู่ตรงกลางของจุดสัญลักษณ์เดิมนั้นคือค่าแอมพลิจูดเป็นศูนย์ ส่วนที่สองเรียกว่า \mathbf{b}_{psk} เป็นบิตที่จับคู่แบบ M-PSK ปกติ รูปแบบของกลุ่มบิต \mathbf{b}_{pc} เป็นตัวกำหนดตำแหน่งคลื่นพาร์ย่อยที่ส่งสัญลักษณ์ โดยถอดรหัสบิตจากเลขฐาน 2 เป็นเลขฐาน 10 เพื่อเป็นดัชนีชี้ตำแหน่งของคลื่นพาร์ย่อยที่จะส่งค่าแอมพลิจูดเป็นศูนย์ โดยนับจากท้ายดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 การจับคู่ของ Parallel Combinatory (PC) Bits, \mathbf{b}_{pc}

pc-bits	Sub-carriers to use
[0,0,0]	[1,1,1,1,1,1,0]
[0,0,1]	[1,1,1,1,1,0,1]
[0,1,0]	[1,1,1,1,0,1,1]
[0,1,1]	[1,1,1,0,1,1,1]
[1,0,0]	[1,1,1,0,1,1,1]
[1,0,1]	[1,1,0,1,1,1,1]
[1,1,0]	[1,0,1,1,1,1,1]
[1,1,1]	[0,1,1,1,1,1,1]



รูปที่ 3.3 (M+1)-APSK แบบต่างๆ (a) 3-APSK, (b) 5-APSK, (c) 9-APSK, (d) 17-APSK



รูปที่ 3.6 กระบวนการจับคู่บิต

สมมติว่าให้ $M = 4$ จำนวนคลื่นพาริย่อยทั้งหมดมี 8 คลื่นพาริย่อย ($N_c = 8$) และคลื่นพาริย่อยที่ส่งบิต 4-PSK มี 7 คลื่นพาริย่อย ($N_{pc} = 7$) และให้การจับคู่บิต PC มีค่าดังตารางที่ 3.1 และให้การจับคู่ของบิต 4-PSK เป็นสัญลักษณ์ข้อมูลโดยใช้ GRAY code $\{00 \rightarrow 1, 01 \rightarrow j, 11 \rightarrow -1, 10 \rightarrow -j\}$ ให้ 3 บิตแรกเป็นบิตที่เลือกคลื่นพาริย่อยที่ส่งจุดสัญลักษณ์ศูนย์ (\mathbf{b}_{pc}) และ 14 บิตต่อมาจับคู่สัญลักษณ์แบบ 4-PSK เช่นสมมติว่า $\mathbf{b}_{tot} = [0, 0, 0, 1, 1, 0, 0, 1, 1, 0, 0, 1, 1, 0, 0, 1, 1]$ เวกเตอร์ใหม่ที่จะส่งให้ IFFT ในคลื่นพาริย่อยแต่ละคลื่นคือ $\mathbf{C} = [-1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 0]$ ซึ่งได้มาจากกระบวนการจับคู่บิตดังรูปที่ 3.4 นั่นคือแบ่ง 3 บิตแรกของ \mathbf{b}_{tot} เป็นบิต \mathbf{b}_{pc} ในตัวอย่างนี้ $\mathbf{b}_{pc} = 000$ (นั่นคือ $i = 0$) ดังนั้นก็จะเลือกตำแหน่งคลื่นพาริที่ $N_c - i$ หรือในตัวอย่างนี้คือ $N_c - 0$ นั่นคือคลื่นพาริที่ 8 นั่นเอง การเลือกตำแหน่งคลื่นพารินี้สามารถเขียนได้ดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.2 การจับคู่ของ Parallel Combinatory Bits, และตำแหน่งของสัญลักษณ์ PSK

pc-bits	PSK positions
[0,0,0]	[1,2,3,4,5,6,7,0]
[0,0,1]	[1,2,3,4,5,6,0,7]
[0,1,0]	[1,2,3,4,5,0,7,6]
[0,1,1]	[1,2,3,4,0,6,7,5]
[1,0,0]	[1,2,3,0,5,6,7,4]
[1,0,1]	[1,2,0,4,5,6,7,3]
[1,1,0]	[1,0,3,4,5,6,7,2]
[1,1,1]	[0,2,3,4,5,6,7,1]

แต่ถ้าสัญญาณที่รับได้ในภาครับเกิดผิดพลาดเช่น ได้รับสัญญาณเป็น $\mathbf{C} = [0, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1]$ จะเห็นได้ว่าตำแหน่งคลื่นพาริย่อยที่รับสัญญาณผิดพลาด ทำให้เมื่อถอดรหัสออกมาสัญญาณที่ได้รับผิดพลาดทั้งหมดทั้งชุดจะเห็นได้ว่า \mathbf{b}_{tot} ที่ได้มีค่าเป็น $\mathbf{b}_{tot} = [1, 1, 1, 0, 0, 1, 1, 0, 0, 1, 1, 0, 0, 1, 1, 0, 0]$ ทั้งหมดที่ข้อมูลในคลื่นพาริย่อยอีก 6 คลื่นพาริที่ได้รับ

ถูกต้อง เพื่อหลีกเลี่ยงความผิดพลาดเนื่องจากการเลื่อนตำแหน่งจึงต้องกำหนดตำแหน่งของสัญลักษณ์ PSK อีกด้วยดังตารางที่ 3.2 เมื่อด้านส่งจัดตำแหน่งของสัญลักษณ์ PSK ใหม่ตามตารางที่ 3.2 เพื่อส่งให้คลื่นพาห์ย่อยแต่ละคลื่นแล้ว เมื่อด้านรับได้รับสัญญาณเป็น $\mathbf{C} = [0, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1]$ แล้วถอดรหัสและจัดเรียงตำแหน่งของสัญลักษณ์ PSK ให้เป็นค่าปกติจะได้ $\mathbf{b}_{tot} = [1, 1, 1, 0, 0, 0, 1, 1, 0, 0, 1, 1, 0, 0, 1, 1]$ ซึ่งบิตที่ผิดพลาดเหลือเพียง 5 บิต จากผิดพลาดทั้งหมด 17 บิต

วิธีนี้สามารถลด PAPR ได้เนื่องจากลดแอมพลิจูดที่ส่ง แต่จะมีความผิดพลาดที่ฝั่งรับมาก เมื่อสัญญาณที่ภาครับผิดพลาดตรงตำแหน่งบิตที่เป็นตัวกำหนดตำแหน่งของคลื่นพาห์ย่อยทำให้มีผลกระทบกับจำนวนบิตที่มากกว่าปกติ

5. การขยายเสียงสัญญาณ (Tone Injection : TI) [29]

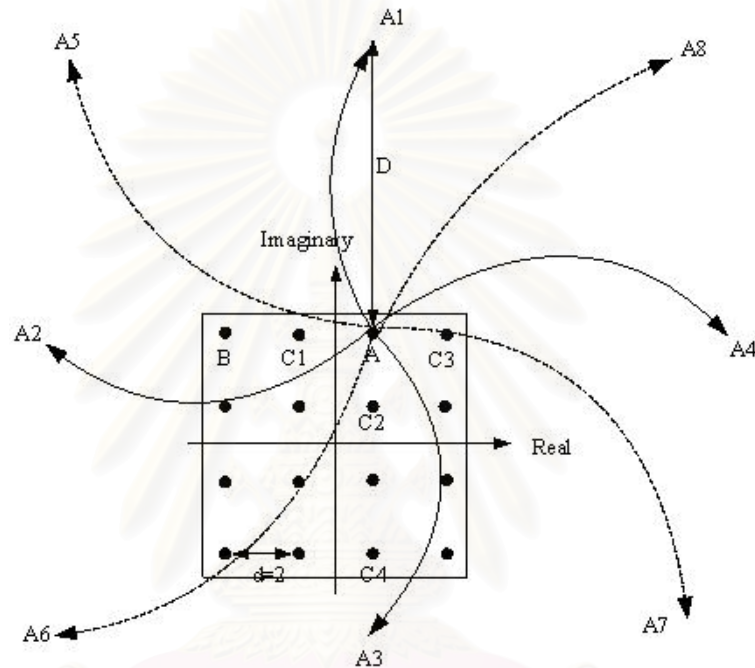
วิธีนี้จะขยายขนาดคอนสเทลเลชันของเสียงสัญญาณ (tone) จำนวนหนึ่งจากปกติให้มีขนาดใหญ่ขึ้น เพื่อทำให้มีจุดต่างๆ ในการแทนสัญลักษณ์ได้เพิ่มขึ้น นั่นคือสามารถเลือกแทนสัญลักษณ์ที่ใช้ส่งข้อมูลนี้ในจุดอื่นๆ บนคอนสเทลเลชันที่ถูกขยายออกเพื่อลดค่า PAPR

พิจารณากรณีใช้คอนสเทลเลชัน M-QAM สมมติว่าเสียงสัญญาณที่ k ส่งข้อมูล b_k บิต ดังนั้นถ้า X_k เป็นค่าหนึ่งในจำนวน 2^{b_k} ค่าแล้ว ส่วนจริงของ X_k คือ R_k และส่วนจินตภาพของ X_k คือ I_k จะมีค่าเป็นค่าใดค่าหนึ่งใน $\{\pm d_{k/2}, \dots, \pm(M_k - 1)d_{k/2}\}$ โดยที่ $M_k = 2^{b_k/2}$ เป็นจำนวนระดับต่อทิศทาง (dimension) ของคอนสเทลเลชัน และ d_k คือระยะทางต่ำที่สุดระหว่างจุดสัญญาณ (signal point) รูปที่ 3.3 แสดงคอนสเทลเลชันของ 16-QAM โดยให้ $b_k = 4$ และ $M = 4$ วิธี Tone Injection จะปรับตำแหน่งสัญญาณใหม่เพื่อลด PAPR โดยเพิ่มตัวแปร $p_k D$ ให้กับส่วนจริงของ X_k และเพิ่มตัวแปร $q_k D$ ให้กับส่วนจินตภาพของ X_k ดังสมการที่ (3.36)

$$\bar{X}_k = X_k + p_k D + q_k D j = (R_k + p_k D) + (I_k + q_k D) j \quad (3.36)$$

โดยที่ $D \geq d_k M_k$ เพื่อให้ระยะทางต่ำที่สุดระหว่างตำแหน่งสัญญาณมีค่าเท่าเดิมหรือมากกว่าเดิมอยู่เสมอ สำหรับค่า p_k และ q_k คือเลขจำนวนเต็มที่เป็นตัวแปรในการปรับขนาดและทิศทางให้กับส่วนจริงและส่วนจินตภาพของ X_k ตามลำดับ ค่า D นี้เป็นจำนวนจริงบวกซึ่ง

กำหนดไว้ทั้งด้านส่งและด้านรับเพื่อให้ด้านรับสามารถถอดรหัสสัญญาณกลับเป็นจุด X_k ได้ ถูกต้องด้วยการเพิ่มหรือลบค่า D ด้วย modulo- D (เป็นกระบวนการที่เพิ่มขึ้นทางด้านรับ หลังจากผ่าน DFT แล้ว) สมมติให้ $d = 2$ และ X_k (จุด A) อยู่ที่ตำแหน่ง $3 + j$ และให้ $p = 1$ และ $q = 0$ จะได้จุดใหม่เป็นจุด A2 ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 จุดต่างๆของคอนสเทลเลชัน A

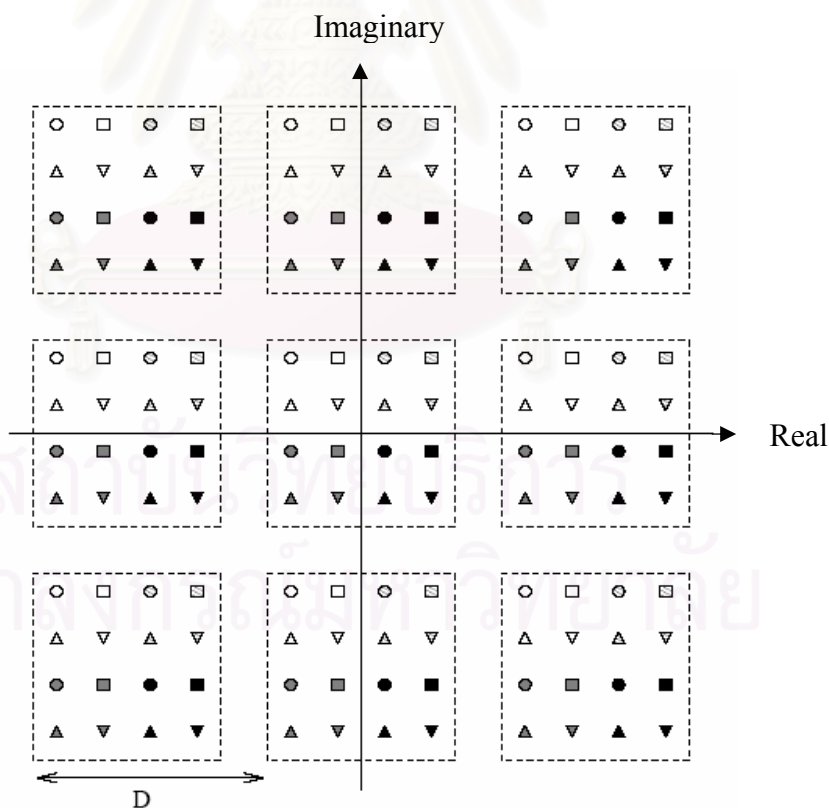
กำหนดให้ D มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ $2M$ (เพื่อให้อัตราความผิดพลาดของสัญลักษณ์ (symbol error rate) มีค่าเท่าเดิมเพราะระยะทางต่ำที่สุดระหว่างตำแหน่งสัญญาณมีค่าเท่าเดิม หรือมากกว่าอยู่เสมอเพื่อให้ด้านรับสามารถถอดรหัสที่จุดใหม่ด้วยความน่าจะเป็นในการถอดรหัส เท่ากับจุด A ปกติ ถ้าให้ $|p| \leq 1$ และ $|q| \leq 1$ จะได้คอนสเทลเลชันลักษณะต่างๆ ไปดังรูปที่ 3.6 สำหรับสัญญาณส่งในอาณาจักรของเวลาหลังจากเพิ่มตัวแปรแก่ X_k เป็นดังสมการที่ (3.37)

$$\bar{x}_n = x_n + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} (p_k D \cos(2\pi kn / N) - q_k D \sin(2\pi kn / N)) = x_n + c_n \quad (3.37)$$

ค่า PAPR ของสัญญาณส่งจะเปลี่ยนเป็นดังสมการที่ (3.38)

$$PAPR(\mathbf{x} + \mathbf{c}) = \frac{\|\mathbf{x} + \mathbf{c}\|_{\text{off}}^2}{E[\|\mathbf{x}\|_2^2] / N} \quad (3.38)$$

ตัวอย่างซึ่งแสดงในรูปที่ 3.4 เป็นคอนสเทลเลชันของ 16-QAM สัญญาณ 16 สัญญาณในบล็อกลีเหลี่ยมตรงกลางแสดงถึงตำแหน่งสัญญาณ QAM ดั้งเดิม และสัญญาณอีก 16 สัญญาณในบล็อกลีเหลี่ยมรอบๆ แสดงตำแหน่งสัญญาณจากการขยายคอนสเทลเลชันตามสมการที่ (3.38) สมมติว่าเสียงสัญญาณหนึ่งแทนด้วยวงกลมสีขาว จะเห็นได้ว่ามีวงกลมสีขาวอีก 8 ตำแหน่งในบล็อกลีเหลี่ยมรอบๆ ซึ่งสามารถส่งข้อมูลเดียวกันได้ วิธี Tone Injection จะเลือกตำแหน่งสัญญาณวงกลมสีขาว 1 ใน 8 จุด จากบล็อกลีเหลี่ยมรอบๆ แทนวงกลมสีขาวที่อยู่บล็อกลีเหลี่ยมตรงกลางเพื่อลด PAPR แต่วิธีนี้ต้องยอมเสียพลังงานเฉลี่ยเพิ่มขึ้น



รูปที่ 3.6 การบวกค่า $\pm D$ เข้ากับตำแหน่งสัญญาณแต่ละตำแหน่งเพื่อขยายคอนสเทลเลชันของ 16-QAM

5.1 การคำนวณของวิธียายสัญญาณ

สมมติว่าจุดคอนสเทลเลชันใหม่ที่ขยายจุดคอนสเทลเลชันเดิมใน 1 จุดมีทั้งหมด S รูปแบบและให้ K เป็นจำนวนตำแหน่งของคลื่นพหุคูณที่ขยายจุดคอนสเทลเลชัน ดังนั้นการคำนวณหาตำแหน่งและสัญญาณที่เหมาะสมในการลดค่า PAPR ที่น้อยที่สุดมีค่าดังสมการที่

$$\binom{N/2}{K} S^K = \frac{(N/2)(N/2-1)\cdots(N/2-K+1)}{K!} S^K \quad (3.39)$$

เมื่อ $K \ll N$ ดังนั้นจะได้

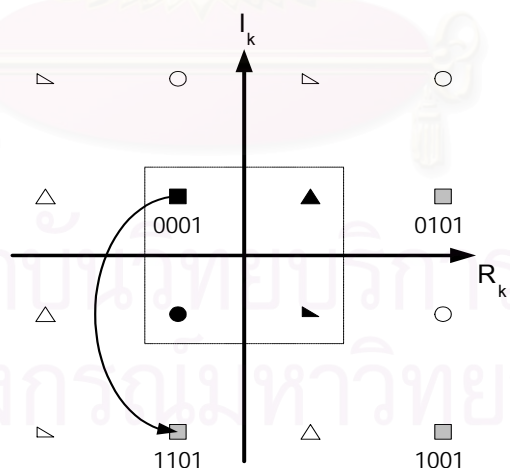
$$\binom{N/2}{K} S^K \approx \frac{(N/2)^K}{K!} S^K \quad (3.40)$$

$$\binom{N/2}{K} S^K \approx \frac{(N/2)^K S^K}{K} \quad (3.41)$$

6. การขยายเสียงสัญญาณแบบดัดแปลง (Modified Tone Injection) [30]

วิธีนี้ใช้หลักการของวิธี TI โดยพิจารณาว่าเมื่อเสียงสัญญาณหนึ่งใช้ 2^M -QAM ส่งข้อมูล ซึ่งจุดแต่ละจุดบนคอนสเทลเลชันของสัญญาณนี้แทนข้อมูล M บิต เมื่อขยายคอนสเทลเลชันของสัญญาณจาก 2^M -QAM ไปเป็น 2^{M+m} -QAM ซึ่งจุดแต่ละจุดบนคอนสเทลเลชันของสัญญาณแทนข้อมูล $M+m$ บิต และมีตำแหน่งสัญญาณ 2^m ตำแหน่งที่มีข้อมูล M บิต

ทำเหมือนกับข้อมูล M บิตที่ต้องการส่งดังรูปที่ 7 แล้วถ้าเลือกตำแหน่งหนึ่งจาก 2^m ตำแหน่งนี้มาใช้ส่งข้อมูลเพื่อลด PAPR ให้น้อยที่สุด จะง่ายสำหรับเครื่องรับในการดึงข้อมูล M บิตทำยกกลับมา ตัวอย่างในรูปที่ 7 แสดงถึงคอนสเทลเลชัน 4-QAM ($M_k = 2$) สีเหลี่ยมสีดำในรูปแทนข้อมูลไบนารี 01 บนตำแหน่ง $R_k = -d_{k/2}$ และ $I_k = d_{k/2}$ เมื่อขยายคอนสเทลเลชันของสัญญาณสามารถย้ายตำแหน่งไปยังสีเหลี่ยมสีเทา ($R_k = -d_{k/2}, I_k = -3d_{k/2}$) บน 16-QAM ที่ใหญ่กว่าที่แทนข้อมูล 1101 โดยมีข้อมูล 2 บิตทำเหมือนกับข้อมูล 2 บิตที่ต้องการส่ง ดังนั้นถ้าเสียงสัญญาณที่ k ส่งข้อมูล 4 บิตผ่านคอนสเทลเลชันของสัญญาณที่ใหญ่กว่า ($M = 2, m = 1$) หรือสีเหลี่ยมสีเทาถูกส่งไป เมื่อเครื่องรับตรวจขนาดของคอนสเทลเลชันของสัญญาณได้ว่าเป็น 16-QAM แทนที่จะเป็น 4-QAM ตัวถอดรหัสจะแปลงสัญลักษณ์สีเหลี่ยมสีเทาเป็นข้อมูล 1101 จาก 16-QAM ก่อนแล้วจึงตัดบิตที่มีนัยสำคัญมากที่สุด (MSB) ออก 2 บิต ทำให้ได้ข้อมูลออกมาเป็น 01 วิธีนี้จะไม่เปลี่ยนอัตราความผิดพลาดของสัญลักษณ์ เพราะวาระยะทางต่ำที่สุดระหว่างตำแหน่งสัญญาณ, d_k , ยังคงเท่ากับคอนสเทลเลชันของสัญญาณเดิมอยู่และเนื่องจากระบบหลายคลื่นพาห်ส่วนใหญ่ที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน เช่น ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) หรือ VDSL (Very-high-speed Digital Subscriber Line) มีตัวถอดรหัสสำหรับ M-QAM ขนาดใหญ่อยู่แล้ว จึงไม่จำเป็นต้องมีการเพิ่ม hardware



รูปที่ 3.7 วิธีลดค่า PAPR โดยใช้คอนสเทลเลชันของสัญญาณ 16-QAM แทน 4-QAM

บทที่ 4

ระบบที่นำเสนอ

4.1 บทนำ

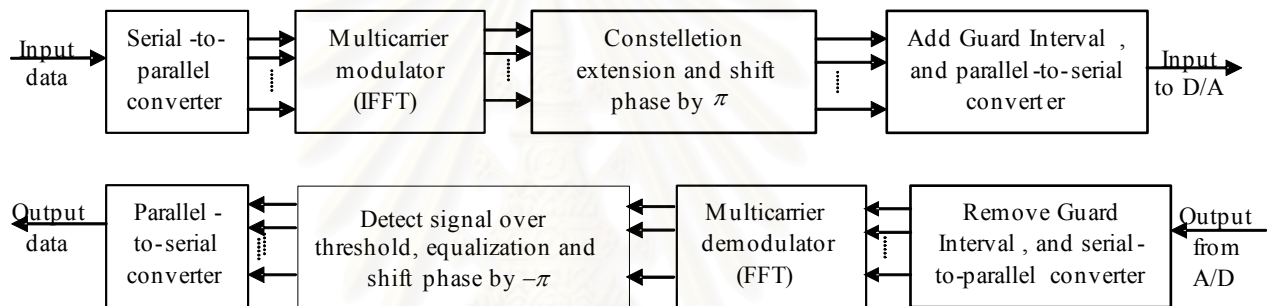
วิธีการลดอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยหลายวิธีที่มีการส่งข้อมูลเพิ่มไปให้ด้านรับ หรือวิธีการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยแบบเข้ารหัส จำเป็นต้องใช้แบนด์วิดท์เพิ่ม เพื่อส่งคำรหัสหรือข้อมูลเพิ่มให้กับด้านรับ ซึ่งเมื่อจำนวนคลื่นพาหีย่อยมีเป็นจำนวนมากข้อมูลที่ส่งเพิ่มก็จะมีผลกระทบต่อระบบน้อย แต่หากว่าจำนวนคลื่นพาหีย่อยมีจำนวนไม่สูงมากนักเช่นในระบบ WLAN ซึ่งใช้ 58 คลื่นพาหีย่อย ทำให้การส่งข้อมูลเพิ่มให้กับด้านรับเป็นการลดประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดท์ของระบบ วิธีที่วิทยานิพนธ์เสนอเป็นการลดอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยโดยไม่ลดอัตราข้อมูล โดยหลักการพื้นฐานของวิธีนี้คือการเพิ่มขนาดของคอนสเทลเลชัน โดยที่จุดคอนสเทลเลชันใหม่ที่ขยายขนาดแล้วสามารถ map กลับไปที่จุดคอนสเทลเลชันเดิมได้ โดยวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอนี้ใช้กับการมอดูเลตแบบ M-PSK ดังนั้นคอนสเทลเลชันแบบปกติทุกจุดจะมีขนาดเท่ากัน วิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอจะเพิ่มขนาดและกลับเฟสให้กับจุดคอนสเทลเลชันเดิมทำให้เปลี่ยนรูปแบบเป็น M-APSK ที่คลื่นพาหีย่อยบางคลื่น โดยให้จุดคอนสเทลเลชันใหม่ที่ได้มีขนาดสูงกว่าแอมพลิจูดปกติเท่ากับ d โดยที่ d คือค่าระยะห่างต่ำที่สุด (minimum distant) ระหว่างจุดคอนสเทลเลชันเดิม ดังนั้นค่าอัตราบิตผิดพลาด (Bit Error Rate : BER) จะไม่เพิ่มขึ้นและสำหรับด้านรับเพียงเพิ่มวงจรถ่ายเฟสให้กับระบบเท่านั้น

4.2 การขยายคอนสเทลเลชันของวิทยานิพนธ์ที่นำเสนอ

สมการที่ (2.9) แสดงสัญลักษณ์ OFDM เมื่อขยายจุดคอนสเทลเลชันเพื่อลด PAPR แล้วสามารถเขียนเป็นสมการที่ใหม่ได้ดังนี้

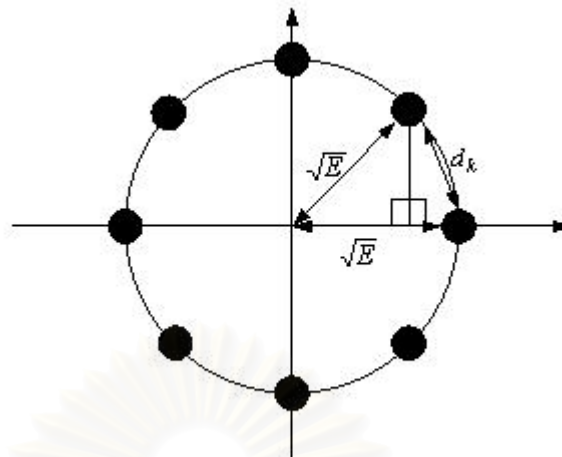
$$\bar{x}^m = x^m + c^m = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} (X_k^m + C_k^m) e^{j2\pi k / N} \quad (4.1)$$

ดังนั้นที่ภาครับจะได้รับสัญลักษณ์คลื่นพหุย่อยที่ k เป็น $H_k(X_k^m + C_k^m) + N_k^m$ การจัดการกับสัญลักษณ์ที่ภาครับจะเลื่อนเฟสให้กลับเป็นสัญลักษณ์ M-PSK แล้วจึง map สัญลักษณ์ M-PSK กลับเป็นบิตโดยเพิ่มกระบวนการวัดระดับสัญญาณ โดยกระบวนการวัดระดับสัญญาณจะตั้งค่าจุดเริ่มเปลี่ยน (thresholds) ซึ่งค่าที่เพิ่มขึ้นนี้เครื่องส่งและเครื่องรับจะรับรู้โดยนัย เมื่อระดับสัญญาณที่ได้รับสูงกว่าจุดเริ่มเปลี่ยนก็จะเลื่อนเฟส 180 องศาเมื่อสัญญาณเข้าสู่กระบวนการดีเทกต์ (detection) เฟส ซึ่งกระบวนการนี้จะพิจารณาเพียงเฟสของสัญญาณดังนั้นเมื่อเครื่องรับทำ inverse bit-mapper ให้เปลี่ยนเป็นบิตข้อมูลก็สามารถแปลงสัญลักษณ์เป็นบิตข้อมูลได้เหมือนเดิมแม้ว่าระดับสัญญาณที่ได้รับมีขนาดไม่เท่าเดิม ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมการสร้างสัญญาณ OFDM ด้วยวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอ

สมมติว่าพิจารณาคี่นพหุย่อย หรือเสียงสัญญาณที่ k โดยให้สัญลักษณ์ X_k แทนข้อมูลจำนวน b_k บิตดังนั้นจะมีสัญลักษณ์ของ M-PSK ได้ทั้งหมด $M = 2^{b_k}$ รูปแบบโดยมีระยะต่ำที่สุด (minimum distance) ระหว่างคอนสเทลเลชัน 2 คอนสเทลเลชันเป็น d_k โดยที่ d_k ได้มาจากการคำนวณความสัมพันธ์ระหว่างมุมของคอนสเทลเลชัน 2 คอนสเทลเลชันกับพลังงานของสัญลักษณ์ดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 ระยะห่างระหว่างจุดคอนสเทลเลชันที่น้อยที่สุด d_k

$$(d_k)^2 = (\sqrt{E} \sin \theta)^2 + (\sqrt{E} - \sqrt{E} \cos \theta)^2$$

$$(d_k)^2 = (\sqrt{E} \sin \theta)^2 + E(1 - \cos \theta)^2$$

$$d_k = (E(\sin \theta)^2 + E(1 - \cos \theta)^2)^{\frac{1}{2}}$$

$$d_k = \sqrt{E}((\sin \theta)^2 + (1 - \cos \theta)^2)^{\frac{1}{2}}$$

$$d_k = \sqrt{E}((\sin \theta)^2 + (1 - 2 \cos \theta + \cos^2 \theta))^{\frac{1}{2}}$$

$$d_k = \sqrt{E}(1 + 1 - 2 \cos \theta)^{\frac{1}{2}}$$

$$d_k = \sqrt{2E}(1 - \cos \theta)^{\frac{1}{2}} \quad (4.2)$$

โดยที่ $\theta = \frac{2\pi}{M}$ วิทยานิพนธ์นี้เสนอให้เปลี่ยนจุดจากจุดคอนสเทลเลชันเดิมด้วยการเลื่อนเฟสจากเดิมไป 180 องศาและเพิ่มขนาดจากรัศมีเดิมด้วยค่าที่มากกว่าหรือเท่ากับ d_k เพื่อให้อัตราความผิดพลาดของสัญลักษณ์มีค่าเท่าเดิมดังนั้นขนาดของคอนสเทลเลชันใหม่มีค่า

$$D_k \geq \sqrt{E} + d_k \quad (4.3)$$

$$D_k \geq \sqrt{E} \left(1 + \sqrt{2} (1 - \cos \theta)^{\frac{1}{2}} \right) \quad (4.4)$$

รูปที่ 4.3 แสดงวิธีการขยายคอนสเทลเลชันที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอ โดยที่จุดคอนสเทลเลชันทุกจุดมีรัศมี r เท่ากันหมดโดย $r = \sqrt{E}$ และจุดคอนสเทลเลชันแต่ละจุดมีระยะห่างระหว่างจุดเป็นมุม θ จากรูปที่ 4.3 (b) พิจารณาที่จุด A1 เมื่อเพิ่มขนาดให้มีค่ารัศมีใหม่เป็น D_k และเลื่อนเฟส θ จากเดิมให้เป็น $\pi + \theta$ จะได้จุดคอนสเทลเลชันใหม่เป็นจุด B1 โดยที่เซตจุดคอนสเทลเลชันเดิม $\{A_0, A_1, A_2, A_3, A_4, A_5, A_6, A_7\}$ สามารถเขียนเป็นสมการของสัญลักษณ์ M-PSK ได้ดังนี้

$$X_k = r \cos(\theta_i) + jr \sin(\theta_i) \quad , i = 1, 2, \dots, M-1 \quad (4.5)$$

และจุดคอนสเทลเลชัน B สามารถเขียนให้อยู่ในรูปสมการที่ (4.6)

$$X_k = D_k \cos(\theta_i + \pi) + jD_k \sin(\theta_i + \pi) \quad (4.6)$$

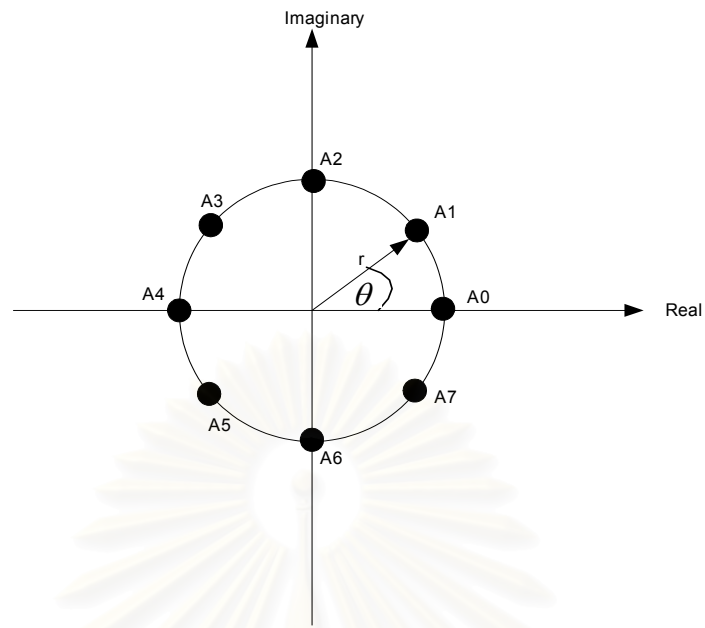
โดยสมมุติให้มุมเฟสเริ่มต้นของสัญลักษณ์คือ 0°

สำหรับภาครับต้องเพิ่มกระบวนการวัดระดับสัญญาณ ดังนั้นเมื่อได้รับสัญญาณที่มีระดับสัญญาณสูงกว่าจุดเริ่มเปลี่ยน $D_{threshold}$ โดยที่ $D_{threshold}$ มีค่าดังสมการที่

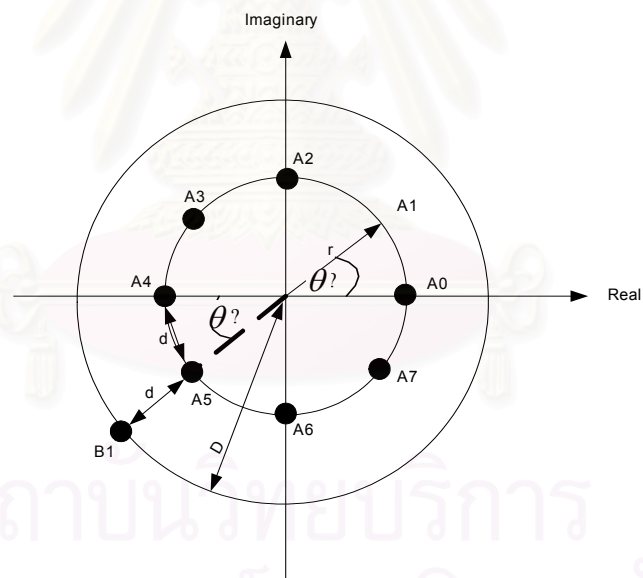
$$D_{threshold} = \sqrt{E} + \frac{d_k}{2} \quad (4.7)$$

$$D_{threshold} = \sqrt{E} \left(1 + \frac{(1 - \cos \theta)^2}{\sqrt{2}} \right) \quad (4.8)$$

เมื่อระดับสัญญาณที่ได้รับมีค่าสูงกว่า $D_{threshold}$ สัญญาณที่ได้รับจะเข้ากระบวนการเลื่อนเฟส 180 องศา ดังนั้นเมื่อวงจรตัดสินใจเฟสก็จะเกิดสัญญาณเป็นเฟสของสัญลักษณ์เดิมและเข้าสู่กระบวนการ inverse bit-mapper ต่อไป



(a)

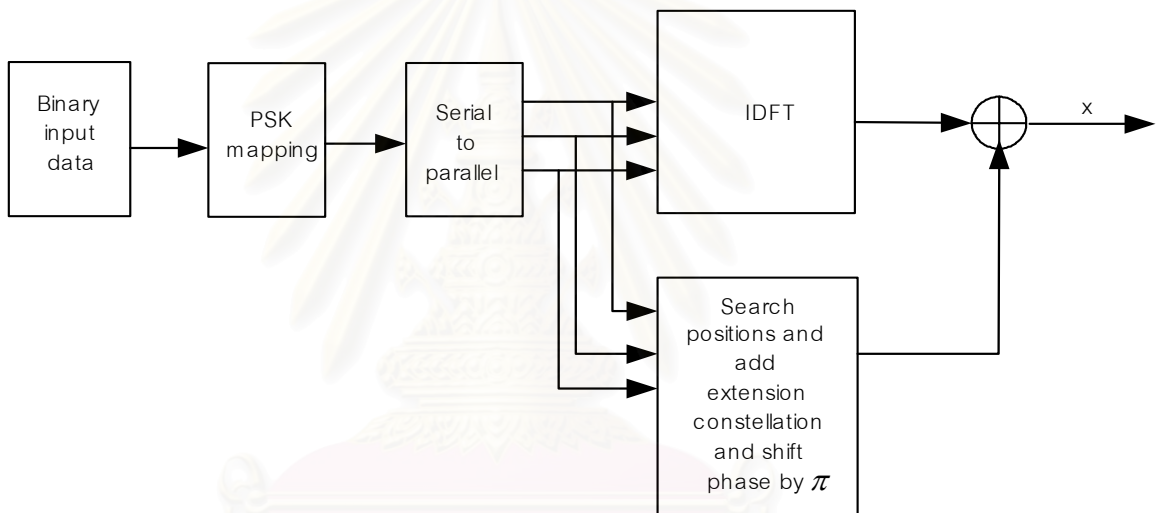


(b)

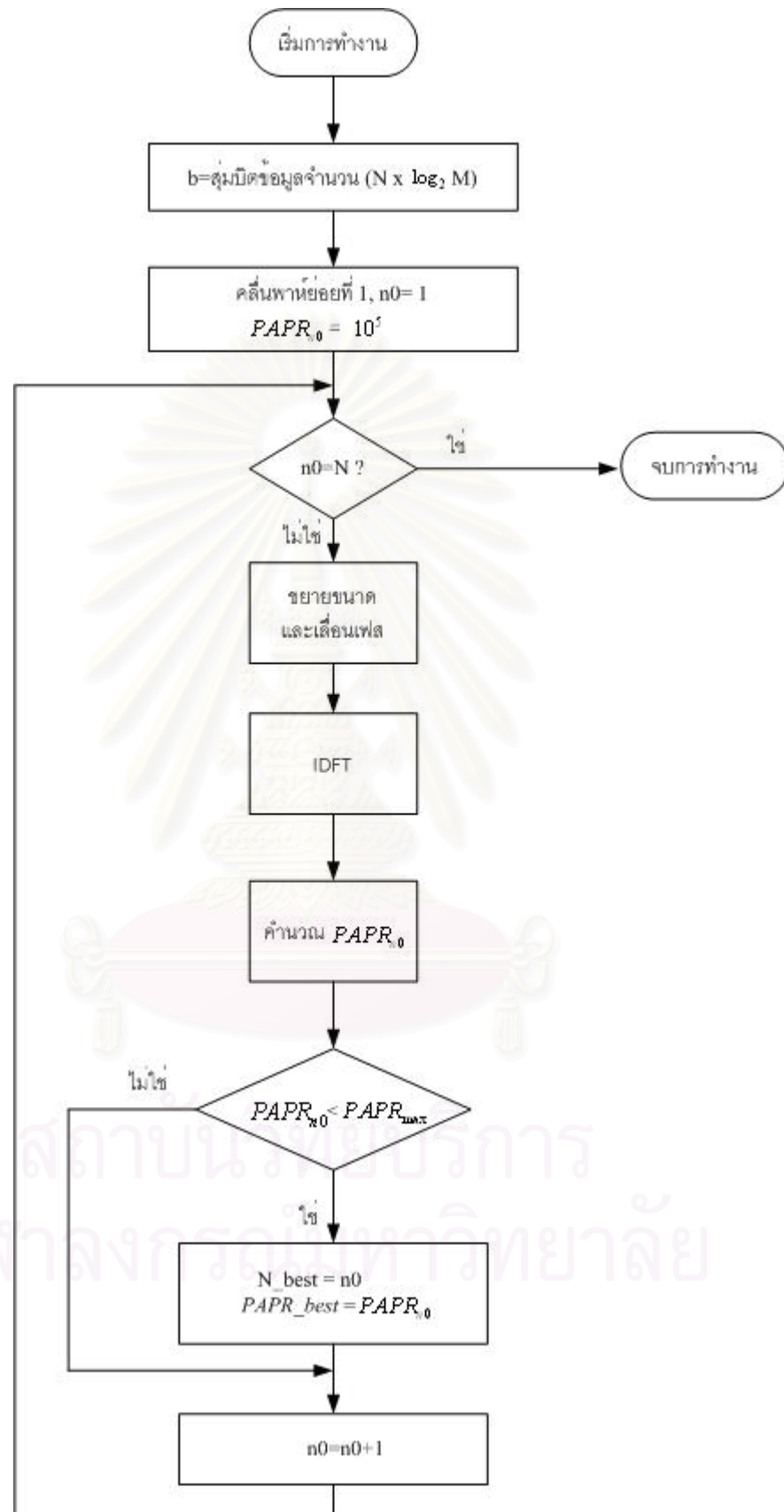
รูปที่ 4.3 ตำแหน่งจุดคอนสเทลเลชันของสัญญาณ 8-PSK และจุดคอนสเทลเลชันที่ขยายที่
 วิทยานิพนธ์นี้เสนอ (a) 8-PSK (b) วิธีการขยายจุดคอนสเทลเลชันที่วิทยานิพนธ์นี้
 เสนอ

4.3 โครงสร้างของระบบที่เสนอในวิทยานิพนธ์

โครงสร้างของระบบที่เสนอในวิทยานิพนธ์สำหรับการพิจารณาค่า PAPR นั้นจะพิจารณาที่ภาคส่งโดยที่กระบวนการลด PAPR นี้จะทำก่อนที่ระบบจะเข้าสู่วงจรมอดูเลชันเพื่อหลีกเลี่ยงความไม่เป็นเชิงเส้นของระบบ ดังนั้นขั้นตอนการจำลองระบบเพื่อพิจารณาค่า PAPR ที่สามารถลดได้จะพิจารณาดังรูปที่ 4.4 และมีโครงสร้างการทำงานดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.4 ระบบที่เสนอในวิทยานิพนธ์เพื่อลดค่า PAPR



รูปที่ 4.5 โครงสร้างการทำงานของระบบที่เสนอในวิทยานิพนธ์

จากรูปที่ 4.5 เริ่มต้นการทำงานด้วยการสุ่มบิตข้อมูลที่ต้องการส่งด้วยขนาดข้อมูลเท่ากับจำนวนคลื่นพาร์ย่อย N คู่กับ $\log_2 M$ โดยที่ M คือจำนวนรูปแบบของจุดคอนสเทลเลชัน M-PSK ต่อจากนั้นให้กำหนดค่าเริ่มต้นของตำแหน่งคลื่นพาร์ย่อยเพื่อที่จะหาคลื่นพาร์ย่อยที่เหมาะสมที่สุดในการขยายจุดคอนสเทลเลชันและเลื่อนเฟส และกำหนดค่า PAPR ให้เป็นค่าคงที่ค่าหนึ่งที่มีค่าสูงมาก เพื่อที่จะใช้ในการหาค่า PAPR ที่น้อยที่สุดที่คลื่นพาร์ย่อยแต่ละคลื่น โดยในวิทยานิพนธ์กำหนด PAPR ที่มีค่ามากที่สุด ($PAPR_{\max}$) เท่ากับ 10^5 ต่อจากนั้นก็ตรวจสอบเงื่อนไขว่าค่านวนค่า PAPR ครบทุกคลื่นพาร์ย่อย N หรือไม่ถ้าครบแล้วก็จบการทำงาน ถ้ายังไม่ครบก็จะดำเนินการต่อไป โดยเปลี่ยนจุดคอนสเทลเลชันให้เป็นแบบที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอนั้นคือขยายขนาดและเลื่อนเฟสที่ตำแหน่งคลื่นพาร์ย่อยที่ดำเนินการอยู่ แล้วแปลงฟูรีเยร์ผกผันต่อจากนั้นค่านวนค่า PAPR ที่ได้แล้วนำมาเปรียบเทียบกับ PAPR ที่ได้มีค่าน้อยกว่าค่าเริ่มต้นหรือไม่ถ้าน้อยกว่าก็เก็บตำแหน่งของคลื่นพาร์ย่อยนี้ไว้ แต่ถ้าค่า PAPR ที่ได้มากกว่าก็เลื่อนตำแหน่งคลื่นพาร์ย่อยเป็นตำแหน่งถัดไปแล้วเริ่มกระบวนการหาตำแหน่งคลื่นพาร์ย่อยที่เหมาะสมต่อไป

4.4. ค่าพลังงานที่เพิ่มขึ้นของกำลังส่งเฉลี่ย

เมื่อขนาดพลังงานของสัญลักษณ์ $x(n)$ ที่คลื่นพาร์ย่อยที่ k มีค่าเป็น $|X_k|^2$ และพลังงานเฉลี่ยของจุดคอนสเทลเลชันแบบ M-PSK ปกติมีค่าเท่ากับ $g = E\{|X_k|^2\}$ เมื่อสมมติให้ g เป็นพลังงานของคลื่นพาร์ย่อย 1 คลื่นพาร์และมีค่าเท่ากับ 1 ดังนั้นเมื่อคำนวณพลังงานเฉลี่ยของสัญญาณที่มีคลื่นพาร์ย่อยทั้งหมด N คลื่นพาร์ย่อยจะได้พลังงานที่ใช้ในการส่งสัญญาณทั้งหมดมีค่าเป็น

$$\sum_{k=0}^{N-1} g_k = N \quad (4.9)$$

เมื่อเปลี่ยนจุดคอนสเทลเลชัน A1 เป็น B1 จึงเป็นการเพิ่มพลังงานที่จุด B1 ด้วยเนื่องจากจุด B1 มีขนาดรัศมีเพิ่มขึ้นจากเดิมโดยที่จุด B1 มีรัศมีเป็น $D_k = \sqrt{E\left(1 + \sqrt{2}(1 - \cos\theta)\right)^2}$ ดังนั้นพลังงานที่จุดคอนสเทลเลชันจึงมีค่าเท่ากับ D_k^2 เมื่อให้ L เป็นจำนวนคลื่นพาร์ย่อยที่เปลี่ยนจุดคอนสเทลเลชัน ดังนั้นพลังงานที่เพิ่มขึ้นมีค่าดังสมการที่ (4.10)

$$D_k^2 - r^2 = \left(\sqrt{E} \left(1 + \sqrt{2} (1 - \cos \theta)^{\frac{1}{2}} \right) \right)^2 - (\sqrt{E})^2$$

$$D_k^2 - r^2 = E \left(\left(1 + \sqrt{2} (1 - \cos \theta)^{\frac{1}{2}} \right)^2 - 1 \right) \quad (4.10)$$

เมื่อพลังงานเฉลี่ยของสัญลักษณ์ OFDM เป็นดังสมการที่ (4.9) ดังนั้นจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานที่เพิ่มขึ้นและพลังงานของสัญลักษณ์ OFDM ต่อคลื่นพาห่อย่อย K คลื่นเป็น

$$\bar{E} = \frac{2E \left(\left(1 + \sqrt{2} (1 - \cos \theta)^{\frac{1}{2}} \right)^2 - 1 \right)}{N} \times K \quad (4.11)$$

4.5 ค่า PAPR ที่ลดได้มากที่สุดต่อ 1 ทิศทาง

ในส่วนนี้จะพิจารณาถึงค่า PAPR ที่ลดได้มากที่สุดต่อ 1 ทิศทาง เมื่อพิจารณาในกรณีของระบบหลายคลื่นพาห้ที่เป็นค่าจริง สมมติให้ N เป็นจำนวนคู่ และเวกเตอร์เอาต์พุต IFFT ภาคส่งเป็น

$$x(n) = \frac{2}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^{N/2-1} [R_k \cos(2\pi kn / N) - I_k \sin(2\pi kn / N)] \quad (4.13)$$

เมื่อ $X_k = R_k + jI_k$ โดยกำหนดให้พจน์ของค่ากระแสไฟตรง R_0 และเทอมของโนควิสต์ $R_{N/2}$ มีค่าเป็นศูนย์เพื่อให้ง่ายต่อการพิจารณา เมื่อค่า PAPR ของสัญลักษณ์ OFDM มีค่าสูงดังนั้นสัญญาณของ $x(n)$ บางส่วนต้องมีขนาดใหญ่ด้วย สมมติให้ตำแหน่ง n_0 เป็นตำแหน่งที่สัญญาณมีขนาดใหญ่ ซึ่งสามารถเขียนสมการที่ (4.13) ได้ใหม่ดังนี้

$$x(n_0) = \frac{2}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^{N/2-1} [R_k \cos(2\pi k n_0 / N) - I_k \sin(2\pi k n_0 / N)] \quad (4.14)$$

สมมติให้ $x[n_0] > 0$ และ $\cos(2\pi k_0 n_0 / N) = l > 0$ ถ้านำสัญญาณที่ขยายขนาดเป็น D_{k_0} มาลบกับ R_{k_0} จะได้เวกเตอร์สัญญาณ OFDM ที่ส่งใหม่ ($\bar{x}(n)$) ซึ่งสามารถคำนวณได้โดยไม่ต้องผ่านกระบวนการ IDFT ใหม่เนื่องจากอัลกอริทึมนี้เปลี่ยนแปลงเพียง 1 เสียงสัญญาณเท่านั้น ซึ่งจะได้สัญญาณ OFDM ใหม่ดังสมการที่ (4.15)

$$\bar{x}(n) = x(n) + \frac{2}{\sqrt{N}} (-D_{k_0}) \cos(2\pi k_0 n / N) \quad (4.15)$$

เมื่อนำสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงใหม่ $R_{k_0} - D_{k_0}$ มาแทนสัญญาณเดิม R_{k_0} ดังนั้นค่ายอดที่ลดได้ที่ตำแหน่ง $\bar{x}(n)$ จะเขียนเป็นสมการที่ความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \bar{x}(n) &= x(n_0) - \frac{2ID_{k_0}}{\sqrt{N}} \\ \bar{x}(n) &= x(n_0) - \frac{2\sqrt{E} \left(1 + \sqrt{2}(1 - \cos\theta)^{\frac{1}{2}}\right)}{\sqrt{N}} \end{aligned} \quad (4.16)$$

ดังนั้นการลดค่ายอดจะมีค่ามากที่สุดเมื่อ $l = 1$ และค่ายอดใหม่ที่ได้จะเป็น

$$\bar{x}(n) \geq x(n_0) - \frac{2\sqrt{E} \left(1 + \sqrt{2}(1 - \cos\theta)^{\frac{1}{2}}\right)}{\sqrt{N}} \quad (4.17)$$

เมื่อค่ายอดที่ตำแหน่งที่สองเกิดขึ้นที่ $n_1 \neq n_0$ ดังนั้นสัญญาณ OFDM จะเขียนได้เป็น

$$\max_n \bar{x}(n) \geq \max_n x(n_0) - \frac{2\sqrt{E} \left(1 + \sqrt{2}(1 - \cos\theta)^{\frac{1}{2}}\right)}{\sqrt{N}} \quad (4.18)$$

ในการทำงานเดียวกันเมื่อ $l < 0$ หรือ

$$\cos(2\pi k_0 n_0 / N) = l < 0 \quad (4.19)$$

ดังนั้นต้องนำสัญญาณ $R_{k_0} + D_{k_0}$ มาแทนสัญญาณเดิม R_{k_0} ซึ่งสามารถนำสมการที่กล่าวมาข้างต้นมาใช้พิจารณาในส่วนของเทอม $I_k \sin(2\pi k_0 n_0 / N)$ ได้ ดังนั้นสามารถเขียนเป็นสมการที่ในรูปทั่วไปตามทิศทางได้ดังนี้

$$\bar{x}(n) = x(n) + \frac{2}{\sqrt{N}} (\pm D_k) \{\cos, \sin\}(2\pi k_0 n / N) \quad (4.20)$$

เมื่อ $n=0, \dots, N-1$ จากสมการที่ (4.18) จะเห็นได้ว่าค่ายอดที่ลดได้สูงสุดต่อการแทนคอนสแตนต์เลชันหนึ่งครั้งมีค่าเท่ากับ

$$\delta_k = \frac{2\sqrt{E} \left(1 + \sqrt{2(1 - \cos \theta)}\right)^{\frac{1}{2}}}{\sqrt{N}} \quad (4.21)$$

ดังนั้นเมื่อจำนวนคลื่นพาหีย่อย N มีจำนวนมากซึ่งทำให้มีโอกาสการเกิดค่ายอดที่สูงมาก ดังนั้นควรที่ให้ D มีขนาดใหญ่กว่า $\sqrt{E} \left(1 + \sqrt{2(1 - \cos \theta)}\right)^{\frac{1}{2}}$ ดังสมการที่ (4.22) เพื่อให้กระบวนการในการลดค่ายอดไม่ต้องทำซ้ำหลายครั้ง

$$D_k \geq \sqrt{E} \left(1 + \sqrt{2(1 - \cos \theta)}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (4.22)$$

ซึ่งสามารถแสดงขนาดของ D ที่มีขนาดต่างๆ โดยที่ขนาดต่ำที่สุดมีค่าเท่ากับ $\sqrt{E} \left(1 + \sqrt{2(1 - \cos \theta)}\right)^{\frac{1}{2}}$ หรือ $D = r + d$ โดยตารางที่ 4.1 แสดงค่า PAPR ที่ลดได้โดยใช้ขนาด d ขนาดต่างๆ กัน เมื่อใช้ IDFT ขนาด 64 จุดและส่งสัญญาณลักษณะ 8-PSK 1 สัญญาณต่อ 1 เสียงสัญญาณ และอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยมีค่า 13 dB ที่อัตราการใช้เท่ากับ

10^{-4}

ตาราง 4.1 ค่า PAPR ที่ลดได้ที่ d ขนาดต่างๆ

ขนาดที่เพิ่มขึ้น	$1d$	$1.5d$	$2d$	$2.5d$
PAPR	1.5dB	1.8dB	2.4dB	3.2dB

4.6 การคำนวณของอัลกอริทึม

ในส่วนที่แล้วได้กล่าวถึงขอบเขตบนของค่า PAPR ที่สามารถลดได้ด้วยการพิจารณาคอนสเทลเลชัน แต่ในส่วนนี้จะใช้อัลกอริทึมอย่างง่ายที่หาค่าได้ใกล้เคียงขอบเขตบนและใช้กำลังที่เพิ่มขึ้นที่ต่ำและความซับซ้อนน้อย

เมื่อแสดงสัญลักษณ์ของ OFDM ในกรณีที่เป็นสัญญาณแถบฐานที่เพิ่มอัลกอริทึมในการลด PAPR แล้วจะได้

$$\bar{x}(n) = \frac{2}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^{N/2-1} [(R_k \pm D_k) \cos(2\pi kn / N) - (I_k \pm D_k) \sin(2\pi kn / N)] \quad (4.23)$$

การหาตำแหน่ง $x(n_k)$ ที่เหมาะสมที่สุดในการเปลี่ยนจุดคอนสเทลเลชันเพื่อลดค่า PAPR ที่ทำให้ได้ค่า PAPR ที่ต่ำที่สุด ต้องใช้จำนวนครั้งในการคำนวณหาสัญญาณส่งในอานาจักรเวลาใหม่เท่ากับสมการที่ (4.24) เมื่อ K เป็นจำนวนคลื่นพาห่อย่อยที่เปลี่ยนจุดคอนสเทลเลชัน

$$\binom{N/2}{K} = \frac{(N/2)((N/2)-1)\dots((N/2)-K+1)}{K!} \quad (4.24)$$

เมื่อ $K \ll N$ ทำให้สามารถประมาณค่าได้เป็นสมการที่ (4.25)

$$\binom{N/2}{K} \approx \frac{(N/2)^K}{K!} \quad (4.25)$$

บทที่ 5

การจำลองระบบ

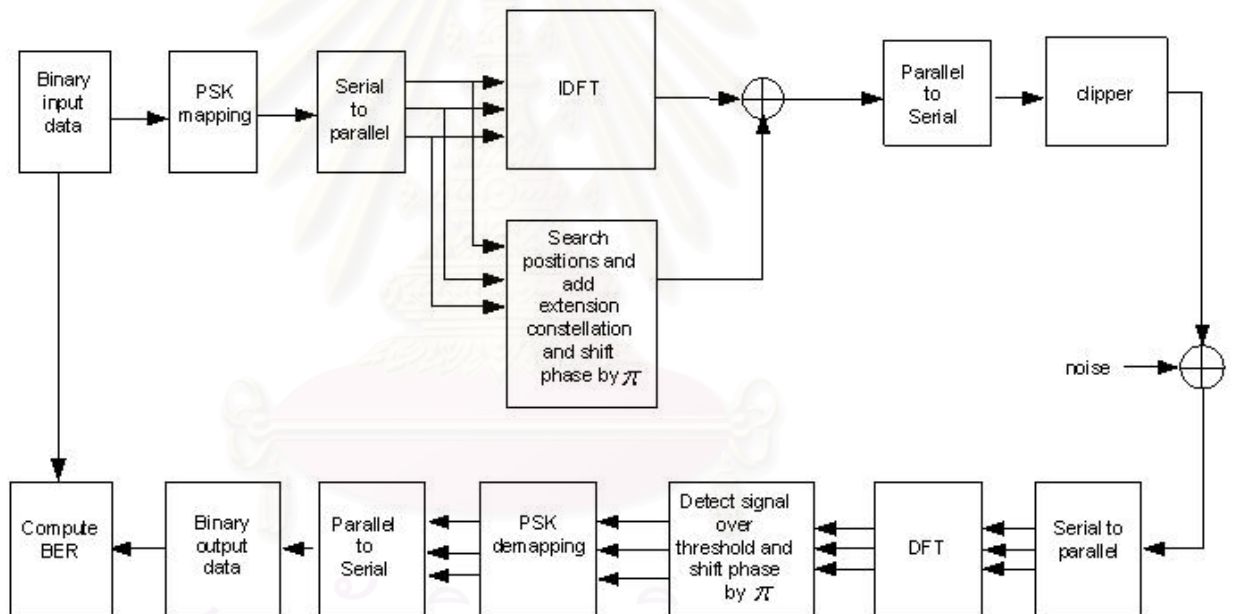
5.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงวิธีการจำลองระบบสื่อสารหลายคลื่นพาห์แบบ OFDM โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อลดค่า PAPR ด้วยวิธีที่นำเสนอและนำผลที่ได้มาเปรียบเทียบกับประสิทธิภาพในการลดค่า PAPR กับวิธีของการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ โดยบทนี้จะนำเสนอแบบจำลองระบบสื่อสารหลายคลื่นพาห์แบบ OFDM พร้อมด้วยสมมุติฐานที่ใช้ในการจำลองและพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบ และในที่สุดท้ายจะแสดงผลการทดสอบและวิเคราะห์ผลการทดสอบโดยเปรียบเทียบค่า PAPR ที่ได้จากวิทยานิพนธ์นี้กับวิธีการเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ

5.2 แบบจำลองระบบ

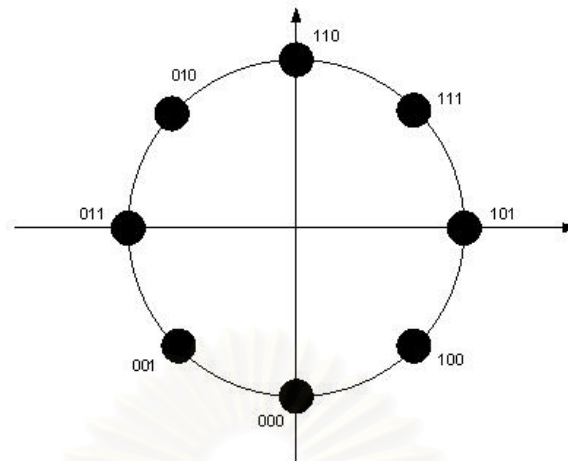
แบบจำลองระบบที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอนี้แสดงได้ดังรูปที่ 5.1 ซึ่งแสดงระบบการสื่อสารหลายคลื่นพาห์แบบ OFDM ทั้งทางภาครับและภาคส่ง จากแบบจำลองจะเพิ่มวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอจากระบบ OFDM ปกติทั้งทางภาครับและภาคส่ง โดยที่ทางภาคส่งจะเพิ่มวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอที่ตำแหน่งของสัญญาณเอาต์พุตของ serial to parallel แบบจำลองระบบเริ่มต้นด้วยการสุ่มบิตข้อมูลที่ต้องการส่งโดยให้จำนวนบิตข้อมูลมีค่าเท่ากับจำนวนคลื่นพาห์ย่อยคูณด้วยจำนวนบิตต่อหนึ่งสัญลักษณ์ จากรูปใช้สัญลักษณ์ 8-PSK ดังนั้นจำนวนบิตต่อ 1 สัญลักษณ์จึงเป็น 3 บิตต่อ 1 สัญลักษณ์ จากนั้นนำบิตข้อมูล map กับสัญลักษณ์ 8-PSK โดยใช้ Gray coded ดังรูปที่ 5.2 แล้วเปลี่ยนสัญญาณการส่งจากอนุกรมให้เป็นขนาน ต่อจากนั้นนำสัญญาณส่วนหนึ่งเข้าสู่กระบวนการแปลงฟูรีเยร์แบบผกผันและนำสัญญาณชุดเดียวกันมาคำนวณหาตำแหน่งสัญญาณที่เหมาะสมที่สุดที่จะขยายและเปลี่ยนเฟสของสัญญาณแล้วนำสัญญาณใหม่ที่ได้มารวมกับสัญญาณปกติที่ทำกระบวนการแปลงฟูรีเยร์แบบผกผันเรียบร้อยแล้วหลังจากนั้นแปลงสัญญาณจากการส่งแบบขนานให้เป็นอนุกรมแล้วจึงขลิบสัญญาณที่มีค่ายอดมากกว่า 8.5 dB ก่อนส่งไปที่ช่องสัญญาณเพื่อใช้คำนวณอัตราบิดผิดพลาดของสัญญาณเนื่องจากการขลิบ เนื่องจากต้องการคำนวณหาอัตราบิดผิดพลาดเนื่องจากการขลิบและสัญญาณรบกวนแบบ AWGN เท่านั้นจึงให้

การประมาณสภาพของสัญญาณไม่มีความผิดพลาด สำหรับภาครับจะเพิ่มวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้ เสนอที่ตำแหน่งเอาต์พุตของสัญญาณที่ผ่านกระบวนการแปลงฟูรีเยร์เรียบร้อยแล้ว โดยนำสัญญาณที่ได้มาตรวจวัดขนาดที่ใหญ่กว่าสัญญาณปกติด้วยค่าเริ่มเปลี่ยน (threshold) เมื่อสัญญาณที่ได้มีขนาดสูงกว่าค่าเริ่มเปลี่ยนก็จะเลื่อนเฟสไป 180° แล้วส่งสัญญาณเข้าสู่กระบวนการ PSK demapping เพื่อแปลงสัญลักษณ์ให้เป็นบิตข้อมูล โดยแม้ว่าสัญญาณที่เปลี่ยนจุดคอนสเทลเลชันจะมีขนาดใหญ่กว่าปกติแต่กระบวนการ PSK demapping จะพิจารณาเพียงเฟสสัญญาณเท่านั้นดังนั้นแม้ว่าจะทำเพียงกระบวนการเลื่อนเฟสสัญญาณเท่านั้นก็สามารถที่จะได้บิตข้อมูลคืนมาถูกต้อง



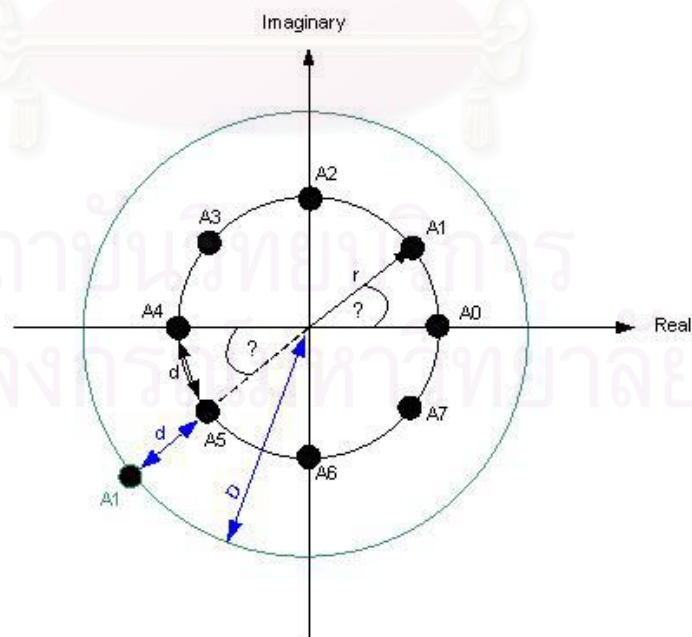
รูปที่ 5.1 แบบจำลองการสื่อสารหลายคลื่นพาห์แบบ OFDM ในวิทยานิพนธ์นี้

รูปที่ 5.2 จุดคอนสเทลเลชันของสัญลักษณ์ 8-PSK ที่ใช้การ map ด้วย Gray coded

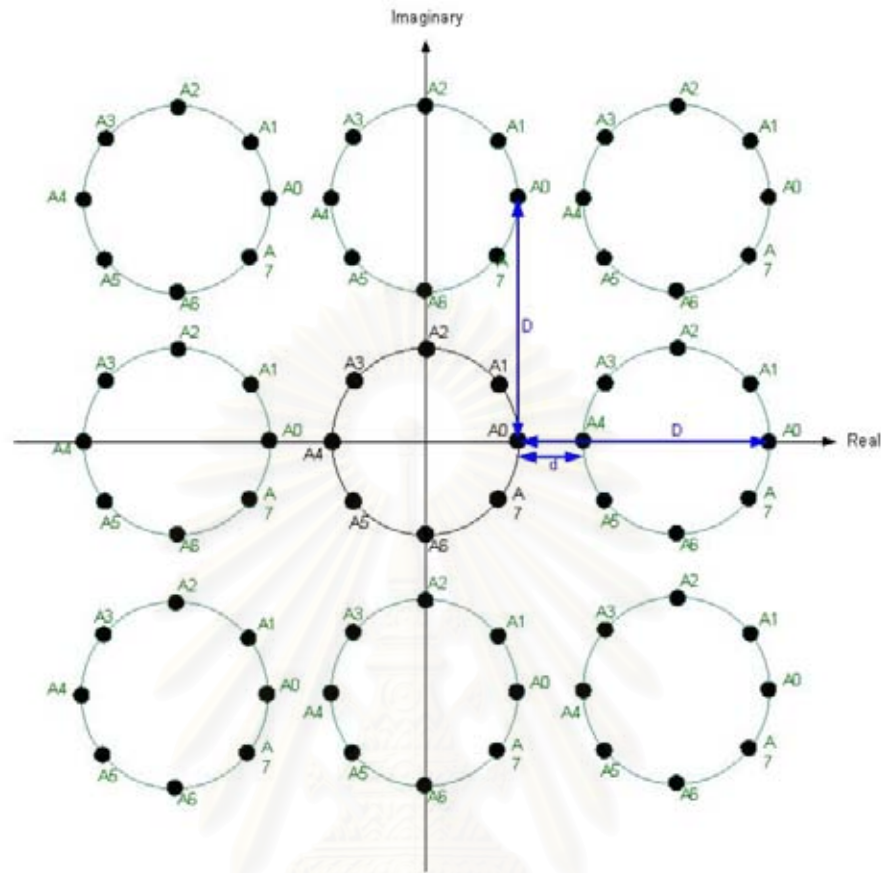


5.3 รูปแบบการขยายจุดคอนสเทลเลชันของวิธีขยายขนาดสัญญาณและวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอ

รูปแบบการขยายจุดคอนสเทลเลชันของวิธีที่เสนอมีลักษณะการขยายดังรูปที่ 5.3 ซึ่งจะเห็นว่าจุดคอนสเทลเลชันที่ขยายมีจำนวน 1 จุด และรูปแบบการขยายจุดคอนสเทลเลชันของวิธีขยายขนาดสัญญาณมีจำนวน 8 จุด ดังรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.3 การขยายจุดคอนสเทลเลชันของวิธีที่เสนอในวิทยานิพนธ์นี้ ด้วยขนาด $D = r + d_{\min}$



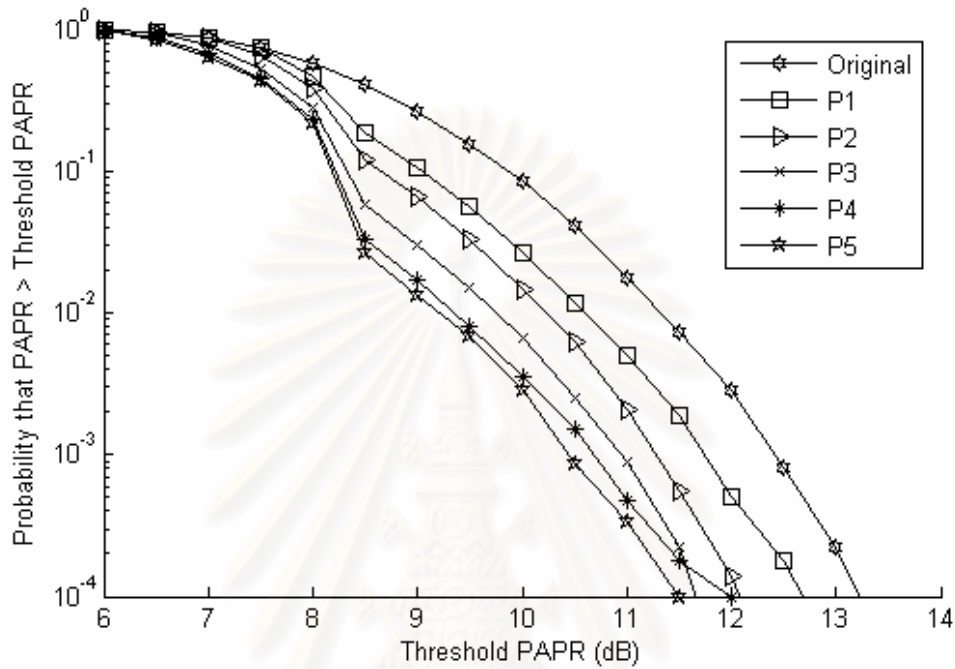
รูปที่ 5.4 การขยายจุดคอนสเทลเลชันของวิธีขยายขนาดสัญญาณ ด้วยขนาด $D = 2r + d_{\min}$

5.4 สมมติฐานและขอบเขตของแบบจำลองในวิทยานิพนธ์

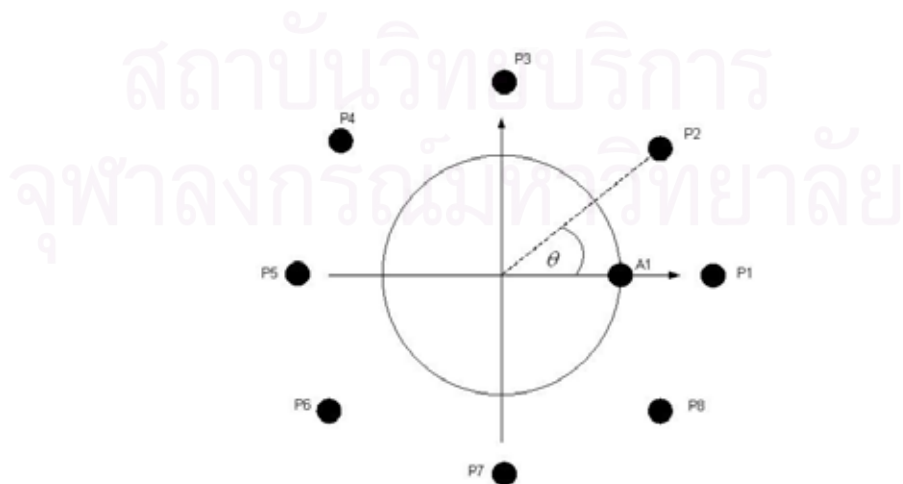
1. ระบบที่พิจารณาเป็นระบบสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์แบบ OFDM
2. ใช้คลื่นพาห์ย่อยจำนวน 64 คลื่นและ 128 คลื่น
3. ชุดข้อมูลที่ต้องการส่งเป็นชุดข้อมูลไบนารีแบบสุ่ม
4. ไม่มีการเปลี่ยนแปลงอัตราข้อมูลในคลื่นพาห์ย่อยแต่ละคลื่น
5. ระบบใช้การแทนข้อมูลลงบน signal constellation แบบ 8-PSK
6. สัญญาณที่ส่งและสัญญาณที่ได้รับเป็นสัญญาณแถบฐาน
7. ไม่มีการควบคุมกำลังส่งเฉลี่ยของระบบ
8. ระบบสามารถประมาณสภาพช่องสัญญาณได้อย่างถูกต้อง
9. กำหนดให้ช่องสัญญาณมีการรบกวนแบบ AWGN เท่านั้น

5.5 ผลการจำลองระบบ

ก. การลดค่า PAPR โดยใช้คลื่นพาร์ย่อย 64 คลื่น

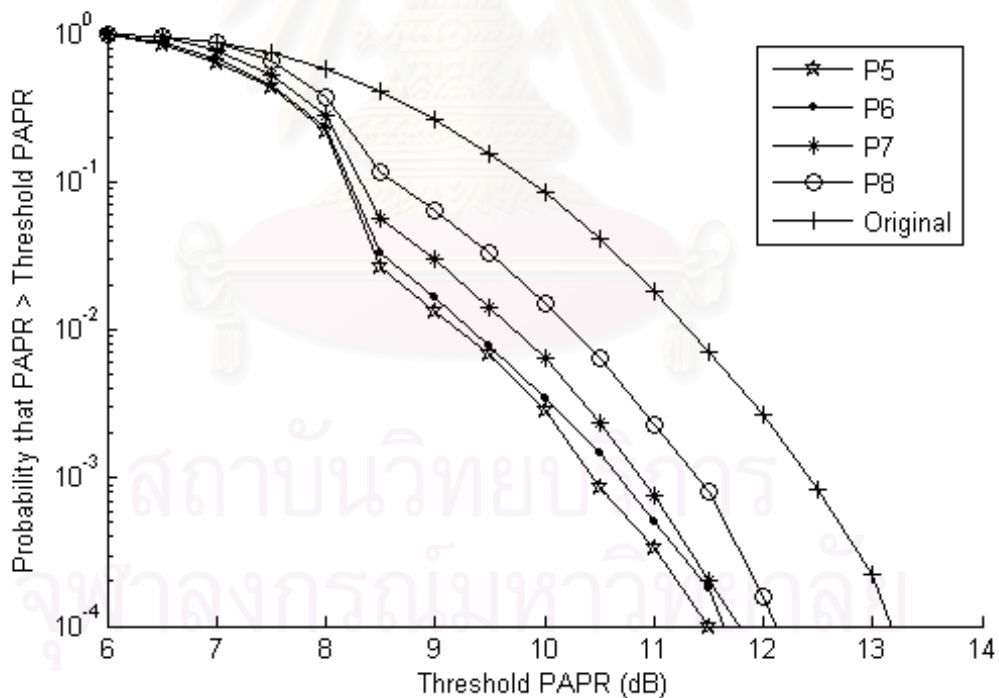


รูปที่ 5.5 CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณปกติและสัญญาณที่ลดค่า PAPR ด้วยวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอ โดยขนาดที่เพิ่มขึ้นมีค่าเท่ากันทุกจุด ($D = r + d_{\min}$) แต่เลื่อนเฟสต่างกันโดยเลื่อนเฟสไปที่ตำแหน่ง P1, P2, P3, P4, P5 ตามลำดับ (ระบบใช้คลื่นพาร์ย่อย 64 คลื่น)



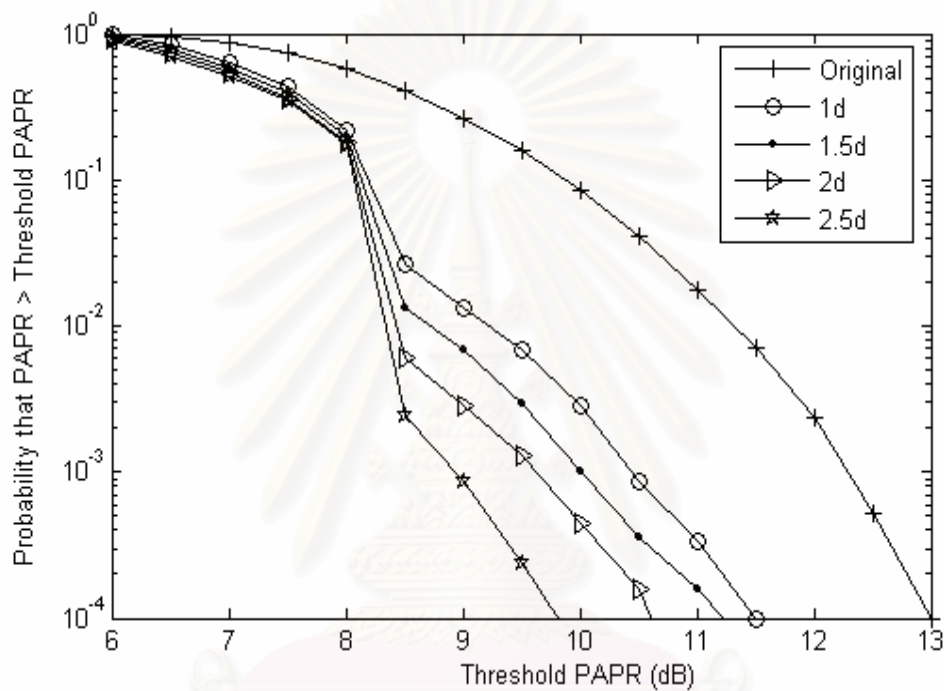
รูปที่ 5.6 จุดคอนสเทลเลชันที่เลื่อนเฟสไปที่ตำแหน่งต่างๆ

รูปที่ 5.5 และ รูปที่ 5.7 แสดง CCDF ของค่า PAPR สำหรับสัญลักษณ์หลายคลื่นพาห်แบบ OFDM ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้คือ IDFT ขนาด 64 จุด , ส่งสัญลักษณ์ 8-PSK, $d_{\min} = \sqrt{2E}(1 - \cos\theta)^{\frac{1}{2}}$ โดยให้ $E = 1$, $\theta = 45^\circ$ กราฟนี้แสดงค่า PAPR ที่ลดได้ด้วยการเปลี่ยนจุดคอนสเทเลชันเดิมเป็นจุดคอนสเทเลชันใหม่ด้วยการเพิ่มขนาดและเลื่อนเฟสดังนั้นจึงเปลี่ยนเป็นสัญลักษณ์ 8-APSK โดยรูปที่ 5.5 และรูปที่ 5.7 แสดงการลดค่า PAPR โดยใช้จุดคอนสเทเลชันใหม่ที่เพิ่มขนาดจากจุดคอนสเทเลชันเดิมด้วยค่า $D = r + d_{\min}$, $r = \sqrt{E} = 1$ เท่ากันทุกจุด แต่เลื่อนเฟสที่ค่าต่างๆ กันซึ่งรูปที่ 5.5 พิจารณาผลที่ได้เมื่อเฟสที่เลื่อนมีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับ 180° โดยเซตของเฟสที่ทำการเลื่อนเป็น $\{P1, P2, P3, P4, P5\}$ ซึ่งมีค่าเท่ากับ $\{0^\circ, 45^\circ, 90^\circ, 135^\circ, 180^\circ\}$ ตามลำดับ รูปที่ 5.7 พิจารณาผลที่ได้เมื่อเฟสที่ทำการเลื่อนมีค่ามากกว่าและเท่ากับ 180° โดยเซตของเฟสที่ทำการเลื่อนเป็น $\{P5, P6, P7, P8, P9\}$ ซึ่งมีค่าเท่ากับ $\{180^\circ, 225^\circ, 270^\circ, 315^\circ, 360^\circ\}$ โดยรูปที่ 5.6 แสดงตำแหน่งของมุมเฟสที่เลื่อนด้วยค่าต่างๆ กัน



รูปที่ 5.7 CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณปกติและสัญญาณที่ทำการลดค่า PAPR ด้วยวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอ โดยขนาดที่เพิ่มขึ้นมีค่าเท่ากันทุกจุด ($D = r + d_{\min}$) แต่เลื่อนเฟสต่างกันโดยเลื่อนเฟสไปที่ตำแหน่ง P5, P6, P7, P8, P9 ตามลำดับ (ระบบใช้คลื่นพาห်ย่อย 64 คลื่น)

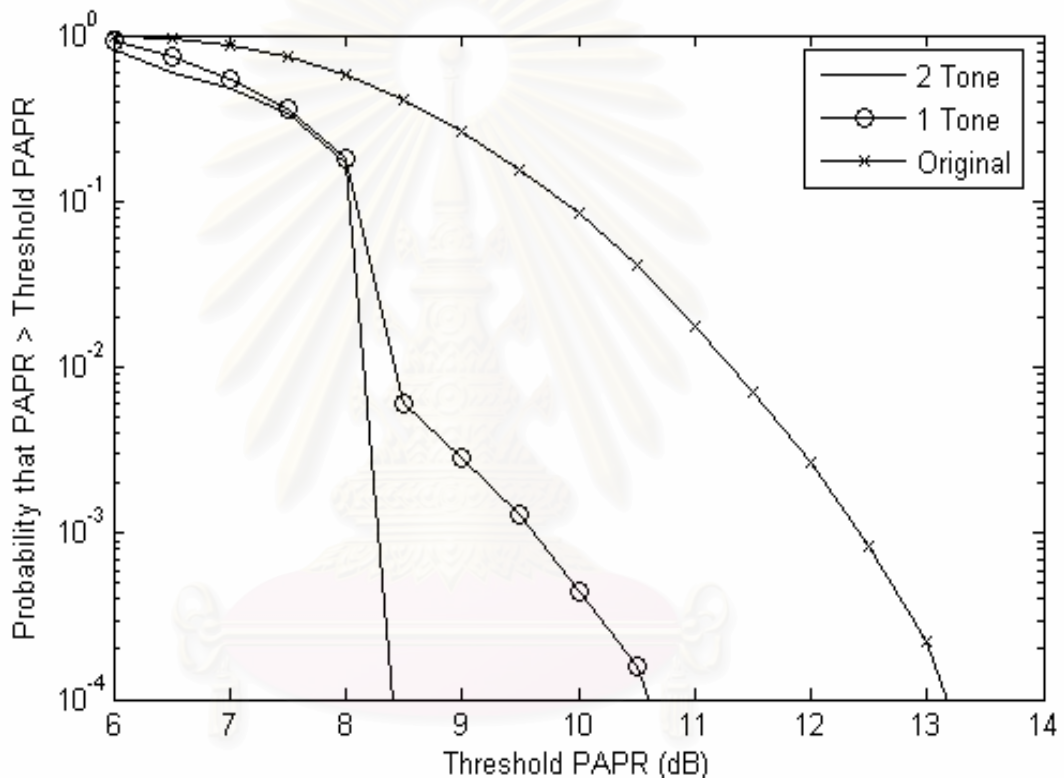
จากกราฟของรูปที่ 5.5 และ รูปที่ 5.7 แสดงให้เห็นว่าเมื่อเลื่อนเฟสจากจุดคอนสเทเลชันเดิมไป 180° หรือที่ตำแหน่ง P5 จะสามารถลดค่า PAPR ได้มากที่สุดคือ 1.7 dB ที่อัตราการขลิบเท่ากับ 10^{-4} แสดงให้เห็นว่าเมื่อใช้จุดคอนสเทเลชันที่เพิ่มขนาดจุดคอนสเทเลชันด้วยค่าที่เท่ากัน การเลื่อนเฟสจากจุดคอนสเทเลชันเดิมไป 180° เป็นการเลื่อนเฟสที่เหมาะสม



รูปที่ 5.8 CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณปกติและสัญญาณที่ลดค่า PAPR ด้วยวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอโดยพิจารณาขนาดที่เพิ่มขึ้นเท่ากับ $D = \{r + d_{\min}, r + 1.5d_{\min}, r + 2d_{\min}, r + 2.5d_{\min}\}$ (ระบบใช้คลื่นพาห้อย่อย 64 คลื่น)

รูปที่ 5.8 แสดง CCDF ของค่า PAPR สำหรับสัญญาณหลายคลื่นพาห้แบบ OFDM ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้คือ IDFT ขนาด 64 จุด, ส่งสัญญาณลักษณะ 8-PSK, $d_{\min} = \sqrt{2E}(1 - \cos\theta)^{\frac{1}{2}}$ โดยให้ $E = 1$, $\theta = 45^\circ$ กราฟนี้แสดงค่า PAPR ที่ลดได้ด้วยการเปลี่ยนจุดคอนสเทเลชันเดิมเป็นจุดคอนสเทเลชันใหม่ที่ขนาดต่างๆ โดยพิจารณาขนาดที่เปลี่ยนแปลงจากจุดคอนสเทเลชันเดิมด้วยเซตของ $D = \{r + d_{\min}, r + 1.5d_{\min}, r + 2d_{\min}, r + 2.5d_{\min}\}$ โดยที่ $r = \sqrt{E} = 1$ และเลื่อนเฟส 180° จากกราฟจะเห็นได้ว่าเมื่อขยายขนาดของคอนสเทเลชันมากขึ้นจะสามารถลดค่า

PAPR ได้มากขึ้นแต่ต้องใช้กำลังมากขึ้นเช่นเดียวกัน เมื่อขยายขนาดเพิ่มด้วยขนาด $1 d_{\min}$ จะใช้พลังงานเฉลี่ยเพิ่มในการส่งตามสมการที่ (4.11) เป็น 6.5% และเมื่อขยายขนาดเป็น $1.5 d_{\min}$, $2 d_{\min}$, $2.5 d_{\min}$ พลังงานเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้นมีค่าเป็น 11%, 16.7%, 23% ตามลำดับ ซึ่งเท่ากับพลังงานที่เพิ่มขึ้นในการทดสอบ เมื่อการเปลี่ยนจุดคอนสเทลเลชันไม่ได้ทำถ้าสัญลักษณ์ OFDM นั้นมีค่า PAPR ไม่เกินอัตราการใช้ขลิบ ดังนั้นพลังงานเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้นจะมีค่าเพียง 3.9 %, 6.8 %, 10% และ 14.6 % ตามลำดับ

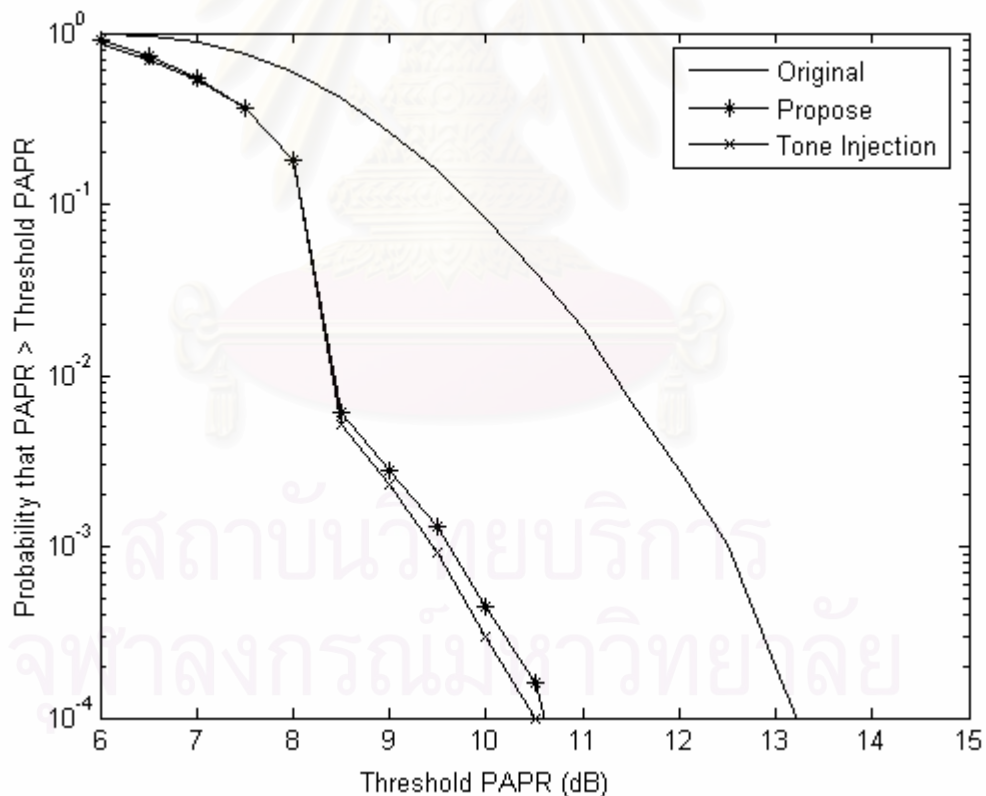


รูปที่ 5.9 CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณปกติและสัญญาณที่ลดค่า PAPR ด้วยวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอเมื่อเปลี่ยนแปลงคอนสเทลเลชัน 1 เสียงสัญญาณและ 2 เสียงสัญญาณ (ระบบใช้คลื่นพาห่อย่อย 64 คลื่น) โดยส่งสัญลักษณ์ 8-PSK

รูปที่ 5.9 แสดง CCDF ของค่า PAPR สำหรับสัญลักษณ์หลายคลื่นพาห่แบบ OFDM ที่เอาต์พุตของ IDFT ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้คือ IDFT ขนาด 64 จุด, ส่งสัญลักษณ์ 8-PSK, $d_{\min} = \sqrt{2E}(1 - \cos\theta)^{\frac{1}{2}}$ โดยให้ $E=1$, $\theta = 45^\circ$ จากรูปแสดงผลการลดค่า PAPR โดยการเปลี่ยนแปลงคอนสเทลเลชัน 2 เสียงสัญญาณ กราฟนี้แสดงค่า PAPR ที่ลดได้โดยเปลี่ยนจุด

คอนสเทลเลชันใหม่จากจุดคอนสเทลเลชันเดิมด้วยขนาด $2d_{\min}$ โดยที่ $r = \sqrt{E} = 1$ และเลื่อนเฟสไป 180°

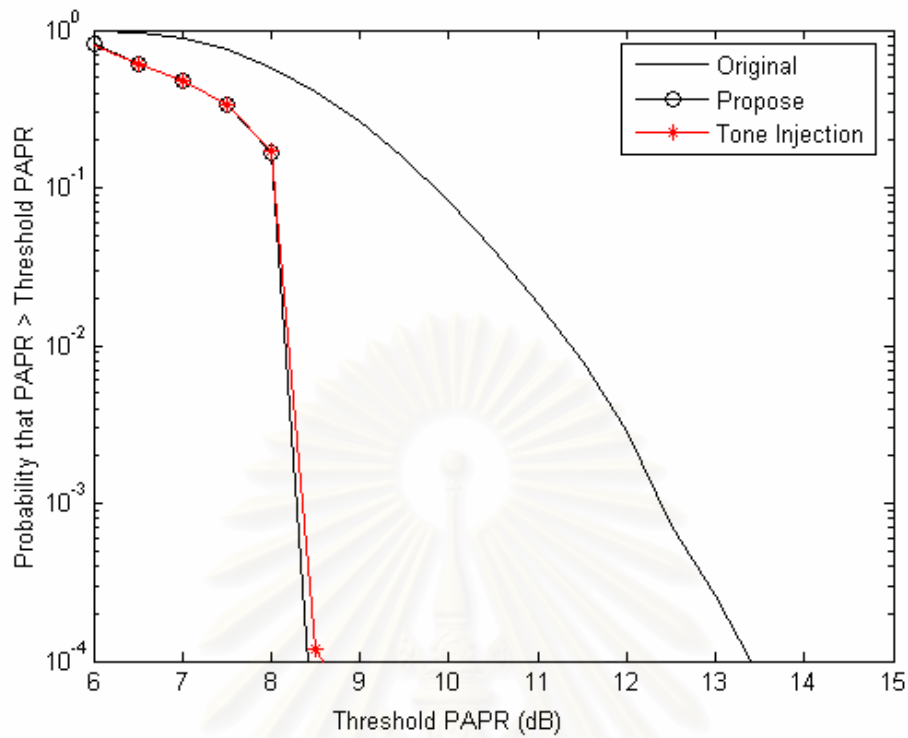
จากกราฟแสดงให้เห็นว่าเมื่อเปลี่ยนแปลงจุดคอนสเทลเลชัน 1 เสียงสัญญาณสามารถลดค่า PAPR ได้ 2.5 dB โดยใช้กำลังเฉลี่ยเพิ่มขึ้นตามสมการที่ (4.11) เป็น 16.7% และเมื่อเปลี่ยนแปลงจุดคอนสเทลเลชัน 2 เสียงสัญญาณสามารถลดค่า PAPR ได้ 4.9 dB โดยใช้กำลังเฉลี่ยเพิ่มขึ้นตามสมการที่ (4.11) เป็น 33.4% ที่อัตราการขลิบ 10^{-4} ซึ่งเท่ากับพลังงานที่เพิ่มขึ้นในการทดสอบ เมื่อการเปลี่ยนจุดคอนสเทลเลชันไม่ได้ทำทุกครั้งถ้าหากสัญลักษณ์ OFDM นั้นมีค่า PAPR ไม่เกินอัตราการขลิบดังนั้นพลังงานเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้นจะมีค่าเพียง 10% และ 17% สำหรับการเปลี่ยนแปลงจุดคอนสเทลเลชัน 1 เสียงสัญญาณและ 2 เสียงสัญญาณตามลำดับ



รูปที่ 5.10 CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณปกติและสัญญาณที่ลดค่า PAPR ด้วยวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอและวิธีเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณที่ 1 เสียงสัญญาณ (ระบบใช้คลื่นพาร์ช้อย 64 คลื่น)

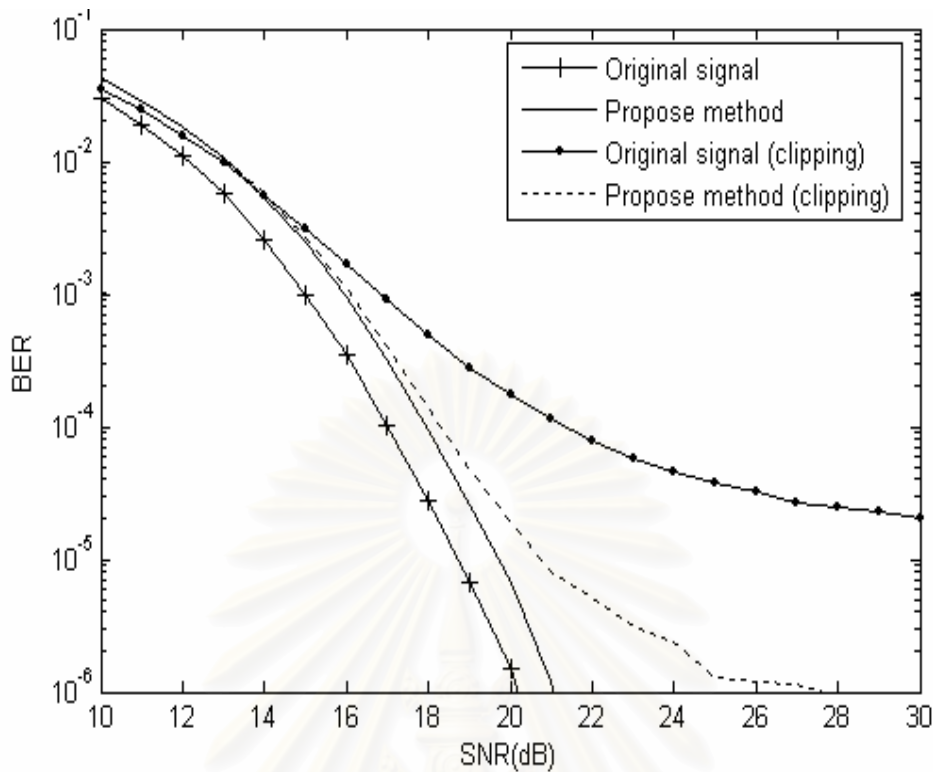
รูปที่ 5.10 และรูปที่ 5.11 แสดง CCDF ของค่า PAPR สำหรับสัญญาณหลายคลื่นพาห์แบบ OFDM ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้คือ IDFT ขนาด 64 จุด, ส่งสัญญาณ 8-PSK, $d_{\min} = \sqrt{2E}(1 - \cos\theta)^{\frac{1}{2}}$ โดยให้ $E=1$, $\theta = 45^\circ$ กราฟนี้แสดงประสิทธิภาพในการลด PAPR ของวิธีที่ใช้ในวิทยานิพนธ์เปรียบเทียบกับวิธีเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณซึ่งจะเห็นว่าวิธีเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณและวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอสามารถลด PAPR ได้ใกล้เคียงกันเมื่อให้วิธีของวิทยานิพนธ์ขยายจุดคอนสเทลเลชันด้วยขนาด $D = r + 2d_{\min} = 2.5$ โดย $r = \sqrt{E} = 1$ และเลื่อนเฟสไป 180° โดยการขยายจุดคอนสเทลเลชันมีลักษณะดังรูปที่ 5.2 และวิธีขยายสัญญาณขยายจุดคอนสเทลเลชันด้วยระยะ $D = 2r + d_{\min} = 2.76$ โดยการขยายจุดคอนสเทลเลชันมีลักษณะดังรูปที่ 5.3 จากกราฟในรูปที่ 5.10 และ 5.11 จะเห็นได้ว่าวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอและวิธีขยายสัญญาณสามารถลดค่า PAPR ได้ใกล้เคียงกันแม้ว่าที่วิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอจะขยายจุดคอนสเทลเลชัน D ด้วยขนาดที่ใกล้เคียงกับวิธีขยายสัญญาณแต่เนื่องจากวิธีขยายสัญญาณจะทำการขยายรอบๆ จุดเดิมด้วยระยะ D แต่วิธีของวิทยานิพนธ์นี้จะขยายเป็นค่าคงที่ D ทำให้พลังงานที่ขยายของวิธีของวิทยานิพนธ์นี้มีค่าต่ำกว่าหรือใกล้เคียงกับวิธีขยายสัญญาณซึ่งจากการทดสอบจะได้ผลดังกราฟในรูปที่ 5.10 แสดงให้เห็นเมื่อใช้ 1 เสียงสัญญาณวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอสามารถลดค่า PAPR ได้ 2.6 dB และวิธีเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณสามารถลดค่า PAPR ได้ 2.7 dB ที่อัตราการใช้ 10^{-4} โดยวิธีของวิทยานิพนธ์นี้ใช้กำลังเฉลี่ยเพิ่มขึ้น 23 % และวิธีขยายสัญญาณใช้กำลังเฉลี่ยเพิ่มขึ้น 32 % และรูปที่ 5.11 แสดงให้เห็นว่าเมื่อใช้ 2 เสียงสัญญาณทั้งวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอและวิธีเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณสามารถลด PAPR ได้ประมาณ 5 dB ที่อัตราการใช้ 10^{-4} โดยวิธีของวิทยานิพนธ์นี้ใช้กำลังเฉลี่ยเพิ่มขึ้น 46 % และวิธีขยายสัญญาณใช้กำลังเฉลี่ยเพิ่มขึ้น 53%

นอกจากนั้นวิธีที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้ความยุ่งยากในการคำนวณน้อยกว่าวิธีเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ วิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอ ต้องใช้จำนวนครั้งในการคำนวณหาสัญญาณส่งในอาณาจักรเวลาใหม่ใช้จำนวนรอบในการคำนวณตามสมการที่ (4.25) ซึ่งมีค่าเท่ากับ 32 ครั้งเพื่อหาสัญญาณที่มีค่า PAPR ต่ำที่สุด ในขณะที่วิธีเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณใช้จำนวนครั้งในการคำนวณหาสัญญาณส่งในอาณาจักรเวลาใหม่ตามสมการที่ (3.42) ซึ่งมีค่าเท่ากับ 256 ครั้งเพื่อหาสัญญาณที่มีค่าที่ดีที่สุด



รูปที่ 5.11 CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณปกติและสัญญาณที่ลดค่า PAPR ด้วยวิธีที่
 วิทยานิพนธ์นี้เสนอและวิธีเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณที่ 2 เสียงสัญญาณโดยส่ง
 สัญญาณลักษณะ 8-PSK (ระบบใช้คลื่นพาห้อย่อย 64 คลื่น)

สถาบันวิทยบริการ
 จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



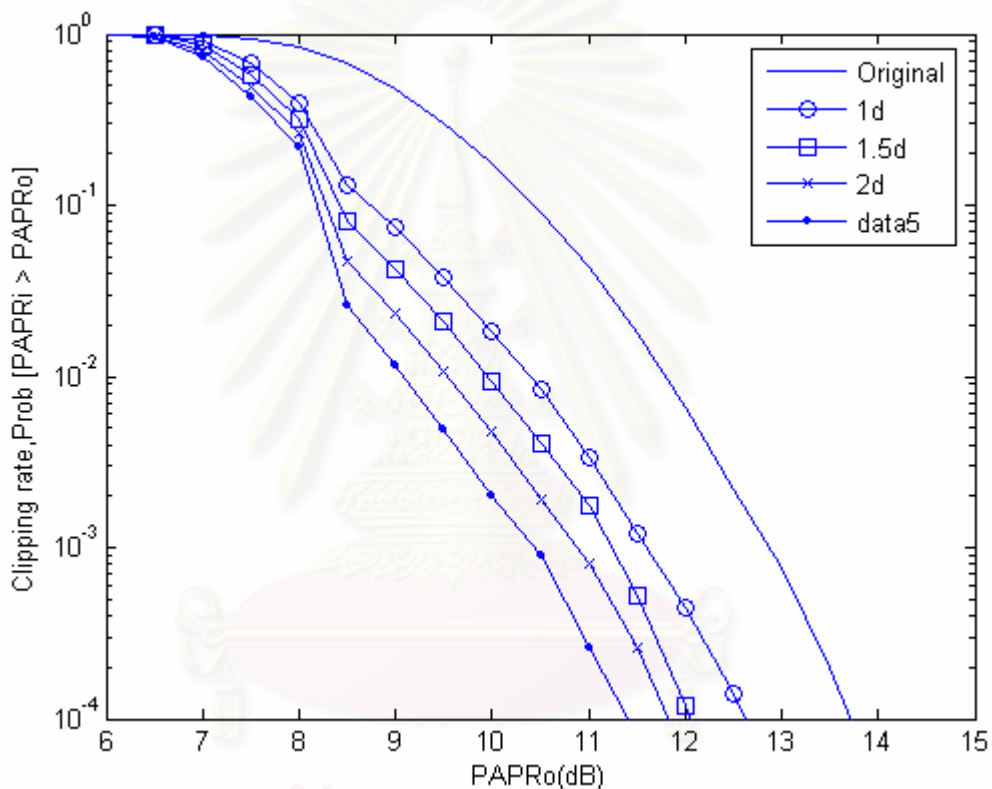
รูปที่ 5.12 อัตราบิดผิดพลาด (BER) ของระบบที่ไม่มีการลดค่า PAPR และระบบที่ลดค่า PAPR ด้วยวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอ และพิจารณาเปรียบเทียบกับกรณีที่ไม่มีการขลิบสัญญาณกับกรณีที่มีการขลิบสัญญาณด้วย (ระบบใช้คลื่นพาห้อย่อย 64 คลื่น)

รูปที่ 5.12 แสดงการลดอัตราบิดผิดพลาดจากการขลิบเมื่อใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอ ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้คือ IDFT ขนาด 64 จุด, ส่งสัญลักษณ์ 8-PSK ขยายจุดคอนสแตนต์ด้วยขนาด $2.5 d_{\min}$ และขลิบสัญญาณที่ 6 dB จากกราฟจะเห็นได้ว่าสัญญาณที่ไม่ได้ลดค่า PAPR จะเกิดความเพี้ยนจากการขลิบสูงกว่าสัญญาณที่ลดค่า PAPR ด้วยวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอเนื่องจากการขลิบสัญญาณจะทำให้สัญญาณผิดเพี้ยนนอกเหนือจากความเพี้ยนที่เกิดจาก AWGN จากกราฟ สังเกตได้ว่าเมื่อ SNR มีค่ามากกว่า 22 dB ค่าของ BER จะลดต่ำลงอย่างช้าๆ เนื่องจากโอกาสที่สัญญาณจะถูกขลิบมีค่าน้อยมากขึ้น

นอกจากนั้นรูปที่ 5.12 ยังแสดงค่าความเพี้ยนที่เกิดขึ้นเมื่อไม่มีการขลิบซึ่งความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นนั้นเกิดจาก AWGN เพียงอย่างเดียวโดยเปรียบเทียบสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอกับสัญญาณที่ไม่ได้ลดค่า PAPR ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อไม่มีการขลิบสัญญาณส่ง

อัตราบิดเบือนของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอจะมีอัตราบิดเบือนมากกว่าสัญญาณที่ไม่ได้ลดค่า PAPR เนื่องจากวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอใช้กำลังเฉลี่ยของสัญญาณที่ส่งเพิ่มขึ้นจากปกติ ซึ่งจะทำให้สูญเสีย SNR margin

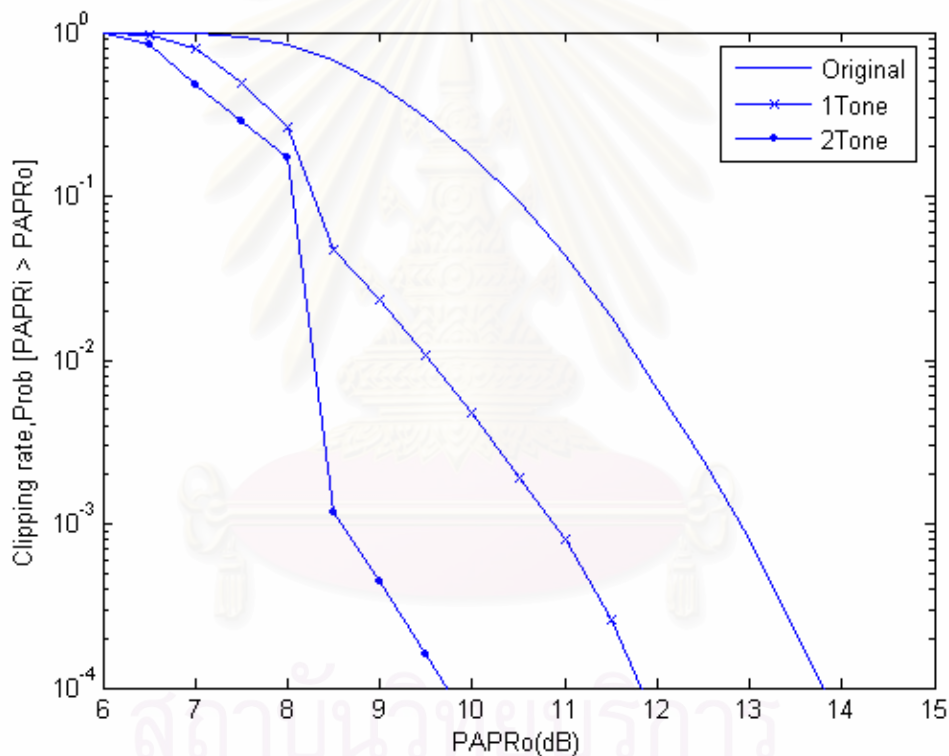
ข. การลดค่า PAPR โดยใช้คลื่นพาร์ย่อย 128 คลื่น



รูปที่ 5.13 CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณปกติและสัญญาณที่ลดค่า PAPR ด้วยวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอโดยพิจารณาขนาดที่เพิ่มขึ้นเท่ากับ $D = \{r + d_{\min}, r + 1.5d_{\min}, r + 2d_{\min}, r + 2.5d_{\min}\}$ (ระบบใช้คลื่นพาร์ย่อย 128 คลื่น)

รูปที่ 5.13 แสดง CCDF ของค่า PAPR สำหรับสัญญาณหลายคลื่นพาร์แบบ OFDM ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้คือ IDFT ขนาด 128 จุด, ส่งสัญญาณ 8-PSK, $d_{\min} = \sqrt{2E}(1 - \cos\theta)^{\frac{1}{2}}$ โดยให้ $E=1$, $\theta = 45^\circ$ กราฟนี้แสดงค่า PAPR ที่ลดได้ด้วยการเปลี่ยนจุดคอนสเทลเลชันเดิมเป็นจุดคอนสเทลเลชันใหม่ที่ขนาดต่างๆ โดยพิจารณาขนาดที่เปลี่ยนแปลงจากจุดคอนสเทลเลชันเดิม

ด้วยเซตของ $D = \{r + d_{\min}, r + 1.5d_{\min}, r + 2d_{\min}, r + 2.5d_{\min}\}$ โดยที่ $r = \sqrt{E} = 1$ และ เลื่อนเฟส 180° จากกราฟจะเห็นได้ว่าเมื่อขยายขนาดของคอนสแตนต์เลขขึ้นจะสามารถลด ค่า PAPR ได้มากขึ้นแต่ต้องใช้กำลังมากขึ้นเช่นเดียวกัน เมื่อขยายขนาดเพิ่มด้วยขนาด $1d_{\min}$ จะ ใช้พลังงานเฉลี่ยเพิ่มในการส่งตามสมการที่ (4.11) เป็น 3.2 % และเมื่อขยายขนาดเป็น $1.5d_{\min}$, $2d_{\min}$, $2.5d_{\min}$ พลังงานเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้นมีค่าเป็น 5.6 %, 8 %, 11.6 % ตามลำดับ ซึ่งเท่ากับ พลังงานที่เพิ่มขึ้นในการทดสอบ เมื่อไม่ทำการเปลี่ยนจุดคอนสแตนต์เลขสำหรับสัญลักษณ์ OFDM ที่มีค่า PAPR ไม่เกินอัตราการใช้จะทำให้พลังงานเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้นมีค่าเพียง 0.9 %, 2.7 %, 5.4% และ 8.4 % ตามลำดับ

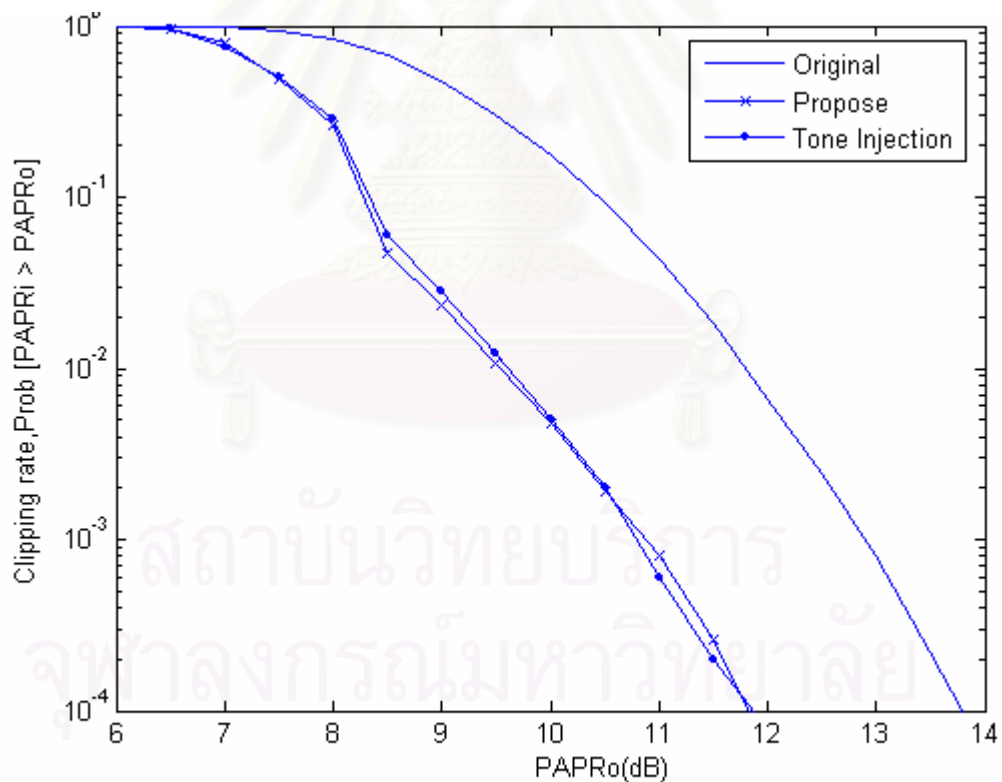


รูปที่ 5.14 CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณปกติและสัญญาณที่ลดค่า PAPR ด้วยวิธีที่ วิทยานิพนธ์นี้เสนอเมื่อเปลี่ยนแปลงคอนสแตนต์เลขขึ้น 1 เสียงสัญญาณและ 2 เสียง สัญญาณ (ระบบใช้คลื่นพาร์ย่อย 128 คลื่น)

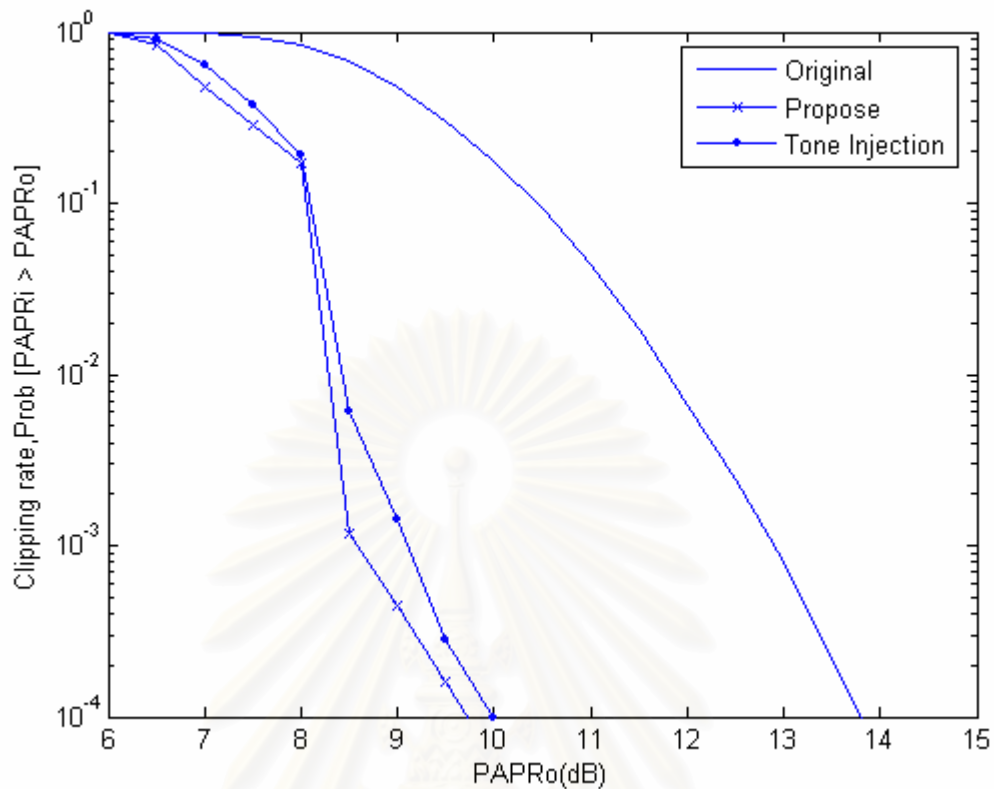
รูปที่ 5.14 แสดง CCDF ของค่า PAPR สำหรับสัญลักษณ์หลายคลื่นพาร์แบบ OFDM ที่ เอาต์พุตของ IDFT ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้คือ IDFT ขนาด 128 จุด, ส่งสัญลักษณ์ 8-PSK, $d_{\min} = \sqrt{2E}(1 - \cos\theta)^{\frac{1}{2}}$ โดยให้ $E=1$, $\theta = 45^\circ$ จากรูปแสดงผลการลดค่า PAPR โดยการ

เปลี่ยนแปลงคอนสเทลเลชัน 2 เสียงสัญญาณ กราฟนี้แสดงค่า PAPR ที่ลดได้โดยเปลี่ยนจุดคอนสเทลเลชันใหม่จากจุดคอนสเทลเลชันเดิมด้วยขนาด $2.5d_{\min}$ โดยที่ $r = \sqrt{E} = 1$ และเลื่อนเฟสไป 180°

จากกราฟแสดงให้เห็นว่าเมื่อเปลี่ยนแปลงจุดคอนสเทลเลชัน 1 เสียงสัญญาณสามารถลดค่า PAPR ได้ 2 dB โดยใช้กำลังเฉลี่ยเพิ่มขึ้นตามสมการที่ (4.11) เป็น 11.5% และเมื่อเปลี่ยนแปลงจุดคอนสเทลเลชัน 2 เสียงสัญญาณสามารถลดค่า PAPR ได้ 3.5 dB โดยใช้กำลังเฉลี่ยเพิ่มขึ้นตามสมการที่ (4.11) เป็น 23 % ที่อัตราการใช้พลังงาน 10^{-4} ซึ่งเท่ากับพลังงานที่เพิ่มขึ้นในการทดสอบ เมื่อสัญลักษณ์ OFDM นั้นมีค่า PAPR ไม่เกินอัตราการใช้พลังงานจะไม่ทำการเปลี่ยนจุดคอนสเทลเลชัน ดังนั้นพลังงานเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้นจะมีค่าเพียง 8.4% และ 16.7% สำหรับการเปลี่ยนแปลงจุดคอนสเทลเลชัน 1 เสียงสัญญาณและ 2 เสียงสัญญาณตามลำดับ



รูปที่ 5.15 CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณปกติและสัญญาณที่ลดค่า PAPR ด้วยวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอและวิธีเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณที่ 1 เสียงสัญญาณโดยส่งสัญลักษณ์ 8-PSK (ระบบใช้คลื่นพาห์ย่อย 128 คลื่น)



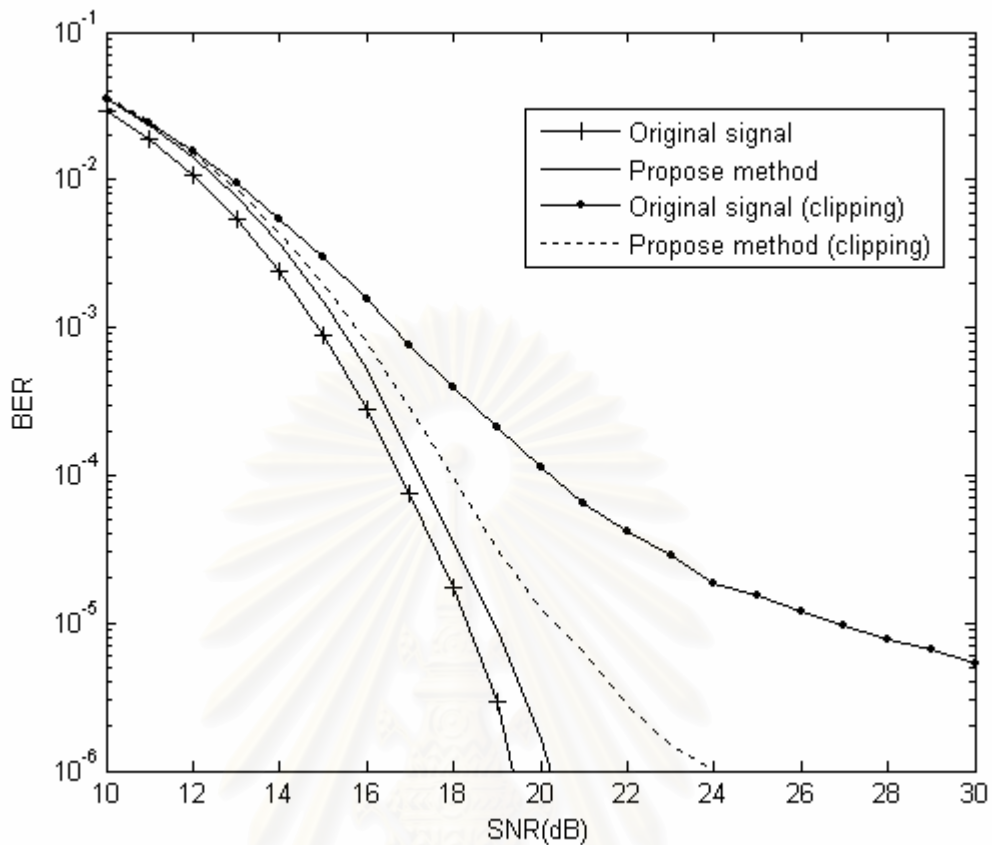
รูปที่ 5.16 CCDF ของค่า PAPR ของสัญญาณปกติและสัญญาณที่ลดค่า PAPR ด้วยวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอและวิธีเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณที่ 2 เสียงสัญญาณ (ระบบใช้คลื่นพาร์ย่อย 128 คลื่น)

รูปที่ 5.15 และรูปที่ 5.16 แสดง CCDF ของค่า PAPR สำหรับสัญลักษณ์หลายคลื่นพาร์แบบ OFDM ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้คือ IDFT ขนาด 128 จุด, ส่งสัญลักษณ์ 8-PSK, $d_{\min} = \sqrt{2E}(1 - \cos\theta)^{\frac{1}{2}}$ โดยให้ $E=1$, $\theta = 45^\circ$ กราฟนี้แสดงประสิทธิภาพในการลด PAPR ของวิธีที่ใช้ในวิทยานิพนธ์เปรียบเทียบกับวิธีเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณซึ่งจะเห็นว่าวิธีเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณและวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอนี้สามารถลด PAPR ได้ใกล้เคียงกันเมื่อให้วิธีของวิทยานิพนธ์ขยายจุดคอนสเทลเลชันด้วยขนาด $D = r + 2.5d_{\min} = 2.9$ โดย $r = \sqrt{E} = 1$ และเลื่อนเฟสไป 180° โดยการขยายจุดคอนสเทลเลชันมีลักษณะดังรูปที่ 5.2 และวิธีขยายสัญญาณขยายจุดคอนสเทลเลชันด้วยระยะ $D = 2r + d_{\min} = 2.76$ โดยการขยายจุดคอนสเทลเลชันมีลักษณะดังรูปที่ 5.3 จากกราฟในรูปที่ 5.16 และ 5.17 จะเห็นได้ว่าวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอและวิธีขยายสัญญาณสามารถลดค่า PAPR ได้ใกล้เคียงกันแม้ว่าที่วิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอจะขยายจุด

คอนสแตลเลชัน D ด้วยขนาดที่ใกล้เคียงกับวิธีขยายสัญญาณแต่เนื่องจากวิธีขยายสัญญาณจะทำการขยายรอบๆ จุดเดิมด้วยระยะ D แต่วิธีของวิทยานิพนธ์นี้จะขยายเป็นค่าคงที่ D ทำให้พลังงานที่ขยายของวิธีของวิทยานิพนธ์นี้มีค่าต่ำกว่าหรือใกล้เคียงกับวิธีขยายสัญญาณซึ่งจากการทดสอบจะได้ผลดังกราฟในรูปที่ 5.15 แสดงให้เห็นเมื่อใช้ 1 เสียงสัญญาณวิธีที่เสนอในวิทยานิพนธ์นี้และวิธีเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณสามารถลดค่า PAPR ได้ 2 dB ที่อัตราการขลิบ 10^{-4} โดยวิธีของวิทยานิพนธ์นี้ใช้กำลังเฉลี่ยเพิ่มขึ้น 11.5 % และวิธีขยายสัญญาณใช้กำลังเฉลี่ยเพิ่มขึ้น 12.12 % และรูปที่ 5.16 แสดงให้เห็นว่าเมื่อใช้ 2 เสียงสัญญาณ วิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอสามารถลด PAPR ได้ประมาณ 4 dB และวิธีเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณสามารถลด PAPR ได้ประมาณ 3.8 dB ที่อัตราการขลิบ 10^{-4} โดยวิธีของวิทยานิพนธ์นี้ใช้กำลังเฉลี่ยเพิ่มขึ้น 11.6 % และวิธีขยายสัญญาณใช้กำลังเฉลี่ยเพิ่มขึ้น 20 %

นอกจากนั้นวิธีที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้มีความยุ่งยากในการคำนวณน้อยกว่าวิธีเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณ วิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอ ต้องใช้จำนวนรอบในการคำนวณหาสัญญาณส่งในอานาจักรเวลาใหม่โดยคำนวณตามสมการที่ (4.25) ซึ่งมีค่าเท่ากับ 64 รอบสำหรับ 1 เสียงสัญญาณและ 2,048 รอบสำหรับ 2 เสียงสัญญาณเพื่อหาสัญญาณที่มีค่า PAPR ต่ำที่สุด ในขณะที่วิธีเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณใช้จำนวนรอบในการคำนวณหาสัญญาณส่งในอานาจักรเวลาใหม่ตามสมการที่ (3.42) ซึ่งมีค่าเท่ากับ 512 รอบสำหรับ 1 เสียงสัญญาณและ 131,072 รอบสำหรับ 2 เสียงสัญญาณ

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 5.17 อัตราบิตผิดพลาด (BER) ของระบบที่ไม่มีการลดค่า PAPR และระบบที่ลดค่า PAPR ด้วยวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอ และพิจารณาเปรียบเทียบกับกรณีที่ไม่มีการขลิบสัญญาณกับกรณีที่มีการขลิบสัญญาณด้วย (ระบบใช้คลื่นพาห่อย่อย 128 คลื่น)

รูปที่ 5.17 แสดงการลดอัตราบิตผิดพลาดจากการขลิบเมื่อใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอ จากกราฟจะเห็นได้ว่าสัญญาณที่ไม่ได้ลดค่า PAPR จะเกิดความผิดพลาดจากการขลิบสูงกว่าสัญญาณที่ลดค่า PAPR ด้วยวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอเนื่องจากการขลิบสัญญาณจะทำให้สัญญาณผิดเพี้ยนนอกเหนือจากความผิดพลาดที่เกิดจาก AWGN จากกราฟ สังเกตได้ว่าเมื่อ SNR มีค่ามากกว่า 24 dB ค่าของ BER จะลดต่ำลงอย่างช้าๆ เนื่องจากโอกาสที่สัญญาณจะถูกขลิบมีค่าน้อยมากขึ้น

นอกจากนั้นรูปที่ 5.17 ยังแสดงค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นเมื่อไม่มีการขลิบซึ่งความผิดพลาดที่เกิดขึ้นนั้นเกิดจาก AWGN เพียงอย่างเดียวโดยเปรียบเทียบสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอกับสัญญาณที่ไม่ได้ลดค่า PAPR ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อไม่มีการขลิบสัญญาณส่ง

อัตราบิดเบือนของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอจะมีอัตราบิดเบือนมากกว่าสัญญาณที่ไม่ได้ลดค่า PAPR เนื่องจากวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอใช้กำลังเฉลี่ยของสัญญาณที่ส่งเพิ่มขึ้นจากปกติ ซึ่งจะทำให้สูญเสีย SNR margin



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 6

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปผลการทดสอบ

งานวิจัยนี้ได้เสนออัลกอริทึมเพื่อลดค่า PAPR สำหรับการมอดูเลตหลายคลื่นพาห์แบบ OFDM เนื่องจากปัญหาที่เกิดจากการที่ PAPR มีค่าสูงเป็นปัญหาที่สำคัญในระบบการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์เนื่องจากการที่สัญญาณที่มีอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยที่สูงๆ เมื่อผ่านวงจรขยายจะทำให้วงจรขยายทำงานในช่วงอิ่มตัวและทำงานไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งจะทำให้เกิดความเพี้ยนเชิงอินเตอร์มอดูเลต ซึ่งโดยปกติจะแก้ไขโดยใช้การปรับหรือขลิบสัญญาณที่มีกำลังค่ายอดสูงก่อนที่จะผ่านวงจรขยาย แต่การขลิบสัญญาณทำให้เกิดความเพี้ยนของสัญญาณนอกแถบ ดังนั้นการหาวิธีเพื่อลดค่า PAPR จึงสำคัญสำหรับการมอดูเลตหลายคลื่นพาห์ วิธีการลดค่า PAPR แบบเพิ่มขนาดเสียงสัญญาณเป็นวิธีการลดค่า PAPR ที่มีประสิทธิภาพสูง แต่มีความซับซ้อนในการคำนวณมากทำให้เพิ่มเวลาประวิงให้กับระบบ ซึ่งอาจส่งผลกระทบต่อระบบที่ต้องส่งข้อมูลด้วยอัตราข้อมูลสูง ดังนั้นวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้จึงเสนอการลดอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยโดยไม่ลดอัตราข้อมูล โดยหลักการพื้นฐานของวิธีนี้คือการเพิ่มขนาดของคอนสเทลเลชัน โดยที่จุดคอนสเทลเลชันใหม่ที่ขยายขนาดแล้วสามารถ map กลับไปที่จุดคอนสเทลเลชันเดิมได้ โดยให้จุดคอนสเทลเลชันใหม่ที่ได้มีขนาดมากกว่าหรือเท่ากับ d โดยที่ d คือค่าระยะห่างต่ำที่สุดระหว่างจุดคอนสเทลเลชันเดิม ดังนั้นค่าอัตราบิดผิดพลาดจึงไม่เพิ่มขึ้นและสำหรับด้านรับเพียงเพิ่มกระบวนการปรับกำลังสัญญาณและเพิ่มวงจรเลื่อนเฟสให้กับระบบ เนื่องจากวิธีนี้มีวิธีเลือกจุดคอนสเทลเลชันที่นำมาแทนจุดคอนสเทลเลชันเดิมเพียงรูปแบบเดียวทำให้ลดความซับซ้อนจากวิธีขยายสัญญาณได้ถึง 8 เท่า เมื่อวิธีขยายสัญญาณมี 8 รูปแบบในการเลือกจุดคอนสเทลเลชันใหม่จากการทดสอบในงานวิจัยจะเห็นได้ว่าเมื่อให้ขนาดของจุดคอนสเทลเลชันที่ขยายมีค่าใกล้เคียงกับขนาดที่ขยายด้วยวิธีขยายสัญญาณจะสามารถลดค่า PAPR ได้เท่ากัน และเมื่อเปลี่ยนเสียงสัญญาณ 1 เสียงสัญญาณและใช้คลื่นพาห์ย่อย 64 คลื่นและให้ $D = r + 2d_{\min}$ จะสามารถลดค่า PAPR ได้ 2.6 dB และเมื่อเปลี่ยนเสียงสัญญาณ 2 เสียงสัญญาณสามารถลดค่า PAPR ได้เกือบ 5 dB ตารางที่ 6.1 แสดงการเปรียบเทียบพลังงานที่เพิ่มขึ้น, ความซับซ้อนในการคำนวณและค่า PAPR ที่ลดได้ของวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอและวิธีขยายสัญญาณเมื่อเปลี่ยนเสียงสัญญาณ 1 เสียงสัญญาณ เห็นได้ว่าวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอและวิธีขยายสัญญาณลดค่า PAPR ได้ใกล้เคียงกันทั้ง

64 คลื่นพาหีย่อยและ 128 คลื่นพาหีย่อย โดยที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอใช้พลังงานเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้นน้อยกว่าวิธีขยายขนาดสัญญาณและมีความซับซ้อนในการคำนวณหรือจำนวนรอบในการคำนวณหาสัญญาณที่ส่งในอาณาจักรเวลาใหม่น้อยกว่าวิธีขยายขนาดสัญญาณ

สมรรถนะในการลดค่า PAPR ที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอแสดงให้เห็นว่าการลดค่า PAPR สามารถลดอัตราบิดเบือนผลาดเนื่องจากการขลิบสัญญาณได้เพราะสัญญาณที่ลดค่า PAPR ด้วยวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอแล้วจะมีโอกาสที่สัญญาณจะถูกขลิบน้อยกว่าสัญญาณปกติ แต่สำหรับระบบที่ไม่มีกรขลิบสัญญาณจะเห็นได้ว่าอัตราบิดเบือนผลาดของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอจะมีค่าสูงกว่าของสัญญาณปกติ เนื่องจากกำลังเฉลี่ยของสัญญาณที่ใช้ส่งเพิ่มขึ้นทำให้สูญเสีย SNR margin

ตารางที่ 6.1 แสดงการเปรียบเทียบพลังงานที่เพิ่มขึ้น, ความซับซ้อนในการคำนวณและค่า PAPR ที่ลดได้ของวิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอและวิธีขยายสัญญาณเมื่อเปลี่ยนเสียงสัญญาณ 1 เสียงสัญญาณ

		วิธีที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอ	วิธีขยายสัญญาณ
64 คลื่นพาหีย่อย	พลังงานที่เพิ่มขึ้น	23%	32%
	ความซับซ้อนในการคำนวณ	32 รอบ	256 รอบ
	PAPR	2.6 dB	2.7 dB
128 คลื่นพาหีย่อย	พลังงานที่เพิ่มขึ้น	11.60%	12.12%
	ความซับซ้อนในการคำนวณ	64 รอบ	512 รอบ
	PAPR	2 dB	2 dB

6.2 ข้อดีของวิทยานิพนธ์ที่เสนอ

1. ความซับซ้อนในการคำนวณหรือจำนวนรอบในการคำนวณหาสัญญาณที่ส่งในอาณาจักรเวลาใหม่น้อยกว่าวิธีขยายขนาดสัญญาณ

2. กำลังเฉลี่ยของสัญญาณส่งของวิทยานิพนธ์นี้น้อยกว่ากำลังเฉลี่ยของสัญญาณส่งของวิธีขยายขนาดสัญญาณ
3. อัตราบิดผิดพลาดของสัญญาณเมื่อลดค่า PAPR ด้วยวิธีของวิทยานิพนธ์นี้มีค่าต่ำกว่าสัญญาณปกติในกรณีที่ขลิบสัญญาณส่ง

6.3 ข้อเสียของวิทยานิพนธ์ที่เสนอ

1. ต้องเพิ่มกำลังส่งเฉลี่ยให้กับสัญญาณส่ง
2. อัตราบิดผิดพลาดของสัญญาณที่ไม่มีการขลิบสัญญาณส่งมีค่าต่ำกว่าสัญญาณที่ลดค่า PAPR ด้วยวิธีของวิทยานิพนธ์นี้

6.4 ข้อเสนอแนะและหัวข้อสำหรับการทำวิจัยเพิ่มเติมในอนาคต

1. ศึกษาวิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอเมื่อระบบมีการประมาณสภาพช่องสัญญาณและทดสอบการส่งสัญญาณแบบ DMT โดยทำ adaptive loading ในการส่งสัญญาณ
2. ศึกษาอัตราบิดผิดพลาดของสัญญาณที่ใช้วิธีการลดค่า PAPR ที่เสนอเมื่อส่งผ่านช่องสัญญาณอื่นๆ เช่น ช่องสัญญาณที่เกิดเฟดดิ้งแบบเรย์ลี หรือผลของสัญญาณที่มาจากหลายวิถี

รายการอ้างอิง

1. Chang, R. W. Synthesis of Band Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission. Bell System Technical Journal. 45, (December 1996): 1775-1796.
2. Saltzberg, B. R. Performance of an efficient parallel data transmission system. IEEE Transactions on Communications. 15, (December 1967): 805-812.
3. Bingham, J. A. C. Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come. IEEE Communications Magazine. 28, 5 (May 1990): 5-14.
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. NEE, R. V.; and Prasad, R. OFDM for Wireless Multimedia Communications. Artech House, London, 2000.
6. Lee D. J. G. M.; and Spruyt, P. M. P. A method to reduce the probability of clipping in DMT-based transceivers. IEEE Transactions on Communications. 44, 10 (October 1996): 1234-1238.
7. Li, X.; and Cimini, L. J. Effect of clipping and filtering on the performance of OFDM. 47th IEEE Vehicular Technology Conference. 3 (May 1997): 1634-1638.
8. Tellado, J.; and Cioffi, J. M. Peak power reduction for multicarrier transmission. IEEE Globecom Communication Theory Mini-Conference (CTMC), (Sydney, Australia). November 1998.
9. Tellado, J. Peak to average power reduction for multicarrier modulation. Doctoral dissertation, Stanford University, September, 1999.
10. Schmidl, T. M.; and Cox, D.C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM. IEEE Transactions on Communications. 45 (December 1997): 1613-1621.
11. Kasturia, S.; Aslanis, J.; and Cioffi J. M. Vector coding for partial-response channels. IEEE Transactions on Information Theory. 36 (July 1990): 741-762.

12. Tzannes, M. A.; Tzannes, M. C.; Proakis, J. and Heller, P. N. DMT systems, DWMT systems and digital filter banks. IEEE International Conference on Communications. (May 1994): 311-315.
13. 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.
14. NEE, R. V.; and Prasad, R. OFDM for Wireless Multimedia Communications. Artech House, London, 2000.
15. Oppenheim, A.V.; and Schaffer, R. W. Discrete-Time Signal Processing Prentice-Hall, 1989.
16. Gross, R.; and Veeneman, D. SNR and spectral properties for a clipped DMT ADSL signal. IEEE International Conference on Communications. 1994.
17. O'Neill R.; and Lopes, L. B. Envelope Variations and Spectral Splatter in Clipped Multicarrier Signals. IEEE International Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications. 6 (September 1995): 71-75.
18. Li, X.; and Cimini. L. J. Effects of Clipping and Filtering on the Performance of OFDM. 47th IEEE Vehicular Technology Conference. 3 (May 1997): 1634-1638.
19. Nee, R. V.; and Wild, A. D. Reducing the peak to average power ratio of OFDM. 48th IEEE Vehicular Technology Conference. 3 (May 1998): 2072-2076.
20. Proakis, J. G. Digital Communications. 4th ed. McGraw-Hill, 2001.
21. Boyd, S. Multitone signals with low crest factor. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 33 (Oct. 1986): 1018-1022.
22. Popovic, B. M. Synthesis of power efficient multitone signals with flat amplitude spectrum. IEEE Transactions on Communications. 39 (July 1991):1031-1033.
23. Narahashi, S.; and Nojima, T. New phasing scheme of n-multiple carriers for reducing peak-to-average power ratio. Electronics Letters. 30, 18 (August 1994): 1382-1382.

24. Jones, A. E.; and Wilkinson, T. A. Combined coding for error control and increased robustness to system nonlinearities in OFDM. 46th IEEE Vehicular Technology Conference. 2 (April 1996): 904-908.
25. Shepherd, S.; Orriss, J.; and Barton, S. Asymptotic limits in peak envelope power reduction by redundant coding in orthogonal frequency-division multiplex modulation. IEEE Transactions on Communications. 46 (Jan. 1998): 5-10.
26. Friese, M. Multitone signals with low crest factor. IEEE Transactions on Communications. 45 (October 1997): 1338-1344.
27. Muller, S. H.; and Huber, J. B. A Novel Peak Power Reduction Scheme for OFDM. IEEE International Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications. 8 (September 1997): 1090-1094.
28. 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.
29. 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.
30. Frenger, P. K.; and Svensson, N. A. B. Parallel combinatorial OFDM signaling Communications IEEE Transactions on Communication. 47 (April 1999): 558 – 567.
31. Tellado, J.; and Cioffi, J. M. PAPR reduction in multicarrier transmission systems. ANSI Document, T1E1.4 Technical Subcommittee. 97-367 (December 1997) 1-14.
32. Hwang, C. S. A peak power reduction method for multicarrier transmission. IEEE International Conference on Communications. 5 (June 2001) 1496-1500.

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นางสาวสุพัตรา ศรีสุรมณี เกิดเมื่อวันที่ 30 พฤษภาคม 2518 จบการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนสุนารีวิทยา สำเร็จการศึกษาปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุนารี และเข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2544



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย