

การลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย  
ในระบบเอฟบีเอ็มซี-โอคิวเอเอ็มโดยมีความซับซ้อนในการคำนวณต่ำ

A PEAK-TO-AVERAGE POWER RATIO REDUCTION  
WITH LOW COMPUTATIONAL COMPLEXITY IN FBMC-OQAM SYSTEMS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาคณะวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2563

KMITL-2020-EN-D-018-098

การลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย  
ในระบบเอฟบีเอ็มซี-โอคิวเอ็มโดยมีความซับซ้อนในการคำนวณต่ำ

A PEAK-TO-AVERAGE POWER RATIO REDUCTION  
WITH LOW COMPUTATIONAL COMPLEXITY IN FBMC-OQAM SYSTEMS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2563

KMITL-2020-EN-D-018-098

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A PEAK-TO-AVERAGE POWER RATIO REDUCTION  
WITH LOW COMPUTATIONAL COMPLEXITY IN FBMC-OQAM SYSTEMS



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF  
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING  
FACULTY OF ENGINEERING  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2020

KMITL-2020-EN-D-018-098

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2020

FACULTY OF ENGINEERING

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยในระบบ เอพีเอ็มซี-โอคิวเอเอ็มโดยมีความซับซ้อนในการคำนวณต่ำ
นักศึกษา	นายปัญญา จิรจราชีพ
รหัสนักศึกษา	57601027
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2563
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.พิสิฐ บุญศรีเมือง

### บทคัดย่อ

ในวิทยานิพนธ์นี้ นำเสนอวิธีการเอสแอลเอ็มแบบเทรลิสร่วมกับอัลกอริทึมอาณานิคมผึ้งเทียม และวิธีการจัดลำดับส่วนในการส่งแบบซ้อนทับร่วมกับอัลกอริทึมอาณานิคมผึ้งเทียม เพื่อการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย ซึ่งค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยนี้เป็นปัญหาหลักสำคัญในระบบเอพีเอ็มซี-โอคิวเอเอ็ม ค่าพีเอพียอร์ที่สูงนี้ในทางปฏิบัติจะส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของระบบหลายอย่าง เช่น สัญญาณรบกวนที่เกิดจากการตัดยอดของสัญญาณที่บริเวณจุดการทำงานอิมพัลส์ของวงจรขยายสัญญาณ ต้องการวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก ที่มีขนาดช่วงการแปลงสัญญาณค่อนข้างกว้างซึ่งจะมีราคาสูง การแพร่ของกำลังงานของสัญญาณไปรบกวนช่องสัญญาณข้างเคียง ในวิธีการที่นำเสนอนี้จะแก้ปัญหาของค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณข้อมูลแต่ละสัญลักษณ์ โดยคำนึงถึงการซ้อนทับกันของสัญลักษณ์ข้อมูลข้างเคียง และใช้อัลกอริทึมอาณานิคมผึ้งในลดความซับซ้อนในการคำนวณหาเฟสที่มีความเหมาะสมที่สุด วิธีการที่นำเสนอสามารถลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยได้อย่างมีประสิทธิภาพและโดยมีความซับซ้อนในการคำนวณต่ำ โดยทำการทดสอบด้วยการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์

<b>Thesis Title</b>	A Peak-to-Average Power Ratio Reduction with Low Computational Complexity in FBMC-OQAM Systems
<b>Student</b>	Mr. Panya Jirajaracheep
<b>Student ID.</b>	57601027
<b>Degree</b>	Doctor of Engineering
<b>Program</b>	Electrical Engineering
<b>Year</b>	2020
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc. Prof. Dr. Pisit Boonsrimuang

## ABSTRACT

In this thesis, the Trellis-based SLM with Artificial Bee Colony (ABC) phase optimization method and the overlapping Partial Transmit Sequence (overlapping-PTS) with Artificial Bee Colony (ABC) phase optimization method are proposed to reduce the larger Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) which is the major drawback of filter bank multicarrier with offset quadrature amplitude modulation (FBMC-OQAM) system. In this proposed method, we clarify the problem of larger PAPR by reducing the PAPR of each overlapping data symbol with lower combination of the optimal phase factors. Unlike the conventional SLM methods and conventional PTS methods, the proposed method uses the lower combination of phase factors by applying the ABC algorithm with considering the overlap between the current data symbol and the past data symbol to search the optimal phase combination. The proposed method with ABC phase optimization method can significantly reduce the larger PAPR with low computational complexity for the FBMC-OQAM system which can be verified by the computer simulation results.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้เป็นอย่างดี ด้วยคำแนะนำจาก รศ.ดร.พิสิฐ บุญศรีเมือง ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาและอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ข้าพเจ้ารู้สึกทราบบ้างในความอนุเคราะห์ และขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ ผศ.ดร.ธนิยรัตน์ มาต๊ะ ที่ได้กรุณาให้คำแนะนำในการทำวิจัยตลอดจนทำให้วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ขอกราบขอบพระคุณคณาจารย์สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้าที่เป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนในทุกเรื่องๆ ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ปัญญา จิรจราชีพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ .....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป .....	VIII
บทที่ 1 บทนำ .....	1
1.1 ความเป็นมาของวิทยานิพนธ์และความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษา .....	2
1.3 ขอบเขตของงานวิจัย .....	3
1.4 ขั้นตอนของการศึกษา .....	3
1.5 ส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์ .....	3
บทที่ 2 ระบบเอพียูเอ็มซีพื้นฐาน และทฤษฎีในการวิจัย.....	5
2.1 ระบบเอพียูเอ็มซีพื้นฐาน.....	5
2.1.1 OQAM Mapping.....	7
2.1.2 Poly-phase Filtering .....	9
2.1.3 การแสดงสัญญาณ FBMC-OQAM แบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา.....	10
2.1.4 วงจรกรองต้นแบบ Prototype Filter .....	11
2.1.4.1 วงจรกรอง PHYDYAS.....	11
2.1.5 การตั้งฉากในโดเมนจริง .....	12
2.1.6 การซ้อนทับกันของสัญญาณ FBMC-OQAM.....	15
2.2 ค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณ (PAPR) .....	16
2.3 วิธีการลดค่าพีเอพียูเอ็มซีในระบบการสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์ .....	17
2.3 1 วิธีการ Clipping.....	17
2.3 2 วิธีการ Selected Mapping (SLM) .....	18
2.3 3 วิธีการ Partial Transmitting Sequence (PTS) .....	19
2.3 4 วิธีการ Block coding และวิธีการอื่น ๆ .....	22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.4 วิธีการลดค่าพีเอพ็อดอาร์ในระบบ FBMC-OQAM.....	22
2.4.1 วิธีการ Dispersive SLM.....	22
2.4.2 วิธีการเอสแอลเอ็มแบบเทรลลิส (Trellis-based D-SLM).....	24
2.5 อัลกอริทึมอาณานิคมผึ้งเทียม .....	26
2.5.1 การปรับปรุงคำตอบที่เป็นไปได้ของผึ้งปลอม.....	27
2.5.2 การเลือกคำตอบที่เป็นไปได้ของผึ้งรับสาร.....	28
2.5.3 การปรับปรุงคำตอบที่เป็นไปได้ของผึ้งรับสาร.....	28
2.5.4 การหลีกเลี่ยงคำตอบที่จะเข้าสู่ทางตันของผึ้งค้นหา.....	29
2.6 สัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน .....	29
2.7 เครื่องขยายสัญญาณกำลังสูง (HPA) .....	30
2.7.1 เครื่องขยายกำลังสูงแบบ Soft Limiter (SL) .....	31
2.7.2 เครื่องขยายกำลังสูงแบบโซลิดสเตท (SSPA: Solid-State Power Amplifier).....	32
2.7.3 ผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูง .....	34
2.7.4 การเพิ่มขึ้นของค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่.....	35
2.7.5 การเพิ่มขึ้นของค่าอัตราการผลิตผิดพลาดบิตข้อมูล.....	36
บทที่ 3 วิธีการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยในระบบเอพีเอ็มซี-โอคิวเอ็ม โดยมีความซับซ้อนในการคำนวณต่ำ.....	39
3.1 วิธีการลดค่าพีเอพ็อดอาร์ในสัญญาณ FBMC-OQAM ที่มีการลดความซับซ้อนการ คำนวณ.....	39
3.1.1 วิธีการเอสแอลเอ็มแบบเทรลลิสที่มีความซับซ้อนครึ่งหนึ่ง.....	39
3.2 วิธีการลดค่าพีเอพ็อดอาร์ในสัญญาณ FBMC-OQAM ที่นำเสนอ.....	42
3.2.1 วิธีการลดค่าพีเอพ็อดอาร์โดยการวิธีการจัดลำดับส่วนในการส่งแบบซ้อนทับ (Overlapping-PTS).....	42
3.2.2 อัลกอริทึมอาณานิคมผึ้งเทียมสำหรับการลดความซับซ้อนในการคำนวณ..	43
3.2.3 วิธีการเอสแอลเอ็มแบบเทรลลิส ร่วมกับอัลกอริทึมอาณานิคมผึ้งเทียม (ABC-TSLM) .....	46

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.2.4 วิธีการจัดลำดับส่วนในการส่งแบบซ้อนทับ ร่วมกับอัลกอริทึมอาณาณิคม ฝั่งเทียม (ABC-OPTS).....	46
3.3 การหาค่าประสิทธิภาพของระบบ.....	47
3.3.1 การหาค่าพีเอพียอร์ (PAPR) .....	47
3.3.2 การหาค่าอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล (BER) .....	48
3.3.3 การหาค่าความซับซ้อนในการคำนวณ.....	49
บทที่ 4 การหาค่าประสิทธิภาพของระบบ .....	50
4.1 แบบจำลองที่ใช้ในการจำลองระบบ .....	50
4.2 การกำหนดจุดการขยายสัญญาณให้กับเครื่องขยายสัญญาณ.....	51
4.3 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ .....	53
4.4 การกำหนดค่าพารามิเตอร์ของอัลกอริทึมอาณาณิคมฝั่งเทียม .....	54
4.5 ประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพียอร์ที่น่าเสนอ .....	55
4.5.1 Trellis-based D-SLM ร่วมกับอัลกอริทึม ABC.....	55
4.5.2 Overlapping-PTS ร่วมกับอัลกอริทึม ABC.....	56
4.6 ประสิทธิภาพอัตราผิดพลาดของวิธีที่น่าเสนอ .....	56
4.7 ประสิทธิภาพการลดความซับซ้อนในการคำนวณของวิธีที่น่าเสนอ .....	58
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ .....	59
เอกสารอ้างอิง .....	61
ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการทำวิทยานิพนธ์และได้รับการตีพิมพ์ .....	65
ประวัติผู้เขียน.....	85

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของเครื่องส่งสัญญาณเมื่อใช้วงจรกรอง PHYDYAS.....	14
2.2 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของเครื่องส่งสัญญาณหลังจากตัดสิ้นใจ OQAM .....	14
3.1 การเปรียบเทียบการหาความซับซ้อนในการคำนวณของวิธีการ Half Complexity of Trellis-based D-SLM.....	40
4.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบ .....	53
4.2 การเปรียบเทียบการหาความซับซ้อนในการคำนวณของวิธีการที่นำเสนอ (SLM).....	58
4.3 การเปรียบเทียบการคำนวณความซับซ้อนของวิธีการที่นำเสนอ (PTS).....	58



## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 โครงสร้างของเครื่องส่งสัญญาณ FBMC-OQAM .....	6
2.2 โครงสร้างของเครื่องรับสัญญาณ FBMC-OQAM .....	6
2.3 แสดงสัญลักษณ์ของระบบ FBMC-OQAM ในโดเมนเวลาและความถี่ .....	8
2.4 เปรียบเทียบผลตอบสนองอิมพัลส์ระหว่างวงจรรอง PHYDYAS และ Rectangular .....	13
2.5 เปรียบเทียบการแพร่ของสเปกตรัมระหว่างวงจรรอง PHYDYAS และ Rectangular ...	13
2.6 เปรียบเทียบตัวอย่างกำลังงานของสัญลักษณ์ OFDM และ FBMC-OQAM .....	15
2.7 เปรียบเทียบคุณสมบัติของสัญญาณการคลิปปั้งสัญญาณกับวงจรรขยายแบบไม่เป็น เชิงเส้น .....	18
2.8 แผนภาพของการส่งข้อมูลแบบจัดลำดับส่วนในการส่ง (PTS).....	20
2.9 สัญญาณที่มีการทับซ้อนกันของสัญลักษณ์ m-th .....	23
2.10 แสดงวิธีการ Trellis-based D-SLM .....	26
2.11 คุณสมบัติของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน .....	30
2.12 แผนภาพเครื่องส่งสัญญาณ FBMC-OQAM ร่วมกับเครื่องขยายสัญญาณ .....	30
2.13 คุณสมบัติของวงจรรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น SSPA.....	34
2.14 ลักษณะสเปกตรัมของสัญญาณเอพียเอ็มซีหลังจากการขยายสัญญาณด้วย HPA.....	35
2.15 แผนภาพฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น $x, g(x)$ และ $x - g(x)$ .....	37
2.16 ความสัมพันธ์ของค่าอัตราการผลิตสัญญาณ (SER) และค่าอัตราส่วนของ สัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) .....	37
3.1 ประสิทธิภาพพีเอพียอาร์สำหรับวิธีการ Half Complexity of Trellis-based D-SLM ....	40
3.2 แสดงวิธีการ Trellis-based D-SLM เปรียบเทียบกับวิธีการ Half Complexity of Trellis-based D-SLM .....	41
3.3 การซ้อนทับกันของสัญลักษณ์ของสัญญาณในระบบ FBMC-OQAM .....	43
3.4 ขั้นตอนการลดค่า PAPR ด้วยวิธีที่เสนอพร้อมการลดความซับซ้อนในการคำนวณในการ หาค่าเฟสที่เหมาะสมด้วยอัลกอริทึม ABC.....	45
3.5 แสดงโครงสร้างการทำงานของวิธีการเอสแอลเอ็มแบบเทรลลิส ร่วมกับอัลกอริทึม อานานิคมฝั่งเทียมในระบบ FBMC-OQAM.....	46
3.6 แสดงโครงสร้างการทำงานของวิธีการจัดลำดับส่วนในการส่งแบบซ้อนทับร่วมกับ อัลกอริทึมอานานิคมฝั่งเทียมในระบบ FBMC-OQAM .....	47
3.7 แผนภาพการหาค่าพีเอพียอาร์ของสัญญาณเอพียเอ็มซีแบบพื้นฐาน.....	47

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.8 แผนภาพการหาค่าพีเอพ็อดของสัญญาณเอพ็อดเอ็มซีแบบที่นำเสนอโดยผ่าน กระบวนการลดค่าพีเอพ็อด.....	48
3.9 แผนภาพการหาค่าอัตราการผลิตผิดพลาด (BER) ของระบบ .....	48
4.1 แบบจำลองเพื่อหาประสิทธิภาพของระบบ FBMC-OQAM .....	51
4.2 ตัวอย่างแผนภาพการกระจายของสัญญาณ QPSK ในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น...	53
4.3 ค่าพีเอพ็อดเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงจำนวน Cycle ที่จำนวนรูปแบบเฟส S ที่แตกต่างกัน	54
4.4 ค่าพีเอพ็อดเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงจำนวนรูปแบบเฟส S เมื่อ Cyc = 5 and Lim = 5.....	55
4.5 ประสิทธิภาพพีเอพ็อดสำหรับวิธีการ ABC Trellis-based D-SLM .....	55
4.6 ประสิทธิภาพพีเอพ็อดสำหรับวิธีการ ABC-OPTS.....	56
4.7 แสดงการประเมินประสิทธิภาพ BER ของวิธีที่นำเสนอด้วยค่ารูปแบบเฟส S ที่แตกต่างกันในช่องสัญญาณไม่เป็นเชิงเส้น (IBO=-2dB.) .....	57

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาของวิทยานิพนธ์และความสำคัญของปัญหา

เทคนิคการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่เชิงตั้งฉาก หรือ โอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM) [1-2] ซึ่งเป็นหนึ่งในเทคนิคของการส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์ ในระบบการสื่อสารไร้สาย ซึ่งเพื่อให้เกิดประสิทธิภาพการใช้งานช่วงคลื่นความถี่จะมีการแทรกช่วงเวลาป้องกัน (GI) เพื่อลดการเกิดการรบกวนกันระหว่างสัญญาณ (Inter-Symbol Interference: ISI) ในช่องสัญญาณแบบหลายทิศทาง อย่างไรก็ตามการแทรก GI เข้าไปในสัญญาณนั้นจะทำให้ประสิทธิภาพของสเปกตรัมและพลังงานลดลง เพื่อแก้ปัญหานี้ เทคนิคการส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์ที่เรียกว่าเฟบซีเอ็มซี-โอคิวเอ็ม หรือ Filter Bank Multicarrier with Offset Quadrature Amplitude Modulation: FBMC-OQAM จึงถูกใช้งานเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานของสเปกตรัม แต่ก็ต้องแลกกับการคำนวณที่ซับซ้อนมากขึ้น [3]

ในมาตรฐานการสื่อสารยุคที่ 5 (5G) FBMC-OQAM ได้ถูกพิจารณาเป็นหนึ่งในตัวเลือกใช้งานเนื่องจากข้อดีหลายๆ อย่าง เช่น การใช้งานบนคลื่นความถี่ที่มีจำกัด มีการกระจายพลังงานนอกย่านความถี่ต่ำ มีความทนทานต่อสัญญาณรบกวน และอื่น ๆ [4-5] โดยที่ตัวกรองต้นแบบ (Prototype filter) ถูกนำมาใช้ใน FBMC-OQAM [6] เพื่อลดการรักษาความถี่ตั้งฉากของสัญญาณด้วยการใส่ GI ดังที่ทำได้ใน OFDM จึงทำให้ประสิทธิภาพการใช้งานสเปกตรัมสูงขึ้น จากความต้องการใช้บริการโทรศัพท์เคลื่อนที่และบรอดแบนด์ไร้สายใน 5G ที่เพิ่มขึ้นอย่างมาก FBMC-OQAM สามารถเข้ามามีส่วนช่วยได้อย่างมีประสิทธิภาพมากกว่าการใช้ OFDM [7]

อย่างไรก็ตามปัญหาหลักของทั้ง OFDM และ FBMC-OQAM ที่เป็นการส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์คือมีค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย (Peak-to-Average Power Ratio: PAPR) สูง ทำให้เกิดปัญหาสัญญาณถูกลดทอนลงเมื่อผ่านเครื่องขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น ส่งผลให้อัตราผิดพลาด (BER) สูงขึ้นด้วย เพื่อเป็นการแก้ปัญหานี้วิธีการลดค่า PAPR สำหรับการส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์ หลายวิธีจึงได้ถูกนำเสนอ เช่น วิธีการจัดลำดับส่วนในการส่ง (Partial Transmit Sequence: PTS) [8-9] และ วิธีการเลือกจับคู่ (Selective Mapping: SLM) [10] เป็นต้น

วิธีการ PTS และ SLM เป็นสองวิธีการที่นิยมมากในการลดค่า PAPR ในระบบ OFDM โดยเป็นที่รู้กันว่าเป็นวิธีการที่ไม่มีการลดทอนสัญญาณ ในวิธีการ PTS และ SLM นี้ ค่า PAPR ที่น้อยที่สุดจะมาจากผลคูณระหว่างสัญลักษณ์ของสัญญาณกับเฟสที่มีความเหมาะสม ค่าเฟสที่เหมาะสมจะส่งเป็นข้อมูลไปให้เครื่องรับเพื่อใช้สำหรับการถอดข้อมูลที่ถูกต้อง ความซับซ้อนในการคำนวณของการหาค่าเฟสที่เหมาะสมของวิธีการ PTS และ SLM นั้นจะเพิ่มขึ้นตามสัดส่วนของจำนวนการแบ่งกลุ่ม

สัญญาณ ตามที่อธิบายไว้ใน [11] และตามจำนวนของชุดเฟสที่นำมาคูณ ตามลำดับ โดยทั้งสองวิธีการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นี้ก็ได้นำมาประยุกต์ใน FBMC-OQAM ด้วยเช่นกัน แต่การนำมาใช้ลดค่า PAPR ใน FBMC-OQAM ยังไม่ได้ผลเป็นที่น่าพอใจ เนื่องจากโครงสร้างของสัญญาณในระบบ FBMC-OQAM มีการซ้อนทับกัน ดังนั้น แต่ละสัญลักษณ์ข้อมูลไม่สามารถทำการคำนวณหาค่า PAPR ที่เหมาะสมได้อย่างอิสระเหมือนในระบบ OFDM นอกจากนี้ วิธีการ PTS และ SLM ยังมีความซับซ้อนในการคำนวณหาเฟสที่มีความเหมาะสมที่ค่อนข้างสูง มีการเสนอแนวทางแก้ไขปัญหานี้มากมายในการใช้งานกับระบบ OFDM เดิม เช่น เทคนิคการวนซ้ำแบบพลิกกลับ [12] เทคนิคการค้นหาสัมประสิทธิ์เฟส [13] PTS ร่วมกับเทคนิคอาณานิคมผึ้งเทียม (PTS-ABC) [14] เป็นต้น การใช้อัลกอริทึมอาณานิคมผึ้งเทียมเป็นหนึ่งในเทคนิคที่มีความเหมาะสม โดยสามารถช่วยความซับซ้อนในการคำนวณได้มากโดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อมีการเพิ่มจำนวนกลุ่มสัญญาณข้อมูล

สำหรับการลดค่า PAPR ในระบบ FBMC ได้มีการนำเสนอวิธีการโดยการปรับปรุงวิธีการวิธีการ PTS และ SLM ให้มีความเหมาะสมมากขึ้น โดยการคำนวณหาค่า PAPR ในสัญลักษณ์ของสัญญาณปัจจุบันจะนำสัญลักษณ์ของสัญญาณข้างเคียงมาทำการคำนวณด้วย ยกตัวอย่างเช่น วิธีการเลือกจับคู่แบบกระจาย (Dispersive SLM) และวิธีการจัดลำดับส่วนในการส่งแบบซ้อนทับ (Overlapping-PTS) ทั้ง 2 วิธีการนี้จะคำนึงถึงผลกระทบของสัญลักษณ์ที่มีการทับซ้อนจากสัญลักษณ์ที่มีผ่านการลดค่า PAPR ไปแล้ว วิธีการเอสแอลเอ็มแบบเทรลลิส (Trellis-based D-SLM) เกิดจากแนวความคิดหลักที่ว่า ค่า PAPR ที่สูงในสัญลักษณ์ของสัญญาณปัจจุบัน ได้รับผลกระทบมาจากสัญลักษณ์ของสัญญาณถัดไปในทันทีด้วย เมื่อการคำนวณหาค่า PAPR ในสัญลักษณ์ของสัญญาณต้องคำนึงถึงสัญลักษณ์ของสัญญาณข้างเคียงด้วยจึงส่งผลให้ความซับซ้อนในการคำนวณเพิ่มสูงขึ้น โดยจะวิเคราะห์ความซับซ้อนในการคำนวณจากจำนวนการคูณในขั้นตอนการแปลงฟูเรียร์ผกผันแบบเร็ว (Inverse Fast Fourier Transform: IFFT)

## 1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอการแก้ปัญหา PAPR สูงในระบบ FBMC-OQAM โดยมีความซับซ้อนในการคำนวณต่ำเมื่อเทียบกับวิธีการ PTS และ SLM แบบเดิม โดยใช้คุณสมบัติของวิธีการ Overlapping-PTS [15] ร่วมกับการหาค่าเฟสที่เหมาะสมด้วยการใช้วิธีการอาณานิคมผึ้งเทียม และ Trellis-based D-SLM ร่วมกับการหาค่าเฟสที่เหมาะสมด้วยการใช้วิธีการอาณานิคมผึ้งเทียม เช่นเดียวกับวิธีการ PTS และ SLM แบบดั้งเดิมคือต้องการส่งข้อมูลเฟสที่เหมาะสมในการลดค่า PAPR ไปยังเครื่องรับเพื่อใช้เป็นข้อมูลในคู่คืนข้อมูลกลับมา ซึ่งวิธีการที่นำเสนอจะสามารถเพิ่มประสิทธิภาพในการลดค่า PAPR และลดค่าความซับซ้อนในการคำนวณได้ โดยไม่มีการเพิ่มกลุ่มข้อมูลเฟสที่ส่งไปยังเครื่องรับ (Side information)

### 1.3 ขอบเขตของงานวิจัย

1.3.1 นำเสนอวิธีการลดค่า PAPR และลดความซับซ้อนในการคำนวณ ในระบบ FBMC-OQAM โดยวิธีการ Overlapping PTS ร่วมกับอัลกอริทึมอาณานิคมผึ้งเทียม

1.3.2 นำเสนอวิธีการลดค่า PAPR และลดความซับซ้อนในการคำนวณ ในระบบ FBMC-OQAM โดยวิธีการ Trellis-based D-SLM ร่วมกับอัลกอริทึมอาณานิคมผึ้งเทียม

1.3.2 ใช้ตัวขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Non-Linear Amplifier)

1.3.3 เปรียบเทียบความซับซ้อนในการคำนวณของระบบ

1.3.4 ใช้คอมพิวเตอร์ในการจำลองระบบด้วยโปรแกรม MATLAB

1.3.5 แสดงผลประสิทธิภาพ PAPR ของสัญญาณเอาต์พุต

1.3.6 แสดงผลประสิทธิภาพของกระบวนการลดค่า PAPR ของสัญญาณระหว่างวิธีที่นำเสนอเทียบกับวิธีการแบบพื้นฐาน

1.3.7 แสดงผลประสิทธิภาพของอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูล (Bit Error Rate: BER) ของระบบที่นำเสนอเปรียบเทียบกับวิธีการแบบพื้นฐาน

### 1.4 ขั้นตอนของการศึกษา

1.4.1 ศึกษาวิธีการรับส่งข้อมูลในระบบ FBMC-OQAM

1.4.2 ศึกษาวิธีการลดค่า PAPR ในระบบ FBMC-OQAM

1.4.3 ออกแบบวิธีการลดค่า PAPR ด้วยวิธีการ Trellis-based SLM ร่วมกับอัลกอริทึมอาณานิคมผึ้งเทียม

1.4.4 ออกแบบวิธีการลดค่า PAPR ด้วยวิธีการ Overlapping PTS ร่วมกับอัลกอริทึมอาณานิคมผึ้งเทียม

1.4.5 ทดสอบและวัดประสิทธิภาพ ผลของวิธีการลดค่า PAPR ของสัญญาณ ด้วยวิธีการ Trellis-based SLM ร่วมกับอัลกอริทึมอาณานิคมผึ้งเทียม

1.4.6 ทดสอบและวัดประสิทธิภาพ ผลของวิธีการลดค่า PAPR ของสัญญาณ ด้วยวิธีการ Overlapping PTS ร่วมกับอัลกอริทึมอาณานิคมผึ้งเทียม

1.4.7 สรุปผลการศึกษา

### 1.5 ส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บท ประกอบด้วย

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของวิทยานิพนธ์ วัตถุประสงค์ของการศึกษา ขอบเขตของงานวิจัย และขั้นตอนของการศึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2 เป็นการอธิบายพื้นฐานของระบบ FBMC-OQAM วิธีการลดค่า PAPR ในระบบ FBMC-OQAM รวมถึง ผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูง

บทที่ 3 นำเสนอวิธีการลดค่า PAPR ในระบบ FBMC-OQAM และการวัดประสิทธิภาพของระบบ

บทที่ 4 แสดงการหาค่าประสิทธิภาพของระบบด้วยวิธีการที่นำเสนอ

บทที่ 5 อธิบายสรุปผลการวิจัยของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

# ระบบเอพบีเอ็มซีพื้นฐาน และทฤษฎีในการวิจัย

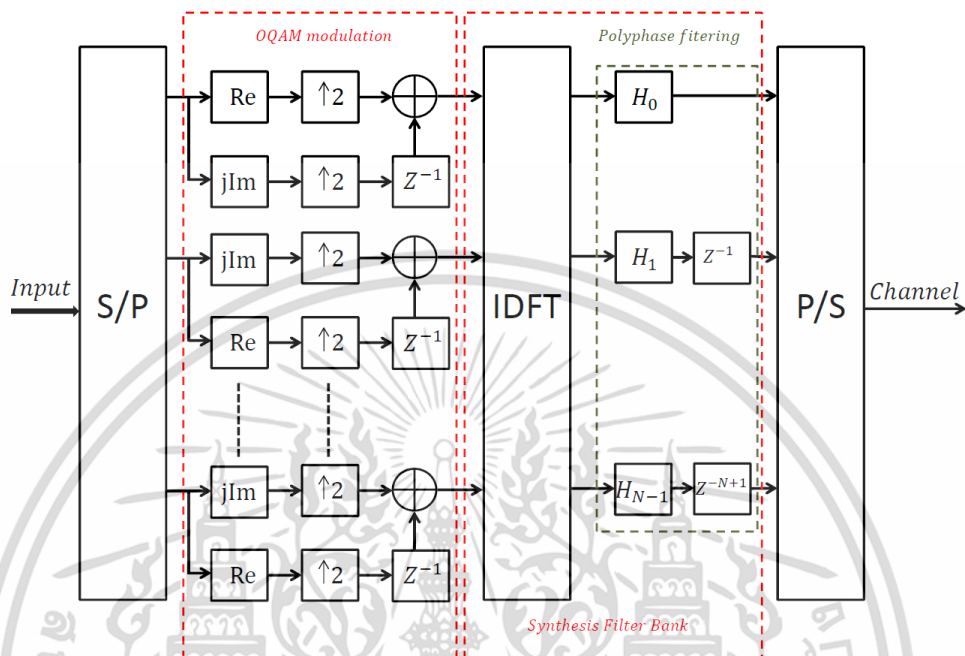
เอพบีเอ็มซี-โอคิวเอเอ็ม (FBMC-OQAM) ได้ถูกจับตามองให้เป็นตัวเลือกสำคัญสำหรับการส่งสัญญาณในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 5 หรือ 5G เนื่องจากการเพิ่มขึ้นของปริมาณการส่งข้อมูลที่สูงยิ่งขึ้นในไม่กี่ปีข้างหน้า ทำให้เป้าหมายการออกแบบส่งสัญญาณใน 5G ตั้งเป้าอัตราการส่งข้อมูลไว้ถึง 10 Gbps และเวลาแฝงหรือ Latency น้อยกว่าระดับมิลลิวินาที [16] โดยที่ FBMC-OQAM เป็นตัวเลือกสำคัญในระบบ 5G จากคุณลักษณะที่ได้เปรียบหลายประการ ยกตัวอย่างเช่น การจำกัดความถี่ที่ยอดเยียม (Frequency Localization) ความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลัง (Power Spectrum Density, PSD) ของสัญญาณมีพวง (Side Lobe) ที่ต่ำมาก อีกทั้งยังมีความทนทานต่อค่าออฟเซตของความถี่คลื่นพาห์ และ FBMC-OQAM ยังสามารถจัดการการเลือกความถี่ของสัญญาณโดยไม่ต้องการช่วงเวลาของการป้องกัน (Guard Interval: GI) เลย ด้วยคุณสมบัติที่ยอดเยียมเหล่านี้ FBMC-OQAM จึงเป็นตัวเลือกที่สำคัญสำหรับ 5G มากกว่า OFDM โดยเฉพาะอย่างยิ่งสำหรับอุปกรณ์อะซิงโครนัส (Asynchronous Devices) [17] ในบทนี้จะกล่าวพื้นฐานสำคัญของ FBMC-OQAM เช่น การทำแผนที่สัญญาณโอคิวเอเอ็ม (OQAM Mapping) การกรองสัญญาณหลายเฟส (Polyphase Filtering) วงจรกรองสัญญาณต้นแบบ (Prototype Filter) การหาค่าอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุด (PAPR) และวิธีการลดค่าอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุด (PAPR Reduction)

### 2.1 ระบบเอพบีเอ็มซีพื้นฐาน

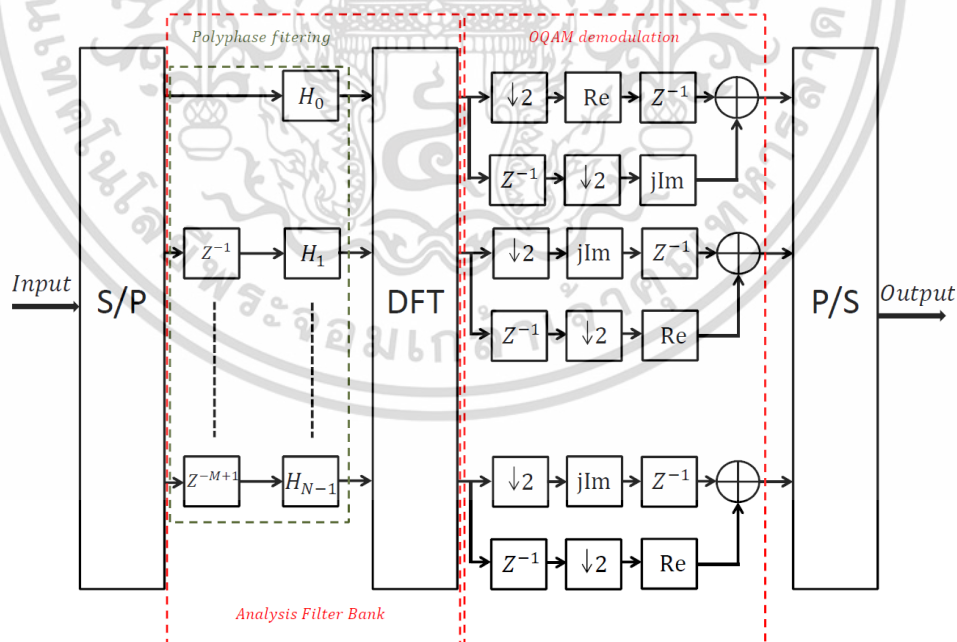
การใช้ Filter-Bank เป็นแนวทางที่มีประสิทธิภาพในการคำนวณมากสำหรับระบบที่มีวงจรกรองจำนวนมาก ๆ ในเวลาและความถี่ที่จำกัด โดยการแยกช่องสัญญาณย่อย (Sub-Channels) ตามทฤษฎี Polyphase Decomposition นั้น Filter-Bank สามารถดำเนินการผ่านกลุ่มวงจรกรองที่ทำงานร่วมกับ การแปลงฟูรีเยอย่างรวดเร็ว (Fast Fourier Transform, FFT) ภาพรวมของระบบ FBMC สามารถอธิบายได้ด้วย Synthesis และ Analysis Filter Bank โดย Synthesis Filter Bank (SFB) จะประกอบด้วยกลุ่มของวงจรกรองต่อขนานกัน หรือ Poly-Phase Network (PPN) จะเรียกชุดวงจรกรองนี้ว่าวงจรกรองต้นแบบ (Prototype Filter) และด้วยการแปลงฟูรีเยอย่างรวดเร็ว (Fast Fourier Transform, FFT) จะจัดแบ่งความกว้างของแถบคลื่นความถี่ (Bandwidth) ใน  $N$  ช่องสัญญาณย่อยเพื่อส่งสัญญาณออกไปจากภาคส่ง ในกระบวนการตรงกันข้ามที่ภาครับ Analysis Filter-bank (AFB) จะประกอบด้วยชุดวงจรกรองที่ตรงกับภาคส่งเพื่อกู้คืนข้อมูลที่ส่งกลับมา เราจะเรียก SFB และ AFB ว่า การมอดูเลต (Modulator) และ การดีมอดูเลต (Demodulator) ตามลำดับ

จากการใช้วงจรกรองที่กล่าวมาเพื่อแยกช่องสัญญาณย่อยทดแทนการใช้ฟังก์ชันหน้าต่างสี่เหลี่ยม (Rectangular Window) การใช้การมอดูเลตจริง (Real Modulation) เพื่อรักษาการตั้งฉากเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระหว่างคลื่นพาห่อย่อย ทำให้ผลตอบสนองอิมพัลส์ของเครื่องส่ง-รับ FBMC ไม่มีการรวมกันจากรบกวนจากช่องสัญญาณย่อยข้างเคียง ดังนั้น ระบบ FBMC จะมีการส่งสัญญาณจริงทุก ๆ ครึ่งช่วงเวลาของสัญญาณ OFDM ถึงถูกเรียกว่าระบบ FBMC-OQAM



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของเครื่องส่งสัญญาณ FBMC-OQAM



รูปที่ 2.2 โครงสร้างของเครื่องรับสัญญาณ FBMC-OQAM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การพัฒนา ระบบ FBMC-OQAM ด้วย Polyphase Structures และ DFT ถูกนำเสนอครั้งแรกโดย Bellanger [18] และถูกศึกษาต่อโดย Hirosaki [19] เครื่องส่ง-รับ สัญญาณ FBMC-OQAM บน  $N$  subcarriers แสดงได้ดังรูป 2.1 และ 2.2

กำหนดให้  $H(Z)$  คือฟังก์ชันถ่ายโอนของผลตอบสนองอิมพัลส์ที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลาของ prototype filter  $h[k]$  เมื่อใช้ Polyphase Decomposition จะได้

$$\begin{aligned} H(Z) &= \sum_{k=0}^{LN-1} h[k]Z^{-k} \\ &= \sum_{m=0}^{N-1} H_m(Z^N)Z^{-m} \end{aligned} \quad (2.1)$$

โดยที่

$$H_m(Z^N) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{lN+m} Z^{-lN} \quad (2.2)$$

และ  $L$  คือค่าการสุ่มตัวอย่าง หรือ Oversampling Factor

ให้พิจารณาว่าเราต้องส่งสัญญาณที่มีสัญลักษณ์อินพุตเชิงซ้อนขนาด  $M \times N$  ในระบบ FBMC-OQAM บนคลื่นพาห่อย่อยจำนวน  $N$  และให้ส่วนจริงและส่วนจินตภาพของสัญลักษณ์ลำดับที่  $m^{\text{th}}$  บนคลื่นพาห่อย่อยที่  $n^{\text{th}}$  เป็น  $R_m^n$  และ  $I_m^n$  ตามลำดับ สามารถเขียนสมการสัญลักษณ์เชิงซ้อนได้ดังนี้

$$X_{m,n} = R_m^n + j \cdot I_m^n, \quad 0 \leq n \leq N-1, \quad 0 \leq m \leq M-1 \quad (2.3)$$

ในระบบ FBMC-OQAM เราจะส่งสัญลักษณ์จริงที่ระยะห่างกัน  $T/2$ , ที่  $T$  คือคาบของสัญลักษณ์ โดยที่เวกเตอร์สัญลักษณ์อินพุตที่  $m^{\text{th}}$  คือชุดของสัญลักษณ์อินพุตเชิงซ้อนจำนวน  $N$  ซึ่งสามารถเขียนได้ตามสมการ

$$X_m = (X_{m,0}, X_{m,1}, \dots, X_{m,N-1})^T, \quad 0 \leq m \leq M-1 \quad (2.4)$$

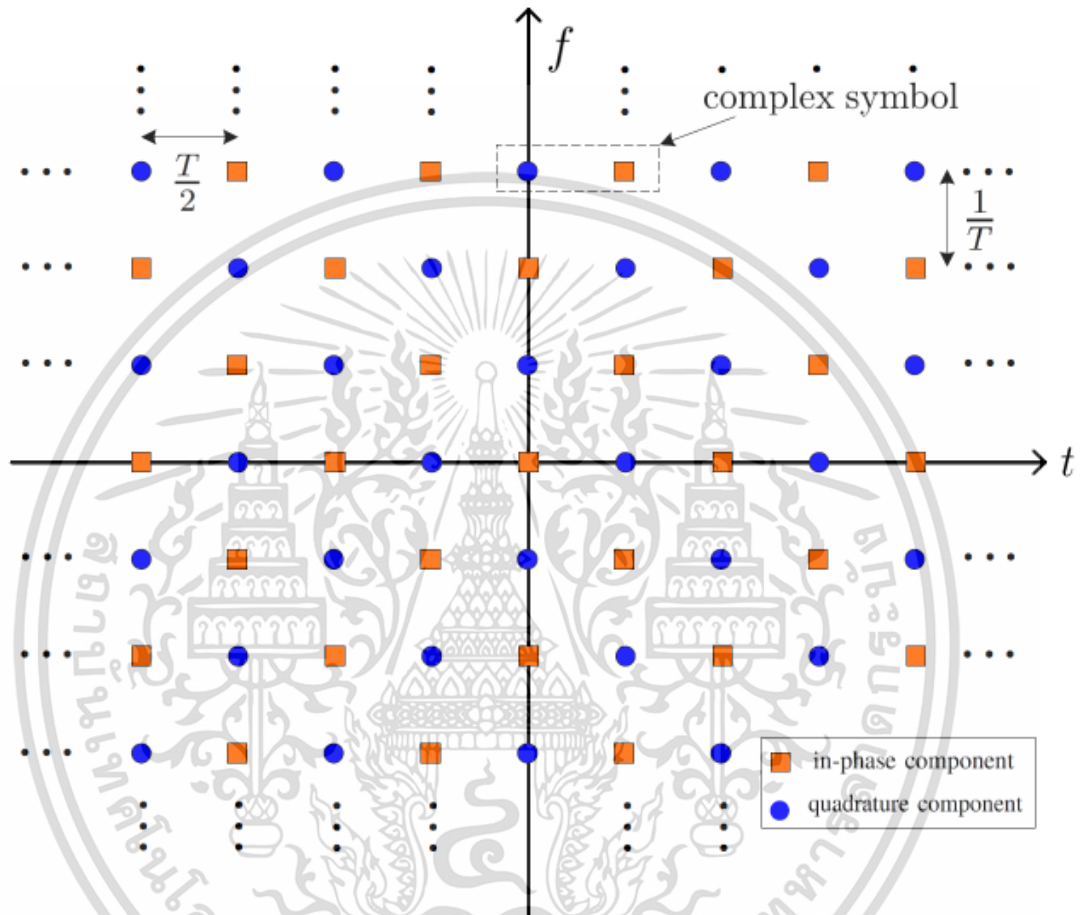
โดยที่  $(\cdot)^T$  คือการทำทรานสโพสของเมทริกซ์

### 2.1.1 OQAM Mapping

ใน [20] Saltzberg ได้แนะนำเกี่ยวกับการเลื่อนคาบของสัญลักษณ์ไปครึ่งหนึ่ง ระหว่างส่วน In-Phase และ Quadrature ของสัญลักษณ์ QAM ทำให้ลดช่องว่างระหว่างช่องสัญญาณย่อยได้ และยังคงกู้คืนข้อมูลได้โดยปราศจากการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์และแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห่อย่อย ดังนั้นแต่ละคลื่นพาห่อย่อยจะถูกมอดูเลตด้วย OQAM และเงื่อนไขการตั้งฉาก (Orthogonality) จะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาที่ส่วนจริงเท่านั้น ในการทำ OQAM Mapping นั้น เพื่อยังเป็นการรักษาการตั้งฉากระหว่างคลื่นพาห์ข้างเคียง ค่าจริงและค่าจินตภาพจะสลับกันบนความถี่คลื่นพาห์และบนสัญลักษณ์อย่างต่อเนื่อง คาบของสัญลักษณ์และช่องว่างระหว่างคลื่นพาห์ย่อยของระบบ FBMC-OQAM สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 แสดงสัญลักษณ์ของระบบ FBMC-OQAM ในโดเมนเวลาและความถี่

ที่  $0 \leq m' \leq 2M-1$  การทำ OQAM Mapping ของสัญลักษณ์อินพุตเชิงซ้อน  $\{X_m\}_{m=0}^{M-1}$  ไปสู่สัญลักษณ์จริง  $\{a_{m',n}\}_{m'=0}^{2M-1}$  แสดงได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
a_{m',n} &= \begin{cases} R_{\lfloor \frac{m'}{2} \rfloor}^n & m' \text{ is even, } n \text{ is even} \\ I_{\lfloor \frac{m'}{2} \rfloor}^n & m' \text{ is odd, } n \text{ is even} \\ I_{\lfloor \frac{m'}{2} \rfloor}^n & m' \text{ is even, } n \text{ is odd} \\ R_{\lfloor \frac{m'}{2} \rfloor}^n & m' \text{ is odd, } n \text{ is odd} \end{cases} \\
&= \begin{cases} (1-\delta).R_{\lfloor \frac{m'}{2} \rfloor}^n + j\delta.I_{\lfloor \frac{m'}{2} \rfloor}^n & m' \text{ is even} \\ \delta.R_{\lfloor \frac{m'}{2} \rfloor}^n + (1-\delta).I_{\lfloor \frac{m'}{2} \rfloor}^n & m' \text{ is odd} \end{cases} \quad (2.5) \\
&= [(1-\theta)(1-\delta) + \theta\delta].R_{\lfloor \frac{m'}{2} \rfloor}^n + [(1-\theta)\delta + \theta(1-\delta)].I_{\lfloor \frac{m'}{2} \rfloor}^n
\end{aligned}$$

ที่  $\theta = m' \text{ modulo } 2$  และ  $\delta = n \text{ modulo } 2$  นั่นก็คือ  $a_{0,0} = R_0^0$ ,  $a_{0,1} = I_0^1$ ,  $a_{1,0} = I_0^0$  และ  $a_{1,1} = R_0^1$  เพื่อใช้ประโยชน์สเปกตรัมอย่างมีประสิทธิภาพสูงสุดของการมอดูเลต OQAM คาบของสัญลักษณ์  $T$  ถูกทำให้ลดลงครึ่งหนึ่ง ดังนั้นข้อมูลที่ได้ทางฝั่งเครื่องรับจะนำพาสวนจริง (หรือส่วนจินตภาพ) ของสัญญาณ และส่วนจินตภาพ (หรือส่วนจริง) จะปรากฏเป็นส่วนของการรบกวน

สำหรับสองคลื่นพายุย่อยที่ต่อเนื่องกันนั้น ค่าปรับเวลา (Time-Offset) ของ  $T/2$  ถูกนำไปใช้กับส่วนจริงของคลื่นพายุย่อยที่หนึ่ง และใช้กับส่วนจินตภาพของคลื่นพายุย่อยที่สอง ดังนั้น  $N$  จะต้องเป็นจำนวนคู่ สมการคณิตศาสตร์ที่เกี่ยวข้องกับกฎการเลื่อนกันใน [21] ร่วมกับรูปแบบเฟส  $\varphi_{m',n}$

$$\varphi_{m',n} = \begin{cases} 0 & m' + n \text{ is even} \\ \frac{\pi}{2} & m' + n \text{ is odd} \end{cases} \quad (2.6)$$

### 2.1.2 Poly-phase Filtering

หลังจากการทำ OQAM Mapping แล้วสัญลักษณ์ของสัญญาณถูกรองด้วย SFB ซึ่ง SFB นั้นประกอบด้วยกระบวนการแปลง IFFT และกลุ่มของวงจรรอง Poly-phase Filtering ในที่นี้เราจะแทนผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรรองต้นแบบด้วย  $h(t)$  และขนาดความยาว (Length) ของวงจรรองต้นแบบเท่ากับ  $KT$  โดย  $K$  คือค่าการซ้อนทับกันของวงจรรอง (Overlapping Factor) สัญญาณพื้นฐานของ FBMC-OQAM หรือ  $x(t)$  เป็นสมการได้ดังนี้ [22]

$$x(t) = \mathcal{F}\{\{X_m\}_{M=0}^{M-1}\} \quad (2.7)$$

$$= \mathcal{F}\{X_0, X_1, \dots, X_{M-1}\} \quad (2.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \sum_{m'=0}^{2M-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{m',n} h(t - m'T / 2) e^{j\frac{2\pi}{T}nt} e^{j\phi_{m,n}} \quad (2.9)$$

โดยที่

$$x(t) \neq 0 \text{ จาก } t = \left[ 0, \left( M - \frac{1}{2} \right) T + KT \right)$$

$\zeta\{\cdot\}$  คือ ฟังก์ชันการมอดูเลต FBMC-OQAM

กำหนดให้  $x_m(t)$  เป็นสัญลักษณ์ของ FBMC-OQAM ลำดับที่  $m^{\text{th}}$  ซึ่งได้มาหลังจากการมอดูเลตเวกเตอร์สัญลักษณ์อินพุต  $X_m$  ลำดับที่  $m^{\text{th}}$

$$x_m(t) = \zeta\{X_m\} \quad (2.10)$$

จากนั้นสัญญาณต่อเนื่องในโดเมนเวลาของ  $M$  เวกเตอร์สัญญาณอินพุตทั้งหมดที่เอาต์พุตของเครื่องส่งสัญญาณ FBMC-OQAM สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$x(t) = \sum_{m=0}^{M-1} x_m(t - mT), 0 \leq t < \infty \quad (2.11)$$

### 2.1.3 การแสดงสัญญาณ FBMC-OQAM แบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา

สัญญาณพื้นฐานแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลาของ FBMC-OQAM หรือ  $x[k]$  ที่ผ่านการสุ่มเพิ่ม (Oversampled) จำนวน  $L$  ครั้ง สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$x[k] = \zeta\{\hat{X}_0, \hat{X}_1, \dots, \hat{X}_{M-1}\} \quad (2.12)$$

$$= \sum_{m'=0}^{2M-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{m',n} h\left[t - m' \frac{LN}{2}\right] e^{j\frac{2\pi}{LN}nk} e^{j\phi_{m,n}} \quad (2.13)$$

$$= \sum_{m=0}^{M-1} x_m[k - mLN] \quad (2.14)$$

ที่  $x[k] \neq 0$ ,  $0 \leq k \leq (M + K - 0.5)LN - 1$  และ  $\hat{X}_m$ ,  $0 \leq m \leq M - 1$  คือ เวกเตอร์สัญลักษณ์อินพุตที่ผ่านการสุ่มเพิ่มโดยการเพิ่มค่า 0 จำนวน  $(L-1) \times N$  ตัว ตรงกลางของ  $X_m$  ตามสมการ

$$\hat{X}_m = (X_{m,0}, \dots, X_{m, \frac{N}{2}-1}, \underbrace{0, \dots, 0}_{(L-1) \times N}, X_{m, \frac{N}{2}}, \dots, X_{m, N-1})^T \quad (2.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เช่นเดียวกัน  $x_m[k]$  คือ สัญลักษณ์ FBMC-OQAM ที่ไม่ต่อเนื่องทาง ลำดับที่  $m^{\text{th}}$  ที่ผ่านการสุ่มเพิ่ม ซึ่งได้มาจากการมอดูเลตเวกเตอร์สัญลักษณ์อินพุตที่ผ่านการสุ่มเพิ่ม ( $\hat{X}_m$ )

$$x_m[k] = \zeta \{ \hat{X}_m \} \quad (2.16)$$

#### 2.1.4 วงจรกรองต้นแบบ Prototype Filter

งานวิจัยต่าง ๆ ที่ผ่านมา วงจรกรองต้นแบบจะถูกออกแบบมาให้สอดคล้องกับการประยุกต์ใช้งานนั้น ๆ การศึกษาออกแบบการทำงานและต้นแบบของวงจรกรองเป็นส่วนหนึ่งที่มีความสำคัญของ FBMC-OQAM เพราะความสามารถในการจำกัดความถี่ได้อย่างดีเยี่ยมจะคุณสมบัติเฉพาะตัวของระบบ FBMC-OQAM และเพื่อให้มีการจำกัดคลื่นพายุย่อยได้มากขึ้น ดังนั้นรูปสัญญาณของ FBMC-OQAM จะถูกนำไปใช้ในการออกแบบวงจรกรองต้นแบบ วงจรกรองต้นแบบที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้คือ วงจรกรองที่ชื่อว่า PHYDYAS

##### 2.1.4.1 วงจรกรอง PHYDYAS

PHYDYAS เป็นหนึ่งในการออกแบบที่มาจากโครงการ The Physical Layer for Dynamic Spectrum Access and Cognitive Radio (PHYDYAS) European Project [23] โดย วงจรกรองต้นแบบนี้ได้ถูกนำเสนอโดย Bellanger [24] ออกแบบบนพื้นฐานของการการสุ่มตัวอย่าง ความถี่ ซึ่งมีข้อดีในการนำเสนอแบบปิดที่ปรับค่าพารามิเตอร์ในการออกแบบเพียงไม่กี่ตัวเท่านั้น ค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญที่สุดคือ ช่วงเวลาของการตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรองต้นแบบ  $L_n$  ซึ่งขึ้นกับ ค่าการซ้อนทับกันของวงจรกรอง  $K$

การออกแบบเริ่มต้นด้วยการกำหนด  $L_n = KLN$ ,  $F_k$ ,  $0 < k < L_n - 1$  เป็นค่าสัมประสิทธิ์ความถี่ที่ต้องการ โดยกำหนดให้

$$F_0 = 1, F_1 = 0.97195983, F_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \\ F_3 = \sqrt{1 - F_1^2}, F_k = 0.4, 4 < k < L_n - 1 \quad (2.17)$$

ที่ค่าการซ้อนทับ  $K = 4$  ผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรอง PHYDYAS จะได้เป็นสมการโดย [24]

$$h(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{A}} \left[ F_0 + 2 \sum_{k=1}^{K-1} (-1)^k F_k \cos\left(\frac{2\pi kt}{KT}\right) \right], & t \in [0, KT] \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (2.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ขออนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$A$  คือค่านอร์มัลไลเซชัน (Normalization Factor)

$$\begin{aligned} A &= \int_0^{KT} \left[ 1 + 2 \sum_{k=1}^{K-1} (-1)^k F_k \cos\left(\frac{2\pi kt}{KT}\right) \right]^2 dt \\ &= KT \left[ 1 + 2 \sum_{k=1}^{K-1} (-1)^k F_k^2 \right] \end{aligned} \quad (2.19)$$

การวิเคราะห์ความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลังของระบบ FBMC-OQAM ที่ใช้วงจรกรอง PHYDYAS [25]

$$\Phi_{PHYDYAS}(f) = [F(f)]^2 \quad (2.20)$$

โดยที่  $F(f)$  คือค่ารากที่สองของผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรอง PHYDYAS ได้มาจาก

$$F(f) = \sum_{k=-(K-1)}^{k=K-1} F_k \frac{\sin\left(\pi\left(f - \frac{k}{NK}\right)NK\right)}{NK \sin\left(\pi\left(f - \frac{k}{NK}\right)\right)} \quad (2.21)$$

รูปที่ 2.4 และ 2.5 แสดงผลตอบสนองอิมพัลส์และความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลังของวงจรกรอง PHYDYAS และวงจรกรองสี่เหลี่ยม (Rectangular) ตามลำดับ และจากรูป 2.5 จะเห็นได้ว่าวงจรกรอง PHYDYAS สามารถจำกัดความถี่ได้ดีมากกว่าวงจรกรองสี่เหลี่ยมที่ใช้ในระบบโอเอฟดีเอ็ม

### 2.1.5 การตั้งฉากในโดเมนจริง

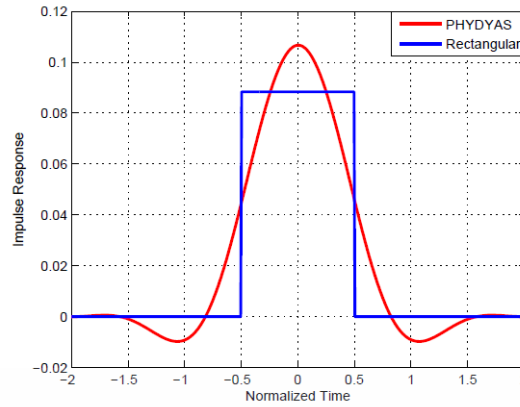
กำหนดให้  $\lambda_{m',n}(t)$  การเลื่อนของ  $h(t)$  ในเวลาและความถี่ โดยที่

$$\lambda_{m',n}(t) = h(t - m'T/2) e^{j\frac{2\pi}{T}nt} e^{j\phi_{m',n}} \quad (2.22)$$

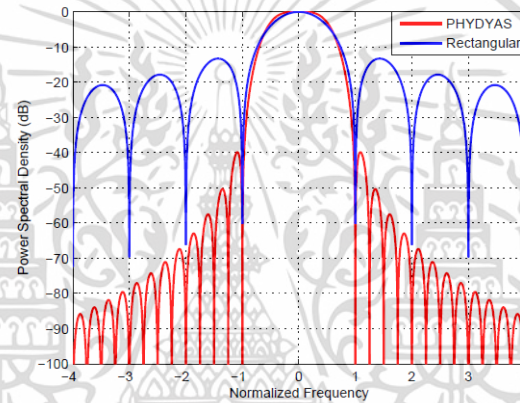
ดังนั้น สมการที่ (2.9) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$x(t) = \sum_{m'=0}^{2M-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{m',n} \lambda_{m',n}(t) \quad (2.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 เปรียบเทียบผลตอบสนองอิมพัลส์ระหว่างวงจรรอง PHYDYAS และ Rectangular



รูปที่ 2.5 เปรียบเทียบการแพร่ของสเปกตรัมระหว่างวงจรรอง PHYDYAS และ Rectangular

กำหนดให้  $r(t)$  คือสัญญาณที่รับได้ในช่องสัญญาณที่ไม่มีคามผิดเพี้ยนและมีการรบกวนต่ำ สัญญาณเดิมอดุลิต  $r_{m'_0, n_0}$  ที่เวลา  $m'_0$  บนคลื่นพาห่อย่อย  $n_0$  เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 r_{m'_0, n_0} &= \langle x(t), \lambda_{m'_0, n_0}(t) \rangle \\
 &= \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \lambda_{m'_0, n_0}^*(t) dt \\
 &= \sum_{m'=0}^{2M-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{m', n} \int_{-\infty}^{+\infty} \lambda_{m', n}(t) \lambda_{m'_0, n_0}^*(t) dt \\
 &= a_{m', n} + \underbrace{\sum_{\substack{m', n \\ (m', n) \neq (m'_0, n_0)}} a_{m', n} \int_{-\infty}^{+\infty} \lambda_{m', n}(t) \lambda_{m'_0, n_0}^*(t) dt}_{\text{intrinsic interference term, } j \neq m'_0, n_0}
 \end{aligned} \tag{2.24}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่  $\langle \cdot \rangle$  การดำเนินการหาผลคูณภายใน ตาม [24] วงจรกรองต้นแบบได้ถูกออกแบบ โดยมีเทอมของการรบกวนภายใน  $ju_{m'_0, n_0}$  ซึ่งตั้งฉากกับสัญลักษณ์  $a_{m', n}$

$$ju_{m'_0, n_0} = \sum_{m'} \sum_n a_{m', n} \int_{-\infty}^{+\infty} \underbrace{\lambda_{m'_0, n_0}(t) \lambda_{m'_0, n_0}^*(t) dt}_{\Psi_{\Delta m', \Delta n}}, (m', n) \neq (m'_0, n_0) \quad (2.25)$$

ตารางที่ 2.1 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของเครื่องส่งสัญญาณเมื่อใช้วงจรกรอง PHYDYAS

	$m'_0 - 4$	$m'_0 - 3$	$m'_0 - 2$	$m'_0 - 1$	$m'_0$	$m'_0 + 1$	$m'_0 + 2$	$m'_0 + 3$	$m'_0 + 4$
$n_0 - 3$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$n_0 - 2$	0	0.0006	-0.0001	0	0	0	-0.0001	0.0006	0
$n_0 - 1$	0.0054	0.0429j	-0.125	-0.2058j	0.2393	0.2058j	-0.125	-0.0429j	0.0054
$n_0$	0	-0.0668	0.0002	-0.5644	1	0.5644	0.0002	-0.0668	0
$n_0 + 1$	0.0054	-0.0429j	-0.125	0.2058j	0.2393	-0.2058j	-0.125	0.0429j	0.0054
$n_0 + 2$	0	0.0006	-0.0001	0	0	0	-0.0001	0.0006	0
$n_0 + 3$	0	0	0	0	0	0	0	0	0

ตารางที่ 2.2 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของเครื่องส่งสัญญาณหลังจากตัดสินีจ OQAM

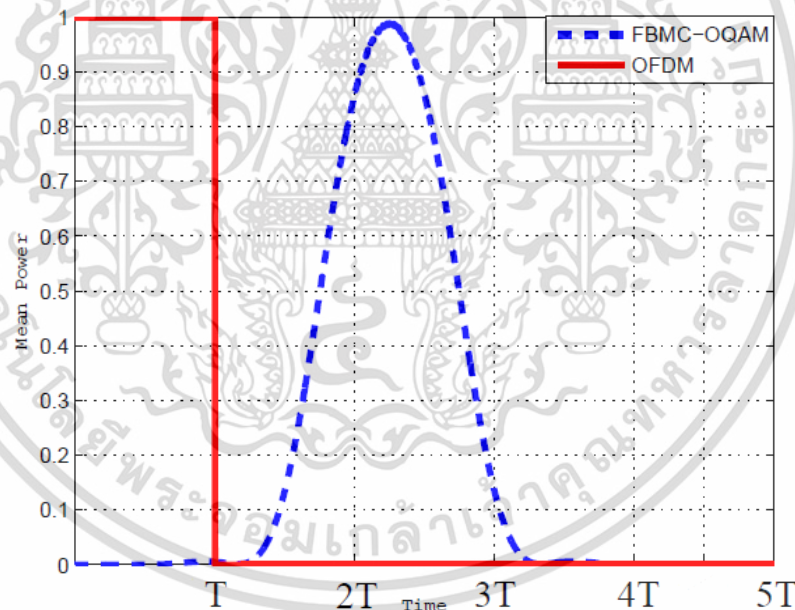
	$m'_0 - 4$	$m'_0 - 3$	$m'_0 - 2$	$m'_0 - 1$	$m'_0$	$m'_0 + 1$	$m'_0 + 2$	$m'_0 + 3$	$m'_0 + 4$
$n_0 - 3$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$n_0 - 2$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$n_0 - 1$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$n_0$	0	0	0	0	1	0	0	0	0
$n_0 + 1$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$n_0 + 2$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$n_0 + 3$	0	0	0	0	0	0	0	0	0

ข้อจำกัดคุณสมบัติของการตั้งฉากใน FBMC-OQAM คือจำกัดในค่าของจำนวนจริงเท่านั้น ขณะที่ OFDM ยังสามารถรักษาการตั้งฉากได้ในค่าของจำนวนเชิงซ้อน ซึ่งเป็นไปไม่ได้เลยที่จะได้ฟังก์ชันต้นแบบที่สามารถจำกัดเวลาและความถี่ได้อย่างดี และยังคงเงื่อนไขการตั้งฉากได้ดี ตามทฤษฎีของ Balian Low [26] เพื่อให้บรรลุความต้องการดังกล่าว เราต้องคลายเงื่อนไขการตั้งฉากและจำกัดมันในพื้นที่ค่าจริง หลังจากนั้นเพื่อให้สามารถรับสัญญาณและแปลงกลับข้อมูลที่ฝั่งเครื่องรับสัญญาณได้ ข้อมูลที่ถูกส่งจะต้องเป็นค่าจริงที่ถูกเลือกจากแผนภาพ Constellation ของการการมอดูเลตพัลส์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แอมพลิจูด (Pulse Amplitude Modulation, PAM) หนึ่งในคุณสมบัติของ FBMC-OQAM คือการดีมอดูเลตสัญลักษณ์ที่ส่งมานั้นจะมาพร้อมกับเงื่อนไขการรบกวนจากสัญลักษณ์ข้างเคียงทั้งในโดเมนเวลาและความถี่ ค่าสัมประสิทธิ์  $\Psi_{\Delta m', \Delta n}$  สามารถทำความเข้าใจได้จากผลตอบสนองอิมพัลส์ของเครื่องส่งสัญญาณ เมื่อใช้วงจรกรอง PHYDYAS ตามตารางที่ 2.1 จากตารางการจำกัดของระบบ FBMC-OQAM ที่ใช้วงจรกรอง PHYDYAS สามารถสังเกตได้ การสร้างสัญลักษณ์  $a_{m',n}$  ที่ถูกส่งขึ้นมาใหม่อย่างสมบูรณ์ได้มาจากการใช้ส่วนจริงของสัญญาณ  $r_{m',n}$  ที่ทำการดีมอดูเลต

$$\begin{aligned}\bar{a}_{m',n} &= \Re\{a_{m',n}\} \\ &= a_{m',n}\end{aligned}\quad (2.26)$$

การตัดสินใจค่า OQAM สามารถสรุปได้ตารางที่ 2.2 จากสมการ 2.24 สามารถสรุปได้ว่าการตั้งฉากของสัญลักษณ์ FBMC-OQAM นั้นขึ้นกับรูปร่างพัลส์ของวงจรกรอง โดยการเลื่อนคาบเวลา  $T/2$  ระหว่างส่วนจริงกับส่วนจินตภาพของทุกสัญลักษณ์เชิงซ้อน



รูปที่ 2.6 เปรียบเทียบตัวอย่างกำลังงานของสัญลักษณ์ OFDM และ FBMC-OQAM

### 2.1.6 การซ้อนทับกันของสัญลักษณ์ FBMC-OQAM

ช่วงเวลาของ  $h(t)$  มีต่อสัญญาณ FBMC-OQAM เนื่องจากกาสัญลักษณ์ FBMC-OQAM ที่อยู่ติดกันซ้อนทับกัน ในวงจรกรอง PHYDYAS พลังงานส่วนใหญ่ของ  $h(t)$  จะอยู่บริเวณภายในพหุหลักของสัญญาณ เพื่อที่จะอธิบายลักษณะการซ้อนทับ ต้องรู้รูปแบบกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ FBMC-OQAM ซึ่งสามารถกำหนดได้เป็นดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{avg}[x(t)] = E[|x(t)|^2] \quad (2.27)$$

ที่  $E[.]$  คือ ตัวกระทำค่าคาดหวัง (Expectation Operator) และเนื่องจากการกระจายสัญญาณในทางเวลา ที่ส่วนจริงและส่วนจินตภาพของสัญลักษณ์มีการเลื่อนเวลากัน  $T/2$  โดยทั้ง 2 ส่วนนี้มีคาบการส่งสัญญาณเท่ากับ  $4T$  ซึ่งสัมพันธ์โดยตรงกับขนาดความยาวของ  $h(t)$  ทำให้เห็นได้ชัดเจนจากรูปที่ 2.5 ว่ารูปแบบกำลังงานของสัญลักษณ์ FBMC-OQAM มีคาบเวลาเท่ากับ  $4.5T$  ความแตกต่างจาก OFDM ที่คาบของสัญลักษณ์เท่ากับ  $T$

## 2.2 ค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณ (PAPR)

ค่าพีเอพีอาร์หรือค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณ (PAPR) ซึ่งเป็นวิธีการที่นิยมใช้วัดค่าการแกว่งของสัญญาณเอพบีเอ็มซี-โอคิวเอเอ็มในแกนเวลา โดยพิจารณาจากสัญญาณพื้นฐาน (Baseband) ของระบบเอพบีเอ็มซี-โอคิวเอเอ็ม

$$x(t) = \sum_{m=0}^{M-1} x_m(t - mT), 0 \leq t < \infty \quad (2.28)$$

จะนิยามค่าพีเอพีอาร์ของสัญญาณเอพบีเอ็มซี-โอคิวเอเอ็มในช่วงคาบเวลา  $T$  ส่งออกไปดังนี้

$$PAPR(x(t)) = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} |x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]} = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} |x(t)|^2}{\frac{1}{T} \int_0^T |x(t)|^2 dt} \quad (2.29)$$

สำหรับการประเมินประสิทธิภาพค่าพีเอพีอาร์ของสัญญาณเอพบีเอ็มซี-โอคิวเอเอ็มจะอาศัยค่าทางสถิติและฟังก์ชันการแจกแจงสะสมเพิ่มเติม (Complementary Cumulative Distribution Function, CCDF) มาอธิบายถึงความน่าจะเป็นของค่าพีเอพีอาร์อ้างอิง ( $PAPR_0$ ) ที่เกิดจากจุดอ้างอิง (Threshold) โดยจะแสดงได้ดังนี้

$$CCDF(PAPR_0) = \Pr(PAPR > PAPR_0) \quad (2.30)$$

## 2.3 วิธีการลดค่าพีเอพ็อดในระบบการสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห้

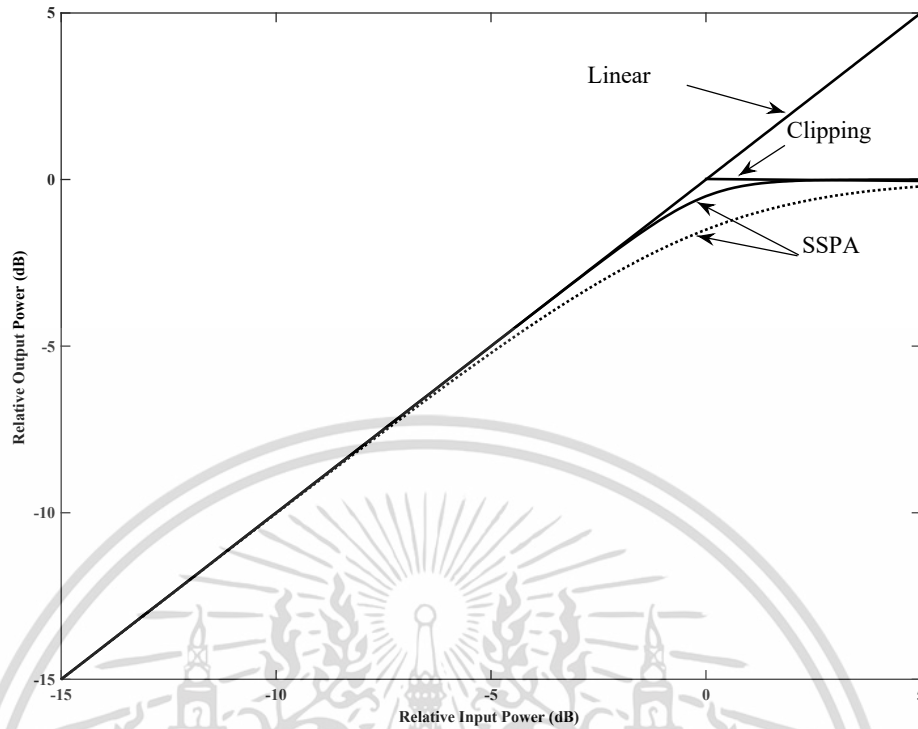
ข้อด้อยหลักสำคัญของการสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห้คือมีค่าพีเอพ็อดสูง รวมถึงการสื่อสารในระบบ FBMC-OQAM ด้วย จึงมีงานวิจัยนำเสนอเกี่ยวกับการลดค่าพีเอพ็อดหลายวิธีการ เพื่อลดค่าพีเอพ็อดดังกล่าว โดยทุกวิธีจะต้องอยู่บนพื้นฐานที่มีการความซับซ้อนของการคำนวณที่ไม่สูงจนเกินไป วิธีการที่ได้ถูกนำเสนอเช่น วิธีการตัดยอดสัญญาณหรือคลิปปี้ง (Clipping) วิธีการ Tone Injection (TI), Tone Reservation (TR), Active Constellation Extension (ACE), Partial Transmit Sequence (PTS), Selective Mapping (SLM) และ Block Coding [27-30] เป็นต้น โดยสามารถแยกออกเป็น 3 กลุ่มหลักๆ คือ 1.การตัดยอดของสัญญาณ หรือสัญญาณเปลี่ยนแปลงรูปร่างไปในระดับที่ยอมรับได้ 2.การเลือกสัญญาณแทนจากความน่าจะเป็น 3.การเข้ารหัสกระทำโดยเปลี่ยนสัญญาณจากการเพิ่มปริมาณบิตข้อมูล จะได้อธิบายรายละเอียดในลำดับถัดไป

### 2.3.1 วิธีการ Clipping

วิธีการตัดยอดของสัญญาณหรือเรียกว่าคลิปปี้งเป็นวิธีการลดค่าพีเอพ็อดแบบที่ง่ายที่สุด การทำงานของวิธีนี้คือการตัดยอดของสัญญาณ  $x(t)$  โดยยอดคลื่นมีระดับสัญญาณสูงสุดเท่ากับค่า  $\alpha_0$  สามารถอธิบายได้ดังสมการต่อไปนี้

$$x_c(t) = \begin{cases} x(t) & x(t) \leq \alpha_0 \\ \alpha_0 \cdot e^{j\angle x(t)} & x(t) > \alpha_0 \end{cases} \quad (2.31)$$

เมื่อ  $\angle x(t)$  เป็นมุมของสัญญาณ  $x(t)$  จากสมการ (2.31) สังเกตได้ว่าหลักการทำงานของคลิปปี้งทำงานคล้ายคลึงกับการทำงานของวงจรขยาย สามารถเปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตต่อสัญญาณเอาต์พุตได้ดังรูปที่ 2.7 แสดงเปรียบเทียบคุณสมบัติของสัญญาณการคลิปปี้งสัญญาณกับวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น ข้อดีของวิธีการ Clipping นี้ไม่ต้องการข้อมูลบอกไปยังเครื่องรับปลายทาง แต่ข้อเสียของวิธีการนี้คือจะส่งผลต่อประสิทธิภาพการใช้งานสเปกตรัม เมื่อค่า  $\alpha_0$  จะส่งผลอย่างมากต่อการแผ่ของกำลังงานไปยังสเปกตรัมข้างเคียง และยังเกิดสัญญาณรบกวนภายในการวงจรขยายสัญญาณส่งผลให้อัตราการส่วนบิตข้อมูลที่ผิดพลาดต่อบิตข้อมูลทั้งหมด (Bit Error Rate, BER) ลดลง ได้มีนักวิจัยพัฒนาวิธีการให้สูงขึ้นด้วยการปรับปรุงให้มีการวนรอบเพื่อให้สามารถลดได้ทั้งพีเอพ็อดและการแผ่ของกำลังไปสู่สเปกตรัมข้างเคียง



รูปที่ 2.7 เปรียบเทียบคุณสมบัติของสัญญาณการคลิปปิ่งสัญญาณกับวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น

### 2.3.2 วิธีการ Selected Mapping (SLM)

Bauml, Fischer และ Huber [29] นำเสนอวิธีการเอสแอลเอ็ม โดยใช้วิธีการเปลี่ยนแปลงเฟสของสัญญาณในโดเมนความถี่ วิธีการนี้สามารถทำได้โดยกำหนดรูปแบบการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณด้วยเมทริกซ์  $U$  มีการเปลี่ยนแปลงรูปแบบเฟสของสัญญาณ  $\phi^{(u)}$  จากค่าของ  $0 \leq u \leq U-1$  ในช่วง  $N$  สามารถเขียนได้ดังสมการ

$$\phi^{(u)} = \begin{cases} (1, \dots, 1) & u = 0, \\ (\phi_0^{(u)}, \dots, \phi_{N-1}^{(u)})^T & 1 \leq u \leq U-1. \end{cases} \quad (2.32)$$

เมื่อ  $\phi_k^{(u)}$  คือรูปแบบการเปลี่ยนแปลงเฟส  $\phi^{(u)}$  ประกอบด้วย  $k^{th}$  สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$\phi_k^{(u)} = e^{j\phi_k}, \quad 0 \leq u \leq U, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (2.33)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $\phi_k$  คือค่าการเปลี่ยนแปลงเฟสแบบยูนิฟอร์มอยู่ในช่วง  $0$  และ  $2\pi$  ในโดเมนความถี่เมื่อ สัญญาณข้อมูล  $X$  ด้วยจำนวน  $N$  โทน โดยการเปลี่ยนแปลงเฟสของสัญญาณ  $U$  เฟสเวคเตอร์ที่เปลี่ยนแปลง  $\{\phi^{(u)}\}_{u=0}^{U-1}$  มีขนาดเท่ากับ  $N$

$$X^{(u)} = X \circ \phi^{(u)}, \quad 0 \leq u \leq U-1 \quad (2.34)$$

เมื่อเป็นสัญลักษณ์การคูณแบบจุดต่อจุด  $\{X^{(u)}\}_{u=0}^{U-1}$  สามารถส่งข้อมูลเดียวกันและมีลักษณะของสัญญาณ Constellation เดียวกัน โดยสัญญาณ  $\{X^{(u)}\}_{u=0}^{U-1}$  เมื่อผ่าน IFFT จะได้สัญญาณทางโดเมนเวลา  $U$  สัญญาณเมื่อผ่านการลดค่าพีเอพ็อดาร์เป็นสัญญาณใหม่  $\{x^{(u)}(t)\}_{u=0}^{U-1}$  โดยเลือกค่าสัญญาณที่มีค่าพีเอพ็อดาร์ดีที่สุด โดยสามารถเลือกได้ตั้งสมการ

$$u_{\min} = \arg \min_{0 \leq u \leq U-1} [PAPR_{x^{(u)}(t)}] \quad (2.35)$$

เมื่อ  $u_{\min}$  คือสัญญาณที่มีค่าพีเอพ็อดาร์ต่ำสุดซึ่งสามารถนำข้อมูลเดิมกับมาได้จากการเปลี่ยนแปลงเฟสหรือเรียกว่าไซด์อินฟอร์เมชัน (Side Information, SI) จำนวนบิตข้อมูลของไซด์อินฟอร์เมชันมีขนาดเท่ากับ  $\log_2 U$  ข้อดีของวิธีการของเอสแอลเอ็มคือไม่กระทบต่อประสิทธิภาพ BER ประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพ็อดาร์ได้มากหรือน้อยขึ้นอยู่กับจำนวนรูปแบบของเฟสของ  $U$  ยิ่งมากก็จะสามารถลดได้พีเอพ็อดาร์ได้ดีและจำนวนไซด์อินฟอร์เมชันก็จะมากตามไปเช่นกัน

### 2.3.3 วิธีการ Partial Transmitting Sequence (PTS)

ในการลดค่าพีเอพ็อดาร์โดยใช้วิธีการแบ่งลำดับย่อยในการส่ง (PTS)  $X(k)$  เป็นเวกเตอร์ในหน่วยทางความถี่ที่ถูกแบ่งออกเป็น  $P$  ส่วนย่อย  $X_p(k), p=0,1,\dots,P-1$  ดังนั้นจะได้  $X(k) = \sum_{p=0}^{P-1} X_p(k)$  กำหนดให้  $\theta_p$  เป็นเซตของกลุ่มค่าสัมประสิทธิ์ (Weighting Factors) ด้วย  $\theta_1 = 0$  ซึ่งถูกใช้ในส่วนของ  $X_p(k)$  การแทนที่ของสัญญาณในหน่วยทางความถี่ถูกกำหนดให้เป็น

$$X'(k) = \sum_{p=0}^{P-1} e^{j\theta_p} X_p(k) \quad (2.36)$$

ทำการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบต่อเนื่องของสมการที่ (2.36) และใช้คุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นของ การแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบต่อเนื่อง เราจะได้

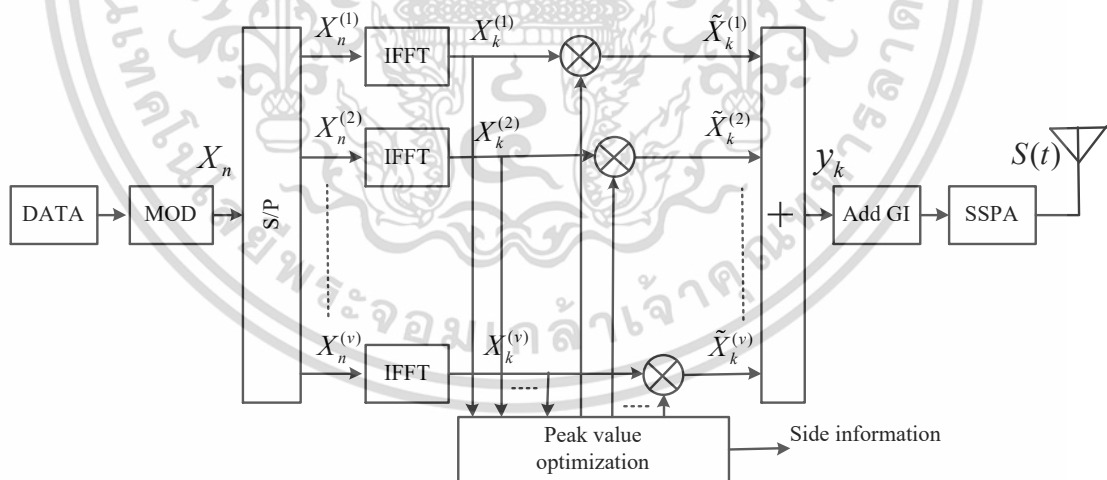
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 x'(n) &= IDFT(X'(k)) \\
 &= \sum_{p=0}^{P-1} e^{j\theta_p} IDFT(X_p(k)) \\
 &= \sum_{p=0}^{P-1} e^{j\theta_p} x_p(n)
 \end{aligned} \tag{2.37}$$

ที่  $x_p(n) = IDFT(X_p(k))$  เป็น  $P$  ของการแบ่งลำดับย่อยในการส่ง (PTS) ในหน่วยทางเวลา การพิจารณาลำดับ  $x'(n)$  ด้วยพีเอพียาร์ (PAPR) ที่ต่ำที่สุด ซึ่งเป็นไปตามวิธีการที่มีประสิทธิภาพดีที่สุดที่กำหนดให้เป็น

$$[\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{P-1}] = \arg \min_{[\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{P-1}]} \left\{ \max_{[0 \leq n \leq N-1]} |x'(n)| \right\} \tag{2.38}$$

ในการกู้ข้อมูลเดิมกลับมาที่ฝั่งของเครื่องรับนั้นต้องการขนาดกลุ่มของข้อมูลสัมประสิทธิ์ (Side Information) และคือ  $(P-1)\log_2 W$  บิตต่อหนึ่งโอเอฟดีเอ็มสัญลักษณ์ ที่  $W$  คือจำนวนของค่าสัมประสิทธิ์ (Weighting Factor) จากสมการที่ (2.37)  $P$  ของการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบต่อเนื่อง (IDFT) นั้นจะถูกต้องการที่จะเป็น  $x'(n)$  ซึ่งสามารถทำให้เกิดการคำนวณความซับซ้อนเพิ่มขึ้น



รูปที่ 2.8 แผนภาพของการส่งข้อมูลแบบจัดลำดับส่วนในการส่ง (PTS)

จากรูปที่ 2.8 แสดงถึงโครงสร้างของระบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐานที่มีการลดค่าพีเอพียาร์ของระบบแบบ PTS สำหรับวิธีการแบบ PTS นั้น ข้อมูลข่าวสารที่เข้ามา  $X(n)$  ถูกแบ่งออกเป็นกลุ่มหลักจำนวน  $V$  กลุ่มดังนี้  $X_n^{(v)}, (1 \leq v \leq V)$  โดยที่ข้อมูลทั้งหมดของในแต่ละกลุ่มถูกนำมาคูณด้วยค่าเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวอนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัมประสิทธิ์  $b_k^{(v)} = e^{j\phi_k^{(v)}}$  เพื่อทำการหาค่าสัญญาณที่มีค่าพีเอพ็อดน้อยที่สุด โดยในการหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมของแต่ละกลุ่มหลักจะแสดงได้ตามสมการดังต่อไปนี้

$$\phi_k^{(v)} \in \left\{ \frac{2\pi i}{W} \mid i = 0, \dots, W-1 \right\} \quad (2.39)$$

เมื่อ  $W$  คือ จำนวนของเฟสทั้งหมดที่ใช้ในการพิจารณา

หลังจากการคูณค่าสัมประสิทธิ์ของแต่ละกลุ่มหลักแล้วจะได้สัญญาณจากการรวมกันของทุก ๆ กลุ่มหลักตามสมการนี้

$$y_k = \sum_{v=1}^V (b_k^{(v)} X_n^{(v)}) \quad (2.40)$$

เมื่อ  $b_k^{(v)}$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์

โดยจะต้องนำค่าสัมประสิทธิ์นี้ส่งไปยังฝั่งรับเพื่อใช้ในการนำสัญญาณกลับคืนมา ซึ่งข้อมูลในส่วนนี้จะเรียกว่ากลุ่มของข้อมูลสัมประสิทธิ์ (Side Information) สำหรับเซตของสัมประสิทธิ์แต่ละกลุ่มหลักจำนวน  $V$  กลุ่มจะเป็นค่าที่เหมาะสมทางด้านแกนของเวลา โดยเมื่อนำมาคูณเข้ากับข้อมูลในแต่ละกลุ่มหลักแล้วนำกลุ่มหลักมารวมกันจะได้สัญญาณที่มีค่าพีเอพ็อดที่ลดลง ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการลดค่าพีเอพ็อดนี้จะได้ดังสมการ

$$\begin{aligned} y_k &= \sum_{v=1}^V (b_k^{(v)} \cdot \text{IFFT} \{ X_n^{(v)} \}) \\ &= \sum_{v=1}^V (b_k^{(v)} \cdot X_k^{(v)}) \end{aligned} \quad (2.41)$$

จากสมการที่ (2.40) และ (2.41) จะเห็นได้ว่าค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้ในการคูณเข้ากับข้อมูลแต่ละกลุ่มหลักนั้นจะมีค่าคงที่ทั้งในแกนของเวลาและความถี่ โดยที่จะพิจารณาค่าสัมประสิทธิ์นี้ภายใต้เงื่อนไขเป็นไปดังสมการ

$$\tilde{V} = \arg \min_{0 \leq w \leq W} \max_{0 \leq n \leq N-1} \left| \sum_{v=1}^V (b_k^{(v)} \cdot X_k^{(v)}) \right| \quad (2.42)$$

เมื่อ  $\tilde{V}$  เป็นเงื่อนไขในการหาค่าสัมประสิทธิ์ที่ทำให้สัญญาณเกิดค่าพีเอพ็อดที่ต่ำที่สุด

### 2.3.4 วิธีการ Block coding และวิธีการอื่น ๆ

วิธีการลดค่าพีเอพ็อร์อีกหนึ่งวิธีที่น่าสนใจคือวิธีบล็อกโค้ดเป็น สามารถทำได้โดยการใช้กลุ่มของรหัสข้อมูลเข้ารหัสสัญญาณข้อมูลที่ผ่านมาการมอดูเลตแล้วและรหัสสามารถลดค่าพีเอพ็อร์ในได้ ขณะเดียวกัน ยกตัวอย่างเช่นการเข้ารหัสโดยใช้พาริตีบิตสมมุติจำนวนช่องสัญญาณทั้งหมดสี่คลื่นพหุย่อย เป็นสัญญาณที่เข้ามาผ่านการมอดูเลตมาแล้วมีจำนวนสามคลื่นพหุย่อย อีกหนึ่งคลื่นพหุย่อยใช้สำหรับเป็นพาริตี แต่การเข้ารหัสด้วยวิธีของ Golay ด้วยจำนวนรหัสที่เท่ากันสามารถมีค่าพีเอพ็อร์อยู่ที่ประมาณ 3dB หลังจากนั้นอัลกอริทึมได้ถูกนำเสนอโดยที่สามารถให้ประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพ็อร์ที่ดีกว่า แต่วิธีการนี้ยังมีข้อด้อยคือจำเป็นต้องมีการปรับเปลี่ยนทางด้านเครื่องรับที่มีการเข้ารหัสเช่นเดียวกับการเข้ารหัสทางด้านเครื่องส่ง

นอกจากวิธีการลดค่าพีเอพ็อร์ทั้งหมดที่กล่าวมาข้างต้น ยังคงมีอีกหลายวิธีการที่สามารถลดค่าพีเอพ็อร์ได้แต่ขอกกล่าววิธีการที่เกี่ยวข้องกับวิธีการที่นำเสนอเป็นหลัก ต่อไปจะเป็นวิธีการที่ถูกนำมาใช้กับระบบ FBMC-OQAM

## 2.4 วิธีการลดค่าพีเอพ็อร์ในระบบ FBMC-OQAM

วิธีการลดค่าพีเอพ็อร์แบบดั้งเดิมที่กล่าวมาแล้วข้างต้นสำหรับสามารถลดค่าพีเอพ็อร์ได้อย่างมีประสิทธิภาพในระบบโอเอฟดีเอ็ม แต่ไม่สามารถนำมาใช้งานได้กับระบบ FBMC-OQAM ได้โดยตรง เนื่องจากในระบบ FBMC-OQAM สัญลักษณ์ของสัญญาณจะมีการซ้อนทับกันกับสัญญาณของสัญญาณข้างเคียง ผลจากทับซ้อนนี้เองส่งผลให้เมื่อลดค่าพีเอพ็อร์แต่ละสัญญาณไปแล้ว เมื่อผลรวมกับระหว่างสัญญาณที่มีการทับซ้อนนี้เองจะทำให้ค่าพีเอพ็อร์กลับมาสูงอีกเช่นเดิม เพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าวได้มีผู้วิจัยหลายท่านเสนอวิธีการแก้ไขปัญหา

### 2.4.1 วิธีการ Dispersive SLM

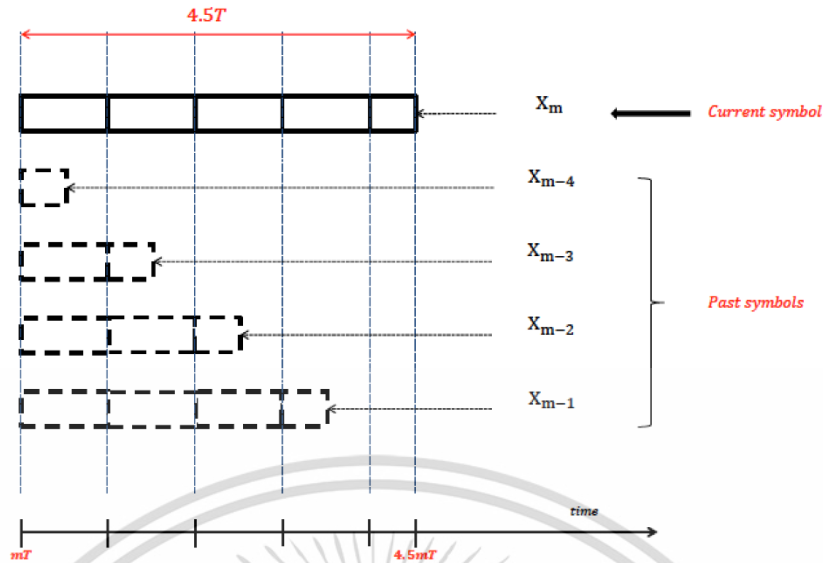
วิธีการ Dispersive SLM [31] คือวิธีการคำนึงถึงผลกระทบของสัญญาณที่มีการทับซ้อนจากสัญญาณที่มีผ่านการลดค่าพีเอพ็อร์ไปแล้ว เนื่องจากสัญญาณ FBMC-OQAM มีการทับซ้อนกัน ดังรูปที่ 2.9 จากรูปแสดงให้เห็นตำแหน่งของสัญญาณปัจจุบันของโอเอฟดีเอ็มซีและตำแหน่งของสัญญาณที่ผ่านการลดค่าพีเอพ็อร์ไปแล้ว โดยสัญญาณจะผ่านไป  $x_{m-4}, x_{m-3}, x_{m-2}$  และ  $x_{m-1}$  ตามลำดับ โดยมีผู้วิจัยเสนอวิธี Dispersive ร่วมกับวิธีการลดค่าพีเอพ็อร์แบบ SLM ในระบบโอเอฟดีเอ็ม โดยเรียกว่า วิธี Dispersive SLM (DSLIM)

อัลกอริทึมวิธี DSLIM สามารถอธิบายตามขั้นตอนดังต่อไปนี้

**ขั้นที่ 1** กำเนิดสัญญาณข้อมูลจำนวนเชิงซ้อนขนาด  $M$  สัญลักษณ์สามารถเขียนอยู่ในรูปของเวกเตอร์  $\{x_m\}_{m=0}^{M-1}$  และกำหนดรูปแบบเฟสเพื่อลดค่าพีเอพ็อร์ด้วยเวกเตอร์  $U$  รูปแบบสามารถเขียนอยู่ในรูปของเวกเตอร์  $\{\phi^{(u)}\}_{m=0}^{M-1}$  ความยาวเท่ากับ  $N$  และกำหนดให้จำนวนการส่งข้อมูลเพิ่มขึ้น

เท่ากับ  $m$  โดยมีค่าเท่ากับ  $0 \leq m \leq M-1$  และดำเนินการวนรอบซ้ำตั้งแต่ขั้นตอนที่ 2-7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานในชั้นเรียน เมื่อผู้ใดเห็นไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 สัญญาณที่มีการทับซ้อนกันของสัญลักษณ์  $m$ -th

ขั้นที่ 2 การกำหนดรูปแบบเฟส เมื่อสัญญาณอินพุต  $X_m$  ตำแหน่งที่  $m$  มีการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณตามค่ามุมที่แตกต่างกันจำนวน  $U$  รูปแบบเขียนอยู่ในรูปของเวกเตอร์  $\{\phi^{(u)}\}_{u=0}^{U-1}$  ดังนั้นสัญญาณอินพุตจะเปลี่ยนแปลงไปเท่ากับ  $\{X_m^{(u)}\}_{u=0}^{U-1}$  สัญลักษณ์ที่มอดูเลต OQAM โดยค่าของ  $a_{m',n}^{(u)}$  เป็นการเลือกค่าที่เอพ็อดที่ต่ำที่สุดจาก  $X_m^{(u)}$

ขั้นที่ 3 การมอดูเลตแบบ FBMC-OQAM สัญญาณข้อมูลเมื่อผ่านการมอดูเลตแบบ FBMC-OQAM ตลอดช่วงสัญลักษณ์  $m$  สามารถเขียนอธิบายได้ดังสมการดังต่อไปนี้

$$x_m^{(u)}(t) = \underbrace{\sum_{m'=0}^{2m-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{m',n}^{(u_{\min}^m)} h(t - m'T/2) e^{j\frac{2\pi}{T}m't} e^{j\phi_{m'n}^{(u)}}}_{\text{overlappings pass symbols}} + \underbrace{\sum_{m'=2m}^{2m-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{m',n}^{(u)} h(t - m'T/2) e^{j\frac{2\pi}{T}m't} e^{j\phi_{m'n}^{(u)}}}_{\text{current symbol}} \quad (2.43)$$

$$\text{เมื่อ } x_m^{(u)}(t) \neq 0 \text{ จาก } t = \left[ 0, (2m+1)\frac{T}{2} + 4T \right)$$

$$a_{m',n}^{(u_{\min}^m)} \text{ คือค่าจากสัญลักษณ์ก่อนหน้า } X_m^{(u_{\min}^m)}$$

$$m \in (0, 1, \dots, M-1) \text{ และ } 0 \leq u \leq U-1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (2.43) เมื่อแทนค่ามอดูม  $U$  รูปแบบแล้วสำหรับสัญญาณมอดูเลตด้วย FBMC-OQAM  $x_m^{(u)}(t)$  จาก  $0 \leq u \leq U-1$

ขั้นที่ 4 การคำนวณหาค่าพีเอพ็อร์ ในการคำนวณหาค่าพีเอพ็อร์จะหาค่าในช่วง  $x_m^{(u)}(t)$  ภายในคาบเวลาเท่ากับ  $T_0 = [mT + T_a, mT + T_b)$  สามารถกำหนดช่วงการคำนวณหาค่าพีเอพ็อร์เท่ากับ  $[mT, mT + 4.5T)$  เมื่อกำหนดให้

$$PAPR_{(T_0)}^{(u)} = \frac{\max_{t \in T_0} |x_m^{(u)}(t)|^2}{\frac{1}{T_0} \int_{T_0} |x_m^{(u)}(t)|^2 \cdot dt}, T_a \geq 0 \text{ and } T_b < 4.5T \quad (2.44)$$

ขั้นที่ 5 การกำหนดค่าพีเอพ็อร์  $PAPR_{(T_0)}^{(u)}$  จะเป็นการเลือกค่ามอดูมจาก  $U$  รูปแบบ ที่ให้ค่าพีเอพ็อร์ที่มีค่าต่ำสุด สามารถเขียนอธิบายได้ดังสมการ

$$u_{\min}^m = \arg \min_{0 \leq u \leq U-1} [PAPR_{x_m^{(u)}(t)}] , mT + T_a \leq t < mT + T_b \quad (2.45)$$

$T \in T_0, T_a \geq 0 \text{ and } T_b < 4.5T$  การกำหนดช่วงการหาค่าพีเอพ็อร์นี้สามารถใช้ได้กับทุกโพลโทโทพีฟิลเตอร์

ขั้นที่ 6 การอัปเดต เราสามารถอัปเดตข้อมูลสัญลักษณ์ที่ผ่านการลดค่าพีเอพ็อร์ด้วยการแทนค่าเวกเตอร์ดังสมการ

$$X_m^{(u_{\min}^m)} = X_m \cdot \phi^{(u_{\min}^m)} \quad (2.46)$$

เมื่อสัญลักษณ์อินพุตมีการเปลี่ยนแปลงด้วยมอดูม  $\phi^{(u_{\min}^m)}$  ให้ถือว่าเป็นค่ามอดูมที่ทำให้สัญญาณ FBMC-OQAM มีค่าพีเอพ็อร์ที่ดีที่สุด

ขั้นที่ 7 การดำเนินการลดค่าพีเอพ็อร์ในสัญลักษณ์ถัดไป ด้วยการเพิ่มค่า  $m$  เท่ากับ 1 เริ่มดำเนินการเช่นเดิมตามที่กล่าวจากขั้นที่ 2

## 2.4.2 วิธีการเอสแอลเอ็มแบบเทรลลิส (Trellis-based D-SLM)

วิธีการ Dispersive SLM ที่ได้กล่าวถึงไปในหัวข้อที่แล้ว สามารถลดค่า PAPR ในระบบ FBMC-OQAM ได้ดีกว่าวิธีการ SLM แบบดั้งเดิมแต่ก็ยังได้ประสิทธิภาพในการลดค่า PAPR ไม่ดีเท่าที่ควร วิธีการเอสแอลเอ็มแบบเทรลลิส หรือ Trellis-based D-SLM [32] จึงได้ถูกนำเสนอขึ้นบน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พื้นฐานของการหาค่า PAPR ที่น้อยที่สุดแบบสัญลักษณ์ต่อสัญลักษณ์ ซึ่งเกิดจากแนวความคิดหลักที่ว่า ค่า PAPR ที่สูงในสัญลักษณ์ของสัญญาณปัจจุบัน ได้รับผลกระทบมาจากสัญลักษณ์ของสัญญาณถัดไปในทันทีด้วย

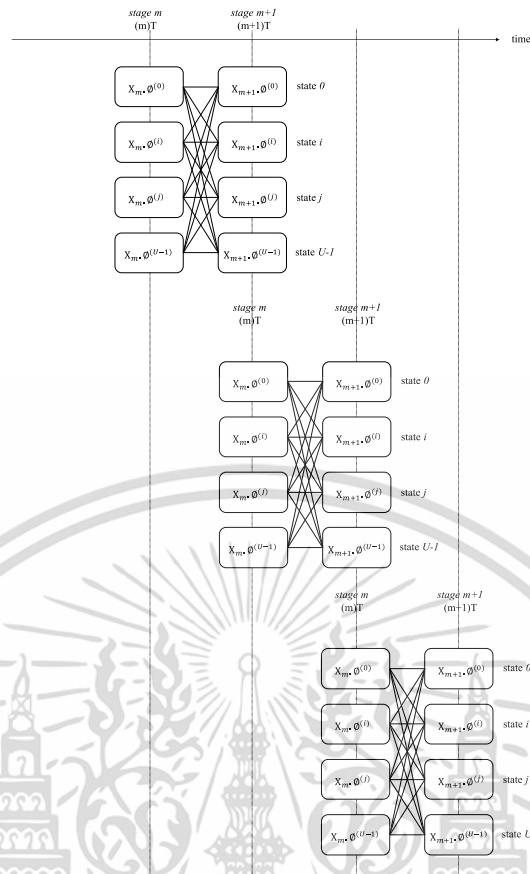
ในวิธีการ Trellis-based D-SLM นั้นเราจะทำการหาค่า  $\phi^{(u)}$  ซึ่งเป็นกลุ่มของเฟสที่แตกต่างกัน (Phase rotation) จำนวน  $M$  ที่ให้ค่า PAPR ที่น้อยที่สุดในสัญลักษณ์ของสัญญาณถัดไป

$$\Phi = \{\phi^{(u_{min}^0)}, \phi^{(u_{min}^1)}, \phi^{(u_{min}^2)}, \dots, \phi^{(u_{min}^{M-1})}\} \quad (2.47)$$

ที่  $\{u_{min}^0, u_{min}^1, \dots, u_{min}^{M-1}\}$  คือกลุ่มของเฟสที่ทำให้ค่า PAPR น้อยที่สุดของแต่ละ  $M$  สัญลักษณ์ของสัญญาณอินพุต และถูกส่งเป็นข้อมูล (Side Information) ไปยังเครื่องรับสัญญาณ รูปที่ 2.10 การหาเส้นทาง (Path) ที่ดีที่สุดของวิธีการ Trellis-based D-SLM ที่มีค่า PAPR น้อยที่สุด การหา Path ที่ดีที่สุดใน Trellis-based D-SLM แสดงได้ดังสมการ

$$\begin{aligned} x_m^{(u)}(t) &= \sum_{m'=2m}^{2m+1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{m',n}^{(u)} h(t - \frac{m'T}{2}) e^{j\frac{2\pi}{T}nt} e^{j\phi_{m'n}^{(u)}} \\ x_{m+1}^{(v)}(t) &= \sum_{m'=2m+2}^{2m+3} \sum_{n=0}^{N-1} a_{m',n}^{(v)} h(t - \frac{m'T}{2}) e^{j\frac{2\pi}{T}nt} e^{j\phi_{m'n}^{(v)}} \\ x_{m,m+1}^{(u,v)}(t) &= x_m^{(u)}(t-T) + x_{m+1}^{(v)}(t), 0 \leq u, v \leq U-1 \end{aligned} \quad (2.48)$$

ที่  $0 < m < M-1, m^{th}$  stage ในวิธีการ Trellis-based D-SLM คือ ทุก ๆ  $m^{th}$  สัญลักษณ์ของสัญญาณ FBMC-OQAM ที่เกิดจากสัญลักษณ์ของสัญญาณอินพุต  $X_m$  ในแต่ละ Stage ก็จะมี Stage ของ  $U$  ที่แตกต่างกัน โดยที่แต่ละ Stage ของวิธีการ Trellis-based D-SLM จะหมายถึงการทำคูณกลุ่มของเฟสระหว่างทุก ๆ 2 stage ของสัญลักษณ์ของสัญญาณอินพุต  $X_m$  ซึ่งจะมีจำนวน path ที่เป็นไปได้จำนวนเท่ากับ  $U^2$  สัญลักษณ์ FBMC-OQAM ร่วมของสัญลักษณ์ของสัญญาณอินพุต  $X_m$  ลำดับที่  $m^{th}$  และ สัญลักษณ์ของสัญญาณอินพุต  $X_{m+1}$  ลำดับที่  $(m+1)^{th}$  จะแสดงในการ trellis โดยเป็น Path  $\zeta_{(m \rightarrow m+1)}^{(u,v)}$  ระหว่างสถานะของ  $u^{th}$  ใน Stage ที่  $m^{th}$  และ สถานะของ  $v^{th}$  ใน Stage ที่  $(m+1)^{th}$  โดยที่  $\Rightarrow$  แสดงความต่อเนื่องระหว่าง 2 Stage



รูปที่ 2.10 แสดงวิธีการ Trellis-based D-SLM

## 2.5 อัลกอริทึมอาณานิคมผึ้งเทียม

อัลกอริทึมการหาค่าที่เหมาะสมแบบอาณานิคมผึ้งเทียม หรือ Artificial Bee Colony (ABC) พัฒนามาจากระบบการหาอาหารของผึ้ง เพื่อใช้ในการหาค่าตอบสำหรับปัญหาการหาค่าเหมาะที่สุด โดยคาร์ล วอน ฟริสช (K. Frisch) ได้ศึกษาพฤติกรรมกรรมการหาอาหารของฝูงผึ้ง และอธิบายถึงความสามารถในการสื่อสารของผึ้งด้วยการเต้นระบำ หรือ Waggle Dance โดยที่การเต้นระบำของผึ้งนั้นจะเป็นการสื่อสารข้อมูลของระยะทาง ทิศทาง และคุณภาพของแหล่งอาหารที่ได้ไปพบเจอมา การทำงานนี้จะทำเป็นฝูงและมีการแบ่งกลุ่มการทำงานที่มีหน้าที่ชัดเจน ในกระบวนการหาอาหารของผึ้งนั้นมียุงประกอบสำคัญได้แก่ แหล่งอาหาร ผึ้งหาอาหารเป็นเอ็มพลอย (Employed Foragers) และกลุ่มผึ้งที่หาอาหารไม่เป็นเอ็มพลอย (Unemployed Foragers) ต่อมาในปี 2005 คาราโบกา (D. Karaboga) [33] ได้อธิบายความสัมพันธ์ขององค์ประกอบดังกล่าวกับรูปแบบพฤติกรรมกรรมการหาอาหารไว้ดังนี้

แหล่งอาหาร (Food Source) ของผึ้งที่ใช้แทนคำตอบที่เป็นไปได้ของปริภูมิปัญหา

ค่าฟิตเนส (Fitness Value) เป็นค่าที่ใช้ในการวัดคุณค่าของแหล่งอาหาร ในการนำมาใช้หาค่าที่เหมาะสมที่สุด ซึ่งหมายถึงคุณค่าของคำตอบที่เป็นไปได้ ซึ่งค่านี้หาได้จากออฟเจกทีฟฟังก์ชันที่นำไปใช้ในการเปรียบเทียบกับคุณค่าของคำตอบที่เป็นไปได้อื่น ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอเยนต์ผึ้ง (Bee Agent) เป็นชุดของผึ้งที่ใช้สำหรับการคำนวณ สำหรับผึ้งในอัลกอริทึมของ ABC นั้นจะแบ่งออกได้เป็น 3 กลุ่มคือ ผึ้งเอมิพลอย (Employed Bees) ผึ้งรับสาร (Onlooker Bees) และ ผึ้งค้นหา (Scout Bees) ในผึ้งฝูงหนึ่ง ผึ้งจะถูกแบ่งออกเป็น 2 กลุ่มเท่า ๆ กัน คือผึ้งหาอาหารที่เป็นเอมิพลอยหรือผึ้งเอมิพลอย และผึ้งรับสารในการหาค่าตอบที่เป็นไปได้แต่ละอัน ในปฏิกิริยาปัญหาของผึ้งหาอาหารจะประกอบด้วยพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่บ่งถึงการหาค่าที่เหมาะสมที่สุด เช่นตำแหน่งต่าง ๆ ของแหล่งอาหาร ในการจำลองแบบการหาอาหารของผึ้งสำหรับการหาค่าที่เหมาะสมที่สุด เรากำหนดให้จำนวนของผึ้งเอมิพลอยเท่ากับจำนวนของแหล่งอาหาร

เมื่อเริ่มต้นของการทำงาน ผึ้งเอมิพลอยจะทำหน้าที่ในการสำรวจแหล่งอาหารและนำข้อมูลของแหล่งอาหารนั้นไปบอกกับผึ้งรับสาร และผึ้งรับสารจะตัดสินใจว่าจะเลือกหรือไม่เลือกแหล่งอาหารนั้นจากข้อมูลที่ได้รับ แหล่งอาหารที่มีคุณภาพสูงก็จะมีโอกาสในการถูกเลือกสูงกว่าแหล่งอาหารที่มีคุณภาพต่ำกว่า ซึ่งคุณภาพของแหล่งอาหารนี้หาได้จากฟิตเนสฟังก์ชัน สำหรับผึ้งเอมิพลอยที่แหล่งอาหารของมันไม่ได้รับการยอมรับจากเพื่อนของมันที่เป็นผึ้งรับสาร ตัวมันเองที่เป็นผึ้งเอมิพลอยอยู่จะเปลี่ยนไปเป็นผึ้งค้นหา และทำการสุ่มหาแหล่งอาหารแหล่งใหม่ รายละเอียดของอัลกอริทึมจะเป็นดังนี้

เริ่มต้นจากตำแหน่งของแหล่งอาหารจะถูกสร้างขึ้นมาโดยการสุ่ม โดยที่ค่าออปเจกทีฟฟังก์ชันที่ใช้สำหรับการคำนวณหาค่าของแหล่งอาหารหาได้ดังสมการ

$$F(x_i), x_i \in R^D, i \in \{1, 2, 3, \dots, SN\} \quad (2.49)$$

ค่า  $x_i$  เป็นตำแหน่งของแหล่งอาหารที่เป็นเวกเตอร์ที่มีมิติทั้งหมดเท่ากับ  $D$  ค่า  $F(x_i)$  เป็นค่าออปเจกทีฟฟังก์ชันที่ใช้ในการคำนวณคุณค่าของแหล่งอาหาร และ  $SN$  เป็นจำนวนแหล่งอาหาร หลังจากการกำหนดค่าเริ่มต้น ผึ้งทั้งฝูงก็จะเข้าสู่กระบวนการ ค้นหาตำแหน่งของแหล่งอาหาร โดยกระบวนการทั้งหมดจะเป็นการวนรอบการทำงานของกระบวนการหลัก 4 กระบวนการดังนี้

### 2.5.1 การปรับปรุงค่าตอบที่เป็นไปได้ของผึ้งเอมิพลอย

เมื่อได้ตำแหน่งของแหล่งอาหารมาแล้ว ผึ้งเอมิพลอยจะค้นหาแหล่งอาหารเพิ่มเติม เพื่อนำมาเปรียบเทียบกับแหล่งอาหารที่มีมันมีอยู่ โดยการสุ่มเอาตำแหน่งของแหล่งอาหารที่อยู่ข้างเคียงกัน แล้วผึ้งเอมิพลอยจะเลือกแหล่งอาหารที่ดีกว่าด้วยสมการ

$$v_{ij} = x_{ij} + \Phi_{ij} (x_{ij} - x_{kj}) \quad (2.50)$$

จากสมการ (2.50) ค่า  $v_{ij}$  เป็นค่าตอบหรือแหล่งอาหารที่เป็นไปได้อันใหม่ที่ดัดแปลงมาจากค่าตอบ

หรือแหล่งอาหารเดิม  $x_{ij}$  จากการเปรียบเทียบกับตำแหน่งข้างเคียงที่เลือกมาโดยการสุ่ม  $x_{kj}$  ค่า  $\Phi_{ij}$  เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้ใช้ประโยชน์ในการทำ  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นค่าที่ได้มาจากการสุ่มที่มีช่วงระหว่าง  $[-1,1]$  ที่เป็นค่าสำหรับการปรับน้ำหนักของการเปลี่ยนแปลงค่าจากค่าเดิมเป็นค่าใหม่ของการทำงานในรอบต่อไป สำหรับค่าของ  $k \in \{1,2,3,\dots,SN\}$  เป็นค่าที่ดัชนีที่เลือกขึ้นมาด้วยการสุ่ม และ  $j \in \{1,2,3,\dots,D\}$  เป็น  $j$  เดียวกันกับ  $x_{ij}$  ความแตกต่างของ  $x_{ij}$  และ  $x_{kj}$  คือตำแหน่งของแหล่งอาหารที่ต่างกันแต่มีมิติเดียวกันในแหล่งอาหาร ถ้าแหล่งอาหารใหม่  $v_{ij}$  ดีกว่าแหล่งอาหารเดิม  $x_{ij}$  ให้แทนค่าแหล่งอาหารเดิมด้วยแหล่งอาหารใหม่

### 2.5.2 การเลือกคำตอบที่เป็นไปได้ของผึ้งรับสาร

เมื่อผึ้งเอ็มพลอยทั้งหลายที่ได้แหล่งอาหารแล้วจะกลับมายังรัง และจะนำข้อมูลของแหล่งอาหารเหล่านั้นมาบอกกับเหล่าผึ้งรับสารทั้งหมด ผึ้งรับสารจะเลือกรังเหล่านี้ด้วยการสุ่มตัวอย่าง ที่มีการกำหนดน้ำหนัก โดยที่รังที่มีค่าฟิตเนสสูงจะมีโอกาสได้รับเลือกสูง สมการของความน่าจะเป็นในการเลือกแหล่งอาหารต่าง ๆ จะเป็นดังนี้

$$p_i = \frac{fit_i}{\sum_{n=1}^{SN} fit_n} \quad (2.51)$$

สำหรับค่า  $fit_i$  เป็นค่าฟิตเนสของแหล่งอาหารที่ตำแหน่งที่  $i$  ซึ่งเป็นค่าที่หามาได้ จากออปเจกทีฟฟังก์ชัน  $F(x_i)$  ของแหล่งอาหาร  $i$  สำหรับค่าของ  $fit_i$  หาได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$fit = \begin{cases} \frac{1}{1+f(x)} & f(x) \geq 0 \\ \frac{1}{abs(f(x))} & f(x) < 0 \end{cases} \quad (2.52)$$

โดยที่ค่า  $f(x)$  หมายถึงค่าที่ได้จากฟังก์ชันของแหล่งอาหารต่าง ๆ ของฟังก์ชัน  $F(x_i)$  ของแหล่งอาหาร  $i$

### 2.5.3 การปรับปรุงคำตอบที่เป็นไปได้ของผึ้งรับสาร

หลังจากที่ผึ้งรับสารเลือกแหล่งอาหารจากผึ้งเอ็มพลอยแล้ว พวกมันจะปรับปรุงคำตอบของแหล่งอาหารที่พวกมันเลือกไว้ด้วยสมการที่ (2.50) เช่นเดียวกันกับการปรับปรุง คำตอบของผึ้งเอ็มพลอย แหล่งอาหารเดิมจะถูกแทนที่ด้วยแหล่งอาหารใหม่ถ้าแหล่งอาหารใหม่ดีกว่า ถ้าแหล่งอาหารใหม่ไม่ดีกว่าแหล่งอาหารเดิมก็จะถูกใช้ในการเปรียบเทียบของการเลือกในรอบต่อไป

### 2.5.4 การหลีกเลี่ยงคำตอบที่จะเข้าสู่ทางตันของฟังก์ชันหา

ขั้นตอนนี้เกิดจากการที่ฟังก์ชันเอมพลอยเริ่มค้นพบว่าแหล่งอาหารในบริเวณที่มันไปหาอาหารนั้น เริ่มไม่มีคุณภาพที่ดีพอ เพราะไม่ถูกเลือกจากผึ้งรับสาร ฟังก์ชันเอมพลอยนี้ก็จะเปลี่ยนตัวเองให้เป็นฟังก์ชันหา โดยทำการบินสุ่มไปยังตำแหน่งใหม่เพื่อหาแหล่งอาหาร ตำแหน่งใหม่ของแหล่งอาหารนี้สามารถหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$x_{ij} = x_j^{min} + rand[0,1] * (x_j^{max} - x_j^{min}) \quad (2.53)$$

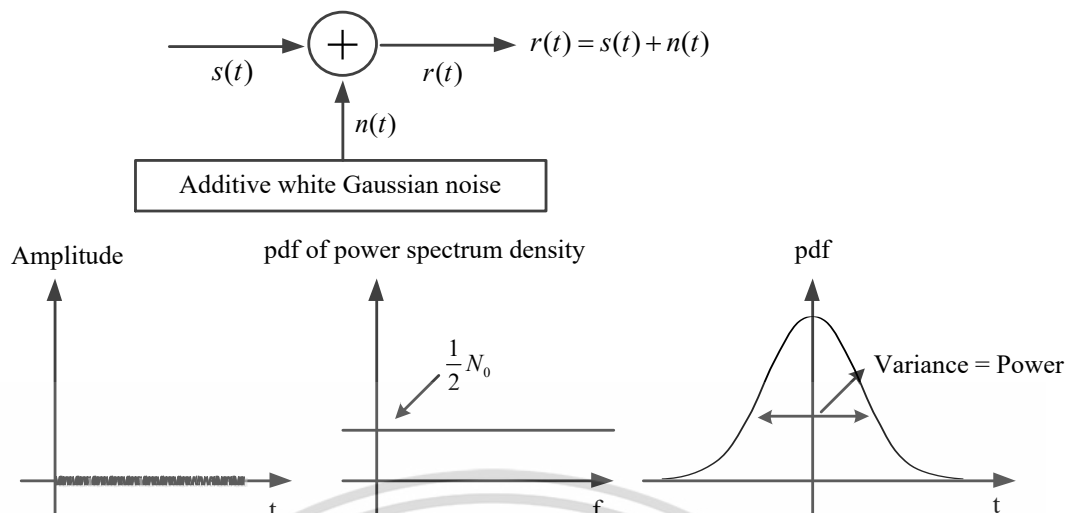
จากสมการที่ (2.53) ค่า  $x_{ij}$  นี้ ค่า  $i$  หมายถึงคำตอบที่เป็นไปได้ และ  $j$  หมายถึงมิติของคำตอบที่เป็นไปได้ในปริภูมิปัญหา หรืออาจจะกล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือ  $x_{ij}$  เป็นคำตอบที่  $i$  ของมิติในแหล่งอาหารที่  $j$  สำหรับค่า  $x_j^{min}$  เป็นขอบเขตต่ำสุดของตำแหน่งของแหล่งอาหารในมิติที่  $j$  และ  $x_j^{max}$  เป็นขอบเขตสูงสุดของตำแหน่งของแหล่งอาหารที่มิติที่  $j$  เมื่อพิจารณาจากแหล่งอาหาร  $x_{ij}$  ที่ฟังก์ชันเอมพลอยพบมาทั้งหมดหรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือ  $x_j^{max}$  และ  $x_j^{min}$  เป็นค่าที่มากที่สุดที่สุดและน้อยที่สุดของมิติที่  $j$  ของแหล่งอาหารทั้งหมด

### 2.6 สัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน

จากรูปที่ 2.11 สัญญาณรบกวนในระบบการสื่อสารนั้นส่วนมากจะจำลองให้เป็นสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน (Additive White Gaussian Noise, AWGN) ซึ่งจะมีความหนาแน่นของสเปกตรัมเป็นแบบยูนิฟอร์ม (Uniform Spectrum Density) และแอมพลิจูดมีการแจกแจงแบบเกาส์ (Gaussian Distribution) โดยปกติแล้วสัญญาณรบกวนทางอุณหภูมิ (Thermal Noise) และสัญญาณรบกวนทางไฟฟ้า (Electrical Noise) ที่เกิดจากการขยายสัญญาณนั้นจะมีคุณสมบัติของ White Gaussian Noise ซึ่งจากคุณสมบัติดังกล่าวสามารถจำลองให้เป็นสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนได้ ซึ่งฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (Probability Density Function) ของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน สามารถแสดงได้ตามสมการ [34]

$$\Phi_{nn}(f) = \frac{1}{2} N_0 \quad (2.54)$$

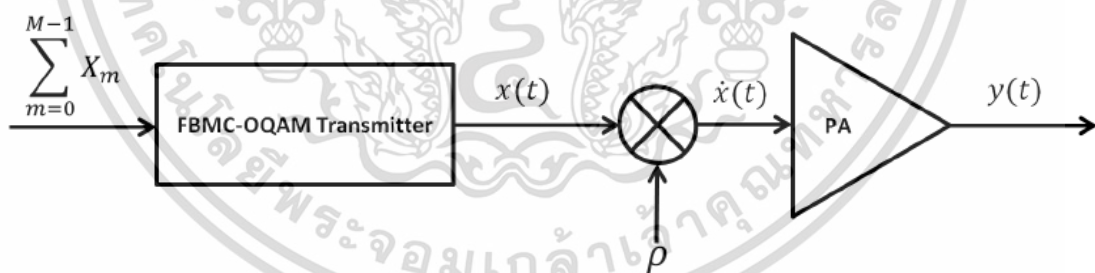
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11 คุณสมบัติของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน

## 2.7 เครื่องขยายสัญญาณกำลังสูง (HPA)

สัญญาณ FBMC-OQAM ก่อนจะทำการส่งไปยังเครื่องรับนั้น ต้องทำการขยายสัญญาณด้วยเครื่องขยายกำลังสูง (High Power Amplifier, HPA) เพื่อให้สัญญาณ FBMC-OQAM นั้นมีกำลังงานเพียงพอที่จะสามารถเดินทางไปถึงยังเครื่องรับ แต่เครื่องขยายกำลังสูงที่ใช้อยู่ทั่วไปนั้นจะมีความไม่เป็นเชิงเส้นของการขยายสัญญาณ คือ ไม่สามารถทำการขยายได้ตลอดช่วงของสัญญาณที่เข้ามาทางอินพุตของเครื่องขยายด้วยอัตราขยายสัญญาณเดียวกัน [35]



รูปที่ 2.12 แผนภาพเครื่องส่งสัญญาณ FBMC-OQAM ร่วมกับเครื่องขยายสัญญาณ

โดยเมื่อ  $g(\cdot)$  คือฟังก์ชันความไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูง และ  $x$  คือสัญญาณที่เข้ามาทางอินพุต ดังนั้น สัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของเครื่องขยายกำลังสูง สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$x^g = g(x) \quad (2.55)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเมื่อสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณต่อเนื่องทางเวลา (Continuous-Time Signal) จากสมการที่ (2.55) จะได้สัญญาณเอาต์พุตของเครื่องขยายกำลังสูง ดังสมการ

$$x^s[t] = g(x[t]) \quad (2.56)$$

เมื่อทดสอบเครื่องขยายกำลังสูงด้วยฟังก์ชันต่อเนื่อง  $f$  และอัตราการขยายสูงสุดของเครื่องขยายกำลังสูงมีค่าเท่ากับ  $\alpha$  ดังนั้นจะได้  $|f(x)| \leq \alpha|x|$  หรือ  $f = \alpha g$  และเอาต์พุตสูงสุดที่จุดอิมพัลส์ของเครื่องขยายกำลังสูง คือ  $A$  ดังนั้น เมื่อขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุตมีค่าสูงมาก ๆ จะได้สัญญาณเอาต์พุต ดังสมการ

$$|g(x)| \leq A \quad (2.57)$$

และเมื่อสัญญาณเอาต์พุตของเครื่องขยายกำลังสูงมีค่าเท่ากับ  $x = |x|e^{j\arg(x)} = \rho e^{j\phi}$  ดังนั้นจะได้สัญญาณเอาต์พุตของเครื่องขยายกำลังสูง ดังสมการ

$$|g(x)| = F[\rho]e^{j(\phi + \Phi[\rho])} \quad (2.58)$$

เมื่อ  $F[\rho]$  และ  $\Phi[\rho]$  คือคุณลักษณะการเปลี่ยนแปลงทางแอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากเครื่องขยายกำลังสูง แต่อย่างไรก็ตาม เครื่องขยายกำลังสูงที่ใช้กันอยู่ทั่วไปมีอยู่หลายประเภท ซึ่งแต่ละประเภทยังมีคุณลักษณะที่แตกต่างกันออกไปได้แก่

### 2.7.1 เครื่องขยายกำลังสูงแบบ Soft Limiter (SL)

เครื่องขยายกำลังสูงแบบ Soft Limiter (SL) ซึ่งสามารถหาค่าแอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณเอาต์พุตได้ดังสมการที่ (2.59) และ (2.60)

$$F[\rho] = \begin{cases} \rho, & \rho \leq A \\ A, & \rho > A \end{cases} \quad (2.59)$$

$$\Phi[\rho] = 0 \quad (2.60)$$

จากสมการที่ (2.59) และ (2.60) เฟสของสัญญาณเอาต์พุตนั้นจะไม่มีเปลี่ยนแปลงเมื่อเทียบกับสัญญาณอินพุต ดังนั้นสามารถเขียนได้ดังสมการ

$$g(x) = \begin{cases} x, & |\rho| \leq A \\ Ae^{j\phi}, & |\rho| > A \end{cases} \quad (2.61)$$

แต่เครื่องขยายกำลังสูงแบบ SL นี้จะไม่ค่อยมีการใช้งานอย่างแพร่หลาย เนื่องจากเป็นการยากที่จะหาอุปกรณ์ที่ให้คุณสมบัติทางฟิสิกส์ได้ตามสมการดังกล่าวข้างต้น

### 2.7.2 เครื่องขยายกำลังสูงแบบโซลิดสเตท (Solid-State Power Amplifier, SSPA)

เครื่องขยายกำลังสูงแบบโซลิดสเตท (Solid-State Power Amplifier, SSPA) มีคุณลักษณะของแอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณเอาต์พุต ดังสมการที่ (2.62) และ (2.63)

$$F[\rho] = \frac{\rho}{\left[1 + \left(\frac{\rho}{A}\right)^{2r}\right]^{\frac{1}{2r}}} \quad (2.62)$$

$$\Phi[\rho] = 0 \quad (2.63)$$

เมื่อ  $r$  คือพารามิเตอร์ควบคุมการเปลี่ยนแปลงจากช่วงที่เป็นเชิงเส้นสู่จุดอิ่มตัวของเครื่องขยาย ซึ่งหาก  $r$  มีค่าเท่ากับ  $\infty$  แล้ว SSPA ก็จะมีคุณลักษณะที่คล้ายกับเครื่องขยายกำลังสูงแบบ Soft Limiter สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้นนี้จะเกิดสัญญาณรบกวนได้ทั้งขนาดและเฟสของสัญญาณ กำหนดจุดการทำงานของวงจรขยาย IBO ซึ่งสามารถแสดงดังสมการได้ดังนี้

$$IBO = 10 \log \frac{P_{in}}{P_o} \quad (2.64)$$

เมื่อ  $P_{in}$  เป็นกำลังเฉลี่ยของสัญญาณอินพุตของวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น และ  $P_o$  เป็นกำลังเฉลี่ยของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น

คุณสมบัติของวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้นชนิดสารกึ่งตัวนำ (SSPA) สามารถอธิบายได้ด้วยสมการของเรพพ์ (Rapp) ในสมการที่ (2.54) และ (2.64) ดังจะเห็นได้จากเอกสารอ้างอิง โดยสมการจะแยกออกเป็นอธิบายคุณสมบัติของการเปลี่ยนแปลงทางด้านแอมพลิจูด (Amplitude) และ เฟส (Phase) การเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นจากวงจรขยายทั้งสองส่วนนี้อธิบายในรูปของการเปลี่ยนของแอมพลิจูดของสัญญาณทางด้านเอาต์พุตที่เกิดจากแอมพลิจูดของสัญญาณทางด้านอินพุต หรือใช้ตัวย่อเป็น AM/AM และอธิบายในรูปของการเปลี่ยนแปลงของเฟสของสัญญาณเอาต์พุตที่เกิดจาก

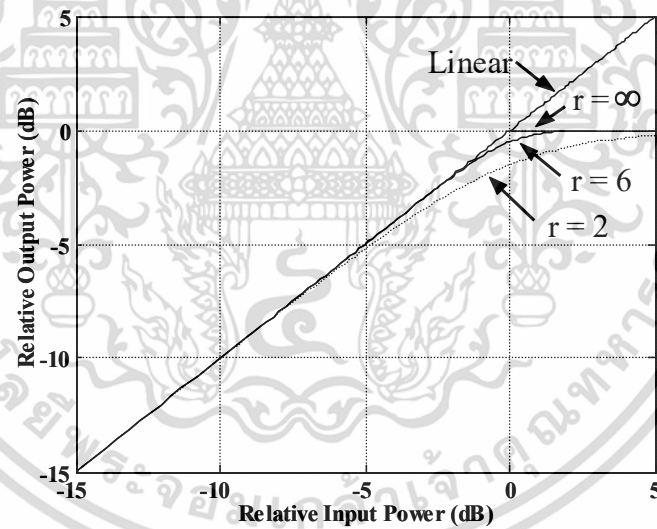
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แอมพลิจูดของสัญญาณทางด้านอินพุต หรือใช้ตัวย่อเป็น AM/PM จากสมการของเรพพ์สามารถอธิบายการเปลี่ยนของทั้งแอมพลิจูด และเฟสได้ตั้งสมการที่ (2.65) และ (2.66) ตามลำดับ

$$F_s[\rho] = \frac{v\rho}{\left[1 + \left(\frac{v\rho}{A_0}\right)^{2r}\right]^{\frac{1}{2r}}} \quad (2.65)$$

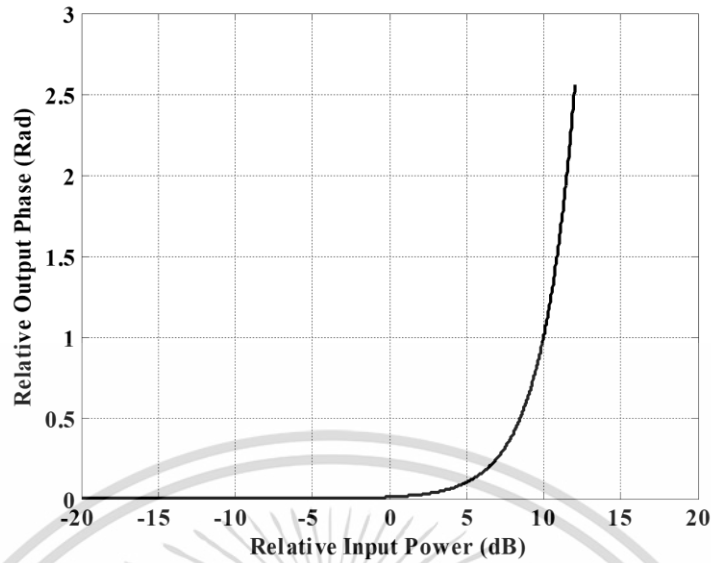
$$\Phi_s(\rho) = \alpha_\phi \left(\frac{v\rho}{A_0}\right)^A \quad (2.66)$$

เมื่อ  $\rho$  เป็นฟังก์ชันของสัญญาณอินพุต  $A_0$  เป็นระดับของสถานะเอาต์พุตและ  $r$  เป็นพารามิเตอร์ที่ใช้กำหนดคุณสมบัติของความไม่เป็นเชิงเส้น และ  $v$  กับ  $\alpha_\phi$  เป็นค่าคงที่



(ก) AM/AM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) AM/PM

รูปที่ 2.13 คุณสมบัติของวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น SSPA

### 2.7.3 ผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูง

เมื่อคลื่นพหุของสัญญาณโอเอพดีเอ็มมีการเสริมกันทางด้านเฟสของสัญญาณจะทำให้แอมพลิจูดของสัญญาณรวมขณะนั้นมีค่าสูง ซึ่งจะทำให้ค่าพีเอพียาร์มีค่าสูง และเมื่อทำการขยายสัญญาณดังกล่าวด้วยเครื่องขยายกำลังสูง จะทำให้สัญญาณที่ได้ทางเอาต์พุตของเครื่องขยายกำลังสูงมีลักษณะถูกขลิบหรือถูกตัดทางแอมพลิจูดของสัญญาณ เนื่องจากการทำงานที่จุดอิมิตัวของเครื่องขยายกำลังสูง ซึ่งจะเป็นสาเหตุที่ทำให้ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม (Power Spectral Density, PSD) นอกย่านความถี่และอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูล (Bit Error Rate, BER) มีค่าเพิ่มขึ้น ซึ่งการเพิ่มขึ้นของ PSD นอกย่านความถี่นั้น อาจทำให้เกิดการแทรกสอดระหว่างย่านความถี่ที่ใช้งานข้างเคียงได้ ส่งผลให้สมรรถนะของระบบมีค่าลดลง

โดยทั่วไปแล้วสามารถบอกช่วงความเป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูงอยู่ในรูปของค่าอัตราส่วนกำลังงานเอาต์พุตสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณเอาต์พุต ซึ่งเรียกว่า Output Back Off (OBO) สามารถหาค่าได้ดังสมการที่ (2.67) [36]

$$OBO = 10 \log \left( \frac{A^2}{E[|g(x)|^2]} \right) \quad [dB] \quad (2.67)$$

หรือ สามารถบอกช่วงความเป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูงอยู่ในรูปของค่าอัตราส่วนกำลังงานเอาต์พุตสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณอินพุต ซึ่งเรียกว่า Input Back Off (IBO)

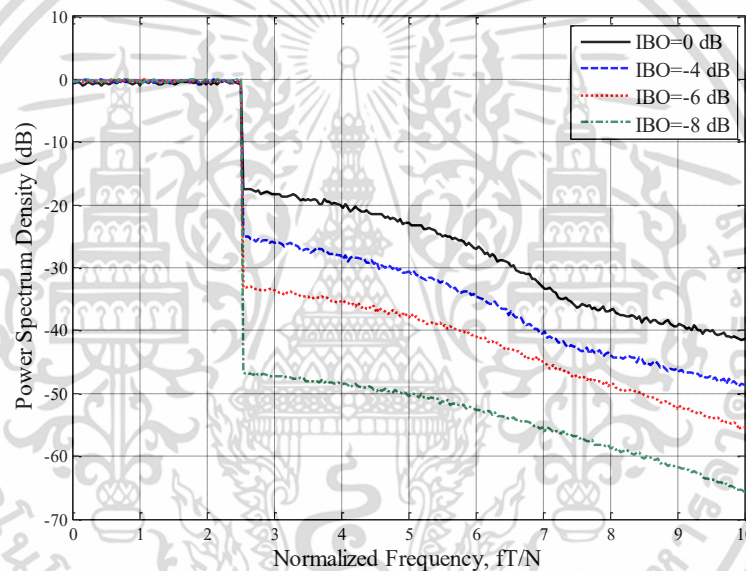
สามารถหาค่าได้ดังสมการที่ (2.68)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$IBO = 10 \log \left( \frac{A^2}{E[x(t)^2]} \right) \quad [dB] \quad (2.68)$$

#### 2.7.4 การเพิ่มขึ้นของค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่

เมื่อสัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของเครื่องขยายกำลังสูง นั้นถูกขลิบหรือถูกตัดทางแอมพลิจูดของสัญญาณเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูง และสิ่งที่จะเกิดขึ้นตามมาคือการเพิ่มขึ้นของค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่เนื่องจากการเพิ่มขึ้นของฮาร์โมนิกของสัญญาณที่มีการเปลี่ยนรูปทรงเนื่องจากการขลิบหรือตัดยอดสัญญาณ ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 2.14 [36]



รูปที่ 2.14 ลักษณะสเปกตรัมของสัญญาณเอพบีเอ็มซีหลังจากการขยายสัญญาณด้วย HPA

จากรูปที่ 2.14 แสดงลักษณะสเปกตรัมของสัญญาณเอพบีเอ็มซีหลังจากการขยายสัญญาณด้วยเครื่องขยายกำลังสูง จะเห็นว่า การเพิ่มขึ้นของค่า PSD นอกย่านความถี่จะแปรผกผันกับค่า IBO โดยเมื่อ IBO มีค่าสูง ก็แสดงว่าช่วงที่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูงก็สูงขึ้นตาม และโอกาสที่สัญญาณเอาต์พุตจะถูกขลิบหรือตัดยอดคลื่นก็มีน้อยลง ดังนั้น PSD นอกย่านความถี่ใช้งานก็มีค่าลดลง แต่ในทางกลับกันหาก IBO มีค่าลดลง แสดงว่าช่วงที่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูง นั้นก็ลดลงตาม โอกาสที่สัญญาณเอาต์พุตจะถูกขลิบหรือตัดยอดก็มีมากขึ้น ดังนั้นค่า PSD นอกความถี่ใช้งานก็มีค่าเพิ่มขึ้นตาม และอาจทำให้เกิดการแทรกสอดระหว่างย่านความถี่ที่ใช้งานข้างเคียงได้

### 2.7.5 การเพิ่มขึ้นของค่าอัตราการผลิตผิดพลาดบิตข้อมูล

การขลิบหรือตัดยอดสัญญาณอันเนื่องมาจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูง นั้นมีผลทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูล (BER) ของระบบมีค่าเพิ่มขึ้น เนื่องจากคลื่นพายุย่อยของสัญญาณเอพียเอ็มซีนั้นถูกรบกวนจากคลื่นฮาร์โมนิกที่เพิ่มขึ้น ซึ่งสามารถแสดงดังสมการที่ (2.69)

$$x_\tau^g = g(x_\tau) = k^g x_\tau + d_\tau^{(X,g)} \quad (2.69)$$

เมื่อ  $x_\tau$  คือสัญญาณอินพุตของเครื่องขยายกำลังสูงในช่วงเวลา  $\tau$  ที่พิจารณา และ  $k^g$  คือค่าความไม่เป็นเชิงเส้นของ HPA และ  $d_\tau^{(X,g)}$  คือสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นกับข้อมูลในเวกเตอร์ที่  $x$  ของ M-QAM โดยฟังก์ชันความไม่เป็นเชิงเส้น  $g(\cdot)$  ดังนั้นจากสมการที่ (2.69)  $d_\tau^{(X,g)}$  จะมีค่าดังสมการที่ (2.70)

$$d_\tau^{(X,g)} = g(x_\tau) - k^g x_\tau \quad (2.70)$$

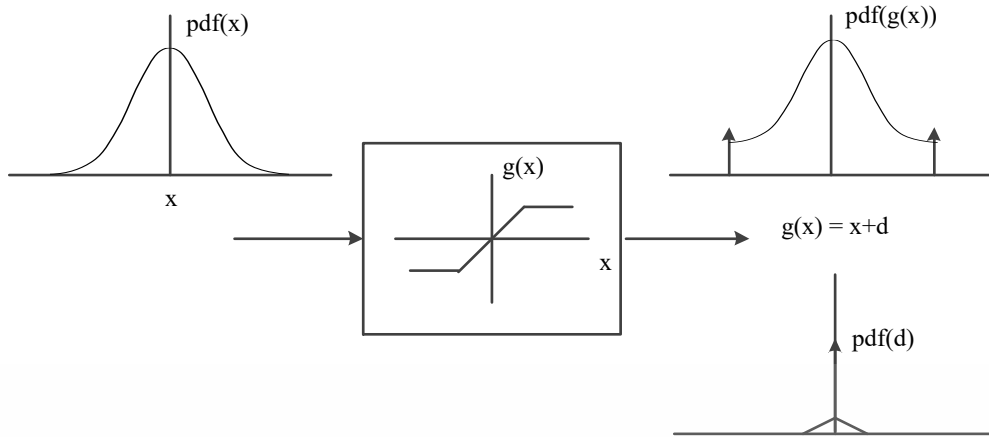
เมื่อความน่าจะเป็นที่  $|x|$  มีค่ามากกว่า  $A$  เท่ากับ  $2Q(\mu)$  สามารถหาค่ากำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน ( $\sigma_d^2$ ) ที่กระทำกับข้อมูลแบบสุ่ม ได้ดังสมการที่ (2.71)

$$\sigma_d^2 = \frac{1}{Q(\mu)\sqrt{2\pi}\sigma_x} \int_A^\infty (x - g(x))^2 e^{-\frac{x^2}{2\sigma_x^2}} dx \quad (2.71)$$

และสามารถแสดงลักษณะแผนภาพฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (pdf) ของสัญญาณเอาต์พุตที่ถูกขลิบยอดสัญญาณโดยเครื่องขยายกำลังสูง และสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น ดังรูปที่ 2.15

และสามารถหาค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio, SNR) ได้จากสมการที่ (2.72)

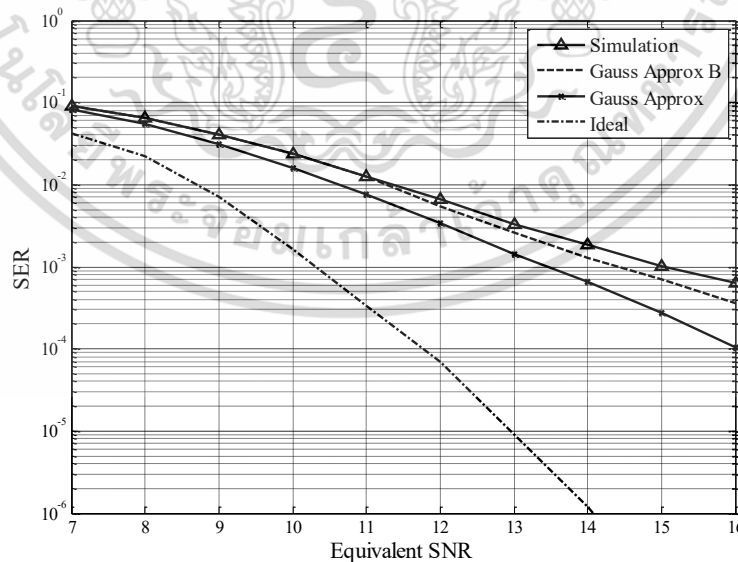
$$SNR = \frac{|H_k|^2 \sigma_{X,k}^2}{|H_k|^2 \sigma_{D,k}^2 + \sigma_{N,k}^2} \quad (2.72)$$



รูปที่ 2.15 แผนภาพฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น  $x, g(x)$  และ  $x - g(x)$  [37]

เมื่อ  $\sigma_{D,k}^2 = \sigma_d^2$ ,  $|H_k|^2$  คืออัตราขยายของช่องสัญญาณ (Channel Gain) และ  $\sigma_{N,k}^2$  คือสัญญาณรบกวนที่เครื่องรับที่กระทำกับสัญลักษณ์ที่  $k$  ซึ่งเมื่อกำหนดให้  $\sigma_{N,k}^2$  เป็นแบบ AWGN สามารถหาค่าอัตราการผิดพลาดสัญลักษณ์ (Symbol Error Rate, SER) ของสัญลักษณ์ย่อย  $M$ -QAM ได้ดังสมการที่ (2.73)

$$SER \approx 4 \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) Q \left( \sqrt{\frac{3SNR}{M-1}} \right) \tag{2.73}$$



รูปที่ 2.16 ความสัมพันธ์ของค่าอัตราการผิดพลาดสัญลักษณ์ (SER) และค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 2.16 แสดงความสัมพันธ์ของค่าอัตราการผลิตสัญญาณ (SER) และค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) และจากรูปจะเห็นว่าเมื่อ SNR มีค่าลดลงจะมีผลทำให้ SER มีค่าเพิ่มขึ้น และจากรูปจะเห็นว่าค่า SER ที่ได้จาก Gauss Approximation B หรือจากสมการที่ (2.73) จะมีความใกล้เคียงกับที่ได้จากการจำลองมากที่สุด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 3

# วิธีการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยในระบบ เอฟบีเอ็ม-ซีโอคิวเอเอ็มโดยมีความซับซ้อนในการคำนวณต่ำ

จากบทที่ 2 ได้กล่าวถึงวิธีการลดค่าพีเอพียาร์ในระบบการสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์ ที่ได้เคยถูกนำเสนอมาแล้วยกตัวอย่างเช่น วิธีการตัดยอดสัญญาณหรือคลิปปีง (Clipping) วิธีการ Tone Injection (TI), Tone Reservation (TR), Active Constellation Extension (ACE), Partial Transmit Sequence (PTS), Selective Mapping (SLM) และ block coding [31-34] เป็นต้น และวิธีการลดค่าพีเอพียาร์ในระบบ FBMC-OQAM ประกอบด้วย วิธีการ Dispersive SLM วิธีการเอสแอลเอ็มแบบเทรลลิส (Trellis-based D-SLM) ซึ่งในบทที่ 3 นี้จะอธิบายถึงการออกแบบวิธีการลดค่าพีเอพียาร์ใน FBMC-OQAM ที่มีความซับซ้อนลดลงโดยมีพื้นฐานจากวิธีการ PTS และวิธีการ Trellis-based D-SLM ได้แก่ วิธีการลดค่าพีเอพียาร์โดยการวิธีการจัดลำดับส่วนในการส่งแบบซ้อนทับ ร่วมกับอัลกอริทึมอาณานิคมผึ้งเทียม (ABC Overlapping-PTS, ABC-OPTS) วิธีการเอสแอลเอ็มแบบเทรลลิส ร่วมกับอัลกอริทึมอาณานิคมผึ้งเทียม (ABC Trellis-based D-SLM, ABC-TSLM) ในส่วนสุดท้ายของบทจะกล่าวถึง กระบวนการหาค่าประสิทธิภาพของระบบที่นำเสนอ จะประกอบไปด้วยกระบวนการหาค่าพีเอพียาร์ (PAPR) และกระบวนการหาค่าอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล (BER)

### 3.1 วิธีการลดค่าพีเอพียาร์ในสัญญาณ FBMC-OQAM ที่มีการลดความซ้ำซ้อนการคำนวณ

ในการดำเนินงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้นำวิธีการ Trellis-based D-SLM มาพิจารณาเพื่อลดความซ้ำซ้อนในการคำนวณ เนื่องจากวิธีการนี้มีประสิทธิภาพดีในการลดค่า PAPR ในระบบ FBMC-OQAM ดังที่ได้กล่าวถึงไว้ในบทที่ 2 โดยได้มีการปรับปรุงโครงสร้างจากวิธีการเดิม ดังนี้

#### 3.1.1 วิธีการเอสแอลเอ็มแบบเทรลลิสที่มีความซับซ้อนครึ่งหนึ่ง

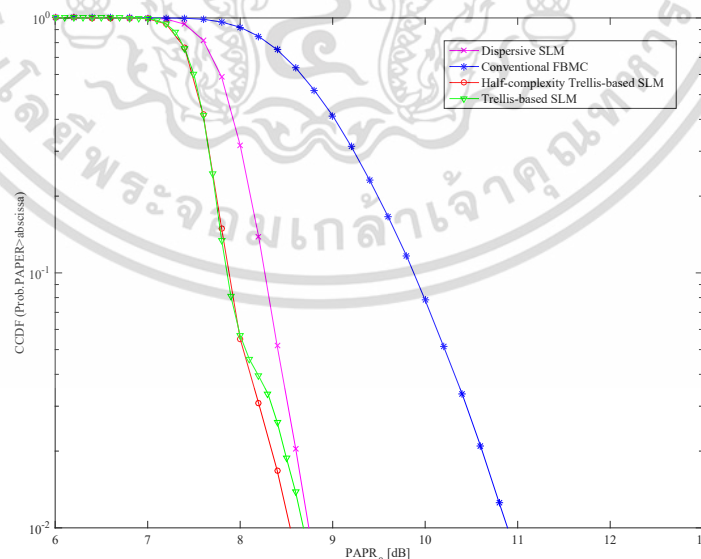
วิธีการเอสแอลเอ็มแบบเทรลลิสที่มีความซับซ้อนครึ่งหนึ่ง หรือเรียกว่า Half Complexity of Trellis-based SLM [38] ได้ปรับปรุงเพื่อปัญหาหลักของวิธี Trellis-based D-SLM คือมีความซับซ้อนในการคำนวณที่สูงมาก โดยจำนวนความซับซ้อนจะขึ้นกับจำนวน  $M$  ของ Stage และ จำนวน  $U^2$  ของรูปแบบเฟสที่เป็นไปได้ โดยรูปแบบของเฟสจำเป็นต้องพิจารณาที่ทุกสัญลักษณ์ของสัญญาณ

โดยที่จะทำวิธีการ Trellis ที่สัญลักษณ์ของสัญญาณอินพุตลำดับที่  $m^{even(th)}$  และสัญลักษณ์ของสัญญาณอินพุตลำดับที่  $m^{even+1(th)}$  เท่านั้น โดยเส้นทางที่ดีที่สุดของรูปแบบเฟสของแต่ละเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญลักษณ์ของสัญญาณลำดับที่  $m^{even(th)}$  จะให้ค่ารูปแบบเฟสสำหรับทั้ง สัญลักษณ์ของสัญญาณลำดับที่  $m^{even(th)}$  และสัญลักษณ์ของสัญญาณลำดับที่  $m^{odd(th)}$  ดังนั้น สัญลักษณ์ของสัญญาณลำดับที่  $m^{odd(th)}$  จึงสามารถใช้รูปแบบเฟสที่เกิดจากการทำวิธีการ Trellis ที่สัญลักษณ์ของสัญญาณอินพุตลำดับที่  $m^{even(th)}$  ได้เลย ไม่จำเป็นต้องทำวิธีการ Trellis ที่สัญลักษณ์สัญญาณอินพุตลำดับที่  $m^{odd(th)}$  อีก วิธีการ Half Complexity of Trellis-based D-SLM นี้สามารถแก้ปัญหาเรื่องความซับซ้อนในการคำนวณของวิธีการ Trellis-based D-SLM เดิมได้ ดังแสดงในตารางที่ 3.1 โดยที่ยังคงรักษาประสิทธิภาพในการลดค่า PAPR ได้ใกล้เคียงกับวิธีการ Trellis-based D-SLM ดังแสดงในรูปที่ 3.1

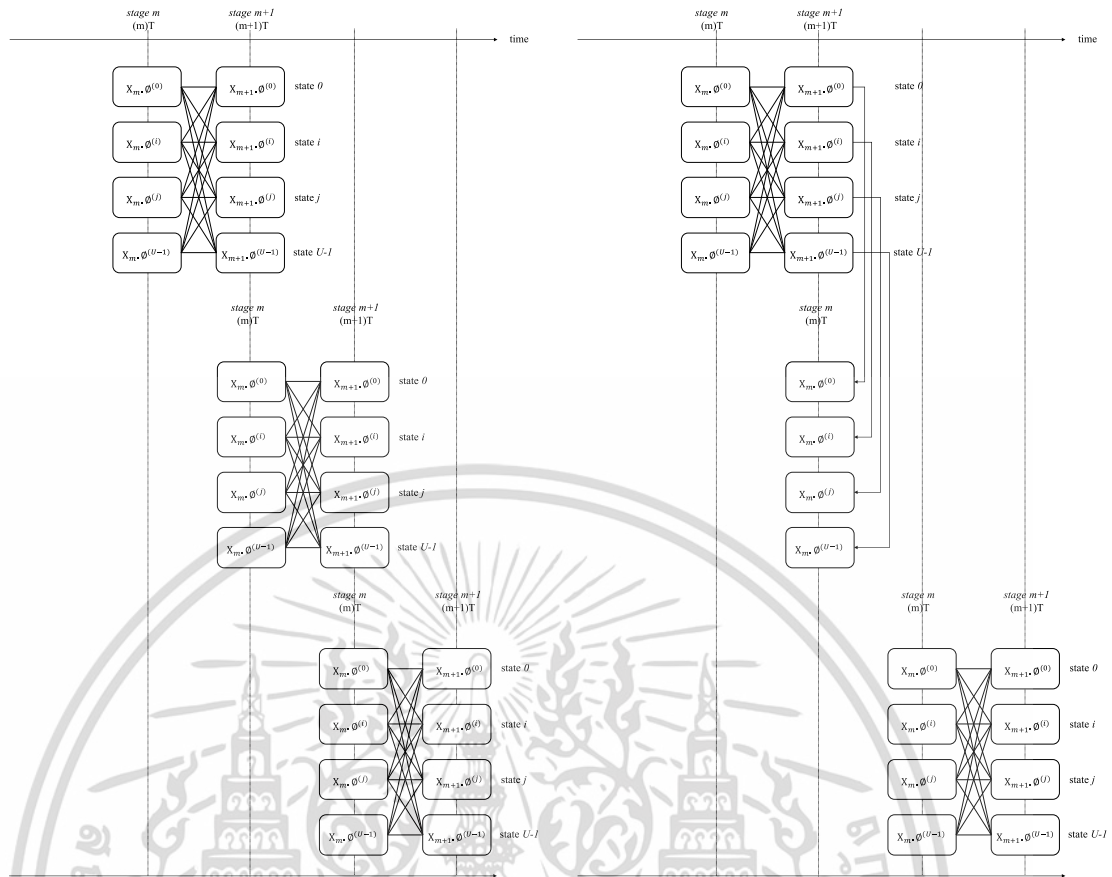
ตารางที่ 3.1 การเปรียบเทียบการหาความซับซ้อนในการคำนวณของวิธีการ Half Complexity of Trellis-based D-SLM

PAPR Reduction Method (U=16)	Computational Complexity	Improvement from Conventional TSLM
Conventional SLM	$MU = 16M$	-
Dispersive SLM	$MU = 16M$	-
Trellis-based D-SLM	$(M-1)U^2 = 256(M-1)$	100%
Half Complexity of Trellis-based D-SLM	$(M/2)U^2 = 256(M/2)$	50%



รูปที่ 3.1 ประสิทธิภาพพีเอพอาร์สำหรับวิธีการ Half Complexity of Trellis-based D-SLM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 แสดงวิธีการ Trellis-based D-SLM เปรียบเทียบกับวิธีการ Half Complexity of Trellis-based D-SLM

จากตารางที่ 3.1 และ รูปที่ 3.1 แสดงผลค่า PAPR ของวิธีการ Half Complexity of Trellis-based D-SLM เปรียบเทียบกับวิธีการ Conventional SLM, Dispersive SLM และ Trellis-based D-SLM โดยที่วิธีการมอดูเลตแบบ 16QAM จำนวนรูปแบบเฟสเท่ากับ 16 และจำนวนคลื่นพาย้อยเท่ากับ 512 จากรูปกราฟแสดงให้เห็นว่าประสิทธิภาพในการลดค่า PAPR ของวิธีการ Half Complexity of Trellis-based D-SLM นั้นใกล้เคียงกับวิธีการ Trellis-based D-SLM โดยที่มีความซับซ้อนในการคำนวณน้อยกว่าวิธีการ Trellis-based D-SLM 50%

อย่างไรก็ตามเพื่อเป็นการลดความซับซ้อนของการคำนวณของวิธีการ Trellis-based D-SLM ลงอีก จึงเป็นที่มาของการทดลองนำเอาอัลกอริทึม ABC มาปรับใช้ในขั้นตอนการคำนวณหาเฟสที่เหมาะสม อีกทั้งยังได้นำเสนอวิธีการลดค่า PAPR โดยการวิธีการจัดลำดับส่วนในการส่งแบบซ้อนทับ (Overlapping-PTS) อีกวิธีการหนึ่งซึ่งจะได้อธิบายรายละเอียดในลำดับถัดไป

### 3.2 วิธีการลดค่าพีเอพีอาร์ในสัญญาณ FBMC-OQAM ที่นำเสนอ

#### 3.2.1 วิธีการลดค่าพีเอพีอาร์โดยการวิธีการจัดลำดับส่วนในการส่งแบบซ้อนทับ (Overlapping-PTS)

จากรูปที่ 3.3 โครงสร้างของสัญลักษณ์ข้อมูลที่ทับซ้อนกันถูกนำมาใช้ในวิธีการที่นำเสนอ เช่นเดียวกับวิธี PTS แบบทั่วไป สัญลักษณ์ข้อมูลแรก ( $m'=0$ ) ไม่มีการซ้อนทับสัญลักษณ์ข้อมูลใด ๆ ที่อยู่ติดกันจะแบ่งออกเป็น  $V$  คลัสเตอร์และแปลงจากโดเมนความถี่เป็นโดเมนเวลาโดยใช้ IFFT ด้วย จำนวน  $N$  points  $x_{0,k}^{(v)}$  สัญญาณข้อมูลสัญลักษณ์แรก  $\hat{x}_{0,k}$  ด้วย PAPR ที่ดีที่สุดสามารถแสดงเป็น

$$\hat{x}_{0,k} = \sum_{v=1}^V (b_0^{(v)} x_{0,k}^{(v)}), \quad (3.1)$$

ที่  $b^{(v)} (= e^{j\phi^{(v)}})$  คือ Phase Weighting Factor ที่  $v$ -th cluster,  $\phi^{(v)} \in \frac{2\pi i}{W} | i=0, \dots, W-1$   $W$  คือจำนวนเฟสที่กำหนดไว้ล่วงหน้า PAPR ที่ดีที่สุดของสัญลักษณ์ข้อมูลแรกสามารถกำหนดได้โดย

$$[b_0^{(1)}, b_0^{(2)}, \dots, b_0^{(V)}] = \min_w \left( \max_k \left( \left| \sum_{v=1}^V (b_0^{(v)} x_{0,k}^{(v)}) \right|^2 \right) \right). \quad (3.2)$$

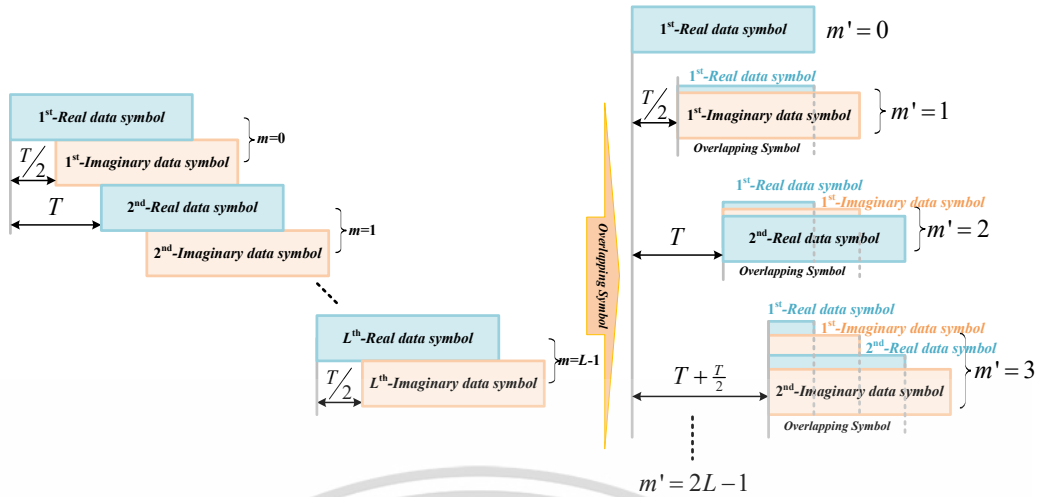
ถัดไปสัญลักษณ์ข้อมูลที่ทับซ้อนกันเริ่มจากสัญลักษณ์ลำดับที่ 2 ( $m'=1$ ) ไปถึงสัญลักษณ์ลำดับสุดท้าย ( $m'=2L-1$ ) สัญลักษณ์ข้อมูลสามารถเขียนได้โดย

$$\hat{x}_{m',k} \Big|_{m' \neq 0} = x_{(m'-1), (k+\frac{T}{2})} + \sum_{v=1}^V (b_m^{(v)} x_{m',k}^{(v)}). \quad (3.3)$$

จาก (3.3), สามารถปรับการหาค่า PAPR ที่เหมาะสมซึ่งเลือกจาก

$$[b_{m'}^{(1)}, b_{m'}^{(2)}, \dots, b_{m'}^{(V)}] = \min_w \left( \max_k \left( \left| x_{(m'-1), (k+\frac{T}{2})} + \sum_{v=1}^V (b_m^{(v)} x_{m',k}^{(v)}) \right|^2 \right) \right), \quad (3.4)$$

$$1 \leq m' \leq 2L-1.$$



รูปที่ 3.3 การซ้อนทับกันของสัญลักษณ์ของสัญญาณในระบบ FBMC-OQAM

### 3.2.2 อัลกอริทึมอาณานิคมผึ้งเทียมสำหรับการลดความซับซ้อนในการคำนวณ

เพื่อให้ได้สัญญาณ FBMC-OQAM มีค่า PAPR ที่น้อยที่สุด สำหรับวิธีการ Overlapping-PTS และ Trellis-based D-SLM จะขึ้นกับจำนวนคลัสเตอร์และขนาดของกลุ่มของเฟสที่นำมาคูณกับแต่ละสัญลักษณ์ของสัญญาณ ดังนั้นเมื่อเพิ่มจำนวนของคลัสเตอร์และจำนวนกลุ่มของเฟส ความซับซ้อนในการคำนวณก็จะเพิ่มขึ้นด้วยเช่นกัน ในวิทยานิพนธ์นี้จะทำการลดความซับซ้อนในการคำนวณเพื่อหาเฟสที่เหมาะสมด้วยอัลกอริทึมอาณานิคมผึ้งเทียม (Artificial Bee Colony, ABC)

ในแนวคิดหลักของอัลกอริทึม ABC ตำแหน่งของแหล่งอาหารเป็นทางออกที่เป็นไปได้ของปัญหาการปรับให้เหมาะสมซึ่งแก้ไขได้โดยผึ้งงาน ผึ้งผู้สังเกตการณ์และผึ้งลูกเสือในอาณานิคมของผึ้งเทียม ในปัญหาการลด PAPR โดยใช้การเพิ่มประสิทธิภาพเฟส ABC ตำแหน่งของแหล่งอาหารจะถูกแทนด้วย phase weighting factor  $b^{(i,v)}$  ด้วยจำนวนรูปแบบปัจจัยถ่วงน้ำหนักเฟส ( $S$ ) ที่  $i=1,2,\dots,S$ . ABC แบ่งออกเป็น 4 ส่วน ดังนี้

ส่วนที่ 1: ส่วนนี้เป็นการเริ่มต้น, ปัจจัยถ่วงน้ำหนักเฟสแบบสุ่ม  $b^{(i,v)}$  ถูกสร้างขึ้นในขั้นต้น จากนั้นค่าความเหมาะสมของ  $b^{(i,v)}$  ภายในรูปแบบปัจจัยถ่วงน้ำหนักเฟสจะถูกประเมินโดยสมการต่อไปนี้

$$fitness(b^{(i,v)}) = \frac{1}{1 + PAPR\left(\sum_v (b^{(i,v)} \cdot x_k^{(v)})\right)} \quad (3.5)$$

ส่วนที่ 2: ปัจจัยถ่วงน้ำหนักเฟสใหม่  $\hat{b}^{(i,l)}$  เป็นแหล่งอาหารใหม่ที่สร้างขึ้นภายในละแวกของ  $b^{(i,l)}$  โดยฟังก์ชันซึ่งสามารถผลิตได้โดย

$$\hat{b}^{(i,l)} = b^{(i,l)} + \phi^{(i,l)} (b^{(i,l)} - b^{(k,l)}), \quad (3.6)$$

$$l \in \{1, 2, \dots, S\} \ \& \ k \in \{1, 2, \dots, J\} \ \text{where } i \neq k,$$

ที่  $J$  คือจำนวนฟังก์ชัน และ  $\phi$  เป็นตัวเลขสุ่มในช่วง  $[-1, 1]$ . เพราะว่า  $\hat{b}^{(i,l)}$  เป็นเฟสไม่ต่อเนื่อง,  $\hat{b}^{(i,l)}$  ตามที่กำหนดโดย (11) สำหรับ  $W=2$  สามารถเลือกได้ตามเงื่อนไขต่อไปนี้

$$\hat{b}^{(i,l)} = \begin{cases} 1, & \text{if } \frac{\pi}{4} \leq \hat{b}^{(i,l)} < \frac{5\pi}{4} \\ -1, & \text{else} \end{cases}. \quad (3.7)$$

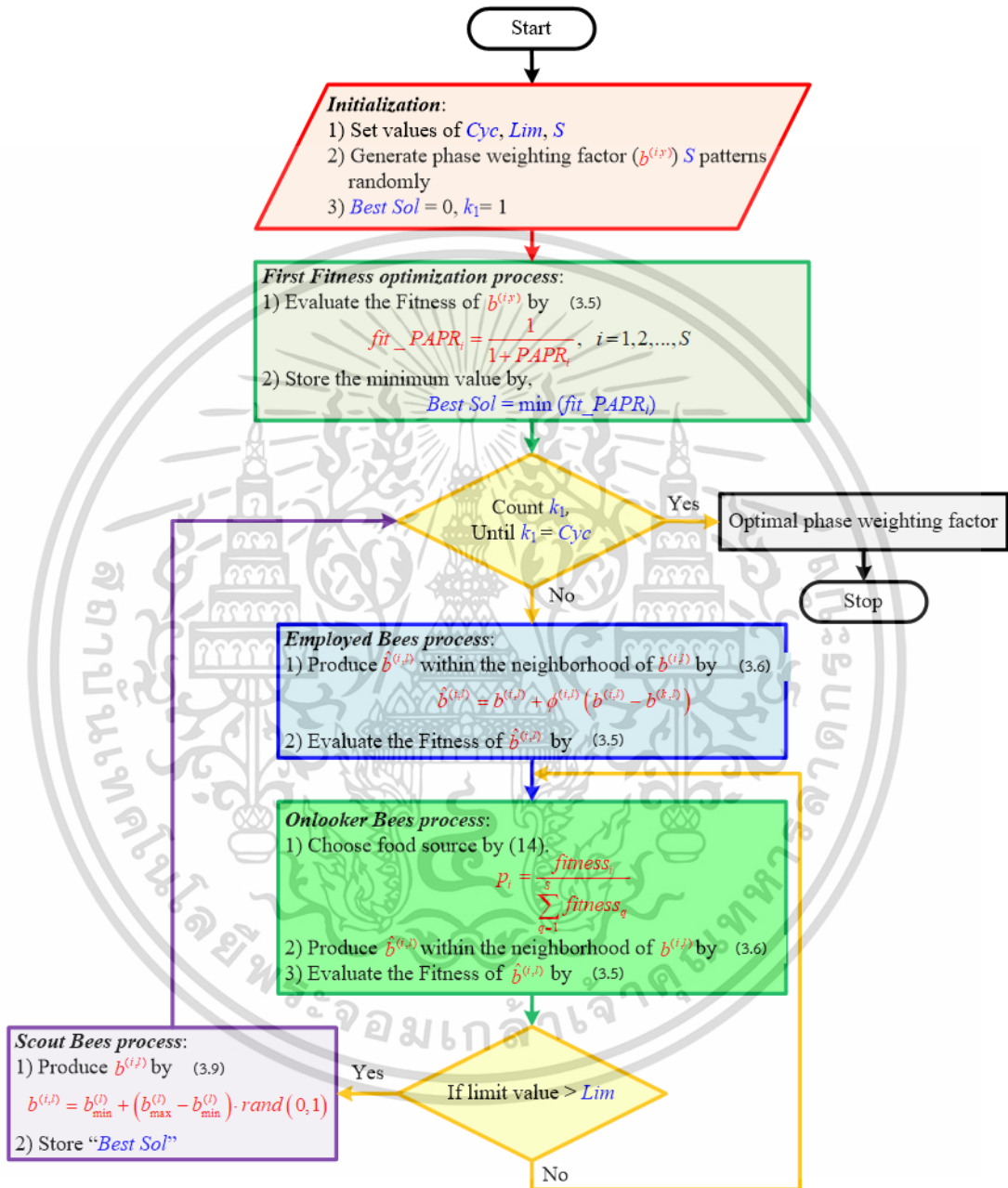
ส่วนที่ 3: ฟังก์ชันผู้สังเกตการณ์จะเลือกแหล่งอาหารขึ้นอยู่กับค่าความน่าจะเป็นที่สัมพันธ์กับแหล่งอาหารนั้น  $p_i$  ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการต่อไปนี้

$$p_i = \frac{fitness_i}{\sum_{q=1}^S fitness_q}. \quad (3.8)$$

ส่วนที่ 4: หลังจากเสร็จสิ้นกระบวนการใน ส่วนที่ 2 และ 3 หากไม่มีการปรับปรุงค่าความเหมาะสมของแหล่งอาหารด้วยค่าจำกัด ( $Lim$ ), ฟังก์ชันกลายเป็นฟังก์ชันสอดแนม ฟังก์ชันเลือกสร้างแหล่งอาหารใหม่โดยการสุ่ม โดย

$$b^{(i,l)} = b_{\min}^{(l)} + (b_{\max}^{(l)} - b_{\min}^{(l)}) \cdot rand(0,1). \quad (3.9)$$

จาก ส่วนที่ 1-4 ที่กล่าวมาสามารถแสดงขั้นตอนการลดค่า PAPR ด้วยวิธีที่เสนอพร้อมการลดความซับซ้อนในการคำนวณในการหาค่าเฟสที่เหมาะสมด้วยอัลกอริทึม ABC โดยใช้รูปที่ 3.4

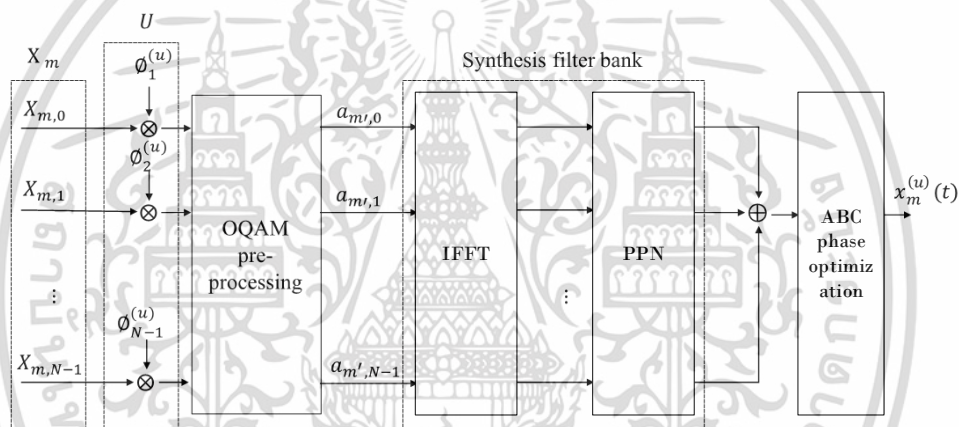


รูปที่ 3.4 ขั้นตอนการลดค่า PAPR ด้วยวิธีที่เสนอพร้อมการลดความซับซ้อนในการคำนวณในการหาค่าเฟสที่เหมาะสมด้วยอัลกอริทึม ABC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.3 วิธีการเอสแอลเอ็มแบบเทรลลิส ร่วมกับอัลกอริทึมอานานิคมฝั่งเทียม (ABC-TSLM)

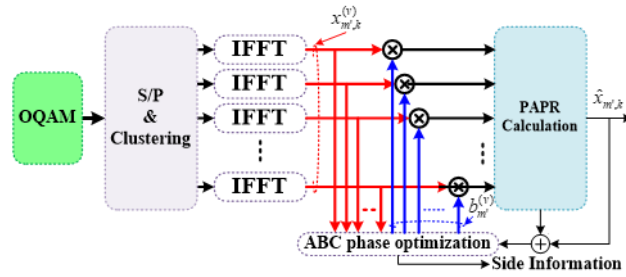
จากที่ 3.5 แสดงโครงสร้างการทำงานของวิธีการเอสแอลเอ็มแบบเทรลลิส ร่วมกับอัลกอริทึมอานานิคมฝั่งเทียมในระบบ FBMC-OQAM หรือ ABC-TSLM โดยทำคุณกลุ่มของเฟสระหว่างทุก ๆ 2 stage ของสัญลักษณ์ของสัญญาณอินพุต  $X_m$  ซึ่งจะมีจำนวนเส้นทางของเฟสที่เป็นไปได้จำนวนเท่ากับ  $U^2$  สัญญาณ FBMC-OQAM ร่วมของสัญลักษณ์ของสัญญาณอินพุต  $X_m$  ลำดับที่  $m^{\text{th}}$  และสัญลักษณ์ของสัญญาณอินพุต  $X_{m+1}$  ลำดับที่  $(m+1)^{\text{th}}$  จะแสดงในการทำ trellis โดยเป็น path  $\zeta_{(m \rightarrow m+1)}^{(u,u')}$  ระหว่างสถานะของ  $u^{\text{th}}$  ใน Stage ที่  $m^{\text{th}}$  และ สถานะของ  $v^{\text{th}}$  ใน Stage ที่  $(m+1)^{\text{th}}$  โดยที่  $\Rightarrow$  แสดงความต่อเนื่องระหว่าง 2 Stage โดยในขั้นตอนการคำนวณหาค่าเฟสที่เหมาะสมของระหว่าง Stage จะใช้อัลกอริทึม ABC เข้ามาดำเนินการ



รูปที่ 3.5 แสดงโครงสร้างการทำงานของวิธีการเอสแอลเอ็มแบบเทรลลิส ร่วมกับอัลกอริทึมอานานิคมฝั่งเทียมในระบบ FBMC-OQAM

### 3.2.4 วิธีการจัดลำดับส่วนในการส่งแบบซ้อนทับ ร่วมกับอัลกอริทึมอานานิคมฝั่งเทียม (ABC-OPTS)

จากรูปที่ 3.6 แสดงโครงสร้างการทำงานของวิธีการจัดลำดับส่วนในการส่งแบบซ้อนทับ ร่วมกับอัลกอริทึมอานานิคมฝั่งเทียมในระบบ FBMC-OQAM หรือ ABC-OPTS โดยมีขั้นตอนการทำงานตามที่กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 3.2.1 โดยในขั้นตอนการคำนวณหาค่าเฟสที่เหมาะสมของแต่ละสัญลักษณ์ของสัญญาณจะใช้อัลกอริทึม ABC เข้ามาดำเนินการ



รูปที่ 3.6 แสดงโครงสร้างการทำงานของวิธีการจัดลำดับส่วนในการส่งแบบซ้อนทับร่วมกับ อัลกอริทึมอานานิคมฝั่งเทียมในระบบ FBMC-OQAM

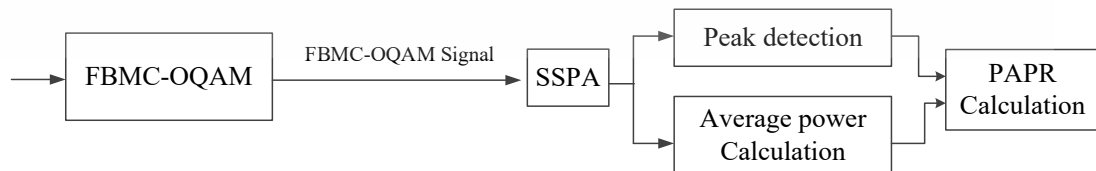
### 3.3 การหาค่าประสิทธิภาพของระบบ

#### 3.3.1 การหาค่าพีเอพียอร์ (PAPR)

ในการหาค่า PAPR ของสัญญาณ FBMC-OQAM จะทำการตรวจจับค่ากำลังงานสูงสุดของสัญญาณในแต่ละช่วงเวลา 1 สัญลักษณ์ เทียบกับค่ากำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณที่ได้จากการคำนวณ โดยค่า PAPR ที่มีค่าเท่า Peak Power/Average Power ซึ่งในรูปที่ 3.7 แสดงแผนภาพการหาค่า PAPR ของสัญญาณในระบบ FBMC-OQAM ที่ไม่ผ่านกระบวนการลดค่า PAPR และในรูปที่ 3.8 แสดงแผนภาพการหาค่า PAPR ของสัญญาณในระบบ FBMC-OQAM ที่ผ่านกระบวนการลดค่า PAPR



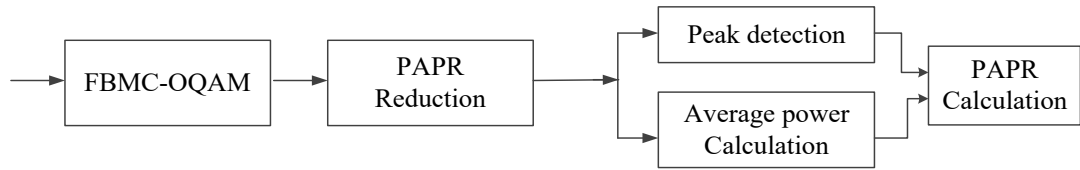
(ก) ช่องสัญญาณแบบเป็นเชิงเส้น



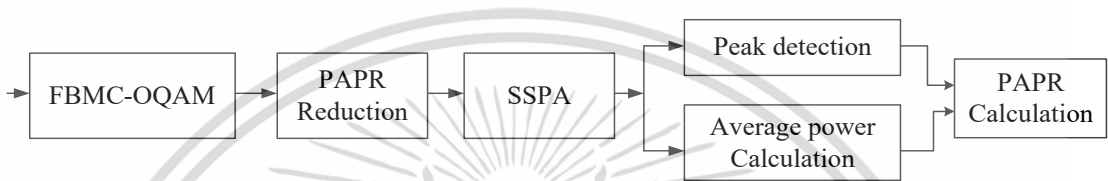
(ข) ช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น

รูปที่ 3.7 แผนภาพการหาค่าพีเอพียอร์ของสัญญาณเอพียอร์เอ็มซีแบบพื้นฐาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ช่องสัญญาณแบบเป็นเชิงเส้น

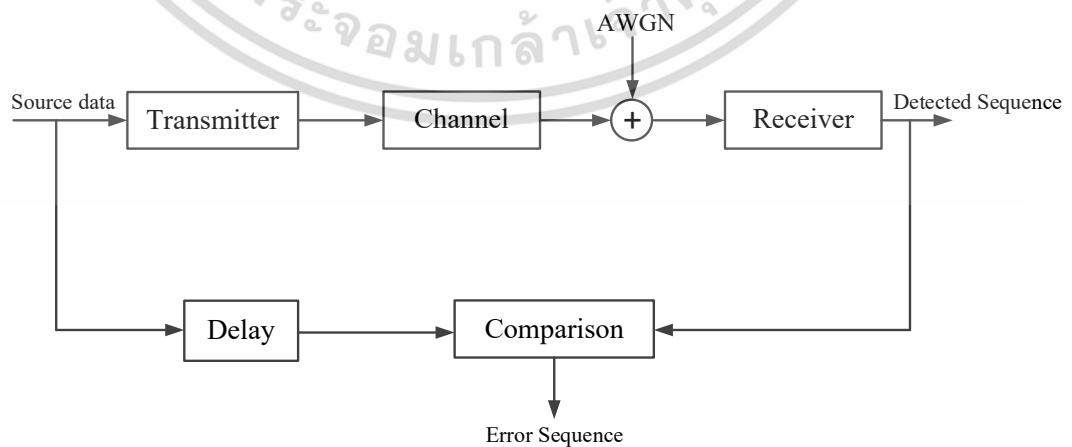


(ข) ช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น

รูปที่ 3.8 แผนภาพการหาค่าพีเอพียอร์ของสัญญาณเอฟบีเอ็มซีแบบที่นำเสนอโดยผ่านกระบวนการลดค่าพีเอพียอร์

### 3.3.2 การหาค่าอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล (BER)

ในการหาค่าอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูล (BER) ของระบบ จะทำการเปรียบเทียบระหว่างข้อมูลที่ส่งมาจากเครื่องส่งเทียบกับข้อมูลที่ตีมอดูเลตได้ทางเครื่องรับ ซึ่งในการระบุค่าอัตราการผิดพลาดของบิตข้อมูลนั้น จะบอกค่าจำนวนบิตที่ผิดเทียบกับจำนวนบิตทั้งหมดที่ส่งออกมาจากเครื่องส่ง โดยมีวิธีในการหาค่าอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูล ดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 แผนภาพการหาค่าอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูล (BER) ของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3.3 การหาค่าความซับซ้อนในการคำนวณ

โดยทั่วไปการวิเคราะห์ความซับซ้อนในการคำนวณจะพิจารณาจากจำนวนการคูณและจำนวนการบวกในขั้นตอนการแปลงฟูเรียร์ผกผันแบบเร็ว (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT) แต่เมื่อทำการวิเคราะห์แต่ละวิธีการบนจำนวนจุดของ IFFT เท่ากัน จะสามารถเปรียบเทียบค่าความซับซ้อนในการคำนวณได้จากจำนวนรอบของการทำ IFFT โดยค่าความซับซ้อนของวิธีการต่าง ๆ สามารถแสดงได้ดังต่อไปนี้

การหาค่าความซับซ้อนในการคำนวณของวิธีการ SLM และ Dispersive SLM เมื่อพิจารณาที่สัญลักษณ์ของสัญญาณอินพุตจำนวน  $M$  สัญลักษณ์ ในการหาค่า PAPR ของแต่ละสัญลักษณ์จะถูกคูณชุดของเฟสจำนวน  $U$  ชุด จำนวนรอบในการทำ IFFT เท่ากับ  $M \times U$  ครั้ง

การหาค่าความซับซ้อนในการคำนวณของวิธีการ Trellis-based D-SLM เมื่อพิจารณาที่สัญลักษณ์ของสัญญาณอินพุตจำนวน  $M$  สัญลักษณ์ ในการหาค่า PAPR แต่ละครั้งจะใช้สัญลักษณ์ของสัญญาณอินพุตจำนวน 2 สัญลักษณ์ แต่ละสัญลักษณ์จะถูกคูณชุดของเฟสจำนวน  $U$  ชุด จำนวนรอบในการทำ IFFT เท่ากับ  $(M-1) \times U^2$  ครั้ง

การหาค่าความซับซ้อนในการคำนวณของวิธีการ ABC-TSLM เมื่อพิจารณาที่สัญลักษณ์ของสัญญาณอินพุตจำนวน  $M$  สัญลักษณ์ ในการหาค่า PAPR แต่ละครั้งจะใช้สัญลักษณ์ของสัญญาณอินพุตจำนวน 2 สัญลักษณ์ และการใช้อัลกอริทึม ABC จะมีการคูณชุดของเฟสจำนวน  $S \times Cyc$  ชุด จำนวนรอบในการทำ IFFT เท่ากับ  $(M-1) \times (S \times Cyc)$  ครั้ง

การหาค่าความซับซ้อนในการคำนวณของวิธีการ PTS และ Overlapping-PTS เมื่อพิจารณาที่สัญลักษณ์ของสัญญาณอินพุตจำนวน  $M$  สัญลักษณ์ แต่ละสัญลักษณ์ถูกแบ่งเป็น  $V$  คลัสเตอร์ ในการหาค่า PAPR แต่ละคลัสเตอร์จะถูกคูณด้วยเฟสจำนวน  $W$  ชุด สำหรับการหาค่า PAPR ของแต่ละสัญญาณอินพุต จำนวนรอบในการทำ IFFT เท่ากับ  $W^{(V-1)}$  ครั้ง

การหาค่าความซับซ้อนในการคำนวณของวิธีการ ABC-OPTS เมื่อพิจารณาที่สัญลักษณ์ของสัญญาณอินพุตจำนวน  $M$  สัญลักษณ์ แต่ละสัญลักษณ์ถูกแบ่งเป็น  $V$  คลัสเตอร์ ในการหาค่า PAPR แต่ละคลัสเตอร์จะถูกคูณด้วยเฟสจำนวน  $W$  ชุด เมื่อใช้อัลกอริทึม ABC จะมีการคูณชุดของเฟสจำนวน  $S \times Cyc$  ชุด สำหรับการหาค่า PAPR ของแต่ละสัญญาณอินพุต จำนวนรอบในการทำ IFFT เท่ากับ  $S \times Cyc$  ครั้ง

## บทที่ 4

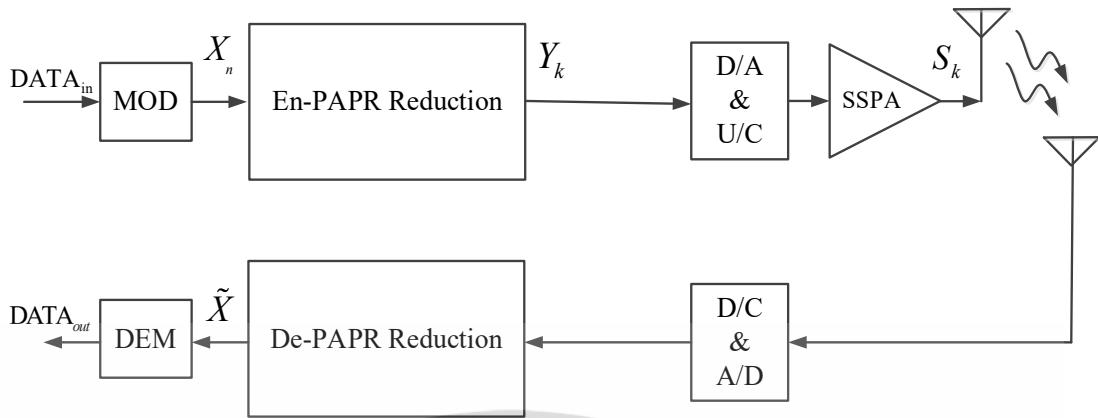
### การหาค่าประสิทธิภาพของระบบ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการหาค่าประสิทธิภาพของวิธีการ ABC-OPTS และวิธีการ ABC-TSLM สำหรับการลดค่า PAPR ของสัญญาณ FBMC-OQAM และทำการเปรียบเทียบโดยการจำลองการทำงานของวิธีที่นำเสนอกับวิธีแบบพื้นฐาน โดยในวิทยานิพนธ์นี้เสนอวิธีการ ABC-OPTS และวิธีการ ABC-TSLM เพื่อลดค่า PAPR ของสัญญาณ FBMC-OQAM ซึ่งคุณลักษณะพื้นฐานของสัญญาณ FBMC-OQAM นั้นจะมีการซ้อนทับกันของสัญญาณปัจจุบันกับสัญญาณข้างเคียง และเสนอการลดความซับซ้อนในการคำนวณหาค่าเฟสที่เหมาะสมด้วยอัลกอริทึม ABC ซึ่งได้อธิบายไว้โดยละเอียดไปในบทที่ 3 ค่าประสิทธิภาพในด้านต่าง ๆ จะแสดงเป็นลำดับดังนี้ ลำดับแรกคือการกำหนดค่าพารามิเตอร์ของอัลกอริทึม ABC เพื่อให้ได้ที่เหมาะสมในการลดค่า PAPR ที่ดีที่สุด ซึ่งจะใช้พารามิเตอร์ในการจำลองการทำงานของวิธีที่นำเสนอ ลำดับที่สองการเปรียบเทียบค่า PAPR แบบคอมพลิเมนทารี คอมมิวนิตีฟิคัสตีบิวฟังก์ชัน (Complementary Cumulative Distribution Function, CCDF) ระหว่างวิธีการ ABC-OPTS และวิธีการ ABC-TSLM เปรียบเทียบกับวิธีการพื้นฐาน ลำดับที่สามจะแสดงประสิทธิภาพอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูล ซึ่งเป็นส่วนสำคัญที่สุด เนื่องจากการบ่งชี้ถึงระบบว่าดีมาน้อยเพียงใด และในลำดับสุดท้ายจะแสดงการคำนวณการเปรียบเทียบความซับซ้อนของระบบที่นำเสนอเปรียบเทียบกับระบบแบบพื้นฐาน ดังจะแสดงเป็นลำดับต่อไปนี้

#### 4.1 แบบจำลองที่ใช้ในการจำลองระบบ

การส่งสัญญาณในระบบ FBMC-OQAM สัญญาณที่ส่งจากเครื่องส่งสัญญาณจะถูกป้อนเข้าเครื่องขยายสัญญาณ เพื่อส่งสัญญาณออกอากาศได้โดยใช้วงจรถยายภาคสุดท้ายเพื่อให้กำลังของสัญญาณแรงและสามารถส่งสัญญาณนั้นไปได้ไกล แต่เนื่องจากวงจรถยายมีความไม่เป็นเชิงเส้น ทำให้สัญญาณบางส่วนถูกตัดออก กลายเป็นสัญญาณรบกวนเมื่อสัญญาณเดินทางไปถึงเครื่องรับ โดยในวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้วงจรถยายสัญญาณแบบ SSPA ซึ่งคุณสมบัติความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรถยายนี้สามารถกำหนดได้จากสมการที่ (2.65) และ (2.66) โดยกำหนดได้จากพารามิเตอร์  $r$  เมื่อพารามิเตอร์  $r$  มีค่าสูงขึ้นตามคุณสมบัติของวงจรถยายจะเป็นเชิงเส้น ในทางตรงข้ามคือพารามิเตอร์  $r$  มีค่าน้อยลงจะทำให้วงจรถยายมีความไม่เป็นเชิงเส้นมากขึ้น คุณสมบัติแบบไม่เป็นเชิงเส้นเมื่อค่าพารามิเตอร์  $r$  เปลี่ยนแปลงค่าสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.13 ในทางปฏิบัติแล้วค่าพารามิเตอร์  $r$  จะอยู่ที่ประมาณ  $r$  เท่ากับ 2 ซึ่งเป็นวงจรถยายสัญญาณที่ใกล้เคียงในทางปฏิบัติ ดังนั้นในการจำลองการทำงานในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์  $r$  เท่ากับ 2 ทั้งหมดในการหาค่าประสิทธิภาพต่าง ๆ ทั้งวิธีการทั่วไปและวิธีการที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1 แบบจำลองเพื่อหาประสิทธิภาพของระบบ FBMC-OQAM

จากรูปที่ 4.1 เป็นรูปแสดงแบบจำลองเพื่อหาประสิทธิภาพของระบบ FBMC-OQAM ที่ประกอบด้วยในส่วนของเครื่องส่งและเครื่องรับ ในแบบจำลองนี้เป็นการปรับปรุงทั้งในส่วนของเครื่องส่งและเครื่องรับ โดยใช้วิธีการ ABC-OPTS และ ABC-TSLM

#### 4.2 การกำหนดจุดการขยายสัญญาณให้กับเครื่องขยายสัญญาณ

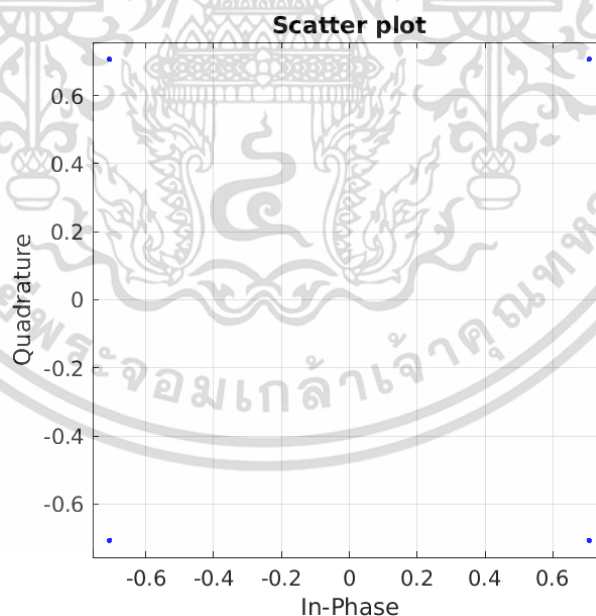
ข้อจำกัดของวิธีการมอดูเลตของสัญญาณ FBMC-OQAM คือมีการแกว่งของสัญญาณมาก หรือมีค่า PAPR สูงดังแสดงได้ดังรูปที่ 4.2 เส้นปะเป็นตัวอย่างของสัญญาณ FBMC-OQAM ในแกนเวลาทางด้านอินพุตของวงจรขยายทางด้านเครื่องส่ง ในการจำลองการทำงานนี้กำหนดให้ อัตราการขยายของวงจรแบบไม่เป็นเชิงเส้นนี้มีค่าเท่ากับ 1 เพื่อให้ง่ายต่อการสังเกต เมื่อสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายที่ไม่เป็นเชิงเส้น สัญญาณโอเอฟดีเอ็มจะถูกขลิบหรือตัดที่บริเวณส่วนยอดของสัญญาณ ซึ่งการขลิบสัญญาณส่วนยอดนี้จะส่งผลให้เกิดสัญญาณรบกวนหรือที่เรียกว่าอินเตอร์มอดูเลชันนอยส์ (Inter-Modulation Noise) สาเหตุการขลิบของสัญญาณนี้มาจากที่จุดการทำงานของวงจรขยายใกล้จุดอิ่มตัว ทำให้สัญญาณที่มีค่าสูงกว่าจุดอิ่มตัวไม่สามารถที่จะขยายได้จึงเกิดการขลิบขึ้นเสมือนกับตัดที่ส่วนยอดของสัญญาณ อินเตอร์มอดูเลชันนอยส์นี้ ซึ่งจะส่งผลให้สมรรถนะของอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลสูงขึ้น หรือนั้นอีกความหมายหนึ่งคือสมรรถนะของระบบลดลงนั่นเองวิธีการอย่างที่จะลดอัตราความผิดพลาดของข้อมูล คือ การกำหนดจุดการทำงานของวงจรขยายให้ห่างจากจุดการทำงานอิ่มตัวของวงจรขยาย ซึ่งจุดการทำงานของวงจรขยายสามารถกำหนดได้ดังสมการดังต่อไปนี้

$$IBO = 10 \log \frac{P_{in}}{P_{out}} \quad (4.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

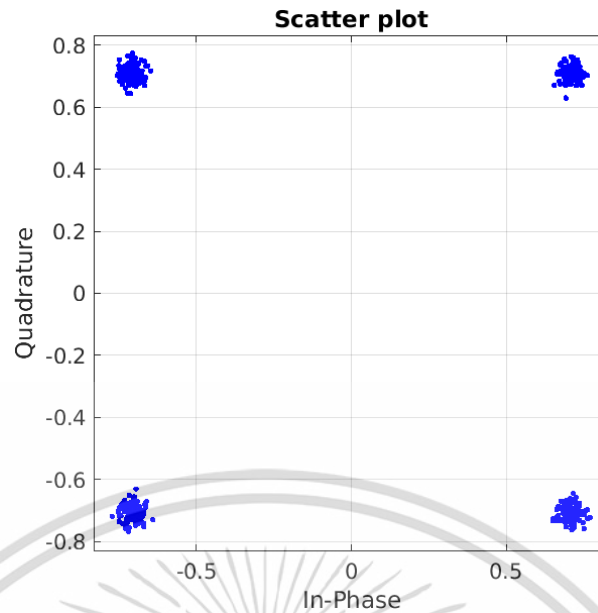
- เมื่อ  $IBO$  คือ จุดการทำงานของวงจรขยายมีหน่วยเป็น dB (IBO: Input Back-Off)  
 $P_{in}$  คือ ค่ากำลังงานของสัญญาณ FBMC ทางด้านอินพุต  
 $P_{out}$  คือ ค่ากำลังงานของสัญญาณ FBMC ทางด้านเอาต์พุต

เพื่อให้ง่ายต่อการอธิบายเกี่ยวกับสัญญาณรบกวนที่เกิดจากวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้นนี้ สามารถแสดงสัญญาณอินพุต-เอาต์พุตของสัญญาณ FBMC-OQAM ในแกนความถี่ ได้ดังรูปที่ 4.2(ก) และ 4.2(b) ตามลำดับจากทั้งสองรูปนี้จะสังเกตเห็นได้ชัดเจนว่า สัญญาณอินพุตที่สัญญาณผ่านการมอดูเลทแบบ QPSK นั้นค่าของแผนภาพการกระจาย (Scatter Diagram) แต่ละกลุ่มข้อมูลจะเป็นจุดเดียวกัน หรือ อีกความหมายหนึ่งคือไม่มีสัญญาณรบกวนอยู่ ต่างจากรูปที่ 4.2(ข) ซึ่งแผนภาพการกระจายแต่ละกลุ่มข้อมูลจะมีลักษณะเป็นกลุ่มก้อนไม่เป็นจุด ๆ เดียว ซึ่งเกิดจากมีสัญญาณรบกวนรวมอยู่ด้วยลักษณะของแผนภาพการกระจายแต่ละกลุ่มข้อมูลจะมีลักษณะเป็นกลุ่มก้อนนี้จะใหญ่หรือเล็กขึ้นอยู่กับกำลังงานของสัญญาณรบกวน หนึ่งในวิธีการเพื่อลดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากวงจรขยาย นั่นก็คือ การลดค่า PAPR ให้ได้มากที่สุด



(ก) สัญญาณก่อนผ่านวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) สัญญาณเมื่อผ่านวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น

รูปที่ 4.2 ตัวอย่างแผนภาพการกระจายของสัญญาณ QPSK ในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น

### 4.3 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ

พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB ในการจำลองระบบโดย จะทำการจำลองการทำงานเปรียบเทียบแบบพื้นฐานเปรียบเทียบกับวิธีการที่เสนอ แสดงได้ดังตาราง ที่ 4.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานนี้ เพื่อที่จะให้ผลของการจำลองมีตัวแปรที่มีผลต่อ ประสิทธิภาพของระบบเข้ามารวมวิเคราะห์ ซึ่งจะใช้พารามิเตอร์ทั้งหมดนี้สำหรับจำลองทุกระบบที่ได้ นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบ

ข้อมูล	พารามิเตอร์	
วิธีการลดค่า PAPR	ABC-OPTS	ABC-TSLM
Modulation with Gray coding	OQPSK	
Demodulation	Coherent	
Allocated bandwidth	5MHz	
N-data subcarriers	64	512
V-cluster	16	-
U - Phase Pattern	-	128
W-discrete phase	2	
K-overlapping factor	4	
Prototype filter type	PHYDYAS	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

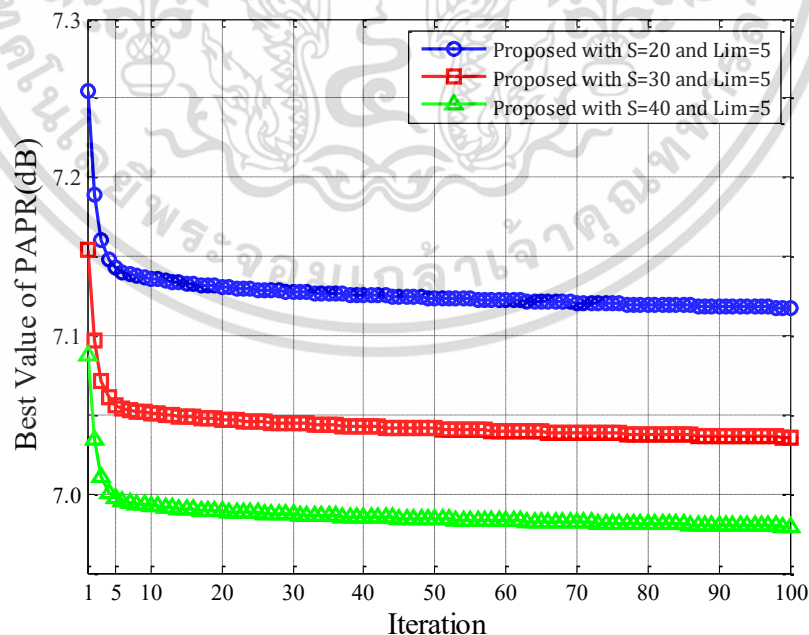
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Non-linear amplifier with IBO(dB)	SSPA with -2dB	-
Non-linear amplifier	SSPA	-
r-SSPA non-linear parameter	2	-

#### 4.4 การกำหนดค่าพารามิเตอร์ของอัลกอริทึมอานานิคมผึ้งเทียม

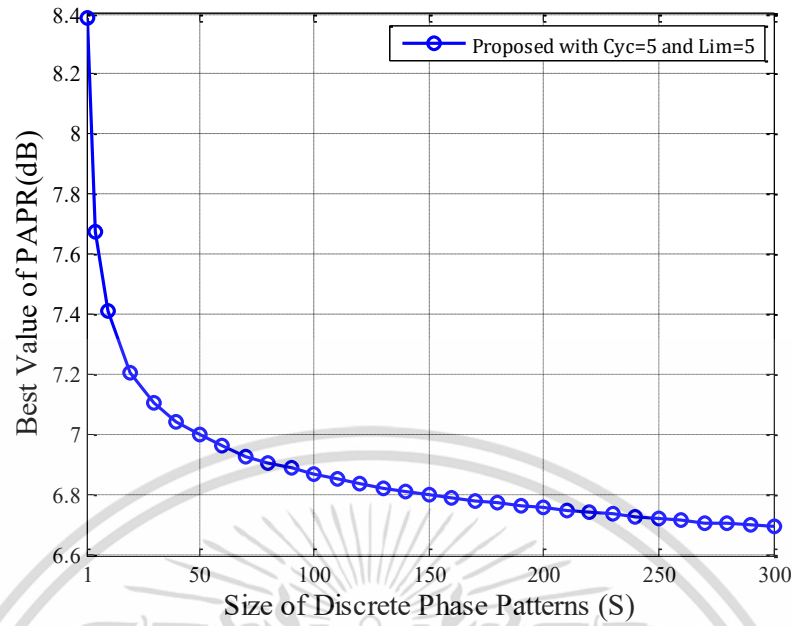
ทำการจำลองการทำงานของระบบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของอัลกอริทึม ABC เพื่อให้ระบบสามารถลดค่า PAPR ได้ใกล้เคียงกับวิธีการเดิมแต่มีความซับซ้อนในการคำนวณน้อยที่สุด

รูปที่ 4.3 แสดงค่า PAPR ของวิธีที่นำเสนอด้วย จำนวนรูปแบบเฟส  $S$  ที่แตกต่างกัน เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า  $Cyc$  ที่  $Lim = 5$  และ  $S = 20, 30$  และ  $40$  ตามลำดับ จากผลจะเห็นได้ว่า PAPR ทั้งหมดลดลงอย่างรวดเร็ว สำหรับ  $Cyc = 1$  ถึง  $Cyc = 5$  หลังจากนั้นจะมีการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อย นอกจากนี้ยังสามารถสังเกตได้ว่า PAPR สำหรับ  $S = 40$  ยังดีกว่า  $S = 20$  และ  $30$  ตามลำดับ จากผลลัพธ์การประเมินดังต่อไปนี้สำหรับประสิทธิภาพ PAPR ใช้  $Lim = 5$  และ  $Cyc = 5$  สำหรับวิธีการที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ในขณะเดียวกัน รูปที่ 4.4 แสดงค่า PAPR ของวิธีที่นำเสนอด้วยค่า  $Lim = 5$  และ  $Cyc = 5$  เมื่อเปลี่ยนแปลงจำนวนของรูปแบบเฟส  $S$  จากผลลัพธ์ยืนยันได้ว่าค่า PAPR สามารถลดลงได้โดยการเพิ่มจำนวนรูปแบบเฟส  $S$  อย่างไม่รู้ที่ตามความซับซ้อนของการคำนวณจะเพิ่มขึ้นตามการเพิ่มขึ้นของจำนวนรูปแบบเฟส  $S$



รูปที่ 4.3 ค่าพีเอพอาร์เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงจำนวน Cycle ที่จำนวนรูปแบบเฟส  $S$  ที่แตกต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

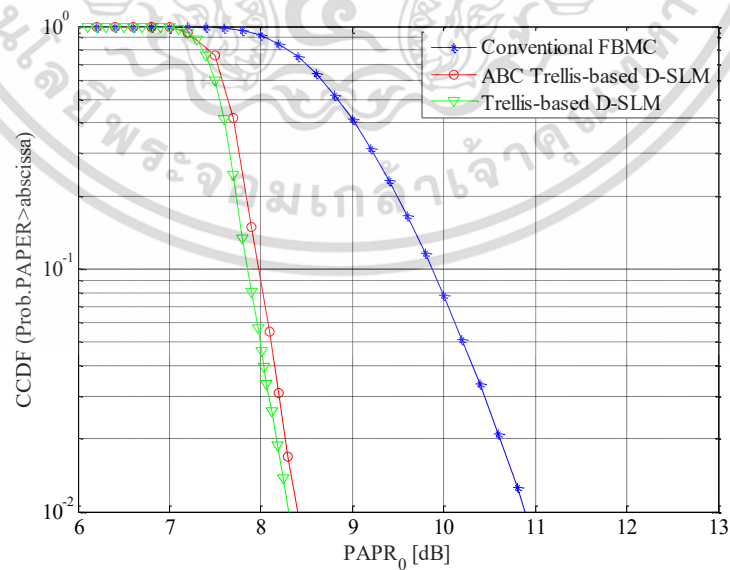


รูปที่ 4.4 ค่าพีเอพอาร์เมื่อมีการเปลี่ยนจำนวนรูปแบบเฟส  $S$  เมื่อ  $Cyc = 5$  and  $Lim = 5$

#### 4.5 ประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพอาร์ที่นำเสนอ

ในการจำลองการทำงานในเทคนิคที่เสนอด้วยการจำลองการทำงานด้วยคอมพิวเตอร์สามารถแสดงประสิทธิภาพการลดค่า PAPR ของวิธีการต่าง ๆ ได้ดังนี้

##### 4.5.1 Trellis-based D-SLM ร่วมกับอัลกอริทึม ABC

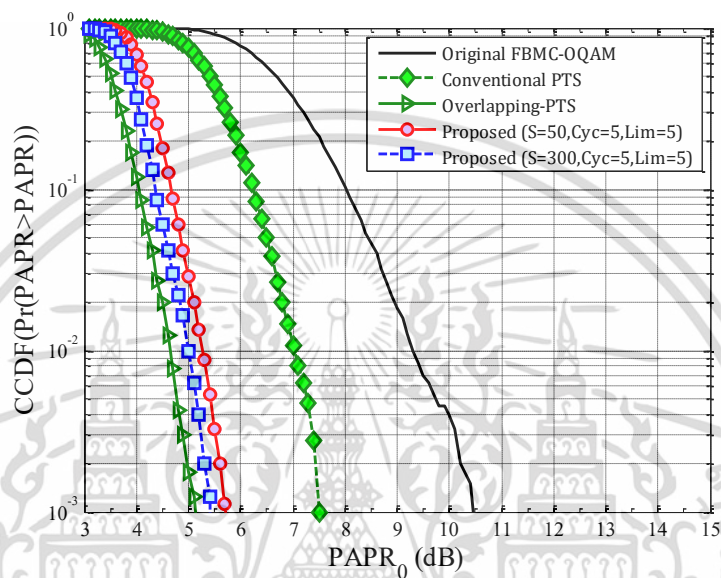


รูปที่ 4.5 ประสิทธิภาพพีเอพอาร์สำหรับวิธีการ ABC Trellis-based D-SLM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.5 แสดงประสิทธิภาพ PAPR ด้วย CCDF สำหรับวิธีการ FBMC-OQAM ด้วยวิธี Trellis-based D-SLM ร่วมกับ ABC phase optimization ที่  $Cyc = 5$ ,  $Lim = 5$  และ  $S=300$  ที่  $CCDF=10^{-1}$  ค่า PAPR ของวิธีการที่นำเสนอมีค่าใกล้เคียงกับวิธีการ Trellis-based D-SLM เดิม แต่วิธีการที่นำเสนอมีความซับซ้อนในการคำนวณที่ต่ำกว่า ซึ่งจะอธิบายในหัวข้อหลังจากนี้

#### 4.5.2 Overlapping-PTS ร่วมกับอัลกอริทึม ABC



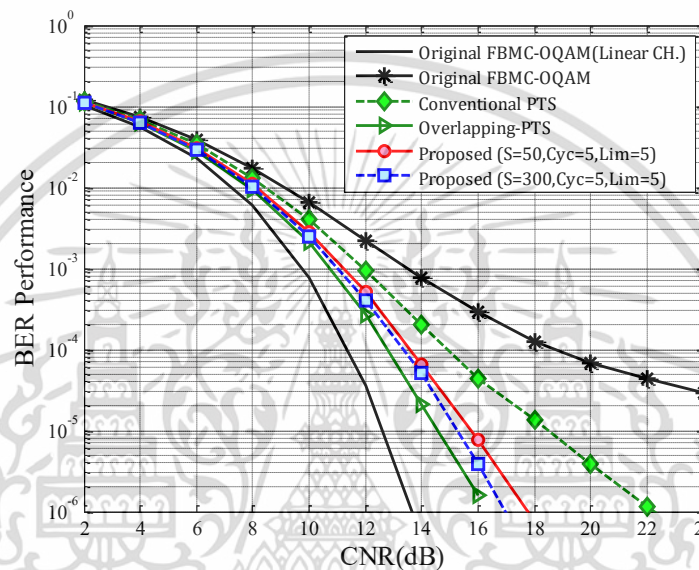
รูปที่ 4.6 ประสิทธิภาพพีเอพอาร์สำหรับวิธีการ ABC-OPTS

รูปที่ 4.6 แสดงประสิทธิภาพ PAPR ด้วย CCDF สำหรับวิธีการ FBMC-OQAM ด้วยวิธี Overlapping-PTS ร่วมกับอัลกอริทึม ABC ที่  $Cyc = 5$  และ  $Lim = 5$  ประสิทธิภาพของ FBMC-OQAM ด้วยวิธีการลดค่า PAPR แบบอื่นสามารถแสดงเปรียบเทียบกับวิธีการที่เสนอที่  $CCDF=10^{-1}$  ค่า PAPR ของวิธีการ Overlapping-PTS เท่ากับ 4.05 dB โดยประมาณ ในขณะที่ค่า PAPR ของการใช้วิธีการที่เสนอเมื่อ  $S = 300$  และ  $S = 50$  มีค่าประมาณ 4.35 dB และ 4.65 dB ตามลำดับ เมื่อเปรียบเทียบกับ PAPR ของการใช้วิธีการ Overlapping-PTS แม้ว่าจะมีระดับที่แตกต่างกัน 0.3 เดซิเบลและ 0.6 เดซิเบลตามลำดับ แสดงให้เห็นว่าการนำอัลกอริทึม ABC เข้ามาใช้เพื่อลดความซับซ้อนในการคำนวณของวิธีการ Overlapping-PTS รวมเป็น ABC-OPTS นั้นยังคงรักษาประสิทธิภาพได้ใกล้เคียงกับวิธีการ Overlapping-PTS ที่ไม่ใช้อัลกอริทึม ABC

#### 4.6 ประสิทธิภาพอัตราบิดผิตพลาดของวิธีที่นำเสนอ

ในการจำลองการทำงานในเทคนิคที่นำเสนอนี้เป็นการเสนอเทคนิคการลดค่า PAPR โดยใช้วิธีการ Overlapping-PTS ร่วมกับลดความซับซ้อนในการคำนวณหาค่าเฟสที่เหมาะสมด้วยวิธีการ ABC เพื่อลดความซับซ้อนของวิธีการ Overlapping-PTS จากการจำลองการทำงานจะทำการเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปรียบเทียบถึงประสิทธิภาพของอัตราบิดผิดพลาดที่ได้จากระบบ ซึ่งจะเปรียบเทียบระหว่างบิตข้อมูลต้นทางกับบิตข้อมูลปลายทาง เมื่อสัญญาณนั้นส่งผ่านช่องสัญญาณ โดยในการวัดประสิทธิภาพของอัตราบิดผิดพลาดข้อมูล เป็นการชี้วัดว่าระบบให้ประสิทธิภาพดีเพียงใด ซึ่งเป็นการสรุปผลลัพธ์ทั้งหมดของระบบว่าดีเพียงใด โดยที่เงื่อนไขต่าง ๆ จะเหมือนกัน จะแตกต่างกันเพียงแต่วิธีการลดค่าพีเอพ็อร์ โดยกำหนดตัวแปรเสริมคือจุดการทำงานของ SSPA มีการกำหนดค่า IBO เท่ากับ -2 dB ผ่านช่องสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน



รูปที่ 4.7 แสดงการประเมินประสิทธิภาพ BER ของวิธีที่นำเสนอด้วยค่ารูปแบบเฟส S ที่แตกต่างกัน ในช่องสัญญาณไม่เป็นเชิงเส้น (IBO=-2dB.)

รูปที่ 4.7 แสดงการประเมินประสิทธิภาพ BER ของวิธีที่นำเสนอด้วยค่ารูปแบบเฟส S ที่แตกต่างกัน เมื่อปรับค่า CNR ในช่องสัญญาณไม่เป็นเชิงเส้น การจำลองด้วยคอมพิวเตอร์ที่ IBO ของ SSPA -2 dB. จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่าวิธีการที่นำเสนอด้วย S = 50 และ S = 300 แสดงประสิทธิภาพของ BER ที่ดีขึ้นกว่าวิธีเดิมของ FBMC-OQAM และวิธี PTS แบบดั้งเดิมในช่องสัญญาณที่ไม่ใช่เชิงเส้น ยิ่งไปกว่านั้นสามารถสังเกตได้ว่าประสิทธิภาพของ BER ของวิธีที่เสนอที่มีความซับซ้อนในการคำนวณต่ำนั้นใกล้เคียงกับวิธี Overlapping-PTS

#### 4.7 ประสิทธิภาพการลดความซับซ้อนในการคำนวณของวิธีที่นำเสนอ

ตารางที่ 4.2 การเปรียบเทียบการหาความซับซ้อนในการคำนวณของวิธีการที่นำเสนอ (SLM)

PAPR Reduction Method (U=128)	Computational Complexity	Improvement from Conventional TSLM
Conventional SLM	$MU = 128M$	-
Trellis-based D-SLM	$(M-1)U^2 = 16,384(M-1)$	100%
Proposed with $S=300$ and $Cyc=5$	$(M-1)(S \cdot Cyc) = 300 \cdot 5 = 1,500(M-1)$	~ 10%

ตารางที่ 4.3 การเปรียบเทียบการคำนวณความซับซ้อนของวิธีการที่นำเสนอ (PTS)

PAPR Reduction Method (V=16 and W=2)	Computational Complexity	Improvement from Conventional PTS and Overlapping-PTS
Conventional PTS	$W^{(V-1)} = 2^{(16-1)} = 32,768$	100%
Overlapping-PTS	$W^{(V-1)} = 2^{(16-1)} = 32,768$	100%
Proposed with $S=300$ and $Cyc=5$	$S \cdot Cyc = 300 \cdot 5 = 1,500$	4.58%
Proposed with $S=50$ and $Cyc=5$	$S \cdot Cyc = 50 \cdot 5 = 250$	0.76%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

# สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

การส่งสัญญาณแบบ FBMC-OQAM เป็นเทคนิคการส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห้ ได้ถูกพัฒนาขึ้นเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานของสเปกตรัมในระบบการสื่อสารไร้สาย อย่างไรก็ตาม ปัญหาหลักของการส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห้คือค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย หรือ PAPR สูง ซึ่งจะทำให้เกิดอัตราผิดพลาด (BER) สูง เมื่อสัญญาณผ่านเครื่องขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น ที่ผ่านมามีการนำเสนอวิธีการต่าง ๆ ในการลดค่า PAPR ในระบบการส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห้ เช่น วิธีการจัดลำดับส่วนในการส่ง (Partial Transmit Sequence, PTS) วิธีการเลือกจับคู่ (Selective Mapping, SLM) วิธีการตัดยอด (Clipping) วิธีการเข้ารหัสสัญญาณ (Block Coding) เป็นต้น วิธีการ SLM และ PTS เป็นสองวิธีการที่นิยมมากในการลดค่า PAPR ในระบบ OFDM เนื่องจากเป็นวิธีการที่ง่ายไม่มีความซับซ้อนและไม่มีการลดทอนสัญญาณ แต่เนื่องจากคุณลักษณะของสัญญาณในระบบ FBMC-OQAM มีการซ้อนทับกันของสัญลักษณ์ของสัญญาณที่อยู่ข้างเคียงกัน จึงไม่สามารถนำวิธีการลดค่า PAPR ที่ใช้งานได้อย่างมีประสิทธิภาพในระบบ OFDM เดิมมาใช้งานในระบบ FBMC-OQAM ได้ทันที จึงมีการวิจัยเพื่อพัฒนาวิธีการ SLM และ วิธีการ PTS ให้สามารถใช้งานได้อย่างมีประสิทธิภาพในระบบ FBMC-OQAM

วิธีการ Dispersive SLM (DSL) ได้ถูกพัฒนาขึ้นจากวิธีการ SLM เดิม โดยการคำนึงถึงผลกระทบของสัญลักษณ์ที่มีการทับซ้อนจากสัญลักษณ์ที่มีผ่านการลดค่าพีเอพอาร์ไปแล้ว อย่างไรก็ตาม จากคุณลักษณะของสัญญาณ FBMC-OQAM ที่มีการซ้อนทับกัน นอกจากจะได้รับผลกระทบจากสัญลักษณ์ของสัญญาณก่อนหน้าแล้ว ยังได้รับผลกระทบจากสัญลักษณ์ของสัญญาณที่จะส่งออกไปในทันทีด้วยเช่นกัน

วิธีการ Trellis-based D-SLM (TSLM) ได้ถูกพัฒนาขึ้นบนพื้นฐานของการหาค่า PAPR ที่น้อยที่สุดแบบสัญลักษณ์ต่อสัญลักษณ์ ซึ่งสามารถลดค่า PAPR ได้ดีกว่าวิธีการ Dispersive SLM แต่ทำให้เกิดความซับซ้อนในการคำนวณสูงชันอย่างมาก โดยจำนวนความซับซ้อนในการคำนวณจะขึ้นกับจำนวน  $M$  Stage และ จำนวน  $U^2$  ของรูปแบบเฟสที่เป็นไปได้ โดยรูปแบบของเฟสจำเป็นต้องพิจารณาที่ทุกสัญลักษณ์ของสัญญาณ

วิธีการ Half Complexity of Trellis-based SLM ได้ปรับปรุงเพื่อลดความซับซ้อนในการคำนวณของวิธี Trellis-based D-SLM โดยที่จะทำวิธีการ Trellis ที่สัญลักษณ์ของสัญญาณอินพุตลำดับที่  $m^{even(th)}$  และสัญลักษณ์ของสัญญาณอินพุตลำดับที่  $m^{even+1(th)}$  เท่านั้น และใช้รูปแบบเฟสที่เกิดจากการทำวิธีการ Trellis ที่สัญลักษณ์ของสัญญาณอินพุตลำดับที่  $m^{even(th)}$  ได้เลย ไม่จำเป็นต้องทำวิธีการ Trellis ที่สัญลักษณ์สัญญาณอินพุตลำดับที่  $m^{odd(th)}$  อีก วิธีการนี้จะมีความซับซ้อนในการคำนวณเพียง 50% เมื่อเทียบกับวิธีการ Trellis-based D-SLM เดิม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีจุดประสงค์ในการนำเสนอวิธีการลดค่า PAPR ในระบบ FBMC-OQAM ที่มีความซับซ้อนในการคำนวณต่ำ บนพื้นฐานของวิธีการ SLM และวิธีการ PTS โดยนำเสนอ Trellis-based D-SLM ร่วมกับอัลกอริทึมการหาค่าที่เหมาะสมแบบอาณานิคมผึ้งเทียม หรือ Artificial Bee Colony (ABC) และนำเสนอวิธีการ Overlapping-PTS ร่วมกับอัลกอริทึม ABC ซึ่งอัลกอริทึม ABC ได้ถูกนำเสนอครั้งแรกโดย คาร์ล วอน ฟรีส์ช (K. Frisch) พัฒนามาจากกระบวนการหาอาหารของผึ้ง เพื่อใช้ในการหาคำตอบสำหรับปัญหาการหาค่าที่เหมาะสมที่สุด เมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการแบบดั้งเดิม วิธีที่นำเสนอสามารถรักษาประสิทธิภาพของค่า PAPR ได้ใกล้เคียงกับวิธีการที่ไม่ใช้อัลกอริทึม ABC โดยที่ความซับซ้อนในการคำนวณต่ำกว่ามาก นอกจากนี้วิธีที่นำเสนอยังสามารถปรับการลดค่า PAPR ได้อย่างง่ายดาย โดยใช้พารามิเตอร์ควบคุมสามตัว ได้แก่ จำนวนรูปแบบปัจจัยเฟส  $S$  จำนวน Cycle (Cyc) และ Limit value (Lim)

จากผลการจำลองการทำงานด้วยคอมพิวเตอร์สามารถยืนยันได้ว่าวิธีการลดค่า PAPR ที่นำเสนอ มีความสามารถรักษาประสิทธิภาพการลดค่า PAPR ได้ดีพร้อมทั้งมีความซับซ้อนในการคำนวณต่ำ ที่  $S = 300$  และ  $Cyc = 5$  วิธีการ Trellis-based D-SLM ร่วมกับอัลกอริทึม ABC มีความซับซ้อนในการคำนวณเพียง 10% เมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการ Trellis-based D-SLM เดิม และ วิธีการ Overlapping-PTS ร่วมกับอัลกอริทึม ABC มีความซับซ้อนในการคำนวณเพียง 4.58% เมื่อเทียบกับวิธีการ PTS เดิม

## เอกสารอ้างอิง

- [1] Hwang, Y. Chenyang, W. Gang, L. Shaoqian, and Y.L. Geoffrey, “OFDM and Its Wireless Applications: A Survey”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol.58, No.4, pp.1673-1694.
- [2] A. Parag, and A.B. Vivek, “A Nonlinear Downlink Multiuser MIMO-OFDM Systems” IEEE Wireless Communications Letters, Vol.6, No.3, pp.414-417.
- [3] H. Qinwei, and A. Schmeink, “Comparison and Evaluation between FBMC and OFDM Systems.” In:Proc. of International ITG Workshop on Smart Antennas, Llmeneau, Germany, pp.1-7, 2015.
- [4] P. Banelli, S. Buzzi, G. Colavolpe, A. Modenini, F. Rusek, and A. Ugolini, “Modulation Formats and Waveforms for 5G Networks: Who will be the heir of OFDM?: An Overview of Alternative Modulation Schemes for Improved Spectral Efficiency.” IEEE Signal Processing Magazine, Vol.31, No.26, pp.80-93.
- [5] F.L. Lua, and Z. Charlie, “Signal Processing for 5G Algorithms and Implementations.” Wiley IEEE Press.
- [6] S. Frank, “Filterbank Based Multi Carrier Transmission (FBMC) – Evolving OFDM.” In:Proc. of 2010 European Wireless Conference, Lucca, Italy, pp.1051-1058.
- [7] F. Schaich, and T. Wild, “Waveform Contenders for 5G OFDM vs FBMC vs UFMC.” In:Proc. of International Conf. Sym. on Comm., Control and Signal Processing, Athens, Greece, pp.457-460.
- [8] A.J. Yasir, A. Lukman, A.T. Montadar, and et.al. “A Review of Partial Transmit Sequence for PAPR Reduction in the OFDM Systems.” IEEE Access, Vol.7, pp.18021-18041.
- [9] J. Hyun Moon, Y. Ri Nam, and J. Ho Kim, “PAPR Reduction in the FBMC-OQAM System via Segment-Based Optimization.” IEEE Access, Vol.8, pp.4994-5002.
- [10] A.Mohammed, S. Hussein, R. Amr, and A. Saleh, “A Novel Iterative-SLM Algorithm for PAPR Reduction in 5G Mobile Fronthual Architecture.” IEEE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Photonics Journal, Vol.11, No.1.

- [11] D. Honggui, R. Shuang, L. Yan, and T. Chengying, “**Modified PTS-based PAPR Reduction for FBMC-OQAM Systems.**” Journal of Physics Conference Series, Vol.910, No.1, 012057.
- [12] J.C. Leonard, and R.S. Nelson, “**Peak-to-Average Power Ratio Reduction of an OFDM Signal Using Partial Transmit Sequences.**” IEEE Communications Letter, Vol.4, No.3, pp.86-88.
- [13] Panus, T. Mata, P. Boonsrimuang, and H. Kobayashi, “**A Low Complexity Improved-PTS Phase Coefficient Searching Algorithm for OFDM System.**” In:Proc. of International Conf. on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, Khon Kaen, Thailand, pp.365-368.
- [14] W. Yanjun, C. Wen, and T. Chintha, “**A PAPR Reduction Method Based on Artificial Bee Colony Algorithm for OFDM Signals.**” IEEE Trans. on Wireless Comm., Vol.9, No.10, pp.2994-2999.
- [15] N. Shi, and W. Shouming, “**A Partial Transmit Sequences Based Approach for the Reduction of Peak-to-Average Power Ratio in FBMC System.**” In:Proc. of Wireless and Optical Comm. Conf., Chengdu, China, pp.1-3.
- [16] P. Mogensen “**5g small cell optimized radio design.**” IEEE Globecom Workshops, pages 111-116, Dec. 2013.
- [17] B. F. Boroujeny. “**Ofdm versus filter bank multi-carrier.**” IEEE Signal Processing Magazine, 8(3):92-112, May 2006.
- [18] M. Bellanger and J. Daguët. “**Tdm-fdm transmultiplexer: Digital polyphase and fft.**” IEEE Transactions on Communications, 22(9):1199{1205, Sep. 1974.
- [19] T. Strohmer and S. Beaver. “**Optimal ofdm design for time-frequency dispersive channels.**” IEEE Transactions on Communications, 51(7):1111-1122, Jul. 2003.
- [20] B. Saltzberg. “**Performance of an efficient parallel data transmission system.**” IEEE Transactions on Communication Technology, 15(6):805-811, Dec. 1967.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [21] R. W. Chang. "High-speed multichannel data transmission with bandlimited orthogonal signals." Bell System Technology Journal, 45:1775-1796, Dec. 1966.
- [22] B. L. Floch, M. Alard, and C. Berrou. "Coded orthogonal frequency division multiplex." IEEE Proceedings, 83(6):982{996, Jun. 1995.
- [23] A. Viholainen, M. Bellanger, and M. Huchard. "Prototype filter and structure optimization." website: www.ict-phydyas.org: Document D5.1 deliverable, Jan. 2009.
- [24] M. Bellanger. "Specification and design of prototype filter for filter bank based multi-carrier transmission." IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing, 4:2417-2420, May 2001.
- [25] H. Zhang, D. Le Ruyet, and M. Terre. "Spectral efficiency comparison between ofdm/oqam and ofdm based cr networks." Wireless Communications and Mobile Computing Wiley, 9:1487-1501, Nov. 2009.
- [26] H. G. Feichtinger and T. Strohmer. "Gabor analysis and algorithms: theory and applications." Birkhauser, 1998.
- [27] H. G. Ryu, B. I. Jin, and I. B. Kim. "Papr reduction using soft clipping and aci rejection in ofdm system." IEEE Transactions on Consumer Electronics, 48(1):17{22, Aug. 2002.
- [28] S. H. Muller and J. B. Huber. "Ofdm with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences." IEEE Electronics Letters, 33(5):368|-369, Feb. 1997.
- [29] R. W. Bauml, R. F. H. Fischer, and J. B. Huber. "Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping." IEEE Electronics Letters, 32(22):2056{2057, Oct. 1996.
- [30] T. A. Wilkinson and A. E. Jones. "Minimisation of the peak-to-mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes by block coding." IEEE Vehicular Technology Conference, 2:925{829, Feb. 1995.
- [31] S. S. K. C. Bulusu, H. Shaiek, D. Roviras and R. Zayani, "Reduction of PAPR for FBMC-OQAM systems using dispersive SLM technique," 2014 11th

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- International Symposium on Wireless Communications Systems (ISWCS),  
Barcelona, 2014.
- [32] S. S. K. C. Bulusu, H. Shaiek and D. Roviras, **"Potency of trellis-based SLM over symbol-by-symbol approach in reducing PAPR for FBMC-OQAM signals,"** 2015 IEEE International Conference on Communications (ICC), London, pp. 4757-4762, 2015.
- [33] D. Karaboga, **"An Idea Based on Honey Bee Swarm for Numerical Optimization."** Technical Report-TR06, Department of Computer Engineering, Engineering Faculty, Erciyes University 2005.
- [34] H. Vasuki, **"Orthogonal Frequency Division Multiplexing,"** ESE 505, Traffic Performance Analysis of Mobile, Wireless & Communication System, University of New York, 1999.
- [35] D. Dardari, V. Tralli and A Vaccari, **"A Theoretical Characterization of Nonlinear Distortion Effects in OFDM Systems."** IEEE Trans. on Comm., Vol. 48, no. 10, pp.1775-1764, Oct 2000.
- [36] X. Li and L. J. Cimini, **"Effect of clipping and filtering on the performance of OFDMA."** IEEE Commun. Lett., vol. 2, no. 5, pp, 131-133, May 1998.
- [37] R. Van Nee and R. Prasad, **"OFDM for Wireless Multimedia Communication",** Artech House, 2000.
- [38] P. Jirajaracheep, S. Sanpan, P. Boonsrimuang and P. Boonsrimuang, **"PAPR reduction in FBMC-OQAM signals with half complexity of trellis-based SLM"**, 2018 20th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT), Chuncheon-si Gangwon-do, Korea (South), 2018, pp. 1-5,

## ภาคผนวก

### ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการทำวิทยานิพนธ์และได้รับการตีพิมพ์

1. P. Jirajaracheep, S. Sanpan, P. Boonsrimuang and P. Boonsrimuang, "PAPR reduction in FBMC-OQAM signals with half complexity of trellis-based SLM", 2018 20th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT), Chuncheon-si Gangwon-do, Korea (South), 2018, pp. 1-5, doi: 10.23919/ICACT.2018.8323624.
2. P. Jirajaracheep, T. Mata, and P. Boonsrimuang, "A PAPR Reduction in FBMC-OQAM System via Overlapping-PTS with Artificial Bee Colony Phase Optimization", International Journal of Intelligent Engineering and System, Vol. 12, No. 5, pp. 249-256, 2019.
3. P. Jirajaracheep, T. Mata and P. Boonsrimuang, "PAPR Reduction in FBMC-OQAM Systems Using Trellis-based D-SLM with ABC Algorithm", 2020 17th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, Phuket, Thailand, 2020.

**IEEE**  
Advancing Technology  
for Humanity

**IEEE ComSoc**  
IEEE Communications Society

**THE 20th  
INTERNATIONAL CONFERENCE ON  
ADVANCED COMMUNICATIONS  
TECHNOLOGY**

**"Opening New Era of Intelligent Things!"**

<http://www.icact.org>

**icact 2018**

Elysian Gangchon, Chuncheon,  
Korea(South)  
Feb. 11 ~ 14, 2018

**PROGRAM  
FINAL**

**Organizers**  
**GIRI**  
Global IT Research Institute

**Sponsors**

**IEEE ComSoc**  
IEEE Communications Society

**NIA** NATIONAL INFORMATION  
SOCETY AGENCY

**ITRI**

**KICS**

**IBEK ComSoc**

**KOREAN INSTITUTE OF  
INFORMATION  
SCIENTISTS AND  
ENGINEERS**

**Open Standards and  
Internet Association**

**Korea  
Institute of  
Information  
Security &  
Cryptography**

**GWCvB**  
Gangwon Cybernetics & Information Business

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# PAPR Reduction in FBMC-OQAM Signals with Half Complexity of Trellis-based SLM

Panya Jirajaracheep\*, Sunisa Sanpan\*\*, Pornpawit Boonsrimuang\*\*\*, Pisit Boonsrimuang\*

\* Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand

\*\* Engineering Department, Metropolitan Waterworks Authority, Thailand

\*\*\* Faculty of Industrial Technology, Suan Sunandha Rajabhat University, Thailand

panya.ji@kmitl.ac.th, sunisa.sanpan@gmail.com, pornpawit.bo@ssru.ac.th, kbpisit@kmitl.ac.th

**Abstract**— The filter Bank Multicarrier (FBMC) modulation with offset-QAM (OQAM) has attracted attention as a major candidate for future wireless communication systems which has several advantages. A disadvantage of FBMC-OQAM is high peak-to-average power ratio (PAPR). To overcome this problem, the trellis-based SLM [1] technique is employed and achieved a much better PAPR reduction performance. However, The Trellis-based algorithm has also the intrinsic disadvantage of high computational complexity, to decreasing the complexity will make the system more desirable. This paper proposes the half-complexity algorithm for trellis-based SLM scheme which achieves lower computational complexity when compared to trellis-based SLM scheme with small degradation of PAPR reduction performance. From various simulation results, the proposed algorithm shows less computational complexity about 50% compared to the trellis-based algorithm with similar PAPR reduction performance.

**Keywords**— FBMC-OQAM, PAPR, SLM, Trellis-based SLM and Half Complexity Trellis-based SLM.

## I. INTRODUCTION

Filter Bank Multi-Carrier with Offset Quadrature Amplitude Modulation (FBMC-OQAM) has been involved in the next generation of wireless communications systems. The FBMC modulation does not require CP extension and shows higher robustness to residual frequency offsets than CP-OFDM by taking advantage of the spectral containment of its modulation prototypes filters. The further drawback of OFDM and FBMC-OQAM is the large peak in the time domain signal. The high PAPR leads the fatal degradation of FBMC-OQAM performance in the nonlinear power amplifier.

There are various kinds of technique have been introduced to overcome the problem of high PAPR for the FBMC-OQAM system, such as selected Mapping (SLM), Partial Transmit Sequence (PTS) and so on. However, if compared FBMC-OQAM signals to OFDM signals. The FBMC-OQAM signal has the adjacent data block overlap with one another. The conventional PAPR reduction techniques cannot be employed to FBMC-OQAM system. We have to consider the past symbols of FBMC-OQAM signal when the optimum PAPR reduction is calculated on the current symbol. The Dispersive SLM have been employed to reduce PAPR of FBMC-OQAM

signals with consideration of past symbols. At the current symbol, the determined optimum of phase pattern for conventional scheme is not efficient for dispersive SLM scheme [1]. Moreover, the trellis-based algorithm is obtained the better optimum path of phase pattern when compared to the conventional determination of phase pattern.

The high computational complexity can be problematic. The computational complexity of trellis-based SLM scheme [2] depends on  $M$  number of stages and  $U^2$  number of possible paths. The possible paths were calculated by each symbol that is not necessary. To overcome this problem, we propose a half-complexity algorithm for trellis-based SLM to reduce PAPR of FBMC-OQAM signals.

## II. SYSTEM MODEL

There are different structures of filter bank multicarrier that are presented, such as Cosine Modulated Multitone (CMT) [3], Filtered Multitone (FMT) [4], FBMC-OQAM [5]. However, the FBMC-OQAM method is the most attractive filter bank multicarrier structure because it achieves maximum transmission rate. Furthermore, Offset QAM (OQAM) is introduced the process which shifts a half symbol space during quadrature and phase components of quadrature amplitude modulated (QAM) symbols.

The structure of FBMC-OQAM transmitter system is shown in figure 1, which is consisted of OQAM pre-processing and synthesis filter bank (SFB).

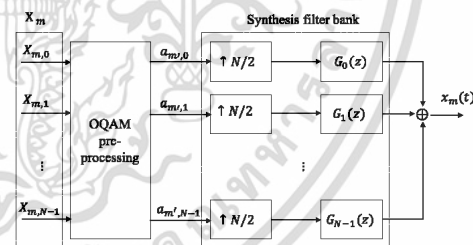


Figure 1. The structure of FBMC-OQAM transmitter system.

The OQAM pre-processing stage is placed at the FBMC-OQAM transmitter side, as figure 2 is placed a diagram of OQAM pre-processing structure which is separated operation into two parts

The first operation, to convert from complex to real by separating the real part and the imaginary part of QAM complex symbol. The real part and the imaginary part are separated into two new symbols which are  $a_{m,n}$  and  $a_{m+1,n}$  respectively. It can be transmitted at the rate  $1/T$  where  $T$  is signalling period  $T = 1/\Delta f$ ,  $\Delta f$  is subcarrier spacing. The even and odd subcarriers for complex-to-real conversion have totally different form as shown in the following equation.

$$m' = \begin{cases} 2m & m' \text{ is even} \\ 2m+1 & m' \text{ is odd} \end{cases} \quad (1)$$

$$a_{m',n} = \begin{cases} (1-\rho)R_m^n + \rho I_m^n & m' \text{ is even} \\ \rho R_m^n + (1-\rho)I_m^n & m' \text{ is odd} \end{cases} \quad (2)$$

Where  $m$  is a sample index at OQAM preprocessing input and  $m'$  is a sample index at OQAM preprocessing output. The OQAM pre-processing can efficiently increase the sample rate by two times.

The second operation, to retain the orthogonality of symbols,  $\theta_m$  has been multiplied at this stage.

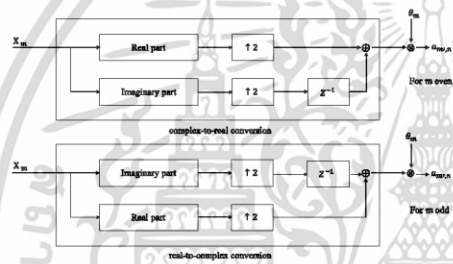


Figure 2. The diagram of OQAM pre-processing structure.

At the transmitter of FBMC-OQAM system, the synthesis filter bank is generated by  $N$  upsamplers and  $N$  Synthesis filters.  $a_{m',n}$  is upsampled with  $N/2$  and filtering by synthesis filter  $G_n(z)$  and then every sub-channels are summation which obtain the result to be  $x_m(t)$ . The high spectral efficiency can be remained by prototype filter  $p(n)$  [6]. Therefore,  $n^{\text{th}}$  synthesis filter  $g(n)$  can be expressed as the following equation.

$$g_k(n) = p(n) \exp(j \frac{2\pi nk}{N} (m - \frac{L_p-1}{2})) \quad (3)$$

Where  $n = 0, 1, \dots, L_p - 1$ ,  $N$  is a number of subcarrier and  $L_p$  is length of prototype filter,  $L_p = km - 1$  where  $k$  is overlapping factor.

### III. PAPR REDUCTION BY USING SLM SCHEME

The following part of this paper moves on the description in greater detail of the PAPR reduction scheme, such as conventional SLM, Dispersive SLM, Trellis-based SLM and the final section will illustrate how the proposed scheme works.

The PAPR performance of FBMC signal at an interval  $T$  can be expressed by the following equation.

$$PAPR_{s(t)} = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} |s(t)|^2}{\frac{1}{T} \int_0^T |s(t)|^2 dt} \quad (4)$$

#### A. Conventional SLM algorithm

SLM is an attractive technique of PAPR reduction because it is simple and effective. In Conventional SLM, phase rotation is generated  $N$  groups and being multiplied with input symbol. The remained input symbol would be multiplied with the different  $U$  which also obtain the different PAPR. The least PAPR signal is selected to be transmitted. Figure 3 shown the block diagram of conventional SLM algorithm.

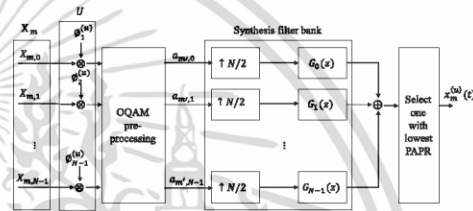


Figure 3. The diagram of conventional SLM algorithm.

The Conventional SLM achieves high efficiency in OFDM system because the symbols have no overlapping. On the other hand, In FBMC-OQAM system, there are some overlapping at the beside symbols which causes the regeneration of high PAPR.

#### B. Dispersive SLM algorithm

The Dispersive SLM technique is similar to Conventional SLM technique. The number of different  $U$  are multiplied by input symbol.  $X_m^{(u)}$  is the results and then selected symbol  $a_{m',n}^{(u)}$  with the least PAPR from  $X_m^{(u)}$ .

In FBMC signal, the current symbols have overlapping with previous symbols, this is different between Dispersive SLM and Conventional SLM, which causes the calculated PAPR performance. Therefore, In the Dispersive SLM scheme, before calculate and achieve the least PAPR of  $a_{m',n}^{(u)}$  symbol, we would summation symbol  $a_{m',n}^{(u)}$  with symbol the  $a_{m',n}^{(u \min)}$ . In previous symbol at the overlapping site and then calculate  $a_{m',n}^{(u \min)}$  from  $X_m^{(u)}$  at the current symbol.

Mathematically  $\xi_{m',n}(t)$  can be written as (5).

$$\tilde{s}_{m,n}(t) = \underbrace{\sum_{m=0}^{2M-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{m,n}^{(u_{m,n})} h(t-m'T/2) e^{j\frac{2\pi}{T}nt} e^{j\phi_{m,n}}}_{\text{overlapping pass symbols}} + \underbrace{\sum_{m=2M}^{2M-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{m,n}^{(i)} h(t-m'T/2) e^{j\frac{2\pi}{T}nt} e^{j\phi_{m,n}}}_{\text{current symbol}} \quad (5)$$

Where  $a_{m,n}^{(u_{m,n})}$  is the selected symbol that achieves the least PAPR from previous symbol.

**C. Trellis-based SLM algorithm**

The Dispersive SLM is mentioned in the previous section, consider the PAPR performance in FBMC-OQAM system, which achieves less PAPR reduction performance when compared to the conventional SLM scheme.

The trellis-based SLM algorithm is introduced to overcome the problem, based on symbol-by-symbol optimization. The

main idea comes out that the high PAPR at current symbol has got an effect from the next symbol suddenly. In the Trellis-based SLM, we would find  $\phi^{(u)}$  which is the optimal set of  $M$  different phase rotation vectors that gives the best PAPR with best path of phase pattern in the advanced symbols.

$$\Phi = \{ \phi^{(u_{min}^0)}, \phi^{(u_{min}^1)}, \phi^{(u_{min}^2)}, \dots, \phi^{(u_{min}^{M-1})} \} \quad (6)$$

By  $\{u_{min}^0, u_{min}^1, \dots, u_{min}^{M-1}\}$  is the selected phase rotation vectors of  $M$  input symbol which is transmitted as side information to the receiver. Figure 4 depicts the process of finding the best path as the trellis which achieve the least PAPR.

The best path of the trellis-based SLM scheme is finding multiplicative vectors, as shown in the equation (7).

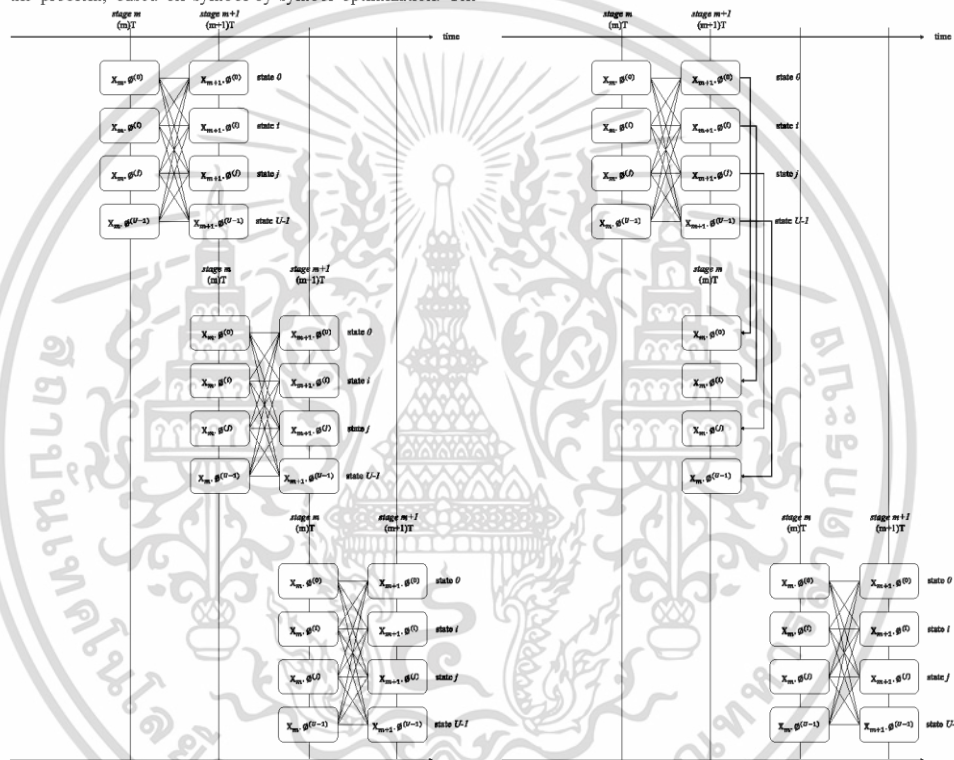


Figure 4. The diagram of trellis-based SLM algorithm.

Figure 5. The diagram of the proposed method.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
x_m^{(u)}(t) &= \sum_{m'=2m}^{2m+1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{m',n}^{(u)} h(t - \frac{m'T}{2}) e^{j\frac{2\pi}{T}nt} e^{j\varphi_{m',n}} \\
x_{m+1}^{(v)}(t) &= \sum_{m'=2m+2}^{2m+3} \sum_{n=0}^{N-1} a_{m',n}^{(v)} h(t - \frac{m'T}{2}) e^{j\frac{2\pi}{T}nt} e^{j\varphi_{m',n}} \\
x_{m,m+1}^{(u,v)}(t) &= x_m^{(u)}(t - T) + x_{m+1}^{(v)}(t), 0 \leq u, v \leq U - 1
\end{aligned}
\tag{7}$$

For  $0 < m < M - 1$ ,  $m^{th}$  stage in the trellis-based SLM is all  $m^{th}$  FBMC-OQAM symbols which is generated from the modulation of the input symbol vector  $X_m$  signals. At each stage, it will employ  $U$  different states, representing the rotated FBMC-OQAM symbols. In every  $i$ -th trellis stage, an operation is rotated by phase rotation vector in every two stages, the possible number of path is  $U^2$  paths.

The joint FBMC-OQAM modulation of  $m^{th}$  rotated input symbol vectors  $X_m$  and  $(m + 1)^{th}$  rotated input symbol vectors  $X_{m+1}$  is represented in the trellis by the path  $\omega_{(m \rightarrow m+1)}^{(u,v)}$  between  $u^{th}$  state in  $m^{th}$  stage and  $v^{th}$  state in  $(m + 1)^{th}$  stage where  $\rightarrow$  represents a transition between two successive stages. All detail of the trellis-based SLM algorithm is described in [2].

#### D. Proposal of half complexity of TSLM algorithm

This paper proposes a scheme to improve the computation complexity of trellis-based SLM algorithm which is mentioned in the previous section. The proposed scheme could solve the serious drawback of trellis-based SLM scheme which is high computational complexity. The proposed scheme is named Half Complexity of Trellis-based SLM algorithm.

The trellis-based algorithm is applied to  $m^{even(th)}$  symbols and  $m^{even+1(th)}$  symbols. The optimum path determination of phase pattern for each  $m^{even(th)}$  symbols can get the phase pattern both  $m^{even(th)}$  and  $m^{odd(th)}$  symbols. The  $m^{odd(th)}$  symbols can be used as the optimum phase pattern in the next symbol, which have not need to take the trellis-base at the  $m^{odd(th)}$  symbols as conventional trellis-based SLM scheme. The half-complexity algorithm for trellis-based SLM could solve the high computational complexity problem with reducing PAPR.

TABLE 1. COMPUTATIONAL COMPLEXITY OF EACH SCHEME

Algorithm	Complexity
Conventional SLM	$MU$
Dispersive SLM	$MU$
Trellis-based SLM	$(M - 1)U^2$
Proposed algorithm for SLM	$(M/2)U^2$

#### IV. PERFORMANCE EVALUATION

This section shows all simulation parameters in the table 2 which are employed for PAPR performance verification by computer simulation.

TABLE 2. SIMULATION PARAMETERS

Schemes	FBMC-OQAM
Modulation	16 OQAM
Demodulation	Coherent
Allocated bandwidth	5MHz
Number of FFT points ( $N$ )	2048
Number of sub-carriers ( $M$ )	512
Number of discrete phases ( $W$ )	4
Overlapping factor ( $K$ )	4
Number of Phase Pattern ( $U$ )	16
Prototype filter	Phydyas Filter

Figure 6, reveals the CCDF evaluation results for the proposed scheme compared to Conventional FBMC, Conventional SLM, Dispersive SLM and Trellis scheme when modulation technique is 16 OQAM, phase pattern ( $U$ ) is 16 and number of subcarriers is 512. The graph shows that the PAPR reduction performance of the proposed scheme can achieve the PAPR reduction performance nearly the trellis scheme with 50% reducing of computational complexity when the number of  $M$  symbols is large. Approximately half of the computational complexity of proposed scheme is reduced. From the figure 6, it is clearly shown that the PAPR reduction performance of the proposed scheme is better than Dispersive SLM scheme.

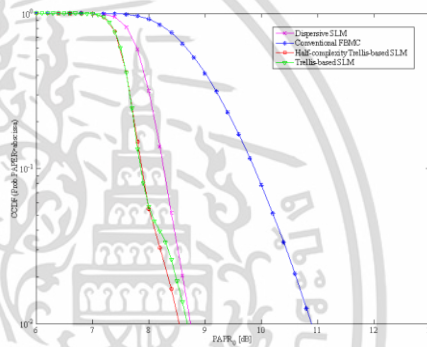


Figure 6. Comparison PAPR performance between conventional and proposed scheme for FBMC signal.

#### V. CONCLUSIONS

In this paper proposes the scheme that could reduce computational complexity for conventional Trellis-based SLM, which must be applied different phase rotation vectors to every two symbols  $m^{th}$  and  $m + 1^{th}$  for getting the best phase to optimize the least PAPR of each symbol. The feature of proposed scheme is applied trellis-based algorithm between  $m^{even(th)}$  symbols and  $m^{even+1(th)}$  symbols, which have not need to take the trellis-based at the  $m^{odd(th)}$  symbols as conventional trellis-based SLM scheme. However, the PAPR performance of proposed method is similar to conventional Trellis-based SLM with 50% reducing of computational complexity.

## REFERENCES

- [1] K. C. Bulusu, H. Shaick, D. Roviras, R. Zayani, "PAPR Reduction for FBMC-OQAM Systems using Dispersive SLM Technique", 11th IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems, 2014.
- [2] S. S. K. C. Bulusu, H. Shaick and D. Roviras, "Potency of trellis-based SLM over symbol-by-symbol approach in reducing PAPR for FBMC-OQAM signals," 2015 IEEE International Conference on Communications (ICC), London, pp. 4757-4762, 2015.
- [3] L. Lin and B. Farhang-Boroujeny, "Cosine-modulated multitone for very-high-speed digital subscriber lines," EURASIP J. Applied Signal Processing, vol. 2006, 16 pages, 2006.
- [4] G. Cherubini, E. Eleftheriou, S. Olcer, and J. M. Cioffi, "Filter bank modulation techniques for very high-speed digital subscriber lines," IEEE Commun. Mag., pp. 98-104, May 2000.
- [5] P. Siohan, C. Siclet, and N. Lacaille, "Analysis and design of OFDM/OQAM systems based on filterbank theory," IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 50, no. 5, pp. 1170-1183, 2002.
- [6] M. Bellanger, "Prototype filter and filter bank structure", Technical Report, PHYDYAS Project, 2009.



**Sunisa Sanpan** received the B.Eng. and M.Eng degrees in telecommunication engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand, in 2007, 2012. She is currently an engineer at the Engineering Department, Metropolitan Waterworks Authority, Thailand. Her research interests include digital communications for next generation of mobile and wireless LAN systems.



**Pornpawit Boonsrimuang** received the B.Eng. and M.Eng degrees in telecommunication engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand, in 2003, 2007 and Doctor degrees in Telecommunications Engineering at the Mie University, Japan in 2013. He is currently an assistant professor at the faculty of industrial technology, Suan Sunandha Rajabhat University, Thailand. His research interests include digital communications for next generation of satellite, mobile, and wireless LAN



**Panya Jirajaracheep** received the B.Eng. and M.Eng degrees in telecommunication engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand, in 2007, 2014. He is currently a doctoral student at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand. His research interests include digital communications for next generation of mobile and wireless LAN systems.



**Pisit Boonsrimuang** received the B.Eng. M.Eng and Doctor degrees in telecommunication engineering, in 1997, 2000 and 2007 respectively. He is currently an associate professor at the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand. His research interests include transmission techniques for future multimedia wireless LAN systems and next generation of mobile communication systems. He received the Student Award for Young Researcher's Encouragement Award from IEICE Tokai branch and Doctor Thesis Award for information technology from National Research Council of Thailand (NRCT) in 2005 and 2008, respectively.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## A PAPR Reduction in FBMC-OQAM System via Overlapping-PTS with Artificial Bee Colony Phase Optimization

Panya Jirajaracheep<sup>1</sup>    Tanairat Mata<sup>2\*</sup>    Pisit Boonsrimuang<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, 10520 Thailand

<sup>2</sup>Faculty of Engineering, Rajamangala University of Technology Krungthep, Bangkok, 10120 Thailand

\* Corresponding author's Email: tanairat.m@mail.rmutk.ac.th

---

**Abstract:** In this paper, the overlapping Partial Transmit Sequence (overlapping-PTS) with Artificial Bee Colony (ABC) phase optimization method is proposed to reduce the larger Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) which is the major drawback of filter bank multicarrier with offset quadrature amplitude modulation (FBMC-OQAM) system. In this proposed method, we clarify the problem of larger PAPR by reducing the PAPR of each overlapping data symbol with lower combination of the optimal phase factors. Unlike the conventional PTS methods, the proposed method uses the lower combination of phase factors by applying the ABC algorithm with considering the overlap between the current data symbol and the past data symbol to search the optimal phase combination. The proposed overlapping-PTS with ABC phase optimization method can significantly reduce the larger PAPR with low computational complexity for the FBMC-OQAM system which can be verified by the computer simulation results. From the computer simulation results, it can be confirmed that the proposed method shows much better PAPR which can reduce the PAPR by approximately 1.9 dB at CCDF  $10^{-1}$  as comparing with the conventional PTS method and can perform much lower computational complexity than the conventional methods which are only 4.38% and 0.76% for  $S$  phase factor pattern =300 and 50 respectively.

**Keywords:** High PAPR, FBMC-OQAM, Partial transmit sequence, Overlapping, ABC phase optimization.

---

### 1. Introduction

By using the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) technique [1, 2] which is one of the multicarrier modulation techniques in the wireless communication system, efficient usage of the spectral frequency and an eliminated ISI through the use of GI insertion in the multipath channel can be performed. However, the efficiency of spectra and power would be decreased by adding the guard interval (GI). To realize this issue, the filter bank multicarrier with offset quadrature amplitude modulation (FBMC-OQAM) technique is applied for solving which can increase the efficiency of the spectra with an expense of computational complexity and decrease the leakage of out-of-band power [3].

In the 5G mobile communication standard, the FBMC-OQAM is considered for a candidate

because of its advantages such as the good time and frequency localization, low out-of-band radiation, robustness to phase noise and so on [4, 5]. A prototype filter is used in the FBMC-OQAM technique [6] for reducing the orthogonality of subcarriers instead of GI insertion in OFDM technique which can achieve higher spectral efficiency. From the explosive increase in demand for mobile and wireless broadband services in 5G, the FBMC-OQAM technique could be helpful effectively for the OFDM technique [7].

However, the major drawback of both OFDM and FBMC-OQAM as the multicarrier modulation techniques is the larger Peak-to-Average Power Ratio (PAPR). From this problem, the higher non-linear signal distortion has occurred at the output of a power amplifier which leads to the fatal degradation of bit-error-rate (BER) performance. To solve this problem, many PAPR reduction methods

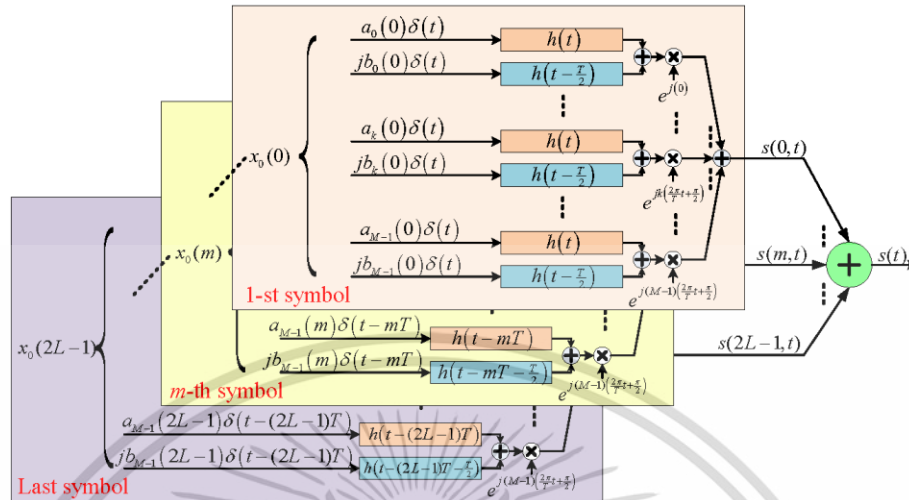


Figure. 1 A structure of transmitter in the FBMC-OQAM system

have been proposed for the multicarrier modulation systems such as Partial Transmit Sequence (PTS) [8, 9], Selective Mapping (SLM) [10] and so on.

The PTS method which is one of the popular PAPR reduction methods is known as a distortionless technique. In the PTS method, the minimum PAPR value will obtain from the multiplication between data signal cluster of each data symbol and the optimal phase combination. The side information sent from the transmitter is required at the receiver for data demodulation correctly. In this method, the computational complexity of optimizing phase combination process is increasing proportionally to the number of clusters expanding. In [11], the PTS method was applied for the FBMC-OQAM system. From the results in [11], the PAPR performance of FBMC-OQAM system can be improved by using the PTS method insignificantly. From this result, it is difficult to get sufficient PAPR performance by applying the PTS method in the FBMC-OQAM system directly due to the overlapping symbol structure of FBMC-OQAM system. Therefore, the PAPR of each data symbol cannot be optimized independently like that in the OFDM system.

Furthermore, the PTS method has also produced the huge computational complexity in the search of the optimal phase combination. Many solutions to

this problem have been proposed such as flipping iteration technique [12], phase coefficient searching technique [13], PTS with artificial bee colony (ABC) technique [14, 15] and so on. One of the promising techniques among these techniques is PTS-ABC technique which can reduce the PAPR performance with low computational complexity especially when increasing the number of clusters.

In this paper, we propose a solution to the larger PAPR problem in the FBMC-OQAM system which can perform better the PAPR performance and produce lower the computational complexity of optimizing phase combination than that of using the conventional PTS method. The silent features are to minimize the larger PAPR by applying the overlapping-PTS method [16] and to optimize the phase combination by using the artificial bee colony (ABC) phase optimization. Similar to the PTS method, the receiver requires the transmitter to send the side information for data demodulation.

This paper is organized as follows: Section 2 introduces the definition of PAPR for the FBMC-OQAM signals. Section 3 proposes the overlapping-PTS technique with ABC phase optimization for FBMC-OQAM system. The performance evaluations of the proposed and the other methods for PAPR reduction are presented in Section 4. Finally, Section 5 draws some conclusions.

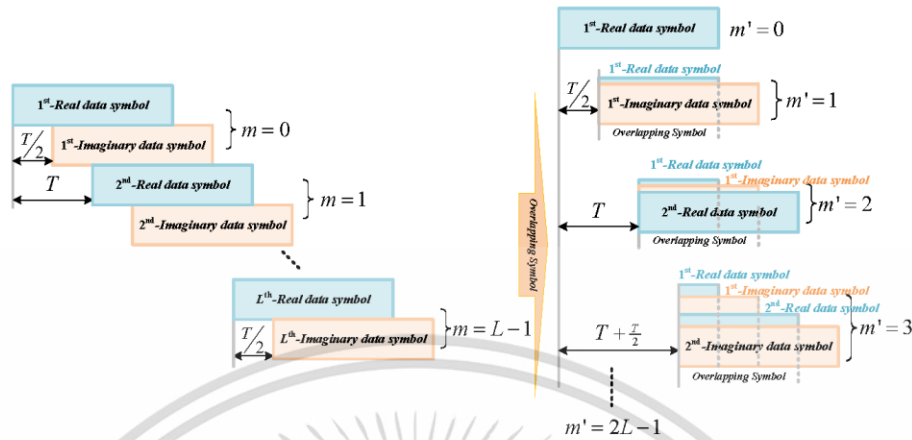


Figure. 2 The overlapping data symbol in FBMC-OQAM system

2. FBMC-OQAM system and PAPR

Fig. 1 shows the overview of transmitter structure in the FBMC-OQAM system. The input data  $X_n(m)$ , ( $n=0,1,2, \dots, N-1$ ) at  $n$ -th subcarrier and  $m$ -th symbol will be modulated by OQAM modulation and transformed by IFFT with  $N$ -point which the modulation complex data symbols can be expressed by,

$$x_k(m) = a_k(m) + jb_k(m), \quad 0 \leq k \leq N-1, \quad (1)$$

where  $a$  is the real part as in-phase (I) component and  $b$  is imaginary part as quadrature (Q) component which I and Q components are stepped by  $T/2$  in time-domain where  $K$  is the overlapping factor which is the ratio of impulse response  $h(t)$  duration to the multicarrier symbol period ( $T$ ). Then,  $x_k(m)$  will be passed through a prototype filter with  $h(t)$  and  $T/2$  carrier frequency spacing which can be given by,

$$s(t) = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{m=0}^{L-1} \{ a_k(m)h(t - mT) + jb_k(m)h(t - mT - \frac{T}{2}) \} e^{jk(\frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{4})}. \quad (2)$$

A PHYDYAS [6] as a prototype filter is designed for reducing the out-of-band leakage in the FBMC-OQAM system. It should be noted that the filter impulse response is spanned by 4 times of the multicarrier symbol period.

In this paper, the Solid State Power Amplifier (SSPA) [17] with AM/AM conversion is assumed as the non-linear amplifier which can be expressed the

relationship between input and output by the following equation,

$$F[\rho] = \frac{\rho}{\left[1 + \left(\frac{\rho}{A}\right)^{2r}\right]^{1/2r}}, \quad (3)$$

where  $\rho$  and  $A$  denote the amplitude of the input signal and the saturated output level respectively. The decision of non-linear amplifier level is represented by  $r$ . The operation point in the non-linear amplifier is defined by the input back-off (IBO) which is expressed as,

$$IBO_{dB} = 10 \log \left( \frac{P_{input}}{P_{output}} \right). \quad (4)$$

Generally, the PAPR for the multicarrier signal is defined as the ratio of the maximum transmitted signal power to the average transmitted signal power which can be given by the following equation,

$$PAPR_{dB} = 10 \log_{10} \left( \frac{\max_{0 \leq t \leq T} |s(t)|^2}{\frac{1}{T} \int_0^T |s(t)|^2 dt} \right). \quad (5)$$

In the evaluation of PAPR performance, the PAPR reduction will be observed from the probability of PAPR over a PAPR reference ( $PAPR_0$ ) as the Complementary Cumulative Distribution function (CCDF) which can be written as,

$$CCDF(PAPR) = \Pr(PAPR > PAPR_0). \quad (6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

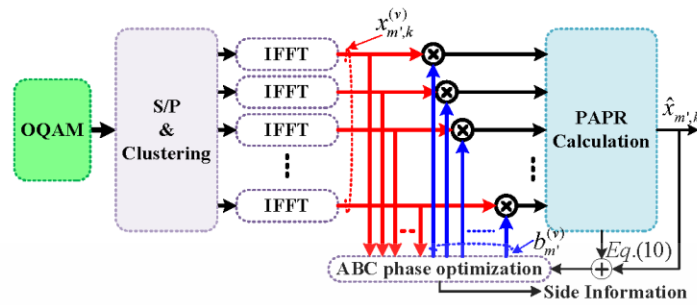


Figure. 3 The block diagram of the proposed PAPR reduction method

**3. Proposal of overlapping-PTS with ABC phase optimization method for FBMC-OQAM system**

From the structure of FBMC-OQAM symbol as shown in Fig.2, the symbols will be overlapped with  $KM$  symbol length. The next symbol  $L$ -th always overlaps with the previous symbol  $(L-1)$ -th. Every imaginary data symbol is delayed  $T/2$  of its real data symbol. From this reason, it is not enough PAPR reduction considering in each data symbol independently for FBMC-OQAM symbol. To satisfy the requirement, this paper proposes the PAPR reduction for FBMC-OQAM system by modifying the conventional PTS as the overlapping-PTS method in this paper.

**3.1 Overlapping-PTS technique**

From the Fig.2, the structure of overlapping data symbol is utilized in the proposed method. Like a conventional PTS method, the first data symbol ( $m'=0$ ) without overlapping any adjacent data symbol is divided into  $V$  cluster and converted from frequency domain into time domain by using IFFT with  $N$  points as  $x_{0,k}^{(v)}$ . The first data symbol signal  $\hat{x}_{0,k}^{(v)}$  with the optimal PAPR can be expressed as,

$$\hat{x}_{0,k} = \sum_{v=1}^V (b_0^{(v)} x_{0,k}^{(v)}) \tag{7}$$

where  $b^{(v)} (= e^{j\phi^{(v)}})$  is the phase weighting factor at  $v$ -th cluster and  $\phi^{(v)} \in \frac{2\pi m}{W} | m = 0, \dots, W-1$ .  $W$  is the number of predetermined phases. The optimal PAPR of the first data symbol can be defined by,

$$[b_0^{(1)}, b_0^{(2)}, \dots, b_0^{(V)}] = \min_w \left( \max_k \left( \left| \sum_{v=1}^V (b_0^{(v)} x_{0,k}^{(v)}) \right|^2 \right) \right) \tag{8}$$

Next, the overlapping data symbols started from the second ( $m'=0$ ) to the last ( $m'=2L-1$ ) data symbols which can be given by,

$$\hat{x}_{m',k} |_{m' \neq 0} = x_{(m'-1) \lfloor \frac{k}{L} \rfloor} + \sum_{v=1}^V (b_{m'}^{(v)} x_{m',k}^{(v)}) \tag{9}$$

From (9), it can be optimized the PAPR which is chosen from,

$$[b_m^{(1)}, b_m^{(2)}, \dots, b_m^{(V)}] = \min_w \left( \max_k \left( \left| x_{(m'-1) \lfloor \frac{k}{L} \rfloor} + \sum_{v=1}^V (b_m^{(v)} x_{m',k}^{(v)}) \right|^2 \right) \right), \tag{10}$$

$1 \leq m' \leq 2L-1$ .

Fig. 3 shows the block diagram of the proposed overlapping-PTS with ABC phase optimization method.

**3.2 Minimization of PAPR by using ABC phase optimization**

To obtain the FBMC-OQAM signal with the optimal PAPR, the huge computational complexity by using the conventional PTS method is solved by the proposed artificial bee colony (ABC) phase optimization [14-15]. The proposed ABC phase optimization method can achieve better PAPR performance with the lower computational complexity.

In the main concept of ABC algorithm, the position of a food source is the possible solution of optimization problem which is solved by employed bees, onlooker bees and scout bees in the colony of artificial bees. In the PAPR reduction problem by using the ABC phase optimization, the position of a food source is represented by a phase weighting

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

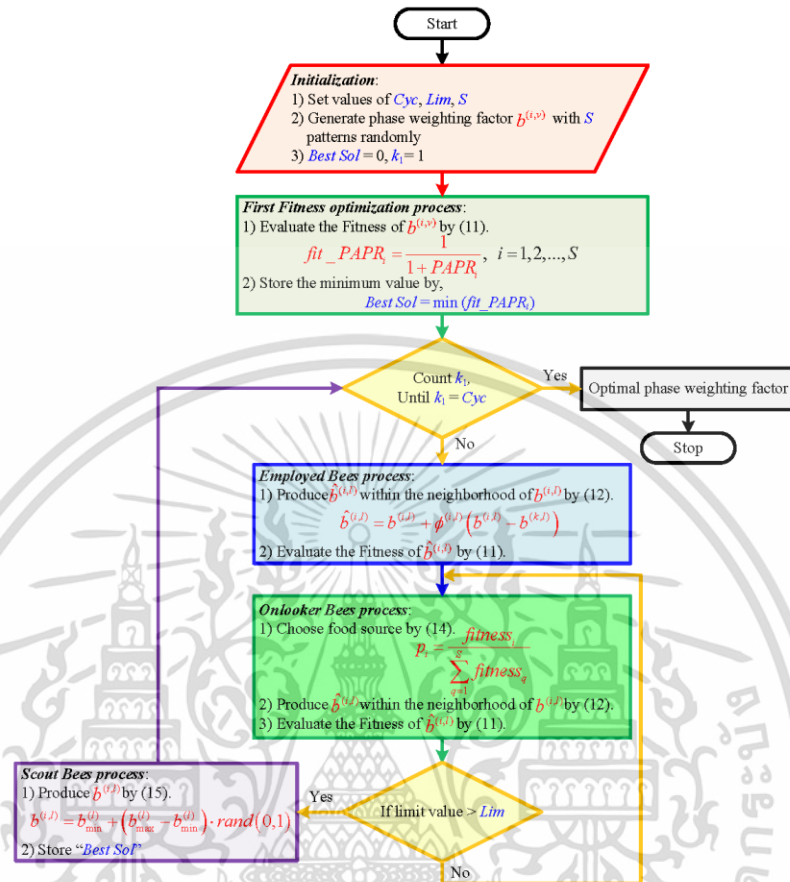


Figure. 4 The flowchart of the ABC phase optimization process

factor  $b^{(i,v)}$  with the number of phase weighting factor patterns ( $S$ ) where  $i=1,2,\dots,S$ . In the ABC phase optimization, there are four sections the following as,

**Section 1:** this section is the initialization, the random phase weighting factor  $b^{(i,v)}$  is generated initially then the fitness value of  $b^{(i,v)}$  within the phase weighting factor patterns will be evaluated by the following equation,

$$fitness(b^{(i,v)}) = \frac{1}{1 + PAPR \left( \sum_v (b^{(i,v)} \cdot x_v^{(q)}) \right)} \quad (11)$$

**Section 2:** the new phase weighting factor  $\hat{b}^{(i,l)}$  as a new food source is generated within the neighbourhood of  $b^{(i,v)}$  by the employed bees which can be produced by,

$$\hat{b}^{(i,l)} = b^{(i,v)} + \phi^{(i,l)} (b^{(i,v)} - b^{(k,l)}), \quad (12)$$

$l \in \{1, 2, \dots, S\} \ \& \ k \in \{1, 2, \dots, J\} \ \text{where } i \neq k,$

where  $J$  is the number of employed bees and  $\phi$  is a random number in the range  $[-1, 1]$ . Because the  $\hat{b}^{(i,l)}$  is the discrete phase,  $b^{(i,v)}$  as given by (11) for  $W=2$  can be selected by the following condition,

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\hat{b}^{(i,j)} = \begin{cases} 1, & \text{if } \frac{\pi}{4} \leq \hat{b}^{(i,j)} < \frac{5\pi}{4} \\ -1, & \text{else} \end{cases} \quad (13)$$

**Section 3:** the onlooker bees will select a food source depending on the probability value associated with that food source  $p_i$ , which can be calculated by the following equation,

$$p_i = \frac{fitness_i}{\sum_{q=1}^s fitness_q} \quad (14)$$

**Section 4:** after completed the process in **Section 2 and 3**, if there is no any improvement of the fitness values of the food source with the limit value ( $Lim$ ), the employed bees become the scout bees. The scout bees produce the new food sources randomly by,

$$b^{(i,j)} = b_{min}^{(j)} + (b_{max}^{(j)} - b_{min}^{(j)}) \cdot rand(0,1). \quad (15)$$

From **Sections 1-4**, the following explain the PAPR reduction procedures of the proposed overlapping-PTS with ABC phase optimization by using Fig.4.

**4. Results and Discussions**

In this section, this paper shows the PAPR reduction and BER performance of the proposed overlapping-PTS with ABC phase optimization which are evaluated by the computer simulation using the parameters listed in Table 1.

Fig. 5 shows the PAPR value of the proposed method with different  $S$  phase factor patterns when changing a number of Cycles ( $Cyc$ ). Here,  $Lim = 5$  and different  $S = 20, 30$  and  $40$ , respectively. From the result, it can be seen the PAPR of all is decreasing rapidly for  $Cyc = 1$  to  $Cyc = 5$  after that its change becomes slight. Furthermore, it can be also observed that the PAPR for  $S = 40$  is better than that of both  $S = 20$  and  $30$ , respectively. From the result, the following evaluations for the PAPR performance employs  $Lim = 5$  and  $Cyc = 5$  for the proposed method in this paper. Meanwhile, Fig.6 shows the PAPR value of the proposed method with  $Lim = 5$  and  $Cyc = 5$  when changing size of  $S$  phase factor patterns. From the result, it can be confirmed that the PAPR value can be reduced by increasing  $S$  phase factor patterns. However, its computational complexity would be increased which corresponds to the increasing of  $S$  phase factor patterns.

Table 1. Simulation parameters

Parameters	Values
Technique	FBMC-OQAM
Modulation with Gray coding	OQPSK
Demodulation	Coherent
OFDM occupied bandwidth	5MHz
$N$ -data subcarriers	64
$V$ -cluster	16
$W$ -discrete phase	2
$K$ -overlapping factor	4
Prototype filter type	PHYDYAS [6]
Non-linear amplifier with IBO(dB)	SSPA with -2dB
$r$ -SSPA non-linear parameter	2

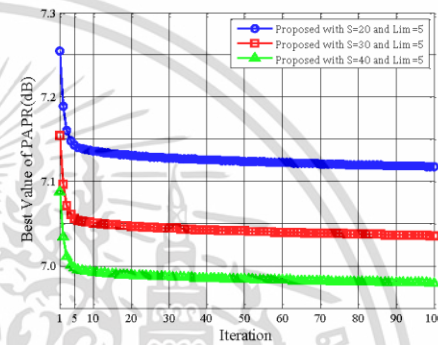


Figure. 5 PAPR values with different S phase factor patterns when changing Cycle number

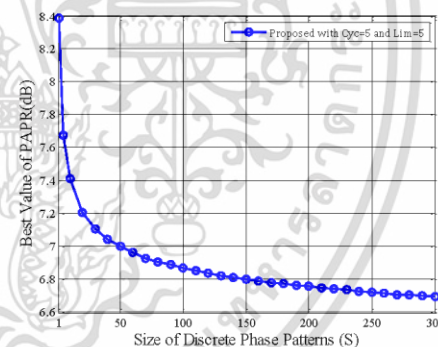


Figure. 6 PAPR value vs S phase factor pattern when Cyc = 5 and Lim = 5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

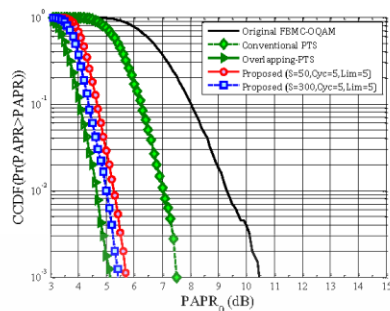


Figure. 7 PAPR performance for the proposed method

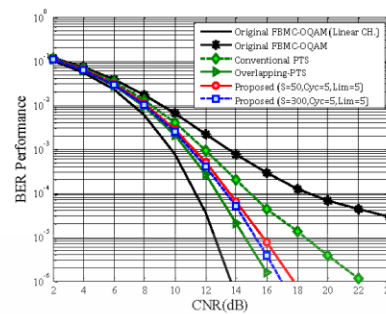


Figure. 8 BER performance for the proposed method in the non-linear channel (IBO=-2dB.)

Table 2. Comparison of computational complexity for the proposed, Conventional PTS and Overlapping-PTS methods at  $CCDF = 10^{-1}$  [14]

PAPR Reduction Method ( $V=16$ and $W=2$ )	PAPR	Computational Complexity	Improvement from Conventional PTS and Overlapping-PTS
Conventional PTS	6.25 dB	$W^{(V-1)}=2^{(16-1)}=32,768$	100%
Overlapping-PTS	4.05 dB	$W^{(V/3)}=2^{(16-1)}=32,768$	100%
Proposed with $S=300$ and $Cyc=5$	4.35 dB	$S \times Cyc=300 \times 5=1,500$	4.58%
Proposed with $S=50$ and $Cyc=5$	4.65 dB	$S \times Cyc=50 \times 5=250$	0.76%

Fig. 7 shows the PAPR performance based on the CCDF for the FBMC-OQAM with the proposed overlapping-PTS with ABC phase optimization ( $Cyc = 5$  and  $Lim = 5$ ). The performances of FBMC-OQAM with two conventional PAPR reduction methods such as the PTS method [11] and the overlapping-PTS method [16] are also shown as the purpose of comparison with the proposed method. At  $CCDF=10^{-1}$ , the PAPR of using overlapping-PTS method [16] is 4.05 dB approximately. Meanwhile, the PAPR of using the proposed method with  $S = 300$  and  $S = 50$  are approximately 4.35 dB and 4.65 dB, respectively. When comparing with the PAPR of using overlapping-PTS method [16], although there are the different levels 0.3 dB and 0.6 dB respectively, the computational complexity of phase optimization process of using the proposed method is only 4.48% for  $S = 300$  and 0.76% for  $S = 50$  as shown in Table 2, respectively. Moreover, from the result in Fig.7, it can be seen that the proposed method shows the better PAPR performances without computational complexity than two conventional PAPR reduction methods [11, 16].

Fig. 8 shows the BER performance evaluated for the proposed method with different  $S$  phase factor patterns when changing the carrier power to noise power ratio (CNR) in the non-linear channel. In the

simulation, the IBO of SSPA is taken by -2 dB. From the result, it can be seen that the proposed methods with  $S = 50$  and  $S = 300$  show much better BER performance than the original FBMC-OQAM and conventional PTS method [11] in the non-linear channel. Moreover, it can be observed that the BER performance of the proposed methods with low computational complexity is close to that of the overlapping-PTS method [16].

## 5. Conclusions

In this paper, we propose an overlapping-PTS with ABC phase optimization method for the FBMC-OQAM system. The silent features of the proposed PAPR reduction method are to improve the PAPR by using the overlapping-PTS method and to reduce the computational complexity of phase optimization process by applying the ABC phase optimization. Compared to the existing PAPR reduction methods, the proposed method can achieve better PAPR performance which can reduce the PAPR by 1.9 dB approximately as comparing with the conventional PTS method [11] at  $CCDF 10^{-1}$  and can perform computational complexity lower than that of performing by using the conventional PAPR reduction methods [11, 16] which are only 4.38% and 0.76% for  $S=300$  and 50 respectively.

Received: April 26, 2019

256

Furthermore, the proposed method can be adjusted the PAPR value easily by using the three control parameters such as  $S$  phase factor patterns, Cycle number ( $Cyc$ ) and limit value ( $Lim$ ). From the computer simulation results, it can be confirmed that the proposed PAPR reduction method has the capability to provide the better PAPR performance with low computational complexity for FBMC-OQAM system.

### References

- [1] T. Hwang, C. Yang, G. Wu, S. Li, and G.Y. Li, "OFDM and Its Wireless Applications: A Survey", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol.58, No.4, pp.1673-1694, 2009.
- [2] P. Aggarwal and V.A. Bohara, "A Nonlinear Downlink Multiuser MIMO-OFDM Systems", *IEEE Wireless Communications Letters*, Vol.6, No.3, pp.414-417, 2017.
- [3] H.Q. Wei and A. Schmeink, "Comparison and Evaluation between FBMC and OFDM Systems", In: *Proc. of International ITG Workshop on Smart Antennas*, pp.1-7, 2015.
- [4] P. Banelli, S. Buzzi, G. Colavolpe, A. Modenini, F. Rusek, and A. Ugolini, "Modulation Formats and Waveforms for 5G Networks: Who will be the heir of OFDM?: An Overview of Alternative Modulation Schemes for Improved Spectral Efficiency", *IEEE Signal Processing Magazine*, Vol.31, No.26, pp.80-93, 2014.
- [5] F.L. Lua and Z. Charlie, "Signal Processing for 5G Algorithms and Implementations", *Wiley IEEE Press*, 2016.
- [6] S. Frank, "Filterbank Based Multi Carrier Transmission (FBMC) – Evolving OFDM", In: *Proc. of European Wireless Conference*, pp.1051-1058, 2010.
- [7] F. Schaich and T. Wild, "Waveform Contenders for 5G OFDM vs FBCM vs UFMC", In: *Proc. of International Conf. Symposium on Communications, Control and Signal Processing*, pp.457-460, 2014.
- [8] Y.A. Jawhar, L. Audah, M.A. Taher, K.N. Ramli, N.S.M. Shah, M. Musa, and M.S. Ahmed, "A Review of Partial Transmit Sequence for PAPR Reduction in the OFDM Systems", *IEEE Access*, Vol.7, pp.18021-18041, 2019.
- [9] J.H. Moon, Y.R. Nam, and J.H. Kim, "PAPR Reduction in the FBMC-OQAM System via Segment-Based Optimization", *IEEE Access*, Vol.6, pp.4994-5002, 2018.
- [10] A. Mohammed, S. Hussein, R. Amr, and A. Saleh, "A Novel Iterative-SLM Algorithm for PAPR Reduction in 5G Mobile Fronthual Architecture", *IEEE Photonics Journal*, Vol.11, No.1, pp.1-12, 2019.
- [11] D. Honggui, R. Shuang, L. Yan, and T. Chengying, "Modified PTS-based PAPR Reduction for FBMC-OQAM Systems", *Journal of Physics Conference Series*, Vol.910, No.1, pp.1-8, 2017.
- [12] J.C. Leonard and R.S. Nelson, "Peak-to-Average Power Ratio Reduction of an OFDM Signal Using Partial Transmit Sequences", *IEEE Communications Letter*, Vol.4, No.3, pp.86-88, 2000.
- [13] P. Pantiko, T. Mata, P. Boonsrimuang, and H. Kobayashi, "A Low Complexity Improved-PTS Phase Coefficient Searching Algorithm for OFDM System", In: *Proc. of International Conf. on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology*, pp.365-368, 2011.
- [14] W. Yanjun, C. Wen, and T. Chintia, "A PAPR Reduction Method Based on Artificial Bee Colony Algorithm for OFDM Signals", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol.9, No.10, pp.2994-2999, 2010.
- [15] D. Karaboga and B. Basturk, "Artificial Bee Colony (ABC) Optimization Algorithm for Solving Constrained Optimization Problems", *Foundations of Fuzzy Logic and Soft Computing*, LNCS, No.4529, pp.789-798, 2007.
- [16] N. Shi and W. Shouming, "A Partial Transmit Sequences Based Approach for the Reduction of Peak-to-Average Power Ratio in FBMC System", In: *Proc. of Wireless and Optical Communications Conf.*, pp.1-3, 2016.
- [17] D. Dardari, V. Tralli, and A. Vaccari, "A Theoretical Characterization of Nonlinear Distortion Effects in OFDM Systems", *IEEE Transactions on Communications*, Vol.48, No.10, pp.1764-1775, 2000.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

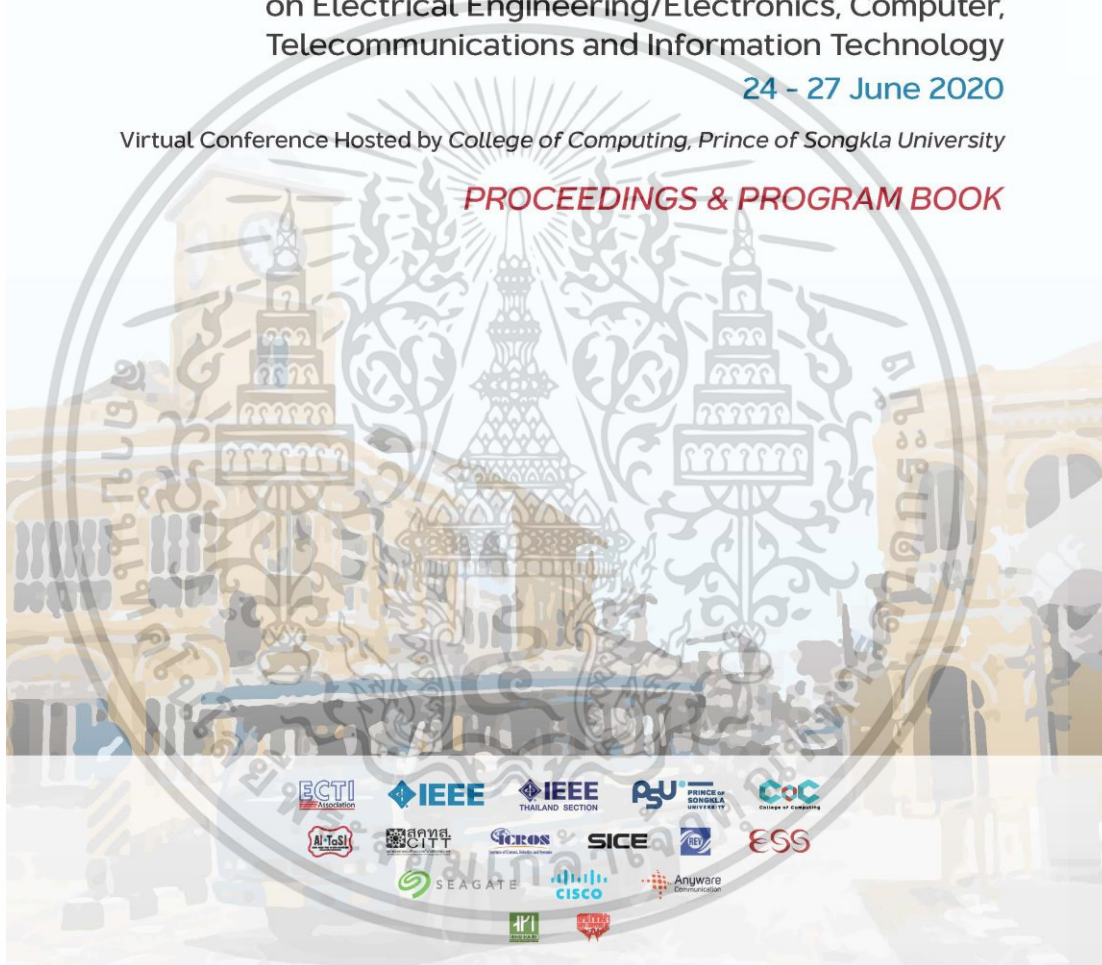


# ECTI - CON 2020

The 17<sup>th</sup> International Conference  
on Electrical Engineering/Electronics, Computer,  
Telecommunications and Information Technology  
24 - 27 June 2020

Virtual Conference Hosted by College of Computing, Prince of Songkla University

**PROCEEDINGS & PROGRAM BOOK**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# PAPR Reduction in FBMC-OQAM Systems Using Trellis-based D-SLM with ABC Algorithm

Panya Jirajarachep  
Faculty of Engineering  
King Mongkut's Institute of Technology  
Ladkrabang  
Bangkok 10520, Thailand  
panya.ji@kmitl.ac.th

Tanairat Mata  
Faculty of Engineering  
Rajamangala University of Technology  
Krungthep  
Bangkok 10120, Thailand  
tanairat.m@mail.rmutk.ac.th

Pisit Boonsrimuang, Corresponding Author  
Faculty of Engineering  
King Mongkut's Institute of Technology  
Ladkrabang  
Bangkok 10520, Thailand  
pisit.bo@kmitl.ac.th

**Abstract**— For the next age of mobile and wireless communications systems. Filter bank multicarrier conjunction with offset quadrature amplitude modulation (FBMC-OQAM) is the non-orthogonal multicarrier modulation techniques, which is mention as an essential and prominent player. It has several advantages, such as higher spectral efficiency, as compared to the traditional methods. Nevertheless, FBMC-OQAM still has a critical weakness similar to OFDM system, which is a high peak-to-average power ratio (PAPR) at the transmitter. There are several varieties of the technique presented to defeat the severe PAPR issue. The Trellis-based D-SLM technique is presented to employ and achieve a significantly improve PAPR curtailment performance. However, The Trellis-based method still has a limitation of its high computational complexity. This study presents the Trellis-based D-SLM scheme with artificial bee colony (ABC) phase optimization, which achieves lower computational complexity. The results of PAPR performance evaluation through computer simulation, the proposed technique can deliver a performance of PAPR reduction similar to the conventional Trellis-based D-SLM technique, but the proposed technique requires around 10% computation complexity of the conventional technique.

**Keywords**— FBMC-OQAM, ABC phase optimization, PAPR, Trellis-based D-SLM, D-SLM

## I. INTRODUCTION

The FBMC-OQAM has considered and researched for the following age of wireless and mobile communications systems. The advantage of the FBMC-OQAM modulation is robustness in the multi-path channel without cyclic prefix expansion (CP) and presents more powerful to spectral regrowth cancellation than CP-OFDM by using prototypes filters prototype Filter for FBMC-OQAM. Nevertheless, the OFDM and FBMC-OQAM still have a high peak of signal in the time domain that is a significant disadvantage. The FBMC-OQAM performance is degraded in nonlinear power amplifier, due to high PAPR.

There are several varieties of the technique presented to defeat the severe PAPR problem of both the FBMC-OQAM and OFDM systems. In addition to Tone Reservation, Partial Transmit Sequence (PTS), Clipping and filtering, Selected Mapping (SLM), Coding. However, when compare FBMC-OQAM signals to OFDM signals in the time domain includes the adjacent symbols that overlap with one another. Therefore, the traditional PAPR decrease methods have been useful in the OFDM signal cannot implement directly in the FBMC-OQAM system. The past symbols effect to the PAPR reduction algorithms when the optimum PAPR reduction is calculated on the current symbol of the FBMC-OQAM signal. The Dispersive SLM (D-SLM) [1] has to calculate the past symbol when determining the optimum of the phase pattern in

the current FBMC-OQAM symbol. Furthermore, the Trellis-based algorithm [2] can reach an improved optimum path of phase pattern as compared to the traditional determination of the phase pattern.

The high computational complexity can be problematic. The computational complexity of the Trellis-based SLM technique depends on number of stages ( $M$ ) and the number of possible paths ( $U^2$ ). All possibilities found the possible paths for each symbol, that is meaningless. To override this problem, we propose to employ the artificial bee colony (ABC) for searching the optimum phase pattern with less computation complexity in the Trellis-based D-SLM scheme. We will explain the details in the next section.

## II. SYSTEM MODEL

The filter bank multicarrier techniques were introduced in different structures such as FBMC-OQAM [3], Filtered Multitone (FMT) [4], and Cosine Modulated Multitone (CMT) [5], respectively. However, the most advantaged technique is the FBMC-OQAM method because it delivers the highest transmission rate at the same bandwidth. The Offset QAM (OQAM) is one of the essential parts, and this process shifts a half symbol space during quadrature-phase (Q) and in-phase (I) components of QAM symbols. The main components in the conventional FBMC-OQAM transmitter structure are synthesis filter bank (SFB) and OQAM pre-processing.

The modulated QAM signal firstly passed the OQAM pre-processing stage at the transmitter side, which divides the real and the imaginary parts to convert the QAM complex symbol to real symbol. Then real and the imaginary parts are divided into two new symbols which are  $a_{-,n}$  and  $a_{+,n}$  respectively. It can be transmitted at the rate  $1/T$  where  $T$  is signaling period  $T = 1/\Delta f$ ,  $\Delta f$  is subcarrier spacing. The even and odd subcarriers for complex-to-real conversion have totally different forms, as presented in equation (1),(2).

$$m' = \begin{cases} 2m & m' \text{ is even} \\ 2m+1 & m' \text{ is odd} \end{cases} \quad (1)$$

$$a_{-,n} = \begin{cases} (1-\rho)R_n^e + \rho I_n^e & m' \text{ is even} \\ \rho R_n^e + (1-\rho)I_n^e & m' \text{ is odd} \end{cases} \quad (2)$$

Where  $m$  is a sample index at OQAM preprocessing input and  $m'$  is a sample index that passed the OQAM pre-processing, which can efficiently increase the sample rate by two times. And then,  $a_{-,n}$  has been multiplied in the second

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

operation to retain the orthogonality of symbols. At the transmitter of the FBMC-OQAM system, the synthesis filter bank is generated by  $N$  upsamplers and  $N$  Synthesis filters.  $a_{m,n}$  is upsampled with  $N/2$  and filtering by the synthesis filter  $G_n(z)$  and then every sub-channels are summation which obtains the result to be  $x_m(t)$ . The high spectral efficiency can be maintained by prototype filter  $p(n)$  [6]. Therefore,  $n^{th}$  synthesis filter  $g(n)$  can be expressed as the following equation.

$$g_k(n) = p(n) \exp\left(j \frac{2\pi k}{N} \left(m - \frac{L_p - 1}{2}\right)\right) \quad (3)$$

Where  $n = 0, 1, \dots, L_p - 1$ ,  $N$  is a number of subcarrier and  $L_p$  is the length of the prototype filter,  $L_p = km - 1$  where  $k$  is an overlapping factor.

III. PAPR REDUCTION IN THE FBMC-OQAM SYSTEM

An FBMC symbol can be calculated the PAPR performance at an interval  $T$ , which included the overlapping symbols, and it can be expressed by the following equation.

$$PAPR_{(t)} = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} |x(t)|^2}{\frac{1}{T} \int_0^T |x(t)|^2 dt} \quad (4)$$

A. Conventional SLM technique

The conventional SLM is one of the PAPR reduction techniques, which an advantage and attractive technique because it is an effortless but effective method. Conventional SLM, the input symbol multiplied with groups of phase rotation ( $U$ ). The different  $U$  multiplied with the next remained input symbol, which also obtained different PAPR and selected the least PAPR signal to transmit. The block diagram to explain the conventional SLM technique presented in Fig. 1

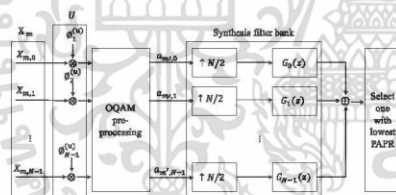


Fig. 1. The FBMC-OQAM transmitter structure diagram with PAPR reduction.

Because of no overlapping between the adjacent symbols, so in the OFDM system, Conventional SLM can perform high efficiency. Nevertheless, overlapping symbols in the FBMC-OQAM system generates the restoration of large PAPR.

B. D-SLM technique

The Dispersive-SLM (D-SLM) and the Conventional SLM technique are almost identical. The input symbol multiplied with groups of phase rotation ( $U$ ).  $X_m^{(u)}$  is the results and then selected symbol  $a_{m,n}^{(u)}$  with the least PAPR from  $X_m^{(u)}$ .

Difference between D-SLM and Conventional SLM on PAPR performance calculation is the current FBMC-OQAM symbols overlapped with previous symbols. Therefore, In the D-SLM scheme before calculating and achieve the least PAPR of  $a_{m,n}^{(u)}$  symbol, we require a summation of symbol  $a_{m,n}^{(u)}$  with symbol the  $a_{m,n}^{(u_{m,n})}$ . In the previous symbol at the overlapping site and then calculate  $a_{m,n}^{(u_{m,n})}$  from  $X_m^{(u)}$  at the current symbol.

Mathematically  $\tilde{x}_{m,n}(t)$  can be written as (5).

$$\tilde{x}_{m,n}(t) = \underbrace{\sum_{m=0}^{2M-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{m,n}^{(u_{m,n})} h(t - mT/2) e^{j \frac{2\pi}{T} m t} e^{j \phi_{m,n}}}_{\text{overlapping pass symbols}} + \underbrace{\sum_{m=2M}^{2M-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{m,n}^{(u)} h(t - mT/2) e^{j \frac{2\pi}{T} m t} e^{j \phi_{m,n}}}_{\text{current symbol}} \quad (5)$$

$a_{m,n}^{(u_{m,n})}$  is the least PAPR symbol selected from the previous symbol.

C. Trellis-based D-SLM technique

As the previous section introduced and described in detail about the D-SLM technique, which can improve PAPR reduction better than the conventional SLM technique. Due to the overlapping structure of symbols in the FBMC-OQAM system, the next symbol can damage the PAPR reduction of the current symbol.

Based on symbol-by-symbol optimization. The Trellis-based D-SLM technique is introduced to reduce the effect of the next symbol. The main idea is the next symbol immediately affects the high PAPR of the current symbol. In the Trellis-based D-SLM, we would find  $\phi^{(u)}$  which is the optimal set of  $M$  different phase rotation vectors that gives the best PAPR with the best path of phase pattern in the advanced symbols.

$$\Phi = \left\{ \phi^{(u_{m,n}^0)}, \phi^{(u_{m,n}^1)}, \phi^{(u_{m,n}^2)}, \dots, \phi^{(u_{m,n}^{M-1})} \right\} \quad (6)$$

By  $\{u_{m,n}^0, u_{m,n}^1, \dots, u_{m,n}^{M-1}\}$  is the selected phase rotation of vectors of  $M$  input symbol, which is transmitted as side information to the receiver. The best path of the Trellis-based SLM scheme is finding multiplicative vectors, as shown in equation (7).

$$x_m^{(u)}(t) = \sum_{m=0}^{2M-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{m,n}^{(u)} h\left(t - \frac{mT}{2}\right) e^{j \frac{2\pi}{T} m t} e^{j \phi_{m,n}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 x_{m+1}^{(v)}(t) &= \sum_{n=2m+2}^{2m+3} \sum_{k=0}^{N-1} a_{m,n}^{(v)} h \left( t - \frac{m'T}{2} \right) e^{j\frac{2\pi}{T}nt} e^{j\pi n} \\
 x_{m,m+1}^{(u,v)}(t) &= x_m^{(u)}(t-T) + x_{m+1}^{(v)}(t), 0 \leq u, v \leq U-1
 \end{aligned} \tag{7}$$

For  $0 < m < M-1$ ,  $m^{\text{th}}$  stage in the Trellis-based D-SLM is all  $m^{\text{th}}$  FBMC-OQAM symbols which are generated from the modulation of the input symbol vector  $X_m$  signals. At each stage, it will employ  $U$  different states, representing the rotated FBMC-OQAM symbols. In every  $i$ -th trellis stage, an operation is rotated by phase rotation vector in every two stages, the possible number of the path is  $U^2$  paths.

The joint FBMC-OQAM modulation of  $m^{\text{th}}$  rotated input symbol vectors  $X_m$  and  $(m+1)^{\text{th}}$  rotated input symbol vectors  $X_{m+1}$  is represented in the trellis by the path  $\zeta_{(m \Rightarrow m+1)}^{(u,v)}$  between  $u^{\text{th}}$  state in  $m^{\text{th}}$  stage and  $v^{\text{th}}$  state in  $(m+1)^{\text{th}}$  stage where  $\Rightarrow$  represents a transition between two successive stages. All detail of the Trellis-based D-SLM algorithm is explained in [2].

#### D. Proposal for Trellis-based D-SLM with ABC algorithm

The FBMC-OQAM signal with the lowest PAPR, the huge computational complexity is required by using the conventional method. The quick searching of the optimum phase pattern is solved by the proposed artificial bee colony (ABC) phase optimization [6-8]. We introduced to employ the Trellis-based D-SLM with ABC Algorithm, which can achieve better PAPR performance with the lower computational complexity.

In the main concept of the Trellis-based D-SLM with ABC algorithm, the position of a food source is the possible solution of the optimization problem or optimum phase pattern, which is solved by employed bees, onlooker bees, and scout bees in the colony of artificial bees. In the PAPR reduction problem, the position of a food source is represented by a phase weighting factor  $b^{(i,j)}$  with the number of phase weighting factor patterns ( $S$ ) where  $i = 1, 2, \dots, S$ . In the ABC phase optimization, there are four sections the following as,

**Section 1:** This section is the initialization, the random phase weighting factor  $b^{(i,j)}$  is generated initially then the fitness value of  $b^{(i,j)}$  within the phase weighting factor patterns will be evaluated by the following equation,

$$\text{fitness}(b^{(i,j)}) = \frac{1}{1 + \text{PAPR} \left( \sum_k (b_k^{(i,j)} \cdot x_k^{(v)}) \right)} \tag{8}$$

**Section 2:** The new phase weighting factor  $\hat{b}^{(i,j)}$  as a new food source is generated within the neighborhood of  $b^{(i,j)}$  by the employed bees which can be produced by (9).

$$\begin{aligned}
 \hat{b}^{(i,j)} &= b^{(i,j)} + \phi^{(i,j)} (b^{(i,j)} - b^{(k,i)}), \\
 l &\in \{1, 2, \dots, S\} \ \& \ k \in \{1, 2, \dots, J\} \ \text{where } i \neq k,
 \end{aligned} \tag{9}$$

where  $J$  is the number of employed bees and  $\phi$  is a random number in the range  $[-1, 1]$ . Because the  $\hat{b}^{(i,j)}$  is the discrete phase,  $\hat{b}^{(i,j)}$  as given by (8) for  $W=2$  can be selected by the following condition,

$$\hat{b}^{(i,j)} = \begin{cases} 1, & \text{if } \frac{\pi}{4} \leq \hat{b}^{(i,j)} < \frac{3\pi}{4} \\ -1, & \text{else} \end{cases} \tag{10}$$

**Section 3:** The onlooker bees will select a food source depending on the probability value associated with that food source  $p_i$  which can be calculated by (11).

$$p_i = \frac{\text{fitness}_i}{\sum_{q=1}^S \text{fitness}_q} \tag{11}$$

**Section 4:** After completing the process in **Section 2** and **3**, if there is no improvement of the fitness values of the food source with the limit value ( $Lim$ ), the employed bees become the scout bees. The scout bees produce the next of new food sources randomly by (12).

$$b^{(i,j)} = b_{\min}^{(j)} + (b_{\max}^{(j)} - b_{\min}^{(j)}) \cdot \text{rand}(0, 1) \tag{12}$$

#### IV. PERFORMANCE EVALUATION

The results of PAPR performance evaluation through computer simulation by applying all the parameters in Table 1 are clarified in this section.

TABLE I. SIMULATION PARAMETERS

Method	FBMC-OQAM
Modulation	16 OQAM
$N$ - FFT points	2048
$M$ - sub-carriers	512
$W$ - discrete phases	2
$U$ - Phase Pattern	128

TABLE II. COMPUTATIONAL COMPLEXITY OF EACH TECHNIQUE

Technique	Computation complexity
Conventional SLM	$MU$ 128M
Trellis-based D-SLM	$(M-1)U^2$ 16,384(M-1)
ABC-Trellis-based D-SLM	$(M-1)(S \times \text{Cyc})$ 1500 (M-1)

Fig. 2 represent the average PAPR values of the proposed technique from the various amount of  $S$  phase factor patterns for Cycles (Cyc) from 1 to 100, where  $Lim = 5$  and different  $S = 20, 30$ , and  $40$ , respectively. From the graph, it can be shown the average PAPR value for  $S = 40$  is better than both of  $S = 20$  and  $30$ , respectively. And the average PAPR of all is decreasing rapidly for Cyc = 1 to Cyc = 5 after that its change becomes slight. From the result, the proposed method

employs  $Lim = 5$  and  $Cyc = 5$  for the PAPR performance evaluation. Also, Fig. 3 shows the average PAPR value of the proposed method from the various value of  $S$  phase factor patterns. From the result, it can be verified that the average PAPR value can be decreased by increasing  $S$  phase factor patterns. However, increasing the value of  $S$  phase factor patterns also increases the computational complexity.

Fig. 4 shows the PAPR performance based on the CCDF for the FBMC-OQAM with the proposed Trellis-based D-SLM technique conjunction with phase optimized determination using the ABC algorithm where  $Cyc = 5$  and  $Lim = 5$ . From the figure confirms that the proposed technique can reach the PAPR reduction performance approximately the Trellis-based D-SLM, and the computation complexity of the proposed scheme is required around 10% as conventional Trellis-based D-SLM as shown in Table II

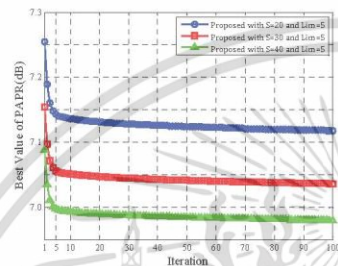


Fig. 2. Average PAPR performance vs. the number of iteration when changing the different  $S$  phase factor patterns.

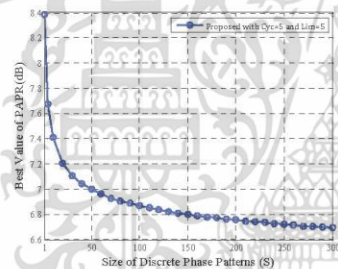


Fig. 3. Average PAPR performance vs.  $S$  phase factor pattern when selected the  $Cyc = 5$  and  $Lim = 5$ .

V. CONCLUSIONS

Although the FBMC-OQAM system has a large PAPR problem similar to the OFDM system, the practical PAPR reduction techniques in the OFDM system may not

implement directly in that system. This study proposes the Trellis-based D-SLM technique conjunction with phase optimized determination using the ABC algorithm in the FBMC-OQAM system. The proposed technique can deliver a performance of PAPR reduction similar to the conventional Trellis-based D-SLM technique, but the proposed technique requires around 10% computation complexity of the conventional Trellis-based D-SLM technique. Furthermore, the proposed technique can adjust the PAPR value target straightforward by using the three control parameters such as  $S$  phase factor patterns, Cycle number ( $Cyc$ ), and limit value ( $Lim$ ) when employing in the different settings of FBMC-OQAM system.

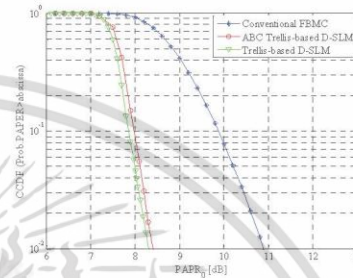


Fig. 4. PAPR performance of the proposed and conventional technique.

REFERENCES

- [1] K. C. Bulusu, H. Shaiek, D. Koviras, R. Zayani, "PAPR Reduction for FBMC-OQAM Systems using Dispersive SLM Technique", 11th IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems, 2014.
- [2] S. S. K. C. Bulusu, H. Shaiek and D. Koviras, "Potency of trellis-based SLM over symbol-by-symbol approach in reducing PAPR for FBMC-OQAM signals," 2015 IEEE International Conference on Communications (ICC), London, pp. 4757-4762, 2015.
- [3] G. Chenabini, E. Eleftheriou, S. Olcer, and J. M. Cioffi, "Filter bank modulation techniques for very high-speed digital subscriber lines," IEEE Commun. Mag., pp. 98-104, May 2000.
- [4] P. Siohan, C. Siclet, and N. Lacaille, "Analysis and design of OFDM/OQAM systems based on filterbank theory," IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 50, no. 5, pp. 1170-1183, 2002.
- [5] L. Lin and B. Farhang-Boroujeny, "Cosine-modulated multitone for very-high-speed digital subscriber lines," EURASIP J. Applied Signal Processing, vol. 2006, 16 pages, 2006.
- [6] H. Liang and H. Jiang, "The Modified Artificial Bee Colony-Based SLM Scheme for PAPR Reduction in OFDM Systems," 2019 International Conference on Artificial Intelligence in Information and Communication (ICAIIIC), Okinawa, Japan, 2019, pp. 504-508.
- [7] N. Taspmar and M. Yildirim, "A Novel Parallel Artificial Bee Colony Algorithm and Its PAPR Reduction Performance Using SLM Scheme in OFDM and MIMO-OFDM Systems," in IEEE Communications Letters, vol. 19, no. 10, pp. 1830-1833, Oct. 2015.
- [8] P. Jirajaratchep, T. Mata, and P. Boonsimuang, "A PAPR Reduction in FBMC-OQAM System via Overlapping-PTS with Artificial Bee Colony Phase Optimization," International Journal of Intelligent Engineering and Systems, pp.249-256, Vol.12, No.5, Oct. 2019.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายปัญญา จิรจราชีพ
วัน-เดือน-ปีเกิด	23 สิงหาคม 2528 ที่จังหวัดสมุทรปราการ
ที่อยู่	บ้านเลขที่ 317 ถนนสายลวด ตำบลปากน้ำ อำเภอเมืองสมุทรปราการ จังหวัดสมุทรปราการ 10270
ประวัติการศึกษา	ปีการศึกษา 2549 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2556 วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2563 วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ประสบการณ์การทำงาน	
มี.ค. 2551 - ส.ค. 2552	วิศวกรระบบสื่อสารสัญญาณ บริษัท สามารถคอมเทค จำกัด
ก.ย. 2552 - ส.ค. 2554	APAC NPI Engineer Alcatel-Lucent (Thailand) Co., Ltd.
ก.ย. 2554 - ก.พ. 2556	วิศวกรโครงการ ส่วนวางแผนวิศวกรรมโทรศัพท์เคลื่อนที่ บริษัท ทีโอที จำกัด (มหาชน)
มี.ค. 2556 - ส.ค. 2561	นักวิชาการคอมพิวเตอร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปัจจุบัน	หัวหน้างานส่งเสริมเศรษฐกิจดิจิทัล ฝ่ายส่งเสริมเมืองอัจฉริยะ สำนักงานส่งเสริมเศรษฐกิจดิจิทัล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้