

อัลกอริทึมการคำนวณที่มีความซับซ้อนต่ำเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพ
การลดค่าพีเอชอาร์บนพื้นฐานวิธีพีทีเอส

A LOW COMPUTATION COMPLEXITY ALGORITHM FOR
IMPROVING PTS-BASED PAPR REDUCTION SCHEME



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2559

KMITL-2016-EN-M-010-200

อัลกอริทึมการคำนวณที่มีความซับซ้อนต่ำเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพ
การลดค่าพีเอพียาร์บนพื้นฐานวิธีพีทีเอส

A LOW COMPUTATION COMPLEXITY ALGORITHM FOR
IMPROVING PTS-BASED PAPR REDUCTION SCHEME



T148721

เพทย รมเริง
PHETHAI ROMRERNG

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 148721
วันเดือนปี 123 พ.ศ. 2560

b.00265387
l.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2559

KMITL-2016-EN-M-010-200

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A LOW COMPUTATION COMPLEXITY ALGORITHM FOR
IMPROVING PTS-BASED PAPR REDUCTION SCHEME



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

2016

KMITL-2016-EN-M-010-200

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2016

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ อัลกอริทึมการคำนวณที่มีความซับซ้อนต่ำเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพอาร์บนพื้นฐานวิธีพีทีเอส

Thesis Title A Low Computation Complexity Algorithm for Improving PTS-Based PAPR Reduction Scheme

นักศึกษา นายเพทาย ร่มเรือง

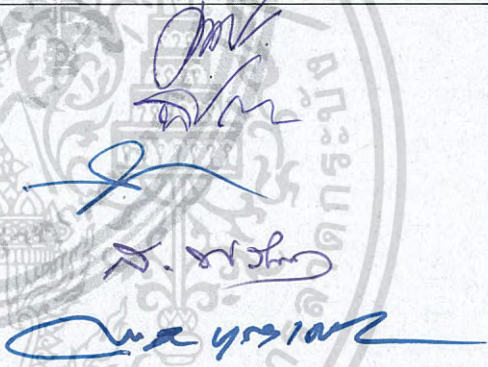
รหัสประจำตัว 54611854

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.พิสิฐ บุญศรีเมือง

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2016-EN-M-010-200

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ศ.ดร.ประยุทธ์	อัครเอกฉालิน	
ผศ.ดร.พิชญ	สุพรรณกุล	
ผศ.ดร.สุทธิชัย	นพนาศิพงษ์	
ดร.สถาพร	พรหมวงศ์	
รศ.ดร.พิสิฐ	บุญศรีเมือง	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันจันทร์ที่ 6 ธันวาคม พ.ศ. 2559 เวลา 15.00-17.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 4

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว

(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่จรรยาณใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
วันที่ 6 ธันวาคม พ.ศ. 2559

หัวข้อวิทยานิพนธ์	อัลกอริทึมการคำนวณที่มีความซับซ้อนต่ำเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพียอร์บนพื้นฐานวิธีพีทีเอส
นักศึกษา	นายเพทาย ร่มเรียง
รหัสนักศึกษา	54611854
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2559
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.พิสิฐ บุญศรีเมือง

บทคัดย่อ

ข้อเสียหลักอย่างหนึ่งของวิธีการมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม (OFDM : Orthogonal frequency Division Multiplexing) ซึ่งก็คือมีค่าพีเอพียอร์ (PAPR: Peak to Average Power Ratio) ที่สูงของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม เพื่อที่จะแก้ปัญหาค่าพีเอพียอร์ที่สูงนี้ วิธีพีทีเอส (PTS: Partial Transmit Sequence) พื้นฐาน ได้ถูกนำเสนอโดยที่มีประสิทธิภาพดีสำหรับการลดค่าพีเอพียอร์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม แต่อย่างไรก็ตามวิธีพีทีเอสแบบพื้นฐานในส่วนของการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมมีความซับซ้อนในการค้นหาอยู่มาก เพื่อที่จะแก้ปัญหในการลดความซับซ้อนนี้ วิธีการลดความซับซ้อนของวิธีพีทีเอส (RCC-PTS) ได้ถูกนำเสนอ ซึ่งวิธีนี้สามารถลดความซับซ้อนในส่วนของการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์โดยที่มีประสิทธิภาพดีสำหรับการลดค่าพีเอพียอร์ได้ดียิ่งขึ้น เพื่อที่จะเพิ่มประสิทธิภาพดีสำหรับการลดค่าพีเอพียอร์ได้ดีขึ้นและสามารถลดความซับซ้อนในส่วนของการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ งานวิจัยนี้ผู้เขียนได้นำเสนอเทคนิคการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์แบบใหม่โดยใช้งานร่วมกับวิธีลดความซับซ้อนในส่วนของการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ จุดเด่นของวิธีที่นำเสนอขึ้นเพื่อที่จะใช้งานเทคนิคการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์แบบใหม่และใช้งานร่วมกับวิธีลดความซับซ้อนในส่วนของการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ ซึ่งวิธีการที่นำเสนอขึ้นสามารถประสบความสำเร็จในการแก้ปัญหาค่าพีเอพียอร์ที่สูงและยังลดความซับซ้อนในส่วนของการค้นหาค่าสัมประสิทธิ์ได้มากกว่าวิธีพีทีเอสแบบพื้นฐานได้มากถึง 75% โดยปราศจากการเพิ่มขึ้นของไซด์อินโฟเมชัน (Side information) ในงานวิจัยนี้นำเสนอผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์ที่หลากหลาย เพื่อเป็นเครื่องมือตรวจสอบวัดผลของวิธีที่นำเสนอให้ได้ประสิทธิภาพที่ดีที่สุด

Thesis Title	A Low Computation Complexity Algorithm for Improving PTS-Based PAPR Reduction Scheme
Student	Mr. PHETHAI ROMRERNG
Student ID.	54611854
Degree	Master of Engineering
Program	Telecommunications Engineering
Year	2016
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Pisit Boonsrimuang

ABSTRACT

As one of the major drawbacks of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is the high peak-to-average power ratio (PAPR) of the transmitted OFDM signal. To solve the high PAPR problem, partial transmit sequence (PTS) is proposed which provides an effective solution for PAPR reduction of OFDM signals. However, the conventional PTS (C-PTS) method requires an exhaustive search over all combinations of allowed phase weighting factors which results in large computational complexity. To reduce the computational complexity, the reduced computational complexity-PTS (RCC-PTS) method has been proposed in which this method can reduce the complexity with keeping better PAPR performance. To improve further PAPR performance with keeping low-complexity, this paper proposes a new weighting factor technique in conjunction with RCC-PTS method which called Improved PTS (I-PTS) method. The salient features of the proposed I-PTS method are to employ the new design of phase weighting factors and to employ the reduce computational complexity algorithm in which the proposed I-PTS method can achieve better PAPR performance and keeping lower computational complexity over 75% from conventional PTS method without any increasing of the side information. This paper presents the various computer simulation results to verifier the effectiveness of proposed I-PTS method.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้เป็นอย่างดี ด้วยคำแนะนำ และคำปรึกษาจาก รศ.ดร.พิสิฐ บุญศรีเมือง ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ข้าพเจ้ารู้สึกทราบบ้างถึงความอนุเคราะห์ และขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

I would like to express my deeply many thanks to Prof. Dr. Hideo Kobayashi of Electrical and Electronic Engineering Department, Faculty of Engineering, Mei University, Japan, for all advises and very good support me concerning about my paper and thesis.

ขอกราบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุก ๆ ท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า

ขอขอบคุณเพื่อนๆ ในภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกคนที่ให้คำแนะนำต่างๆ และคอยให้กำลังใจเสมอมา

ขอขอบคุณบัณฑิตศึกษาและบัณฑิตวิทยาลัย คณะวิศวกรรมศาสตร์ที่ให้ความช่วยเหลือ ในเรื่องต่างๆ

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้าที่เป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนในทุกเรื่องๆ ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

เพทาย รมเรียง

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII

บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาของวิทยานิพนธ์และความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	3
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	3
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	4
1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีแบบพื้นฐาน.....	5
1.6 ขอบเขตการวิจัย.....	5
1.7 ขั้นตอนของการศึกษา.....	5

บทที่ 2 ระบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐาน และทฤษฎีที่ใช้ในการวิจัย.....	7
2.1 พื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็ม.....	7
2.1.1 การสร้างคลื่นพาย้อยที่ใช้ในกระบวนการโอเอฟดีเอ็ม.....	7
2.1.2 คุณสมบัติของการออโธโกนอล.....	11
2.1.3 คุณสมบัติของการออโธโกนอลในแกนความถี่.....	14
2.1.4 เครื่องส่งและเครื่องรับของระบบโอเอฟดีเอ็ม.....	16
2.1.5 การแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนาน.....	17
2.1.6 การมอดูเลตคลื่นพาย้อย.....	18
2.1.7 การแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว.....	21
2.1.7.1 การแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว ฐานสอง (Radix 2 FFT).....	21
2.1.7.2 วิธีการลดทอนทางความถี่.....	29
2.1.7.3 การแปลงฟูริเยร์แบบเร็วสำหรับ N ใดๆ.....	33

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.1.8 ช่วงเวลาป้องกัน (Guard time).....	55
2.1.9 การมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็มกับสัญญาณอาร์เอฟ.....	40
2.1.10 การซิงโครไนซ์ (Synchronization).....	41
2.1.11 การตรวจจับข้อมูลแบบโคฮีเรนต์ (Coherent Detection).....	41
2.2 การหาค่าอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุด (PAPR).....	43
2.3 สัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน.....	44
2.4 เครื่องขยายสัญญาณกำลังสูง (HPA).....	45
2.4.1 ผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูง.....	49
2.4.2 การเพิ่มขึ้นของค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่.....	49
2.4.3 การเพิ่มขึ้นของค่าอัตราการผลิตบิตข้อมูล.....	50
2.5 วิธีการจัดลำดับส่วนในการส่ง (PTS: Partial Transmit Sequence).....	52
2.6 การหาค่าอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุด (PAPR).....	53
2.7 วิธีการลดค่า PAPR โดยวิธีการจัดลำดับส่วนในการส่งด้วยรูปแบบลดการคำนวณ ความซับซ้อน (RCC-PTS).....	55
2.8 ส่วนของการส่งกลุ่มของข้อมูลสัมประสิทธิ์ (Side Information).....	59
บทที่ 3 วิธีการลดค่า PAPR ในสัญญาณโอเอฟดีเอ็มและการเพิ่มประสิทธิภาพการส่งผ่าน ให้กับระบบ.....	62
3.1 ค่าอัตราส่วนกำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ (PAPR).....	63
3.2 วิธีการลดค่า PAPR โดยใช้วิธีเพิ่มประสิทธิภาพวิธีพีทีเอส (I-PTS).....	64
3.3 วิธีการลดการคำนวณความซับซ้อนของวิธีเพิ่มประสิทธิภาพวิธีพีทีเอส (I-PTS).....	67
3.4 แบบจำลองเครื่องส่งและเครื่องรับของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบที่นำเสนอ.....	74
3.4.1 แบบจำลองของเครื่องส่งที่นำเสนอ.....	74
3.4.2 แบบจำลองของเครื่องรับที่นำเสนอ.....	74
3.5 การหาค่าประสิทธิภาพของระบบ.....	75
3.5.1 การหาค่า PAPR (PAPR).....	75
3.5.2 การหาค่าอัตราการผลิตบิตข้อมูล (BER).....	77

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 การหาค่าประสิทธิภาพของระบบ.....	78
4.1 แบบจำลองที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	78
4.2 การกำหนดจุดการขยายสัญญาณให้กับเครื่องขยายสัญญาณ.....	79
4.3 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	81
4.4 ประสิทธิภาพการลดค่า PAPR โดยการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์.....	82
4.5 ประสิทธิภาพการลดค่า PAPR วิธีที่นำเสนอเปรียบเทียบกับวิธี PTS พื้นฐาน.....	83
4.6 ประสิทธิภาพการลดค่า PAPR เปรียบเทียบกับจำนวนมัลติเพล็กซ์ที่ใช้ของวิธีที่ นำเสนอ และวิธี PTS พื้นฐาน.....	85
4.7 ประสิทธิภาพการลดค่า PAPR เปรียบเทียบกับจำนวนซับแคเรียที่ใช้ของวิธีที่ นำเสนอและวิธี PTS พื้นฐาน.....	86
4.8 ประสิทธิภาพอัตราบิดเบือนของวิธีที่นำเสนอเปรียบเทียบกับ PTS แบบ พื้นฐาน.....	87
4.9 ประสิทธิภาพการลดความซับซ้อนของวิธีที่นำเสนอเปรียบเทียบกับ PTS แบบ พื้นฐาน.....	89
บทที่ 5 บทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	92
บรรณานุกรม.....	94
ภาคผนวก ก. โปรแกรมที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	98
ภาคผนวก ข. ผลงานวิจัยในระหว่างการศึกษาที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	101
ประวัติผู้เขียน.....	102

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 แสดงลำดับค่าสัมประสิทธิ์(Phase weighting) ทั้งหมด จาก $V = 4$ และ $W = 2$	57
3.1 แสดงค่าเฟสในสมการของวิธี I-PTS ที่นำเสนอ.....	68
3.2 แสดงจำนวนสัมประสิทธิ์ของวิธี I-PTS ที่นำเสนอ.....	70
4.1 แสดงค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบ.....	81
4.2 แสดงการลดความซับซ้อนของการคูณสำหรับวิธี PTS แบบพื้นฐาน วิธี RCC-PTS และวิธี I-PTS ที่ได้นำเสนอ.....	91



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ลักษณะการมอดูเลตแบบโอเอฟดีเอ็ม.....	8
2.2 ตัวอย่างสัญญาณโอเอฟดีเอ็มหนึ่งสัญลักษณ์ที่ประกอบด้วย 4 คลื่นพาหีย่อย.....	8
2.3 สเปกตรัมสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ประกอบด้วย N คลื่นพาหีย่อย.....	10
2.4 แผนภาพผีเสื้อแบบเรดิกซ์-4.....	11
2.5 โครงสร้างของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแกนเวลา.....	12
2.6 สัญญาณในแกนความถี่ของคลื่นพาหีย่อยแต่ละสัญญาณ.....	13
2.7 การตอบสนองความถี่ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแต่ละคลื่นพาหีย่อย.....	16
2.8 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับส่งโอเอฟดีเอ็ม.....	17
2.9 ตัวอย่างการมอดูเลตคลื่นพาหีย่อยแบบ 16 คิวเอเอ็ม.....	18
2.10 ตัวอย่างการมอดูเลตคลื่นพาหีย่อยแบบ 64 คิวเอเอ็ม.....	19
2.11 สัญญาณ 16 คิวเอเอ็ม เมื่อเกิดมีสัญญาณรบกวนเข้ามา.....	20
2.12 สัญญาณ 64 คิวเอเอ็ม เมื่อเกิดมีสัญญาณรบกวนเข้ามา.....	20
2.13 กราฟการไหลของการแปลงฟูริเยร์ขนาด 8 จุด.....	23
2.14 กราฟการไหลของการแปลงฟูริเยร์ขนาด 4 จุด.....	24
2.15 กราฟการไหลของการแปลงฟูริเยร์ขนาด 8 จุด โดยการแตกบล็อก 4 จุด.....	25
2.16 กราฟการไหลของการแปลงฟูริเยร์ขนาด 2 จุด.....	25
2.17 กราฟการไหลของการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่องแบบรวดเร็วขนาด 8 จุด.....	26
2.18 โครงสร้างผีเสื้อของการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่องแบบรวดเร็วขนาด 2 จุด.....	27
2.19 โครงสร้างผีเสื้อของการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่องแบบรวดเร็ว 2 จุด ที่ผ่านการลดการ ซับซ้อนในการคำนวณ.....	27
2.20 โครงสร้างผีเสื้อของการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่องแบบรวดเร็วขนาด 8 จุดที่ผ่านการลด ความซับซ้อนในการคำนวณแล้ว.....	28
2.21 โครงสร้างผีเสื้อของการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่องแบบรวดเร็วขนาดแบบ 2 จุด.....	29
2.22 แสดงลำดับขั้นตอนวิธีของกระบวนการแปลงฟูริเยร์แบบเร็วชนิดการลดทอนทางความถี่	32
2.23 แสดงการคำนวณของหน่วยผีเสื้อของขั้นตอนวิธีชนิดลดทอนทางความถี่.....	33
2.24 ภาพรวมแสดงขั้นตอนวิธีการคำนวณการแปลงดีสครีตฟูริเยร์ ในกรณี N มีค่าใดๆ.....	37

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.25 การเลื่อนเฟสของคลื่นพาห้อย่อย เนื่องจากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาธ.....	38
2.26 การใส่ช่วงเวลาป้องกัน (GI).....	39
2.27 ตัวอย่างของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่รับจากช่องสัญญาณแบบมัลติพาธ.....	39
2.28 สัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่เดินทางผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาธมายังเครื่องรับ.....	40
2.29 การมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็มกับสัญญาณอาร์เอฟ.....	40
2.30 การชิงโครไนซ์โดยวิธี Cyclic Prefix	41
2.31 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับโอเอฟดีเอ็มที่มีการตรวจจับข้อมูลแบบโคฮีเรนต์.....	42
2.32 การตรวจจับข้อมูลแบบโคฮีเรนต์ (Coherent Detection).....	42
2.33 คุณสมบัติของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน.....	45
2.34 คุณสมบัติของวงจรมอดูเลตแบบไม่เป็นเชิงเส้น SSPA	48
2.35 ลักษณะสเปกตรัมของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มหลังจากการขยายสัญญาณด้วย HPA	50
2.36 ไดอะแกรมฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น $x, g(x)$ และ $x - g(x)$	51
2.37 บล็อกไดอะแกรมของการส่งข้อมูลแบบจัดลำดับส่วนในการส่ง (PTS).....	53
2.38 โพล์ชาร์ตการทำงานของวิธีการ PTS แบบพื้นฐาน.....	55
2.39 แสดงโครงสร้างพื้นฐานสำหรับวิธีการ PTS แบบพื้นฐานและการคุณค่าสัมประสิทธิ์ในสัญญาณ Time domain	56
3.1 โครงสร้างของสัญลักษณ์ OFDM สำหรับวิธี I-PTS ที่นำเสนอ.....	65
3.2 แสดงโครงสร้างจากวิธี PTS พื้นฐานที่ถูกแบ่งเป็นคลัสเตอร์ย่อยเป็นวิธี I-PTS.....	65
3.3 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพค่าเอพอาร์วิธีการ PTS แบบพื้นฐานกับวิธีการ I-PTS	66
3.4 แสดงโครงสร้างของวิธี I-PTS ที่นำเสนอ.....	67
3.5 แสดงมุมเฟสที่ใช้คุณเข้ากับสัญญาณของวิธี I-PTS ที่นำเสนอ.....	68
3.6 โพล์ชาร์ตการทำงานของวิธีที่นำเสนอ I-PTS	73
3.7 โครงสร้างของเครื่องส่งที่นำเสนอ.....	74
3.8 โครงสร้างของเครื่องรับที่นำเสนอ.....	75
3.9 บล็อกไดอะแกรมการหาค่า PAPR ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแบบพื้นฐาน.....	76

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.10 บล็อกไดอะแกรมการหาค่า PAPR ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแบบที่นำเสนอโดยผ่านกระบวนการลดค่า PAPR	76
3.11 บล็อกไดอะแกรมการหาค่าอัตราการผลิตผิดพลาดข้อมูล (BER) ของระบบ.....	77
4.1 แบบจำลองของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบวิธีเพิ่มประสิทธิภาพวิธีพีทีเอส (I-PTS).....	79
4.2 ตัวอย่างสแคทเทอร์ไดอะแกรมของสัญญาณ 64QAM ในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นที่ C/N เท่ากับ 18 dB	81
4.3 แสดงการเปรียบเทียบค่า PAPR เมื่อมีการกำหนดสัมประสิทธิ์.....	82
4.4 การเปรียบเทียบค่า PAPR ระหว่างวิธีการ PTS แบบพื้นฐาน วิธีการ RCC-PTS และวิธี I-PTS ที่นำเสนอ.....	84
4.5 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างค่า PAPR กับจำนวนมมเพลสที่ใช้ในวิธี I-PTS ที่นำเสนอและ PTS พื้นฐาน.....	85
4.6 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างค่า PAPR กับจำนวนซับแคเรียที่ใช้ในวิธี I-PTS ที่นำเสนอและ PTS พื้นฐาน.....	86
4.7 การเปรียบเทียบอัตราการผลิตผิดพลาดข้อมูลในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นระหว่างวิธี RCC-PTS กับวิธี I-PTS.....	88
4.8 การเปรียบเทียบอัตราการผลิตผิดพลาดข้อมูลในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นระหว่างวิธี RCC-PTS กับวิธี I-PTS เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า IBO (dB).....	89

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของวิทยานิพนธ์และความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันการสื่อสารโทรคมนาคมนับว่าเป็นปัจจัยที่สำคัญอย่างยิ่งในการดำเนินชีวิตของมนุษย์และสภาพเศรษฐกิจปัจจุบัน เนื่องจากเป็นสิ่งที่ช่วยในการติดต่อสื่อสารพูดคุย สื่อสารข้อมูลหรือติดต่อธุรกิจกับผู้คนโดยไม่จำเป็นต้องอยู่ในสถานที่เดียวกันซึ่งสามารถทดแทนหรือลดการเดินทางลงทำให้เกิดการติดต่อสื่อสารนั้นมีความสะดวกรวดเร็วและประหยัดเวลาเป็นอย่างมากรวมถึงความสามารถในการกระจายข้อมูลข่าวสารไปยังผู้รับหลายคนในเวลาเดียวกันได้อย่างรวดเร็วตลอดจนสามารถเชื่อมโยงการสื่อสารผู้คนในประเทศต่างๆ ทั่วโลกตั้งนั้นความต้องการในการสื่อสารโทรคมนาคมจึงมีความเจริญเติบโตอย่างรวดเร็ว เห็นได้จากการเพิ่มขึ้นของความต้องการใช้อุปกรณ์สื่อสารโทรคมนาคมต่างๆ ควบคู่ไปกับการพัฒนาทางด้านเศรษฐกิจและสังคมของประเทศ ปัจจุบันความต้องการใช้เทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สาย (Wireless Communication) มีการเติบโตขึ้นอย่างรวดเร็ว เห็นได้จากความต้องการใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่ ที่เป็นจำนวนมากในปัจจุบัน ระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย (WLAN: Wireless Local Area Network) ที่มีความสามารถในการรับส่งข้อมูลด้วยความเร็วสูง ซึ่งปัจจุบันเป็นมาตรฐาน IEEE 802.11 a/b/g/n แต่ในขณะที่ย่านความถี่ที่ใช้งานอยู่นั้นมีอยู่อย่างจำกัด ดังนั้นจึงจำเป็นต้องหาวิธีการเพื่อให้เครือข่ายไร้สายนั้นมีความสามารถในการรองรับกับความต้องการในการส่งผ่านข้อมูลที่เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว

การส่งข้อมูลในระบบโอเอฟดีเอ็ม (OFDM : Orthogonal frequency Division Multiplexing) เป็นเทคนิคที่สามารถช่วยให้การรับ-ส่งข้อมูลแบบไร้สายนั้นสามารถทำได้เร็วขึ้น และการใช้งานย่านความถี่ที่มีประสิทธิภาพดียิ่งขึ้น เนื่องจากการส่งข้อมูลในระบบโอเอฟดีเอ็มนั้นจะใช้วิธีแยกขบวนของข้อมูลอนุกรมที่มีความเร็วสูงออกเป็นข้อมูลความเร็วต่ำหลายขบวนแบบขนาน แล้วทำการมอดูเลตแต่ละข้อมูลความเร็วต่ำหลายขบวนแบบขนาน แล้วทำการมอดูเลตแต่ละข้อมูลความเร็วต่ำเหล่านั้นด้วยคลื่นพาห่อย่อย และนำสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตมารวมกันส่งไปในช่องสัญญาณพร้อมกัน ดังนั้นระบบสัญญาณโอเอฟดีเอ็มจะประกอบไปด้วยหลายคลื่นพาห่อย่อยความถี่ต่างๆ ซึ่งมีอิสระในการเปลี่ยนแปลงทางด้านเฟส เมื่อคลื่นพาห่อย่อยต่างๆ เหล่านี้มีการเสริมกันทางด้านเฟสจะทำให้สัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่มีค่าพีเอพียอร์ (PAPR: Peak to Average Power Ratio) มีค่าสูงและ

เมื่อทำการขยายสัญญาณด้วยเครื่องขยายกำลังสูง (HPA: High Power Amplifier) เพื่อให้สามารถส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณโอเอฟดีเอ็มจากเครื่องส่งไปถึงเครื่องรับ จะทำให้สัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของเครื่องขยายกำลังสูงมีลักษณะถูกขลิบเนื่องจากการทำงานที่จุดอิ่มตัวของเครื่องขยายซึ่งจะทำให้ค่าความหนาแน่นของสเปกตรัมนอกย่านความถี่เพิ่มขึ้นซึ่งอาจทำให้เกิดการรบกวนระหว่างช่องสัญญาณใช้งานข้างเคียงได้ และอาจเกิดฮาร์โมนิกขึ้นมารบกวนระหว่างคลื่นพาห่อย่อยในสัญญาณโอเอฟดีเอ็มได้ และจะส่งผลให้อัตราการผิดพลาดบิตข้อมูล (BER: Bit Error Rate) มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้ประสิทธิภาพของระบบโอเอฟดีเอ็มมีค่าลดลง[1]

การลดค่า PAPR ในระบบโอเอฟดีเอ็มเป็นหัวข้อที่จำเป็นต้องถูกวิจัยและพัฒนาสำหรับการใช้งานระบบโอเอฟดีเอ็ม หนึ่งในเทคนิคการลดค่า PAPR คือวิธีการแบ่งจัดลำดับส่วนในการส่งซึ่งเรียกวิธีนี้ว่าวิธี PTS (Partial Transmit Sequence) พื้นฐาน วิธีนี้เป็นวิธีที่มีประสิทธิภาพในการลดค่า PAPR ได้ดีวิธีหนึ่ง โดยใช้เทคนิคแบ่งสัญญาณทางเวลาออกเป็นคลัสเตอร์ (Cluster) จากนั้นจะทำการคูณสัญญาณทางเวลาที่ถูกแบ่งด้วยสัมประสิทธิ์เพื่อที่จะหาสัญญาณผลลัพธ์ทางเวลาที่มีค่า PAPR ที่ดีที่สุด แต่อย่างไรก็ตามวิธีการนี้มีการคำนวณความซับซ้อนที่สูงมากและจำนวนของกลุ่มของข้อมูลสัมประสิทธิ์ (Side Information) ที่ใช้คูณกับสัญญาณจะเพิ่มขึ้นเมื่อมีการเพิ่มจำนวนคลัสเตอร์ (Cluster) หรือการเพิ่มจำนวนของสัมประสิทธิ์ (Weighting factor) เพื่อที่จะแก้ปัญหาเรื่องความซับซ้อน วิธีการลดความซับซ้อนการหาค่าสัมประสิทธิ์สำหรับวิธี PTS ถูกนำเสนอและเรียกวิธีนี้ว่าวิธี RCC-PTS (Reduced Computation Complexity PTS) ซึ่งวิธี RCC-PTS สามารถลดการคำนวณความซับซ้อนได้ แต่ค่าประสิทธิภาพในการลดค่า PAPR ลดลงเล็กน้อย แต่อย่างไรก็ตามวิธีการ PTS พื้นฐานและวิธี RCC-PTS ยังสามารถเพิ่มประสิทธิภาพการลดค่า PAPR ได้อีกเพื่อให้สัญญาณโอเอฟดีเอ็มเกิดอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูลน้อยที่สุด เมื่อทำการขยายสัญญาณด้วยเครื่องขยายกำลังสูง

จากปัญหาที่กล่าวมาข้างต้น งานวิจัยนี้ได้นำเสนอวิธีใหม่เพื่อที่จะลดค่า PAPR และลดการคำนวณความซับซ้อนของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม โดยเรียกวิธีนี้ว่าวิธีเพิ่มประสิทธิภาพวิธีพีทีเอส (Improved PTS) ซึ่งสามารถลดค่า PAPR และลดความซับซ้อนในการคำนวณของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มได้ดีกว่าวิธี PTS พื้นฐาน วิธีการที่นำเสนอนี้จะใช้เทคนิคการแบ่งสัญญาณทางเวลาของแต่ละคลัสเตอร์ออกเป็นสองส่วนคลัสเตอร์ย่อย แล้วจากนั้นจะทำการคูณด้วยค่าสัมประสิทธิ์ที่มีความสัมพันธ์กันระหว่างสองส่วนคลัสเตอร์ย่อย ในการที่จะลดความซับซ้อนในการค้นหาสัมประสิทธิ์ วิธีการค้นหาสัมประสิทธิ์ของแต่ละคลัสเตอร์ย่อยของวิธี RCC-PTS ถูกใช้งานร่วมกับวิธีเพิ่มประสิทธิภาพวิธีพีทีเอส ดังนั้นวิธีการที่นำเสนอจึงมีประสิทธิภาพในการลดค่า PAPR ได้ดีกว่าวิธีการ PTS พื้นฐานและวิธี RCC-PTS อีกทั้งยังสามารถลดความซับซ้อนในการคำนวณได้เทียบเท่ากับวิธีเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RCC-PTS พร้อมทั้งจำนวนของกลุ่มของข้อมูลสัมประสิทธิ์ (Side Information) ที่ใช้คูณกับสัญญาณ ไม่เพิ่มขึ้นอีกด้วย

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

การส่งข้อมูลในระบบโอเอฟดีเอ็มเป็นเทคนิคหนึ่งที่จะสามารถตอบสนองกับความต้องการในการสื่อสารด้วยความเร็วสูงในอนาคตได้ เนื่องจากการใช้งานย่านความถี่ที่มีประสิทธิภาพดังที่ได้กล่าวมาข้างต้น สัญญาณโอเอฟดีเอ็มนั้นจะเป็นผลรวมของหลายคลื่นพาห่อย่อยที่มีอิสระในการเปลี่ยนแปลงทางเฟสของสัญญาณ จึงทำให้เกิดปัญหาอย่างหนึ่งคือ เมื่อคลื่นพาห่อย่อยเหล่านั้นมีการเสริมกันทางด้านเฟส จะทำให้สัญญาณโอเอฟดีเอ็มมีค่า PAPR สูงเกินกว่าค่าที่เหมาะสมสำหรับอินพุตของเครื่องขยายกำลังสูง ซึ่งอาจทำให้สัญญาณที่ได้ทางเอาต์พุตของเครื่องขยายสัญญาณมีลักษณะถูกขลิบและส่งผลให้สเปกตรัมนอกย่านความถี่และอัตราการผลิตบิตข้อมูลมีค่าเพิ่มขึ้น [2] ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการศึกษาปัญหาที่เกิดขึ้นกับระบบโอเอฟดีเอ็ม เพื่อลดความซับซ้อนในการคำนวณและเพิ่มประสิทธิภาพในการลดค่า PAPR ของระบบ โดยวิธีการที่นำเสนอนี้จะใช้การกำหนดค่าสัมประสิทธิ์เพื่อให้ได้ค่า PAPR ที่ดีที่สุด และการค้นหาลำดับค่าสัมประสิทธิ์ร่วมกับวิธี RCC-PTS เพื่อลดความซับซ้อนในการคำนวณของระบบ ซึ่งวิธี I-PTS ที่นำเสนอมีมีประสิทธิภาพในการลดค่า PAPR ได้ดีกว่าวิธีการ PTS พื้นฐานและวิธี RCC-PTS และยังสามารถลดความซับซ้อนในการคำนวณได้ดีกว่าวิธี PTS พื้นฐาน พร้อมทั้งจำนวนของกลุ่มของข้อมูลสัมประสิทธิ์ที่ใช้คูณกับสัญญาณไม่เพิ่มขึ้นอีกด้วย

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

การเพิ่มขึ้นของสเปกตรัมนอกย่านความถี่ใช้งานและค่าอัตราการผลิตบิตข้อมูล เป็นผลมาจากสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ผ่านการขยายนั้นถูกขลิบทางด้านแอมพลิจูด เนื่องจากค่า PAPR ของสัญญาณทางด้านอินพุตของเครื่องขยายกำลังสูง นั้นมีค่าสูงเกินกว่าค่าที่เหมาะสมต่อคุณสมบัติการขยายสัญญาณของเครื่องขยายกำลังสูง ซึ่งหากทำการลดค่า PAPR ของสัญญาณให้มีค่าที่เหมาะสมก่อนทำการขยายสัญญาณด้วยเครื่องขยายกำลังสูง ก็จะสามารถลดค่าสเปกตรัมนอกย่านความถี่ใช้งานที่เกิดขึ้นจากการทำงานของเครื่องขยายกำลังสูงได้ และทำให้ค่าอัตราการผลิตบิตข้อมูลน้อยลงด้วย

ในการแก้ปัญหาค่า PAPR ของระบบโอเอฟดีเอ็ม โดยการนำวิธี PTS พื้นฐานมาใช้นั้นจะเห็นได้ว่าการที่จะสามารถลดค่า PAPR ของระบบได้นั้นจะต้องทำการเพิ่มจำนวนกลุ่มของข้อมูลสัมประสิทธิ์และจำนวนของคลัสเตอร์ ซึ่งก็จะทำให้ระบบมีกระบวนการที่ยุ่งยากและซับซ้อนมากขึ้น เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากจำนวนของกลุ่มของข้อมูลสัมประสิทธิ์และคลัสเตอร์ที่เพิ่มขึ้นตาม จากปัญหานี้เองจึงได้มีแนวคิดในการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ให้กับวิธีจัดลำดับส่วนในการส่ง เพื่อลดค่า PAPR โดยไม่ทำให้ขนาดกลุ่มของข้อมูลสัมประสิทธิ์เพิ่มขึ้นหรืออีกนัยหนึ่งก็คือมีขนาดของกลุ่มของข้อมูลสัมประสิทธิ์ที่ส่งไปยังเครื่องรับมีขนาดเท่ากับวิธี PTS พื้นฐาน ซึ่งวิธีการนี้จะทำการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมให้กับสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม จากนั้นก็จะทำการนำค่าสัมประสิทธิ์นี้คูณเข้าไปกับสัญญาณแล้วส่งออกไป ในส่วนของการลดความซับซ้อนของระบบจะใช้วิธีการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์แบบใหม่ร่วมกับวิธี RCC-PTS เพื่อลดการคำนวณการคูณของวิธี PTS พื้นฐาน ซึ่งวิธีที่นำเสนอนี้จะให้ประสิทธิภาพการลดค่า PAPR ที่ดีกว่าและยังลดความซับซ้อนของระบบ

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

วิธีการลดค่า PAPR ในระบบโอเอฟดีเอ็มที่ทราบกันโดยทั่วไปได้แก่ วิธีเอสแอลเอ็ม (SLM) และวิธี PTS พื้นฐาน ซึ่งทั้งสองวิธีการจะมีการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้ในการคูณกลับสัญญาณข้อมูล หรือ มีการกำหนดรูปแบบของสัมประสิทธิ์ที่ใช้ในการคูณไว้ล่วงหน้า เพื่อใช้ในการคูณกับสัญญาณข้อมูลและค้นหาสัญญาณหลังจากการคูณนี้ จากนั้นเลือกเอาสัญญาณที่มีค่า PAPR ที่ต่ำที่สุดเพื่อที่จะทำการส่งต่อไป ทางด้านเครื่องรับสามารถดึงเอาสัญญาณเดิมกลับมาได้นั้น จำเป็นต้องทราบค่าสัมประสิทธิ์ที่คูณทางด้านเครื่องรับจากกลุ่มของข้อมูลสัมประสิทธิ์ที่ถูกส่งมากับสัญญาณ ซึ่งทั้งสองวิธีการที่กล่าวมาข้างต้นทำให้ระบบมีความยุ่งยากซับซ้อนมาก

แต่ดั้งเดิมวิธี PTS พื้นฐาน เป็นวิธีที่ให้ประสิทธิภาพการลดค่า PAPR ได้ดีวิธีหนึ่ง แต่ด้วยกระบวนการที่ซับซ้อนจึงได้มีการวิจัยและพัฒนาเพิ่มเติมจากเดิม และวิธี RCC-PTS ก็เป็นวิธีหนึ่งที่ได้เสนอการลดจำนวนสัมประสิทธิ์การคูณที่ลดลงเมื่อเทียบกับวิธี PTS พื้นฐาน และให้ผลประสิทธิภาพการลดค่า PAPR ที่เท่ากัน วิธีที่เรานำเสนอคือวิธีเพิ่มประสิทธิภาพวิธีพีทีเอส (I-PTS) ก็เป็นวิธีหนึ่งที่ได้ถูกพัฒนาและนำเสนอขึ้นมาในการลดค่า PAPR สำหรับการส่งสัญญาณในระบบโอเอฟดีเอ็ม ด้วยลักษณะเด่นคือการแบ่งสัญญาณทางเวลาของแต่ละคลัสเตอร์ออกเป็นคลัสเตอร์ย่อย ซึ่งได้ให้ผลประสิทธิภาพการลดค่า PAPR ที่ดีกว่าเมื่อเทียบกับวิธี PTS พื้นฐาน แต่ก็มีข้อเสียคือมีความซับซ้อนในการคำนวณที่สูงเมื่อเทียบกับวิธี PTS พื้นฐาน. ในงานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอเทคนิควิธีการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ในแต่ละคลัสเตอร์ย่อยของวิธี I-PTS แบบใหม่ ใช้ร่วมกับแนวคิดการลดความซับซ้อนในการคำนวณจากวิธี RCC-PTS ซึ่งวิธีที่นำเสนอได้ให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าวิธีแบบพื้นฐานทั้งด้านการลดค่า PAPR และความซับซ้อนในการคำนวณ

1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน

วิธีการลดค่า PAPR ของวิธี PTS พื้นฐานจะใช้วิธีการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้คุณเพื่อลดค่า PAPR ไว้แน่นอนตายตัว จากนั้นจะเปรียบเทียบหาค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้คุณนี้ทีละตัว โดยจะเลือกเอาตัวที่สามารถลดค่า PAPR ได้ดีที่สุดจากทั้งหมดเพื่อใช้ในการคุณและส่งสัญญาณต่อไป

ในส่วนของวิธี I-PTS ที่นำเสนอเมื่อเทียบกับวิธี PTS พื้นฐาน ในส่วนสัญญาณทางเวลาของแต่ละคลัสเตอร์ที่ถูกแบ่งออกเป็นสองคลัสเตอร์ย่อยแล้วนำไปคุณเข้ากับค่าเฟสแพคเตอร์ที่ต่างกัน โดยการใช้เทคนิคการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ที่คุณเข้ากับสัญญาณทางเวลาแบบใหม่ จะให้ค่าอัตราส่วนระหว่างกำลังสูงสุดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณต่ำกว่าเมื่อใช้วิธีการแบบพื้นฐาน และให้ค่าสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลที่ดีกว่าวิธี PTS พื้นฐาน ในขณะที่ใช้วิธีการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์แบบใหม่ร่วมกับวิธี RCC-PTS ยังสามารถลดการคำนวณความซับซ้อนในการคุณสัญญาณของระบบได้อีกด้วย

1.6 ขอบเขตการวิจัย

การวิจัยของวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้นำเสนอวิธีการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์แบบใหม่ร่วมกับแนวคิดลดความซับซ้อนในการคำนวณของวิธี RCC-PTS มาใช้กับวิธี I-PTS เพื่อลดค่า PAPR และลดการคำนวณความซับซ้อนของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ใช้วิธี PTS พื้นฐานซึ่งรวมถึงการใช้ตัวขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Non-Linear Amplifier) รวมทั้งยังเปรียบเทียบกับวิธี RCC-PTS โดยใช้คอมพิวเตอร์ในการจำลองระบบด้วยโปรแกรม MATLAB ผลที่ได้แสดงถึงค่าประสิทธิภาพของกระบวนการลดค่า PAPR การลดความซับซ้อนในการคำนวณระหว่างวิธี I-PTS ที่นำเสนอเทียบกับวิธี PTS พื้นฐานและวิธี RCC-PTS รวมทั้งแสดงประสิทธิภาพของอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบที่นำเสนอเปรียบเทียบกับวิธี PTS พื้นฐาน และวิธี RCC-PTS

1.7 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บทด้วยกันดังต่อไปนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมติฐานของการศึกษา ทฤษฎีแนวทางที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตของการวิจัยและขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงระบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐานและทฤษฎีที่ใช้ในการวิจัย ซึ่งประกอบด้วย การสร้างคลื่นพายุย่อยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม คุณสมบัติของการออโธโกนอล เครื่องส่งและเครื่องรับของระบบโอเอฟดีเอ็ม การใส่ช่วงเวลาป้องกัน (Guard Time) การหาอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุด (PAPR) สัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน เครื่องขยายกำลังสูง (HPA) วิธี PTS พื้นฐานและวิธี RCC-PTS และส่วนของการส่งข้อมูลสัมประสิทธิ์ (Side Information)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3 การใช้วิธีการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ใช้งานร่วมกับวิธีเพิ่มประสิทธิภาพวิธีพีทีเอส (I-PTS) และวิธีการลดการคำนวณความซับซ้อนของระบบ รวมทั้งแบบจำลองของระบบที่ใช้ในการหาค่าประสิทธิภาพทั้งอัตราส่วนระหว่างกำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณเอ้าพุทและอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลในระบบ

บทที่ 4 กล่าวถึงการหาประสิทธิภาพของระบบ ประกอบไปด้วยพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ ประสิทธิภาพของระบบ ได้แก่ การลดลงของค่าอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุดและอัตราความผิดพลาดข้อมูลของระบบ เพื่อแสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอสามารถที่ช่วยให้ประสิทธิภาพที่ดีขึ้น

บทที่ 5 กล่าวถึงบทสรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง โดยกล่าวถึงสรุปผลของวิธี I-PTS ที่ได้นำเสนอเปรียบเทียบกับวิธี PTS พื้นฐานและวิธี RCC-PTS สรุปปัญหาที่เกิดขึ้นพร้อมข้อเสนอแนะของวิทยานิพนธ์



บทที่ 2

ระบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐาน และทฤษฎีในการวิจัย

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานต่างๆที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยนี้ ซึ่งเนื้อหาจะกล่าวถึงเทคนิค และทฤษฎีพื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็มซึ่งเนื้อหาทั้งหมดนี้จำเป็นสำหรับการศึกษา และประเมิน ประสิทธิภาพของระบบโอเอฟดีเอ็ม

2.1 พื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็ม

หลักการพื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็มคือการแยกขบวนข้อมูลอนุกรมความเร็วสูงออกเป็น ขบวนข้อมูลความเร็วต่ำแบบขนานหลายขบวน แล้วทำการมอดูเลตข้อมูลแบบขนานเหล่านั้นด้วย คลื่นพาห้อย่อยหลายความถี่ แล้วนำสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตมารวมกันและทำการส่งไปยัง เครื่องรับพร้อมกัน ซึ่งเทคนิคดังกล่าวสามารถช่วยลดผลกระทบที่เกิดจากการกระจายคลื่นแบบหลาย ทิศทางในช่องสัญญาณแบบหลายวิถีได้ เนื่องจากข้อมูลแบบความเร็วต่ำนั้นจะมีค่าช่วงเวลาของ สัญลักษณ์ (Symbol Duration) เพิ่มขึ้น และในแต่ละสัญลักษณ์นั้นจะมีการป้องกันการเกิดการ ข้อนทับของสัญลักษณ์ (Inter Symbol Interference : ISI) โดยการเพิ่มแถบป้องกัน (Guard Time Interval : GI) เข้าไปในทุกๆสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม ซึ่งข้อมูลที่อยู่ในแถบป้องกันนั้นก็คือข้อมูลที่อยู่ ส่วนท้ายของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม ซึ่งถูกคัดลอกแล้วนำมาไว้ข้างหน้าสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มเดิม และ จะช่วยป้องกันการรบกวนเนื่องจากการทับซ้อนระหว่างความถี่คลื่นพาห้อย่อย (Inter Carrier Interference : ICI) ในสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม

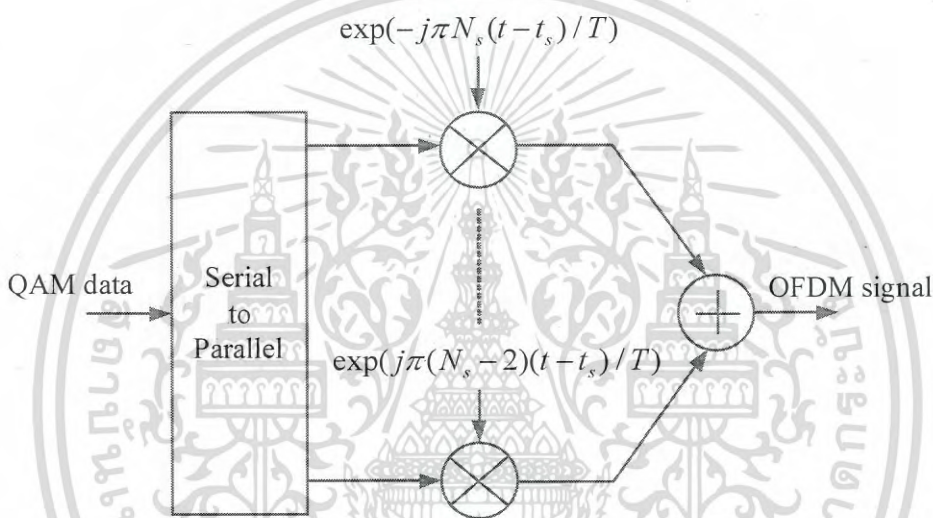
ในการออกแบบระบบโอเอฟดีเอ็มนั้นตัวแปรที่ต้องนำมาพิจารณา ได้แก่ จำนวนของ คลื่นพาห้อย่อย แถบป้องกัน ช่วงเวลาของสัญลักษณ์ ระยะห่างระหว่างคลื่นพาห้อย่อย วิธีการมอดู เลตของข้อมูลในแต่ละคลื่นพาห้อย่อย และวิธีในการแก้ไขข้อผิดพลาดข้อมูล เป็นต้น

2.1.1 การสร้างคลื่นพาห้อย่อยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม

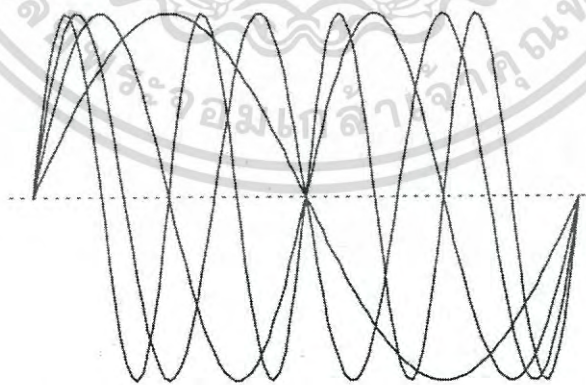
สัญญาณโอเอฟดีเอ็มนั้นเป็นผลรวมของหลายคลื่นพาห้อย่อยซึ่งถูกมอดูเลตแบบพีเอส เค (PSK: Phase Shift Keying) หรือแบบคิวเอเอ็ม (QAM : Quadrature Amplitude Modulation) เมื่อกำหนดให้ d_i คือ สัญลักษณ์ข้อมูลเชิงซ้อนของคิวเอเอ็ม N คือจำนวนของ คลื่นพาห้อย่อย และ T คือช่วงเวลาของสัญลักษณ์ โดยหนึ่งสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มนั้นจะเริ่มต้นที่เวลา $t = t_s$ ดังนั้นสามารถเขียนสมการของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในหนึ่งสัญลักษณ์ได้ดังสมการที่ 2.1

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

โดยที่ $s(t) = 0$, $t < t_s$ และ $t > t_s + T$ และในรูปที่ 2.1 แสดงลักษณะการมอดูเลตแบบโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งจะทำการแยกขบวนข้อมูลอนุกรมความเร็วสูงออกเป็นขบวนข้อมูลความเร็วต่ำแบบขนาน และทำการมอดูเลตด้วยคลื่นพหุย่อยหลายความถี่ที่มีคุณสมบัติออร์โธโกนอลของคลื่นพหุย่อย แล้วนำสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตมารวมกันและส่งไปยังเครื่องรับพร้อมกัน



รูปที่ 2.1 ลักษณะการมอดูเลตแบบโอเอฟดีเอ็ม [3]



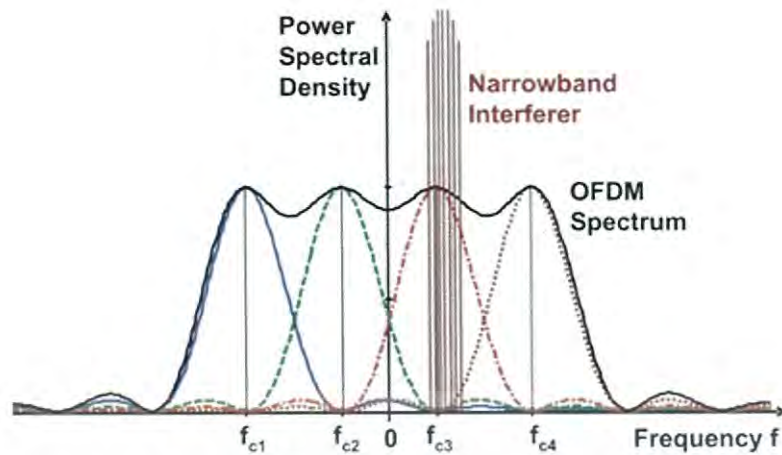
รูปที่ 2.2 ตัวอย่างสัญญาณโอเอฟดีเอ็มหนึ่งสัญลักษณ์ที่ประกอบด้วย 4 คลื่นพหุย่อย[3]

ในรูปที่ 2.2 แสดงตัวอย่างสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในหนึ่งสัญลักษณ์ซึ่งประกอบด้วย 4 คลื่นพหุคูณที่มีเฟสและแอมพลิจูดที่เท่ากัน โดยมีจำนวนลูกคลื่นของแต่ละคลื่นพหุคูณในหนึ่งช่วงเวลาของสัญลักษณ์เป็นจำนวนเต็ม โดยจำนวนลูกคลื่นของแต่ละคลื่นพหุคูณในช่วงเวลา T นั้นจะต่างกันทีละหนึ่งลูกคลื่นระหว่างคลื่นพหุคูณข้างเคียง ซึ่งเป็นคุณสมบัติของความเป็นออร์โธโกนอลของความถี่ระหว่างคลื่นพหุคูณ

เมื่อคลื่นพหุคูณที่ j^{th} ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มตามสมการที่ 2.1 ผ่านกระบวนการตีมอดูเลตที่ทางด้านเครื่องรับด้วยความถี่ j/T ดังตามสมการที่ 2.2 ซึ่งจะได้ข้อมูลคิวเอเอ็มทางเอาท์พุท คือ $d_{j+N/2}$ คูณด้วยค่าคงที่ T โดยจะอยู่ในรูปสัญลักษณ์คิวเอเอ็มของคลื่นพหุคูณสำหรับคลื่นพหุคูณอื่นนั้น ค่าผลรวมของการอินทิเกรตคลื่นพหุคูณจะมีค่าเป็นศูนย์ เนื่องจากความแตกต่างของความถี่คลื่นพหุคูณ $(i'-j')/T$ มีค่าเป็นจำนวนเต็ม ซึ่งจะทำให้จำนวนรอบของการอินทิเกรตในช่วงเวลา T มีค่าเป็นจำนวนเต็ม ดังนั้นผลที่ได้จากการอินทิเกรตจะมีค่าเป็นศูนย์

$$\begin{aligned} y(t) &= \int_{t_s}^{t_s+T} \exp(-j2\pi \frac{j'}{T}(t-t_s)) \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp(j2\pi \frac{i'}{T}(t-t_s)) dt \\ &= \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+N_s/2} \int_{t_s}^{t_s+T} \exp(j2\pi \frac{i'-j'}{T}(t-t_s)) dt \\ &= d_{i+N_s/2} T \end{aligned} \quad (2.2)$$

และจากสมการที่ 2.1 แต่ละสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มจะประกอบด้วยคลื่นพหุคูณที่มีความเป็นออร์โธโกนอลกัน โดยจะสามารถหาค่าของข้อมูลได้ในช่วงเวลา T และที่ความถี่อื่นนั้นค่าแอมพลิจูดจะมีค่าเป็นศูนย์ และสามารถแสดงลักษณะสเปกตรัมของคลื่นพหุคูณได้ดังรูปที่ 2.3 จะเห็นว่าสเปกตรัมของแต่ละสัญญาณคลื่นพหุคูณนั้นจะมีการซ้อนทับกัน โดยที่ตำแหน่งสเปกตรัมของคลื่นพหุคูณตัวหนึ่งตัวใดมีกำลังงานสูงสุด สเปกตรัมของคลื่นพหุคูณตัวอื่นๆทั้งหมดที่ตำแหน่งเดียวกันจะมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นทางเครื่องรับระบบโอเอฟดีเอ็มจะสามารถคำนวณเพื่อทำการตีมอดูเลตแต่ละคลื่นพหุคูณได้ โดยอาศัยค่าสูงสุดของสเปกตรัมของแต่ละคลื่นพหุคูณซึ่งจะไม่มี การรบกวนจากคลื่นพหุคูณอื่น [4]



รูปที่ 2.3 สเปกตรัมสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ประกอบด้วย N คลื่นพหุย่อย[4]

ความเป็นออร์โธโกนอลของคลื่นพหุย่อยนั้น สามารถพิสูจน์ได้ตามสมการที่ 2.3 โดยฟังก์ชัน $\phi_m(x)$ และ $\phi_n(x)$ จะมีความเป็นออร์โธโกนอลซึ่งกันและกันก็ต่อเมื่อ

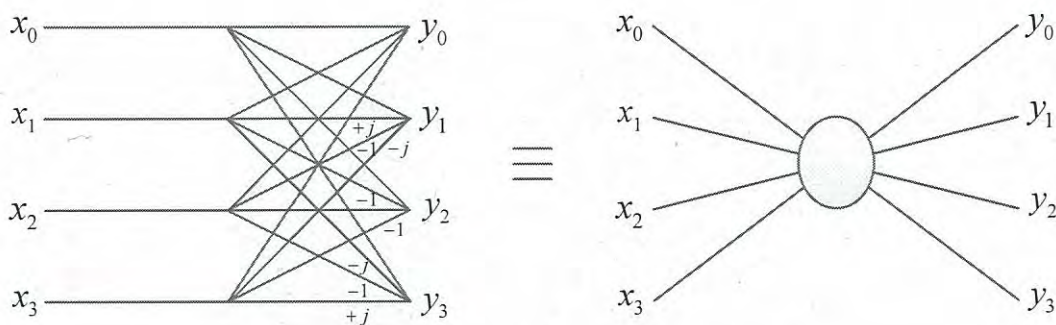
$$\int_0^T \phi_m(x) \phi_n(x) dx = \begin{cases} 0 & m \neq n \\ C & m = n \end{cases} \quad (2.3)$$

สัญญาณเบสแบนด์โอเอฟดีเอ็มในรูปเชิงซ้อนดังสมการที่ 2.1 นั้น สามารถหาได้จากการแปลงดิสครีตฟูริเยร์ผกผัน (IDFT: Inverse Discrete Fourier Transform) โดยสามารถหาได้จากสมการที่ 2.4 เมื่อค่าเวลา t จากสมการที่ 2.1 จะถูกแทนด้วยจำนวนของการสุ่มตัวอย่าง n

$$s(k) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp(j2\pi \frac{nk}{N}) \quad , 0 \leq k \leq N-1 \quad (2.4)$$

การแปลงกลับดิสครีตฟูริเยร์นั้น สามารถปรับปรุงให้มีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นได้โดยใช้วิธีการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็ว โดยในการหาค่าของการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็วจำนวน 4 จุดนั้น สามารถลดความซับซ้อนในการคำนวณได้โดยการใช้อัลกอริทึมแบบ Radix-4 (Radix-4 algorithm) ซึ่งในแต่ละจุดนั้นจะประกอบด้วยค่า $\{1, -1, j, -j\}$ ดังรูปที่ 2.8 แสดงแผนภาพผีเสื้อแบบ Radix -4 (Radix-4 butterfly) ซึ่งมีอินพุตของการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็วคือ x_0, x_1, x_2 และ x_3 จะได้อเอาท์พุทคือ y_0, y_1, y_2 และ y_3 เช่น y_1 จะมีค่าเท่ากับ $x_0 + jx_1 - x_2 - jx_3$ ซึ่งค่าที่ได้นั้นสามารถนำมาคำนวณหาเฟสของสัญญาณเอาต์พุตได้ ซึ่งมีค่าเท่ากับ $\exp(j2\pi nk / N)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้เพื่อใช้ในการวิจัยเท่านั้น ไม่ควรนำมาใช้เพื่อประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



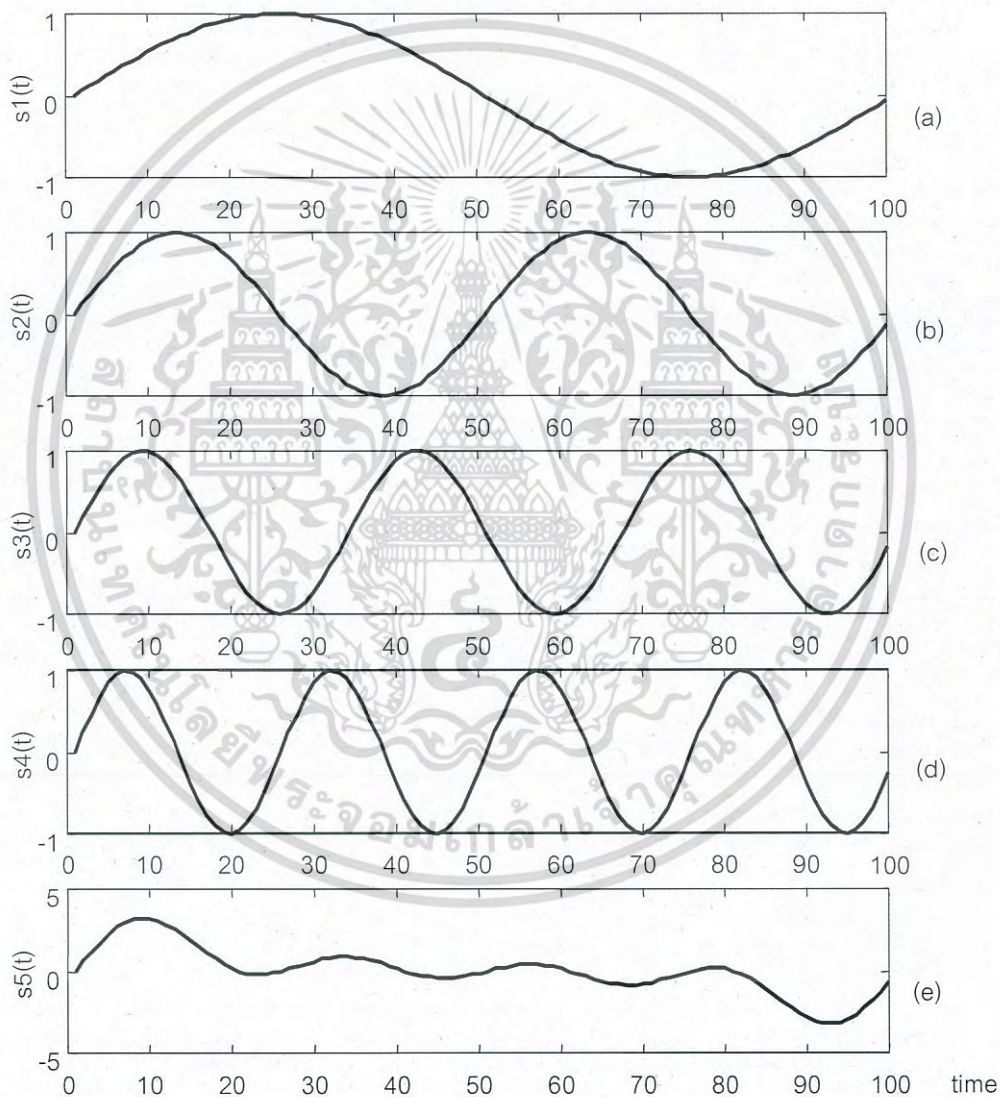
รูปที่ 2.4 แผนภาพสี่เหลี่ยมแบบเรดิกซ์-4 [4]

2.1.2 คุณสมบัติของการออโธโกนอล

สัญญาณจะออโธโกนอลกันถ้ามีความเป็นอิสระร่วมกัน (mutually independent) ของแต่ละสัญญาณ คุณสมบัติของการออโธโกนอลจะทำให้สามารถส่งสัญญาณหลายๆ สัญญาณรวมกันไปในช่องสัญญาณการสื่อสารเดียวกันและสามารถที่จะกู้สัญญาณกลับมาได้โดยไม่มีการแทรกสอดซึ่งกันและกัน ปกติแล้วส่วนมากการมัลติเพล็กซ์รูปแบบต่างๆ นั้นจะมีคุณสมบัติของการออโธโกนอลโดยธรรมชาติ ตัวอย่างเช่นการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลาซึ่งสามารถที่จะส่งสัญญาณข่าวสารหลายๆสัญญาณไปในช่องการสื่อสารเดียวกันโดยอาศัยการส่งคนละช่วงเวลา (time slot) คือในระหว่างที่ส่งสัญญาณข่าวสารสัญญาณใดสัญญาณหนึ่งนั้นจะไม่มีส่งสัญญาณข่าวสารสัญญาณอื่น ส่วนสัญญาณข่าวสารอื่นๆ นั้นจะส่งในช่วงเวลาถัดไปดังนั้นจึงทำให้ไม่เกิดแทรกสอดระหว่างสัญญาณข่าวสารที่ส่งเพราะระบบการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลานั้นมีลักษณะของการออโธโกนอลในส่วนการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่นั้นสัญญาณข่าวสารแต่ละสัญญาณนั้นจะออโธโกนอลกันโดยไม่เกิดการแทรกสอดซึ่งกันและกันโดยการส่งที่คลื่นพาห้คนละความถี่และแถบความถี่ที่ห่างกันเพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนกันระหว่างสัญญาณที่ใช้คลื่นพาห้ที่มีความถี่ใกล้เคียงกัน ถึงแม้ว่าวิธีการเหล่านี้จะมีความเป็นออโธโกนอลในส่วนของระบบโอเอฟดีเอ็มจะเป็นรูปแบบการมัลติเพล็กซ์ของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่โดยที่คลื่นย่อยๆ ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มนั้นจะมี สเปกตรัมที่ซ้อนทับกันซึ่งมีความเป็นไปได้ในทางทฤษฎีถ้าสามารถที่จะรักษาคุณสมบัติของการออโธโกนอลระหว่างคลื่นพาห้ย่อยเหล่านั้นได้

การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็มนั้นจะมีคุณสมบัติของการออโธโกนอลในแกนความถี่ โดยสามารถที่จะส่งสัญญาณข่าวสารไปในคลื่นพาห้ย่อยที่ต่างกันโดยไม่เกิดการรบกวนกัน สัญญาณโอเอฟดีเอ็มสามารถสร้างจากผลรวมของสัญญาณไซน์ซายด์ (sinusoid signal) หลายๆสัญญาณ ซึ่งแต่ละเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

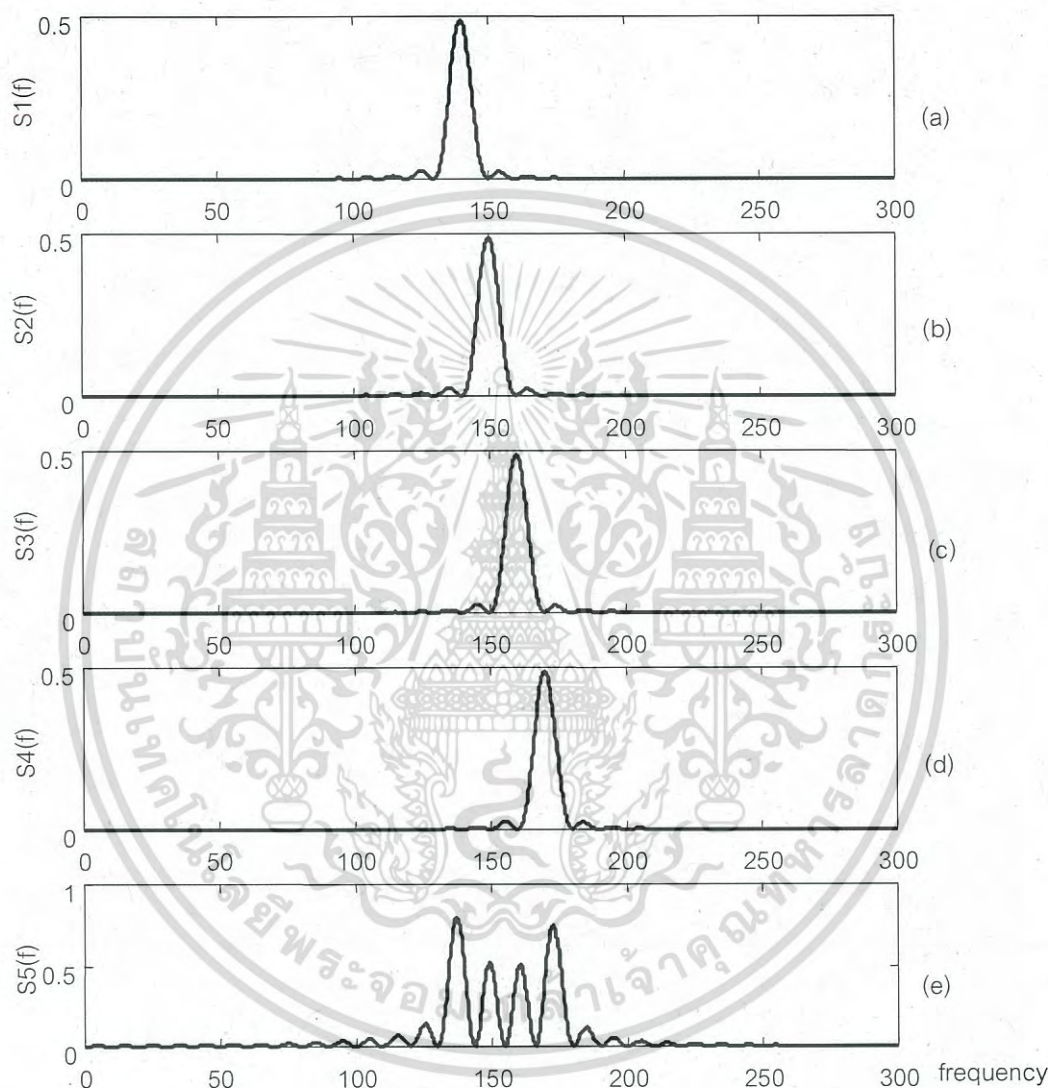
สัญญาณก็คือคลื่นพาย้อยแต่ละตัวนั่นเอง ความถี่เบสแบนด์ (baseband frequency) ของแต่ละคลื่นพาย้อยจะกำหนดให้เป็นจำนวนเต็มของส่วนกลับของช่วงเวลาของสัญลักษณ์หนึ่งสัญลักษณ์ โดยผลที่ได้จะทำให้แต่ละคลื่นพาย้อยนั้นมีจำนวนของลูกคลื่น (cycle) เป็นจำนวนเต็มในหนึ่งสัญลักษณ์และผลที่ตามมาก็จะทำให้แต่ละคลื่นพาย้อยนั้นออร์โธโกนอลกัน ในรูปที่ 2.5 แสดงรูปแบบของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่มีคลื่นพาย้อยจำนวน 4 คลื่นพาย้อย



รูปที่ 2.5 โครงสร้างของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแกนเวลา

รูปที่ 2.5(a), (b), (c) และ (d) แสดงคลื่นพาย้อยแต่ละสัญญาณซึ่งประกอบด้วยลูกคลื่นจำนวน 1, 2, 3 และ 4 ลูกคลื่น ในช่วงเวลาหนึ่งสัญลักษณ์ตามลำดับ โดยที่คลื่นพาย้อยแต่ละเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณนั้นจะมีเฟสเป็นศูนย์ และจะสังเกตได้ว่าแต่ละคลื่นพหุย่อยจะมีจำนวนลูกคลื่นเป็นจำนวนเต็มในช่วงเวลาของหนึ่งสัญญาณ ในส่วนของรูปที่ 2.5(e) เป็นสัญญาณเมื่อทำการรวมคลื่นพหุย่อยทั้ง 4 สัญญาณเข้าด้วยกัน



รูปที่ 2.6 สัญญาณในแกนความถี่ของคลื่นพหุย่อยแต่ละสัญญาณ

รูปที่ 2.6(a), (b), (c) และ (d) จะแสดงสัญญาณในแกนความถี่ของคลื่นพหุย่อยแต่ละสัญญาณในรูปที่ 2.6(a), (b), (c) และ (d) ตามลำดับ และในรูปที่ 2.6(e) นั้นจะแสดงสัญญาณเมื่อทำการรวมคลื่นพหุย่อยทั้ง 4 สัญญาณเข้าด้วยกันในแกนความถี่

เซตของฟังก์ชันแต่ละฟังก์ชันนั้นจะออร์โธโกนอลกันก็ต่อเมื่อมีสถานะที่เข้ากับสถานะใน

สมการที่ 2.5 ถ้าฟังก์ชันใดๆ 2 ฟังก์ชันที่แตกต่างกันเมื่อนำมาคูณกันแล้วทำการอินทิเกรตในช่วงเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่วารณใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของหนึ่งสัญลักษณ์ผลที่ได้จะมีค่าเป็นศูนย์ซึ่งแสดงว่า 2 ฟังก์ชันนั้นออร์โธโกนอลกัน และอีกทางหนึ่งเมื่อเรามองเครื่องรับสัญญาณที่แมตช์กับฟังก์ชันใดฟังก์ชันหนึ่ง เครื่องรับก็จะรับได้เฉพาะฟังก์ชันนั้น ส่วนฟังก์ชันอื่นเมื่อทำการอินทิเกรตแล้วจะได้ผลลัพธ์เป็นศูนย์

$$\int_0^T S_i(t) S_j(t) dt = \begin{cases} C & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (2.5)$$

สมการที่ 2.6 แสดงเซตของสัญญาณไซน์ซอว์ทึทออร์โธโกนอลกัน ซึ่งแสดงให้เห็นถึงคลื่นพายห์ย่อยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ยังไม่ได้มีการมอดูเลต

$$S_k(t) = \begin{cases} \sin(2\pi k f_0 t) & 0 < t < T \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad k = 1, 2, \dots, M \quad (2.6)$$

เมื่อ f_0 คือ ระยะห่างระหว่างคลื่นพายห์ย่อย
 M คือ จำนวนของคลื่นพายห์ย่อย
 T คือ ช่วงเวลาของสัญลักษณ์หนึ่งสัญลักษณ์

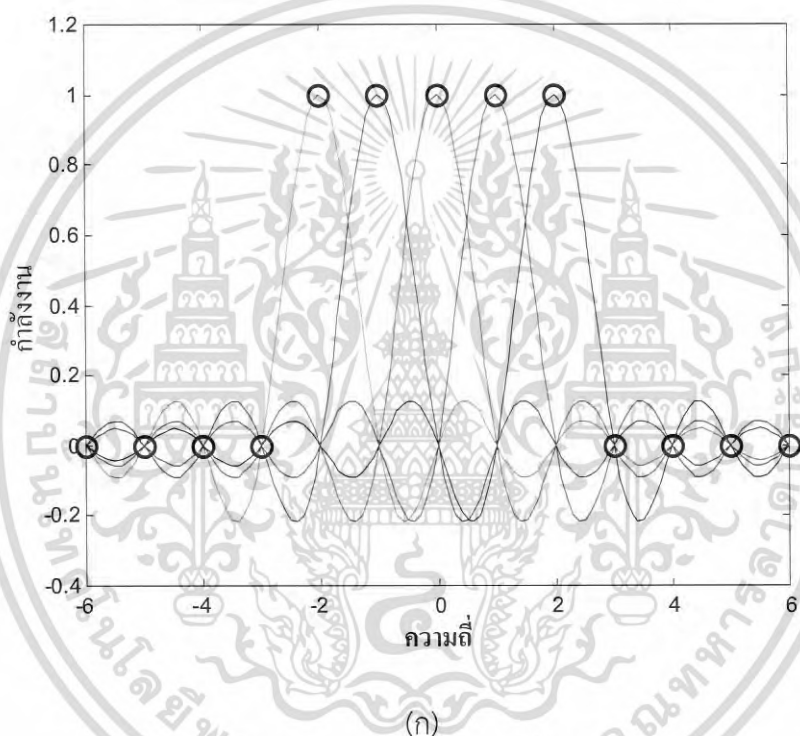
จากสมการที่ 2.6 จะเห็นได้ว่าความถี่สูงสุดของคลื่นพายห์ย่อยนั้นจะมีค่าเท่ากับ Mf_0 และความกว้างของแถบความถี่ที่ใช้ในการส่งผ่านจะมีค่าเท่ากับ Mf_0 เช่นกัน

2.1.3 คุณสมบัติของการออร์โธโกนอลในแกนความถี่

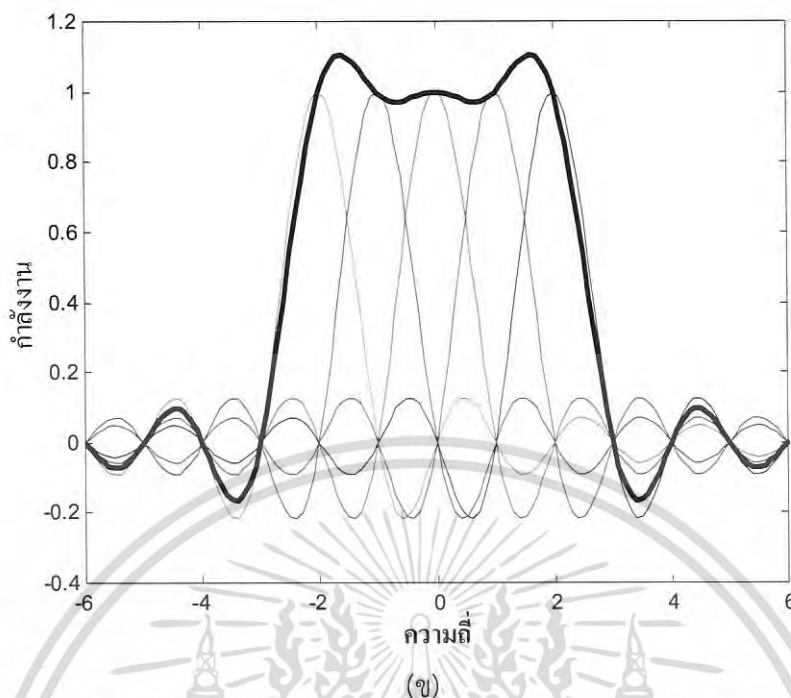
วิธีหนึ่งที่แสดงคุณสมบัติของการออร์โธโกนอลของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มก็คือพิจารณาที่สเปกตรัมของสัญญาณในแกนความถี่นั้นแต่ละคลื่นพายห์ย่อยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มจะมีการตอบสนองความถี่ของสัญญาณลักษณะเป็นสัญญาณซิงก์ (sinc signal) แสดงในรูปที่ 2.7(ก) รูปร่างของสัญญาณซิงก์ จะมีโลบหลัก (main lobe) ที่แคบและมีโลบด้านข้าง (side lobe) จำนวนมากที่มีขนาดลดลงอย่างช้าๆ จากจุดกึ่งกลางของสัญญาณ แต่ละคลื่นพายห์จะมีจุดยอดที่กึ่งกลางความถี่และมีจุดที่สัญญาณเป็นศูนย์ (null) ทุกๆจุดที่เป็นช่องว่างของความถี่ซึ่งเท่ากับระยะห่างระหว่างคลื่นพายห์ เมื่อสัญญาณแต่ละสัญญาณออร์โธโกนอลกันผลที่ได้ก็คือจุดยอดของสัญญาณจะมีตำแหน่งตรงกับจุดที่สัญญาณของคลื่นพายห์อื่นเป็นศูนย์ เมื่อทำการดีเทคต์สัญญาณโอเอฟดีเอ็มโดยใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระบวนการการแปลงดีสครีตฟูริเยร์ จะได้สเปกตรัมของสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องดังแสดงในรูป 2.7(ก) โดยแอมพลิจูดของสเปกตรัมสัญญาณที่จุด 0 แต่ละจุดในรูปจะตรงพอดีกับจุดยอดของคลื่นพาย้อยถ้ากระบวนการการแปลงดีสครีตฟูริเยร์สามารถที่จะซิงโครไนซ์ (synchronize) กับสัญญาณที่รับได้ในแกนเวลา ด้วยเหตุนี้แถบความถี่ที่ซ้อนทับกันของแต่ละคลื่นพาย้อยจะไม่มีผลกระทบที่เครื่องรับ เพราะจุดยอดของแต่ละคลื่นพาย้อยนั้นตรงกับจุดที่คลื่นพาย้อยอื่นเป็นศูนย์ซึ่งเป็นผลมาจากคุณสมบัติของการออร์โธโกนอลกันของแต่ละคลื่นพาย้อย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



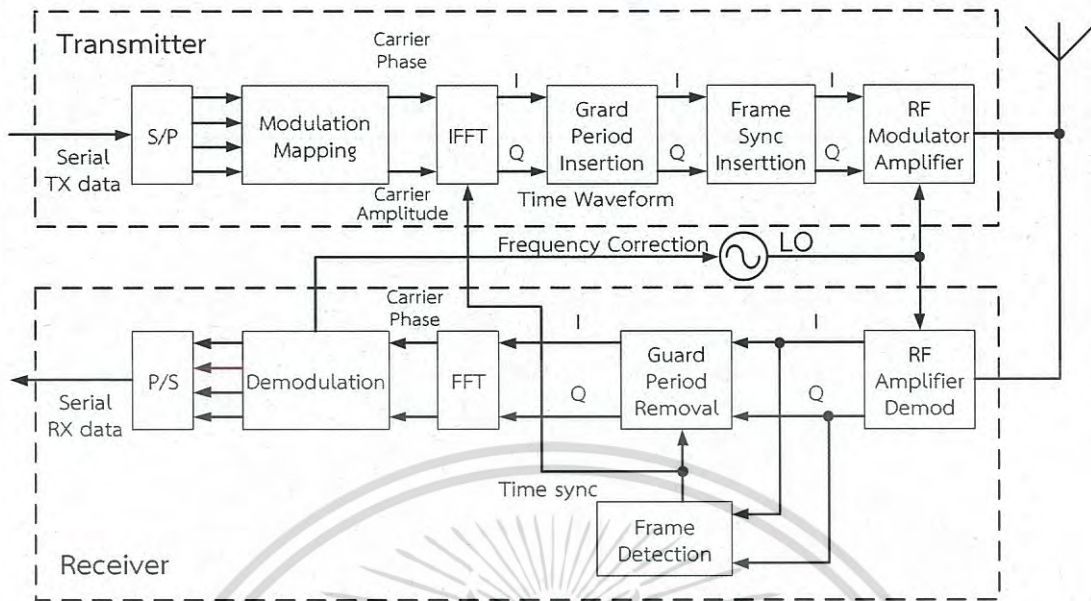
รูปที่ 2.7 การตอบสนองความถี่ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแต่ละคลื่นพาย่อย

ในรูปที่ 2.7(ก) แสดงสเปกตรัมของแต่ละคลื่นพาย่อยและแอมพลิจูดสัญญาณที่เครื่องรับโอเอฟดีเอ็ม จะเห็นว่าสเปกตรัมของสัญญาณจะมีรูปร่างเป็นสัญญาณไซน์ รูปที่ 2.7(ข) จะแสดงผลรวมของการตอบสนองความถี่ของคลื่นพาย่อยทั้ง 5 สัญญาณ

2.1.4 เครื่องส่งและเครื่องรับของระบบโอเอฟดีเอ็ม

สัญญาณโอเอฟดีเอ็มโดยปกติแล้วจะสร้างเป็นสัญญาณดิจิทัล (digital signal) เนื่องจากในกรณีของสัญญาณอนาล็อก (analog signal) เป็นเรื่องที่ยากมากที่จะสร้างเครื่องรับหรือเครื่องส่งที่มีออสซิลเลเตอร์ (Oscillator) จำนวนมากได้เพราะจะต้องใช้ออสซิลเลเตอร์จำนวนเท่ากับจำนวนของคลื่นพาย่อย รูปที่ 2.8 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับส่งโอเอฟดีเอ็ม ในส่วนของเครื่องส่งจะแปลงข้อมูลดิจิทัลไปเป็นคลื่นพายุที่มีทั้งขนาดและเฟส จากนั้นก็จะแปลงสัญญาณให้อยู่ในแกนเวลา โดยใช้กระบวนการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็วซึ่ง วิธีการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็วเป็นกระบวนการที่เหมือนกับกระบวนการแปลงดีสครีตฟูริเยร์ผกผัน โดยที่วิธีการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็วจะเป็นรูปแบบที่ทำให้สามารถใช้คอมพิวเตอร์ในการคำนวณได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น หลังจากได้สัญญาณที่อยู่ในแกนเวลาแล้วจะทำการแปลงสัญญาณให้มีความถี่สูงขึ้นตามต้องการและเหมาะสมกับช่องสัญญาณที่ใช้ในการส่งผ่านสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับส่งโอเอฟดีเอ็ม

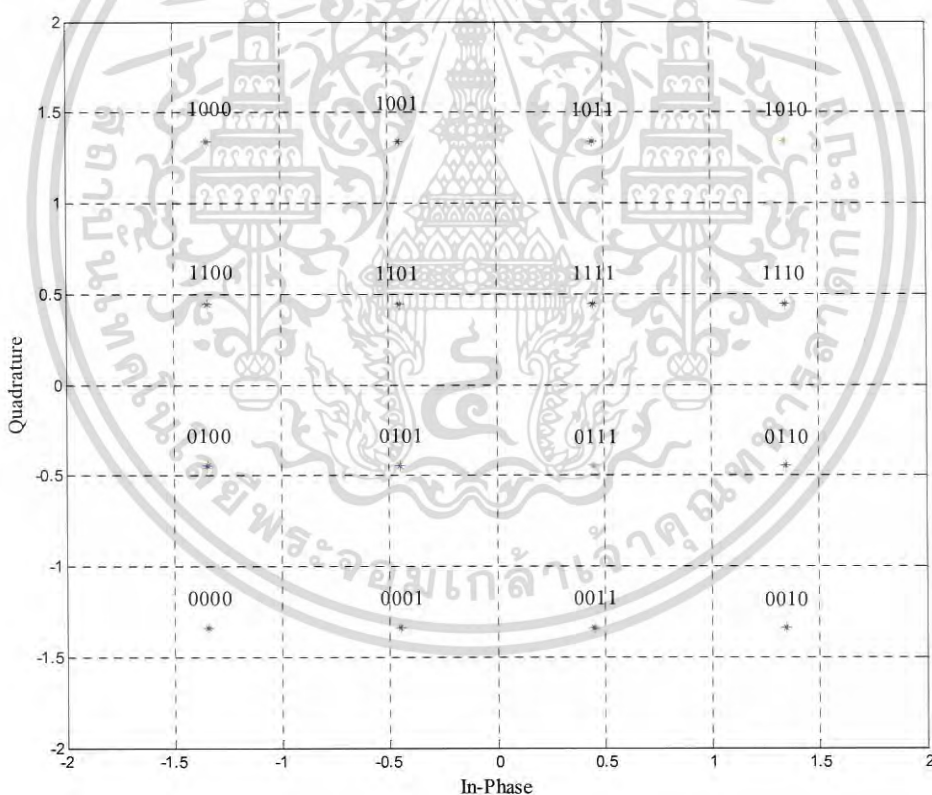
ในส่วนของเครื่องรับจะเป็นกระบวนการที่กลับกันกับทางด้านเครื่องส่งโดยสัญญาณที่รับเข้ามาจะถูกแปลงให้มีความถี่ต่ำลงอยู่ในช่วงความถี่เบสแบนด์ จากนั้นนำสัญญาณที่ได้ผ่านกระบวนการแปลงฟูริเยร์แบบเร็วจะได้สัญญาณที่อยู่ในแกนความถี่ โดยขนาดและเฟสของสัญญาณในแต่ละคลื่นพาห์จะถูกตีเทคกลับออกมาเป็นข้อมูลดิจิทัล

2.1.5 การแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนาน

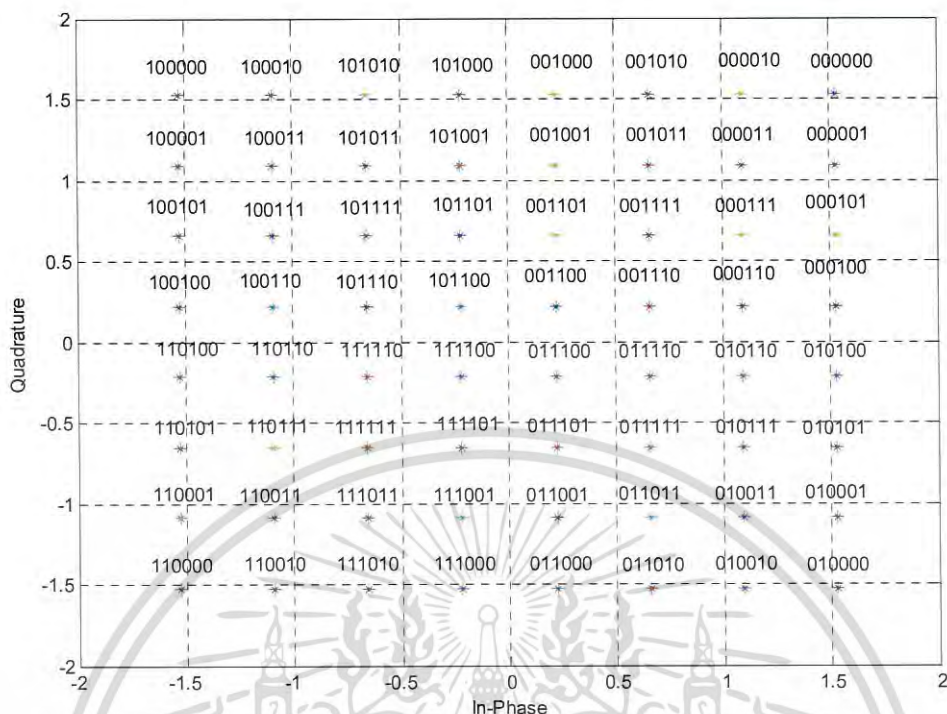
ข้อมูลที่ส่งโดยปกติจะเป็นข้อมูลแบบอนุกรมในระบบโอเอฟดีเอ็มแต่ละสัญลักษณ์นั้นจะสามารถส่งข้อมูลได้ 40 ถึง 400 บิตต่อหนึ่งสัญลักษณ์ ดังนั้นการแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนานนั้นเป็นสิ่งที่จำเป็นมาก เพื่อที่จะแปลงข้อมูลที่เข้ามาแบบอนุกรมไปเป็นข้อมูลแบบขนานสำหรับส่งในแต่ละสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม ขนาดของข้อมูลในแต่ละสัญลักษณ์จะขึ้นอยู่กับรูปแบบการมอดูเลต และจำนวนของคลื่นพาห์ย่อย ตัวอย่างเช่น แต่ละคลื่นพาห์ย่อยใช้การมอดูเลตแบบ 16 และ 64 ควอดราเมตริก ซึ่งแต่ละสัญลักษณ์จะส่งข้อมูลได้ที่ละ 4 และ 6 บิต และถ้าส่งด้วยคลื่นพาห์ย่อยจำนวน 64 คลื่นพาห์ จำนวนบิตข้อมูลที่สามารถส่งได้ในแต่ละสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มจะเท่ากับ 256 และ 384 บิตต่อสัญลักษณ์ เป็นต้น ในส่วนของทางด้านเครื่องรับเมื่อทำการตีมอดูเลตสัญญาณแล้วก็จะต้องแปลงข้อมูลจากขนานมาเป็นข้อมูลแบบอนุกรมเช่นเดียวกัน

2.1.6 การมอดูเลตคลื่นพหุย่อย

ในแต่ละคลื่นพหุย่อยที่ใช้ในการส่งข้อมูลจะใช้การมอดูเลตในแต่ละคลื่นพหุย่อยเป็นแบบขนาดและเฟส ซึ่งสามารถแสดงได้เป็นเวกเตอร์ I-Q ในรูปที่ 2.9 และรูปที่ 2.10 และแสดงตัวอย่างของการมอดูเลตคลื่นพหุแบบ 16 และ 64คิวเอเอ็ม ซึ่งแต่ละสัญลักษณ์ของการมอดูเลตแบบ 64คิวเอเอ็ม นั้นจะสามารถส่งข้อมูลได้ 4 และ 6 บิต และมีจำนวนสัญลักษณ์ 16 และ 64 สัญลักษณ์ ซึ่งแต่ละสัญลักษณ์ก็จะแทนด้วยเวกเตอร์ I-Q ที่ไม่ซ้ำกัน ในการมอดูเลตของคลื่นพหุย่อยนั้นสามารถใช้รูปแบบการมอดูเลตได้หลายรูปแบบ เช่น บีพีเอสเค(BPSK) คิวพีเอสเค(QPSK) หรือ เอ็ม-คิวเอเอ็ม(M-QAM) เป็นต้น ซึ่งการมอดูเลตแต่ละวิธีจะมีความสามารถในการส่งข้อมูลต่อสัญลักษณ์ที่แตกต่างกันออกไป

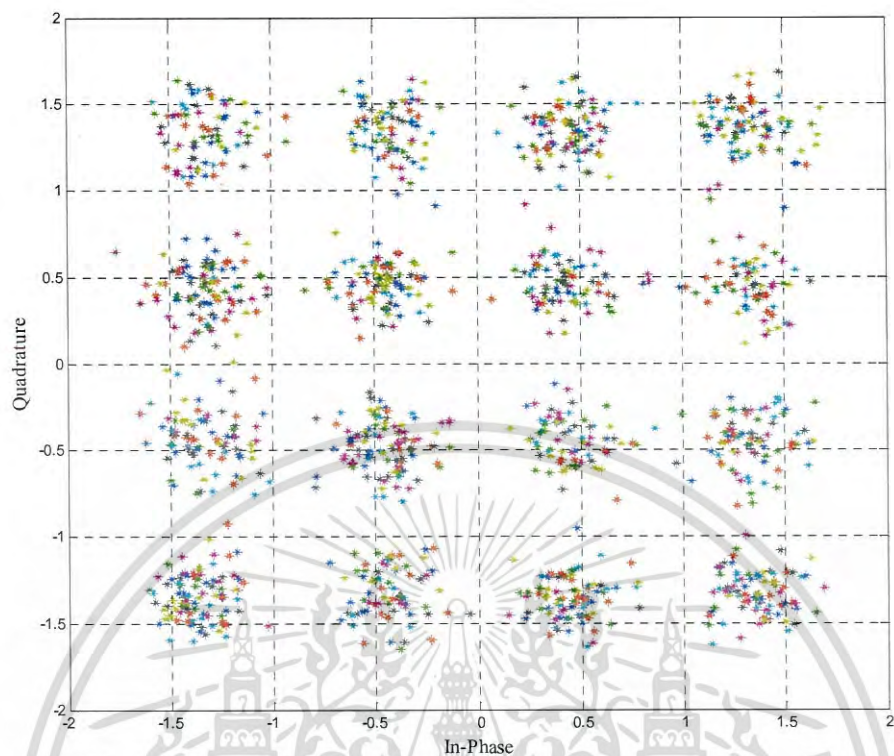


รูปที่ 2.9 ตัวอย่างการมอดูเลตคลื่นพหุย่อยแบบ 16คิวเอเอ็ม

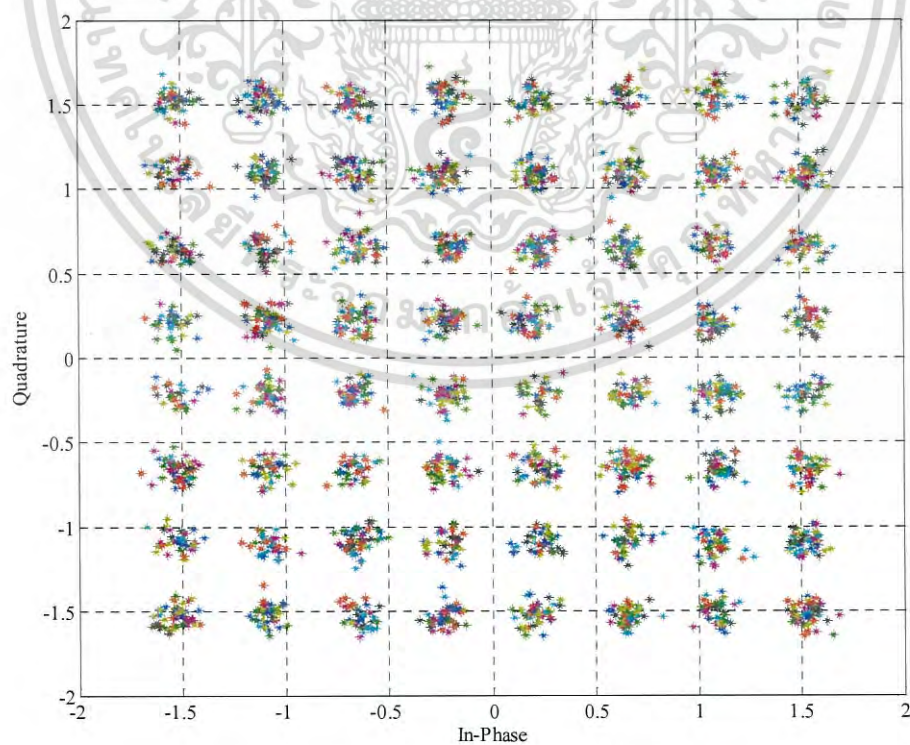


รูปที่ 2.10 ตัวอย่างการมอดูเลตคลื่นพหุย่อยแบบ 64คิวเอเอ็ม

ในด้านเครื่องรับเมื่อรับสัญญาณได้ก็จะทำการตีเทคข้อมูลได้จากตำแหน่งของเวกเตอร์ I-Q ที่แตกต่างกันออกไป ในระหว่างการส่งผ่านสัญญาณไปในสภาพแวดล้อมที่มีสัญญาณรบกวนและเกิดความผิดพลาดของสัญญาณ จะทำให้ตำแหน่งของเวกเตอร์ I-Q เกิดการแปลงเปลี่ยนไปดังแสดงในรูปที่ 2.11 และรูปที่ 2.12 จากรูปจะแสดงสัญญาณ 16 และ 64 คิวเอเอ็ม ที่ C/N เท่ากับ 18 dB สังเกตว่าตำแหน่งของเวกเตอร์ I-Q จะมีการกระจายที่เป็นผลมาจากสัญญาณรบกวนและสภาพแวดล้อมซึ่งทำให้ความผิดพลาดในการตีเทคข้อมูล



รูปที่ 2.11 สัญญาณ 16 คิวเอเอ็ม เมื่อเกิดมีสัญญาณรบกวนเข้ามา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่รูปที่ 2.12 สัญญาณ 64 คิวเอเอ็ม เมื่อเกิดมีสัญญาณรบกวนเข้ามา ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.7 การแปลงฟูรีเยร์แบบเร็ว

การแปลงฟูรีเยร์นั้นเป็นเครื่องมือพื้นฐานทางวิศวกรรมไฟฟ้าในการแก้ปัญหาต่างๆ ทางด้านการประมวลสัญญาณดิจิทัลที่สำคัญ ในทางปฏิบัติปัญหาต่างๆ ส่วนใหญ่ต้องการการตอบสนองเวลาจริง ซึ่งอาจไม่เหมาะกับการใช้การแปลงฟูรีเยร์โดยตรงเนื่องจากต้องการการคำนวณที่ซับซ้อนและต้องใช้ตัวประมวลผลที่มีประสิทธิภาพสูง เมื่อตัวประมวลผลมีขีดจำกัด การพิจารณาหาทางในการคำนวณการแปลงฟูรีเยร์อย่างรวดเร็วเป็นสิ่งที่สำคัญซึ่งจะได้อธิบายต่อไป

2.1.7.1 การแปลงฟูรีเยร์แบบเร็วแบบฐานสอง (Radix 2 FFT)

พื้นฐานในการลดความซับซ้อนในการคำนวณการแปลงฟูรีเยร์ ได้จากการพิจารณาสมการฟูรีเยร์ต้นฉบับ โดยพิจารณาจำนวนตัวคูณและตัวบวกในสมการการแปลงฟูรีเยร์ซึ่งเป็นตัววัดความซับซ้อนในการคำนวณขั้นตอนวิธีหรืออัลกอริทึม พิจารณาสมการการแปลงฟูรีเยร์

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] W_N^{kn}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2.7)$$

โดยที่ $W_N = e^{-j(2\pi/N)}$ สมการการแปลงกลับฟูรีเยร์เป็นดังต่อไปนี้

$$x[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] W_N^{-kn}, \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2.8)$$

โดยที่ $x[n]$ และ $X[k]$ เป็นตัวแปรเชิงซ้อน

สังเกตว่า ความซับซ้อนในการคำนวณของการหาค่า $X[k]$ แต่ละค่าต้องใช้ตัวคูณแบบเชิงซ้อนเท่ากับ N ตัวและต้องใช้ตัวบวกแบบเชิงซ้อนทั้งหมด $N-1$ ตัว เนื่องจากต้องคำนวณหา $X[k]$ ทั้งหมด N ค่า ดังนั้นจึงต้องใช้ตัวคูณแบบเชิงซ้อนทั้งหมด N^2 ตัวและตัวบวกเชิงซ้อนทั้งหมด $N(N-1)$ ตัว

ขั้นตอนวิธีที่เรียกว่าการแปลงฟูรีเยร์แบบรวดเร็วได้ใช้เทคนิคในการแยกสัญญาณ n ออกเป็นเลขคู่และเลขคี่ โดยเฉพาะขนาดหรือจำนวนจุดในการทำการแปลงฟูรีเยร์แบบรวดเร็วจะต้องมีจำนวนจุดเป็นเลขสองยกกำลังเลขจำนวนเต็มหรือ $N = 2^n$ จากสมการการแปลงฟูรีเยร์ไม่ต่อเนื่อง

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] W_N^{kn}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2.9)$$

โดยการกระจายอนุกรมสัญญาณ $x[n]$ ออกเป็นเทอมที่ n เป็นเลขคู่กับเลขคี่ได้ดังต่อไปนี้

$$X[k] = \sum_{r=0}^{(N/2)-1} x[2r] W_N^{2rk} + \sum_{r=0}^{(N/2)-1} x[2r+1] W_N^{(2r+1)k} \quad (2.10)$$

เขียนตัวแปรใหม่ โดยกำหนดให้ $n = 2r$ เมื่อ n เป็นเลขคู่ และกำหนดให้ $n = 2r+1$ เมื่อ n เป็นเลขคี่

$$X[k] = \sum_{r=0}^{(N/2)-1} x[2r] W_N^{2rk} + \sum_{r=0}^{(N/2)-1} x[2r+1] W_N^{(2r+1)k} \quad (2.11)$$

จัดเทอมให้อยู่ในสมการการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่อง

$$X[k] = \sum_{r=0}^{(N/2)-1} x[2r] (W_N^2)^{rk} + W_N^k \sum_{r=0}^{(N/2)-1} x[2r+1] (W_N^2)^{rk} \quad (2.12)$$

เนื่องจากสามารถเขียน W_N^2 ให้อยู่ในรูป $W_{N/2}$ ต่างๆได้ดังนี้

$$W_N^2 = e^{-2j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} = e^{-j\left(\frac{2\pi}{N/2}\right)} = W_{N/2} \quad (2.13)$$

แทน $W_{N/2}$ ลงในสมการที่ (2.14) จะได้

$$X[k] = \sum_{r=0}^{(N/2)-1} x[2r] W_{\frac{N}{2}}^{rk} + W_N^k \sum_{r=0}^{(N/2)-1} x[2r+1] W_{\frac{N}{2}}^{rk} \quad (2.14)$$

พิจารณาสมการที่ 2.14 สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่องของอนุกรมสัญญาณคู่ $g[n]$ และสัญญาณคี่ $h[n]$ ที่มีการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่องเป็น $G[k]$ และ $H[k]$ ตามลำดับ เขียนสมการใหม่ได้ดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

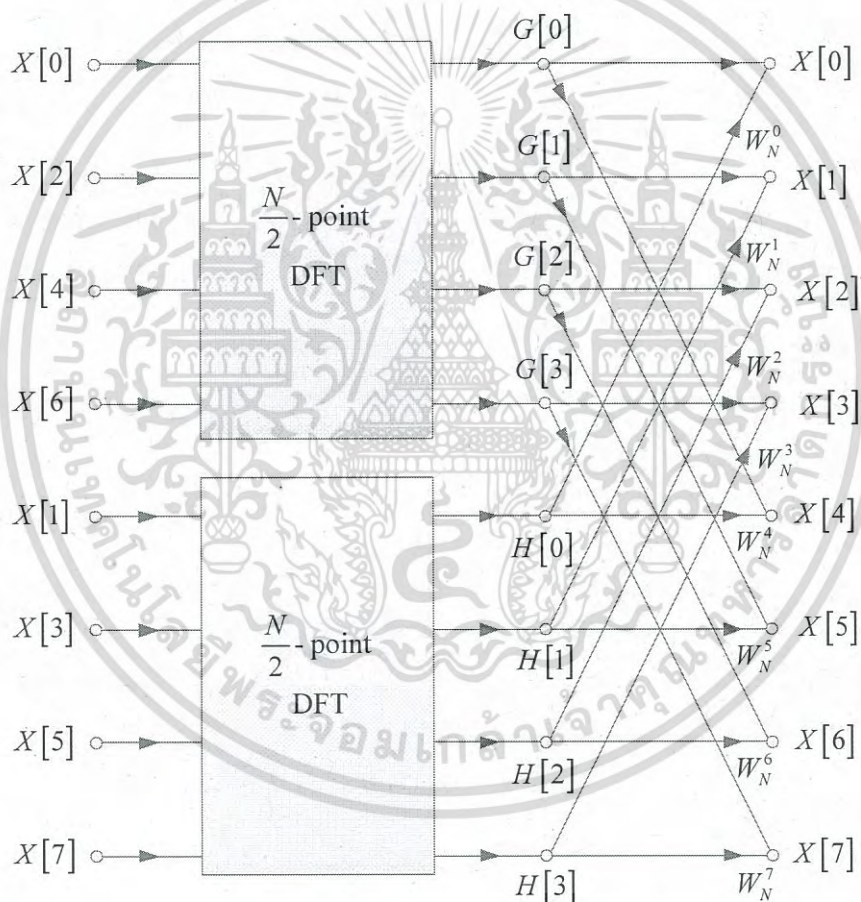
$$X[k] = G[k] + W_N^k H[k] \quad (2.15)$$

สังเกตว่า $G[k]$ และ $H[k]$ เป็นสัมประสิทธิ์ฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่องที่เป็นรอบคาบเท่ากับ $N/2$ ตัวอย่างเช่น

$$G[0] = G[4], G[1] = G[5], \dots \text{ หรือ } G[(k)_{N/2}] \quad (2.16)$$

และเช่นกัน

$$H[0] = H[4], H[1] = H[5], \dots \text{ หรือ } H[(k)_{N/2}] \quad (2.17)$$



รูปที่ 2.13 กราฟการไหลของการแปลงฟูริเยร์ขนาด 8 จุด

จากรูปที่ 2.13 จะเป็นการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่องขนาด 8 จุด เมื่อทำการกระจายอนุกรมสัญญาณ $x[n]$ ออกเป็นเทอมที่ n เป็นเลขคู่กับเลขคี่ สามารถเขียนกราฟการไหลได้รูปที่ 2.13 ตามสมการที่ 2.15 และ 2.16 จะเห็นว่าแยกได้เป็นสองส่วนคือส่วนหน้าที่สามารถแยกย่อยเป็นการ

แปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่องขนาด 4 จุดสองบล็อก และส่วนหลังที่เป็นการคูณด้วยเทอม W_N^k แล้วนำมาเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

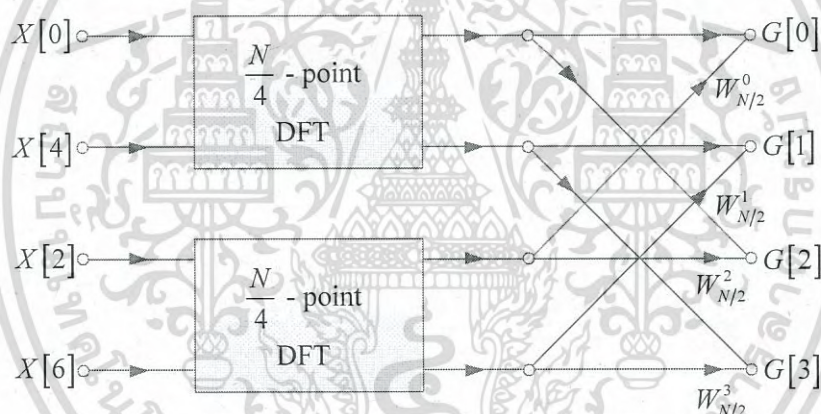
บวกกันตามสมการที่ 2.14 และ 2.15 โดยส่วนหลังนี้จะมีค่าซับซ้อนในการคำนวณคือมีตัวคูณเชิงซ้อนอยู่ 8 ตัวและจำนวนตัวบวกเชิงซ้อนอยู่ 8 ตัว

สำหรับส่วนหน้า สามารถใช้เทคนิคเดิมในการแตกการแปลงฟูริเยร์ออกเป็นสัญญาณคู่และสัญญาณคี่อีกครั้งในขนาด $N/4$ จุด ดังสมการต่อไปนี้

$$G[k] = \sum_{l=0}^{(N/4)-1} g[2l] W_{\frac{N}{4}}^{lk} + W_{\frac{N}{2}}^k \sum_{l=0}^{(N/4)-1} g[2l+1] W_{\frac{N}{2}}^{lk} \quad (2.18)$$

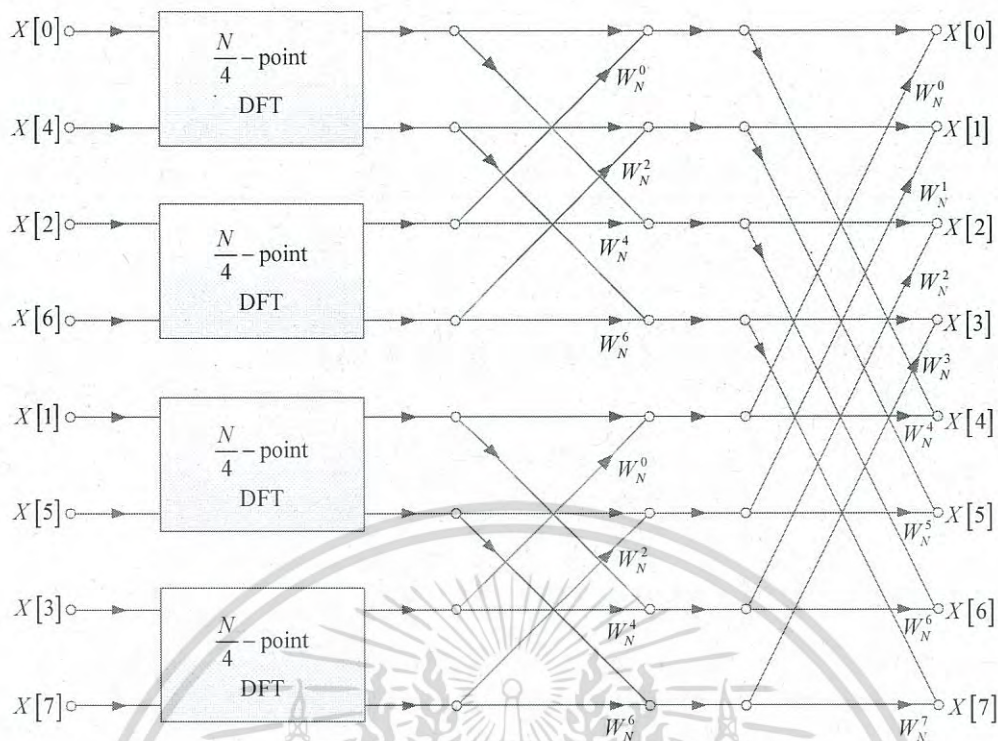
$$H[k] = \sum_{l=0}^{(N/4)-1} h[2l] W_{\frac{N}{4}}^{lk} + W_{\frac{N}{2}}^k \sum_{l=0}^{(N/4)-1} h[2l+1] W_{\frac{N}{2}}^{lk} \quad (2.19)$$

โดยที่สมการที่ 2.18 สามารถเขียนเป็นกราฟการไหลได้ดังรูปที่ 2.14



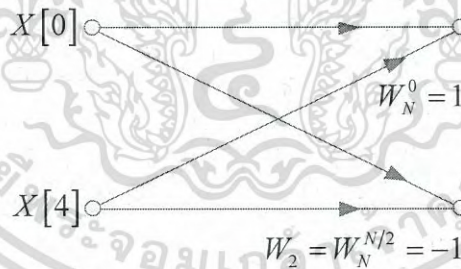
รูปที่ 2.14 กราฟการไหลของการแปลงฟูริเยร์ขนาด 4 จุด

เมื่อนำรูปที่ 2.14 แทนลงในรูปที่ 2.13 จะสามารถเขียนกราฟการไหลได้ดังรูปที่ 2.15 ดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.15 กราฟการไหลของการแปลงฟูริเยร์ขนาด 8 จุด โดยการแตกบล็อก 4 จุด

ในบล็อกทางด้านซ้ายของรูปที่ 2.15 สามารถพิจารณาได้เป็นโครงสร้างการแปลงฟูริเยร์ขนาด 2 จุดซึ่งเป็นหน่วยที่เล็กที่สุด ซึ่งสามารถเขียนเป็นกราฟการไหลได้ดังรูปที่ 2.14



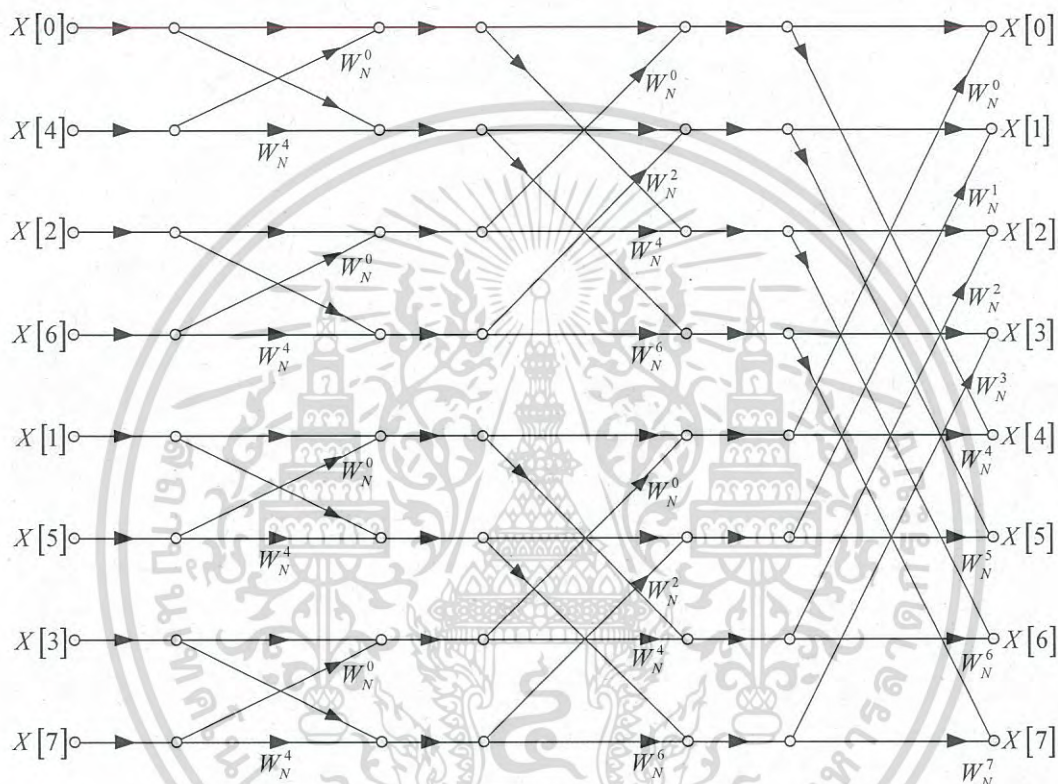
รูปที่ 2.16 กราฟการไหลของการแปลงฟูริเยร์ขนาด 2 จุด

สุดท้าย เมื่อแทนโครงสร้างการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่องขนาด 2 จุด เข้าไปในรูปที่ 2.15 ก็จะได้โครงสร้างของการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่องแบบรวดเร็วขนาด 8 จุดโดยสมบูรณ์ ดังรูปที่ 2.19

การแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่องแบบรวดเร็วขนาด N จุดนั้นใช้การคำนวณแต่ละขั้นตอนเท่าๆ กันคือ แต่ละขั้นตอนใช้ตัวคูณเชิงซ้อน N ตัวและตัวบวกเชิงซ้อน N ตัว โดยมีจำนวนขั้นที่ต้องทำ

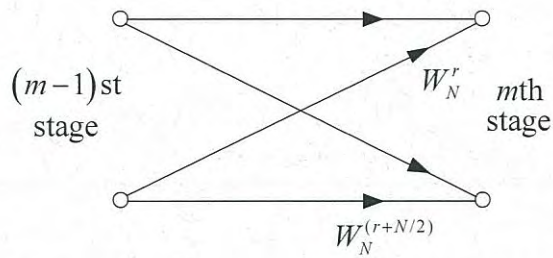
คือ $\log_2 N$ ดังนั้นการแปลงฟูริเยร์แบบรวดเร็วขนาด N จุดต้องใช้ตัวคูณเชิงซ้อนและตัวบวกเชิงซ้อนเท่ากับ $N \log_2 N$ ตัว

ดังนั้นการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่องแบบรวดเร็วขนาด 8 จุดนี้จะต้องใช้ตัวคูณเชิงซ้อนและตัวบวกเชิงซ้อนในการคำนวณทั้งหมด $N \log_2 N = 8 \log_2 8 = 24$ ตัว ซึ่งจะเห็นว่าน้อยกว่าการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่องโดยตรงซึ่งเท่ากับ $N^2 = 8^2 = 64$ โดยลดได้เกือบสามเท่าตัว



รูปที่ 2.17 กราฟการไหลของการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่องแบบรวดเร็วขนาด 8 จุด

การคำนวณในรูปที่ 2.17 ยังสามารถลดความซับซ้อนในการคำนวณลงได้อีก พิจารณาโครงสร้างการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่องขนาด 2 จุดที่มีลักษณะเหมือนผีเสื้อ (Butterfly Structure) ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 โครงสร้างผีเสื้อของการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่องแบบรวดเร็วขนาด 2 จุด

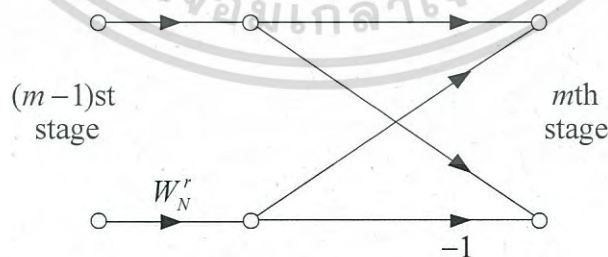
พิจารณาโครงสร้างผีเสื้อดังรูปที่ 2.18 การลดความซับซ้อนในการคำนวณโดยใช้ประโยชน์ในความเป็นรอบคาบและความสมมาตรของค่าสัมประสิทธิ์ $W_N^{r+N/2}$ โดยที่

$$W_N^{N/2} = e^{-j(2\pi/N)N/2} = e^{-j\pi} = -1 \quad (2.20)$$

และค่าสัมประสิทธิ์ $W_N^{r+N/2}$ สามารถกระจายได้เป็น

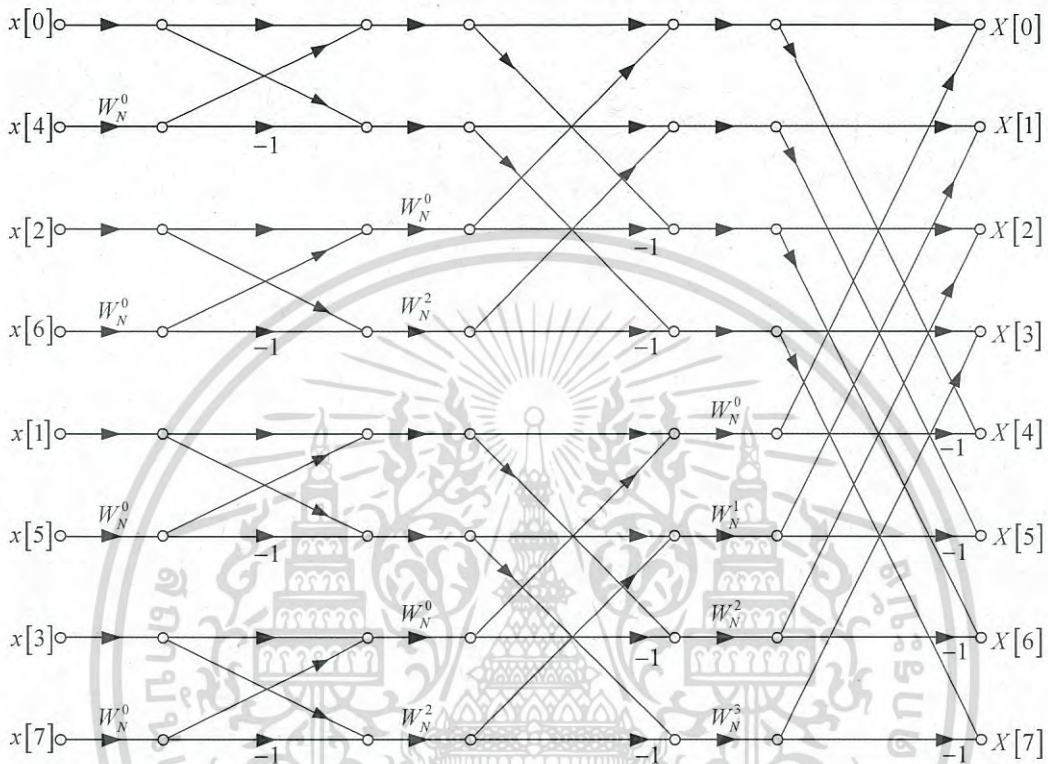
$$W_N^{r+N/2} = W_N^{N/2} W_N^r = -W_N^r \quad (2.21)$$

จากสมการที่ 2.20 และสมการที่ 2.21 สามารถยุบโครงสร้างผีเสื้อในรูปที่ 2.18 ให้มีการคำนวณที่ลดลงดังรูปที่ 2.19 โดยเหลือการคูณเชิงซ้อนเพียงตัวเดียว ส่วนการคูณด้วย -1 ก็เพียงแค่เปลี่ยนเครื่องหมายไม่มีความจำเป็นต้องคูณจริง ดังนั้นจึงลดการคูณเชิงซ้อนลงเหลือเพียงครั้งเดียว



รูปที่ 2.19 โครงสร้างผีเสื้อของการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่องแบบรวดเร็ว 2 จุด ที่ผ่านการลดการซับซ้อนในการคำนวณ

เมื่อแทนโครงสร้างผีเสื้อที่ลดตัวคูณเชิงซ้อนลงในรูปที่ 2.17 ก็จะได้โครงสร้างฟูรีเยร์แบบรวดเร็วขนาด 8 จุดโดยสมบูรณ์ดังรูปที่ 2.20 จะเห็นว่า ได้ลดจำนวนตัวคูณเชิงซ้อนจาก 24 ตัวในรูปที่ 2.17 เหลือเพียง 12 ตัวในรูปที่ 2.20 โดยสรุปแล้วต้องใช้ตัวคูณเชิงซ้อนเท่ากับ $(N/2)\log_2 N$ และตัวบวกเชิงซ้อนเท่ากับ $N\log_2 N$ ตัว ในโครงสร้างผีเสื้อที่ลดความซับซ้อนในการคำนวณแล้ว

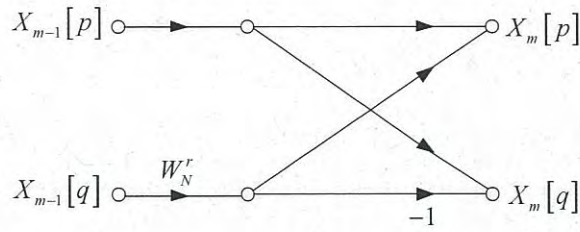


รูปที่ 2.20 โครงสร้างผีเสื้อของการแปลงฟูรีเยร์ไม่ต่อเนื่องแบบรวดเร็วขนาด 8 จุด
ที่ผ่านการลดความซับซ้อนในการคำนวณแล้ว

โครงสร้างผีเสื้อใหม่นอกจากจะช่วยลดความซับซ้อนในการคำนวณแล้ว ยังช่วยในการประหยัดพื้นที่หน่วยความจำในการคำนวณ หรือที่เรียกว่า การคำนวณแล้วเก็บไว้ในที่เดิม (Inplace Computation) ดังแสดงในรูปที่ 2.21 และความสัมพันธ์ของการคำนวณแล้วเก็บไว้ในที่เดิม สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังต่อไปนี้

$$X_m[p] = X_{m-1}[p] + W_N^r X_{m-1}[q] \quad (2.22)$$

$$X_m[q] = X_{m-1}[p] - W_N^r X_{m-1}[q] \quad (2.23)$$



รูปที่ 2.21 โครงสร้างผีเสื้อของการแปลงฟูรีเยร์ไม่ต่อเนื่องแบบรวดเร็วขนาดแบบ 2 จุด

จากรูปที่ 2.21 จะเห็นว่าแต่ละขั้นตอนจะทำการแปลงอินพุตที่เป็นเลขจำนวนจริงหรือเชิงซ้อน กลายเป็นเอาต์พุตเลขเชิงซ้อนที่สามารถเก็บไว้ที่เดิมได้ ดังนั้นถ้ามองในภาพรวมดังรูปที่ 2.20 จะสังเกตว่าแต่ละขั้นตอนของการทำการแปลงฟูรีเยร์แบบรวดเร็วขนาด N จุด จะใช้หน่วยความจำเก็บค่าเชิงซ้อนเพียง N ค่าในทุกๆ ขั้นตอน ทำให้สะดวกในการเขียนโปรแกรมและทำการคำนวณมากกว่าการแปลงฟูรีเยร์แบบปกติ

2.1.7.2 วิธีการลดทอนทางความถี่ (DIF)

ลำดับการคำนวณการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็ว อีกแบบหนึ่งที่ยนิยมนำมาใช้กันอย่างแพร่หลายนั้นมีชื่อเรียกว่า การลดทอนทางความถี่ หลักการสำคัญของการลดทอนทางความถี่ (DIF) นั้นคล้ายกับการลดทอนทางเวลา (DIT) โดยที่การลดทอนทางความถี่ทำการแบ่งลำดับโดเมนเวลา $x(m)$ ออกเป็นสองส่วนเท่าๆกัน โดยการแบ่งครึ่งทำโดย ถ้าให้ $x_E(m)$ และ $x_O(m)$ แทนลำดับสัญญาณที่ได้จากการแบ่งครึ่งนี้

$$x_E(m) = x(m) \quad ; \quad m = 0, 1, \dots, (N/2) - 1$$

$$x_O(m) = x(m + N/2) \quad ; \quad m = 0, 1, \dots, (N/2) - 1 \quad (2.24)$$

เพราะฉะนั้นการคำนวณการแปลงดีสครีตฟูรีเยร์ขนาด N จุดของ $x(n)$ สามารถเขียนแยกได้เป็น 2 ส่วน

$$X(k) = \sum_{m=0}^{(N/2)-1} x(m)(W_N)^{mk} + \sum_{m=N/2}^{N-1} x(m)(W_N)^{mk}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
&= \sum_{m=0}^{(N/2)-1} x_E(m)(W_N)^{mk} + \sum_{m=0}^{(N/2)-1} x_0(m)(W_N)^{(m+N/2)k} \\
X(k) &= \sum_{m=0}^{(N/2)-1} x_E(m)(W_N)^{mk} + (W)^{Nk/2} \sum_{m=0}^{(N/2)-1} x_0(m)(W_N)^{mk} \quad (2.25)
\end{aligned}$$

โปรดสังเกตว่า เครื่องหมายรวมยอด (summation sign) ในสมการที่ 2.25 ซึ่งแสดงถึงผลรวมของการคำนวณใน $N/2$ จุดนั้น ผลรวมนี้ไม่ใช่การแปลงดีสครีตฟูริเยร์ขนาด $N/2$ จุด เพราะว่าพจน์ $(W_N)^{mk}$ มีค่า $(W_{N/2})^{mk} \neq (W_N)^{2mk}$

สมการ 2.25 นั้น เพราะว่าพจน์ $(W)^{Nk/2} = \exp(-j\pi k) = (-1)^k$ จึงเขียนได้เป็น

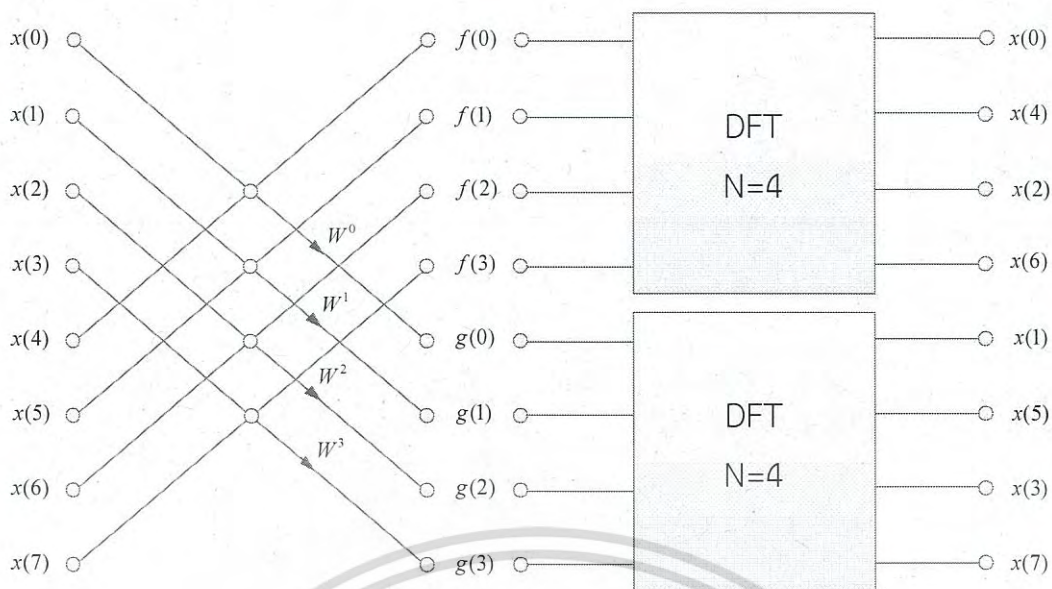
$$X(k) = \sum_{m=0}^{(N/2)-1} [X_E(m) + (-1)^k \cdot x_o(m+N/2)] (W_N)^{mk} \quad (2.26)$$

ถ้าเขียนแยกตรรกะนี้ k ออกเป็นเลขคู่และคี่ เพราะฉะนั้น $X(2k)$ และ $X(2k+1)$ แทนการแปลงดีสครีตฟูริเยร์ที่เป็นส่วนของเลขคู่และเลขคี่ตามลำดับ หรือ

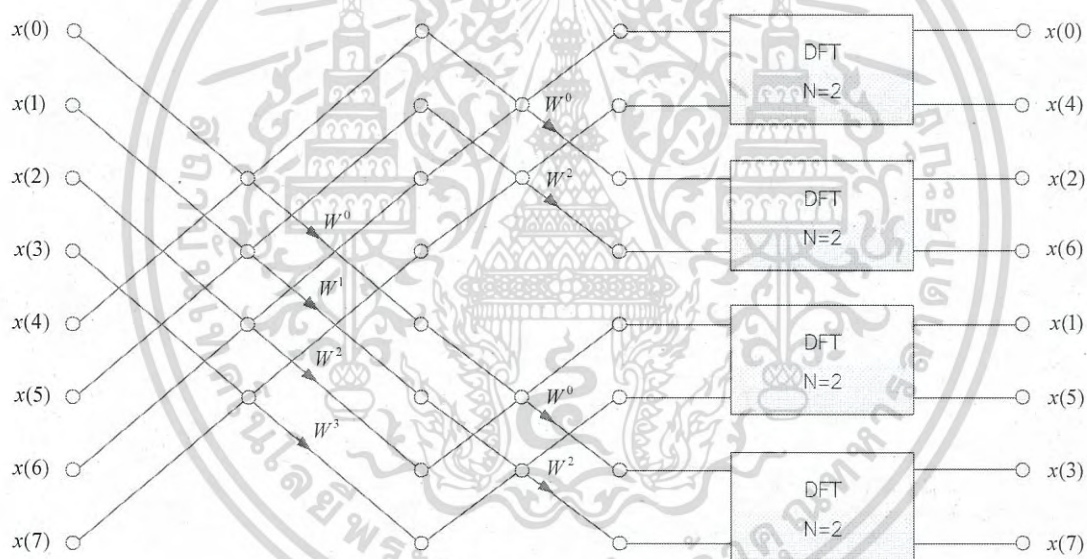
$$\begin{aligned}
X(2k) &= \sum_{m=0}^{(N/2)-1} [X_E(m) + X_o(m)] (W_N)^{2mk} \\
&= \sum_{m=0}^{(N/2)-1} f(m) (W_{N/2})^{mk} \quad (2.27)
\end{aligned}$$

และ

$$\begin{aligned}
X(2k+1) &= \sum_{m=0}^{(N/2)-1} [X_E(m) - X_o(m)] (W_N)^{2mk} \\
&= \sum_{m=0}^{(N/2)-1} f(m) (W_{N/2})^{mk} \quad (2.28)
\end{aligned}$$

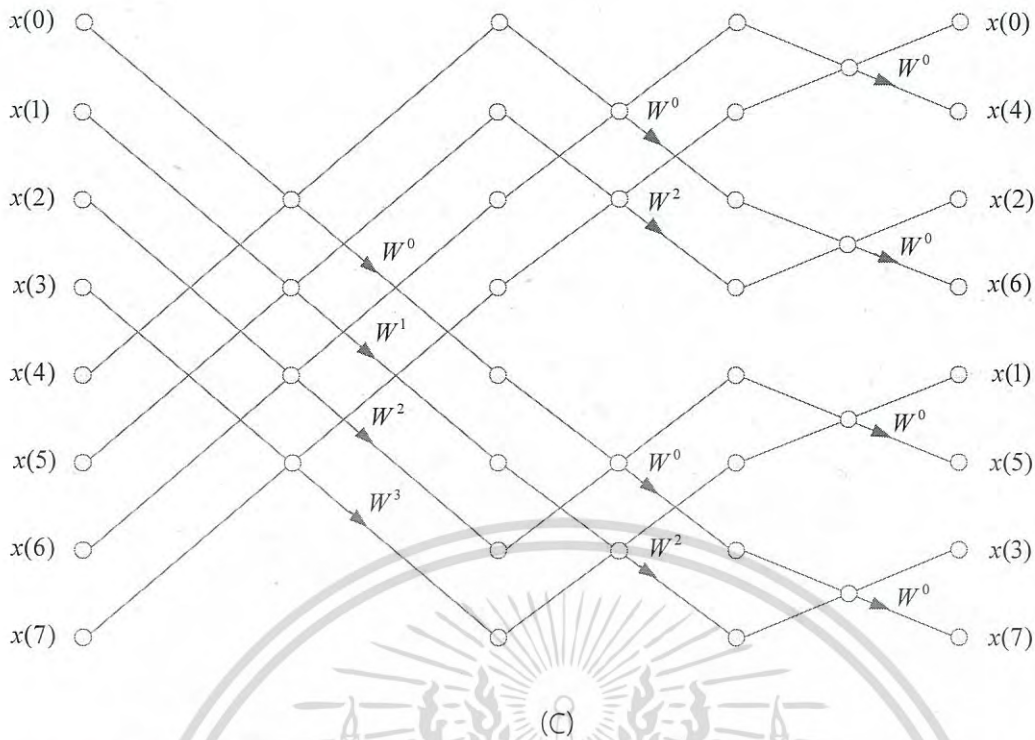


(a)



(b)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.22 แสดงลำดับขั้นตอนวิธีของกระบวนการแปลงฟูริเยร์แบบเร็วชนิดการลดทอนทางความถี่

จากผลของสมการที่ 2.27 และสมการที่ 2.28 นี้แสดงว่าการคำนวณการแปลงดีสครีตฟูริเยร์ ขนาด N จุดด้วยวิธีนี้จะทำได้โดยในเบื้องต้นจากลำดับ $X(m)$ แล้วทำการแบ่งครึ่งออกเป็น 2 ลำดับดังสมการที่ 2.24 แล้วนำมาสร้างเป็นลำดับอันใหม่ที่ยาว $N/2$ จุด 2 ลำดับ สมมติลำดับใหม่นี้ ชื่อ $f(m)$ และ $g(m)$ ลำดับคู่สามารถสร้างโดยการใช้สมการ

$$\begin{aligned} f(m) &= X_E(m) + X_O(m) & ; m=0,1,\dots,(N/2)-1 \\ g(m) &= [X_E(m) - X_O(m)](W_N)^m \end{aligned} \quad (2.29)$$

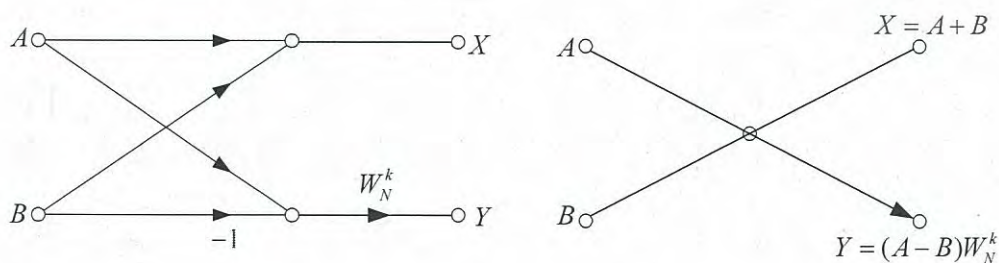
และจากลำดับยาว $N/2$ จุดในสมการที่ 2.29 นี้ เราก็นำไปคำนวณหาการแปลงดีสครีตฟูริเยร์ ขนาด $N/2$ จุดโดยใช้สมการที่ 2.28 และ 2.29 เพราะฉะนั้นโดยภาพรวมแล้วจะเห็นว่า การคำนวณการแปลงดีสครีตฟูริเยร์ขนาด $N/2$ จุดสองภาคด้วยกัน

ดังเช่นวิธีการของการลดทอนทางเวลา การแบ่งการคำนวณย่อยออกเป็น การแปลงดีสครีตฟูริเยร์ ขนาด $N/2$ จุดนี้สามารถแยกย่อยออกไปได้เรื่อยจนในที่สุดเหลือเพียงเป็นการคำนวณขนาด 2 จุด ตัวอย่างที่แสดงการคำนวณโดยใช้ กราฟการไหล สำหรับกรณี $N=8$ ได้แสดงไว้ในรูป 2.22 โดย

ในรูปเป็นการแสดงการแบ่งย่อยตามลำดับนั้น จนเหลือเป็นการคำนวณการแปลงดีสครีตฟูริเยร์ขนาด 2 จุด และการแบ่งย่อยทำได้ 3 ครั้ง หรือ $\log_2 8$ และจำนวนครั้งในการคูณจำนวนเชิงซ้อนก็จะประมาณ $N \log_2 N$ เช่นเดียวกันกับแบบการลดทอนทางเวลา เมื่อเปรียบเทียบการลดทอนทางเวลา และการลดทอนทางความถี่ แล้วเห็นได้ชัดว่าข้อแตกต่างที่สำคัญระหว่างทั้งสองขั้นตอนวิธีการคำนวณก็คือ ประการแรกการลดทอนทางเวลา ข้อมูล $x(n)$ ต้องทำการสลับตำแหน่งกันแต่ $X(k)$ เรียงตามธรรมชาติส่วนการลดทอนทางความถี่จะกลับตรงกันข้ามคือ $x(n)$ เรียงตามธรรมชาติและ $X(k)$ ถูกเรียงสลับแบบผันกลับบิต ประการที่สองหน่วยฝั่เลื่อของการลดทอนทางความถี่ต่างออกไปจากของการลดทอนทางเวลา เพราะได้เอาลำดับ $x_E(m)$ และ $x_O(m)$ มาบวกและลบกันก่อนแล้วจึงทำการคูณด้วยจำนวนเชิงซ้อน $(W_N)^k$ หน่วย คำนวณฝั่เลื่อของการลดทอนทางความถี่ ได้แสดงไว้แล้วในรูป 2.23 สำหรับการจั้ดกระบวนการแปลงฟูริเยร์แบบเร็วแบบการลดทอนทางความถี่ใหม่เพื่อให้ลำดับการคำนวณอื่นๆนั้นสามารถทำได้ โดยใช้วิธีการเดียวกับการลดทอนทางความถี่

2.1.7.3 การแปลงฟูริเยร์แบบเร็วสำหรับ N ใดๆ

จากที่กล่าวมากำหนดให้ $N = 2^r$ แล้วทำการคำนวณหาการแปลงดีสครีตฟูริเยร์ โดยการจั้ดเรียงลำดับ $x(n)$ ออกเป็นลำดับแบบสองมิติและทำการคำนวณการแปลงดีสครีตฟูริเยร์แบบสองจุด ในทางปฏิบัติถ้าหาก $N \neq 2^r$ แล้วจะเติมค่าลำดับ $x(n) = 0$ เข้าไปจนกระทั่ง N มีค่าเป็นสองยกกำลังใดๆแล้วจึงทำการคำนวณหาการแปลงดีสครีตฟูริเยร์ ข้อด้อยที่เห็นชัดคือกรณีที่ N มีค่ามาก r ก็ต้องมีค่ามากตาม ทำให้ในบางครั้งอาจจะต้องเติมลำดับ $x(n) = 0$ เข้าไปมาก ซึ่งสิ้นเปลืองหน่วยความจำ และเวลาในการคำนวณก็มากขึ้นโดยไม่จำเป็น นอกจากนี้การแปลงดีสครีตฟูริเยร์ที่ได้ก็จะเป็น การประมาณค่า (interpolate) ของการแปลงดีสครีตฟูริเยร์ของลำดับสัญญาณเดิมที่ยังไม่ได้เติมลำดับค่าศูนย์เข้าไป



รูปที่ 2.23 แสดงการคำนวณของหน่วยฝั่เลื่อของขั้นตอนวิธีขนิดลดทอนทางความถี่

วิธีการของการลดทอนทางเวลาและการลดทอนทางความถี่ที่ได้อธิบายมา สามารถนำไปใช้กับกรณี N มีค่าเป็นเลขเฉพาะที่ไม่สามารถแยกออกเป็นผลคูณของตัวเลขจำนวนเต็มได้หรือ N ใช้กับ N ที่เป็นเลขประกอบเพราะฉะนั้นโดยทั่วไป N สามารถเขียนได้เป็น

$$N = r_1 \cdot r_2 \cdot r_3 \cdot \dots \cdot r_n \quad (2.30)$$

ถ้ากรณี N เป็นเลขประกอบมาก (highly composite) แล้ว $r_1 = r_2 = r_3 = \dots = 2$ ก็จะเป็นกรณีของ $N = 2^r$ ที่ได้กล่าวมา ยกตัวอย่างเช่น $N = 60$ สามารถแยกย่อยออกเป็นผลคูณของ $60 = 3 \times 4 \times 5 = 4 \times 3 \times 5 = 2 \times 2 \times 5 \times 3$ เป็นต้น ถ้าหากความยาวของลำดับสามารถเขียนอยู่ในรูปของ $N = M \times L$ โดยที่ M เป็นจำนวนลำดับใน แนวตั้ง(column) และ L เป็นจำนวนลำดับในแนวนอน(row) นั้นอาจเขียนแบ่ง ลำดับหนึ่งมิติ (one-dimension) $x(n)$ นี้ออกเป็น ลำดับสองมิติ (two-dimension) $x(l, n)$ ได้คือ

$$\begin{array}{cccc} x(0) & x(1) & \dots & x(M-1) \\ x(M) & x(M+1) & \dots & x(2M-1) \\ x(2M) & x(2M+1) & \dots & x(3M-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x((L-1)M) & x((L-1)(M+1)) & \dots & x(N-1) \end{array} \quad (2.31)$$

หรือดรรชนี m ถูกเขียนแทนด้วย

$$n = Ml + m \quad (2.32)$$

เมื่อเราเขียนลำดับ $x(n)$ อยู่ในรูปของลำดับสองมิติแล้ว ในทำนองเดียวกันการแปลงดีสครีตฟูริเยร์ ของลำดับนี้ก็ควรจะอยู่ในรูปของลำดับสองมิติด้วย ดังนั้น ถ้ากำหนดให้ r และ s เป็นตัวแปรของลำดับ $X(k)$ ตามแนวตั้งและแนวนอนตามลำดับเราจะได้

$$k = Lr + s \quad (2.33)$$

เพราะฉะนั้นจากสมการ $X(k) = \sum_{m=0}^{N-1} x(m) \cdot W^{mk}$ โดยการแทนค่าตรรกะ m และ k โดยใช้สมการ 2.32 และ 2.33 จะได้

$$X(k) = X(s, r) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} x(l, m) W^{(Ml+m)(Lr+s)} \quad (2.34)$$

โดยที่พจน์ $W^{MLr} = W^{Nr} = 1$ เพราะฉะนั้นสมการ 2.33 จึงเขียนรวมได้เป็น

$$X(s, r) = \sum_{m=0}^{M-1} W^{Lmr} \cdot W^{ms} \sum_{l=0}^{L-1} x(l, m) W^{Msl} \quad (2.35)$$

การคำนวณสมการ 2.35 ขึ้นอยู่กับว่าเราจะคำนวณเครื่องหมายรวมยอดอันไหนก่อนหรือหลัง และการเลือกคำนวณเครื่องหมายรวมยอดที่ต่างกันก็ได้วิธีการที่แตกต่างกันออกไป ในตอนแรกเรามาดูลำดับการคำนวณแบบการลดทอนทางเวลาซึ่งทำได้โดย คำนวณการแปลงดีสครีตฟูริเยร์ขนาด L ของลำดับในแนวตั้งแต่ละแนว

$$q(s, m) = \sum_{l=0}^{L-1} x(l, m) W^{Msl} \quad (2.36)$$

และทำให้สมการที่ 2.35 กลายเป็น

$$X(s, r) = \sum_{m=0}^{M-1} W^{Lmr} \cdot W^{ms} \cdot q(s, m) \quad (2.37)$$

ต่อมา สร้างลำดับสองมิติขึ้น ด้วยการคูณลำดับ $q(s, m)$ เข้ากับ ตัวประกอบหมุน W^{ms} หรือ

$$h(s, m) = W^{ms} \cdot q(s, m) \quad (2.38)$$

สุดท้ายจึงสร้างการแปลงดีสครีตฟูริเยร์ขนาด M จุดของลำดับในแต่ละแถวในแนวนอนของลำดับสองมิติ $h(s,n)$

ในทำนองเดียวกันลำดับการคำนวณแบบการแปลงดีสครีตฟูริเยร์ สามารถทำในลักษณะคล้ายคลึงกันด้วยการเขียนสมการที่ 2.35 ใหม่เพื่อความสะดวก

$$Z(s,r) = \sum_{l=0}^{L-1} W^{Msl} \underbrace{\sum_{m=0}^{M-1} x(l,m) W^{ms}}_{\text{ขั้นตอนคำนวณที่ 1}} \cdot W^{Lrm} \quad (2.39)$$

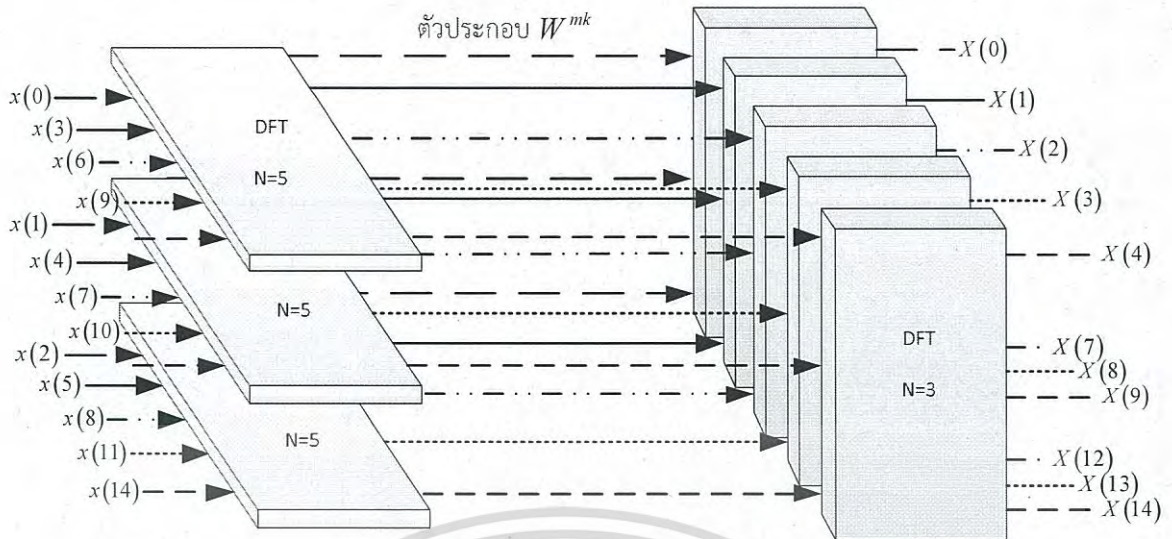
ขั้นตอนคำนวณที่ 2

ขั้นตอนคำนวณที่ 3

การคำนวณสามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ขั้นตอนด้วยกันคือ

1. สร้างลำดับมิติ $q(l,s)$ ด้วยการคูณลำดับสัญญาณสองมิติ $x(l,m)$ เข้ากับตัวประกอบหมุน W^{ms}
2. คำนวณการแปลงดีสครีตฟูริเยร์ขนาด M จุดของแต่ละแถวแนวนอนของลำดับสองมิติ $q(l,s)$ และให้ลำดับสองมิติที่ได้ชื่อ $h(l,s)$
3. คำนวณการแปลงดีสครีตฟูริเยร์ขนาด L จุดของแต่ละแถวตั้งของลำดับ $h(l,s)$ ผลลัพธ์ที่ได้ก็คือการแปลงดีสครีตฟูริเยร์ขนาด N จุด

รูปที่ 2.24 แสดงถึงลักษณะการคำนวณการแปลงดีสครีตฟูริเยร์ขนาด 15 จุด ซึ่งแยกย่อยออกเป็น $L=5$ และ $M=3$ และเป็นการคำนวณแบบการลดทอนทางเวลา ถ้าพิจารณาลำดับการคำนวณทั้งสองแบบที่ได้กล่าวมาเห็นได้ชัดว่าการคำนวณแบบการลดทอนทางเวลาและการลดทอนทางความถี่นั้นคล้ายกันมาก ที่ต่างกันก็คือแบบการลดทอนทางเวลา ตัวประกอบหมุนจะคูณในลำดับการคำนวณขั้นที่สอง แต่แบบการลดทอนทางความถี่ตัวประกอบหมุนคูณก่อน



รูปที่ 2.24 ภาพรวมแสดงขั้นตอนวิธีการคำนวณการแปลงดีสครีตฟูริเยร์ ในกรณี N มีค่าใดๆ

ถ้าหากเราใช้หลักการที่ว่า การคำนวณการแปลงดีสครีตฟูริเยร์ ขนาด N จุดต้องมีการคำนวณ (คูณและบวก) จำนวนเชิงซ้อนโดยประมาณ N^2 ครั้ง เพราะฉะนั้นการคำนวณการแปลงดีสครีตฟูริเยร์ ตามสมการ 2.35 และ 2.38 ก็ต้องมีการคำนวณจำนวนเชิงซ้อนเท่ากับ $ML^2 + LM^2$ ครั้ง เมื่อรวมการคำนวณเชิงซ้อนที่เกิดจากการคูณค่าของตัวประกอบตามสมการ 2.37 เข้าด้วยกันจึงสามารถสรุปได้ว่าจำนวนครั้งของการคำนวณจำนวนเชิงซ้อนของวิธีการนี้มีค่าเท่ากับ

$$C_2 = ML^2 + LM^2 + LM = LM(L + M + 1) + N(M + L + 1) \quad (2.40)$$

ซึ่งค่านี้จะมีค่าน้อยกว่า N^2 และถ้าหาก M และ L อยู่ในรูปของสองยกกำลังใดๆ แล้วเราสามารถใช้กระบวนการแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว เข้ามาช่วยคำนวณ และ

$$C_2 = N(\log_2 L + \log_2 M + 1) \quad (2.41)$$

ในทำนองเดียวกันค่า N อาจถูกแบ่งออกเป็นผลคูณจำนวนเฉพาะสามค่าได้เช่น $N = PML$ ถ้าหากวิเคราะห์เช่นเดียวกันตอนหาค่า C_2 และ C_3 เป็นจำนวนครั้งในการคำนวณจำนวนเชิงซ้อนแล้วจะได้ว่า

$$C_3 = P^2LM + PML^2 + 2PLM + N(P + L + M + 2) \quad (2.42)$$

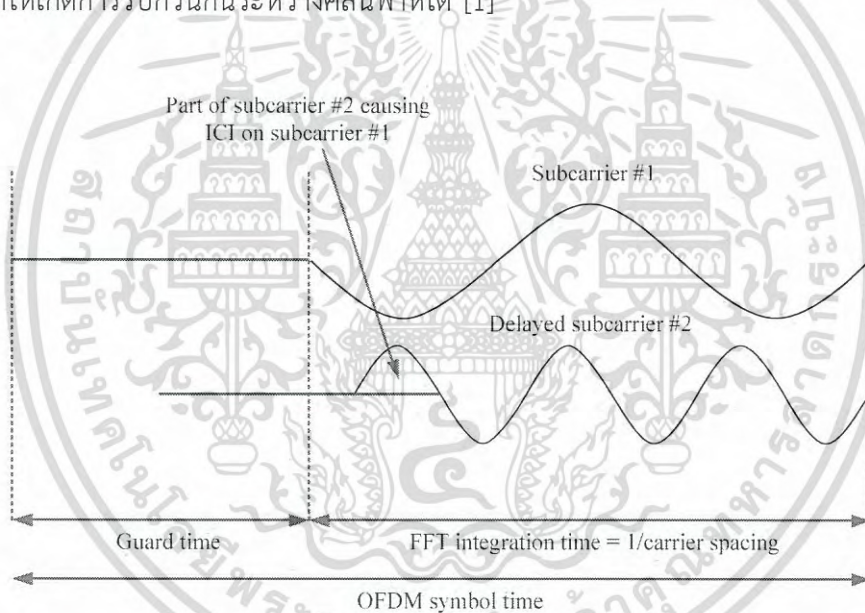
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพราะฉะนั้น สำหรับเมื่อ $N = N_1 N_2 N_3 \dots N_J$ แล้วสามารถเขียนสมการแสดงถึงจำนวนครั้งโดยประมาณที่ต้องใช้ในการคำนวณเชิงซ้อนโดยวิธีการนี้ได้เป็น

$$C_J = N \left(\sum_{i=1}^J n_i + J - 1 \right) \quad (2.43)$$

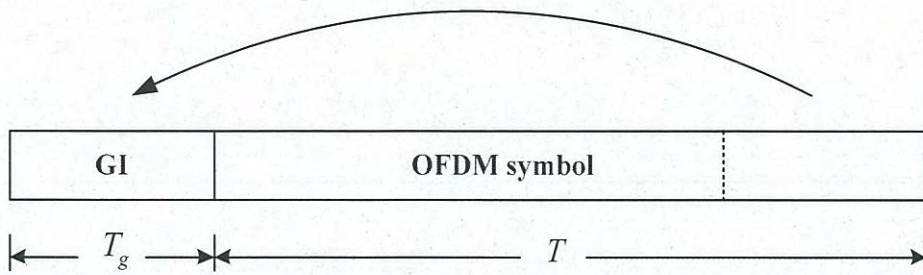
2.1.8 ช่วงเวลาป้องกัน (Guard time)

ปัญหาหนึ่งที่สามารถเกิดขึ้นได้กับระบบที่มีการส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาทีย่อย คือ การแทรกสอดระหว่างคลื่นพาทีย่อย อันเนื่องมาจากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาท (Multi-path fading channel) ดังแสดงในรูปที่ 2.25 ซึ่งจะเห็นว่าค่าความแตกต่างระหว่างจำนวนไซเคิลในหนึ่งสัญลักษณ์คลื่นพาทีย่อยที่หนึ่งและที่สองนั้นมีค่าไม่เท่ากับจำนวนเต็มอาจทำให้เกิดการรบกวนกันระหว่างคลื่นพาทีย่อยได้ [1]



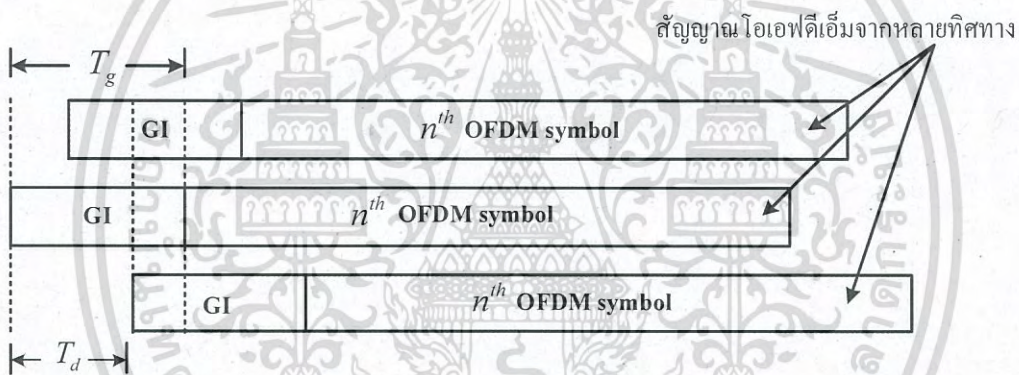
รูปที่ 2.25 การเลื่อนเฟสของคลื่นพาทีย่อย เนื่องจากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาท

ระบบโอเอฟดีเอ็มมีข้อดีอยู่อย่างหนึ่งคือ มีความทนทานต่อการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์และการแทรกสอดระหว่างสัญญาณคลื่นพาทีย่อย อันเนื่องมาจากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาท เนื่องจากการส่งสัญญาณโอเอฟดีเอ็มนั้นจะมีการเพิ่มช่วงเวลาป้องกัน (GI) ให้กับทุกๆ สัญลักษณ์ ซึ่งช่วงเวลาป้องกันที่เพิ่มเข้าไบนั้น จะใช้วิธีการคัดลอกข้อมูลส่วนท้ายของแต่ละสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มแล้วนำไปวางไว้ที่ส่วนหน้าของสัญลักษณ์เพื่อเป็นช่วงเวลาป้องกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.26



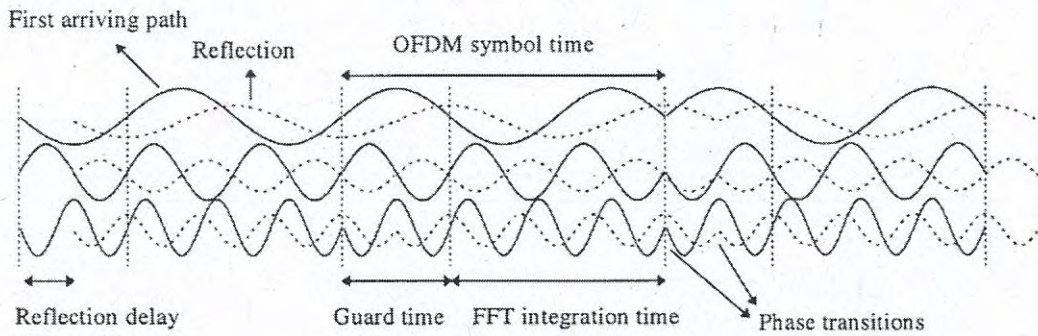
รูปที่ 2.26 การใส่ช่วงเวลาป้องกัน (GI) [1]

ช่วงเวลาป้องกันที่ใส่เพิ่มเข้าไปในส่วนหน้าของทุกๆ สัญญาณโอเอฟดีเอ็มนั้นมีค่าเท่ากับ T_g ซึ่งจะกำหนดให้มีค่าเวลาที่มากกว่าขนาดของค่าดีเลย์สเปรตสูงสุด T_d ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาทที่คาดว่าจะเกิดขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 2.27



รูปที่ 2.27 ตัวอย่างของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่รับจากช่องสัญญาณแบบมัลติพาท [1]

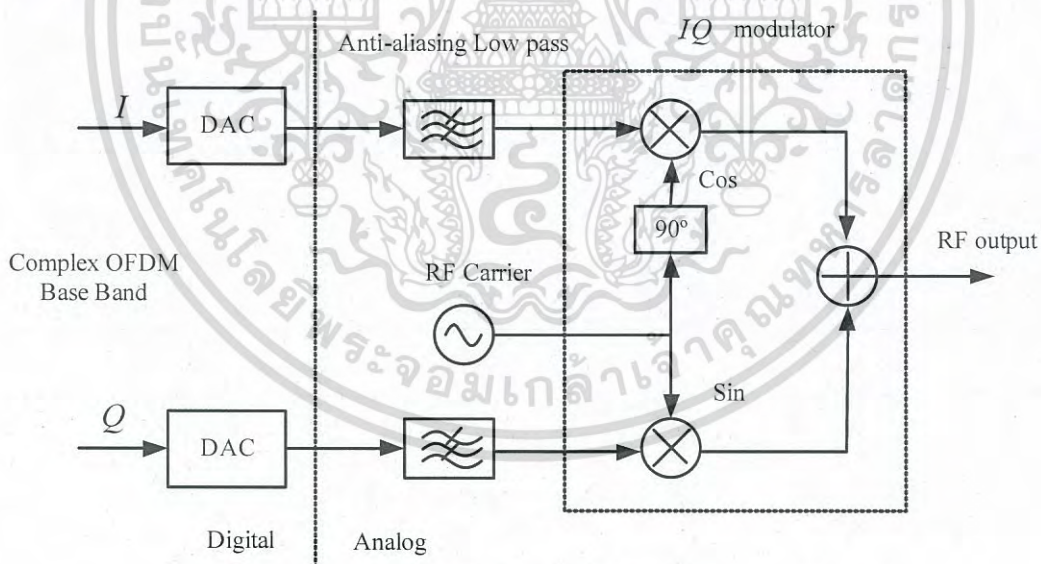
และรูปที่ 2.28 แสดงตัวอย่างสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ประกอบด้วย 3 คลื่นพาห่อย่อย ที่มีการใส่ GI ให้กับทุกๆ สัญญาณ และทำการส่งผ่านทางช่องสัญญาณแบบมัลติพาทมายังเครื่องรับ โดยมีค่ามัลติพาทดีเลย์ที่เกิดขึ้นกับแต่ละคลื่นพาห่อย่อยนั้นมีค่าน้อยกว่าค่าเวลาของ GI ทำให้เครื่องรับสามารถทำการตีמודเลตสัญญาณและให้ข้อมูลเดิมที่ถูกต้องออกมาได้



รูปที่ 2.28 สัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่เดินทางผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาทมายังเครื่องรับ [1]

2.1.9 การมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็มกับสัญญาณอาร์เอฟ

สัญญาณเบสแบนด์โอเอฟดีเอ็มนั้นยังขาดความเหมาะสมที่จะใช้ส่งผ่านทางช่องสัญญาณไปยังเครื่องรับ เนื่องด้วยสาเหตุสำคัญคือ มีสเปกตรัมของความถี่ในย่านที่แตกต่างไปจากย่านความถี่ของช่องสัญญาณที่มีอยู่ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีการเคลื่อนย้ายย่านความถี่ของสัญญาณเบสแบนด์ไปให้อยู่ในช่วงความถี่ของช่องสัญญาณ เพื่อที่จะได้สามารถส่งสัญญาณโอเอฟดีเอ็มผ่านช่องสัญญาณไปได้ จึงต้องทำการมอดูเลตสัญญาณเบสแบนด์โอเอฟดีเอ็มกับคลื่นอาร์เอฟ (RF Carrier) ที่มีความถี่ตรงกับช่องสัญญาณ ดังแสดงในรูปที่ 2.29 [4]



รูปที่ 2.29 การมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็มกับสัญญาณอาร์เอฟ [4]

จากสมการที่ (2.44) เมื่อ $f_n = \frac{n}{NT_b}$ และ $t = kT_b$ สามารถแสดงสัญญาณโอเอฟดีเอ็มได้ดัง

สมการที่ (2.44)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่วารณใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

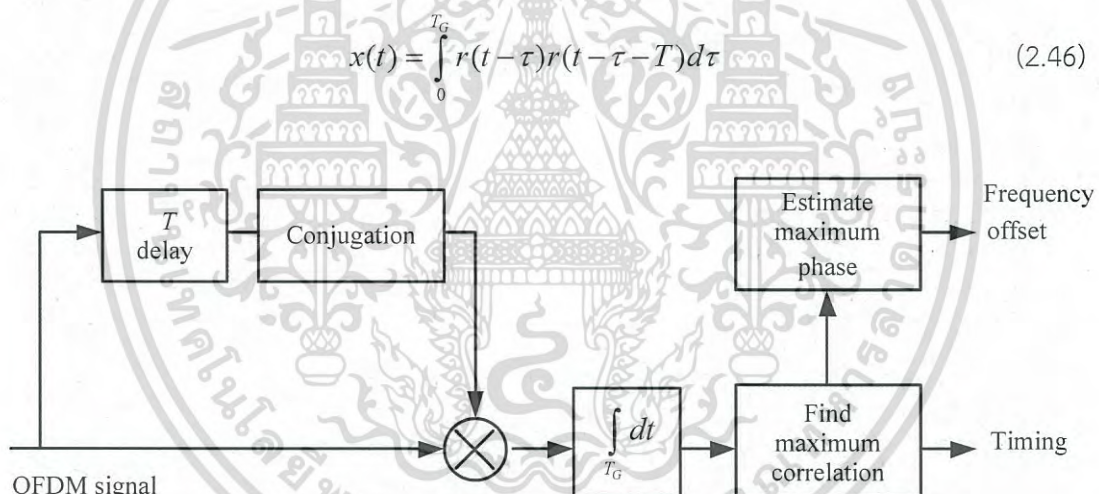
$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi f_n t} \quad (2.44)$$

เมื่อ $f_c \gg f_n$ ดังนั้น จะได้สัญญาณเอาต์พุตของอาร์เอฟ คือ

$$x_c(t) = \text{Re}\{x(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (2.45)$$

2.1.10 การซิงโครไนซ์ (Synchronization)

ก่อนที่เครื่องรับจะสามารถดีมอดูเลตคลื่นพาห์ย่อยต่างๆ ได้นั้น สิ่งที่จะต้องทำเป็นอันดับแรก คือ การหาจุดเชื่อมต่อของแต่ละสัญลักษณ์และช่วงเวลาที่เหมาะสมในการจับค่าสัญลักษณ์ เพื่อลดการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์และการแทรกสอดระหว่างสัญญาณคลื่นพาห์ย่อย และสิ่งที่ต้องกระทำต่อมาก็คือการหาค่าความถี่ออฟเซตเพื่อทำการชดเชยความถี่ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่รับเข้ามา เพื่อให้มีค่าตรงกับความถี่ของสัญญาณที่ด้านเครื่องส่ง [4]



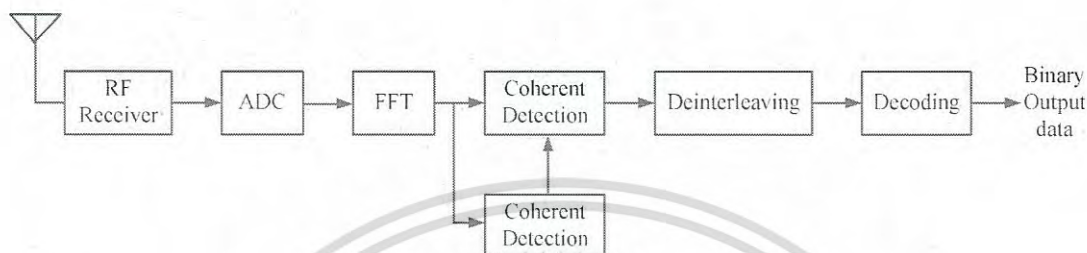
รูปที่ 2.30 การซิงโครไนซ์โดยวิธี Cyclic Prefix [4]

จากรูปที่ 2.30 จะทำการหาค่าช่วงเวลาป้องกัน T_G โดยการคอร์เรชัน (Correlation) ระหว่างสัญญาณที่ผ่านการหน่วงเวลาและสัญญาณที่รับเข้ามา ดังสมการที่ (2.46) ซึ่งเมื่อทราบค่า T_G ก็จะสามารถทราบจุดเริ่มต้นและสุดท้ายของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม เนื่องจากข้อมูลที่อยู่ใน T_G นั้นก็คือข้อมูลที่อยู่ส่วนท้ายของสัญลักษณ์ ซึ่งจะสามารถหาค่าเวลาและความถี่ในการซิงโครไนซ์ได้

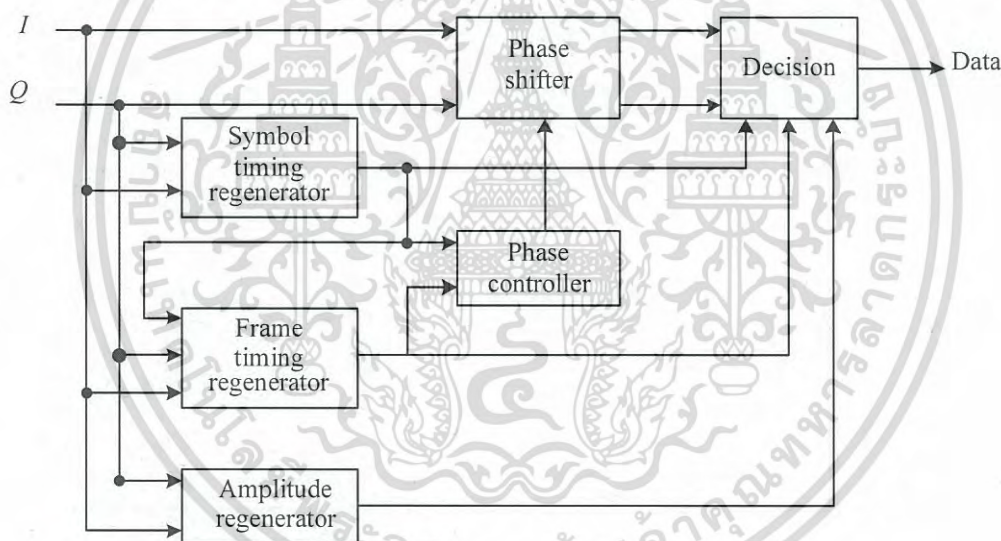
2.1.11 การตรวจจับข้อมูลแบบโคฮีเรนต์ (Coherent Detection)

ข้อมูลที่ถูกลงไปยังเครื่องรับด้วยระบบโอเอฟดีเอ็มนั้น จะเป็นข้อมูลที่ถูกลดโมดูลเลตแบบ PSK หรือแบบ QAM ซึ่งในการตรวจจับข้อมูลทางด้านเครื่องรับนั้นจะต้องทราบค่าเฟสและแอมพลิจูดของสัญญาณที่ส่งมา ซึ่งในการตรวจจับข้อมูลทางด้านเครื่องรับนั้นจะต้องทราบค่าเฟสและแอมพลิจูดของสัญญาณที่ส่งมา ซึ่งในการตรวจจับข้อมูลทางด้านเครื่องรับนั้นจะต้องทราบค่าเฟสและแอมพลิจูดของสัญญาณที่ส่งมา ซึ่งในการตรวจจับข้อมูลทางด้านเครื่องรับนั้นจะต้องทราบค่าเฟสและแอมพลิจูดของสัญญาณที่ส่งมา

พลิจูดอ้างอิงของคลื่นพายุย่อยก่อน ซึ่งโดยทั่วไปแล้วเฟสและแอมพลิจูดของสัญญาณนั้นจะมีการเปลี่ยนแปลงแบบสุ่ม และในการตรวจจับข้อมูลแบบโคฮีเรนซ์ (Coherent Detection) นั้นจะใช้การประมาณเพื่อหาค่าเฟสและแอมพลิจูดอ้างอิงของคลื่นพายุย่อย ซึ่งในการตรวจจับข้อมูลนั้นไม่ได้ดูจากเฟสและแอมพลิจูดที่ต่างกันเพียงอย่างเดียว แต่จะทำการเปรียบเทียบกับข้อมูลในสัญลักษณ์ก่อนหน้านี้นี้ด้วย [3]



รูปที่ 2.31 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับโอเอฟดีเอ็มที่มีการตรวจจับข้อมูลแบบโคฮีเรนซ์ [3]



รูปที่ 2.32 การตรวจจับข้อมูลแบบโคฮีเรนซ์ (Coherent Detection) [3]

จากรูปที่ 2.31 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับระบบโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งหลังจากการทำการแยกความถี่วิทยุออกจากสัญญาณเบสแบนด์และทำการเปลี่ยนจากสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลเพื่อทำการดีมอดูเลต N คลื่นพายุย่อยให้เป็นสัญญาณทางความถี่ด้วยกระบวนการ FFT ซึ่งในแต่ละสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มนั้นก็ประกอบด้วยข้อมูลแบบ PSK หรือ QAM จำนวน N ค่า และจะมีการเลื่อนของเฟสและการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดที่ไม่แน่นอน เนื่องจากคุณสมบัติของช่องสัญญาณที่คลื่นเดินทางผ่านจากเครื่องส่งมายังเครื่องรับ รวมถึงการคลาดเคลื่อนของวงจรกำเนิดความถี่ทางเครื่องรับ โดยในส่วนของประมาณค่าช่องสัญญาณ (Channel estimation) นั้น จะเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการหาค่าเฟสและแอมพลิจูดอ้างอิงของทุกคลื่นพหุย่อย เพื่อช่วยในการแปลงสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มเป็นข้อมูลไบนารี โดยการตรวจจับข้อมูลแบบโคฮีเรนซ์ ดังรูปที่ 2.32

2.2 การหาอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุด (PAPR)

ค่าอัตราส่วนกำลังงานสูงสุด (PAPR: Peak to Average Power Ratio) คือค่ากำลังงานชั่วขณะสูงสุดเทียบกับกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม $x(t)$ ในช่วงเวลา 1 สัญลักษณ์ (T) ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.47) [5]

$$PAPR[x(t), T] = \frac{\max [x(t)]^2}{E[x(t)]^2} \quad (2.47)$$

เมื่อ $\max [x(t)]^2$ คือ ค่ากำลังงานชั่วขณะที่สูงสุดของสัญญาณ และ $E[x(t)]^2$ คือค่ากำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณในช่วงที่ทำการพิจารณา $t \in [0, T]$ จากสมการที่ (2.47) เมื่อสัญญาณเบสแบนด์โอเอฟดีเอ็ม $x(t)$ มีค่าเท่ากับ

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} (X_n e^{j2\pi f_n t}) \quad (2.48)$$

โดย $f_n = \frac{k}{NT_b}$ และ $t = nT_b$ เนื่องจากสัญญาณโอเอฟดีเอ็มเป็นสัญญาณคอมเพล็กซ์ ดังนั้นสัญญาณเบสแบนด์โอเอฟดีเอ็มสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (2.49)

$$x(t) = m_I(t) + jm_Q(t) \quad (2.49)$$

เมื่อ $m_I(t) = \text{Re}\{x(t)\}$ และ $m_Q(t) = \text{Im}\{x(t)\}$ จากสมการที่ (2.49) เมื่อทำการมอดูเลตสัญญาณแบบเบสแบนด์โอเอฟดีเอ็มเข้ากับคลื่นพาห้ f_c หรือคลื่นวิทยุก่อนทำการส่งสัญญาณโอเอฟดีเอ็มไปในช่องสัญญาณ จะสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (2.50)

$$\begin{aligned} x_c(t) &= \text{Re}\{x(t)e^{j2\pi f_c t}\} \\ &= x_i(t) \cos(j2\pi f_c t) - jx_q(t) \sin(j2\pi f_c t) \end{aligned} \quad (2.50)$$

ความถี่ของคลื่นพาห์หรือความถี่คลื่นวิทยุที่มอดูเลตเข้ากับสัญญาณเบสแบนด์โอเอฟดีเอ็มจะมีความถี่สูงกว่าแบนด์วิธของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มมาก $f_c \gg N/T$ และจากสมการที่ (2.50) ค่าสูงสุดของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มหลังจากการมอดูเลตกับคลื่นพาห์ $x_c(t)$ จะมีค่าดังสมการที่ (2.51)

$$\max |x_c(t)| \approx \max |x(t)| \quad (2.51)$$

เมื่อข้อมูลที่ส่งจากเครื่องส่งมีการมอดูเลตในแบบ QAM จะสามารถหาค่ากำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ $E\{|x_c(t)|^2\}$ ได้จากสมการที่ (2.52)

$$E\{|x_c(t)|^2\} = \frac{1}{2} E\{|x_i(t)|^2\} + \frac{1}{2} E\{|x_q(t)|^2\} = \frac{E\{|x(t)|^2\}}{2} \quad (2.52)$$

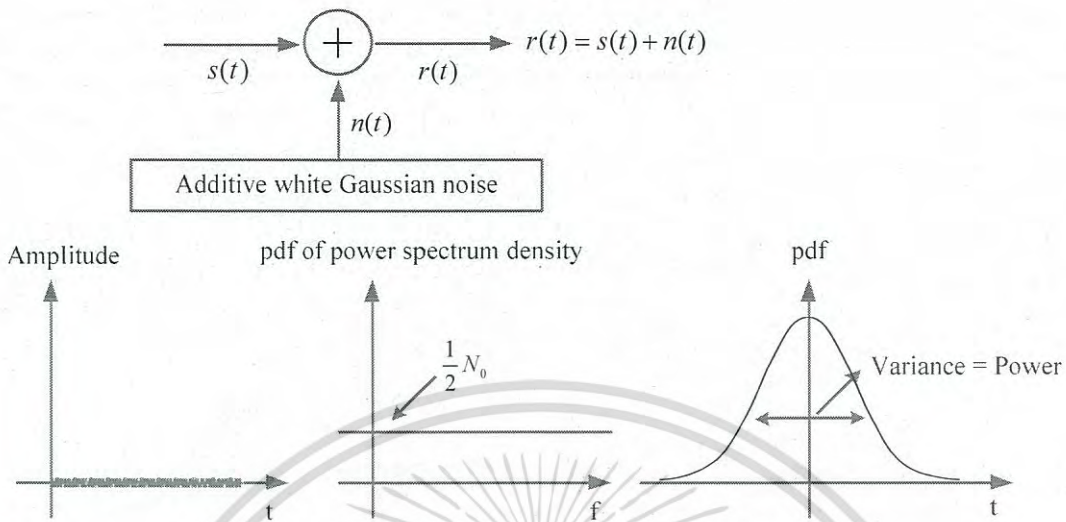
จากสมการที่ (2.51) และ (2.52) เมื่อข้อมูลที่ส่งจากเครื่องส่ง มีการมอดูเลตในแบบ QAM จะสามารถหาค่า PAPR ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ผ่านการมอดูเลตเข้ากับคลื่นพาห์ (f_c) ได้ดังสมการ (2.53)

$$\begin{aligned} PAPR[x_c(t)] &= \frac{\max\{|x_c(t)|^2\}}{E\{|x_c(t)|^2\}} \\ &\approx \frac{\max\{|x(t)|^2\}}{E\{|x_c(t)|^2\} / 2} = 2PAPR[x(t)] \end{aligned} \quad (2.53)$$

2.3 สัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน

จากรูปที่ 2.33 สัญญาณรบกวนในระบบการสื่อสารนั้นส่วนมากจะจำลองให้เป็นสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน (AWGN: Additive White Gaussian Noise) ซึ่งจะมีความหนาแน่นของสเปกตรัมเป็นแบบยูนิฟอร์ม (uniform spectrum density) และแอมพลิจูดมีการแจกแจงแบบเกาส์ (Gaussian distribution) โดยปกติแล้วสัญญาณรบกวนทางอุณหภูมิ (thermal noise) และสัญญาณรบกวนทางไฟฟ้า (electrical noise) ที่เกิดจากการขยายสัญญาณนั้นจะมีคุณสมบัติของ White Gaussian Noise ซึ่งจากคุณสมบัติดังกล่าวสามารถจำลองให้เป็นสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนได้ ซึ่งฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (probability density function) ของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน สามารถแสดงได้ตามสมการที่ (2.54) [3]

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



รูปที่ 2.33 คุณสมบัติของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน [3]

2.4 เครื่องขยายสัญญาณกำลังสูง (HPA)

สัญญาณโอเอฟดีเอ็มก่อนจะทำการส่งไปยังเครื่องรับนั้น ต้องทำการขยายสัญญาณด้วยเครื่องขยายกำลังสูง (HPA: High Power Amplifier) เพื่อให้สัญญาณโอเอฟดีเอ็มมีกำลังงานเพียงพอที่จะสามารถเดินทางไปถึงยังเครื่องรับ แต่เครื่องขยายกำลังสูงที่ใช้อยู่ทั่วไปนั้นจะมีความไม่เป็นเชิงเส้นของการขยายสัญญาณ คือ ไม่สามารถทำการขยายได้ตลอดช่วงของสัญญาณที่เข้ามาทางอินพุตของเครื่องขยายด้วยอัตราขยายสัญญาณเดียวกัน [6]

โดยเมื่อ $g(\cdot)$ คือฟังก์ชันความไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูง และ x คือสัญญาณที่เข้ามาทางอินพุต ดังนั้น สัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของเครื่องขยายกำลังสูง สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.55)

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

และเมื่อสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณต่อเนื่องทางเวลา (Continuous-time signal) จากสมการที่ (2.33) จะได้สัญญาณเอาต์พุตของเครื่องขยายกำลังสูง ดังสมการที่ (2.56)

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

เมื่อทดสอบเครื่องขยายกำลังสูงด้วยฟังก์ชันต่อเนื่อง f และอัตราขยายสูงสุดของเครื่องขยายกำลังสูงมีค่าเท่ากับ α ดังนั้นจะได้ $|f(x)| \leq \alpha|x|$ หรือ $f = \alpha g$ และเอาต์พุตสูงสุดที่จุดอิมพัลส์ของเครื่องขยายกำลังสูง คือ A ดังนั้น เมื่อขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุตมีค่าสูงมากๆ จะได้สัญญาณเอาต์พุต ดังสมการที่ (2.57)

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

และเมื่อสัญญาณเอาต์พุตของเครื่องขยายกำลังสูงมีค่าเท่ากับ $x = |x|e^{j\arg\{x\}} = \rho e^{j\phi}$ ดังนั้นจะได้สัญญาณเอาต์พุตของเครื่องขยายกำลังสูง ดังสมการที่ (2.58)

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

เมื่อ $F[\rho]$ และ $\Phi[\rho]$ คือคุณลักษณะการเปลี่ยนแปลงทางแอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากเครื่องขยายกำลังสูง แต่อย่างไรก็ตามเครื่องขยายกำลังสูงที่ใช้กันอยู่ทั่วไปมีอยู่หลายประเภท ซึ่งแต่ละประเภทนั้นก็มีความแตกต่างกันออกไปได้แก่

- เครื่องขยายกำลังสูงแบบ Soft Limiter (SL) ซึ่งสามารถหาค่าแอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณเอาต์พุตได้ดังสมการที่ (2.57) และ (2.58)

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

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

จากสมการที่ (2.59) และ (2.60) เฟสของสัญญาณเอาต์พุตนั้นจะไม่มีเปลี่ยนแปลงเมื่อเทียบกับสัญญาณอินพุต ดังนั้นสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (2.61)

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

แต่เครื่องขยายกำลังสูงแบบ SL นี้จะไม่ค่อยมีการใช้งานอย่างแพร่หลาย เนื่องจากเป็นกรยากที่จะหาอุปกรณ์ที่ให้คุณสมบัติทางฟิสิกส์ได้ตามสมการดังกล่าวข้างต้น

- เครื่องขยายกำลังสูงแบบโซลิดสเตท (SSPA: Solid-State Power Amplifier)

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 ∞ แล้ว SSPA ก็จะมีคุณลักษณะที่คล้ายกับเครื่องขยายกำลังสูงแบบ Soft Limiter สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้นนี้จะเกิดสัญญาณรบกวนได้ทั้งขนาดและเฟสของสัญญาณ กำหนดจุดการทำงานของวงจรขยาย IBO ซึ่งสามารถแสดงดังสมการได้ดังนี้

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

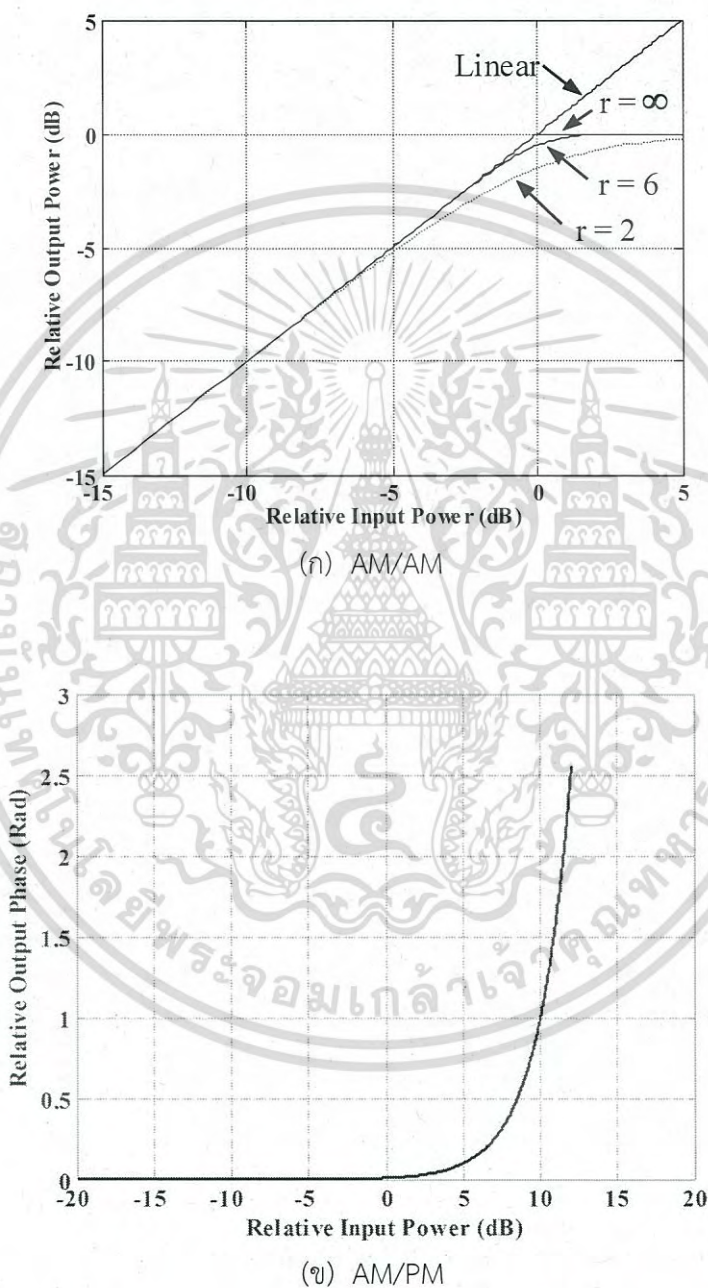
เมื่อ P_m เป็นพลังงานเฉลี่ยของสัญญาณอินพุตของวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น และ P_o เป็นพลังงานเฉลี่ยของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น

คุณสมบัติของวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้นชนิดสารกึ่งตัวนำ (SSPA) สามารถอธิบายได้ด้วยสมการของเรพพ์ (Rapp) ในสมการที่ (2.54) และ (2.64) ดังจะเห็นได้จากเอกสารอ้างอิง โดยสมการจะแยกออกเป็นอธิบายคุณสมบัติของการเปลี่ยนแปลงทางด้านแอมพลิจูด (Amplitude) และเฟส (Phase) การเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นจากวงจรขยายทั้งสองส่วนนี้อธิบายในรูปของการเปลี่ยนของแอมพลิจูดของสัญญาณทางด้านเอาต์พุตที่เกิดจากแอมพลิจูดของสัญญาณทางด้านอินพุต หรือใช้ตัวย่อเป็น AM/AM และอธิบายในรูปของการเปลี่ยนแปลงของเฟสของสัญญาณเอาต์พุตที่เกิดจากแอมพลิจูดของสัญญาณทางด้านอินพุต หรือใช้ตัวย่อเป็น AM/PM จากสมการของเรพพ์สามารถอธิบายการเปลี่ยนของทั้งแอมพลิจูด และเฟสได้ดังสมการที่ (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 ρ เป็นฟังก์ชันของสัญญาณอินพุต A_0 เป็นระดับของสถานะเอาต์พุตและ r เป็นพารามิเตอร์ที่ใช้กำหนดคุณสมบัติของความไม่เป็นเชิงเส้น และ v กับ α_ϕ เป็นค่าคงที่



รูปที่ 2.34 คุณสมบัติของวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น SSPA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.1 ผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูง

เมื่อคลื่นพาริย่อยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มมีการเสริมกันทางด้านเฟสของสัญญาณจะทำให้แอมพลิจูดของสัญญาณรวมขณะนั้นมีค่าสูง ซึ่งจะทำให้ค่า PAPR มีค่าสูง และเมื่อทำการขยายสัญญาณดังกล่าวดังกล่าวด้วยเครื่องขยายกำลังสูง จะทำให้สัญญาณที่ได้ทางเอาต์พุตของเครื่องขยายกำลังสูงมีลักษณะถูกขลิบหรือถูกตัดทางแอมพลิจูดของสัญญาณ เนื่องจากการทำงานที่จุดอิ่มตัวของเครื่องขยายกำลังสูง ซึ่งจะเป็สาเหตุที่ทำให้ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม (PSD: Power Spectral Density) นอกย่านความถี่และอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูล (BER: Bit Error Rate) มีค่าเพิ่มขึ้น ซึ่งการเพิ่มขึ้นของ PSD นอกย่านความถี่นั้น อาจทำให้เกิดการแทรกสอดระหว่างย่านความถี่ที่ใช้งานข้างเคียงได้ ส่งผลให้สมรรถนะของระบบมีค่าต่ำลง

โดยทั่วไปแล้วสามารถบอกช่วงความเป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูงอยู่ในรูปของค่าอัตราส่วนกำลังงานเอาต์พุตสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณเอาต์พุต ซึ่งเรียกว่า Output Back Off (OBO) สามารถหาค่าได้ดังสมการที่ (2.67) [7]

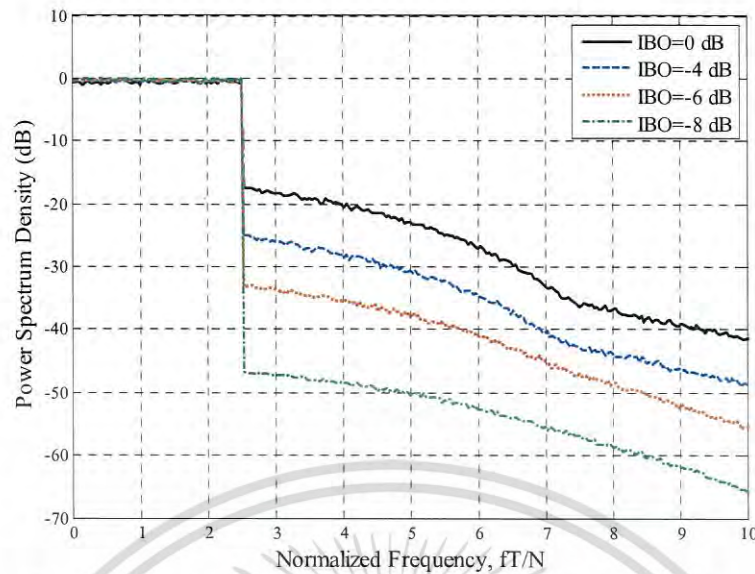
$$OBO = 10 \log \left(\frac{A^2}{E[g(x)^2]} \right) [dB] \quad (2.67)$$

หรือ สามารถบอกช่วงความเป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูงอยู่ในรูปของค่าอัตราส่วนกำลังงานเอาต์พุตสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณอินพุต ซึ่งเรียกว่า Input Back Off (IBO) สามารถหาค่าได้ดังสมการที่ (2.68)

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

2.4.2 การเพิ่มขึ้นของค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่

เมื่อสัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของเครื่องขยายกำลังสูง นั้นถูกขลิบหรือถูกตัดทางแอมพลิจูดของสัญญาณเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูง และสิ่งที่จะเกิดขึ้นตามมาคือการเพิ่มขึ้นของค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่ เนื่องจากการเพิ่มขึ้นของฮาร์มอนิกของสัญญาณที่มีการเปลี่ยนรูปทรงเนื่องจากการขลิบหรือตัดยอดสัญญาณ ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 2.35 [7]



รูปที่ 2.35 ลักษณะสเปกตรัมของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มหลังจากการขยายสัญญาณด้วย HPA

จากรูปที่ 2.35 แสดงลักษณะสเปกตรัมของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม หลังจากการขยายสัญญาณด้วยเครื่องขยายกำลังสูง จะเห็นว่าการเพิ่มขึ้นของค่า PSD นอกย่านความถี่จะแปรผกผันกับค่า IBO โดยเมื่อ IBO มีค่าสูง ก็แสดงว่าช่วงที่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูงก็สูงขึ้นตาม และโอกาสที่สัญญาณเอาร์ทพุทจะถูกขลิบหรือตัดยอดคลื่นก็มีน้อยลง ดังนั้น PSD นอกย่านความถี่ใช้งานก็มีค่าลดลง แต่ในทางกลับกันหาก IBO มีค่าลดลง แสดงว่าช่วงที่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูง นั้นก็ลดลงตาม โอกาสที่สัญญาณเอาร์ทพุทจะถูกขลิบหรือตัดยอดก็มีมากขึ้น ดังนั้นค่า PSD นอกความถี่ใช้งานก็มีค่าเพิ่มขึ้นตาม และอาจทำให้เกิดการแทรกสอดระหว่างย่านความถี่ที่ใช้งานข้างเคียงได้

2.4.3 การเพิ่มขึ้นของค่าอัตราการผลิตผิดพลาดข้อมูล

การขลิบหรือตัดยอดสัญญาณอันเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูง นั้นมีผลทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดข้อมูล (BER) ของระบบมีค่าเพิ่มขึ้น เนื่องจากคลื่นพหุย่อยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มนั้นถูกรบกวนจากคลื่นฮาร์โมนิกที่เพิ่มขึ้น ซึ่งสามารถแสดงดังสมการที่ (2.69) [4]

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

เมื่อ x_τ คือสัญญาณอินพุตของเครื่องขยายกำลังสูงในช่วงเวลา τ ที่พิจารณา และ k^g คือค่าความไม่เป็นเชิงเส้นของ HPA และ $d_\tau^{(X,g)}$ คือสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นกับข้อมูลในเวกเตอร์ที่ x

ของ M-PSK หรือ M-QAM โดยฟังก์ชันความไม่เป็นเชิงเส้น $g(\cdot)$ ดังนั้นจากสมการที่ (2.69) $d_r^{(X,g)}$ จะมีค่าดังสมการที่ (2.70)

$$d_r^{(X,g)} = g(x_r) - k^g x_r \quad (2.70)$$

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

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

และ สามารถแสดงลักษณะไดอะแกรมฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (pdf) ของสัญญาณเอาต์พุตที่ถูกขลิบยอดสัญญาณโดยเครื่องขยายกำลังสูง และสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น ดังรูปที่ 2.36



รูปที่ 2.36 ไดอะแกรมฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น $x, g(x)$ และ $x - g(x)$ [4]

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 (SER : Symbol Error Rate) ของสัญลักษณ์ย่อย M-QAM ได้ดังสมการที่ (2.73)

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

2.5 วิธีการจัดลำดับส่วนในการส่ง (PTS: Partial Transmit Sequence)

ในการลดค่า PAPR โดยใช้วิธีการแบ่งลำดับย่อยในการส่ง (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 θ_p เป็นเซตของกลุ่มค่าสัมประสิทธิ์ (Weighting Factors) ด้วย $\theta_1 = 0$ ซึ่งถูกใช้ในส่วนย่อยของ $X_p(k)$ การแทนที่ของสัญญาณในหน่วยทางความถี่ถูกกำหนดให้เป็น [8]

$$X'(k) = \sum_{p=0}^{P-1} e^{j\theta_p} X_p(k) \quad (2.74)$$

ทำการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบต่อเนื่องของสมการที่ (2.74) และใช้คุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นของการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบต่อเนื่อง เราจะได้

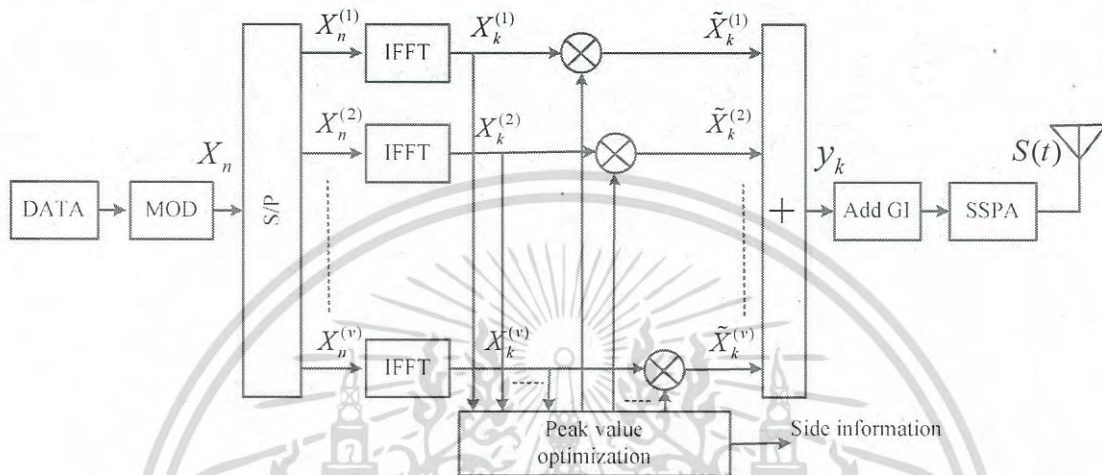
$$\begin{aligned} x'(n) &= IDFT(X'(k)) = \sum_{p=0}^{P-1} e^{j\theta_p} IDFT(X_p(k)) \\ &= \sum_{p=0}^{P-1} e^{j\theta_p} x_p(n) \end{aligned} \quad (2.75)$$

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

$$[\theta'_1, \theta'_2, \dots, \theta'_{P-1}] = \arg \min_{[\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{P-1}]} \left\{ \max_{0 \leq n \leq N-1} |x'(n)| \right\} \quad (2.76)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการกู้ข้อมูลเดิมกลับมาที่ฝั่งของเครื่องรับนั้นต้องการขนาดกลุ่มของข้อมูลสัมประสิทธิ์ (Side Information) และคือ $(P-1)\log_2 W$ บิตต่อหนึ่งโอเอฟดีเอ็มสัญลักษณ์ ที่ W คือจำนวนของค่าสัมประสิทธิ์ (Weighting factor) จากสมการที่ (2.75) P ของการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบต่อเนื่อง (IDFT) นั้นจะถูกต้องการที่จะเป็น $x'(n)$ ซึ่งสามารถทำให้เกิดการคำนวณความซับซ้อนเพิ่มขึ้น



รูปที่ 2.37 บล็อกไดอะแกรมของการส่งข้อมูลแบบจัดลำดับส่วนในการส่ง (PTS) [8]

2.6 วิธีการลดค่า PAPR โดยวิธีการจัดลำดับส่วนในการส่ง (PTS)

จากรูปที่ 2.37 แสดงถึงโครงสร้างของระบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐานที่มีการลดค่า PAPR ของระบบแบบ PTS สำหรับวิธีการแบบ PTS นั้น ข้อมูลข่าวสารที่เข้ามา $X(n)$ ถูกแบ่งออกเป็นกลุ่มหลักจำนวน V กลุ่มดังนี้ $X_n^{(v)}, (1 \leq v \leq V)$ โดยที่ข้อมูลทั้งหมดของในแต่ละกลุ่มถูกนำมาคูณด้วยค่าสัมประสิทธิ์ $b_k^{(v)} = e^{j\phi_k^{(v)}}$ เพื่อทำการหาค่าสัญญาณที่มีค่า PAPR น้อยที่สุด [8] โดยในการหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมของแต่ละกลุ่มหลักจะแสดงได้ตามสมการดังต่อไปนี้

$$\phi_k^{(v)} \in \left\{ \frac{2\pi i}{W} \mid i = 0, \dots, W-1 \right\} \quad (2.77)$$

เมื่อ W คือ จำนวนของเฟสทั้งหมดที่ใช้ในการพิจารณา

หลังจากการคูณค่าสัมประสิทธิ์ของแต่ละกลุ่มหลักแล้ว จะได้สัญญาณจากการรวมกันของทุกๆ กลุ่มหลักตามสมการนี้

$$y_k = \sum_{v=1}^V (b_k^{(v)} X_n^{(v)}) \quad (2.78)$$

เมื่อ $b_k^{(v)}$ คือ ค่าสัมประสิทธิ์

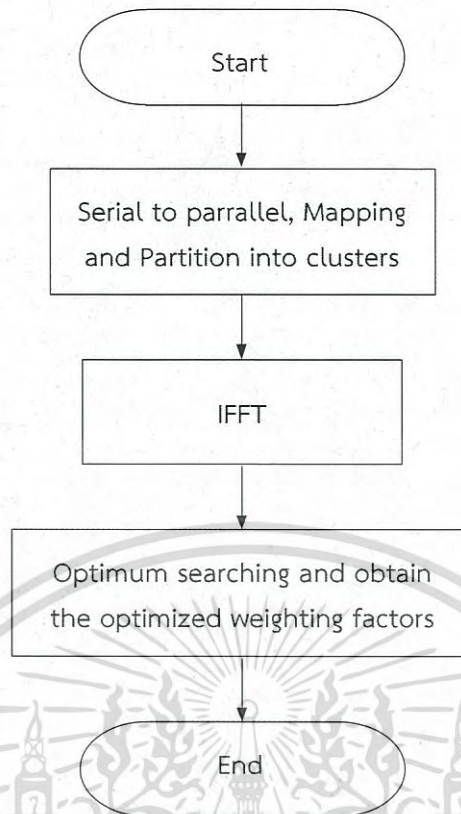
โดยจะต้องนำค่าสัมประสิทธิ์นี้ส่งไปยังฝั่งรับเพื่อใช้ในการนำสัญญาณกลับคืนมา ซึ่งข้อมูลในส่วนนี้จะเรียกว่ากลุ่มของข้อมูลสัมประสิทธิ์ (Side Information) สำหรับเซตของสัมประสิทธิ์แต่ละกลุ่มหลักจำนวน V กลุ่มจะเป็นค่าที่เหมาะสมทางด้านแกนของเวลา โดยเมื่อนำมาคูณเข้ากับข้อมูลในแต่ละกลุ่มหลักแล้วนำกลุ่มหลักมารวมกันจะได้สัญญาณที่มีค่า PAPR ที่ลดลง ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการลดค่า PAPR นี้จะได้ดังสมการ

$$\begin{aligned} y_k &= \sum_{v=1}^V (b_k^{(v)} \cdot \text{IFFT} \{X_n^{(v)}\}) \\ &= \sum_{v=1}^V (b_k^{(v)} \cdot X_k^{(v)}) \end{aligned} \quad (2.79)$$

จากสมการที่ (3.5) และ (3.6) จะเห็นได้ว่าค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้ในการคูณเข้ากับข้อมูลแต่ละกลุ่มหลักนั้นจะมีค่าคงที่ทั้งในแกนของเวลาและความถี่ โดยที่จะพิจารณาค่าสัมประสิทธิ์นี้ภายใต้เงื่อนไขเป็นไปดังสมการ

$$\tilde{V} = \arg \min_{0 \leq w \leq W} \max_{0 \leq n \leq N-1} \left| \sum_{v=1}^V (b_k^{(v)} \cdot X_k^{(v)}) \right| \quad (2.80)$$

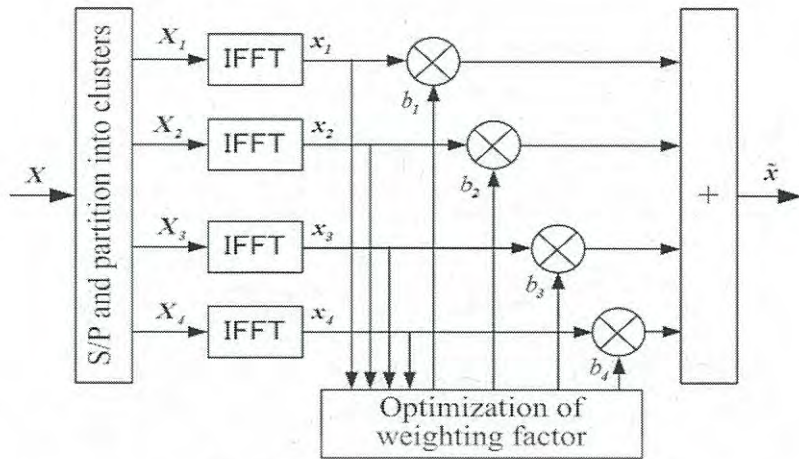
เมื่อ $\tilde{V}$ เป็นเงื่อนไขในการหาค่าสัมประสิทธิ์ที่ทำให้สัญญาณเกิดค่า PAPR ที่ต่ำที่สุด



รูปที่ 2.38 โฟลว์ชาร์ตการทำงานของวิธีการ PTS แบบพื้นฐาน

2.7 การลดค่า PAPR โดยใช้วิธีการจัดลำดับส่วนในการส่งด้วยรูปแบบลดความซับซ้อนการคำนวณ (RCC-PTS)

จากที่ได้กล่าวมาแล้วในวิธี PTS แบบพื้นฐานวิธี RCC-PTS มีรูปแบบโครงสร้าง ภาพรวมเหมือนกับวิธีการ PTS แบบพื้นฐานดังแสดงในรูปที่ 2.39 แต่ที่เป็นข้อแตกต่างของวิธีการ RCC-PTS คือ ในส่วนของภาคการค้นหาลำดับค่าสัมประสิทธิ์ (Optimization of weighting factor) ที่นำคุณแล้วให้ค่า PAPR น้อยที่สุด ซึ่งในส่วนของการค้นหาลำดับค่าสัมประสิทธิ์จะมีขั้นตอนวิธีการดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.39 แสดงโครงสร้างพื้นฐานสำหรับวิธีการ PTS แบบพื้นฐานและ
การคูณค่าสัมประสิทธิ์ในสัญญาณ Time domain

ตามที่ได้อธิบายไว้ก่อนหน้านี้ การกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ Phase weighting factors เพื่อใช้คูณเข้ากับสัญญาณ ในวิธีการ PTS คือ $\{\exp(j\frac{2\pi k}{W}), k = 0, 1, \dots, W-1\}$ และมี W^{V-1} เป็นลำดับค่าสัมประสิทธิ์ (Phase weighting sequences) ได้ถูกสร้างขึ้นเพื่อใช้คูณเข้ากับสัญญาณ พิจารณาที่ลำดับค่าสัมประสิทธิ์ (Phase weighting) ทั้งหมด เราสามารถพบความซ้ำซ้อนบางอย่างที่สำคัญตามที่ได้ระบุไว้ [15]

สำหรับลำดับค่าสัมประสิทธิ์ (Phase weighting) หนึ่งตัว จากทั้งหมดมีอยู่หนึ่งที่มีความสัมพันธ์กับสองลำดับค่าสัมประสิทธิ์ (Phase weighting sequences) ที่อยู่ในลำดับที่ตำแหน่งตรงกันข้าม มีค่าสัมประสิทธิ์ (Phase weighting factor) ที่เหมือนกันและส่วนที่ตรงข้ามกัน

จากตัวอย่าง เมื่อจำนวนของบล็อกย่อย (Subblock) $V = 4$ และ ค่าสัมประสิทธิ์ (Phase weighting factor) คือ $\{1, -1\}$ ($W = 2$) ลำดับค่าสัมประสิทธิ์ ทั้งหมดถูกระบุเป็น $B_1, B_2, \dots, B_8$ ถูกแสดงในตารางที่ 2.1 ข้อมูลในตารางสอดคล้องกับข้อสังเกตที่ได้กล่าวไว้ก่อนหน้านี้. เราสามารถใช้ลำดับค่าสัมประสิทธิ์ (Phase weighting) B_1 และ B_5 เป็นตัวอย่าง. ค่าสัมประสิทธิ์จะตรงข้ามกันในตำแหน่ง B_1 และ B_5 และผลที่เหมือนกันสามารถถูกพบใน B_2 กับ B_6 และ B_3 กับ B_7, B_4 กับ B_8 .

แนวคิดสำหรับการลดความซับซ้อนการคำนวณอยู่บนพื้นฐานข้อสังเกตที่ได้กล่าวไปก่อนหน้านี้. ให้ $B_1 = [b_{1,1}, b_{1,2}, \dots, b_{1,V}]$ และ $B_5 = [b_{5,1}, b_{5,2}, \dots, b_{5,V}]$ เป็นลำดับค่าสัมประสิทธิ์ที่ถูกสร้างขึ้นเพื่อใช้คูณเข้ากับสัญญาณทางเวลา y_1 และ y_5 ตามลำดับ ตามที่ได้อธิบายก่อนหน้านี้ ความสัมพันธ์ระหว่าง B_1 และ B_5 นั่นคือ $b_{1,1} = b_{5,1} = 1$ และ $b_{1,i} = -b_{5,i}, i = 2, 3, \dots, V$. ต่อด้วย y_1 และ y_5 สามารถทำให้เป็นผลได้จาก B_1 และ B_5

$$y_1 = \sum_{i=1}^V b_{1,i} x_i = x_1 + \sum_{i=2}^V b_{1,i} x_i \quad (2.81)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$y_5 = \sum_{i=1}^V b_{5,i} x_i = x_1 + \sum_{i=2}^V b_{5,i} x_i = x_1 - \sum_{i=2}^V b_{1,i} x_i \quad (2.82)$$

เห็นได้ชัด มีส่วนที่รวมกันอยู่ในรูป $\sum_{i=2}^V b_{1,i} x_i$ ใน (2.81) และ (2.82). และต่อด้วย, y_1 และ y_5 สามารถถูกเขียนได้ตามนี้

$$y_1 = \sum_{i=1}^V b_{1,i} x_i = x_1 + S \quad (2.83)$$

$$y_5 = \sum_{i=1}^V b_{5,i} x_i = x_1 - S \quad (2.84)$$

ที่ $S = \sum_{i=2}^V b_{1,i} x_i$ ดังนั้นเราสามารถคำนวณ S และ y_1 เป็นอย่างแรกและต่อจากนั้น สัญญาณสามารถถูกทำให้เป็นผลได้อย่าง่ายโดย LN การเพิ่มความซับซ้อน แทน $(V-1)LN$ การคูณความซับซ้อนและ $(V-1)LN$ การเพิ่มความซับซ้อน. L คือ oversampling factor. ความซับซ้อนการคำนวณถูกลดลงเพราะเงื่อนไขที่รวมกันของ S ที่ถูกคำนวณเพียงครั้งเดียวนั้น

ตารางที่ 2.1 แสดงลำดับค่าสัมประสิทธิ์(Phase weighting) ทั้งหมด จาก $V=4$ และ $W=2$

	Phase weighting sequence		Phase weighting sequence
B_1	[1, 1, 1, 1]	B_5	[1, -1, -1, -1]
B_2	[1, 1, 1, -1]	B_6	[1, -1, -1, 1]
B_3	[1, 1, -1, 1]	B_7	[1, -1, 1, -1]
B_4	[1, 1, -1, -1]	B_8	[1, -1, 1, 1]

วิธีการจัดลำดับการส่งแบบลดความซับซ้อนการคำนวณ RCC PTS สามารถสรุปได้ตามนี้

- ขั้นตอนที่ 1 แบ่งลำดับอินพุตตามค่า เป็นบล็อกย่อย(Subblocks) ($V > 2$) และแปลงสัญญาณทางเวลา Time domain โดยบล็อกย่อย IFFTs
- ขั้นตอนที่ 2 กำหนดค่าสัมประสิทธิ์ Phase weighting เป็น $\left\{ \exp\left(j \frac{2\pi k}{W}\right), k = 0, 1, \dots, W-1 \right\}$ เพื่อสร้างลำดับค่าสัมประสิทธิ์ Phase weighting ตั้งชื่อเป็น $B_i, i = 1, 2, \dots, W^{V-1}$;
- ขั้นตอนที่ 3 แบ่งลำดับค่าสัมประสิทธิ์ Phase weighting ทั้งหมดเป็นสองส่วนและแต่ละส่วนประกอบด้วยลำดับค่าสัมประสิทธิ์ Phase weighting คือ $W^{V-1}/2$. ที่ลำดับ phase weighting ที่สองในแต่ละส่วน. เราต้องมั่นใจว่าค่าสัมประสิทธิ์ phase weighting จากบล็อกย่อย(Subblock) ลำดับที่สองไม่อยู่ตรงข้าม
- ขั้นตอนที่ 4 เลือกหนึ่งจากสองส่วนและแบ่งมันออกเป็นหลายกลุ่ม ลำดับที่มีค่าสัมประสิทธิ์ Phase weighting ที่เหมือนกันจากบล็อกย่อย(Subblock) ที่สองอยู่ในกลุ่มที่เหมือนกัน และจากนั้น เราสามารถแยกแต่ละกลุ่มเป็นกลุ่มที่เล็กกว่า ลำดับที่ค่าสัมประสิทธิ์ Phase weighting ที่เหมือนกัน จากบล็อกย่อย(Subblock) ที่สองที่อยู่ในกลุ่มที่เหมือนกัน และต่อจากนั้นเราสามารถแยกได้ต่อไปแต่ละกลุ่มเป็นกลุ่มที่เล็กกว่า ที่ลำดับหนึ่ง Phase weighting factor ที่เหมือนกัน จากบล็อกย่อย(Subblock) ที่สามในกลุ่มเดียวกัน โดยให้เหตุผลของความเท่ากัน ถ้าแต่ละกลุ่มไม่สามารถแยกออกมาได้ กระบวนการทำเป็นกลุ่มจะถูกทำให้จบลง
- ขั้นตอนที่ 5 โดยใช้ข้อสังเกตที่ได้อธิบายก่อนหน้านี้ และแนวคิดที่ให้ไว้สำหรับ การลด ความซับซ้อนการคำนวณ สัญญาณแต่ละกลุ่ม สามารถถูกทำให้ประสบผล .ในขณะเดียวกัน ข้อตกลงร่วมกัน ซึ่งจะถูกใช้สร้างสำหรับการสร้างรูปแบบสัญญาณจากส่วนอื่นสามารถเป็นประสบผลได้
- ขั้นตอนที่ 6 ใช้ข้อตกลงที่ใช้ร่วมกันในขั้นตอนที่ 5 เพื่อสร้างสัญญาณจากส่วนอื่นๆ โดยตรง โดยการเพิ่มความซับซ้อน
- ขั้นตอนที่ 7 คำนวณค่า PAPR สัญญาณที่ได้เลือกทั้งหมดและเลือกเพียง 1 ที่ค่า PAPR ที่น้อยที่สุดใช้ส่งคุณเข้ากับสัญญาณ

สำหรับการทำความเข้าใจหลักการพื้นฐานของรูปแบบ RCC PTS ให้ใช้ลำดับค่าสัมประสิทธิ์ Phase weighting ในตารางที่ 1 ตามตัวอย่าง อย่างแรก เราสมมุติว่าขั้นตอนที่ 1 และขั้นตอนที่ 2 ได้ทำเสร็จแล้ว ลำดับที่สอง ลำดับค่าสัมประสิทธิ์ Phase weighting จะถูกแบ่งออกเป็นสองส่วนและแต่ละแถวแนวตั้งในตารางที่ 1 ที่ได้เห็นในส่วนที่ 1. ของตาราง อยู่ในขั้นตอนที่ 4 เราเลือกส่วนแรก คอลัมแรกในตารางที่ 1 และผลที่ได้จากการจัดกลุ่มท้ายสุดคือ B_1 และ B_2 , B_3 และ B_4 ที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความสัมพันธ์ระหว่างลำดับค่าสัมประสิทธิ์ Phase weighting ในกลุ่ม คือสาม Phase weighting factors แรกเหมือนกัน และตรงข้ามกันในส่วนสุดท้าย ต่อด้วยสัญญาณจากสองกลุ่มสามารถทำให้เป็นผลได้ตามสมการต่อไปนี้

$$\begin{cases} y_k = \sum_{i=1}^4 b_{k,i} x_i = \sum_{i=1}^3 b_{k,i} x_i + b_{k,4} x_4 \\ y_{k+1} = \sum_{i=1}^4 b_{k+1,i} x_i = \sum_{i=1}^3 b_{k+1,i} x_i + b_{k+1,4} x_4 \\ = \sum_{i=1}^3 b_{k,i} x_i - b_{k,4} x_4 \end{cases} \quad (2.85)$$

ที่ $k=1,3, \sum_{i=1}^3 b_{k,i} x_i$ และ $b_{k,4} x_4$ อยู่ในส่วนเดียวกันกัน ซึ่งถูกคำนวณเพียงครั้งเดียวเท่านั้น

ขณะเดียวกัน ส่วนของ $S_k = y_k - x_1, k=1,2,3,4$, สามารถทำให้ประสบผล การสร้างสัญญาณจากส่วนอื่นๆ ในขั้นตอนต่อไป

ในขั้นตอนที่ 6 บนพื้นฐานที่ได้อธิบายก่อนหน้านี้ และในรูปแบบ $S_k, k=1,2,3,4$, ที่ได้ อยู่ในขั้นตอนที่ 5 สัญญาณจากส่วนอื่น ๆ สามารถถูกทำให้สำเร็จได้อย่างง่ายดายโดยที่เพิ่มความซับซ้อน

$$y_{\frac{k+1}{2}} = y_{k+4} = x_1 - s_k, k=1,2,3,4 \quad (2.86)$$

ด้วยเหตุนี้ สัญญาณทั้งหมดที่ถูกทำให้เป็นผลได้

คล้ายกับวิธี PTS แบบพื้นฐานที่ยังคงต้องการส่วนของ Side information ในเครื่องรับที่ใช้ในการกู้กลับสัญญาณ ในวิธี RCC-PTS มันง่ายที่สรุปว่าวิธี RCC-PTS ต้องการ Side information เช่นเดียวกับในวิธี PTS แบบพื้นฐาน. นั่นเป็นเพราะวิธี RCC-PTS มีลำดับค่าสัมประสิทธิ์ Phase weighting ที่เหมือนกับวิธี PTS แบบพื้นฐาน ภายใต้เงื่อนไขที่เหมือนกัน

2.8 ส่วนของการส่งกลุ่มของข้อมูลสัมประสิทธิ์ (Side Information)

สัญญาณโอเอฟดีเอ็มในเทคนิควิธีการลดค่า PAPR โดยวิธีการจัดลำดับส่วนในการส่ง (PTS) นั้นจำเป็นต้องมีส่วนของการส่งกลุ่มของข้อมูลสัมประสิทธิ์ หรือ เอสไอ (SI: Side Information) เพื่อเป็นการบอกให้ทางเครื่องรับรู้ข้อมูลที่คุณรวมเข้ากับข้อมูลว่าเป็นมุมใดเพื่อให้ทางด้านเครื่องรับคุณมูมกลับออกจากข้อมูล ซึ่งในกระบวนการลดค่า PAPR การสร้างสัมประสิทธิ์ตัวคุณเพื่อใช้ในการลดค่า PAPR มีกระบวนการอย่างคร่าวๆ ดังนี้ โดยข้อมูลจำนวน X ชุดข้อมูล หลังจากผ่าน IFFT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณจะถูกแบ่งออกเป็นชุดย่อยๆ $\{X_m, m=0,1,...,N-1\}$ ชุด ข้อมูลจำนวน N บิตข้อมูล เพื่อนำสัญญาณคูณด้วยมมต่างๆ ที่เราสร้างขึ้นแสดงได้ดังสมการ [8]

$$X = \sum_{m=1}^{N-1} X_m \quad (2.87)$$

จากสมการที่ (2.87) ชุดขบวนข้อมูลจะถูกแบ่งเป็นชุดๆ เพื่อคูณกับค่าสัมประสิทธิ์ที่สร้างขึ้น ดังแสดงได้ดังสมการ

$$X' = \sum_{m=1}^M b_m X_m \quad (2.88)$$

เมื่อ $\{b_m, m=0,1,...,M\}$ เป็นจำนวนมมที่สร้างขึ้นจำนวน M ชุดข้อมูล มมนี้จะขึ้นอยู่กับ การกำหนดซึ่งอาจจะเป็น 2, 4, 8 หรือ 16 ชุดเพื่อใช้คูณเข้ากับสัญญาณ X_m และประสิทธิภาพของ การลดค่า PAPR ที่ได้จะดีเมื่อใช้จำนวนชุดมมมากๆ เนื่องจากเมื่อเราสร้างชุดมมสัมประสิทธิ์มากชุด ขึ้นมาคูณกับข้อมูลก็จะมีโอกาสที่จะได้ค่า PAPR ที่ต่ำมากตามไปด้วยเช่นกัน แต่จะทำให้กระบวนการ มีความยุ่งยากมากขึ้นและจะลดทอนประสิทธิภาพการส่งผ่านของระบบ จึงจำเป็นต้องเลือกการสร้าง ชุดสัมประสิทธิ์มมนี้ให้เหมาะสมกับแต่ละระบบ และเมื่อกำหนดชุดมม $b_m = e^{j\theta_m}$ เพื่อคูณเข้ากับแต่ละชุดเพื่อหาค่า PAPR ที่น้อยที่สุดจากทุกชุดข้อมูลและทำการส่งไปเพียงชุดเดียวเท่านั้นดังสมการที่แสดงดังนี้

$$PAPR = \min_{b_1, \dots, b_M} \left[\max_{0 \leq n \leq N} \left| \sum_{k=1}^M b_k x_{n,k} \right|^2 \right] \quad (2.89)$$

จากสมการ $x_{n,k}$ จำนวนบิตข้อมูลที่ $n=0,1,...,N-1$ และ $m=1,2,...,M$ เป็นจำนวนจุดของ IFFT ของสัญญาณ X_k นั้นแสดงได้ว่า เมื่อได้สัญญาณที่ผ่านกระบวนการในสัญญาณหนึ่งชุดจะต้องคูณกับทุกมมที่สร้างขึ้น เช่นถ้าสร้างมมสัมประสิทธิ์ขึ้นมา 4 ชุดคือ $0, \frac{\pi}{2}, \pi$ และ $\frac{3\pi}{2}$ ตามลำดับ ข้อมูลในหนึ่งชุดจะเพิ่มขึ้นมาเป็นจำนวน 4 ชุด ซึ่งเราจะเลือกค่า PAPR ที่น้อยที่สุดจากชุดข้อมูลทั้งหมดและเลือกทำการส่งไปเพียงชุดเดียวเท่านั้น ซึ่งทางเครื่องส่งจะต้องส่งตัวบอกว่าข้อมูลที่ใส่ส่งไปนั้นเป็นชุดไหนส่งรวมไปให้ทางเครื่องรับรับทราบด้วย เพื่อที่จะได้คูณมมกลับของมมที่ทางด้านเครื่องส่งคูณเพิ่มเข้าไปและให้ได้ข้อมูลแท้จริงของสัญญาณออกมา ดังนั้นชุดเฟรมข้อมูลที่ใช้ในการส่งในแต่ละเฟรมจะต้องใช้บิตข้อมูลจำนวนหนึ่งเพื่อใช้เป็นกุญแจสำคัญในการกู้ข้อมูลที่ถูกต้องขึ้นมา และอีกนัยสำคัญหนึ่งคือบิตข้อมูลของกลุ่มของข้อมูลสัมประสิทธิ์นี้จะผิดพลาดหรือสูญเสียการเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หายในกระบวนการส่งไม่ได้เลย เพราะถ้าข้อมูลบอกค่ามัมสัมประสิทธิ์นี้ผิดพลาดหรือสูญหายก็เท่ากับว่าข้อมูลทั้งเฟรมไม่สามารถกู้คืนและจำเป็นต้องทำการส่งใหม่ทั้งเฟรม หรือส่งส่วนของกลุ่มของข้อมูลสัมประสิทธิ์ใหม่ ซึ่งเป็นคุณลักษณะของวิธีการของเทคนิคนี้ที่ต้องให้ความสำคัญต่อส่วนของการบอกข้อมูลข่าวสารหรือกลุ่มของข้อมูลสัมประสิทธิ์ดังกล่าว



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

วิธีการลดค่า PAPR ในสัญญาณโอเอฟดีเอ็มและการเพิ่มประสิทธิภาพการส่งผ่านให้กับระบบ

เทคนิคการมอดูเลตแบบโอเอฟดีเอ็มเป็นระบบที่มีประสิทธิภาพสูงในการใช้งานช่องสัญญาณ ทนทานต่อสภาวะการจางหายแบบหลายเส้นทาง จึงทำให้เทคนิคการมอดูเลตแบบโอเอฟดีเอ็มได้รับ มาใช้เป็นมาตรฐานระบบการสื่อสารต่างๆ มากมาย ดังเช่น ระบบโครงข่ายแบบไร้สาย (Wireless LAN system) ระบบที่วิดิจิตอลบอร์ด์แคสติง (Terrestrial digital broadcasting system) เป็นต้น และในบทนี้จะกล่าวถึงปัญหาที่เกิดขึ้นกับระบบโอเอฟดีเอ็ม [1]

ปัญหาของเครื่องขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น เนื่องมาจากการกระพือมของสัญญาณ ในแกนเวลาส่งผลให้คุณภาพของสัญญาณลดทอนไป และปัญหาการเข้าจังหวะสัญญาณของเครื่องรับ ทำได้ยาก ซึ่งจะกล่าวถึงเป็นลำดับต่อไป สัญญาณโอเอฟดีเอ็มทางแกนเวลามีการแกว่งมาก (Fluctuation) ซึ่งค่าการแกว่งของสัญญาณนี้สามารถที่จะวัดได้ในรูปของอัตราส่วนระหว่างค่าสูงสุด ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มต่อค่าเฉลี่ยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในหนึ่งสัญลักษณ์ หรือเรียกว่าค่าพีเอฟอีอาร์ (PAPR : Peak to Average Power Ratio) ซึ่งค่า PAPR ที่สูงนี้ในทางปฏิบัติแล้วจำเป็นจะต้อง กำหนดจุดการทำงานของวงจรขยายในตำแหน่งที่เป็นเชิงเส้น เพื่อไม่ให้เกิดสัญญาณรบกวนที่เกิด จากการตัดยอดของสัญญาณที่บริเวณจุดการทำงานอิ่มตัวของวงจรขยาย หากแต่วิธีการนี้จะทำให้ การใช้งานวงจรขยายเป็นไปอย่างไม่มีประสิทธิภาพอีกปัญหาหนึ่งที่เกิดกับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่มีค่า PAPR สูง คือ ทางเครื่องส่งจำเป็นจะต้องมีวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก (DAC : Digital-to-Analog Converters) ที่ค่อนข้างราคาแพงเนื่องจากค่าสูงสุดและต่ำสุดของสัญญาณกว้างมาก วิธีการแก้ไขก็ คือ พยายามลดค่าการแกว่งของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม หรืออีกนัยหนึ่งคือลดค่า PAPR ให้ได้มากที่สุด

ในบทที่ 3 จะกล่าวถึงรายละเอียดระบบโอเอฟดีเอ็ม การลดค่า PAPR โดยใช้วิธีเพิ่ม ประสิทธิภาพวิธีพีทีเอส (I-PTS) ด้วยการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ร่วมกับแนวคิดการลดการคำนวณ ความซับซ้อนของระบบ โดยวิธีที่นำเสนอจะถูกนำมาเปรียบเทียบกับวิธีการลดค่า PAPR แบบ PTS พื้นฐานซึ่งรายละเอียดทั้งหมดจะกล่าวถึงในส่วนต่อไป

3.1 ค่าอัตราส่วนกำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ (PAPR)

ค่า PAPR หรือค่าประสิทธิภาพของสัญญาณค่าอัตรากำลังงานสูงสุดต่อค่าเฉลี่ยของสัญญาณ ในทางแกนเวลา เป็นวิธีการที่นิยมใช้วัดค่าการแกว่งของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแกนเวลา ซึ่งคุณสมบัติของค่า PAPR ในระบบโอเอฟดีเอ็ม การมอดูเลตของระบบโอเอฟดีเอ็ม บล็อกข้อมูลสัญลักษณ์ $N \{X_n, n=0,1,...,N-1\}$ เป็นรูปแบบที่แยกสัญลักษณ์จากการมอดูเลต ซึ่งค่าที่ได้จะสอดคล้องกับค่าของคลื่นพาห่อย่อย (Subcarrier) ซึ่งมีเซตดังนี้ $\{f_n, n=0,1,...,N-1\}$ จำนวนของ N จะหาได้จากส่วนประกอบของสัญญาณที่ตั้งฉาก (Orthogonal) เช่น $f_n = n\Delta f$, เมื่อ Δf คือ $1/NT$, T คือ คาบเวลาของข้อมูลสัญลักษณ์เริ่มต้น ผลลัพธ์ของสัญญาณพื้นฐาน (Baseband) ของระบบโอเอฟดีเอ็มจะเท่ากับ [5]

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi f_n t}, 0 \leq t \leq NT \quad (3.1)$$

โดยจะนิยามค่า PAPR ของสัญญาณที่ส่งออกไปดังนี้

$$PAPR(x(t)) = \frac{\max_{0 \leq t \leq NT} |x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]} = \frac{\max_{0 \leq t \leq NT} |x(t)|^2}{\frac{1}{NT} \int_0^{NT} |x(t)|^2 dt} \quad (3.2)$$

ในทางปฏิบัติสัญญาณที่ใช้จะเป็นแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา (Discrete-time) แต่ในที่นี้ค่าสูงสุด $\max |x(t)|$ ของสัญญาณจะเป็นค่าต่อเนื่องทางเวลา (Continuous-time) สำหรับการหาค่า PAPR ของสัญญาณจะอาศัยค่าทางสถิติของสัญญาณในระบบโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งจะใช้ความหนาแน่นประกอบ (CCDF: Complementary CDF) มาอธิบายถึงความน่าจะเป็นของค่า PAPR อ้างอิง ($PAPR_0$) ที่เกิดจากจุดอ้างอิง (Threshold) โดยจะแสดงได้ดังนี้

$$CCDF(PAPR_0) = \Pr(PAPR > PAPR_0) \quad (3.3)$$

3.2 วิธีการลดค่า PAPR โดยใช้วิธีเพิ่มประสิทธิภาพวิธีพีทีเอส (I-PTS)

วิธีเพิ่มประสิทธิภาพวิธีพีทีเอส (I-PTS) บล็อกข้อมูลอินพุตถูกแบ่งออกเป็นคลัสเตอร์ ซึ่งจะเหมือนกันกับวิธี PTS แบบพื้นฐาน ความแตกต่างของวิธีที่นำเสนอ นั้นเปรียบเทียบกับรูปแบบพื้นฐาน คือ แต่ละคลัสเตอร์ถูกแบ่งออกเป็นส่วนที่หนึ่งและส่วนที่สอง ซึ่งแสดงในรูปที่ 3.2 ส่วนที่หนึ่งและส่วนที่สองของคลัสเตอร์จะถูกกำหนดด้วยค่าสัมประสิทธิ์ที่แตกต่างกันอย่างไรก็ตามค่าสัมประสิทธิ์นี้ถูกพิจารณาความสัมพันธ์ สัญญาณทางเวลาสำหรับวิธีที่นำเสนอสามารถกำหนดให้เป็น [9], [10]

$$x' = \sum_{v=1}^V (b_i^{(v)} x_i^{(v)} + b_i^{\prime\prime(v)} x_i^{\prime\prime(v)}) \quad (3.4)$$

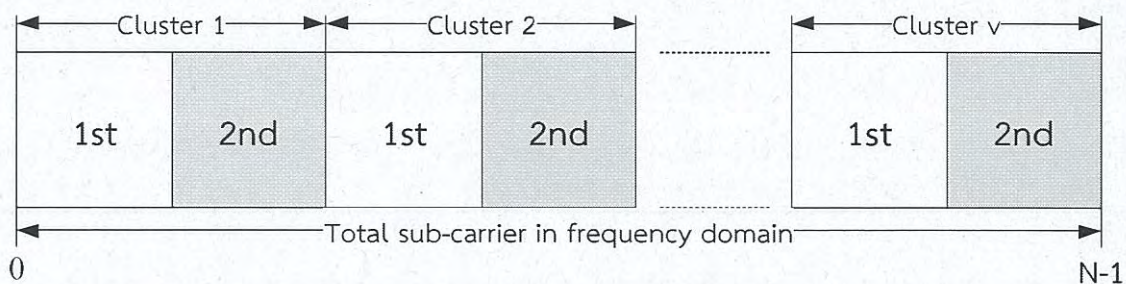
ที่ $b_i^{(v)}$ และ $b_i^{\prime\prime(v)}$ คือค่าสัมประสิทธิ์ (weighting factor) สำหรับส่วนที่หนึ่งและส่วนที่สอง ที่ v -th คลัสเตอร์ตามลำดับ $x_i^{(v)}$ และ $x_i^{\prime\prime(v)}$ เป็นข้อมูลของ sub-carrier ของส่วนที่หนึ่งและส่วนที่สองที่ v -th คลัสเตอร์ตามลำดับ ค่าสัมประสิทธิ์ (weighting factor) ทั้งสองถูกกำหนดเป็น $e^{j\phi^{(v)}}$ และ $e^{j\phi^{\prime\prime(v)}}$ และได้กำหนดให้ความสัมพันธ์ระหว่างเฟสของสองคลัสเตอร์ตามสมการต่อไปนี้

$$\phi_i' = \chi \phi_i'' \quad (3.5)$$

$$\phi_i'' = \left\{ \frac{2\pi i}{W} \mid i = 0, 1, \dots, W-1 \right\}$$

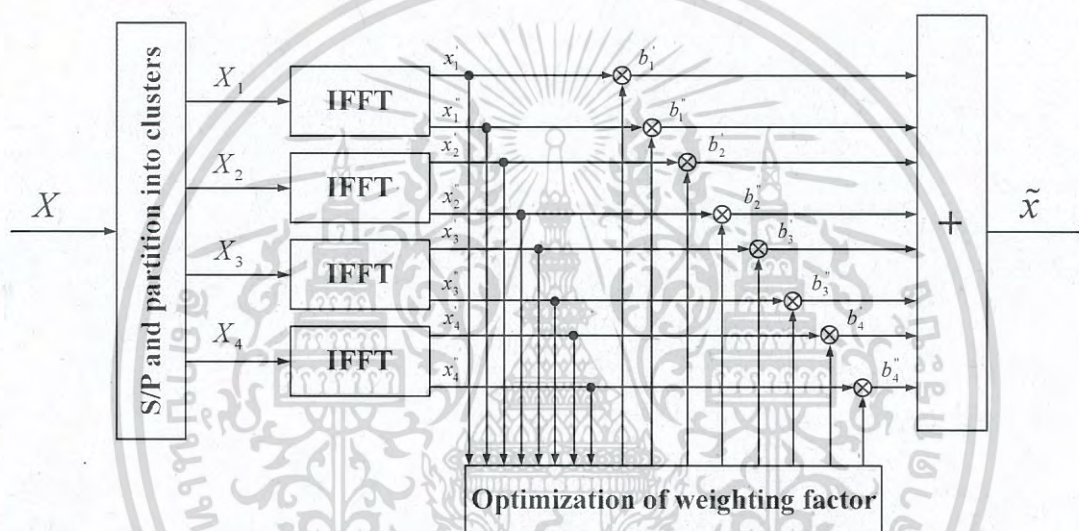
ที่ $\phi_i^{(v)}$ คือ สัมประสิทธิ์ของเฟสสำหรับส่วนที่หนึ่ง และ $\phi_i^{\prime\prime(v)}$ สัมประสิทธิ์ของเฟสสำหรับส่วนที่สอง อย่างไรก็ตาม ในวิธีการลดค่า PAPR สำหรับวิธีที่นำเสนอซึ่ง ได้กำหนด χ เป็นศูนย์ค่าเฟสของส่วนที่สองของคลัสเตอร์สามารถเป็น $\phi_i^{\prime\prime(v)} = \chi \phi_i^{(v)} = 0$ และค่าสัมประสิทธิ์ (weighting factor) สำหรับส่วนที่สองของคลัสเตอร์กลายเป็น $b_i^{\prime\prime(v)} = e^{j\phi_i^{\prime\prime(v)}} = 1$ นั้นหมายความว่าวิธีที่นำเสนอสามารถใช้สัญญาณทางเวลาตัวเดิมโดยปราศจากการคูณค่าสัมประสิทธิ์สำหรับครึ่งส่วนของ Sub-carriers เมื่อพิจารณาจากสมการที่ (3.4) จะเห็นได้ว่าทั้งวิธีการแบบ PTS พื้นฐานและแบบ I-PTS จะมีจำนวนของเฟสแพกเตอร์ (W) ที่เท่ากัน โดยที่จะมีการพิจารณาค่าสัมประสิทธิ์ภายใต้เงื่อนไขตามสมการ

$$\tilde{V} = \arg \min_{0 \leq w \leq W} \max_{0 \leq n \leq N-1} \left| \sum_{v=1}^V (b_k^{(v)} \cdot X_k^{(v)} + b_k^{\prime\prime(v)} \cdot X_k^{\prime\prime(v)}) \right| \quad (3.6)$$



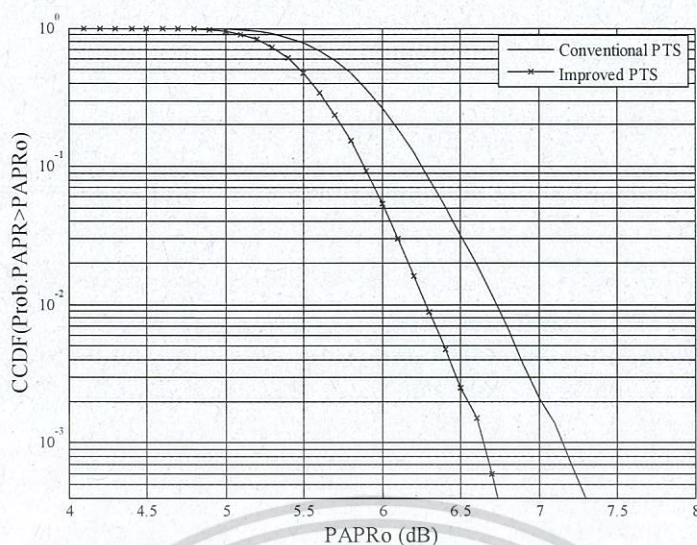
รูปที่ 3.1 โครงสร้างของสัญลักษณ์ OFDM สำหรับวิธี I-PTS ที่นำเสนอ

จากที่กล่าวมาข้างต้นดังสมการที่ (3.4) และ (3.5) เมื่อโครงสร้างของวิธีการ PTS พื้นฐาน ได้แบ่งสัญญาณทางเวลาเป็นสองคลัสเตอร์ย่อยแสดงโครงสร้างดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 แสดงโครงสร้างจากวิธี PTS พื้นฐานที่ถูกแบ่งเป็นคลัสเตอร์ย่อยเป็นวิธี I-PTS

จากผลลัพธ์ที่กล่าวมา รูปที่ 3.3 แสดงค่าประสิทธิภาพเฉลี่ยอัตราส่วนกำลังสูงสุดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณ (PAPR) สำหรับวิธีที่นำเสนอเมื่อทำการเปลี่ยน χ ประสิทธิภาพของอัตราส่วนกำลังสูงสุดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณ (PAPR) ที่ดีที่สุดก็ต่อเมื่อ χ เท่ากับศูนย์ จากความจริงนี้วิธีที่นำเสนอแสดงค่าอัตราส่วนกำลังสูงสุดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณ (PAPR) ที่ดีกว่าวิธีการ PTS แบบพื้นฐาน โดยวิธี I-PTS ยังคงใช้ขนาดกลุ่มของข้อมูลสัมประสิทธิ์เท่าเดิม ซึ่งประสิทธิภาพของการลดค่า PAPR เปรียบเทียบระหว่างวิธี PTS พื้นฐานและวิธี I-PTS ได้แสดงไว้ในรูปที่ 3.3 โดยทั้งสองวิธีจะใช้การมอดูเลชันแบบ 64QAM และกำหนดจำนวนคลื่นพหุย่อยเท่ากับ 64 คลื่นพหุย่อย จำนวนบล็อกย่อยเท่ากับ 4 บล็อกย่อย และจำนวนเฟสแพกเตอร์เท่ากับ 4 เฟส

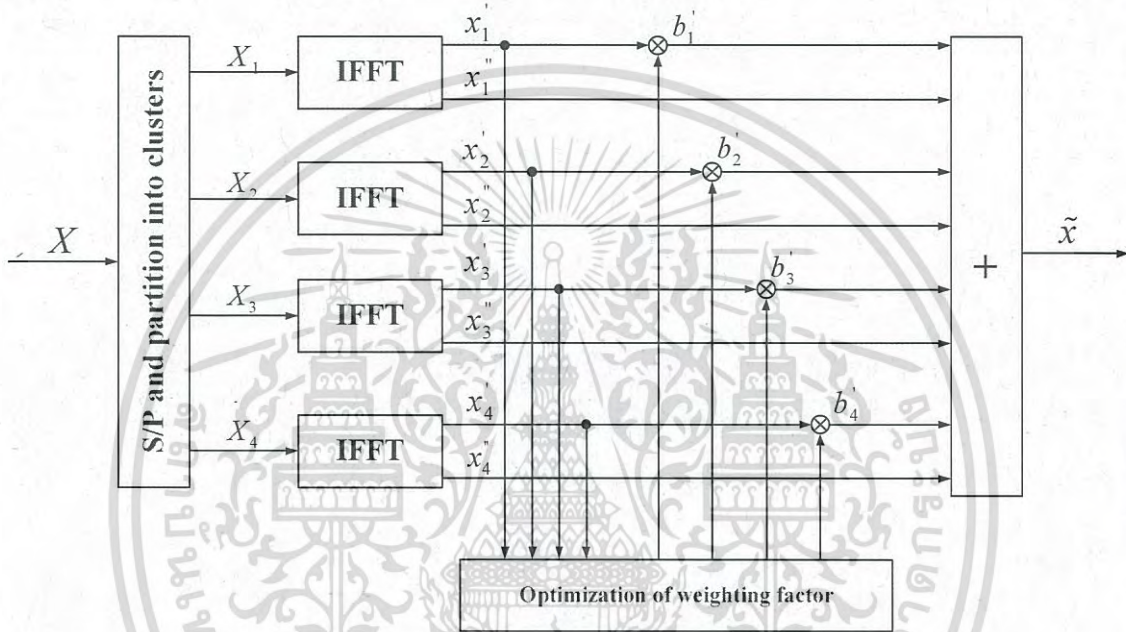


รูปที่ 3.3 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพค่าเอพียาร์วิธีการ PTS แบบพื้นฐานกับวิธีการ I-PTS



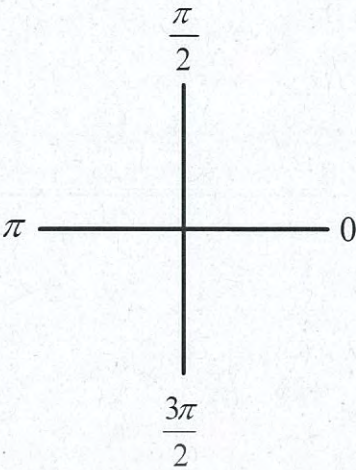
3.3 วิธีการลดการคำนวณความซับซ้อนของวิธีเพิ่มประสิทธิภาพวิธีพีทีเอส (I-PTS)

จากที่ได้กล่าวไปแล้วก่อนหน้านี้ วิธี I-PTS มีการแบ่งสัญญาณทางเวลา แต่ละคลัสเตอร์ออกเป็นสองคลัสเตอร์ย่อย และใช้การกำหนดความสัมพันธ์ระหว่างเฟสของสองคลัสเตอร์ย่อย ดังสมการที่ (3.5) และจากการกำหนดความสัมพันธ์ของเฟสระหว่างคลัสเตอร์ย่อย โดยใช้เงื่อนไข $\chi = 0$ มีผลทำให้ส่วนของคลัสเตอร์ย่อยที่สองมีสัญญาณที่คงเดิม และจากเงื่อนไขดังกล่าวจึงทำให้โครงสร้างของวิธี I-PTS ที่นำเสนอเป็นดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 แสดงโครงสร้างของวิธี I-PTS ที่นำเสนอ

วิธี I-PTS ที่นำเสนอ สามารถกำหนด Weighting factor สำหรับการสร้างลำดับค่าสัมประสิทธิ์ในวิธี I-PTS ที่นำเสนอเป็น $\{\exp(j \frac{2\pi k}{W}), k = 0, 1, \dots, W-1\}$ ลำดับค่าสัมประสิทธิ์คือ $W^{V-1} (W/2)$ ได้ถูกสร้างขึ้นมาเพื่อใช้คูณเข้ากับสัญญาณเพื่อหาค่า PAPR ที่น้อยที่สุด จากตัวอย่างเมื่อกำหนดจำนวนของบล็อกย่อย $V = 4$ กำหนดค่าสัมประสิทธิ์คือ $\{1, j, -1, -j\}$ ($W=4$) ลำดับค่าสัมประสิทธิ์ถูกกำหนดเป็น B_1 กับ B_{65} เป็นตัวอย่าง ลำดับค่าสัมประสิทธิ์จะตรงข้ามกันในตำแหน่ง B_1 กับ B_{65} B_2 กับ B_{66} ถึง B_{64} กับ B_{128}



รูปที่ 3.5 แสดงมุมเฟสที่ใช้คุณเข้ากับสัญญาณของวิธี I-PTS ที่นำเสนอ

จากรูปที่ 3.5 แสดงลักษณะมุมเฟสที่นำมาใช้คุณเข้ากับสัญญาณทางเวลาของคลัสเตอร์ย่อยที่หนึ่ง ของวิธีที่นำเสนอโดยเลือกกำหนดใช้ 4 ค่ามุม และได้กำหนดจำนวนสัมประสิทธิ์มีค่าเท่ากับ $W^{V-1}(W/2)$ แสดงดังตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.1 แสดงค่าเฟสในสมการของวิธี I-PTS ที่นำเสนอ

k	0	1	2	3	
ϕ	$\left(\frac{2\pi k}{W}\right)$	0	$\frac{\pi}{2}$	π	$\frac{3\pi}{2}$
$e^{j\phi}$	$e^{\left(\frac{j2\pi k}{W}\right)}$	1	j	-1	$-j$

แนวคิดสำหรับการลดการคูณความซับซ้อน โดยให้สังเกตที่ $B_1=[b_{1,1},b_{1,2},\cdots,b_{1,V}]$ และ $B_{65}=[b_{65,1},b_{65,2},\cdots,b_{65,V}]$ เป็นลำดับสัมประสิทธิ์ที่ถูกสร้างขึ้นเพื่อใช้คุณเข้ากับสัญญาณทางเวลาของ y_1 และ y_{65} จากที่กล่าวมาข้างต้นความสัมพันธ์ระหว่าง B_1 กับ B_{65} ที่ $b_{1,1}=b_{65,1}=1$ และ $b_{1,i}=-b_{65,i}$ $i=2,3..v$ และที่ $b_{33,1}=b_{97,1}=j$ และ $b_{33,i}=-b_{97,i}$ $i=2,3..v$ และดังนั้น y_1 และ y_{65} สามารถได้รับจาก B_1 กับ B_{65} โดยใช้สมการ (3.4) ตามลำดับ

$$y_1 = \sum_{i=1}^V b_{1,i}x_i + \sum_{i=1}^V b_{1,i}^*x_i^* \tag{3.7}$$

จาก $\theta' = \chi\theta''$ เมื่อ $\chi=0$ ดังนั้น $b'' = e^\theta = 1$ จึงได้เป็น

$$y_1 = \sum_{i=1}^V b'_{1,i} x'_i + \sum_{i=1}^V x''_i \quad (3.8)$$

$$y_1 = x'_1 + \sum_{i=2}^V b'_{1,i} x'_i + \sum_{i=1}^V x''_i \quad (3.9)$$

$$y_{33} = jx'_1 + \sum_{i=2}^V b'_{33,i} x'_i + \sum_{i=1}^V x''_i \quad (3.10)$$

$$y_{65} = \sum_{i=1}^V b'_{65,i} x'_i + \sum_{i=1}^V x''_i \quad (3.11)$$

$$y_{65} = x'_1 + \sum_{i=2}^V b'_{65,i} x'_i + \sum_{i=1}^V x''_i \quad (3.12)$$

$$= x'_1 - \sum_{i=2}^V b'_{1,i} x'_i + \sum_{i=1}^V x''_i$$

$$y_{97} = jx'_1 + \sum_{i=2}^V b'_{97,i} x'_i + \sum_{i=1}^V x''_i \quad (3.13)$$

$$= jx'_1 - \sum_{i=2}^V b'_{1,i} x'_i + \sum_{i=1}^V x''_i$$

จากสมการ (3.9) กับ (3.11) และ (3.10) กับ (3.12) ดังนั้น y_1 และ y_{65} และ y_{33} และ y_{97} สามารถเขียนสมการใหม่ได้ดังนี้

$$y_1 = \sum_{i=1}^V b'_{1,i} x'_i + \sum_{i=1}^V x''_i = x'_1 + S + \sum_{i=1}^V x''_i \quad (3.14)$$

$$y_{65} = \sum_{i=1}^V b'_{65,i} x'_i + \sum_{i=1}^V x''_i = x'_1 - S + \sum_{i=1}^V x''_i \quad (3.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$y_{33} = \sum_{i=1}^V b'_{33,i} x'_i + \sum_{i=1}^V x''_i = jx'_1 + S + \sum_{i=1}^V x''_i \quad (3.16)$$

$$y_{97} = \sum_{i=1}^V b'_{97,i} x'_i + \sum_{i=1}^V x''_i = jx'_1 - S + \sum_{i=1}^V x''_i \quad (3.17)$$

ที่ $S = \sum_{i=2}^V b'_{1,i} x'_i$ ดังนั้นสามารถคำนวณค่า S และ y_1 เป็นอันดับแรก

สัญญาณสามารถถูกคูณได้โดยง่าย จากความซับซ้อนการบวก LN แทนที่ความซับซ้อนการคูณ $(L-1)LN$ และ L คือ Oversampling factor การคำนวณความซับซ้อนลดลงเนื่องจาก S ถูกคูณเพียงครั้งเดียว

ตารางที่ 3.2 ตารางแสดงจำนวนสัมประสิทธิ์ของวิธี I-PTS ที่นำเสนอ

	Phase Weighting Sequence		Phase Weighting Sequence
B1	[(1, 1) (1, 1) (1, 1) (1, 1)]	B65	[(1, 1) (-1, 1) (-1, 1) (-1, 1)]
B2	[(1, 1) (1, 1) (1, 1) (j, 1)]	B66	[(1, 1) (-1, 1) (-1, 1) (-j, 1)]
B3	[(1, 1) (1, 1) (1, 1) (-1, 1)]	B67	[(1, 1) (-1, 1) (-1, 1) (1, 1)]
B4	[(1, 1) (1, 1) (1, 1) (-j, 1)]	B68	[(1, 1) (-1, 1) (-1, 1) (j, 1)]
B5	[(1, 1) (1, 1) (j, 1) (1, 1)]	B69	[(1, 1) (-1, 1) (-j, 1) (-1, 1)]
B6	[(1, 1) (1, 1) (j, 1) (j, 1)]	B70	[(1, 1) (-1, 1) (-j, 1) (-j, 1)]
B7	[(1, 1) (1, 1) (j, 1) (-1, 1)]	B71	[(1, 1) (-1, 1) (-j, 1) (1, 1)]
B8	[(1, 1) (1, 1) (j, 1) (-j, 1)]	B72	[(1, 1) (-1, 1) (-j, 1) (j, 1)]
B9	[(1, 1) (1, 1) (-1, 1) (1, 1)]	B73	[(1, 1) (-1, 1) (1, 1) (-1, 1)]
B10	[(1, 1) (1, 1) (-1, 1) (j, 1)]	B74	[(1, 1) (-1, 1) (1, 1) (-j, 1)]
B11	[(1, 1) (1, 1) (-1, 1) (-1, 1)]	B75	[(1, 1) (-1, 1) (1, 1) (1, 1)]
B12	[(1, 1) (1, 1) (-1, 1) (-j, 1)]	B76	[(1, 1) (-1, 1) (1, 1) (j, 1)]
B13	[(1, 1) (1, 1) (-j, 1) (1, 1)]	B77	[(1, 1) (-1, 1) (j, 1) (-1, 1)]
B14	[(1, 1) (1, 1) (-j, 1) (j, 1)]	B78	[(1, 1) (-1, 1) (j, 1) (-j, 1)]
B15	[(1, 1) (1, 1) (-j, 1) (-1, 1)]	B79	[(1, 1) (-1, 1) (j, 1) (1, 1)]
B16	[(1, 1) (1, 1) (-j, 1) (-j, 1)]	B80	[(1, 1) (-1, 1) (j, 1) (j, 1)]
B17	[(1, 1) (j, 1) (1, 1) (1, 1)]	B81	[(1, 1) (-j, 1) (-1, 1) (-1, 1)]
B18	[(1, 1) (j, 1) (1, 1) (j, 1)]	B82	[(1, 1) (-j, 1) (-1, 1) (-j, 1)]
B19	[(1, 1) (j, 1) (1, 1) (-1, 1)]	B83	[(1, 1) (-j, 1) (-1, 1) (1, 1)]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

B20	[(1, 1) (j, 1) (1, 1) (-j, 1)]	B84	[(1, 1) (-j, 1) (-1, 1) (j, 1)]
B21	[(1, 1) (j, 1) (j, 1) (1, 1)]	B85	[(1, 1) (-j, 1) (-j, 1) (-1, 1)]
B22	[(1, 1) (j, 1) (j, 1) (j, 1)]	B86	[(1, 1) (-j, 1) (-j, 1) (-j, 1)]
B23	[(1, 1) (j, 1) (j, 1) (-1, 1)]	B87	[(1, 1) (-j, 1) (-j, 1) (1, 1)]
B24	[(1, 1) (j, 1) (j, 1) (-j, 1)]	B88	[(1, 1) (-j, 1) (-j, 1) (j, 1)]
B25	[(1, 1) (j, 1) (-1, 1) (1, 1)]	B89	[(1, 1) (-j, 1) (1, 1) (-1, 1)]
B26	[(1, 1) (j, 1) (-1, 1) (j, 1)]	B90	[(1, 1) (-j, 1) (1, 1) (-j, 1)]
B27	[(1, 1) (j, 1) (-1, 1) (-1, 1)]	B91	[(1, 1) (-j, 1) (1, 1) (1, 1)]
B28	[(1, 1) (j, 1) (-1, 1) (-j, 1)]	B92	[(1, 1) (-j, 1) (1, 1) (j, 1)]
B29	[(1, 1) (j, 1) (-j, 1) (1, 1)]	B93	[(1, 1) (-j, 1) (j, 1) (-1, 1)]
B30	[(1, 1) (j, 1) (-j, 1) (j, 1)]	B94	[(1, 1) (-j, 1) (j, 1) (-j, 1)]
B31	[(1, 1) (j, 1) (-j, 1) (-1, 1)]	B95	[(1, 1) (-j, 1) (j, 1) (1, 1)]
B32	[(1, 1) (j, 1) (-j, 1) (-j, 1)]	B96	[(1, 1) (-j, 1) (j, 1) (j, 1)]
B33	[(j, 1) (1, 1) (1, 1) (1, 1)]	B97	[(j, 1) (-1, 1) (-1, 1) (-1, 1)]
B34	[(j, 1) (1, 1) (1, 1) (j, 1)]	B98	[(j, 1) (-1, 1) (-1, 1) (-j, 1)]
B35	[(j, 1) (1, 1) (1, 1) (-1, 1)]	B99	[(j, 1) (-1, 1) (-1, 1) (1, 1)]
B36	[(j, 1) (1, 1) (1, 1) (-j, 1)]	B100	[(j, 1) (-1, 1) (-1, 1) (j, 1)]
B37	[(j, 1) (1, 1) (j, 1) (1, 1)]	B101	[(j, 1) (-1, 1) (-j, 1) (-1, 1)]
B38	[(j, 1) (1, 1) (j, 1) (j, 1)]	B102	[(j, 1) (-1, 1) (-j, 1) (-j, 1)]
B39	[(j, 1) (1, 1) (j, 1) (-1, 1)]	B103	[(j, 1) (-1, 1) (-j, 1) (1, 1)]
B40	[(j, 1) (1, 1) (j, 1) (-j, 1)]	B104	[(j, 1) (-1, 1) (-j, 1) (j, 1)]
B41	[(j, 1) (1, 1) (-1, 1) (1, 1)]	B105	[(j, 1) (-1, 1) (1, 1) (-1, 1)]
B42	[(j, 1) (1, 1) (-1, 1) (j, 1)]	B106	[(j, 1) (-1, 1) (1, 1) (-j, 1)]
B43	[(j, 1) (1, 1) (-1, 1) (-1, 1)]	B107	[(j, 1) (-1, 1) (1, 1) (1, 1)]
B44	[(j, 1) (1, 1) (-1, 1) (-j, 1)]	B108	[(j, 1) (-1, 1) (1, 1) (j, 1)]
B45	[(j, 1) (1, 1) (-j, 1) (1, 1)]	B109	[(j, 1) (-1, 1) (j, 1) (-1, 1)]
B46	[(j, 1) (1, 1) (-j, 1) (j, 1)]	B110	[(j, 1) (-1, 1) (j, 1) (-j, 1)]
B47	[(j, 1) (1, 1) (-j, 1) (-1, 1)]	B111	[(j, 1) (-1, 1) (j, 1) (1, 1)]
B48	[(j, 1) (1, 1) (-j, 1) (-j, 1)]	B112	[(j, 1) (-1, 1) (j, 1) (j, 1)]
B49	[(j, 1) (j, 1) (1, 1) (1, 1)]	B113	[(j, 1) (-j, 1) (-1, 1) (-1, 1)]
B50	[(j, 1) (j, 1) (1, 1) (j, 1)]	B114	[(j, 1) (-j, 1) (-1, 1) (-j, 1)]
B51	[(j, 1) (j, 1) (1, 1) (-1, 1)]	B115	[(j, 1) (-j, 1) (-1, 1) (1, 1)]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

B52	[(j,1) (j, 1) (1, 1) (-j, 1)]	B116	[(j,1) (-j,1) (-1, 1) (j,1)]
B53	[(j,1) (j, 1) (j,1) (1, 1)]	B117	[(j,1) (-j,1) (-j, 1) (-1, 1)]
B54	[(j,1) (j, 1) (j,1) (j,1)]	B118	[(j,1) (-j,1) (-j, 1) (-j, 1)]
B55	[(j,1) (j, 1) (j,1) (-1, 1)]	B119	[(j,1) (-j,1) (-j, 1) (1, 1)]
B56	[(j,1) (j, 1) (j,1) (-j, 1)]	B120	[(j,1) (-j,1) (-j, 1) (j,1)]
B57	[(j,1) (j, 1) (-1, 1) (1, 1)]	B121	[(j,1) (-j,1) (1, 1) (-1, 1)]
B58	[(j,1) (j, 1) (-1, 1) (j,1)]	B122	[(j,1) (-j,1) (1, 1) (-j, 1)]
B59	[(j,1) (j, 1) (-1, 1) (-1, 1)]	B123	[(j,1) (-j,1) (1, 1) (1, 1)]
B60	[(j,1) (j, 1) (-1, 1) (-j, 1)]	B124	[(j,1) (-j,1) (1, 1) (j,1)]
B61	[(j,1) (j, 1) (-j, 1) (1, 1)]	B125	[(j,1) (-j,1) (j,1) (-1, 1)]
B62	[(j,1) (j, 1) (-j, 1) (j,1)]	B126	[(j,1) (-j,1) (j,1) (-j, 1)]
B63	[(j,1) (j, 1) (-j, 1) (-1, 1)]	B127	[(j,1) (-j,1) (j,1) (1, 1)]
B64	[(j,1) (j, 1) (-j, 1) (-j, 1)]	B128	[(j,1) (-j,1) (j,1) (j,1)]

จากตารางจะสังเกตเห็นได้ว่า คลัสเตอร์ย่อยที่สอง ของแต่ละคลัสเตอร์ จะมีค่าแพกเตอร์เป็น 1 เนื่องจากวิธี I-PTS ที่นำเสนอ เมื่อสัญญาณทางเวลาถูกแบ่งออกเป็นคลัสเตอร์ย่อย และจากความสัมพันธ์การกำหนดมุมเฟสของแต่ละคลัสเตอร์ย่อยที่เมื่อ $\chi = 0$ จึงทำให้คลัสเตอร์ย่อยส่วนที่สองของแต่ละคลัสเตอร์มีค่าเป็น เป็นผลให้สัญญาณมีค่าเท่าเดิม

จากตารางจะเห็นได้ว่าลำดับสัมประสิทธิ์มีทั้งหมด ค่า 128 และตารางได้ถูกแบ่งออกเป็นสองส่วน จะเห็นได้ว่าค่าสัมประสิทธิ์ระหว่างสองกลุ่ม จะมีส่วนที่ตรงข้ามกันที่ตำแหน่งที่ 2-4 ซึ่งจากข้อสังเกตตรงนี้ จึงนำมาเป็นแนวคิดในการลดความซับซ้อนการคูณ ดังขั้นตอนของวิธี I-PTS ที่นำเสนอ สามารถสรุปได้ดังต่อไปนี้

ขั้นตอนที่หนึ่ง แบ่งลำดับข้อมูลอินพุตเป็นบล็อกย่อย V ($V > 2$) และแปลงเป็นสัญญาณทางเวลา โดยใช้กระบวนการ *IFFT*

ขั้นตอนที่สอง กำหนดให้ค่าสัมประสิทธิ์ $\{\exp(j \frac{2\pi k}{W}), k = 0, 1, \dots, W-1\}$ เพื่อสร้างลำดับค่าสัมประสิทธิ์ทั้งหมด โดยตั้งชื่อให้เป็น B_i $i = 1, 2, \dots, (W-1(W/2))$ ที่ $(W/2)$ เนื่องจากความสัมพันธ์การตรงข้ามของมุมอยู่ที่ π

ขั้นตอนที่สาม แบ่งลำดับค่าสัมประสิทธิ์ทั้งหมดเป็นสองส่วน และลำดับค่าสัมประสิทธิ์แต่ละส่วนประกอบไปด้วย $\left(\frac{W-1(W/2)}{2}\right)$ สำหรับลำดับสัมประสิทธิ์แต่ละส่วนต้องแน่ใจว่า ค่าสัมประสิทธิ์หลักที่หนึ่ง มีค่าไม่ตรงข้ามกัน

- ขั้นตอนที่สี่ เลือกลำดับสัมประสิทธิ์หนึ่งส่วนจากทั้งหมดสองส่วน แบ่งเป็นกลุ่มย่อยอีกครั้ง โดยสังเกตที่หลักที่สองของแต่ละกลุ่มจะมีเฟส Weighting factor ที่เหมือนกันซึ่งจัดว่าอยู่ในกลุ่มเดียวกัน
- ขั้นตอนที่ห้า โดยการใช้การสังเกตข้างต้น และแนวความคิดสำหรับการลดการคำนวณความซับซ้อน สัญญาณที่ได้รับแต่ละกลุ่มสามารถนำไปใช้ในการหาค่าของสัญญาณ ในขณะเดียวกันรูปแบบ ซึ่งจะใช้สำหรับการสร้างสัญญาณ สามารถได้จากแต่ละส่วนของสัญญาณที่ใช้กำหนดไว้ดังตารางที่ 3.2
- ขั้นตอนที่หก ใช้รูปแบบที่ได้รับมาในขั้นตอนที่ห้า สัญญาณจากส่วนอื่นๆสามารถคำนวณโดยใช้ความซับซ้อนในการบวก
- ขั้นตอนที่เจ็ด คำนวณค่าPAPR ของสัญญาณและเลือกค่า PAPR ที่น้อยที่สุดของสัญญาณเพื่อทำการส่งสัญญาณต่อไป



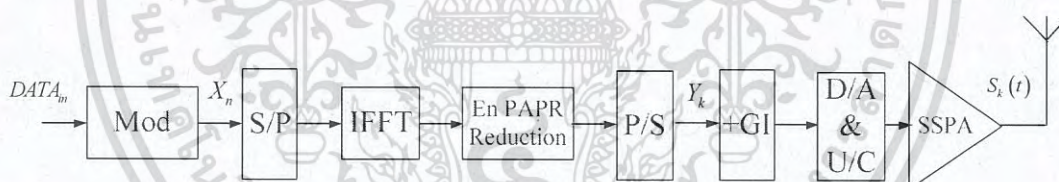
รูปที่ 3.6 โฟลว์ชาร์ตการทำงานของวิธีที่นำเสนอ I-PTS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 แบบจำลองเครื่องส่งและเครื่องรับของระบบโอเอฟดีเอ็มที่นำเสนอ

3.4.1 แบบจำลองของเครื่องส่งที่นำเสนอ

รูปที่ 3.7 แสดงโครงสร้างของเครื่องส่งที่นำเสนอ โดยที่ในส่วนของ En-PAPR Reduction เป็นส่วนที่ทำหน้าที่ในการลดค่า PAPR ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม เริ่มต้นกระบวนการทำงานเมื่อสัญญาณโอเอฟดีเอ็มเข้ามาจะถูกทำการมอดูเลตสัญญาณทั้งแบบ QPSK หรือ QAM ได้สัญญาณเอาต์พุตเป็น X_n และจะถูกแยกจากข้อมูลอนุกรมแปลงไปเป็นข้อมูลขนาน จากนั้นสัญญาณเอาต์พุตนี้ก็จะถูกแบ่งออกเป็นคลัสเตอร์ และผ่านกระบวนการแปลงจากสัญญาณทางความถี่ไปเป็นทางเวลาโดย IFFT และจะถูกแปลงกลับเป็นจากข้อมูลแบบขนานเป็นอนุกรม จากนั้นสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ซึ่งเป็นสัญญาณทางเวลาจะถูกแบ่งออกเป็นส่วนที่หนึ่งและส่วนที่สอง แล้วถูกคูณด้วยค่า Weighting factor ที่ได้อธิบายไว้ในข้างต้น กระบวนการนี้เป็นการลดค่า PAPR ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งกระบวนการนี้จะทำการหาชุดของข้อมูลที่มีค่า PAPR ต่ำที่สุดแล้วจะทำการรวมสัญญาณที่ถูกแบ่งออกคลัสเตอร์ให้เป็นสัญญาณเดียว จากนั้นก็จะทำการเพิ่มช่วงเวลาป้องกัน (GI) เข้าไปในสัญญาณผ่านกระบวนการแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาล็อก (D/A: Digital to Analog converter) แล้วไปเข้ากระบวนการเพิ่มระดับความถี่ (U/C: Up converter) จากนั้นผ่านเข้าไปยังเครื่องขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นชนิด SSPA ก่อนส่งออกไปยังเครื่องรับที่ได้ออกแบบไว้สำหรับวิธีการที่นำเสนอ

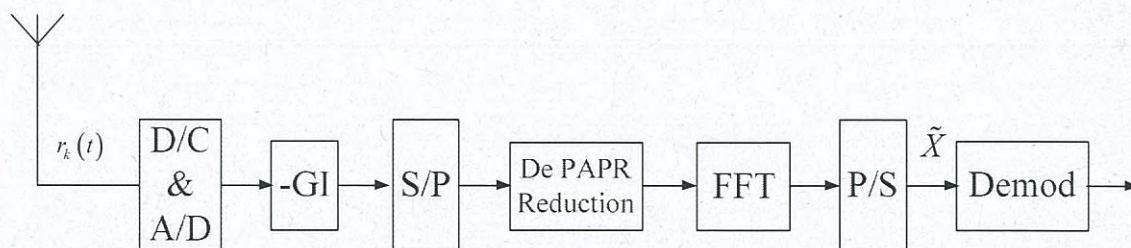


รูปที่ 3.7 โครงสร้างของเครื่องส่งที่นำเสนอ

3.4.2 แบบจำลองของเครื่องรับที่นำเสนอ

ส่วนขั้นตอนการทำงานของเครื่องรับที่เสนอนั้นมีลักษณะการทำงานตรงข้ามกับเครื่องส่งก็คือ เมื่อสัญญาณรับได้ทางเครื่องรับ จะต้องผ่านกระบวนการลดระดับความถี่ลง (D/C: down converter) จากนั้นจะส่งต่อสัญญาณเข้าวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกที่ได้รับมาเป็นสัญญาณดิจิตอล (A/D: Analog to Digital converter) จากนั้นจะทำการตัด GI ออกแล้วแปลงสัญญาณจากอนุกรมเป็นขนาน แล้วนำสัญญาณไปเข้ากระบวนการนำค่าสัญญาณเดิมกลับมา (De-PAPR reduction) โดยการนำสัญญาณคูณกับ Weighting factor กลับคืนมา จากนั้นก็ทำการแปลงสัญญาณจากทางเวลาเป็นทางความถี่โดยผ่าน FFT และแปลงสัญญาณจากข้อมูลขนานเป็นข้อมูลของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นุกรมอีกครั้ง สุดท้ายก็ทำการนำสัญญาณ มาทำการตีมอดูเลตได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมา ซึ่งข้อมูลที่ได้นั้นจะมาพร้อมกับสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนซึ่งได้กล่าวไว้ข้างต้น

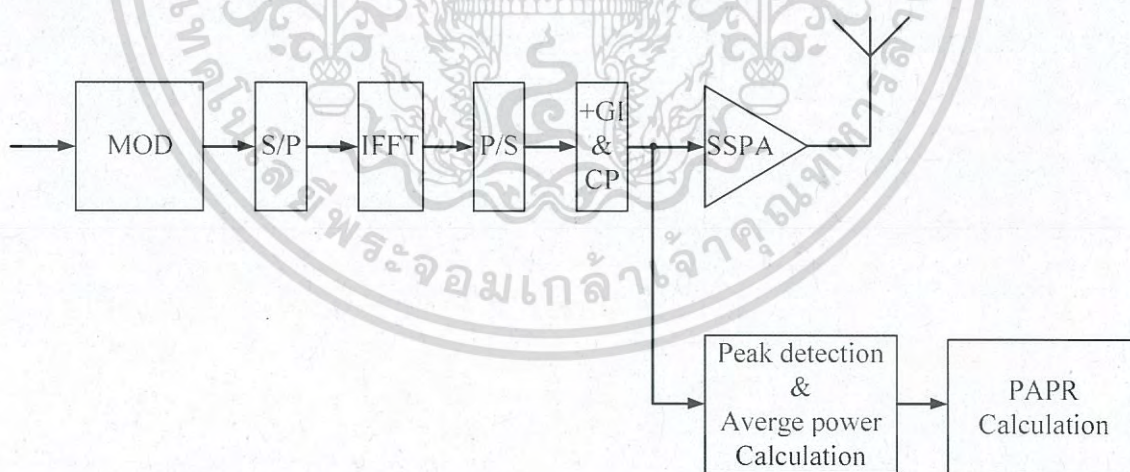


รูปที่ 3.8 โครงสร้างของเครื่องรับที่นำเสนอ

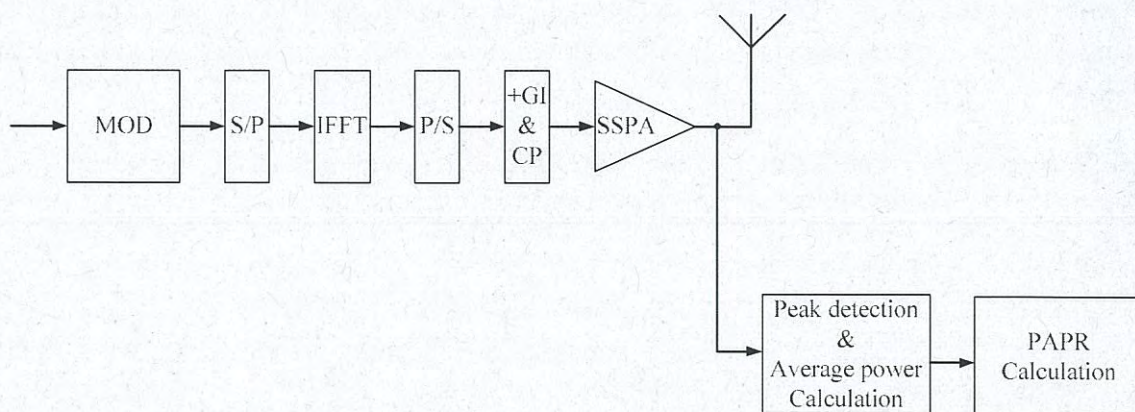
3.5 การหาค่าประสิทธิภาพของระบบ

3.5.1 การหาค่า PAPR

ในการหาค่า PAPR ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม จะทำการตรวจจับค่ากำลังงานสูงสุดของสัญญาณในแต่ละช่วงเวลา 1 สัญลักษณ์ เทียบกับค่ากำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณที่ได้จากการคำนวณโดย PAPR ที่มีค่าเท่า Peak power/Average power ซึ่งในรูปที่ 3.9 แสดงบล็อกไดอะแกรมการหาค่า PAPR ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม และในรูปที่ 3.10 แสดงบล็อกไดอะแกรมการหาค่า PAPR ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ผ่านกระบวนการลดค่า PAPR

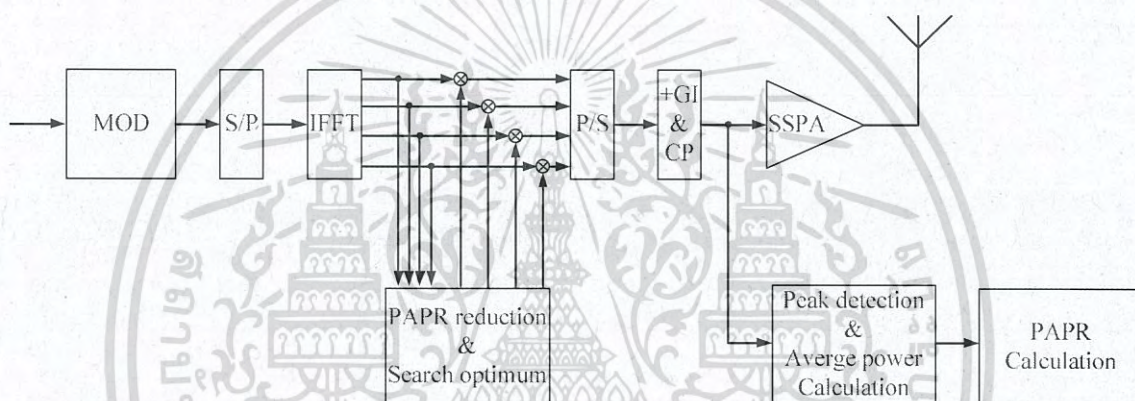


(ก) ช่องสัญญาณแบบเป็นเชิงเส้น

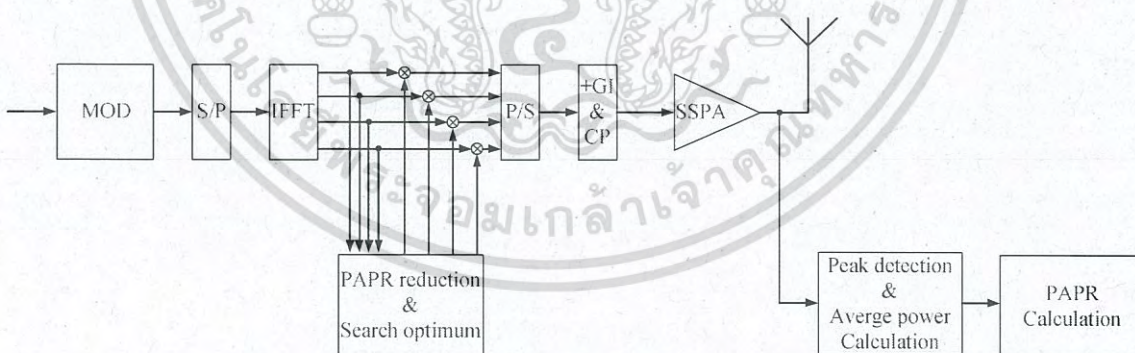


(ข) ช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น

รูปที่ 3.9 บล็อกไดอะแกรมการหาค่า PAPR ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแบบพื้นฐาน



(ก) ช่องสัญญาณแบบเป็นเชิงเส้น



(ข) ช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น

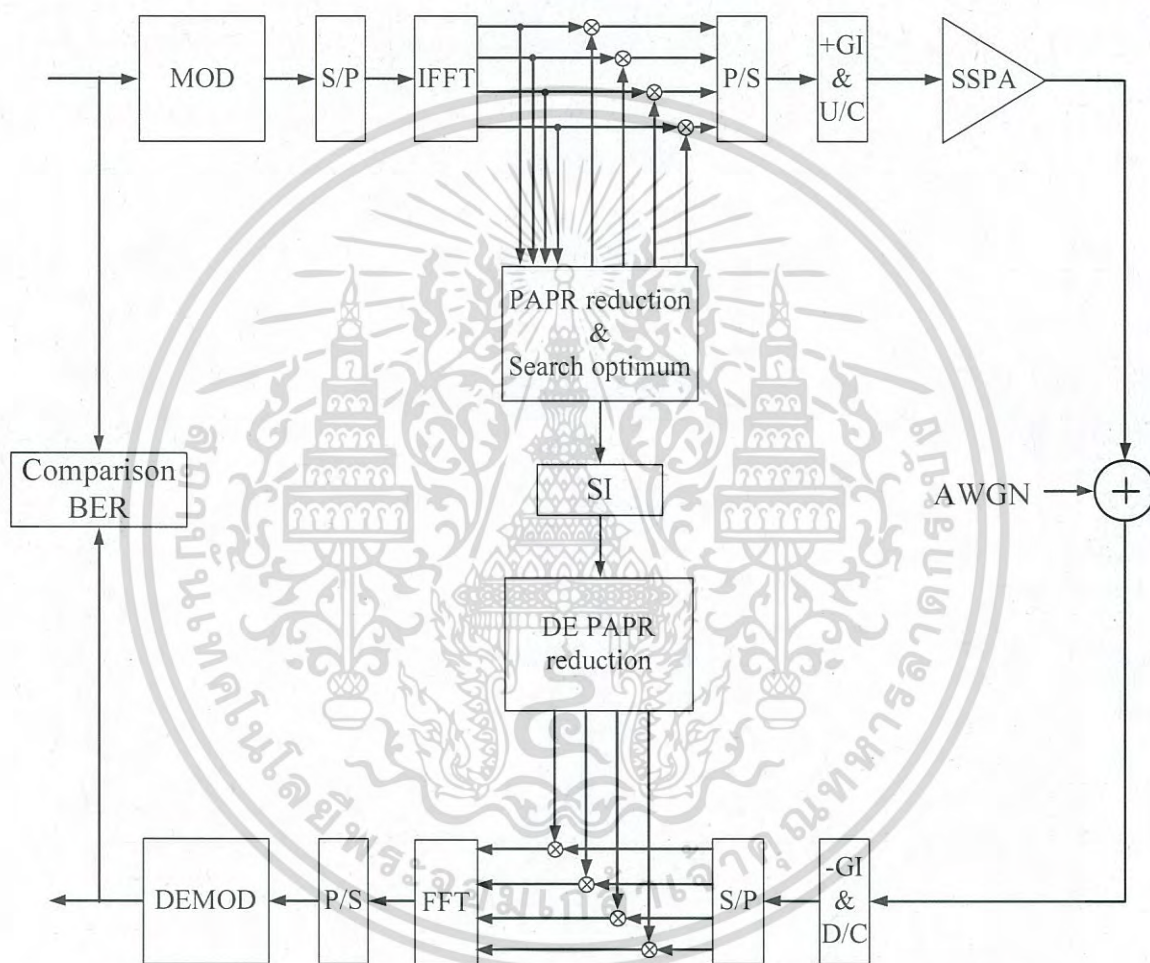
รูปที่ 3.10 บล็อกไดอะแกรมการหาค่า PAPR ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแบบที่นำเสนอโดยผ่าน

กระบวนการลดค่า PAPR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5.2 การหาค่าอัตราผิดพลาดข้อมูล (BER)

ในการหาค่าอัตราการผิดพลาดข้อมูล (BER) ของระบบ จะทำการเปรียบเทียบระหว่างข้อมูลที่ถูกส่งมาจากเครื่องส่งเทียบกับข้อมูลที่ตีความได้ทางเครื่องรับ ซึ่งในการระบุค่าอัตราการผิดพลาดของบิตข้อมูลนั้น จะบอกค่าจำนวนบิตที่ผิดเทียบกับจำนวนบิตทั้งหมดที่ส่งออกมาจากเครื่องส่ง โดยมีวิธีในการหาค่าอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูล ดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 บล็อกไดอะแกรมการหาค่าอัตราการผิดพลาดข้อมูล (BER) ของระบบ

จากที่ได้กล่าวมาทั้งหมดนี้ แสดงถึงกระบวนการลดค่า PAPR ของสัญญาณระบบโอเอฟดีเอ็ม โดยใช้วิธี I-PTS ที่นำเสนอ ได้แสดงให้เห็นถึงขั้นตอนและเทคนิควิธีที่ได้นำเสนอ และส่วนผลการประมวลผลจำลองระบบทั้งหมดได้ถูกแสดงในบทที่ 4 ถัดไป

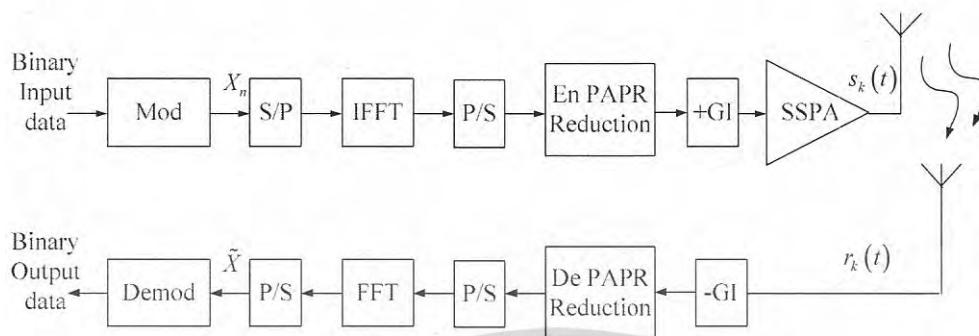
การหาค่าประสิทธิภาพของระบบ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการหาประสิทธิภาพของวิธีเพิ่มประสิทธิภาพวิธีพีทีเอส(I-PTS) ที่นำเสนอ ซึ่งได้เปรียบเทียบโดยการจำลองการทำงานวิธีที่นำเสนอกับวิธีแบบพื้นฐาน โดยในวิทยานิพนธ์นี้ นำเสนอวิธีการลดค่า PAPR ด้วยการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ที่มีความสัมพันธ์กันระหว่างคลัสเตอร์ย่อย ร่วมกับเทคนิคการลดการคำนวณความซับซ้อนที่เกิดจากการคูณของจำนวนสัมประสิทธิ์ของวิธีที่นำเสนอ ซึ่งได้อธิบายโดยละเอียดไว้ในบทที่ 3 ค่าประสิทธิภาพต่างๆ แสดงเป็นลำดับดังนี้ อย่างแรกคือการเปรียบเทียบประสิทธิภาพลดค่า PAPR จากการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ที่มีความสัมพันธ์กันระหว่างสองคลัสเตอร์ย่อย อย่างที่สองการเปรียบเทียบค่า PAPR แบบ CCDF (Complementary Cumulative Distribution Function) ระหว่างวิธี I-PTS ที่นำเสนอ กับวิธี RCC-PTS และวิธี PTS แบบพื้นฐาน อย่างที่สามเปรียบเทียบประสิทธิภาพการลดค่า PAPR กับจำนวนมมูเพลสที่ใช้ของวิธีที่นำเสนอและวิธี PTS พื้นฐาน อย่างที่สี่เปรียบเทียบประสิทธิภาพการลดค่า PAPR กับจำนวนซับซ้อนที่คำนวณของวิธีที่นำเสนอและวิธี PTS พื้นฐาน อย่างที่ห้าแสดงอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลซึ่งเป็นส่วนที่สำคัญที่สุดเนื่องจากการบ่งชี้ถึงระบบว่าดีมาน้อยเพียงใด และในส่วนตัวสุดท้ายการเปรียบเทียบการคำนวณความซับซ้อนของวิธีที่นำเสนอกับวิธี PTS แบบพื้นฐาน ดังแสดงเป็นลำดับต่อไปนี้

4.1 แบบจำลองที่ใช้การจำลองระบบ

การส่งสัญญาณในระบบโอเอฟดีเอ็ม สัญญาณที่ส่งจากเครื่องส่งสัญญาณจะถูกป้อนเข้าเครื่องขยายสัญญาณ เพื่อส่งสัญญาณออกอากาศได้โดยใช้วงจรขยายภาคสุดท้ายเพื่อให้กำลังของสัญญาณแรงและสามารถส่งสัญญาณนั้นไปได้ไกล แต่ว่าวงจรขยายมีความไม่เป็นเชิงเส้น ทำให้สัญญาณบางส่วนถูกตัดออก กลายเป็นสัญญาณรบกวนเมื่อสัญญาณเดินทางไปถึงเครื่องรับ โดยในวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้วงจรขยายสัญญาณแบบ SSPA ซึ่งคุณสมบัติความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรขยายนี้สามารถกำหนดได้จากสมการที่ (2.65) และ (2.66) โดยกำหนดได้จากพารามิเตอร์ r เมื่อพารามิเตอร์ r มีค่าสูงขึ้นตามคุณสมบัติของวงจรขยายจะเป็นเชิงเส้น ในทางตรงข้ามคือพารามิเตอร์ r มีค่าน้อยลงจะทำให้วงจรขยายมีความไม่เป็นเชิงเส้นมากขึ้น คุณสมบัติแบบไม่เป็นเชิงเส้นเมื่อค่าพารามิเตอร์ r เปลี่ยนแปลงค่าสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.34 ในทางปฏิบัติแล้วค่าพารามิเตอร์ r จะอยู่ที่ประมาณ r เท่ากับ 2 ซึ่งเป็นวงจรขยายสัญญาณที่ใกล้เคียงในทางปฏิบัติ

ดังนั้นในการจำลองการทำงานในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ r เท่ากับ 2 ทั้งหมด ในการหาค่าประสิทธิภาพต่างๆ ทั้งวิธีการทั่วไปและวิธีการที่นำเสนอ



รูปที่ 4.1 แบบจำลองของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบวิธีเพิ่มประสิทธิภาพวิธีพีทีเอส (I-PTS)

จากรูปที่ 4.1 แสดงระบบโอเอฟดีเอ็มแบบวิธีเพิ่มประสิทธิภาพวิธีพีทีเอส (I-PTS) ซึ่งเป็นวิธีที่นำเสนอที่ประกอบด้วยในส่วนของเครื่องส่งและเครื่องรับ ในแบบจำลองนี้เป็นการเพิ่มประสิทธิภาพในส่วนของการส่ง โดยเพิ่มประสิทธิภาพใช้วิธีการจัดลำดับส่วนในการส่งประยุกต์เข้ากับวิธี I-PTS เพื่อลดความซับซ้อนในการคำนวณอีกทั้งยังใช้วิธีการกำหนดสัมประสิทธิ์เพื่อลดค่า PAPR และยังทำให้ขนาดกลุ่มของข้อมูลสัมประสิทธิ์ไม่เพิ่มขึ้นอีกด้วย

4.2 การกำหนดจุดการขยายสัญญาณให้กับเครื่องขยายสัญญาณ

ข้อจำกัดของวิธีการมอดูเลตของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มคือการแกว่งของสัญญาณมาก หรือมีค่า PAPR สูงดังแสดงได้ดังรูปที่ 4.2 เส้นปะเป็นตัวอย่างของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแกนเวลาทางด้านอินพุตของวงจรขยายทางด้านเครื่องส่ง ในการจำลองการทำงานนี้กำหนดให้ อัตราการขยายของวงจรแบบไม่เป็นเชิงเส้นนี้มีค่าเท่ากับ 1 เพื่อให้ง่ายต่อการสังเกต เมื่อสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายที่ไม่เป็นเชิงเส้น สัญญาณโอเอฟดีเอ็มจะถูกขลิบ (Clip) หรือตัดที่บริเวณส่วนยอดของสัญญาณ ซึ่งการขลิบสัญญาณส่วนยอดนี้จะส่งผลให้เกิดสัญญาณรบกวนหรือที่เรียกว่าอินเตอร์มอดูเลชันนอยส์ (Inter-Modulation Noise) สาเหตุการขลิบของสัญญาณนี้มาจากที่จุดการทำงานของวงจรขยายใกล้จุดอิ่มตัว ทำให้สัญญาณที่มีค่าสูงกว่าจุดอิ่มตัวไม่สามารถที่จะขยายได้จึงเกิดการขลิบขึ้นเหมือนกับตัดที่ส่วนยอดของสัญญาณ อินเตอร์มอดูเลชันนอยส์นี้ ซึ่งจะส่งผลให้สมรรถนะของอัตราการความผิดพลาดบิตข้อมูลสูงขึ้น หรือนั้นอีกความหมายหนึ่งคือสมรรถนะของระบบลดลงนั่นเองวิธีการอย่างที่จะลดอัตราความผิดพลาดของข้อมูล คือ การกำหนดจุดการทำงานของวงจรขยายให้ห่างจากจุดการทำงานอิ่มตัวของวงจรขยาย ซึ่งจุดการทำงานของวงจรขยายสามารถกำหนดได้ดังสมการดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

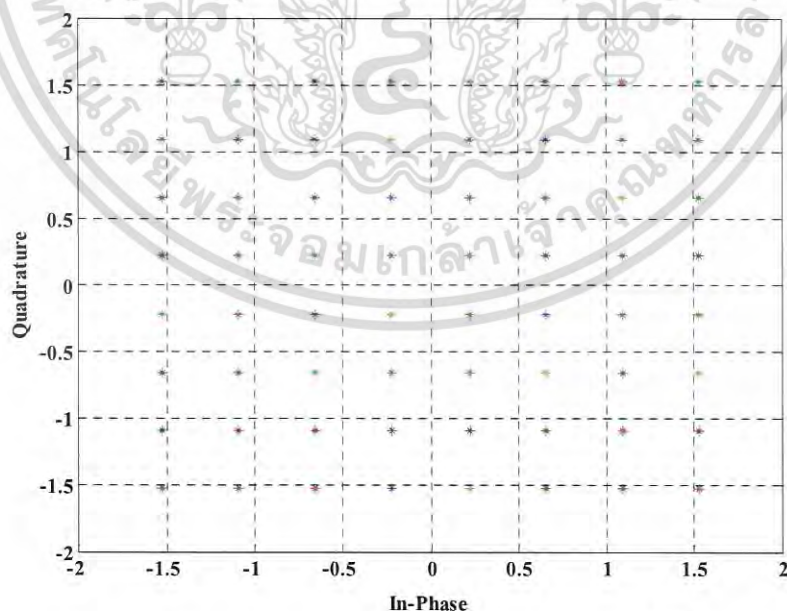
$$IBO = 10 \log \frac{P_{in}}{P_{out}} \quad (4.1)$$

เมื่อ IBO คือ จุดการทำงานของวงจรขยายมีหน่วยเป็น dB (IBO: Input Back-Off)

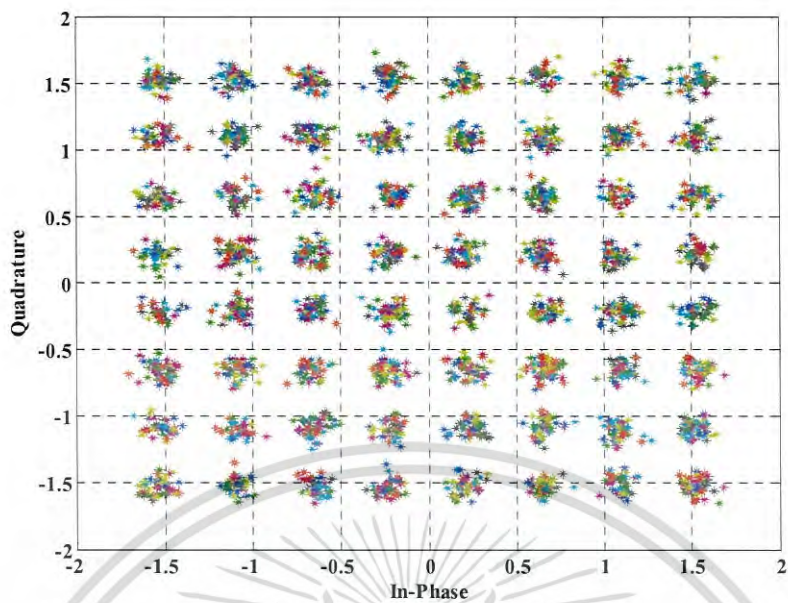
P_{in} คือ ค่ากำลังงานของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มทางด้านอินพุต

P_{out} คือ ค่ากำลังงานของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มทางด้านเอาต์พุต

เพื่อให้่ายต่อการอธิบายเกี่ยวกับสัญญาณรบกวนที่เกิดจากวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้นนี้ สามารถแสดงสัญญาณอินพุต-เอาต์พุตของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแกนความถี่ ได้ดังรูปที่ 4.2(a) 4.2(b) ตามลำดับจากทั้งสองรูปนี้จะสังเกตเห็นได้ชัดเจนว่า สัญญาณอินพุตที่สัญญาณผ่านการมอดูเลตแบบ 64QAM นั้นค่าของสแคทเทอร์ไดอะแกรม (Scatter Diagram) แต่ละกลุ่มข้อมูลจะเป็นจุดเดียวกัน หรือ อีกความหมายหนึ่งคือไม่มีสัญญาณรบกวนอยู่ ต่างจากรูปที่ 4.2(b) ซึ่งสแคทเทอร์ไดอะแกรมแต่ละกลุ่มข้อมูลจะมีลักษณะเป็นกลุ่มก้อนไม่เป็นจุดๆ เดียว ซึ่งเกิดจากมีสัญญาณรบกวนรวมอยู่ด้วยลักษณะของสแคทเทอร์ไดอะแกรมแต่ละกลุ่มข้อมูลจะมีลักษณะเป็นกลุ่มก้อนนี้จะใหญ่หรือเล็กขึ้นอยู่กับกำลังงานของสัญญาณรบกวน หนึ่งในวิธีการเพื่อลดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากวงจรขยายนั้นก็คือ การลดค่า PAPR ให้ได้มากที่สุด



(a) สัญญาณ 64 QAM ก่อนผ่านวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น



(b) สัญญาณ 64 QAM เมื่อผ่านวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น
รูปที่ 4.2 ตัวอย่างสแคทเทอร์ไดอะแกรมของสัญญาณ 64QAM ในช่อง
สัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นที่ C/N เท่ากับ 18 dB

4.3 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ

พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB ในการจำลองระบบโดยจะทำการจำลองการทำงานเปรียบเทียบวิธีแบบพื้นฐานกับวิธีการที่เสนอ ในการจำลองการทำงาน กำหนดให้เครื่องรับเป็นโคฮีเรนต์ดีเทคเตอร์ (Coherent detector) การซิงโครไนซ์เป็นอุดมคติ (Ideal synchronization)

ตารางที่ 4.1 แสดงค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบ

ข้อมูล	พารามิเตอร์		
Modulation	64QAM		
Demodulation	Coherent		
Allocated bandwidth	5MHz		
Number of FFT points (N)	256	2048	4096
Number of sub-carriers (M)	64	512	1024
Number of cluster (V)	4		
Number of weighting factor (W)	4		

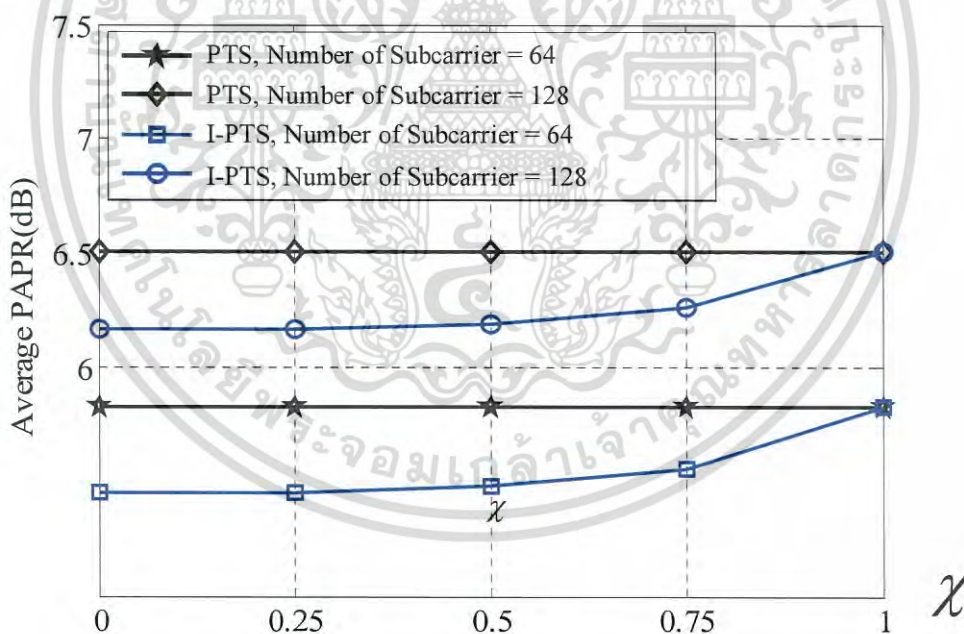
Symbol duration	12.8 μ S
-----------------	--------------

Guard interval (GI)	1.28 μ S
Non-linear amplifier	SSPA
Non-linear parameter of SSPA (r)	2

พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานนี้ เพื่อให้ได้ผลของการจำลองมีตัวแปรที่มีผลต่อประสิทธิภาพของระบบเข้ามามีผลวิเคราะห์ ซึ่งจะใช้พารามิเตอร์ทั้งหมดนี้สำหรับจำลองทุกระบบที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

4.4 ประสิทธิภาพการลดค่า PAPR โดยการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์

ในการจำลองการทำงานในเทคนิคที่นำเสนอเป็นการเสนอเทคนิคการลดค่า PAPR โดยใช้วิธีเพิ่มประสิทธิภาพจากวิธี PTS พื้นฐาน ร่วมกับแนวคิดการกำหนดสัมประสิทธิ์ ซึ่งวิธีการนี้จะถูกเรียกว่า I-PTS โดยจะทำการเปรียบเทียบถึงประสิทธิภาพในกระบวนการของการลดค่า PAPR ให้กับระบบ



รูปที่ 4.3 แสดงการเปรียบเทียบค่า PAPR เมื่อมีการกำหนดสัมประสิทธิ์

จากรูปที่ 4.3 เป็นการเปรียบเทียบกันระหว่างวิธี PTS พื้นฐานและวิธี I-PTS โดยแสดงผ่านกราฟเปรียบเทียบค่า PAPR เฉลี่ย ซึ่งกำหนดให้ค่า χ มีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1 และจากกราฟจะเห็นได้ว่าทั้งวิธี PTS พื้นฐานและวิธี I-PTS มีค่า PAPR ที่ลดลงต่ำที่สุดเมื่อ $\chi = 0$ ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ที่ $\chi = 0$ ใช้งานร่วมกับวิธีการ I-PTS เพื่อลดความซับซ้อนของรศำนไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการ PTS โดยจะกำหนดให้ใช้การมอดูเลตแบบ 64QAM จำนวนคลื่นพาห่อย่อยเท่ากับ 64 และจำนวนคลัสเตอร์เท่ากับ 4

4.5 ประสิทธิภาพการลดค่า PAPR วิธี IPTS ที่นำเสนอเปรียบเทียบกับวิธี PTS แบบพื้นฐาน

ในการจำลองการทำงานของในเทคนิคที่นำเสนอนี้เป็นการนำเสนอเทคนิคการลดค่า PAPR โดยใช้วิธีการกำหนดสัมประสิทธิ์ซึ่งเพิ่มประสิทธิภาพจากวิธี PTS แบบพื้นฐาน โดยการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ ซึ่งวิธีการนี้เรียกว่า I-PTS หลักการคือการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ระหว่างส่วนที่หนึ่งและส่วนที่สองของกลุ่มสัมประสิทธิ์ที่ใช้คูณเข้ากับสัญญาณ ในการออกแบบระบบเพื่อหาประสิทธิภาพ PAPR ของระบบนอกจากจะคำนึงในส่วนของการลดค่าแล้ว ยังได้ออกแบบภายใต้ช่องสัญญาณอนาล็อกฟิลเตอร์ (Analog filter) เพื่อกำจัด Aliasing ที่เกิดขึ้นกับเอาต์พุตในกระบวนการ D/A เมื่ออัตราการสุ่มค่ามากกว่าอัตราไนควิสต์ (Nyquist Sampling) แต่วิธีการลดค่า PAPR นี้จะตั้งอยู่บนพื้นฐานกระบวนการทางดิจิทัล (Digital Processing) ด้วยเทคนิคที่นำเสนอนี้รวมไปถึงการใช้การสุ่มสัญญาณในแกนเวลา ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จำนวนสัญญาณที่สุ่มทางเวลาจะพิจารณาที่สัญญาณอนาล็อกในการหาค่าประสิทธิภาพของ PAPR โดยที่จะแสดงการทดลองเป็นลำดับดังนี้

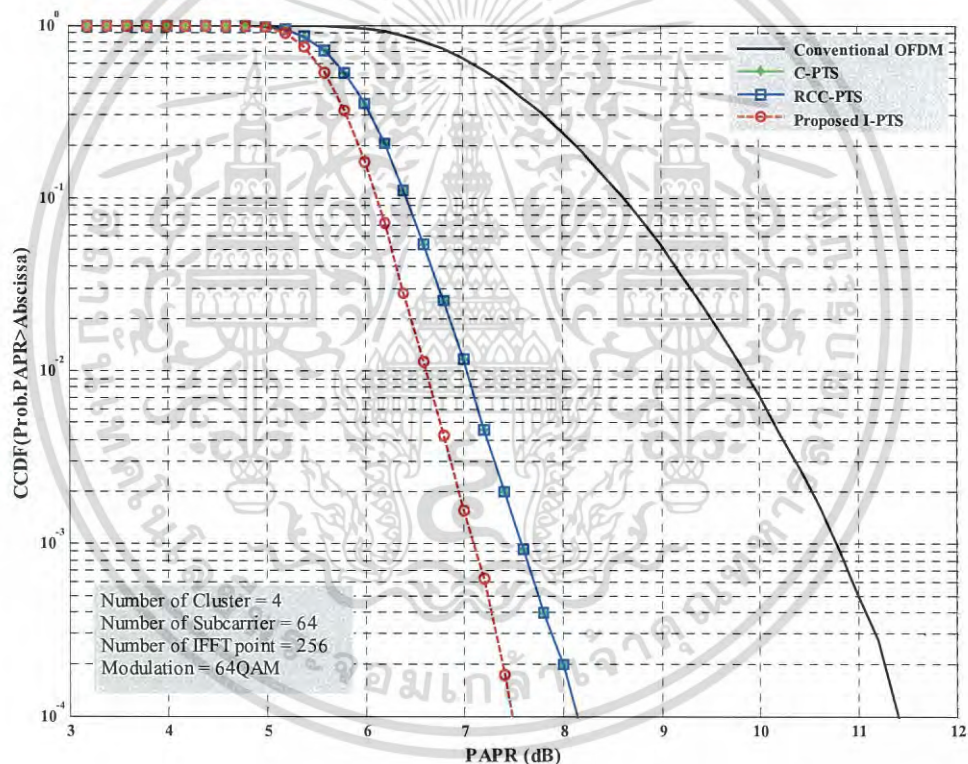
$$PAPR = 10 \log \left(\frac{P_{\max}}{P_{av}} \right) \quad (4.2)$$

$$PAPR(x(t)) = \frac{\max_{0 \leq t \leq MT} |x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]} = \frac{\max_{0 \leq t \leq MT} |x(t)|^2}{\frac{1}{MT} \int_0^{MT} |x(t)|^2 dt} \quad (4.3)$$

กำหนดให้ $|x(t)|$ เป็นขนาดของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มทางด้านแกนเวลาซึ่งวิธีการหาค่าสมรรถนะของระบบและค่า PAPR นั้น วิธีการหาจะใช้ทฤษฎีความน่าจะเป็นของการเกิดค่า PAPR กับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแต่ละสัญลักษณ์ที่มีค่าสูงกว่าค่าที่กำหนดไว้ ยกตัวอย่างเช่นกำหนด $PAPR_0$ เป็นค่าคงที่ใดๆ เพื่อใช้ในการหาค่าความน่าจะเป็นของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มซึ่งเป็น วิธีการหาค่าความน่าจะเป็นแบบ คอมพรีเมนทารีคอมมิวเลทีฟดีสทริบิวชัน (CCDF: Complementary Cumulative Distribution Function) โดยแสดงความสัมพันธ์ทางสมการได้ดังนี้

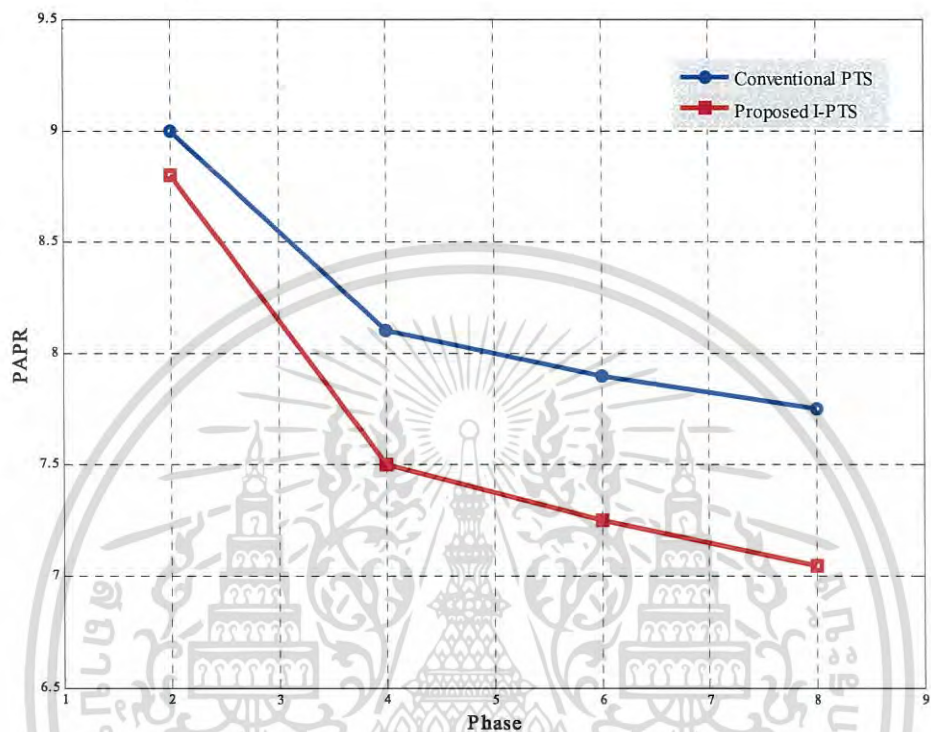
$$CCDF(PAPR_0) = \Pr(PAPR > PAPR_0) \quad (4.4)$$

และในรูปที่ 4.4 เป็นส่วนการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของการลดค่า PAPR ให้กับระบบ โดยจะเปรียบเทียบค่า PAPR ของสัญญาณ เมื่อผ่านการลดค่า PAPR โดยวิธีการ PTS พื้นฐาน วิธี RCC-PTS และวิธี I-PTS ที่นำเสนอ เมื่อการมอดูเลตเป็นแบบ 64QAM และกำหนดจำนวนคลื่นพาห์ย่อยเท่ากับ 64 คลื่นพาห์ย่อย จำนวนบล็อกย่อยเท่ากับ 4 บล็อกย่อย และจำนวนเฟสแพลคเตอร์เท่ากับ 4 เฟส จากกราฟ CCDF (Prob.PAPR>abscissa) ที่ตำแหน่ง 10^{-2} ค่า PAPR ของวิธี PTS แบบพื้นฐานมีค่าเท่ากับวิธี RCC-PTS ที่ 7.00 dB และวิธี I-PTS ที่นำเสนอมีค่าเท่ากับ 6.75 dB จากรูปที่ 4.4 แสดงว่าระบบที่ใช้วิธีการที่นำเสนอสามารถค่า PAPR ของสัญญาณได้ดีกว่าวิธีการ PTS พื้นฐาน และวิธี RCC PTS และยังสามารถลดความซับซ้อนของระบบลงได้ด้วย อีกทั้งขนาดของกลุ่มข้อมูลสัมประสิทธิ์ก็ยังมีค่าเท่ากับวิธีการ PTS แบบพื้นฐาน



รูปที่ 4.4 การเปรียบเทียบค่า PAPR ระหว่างวิธีการ PTS แบบพื้นฐาน วิธีการ RCC-PTS และวิธี I-PTS ที่นำเสนอ

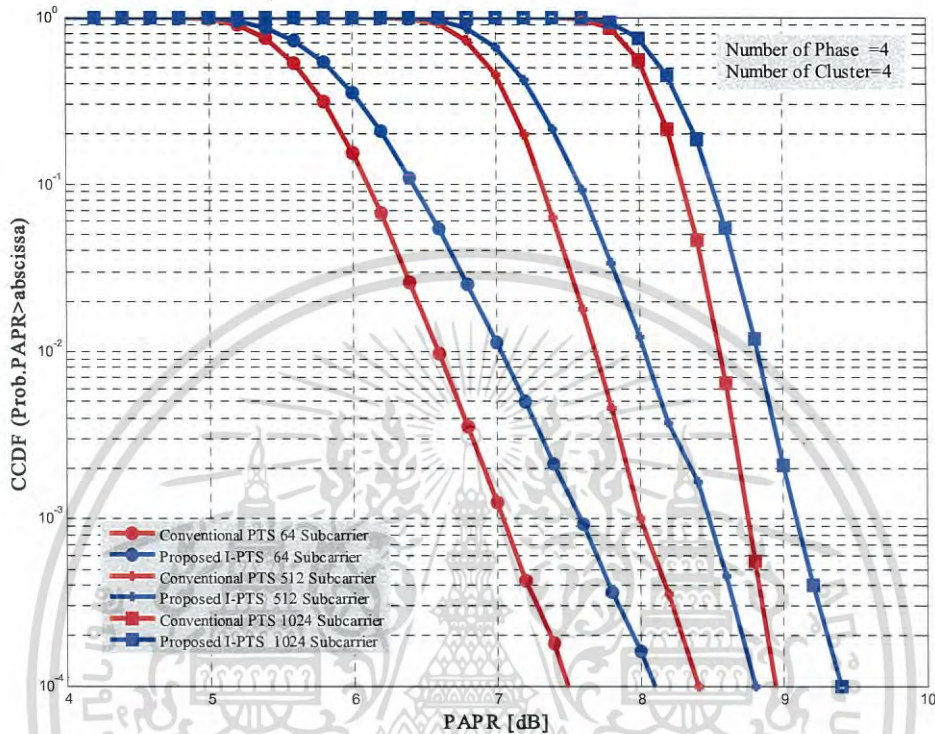
4.6 ประสิทธิภาพการลดค่า PAPR เปรียบเทียบกับจำนวนมูมเฟสที่ใช้ของวิธีที่
นำเสนอ และวิธี PTS พื้นฐาน



รูปที่ 4.5 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างค่า PAPR กับจำนวนมูมเฟสที่ใช้ในวิธี I-PTS ที่นำเสนอ
และ PTS พื้นฐาน

จากกราฟรูปที่ 4.5 ได้แสดงให้เห็นถึงค่า PAPR เปรียบเทียบกับจำนวนมูมเฟสที่นำมาใช้ ของวิธี I-PTS ที่นำเสนอและวิธี PTS พื้นฐาน จากกราฟจะเห็นว่าจำนวนมูมเฟสที่ถูกนำมาใช้ เมื่อมีการใช้มูมที่เพิ่มมากขึ้น จะทำให้ประสิทธิภาพการลดค่า PAPR ดีขึ้นตามไปด้วย แต่ในทางตรงกันข้ามการใช้ค่ามูมที่สูงขึ้นก็จะส่งผลให้ให้เกิดการคำนวณความซับซ้อนที่สูงขึ้นตามไปด้วย เนื่องจากจำนวนค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้คูณเข้ากับสัญญาณทางเวลาเพื่อหาค่า PAPR ที่ดีที่สุด ก็จะมีเพิ่มตามจำนวนมูมเฟสที่ถูกนำมาใช้งาน

4.7 ประสิทธิภาพการลดค่า PAPR เปรียบเทียบกับจำนวนซับแคเรียที่ใช้ของวิธีที่นำเสนอและวิธี PTS พื้นฐาน

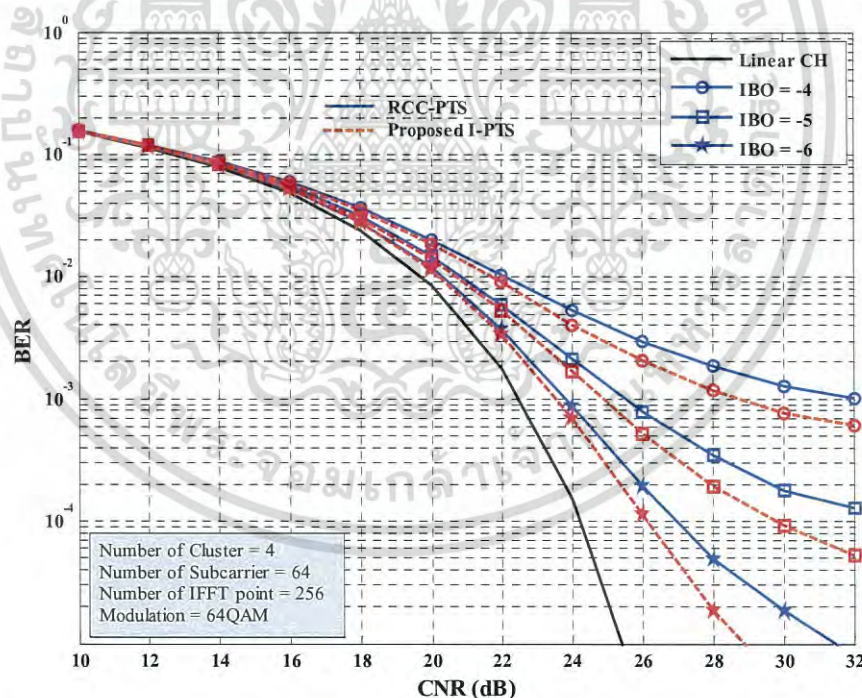


รูปที่ 4.6 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างค่า PAPR กับจำนวนซับแคเรียที่ใช้ในวิธี I-PTS ที่นำเสนอ และ PTS พื้นฐาน

จากกราฟที่ 4.6 ได้แสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพการลดค่า PAPR ของวิธี I-PTS ที่นำเสนอ และวิธี PTS พื้นฐานเปรียบเทียบกันเมื่อใช้สัญญาณที่มีจำนวนซับแคเรียที่เพิ่มขึ้นขึ้น จากกราฟจะเห็นได้ว่า ทั้งสองวิธีเมื่อมีการเพิ่มของจำนวนซับแคเรีย จะส่งผลให้ประสิทธิภาพการลดค่า PAPR แย่ลง เนื่องจากการที่มีจำนวนซับแคเรียที่เพิ่มขึ้นทำให้มีลักษณะของสัญญาณที่มีการเสริมทางด้านเฟสที่ เพิ่มขึ้นตามจำนวนซับแคเรีย ซึ่งจึงมีผลให้ค่า PAPR ที่เพิ่มขึ้น

4.8 ประสิทธิภาพอัตราบิดผิดพลาดของวิธีที่นำเสนอเปรียบเทียบกับวิธี PTS แบบพื้นฐาน

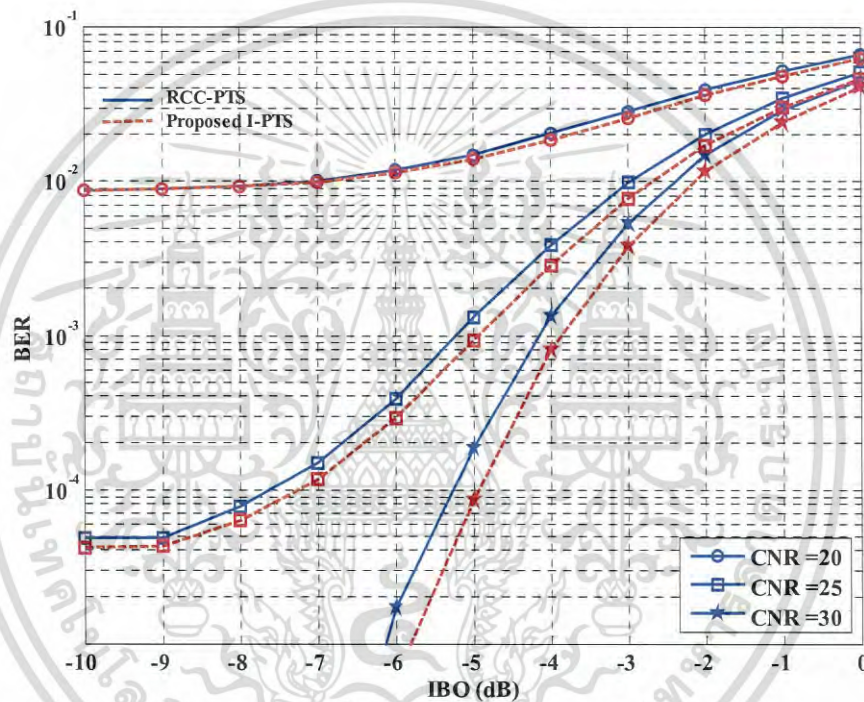
ในการจำลองการทำงานของเทคนิคที่นำเสนอนี้เป็นการนำเสนอเทคนิคการลดค่า PAPR โดยใช้วิธีการกำหนดสัมประสิทธิ์ซึ่งเพิ่มประสิทธิภาพจากวิธี PTS แบบพื้นฐานร่วมกับเทคนิควิธี RCC-PTS เพื่อลดความซับซ้อนของวิธีการ PTS แบบพื้นฐาน จากการจำลองการทำงานจะทำการเปรียบเทียบถึงประสิทธิภาพของอัตราบิดผิดพลาดที่ได้จากระบบ ซึ่งจะเปรียบเทียบระหว่างบิดข้อมูลต้นทางกับบิดข้อมูลปลายทาง เมื่อสัญญาณส่งผ่านช่องสัญญาณ โดยในการวัดประสิทธิภาพของอัตราบิดผิดพลาดข้อมูล เป็นการชี้วัดว่าระบบให้ประสิทธิภาพดีเพียงใด ซึ่งเป็นการสรุปผลลัพธ์ทั้งหมดของระบบว่าดีเพียงใด โดยมีเงื่อนไขต่างๆ จะเหมือนกัน จะแตกต่างกันเพียงแต่วิธีลดค่า PAPR โดยกำหนดตัวแปรเสริมคือจุดการทำงานของ SSPA มีการเปลี่ยนแปลงค่า IBO ให้มีค่าตั้งแต่ -6 ถึง -4 dB ผ่านช่องสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน



รูปที่ 4.7 การเปรียบเทียบอัตราบิดผิดพลาดข้อมูลในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น ระหว่างวิธี RCC-PTS กับวิธี I-PTS

จากรูปที่ 4.7 ได้แสดงถึงค่าประสิทธิภาพของอัตราบิดผิดพลาดของระบบ ในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น โดยจะแสดงให้เห็นถึงผลจากระบบที่ผ่านการลดค่า PAPR โดยวิธีการ RCC-PTS เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ วิธีการ I-PTS ซึ่งเป็นวิธีที่นำเสนอ ใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบ 64QAM จำนวนคลื่นพาห้อย่อยเท่ากับ 64 คลื่นพาห้อย่อย มีเฟสแพลกเตอร์เท่ากับ 4 เฟส โดยที่ค่าคงที่ของช่องสัญญาณที่เป็นตัวแปรเชิงเส้น r เท่ากับ 2 ตามมาตรฐานทั่วไป ซึ่งจะใช้ระบบแบบไม่เป็นเชิงเส้น SSPA ในการจำลองระบบ จะทำให้การเปลี่ยนแปลงค่า IBO ของระบบตั้งแต่ IBO เท่ากับ -6dB -5dB และ -4dB ตามลำดับ ซึ่งในกรณีนี้จะทำการกำหนดเอาต์พุตของ SSPA ให้เท่ากันตลอดเวลาเหมือนดังรูปที่ 4.7 ดังนั้น จากผลการทดลองจากกราฟพบว่าประสิทธิภาพอัตราการผิดพลาดของระบบที่ใช้ในการลดค่า PAPR แบบวิธี I-PTS ให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าวิธีการ RCC-PTS ในทุกค่า IBO ของช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้น



รูปที่ 4.8 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดข้อมูลในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นระหว่างวิธี RCC-PTS กับวิธี I-PTS เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า IBO (dB)

จากรูปที่ 4.8 เป็นการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดข้อมูลในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นเมื่อแปรค่า CNR (dB) ระหว่างวิธี RCC-PTS และวิธี I-PTS ที่นำเสนอ ใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบ 64QAM จำนวนคลื่นพาห้อย่อยเท่ากับ 64 คลื่นพาห้อย่อย มีเฟสแพลกเตอร์เท่ากับ 4 เฟส โดยที่ค่าคงที่ของช่องสัญญาณที่เป็นเชิงเส้น r เท่ากับ 2 ตามมาตรฐานทั่วไป ซึ่งในกรณีนี้ จะทำการกำหนดค่า CNR เป็นค่าๆ คือ 20, 25 และ 30 dB แต่สิ่งที่แตกต่างระหว่างรูปนี้กับรูปที่ 4.7 ก็คือ เอาต์พุตของ SSPA จะถูกปรับให้สอดคล้องกับโลกของความเป็นจริง หรือในทางปฏิบัติ นั้นหมายความว่า เมื่อสัญญาณอยู่ในตำแหน่งที่ IBO ที่สูงขึ้น สัญญาณเอาต์พุตก็จะมาก แต่เมื่อสัญญาณอยู่ในตำแหน่งที่ IBO น้อยๆ สัญญาณเอาต์พุตก็จะน้อย แต่ในอีกทางหนึ่งก็คือ ถ้าสัญญาณอินพุตมาก สัญญาณเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รบกวนที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นก็จะมาก ถ้า IBO มีค่าเป็นลบมาก จุดการทำงานก็จะอยู่ตรงตำแหน่งที่เป็นเชิงเส้น สัญญาณก็จะถูกรบกวนจากความไม่เป็นเชิงเส้นน้อย ซึ่งทั้งสองพารามิเตอร์จะเป็นการบังคับให้ได้เอาที่พหุมากๆ ที่ตำแหน่ง IBO สูงๆ หรือที่ ความไม่เป็นเชิงเส้นของ SSPA น้อยๆ เพราะฉะนั้น การที่จะหาจุดที่ได้ประสิทธิภาพที่ดีที่สุด หรือจุดที่เป็น Optimum ก็สามารถแสดงได้โดยรูปนี้ ซึ่งก็คือจุดที่ได้ค่า BER โค้งต่ำลงมามากที่สุดของแต่ละวิธีการ จากผลการจำลองการทำงานจะสังเกตได้ว่าทั้งระหว่างวิธี I-PTS ที่นำเสนอ ให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลที่ดีกว่าวิธี RCC-PTS ในสถานะช่องสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนและอุปกรณ์ขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น และขณะ Simulation นั้นเครื่องรับสามารถรับ Side information อย่างถูกต้องเท่ากับทางอุดมคติ

4.9 ประสิทธิภาพการลดค่าความซับซ้อนของวิธีที่นำเสนอเปรียบเทียบกับวิธี PTS แบบพื้นฐาน

สำหรับการวัดค่าของความซับซ้อนการคำนวณของวิธีที่ได้นำเสนอร่วมกับวิธี RCC-PTS อัตราส่วนการลดความซับซ้อนการคำนวณ CCRR (Computational complexity reduction ratio) นั้นวิธี I-PTS สามารถเปรียบเทียบกับวิธี PTS แบบพื้นฐานได้ดังสมการต่อไปนี้

$$CCRR = \left(1 - \frac{\text{Complexity of proposed I-PTS}}{\text{Complexity of C-PTS}} \right) \times 100\% \quad (4.5)$$

สมการความซับซ้อนของวิธี PTS แบบพื้นฐาน

$$LN(V-1)W^{V-1} \quad (4.6)$$

สมการความซับซ้อนของวิธี RCC PTS

$$\frac{1}{4} LN(V-1)W^{V-1} \quad (4.7)$$

สมการการคูณความซับซ้อน $CCRR^*$ สามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$CCRR^* = \left(1 - \frac{\frac{1}{4}LN(V-1)W^{V-1}}{LN(V-1)W^{V-1}} \right) \times 100\% = 75\% \quad (4.8)$$

เมื่อ

V = จำนวนคลัสเตอร์

L = Oversampling factor

N = จำนวนของซับแคเรียร์

W = จำนวนค่าสัมประสิทธิ์

คำนวณหาความซับซ้อนการคูณของวิธี I-PTS ที่นำเสนอเมื่อกำหนดให้ $V = 4, L = 4, N = 64$ และ $W = 4$ (เนื่องจาก $W = 4$ จึงได้เป็น $W^{V-1} (W/2)$) จากความสัมพันธ์ของมุม ตรงข้ามกันที่ π)

$$= \left(1 - \frac{\frac{1}{4}(4)(64)(4-1)4^{4-1}(4/2)}{(4)(64)(4-1)4^{4-1}(4/2)} \right) \times 100\%$$

ความซับซ้อนของวิธี I-PTS ที่นำเสนอ = 75%

จากตารางที่ 4.2 แสดงการลดความซับซ้อนของการคูณระหว่างวิธี PTS แบบพื้นฐาน วิธี RCC-PTS และวิธีการ I-PTS ที่นำเสนอ จากตารางจะเห็นได้ว่าวิธี I-PTS ที่นำเสนอ สามารถลดความซับซ้อนของการคูณได้ดีกว่าวิธี PTS แบบพื้นฐานได้ถึง 75 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งเท่ากับวิธี RCC-PTS อีกด้วย จากผลการทดลองสามารถสรุปได้ว่าวิธี I-PTS ที่นำเสนอสามารถลดค่า PAPR และสามารถลดความซับซ้อนการคำนวณการคูณ เมื่อเทียบกับวิธี PTS แบบพื้นฐาน อีกทั้งขนาดของกลุ่มข้อมูลสัมประสิทธิ์ก็ยังมีค่าเท่ากับวิธี PTS แบบพื้นฐาน

ตารางที่ 4.2 แสดงการลดความซับซ้อนของการคูณสำหรับวิธี PTS แบบพื้นฐาน วิธี RCC-PTS และวิธี I-PTS ที่ได้นำเสนอ

	Multiplicative Complexity Reduction ($V = 4$, $W = 4$ and $N=256$)
Conventional OFDM	N/A
C-PTS	0%
RCC-PTS	75%
Proposed I-PTS	75%



บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิธีการลดค่า PAPR ได้รับการศึกษาและทำการวิจัยอย่างกว้างขวางเช่น วิธีการเข้ารหัส (coding) วิธีพีทีเอส (PTS) วิธีเอสแอลเอ็ม (SLM : Selective Mapping) และวิธีดีเอสไอ (DSI : Dummy sequence insertion) เป็นต้น ซึ่งวิธีการเหล่านี้สามารถลดค่า PAPR ได้เป็นอย่างดี แต่มีข้อด้อยคือ ทำให้อัตราการรับส่งข้อมูลด้อยลงจากบิตข้อมูลเดิม (Redundancy bits) หรือ ระบบการส่ง-รับมีความยุ่งยากซับซ้อนมากขึ้น จากข้อด้อยนี้ไปสู่การวิจัยและพัฒนาวิธีการลดค่า PAPR แบบใหม่ๆ เพื่อให้สามารถลดค่า PAPR ได้อย่างมีประสิทธิภาพพร้อมทั้งไม่ส่งผลกระทบต่ออัตราการรับส่งข้อมูลหรือส่งผลกระทบต่อความซับซ้อนของระบบเพิ่มมากขึ้น

วิธีที่ได้รับความนิยมวิธีหนึ่งในการนำมาใช้ลดค่า PAPR (PAPR) คือวิธี PTS เป็นวิธีที่มีข้อดีคือ การใช้ค่าสัมประสิทธิ์คูณเข้ากับสัญญาณโดเมนเวลาหลังผ่านกระบวนการ IFFT เพื่อลดค่า PAPR แทนที่การคูณทางฝั่งสัญญาณโดเมนความถี่ ซึ่งสามารถช่วยลดความคำนวณซับซ้อนของระบบลดลงเป็นอย่างมาก แต่อย่างไรก็ตามวิธี PTS ยังคงมีนักวิจัยจำนวนมากพยายามพัฒนาเพิ่มเติมประสิทธิภาพให้ดีขึ้นกว่าเดิม และวิธี I-PTS ได้นำเสนอเทคนิคที่ช่วยลดค่า PAPR ของวิธี PTS ได้ดีขึ้นกว่าเดิม ด้วยการแบ่งแต่ละคลาสเตอร์เป็นสองคลาสเตอร์ย่อยและกำหนดความสัมพันธ์ของสัมประสิทธิ์ระหว่างสองคลาสเตอร์ย่อย ดังที่ได้อธิบายไปในบทที่สาม ซึ่งจากเทคนิคนี้สามารถช่วยลดค่า PAPR ของระบบลงไปอีก แต่ว่าการกระบวนการของวิธี I-PTS ตรงนี้ยังมีการคำนวณความซับซ้อนของระบบที่สูง วิธี RCC-PTS เป็นวิธีหนึ่งที่ถูกพัฒนาขึ้นมาเพื่อลดการคำนวณความซับซ้อนของวิธี PTS ด้วยการนำเสนอเทคนิคการลดการคำนวณความซับซ้อน ที่กรณีใช้ค่ามอดูเลชันเพียงแค่ 2 มุมคือ $\{1, -1\}$ ซึ่งให้ผลที่ดีขึ้น 75% จากวิธี PTS พื้นฐาน

จากวิธีที่นำเสนอ เราได้นำเสนอเทคนิควิธี I-PTS ด้วยการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ความสัมพันธ์ระหว่างสองคลาสเตอร์ย่อยที่ให้ผลการลดค่า PAPR ที่ดีที่สุด ด้วยการกำหนด $\chi = 0$ ดังที่ได้อธิบายไปในบทที่สามที่ผ่านมา และยังได้ใช้และเพิ่มเติมเทคนิคการลดความคำนวณความซับซ้อนของระบบจากวิธี RCC-PTS ด้วยการใส่ค่ามอดูเลชันที่เพิ่มขึ้นเป็น 4, 6, 8 ค่ามอดูเลชัน จากผลที่ใช้ค่ามอดูเลชันที่เพิ่มขึ้นนี้ยังส่งผลให้การลดค่า PAPR ที่ดีขึ้นด้วย แต่ข้อเสียของการใช้ค่ามอดูเลชันที่เพิ่มขึ้นก็ยังส่งให้การคำนวณความซับซ้อนของระบบเพิ่มขึ้นตามขึ้นไปด้วย และซึ่งจากผลการจำลองโปรแกรมคอมพิวเตอร์ในงานวิจัยสรุปได้ว่า วิธีที่นำเสนอนั้นสามารถลดค่า PAPR ได้ดีกว่าวิธี PTS พื้นฐาน และวิธี

RCC-PTS รวมถึงยังสามารถลดการคำนวณความซับซ้อนได้ดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับวิธี PTS พื้นฐานถึง 75% โดยยังคงรักษขนาดของไซต์อินฟอร์เมชันไม่ให้เพิ่มขึ้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] A. Pandharipande, "Principle of OFDM," IEEE Potentials, Vol.21, pp.16-19, April/May 2002.
- [2] C. Tellambura, "Computation of the continuous-time PAR of an OFDM signal with BPSK subcarriers," IEEE Trans. on Comm., Lett. Vol. 5, no. 5, pp.185-187, May 2001.
- [3] H. Vasuki, "Orthogonal Frequency Division Multiplexing," ESE 505, Traffic Performance Analysis of Mobile, Wireless & Communication System, University of New York, 1999.
- [4] R. Van Nee and R. Prasad, OFDM for Wireless Multimedia Communication, Artech House, 2000.
- [5] J. Tellado, Multicarrier Modulation with Low PAR, Kluwer Academic Publisher tech House, 2000.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] S. H. Muller and J. B. Huber, "A novel peak power reduction scheme for OFDM," in Proc. IEEE Int. Symp. Pers., Mobile Indoor Commun., Sep. 1997, pp. 1090-1094.
- [9] C. Tellambura, "Improved Phase Factor Computation for the PAR Reduction of an OFDM Signal Using PTS," IEEE Trans. on Comm., Lett. Vol. 5, no. 4, pp.135-137, March 2001.
- [10] S. Sanpan, P. Boonsrimuang, S. Boonjun and H. Kobayashi, "A New Weighting Factor of PTS OFDM with Low Complexity for PAPR Reduction," 6th International Conference on ECTI-CON, pp. 958-961,

May 6-9, 2009

- [11] "Universal mobile telecommunications system (UMTS); UMTS terrestrial radio access (UTRA); Concept evaluation," Tech. Rep., ETSI, TR 101 146, 1997.
- [12] L. Wang and Y. Cao, "Sub-optimum PTS for PAPR reduction of OFDM signals," *Electron Lett.*, vol. 44, no. 15, pp. 921-922, July 2008.
- [13] T. Jiang, W.-D. Xiang and P.C. Richardson, "PAPR reduction of OFDM signals using partial transmit sequences with low computational complexity,"
- [14] P. Reangsuntea, P. Boonsrimuang, T. Paungma and H.Kobayashi, "PAPR Reduction Performance Analysis Base on Partial Transmit Sequence," 2012 International Conference on Engineering, Applied Sciences, and Technology (ICEAST 2012)
- [15] L. Wang, J. Liu, and G. Zhang, "Reduced Computational Complexity PTS Scheme for PAPR Reduction of OFDM Signals" 2010 6th International Conference on Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM)
- [16] C. Tellambura, "Improved Phase Factor Computation for the PAR Reduction of an OFDM Signal Using PTS," *IEEE Trans. on Comm., Lett.* Vol. 5, no. 4, pp135-137, March 2001.
- [17] P. Boonsrimuang, K. Mori, T. Paungma and H. Kobayashi, "Proposal of Improved PTS Method for OFDM signal," The 18th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'07).



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ก.

โปรแกรมที่ใช้ในการจำลองระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้


```

%=====
%                               A LOW COMPUTATION COMPLEXITY ALGORITHM FOR
%                               IMPROVE PTS-BASED PAPR REDUCTIONN SCHEME
%=====
clear all;
clc;

%%=====Define the Randdom Message Points=====%%
BW=5;                               % Band width = 5 MHz
NMess=64;                           % Range of SignalsB
Nov=3;                              % Over sampling
M=64;                               % Numbers of subscriber
N=M+(M*Nov);                        % Number of FFT point
L=20;                               % Number of Symbols
CNst=10;                            % Carrier to Noise ratio (dB)
CNx=32;                             % Carrier to Noise ratio (dB)
Sten=2;                             % Step of Carriet to Noise ratio (dB)
TgRatio=0.1;
Delay=0.1;                          % Delay = 5 uSec
DU=20;                             % dB
Aver=1;                             % Numver of average
Num_countXX=200;                   % Number of loop testing bits error performance.
D=sqrt(1/56);                      % QAM Normalize to Average power equal 2
DI_DS=1;                           % Delay interval and Delay spread Ratio
Ets=round(M/BW);                   % Effective Symbol Duration
Dg=Ets*TgRatio;                    % Guard Interval Duration D
Ts=Ets+Dg;                         % Symbol Duration Ts

DeltraF=round(BW/M);               % Deltra Frewuency
DeltraT=Ets/N;                     % Deltra Time of symbol

Ng=round(Dg/(Ets/(N-M)));          % Number of guard interval
Mess=M*L;                          % Number of Signals
Nt=N+Ng;
NNT=Nt*L;

%=====
%=====zero padding=====
%=====
Zerop=round((N-M)/2);              % Number of Zero padding
L1=Zerop+1;
L2=Zerop+M;
Zero1=zeros(1,Zerop);

%#####
%=====Initial Condition=====
%#####
for CN=CNst:Sten:CNx;               % Loop CN
    Num_count=Num_countXX*(CN/CNst)^1.2;
for count=1:Num_count;              % Loop Counter bits error
    CN                               % Show infromations (Debugger)
    count                           % Show infromations (Debugger)
%=====
%=====Generate Data=====

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

%=====
RandSignal(1,1:Mess)=randint(1,Mess,NMess);
StoP=serial2parallel(RandSignal,M);
LengthSt=length(StoP(:,1));
SubSt=length(StoP(1,:));           % This Value equal Number of Subscriber
Signal=StoP;
%=====
%===== Modulation 16QAM =====
%=====
SignalInFreD=Signal;
for k=1:LengthSt;
    ComplexSignal(k,1:(M))=f_EnMQAM(SignalInFreD(k,1:M),NMess);
end

for k=1:LengthSt;

    [Xt1(k,1:N) SI(k,:)] = f_EnIterIPTS4_4Clus(ComplexSignal(k,1:M),M,N);
    %-----
    XtAddGI(k,1:Nt)=[Xt1(k,N-Ng+1:N) Xt1(k,1:N)];           % Add GI

end

Stx=XtAddGI;
StxBypass=Stx;

%%#####
%%===== Solid State Power Amplifier (SSPA) =====
%%#####

[Row_amp Col_amp]=size(Stx);
IN_amp=parallel2serial(Stx);
N_amp=length(IN_amp);

%=====
IBO=-6;           % Back-off input
Pamp=2;           % Pamp = control the smoothness of the transition form. Pamp = Inf =
Linear
Ph_Alpha=0.01;    % No reference
Pamp1=2*Pamp;
Pamp2=1/Pamp1;

%=====
AMPmean_power=mean(IN_amp(1:N_amp).*conj(IN_amp(1:N_amp)));
AMP_nor(1:N_amp)=IN_amp(1:N_amp)./sqrt(AMPmean_power);           %Keep power
transmission = 1.
AMP_nor1(1:N_amp)=sqrt(10^(IBO/10)).*AMP_nor(1:N_amp);

AMPabs(1:N_amp)=abs(AMP_nor1(1:N_amp));
AMP_ph(1:N_amp)=angle(AMP_nor1(1:N_amp));

for k=1:N_amp;
    AMPout(k)=AMPabs(k)./(1+(AMPabs(k))^(Pamp1))^(Pamp2));
end
AMPout_aver=mean(AMPout(1:N_amp).^2);

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้


```

AMPout1(1:N_amp)=AMPout(1:N_amp).*sqrt(AMPmean_power/AMPout_aver);
% Keep input power equal output power.
OUT_amp(1:N_amp)=AMPout1(1:N_amp).*exp(j*(AMP_ph(1:N_amp)));
StxSSPA=serial2parallel(OUT_amp,Col_amp);

%=====
%===== side of noise refer input signal =====
%=====

Awgn=f_Add_AWGN(StxSSPA,CN);
Rtx=StxSSPA+Awgn;          % SSPA+AWGN
pause(0.002);              % For multi task

%=====
%===== Receiver Side =====
%=====

LengthSt=length(Rtx(:,1));          % This Value equal Number of Symbol
for k=1:LengthSt;
    RtInTime(k,1:N)=Rtx(k,Ng+1:Nt);
    RtInFre(k,1:N)=(fft(RtInTime(k,1:N)))./sqrt(N); % Remove guard interval
    Rt(k,1:M)=f_DeIterIPTs4_4Clus(RtInFre(k,L1:L2),M,N,SI(k,:));
end
Adj_Rtxx=mean(Rt(:)'.*conj(Rt(:)));
Rt1=Rt.*sqrt(2/Adj_Rtxx);
%=====
%===== Demodulation 64QAM =====
%=====
Out=f_DeMQAM(Rt1,NMess);          %Modulation techniques depend on NMess values
Output=parallel2serial(Out);
%=====
%===== Loop test Bits error rate performance =====
%=====
CBER(1,count)=biterr(RandSignal,Output);
end          % Loop Counter bits error

BERaver(1,CN)=sum(CBER);
PBERaver(1,CN)=BERaver(1,CN)./(log2(NMess))*Mess*Num_count);
PBERaver

end          % Loop CN

%=====
%=====

figure;
semilogy(CNst:Stcn:CNx,PBERaver(CNst:Stcn:CNx));
title('BER vs Eo/No using New PTS- 4phases');
xlabel('CNR');
ylabel('BER');
StrIBO=int2str(IBO);
legend(['IBO = ', StrIBO]);
grid on;
f_FinishTime
%=====

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข.

ผลงานวิจัยในระหว่างการศึกษาที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

Phethai Romrerng, Arjin Numsomran, Pisit Boonsrimuang, Pongsathorn Reangsuntea and Hideo Kobayashi, “A Low Computation Complexity Algorithm for Improve PTS-Based PAPR Reduction Scheme” International Conference on Engineering, Applied Sciences, and Technology (ICEAST-2013), Bangkok, Thailand, pp. , August 21-24, 2013

Phethai Romrerng, Pisit Boonsrimuang, Pongsathorn Reangsuntea and Hideo Kobayashi, “A New Weighting Factor of Reduced Computational Complexity PTS Scheme for PAPR Reduction” The 10th IEEE Vehicular Technology Society Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS-2013), Seoul, Korea, pp. , August 22-23, 2013



ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล นายเพทาย ร่มเริง
 วัน เดือน ปีเกิด 5 มกราคม 2530 ที่จังหวัดบุรีรัมย์
 ที่อยู่ 295 หมู่ 2 บ้านทะเมนชัย
 ตำบลทะเมนชัย อำเภอลำปลายมาศ บุรีรัมย์ 31130
 โทรศัพท์มือถือ : 084-875-7145
 ประวัติการศึกษา 2551 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และ
 โทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ
 2549 ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง สาขาอิเล็กทรอนิกส์โทรคมนาคม
 วิทยาลัยเทคนิคบุรีรัมย์
 ประสบการณ์การทำงาน
 พ.ศ.2556-2559 วิศวกรระบบการจัดการสินทรัพย์ข้อมูลมัลติมีเดีย (Media access
 management system) บริษัท ซีทีเอช เคเบิลทีวี จำกัด
 พ.ศ.2554-2555 Service Engineer บริษัท ชาร์ปไทย จำกัด