

การศึกษาวิธีการลดค่าพีเอพียาร์ในระบบโอเอฟดีเอ็มโดยวิธีการ IPTS
ร่วมกับการแปลงฟูรีเยร์ผกผันเอ็กเทนดส์ปลิทเรดิคซ์

STUDY ON A LOW COMPLEXITY IPTS-BASED EXTENDED SPLIT-RADIX IFFT
FOR PAPR REDUCTION IN OFDM SYSTEM

ปัญญา จิรจราชีพ

PANYA JIRAJARACHEEP

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2557

KMITL-2014-EN-M-010-032

STUDY ON A LOW COMPLEXITY IPTS-BASED EXTENDED SPLIT-RADIX IFFT
FOR PAPR REDUCTION IN OFDM SYSTEM

PANYA JIRAJARACHEEP

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

2014

KMITL-2014-EN-M-010-032

COPYRIGHT 2014

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การศึกษาวิธีการลดค่าพีเอพ็อาร์ในระบบโอเอฟดีเอ็มโดยวิธีการ IPTS ร่วมกับการแปลงฟูริเยร์ผกผันเอ็กเทนดส์ปลิทเรดิทซ์

Thesis Title Study on a Low Complexity IPTS-based Extended Split-radix IFFT for PAPR Reduction in OFDM Systems

นักศึกษา นายปัญญา จิรจราชีพ

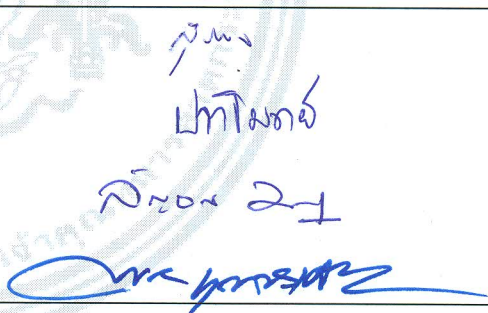
รหัสประจำตัว 52611221

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.พิสิฐ บุญศรีเมือง

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2014-EN-M-010-032

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.สุวิพล	สิทธิชีวกาค	
รศ.ดร.ปราโมทย์	วาดเขียน	
รศ.ดร.ลัญฉกร	วุฒิสิทธิกุลกิจ	
รศ.ดร.พิสิฐ	บุญศรีเมือง	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันพุธที่ 5 มีนาคม พ.ศ. 2557 เวลา 13.00-15.00 น.
สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ห้อง E12-301

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(ศาสตราจารย์ ดร.สุชัชวีร์ สุวรรณสวัสดิ์)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 5 มีนาคม พ.ศ. 2557

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การศึกษาวิธีการลดค่าพีเอพอาร์ในระบบโอเอฟดีเอ็มโดยวิธีการ IPTS ร่วมกับการแปลงฟูรีเยร์ผกผันเอ็กเทนส์สปลิทเรดิคซ์
นักศึกษา	นายปัญญา จิรจราชีพ
รหัสนักศึกษา	52611221
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2557
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.พิสิฐ บุญศรีเมือง

บทคัดย่อ

วิธีการส่งแบบแบ่งลำดับส่วนย่อย (PTS : Partial Transmit Sequence) ที่มีความซับซ้อนในการคำนวณต่ำ ที่เรียกว่า decomposition PTS sub-blocking (D-PTS) ถูกนำเสนอด้วยการประยุกต์ใช้งานร่วมกับการแปลงฟูรีเยร์ผกผันแบบเร็วแบบ radix-2 (radix-2 IFFT) ซึ่งสัญญาณจะถูกประมวลผลที่กึ่งกลาง stage ของการแปลงฟูรีเยร์ผกผันแบบเร็วโดยการลดทอนทางความถี่ (DIF-IFFT) วิธีการนี้สามารถลดความซับซ้อนในการคำนวณของระบบ แต่ยังคงมีประสิทธิภาพในการลดค่าอัตราส่วนกำลังสูงสุดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณ (PAPR) ได้เหมือนกับวิธีการ PTS อื่นๆ ที่ขนาดของกลุ่มสัมประสิทธิ์ (weighting factor) เท่าเดิม และเพื่อการลดความซับซ้อนในการคำนวณของวิธี PTS ลงอีก Extended Split-Radix inverse fast Fourier transform (ESRIFFT) ซึ่งสามารถลดความซับซ้อนในการคำนวณได้ดีกว่า radix-2 IFFT แต่ยังคงประสิทธิภาพในการลดค่า PAPR ได้เท่ากับวิธี radix-2 IFFT ได้ถูกนำเสนอ ในวิทยานิพนธ์นี้ เสนอวิธีการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ใหม่ (new weighting factor) ร่วมกับ D-PTS sub-blocking หรือเรียกว่า Improve PTS (I-PTS) บนพื้นฐานของ Extended Split-Radix IFFT ซึ่งสามารถเพิ่มประสิทธิภาพในการลดค่า PAPR และลดค่าความซับซ้อนในการคำนวณได้ โดยไม่มีการเพิ่มกลุ่มข้อมูลสัมประสิทธิ์ (Side information)

Thesis Title	Study on a Low Complexity IPTS-Based Extended Split-Radix IFFT for PAPR Reduction in OFDM Systems
Student	Mr. Panya Jirajaracheep
Student ID.	52611221
Degree	Master of Engineering
Program	Telecommunications Engineering
Year	2014
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Pisit Boonsrimuang

ABSTRACT

The Partial Transmit Sequence (PTS) method with low computational complexity, called decomposition PTS sub-blocking was proposed which employs the radix-2 inverse fast Fourier transform (IFFT) for the signals at the middle stages of an N-point radix-2 IFFT and decimation in frequency (DIF) domain. This method (DIF-IFFT) can reduce the computation complexity relatively with keeping the better PAPR performance similar to other PTS techniques with using the same weighting factor. To improve computation complexity for the PTS method, the Extended Split-Radix inverse fast Fourier transform which can reduce the number of computation complexity was proposed. However, the PAPR reduction performance is the same as that for the radix-2 method. In this thesis, we propose a new weighting factor technique in conjunction with DIF-PTS sub-blocking based on Extended Split-Radix IFFT technique called Improve PTS (I-PTS) which can improve both the PAPR performance and computation complexity without any increasing of side information. This paper presents the various computer simulation results to verify the effectiveness of proposed method.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้เป็นอย่างดี ด้วยคำแนะนำจาก รศ.ดร.พิสิฐ บุญศรีเมือง ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาและอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ข้าพเจ้ารู้สึกทราบบ้างในความอนุเคราะห์ และขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอกราบขอบพระคุณคณาจารย์สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้าที่เป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนในทุกเรื่องๆ ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ปัญญา จิรจราชีพ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาของวิทยานิพนธ์และความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษา	2
1.3 ขอบเขตของงานวิจัย	3
1.4 ขั้นตอนของการศึกษา	3
1.5 ส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์	3
บทที่ 2 ระบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐาน และทฤษฎีในการวิจัย.....	5
2.1 ระบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐาน.....	5
2.1.1 อธิบายการสร้างสัญญาณโอเอฟดีเอ็มด้วยสมการทางคณิตศาสตร์.....	7
2.1.2 การแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว (Fast Fourier Transform).....	9
2.1.2.1 การแปลงโดยการลดทอนในเทอมของความถี่.....	9
2.1.2.2 การแปลงโดยการลดทอนในเทอมของเวลา	12
2.1.3 ช่วงเวลาป้องกัน (Guard time).....	15
2.1.4 การมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็มกับสัญญาณอาร์เอฟ	17
2.1.5 การซิงโครไนซ์ (Synchronization)	18
2.1.6 การตรวจจับข้อมูลแบบโคฮีเรนต์ (Coherent Detection).....	19
2.2 การหาค่าอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุด (PAPR)	20
2.3 สัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน	21
2.4 เครื่องขยายสัญญาณกำลังสูง (HPA).....	22
2.4.1 ผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูง	26
2.4.2 การเพิ่มขึ้นของค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่.....	26

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.4.3 การเพิ่มขึ้นของค่าอัตราการผลิตผิดพลาดบิตข้อมูล	27
2.5 วิธีการจัดลำดับส่วนในการส่ง (PTS).....	29
2.6 การส่งกลุ่มของข้อมูลสัมประสิทธิ์ (Side Information).....	31
บทที่ 3 วิธีการลดค่าพีเอพ็อดในสัญญาณโอเอฟดีเอ็มและการเพิ่มประสิทธิภาพให้กับระบบ	33
3.1 ค่าอัตราส่วนกำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ (PAPR).....	33
3.2 การแปลงฟูริเยร์แบบ Extended Split-Radix DIF-FFT.....	34
3.3 วิธีการลดค่าพีเอพ็อดโดยใช้วิธีการจัดลำดับส่วนในการส่ง (PTS)	37
3.4 PTS-Base Radix-R FFT	38
3.4.1 Radix-R FFT algorithm.....	39
3.4.2 การวิเคราะห์การคำนวณความซับซ้อนเปรียบเทียบระหว่าง DIF และ DIT	41
3.4.3 การลดค่าพีเอพ็อดโดยใช้วิธี PTS based radix-r FFT	42
3.5 แบบจำลองเครื่องส่งและเครื่องรับของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบที่นำเสนอ	46
3.5.1 วิธีการลดค่าพีเอพ็อดโดยการปรับปรุงวิธีการจัดลำดับส่วนในการส่งแบบ พื้นฐาน (Improved-PTS).....	46
3.5.2 แบบจำลองของเครื่องส่งที่นำเสนอ	48
3.5.3 แบบจำลองของเครื่องรับที่นำเสนอ	49
3.6 การหาค่าประสิทธิภาพของระบบ.....	50
3.6.1 การหาค่าพีเอพ็อด (PAPR)	50
3.6.2 การหาค่าอัตราการผลิตผิดพลาดบิตข้อมูล (BER).....	52
บทที่ 4 การหาค่าประสิทธิภาพของระบบ	54
4.1 แบบจำลองที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	54
4.2 การกำหนดจุดการขยายสัญญาณให้กับเครื่องขยายสัญญาณ.....	55
4.3 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ	57
4.4 ประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพ็อดโดยการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์	58
4.5 ประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพ็อดที่เสนอเปรียบเทียบกับแบบ PTS แบบพื้นฐาน.....	59
4.6 ประสิทธิภาพอัตราการผลิตผิดพลาดของวิธีที่นำเสนอเปรียบเทียบกับ PTS แบบพื้นฐาน.....	63

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.7 ประสิทธิภาพการลดความซับซ้อนของวิธีที่นำเสนอเปรียบเทียบกับ PTS	
แบบพื้นฐาน.....	69
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	74
เอกสารอ้างอิง	75
ภาคผนวก	77
ประวัติผู้เขียน.....	83

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 ตารางค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบ	58
4.2 ตารางแสดงจำนวน Nontrivial twiddle factor ของ DIF-IFFT แบบ 16 จุด.....	71
4.3 การเปรียบเทียบการคำนวณความซับซ้อนของวิธีการที่นำเสนอ	72

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 การมัลติเพล็กซ์สัญญาณแบบแบ่งช่วงความถี่และแบบโอเอฟดีเอ็ม.....	6
2.2 การสร้างสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม.....	7
2.3 ตัวอย่างของสัญญาณลักษณะโอเอฟดีเอ็มที่มีคลื่นพาร์ย่อย 4 คลื่น.....	8
2.4 แผนภาพการแยก DFT ขนาด 8 จุด ออกเป็น DFT ขนาด 4 จุด 2 ชุด.....	10
2.5 แผนภาพการแยก DFT ขนาด 4 จุด 2 ชุด ออกเป็น DFT ขนาด 2 จุด 4 ชุด.....	11
2.6 แผนภาพผิ้อการแปลงฟูริเยร์ 2 จุด.....	11
2.7 การแปลงฟูริเยร์อย่างรวดเร็วขนาด 8 จุด ด้วยวิธีการลดทอนในเทอมของความถี่.....	12
2.8 การแปลงฟูริเยร์อย่างรวดเร็วขนาด 8 จุด เป็น 4 จุด.....	14
2.9 การแปลงฟูริเยร์อย่างรวดเร็วขนาด 8 จุด เป็น 2 จุด จำนวน 2 ชุด.....	14
2.10 การแปลงฟูริเยร์อย่างรวดเร็วขนาด 8 จุด โดยการลดทอนในเทอมของเวลา.....	15
2.11 การเลื่อนเฟสของคลื่นพาร์ย่อย เนื่องจากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาธ ...	15
2.12 การใส่ช่วงเวลาป้องกัน (GI).....	16
2.13 ตัวอย่างของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่รับจากช่องสัญญาณแบบมัลติพาธ.....	16
2.14 สัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่เดินทางผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาธมายังเครื่องรับ.....	17
2.15 การมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็มกับสัญญาณอาร์เอฟ.....	17
2.16 การซิงโครไนซ์โดยวิธี Cyclic Prefix.....	18
2.17 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับโอเอฟดีเอ็มที่มีการตรวจจับข้อมูลแบบโคฮีเรนต์.....	19
2.18 การตรวจจับข้อมูลแบบโคฮีเรนต์ (Coherent Detection).....	19
2.19 คุณสมบัติของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน.....	22
2.20 คุณสมบัติของวงจรรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น SSPA.....	25
2.21 ลักษณะสเปกตรัมของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มหลังจากการขยายสัญญาณด้วย HPA.....	27
2.22 ไดอะแกรมฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น x , $g(x)$ และ $x - g(x)$	28
2.23 ความสัมพันธ์ของค่าอัตราการผลิตผิดพลาดสัญญาณ (SER) และค่าอัตราส่วนของสัญญาณ ต่อสัญญาณรบกวน (SNR).....	29
2.24 บล็อกไดอะแกรมของการส่งข้อมูลแบบจัดลำดับส่วนในการส่ง (PTS).....	31
3.1 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพค่าพีเอพาร์ระหว่างวิธีการโอเอฟดีเอ็มแบบพื้นฐาน กับวิธีการ PTS แบบพื้นฐาน.....	34
3.2 โครงสร้างของ DIF extended split-radix transform structure ($N = 32$).....	36
3.3 แผนภาพ Butterfly ของ DIF extended split-radix FFT.....	37

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.4 แสดงการลดลงไปเป็น N/r -point DFT ด้วย DIF radix- r ที่ stage v	40
3.5 แสดงการลดลงไปเป็น N/r^{m-v} -point DFT ด้วย DIT radix- r ที่ stage v	41
3.6 โครงสร้างของเครื่องส่ง OFDM ด้วยการลดการคำนวณความซับซ้อน โดยใช้วิธีการ จัดลำดับส่วนในการส่ง (PTS) จำนวนคลัสเตอร์เท่ากับ 4	44
3.7 โพลีชาร์ตการทำงานของวิธีการ PTS แบบพื้นฐาน.....	44
3.8 โพลีชาร์ตการทำงานของวิธีการ PTS based radix- r	45
3.9 โครงสร้างของสัญลักษณ์ OFDM สำหรับวิธีการ Improved-PTS.....	47
3.10 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพค่าเอพียาร์ระหว่างวิธีการ PTS แบบพื้นฐานกับ วิธีการ Improved PTS	48
3.11 โครงสร้างของเครื่องส่งที่นำเสนอ.....	49
3.12 โครงสร้างของเครื่องรับที่นำเสนอ	50
3.13 บล็อกไดอะแกรมการหาค่าพีเอพียาร์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแบบพื้นฐาน	51
3.14 บล็อกไดอะแกรมการหาค่าพีเอพียาร์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแบบที่นำเสนอโดยผ่าน กระบวนการลดค่าพีเอพียาร์	52
3.15 บล็อกไดอะแกรมการหาค่าอัตราการผลิตผิดพลาดข้อมูล (BER) ของระบบ	52
4.1 แบบจำลองของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบปรับปรุงวิธีการจัดลำดับส่วนในการส่ง โดยการแปลงฟูริเยร์ Extended Split-Radix.....	55
4.2 ตัวอย่างสแคทเทอร์ไดอะแกรมของสัญญาณ 64QAM ในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น.....	57
4.3 การเปรียบเทียบค่าพีเอพียาร์เมื่อมีการกำหนดสัมประสิทธิ์	59
4.4 การเปรียบเทียบค่าพีเอพียาร์เมื่อมีการมอดูเลตในรูปแบบที่ต่างกัน.....	61
4.5 การเปรียบเทียบค่าพีเอพียาร์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มระหว่างวิธีการปรับปรุง PTS แบบพื้นฐาน, DIF-PTS radix-2 และ DIF-PTS Extended Split-Radix.....	61
4.6 การเปรียบเทียบค่าพีเอพียาร์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มระหว่างวิธีการ PTS แบบพื้นฐาน, DIF-PTS Extended Split-Radix, วิธีการปรับปรุง PTS แบบพื้นฐาน และ DIF-IPTS Extended Split-Radix.....	62
4.7 การเปรียบเทียบอัตราการผลิตผิดพลาดข้อมูลในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นระหว่าง Radix-2 DIF PTS และ Extended Split-Radix DIF PTS	64
4.8 การเปรียบเทียบอัตราการผลิตผิดพลาดข้อมูลในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นระหว่าง Extended Split-Radix DIF I-PTS กับวิธีการแบบต่างๆ.....	65

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.9 การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดข้อมูลในช่องสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนเมื่อ แปรค่า IBO (dB).....	66
4.10 การเปรียบเทียบอัตราบิดผิดพลาดข้อมูลในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นระหว่าง Radix-2 DIF PTS และ Extended Split-Radix DIF PTS	67
4.11 การเปรียบเทียบอัตราบิดผิดพลาดข้อมูลในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นระหว่าง Extended Split-Radix DIF I-PTS กับวิธีการแบบต่างๆ	68
4.12 แผนภาพผีเสื้อของ Radix-2 IFFT จำนวน 16 จุด	70
4.13 แผนภาพผีเสื้อของ Extended Split-Radix IFFT จำนวน 16 จุด.....	70

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของวิทยานิพนธ์และความสำคัญของปัญหา

เทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สาย (Wireless Communication) กลายเป็นสิ่งที่มีความสำคัญมากขึ้นเรื่อยๆ ในชีวิตประจำวัน เห็นได้จากโทรศัพท์เคลื่อนที่ในปัจจุบันไม่ได้ใช้เพียงแค่การพูดคุยแต่มีการใช้งานในการรับส่งข้อมูลมากขึ้น เครื่องคอมพิวเตอร์จำนวนมากมีการใช้งานเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย (WLAN: Wireless Local Area Network) และการเข้าสู่ยุคของการกระจายสัญญาณภาพและเสียงในระบบดิจิทัล (DVB: Digital Video Broadcasting) จากการเติบโตอย่างรวดเร็วของความต้องการในการสื่อสารแบบไร้สาย ทำให้ต้องหาวิธีการเพื่อให้เครือข่ายการสื่อสารแบบไร้สายมีความสามารถรองรับการส่งผ่านข้อมูลที่เพิ่มขึ้นในขณะที่ย่านความถี่ที่ใช้งานนั้นมีอยู่อย่างจำกัด

การส่งข้อมูลในระบบโอเอฟดีเอ็ม (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) เป็นเทคนิคหนึ่งที่สามารถช่วยให้การรับ-ส่งข้อมูลแบบไร้สายนั้นสามารถกระทำได้เร็วขึ้น และการใช้งานย่านความถี่ที่มีประสิทธิภาพยิ่งขึ้น เนื่องจากการส่งข้อมูลในระบบโอเอฟดีเอ็มนั้นจะใช้วิธีการแยกขบวนของข้อมูลอนุกรมที่มีความเร็วสูงออกเป็นข้อมูลความเร็วต่ำหลายขบวนแบบขนาน แล้วทำการมอดูเลตแต่ละข้อมูลความเร็วต่ำเหล่านั้นด้วยคลื่นพาห่อย่อย และนำสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตมารวมกันแล้วทำการส่งไปในช่องสัญญาณพร้อมกัน ดังนั้นสัญญาณโอเอฟดีเอ็มจะประกอบด้วยหลายคลื่นพาห่อย่อยความถี่ต่างๆ ซึ่งมีอิสระในการเปลี่ยนแปลงทางด้านเฟสของสัญญาณเมื่อคลื่นพาห่อย่อยต่างๆ เหล่านี้มีการเสริมกันทางด้านเฟสจะทำให้สัญญาณโอเอฟดีเอ็มขณะนั้นมีค่าอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุดหรือเรียกว่าค่าพีเอพียาร์ (PAPR: Peak to Average Power Ratio) มีค่าสูงและเมื่อทำการขยายสัญญาณด้วยเครื่องขยายกำลังสูง (HPA: High Power Amplifier) เพื่อให้สามารถส่งสัญญาณโอเอฟดีเอ็มจากเครื่องส่งไปถึงเครื่องรับ จะทำให้สัญญาณที่ได้จากเอาท์พุทของเครื่องขยายกำลังสูงมีลักษณะถูกขลิบเนื่องจากการทำงานที่จุดอิ่มตัวของเครื่องขยาย ซึ่งจะทำให้ค่าความหนาแน่นของกำลังสเปกตรัมนอกย่านความถี่เพิ่มขึ้นซึ่งอาจทำให้เกิดการรบกวนระหว่างช่องสัญญาณใช้งานข้างเคียงได้ และอาจเกิดฮาร์โมนิกขึ้นมารบกวนระหว่างคลื่นพาห่อย่อยในสัญญาณโอเอฟดีเอ็มได้ และจะส่งผลให้อัตราการผิดพลาดบิตข้อมูลมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้ประสิทธิภาพของระบบโอเอฟดีเอ็มมีค่าลดลง

ที่ผ่านมางานวิจัยต่างๆ ได้มีการนำเสนอ วิธีการเพิ่มประสิทธิภาพในการลดค่าพีเอพียาร์ในสัญญาณโอเอฟดีเอ็มออกมาหลากหลายวิธี วิธีการหนึ่งที่เป็นที่นิยมคือ วิธีการจัดลำดับส่วนในการส่ง (PTS: Partial Transmit Sequence) วิธีการนี้สัญญาณข้อมูลที่ผ่านมาการมอดูเลตแล้วจะถูกแบ่งออกเป็นกลุ่มหรือเรียกว่าของคลัสเตอร์ (Clusters) โดยแต่ละคลัสเตอร์จะถูกคูณด้วยสัมประสิทธิ์

(Weighting factor) ที่แตกต่างกัน ซึ่งสามารถลดค่าพีเอพ็อดาร์ได้เป็นอย่างดี แต่ปัญหาที่พบคือเป็นวิธีการที่มีความซับซ้อนในการคำนวณและขนาดกลุ่มของข้อมูลสัมประสิทธิ์ (Side information) เพิ่มขึ้น

1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษา

การเพิ่มประสิทธิภาพในการลดค่าพีเอพ็อดาร์ของวิธีการ PTS สามารถทำได้โดยการเพิ่มจำนวนของคลัสเตอร์ (Clusters) และเพิ่มจำนวนของสัมประสิทธิ์ (Weighting factor) แต่การเพิ่มนี้จะทำให้ระบบมีความซับซ้อนในการคำนวณและขนาดกลุ่มของข้อมูลสัมประสิทธิ์ (Side information) เพิ่มขึ้นตามไปด้วย เพื่อลดความซับซ้อนในการคำนวณ วิธีการ decomposition PTS sub-blocking (D-PTS) [1] จึงถูกนำเสนอด้วยการประยุกต์ใช้งานร่วมกับการแปลงฟูริเยร์ผกผันเร็วแบบ radix-2 (radix-2 IFFT) ซึ่งสัญญาณจะถูกประมวลผลที่กึ่งกลาง stage ของการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็วโดยการลดทอนทางความถี่ (DIF-IFFT) วิธีการนี้จะสามารถลดความซับซ้อนในการคำนวณของระบบ แต่ยังคงมีประสิทธิภาพในการลดค่าพีเอพ็อดาร์ไว้ได้ที่ขนาดของกลุ่มสัมประสิทธิ์ (weighting factor) เท่าเดิม และเพื่อการลดความซับซ้อนในการคำนวณของวิธี PTS ลงอีก จึงนำ Extended Split-Radix Inverse Fast Fourier Transform (ESRIFFT) ซึ่งสามารถลดความซับซ้อนในการคำนวณได้ดีกว่า radix-2 IFFT แต่ยังคงประสิทธิภาพในการลดค่า PAPR ได้ มาใช้งานร่วมกับ D-PTS sub-blocking

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำเสนอวิธีการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ใหม่ (new weighting factor) ร่วมกับ D-PTS sub-blocking หรือเรียกว่า Improve PTS (IPTS) บนพื้นฐานของ Extended Split-Radix IFFT ซึ่งจะสามารถเพิ่มประสิทธิภาพในการลดค่า PAPR และลดค่าความซับซ้อนในการคำนวณได้ โดยไม่มีการเพิ่มกลุ่มข้อมูลสัมประสิทธิ์ (Side information)

1.3 ขอบเขตของงานวิจัย

- 1.3.1 นำเสนอวิธีการลดค่า PAPR และ ลดความซับซ้อนในการคำนวณในระบบโอเอฟดีเอ็ม โดยวิธีการ IPTS ร่วมกับการแปลงฟูรีเยร์ Extended Split-Radix
- 1.3.2 ใช้ตัวขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Non-Linear Amplifier)
- 1.3.3 เปรียบเทียบกับวิธีการจัดลำดับส่วนในการส่งแบบพื้นฐาน (Conventional-PTS: C-PTS)
- 1.3.4 เปรียบเทียบกับวิธีการ DIF PTS based Extended Split Radix เพื่อวัดประสิทธิภาพการทำงาน
- 1.3.5 เปรียบเทียบความซับซ้อนในการคำนวณของระบบ
- 1.3.6 ใช้คอมพิวเตอร์ในการจำลองระบบด้วยโปรแกรม MATLAB
- 1.3.7 แสดงผลประสิทธิภาพ PAPR ของสัญญาณเอพาร์ท
- 1.3.8 แสดงผลประสิทธิภาพของกระบวนการลดค่า PAPR ของสัญญาณระหว่างวิธีที่นำเสนอเทียบกับวิธีแบบพื้นฐาน
- 1.3.9 แสดงผลประสิทธิภาพของอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูล (Bit Error Rate: BER) ของระบบที่นำเสนอเปรียบเทียบกับวิธีการแบบพื้นฐาน

1.4 ขั้นตอนของการศึกษา

- 1.4.1 ศึกษาวิธีการรับส่งข้อมูลในระบบโอเอฟดีเอ็ม
- 1.4.2 ศึกษาวิธีการลดค่าพีเอพอาร์ในระบบโอเอฟดีเอ็ม
- 1.4.3 ออกแบบวิธีการลดค่าพีเอพอาร์ด้วยวิธีการ IPTS ร่วมกับการแปลงฟูรีเยร์แบบ Extended Split-Radix
- 1.4.4 วิเคราะห์ประสิทธิภาพการลดค่า PAPR ของสัญญาณ ด้วยวิธีการ IPTS ร่วมกับการแปลงฟูรีเยร์ Extended Split-Radix
- 1.4.5 ทดสอบและวัดประสิทธิภาพ ผลของวิธีการลดค่า PAPR ของสัญญาณ ด้วยวิธีการ IPTS ร่วมกับการแปลงฟูรีเยร์ผกผัน Extended Split-Radix
- 1.4.6 สรุปผลการศึกษา

1.5 ส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บท ประกอบด้วย

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของวิทยานิพนธ์ วัตถุประสงค์ของการศึกษา ขอบเขตของงานวิจัย และขั้นตอนของการศึกษา

บทที่ 2 ศึกษาระบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐาน และทฤษฎีในการวิจัย เช่น ระบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐาน การแปลงฟูริเยร์ การหาค่าพีเอพ็อด ผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูง การลดค่าพีเอพ็อดด้วยวิธีการจัดลำดับส่วนในการส่ง (PTS: Partial Transmit Sequence)

บทที่ 3 ศึกษาวิธีการลดค่าพีเอพ็อดในสัญญาณโอเอฟดีเอ็มและการเพิ่มประสิทธิภาพให้กับระบบ

บทที่ 4 การหาค่าประสิทธิภาพของระบบด้วยวิธีการที่นำเสนอ

บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

บทที่ 2

ระบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐาน และทฤษฎีในการวิจัย

เทคนิคการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่เชิงตั้งฉาก หรือ โอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal Frequency Division Multiplexing : OFDM) ถูกนำมาใช้เพื่อลดผลกระทบจากการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์อันเนื่องมาจากสัญญาณที่สะท้อนกับสิ่งแวดล้อม (Inter-Symbol Interference : ISI) ในช่องสัญญาณสื่อสารแบบไร้สายความเร็วสูง โดยใช้หลักการของความตั้งฉากกันระหว่างคลื่นพาห่อย่อย (Subcarrier) ทำให้สามารถส่งข้อมูลในช่องสัญญาณเดียวกันในเวลาเดียวกันได้ โดยไม่เกิดการรบกวนกัน

โดยหลักการทั่วไปของการสื่อสารแบบไร้สาย ข้อมูลที่ส่งจะถูกรวมกับคลื่นพาห่อย่อยที่ความถี่ใดความถี่หนึ่งก่อน ทั้งนี้เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการส่งข้อมูลตามทฤษฎีของการสื่อสาร และเมื่อถึงปลายทางก็จะมีการถอดคลื่นพาห่อย่อยนี้ออกก่อนนำข้อมูลไปใช้งาน ดังนั้นจึงเกิดข้อจำกัดในการรับส่งข้อมูล เนื่องจากต้องใช้คลื่นพาห่อย่อยเดียวในการส่ง ดังนั้นเมื่อมีความต้องการส่งข้อมูลที่มีปริมาณมากในเวลาจำกัด อัตราในการส่งข้อมูลจึงจำเป็นต้องสูงตามไปด้วย และเมื่อมีการใช้งานในช่องสัญญาณสื่อสารไร้สายความเร็วสูง ผลกระทบจาก ISI จึงเกิดขึ้น แต่เมื่อใช้เทคนิคการมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็มในการการส่งข้อมูลที่มีการใช้คลื่นพาห่อย่อยหลายคลื่นพร้อมกัน ซึ่งแต่ละคลื่นพาห่อย่อยมีความตั้งฉากกันเชิงความถี่ ทำให้สามารถใช้คลื่นพาห่อย่อยหลายคลื่นนี้ได้พร้อมกันโดยไม่เกิดการรบกวนกัน ด้วยหลักการแบ่งข้อมูลออกเป็นส่วนๆ เพื่อส่งไปกับคลื่นพาห่อย่อยต่างๆในเวลาเดียวกัน ทำให้อัตราการส่งข้อมูลในช่องสัญญาณย่อยลดลง เมื่อเทียบกับการส่งข้อมูลทั้งหมดไปกับคลื่นพาห่อย่อยเดียว นั่นคือทำให้ช่องสัญญาณเป็นแบบ Narrow Band ทำให้ผลกระทบจากปัญหา ISI ลดลงตามไปด้วย และเมื่อถึงปลายทางก็จะมีการถอดคลื่นพาห่อย่อยนี้ออกก่อนนำข้อมูลไปใช้งาน

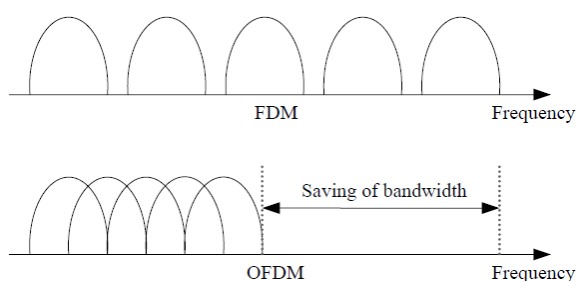
ด้วยเทคนิคนี้การส่งข้อมูลจะเปลี่ยนข้อมูลแบบอนุกรมเป็นแบบขนานก่อน และส่งข้อมูลออกไปพร้อมกันด้วยคลื่นพาห่อย่อยที่ต่างกัน และเมื่อถึงปลายทางก็จะมีการเปลี่ยนข้อมูลกลับจากแบบขนานเป็นแบบอนุกรม เพื่อนำไปใช้งานต่อไป

2.1 ระบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐาน

การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่เชิงตั้งฉากหรือโอเอฟดีเอ็ม เป็นการส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาหุรูปแบบหนึ่งที่ใช้หลักการส่งสัญญาณแบบขนาน (Parallel) ทางความถี่โดยข้อมูลจะถูกส่งไปกับคลื่นพาห่อย่อย (Subcarrier) จำนวนหนึ่งด้วยอัตราบิตที่ต่ำกว่ากรณีที่ใช้คลื่นพาหุเดียว ข้อดีของโอเอฟดีเอ็มก็คือ ช่วยเพิ่มความทนทานต่อเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ เนื่องจากการรบกวนเช่นนี้ส่งผล

ต่อสัญญาณเพียงบางส่วนของโอเอฟดีเอ็มเท่านั้น ในขณะที่จะเกิดกับสัญญาณทั้งหมดในกรณีของคลื่นพาห์เดียว

การส่งสัญญาณแบบขนานทางความถี่โดยทั่วไปนั้น แต่ละช่องสัญญาณจะใช้แถบความถี่ที่ไม่ซ้อนทับกัน (Overlapping) เพื่อป้องกันการรบกวนซึ่งกันและกัน โดยแต่ละช่องสัญญาณมีการมอดูเลตแยกจากกันแล้วจึงค่อยนำไปทำการมัลติเพลกซ์ภายหลัง จากการที่แถบความถี่ไม่ซ้อนทับกันนั้น แม้จะดีสำหรับการป้องกันการรบกวน แต่เป็นการใช้แถบความถี่ที่ไม่มีประสิทธิภาพ ดังนั้นจึงเกิดแนวคิดที่ประยุกต์ใช้การส่งสัญญาณแบบขนานกับการมัลติเพลกซ์แบบแบ่งความถี่ (Frequency Division Multiplexing : FDM) โดยยอมให้มีการซ้อนทับกันของแถบความถี่ได้ ทำให้ลดแถบความถี่ที่ต้องใช้ได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.1 และเพื่อตัดการรบกวนจากการซ้อนทับกันของแถบความถี่ แต่ละคลื่นพาห์ย่อยจึงต้องตั้งฉาก (Orthogonal) ซึ่งกันและกัน



รูปที่ 2.1 การมัลติเพลกซ์สัญญาณแบบแบ่งช่วงความถี่และแบบโอเอฟดีเอ็ม

กล่าวโดยสรุปแล้วหลักการสำคัญของโอเอฟดีเอ็ม ก็คือการแบ่งกระแสข้อมูล (Data Stream) ซึ่งมีความเร็วสูงเป็นส่วนๆ ซึ่งมีความเร็วต่ำกว่า แล้วส่งแบบขนานกันไปกับคลื่นพาห์ย่อยจำนวนหนึ่ง การทำเช่นนี้ทำให้ช่วงเวลาของแต่ละสัญลักษณ์มากขึ้น ดังนั้นการรบกวนทางเวลาที่เกิดจากคลื่นหลายวิธีจึงมีค่าลดลง นอกจากนี้ยังมีการใส่เวลาคุม (Guard Time) เพื่อป้องกันการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter symbol Interference : ISI) รวมทั้งมีการเติม Cyclic Prefix (CP) เพื่อป้องกันการแทรกสอดระหว่างความถี่ (Inter carrier Interference : ICI) โดยการเติมสัญญาณเข้าไปในช่วงเวลาคุมด้วย ซึ่งการทำเช่นนี้จะทำให้แต่ละคลื่นพาห์มีจำนวนลูกคลื่นเป็นจำนวนเต็มในช่วงของการอินทิเกรต เป็นผลให้สามารถคงความตั้งฉากในทางคณิตศาสตร์ระหว่างแต่ละคลื่นพาห์ได้ ต่อไปจะกล่าวถึงการอธิบายการสร้างสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ และกระบวนการสร้างสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม

2.1.1 อธิบายการสร้างสัญญาณโอเอฟดีเอ็มด้วยสมการทางคณิตศาสตร์

สัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ประกอบด้วยผลรวมของคลื่นพายุย่อยหลายๆ คลื่น ซึ่งในแต่ละคลื่นพายุย่อยอาจถูกมอดูเลตโดยใช้การมอดูเลตเชิงเลขทางเฟส (Phase Shift Keying : PSK) หรือแบบควิเอเอ็ม (Quadrature Amplitude Modulation : QAM) มาก่อนแล้ว ถ้าให้ d_i เป็นสัญลักษณ์ควิเอเอ็มเชิงซ้อน N_s เป็นจำนวนของคลื่นพายุย่อยที่ใช้ T เป็นช่วงเวลาของสัญลักษณ์ (Symbol Duration) และ f_c เป็นความถี่ของคลื่นพายุ จะสามารถเขียนเป็นสัญลักษณ์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มหนึ่งสัญญาณที่เริ่มต้นที่เวลา $t = t_s$ ได้ดังสมการที่ (2.1)

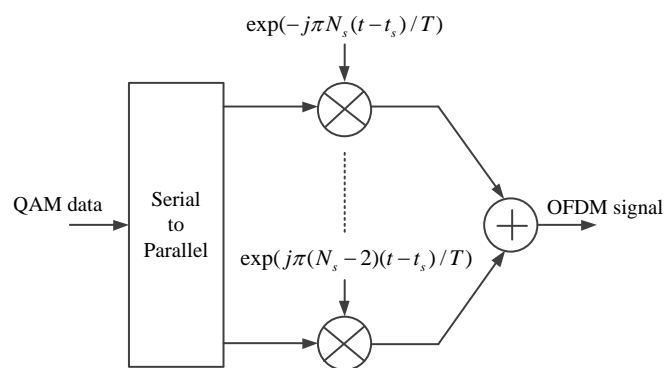
$$s(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp \left(j2\pi \left(f_c - \frac{i+0.5}{T} \right) (t-t_s) \right) \right\}, \quad t_s \leq t \leq t_s + T \quad (2.1)$$

แต่เพื่อความง่ายจึงมักเขียนสมการในรูปของสัญญาณเบสแบนด์เชิงซ้อน (Complex Baseband) ดังสมการที่ (2.2)

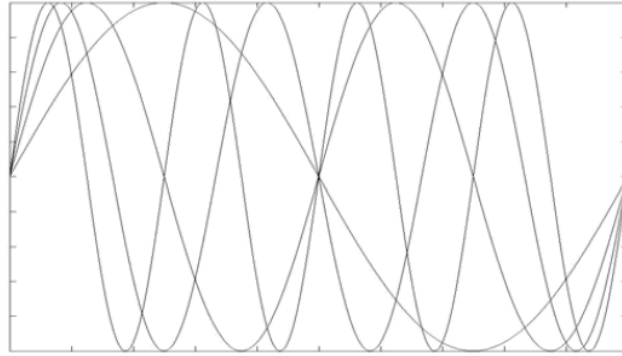
$$s(t) = \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp \left(j2\pi \frac{i}{T} (t-t_s) \right), \quad t_s \leq t \leq t_s + T \quad (2.2)$$

โดยที่ $s(t) = 0$, $t < t_s$ และ $t > t_s + T$

โดยส่วนจริงและส่วนจินตภาพในสมการที่ (2.2) จะเป็นส่วนอินเฟส (In-phase) และควอเดรเจอร์ (Quadrature) ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มตามลำดับ ซึ่งจะถูกรวมด้วยฟังก์ชันโคไซน์และฟังก์ชันไซน์ที่มีความถี่ของคลื่นพายุ (f_c) เพื่อสร้างเป็นสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในขั้นสุดท้ายกระบวนการดังกล่าวแสดงได้ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 การสร้างสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม [2]



รูปที่ 2.3 ตัวอย่างของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่มีคลื่นพาย้อย 4 คลื่น

จากรูปที่ 2.3 เป็นตัวอย่างของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในทางเวลา ที่มีคลื่นพาย้อย 4 คลื่น มีเฟสและแอมพลิจูดเท่ากัน ซึ่งจริงๆ แล้วคลื่นพาย้อยทั้งหมดจะต้องรวมกันเป็นรูปเดียว แต่ในที่นี้ได้แยกเป็นสัญญาณของแต่ละคลื่นพาย้อย เพื่อที่จะให้เห็นว่าแต่ละคลื่นพาย้อยจะต้องมีจำนวนลูกคลื่นเป็นจำนวนเต็มในช่วงเวลา T โดยที่คลื่นพาย้อยที่อยู่ติดกันจะมีจำนวนลูกคลื่นต่างกัน 1 ลูกสาเหตุที่ต้องเป็นเช่นนี้เพื่อคงคุณสมบัติการตั้งฉากระหว่างกันของแต่ละคลื่นพาย้อยนั่นเอง

ยกตัวอย่างเช่น คลื่นพาย้อยที่ k ถูกตีมอดูเลตโดยทำการ Downconvert สัญญาณที่มีความถี่ k/T แล้วอินทิเกรตบนช่วงเวลา T แสดงดังสมการที่ (2.3)

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

จะเห็นว่าในการตีมอดูเลตคลื่นพาย้อยที่ k จากการอินทิเกรตจะได้เอาต์พุตที่ต้องการคือ $d_{k+N_s/2}$ (คูณด้วยค่าคงที่ T) ส่วนคลื่นพาย้อยอื่นๆ ผลลัพธ์ของการอินทิเกรตจะเท่ากับศูนย์เนื่องจากเทอมผลต่าง $(i-k)/T$ ทำให้เกิดจำนวนลูกคลื่นเป็นจำนวนเต็มในช่วงเวลา T ของการอินทิเกรต ดังนั้นผลลัพธ์ของการอินทิเกรตจึงเท่ากับศูนย์เสมอ

สมการที่ (2.2) นั้นจริงๆ แล้วคือ การแปลงฟูริเยร์ผกผัน (Inverse Fourier Transform) ของสัญญาณอินพุต QAM ทั้ง N_s ตัว ซึ่งสามารถเขียนให้อยู่ในรูปดิสครีตทางเวลา (Time Discrete) โดยใช้การแปลงฟูริเยร์ดิสครีตผกผัน (Inverse Discrete Fourier Transform : IDFT) แล้วจะได้ผล

ตั้งสมการที่ (2.4) โดยที่เวลา t ในสมการที่ (2.2) ถูกแทนที่ด้วยแซมเปิล n ในทางปฏิบัติ การแปลงนี้จะใช้ IFFT ในการคำนวณ

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

2.1.2 การแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว (Fast Fourier Transform)

2.1.2.1 การแปลงโดยการลดทอนในทอมของความถี่ [3]

(Decimation in Frequency: DIF)

วิธีการแปลงฟูริเยร์โดยการลดทอนในทอมของความถี่สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังต่อไปนี้

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W_N^{nk}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.5)$$

เมื่อ N เป็นจำนวนจุดของ DFT

$$X(k) = \sum_{n=0}^{(N/2)-1} x(n)W_N^{nk} + \sum_{n=N/2}^{N-1} x(n)W_N^{nk} \quad (2.6)$$

จากสมการที่ (2.6) สามารถนำมาเขียนใหม่ได้ตั้งสมการที่ (2.7)

$$X(k) = \sum_{n=0}^{(N/2)-1} x(n)W_N^{nk} + W_N^{kN/2} \sum_{n=0}^{(N/2)-1} x(n+N/2)W_N^{nk} \quad (2.7)$$

เมื่อ $W_N^{kN/2} = e^{-jk\pi} = (-1)^k$ สมการที่ (2.7) เขียนใหม่ได้เป็นสมการที่ (2.8)

$$X(k) = \sum_{n=0}^{(N/2)-1} \left[x(n) + (-1)^k x(n + \frac{N}{2}) \right] W_N^{nk} \quad (2.8)$$

จากสมการ (2.8) สามารถนำมาเขียนแยกเป็น 2 สมการ สำหรับสมการที่ k เป็นเลขคู่ และสมการที่ k เป็นเลขคี่

$$X(k) = \sum_{n=0}^{(N/2)-1} \left[x(n) + x(n + \frac{N}{2}) \right] W_N^{nk} \quad \text{เมื่อ } k \text{ เป็นเลขคู่} \quad (2.9)$$

$$X(k) = \sum_{n=0}^{(N/2)-1} \left[x(n) - x\left(n + \frac{N}{2}\right) \right] W_N^{nk} \quad \text{เมื่อ } k \text{ เป็นเลขคี่} \quad (2.10)$$

แทนค่า $k=2k$ เมื่อ k เป็นเลขคู่ และ แทนค่า $k=2k+1$ เมื่อ k เป็นเลขคี่ ดังนี้

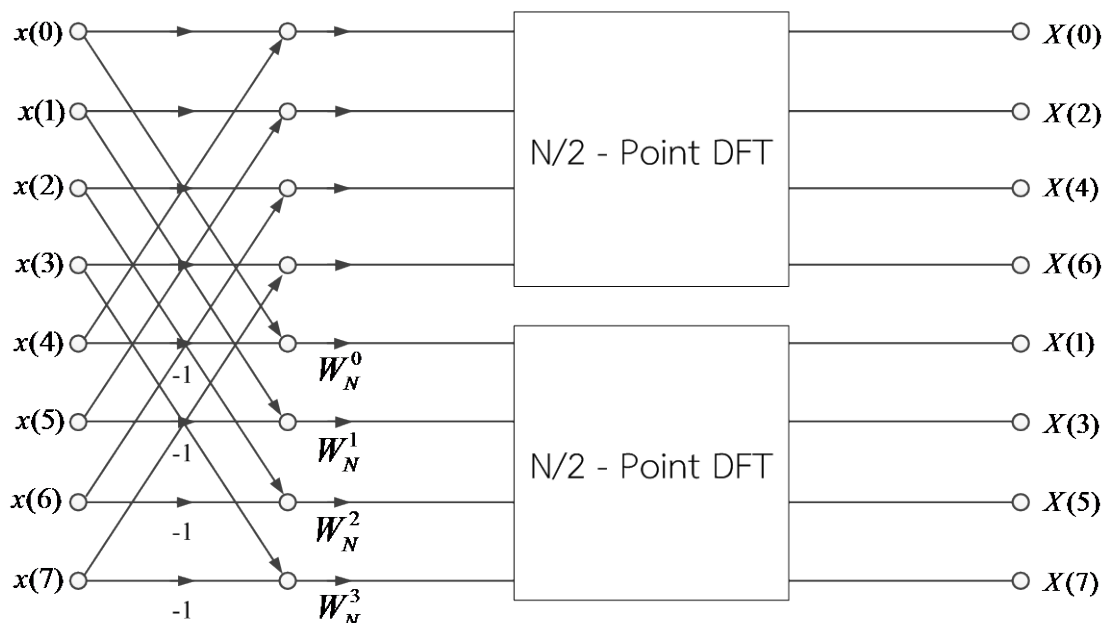
$$X(2k) = \sum_{n=0}^{(N/2)-1} \left[x(n) + x\left(n + \frac{N}{2}\right) \right] W_N^{nk}$$

$$X(2k+1) = \sum_{n=0}^{(N/2)-1} \left[x(n) - x\left(n + \frac{N}{2}\right) \right] W_N^{nk}$$

จาก $X(k) = X(2k) + X(2k+1)$

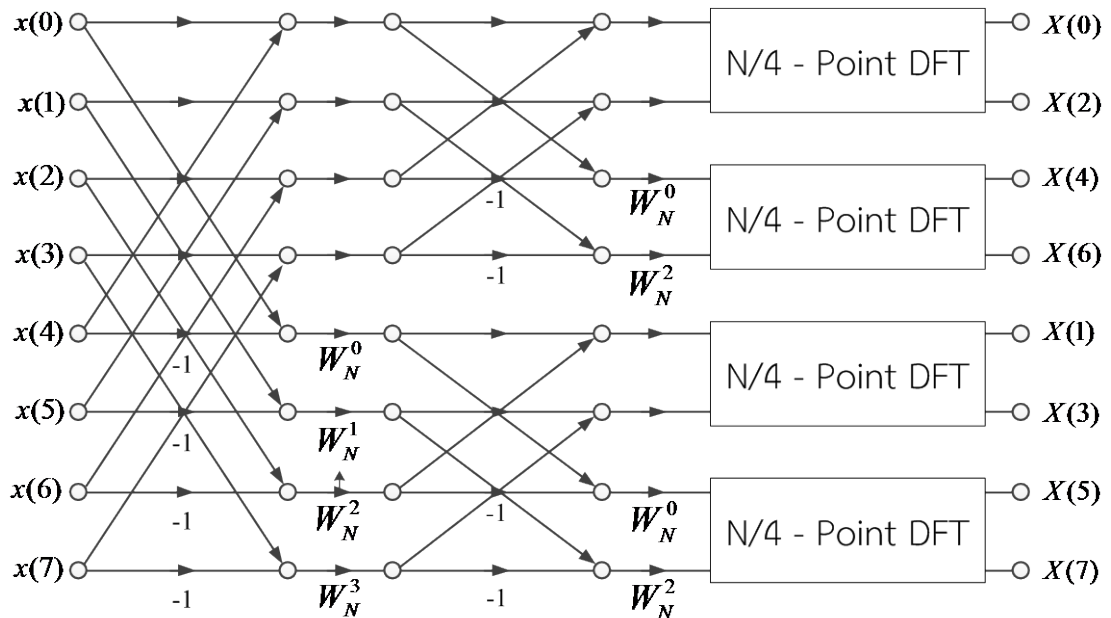
$$X(k) = \sum_{n=0}^{(N/2)-1} \left[x(n) + x\left(n + \frac{N}{2}\right) \right] W_N^{nk} + \sum_{n=0}^{(N/2)-1} \left[x(n) - x\left(n + \frac{N}{2}\right) \right] W_N^n W_N^{2nk} \quad (2.11)$$

จากสมการที่ (2.11) สามารถนำมาเขียนเป็นแผนภาพพีเอสไอได้ดัง รูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 แผนภาพการแยก DFT ขนาด 8 จุด ออกเป็น DFT ขนาด 4 จุด 2 ชุด

จากรูปที่ 2.4 จะเห็นว่าสามารถแยกข้อมูลขนาด 8 จุด ออกเป็นข้อมูล 4 จุด 2 ชุด คือ ข้อมูลชุดที่เป็นเลขคู่ และ ข้อมูลชุดที่เป็นเลขคี่ โดยอาศัยหลักการเดียวกันนี้ทำการแยกข้อมูลขนาด 4 จุด ทั้ง 2 ชุด ออกเป็นข้อมูลขนาด 2 จุด จำนวน 4 ชุด ได้ดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 แผนภาพการแยก DFT ขนาด 4 จุด 2 ชุด ออกเป็น DFT ขนาด 2 จุด 4 ชุด

จากรูปที่ 2.5 จะได้ข้อมูลขนาด 2 จุด จำนวน 4 ชุด นำข้อมูลแต่ละชุดมาคำนวณแบบผีเสื้อ (Butterfly) ซึ่งสามารถทำได้ดังนี้ คือ

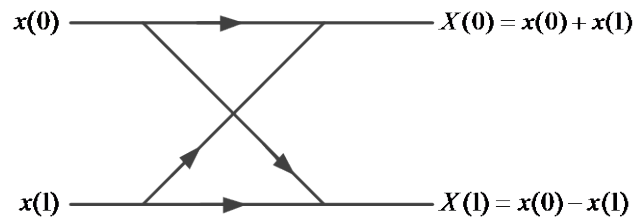
จากสมการที่ 2.5 เมื่อ $N=2$ จะได้

$$X(k) = \sum_{n=0}^2 x(n)W_N^{nk} \tag{2.12}$$

เมื่อ $k=0$; $X(0) = x(0)W_2^0 + x(1)W_2^0 = x(0) + x(1)$ (2.13)

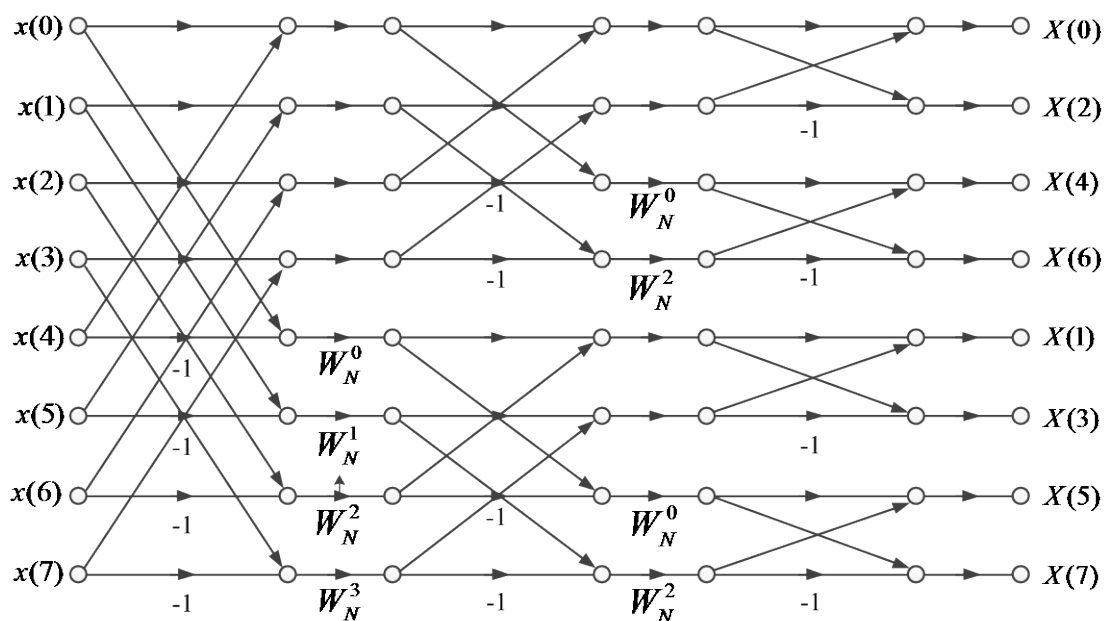
เมื่อ $k=1$; $X(1) = x(0)W_2^0 - x(1)W_2^1 = x(0) - x(1)$ (2.14)

จากสมการที่ (2.13) และ (2.14) สามารถนำไปเขียนเป็นแผนภาพผีเสื้อได้ดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 แผนภาพผีเสื้อการแปลงฟูรีเยร์ 2 จุด

เมื่อทำการ Butterfly ข้อมูลทั้ง 4 ชุดแล้ว จะได้ข้อมูลขนาด 8 จุด นำข้อมูลทั้งหมดไปจัดเรียงใหม่ด้วยวิธี Bit Reversal จะได้ข้อมูลจากการแปลงฟูรีเยร์อย่างเร็วขนาด 8 จุด ที่สมบูรณ์ ดังแสดงในรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 การแปลงฟูรีเยร์อย่างเร็วขนาด 8 จุด ด้วยวิธีการลดทอนในเทอมของความถี่

2.1.2.2 การแปลงโดยการลดทอนในเทอมของเวลา [3]

(Decimation in Time : DIT)

ในการแปลงฟูรีเยร์อย่างเร็วโดยการลดทอนในเทอมของเวลา จะใช้วิธีการแยกข้อมูลด้านเอาท์พุทให้มีขนาดลดลง โดยในทางตรงกันข้ามจะสามารถแยกข้อมูลด้านอินพุทให้มีขนาดลดลง สำหรับวิธีการนี้จะใช้การรวมข้อมูลขนาด $N/2$ จุด จำนวน 2 ชุดให้เป็นข้อมูล N จุด 1 ชุด ซึ่งมีวิธีการดังนี้ คือ ทำการแยกข้อมูล N จุด ออกเป็น 2 ชุด ชุดหนึ่งเป็นเลขคู่ ส่วนอีกชุดหนึ่งเป็นเลขคี่ ดังสมการที่ (2.15)

$$X(k) = \sum_{n=0}^{(N/2)-1} x(2n)W_N^{2nk} + \sum_{n=0}^{(N/2)-1} x(2n+1)W_N^{(2n+1)k} \quad (2.15)$$

เมื่อ $W_N^2 = W_{N/2}^1$

$$X(k) = \sum_{n=0}^{(N/2)-1} x(2n)W_{N/2}^{nk} + \sum_{n=0}^{(N/2)-1} x(2n+1)W_{N/2}^{(n+1)k} \quad (2.16)$$

ให้

$$C(k) = \sum_{n=0}^{(N/2)-1} x(2n)W_{N/2}^{nk} \quad (2.17)$$

$$D(k) = \sum_{n=0}^{(N/2)-1} x(2n+1)W_{N/2}^{nk} \quad (2.18)$$

ดังนั้น

$$X(k) = C(k) + W_N^k D(k) \quad ; k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2.19)$$

จากสมการที่ (2.19) จะเห็นว่า $X(k)$ เป็นผลรวมเชิงเส้นของข้อมูลขนาด $N/2$ จุด 2 ชุด โดยที่ช่วงของ $C(k)$ และ $D(k)$ มีค่าตั้งแต่ 0 ถึง $(N/2)-1$ แต่ช่วงของ $X(k)$ มีค่าตั้งแต่ 0 ถึง $N-1$ ดังนั้นจะต้องทำสมการที่ (2.19) ซ้ำ เมื่อ $k > (N/2)-1$ และ $W_N^{(N/2)+k} = -W_N^k$

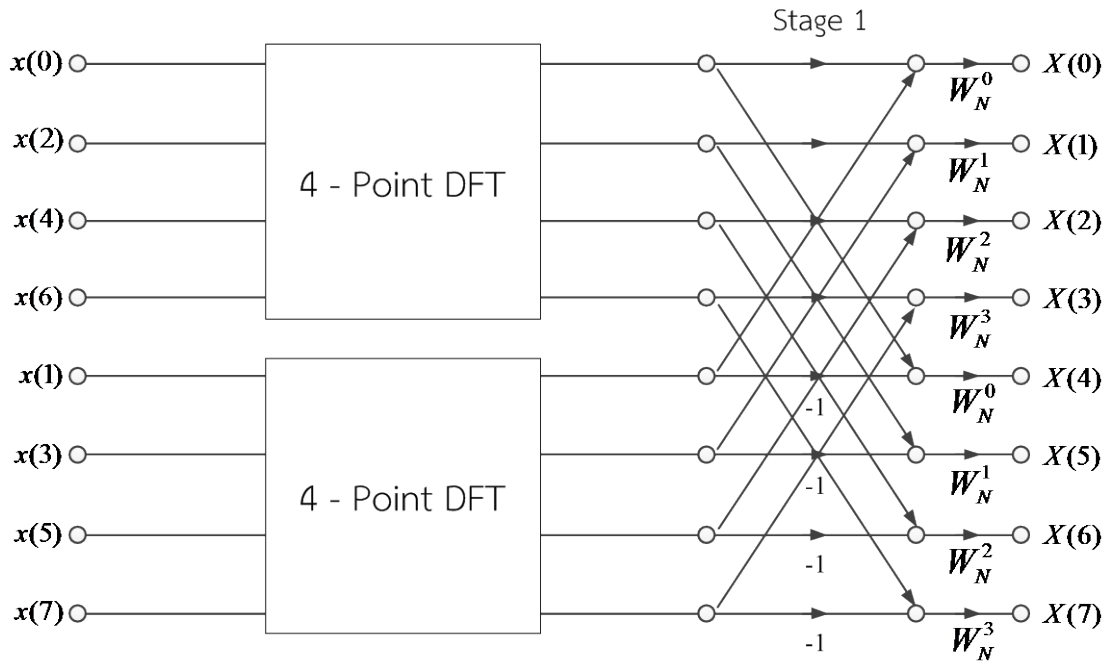
$$X(k + N/2) = C(k) - W_N^k D(k) \quad ; k = 0, 1, 2, \dots, (N/2)-1 \quad (2.20)$$

ถ้าให้ $N=8$ สมการที่ (2.19) และ (2.20) จะเป็น

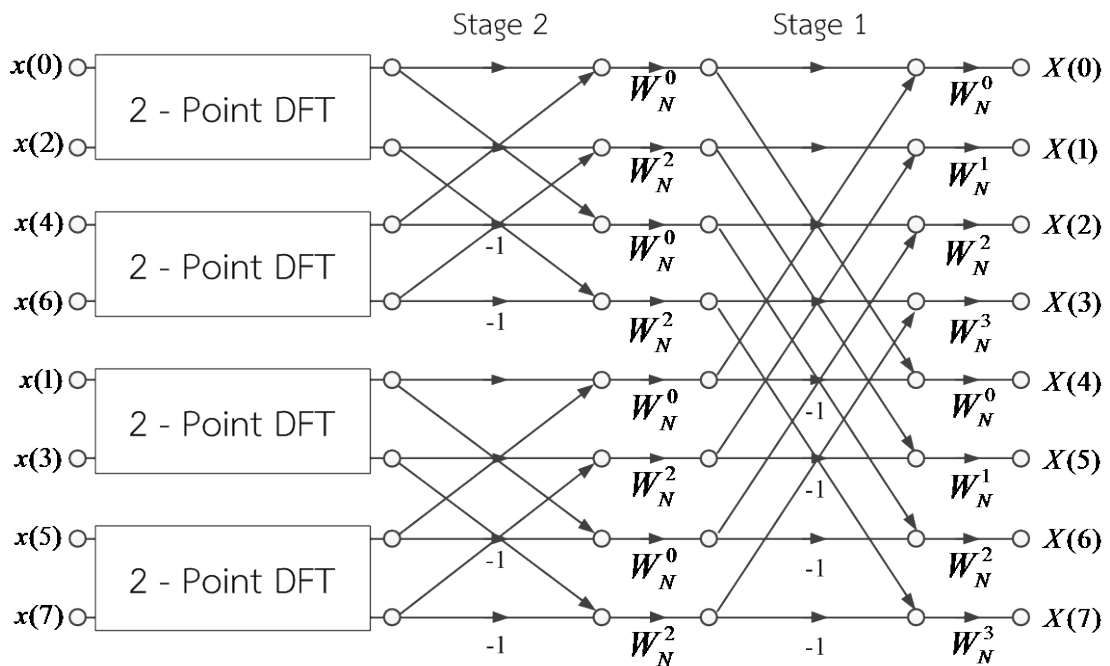
$$X(k) = C(k) + W_8^k D(k) \quad ; 0 \leq k \leq 3 \quad (2.21)$$

$$X(k) = C(k) - W_8^k D(k) \quad ; 0 \leq k \leq 3 \quad (2.22)$$

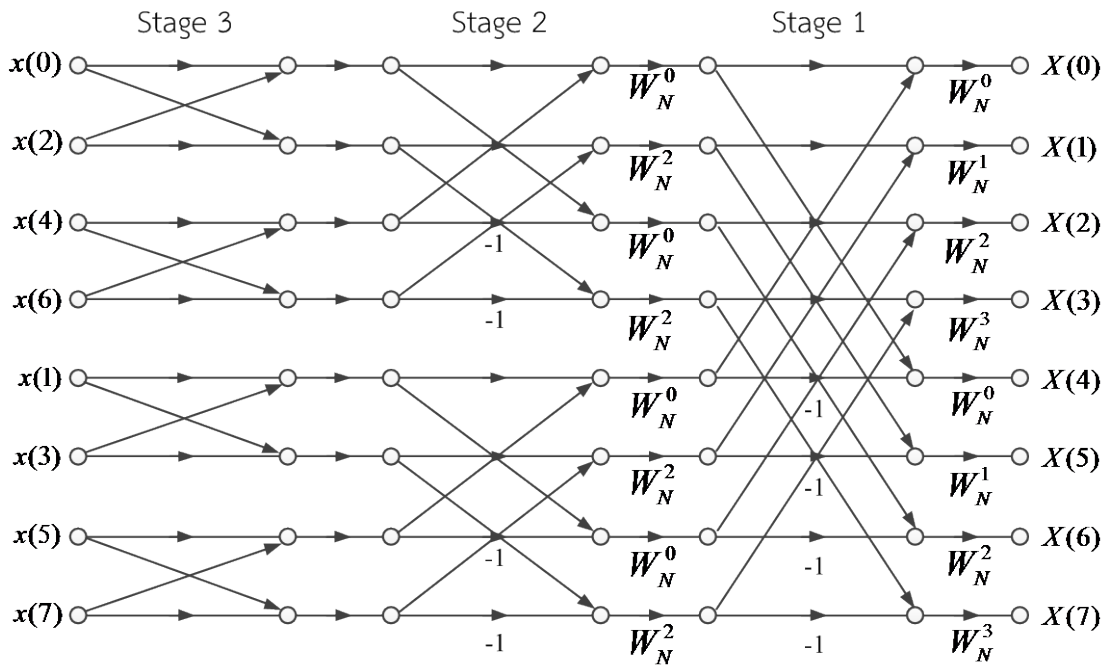
จากสมการที่ (2.21) และ (2.22) สามารถนำไปเขียนแผนภาพการแปลงฟูรีเยร์ในเทอมของเวลาในแต่ละขั้นตอนการคำนวณ (stage) ได้ดังรูปที่ 2.8, รูปที่ 2.9 และ รูปที่ 2.10



รูปที่ 2.8 การแปลงฟูริเยร์อย่างเร็วขนาด 8 จุด เป็น 4 จุด



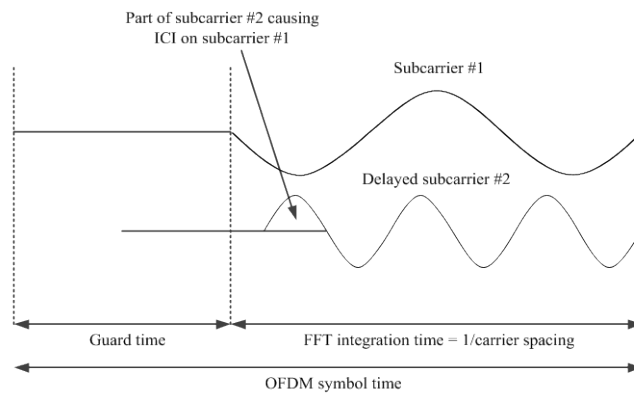
รูปที่ 2.9 การแปลงฟูริเยร์อย่างเร็วขนาด 8 จุด เป็น 2 จุด จำนวน 2 ชุด



รูปที่ 2.10 การแปลงฟูริเยร์อย่างเร็วขนาด 8 จุด โดยการลดทอนในเทอมของเวลา

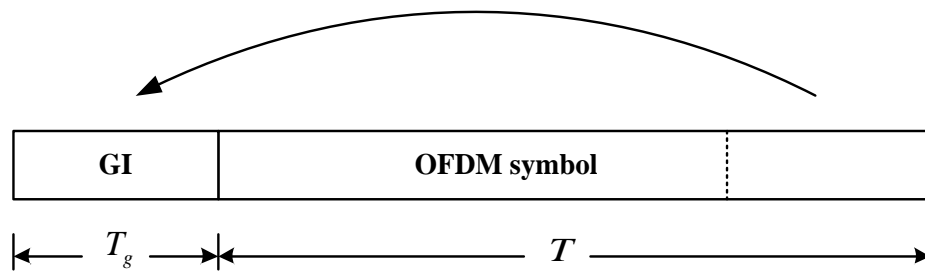
2.1.3 ช่วงเวลาป้องกัน (Guard time)

ปัญหาหนึ่งที่สามารถเกิดขึ้นได้กับระบบที่มีการส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาทีย่อย คือ การแทรกสอดระหว่างคลื่นพาทีย่อย อันเนื่องมาจากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาท (Multi-path fading channel) ดังแสดงในรูปที่ 2.11 ซึ่งจะเห็นว่าค่าความแตกต่างระหว่างจำนวนไซเคิลในหนึ่งสัญลักษณ์คลื่นสัญญาณพาทีย่อยที่หนึ่งและที่สองนั้นมีค่าไม่เท่ากับจำนวนเต็ม อาจทำให้เกิดการรบกวนกันระหว่างคลื่นพาที้ได้ [4]



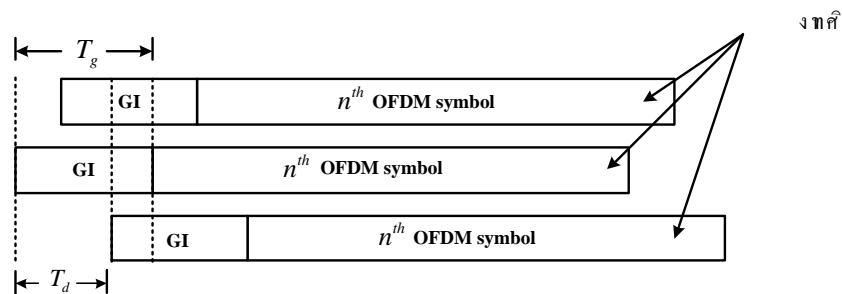
รูปที่ 2.11 การเลื่อนเฟสของคลื่นพาทีย่อย เนื่องจากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาท

ระบบโอเอฟดีเอ็มมีข้อดีอยู่อย่างหนึ่งคือ มีความทนทานต่อการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์และการแทรกสอดระหว่างสัญญาณคลื่นพายุย่อย อันเนื่องมาจากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาท เนื่องจากสัญญาณโอเอฟดีเอ็มนั้นจะมีการเพิ่มช่วงเวลาป้องกัน (GI) ให้กับทุกๆ สัญลักษณ์ ซึ่งช่วงเวลาป้องกันที่เพิ่มเข้าไปนั้น จะใช้วิธีการคัดลอกข้อมูลส่วนท้ายของแต่ละสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มแล้วนำไปวางไว้ที่ส่วนหน้าของสัญลักษณ์เพื่อเป็นช่วงเวลาป้องกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.12



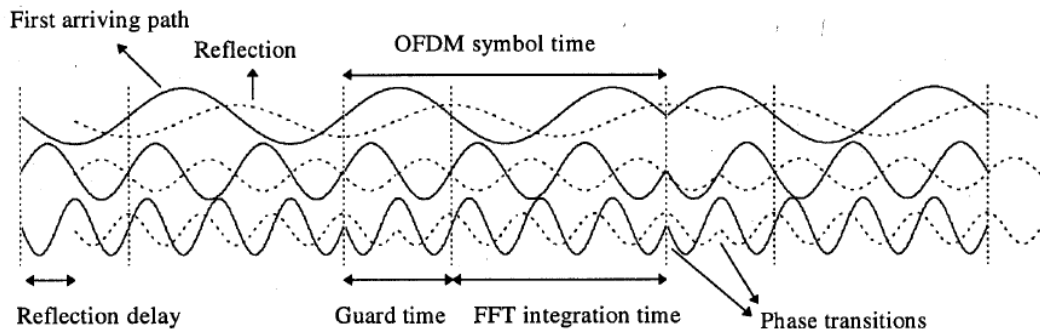
รูปที่ 2.12 การใส่ช่วงเวลาป้องกัน (GI) [4]

ช่วงเวลาป้องกันที่ใส่เพิ่มเข้าไปในส่วนหน้าของทุกๆ สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มนั้นมีค่าเท่ากับ T_g ซึ่งจะกำหนดให้มีค่าเวลาที่มากกว่าขนาดของค่าดีเลย์สเปรตสูงสุด T_d ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาทที่คาดว่าจะเกิดขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 ตัวอย่างของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่รับจากช่องสัญญาณแบบมัลติพาท [4]

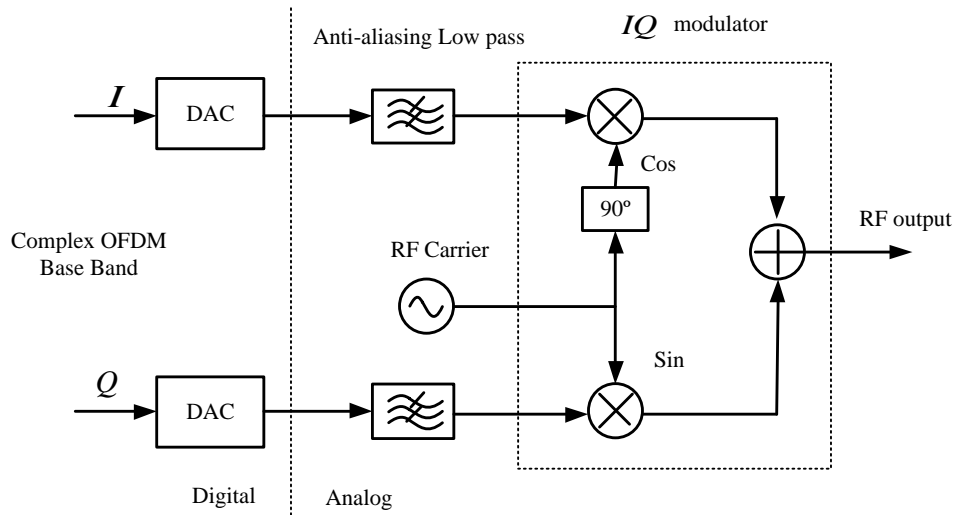
และรูปที่ 2.14 แสดงตัวอย่างสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ประกอบด้วย 3 คลื่นพายุย่อย ที่มีการใส่ GI ให้กับทุกๆ สัญลักษณ์ และทำการส่งผ่านทางช่องสัญญาณแบบมัลติพาทมายังเครื่องรับ โดยมีค่ามัลติพาทดีเลย์ที่เกิดขึ้นกับแต่ละคลื่นพายุย่อยนั้นมีค่าน้อยกว่าค่าเวลาของ GI ทำให้เครื่องรับสามารถทำการดีมอดูเลตสัญญาณและให้ข้อมูลเดิมที่ถูกต้องออกมาได้



รูปที่ 2.14 สัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่เดินทางผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาธมายังเครื่องรับ [4]

2.1.4 การมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็มกับสัญญาณอาร์เอฟ

สัญญาณเบสแบนด์โอเอฟดีเอ็มนั้นยังขาดความเหมาะสมที่จะใช้ส่งผ่านทางช่องสัญญาณไปยังเครื่องรับ เนื่องด้วยสาเหตุสำคัญคือ มีสเปกตรัมของความถี่ในย่านที่แตกต่างไปจากย่านความถี่ของช่องสัญญาณที่มีอยู่ ดังนั้น จึงจำเป็นต้องมีการเคลื่อนย้ายย่านความถี่ของสัญญาณเบสแบนด์ไปให้อยู่ในช่วงความถี่ของช่องสัญญาณ เพื่อที่จะได้สามารถส่งสัญญาณโอเอฟดีเอ็มผ่านช่องสัญญาณไปได้ จึงต้องทำการมอดูเลตสัญญาณเบสแบนด์โอเอฟดีเอ็มกับคลื่นอาร์เอฟ (RF Carrier) ที่มีความถี่ตรงกับช่องสัญญาณ ดังแสดงในรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 การมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็มกับสัญญาณอาร์เอฟ [5]

จากสมการที่ (2.4) เมื่อ $f_n = \frac{n}{NT_b}$ และ $t = kT_b$ สามารถแสดงสัญญาณโอเอฟดีเอ็มได้ดังสมการที่ (2.23)

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi f_n t} \quad (2.23)$$

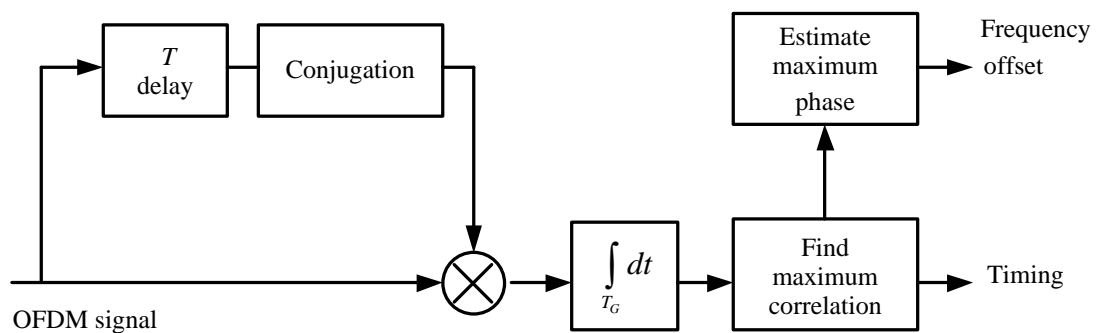
เมื่อ $f_c \gg f_n$ ดังนั้น จะได้สัญญาณเอาท์พุทของอาร์เอฟ คือ

$$x_c(t) = \text{Re}\{x(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (2.24)$$

2.1.5 การซิงโครไนซ์ (Synchronization)

ก่อนที่เครื่องรับจะสามารถตีמודูเลตคลื่นพหุย่อยต่างๆ ได้ นั้น สิ่งที่จะต้องทำเป็นอันดับแรก คือ การหาจุดเชื่อมต่อของแต่ละสัญลักษณ์และช่วงเวลาที่เหมาะสมในการจับค่าสัญลักษณ์ เพื่อลดการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์และการแทรกสอดระหว่างสัญญาณคลื่นพหุย่อย และสิ่งที่ต้องกระทำต่อมาก็คือการหาค่าความถี่ออฟเซตเพื่อทำการชดเชยความถี่ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่รับเข้ามา เพื่อให้มีค่าตรงกับความถี่ของสัญญาณที่ด้านเครื่องส่ง [5]

$$x(t) = \int_0^{T_G} r(t-\tau)r(t-\tau-T)d\tau \quad (2.25)$$

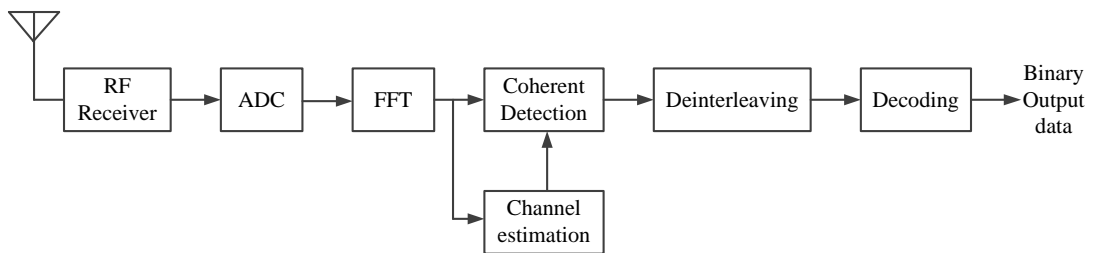


รูปที่ 2.16 การซิงโครไนซ์โดยวิธี Cyclic Prefix

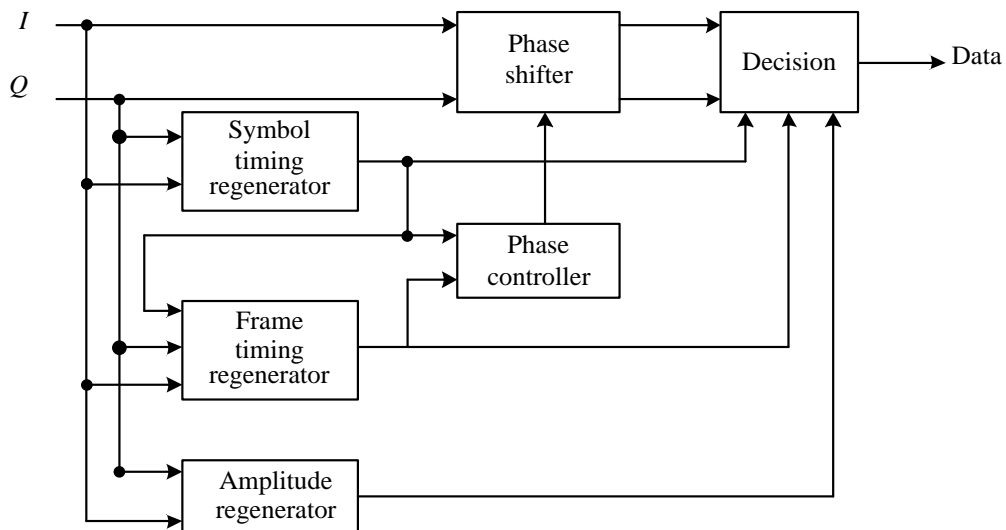
จากรูปที่ 2.16 จะทำการหาค่าช่วงเวลาป้องกัน T_G โดยการคอร์เรชัน (Correlation) ระหว่างสัญญาณที่ผ่านการหน่วงเวลาและสัญญาณที่รับเข้ามา ดังสมการที่ (2.25) ซึ่งเมื่อทราบค่า T_G ก็จะสามารถทราบจุดเริ่มต้นและสุดท้ายของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม เนื่องจากข้อมูลที่อยู่ใน T_G นั้นก็คือข้อมูลที่อยู่ส่วนท้ายของสัญลักษณ์ ซึ่งจะสามารถหาค่าเวลาและความถี่ในการซิงโครไนซ์ได้

2.1.6 การตรวจจับข้อมูลแบบโคฮีเรนท (Coherent Detection)

ข้อมูลที่ถูกส่งไปยังเครื่องรับด้วยระบบโอเอฟดีเอ็มนั้น จะเป็นข้อมูลที่ถูกมอดูเลตแบบ PSK หรือแบบ QAM ซึ่งในการตรวจจับข้อมูลทางด้านเครื่องรับนั้นจะต้องทราบค่าเฟสและแอมพลิจูดอ้างอิงของคลื่นพายุ่อยก่อน ซึ่งโดยทั่วไปแล้วเฟสและแอมพลิจูดของสัญญาณนั้นจะมีการเปลี่ยนแปลงแบบสุ่ม และในการตรวจจับข้อมูลแบบโคฮีเรนท (Coherent Detection) นั้นจะทำการประมาณเพื่อหาค่าเฟสและแอมพลิจูดอ้างอิงของคลื่นพายุ่อย ซึ่งในการตรวจจับข้อมูลนั้นไม่ได้ดูจากเฟสและแอมพลิจูดที่ต่างกันเพียงอย่างเดียว แต่จะทำการเปรียบเทียบกับข้อมูลในสัญลักษณ์ก่อนหน้าด้วย [2]



รูปที่ 2.17 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับโอเอฟดีเอ็มที่มีการตรวจจับข้อมูลแบบโคฮีเรนท



รูปที่ 2.18 การตรวจจับข้อมูลแบบโคฮีเรนท (Coherent Detection)

จากรูปที่ 2.17 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับระบบโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งหลังจากการทำการแยกความถี่วิทยุออกจากสัญญาณเบสแบนด์และทำการเปลี่ยนจากสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลเพื่อทำการดีมอดูเลต N คลื่นพายุ่อยให้เป็นสัญญาณทางความถี่ด้วยกระบวนการ FFT ซึ่งในแต่ละ

สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มนั้นก็จะประกอบด้วยข้อมูลแบบ PSK หรือ QAM จำนวน N ค่า และจะมีการเลื่อนของเฟสและการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดที่ไม่แน่นอน เนื่องจากคุณสมบัติของช่องสัญญาณที่คลื่นเดินทางผ่านจากเครื่องส่งมายังเครื่องรับ รวมถึงการคลาดเคลื่อนของวงจรถ่ายทอดความถี่ทางเครื่องรับ โดยในส่วนของประมาณค่าช่องสัญญาณ (Channel estimation) นั้น จะทำการหาค่าเฟสและแอมพลิจูดอ้างอิงของทุกคลื่นพาห้อย่อย เพื่อช่วยในการแปลงสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มเป็นข้อมูลไบนารี โดยการตรวจจับข้อมูลแบบโคฮีเรนซ์ ดังรูปที่ 2.18

2.2 การหาค่าอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุด (PAPR)

ค่าอัตราส่วนกำลังงานสูงสุด (PAPR: Peak to Average Power Ratio) คือค่ากำลังงานชั่วขณะสูงสุดเทียบกับกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม $x(t)$ ในช่วงเวลา 1 สัญลักษณ์ (T) ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.26) [6]

$$PAPR[x(t), T] = \frac{\max [|x(t)|^2]}{E [|x(t)|^2]} \quad (2.26)$$

เมื่อ $\max [|x(t)|^2]$ คือ ค่ากำลังงานชั่วขณะที่สูงที่สุดของสัญญาณ และ $E [|x(t)|^2]$ คือค่ากำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณในช่วงที่ทำการพิจารณา $t \in [0, T]$ จากสมการที่ (2.26) เมื่อสัญญาณเบสแบนด์โอเอฟดีเอ็ม $x(t)$ มีค่าเท่ากับ

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} (X_n e^{j2\pi f_n t}) \quad (2.27)$$

โดย $f_n = \frac{k}{NT_b}$ และ $t = nT_b$ เนื่องจากสัญญาณโอเอฟดีเอ็มเป็นสัญญาณคอมเพล็กซ์ ดังนั้นสัญญาณเบสแบนด์โอเอฟดีเอ็มสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (2.28)

$$x(t) = m_I(t) + jm_Q(t) \quad (2.28)$$

เมื่อ $m_I(t) = \text{Re}\{x(t)\}$ และ $m_Q(t) = \text{Im}\{x(t)\}$ จากสมการที่ (2.28) เมื่อทำการมอดูเลตสัญญาณแบบเบสแบนด์โอเอฟดีเอ็มเข้ากับคลื่นพาห้ f_c หรือคลื่นวิทยุก่อนทำการส่งสัญญาณโอเอฟดีเอ็มไปในช่องสัญญาณ จะสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (2.29)

$$\begin{aligned} x_c(t) &= \text{Re}\{x(t)e^{j2\pi f_c t}\} \\ &= x_i(t)\cos(j2\pi f_c t) - jx_q(t)\sin(j2\pi f_c t) \end{aligned} \quad (2.29)$$

ความถี่ของคลื่นพาห้หรือความถี่คลื่นวิทยุที่มอดูเลตเข้ากับสัญญาณเบสแบนด์โอเอฟดีเอ็มจะมีความถี่สูงกว่าแบนวิทท์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มมาก $f_c \gg N/T$ และจากสมการที่ (2.29) ค่าสูงสุดของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มหลังจากการมอดูเลตกับคลื่นพาห้ $x_c(t)$ จะมีค่าดังสมการที่ (2.30)

$$\max |x_c(t)| \approx \max |x(t)| \quad (2.30)$$

เมื่อข้อมูลที่ส่งจากเครื่องส่ง มีการมอดูเลตในแบบ QAM จะสามารถหาค่าพลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ $E\{|x_c(t)|^2\}$ ได้จากสมการที่ (2.31)

$$E\{|x_c(t)|^2\} = \frac{1}{2}E\{|x_i(t)|^2\} + \frac{1}{2}E\{|x_q(t)|^2\} = \frac{E\{|x(t)|^2\}}{2} \quad (2.31)$$

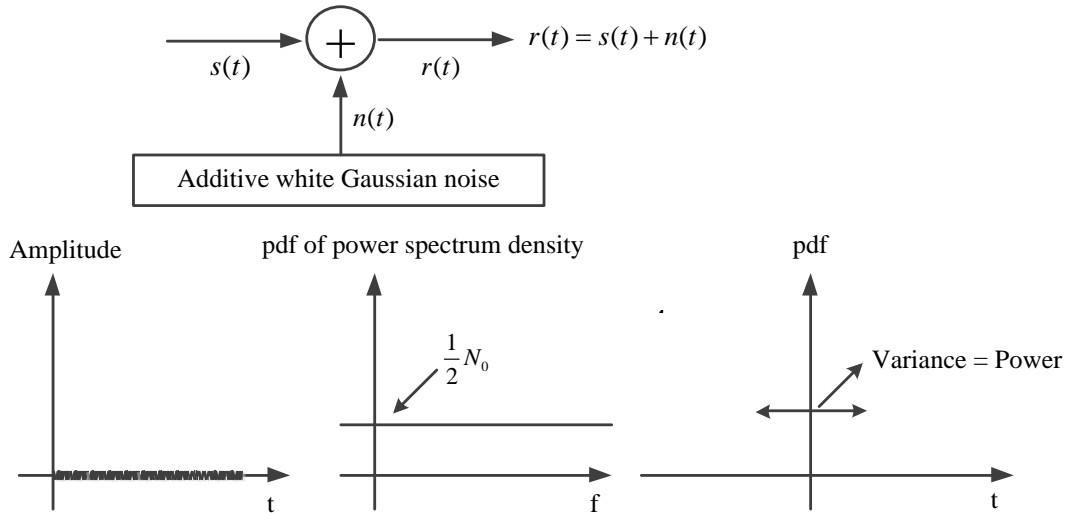
จากสมการที่ (2.30) และ (2.31) เมื่อข้อมูลที่ส่งจากเครื่องส่ง มีการมอดูเลตในแบบ QAM จะสามารถหาค่าพีเอพียอร์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ผ่านการมอดูเลตเข้ากับคลื่นพาห้ (f_c) ได้ดังสมการ (2.32)

$$\begin{aligned} PAPR[x_c(t)] &= \frac{\max\{|x_c(t)|^2\}}{E\{|x_c(t)|^2\}} \\ &\approx \frac{\max\{|x(t)|^2\}}{E\{|x_c(t)|^2\}/2} = 2PAPR[x(t)] \end{aligned} \quad (2.32)$$

2.3 สัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน

จากรูปที่ 2.19 สัญญาณรบกวนในระบบการสื่อสารนั้นส่วนมากจะจำลองให้เป็นสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน (AWGN: Additive White Gaussian Noise) ซึ่งจะมีความหนาแน่นของสเปคตรัมเป็นแบบยูนิฟอร์ม (uniform spectrum density) และแอมพลิจูดมีการแจกแจงแบบเกาส์ (Gaussian distribution) โดยปกติแล้วสัญญาณรบกวนทางอุณหภูมิ (thermal noise) และสัญญาณรบกวนทางไฟฟ้า (electrical noise) ที่เกิดจากการขยายสัญญาณนั้นจะมีคุณสมบัติของ White Gaussian Noise ซึ่งจากคุณสมบัติดังกล่าวสามารถจำลองให้เป็นสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนได้ ซึ่งฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (probability density function) ของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน สามารถแสดงได้ตามสมการที่ (2.33) [2]

$$\Phi_m(f) = \frac{1}{2} N_0 \quad (2.33)$$



รูปที่ 2.19 คุณสมบัติของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน [2]

2.4 เครื่องขยายสัญญาณกำลังสูง (HPA)

สัญญาณโอเอพีดีเอ็มก่อนจะทำการส่งไปยังเครื่องรับนั้น ต้องทำการขยายสัญญาณด้วยเครื่องขยายกำลังสูง (HPA: High Power Amplifier) เพื่อให้สัญญาณโอเอพีดีเอ็มมีกำลังงานเพียงพอที่จะสามารถเดินทางไปถึงยังเครื่องรับ แต่เครื่องขยายกำลังสูงที่ใช้อยู่ทั่วไปนั้นจะมีความไม่เป็นเชิงเส้นของการขยายสัญญาณ คือ ไม่สามารถทำการขยายได้ตลอดช่วงของสัญญาณที่เข้ามาทางอินพุทของเครื่องขยายด้วยอัตราขยายสัญญาณเดียวกัน [7]

โดยเมื่อ $g(\cdot)$ คือฟังก์ชันความไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูง และ x คือสัญญาณที่เข้ามาทางอินพุท ดังนั้น สัญญาณที่ได้จากเอาต์พุทของเครื่องขยายกำลังสูง สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.34)

$$x^s = g(x) \quad (2.34)$$

และเมื่อสัญญาณอินพุทเป็นสัญญาณต่อเนื่องทางเวลา (Continuous-time signal) จากสมการที่ (2.34) จะได้สัญญาณเอาต์พุทของเครื่องขยายกำลังสูง ดังสมการที่ (2.35)

$$x^g[t] = g(x[t]) \quad (2.35)$$

เมื่อทดสอบเครื่องขยายกำลังสูงด้วยฟังก์ชันต่อเนื่อง f และอัตราการขยายสูงสุดของเครื่องขยายกำลังสูงมีค่าเท่ากับ α ดังนั้นจะได้ $|f(x)| \leq \alpha|x|$ หรือ $f = \alpha g$ และเอาท์พุทสูงสุดที่จุดอิมพัลส์ของเครื่องขยายกำลังสูง คือ A ดังนั้น เมื่อขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุทมีค่าสูงมากๆ จะได้สัญญาณเอาท์พุท ดังสมการที่ (2.36)

$$|g(x)| \leq A \quad (2.36)$$

และเมื่อสัญญาณเอาท์พุทของเครื่องขยายกำลังสูงมีค่าเท่ากับ $x = |x|e^{j\arg(x)} = \rho e^{j\phi}$ ดังนั้นจะได้สัญญาณเอาท์พุทของเครื่องขยายกำลังสูง ดังสมการที่ (2.37)

$$|g(x)| = F[\rho]e^{j(\phi+\Phi[\rho])} \quad (2.37)$$

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

- **เครื่องขยายกำลังสูงแบบ Soft Limiter (SL)** ซึ่งสามารถหาค่าแอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณเอาท์พุทได้ดังสมการที่ (2.38) และ (2.39)

$$F[\rho] = \begin{cases} \rho, & \rho \leq A \\ A, & \rho > A \end{cases} \quad (2.38)$$

$$\Phi[\rho] = 0 \quad (2.39)$$

จากสมการที่ (2.38) และ (2.39) เฟสของสัญญาณเอาท์พุทนั้นจะไม่มีเปลี่ยนแปลงเมื่อเทียบกับสัญญาณอินพุท ดังนั้นสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (2.40)

$$g(x) = \begin{cases} x, & |\rho| \leq A \\ Ae^{j\phi}, & |\rho| > A \end{cases} \quad (2.40)$$

แต่เครื่องขยายกำลังสูงแบบ SL นี้จะไม่ค่อยมีการใช้งานอย่างแพร่หลาย เนื่องจากเป็นการยากที่จะหาอุปกรณ์ที่ให้คุณสมบัติทางฟิสิกส์ได้ตามสมการดังกล่าวข้างต้น

- เครื่องขยายกำลังสูงแบบโซลิตสเทท (SSPA: Solid-State Power Amplifier) มีคุณลักษณะของแอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณเอาต์พุต ดังสมการที่ (2.41) และ (2.42)

$$F[\rho] = \frac{\rho}{\left[1 + \left(\frac{\rho}{A}\right)^{2r}\right]^{\frac{1}{2r}}} \quad (2.41)$$

$$\Phi[\rho] = 0 \quad (2.42)$$

เมื่อ r คือพารามิเตอร์ควบคุมการเปลี่ยนแปลงจากช่วงที่เป็นเชิงเส้นสู่จุดอิ่มตัวของเครื่องขยาย ซึ่งหาก r มีค่าเท่ากับ ∞ แล้ว SSPA ก็จะมีคุณลักษณะที่คล้ายกับเครื่องขยายกำลังสูงแบบ Soft Limiter สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้นนี้จะเกิดสัญญาณรบกวนได้ทั้งขนาดและเฟสของสัญญาณ กำหนดจุดการทำงานของวงจรขยาย IBO ซึ่งสามารถแสดงดังสมการได้ดังนี้

$$IBO = 10 \log \frac{P_{in}}{P_o} \quad (2.43)$$

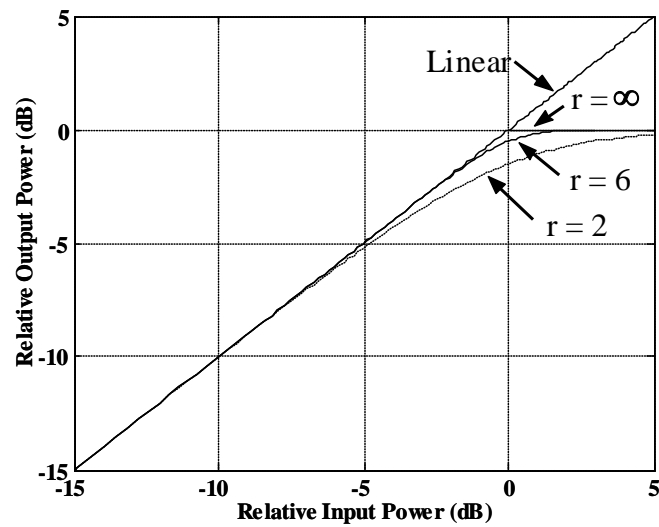
เมื่อ P_{in} เป็นกำลังเฉลี่ยของสัญญาณอินพุตของวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น และ P_o เป็นกำลังเฉลี่ยของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น

คุณสมบัติของวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้นชนิดสารกึ่งตัวนำ (SSPA) สามารถอธิบายได้ด้วยสมการของเรพพ์ (Rapp) ในสมการที่ (2.33) และ (2.43) ดังจะเห็นได้จากเอกสารอ้างอิง โดยสมการจะแยกออกเป็นอธิบายคุณสมบัติของการเปลี่ยนแปลงทางด้านแอมพลิจูด (Amplitude) และเฟส (Phase) การเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นจากวงจรขยายทั้งสองส่วนนี้อธิบายในรูปของการเปลี่ยนของแอมพลิจูดของสัญญาณทางด้านเอาต์พุตที่เกิดจากแอมพลิจูดของสัญญาณทางด้านอินพุต หรือใช้ตัวย่อเป็น AM/AM และอธิบายในรูปของการเปลี่ยนแปลงของเฟสของสัญญาณเอาต์พุตที่เกิดจากแอมพลิจูดของสัญญาณทางด้านอินพุต หรือใช้ตัวย่อเป็น AM/PM จากสมการของเรพพ์สามารถอธิบายการเปลี่ยนของทั้งแอมพลิจูด และเฟสได้ดังสมการที่ (2.44) และ (2.45) ตามลำดับ

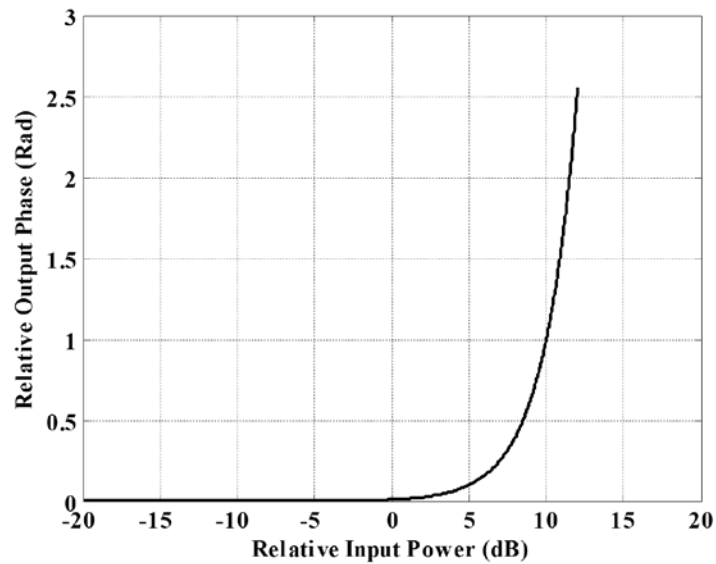
$$F_s[\rho] = \frac{v\rho}{\left[1 + \left(\frac{v\rho}{A_0}\right)^{2r}\right]^{\frac{1}{2r}}} \quad (2.44)$$

$$\Phi_s(\rho) = \alpha_\phi \left(\frac{v\rho}{A_0} \right)^A \quad (2.45)$$

เมื่อ ρ เป็นฟังก์ชันของสัญญาณอินพุต A_0 เป็นระดับของสถานะเอาต์พุตและ r เป็นพารามิเตอร์ที่ใช้กำหนดคุณสมบัติของความไม่เป็นเชิงเส้น และ v กับ α_ϕ เป็นค่าคงที่



(ก) AM/AM



(ข) AM/PM

รูปที่ 2.20 คุณสมบัติของวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น SSPA

2.4.1 ผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูง

เมื่อคลื่นพายุย่อยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มมีการเสริมกันทางด้านเฟสของสัญญาณ จะทำให้แอมพลิจูดของสัญญาณรวมขณะนั้นมีค่าสูง ซึ่งจะทำให้ค่าพีเอพอาร์ (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 (2.46) [8]

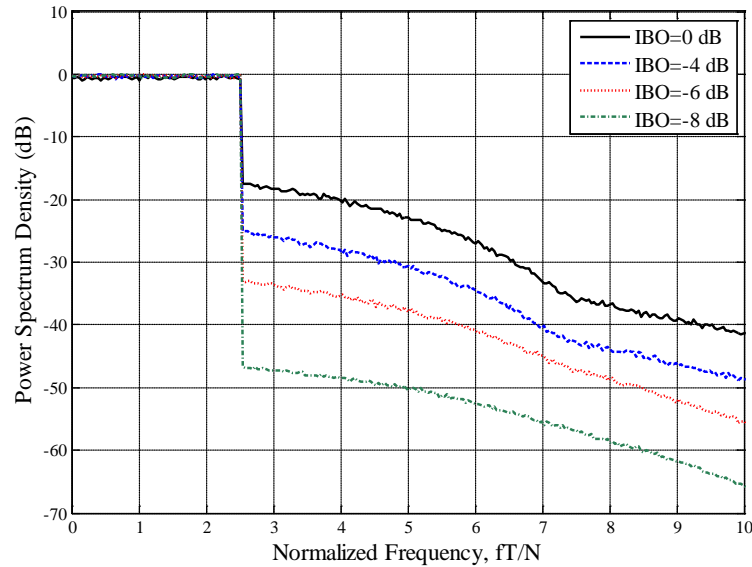
$$OBO = 10 \log \left(\frac{A^2}{E[|g(x)|^2]} \right) \quad [dB] \quad (2.46)$$

หรือ สามารถบอกช่วงความเป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูงอยู่ในรูปของค่าอัตราส่วนกำลังงานเอาต์พุตสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณอินพุต ซึ่งเรียกว่า Input Back Off (IBO) สามารถหาค่าได้ดังสมการที่ (2.47)

$$IBO = 10 \log \left(\frac{A^2}{E[|x(t)|^2]} \right) \quad [dB] \quad (2.47)$$

2.4.2 การเพิ่มขึ้นของค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่

เมื่อสัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของเครื่องขยายกำลังสูง นั้นถูกขลิบหรือถูกตัดทางแอมพลิจูดของสัญญาณเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูง และสิ่งที่จะเกิดขึ้นตามมาคือการเพิ่มขึ้นของค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่ เนื่องจากการเพิ่มขึ้นของฮาร์มอนิกของสัญญาณที่มีการเปลี่ยนรูปทรงเนื่องจากการขลิบหรือตัดยอดสัญญาณ ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 2.21 [8]



รูปที่ 2.21 ลักษณะสเปกตรัมของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มหลังจากการขยายสัญญาณด้วย HPA

จากรูปที่ 2.21 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 การเพิ่มขึ้นของค่าอัตราการผลิตผิดพลาดบิตข้อมูล

การขลิบหรือตัดยอดสัญญาณอันเนื่องมาจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูง นั้นมีผลทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูล (BER) ของระบบมีค่าเพิ่มขึ้น เนื่องจากคลื่นพายุย่อยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มนั้นถูกรบกวนจากคลื่นฮาร์มอนิกที่เพิ่มขึ้น ซึ่งสามารถแสดงดังสมการที่ (2.48) [5]

$$x_r^g = g(x_r) = k^g x_r + d_r^{(X,g)} \quad (2.48)$$

เมื่อ x_r คือสัญญาณอินพุทของเครื่องขยายกำลังสูงในช่วงเวลา τ ที่พิจารณา และ k^g คือค่าความไม่เป็นเชิงเส้นของ HPA และ $d_r^{(X,g)}$ คือสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นกับข้อมูลในเวกเตอร์ที่ x

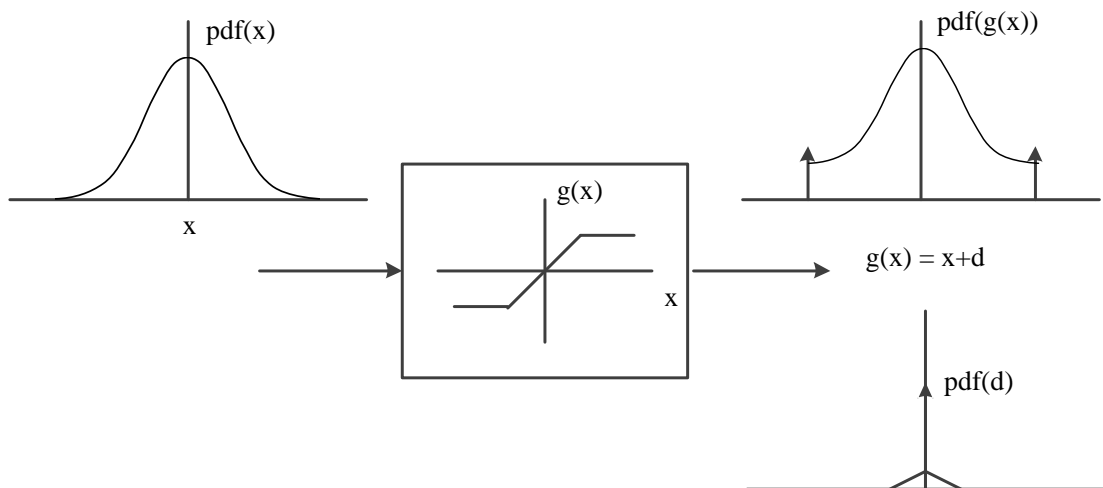
ของ M-PSK หรือ M-QAM โดยฟังก์ชันความไม่เป็นเชิงเส้น $g(\cdot)$ ดังนั้นจากสมการที่ (2.48) $d_\tau^{(x,g)}$ จะมีค่าดังสมการที่ (2.49)

$$d_\tau^{(x,g)} = g(x_\tau) - k^g x_\tau \quad (2.49)$$

เมื่อความน่าจะเป็นที่ $|x|$ มีค่ามากกว่า A เท่ากับ $2Q(\mu)$ สามารถหาค่ากำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน (σ_d^2) ที่กระทำกับข้อมูลแบบสุ่ม ได้ดังสมการที่ (2.50)

$$\sigma_d^2 = \frac{1}{Q(\mu)\sqrt{2\pi}\sigma_x} \int_A^\infty (x - g(x))^2 e^{\frac{-x^2}{2\sigma_x^2}} dx \quad (2.50)$$

และ สามารถแสดงลักษณะไดอะแกรมฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (pdf) ของสัญญาณเอาท์พุทที่ถูกขลิบยอดสัญญาณโดยเครื่องขยายกำลังสูง และสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น ดังรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 ไดอะแกรมฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น $x, g(x)$ และ $x - g(x)$ [5]

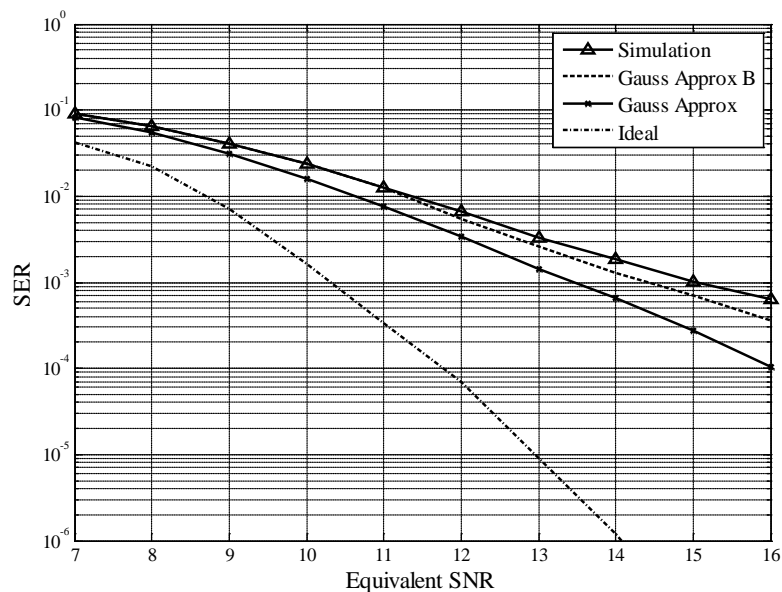
และสามารถหาค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR: Signal to Noise Ratio) ได้จากสมการที่ (2.51)

$$SNR = \frac{|H_k|^2 \sigma_{X,k}^2}{|H_k|^2 \sigma_{D,k}^2 + \sigma_{N,k}^2} \quad (2.51)$$

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 (2.52)

$$SER \approx 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) Q \left(\sqrt{\frac{3SNR}{M-1}} \right) \quad (2.52)$$

ในรูปที่ 2.23 แสดงความสัมพันธ์ของค่าอัตราการผิดพลาดสัญลักษณ์ (SER) และค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) และจากรูปจะเห็นว่าเมื่อ SNR มีค่าลดลงจะมีผลทำให้ SER มีค่าเพิ่มขึ้น และจากรูปจะเห็นว่าค่า SER ที่ได้จาก Gauss Approx B หรือจากสมการที่ (2.52) จะมีความใกล้เคียงกับที่ได้จากการจำลองมากที่สุด



รูปที่ 2.23 ความสัมพันธ์ของค่าอัตราการผิดพลาดสัญลักษณ์ (SER) และค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR)

2.5 วิธีการจัดลำดับส่วนในการส่ง (PTS: Partial Transmit Sequence)

ในการลดค่าพีเอพียอร์โดยใช้วิธีการแบ่งลำดับย่อยในการส่ง (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 $\theta_1 = 0$ ซึ่งถูกใช้ในส่วนของ $X_p(k)$ การแทนที่ของสัญญาณในหน่วยทางความถี่ถูกกำหนดให้เป็น [9]

$$X'(k) = \sum_{p=0}^{P-1} e^{j\theta_p} X_p(k) \quad (2.53)$$

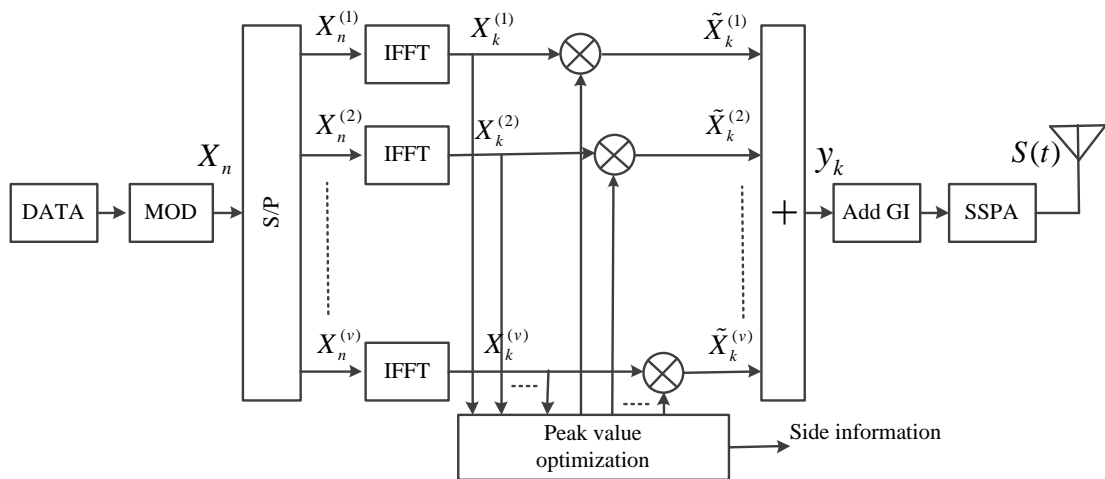
ทำการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบต่อเนื่องของสมการที่ (2.53) และใช้คุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นของ การแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบต่อเนื่อง เราจะได้

$$\begin{aligned} x'(n) &= \text{IDFT}(X'(k)) = \sum_{p=0}^{P-1} e^{j\theta_p} \text{IDFT}(X_p(k)) \\ &= \sum_{p=0}^{P-1} e^{j\theta_p} x_p(n) \end{aligned} \quad (2.54)$$

ที่ $x_p(n) = \text{IDFT}(X_p(k))$ เป็น P ของการแบ่งลำดับย่อยในการส่ง (PTS) ในหน่วยทางเวลา การพิจารณาลำดับ $x'(n)$ ด้วยพีเอพอาร์ (PAPR) ที่ต่ำที่สุด ซึ่งเป็นไปตามวิธีการที่มีประสิทธิภาพที่สุดถูกกำหนดให้เป็น

$$[\theta'_1, \theta'_2, \dots, \theta'_{P-1}] = \arg \min_{[\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{P-1}]} \left\{ \max_{0 \leq n \leq N-1} |x'(n)| \right\} \quad (2.55)$$

ในการกู้ข้อมูลเดิมกลับมาที่ฝั่งของเครื่องรับนั้นต้องการขนาดกลุ่มของข้อมูลสัมประสิทธิ์ (Side Information) และคือ $(P-1)\log_2 W$ บิตต่อหนึ่งโอเอฟดีเอ็มสัญญาณที่ W คือจำนวนของค่าสัมประสิทธิ์ (Weighting factor) จากสมการที่ (2.54) P ของการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบต่อเนื่อง (IDFT) นั้นจะถูกต้องการที่จะเป็น $x'(n)$ ซึ่งสามารถทำให้เกิดการคำนวณความซับซ้อนเพิ่มขึ้น



รูปที่ 2.24 บล็อกไดอะแกรมของการส่งข้อมูลแบบจัดลำดับส่วนในการส่ง (PTS) [9]

2.6 การส่งกลุ่มของข้อมูลสัมประสิทธิ์ (Side Information)

สัญญาณโอเอฟดีเอ็มในเทคนิควิธีการลดค่าพีเอพียอร์โดยวิธีการจัดลำดับส่วนในการส่ง (PTS) นั้นจำเป็นต้องมีส่วนของการส่งกลุ่มของข้อมูลสัมประสิทธิ์ (SI: Side Information) เพื่อเป็นการบอกให้ทางเครื่องรับรู้ สัมประสิทธิ์ที่คุณร่วมเข้ากับข้อมูลว่าเป็นมุมใดเพื่อให้ทางด้านเครื่องรับคุณมุมกลับออกจากข้อมูล ซึ่งในกระบวนการลดค่าพีเอพียอร์การสร้างสัมประสิทธิ์ตัวคุณเพื่อใช้ในการลดค่าพีเอพียอร์มีกระบวนการอย่างคร่าวๆ ดังนี้ โดยข้อมูลจำนวน X ชุดข้อมูล หลังจากผ่าน IFFT สัญญาณจะถูกแบ่งออกเป็นชุดย่อยๆ $\{X_m, m = 0, 1, \dots, N-1\}$ ชุด ข้อมูลจำนวน N บิตข้อมูลมูลเพื่อนำสัญญาณคุณด้วยมุมต่างๆ ที่เราสร้างขึ้นแสดงได้ดังสมการ [9]

$$X = \sum_{m=1}^{N-1} X_m \quad (2.56)$$

จากสมการที่ (2.56) ชุดขบวนข้อมูลจะถูกแบ่งเป็นชุดๆ เพื่อคุณกับค่าสัมประสิทธิ์ที่สร้างขึ้น ดังแสดงได้ดังสมการ

$$X' = \sum_{m=1}^M b_m X_m \quad (2.57)$$

เมื่อ $\{b_m, m = 0, 1, \dots, M\}$ เป็นจำนวนมุมที่สร้างขึ้นจำนวน M ชุดข้อมูล มุมนี้จะขึ้นอยู่กับ การกำหนดซึ่งอาจจะเป็น 2, 4, 8 หรือ 16 ชุดเพื่อใช้คุณเข้ากับสัญญาณ X_m และประสิทธิภาพของการลดค่าพีเอพียอร์ที่ได้จะดีเมื่อใช้จำนวนชุดมุมมากๆ เนื่องจากเมื่อเราสร้างชุดมุมสัมประสิทธิ์มาก

ชุดขึ้นมาคุณกับข้อมูลก็จะมีโอกาสที่จะได้ค่าพีเอพียาร์ที่ต่ำมากตามไปด้วยเช่นกัน แต่จะทำให้กระบวนการมีความยุ่งยากมากขึ้นและจะลดทอนประสิทธิภาพการส่งผ่านของระบบ จึงจำเป็นต้องเลือกการสร้างชุดสัมพันธ์มมนี้ให้เหมาะสมกับแต่ละระบบ และเมื่อกำหนดชุดมม $b_m = e^{j\theta_m}$ เพื่อคุณเข้ากับแต่ละชุดเพื่อหาค่าพีเอพียาร์ที่น้อยที่สุดจากทุกชุดข้อมูลและทำการส่งไปเพียงชุดเดียวเท่านั้นดังสมการที่แสดงดังนี้

$$PAPR = \min_{b_1, \dots, b_M} \left[\max_{0 \leq n \leq N} \left| \sum_{k=1}^M b_k x_{n,k} \right|^2 \right] \quad (2.58)$$

จากสมการ $x_{n,k}$ จำนวนบิตข้อมูลที่ $n = 0, 1, \dots, N-1$ และ $m = 1, 2, \dots, M$ เป็นจำนวนจุดของ IFFT ของสัญญาณ X_k นั้นแสดงได้ว่า เมื่อได้สัญญาณที่ผ่านกระบวนการในสัญญาณหนึ่งชุดจะต้องคูณกับทุกมมที่สร้างขึ้น เช่นถ้าสร้างมมสัมพันธ์ขึ้นมา 4 ชุดคือ $0, \frac{\pi}{2}, \pi$ และ $\frac{3\pi}{2}$ ตามลำดับ ข้อมูลในหนึ่งชุดจะเพิ่มขึ้นมาเป็นจำนวน 4 ชุด ซึ่งเราจะเลือกค่าพีเอพียาร์ที่น้อยที่สุดจากชุดข้อมูลทั้งหมดและเลือกทำการส่งไปเพียงชุดเดียวเท่านั้น ซึ่งทางเครื่องส่งจะต้องส่งตัวบอกว่าข้อมูลที่ใส่ส่งไปนั้นเป็นชุดไหนส่งรวมไปให้ทางเครื่องรับรับทราบด้วย เพื่อที่จะได้คูณมมกลับของมมที่ทางด้านเครื่องส่งคูณเพิ่มเข้าไปและให้ได้ข้อมูลแท้จริงของสัญญาณออกมา ดังนั้นชุดเฟรมข้อมูลที่ใช้ในการส่งในแต่ละเฟรมจะต้องใช้บิตข้อมูลจำนวนหนึ่งเพื่อใช้เป็นกุญแจสำคัญในการกู้ข้อมูลที่ถูกต้องขึ้นมา และอีกนัยสำคัญหนึ่งคือบิตข้อมูลของกลุ่มของข้อมูลสัมพันธ์นี้จะผิดพลาดหรือสูญหายในกระบวนการส่งไม่ได้เลย เพราะถ้าข้อมูลบอกค่ามมสัมพันธ์นี้ผิดพลาดหรือสูญหายก็เท่ากับว่าข้อมูลทั้งเฟรมไม่สามารถกู้คืนและจำเป็นต้องทำการส่งใหม่ทั้งเฟรม หรือส่งส่วนของกลุ่มของข้อมูลสัมพันธ์ใหม่ ซึ่งเป็นคุณลักษณะของวิธีการของเทคนิคนี้ที่ต้องให้ความสำคัญต่อส่วนของการบอกข้อมูลข่าวสารหรือกลุ่มของข้อมูลสัมพันธ์ดังกล่าว

บทที่ 3

วิธีการลดค่าพีเอพียาร์ในสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม และการเพิ่มประสิทธิภาพให้กับระบบ

ในบทที่ 3 นี้จะกล่าวถึงรายละเอียดแบบจำลองระบบโอเอฟดีเอ็มที่มีการลดค่าพีเอพียาร์โดย
ใช้งานการปรับปรุงวิธีการจัดลำดับส่วนในการส่งแบบพื้นฐาน (Improved PTS) และระบบโอเอฟ
ดีเอ็มที่ลดความซับซ้อนของวิธีการจัดลำดับส่วนในการส่งซึ่งเรียกว่า D-PTS โดยทั้งสองวิธีจะถูก
นำมาเปรียบเทียบกับวิธีการลดค่าพีเอพียาร์แบบพื้นฐาน ซึ่งรายละเอียดทั้งหมดจะกล่าวถึงในส่วน
ต่อไป

3.1 ค่าอัตราส่วนกำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ (PAPR)

ค่าพีเอพียาร์หรือค่าประสิทธิภาพของสัญญาณค่าอัตรากำลังงานสูงสุดต่อค่าเฉลี่ยของ
สัญญาณในทางแกนเวลา เป็นวิธีการที่นิยมใช้วัดค่าการแกว่งของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแกนเวลา
ซึ่งคุณสมบัติของค่าพีเอพียาร์ในระบบโอเอฟดีเอ็ม การมอดูเลตของระบบโอเอฟดีเอ็ม บล็อกข้อมูล
สัญลักษณ์ $N \{X_n, n = 0, 1, \dots, N-1\}$ เป็นรูปแบบที่แยกสัญลักษณ์จากการมอดูเลต ซึ่งค่าที่ได้จะ
สอดคล้องกับค่าของคลื่นพาหีย่อย (Subcarrier) ซึ่งมีเซตดังนี้ $\{f_n, n = 0, 1, \dots, N-1\}$ จำนวนของ
 N จะหาได้จากส่วนประกอบของสัญญาณที่ตั้งฉาก (Orthogonal) เช่น $f_n = n\Delta f$, เมื่อ Δf คือ
 $1/NT$, T คือ คาบเวลาของข้อมูลสัญลักษณ์เริ่มต้น ผลลัพธ์ของสัญญาณพื้นฐาน (Baseband)
ของระบบโอเอฟดีเอ็มจะเท่ากับ [6]

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

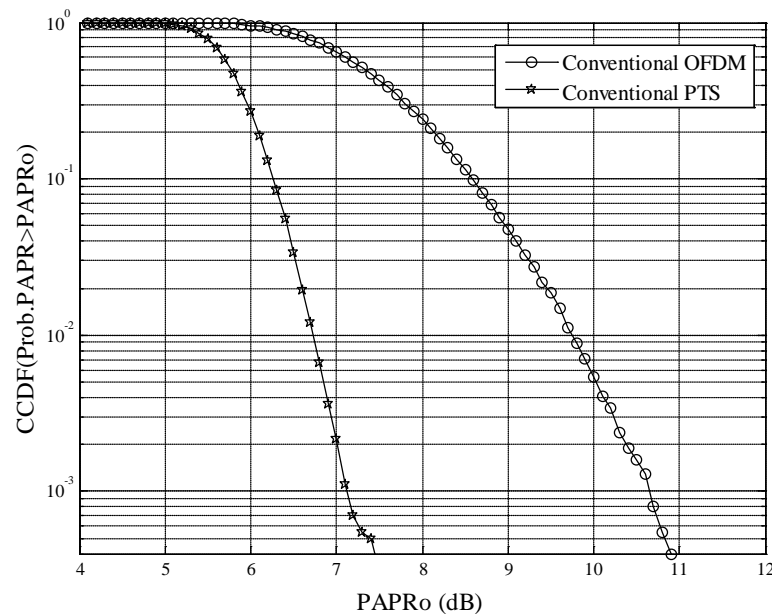
โดยจะนิยามค่าพีเอพียาร์ของสัญญาณที่ส่งออกไปดังนี้

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

ในทางปฏิบัติสัญญาณที่ใช้จะเป็นแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา (Discrete-time) แต่ในที่นี้
ค่าสูงสุด $\max |x(t)|$ ของสัญญาณจะเป็นค่าต่อเนื่องทางเวลา (Continuous-time) สำหรับการหาค่า
พีเอพียาร์ของสัญญาณจะอาศัยค่าทางสถิติของสัญญาณในระบบโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งจะใช้ความหนาแน่น

ประกอบ (CCDF: Complementary CDF) มาอธิบายถึงความน่าจะเป็นของค่าพีเอพอาร์อ้างอิง ($PAPR_0$) ที่เกิดจากจุดอ้างอิง (Threshold) โดยจะแสดงได้ดังนี้

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



รูปที่ 3.1 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพค่าพีเอพอาร์ระหว่างวิธีการโอเอฟดีเอ็มแบบพื้นฐาน กับวิธีการ PTS แบบพื้นฐาน

จากรูปที่ 3.1 เป็นการแสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของการลดค่าพีเอพอาร์ในระบบโอเอฟดีเอ็ม โดยจะเปรียบเทียบค่าพีเอพอาร์ของสัญญาณเมื่อผ่านการลดค่าพีเอพอาร์โดยวิธีการ PTS แบบพื้นฐาน (Conventional PTS) และแบบไม่ผ่านกระบวนการลดค่าพีเอพอาร์ (Conventional OFDM) โดยทั้งสองจะใช้การมอดูเลชันแบบ 16QAM และกำหนดจำนวนคลื่นพาย้อยเท่ากับ 64 คลื่นพาย้อย จำนวนบิตต่อก้อยเท่ากับ 4 บิตต่อก้อย และจำนวนเฟสแพกเตอร์เท่ากับ 4 เฟส จากกราฟจะเห็นได้ว่าวิธีการ PTS แบบพื้นฐานมีค่าพีเอพอาร์ที่ดีกว่าวิธีที่ไม่มีกระบวนการลดค่าพีเอพอาร์

3.2 การแปลงฟูริเยร์แบบ Extended Split-Radix DIF-FFT [10]

แนวความคิดพื้นฐานของ Extended split-radix FFT algorithm คือ การประยุกต์ใช้ radix-2 FFT ในเทอมที่เป็นจำนวนคู่ และใช้ radix-8 FFT ในเทอมที่เป็นเลขคี่

DFT จำนวน N จุด สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n W_N^{nk}, \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (3.4)$$

โดยที่ $W_N = \exp(-j2\pi/N)$, X_k และ x_n เป็นลำดับของจำนวนเชิงซ้อน ถ้า $N = 2^m$ จะได้

$$X_{2k} = \sum_{n=0}^{N/2-1} [x_n + x_{n+N/2}] W_N^{2nk} \quad (3.5)$$

สำหรับเทอมที่เป็นจำนวนคู่ (even index term) และ

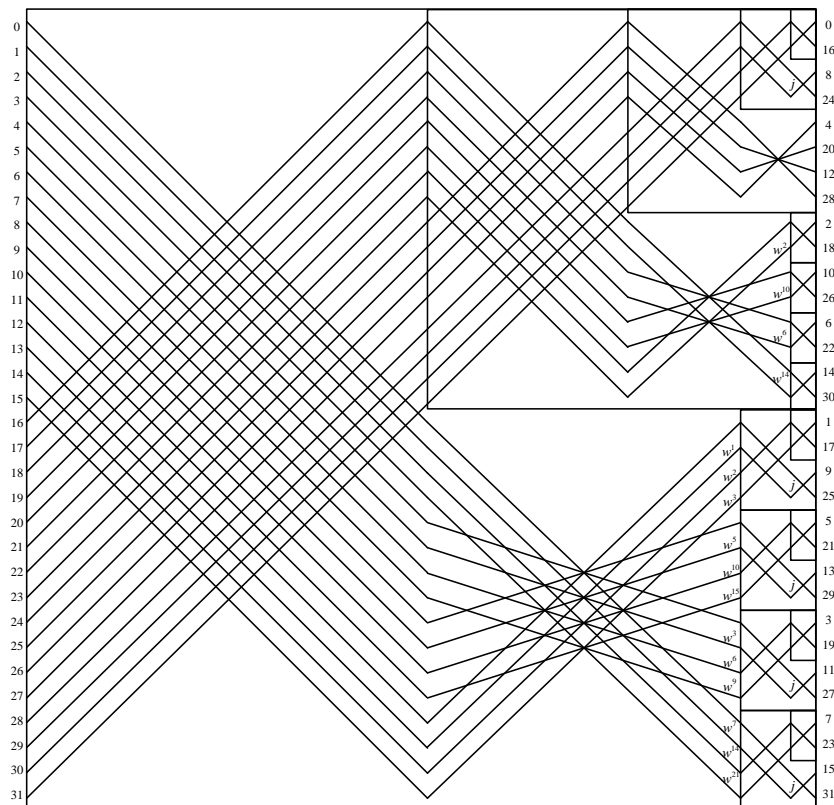
$$\begin{aligned} X_{8k+1} &= \sum_{n=0}^{N/8-1} \left[\{(x_n - x_{n+N/2}) - j(x_{n+N/4} - x_{n+3N/4})\} \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{\sqrt{2}} \{(1-j)(x_{n+N/8} - x_{n+5N/8}) \right. \\ &\quad \left. - (1+j)(x_{n+3N/8} - x_{n+7N/8})\} \right] W_N^n W_N^{8nk} \end{aligned} \quad (3.6)$$

$$\begin{aligned} X_{8k+3} &= \sum_{n=0}^{N/8-1} \left[\{(x_n - x_{n+N/2}) + j(x_{n+N/4} - x_{n+3N/4})\} \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{\sqrt{2}} \{(1+j)(x_{n+N/8} - x_{n+5N/8}) \right. \\ &\quad \left. - (1-j)(x_{n+3N/8} - x_{n+7N/8})\} \right] W_N^{3n} W_N^{8nk} \end{aligned} \quad (3.7)$$

$$\begin{aligned} X_{8k+5} &= \sum_{n=0}^{N/8-1} \left[\{(x_n - x_{n+N/2}) - j(x_{n+N/4} - x_{n+3N/4})\} \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{\sqrt{2}} \{(1-j)(x_{n+N/8} - x_{n+5N/8}) \right. \\ &\quad \left. - (1+j)(x_{n+3N/8} - x_{n+7N/8})\} \right] W_N^{5n} W_N^{8nk} \end{aligned} \quad (3.8)$$

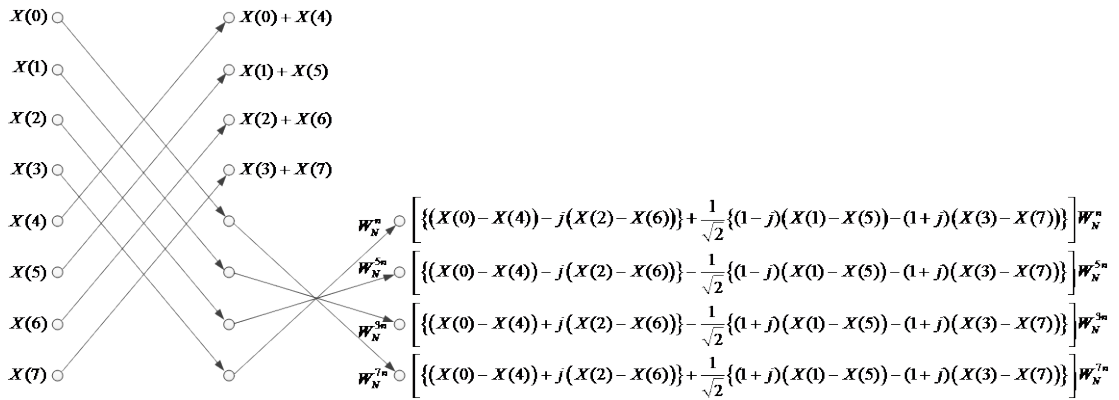
$$\begin{aligned}
X_{8k+7} &= \sum_{n=0}^{N/8-1} \left[\{ (x_n - x_{n+N/2}) + j(x_{n+N/4} - x_{n+3N/4}) \} \right. \\
&\quad \left. + \frac{1}{\sqrt{2}} \{ (1+j)(x_{n+N/8} - x_{n+5N/8}) \right. \\
&\quad \left. - (1-j)(x_{n+3N/8} - x_{n+7N/8}) \} \right] W_N^{7n} W_N^{8nk}
\end{aligned} \tag{3.9}$$

สำหรับเทอมที่เป็นจำนวนคี่ (odd index term)



รูปที่ 3.2 โครงสร้างของ DIF extended split-radix transform structure ($N = 32$)

ที่ stage แรกของ extended split-radix decimation-in-frequency จะถูกแบ่งเป็นส่วนๆ จากนั้นจะแทนที่ DFT of length ด้วย 1 DFT ของ radix-2 และ 4 DFTs ของ radix 8 เป็นเช่นนี้ไปเรื่อยๆ จนถึง 2 stages สุดท้ายจะเป็น conventional split-radix (โดยไม่มี twiddle factors) และที่ stage สุดท้าย จะใช้ radix-2 butterflies (โดยไม่มี twiddle factors). แผนภาพ Butterfly ของ DIF extended split-radix FFT แสดงได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 แผนภาพ Butterfly ของ DIF extended split-radix FFT

3.3 วิธีการลดค่าพีเอพ็อดาร์โดยใช้วิธีการจัดลำดับส่วนในการส่ง (PTS)

จากรูปที่ 2.26 แสดงถึงโครงสร้างของระบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐานที่มีการลดค่าพีเอพ็อดาร์ของระบบแบบ PTS สำหรับวิธีการแบบ PTS นั้น ข้อมูลข่าวสารที่เข้ามา $X(n)$ ถูกแบ่งออกเป็นกลุ่มหลักจำนวน V กลุ่มดังนี้ $X_n^{(v)}$, $(1 \leq v \leq V)$ โดยที่ข้อมูลทั้งหมดของในแต่ละกลุ่มถูกนำมาคูณด้วยค่าสัมประสิทธิ์ $b_k^{(v)} = e^{j\phi_k^{(v)}}$ เพื่อทำการหาค่าสัญญาณที่มีค่าพีเอพ็อดาร์น้อยที่สุด [9] โดยในการหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมของแต่ละกลุ่มหลักจะแสดงได้ตามสมการดังต่อไปนี้

$$\phi_k^{(v)} \in \left\{ \frac{2\pi i}{W} \mid i = 0, \dots, W-1 \right\} \quad (3.10)$$

เมื่อ W คือ จำนวนของเฟสทั้งหมดที่ใช้ในการพิจารณา

หลังจากการคูณค่าสัมประสิทธิ์ของแต่ละกลุ่มหลักแล้ว จะได้สัญญาณจากการรวมกันของทุกๆ กลุ่มหลักตามสมการนี้

$$y_k = \sum_{v=1}^V (b_k^{(v)} X_n^{(v)}) \quad (3.11)$$

เมื่อ $b_k^{(v)}$ คือ ค่าสัมประสิทธิ์

โดยจะต้องนำค่าสัมประสิทธิ์นี้ส่งไปยังฝั่งรับเพื่อใช้ในการนำสัญญาณกลับคืนมา ซึ่งข้อมูลในส่วนนี้จะเรียกว่ากลุ่มของข้อมูลสัมประสิทธิ์ (Side Information) สำหรับเซตของสัมประสิทธิ์แต่ละกลุ่มหลักจำนวน V กลุ่มจะเป็นค่าที่เหมาะสมทางด้านแกนของเวลา โดยเมื่อนำมาคูณเข้ากับข้อมูลในแต่ละกลุ่มหลักแล้วนำกลุ่มหลักมารวมกันจะได้สัญญาณที่มีค่าพีเอพ็อดาร์ที่ลดลง ซึ่งสัญญาณเอพ็อดาร์ของกระบวนการลดค่าพีเอพ็อดาร์นี้จะได้ดังสมการ

$$\begin{aligned}
y_k &= \sum_{v=1}^V (b_k^{(v)} \cdot \text{IFFT} \{X_n^{(v)}\}) \\
&= \sum_{v=1}^V (b_k^{(v)} \cdot X_k^{(v)})
\end{aligned} \tag{3.12}$$

จากสมการที่ (3.11) และ (3.12) จะเห็นได้ว่าค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้ในการคูณเข้ากับข้อมูลแต่ละกลุ่มหลักนั้นจะมีค่าคงที่ทั้งในแกนของเวลาและความถี่ โดยที่จะพิจารณาค่าสัมประสิทธิ์นี้ภายใต้เงื่อนไขเป็นไปดังสมการ

$$\tilde{V} = \arg \min_{0 \leq w \leq W} \max_{0 \leq n \leq N-1} \left| \sum_{v=1}^V (b_k^{(v)} \cdot X_k^{(v)}) \right| \tag{3.13}$$

เมื่อ \tilde{V} เป็นเงื่อนไขในการหาค่าสัมประสิทธิ์ที่ทำให้สัญญาณเกิดค่าพีเอพ็อร์ที่ต่ำที่สุด

3.4 PTS-Base Radix-R FFT

การแปลงฟูริเยร์ลำดับ N -point ของข้อมูล $x(n)$ สามารถคำนวณได้โดยตรงจากสมการนี้

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) T_N^{nk} \tag{3.14}$$

โดยที่ $k = 0, 1, \dots, N-1$ และ $n = 0, 1, \dots, N-1$

เราต้องการที่จะพิจารณาการคำนวณการแปลงฟูริเยร์แบบปกติ (DFT) ในส่วนของการแปลงฟูริเยร์แบบผกผัน (IDFT) สามารถทำการคำนวณได้โดยทำการใส่ Complex conjugate ของสัญญาณอินพุทหรือข้อมูลและเอาท์พุทในขณะที่ใช้พารามิเตอร์การแปลงฟูริเยร์แบบเดียวกัน ดังนั้นเราจะได้ [1]

$$x(n) = \frac{1}{N} \left[\sum_{k=0}^{N-1} X^*(k) T_N^{nk} \right]^* \tag{3.15}$$

การแปลงฟูริเยร์แบบปกติ (DFT) สามารถเขียนได้โดยใช้เป็น FFT algorithm ดังนั้นเราจะเน้นในการคำนวณของ FFT

3.4.1 Radix-R FFT algorithm

FFT algorithm เป็นการแยกการคำนวณของ DFT algorithm ให้สั้นลงบนค่า r ซึ่งการคำนวณของ DFT จะถูกแปลงจาก r N/r -point DFT ไปเป็น $m=\log_r N$ stage จะสังเกตได้ว่าถ้าหาก $N \neq r^m$ mixed radix ที่มีค่า r แตกต่างกันจะถูกใช้งาน การคำนวณความซับซ้อนจะลดลงจาก $O(N^2)$ ไปเป็น $O(N \log_r N)$ ซึ่งแต่ละ DFT สามารถถูกคำนวณได้จากแผนภาพผีเสื้อค่า r เป็นค่าที่สอดคล้องกับ Radix- r FFT algorithm ซึ่งสามารถใช้งานได้ทั้ง DIF หรือ DIT DIF Radix- r algorithm สามารถได้รับมาจากสมการที่ (3.14) คือ

$$X(rk + k_0) = \sum_{n=0}^{N/r-1} \left(\sum_{i=0}^{r-1} x(n + \frac{N}{r}i) T_r^{ik_0} \right) T_{N/r}^{nk} \quad (3.16)$$

เมื่อ $k_0 = 0, 1, \dots, r-1$ และเมื่อพิจารณาจากรูปแบบของสมการ (3.16) เอาท์พุทของแผนภาพผีเสื้อที่ stage v จะเป็น

$$X_v(rk_v + k_0) = \sum_{n=0}^{N/r^v-1} \left(\sum_{i=0}^{r-1} x_v(n_v + \frac{N}{r^v}i) T_r^{ik_0} \right) T_{N/r^v}^{n_v k_0} \quad (3.17)$$

เมื่อ $k_v = 0, 1, \dots, (N/r^v)-1$, $n_v = 0, 1, \dots, (N/r^v)-1$ และ $v = 1, 2, \dots, m$

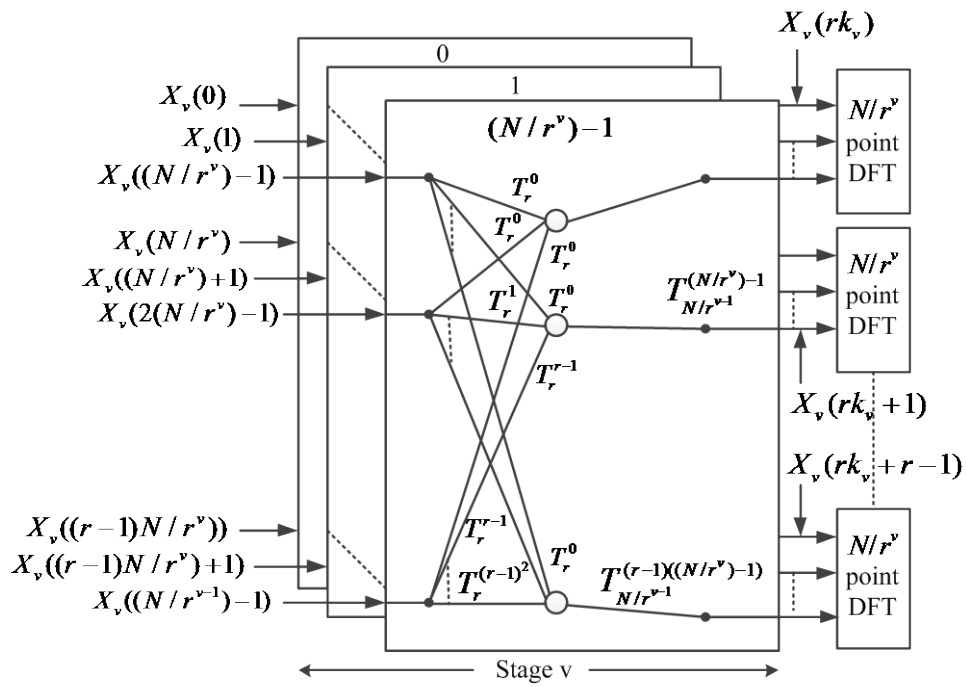
ผลลัพธ์ของบล็อกโตะแกรมถูกกำหนดไว้ดังรูปที่ 3.4 ซึ่งแสดงถึงการลดลงของ N/r -point DFT ที่ในแต่ละ stage ซึ่งแผนภาพทั้งหมดถูกวนซ้ำจำนวน r^{v-1} ครั้ง ตัวอย่างเช่น ที่ stage แรกจะถูกใช้งานหนึ่งครั้งและใน stage ที่ 2 จะถูกทำซ้ำ r ครั้ง ดังนั้นจะได้เป็น $r^{v-1} \times N/r^{v-1}$ -point DFT ที่ stage v และ $r^v \times N/r^v$ -point DFT ที่เอาท์พุทของ stage v เอาท์พุทของ $X_v(rk_v + k_0)$ เป็นการจัดเรียงใหม่ไปเป็นอินพุทของ $r^v \times N/r^v$ -point DFT ใน stage ต่อไป ที่ stage สุดท้าย $v = m$, twiddle factors เป็น trivial และจะเป็นหนึ่งจุด DFT

ในส่วนของ DIT radix- r algorithm ของสมการที่ (3.14) สามารถเขียนได้เป็น

$$X(k + k_0(N/r)) = \sum_{n=0}^{N/r-1} \left(\sum_{i=0}^{r-1} x(rn + i) T_r^{ik_0} T_N^{ik} \right) T_{N/r}^{nk} \quad (3.18)$$

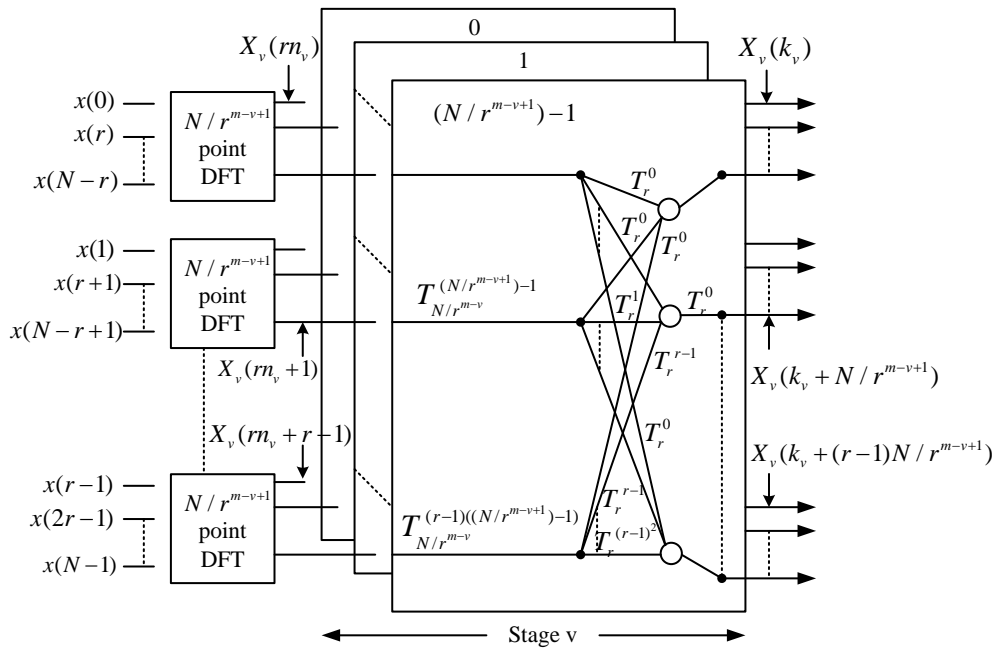
เมื่อเอาท์พุทของแผนภาพผีเสื้อที่ stage v เป็น

$$X_v(k_v + k_0(N/r^{m-v+1})) = \sum_{i=0}^{r-1} x_v(rn_v + i) T_r^{ik_0} T_{N/r^{m-v+1}}^{ik_v} \quad (3.19)$$



รูปที่ 3.4 แสดงการลดลงไปเป็น N/r -point DFT ด้วย DIF radix- r ที่ stage v [1]

เมื่อ $k_v = 0, 1, \dots, (N/r^{m-v+1})-1$ และ $n_v = 0, 1, \dots, (N/r^{m-v+1})-1$ ซึ่งจากรูปที่ 3.5 แสดงถึงการลดลงของ N/r^{m-v} -point DFT ด้วย DIT ซึ่งในกรณีนี้แผนภาพทั้งหมดถูกวนซ้ำจำนวน r^{m-v} ครั้งในแต่ละ stage ซึ่งเป็น $r^{m-v} \times N/r^{m-v}$ -point DFT ที่ stage v ด้วย $r^{m-v+1} \times N/r^{m-v+1}$ -point DFT ที่อินพุตของ stage v ที่ stage แรก, $v=1$, DFT เป็นหนึ่งจุด และ twiddle factors เป็น trivial ซึ่งถูกสมมติว่าอินพุตอยู่ในรูปแบบของบิตปกติ และเอาท์พุทจะเป็น digit-reversed บิตใน DIF และแทนที่สำหรับ DIT algorithm จะสังเกตได้ว่า twiddle factors $T_r^{k_0}$ เป็น trivial (± 1 และ $\pm j$) ที่แต่ละ stage จำนวนของ twiddle factors $T_{N/r^{v-1}}^{n, k_0}$ และ $T_{N/r^{m-v}}^{n, k_0}$ เมื่อ $n, \neq 0$ และ $k_0 \neq 0$ เป็น trivial แต่อย่างไรก็ตามจะทำการคำนวณแบบง่ายๆ โดยไม่คิดจำนวนของ trivial twiddle factors เพื่อเปรียบเทียบกันระหว่าง DIT-PTS, DIF-PTS และ C-PTS ซึ่งทุกเทคนิคให้ผลลัพธ์ที่ใกล้เคียงกัน



รูปที่ 3.5 แสดงการลดลงไปเป็น N/r^{m-v} -point DFT ด้วย DIT radix- r ที่ stage v [1]

3.4.2 การวิเคราะห์การคำนวณความซับซ้อนเปรียบเทียบระหว่าง DIF และ DIT

การคำนวณความซับซ้อนสามารถถูกกำหนดได้จากจำนวนการคูณกันของ nontrivial twiddle factors ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 3.4 และ 3.5 ในส่วนของ $T_{N/r^{v-1}}^{n_v k_0}$ และ $T_{N/r^{m-v}}^{n_v k_0}$ เป็น nontrivial twiddle factors สำหรับเอาต์พุตของ k_0 ซึ่งอยู่ภายใน n_v ของ N/r^v -point DFT ด้วย DIF และ DIT ตามลำดับ กำหนดให้ a_v^{DIF} เป็นจำนวนของ twiddle factors $T_{N/r^{v-1}}^{n_v k_0}$ ที่ stage v ผลรวมกันของ n_v และเอาต์พุตของแผนภาพผีเสื้อ k_0 สามารถเขียนได้เป็น

$$a_v^{DIF} = r^{v-1}(r-1)[(N/r^v)-1] \quad (3.20)$$

และค่าอัตราส่วนระหว่าง a_v^{DIF} เขียนได้เป็น

$$\frac{a_v^{DIF}}{a_{v+1}^{DIF}} = \frac{[(N/r^v)-1]}{[(N/r^v)-r]} \quad (3.21)$$

จะเห็นว่ามีความมากกว่าหนึ่ง ดังนั้น a_v^{DIF} จะลดลงไปตามแต่ละ stage และที่ $v=m$ จะมีค่าเป็นศูนย์ซึ่ง $N/r^v|_{v=m} = 1$ ในสมการที่ (3.20) กำหนดให้ a_v^{DIT} เป็นจำนวน nontrivial twiddle factors ของ $T_{N/r^{m-v}}^{n_v k_0}$ ต่อ DIT stage ผลรวมกันของ n_v และเอาต์พุตของแผนภาพผีเสื้อ k_0 สามารถเขียนได้เป็น

$$\alpha_v^{DIT} = r^{m-v}(r-1)[(N/r^{m-v+1})-1] \quad (3.22)$$

และค่าอัตราส่วนระหว่าง α_v^{DIT} เขียนได้เป็น

$$\frac{\alpha_v^{DIT}}{\alpha_{v+1}^{DIT}} = \frac{[(N/r^{m-v+1})-1]}{[(N/r^{m-v+1})-r^{-1}]} \quad (3.23)$$

ค่าอัตราส่วนนี้จะน้อยกว่าหนึ่งและ α_v^{DIT} จะเพิ่มขึ้นไปตามแต่ละ stage ที่ $v=1$ จำนวนนี้จะเป็นศูนย์ที่ $N/r^{m-v+1}|_{v=1} = 1$ ในสมการที่ (3.22) เมื่อ DIT algorithm มีการคำนวณการคูณกันของ nontrivial twiddle factors ส่วนมากอยู่ที่ในส่วนสุดท้ายของ stage ในขณะที่ DIF algorithm มีการคำนวณการคูณกันของ nontrivial twiddle factors ส่วนมากอยู่ที่ในส่วนเริ่มต้น จำนวนการคูณกันทั้งหมดของ nontrivial twiddle factors สำหรับ DIF radix- r สามารถคำนวณได้โดยใช้สมการที่ (3.20) สำหรับ $m-v$ stage คือ

$$M_{m-v}^{DIF} = \sum_{i=m-v}^m \alpha_i^{DIF} = \sum_{i=m-v}^m r^{i-1}(r-1)[(N/r^i)-1] \quad (3.24)$$

สำหรับการคำนวณของ DIT สามารถทำได้โดยใช้สมการที่ (3.22)

3.4.3 การลดค่าพีเอพ็อดโดยใช้วิธี PTS based radix- r FFT

อินพุทของแผนภาพผีเสื้อที่ stage v ใน N -point DIF radix- r FFT ถูกใช้สำหรับการแบ่งออกเป็นบล็อกย่อยๆ สามารถกำหนดให้เป็น

$$X^*(k) = \sum_{p=1}^P \theta_p^* X_p^*(k) \quad (3.25)$$

ทำการแปลงฟูริเยร์แบบผกผันในสมการที่ (3.25) จะได้ผลลัพธ์ออกมาเป็น

$$\begin{aligned} x'(n) &= \frac{1}{N} [DFT(X^*(k))]^* \\ &= \sum_{p=1}^P \theta_p \frac{1}{N} [DFT(X_p^*(k))]^* \end{aligned}$$

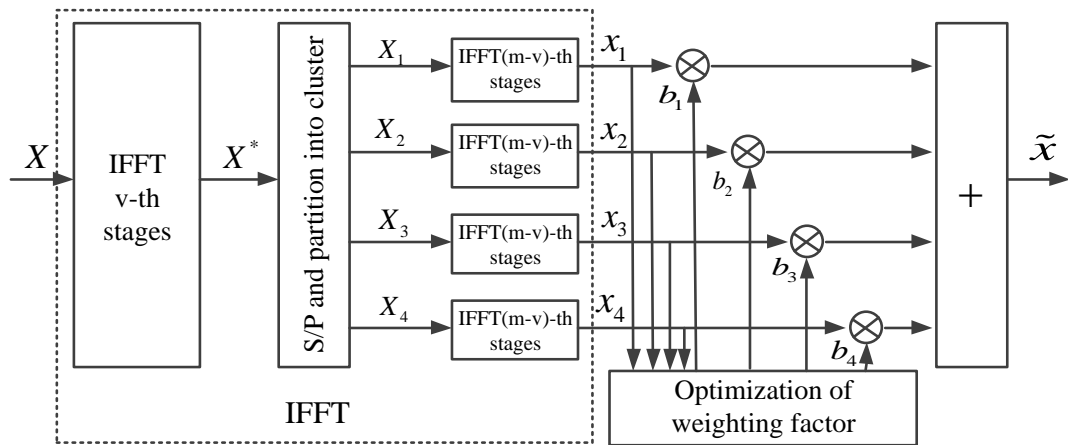
$$\begin{aligned}
&= \sum_{p=1}^P \theta_p \frac{1}{N} [X_p^*(rk + k_0)]^* \\
&= \sum_{p=1}^P \theta_p x_p(n)
\end{aligned} \tag{3.26}$$

เมื่อ $x_p(n) = \frac{1}{N} [X_p^*(rk + k_0)]^*$ ถูกสร้างขึ้นมาจากสมการที่ (3.17) ที่ stage v สำหรับวิธีการอย่างง่ายในการพิจารณาอินพุตของการแปลงฟูริเยร์ $x(n)$ แทนที่ $X^*(k)$ สัญญาณอินพุตที่ stage v สามารถจัดให้อยู่ในรูปของเมทริกซ์ x_v^η สำหรับ $i = 0, 1, \dots, r-1$ และ $\eta = 1, 2, \dots, r^{v-1}$

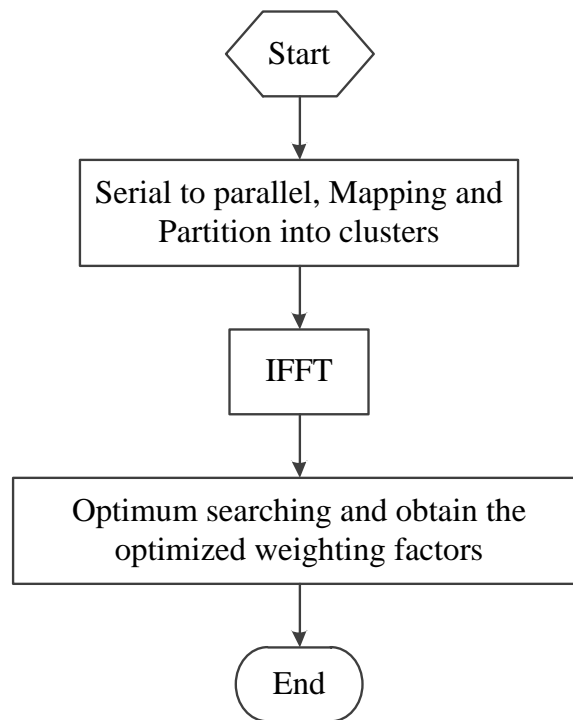
$$x_v^\eta = \begin{bmatrix} x_v(0) & x_v(1) & \cdots & x_v((N/r^v)-1) \\ x_v(N/r^v) & x_v((N/r^v)+1) & \cdots & x_v((2N/r^v)-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_v((r-1)(N/r^v)) & x_v((r-1)(N/r^v)+1) & \cdots & x_v((rN/r^v)-1) \end{bmatrix} \tag{3.27}$$

เมื่อ $r^{v-1} \times N/r^{v-1}$ -point DFT ที่ stage v ซึ่งในส่วนของอินพุตสามารถแสดงได้เป็น $x_v = [x_v^1, x_v^2, \dots, x_v^{r^{v-1}}]^T$ ที่แต่ละส่วนอยู่ใน x_v เป็นเมทริกซ์ในสมการ (3.27) ทุกๆบล็อกย่อยของ PTS จะถูกแปลงเสร็จที่อินพุตของ x_v และส่วนที่เหลือ $m-v$ stage ใน radix- r DIF algorithm ถูกใช้คำนวณการคูณกันทั้งหมดของการแปลงฟูริเยร์ส่วนที่เหลือ

จำนวน trivial twiddle factors $T_r^{ik_0}$ มีค่าใกล้เคียงกันในแต่ละ stage โดยทั้ง radix- r DIT หรือ DIF algorithm ดังนั้น ทั้งสองจึงมีผลในการแปลงฟูริเยร์แบบเดียวกันที่ทางฝั่งอินพุต x_v ส่วนจำนวน nontrivial twiddle factors $T_{N/r^{v-1}}^{n,k_0}$ และ $T_{N/r^{m-v}}^{n,k_0}$ ใน DIF หรือ DIT แตกต่างกันโดยกำหนดให้เป็นไปตาม stage แต่ว่า $\{T_{N/r^{v-1}}^{n,k_0} | v = 1, \dots, V\} = \{T_{N/r^{m-v}}^{n,k_0} | v = m-V, \dots, m\}$ สิ่งนี้หมายถึงเกิดความสมมาตรขึ้นเป็นไปตาม stage v จากสมการที่ (3.20) และ (3.22) ซึ่งจะได้ $\{\alpha_v^{DIF} | v = 1, \dots, V\} = \{\alpha_v^{DIT} | v = m-V, \dots, m\}$ เพราะฉะนั้น อินพุต x_v ถูกใช้สำหรับ DIF PTS ที่แตกต่างกันเนื่องมาจากการคูณกันของ twiddle factors ใน stage แรกถึง V ในขณะที่ PTS แบบ DIT การคูณกันของ twiddle factors เหมือนตั้งแต่ stage $m-V$ ถึง m ดังนั้น ประสิทธิภาพของการลดค่าพีเอพ็อดของทั้งสองวิธีจึงมีค่าใกล้เคียงกันและเมื่อพิจารณาการลดค่าพีเอพ็อดด้วย radix- r algorithm สำหรับ α_v^{DIF} และ α_v^{DIT} เพิ่มขึ้นตาม stage เป็นไปตามสมการที่ (3.20) และ (3.22) สำหรับค่า r ที่มากขึ้น ดังนั้น radix ที่สูงขึ้นจะให้ประสิทธิภาพของพีเอพ็อดที่ต่ำกว่า ซึ่งในรูปที่ 3.6 แสดงเทคนิคของการจัดลำดับส่วนในการส่ง (PTS) แบบ radix- r DFT

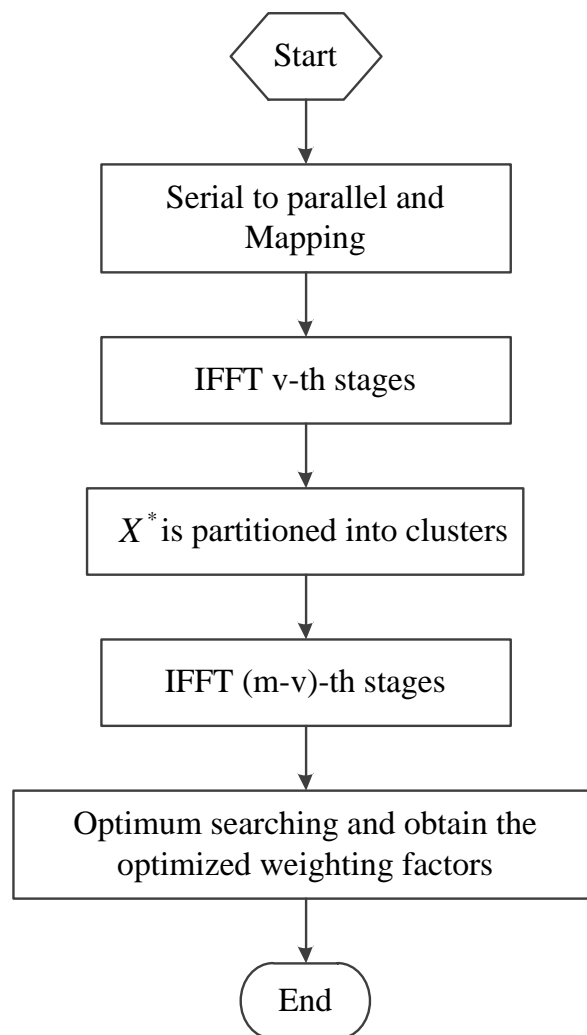


รูปที่ 3.6 โครงสร้างของเครื่องส่ง OFDM ด้วยการลดการคำนวณความซับซ้อน โดยใช้วิธีการจัดลำดับส่วนในการส่ง (PTS) จำนวนคลัสเตอร์เท่ากับ 4



รูปที่ 3.7 โฟลว์ชาร์ตการทำงานของวิธีการ PTS แบบพื้นฐาน

จากรูปที่ 3.7 แสดงโพลีชาร์ตการทำงานของวิธีการจัดลำดับส่วนในการส่งแบบพื้นฐาน โดยมีหลักการทำงานดังนี้ สัญญาณที่ทำการสุ่มนั้นจะถูกแปลงจากสัญญาณแบบอนุกรมไปเป็นสัญญาณแบบขนาน จากนั้นก็จะทำการมอดูเลตสัญญาณแบบ QPSK หรือ QAM ได้สัญญาณทางความถี่แบบขนาน และสัญญาณที่ถูกมอดูเลตนั้นจะถูกแบ่งออกเป็นออกเป็นคลัสเตอร์ตามที่เรากำหนดไว้ ดังเช่น 2, 4, 8 หรือ มากกว่านี้ ซึ่งในแต่ละคลัสเตอร์สัญญาณทางความถี่นี้ก็จะถูกแปลงให้อยู่ในรูปแบบสัญญาณทางเวลาโดยการแปลงฟูริเยร์แบบผกผันแบบเร็ว (IFFT) เมื่อได้สัญญาณทางเวลามา ในกระบวนการนี้เองก็จะทำการคูณสัญญาณทางเวลานี้ด้วยกลุ่มของสัมประสิทธิ์ (Weighting factor) ที่กำหนดไว้ ดังเช่น 2, 4, 6 หรือ มากกว่านี้ แล้วทำการค้นหาสัญญาณที่มีค่าพีเอพียาร์น้อยที่สุด โดยใช้วิธีการค้นหาแบบ Optimum searching เมื่อได้กลุ่มสัมประสิทธิ์ที่ต้องการแล้วก็จะทำเลือกกลุ่มสัมประสิทธิ์นั้นคูณเข้าไปกับสัญญาณทางเวลา พร้อมกับส่งกลุ่มของข้อมูลสัมประสิทธิ์ของแต่ละคลัสเตอร์ไปพร้อมกับการส่งสัญญาณออกไปยังเครื่องรับ



รูปที่ 3.8 โพลีชาร์ตการทำงานของวิธีการ PTS based radix-r

จากรูปที่ 3.8 แสดงโพล์ซาร์ตการทำงานของวิธีการ PTS based radix-r โดยมีหลักการทำงานดังนี้ สัญญาณที่ทำการสุ่มนั้นจะถูกแปลงจากสัญญาณแบบอนุกรมไปเป็นสัญญาณแบบขนาน จากนั้นก็จะทำการมอดูเลตสัญญาณแบบ QPSK หรือ QAM ได้สัญญาณทางความถี่แบบขนาน สัญญาณทางความถี่ที่ได้จะถูกแปลงไปเป็นสัญญาณทางเวลาแค่ครั้งเดียว โดยผ่านกระบวนการ IFFT v-th stage จะได้สัญญาณ X^* (จากรูปที่ 3.6) สัญญาณนี้เองจะถูกแบ่งออกเป็นคลัสเตอร์ ซึ่งแต่ละคลัสเตอร์จะถูกผ่านเข้าไปในกระบวนการ IFFT (m-v)-th stage ที่เหลืออยู่ และได้สัญญาณทางเวลา ในกระบวนการนี้เองก็จะทำการคูณสัญญาณทางเวลานี้ด้วยกลุ่มของสัมประสิทธิ์ (Weighting factor) ที่กำหนดไว้ แล้วทำการค้นหาสัญญาณที่มีค่าพีเอพ็อร์น้อยที่สุด โดยใช้วิธีการค้นหาแบบ Optimum searching เมื่อได้กลุ่มสัมประสิทธิ์ที่ต้องการแล้วก็จะทำเลือกกลุ่มสัมประสิทธิ์นั้นคูณเข้าไปกับสัญญาณทางเวลา พร้อมกับส่งกลุ่มของข้อมูลสัมประสิทธิ์ของแต่ละคลัสเตอร์ไปพร้อมกับการส่งสัญญาณออกไปยังเครื่องรับ

3.5 แบบจำลองเครื่องส่งและเครื่องรับของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบที่นำเสนอ

ในวิทยานิพนธ์นี้เสนอวิธีการลดค่าพีเอพ็อร์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม โดยใช้วิธีการจัดลำดับส่วนในการส่ง (PTS) ร่วมกับวิธีการของ D-PTS base radix-4 เพื่อใช้ในการลดความซับซ้อนของระบบ ซึ่งสามารถทำให้สัญญาณมีประสิทธิภาพในการลดค่าพีเอพ็อร์ใกล้เคียงกับวิธีการจัดลำดับส่วนในการส่งพื้นฐาน รวมทั้งยังเสนอวิธีการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์แบบใหม่เพื่อใช้ลดค่าพีเอพ็อร์ซึ่งเรียกว่า Improved-PTS ดังจะกล่าวในส่วนต่อไป

3.5.1 วิธีการลดค่าพีเอพ็อร์โดยการปรับปรุงวิธีการจัดลำดับส่วนในการส่งแบบพื้นฐาน (Improved-PTS)

วิธีการ Improved-PTS บล็อกข้อมูลอินพุตถูกแบ่งออกเป็นคลัสเตอร์ ซึ่งจะเหมือนกันกับวิธีการจัดลำดับส่วนในการส่ง (PTS) รูปแบบพื้นฐาน ความแตกต่างของวิธีที่นำเสนอ นั้นเปรียบเทียบกับรูปแบบพื้นฐาน คือ แต่ละคลัสเตอร์ถูกแบ่งออกเป็นส่วนที่หนึ่งและส่วนที่สอง ซึ่งแสดงในรูปที่ 3.9 ส่วนที่หนึ่งและส่วนที่สองของคลัสเตอร์จะถูกกำหนดด้วยค่าสัมประสิทธิ์ที่ต่างกัน อย่างไรก็ตามค่าสัมประสิทธิ์นี้ถูกพิจารณาความสัมพันธ์ สัญญาณทางความถี่สำหรับวิธีที่นำเสนอสามารถกำหนดให้เป็น [11],[12]

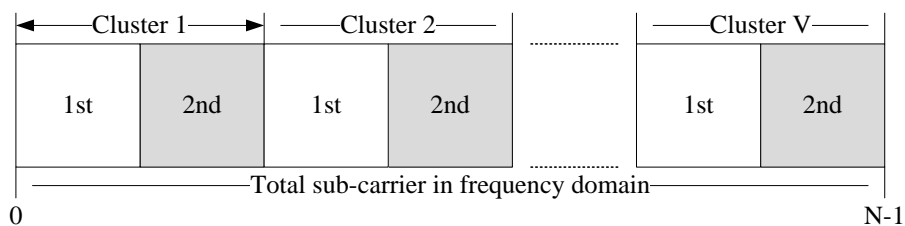
$$x'(n) = \sum_{p=0}^{P-1} (e^{j\theta_p'} x_p'(n) + e^{j\theta_p''} x_p''(n)) \quad (3.28)$$

ที่ $e^{j\theta'_p}$ และ $e^{j\theta''_p}$ คือค่าสัมประสิทธิ์ (weighting factor) สำหรับส่วนที่หนึ่งและส่วนที่สองที่ p -th คลัสเตอร์ตามลำดับ $x'_p(n)$ และ $x''_p(n)$ เป็นข้อมูลของ sub-carrier ของส่วนที่หนึ่งและส่วนที่สองที่ p -th cluster ตามลำดับ ค่าสัมประสิทธิ์ (weighting factor) ของวิธีที่นำเสนอถูกกำหนดไว้ตามสมการ

$$\begin{aligned} \theta'_p &= \chi \theta''_p \\ \theta''_p &= \left\{ \frac{2\pi i}{W} \mid i = 0, 1, \dots, W-1 \right\} \end{aligned} \quad (3.29)$$

ที่ θ'_p คือ สัมประสิทธิ์ของเฟสสำหรับส่วนที่หนึ่ง และ θ''_p สัมประสิทธิ์ของเฟสสำหรับส่วนที่สอง อย่างไรก็ตามความจริงนี้ทำให้ประโยชน์อื่นๆ ในการคำนวณความซับซ้อนสำหรับวิธีที่นำเสนอซึ่งเปรียบเทียบในกรณี ที่ $\chi = 0.5$ ถ้า α เป็นศูนย์ค่าเฟสของส่วนที่สองของคลัสเตอร์สามารถเป็น $\phi_2^{(v)} = \alpha \phi_1^{(v)} = 0$ และค่าสัมประสิทธิ์ (weighting factor) สำหรับส่วนที่สองของคลัสเตอร์กลายเป็น $b_2^{(v)} = e^{j\phi_2^{(v)}} = 1$ นั่นหมายความว่าวิธีที่นำเสนอสามารถใช้สัญญาณทางเวลาตัวเดิมโดยปราศจากการคูณค่าสัมประสิทธิ์สำหรับครึ่งส่วนของ Sub-carriers เมื่อพิจารณาจากสมการที่ (3.28) จะเห็นได้ว่าทั้งวิธีการแบบ PTS พื้นฐานและแบบ Improved-PTS จะมีจำนวนของเฟสแพกเตอร์ (W) ที่เท่ากัน โดยที่จะมีการพิจารณาค่าสัมประสิทธิ์ภายใต้เงื่อนไขตามสมการ

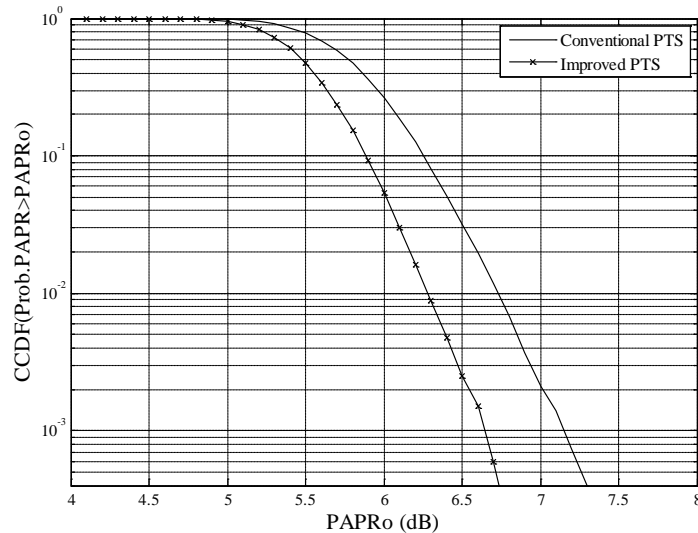
$$\tilde{V} = \arg \min_{0 \leq w \leq W} \max_{0 \leq n \leq N-1} \left| \sum_{v=1}^V (b_k^{(v)} \cdot X_k^{(v)} + b_k^{(v)} \cdot X_k^{(v)}) \right| \quad (3.30)$$



รูปที่ 3.9 โครงสร้างของสัญญาณ OFDM สำหรับวิธีการ Improved-PTS

จากผลลัพธ์ที่กล่าวมา รูปที่ 3.10 แสดงค่าประสิทธิภาพเฉลี่ยอัตราส่วนกำลังสูงสุดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณ (PAPR) สำหรับวิธีที่นำเสนอเมื่อทำการเปลี่ยน χ ประสิทธิภาพของอัตราส่วนกำลังสูงสุดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณ (PAPR) ที่ดีที่สุดก็ต่อเมื่อ χ เท่ากับศูนย์และวิธีที่นำเสนอด้วย $\chi = 0$ สามารถลดการคำนวณความซับซ้อนได้ จากความจริงนี้วิธีที่นำเสนอแสดงค่าอัตราส่วนกำลังสูงสุดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณ (PAPR) ที่ดีกว่าวิธีการ PTS รูปแบบพื้นฐานและ DIF-PTS โดยที่ยังคงใช้ขนาดกลุ่มของข้อมูลสัมประสิทธิ์เท่าเดิมและยังลดการคำนวณความซับซ้อนได้ดีกว่าเมื่อ

เปรียบเทียบกับ PTS รูปแบบพื้นฐาน ซึ่งจะแสดงประสิทธิภาพของการลดค่าพีเอพียาร์เปรียบเทียบระหว่างวิธีการ PTS แบบพื้นฐานกับวิธีการ Improved PTS ไว้ในรูปที่ 3.10 โดยทั้งสองวิธีจะใช้การมอดูเลชันแบบ 16QAM และกำหนดจำนวนคลื่นพาย้อยเท่ากับ 64 คลื่นพาย้อย จำนวนบล็อกย่อยเท่ากับ 4 บล็อกย่อย และจำนวนเฟสแพกเตอร์เท่ากับ 4 เฟส

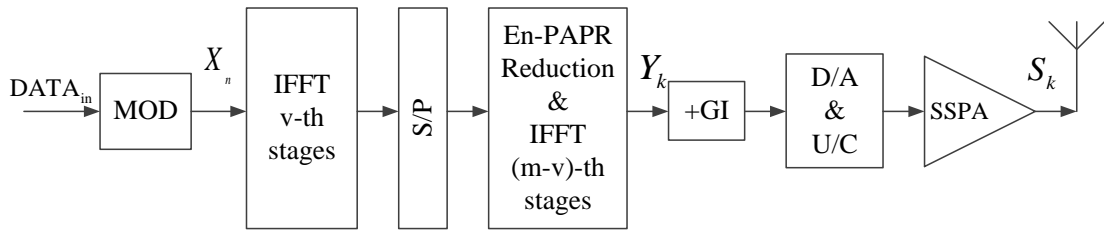


รูปที่ 3.10 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพค่าเอพียาร์ระหว่างวิธีการ PTS แบบพื้นฐานกับวิธีการ Improved PTS

3.5.2 แบบจำลองของเครื่องส่งที่นำเสนอ

รูปที่ 3.11 แสดงโครงสร้างของเครื่องส่งที่นำเสนอ โดยที่ในส่วนของ En-PAPR Reduction เป็นส่วนที่ทำหน้าที่ในการลดค่าพีเอพียาร์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม เริ่มต้นกระบวนการทำงานเมื่อสัญญาณโอเอฟดีเอ็มถูกแยกจากข้อมูลอนุกรมแปลงไปเป็นข้อมูลขนานจะเข้ามาทำการมอดูเลตสัญญาณทั้งแบบ QPSK หรือ QAM ได้สัญญาณเอาท์พุทเป็น X_n จากนั้นสัญญาณนี้จะทำถูกแปลงจากสัญญาณทางความถี่ไปเป็นทางเวลาโดย IFFT ที่ stage v สัญญาณเอาท์พุทที่ได้นั้นก็จะถูกแบ่งออกเป็นคลัสเตอร์ เพื่อที่จะเข้าไปทำการแปลงเป็นสัญญาณทางเวลาโดย IFFT ส่วนที่เหลืออยู่ ($m-v$ stages) จากนั้นสัญญาณเอาท์พุทที่ได้ซึ่งเป็นสัญญาณทางเวลาจะถูกแบ่งออกเป็นส่วนที่หนึ่งและส่วนที่สอง แล้วถูกคูณด้วยค่า Weighting factor ที่ได้อธิบายไว้ในข้างต้น ซึ่งกระบวนการนี้เป็นการลดค่าพีเอพียาร์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งกระบวนการนี้จะทำการหาชุดของข้อมูลที่มีค่าพีเอพียาร์ต่ำที่สุดแล้วจะทำการรวมสัญญาณที่ถูกแบ่งออกคลัสเตอร์ให้เป็นสัญญาณเดียว จากนั้นก็จะทำการเพิ่มช่วงเวลาป้องกัน (GI) เข้าไปในสัญญาณผ่านกระบวนการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก (D/A: Digital to Analog converter) แล้วไปเข้ากระบวนการเพิ่มระดับความถี่ (U/C: Up

converter) จากนั้นผ่านเข้าไปยังเครื่องขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นชนิด SSPA ก่อนส่งออกไปยังเครื่องรับที่ได้ออกแบบไว้สำหรับวิธีการที่นำเสนอ



รูปที่ 3.11 โครงสร้างของเครื่องส่งที่นำเสนอ

3.5.3 แบบจำลองของเครื่องรับที่นำเสนอ

สัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ส่งมาจากเครื่องส่งคือ S_k ผ่านช่องสัญญาณมายังเครื่องรับ ซึ่งมีสัญญาณรบกวนจากสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน (AWGN) และหลังจากผ่านการซิงโครไนซ์ และทำการแยกเอาค่าช่วงเวลาป้องกัน (GI) ออก จะได้สัญญาณตามสมการที่ (3.31)

$$r_k = \sum_{m=0}^{N-1} h_m s_{(k-m)N} + AWGN \quad ; 0 \leq k \leq N-1 \quad (3.31)$$

เมื่อ h_m คือค่าการตอบสนองสัญญาณอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ และจากสมการที่ (3.31) ทำการแปลงสัญญาณโอเอฟดีเอ็มทางเวลาให้อยู่ในรูปสัญญาณทางความถี่ โดยใช้ FFT จะได้

$$\begin{aligned} Z_n &= FFT \{ r_k \} \\ &= S_n H_n + W_n \quad ; 0 \leq n \leq N-1 \end{aligned} \quad (3.32)$$

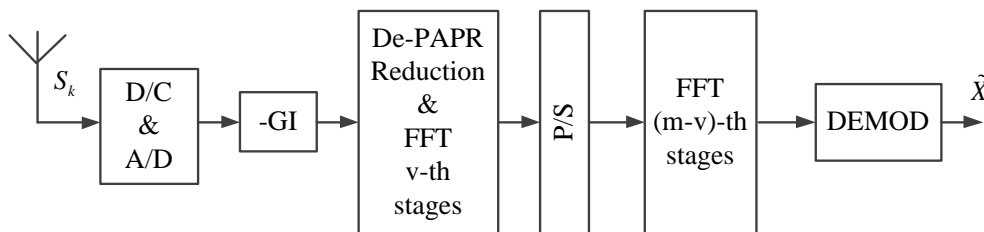
และ H_n คือค่าการตอบสนองสัญญาณอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ และ W_n คือสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจาก AWGN และจากสมการที่ (3.32) เมื่อทำการตัดข้อมูลศูนย์ (Zero padding) ออกจากหัวและท้ายของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มจะได้สัญญาณโอเอฟดีเอ็ม Z_i ดังสมการที่ (3.33)

$$Z_i = \begin{cases} 0 & ; 0 \leq n \leq ((N-M)/2) - 1 \\ S_n H_n & ; ((N-M)/2) \leq n \leq ((N+M)/2) - 2 \\ 0 & ; ((N+M)/2) - 1 \leq n \leq N-1 \end{cases} \quad (3.33)$$

จากนั้นทำการปรับระดับสัญญาณ (Equalization) ก่อนที่จะตีมอดูเลต เนื่องจากสัญญาณโอเอพดีเอ็มที่ส่งจากเครื่องส่งมายังเครื่องรับนั้น อาจเกิดการหักล้างหรือเสริมกันทางแอมพลิจูดและทางเฟสของสัญญาณ เนื่องจากเดินทางผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาท และสัญญาณที่ได้จากการปรับระดับสัญญาณสามารถแสดงได้ตามสมการที่ (3.34)

$$\hat{Y}_l = \frac{Z_l}{\eta_l} \quad (3.34)$$

ส่วนขั้นตอนการทำงานของเครื่องรับที่นำเสนอ นั้นมีลักษณะการทำงานตรงข้ามกับเครื่องส่งก็คือ เมื่อสัญญาณที่ทางรับได้ทางเครื่องรับ จะต้องผ่านกระบวนการลดระดับความถี่ลง (D/C: down converter) จากนั้นสัญญาณจะส่งต่อเข้าวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกที่ได้รับมาเป็นสัญญาณดิจิทัล (A/D: Analog to Digital converter) จากนั้นจะทำการตัด GI ออกแล้วนำสัญญาณไปเข้ากระบวนการนำค่าสัญญาณเดิมกลับมา (De-PAPR reduction) โดยการนำสัญญาณคูณกับ Weighting factor กลับคืนมา จากนั้นก็ทำการแปลงสัญญาณจากทางเวลาเป็นทางความถี่โดยผ่าน FFT ที่ stage v และ แปลงสัญญาณจากข้อมูลขนานเป็นข้อมูลอนุกรมเข้าสู่กระบวนการ FFT ที่ m-v stage ที่เหลืออยู่ สุดท้ายก็ทำการนำสัญญาณเอาทพุทของ FFT มาทำการตีมอดูเลตได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมา ซึ่งข้อมูลที่ได้นั้นจะมาพร้อมกับสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนซึ่งได้กล่าวไว้ข้างต้น



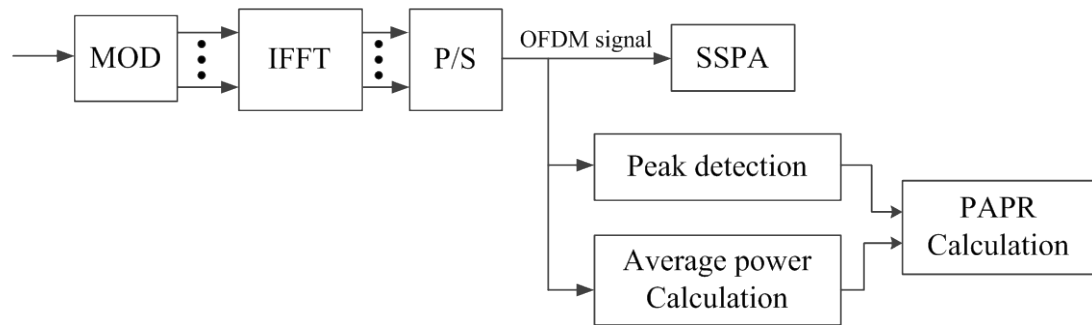
รูปที่ 3.12 โครงสร้างของเครื่องรับที่นำเสนอ

3.6 การหาค่าประสิทธิภาพของระบบ

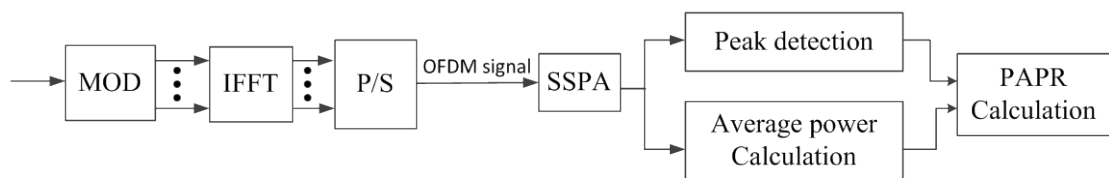
3.6.1 การหาค่าพีเอพียอร์ (PAPR)

ในการหาค่าพีเอพียอร์ของสัญญาณโอเอพดีเอ็ม จะทำการตรวจจับค่ากำลังงานสูงสุดของสัญญาณในแต่ละช่วงเวลา 1 สัญลักษณ์ เทียบกับค่ากำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณที่ได้จากการคำนวณโดย พีเอพียอร์ที่มีค่าเท่า Peak power/Average power ซึ่งในรูปที่ 3.13 แสดง

บล็อกไดอะแกรมการหาค่าพีเอพียาร์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม และในรูปที่ 3.14 แสดง บล็อกไดอะแกรมการหาค่าพีเอพียาร์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ผ่านกระบวนการลดค่าพีเอพียาร์

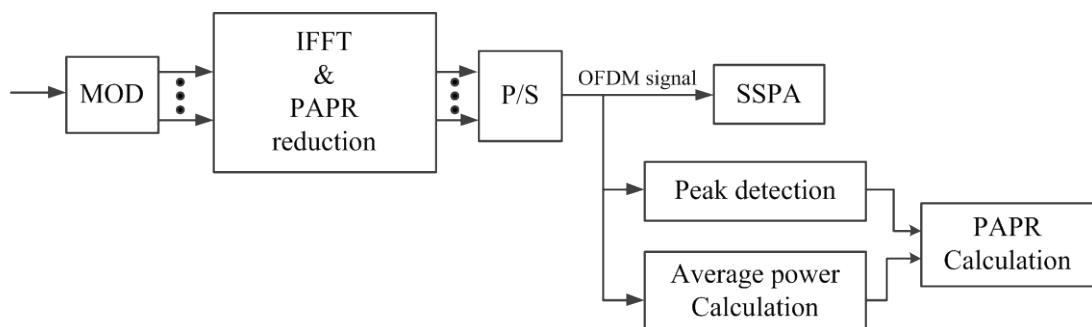


(ก) ช่องสัญญาณแบบเป็นเชิงเส้น

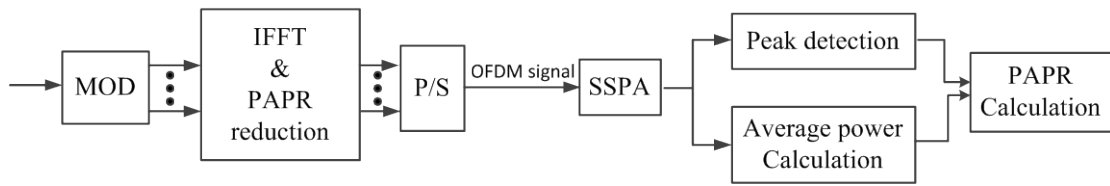


(ข) ช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น

รูปที่ 3.13 บล็อกไดอะแกรมการหาค่าพีเอพียาร์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแบบพื้นฐาน



(ก) ช่องสัญญาณแบบเป็นเชิงเส้น

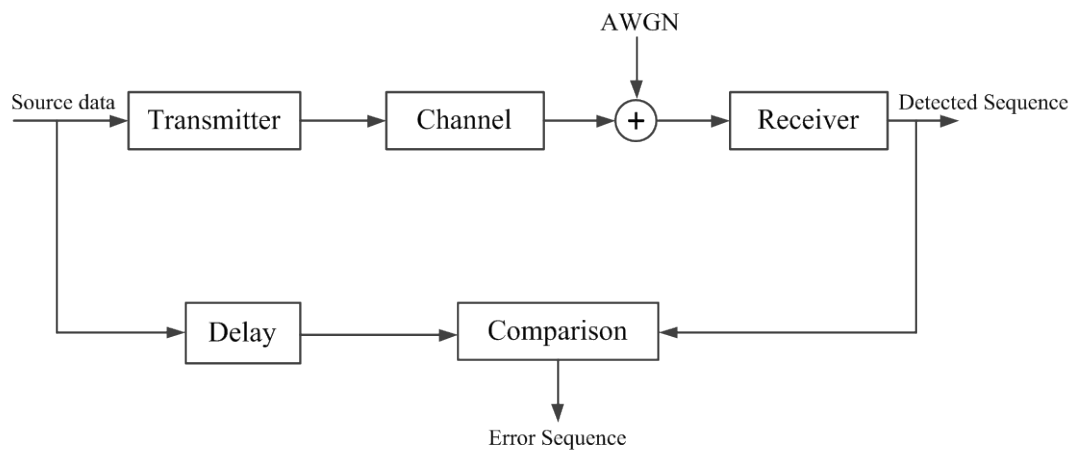


(ข) ช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น

รูปที่ 3.14 บล็อกไดอะแกรมการหาค่าพีเอพียอร์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแบบที่นำเสนอโดยผ่านกระบวนการลดค่าพีเอพียอร์

3.6.2 การหาค่าอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล (BER)

ในการหาค่าอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูล (BER) ของระบบ จะทำการเปรียบเทียบระหว่างข้อมูลที่ถูกส่งมาจากเครื่องส่งเทียบกับข้อมูลที่ตีมอดูเลตได้ทางเครื่องรับ ซึ่งในการระบุค่าอัตราการผิดพลาดของบิตข้อมูลนั้น จะบอกค่าจำนวนบิตที่ผิดเทียบกับจำนวนบิตทั้งหมดที่ส่งออกมาจากเครื่องส่ง โดยมีวิธีในการหาค่าอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูล ดังรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 บล็อกไดอะแกรมการหาค่าอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูล (BER) ของระบบ

และจากค่าทั้งหมดที่ได้กล่าวมาในบทที่ 3 นี้ ไม่ว่าจะเป็นกระบวนการลดค่าพีเอพียอร์ของระบบโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งใช้วิธีการจัดลำดับส่วนในการส่ง ในที่นี้จะแสดงถึงระบบที่แตกต่างกันทั้งหมด 3 ระบบเพื่อทำการเปรียบเทียบ ได้แก่ระบบแรกเป็นการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ทำงานร่วมกับวิธีการ

จัดลำดับส่วนในการส่งแบบพื้นฐาน ต่อมาแบบที่สองจะเป็นการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ทำการร่วมกับวิธีการ D-PTS based on radix-2 และแบบสุดท้ายคือแบบที่ได้นำเสนอก็คือ การกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ทำการร่วมกับวิธีการ D-PTS based on Extended Split-Radix โดยทั้งหมดที่กล่าวมาแล้วในบทนี้ สำหรับการประมวลผลจำลองระบบทั้งหมดจะกล่าวในบทที่ 4 ต่อไป

บทที่ 4

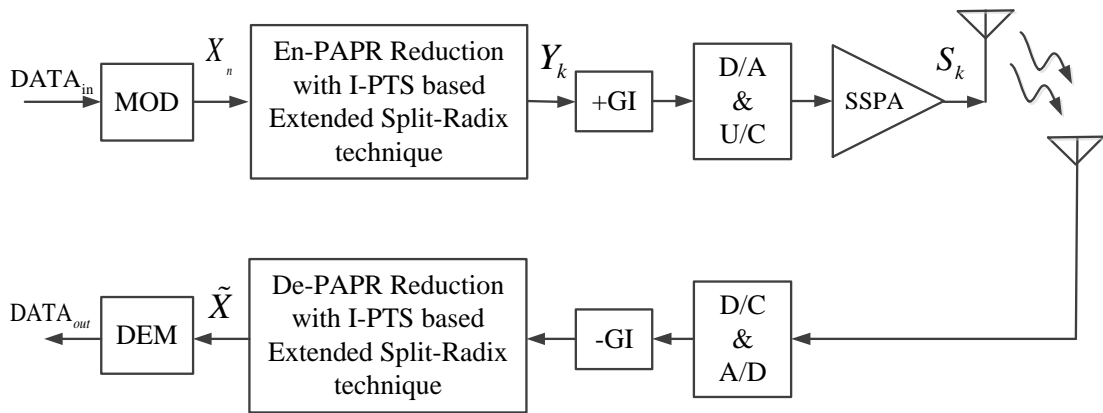
การหาค่าประสิทธิภาพของระบบ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการหาค่าประสิทธิภาพของวิธีการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ร่วมกับการแปลงฟูรีเยร์ Extended Split-Radix เพื่อลดความซับซ้อนสำหรับการลดค่าพีเอพ็อดของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม และทำการเปรียบเทียบโดยการจำลองการทำงานของวิธีที่นำเสนอกับวิธีแบบพื้นฐาน โดยในวิทยานิพนธ์นี้เสนอวิธีการลดค่าพีเอพ็อดด้วยการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมคูณเข้ากับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มเพื่อลดค่าพีเอพ็อด ซึ่งได้จากวิธีการคำนวณในแบบที่นำเสนอ ซึ่งได้อธิบายไว้โดยละเอียดไปในบทที่ 3 ค่าประสิทธิภาพในด้านต่างๆ จะแสดงเป็นลำดับดังนี้ ลำดับแรกคือการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์เพื่อหาค่าสัมประสิทธิ์ที่สามารถลดค่าพีเอพ็อดที่ดีที่สุด ซึ่งจะใช้ค่าสัมประสิทธิ์นี้ในการจำลองการทำงานของวิธีที่นำเสนอ ลำดับที่สองการเปรียบเทียบค่าพีเอพ็อดแบบคอมพรีเมนทารีคอมมิวนิตีฟิตีสติบิวฟังก์ชัน (CCDF: Complementary Cumulative Distribution Function) ระหว่างการส่งแบบจัดลำดับส่วนในการส่งแบบพื้นฐาน วิธีการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ร่วมกับการแปลงฟูรีเยร์ Radix-2 และวิธีการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ร่วมกับการแปลงฟูรีเยร์ Extended Split-Radix ซึ่งเป็นวิธีที่นำเสนอ ลำดับที่สามจะแสดงประสิทธิภาพอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูล ซึ่งเป็นส่วนสำคัญที่สุดเนื่องจากการบ่งชี้ถึงระบบว่าดีมากน้อยเพียงใด และในลำดับสุดท้ายจะแสดงการคำนวณการเปรียบเทียบความซับซ้อนของระบบที่นำเสนอเปรียบเทียบกับระบบแบบพื้นฐาน ดังจะแสดงเป็นลำดับต่อไปนี้

4.1 แบบจำลองที่ใช้ในการจำลองระบบ

การส่งสัญญาณในระบบโอเอฟดีเอ็ม สัญญาณที่ส่งจากเครื่องส่งสัญญาณจะถูกป้อนเข้าเครื่องขยายสัญญาณ เพื่อส่งสัญญาณออกอากาศได้โดยใช้วงจรถยายภาคสุดท้ายเพื่อให้กำลังของสัญญาณแรงและสามารถส่งสัญญาณนั้นไปได้ไกล แต่เนื่องจากวงจรถยายมีความไม่เป็นเชิงเส้นทำให้สัญญาณบางส่วนถูกตัดออก กลายเป็นสัญญาณรบกวนเมื่อสัญญาณเดินทางไปถึงเครื่องรับ โดยในวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้วงจรถยายสัญญาณแบบ SSPA ซึ่งคุณสมบัติความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรถยายนี้สามารถกำหนดได้จากสมการที่ (2.43) และ (2.44) โดยกำหนดได้จากพารามิเตอร์ r เมื่อพารามิเตอร์ r มีค่าสูงขึ้นตามคุณสมบัติของวงจรถยายจะเป็นเชิงเส้น ในทางตรงข้ามคือพารามิเตอร์ r มีค่าน้อยลงจะทำให้วงจรถยายมีความไม่เป็นเชิงเส้นมากขึ้น คุณสมบัติแบบไม่เป็นเชิงเส้นเมื่อค่าพารามิเตอร์ r เปลี่ยนแปลงค่าสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.20 ในทางปฏิบัติแล้วค่าพารามิเตอร์ r จะอยู่ที่ประมาณ r เท่ากับ 2 ซึ่งเป็นวงจรถยายสัญญาณที่ใกล้เคียงในทาง

ปฏิบัติ ดังนั้นในการจำลองการทำงานในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ r เท่ากับ 2 ทั้งหมดในการหาค่าประสิทธิภาพต่างๆ ทั้งวิธีการทั่วไปและวิธีการที่นำเสนอ



รูปที่ 4.1 แบบจำลองของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบปรับปรุงวิธีการจัดลำดับส่วนในการส่ง โดยการแปลงฟูรีเยร์ Extended Split-Radix

จากรูปที่ 4.1 เป็นรูปแสดงระบบโอเอฟดีเอ็มแบบปรับปรุงวิธีการจัดลำดับส่วนในการส่งโดยการแปลงฟูรีเยร์ Extended Split-Radix ซึ่งเป็นวิธีที่นำเสนอที่ประกอบด้วยในส่วนเครื่องส่งและเครื่องรับ ในแบบจำลองนี้เป็นการปรับปรุงทั้งในส่วนเครื่องส่งและเครื่องรับ โดยปรับปรุงใช้วิธีการจัดลำดับส่วนในการส่งประยุกต์ ร่วมกับการแปลงฟูรีเยร์ Extended Split-Radix เพื่อลดความซับซ้อนในการคำนวณอีกทั้งยังใช้วิธีการกำหนดสัมประสิทธิ์เพื่อลดค่าพีเอพียาร์และยังทำให้ขนาดกลุ่มของข้อมูลสัมประสิทธิ์ไม่เพิ่มขึ้นอีกด้วย

4.2 การกำหนดจุดการขยายสัญญาณให้กับเครื่องขยายสัญญาณ

ข้อจำกัดของวิธีการมอดูเลตของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มคือมีการแกว่งของสัญญาณมาก หรือมีค่าพีเอพียาร์สูงดังแสดงได้ดังรูปที่ 4.2 เส้นปะเป็นตัวอย่างของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแกนเวลาทางด้านอินพุทของวงจรขยายทางด้านเครื่องส่ง ในการจำลองการทำงานนี้กำหนดให้ อัตราการขยายของวงจรแบบไม่เป็นเชิงเส้นนี้มีค่าเท่ากับ 1 เพื่อให้ง่ายต่อการสังเกต เมื่อสัญญาณเอาต์พุทของวงจรขยายที่ไม่เป็นเชิงเส้น สัญญาณโอเอฟดีเอ็มจะถูกขลิบ (Clip) หรือตัดที่บริเวณส่วนยอดของสัญญาณ ซึ่งการขลิบสัญญาณส่วนยอดนี้จะส่งผลให้เกิดสัญญาณรบกวนหรือที่เรียกว่าอินเตอร์มอดูเลชันนอยส์ (Inter-Modulation Noise) สาเหตุการขลิบของสัญญาณนี้มาจากที่จุดการทำงานของวงจรขยายใกล้จุดอิ่มตัว ทำให้สัญญาณที่มีค่าสูงกว่าจุดอิ่มตัวไม่สามารถที่จะขยายได้จึงเกิดการขลิบขึ้นเสมือนกับตัดที่ส่วนยอดของสัญญาณ อินเตอร์มอดูเลชันนอยส์นี้ ซึ่งจะส่งผลให้สมรรถนะของอัตราการความผิดพลาดบิตข้อมูลสูงขึ้น หรือนั้นอีกความหมายหนึ่งคือสมรรถนะของระบบลดลง

นั่นเองวิธีการอย่างที่จะลดอัตราความบิดเบี้ยวของข้อมูล คือ การกำหนดจุดการทำงานของ วงจรขยายให้ห่างจากจุดการทำงานอิมิตัวของวงจรขยาย ซึ่งจุดการทำงานของวงจรขยายสามารถ กำหนดได้ดังสมการดังต่อไปนี้

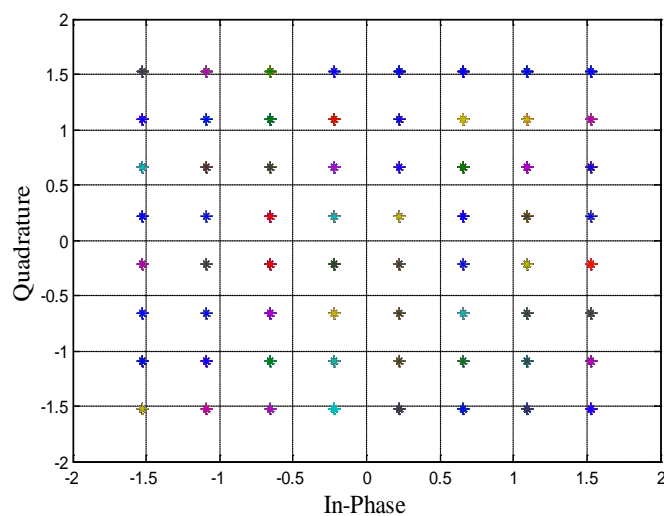
$$IBO = 10 \log \frac{P_{in}}{P_{out}} \quad (4.1)$$

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

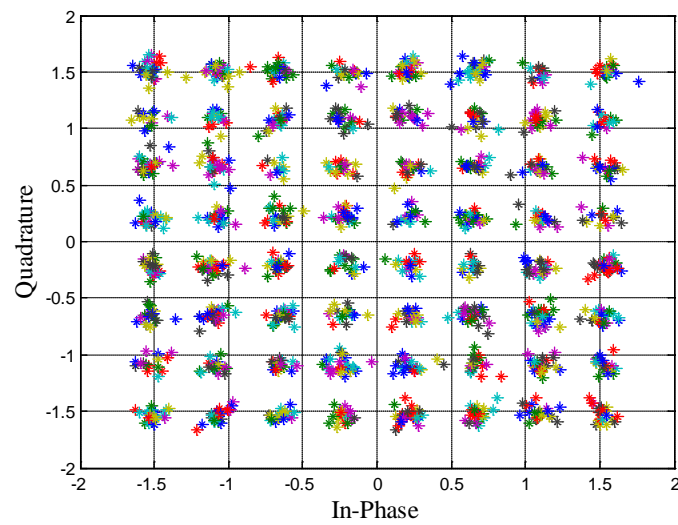
P_{in} คือ ค่ากำลังงานของสัญญาณไอเอฟทีเอ็มทางด้านอินพุท

P_{out} คือ ค่ากำลังงานของสัญญาณไอเอฟทีเอ็มทางด้านเอาต์พุท

เพื่อให้ง่ายต่อการอธิบายเกี่ยวกับสัญญาณรบกวนที่เกิดจากวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้นนี้ สามารถแสดงสัญญาณอินพุท-เอาต์พุทของสัญญาณไอเอฟทีเอ็มในแกนความถี่ ได้ดังรูปที่ 4.2(a) และ 4.2(b) ตามลำดับจากทั้งสองรูปนี้จะสังเกตเห็นได้ชัดเจนว่า สัญญาณอินพุทที่สัญญาณผ่านการมอดูเลตแบบ 64QAM นั้นค่าของสแคทเทอร์ไดอะแกรม (Scatter Diagram) แต่ละกลุ่มข้อมูลจะเป็นจุดเดียวกัน หรือ อีกความหมายหนึ่งคือไม่มีสัญญาณรบกวนอยู่ ต่างจากรูปที่ 4.2(b) ซึ่งสแคทเทอร์ไดอะแกรมแต่ละกลุ่มข้อมูลจะมีลักษณะเป็นกลุ่มก้อนไม่เป็นจุดๆ เดียว ซึ่งเกิดจากมีสัญญาณรบกวนรวมอยู่ด้วยลักษณะของสแคทเทอร์ไดอะแกรมแต่ละกลุ่มข้อมูลจะมีลักษณะเป็นกลุ่มก้อนนี้ใหญ่หรือเล็กขึ้นอยู่กับกำลังงานของสัญญาณรบกวน หนึ่งในวิธีการเพื่อลดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากวงจรขยายนั้นก็คือ การลดค่าพีเอพีเออาร์ให้ได้มากที่สุด



(ก) สัญญาณก่อนผ่านวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น



(ข) สัญญาณเมื่อผ่านวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น

รูปที่ 4.2 ตัวอย่างสแคทเทอร์ไดอะแกรมของสัญญาณ 64QAM ในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น

4.3 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ

พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB ในการจำลองระบบโดย จะทำการจำลองการทำงานเปรียบเทียบแบบพื้นฐานเปรียบเทียบกับวิธีการที่เสนอ ในการจำลองการทำงานกำหนดให้เครื่องรับเป็นโคฮีเรนต์ดีเทคเตอร์ (Coherent detector) และการซิงโครไนซ์เป็นแบบอุดมคติ (Ideal synchronization)

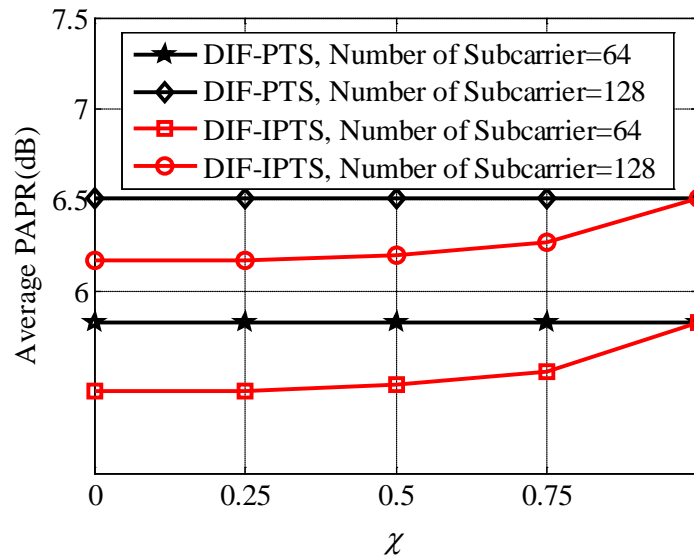
ตารางที่ 4.1 ตารางค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบ

ข้อมูล	พารามิเตอร์
Modulation	QPSK, 16QAM, and 64QAM
Demodulation	Coherent
Allocated bandwidth	5MHz
Number of FFT points (N)	128, 256
Number of sub-carriers (M)	64, 128
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 เพื่อที่จะให้ผลของการจำลองมีตัวแปรที่มีผลต่อประสิทธิภาพของระบบเข้ามาร่วมวิเคราะห์ ซึ่งจะใช้พารามิเตอร์ทั้งหมดนี้สำหรับจำลองทุกระบบที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

4.4 ประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพ็อดโดยการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์

ในการจำลองการทำงานในเทคนิคที่นำเสนอนี้เป็นการเสนอเทคนิคการลดค่าพีเอพ็อด โดยใช้วิธีการปรับปรุงจากวิธีการจัดลำดับส่วนในการส่งแบบพื้นฐานร่วมกับแนวคิดการกำหนดสัมประสิทธิ์ ซึ่งวิธีการนี้จะถูกเรียกว่า Improved PTS โดยจะทำการเปรียบเทียบถึงประสิทธิภาพในกระบวนการของการลดค่าพีเอพ็อดให้กับระบบ



รูปที่ 4.3 การเปรียบเทียบค่าพีเอพอาร์เมื่อมีการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์

จากรูปที่ 4.3 เป็นการเปรียบเทียบกันระหว่างวิธีการจัดลำดับส่วนในการส่งแบบลดทอนทางความถี่ (DIF-PTS) และวิธีการจัดลำดับส่วนในการส่งแบบกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ใหม่แบบลดทอนทางความถี่ (DIF-IPTS) โดยแสดงผ่านกราฟเปรียบเทียบค่าพีเอพอาร์เฉลี่ย ซึ่งกำหนดให้ค่า χ มีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1 และจากกราฟจะเห็นได้ว่าทั้งวิธีการ DIF-PTS และ DIF-IPTS มีค่าพีเอพอาร์ที่ลดลงต่ำที่สุดเมื่อ $\chi = 0$ ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ที่ $\chi = 0$ ใช้งานร่วมกับวิธีการ IPTS based Extended Split-Radix เพื่อลดความซับซ้อนของวิธีการ PTS โดยจะกำหนดให้ใช้การมอดูเลตแบบ 64QAM จำนวนคลื่นพาห่อย่อยเท่ากับ 64 และจำนวนคลัสเตอร์เท่ากับ 4

4.5 ประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพอาร์ที่เสนอเปรียบเทียบกับแบบ PTS แบบพื้นฐาน

ในการจำลองการทำงานในเทคนิคที่เสนอนี้เป็นการเสนอเทคนิคการลดค่าพีเอพอาร์ โดยใช้วิธีปรับปรุงจากวิธีการจัดลำดับส่วนในการส่งเดิม โดยการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ ซึ่งวิธีการนี้เรียกว่าวิธีการจัดลำดับส่วนในการส่งแบบกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ใหม่ (Improved PTS) หลักการคือทำการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ระหว่างส่วนที่หนึ่งและส่วนที่สองของกลุ่มสัมประสิทธิ์ที่ใช้คุณเข้ากับสัญญาณร่วมกับแนวคิดของวิธีการลดความซับซ้อนของระบบของวิธีการ DIF-PTS ที่ตำแหน่งกึ่งกลางสเตทของกระบวนการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็ว ในการออกแบบระบบเพื่อหาประสิทธิภาพพีเอพอาร์ของระบบนอกจากจะคำนึงในส่วนของวิธีการลดค่าแล้ว ยังได้ทำการออกแบบภายใต้สัญญาณอนาล็อกฟิลเตอร์ เพื่อการจัดการซ้อนทับ (Aliasing) ที่เกิดขึ้นกับเอาต์พุตในกระบวนการแปลงดิจิตอลเป็นอนาล็อกเมื่ออัตราการสุ่มค่ามากกว่าอัตราของไนควิสต์ (Nyquist Sampling) แต่วิธีการลดค่าพีเอพอาร์นี้จะตั้งอยู่บนพื้นฐานของกระบวนการทางดิจิตอล (Digital Processing) ด้วยเทคนิคที่

นำเสนอนี้รวมถึงการใช้การสุ่มสัญญาณในแกนเวลา ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จำนวนสัญญาณที่สุ่มทางเวลาจะพิจารณาที่สัญญาณอนาล็อกในการหาค่าประสิทธิภาพของพีเอพ็อด โดยจะแสดงการทดลองเป็นลำดับดังนี้

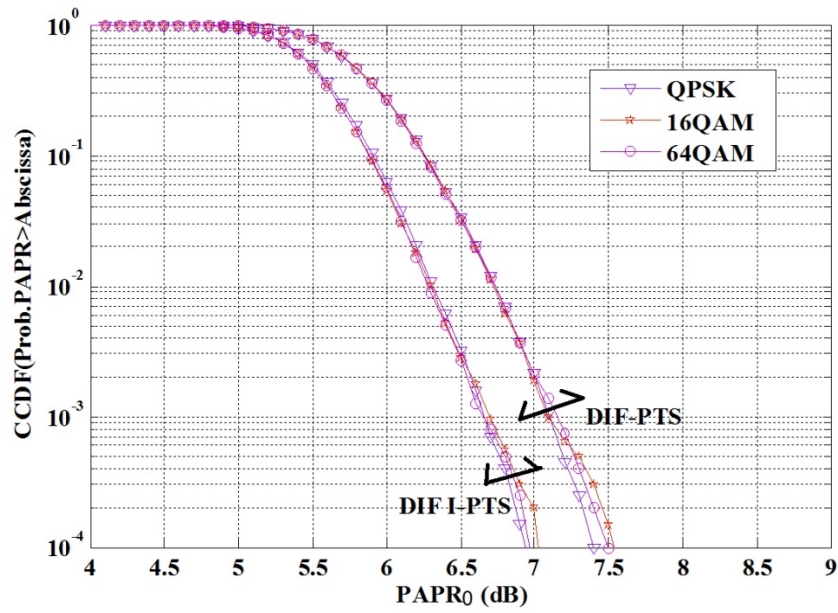
$$PAPR = 10 \log \left(\frac{P_{\max}}{P_{av}} \right) \quad (4.2)$$

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

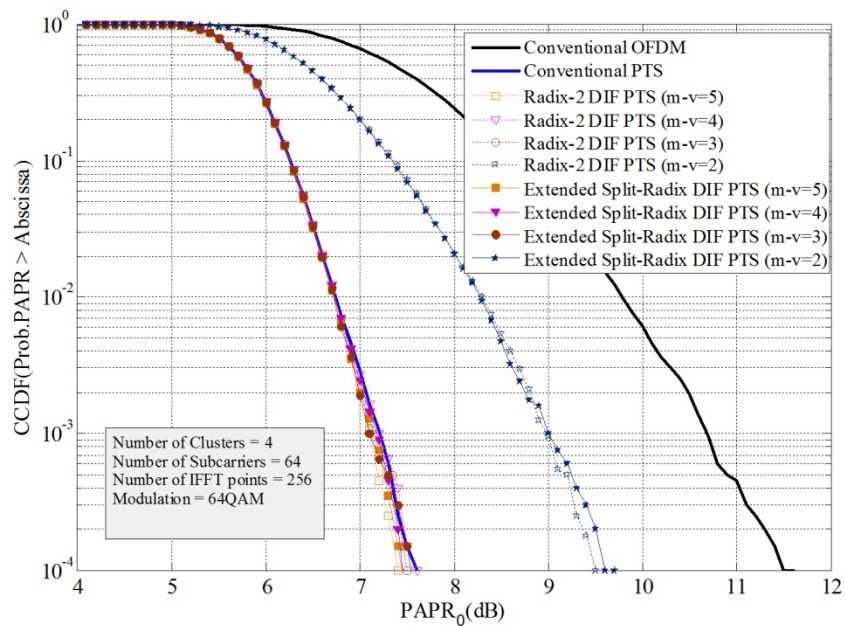
กำหนดให้ $|x(t)|$ เป็นขนาดของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มทางด้านแกนเวลาซึ่งวิธีการหาค่าสมรรถนะของระบบและค่าพีเอพ็อดนั้น วิธีการหาจะใช้ทฤษฎีความน่าจะเป็นของการเกิดค่าพีเอพ็อดกับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแต่ละสัญลักษณ์ที่มีค่าสูงกว่าค่าที่กำหนดไว้ ยกตัวอย่างเช่นกำหนด $PAPR_0$ เป็นค่าคงที่ใดๆ เพื่อใช้ในการหาค่าความน่าจะเป็นของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มซึ่งเป็น วิธีการหาค่าความน่าจะเป็นแบบ คอมพรีเมนทารีคอมมิวนิตีพดีสตีบิวฟังก์ชัน (CCDF: Complementary Cumulative Distribution Function) โดยแสดงความสัมพันธ์ทางสมการได้ดังนี้

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

และในรูปที่ 4.4 เป็นการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของการลดค่าพีเอพ็อดให้กับระบบโดยจะเปรียบเทียบค่าพีเอพ็อดของสัญญาณเมื่อผ่านการลดค่าพีเอพ็อดโดยวิธีการ DIF PTS and DIF Improved PTS เมื่อการมอดูเลตเป็นแบบ QPSK, 16QAM และ 64QAM และกำหนดให้จำนวนคลื่นพาร์ย่อยเท่ากับ 64 คลื่นพาร์ย่อย จำนวนบล็อทย่อยเท่ากับ 4 บล็อทย่อย และจำนวนเฟสแพคเตอร์เท่ากับ 4 เฟส จากกราฟที่ตำแหน่ง CCDF (Prob.PAPR>abscissa) เท่ากับ 10^{-2} ค่าพีเอพ็อดของวิธีการ DIF-PTS จะเท่ากับ 6.75 dB ส่วนค่าพีเอพ็อดของวิธีการ DIF I-PTS จะเท่ากับ 6.25 dB ดังนั้นจากรูปที่ 4.4 จะเห็นได้ว่าวิธีการกำหนดสัมประสิทธิ์ที่นำเสนอสามารถลดค่าพีเอพ็อดได้ดีกว่าวิธีการ PTS แบบพื้นฐาน โดยที่ขนาดของกลุ่มข้อมูลสัมประสิทธิ์ที่ใช้ในการส่งผ่านไปยังเครื่องรับนั้นมีขนาดเท่ากับวิธีการ PTS แบบพื้นฐานในทุกๆการมอดูเลตแบบ QPSK, 16QAM และ 64 QAM

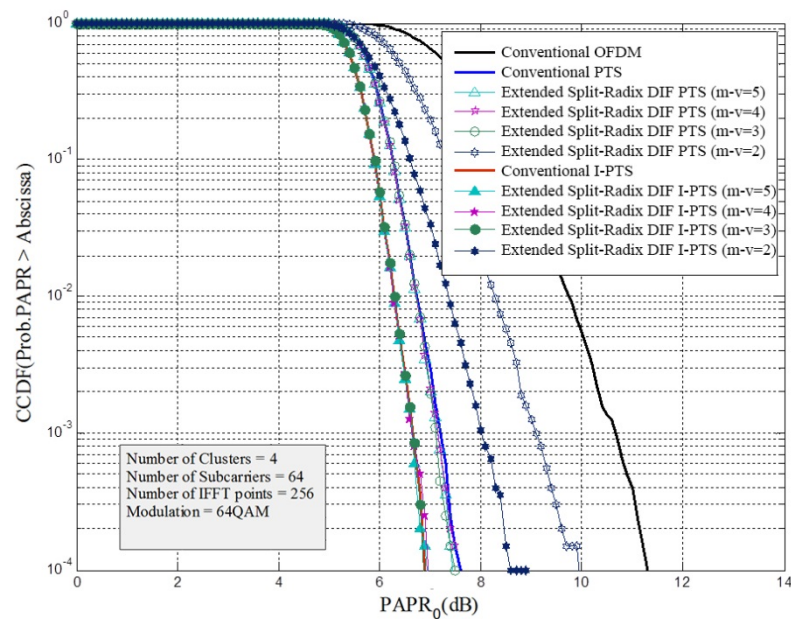


รูปที่ 4.4 การเปรียบเทียบค่าพีเอพอาร์เมื่อมีการมอดูเลตในรูปแบบที่ต่างกัน



รูปที่ 4.5 การเปรียบเทียบค่าพีเอพอาร์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มระหว่างวิธีการปรับปรุง PTS แบบพื้นฐาน, DIF-PTS radix-2 และ DIF-PTS Extended Split-Radix

จากรูปที่ 4.5 แสดงความน่าจะเป็นของอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุด (PAPR) ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ได้จากการจำลองการทำงานของระบบ เปรียบเทียบกับระหว่างวิธีการ Radix-2 DIF PTS กับวิธีการ Extended Split-Radix DIF PTS เมื่อการมอดูเลตเป็นแบบ 64QAM และกำหนดให้จำนวนคลื่นพาห่อย่อยเท่ากับ 64 คลื่นพาห่อย่อย จำนวนบล็อทย่อยเท่ากับ 4 บล็อทย่อย และจำนวนเฟสแพลคเตอร์เท่ากับ 4 เฟส จากกราฟที่ตำแหน่ง CCDF (Prob.PAPR>abscissa) เท่ากับ 10^{-2} ค่าพีเอพียอร์ของวิธีการ Radix-2 DIF-PTS ที่ m-v เท่ากับ 3,4,5 และ 6 จะเท่ากับ 6.75 dB ส่วนค่าพีเอพียอร์ของวิธีการ Extended Split-Radix DIF PTS ที่ m-v เท่ากับ 2 และ 3 จะเท่ากับ 6.75 dB ซึ่งทั้งสองวิธีนั้นมีค่าพีเอพียอร์ที่ใกล้เคียงกัน ดังนั้นจากรูปที่ 4.5 วิธีการ Radix-2 DIF PTS และ วิธีการ Extended Split-Radix DIF PTS ให้ประสิทธิภาพในการลดค่าพีเอพียอร์ที่ใกล้เคียงกันที่ตำแหน่งกึ่งกลางสเตทของกระบวนการแปลงฟูริเยร์ แต่อย่างไรก็ตามวิธีการ DIF PTS สามารถลดการคำนวณความซับซ้อนของระบบได้ดีกว่าวิธีการ PTS แบบพื้นฐาน



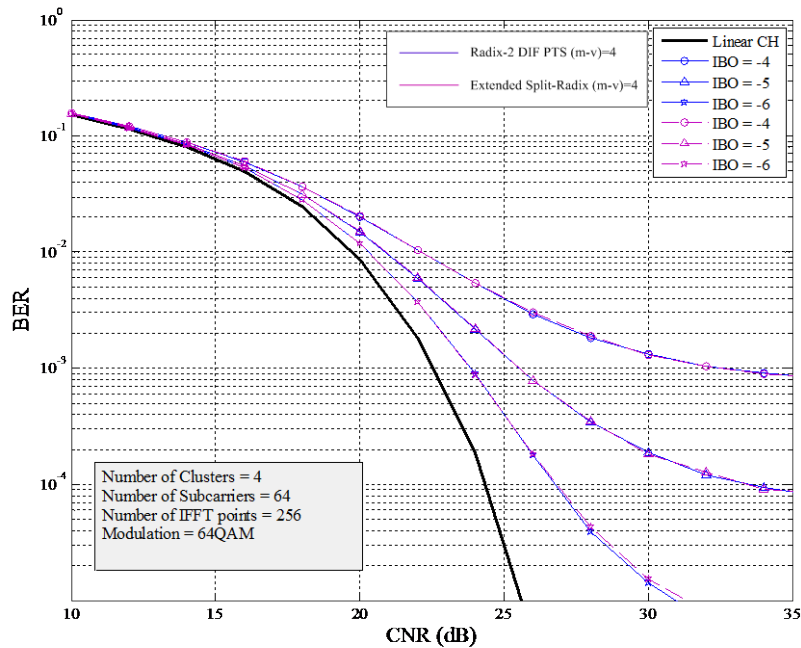
รูปที่ 4.6 การเปรียบเทียบค่าพีเอพียอร์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มระหว่างวิธีการ PTS แบบพื้นฐาน, DIF-PTS Extended Split-Radix, วิธีการปรับปรุง PTS แบบพื้นฐาน และ DIF-IPTS Extended Split-Radix

จากรูปที่ 4.6 แสดงความน่าจะเป็นของอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุด (PAPR) ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ได้จากการจำลองการทำงานของระบบ เปรียบเทียบกับระหว่างวิธีการ PTS แบบพื้นฐาน, วิธีการ Improved PTS, Extended Split-Radix DIF PTS และวิธีการ Extended Split-

Radix DIF Improved PTS เมื่อการมอดูเลตเป็นแบบ 64QAM และกำหนดให้จำนวนคลื่นพาห้อย่อยเท่ากับ 64 จำนวนบล็อกย่อยเท่ากับ 4 และจำนวนเฟสแพคเตอร์เท่ากับ 4 จากกราฟที่ตำแหน่ง CCDF (Prob.PAPR>abscissa) เท่ากับ 10^{-2} ค่าพีเอพ็อดของวิธีการ PTS แบบพื้นฐานมีค่าเท่ากับ 6.75 dB, วิธีการ Improved PTS มีค่าเท่ากับ 6.25 dB, วิธีการ Extended Split-Radix DIF-PTS ที่ m-v เท่ากับ 2 จะเท่ากับ 6.75 dB ส่วนค่าพีเอพ็อดของวิธีการ Extended Split-Radix DIF Improved PTS ที่ m-v เท่ากับ 2 จะเท่ากับ 6.25 dB ดังนั้นจากรูปที่ 4.6 แสดงว่าระบบที่ใช้วิธีการที่นำเสนอจะสามารถลดค่าพีเอพ็อดของสัญญาณได้ดีกว่าวิธีการ PTS แบบพื้นฐาน และยังสามารถลดความซับซ้อนของระบบลงได้อีกด้วย อีกทั้งขนาดของกลุ่มข้อมูลสัมประสิทธิ์ก็ยังมีค่าเท่ากับวิธีการ PTS แบบพื้นฐาน

4.6 ประสิทธิภาพอัตราบิดผิดพลาดของวิธีที่นำเสนอเปรียบเทียบกับ PTS แบบพื้นฐาน

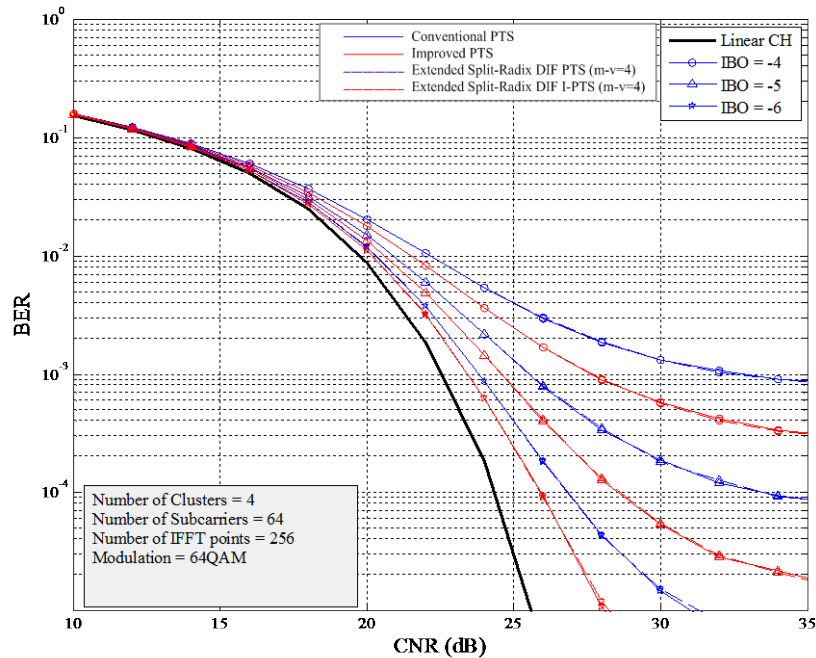
ในการจำลองการทำงานในเทคนิคที่นำเสนอนี้เป็นการเสนอเทคนิคการลดค่าพีเอพ็อด โดยใช้วิธีการกำหนดสัมประสิทธิ์ซึ่งปรับปรุงจากวิธี PTS แบบพื้นฐานร่วมกับแนวคิด PTS based Extended Split-Radix เพื่อลดความซับซ้อนของวิธีการ PTS แบบพื้นฐาน จากการจำลองการทำงานจะทำการเปรียบเทียบถึงประสิทธิภาพของอัตราบิดผิดพลาดที่ได้จากระบบ ซึ่งจะเปรียบเทียบระหว่างบิดข้อมูลต้นทางกับบิดข้อมูลปลายทาง เมื่อสัญญาณนั้นส่งผ่านช่องสัญญาณ โดยในการวัดประสิทธิภาพของอัตราบิดผิดพลาดข้อมูล เป็นการชี้วัดว่าระบบให้ประสิทธิภาพดีเพียงใด ซึ่งเป็นการสรุปผลลัพธ์ทั้งหมดของระบบว่าดีเพียงใด โดยที่เงื่อนไขต่างๆจะเหมือนกัน จะแตกต่างกันเพียงแต่วิธีการลดค่าพีเอพ็อด โดยกำหนดตัวแปรเสริมคือจุดการทำงานของ SSPA มีการเปลี่ยนแปลงค่า IBO ให้มีค่าตั้งแต่ -6 ถึง -4 dB ผ่านช่องสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน



รูปที่ 4.7 การเปรียบเทียบอัตราบิดผิดพลาดข้อมูลในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นระหว่าง Radix-2 DIF PTS และ Extended Split-Radix DIF PTS

จากรูปที่ 4.7 ได้แสดงถึงค่าประสิทธิภาพของอัตราบิดผิดพลาดของระบบ ในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น โดยจะแสดงให้เห็นผลจากระบบที่ผ่านการลดค่าพีเอพ็อดแบบทั้ง PTS based radix-2 และ PTS based Extended Split-Radix ที่ตำแหน่งกึ่งกลางสเตทของกระบวนการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็ว ซึ่งใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบ 64QAM จำนวนคลื่นพาห่อย่อยเท่ากับ 64 คลื่นพาห่อย่อย มีเฟสแพลคเตอร์เท่ากับ 4 โดยที่ค่าคงที่ของช่องสัญญาณที่เป็นเชิงเส้น r เท่ากับ 2 ตามมาตรฐานทั่วไป ซึ่งจะใช้ระบบไม่เป็นเชิงเส้นแบบ SSPA ในการจำลองระบบจะทำการเปลี่ยนแปลงค่า IBO ของระบบตั้งแต่ IBO เท่ากับ -6 dB, -5 dB และ -4 dB ตามลำดับ การกำหนดจุดการทำงานของ SSPA ซึ่งถ้าค่า IBO มีค่าเป็นลบน้อยๆ การทำงานของ SSPA ก็จะเข้าสู่ความไม่เป็นเชิงเส้นมากๆ ซึ่งนั่นหมายความว่าสัญญาณก็จะถูกขลิบมาก ทางฝั่งเครื่องรับก็จะเกิด BER มากตามไปด้วย แต่ในรูปนี้จะเป็นรูปที่กำหนดให้เอาท์พุทที่ SSPA ของสัญญาณมีกำลังของสัญญาณเท่ากันตลอด ไม่ว่าจะค่า IBO จะเปลี่ยนแปลงไปอย่างไร ที่ทำเช่นนี้ก็เพราะว่าค่าซีเอ็นอาร์ (CNR: Carrier to noise ratio) สามารถคำนวณได้จากสัญญาณของเครื่องส่งต่อสัญญาณรบกวน เพราะฉะนั้น เพื่อที่จะให้อยู่บนค่าของ CNR เดียวกัน จึงจำเป็นต้องมีการกำหนดกำลังของสัญญาณที่เอาท์พุทของ SSPA ตลอดเวลา ซึ่งจากผลการทดลองจากกราฟพบว่าประสิทธิภาพอัตราการบิดผิดพลาดของระบบที่ใช้ในการลดค่าพีเอพ็อดวิธีการ PTS based radix-2 และ PTS based Extended Split-Radix ให้ประสิทธิภาพที่ใกล้เคียงกัน ในทุกค่า IBO ของช่องสัญญาณที่ไม่เป็น

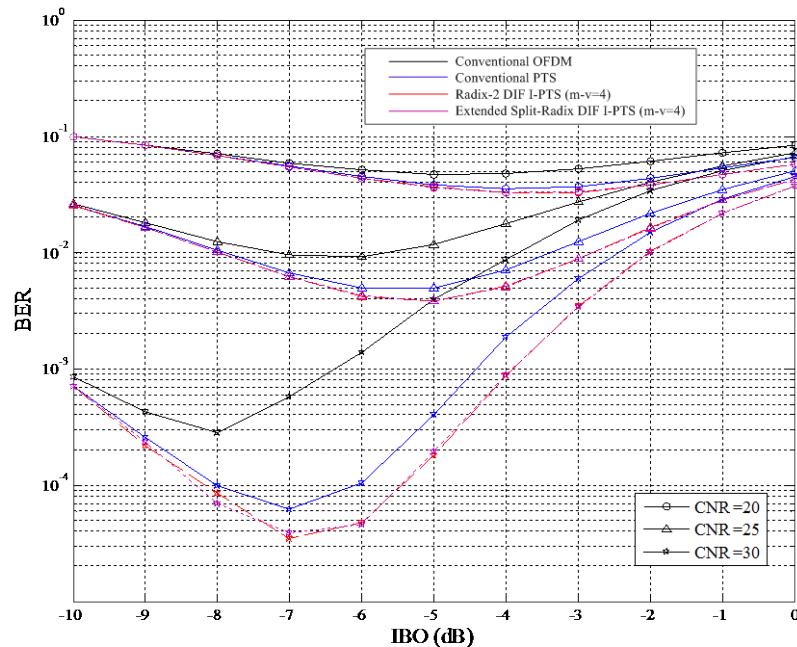
เชิงเส้น ดังนั้นจากรูปที่ 4.7 สามารถสรุปได้ว่าทั้งวิธีการ PTS based radix-2 และ PTS based Extended Split-Radix มีประสิทธิภาพในการลดค่าพีเอพ็อดที่เท่ากัน แต่อย่างไรก็ตาม PTS based radix-4 สามารถลดการคำนวณความซับซ้อนได้ดีกว่า PTS based radix-2



รูปที่ 4.8 การเปรียบเทียบอัตราบิดผิดพลาดข้อมูลในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นระหว่าง Extended Split-Radix DIF I-PTS กับวิธีการแบบต่างๆ

จากรูปที่ 4.8 ได้แสดงถึงค่าประสิทธิภาพของอัตราบิดผิดพลาดของระบบ ในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น โดยจะแสดงให้เห็นผลจากระบบที่ผ่านการลดค่าพีเอพ็อดโดยวิธีการ PTS แบบพื้นฐาน, วิธีการ Improved PTS, วิธีการ PTS based Extended Split-Radix และ วิธีการ Improved PTS based Extended Split-Radix ซึ่งเป็นวิธีที่นำเสนอ ใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบ 64QAM จำนวนคลื่นพาย้อยเท่ากับ 64 มีเฟสแพคเตอร์เท่ากับ 4 โดยที่ค่าคงที่ของช่องสัญญาณที่เป็นเชิงเส้น r เท่ากับ 2 ตามมาตรฐานทั่วไป ซึ่งจะใช้ระบบไม่เป็นเชิงเส้นแบบ SSPA ในการจำลองระบบจะทำการเปลี่ยนแปลงค่า IBO ของระบบตั้งแต่ IBO เท่ากับ -6 dB, -5 dB และ -4 dB ตามลำดับ ซึ่งในกรณีนี้จะทำการกำหนดค่าเอาต์พุตของ SSPA ให้เท่ากันตลอดเวลาเหมือนดังรูปที่ 4.8 ดังนั้น จากผลการทดลองจากกราฟพบว่าประสิทธิภาพอัตราการผิดพลาดของระบบที่ใช้ในการลดค่าพีเอพ็อดแบบวิธี Improved PTS และวิธีการ Improved PTS based Extended Split-Radix ให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าวิธีการ PTS แบบพื้นฐาน และวิธีการ PTS based Extended Split-

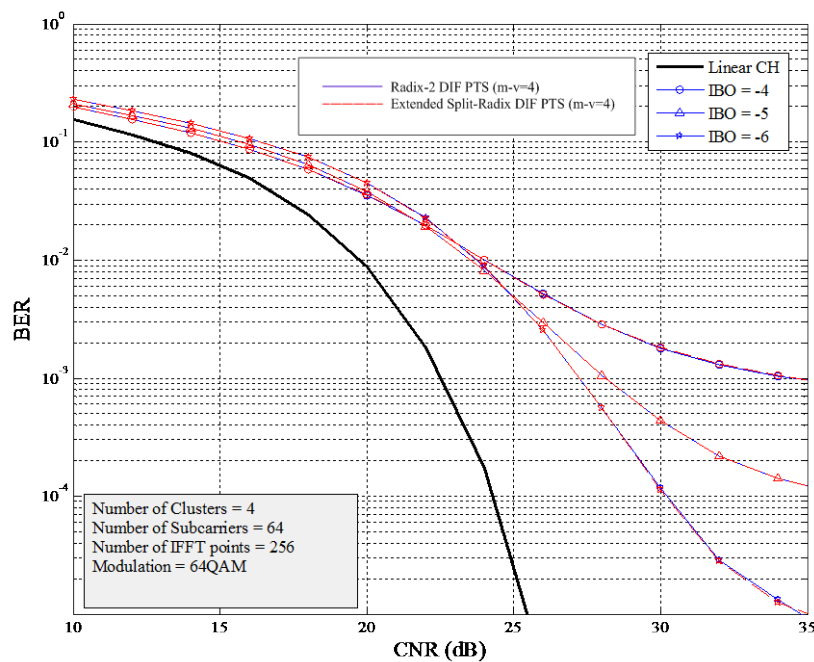
Radix ในทุกค่า IBO ของช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้น ดังนั้นจากรูปที่ 4.8 แสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอ นั้นมีประสิทธิภาพในการลดค่าพีเอพาร์ของสัญญาณได้ดีกว่าวิธีการแบบพื้นฐาน อีกทั้งยังสามารถลดการคำนวณความซับซ้อนของระบบลงได้อีกด้วย



รูปที่ 4.9 การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดข้อมูลในช่องสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนเมื่อแปรค่า IBO (dB)

จากรูปที่ 4.9 เป็นการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดข้อมูลในช่องสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนเมื่อแปรค่า CNR (dB) ระหว่างวิธีการ OFDM แบบพื้นฐาน, วิธีการ PTS แบบพื้นฐาน, วิธีการ Improved PTS based radix-2 และ Improved PTS based Extended Split-Radix ซึ่งเป็นวิธีการที่วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอ ใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบ 64QAM จำนวนคลื่นพาห่อย่อยเท่ากับ 64 คลื่นพาห่อย่อย มีเฟสแพลคเตอร์เท่ากับ 4 เฟส โดยที่ค่าคงที่ของช่องสัญญาณที่เป็นเป็รเชิงเส้น r เท่ากับ 2 ตามมาตรฐานทั่วไป ซึ่งในกรณีนี้ จะทำการกำหนดค่า CNR เป็นค่าๆ คือ 20, 25 และ 30 dB แต่สิ่งที่แตกต่างระหว่างรูปนี้กับรูปที่ 4.7 และ 4.8 ก็คือ เอ๊าท์พุทของ SSPA จะถูกปรับให้สอดคล้องกับโลกความเป็นจริงหรือในทางปฏิบัติ นั้นหมายความว่าเมื่อสัญญาณอยู่ในตำแหน่งที่ IBO ที่สูงขึ้น สัญญาณเอ๊าท์พุทก็จะมาก แต่เมื่อสัญญาณอยู่ในตำแหน่งที่ IBO น้อยๆ สัญญาณเอ๊าท์พุทก็จะน้อย แต่ในอีกทางหนึ่งก็คือ ถ้าสัญญาณอินพุทมาก สัญญาณรบกวนที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นก็จะมาก ถ้า IBO มีค่าเป็นลบมาก จุดการทำงานก็จะอยู่ตรงตำแหน่งที่เป็นเชิงเส้น สัญญาณก็จะ

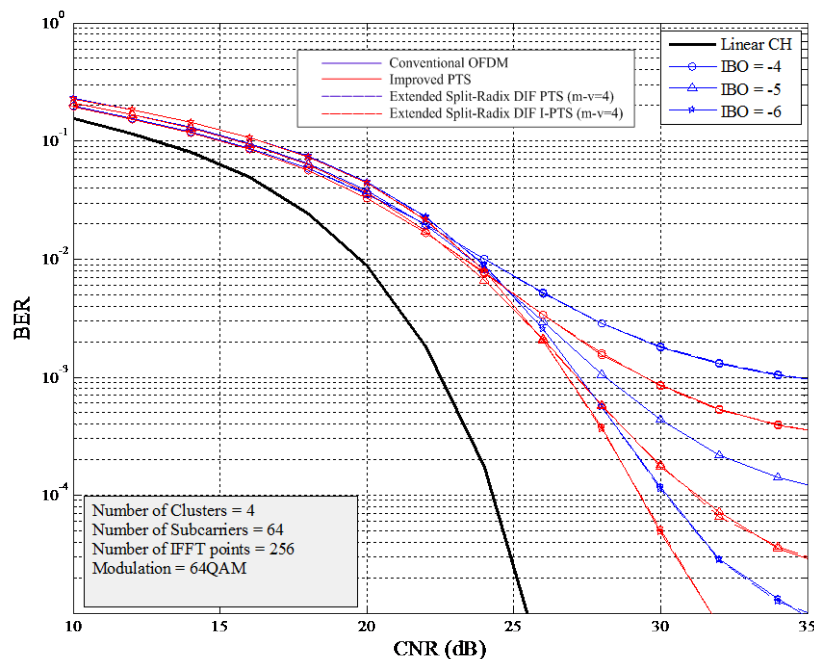
ถูกรบกวนจากความเป็นเชิงเส้นน้อย ซึ่งทั้งสองพารามิเตอร์จะเป็นการบังคับให้ได้เอาท์พุทหลายๆ ที่ ตำแหน่ง IBO สูงๆ หรือที่ ความเป็นเชิงเส้นของ SSPA น้อยๆ เพราะฉะนั้น การที่จะหาจุดที่ได้ ประสิทธิภาพที่ดีที่สุด หรือจุดที่เป็น Optimum ก็สามารถแสดงได้โดยรูปนี้ ซึ่งก็คือจุดที่ได้ค่า BER โค้งต่ำลงมามากที่สุดของแต่ละวิธีการ จากผลการจำลองการทำงานจะสังเกตได้ว่าทั้งวิธีการ Improved PTS based radix-2 และ Improved PTS based Extended Split-Radix ให้ค่าอัตรา ความผิดพลาดบิตข้อมูลที่ดีกว่าวิธีการ PTS แบบพื้นฐาน ในสภาวะช่องสัญญาณรบกวนแบบเกาส์ เซียนและอุปกรณ์ขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น



รูปที่ 4.10 การเปรียบเทียบอัตราบิตผิดพลาดข้อมูลในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นระหว่าง Radix-2 DIF PTS และ Extended Split-Radix DIF PTS

จากรูปที่ 4.10 ได้แสดงถึงค่าประสิทธิภาพของอัตราบิตผิดพลาดของระบบ ในช่องสัญญาณ แบบไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งการจำลองการทำงานของระบบในส่วนของอุปกรณ์ SSPA นั้นจะทำการปรับ กำลังงานของเอาท์พุทของ SSPA ให้สัมพันธ์กับค่า IBO ซึ่งจะทำให้ระบบถูกจำลองการทำงานได้ ใกล้เคียงกับทางปฏิบัติมากที่สุด ซึ่งค่า CNR ที่ได้นั้นจะไม่ตรงกับทางทฤษฎี แต่กราฟรูปนี้ต้องการ ให้เห็นถึงการเปรียบเทียบ โดยจะแสดงให้เห็นผลจากระบบที่ผ่านการลดค่าพีเอพ็อร์แบบทั้ง PTS based radix-2 และ PTS based Extended Split-Radix ที่กึ่งกลางสเตทของกระบวนการแปลง พูริเยร์ ซึ่งใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบ 64QAM จำนวนคลื่นพหุย่อยเท่ากับ 64 มีเฟสแพคเตอร์เท่ากับ

4 โดยที่ค่าคงที่ของช่องสัญญาณที่เป็นเปรี๊ริงเส้น r เท่ากับ 2 ตามมาตรฐานทั่วไป ซึ่งจะใช้ระบบไม่เป็นเชิงเส้นแบบ SSPA ในการจำลองระบบจะทำการเปลี่ยนแปลงค่า IBO ของระบบตั้งแต่ IBO เท่ากับ -6 dB, -5 dB และ -4 dB ตามลำดับ ซึ่งจากผลการทดลองจากกราฟพบว่าประสิทธิภาพอัตราการผิดพลาดของระบบที่ใช้ในการลดค่าพีเอพ็ออาร์วิธีการ PTS based radix-2 และ PTS based Extended Split-Radix ให้ประสิทธิภาพที่ใกล้เคียงกัน ในทุกค่า IBO ของช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้น ดังนั้นจากรูปที่ 4.10 สามารถสรุปได้ว่าทั้งวิธีการ PTS based radix-2 และ PTS based Extended Split-Radix มีประสิทธิภาพในการลดค่าพีเอพ็ออาร์ที่เท่ากัน แต่อย่างไรก็ตาม PTS based Extended Split-Radix สามารถลดการคำนวณความซับซ้อนได้ดีกว่า PTS based radix-2



รูปที่ 4.11 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดข้อมูลในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นระหว่าง Extended Split-Radix DIF I-PTS กับวิธีการแบบต่างๆ

จากรูปที่ 4.11 ได้แสดงถึงค่าประสิทธิภาพของอัตราผิดพลาดของระบบ ในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งการจำลองการทำงานของระบบในส่วนของอุปกรณ์ SSPA นั้นจะทำการปรับกำลังงานของเอาต์พุตของ SSPA ให้สัมพันธ์กับค่า IBO ซึ่งจะทำให้ระบบถูกจำลองการทำงานได้ใกล้เคียงกับทางปฏิบัติมากที่สุด ซึ่งค่า CNR ที่ได้นั้นจะไม่ตรงกับทางทฤษฎี แต่กราฟรูปนี้ต้องการให้เห็นถึงการเปรียบเทียบ โดยจะแสดงให้เห็นผลจากระบบที่ผ่านการลดค่าพีเอพ็ออาร์โดยวิธีการ PTS

แบบพื้นฐาน, วิธีการ Improved PTS, วิธีการ PTS based Extended Split-Radix และ วิธีการ Improved PTS based Extended Split-Radix ซึ่งเป็นวิธีที่นำเสนอ ใช้เทคนิคการมอดเลตแบบ 64QAM จำนวนคลื่นพาร์ย่อยเท่ากับ 64 คลื่นพาร์ย่อย มีเฟสแพคเตอร์เท่ากับ 4 เฟส โดยที่ค่าคงที่ของช่องสัญญาณที่เป็นเป็รเชิงเส้น r เท่ากับ 2 ตามมาตรฐานทั่วไป ซึ่งจะใช้ระบบไม่เป็นเชิงเส้นแบบ SSPA ในการจำลองระบบจะทำการเปลี่ยนแปลงค่า IBO ของระบบตั้งแต่ IBO เท่ากับ -6 dB, -5 dB และ -4 dB ตามลำดับ ซึ่งจากผลการทดลองจากกราฟพบว่าประสิทธิภาพอัตราการผิดพลาดของระบบที่ใช้ในการลดค่าพีเอพ็อาร์แบบวิธี Improved PTS และวิธีการ Improved PTS based Extended Split-Radix ให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าวิธีการ PTS แบบพื้นฐาน และวิธีการ PTS based Extended Split-Radix ในทุกค่า IBO ของช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้น ดังนั้นจากรูปที่ 4.11 แสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอนั้นมีประสิทธิภาพในการลดค่าพีเอพ็อาร์ของสัญญาณได้ดีกว่าวิธีการแบบพื้นฐาน อีกทั้งยังสามารถลดการคำนวณความซับซ้อนของระบบลงได้อีกด้วย

4.7 ประสิทธิภาพการลดความซับซ้อนของวิธีที่นำเสนอเปรียบเทียบกับ PTS แบบพื้นฐาน

กำหนดให้ความซับซ้อนของการคูณของ DIF-IFFT algorithm เป็นจำนวนของการคูณเชิงซ้อนของ Twiddle factor $T_{N/r^{v-1}}^{n, k_0}$ และ $T_r^{ik_0}$ Twiddle factor $T_r^{ik_0}$ เป็น Trivial (± 1 and $\pm j$) ถ้าเราพิจารณาเพียง Radix-2 และ Extended Split-Radix และดังนั้นจำนวนเหล่านี้ไม่ถูกพิจารณาความซับซ้อนของการคูณ จำนวนของ Twiddle factor $T_{N/r^{v-1}}^{n, k_0}$ และ $T_r^{ik_0}$ ที่ stage v สำหรับ DIF algorithm คือ

$$\alpha_v^{DIF} = r^{v-1} \left(\frac{N}{r^v} - 1 \right) [(r-1) + (r-2) + (r-1)^2 - 1] \quad (4.5)$$

ซึ่งแสดงไว้อย่างชัดเจนว่า $\alpha_{v+1}^{DIF} < \alpha_v^{DIF}$ ดังนั้น α_v^{DIF} ลดลงจนสุด stage สุดท้าย จำนวนของการบวกที่ stage v สามารถหาได้จากสมการที่ (3.39) ซึ่ง

$$A_v = Nr(r-1) \quad (4.6)$$

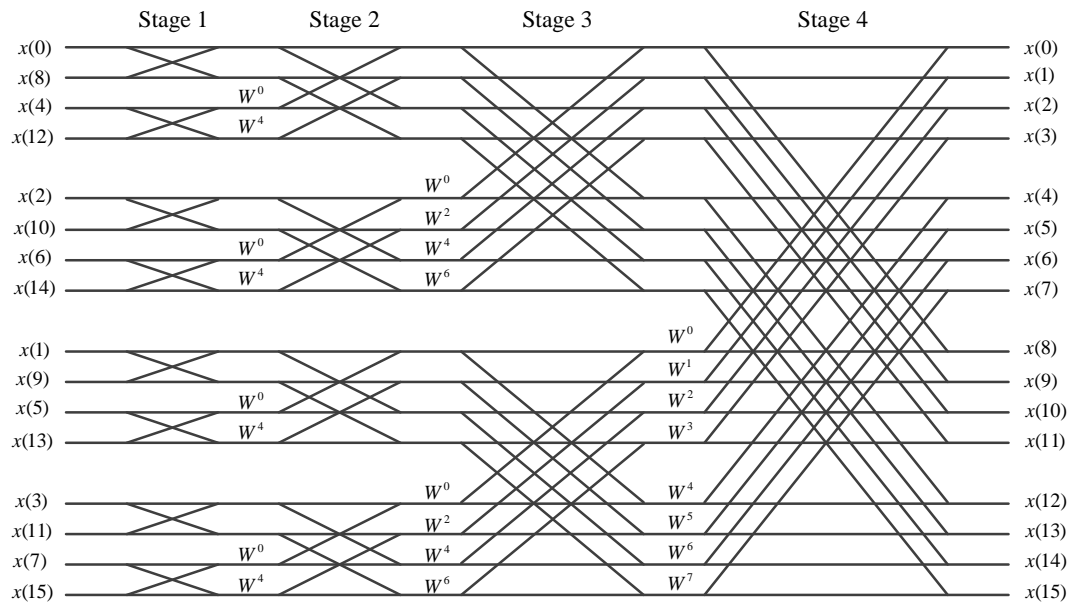
ในการเปรียบเทียบความซับซ้อนของการคูณระหว่างทั้งสองเทคนิค เรากำหนดค่าอัตราส่วนการลด (Reduction ratios) เป็น

$$R^{mul} = 1 - (M_{total}^1 / M_{total}^2) \quad (4.7)$$

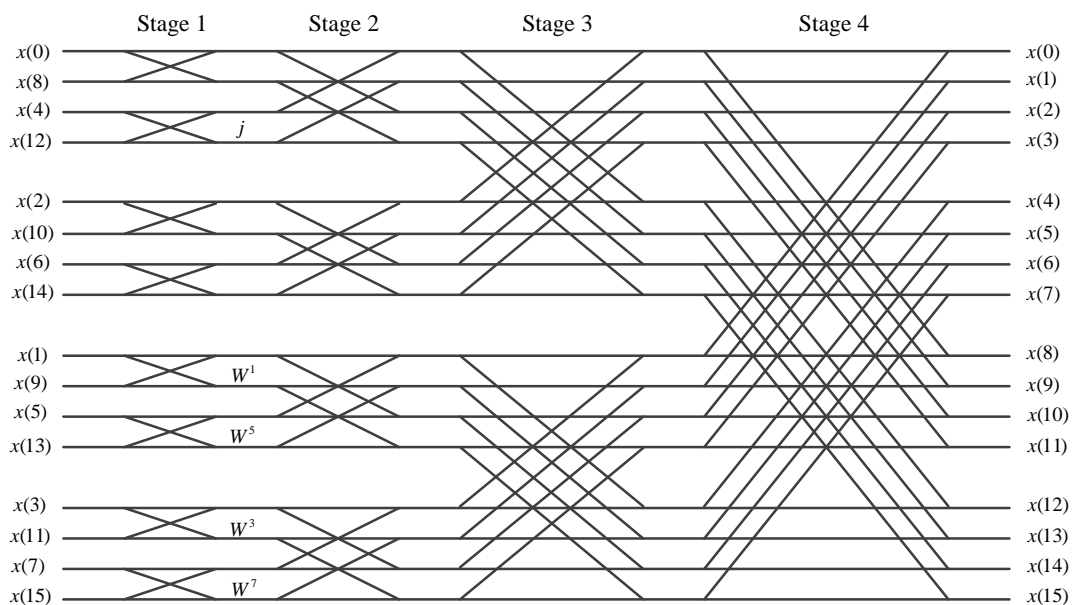
ที่ความซับซ้อนของการคูณทั้งหมดสำหรับเทคนิค PTS-Based radix- r FFT ถูกหนดให้เป็น

$$M_{total} = \sum_{i=1}^{v-1} \alpha_v + P \sum_{i=v}^m \alpha_v \quad (4.8)$$

Radix ที่สูงกว่ามีจำนวน twiddle factor ต่อ stage มากกว่าแต่มีการคูณแบบ nontrivial น้อยกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับ Radix ที่ต่ำกว่า ดังนั้น ความซับซ้อนของการคูณถูกลดลงสำหรับ stage ที่เหลือด้วยการใช้งาน Radix ที่สูงกว่า ซึ่งถูกยืนยันไว้ในบทที่ 3



รูปที่ 4.12 แผนภาพผีเสื้อของ Radix-2 IFFT จำนวน 16 จุด



รูปที่ 4.13 แผนภาพผีเสื้อของ Extended Split-Radix IFFT จำนวน 16 จุด

จากรูปที่ 4.12 และ รูปที่ 4.13 แสดงแผนภาพผีเสื้อของ Radix-2 IFFT และ Extended Split-Radix IFFT จำนวน 16 จุด ตามลำดับ ซึ่งมีจำนวน stage เท่ากับ 4 stage เท่ากัน ซึ่งการเปรียบเทียบระหว่าง Radix-2 IFFT กับ Extended Split-Radix IFFT นั้น จะพิจารณาที่ตำแหน่งกึ่งกลางสเตทของกระบวนการแปลงฟูริเยร์คือตำแหน่งที่ $(m-v)_{Radix-2} = 2$ และ $(m-v)_{ES-Radix} = 2$ ตามลำดับ ในการคำนวณความซับซ้อนของการคูณกันของวิธีการจัดลำดับส่วนในการส่งนั้น เราจะพิจารณาจากจำนวนของ Nontrivial twiddle factor ในแต่ละ stage ซึ่งจากรูปที่ 4.12 สามารถสังเกตเห็นได้ว่า จำนวนของ twiddle factor ของ Radix-2 IFFT มีทั้งหมด 17 ตัว และจำนวนของ Nontrivial twiddle factor เท่ากับ 17 ตัว แต่จากรูปที่ 4.13 จะเห็นว่าจำนวนของ twiddle factor ของ Extended Split-Radix IFFT มีทั้งหมด 5 ตัว และจำนวนของ Nontrivial twiddle factor เท่ากับ 4 ตัว ซึ่งจะเห็นว่าจำนวนของ Nontrivial twiddle factor ของ Extended Split-Radix IFFT มีค่าน้อยกว่า Radix-2 IFFT ซึ่งทำให้ Extended Split-Radix IFFT สามารถลดการคำนวณความซับซ้อนลงได้ดีกว่า Radix-2 IFFT

ตารางที่ 4.2 ตารางแสดงจำนวน Nontrivial twiddle factor ของ DIF-IFFT แบบ 16 จุด

Radix	Number of twiddle factor (Nontrivial) N=16			
	stage1	stage2	stage3	stage4
2	4	6	7	0
Extended Split-Radix	4	0	0	0

จากตารางที่ 4.2 แสดงการเปรียบเทียบจำนวน Nontrivial twiddle factor ในแต่ละ stage ของ DIF-IFFT based radix-2 และ Extended Split-Radix โดยจำนวนจุดของ IFFT เท่ากับ 16 จุด วิธีการคำนวณความซับซ้อนของการคูณกันทั้งหมดของวิธีการ PTS-Based radix-r สามารถหาได้จากสมการที่ (4.8) โดยกำหนดให้จำนวนคลัสเตอร์เท่ากับ 4 คลัสเตอร์ จำนวนการคูณกันทั้งหมดของวิธีการ PTS แบบพื้นฐาน สามารถคำนวณได้จากจำนวนของ nontrivial twiddle factor ทั้งหมดของการแปลงฟูริเยร์แบบผกผันของ Radix-2 ซึ่งผลรวมของจำนวน Nontrivial twiddle factor ทั้งหมดในแต่ละ stage มีค่าเท่ากับ 17 จำนวน ดังนั้นจะสามารถหาจำนวนการคูณกันทั้งหมดของวิธีการ PTS แบบพื้นฐานได้เป็น

$$M_{total}^{PTS} = 4(17) = 68$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่าการคูณกันของจำนวน Nontrivial twiddle factor ของวิธีการ PTS แบบพื้นฐานนั้นมีจำนวนการคูณทั้งหมด 68 ครั้ง ในส่วนการการคำนวณความซับซ้อนของวิธีการ PTS based radix-2 จะเป็นดังนี้

$$M_{m-v=2}^{radix-2} = (4+6) + 4(7+0) \\ = 38$$

$$M_{m-v=3}^{radix-2} = (4) + 4(6+7+0) \\ = 56$$

สำหรับการคำนวณของวิธีการ PTS based Extended Split-Radix จะได้

$$M_{m-v=2}^{es-radix} = (4+0) + 4(0+0) \\ = 4$$

$$M_{m-v=3}^{es-radix} = (4) + 4(0+0+0) \\ = 4$$

จากการคำนวณการเปรียบเทียบระหว่าง PTS based radix-2 และ PTS based Extended Split-Radix จะเห็นว่าที่แห่งกึ่งกลางสเตทของกระบวนการแปลงฟูริเยร์ของแต่ละ Algorithm แสดงให้เห็นว่า PTS based Extended Split-Radix สามารถลดการคำนวณความซับซ้อนของวิธีการ PTS แบบพื้นฐานได้ดีกว่า PTS based radix-2 ในส่วนของระบบที่นำเสนอ นั้น สามารถคำนวณที่จำนวนจุดเท่ากับ 256 จุด โดยวิธีการคำนวณก็จะคล้ายกับ 16 จุด

ตารางที่ 4.3 การเปรียบเทียบการคำนวณความซับซ้อนของวิธีการที่นำเสนอ

	Reduction of Computation multiplications				
	Complexity (P=4 and N=256)				
	(m-v=6)	(m-v=5)	(m-v=4)	(m-v=3)	(m-v=2)
Conventional OFDM	NA	NA	NA	NA	NA
Conventional PTS	0%	0%	0%	0%	0%
Radix-2 DIF-IPTS[12]	24.68%	36.77%	48.48%	59.40%	68.76%
Radix-4 DIF-IPTS[13]	51.72%	-	69.28%	-	83.32%
Extended Split-Radix DIF-IPTS	37.65%	47.01%	54.03%	61.45%	76.66%

จากตารางที่ 4.4 แสดงการเปรียบเทียบการคำนวณความซับซ้อนสำหรับวิธีการ PTS แบบพื้นฐาน, DIF-PTS based on radix-2, DIF-IPTS based on radix-2 และ Extended Split-Radix ตามลำดับ ตารางนี้แสดงถึงการเปรียบเทียบการคำนวณความซับซ้อนซึ่งอ้างอิงจาก PTS แบบพื้นฐาน ซึ่งจะเห็นได้ว่า DIF-PTS และ DIF-IPTS based on radix-2 สามารถลดการคำนวณความซับซ้อนได้ 48.48% ที่ $(m-q)_{radix-2} = 4$ เมื่อเปรียบเทียบกับ PTS แบบพื้นฐาน และ DIF-IPTS based on Extended Split-Radix แสดงการลดการคำนวณความซับซ้อนได้กว่า ซึ่งสามารถลดได้ถึง 54.03% ที่ $(m-q)_{es-radix} = 4$ เมื่อเปรียบเทียบกับ PTS แบบพื้นฐาน สามารถสรุปได้ว่าวิธีที่นำเสนอสามารถมีประสิทธิภาพในการลดค่าอัตราส่วนระหว่างกำลังสูงสุดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณ และลดการคำนวณความซับซ้อนของระบบเมื่อเปรียบเทียบกับ PTS แบบพื้นฐานและ DIF-PTS based on radix-2

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิธีการลดค่าพีเอพ็อดาร์ได้รับการศึกษาและทำการวิจัยอย่างกว้างขวางเช่น วิธีการเข้ารหัส (coding) วิธีพีทีเอส วิธีเอสแอลเอ็ม และวิธีดีเอสไอ (DSI: dummy sequence insertion) เป็นต้น ซึ่งวิธีการเหล่านี้สามารถลดค่าพีเอพ็อดาร์ได้เป็นอย่างดี แต่มีข้อด้อยคือ ทำให้อัตราการรับส่งข้อมูลด้อยลงจากบิตข้อมูลเดิม (Redundancy bits) หรือ ระบบการส่ง-รับมีความยุ่งยากซับซ้อนมากขึ้น จากข้อด้อยนี้นำไปสู่การวิจัยและพัฒนาวิธีการลดค่าพีเอพ็อดาร์แบบใหม่ๆ เพื่อให้สามารถลดค่าพีเอพ็อดาร์ได้อย่างมีประสิทธิภาพพร้อมทั้งไม่ส่งผลกระทบต่ออัตราการส่งรับข้อมูลหรือส่งผลกระทบต่อความซับซ้อนของระบบเพิ่มมากขึ้น

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอวิธีการลดค่าพีเอพ็อดาร์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม โดยวิธีการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ร่วมกับการแปลงฟูริเยร์แบบ Extended Split-Radix โดยจะทำการแบ่งแต่ละคลัสเตอร์ออกเป็นส่วนที่หนึ่งและส่วนที่สอง แล้วนำแต่ละส่วนไปคูณกับค่า weighting factor ที่ต่างกัน ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์นั้นมีความสัมพันธ์กัน เพื่อให้สัญญาณโอเอฟดีเอ็มมีค่าพีเอพ็อดาร์ลดลงและเหมาะสมกับคุณลักษณะการขยายสัญญาณของเครื่องขยายกำลังสูง ซึ่งจะช่วยลดโอกาสที่สัญญาณจะถูกตัดหรือถูกขลิบยอดคลื่นโดยเครื่องขยายกำลังสูง เนื่องจากคุณสมบัติโดยทั่วไปของเครื่องขยายกำลังสูงจะมีลักษณะของความไม่เป็นเชิงเส้น โดยที่ขนาดกลุ่มข้อมูลสัมประสิทธิ์ยังมีค่าเท่ากับวิธีการจัดลำดับส่วนในการส่งแบบพื้นฐาน อีกทั้งวิธีการนี้ยังสามารถลดความซับซ้อนของการคูณกันของวิธีการจัดลำดับส่วนในการส่งได้อีกทางหนึ่ง โดยใช้การแบ่งการแปลงฟูริเยร์แบบผกผันออกเป็นสองส่วน ส่วนแรกเรียกว่า v stage และส่วนที่สองเรียกว่า $m-v$ stage การคูณกันของค่าสัมประสิทธิ์กับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มทางเวลาจะเกิดขึ้นที่ตำแหน่งเอาท์พุทของ v stage ซึ่งวิธีการนี้จะช่วยลดจำนวนการคูณกันของวิธีการจัดลำดับส่วนในการส่งเป็นอย่างมาก ทำให้ระบบมีความซับซ้อนลดลงและเพิ่มประสิทธิภาพในการส่งผ่านข้อมูลได้เป็นอย่างดี ในการทดลองเพื่อหาค่าประสิทธิภาพของระบบ ใช้วิธีการจำลองการทำงานของระบบโอเอฟดีเอ็มด้วยคอมพิวเตอร์ และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบจะใช้ค่าที่อ้างอิงตามมาตรฐาน IEEE 802.11a และเลือกการมอดูเลตสัญญาณแบบ 64QAM จากผลการทดลองพบว่าวิธีการที่นำเสนอมีประสิทธิภาพในการลดค่าพีเอพ็อดาร์ดีกว่าวิธีการแบบพื้นฐานประมาณ 0.5 dB และจากผลการทดลองพบว่าค่าอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูล (BER) มีค่าต่ำกว่าระบบที่ใช้วิธีการแบบพื้นฐาน เมื่อกำหนดให้ BER และ CNR ของระบบมีค่าคงที่ ระบบที่ใช้วิธีการที่นำเสนอจะมีการคำนวณความซับซ้อนลดน้อยลงกว่าวิธีการแบบพื้นฐาน ในขณะที่ขนาดกลุ่มของข้อมูลสัมประสิทธิ์มีค่าเท่าเดิม

เอกสารอ้างอิง

- [1] A. Ghassemi, A. Gulliver, T.A., “**A Low-Complexity PTS-Based Radix FFT Method for PAPR Reduction in OFDM Systems,**” IEEE Transactions on Signal Processing, vol.56, no.3, pp.1161-1166, March 2008.
- [2] H. Vasuki, “**Orthogonal Frequency Division Multiplexing,**” ESE 505, Traffic Performance Analysis of Mobile, Wireless & Communication System, University of New York, 1999.
- [3] Rulph Chassaing. “**Digital Signal Processing: Laboratory Using C and the TMS320C31 DSK**”. A Wiley-Interscience Publication, John Wiley & Son.Inc., 1999.
- [4] A. Pandharipande, “**Principle of OFDM,**” IEEE Potentials, Vol.21, pp.16-19, April/May 2002.
- [5] R. Van Nee and R. Prasad, “**OFDM for Wireless Multimedia Communication**”, Artech House, 2000.
- [6] J, Tellado, “**Multicarrier Modulation with Low PAR**”, Kluwer Academic Publisher tech House, 2000
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] S. H. Muller and J. B. Huber, “**A novel peak power reduction scheme for OFDM,**” in Proc. IEEE Int. Symp. Pers., Moblie Indoor Commun., Sep.1997, pp. 1090-1094.
- [10] D. Takahashi, “**An Extended Split-Radix FFT Algorithm,**” IEEE signal processing letters. Vol. 8, no. 5, pp145-147, May 2001.
- [11] 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.

- [12] Sunisa Sanpan, Pornpawit Boonsrimuang, Pisit Boonsrimuang, Surapol Boonjun and Hideo Kobayashi, **“A New Weighting Factor of PTS OFDM with Low Complexity for PAPR Reduction”** 6th ECTI Annual Conference (ECTI-CON 2012), Pattaya Thailand, pp.958-961, 6-9 May 2009.
- [13] Pongsathorn Reangsuntea, Pornpawit Boonsrimuang, Pisit Boonsrimuang and Hideo Kobayashi, **“A New Weighting Factor of PTS OFDM with Low Complexity Base on Radix-4 IFFT for PAPR Reduction,”** 1st International Symposium on Technology for Sustainability (ISTS 2011), 26-29 January 2012, Bangkok, Thailand.
- [14] C. Tellambura, **“Computation of the continuous-time PAR of an OFDM signal with BPSK subcarriers,”** IEEE Trans. on Comm., Lett. Vol. 5, no.5, pp185-187, May 2001.
- [15] J. Tellado, **“Multicarrier Modulation with Low PAR,”** Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [16] T. Mata, P. Boonsrimuang, P. Boonsrimuang, and H. Kobayashi, **“Proposal of Improved PTS Method for STBC MIMO-OFDM Systems”**, IEICE Transactions on Communications, Vol.E93-B, No.10, pp.2673-2676, Oct. 2010.

ภาคผนวก

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

Pornpawit Boonsrimuang, Panya Jirajaracheep, Pongsathorn Reangsuntea, Pisit Boonsrimuang and Hideo Kobayashi, “A Low Complexity IPTS-Based Extended Split-Radix IFFT for PAPR Reduction in OFDM Systems”, 6th International Conference on ECTI-CON, May.16-18, 2012.



ECTI-CON
2012

BOOK OF ABSTRACTS

16-18 May 2012
Phetchaburi, THAILAND



Green
Green Technology



IEEE



IEEE
THAILAND SECTION

ECTI
Association



KMUTT

A Low Complexity IPTS-Based Extended Split-Radix IFFT for PAPR Reduction in OFDM Systems

Pornpawit Boonsrimuang[‡], Panya Jirajaracheep[†], Pongsathorn Reangsuntea[†], Pisit Boonsrimuang[†] and Hideo Kobayashi[‡]

[‡] Department of Electrical and Electronic Engineering, Graduate School of Engineering, Mie University, Japan

[†] Telecommunication Engineering Department, Faculty of Engineering

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL), Bangkok, Thailand 10520

Abstract—The Partial Transmit Sequence (PTS) method with low computation complexity, called decomposition PTS sub-blocking was proposed which employs the radix-2 inverse fast Fourier transform (IFFT) for the signals at the middle stages of an N -point radix-2 IFFT and decimation in frequency (DIF) domain. This method (DIF-IFFT) can reduce the computation complexity relatively with keeping the better PAPR performance similar to other PTS techniques with using the same weighting factor. To improve computation complexity for the PTS method, the Extended Split-Radix inverse fast Fourier transform (SRIFFT) which can reduce the number of computation complexity was proposed. However, the PAPR reduction performance is the same as that for the radix-2 method. In this paper, we propose a new weighting factor technique in conjunction with DIF-PTS sub-blocking based on Extended Split-Radix IFFT technique called Improve PTS (I-PTS) which can improve both the PAPR performance and computation complexity without any increasing of side information. This paper presents the various computer simulation results to verify the effectiveness of proposed method.

Keywords— DIF-IFFT, PAPR, SRIFFT, PTS.

I. INTRODUCTION

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) method has been standardized as the European digital audio broadcasting (DAB), the digital video broadcasting (DVB) and the next mobile communication (4G) systems. However, a major drawback of OFDM method is that the OFDM signal has higher peak to average power ratio (PAPR). The higher PAPR leads the fatal degradation of OFDM performance in the nonlinear power amplifier (HPA) [1].

Partial transmit sequence (PTS) method [2] is proposed as one of the distortion-less PAPR reduction methods. However, the computation complexity and the size of side information would increase as increasing the number of clusters and weighting factors to improve the PAPR performance. To reduce this computation complexity, DIF-PTS method was proposed [3] which employed the intermediate signals within the IFFT and used radix-2 decimation in the frequency domain (DIF) to obtain the PTS sub-blocks. Multiple IFFTs are then applied to the remaining stages. The PTS sub-blocking is performed in the middle stages of the N -point radix FFT/DIF algorithm. The DIF-PTS method can reduce the computational complexity relatively while it shows almost the same PAPR reduction performance as that of the conventional PTS OFDM scheme.

In this paper, we propose a new weighting factor technique for the PTS method in conjunction with DIF-PTS sub-blocking based on Extended Split-Radix IFFT technique which can improve both the PAPR performance and

computation complexity than that for the DIF-PTS method without any increasing of the size of side information.

In the next section, the PAPR problem and conventional PTS are reviewed briefly. Section III presents the PTS-based Extended Split-radix technique and Section IV presents the proposed method. Section V presents various computer simulation results to verify the effectiveness of the proposed method as comparing with the conventional PTS method. Some conclusions are given in Section VI.

II. PAPR PROBLEM AND CONVENTIONAL PTS METHOD

Let $\{X(k)\}_{k=0}^{N-1}$ denote the frequency-domain signal, where N is the number of FFT/IFFT points and k is the frequency index. The discrete time-domain OFDM signal is obtained by taking an N -point inverse discrete Fourier transform (IDFT) of $X(k)$ as given by the following equation.

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) T_N^{-nk} \quad (1)$$

where n is the discrete-time index, $T_N = e^{j2\pi/N}$ (known as the twiddle factor), and $j^2 = -1$. The frequency-domain signal $X(k)$ would add constructively and generate a time domain signal with larger peak amplitude. To evaluate the envelop variations of OFDM time domain signal, the ratio of peak to average power of the signal as given in the following equation is usually used.

$$PAPR = \frac{\max_{0 \leq n \leq N-1} |x(n)|^2}{E[|x(n)|^2]} \quad (2)$$

where the discrete time PAPR can be evaluated precisely by using a minimum of four times oversampling [4].

In the PAPR reduction method of using the partial transmit sequences (PTSS), the frequency-domain vector $X(k)$ is partitioned into P disjoint sub-blocks as given by the following equation.

$$X(k) = \sum_{p=0}^{P-1} X_p(k) \quad (3)$$

Let θ_p be the set of weighting factors with $\theta_p = 0$ which are applied to the sub-blocks $X_p(k)$. The substitute frequency-domain signal are given by [5].

$$X'(k) = \sum_{p=0}^{P-1} e^{j\theta_p} X_p(k) \quad (4)$$

Taking the IDFT of (4), and using the linearity property of the IDFT, the following equation can be obtained.

$$\begin{aligned} x'(n) &= IDFT(X'(k)) = \sum_{p=0}^{P-1} e^{j\theta_p n} IDFT(X_p(k)) \\ &= \sum_{p=0}^{P-1} e^{j\theta_p n} x_p(n) \end{aligned} \quad (5)$$

where $x_p(n) = IDFT(X_p(k))$ are the P time-domain PTSs. To determine the sequence $x'(n)$ with the smallest PAPR, the following optimization criterion is employed.

$$[\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{P-1}] = \arg \min_{\{\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{P-1}\}} \left\{ \max_{0 \leq n \leq N-1} |x'(n)| \right\} \quad (6)$$

In order to recover the data correctly at the receiver, the required side information is $(P-1)\log_2 W$ bits per OFDM symbol where W is the number of weighting factors. According to (6), P IDFTs are required to obtain $x'(n)$ which leads significant incensement of computational complexity.

III. PTS-BASED EXTENDED SPLIT-RADIX TECHNIQUE

A. An Extended Split-Radix FFT Algorithms

The basic idea of an extended split-radix FFT algorithm is the application of a radix-2 index map to the even-indexed terms and a radix-8 index map to the odd-indexed terms. That is, the extended split-radix FFT algorithm is based on the synthesis of one half-length and four eighth-length DFTs. For the odd index terms, [6] gives the following equations.

$$\begin{aligned} X_{8i+1} &= \sum_{n=0}^{N/8-1} [(x_n - x_{n+N/2}) - j(x_{n+N/4} - x_{n+3N/4})] \\ &\quad + \frac{1}{\sqrt{2}} \{(1-j)(x_{n+N/8} - x_{n+5N/8}) \\ &\quad - (1+j)(x_{n+3N/8} - x_{n+7N/8})\} H_N^{2i} W_N^{8ni} \\ X_{8i+3} &= \sum_{n=0}^{N/8-1} [(x_n - x_{n+N/2}) + j(x_{n+N/4} - x_{n+3N/4})] \\ &\quad - \frac{1}{\sqrt{2}} \{(1+j)(x_{n+N/8} - x_{n+5N/8}) \\ &\quad - (1-j)(x_{n+3N/8} - x_{n+7N/8})\} H_N^{2i} W_N^{8ni} \\ X_{8i+5} &= \sum_{n=0}^{N/8-1} [(x_n - x_{n+N/2}) - j(x_{n+N/4} - x_{n+3N/4})] \\ &\quad - \frac{1}{\sqrt{2}} \{(1-j)(x_{n+N/8} - x_{n+5N/8}) \\ &\quad - (1+j)(x_{n+3N/8} - x_{n+7N/8})\} H_N^{2i} W_N^{8ni} \\ X_{8i+7} &= \sum_{n=0}^{N/8-1} [(x_n - x_{n+N/2}) + j(x_{n+N/4} - x_{n+3N/4})] \\ &\quad + \frac{1}{\sqrt{2}} \{(1+j)(x_{n+N/8} - x_{n+5N/8}) \\ &\quad - (1-j)(x_{n+3N/8} - x_{n+7N/8})\} H_N^{2i} W_N^{8ni} \end{aligned} \quad (7)$$

The first stage of an extended split-radix decimation-in-frequency decomposition then replaces a DFT of length by one DFT of length 2 and four DFTs of length 8. The length-

DFT is then obtained by successive use of such decompositions up to the last two stages, where some conventional split-radix butterflies (without twiddle factors) are needed, and to the last stage, where some usual radix-2 butterflies (without twiddle factors) are needed. A general elementary butterfly used in the diagram is illustrated in detail shown in Fig. 1.

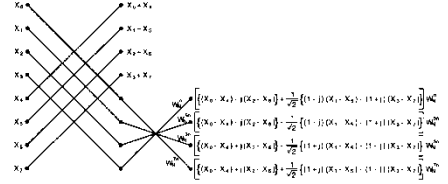


Figure 1. Butterfly method for DIF extended split-radix FFT.

B. IFFT-Based PTS Technique

The DFT of an N -point sequence $X(k)$ can be directly computed by using equation (1). The IDFT can be computed by taking the complex conjugate of the input and output sequences while using the same DFT parameters, we need only consider the DFT calculation. Thus, we only use the corresponding FFT computation.

An FFT algorithm recursively converts the DFT computation to $r \times N/r$ -point DFTs recurring through $m = \log_r N$ stages. The value of r corresponds to a radix- r FFT algorithm. The DIF radix- r DFT of (1) is given by,

$$X(rk + k_0) = \sum_{n=0}^{N/r-1} \left(\sum_{m=0}^{r-1} x \left(n + \frac{N}{r} m \right) T_r^{jk} \right) T_{N/r}^{nk} \quad (8)$$

where $k_0, 0 \leq k_0 \leq r-1$, is the index of the butterfly outputs. As we consider the inputs to stage q for PTS sub-blocking, symbols and indices are represented with subscript q : x_q and n_q for an input x and time index n , respectively, which X_q and k_q for an output X and frequency index k , respectively. Considering the form of (8), the butterfly outputs at stage q are given by,

$$X_q^q(rk_q + k_0) = \left(\sum_{i=0}^{r-1} x_q^q \left(n_q + \frac{N}{r^q} i \right) T_r^{jk} \right) T_{N/r^q}^{nk} \quad (9)$$

where $k_q = 0, 1, \dots, (N/r^q)-1$, $n_q = 0, 1, \dots, (N/r^q)-1$, and $\eta_q = 1, 2, \dots, r^{q-1}$, denotes a particular N/r^{q-1} -point DFT at the stage q . Fig. 1 shows the recursive reduction of the η -th N/r^{q-1} -point DFT to N/r^q -point DFTs at stage q . It is assumed that the input sequence is in normal order, and the output is in digit-reversed order. Similarly, we can obtain the butterfly outputs at stage q for decimation in time (DIT) domain.

The inputs $X_q^q(n_q + (N/r^q)i)$ at stage q are used for cluster partitioning in the proposed PTS technique and the remaining

$m-q$ stages are used to compute the multiple transforms as shown in Fig. 2.

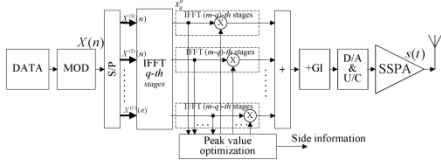


Figure2 Structure of OFDM transmitter with a low complexity PTS method.

IV. PROPOSED METHOD

A. Proposal of New Weighting Factor

In the proposed method, the input data block is partitioned into the cluster as the same as conventional PTS method. The difference of proposed method as compared with the conventional method is that each cluster is partitioned by first and second parts as shown in Fig.3. The first and second parts of cluster employ the different weighting factor although these two have the predetermined relationship [7]. The frequency domain signal for the proposed method can be given by,

$$\hat{x}(n) = \sum_{p=0}^{P-1} (e^{j\theta_p'} x_p'(n) + e^{j\theta_p''} x_p''(n)) \quad (10)$$

where $e^{j\theta_p'}$ and $e^{j\theta_p''}$ are weighting factors for the first and second parts at the p -th cluster, respectively. $x_p'(n)$ and $x_p''(n)$ are the data sub-carriers of first and second parts at the p -th cluster, respectively. The weighting factors of proposed method are given by the following equation.

$$\theta_p' = \chi \theta_p'' \quad (11)$$

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

where θ_p' is the phase coefficient for the first part of clusters, and θ_p'' is the phase coefficient for the second parts. However, this fact leads other advantage in the computational complexity for the proposed method as compared with the case of $\chi = 0.5$ [8]. If α is 0, the phase value of second part of cluster can be obtained by $\phi_2^{(v)} = \alpha \phi_1^{(v)} = 0$ and the weighting factor for the second part of cluster becomes $b_2^{(v)} = e^{j\phi_2^{(v)}} = 1$. This means that the proposed method can use the original time domain signal without multiplying the weighting factor for the half part of subcarriers.

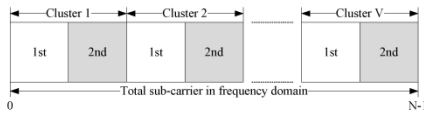


Figure3. Structure of OFDM symbol for the Improved PTS method.

From the above results, Fig.4 shows the averaged PAPR performance for the proposed method when changing χ . The best PAPR performance can be achieved when χ is 0 and the proposed method with $\chi = 0$ can reduce the computation complexity. From this fact, the proposed method shows better PAPR performance than conventional PTS and DIF-PTS method with keeping the same size of side information and lower computation complexity as the conventional PTS method.

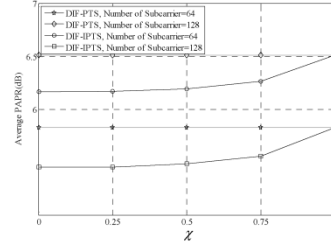


Figure4. Averaged PAPR Performance for the proposed DIF-IPTS method when changing χ .

B. Computational Complexity Analyses

We define the multiplicative complexity of the DIF IFFT algorithm as the number of complex multiplications by twiddle factors $T_{N/r}^{n, k_0}$ and T_r^{i, k_0} . The twiddle factors T_r^{i, k_0} are trivial (± 1 and $\pm j$). Let M_m^c be the number of real multiplications needed to perform a 2^m -complex DFT with the Extended Split-Radix algorithm. By using (7), we can obtain the following relationship.

$$M_m^c = M_{m-1}^c + 2M_{m-2}^c + 3 \cdot 2^{m-1} - 8 \quad (12)$$

And, with the initial conditions $M_1 = 0$, $M_2 = 0$, we obtain,

$$M_m^c = 2^m (m-3) + 4 \quad (13)$$

Disregarding for a while the number of additions needed to perform the complex multiplications, the remaining ones can easily be evaluated by $m \cdot 2^{m+1}$, since, at each of the m stage, a new point is generated by a complex addition. Then, since the number of real additions needed to compute a complex is equal to the number of multiplications, we have:

$$\mathcal{A}_m^c = m \cdot 2^{m+1} + M_m^c \quad (14)$$

The Extended Split-Radix algorithm has the lower number of both multiplications and additions than Radix-2 algorithm.

V. PERFORMANCE EVALUATION

This section presents the various computer simulation results to verify the performance of proposed method. The receiver is coherent detector. The transmitted signal is taken over sampling by a factor of 4 ($L=4$). The simulation

parameters to be used in the following evaluations are listed in Table I.

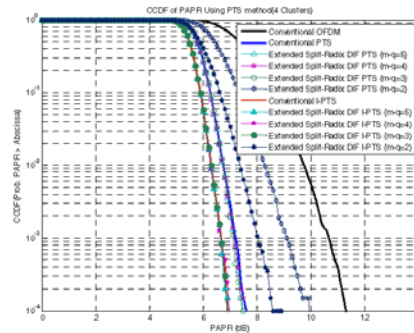
Modulation	QPSK
Demodulation	Coherent
Allocated bandwidth	5MHz
Number of FFT points	256
Number of sub-carriers	64
Number of clusters (V)	4
Number of discrete phases (W)	4
Symbol duration	12.8us
Guard interval	1.28us

Table II shows the comparisons for the PAPR performance and computation complexity for the conventional OFDM, conventional PTS, DIF-PTS based on Radix-2 and Extended Split-Radix, respectively. This table shows the comparison computation complexity which refers the conventional PTS. From the table, the DIF-PTS and DIF-IPTS based on radix-2 can reduce the computation complexity 68.76% at $(m-q)_{\text{Radix-2}} = 2$ when comparing with conventional PTS. The DIF-IPTS based on Extended Split-Radix shows the lower computation complexity which can reduce up to 76.66% at $(m-q)_{\text{Split-Radix}} = 2$ when comparing with conventional method. From these results, it can be concluded that the proposed method can achieve the lower PAPR reduction performance and reduces the computation complexity as compared with the conventional PTS and DIF-PTS based on Radix-2.

Figure 5 shows the PAPR performance for the conventional OFDM, conventional PTS, DIF-PTS and DIF-IPTS based on Extended Split-Radix, respectively when the modulation technique is QPSK, number of subcarriers is 64. From the figure, it can be observed that the PAPR reduction performance of DIF-IPTS method based on Split-Radix can achieve better PAPR reduction performance when comparing with DIF-PTS method based on Extended Split-Radix. From the figure, it can be concluded that the proposed new weighting factor can achieve the lower computation complex than DIF-IPTS based Radix-2.

TABLE II
COMPARISONS OF COMPUTATION COMPLEXITY FOR VARIOUS METHODS.

	Computation Complexity (P=4 and N=256)				
	(m-q=6)	(m-q=5)	(m-q=4)	(m-q=3)	(m-q=2)
Conventional OFDM	NA	NA	NA	NA	NA
Conventional PTS	0%	0%	0%	0%	0%
DIF-PTS [3]	24.68%	36.77%	48.48%	59.40%	68.76%
Radix-2 DIF-IPTS	24.68%	36.77%	48.48%	59.40%	68.76%
Proposed Extended Split-Radix DIF-IPTS	37.65%	47.01%	54.03%	61.45%	76.66%



Figures. Comparison of PAPR reduction performance between conventional PTS and proposed Extended Split-Radix DIF-IPTS methods.

VI. CONCLUSIONS

In this paper, we proposed the new weighting factor technique for PTS method in conjunction with DIF-PTS method based on Extended Split-Radix. The proposed new weighting factors for the 1st and 2nd parts have the predetermined relationship so as to keep the same size of side information. To reduce the computation complexity, we used the Extended Split-Radix DIF-IFFT technique. From the computer simulation results, we confirmed that the proposed method shows the better PAPR performance and lower computation complexity with keeping the same size of side information as compared with the DIF-PTS method.

REFERENCES

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] Ghassemi, A.; Gulliver, T.A., "A Low-Complexity PTS-Based Radix FFT Method for PAPR Reduction in OFDM Systems," IEEE Transactions on Signal Processing, vol.56, no.3, pp.1161-1166, March 2008.
- [4] C. Tellambura, "Computation of the continuous-time PAR of an OFDM signal with BPSK subcarriers," IEEE Trans. on Comm., Lett. Vol. 5, no. 5, pp185-187, May 2001.
- [5] J. Tellado, "Multicarrier Modulation with Low PAR," Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [6] D. Takahashi, "An Extended Split-Radix FFT Algorithm," IEEE signal processing letters, Vol. 8, no. 5, pp145-147, May 2001.
- [7] 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.
- [8] T. Mata, P. Boonsrimuang, P. Boonsrimuang, and H. Kobayashi, "Proposal of Improved PTS Method for STBC MIMO-OFDM Systems", IEICE Transactions on Communications, Vol.E93-B, No.10, pp.2673-2676, Oct. 2010.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายปัญญา จิรจราชีพ
วัน-เดือน-ปีเกิด	23 สิงหาคม 2528 ที่จังหวัดสมุทรปราการ
ที่อยู่	บ้านเลขที่ 317 ถนนสายลาด ตำบลปากน้ำ อำเภอเมืองสมุทรปราการ จังหวัดสมุทรปราการ 10270
อีเมล	panya@outlook.com , kjpanya@gmail.com
ประวัติการศึกษา	ปีการศึกษา 2549 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2556 วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ประสบการณ์การทำงาน	
มี.ค. 2551 - ส.ค. 2552	วิศวกรระบบสื่อสารสัญญาณ บริษัท สามารถคอมเทค จำกัด
ก.ย. 2552 - ส.ค. 2554	APAC NPI Enigneer Alcatel-Lucent (Thailand)
ก.ย. 2554 - ก.พ. 2556	วิศวกรโครงการ ส่วนวางแผนวิศวกรรมโทรศัพท์เคลื่อนที่ บริษัท ทีโอที จำกัด (มหาชน)
มี.ค. 2556 - ปัจจุบัน	นักวิชาการคอมพิวเตอร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง