

การลดอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยในระบบสื่อสารโอเอฟดีเอ็ม
ด้วยวิธี SLM ต่อเรียงกับวิธี APPR

PAPR REDUCTION IN OFDM SYSTEMS USING CASCADE
SLM WITH APPR METHODS



ศพ.
ก 351 ก
๒๐๐๗

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 85164
วัน,เดือน,ปี..... - 4 พ.ย. 2551

b. 1200652x
i.

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2551

KMITL-2008-EN-M-010-160

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การลดอัตราส่วนกำลังถ่ายถอดต่อกำลังเฉลี่ยในระบบสื่อสาร โอเอฟดีเอ็มด้วยวิธี SLM ต่อ
เรียงกับวิธี APPR

Thesis Title PAPR Reduction in OFDM Systems Using Cascade SLM with APPR Methods

นักศึกษา นายกองสิทธิ์ อุปรี

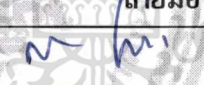




รหัสประจำตัว 49060916

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2008-EN-M-010-160

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.สมยศ	อุดมปะยะ	
ผศ.ดร.พิเชฐ	ม่วงนวล	
รศ.จิระศักดิ์	ชาญวิธรรม	
รศ.ดร.ฟูศักดิ์	ชีวิวิทย์	
รศ.ดร.กอบชัย	เดชหาญ	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันพุธที่ 24 กันยายน พ.ศ. 2551 เวลา 11.00-13.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 3 ห้องประชุม 1

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 24 กันยายน พ.ศ. 2551

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การลดอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย ในระบบสื่อสารโอเอฟดีเอ็ม ด้วยวิธี SLM ต่อเทียบกับวิธี APPR
นักศึกษา	นายกองสิทธิ์ อุปรี
รหัสนักศึกษา	49060916
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2551
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ได้เสนอเทคนิค การลดอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย (PAPR : Peak to Average Power Ratio) แบบใหม่ โดยใช้วิธี Selected Mapping (SLM) ร่วมกับวิธี Adaptive Peak Power Reduction (APPR) โดยนำมาต่อเรียงกัน สัญญาณโอเอฟดีเอ็ม (OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ที่เกิดจากการมอดูเลตคลื่นพหุคูณจำนวนมากส่งผลให้ระบบมีค่าพีเอพียอร์สูง ทำให้ประสิทธิภาพของการขยายสัญญาณของเครื่องส่งลดลง เป็นผลให้ประสิทธิภาพของอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล (BER : Bit Error Rate) ต่ำลง และเกิดการแผ่ขยายนอกแถบ (Out of band variation) การลดค่าพีเอพียอร์เริ่มต้น โดยลำดับข้อมูลอินพุตจะผ่านการลดค่าพีเอพียอร์ด้วยวิธี SLM ก่อน แล้วป้อนเข้าสู่กระบวนการของ APPR หลักการของวิธี APPR จะควบคุมระดับสัญญาณโดยใช้อัลกอริทึมการปรับตัวอง ซึ่งทำให้สามารถลดค่าพีเอพียอร์ได้ การจำลองการทำงานได้ใช้โปรแกรมแมทแลบ (MATLAB) ผลที่ได้พบว่าวิธีใหม่ที่น่าเสนอสามารถให้ประสิทธิภาพของการลดค่าพีเอพียอร์, BER ได้ดีกว่าวิธีพื้นฐาน SLM และ APPR ซึ่งพารามิเตอร์ที่ใช้จำลองการทำงานอ้างอิงจากมาตรฐาน IEEE 802.11a (WLAN)

Thesis Title	PAPR Reduction in OFDM Systems Using Cascade SLM with APPR Methods
Student	Mr. Kongsit Eupree
Student ID.	49060916
Degree	Master of Engineering
Program	Telecommunications Engineering
Year	2008
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Kobchai Dejhan

ABSTRACT

The purpose of this thesis is to present a new technique of peak to average power ratio (PAPR) by using adaptive peak power reduction (APPR) method cascades from selective mapping (SLM) method. Normally, orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) signal is a result of the combination of the orthogonally modulated sub-carriers. In consequence, there produces unexpectedly a PAPR and tends to reduce the power efficiency of a RF amplifier which can lead to decrease efficiency of bit error rate (BER) and out of band variation. In first, a sequence of input data is rearranged by using SLM method in order to reduce a PAPR. Secondly, there are fed into the APPR process in the proposed system. The APPR method controls the peak levels of the signal modulations by an adaptive algorithm. Therefore, this method reduces signal modulations over a predefined range. In simulation, there used MATLAB program result, the proposed method has shown the better PAPR reduction and BER compared to the SLM and the APPR. Simulation parameter based on IEEE 802.11a (WLAN) standard.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้อย่างดี ด้วยคำปรึกษาจาก รศ.ดร. กอบชัย เดชหาญ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ อาจารย์สรวิวัฒน์ ชิวปรีชา และ อาจารย์ชูสิทธิ์ ประดับเพชร (มหาวิทยาลัยราชภัฏพระนครศรีอยุธยา) ข้าพเจ้ารู้สึกทราบบ้างในความอนุเคราะห์จากอาจารย์ทั้งสามท่าน และขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ คณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกๆ ท่านที่ได้ถ่ายทอดความรู้ให้กับข้าพเจ้า และขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ในภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม ทุกคนที่ให้คำแนะนำ และคอยให้กำลังใจเสมอมา

ขอขอบคุณ บริษัท ทีโอที จำกัด (มหาชน) ที่สนับสนุนทุนการศึกษา และค่าใช้จ่ายอื่นๆ แก่ข้าพเจ้าตลอดหลักสูตรด้วยดีเสมอมา

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้าที่เป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนในทุก ๆ เรื่อง ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี



สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.6 ขั้นตอนการศึกษา.....	3
บทที่ 2 เทคนิคการมอดูเลตและมัลติเพล็กซ์สัญญาณ.....	4
2.1 ลักษณะทั่วไปของการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัล.....	4
2.1.1 การมอดูเลตเชิงขนาดที่ใช้สัญญาณคลื่นพาห์อินเฟสและควอดเรเจอร์เฟส.....	5
2.1.2 การมอดูเลตแบบเปลี่ยนเฟสของสัญญาณคลื่นพาห์.....	7
2.2 เทคนิคการมัลติเพล็กซ์.....	9
2.2.1 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่.....	10
2.2.2 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส.....	10
2.2.3 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา.....	11
2.2.4 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความยาวคลื่น.....	11
2.2.5 การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม.....	12
2.3 หลักการและโครงสร้างของระบบ โอเอฟดีเอ็ม.....	13
2.3.1 คุณสมบัติของการตั้งฉากในแกนความถี่.....	15
2.3.2 คุณลักษณะของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธเฟดดิ้ง.....	17
2.3.3 ช่วงเวลาป้องกัน.....	20
2.3.4 การประมาณช่องสัญญาณ.....	21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.3.5 วินโดว์อิง.....	22
2.3.6 การชิงโครโนซ์.....	25
2.4 เครื่องรับส่งระบบโอเอฟดีเอ็ม.....	26
2.4.1 การมอดูเลตสัญญาณอาร์เอฟ.....	27
2.4.2 การปรับระดับสัญญาณ.....	27
บทที่ 3 อัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย.....	29
3.1 บทนำ.....	29
3.2 อัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย.....	29
3.3 ตัวประกอบค่ายอด.....	31
3.4 คุณสมบัติทางสถิติของสัญญาณแถบฐาน.....	31
3.5 ลักษณะของความไม่เป็นเชิงเส้นไร้ความจำ.....	34
3.6 ผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้นที่มีต่อสมรรถนะของระบบ.....	35
3.7 แนวทางในการลดอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย.....	36
3.7.1 การลดค่าพีเอพียอร์ที่ทำให้เกิดความเพี้ยน.....	36
3.7.1.1 การขลิบสัญญาณ.....	36
3.7.1.2 การทำวินโดว์ให้กับค่ายอด.....	38
3.7.2 การลดค่าพีเอพียอร์ที่ไม่มีความเพี้ยน.....	38
3.7.2.1 การเข้ารหัส.....	38
3.7.2.2 การแมปแบบเลือก.....	38
3.7.2.3 การวางสลับ.....	39
3.7.2.4 Parallel Combinatory-OFDM.....	39
บทที่ 4 การหาค่าสมรรถนะของระบบที่นำเสนอ.....	42
4.1 บทนำ.....	42
4.2 แบบจำลองระบบโอเอฟดีเอ็ม.....	42
4.3 การลดค่าพีเอพียอร์ ด้วยวิธี ที่นำเสนอ.....	43
4.3.1 หลักการของวิธี SLM.....	43
4.3.2 หลักการของวิธี APPR.....	45

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.4 สมรรถนะของระบบ.....	47
4.4.1 ประสิทธิภาพค่าพีเอทีอาร์.....	48
4.4.2 ประสิทธิภาพอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล.....	50
4.4.3 ความหนาแน่นสเป็กตรัมกำลัง.....	53
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	54
เอกสารอ้างอิง.....	56
ภาคผนวก.....	58
ภาคผนวก ก. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	58
ประวัติผู้เขียน.....	64



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ตัวอย่างประสิทธิภาพของการใช้แบนด์วิธของระบบไมโครเวฟแบบดิจิทัล.....	5
3.1 การจับคู่ของ parallel Combinatory (PC) Bits.....	39
3.2 การจับคู่ของ Parallel Combinatory Bits และตำแหน่งของสัญลักษณ์ PSK.....	41
4.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้จำลองการทำงาน.....	47



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	บล็อกไดอะแกรมของการมอดูเลตแบบ QAM และการจัดตำแหน่งของสัญญาณ.....6
2.2	การจัดตำแหน่งของสัญญาณ 16 QAM (ก) และ 64 QAM (ข).....7
2.3	รูปคลื่นของกรณีสัญญาณ PSK แบบ 2 ระดับ.....7
2.4	การจัดตำแหน่งของสัญญาณ 4-PSK และ 16-PSK.....8
2.5	หลักการมัลติเพล็กซ์สัญญาณ.....9
2.6	การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่.....10
2.7	การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส.....10
2.8	การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา.....11
2.9	การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความยาวคลื่น.....11
2.10	การมัลติเพล็กซ์แบบ โอเอฟดีเอ็ม.....12
2.11	แสดง PCM frame มาตรฐานยุโรปและอเมริกาเหนือ.....12
2.12	ระดับการมัลติเพล็กซ์ของแต่ละมาตรฐาน.....13
2.13	แสดงการมอดูเลตสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม.....14
2.14	ตัวอย่างของ 4 คลื่นพาห่อย่อยที่อยู่ในหนึ่งสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม.....15
2.15	ตัวอย่างสเปกตรัมของแต่ละคลื่นพาห่อย่อย.....16
2.16	การเปลี่ยนรูปจากสัญญาณ โดเมนเวลาเป็นสเปกตรัมความถี่โดยใช้ FFT.....17
2.17	หลักการพื้นฐานของการนำ IFFT และ FFT มาใช้งานกับระบบ โอเอฟดีเอ็ม.....17
2.18	แสดงผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาที่แปรผันตามเวลา.....19
2.19	การวางช่วงเวลาป้องกัน.....21
2.20	รูปแบบการจัดเฟรมข้อมูลของระบบ โอเอฟดีเอ็มในแกนเวลา.....21
2.21	ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมโดยปราศจากวินโดว์อิ่ง สำหรับจำนวน 16 , 64 และ 256 คลื่นพาห่อย่อย.....24
2.22	การเพิ่มส่วนขยายแบบวนและวินโดว์อิ่งสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม.....24
2.23	ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมสำหรับวินโดว์อิ่งแบบเรสโคไซน์ ตามค่าแฟกเตอร์ ไรลล์ออฟเท่ากับ 0, 0.025,0.05 และ 0.138.....24
2.24	การชิงโครโมสด้วย การเพิ่มเดมส่วนหน้าแบบวน.....26
2.25	บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับส่งระบบ โอเอฟดีเอ็ม.....26
2.26	การมอดูเลตสัญญาณอาร์เอฟโดยเทคนิคแบบดิจิทัล (DDS: Direct Digital Synthesis).....27
2.27	แบบจำลองของสัญญาณที่เกิดการผิดเพี้ยนมีสัญญาณรบกวนและการปรับระดับสัญญาณ.....27

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.1 ความเพี้ยนที่เกิดจากการขลิบสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์ (512 คลื่นพาห์ย่อย).....	37
3.2 ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ถูกขลิบ.....	37
3.3 (M+1)-APSK แบบต่างๆ (ก) 3-APSK, (ข) 5-APSK, (ค) 9-APSK, (ง) 17-APSK.....	40
3.4 กระบวนการจับคู่บิต.....	40
4.1 บล็อกไดอะแกรมภาคส่งของระบบ โอเอฟดีเอ็ม.....	42
4.2 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของวิธี SLM.....	44
4.3 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของวิธี APPR.....	45
4.4 บล็อกไดอะแกรมรวมของวิธีใหม่ที่น่าสนใจ.....	46
4.5 บล็อกไดอะแกรมรวมของระบบที่ใช้ในการจำลอง.....	48
4.6 สมรรถนะค่าพีเอพียอร์ (16 Sub-block, M = 16).....	48
4.7 สมรรถนะค่าพีเอพียอร์ (16 Sub-block, M = 32).....	49
4.8 สมรรถนะค่าพีเอพียอร์ (32 Sub-block, M = 16).....	49
4.9 สมรรถนะค่าพีเอพียอร์ (32 Sub-block, M = 32).....	50
4.10 สมรรถนะอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล (16 Sub-block, M = 16).....	51
4.11 สมรรถนะอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล (16 Sub-block, M = 32).....	51
4.12 สมรรถนะอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล (32 Sub-block, M = 16).....	52
4.13 สมรรถนะอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล (32 Sub-block, M = 32).....	52
4.14 ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม (IBO = 3 dB).....	53
4.15 ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม (IBO = 6 dB).....	53

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สาย มีบทบาทต่อการดำเนินชีวิตของมนุษย์และสภาพสังคม เศรษฐกิจในปัจจุบัน เนื่องจากมนุษย์ต้องการความสะดวกสบายมากยิ่งขึ้น มีความต้องการติดต่อสื่อสาร ในรูปแบบต่างๆ โดยเฉพาะการสื่อสารข้อมูลไร้สายความเร็วสูงในสถานที่ต่างๆ จึงได้มีการคิดค้น วิจัย เทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายในรูปแบบต่างๆ เพื่อตอบสนองความต้องการของมนุษย์

เทคนิคการส่งสัญญาณในระบบโอเอฟดีเอ็ม (OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing) เป็นเทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ (MCM : Multi-carrier modulation) โดยยอมให้ คลื่นพาห์ที่อยู่ใกล้กันมีการทับซ้อนกันได้ เทคนิคนี้คิดค้นในปี ค.ศ. 1950 และสหรัฐอเมริกาเปิดเผยการ จดสิทธิบัตรในปี ค.ศ. 1970 [1-2] ซึ่งเป็นเทคโนโลยีที่พัฒนาต่อจากเทคนิคการมอดูเลตแบบคลื่นพาห์ เดียว (Single carrier modulation) ทำให้เกิดการวิจัยเรื่องนี้อย่างแพร่หลาย และเมื่อเทคโนโลยีผลิตสารกึ่ง ตัวนำ (Semiconductors) ทำให้วงจรมีขนาดเล็ก และวงจรมีความถี่สูงมีการพัฒนาคุณภาพสูงมากขึ้น ใน ปี ค.ศ. 1990 มีการนำเทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์มาพัฒนาใช้ในเชิงพาณิชย์

ระบบโอเอฟดีเอ็มเป็นเทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ [3-5] ที่ได้รับการยอมรับอย่าง แพร่หลายต่อจากเทคนิคการมอดูเลตแบบคลื่นพาห์เดี่ยว เพราะเป็นระบบที่ลดผลกระทบจากการเฟดดิ้ง แบบ Selective (Frequency Selective fading), ลดการรบกวนในย่านความถี่แบนด์แคบ (Narrow band interference) และเป็นการใช้ย่านความถี่อย่างมีประสิทธิภาพ ทั้งยังสามารถส่งผ่านข้อมูลด้วยอัตรา ความเร็วสูงได้ดี เมื่อเทียบกับระบบอื่น ระบบโอเอฟดีเอ็มใช้ในระบบการแพร่สัญญาณเสียงดิจิตอล (DAB : Digital audio broadcasting) การแพร่สัญญาณภาพภาคพื้นดินดิจิตอล (DVB-T : Digital video broadcasting-terrestrial) การสื่อสารมัลติมีเดียเคลื่อนที่ (MMAC : Mobile multimedia access communication) และการให้บริการบรอดแบนด์ (Broadband) ไร้สายแบบ WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) ภายใต้มาตรฐานระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย (WLAN : Wireless Local Area Network) WLAN-IEEE 802.11a IEEE 802.16 IEEE 802.20 [5-6]

ข้อเสียสำคัญของระบบโอเอฟดีเอ็มคือ สัญญาณด้านส่งมีอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย (PAPR : Peak to Average Power Ratio) สูง ซึ่งเกิดจากการมอดูเลตคลื่นพาห์ย่อยจำนวนมาก สัญญาณที่มี ค่าพีเอชอาร์สูง จะทำให้เกิดความเพี้ยนเชิงอินเตอร์มอดูเลต (Inter-modulation distortion) เนื่องจาก สัญญาณที่มีค่ายอดสูงเมื่อผ่านวงจรขยายของเครื่องส่ง จะทำให้วงจรขยายทำงานในช่วงอิมพัลส์และทำงาน แบบไม่เป็นเชิงเส้น ส่งผลให้ต้องใช้เครื่องขยายสัญญาณกำลังสูง (HPA : High power amplifiers) ซึ่งมี ราคาสูงมาก และการใช้พลังงานของ HPA ขึ้นอยู่กับค่ายอดของสัญญาณ ดังนั้นเมื่อค่ายอดของสัญญาณ

สูงทำให้ใช้พลังงานสูงตามด้วย เพื่อเป็นการลดการใช้พลังงาน เทคนิคการลดค่าพีเอพ็อร์ จึงจำเป็นมาก สำหรับระบบโอเอฟดีเอ็ม

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งหวังเพื่อศึกษา การส่งผ่านข้อมูลแบบไร้สายในระบบโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งเป็นเทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ที่กำลังเป็นที่นิยมกันในปัจจุบัน ซึ่งเป็นยุคที่ต้องการการสื่อสารข้อมูลไร้สายด้วยความเร็วสูง ดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น ระบบโอเอฟดีเอ็มมีข้อเสียที่สำคัญคือ ถ้าค่าพีเอพ็อร์สูง ทำให้วงจรถยายสัญญาณกำลังสูงทำงานในช่วงอิมพัลส์ เพื่อแก้ปัญหาข้อเสียดังกล่าว วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงเสนอวิธีการลดค่าพีเอพ็อร์ ด้วยวิธี SLM ต่อเรียงกับ วิธี APPR ซึ่งสามารถที่จะช่วยให้ระบบมีประสิทธิภาพที่ดีขึ้น

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

การแก้ปัญหาวิธีลดค่าพีเอพ็อร์ สำหรับระบบโอเอฟดีเอ็ม เพื่อให้ได้ค่าพีเอพ็อร์ที่เหมาะสม ก่อนส่งไปยังเครื่องขยายสัญญาณกำลังสูง มีงานวิจัยศึกษาเรื่องนี้หลายวิธี เช่น การเข้ารหัส (Coding) [5-6] การขลิบขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณ (Amplitude clipping) [5-6] การขลิบและกรองสัญญาณ (Clipping and filtering) [5-6] Tone injection [6-7] การวางสลับ (Scrambling) [8] วิธี Selected mapping [6,8-11] และ วิธี Partial transmit sequence [6,12] เป็นต้น ฉะนั้นวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการลดค่าพีเอพ็อร์ด้วยวิธี SLM ต่อเรียงกับ วิธี APPR โดยการจำลองระบบด้วยโปรแกรม MATLAB ซึ่งการจำลองกำหนดให้โปรแกรมกำเนิดข้อมูลอินพุต ที่เป็นจำนวนเชิงซ้อนขึ้นมา กำหนดเป็นบล็อกข้อมูลแล้วมอดูเลตด้วยวิธี 64 QAM ส่งลำดับข้อมูลผ่านบล็อก IFFT โปรแกรมประมวลผลค่าพีเอพ็อร์ แล้วเลือกค่าพีเอพ็อร์ที่ต่ำที่สุดป้อนเข้าสู่วิธี APPR ซึ่งจะรักษาระดับค่ายอดของสัญญาณด้วยอัลกอริทึมการปรับตัวเอง ให้อยู่ในระดับที่เหมาะสม นำผลมาเปรียบเทียบกับวิธีพื้นฐาน

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

จากการศึกษาผลงานวิจัย การลดค่าพีเอพ็อร์ในวิธีต่าง ๆ สำหรับระบบโอเอฟดีเอ็ม เพื่อลดผลกระทบต่อเครื่องขยายสัญญาณกำลังสูงนั้น แต่ละวิธีมีข้อดีและข้อด้อยต่างกัน การผสมผสานวิธีการที่มากกว่าหนึ่งวิธีเข้าด้วยกันจะทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้น ดังนั้น วิธีที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้คือ การลดค่าพีเอพ็อร์ด้วยวิธี Selected mapping (SLM) ต่อเรียงกับ วิธีลดระดับค่ายอดของสัญญาณด้วยอัลกอริทึมการปรับตัวเอง (APPR) ซึ่งหลักการคำนวณค่าพีเอพ็อร์ด้วยวิธี SLM มีข้อดีในการใช้เวลาประมวลผลน้อย เพราะโปรแกรมจะสุ่มค่ามาประมวลผลแล้วเลือกค่าพีเอพ็อร์ต่ำที่สุดค่าหนึ่ง เพื่อป้อนเข้าไปยังชุดลดระดับค่ายอดของสัญญาณด้วยอัลกอริทึมการปรับตัวเอง ปรับลดค่าพีเอพ็อร์ลงอีกระดับ

หนึ่ง ลักษณะเด่นตรงจุดนี้ที่ผู้วิจัยมองว่าเป็นการลดค่าพีเอพ็อร์ได้ถึงสองระดับด้วยกัน โดยเวลาที่ใช้ไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประมวลผลเพิ่มขึ้นเพียงเล็กน้อยจากการต่อชุด APPR เข้ามา แต่เมื่อเปรียบเทียบกับค่าพีเอพ็อร์ที่ลดลง ถือว่า ระบบมีสมรรถนะที่ดีขึ้น

1.5 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ศึกษาวิจัย วิธีการลดค่าพีเอพ็อร์ด้วยวิธี SLM ต่อเรียงกับ วิธี APPR เพื่อให้ได้ค่าพีเอพ็อร์ที่ต่ำ เหมาะสมก่อนที่จะส่งไปยังเครื่องขยายสัญญาณกำลังสูง โดยใช้คอมพิวเตอร์ในการจำลองระบบด้วยโปรแกรม MATLAB ซึ่งจำลองการทำงานตามมาตรฐาน IEEE 802.11a (WLAN) ผลที่ได้แสดงสมรรถนะของค่าพีเอพ็อร์ อัตราผิดพลาดบิตข้อมูล นำผลจากการจำลอง มาเปรียบเทียบกับวิธีพื้นฐาน คือวิธี SLM และ วิธี APPR

1.6 ขั้นตอนการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บท ดังนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของงานวิจัย ความมุ่งหมาย วัตถุประสงค์ สมมติฐาน ทฤษฎีที่ใช้ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 ศึกษาเทคนิคการมอดูเลตที่ใช้ในระบบโอเอฟดีเอ็ม และเทคนิคการมัลติเพล็กซ์สัญญาณแบบต่าง ๆ ที่ใช้ในระบบการสื่อสารปัจจุบัน ศึกษาาระบบพื้นฐานแบบโอเอฟดีเอ็ม เพื่อให้ทราบถึงวิวัฒนาการ ข้อดีและข้อเสีย

บทที่ 3 ศึกษาวิธีการลดอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย สำหรับระบบสื่อสารแบบ โอเอฟดีเอ็ม จากผลงานวิจัยที่ได้มีการศึกษาวิธีการลดค่าพีเอพ็อร์ มาก่อน เพื่อให้ทราบข้อดี และข้อเสียต่าง ๆ ในแต่ละวิธี

บทที่ 4 เสนอวิธีการลดอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยแบบใหม่ เขียนโปรแกรมจำลองการทำงาน และพารามิเตอร์ที่ใช้จำลองระบบ จากนั้นจำลองวิธีการลดอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยที่นำเสนอ โดยใช้โปรแกรม MATLAB

บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ รวบรวมข้อมูลทั้งหมดพร้อมจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์

บทที่ 2

เทคนิคการมอดูเลตและมัลติเพล็กซ์สัญญาณ

การสื่อสารในอนาคตมีความต้องการส่งข้อมูลในอัตราความเร็วสูง เพื่อรองรับกับปริมาณข้อมูลที่เพิ่มขึ้น เนื่องจากรูปแบบบริการการสื่อสารข้อมูลที่เปลี่ยนไป เช่น การสื่อสารแบบมัลติมีเดียเคลื่อนที่ การสื่อสารข้อมูลแบบไร้สาย เป็นต้น เทคนิคการมอดูเลตและการรวมสัญญาณจำนวนมากเพื่อส่งผ่านตัวกลางต่างๆ จึงมีส่วนสำคัญสำหรับการส่งข้อมูลในอัตราความเร็วสูงและเพิ่มประสิทธิภาพของสัญญาณ รวมทั้งทฤษฎีพื้นฐานของระบบ ไอเอฟเอ็มดีเอ็ม ซึ่งเนื้อหาทั้งหมดนี้จำเป็นสำหรับการวิจัย

2.1 ลักษณะทั่วไปของการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัล

ก่อนที่จะเข้าไปพิจารณารายละเอียดของวิธีมอดูเลต และแบนด์วิดท์ที่ต้องการในการมอดูเลตแต่ละแบบ [13] จะขอกล่าวถึงลักษณะทั่วไปของการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลเสียก่อน การมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลนั้นจะเป็นการนำสัญญาณดิจิทัลที่ต้องการส่ง ไปเปลี่ยนแปลงข่าวสารในสัญญาณคลื่นพาห้ซึ่งก็หมายถึง อาจจะเปลี่ยนขนาด เปลี่ยนความถี่ หรือเปลี่ยนเฟสของสัญญาณคลื่นพาห้ให้เปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณดิจิทัลที่เข้ามามอดูเลต และในทำนองเดียวกับการส่งสัญญาณดิจิทัลแบบเบสแบนด์ซึ่งมีแบบสัญญาณ 2 ระดับ และสัญญาณหลายระดับ การมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลเข้ากับคลื่นพาห้ที่เราสามารถใช้สัญญาณ 1 สัญญาณ หรือ 1 สัญลักษณ์ (Symbol) แทนสัญญาณดิจิทัล 1 บิต หรือมากกว่า 1 บิตได้ ดังนั้นถ้าเป็นสัญญาณ ไบนารีซึ่งเป็นสัญญาณดิจิทัล 1 บิต สัญญาณคลื่นพาห้ที่ถูกมอดูเลตก็จะมีรูปร่าง 2 แบบเท่านั้น แต่ถ้าเป็นสัญญาณแบบ N บิต รูปร่างของสัญญาณคลื่นพาห้ที่ถูกมอดูเลตแล้วก็จะมียังน้อย 2^N แบบ ด้วยกัน เมื่อก้าวโดยสรุปก็คือ เราจะสามารถมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลที่ละ 1 บิต หรือที่ละหลายๆ บิต เข้าไปกับสัญญาณคลื่นพาห้ได้

ในการพิจารณาว่าการมอดูเลตแบบไหนมีประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดท์มากกว่ากันนั้น เราอาจดูได้จากอัตราข้อมูลที่สามารถส่งได้ต่อแบนด์วิดท์ 1 Hz กล่าวคือ ถ้าให้ R_b bps เป็นอัตราข้อมูลที่สามารถส่งได้โดยใช้แบนด์วิดท์กว้าง B_T Hz ประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดท์ η_B จะเขียนได้ดังนี้

$$\eta_B = \frac{R_b}{B_T} \text{ bps/Hz} \quad (2.1)$$

ดังนั้นในการมอดูเลตแบบเดียวกัน ที่มีอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณเท่ากัน แบบที่ใช้ 1 สัญลักษณ์แทน N บิต ก็จะมีอัตราข้อมูลเร็วกว่าแบบที่ใช้ 1 สัญลักษณ์แทน 1 บิตอยู่ N เท่า และถ้าแบนด์วิดท์ที่ต้องการของกรณีแรกมากกว่าของกรณีหลังไม่ถึง N เท่า ก็จัดได้ว่า การมอดูเลตแบบแรกมีประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดท์ดีกว่าแบบหลัง ประสิทธิภาพการใช้แบนด์วิดท์ของสัญญาณดิจิทัลนี้ถ้าพิจารณาจากเงื่อนไขของ ไนควิสต์ซึ่งเป็นกรณีที่สูงสุดทางทฤษฎี จะได้ว่ากรณีที่เป็นสัญญาณ ไบนารี 2 ระดับ ค่า η_B การคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเป็น 2 bps/Hz เมื่อส่งแบบเบสแบนด์และเป็น 1 bps/Hz เมื่อมอดูเลตแบบ DSB (Double side band) สำหรับกรณีที่ใช้ 1 สัญลักษณ์แทน 2 บิต ค่า η_b ก็จะสูงขึ้นเป็น 2 เท่า ประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดท์นี้ นอกจากจะใช้เปรียบเทียบกันเอง ระหว่างการมอดูเลต สัญญาณดิจิทัลด้วยกันแล้ว ยังอาจนำไปใช้เปรียบเทียบระหว่างระบบ อนาล็อกกับระบบดิจิทัลได้ยกตัวอย่างเช่น ในการส่งสัญญาณโทรศัพท์ 1 ช่องสัญญาณ ระบบ FDM-FM กับระบบดิจิทัล จะมีประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดท์แตกต่างกันอย่างไร การเปรียบเทียบนี้ถ้าพิจารณาอย่างผิวเผินแล้วอาจจะถูกสรุปได้ง่าย ๆ ว่า ระบบดิจิทัลจะต้องการแบนด์วิดท์ มากกว่ามาก ๆ เพราะระบบดิจิทัลซึ่งใช้สัญญาณ PCM (Pulse code modulation) นั้นต้องส่งด้วยอัตราข้อมูล 64 kbps ต่อ 1 ช่องสัญญาณโทรศัพท์ อย่างไรก็ตามเมื่อใช้เทคนิคในการมอดูเลตระดับสูง ก็สามารถใช้แบนด์วิดท์ได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น ตารางที่ 2.1 แสดงแบนด์วิดท์อัตราข้อมูลที่ส่ง และประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดท์ของระบบไมโครเวฟที่ส่งสัญญาณดิจิทัล เมื่อใช้ตัวเลข 3.7 bps/Hz ในการคำนวณแบนด์วิดท์ที่สัญญาณโทรศัพท์ 1 ช่อง สัญญาณต้องการ ก็จะได้ผลเป็น $64 \times 10^3 / 3.7 = 16.5 \text{ kHz}$ เมื่อเปรียบเทียบกับระบบ FDM - FM ซึ่งสัญญาณเบสแบนด์ของ 1 ช่องสัญญาณถึงแม้จะมีแบนด์วิดท์เป็นประมาณ 4 kHz แต่การมอดูเลตแบบ FM นั้นทำให้ต้องใช้แบนด์วิดท์เพิ่มขึ้นอีกไม่ต่ำกว่า 4 เท่าตัว ดังนั้นแบนด์วิดท์ที่ต้องการจริง ๆ ก็จะประมาณ 16 kHz ต่อ 1 ช่องสัญญาณของโทรศัพท์ ซึ่งจะเห็นได้ว่าไม่แตกต่างไปจากระบบดิจิทัลอย่างน่าสังเกตแต่อย่างใด จากข้อเท็จจริงดังกล่าวนี้ จึงทำให้ระบบไมโครเวฟหันมาใช้ในการมอดูเลตแบบดิจิทัลมากขึ้นตามลำดับ เพราะนอกจากการใช้แบนด์วิดท์จะไม่ค่อยมีประสิทธิภาพจนเกินไปแล้วการเชื่อมโยงกับระบบ PCM ที่ใช้สายเคเบิลก็ทำได้สะดวก เพราะฉะนั้นระบบไมโครเวฟที่ใช้ในระบบโทรศัพท์ในปัจจุบันจึงเปลี่ยนมาใช้ระบบมอดูเลตแบบดิจิทัลเป็นส่วนใหญ่ และในทำนองเดียวกันระบบสื่อสารดาวเทียมก็ทยอยหันมาใช้ในการมอดูเลตแบบดิจิทัลเช่นเดียวกัน

ตารางที่ 2.1 ตัวอย่างประสิทธิภาพของการใช้แบนด์วิดท์ของระบบไมโครเวฟแบบดิจิทัล

ความถี่คลื่นพาห์ (GHz)	แบนด์วิดท์ (MHz)	อัตราข้อมูล (Mbps)	ประสิทธิภาพของการใช้แบนด์วิดท์ (bps/Hz)
2	3.5	6.144	1.8
4	20	73.7	3.7
6	30	73.7	2.5
11	40	73.7	1.8

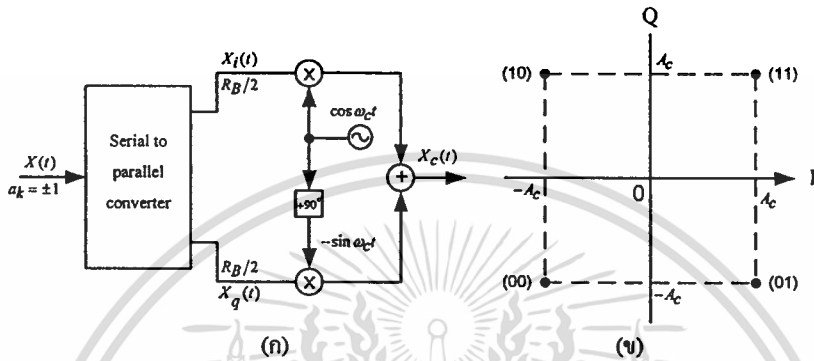
2.1.1 การมอดูเลตเชิงขนาดที่ใช้สัญญาณคลื่นพาห์อินเฟสและควอดเรเจอร์เฟส

การมอดูเลตเชิงขนาดที่ใช้สัญญาณคลื่นพาห์อินเฟส และคลื่นพาห์ที่มีเฟสต่างกัน ซึ่งมีชื่อย่อว่า

QAM (Quadrature Carrier amplitude modulation) นี้เป็นการใช้คลื่นพาห์ที่มีเฟสต่างกันพร้อม ๆ กัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ การเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตเป็นการผิดกฎหมาย การนำเอกสารนี้ไปใช้ในการค้าโดยไม่ผ่านการยินยอมจากเจ้าของเอกสาร หรือการนำเอกสารนี้ไปใช้ในการค้าโดยไม่ผ่านการยินยอมจากเจ้าของเอกสาร หรือการนำเอกสารนี้ไปใช้ในการค้าโดยไม่ผ่านการยินยอมจากเจ้าของเอกสาร

แสดงในรูปที่ 2.1 (ก) ตามรูปสัญญาณดิจิทัลที่เข้ามาเป็นสัญญาณอนุกรม จะถูกแปลงให้เป็นสัญญาณขนานทีละ 2 บิต บิตแรกจะถูกส่งไปมอดูเลตสัญญาณคลื่นพาห์อินเฟส บิตที่สองจะถูกส่งไปมอดูเลตสัญญาณคลื่นพาห์ควอดเรเจอร์เฟส ดังนั้น ถ้าอัตราข้อมูลที่เข้ามาเป็น R_b bps อัตราข้อมูลที่ไปมอดูเลตคลื่นพาห์แต่ละด้านก็จะเป็น $R_b/2$ bps และสัญญาณที่ไปมอดูเลตคลื่นพาห์อินเฟสและควอดเรเจอร์เฟส จะเขียนได้ตามลำดับในรูปต่อไปนี้



รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของการมอดูเลตแบบ QAM และการจัดตำแหน่งของสัญญาณ

$$x_i(t) = \sum_k a_{2k} p(t - kD) \quad (2.2)$$

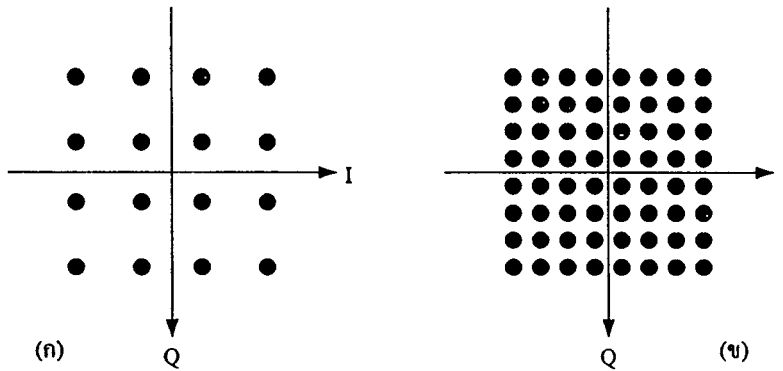
$$x_q(t) = \sum_k a_{2k+1} p(t - kD) \quad (2.3)$$

สัญญาณ QAM ที่สร้างขึ้นก็จะเขียนได้ในรูปต่อไปนี้

$$\begin{aligned} x_c(t) &= A_c [x_i(t) \cos \omega_c t + x_q(t) (\cos \omega_c t + 90)] \\ &= A_c [x_i(t) \cos \omega_c t - x_q(t) \sin \omega_c t] \end{aligned} \quad (2.4)$$

ถ้าให้ a_k ที่มีค่าเป็น 1 และ -1 และเมื่อสัญญาณดิจิทัลที่มีค่าเป็น 1 และ 0 ตามลำดับ สัญญาณ $x_c(t)$ ในสมการ (2.4) ซึ่งเป็นสัญญาณที่มีข้อมูลเข้ามามอดูเลตทีละ 2 บิต พร้อม ๆ กัน ก็จะมีการจัดตำแหน่งของสัญญาณ ตามที่แสดงในรูปที่ 2.1 (ข)

ในกรณีที่สัญญาณดิจิทัลที่เข้ามามอดูเลตเป็นแบบ L ระดับ เช่น 4 ระดับ หรือ 8 ระดับ การจัดตำแหน่งของสัญญาณก็จะเป็นดังแสดงในรูปที่ 2.2 และเนื่องจากแบนด์วิดท์ของสัญญาณยังคงเท่าเดิม ประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดท์ก็จะสูงขึ้นเป็น 4 bps/Hz และ 6 bps/Hz ตามลำดับ



รูปที่ 2.2 การจัดตำแหน่งของสัญญาณ 16 QAM (ก) และ 64 QAM (ข)

2.1.2 การมอดูเลตแบบเปลี่ยนเฟสของสัญญาณคลื่นพาห้

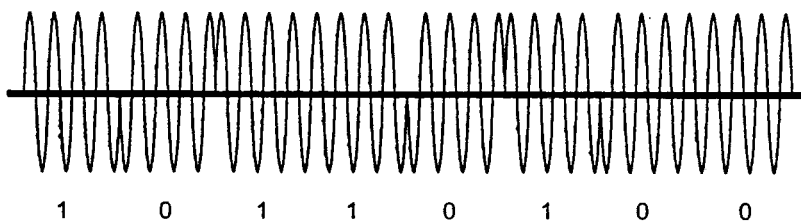
การมอดูเลตแบบเปลี่ยนเฟสของคลื่นพาห้หรือที่เรียกชื่อย่อว่า PSK (Phase Shift Keying) นั้นเป็นการนำเอาสัญญาณดิจิทัลมาเปลี่ยนเฟสของสัญญาณคลื่นพาห้ ในกรณีของสัญญาณดิจิทัลแบบ M ระดับเฟสของสัญญาณคลื่นพาห้ ก็จะถูกแบ่งออกเป็น M เพื่อใช้แทนสัญญาณแต่ละระดับ สัญญาณที่ถูกมอดูเลตแล้วจะเขียนได้ในรูปต่อไปนี้

$$x_c(t) = A_c \sum_k \cos(\omega_c t + \phi_k) p(t - kD) \quad (2.5)$$

โดยที่

$$\phi_k = \frac{\pi(2a_k + 1)}{M} \quad a_k = 0, 1, 2, \dots, M-1 \quad (2.6)$$

และ $p(t - kD)$ แสดงสัญญาณพัลส์ที่มีค่าเป็น 1 และกว้างเท่ากับ D ลักษณะของสัญญาณ PSK ในสมการ (2.5) แสดงว่าเฟสของสัญญาณจะเปลี่ยนแปลงไปตามระดับของสัญญาณดิจิทัล และขนาดของสัญญาณคลื่นพาห้จะไม่เปลี่ยนแปลง ในกรณีที่เป็นสัญญาณ 2 ระดับ เฟสของสัญญาณ 0 กับสัญญาณ 1 ก็จะอยู่ตรงข้ามกัน แสดงในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 รูปคลื่นของกรณีสัญญาณ PSK แบบ 2 ระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าเราทำการกระจาย $\cos(\omega_c t + \varnothing_k)$ ในสมการ (2.5) จะพบว่าสมการ (2.5) นี้สามารถเขียนได้ในรูปของสัญญาณอินเฟสและควอดเรเจอร์เฟส ดังนี้

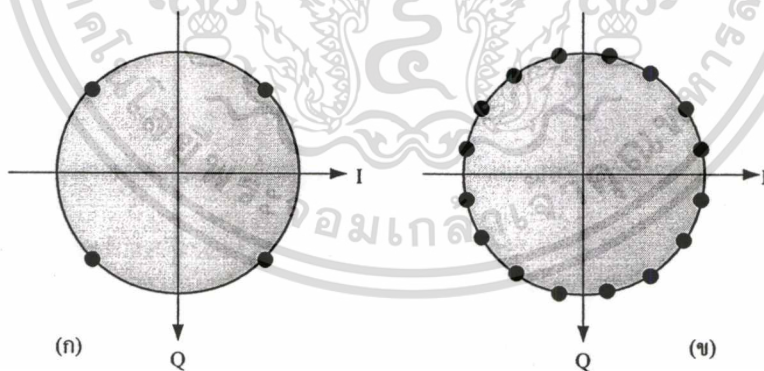
$$x_c(t) = A_c \sum_k p(t-kD) \cos \varnothing_k \cos \omega_c t - A_c \sum_k p(t-kD) \sin \varnothing_k \sin \omega_c t \quad (2.7)$$

ในกรณีของสัญญาณ 4 ระดับ หรือ 4-PSK นั้น การจัดตำแหน่งของสัญญาณนี้ จะเป็นดังที่แสดงในรูปที่ 2.4 (ก) ซึ่งจะเห็นได้ว่าเหมือนกับของ 4-QAM (4-Quadrature Amplitude Modulation) ทุกประการ แสดงในรูปที่ 2.1 (ข) อย่างไรก็ตาม ในกรณีที่สัญญาณมากกว่า 4 ระดับ เช่น 16-PSK การจัดตำแหน่งสัญญาณจะไม่เหมือนกับของ 16-QAM ทั้งนี้เป็นเพราะว่าสัญญาณ 16-QAM มีขนาดของสัญญาณคลื่นพาห์เปลี่ยนแปลงไปตามระดับของสัญญาณที่เข้ามาออกสเตต อนึ่งสัญญาณ 4-PSK นั้นมักจะถูกเรียกว่า QPSK ซึ่งย่อมาจาก Quaternary PSK หรือ Quadriphase PSK

ในการพิจารณาแบนด์วิดท์ที่ต้องการนั้น เราจะอาศัยหลักการของสัญญาณแรมดัมเช่นเดียวกับในกรณีของสัญญาณ QAM เมื่อเปรียบเทียบกับสมการ (2.7) กับสมการ (2.4) ของสัญญาณ QAM แล้วจะเห็นว่าเราสามารถเขียน $X_i(t)$ และ $X_q(t)$ ในรูปต่อไปนี้

$$x_i(t) = \sum_k \cos \varnothing_k p(t-kD) \quad (2.8)$$

$$x_q(t) = \sum_k \sin \varnothing_k p(t-kD) \quad (2.9)$$



รูปที่ 2.4 การจัดตำแหน่งของสัญญาณ 4-PSK และ 16-PSK

และเมื่อพิจารณาค่าเฉลี่ยเชิงสถิติของสัญญาณทั้งสองนี้จะได้ผลดังนี้คือ

$$\overline{\cos \varnothing_k} = \overline{\sin \varnothing_k} = 0 \quad (2.10)$$

$$\overline{\cos^2 \varnothing_k} = \overline{\sin^2 \varnothing_k} = \frac{1}{2} \quad (2.11)$$

$$\overline{\cos \varnothing_k \sin \varnothing_k} = 0 \quad (2.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลของสมการ (2.10) - (2.12) นี้เราจะสามารถหาความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของ $x_i(t)$ และ $x_q(t)$ ได้ในรูปต่อไปนี้

$$|X_i(f)|^2 = |X_q(f)|^2 = \frac{1}{2R} \sin^2\left(\frac{\pi f}{R}\right) \quad (2.13)$$

และเมื่อทำการเขียนความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณ PSK ก็จะได้ผลดังนี้

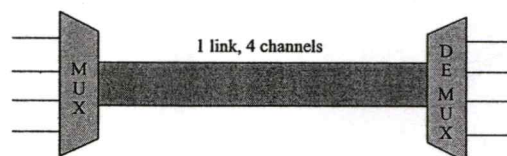
$$G(f) = \frac{A_c^2}{4R} \left[\sin^2\left\{\frac{\pi(f-f_c)}{R}\right\} + \sin^2\left\{\frac{\pi(f+f_c)}{R}\right\} \right] \quad (2.14)$$

สำหรับประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิธของสัญญาณ PSK นั้น ก็จะเป็น $\log_2 M$ bps/Hz อย่างไรก็ตาม สัญญาณ PSK นี้ ถ้าจำนวนระดับสัญญาณ M มีค่ามากขึ้นจะทำให้ระยะห่างระหว่างสัญญาณลดลง ซึ่งจะเป็นปัญหาในด้านการคิเทตสัญญาณเมื่อมีสัญญาณรบกวนปะปนอยู่ด้วย

2.2 เทคนิคการมัลติเพล็กซ์

ระบบการสื่อสารมีความจำเป็นในการส่งสัญญาณต่างๆ หลายสัญญาณรวมกันไปในตัวกลางหรือช่องสัญญาณเดียวกัน เพื่อประหยัดช่องสัญญาณการสื่อสาร โดยทางค้ำเครื่องรับจะต้องสามารถทำการแยกสัญญาณ แต่ละสัญญาณที่ส่งรวมกันมานั้นออกจากกันได้ [14-15] วิธีการรวมสัญญาณเข้าด้วยกันดังกล่าวเรียกว่า การมัลติเพล็กซ์สัญญาณ (MUX : Multiplexing) และวิธีการจัดแยกสัญญาณเหล่านั้นเรียกว่า การคิมัลติเพล็กซ์สัญญาณ (DEMUX : De-multiplexing) แสดงในรูปที่ 2.5 การมัลติเพล็กซ์สัญญาณที่รู้จักกันทั่วไปมีอยู่หลายแบบ เช่น การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (FDM : Frequency Division Multiplexing) การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส (CDM : Code Division Multiplexing) การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา (TDM : Time Division Multiplexing) และการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งตามช่วงความยาวคลื่น (WDM : Wavelength Division Multiplexing)

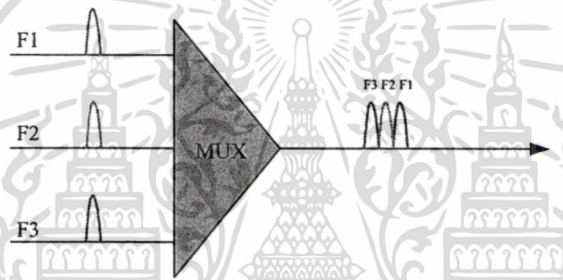
ในปัจจุบันการมัลติเพล็กซ์สัญญาณอีกแบบหนึ่งที่กำลังเป็นที่สนใจของกลุ่มนักวิจัย คือการมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งเป็นการมัลติเพล็กซ์ที่ใช้เทคนิคพิเศษโดยอาศัยคุณสมบัติการตั้งฉากซึ่งกันและกันของคลื่นพาห่อย่อยทำให้สามารถใช้ย่านความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพและรองรับการส่งข้อมูลด้วยความเร็วสูง พื้นฐานของการมัลติเพล็กซ์แบบต่างๆ มีละเอียดดังนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 2.5 หลักการมัลติเพล็กซ์สัญญาณ อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.1 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่

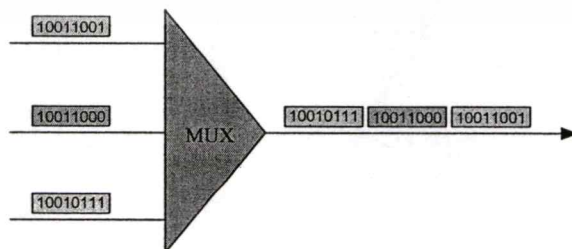
การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ วิธีการนี้จะอาศัยการมอดูเลตสัญญาณมาช่วยในการย้ายสเปกตรัมของสัญญาณ ที่ต้องการจะส่งแต่ละสัญญาณรวมกัน ไปนั้นให้เลื่อนไปอยู่ในย่านความถี่ที่ไม่ทับซ้อนกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.6 ทั้งนี้ เพื่อมิให้การใช้สเปกตรัมของแต่ละสัญญาณนั้นเกิดการรบกวนซึ่งกันและกัน ในแกนความถี่ โดยสามารถเลือกใช้คลื่นพาห้ที่มีความถี่เหมาะสมมาทำการมอดูเลตสัญญาณต่างๆ ที่ต้องการจะส่งรวมกันแต่ละสัญญาณ เพื่อให้สเปกตรัมของสัญญาณที่เกิดขึ้นจากการมอดูเลตนั้นแยกเป็นอิสระต่อกันและกัน ในแกนความถี่ ทำให้สามารถส่งสัญญาณเหล่านี้รวมกันไปในช่องสัญญาณเดียวกันได้ และเมื่อเราใช้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านมาแยกสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับอย่างเหมาะสมแล้วจะสามารถแยกสัญญาณเหล่านั้นออกจากกันได้และเมื่อนำสัญญาณที่แยกออกมาไปทำการดีมอดูเลต ก็จะได้ข้อมูลหรือข่าวสารกลับคืนมา ส่วนมากการมัลติเพล็กซ์แบบเอฟดีเอ็มจะนิยมใช้กับการส่งสัญญาณข้อมูลแบบอนาล็อก เช่นระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคแรกๆ



รูปที่ 2.6 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่

2.2.2 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส

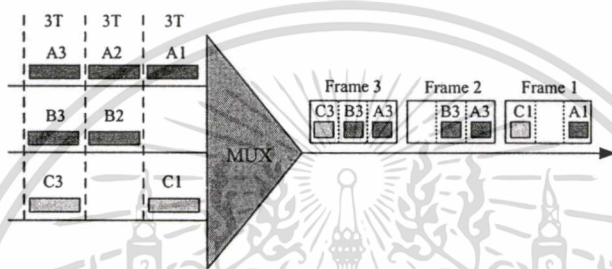
การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส เป็นเทคนิคการมัลติเพล็กซ์ ที่อาศัยการแบ่งช่องสัญญาณ โดยการกำหนดรหัสดังแสดงในรูปที่ 2.7 ทำให้สามารถทำการสื่อสารกันได้โดยใช้ความถี่เดียวกันพร้อม ๆ กัน หลายช่องสัญญาณเป็นเทคนิคที่ทำให้มีความจุของช่องสัญญาณสูง แต่เมื่อมีการสื่อสารกันมากๆ จะทำให้คุณภาพของสัญญาณต่ำลงอันเนื่องมาจากเกิดการรบกวน (Interference) ระหว่างผู้ใช้ด้วยกันเอง



รูปที่ 2.7 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส

2.2.3 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา

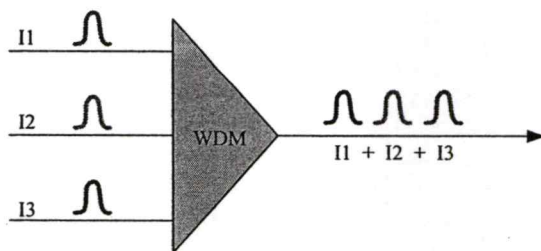
การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา เป็นเทคนิคการมัลติเพล็กซ์แบบหนึ่งที่ทำให้สามารถส่งสัญญาณข้อมูลจำนวนมากกว่าหนึ่งสัญญาณ ไปในช่องการสื่อสารช่องเดียว โดยอาศัยการแบ่งช่วงเวลา (Time Slot) ในการส่งสัญญาณ ซึ่งสัญญาณข้อมูลแต่ละสัญญาณ จะทำการมอดูเลตที่ความถี่เดียวกันแต่ส่งคนละช่วงเวลา จึงทำให้สามารถใช้ช่องสัญญาณช่องเดียว สื่อสารกันได้ดังแสดงในรูปที่ 2.8 ระบบการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลานี้นิยมใช้กับการส่งสัญญาณข้อมูลแบบดิจิทัล แต่บางครั้งก็พบได้ในระบบอนาล็อก เนื่องจากว่าขั้นตอนการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล (A/D : Analog to Digital) และสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก (D/A : Digital to Analog) นั้น มีกระบวนการที่ไม่ยุ่งยากนัก



รูปที่ 2.8 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา

2.2.4 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความยาวคลื่น

เป็นการมัลติเพล็กซ์ในระบบอนาล็อกโดยการแบ่งตามช่วงความยาวคลื่น [14] ใช้เทคนิคการรวมสัญญาณแสงเข้ากับสัญญาณเบสแบนด์ ดังแสดงในรูปที่ 2.9 ซึ่งมาตรฐานการเชื่อมต่อระหว่างระบบสื่อสารสัญญาณ แบบอิเล็กทรอนิกส์และแสง (Optical) จำเป็นต้องใช้อุปกรณ์แปลงสัญญาณไฟฟ้าเป็นสัญญาณแสง (E/O : Electrical to Optical Converter) แล้วส่งผ่านสายเคเบิลใยแก้ว (Fiber-Optic Cable) ลักษณะการส่งข้อมูลผ่านสายเคเบิลใยแก้วนั้น หลังจากได้ข้อมูลที่เป็นสัญญาณดิจิทัลแล้ว แปลงเป็นสัญญาณแสงที่มีความยาวคลื่นแตกต่างกัน โดยอุปกรณ์แปลงสัญญาณไฟฟ้าเป็นสัญญาณแสง (E/O) แล้วส่งผ่านสายเคเบิลใยแก้ว ซึ่งจะส่งครั้งละหนึ่งความยาวคลื่น หรือหลายความยาวคลื่นก็ขึ้นกับคุณสมบัติของสายเคเบิลใยแก้ว ด้านรับก็จะมีอุปกรณ์แปลงสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้า (O/E) ตามเดิม ระบบ WDM ถูกพัฒนาเป็นแบบ Coarse WDM (CWDM) และ Dense WDM (DWDM)

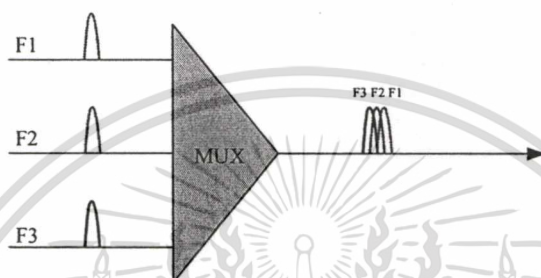


รูปที่ 2.9 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความยาวคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

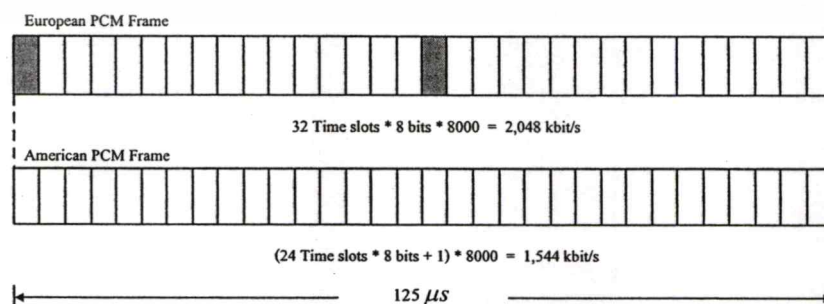
2.2.5 การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม

การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม เป็นเทคนิคการมัลติเพล็กซ์พิเศษโดยใช้หลักการของการตั้งฉาก (Orthogonality) ซึ่งกันและกันระหว่างคลื่นพาห่อย่อย ที่ทำให้สามารถส่งผ่านข้อมูลด้วยความเร็วสูง โดยอาศัยหลักการการส่งผ่านแบบหลายคลื่นพาห่ (Multi-carrier) อีกทั้งยังใช้ย่านความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพดีกว่าการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ เพราะแต่ละคลื่นพาห่อย่อยที่ใช้ในการส่งสัญญาณ จะมีสเปกตรัมทับซ้อนกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.10 การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม เป็นเทคนิคที่คาดกันว่า จะนำมาใช้ในการสื่อสารไร้สายอย่างแพร่หลายในอนาคต [16]



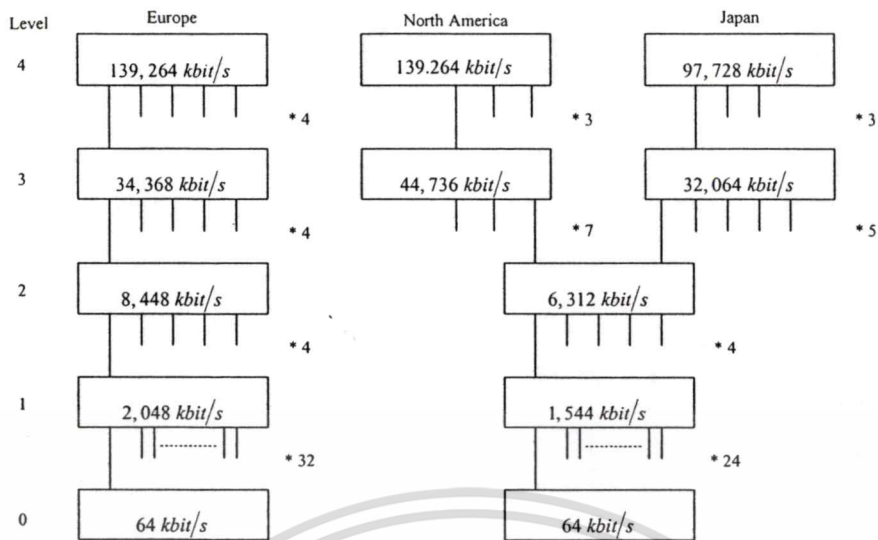
รูปที่ 2.10 การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม

ตัวอย่างดังที่กล่าวมาเบื้องต้น การมัลติเพล็กซ์ใช้เพื่อลดค่าใช้จ่ายในการสื่อสาร เราสามารถใช้ช่องสัญญาณในเส้นทางเดียวกันสื่อสารร่วมกันได้ [14] มีลำดับชั้นการมัลติเพล็กซ์ที่เป็นมาตรฐานอยู่ 3 แบบ แต่ละแบบขึ้นอยู่กับ TDM ได้แก่ Plesiochronous digital hierarchy (PDH), Synchronous digital hierarchy (SDH) และ Synchronous Optical Network (SONET) มาตรฐานการเชื่อมต่อแตกต่างกันไป มาตรฐานของอเมริกา ระดับแรกอยู่ที่ 1.5 Mbit/s ส่วนยุโรปอยู่ที่ 2 Mbit/s เรียกว่า PCM link ซึ่งรูปแบบโครงสร้างเรียกว่า PCM frame แสดงในรูปที่ 2.11 ส่วนระดับที่สูงกว่าพัฒนามาจากระดับแรกโดยให้มีอัตราการรับ-ส่งข้อมูล (Bit rate) ที่สูงกว่า เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการเชื่อมต่อสัญญาณในโครงข่าย มีหลายมาตรฐาน เช่น ANSI (อเมริกาเหนือ), CEPT (ยุโรป) และมาตรฐานญี่ปุ่น European levels เรียกว่า E1 และ E2 ส่วน America levels เรียกว่า T1 และ T2 เป็นต้น แสดงในรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.11 แสดง PCM frame มาตรฐานยุโรป และอเมริกาเหนือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 ระดับการมัลติเพล็กซ์ของแต่ละมาตรฐาน

2.3 หลักการและโครงสร้างของระบบโอเอฟดีเอ็ม

หลักการพื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็ม [17] คือการส่งข้อมูลโดยแบ่งชุดข้อมูลอนุกรมความเร็วสูง ให้อยู่ในรูปของชุดข้อมูลขนานความเร็วต่ำ แล้วนำไปมอดูเลตกับคลื่นพาห่อย่อย ปกติระบบโอเอฟดีเอ็ม สามารถส่งข้อมูลได้ 40 ถึง 400 บิต ต่อหนึ่งสัญลักษณ์ ขนาดของข้อมูลในแต่ละสัญลักษณ์จะขึ้นอยู่กับรูปแบบการมอดูเลต และจำนวนของคลื่นพาห่อย่อย ตัวอย่างเช่น แต่ละคลื่นพาห่อย่อยใช้การมอดูเลตแบบ 16-QAM ซึ่งแต่ละสัญลักษณ์จะส่งข้อมูลได้ที่ละ 4 บิต และถ้าส่งด้วยคลื่นพาห่อย่อยจำนวน 100 คลื่นพาห่ จำนวนบิตข้อมูลที่สามารถส่งได้ในแต่ละสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม จะเท่ากับ 400 บิต ต่อสัญลักษณ์ เป็นต้น โดยจำนวนของคลื่นพาห่อย่อยเหล่านี้เกี่ยวข้องกับการกระจายตามความถี่ (Frequency dispersion) ในรูปของเวลาซึ่งเป็นเหตุทำให้การประวิงเวลาแบบหลายวิถีมีค่าลดลง เพราะช่วงเวลาที่สัญลักษณ์ มีค่าเพิ่มขึ้นสำหรับคลื่นพาห่อย่อยที่ส่งแบบขนานนั่นเอง ในส่วนปัญหาที่เกิดขึ้นของการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์นั้นได้ถูกกำจัด โดยการนำช่วงเวลาคูม (Guard time) มาใช้งานในทุก ๆ ช่วงเวลาของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม ซึ่งในช่วงเวลาคูมนี้จะมีการนำส่วนขยายแบบวน (Cyclic extension) มาใช้ในการกำจัดการรบกวนที่เกิดขึ้นระหว่างความถี่ ด้านเครื่องรับเมื่อทำการดีมอดูเลตสัญญาณแล้ว ก็จะต้องแปลงข้อมูลจากขนานมาเป็นข้อมูลแบบอนุกรมเช่นเดียวกัน

สัญญาณ โอเอฟดีเอ็มประกอบขึ้นจากการรวมกันของการมอดูเลตแบบ PSK หรือการมอดูเลตแบบ QAM หลายคลื่นพาห่อย่อยเป็นต้น ซึ่งมีคุณสมบัติของการตั้งฉาก ซึ่งกันและกัน สมมติถ้า d_i คือสัญลักษณ์ของ QAM N_s คือจำนวนของคลื่นพาห่อย่อย T คือช่วงเวลาสัญลักษณ์ และ f_c คือความถี่ของคลื่นพาห่ ดังนั้นในหนึ่งสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม เริ่มต้นที่เวลา $t = t_0$ สามารถแสดงได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp \left(j2\pi \left(f_c - \frac{i+0.5}{T} \right) (t-t_s) \right) \right\}, \quad t_s \leq t \leq t_s + T \quad (2.15)$$

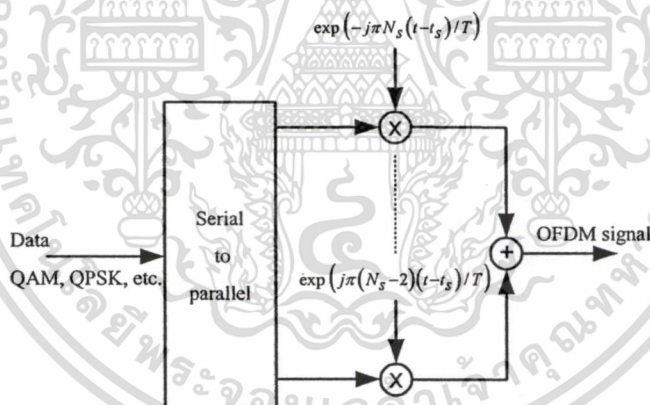
$$s(t) = 0, \quad t_s < t < t_s + T$$

รูปแบบทั่วไปของสัญญาณเบสแบนด์เชิงซ้อนสมมูล (Complex baseband) ถูกกำหนดโดย

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp \left(j2\pi \frac{i}{T} (t-t_s) \right) \right\}, \quad t_s \leq t \leq t_s + T \quad (2.16)$$

$$s(t) = 0, \quad t_s < t < t_s + T$$

กรณีส่วนของค่าจริง (Real) และค่าจินตภาพ (Imaginary) จะตอบสนองตรงกันกับค่า อินเฟส และควอดเรเจอร์เฟสของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม ซึ่งถูกนำไปพหุคูณ (Multiplication) กับคลื่น โคไซน์ (Cosine wave) และคลื่นไซน์ (Sine wave) ตามความถี่คลื่นพาห้ที่ได้ออกแบบไว้ เพื่อทำให้เกิดสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม แสดงในรูปที่ 2.13

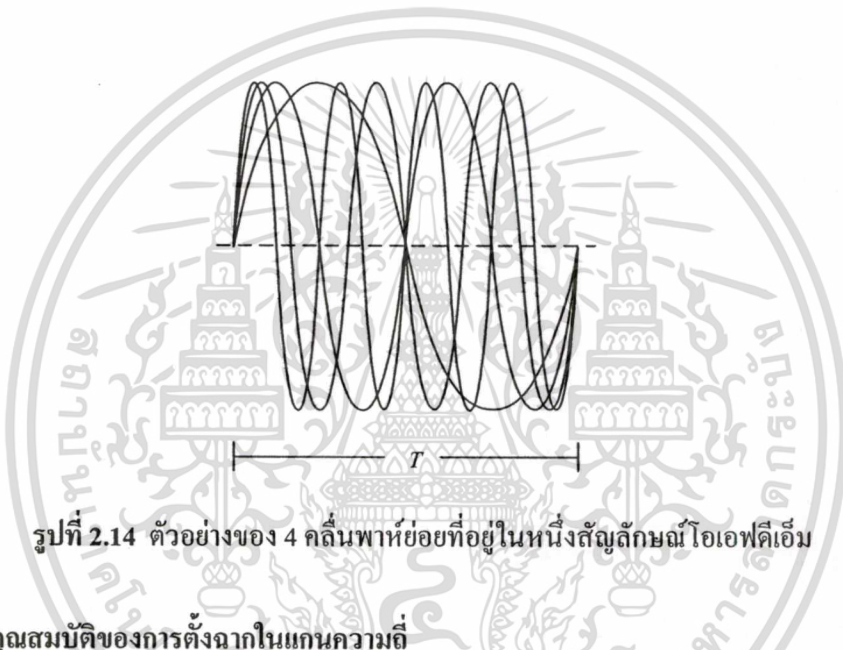


รูปที่ 2.13 แสดงการมอดูเลตสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม

ตัวอย่างในรูปที่ 2.14 แสดงลักษณะของ 4 คลื่นพาห้ย่อยในหนึ่งสัญลักษณ์ โอเอฟดีเอ็ม คลื่นพาห้ย่อยทั้งหมดมีทั้งขนาดและเฟสที่เหมือนกัน แต่ในทางปฏิบัติ นั้น ขนาด และเฟส ของแต่ละคลื่นพาห้ย่อย อาจมีค่าที่แตกต่างกันบ้าง สิ่งสำคัญที่สุดของแต่ละคลื่นพาห้ย่อย คือมีคาบเวลา T ที่เท่ากัน ต่างกันเพียงจำนวนรอบ ส่วนจำนวนรอบของคลื่นพาห้ย่อยที่อยู่ติดกัน ต้องมีค่าที่แตกต่างกันเพียงแค่นี่รอบเท่านั้น ด้วยคุณสมบัตินี้ ได้นำไปสู่การตั้งฉากซึ่งกันและกันระหว่างคลื่นพาห้ย่อยนั่นเอง และจากตัวอย่างถ้าคลื่นพาห้ย่อย j^{th} จากสมการที่ (2.16) ถูกตีความโดยการแปลงสัญญาณด้วยความถี่เท่ากับ j/T และรวมสัญญาณบนคาบเวลา T ผลลัพธ์ที่ได้แสดงในสมการที่ (2.17) ซึ่งเป็นค่า QAM เฉพาะของคลื่นพาห้ย่อยนั้น ๆ และถ้าสังเกตจะพบว่าผลลัพธ์ที่อยู่ตรงกลางคือ คลื่นพาห้ที่ถูกซ่อนอยู่บนคาบเวลา T นั้นเอง ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนของคลื่นพหุย่อยอื่น ๆ จะถูกรวมกันมีค่าเป็นศูนย์เพราะว่าความแตกต่างของความถี่ $(i-j)/T$ ทำให้เกิดจำนวนเท่าของรอบสัญญาณภายในผลรวมคาบเวลา T นั่นคือผลรวมมีค่าเป็นศูนย์เสมอ

$$\begin{aligned}
 & \int_{t_s}^{t_s+T} \exp\left(-j2\pi \frac{j}{T}(t-t_s)\right) \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp\left(j2\pi \frac{i}{T}(t-t_s)\right) dt \\
 &= \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \int_{t_s}^{t_s+T} \exp\left(j2\pi \frac{i-j}{T}(t-t_s)\right) dt \\
 &= d_{i+N_s/2} T
 \end{aligned} \tag{2.17}$$



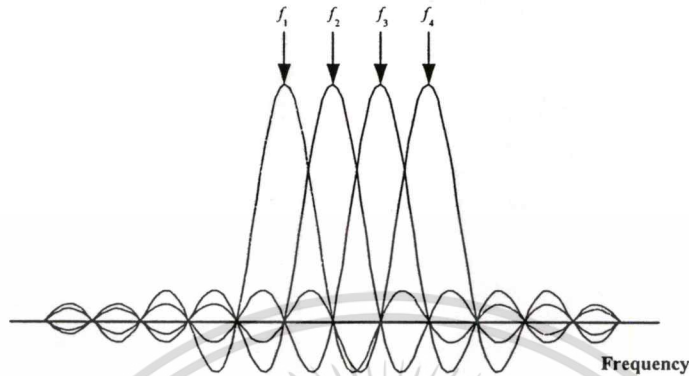
รูปที่ 2.14 ตัวอย่างของ 4 คลื่นพหุย่อยที่อยู่ในหนึ่งสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม

2.3.1 คุณสมบัติของการตั้งฉากในแกนความถี่

คุณสมบัติการตั้งฉากซึ่งกันและกันของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม คือการมองที่สเปกตรัมของสัญญาณในแกนความถี่ ซึ่งแต่ละคลื่นพหุย่อยของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม จะมีการตอบสนองความถี่ของสัญญาณในลักษณะสัญญาณซิงก์ (Sync Signal) แสดงในรูปที่ 2.15 รูปร่างของสัญญาณซิงก์จะมีโลบหลัก (Main Lobe) ที่แคบและมีโลบด้านข้าง (Side Lobe) จำนวนมากที่มีขนาดลดลงอย่างช้า ๆ จากจุดกึ่งกลางของสัญญาณ จากรูปที่ 2.15 ถ้าลากจากจุดยอด f_2 มาตั้งฉากกับแกนความถี่ จะตรงกับจุดที่สัญญาณคลื่นพหุย่อยข้างเคียง f_1 และ f_3 มีค่าเป็นศูนย์เสมอ ด้วยคุณสมบัติดังกล่าวนี้เองทำให้เกิดเทคนิคการส่งผ่านสัญญาณแบบโอเอฟดีเอ็มขึ้นมา ซึ่งการสร้างสัญญาณโอเอฟดีเอ็มให้เป็นผลสำเร็จได้นั้น จะต้องมีการระมัดระวัง ควบคุม และรักษาคุณสมบัติการตั้งฉากซึ่งกันและกัน ของแต่ละคลื่นพหุย่อยไว้ให้ได้เสมอ มิฉะนั้นอาจส่งผลทำให้เกิดสัญญาณรบกวนขึ้นระหว่างคลื่นพหุย่อยที่อยู่ติดกัน และส่งผลกระทบต่อระบบการสื่อสารได้ ดังนั้นจึงได้มีการนำวิธีการแปลงฟูเรียร์ผกผันแบบเร็ว (IFFT : Inverse Fast Fourier Transform) และการแปลงฟูเรียร์แบบเร็ว (FFT : Fast Fourier Transform) มาประยุกต์ใช้งานด้านเครื่องส่งและเครื่องรับตามลำดับ เนื่องจากรูปแบบเบสแบนด์คอมเพลกซ์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม จากสมการที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(2.16) คือการทรานฟอร์มสัญลักษณ์อินพุต N , QAM จากสเปกตรัมความถี่ให้อยู่ในรูปของ โดเมนเวลา เช่นเดียวกับวิธีการของ IFFT โดยวิธีการนี้จะช่วยลดขั้นตอนความยุ่งยาก และซับซ้อนในการประมวลผลนั่นเอง



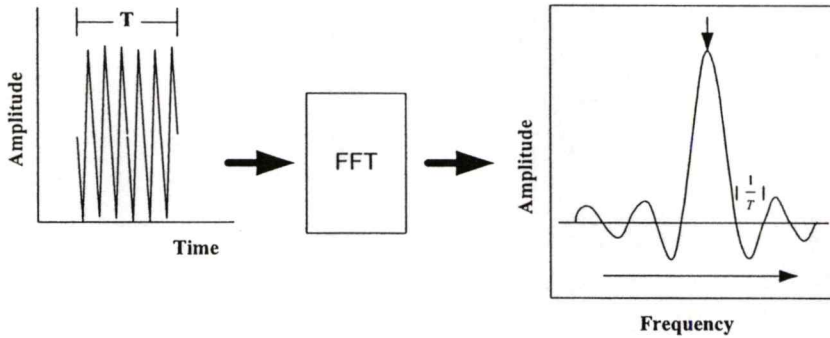
รูปที่ 2.15 ตัวอย่างสเปกตรัมของแต่ละคลื่นพาหีย่อย

การแปลงฟูเรียร์แบบเร็ว เป็นเทคนิคหนึ่งทางคณิตศาสตร์ใช้สำหรับเปลี่ยนรูปฟังก์ชันโดเมนเวลา ให้กลายเป็นสเปกตรัมความถี่ โดยนำฟังก์ชันของช่วงเวลา $x(t)$ มาจำแนกเป็นผลรวมที่ไม่จำกัดของ คลื่นโคไซน์ และคลื่นไซน์กับความถี่ นั่นคือ เมื่อเริ่มต้นที่ศูนย์และเพิ่มขึ้นตามจำนวนเท่าของความถี่ $f_0 = 1/T$ เมื่อ T คือคาบเวลาของ $x(t)$ ฉะนั้นสมการ FFT จะได้เป็น

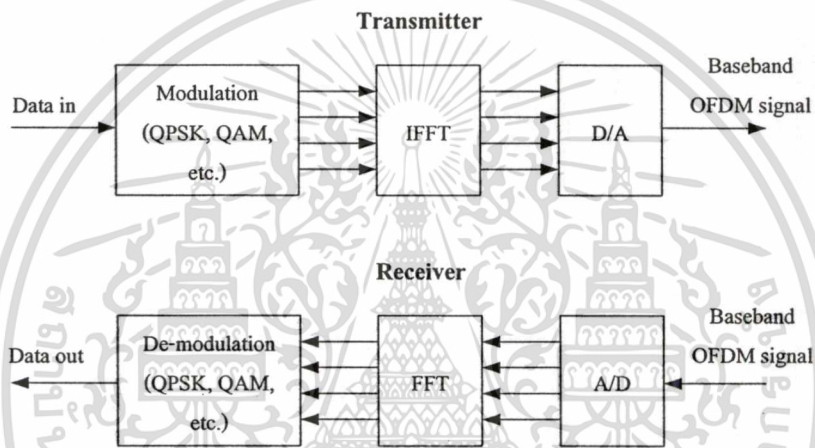
$$x(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos(2\pi k f_0 t) + b_k \sin(2\pi k f_0 t) \quad (2.18)$$

เพราะฉะนั้นสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา อาจถูกแสดงอยู่ในรูปผลรวมของรูปคลื่นไซน์ และ โคไซน์ซึ่งมีส่วนประกอบทั้งขนาดและเฟส นั่นคือพื้นฐานการเปลี่ยนรูปจาก โดเมนเวลาเป็นโดเมน ความถี่ สำหรับ IFFT จะมีขั้นตอนที่ตรงกันข้ามคือ เปลี่ยนรูปจากสเปกตรัมความถี่ให้กลายเป็นโดเมน เวลา ซึ่งทำให้เกิดสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มนั่นเอง ส่วนในรูปที่ 2.16 แสดงตัวอย่างของการเปลี่ยนรูปของ สัญญาณ จากโดเมนเวลาเป็นสเปกตรัมความถี่โดยใช้คุณลักษณะของ FFT และรูปที่ 2.17 แสดงหลักการ พื้นฐานของการนำคุณลักษณะของ IFFT และ FFT ไปใช้งานกับระบบโอเอฟดีเอ็ม ด้านเครื่องส่งและ เครื่องรับ ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 การเปลี่ยนรูปจากสัญญาณโดเมนเวลามาเป็นสเปกตรัมความถี่โดยใช้ FFT



รูปที่ 2.17 หลักการพื้นฐานของการนำ IFFT และ FFT มาใช้งานกับระบบ โอเอฟดีเอ็ม

2.3.2 คุณลักษณะของช่องสัญญาณแบบมัลติพาทเฟดดิ้ง

เมื่อส่งสัญญาณอิมพัลส์ไปบนช่องสัญญาณแบบมัลติพาทที่แปรผันตามเวลา (Time-varying Multi-path Channel) [15] สัญญาณที่รับได้จะปรากฏเป็นขบวนพัลส์ แสดงในรูปที่ 2.18 จากรูปจะเห็นว่าเมื่อทำการส่งอิมพัลส์ออกไปที่เวลาต่าง ๆ กัน สัญญาณที่รับได้จะปรากฏเป็นขบวนพัลส์ ซึ่งมีจำนวนรวมการประวิงเวลา (Delay Time) และการลดทอนทางขนาดที่แตกต่างกัน ด้วยเหตุนี้จึงกล่าวได้ว่าคุณลักษณะอย่างหนึ่งของตัวกลางแบบมัลติพาท คือการแผ่กว้างทางเวลา (Time Spread) ของสัญญาณที่ถูกลงส่งผ่านช่องสัญญาณ

คุณลักษณะประการที่สองของช่องสัญญาณแบบมัลติพาท จะขึ้นอยู่กับความแปรผันของเวลาในโครงสร้างตัวกลาง จากผลอันเนื่องมาจากความแปรผันของเวลานี้เองทำให้คุณลักษณะของช่องสัญญาณแบบมัลติพาทมีการแปรผันตามเวลา นั่นคือถ้าทำการส่งพัลส์ทดลองซ้ำไปเรื่อยๆ จะสังเกตเห็นการเปลี่ยนแปลงในขบวนพัลส์ที่รับได้ ซึ่งจะมีการเปลี่ยนแปลงทั้งขนาดของแต่ละพัลส์ การเปลี่ยนแปลงการประวิงเวลา ระหว่างพัลส์และที่พบบ่อยที่สุดคือการเปลี่ยนแปลงจำนวนพัลส์ โดยสังเกตได้จากขบวนพัลส์ที่รับได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.18 นอกจากนั้นการแปรผันของเวลาจะเกิดขึ้นกับผู้ใช้ช่องสัญญาณอย่างที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไม่สามารถทำนายล่วงหน้าได้ (Unpredictable) ดังนั้นจึงเป็นเหตุผลที่จะกำหนดคุณลักษณะของช่องสัญญาณแบบมัลติพาทที่แปรผันตามเวลาในเชิงสถิติ ต่อไปจะได้พิจารณาผลกระทบของช่องสัญญาณต่อสัญญาณที่ถูกส่งออกไป ซึ่งสามารถเขียนในรูปทั่วไปได้ ดังนี้

$$s(t) = \text{Re}[u(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad (2.19)$$

เมื่อ $s(t)$ เป็นสัญญาณที่จะทำการส่งออกไป

$u(t)$ เป็นสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูล (Equivalent low-pass Signal)

f_c เป็นความถี่คลื่นพาห้

สมมติ มีเส้นทางในการแพร่กระจายแบบมัลติพาท โดยในแต่ละเส้นทางจะสอดคล้องกับการประวิงเวลาในการแพร่กระจาย (Propagation Delay) และตัวประกอบการลดทอน (Attenuation Factor) ซึ่งทั้งการประวิงเวลาในการแพร่กระจาย และตัวประกอบการลดทอนจะมีการแปรผันตามเวลาอันเป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงในโครงสร้างของตัวกลาง ด้วยเหตุนี้สัญญาณแถบผ่าน (Band-pass Signal) ที่รับได้อาจแสดงได้ ดังสมการที่ (2.20)

$$x(t) = \sum_n \alpha_n(t) s(t - \tau_n(t)) \quad (2.20)$$

เมื่อ $\alpha_n(t)$ เป็นตัวประกอบการลดทอนสำหรับสัญญาณที่รับได้ในเส้นทางที่ n

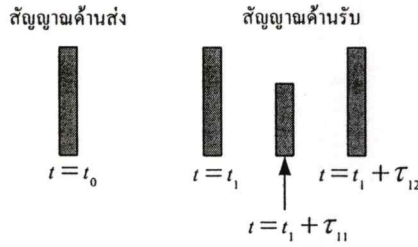
$\tau_n(t)$ เป็นการประวิงเวลาในการแพร่กระจายสำหรับเส้นทางที่ n

เมื่อแทน $s(t)$ จากสมการ (2.19) ในสมการ (2.20) จะได้

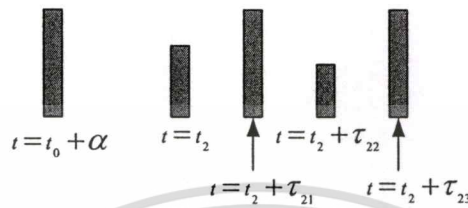
$$x(t) = \text{Re} \left\{ \left[\sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} u[t - \tau_n(t)] \right] e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (2.21)$$

จากสมการที่ (2.21) จะสังเกตได้ว่าสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูลทางด้านรับ (Equivalent Low-pass Received Signal) คือ

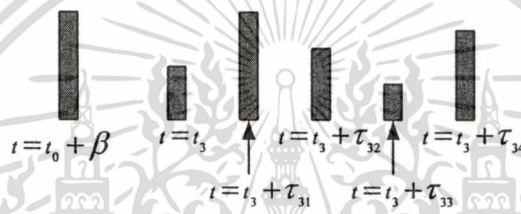
$$r(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} u[t - \tau_n(t)] \quad (2.22)$$



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 2.18 แสดงผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาสที่แปรผันตามเวลา

เนื่องจาก $r(t)$ เป็นผลตอบสนองของช่องสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูล (Equivalent Low-pass Channel) ต่อสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูล $u(t)$

ดังนั้นช่องสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูลจะแสดงได้ในรูปของผลการตอบสนองทางอิมพัลส์ที่มีการแปรผันตามเวลาดังนี้

$$c(\tau; t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \delta[t - \tau_n(t)] \tag{2.23}$$

สมการ (2.23) นี้เหมาะสำหรับ ช่องสัญญาณที่ประกอบด้วยองค์ประกอบของแต่ละเส้นทาง ที่เป็นแบบดิสครีต (Discrete Multi-pass Component)

เมื่อพิจารณาการส่งสัญญาณคลื่นพาห์โดยไม่ได้มอดูเลตที่ความถี่ f_c ดังนั้น $u(t)$ จะเท่ากับ 1 สำหรับทุกเวลา t ด้วยเหตุนี้สัญญาณที่รับได้สำหรับกรณีของช่องสัญญาณมัลติพาสแบบดิสครีต แสดงดังสมการที่ 2.21 สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

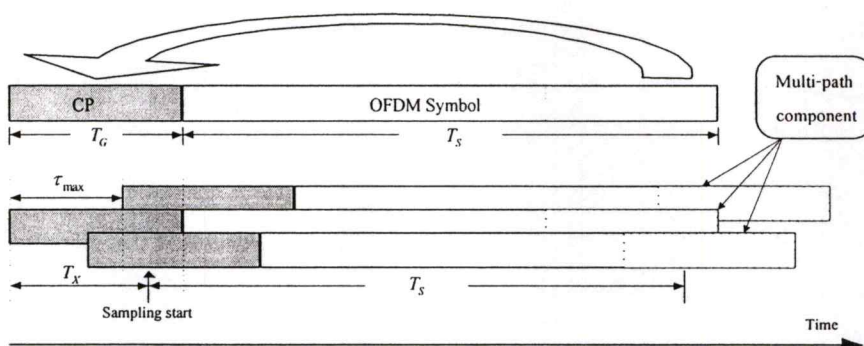
$$\begin{aligned}
 r(t) &= \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \\
 &= \sum_n \alpha_n(t) e^{-j\theta_n(t)}
 \end{aligned}
 \tag{2.24}$$

เมื่อ $\theta_n(t) = 2\pi f_c \tau_n(t)$ นั่นคือสัญญาณที่รับได้จะประกอบด้วยผลรวมของเฟสต่าง ๆ ที่แปรผันตามเวลา โดยมีขนาดเป็น $\alpha_n(t)$ และมีเฟสเป็น $\theta_n(t)$ สังเกตว่า จะต้องเกิดการเปลี่ยนแปลงทางพลวัต (Dynamic) ของ $\alpha_n(t)$ ในตัวกลางเป็นอย่างมากจึงจะเป็นผลทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงที่สำคัญในสัญญาณที่รับได้ในขณะเดียวกัน $\theta_n(t)$ จะเปลี่ยนแปลงไป 2π เรเดียน เมื่อ τ_n เปลี่ยนแปลงไป $1/f_c$ เนื่องจาก $1/f_c$ นั้นเป็นตัวเลขที่น้อยจึงเห็นได้ว่า $\theta_n(t)$ สามารถเปลี่ยนแปลงไป 2π เรเดียน โดยสัมพันธ์กับการเปลี่ยนแปลงของตัวกลางเพียงเล็กน้อยเท่านั้น เวลาประวิง τ_n ซึ่งสัมพันธ์กับเส้นทางต่าง ๆ ของสัญญาณ จะมีการเปลี่ยนแปลงด้วยอัตราต่าง ๆ กัน และมีการเปลี่ยนแปลงอย่างที่ไม่สามารถทำนายล่วงหน้าได้ แสดงให้เห็นว่าสัญญาณที่รับได้ $r(t)$ ในสมการที่ (2.24) สามารถจำลองให้เป็น กระบวนการสุ่ม (Random Process) เมื่อมีจำนวนเส้นทางในการเคลื่อนที่จำนวนมาก สามารถที่จะใช้ทฤษฎีจำกัดศูนย์กลาง (Central Limit) ในการจำลอง $r(t)$ เป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบ Gaussian (Complex-valued Gaussian Random Process) นั่นคือผลตอบสนองอิมพัลส์ที่แปรผันตามเวลา $c(\tau; t)$ จะเป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบ Gaussian ในตัวแปร t

แบบจำลองการแพร่กระจายแบบมัลติพาท (Multi-path Propagation Model) ของช่องสัญญาณ แสดงให้เห็นได้จากสัญญาณที่รับได้ $r(t)$ ดังสมการที่ (2.24) ซึ่งเป็นผลมาจากการเฟดดิ้งของสัญญาณปรากฏการณ์เฟดดิ้งนั้นเบื้องต้นเป็นผลมาจากการแปรผันทางเวลาในเฟส $\{\theta_n(t)\}$ ที่มีการแปรผันตามเวลาแบบสุ่ม โดยสอดคล้องกับเวกเตอร์ $\{\alpha_n e^{-j\theta_n}\}$ ในกรณีที่ผลจากการรวมเวกเตอร์เป็นไปในลักษณะหักล้างกัน จะเป็นผลให้สัญญาณที่รับได้ $r(t)$ มีค่าน้อยมากหรือเป็นศูนย์ในทางปฏิบัติ ส่วนกรณีที่เวกเตอร์ $\{\alpha_n e^{-j\theta_n}\}$ มีการรวมในลักษณะที่เสริมกันสัญญาณที่รับได้ก็จะมีค่ามาก ด้วยเหตุนี้การเปลี่ยนแปลงขนาดของสัญญาณที่รับได้ ซึ่งเป็นเทอมการจางหายของสัญญาณ (Signal Fading) จะขึ้นอยู่กับคุณลักษณะแบบมัลติพาทที่แปรผันตามเวลา (Time-variant Multi-path Characteristic) ของช่องสัญญาณ

2.3.3 ช่วงเวลาป้องกัน

ช่วงเวลาป้องกันเป็นสิ่งสำคัญมากที่ทำให้ระบบ โอเอฟดีเอ็ม มีความสามารถในการป้องกันการเกิดการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ (ISI : Inter-Symbol Interference) และการรบกวนระหว่างช่องสัญญาณ (ICI : Inter-Channel Interference) ที่มีสาเหตุมาจากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบมัลติพาท โดยการคัดลอกสัญญาณส่วนท้ายของแต่ละสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม มาวางไว้ที่ส่วนหน้าของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม เพื่อเป็นช่วงเวลาป้องกันแบบวน (CP : Cyclic prefix) โดยที่ช่วงเวลาป้องกันจะต้องมีค่ามากกว่าค่าประวิงเวลาสูงสุดของช่องสัญญาณแบบมัลติพาท แสดงในรูปที่ 2.19

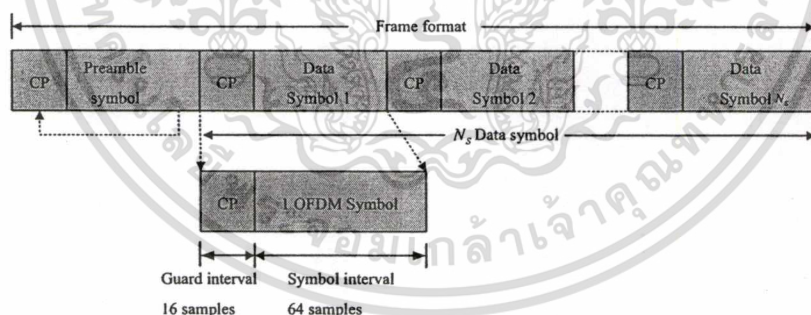


รูปที่ 2.19 การวางช่วงเวลาป้องกัน

จากรูปที่ 2.19 ค่า τ_{max} คือค่าประวิงเวลาสูงสุดของช่องสัญญาณมัลติพาท, T_S คือช่วงเวลาของกระบวนการ FFT, T_G คือค่าของช่วงเวลาป้องกัน, $T_G + T_S$ คือช่วงเวลาของ 1 สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม และ T_X คือเวลาเริ่มต้นของการสุ่ม (Sampling Start) โดยที่ค่าของ T_X จะต้องมีค่าอยู่ในช่วง $\tau_{max} < T_X < T_G$

2.3.4 การประมาณช่องสัญญาณ

การส่งสัญญาณในระบบโอเอฟดีเอ็ม จะมีการใส่สัญลักษณ์ปริเอมเบิล (Preamble Symbol) ไว้ที่จุดเริ่มต้นของทุกๆ เฟรม โดยแสดงรูปแบบการจัดเฟรมข้อมูลแบบ Burst Frame แสดงในรูปที่ 2.20 เพื่อกำหนดให้ช่องสัญญาณไม่มีการเปลี่ยนแปลงในช่วงเวลาหนึ่งเฟรม และทางด้านเครื่องรับจะได้รับข้อมูลที่ตรงกันกับด้านส่งในแต่ละเฟรม



รูปที่ 2.20 รูปแบบการจัดเฟรมข้อมูลของระบบโอเอฟดีเอ็มในแกนเวลา

ดังนั้นทำให้สามารถที่จะทำการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณได้โดยกำหนดให้สัญญาณที่รับได้เมื่อผ่านกระบวนการ FFT สามารถเขียนได้ตามสมการที่ (2.25)

$$Y(k) = H(k)X(k) + N_0(k) \tag{2.25}$$

โดยที่ k คือจำนวนช่องสัญญาณย่อย $k = 0, 1, \dots, N-1$
 $Y(k)$ คือสัญญาณที่รับได้
 $H(k)$ คือค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ
 $X(k)$ คือสัญญาณข้อมูลที่อยู่ในสัญลักษณ์พีริเอมเบิล
 $N_0(k)$ คือสัญญาณรบกวน

เมื่อเครื่องรับรู้ค่าของ $X(k)$ ดังนั้นจะสามารถทำการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ของสัญญาณ (Channel Frequency Response) ได้อย่างง่ายตามสมการที่ (2.26)

$$\hat{H}(k) = \frac{Y(k)}{X(k)} \quad (2.26)$$

จากสมการที่ (2.26) เมื่อ $\hat{H}(k)$ คือผลการตอบสนองความถี่ของสัญญาณที่ได้จากการประมาณค่า ด้วยอัลกอริทึมแบบ LS (Least Square) ซึ่งเป็นการประมาณช่องสัญญาณในแกนความถี่ที่ไม่มีวามแม่นยำพอ เนื่องจากยังมีสัญญาณรบกวนปะปนอยู่ ดังนั้นจะทำการแปลงสัญญาณที่ได้ในสมการที่ (2.26) ให้กลับอยู่ในแกนเวลาด้วยกระบวนการ IFFT เนื่องจากช่วงเวลาของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณจะยาวไม่เกินช่วงเวลาแบบวน ด้วยเหตุนี้ทำให้การกรองด้วยวินโดว์สี่เหลี่ยม (Rectangular Window) กรองเอาเฉพาะผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณในช่วงเวลาป้องกันเท่านั้น ส่วนที่เหลือจะตัดทิ้งเนื่องสัญญาณเหล่านั้นเป็นแซมเปิลของสัญญาณรบกวน แล้วแปลงผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่กรองได้กลับมาอยู่ในแกนความถี่ ด้วยกระบวนการ FFT เพื่อทำการชดเชยให้กับสัญญาณอื่นภายในเฟรมนั้น ๆ

2.3.5 วินโดว์อื่น

ในหัวข้อที่กล่าวมา เป็นการอธิบายถึงวิธีการสร้างสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม ด้วยการใช้คุณลักษณะของ IFFT การเพิ่มช่วงเวลาคูมและการเพิ่มส่วนขยายแบบวน จากตัวอย่างในรูปที่ 2.14 จะเห็นว่ามี 4 คลื่นพาห่อย่อยในหนึ่งสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม แต่ในความเป็นจริง ด้านเครื่องรับจะเห็นเฉพาะสเปกตรัมสัญญาณเดียว ซึ่งเป็นผลรวมของสัญญาณเหล่านั้น ดังนั้นถ้าผลรวมของสเปกตรัมสัญญาณดังกล่าวเกิดอยู่นอกเหนือแถบช่วงเวลา (Out - of - band) ที่ได้กำหนดไว้ อาจส่งผลทำให้เกิดการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ข้างเคียงได้ ฉะนั้นการรักษาแถบช่วงเวลาของแต่ละสเปกตรัมสัญญาณจึงเป็นสิ่งที่สำคัญ โดยปกติแถบสเปกตรัมจะมีการลดลงอย่างช้า ๆ ตามฟังก์ชันไซน์ แต่สำหรับคลื่นพาห่อย่อยจำนวนมาก ๆ นั้น จะเกิดการลดลงอย่างรวดเร็ว ในช่วงเริ่มต้น และทำให้โลบด้านข้าง (Side lobes) มีค่าลดลงด้วยเช่นกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.21 ซึ่งพบว่าสเปกตรัมของสัญญาณที่ใช้จำนวน 256 คลื่นพาห่อย่อยที่ -3 dB แบนควิคว์มีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว เมื่อเทียบกับจำนวน 16 และ 64 คลื่นพาห่อย่อย

ในการทำสเปกตรัมให้มีค่าลดลงอย่างรวดเร็วได้นั้น สามารถทำได้โดยการประยุกต์ใช้วินโดว์อิ่งเข้าไปในแต่ละสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม ซึ่งทำให้ขนาดมีค่าลดลงเป็นศูนย์ ที่บริเวณขอบของสัญลักษณ์ ส่วนชนิดของวินโดว์ที่นิยมนำมาใช้ คือ วินโดว์แบเรสโคไซน์ ซึ่งถูกกำหนดไว้ดังนี้

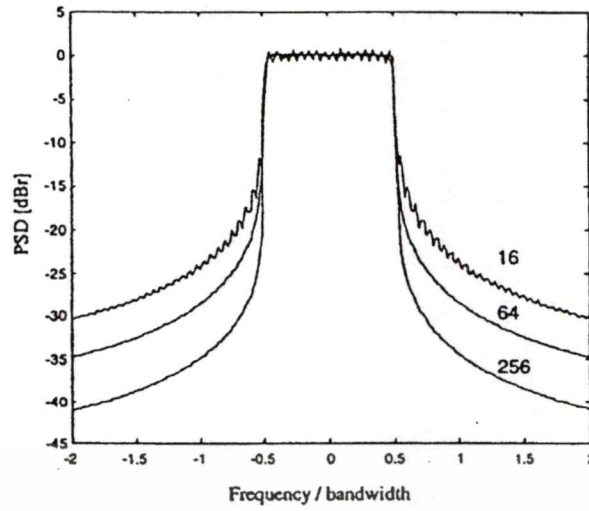
$$w(t) = \begin{cases} 0.5 + 0.5 \cos(\pi + t\pi/(\beta T_s)) & 0 \leq t \leq \beta T_s \\ 1.0 & \beta T_s \leq t \leq T_s \\ 0.5 + 0.5 \cos((\pi - T_s)\pi/(\beta T_s)) & T_s \leq t \leq (1 + \beta)T_s \end{cases} \quad (2.27)$$

เมื่อ T_s คือ ช่วงเวลาของสัญลักษณ์ ซึ่งมีค่าน้อยกว่าระยะเวลาทั้งหมดของสัญลักษณ์ เนื่องจากยอมให้มีการเหลื่อมล้ำของสัญลักษณ์ ที่อยู่ติดกันได้บางส่วนในขอบเขตของการโรลล่อฟ โครงสร้างเวลาของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม แสดงในรูปที่ 2.22 ในทางปฏิบัติสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม จะถูกนำไปคูณด้วยวินโดว์แบเรสโคไซน์ $w(t)$ เพื่อให้ค่ากำลังของคลื่นพาห์ที่อยู่นอกเหนือแบนด์ มีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แต่ในกรณีสัญญาณเกิดการประวิงเวลาทำให้สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม ถูกนำไปรวมกับสัญลักษณ์ก่อนหน้าทำให้มีขอบเขตที่เหลื่อมล้ำกันได้ (βT_s) และเมื่อสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มเริ่มต้นที่เวลา $t = t_s = kT_s$ จะถูกกำหนดโดย

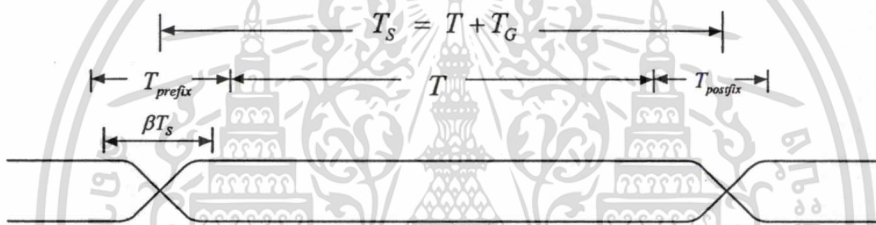
$$s(t) = \text{Re} \left\{ w(t - t_s) \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s(k+1/2)} \exp \left(j2\pi \left(f_c - \frac{i+0.5}{T} \right) (t - t_s - T_{\text{prefix}}) \right) \right\} \quad (2.28)$$

$$s(t) = 0 \quad \begin{cases} , t_s \leq t \leq t_s + T_s(1 + \beta) \\ , t < t_s \wedge t > t_s + T_s(1 + \beta) \end{cases}$$

รูปที่ 2.23 แสดงสเปกตรัมของจำนวน 64 คลื่นพาห์ย่อย และค่าความแตกต่างของค่าแฟกเตอร์โรลล่อฟ (β) จากรูปพบว่าแฟกเตอร์โรลล่อฟที่มีค่ามาก ทำให้ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แต่ทำให้ความทนทานต่อการแผ่กว้างของการประวิงเวลาลดน้อยลง เนื่องจากต้องสูญเสียช่วงเวลาในการโรลล่อฟของสัญลักษณ์ที่มากขึ้น ดังนั้นในการเลือกค่าแฟกเตอร์โรลล่อฟจึงต้องพิจารณาถึงค่าความทนทานต่อการแผ่กว้างของการประวิงเวลาด้วยเช่นกัน ซึ่งจากรูปที่ 2.23 พบว่าแฟกเตอร์โรลล่อฟเท่ากับ 0.025 (ขอบเขตโรลล่อฟคิดเป็น 2.5% ของช่วงเวลาสัญลักษณ์) เป็นค่าที่เหมาะสมที่สุดเมื่อเทียบกับแฟกเตอร์โรลล่อฟค่าอื่นๆ

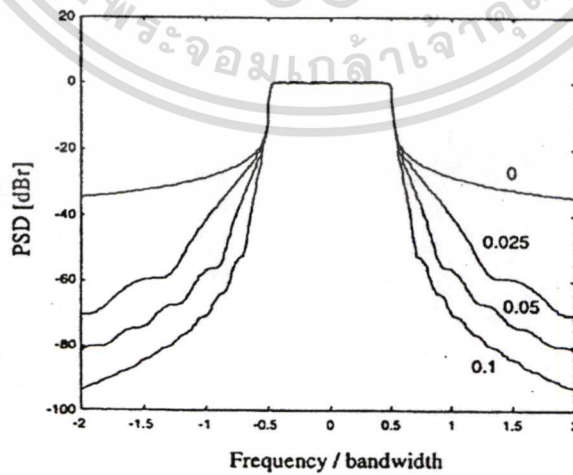


รูปที่ 2.21 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมโดยปราศจากวินโดว์อิง สำหรับจำนวน 16, 64 และ 256 คลื่นพาห่อย่อย



รูปที่ 2.22 การเพิ่มส่วนขยายแบบวนและวินโดว์อิงสัญญาณไอเอฟดีเอ็ม

เมื่อ T_s คือเวลาของสัญญาณ, T ช่วงเวลาของ FFT, T_G คือเวลาคุม, T_{prefix} คือระยะพรีการ์ด $T_{postfix}$ คือระยะโพสต์การ์ด และ β คือแฟกเตอร์โรลล่อฟ



รูปที่ 2.23 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมสำหรับวินโดว์อิงแบบเรสโคไซน์ ตามค่าแฟกเตอร์

โรลล่อฟเท่ากับ 0, 0.025, 0.05 และ 0.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.6 การซิงโครไนซ์

การซิงโครไนซ์ (Synchronization) นั้นเป็นส่วนสำคัญอีกอย่างหนึ่งของระบบ โอเอฟดีเอ็ม ที่ทำให้เครื่องรับสามารถรับข้อมูลได้อย่างถูกต้อง โดยที่การซิงโครไนซ์จะประกอบด้วย 3 ส่วนที่สำคัญคือ

1. การตรวจจับเฟรม (Frame Detection)
2. การประมาณค่าความถี่ออฟเซตของคลื่นพาห์และการแก้ไขให้ถูกต้อง (Carrier Frequency Offset and Correction)

3. การแก้ไขความผิดพลาดของการสุ่ม (Sampling Error Correction)

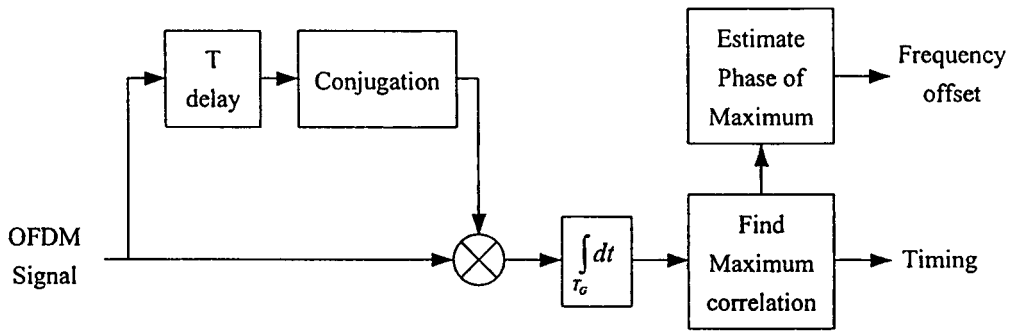
การตรวจจับเฟรมใช้สำหรับการหาจุดเชื่อมต่อของสัญญาณแต่ละสัญลักษณ์ เพื่อให้สามารถที่จะทำการสุ่มค่าของแต่ละสัญลักษณ์ได้อย่างถูกต้อง เนื่องจากความแตกต่างของความถี่คลื่นพาห์ของเครื่องส่งและเครื่องรับ ทำให้การสุ่มสัญญาณแต่ละครั้งที่เวลา t จะประกอบด้วยค่าเฟคเตอร์ของเฟส (Phase Factor) ที่ไม่รู้ค่า ๆ หนึ่งโดยสามารถเขียนได้เป็น $e^{j2\pi\Delta f_c t}$ โดยที่ Δf_c คือค่าของความถี่ออฟเซตของคลื่นพาห์ (Carrier Frequency Offset) ที่ไม่รู้ค่า ฉะนั้นค่าของเฟคเตอร์ที่รู้ค่านี้จะต้องทำการประมาณค่าและชดเชยสำหรับการสุ่มแต่ละครั้งก่อน จึงนำสัญญาณที่ได้จากการสุ่มไปผ่านกระบวนการ FFT มิฉะนั้น จะทำให้สัญญาณสูญเสียคุณสมบัติของการออโรโกนอล ระหว่างช่องสัญญาณย่อย ๆ

การเพิ่มเติมส่วนหน้าแบบวน ถูกนำมาใช้เพื่อการซิงโครไนซ์นั้นคือ ช่วงเวลา T_c ของแต่ละสัญลักษณ์ ถูกทำให้เหมือนกันในส่วนหลังสุด ซึ่งคุณลักษณะนี้นำมาใช้ประโยชน์สำหรับการซิงโครไนซ์แบบเวลา และแบบความถี่ของระบบได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.24 โดยพื้นฐานอุปกรณ์เหล่านี้เกี่ยวข้องกับความยาว T_c ของสัญญาณและช่วงเวลาที่ถูกระวัง T ซึ่งเอาท์พุทสามารถเขียนได้ดังนี้

$$x(t) = \int_0^{T_c} r(t-\tau)r(t-\tau-T)d\tau \quad (2.29)$$

การเกิดสัญญาณรบกวนของตัวประมาณค่าความเบี่ยงเบนทางความถี่ ถูกกำหนดสำหรับสัญญาณอินพุต $r(t)$ ซึ่งประกอบด้วยสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม $s(t)$ ด้วยกำลัง P รวมกับสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน (Gaussian noise) ที่เพิ่มขึ้นตามความหนาแน่นของกำลังเชิงสเปกตรัมด้านหนึ่งของ N_0 ภายได้แบนด์วิดท์ของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม นั่นคือ

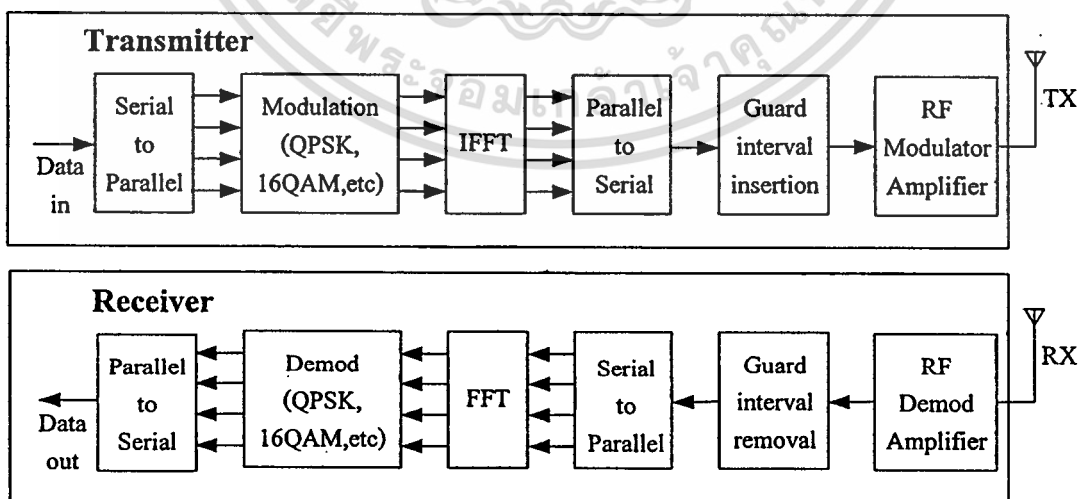
$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (2.30)$$



รูปที่ 2.24 การซิงโครไนซ์ด้วยการเพิ่มเติมส่วนหน้าแบบวน

2.4 เครื่องรับส่งระบบโอเอฟดีเอ็ม

สัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม โดยปกติแล้วจะสร้างเป็นสัญญาณดิจิทัล เนื่องจากกรณีของสัญญาณอนาล็อก เป็นเรื่องที่ยากมากที่จะสร้างเครื่องรับหรือเครื่องส่งที่มีออสซิลเลเตอร์ (Oscillator) จำนวนมากได้ เพราะจะต้องใช้ออสซิลเลเตอร์จำนวนเท่ากับจำนวนของคลื่นพหุย่อย รูปที่ 2.25 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับส่งโอเอฟดีเอ็ม ในส่วนของเครื่องส่งข้อมูลอินพุตจะแปลงจากข้อมูลแบบอนุกรมเป็นแบบขนาน แล้วนำไปมอดูเลตกับคลื่นพหุย่อยที่มีทั้งขนาดและเฟส จากนั้นก็จะแปลงสัญญาณให้อยู่ในแกนเวลาโดยใช้กระบวนการ IFFT ซึ่งเหมือนกับกระบวนการ IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform) โดยที่กระบวนการ IFFT จะเป็นรูปแบบที่ทำให้สามารถใช้คอมพิวเตอร์ในการคำนวณได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น หลังจากได้สัญญาณที่อยู่ในแกนเวลาแล้ว แปลงข้อมูลกลับเป็นแบบอนุกรมอีกครั้ง จากนั้นแทรกช่วงเวลาป้องกัน เพื่อการป้องกันการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม สุดท้ายนำสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มมอดูเลตกับความถี่วิทยุ แล้วขยายสัญญาณให้แรงขึ้นเพื่อส่งผ่านช่องสัญญาณที่ใช้งานต่อไป



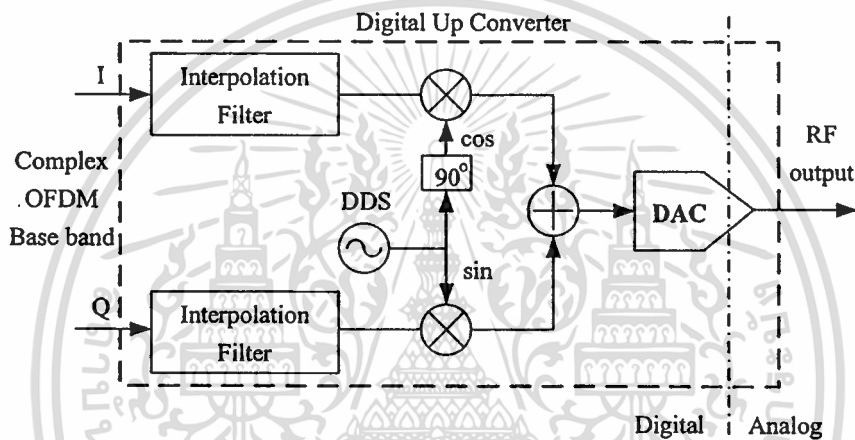
รูปที่ 2.25 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับส่งระบบ โอเอฟดีเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนของเครื่องรับจะเป็นกระบวนการที่กลับกัน กับทางด้านเครื่องส่งโดยสัญญาณที่รับเข้ามา จะถูกแปลงให้มีความถี่ต่ำลงอยู่ในช่วงความถี่เบสแบนด์ จากนั้นนำสัญญาณที่ได้ผ่านกระบวนการ FFT จะได้สัญญาณที่อยู่ในแแกนความถี่ โดยขนาดและเฟสของสัญญาณในแต่ละคลื่นพาห้จะถูกตีเทคกลับออกมาเป็นข้อมูลดิจิทัล

2.4.1 การมอดูเลตสัญญาณอาร์เอฟ

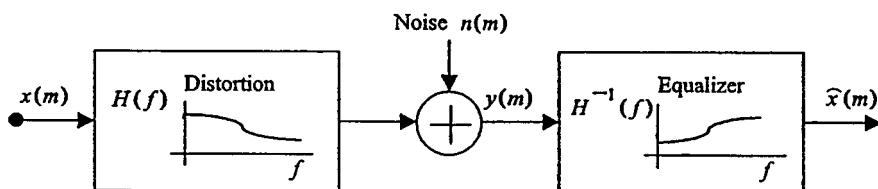
สัญญาณ ไอเอฟดีเอ็มที่ได้นั้นจะอยู่รูปของสัญญาณเบสแบนด์ในการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณนั้น เราจะต้องทำการมอดูเลตกับความถี่วิทยุ (RF : Radio frequency) เพื่อให้ได้ความถี่ที่สูงขึ้นก่อนส่งผ่านช่องสัญญาณออกอากาศไปได้ โดยใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบดิจิทัล แสดงในรูปที่ 2.26 ซึ่งสมรรถนะของการมอดูเลตแบบดิจิทัลนั้นจะมีความแม่นยำสูง



รูปที่ 2.26 การมอดูเลตสัญญาณอาร์เอฟโดยเทคนิคแบบดิจิทัล (DDS: Direct Digital Synthesis)

2.4.2 การปรับระดับสัญญาณ

การชดเชยระดับสัญญาณที่เกิดการผิดเพี้ยน ในการส่งผ่านช่องสัญญาณที่ทำให้สัญญาณเกิดความผิดเพี้ยน และมีสัญญาณรบกวนด้วยวิธีการปรับระดับสัญญาณ แสดงในรูปที่ 2.27 เป็นแบบจำลองทั่วไปของสัญญาณที่เกิดการผิดเพี้ยน และมีสัญญาณรบกวนตามด้วยส่วนของการปรับระดับสัญญาณ กำหนดให้ $x(m)$ เป็นสัญญาณอินพุต $n(m)$ เป็นสัญญาณรบกวนที่เข้ามา และ $y(m)$ เป็นสัญญาณที่ได้หลังผ่านช่องสัญญาณ โดยความสัมพันธ์ของช่องสัญญาณ สัญญาณอินพุต และสัญญาณเอาต์พุต สามารถแสดงได้ตามสมการที่ (2.31)



รูปที่ 2.27 แบบจำลองของสัญญาณที่เกิดการผิดเพี้ยนมีสัญญาณรบกวนและการปรับระดับสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$y(m) = h[x(m)] + n(m) \quad (2.31)$$

เมื่อฟังก์ชัน $h[\cdot]$ คือช่องสัญญาณที่ผิดเพี้ยน ในทุกๆไป การตอบสนองช่องสัญญาณจะมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา (Time-varying) และไม่เป็นเชิงเส้น (Non-linear) ถ้าเรากำหนดให้ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาอย่างช้าๆ (Slowly Time-varying) จากสมการที่ (2.31) จะสามารถเขียนใหม่ได้

$$y(m) = \sum_{k=0}^{P-1} h_k(m)x(m-k) + n(m) \quad (2.32)$$

เมื่อ $h_k(m)$ คือสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบ FIR อันดับที P ของช่องสัญญาณ สำหรับแบบจำลองช่องสัญญาณที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา $h_k(m) = h_k$ จากสมการที่ (2.32) สามารถเขียนสมการให้อยู่ในแกนความถี่ได้เป็น

$$Y(f) = X(f)H(f) + N(f) \quad (2.33)$$

เมื่อ $Y(f)$ คือ สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุต $X(f)$ คือ สเปกตรัมของสัญญาณอินพุต $H(f)$ คือ การตอบสนองของช่องสัญญาณ และ $N(f)$ คือ สเปกตรัมของสัญญาณรบกวนที่เข้ามา ถ้าเราตัดเทอมของสัญญาณรบกวนออกแล้วเทคลอการิทึมจากสมการที่ (2.33) จะได้

$$\ln|Y(f)| = \ln|X(f)| + \ln|H(f)| \quad (2.34)$$

จากสมการ (2.34) เมื่อทำการเทคลอการิทึมเข้าไปแล้วจะเห็นว่า การผิดเพี้ยนของช่องสัญญาณมาจากเทอมของ $\ln|H(f)|$

บทที่ 3

อัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย

3.1 บทนำ

ปัญหาสำคัญอย่างหนึ่งของการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ คือกำลังค่ายอดของสัญญาณมีค่าสูงมากเมื่อเทียบกับกำลังเฉลี่ย เนื่องจากในทางปฏิบัติระบบต่าง ๆ จะมีการจำกัดกำลังสูงสุดที่ใช้ส่งสัญญาณ ดังนั้นระบบจะใช้งานได้ดีเมื่อวงจรขยายทำงานอยู่ในช่วงที่เป็นเชิงเส้นเท่านั้น [18] เมื่อกำลังค่ายอดมีค่าสูงมากทำให้ช่วงการทำงานของวงจรขยายอยู่สูงกว่าจุดอิ่มตัว (Saturation) จึงต้องทำการลดพลังงานอินพุตของวงจรขยาย (Back off) แต่เมื่อกำลังค่ายอดมีค่าสูงมาก จนกระทั่งการลดพลังงานอินพุตของวงจรขยาย มีค่ามากเกินไป จึงต้องยอมให้มีการอิ่มตัวของวงจรขยายกำลัง หรือทำการขลิบในเครื่องแปลงผันสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก แต่มีผลให้เกิดความเพี้ยนจากการมอดูเลตระหว่างสัญญาณ (Inter-Modulation Distortion) ซึ่งมีผลให้อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเพิ่มขึ้น สเปกตรัมของสัญญาณที่ส่งออกไปแผ่กว้างขึ้น และเกิดการรบกวนช่องสัญญาณข้างเคียง

3.2 อัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย

โดยปกติแล้วค่าพีเอพียอร์ ถูกนำมาใช้เป็นเกณฑ์ในการประเมินว่ามีค่าเอนVELOPE ของสัญญาณมากเกินไปหรือไม่ โดยที่ค่าพีเอพียอร์ของสัญญาณ x_r มีค่าดังสมการที่ (3.1) โดยให้ τ แทนได้ทั้งดัชนีเวลาต่อเนื่อง t เช่น $x^m(t)$ และดัชนีเวลาไม่ต่อเนื่อง n เช่น $x^m[n]$

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

โดยให้ $\max_{\tau \in T} |x_r|^2$ แทนกำลังเอนVELOPE สูงสุดขณะหนึ่ง และ $E\{|x_r|^2\}$ แทนกำลังเฉลี่ยของสัญญาณ โดยที่ T แทนช่วงเวลาที่ใช้ในการคำนวณค่าพีเอพียอร์

สำหรับการส่งสัญญาณแถบผ่าน (Passband) สัญญาณหลายคลื่นพาห์ที่ส่งต้องการมอดูเลตบนความถี่คลื่นพาห์ f_c

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

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

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

เมื่อความถี่คลื่นพาห้ f_c มีค่าสูงกว่าความถี่ของสัญญาณแถบฐานมาก ๆ ($f_c \ll N/T$) ค่ากำลังค่ายอดของสัญญาณแถบผ่านจะมีค่าเท่ากับกำลังค่ายอดของสัญญาณแถบฐาน

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

สำหรับการมอดูเลตแบบ M-QAM

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

ดังนั้นค่ากำลังเฉลี่ยของสัญญาณแถบผ่านมีค่า

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

จากสมการที่ (3.6) และ (3.7) แสดงได้ว่าค่าพีเอพียอร์ ของสัญญาณแถบผ่านสูงกว่าสัญญาณแถบฐานประมาณ 3 dB

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

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

ต่อไปจะยกตัวอย่างการคำนวณค่าพีเอพียอร์ ของสัญญาณหลายคลื่นพาห้แบบ DMT/OFDM ที่เวลาไม่ต่อเนื่องโดยใช้การสุ่มตัวอย่างเกิน L เท่า เมื่อ L up sampling factor โดยใช้สมการที่ (3.1) เมื่อกำลังค่ายอดมีค่าเท่ากับสมการที่ (3.10)

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

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

จากความสัมพันธ์ของปาร์เซวาล (Parseval's Relationship) จะได้กำลังเฉลี่ยเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

สำหรับกรณีที่คลื่นพหุย่อยทุกคลื่นใช้คอนสแตนต์เลขชั้นแบบเดียวกัน (ระบบโอเอฟดีเอ็ม) ค่าพีเอพียอร์ ที่มากที่สุดจะมีค่า

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

จากสมการที่ (3.13) จะเห็นได้ว่าค่าของสมการทั้งสองข้างสามารถมีค่าเท่ากันได้ ตัวอย่างเช่น ที่ $n=0$ เมื่อให้สัญลักษณ์ทั้งหมดมีเฟสเดียวกัน $\{X_0^m\} = \arg\{X_k^m\}, k=1,2,\dots,N-1$

ดังนั้นจะเห็นได้ว่า ค่าพีเอพียอร์ เพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นตามจำนวนคลื่นพหุย่อย เพื่อให้กระบวนการทำงานเป็นเชิงเส้น สัญญาณหลายคลื่นพหุจึงต้องการให้กำลังสูงสุดของสัญญาณในช่วง $(-\max_n |x_n|, \max_n |x_n|)$ ซึ่งมีค่าต่ำกว่าจุดอิมพัลส์ของเครื่องส่ง

3.3 ตัวประกอบค่ายอด

ตัวประกอบค่ายอดหรือ Crest Factor (CF) เป็นอีกค่าหนึ่งที่น่าสนใจในการประเมินว่ามีค่าเอนเวโลป หรือขนาดสูงสุดของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม ในโดเมนเวลามีค่าสูงกว่าค่าเฉลี่ยมากน้อยเท่าใด ซึ่งตัวประกอบค่ายอดเป็นอัตราส่วนของขนาด ของสัญญาณที่มีค่ามากที่สุด ($\|x\|_\infty$) กับค่าเฉลี่ยอาร์เอ็มเอสของสัญญาณ ($\|x\|_2$) ซึ่งมีค่าดังสมการ

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

โดยมีความสัมพันธ์กับ พีเอพียอร์ ดังนี้

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

3.4 คุณสมบัติทางสถิติของสัญญาณแถบฐาน

สำหรับสัญญาณแถบฐานนั้น ต้องให้ค่าที่ออกจาก IDFT หรือสัญลักษณ์ในโดเมนเวลามีค่าเป็นจำนวนจริง เราจึงอาศัยคุณสมบัติของ Discrete Fourier Transform โดยจับคู่สัญลักษณ์ M-PSK หรือ M-QAM จำนวน \bar{N} สัญลักษณ์ (เขียนในรูปเวกเตอร์ค่าเชิงซ้อน $x=[x_0, x_1, \dots, x_{\bar{N}-1}]^T$) ให้เป็น

สัญลักษณ์ M-PSK หรือ M-QAM หรือจำนวน N สัญลักษณ์ โดยที่ $N=2\bar{N}$ และให้
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

และ

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

ด้วยเทคนิคนี้จะได้สัญลักษณ์ M-PSK หรือ M-QAM หรือ จำนวน N สัญลักษณ์ ซึ่งสามารถเขียนอยู่ในรูปเวกเตอร์ค่าเชิงซ้อน $X = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]^T$ เมื่อใช้ IDFT แปลงเวกเตอร์ค่าเชิงซ้อน X นี้จะได้สัญลักษณ์ในโดเมนเวลา ที่เขียนอยู่ในรูปเวกเตอร์ค่าจำนวนจริง $x = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]^T$ (x แทนค่าในโดเมนเวลา และ X แทนค่าในโดเมนความถี่) โดยที่ x_n มีค่าตามสมการที่ (2.9) หรือสามารถเขียนในรูปเมทริกซ์ดังสมการที่ (2.12) เมื่อให้สัญลักษณ์ย่อย X_k เป็นอิสระต่อกันทำให้สัญลักษณ์ x_n ไม่มีสหสัมพันธ์ต่อกัน ซึ่งนำไปสู่การสมมติฐานว่า N ที่มีขนาดใหญ่ และสัญลักษณ์ X_k เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการกระจายแบบอิสระต่อกันทั้งหมด เมื่อนำสัญลักษณ์ x_n แต่ละครั้งมารวมกันแบบเชิงเส้น ทำให้ตัวแปรที่ได้มีลักษณะเป็นการสุ่มแบบเกาส์และค่าความแปรปรวน (Variance) เท่ากับ σ และสามารถแสดงฟังก์ชันความน่าจะเป็นของความหนาแน่น (PDF : Probability Density Function) ของ x_n ได้ดังนี้

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

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

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

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

ดังนั้นความน่าจะเป็นที่ขนาดของ x_n จำนวน N สัญลักษณ์จะมีพีเอพอาร์ น้อยกว่า $PAPR_0$ (dB) คือ

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

ดังนั้นความน่าจะเป็นที่สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม จะมีค่าพีเอพอาร์ สูงกว่า $PAPR_0$ (dB) คือ

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

ฟังก์ชันการแจกแจงความน่าจะเป็นสะสม (CDF : Cumulative Distribution Function) ของตัวแปรสุ่มมีสมการที่แจกแจงเป็นรูปแบบปิด (Closed Form)

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

$$\text{Prob}\{PAPR\{x(n)\} < \gamma^2\} = \text{Prob}\left(\frac{|x(0)|^2}{E\{|x(n)|^2\}} < \gamma^2\right)^N \quad (3.23)$$

เมื่อ Q ฟังก์ชัน หรือ Gaussian Error Integral แสดงดังสมการที่ (3.24)

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

จะได้ CDF ของ $PAPR\{x(n)\}$ เป็น

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

ดังนั้น ฟังก์ชันการแจกแจงความน่าจะเป็นสะสมเติมเต็ม (CCDF : Complementary Cumulative Distribution Function) เขียนได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

เมื่อสัญญาณหลายคลื่นพหุที่มีจำนวนคลื่นพหุย่อยเป็น N จำนวน และเมื่อ N มีค่ามากทำให้ข้อมูลที่สุ่มเกิดค่าพีเอพอาร์ ที่สูงมาก แม้ว่าในระบบทั่วไปค่าพีเอพอาร์ ที่เกิดขึ้นส่วนใหญ่จะต่ำกว่า 15-17 dB แต่ก็ยังคงมีค่าที่สูง ดังนั้นวิธีลดค่าพีเอพอาร์ จึงเป็นสิ่งที่สำคัญมาก

3.5 ลักษณะของความไม่เป็นเชิงเส้นไร้ความจำ

หัวข้อนี้จะกล่าวถึงแบบจำลองไม่เป็นเชิงเส้นบางชนิด ที่ใช้กันทั่วไปในงานวิจัย เพื่อใช้แทนอุปกรณ์ไม่เป็นเชิงเส้นที่ใช้กันทั่วไป โดยที่ $g(\cdot)$ คือฟังก์ชันแบบไม่เป็นเชิงเส้นหรือเป็นสัญญาณที่มีความเพี้ยน ดังนั้นสัญญาณที่ส่งเขียนได้เป็น

$$x^e = g(x) \quad (3.27)$$

โดยที่ x แทนได้ทั้งตัวอย่าง $x(n/L)$ ของลำดับสัญญาณ ที่เวลาต่อเนื่อง และไม่ต่อเนื่อง $x(t)$ เพื่อให้การอธิบายได้ง่ายขึ้นจึงสมมติให้ความไม่เป็นเชิงเส้นแบบไร้ความจำ (Memoryless nonlinearity) ในสมการที่ (3.26) ลดรูปเป็นสมการที่สเกลาร์ ซึ่งการสมมุติแบบนี้ใช้ทั่วไปในงานวิจัยที่ใช้อุปกรณ์แบบไม่เป็นเชิงเส้น เช่น วงจรจำกัดค่า (Limiter) และวงจรขยายกำลังสูง ซึ่งการจำลองแบบนี้สามารถใช้แทนอุปกรณ์ไร้ความจำได้ดี อย่างไรก็ตามหลักการที่จะกล่าวนี้ส่วนใหญ่สามารถขยายไปสู่อุปกรณ์ไม่เป็นเชิงเส้นแบบจำได้ โดยการประยุกต์เพียงเล็กน้อย ถ้าการทำงานแบบไม่เป็นเชิงเส้นไร้ความจำอยู่ในรูปแบบของตัวอย่างเวลาไม่ต่อเนื่อง ซึ่งสามารถเขียนเอาต์พุตของการทำงานแบบไม่เป็นเชิงเส้นไร้ความจำได้เป็น

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

ในทำนองเดียวกัน ถ้าการทำงานแบบไม่เป็นเชิงเส้นอยู่ในรูปของสัญญาณที่เวลาต่อเนื่อง ดังนั้นสัญญาณที่ผลิตเขียนสามารถเขียนได้เป็น

$$x^e(t) = g(x[t]) \quad (3.29)$$

ต่อไปจะพิจารณาความไม่เป็นเชิงเส้นแบบไม่ขยายตัว (Non-Expansive) ที่มีค่าความอิมตัวสูงสุดเป็น A โดยที่คุณสมบัติการไม่ขยายสัญญาณ สามารถเขียนในเชิงคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

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

ดังนั้น อุปกรณ์ไม่เป็นเชิงเส้นโดยทั่วไปจะมีลักษณะเป็นฟังก์ชันต่อเนื่อง f และมีอัตราขยายสูงสุดเป็น $\alpha > 0$ โดยที่ $|f(x)| \leq \alpha|x|$ เขียนสมการที่ได้เป็น $f = \alpha g$ โดยที่ g มีคุณสมบัติไม่ขยายสัญญาณ ดังนั้นอุปกรณ์ขยายสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้น สามารถแยกองค์ประกอบได้เป็นวงจรขยายเชิงเส้นในอุดมคติที่มีอัตราขยาย α และอุปกรณ์ที่ไม่ขยายสัญญาณซึ่งแทนด้วย g ในทางปฏิบัติ ส่วนใหญ่อุปกรณ์ไม่เป็นเชิงเส้นก็มีคุณสมบัติการอ้อมตัว ซึ่งสามารถแสดงได้ ดังนี้

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

ปกติลักษณะไม่เป็นเชิงเส้นในโดเมนเวลาต่อเนื่อง ส่วนใหญ่เกิดจากวงจรขยายกำลังสูง แบบไม่เป็นเชิงเส้นในรูปของสัญญาณอินพุตแบบพิกัดเชิงขั้ว ดังนี้

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

ดังนั้น เอนเวโลปเชิงซ้อนของสัญญาณเอาต์พุตสามารถเขียนได้เป็น

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

แทนลักษณะการแปลงผันแบบไม่เป็นเชิงเส้นที่ไร้ความจำของ AM/AM และ AM/PM ตามลำดับ

3.6 ผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้นที่มีต่อสมรรถนะของระบบ

เมื่อสัญญาณที่ส่งผิดเพี้ยนไปเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้น ปัญหาหลักที่เกิดขึ้นมี 2 อย่างคือ การลดลงของ PSD และ BER ที่เพิ่มขึ้น เมื่อสัญญาณหลายคลื่นพหุมีลักษณะเป็นแบบเกาส์ ดังนั้น จำนวนของการผิดเพี้ยนที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นที่ไร้ความจำ จะขึ้นอยู่กับอัตราส่วนของ $A^2/E\{|x|^2\}$ โดยที่ A^2 คือกำลังเอาต์พุตสูงสุดจากอุปกรณ์ไม่เชิงเส้น และ $E\{|x|^2\}$ เป็นพลังงานเฉลี่ยของสัญญาณอินพุต ซึ่งสามารถกำหนดพารามิเตอร์ที่เรียกว่า ระดับการขลิบ (Clip Level) ให้มีค่า ดังนี้

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

หรือเรียกว่า Input Back-Off (IBO) และค่านี้ยังเป็นตัวกำหนดจุดทำงานของวงจรขยาย โดยการใช้ IBO ทำให้ความเพี้ยนที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรขยายจะลดลง อย่างไรก็ตามประสิทธิภาพในการใช้วงจรขยายกำลังจะลดต่ำลง ในทำนองเดียวกันพารามิเตอร์ Output Back Off (OBO) สามารถนิยามได้ ดังนี้

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

โดยปกติกำลังเอาท์พุทจะน้อยกว่ากำลังอินพุท สำหรับความไม่เป็นเชิงเส้นที่ไม่ขยายสัญญาณใดๆ อย่างไรก็ตาม ถ้าสัญญาณหลายคลื่นพาท มีช่วงอยู่ในบริเวณที่เป็นเชิงเส้นของอุปกรณ์เกือบตลอดเวลา กำลังทั้งสองแบบนี้จะมีค่าใกล้เคียงกันมาก ซึ่งทำให้ $IBO \approx OBO$

เมื่อสัญญาณอยู่ในระบบไม่เป็นเชิงเส้นทำให้ PSD ลดลงและมี BER เพิ่มขึ้น นั่นคือสัญญาณเอาท์พุทจะผิดเพี้ยนจากการมอดูเลตระหว่างสัญญาณ ทำให้เกิดพลังงานที่ความถี่ นอกแถบหรือความถี่ที่เกิดขึ้นอยู่นอกแบนด์วิดท์ เรียกปรากฏการณ์นี้ว่า การเติบโตใหม่ของสเปกตรัม (Spectral Regrowth) ในการใช้งานส่วนใหญ่ผู้ใช้ต้องมีการแบ่งสเปกตรัมเพื่อใช้ร่วมกัน ซึ่งผู้ใช้อาจต้องใช้ IBO ค่าสูง หรือใช้ค่ากรองต่อจากอุปกรณ์ไม่เป็นเชิงเส้น การกรองหลังจาก HPA อาจมีต้นทุนสูงได้และมีหลาย ๆ กรณีที่ลดกำลังส่งให้ต่ำลงโดยขอมให้มี BER เพิ่มขึ้น

3.7 แนวทางในการลดอัตราส่วนกำลังค้ายอดต่อกำลังเฉลี่ย

ในปัจจุบันมีการเสนอวิธีในการลดค่าพีเอพียอร์หลายวิธี โดยจะแบ่งวิธีต่าง ๆ ออกเป็น 2 แบบ คือ การลดพีเอพียอร์ที่ทำให้เกิดความเพี้ยน และการลดพีเอพียอร์ที่ไม่ทำให้เกิดความเพี้ยน ซึ่งการลดพีเอพียอร์ แบบแรกทำให้ BER เพิ่มขึ้น ส่วนแบบที่สองจะลดพีเอพียอร์ ก่อนที่จะถึงอุปกรณ์ไม่เป็นเชิงเส้น โดยสัญลักษณ์ที่ส่งมีลักษณะผิดเพี้ยนไป ซึ่งวิธีในกลุ่มนี้โดยปกติจะลดพีเอพียอร์ได้มากกว่า โดยที่อัตราข้อมูลมีค่าต่ำลง

3.7.1 การลดค่าพีเอพียอร์ที่ทำให้เกิดความเพี้ยน

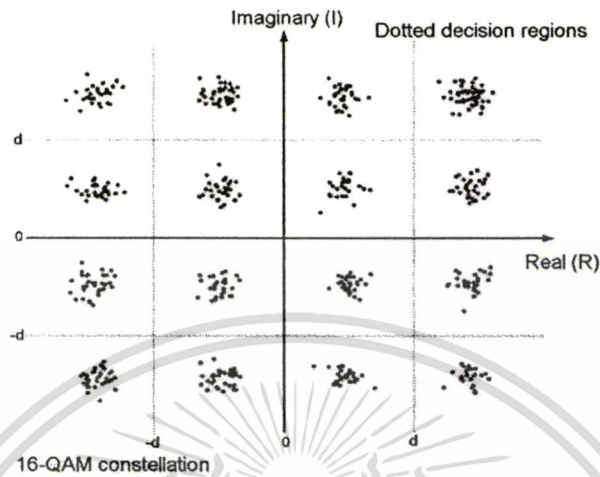
3.7.1.1 การขลิบสัญญาณ (Clipping)

เป็นการลดค่าพีเอพียอร์แบบง่าย โดยกำหนดให้ขนาดของสัญญาณด้านส่งที่มีค่าสูงที่สุดมีขนาดจำกัด หรือเรียกว่าเป็นการขลิบสัญญาณ ซึ่งการขลิบสามารถกระทำได้กับตัวอย่างที่เวลาไม่ต่อเนื่องก่อนที่จะเข้า DAC หรือทำได้โดยการออกแบบ DAC หรือวงจรขยายด้วยระดับอิมิตัวที่ต่ำกว่าขั้วพลวัตของสัญญาณ วิธีการนี้ใช้กันอย่างแพร่หลายเนื่องจากค่าขอดที่ส่งมีโอกาสเกิดขึ้นต่ำมาก การขลิบจึงอาจเป็นเทคนิคที่มีประสิทธิภาพในการลดพีเอพียอร์ แม้ว่าจะรู้กันว่าเป็นกระบวนการไม่เป็นเชิงเส้นและอาจทำให้เกิดความเพี้ยนในแถบ (In Band Distortion) จะส่งผลให้ระบบมี BER สูงขึ้น แสดงในรูปที่ 3.1 ผลเสียที่เกิดจากการขลิบอีกประการหนึ่ง คือการปล่อยสัญญาณที่ความถี่นอกแถบ (Out of band emission) สูงขึ้น ซึ่งจะไปรบกวนสัญญาณที่มีแถบความถี่ที่ติดกัน ซึ่งส่งผลให้ระบบมีประสิทธิภาพเชิงสเปกตรัมต่ำลง แสดงในรูปที่ 3.2

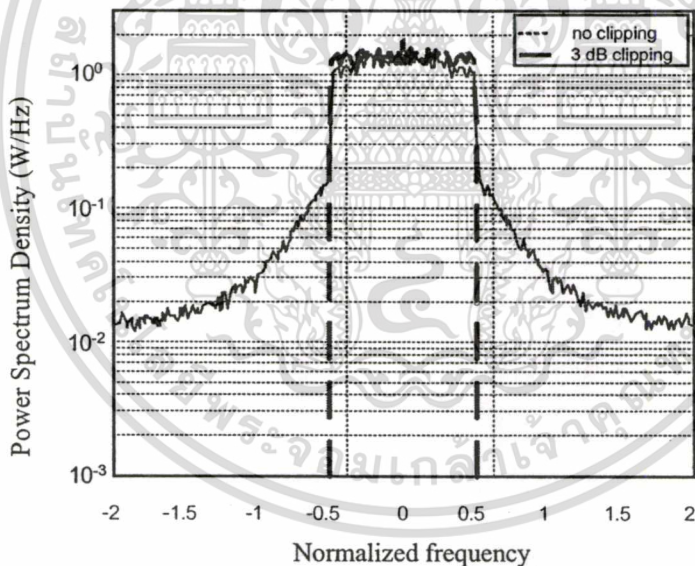
มีงานที่ได้รับการตีพิมพ์จำนวนมาก ที่หาปริมาณความเสื่อมถอย (Degradation) ของสัญญาณหลายคลื่นพาท เนื่องมาจากความไม่เป็นเชิงเส้น ตัวอย่าง [5] ซึ่งเป็นงานวิจัยช่วงเริ่มต้นที่หาปริมาณนี้สำหรับกรณีที่สัญญาณหลายคลื่นพาท เป็นค่าจริง (สัญญาณแถบฐาน) และ [19] ได้หาปริมาณนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับกรณีที่สัญญาณหลายคลื่นพหุเป็นค่าเชิงซ้อน (สัญญาณแถบผ่าน) งานวิจัยทั้งหมดนี้อนุมานว่าความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรจำกัดค่า อย่างละเอียดเป็นแบบอุดมคติ แล้วจึงคำนวณหาความเสื่อมถอยของ NR และ PSD ของสัญญาณที่ถูกขลิบหรือถูกจำกัด



รูปที่ 3.1 ความเพี้ยนที่เกิดจากการขลิบสัญญาณแบบหลายคลื่นพหุ (512 คลื่นพหุย่อย)



รูปที่ 3.2 ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ถูกขลิบ

ในส่วนของการแผ่พลังงานนอกแถบ สามารถลดได้ด้วยการกรองหลังจากความไม่เป็นเชิงเส้น อย่างไรก็ตาม วงจรกรองที่ต้องใช้ต่อจากวงจรขยายกำลังสูง อาจมีต้นทุนสูงมากในทางปฏิบัติแล้วจะขลิบและกรองก่อนที่จะถึง HPA แต่ในกรณีนี้ สัญญาณรบกวนทั้งหมดที่เกิดจากการขลิบ จะไปตกอยู่ในสเปกตรัมของแถบข้อมูล จึงไม่สามารถตัดสัญญาณรบกวนนี้ออกไปได้ด้วยการกรอง เพื่อที่จะหลีกเลี่ยงการเกิดการเคลือบแฝง (Aliasing) จึงต้องสุ่มตัวอย่างการเกิด (Over sample) กับสัญญาณดิจิทัลโดยการเดิม จุดศูนย์และทำ IDFT ที่ยาวขึ้น แล้วจึงกรองหลังจากการขลิบ เพื่อที่จะลดผลของสัญญาณรบกวน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกแถบที่เกิดจากการขลิบ จากการวิจัยของ [20] พบว่าหลังจากการกรองแล้ว ค่าพีเอพ็อร์ อาจกลับมา มีค่าสูงได้อีก

3.7.1.2 การทำวินโดว์ให้กับค่ายอด (Peak windowing)

วิธีนี้เป็นการทำวินโดว์ให้กับค่ายอด [21-22] ซึ่งวิธีนี้จะใช้วินโดว์ทางเวลาทำให้ขั้นตอนการขลิบมีลักษณะราบเรียบ วิธีนี้จะไปลดการแผ่พลังงานนอกแถบแต่ BER ก็เพิ่มตามไปด้วย ในวิธีนี้จะมีการคูณค่ายอดของสัญญาณ ที่มีค่ามากด้วยวินโดว์รูปร่างต่าง ๆ โดยวินโดว์นั้นต้องมีคุณสมบัติเชิงสเปกตรัมที่ดี เนื่องจากการคูณสัญญาณด้วยวินโดว์ทำในโดเมนเวลา ดังนั้น ในโดเมนความถี่จึงเป็นการคอนโวลชัน (Convolution) ระหว่างสเปกตรัมของสัญญาณกับสเปกตรัมของวินโดว์ ในทางอุดมคติวินโดว์ควรจะมีสเปกตรัมที่แคบที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ แต่ในทางกลับกัน วินโดว์ไม่ควรจะมีช่วงเวลาที่ยาวเกินไปในโดเมนเวลา เนื่องจากวินโดว์นี้จะไปส่งผลกระทบต่อสัญญาณส่วนอื่น ๆ ซึ่งจะส่งผลให้ BER สูงขึ้น ฟังก์ชันวินโดว์ที่เหมาะสม ได้แก่ วินโดว์โคไซน์ (Cosine) ไกเซอร์ (Kaiser) และเกาส์เซียน (Gaussian) วิธีนี้มี BER และสัญญาณรบกวนนอกแถบน้อยกว่าวิธีแรก

อย่างไรก็ตามสำหรับช่องสัญญาณทั่วไปแล้ว ไม่มีวิธีใดเลยที่ช่วยลดการเพิ่มขึ้นของ BER การเพิ่มขึ้นของ BER นี้ อาจแก้ไขได้ด้วยรหัสแก้ความผิดพลาด (Error Correcting Code) แต่ก็ทำให้ความซับซ้อนทางเครื่องรับเพิ่มขึ้นและเวลาประวิงของระบบก็เพิ่มมากขึ้น

3.7.2 การลดค่าพีเอพ็อร์ที่ไม่มีความเพี้ยน

วิธีนี้จะลดค่าพีเอพ็อร์ ของสัญลักษณ์ก่อนที่จะถึงอุปกรณ์ไม่เป็นเชิงเส้น โดยไม่ทำให้ BER เพิ่มขึ้น

3.7.2.1 การเข้ารหัส (Coding)

วิธีการจะเข้ารหัสข้อมูลก่อนผ่าน IDFT เพื่อให้สัญลักษณ์ในโดเมนของเวลา มีค่าพีเอพ็อร์ต่ำลง หลักการของวิธีการนี้เกิดจากแนวคิดที่ว่า กำลังค่ายอดของสัญลักษณ์หลายคลื่นพหุนั้นขึ้นอยู่กับรูปแบบของชุดข้อมูลที่ส่งไป โดยที่รูปแบบของชุดข้อมูลแต่ละแบบจะมีค่าพีเอพ็อร์สูง ดังนั้น วิธีนี้จึงเข้ารหัสข้อมูลเพื่อหลีกเลี่ยงการส่งชุดข้อมูลที่มีค่าพีเอพ็อร์สูง โดยรหัสที่ใช้เพื่อลดค่าพีเอพ็อร์ นั้นมีหลายแบบที่สามารถลดค่าพีเอพ็อร์ ได้ดี เช่น การเข้ารหัสแบบบล็อก (Block coding), นิวแมนเฟส (Newman Phase), ซาปิโรและรูดีนเฟส (Shapiro and Rudin Phase) [21], ลำดับเติมเต็ม โกลีย์ (Golay Complementary Sequence) [23] และ นาราฮาชิเฟส (Narahashi Phase) [24] แต่เนื่องจากการที่จะทำให้อัตราการบิดต่อสัญลักษณ์หลายคลื่นพหุ ที่ต้องการส่งมีค่าสูงสุดจะต้องใช้รหัสจำนวนมาก ซึ่งในทางอุดมคติจะเป็นสัดส่วนกับ $2N$ วิธีนี้ทำให้อัตราการส่งข้อมูลและรหัสมีขีดจำกัด นั่นคือจำนวนของบิดต่อสัญลักษณ์หลายคลื่นพหุเป็นสัดส่วนกับ $\log_2 N$ ดังนั้น วิธีนี้จึงไม่เหมาะสมเมื่อใช้คลื่นพหุจำนวนมาก ข้อดีของวิธีการเข้ารหัสคือ สามารถแก้ความผิดพลาดของข้อมูลได้

3.7.2.2 การแมปแบบเลือก (SLM : Selective Mapping)

ในวิธี SLM มีการสร้างลำดับเป็นอิสระต่อกันในทางสถิติ S [25-26] ลำดับจากข้อมูลเดียวกัน และเลือกลำดับที่ให้ค่าพีเอพ็อร์ ต่ำที่สุดออกไป ลำดับ S ถูกสร้างขึ้นมาโดยการคูณลำดับข้อมูลด้วยลำดับสุ่มที่มีความยาว N บิต จำนวน S ลำดับ ถ้า CCD ของลำดับเดิมเป็น $\{PAPR > PAPR_0\}$ ดังนั้น CCD ของลำดับที่ดีที่สุดจะเป็น $\text{Prob}\{PAPR > PAPR_0\}$ ดังนั้น ในทางทฤษฎีสามารถทำให้โอกาสที่ค่าเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้เข้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พีเอพ็อร์ มีค่าเกินจุดเริ่มเปลี่ยนบางค่ามีค่าน้อยที่สุดที่เป็นไปได้ โดยต้องเพิ่มความซับซ้อนขึ้น ในการนำข้อมูลกลับมา เครื่องรับจำเป็นต้องรู้ว่าใช้ลำดับใดคุณเข้าไป ซึ่งทำได้โดยการส่งข่าวสารเพิ่มเติมตามไปด้วย เป็นผลทำให้สูญเสียแบนด์วิดท์ไปเล็กน้อย ประโยชน์ที่สำคัญของวิธีนี้คือ สามารถใช้ได้กับคลื่นพหุย่อยจำนวนเท่าใดก็ได้

ข้อจำกัดของวิธีนี้คือ ต้องคำนวณ IDFT ใหม่ในการแปลงรูปแบบแต่ละรูปแบบ ทำให้ความซับซ้อนสูง จึงมีงานวิจัยใหม่ซึ่งแปลงเฟสแบบมีโครงสร้าง ทำให้ไม่ต้องคำนวณ IDFT ใหม่สำหรับรูปแบบการแปลงแต่ละรูปแบบ

3.7.2.3 การวางสลับ (Scrambling)

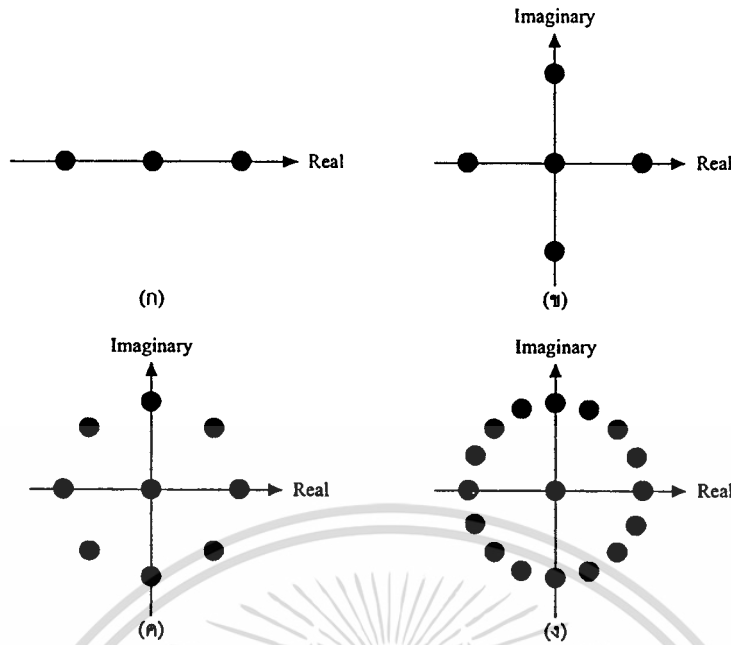
โดยปกติแล้วจุดสัญลักษณ์ที่ส่งจะมีรูปแบบของบิตต่าง ๆ กัน [27] ซึ่งแต่ละรูปแบบของบิตจะทำให้เกิดสัญญาณที่มีค่ายอดแตกต่างกัน รูปแบบของบิต (Bit patterns) ที่เป็นบิต 1 หรือบิต 0 ติดต่อกันเป็นช่วงยาวจะทำให้เกิดค่ายอดที่สูงมาก ดังนั้นการวางสลับขบวนบิต (Scrambling) สามารถลดค่าพีเอพ็อร์สูงที่เกิดจากรูปแบบของบิตแบบนี้ได้ อย่างไรก็ตามหากเกิดความผิดพลาดในการเข้ารหัส Scrambling sequence จะทำให้เกิดความผิดพลาดของการถอดรหัสจำนวนมาก

3.7.2.4 Parallel Combinatory-โอเอฟดีเอ็ม (PC – OFDM)

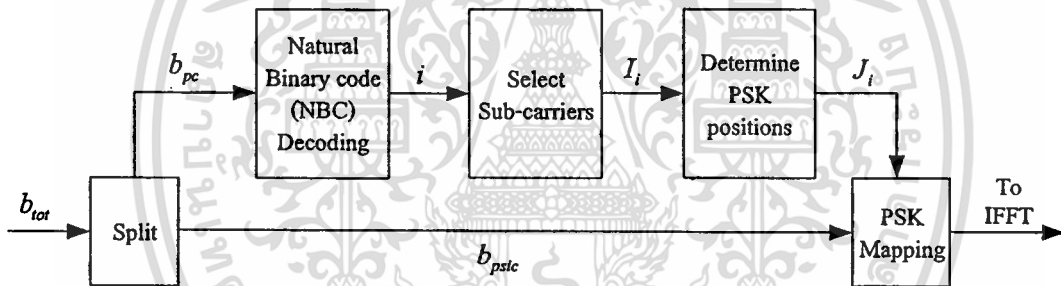
วิธีนี้ [8] เพิ่ม คอนสเทลเลชันของสัญญาณ M-PSK อีกหนึ่งสัญลักษณ์ด้วยค่าแอมพลิจูดเท่ากับศูนย์ โดยเรียกการมอดูเลตแบบนี้ว่า (M+1)-ary Amplitude and Phase Shift Keying แสดงในรูปที่ 3.3 วิธีนี้เปลี่ยนการจับคู่สัญลักษณ์แบบเดิม โดยการแบ่งขบวนบิตที่จะส่งเป็น 2 ส่วน ส่วนแรกเรียกว่า เป็นบิตที่แทนด้วยจุดสัญลักษณ์ที่เพิ่มขึ้น ซึ่งเป็นจุดที่อยู่ตรงกลางของจุดสัญลักษณ์เดิมนั้นคือ ค่าแอมพลิจูดเป็นศูนย์ ส่วนที่สองเรียกว่า เป็นบิตที่จับคู่แบบ M-PSK ปกติรูปแบบของกลุ่มบิต เป็นตัวกำหนดตำแหน่งคลื่นพหุย่อยที่ส่งสัญลักษณ์ โดยถอดรหัสบิตจากเลขฐาน 2 เป็นเลขฐาน 10 เพื่อเป็นดัชนีตำแหน่งของคลื่นพหุย่อยที่จะส่งค่าแอมพลิจูดเป็นศูนย์ โดยนับจากท้าย ดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 การจับคู่ของ Parallel Combinatory (PC) Bits,

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



รูปที่ 3.3 (M+1)-APSK แบบต่างๆ (ก) 3-APSK, (ข) 5-APSK, (ค) 9-APSK, (ง) 17-APSK



รูปที่ 3.4 กระบวนการจับคู่บิต

สมมุติว่าให้ $M = 4$ จำนวนคลื่นพาห่อย่อยทั้งหมดมี 8 คลื่นพาห่อย่อย ($N_c = 8$) และคลื่นพาห่อย่อยที่ส่งบิต มี 7 คลื่นพาห่อย่อย ($N_{pc} = 7$) และให้การจับคู่บิต PC มีค่าดังตารางที่ 3.1 และให้การจับคู่ของบิต 4-PSK เป็นสัญลักษณ์ข้อมูลโดยใช้ GRAY code $\{00\pi-1, 01\pi-j, 11\pi-j, 10\pi-j\}$ ให้ 3 บิตแรกเป็นบิตที่เลือกคลื่นพาห่อย่อยที่ส่งจุดสัญลักษณ์ศูนย์ (b_{pc}) และ 14 บิตต่อมาจับคู่สัญลักษณ์แบบ 4-PSK เช่น สมมุติว่าให้มี $b_{tot} = [0, 0, 0, 1, 1, 0, 0, 1, 1, 0, 0, 1, 1, 0, 0, 1, 1]$ เวกเตอร์ที่จะส่งให้ IFFT ในคลื่นพาห่อย่อยแต่ละคลื่นคือ $C = [-1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 0]$ ซึ่งได้มาจากกระบวนการจับคู่บิต แสดงในรูปที่ 3.4 นั่นคือแบ่ง 3 บิตแรกของ b_{tot} เป็นบิต (b_{pc}) ในตัวอย่างนี้ $b_{pc} = 000$ (นั่นคือ $i = 0$) ดังนั้นก็จะเลือกตำแหน่งคลื่นพาห่อย่อยที่ $N_c - i$ หรือในตัวอย่างนี้คือ $N_c - 0$ นั่นคือคลื่นพาห่อย่อยที่ 8 นั่นเอง การเลือกตำแหน่งคลื่นพาห่อย่อยนี้สามารถเขียนได้ดังตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.2 การจับคู่ของ Parallel Combinatory Bits และตำแหน่งของสัญลักษณ์ PSK

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

แต่ถ้าสัญญาณที่รับในภาครับเกิดผิดพลาดเช่น ได้รับสัญญาณเป็น $C = [0,1,-1,1,-1,1,-1,1]$ จะเห็นได้ว่า ตำแหน่งคลื่นพาย์ย่อยที่รับสัญญาณผิดพลาด เมื่อถอดรหัสออกมาสัญญาณที่ได้รับผิดพลาดหมดทั้งหมด จะเห็นได้ว่า b_{tot} ที่ได้มีค่าเป็น $b_{tot} = [1,1,1,0,0,1,1,0,0,1,1,0,0,1,1,0,0]$ ทั้ง ๆ ที่ข้อมูลในคลื่นพาย์ย่อยอีก 6 คลื่นพาย์ ได้รับถูกต้อง เพื่อหลีกเลี่ยงความผิดพลาดเนื่องจากการเลื่อนตำแหน่ง จึงต้องกำหนดตำแหน่งของสัญลักษณ์ PSK อีกด้วย ดังตารางที่ 3.2 เมื่อด้านส่งจัดตำแหน่งของสัญลักษณ์ PSK ใหม่ตามตารางที่ 3.2 เพื่อส่งให้คลื่นพาย์ย่อยแต่ละคลื่นแล้ว เมื่อด้านรับได้รับสัญญาณเป็น $C = [0,1,-1,1,-1,1,-1,1]$ แล้วถอดรหัสและจัดเรียงตำแหน่งของสัญลักษณ์ PSK ให้เป็นค่าปกติจะได้ $b_{tot} = [1,1,1,0,0,0,1,1,0,0,1,1,0,0,1,1]$ ซึ่งบิตที่ผิดพลาดเหลือเพียง 5 บิต จากผิดพลาดทั้งหมด 17 บิต

วิธีนี้สามารถลดค่าพีเอพียอร์ ได้เนื่องจากลดแอมพลิจูดที่ส่ง แต่จะมีความผิดพลาดที่ฝั่งรับมาก เมื่อสัญญาณที่ภาครับผิดพลาด ตรงตำแหน่งบิตที่เป็นตัวกำหนดตำแหน่งของคลื่นพาย์ย่อย ทำให้มีผลกระทบกับจำนวนบิตที่มากกว่าปกติ

บทที่ 4

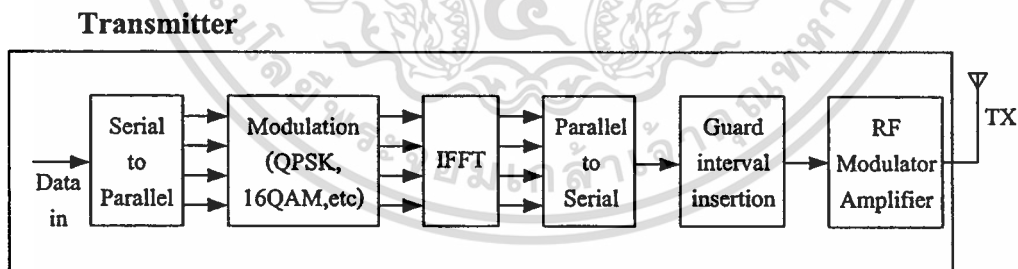
การหาค่าสมรรถนะของระบบที่นำเสนอ

4.1 บทนำ

วิทยานิพนธ์นี้ได้เสนอเทคนิค การลดอัตราส่วนกำลังค้ายอดต่อกำลังเฉลี่ยแบบใหม่ โดยใช้วิธี SLM ร่วมกับวิธี APPR โดยนำมาต่อเรียงกัน สัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ที่เกิดจากการมอดูเลตคลื่นพหุคูณจำนวนมากส่งผลให้ระบบมีค่าพีเอพียอร์สูง ทำให้ประสิทธิภาพของการขยายสัญญาณของเครื่องส่งลดลง เป็นผลให้ประสิทธิภาพของอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลต่ำลง และเกิดการแผ่ขยายนอกแถบ (Out of band variation) การลดค่าพีเอพียอร์ เริ่มต้นโดยลำดับข้อมูลอินพุตจะผ่านการลดค่าพีเอพียอร์ด้วยวิธี SLM ก่อน แล้วป้อนเข้าสู่กระบวนการของ APPR หลักการของวิธี APPR จะควบคุมระดับสัญญาณโดยใช้อัลกอริทึมการปรับตัวเอง ซึ่งทำให้สามารถลดค่าพีเอพียอร์ได้

4.2 แบบจำลองระบบ โอเอฟดีเอ็ม

ระบบสื่อสาร โอเอฟดีเอ็ม สามารถสร้างได้จากกรรมวิธีการทำ IFFT ที่ภาคส่งเพื่อเปลี่ยนสัญญาณจากโดเมนความถี่ (Frequency domain) เป็นโดเมนเวลา (Time domain) และการทำ FFT ที่ภาครับเพื่อเปลี่ยนสัญญาณจากโดเมนเวลา เป็นโดเมนความถี่ บล็อกโคอะแกรมการทำงานเบื้องต้นภาคส่งของระบบ โอเอฟดีเอ็ม แสดงในรูปที่ 4.1 [6,9]



รูปที่ 4.1 บล็อกโคอะแกรมภาคส่งของระบบ โอเอฟดีเอ็ม

จากรูปที่ 4.1 แทนข้อมูลอินพุตที่ป้อนเข้ามาด้วยเวกเตอร์ $X = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]^T$ และแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนาน หลังจากนั้นข้อมูลอินพุตจะถูกมอดูเลตกับคลื่นพหุคูณ ก่อนส่งต่อไปยัง IFFT เพื่อแปลงสัญญาณจากโดเมนความถี่เป็นโดเมนเวลา สัญญาณเบสแบนด์โอเอฟดีเอ็ม ที่ผ่านการแปลงข้อมูลกลับจากขนานเป็นอนุกรม ใน โดเมนเวลามีค่าตามสมการที่ (4.1)

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi n \Delta f t}, \quad 0 \leq t \leq NT \quad (4.1)$$

เมื่อ N คือจำนวนคลื่นพาห่อย่อย (Subcarrier), T คือช่วงเวลาของข้อมูล (Data period), NT คือช่วงเวลาของสัญลักษณ์ (Symbol duration), $\Delta f = 1/NT$ คือการเว้นช่องระหว่างคลื่นพาห่อย่อย (Sub-carrier spacing)

เมื่อได้สัญญาณเบสแบนด์ โอเอฟดีเอ็ม ในโดเมนเวลาแล้ว สัญญาณจะถูกแทรกด้วยช่วงเวลาป้องกัน เพื่อป้องกันการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ (ISI) โอเอฟดีเอ็ม และการรบกวนระหว่างช่องสัญญาณ (ICI) แล้วทำการมอดูเลตกับความถี่วิทยุ (RF) ส่งผ่านอากาศขยายสัญญาณของเครื่องส่ง เพื่อส่งไปยังภาครับต่อไป

สัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม เกิดจากการรวมของหลายๆ สัญญาณ ที่มีคุณเลตลงบนคลื่นพาห่อย่อย ถ้าเฟสของแต่ละสัญญาณเหมือนกันทำให้สัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม มีค่ายอดที่สูง เพื่อที่จะหาค่าความเปลี่ยนแปลงเอนVELOPE ของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม จะใช้ค่าพารามิเตอร์ พีเอพียาร์ ในการพิจารณา โดยค่าพีเอพียาร์ แสดงได้ ดังสมการที่ (4.2) [6,9]

$$PAPR = \frac{\max |x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]} \quad (4.2)$$

เมื่อ $\max |x(t)|^2$ คือค่ากำลังงานชั่วขณะสูงสุดของสัญญาณและ $E[|x(t)|^2]$ คือค่ากำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ

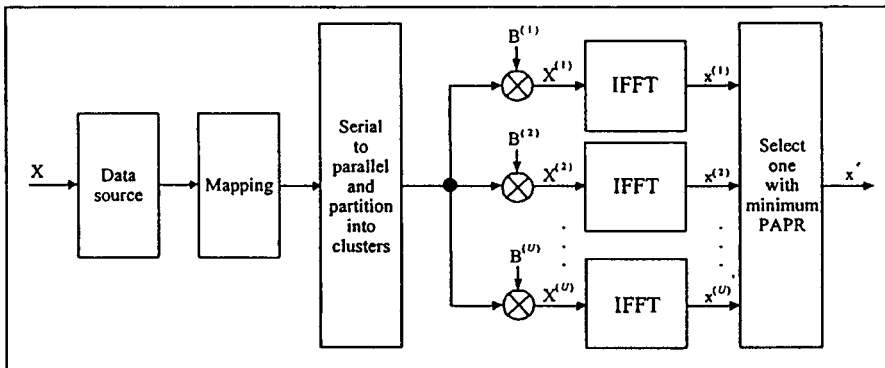
4.3 การลดค่าพีเอพียาร์ ด้วยวิธีที่นำเสนอ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ศึกษาวิจัย การลดค่าพีเอพียาร์ด้วยวิธี SLM ต่อเทียบกับ วิธี APPR เพื่อให้ได้สัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ที่มีค่าพีเอพียาร์ที่ต่ำและเหมาะสมก่อนที่จะส่งไปยังเครื่องขยายสัญญาณกำลังสูง โดยหลักการการทำงานของทั้งสองวิธีอธิบายได้ดังนี้

4.3.1 หลักการของวิธี SLM

เทคนิคของวิธี SLM เป็นการส่งข้อมูล โดยการกำเนิดข้อมูลขึ้นมาแล้วจัดอยู่ในลักษณะบล็อกข้อมูลที่แตกต่างกัน [9] บล็อกข้อมูลที่กำเนิดขึ้นมาจะเท่ากับบล็อกข้อมูลต้นฉบับที่จะส่ง แล้วแปลงบล็อกข้อมูลทั้งสองส่วนเข้าด้วยกัน เสร็จแล้วประมวลผลเลือกเฉพาะบล็อกข้อมูลที่มีค่าพีเอพียาร์ ที่เหมาะสมส่งต่อไป จากรูปที่ 4.2 การทำงานเริ่มจากข้อมูลอินพุตที่อยู่ในรูปเวกเตอร์ X แบบอนุกรมถูกแปลงเป็นแบบขนาน แล้วแบ่งออกเป็นบล็อกข้อมูลย่อย (Subblock) แต่ละกลุ่มย่อยจะถูกคูณด้วยบล็อกข้อมูลที่กำเนิดข้อมูลขึ้นมา คือค่า U ที่มีลำดับเฟสแตกต่างกัน ซึ่งจำนวนบิตของข้อมูลด้านข้างขึ้นกับลำดับเฟส U ($\log_2 U$) และจำนวนบล็อก IFFT เท่ากับลำดับเฟส U

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของวิธี SLM

จากรูปที่ 4.2 กำหนดให้ข้อมูลอินพุตแทนด้วยเวกเตอร์

$$X = [X_0 \ X_1 \ \dots \ X_{N-1}]^T \quad (4.3)$$

แบ่งเวกเตอร์ X ในสมการที่ (4.3) ออกเป็น M กลุ่มย่อย แล้วเวกเตอร์ X ถูกคูณด้วยค่า U ที่มีลำดับเฟสที่ต่างกันคือ $[B^{(u)} = b_{u,0}, b_{u,1}, \dots, b_{u,N-1}]^T, u=1,2,\dots,U$, โดยแทนด้วยเวกเตอร์ $[X^{(u)}, u=1,2,3,\dots,U]$ จะได้

$$X^{(u)} = [X_0 b_{u,0}, X_1 b_{u,1}, \dots, X_{N-1} b_{u,N-1}]^T, u = 1, 2, \dots, U \quad (4.4)$$

ผ่านกระบวนการ IFFT จะได้

$$x^{(u)} = [X_0 b_{u,0}, X_1 b_{u,1}, \dots, X_{N-1} b_{u,N-1}]^T, u = 1, 2, \dots, U \quad (4.5)$$

เมื่อผ่านกระบวนการ IFFT จะคำนวณค่า พีเอพียอร์ แล้วเลือกค่าที่ต่ำที่สุด จากสมการที่ (4.5) สามารถเขียนในโดเมนเวลาได้ดังสมการที่ (4.6)

$$x'(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n b_{u,n} e^{j2\pi n \Delta f t}, \quad 0 \leq t \leq NT, u = 1, 2, \dots, U \quad (4.6)$$

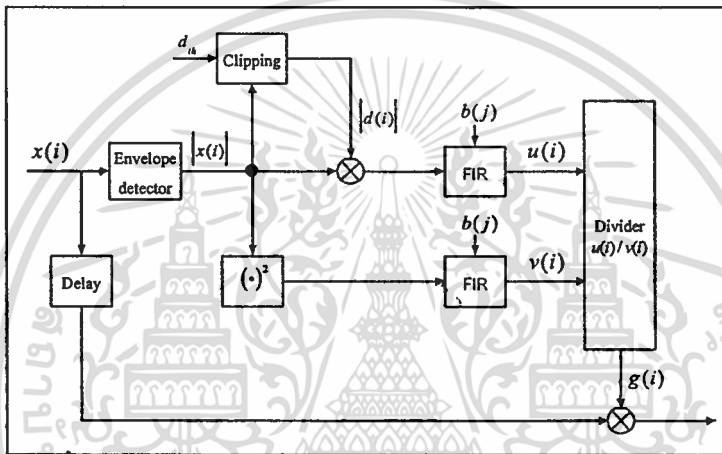
ซึ่ง $x'(t)$ คือสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม ที่ผ่านการมอดูเลตกับคลื่นพหุคูณแล้วเลือกค่าพีเอพียอร์ที่ต่ำที่สุดด้วยวิธี SLM

ตัวอย่างการคำนวณค่าพีเอพียอร์ เช่น สัญญาณลักษณะโอเอฟดีเอ็มที่ประกอบด้วย 8 คลื่นพหุคูณ กำหนดลำดับเฟส $U=4$ จำนวนบิตของข้อมูลด้านข้างเท่ากับ 2 บิต บล็อกข้อมูลอินพุตที่จะส่งคือ $X = [1, -1, 1, 1, 1, -1, 1, -1]^T$ จำนวนเฟสแพกเตอร์ที่นำมาคูณ 4 จำนวน คือ $B^{(1)} = [1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1]^T$ $B^{(2)} = [-1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, -1]^T$, $B^{(3)} = [-1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1]^T$, $B^{(4)} = [1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1]^T$ แล้วนำเฟสแพกเตอร์แต่ละค่าคูณกับข้อมูลอินพุต ตามสมการที่ 4.4 จะได้ข้อมูลใหม่ 4 บล็อก แล้วคำนวณค่าพีเอพียอร์เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อาร์แต่ละบล็อคลดเปรียบเทียบกับกัน ปรากฏว่า $x^{(2)}$ มีค่าพีเอชอาร์ต่ำที่สุดคือ 3 dB และจะถูกเลือกเพื่อส่งเป็น อินพุตของวิธี APPR ต่อไป

4.3.2 หลักการของวิธี APPR

หลักการของวิธี APPR จะควบคุมระดับค่ายอดของสัญญาณด้วยอัลกอริทึมการปรับตัวเอง (Adaptive algorithm) [28] วิธีการจะสร้างวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขแบบปรับตัวเอง (Adaptive Filter) เปรียบเทียบ สัญญาณอินพุต กับค่า d_{th} (Target signal) เพื่อให้ควบคุมค่าอัตราขยาย (Gain) ด้วยการอ้างอิงจากการ ประมาณค่าแบบ Least Mean Square Error ค่าอัตราขยายที่คำนวณด้วยอัลกอริทึมปรับตัวเองนี้ จะนำไป คูณกับสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามาทำให้สามารถลดค่าพีเอชอาร์ได้ บล็อกไดอะแกรมการทำงานของ APPR แสดงดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของวิธี APPR

จากรูปที่ 4.3 หาขนาด (Amplitude) ของสัญญาณอินพุตแล้วทำการขลิบสัญญาณ ตามสมการที่ (4.7)

$$d(i) = \begin{cases} d_{th} \cdot \exp\{j \cdot \arg(x(i))\} & |x(i)| > d_{th} \\ x(i) & |x(i)| \leq d_{th} \end{cases} \quad (4.7)$$

จากสมการที่ (4.7) ถ้า $|x(i)|$ มีค่าน้อยกว่าค่า d_{th} ที่กำหนดไว้จะได้ $|d(i)|$ มีค่าเท่ากับ $|x(i)|$ แต่ถ้า $|x(i)|$ มีค่ามากกว่า d_{th} จะได้ $|d(i)|$ มีค่าเท่ากับขนาดของ d_{th} จากนั้นนำค่า $|x(i)|$ คูณกับค่า $|d(i)|$ แล้วป้อนเข้าสู่ วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขแบบ FIR โดยค่าความสัมพันธ์ร่วม (Cross-correlation) ระหว่าง $x(i)$ และ $d(i)$ ซึ่งถูก ถ่วงน้ำหนักด้วยค่าสัมประสิทธิ์ $b(j)$ สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขแบบ FIR แสดงดังสมการที่ (4.8) เมื่อ $|x(i)|$ คือ สัญญาณอินพุต และ $|d(i)|$ ค่าสัญญาณที่กำเนิดขึ้น ซึ่งทั้งสองส่วนเป็นจำนวนเชิงซ้อน

$$u(i) = \frac{1}{M+1} \sum_{m=-M/2}^{M/2} b(m+M/2) x(i-m) \cdot d^*(i-m) \quad (4.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนี้ $|x(i)|$ จะถูกยกกำลังสอง แล้วป้อนเข้าสู่วงจรกรองสัญญาณเชิงเลขแบบ FIR โดยค่าอัตโนมัติสัมพันธ์ (Auto-correlation) ของ $x(i)$ ซึ่งถูกถ่วงน้ำหนักด้วยค่าสัมประสิทธิ์ $b(j)$ สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขแบบ FIR แสดงดังสมการที่ (4.9)

$$v(i) = \frac{1}{M+1} \sum_{m=-M/2}^{M/2} b(m+M/2) \cdot x(i-m) \cdot d^*(i-m) \quad (4.9)$$

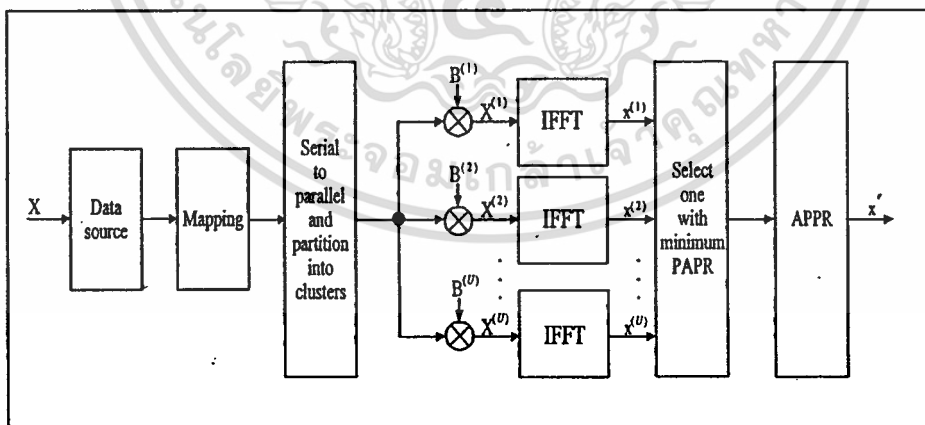
โดยค่าสัมประสิทธิ์ $b(j)$ ที่ใช้ถ่วงน้ำหนักจะใช้หน้าต่างแบบแบล็คแมนฮาร์ริส (Blackman-Harris Window function) ในสมการที่ (4.10)

$$b(j) = 0.35875 - 0.48829 \cos(2\pi j/M) + 0.14128 \cos(4\pi j/M) - 0.01168 \cos(6\pi j/M) \quad (4.10)$$

จากนั้นหาค่าอัตราขยาย $g(i)$ ตามสมการที่ (4.11)

$$g(i) = \begin{cases} \frac{u(i)}{v(i)} & v(i) > 0 \\ 1 & v(i) = 0 \end{cases} \quad (4.11)$$

แล้วนำ $g(i)$ ไปคูณกับค่าสัญญาณอินพุต $x(i)$ เอาท์พุตเป็นสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ที่ผ่านกระบวนการลดค่าพีเอพียอร์ที่เหมาะสม



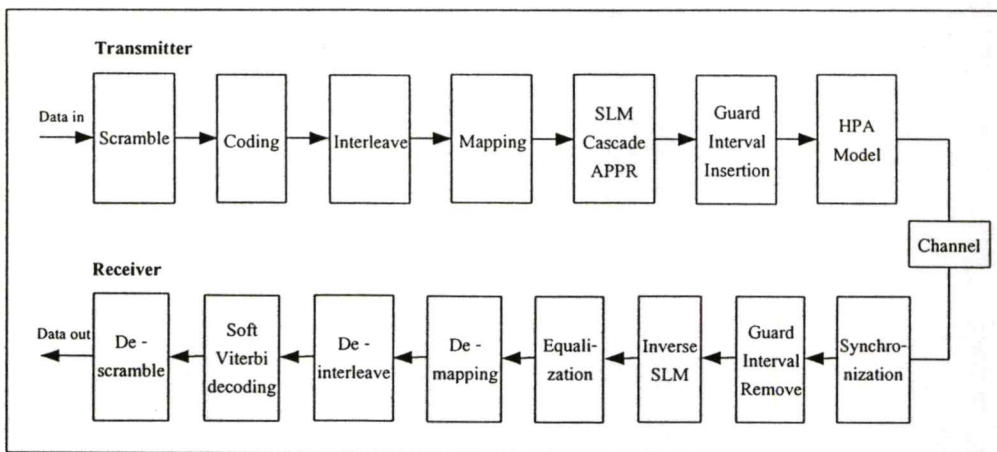
รูปที่ 4.4 บล็อกไดอะแกรมรวมของวิธีใหม่ที่นำเสนอ

4.4 สมรรถนะของระบบ

การจำลองการทำงานเพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพค่าพีเอพอาร์ ระหว่างวิธีแบบพื้นฐานคือวิธี SLM และวิธี APPR กับวิธีใหม่ที่น่าสนใจ ซึ่งสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม หรือ $|x(i)|$ ที่เข้าสู่กระบวนการของวิธี APPR ปกติมีค่าสูงสุดเท่ากับ “1” และ d_{th} ในสมการที่ (4.7) จะกำหนดให้มีค่า 0.8 และ 0.9 สำหรับเปรียบเทียบกับค่า $|x(i)|$ ตามลำดับ โดยใช้คอมพิวเตอร์ในการจำลองระบบด้วยโปรแกรม MATLAB ตามรูปที่ 4.5 ผลที่ได้แสดงในฟังก์ชันการแจกแจงความน่าจะเป็นสะสมเต็มเต็ม (CCDF : Complementary cumulative distribution function) และสมรรถนะอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล ซึ่งค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานแสดงดังตารางที่ 4.1 โดยจำลองขึ้นตามมาตรฐาน IEEE 802.11a (WLAN)

ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้จำลองการทำงาน

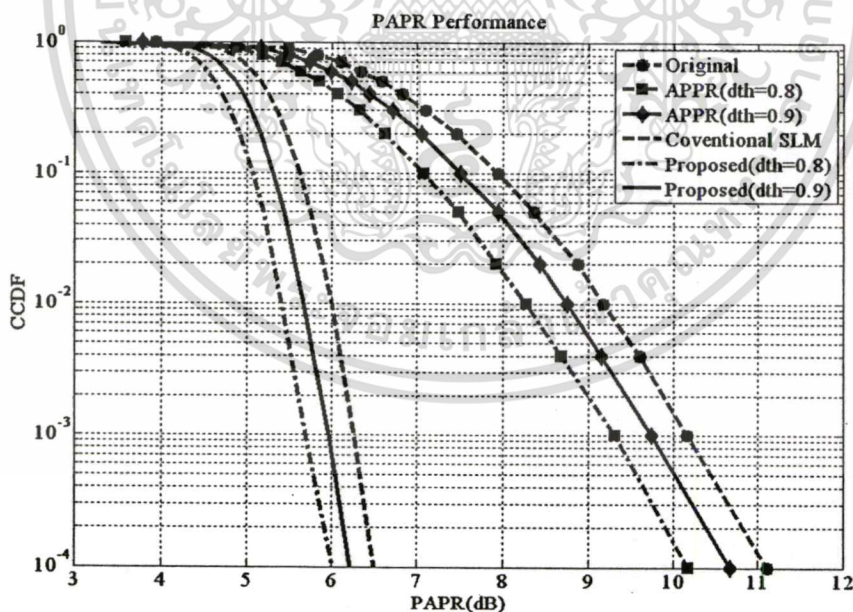
Modulation	64 - QAM
Number of data sub-carriers	48
Number of FFT points	64
Number of set data blocks	16, 32
Number of data symbols	6
Phase rotations (θ)	$0, \pi$
d_{th}	0.8, 0.9
Number of filter coefficients (M)	16, 32
Window function	Blackman-Harris
HPA Model	SSPA
Channel Model	AWGN
Coding rate	3/4
Decoding	Soft - Decision Viterbi
Data rate	54 Mbps



รูปที่ 4.5 บล็อกไดอะแกรมรวมของระบบที่ใช้ในการจำลอง

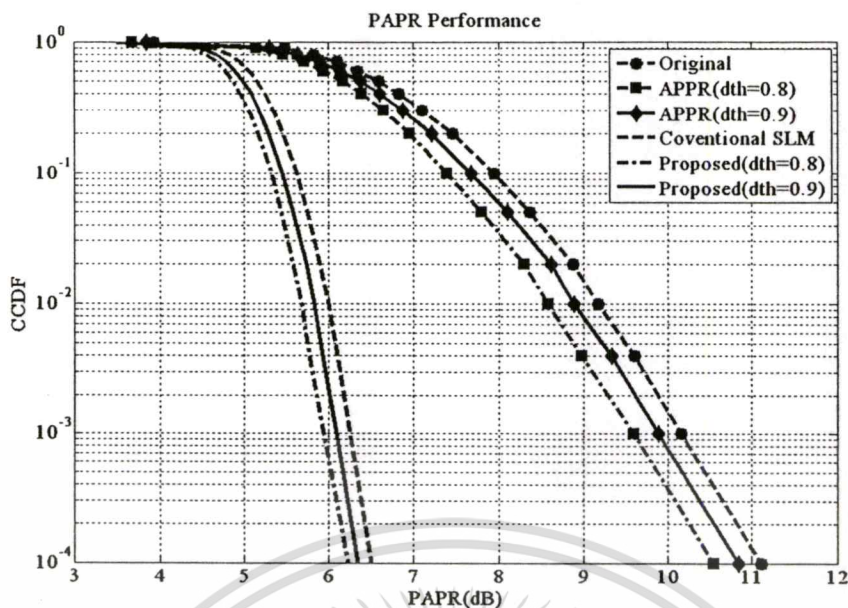
4.4.1 ประสิทธิภาพค่าพีเอพียอร์

จากรูปที่ 4.6 และ 4.7 เป็นการเปรียบเทียบค่าพีเอพียอร์ ของวิธีใหม่ที่น่าสนใจกับวิธีพื้นฐาน คือ วิธี SLM และวิธี APPR เมื่อกำหนดค่า Sub-block = 16 และเปลี่ยนแปลงจำนวนสัมประสิทธิ์ของตัวกรองคือ $M = 16$ และ $M = 32$ โดยกำหนดค่า d_{th} ที่ 0.8 และ 0.9 พบว่าวิธีใหม่ที่น่าสนใจสามารถลดค่าพีเอพียอร์ ได้ดีกว่า คือสามารถลดค่าพีเอพียอร์ได้สูงสุด 0.5 dB และ 4.2 dB ($CCDF = 10^{-4}$) ตามลำดับ



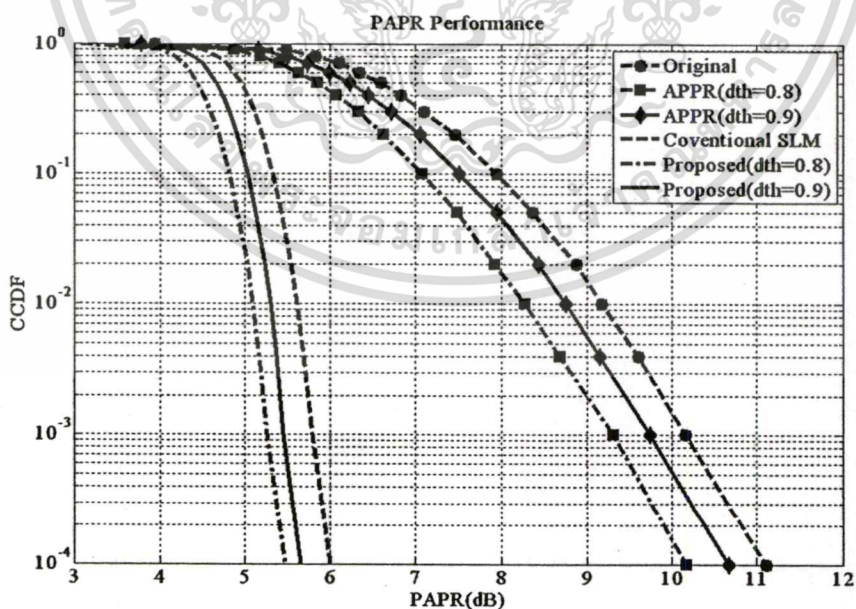
รูปที่ 4.6 สมรรถนะค่าพีเอพียอร์ (16 Sub-block, $M = 16$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

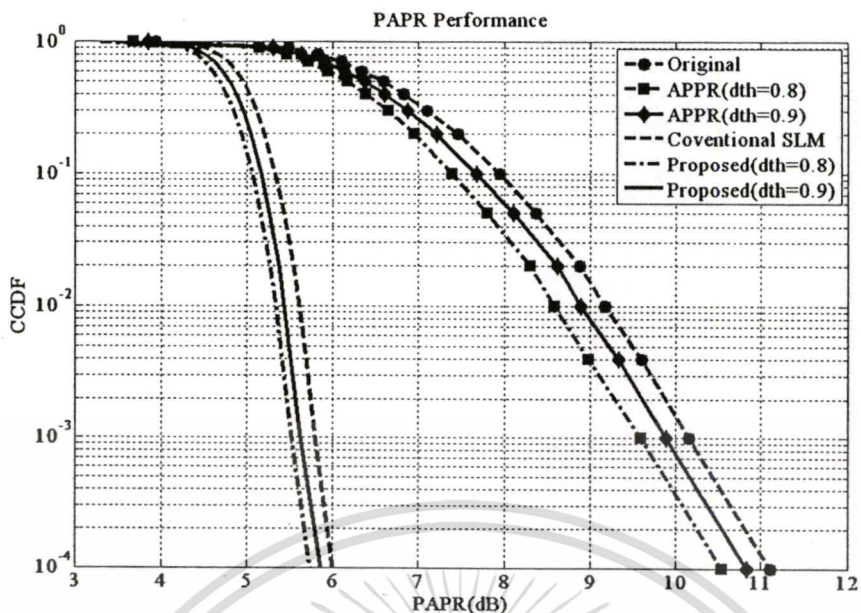


รูปที่ 4.7 สมรรถนะค่าพีเอพีอาร์ (16 Sub-block, $M = 32$)

จากรูปที่ 4.8 และ 4.9 เป็นการเปรียบเทียบค่าพีเอพีอาร์ ของวิธีใหม่ที่น่าเสนอกับวิธีพื้นฐาน คือ วิธี SLM และวิธี APPR เมื่อกำหนดค่า Sub-block = 32 และเปลี่ยนแปลงจำนวนสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง คือ $M = 16$ และ $M = 32$ โดยกำหนดค่า d_{th} ที่ 0.8 และ 0.9 พบว่าวิธีใหม่ที่น่าเสนอสามารถลดค่าพีเอพีอาร์ ได้ดีกว่า คือลดค่าพีเอพีอาร์ได้สูงสุด 0.55 dB และ 4.8 dB (CCDF = 10^{-4}) ตามลำดับ



รูปที่ 4.8 สมรรถนะค่าพีเอพีอาร์ (32 Sub-block, $M = 16$)

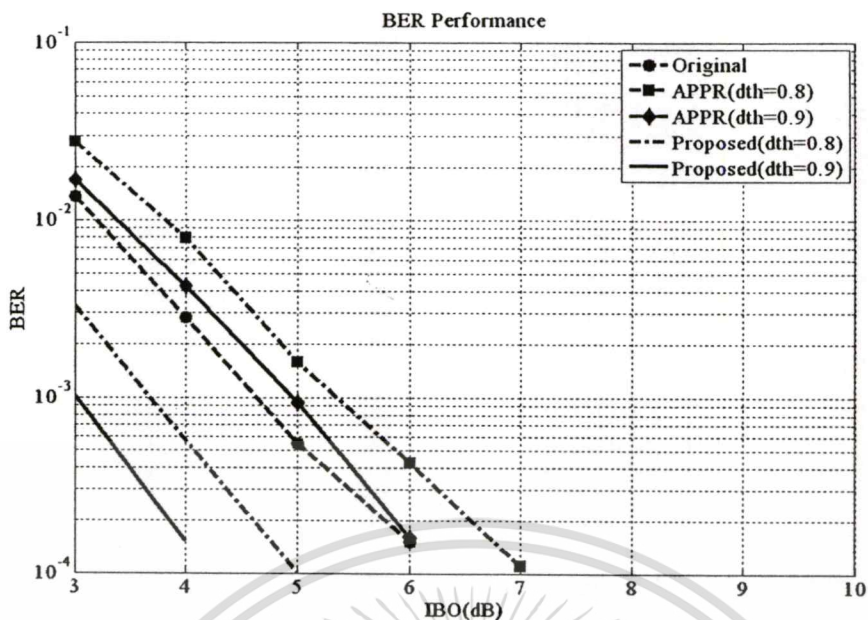


รูปที่ 4.9 สมรรถนะค่าพีเอพีอาร์ (32 Sub-block, $M = 32$)

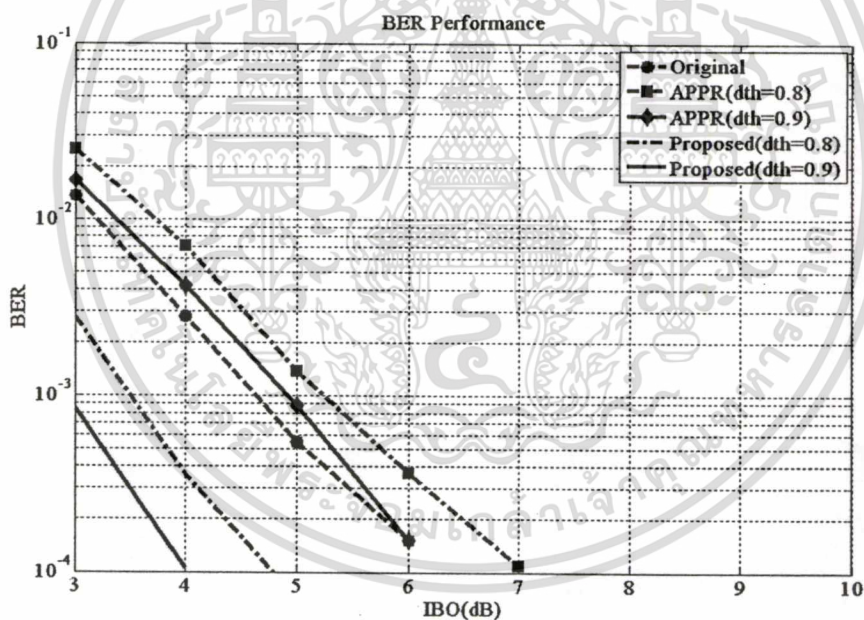
4.4.2 ประสิทธิภาพอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล

จากรูปที่ 4.10 และ 4.11 เป็นการเปรียบเทียบสมรรถนะอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล ของวิธีใหม่ที่น่าเสนอกับวิธีพื้นฐาน APPR โดยให้แกน X แสดงค่า IBO อธิบายรายละเอียดตามสมการที่ (3.34) และแกน Y แสดงค่า BER เมื่อกำหนดค่า Sub-block = 16 และเปลี่ยนแปลงจำนวนสัมประสิทธิ์ของตัวกรองคือ $M = 16$ และ $M = 32$ โดยกำหนดค่า d_{th} ที่ 0.8 และ 0.9 พบว่าที่ $BER = 10^{-3}$ สมรรถนะอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลของวิธีใหม่ที่น่าเสนอ ดีกว่าวิธี APPR 2.0 dB

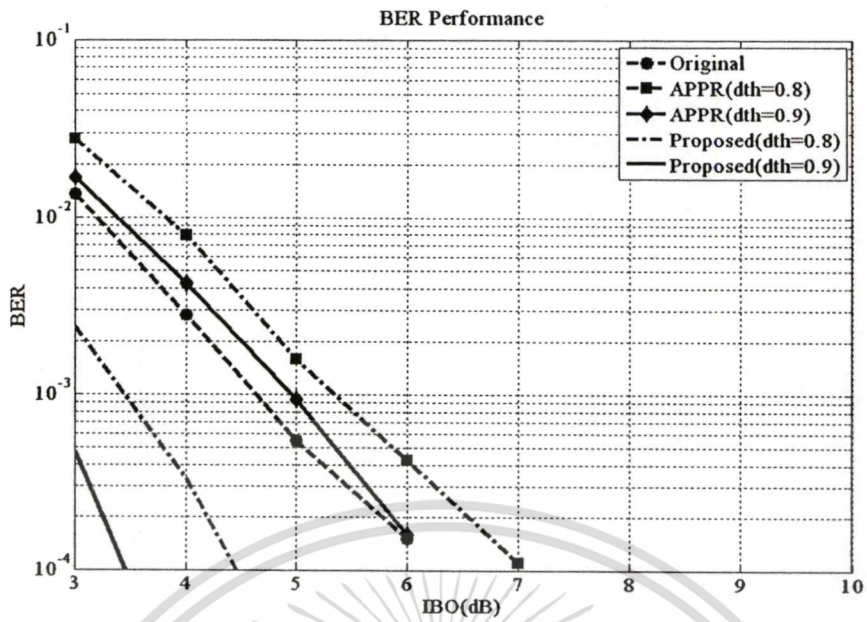
รูปที่ 4.12 และ 4.13 เป็นการเปรียบเทียบสมรรถนะอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล เมื่อ Sub-block = 32 และจำนวนสัมประสิทธิ์ของตัวกรองคือ $M = 16$ และ $M = 32$ เปรียบเทียบผลแล้วออกมาในแนวทางเดียวกันกับที่กล่าวในเบื้องต้น



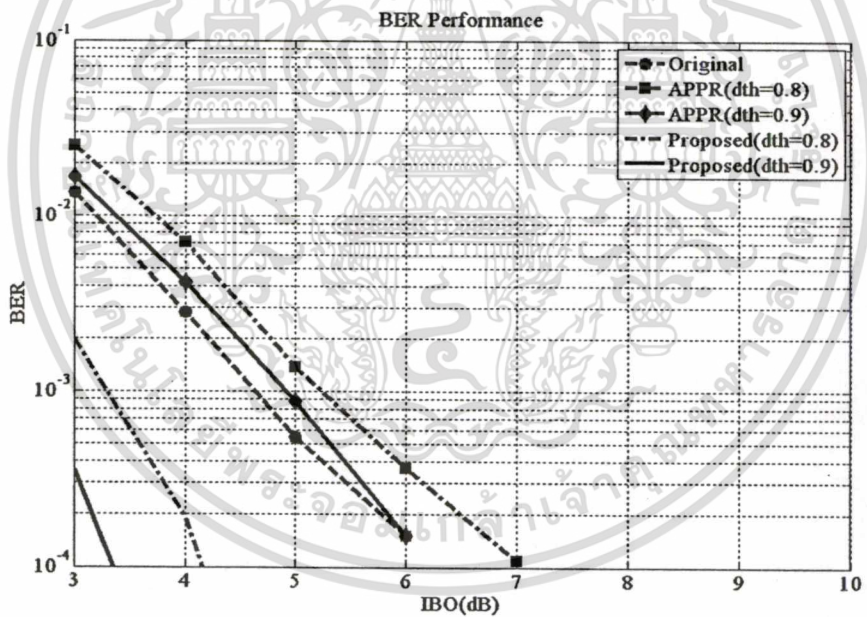
รูปที่ 4.10 สมรรถนะอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล (16 Sub-block, M = 16)



รูปที่ 4.11 สมรรถนะอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล (16 Sub-block, M = 32)



รูปที่ 4.12 สมรรถนะอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล (32 Sub-block, $M = 16$)

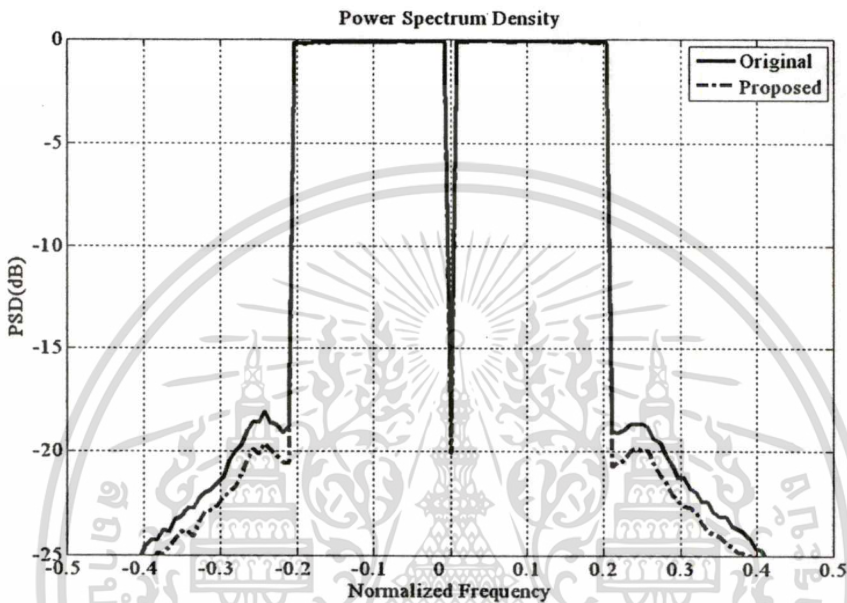


รูปที่ 4.13 สมรรถนะอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล (32 Sub-block, $M = 32$)

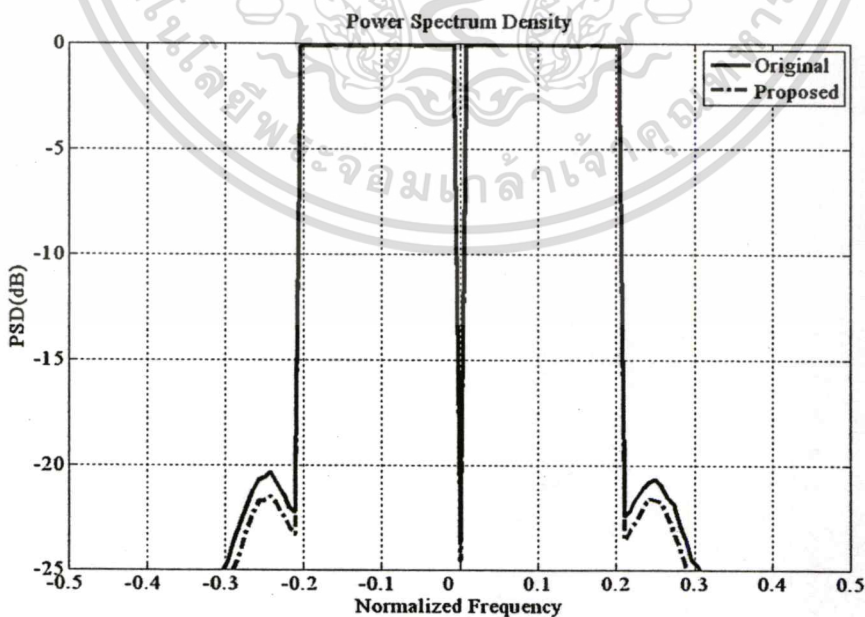
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.3 ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลัง

จากรูปที่ 4.14 และ 4.15 เป็นการเปรียบเทียบ ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ของวิธีที่นำเสนอกับวิธีพื้นฐาน เมื่อใช้เครื่องขยายสัญญาณกำลังสูงแบบ SSPA โดยค่า IBO เปลี่ยนแปลงในช่วง 3 - 6 dB เมื่อ ค่า IBO = 6 dB สามารถลดการแผ่ของสเปกตรัมนอกย่านความถี่ใช้งาน ได้ 2 - 3 dB เมื่อเปรียบเทียบกับค่า IBO = 3 dB



รูปที่ 4.14 ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม (IBO = 3 dB)



รูปที่ 4.15 ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม (IBO = 6 dB)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

เมื่อเทคโนโลยีการผลิตสารกึ่งตัวนำมีการพัฒนาก้าวหน้าอย่างรวดเร็ว ที่อยู่ในรูปวงจรรวมขนาด เล็ก (VLSI : Very Large Scale Integration) ทำให้ตัวอุปกรณ์สื่อสารมีขนาดเล็กลง ซึ่งเป็นปัจจัยหนึ่งที่ทำให้ การสื่อสารแบบไร้สาย (Wireless Communication) เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ดังจะเห็น ได้จากการเพิ่มขึ้นของ ความต้องการใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่ เครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย (WLAN) และการสื่อสารแบบมัลติมีเดีย เคลื่อนที่ (Mobile Multimedia) ซึ่งเทคนิคการมอดูเลตแต่ละแบบแตกต่างกัน ในขณะย่านความถี่ที่ใช้งาน มีจำกัด ดังนั้นจึงต้องมีวิธีการมอดูเลตที่รองรับการส่งผ่านข้อมูลที่เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว

การสื่อสารข้อมูลแบบไร้สายในระบบ โอเอฟดีเอ็ม เป็นเทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห้ ที่มีจุดเด่นคือ สามารถช่วยให้การรับ-ส่งข้อมูลนั้นกระทำได้เร็วขึ้น การใช้งานย่านความถี่มีประสิทธิภาพ ดียิ่งขึ้น และลดผลกระทบจากการเฟดดิ้งแบบ Selective (Selective fading) เนื่องจากการส่งข้อมูลใน ระบบโอเอฟดีเอ็มนั้น จะใช้วิธีการแยกชุดข้อมูลอนุกรมความเร็วสูงออกเป็นข้อมูลแบบขนานความเร็วต่ำ แล้วทำการมอดูเลตแต่ละชุดข้อมูลความเร็วต่ำเหล่านั้น ด้วยคลื่นพาห้ย่อยที่มีคุณสมบัติของการออร์ทอ กอนัล (Orthogonal) กันระหว่างความถี่ของคลื่นพาห้ย่อย ที่ทำให้สามารถทับซ้อนกันได้ทาง สเป็คตรัม ของความถี่ จากนั้นนำคลื่นพาห้ย่อยต่าง ๆ มารวมกันแล้วส่งไปในช่องสัญญาณเดียวกัน ซึ่งปัจจุบันระบบ โอเอฟดีเอ็มใช้ในการแพร่สัญญาณเสียงระบบดิจิตอล (DAB) การแพร่สัญญาณภาพภาค พื้นดินระบบ ดิจิตอล (DVB-T) การสื่อสารมัลติมีเดียเคลื่อนที่ (MMAC) และการให้บริการบรอดแบนด์ (Broadband) ไร้สายแบบ WiMAX ภายใต้มาตรฐาน IEEE 802.11a IEEE 802.16 IEEE 802.20

สัญญาณโอเอฟดีเอ็ม เกิดจากผลรวมของการมอดูเลตคลื่นพาห้ย่อยต่าง ๆ หลายความถี่ที่มีอิสระ ในการเปลี่ยนแปลงทั้งทางเฟสและขนาด เมื่อคลื่นพาห้ย่อยต่าง ๆ เหล่านั้นมีการเสริมกันทางด้านเฟส จะทำให้สัญญาณ โอเอฟดีเอ็มในช่วงเวลานั้นมีค่าพีเอพียอร์ที่สูง หรือมีค่ากำลังงานของสัญญาณ ใน ช่วงเวลานั้นสูงมาก เมื่อเทียบกับค่ากำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ และก่อนทำการส่งสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ไปยังเครื่องรับ ต้องทำการขยายสัญญาณด้วยเครื่องขยายกำลังสูง (HPA) เพื่อให้สัญญาณโอเอฟดีเอ็มมี กำลังงานเพียงพอที่จะสามารถเดินทางไปถึงเครื่องรับได้ แต่ HPA ที่ใช้อยู่ทั่วไปนั้นจะมีความไม่เป็น เจริงเส้นในการขยายสัญญาณ ซึ่งเมื่อสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่เข้ามาทางอินพุตของ HPA มีค่าพีเอพียอร์สูง อาจทำให้สัญญาณที่ได้ทางเอาต์พุตของ HPA นั้นถูกลบ เนื่องจากการทำงานที่จุดอิมิตัวของเครื่องขยาย ซึ่งผลที่ตามมาก็คือ ทำให้เกิดการเพิ่มขึ้นของสเป็คตรัมนอกย่านความถี่ใช้งาน ซึ่งอาจทำให้เกิดการ ครอบงวระหว่างช่องสัญญาณ และย่านความถี่ที่ใช้งานข้างเคียงได้ ทำให้อัตราผิดพลาดบิตข้อมูลมีค่าเพิ่ม มากขึ้น ส่งผลให้สมรรถนะของระบบมีค่าต่ำลง

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอ การลดค่าพีเอพียอร์ ด้วยวิธี SLM ต่อเรียงกับวิธี APPR เพื่อให้ได้ ค่าพีเอพียอร์ที่ต่ำ เหมาะสมก่อนที่จะส่งไปยังเครื่องขยายสัญญาณกำลังสูง โดยใช้คอมพิวเตอร์ในการจำลอง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น เมื่ออนุญาตเห็นไปขอประยชน์ขงต้น การการค่า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบด้วยโปรแกรม MATLAB ในการจำลองได้เลือกการมอดูเลตสัญญาณแบบ 64-QAM และค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ ตามตารางที่ 4.1 โดยจำลองขึ้นตามมาตรฐาน IEEE 802.11a ผลการจำลองสรุปเป็น 3 ส่วน ดังนี้

1. สมรรถนะค่าพีเอพ็อดของระบบ ซึ่งใช้ค่าพารามิเตอร์ที่ต่างกันในการจำลอง ผลที่ได้แสดงในฟังก์ชันการแจกแจงความน่าจะเป็นสะสมเต็มเต็ม (CCDF) นำค่าพีเอพ็อด ของวิธีที่นำเสนอมาเปรียบเทียบกับวิธีพื้นฐานคือวิธี SLM และ APPR ปรากฏว่าสมรรถนะค่าพีเอพ็อด ลดลงได้ดีกว่าวิธีแบบพื้นฐานโดยประมาณ 0.8 - 1.5 dB และ 4 dB ตามลำดับ

2. สมรรถนะอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล เป็นการเปรียบเทียบสมรรถนะอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล ของวิธีใหม่ที่นำเสนอกับวิธีพื้นฐาน APPR พบว่าวิธีใหม่ที่นำเสนอสมรรถนะอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลดีกว่า

3. ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม เป็นการเปรียบเทียบ ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ของวิธีที่นำเสนอกับวิธีพื้นฐาน ผลการจำลองสามารถลดการแผ่ของสเปกตรัมนอกย่านความถี่ใช้งานได้ 2 - 3 dB

วิธีการที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์เป็นเทคนิคหนึ่งเท่านั้น ที่ช่วยในการลดค่าพีเอพ็อด สำหรับระบบโอเอฟดีเอ็ม แต่ก็ยังมีเทคนิคการลดค่าพีเอพ็อดอื่นๆ ที่น่าสนใจ และสามารถที่ทำให้ระบบมีสมรรถนะที่ดีขึ้น เช่น เทคนิคของการเข้ารหัสข้อมูล การมอดูเลตและการดีมอดูเลตสัญญาณข้อมูล เป็นต้น ซึ่งเมื่อนำวิธีการต่างๆ มาใช้ร่วมกันก็จะทำให้ระบบมีสมรรถนะที่ดีมากยิ่งขึ้น

เอกสารอ้างอิง

- [1] B. R. Saltzberg, "Performance of an efficient parallel data transmission system," **IEEE Transactions on Communications**, vol. 15, Dec. 1967, pp. 805-812
- [2] S. B. Weinstein and P. M. Ebert, "Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete fourier transform," **IEEE Transactions on Communications**, vol. 19, No. 5, Oct. 1971, pp. 628-634
- [3] R. W. Chang, "Synthesis Of Band Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission," **Bell System Technical Journal**, vol. 45 Dec. 1996, pp. 1775-96
- [4] J.A.C. Bingham "Multicarrier Modulation for data transmission: an idea whose time has come," **IEEE Communications Magazine**, vol. 28, No. 5, May. 1990, pp. 5-14
- [5] R. V. Nee and R. Prasad, "OFDM wireless multimedia communications," **Artech House**, 2000.
- [6] S.H. Han and J.H. Lee, "An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission," **IEEE Wireless Communications Magazine**, Apr., 2005. pp.56-65
- [7] J. Tellado, "Multicarrier modulation with low PAR applications to DSL and wireless." **Kluwer Academic Publishers**, 2000.
- [8] S. H. Muller and J. B. Huber, "A comparison of peak power reduction schemes for OFDM," **Proc. IEEE Globecom**, 1997. pp.1-5
- [9] R. W. Bauml, R. F. H. Fisher, and J. B. Huber, "Reducing the Peak- to- Average Power Ratio of Multicarrier Modulation by Selected Mapping," **Electron. Lett.**, vol. 32, No. 22, Oct. 1996, pp. 2056-57
- [10] P. A. Pushkarev, K.W. Ryu, K.Y. Yoo and Y.W. Park, " A study on the PAR reduction by hybrid algorithm based on the PTS and SLM techniques," **IEEE VTC**, The 57th 2003. pp. 1263-1267
- [11] S.H. Han and J.H. Lee, "Modified selected mapping technique for PAPR reduction of coded OFDM signal," **IEEE Transactions on Broadcasting**, Vol. 50, No.3, 2004. pp.335-41
- [12] A. Latif and N. D. Gohar, "Reducing peak to average power ratio(PAPR) using partial transmit sequence in OFDM systems," **Proc. IEEE INMIC**, 2003. pp.126-30
- [13] B. Rotearyanon. 1995. **Principle of communication system**. No. 5 : Chulalongkorn University Publisher.
- [14] J. Boonpang. n.d. . **Understanding telecommunications**. TOT institute of education. pp.16-17/35,30-31/35

- [15] N. Yenjai. 2004. "Proposal of symbol timing detection method for burst mode OFDM signal." M.Eng. Thesis, Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang.
- [16] A. F. Molisch, "Wideband Wireless Digital Communications." Prentice Hall PTR, New Jersey, 2001.
- [17] A. Puttawong. 2003. "PAPR reduction using smooth clipping in OFDM system." M.Eng. Thesis, Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang.
- [18] S. Srisuramane. 2004. "Peak power reduction for OFDM transmission by using constellation extension for APSK modulation." M.Eng. Thesis, Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Chulalongkorn University.
- [19] A.V. Oppenheim, and R. W. Schaffer, "Discrete-Time Signal Processing," Prentice Hall, 1989
- [20] R. Gross, and D. Veeneman, "SNR and spectral properties for a clipped DMT ADSL signal," **IEEE International Conference on Communications**, 1994.
- [21] R. O'Neill and L. B. Lopes, "Envelope Variations and Spectral Splatter in Clipped Multicarrier Signals," **IEEE International Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications**, No. 6, Sep. 1995, pp. 71-75
- [22] X. Li and L. J. Cimini, "Effects of Clipping and Filtering on the Performance of OFDM," **IEEE Vehicular Technology Conference**, Vol. 47, No.3, May 1997, pp.1634-1638
- [23]
- [24] J.G. Proakis. 2001. **Digital Communications**. No. 4: McGraw-Hill Publisher.
- [25] S. Boyd, "Multitone signals with low crest factor," **IEEE Transactions on Circuits and Systems**, No. 33, Oct.1986, pp. 1018-1022
- [26] S. Shepherd, J. Orriss and S. Barton, "Asymptotic limits in peak envelope power reduction by redundant coding in orthogonal frequency-division multiplex modulation," **IEEE Transactions on Communications**, No. 46, Jan. 1998, pp. 5-10
- [27] S. H. Muller and J. B. Huber, "A Novel peak power reduction schemes for OFDM," **IEEE International Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications**, No. 8, Sep.1997, pp. 1090-1094
- [28] H. Sano, H. Kubo and K. Murakami, "Adaptive peak power reduction scheme controlling peak level based on adaptive algorithm," **Electronics and Communications in Japan**, Vol. 89, No. 10, 2006. pp.44-54

ภาคผนวก ก.

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1. K. Eupree, S. Chivapreecha, K. Dejhan, C. Pradabpet “PAPR Reduction in OFDM Systems Using SLM Cascade with APPR Methods,” Electrical Engineering/Electronics Computer Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2008)’pp.389-392, Krabi, Thailand, May 14-17, 2008



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ECTI-CON 2008
THE 2008 ECTI INTERNATIONAL CONFERENCE

Volume 1

Proceedings of the 2008 Electrical Engineering/ Electronics, Computer,
Telecommunications and Information Technology (ECTI)
International Conference

May 14-17, 2008
Maritime Park and Spa Resort, Krabi, THAILAND

ECTI Association
TRIDI
Telecommunication Research and Industrial Development Institute
www.researchanddevelopment.thai-ec.com
NECTEC
a member of NSTDA
Seagate
TNGC
THAI NATIONAL GRID CENTER
IEEE
THAILAND SECTION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PAPR Reduction in OFDM Systems Using SLM Cascade with APPR Methods

K. Eupree[†] S. Chivapreecha[†] K. Dejhan[†] C. Pradabpet^{††}

[†] Faculty of Engineering and Research Center for Communication and Information Technology (ReCCIT)
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, 10520, Thailand
Email : kongsit@tot.co.th

^{††} Faculty of Science and Technology, Phranakhon Si Ayutthaya Rajabhat University
Phranakhon Si Ayutthaya, 13000, Thailand
Email : pchoos@mail.aru.ac.th

Abstract- In this paper, we proposed a new PAPR reduction technique using selective mapping (SLM) cascade with adaptive peak power reduction (APPR) methods. This technique is used in a system based on Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM). OFDM has many orthogonally modulated subcarriers which unexpectedly produce a peak to average power ratio (PAPR) and tend to reduce the power efficiency of a RF amplifier. A sequence of input data is rearranged by SLM for the reduction of PAPR and then fed into the APPR process in the proposed system. The APPR method controls the peak levels of the modulation signal by an adaptive algorithm. It reduces modulation signals over a predefined range. In simulation results, the proposed method has shown better PAPR reduction compared to the SLM and the APPR.

I. INTRODUCTION

OFDM was first introduced in 1966, patented in 1970 and has many well known advantages, such as robustness against frequency selective fading or narrowband interference, high bandwidth efficiency, and efficient implementation [1]. OFDM is mainly used in digital audio broadcasting (DAB), digital video broadcasting-terrestrial (DVB-T), mobile multimedia access communication (MMAC), IEEE802.11a, IEEE802.16 and IEEE 802.20 [1, 2].

One major drawback of OFDM is the large Peak to Average Power Ratio (PAPR) of the transmitted signal. The large peaks require linear and consequently inefficient power amplification. To avoid operating the power amplifiers with extremely large back-off, we must allow occasional saturation of the power amplifiers, resulting in in-band distortion and out-of-band radiation. Several techniques to reduce PAPR have been proposed. These techniques have been known as amplitude clipping [1, 2], clipping and filtering [1, 2], coding [1, 2], tone reservation (TR) [2, 3], tone injection (TI) [2, 3], active constellation extension (ACE) [2, 3], selected mapping (SLM) [2,4,5,6,7], partial transmit sequence (PTS) [2,8] and interleaving[2].

In this paper, we propose a new PAPR reduction technique. This technique is based on the SLM cascade with APPR methods. In the proposed method, for the first PAPR reduction, an input sequence is weighted by each of the phase rotations to

generate some alternative input sequences. These alternative input sequences are transformed by IFFT and then the optimum sequence with the lowest PAPR is selected for transmission. The modified input data are fed to the APPR process for the second PAPR reduction. The APPR method adaptively controls the gain based on minimum LMS error. It reduces modulation signals over a predefined range. Using these two methods at the same time, the simulation results show high efficiency of PAPR reduction of the OFDM signals.

The paper is organized as follows in the next section we briefly review PAPR of an OFDM signal, selected mapping, and adaptive peak power reduction method. Section III explained the proposed method. Section IV discusses the performance of the proposed method with simulation result. Finally, conclusions are drawn in section V.

II. OFDM SIGNAL AND PAPR REDUCTION

A. PAPR and OFDM signal

Let us define N symbols in OFDM as $\{X_n, n = 0, 1, 2, \dots, N-1\}$. A set of N sub-carriers, i.e., $\{f_n, n = 0, 1, 2, \dots, N-1\}$, is used for these symbols in the OFDM. The N sub-carriers are chosen to be orthogonal, that is, $f_n = n\Delta f$ in frequency domain, where $\Delta f = 1/NT$ and T is the OFDM symbol duration. The OFDM signal is expressed as [1,2,8].

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

In order to avoid ISI and ICI, the periodic transmitted signal is made by preparation a copy of the last part (~25%) of the OFDM symbol. This cyclical prefix plays a decisive role in identifying frames correctly. Then, the signal is D/A converted to produce the analog baseband signal, upconverted to RF and transmitted. The reception is the converse and self-explanatory. The block diagram of the basic OFDM system is shown in Fig. 1.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

978-1-4244-2101-5/08/\$25.00 ©2008 IEEE นื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

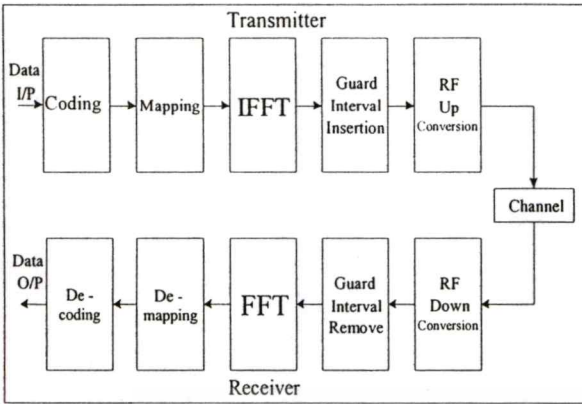


Fig. 1. Block diagram of the basic OFDM system

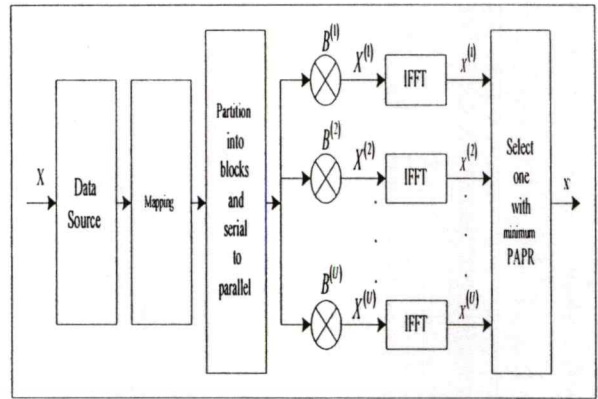


Fig. 2. Block diagram of the SLM technique.

The PAPR is defined by [1,2,3]

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

where $E\{\cdot\}$ denotes expectation. In some blocks of the OFDM signals, large PAPR happens since the structure of the given symbols may cause this peak.

B. Review of Selective Mapping (SLM) technique

In the SLM technique [2,4,5,6,7,9], the transmitter generates a set of sufficiently difference candidate data blocks, it represents the same information as the original data block, and selects the most favorable for transmission. A block diagram of the OFDM transmitter with the SLM technique is shown in Fig. 2.

Define each data block as a vector

$$X = [X_0 \ X_1 \ \dots \ X_{N-1}] \quad (3)$$

Define phase sequences as a vector

$$B^{(u)} = [b_{u,0}, b_{u,1}, \dots, b_{u,N-1}], u = 1, 2, \dots, U \quad (4)$$

The vector X is multiplied element by element with different phase sequences, each of length N . We have

$$X^{(u)} = [X_{u,0}, X_{u,1}, \dots, X_{u,N-1}], u = 1, 2, \dots, U \quad (5)$$

where

$$X_{u,n} = X_n b_{u,n}, u = 1, 2, \dots, U \text{ and } n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (6)$$

To include the unmodified data block in the set of modified data blocks, we set $B^{(1)}$ as the all-one vector of length N . Among

the modified data blocks $X^{(u)}, u = 1, 2, \dots, U$ has the lowest PAPR which is selected for transmission.

C. Adaptive Peak Power Reduction (APPR)

This method controls the peak level of the modulation signal. An adaptive algorithm reduces the amplitude of modulation signals over a predefined range. Block diagram of APPR scheme is shown in Fig. 3 [10]. The value of $x(i)$ is the OFDM signal which is considered as an input of APPR. The $|x(i)|$ is fed into the clipping module where the amplitude component $|d(i)|$ is generated by

$$d(i) = \begin{cases} d_{th} \cdot \exp\{j \cdot \arg(x(i))\} & |x(i)| > d_{th} \\ x(i) & |x(i)| \leq d_{th} \end{cases} \quad (7)$$

If $|x(i)|$ is smaller than the target value d_{th} , then $|d(i)|$ takes the same value as $|x(i)|$. On the other hand, if $|x(i)|$ is larger than d_{th} , then $|d(i)|$ is chosen as d_{th} . Next, $|d(i)|$ and $|x(i)|$ are multiplied together and the result is fed into a FIR filter. The cross-correlation between complex target signals and complex modulation signals is weighted by $b(j)$ and is calculated by

$$u(i) = \frac{1}{M+1} \sum_{m=-M/2}^{M/2} b(m+M/2) \cdot x(i-m) \cdot d^*(i-m) \quad (8)$$

where the weighting coefficient $b(j)$ is given from Blackman-Harris window function.

$$b(j) = 0.35875 - 0.48829 \cos(2\pi j / M) + 0.14128 \cos(4\pi j / M) - 0.01168 \cos(6\pi j / M) \quad (9)$$

At the same time, $|x(i)|$ goes to the module of " $(\cdot)^2$ " and then is fed into an $(M+1)$ stage FIR filter. The autocorrelation function of $x(i)$ is weighted by $b(j)$ and is calculated by

$$v(i) = \frac{1}{M+1} \sum_{m=-M/2}^{M/2} b(m+M/2) x(i-m) \cdot x^*(i-m) \quad (10)$$

Finally, the gain $g(i)$ is calculated by Eq. (11) and multiplied by the complex modulation signal for reduction of the peak level of the signal.

$$g(i) = \begin{cases} \frac{u(i)}{v(i)} & v(i) > 0 \\ 1 & v(i) = 0 \end{cases} \quad (11)$$

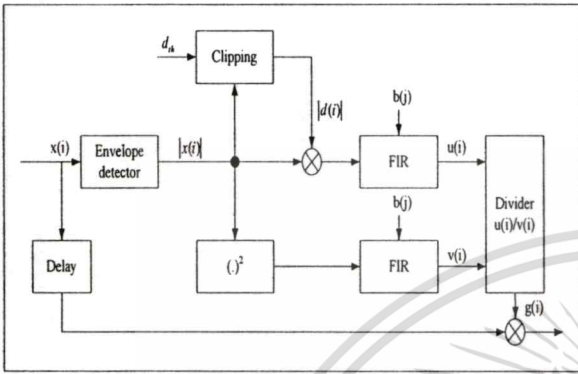


Fig. 3. Block diagram of conventional APPR.

III. PROPOSED METHOD

The new PAPR reduction technique based on the SLM cascade with APPR methods is proposed in this paper. Fig. 4 shows the block diagram of the proposed method.

First, a sequence of input data is rearranged using the SLM method. An input sequence is weighted by each of the phase rotations to generate some alternative input sequences. These alternative input sequences are transformed by IFFT and then the optimum sequence with the lowest PAPR is selected for feeding to the APPR process. The APPR technique reduces modulation signals over a predefined range. Using these two methods at the same time, the PAPR performance is higher than the conventional methods.

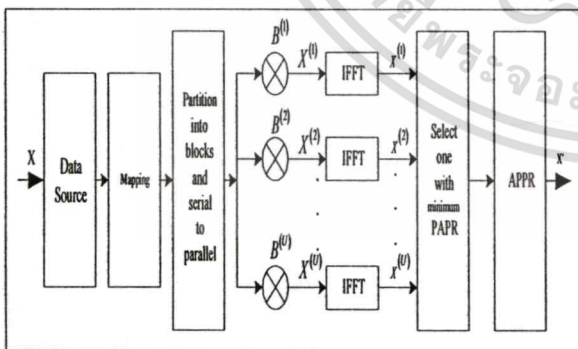


Fig. 4. Block diagram of the proposed method

IV. SIMULATION RESULTS AND DISCUSSIONS

To evaluate and compare the performance of the conventional APPR, SLM and the proposed methods, simulation results are shown. The parameters of this simulation are listed in Table 1. The normal modulation signal $|x(i)|$ used in APPR process is 1 at

maximum. For comparison between $|x(i)|$ and d_{th} in Eq. (7), we define d_{th} as 0.8 and 0.9 respectively.

Table, 1.
The parameter for simulation

Modulation	16 - QAM
Number of data sub-carriers	256
Number of FFT points	256
Number of set data blocks	16 , 32
Phase rotations (ϕ)	0, π
d_{th}	0.8 , 0.9
Number of filter coefficients (M)	16 , 24
Window function	Blackman-Harris

D. PAPR Performance

Fig. 5,6,7, and Fig. 8 illustrate the PAPR performance. The definition of CCDF is complementary cumulative distribution function [2]. In Fig. 5, the proposed method(U=32, d_{th} =0.8) can reduce PAPR more than the conventional APPR, SLM(U=16) and SLM(U=32) by maximum 4.00 dB, 0.94 dB and 0.65 dB respectively.

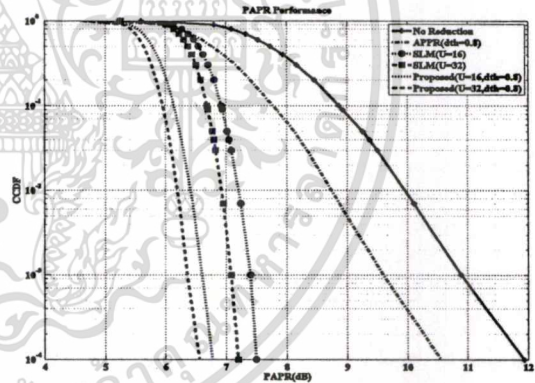


Fig. 5. PAPR performance (M = 16, U = 16, 32)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

In Fig. 6, the proposed method($U=32, d_{th}=0.8$) can reduce PAPR more than the conventional APPR, SLM($U=16$) and SLM($U=32$) by maximum 4.13 dB, 0.82 dB and 0.53 dB respectively. In addition, the comparison of the simulation results in Fig. 5 in case of $M=24$, the improvement is maximum compared with APPR.

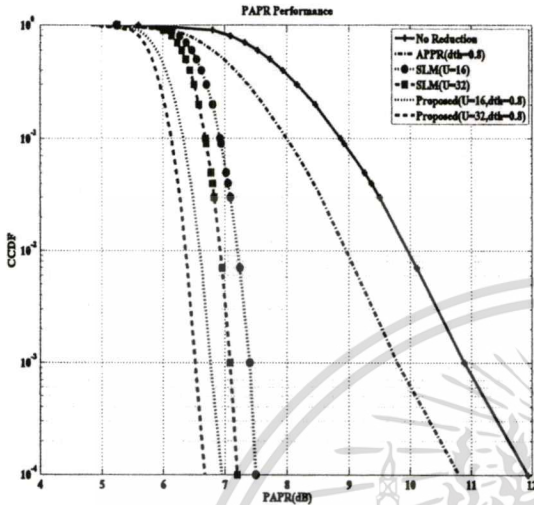


Fig. 6. PAPR performance ($M = 24, U = 16, 32$)

In Fig. 7, the proposed method($U=32, d_{th}=0.8$) can reduce PAPR more than the conventional APPR and SLM($U=32$) by maximum 4.37 dB and 0.73 dB respectively.

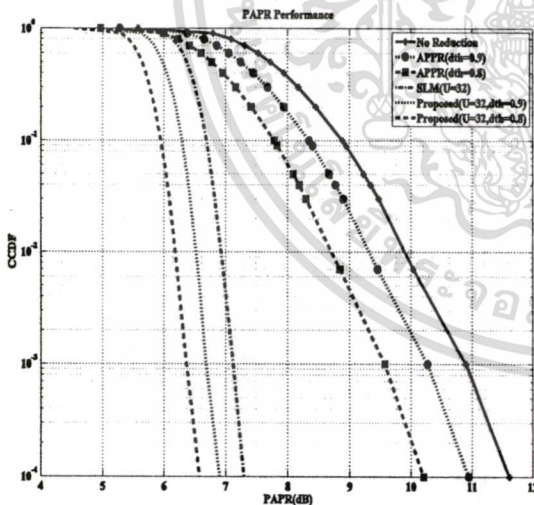


Fig. 7. PAPR performance ($M = 16, U = 32$)

In Fig. 8, the proposed method($U=32, d_{th}=0.8$) can reduce PAPR more than the conventional APPR and SLM($U=32$) by maximum 4.72 dB and 0.56 dB respectively. In addition, the increase number of filter coefficients $M=24$, we can reduce PAPR more than simulation result in Fig. 7 ($M=16$) about 0.35 dB compared with conventional APPR.

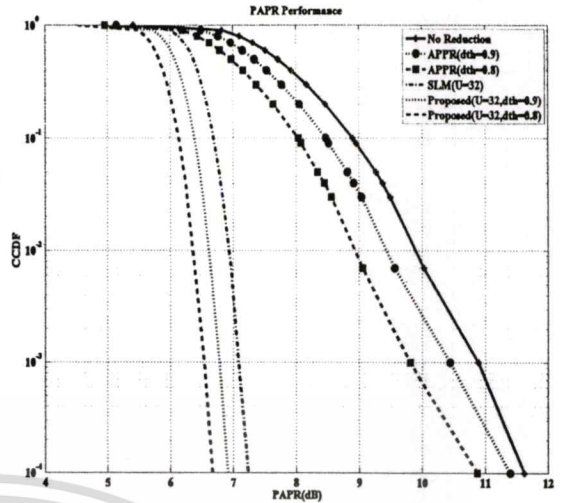


Fig. 8. PAPR performance ($M = 24, U = 32$)

V. CONCLUSIONS

This paper has proposed a new PAPR reduction technique by the SLM cascade with the APPR methods. The input data are reduced by PAPR reduction using SLM method before feeding to APPR process. The PAPR is computed for each resulting sequence and then the signal sequence with the lowest PAPR is fed into the APPR process. The APPR technique reduces modulation signals over a predefined range used adaptive algorithm. Using these two methods at the same time, the simulation result shows that the proposed method has better PAPR performance than conventional APPR and SLM.

REFERENCE

- [1] R. V. Nee and R. Prasad, *OFDM wireless multimedia communications* Artech House, 2000.
- [2] S. H. Han and J. H. Lee, "An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission," *IEEE Wireless Communications Magazine*, Vol.12, No.2, pp.56-65, 2005.
- [3] J. Tellado, *Multicarrier modulation with low PAR applications to DSL and wireless*. Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [4] S. H. Muller & J. B. Huber, "A comparison of peak power reduction schemes for OFDM," *Proc. IEEE Globecom '97*, pp.1-5, 1997.
- [5] R. W. Bauml, R.F.H. Fisher and J. B. Huber, "Reducing the peak - to - average power ratio of the multicarrier modulation by selected mapping," *Electronic Letters*, Vol. 32, No.22, pp.2056-2057, 1996.
- [6] P. A. Pushkarev, K.W. Ryu, K.Y. Yoo and Y.W. Park, " A study on the PAR reduction by hybrid algorithm based on the PTS and SLM techniques," *The 57th IEEE VTC'2003*, pp. 1263-1267, 2003.
- [7] S.H. Han and J.H. Lee, "Modified selected mapping technique for PAPR reduction of coded OFDM signal," *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol.50, No.3, pp.335-341, 2004.
- [8] A. Latif and N. D. Gohar, "Reducing peak to average power ratio(PAPR) using partial transmit sequence in OFDM systems," *Proc. IEEE INMIC2003*, pp.126-130, 2003.
- [9] B.J.A. Bassem, J. Slaheddine and B. Ammar, "A PAPR reduction method for STBC MIMO-OFDM systems using SLM in combination with subband permutation," *Proc. of IEEE ICWMC '07*, pp.88-92, 2007.
- [10] C. Pradabpet, S. Yoshizawa, Y. Miyayaga and K. Dejhan, "A new PAPR reduction in OFDM-WLAN systems by hybrid algorithm of PTS and APPR methods" *Proc. of APCC'2007*, pp.145-148, 2007.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

นายกองสิทธิ์ อุปรี เกิดเมื่อวันที่ 18 มิถุนายน พ.ศ. 2512 ที่จังหวัดสกลนคร สำเร็จการศึกษาปริญญาตรีอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเซนต์จอห์น ในปีการศึกษา 2540 และเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2549

ทำงานที่ องค์กรโทรศัพท์แห่งประเทศไทย ในปี พ.ศ. 2535 ปัจจุบันเปลี่ยนชื่อเป็น บริษัท ทีโอที จำกัด (มหาชน) ถ. แจ้งวัฒนะ แขวงทุ่งสองห้อง เขตหลักสี่ กรุงเทพมหานคร ซึ่ง บริษัท ทีโอที จำกัด (มหาชน) ได้สนับสนุนทุนการศึกษาตลอดหลักสูตร



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้