

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การลดค่าอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุดสำหรับระบบโอเอฟดีเอ็ม
โดยใช้การตัดยอดสัญญาณแบบราบเรียบ

PAPR REDUCTION USING SMOOTH CLIPPING IN OFDM SYSTEM



เอกพันธ์ พุทธวงศ์

EAKKAPUN PUTTAWONG

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน...47531
วัน, เดือน, ปี 19 ส.ค. 2546

.b.....
.i.....

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่ ISBN 974-324-433-6 อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PAPR REDUCTION USING SMOOTH CLIPPING IN OFDM SYSTEM



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2003

ISBN 974-324-433-6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2003

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การลดค่าอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุดสำหรับระบบ โอเอฟดีเอ็ม โดยใช้การตัดยอดสัญญาณแบบราบเรียบ
นักศึกษา	นายเอกพันธ์ พุทวงศ์
รหัสนักศึกษา	41061102
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2546
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร. ถวิล พึ่งมา

บทคัดย่อ

เนื้อหาของวิทยานิพนธ์เล่มนี้ นำเสนอวิธีการลดค่าอัตราส่วนกำลังงานสูงสุด (PAPR: Peak to Average Power Ratio) สำหรับระบบโอเอฟดีเอ็ม โดยใช้การตัดยอดสัญญาณแบบราบเรียบ เพื่อให้สัญญาณมีค่า PAPR ที่เหมาะสมก่อนทำการขยายด้วยเครื่องขยายกำลังสูง เพื่อลดโอกาสที่จะเกิดการขลิบของสัญญาณเนื่องจากการทำงานที่จุดอิ่มตัวของเครื่องขยายกำลังสูง ที่ทำให้เกิดการแผ่ของสเปกตรัมนอกความถี่ และช่วยเสริมให้ประสิทธิภาพการชดเชยสัญญาณรบกวนเนื่องจากการตัดยอดสัญญาณดีขึ้น ซึ่งได้จำลองการทำงานของระบบด้วยคอมพิวเตอร์ โดยใช้โปรแกรม Matlab ในการเปรียบเทียบระหว่างวิธีที่นำเสนอและวิธีการแบบพื้นฐาน และจากผลการทดลองพบว่าสามารถลดค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่ลงประมาณ 15 dB เมื่อเทียบกับสัญญาณที่ไม่ผ่านกระบวนการลดค่า PAPR และช่วยให้ประสิทธิภาพการชดเชยสัญญาณรบกวนเนื่องจากการตัดยอดสัญญาณมีค่าเพิ่มขึ้น เนื่องจากใช้จำนวนรอบในการชดเชยน้อยลงและส่งผลให้ประสิทธิภาพของอัตราการผลิตข้อมูลดีขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับระบบที่ใช้วิธีการแบบพื้นฐาน

Thesis Title	PAPR Reduction using Smooth Clipping in OFDM System
Student	Mr. Eakkapun Puttawong
Student ID.	41061102
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2002
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Tawil Paungma

ABSTRACT

This thesis proposes the peak to average power ratio (PAPR) reduction in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system using smooth clipping method, to reduce peak amplitude of OFDM signal and becomes limited to desired maximum level appropriate to the high power amplifier (HPA) in transmitter. This thesis presents various computer simulation results to verify the proposed method as comparing with the conventional PAPR reduction method. The results achieve to reduce 15 dB of the spectrum regrowth outside band and shown the improvement of bit error rate performance of OFDM system. The proposed method can be reduced the iteration number of clipping noise compensation under nonlinear channel.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถทำให้สำเร็จลุล่วงด้วยดี ด้วยความเมตตาและคำปรึกษาที่ดีจาก ท่าน รศ. ดร. ถวิล พึ่งมา ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ และ ท่าน ศ. มนูญ สุขเกษม ข้าพเจ้า รู้สึกทราบซึ่งในความอนุเคราะห์จากท่านเป็นอย่างมาก และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอกราบขอบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกๆท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า

ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา พี่ๆ และครอบครัวของข้าพเจ้า ที่เป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนในทุกเรื่องๆ ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

ขอขอบพระคุณ มูลนิธิเพื่อการศึกษาคอมพิวเตอร์และการสื่อสาร (C&C) ที่ได้มอบทุนการศึกษาให้กับผู้วิจัยในขณะที่ทำการศึกษายู่ จนทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

ขอขอบคุณ เพื่อนๆ พี่ๆ และน้องๆ ทุกคน ในห้อง T-201 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่เป็นกำลังใจและคอยช่วยเหลือ ตลอดจนให้คำแนะนำในด้านต่างๆ ในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบคุณ เพื่อนๆ พี่ๆ กองปฏิบัติการเครื่องฝึกบินจำลอง บริษัทการบินไทยจำกัด ที่เป็นกำลังใจและให้การช่วยเหลือด้านต่างๆ ที่ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

ท้ายสุด คุณค่าและประโยชน์ที่ได้รับจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอบขอบคุณที่ได้แต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

เอกพันธุ์ พุทธวงศ์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
รายการคำย่อและสัญลักษณ์.....	X
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	3
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.6 ขั้นตอนการศึกษา.....	3
บทที่ 2 ระบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐาน และทฤษฎีในการวิจัย.....	5
2.1 ระบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐาน.....	6
2.1.1 การสร้างคลื่นพาห်ย่อสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม.....	6
2.1.2 ช่วงเวลาป้องกัน (Guard Time).....	10
2.1.3 การมอดูเลตสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มกับสัญญาณอาร์เอฟ.....	12
2.1.4 การซิงโครไนซ์ (Synchronization)	13
2.1.5 การตรวจจับข้อมูลแบบ โคฮีเรนต์ (Coherent Detection).....	14
2.2 การหาค่าอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุดของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม.....	15
2.3 เครื่องขยายสัญญาณกำลังสูง.....	17
2.3.1 ผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูง.....	19
2.3.1.1 การเพิ่มขึ้นของค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่...19	
2.3.1.2 การเพิ่มขึ้นของค่าอัตราการผลิตบิดข้อมูล.....	20
2.4 การลดค่าอัตราส่วนกำลังงานสูงสุดแบบพื้นฐาน.....	23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 3 การลดค่าอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุด โดยการตัดยอดสัญญาณแบบราบเรียบ และแบบจำลองระบบโอเอฟดีเอ็ม.....	26
3.1 แบบจำลองระบบเครื่องส่ง.....	26
3.2 การลดค่าอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุด (PAPR).....	28
3.2.1 การลดค่าอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุด โดยใช้การตัดยอดสัญญาณ แบบราบเรียบ.....	28
3.2.2 การกรองสัญญาณแบบแบนด์พาส.....	30
3.3 แบบจำลองระบบเครื่องรับ.....	31
3.3.1 การชดเชยสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการตัดยอดสัญญาณ.....	33
3.4 การหาค่าสมรรถนะของระบบ.....	38
3.4.1 การหาค่า PAPR.....	38
3.4.2 การหาค่าอัตราการผลิตบิตข้อมูล.....	39
บทที่ 4 ผลการหาค่าสมรรถนะของระบบ.....	40
4.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	40
4.2 สมรรถนะของระบบ.....	42
4.2.1 การลดลงของค่าอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุด.....	42
4.2.2 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่ใช้งาน.....	46
4.2.3 การชดเชยสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการตัดยอดสัญญาณ.....	48
4.2.4 อัตราการผลิตบิตข้อมูลของระบบ.....	60
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	66
5.1 สรุปผลการลดค่า PAPR ของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม โดยการตัดยอดสัญญาณ แบบราบเรียบ.....	67
5.2 สรุปปัญหาและข้อเสนอแนะ.....	67
บรรณานุกรม.....	68

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
ภาคผนวก ก. โปรแกรมที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	71
ภาคผนวก ข. ผลงานวิจัยในระหว่างการศึกษาที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	80
ประวัติผู้เขียน.....	87



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 ค่าพารามิเตอร์ตามมาตรฐาน IEEE 802.11a.....	37
4.2 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบ ด้วยคอมพิวเตอร์.....	38



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 การมัลติเพล็กซ์สัญญาณแบบแบ่งช่วงความถี่และแบบ โอเอฟดีเอ็ม.....	5
2.2 ลักษณะการมอดูเลตแบบ โอเอฟดีเอ็ม.....	7
2.3 ตัวอย่างสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มหนึ่งสัญลักษณ์ ที่ประกอบด้วย 4 คลื่นพาห่อย่อย.....	7
2.4 สเปกตรัมของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม ที่ประกอบด้วย 5 คลื่นพาห่อย่อย (N=5).....	9
2.5 แผนภาพผิเสื้อแบบเรดิกซ์-4.....	10
2.6 การเลื่อนเฟสของคลื่นพาห่อย่อย เนื่องจากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาธ.....	10
2.7 การใส่ช่วงเวลาป้องกัน (GI).....	11
2.8 ตัวอย่างของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มที่รับจากช่องสัญญาณแบบมัลติพาธ.....	11
2.9 สัญญาณ โอเอฟดีเอ็มที่เดินทางผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาธมายังเครื่องรับ	12
2.10 การมอดูเลตสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มกับสัญญาณอาร์เอฟ.....	12
2.11 การซิงโครไนซ์โดยใช้วิธี Cyclic Prefix.....	13
2.12 บล็อกไดอแกรมของเครื่องรับ โอเอฟดีเอ็ม ที่มีการตรวจจับข้อมูลแบบ โคเฮร์เรนท์.....	14
2.13 การตรวจจับข้อมูลแบบ โคเฮร์เรนท์ (Coherent Detection).....	14
2.14 ลักษณะสเปกตรัมของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม หลังจากการขยายสัญญาณด้วย HPA	20
2.15 ไดอแกรมฟังก์ชันความน่าจะเป็น ของ x , $g(x)$ และ $x - g(x)$	21
2.16 ความสัมพันธ์ของค่าอัตราการผลิตสัญญาณผิดพลาดสัญลักษณ์ (SER) และค่า อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน(SNR).....	22
2.17 การลดค่า PAPR โดยการตัดยอดสัญญาณ.....	23
2.18 ลักษณะสัญญาณที่ถูกตัดยอดคลื่นในแบบพื้นฐาน.....	24
2.19 สเปกตรัมของ $f(t)$ เมื่อเปลี่ยนค่า τ_h แต่รักษา T ให้คงที่.....	25
3.1 รูปแบบของ Burst Frame.....	26
3.2 บล็อกไดอแกรมเครื่องส่งระบบ โอเอฟดีเอ็ม.....	27
3.3 การใส่ Zero Padding ให้กับสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม.....	27
3.4 การใส่ช่วงเวลาป้องกัน (GI).....	28
3.5 การลดค่า PAPR ของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม โดยใช้การตัดยอดสัญญาณแบบราบเรียบ.....	29
3.6 คุณลักษณะความสัมพันธ์ทางด้านอินพุทและเอาต์พุทของการตัดยอดสัญญาณแบบราบเรียบ.....	30
3.7 บล็อกการทำงานของวงจรรองความถี่แบบแบนด์พาธ.....	30
3.8 บล็อกไดอแกรมเครื่องรับระบบ โอเอฟดีเอ็ม.....	31

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.9 กระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวนแบบดีเออาร์.....	33
3.10 (ก) สัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม ก่อนทำการลดค่า PAPR โดยการตัดยอดสัญญาณ.....	35
(ข) สัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม หลังทำการลดค่า PAPR โดยการตัดยอดสัญญาณ.....	35
3.11 สัญญาณ โอเอฟดีเอ็มที่เครื่องรับ ซึ่งเดินทางผ่านช่องสัญญาณแบบ AWGN.....	36
3.12 (ก) สัญญาณ โอเอฟดีเอ็มทางเวลา ที่ได้หลังจากการคีมอดูเลตแบบโคฮีเรนท์.....	37
(ข) ค่าที่ใช้ในการชดเชยให้กับสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มที่ถูกตัดยอดสัญญาณ เนื่องจากการลดค่า PAPR ทางเครื่องส่ง.....	37
(ค) สัญญาณ โอเอฟดีเอ็มที่ผ่านการชดเชยสัญญาณรบกวน ด้วยกระบวนการดีเออาร์.....	37
3.13 บล็อกไดโแกรมการหาค่า PAPR ของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม.....	38
3.14 บล็อกไดโแกรมการหาค่า PAPR ของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มที่ผ่านกระบวนการ PAPR reduction.....	38
3.15 บล็อกไดโแกรมการหาค่าอัตราการผลิตบิตข้อมูล (BER) ของระบบ.....	39
4.1 สัญญาณ โอเอฟดีเอ็มที่เป็นผลรวมของหลายคลื่นพหุขั้ว.....	42
4.2 สัญญาณ โอเอฟดีเอ็มที่ได้หลังจากผ่านกระบวนการลดค่า PAPR.....	43
4.3 เปรียบเทียบสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มหลังจากการลดค่า PAPR.....	44
4.4 ความน่าจะเป็นของ PAPR ของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม.....	45
4.5 ลักษณะสเปกตรัมของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มที่ไม่ผ่านกระบวนการลดค่า PAPR	46
4.6 ลักษณะสเปกตรัมของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มที่ผ่านกระบวนการลดค่า PAPR.....	47
4.7 สัญญาณ 16-QAM ที่ถูกรบกวนเนื่องจากการตัดยอดสัญญาณ โดย HPA (IBO = 2).....	48
4.8 สัญญาณ 16-QAM ที่ถูกรบกวนเนื่องจากการตัดยอดสัญญาณ โดย HPA (IBO = 4).....	49
4.9 สัญญาณ 16-QAM ที่ถูกรบกวนเนื่องจากการตัดยอดสัญญาณ โดย HPA (IBO = 6).....	49
4.10 สัญญาณ 16-QAM ที่ถูกรบกวนเนื่องจากการตัดยอดสัญญาณ โดย HPA (IBO = 8).....	50
4.11 สัญญาณ 16-QAM ที่ไม่ถูกรบกวน จากสัญญาณรบกวนใดๆ.....	50
4.12 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการผลิตบิตข้อมูล กับจำนวนรอบของ กระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวน เมื่อ $C/N = 14$ dB.....	51
4.13 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการผลิตบิตข้อมูล กับจำนวนรอบของ กระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวน เมื่อ $C/N = 15$ dB.....	52

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.14 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการผลิตบิตข้อมูล กับจำนวนรอบของ กระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวน เมื่อ $C/N = 16$ dB	52
4.15 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการผลิตบิตข้อมูล กับจำนวนรอบของ กระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวน เมื่อ $C/N = 17$ dB	53
4.16 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการผลิตบิตข้อมูล กับจำนวนรอบของ กระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวน เมื่อ $C/N = 18$ dB	53
4.17 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการผลิตบิตข้อมูล กับจำนวนรอบของ กระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวน เมื่อ $C/N = 19$ dB	54
4.18 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการผลิตบิตข้อมูล กับจำนวนรอบของ กระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวน เมื่อ $C/N = 20$ dB	54
4.19 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการผลิตบิตข้อมูล กับจำนวนรอบของ กระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวน เมื่อ $IBO = 2$ dB.....	55
4.20 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการผลิตบิตข้อมูล กับจำนวนรอบของ กระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวน เมื่อ $IBO = 4$ dB.....	55
4.21 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการผลิตบิตข้อมูล กับจำนวนรอบของ กระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวน เมื่อ $IBO = 6$ dB.....	56
4.22 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการผลิตบิตข้อมูล กับจำนวนรอบของ กระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวน เมื่อ $IBO = 8$ dB.....	57
4.23 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการผลิตบิตข้อมูล กับจำนวนรอบของ กระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวน เมื่อ $IBO = 10$ dB.....	57
4.24 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการผลิตบิตข้อมูล กับจำนวนรอบของ กระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวน เมื่อ $P = 2$	58
4.25 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการผลิตบิตข้อมูล กับจำนวนรอบของ กระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวน เมื่อ $P = 6$	59
4.26 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการผลิตบิตข้อมูล กับจำนวนรอบของ กระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวน เมื่อ $P = 10$	59
4.27 อัตราการผลิตของบิตข้อมูล ภายใต้สภาพแวดล้อมแบบ AWGN เมื่อ $IBO = 2$ dB.....	60
4.28 อัตราการผลิตของบิตข้อมูล ภายใต้สภาพแวดล้อมแบบ AWGN เมื่อ $IBO = 4$ dB.....	61

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.29 อัตราการผิดพลาดของบิตข้อมูล ภายใต้สภาพแวดล้อมแบบ AWGN เมื่อ $IBO = 6$ dB.....	61
4.30 อัตราการผิดพลาดของบิตข้อมูล ภายใต้สภาพแวดล้อมแบบ AWGN เมื่อ $IBO = 8$ dB.....	62
4.31 อัตราการผิดพลาดของบิตข้อมูล ภายใต้สภาพแวดล้อมแบบ AWGN เมื่อ $P = 2$	63
4.32 อัตราการผิดพลาดของบิตข้อมูล ภายใต้สภาพแวดล้อมแบบ AWGN เมื่อ $P = 6$	64
4.33 อัตราการผิดพลาดของบิตข้อมูล ภายใต้สภาพแวดล้อมแบบ AWGN เมื่อ $P = 10$	64



รายการคำย่อและสัญลักษณ์

WLAN	: Wireless Local Area Network
OFDM	: Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAPR	: Peak to Average Power Ratio
HPA	: High Power Amplifier
IFFT	: Inverse Fast Fourier Transform
FDM	: Frequency Division Multiplexing
ISI	: Intersymbol Interference
GI	: Guard time Interval
ICI	: Inter-carrier Interference
PSK	: Phase Shift Keying
QAM	: Quadrature Amplitude Modulation
IDFT	: Inverse Discrete Fourier Transform
PSD	: Power Spectral Density
BER	: Bit Error Rate
IBO	: Input Back Off
OBO	: Output Back Off
SNR	: Signal to Noise Ratio
SER	: Symbol Error Rate
SL	: Soft Limiter
SSPA	: Solid State Power Amplifier
DAR	: Decision Aided Reconstruction
AWGN	: Additive White Gaussian Noise
CR	: Clipping Ratio

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

การสื่อสารโทรคมนาคมนับว่าเป็นปัจจัยที่สำคัญอย่างยิ่งต่อการดำเนินชีวิตของมนุษย์และสภาพเศรษฐกิจในปัจจุบัน เนื่องจากเป็นสิ่งที่ช่วยให้มนุษย์สามารถพูดคุย สื่อสารข้อมูลหรือติดต่อธุรกิจได้โดยไม่ต้องอยู่ในสถานที่เดียวกัน ซึ่งสามารถทดแทนหรือลดการเดินทางลง ทำให้การติดต่อสื่อสารหรือการทำธุรกิจนั้นสามารถกระทำได้เร็วขึ้น รวมถึงความสามารถในการกระจายข่าวสารไปยังผู้รับหลายคนในเวลาเดียวกันได้อย่างรวดเร็ว ตลอดจนสามารถเชื่อมโยงการสื่อสารกับประเทศต่างๆ ทั่วโลก ดังนั้นความต้องการในการสื่อสารโทรคมนาคมจึงมีความเจริญเติบโตอย่างรวดเร็ว เห็นได้จากการเพิ่มขึ้นของความต้องการใช้อุปกรณ์สื่อสารโทรคมนาคมต่างๆ ที่คู่ไปกับการพัฒนาทางด้านเศรษฐกิจและสังคมของประเทศ

ปัจจุบันความต้องการใช้เทคโนโลยีการสื่อสารในแบบไร้สาย (Wireless Communication) มีการเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ดังจะเห็นได้จากการเพิ่มขึ้นของความต้องการใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่ เครื่องข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย (WLAN: Wireless Local Area Network) และในอนาคตรูปแบบของการให้บริการในการสื่อสารนั้นจะเปลี่ยนไปสู่การสื่อสารแบบมัลติมีเดียเคลื่อนที่ (Mobile Multimedia) และระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายที่มีความสามารถในการรับส่งข้อมูลความด้วยเร็วสูง แต่ในขณะที่ย่านความถี่ใช้งานนั้นมีจำกัด ดังนั้นจึงต้องหาวิธีการเพื่อให้เครือข่ายแบบไร้สายมีความสามารถรองรับกับความต้องการในการส่งผ่านข้อมูลที่เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว

การส่งข้อมูลในระบบโอเอฟดีเอ็ม (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) เป็นเทคนิคหนึ่งที่สามารถช่วยให้การรับ-ส่งข้อมูลแบบไร้สายนั้นสามารถกระทำได้เร็วขึ้น และการใช้งานย่านความถี่ที่มีประสิทธิภาพยิ่งขึ้น เนื่องจากการส่งข้อมูลในระบบโอเอฟดีเอ็มนั้นจะใช้วิธีการแยกขบวนข้อมูลอนุกรมความเร็วสูงออกเป็นข้อมูลความเร็วต่ำหลายขบวนแบบขนาน แล้วทำการมอดูเลตแต่ละข้อมูลความเร็วต่ำเหล่านั้นด้วยหลายคลื่นพาห์ย่อย และนำสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตมารวมกันแล้วทำการส่งไปในช่องสัญญาณพร้อมกัน ดังนั้นสัญญาณโอเอฟดีเอ็มจะประกอบไปด้วยหลายคลื่นพาห์ย่อยความถี่ต่างๆ ซึ่งมีอิสระในการเปลี่ยนแปลงทั้งทางเฟสของสัญญาณ เมื่อคลื่นพาห์ย่อยต่างๆ เหล่านี้มีการเสริมกันทางด้านเฟสจะทำให้สัญญาณโอเอฟดีเอ็มขณะนั้นมีค่าอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุด (PAPR: Peak to Average Power Ratio) มีค่าสูง และเมื่อทำการขยายสัญญาณด้วยเครื่องขยายกำลังสูง (HPA: High Power Amplifier) เพื่อให้สามารถส่งสัญญาณโอเอฟดีเอ็มจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับ จะทำให้สัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของ HPA มีลักษณะถูกขลิบเนื่องจากการทำงานที่จุดอิ่มตัวของเครื่องขยาย ซึ่งจะทำให้ค่าความหนา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แน่นกำลังสเปกตรัมนอกย่านความถี่เพิ่มขึ้นซึ่งอาจทำให้เกิดการรบกวนระหว่างช่องสัญญาณใช้งานข้างเคียงได้ และอาจเกิดฮาร์มอนิกขึ้นมารบกวนระหว่างคลื่นพาห่อย่อยในสัญญาณ ไอเอฟดีเอ็มได้ และจะส่งผลให้อัตราการผิดพลาดบิตข้อมูลมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้สมรรถนะของระบบ ไอเอฟดีเอ็ม มีค่าต่ำลง

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

การส่งข้อมูลในระบบไอเอฟดีเอ็มเป็นเทคนิคหนึ่งที่จะสามารถตอบสนองกับความต้องการในการสื่อสารด้วยความเร็วสูงในอนาคตได้ เนื่องจากการใช้งานย่านความถี่ที่มีประสิทธิภาพคงที่ได้กล่าวมาในข้างต้น สัญญาณ ไอเอฟดีเอ็มนั้นจะเป็นผลรวมของหลายคลื่นพาห่อย่อยที่มีอิสระในการเปลี่ยนแปลงทางเฟสของสัญญาณ จึงทำให้เกิดปัญหาอย่างหนึ่งคือ เมื่อคลื่นพาห่อย่อยเหล่านั้นมีการเสริมกันทางด้านเฟส จะทำให้สัญญาณ ไอเอฟดีเอ็มมีค่า PAPR สูงเกินกว่าค่าที่เหมาะสมสำหรับอินพุทของเครื่องขยายกำลังสูง ซึ่งอาจทำให้สัญญาณที่ได้ทางเอาต์พุทเครื่องขยายมีลักษณะถูกขลิบและส่งผลให้สเปกตรัมนอกย่านความถี่และอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูลมีค่าเพิ่มขึ้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการศึกษาปัญหาที่เกิดขึ้นกับระบบ ไอเอฟดีเอ็มอันเนื่องมาจากค่า PAPR ของสัญญาณที่มีค่าสูง เพื่อหาวิธีการในการลดค่าความหนาแน่นเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่ใช้งานและลดค่าอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลที่มีผลมาจากค่า PAPR ของสัญญาณที่มีค่าสูง รวมถึงการหาเพิ่มประสิทธิภาพของการชดเชยสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการตัดยอดสัญญาณเนื่องจากการลดค่า PAPR วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เสนอวิธีการลดค่า PAPR โดยการตัดยอดสัญญาณแบบราบเรียบ เพื่อให้สัญญาณ ไอเอฟดีเอ็มมีค่า PAPR ที่เหมาะสมกับคุณสมบัติการขยายสัญญาณของ HPA เพื่อป้องกันการขลิบของสัญญาณโดย HPA และจะใช้วิธีการตัดยอดสัญญาณแบบเดียวกันในการหาค่าชดเชยสัญญาณรบกวนให้กับสัญญาณ ไอเอฟดีเอ็มทางเครื่องรับ ซึ่งจะช่วยให้ระบบมีสมรรถนะที่ดีขึ้น

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

การเพิ่มขึ้นสเปกตรัมนอกย่านความถี่ใช้งานและค่าอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูล เป็นผลมาจากสัญญาณ ไอเอฟดีเอ็มที่ผ่านการขยายนั้นถูกขลิบทางด้านแอมพลิจูด เนื่องจากค่า PAPR ของสัญญาณอินพุทของ HPA นั้นมีค่าสูงเกินกว่าค่าที่เหมาะสมต่อคุณสมบัติการขยายสัญญาณของ HPA ซึ่งหากทำการลดค่า PAPR ของสัญญาณให้มีค่าที่เหมาะสมก่อนทำการขยายสัญญาณด้วย HPA ก็จะสามารถลดค่าสเปกตรัมนอกย่านความถี่ใช้งานที่เกิดจากการทำงานของ HPA ได้ และเมื่อใช้วิธีการเดียวกันในเครื่องรับในการหาค่าชดเชยให้กับสัญญาณ ไอเอฟดีเอ็ม ก็จะสามารถหาค่าชดเชยที่มีค่าใกล้เคียง ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณที่ขาดหายไปเนื่องจากการตัดยอดสัญญาณในการลด

ค่า PAPR ที่เครื่องส่ง ก็จะช่วยให้อัตราการผลิตบิดข้อมูลมีค่าลดลง และสมรรถนะของระบบดีขึ้น

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอวิธีการลดค่า PAPR ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ให้มีค่าที่เหมาะสมกับคุณสมบัติการขยายสัญญาณของเครื่องขยายสัญญาณกำลังสูง โดยใช้วิธีการตัดยอดสัญญาณแบบราบเรียบ (Smooth Clipping) ซึ่งจะใช้ฟังก์ชันเดียวกันกับใช้ฟังก์ชันการขยายสัญญาณของ HPA ซึ่งสามารถควบคุมค่าการเปลี่ยนแปลงจากช่วงที่เป็นเชิงเส้นสูงจุดคงที่ของฟังก์ชันในการตัดยอดสัญญาณได้ เพื่อให้สัญญาณที่ผ่านการตัดยอดแล้วนั้นมีลักษณะที่ใกล้เคียงกับสัญญาณที่ผ่านการขยายจาก HPA เนื่องจากในทางเครื่องรับก็จะใช้วิธีการตัดยอดสัญญาณเดียวกันในการหาค่าชดให้กับแอมพลิจูดของสัญญาณที่ขาดหายไปเนื่องจากการตัดยอดสัญญาณในการลดค่า PAPR จะช่วยให้ได้ค่าที่ใกล้เคียงส่วนที่ถูกตัดออกไป ซึ่งจะช่วยให้ค่าอัตราการผลิตบิดข้อมูลดีขึ้น และสมรรถนะของระบบดีขึ้น ส่วนสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการตัดยอดสัญญาณก็จะทำการลดโดยการกรองสัญญาณแบบแบนด์พาสก่อนทำการการขยายสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มด้วย HPA และ

1.5 ขอบเขตการวิจัย

การวิจัยของวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้ศึกษาและวิจัยเกี่ยวกับการลดค่าอัตราส่วนกำลังงานสูงสุดสำหรับระบบโอเอฟดีเอ็ม โดยการตัดยอดสัญญาณแบบราบเรียบ เพื่อให้มีค่าที่เหมาะสมกับคุณสมบัติการขยายสัญญาณของเครื่องขยายกำลังสูง และในการทดสอบสมรรถนะของระบบจากการใช้วิธีการที่นำเสนอ นั้น จะทำการส่งสัญญาณจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับภายใต้สภาพแวดล้อมที่มีสัญญาณรบกวนขาวววกแบบเกาส์ (AWGN) โดยการจำลองการทำงานของระบบด้วยคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรม MATLAB และผลที่ได้จากการทดลองจะแสดงการลดลงของค่าอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุด ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่ใช้งาน ประสิทธิภาพการชดเชยสัญญาณรบกวนที่เครื่องรับ และอัตราการผลิตบิดข้อมูลของระบบ ด้วยการใช้วิธีการที่นำเสนอเปรียบเทียบกับวิธีการแบบพื้นฐาน

1.6 ขั้นตอนการศึกษา

วิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้จัดเนื้อหาออกเป็น 5 บทด้วยกันคือ

บทที่ 1 กล่าวถึง ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมติฐานของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตการวิจัย ขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงระบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐานและทฤษฎีในการวิจัย ซึ่งประกอบไปด้วย การสร้างคลื่นพาห่อย่อยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มโดยใช้การแปลงกลับฟาสต์ฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์ม (IFFT) การมอดูเลตแบบคิวเอเอ็ม การใส่ช่วงเวลาป้องกัน (Guard time) ให้กับสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม การมอดูเลตสัญญาณอาร์เอฟ (RF Modulation) การซิงโครไนซ์ (Synchronization) การตรวจจับข้อมูลแบบโคฮีเรนต์ (Coherent Detection) การหาค่าอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุด (PAPR) ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม คุณสมบัติของเครื่องขยายกำลังสูง ผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูง การเพิ่มขึ้นของค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่ การเพิ่มขึ้นของค่าอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูล และการลดค่าอัตราส่วนกำลังงานสูงสุดด้วยวิธีการตัดยอดสัญญาณแบบพื้นฐาน

บทที่ 3 กล่าวถึงการลดค่าอัตราส่วนกำลังงานสูงสุดโดยการตัดยอดสัญญาณแบบราบเรียบและแบบจำลองระบบโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งประกอบด้วย แบบจำลองเครื่องส่ง การลดค่าอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุดโดยใช้การตัดยอดสัญญาณแบบราบเรียบ การกรองสัญญาณแบบแบนด์พาส แบบจำลองเครื่องรับ และการชดเชยสัญญาณรบกวนที่เกิดจากลดค่า PAPR

บทที่ 4 การหาค่าสมรรถนะของระบบ ซึ่งประกอบด้วย พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ สมรรถนะของระบบ ได้แก่ การลดลงของค่าอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุด ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่ใช้งาน การชดเชยสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการตัดยอดสัญญาณ อัตราการผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบ

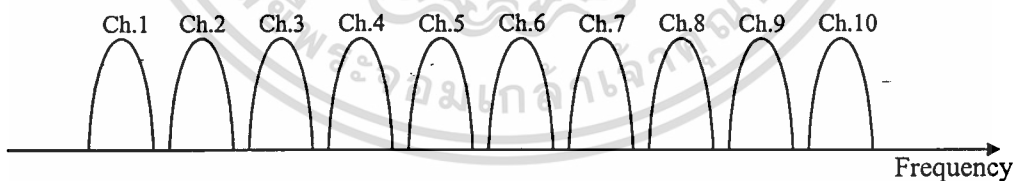
บทที่ 5 เป็นบทสรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง โดยกล่าวถึง สรุปผลของระบบที่ใช้วิธีการที่นำเสนอเปรียบเทียบกับระบบที่ใช้วิธีแบบพื้นฐาน สรุปปัญหาที่เกิดขึ้นและข้อเสนอแนะของวิทยานิพนธ์

บทที่ 2

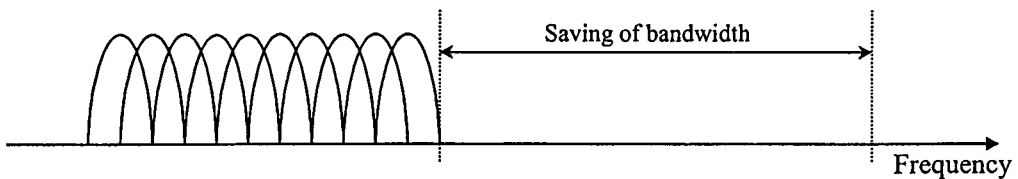
ระบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐาน และทฤษฎีในการวิจัย

การสื่อสารในอนาคตมีความต้องการจัดส่งข้อมูลด้วยอัตราความเร็วสูง เพื่อรองรับกับปริมาณข้อมูลที่เพิ่มขึ้นอันเนื่องมาจากรูปแบบของการให้บริการในการสื่อสารนั้น ได้เปลี่ยนแปลงออกไป เช่น การสื่อสารแบบมัลติมีเดียเคลื่อนที่ (Mobile Multimedia) ที่มีการส่งทั้งข้อมูลภาพและข้อมูลเสียงไปพร้อมๆกัน โดยทำการส่งผ่านไปในช่วงสัญญาณเดียวกัน ในความต้องการดังกล่าว นั้น การส่งข้อมูลในระบบโอเอฟดีเอ็ม (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) เป็นเทคนิคหนึ่งที่สามารถตอบสนองความต้องการดังกล่าวได้ ซึ่งการส่งข้อมูลในระบบโอเอฟดีเอ็มนั้น จะทำการแยกขบวนข้อมูลอนุกรมความเร็วสูงออกเป็นหลายๆขบวนข้อมูลความเร็วต่ำแบบขนาน แล้วจึงทำการมอดูเลตข้อมูลที่ทำการแยกออกมานั้นด้วยคลื่นพาห่อย่อยที่มีคุณสมบัติของการตั้งฉาก (Orthogonality) ซึ่งกันและกันของความถี่คลื่นพาห่อย่อย แล้วนำสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตมารวมกันและทำการส่งไปยังเครื่องรับพร้อมกัน โดยผ่านทางช่องสัญญาณเดียวกัน

ในการสื่อสารข้อมูลแบบไร้สายนั้น ย่านความถี่ที่ใช้งาน (Bandwidth) จะมีอยู่จำกัด ซึ่งในการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่หรือแบบเอฟดีเอ็ม (FDM: Frequency Division Multiplexing) นั้น แต่ละช่องสัญญาณจะมีความถี่พาห่ที่แตกต่างกันออกไป โดยมีการกำหนดระยะห่างของความถี่ระหว่างช่องสัญญาณให้มีค่าเพียงพอที่จะไม่ทำให้เกิดการทับซ้อนกันทางสเปกตรัมของแต่ละช่องสัญญาณ ดังแสดงในรูปที่ 2.1



(ก) การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่



(ข) การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม

รูปที่ 2.1 การมัลติเพล็กซ์สัญญาณแบบแบ่งช่วงความถี่และแบบโอเอฟดีเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการมัลติเพล็กซ์แบบ โอเอฟดีเอ็มนั้น ระยะห่างของความถี่พาหะระหว่างช่องสัญญาณข้างเคียงนั้นมีค่าน้อยกว่าเมื่อเทียบกับการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่หรือแบบเอฟดีเอ็ม เนื่องจากสเปกตรัมของแต่ละช่องสัญญาณนั้นสามารถทับซ้อนกันได้โดยไม่เกิดการรบกวนกันระหว่างช่องสัญญาณใช้งาน โดยอาศัยคุณสมบัติของการออร์โทกอนัลกันของความถี่พาหะใกล้เคียง และจากรูปที่ 2.1 แสดงให้เห็นว่าที่จำนวนช่องสัญญาณใช้งานเท่ากันแล้ว การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็มจะใช้นาฬิกาของแบนด์วิดท์ที่น้อยกว่าเมื่อเทียบกับการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่

2.1 ระบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐาน

หลักการพื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็มคือ จะทำการแยกขบวนข้อมูลอนุกรมความเร็วสูงออกเป็นขบวนข้อมูลความเร็วต่ำแบบขนานหลายๆขบวน แล้วทำการมอดูเลตข้อมูลแบบขนานเหล่านั้นด้วยคลื่นพาหะย่อยหลายความถี่ และนำสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตมารวมกันและทำการส่งไปยังเครื่องรับพร้อมกัน ซึ่งเทคนิคดังกล่าวสามารถช่วยลดผลกระทบที่เกิดจากการกระจายคลื่นแบบหลายทิศทางในช่องสัญญาณแบบมัลติพาธ (Multi-path channel) ได้ เนื่องจากข้อมูลแบบความเร็วต่ำนั้นจะมีค่าช่วงเวลาของสัญลักษณ์ (Symbol duration) เพิ่มขึ้น และในแต่ละสัญลักษณ์นั้นจะมีการป้องกันการเกิดการซ้อนทับของสัญลักษณ์ (ISI: Intersymbol Interference) โดยการช่วงเวลาป้องกัน (GI: Guard time Interval) เพิ่มเข้าไปในทุกๆสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม (OFDM symbol) ซึ่งข้อมูลที่อยู่ในช่วงเวลาป้องกันนั้นก็คือข้อมูลที่อยู่ส่วนท้ายของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มซึ่งถูกตัดลอกและนำมาไว้ข้างหน้าสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มเดิม และจะช่วยป้องกันการรบกวนเนื่องจากการทับซ้อนระหว่างความถี่คลื่นพาหะย่อย (ICI: Inter-carrier Interference) ในสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม

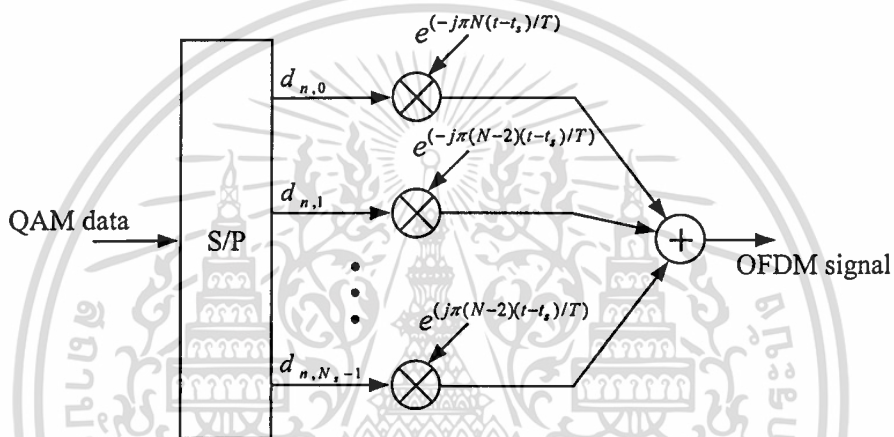
ในการออกแบบระบบโอเอฟดีเอ็มนั้น พารามิเตอร์ที่ต้องนำมาพิจารณา ได้แก่ จำนวนของคลื่นพาหะย่อย, การ์ดไทม์, ช่วงเวลาของสัญลักษณ์, ระยะห่างระหว่างคลื่นพาหะย่อย, วิธีการมอดูเลตของข้อมูลในแต่ละคลื่นพาหะย่อย และวิธีในการแก้ไขข้อผิดพลาดข้อมูล เป็นต้น

2.1.1 การสร้างคลื่นพาหะย่อยสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม

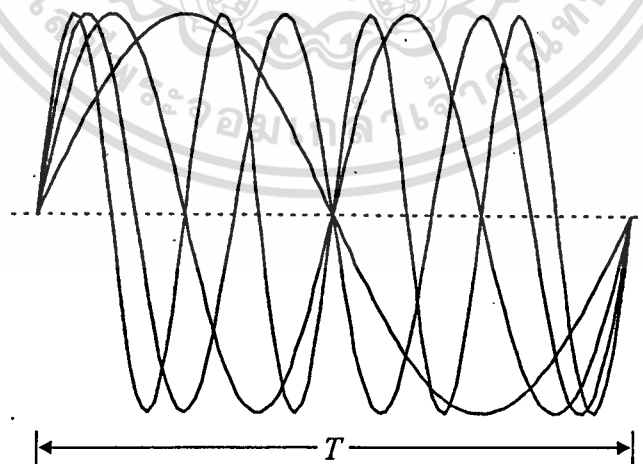
สัญญาณโอเอฟดีเอ็มนั้นเป็นผลรวมของหลายคลื่นพาหะย่อยซึ่งถูกมอดูเลตแบบพีเอสเค (PSK: Phase Shift Keying) หรือแบบคิวเอเอ็ม (QAM: Quadrature Amplitude Modulation) เมื่อกำหนดให้ d_i คือ สัญลักษณ์ข้อมูลเชิงซ้อนของ QAM, N คือจำนวนของคลื่นพาหะย่อย และ T คือช่วงเวลาของสัญลักษณ์ โดยในหนึ่งสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มนั้นจะเริ่มต้นที่เวลา $t = t_0$ ดังนั้นสามารถเขียนสมการของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในหนึ่งสัญลักษณ์ได้สมการ (2.1) [1, 3]

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

โดย $s(t) = 0$, $t < t_s$ \wedge $t > t_s + T$ และในรูปที่ 2.2 แสดงลักษณะการมอดูเลตแบบโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งจะทำการทำการแยกขบวนข้อมูลอนุกรมความเร็วสูงออกเป็นขบวนข้อมูลความเร็วต่ำแบบขนาน และทำการมอดูเลตด้วยคลื่นพาห่อย่อยหลายความถี่ที่มีคุณสมบัติการออร์ทอกอนัลของความถี่คลื่นพาห่อย่อย แล้วนำสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตมารวมกันและส่งไปยังเครื่องรับพร้อมกัน



รูปที่ 2.2 ลักษณะการมอดูเลตแบบ โอเอฟดีเอ็ม



รูปที่ 2.3 ตัวอย่างสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มหนึ่งสัญลักษณ์ ที่ประกอบด้วย 4 คลื่นพาห่อย่อย

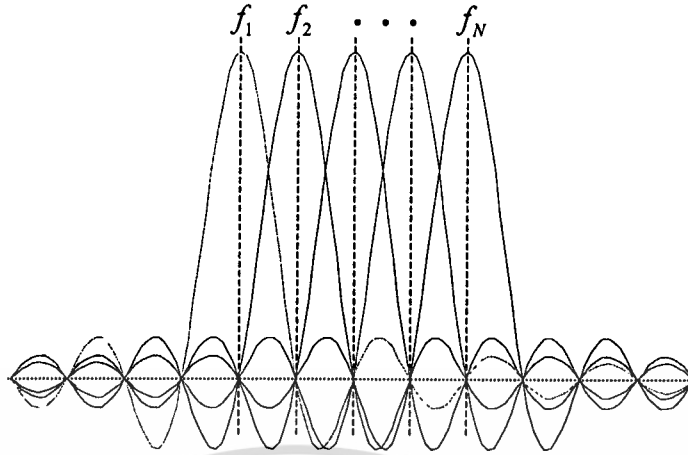
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 2.3 แสดงตัวอย่างสัญญาณโอเอฟดีเอ็มใน 1 สัญลักษณ์ซึ่งประกอบด้วย 4 คลื่นพาห่อย่อยที่มีเฟสและแอมพลิจูดที่เท่ากัน โดยมีจำนวนไซเคิลของแต่ละคลื่นพาห่อย่อยในหนึ่งช่วงเวลาของสัญลักษณ์ (Symbol duration time) เป็นจำนวนเต็ม โดยจำนวนไซเคิลของแต่ละคลื่นพาห่อย่อยในช่วงเวลา T นั้นจะต่างกันที่ละหนึ่งไซเคิลระหว่างคลื่นพาห่อย่อยข้างเคียง ซึ่งเป็นคุณสมบัติของความเป็นออร์ทอกอนัลของความถี่ระหว่างคลื่นพาห่อย่อย

เมื่อคลื่นพาห่อย่อยที่ j^{th} ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มตามสมการที่ (2.1) ผ่านกระบวนการคิโมดูเลตที่ทางด้านเครื่องรับด้วยความถี่ j/T ดังตามสมการที่ (2.2) ซึ่งจะได้ข้อมูล QAM ทางเอาท์พุทคือ $d_{j+N/2}$ คูณด้วยค่าคงที่ T โดยจะอยู่ในรูปสัญลักษณ์ QAM ของคลื่นพาห่อย่อย สำหรับคลื่นพาห่อย่อยอื่นนั้น ค่าผลรวมของการอินทิเกรตคลื่นพาห่อย่อยจะมีค่าเป็นศูนย์ เนื่องจากความแตกต่างของความถี่คลื่นพาห่อย่อย $(i-j)/T$ มีค่าเป็นจำนวนเต็ม ซึ่งจะทำให้จำนวนรอบของการอินทิเกรตในช่วงเวลา T มีค่าเป็นจำนวนเต็ม ดังนั้นผลที่ได้จากการอินทิเกรตจะมีค่าเท่ากับศูนย์

$$\begin{aligned} y(t) &= \int_{t_s}^{t_s+T} \exp(-j2\pi \frac{j}{T}(t-t_s)) \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+N/2} \exp(j2\pi \frac{i}{T}(t-t_s)) dt \\ &= \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+N/2} \int_{t_s}^{t_s+T} \exp(j2\pi \frac{i-j}{T}(t-t_s)) dt \\ &= d_{j+N/2} T \end{aligned} \quad (2.2)$$

และจากสมการที่ (2.1) แต่ละสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มจะประกอบด้วยคลื่นพาห่อย่อยที่มีความเป็นออร์ทอกอนัลกัน โดยจะสามารถหาค่าของข้อมูลได้ในช่วงเวลา T และที่ความถี่อื่นนั้นค่าแอมพลิจูดจะมีค่าเป็นศูนย์ และสามารถแสดงลักษณะสเปกตรัมของคลื่นพาห่อย่อยได้ดังรูปที่ 2.4 จะเห็นว่าสเปกตรัมของแต่ละสัญญาณคลื่นพาห่อย่อยนั้นจะมีการทับซ้อนกัน โดยที่ตำแหน่งสเปกตรัมของคลื่นพาห่อย่อยตัวหนึ่งตัวใดมีกำลังงานสูงสุด สเปกตรัมของคลื่นพาห่อย่อยตัวอื่นๆทั้งหมดที่ตำแหน่งเดียวกันจะมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นทางเครื่องรับระบบโอเอฟดีเอ็มจะสามารถคำนวณเพื่อทำการคิโมดูเลตแต่ละคลื่นพาห่อย่อยได้ โดยอาศัยค่าสูงสุดของสเปกตรัมแต่ละคลื่นพาห่อย่อย ซึ่งจะไม่มีการรบกวนจากคลื่นพาห่อย่อยอื่น



รูปที่ 2.4 สเปกตรัมสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ที่ประกอบด้วย 5 คลื่นพหุย่อย ($N = 5$)

ความเป็นออร์ทอกอนัลกันของคลื่นพหุย่อยนั้น สามารถพิสูจน์ได้ตามสมการที่ (2.3) โดยฟังก์ชัน $\phi_m(x)$ และ $\phi_n(x)$ จะมีความเป็นออร์ทอกอนัลซึ่งกันและกัน ก็ต่อเมื่อ

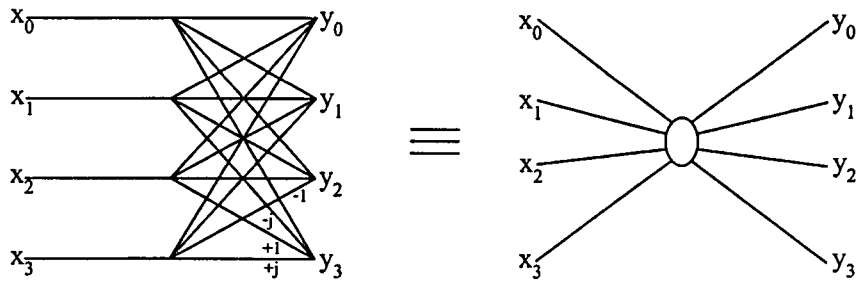
$$\int_0^T \phi_m(x)\phi_n(x)dx = \begin{cases} 0 & m \neq n \\ C & m = n \end{cases} \quad (2.3)$$

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

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

การแปลงกลับดิสครีตฟูเรียร์นั้น สามารถปรับปรุงให้มีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นได้โดยใช้วิธีการแปลงกลับฟาสต์ฟูเรียร์ (IFFT: Inverse Fast Fourier Transform) โดยในการหาค่าของ IFFT จำนวน 4 จุดนั้น สามารถลดความซับซ้อนในการคำนวณได้โดยการใช้อัลกอริทึมแบบเรดิคซ์-4 (radix-4 algorithm) ซึ่งในแต่ละจุดนั้นจะประกอบด้วยค่า $\{1, -1, j, -j\}$ ดังรูปที่ 2.5 แสดงแผนภาพผีเสื้อแบบเรดิคซ์-4 (radix-4 butterfly) ซึ่งมีอินพุทของ IFFT คือ x_0, x_1, x_2 และ x_3 และจะได้เอาต์พุตคือ y_0, y_1, y_2 และ y_3 เช่น y_1 จะมีค่าเท่ากับ $x_0 + jx_1 - x_2 - jx_3$ ซึ่งค่าที่ได้นั้นสามารถนำมาคำนวณหาเฟสของสัญญาณเอาต์พุตได้ ซึ่งมีค่าเท่ากับ $\exp(j2\pi nk / N)$

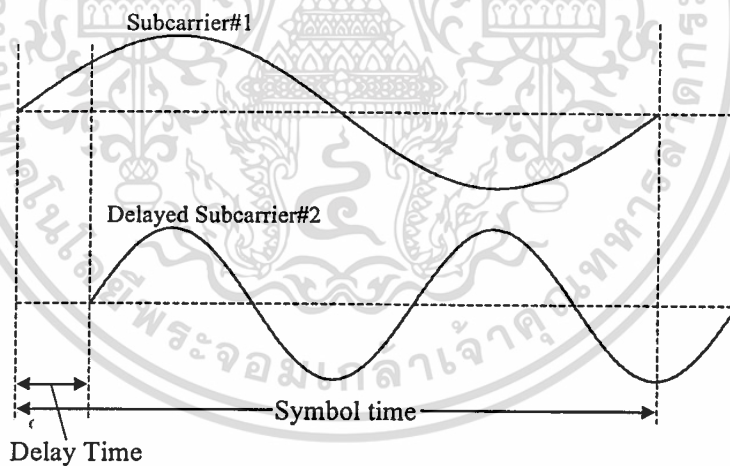
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 แผนภาพผีเสื้อแบบเรดิคซ์-4

2.1.2 ช่วงเวลาป้องกัน (Guard time)

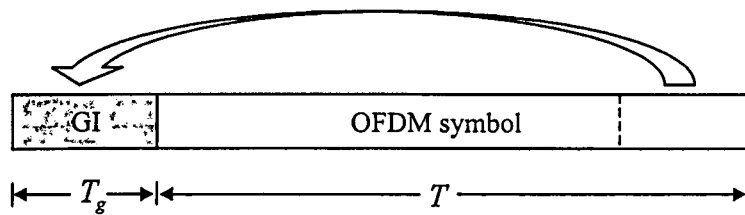
ปัญหาหนึ่งที่สามารถเกิดขึ้นได้กับระบบที่มีการส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพหุย่อย คือ การแทรกสอดระหว่างคลื่นพหุย่อย อันเนื่องมาจากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาท (Multi-path fading channel) ดังแสดงในรูปที่ 2.6 ซึ่งจะเห็นว่าค่าความแตกต่างระหว่างจำนวนไซเคิลในหนึ่งสัญลักษณ์ของคลื่นสัญญาณพหุย่อยที่หนึ่งและที่สองนั้นมีค่าไม่เท่ากับจำนวนเต็ม อาจทำให้เกิดการรบกวนกันระหว่างคลื่นพหุย่อยได้



รูปที่ 2.6 การเลื่อนเฟสของคลื่นพหุย่อย เนื่องจากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาท

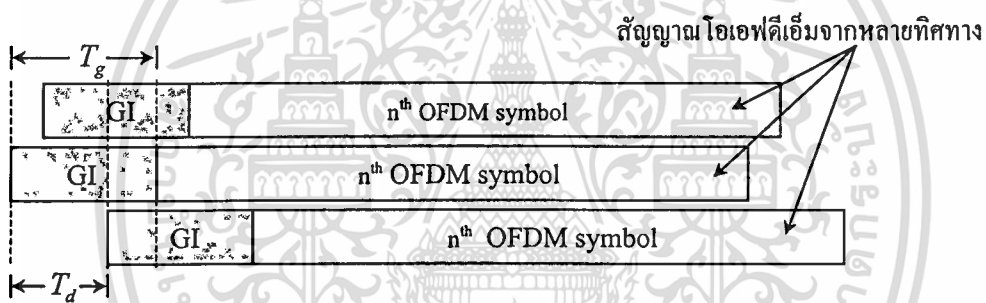
ระบบโอเอฟดีเอ็มนั้นมีข้อดีอย่างหนึ่งคือ มีความทนทานต่อการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์และการแทรกสอดระหว่างสัญญาณพหุ อันเนื่องมาจากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาท เนื่องจากในสัญญาณโอเอฟดีเอ็มนั้นจะมีการเพิ่มช่วงเวลาป้องกัน (GI) ให้กับทุกๆสัญลักษณ์ ซึ่ง GI ที่เพิ่มเข้าไปนั้นจะใช้วิธีการตัดลอกข้อมูลส่วนท้ายของแต่ละสัญลักษณ์

ไอเอฟดีเอ็มแล้วนำไปวางไว้ที่ส่วนหน้าของสัญลักษณ์เพื่อเป็นช่วงเวลารองกัน [1-3],[13] ดังแสดงในรูปที่ 2.7



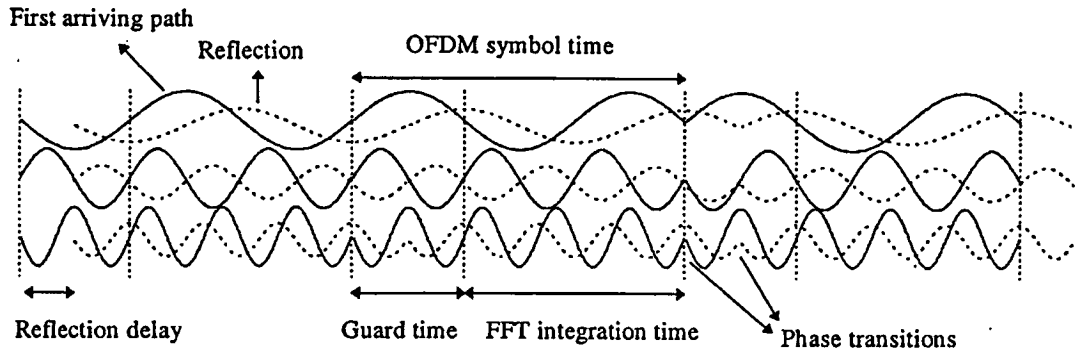
รูปที่ 2.7 การใส่ช่วงเวลารองกัน (GI)

GI ที่ใส่เพิ่มเข้าไปในส่วนหน้าของทุกๆสัญลักษณ์ไอเอฟดีเอ็มนั้นมีค่าเท่ากับ T_g ซึ่งจะกำหนดให้มีค่าเวลาที่มากกว่าขนาดของค่าดีเลย์สเปรตสูงที่สุด T_d ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธที่คาดว่าจะเกิดขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 ตัวอย่างของสัญญาณ ไอเอฟดีเอ็มที่รับจากช่องสัญญาณแบบมัลติพาธ

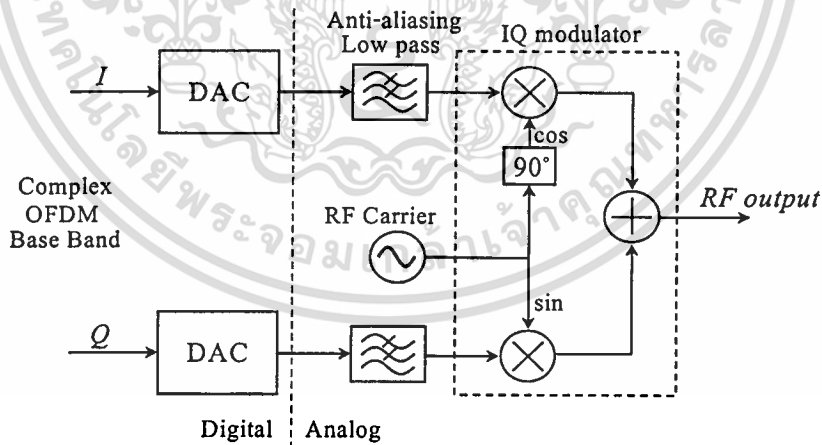
และรูปที่ 2.9 แสดงตัวอย่างสัญญาณ ไอเอฟดีเอ็มที่ประกอบด้วย 3 คลื่นพาห่อย่อย ที่มีการใส่ GI ให้กับทุกๆสัญลักษณ์ และทำการส่งผ่านทางช่องสัญญาณแบบมัลติพาธมายังเครื่องรับ โดยมีค่ามัลติพาธดีเลย์ที่เกิดขึ้นกับแต่ละคลื่นพาห่อย่อยนั้นมีค่าน้อยกว่าค่าเวลาของ GI ทำให้เครื่องรับสามารถทำการดีมอดูเลตและให้ข้อมูลเดิมที่ถูกต้องออกมาได้



รูปที่ 2.9 สัญญาณ โอเอฟดีเอ็มที่เดินทางผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาทมายังเครื่องรับ

2.1.3 การมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็มกับสัญญาณอาร์เอฟ

สัญญาณเบสแบนด์โอเอฟดีเอ็มนั้นยังขาดความเหมาะสมที่จะใช้ส่งผ่านทางช่องสัญญาณไปยังเครื่องรับ เนื่องด้วยสาเหตุสำคัญคือ มีสเปกตรัมของความถี่อยู่ในย่านที่แตกต่างไปจากย่านความถี่ของช่องสัญญาณที่มีอยู่ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีการเคลื่อนย้ายย่านความถี่ของสัญญาณเบสแบนด์ไปให้อยู่ในช่วงความถี่ของช่องสัญญาณ เพื่อที่จะได้สามารถส่งสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มผ่านช่องสัญญาณไปได้ จึงต้องทำการมอดูเลตสัญญาณเบสแบนด์โอเอฟดีเอ็มกับคลื่นอาร์เอฟ (RF Carrier) ที่มีความถี่ตรงกับช่องสัญญาณ [2],[14] ดังแสดงในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 การมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็มกับสัญญาณอาร์เอฟ

จากสมการ (2.4) เมื่อ $f_n = \frac{n}{NT_b}$ และ $t = kT_b$ สามารถแสดงสัญญาณโอเอฟดีเอ็มได้ดัง

สมการ (2.5)

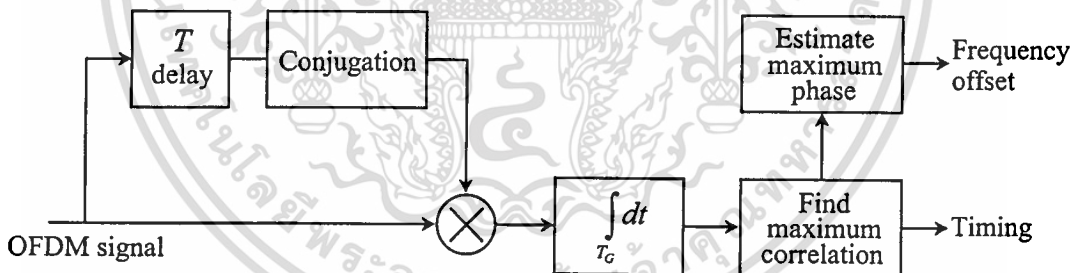
$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} (X_n e^{j2\pi f_n t}) \quad (2.5)$$

เมื่อ $f_c \gg f_n$ ดังนั้น จะได้สัญญาณ RF output คือ

$$x_c(t) = \text{Re} \{ x(t) e^{j2\pi f_c t} \} \quad (2.6)$$

2.1.4 การซิงโครไนซ์ (Synchronization)

ก่อนที่เครื่องรับจะสามารถตีמודูเลตคลื่นพาห่อย่อยต่างๆ ได้นั้น สิ่งที่ต้องจำเป็นต้องทำเป็นอันดับแรกคือ การหาจุดเชื่อมต่อของแต่ละสัญลักษณ์และช่วงเวลาที่เหมาะสมในการจับค่าสัญลักษณ์ เพื่อลดการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์และการแทรกสอดระหว่างสัญญาณพาห่อย่อย และสิ่งที่ต้องกระทำต่อมาก็คือทำการหาค่าความถี่ออฟเซตเพื่อทำการชดเชยความถี่ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่รับเข้ามา เพื่อให้มีค่าตรงกับความถี่ของสัญญาณที่ทางด้านเครื่องส่ง [1]



รูปที่ 2.11 การซิงโครไนซ์โดยใช้วิธี Cyclic Prefix

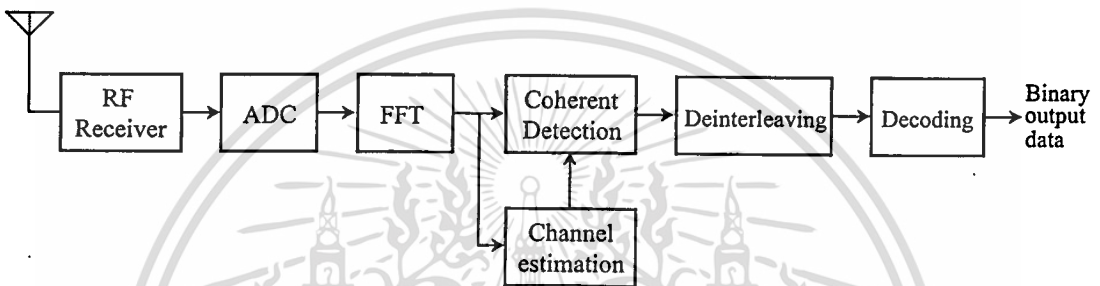
$$x(t) = \int_0^{T_G} r(t-\tau)r(t-\tau-T)d\tau \quad (2.7)$$

จากรูปที่ 2.11 จะทำการหาค่าช่วงเวลาป้องกัน T_G โดยการคอร์เรชัน (Correlation) ระหว่างสัญญาณที่ผ่านการหน่วงเวลาและสัญญาณที่รับเข้ามา ดังสมการที่ (2.7) ซึ่งเมื่อทราบค่า T_G ก็จะสามารถทราบจุดเริ่มต้นและท้ายของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม เนื่องจากข้อมูลที่อยู่ใน T_G นั่นก็คือข้อมูลที่อยู่ส่วนท้ายของสัญลักษณ์ ซึ่งจะสามารถหาค่าเวลาและความถี่ในการซิงโครไนซ์ได้

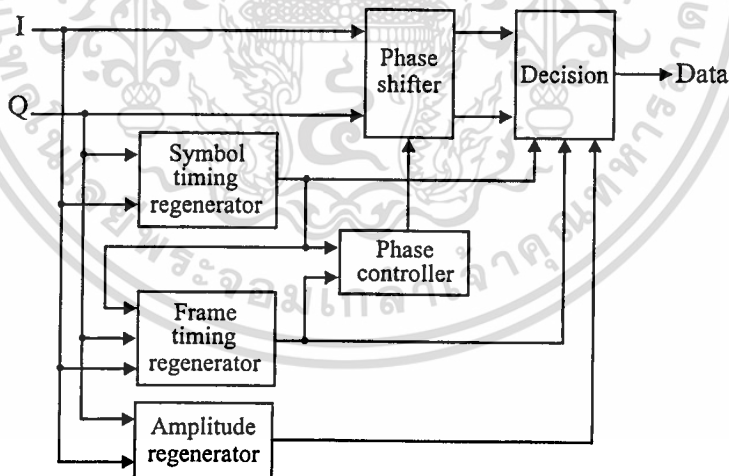
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.5 การตรวจจับข้อมูลแบบโคฮีเรนต์ (Coherent Detection)

ข้อมูลที่ถูกส่งไปยังเครื่องรับด้วยระบบโอเอฟดีเอ็มนั้น จะเป็นข้อมูลที่ถูกลมอดูเลตแบบ PSK หรือแบบ QAM ซึ่งในการตรวจจับข้อมูลทางด้านเครื่องรับนั้นจะต้องทราบค่าเฟสและแอมพลิจูดอ้างอิงของคลื่นพาห่อย่อยก่อน ซึ่งโดยทั่วไปแล้วเฟสและแอมพลิจูดของสัญญาณนั้นจะมีการเปลี่ยนแปลงแบบสุ่ม และในการตรวจจับข้อมูลแบบโคฮีเรนต์ (Coherent detection) นั้นจะใช้การประมาณเพื่อหาค่าเฟสและแอมพลิจูดอ้างอิงของคลื่นพาห่อย่อย ซึ่งในการตรวจจับข้อมูลนั้นไม่ได้ดูจากเฟสและแอมพลิจูดที่ต่างกันเพียงอย่างเดียว แต่จะทำการเปรียบเทียบกับข้อมูลในสัญลักษณ์ก่อนหน้าด้วย



รูปที่ 2.12 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ โอเอฟดีเอ็ม ที่มีการตรวจจับข้อมูลแบบ โคฮีเรนต์



รูปที่ 2.13 การตรวจจับข้อมูลแบบโคฮีเรนต์ (Coherent Detection)

จากรูปที่ 2.12 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับระบบโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งหลังจากทำการแยกความถี่วิทยุออกจากสัญญาณเบสแบนด์และทำการเปลี่ยนจากสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัลเพื่อทำการดีมอดูเลต N คลื่นพาห่อย่อยให้เป็นสัญญาณทางความถี่ด้วยกระบวนการ FFT ซึ่งในแต่ละ

สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มนั้นก็จะประกอบด้วยข้อมูลแบบ QAM หรือ PSK จำนวน N ค่า และจะมีการเลื่อนของเฟสและการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดที่ไม่แน่นอน เนื่องจากคุณสมบัติของช่องสัญญาณที่คลื่นเดินทางผ่านจากเครื่องส่งมายังเครื่องรับ รวมถึงการคลาดเคลื่อนของวงจรกำเนิดความถี่ทางเครื่องรับ โดยในส่วนของ การประมาณค่าช่องสัญญาณ (Channel estimation) นั้น จะทำการหาค่าเฟสและแอมพลิจูดอ้างอิงของทุกคลื่นพาห่อย่อย เพื่อช่วยในการแปลงจากสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มเป็นข้อมูลไบนารี โดยการตรวจจับข้อมูลแบบโคฮีเรนซ์ ดังรูปที่ 2.13

2.2 การหาอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุดของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม

ค่าอัตราส่วนกำลังงานสูงสุด (PAPR: Peak to Average Power Ratio) คือค่ากำลังงานชั่วขณะสูงสุดเทียบกับกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม $x(t)$ ในช่วงเวลา 1 สัญลักษณ์ (T) ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการ (2.8) [2],[5],[6],[13]

$$PAPR[x(t), T] = \frac{\max [|x(t)|^2]}{E [|x(t)|^2]} \quad (2.8)$$

เมื่อ $\max [|x(t)|^2]$ คือค่ากำลังงานชั่วขณะที่สูงสุดของสัญญาณ และ $E [|x(t)|^2]$ คือค่ากำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณในช่วงที่ทำการพิจารณา $t \in [0, T]$ จาก (2.5) เมื่อสัญญาณเบสแบนด์โอเอฟดีเอ็ม $x(t)$ มีค่าเท่ากับ

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} (X_n e^{j2\pi f_n t}) \quad (2.9)$$

โดย $f_n = \frac{k}{NT_b}$ และ $t = nT_b$ เนื่องจากสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มเป็นสัญญาณคอมเพล็กซ์ ดังนั้นสัญญาณเบสแบนด์โอเอฟดีเอ็มสามารถเขียนได้ดังสมการ (2.10)

$$x(t) = m_I(t) + jm_Q(t) \quad (2.10)$$

เมื่อ $m_I(t) = \text{Re}\{x(t)\}$ และ $m_Q(t) = \text{Im}\{x(t)\}$ จากสมการ (2.10) เมื่อทำการมอดูเลตสัญญาณเบสแบนด์โอเอฟดีเอ็มเข้ากับเข้ากับคลื่นพาห้ f_c หรือคลื่นวิทยุ ก่อนทำการส่งสัญญาณโอเอฟดีเอ็มไปในช่องสัญญาณ จะสามารถเขียนได้ดังสมการ (2.12)

$$x_c(t) = \text{Re}\{x(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (2.11)$$

$$= x_i(t) \cos(j2\pi f_c t) - jx_q(t) \sin(j2\pi f_c t) \quad (2.12)$$

ความถี่ของคลื่นพาห้หรือความถี่คลื่นวิทยุที่มอดูเลตเข้ากับสัญญาณเบสแบนด์โอเอฟดีเอ็ม จะมีความถี่สูงกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มมาก $f_c \gg N/T$ และจากสมการที่ (2.8) ค่าสูงสุดของของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มหลังจากการมอดูเลตกับคลื่นพาห้ $x_c(t)$ จะมีค่าดังสมการ (2.13)

$$\max |x_c(t)| \approx \max |x(t)| \quad (2.13)$$

เมื่อข้อมูลที่ส่งจากเครื่องส่ง มีการมอดูเลตในแบบ QAM จะสามารถหาค่าพลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ $E\{|x_c(t)|^2\}$ ได้จากสมการ (2.14)

$$E\{|x_c(t)|^2\} = \frac{1}{2} E\{|x_i(t)|^2\} + \frac{1}{2} E\{|x_q(t)|^2\} = \frac{E\{|x(t)|^2\}}{2} \quad (2.14)$$

จากสมการที่ (2.13) และ (2.14) เมื่อข้อมูลที่ส่งจากเครื่องส่ง มีการมอดูเลตในแบบ QAM จะสามารถหาค่า PAPR ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ผ่านการมอดูเลตเข้ากับคลื่นพาห้ (f_c) ได้ดังสมการ (2.16)

$$PAPR[x_c(t)] = \frac{\max\{|x_c(t)|^2\}}{E\{|x_c(t)|^2\}} \quad (2.15)$$

$$\approx \frac{\max\{|x(t)|^2\}}{E\{|x_c(t)|^2\}/2} = 2PAPR[x(t)] \quad (2.16)$$

2.3 เครื่องขยายสัญญาณกำลังสูง

สัญญาณโอเอฟดีเอ็มก่อนทำการส่งไปยังเครื่องรับนั้น ต้องทำการขยายสัญญาณด้วยเครื่องขยายกำลังสูง (HPA: High Power Amplifier) เพื่อให้สัญญาณโอเอฟดีเอ็มมีกำลังงานเพียงพอที่จะสามารถเดินทางไปถึงยังเครื่องรับ แต่ HPA ที่ใช้อยู่ทั่วไปนั้นจะมีความไม่เป็นเชิงเส้นของการขยายสัญญาณ คือไม่สามารถทำการขยายได้ตลอดช่วงของสัญญาณที่เข้ามาทางอินพุทของเครื่องขยายด้วยอัตราขยายสัญญาณเดียวกัน [1-2],[5-7]

โดยเมื่อ $g(\cdot)$ คือฟังก์ชันความไม่เป็นเชิงเส้นของ HPA และ x คือสัญญาณที่เข้ามาทางอินพุท ดังนั้นสัญญาณที่ได้จากเอาต์พุทของ HPA สามารถแสดงได้ดังสมการ (2.17)

$$x^s = g(x) \tag{2.17}$$

และเมื่อสัญญาณอินพุทเป็นสัญญาณต่อเนื่องทางเวลา (Continuous-time signal) จาก (2.17) จะได้สัญญาณเอาต์พุทของ HPA ดังสมการ (2.18)

$$x^s [t] = g(x[t]) \tag{2.18}$$

เมื่อทดสอบ HPA ด้วยฟังก์ชันต่อเนื่อง f และอัตราขยายสูงสุดของเครื่องขยายกำลังสูงมีค่าเท่ากับ α ดังนั้นจะได้ $|f(x)| \leq \alpha|x|$ หรือ $f = \alpha g$ และเอาต์พุทสูงสุดที่จุดอิมพัลส์ของ HPA คือ A ดังนั้นเมื่อขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุทมีค่าสูงมากๆ จะได้สัญญาณเอาต์พุท ดังสมการ (2.19)

$$|g(x)| \leq A \tag{2.19}$$

และเมื่อสัญญาณอินพุทของ HPA มีค่าเท่ากับ $x = |x|e^{j\arg(x)} = \rho e^{j\phi}$ ดังนั้นจะได้สัญญาณเอาต์พุทของ HPA ดังสมการ (2.20)

$$g(x) = F[\rho]e^{j(\phi+\Phi[\rho])} \tag{2.20}$$

เมื่อ $F[\rho]$ และ $\Phi[\rho]$ คือคุณลักษณะการเปลี่ยนแปลงทางแอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณเอาต์พุทที่ได้จาก HPA

เครื่องขยายกำลังสูงที่ใช้กันอยู่ทั่วไปนั้นมียุหลายประเภท ซึ่งแต่ละประเภทยังก็มีคุณลักษณะที่ต่างกันออกไป ได้แก่

1. เครื่องขยายกำลังสูงแบบ Soft Limiter (SL) ซึ่งสามารถหาค่าแอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณเอาต์พุต ได้ดังสมการที่ (2.21) และ (2.22)

$$F[\rho] = \begin{cases} \rho, & \rho \leq A \\ A, & \rho > A \end{cases} \quad (2.21)$$

$$\Phi[\rho] = 0 \quad (2.22)$$

จาก (2.21) และ (2.22) เฟสของสัญญาณเอาต์พุตนั้นจะไม่มีเปลี่ยนแปลงเมื่อเทียบกับสัญญาณอินพุต ดังนั้นจากสามารถเขียนได้ดังสมการ (2.23)

$$g(x) = \begin{cases} x, & |\rho| \leq A \\ Ae^{j\phi}, & |\rho| > A \end{cases} \quad (2.23)$$

แต่เครื่องขยายกำลังสูงแบบ SL นี้จะไม่ค่อยมีใช้แพร่หลาย เนื่องจากการยากที่จะหาอุปกรณ์ที่ให้คุณสมบัติทางฟิสิกส์ได้ตามสมการข้างต้น

2. เครื่องขยายกำลังสูงแบบ โซลิดสเตท (SSPA: Solid-State Power Amplifier) มีคุณลักษณะของแอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณเอาต์พุต ดังสมการที่ (2.24) และ (2.25)

$$F[\rho] = \frac{\rho}{\left[1 + \left(\frac{\rho}{A}\right)^{2P}\right]^{\frac{1}{2P}}} \quad (2.24)$$

$$\Phi[\rho] = 0 \quad (2.25)$$

เมื่อ P คือพารามิเตอร์ควบคุมการเปลี่ยนแปลงจากช่วงที่เป็นเชิงเส้นสู่จุดอิ่มตัวของเครื่องขยาย ซึ่งหาก P มีค่าเท่ากับ ∞ แล้ว SSPA ก็จะมีคุณลักษณะที่คล้ายกับเครื่องขยายกำลังสูงแบบ Soft Limiter

2.3.1 ผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูง

เมื่อคลื่นพหุของสัญญาณ ไอเอฟทีเอ็มมีการเสริมกันทางด้านเฟสของสัญญาณจะทำให้แอมพลิจูดของสัญญาณรวมขณะนั้นมีค่าสูง ซึ่งจะทำให้ค่า PAPR มีค่าสูง และเมื่อทำการขยายสัญญาณดังกล่าวด้วย HPA จะทำให้สัญญาณที่ได้ทางเอาต์พุตของ HPA มีลักษณะถูกขลิบหรือถูกตัดทางแอมพลิจูดของสัญญาณ เนื่องจากการทำงานที่จุดอิ่มตัวของ HPA ซึ่งจะทำเป็นสาเหตุที่ทำให้ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม (PSD: Power Spectral Density) นอกย่านความถี่และอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล (BER: Bit Error Rate) มีค่าเพิ่มขึ้น ซึ่งการเพิ่มขึ้นของ PSD นอกย่านความถี่นั้นอาจทำให้เกิดการแทรกสอดระหว่างย่านความถี่ที่ใช้งานข้างเคียงได้ ส่งผลให้สมรรถนะของระบบมีค่าต่ำลง

โดยทั่วไปแล้วสามารถบอกช่วงความเป็นเชิงเส้นของ HPA อยู่ในรูปของค่าอัตราส่วนกำลังงานเอาต์พุตสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณเอาต์พุต ซึ่งเรียกว่า Output Back Off (OBO) สามารถหาค่าได้ดังสมการที่ (2.26)

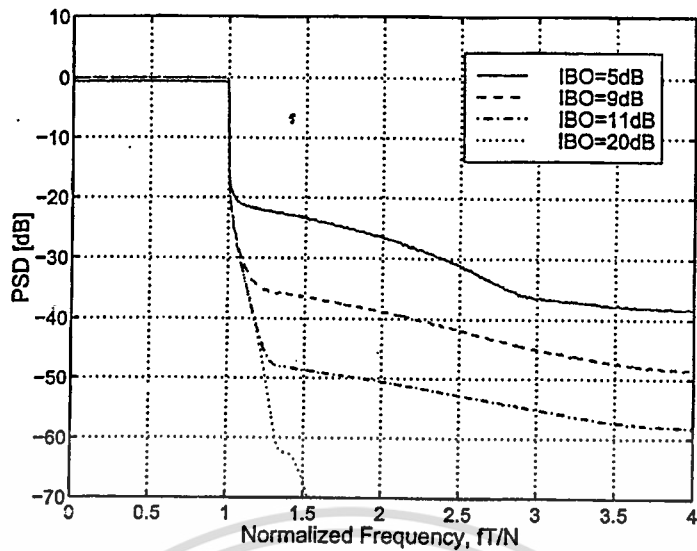
$$OBO = 10 \log \left(\frac{A^2}{E[|g(x)|^2]} \right) [dB] \quad (2.26)$$

หรือสามารถบอกช่วงความเป็นเชิงเส้นของ HPA อยู่ในรูปของค่าอัตราส่วนกำลังงานเอาต์พุตสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณอินพุต ซึ่งเรียกว่า Input Back Off (IBO) สามารถหาค่าได้ดังสมการที่ (2.27)

$$IBO = 10 \log \left(\frac{A^2}{E[|x(t)|^2]} \right) [dB] \quad (2.27)$$

2.3.1.1 การเพิ่มขึ้นของค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่

เมื่อสัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของ HPA นั้นถูกขลิบหรือถูกตัดทางแอมพลิจูดของสัญญาณเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นของ HPA และสิ่งที่จะเกิดขึ้นตามมาคือการเพิ่มขึ้นของค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่ เนื่องจากการเพิ่มขึ้นของฮาร์มอนิกของสัญญาณที่มีการเปลี่ยนรูปทรงเนื่องจากการขลิบหรือตัดยอดสัญญาณ ซึ่งแสดงได้ในรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 ลักษณะสเปกตรัมของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม หลังจากการขยายสัญญาณด้วย HPA

จากรูปที่ 2.14 แสดงลักษณะสเปกตรัมของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม หลังจากการขยายสัญญาณด้วย HPA จะเห็นว่าการเพิ่มขึ้นของค่า PSD นอกย่านความถี่ จะแปรผกผันกับค่า IBO โดยเมื่อ IBO มีค่าสูง ก็แสดงว่าช่วงที่เป็นเชิงเส้นของ HPA ก็สูงขึ้นตาม และ โอกาสที่สัญญาณเอาท์พุทจะถูกขลิบหรือตัดยอดคลื่นก็มีน้อยลง ดังนั้น PSD นอกย่านความถี่ใช้งานก็มีค่าลดลง แต่ในทางกลับกันหาก IBO มีค่าลดลง แสดงว่าช่วงที่เป็นเชิงเส้นของ HPA นั้นก็ลดลงตาม โอกาสที่สัญญาณเอาท์พุทจะถูกขลิบหรือตัดยอดคลื่นก็มีมากขึ้น ดังนั้นค่า PSD นอกความถี่ใช้งานก็มีค่าเพิ่มขึ้นตาม และอาจทำให้เกิดการแทรกสอดระหว่างย่านความถี่ที่ใช้งานข้างเคียงได้

2.3.1.2 การเพิ่มขึ้นของค่าอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูล

การขลิบหรือตัดยอดสัญญาณอันเนื่องมาจากความไม่เป็นเชิงเส้นของ HPA นั้นมีผลทำให้ค่าอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูล (BER) ของระบบมีค่าเพิ่มขึ้น เนื่องจากคลื่นพาห่อย่อยของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มนั้นถูกรบกวนจากคลื่นฮาร์มอนิกที่เพิ่มขึ้น ซึ่งสามารถแสดงดังสมการที่ (2.28)

$$x_r^s = g(x_r) = k^s x_r + d_r^{(X,s)} \quad (2.28)$$

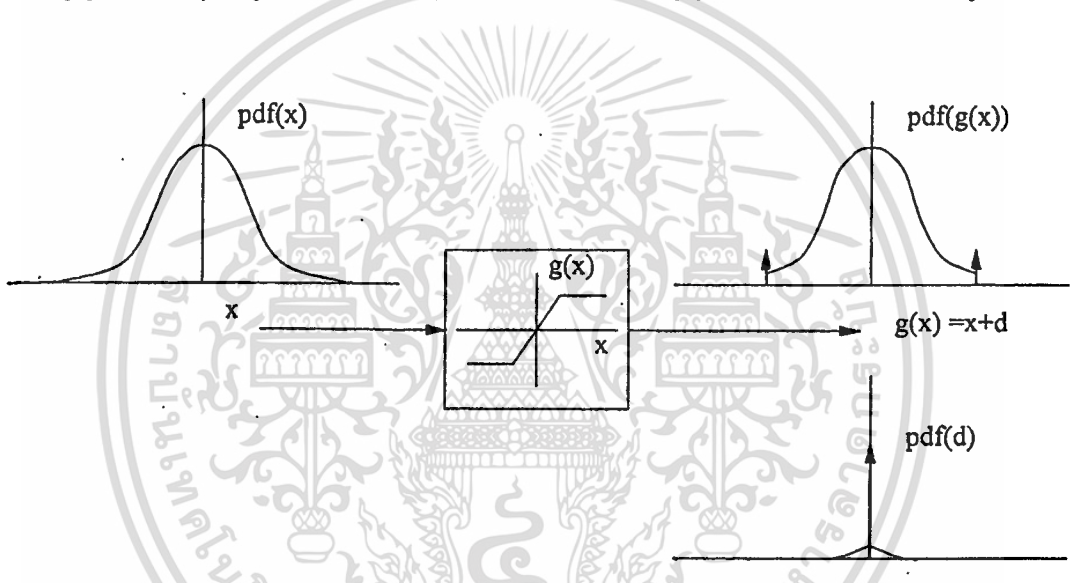
เมื่อ x_r คือสัญญาณอินพุทของ HPA ในช่วงเวลา τ ที่พิจารณา และ k^s คือค่าความไม่เป็นเชิงเส้นของ HPA และ $d_r^{(X,s)}$ คือสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นกับข้อมูลในเวกเตอร์ที่ X ของ M-QAM หรือ M-PSK โดยฟังก์ชันความไม่เป็นเชิงเส้น $g(\cdot)$ ดังนั้นจากสมการที่ (2.28) $d_r^{(X,s)}$ จะมีค่าดังสมการ (2.29)

$$d_r^{(x,g)} = g(x_r) - k^g x_r \quad (2.29)$$

เมื่อความน่าจะเป็นที่ $|x|$ มีค่ามากกว่า A เท่ากับ $2Q(\mu)$ สามารถหาค่ากำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน (σ_d^2) ที่กระทำกับข้อมูล แบบสุ่ม ได้ดังสมการที่ (2.30)

$$\sigma_d^2 = \frac{1}{Q(\mu)\sqrt{2\pi}\sigma_x} \int_A^\infty (x - g(x))^2 e^{-\frac{x^2}{2\sigma_x^2}} dx \quad (2.30)$$

และสามารถแสดงลักษณะโคออร์ดิเนตฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (pdf) ของสัญญาณเอาต์พุตที่ถูกขลิบยอดสัญญาณ โดย HPA และสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น ดังรูปที่ 2.15



รูป 2.15 โคออร์ดิเนตฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น ของ x , $g(x)$ และ $x - g(x)$

และสามารถหาค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR: Signal to Noise Ratio) ได้จากสมการ (2.32)

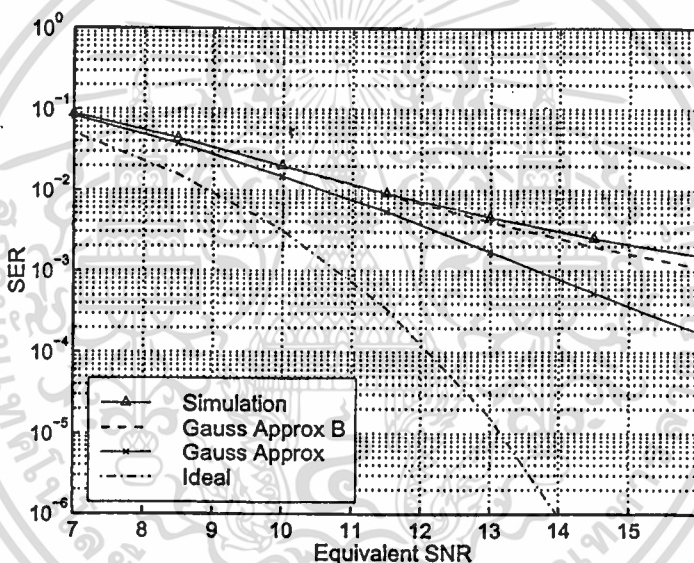
$$SNR = \frac{|H_k|^2 \sigma_{x,k}^2}{|H_k|^2 \sigma_{D,k}^2 + \sigma_{N,k}^2} \quad (2.32)$$

เมื่อ $\sigma_{D,k}^2 = \sigma_d^2$, $|H_k|^2$ คืออัตราขยายของช่องสัญญาณ (Channel gain) และ $\sigma_{N,k}^2$ คือสัญญาณรบกวนที่เครื่องรับที่กระทำกับสัญญาณที่ k ซึ่งเมื่อกำหนดให้ $\sigma_{N,k}^2$ เป็นแบบ AWGN

สามารถหาค่าอัตราการผิดพลาดสัญลักษณ์ (SER: Symbol Error Rate) ของสัญลักษณ์ย่อย M-QAM ได้ดังสมการ (2.33)

$$SER \approx 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) Q \left(\sqrt{\frac{3SNR}{M-1}} \right) \quad (2.33)$$

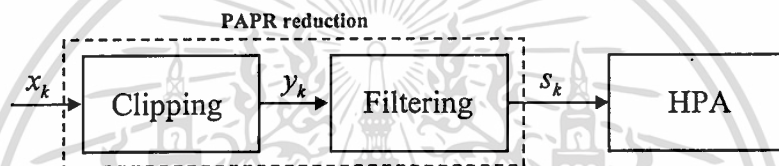
ในรูปที่ 2.16 แสดงความสัมพันธ์ของค่าอัตราการผิดพลาดสัญลักษณ์ (SER) และค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน(SNR) และจากรูปจะเห็นว่าเมื่อ SNR มีค่าลดลงจะมีผลทำให้ SER มีค่าเพิ่มขึ้น และจากรูปจะเห็นว่าค่า SER ที่ได้จาก Gauss Approximation B หรือจากสมการ (2.33) จะมีความใกล้เคียงกับที่ได้จากการจำลองมากที่สุด



รูป 2.16 ความสัมพันธ์ของค่าอัตราการผิดพลาดสัญลักษณ์ (SER) และค่า อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน(SNR)

2.4 การลดค่าอัตราส่วนกำลังงานสูงสุดแบบพื้นฐาน

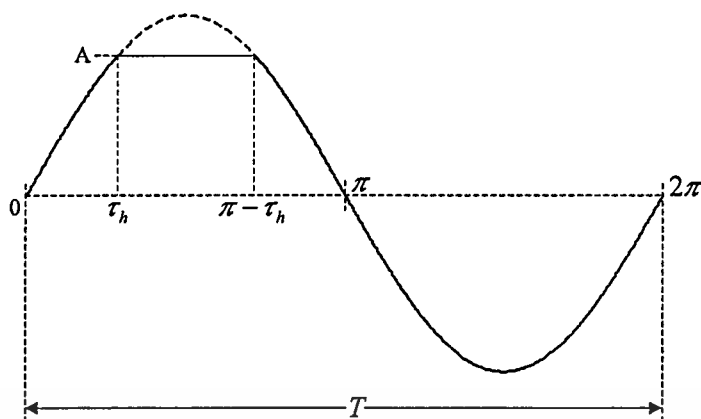
การลดค่าอัตราส่วนกำลังงานสูงสุด (PAPR) ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มนั้น เพื่อให้สัญญาณนั้นมีค่า PAPR ที่เหมาะสมกับคุณสมบัติในการขยายสัญญาณของ HPA และเพื่อให้การตอบสนองของ HPA ต่อสัญญาณที่เข้ามาทางอินพุตอยู่ในช่วงที่เป็นเชิงเส้นมากที่สุด ซึ่งจะช่วยลดโอกาสที่จะทำให้เกิดการขลิบหรือตัดยอดสัญญาณโอเอฟดีเอ็มโดย HPA ในการลดค่า PAPR ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มโดยวิธีการตัดยอดสัญญาณนั้น จะทำการกำหนดขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุตเพื่อให้มีค่า PAPR ที่เหมาะสมกับคุณสมบัติในการขยายสัญญาณของ HPA และรูปที่ 2.17 แสดงลักษณะการลดค่า PAPR โดยการตัดยอดสัญญาณในแบบพื้นฐาน ซึ่งจะใช้ฟังก์ชันในการตัดยอดสัญญาณตามสมการที่ (2.34) และทำการลดฮาร์โมนิกนอกย่านความถี่ที่เกิดจากการตัดยอดสัญญาณโดยการกรองสัญญาณแบบแบนด์พาส ดังแสดงในรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 การลดค่า PAPR โดยการตัดยอดสัญญาณ

$$y_k = \begin{cases} x_k, & |x_k| < A \\ Ae^{j\arg(x_k)}, & |x_k| \geq A \end{cases} \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (2.34)$$

เมื่อ x_k คือสัญญาณโอเอฟดีเอ็มและ A คือแอมพลิจูดของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ต้องการ ซึ่งจากสมการ (2.34) เมื่อระดับของสัญญาณอินพุตมีค่าน้อยกว่า A ระดับสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ก็จะมีค่าเท่ากับสัญญาณอินพุต และเมื่อระดับสัญญาณอินพุตมากกว่าหรือเท่ากับ A ระดับของสัญญาณเอาต์พุตจะเท่ากับระดับ A โดยที่ทั้งสองกรณี เฟสของสัญญาณจะไม่มีเปลี่ยนแปลง ซึ่งลักษณะของสัญญาณที่ถูกตัดคั่นยอดในแบบพื้นฐานนั้น สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.18 และช่วงเวลาที่ยอดสัญญาณถูกตัดยอดคือ τ_h ถึง $\pi - \tau_h$



รูปที่ 2.18 ลักษณะสัญญาณที่ถูกตัดขออกคลื่นในแบบพื้นฐาน

เมื่อสัญญาณเบสแบนด์โอเอฟดีเอ็ม $x(t)$ มีค่าเท่ากับ

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n(t) \cdot e^{j2\pi f_n t} \quad (2.35)$$

จากสมการที่ (2.35) สัญญาณ โอเอฟดีเอ็มที่ถูกตัดขออกสัญญาณในแบบพื้นฐาน จะมีฟังก์ชันตามสมการที่ (2.36)

$$y(t) = \begin{cases} x(t) & ; 0 \leq t \leq \tau_h \wedge (\pi - \tau_h) \leq t \leq \tau_h \\ f(t) & ; \tau_h \leq t \leq (\pi - \tau_h) \end{cases} \quad (2.36)$$

จาก (2.35) และ (2.36) จะ ได้ฟังก์ชันของสัญญาณในช่วงเวลาที่ขออกคลื่นถูกตัดออกไปคือ

$$f(t) = A \quad \tau_h \leq t \leq (\pi - \tau_h) \quad (2.37)$$

หาค่าอนุกรมฟูเรียร์เชิงเอกซ์โพเนนเชียลของ $f(t)$ จาก (2.37) จะ ได้ค่าตามสมการ (2.38)

$$\begin{aligned} F_n &= \frac{1}{T} \int_0^T f(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T A e^{-jn\omega_0 t} dt \end{aligned}$$

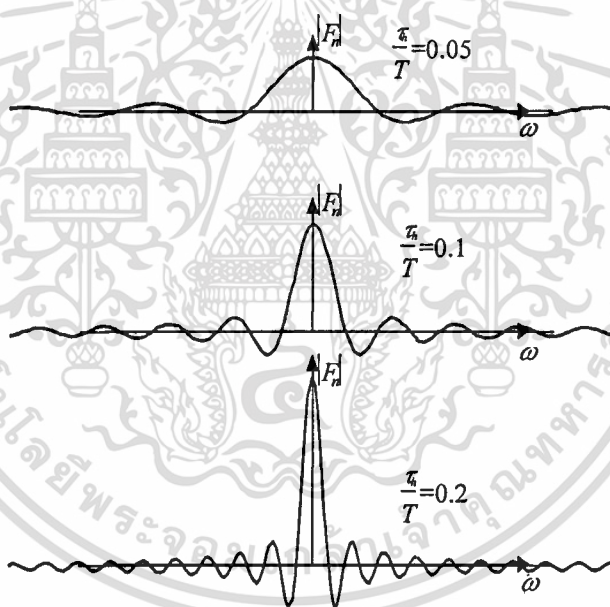
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F_n = \frac{A}{n\pi} \sin\left(n\pi \frac{\tau_h}{T}\right) \quad (2.38)$$

เพราะฉะนั้นจาก (2.38) เมื่อ $f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n e^{jn\omega t}$ จะได้ตามสมการ (2.39)

$$f(t) = \frac{A}{\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{n} \sin\left(n\pi \frac{\tau_h}{T}\right) e^{jn\omega t} \quad (2.39)$$

จากรูปที่ 2.7 เมื่อค่า τ นั้นมีค่าเพิ่มขึ้น แสดงว่าช่วงเวลาที่สัญญาณถูกตัดยอดมีค่ามากขึ้น ดังนั้นจาก (2.39) จะเห็นว่าฮาร์มอนิกที่เกิดเนื่องจากการตัดยอดสัญญาณจะมีขนาดที่สูงขึ้น แสดงได้ดังรูปที่ 2.19 และจะทำให้เกิดการรบกวนระหว่างคลื่นพาห่อย่อยข้างเคียงได้ แต่ฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นนอกย่านความถี่นั้นกำจัดโดยการกรองสัญญาณแบบแบนด์พาส ดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.19 สเปกตรัมของ $f(t)$ เมื่อเปลี่ยนค่า τ_h แต่รักษา T ให้คงที่

บทที่ 3

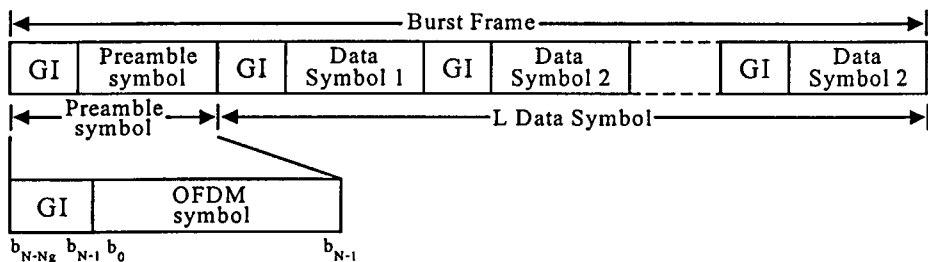
การลดค่าอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุดโดยการตัดยอดสัญญาณ แบบราบเรียบ และแบบจำลองระบบโอเอฟดีเอ็ม

การลดค่าอัตราส่วนกำลังงานสูงสุด (PAPR) ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มให้มีค่าที่เหมาะสมกับคุณสมบัติในการขยายสัญญาณของ HPA นั้นช่วยให้การตอบสนองของ HPA ต่อสัญญาณที่เข้ามาทางอินพุตอยู่ในช่วงที่เป็นเชิงเส้นมากที่สุด ซึ่งจะช่วยลดโอกาสที่จะเกิดการขลิบหรือตัดยอดสัญญาณโดย HPA ทำให้ค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม (PSD) นอกย่านความถี่ที่เกิดขึ้นจากการขลิบหรือตัดยอดสัญญาณโดย HPA นั้น มีค่าลดลง ส่งผลให้สมรรถนะของระบบดีขึ้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอวิธีการลดค่า PAPR ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มโดยวิธีการตัดยอดสัญญาณแบบราบเรียบ (Smooth Clipping) และทำการลดค่า PSD นอกย่านความถี่ที่เกิดขึ้นเนื่องจากการตัดยอดสัญญาณ โดยการกรองสัญญาณแบบแบนด์พาส

ในบทนี้จะกล่าวถึงแบบจำลองระบบโอเอฟดีเอ็มที่ใช้ในการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์ และวิธีการลดค่า PAPR ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มโดยการตัดยอดสัญญาณแบบราบเรียบ

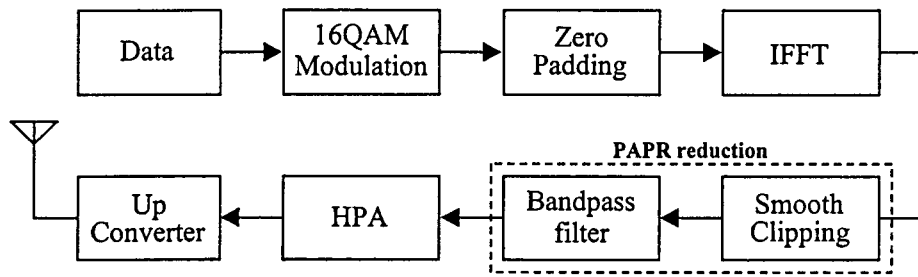
3.1 แบบจำลองเครื่องส่ง

ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้โปรแกรม Matlab ในการจำลองระบบ ซึ่งรูปแบบในการส่งข้อมูลนั้นจะส่งในรูปแบบของ Burst Frame มีโครงสร้างตามรูปที่ 3.1 ซึ่งจะประกอบไปด้วย ปรีแอมเบิล (Preamble) จำนวน 1 สัญลักษณ์ และข้อมูลจำนวน L สัญลักษณ์ และที่ส่วนหัวของทุกสัญลักษณ์จะถูกวางคั่นด้วยช่วงเวลาป้องกัน (GI) เพื่อลดการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (ISI) จากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาทเฟดดิ้ง และปรีแอมเบิลจะวางไว้ที่ส่วนหัวของทุก Burst Frame เพื่อใช้สำหรับการซิงโครไนซ์สัญญาณที่รับได้ทางเครื่องรับ และประมาณค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของเฟรมข้อมูลแบบ Burst Frame

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

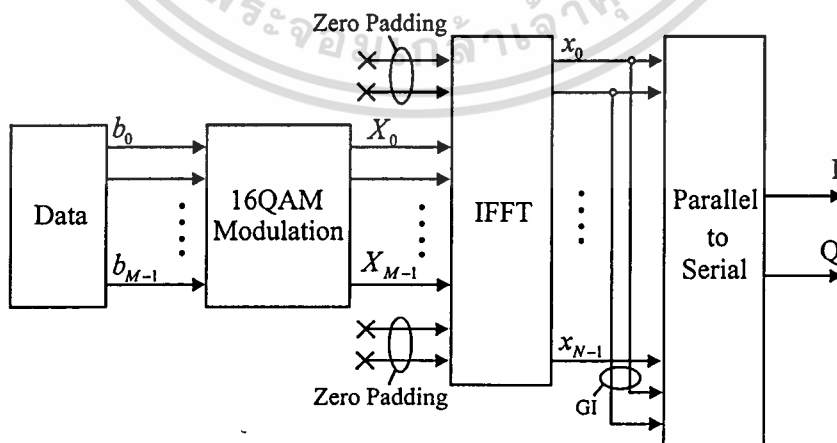


รูป 3.2 บล็อกไดอะแกรมเครื่องส่งระบบโอเอฟดีเอ็ม

และจากรูปที่ 3.2 แสดงลักษณะของเครื่องส่งระบบโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งประกอบด้วยส่วนกำเนิดข้อมูลแบบอนุกรม (Data) แบบสุ่ม และทำการเปลี่ยนจากข้อมูลอนุกรมความเร็วสูงให้เป็นข้อมูลแบบขนาน b_k ที่มีความเร็วต่ำลง จำนวน M กลุ่มข้อมูลในแต่ละสัญลักษณ์ ดังนั้นจำนวนบิตข้อมูลทั้งหมดต่อสัญลักษณ์ (b) สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.1)

$$b = \sum_{k=0}^{M-1} b_k \quad (3.1)$$

และเมื่อ $X_k(n)$ คือข้อมูลเชิงซ้อนที่ได้จากการมอดูเลตข้อมูล b_k ในแบบ 16QAM ซึ่งใน 1 สัญลักษณ์นั้นจะมีจำนวนเท่ากับ M ข้อมูล ดังนั้นในแต่ละสัญลักษณ์จะมีข้อมูลคือ $[X_0(n), X_1(n), \dots, X_{M-1}(n)]$ และเพื่อป้องกันการรบกวนและการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ จะทำการใส่ซีโร่แพดดิ้ง (zero padding) หรือข้อมูลที่มีค่าเท่ากับศูนย์ ในลำดับก่อนหน้าและหลังทุกๆสัญลักษณ์ ซึ่งมีจำนวนเท่ากับ $N - M$ ข้อมูล ดังแสดงในรูปที่ 3.3



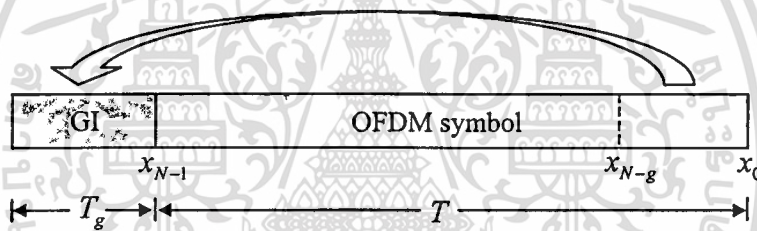
รูป 3.3 การใส่ zero padding ให้กับสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $\{X_n\}_{n=0}^{M-1}$ และใส่ซีโรแพดดิ้ง จำนวนเท่ากับ $N-M$ ในลำดับก่อนหน้าและหลังทุกๆ สัญลักษณ์ จากนั้นข้อมูลบนแกนความถี่จะถูกเปลี่ยนให้อยู่บนแกนเวลาด้วยกระบวนการแปลงกลับ ฟาสต์ฟูร์เรียร์ (IFFT) โดยมีจำนวนจุดของกระบวนการ IFFT เท่ากับ N จุด จะได้สัญญาณโอเอฟดีเอ็มตามเวลา คือ x_k ตามสมการที่ (3.2)

$$x_k = \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi nk/N}, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (3.2)$$

จากรูปที่ 3.3 สัญญาณจะถูกเปลี่ยนรูปแบบจากขนานเป็นอนุกรม และทำการใส่ช่วงเวลาป้องกัน (GI) โดยการคัดลอกข้อมูลในส่วนท้ายของสัญลักษณ์แล้วนำไปวางไว้ที่ส่วนหน้า เพื่อป้องกันการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์เนื่องจากการส่งสัญญาณในช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิ้ง ซึ่งช่วงเวลาของ GI นั้นจะต้องมีค่ามากกว่าค่าดีเลย์สเปรดสูงสุด T_d ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธ ซึ่งสามารถแสดงการใส่ GI ได้ดังรูปที่ 3.4



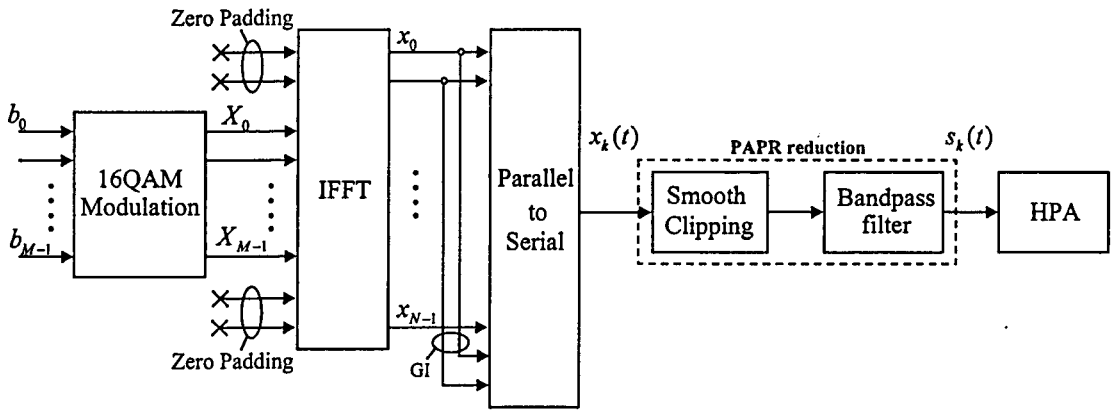
รูปที่ 3.4 การใส่ช่วงเวลาป้องกัน (GI)

3.2 การลดค่าอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุด (PAPR)

ในวิทยานิพนธ์นี้เสนอวิธีการลดค่า PAPR ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม โดยใช้ในการตัดยอดสัญญาณ ในแบบราบเรียบ และทำการลดฮาร์มอนิกนอกย่านความถี่ที่เกิดขึ้นเนื่องจากตัดยอดสัญญาณ โดยกรองสัญญาณแบบแบนด์พาส ก่อนทำการขยายสัญญาณด้วย HPA

3.2.1 การลดค่าอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุด โดยใช้ในการตัดยอดสัญญาณแบบราบเรียบ

รูปที่ 3.5 แสดงบล็อกการทำงานในการลดค่า PAPR ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม โดยการตัดยอดสัญญาณแบบราบเรียบ ซึ่งจะใช้ฟังก์ชันในการตัดยอดสัญญาณที่มีลักษณะคล้ายกับฟังก์ชันการขยายสัญญาณของเครื่องขยายชนิดโซลิดสเตท (SSPA: Solid State Power Amplifier) ซึ่งสามารถแสดงฟังก์ชันของการตัดยอดสัญญาณแบบราบเรียบ $g(\cdot)$ ได้ดังสมการที่ (3.3)



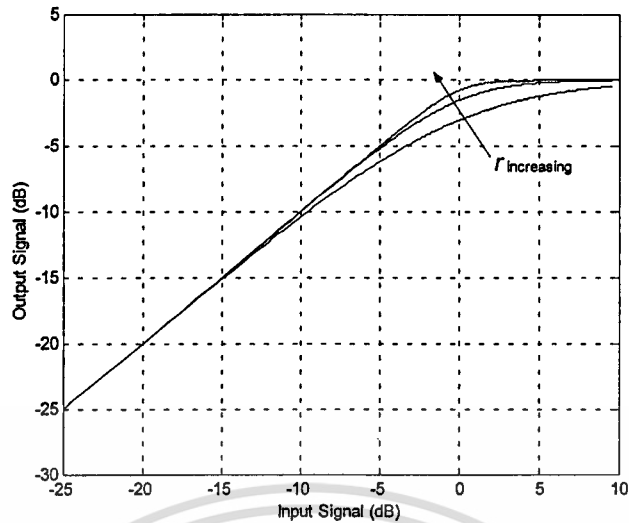
รูป 3.5 การลดค่า PAPR ของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม โดยใช้การตัดยอดสัญญาณแบบราบเรียบ

$$g(\cdot) = \frac{A}{\left[1 + \left(\frac{A}{A_0}\right)^{2r}\right]^{\frac{1}{2r}}} e^{j\phi} \quad (3.3)$$

เมื่อ A คือค่าแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุต, A_0 คือค่าแอมพลิจูดสูงสุดทางเอาต์พุตของการตัดยอดสัญญาณแบบราบเรียบ และ r คือตัวแปรควบคุมความราบเรียบ (Smoothness) ของการเปลี่ยนแปลงจากช่วงที่เป็นเชิงเส้นสู่จุดสูงสุดของการตัดยอดสัญญาณ ดังนั้นจาก (3.3) สัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ได้หลังจากทำการตัดยอดแบบราบเรียบ จะได้ตามสมการที่ (3.4)

$$y_k(t) = g(x_k(t)) = \frac{|x_k|}{\left[1 + \left(\frac{|x_k|}{A_0}\right)^{2r}\right]^{\frac{1}{2r}}} e^{j2\pi nk/N} \quad (3.4)$$

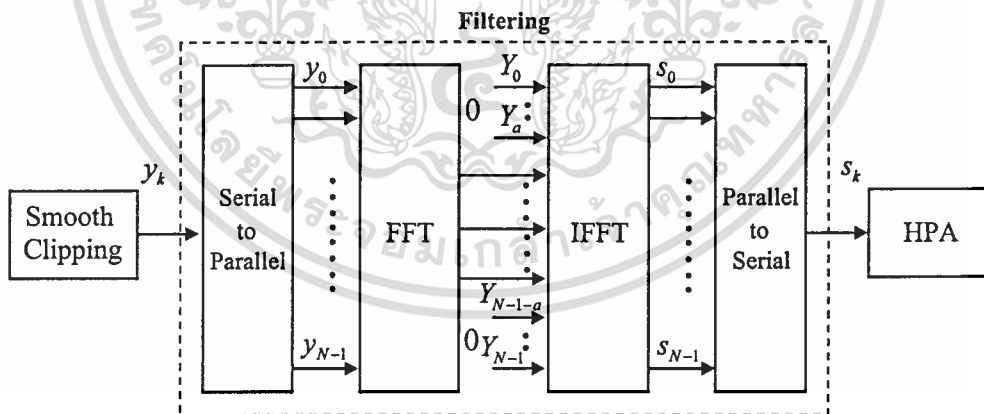
และในรูปที่ 3.6 แสดงกราฟของคุณลักษณะความสัมพันธ์ทางด้านอินพุตและเอาต์พุต ของการตัดยอดสัญญาณแบบราบเรียบ



รูปที่ 3.6 ลักษณะความสัมพันธ์ทางค่านอินพุตและเอาต์พุตของการตัดยอดสัญญาณแบบราบเรียบ

3.2.2 การกรองสัญญาณแบบแบนด์พาส

การเพิ่มขึ้นของฮาร์มอนิกนอกย่านความถี่เนื่องจากการตัดยอดสัญญาณ ซึ่งทำให้เกิดการแผ่ของสเปกตรัม ดังนั้นเพื่อลดผลกระทบดังกล่าวจะทำการกรองสัญญาณแบบแบนด์พาส ก่อนทำการขยายสัญญาณด้วย HPA ดังแสดงในรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 บล็อกการทำงานของวงจรกรองสัญญาณแบบแบนด์พาส

จากรูปที่ 3.17 การสุ่มตัวอย่าง (Sampling) ของ FFT และ IFFT นั้นจะกำหนดให้มีค่ามากกว่าคลื่นพาห่อย่อยของสัญญาณ โอเพคิเอ็มหรือเรียกว่า over sampling โดยมีค่าอัตราการ Sampling เท่ากับ N ซึ่งมากกว่าคลื่นพาห่อย่อยเท่ากับ $2a$ ดังนั้นข้อมูลใน 1 สัญลักษณ์โอเพคิเอ็มที่ได้จาก FFT ก่อนเข้าสู่ IFFT จะมีค่าตามสมการ (3.5)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

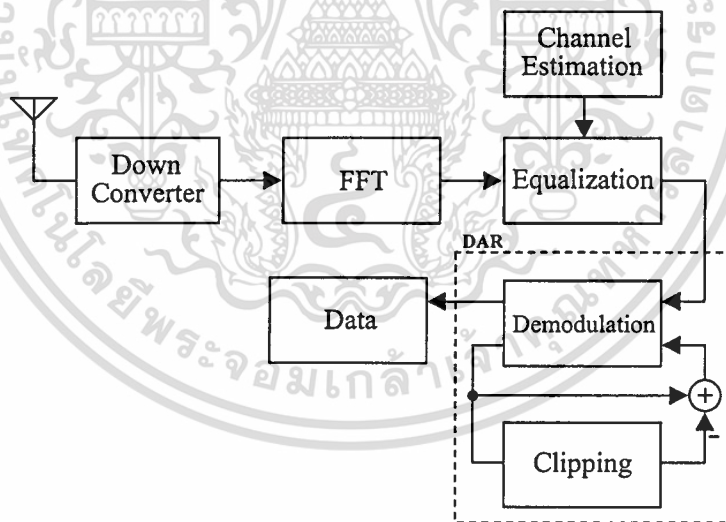
$$Y_n = (Y_0 + Y_1 + \dots + Y_a) + (Y_{a+1} + \dots + Y_{N-a-2}) + (Y_{N-a-1} + \dots + Y_{N-1}) \quad (3.5)$$

จากสมการที่ (3.5) ข้อมูลที่ป้อนเข้าสู่อินพุทของ IFFT ได้คือ $(Y_{a+1} + \dots + Y_{N-a-2})$ ส่วนข้อมูล $(Y_0 + Y_1 + \dots + Y_a)$ และ $(Y_{N-a-1} + \dots + Y_{N-1})$ นั้นเป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากการตัดยอดสัญญาณจะถูกกำหนดให้มีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นจะได้สัญญาณโอเอฟดีเอ็มหลังจากการกรองสัญญาณแบบแบนด์พาส ตามสมการที่ (3.6)

$$s_k = \sum_{n=0}^{N-1} S_n e^{j2\pi nk/N}, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (3.6)$$

3.3 แบบจำลองเครื่องรับ

รูปที่ 3.8 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับระบบโอเอฟดีเอ็ม ที่มีการชดเชยสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการตัดยอดสัญญาณทางเครื่องส่ง โดยใช้วิธีการแบบดีเออาร์ (DAR: Decision Aided Reconstruction)



รูป 3.8 บล็อกไดอะแกรมเครื่องรับระบบโอเอฟดีเอ็ม

สัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ส่งมาจากเครื่องส่งคือ s_k ผ่านช่องสัญญาณมายังเครื่องรับ ซึ่งมีสัญญาณรบกวนจากสัญญาณรบกวนขาวววกแบบเกาส์ (AWGN : Additive White Gaussian Noise) และหลังจากผ่านการซิงโครไนซ์และทำการแยกเอาค่าช่วงเวลาป้องกัน (GI) ออก จะได้สัญญาณตามสมการที่ (3.7)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$r_k = \sum_{m=0}^{N-1} h_m s_{(k-m)N} + AWGN \quad ; 0 \leq k \leq N-1 \quad (3.7)$$

เมื่อ h_m คือค่าการตอบสนองสัญญาณอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ และจากสมการที่ (3.7) ทำการเปลี่ยนสัญญาณโอเอฟดีเอ็มทางเวลาให้อยู่ในรูปสัญญาณทางความถี่ โดยใช้ FFT จะได้สมการที่ (3.8)

$$\begin{aligned} Z_n &= FFT \{r_k\} \\ &= S_n H_n + W_n \quad ; 0 \leq n \leq N-1 \end{aligned} \quad (3.8)$$

และ H_n คือค่าการตอบสนองสัญญาณอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ และ W_n คือสัญญาณรบกวนที่เกิดจาก AWGN และจากสมการที่ (3.8) เมื่อทำการตัดข้อมูลศูนย์ (Zero padding) ออกจากหัวและท้ายของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มจะได้ สัญญาณโอเอฟดีเอ็ม Z_l ดังสมการที่ (3.9)

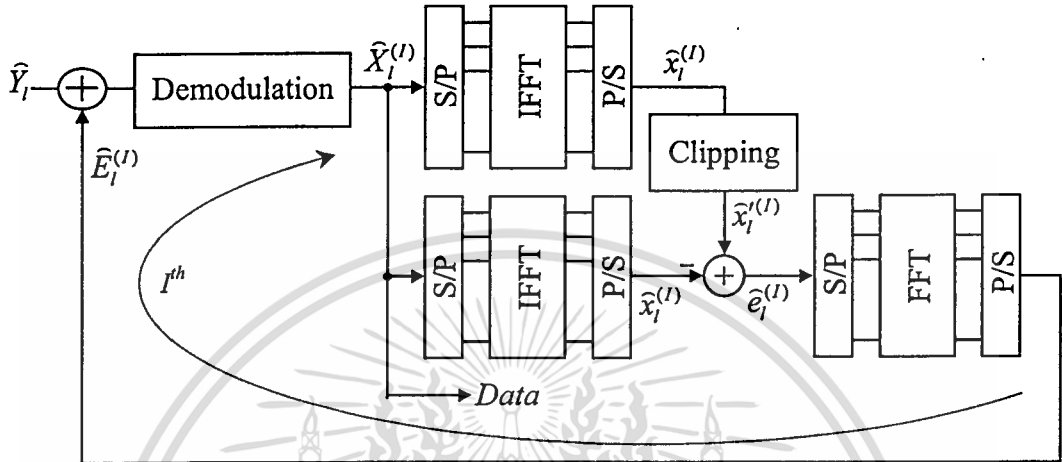
$$Z_l = \begin{cases} 0 & ; 0 \leq n \leq ((N-M)/2) - 1 \\ S_n H_n & ; ((N-M)/2) \leq n \leq ((N+M)/2) - 2 \\ 0 & ; ((N+M)/2) - 1 \leq n \leq N-1 \end{cases} \quad (3.9)$$

ทำการปรับระดับสัญญาณ (Equalization) ก่อนที่จะดีมอดูเลต เนื่องจากสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ส่งจากเครื่องส่งมายังเครื่องรับนั้น อาจเกิดการหักล้างหรือเสริมกันทางแอมพลิจูดและทางเฟสของสัญญาณ เนื่องจากเดินทางผ่านทางช่องสัญญาณแบบมัลติพาส และสัญญาณที่ได้จากการปรับระดับสัญญาณ แสดงได้ตามสมการที่ (3.10)

$$\hat{Y}_l = \frac{Z_l}{\eta_l} \quad (3.10)$$

3.3.1 การชดเชยสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการตัดยอดสัญญาณ

สัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ผ่านการปรับระดับสัญญาณแล้ว จะทำการชดเชยสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการตัดยอดสัญญาณที่เครื่องส่งโดยใช้วิธีการแบบดีเออาร์ ซึ่งแสดงบล็อกการทำงานของกระบวนการดีเออาร์ ได้ดังรูปที่ 3.9



รูป 3.9 การชดเชยสัญญาณรบกวนแบบดีเออาร์

สัญญาณโอเอฟดีเอ็มจะถูกตีโมดูลเลตแบบแบบโคฮีเรนต์ (Coherent detection) ซึ่งสามารถแสดงข้อมูลเชิงซ้อน \hat{X}_l ที่ได้จากการตีโมดูลเลต ดังสมการที่ (3.11) โดย I คือจำนวนรอบการทำงานของดีเออาร์

$$\hat{X}_l^{(I)} = \min_{\{X\}} |Z_l^{(I)} - \eta_l X| \quad ; 0 \leq l \leq M-1 \quad (3.11)$$

ในการชดเชยสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการตัดยอดสัญญาณจากทางเครื่องส่ง จะทำการแปลงข้อมูลเชิงซ้อนที่ได้จากการตีโมดูลเลตกลับไปอยู่ในรูปสัญญาณทางเวลา ด้วยกระบวนการ IFFT ซึ่งจะได้สัญญาณตามสมการ (3.12)

$$\hat{x}_k^{(I)} = \sum_{l=0}^{M-1} \hat{X}_l^{(I)} e^{j2\pi lk/M} \quad ; 0 \leq k \leq M-1 \quad (3.12)$$

จากนั้นทำการตัดยอดคลื่นของสัญญาณทางเวลาที่ได้จากสมการที่ (3.12) โดยใช้ฟังก์ชันการตัดยอดสัญญาณแบบราบเรียบ เพื่อหาค่าชดเชยให้กับสัญญาณที่ถูกตัดยอดคลื่นจากทางด้านเครื่องส่ง ดังนั้นสัญญาณที่ได้จากการ Clipping ในกระบวนการตีเออาร์ คือ $\hat{x}_k^{(l)}$ หาได้ตามสมการที่ (3.13)

$$\begin{aligned} x_k^{(l)}(t) &= g(x_k^{(l)}(t)) \\ &= \frac{|x_k^{(l)}|}{\left[1 + \left(\frac{|x_k^{(l)}|}{A_0}\right)^{2r}\right]^{\frac{1}{2r}}} e^{j2\pi k t/M} \end{aligned} \quad (3.13)$$

ดังนั้นจะได้ค่าที่ใช้ในการชดเชยให้กับสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม(สมการ 3.10) ตามสมการที่ (3.14)

$$e_k^{(l)} = \hat{x}_k^{(l)} - \bar{x}_k^{(l)} \quad ; 0 \leq k \leq N-1 \quad (3.14)$$

ทำการแปลงสัญญาณที่ได้จากสมการที่ (3.14) ให้อยู่ในรูปสัญญาณทางความถี่ โดยใช้ FFT จะได้ตามสมการที่ (3.15)

$$\begin{aligned} E_l^{(l)} &= FFT\{e_k^{(l)}\} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} e_n^{(l)} \quad ; 0 \leq l \leq N-1 \end{aligned} \quad (3.15)$$

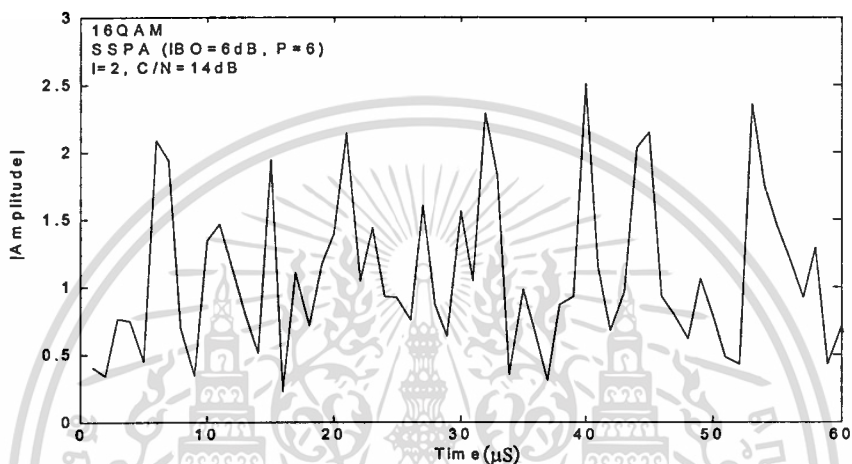
นำสัญญาณทางโดเมนความถี่ $E_l^{(l)}$ จากจากสมการที่ (3.15) ไปรวมกับสัญญาณที่รับเข้ามา \hat{Y}_l จากสมการที่ (3.10) และจะได้สัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ผ่านการชดเชยสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการตัดยอดคลื่นจากทางด้านเครื่องส่ง ดังสมการที่ (3.16)

$$\hat{Y}_l^{(l)} = \hat{Y}_l + E_l^{(l)} \quad 0 \leq l \leq N-1 \quad (3.16)$$

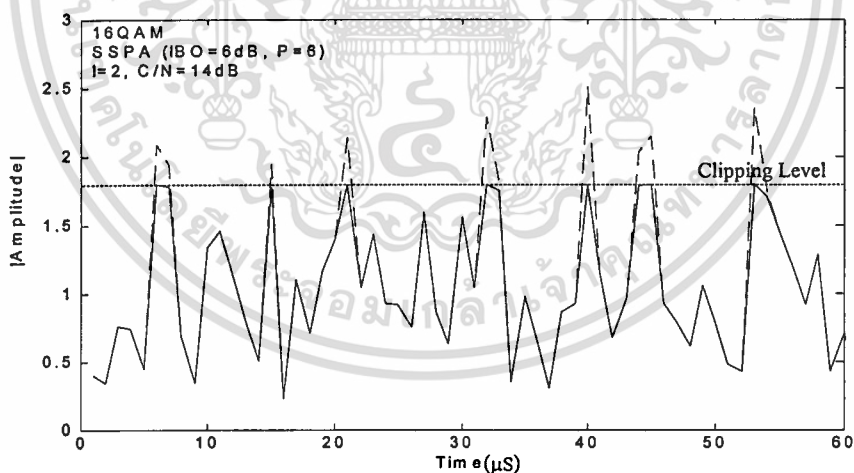
กระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการตัดยอดสัญญาณทางด้านเครื่องส่ง ดังรูปที่ 3.9 ซึ่งในการชดเชยสัญญาณรบกวนด้วยกระบวนการตีเออาร์นี้ ต้องการจำนวนรอบในการชด

เซชหลายครั้งเพื่อให้การชดเชยสัญญาณรบกวนสามารถกระทำได้อย่างสมบูรณ์ โดยย้อนกลับไปทำตามสมการที่ (3.11)-(3.16) จนครบจำนวนรอบ I ของกระบวนการดีเออาร์ที่กำหนดไว้

จากรูปที่ 3.10 (ก) แสดงลักษณะสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ก่อนทำการลดค่า PAPR โดยการตัดยอดสัญญาณที่เครื่องส่ง และรูปที่ 3.10 (ข) แสดงลักษณะสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม หลังทำการลดค่า PAPR โดยการตัดยอดสัญญาณแบบราบเรียบ และสัญญาณที่ถูกส่งจากเครื่องส่ง มายังเครื่องรับโดยผ่านช่องสัญญาณแบบ AWGN สามารถแสดงลักษณะสัญญาณได้ตามรูปที่ 3.11



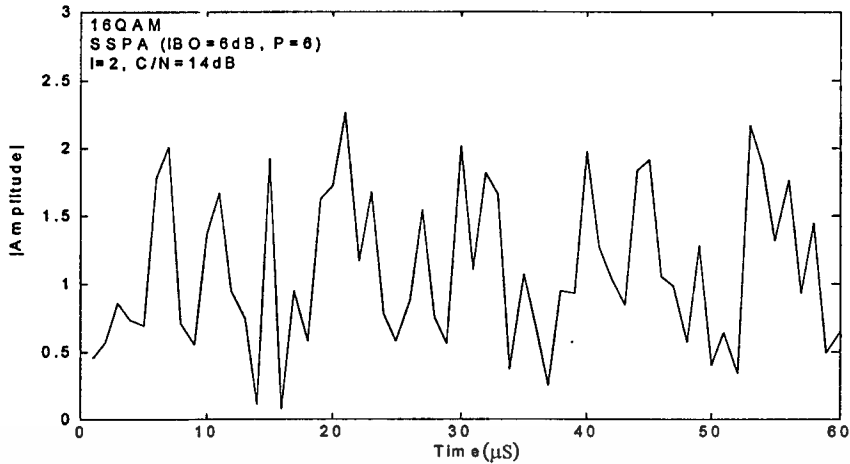
(ก)



(ข)

รูป 3.10 (ก) สัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม ก่อนทำการลดค่า PAPR โดยการตัดยอดสัญญาณ

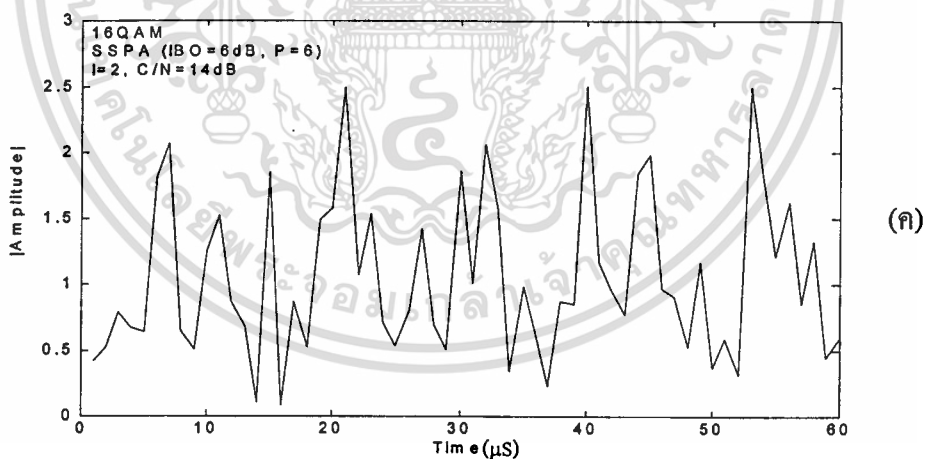
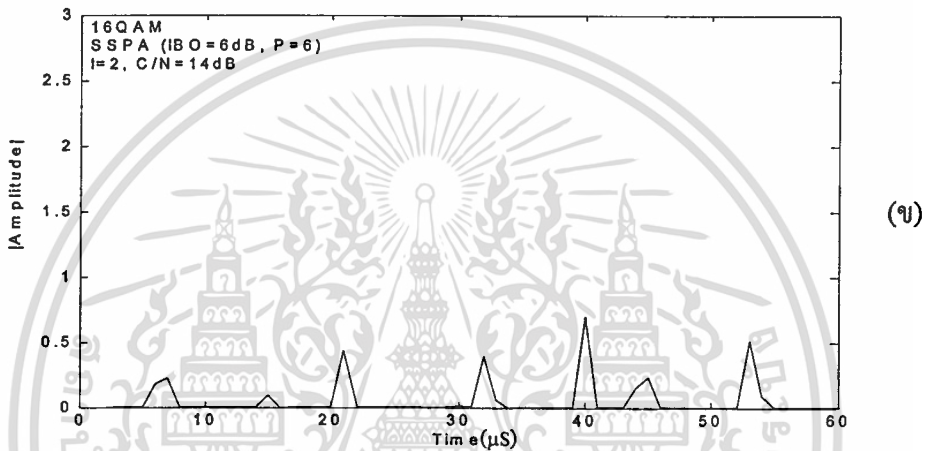
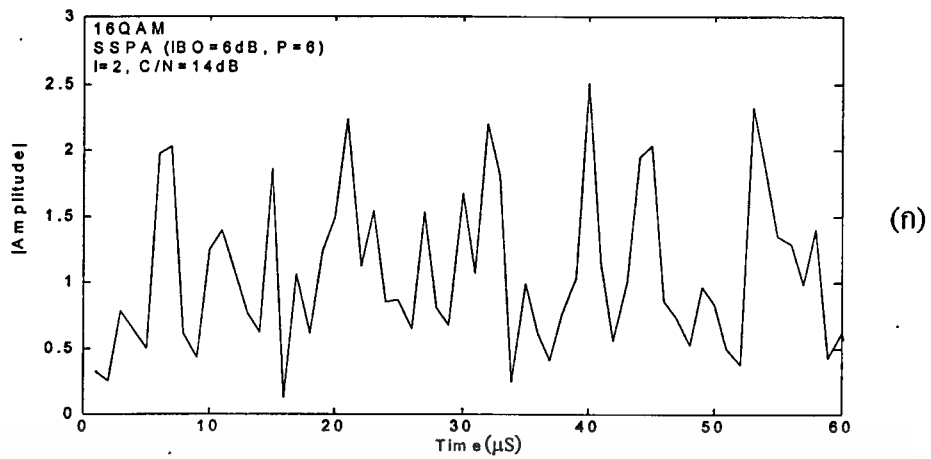
(ข) สัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม หลังทำการลดค่า PAPR โดยการตัดยอดสัญญาณ



รูป 3.11 สัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่เครื่องรับ ซึ่งเดินทางผ่านช่องสัญญาณแบบ AWGN

หลังจากทำการปรับระดับสัญญาณแล้ว จะเข้าสู่กระบวนการดีเออาร์ โดยทำการคิมอดูเลตแบบโคฮีเรนต์ และทำการเปลี่ยนสัญญาณ 16QAM ที่ได้ ให้เป็นสัญญาณโอเอฟดีเอ็มตามสมการ (3.12) จะได้ลักษณะสัญญาณตามรูปที่ 3.12 (ก) และทำการหาค่าที่ใช้ในการชดเชยให้กับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ถูกตัดยอดสัญญาณ เนื่องจากการลดค่า PAPR ทางด้านเครื่องส่งตามสมการ (3.14) จะได้ลักษณะสัญญาณตามรูปที่ 3.12 (ข) และหลังจากทำการชดเชยให้กับสัญญาณที่รับเข้ามา \hat{Y}_i จากสมการที่ (3.10) ด้วยค่าตามรูปที่ 3.12 (ข) จะได้สัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ผ่านการชดเชยสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการตัดยอดคลื่นจากทางด้านเครื่องส่ง ตามรูปที่ 3.12 (ค)

และเมื่อทำการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ผ่านการชดเชยสัญญาณรบกวนด้วยกระบวนการดีเออาร์ ในรูปที่ 3.12 (ค) และสัญญาณโอเอฟดีเอ็มก่อนทำการชดเชยสัญญาณรบกวน ในรูปที่ 3.11 จะพบว่าสัญญาณในรูปที่ 3.12 (ค) จะมีลักษณะที่ใกล้เคียงกับสัญญาณทางด้านเครื่องส่งก่อนทำการลดค่า PAPR ในรูปที่ 3.10 (ก) ซึ่งลักษณะสัญญาณในรูปที่ 3.12 (ค) นั้นจะมีการเสริมแอมพลิจูดของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในส่วนที่ถูกตัดเนื่องจากการลดค่า PAPR นั้นเข้าไป จึงทำให้มีลักษณะใกล้เคียงกับสัญญาณในรูปที่ 3.10 (ก) มากกว่า เมื่อเทียบกับสัญญาณที่ไม่ผ่านกระบวนการดีเออาร์ในรูปที่ 3.11

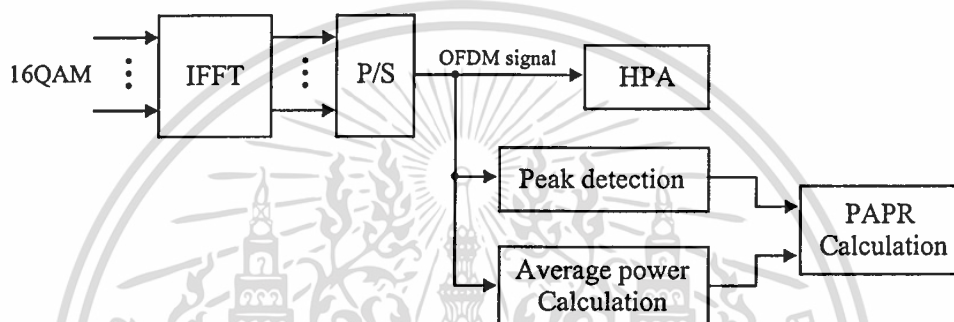


- รูป 3.12 (ก) สัญญาณ โอเอฟดีเอ็มทางเวลา ที่ได้หลังจากการติมอดูเลตแบบ โคฮีเรนซ์
 (ข) ค่าที่ใช้ในการชดเชยให้กับสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มที่ถูกตัดยอดสัญญาณ เนื่องจากการลดค่า PAPR ทางเครื่องส่ง
 (ค) สัญญาณ โอเอฟดีเอ็มที่ผ่านการชดเชยสัญญาณรบกวน ด้วยกระบวนการดีเออาร์

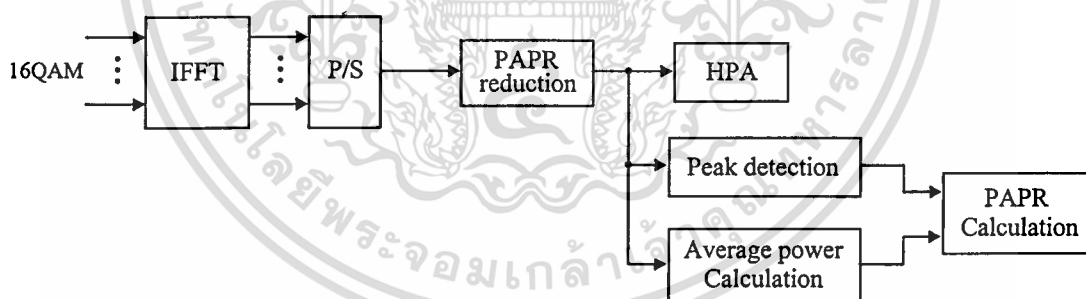
3.4 การหาค่าสมรรถนะของระบบ

3.4.1 การหาค่า PAPR

ในการหาค่า PAPR ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม จะทำการตรวจจับค่ากำลังงานสูงสุดของสัญญาณในแต่ละช่วงเวลา 1 สัญลักษณ์ เทียบกับค่ากำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณที่ได้จากการคำนวณ โดย PAPR มีค่าเท่ากับ $Peak\ power / Average\ power$ ซึ่งรูปที่ 3.10 แสดงบล็อกไดอะแกรมการหาค่า PAPR ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม และรูปที่ 3.11 แสดงบล็อกไดอะแกรมการหาค่า PAPR สัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ผ่านกระบวนการ PAPR reduction



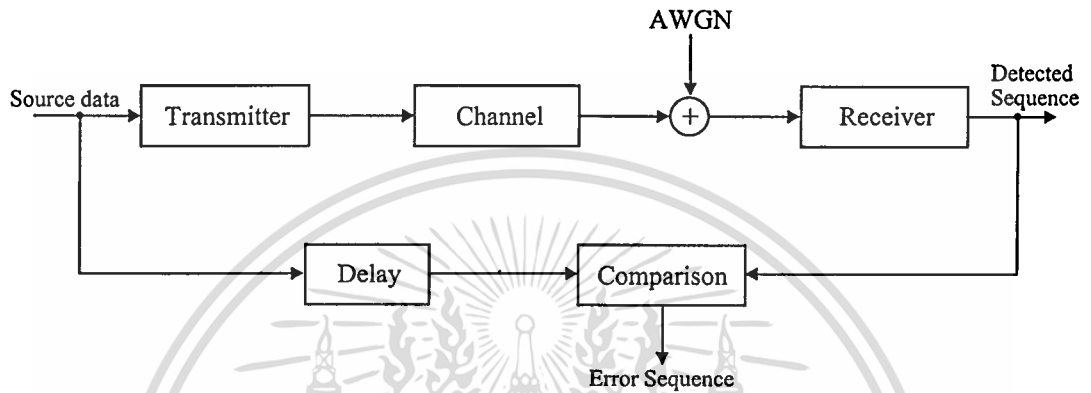
รูปที่ 3.13 บล็อก ไดอะแกรมการหาค่า PAPR ของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม



รูปที่ 3.14 บล็อก ไดอะแกรมการหาค่า PAPR ของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มที่ผ่านกระบวนการ PAPR reduction

3.4.2 การหาค่าอัตราการผลิตผิดพลาดของข้อมูล

ในการหาค่าอัตราการผลิตผิดพลาดของข้อมูล (BER) ของระบบ จะทำการเปรียบเทียบระหว่างข้อมูลที่ส่งมาจากเครื่องส่งเทียบกับข้อมูลที่ตีโมดูเลตได้ทางเครื่องรับ ซึ่งในการระบุค่าอัตราการผลิตผิดพลาดของข้อมูลนั้น จะบอกค่าจำนวนบิตที่ผิดเทียบกับจำนวนบิตทั้งหมดที่ส่งมาจากเครื่องส่ง โดยมีวิธีในการหาค่าผิดพลาดของบิตข้อมูล ดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.15 บล็อกไดอแกรมการหาค่าอัตราการผลิตผิดพลาดของข้อมูล (BER) ของระบบ

บทที่ 4

ผลการหาค่าสมรรถนะของระบบ

ในบทนี้จะกล่าวถึงพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ และผลการจำลองระบบ ซึ่งผลที่ได้จะแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของระบบเมื่อนำวิธีการลดค่าอัตราส่วนกำลังงานสูงสุดที่น่าเสนอมาใช้ เปรียบเทียบกับวิธีการแบบพื้นฐาน โดยค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบจะใช้ค่าอ้างอิงตามมาตรฐาน IEEE 802.11a [14] ซึ่งเป็นระบบที่ใช้พื้นฐานในการส่งสัญญาณแบบโอเอฟดีเอ็มที่สามารถส่งข้อมูลความเร็วสูง โดยมีคุณลักษณะตามตารางที่ 1

ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ตามมาตรฐาน IEEE 802.11a

Parameter	Value
Channel Spacing	20 MHz
Number of IFFT point	64
Number of Sub-carrier	52
Carrier Spacing	312.5 MHz
Nominal Bandwidth	16.25 MHz
Effective Symbol Duration	3.2 μ S
Guard Interval	0.8 μ S
Modulation	BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM

4.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ

ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบ จะใช้ค่าตามตารางที่ 4.2 ซึ่งในการจำลองระบบจะเลือกใช้การมอดูเลตข้อมูลในแบบ 16QAM และกำหนดให้การชิงโครไนซ์ระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับสามารถกระทำได้อย่างสมบูรณ์ โดยไม่มีการรบกวนจากสภาพแวดล้อมแบบมัลติพาท เพื่อต้องการพิจารณาสมรรถนะของระบบเนื่องจากการลดค่า PAPR และตัวแปรในระบบที่เกี่ยวข้องกับค่า PAPR ของสัญญาณ ได้แก่ ค่า IBO ของเครื่องขยายกำลังสูงแบบโซลิตสเตท (SSPA) ค่าควบคุมความราบเรียบ (Smoothness) ในการเปลี่ยนแปลงจากช่วงที่เป็นเชิงเส้นสู่จุดสูงสุดของการตัดยอดสัญญาณแบบราบเรียบ r และ ค่า C/N ที่มีผลต่อสมรรถนะของระบบ

ตารางที่ 4.2 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบ ด้วยคอมพิวเตอร์

Parameter	Value
Modulation	16QAM
Demodulation Method	Coherent Detection
Number of FFT point (N)	64
Number of Sub-carrier (M)	52
Allocated Frequency Bandwidth (W)	16.25 MHz
Symbol Duration	3.2 μ S
Effective Symbol Duration (T)	4.0 μ S
Guard Interval (T_g)	0.8 μ S
Data rate	52 Mbps

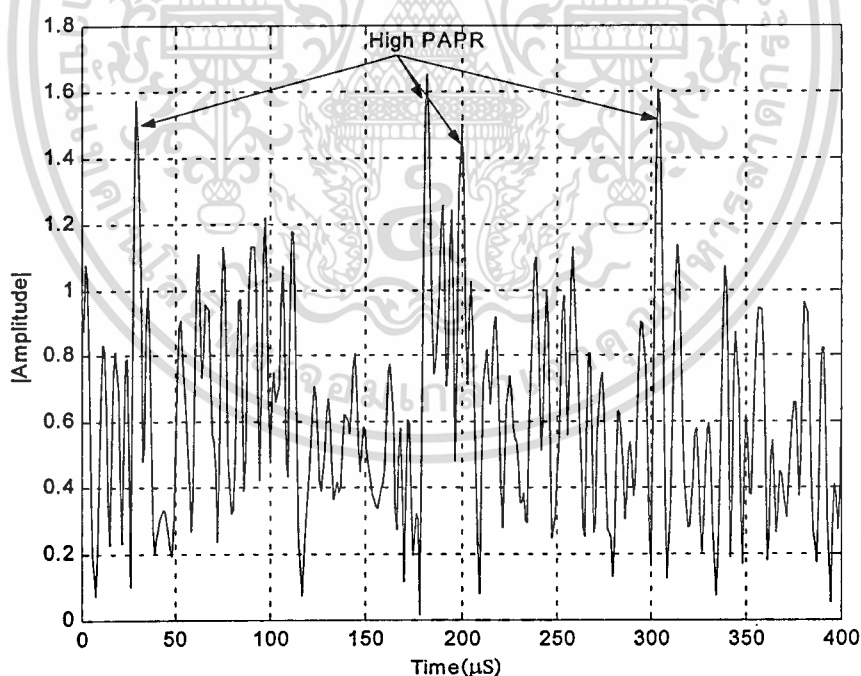
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 สมรรถนะของระบบ

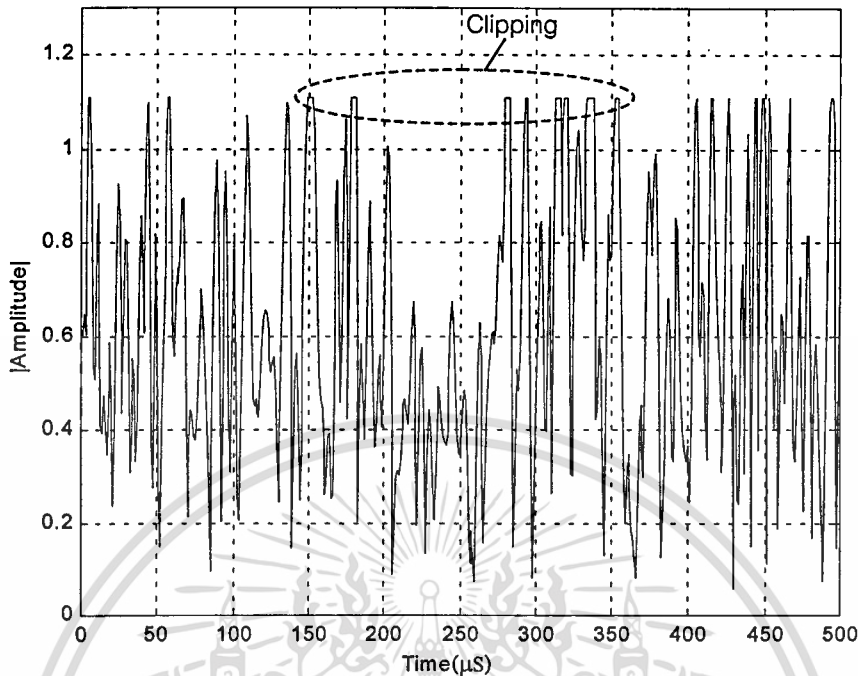
ในหัวข้อนี้จะแสดงผลที่ได้จากการจำลองการทำงานของระบบ ซึ่งจะประกอบไปด้วย การลดลงของค่าอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุด (PAPR) ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่ใช้งาน การชดเชยสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการตัดยอดสัญญาณ และอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบ

4.2.1 การลดลงของค่าอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุด

จากการจำลองการทำงานของระบบโดยใช้ค่าพารามิเตอร์ตามตารางที่ 4.2 สามารถแสดงลักษณะของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม ที่เกิดจากผลรวมของหลายคลื่นพหุย่อย ก่อนทำการขยายสัญญาณด้วยเครื่องขยายกำลังสูง (HPA) ได้ดังรูปที่ 4.1 โดยในการจำลองระบบนั้นกำหนดให้คลื่นพหุย่อยมีจำนวนเท่ากับ 52 จากรูปจะเห็นว่าสัญญาณบางช่วงเวลามีค่าแอมพลิจูดที่สูงเมื่อเทียบกับระดับสัญญาณโดยเฉลี่ย หรือมีค่า PAPR ที่สูง ซึ่งเป็นค่าที่ไม่เหมาะสมสำหรับในการขยายสัญญาณด้วย HPA เนื่องจากค่าความเป็นเชิงเส้นในการขยายสัญญาณของ HPA นั้นจะมีการกำหนดไว้ด้วยค่า Input Back Off (IBO)



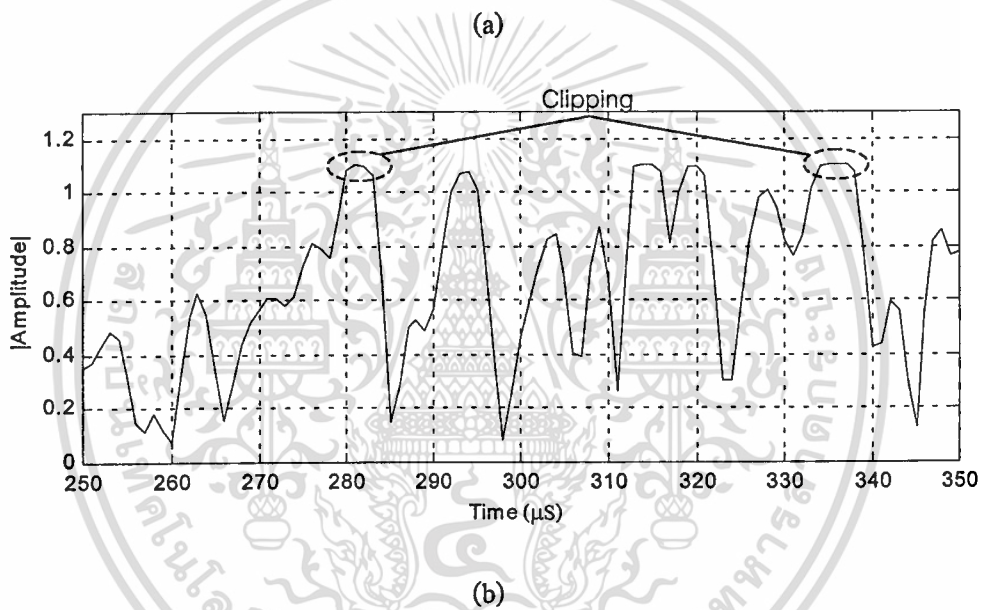
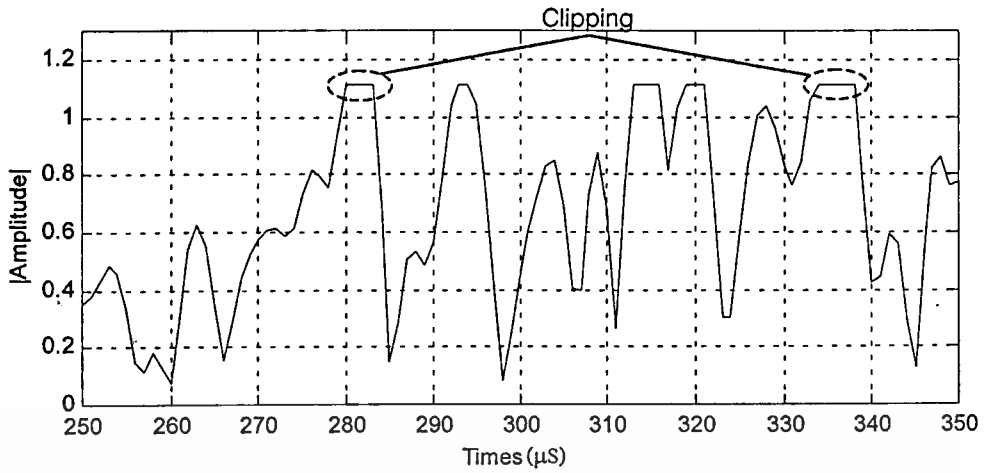
รูปที่ 4.1 สัญญาณ โอเอฟดีเอ็มที่เป็นผลรวมของหลายคลื่นพหุย่อย



รูปที่ 4.2 สัญญาณ โอเอฟดีเอ็มที่ได้หลังจากผ่านกระบวนการลดค่า PAPR

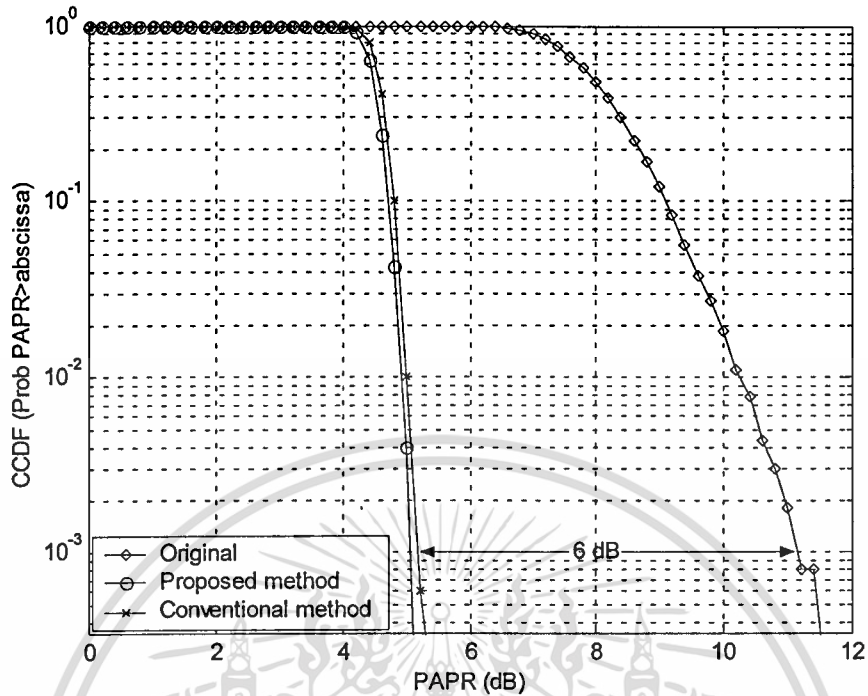
จากสัญญาณในรูปที่ 4.1 ทำการลดค่า PAPR ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มโดยการตัดยอดสัญญาณ (Clipping) เพื่อให้มีค่าที่ PAPR เหมาะกับคุณสมบัติในการขยายสัญญาณของ HPA และสามารถแสดงลักษณะของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มหลังจากผ่านกระบวนการลดค่า PAPR ได้ดังรูปที่ 4.2 ซึ่งจากรูปจะเห็นว่าสัญญาณจะมีลักษณะถูกตัดยอดคลื่นในช่วงเวลาที่มีค่า PAPR สูงออกไป โดยในการจำลองระบบนั้นได้กำหนดให้ค่า Clipping Ratio (CR) ของการตัดยอดสัญญาณมีค่าเท่ากับ 4 dB

และรูปที่ 4.3 แสดงลักษณะสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มที่ได้จากการจำลองระบบด้วยวิธีที่นำเสนอและวิธีการแบบพื้นฐาน จะเห็นว่าค่าแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณที่ถูกตัดยอดคลื่นด้วยวิธีที่นำเสนอและวิธีการแบบพื้นฐานจะมีค่าที่ใกล้เคียงกันเนื่องจากค่า CR ที่ใช้นั้นเป็นค่าเดียวกัน แต่ความโค้งของปลายยอดคลื่นที่ถูกตัดนั้นจะมีลักษณะต่างกัน โดยสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ได้จากการตัดยอดสัญญาณด้วยวิธีการแบบพื้นฐานนั้นจะมีลักษณะที่ตรงหรือมีความชันเท่ากับศูนย์ซึ่งเป็นสมการ (2.34) แต่ยอดคลื่นของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มที่ได้จากการตัดยอดสัญญาณด้วยวิธีการที่นำเสนอจะมีลักษณะโค้งหรือมีความชันเท่ากับศูนย์ซึ่งเป็นสมการ (3.4) โดยสามารถแสดงการลดลงของค่า PAPR ของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มได้จากการทดลอง ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.3 เปรียบเทียบสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มหลังจากการลดค่า PAPR

- (a) สัญญาณ โอเอฟดีเอ็มหลังจากการลดค่า PAPR ด้วยวิธีการแบบพื้นฐาน
- (b) สัญญาณ โอเอฟดีเอ็มหลังจากการลดค่า PAPR ด้วยวิธีการที่นำเสนอ

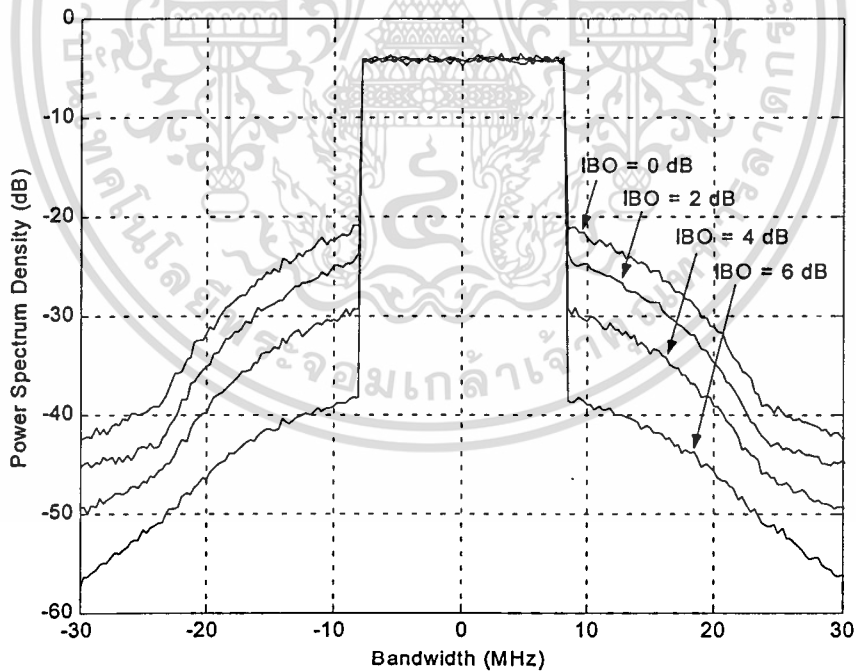


รูปที่ 4.4 ความน่าจะเป็นของค่าอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุด (PAPR) ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม

รูปที่ 4.4 แสดงความน่าจะเป็นของอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุด (PAPR) ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ได้จากการจำลองระบบ จากผลการทดลองพบว่าการลดลงของค่า PAPR ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ในระบบที่ใช้วิธีการที่นำเสนอจะมีค่าที่ใกล้เคียงกับระบบที่ใช้วิธีการแบบพื้นฐาน โดยมีค่าลดลงประมาณ 6 dB ที่ CCDF (Prob PAPR > abscissa) เท่ากับ 10^{-3} เมื่อเทียบกับระบบที่ไม่มีกระบวนการลดค่า PAPR และจากรูปจะพบว่าระดับของ PAPR ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ที่จะเกิดขึ้นในระบบนั้นจะอยู่ที่ประมาณ 5 dB ซึ่งจะมีค่าใกล้เคียงกับค่า CR ของกระบวนการลดค่า PAPR โดยการตัดยอดสัญญาณ ดังนั้นจากรูปที่ 4.4 แสดงว่าระบบที่ใช้วิธีการที่นำเสนอจะสามารถลดค่า PAPR ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มได้ดีใกล้เคียงกับระบบที่ใช้วิธีการแบบพื้นฐาน โดยค่า PAPR ที่ลดลงนั้นจะขึ้นอยู่กับค่า CR ที่กำหนด

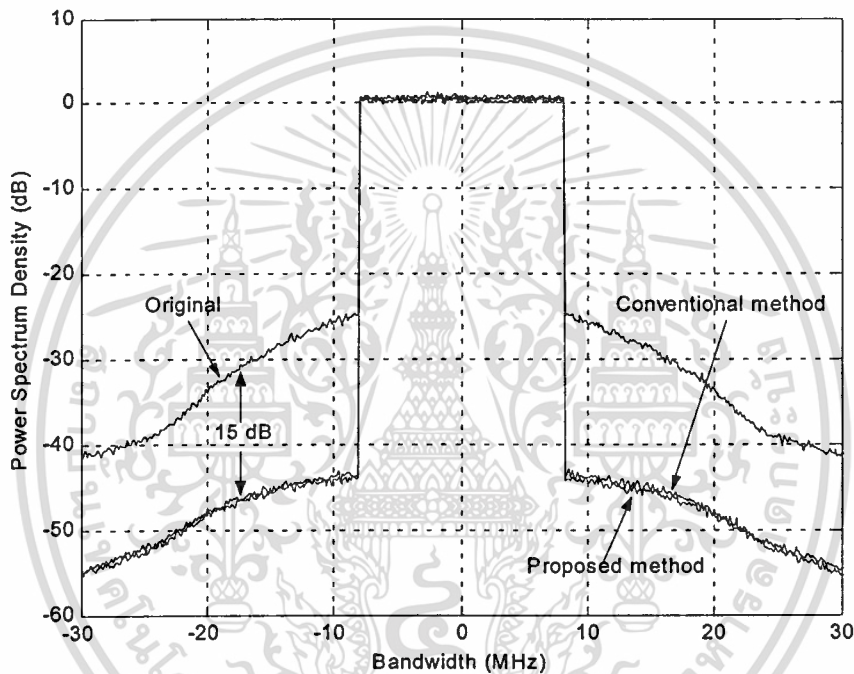
4.2.2 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่ใช้งาน

ในการทดลองได้ทำการทดสอบผลกระทบอันเนื่องมาจากความไม่เป็นเชิงเส้นของ HPA ที่มีต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม (PSD) นอกย่านความถี่ใช้งาน และสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ป้อนเข้าสู่ HPA นั้นมีค่า PAPR ที่สูง และไม่ผ่านกระบวนการลดค่า PAPR ก่อนการขยายสัญญาณ จากผลการทดลองในรูปที่ 4.5 พบว่าการเปลี่ยนแปลงค่า IBO หรือค่าความเป็นเชิงเส้นในการขยายสัญญาณของ HPA นั้น มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่ใช้งานของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ได้จากเอาต์พุตของ HPA โดยจากการทดลองพบว่าค่า PSD นอกย่านความถี่จะมีค่าสูงขึ้นเมื่อค่า IBO ของ HPA มีค่าต่ำลง และค่า PSD นอกย่านความถี่จะมีค่าลดต่ำลงเมื่อค่า IBO มีค่าเพิ่มขึ้น และจากการทดลองพบว่าเมื่อ IBO ของ HPA มีการเปลี่ยนแปลง 1 dB จะทำให้ค่า PSD นอกย่านความถี่มีการเปลี่ยนแปลงประมาณ 2-9 dB เนื่องจากการตัดยอดสัญญาณที่เกิดขึ้นจาก HPA เอง และเมื่อเพิ่มค่า IBO ให้มีค่าสูงมากๆ ค่า PSD นอกย่านความถี่จะอยู่ในระดับที่ต่ำมาก เนื่องจากที่ค่า IBO สูงๆ นั้น โอกาสที่สัญญาณโอเอฟดีเอ็มจะถูกขลิบหรือตัดยอดคลื่นโดย HPA นั้นจะมีค่าน้อยตาม



รูปที่ 4.5 ลักษณะสเปกตรัมของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ไม่ผ่านกระบวนการลดค่า PAPR

และเมื่อทำการจำลองระบบ โดยทำการลดค่า PAPR ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มก่อนทำการขยายสัญญาณด้วย HPA โดยกำหนดให้ CR เท่ากับ 4 dB และ IBO มีค่าเท่ากับ 4 dB จะได้ผลการทดลองดังรูปที่ 4.6 ซึ่งแสดงลักษณะสเปกตรัมของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ได้จากเอาต์พุทของ HPA และจากผลการทดลองพบว่าระบบที่ใช้วิธีการที่นำเสนอ สามารถลดค่า PSD นอกย่านความถี่ใช้งานลงเฉลี่ยประมาณ 15 dB ซึ่งจะมีค่าที่ใกล้เคียงกับค่า PSD นอกย่านความถี่ใช้งานที่ลดลงของระบบที่ใช้วิธีการแบบพื้นฐาน ดังนั้นระบบที่ใช้วิธีการที่นำเสนอสามารถลดค่า PSD นอกย่านความถี่ใช้งานได้ดีใกล้เคียงกับระบบที่ใช้วิธีการแบบพื้นฐาน

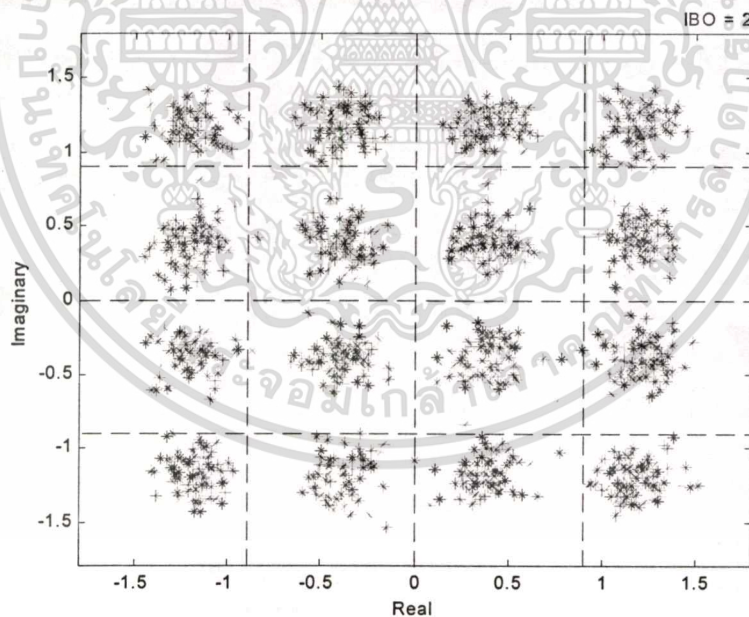


รูปที่ 4.6 สเปกตรัมของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ผ่านกระบวนการลดค่า PAPR

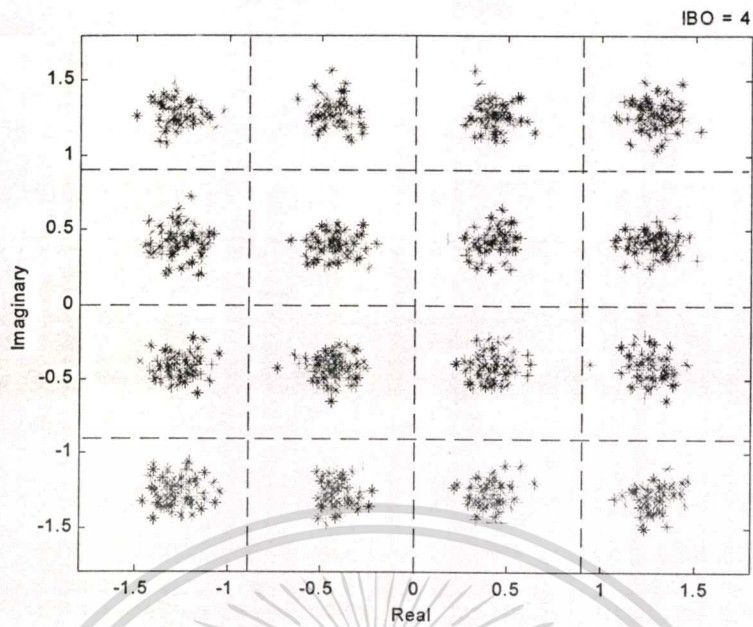
4.2.3 การชดเชยสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการตัดยอดสัญญาณ

ในการทดลองได้ทำการทดสอบผลกระทบอันเนื่องมาจากความไม่เป็นเชิงเส้นของ HPA ที่มีต่อสัญญาณ 16QAM และสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มที่ป้อนเข้าสู่ HPA นั้นมีค่า PAPR ที่สูง และไม่ผ่านกระบวนการลดค่า PAPR ก่อนการขยายสัญญาณ

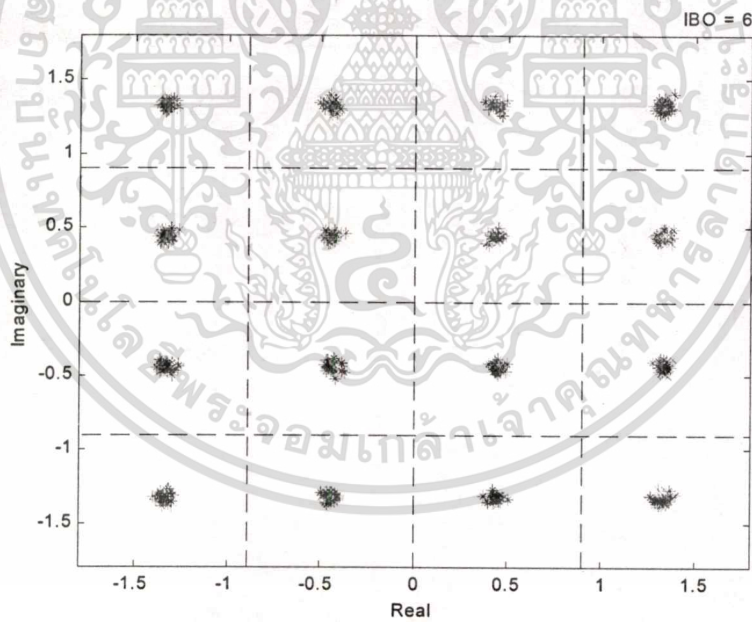
จากผลการทดลองในรูปที่ 4.7-4.11 แสดงสัญญาณ 16QAM ซึ่งถูกรบกวนเนื่องจากการตัดยอดสัญญาณ โดย HPA ซึ่งจากผลการทดลองพบว่า การเปลี่ยนแปลงค่า IBO หรือค่าความเป็นเชิงเส้นในการขยายสัญญาณของ HPA นั้น มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของการกระจายของข้อมูล 16QAM ออกจากค่าที่แท้จริง ซึ่งเมื่อ IBO มีค่าที่ต่ำ จะทำให้ข้อมูลแบบ 16QAM เกิดการเบี่ยงเบนของออกจากค่าที่แท้จริงมากขึ้น โดยที่ค่า IBO ต่ำๆ (ที่ประมาณ 2-4 dB) จะทำให้ข้อมูล 16QAM มีการข้าม Region ที่ควรจะเป็น ไปอยู่ที่ใน Region อื่น ซึ่งจะคิมีอคูเลตสัญญาณทางเครื่องรับนั้นเกิดความผิดพลาดขึ้นได้ และเมื่อ IBO มีค่าสูงขึ้น การเบี่ยงเบนของข้อมูล 16QAM ออกจากค่าที่แท้จริง หรือการข้าม Region ของข้อมูลนั้นก็จะมีค่าลดลงตาม เนื่องจากที่ค่า IBO สูงๆ นั้นโอกาสที่สัญญาณ โอเอฟดีเอ็มจะถูกขลิบหรือตัดยอดคลื่น โดย HPA นั้นจะมีค่าน้อยตาม ซึ่งสามารถเปรียบเทียบได้กับข้อมูลแบบ 16QAM ที่ไม่ถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวนใดๆ ในรูปที่ 4.11



รูป 4.7 สัญญาณ 16-QAM ที่ถูกรบกวนเนื่องจากการตัดยอดสัญญาณ โดย HPA (IBO = 2)

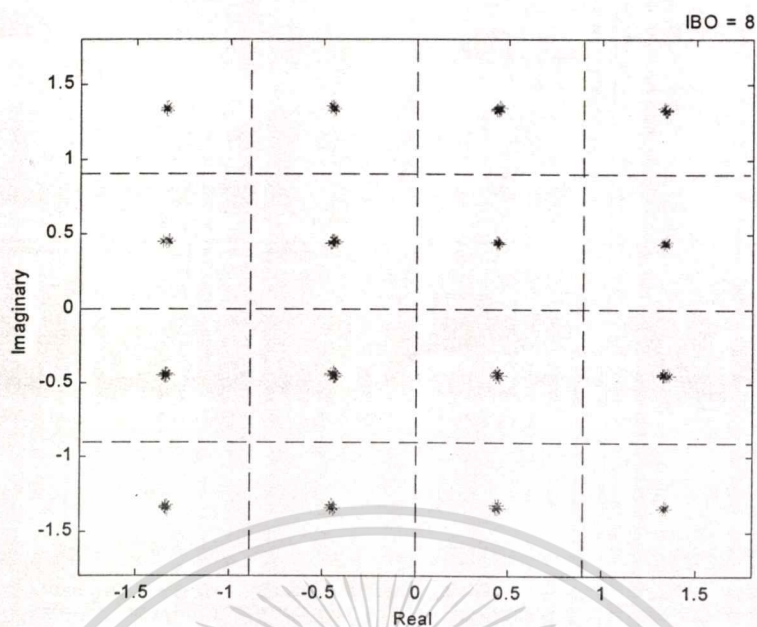


รูป 4.8 สัญญาณ 16-QAM ที่ถูกรบกวนเนื่องจากการตัดยอดสัญญาณ โดย HPA (IBO = 4)

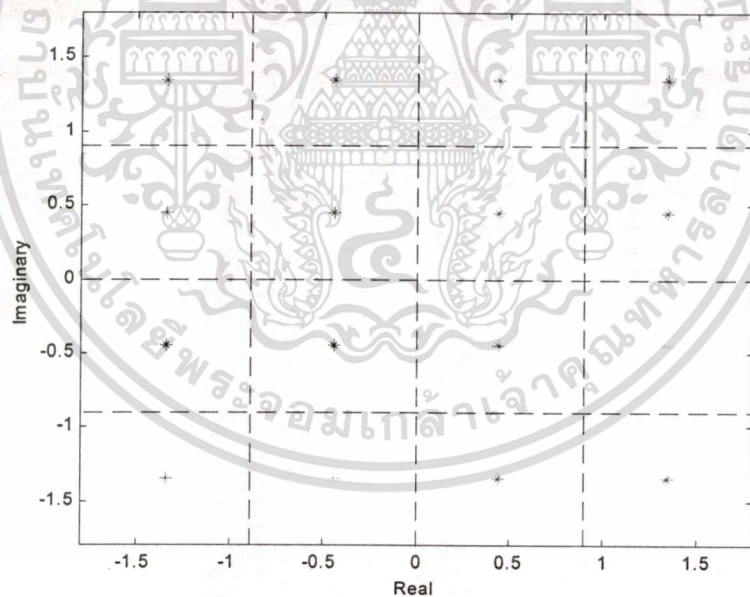


รูป 4.9 สัญญาณ 16-QAM ที่ถูกรบกวนเนื่องจากการตัดยอดสัญญาณ โดย HPA (IBO = 6)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.10 สัญญาณ 16-QAM ที่ถูกรบกวนเนื่องจากการตัดยอดสัญญาณ โดย HPA (IBO = 8)

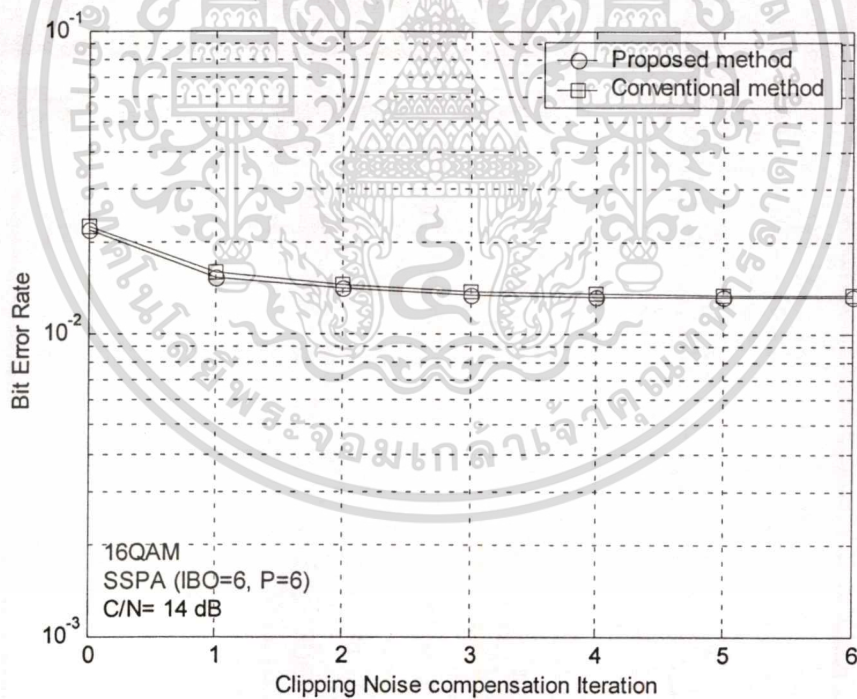


รูป 4.11 สัญญาณ 16-QAM ที่ไม่ถูกรบกวน จากสัญญาณรบกวนใดๆ

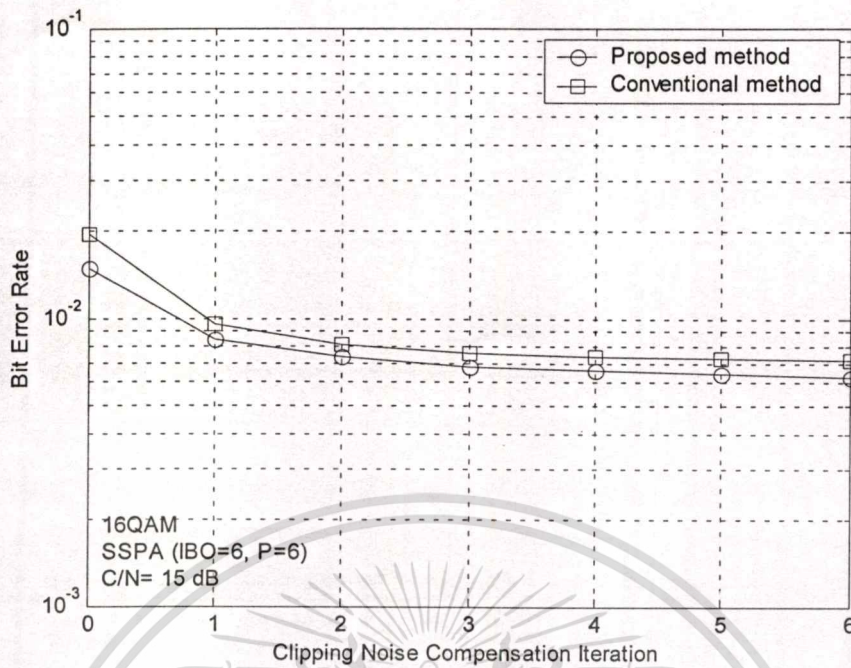
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเมื่อทำการส่งสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มจากเครื่องส่ง ผ่านช่องสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวน ขาวววกแบบเกาส์ (AWGN) ไปยังเครื่องรับ โดยกำหนดให้ C/N มีค่าเท่ากับ 14-20 dB และที่เครื่องรับ กำหนดให้จำนวนรอบของกระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการตัดยอดสัญญาณ หรือกระบวนการดีเออาร์ มีค่าสูงสุดเท่ากับ 6 รอบ

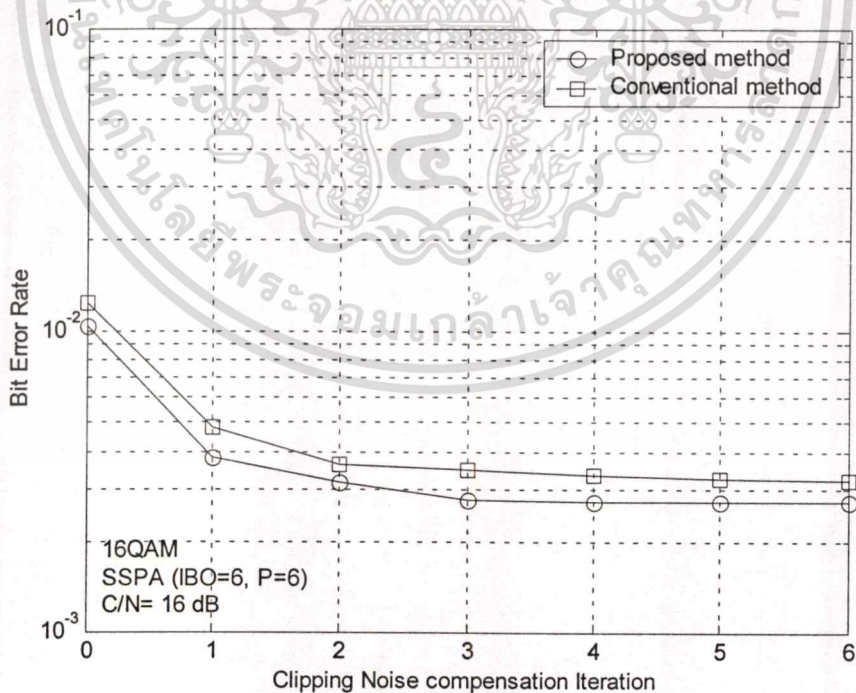
จากผลการจำลองระบบในรูปที่ 4.12-4.18 พบว่าการชดเชยสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการตัดยอดสัญญาณ ของระบบที่ใช้วิธีการที่นำเสนอสามารถกระทำได้ดีกว่าระบบที่ใช้วิธีการแบบพื้นฐานตลอดช่วงของค่า C/N ที่เปลี่ยนแปลง และจากรูปที่ 4.12-4.18 จะพบว่าที่จำนวนรอบของกระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวนค่าเดียวกัน ระบบที่ใช้วิธีการที่นำเสนอจะมีค่าอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูลที่ต่ำกว่าระบบที่ใช้วิธีการแบบพื้นฐาน และจากรูปที่ 4.13-4.15 เมื่อระบบที่ใช้วิธีที่นำเสนอทำการชดเชยสัญญาณรบกวนเสร็จสิ้นในรอบที่ 1 ระบบที่ใช้วิธีการแบบพื้นฐานจะต้องใช้จำนวนรอบการทำงานของกระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวนถึง 2 รอบ จึงจะได้ค่าอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูลค่าเดียวกัน ดังนั้นระบบที่ใช้วิธีการที่นำเสนอจะสามารถทำการชดเชยสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการตัดยอดสัญญาณ ได้เร็วกว่าระบบที่ใช้วิธีการแบบพื้นฐาน



รูปที่ 4.12 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูล กับจำนวนรอบของกระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวน เมื่อ $C/N = 14$ dB

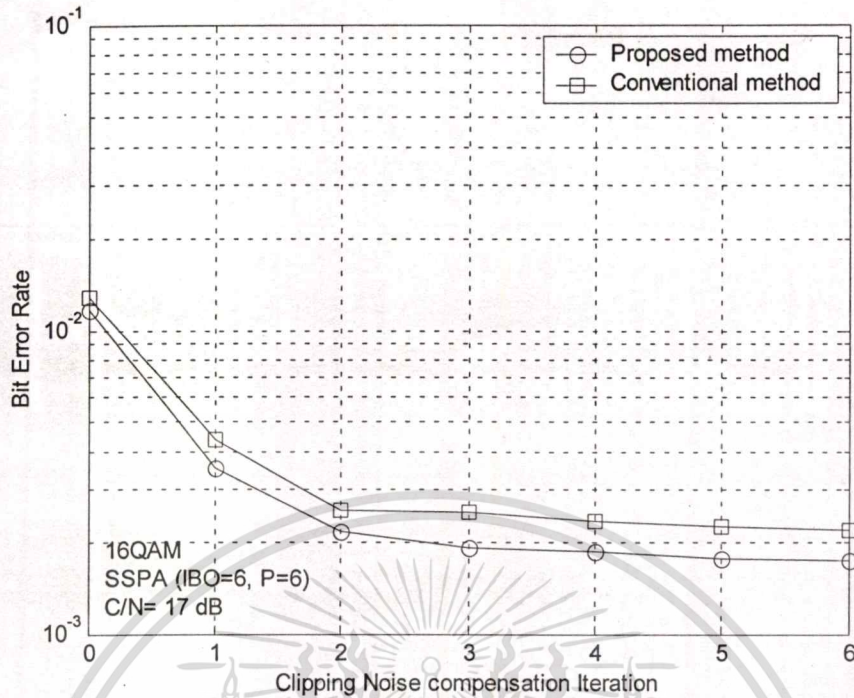


รูปที่ 4.13 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูล กับจำนวนรอบของกระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวน เมื่อ C/N = 15 dB

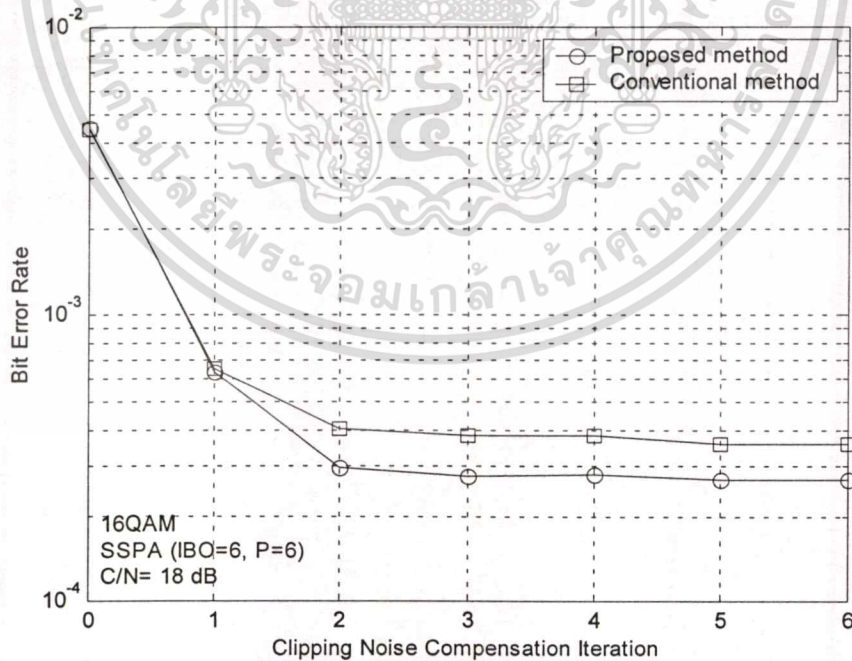


รูปที่ 4.14 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูล กับจำนวนรอบของกระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวน เมื่อ C/N = 16 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

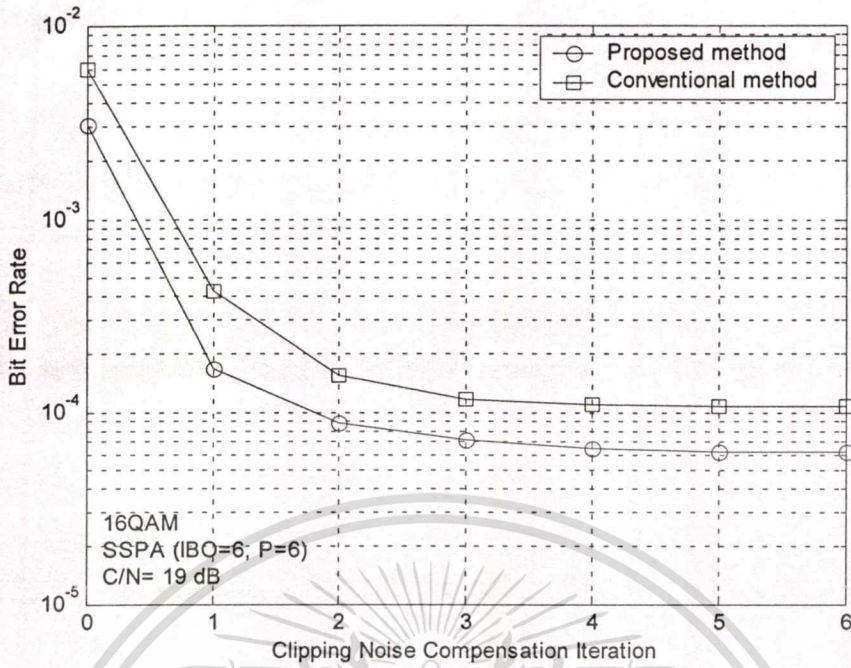


รูปที่ 4.15 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูล กับจำนวนรอบของกระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวน เมื่อ C/N = 17 dB

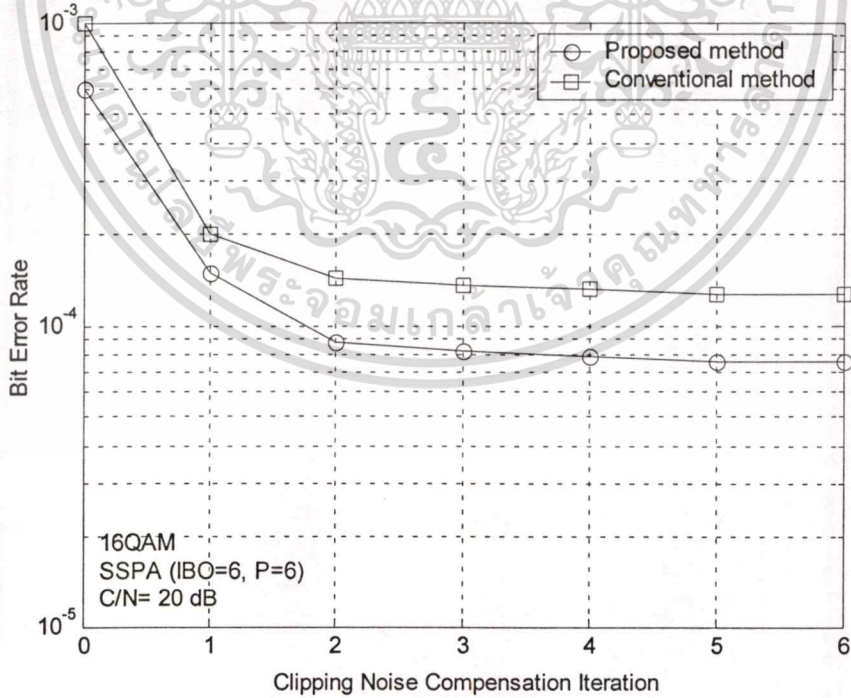


รูปที่ 4.16 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูล กับจำนวนรอบของกระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวน เมื่อ C/N = 18 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.17 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการผลิตบิตข้อมูล กับจำนวนรอบของกระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวน เมื่อ $C/N = 19$ dB

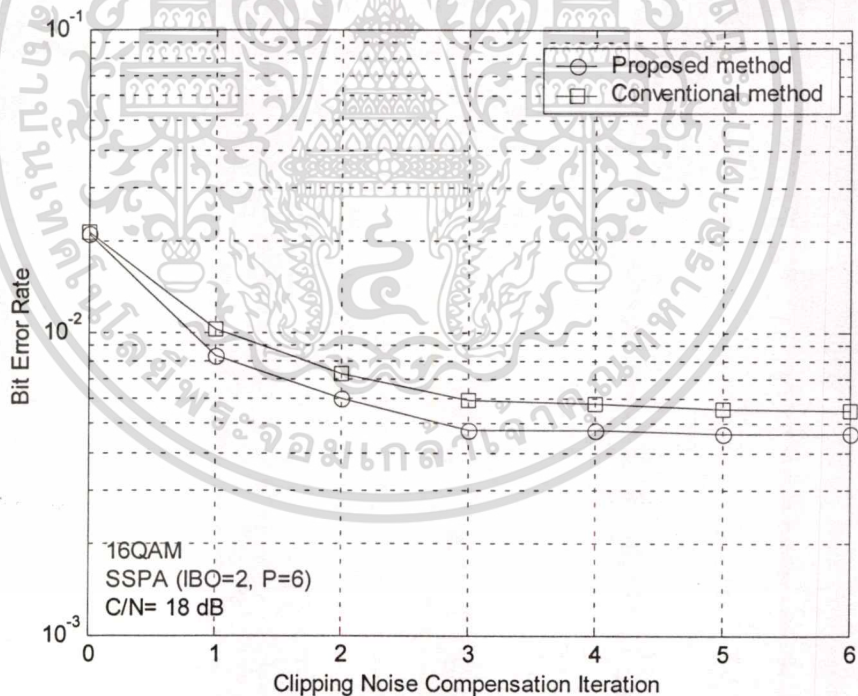


รูปที่ 4.18 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการผลิตบิตข้อมูล กับจำนวนรอบของกระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวน เมื่อ $C/N = 20$ dB

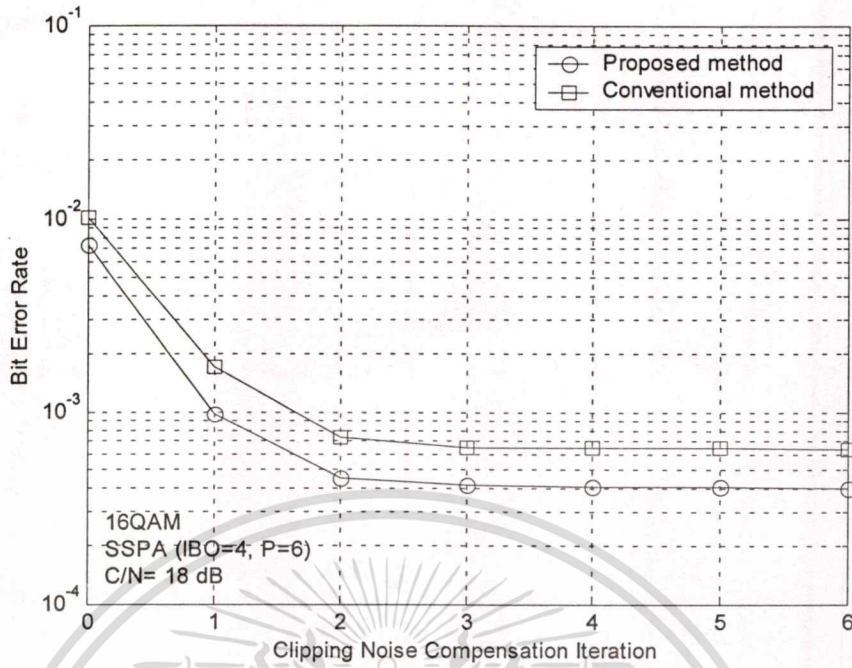
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการทดลองในรูปที่ 4.12-4.18 พบว่าเมื่อสัญญาณรบกวนในระบบมีค่าสูง หรือที่ C/N มีค่าต่ำ ความสามารถในการชดเชยสัญญาณรบกวนของระบบที่ใช้วิธีการที่นำเสนอจะมีค่าที่ใกล้เคียงกับระบบที่ใช้วิธีการแบบพื้นฐาน ซึ่งจากการทดลองพบว่าที่ค่า C/N มีค่าต่ำกว่า 16 dB ความสามารถในการชดเชยสัญญาณรบกวนของระบบที่ใช้วิธีการที่นำเสนอจะมีค่าที่ใกล้เคียงกับระบบที่ใช้วิธีการแบบพื้นฐาน แต่ค่า BER ของระบบที่ใช้วิธีการที่นำเสนอก็ยังคงมีค่าที่ต่ำกว่าระบบที่ใช้วิธีการแบบพื้นฐาน

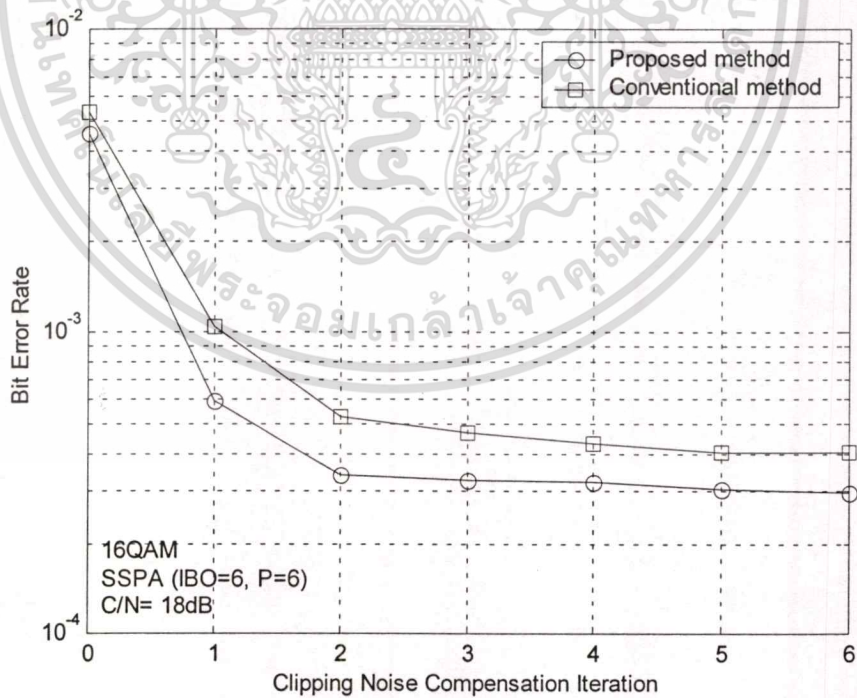
และเมื่อทำการส่งสัญญาณโอเอฟดีเอ็มจากเครื่องส่ง ผ่านช่องสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนขาวววกแบบเกาส์ (AWGN) ไปยังเครื่องรับ โดยกำหนดให้ C/N มีค่าเท่ากับ 18 dB และที่เครื่องรับ กำหนดให้จำนวนรอบของกระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการตัดยอดสัญญาณ หรือกระบวนการดีเออาร์ มีค่าเท่ากับ 2 รอบ และที่ทางด้านเครื่องส่งนั้นกำหนดให้คุณสมบัติของ HPA มีการเปลี่ยนแปลง คือ IBO มีค่าเท่ากับ 2, 4, 6, 8 และ 10 dB จากผลการทดลองในรูปที่ 4.19-4.23 พบว่าการชดเชยสัญญาณรบกวนของระบบที่ใช้วิธีการที่นำเสนอสามารถกระทำได้ดีกว่าระบบที่ใช้วิธีการแบบพื้นฐาน



รูป 4.19 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูล กับจำนวนรอบของกระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวน เมื่อ IBO = 2 dB

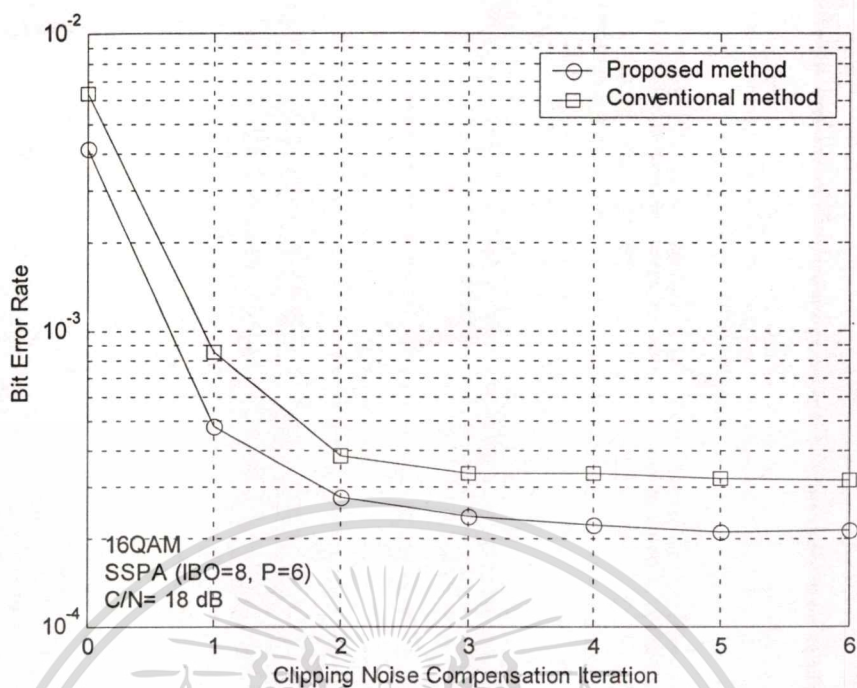


รูป 4.20 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการผลิตบิตข้อมูล กับจำนวนรอบของกระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวน เมื่อ IBO = 4 dB

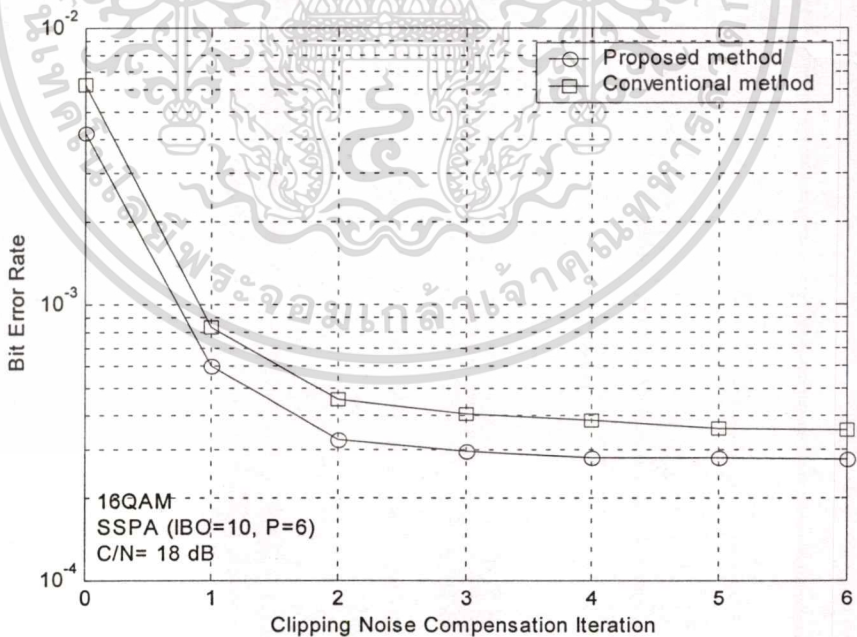


รูป 4.21 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการผลิตบิตข้อมูล กับจำนวนรอบของกระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวน เมื่อ IBO = 6 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.22 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการผลิตบิตข้อมูล กับจำนวนรอบของกระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวน เมื่อ IBO = 8 dB

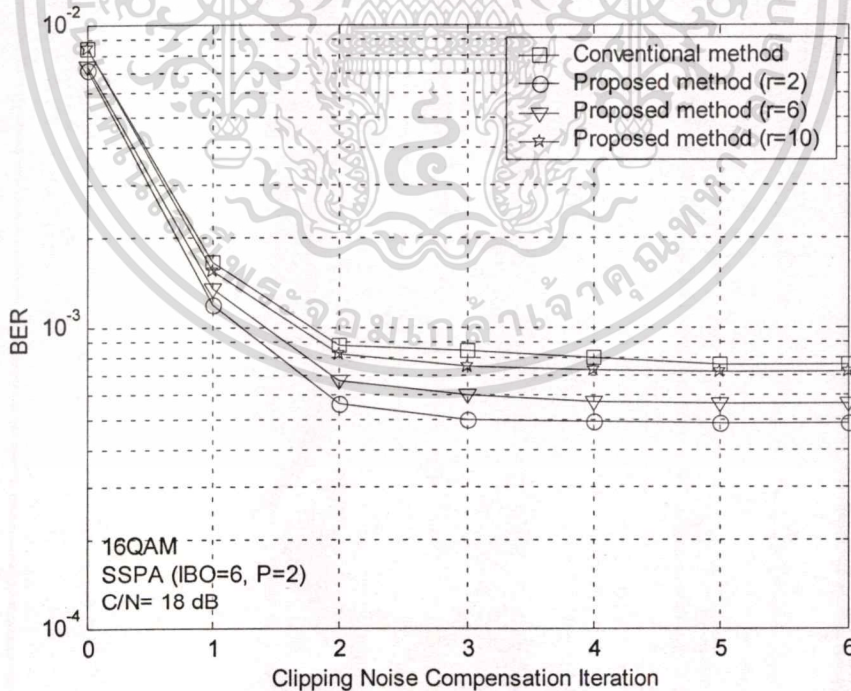


รูป 4.23 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการผลิตบิตข้อมูล กับจำนวนรอบของกระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวน เมื่อ IBO = 10 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

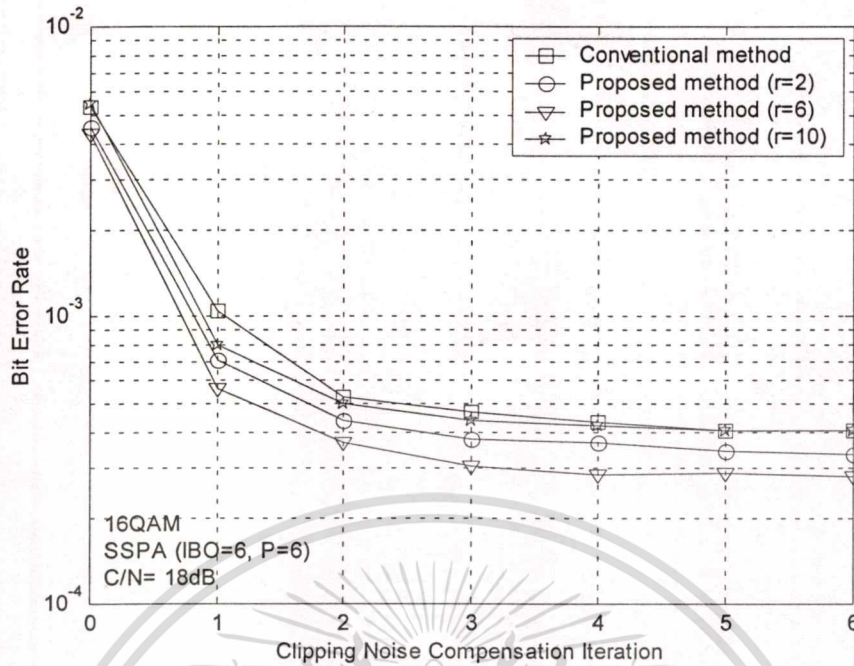
จากผลการทดลองในรูปที่ 4.19-4.23 พบว่าที่จำนวนรอบของกระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวนค่าเดียวกัน ระบบที่ใช้วิธีการที่นำเสนอจะมีค่าอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูลต่ำกว่า และการเปลี่ยนแปลงของค่า IBO จะมีผลต่อค่าอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูล โดยเมื่อ IBO มีค่าลดลง จะทำให้ อัตราการผิดพลาดบิตข้อมูลมีค่าเพิ่มขึ้น โดยที่ IBO มีค่าต่ำนั้น (ประมาณ 2-4 dB) ระบบที่ใช้วิธีการที่นำเสนอจะให้ค่า BER ที่ใกล้เคียงกับระบบที่ใช้วิธีการแต่ที่ IBO มีค่าตั้งแต่ 6 dB ขึ้นไป การเปลี่ยนแปลงของ IBO จะมีผลน้อยมากต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบ

เมื่อทำการทดลองโดยกำหนดให้ค่าควบคุมการเปลี่ยนแปลงจากช่วงที่เป็นเชิงเส้นสู่จุดอิมพัลส์ของ HPA มีการเปลี่ยนแปลง คือ P มีค่าเท่ากับ 2, 6 และ 10 โดยมีค่าพารามิเตอร์เสริมคือค่า Smoothness Control (r) ของการตัดยอดสัญญาณแบบราบเรียบมีการเปลี่ยนแปลงตาม และจากผลการทดลองในรูปที่ 4.24-4.26 แสดงการเปรียบเทียบ เมื่อค่า r ของการตัดยอดสัญญาณแบบราบเรียบมีการเปลี่ยนแปลงคือ r มีค่าเท่ากับ 2, 6 และ 10 และจากผลการทดลองพบว่าการชดเชยสัญญาณรบกวนในระบบที่ใช้วิธีการที่นำเสนอจะกระทำได้ดีกว่าระบบที่ใช้วิธีการแบบพื้นฐาน จากรูปจะเห็นว่าที่จำนวนรอบของกระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวนอื่นเนื่องมาจากการตัดยอดสัญญาณ (ดีเออาร์) ค่าเดียวกัน ระบบที่ใช้วิธีการที่นำเสนอจะให้ค่าอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูลต่ำกว่าระบบที่ใช้วิธีการแบบพื้นฐาน

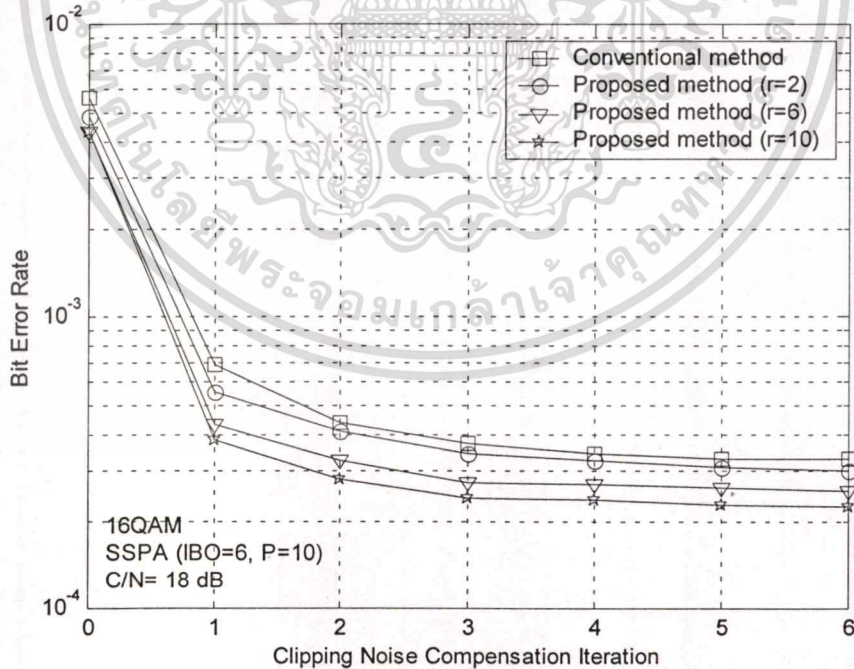


รูป 4.24 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูล กับจำนวนรอบของกระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวน เมื่อ $P = 2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.25 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการผลิตบิตข้อมูล กับจำนวนรอบของกระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวน เมื่อ $P = 6$



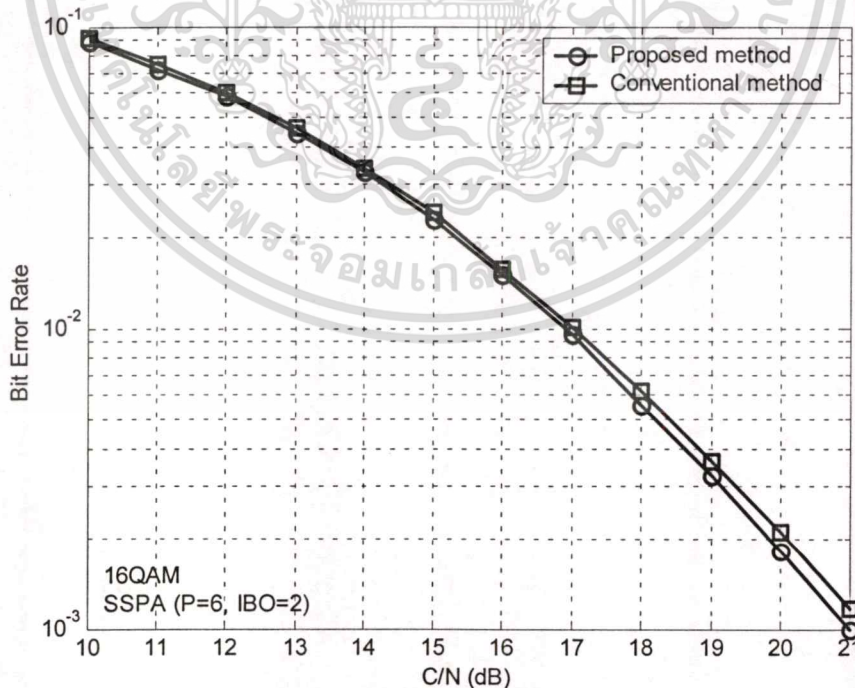
รูป 4.26 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการผลิตบิตข้อมูล กับจำนวนรอบของกระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวน เมื่อ $P = 10$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวอนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจากผลการทดลองในรูปที่ 4.24-4.26 จะพบว่าการชดเชยสัญญาณรบกวนในระบบที่ใช้วิธีการที่นำเสนอจะกระทำได้ดีที่สุด เมื่อค่า r มีค่าใกล้เคียงกับค่า P ของ HPA และจากผลการทดลองในรูปที่ 4.24-4.25 พบว่าเมื่อ r มีค่าสูง หรือเท่ากับ 10 สมรรถนะของระบบที่ใช้วิธีการที่นำเสนอจะมีค่าใกล้เคียงกับระบบที่ใช้วิธีการแบบพื้นฐาน

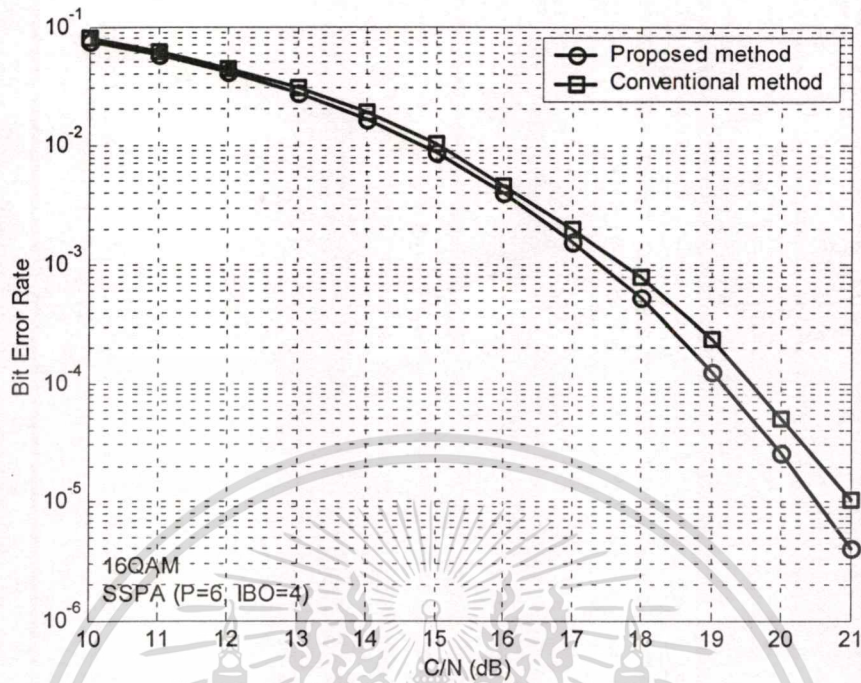
4.2.4 อัตราการผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบ

ในส่วนนี้แสดงอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบ เมื่อทำการส่งสัญญาณจากเครื่องส่งมายังเครื่องรับโดยผ่านช่องสัญญาณแบบ AWGN โดยกำหนดตัวแปรเสริมคือจุดทำงานของ HPA มีการเปลี่ยนแปลง โดย IBO มีค่าเท่ากับ 2, 4, 6 และ 8 dB ตามลำดับ และจากผลการทดลองพบว่าระบบที่ใช้วิธีการที่นำเสนอจะให้สมรรถนะอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูลที่ดีกว่าระบบที่ใช้วิธีการแบบพื้นฐาน และจากผลการทดลองในรูปที่ 4.27-4.30 พบว่าอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบจะแปรผกผันกับค่า IBO ของ HPA โดยเมื่อ IBO มีค่าลดลง จะมีผลทำให้ค่าอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบเพิ่มขึ้น และการเปลี่ยนแปลงของ IBO ที่ระดับตั้งแต่ 6 dB ขึ้นไป จะมีผลน้อยมากต่อการเปลี่ยนแปลงค่าสมรรถนะอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบ และเมื่อค่า IBO มีค่าต่ำ ซึ่งจากการทดลองมีค่าเท่ากับ 2 dB จะทำให้ค่าสมรรถนะอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบที่ใช้วิธีการที่นำเสนอและที่ใช้วิธีการแบบพื้นฐานจะมีค่าใกล้เคียงกัน

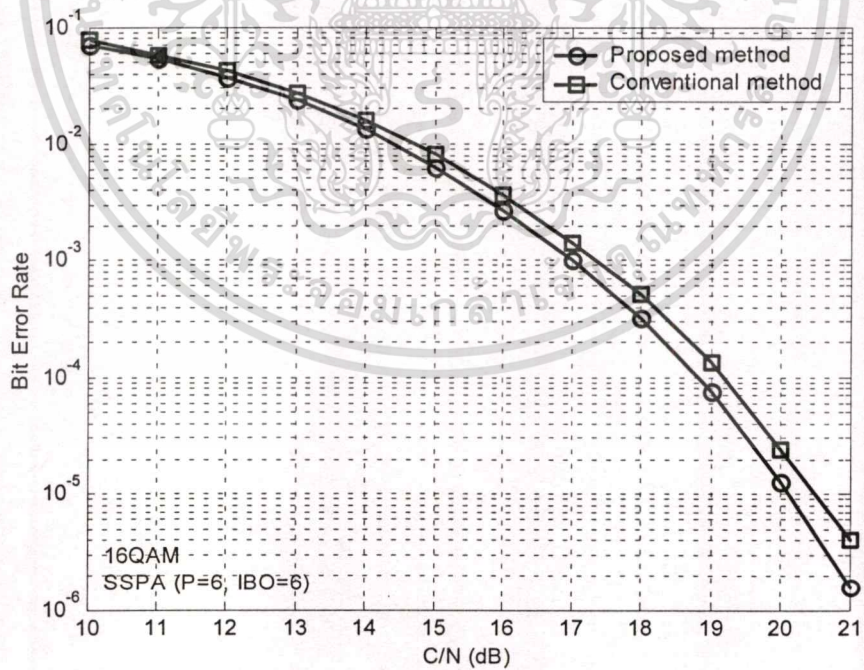


รูปที่ 4.27 อัตราการผิดพลาดของบิตข้อมูล ภายใต้สภาพแวดล้อมแบบ AWGN เมื่อ IBO = 2 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

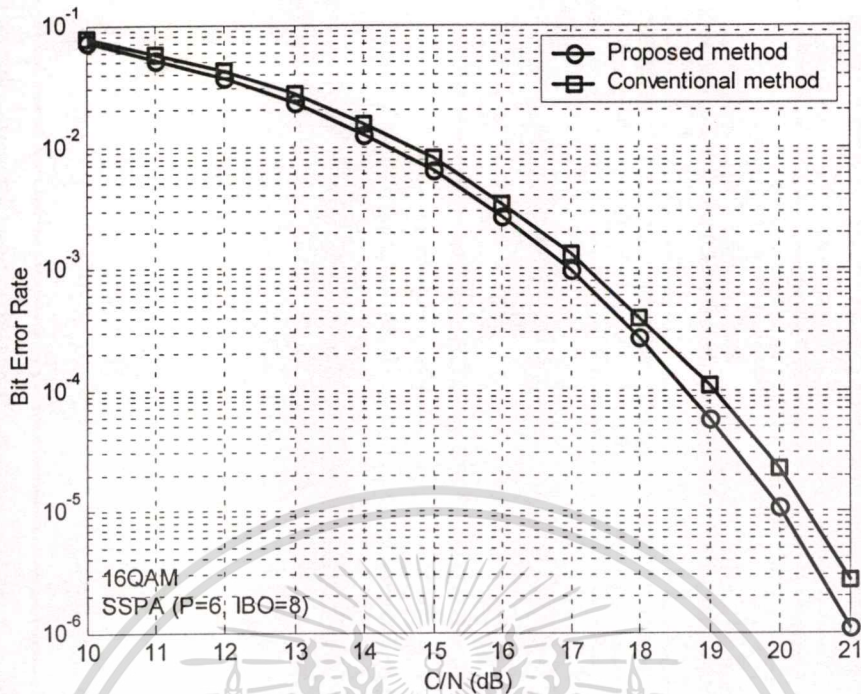


รูปที่ 4.28 อัตราการผิดพลาดของบิตข้อมูล ภายใต้สภาพแวดล้อมแบบ AWGN เมื่อ IBO = 4 dB



รูปที่ 4.29 อัตราการผิดพลาดของบิตข้อมูล ภายใต้สภาพแวดล้อมแบบ AWGN เมื่อ IBO = 6 dB

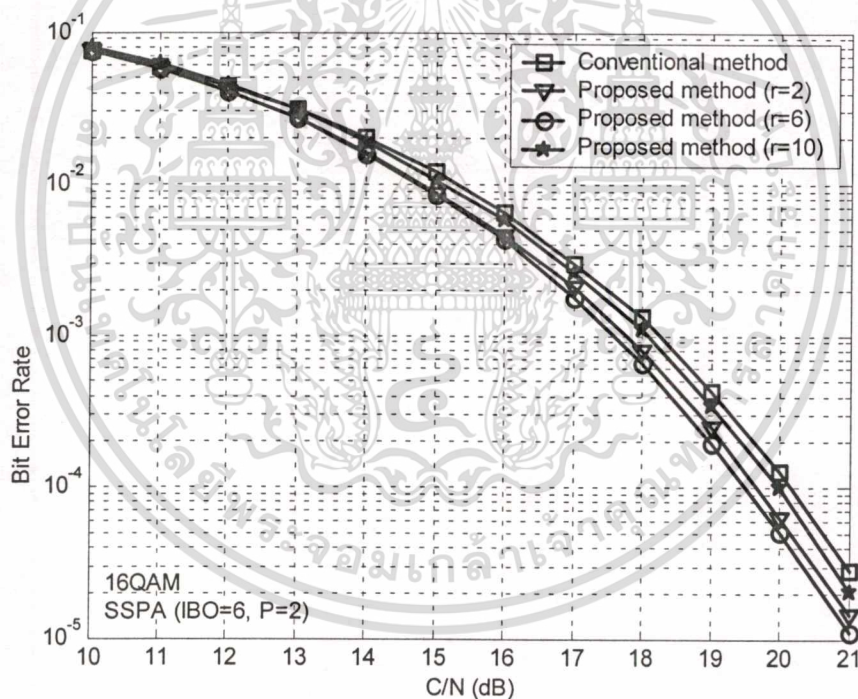
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



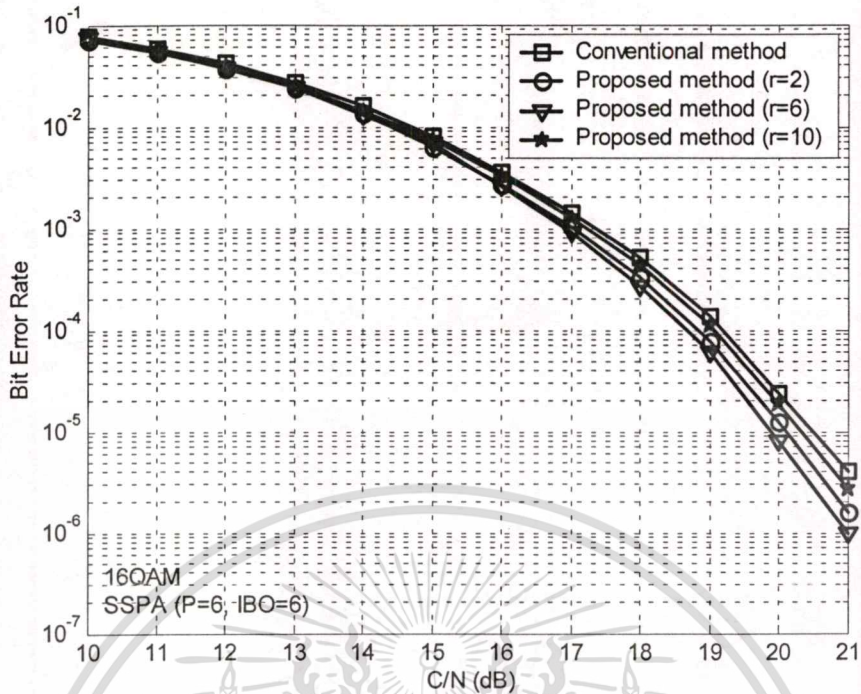
รูปที่ 4.30 อัตราการผิดพลาดของบิตข้อมูล ภายใต้สภาพแวดล้อมแบบ AWGN เมื่อ IBO = 8 dB

และจากผลการทดลอง เมื่อ C/N มีค่าต่ำกว่า 14 dB ค่าสมรรถนะอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบที่ใช้วิธีการที่นำเสนอและที่ใช้วิธีการแบบพื้นฐานจะมีค่าใกล้เคียงกัน ตลอดช่วงการเปลี่ยนแปลงค่า IBO และที่ค่าอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบเท่ากัน ระบบที่นำเสนอจะให้ค่าสมรรถนะอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูลที่ดีกว่าประมาณ 0.3 dB ขึ้นไป ที่ $C/N \geq 15$ dB และ $IBO \geq 6$ dB

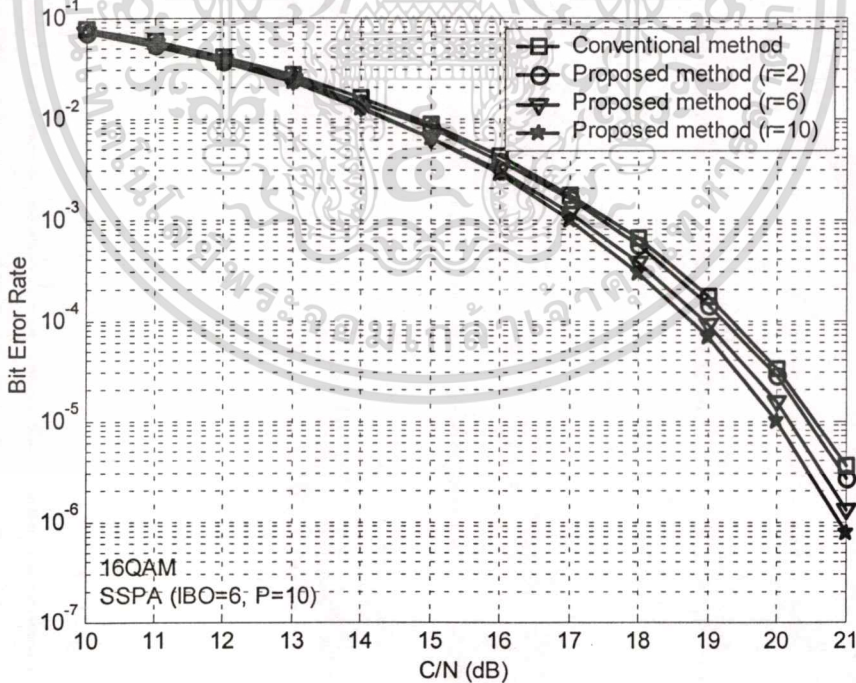
และจากรูปที่ 4.31-4.33 แสดงค่าอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบ เมื่อกำหนดค่าการเปลี่ยนแปลงจากช่วงที่เป็นเชิงเส้นสู่จุดอิมพัลส์ของ HPA มีการเปลี่ยนแปลง คือ P มีค่าเท่ากับ 2, 6 และ 10 ตามลำดับ โดยมีค่าพารามิเตอร์เสริมคือค่า Smoothness Control (r) ของการตัดยอดสัญญาณแบบราบเรียบมีการเปลี่ยนแปลงตาม ซึ่งกำหนดให้มีค่าเท่ากับ 2, 6 และ 10 ตามลำดับ และจากผลการจำลองระบบพบว่าระบบที่ใช้วิธีการที่นำเสนอจะมีค่าอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบที่ต่ำกว่าระบบที่ใช้วิธีการแบบพื้นฐาน โดยค่าอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบที่ใช้วิธีการที่นำเสนอจะมีค่าดีที่สุดเมื่อค่า r มีค่าใกล้เคียงกับค่า P ของ HPA จากรูปที่ 4.31-4.32 เมื่อ r มีค่าสูง หรือเท่ากับ 10 สมรรถนะอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบที่ใช้วิธีการที่การที่นำเสนอจะมีค่าใกล้เคียงกับระบบที่ใช้วิธีการแบบพื้นฐาน และจากผลการทดลองพบว่าที่ P มีค่าต่ำๆ หรือเท่ากับ 2 สมรรถนะอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบจะมีค่าต่ำที่สุด



รูปที่ 4.31 อัตราการผิดพลาดของบิตข้อมูล ภายใต้สภาพแวดล้อมแบบ AWGN เมื่อ $P = 2$
C/N (dB)



รูปที่ 4.32 อัตราการผิดพลาดของบิตข้อมูล ภายใต้สภาพแวดล้อมแบบ AWGN เมื่อ $P = 6$



รูปที่ 4.33 อัตราการผิดพลาดของบิตข้อมูล ภายใต้สภาพแวดล้อมแบบ AWGN เมื่อ $P = 10$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการทดลองเพื่อหาค่าสมรรถนะของระบบโอเอฟดีเอ็มโดยใช้การจำลองด้วยคอมพิวเตอร์ตามรูปที่ 4.1-4.33 จะพบว่าระบบที่มีการลดค่า PAPR ก่อนการขยายสัญญาณด้วย HPA โดยใช้วิธีการที่นำเสนอ และระบบที่ใช้การลดค่า PAPR ที่ใช้วิธีการแบบพื้นฐานจะสามารถลดค่า PAPR ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มลงในระดับที่ใกล้เคียงกันเมื่อใช้ค่า Clipping Ratio ค่าเดียวกัน และทั้งสองวิธียังสามารถลดค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม (PSD) นอกย่านความถี่ถึงในระดับที่ใกล้เคียงกัน ซึ่งจากการทดลองสามารถลดได้ประมาณ 15 dB เมื่อเทียบกับระบบที่ไม่มีกระบวนการลดค่า PAPR ก่อนทำการขยายสัญญาณโอเอฟดีเอ็มด้วย HPA เพื่อส่งไปให้ถึงยังเครื่องรับ ทางด้านเครื่องรับของระบบที่ใช้ในการทดลองนั้นจะประกอบด้วยส่วนที่ทำหน้าที่หาค่าเพื่อใช้ในการชดเชยให้กับสัญญาณที่รับเข้าซึ่งเป็นสัญญาณที่ถูกตัดยอดคลื่นที่มีค่า PAPR ค่าที่สูงออกไปทางเครื่องส่ง หรือกระบวนการดีเออาร์ และจากผลการทดลองพบว่าระบบที่มีการลดค่า PAPR โดยใช้วิธีการที่นำเสนอจะให้ค่าอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูลที่ต่ำกว่าระบบที่ทำการลดค่า PAPR โดยวิธีการแบบพื้นฐานที่ค่าจำนวนรอบของกระบวนการดีเออาร์ค่าเดียวกัน ซึ่งค่าความแตกต่าง BER นั้นจะสามารถเห็นได้ชัดเจนที่ค่า C/N มีค่าสูงกว่า 14 dB และตัวแปรที่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของระดับค่า BER ของระบบคือ ค่าที่บอกความเป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายสัญญาณกำลังสูง หรือ IBO ซึ่งจากการทดลองจะพบว่าเมื่อ IBO มีค่าต่ำลงจะทำให้ค่า BER ของระบบมีค่าเพิ่มขึ้น และที่ค่า IBO มีค่าตั้งแต่ 6 dB ขึ้นไป จะมีผลน้อยมากต่อการเปลี่ยนแปลงค่า BER ของระบบ เนื่องจากที่ IBO ค่าสูงๆนั้น โอกาสที่สัญญาณโอเอฟดีเอ็มจะถูกขลิบหรือตัดยอดสัญญาณโดย HPA แทบจะไม่เกิดขึ้นเลย และจากผลการทดลองในรูปที่ 4.24-4.26 และ 4.31-4.33 พบว่าระบบที่ใช้วิธีการที่นำเสนอจะให้ค่าอัตราการผิดพลาดข้อมูลที่ต่ำที่สุดเมื่อค่า Smoothness Control (r) ของการตัดยอดสัญญาณแบบราบเรียบมีค่าใกล้เคียงหรือเท่ากับค่าความคุมการเปลี่ยนแปลงจากช่วงที่เป็นเชิงเส้นสู่จุดอิมพัลส์ของเครื่องขยาย (P) และจากผลการทดลองพบว่าประสิทธิภาพของระบบที่มีการลดค่า PAPR โดยใช้วิธีการที่นำเสนอจะดีกว่าระบบที่ใช้วิธีการแบบพื้นฐานอย่างเห็นได้ชัด ที่ C/N มีค่าสูงกว่า 14 dB ขึ้นไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

ความต้องการใช้เทคโนโลยีการสื่อสารในแบบไร้สาย (Wireless Communication) มีการเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ดังจะเห็นได้จากการเพิ่มขึ้นของความต้องการใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่ เครื่องข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย (WLAN) และในอนาคตรูปแบบของการให้บริการด้านการสื่อสารนั้นจะเปลี่ยนไปสู่การสื่อสารแบบมัลติมีเดียเคลื่อนที่ (Mobile Multimedia) และระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายที่มีความสามารถในการรับส่งข้อมูลความเร็วสูง แต่ในขณะที่ย่านความถี่ใช้งานนั้นมีจำกัด ดังนั้นจึงต้องหาวิธีการเพื่อให้เครือข่ายแบบไร้สายมีความสามารถรองรับกับความต้องการส่งผ่านข้อมูลที่เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว

การส่งข้อมูลในระบบโอเอฟดีเอ็ม (OFDM) เป็นเทคนิคหนึ่งที่สามารถช่วยให้การรับ-ส่งข้อมูลแบบไร้สายนั้นสามารถกระทำได้เร็วขึ้น และการใช้งานย่านความถี่นั้นจะมีประสิทธิภาพยิ่งขึ้น เนื่องการส่งข้อมูลในระบบโอเอฟดีเอ็มนั้นจะใช้วิธีการแยกขบวนข้อมูลอนุกรมความเร็วสูงออกเป็นข้อมูลความเร็วต่ำหลายขบวน แล้วทำการมอดูเลตแต่ละขบวนข้อมูลความเร็วต่ำเหล่านั้นด้วยหลายคลื่นพาห่อย่อยที่มีคุณสมบัติของการออร์ทอกอนัล (Orthogonality) กันระหว่างความถี่ของคลื่นพาห่อย่อย ที่ทำให้สามารถทับซ้อนกันได้ทางสเปกตรัมของความถี่ จากนั้นนำคลื่นพาห่อย่อยต่างๆมารวมกันแล้วส่งไปในช่องสัญญาณพร้อมกัน

สัญญาณโอเอฟดีเอ็มเกิดจากผลรวมของคลื่นพาห่อย่อยต่างๆหลายความถี่ที่มีอิสระในการเปลี่ยนแปลงทั้งทางเฟสและแอมพลิจูด ซึ่งเมื่อคลื่นพาห่อย่อยต่างๆเหล่านั้นมีการเสริมกันทางด้านเฟสจะทำให้สัญญาณโอเอฟดีเอ็มในช่วงเวลานั้นมีค่า PAPR ที่สูง หรือมีค่ากำลังงานของสัญญาณในช่วงเวลานั้นสูงมากเมื่อเทียบกับค่ากำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ และก่อนทำการส่งสัญญาณโอเอฟดีเอ็มไปยังเครื่องรับ ต้องทำการขยายสัญญาณด้วยเครื่องขยายกำลังสูง (HPA) เพื่อให้สัญญาณโอเอฟดีเอ็มมีกำลังงานเพียงพอที่จะสามารถเดินทางไปถึงยังเครื่องรับ แต่ HPA ที่ใช้อยู่ทั่วไปนั้นจะมีความไม่เป็นเชิงเส้นในการขยายสัญญาณ ซึ่งเมื่อสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่เข้ามาทางอินพุทของ HPA นั้นที่มีค่า PAPR สูง อาจทำให้สัญญาณที่ได้ทางเอาต์พุท HPA นั้นมีลักษณะถูกขลิบ อันเนื่องจากการทำงานที่จุดอิ่มตัวของเครื่องขยาย ซึ่งผลที่ตามมาก็คือ ทำให้เกิดการเพิ่มขึ้นของสเปกตรัมนอกย่านความถี่ใช้งาน ซึ่งอาจทำให้เกิดการแทรกสอดระหว่างช่องสัญญาณและย่านความถี่ที่ใช้งานข้างเคียงได้ ทำให้อัตราการผิดพลาดบิตข้อมูลมีค่าเพิ่มมากขึ้น ส่งผลให้สมรรถนะของระบบมีค่าต่ำลง

5.1 สรุปผลการลดค่า PAPR ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม โดยการตัดยอดสัญญาณแบบราบเรียบ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอวิธีการลดค่า PAPR ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม โดยใช้การตัดยอดสัญญาณแบบราบเรียบ เพื่อให้สัญญาณโอเอฟดีเอ็มมีค่า PAPR ที่เหมาะสมกับคุณลักษณะการขยายสัญญาณของ HPA ซึ่งจะช่วยลดโอกาสที่สัญญาณจะถูกตัดหรือขลิบยอดคลื่นโดย HPA เนื่องจากคุณสมบัติโดยทั่วไปของ HPA จะมีลักษณะของความไม่เป็นเชิงเส้น และในการทดลองเพื่อหาค่าสมรรถนะของระบบ ใช้วิธีจำลองการทำงานของระบบโอเอฟดีเอ็มด้วยคอมพิวเตอร์ และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบจะใช้ค่าที่อ้างอิงตามมาตรฐาน IEEE 802.11a และเลือกใช้การมอดูเลตข้อมูลในแบบ 16QAM จากผลการทดลองพบว่าประสิทธิภาพการลดค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่ของระบบที่ใช้วิธีการที่นำเสนอจะมีค่าใกล้เคียงกับระบบที่ใช้วิธีการแบบพื้นฐาน ซึ่งจากผลการทดลองสามารถลดค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่ลงประมาณ 15 dB เมื่อเทียบกับระบบที่ไม่มีกระบวนการลดค่า PAPR ก่อนทำการขยายสัญญาณด้วย HPA และจากผลการทดลองที่ 4.2.3 และ 4.2.4 พบว่าการชดเชยสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการตัดยอดสัญญาณ ในระบบที่นำเสนอจะกระทำได้ดีกว่าระบบที่ใช้วิธีการแบบพื้นฐาน จากการทดลองพบว่าที่จำนวนรอบของกระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวนเดียวกัน ระบบที่ใช้วิธีการที่นำเสนอจะมีค่า BER ที่ต่ำกว่าระบบที่ใช้วิธีการแบบพื้นฐาน และเมื่อกำหนดให้ BER และ C/N ของระบบมีค่าคงที่ ระบบที่ใช้วิธีการที่นำเสนอจะใช้เวลาหรือจำนวนรอบในกระบวนการชดเชยสัญญาณรบกวนที่น้อยกว่าเมื่อเทียบกับระบบที่ใช้วิธีการแบบพื้นฐาน

5.2 สรุปปัญหาและข้อเสนอแนะ

ในการวิจัยครั้งนี้ได้ทำการวิจัยเฉพาะการลดค่า PAPR ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม โดยใช้วิธีการตัดยอดสัญญาณแบบราบเรียบ เพื่อลดโอกาสที่สัญญาณโอเอฟดีเอ็มจะถูกขลิบหรือตัดยอดคลื่นโดย HPA ที่อาจทำให้เกิดการเพิ่มขึ้นของสเปกตรัมนอกย่านความถี่และการเพิ่มขึ้นของ BER ซึ่งวิธีที่นำเสนอจะช่วยลดสเปกตรัมนอกย่านความถี่ และ BER ลง เมื่อเทียบกับระบบที่ไม่มีกระบวนการลดค่า PAPR และให้ค่า BER ต่ำกว่าเมื่อเทียบกับระบบที่ใช้วิธีแบบพื้นฐาน แต่ทั้งหมดที่ได้กล่าวมาก็เป็นเพียงวิธีการหนึ่งที่ช่วยแก้ไขปัญหาของระบบโอเอฟดีเอ็มเนื่องจากค่า PAPR ของสัญญาณที่มีค่าสูง ซึ่งในการแก้ไขปัญหามันเนื่องจากค่า PAPR ที่สูง ยังสามารถกระทำได้โดยใช้วิธีอื่น เช่น การเข้ารหัส (Coding) และ การสแครมบลิง (Scrambling) ซึ่งแต่ละวิธีนั้นก็จะมีคุณสมบัติที่แตกต่างกันออกไป ส่วนวิธีที่นำเสนอจะมีข้อดี คือ จะใช้เวลาในกระบวนการลดค่า PAPR ที่สั้นกว่าหรือสามารถกระทำได้รวดเร็วกว่าวิธีดังกล่าว

บรรณานุกรม

- [1] R. Van Nee and R. Prasad, **OFDM for Wireless Multimedia Communication**, Artech House, 2000.
- [2] J. Tellado, **Multicarrier Modulation with Low PAR**, Kluwer Academic Publisher tech House, 2000.
- [3] H. Vasuki, **“Orthogonal Frequency Division Multiplexing,”** ESE 505, Traffic Performance Analysis of Mobile, Wireless & Somunication System, University of New York, USA, 1999.
- [4] A. Pandharipande, **“Principles of OFDM,”** IEEE Potentials, Vol. 21, pp. 16-19, April/May 2002.
- [5] H. G. Ryu, B. I. Jin and I. B. Kim, **“PAPR Reduction Using Soft Clipping and ACI Rejection in OFDM System,”** IEEE Transaction on Consumer Electronics, Vol. 48, pp. 17-22, February 2002.
- [6] K. Akada and K. R. Rao, **“PAPR Reduction using Combined Coding, Weighting, and Mapping in OFDM System,”** IEEE Potentials, Vol. 22, June/July 2002.
- [7] J. Armstrong, **“Peak to Average Power Reduction for OFDM by Repeated Clipping and Frequency domain Filtering”** IEE Electronics Letters, Vol. 38, pp. 246-247, February 2002.
- [8] J. Armstrong, **“New OFDM Peak-to-Average Power Reduction Scheme,”** IEEE VTC'20, pp. 756-760, June 2001.
- [9] D. Kim and G. L. Stuber, **“Clipping Noise Mitigation for Decision-Aided Reconstruction,”** IEEE Communications Letters, Vol. 3, pp. 4-6, January 1999.
- [10] Y. Guo, J. R. Cavallaro, **“A Novel Adaptive Pre-Distorter Using LS Estimation of SSPA Non-Linearity in Mobile OFDM System,”** IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Vol. 3, pp. 453-456, 2002.
- [11] J. Armstrong, **“New OFDM peak-to-average power reduction scheme,”** IEEE VTS'53, Vol. 1, pp. 756-760, 2001.
- [12] G. R. Hill, M. Faulkner and J. Singh, **“Reducing the Peak to Average Power Ratio in OFDM by Cyclically Shifting Partial Transmit Sequences,”** IEE Electronics Letters, Vol. 36, pp. 560-561, March 2000.

- [13] X. Li and L. J. Cimini, Jr., "Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM," Proc. VTC'97, May 1997, pp. 1634-1638.
- [14] E. Lawley, **Adaptive Techniques for Multiuser OFDM**, Ph.D. Thesis, James Cook University Australia, 2002.
- [15] F. Kohandani, "PAR reduction in OFDM/CDMA System," E&CE 612 Project, 30 April 2002.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

โปรแกรมที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบโอเอฟดีเอ็ม

```
%*****
%
%       โปรแกรมในการจำลองการทำงานของระบบโอเอฟดีเอ็ม และ
%       การลดค่าอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุดสำหรับระบบโอเอฟดีเอ็ม
%
%       โดยใช้การตัดยอดสัญญาณแบบราบเรียบ
%*****
```

```
clear all;
clc;
%%% Define the Random Message Points N %%%
BW=16.25;           % Band width = 16.25 MHz
NMess=16;          % Range of SignalsB
Nov=2;
N=52+(6*Nov);     % Number of FFT point
M=52;              % Numbers of subscriber
L=10;              % Number of Symbols
CNst=10;           %Carrier to Noise ratio (dB)
CNx=26;            %Carrier to Noise ratio (dB)
Stcn=2;            %Step of Carriet to Noise ration (dB)
TgRatio=0.1;
Aver=1              %Numver of average
Num_count=20;     %Number of loop testing bits error performance.
D=sqrt(1/5);       %QAM Normalize to Average power equal 2
DI_DS=1;           %Delay interval and Delay spread Ratio
P0=sqrt(1-exp(-DI_DS)); %Multipath channel
Ets=round(M/BW);  % Effective Symbol Duration
Dg=Ets*TgRatio;   % Guard Interval Duration D %%%
Ts=Ets+Dg;        % Symbol Duration Ts %%%
DeltraF=round(BW/M); % Deltra Frewuency
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

DeltraT=Ets/N; % Deltra Time of symbol
Zerop=round((N-M)/2); %Number of Zero padding
Ng=round(Dg/(Ets/(N-(128*Nov)))); % Number of guard interval
Mess=M*L; % Number of Signals
Nt=N+Ng;
NNt=Nt*L;
L1=Zerop+1;
L2=Zerop+M;

%*****

Iter_st=4;
Iter_sp=4;
for Niter=Iter_st:Iter_sp; %Iterlation of compensation
for CN=CNst:Stcn:CNx; %Loop CN
for count=1:Num_count; %Loop Counter bits error
%*****
%=====
Zero1=zeros(1,Zerop);
RandSignal(1,1:Mess)=randint(1,Mess,NMess);
StoP=serial2parallel(RandSignal,M);
LengthSt=length(StoP(:,1)); %This Value equal Number of Subscriber
SubSt=length(StoP(1,:));
Signal=StoP;
%=====
%*****

% 16QAM Modulation
%*****

y=Signal;
for k=1:LengthSt;
for i=1:M;
if y(k,i)==3, x(k,i)=(1+j)*D; %1 Quadrent
elseif y(k,i)==2, x(k,i)=(3+j)*D;
elseif y(k,i)==7, x(k,i)=(1+j)*D;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวอนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

elseif y(k,i)==6, x(k,i)=(3+j)*D;
elseif y(k,i)==1, x(k,i)=(-1+j*3)*D;           %2 Quadrant
elseif y(k,i)==0, x(k,i)=(-3+j*3)*D;
elseif y(k,i)==5, x(k,i)=(-1+j)*D;
elseif y(k,i)==4, x(k,i)=(-3+j)*D;
elseif y(k,i)==11, x(k,i)=(1-j*3)*D;           %3 Quadrant
elseif y(k,i)==10, x(k,i)=(3-j*3)*D;
elseif y(k,i)==15, x(k,i)=(1-j)*D;
elseif y(k,i)==14, x(k,i)=(3-j)*D;
elseif y(k,i)==9, x(k,i)=(-1-j*3)*D;          %4 Quadrant
elseif y(k,i)==8, x(k,i)=(-3-j*3)*D;
elseif y(k,i)==13, x(k,i)=(-1-j)*D;
else x(k,i)=(-3-j)*D;
end
end
Tx(k,1:M)=x(k,1:M);
Xt1(k,1:N)=ifft([Zero1 x(k,1:M) Zero1]).*sqrt(N);
Xt2(k,1:Nt)=[Xt1(k,N-Ng+1:N) Xt1(k,1:N)];      % Assume we have a frame delay.
end
Stx=Xt2;
%*****
%                               Smooth Clipping
%*****
[Row_clip Col_clip]=size(Stx);
IN_clip=parallel2serial(Stx);
N_clip=length(IN_clip);
CLIP=4;
Pclip=6;                                     %Clipping characteristic
CLIPmean_power=mean(IN_clip(1:N_clip).*conj(IN_clip(1:N_clip)));
A_clip=sqrt(10^(CLIP/10)*CLIPmean_power);
CLIPabs(1:N_clip)=abs(IN_clip(1:N_clip));
CLIP_ph(1:N_clip)=angle(IN_clip(1:N_clip));

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

Pclip1=2*Pclip;
Pclip2=1/Pclip1;
for k=1:N_clip;
    CLIPout(1,k)=CLIPabs(1,k)/((1+(CLIPabs(1,k)/sqrt(A_clip))^(Pclip1))^(Pclip2));
end
CLIPout1(1:N_clip)=CLIPout(1:N_clip);           %Keep input power equal output power.
OUT_clip(1:N_clip)=CLIPout1(1:N_clip).*exp(j*CLIP_ph(1:N_clip));
Stx=serial2parallel(OUT_clip,Col_clip);
%*****
%
%                               Filter for Oversampling
%*****
for k=1:LengthSt;
    Stx_fil(k,1:N)=(fft(Stx(k,Ng+1:Nt)))./sqrt(N);           %Remove guard interval
    Stx_fil2(k,1:M)=Stx_fil(k,L1:L2);
    Stx_fil3(k,1:N)=ifft([Zero1 Stx_fil2(k,1:M) Zero1]).*sqrt(N);
    Stx_fil4(k,1:Nt)=[Stx_fil3(k,N-Ng+1:N) Stx_fil3(k,1:N)]; % Assume we have a frame delay.
end
Stx=Stx_fil4;
%*****
%                               Solid-State Power Amplifiers (SSPA)
%*****
[Row_amp Col_amp]=size(Stx);
IN_amp=parallel2serial(Stx);
N_amp=length(IN_amp);
BOI=-4;           %Back-off input
Pamp=6;           %Pamp = control the smoothness of the transition form.
Pamp1=2*Pamp;
Pamp2=1/Pamp1;

AMPmean_power=mean(IN_amp(1:N_amp).*conj(IN_amp(1:N_amp)));
AMP_nor(1:N_amp)=IN_amp(1:N_amp)./sqrt(AMPmean_power); %Keep Power transmission
= 1.

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

AMP_nor1(1:N_amp)=sqrt(10^(BOI/10)).*AMP_nor(1:N_amp);
AMPabs(1:N_amp)=abs(AMP_nor1(1:N_amp));
AMP_ph(1:N_amp)=angle(AMP_nor1(1:N_amp));
for k=1:N_amp;
    AMPout(1,k)=AMPabs(1,k)/((1+(AMPabs(1,k)^(Pamp1))^(Pamp2));
end
AMPout_aver=mean(AMPout(1:N_amp).^2);
AMPout1(1:N_amp)=AMPout(1:N_amp).*sqrt(AMPmean_power/AMPout_aver); %Keep
input power equal output power.
OUT_amp(1:N_amp)=AMPout1(1:N_amp).*exp(j*AMP_ph(1:N_amp));
Stx=serial2parallel(OUT_amp,Col_amp);
OUTmean_power=mean(Stx(:)'.*conj(Stx(:)));
Stx=Stx.*sqrt(CLIPmean_power/OUTmean_power); %Keep power equal Original power.
for NAver=1:Aver; %Loop average
%*****
% Noise
% side of noise refer input signal
%*****
[Row_noise Col_noise]=size(Stx); %Stx is reference of noise
Noise=10^(-CN/20);
randx=[randn(Row_noise,Col_noise)+j*randn(Row_noise,Col_noise)];
Awgn(1:Row_noise,:)=(Noise).*randx(1:Row_noise,:); %Random phase & Random Amplitude
%*****
%*****

Rtx=Stx+Awgn; %AWGN
Rtx=Rtx./sqrt(CLIPmean_power/OUTmean_power);
for k=1:LengthSt;
    Rt_in_time(k,1:N)=Rtx(k,Ng+1:Nt);
    Rtt(k,1:N)=(fft(Rt_in_time(k,1:N)))./sqrt(N); %Remove guard interval
    Rt(k,1:M)=Rtt(k,L1:L2); %./Hf_est3(1,1:M); %Multi-path Fading
end
Adj_x=mean(x(:)'.*conj(x(:)));

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

Rt_dar=Rt;
if Niter>0,                                %Check 0
    Adj_Rt_dar=mean(Rt_dar(:)'.*conj(Rt_dar(:)'));
    Rt_dar1=Rt_dar.*sqrt(2/Adj_Rt_dar);
    Rt_dar=Rt_dar1;
for iter=1:Niter;                            %Iterlation of compensation
%*****
for k=1:LengthSt;
    for j=1:M;                                %Normal
        rx=real(Rt_dar(k,i));
        ry=imag(Rt_dar(k,i));
        if rx>=0 & rx<2*D & ry>=2*D, Rr(k,i)=(1+j*3)*D;           %1 Quadrant
        elseif rx>=2*D & ry>=2*D, Rr(k,i)=(3+j*3)*D;
        elseif rx>=0 & rx<2*D & ry>=0 & ry<2*D, Rr(k,i)=(1+j)*D;
        elseif rx>=2*D & ry>=0 & ry<2*D, Rr(k,i)=(3+j)*D;
        elseif rx<=0 & rx>-2*D & ry>=2*D, Rr(k,i)=(-1+j*3)*D;     %2 Quadrant
        elseif rx<=-2*D & ry>=2*D, Rr(k,i)=(-3+j*3)*D;
        elseif rx<=0 & rx>-2*D & ry>=0 & ry<2*D, Rr(k,i)=(-1+j)*D;
        elseif rx<=-2*D & ry>=0 & ry<2*D, Rr(k,i)=(-3+j)*D;
        elseif rx>=0 & rx<2*D & ry<=-2*D, Rr(k,i)=(1-j*3)*D;     %3 Quadrant
        elseif rx>=2*D & ry<=-2*D, Rr(k,i)=(3-j*3)*D;
        elseif rx>=0 & rx<2*D & ry<=0 & ry>-2*D, Rr(k,i)=(1-j)*D;
        elseif rx>=2*D & ry<=0 & ry>-2*D, Rr(k,i)=(3-j)*D;
        elseif rx<=0 & rx>-2*D & ry<=-2*D, Rr(k,i)=(-1-j*3)*D;   %3 Quadrant
        elseif rx<=-2*D & ry<=-2*D, Rr(k,i)=(-3-j*3)*D;
        elseif rx<=0 & rx>-2*D & ry<=0 & ry>-2*D, Rr(k,i)=(-1-j)*D;
        elseif rx<=-2*D & ry<=0 & ry>-2*D, Rr(k,i)=(-3-j)*D;
    end
end
Rtdec(k,1:M)=Rr(k,1:M);                    %MRC
end
%*****

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

for k=1:LengthSt;
    Rtt2(k,1:N)=zeros(1,N);
    Rtt2(k,L1:L2)=Rtdec(k,1:M);
    Re_sspa_time(k,1:N)=ifft(Rtt2(k,1:N))*sqrt(N);
end
%*****
[Row_clip Col_clip]=size(Re_sspa_time);
IN_clip=parallel2serial(Re_sspa_time);
N_clip=length(IN_clip);
CLIPmean_power=mean(IN_clip(1:N_clip).*conj(IN_clip(1:N_clip)));
A_clip=sqrt(10^(CLIP/10)*CLIPmean_power);
CLIPabs(1:N_clip)=abs(IN_clip(1:N_clip));
CLIP_ph(1:N_clip)=angle(IN_clip(1:N_clip));
for k=1:N_clip;
    CLIPout(1,k)=CLIPabs(1,k)/((1+(CLIPabs(1,k)/sqrt(A_clip))^(Pclip1))^(Pclip2));
end
CLIPout1(1:N_clip)=CLIPout(1:N_clip); %Keep input power equal output power.
OUT_clip(1:N_clip)=CLIPout1(1:N_clip).*exp(j*CLIP_ph(1:N_clip));
Re_sspa_time_out=serial2parallel(OUT_clip,Col_clip);
for k=1:LengthSt;
    Err_sspa_time(k,1:N)=Re_sspa_time(k,1:N)-Re_sspa_time_out(k,1:N);
end
for k=1:LengthSt;
    Add_err_sspa(k,1:N)=fft(Err_sspa_time(k,1:N))./sqrt(N);
    Rrt2(k,1:M)=Rt(k,1:M)+Add_err_sspa(k,L1:L2);
end
Rt_dar=Rt2;
end %Loop for compensation

Adj_Rt2=mean(Rt2(:)'.*conj(Rt2(:)));
Rt=Rt2.*sqrt(2/Adj_Rt2);
end %Check iter=0

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

Adj_Rttx=mean(Rt(:)'.*conj(Rt(:)'));
Rt=Rt.*sqrt(2/Adj_Rttx);
for k=1:LengthSt;
    for i=1:M;
        rx=real(Rt(k,i));
        ry=imag(Rt(k,i));
        if rx>=0 & rx<2*D & ry>=2*D, Rr(k,i)=3;           %1 Quadrant
        elseif rx>=2*D & ry>=2*D,           Rr(k,i)=2;
        elseif rx>=0 & rx<2*D & ry>=0 & ry<2*D ,           Rr(k,i)=7;
        elseif rx>=2*D & ry>=0 & ry<2*D,           Rr(k,i)=6;
        elseif rx<=0 & rx>-2*D & ry>=2*D,           Rr(k,i)=1;   %2 Quadrant
        elseif rx<=-2*D & ry>=2*D,           Rr(k,i)=0;
        elseif rx<=0 & rx>-2*D & ry>=0 & ry<2*D,           Rr(k,i)=5;
        elseif rx<=-2*D & ry>=0 & ry<2*D,           Rr(k,i)=4;
        elseif rx>=0 & rx<2*D & ry<=-2*D,           Rr(k,i)=11;   %3 Quadrant
        elseif rx>=2*D & ry<=-2*D,           Rr(k,i)=10;
        elseif rx>=0 & rx<2*D & ry<=0 & ry>-2*D,           Rr(k,i)=15;
        elseif rx>=2*D & ry<=0 & ry>-2*D,           Rr(k,i)=14;
        elseif rx<=0 & rx>-2*D & ry<=-2*D,           Rr(k,i)=9;   %3 Quadrant
        elseif rx<=-2*D & ry<=-2*D,           Rr(k,i)=8;
        elseif rx<=0 & rx>-2*D & ry<=0 & ry>-2*D,           Rr(k,i)=13;
        elseif rx<=-2*D & ry<=0 & ry>-2*D,           Rr(k,i)=12;
    end
end
Out(k,1:M)=Rr(k,1:M);           %MRC
end
Output=parallel2serial(Out);
%*****
%                               Loop test Bits error rate performance
%*****
Biterror(1,NAver)=biterr(RandSignal,Output);
end                               %Loop average

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

%=====
%=====
CBER(1,count)=mean(Biterror(1,:));
end                                     %Loop Counter bits error
BERaver(1,CN)=sum(CBER);
PBERaver(1,CN)=BERaver(1,CN)/(4*Mess*Num_count); %2 is one information have 2 bits.
PBERaver
end                                     %Loop CN
PBERniter(1,Niter+1)=PBERaver(1,CN);
end                                     %Loop Number of iteration to compensate
figure;
semilogy(CNst:Stcn:CNx,PBERaver(CNst:Stcn:CNx));
dlmwrite('pber_Perf16QAMbothC.txt',PBERaver,'t');
%=====
%=====

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

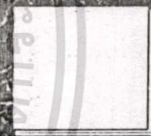
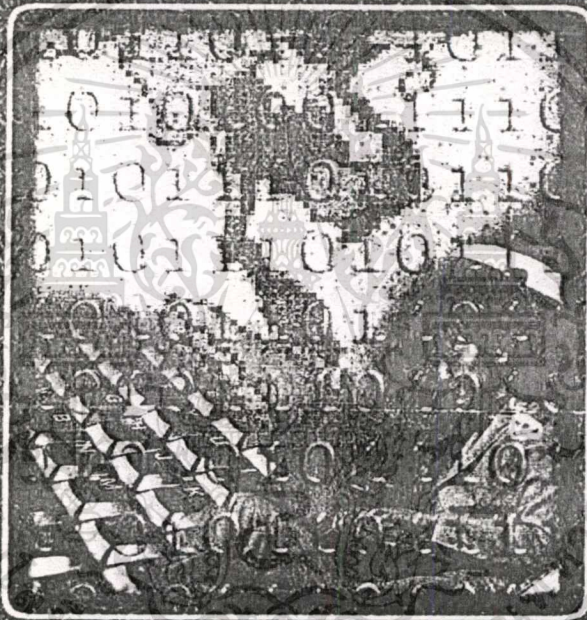


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PROCEEDINGS

3rd Information and Computer Engineering Postgraduate Workshop 2003

IHEP 2003



30-31 January 2003

*Organised and sponsored by
Department of Computer Engineering,
Faculty of Engineering,
Prince of Songkla University, Thailand
<http://www.psu.ac.th>*

*In cooperation with
IEEE ComSoc, Thailand Chapter
Electrical Engineering/Electronics, Computer
Telecommunications and Information
Technology Association of Thailand (ECTI)*

**Department of Computer Engineering, Faculty of Engineering,
Prince of Songkla University, Hatyai, Songkhla, THAILAND 90112**

ISBN: 974-644-418-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PAPR REDUCTION USING SMOOTH CLIPPING IN OFDM SYSTEM

E. Puttawong P. Boonsrimuang* H. Kobayashi** and T. Paungma**

* Faculty of Engineering and Research Center
for Communication and Information Technology
King Mongkut's Institute of Technology
Ladkrabang, Bangkok 10520, THAILAND
Phone/Fax:+662-326-4240
Email:pisit@telecom.kmitl.ac.th
tawil@telecom.kmitl.ac.th

** Department of Electrical and Electronic
Engineering, Faculty of Engineering,
Mie University
Mie, JAPAN
Email:koba@elec.mie-u.ac.jp

ABSTRACT

This paper proposes peak to average power ratio (PAPR) reduction orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system using smooth clipping method, such that the peak amplitude of OFDM signal becomes limited to desired maximum level. After that, it passed through filtering and nonlinear high power amplifier (HPA) in transmitter, the out-of-band radiation reduced in that adjacent channel interference to be occurred. In the receiver use decision aided reconstruction (DAR) technique for clipping noise compensation. This paper presents various computer simulation results to verify the proposed method as comparing with the conventional PAPR reduction method. The results shown the improvement of bit error rate performance of OFDM system. The proposed method can be reduced the iteration number of clipping noise compensation under nonlinear channel.

KEYWORDS

OFDM, PAPR, DAR and SSPA

1. INTRODUCTION

In the future, the current demands for the higher speed data communication such as mobile multimedia service, higher speed wireless local area network (WLAN). The orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) transmission technique can be served this demand. The OFDM consists of a number of independently modulated subcarriers, which can give a large peak-to-average power ratio when added up coherently [3]. And when passes it through nonlinear high power amplifier (HPA) [5], the bit error rate and out-of-band noise increasing, so that adjacent channel interference (ACI) may be occurred.

Effect of nonlinearities on system performance, when the transceiver signal suffer from nonlinear distortion, the system experiences two main problem, namely, power spectrum density degradation and bit error rate increase [4]. One of the disadvantages of using OFDM is the large peak-to-average power ratio of OFDM signal. One popular

solution is to limit or clip the amplitude of OFDM signal, however, increase the overall noise level by introducing a clipping noise [1].

To remedy the above problem, this paper proposes a peak to average power ratio (PAPR) [4] reduction using smooth clipping. The paper employs smooth clipping to improve the clipping noise compensation of DAR method. In the following of this paper, Section 2 present the OFDM system model assumed in this paper. Section 3 present the computer simulation results to verify the proposed method. Finally we draw some conclusions in Section 4.

2. THE SYSTEM MODEL

This section presents the OFDM system model for the computer simulator including the structure of transmitter and receiver.

2.1 Transmitter

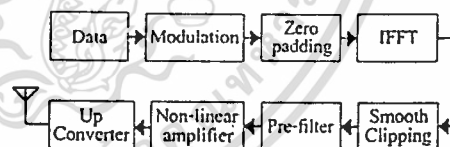


Fig. 1. OFDM Transmitter block diagram

Figure 1 shows the block diagram of transmitter for the OFDM system. Using smooth clipping technique to reduce PAPR of OFDM signal before passes through nonlinear HPA.

The modulated data converted to OFDM signal by performing an IFFT can be written as [3]

$$x_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi nk/N}, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (1)$$

where $\{X_n\}_{n=0}^{N-1}$ is complex symbol signal and N is the number of subcarriers. And then PAPR

reduction to desired maximum level before pass through filtering and nonlinear high power amplifier. This paper proposes the smooth clipping method to reduce PAPR of OFDM signal.

2.1.1 Hard Clipping.

Clipping is the simplest technique to reduce PAPR of OFDM signal. The hard clipping is the conventional clipping scheme, the clipping signal can be written as [1]

$$y_k = \begin{cases} x_k & , |x_k| < A \\ Ae^{j\arg(x_k)} & , |x_k| \geq A \end{cases} \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (2)$$

where x_k is OFDM signal, A is desired clipping ratio is defined as the ratio of the clip level to the average signal amplitude, the clip slope value about zero. Figure 2 shows the characteristic of conventional hard clipping. The clipping ration (CR) is defined as

$$CR = 20 \log \frac{A}{\sigma} \quad (dB) \quad (3)$$

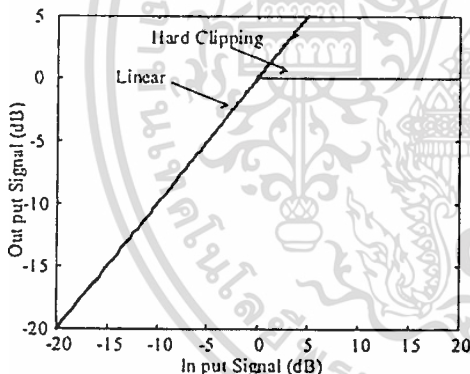


Fig. 2. The characteristic of conventional hard clipping

2.1.2 Smooth Clipping

The propose method is smooth clipping which similar to the solid state power amplifier (SSPA) characteristic as shown in figure 3. The SSPA output is written as [4]

$$y_k(A) = \frac{A}{(1 + (A/A_0)^{2\rho})^{1/2\rho}} \quad (4)$$

where A is input signal, A_0 is the output as saturation level and ρ is the parameter to controls the smoothness of transition from the linear region to the saturation region. Then PAPR of clipping OFDM signal is expressed as [2]

$$PAPR_{smooth-clipped} = \frac{\max\{\bar{x}_n^2\}}{E\{\bar{x}_n^2\}} \quad (5)$$

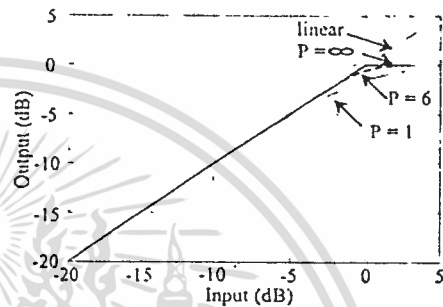


Fig. 3. Characteristic of the SSPA.

The effect of clipping is out-of-band noise increasing, so that ACI may be occurred. To remedy problem of clipping, using filter has bandpass property to get rid of the out-of-band clipping noise.

2.2 Receiver

Figure 3 shows the block diagram of receiver for the OFDM system using decision aided reconstruction (DAR) technique for clipping noise compensation.

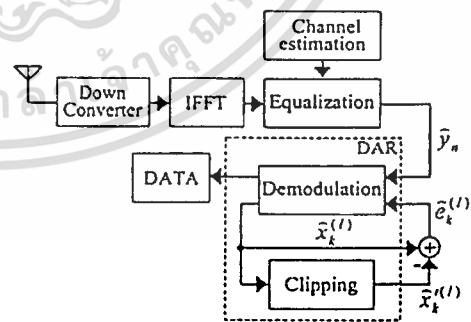


Fig. 3. OFDM Receiver block diagram
The received OFDM signal after removal of the guard interval are

$$r_k = \sum_{m=0}^M h_m y_{(k-m)N} + AWGN, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (6)$$

Performing an FFT on $\{r_k\}$ in (6) gives

$$Z_n = \eta_n Y_n + W_n \quad (7)$$

where h_n is the channel impulse respond at lag m and w_n is the the AWGN.

To estimate of the clipping signal $\{\hat{y}_k\}$ by performing IFFT on $\{\hat{Y}_n\}$, where

$$\hat{Y} = \frac{Z_n}{\eta_n} \quad (8)$$

And then, decision on the transmitted symbol are made in frequency domain as

$$\hat{X}_n^{(I)} = \min_{\{X\}} |Z_n^{(I)} - \eta_n X|, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (9)$$

Where I represents an iteration number with an initial value $I = 0$ and $Z_n^{(0)} = Z_n$ and then converted back to the time domain using an IFFT, yielding new OFDM signal $\{\hat{x}_k^{(I)}\}$. The new OFDM signal though clipping process yielding smooth clipped signal $\{\hat{x}_k^{(I)}\}$ as shown in figure 3.

The noise compensation can be found below as

$$e_k^{(I)} = \hat{x}_k^{(I)} - \hat{x}_k^{(I-1)} \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (10)$$

$$\hat{y}_n^{(I)} = \hat{y}_k + e_k^{(I)} \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (11)$$

Then, converted $y_n^{(I)}$ to the frequency domain yielding $\{\hat{Y}_n^{(I)}\}$ and increment the number $I = I + 1$ and go to (9)-(11) until completes the I^{th} iteration of the DAR algorithm.

3. SIMULATION RESULT

In this section, we provide the computer simulation result of OFDM system conducted to verify the proposed method. The simulation parameters are given in Table 1.

Figure 4., we can see complementary cumulative distribution function (CCDF) of PAPR, there are PAPR mitigation of smooth and conventional hard OFDM clipped signal are similarly.

The spectrum of smooth and conventional hard

clipped signal can be shown in Fig. 5. Both the clipping methods can be achieved to reduce 15 dB of the spectrum regrowth out side band.

Table 1. Simulation parameters

Parameter	Value
Modulation	16QAM
Demodulation Method	Coherent
Number of FFT point (N)	512
Number of Sub-carrier (M)	128
Allocated Frequency Bandwidth (W)	5 MHz
Symbol Duration	28.16 μ S
Effective Symbol Duration (Ts)	25.6 μ S
Guard Interval	2.56 μ S

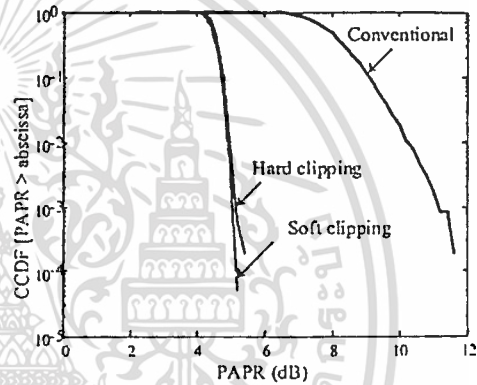


Fig. 4. PAPR reduction

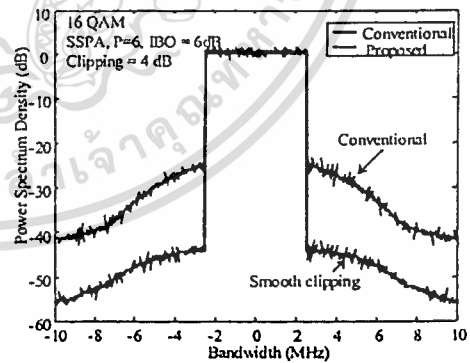


Fig. 5. Spectrum regrowth of OFDM signal

Figure 6. shown the bit error rate performance of smooth and conventional hard clipped OFDM signal under the additive white gaussian noise (AWGN) environment, the bit error rate performance of smooth clipping signal is better than conventional hard clipped. The smooth

clipping method use iteration number of clipping noise compensation less than conventional hard clipping in DAR process as shown in figure 7

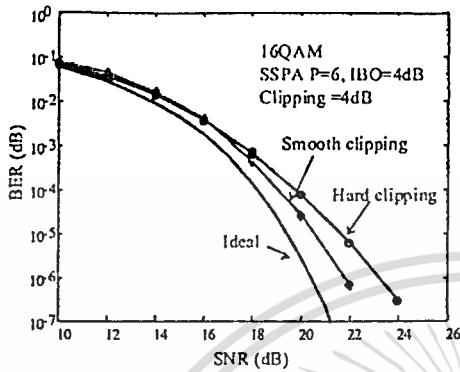


Fig. 6. BER performance under AWGN

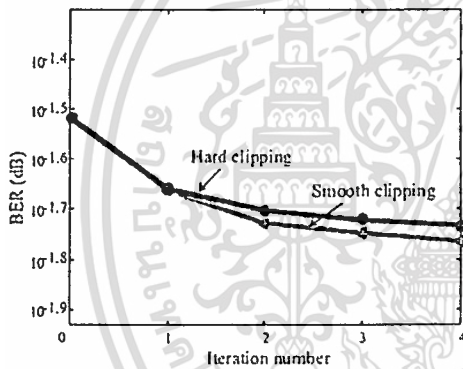


Fig. 7. Noise compensation performance of DAR

4. CONCLUSIONS

This paper proposed PAPR reduction for OFDM system using smooth clipping method to reduce peak amplitude of OFDM signal becomes limited to desire maximum level. As the simulation results, the bit error rate performance achieves better than conventional hard clipping. The smooth clipping uses short time for noise compensation in DAR algorithm less than the conventional method because using the iteration number of clipping noise compensation less than conventional clipping method. However, both the clipping methods can be achieved to reduce 15 dB of the spectrum regrowth out side band.

REFERENCES

- [1] D. Kim and G. L. Stuber, "Clipping Noise Mitigation for Decision-Aided Reconstruction," IEEE Communication Letters, Vol. 3, pp. 4-6, Jan 1999.
- [2] H. Gyoon Ryu, B. Il Jin and I. Bae Kim, "PAPR Reduction Using Soft Clipping and Rejection in OFDM System." IEEE Transaction on Consumer Electronics, Vol. 48, pp. 17-22, Feb 2002.
- [3] R. Van Nee and R. Prasad, OFDM for Wireless Multimedia Communications, Artech House Publishers, 2000.
- [4] J. Tellado, Multicarrier Modulation with Low PAR, Kluwer Academic Publisher tech House Publishers, 2000.
- [5] J. Armstrong, "New OFDM Peak-to-Average Power Reduction Scheme," IEEE VTC'20, pp. 756-760, Jun 2001.
- [6] X. Li and L. J. Cimini, Jr., "Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM," in proc. VTC'97, May 1997, pp. 1634-1638.

ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์

1. E. Puttawong, P. Boonsrimuang, H. Kobayashi and T. Paungma, “PAPR Reduction using Smooth Clipping in OFDM System,” 3rd Information and Computer Engineering Postgraduate (ICEP’2003), pp. 158-161, Songkla, Thailand, Jan 30-31, 2003
2. พิสิฐ บุญศรีเมือง เอกพันธ์ พุทธรวงส์ สุรพล บุญจันทร์ และ ถวิล พึ่งมา, “การเพิ่มประสิทธิภาพการชดเชยสัญญาณรบกวนเนื่องจากการตัดยอดสัญญาณสำหรับระบบโอเอฟดีเอ็ม” วิศวกรรมสารลาดกระบัง ปีที่ 19 ฉบับที่ 4 เดือนธันวาคม หน้า 50-55
3. ถาวร ตันหยงมาสกุล เอกพันธ์ พุทธรวงส์ ถวิล พึ่งมา และ มนูญ สุขเกษม, “การออกแบบการวางตำแหน่งเซลล์เสตชันในอาคารของระบบโทรศัพท์พื้นฐานพหุภาคส่วนบุคคล PCT” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 21 (EECON-21) คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี 12-13 พฤศจิกายน 2541



ประวัติผู้เขียน

นายเอกพันธุ์ พุททวงศ์ เกิดเมื่อวันที่ 25 กรกฎาคม พ.ศ. 2518 ที่จังหวัดลำปาง สำเร็จการศึกษาปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม จากภาค วิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณนบุรี ในปีการศึกษา 2540 และเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2541



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้