การลดค่าอัตราส่วนกำลังจ่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มด้วย วิธีดิสครีตโคไซน์ทรานสฟอร์ม ร่วมกับ วิธีทู-พีสไวส์คอมแพนดิ้งทรานสฟอร์ม

COMBINED DISCRETE COSINE TRANLFORM AND TWO-PIECEMISE COMPANDING TRANSFORM FOR PAPR REDUCTION IN OFDM SIGNALS

วิศาล ฐิติธรรมจริยา

WISAN THITITUMMAJARIYA

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร

คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2557

KMITL-2014-ED-M-231-048

การลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มด้วยวิธีดิสครีตโคไซน์ทรานสฟอร์ม ร่วมกับ วิธีทู-พีสไวส์คอมแพนดิ้งทรานสฟอร์ม

COMBINED DISCRETE COSINE TRANSFORM AND TWO-PIECEWISE COMPANDING TRANSFORM FOR PAPR REDUCTION IN OFDM SIGNALS

วิศาล ฐิติธรรมจริยา
WISAN THITITUMMAJARIYA

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร
คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2557
KMITL-2014-ED-M-231-048

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

COMBINED DISCRETE COSINE TRANSFORM AND TWO-PIECEWISE COMPANDING TRANSFORM FOR PAPR REDUCTION IN OFDM SIGNALS

WISAN THITITUMMAJARIYA

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
MASTER OF SCIENCE IN INDUSTRIAL EDUCATION
IN ELECTRICAL COMMUNICATIONS ENGINEERING
FACULTY OF INDUSTRIAL EDUCATION
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2014

KMITL-2014-ED-M-231-048

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

COPYRIGHT 2014

FACULTY OF INDUSTRIAL EDUCATION

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ด้วยวิธีดิสครีตโคไซน์ทรานสฟอร์ม ร่วมกับวิธีทู-พีสไวส์คอมแพนดิ้งทรานสฟอร์ม
Combined Discrete Cosine Transform and Two-Piecewise Companding Transform for PAPR Reduction in OFDM Signals

นักศึกษา นายวิศาล ฐิติธรรมจริยา
รหัสประจำตัว 52630622
ปริญญา ครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผศ.ดร.พรพิมล ฉายรัศมี

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.วิสุทธิ์	สุนทรกนกพงศ์	
ผศ.ดร.พรพิมล	ฉายรัศมี	
รศ.กิติพงค์	มะโน	
ดร.สมชาย	หมื่นสายญาติ	
ดร.กมล	เขมะรังษี	

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

วัน / เดือน/ ปี ที่สอบ 2 เมษายน 2557 เวลา 14.00 น. เป็นต้นไป
สถานที่สอบ ณ ห้องเรียนปริญญาเอก คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม

คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมรับรองแล้ว

(รองศาสตราจารย์ พีระวุฒิ สุวรรณจันทร์)
คณบดี คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม
วันที่ 30 **เดือน** พฤษภาคม **พ.ศ.** 2557

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มด้วยวิธีดิสครีตโคไซน์ทรานสฟอร์ม ร่วมกับ วิธีทู-พีสไวส์คอมแพนดิ้งทรานสฟอร์ม
นักศึกษา	นายวิศาล ฐิติธรรมจริยา
รหัสประจำตัว	52630622
ปริญญา	ครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร
พ.ศ.	2557
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร.พรพิมล ฉายรัศมี

บทคัดย่อ

ปัญหาค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย (PAPR: Peak to Average Power Ratio) สูงเป็นหนึ่งในข้อด้อยสำคัญของระบบสื่อสารที่ใช้เทคนิคการผสมสัญญาณแบบโอเอฟดีเอ็ม (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอวิธีการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มด้วยวิธีดิสครีตโคไซน์ทรานสฟอร์ม (DCT: Discrete Cosine Transform) ร่วมกับ วิธีทู-พีสไวส์คอมแพนดิ้งทรานสฟอร์ม (TPWC: Two-Piecewise Companding Transform) ผลที่ได้จากการจำลองระบบแสดงให้เห็นว่า วิธีที่นำเสนอสามารถลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยได้มากกว่าการใช้วิธีคอมแพนดิ้งแบบ TPWC เพียงอย่างเดียว อีกทั้งยังสามารถปรับปรุงประสิทธิภาพด้านอัตราผิดพลาดบิทข้อมูล (BER: Bit Error Rate) และความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัม (PSD: Power Spectrum Density) ให้ดีขึ้นได้อีกด้วย นอกจากนั้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ยังได้ทำการเปรียบเทียบวิธีที่นำเสนอกับการใช้วิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบไม่เป็นเชิงเส้นอีกสองวิธี ผลที่ได้จากการจำลองระบบ วิธีที่ลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยได้มากที่สุดคือ การใช้วิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบเอ็กโพเนนเชียล แต่วิธีที่นำเสนอได้ให้การปรับปรุงประสิทธิภาพด้านอัตราผิดพลาดบิทข้อมูล และความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัมที่ดีกว่า เมื่อเปรียบเทียบกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบดั้งเดิมนั้นๆ โดยเฉพาะการใช้วิธี DCT ร่วมกับวิธี TPWC ที่ค่า m=2 ที่ลดทอนประสิทธิภาพด้านอัตราผิดพลาดบิทข้อมูล และความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัมน้อยมาก ในขณะที่สามารถลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยได้มากถึง 5 dB เมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแบบดั้งเดิม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Combined Discrete Cosine Transform and Two-Piecewise Companding Transform for PAPR Reduction in OFDM Signals
Student	Mr. Wisan Thititummajariya
Student ID.	52630622
Degree	Master of Science in Industrial Education
Program	Electrical Communications Engineering
Year	2014
Thesis Advisor	Asst. Prof. Dr.Pornpimon Chayratsami

ABSTRACT

The high Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) is one major drawback of Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) systems. In this thesis, a new PAPR reduction technique is proposed by using the combination of the discrete cosine transform (DCT) and two-piecewise companding (TPWC) transform. Computer simulation results show that the proposed scheme offers better PAPR reduction and also improve bit error rate (BER) and power spectrum density (PSD) performances compared with the ordinary companding method. Moreover, this thesis also gives the comparison of the proposed scheme and the combined DCT with the other two non-linear companding techniques. The simulation results show that the best PAPR reduction is the combined DCT with exponential companding scheme, but the proposed scheme offers better improvement of BER and PSD performances. Especially the combined DCT with TPWC transform (m=2) scheme that slightly degrades the BER and PSD performances, but gives 5 dB reduction of PAPR compared with the conventional OFDM signals.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงสมบูรณ์ลงได้ ก็ด้วยเนื่องมาจากการได้รับความอนุเคราะห์จาก ผศ.ดร.พรพิมล ฉายรัศมี อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ของข้าพเจ้า ที่ได้กรุณาให้คำแนะนำทางด้านวิชาการ ตลอดจนการช่วยตรวจสอบแก้ไขข้อบกพร่องต่างๆ อย่างเต็มที่ จนวิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จสมบูรณ์ลงได้ ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความกรุณาดังกล่าว และขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณคณาจารย์ทุกๆ ท่าน ที่เคยประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ให้แก่ข้าพเจ้า และสุดท้ายขอขอบพระคุณบิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้าที่เป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนในทุกๆ เรื่องเป็นอย่างดีเสมอมา

และวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้รับทุนสนับสนุนการทำวิทยานิพนธ์จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

หากเกิดข้อผิดพลาดประการใดในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ข้าพเจ้าขออภัยมา ณ ที่นี้ด้วย

วิศาล ฐิติธรรมจริยา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย..... I

บทคัดย่อภาษาอังกฤษ..... II

กิตติกรรมประกาศ..... III

สารบัญ..... IV

สารบัญตาราง..... VI

สารบัญภาพ..... VII

บทที่ 1 บทนำ..... 1

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา..... 1

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการวิจัย..... 2

1.3 สมมติฐานของการวิจัย..... 3

1.4 กรอบแนวคิดในการวิจัย..... 3

1.5 ขอบเขตของการวิจัย..... 3

1.6 ขั้นตอนการวิจัย..... 3

1.7 ข้อตกลงเบื้องต้นของการวิจัย..... 4

บทที่ 2 เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง..... 5

2.1 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ตั้งฉาก..... 5

2.2 การส่งข้อมูลแบบขนาน..... 5

2.3 คุณสมบัติของการตั้งฉาก..... 7

2.4 การมอดูเลตแบบโอเอฟดีเอ็ม..... 7

2.5 ระบบโอเอฟดีเอ็ม..... 10

2.6 อัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย..... 11

2.7 แนวทางในการลดอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย..... 12

2.8 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง..... 18

บทที่ 3 การวิเคราะห์และจำลองระบบ..... 20

3.1 Discrete Cosine Transform (DCT)..... 20

3.2 Two Piecewise Companding Transform (TPWC)..... 23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.3 การจำลองระบบ 28
3.4 ค่าที่ใช้ในแบบจำลอง (Parameters 29
3.5 การบันทึกผลการทดลอง 30

บทที่ 4 ผลการวิจัย 31
4.1 ผลการทดลองของประสิทธิภาพด้านการลดอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย ... 31
4.2 ผลการทดลองของประสิทธิภาพด้านอัตราผิดพลาดบิทข้อมูล 33
4.3 ผลการทดลองของประสิทธิภาพด้านความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัม 36

บทที่ 5 สรุปผลการวิจัย อภิปรายผล และข้อเสนอแนะ 39
5.1 บทสรุป 39
5.2 อภิปรายผลการวิจัย 40
5.3 ข้อเสนอแนะเพื่อใช้ในการวิจัยเพิ่มเติมในอนาคต 41

บรรณานุกรม 43

ภาคผนวก 45
ภาคผนวก ก การคำนวณหาค่า u_1 และ u_2 สำหรับฟังก์ชั่น TPWC 46
ภาคผนวก ข คำสั่งที่ใช้ในการจำลองระบบของวิทยานิพนธ์ 52
ภาคผนวก ค เอกสารที่ถูกตีพิมพ์ 75

ประวัติผู้เขียน 82

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่ **หน้า**

2.1 การเปรียบเทียบความแตกต่างในด้านต่างๆ ของแต่ละวิธีการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย 18

3.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณ 26

4.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณของฟังก์ชั่น TPWC 31

4.2 ค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย และประสิทธิภาพการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยของวิธีต่างๆ ที่ค่า CCDF = 10^{-3} 33

4.3 ค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ค่าอัตราผิดพลาดบิทข้อมูลเท่ากับ 10^{-4} 36

4.4 ค่าความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัม ที่ความถี่นอร์มอลไลซ์เท่ากับ 0.35 Hz 38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2.1 การเปรียบเทียบการมัลติเพล็กซ์ทั้ง 3 ประเภท	6
2.2 การเปรียบเทียบการใช้แถบความถี่ระหว่างการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (FDM) และการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ตั้งฉาก (OFDM)	6
2.3 การแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนาน	7
2.4 สัญญาณที่มีคุณสมบัติการตั้งฉากซึ่งกันและกัน	7
2.5 สเปคตรัมของคลื่นพาห์ย่อยที่มีคุณสมบัติการตั้งฉากซึ่งกันและกัน	8
2.6 การมอดูเลตแบบโอเอฟดีเอ็ม	9
2.7 บล็อคไดอะแกรมของเครื่องรับส่งระบบโอเอฟดีเอ็ม	10
2.8 การเพิ่มช่วงเวลาป้องกันด้วยเทคนิคการเพิ่มเติมส่วนหน้าแบบวนซ้ำ	10
2.9 การทำพีควินโดว์อิ้งกับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในโดเมนเวลา	13
2.10 การเปรียบเทียบสเปคตรัมระหว่างวิธีขลิบสัญญาณ และวิธีพีควินโดว์อิ้งฟังก์ชั่นต่างๆ	13
2.11 บล็อกไดอะแกรมของเล็คทีฟแมปปิ้ง	14
2.12 บล็อกไดอะแกรมของวิธีพาเชียลทรานสมิทซีเคว้น	15
2.13 รูปแบบการคอมแพนดิ้งแบบเป็นเชิงเส้น ด้วยฟังก์ชั่น TPWC	16
2.14 รูปแบบการคอมแพนดิ้งแบบไม่เป็นเชิงเส้น ด้วยฟังก์ชั่นเอกโพเนนเชียล ที่ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ	16
2.15 ตัวอย่างการแปลงค่าขององค์ประกอบในชุดข้อมูลด้วยวิธี DCT	17
3.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบโอเอฟดีเอ็มที่ใช้วิธี DCT	21
3.2 การใช้วิธี DCT เพื่อลดอัตสหสัมพันธ์ของชุดข้อมูล	22
3.3 ประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพีอาร์ด้วยวิธี DCT	23
3.4 บล็อกไดอะแกรมของระบบโอเอฟดีเอ็มที่ใช้วิธี TPWC	24
3.5 การเปรียบเทียบสัญญาณโอเอฟดีเอ็มระหว่างก่อน และหลังกระบวนการ TPWC	25
3.6 ประสิทธิภาพการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยด้วยวิธีคอมแพนดิ้งด้วยวิธี TPWC	27
3.7 ประสิทธิภาพของอัตราผิดพลาดบิทข้อมูลด้วยวิธีคอมแพนดิ้งด้วยวิธี TPWC ผ่านช่องสัญญาณรบกวนแบบ AWGN	27
3.8 ประสิทธิภาพของความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัมด้วยวิธีคอมแพนดิ้งด้วยวิธี TPWC	28
3.9 บล็อกไดอะแกรมของระบบที่จำลอง	28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่ หน้า

4.1 ประสิทธิภาพการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยของวิธีที่นำเสนอ เปรียบเทียบกับวิธีดั้งเดิม..... 32

4.2 ประสิทธิภาพการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยของวิธีที่นำเสนอ เปรียบเทียบกับวิธีอื่นๆ..... 32

4.3 ประสิทธิภาพด้านอัตราผิดพลาดบิทข้อมูลของวิธีที่นำเสนอ เปรียบเทียบกับวิธีดั้งเดิม..... 34

4.4 ประสิทธิภาพด้านอัตราผิดพลาดบิทข้อมูลของวิธีที่นำเสนอ เปรียบเทียบกับวิธีอื่นๆ..... 35

4.5 ประสิทธิภาพด้านความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัมของวิธีที่นำเสนอ เปรียบเทียบกับวิธีดั้งเดิม..... 37

4.6 ประสิทธิภาพด้านความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัมของวิธีที่นำเสนอเปรียบเทียบกับวิธีอื่นๆ 37

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายมีบทบาทต่อการดำเนินชีวิตของมนุษย์ในแง่ต่างๆ เช่น การติดต่อสื่อสาร ความบันเทิง ธุรกิจ เป็นต้น ซึ่งเทคโนโลยีดังกล่าวได้รับการพัฒนาในรูปแบบต่างๆ เพื่อตอบสนองความต้องการของมนุษย์ ด้านการบริโภคข้อมูล ความรวดเร็วที่เพิ่มมากขึ้น จึงได้มีการคิดค้น วิจัย พัฒนา เทคนิคการสื่อสารไร้สายในรูปแบบต่างๆ หนึ่งในเทคนิคดังกล่าวคือ เทคนิคการส่งสัญญาณแบบโอเอฟดีเอ็ม (OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

เทคโนโลยีการผสมสัญญาณแบบโอเอฟดีเอ็ม เป็นเทคนิคการผสมสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์ (Multi-carrier modulation) ถูกนำมาใช้งานอย่างกว้างขวางในเทคโนโลยีการสื่อสารความเร็วสูง เช่น ระบบกระจายเสียงแบบดิจิทัล (DAB : Digital Audio Broadcasting) ระบบการถ่ายทอดวิดีโอภาคพื้นดินแบบดิจิทัล (DVB-T : Digital Video Broadcasting-Terrestrial) ระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย (WLAN: Wireless Local Area Network) ภายใต้มาตรฐาน IEEE 802.11a เป็นต้น เนื่องจากข้อดีเหนือเทคนิคการผสมสัญญาณแบบคลื่นพาห์เดียว (Single carrier modulation) คือ การส่งข้อมูลได้ในปริมาณที่มากกว่า การใช้ย่านความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ มีความทนทานต่อการจางหายของความถี่แบบเลือก (Frequency selective fading) (van Nee and Prasad. 2000 : 23)

อีกด้านหนึ่งระบบโอเอฟดีเอ็มก็มีข้อด้อยเช่นกัน คือ การแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (ISI: Intersymbol Interference) และการแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห์ (ICI : Intercarrier Interference) ที่มีสาเหตุมาจากสัญญาณหลายวิถี (Multi Path) มีความอ่อนไหวต่อการเลื่อนของความถี่ (Frequency offset) และ สัญญาณรบกวนเฟส (Phase Noise) ซึ่งจะมีผลต่อคุณสมบัติการตั้งฉากซึ่งกันและกัน (Orthogonality) ของคลื่นพาห์ย่อย นอกจากนี้อัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย (PAPR : Peak to Average Power Ratio) สูง ก็เป็นอีกข้อด้อยหนึ่งของระบบโอเอฟดีเอ็ม ที่เป็นผลจากการส่งแบบหลายคลื่นพาห์ในเวลาเดียวกัน (Multi-carrier)

สัญญาณโอเอฟดีเอ็มมีอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยสูง เกิดจากการมอดูเลตคลื่นพาห์ย่อยจำนวนมากเพื่อส่งในเวลาเดียวกัน สัญญาณที่มีค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยสูง จะทำให้เกิดการผิดเพี้ยนเชิงอินเตอร์มอดูเลต (Inter-Modulation Distortion) เนื่องจากสัญญาณที่มีค่ายอดสูงเมื่อผ่านวงจรขยายของเครื่องส่ง จะทำให้วงจรขยายทำงานในช่วงอิ่มตัว และทำงานแบบไม่เป็นเชิงเส้น ส่งผลให้ต้องใช้เครื่องขยายสัญญาณกำลังสูง (HPA : High Power Amplifier) ที่มีช่วงการทำงานในช่วงเป็นเชิงเส้นกว้างมาก ซึ่งออกแบบได้ยาก และมีราคาสูงมาก อีกทั้งต้องใช้วงจรแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล (A/D : Analog to Digital Convertor) และวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณแอนะล็อก (D/A : Digital to Analog Convertor) ที่มีย่านการทำงานที่กว้างมากในการป้องกันความผิดเพี้ยนของสัญญาณ เพื่อเป็นการลดค่าใช้จ่ายในการสร้างระบบดังกล่าว เทคนิคการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยจึงจำเป็นมากสำหรับระบบโอเอฟดีเอ็ม

ปัจจุบันมีการนำเสนอหลากหลายวิธีเพื่อลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยสูง ได้แก่ วิธีการขลิบสัญญาณ (Clipping) วิธีพีควินโดว์อิ้ง (Peak windowing) (van Nee and Prasad. 2000 : 123-125) วิธีการเข้ารหัส (Block coding) วิธีซีเล็คทีฟแมปปิ้ง (SLM : Selective Mapping) วิธีพาเชียลทรานสมิทซีเคว้น (PTS: Partial Transmit Sequence) วิธีคอมแพนดิ้ง (Companding) (Jiang, T. and Wu, Y. 2008 : 261-263) และการใช้ Unitary Matrix Transform (Zhu, X. et. al. 2009 : 161-171) เป็นต้น ซึ่งแต่ละวิธีก็มีข้อดี ข้อด้อยแตกต่างกันไป

จากหลากหลายวิธีในการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยนี้ ผู้วิจัยมีความสนใจในวิธีคอมแพนดิ้งชนิดหนึ่ง ซึ่งมีชื่อว่า ทู-พีสไวส์คอมแพนดิ้งทรานสฟอร์ม (TPWC: Two-Piecewise Companding Transform) และวิธีการใช้ Unitary Matrix Transform ชนิดหนึ่งที่มีชื่อว่า ดิสครีตโคไซน์ทรานสฟอร์ม (DCT: Discrete Cosine Transform) โดยการนำมาใช้ร่วมกันในระบบ ซึ่งจะทำให้ประสิทธิภาพในการลดอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยดีกว่าการใช้เพียงวิธีใดวิธีหนึ่งอย่างเดียว อันจะเห็นได้จากงานวิจัยอื่นๆ ที่มีการนำวิธีคอมแพนดิ้งมาใช้ร่วมกับวิธีการใช้ Unitary Matrix Transform เช่น การใช้การคอมแพนดิ้งแบบ mu-law companding ร่วมกับ Unitary Matrix Transform แบบ Hadamard Transform นำเสนอโดย Wang and Zhang (2010 : 320-323) หรือการใช้การคอมแพนดิ้งแบบ mu-law companding ร่วมกับ Unitary Matrix Transform แบบ Discrete Cosine Transform นำเสนอโดย Wang (2011 : 100-104) เป็นต้น ซึ่งผู้วิจัยเชื่อว่า วิธีที่ผู้วิจัยนำเสนอคือ การใช้การคอมแพนดิ้งแบบ TPWC ร่วมกับวิธี DCT จะให้ประสิทธิภาพของระบบดีกว่าวิธีที่กล่าวมา เนื่องจาก วิธีคอมแพนดิ้งแบบ TPWC เป็นวิธีคอมแพนดิ้งแบบเป็นเชิงเส้น ซึ่งจะลดทอนประสิทธิภาพของระบบน้อยกว่าวิธีคอมแพนดิ้งแบบไม่เป็นเชิงเส้น

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อศึกษาวิธีการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยในระบบโอเอฟดีเอ็ม โดยทำการเสนอวิธีลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยด้วยการใช้วิธีดิสครีตโคไซน์ทรานส์ฟอร์ม ร่วมกับวิธีทู-พีสไวส์คอมแพนดิ้งทรานส์ฟอร์ม

1.2.2 เพื่อเปรียบเทียบผลที่ได้จากการวิจัยกับวิธีอื่นๆ คือ วิธี TPWC Transform วิธี Exponential Companding วิธี mu-law Companding วิธี DCT ร่วมกับวิธี Exponential Companding และวิธี DCT ร่วมกับวิธี mu-law Companding

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3 สมมติฐานของการวิจัย

หากนำวิธี DCT และ TPWC Transform มาใช้ร่วมกัน ประสิทธิภาพในการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยจะดีขึ้นกว่าการใช้วิธี TPWC Transform เพียงอย่างเดียว โดยไม่ได้ลดทอนประสิทธิภาพด้านอื่นๆ ของระบบ คือ อัตราผิดพลาดบิทข้อมูล (BER: Bit Error Rate) และความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัม (PSD: Power Spectrum Density)

1.4 กรอบแนวคิดในการวิจัย

จากการศึกษาผลงานวิจัย มีหลากหลายวิธีสำหรับการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยในระบบโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งแต่ละวิธีก็มีข้อดีข้อด้อยแตกต่างกัน โดยวิธีที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ ได้นำวิธีการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยสองวิธีมาใช้ร่วมกันคือ วิธี DCT ซึ่งมีข้อดีคือ เมื่อนำไปใช้ในระบบแล้วไม่ก่อให้เกิดความยุ่งยาก ซับซ้อนในการประมวลผลมาก และไม่มีผลต่อประสิทธิภาพด้านอัตราผิดพลาดบิทข้อมูล และความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัม (Wang, Z. 2011 : 100-104) และวิธี TPWC Transform ซึ่งมีข้อดีคือ เมื่อนำไปใช้ในระบบไม่ก่อให้เกิดความยุ่งยาก ซับซ้อนในการประมวลผลมาก และมีประสิทธิภาพในการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยมาก (Yang and Hu. 2011 : 619-623) เมื่อนำสองวิธีนี้มาใช้ร่วมกันในระบบ จะทำให้สมรรถนะในการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยดีกว่าการใช้วิธีใดวิธีหนึ่งเพียงอย่างเดียว ในขณะที่ไม่เพิ่มความยุ่งยาก ซับซ้อนในการประมวลผลมากนัก

1.5 ขอบเขตของการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ศึกษาวิจัย การลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มด้วยการใช้วิธี DCT ร่วมกับวิธี TPWC Transform รวมถึงการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการวิจัยกับวิธีอื่นๆ คือ วิธี TPWC Transform วิธี Exponential Companding วิธี mu-law Companding วิธี DCT ร่วมกับวิธี Exponential Companding และวิธี DCT ร่วมกับวิธี mu -law Companding โดยใช้คอมพิวเตอร์ในการจำลองระบบด้วยโปรแกรม MATLAB ผลที่ได้แสดงสมรรถนะของค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย อัตราผิดพลาดบิทข้อมูล และความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัม

1.6 ขั้นตอนการวิจัย

1.6.1 ศึกษาทฤษฎีของระบบโอเอฟดีเอ็ม การลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยด้วยวิธีคอมแพนดิ้ง (Companding) แบบ TPWC และวิธี unitary matrix transformation แบบ DCT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.6.2 ออกแบบการจำลองระบบโอเอฟดีเอ็ม ด้วยการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยโดยวิธี DCT ร่วมกับวิธี TPWC Transform

1.6.3 สร้างแบบการจำลองระบบโอเอฟดีเอ็ม ด้วยการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย โดยวิธี DCT ร่วมกับวิธี TPWC Transform

1.6.4 จำลองระบบเพื่อหาประสิทธิภาพของระบบคือ อัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย อัตรา ผิดพลาดบิทข้อมูล และความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัม

1.6.5 จำลองระบบเพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบคือ อัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยอัตราผิดพลาดบิทข้อมูล และความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัม กับวิธีอื่นๆ

1.7 ข้อตกลงเบื้องต้นของการวิจัย

งานวิจัยนี้สร้างแบบจำลองต้นแบบ และทดสอบคุณลักษณะตามค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญต่างๆ เพื่อเปรียบเทียบ วิเคราะห์ สรุป และยืนยันผลจากการวิเคราะห์โดยโปรแกรม MATLAB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2
เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ในบทนี้จะอธิบายถึงทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย ประกอบด้วยเทคโนโลยีโอเอฟดีเอ็ม ระบบโอเอฟดีเอ็ม อัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย แนวทางในการลดอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย และงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

2.1 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ตั้งฉาก

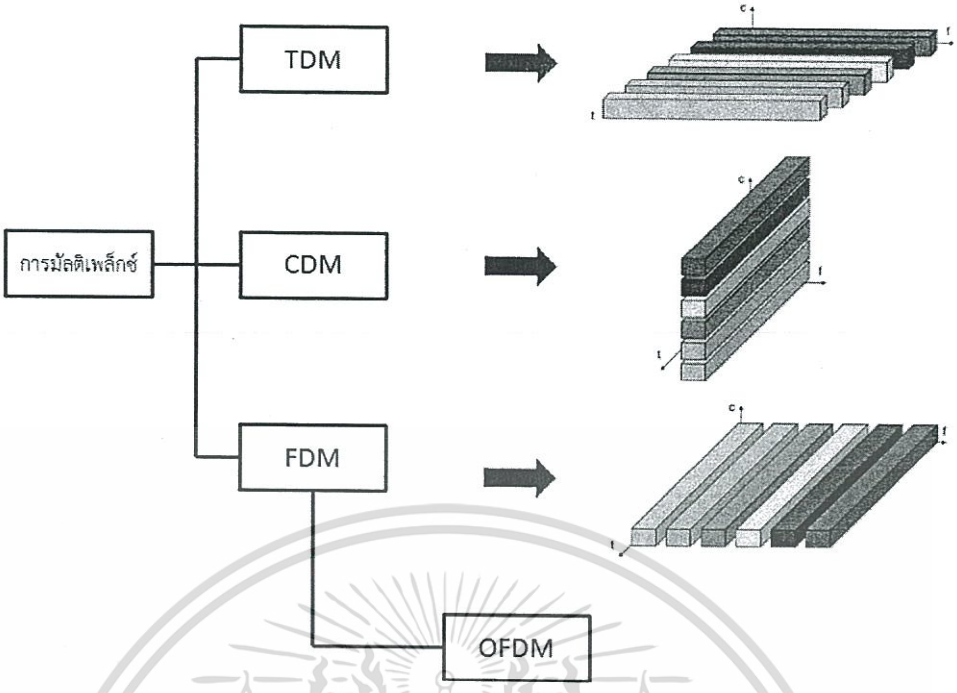
การมัลติเพล็กซ์ (Multiplexing) เป็นการรวมสัญญาณจำนวนมากให้สามารถถูกส่งผ่านช่องสัญญาณพร้อมๆ กันได้ ในยุคที่ผ่านมาการมัลติเพล็กซ์สามารถแบ่งได้เป็น 3 ประเภทหลัก ได้แก่ การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา (TDM : Time Division Multiplexing) การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส (CDM: Code Division Multiplexing) และการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (FDM : Frequency Division Multiplexing) ส่วนการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ตั้งฉาก หรือโอเอฟดีเอ็ม (OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing) เป็นการมัลติเพล็กซ์อีกรูปแบบหนึ่งที่อาศัยการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่

ภาพที่ 2.1 แสดงการเปรียบเทียบการมัลติเพล็กซ์ทั้ง 3 ประเภท ซึ่งความแตกต่างระหว่างการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ตั้งฉาก และการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ คือ จากเดิมการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่จะทำการย้ายสเปคตรัมของสัญญาณที่ต้องการส่งรวมกันให้ไปอยู่ในย่านความถี่ที่ไม่ซ้อนทับกัน จึงทำให้สูญเสียแถบความถี่ (Bandwidth) ที่ต้องใช้เป็นแถบความถี่ป้องกัน เพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนกันระหว่างสเปคตรัมที่ใกล้เคียงกัน แต่ด้วยเทคนิคของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ตั้งฉาก สเปคตรัมของคลื่นพาห์ย่อยสามารถซ้อนทับกันได้ในแกนความถี่ โดยอาศัยคุณสมบัติที่คลื่นพาห์ย่อยตั้งฉากกันในแกนเวลา จึงเป็นผลดีทำให้แถบความถี่ที่ใช้งานได้อย่างมีประสิทธิภาพมากกว่าการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่แบบเดิม (R. van Nee and R. Prasad. 2000 : 22) ดังแสดงในภาพที่ 2.2

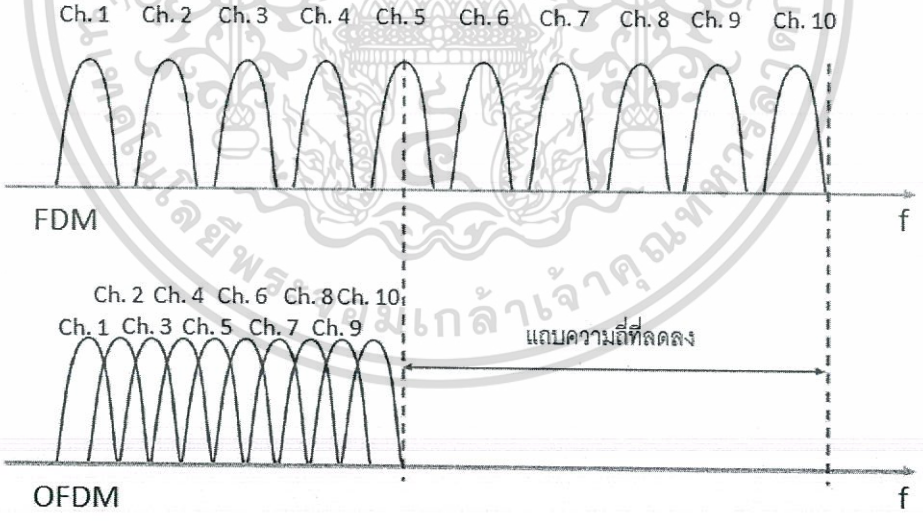
2.2 การส่งข้อมูลแบบขนาน

การส่งข้อมูลแบบขนานที่ใช้ในระบบโอเอฟดีเอ็มนั้นจะทำการแปลงชุดข้อมูลแบบอนุกรมเป็นแบบขนาน (Serial to parallel conversion) คือ แยกชุดข้อมูลไบนารี่ (Binary Data) อนุกรมที่มีอัตราการส่งข้อมูลสูง ให้เป็นชุดข้อมูลขนานที่มีจำนวนเท่ากับคลื่นพาห์ย่อยด้วยอัตราการส่งข้อมูลที่ต่ำลง แสดงดังภาพที่ 2.3 ช่วงเวลาของสัญลักษณ์ (Symbol duration) จะเพิ่มมากขึ้น ทำให้ข้อมูลมีความทนทานต่อการประวิงเวลาของช่องสัญญาณแบบหลายวิถี (Multipath delay spread)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

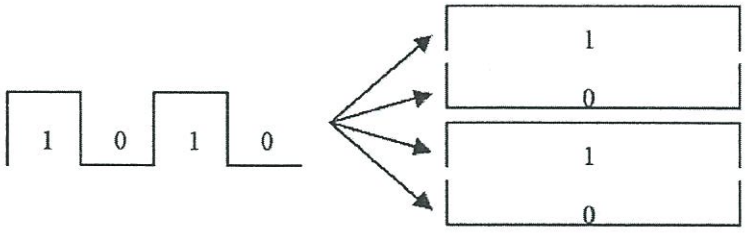


ภาพที่ 2.1 การเปรียบเทียบการมัลติเพล็กซ์ทั้ง 3 ประเภท



ภาพที่ 2.2 การเปรียบเทียบการใช้แถบความถี่ระหว่างการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (FDM) และการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ตั้งฉาก (OFDM)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

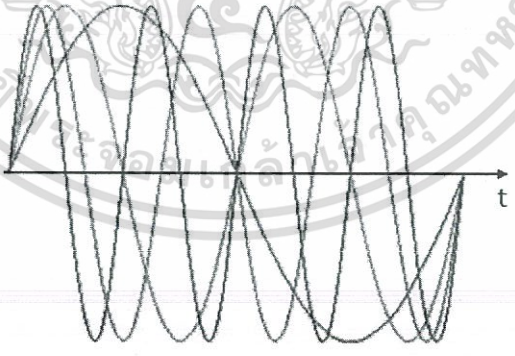


ภาพที่ 2.3 การแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนาน

2.3 คุณสมบัติของการตั้งฉาก

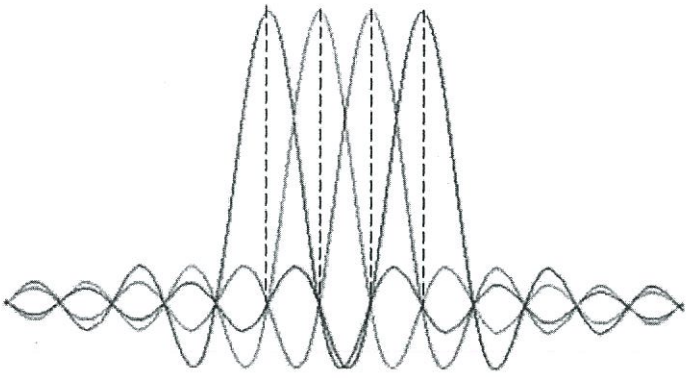
ระบบโอเอฟดีเอ็มจะใช้สัญญาณคลื่นพาห์ย่อยจำนวน N คลื่นพาห์ มอดูเลตกันเป็นสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งแต่ละคลื่นพาห์ย่อยจะมีคุณสมบัติตั้งฉากซึ่งกันและกัน ทำให้ระบบโอเอฟดีเอ็มสามารถส่งสัญญาณได้โดยไม่มีการรบกวนซึ่งกันและกันของคลื่นพาห์ย่อยที่อยู่ติดกัน

ภาพที่ 2.4 แสดงคลื่นพาห์ย่อยจำนวน 4 คลื่นพาห์ ซึ่งความถี่ของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยจะถูกกำหนดให้เป็นจำนวนเต็มของส่วนกลับของช่วงเวลาของสัญลักษณ์ (Symbol time) โดยจะมีผลทำให้แต่ละคลื่นพาห์ย่อยนั้นมีจำนวนรอบ (Cycle) เป็นจำนวนเต็มในหนึ่งสัญลักษณ์ จึงทำให้แต่ละคลื่นพาห์ย่อยมีคุณสมบัติการตั้งฉากซึ่งกันและกัน หรือที่เรียกว่าการออโธโกนอล (Orthogonality)



ภาพที่ 2.4 สัญญาณที่มีคุณสมบัติการตั้งฉากซึ่งกันและกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.5 สเปคตรัมของคลื่นพาห์ย่อยที่มีคุณสมบัติการตั้งฉากซึ่งกันและกัน

การออโธโกนอลจะต้องมีคุณสมบัติสอดคล้องกับคุณสมบัติที่ว่า ผลการอินทิเกรต (Integrate) ในช่วงเวลาของหนึ่งสัญลักษณ์ของผลคูณระหว่างสัญญาณสองสัญญาณจะต้องมีค่าเป็นศูนย์ ในกรณีที่ค่า $i \neq j$ ดังสมการที่ 2.1

$$\int_0^T s_i(t).s_j(t)dt = \begin{cases} 1 & ,i=j \\ 0 & ,i\neq j \end{cases} \qquad (2.1)$$

เมื่อสัญญาณมีคุณสมบัติการตั้งฉากซึ่งกันและกัน ความถี่ของคลื่นพาห์จะมีค่าดังสมการที่ 2.2

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s} \qquad (2.2)$$

โดย f_k คือ ความถี่ของคลื่นพาห์ย่อยลำดับที่ k ใดๆ เมื่อ k = 1, 2, ..., N-1

f_0 คือ ความถี่ของคลื่นพาห์ย่อยลำดับที่ k = 0

T_s คือ คาบเวลาของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม โดย $T_s = NT$

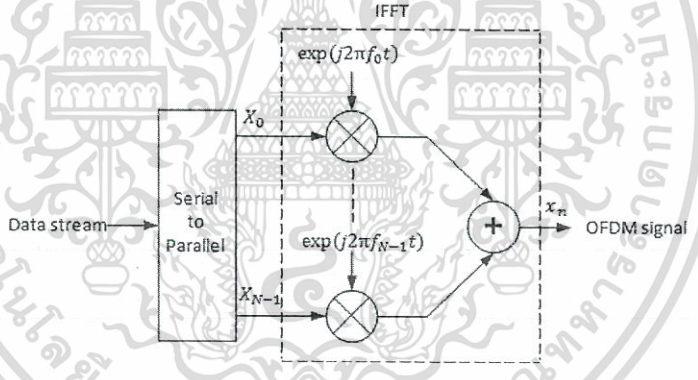
เมื่อสัญญาณโอเอฟดีเอ็มมีคุณสมบัติการตั้งฉากซึ่งกันและกันของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยในแกนเวลา จึงทำให้สเปคตรัม (Spectrum) ของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยสามารถซ้อนทับกัน (Overlap) ได้ในแกนความถี่ ดังภาพที่ 2.5 จะพบว่าจุดยอดของสเปคตรัมแต่ละคลื่นพาห์ย่อยจะเป็นตำแหน่งที่คลื่นพาห์ย่อยอื่นมีค่าเป็นศูนย์ และสเปคตรัมของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยมีจุดที่สัญญาณมีค่าเป็นศูนย์ (Null) ทุกๆ จุดที่เป็นช่องว่างของความถี่ซึ่งเท่ากับระยะระหว่างคลื่นพาห์ย่อย โดยที่ภาครับก็จะไม่ได้รับผลกระทบจากการซ้อนทับกันของสเปคตรัมของแต่ละคลื่นพาห์ย่อย เพราะเครื่องรับสามารถที่จะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตรวจจับสเปคตรัมของคลื่นพาห์ย่อยได้ที่ตำแหน่งจุดยอดของแต่ละคลื่นพาห์ย่อย เพราะที่ตำแหน่งดังกล่าว คลื่นพาห์ย่อยอื่นจะมีค่าเป็นศูนย์

2.4 การมอดูเลตแบบโอเอฟดีเอ็ม

การมอดูเลตแบบโอเอฟดีเอ็ม (R. van Nee and R. Prasad. 2000 : 34) เป็นการส่งสัญญาณแบบขนานซึ่งเกิดจากการแบ่งช่องสัญญาณจำนวน N ช่องสัญญาณดังภาพที่ 2.6 โดยแต่ละช่องสัญญาณจะมีคุณสมบัติตั้งฉากซึ่งกันและกัน ซึ่งทำให้ไม่มีผลกระทบต่อกันระหว่างช่องสัญญาณ จากภาพที่ 2.5 จะเห็นว่าสเปคตรัมของคลื่นพาห์ หรือช่องสัญญาณที่มีคุณสมบัติการตั้งฉากซึ่งกันและกัน ที่ใช้ในการมอดูเลตแบบโอเอฟดีเอ็มนั้น มีการจัดการด้านการใช้งานแถบความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งเหมาะกับการนำไปประยุกต์ใช้กับการสื่อสารข้อมูลความเร็วสูง (High speed data) การสร้างช่องสัญญาณย่อยในการมอดูเลตแบบโอเอฟดีเอ็มนี้สามารถใช้การแปลงฟูเรียร์ผกผันแบบเร็ว (IFFT: Inverse Fast Fourier Transform) ที่เครื่องส่งสัญญาณ และทำการดีมอดูเลตโดยการแปลงฟูเรียร์แบบเร็ว (FFT: Fast Fourier Transform) ที่เครื่องรับสัญญาณ



ภาพที่ 2.6 การมอดูเลตแบบโอเอฟดีเอ็ม

ชุดสัญลักษณ์ใดๆ ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มสามารถเขียนเป็นสมการทางคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp\left(\frac{j.2\pi kn}{N}\right) \qquad (2.3)$$

โดย X_k คือ ชุดสัญลักษณ์อินพุต

N คือ จำนวนคลื่นพาห์ย่อย

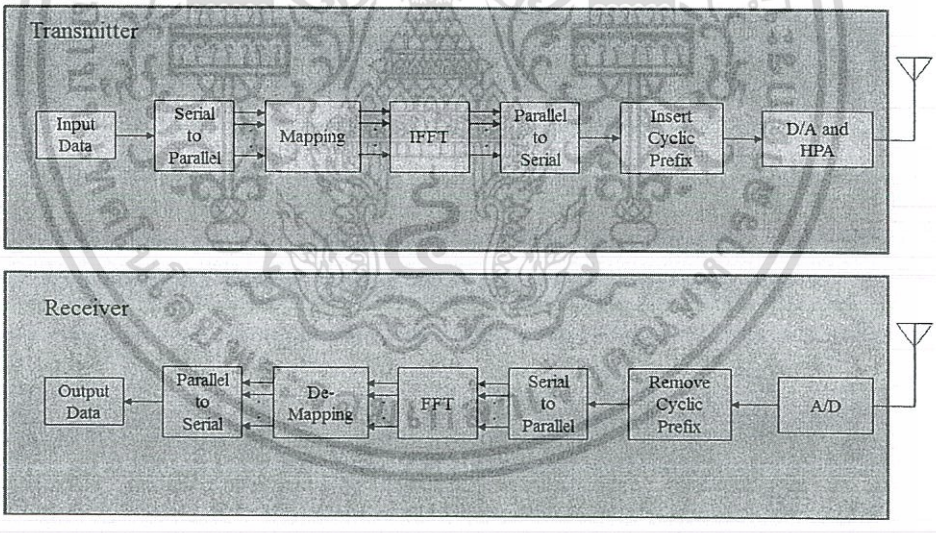
$k = 0, 1, 2, ..., N-1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

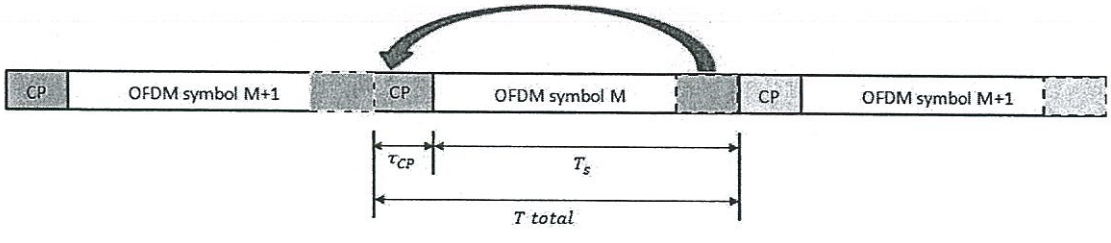
2.5 ระบบโอเอฟดีเอ็ม

ภาพที่ 2.7 แสดงบล็อคไดอะแกรมของเครื่องรับส่งโอเอฟดีเอ็ม ในส่วนของเครื่องส่ง กระบวนการทำงานเริ่มจากข้อมูลไบนารี่อินพุตจะถูกแปลงจากข้อมูลแบบอนุกรมเป็นแบบขนาน แล้วนำไปแมพ (Mapping) หรือการจัดรูปแบบบิทข้อมูลเป็นชุดสัญลักษณ์ในรูปแบบต่างๆ เช่น PSK (Phase Shift Keying) หรือ QAM (Quadrature Amplitude Modulation) เป็นต้น จากนั้นก็จะแปลงสัญญาณให้อยู่ในแกนเวลาโดยใช้กระบวนการแปลงฟูเรียร์ผกผันแบบเร็ว (IFFT) ก่อนที่สัญญาณจะถูกแปลงกลับมาเป็นแบบอนุกรมอีกครั้ง แล้วทำการเพิ่มเติมส่วนหน้าแบบวนซ้ำ (CP: Cyclic Prefix) เข้าไปเพื่อป้องกันการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (ISI: Intersymbol Interference) และการแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห์ (ICI: Intercarrier Interference) ที่เกิดขึ้นจากสัญญาณหลายวิถี (Multi Path) โดยการคัดลอกข้อมูลส่วนท้ายของแต่ละสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มมาวางต่อไว้ส่วนหน้าของแต่ละสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มถัดไป เพื่อให้เป็นช่วงเวลาป้องกันในแต่ละสัญลักษณ์ แสดงดังภาพที่ 2.8

สุดท้ายแปลงสัญญาณที่เป็นดิจิทัลให้เป็นสัญญาณแอนะล็อก (Digital to Analog Conversion) ก่อนขยายสัญญาณให้แรงขึ้น แล้วส่งออกอากาศไป



ภาพที่ 2.7 บล็อคไดอะแกรมของเครื่องรับส่งระบบโอเอฟดีเอ็ม



ภาพที่ 2.8 การเพิ่มช่วงเวลาป้องกันด้วยเทคนิคการเพิ่มเติมส่วนหน้าแบบวนซ้ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนของเครื่องรับจะเป็นกระบวนการที่กลับกันกับทางด้านส่ง โดยสัญญาณที่รับเข้ามาจะถูกแปลงจากสัญญาณแอนะล็อกให้เป็นสัญญาณดิจิทัล (Analog to Digital Conversion) เอาช่วงเวลาป้องกันออก แปลงสัญญาณที่เป็นแบบอนุกรมให้เป็นแบบขนาน แล้วผ่านกระบวนการฟูเรียร์แบบเร็ว (FFT) ดีแมปปิ้ง (De-mapping) และแปลงข้อมูลแบบขนานกลับมาเป็นแบบอนุกรม ก็จะได้ข้อมูลไบนารี่ที่ภาคส่งส่งมา

จากลักษณะการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์อย่างในระบบโอเอฟดีเอ็มนั้น เมื่อเปรียบเทียบกับการมอดูเลตแบบคลื่นพาห์เดียว ระบบโอเอฟดีเอ็มมีข้อดีกว่าคือ มีอัตราการรับส่งข้อมูลที่สูงกว่า มีการใช้แถบคลื่นความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพกว่า และมีความทนทานต่อการจางหายของความถี่แบบเลือก (Frequency selective fading) มากกว่า เป็นต้น อีกด้านหนึ่งระบบโอเอฟดีเอ็มก็มีข้อด้อยเช่นกัน คือ เกิดการสอดแทรกทางสัญลักษณ์ และการแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห์จากสัญญาณหลายวิถี มีความอ่อนไหวการเลื่อนของความถี่ (Frequency offset) และ สัญญาณรบกวนเฟส (Phase Noise) มากกว่า และมีกำลังค่ายอดของสัญญาณมีค่าสูงมากเมื่อเทียบกับกำลังเฉลี่ย เป็นต้น

2.6 อัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย

ปัญหาสำคัญอย่างหนึ่งของการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์อย่างในระบบโอเอฟดีเอ็มนั้น คือ กำลังค่ายอดของสัญญาณมีค่าสูงมากเมื่อเทียบกับกำลังเฉลี่ย เนื่องจากสัญญาณที่มีกำลังค่ายอดสูงๆ เมื่อผ่านเครื่องขยายสัญญาณกำลังสูงของเครื่องส่ง จะทำให้วงจรขยายทำงานในช่วงอิ่มตัว (Saturation) และทำงานแบบไม่เป็นเชิงเส้น ทำให้เกิดความเพี้ยนเชิงอินเตอร์มอดูเลต ส่งผลให้ต้องใช้เครื่องขยายสัญญาณกำลังสูง มีช่วงการทำงานในช่วงเป็นเชิงเส้นกว้างมาก ซึ่งออกแบบได้ยาก และมีราคาสูงมาก อีกทั้งต้องใช้วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล และวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณแอนะล็อก ที่มีย่านการทำงานที่กว้างมากในการป้องกันความผิดเพี้ยนของสัญญาณ

โดยปกติแล้วค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยถูกนำมาใช้เป็นเกณฑ์ในการประเมินว่ามีค่าเอนเวโลป (Envelope) ของสัญญาณมากเกินไปหรือไม่ โดยค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณ S_n มีค่าดังสมการที่ 3.1 (Jiang, T. and Wu, Y. 2008 : 258)

$$PAPR = 10 \log_{10} \frac{Max\{|X_n|^2\}}{|X_n|^2} \quad dB \qquad (2.4)$$

โดย $Max\{|X_n|^2\}$ คือ กำลังเอนเวโลปสูงสุดขณะหนึ่ง

$|X_n|^2$ คือ กำลังเฉลี่ยของสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7 แนวทางในการลดอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย

จากอดีตจนถึงปัจจุบันได้มีการนำเสนอวิธีการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยหลายวิธี ซึ่งแต่ละวิธีมีข้อดีข้อด้อยแตกต่างกัน ทำให้ผู้ใช้สามารถเลือกใช้ให้เหมาะสมกับระบบที่ใช้ได้ ในที่นี้ขอยกตัวอย่างบางวิธีในการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยดังนี้

2.7.1 การขลิบสัญญาณ และวิธีพีควินโดว์อิ้ง (Clipping and Peak windowing)

วิธีการขลิบสัญญาณ (van Nee and Prasad. 2000 : 123) เป็นวิธีที่ง่ายที่สุด และถูกใช้อย่างกว้างขวาง ด้วยการจำกัดขนาดของสัญญาณให้มีค่าสูงสุดตามที่กำหนดที่ด้านส่ง โดยสัญญาณที่มีขนาดเกินระดับที่กำหนดก็จะโดนขลิบออก วิธีการขลิบสัญญาณสามารถแสดงเป็นสมการได้ดังนี้

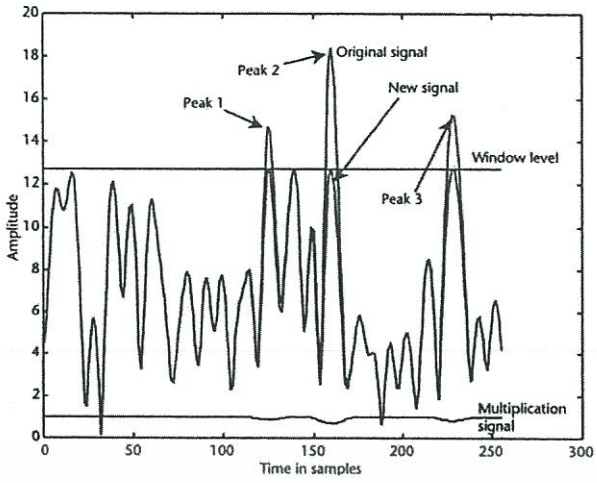
$$C(x) = \begin{cases} x, & |x| \le A \\ A, & |x| > A \end{cases} \qquad (2.5)$$

โดย A คือ ระดับขลิบสัญญาณ

เนื่องจากสัญญาณถูกขลิบทำให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณ และไม่มีการชดเชยกลับที่ด้านรับ ส่งผลให้วิธีการนี้มีข้อด้อยคือ จะทำให้เกิดความเพี้ยนในแถบ (In band distortion) และการปล่อยสัญญาณที่ความถี่นอกแถบ (Out of band radiation) ประสิทธิภาพของระบบคือ อัตราผิดพลาดบิทข้อมูล (BER) และความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัม (PSD) แย่ลง

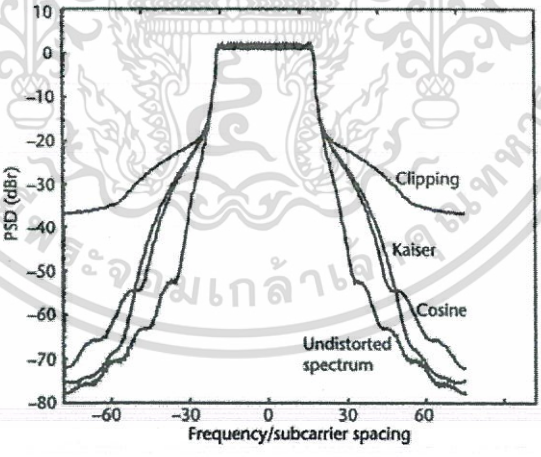
เพื่อที่จะลดปัญหาการปล่อยสัญญาณที่ความถี่นอกแถบที่เกิดจากวิธีการขลิบสัญญาณ วิธีพีควินโดว์อิ้งถูกนำมาใช้ โดยการใช้วินโดว์ชนิดต่างๆ คูณกับสัญญาณที่มีค่ายอดสูงๆ ในโดเมนเวลา ในทางอุดมคติวินโดว์ควรจะมีสเปคตรัมที่แคบที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ แต่ในทางกลับกัน วินโดว์ไม่ควรมีช่วงเวลาที่ยาวเกินไปในโดเมนเวลา เนื่องจากวินโดว์นี้จะไปส่งผลกระทบต่อสัญญาณส่วนอื่นๆ ซึ่งจะส่งผลให้อัตราผิดพลาดบิทข้อมูลสูงขึ้น ฟังก์ชั่นวินโดว์ที่เหมาะสมได้แก่ โคไซน์ (Cosine) ไกเซอร์ (Kaiser) และแฮมมิ่ง (Hamming) เป็นต้น ภาพที่ 2.9 แสดงตัวอย่างการใช้วิธีพีควินโดว์อิ้งเพื่อลดค่ายอดของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.9 การทำพีควินโดว์อิ้งกับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในโดเมนเวลา
(van Nee and Prasad. 2000 : 124)

ภาพที่ 2.10 แสดงการเปรียบเทียบสเปคตรัมระหว่างวิธีขลิบสัญญาณ และวิธีพีควินโดว์อิ้งฟังก์ชั่นต่างๆ (van Nee and Prasad. 2000 : 125) จะเห็นว่าวิธีพีควินโดว์อิ้งสามารถลดปัญหาการปล่อยสัญญาณที่ความถี่นอกแถบได้ แต่ในทางกลับกันวิธีพีควินโดว์อิ้งจะให้ผลของอัตราผิดพลาดบิทข้อมูลสูงขึ้นกว่าวิธีการขลิบสัญญาณ



ภาพที่ 2.10 การเปรียบเทียบสเปคตรัมระหว่างวิธีขลิบสัญญาณ และวิธีพีควินโดว์อิ้งฟังก์ชั่นต่างๆ
(van Nee and Prasad. 2000 : 125)

2.7.2 การเข้ารหัส (Coding)

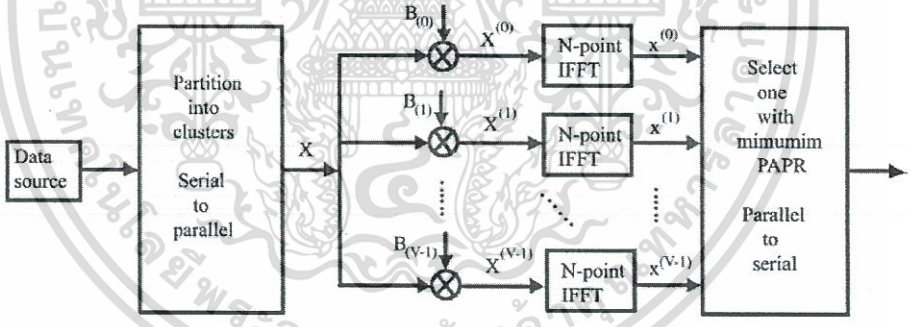
วิธีการนี้จะทำการเข้ารหัสข้อมูลก่อนผ่านกระบวนการ IFFT เพื่อให้สัญลักษณ์ในโดเมนของเวลามีค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยต่ำลง หลักการของวิธีนี้เป็นวิธีการเข้ารหัสชุดข้อมูลเพื่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลดโอกาสการมีเฟสตรงกันของแต่ละคลื่นพาห์ย่อย โดยรหัสที่ใช้เพื่อลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยนั้นมีหลายแบบที่สามารถลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยได้ดี เช่น การเข้ารหัสแบบบล็อก (Block coding) นิวแมนเฟส (Newman Phase) ชาปิโร และรูดินเฟส (Shopiro and Rudin Phase) ลำดับเติมเต็มโกเลย์ (Goley complementary sequence) และ นาราฮาชิเฟส (Narahashi Phase) เป็นต้น (กองสิทธิ์ อุปรี. 2551 : 38) วิธีนี้มีข้อด้อยคือ ถ้าต้องการการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยให้ได้มากเท่าไหร่ ก็ต้องแลกกับการสูญเสียพื้นที่บิทข้อมูลเพื่อนำไปเข้ารหัสที่มากขึ้น (coding rate loss) (Jiang, T. and Wu, Y. 2008 : 261)

2.7.3 วิธีซีเล็คทีฟแมปปิ้ง (SLM: Selective Mapping)

เป็นวิธีการนำชุดข้อมูลมาแบ่งเป็นชุดย่อยๆ เรียกว่า คลัสเตอร์ (clusters) จำนวน V ชุด ก่อนนำไปคูณกับชุดตัวแปรเฟสที่แตกต่างกันจำนวน V ชุดเช่นกัน แล้วจึงผ่านกระบวนการ IFFT หลังจากนั้นจะทำการเลือกชุดข้อมูลที่ให้ค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยที่น้อยที่สุดส่งออกไป วิธีนี้มีข้อด้อยคือ ระบบต้องมีการคำนวณที่ซับซ้อน จึงไม่เหมาะกับระบบที่ใช้คลื่นพาห์ย่อยมากๆ และต้องเสียจำนวนบิทบางส่วนไปเพื่อส่งข่าวสารเพิ่มเติม (side information) ให้ภาครับทราบว่า ภาคส่งได้เลือกชุดข้อมูลใดไป (Jiang, T. and Wu, Y. 2008 : 261) บล็อกไดอะแกรมของซีเล็คทีฟแมปปิ้งแสดงดังรูปที่ 2.11

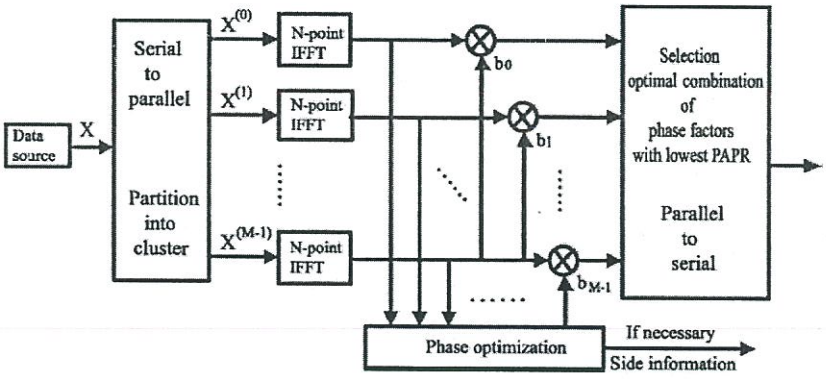


ภาพที่ 2.11 บล็อกไดอะแกรมของเล็คทีฟแมปปิ้ง

2.7.4 วิธีพาเชียลทรานสมิทซีเคว้น (PTS: Partial Transmit Sequence)

เป็นวิธีการนำชุดข้อมูลมาแบ่งเป็นชุดย่อยๆ (subblock) จำนวน M ชุด ก่อนผ่านกระบวนการ IFFT แล้วจึงนำไปคูณกับชุดตัวแปรเฟส (Phase factor) ที่แตกต่างกันจำนวน M ชุด โดยการเลือกชุดตัวแปรเฟสที่ให้ค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยน้อยที่สุด วิธีนี้มีข้อด้อยเช่นเดียวกับวิธีซีเล็คทีฟแมปปิ้ง (Jiang, T. and Wu, Y. 2008 : 261) บล็อกไดอะแกรมของวิธีพาเชียลทรานสมิทซีเคว้นแสดงดังรูปที่ 2.12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.12 บล็อกไดอะแกรมของวิธีพาเชียลทรานสมิทซีเคว้น

2.7.5 วิธีการคอมแพนดิ้ง (Companding Transform)

วิธีการคอมแพนดิ้ง เป็นวิธีที่อาศัยฟังก์ชั่นทางคณิตศาสตร์เพื่อปรับระดับสัญญาณ กล่าวคือ จะทำการบีบอัด (compress) สัญญาณที่ภาคส่ง แล้วขยาย (expand) สัญญาณกลับที่ภาครับเพื่อให้ได้สัญญาณเดิมกลับมา วิธีนี้มีข้อดีคือมีประสิทธิภาพในการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยสูง นำไปใช้ในระบบได้ง่าย ไม่ยุ่งยากซับซ้อน

เทคนิคการคอมแพนดิ้งถูกแบ่งเป็น 2 วิธีการใหญ่ๆ คือ แบบเป็นเชิงเส้น (linear) และแบบไม่เป็นเชิงเส้น (non-linear) โดยการคอมแพนดิ้งแบบเป็นเชิงเส้นนี้เป็นการนำฟังก์ชั่นทางคณิตศาสตร์ที่มีคุณสมบัติความเป็นเชิงเส้น เช่นสมการเส้นตรง มาสร้างเพื่อปรับเปลี่ยนระดับสัญญาณ ได้แก่ Two-Piecewise Companding (TPWC) (Yang and Hu. 2011 : 619-623) Linear Systematical Transform (LST) และ Linear Nonsystematical Transform (LNST) (Huang, et. al. 2004 : 2030-2039) ในขณะที่การคอมแพนดิ้งแบบไม่เป็นเชิงเส้น จะนำฟังก์ชั่นทางคณิตศาสตร์ที่มีคุณสมบัติความไม่เป็นเชิงเส้น เช่น สมการเอกโพเนนเชียล (exponential) มาสร้างเพื่อปรับเปลี่ยนระดับสัญญาณ ได้แก่ Exponential Companding Transform (Jiang, et. al. 2005 : 2798-2801), Nonlinear Systematical Transform (NLST) และ Nonlinear nonsystematical Transform (NLNST) (Huang, et. al. 2004 : 2030-2039) เป็นต้น

ตัวอย่างรูปแบบการคอมแพนดิ้งแบบเป็นเชิงเส้น ด้วยฟังก์ชั่น TPWC แสดงดังภาพที่ 2.13 โดยเกิดจากการใช้สมการเส้นตรงสองเส้นที่มีความชันต่างกัน โดยมีจุดเปลี่ยนความชันที่จุด v สัญญาณที่มีระดับสัญญาณต่ำกว่าหรือเท่ากับ v ($|x_n| \le v$) จะถูกเพิ่มระดับสัญญาณให้สูงขึ้น ในขณะที่สัญญาณที่มีระดับสัญญาณสูงกว่า v ($|x_n| > v$) จะถูกปรับลดระดับสัญญาณลง

โดยมีตัวแปรในฟังก์ชั่น ดังนี้

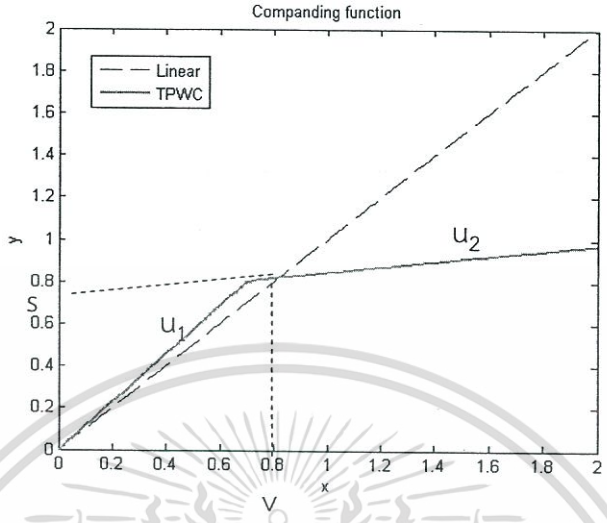
u_1 คือ ค่าความชันของสมการเส้นตรงเส้นที่ 1

u_2 คือ ค่าความชันของสมการเส้นตรงเส้นที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

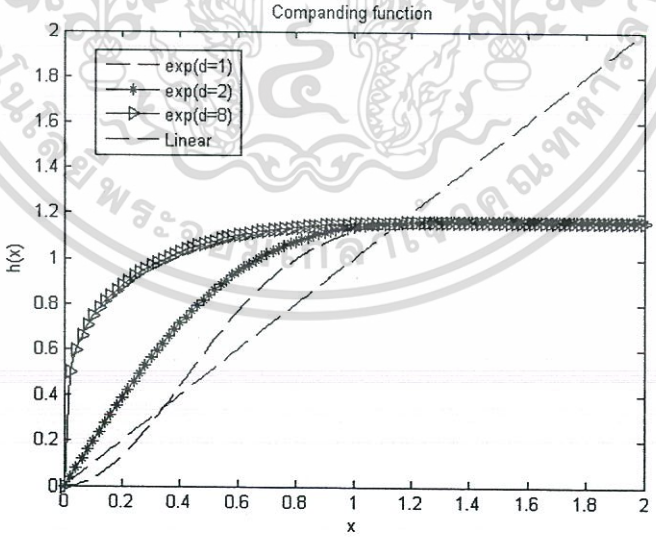
s คือ ค่าที่ใช้เลื่อน (shift) สมการเส้นตรงเส้นที่ 2 ขึ้นหรือลงทางแกน y

v คือ จุดตัดของสมการเส้นตรงทั้งสองทางแกน x



ภาพที่ 2.13 รูปแบบการคอมแพนดิ้งแบบเป็นเชิงเส้น ด้วยฟังก์ชั่น TPWC

ตัวอย่างรูปแบบการคอมแพนดิ้งแบบไม่เป็นเชิงเส้น ด้วยฟังก์ชั่นเอ็กโพเนนเชียลแสดงดังภาพที่ 2.14

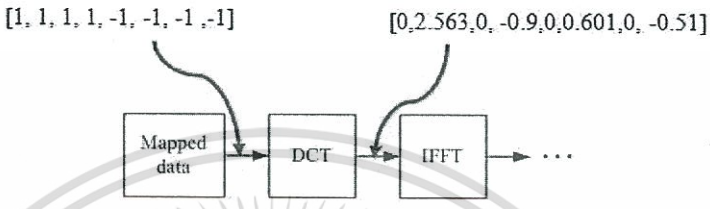


ภาพที่ 2.14 รูปแบบการคอมแพนดิ้งแบบไม่เป็นเชิงเส้น ด้วยฟังก์ชั่นเอกโพเนนเชียลที่ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.6 วิธีดิสครีตโคไซน์ทรานสฟอร์ม (DCT: Discrete Cosine Transform)

วิธีดิสครีตโคไซน์ทรานสฟอร์ม (Shanlin, et. al. 2008 : 1) จะทำการลดอัตสหสัมพันธ์ (autocorrelation) ของชุดข้อมูลอินพุทก่อนกระบวนการ IFFT โดยการแปลงค่าขององค์ประกอบในชุดข้อมูลนั้นๆ ซึ่งจะทำให้บางค่าขององค์ประกอบในชุดข้อมูลกลายเป็นศูนย์ และบางองค์ประกอบในชุดข้อมูลมีค่ามากขึ้น กล่าวคือเป็นการย้ายพลังงานของสัญญาณไปไว้ที่คลื่นพาห์ย่อยบางคลื่น แสดงตัวอย่างดังภาพที่ 2.15 ด้วยกระบวนการนี้จะสามารถลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยได้



ภาพที่ 2.15 ตัวอย่างการแปลงค่าขององค์ประกอบในชุดข้อมูลด้วยวิธี DCT

จากภาพที่ 2.15 ชุดข้อมูลอินพุทคือ [1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, -1] เมื่อผ่านกระบวนการ DCT ชุดข้อมูลจะถูกแปลงเป็น [0, 2.563, 0, -0.9, 0, 0.601, 0, -0.51] โดยค่าองค์ประกอบที่มากที่สุดคือ 2.563 ในขณะที่ค่าองค์ประกอบอื่นๆ มีค่าน้อยมาก หรือบางค่าเป็น 0 จะเห็นได้ว่าค่าพลังงานจะถูกย้ายไปอยู่ที่บางองค์ประกอบ ในขณะที่พลังงานรวมของชุดข้อมูลไม่มีการเปลี่ยนแปลงดังนี้

พลังงานของชุดข้อมูลอินพุทคือ $1^2+1^2+1^2+1^2+(-1)^2+(-1)^2+(-1)^2+(-1)^2 = 8$

พลังงานของชุดข้อมูลหลังจากผ่านกระบวนการ DCT คือ

$2.563^2+(-0.9)^2+0.601^2+(-0.51)^2 \approx 8$

จากแนวทางการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยที่ได้กล่าวมา สามารถเปรียบเทียบความแตกต่างในด้านต่างๆ ได้ดังตารางที่ 2.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.1 การเปรียบเทียบความแตกต่างในด้านต่างๆ ของแต่ละวิธีการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย

ผลกระทบ / วิธี	การเพิ่มขึ้นของกำลังงาน	ความยุ่งยากซับซ้อน ในการนำไปใช้	การขยายแถบความถี่	การเพิ่มขึ้นของอัตราผิดพลาดบิทข้อมูล
การขลิบสัญญาณและวิธีพีควินโดว์อิ้ง	ไม่	ต่ำ	ไม่	ใช่
การเข้ารหัส	ไม่	ต่ำ	ใช่	ไม่
วิธีซีเล็คทีฟแมปปิ้ง	ไม่	สูง	ใช่	ไม่
วิธีพาเชียลทรานสมิทซีเคว้น	ไม่	สูง	ใช่	ไม่
การคอมแพนดิ้ง	ไม่	ต่ำ	ไม่	ใช่
วิธีดิสครีตโคไซน์ทรานสฟอร์ม	ไม่	ต่ำ	ไม่	ไม่

2.8 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มด้วยวิธีคอมแพนดิ้ง และวิธี DCT ที่ใช้ในการวิจัยครั้งนี้ประกอบด้วย

Jiang, et. al. (2005 : 2798-2801) ได้นำเสนอการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มด้วยวิธีคอมแพนดิ้งด้วยวิธีเอ็กโพเนนเชียลคอมแพนดิ้ง ซึ่งวิธีดังกล่าวสามารถลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยได้อย่างมีประสิทธิภาพมากที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบอื่นๆ แต่ด้วยคุณสมบัติความไม่เป็นเชิงเส้นจึงทำให้ประสิทธิภาพของอัตราผิดพลาดบิทข้อมูล และประสิทธิภาพของความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัมของวิธีนี้ด้อยกว่าวิธีคอมแพนดิ้งแบบเป็นเชิงเส้น

Yang and Hu (2011 : 619-623) ได้นำเสนอการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มด้วยวิธีคอมแพนดิ้งด้วยฟังก์ชั่น TPWC โดยการกดระดับสัญญาณที่มีขนาดใหญ่ และการเพิ่มระดับสัญญาณที่มีขนาดเล็กด้วยการใช้สองสมการเชิงเส้น การลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยเป็นไปอย่างมีประสิทธิภาพ ในขณะที่ไม่เพิ่มความยุ่งยาก ซับซ้อนให้กับระบบมากนัก และด้วยการเลือกค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคอมแพนดิ้งอย่างเหมาะสม ก็จะทำให้เกิดสมดุลย์ระหว่างประสิทธิภาพการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย กับการเพิ่มขึ้นของอัตราผิดพลาดบิทข้อมูล และให้ประสิทธิภาพของความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัมที่ดี ซึ่งในงานวิจัยนี้ Yang and Hu ได้นำเสนอการใช้ค่าพารามิเตอร์เป็นสองชุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Zhu, et. al. (2009 : 161-171) ได้นำเสนอการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มด้วยการใช้ unitary matrix transformation ซึ่งเป็นวิธีที่สามารถลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยได้โดยไม่มีการลดทอนประสิทธิภาพด้านอัตราผิดพลาดบิทข้อมูลและความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัม อีกทั้งเป็นวิธีที่ไม่ยุ่งยากซับซ้อนมาก

Shanlin, et. al. (2008 : 1-5) ได้นำเสนอการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มด้วยวิธี DCT เปรียบเทียบกับวิธีซีเล็คทีฟแมปปิ้ง และวิธีพาเชียลทรานสมิทซีเควัน ซึ่งให้ข้อดีกว่าวิธีที่นำมาเปรียบเทียบด้วยคือ มีความยุ่งยากซับซ้อนในการนำไปใช้น้อยกว่า และไม่ต้องใช้ Side Information ในขณะที่ลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยได้ใกล้เคียงกัน

Wang (2011 : 100-104) ได้นำเสนอการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มด้วยวิธี DCT ซึ่งเป็น unitary matrix transformation แบบหนึ่ง ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งด้วยวิธี mu-law ซึ่งสามารถลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยได้อย่างมีประสิทธิภาพกว่าการใช้วิธีคอมแพนดิ้งเพียงอย่างเดียว โดยการนำวิธี DCT มาใช้นี้นอกจากจะเพิ่มประสิทธิภาพการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยแล้ว ก็ไม่ทำให้ประสิทธิภาพด้านอัตราผิดพลาดบิทข้อมูล และความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัมด้อยลงไป โดยการใช้เพิ่มความซับซ้อนให้กับระบบขึ้นเล็กน้อยคืออัลกอริทึ่มของการคูณเป็น$N \log_2 N$และการบวกเป็น $2\left(\left(\frac{3N}{2}\log_2 N\right) - N + 1\right)$ เมื่อเทียบกับการใช้วิธีคอมแพนดิ้งเพียงอย่างเดียว

จากทฤษฎี และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องดังที่กล่าวมาข้างต้นนี้ ผู้วิจัยจะได้นำเอาข้อมูลเหล่านี้มาสร้างเป็นแบบจำลองด้วยการใช้วิธี DCT ร่วมกับวิธี TPWC โดยพิจารณาถึงค่า อัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย อัตราผิดพลาดบิทข้อมูล และความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัม ดังจะกล่าวในบทต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3
การวิเคราะห์และจำลองระบบ

การวิจัยเรื่องการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มด้วยการใช้วิธี DCT ร่วมกับวิธี TPWC Transform นี้ ผู้วิจัยดำเนินการวิจัยด้วยการใช้การจำลองระบบผ่านทางคอมพิวเตอร์เป็นหลัก โดยยึดหลักการทางทฤษฎีเพื่อให้ได้ผลการทดสอบ ทดลอง และนำมาเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของระบบ โดยใช้การจำลองระบบด้วยโปรแกรม MATLAB

ในบทนี้จะกล่าวถึงแนวทางการวิเคราะห์ และจำลองระบบเรื่องการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย ซึ่งประกอบด้วยรายละเอียดของวิธี DCT และวิธี TPWC Transform รวมทั้งนำเสนอวิธีการปรับปรุงการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย โดยใช้วิธี DCT ร่วมกับวิธี TPWC มีรายละเอียดดังต่อไปนี้

3.1 วิธีดิสครีตโคไซน์ทรานสฟอร์ม (DCT: Discrete Cosine Transform)

วิธีดิสครีตโคไซน์ทรานส์ฟอร์มเป็นสมการคณิตศาสตร์ที่พัฒนาขึ้นมาโดย Ahmed Natarjan และ Rao ตั้งแต่ปี 1974 ถูกนำไปประยุกต์ใช้กับงานด้านการบีบอัดข้อมูล เช่น การลดข้อมูลภาพ เป็นต้น DCT เป็นฟังก์ชันรูปแบบหนึ่งที่พัฒนาเพิ่มเติมมาจากฟังก์ชันการแปลงฟูเรียร์ (Fourier transform) เช่นเดียวกับฟังก์ชันแบบอื่นๆ คือ Discrete Fourier Transform (DFT) (ณัฏฐ์ อรุณ. 2553 : 122) โดยมีรายละเอียดดังนี้

3.1.1 กระบวนการ DCT

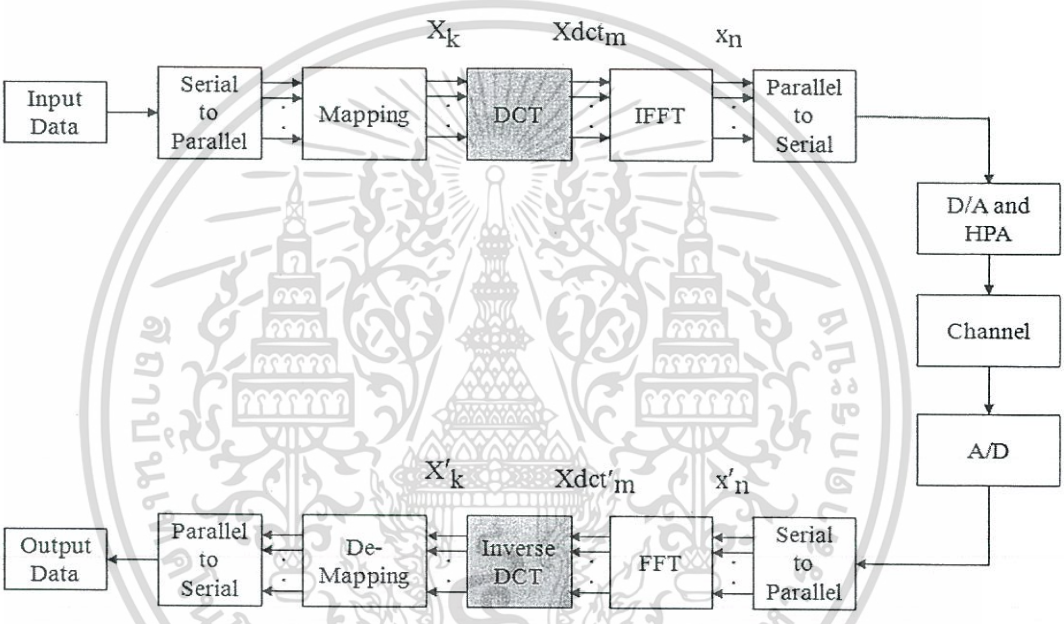
จากที่ได้กล่าวถึงวิธี DCT ที่ใช้ในการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยไปแล้วในบทที่ 2 ในส่วนนี้จะอธิบายรายละเอียดของวิธีดังกล่าวให้กระจ่างขึ้น โดยภาพที่ 3.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบโอเอฟดีเอ็มที่กระบวนการ DCT ถูกนำมาใช้ที่ภาคส่งเพื่อลดอัตสหสัมพันธ์ของชุดข้อมูลอินพุทก่อนกระบวนการ IFFT หรือก่อนการมอดูเลตเป็นสัญญาณโอเอฟดีเอ็มนั่นเอง โดยการแปลงค่าขององค์ประกอบในชุดข้อมูลอินพุท ซึ่งจะทำให้บางค่าขององค์ประกอบในชุดข้อมูลมีค่าน้อยลง และบางองค์ประกอบในชุดข้อมูลมีค่ามากขึ้น เกิดการกระจายตัวของข้อมูลแสดงดังภาพที่ 3.2 ซึ่งทำให้สามารถลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยได้

จากภาพที่ 3.1 ข้อมูลไบนารี่ที่ผ่านการแปลงจากข้อมูลแบบอนุกรมเป็นแบบขนาน แล้วนำไปเข้ารหัสเป็นชุดข้อมูล X_k เช่นแบบ QPSK หรือ QAM เป็นต้น จากนั้นจะผ่านกระบวนการ DCT แปลงเป็นชุดข้อมูล $Xdct_m$ เพื่อลดอัตสหสัมพันธ์ของชุดข้อมูลอินพุท ซึ่งเป็นการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย แล้วจึงผ่านกระบวนการ IFFT หรือการมอดูเลตเป็นสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

x_n จากนั้นสัญญาณจะถูกแปลงกลับมาเป็นแบบอนุกรมอีกครั้ง ก่อนแปลงสัญญาณที่เป็นดิจิทัลให้เป็นสัญญาณแอนะล็อก แล้วขยายสัญญาณให้แรงขึ้น ก่อนส่งออกอากาศไป

เมื่อส่งสัญญาณออกอากาศไป สัญญาณนี้จะผ่านช่องสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนก่อนมายังภาครับ ที่ภาครับ สัญญาณแอนะล็อกที่รับได้จะถูกแปลงให้เป็นสัญญาณดิจิทัล หลังจากนั้นสัญญาณจะถูกแปลงจากข้อมูลแบบอนุกรมเป็นแบบขนาน x'_n แล้วผ่านกระบวนการ FFT หรือการดีมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็มกลับมาเป็นชุดข้อมูลเข้ารหัส $Xdct'_m$ ผ่านกระบวนการ Inverse DCT แปลงให้ได้ชุดข้อมูล X'_k ที่เข้ารหัสกลับมาดังเดิม ก่อนถูกถอดรหัสเป็นข้อมูลไบนารี่ แปลงข้อมูลจากแบบขนานเป็นแบบอนุกรม ก็จะได้ชุดข้อมูลไบนารี่จากทางด้านส่งกลับมา



ภาพที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบโอเอฟดีเอ็มที่ใช้วิธี DCT

ชุดข้อมูลที่ผ่านกระบวนการ DCT สามารถเขียนแทนได้ดังสมการที่ 3.1 (Wang, Z. 2011 : 101)

$$Xdct_m = \alpha_m \sum_{k=0}^{N-1} X_k \cos\left[\frac{\pi(2k+1)m}{2N}\right] \qquad (3.1)$$

เมื่อ $Xdct_m$ คือ ชุดข้อมูลที่ผ่านกระบวนการ DCT

N คือ จำนวนคลื่นพาห์ย่อย

X_k คือ ชุดข้อมูลแบบขนานที่ถูกเข้ารหัสแล้ว

$m = 0, 1, 2, .., N-1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\alpha_m = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N}}, & m = 0 \\ \frac{2}{\sqrt{N}}, & m \neq 0 \end{cases}$$

ในส่วนภาครับ กระบวนการ Inverse DCT จะถูกนำมาใช้หลังจากกระบวนการ FFT เพื่อแปลงชุดข้อมูลเดิมกลับมา โดยสมการสำหรับการแปลงกลับ (inverse transformation) แสดงดังสมการที่ 3.2

$$X'_k = \sum_{m=0}^{N-1} \alpha_m Xdct'_m \cos\left[\frac{\pi(2k+1)m}{2N}\right] \quad \textbf{(3.2)}$$

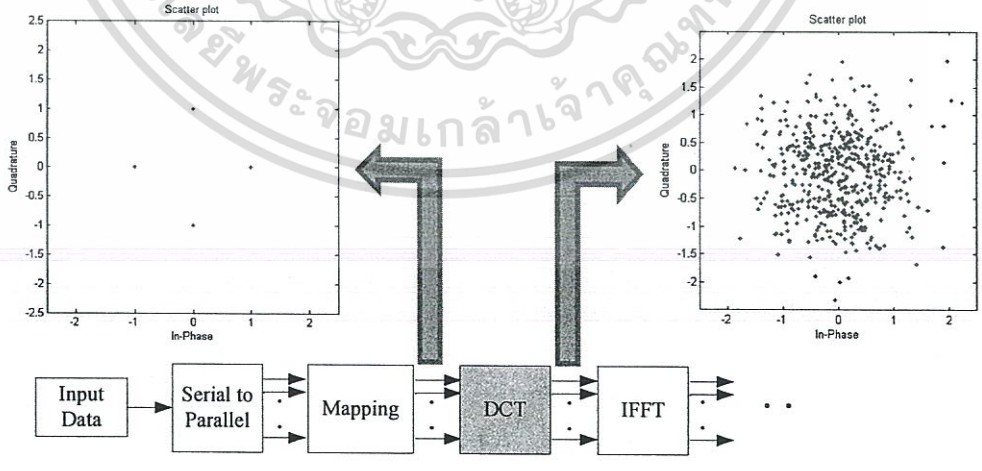
เมื่อ $Xdct'_k$ คือ ชุดข้อมูลที่ผ่านกระบวนการ DCT มาจากภาคส่ง

$k = 0, 1, 2, ..., N-1$

จากงานวิจัยของ Shanlin , et. al. (2008 : 1-5) ได้ทำการวิเคราะห์ประสิทธิภาพการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยได้ดังสมการที่ 3.3

$$\lim_{N\to\infty} |S_{DCT}| \leq 2.2825 + \frac{2}{\pi} \ln N \quad \textbf{(3.3)}$$

เมื่อ S_{DCT} คือ ค่ากำลังค่ายอดสูงสุดของสัญญาณหลังจากผ่านกระบวนการ DCT



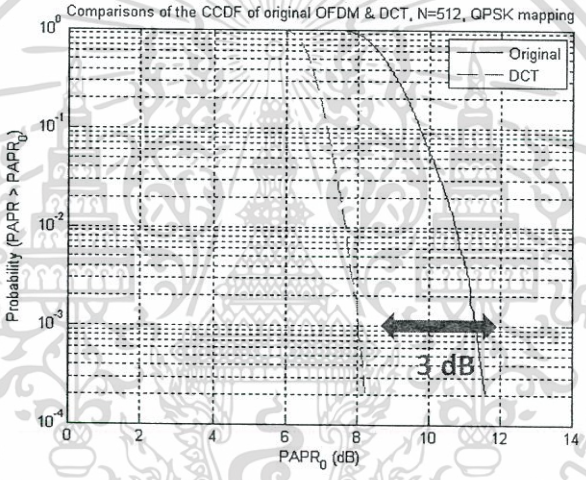
ภาพที่ 3.2 การใช้วิธี DCT เพื่อลดอัตสหสัมพันธ์ของชุดข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2 ประสิทธิภาพของวิธี DCT

ในส่วนนี้จะได้แสดงถึงประสิทธิภาพของวิธีการ DCT โดยภาพที่ 3.3 แสดงประสิทธิภาพการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย เปรียบเทียบกับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแบบดั้งเดิม ผลที่ได้แสดงในฟังก์ชั่นแจกแจงความน่าจะเป็นสะสมเติมเต็ม (CCDF : Complementary Cumulative Distribution Function) โดยใช้จำนวนช่องสัญญาณย่อย 512 ช่องสัญญาณ การเข้ารหัสของช่องสัญญาณเป็นแบบ Quadrature Phase Shift Keying (QPSK) ซึ่งได้จากงานวิจัยของ Wang (2011 : 102)

เมื่อพิจารณาที่ CCDF = 10^{-3} วิธี DCT สามารถที่จะลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยได้ถึง 3 dB ในขณะที่ประสิทธิภาพด้านอื่นๆ กล่าวคือ อัตราผิดพลาดบิทข้อมูล และความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัม ไม่ได้รับการลดทอนประสิทธิภาพแต่อย่างใด



ภาพที่ 3.3 ประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพีอาร์ด้วยวิธี DCT

3.2 วิธีทู-พีสไวส์คอมแพนดิ้งทรานสฟอร์ม (TPWC: Two Piecewise Companding Transform)

วิธีทู-พีสไวส์คอมแพนดิ้งทรานส์ฟอร์มเป็นวิธีคอมแพนดิ้งแบบเป็นเชิงเส้นชนิดหนึ่งถูกนำเสนอโดย Yang and Hu (2011 : 619-623) ซึ่งสามารถลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยมีรายละเอียดต่างๆดังนี้

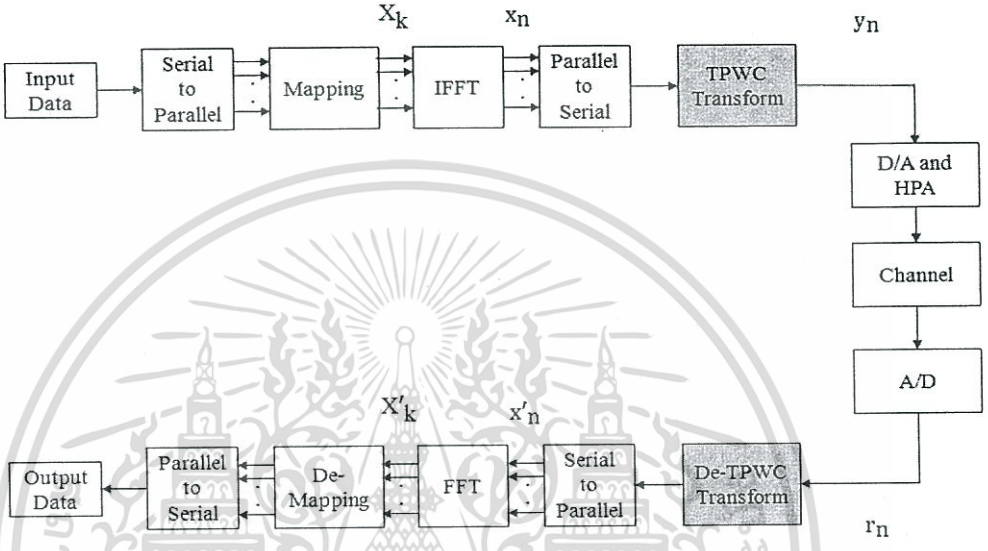
3.2.1 กระบวนการ TPWC

วิธีคอมแพนดิ้งแบบ TPWC นี้ เกิดจากการใช้สมการเส้นตรงสองเส้นที่มีความชันต่างกัน โดยมีจุดเปลี่ยนความชันที่จุด v สัญญาณที่มีระดับสัญญาณต่ำกว่าหรือเท่ากับ v ($|x_n| \le v$) จะถูกเพิ่ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระดับสัญญาณให้สูงขึ้น ในขณะที่สัญญาณที่มีระดับสัญญาณสูงกว่า v ($|x_n| > v$) จะถูกปรับลดระดับสัญญาณลง โดยไม่ทำให้กำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณเปลี่ยนไป

ภาพที่ 3.4 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบโอเอฟดีเอ็ม โดยกระบวนการคอมแพนดิ้งแบบ TPWC จะถูกนำมาใช้หลังจากผ่านกระบวนการ IFFT หรือหลังจากการมอดูเลตเป็นสัญญาณโอเอฟดีเอ็มx_n แล้วนั่นเอง



ภาพที่ 3.4 บล็อกไดอะแกรมของระบบโอเอฟดีเอ็มที่ใช้วิธี TPWC

โดยฟังก์ชั่นคอมแพนดิ้งแบบ TPWC ที่ใช้ที่ภาคส่งสามารถแสดงได้ดังสมการที่ 3.4

$$y_n = \begin{cases} u_1 |x_n| .\mathrm{sgn}(x_n), & |x_n| \le v \\ (u_2 |x_n| + s).\mathrm{sgn}(x_n), & |x_n| > v \end{cases} \qquad (3.4)$$

เมื่อ $v = \frac{s}{u_1 - u_2}$, $u_1 > 1$, $0 < u_2 < 1$ และ $s > 0$

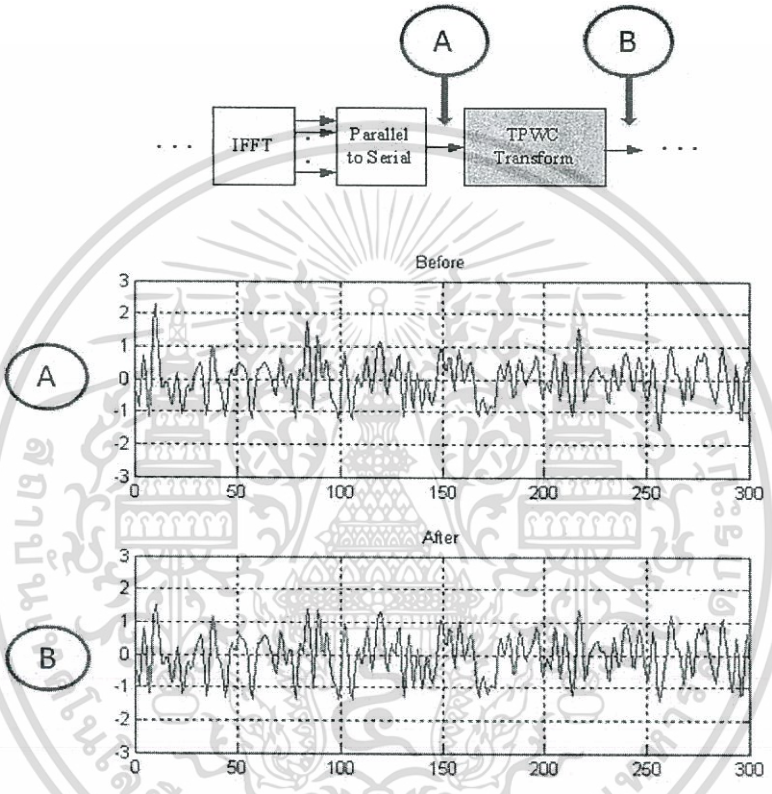
ในส่วนทางด้านภาครับ กระบวนการ De-companding ซึ่งก็คือการแปลงผกผันกลับของกระบวนการ TPWC จะถูกนำมาใช้ก่อนกระบวนการ FFT หรือก่อนการดีมอดูเลต เพื่อให้ได้สัญญาณเดิมกลับคืนมาแสดงได้ดังสมการที่ 3.5

$$x'_n = \begin{cases} \frac{1}{u_1} |r_n| .\mathrm{sgn}(r_n), & |r_n| \le u_1 v \\ \frac{1}{u_2} (|r_n| - s).\mathrm{sgn}(r_n), & |r_n| > u_1 v \end{cases} \qquad (3.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ r_n คือ สัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่รับได้ที่ภาครับ

ภาพที่ 3.5 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณโอเอฟดีเอ็มระหว่างก่อน และหลังกระบวนการคอมแพนดิ้งแบบ TPWC จะเห็นว่าระดับสัญญาณขนาดใหญ่จะถูกกดให้ต่ำลง ในขณะที่ระดับสัญญาณขนาดเล็กจะถูกขยายให้สูงขึ้น ซึ่งจะทำให้สามารถลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยได้



ภาพที่ 3.5 การเปรียบเทียบสัญญาณโอเอฟดีเอ็มระหว่างก่อน และหลังกระบวนการ TPWC

3.2.2 ประสิทธิภาพของวิธี TPWC Transform

จากงานวิจัยของ Yang and Hu (2011 : 619-623) ได้นำเสนอวิธีการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยด้วยวิธี TPWC Transform โดยการเลือกค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในฟังก์ชั่นเป็น 2 ชุด แสดงในตารางที่ 3.1 นั้น ประสิทธิภาพการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย ประสิทธิภาพของอัตราผิดพลาดบิทข้อมูล และประสิทธิภาพของความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัม แสดงดังภาพที่ 3.6 3.7 และ 3.8 ตามลำดับ โดยเป็นผลที่ใช้จำนวนช่องสัญญาณย่อย 512 ช่องสัญญาณ และการเข้ารหัสของช่องสัญญาณเป็นแบบ QPSK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้วยการเลือกค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคอมแพนดิ้งอย่างเหมาะสมตามตารางที่ 3.1 จะทำให้เกิดสมดุลย์ระหว่างประสิทธิภาพการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย กับการเพิ่มขึ้นของอัตราผิดพลาดบิทข้อมูล และให้ประสิทธิภาพของความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัมที่ดี โดย Yang and Hu (2011 : 619-623) ได้กำหนดค่าตัวแปร m ไว้ 2 ค่า คือ 1.2 และ 2 ซึ่งรายละเอียดการคำนวณหาค่าต่างๆ ในตารางที่ 3.1 จะถูกแสดงไว้ที่ภาคผนวก ก

จากผลการจำลองวิธี TPWC ที่ m = 1.2 จะให้ประสิทธิภาพการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยที่ดีกว่าวิธี TPWC ที่ m = 2 แต่ให้ประสิทธิภาพของอัตราผิดพลาดบิทข้อมูล และประสิทธิภาพของความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัมที่ด้อยกว่าวิธี TPWC ที่ m = 2 ซึ่งจะเป็นทางเลือกให้กับผู้นำไปใช้ได้เลือกค่าพารามิเตอร์ให้เหมาะสมกับระบบที่จะนำไปใช้ได้

ตารางที่ 3.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณ

m	u_1	u_2	$v=m\sigma$	$s=(u_1-u_2)v$
1.2	1.143	0.13	1.2σ	1.216σ
2	1.009	0.14	2σ	1.738σ

เมื่อ m คือ ค่าตัวแปรเพื่อปรับระดับจุดเปลี่ยนความชันจุด v

u_1 คือ ค่าความชันของสมการเส้นตรงเส้นที่ 1

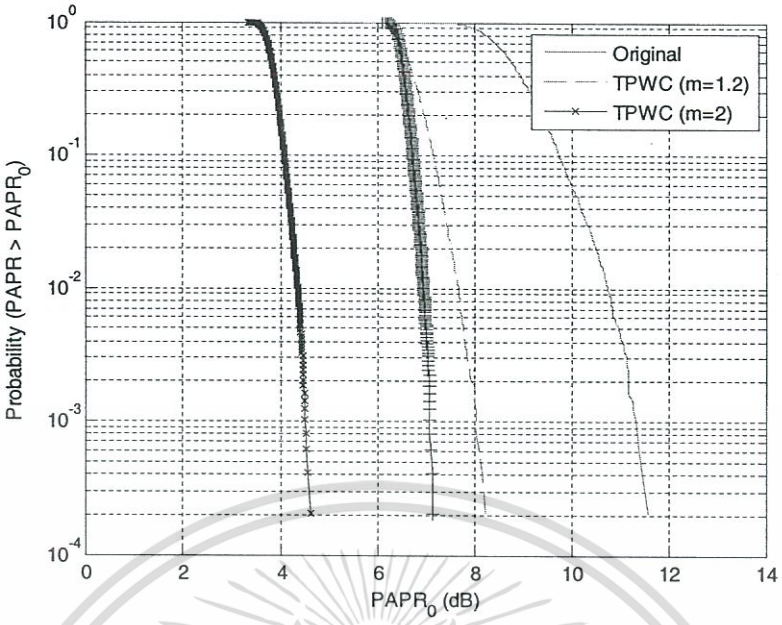
u_2 คือ ค่าความชันของสมการเส้นตรงเส้นที่ 2

v คือ จุดเปลี่ยนความชัน หรือจุดเปลี่ยนระดับสัญญาณ

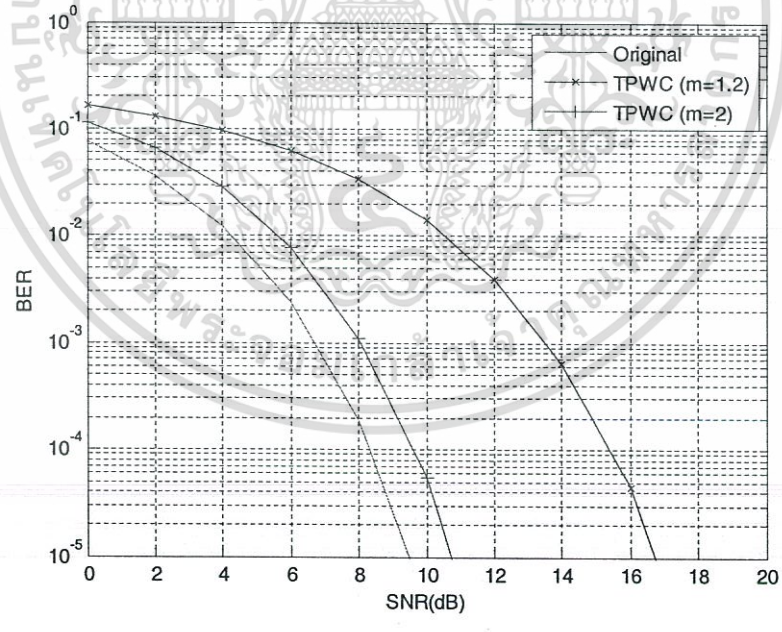
σ คือ ส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐาน (Standard deviation) ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม

s คือ ค่าที่ใช้เลื่อน (shift) สมการเส้นตรงเส้นที่ 2 ขึ้นหรือลงทางแกน y

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

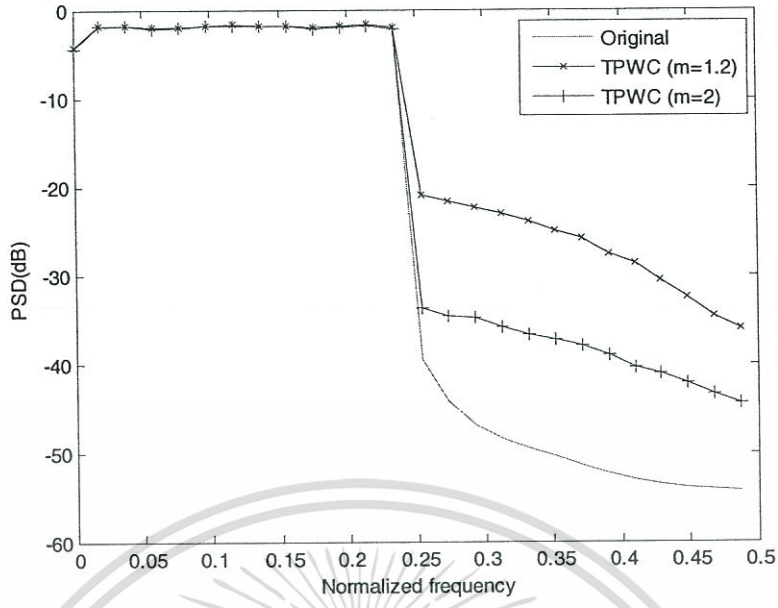


ภาพที่ 3.6 ประสิทธิภาพการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยด้วยวิธีคอมแพนดิ้งด้วยวิธี TPWC



ภาพที่ 3.7 ประสิทธิภาพของอัตราผิดพลาดบิทข้อมูลด้วยวิธีคอมแพนดิ้งด้วยวิธี TPWC ผ่านช่องสัญญาณรบกวนแบบ AWGN

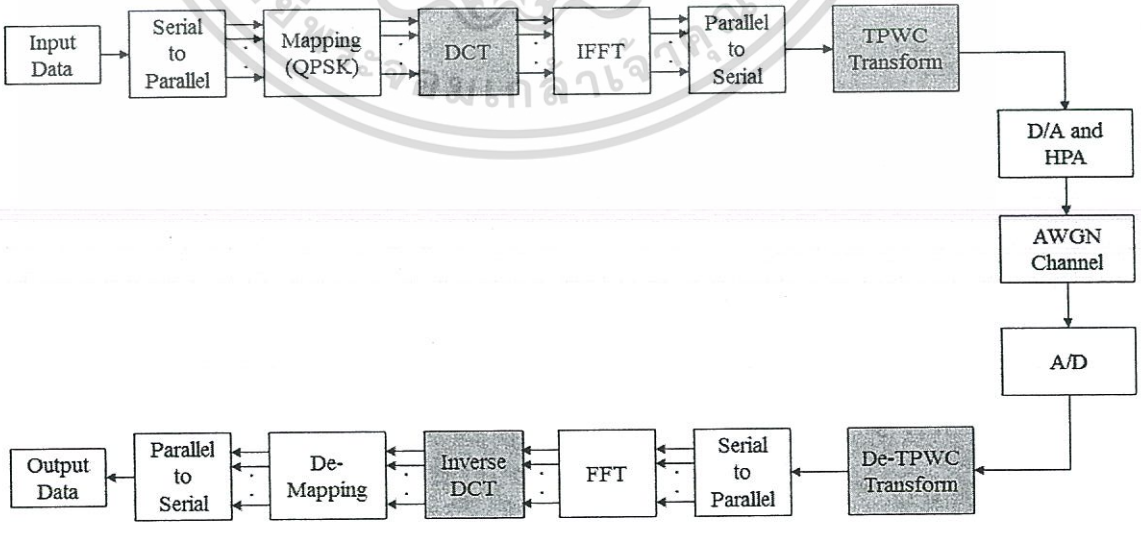
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 3.8 ประสิทธิภาพของความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัมด้วยวิธีคอมแพนดิ้งด้วยวิธี TPWC

3.3 การจำลองระบบ

การจำลองระบบด้วยโปรแกรม MATLAB นี้เป็นวิธีมาตรฐานในการทดสอบ และทดลองระบบที่ได้มาตรฐานเป็นที่ยอมรับกันในหมู่นักวิจัยทั่วไป ระบบที่ผู้วิจัยได้จำลองนี้เป็นระบบโอเอฟดีเอ็มที่มีการใช้ วิธี DCT ร่วมกับวิธี TPWC Transform เพื่อลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งบล็อกไดอะแกรมของการจำลองระบบแสดงดังภาพที่ 3.9



ภาพที่ 3.9 บล็อกไดอะแกรมของระบบที่จำลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากบล็อกไดอะแกรมข้อมูลไบนารี่อินพุตจะถูกแปลงจากข้อมูลแบบอนุกรมเป็นแบบขนาน แล้วนำไปเข้ารหัสแบบ QPSK จากนั้นจะผ่านกระบวนการ DCT เพื่อลดอัตสหสัมพันธ์ของชุดข้อมูลอินพุท ซึ่งเป็นการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยในขั้นแรกก่อนผ่านกระบวนการ IFFT หรือก่อนการมอดูเลตเป็นสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม จากนั้นสัญญาณจะถูกแปลงกลับมาเป็นแบบอนุกรมอีกครั้ง แล้วจึงผ่านกระบวนการ TPWC Transform เพื่อทำการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยอีกขั้นตอนหนึ่ง ก่อนแปลงสัญญาณที่เป็นดิจิทัลให้เป็นสัญญาณแอนะล็อก ขยายสัญญาณให้แรงขึ้น แล้วส่งออกอากาศไป

เมื่อส่งสัญญาณออกอากาศไป สัญญาณนี้จะผ่านช่องสัญญาณรบกวนแบบ AWGN ก่อนมายังภาครับ ที่ภาครับ สัญญาณแอนะล็อกที่รับได้จะถูกแปลงให้เป็นสัญญาณดิจิทัล แล้วจึงผ่านกระบวนการ De-TPWC Transform เพื่อแปลงให้ได้สัญญาณเดิมก่อนทำการคอมแพนดิ้งกลับมา หลังจากนั้นสัญญาณจะถูกแปลงจากข้อมูลแบบอนุกรมเป็นแบบขนาน แล้วผ่านกระบวนการ FFT หรือการดีมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็มกลับมาเป็นชุดข้อมูลเข้ารหัส ผ่านกระบวนการ Inverse DCT แปลงให้ได้ชุดข้อมูลที่เข้ารหัสแบบ QPSK กลับมาดังเดิม ก่อนถูกถอดรหัสเป็นข้อมูลไบนารี่ แปลงข้อมูลจากแบบขนานเป็นแบบอนุกรม ก็จะได้ชุดข้อมูลไบนารี่จากทางด้านส่งกลับมา

3.4 ค่าที่ใช้ในแบบจำลอง (Parameters)

การวิจัยเรื่องการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มด้วยการใช้วิธี DCT ร่วมกับวิธี TPWC Transform นี้ ผู้วิจัยได้กำหนดค่าต่างๆ ในแบบจำลองซึ่งสอดคล้องกับงานวิจัยของ Wang (2011 : 100-104) ดังนี้

3.3.1 จำนวนช่องสัญญาณย่อยที่ใช้คือ 512 ช่องสัญญาณ

3.3.2 การเข้ารหัสของช่องสัญญาณเป็นแบบ Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)

3.3.3 สัญญาณรบกวนเป็นแบบเกาส์ขาวแบบบวก (AWGN: Additive White Gaussian Noise)

3.3.4 ไม่พิจารณาผลกระทบของ High Power Amplifier และ Digital to Analog Convertor

3.3.5 ค่าต่างๆ ของวิธี TPWC Transform ในงานวิจัยนี้ ใช้ค่าเดียวกับงานวิจัยของ Yang and Hu (2011 : 619-623) แสดงดังตารางที่ 3.1

3.3.6 ค่าระดับที่ใช้สำหรับฟังก์ชั่นการคอมแพนดิ้งแบบเอ็กโพเนนเชียล หรือ ค่า d มีค่าเท่ากับ 2

3.3.7 ค่าระดับที่ใช้สำหรับฟังก์ชั่นการคอมแพนดิ้งแบบ mu-law หรือ ค่า u มีค่าเท่ากับ 5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 การบันทึกผลการทดลอง

การบันทึกผลการทดลองจากระบบจำลองนี้ ผู้วิจัยบันทึกผลประสิทธิภาพของระบบเป็น 3 ด้าน คือ อัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย อัตราผิดพลาดบิทข้อมูล และความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัม ซึ่งข้อมูลที่ถูกสร้างขึ้นเพื่อส่งผ่านระบบนี้จะอยู่ในระดับจำนวนสัญลักษณ์ที่เข้ารหัสแบบ QPSK เท่ากับ 25,600 สัญลักษณ์ต่อการจำลองระบบหนึ่งรอบ และกำหนดให้การแปลงเป็นสัญลักษณ์แบบโอเอฟดีเอ็มใช้คลื่นพาห์จำนวน 512 คลื่นพาห์ ดังนั้นในแต่ละรอบการจำลองจะมีจำนวนชุดสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มจำนวน 50 สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม (512 x 50 = 25,600) และมีการวนซ้ำ 50 รอบ เพื่อความถูกต้องแม่นยำทางสถิติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4
ผลการวิจัย

จากการจำลองระบบโอเอฟดีเอ็มดังรูปที่ 3.9 และกำหนดค่าต่างๆ ดังหัวข้อที่ 3.4 โดยใช้โปรแกรม MATLAB นั้น ผลที่ได้จากการทดลองสามารถนำมาวาดเป็นกราฟเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบทั้ง 3 ด้าน คือ อัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย อัตราผิดพลาดบิทข้อมูล และความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัม ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

4.1 ผลการทดลองของประสิทธิภาพด้านการลดอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย

ภาพที่ 4.1 แสดงประสิทธิภาพการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยของวิธีการที่นำเสนอคือ วิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบ TPWC เปรียบเทียบกับประสิทธิภาพที่ได้จากวิธีเดิม คือ วิธี DCT และวิธีคอมแพนดิ้งแบบ TPWC โดยค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของฟังก์ชั่น TPWC แสดงดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณของฟังก์ชั่น TPWC

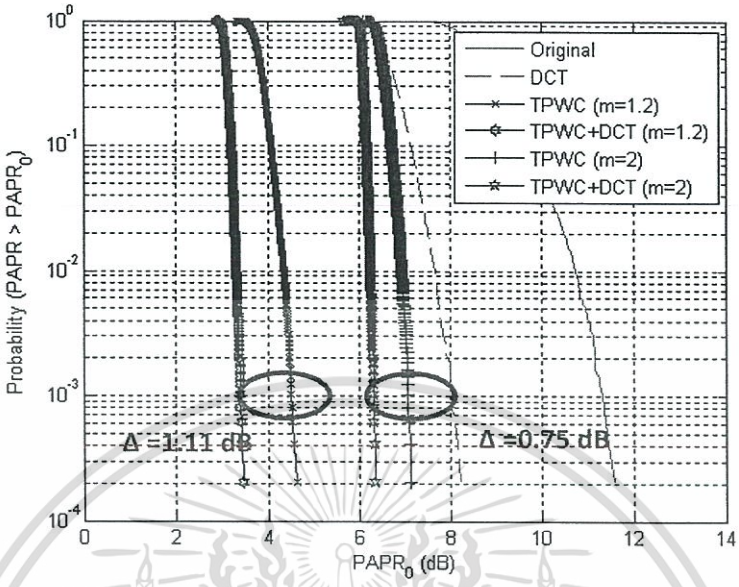
m	u_1	u_2	v	s
1.2	1.143	0.13	1.2σ	1.216σ
2	1.009	0.14	2σ	1.738σ

ผลของวิธีที่นำเสนอให้ผลการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยที่ดีกว่าการใช้วิธีคอมแพนดิ้งแบบ TPWC เพียงอย่างเดียว เช่น ที่ CCDF = 10^{-3} ผลของวิธีที่นำเสนอการใช้วิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบ TPWC (ที่ m=1.2) ให้ผลที่ดีกว่า วิธีคอมแพนดิ้งแบบ TPWC (ที่ m=1.2) เท่ากับ 1.11 dB ในขณะที่ผลของวิธีที่นำเสนอการใช้วิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบ TPWC (ที่ m=2) ให้ผลที่ดีกว่า วิธีคอมแพนดิ้งแบบ TPWC (ที่ m=2) เท่ากับ 0.75 dB

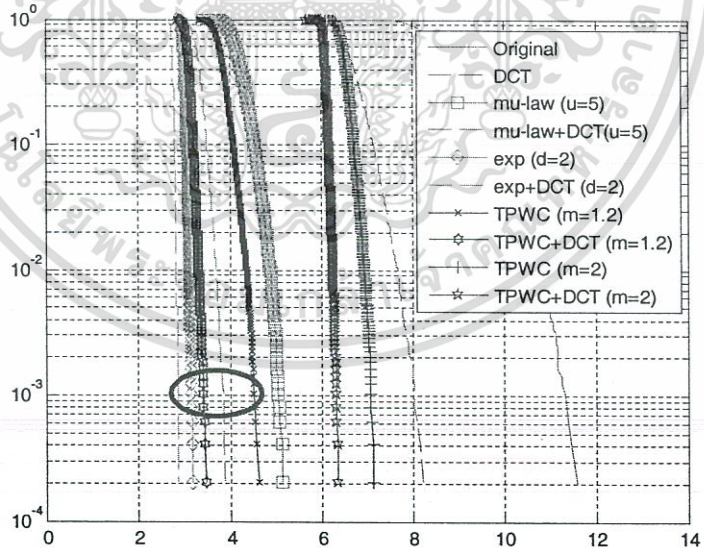
และเมื่อเปรียบเทียบผลของวิธีที่นำเสนอกับวิธีอื่นๆ คือวิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบไม่เป็นเชิงเส้นแบบเอ็กโพเนนเชียล และแบบ mu-law นั้น ผลที่ได้ที่ CCDF = 10^{-3} ผลของวิธีที่นำเสนอการใช้วิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบ TPWC (ที่ m=1.2) ด้อยกว่าวิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบเอ็กโพเนนเชียล (ที่ d=2) เท่ากับ 0.5 dB และดีกว่าวิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบ mu-law (ที่ u=5) เท่ากับ 0.4 dB ซึ่งก็ให้ผลสอดคล้องกับของการใช้วิธีคอมแพนดิ้งของวิธีนั้นๆ เพียงอย่างเดียว คือ วิธีคอมแพนดิ้งแบบเอ็กโพเนนเชียล (ที่ d=2) เป็นวิธีที่ลดค่าอัตราส่วนกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยได้ดีที่สุด ตามด้วยวิธีคอมแพนดิ้งแบบ TPWC (ที่ m=1.2) และวิธีคอมแพนดิ้งแบบ mu-law (ที่ u=5) ตามลำดับ โดยผลการทดลองแสดงดังภาพที่ 4.1 และ 4.2



ภาพที่ 4.1 ประสิทธิภาพการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยของวิธีที่นำเสนอเปรียบเทียบกับวิธีดั้งเดิม



ภาพที่ 4.2 ประสิทธิภาพการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยของวิธีที่นำเสนอเปรียบเทียบกับวิธีอื่นๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 แสดงค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย และประสิทธิภาพการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยของวิธีต่างๆ ที่ค่า CCDF = 10^{-3} โดยเรียงลำดับจากวิธีที่ลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยจากมากไปหาน้อย

ตารางที่ 4.2 ค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย และประสิทธิภาพการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยของวิธีต่างๆ ที่ค่า CCDF = 10^{-3}

วิธี	ค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย ที่ CCDF = 10^{-3} (dB)	ผลต่างค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย เทียบกับ OFDM ดั้งเดิมที่ CCDF = 10^{-3} (dB)
DCT ร่วมกับ Exponential Companding	2.86	8.47
Exponential Companding	3.16	8.17
DCT ร่วมกับ TPWC (m=1.2)	3.40	7.93
DCT ร่วมกับ mu-law Companding	3.84	7.49
TPWC (m=1.2)	4.51	6.82
mu-law Companding	5.06	6.27
DCT ร่วมกับ TPWC (m=2)	6.34	4.99
TPWC (m=2)	7.09	4.24
DCT	8.05	3.28
OFDM ดั้งเดิม	11.33	-

4.2 ผลการทดลองของประสิทธิภาพด้านอัตราผิดพลาดบิทข้อมูล

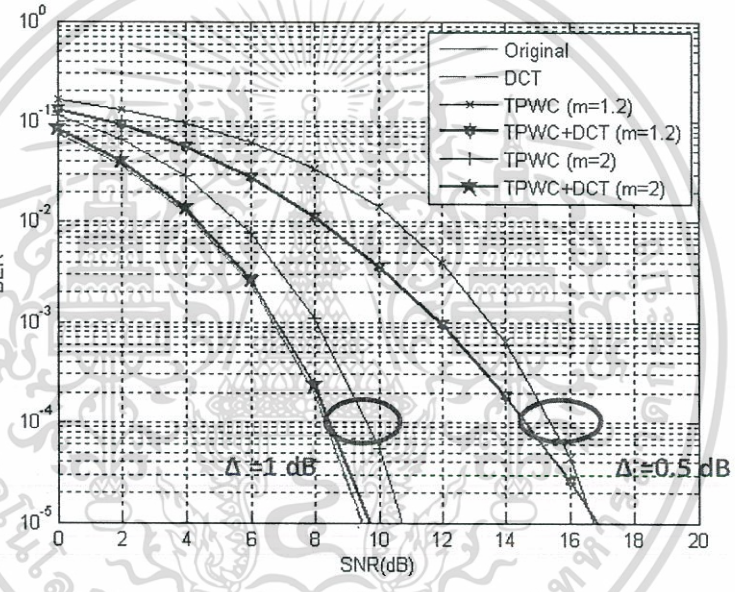
ภาพที่ 4.3 แสดงประสิทธิภาพด้านอัตราผิดพลาดบิทข้อมูลของวิธีการที่นำเสนอคือ วิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบ TPWC เปรียบเทียบกับวิธีดั้งเดิมคือ วิธี DCT และวิธีคอมแพนดิ้งแบบ TPWC

ผลของวิธีที่นำเสนอให้ผลอัตราผิดพลาดบิทข้อมูลที่ลดลงกว่าวิธีดั้งเดิม เช่น ที่ค่าอัตราผิดพลาดบิทข้อมูลเท่ากับ 10^{-4} ผลของวิธีที่นำเสนอการใช้วิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบ TPWC (ที่ m=1.2) ให้ผลที่ดีกว่า วิธีคอมแพนดิ้งแบบ TPWC (ที่ m=1.2) เท่ากับ 0.5 dB ในขณะที่ผลของวิธี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

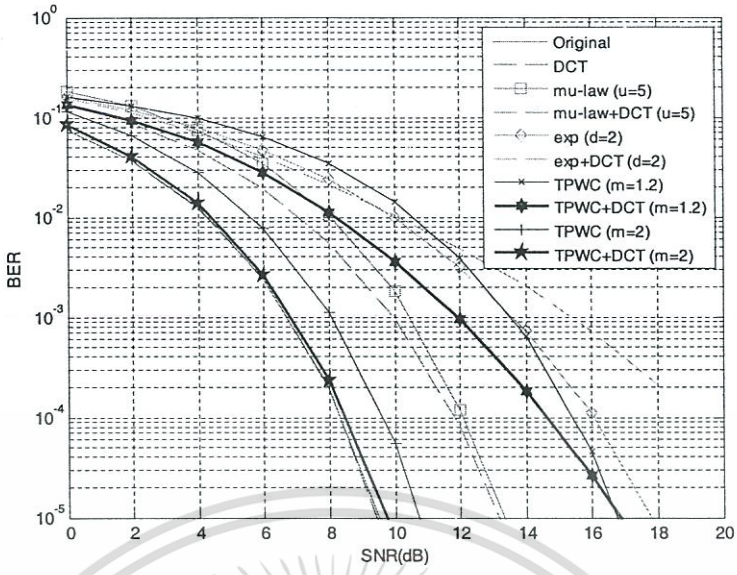
ที่นำเสนอการใช้วิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบ TPWC (ที่ m=2) ให้ผลที่ดีกว่า วิธีคอมแพนดิ้งแบบ TPWC (ที่ m=2) เท่ากับ 1 dB

และจากผลการทดลองดังกล่าวพบว่า วิธีที่นำเสนอการใช้วิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบ TPWC (ที่ m=2) ให้ผลอัตราผิดพลาดบิทข้อมูลใกล้เคียงกับอัตราผิดพลาดบิทข้อมูลของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแบบดั้งเดิม หมายความว่าวิธีดังกล่าวมีการลดทอนประสิทธิภาพด้านอัตราผิดพลาดบิทข้อมูลน้อยมาก หรือเกือบไม่มีเลย ซึ่งเป็นผลมาจากชุดข้อมูลได้ผ่านกระบวนการ DCT มาก่อน อัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยจึงถูกลดมาระดับหนึ่ง ทำให้โอกาสในการเกิดสัญญาณระดับสูงเกินจุดตัดระดับสัญญาณ v ของฟังก์ชั่น TPWC มีน้อย ผลกระทบจากการลดทอนสัญญาณของกระบวนการ TPWC ในช่วงความชัน u_2 จึงถูกจำกัด



ภาพที่ 4.3 ประสิทธิภาพด้านอัตราผิดพลาดบิทข้อมูลของวิธีที่นำเสนอ เปรียบเทียบกับวิธีดั้งเดิม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.4 ประสิทธิภาพด้านอัตราผิดพลาดบิทข้อมูลของวิธีที่นำเสนอ เปรียบเทียบกับวิธีอื่นๆ

เมื่อเปรียบเทียบผลของวิธีที่นำเสนอกับวิธีอื่นๆ คือวิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบไม่เป็นเชิงเส้นแบบเอ็กโพเนนเชียล และแบบ mu-law นั้น วิธีที่นำเสนอการใช้วิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบ TPWC (ที่ m=1.2) ให้อัตราผิดพลาดบิทข้อมูลน้อยกว่าวิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบเอ็กโพเนนเชียล (ที่ d=2) แต่มากกว่าวิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบ mu-law (ที่ u=5) ในขณะที่วิธีที่นำเสนอการใช้วิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบ TPWC (ที่ m=2) ให้อัตราผิดพลาดบิทข้อมูลน้อยที่สุด แสดงดังภาพที่ 4.4

และอีกหนึ่งข้อสังเกตจะพบว่า การใช้วิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบเป็นเชิงเส้น คือวิธี TPWC จะให้ผลการปรับปรุงประสิทธิภาพของอัตราผิดพลาดบิทข้อมูลที่ดีขึ้นมากกว่าการใช้วิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบไม่เป็นเชิงเส้น คือ แบบเอ็กโพเนนเชียล และแบบ mu-law เมื่อเปรียบเทียบกับการวิธีคอมแพนดิ้งแบบดั้งเดิมนั้นๆ

ตารางที่ 4.3 แสดงประสิทธิภาพของอัตราผิดพลาดบิทข้อมูล โดยแสดงค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR: Signal to Noise Ratio) ที่ค่าอัตราผิดพลาดบิทข้อมูลเท่ากับ 10^{-4} ของวิธีต่างๆ ในงานวิจัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.3 ค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ค่าอัตราผิดพลาดบิทข้อมูลเท่ากับ 10^{-4}

วิธี	ค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ที่ BER = 10^{-4} (dB)
OFDM ดั้งเดิม	8.2
DCT	8.2
DCT ร่วมกับ TPWC (m=2)	8.3
TPWC (m=2)	9.5
DCT ร่วมกับ mu-law Companding	11.8
mu-law Companding	12.0
DCT ร่วมกับ TPWC (m=1.2)	14.8
TPWC (m=1.2)	15.2
Exponential Companding	16.0
DCT ร่วมกับ Exponential Companding	19.0

4.3 ผลการทดลองของประสิทธิภาพด้านความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัม

ภาพที่ 4.5 แสดงประสิทธิภาพด้านความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัมของวิธีการที่นำเสนอคือ วิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบ TPWC เปรียบเทียบกับวิธีดั้งเดิมคือ วิธี DCT และวิธีคอมแพนดิ้งแบบ TPWC

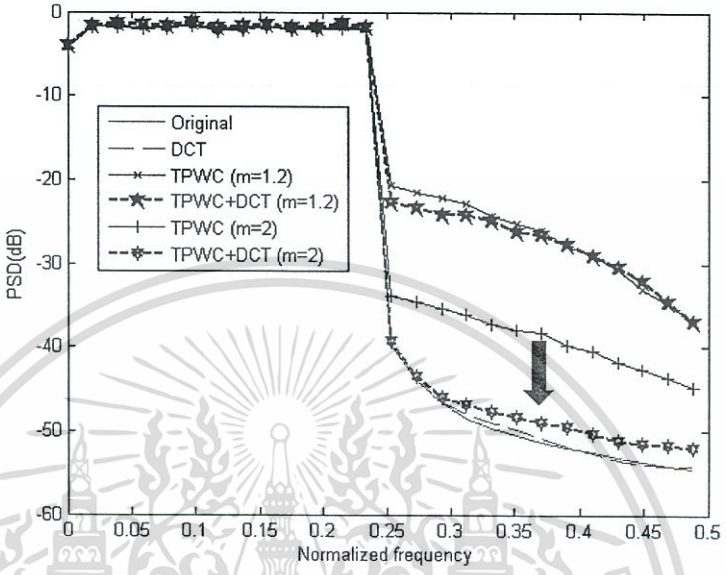
ผลของวิธีที่นำเสนอคือ การใช้วิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบ TPWC (ที่ m=1.2) ให้ประสิทธิภาพความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัมที่ใกล้เคียงกับวิธีดั้งเดิมคือ วิธีคอมแพนดิ้งแบบ TPWC (ที่ m=1.2) ในขณะที่การใช้วิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบ TPWC (ที่ m=2) ให้ประสิทธิภาพความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัมที่ดีขึ้นกว่าวิธีดั้งเดิมคือ วิธีคอมแพนดิ้งแบบ TPWC (ที่ m=2) และผลที่ได้เกือบจะเท่ากับ ความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัมของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแบบดั้งเดิม

ประสิทธิภาพความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัมที่ดีขึ้นของวิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบ TPWC (ที่ m=2) นั้นเกิดจากการผ่านกระบวนการ DCT ทำให้อัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยถูกลดมาระดับหนึ่งก่อนจะผ่านกระบวนการ TPWC ทำให้โอกาสในการเกิดสัญญาณระดับสูงเกินจุดตัดระดับสัญญาณ v ของฟังก์ชั่น TPWC มีน้อย ผลกระทบจากการลดทอนสัญญาณของกระบวนการ TPWC ในช่วงความชัน u_2 จึงถูกจำกัด

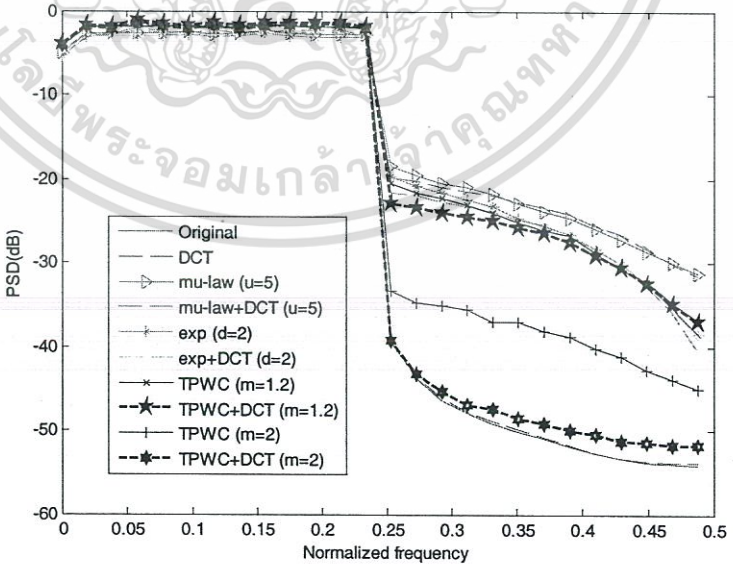
และเมื่อเปรียบเทียบผลของวิธีที่นำเสนอกับวิธีอื่นๆ คือวิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบไม่เป็นเชิงเส้นแบบเอ็กโพเนนเชียล และแบบ mu-law นั้น ผลของวิธีที่นำเสนอให้ประสิทธิภาพความ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนาแน่นพลังงานสเปคตรัมที่ดีกว่าวิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบไม่เป็นเชิงเส้นทั้งสองแบบ โดยวิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบ TPWC (ที่ m=2) ให้ประสิทธิภาพความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัมที่ดีที่สุด แสดงดังรูปที่ 4.6



ภาพที่ 4.5 ประสิทธิภาพด้านความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัมของวิธีที่นำเสนอ เปรียบเทียบกับวิธีดั้งเดิม



ภาพที่ 4.6 ประสิทธิภาพด้านความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัมของวิธีที่นำเสนอ เปรียบเทียบกับวิธีอื่นๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.4 แสดงประสิทธิภาพด้านความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัม ที่ความถี่นอร์มอลไลซ์ (Normalized frequency) เท่ากับ 0.35 Hz ของวิธีต่างๆ ในงานวิจัยนี้

ตารางที่ 4.4 ค่าความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัม ที่ความถี่นอร์มอลไลซ์เท่ากับ 0.35 Hz

วิธี	ค่าความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัม ที่ความถี่นอร์มอลไลซ์เท่ากับ 0.35 Hz (dB)
OFDM ดั้งเดิม	-50.57
DCT	-49.93
DCT ร่วมกับ TPWC (m=2)	-48.27
TPWC (m=2)	-37.98
DCT ร่วมกับ TPWC (m=1.2)	-26.22
TPWC (m=1.2)	-25.27
DCT ร่วมกับ Exponential Companding	-25.27
Exponential Companding	-24.56
DCT ร่วมกับ mu-law Companding	-23.18
mu-law Companding	-22.74

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5
สรุปผลการวิจัย อภิปรายผล และข้อเสนอแนะ

หลังจากได้ทดลองทำการวิจัยจนได้ผลการวิจัยในบทที่ 4 แล้ว ในบทนี้จะกล่าวถึงบทสรุป การอภิปรายผลการวิจัย และข้อเสนอแนะเพื่อใช้ในการวิจัยเพิ่มเติมในอนาคต โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

5.1 บทสรุป

เทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายโดยใช้เทคนิคการส่งสัญญาณแบบโอเอฟดีเอ็มได้ถูกนำมาใช้งานอย่างกว้างขวางในเทคโนโลยีการสื่อสารความเร็วสูง เนื่องจากมีข้อดีหลายประการเช่น การส่งข้อมูลได้ในปริมาณที่มากกว่า การใช้ย่านความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ และมีความทนทานการจางหายของความถี่แบบเลือก (Frequency selective fading) เป็นต้น ในขณะที่อีกด้านหนึ่ง เทคนิคการส่งสัญญาณแบบโอเอฟดีเอ็มก็มีข้อด้อยเช่นเดียวกัน เช่น การแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ และการแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห์ มีความอ่อนไหวต่อการเลื่อนของความถี่ (Frequency offset) และสัญญาณรบกวนเฟส (Phase noise) และที่สำคัญคือ มีค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยสูง ด้วยเหตุนี้ จึงได้เกิดการคิดค้น วิจัย พัฒนาวิธีการต่างๆ เพื่อลดจุดด้อยของเทคนิคดังกล่าว

งานวิจัยนี้ ผู้วิจัยได้นำเสนอวิธีการลดข้อด้อยด้านค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยสูงด้วยการนำวิธีการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยสองวิธีมาใช้ร่วมกัน คือ วิธี DCT ซึ่งถูกนำเสนอโดย Shanlin, et. al. (2008 : 1-5) โดยมีข้อดี คือ ไม่มีลดทอนประสิทธิภาพด้านอื่นๆ ของระบบ คือ อัตราผิดพลาดบิทข้อมูล และความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัม อีกทั้งไม่เพิ่มความซับซ้อนให้กับระบบมากนัก โดยสามารถลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยได้ถึง 3 dB ที่ CCDF = 10^{-3} เมื่อเปรียบเทียบกับค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแบบดั้งเดิม และอีกวิธีคือ วิธี TPWC Transform ที่นำเสนอโดย Yang and Hu (2011 : 619-623) ซึ่งเป็นวิธีคอมแพนดิ้งแบบเป็นเชิงเส้นชนิดหนึ่ง มีข้อดีคือ สามารถลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยได้อย่างมีประสิทธิภาพ คือ 4.24 dB และ 6.82 dB ที่ค่าตัวแปรเพื่อปรับระดับจุดเปลี่ยนความชัน m=2 และ m=1.2 ตามลำดับ ที่ CCDF = 10^{-3} เมื่อเปรียบเทียบกับค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแบบดั้งเดิม

จากผลการทดลองในบทที่ 4 ผู้วิจัยได้ทำการจำลองระบบของเครื่องรับส่งในระบบโอเอฟดีเอ็มโดยกำหนดคุณสมบัติของระบบตามหัวข้อที่ 3.4 จนได้ผลออกมาเป็นประสิทธิภาพของระบบทั้งสามด้าน คือ อัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย อัตราผิดพลาดบิทข้อมูล และความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัม ซึ่งแสดงให้เห็นว่า วิธีที่ผู้วิจัยนำเสนอคือ การใช้วิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบ TPWC นั้นสามารถลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยได้มากกว่าวิธี TPWC ดั้งเดิมถึง 0.75 dB และ 1.11 dB ที่ค่าตัวแปรเพื่อปรับระดับจุดเปลี่ยนความชัน m=2 และ m=1.2 ตามลำดับ ที่ CCDF = 10^{-3} อีกทั้งวิธีที่นำเสนอดังกล่าวยังสามารถปรับปรุงประสิทธิภาพด้านอัตราผิดพลาดบิทข้อมูล และความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัม ให้ดีขึ้นด้วย เมื่อเปรียบเทียบกับการใช้วิธีคอมแพนดิ้งแบบ TPWC เพียงอย่างเดียว

นอกจากนี้ผู้วิจัยยังได้ทำการเปรียบเทียบวิธีที่นำเสนอกับวิธีการอื่นๆ ซึ่งใช้การทำงานร่วมกันระหว่างวิธี DCT กับวิธีคอมแพนดิ้งแบบไม่เป็นเชิงเส้นอีกสองแบบ คือ วิธีคอมแพนดิ้งแบบเอ็กโพเนนเชียล และแบบ mu-law

ผลที่ได้ในด้านการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยนั้น วิธีที่นำเสนอการใช้วิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบ TPWC (ที่ m=1.2) ดีกว่าวิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบ mu-law (ที่ u=5) ซึ่งถูกนำเสนอโดย Wang (2011 : 100-104) ในขณะที่วิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบเอ็กโพเนนเชียล (ที่ d=2) เป็นวิธีที่มีค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยน้อยที่สุด

ในด้านของประสิทธิภาพด้านอัตราผิดพลาดบิทข้อมูลนั้น ผลการทดลองพบว่า การใช้วิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบเป็นเชิงเส้น คือวิธี TPWC ที่ผู้วิจัยได้นำเสนอนี้ สามารถปรับปรุงประสิทธิภาพของอัตราผิดพลาดบิทข้อมูลให้ดีขึ้นได้มากกว่าการใช้วิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบไม่เป็นเชิงเส้น คือ แบบเอ็กโพเนนเชียล และแบบ mu-law เมื่อเปรียบเทียบกับการวิธีคอมแพนดิ้งแบบดั้งเดิมนั้นๆ

และในแง่ของประสิทธิภาพด้านความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัม การใช้วิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบเป็นเชิงเส้น คือวิธี TPWC ที่ค่า m=2 นั้น สามารถปรับปรุงประสิทธิภาพด้านความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัมให้ดีขึ้นได้ ในขณะที่การใช้วิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบ TPWC ที่ค่า m=1.2 และการใช้วิธี DCT ร่วมกับวิธีคอมแพนดิ้งแบบไม่เป็นเชิงเส้น คือ แบบเอ็กโพเนนเชียล และแบบ mu-law ไม่มีผลในการปรับปรุงประสิทธิภาพด้านความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัมให้ดีขึ้นแต่อย่างใด

5.2 อภิปรายผลการวิจัย

จากผลการวิจัยจะเห็นว่าวิธีที่นำเสนอสามารถลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยได้มากขึ้นกว่าวิธี TPWC แบบดั้งเดิม ซึ่งให้ผลสอดคล้องตรงกับสมมติฐานที่ผู้วิจัยได้ตั้งไว้ และที่เหนือความคาดหมายของผู้วิจัยคือ วิธีดังกล่าวยังสามารถปรับปรุงประสิทธิภาพด้านอัตราผิดพลาดบิทข้อมูล และความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัมได้อีกด้วย ทั้งที่ผู้วิจัยตั้งสมมติฐานไว้เพียงการรักษาประสิทธิภาพทั้งสองด้านดังกล่าวไม่ให้ถูกลดทอนประสิทธิภาพลง โดยเฉพาะวิธี DCT ร่วมกับวิธี TPWC ที่ใช้ชุดค่าพารามิเตอร์ของ m=2 ซึ่งผลของประสิทธิภาพทั้งสองด้านดังกล่าวดีขึ้นจนเกือบใกล้เคียงกับประสิทธิภาพของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบดั้งเดิม ในขณะที่สามารถลดค่าอัตราส่วนกำลังค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ยอดต่อกำลังเฉลี่ยได้ถึงประมาณ 5 dB ที่ CCDF = 10^{-3} เมื่อเปรียบเทียบกับค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแบบดั้งเดิม

สาเหตุที่ประสิทธิภาพด้านอัตราผิดพลาดบิทข้อมูล และความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัม ในระบบที่ใช้วิธีที่นำเสนอถูกปรับปรุงให้ดีขึ้น เกิดขึ้นจากชุดข้อมูลได้ผ่านกระบวนการ DCT แล้วทำให้อัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยจึงถูกลดมาระดับหนึ่งก่อนที่จะมาถึงกระบวนการ TPWC ทำให้โอกาสในการเกิดสัญญาณระดับสูงเกินจุดตัดระดับสัญญาณ v ของฟังก์ชั่น TPWC มีน้อยลง ทำให้ผลกระทบจากการลดทอนสัญญาณของกระบวนการ TPWC ในช่วงความชัน u_2 ถูกจำกัด

ถึงแม้วิธีการที่นำเสนอนี้จะต้องเพิ่มความซับซ้อนในการคำนวณให้กับระบบมากขึ้น แต่วิธีการที่นำเสนอนี้เป็นการกระทำในกระบวนการประมวลผลแบบสัญญาณดิจิทัล (DSP : Digital Signal Processing) ซึ่งไม่จำเป็นต้องเพิ่มวงจรอิเล็กทรอนิกส์ หรือฮาร์ดแวร์ใดๆ ให้กับระบบ เพียงแต่ทำการแก้ไขอัลกอริทึ่มในการประมวลผลเท่านั้น ดังนั้นวิธีการที่นำเสนอนี้จึงเป็นอีกหนึ่งทางเลือกที่น่าสนใจในการนำไปใช้งานเพื่อลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยในระบบโอเอฟดีเอ็มโดยไม่จำเป็นต้องเสียค่าใช้จ่ายในการติดตั้งอุปกรณ์เพิ่มเติมใดๆ

และจากผลการวิจัยจะพบว่า ทุกวิธีการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยนั้น วิธีใดที่ให้ประสิทธิภาพการลดค่าอัตราส่วนค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยดีมากเพียงใด ก็ต้องแลกด้วยประสิทธิภาพของอัตราผิดพลาดบิทข้อมูล และความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัม ที่ด้อยลงมากเช่นกัน ซึ่งก็รวมถึงวิธีที่ผู้วิจัยนำเสนอนี้ด้วย

ดังนั้นในการที่จะตัดสินใจเลือกใช้วิธีการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยวิธีใดๆ นั้น จำเป็นต้องคำนึงถึงองค์ประกอบอื่นๆ ในระบบด้วย เช่น อุปกรณ์ขยายสัญญาณที่ภาคส่ง อุปกรณ์กรองสัญญาณที่ภาคส่ง และตัวแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณแอนะล็อก เป็นต้น ว่าอุปกรณ์ต่างๆ เหล่านี้มีขีดความสามารถในประสิทธิภาพด้านต่างๆ ดีหรือด้อยในด้านใด จึงจะสามารถเลือกวิธีการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยที่เหมาะสมกับระบบได้อย่างมีประสิทธิภาพ

5.3 ข้อเสนอแนะเพื่อใช้ในการวิจัยเพิ่มเติมในอนาคต

5.3.1 ในงานวิจัยนี้เพียงจำลองระบบโอเอฟดีเอ็มแบบพื้นฐานเท่านั้น ควรนำวิธีการที่นำเสนอไปทดลองกับแบบจำลองของระบบโอเอฟดีเอ็มที่มีการใช้งานอยู่ เช่น ใช้ในแบบจำลองระบบกระจายเสียงแบบดิจิทัล (DAB: Digital Audio Broadcasting) หรือระบบการถ่ายทอดวิดีโอแบบดิจิทัล (DVB-T: Digital Video Broadcasting) เป็นต้น เพื่อหาประสิทธิภาพของวิธีที่นำเสนอ

5.3.2 ในงานวิจัยนี้กำหนดสัญญาณรบกวนในระบบเป็นเพียงสัญญาณรบกวนเป็นแบบเกาส์ขาวแบบบวก (AWGN) เท่านั้น ซึ่งในระบบสื่อสารยังมีสัญญาณรบกวนชนิดอื่นๆ อีก เช่น สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ (Impulsive noise) เป็นต้น ควรศึกษา และทดลองผลกระทบที่เกิดขึ้นกับวิธีการที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.3 ผลการวิจัยที่ได้ในงานวิจัยนี้ได้จากการจำลองระบบ ควรเพิ่มการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์เพื่อเป็นการยืนยันความถูกต้องของผลการวิจัยอีกทางหนึ่ง

5.3.4 ผลการวิจัยที่ได้ในงานวิจัยนี้ใช้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของฟังก์ชั่น TPWC ตามงานวิจัยของ Yang and Hu (2011 : 619-623) ซึ่งเป็นค่าที่ให้เกิดความสมดุลย์ระหว่างประสิทธิภาพการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย และประสิทธิภาพด้านอัตราผิดพลาดบิทข้อมูลดีที่สุด เมื่อมีการใช้งานร่วมกันวิธีการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยด้วยวิธี DCT อาจมีค่าที่เหมาะสมกว่าค่าพารามิเตอร์ของฟังก์ชั่น TPWC เดิม ควรทำการวิเคราะห์เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของฟังก์ชั่น TPWC ที่เหมาะสมต่อไป

5.3.5 ศึกษาวิธี DCT เพิ่มเติม หากพบว่า ชุดข้อมูลเมื่อผ่านกระบวนการ DCT ไปแล้วพลังงานถูกย้ายไปที่องค์ประกอบ หรือคลื่นพาห์ย่อยใด ก็จะทำให้สามารถสร้างวิธีลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยขึ้นใหม่ได้ โดยการลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยที่คลื่นพาห์ย่อยนั้นๆ แล้วส่งข้อมูลไปบอกภาครับด้วยสัญญาณนำร่อง (Pilot tone) ว่าคลื่นพาห์ย่อยใดถูกลดค่าอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย เป็นการเพิ่มประสิทธิภาพของวิธี DCT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

กองสิทธิ์ อุปรี. 2551. "การลดอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยในระบบสื่อสารโอเอฟดีเอ็มด้วยวิธี SLM ต่อเรียงกับวิธี APPR." วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม. คณะวิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.

ณัฏฐ์ อรุณ. 2553. "การบีบอัดข้อมูลภาพดิจิทัลโดยใช้ฟังก์ชันการแปลโคซายน์แบบไม่ต่อเนื่อง." **วารสารนักบริหาร.** 30(2). 122-125.

Huang, X. Lu, J. Letaief, K. B. and Gu, J. 2004. "Companding Transform for Reduction in Peak-to-Average Power Ratio of OFDM Signals." **IEEE Trans. Wireless Commun.** 3(6) : 2030-2039.

Jiang, T. and Wu, Y. 2008. "An Overview: Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for OFDM Signals." **IEEE Transactions on Broadcasting.** 54 : 257-268.

Jiang, T. Yang, Y. and Song, Y. H. 2005. "Companding Technique for PAPR Reduction in OFDM Systems Based on An Exponential Function." pp. 2798-2801. **IEEE Global Telecommunications Conference (2005 GROBECOM).**

Nee, R. van. and Prasad, R. 2000. **OFDM for Wireless Multimedia Communications.** Artech House.

Park, M. Heeyong J. Cho, N. Hong, D. and Kang, C. 2000. "PAPR Reduction in OFDM Transmission Using Hadamard Transform." pp. 430-433. **IEEE International Conference on Communications.**

Shanlin, S. Chunping, H. Lei, Y. and Jinlin, F. 2008. "A Novel Method Based DCT to Reduce PAPR of OFDM Systems." pp. 1-5. **Wireless Communications, Networking and Mobile Computing WiCOM'08.**

Wang, Z. 2011. "Combined DCT and Companding for PAPR Reduction in OFDM Signals." pp. 100-104. **Journal of Signal and Information Processing.**

Wang, L. and Tellambura, C. 2005. "A Simplified Clipping and Filtering Technique for PAR Reduction in OFDM Systems." **IEEE Signal Processing Letters.** 12(6) : 453-456.

Wang, Z. and Zhang, S. 2010. "PAPR Reduction of OFDM Signal by Using Hadamard Transform in Companding Techniques." pp. 320-323. **IEEE International**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Conference Communications.

Yang, P. and Hu, A. 2011. "Two-Piecewise Companding Transform for PAPR Reduction of OFDM Signals." pp. 619-623. **Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC).**

Zhu, X. Zhu, G. and Jiang, T. 2009. "Reducing The Peak-to-Average Power Ratio Using Unitary Matrix Transformation." **IET Commun.** 3(2) : 161-171.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก การคำนวณหาค่า u_1 และ u_2 สำหรับฟังก์ชั่น TPWC

ภาคผนวก ข คำสั่งที่ใช้ในการจำลองระบบของวิทยานิพนธ์

ภาคผนวก ค เอกสารที่ถูกตีพิมพ์

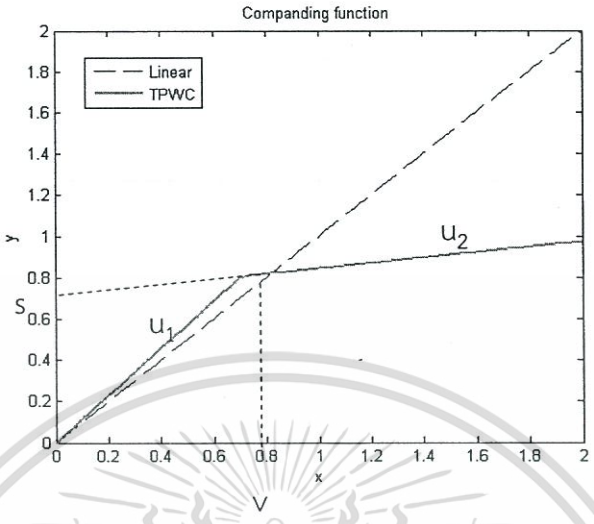
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

การคำนวณหาค่า u_1 และ u_2 สำหรับฟังก์ชั่น TPWC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณหาค่า u_1 และ u_2 สำหรับฟังก์ชั่น TPWC



ฟังก์ชั่น TPWC (Yang and Hu 2011 : 619-623) จะประกอบด้วยตัวแปรต่างๆ ดังนี้

u_1 คือ ค่าความชันของสมการเส้นตรงที่ 1

u_2 คือ ค่าความชันของสมการเส้นตรงที่ 2

v คือ จุดตัดแกน x

s คือ จุดตัดแกน y

โดยหาค่า v ได้จากสมการเส้นตรงทั้งสองเส้นดังนี้

$$u_1 v = u_2 v + s \tag{1}$$

$$v(u_1 - u_2) = s \tag{2}$$

$$\therefore v = \frac{s}{(u_1 - u_2)} \tag{3}$$

เมื่อนำฟังก์ชั่น TPWC มาใช้บีบอัดสัญญาณ และเพื่อที่จะรักษาระดับพลังงานเฉลี่ยของสัญญาณเอาท์พุทให้เท่ากับระดับพลังงานเฉลี่ยของสัญญาณอินพุท จึงต้องกำหนดให้ตัวแปรเหล่านี้เป็นไปตามเงื่อนไขดังนี้

$$\int_0^v u_1^2 x^2 f(x)dx + \int_v^\infty (u_2 x+s)^2 f(x)dx = \sigma^2 \tag{4}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง $\int_0^\infty f(x)dx = 1$

$\int_0^\infty xf(x)dx = \frac{\sqrt{\pi}}{2}\sigma$

$\int_0^\infty x^2 f(x)dx = \sigma^2$

ถ้าให้ $v = m\sigma$ และ $m > 0$ แล้ว จะได้

$$\int_0^v f(x)dx = 1 - e^{-m^2} \quad (5)$$

$$\int_0^v xf(x)dx = \sigma\left[\frac{\sqrt{\pi}}{2}(m) - me^{-m^2}\right] \quad (6)$$

$$\int_0^v x^2 f(x)dx = \sigma^2\left[1 - (m^2+1)e^{-m^2}\right] \quad (7)$$

โดย $\frac{\sqrt{\pi}}{2}(m) = \int_0^m e^{-x^2}dx$

แทนค่าในสมการที่ 4 จะได้

จากสมการที่ 4 $\underbrace{\int_0^v u_1^2x^2f(x)dx}_{1} + \underbrace{\int_v^\infty (u_2x+s)^2f(x)dx}_{2} = \sigma^2$

จาก (1) $\int_0^v u_1^2x^2f(x)dx = u_1^2\int_0^v x^2f(x)dx$

$= u_1^2\sigma^2\left[1 - (m^2+1)e^{-m^2}\right]$

จาก (2) $\int_v^\infty (u_2x+s)^2f(x)dx = \int_v^\infty (u_2^2x^2+2su_2x+s^2)f(x)dx$

$= u_2^2\left[\int_0^\infty x^2 f(x)dx - \int_0^v x^2 f(x)dx\right]$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$+2su_2\left[\int_0^{\infty} xf(x)dx - \int_0^{v} xf(x)dx\right]$$
$$+s^2\left[\int_0^{\infty} f(x)dx - \int_0^{v} f(x)dx\right]$$

$$= u_2^2\left[\sigma^2 - \sigma^2\left[1 - (m^2+1)e^{-m^2}\right]\right](1 - e^{-m^2})$$

$$+ 2su_2\left[\frac{\sqrt{\pi}}{2}\sigma - \sigma\left[\frac{\sqrt{\pi}}{2}(m) - me^{-m^2}\right]\right] + s^2\left[1 - (1 - e^{-m^2})\right]$$

$$= u_2^2\sigma^2(m^2+1)e^{-m^2}$$

$$+ 2su_2\left[\frac{\sqrt{\pi}}{2}\sigma(1 - (m) + \sigma me^{-m^2})\right] + s^2e^{-m^2}$$

จาก $s = v(u_1 - u_2)$ และ $v=m\sigma$

จะได้ $s = m\sigma(u_1 - u_2)$

∴ สมการที่ 4 จะได้

$$u_1^2\sigma^2(1 - (m^2+1)e^{-m^2}) + u_2^2\sigma^2(m^2+1)e^{-m^2}$$

$$+ 2m\sigma^2(u_1-u_2)u_2\left[\frac{\sqrt{\pi}}{2}(1 - (m)) + me^{-m^2}\right] + m^2\sigma^2(u_1-u_2)^2e^{-m^2} = \sigma^2$$

เอา σ^2 หารตลอด และกระจายวงเล็บ จะได้

$$u_1^2 - u_1^2m^2e^{-m^2} - u_1^2e^{-m^2} + u_2^2m^2e^{-m^2} + u_2^2e^{-m^2} + 2m^2u_1u_2e^{-m^2} - 2m^2u_2^2e^{-m^2}$$

$$+ 2m^2u_1^2e^{-m^2} - 2m^2u_1u_2e^{-m^2} + m^2u_2^2e^{-m^2} = 1+\sqrt{\pi}u_2(u_1-u_2)m\left[(m) - 1\right]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเหลือ

$$u_1^2 - u_1^2e^{-m^2} + u_2^2e^{-m^2} = 1 + \sqrt{\pi}u_2(u_1-u_2)m\left[(m) - 1\right]$$

$$(1 - e^{-m^2})u_1^2 + u_2^2e^{-m^2} = 1 + \sqrt{\pi}u_2(u_1-u_2)m\left[(m) - 1\right]$$

เมื่อ $m \geq 1.2 \longrightarrow (m) \approx 1$ จะได้

$$(1 - e^{-m^2})u_1^2 + u_2^2e^{-m^2} = 1 \qquad (8)$$

ดังนั้นคำนวณหาค่า u_1 และ u_2 ได้ดังนี้

- เมื่อ $m = 1.2$

แทนค่า $m = 1.2$ ลงในสมการที่ 8 จะได้

$$(1 - e^{-1.2^2})u_1^2 + u_2^2e^{-1.2^2} = 1$$

$$0.7631u_1^2 + 0.2369u_2^2 = 1$$

$$u_1^2 = \frac{1 - 0.2369u_2^2}{0.7631}$$

$$u_1^2 = 1.31044 - 0.31044u_2^2 \qquad (9)$$

เมื่อให้ $u_1 > 1$ และ $0 < u_2 < 1$

จากเงื่อนไข $0 < u_2 < 1 \longrightarrow 0 < u_2^2 < 1$ จะได้

$$1 < u_1^2 < 1.31044$$

และจากเงื่อนไข $u_1 > 1$ จะได้

$$1 < u_1 < 1.44744$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย Yang and Hu ได้เลือกใช้ค่า u_1เท่ากับ 1.143 เมื่อแทนลงในสมการที่ 9 จะได้ u_2 เท่ากับ0.13

- **เมื่อ m = 2**

แทนค่า m = 2 ลงในสมการที่ 8 จะได้

$$(1 - e^{-2^2})u_1^2 + u_2^2e^{-2^2} = 1$$

$$0.981684u_1^2 + 0.018315u_2^2 = 1$$

$$u_1^2 = \frac{1 - 0.018315u_2^2}{0.981684}$$

$$u_1^2 = 1.018657 - 0.018657u_2^2 \qquad (10)$$

เมื่อให้ $u_1 > 1$ และ $0 < u_2 < 1$

จากเงื่อนไข $0 < u_2 < 1 \longrightarrow 0 < u_2^2 < 1$ จะได้

$$1 < u_1^2 < 1.018657$$

และจากเงื่อนไข $u_1 > 1$ จะได้

$$1 < u_1 < 1.009285$$

โดย Yang and Hu ได้เลือกใช้ค่า u_1เท่ากับ 1.009 เมื่อแทนลงในสมการที่ 10 จะได้ u_2 เท่ากับ0.14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข
คำสั่งที่ใช้ในการจำลองระบบของวิทยานิพนธ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. โปรแกรมการหาประสิทธิภาพด้านการลดค่าอัตราส่วนค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย

```
clear all
N = 512; % Number of subcarriers
n = N*50; % Number of data
nSymbol = n/N; % Number of OFDM symbol
M = 4; % Modulation level: QPSK
Nsamp = 4; % Sampling factor
k = log2(M); % Number of bits per symbol
u = 5; % mu value
d = 2; % exp parameter
%%%%% TPWC parameters %%%%%%
u1 = 1.143; u2 = 0.13; m = 1.2; % TPWC m=1.2
u12 = 1.009; u22 = 0.14; m2 = 2;  % TPWC m=2
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
for ij = 1:50
%%%%%%%%%% Transmitter %%%%%%%%%%%
% Create serial data
x = randint(1,n,M);
% serial to parallel data
xpara = reshape(x,N,nSymbol);
% Modulation
y = modulate(modem.pskmod(M),xpara);
ydct = dct(y);
% IFFT
yifft = N*Nsamp/sqrt(N)*ifft(y,N*Nsamp); %OFDM symbols
yyifft = N*Nsamp/sqrt(N)*ifft(ydct,N*Nsamp); % dct
transmit = yifft(:); %P/S
transmityy = yyifft(:); % dct
stdd = std(transmit);
stdd_dct = std(transmityy); % dct
abs_transmityy = abs(transmityy); % dct
abs_transmit = abs(transmit);
v = m*stdd;              s =(u1-u2)*v;              % TPWC m = 1.2
v2 = m2*stdd;            s2 =(u12-u22)*v2;          % TPWC m = 2
  %%% dct %%%%
v_dct = m*stdd_dct;              s_dct =(u1-u2)*v_dct;              % dct+TPWC m = 1.2
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
v2_dct = m2*stdd_dct;   s2_dct =(u12-u22)*v2_dct;          % dct+TPWC m = 2
  %%%%%%%%%%%%
ys = var(transmit);
ys_dct = var(transmityy);
%%%%%%%%%%%%
PAPR = zeros(1,nSymbol);          peak = zeros(1,nSymbol);          average = zeros(1,nSymbol);
PAPRdB = zeros(1,nSymbol);        PAPR_dct = zeros(1,nSymbol);      peak_dct = zeros(1,nSymbol);
average_dct = zeros(1,nSymbol);   PAPRdB_dct = zeros(1,nSymbol);
abs_a = zeros(1,nSymbol);         abs_a_sq = zeros(1,nSymbol);
abs_aa = zeros(1,nSymbol);        abs_aa_sq = zeros(1,nSymbol);
sigma = zeros(1,nSymbol);         alpha = zeros(1,nSymbol);         alpha_dct =
zeros(1,nSymbol);
yifft_mu = zeros(N*Nsamp,nSymbol);      yifft_mu_dct = zeros(N*Nsamp,nSymbol);
yifft_exp = zeros(N*Nsamp,nSymbol);     yyifft_exp = zeros(N*Nsamp,nSymbol);
ytpwc = zeros(N*Nsamp,nSymbol);         ytpwc2 = zeros(N*Nsamp,nSymbol);
ytpwc_dct = zeros(N*Nsamp,nSymbol);     ytpwc2_dct = zeros(N*Nsamp,nSymbol);
peak_u = zeros(1,nSymbol);        average_u = zeros(1,nSymbol);
PAPR_u = zeros(1,nSymbol);        PAPRdB_u = zeros(1,nSymbol);
peak_u_dct = zeros(1,nSymbol);    average_u_dct = zeros(1,nSymbol);
PAPR_u_dct = zeros(1,nSymbol);    PAPRdB_u_dct = zeros(1,nSymbol); % dct
peak_e = zeros(1,nSymbol);        average_e = zeros(1,nSymbol);
PAPR_e = zeros(1,nSymbol);        PAPRdB_e = zeros(1,nSymbol);
peak_e_dct = zeros(1,nSymbol);    average_e_dct = zeros(1,nSymbol); % dct
PAPR_e_dct = zeros(1,nSymbol);    PAPRdB_e_dct = zeros(1,nSymbol); % dct
peak_tpwc = zeros(1,nSymbol);     average_tpwc = zeros(1,nSymbol);
PAPR_tpwc = zeros(1,nSymbol);     PAPRdB_tpwc = zeros(1,nSymbol);
peak_tpwc2 = zeros(1,nSymbol);    average_tpwc2 = zeros(1,nSymbol);
PAPR_tpwc2 = zeros(1,nSymbol);    PAPRdB_tpwc2 = zeros(1,nSymbol);
peak_tpwc_dct = zeros(1,nSymbol);       average_tpwc_dct = zeros(1,nSymbol);
PAPR_tpwc_dct = zeros(1,nSymbol);       PAPRdB_tpwc_dct = zeros(1,nSymbol);
peak_tpwc2_dct = zeros(1,nSymbol);      average_tpwc2_dct = zeros(1,nSymbol); % dct
PAPR_tpwc2_dct = zeros(1,nSymbol);      PAPRdB_tpwc2_dct = zeros(1,nSymbol); % dct
%%%%%%%%%%%% PAPR Calculation %%%%%%%%%%
for ii = 1:nSymbol
a = yifft(:,ii);
peak(ii) = max(abs(a).^2);
average(ii) = mean(abs(a).^2);
PAPR(ii) = peak(ii)/average(ii);
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
PAPRdB(ii) = 10*log10(PAPR(ii));
abs_a = abs(a);
abs_a_sq(ii) = mean(abs_a.^2);
%%%%%%%%%% dct %%%%%%%%%%%%%
aa = yyifft(:,ii);
peak_dct(ii) = max(abs(aa).^2);
average_dct(ii) = mean(abs(aa).^2);
PAPR_dct(ii) = peak_dct(ii)/average_dct(ii);
PAPRdB_dct(ii) = 10*log10(PAPR_dct(ii));
abs_aa = abs(aa);          abs_aa_sq(ii) = mean(abs_aa.^2);
%%%%%%%%%% Exponential companding %%%%%%%%%%%%%%
alpha(ii) = (abs_a_sq(ii)/((1-exp(-abs_a_sq(ii)/ys))^2)^(1/d))^(d/2);
alpha_dct(ii) = (abs_aa_sq(ii)/((1-exp(-abs_aa_sq(ii)/ys_dct))^2)^(1/d))^(d/2);
%%%%%%%%%% mu-law companding%%%%%%%%%%%%%%
   for jj = 1:N*Nsamp
      b = yifft(jj,ii);
      sgn_b = sign(b);
      abs_b = abs(b);
      abs_b_sq = abs_b.^2;
   %%%%%%%%%% dct %%%%%%%%%%%%%
      bb = yyifft(jj,ii);
      sgn_bb = sign(bb);
      abs_bb = abs(bb);
      abs_bb_sq = abs_bb.^2;

      yifft_mu(jj,ii) = sgn_b*((log(1+u*(abs_b/average(ii))))/log(1+u))*average(ii);
      yifft_mu_dct(jj,ii) = sgn_bb*((log(1+u*(abs_bb/average_dct(ii))))/log(1+u))*average_dct(ii);

      yifft_exp(jj,ii) = sgn_b*(alpha(ii)*(1-exp(-abs_b^2/ys)))^(1/d); % exp
      yyifft_exp(jj,ii) = sgn_bb*(alpha_dct(ii)*(1-exp(-abs_bb^2/ys_dct)))^(1/d); % dct+exp
      %%%%%%%%%% TPWC %%%%%%%%%%%%%
      if abs_b <= v
         ytpwc(jj,ii) = u1*abs_b*sgn_b; % TPWC
      else
         ytpwc(jj,ii) = (u2*abs_b+s)*sgn_b; % TPWC
      end
     if abs_b <= v2
         ytpwc2(jj,ii) = u12*abs_b*sgn_b; % TPWC
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
        else
            ytpwc2(jj,ii) = (u22*abs_b+s2)*sgn_b; % TPWC
        end
            yifft_tpwc = ytpwc;          yifft_tpwc2 = ytpwc2;
        %%%%%%%%%%%% dct + TPWC %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
         if abs_bb <= v_dct
            ytpwc_dct(jj,ii) = u1*abs_bb*sgn_bb; % TPWC
        else
            ytpwc_dct(jj,ii) = (u2*abs_bb+s_dct)*sgn_bb; % TPWC
        end
        if abs_bb <= v2_dct
            ytpwc2_dct(jj,ii) = u12*abs_bb*sgn_bb; % TPWC
        else
            ytpwc2_dct(jj,ii) = (u22*abs_bb+s2_dct)*sgn_bb; % TPWC
        end
            yifft_tpwc_dct = ytpwc_dct;
            yifft_tpwc2_dct = ytpwc2_dct;
        %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    end
%%%%% mu-law PAPR %%%%%%
    c = yifft_mu(:,ii);
    peak_u(ii) = max(abs(c).^2);
    average_u(ii) = mean(abs(c).^2);
    PAPR_u(ii) = peak_u(ii)/average_u(ii);
    PAPRdB_u(ii) = 10*log10(PAPR_u(ii));
 %%%%% dct + mu %%%%%%%%
    c_dct = yifft_mu_dct(:,ii);
    peak_u_dct(ii) = max(abs(c_dct).^2);
    average_u_dct(ii) = mean(abs(c_dct).^2);
    PAPR_u_dct(ii) = peak_u_dct(ii)/average_u_dct(ii);
    PAPRdB_u_dct(ii) = 10*log10(PAPR_u_dct(ii));
%%%%% Exp PAPR %%%%%%
    f = yifft_exp(:,ii);
    peak_e(ii) = max(abs(f).^2);
    average_e(ii) = mean(abs(f).^2);
    PAPR_e(ii) = peak_e(ii)/average_e(ii);
    PAPRdB_e(ii) = 10*log10(PAPR_e(ii));
%%%%%% dct + exp PAPR %%%%%%%
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
    ff = yyifft_exp(:,ii);
    peak_e_dct(ii) = max(abs(ff).^2);
    average_e_dct(ii) = mean(abs(ff).^2);
    PAPR_e_dct(ii) = peak_e_dct(ii)/average_e_dct(ii);
    PAPRdB_e_dct(ii) = 10*log10(PAPR_e_dct(ii));
  %%%%% TPWC PAPR %%%%%%
    g = ytpwc(:,ii);
    peak_tpwc(ii) = max(abs(g).^2);
    average_tpwc(ii) = mean(abs(g).^2);
    PAPR_tpwc(ii) = peak_tpwc(ii)/average_tpwc(ii);
    PAPRdB_tpwc(ii) = 10*log10(PAPR_tpwc(ii));
    g2 = ytpwc2(:,ii);
    peak_tpwc2(ii) = max(abs(g2).^2);
    average_tpwc2(ii) = mean(abs(g2).^2);
    PAPR_tpwc2(ii) = peak_tpwc2(ii)/average_tpwc2(ii);
    PAPRdB_tpwc2(ii) = 10*log10(PAPR_tpwc2(ii));
  %%%%% dct + TPWC PAPR%%%%%%
    g_dct = ytpwc_dct(:,ii);
    peak_tpwc_dct(ii) = max(abs(g_dct).^2);
    average_tpwc_dct(ii) = mean(abs(g_dct).^2);
    PAPR_tpwc_dct(ii) = peak_tpwc_dct(ii)/average_tpwc_dct(ii);
    PAPRdB_tpwc_dct(ii) = 10*log10(PAPR_tpwc_dct(ii));

    g2_dct = ytpwc2_dct(:,ii);
    peak_tpwc2_dct(ii) = max(abs(g2_dct).^2);
    average_tpwc2_dct(ii) = mean(abs(g2_dct).^2);
    PAPR_tpwc2_dct(ii) = peak_tpwc2_dct(ii)/average_tpwc2_dct(ii);
    PAPRdB_tpwc2_dct(ii) = 10*log10(PAPR_tpwc2_dct(ii));
   %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
end
    PAPRdB_L(:,ij) = PAPRdB;
    PAPRdB_e_L(:,ij) = PAPRdB_e;
    PAPRdB_tpwc_L(:,ij) = PAPRdB_tpwc;
    PAPRdB_tpwc2_L(:,ij) = PAPRdB_tpwc2;
    PAPRdB_u_L(:,ij) = PAPRdB_u;

    PAPRdB_L_dct(:,ij) = PAPRdB_dct; % dct
    PAPRdB_e_L_dct(:,ij) = PAPRdB_e_dct; % dct
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
    PAPRdB_tpwc_L_dct(:,ij) = PAPRdB_tpwc_dct; % dct
    PAPRdB_tpwc2_L_dct(:,ij) = PAPRdB_tpwc2_dct; % dct
    PAPRdB_u_L_dct(:,ij) = PAPRdB_u_dct;
end
PAPRdB_L = PAPRdB_L(:);
PAPRdB_e_L = PAPRdB_e_L(:);
PAPRdB_tpwc_L = PAPRdB_tpwc_L(:);
PAPRdB_tpwc2_L = PAPRdB_tpwc2_L(:);
PAPRdB_u_L = PAPRdB_u_L(:);

PAPRdB_L_dct = PAPRdB_L_dct(:);
PAPRdB_e_L_dct = PAPRdB_e_L_dct(:);
PAPRdB_tpwc_L_dct = PAPRdB_tpwc_L_dct(:);
PAPRdB_tpwc2_L_dct = PAPRdB_tpwc2_L_dct(:);
PAPRdB_u_L_dct = PAPRdB_u_L_dct(:);

[ofdm_ecdf, ofdmi]= ecdf(PAPRdB_L);
ofdm_ccdf = 1-ofdm_ecdf;
[ofdm_ecdf_e, ofdmi_e]= ecdf(PAPRdB_e_L);
ofdm_ccdf_e = 1-ofdm_ecdf_e;
[ofdm_ecdf_tpwc, ofdmi_tpwc]= ecdf(PAPRdB_tpwc_L);
ofdm_ccdf_tpwc = 1-ofdm_ecdf_tpwc;
 [ofdm_ecdf_tpwc2, ofdmi_tpwc2]= ecdf(PAPRdB_tpwc2_L);
ofdm_ccdf_tpwc2 = 1-ofdm_ecdf_tpwc2;
[ofdm_ecdf_u, ofdmi_u]= ecdf(PAPRdB_u_L);
ofdm_ccdf_u = 1-ofdm_ecdf_u;
[ofdm_ecdf_dct, ofdmi_dct]= ecdf(PAPRdB_L_dct);
ofdm_ccdf_dct = 1-ofdm_ecdf_dct;
[ofdm_ecdf_e_dct, ofdmi_e_dct]= ecdf(PAPRdB_e_L_dct);
ofdm_ccdf_e_dct = 1-ofdm_ecdf_e_dct;
[ofdm_ecdf_tpwc_dct, ofdmi_tpwc_dct]= ecdf(PAPRdB_tpwc_L_dct);
ofdm_ccdf_tpwc_dct = 1-ofdm_ecdf_tpwc_dct;
[ofdm_ecdf_tpwc2_dct, ofdmi_tpwc2_dct]= ecdf(PAPRdB_tpwc2_L_dct);
ofdm_ccdf_tpwc2_dct = 1-ofdm_ecdf_tpwc2_dct;
[ofdm_ecdf_u_dct, ofdmi_u_dct]= ecdf(PAPRdB_u_L_dct);
ofdm_ccdf_u_dct = 1-ofdm_ecdf_u_dct;

semilogy(abs(ofdmi), ofdm_ccdf,'r-');hold on;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
semilogy(abs(ofdmi_dct), ofdm_ccdf_dct,'r--');
semilogy(abs(ofdmi_u), ofdm_ccdf_u,'cs-');
semilogy(abs(ofdmi_u_dct), ofdm_ccdf_u_dct,'c--');
semilogy(abs(ofdmi_e), ofdm_ccdf_e,'gd-');
semilogy(abs(ofdmi_e_dct), ofdm_ccdf_e_dct,'g--');
semilogy(abs(ofdmi_tpwc), ofdm_ccdf_tpwc,'kx-');
semilogy(abs(ofdmi_tpwc_dct), ofdm_ccdf_tpwc_dct,'kh-');
semilogy(abs(ofdmi_tpwc2), ofdm_ccdf_tpwc2,'b+-');
semilogy(abs(ofdmi_tpwc2_dct), ofdm_ccdf_tpwc2_dct,'bp-');  axis([0 14 0.0001 1]); grid on; hold
off;

legend('Original','DCT','mu-law (u=5)','mu-law+DCT(u=5)','exp (d=2)','exp+DCT (d=2)','TPWC
(m=1.2)','TPWC+DCT (m=1.2)','TPWC (m=2)','TPWC+DCT (m=2)');
xlabel('PAPR_0 (dB)'); ylabel('Probability (PAPR > PAPR_0)');
```

2. โปรแกรมการหาประสิทธิภาพด้านอัตราผิดพลาดบิทข้อมูล

```
clear all;
N = 512; % Number of subcarriers
n = N*50; % number of data
M = 4; % Modulation level: QPSK
Nsamp = 1; % Sampling factor
k = log2(M); % Number of bits per symbol
EbN0 = 0:2:18;
nSymbol = n/N; % Number of OFDM symbol
u = 5; % mu value
d = 2; % exp value
%%%%% TPWC parameters %%%%%%
u1 = 1.143; u2 = 0.13; m = 1.2; % TPWC m=1.2
u12 = 1.009; u22 = 0.14; m2 = 2;  % TPWC m=2
 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
ijj = 100;

peak = zeros(1,nSymbol);          average = zeros(1,nSymbol);
peak_dct = zeros(1,nSymbol);      average_dct = zeros(1,nSymbol);
yifft_mu = zeros(N*Nsamp,nSymbol);      yifft_mu_dct = zeros(N*Nsamp,nSymbol);
yifft_exp = zeros(N*Nsamp,nSymbol);     yifft_exp_dct = zeros(N*Nsamp,nSymbol);
ytpwc = zeros(N*Nsamp,nSymbol);         ytpwc2 = zeros(N*Nsamp,nSymbol);
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
ytpwc_dct = zeros(N*Nsamp,nSymbol);     ytpwc2_dct = zeros(N*Nsamp,nSymbol);
rt_L = zeros(ijj,length(EbN0));     rt_mu_L = zeros(ijj,length(EbN0));  rt_exp_L =
zeros(ijj,length(EbN0));
rt_tpwc_L = zeros(ijj,length(EbN0));     rt_tpwc2_L = zeros(ijj,length(EbN0));
rt_L_dct = zeros(ijj,length(EbN0));     rt_mu_L_dct = zeros(ijj,length(EbN0));
rt_exp_L_dct = zeros(ijj,length(EbN0));     rt_tpwc_L_dct = zeros(ijj,length(EbN0));
rt_tpwc2_L_dct = zeros(ijj,length(EbN0));  num = zeros(1,length(EbN0));
rt = zeros(1,length(EbN0));     theoryBer = zeros(1,length(EbN0));
SNR = zeros(1,length(EbN0));     peak_r = zeros(1,nSymbol);
sig_noise_mu = zeros(N*Nsamp,nSymbol);     sig_noise_exp = zeros(N*Nsamp,nSymbol);
sig_noise_ytpwc = zeros(N*Nsamp,nSymbol);     sig_noise_ytpwc2 = zeros(N*Nsamp,nSymbol);
sig_noise_mu_dct = zeros(N*Nsamp,nSymbol);     sig_noise_exp_dct = zeros(N*Nsamp,nSymbol);
sig_noise_ytpwc_dct = zeros(N*Nsamp,nSymbol);  sig_noise_ytpwc2_dct =
zeros(N*Nsamp,nSymbol
num_mu = zeros(1,length(EbN0));     rt_mu = zeros(1,length(EbN0));
num_exp = zeros(1,length(EbN0));     rt_exp = zeros(1,length(EbN0));
num_tpwc = zeros(1,length(EbN0));     rt_tpwc = zeros(1,length(EbN0));
num_tpwc2 = zeros(1,length(EbN0));     rt_tpwc2 = zeros(1,length(EbN0));
num_dct = zeros(1,length(EbN0)); rt_dct = zeros(1,length(EbN0));
num_mu_dct = zeros(1,length(EbN0     rt_mu_dct = zeros(1,length(EbN0));
num_exp_dct = zeros(1,length(EbN0));     rt_exp_dct = zeros(1,length(EbN0));
num_tpwc_dct = zeros(1,length(EbN0));     rt_tpwc_dct = zeros(1,length(EbN0));
num_tpwc2_dct = zeros(1,length(EbN0));  rt_tpwc2_dct = zeros(1,length(EbN0));

for ij = 1:ijj
%%%%%%%%%%%% Transmitter %%%%%%%%%%%%
% Create serial data
x = randint(1,n,M);
% serial to parallel data
xpara = reshape(x,N,n/N);
% Modulation
y = modulate(modem.pskmod(M),xpara);
ydct = dct(y);
% IFFT
yifft = N*Nsamp/sqrt(N)*ifft(y,N*Nsamp); %OFDM symbols
yyifft = N*Nsamp/sqrt(N)*ifft(ydct,N*Nsamp); % dct
transmit = yifft(:); %P/S
transmityy = yyifft(:); % dct
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
stdd = std(transmit);
stdd_dct = std(transmityy); % dct
varr = var(transmit);
varr_dct = var(transmityy);
abs_a_sq = mean(abs(transmit).^2);
abs_aa_sq = mean(abs(transmityy).^2); % dct

alpha = (abs_a_sq/((1-exp(-abs_a_sq/varr))^2)^(1/d))^(d/2); % exp
alpha_dct = (abs_aa_sq/((1-exp(-abs_aa_sq/varr_dct))^2)^(1/d))^(d/2); % dct

v = m*stdd;              s =(u1-u2)*v;      % TPWC m = 1.2
v2 = m2*stdd;            s2 =(u12-u22)*v2;          % TPWC m = 2
  %%% dct %%%%
v_dct = m*stdd_dct;              s_dct =(u1-u2)*v_dct;              % dct+TPWC m = 1.2
v2_dct = m2*stdd_dct;   s2_dct =(u12-u22)*v2_dct;        % dct+TPWC m = 2
%%%%%%%%%%%%% Mu-Law Companding %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
for i = 1:nSymbol
        a = yifft(:,i);
        peak(i) = max(abs(a).^2);
        average(i) = mean(abs(a).^2);
        %%%%%%%%%% dct %%%%%%%%%%%%%%
        aa = yyifft(:,i);
        peak_dct(i) = max(abs(aa).^2);
        average_dct(i) = mean(abs(aa).^2);

for jj = 1:N*Nsamp
        b = yifft(jj,i);
        sgn_b = sign(b);
        abs_b = abs(b);

        bb = yyifft(jj,i);
        sgn_bb = sign(bb);
        abs_bb = abs(bb);

        yifft_mu(jj,i) = sgn_b*((log(1+u*(abs_b/average(i))))/log(1+u))*average(i);
        yifft_mu_dct(jj,i) = sgn_bb*((log(1+u*(abs_bb/average_dct(i))))/log(1+u))*average_dct(i);

        yifft_exp(jj,i) = sgn_b*(alpha*(1-exp(-abs_b^2/varr)))^(1/d); % exp
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
        yifft_exp_dct(jj,i) = sgn_bb*(alpha_dct*(1-exp(-abs_bb^2/varr_dct)))^(1/d);

        if abs_b <= v
            ytpwc(jj,i) = u1*abs_b*sgn_b; % TPWC
        else
           ytpwc(jj,i) = (u2*abs_b+s)*sgn_b; % TPWC
        end

        if abs_b <= v2
           ytpwc2(jj,i) = u12*abs_b*sgn_b; % TPWC
        else
            ytpwc2(jj,i) = (u22*abs_b+s2)*sgn_b; % TPWC
        end
        %%%%%%%%%%% dct %%%%%%%%%%%%%%%%%%
        if abs_bb <= v_dct
            ytpwc_dct(jj,i) = u1*abs_bb*sgn_bb; % TPWC
        else
            ytpwc_dct(jj,i) = (u2*abs_bb+s_dct)*sgn_bb; % TPWC
        end
        if abs_bb <= v2_dct
           ytpwc2_dct(jj,i) = u12*abs_bb*sgn_bb; % TPWC
        else
           ytpwc2_dct(jj,i) = (u22*abs_bb+s2_dct)*sgn_bb; % TPWC
        end
    end
    end
    transmit_mu = yifft_mu(:);
    transmit_exp = yifft_exp(:); % exp
    transmit_tpwc = ytpwc(:); % TPWC
    transmit_tpwc2 = ytpwc2(:); % TPWC
    transmit_mu_dct = yifft_mu_dct(:);
    transmit_exp_dct = yifft_exp_dct(:); % dct
    transmit_tpwc_dct = ytpwc_dct(:); % dct
    transmit_tpwc2_dct = ytpwc2_dct(:); % dct
    %%%%%%%%%%% AWGN Channel %%%%%%%%%%
    ii = 1;
    for EbN0 = 0:2:18
        SNR(ii) = EbN0+10*log10(k)-10*log10(Nsamp);
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
sig_noise = awgn(transmit,SNR(ii),'measured');
sig_mu_noise = awgn(transmit_mu,SNR(ii),'measured'); % mu
sig_exp_noise = awgn(transmit_exp,SNR(ii),'measured'); % exp
sig_tpwc_noise = awgn(transmit_tpwc,SNR(ii),'measured'); % TPWC
sig_tpwc_noise2 = awgn(transmit_tpwc2,SNR(ii),'measured'); % TPWC
%%%%%%% dct %%%%%%%%%%%%
sig_noise_dct = awgn(transmityy,SNR(ii),'measured'); % dct
sig_mu_noise_dct = awgn(transmit_mu_dct,SNR(ii),'measured');
sig_exp_noise_dct = awgn(transmit_exp_dct,SNR(ii),'measured'); % dct
sig_tpwc_noise_dct = awgn(transmit_tpwc_dct,SNR(ii),'measured'); % dct
sig_tpwc_noise2_dct = awgn(transmit_tpwc2_dct,SNR(ii),'measured'); % dct
%%%%%%%%%%% Receiver %%%%%%%%%%%%
sig_noise1 = reshape(sig_noise,N*Nsamp,length(transmit)/N/Nsamp); % S/P
sig_noise2 = reshape(sig_mu_noise,N*Nsamp,length(transmit_mu)/N/Nsamp); % mu
sig_noise3 = reshape(sig_exp_noise,N*Nsamp,length(transmit_exp)/N/Nsamp); % exp
sig_noise4 = reshape(sig_tpwc_noise,N*Nsamp,length(transmit_tpwc)/N/Nsamp); % TPWC
sig_noise42 = reshape(sig_tpwc_noise2,N*Nsamp,length(transmit_tpwc2)/N/Nsamp); % TPWC
%%%%%%%%%% dct %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
sig_noise1_dct = reshape(sig_noise_dct,N*Nsamp,length(transmityy)/N/Nsamp);
sig_noise2_dct = reshape(sig_mu_noise_dct,N*Nsamp,length(transmit_mu_dct)/N/Nsamp);
sig_noise3_dct = reshape(sig_exp_noise_dct,N*Nsamp,length(transmit_exp_dct)/N/Nsamp); % exp
sig_noise4_dct = reshape(sig_tpwc_noise_dct,N*Nsamp,length(transmit_tpwc_dct)/N/Nsamp); %
TPWC
sig_noise42_dct = reshape(sig_tpwc_noise2_dct,N*Nsamp,length(transmit_tpwc2_dct)/N/Nsamp);
% TPWC
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
b_r = sig_noise2(jjj,iii);
sgn_b_r = sign(b_r);
abs_b_r = abs(b_r);

e_r = sig_noise3(jjj,iii); % exp
abs_e_r = abs(e_r);
sgn_e_r = sign(e_r);

f_r = sig_noise4(jjj,iii); % TPWC
sgn_f_r = sign(f_r);
abs_f_r = abs(f_r);

f_r2 = sig_noise42(jjj,iii); % TPWC
sgn_f_r2 = sign(f_r2);
abs_f_r2 = abs(f_r2);
%%%%%%%%%%% dct %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
b_r_dct = sig_noise2_dct(jjj,iii);
sgn_b_r_dct = sign(b_r_dct);
abs_b_r_dct = abs(b_r_dct);

e_r_dct = sig_noise3_dct(jjj,iii); % exp
abs_e_r_dct = abs(e_r_dct);
sgn_e_r_dct = sign(e_r_dct); % exp

f_r_dct = sig_noise4_dct(jjj,iii); % TPWC
sgn_f_r_dct = sign(f_r_dct);
abs_f_r_dct = abs(f_r_dct);

f_r2_dct = sig_noise42_dct(jjj,iii); % TPWC
sgn_f_r2_dct = sign(f_r2_dct);
abs_f_r2_dct = abs(f_r2_dct);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
sig_noise_mu(jjj,iii) = sgn_b_r.*(exp(abs_b_r*((log(1+u)/average(iii))))-1)*(average(iii)/u);
sig_noise_mu_dct(jjj,iii) = sgn_b_r_dct.*(exp(abs_b_r_dct*((log(1+u)/average_dct(iii))))-
1)*(average_dct(iii)/u);

sig_noise_exp(jjj,iii) = sgn_e_r*sqrt(-varr*log(1-(abs_e_r^d/alpha))); % exp
sig_noise_exp_dct(jjj,iii) = sgn_e_r_dct*sqrt(-varr_dct*log(1-(abs_e_r_dct^d/alpha_dct)));
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
        if abs_f_r <= u1*v
            sig_noise_ytpwc(jjj,iii) = (1/u1)*abs_f_r*sgn_f_r; % TPWC
        else
            sig_noise_ytpwc(jjj,iii) = (1/u2)*(abs_f_r-s)*sgn_f_r; % TPWC
        end
            if abs_f_r2 <= u12*v2
            sig_noise_ytpwc2(jjj,iii) = (1/u12)*abs_f_r2*sgn_f_r2; % TPWC
        else
            sig_noise_ytpwc2(jjj,iii) = (1/u22)*(abs_f_r2-s2)*sgn_f_r2; % TPWC
        end
    %%%%%%%%%%%%% dct %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
        if abs_f_r_dct <= u1*v_dct
            sig_noise_ytpwc_dct(jjj,iii) = (1/u1)*abs_f_r_dct*sgn_f_r_dct; % TPWC
        else
            sig_noise_ytpwc_dct(jjj,iii) = (1/u2)*(abs_f_r_dct-s_dct)*sgn_f_r_dct; % TPWC
        end
        if abs_f_r2_dct <= u12*v2_dct
            sig_noise_ytpwc2_dct(jjj,iii) = (1/u12)*abs_f_r2_dct*sgn_f_r2_dct; % TPWC
        else
            sig_noise_ytpwc2_dct(jjj,iii) = (1/u22)*(abs_f_r2_dct-s2_dct)*sgn_f_r2_dct; % TPWC
        end
            rtpwc = sig_noise_ytpwc; % TPWC
            rtpwc2 = sig_noise_ytpwc2; % TPWC
            rtpwc_dct = sig_noise_ytpwc_dct; % dct
            rtpwc2_dct = sig_noise_ytpwc2_dct; % dct
        end
    end
q2_fft = sqrt(N)/N/Nsamp*fft(sig_noise_mu,N*Nsamp); % mu
q2_fft1 = q2_fft(1:N,:);
q2_fft_dct = sqrt(N)/N/Nsamp*fft(sig_noise_mu_dct,N*Nsamp); % dct
q2_fft1_dct = q2_fft_dct(1:N,:);
idct_mu = idct(q2_fft1_dct);

q3_fft = sqrt(N)/N/Nsamp*fft(sig_noise_exp,N*Nsamp); % exp
q3_fft1 = q3_fft(1:N,:); % exp

q3_fft_dct = sqrt(N)/N/Nsamp*fft(sig_noise_exp_dct,N*Nsamp); % dct
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
q3_fft1_dct = q3_fft_dct(1:N,:); % dct
idct_exp = idct(q3_fft1_dct);
 q4_fft = sqrt(N)/N/Nsamp*fft(rtpwc,N*Nsamp); % TPWC
q4_fft1 = q4_fft(1:N,:); % TPWC

q4_fft_dct = sqrt(N)/N/Nsamp*fft(rtpwc_dct,N*Nsamp); % dct
q4_fft1_dct = q4_fft_dct(1:N,:); % dct
idct_tpwc = idct(q4_fft1_dct);

q4_fft2 = sqrt(N)/N/Nsamp*fft(rtpwc2,N*Nsamp); % TPWC
q4_fft12 = q4_fft2(1:N,:); % TPWC

q4_fft2_dct = sqrt(N)/N/Nsamp*fft(rtpwc2_dct,N*Nsamp); % dct
q4_fft12_dct = q4_fft2_dct(1:N,:); % dct
idct_tpwc2 = idct(q4_fft12_dct);
%%%
```

```
 z_tpwc_dct = demodulate(modem.pskdemod(M),idct_tpwc); % TPWC
zerial_tpwc_dct = reshape(z_tpwc_dct,1,n); % TPWC

z_tpwc2_dct = demodulate(modem.pskdemod(M),idct_tpwc2); % TPWC
zerial_tpwc2_dct = reshape(z_tpwc2_dct,1,n); % TPWC
%%%
```

```
%%%%%%%% dct %%%%%%%%%%%%%%
rt_L_mean_dct = mean(rt_L_dct);
rt_mu_L_mean_dct = mean(rt_mu_L_dct);
rt_exp_L_mean_dct = mean(rt_exp_L_dct);
rt_tpwc_L_mean_dct = mean(rt_tpwc_L_dct);
rt_tpwc2_L_mean_dct = mean(rt_tpwc2_L_dct);

X = 0:2:18;
semilogy(X,rt_L_mean,'r-');hold on;
semilogy(X,rt_L_mean_dct,'r--'); % dct
semilogy(X,rt_mu_L_mean,'cs-');
semilogy(X,rt_mu_L_mean_dct,'c--'); % dct
semilogy(X,rt_exp_L_mean,'gd-');% exp
semilogy(X,rt_exp_L_mean_dct,'g--'); % dct
semilogy(X,rt_tpwc_L_mean,'kx-');
semilogy(X,rt_tpwc_L_mean_dct,'kh-','LineWidth',2); % dct
semilogy(X,rt_tpwc2_L_mean,'b+-');
semilogy(X,rt_tpwc2_L_mean_dct,'bp-','LineWidth',2);
axis([0 20 10.^(-5) 1]); grid on; hold off;
legend('Original','DCT','mu-law (u=5)','mu-law+DCT (u=5)','exp (d=2)','exp+DCT (d=2)','TPWC
(m=1.2)','TPWC+DCT (m=1.2)','TPWC (m=2)','TPWC+DCT (m=2)');
xlabel('SNR(dB)'); ylabel('BER');
```

3. โปรแกรมการหาประสิทธิภาพด้านความหนาแน่นพลังงานสเปคตรัม

```
clear all;
N = 512; % Number of subcarriers
n = N*1; % Number of data
nSymbol = n/N; % Number of OFDM symbol
M = 4; % Modulation level: QPSK
Nsamp = 4; % Sampling factor
k = log2(M); % Number of bits per symbol
u = 5; % mu value
d = 2; % exp parameter
%%%%% TPWC parameters %%%%%%
u1 = 1.143; u2 = 0.13; m = 1.2; % TPWC m=1.2
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
u12 = 1.009; u22 = 0.14; m2 = 2;  % TPWC m=2
 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
samp = 10;
for ij = 1:50
%%%%%%%%%%% Transmitter %%%%%%%%%%%
% Create serial data
x = randint(1,n,M);
% serial to parallel data
xpara = reshape(x,N,nSymbol);
% Modulation
y = modulate(modem.pskmod(M),xpara);
ydct = dct(y);
% IFFT
yifft = N*Nsamp/sqrt(N)*ifft(y,N*Nsamp); %OFDM symbols
yyifft = N*Nsamp/sqrt(N)*ifft(ydct,N*Nsamp); % DCT
transmit = yifft(:); %P/S
transmityy = yyifft(:); % DCT
stdd = std(transmit);
stdd_dct = std(transmityy); % DCT
ys = var(transmit);
ys_dct = var(transmityy);
v = m*stdd;          s =(u1-u2)*v;          % TPWC m = 1.2
v2 = m2*stdd;        s2 =(u12-u22)*v2;      % TPWC m = 2
  %%% dct %%%%
v_dct = m*stdd_dct;          s_dct =(u1-u2)*v_dct;          % dct+TPWC m = 1.2
v2_dct = m2*stdd_dct;  s2_dct =(u12-u22)*v2_dct;    % dct+TPWC m = 2
  %%%%%%%%%%
peak = zeros(1,nSymbol);          average = zeros(1,nSymbol);     average_dct =
zeros(1,nSymbol);
abs_a = zeros(1,nSymbol);         abs_a_sq = zeros(1,nSymbol);    peak_dct = zeros(1,nSymbol);
abs_aa = zeros(1,nSymbol);        abs_aa_sq = zeros(1,nSymbol);   sigma = zeros(1,nSymbol);
alpha = zeros(1,nSymbol);         alpha_dct = zeros(1,nSymbol);
yifft_mu = zeros(N*Nsamp,nSymbol);      yifft_mu_dct = zeros(N*Nsamp,nSymbol);
yifft_exp = zeros(N*Nsamp,nSymbol);     yyifft_exp = zeros(N*Nsamp,nSymbol);
ytpwc = zeros(N*Nsamp,nSymbol);         ytpwc2 = zeros(N*Nsamp,nSymbol);
ytpwc_dct = zeros(N*Nsamp,nSymbol);     ytpwc2_dct = zeros(N*Nsamp,nSymbol);
%%%%%%%%%% PAPR Calculation %%%%%%%%%%
for ii = 1:nSymbol
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
a = yifft(:,ii);
peak(ii) = max(abs(a).^2);
average(ii) = mean(abs(a).^2);
abs_a = abs(a);
abs_a_sq(ii) = mean(abs_a.^2);

aa = yyifft(:,ii);
peak_dct(ii) = max(abs(aa).^2);
average_dct(ii) = mean(abs(aa).^2);
abs_aa = abs(aa);
abs_aa_sq(ii) = mean(abs_aa.^2);
%%%%%%%%%%% Exponential companding %%%%%%%%%%%%%%%
alpha(ii) = (abs_a_sq(ii)/((1-exp(-abs_a_sq(ii)/ys))^2)^(1/d))^(d/2);
alpha_dct(ii) = (abs_aa_sq(ii)/((1-exp(-abs_aa_sq(ii)/ys_dct))^2)^(1/d))^(d/2);
%%%%%%%%%%% mu-law companding%%%%%%%%%%%%%%%
   for jj = 1:N*Nsamp
      b = yifft(jj,ii);
      sgn_b = sign(b);
      abs_b = abs(b);
      abs_b_sq = abs_b.^2;
      %%%%%%%%%% dct %%%%%%%%%%%%%
      bb = yyifft(jj,ii);
      sgn_bb = sign(bb);
      abs_bb = abs(bb);
      abs_bb_sq = abs_bb.^2;

      yifft_mu(jj,ii) = sgn_b*((log(1+u*(abs_b/average(ii))))/log(1+u))*average(ii);
      yifft_mu_dct(jj,ii) = sgn_bb*((log(1+u*(abs_bb/average_dct(ii))))/log(1+u))*average_dct(ii);

      yifft_exp(jj,ii) = sgn_b*(alpha(ii)*(1-exp(-abs_b^2/ys)))^(1/d); % exp
      yyifft_exp(jj,ii) = sgn_bb*(alpha_dct(ii)*(1-exp(-abs_bb^2/ys_dct)))^(1/d); % dct+exp
      %%%%%%%%%%%%%% TPWC %%%%%%%%%%%%%%%
      if abs_b <= v
         ytpwc(jj,ii) = u1*abs_b*sgn_b; % TPWC
      else
         ytpwc(jj,ii) = (u2*abs_b+s)*sgn_b; % TPWC
      end
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
        if abs_b <= v2
            ytpwc2(jj,ii) = u12*abs_b*sgn_b; % TPWC
        else
            ytpwc2(jj,ii) = (u22*abs_b+s2)*sgn_b; % TPWC
        end
            yifft_tpwc = ytpwc;
            yifft_tpwc2 = ytpwc2;
        %%%%%%%%%%%% dct + TPWC %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
        if abs_bb <= v_dct
            ytpwc_dct(jj,ii) = u1*abs_bb*sgn_bb; % TPWC
        else
            ytpwc_dct(jj,ii) = (u2*abs_bb+s_dct)*sgn_bb; % TPWC
        end

        if abs_bb <= v2_dct
            ytpwc2_dct(jj,ii) = u12*abs_bb*sgn_bb; % TPWC
        else
            ytpwc2_dct(jj,ii) = (u22*abs_bb+s2_dct)*sgn_bb; % TPWC
        end
            yifft_tpwc_dct = ytpwc_dct;
            yifft_tpwc2_dct = ytpwc2_dct;
    end
end
    transmit_mu = yifft_mu(:);
    transmit_mu_dct = yifft_mu_dct(:);
    transmit_exp = yifft_exp(:);
    transmit_exp_dct = yyifft_exp(:); % dct
    transmit_tpwc = yifft_tpwc(:);
    transmit_tpwc2 = yifft_tpwc2(:);
    transmit_tpwc_dct = yifft_tpwc_dct(:);
    transmit_tpwc2_dct = yifft_tpwc2_dct(:);
%%%%%%%%%%%% PSD %%%%%%%%%%%%%%%%
 [Pxx,W] = pwelch(transmit);
Wn = W/(2*pi);
Wnn = Wn(1:samp:length(Wn)/2,:);
Pxxx = Pxx(1:samp:length(Pxx)/2,:); hold on;
[Pxx_dct,W_dct] = pwelch(transmityy); %dct
Wn_dct = W_dct/(2*pi);
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
Wnn_dct = Wn_dct(1:samp:length(Wn_dct)/2,:);
Pxxx_dct = Pxx_dct(1:samp:length(Pxx_dct)/2,:);

[Pxx_mu,W_mu] = pwelch(transmit_mu);
Wn_mu = W_mu/(2*pi);
Wnn_mu = Wn_mu(1:samp:length(Wn_mu)/2,:);
Pxxx_mu = Pxx_mu(1:samp:length(Pxx_mu)/2,:);

[Pxx_mu_dct,W_mu_dct] = pwelch(transmit_mu_dct);
Wn_mu_dct = W_mu_dct/(2*pi);
Wnn_mu_dct = Wn_mu_dct(1:samp:length(Wn_mu_dct)/2,:);
Pxxx_mu_dct = Pxx_mu_dct(1:samp:length(Pxx_mu_dct)/2,:);

[Pxx_exp,W_exp] = pwelch(transmit_exp);
Wn_exp = W_exp/(2*pi);
Wnn_exp = Wn_exp(1:samp:length(Wn_exp)/2,:);
Pxxx_exp = Pxx_exp(1:samp:length(Pxx_exp)/2,:);

[Pxx_exp_dct,W_exp_dct] = pwelch(transmit_exp_dct); % dct
Wn_exp_dct = W_exp_dct/(2*pi);
Wnn_exp_dct = Wn_exp_dct(1:samp:length(Wn_exp_dct)/2,:);
Pxxx_exp_dct = Pxx_exp_dct(1:samp:length(Pxx_exp_dct)/2,:);

[Pxx_tpwc,W_tpwc] = pwelch(transmit_tpwc);
Wn_tpwc = W_tpwc/(2*pi);
Wnn_tpwc = Wn_tpwc(1:samp:length(Wn_tpwc)/2,:);
Pxxx_tpwc = Pxx_tpwc(1:samp:length(Pxx_tpwc)/2,:);

[Pxx_tpwc_dct,W_tpwc_dct] = pwelch(transmit_tpwc_dct); % dct
Wn_tpwc_dct = W_tpwc_dct/(2*pi);
Wnn_tpwc_dct = Wn_tpwc_dct(1:samp:length(Wn_tpwc_dct)/2,:);
Pxxx_tpwc_dct = Pxx_tpwc_dct(1:samp:length(Pxx_tpwc_dct)/2,:);

[Pxx_tpwc2,W_tpwc2] = pwelch(transmit_tpwc2);
Wn_tpwc2 = W_tpwc2/(2*pi);
Wnn_tpwc2 = Wn_tpwc2(1:samp:length(Wn_tpwc2)/2,:);
Pxxx_tpwc2 = Pxx_tpwc2(1:samp:length(Pxx_tpwc2)/2,:);
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
[Pxx_tpwc2_dct,W_tpwc2_dct] = pwelch(transmit_tpwc2_dct);
Wn_tpwc2_dct = W_tpwc2_dct/(2*pi);
Wnn_tpwc2_dct = Wn_tpwc2_dct(1:samp:length(Wn_tpwc2_dct)/2,:);
Pxxx_tpwc2_dct = Pxx_tpwc2_dct(1:samp:length(Pxx_tpwc2_dct)/2,:);

Pxxx_C = Pxxx';
Pxxx_mu_C = Pxxx_mu';
Pxxx_exp_C = Pxxx_exp';
Pxxx_tpwc_C = Pxxx_tpwc';
Pxxx_tpwc2_C = Pxxx_tpwc2';
%%%%%%%% dct %%%%%%%%
Pxxx_C_dct = Pxxx_dct';
Pxxx_mu_C_dct = Pxxx_mu_dct';
Pxxx_exp_C_dct = Pxxx_exp_dct';
Pxxx_tpwc_C_dct = Pxxx_tpwc_dct';
Pxxx_tpwc2_C_dct = Pxxx_tpwc2_dct';

Pxxx_L(ij,:) = Pxxx_C;
Pxxx_mu_L(ij,:) = Pxxx_mu_C;
Pxxx_exp_L(ij,:) = Pxxx_exp_C;
Pxxx_tpwc_L(ij,:) = Pxxx_tpwc_C;
Pxxx_tpwc2_L(ij,:) = Pxxx_tpwc2_C;
%%%%%%%%% dct %%%%%%%%%%%
Pxxx_L_dct(ij,:) = Pxxx_C_dct;
Pxxx_mu_L_dct(ij,:) = Pxxx_mu_C_dct;
Pxxx_exp_L_dct(ij,:) = Pxxx_exp_C_dct;
Pxxx_tpwc_L_dct(ij,:) = Pxxx_tpwc_C_dct;
Pxxx_tpwc2_L_dct(ij,:) = Pxxx_tpwc2_C_dct;
end
Pxxx_L_mean = mean(Pxxx_L);
Pxxx_mu_L_mean = mean(Pxxx_mu_L);
Pxxx_exp_L_mean = mean(Pxxx_exp_L);
Pxxx_tpwc_L_mean = mean(Pxxx_tpwc_L);
Pxxx_tpwc2_L_mean = mean(Pxxx_tpwc2_L);
%%%%%%%% dct %%%%%%%%%%%
Pxxx_L_mean_dct = mean(Pxxx_L_dct);
Pxxx_mu_L_mean_dct = mean(Pxxx_mu_L_dct);
Pxxx_exp_L_mean_dct = mean(Pxxx_exp_L_dct);
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
Pxxx_tpwc_L_mean_dct = mean(Pxxx_tpwc_L_dct);
Pxxx_tpwc2_L_mean_dct = mean(Pxxx_tpwc2_L_dct);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Pxxx_L_mean = Pxxx_L_mean';
Pxxx_mu_L_mean = Pxxx_mu_L_mean';
Pxxx_exp_L_mean = Pxxx_exp_L_mean';
Pxxx_tpwc_L_mean = Pxxx_tpwc_L_mean';
Pxxx_tpwc2_L_mean = Pxxx_tpwc2_L_mean';
%%%%% dct %%%%%%%%%%
Pxxx_L_mean_dct = Pxxx_L_mean_dct';
Pxxx_mu_L_mean_dct = Pxxx_mu_L_mean_dct';
Pxxx_exp_L_mean_dct = Pxxx_exp_L_mean_dct';
Pxxx_tpwc_L_mean_dct = Pxxx_tpwc_L_mean_dct';
Pxxx_tpwc2_L_mean_dct = Pxxx_tpwc2_L_mean_dct';

plot(Wnn,10*log10(Pxxx_L_mean),'r-'); hold on;
plot(Wnn_dct,10*log10(Pxxx_L_mean_dct),'r--');
plot(Wnn_mu,10*log10(Pxxx_mu_L_mean),'c>-');
plot(Wnn_mu_dct,10*log10(Pxxx_mu_L_mean_dct),'c--');
plot(Wnn_exp,10*log10(Pxxx_exp_L_mean),'g*-');
plot(Wnn_exp_dct,10*log10(Pxxx_exp_L_mean_dct),'g--');
plot(Wnn_tpwc,10*log10(Pxxx_tpwc_L_mean),'kx-');
plot(Wnn_tpwc_dct,10*log10(Pxxx_tpwc_L_mean_dct),'kp--','LineWidth',2);
plot(Wnn_tpwc2,10*log10(Pxxx_tpwc2_L_mean),'b+-');
plot(Wnn_tpwc2_dct,10*log10(Pxxx_tpwc2_L_mean_dct),'bh--','LineWidth',2); hold off;

legend('Original','DCT','mu-law (u=5)','mu-law+DCT (u=5)','exp (d=2)','exp+DCT (d=2)','TPWC
(m=1.2)','TPWC+DCT (m=1.2)','TPWC (m=2)','TPWC+DCT (m=2)');
xlabel('Normalized frequency'); ylabel('PSD(dB)');
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ค
เอกสารที่ถูกตีพิมพ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2013 IEEE 11th Malaysia International Conference on Communications (MICC)

MICC 2013

26th – 28th November 2013
Kuala Lumpur, Malaysia

IEEE Catalog No. : CFP1327C-ART / CFP1327C-USB
ISBN : 978-1-4799-1532-3 / 978-1-4799-1530-9

http://micc2013.comvt.org

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2013 IEEE 11th Malaysia International Conference on Communications
26th - 28th November 2013, Kuala Lumpur, Malaysia

Combined Discrete Cosine Transform and Two-Piecewise Companding Transform for PAPR Reduction in OFDM Signals

Wisan Thititummajariya and Pornpimon Chayratsami
Department of Engineering Education, Industrial Education Faculty, KMITL
King Mongkut Institute of Technology Ladkrabang 10520, Thailand
wisan081@gmail.com, kcpornpi@gmail.com

***Abstract*—The high peak-to-average power ratio (PAPR) is one major drawback of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems. In this paper, a new companding technique is proposed by using the combination of the discrete cosine transform (DCT) and two-piecewise companding (TPWC) transform. Computer simulation results show that the proposed scheme offers better PAPR reduction and also improve bit error rate (BER) and power spectrum density (PSD) performances compared with the ordinary companding method.**

***Keywords*—OFDM, PAPR, DCT, TPWC, Companding**

I. INTRODUCTION

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) is a Multi-carrier modulation that has been widely applied in high data rate communications such as Digital Audio/Video Broadcasting (DAB/DVB), IEEE 802.11a Wireless Local Area Networks (WLAN), etc. This is because of its advantages compared with single-carrier modulation in terms of high data rate, high spectral efficiency, and robustness to frequency selective fading. On the other hand, there are some drawbacks in the OFDM system such as Intersymbol Interference (ISI), Intercarrier Interference (ICI), more sensitivity to frequency offset and phase noise, and high peak to average power ratio (PAPR) [1].

The high PAPR is one of principal weakness of an OFDM system which is caused by the multi-carrier modulation technique. The peak power of the OFDM symbol is the summation of the signals on the N subcarriers with the same phase and it is N times the average power.

This high peak signals make a power amplifier operating in non-linear region, which results in poor Bit Error Rate (BER) performance [2]-[7]. This high PAPR causes the transmit power amplifier to incur a large back-off in order to ensure linear amplification of the signal. Therefore, the amplifier requires a large dynamic range of both digital to analog (D/A) and analog to digital (A/D) converters to cope with the high peak signals. However, it is difficult and expensive to design and build such an amplifier.

Currently, there are many PAPR reduction techniques proposed such as Clipping, Block Coding, Selective Mapping (SLM), Partial Transmit Sequence (PTS), Companding Transform, and unitary matrix transform [2]-[11]. Here, the companding technique and the unitary matrix transform are in focus because of their properties of high PAPR reduction efficiency and low implementation complexity. Companding technique can be divided into two categories, Linear and Non-linear companding.

The linear companding uses linear property of mathematical function as linear equation to transform the OFDM signals for PAPR reduction. Many linear companding techniques have been proposed such as Two-Piecewise Companding (TPWC) [6], Linear Systematical Transform (LST) and Linear Nonsystematical Transform (LNST) [5].

On the another hand, the non-linear companding uses non-linear property of mathematical function as exponential function to transform the OFDM signals for PAPR reduction. Many Non-linear companding techniques have been proposed such as Exponential Companding Transform [7], Nonlinear Systematical Transform (NLST) and Nonlinear Nonsystematical Transform (NLNST) [5].

A Unitary matrix transform, such as Hadamard matrix Transform [8], [9], inverse discrete Fourier transform matrix [10] and discrete cosine transform (DCT) [11] have been proposed to reduce the correlation of the input data sequence as well as the PAPR of the OFDM signal. It has also been proved that the unitary matrix transformation has no impact on BER and the Power Spectral Density (PSD) performance. Therefore good BER performance and high spectral efficiency are maintained.

Recently, there are many studies that combine the companding technique with the unitary matrix transform For example, the combination of Hadamard transform and μ -law companding has been proposed in [9], and the combination of discrete cosine transform and μ -law companding transform has been proposed in [11]. These combination techniques can reduce more PAPR than the individual companding technique and does not degrade the BER and PSD performances.

In this paper, the combination of a unitary matrix transform, which is referred to as a Discrete Cosine Transfrom

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

978-1-4799-1532-3/13/$31.00 ©2013 IEEE

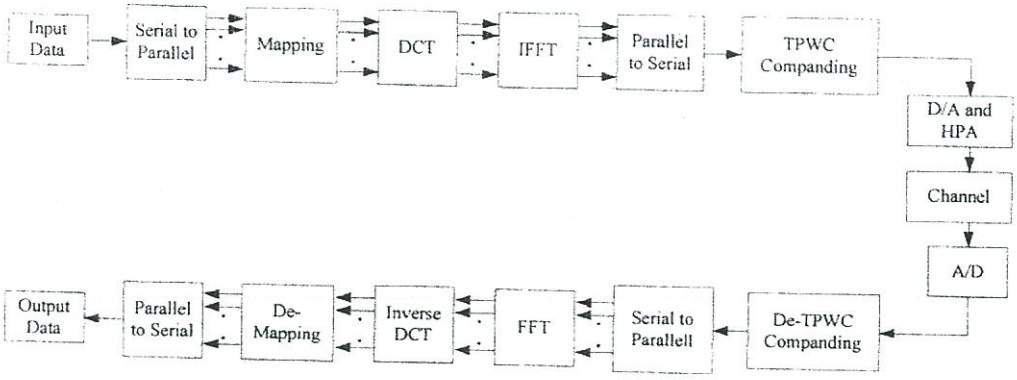


Fig. 1. OFDM system with PAPR Reduction.

(DCT), and a linear companding technique, which is called Two-Piecewise Companding (TPWC) is presented. The TPWC presented in [6] is an effective technique for PAPR reduction, due to its low computational complexity and no constraint on the system.

The TPWC technique can be seen as an enhancement of the LNST, where no flexion point exists and no additional side information is needed. This process could offer a good trade-off between PAPR reduction and BER performances by carefully choosing the parameters and also achieves a good PSD performance. The DCT proposed in [11] is applied to reduce the autocorrelation of the input sequence for PAPR reduction. By using these two techniques together, better performance is achieved in PAPR reduction, BER performance and PSD performance, compared with the original TPWC technique.

The rest of this paper is organized as follows. An OFDM system model is given in section II. Section III and section IV introduce the TPWC technique and discrete cosine transform, respectively. In section V, the performance of the proposed technique is compared with the TPWC, and another two non-linear companding techniques; namely the μ -law companding transform and the exponential companding transform through computer simulations. Finally, conclusions are given in section VI.

II. System Model

In this section, we consider a basic of OFDM transmitter and the PAPR definition. Let N denote the number of subcarriers used for parallel information transmission and Let X_k $(0 \leq k \leq N-1)$ denote the k^{th} complex modulated symbol in a block of N information symbols. The output x_n of the N point Inverse Fast Fourier Transform (IFFT) of X_k is the OFDM signal samples over one symbol interval, or mathematically [7]

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp\left(\frac{j.2\pi kn}{N}\right) \quad (1)$$

The input information symbols are assumed to be statistically independent and identically distributed (i.i.d). So when N is large (e.g. $N \geq 64$), the real and imaginary parts of x_n denoted by $Re\{x_n\}$ and $Im\{x_n\}$, are independent and identically distributed Gaussian random variables with zero mean and a common variance $\sigma^2 = E[|X_k|^2]/2$, according to the central limit theorem. The amplitude, or modulus, of OFDM signal x_n is given by

$$|x_n| = \sqrt{Re^2\{x_n\} + Im^2\{x_n\}} \quad (2)$$

The PAPR of the OFDM signals is defined as [7]

$$PAPR = 10\log_{10}\frac{Max\{|x_n|^2\}}{|x_n|^2} \quad dB \quad (3)$$

Figure 1 shows an OFDM system using the combined discrete cosine transform matrix (DCT) with Two-Piecewise Companding (TPWC). In the first step, the data are transformed by the DCT into new modified data with less PAPR. In the second step, the TPWC transform is applied to further reduce the PAPR of the OFDM signals.

III. Companding Transform

In order to reduce the PAPR. A companding transform is introduced after the parallel to serial conversion in the system. Let $C[\cdot]$ denote the companding function that changes only amplitudes of the input signals. After companding, the samples can be denoted

$$y_n = C[x_n] \cdot sgn(x_n) \quad (4)$$

Where $x_n = |x_n| \cdot sgn(x_n)$ and $sgn(\cdot)$ is the sign function. The companded samples are converted into analog

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

978-1-4799-1532-3/13/$31.00 ©2013 IEEE

waveforms by a D/A converter and then amplified by a high power amplifier (HPA). The OFDM signals are transmitted into the radio channel. An additive white Gaussian noise (AWGN) model is used here in this study.

TPWC transform [6] is a linear companding that consists of two linear equations with different slopes and the cut-off point v as shown in Figure 2. The PAPR can be reduced if the small amplitudes, that are lower than or equal to the cut-off amplitude point v ($|x_n| \leq v$) are expanded and the large amplitudes that are higher than the cut-off amplitude point v ($|x_n| > v$) are compressed.

The TPWC has companding function as shown below

$$y_n = \begin{cases} u_1|x_n|.sgn(x_n), & |x_n| \leq v \\ (u_2|x_n| + s).sgn(x_n), & |x_n| > v \end{cases} \quad (5)$$

where $v = \frac{s}{u_1 - u_2}$, $u_1 > 1, 0 < u_2 < 1$ and $s > 0$

At the receiver, the received signal is expanded by the inverse companding transform before it is sent to the FFT process. The De-companding function can be written as

$$x_n' = \begin{cases} \frac{1}{u_1}|r_n|.sgn(r_n), & |r_n| \leq u_1 v \\ \frac{1}{u_2}(|r_n| - s).sgn(r_n), & |r_n| > u_1 v \end{cases} \quad (6)$$

In [6], 2 sets of parameters are given for simulations as shown in Table I

TABLE I. PARAMETER CALCULATION

m	u_1	u_2	$v = m\sigma$	$s = (u_1 - u_2)v$
1.2	1.143	0.13	1.2σ	1.216σ
2	1.009	0.14	2σ	1.738σ

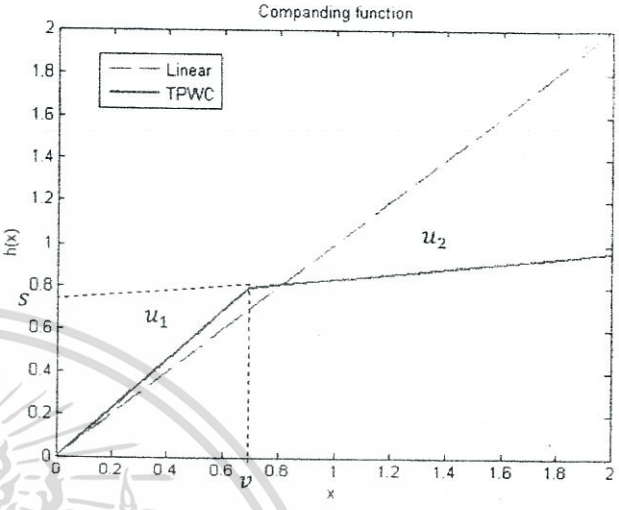


Fig. 2. TPWC transform.

IV. DISCRETE COSINE TRANSFORM

Discrete Cosine Transform (DCT) is applied in [11] to reduce the autocorrelation of the input sequence before the IFFT operation for PAPR reduction. The formal definition of a one-dimensional DCT of length N is given by the following formula

$$X_c(k) = \alpha(k) \sum_{n=0}^{N-1} x(n) cos\left[\frac{\pi(2n+1)k}{2N}\right] \quad (7)$$

where $k = 0, 1, 2, .., N-1$

Similarly, the inverse transformation is defined as

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} \alpha(k) X_c(k) cos\left[\frac{\pi(2n+1)k}{2N}\right] \quad (8)$$

where $n = 0, 1, 2, \ldots, N-1$

For both (7) and (8) $\alpha(k)$ is defined as

$$\alpha(k) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N}}, & k = 0 \\ \frac{2}{\sqrt{N}}, & k \neq 0 \end{cases} \quad (9)$$

Equation (7) can be expressed in matrix form as

$$X_c = C_N x \quad (10)$$

Where X_c and x are both vectors of dimension $N \times 1$, and C_N is a DCT matrix of dimension $N \times N$. The rows (or columns) of the DCT matrix, C_N, are orthogonal matrix vectors. We can use this property of the DCT matrix to reduce the peak power of OFDM signals.

V. PERFORMANCE EVALUATION

In order to evaluate the performance of the proposed combined DCT with TPWC transform in reducing the PAPR and improving system performances such as BER and PSD, a simulation was performed. Refer to [11], a baseband OFDM system with 512 subcarriers and QPSK mapping was considered in the simulation. The impact of the HPA and D/A was not considered here.

Figure 3 shows the complementary cumulative distribution function (CCDF) comparison of original OFDM signal, DCT signal, TPWC transformed signals (m = 1.2 and m = 2),

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

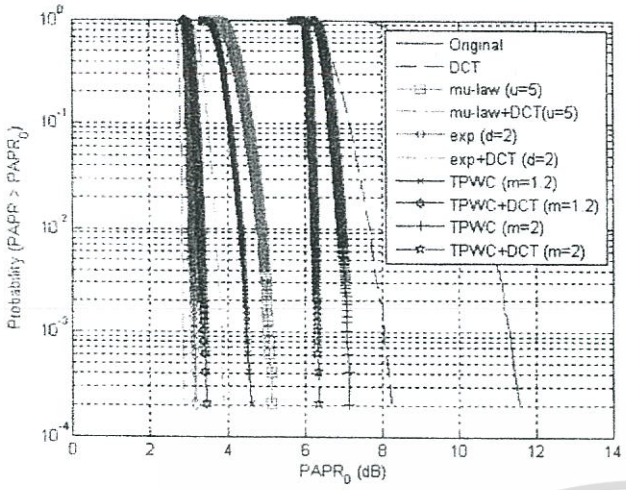


Fig. 3. The CCDF's of original OFDM signal and companded signals.

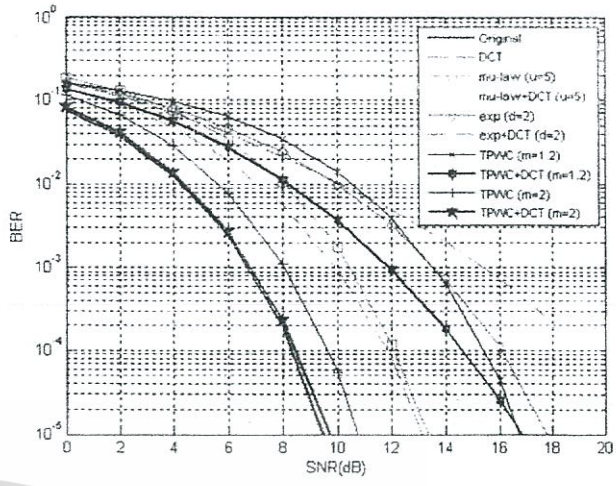


Fig. 4. Bit-Error-Rate (BER) Performances.

combined DCT with TPWC transformed companded signal, exponential companded signal (d = 2), combined DCT with exponential companded signal, μ -law companded signal (μ = 5) and combined DCT with μ -law companded signal. At CCDF = 10^{-3} the PAPRs of proposed schemes are 1.11 dB and 0.75 dB better than TPWC technique with m = 1.2 and m = 2, respectively.

The CCDF of proposed scheme with m = 1.2 is roughly 0.5 dB inferior to the combined DCT with exponential companding, but surpasses the combined DCT with μ -law companding by 0.4 dB.

Figure 4 shows the required signal to noise ratio (SNR) for a given BER over AWGN channels. The proposed scheme gives a better BER performance than that of the TPWC transform. For example, to reach a BER of 10^{-3}, the required SNR of the proposed schemes are 1.5 dB and 1 dB lower than that of the TPWC transform with m = 1.2 and m = 2 respectively.

The BER performance of the combined DCT with TPWC (with m = 2) is close to the BER performance of the original OFDM. Due to the low probability of large amplitudes that crossover the cut-off amplitude point v, the impact is limited.

One more observation from the simulation is that the combined DCT with linear companding technique, gives more BER improvement than the combined DCT with non-linear companding technique compared with their original companding techniques.

Figure 5 shows the PSD performances of the proposed scheme as well as the others. The results show that the DCT technique does not degrade the PSD performance. Only the combined DCT with TPWC (with m = 2) can give a better PSD performance than that of the original companding (TPWC), due to the low probability signal occurrence of large amplitude over the cut-off amplitude point v, therefore, the impact is limited.

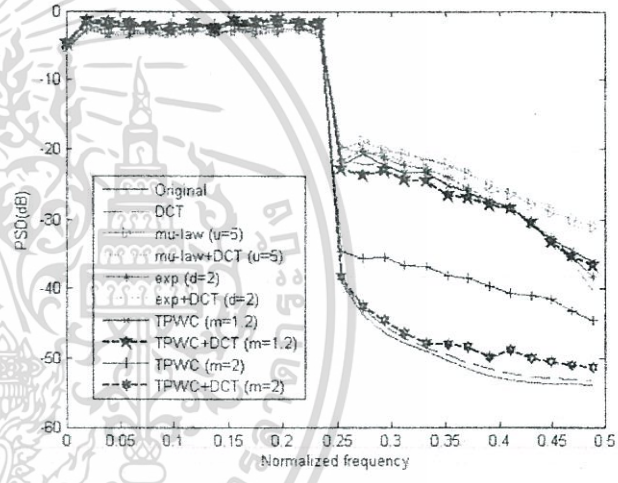


Fig. 5. Comparison of PSDs.

VI. Conclusion

In this paper, the combined DCT with TPWC transform was proposed and evaluated. The proposed scheme provides better PAPR reduction and BER performance. The proposed scheme with m = 2 can improve the PSD performance, while the proposed scheme with m = 1.2 can maintain the PSD performance compared with the TPWC scheme. Moreover, the proposed scheme with the other combination of DCT and non-linear companding was compared.The proposed scheme with m = 1.2 offers better the PAPR reduction than that of the combined DCT with μ –law companding scheme, but the best PAPR reduction occurs when the combined DCT with exponential companding scheme is applied. For the BER performance, the results show that the combined DCT with TPWC companding scheme gives more BER improvement than that of the combined DCT with non-linear companding scheme compared with their original companding schemes.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

REFERENCES

[1] R. van Nee and R. Prasad, OFDM for wireless multimedia communications. Artech House, 2000

[2] T. Jiang and Y. Wu, "An overview: peak-to-average power ratio reduction techniques for OFDM signals," IEEE Transactions on Broadcasting, vol.54, pp. 257-268, June 2008.

[3] L. Wang and C. Tellambura, "A simplified clipping and filtering technique for PAR reduction in OFDM systems," IEEE Signal Processing Letters, Vol. 12, No. 6, pp.453-456, June 2005.

[4] A. D. S. Jayalath and C. Tellambura, "SLM and PTS peak-power reduction of OFDM signals without side information," IEEE Trans.Wireless Commun., vol. 4, no. 5, pp. 2006–2013, Sept. 2005.

[5] X. Huang, J. Lu, K. B. Letaief, and J. Gu, "Companding transform for reduction in peak-to-average power ratio of ofdm signals," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 3, no. 6, pp. 2030–2039, Nov. 2004.

[6] P. Yang and A. Hu, "Two-piecewise companding transform for PAPR reduction of OFDM signals," Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC) , pp. 619-62 2011.

[7] T. Jiang, Y. Yang and Y. H. Song, "Companding technique fo PAPR reduction in OFDM systems based on an exponentia function," 2005 IEEE Global Telecommunications Conferenc (2005 GROBECOM) , pp. 2798-2801, 2005.

[8] M. Park, J. Heeyong, N. Cho, D. Hong and C. Kang, "PAPI reduction in OFDM transmission using Hadamard transform, IEEE International Conference on Communications, Vol. 1, pp 430-433, June 2000.

[9] Z. Wang, S. Zhang, "PAPR reduction of OFDM signal by usin Hadamard transform in companding techniques," IEE International Conference Communications, pp.320-323, No 2010.

[10] X. Zhu, G. Zhu, T. Jiang, "Reducing the peak-to-average powe ratio using unitary matrix transformation," IET Commun., Vol 3, Iss. 2, pp. 161–171, 2009.

[11] Z. Wang, "Combined DCT and companding for PAPR reductio in OFDM signals," Journal of Signal and Informatio Processing, Vol. 2, pp. 100-104, 2011.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

978-1-4799-1532-3/13/$31.00 ©2013 IEEE

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-สกุล	นายวิศาล ฐิติธรรมจริยา
วัน-เดือน-ปีเกิด	23 กุมภาพันธ์ 2526
สถานที่เกิด	จังหวัดชลบุรี
ที่อยู่ปัจจุบัน	บ้านเลขที่ 199/30 หมู่ 5 ตำบลห้วยกะปิ อำเภอเมือง จังหวัดชลบุรี 20130
ประวัติการศึกษา	ปีการศึกษา 2546 สำเร็จการศึกษาประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง (ปวส.) สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์โทรคมนาคม วิทยาลัยเทคนิคสัตหีบ ปีการศึกษา 2548 สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตร์บัณฑิต (วศ.บ.) สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2556 สำเร็จการศึกษาครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต (ค.อ.ม.) สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ประวัติการทำงาน	วิศวกร บริษัท Celestica ประเทศไทย จำกัด พ.ศ. 2549 – 2552 วิศวกร บริษัท Powerwave Technologies ประเทศไทย จำกัด พ.ศ. 2552 – 2557

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้