

วิธีการลดค่าอัตรากำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยสำหรับสัญญาณ
โอเอฟดีเอ็มโดยการใส่คลื่นพาห่อย่อยเทียม

PROPOSAL OF PAPR REDUCTION METHOD FOR OFDM SIGNAL BY
USING DUMMY SUB-CARRIERS

พงศกร บุญศรีเมือง
PONGSAKORN BOONSRIMUANG

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของเกณฑ์มาตรฐานหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2549

ISBN 974-8308-07-3

วิธีการลดค่าอัตรากำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยสำหรับสัญญาณ
โอเอฟดีเอ็มโดยการใช้คลื่นพาห่อย่อยเทียม

PROPOSAL OF PAPR REDUCTION METHOD FOR OFDM SIGNAL BY
USING DUMMY SUB-CARRIERS

พงศกร บุญศรีเมือง

PONGSAKORN BOONSRIMUANG

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2549

ISBN 974-8308-07-3

**PROPOSAL OF PAPR REDUCTION METHOD FOR OFDM SIGNAL BY
USING DUMMY SUB-CARRIERS**

PONGSAKORN BOONSRIMUANG

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

2006

ISBN 974-8308-07-3

COPYRIGHT 2006

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วิธีการลดค่าอัตรากำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยสำหรับสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม โดยการใช้คลื่นพาห่อย่อยเทียม
นักศึกษา	นายพงศกร บุญศรีเมือง
รหัสนักศึกษา	47061054
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2549
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ศ.ดร.ถวิล พึ่งมา

บทคัดย่อ

สิ่งหนึ่งที่เป็นข้อด้อยสำหรับระบบ โอเอฟดีเอ็มคือ ค่าอัตรากำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ ในแกนเวลามีค่าสูง หรือเรียกโดยย่อว่าค่าพีเอพียอร์ (PAPR) ซึ่งค่าพีเอพียอร์ที่มีค่าสูงจะทำให้ประสิทธิภาพของอัตราบิตผิดพลาด (Bit Error Rate) ลดลง เนื่องจากเกิดสัญญาณรบกวนระหว่างทำการมอดูเลทในวงจรภาคขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น ในงานวิจัยนี้เสนอวิธีการลดค่าพีเอพียอร์สำหรับสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม โดยการใช้คลื่นพาห่อย่อยเทียมและหาค่าเฟสที่ดีที่สุดเพื่อใช้ในการลดค่าพีเอพียอร์ ซึ่งค่าเฟสของคลื่นพาห่อย่อยเทียมของวิธีการที่นำเสนอนี้ ใช้วิธีการสลับแกนเวลา-ความถี่ และฟลิปปีง (Flipping)

ซึ่งวิธีการที่เสนอนี้สามารถทำให้ของค่าพีเอพียอร์ลดลงและประสิทธิภาพของอัตราบิตผิดพลาดได้ดีขึ้นในช่องสัญญาณไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งวิธีการนี้สามารถลดขั้นตอนการคำนวณทางด้านเครื่องส่งเมื่อเทียบกับวิธีการเดิม ในงานวิจัยนี้ใช้การจำลองการทำงานจากโปรแกรมคอมพิวเตอร์ และเปรียบเทียบกับผลลัพธ์กับวิธีที่มีผู้เสนอมาแล้ว

Thesis Title	Proposal of PAPR Reduction Method for OFDM Signal by Using Dummy Sub-Carriers
Student	Mr. Pongsakorn Boonsrimuang
Student ID.	47061054
Degree	Master of Engineering
Program	Telecommunications Engineering
Year	2006
Thesis Advisor	Prof. Dr. Tawil Paungma

ABSTRACT

One of the disadvantages of using OFDM is the larger peak to averaged power ratio (PAPR) of its time domain signal. The larger PAPR signal would course the fatal degradation of bit error rate performance (BER) due to the inter-modulation noise occurring in the non-linear channel. In this paper, we propose the PAPR reduction method for which phases are optimized on the basis of the which phases are optimized on the basis of the time-frequency domain swapping algorithm and flipping technique. The proposed method can achieve the better PAPR performance and BER performance in the non-linear channel with less complexity of processing at the transmission side. This paper presents various computer simulation results to verify the effectiveness of proposed method as comparing with the conventional methods.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้อย่างดีด้วยคำแนะนำ และคำปรึกษาจาก ศ.ดร. ถวิล พึ่งมา ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ และ ศ. มนูญ สุขเกษม ข้าพเจ้ารู้สึกทราบบ้างในความอนุเคราะห์จากท่านอาจารย์ทั้งสองท่าน และขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

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

ขอกราบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกๆ ท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้าที่เป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนในทุกเรื่องๆ ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

พงศกร บุญศรีเมือง

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VI
สารบัญรูป	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา	3
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	3
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย	4
1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน	5
1.6 ขอบเขตการวิจัย.....	5
1.7 ขั้นตอนการศึกษา.....	6
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย และระบบ ไอเอฟดีเอ็ม	7
2.1 เทคนิคการมัลติเพล็กซ์.....	7
2.1.1 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งย่านความถี่	7
2.1.2 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา	8
2.1.3 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส.....	8
2.1.4 การมัลติเพล็กซ์แบบ ไอเอฟดีเอ็ม	9
2.2 พื้นฐานของระบบ ไอเอฟดีเอ็ม.....	9
2.2.1 คุณสมบัติของการออโธ โทนอนัล.....	11
2.2.2 คุณสมบัติของการออโธ โทนอนัลในแกนความถี่	14
2.2.3 เครื่องรับส่ง ไอเอฟดีเอ็ม.....	16
2.2.4 การแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนาน	17
2.2.5 การมอดูเลตคลื่นพหุฮัยอ์.....	17
2.2.6 การแปลงสัญญาณในแกนความถี่ให้อยู่ในแกนเวลา	18

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.2.7 การมอดูเลทสัญญาณอาร์เอฟ.....	19
2.2.8 ช่วงเวลาป้องกัน.....	20
2.2.9 การชิงโครไนซ์.....	21
2.2.10 การประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ.....	21
2.3 สัญญาณรบกวนแบบขาวววก.....	21
2.4 เครื่องขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น.....	23
2.4.1 วงจรขยายชนิด Solid State Power Amplifier (SSPA).....	23
บทที่ 3 วิธีการลดค่าพีเอพียอร์ในสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม.....	25
3.1 แบบจำลองระบบโอเอฟดีเอ็มแบบทั่วไป.....	25
3.1.1 รูปแบบของเบิร์ตเฟรม.....	26
3.1.2 แบบจำลองเครื่องส่ง.....	27
3.1.3 แบบจำลองของช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น.....	28
3.1.4 แบบจำลองเครื่องรับ.....	29
3.2 วิธีการลดค่าพีเอพียอร์โดยใช้วิธีดีเอสไอแบบเดิม.....	30
3.3 วิธีการลดค่าพีเอพียอร์โดยใช้วิธีดีเอสไอแบบที่นำเสนอ.....	33
บทที่ 4 การหาค่าสมรรถนะของระบบ.....	37
4.1 แบบจำลองที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	37
4.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	39
4.3 ประสิทธิภาพพีเอพียอร์.....	39
4.4 ประสิทธิภาพอัตราบิดเบือนของจำนวนข้อมูล.....	44
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	48
บรรณานุกรม.....	50
ภาคผนวก.....	52
ภาคผนวก ก. โปรแกรมที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบโอเอฟดีเอ็ม.....	53
ภาคผนวก ข. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	65
ประวัติผู้เขียน.....	80

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 พารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการจำลองระบบ	39

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งย่านความถี่.....	7
2.2 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา.....	7
2.3 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส.....	8
2.4 การมัลติเพล็กซ์แบบ โอเอฟดีเอ็ม	8
2.5 แสดงโครงสร้างของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มในแกนเวลา.....	11
2.6 แสดงสัญญาณในแกนความถี่ของคลื่นพาห่อย่อยแต่ละสัญญาณ	12
2.7 แสดงการตอบสนองความถี่ของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มในแต่ละคลื่นพาห่อย่อย.....	14
2.8 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับส่ง โอเอฟดีเอ็ม.....	15
2.9 ตัวอย่างการมอดูเลตคลื่นพาห่อย่อยแบบ 16-QAM.....	16
2.10 สัญญาณ 16-QAM เมื่อเกิดมีสัญญาณรบกวนเข้ามา.....	17
2.11 บล็อกไดอะแกรมในส่วนของกระบวนการ IFFT	18
2.12 การมอดูเลตสัญญาณอาร์เอฟแบบอนาล็อก	18
2.13 การมอดูเลตสัญญาณอาร์เอฟแบบดิจิทัล (DDS: Direct Digital Synthesis)	19
2.14 การวางช่วงเวลาป้องกัน (Guard Time).....	19
2.15 คุณสมบัติของสัญญาณรบกวนแบบขาววอก.....	21
2.16 คุณสมบัติของวงจรรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น SSPA	23
3.1 บล็อกไดอะแกรมที่ใช้ในการจำลองระบบของระบบ โอเอฟดีเอ็มแบบทั่วไป.....	25
3.2 รูปแบบของเบิร์สต์เฟรมบนแกนเวลาของระบบ โอเอฟดีเอ็มแบบทั่วไป	25
3.3 วิธีการใส่ช่องเวลาป้องกัน (GI) เพื่อป้องกันการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์.....	27
3.4 สัญลักษณ์ข้อมูล (Symbol) ของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มแบบดีเอสไอ	30
3.5 บล็อกไดอะแกรมของระบบ โอเอฟดีเอ็มที่ใช้วิธีดีเอสไอแบบเดิม.....	31
3.6 วิธีการลดค่าพีเอพียอร์ของวิธีดีเอสไอแบบเดิม	32
3.7 ระบบ โอเอฟดีเอ็มที่ใช้โดยวิธีดีเอสไอแบบที่นำเสนอ.....	33
3.8 โฟร์วาร์ดการทำงานของวิธีการลดค่าพีเอพียอร์ของวิธีดีเอสไอแบบที่นำเสนอ	35
4.1 สัญญาณอินพุต-เอาต์พุตของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น.....	37
4.2 ตัวอย่างคอนสเทลชันไดอะแกรมของสัญญาณ 16QAM ในช่องสัญญาณแบบ ไม่เป็นเชิงเส้น	37
4.3 เปรียบเทียบคอนสเทลชันไดอะแกรมของคลื่นพาห่ที่เชื่อมระหว่างสองวิธี	39
4.4 สมรรถนะการลดค่าพีเอพียอร์เมื่อเปรียบเทียบกับจำนวนการวนรอบ.....	41

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.5	สมรรถนะการลดค่าพีเอพียาร์โดยใช้ฟังก์ชันซีซีดีเอฟ (CCDF)..... 42
4.6	สมรรถนะอัตราบิตผิดพลาดในวงจรมอดูเลชันแบบไม่เป็นเชิงเส้น SSPA เมื่อจำนวนคลื่นพาห์ทั้งหมดเท่ากับ 64 คลื่นพาห์..... 45
4.7	สมรรถนะอัตราบิตผิดพลาดในวงจรมอดูเลชันแบบไม่เป็นเชิงเส้น SSPA เมื่อจำนวนคลื่นพาห์ทั้งหมดเท่ากับ 128 คลื่นพาห์..... 46

บทที่ 1

บทนำ

ในอดีตระบบการสื่อสารแบบไร้สายมีอัตราการส่ง-รับข้อมูลไม่สูงมากนัก เนื่องจากการสื่อสารส่วนใหญ่จะเป็นการสื่อสารสำหรับเสียง (Voice) หรือการส่ง-รับข้อมูลที่ไม่มากนักเช่น การส่งข้อความสั้น (SMS: Short Message Service) ซึ่งความต้องการสำหรับการสื่อสารแบบไร้สายมีความต้องการเพิ่มมากขึ้น มิได้หยุดเพียงแค่การสื่อสารสำหรับเสียงเท่านั้น แต่จะเป็นการสื่อสารทั้งภาพและเสียง

ในอนาคตระบบการสื่อสารแบบไร้สายมีความต้องการอัตราการส่ง-รับข้อมูลที่สูงขึ้น เพื่อรองรับการสื่อสารทั้งภาพ เสียงและระบบความบันเทิงต่างๆ ผ่านการสื่อสารแบบไร้สายนี้ จากความต้องการอัตราการสื่อสารข้อมูลที่สูงขึ้นนี้ทำให้ มีความจำเป็นที่จะต้องหาวิธีการสื่อสารแบบใหม่เพื่อให้สามารถรองรับการสื่อสารที่เพิ่มมากขึ้นในอนาคตอันใกล้

วิธีการของโอเอฟดีเอ็มเป็นอีกหนึ่งวิธีการ ที่ได้รับความนิยมเป็นอย่างมากสำหรับใช้ใน ระบบสื่อสารในอนาคต ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงศึกษาข้อดีและข้อด้อยของวิธีการ โอเอฟดีเอ็มนี้ พร้อมกันนี้ยังได้เสนอวิธีการแก้ไขข้อด้อยสำหรับวิธีการของ โอเอฟดีเอ็มแสดงเป็น ลำดับได้ดังต่อไปนี้

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บทด้วยกันคือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความจำเป็นมาของงานวิจัย ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ สมมติฐาน ทฤษฎีที่ใช้ ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย และพื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งประกอบด้วยเทคนิคการมัลติเพล็กซ์ (Multiplexing Technique) ช่องสัญญาณรบกวนแบบขาวววก (AWGN: Additive White Gaussian Noise) และวงจรภาคขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Non-linear Amplifier)

บทที่ 3 กล่าวถึงวิธีการลดค่าพีเอพ็อดาร์สำหรับระบบโอเอฟดีเอ็มแบบต่างๆ ที่ได้เสนอไปแล้ว และวิธีการลดค่าพีเอพ็อดาร์สำหรับระบบโอเอฟดีเอ็มแบบที่นำเสนอ

บทที่ 4 กล่าวถึงการหาค่าสมรรถนะของวิธีการที่นำเสนอในระบบโอเอฟดีเอ็ม พารามิเตอร์ที่ใช้ และผลลัพธ์ที่ได้จากการทดลอง เพื่อแสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอนั้น สามารถจะทำให้ระบบโอเอฟดีเอ็มมีสมรรถนะที่ดีขึ้น

บทที่ 5 บทสรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เทคนิคการสื่อสารด้วยวิธีการของโอเอฟดีเอ็ม (OFDM: Orthogonal frequency division multiplexing) เป็นเทคนิคการสื่อสารที่ได้รับความนิยมอย่างมากในการติดต่อสื่อสารแบบไร้สาย ในอนาคต โดยจะเห็นได้จากการสื่อสารด้วยวิธีการของโอเอฟดีเอ็มนี้ ได้รับการพิจารณาเป็นมาตรฐานของเครือข่ายสื่อสารแบบไร้สาย (WLAN: Wireless Local Area Network) และระบบ โทรทัศน์แบบดิจิทัล (Terrestrial Digital Broadcasting System)[1],[2] ข้อดี จากการใช้เทคนิค การสื่อสารด้วยวิธีการของโอเอฟดีเอ็มนี้ คือการใช้ย่านความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพและมีความ ทนทานต่อการจางหายของช่องสัญญาณแบบหลายวิถี (Multi-Path Fading Channel) แต่เทคนิค การสื่อสาร ด้วยวิธีการของโอเอฟดีเอ็มนี้ก็ยังมีข้อด้อย คือค่าพีเอพียอร์ของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม ในแกนเวลามีค่าสูง[3] สัญญาณของ โอเอฟดีเอ็มที่มีค่าพีเอพียอร์สูง จะเป็นเหตุให้ประสิทธิภาพอัตราบิตผิดพลาดหรือบิตเออร์เรท (BER: Bit Error Rate) ในระบบโอเอฟดีเอ็มลดลง ซึ่งเกิดขึ้นที่วงจรของเครื่องส่งแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Non-linear amplifier transmitter) นอกจากนี้แล้วค่าพีเอพียอร์ของสัญญาณในแกนเวลาที่ค่าสูง ของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มนี้ จะทำให้ประสิทธิภาพการใช้พลังงานแยกลง และความต้องการ ใช้วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัลมีงานการทำงานที่กว้างขึ้น ดังนั้นจึงได้ มีการศึกษาอย่างกว้างขวาง เพื่อลดพีเอพียอร์ของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มในแกนเวลาที่ค่าสูงนี้ เพื่อให้ประสิทธิภาพของอัตราบิตผิดพลาดดีขึ้น

จากผลงานวิจัยในปัจจุบันได้มีนักวิจัยเสนอวิธีการเพื่อลดพีเอพียอร์ของสัญญาณ โอเอฟดี เอ็มในแกนเวลา ซึ่งวิธีการที่ได้เสนอไปแล้วนั้นมีอยู่หลายวิธีการด้วยกัน เช่น วิธีการเอสแอลเอ็ม (SLM: SeLected Mapping) วิธีการพีทีเอส (PTS: Partial Transmit Sequence) และวิธีดีเอสไอ (DSI: Dummy Sequence Insertion) ซึ่งหลักการของวิธีการเอสแอลเอ็มและวิธีการพีทีเอส จะใช้วิธีการควบคุมเฟสของคลื่นพาห่อย่อยข้อมูล เพื่อลดค่าพีเอพียอร์ของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม ดังนั้นวิธีเอสแอลเอ็มและวิธีการพีทีเอส จึงจำเป็นต้องส่งข้อมูลการเปลี่ยนแปลงเฟสที่เกิดขึ้น เพื่อให้ทางด้านเครื่องรับทราบข้อมูลการเปลี่ยนแปลงเฟส หรือเรียกว่าไซด์อินฟอร์เมชัน (Side information) แต่วิธีการของดีเอสไอจะแตกต่างจากทั้งวิธีการเอสแอลเอ็ม และวิธีของพีทีเอส คือวิธีการของดีเอสไอจะเพิ่มคลื่นพาห่เทียมเข้าไป เพื่อใช้ในการลดค่าพีเอพียอร์ และจะควบคุมเฟสของคลื่นพาห่อย่อยเทียมทางด้านเครื่องส่ง เพื่อให้สามารถลดค่า พีเอพียอร์ให้ได้มากที่สุด ซึ่งวิธีการลดค่าพีเอพียอร์ ด้วยวิธีการดีเอสไอนี้จะทำให้ทางด้าน เครื่องรับมีความซับซ้อนที่น้อยกว่า เมื่อเปรียบเทียบกับการใช้วิธีการเอสแอลเอ็มและพีทีเอส เพราะว่าวิธีการของดีเอสไอ ไม่จำเป็นต้องส่งข้อมูลการเปลี่ยนแปลงเฟสไปยังเครื่องรับ เป็นผล ให้ทางด้านเครื่องรับที่ใช้วิธีการดีเอสไอสามารถทำได้ง่าย และประหยัดกว่าเครื่องรับที่ใช้ วิธีการลดค่าพีเอพียอร์ด้วยวิธีการเอสแอลเอ็มและพีทีเอส

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

เทคนิคการสื่อสารด้วยวิธีการของโอเอฟดีเอ็ม เป็นเทคนิคหนึ่งที่กำลังจะก้าวไปใช้ในการสื่อสารไร้สายในยุคอนาคต ซึ่งเป็นยุคที่มีความต้องการสื่อสารข้อมูลด้วยความเร็วสูงดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น หากแต่วิธีการของโอเอฟดีเอ็มยังมีข้อจำกัดของสัญญาณทางด้านแบนเวลา คือมีค่าพีเอพียอร์มากหรืออีกนัยหนึ่งคือสัญญาณโอเอฟดีเอ็มมีการสวิงมากทางด้านแบนเวลา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ศึกษาวิธีการลดค่าพีเอพียอร์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแบนเวลาเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของอัตราบิดผลผลิตของระบบโอเอฟดีเอ็มให้มีประสิทธิภาพดีขึ้น โดยที่วิธีดีเอสไอเป็นวิธีการลดค่าพีเอพียอร์วิธีการหนึ่ง จุดเด่นของวิธีการนี้คือไม่ต้องการทราบข้อมูลการเปลี่ยนแปลงเฟส ทำให้ทางด้านเครื่องรับไม่มีความซับซ้อน แต่วิธีการนี้ก็มีข้อด้อยคือทำให้อัตราการส่งข้อมูลสื่อสารลดลง ตามจำนวนคลื่นพาห์เทียมที่ใช้ในการลดค่าพีเอพียอร์ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เสนอวิธีการใหม่เพื่อให้ประสิทธิภาพการลดลงของค่าพีเอพียอร์ของวิธีการดีเอสไอมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น โดยที่ไม่ทำให้ประสิทธิภาพของอัตราการส่งข้อมูลลดลงเมื่อเทียบกับวิธีการดีเอสไอแบบเดิม ซึ่งค่าพีเอพียอร์ที่มีค่าลดลงนี้จะทำให้ประสิทธิภาพของอัตราบิดผลผลิตในระบบโอเอฟดีเอ็มดีขึ้น

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

เครื่องส่งของอุปกรณ์สื่อสารต่างๆ จะประกอบด้วยวงจรขยายเป็นวงจรภาคสุดท้ายเพื่อที่จะขยายสัญญาณให้มีกำลังสูงๆ เพื่อสามารถที่จะส่งสัญญาณไปได้ไกล แต่เนื่องจากวงจรขยายจะมีคุณลักษณะที่ไม่เป็นเชิงเส้น (Non-linear) จากคุณลักษณะความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรภาคขยายนี้จะทำให้เกิดสัญญาณรบกวนจากวงจรขยายได้เรียกว่า อินเตอร์มอดูเลชันนอยส์ (Intermodulation noise) สัญญาณรบกวนที่เกิดจากวงจรภาคขยายนี้มักจะเกิดมากขึ้นเมื่อจุดการทำงาน (Operating point) ทำงานใกล้จุดอิ่มตัว (Saturation point) หรืออีกทางหนึ่งเกิดจากสัญญาณที่มีการสวิงของสัญญาณมาก

วิธีการลดอินเตอร์มอดูเลชันนอยส์นี้สามารถทำได้โดยง่ายคือ กำหนดจุดการทำงานของวงจรขยายไม่ให้ทำงานใกล้จุดอิ่มตัว หากแต่วิธีการนี้ จะทำให้ประสิทธิภาพการใช้งานวงจรขยายต่ำ ส่งผลให้เกิดพลังงานสูญเสียที่วงจรขยายมาก อีกวิธีหนึ่งก็คือลดค่าการสวิงของสัญญาณ ซึ่งวิธีการนี้สามารถลดอินเตอร์มอดูเลชันนอยส์ลงได้ และยังสามารถกำหนดจุดการทำงานของวงจรขยายใกล้จุดอิ่มตัวส่งผลให้สามารถใช้งานวงจรขยายได้อย่างเต็มประสิทธิภาพอีกด้วย

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

วิธีการลดค่าพีเอพ็อร์ในระบบโอเอฟดีเอ็มโดยใช้คลื่นพหุข้อยู่เทียมหรือเรียกว่าวิธีการดีเอสไอได้มีผู้เสนอไปแล้ว[7] โดยที่วิธีการดีเอสไอใช้วิธีการหาค่าเฟสของคลื่นพหุข้อยู่เทียมที่เหมาะสม เพื่อให้สามารถลดค่าพีเอพ็อร์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มทางด้านแกนเวลาให้ได้มากที่สุด วิธีการดีเอสไอแบบเดิมจะใช้วิธีฟลิปปี้งเพื่อหาค่าเฟสที่เหมาะสมสำหรับลดค่าพีเอพ็อร์ หลักการของวิธีการฟลิปปี้งคือ เริ่มต้นด้วยการกำหนดจำนวนเต็มของค่าเฟสที่ต้องการหรือดีสครีตเฟส (Discreat phase) ที่จะใช้เพื่อลดค่าพีเอพ็อร์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มและหาค่าพีเอพ็อร์ก่อนที่จะมีการเปลี่ยนแปลงค่าเฟสของคลื่นพหุข้อยู่เทียม จากนั้นเปลี่ยนค่าเฟสของคลื่นพหุข้อยู่เทียมและคำนวณหาค่าพีเอพ็อร์อีกครั้ง เปรียบเทียบกับค่าพีเอพ็อร์ของค่าเฟสเดิม ถ้าค่าเฟสใหม่ทำให้ได้ค่าพีเอพ็อร์ลดลงก็จะเปลี่ยนค่าเฟสเดิมของคลื่นพหุข้อยู่เทียมเป็นค่าเฟสใหม่ แต่ถ้าค่าพีเอพ็อร์ไม่ลดลงก็จะยังคงใช้ค่าเฟสเดิม จากนั้นก็ย้ายไปยังคลื่นพหุข้อยู่เทียมอันต่อไป กระบวนการจะทำซ้ำเช่นเดียวจากที่กล่าวมาข้างต้นจนครบทุกคลื่นพหุข้อยู่เทียมทั้งหมด

ส่วนหลักการที่เสนอใหม่นี้ เป็นการหาค่าเฟสของคลื่นพหุข้อยู่เทียมโดยใช้เทคนิคที่เรียกว่า วิธีการการสลับแกนเวลา-ความถี่ (Time-Frequency Domain Swapping) หลักการเบื้องต้น ของวิธีการนี้คือหาค่าสัญญาณโอเอฟดีเอ็มส่วนเกิน (Over Signal) ในแกนเวลาโอเอฟดีเอ็มส่วนเกินนี้จะมีขนาดเกินกว่าระดับของสัญญาณที่กำหนดไว้หรือระดับอ้างอิง (Threshold) จากนั้นนำเอาสัญญาณส่วนเกินนี้แปลงกับไปสู่แกนความถี่ เมื่อแปลงสัญญาณส่วนเกินนี้ไปสู่สัญญาณทางด้านแกนความถี่แล้ว จะได้ค่าเฟสของคลื่นพหุข้อยู่เทียมเพื่อนำไปใช้ในการลดค่าพีเอพ็อร์ ซึ่งวิธีการสลับแกนเวลา-ความถี่นี้จะเปลี่ยนแปลงค่าเฟสของคลื่นพหุข้อยู่เทียมไปที่ละน้อย เพื่อเลื่อนเข้าสู่ค่าพีเอพ็อร์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มทางด้านแกนเวลาที่ต่ำที่สุด โดยค่าเฟสของคลื่นพหุข้อยู่เทียมที่ได้หลังจากวิธีการที่นำเสนอนี้ ค่าเฟสของคลื่นพหุข้อยู่เทียมจะมีลักษณะไม่เป็นจำนวนเต็มหรือแบบอนาล็อก (Analog) แต่เนื่องจากวิธีการสลับแกนเวลา-ความถี่เพียงอย่างเดียวนั้นต้องการจำนวนรอบการคำนวณซ้ำหลายรอบเพื่อให้ได้ค่าพีเอพ็อร์ที่ต่ำที่สุด ดังนั้นเพื่อลดจำนวนครั้งของการคำนวณลงงานวิจัยนี้จึงเสนอให้ใช้สองวิธีการร่วมกันระหว่างวิธีการการสลับแกนเวลา-ความถี่ และวิธีการฟลิปปี้ง ด้วยวิธีการที่นำเสนอนี้สามารถหาค่าเฟสสำหรับคลื่นพหุข้อยู่เพื่อใช้ลดค่าพีเอพ็อร์สำหรับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มได้มีประสิทธิภาพมากกว่าวิธีการฟลิปปี้งที่ใช้ในวิธีการของดีเอสไอแบบเดิม โดยที่ประสิทธิภาพอัตราการส่งข้อมูลของวิธีการที่นำเสนอนี้ยังเท่าเดิม แต่ค่าพีเอพ็อร์ลดลงได้มากกว่าส่งผลให้ค่าประสิทธิภาพของอัตราบิตผิดพลาดดีขึ้น

1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน

วิธีการดีเอสไอแบบเดิม[7] ใช้วิธีฟลิปปีงในการหาค่าเฟสของคลื่นพหุขั้วที่ย่อยเทียบที่เหมาะสม โดยหลักการของวิธีการฟลิปปีงนี้ เริ่มต้นด้วยการกำหนดค่าเฟสเป็นค่าจำนวนเต็มหรือแบบคิสิกคริตที่จะใช้ในคลื่นพหุขั้วที่ย่อยเทียบเพื่อลดค่าพีเอพ็อดของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม โดยวิธีการของฟลิปปีงนี้จะหาค่าพีเอพ็อดของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มทางด้านแกนเวลา จากนั้นเลือกเอาค่าเฟสที่ทำให้เกิดค่าพีเอพ็อดที่ต่ำที่สุด เพื่อนำไปใช้ในการลดค่าพีเอพ็อด เนื่องจากวิธีการดีเอสไอแบบเดิมจำเป็นต้องกำหนดค่าเฟสเป็นแบบคิสิกคริต ทำให้ไม่สามารถลดค่าพีเอพ็อดได้อย่างเต็มประสิทธิภาพ

ส่วนหลักการที่เสนอใหม่นี้ เป็นการหาค่าเฟสของคลื่นพหุขั้วที่ย่อยเทียบโดยใช้เทคนิคที่เรียกว่า วิธีการการสลับแกนเวลา-ความถี่ (Time-Frequency Domain Swapping) ซึ่งวิธีการที่นำเสนอนี้จะเปลี่ยนแปลงค่าเฟสของคลื่นพหุขั้วที่ย่อยเทียบทีละน้อยเพื่อให้เลื่อนเข้าสู่ค่าพีเอพ็อดของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มทางด้านแกนเวลาที่ต่ำที่สุด โดยที่ค่าเฟสของคลื่นพหุขั้วที่ย่อยเทียบที่ได้จากวิธีการที่นำเสนอนี้ ค่าเฟสของคลื่นพหุขั้วที่ย่อยเทียบมีลักษณะไม่เป็นจำนวนเต็มหรือแบบอนาล็อก แต่เนื่องจากวิธีการการสลับแกนเวลา-ความถี่เพียงอย่างเดียวต้องการจำนวนรอบมากในการคำนวณเพื่อให้ได้ค่าพีเอพ็อดที่ต่ำที่สุด ดังนั้นเพื่อลดจำนวนรอบของการคำนวณ ในงานวิจัยนี้จึงเสนอใช้สองวิธีการร่วมกัน คือวิธีการการสลับแกนเวลา-ความถี่ และฟลิปปีง โดยวิธีการที่นำเสนอนี้ สามารถหาค่าเฟสของคลื่นพหุขั้วที่ย่อยเทียบเพื่อลดค่าพีเอพ็อดสำหรับสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม ได้มีประสิทธิภาพดีกว่าวิธีการของฟลิปปีงที่ใช้ในวิธีการของดีเอสไอแบบเดิม

1.6 ขอบเขตการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการหาค่าเฟสที่เหมาะสมสำหรับคลื่นพหุขั้วที่ย่อยเทียบเพื่อใช้สำหรับลดค่าพีเอพ็อดสำหรับโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งวิธีการที่นำเสนอนี้สามารถที่จะลดค่าพีเอพ็อดได้ดีกว่าวิธีการดีเอสไอแบบเดิม ค่าของพีเอพ็อดที่ลดลงนี้จะทำให้อัตราบิตผิดพลาดของการรับ-ส่งข้อมูลดีขึ้นในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้อธิบายวิธีการจำลองการทำงานของระบบโอเอฟดีเอ็ม โดยใช้คอมพิวเตอร์จำลองการทำงานและใช้โปรแกรม MATLAB ในการทดลองได้จำลองการทำงานของเครื่องส่งและเครื่องรับ โดยส่งข้อมูลผ่านช่องสัญญาณรบกวนแบบขาวววก (AWGN: Additive White Gaussian Noise) จากนั้นทำการหาค่าอัตราบิตผิดพลาดเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่มีอยู่เดิมกับวิธีการที่นำเสนอ จากผลการทดลองจำลองการทำงานของระบบโอเอฟดีเอ็มทั้งสองวิธี พบว่าวิธีการที่นำเสนอแสดงสมรรถนะของอัตราบิตผิดพลาดได้ดีกว่าวิธีการของดีเอสไอแบบเดิม โดยที่ไม่ทำให้สมรรถนะอัตราการส่งข้อมูลลดลง

1.7 ขั้นตอนของการศึกษา

เริ่มต้นจากการศึกษาปัญหาที่เป็นข้อด้อยสำหรับระบบ โอเอฟดีเอ็ม ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้เน้นเรื่องค่าพีเอพ็อร์ของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มที่มีค่าสูง จากนั้นศึกษาวิธีการแก้ปัญหาเพื่อกำจัดข้อด้อยของระบบ โอเอฟดีเอ็ม ในปัจจุบันมีอยู่หลายวิธีการเพื่อกำจัดข้อด้อยนี้ วิธีการลดค่าพีเอพ็อร์ยังสามารถแบ่งย่อยออกได้อีกหลายวิธีการด้วยกัน

การลดค่าพีเอพ็อร์ด้วยวิธีการดีเอสไอ ได้ถูกเลือกเพื่อทำการศึกษา เนื่องจากวิธีการนี้มีข้อดีคือระบบสามารถทำได้ง่ายเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการลดค่าพีเอพ็อร์แบบอื่นๆ แต่วิธีการดีเอสไอนี้มีข้อด้อยคือ อัตราการส่งข้อมูลจะลดลง ซึ่งในการวิจัยได้ศึกษาและพัฒนาวิธีการดีเอสไอให้สามารถลดค่าพีเอพ็อร์ได้ดีขึ้น โดยที่มีอัตราการส่งข้อมูลไม่ลดลงเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีดีเอสไอแบบเดิม

การตรวจสอบวิธีการที่นำเสนอจะใช้คอมพิวเตอร์จำลองการทำงานของทั้งสองวิธีการ จากนั้นทำการเปรียบเทียบเพื่อเป็นการยืนยันประสิทธิภาพที่เพิ่มขึ้นของวิธีการที่นำเสนอ

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย และระบบโอเอฟดีเอ็ม

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานต่างๆ ที่เกี่ยวข้องในการวิจัย และพื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งในบทนี้กล่าวถึงเทคนิคการมัลติเพล็กซ์แบบต่างๆ พื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็ม สัญญาณรบกวนแบบบวขาวและวงจรรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งเนื้อหาทั้งหมดนี้จำเป็นสำหรับการศึกษา และประเมินประสิทธิภาพของระบบโอเอฟดีเอ็ม

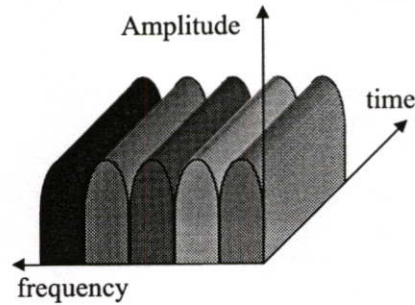
2.1 เทคนิคการมัลติเพล็กซ์

ในระบบการสื่อสารนั้น มักจะมีความจำเป็นที่จะต้องทำการจัดส่งสัญญาณต่างๆ หลายสัญญาณรวมกันไปในตัวกลางหรือสายส่งสัญญาณเดียวกัน โดยที่จะต้องสามารถที่จะทำการแยกสัญญาณแต่ละสัญญาณที่ส่งรวมกันมานั้นออกจากกันได้ทางด้านเครื่องรับ วิธีการรวมสัญญาณเข้าด้วยกันดังกล่าวมีชื่อว่าการมัลติเพล็กซ์ (Multiplexing) สัญญาณ และวิธีการจัดแยกสัญญาณเหล่านั้นมีชื่อว่าการดีมัลติเพล็กซ์ (Demultiplexing) สัญญาณ ในยุคที่ผ่านมามีการมัลติเพล็กซ์สัญญาณที่รู้จักกันทั่วไปมีอยู่ 3 แบบคือ การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งย่านความถี่ (Frequency Division Multiplexing) การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา (Time Division Multiplexing) และการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส (Code Division Multiplexing) ในปัจจุบันการมัลติเพล็กซ์สัญญาณอีกแบบหนึ่งที่กำลังเป็นที่สนใจของกลุ่มนักวิจัยคือการมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ซึ่งเป็นการมัลติเพล็กซ์ที่ทำให้สามารถใช้อ่านความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพและรองรับการส่งข้อมูลด้วยความเร็วสูง พื้นฐานของการมัลติเพล็กซ์แบบต่างๆ มีละเอียดดังหัวข้อต่อไปนี้

2.1.1 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่

การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่หรือเอฟดีเอ็ม (FDM: Frequency Division Multiplexing) วิธีการนี้จะอาศัยการมอดูเลตสัญญาณมาช่วยในการย้ายสเปกตรัมของสัญญาณที่ต้องการจะส่งแต่ละสัญญาณรวมกันไปในนั้นให้เลื่อน ไปอยู่ในย่านความถี่ที่ไม่ซ้อนทับกันดังแสดงในรูปที่ 2.1 ทั้งนี้เพื่อมิให้การใช้สเปกตรัมของแต่ละสัญญาณนั้นเกิดการรบกวนซึ่งกันและกัน ในแกนความถี่ โดยสามารถเลือกใช้คลื่นพาห้ที่มีความถี่เหมาะสมมาทำการมอดูเลตสัญญาณต่างๆ ที่ต้องการจะส่งรวมกันแต่ละสัญญาณ เพื่อให้สเปกตรัมของสัญญาณที่เกิดขึ้นจากการมอดูเลตนั้นแยกเป็นอิสระต่อกันและกัน ในแกนความถี่ ทำให้สามารถส่งสัญญาณเหล่านี้รวมกันไปในช่องสัญญาณเดียวกันได้ และเมื่อเราใช้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านมาแยกสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับอย่างเหมาะสมแล้วจะสามารถแยกสัญญาณเหล่านั้นออกจากกันได้และเมื่อนำสัญญาณที่

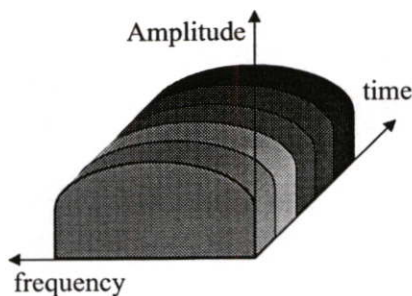
แยกออกมาไปทำการมอดูเลต ก็จะได้ข้อมูลหรือข่าวสารกลับคืนมา ส่วนมากการมัลติเพล็กซ์แบบเอฟดีเอ็มจะนิยมใช้กับการส่งสัญญาณข้อมูลแบบอนาล็อก เช่นระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคแรกๆ



รูปที่ 2.1 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งย่านความถี่

2.1.2 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา

การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลาหรือทีดีเอ็ม (TDM: Time Division Multiplexing) เป็นเทคนิคการมัลติเพล็กซ์แบบหนึ่งที่ทำให้สามารถส่งสัญญาณข้อมูลจำนวนมากว่าหนึ่งสัญญาณไปในช่องการสื่อสารช่องเดียว โดยอาศัยการแบ่งช่วงเวลา (Time slot) ในการส่งสัญญาณ ซึ่งสัญญาณข้อมูลแต่ละสัญญาณจะทำการมอดูเลตที่ความถี่เดียวกันแต่ส่งคนละช่วงเวลาจึงทำให้สามารถใช้ช่องสัญญาณช่องเดียวสื่อสารกันได้ดังแสดงในรูปที่ 2.2 ระบบการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลานี้นิยมใช้กับการส่งสัญญาณข้อมูลแบบดิจิทัล แต่บางครั้งก็พบได้ในระบบอนาล็อก เนื่องจากว่าขั้นตอนการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล (A/D) และดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อก (D/A) นั้นมีกระบวนการที่ไม่ยุ่งยากนัก

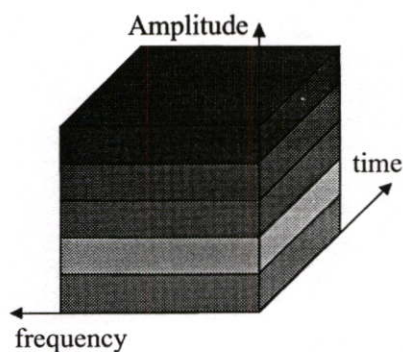


รูปที่ 2.2 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา

2.1.3 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส

การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัสหรือซีดีเอ็ม (CDM: Code Division Multiplexing) เป็นเทคนิคการมัลติเพล็กซ์ที่อาศัยการแบ่งช่องสัญญาณโดยการกำหนดรหัสดังแสดงในรูปที่ 2.3 ทำให้สามารถทำการสื่อสารกันได้โดยใช้ความถี่เดียวกันพร้อมๆ กันหลายช่องสัญญาณเป็นเทคนิคที่

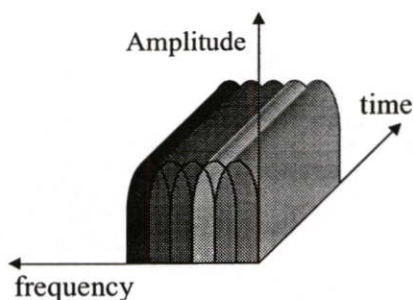
ทำให้มีความจุของช่องสัญญาณสูง แต่เมื่อมีการสื่อสารกันมากๆ จะทำให้คุณภาพของสัญญาณต่ำลงอันเนื่องมาจากเกิดการแทรกสอด (Interference) ระหว่างผู้ใช้ด้วยกันเอง



รูปที่ 2.3 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส

2.1.4 การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม

การมัลติเพล็กซ์แบบ โอเอฟดีเอ็ม (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) เป็นเทคนิคที่ทำให้สามารถส่งผ่านข้อมูลด้วยความเร็วสูง โดยอาศัยหลักการการส่งผ่านแบบหลายคลื่นพาห์ (multi-carrier) อีกทั้งยังใช้ย่านความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพเพราะแต่ละคลื่นพาห์ย่อยที่ใช้ในการส่งสัญญาณจะมีสเปกตรัมเหลื่อมกัน โดยมีคุณสมบัติของการตั้งฉาก (Orthogonal properties) ซึ่งกันและกันระหว่างคลื่นพาห์ย่อยดังแสดงในรูปที่ 2.4 การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็มเป็นเทคนิคที่คาดกันว่าจะนำมาใช้ในการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4 [1-2]



รูปที่ 2.4 การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม

2.2 พื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็ม

การมัลติเพล็กซ์แบบ โอเอฟดีเอ็ม (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) เป็นเทคนิคการมัลติเพล็กซ์ที่คล้ายกับการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (FDM: Frequency Division Multiplexing) โดยที่ระบบโอเอฟดีเอ็มนั้นจะใช้พื้นฐานของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ที่ทำให้สามารถที่จะส่งข่าวสารได้หลายข่าวสารไปในช่องสัญญาณช่องเดียวกันซึ่งเป็นการใช้ย่านความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ตัวอย่างของระบบการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ที่ใช้กัน เช่น การส่งสัญญาณของสถานีวิทยุเอฟเอ็ม (Frequency Modulation) โดยที่แต่ละสถานีจะใช้ความถี่ที่ต่างกันทำให้แต่ละสถานีนั้นสามารถที่ส่งสัญญาณได้พร้อมๆ กัน โดยไม่มีการรบกวนซึ่งกันและกัน โดยในการส่งสัญญาณนั้นแต่ละสถานีจะใช้แถบความถี่ที่จำกัดและไม่เหลื่อมทับกันในแกนความถี่ ทางด้านเครื่องรับเมื่อรับสัญญาณได้ก็จะเลือกแถบความถี่หรือสถานีที่ต้องการโดยใช้วงจรกรองแบบแถบความถี่ผ่าน (Band-pass Filter) ซึ่งจะสามารถทำการดีมอดูเลท (Demodulate) สัญญาณข่าวสารที่ต้องการกลับมาได้

การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็มจะแตกต่างกับการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ในหลายๆ ด้านคือ ในการส่งสัญญาณแบบแบ่งช่วงความถี่จะส่งที่แถบความถี่ต่างกันโดยผลที่ได้จากการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่คือจะสูญเสียแถบความถี่ระหว่างสถานีที่มีไว้เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการรบกวนกันระหว่างสถานีข้างเคียง ด้วยการมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม เช่น ระบบการกระจายเสียงแบบดิจิตอล (DAB : Digital Audio Broadcasting) สัญญาณข่าวสารของแต่ละสถานีจะถูกมัลติเพล็กซ์รวมกันเป็นสัญญาณข่าวสารสัญญาณเดียว โดยสัญญาณข่าวสารทั้งหมดนี้จะทำการส่งโดยใช้ระบบโอเอฟดีเอ็มผ่านคลื่นพาห้อย่อยๆ จำนวนมาก โดยคลื่นพาห้อย่อยๆ เหล่านี้จะมีคุณสมบัติของการออโธโกนอล (Orthogonal) ทำให้สามารถส่งสัญญาณที่มีแถบความถี่ซ้อนทับกันได้โดยไม่ทำให้เกิดการรบกวนซึ่งกันและกัน อีกทั้งยังใช้แถบความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ เมื่อเทียบกับการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ที่ต้องมีแถบความถี่ป้องกันเพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนกันระหว่างสถานีข้างเคียง

ในระบบการสื่อสารไร้สายนั้นจะเลือกใช้การมอดูเลทสัญญาณแบบต่างๆ ที่เหมาะสมและสามารถที่จะส่งสัญญาณข่าวสารไปในช่องสัญญาณการสื่อสารที่ต้องการส่งผ่านได้ การพัฒนารูปแบบการมอดูเลทนั้นจะทำการพัฒนาให้เหมาะสมกับสัญญาณข่าวสารที่เป็นสัญญาณอนาล็อกหรือดิจิตอล ในส่วนของรูปแบบการมอดูเลทสัญญาณข่าวสารที่เป็นอนาล็อกแบบทั่วไปได้แก่ การมอดูเลทเชิงความถี่ (FM: Frequency Modulation) การมอดูเลทเชิงขนาด (AM: Amplitude Modulation) การมอดูเลทเชิงมุม (PM: Phase Modulation) การมอดูเลทแบบเอสเอสบี (SSB: Single Side Band) การมอดูเลทแบบวีเอสบี (VSB: Vestigial Side Band) และการมอดูเลทแบบดีเอสบีเอสซี (DSB-SC: Double Side Band Suppressed Carrier) และในส่วนของ การมอดูเลทสัญญาณสำหรับการสื่อสารแบบดิจิตอลทั่วไปได้แก่ การมอดูเลทแบบเอเอสเค (ASK: Amplitude Shift Keying) การมอดูเลทแบบเอฟเอสเค (FSK: Frequency Shift Keying) การมอดูเลทแบบพีเอสเค (PSK: Phase Shift Keying) และการมอดูเลทแบบคิวเอเอ็ม (QAM: Quadrature Amplitude Modulation)

ในแต่ละคลื่นพาห้ของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่นั้น สามารถที่จะทำการมอดูเลทสัญญาณข่าวสารที่จะส่งเป็นแบบอนาล็อกหรือดิจิตอลก็ได้ เนื่องจากการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่นั้นไม่ต้องทำการซิงโครไนซ์ (Synchronization) ระหว่างสถานีที่ส่ง ดังนั้นในแต่

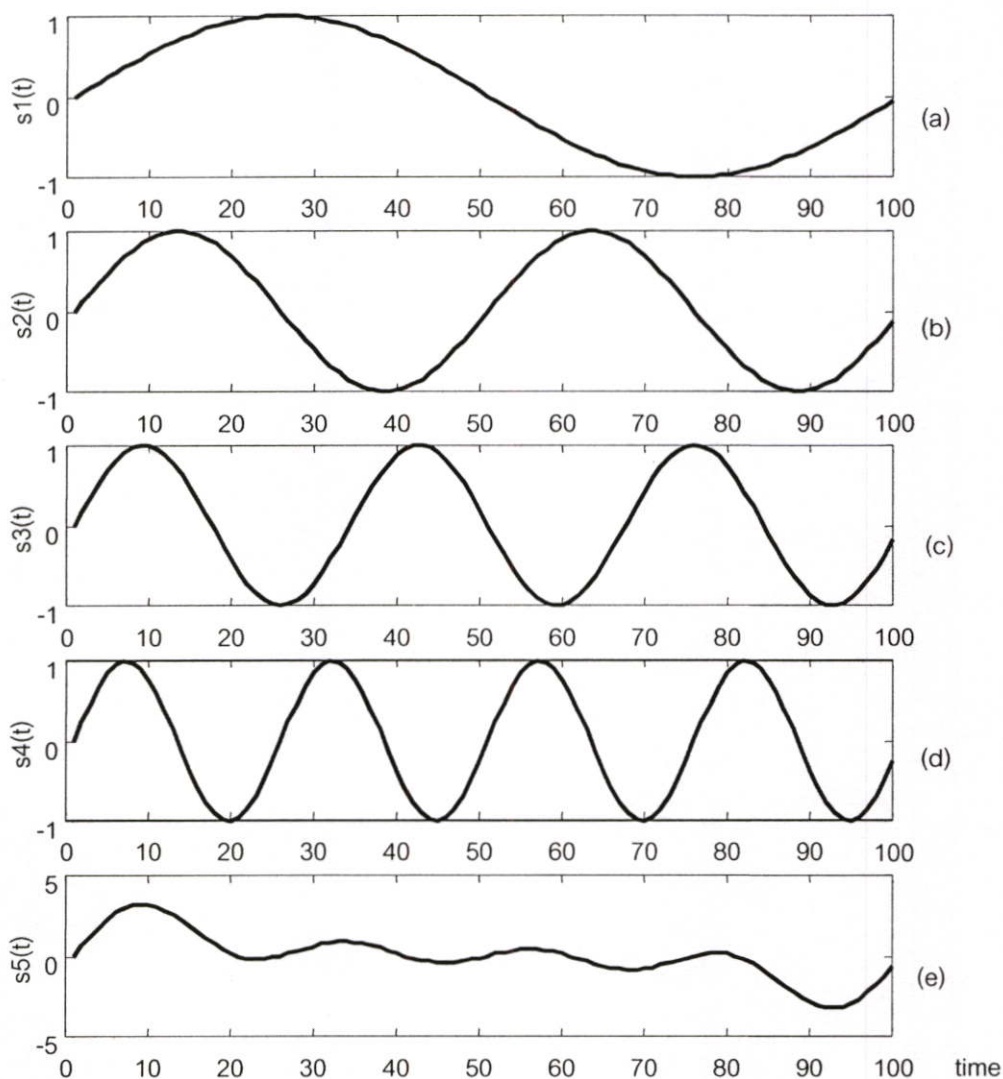
ละสถานีสามารถที่จะส่งสัญญาณที่ทำการมอดูเลทแตกต่างกันได้ เช่น สถานีที่หนึ่งมอดูเลทแบบ เอฟเอ็ม สถานีที่สองอาจจะมอดูเลทแบบเอฟเอสเคก็ได้ สำหรับการมัลติเพล็กซ์แบบ โอเอฟดีเอ็ม นั้นคลื่นพาห่อย่อยๆ ทั้งหมดจะต้องซิงโครไนซ์กันซึ่งเป็นการข้จ้กักที่จะต้องทำการมอดูเลทแบบ ดิจิตอล ระบบโอเอฟดีเอ็มจะส่งสัญญาณเป็นสัญลักษณ์ ซึ่งสามารถส่งสัญญาณจำนวนมากที่มีความเร็วต่ำแบบขนานกันไป ในการส่งคลื่นพาห่อย่อยๆ นี้จะต้องทำการซิงโครไนซ์ทั้งเวลาและความถี่ และจะต้องรักษาคุณสมบัติของการออโธโกนอลเพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนซึ่งกันและกันระหว่างคลื่นพาห่อย่อยๆ การสร้างคลื่นพาห่อย่อยๆ ให้มีคุณสมบัติของการออโธโกนอล (Orthogonality) นั้นสามารถทำได้หลายวิธีและทำไมจึงไม่มีการรบกวนกันระหว่างคลื่นพาห่อย่อย

2.2.1 คุณสมบัติของการออโธโกนอล

สัญญาณจะออโธโกนอลกันถ้ามีความเป็นอิสระร่วมกัน (Mutually independent) ของแต่ละสัญญาณ คุณสมบัติของการออโธโกนอลจะทำให้สามารถที่จะทำการส่งสัญญาณหลายๆ สัญญาณรวมกันไปในช่องสัญญาณสื่อสารเดียวกันและสามารถที่จะกู้สัญญาณกลับมาได้โดยไม่มี การแทรกสอด (Interference) ซึ่งกันและกัน ปกติแล้วส่วนมากการมัลติเพล็กซ์รูปแบบต่างๆ นั้น จะมีคุณสมบัติของการออโธโกนอลโดยธรรมชาติ ตัวอย่างเช่นการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา (TDM: Time Division Multiplexing) ซึ่งสามารถที่จะส่งสัญญาณข่าวสารหลายๆ สัญญาณไปใน ช่องการสื่อสารเดียวกันโดยอาศัยการส่งคนละช่วงเวลา (Time slot) คือในระหว่างที่ส่งสัญญาณ ข่าวสารสัญญาณใดสัญญาณหนึ่งนั้นจะไม่มี การส่งสัญญาณข่าวสารสัญญาณอื่นๆ ส่วนสัญญาณ ข่าวสารอื่นๆ นั้นจะถูกส่งที่ช่วงเวลาถัดไป ดังนั้นจึงทำให้ไม่เกิดแทรกสอดระหว่างสัญญาณ ข่าวสารที่ส่ง เพราะระบบการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลานั้นมีลักษณะของการออโธโกนอล ในส่วนการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (FDM: Frequency Division Multiplexing) นั้น สัญญาณข่าวสารแต่ละสัญญาณนั้นจะออโธโกนอลกัน โดยไม่เกิดการแทรกสอดซึ่งกันและกัน โดยการส่งที่คลื่นพาห้คนละความถี่และแถบความถี่ที่ห่างกันเพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนกันระหว่าง สัญญาณที่ใช้คลื่นพาห้ที่มีความถี่ใกล้กัน ถึงแม้ว่าวิธีการเหล่านี้จะมีความเป็นออโธโกนอลใน ส่วนของระบบ โอเอฟดีเอ็มจะเป็นรูปการแบบการมัลติเพล็กซ์ของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วง ความถี่ โดยที่คลื่นย่อยๆ ของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มนั้นจะมีสเปคตรัมที่ซ้อนทับกัน ซึ่งมีความ เป็นได้ในทางทฤษฎีถ้าสามารถที่จะรักษาคุณสมบัติของการออโธโกนอลระหว่างคลื่นพาห้ย่อย เหล่านั้นได้

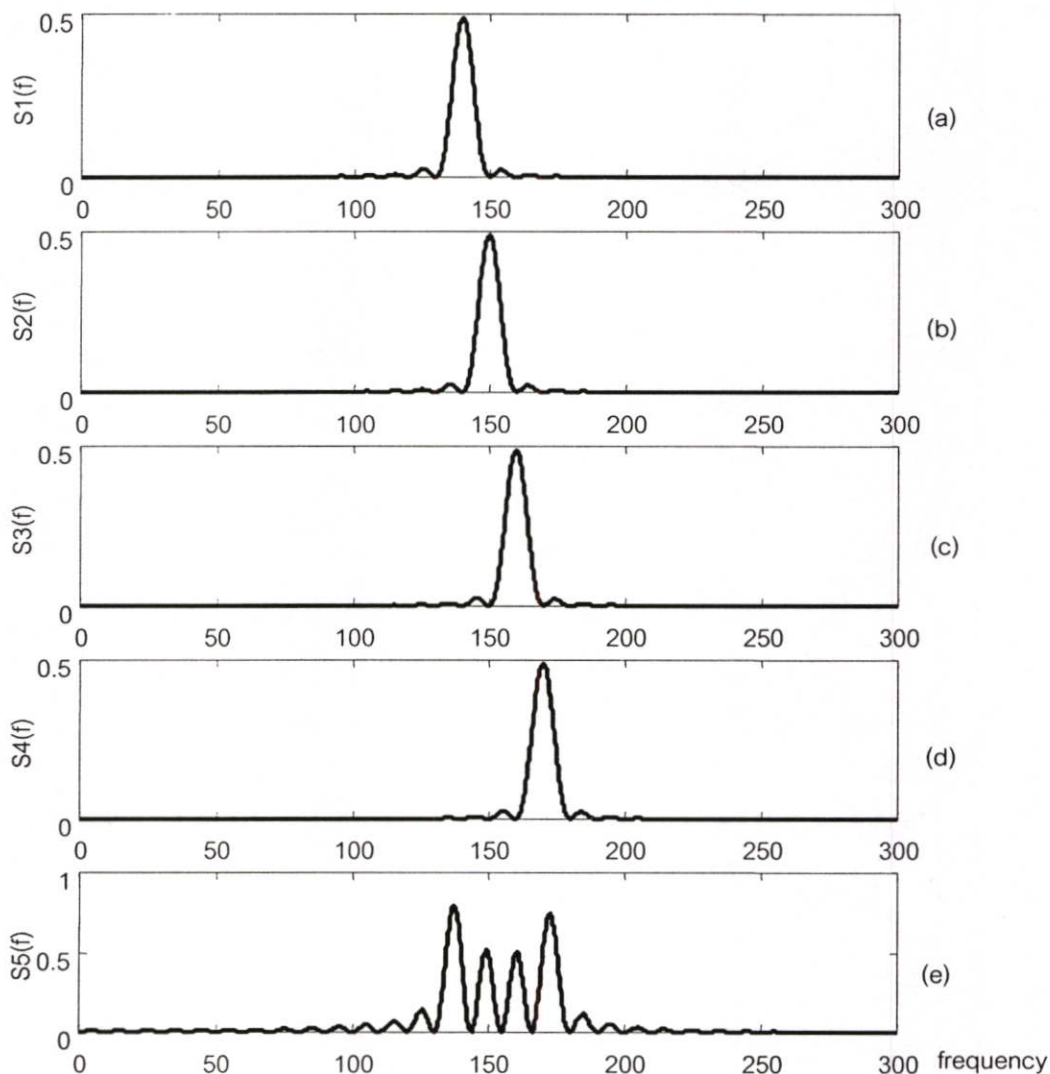
การมัลติเพล็กซ์แบบ โอเอฟดีเอ็มนั้นจะมีคุณสมบัติของการออโธโกนอลในแกนความถี่ โดยสามารถที่จะส่งสัญญาณข่าวสารไปในคลื่นพาห้ย่อยที่ต่างกัน โดยไม่เกิดการรบกวนกัน สัญญาณ โอเอฟดีเอ็มสามารถสร้างจากผลรวมของสัญญาณไซน์ซอซอิด (Sinusoid signal) หลายๆ สัญญาณ ซึ่งแต่ละสัญญาณก็คือคลื่นพาห้ย่อยแต่ละตัวนั่นเอง ความถี่เบสแบนด์ (Baseband frequency) ของแต่ละคลื่นพาห้ย่อยจะกำหนดให้เป็นจำนวนเต็มของส่วนกลับของช่วงเวลาของ สัญลักษณ์หนึ่งสัญลักษณ์ (Symbol time) โดยผลที่ได้จะทำให้แต่ละคลื่นพาห้ย่อยนั้นมีจำนวน

ของไซเคิล (Cycle) เป็นจำนวนเต็มในหนึ่งสัญญาณและผลที่ตามมาจะทำให้แต่ละคลื่นพหุย่อยๆ นั้นจะอโรโกนอลกัน ในรูปที่ 2.5 แสดงรูปแบบของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่มีคลื่นพหุย่อยจำนวน 4 คลื่นพหุ



รูปที่ 2.5 แสดงโครงสร้างของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแกนเวลา

รูปที่ 2.5(a), (b), (c) และ (d) แสดงคลื่นพหุย่อยแต่ละสัญญาณซึ่งประกอบด้วยลูกคลื่นจำนวน 1, 2, 3 และ 4 ลูกคลื่น ในช่วงเวลาหนึ่งสัญญาณตามลำดับ โดยที่คลื่นพหุย่อยแต่ละสัญญาณนั้นจะมีเฟสเป็นศูนย์ และจะสังเกตได้ว่าแต่ละคลื่นพหุย่อยจะมีจำนวนลูกคลื่นเป็นจำนวนเต็มในช่วงเวลาของหนึ่งสัญญาณ ในส่วนของรูปที่ 2.5(e) เป็นสัญญาณเมื่อทำการรวมคลื่นพหุย่อยทั้ง 4 สัญญาณเข้าด้วยกัน



รูปที่ 2.6 แสดงสัญญาณในแกนความถี่ของคลื่นพหุข้อย่อยแต่ละสัญญาณ

รูปที่ 2.6(a), (b), (c) และ (d) จะแสดงสัญญาณในแกนความถี่ของคลื่นพหุข้อย่อยแต่ละสัญญาณในรูปที่ 2.5(a), (b), (c) และ (d) ตามลำดับ และในรูปที่ 2.6(e) นั้นจะแสดงสัญญาณเมื่อทำการรวมคลื่นพหุข้อย่อยทั้ง 4 สัญญาณเข้าด้วยกันในแกนความถี่

เซตของฟังก์ชันแต่ละฟังก์ชันนั้นจะออร์โธโกนอลกันก็ต่อเมื่อมีสถานะที่เข้ากับสถานะในสมการที่ (2.1) ถ้าฟังก์ชันใดๆ 2 ฟังก์ชันที่แตกต่างกันเมื่อนำมาคูณกันแล้วทำการอินทิเกรตในช่วงเวลาของหนึ่งสัญญาณ ผลที่ได้จะมีค่าเป็นศูนย์ซึ่งแสดงว่า 2 ฟังก์ชันนั้นออร์โธโกนอลกันและอีกทางหนึ่งเมื่อเรามองเครื่องรับสัญญาณที่แมตช์กับฟังก์ชันใดฟังก์ชันหนึ่ง เครื่องรับก็จะรับได้เฉพาะฟังก์ชันนั้น ส่วนฟังก์ชันอื่นเมื่อทำการอินทิเกรตแล้วจะได้ผลลัพธ์เป็นศูนย์

$$\int_0^T S_i(t)S_j(t)dt = \begin{cases} C & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (2.1)$$

สมการที่ (2.2) แสดงเซตของสัญญาณไซน์ซออยด์ (sinusoid signal) ที่ออร์โธโกนอลกัน ซึ่งแสดงให้เห็นถึงคลื่นพหุคูณของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มที่ยังไม่ได้มีการมอดูเลต

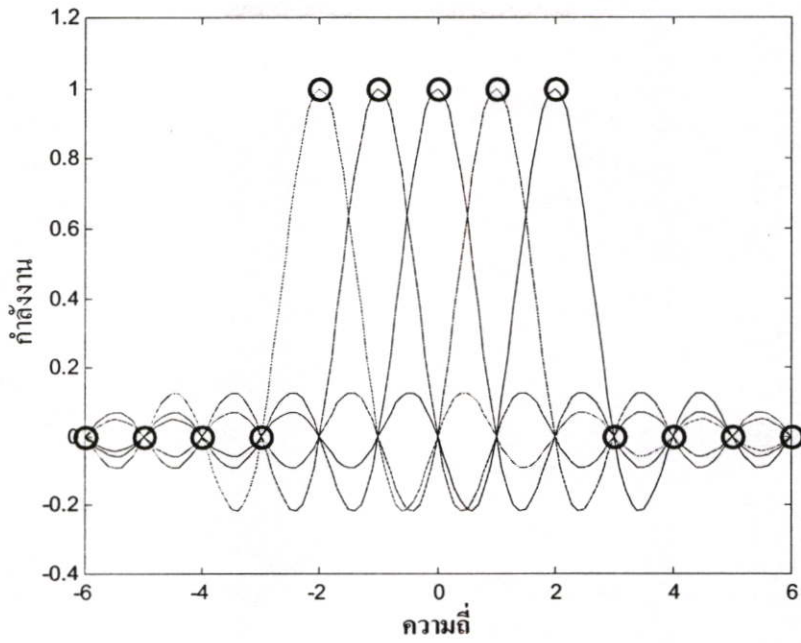
$$S_k(t) = \begin{cases} \sin(2\pi k f_0 t) & 0 < t < T \quad k = 1, 2, \dots, M \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.2)$$

เมื่อ	f_0	คือ ระยะห่างระหว่างคลื่นพหุคูณ
	M	คือ จำนวนของคลื่นพหุคูณ
	T	คือ ช่วงเวลาของสัญญาณหนึ่งสัญญาณ

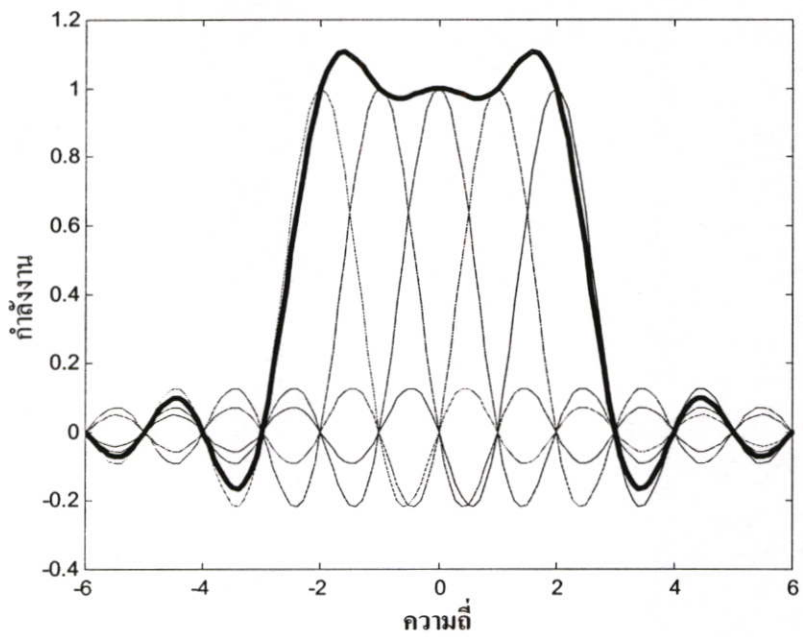
จากสมการที่ (2.2) จะเห็นได้ว่าความถี่สูงสุดของคลื่นพหุคูณนั้นจะมีค่าเท่ากับ Mf_0 และความกว้างของแถบความถี่ที่ใช้ในการส่งผ่านจะมีค่าเท่ากับ Mf_0 เช่นกัน

2.2.2 คุณสมบัติของการออร์โธโกนอลในแกนความถี่

ทางหนึ่งที่สามารถเห็นคุณสมบัติของการออร์โธโกนอลของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มก็คือ การมองที่สเปกตรัมของสัญญาณในแกนความถี่นั้น แต่ละคลื่นพหุคูณของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มจะมีการตอบสนองความถี่ของสัญญาณลักษณะเป็นสัญญาณซิงก์ (Sinc signal) แสดงในรูปที่ 2.7(ก) รูปร่างของสัญญาณซิงก์ (Sinc signal) จะมีโลบหลัก (Main lobe) ที่แคบและมีโลบด้านข้าง (Side lobe) จำนวนมากที่มีขนาดลดลงอย่างช้าๆ จากจุดกึ่งกลางของสัญญาณ แต่ละคลื่นพหุคูณจะมีจุดยอดที่กึ่งกลางความถี่ และมีจุดที่สัญญาณเป็นศูนย์ (Null) ทุกๆ จุดที่เป็นช่องว่างของความถี่ซึ่งเท่ากับระยะห่างระหว่างคลื่นพหุคูณ เมื่อสัญญาณแต่ละสัญญาณออร์โธโกนอลกันผลที่ได้ก็คือจุดยอดของสัญญาณจะมีตำแหน่งตรงกับจุดที่สัญญาณของคลื่นพหุคูณอื่นเป็นศูนย์ เมื่อทำการดีเทคสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม โดยใช้กระบวนการ DFT (Discrete Fourier Transform) จะได้สเปกตรัมของสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องดังแสดงในรูป 2.7(ก) โดยแฉกเปิดของสเปกตรัมสัญญาณที่จุด 0 แต่ละจุดในรูปจะตรงพอดีกับจุดยอดของคลื่นพหุคูณถ้ากระบวนการ DFT สามารถที่จะซิงโครไนซ์ (Synchronize) กับสัญญาณที่รับได้ในแกนเวลา ด้วยเหตุนี้แถบความถี่ที่ซ้อนทับกันของแต่ละคลื่นพหุคูณจะไม่มีผลกระทบที่เครื่องรับ เพราะจุดยอดของแต่ละคลื่นพหุคูณนั้นตรงกับจุดที่คลื่นพหุคูณอื่นเป็นศูนย์ ซึ่งเป็นผลมาจากคุณสมบัติของการออร์โธโกนอลกันของแต่ละคลื่นพหุคูณนี้เอง



(ก)



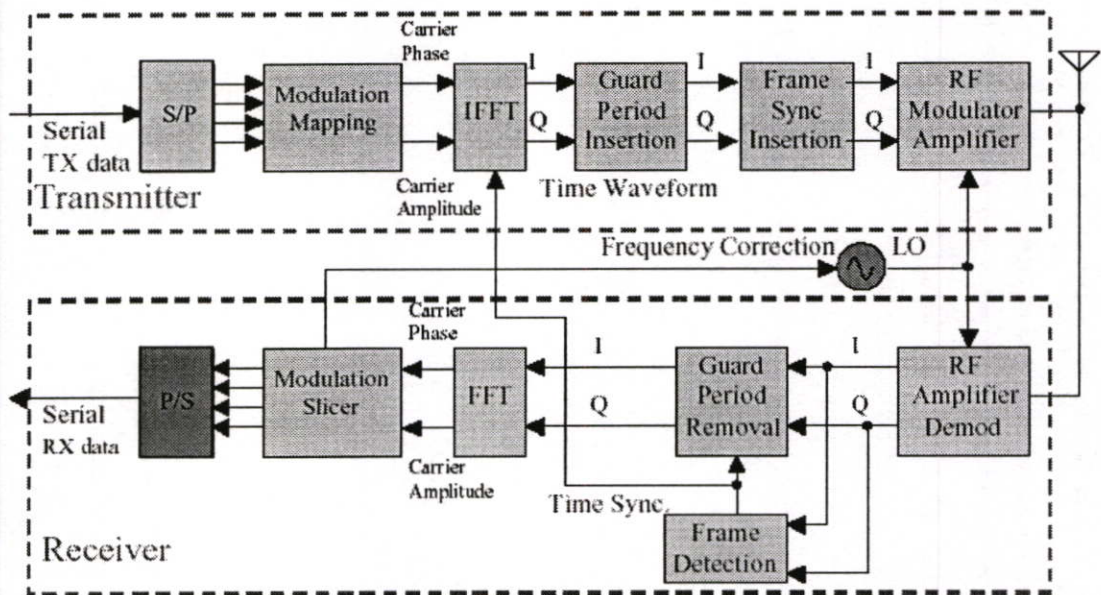
(ข)

รูปที่ 2.7 แสดงการตอบสนองความถี่ของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มในแต่ละคลื่นพาห่อย่อย

ในรูปที่ 2.7(ก) แสดงสเปกตรัมของแต่ละคลื่นพาห่อย่อยและแอมพลิจูดสัญญาณที่เครื่องรับ โอเอฟดีเอ็ม จะเห็นว่าสเปกตรัมของสัญญาณจะมีรูปร่างเป็นสัญญาณซิงก์ (Sinc signal) รูปที่ 2.7(ข) จะแสดงผลรวมของการตอบสนองความถี่ของคลื่นพาห่อย่อยทั้ง 5 สัญญาณ

2.2.3 เครื่องรับส่งโอเอฟดีเอ็ม

สัญญาณโอเอฟดีเอ็ม โดยปกติแล้วจะสร้างเป็นสัญญาณดิจิทัล (Digital signal) เนื่องจากในกรณีของสัญญาณอนาล็อก (Analog signal) เป็นเรื่องที่ยากมากที่จะสร้างเครื่องรับหรือเครื่องส่งที่มีออสซิลเลเตอร์ (Oscillator) จำนวนมากได้เพราะจะต้องใช้ออสซิลเลเตอร์จำนวนเท่ากับจำนวนของคลื่นพาห้อย่อย รูปที่ 2.8 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับส่งโอเอฟดีเอ็ม ในส่วนของเครื่องส่งจะแปลงข้อมูลดิจิทัลไปเป็นคลื่นพาห้ที่มีทั้งขนาดและเฟส จากนั้นก็จะแปลงสัญญาณให้อยู่ในแอมพลิจูด โดยใช้กระบวนการ IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) ซึ่ง IFFT เป็นกระบวนการที่เหมือนกับกระบวนการ IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform) โดยที่ IFFT จะเป็นรูปแบบที่ทำให้สามารถที่จะใช้คอมพิวเตอร์ในการคำนวณได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น หลังจากได้สัญญาณที่อยู่ในแอมพลิจูดแล้วจะทำการแปลงสัญญาณให้มีความถี่สูงขึ้นตามต้องการและเหมาะสมกับช่องสัญญาณที่ใช้ในการส่งผ่านสัญญาณ



รูปที่ 2.8 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับส่งโอเอฟดีเอ็ม

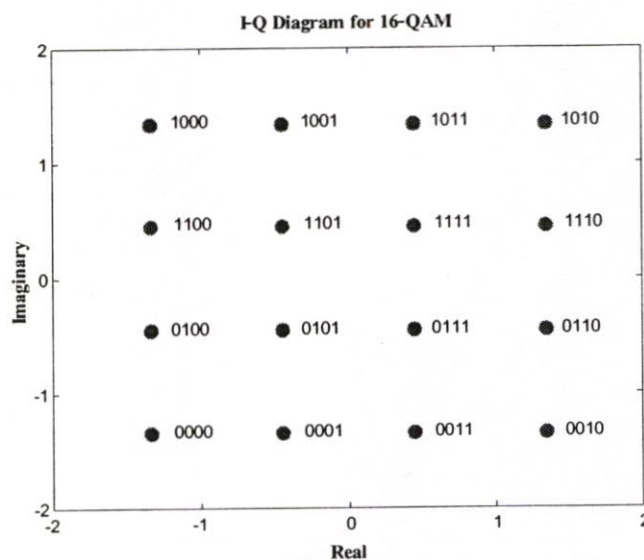
ในส่วนของเครื่องรับจะเป็นกระบวนการที่กลับกันกับทางด้านเครื่องส่ง โดยสัญญาณที่รับเข้ามาจะถูกแปลงให้มีความถี่ต่ำลงอยู่ในช่วงความถี่เบสแบนด์ (Baseband frequency) จากนั้นนำสัญญาณที่ได้ผ่านกระบวนการ FFT (Fast Fourier Transform) จะได้สัญญาณที่อยู่ในแอมพลิจูด (Frequency domain signal) โดยขนาดและเฟสของสัญญาณในแต่ละคลื่นพาห้จะถูกตีเทคกลับออกมาเป็นข้อมูลดิจิทัล

2.2.4 การแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนาน

ข้อมูลที่ส่งโดยปกติจะเป็นข้อมูลแบบอนุกรม ในระบบ โอเอฟดีเอ็มแต่ละสัญลักษณ์นั้น จะสามารถส่งข้อมูลได้ 40 ถึง 400 บิตต่อหนึ่งสัญลักษณ์ ดังนั้นการแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนานนั้นเป็นสิ่งที่จำเป็นมาก เพื่อที่จะแปลงข้อมูลที่เข้ามาแบบอนุกรมไปเป็นข้อมูลแบบขนานสำหรับส่งในแต่ละสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม (OFDM symbol) ขนาดของข้อมูลในแต่ละสัญลักษณ์จะขึ้นอยู่กับรูปแบบการมอดูเลต และจำนวนของคลื่นพาห่อย่อย ตัวอย่างเช่นแต่ละคลื่นพาห่อย่อยใช้การมอดูเลตแบบ 16-QAM (16-Quadrature Amplitude Modulation) ซึ่งแต่ละสัญลักษณ์จะส่งข้อมูลได้ทีละ 4 บิต และถ้าส่งด้วยคลื่นพาห่อย่อยจำนวน 100 คลื่นพาห่ จำนวนบิตข้อมูลที่สามารถส่งได้ในแต่ละสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม (OFDM symbol) จะเท่ากับ 400 บิตต่อสัญลักษณ์ เป็นต้น ในส่วนของทางด้านเครื่องรับเมื่อทำการดีมอดูเลตสัญญาณแล้วก็จะต้องแปลงข้อมูลจากขนานมาเป็นข้อมูลแบบอนุกรมเช่นเดียวกัน

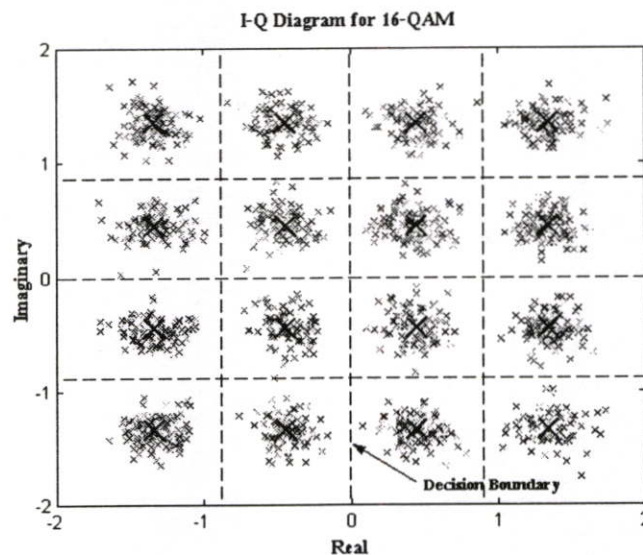
2.2.5 การมอดูเลตคลื่นพาห่อย่อย

ในแต่ละคลื่นพาห่อย่อยที่ใช้ในการส่งข้อมูลจะใช้การมอดูเลตในแต่ละคลื่นพาห่อย่อยเป็นแบบขนาดและเฟส ซึ่งสามารถแสดงได้เป็นเวกเตอร์ I-Q ในรูปที่ 2.9 แสดงตัวอย่างของการมอดูเลตคลื่นพาห่แบบ 16-QAM ซึ่งแต่ละสัญลักษณ์ของการมอดูเลตแบบ 16-QAM นั้นจะสามารถส่งข้อมูลได้ 4 บิต และมีจำนวนสัญลักษณ์ 16 สัญลักษณ์ ซึ่งแต่ละสัญลักษณ์ก็จะแทนด้วยเวกเตอร์ I-Q ที่ไม่ซ้ำกัน ในการมอดูเลตของคลื่นพาห่อย่อยนั้นสามารถที่จะใช้รูปแบบการมอดูเลตได้หลายรูปแบบ เช่น BPSK, QPSK, หรือ M-QAM เป็นต้น ซึ่งการมอดูเลตแต่ละวิธีจะมีความสามารถในการส่งข้อมูลต่อสัญลักษณ์ที่แตกต่างกันออกไป



รูปที่ 2.9 ตัวอย่างการมอดูเลตคลื่นพาห่อย่อยแบบ 16-QAM

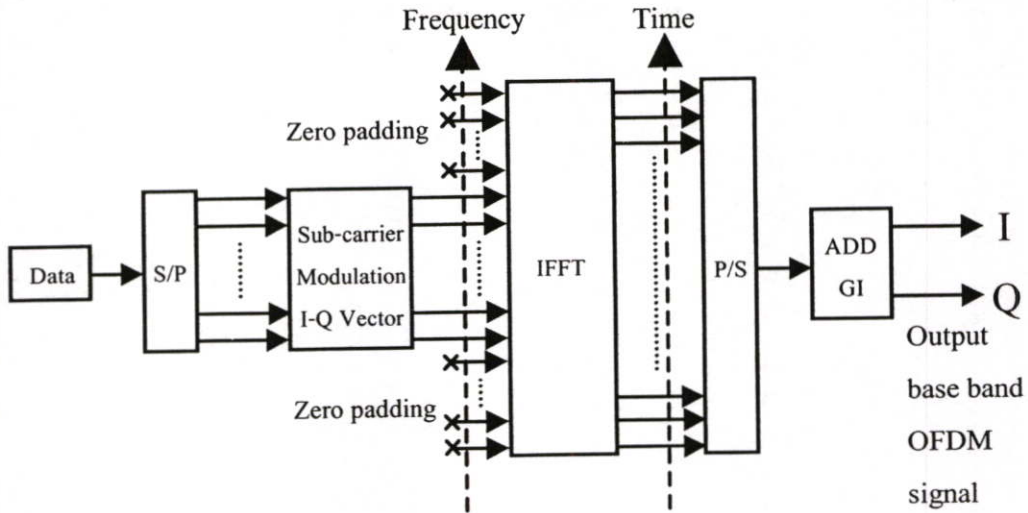
ในด้านเครื่องรับเมื่อรับสัญญาณได้ก็จะทำการตีเทคข้อมูลจะได้ตำแหน่งของเวกเตอร์ I-Q ที่แตกต่างกันออกไป ในระหว่างการส่งผ่านสัญญาณไปในสภาพแวดล้อมที่มีสัญญาณรบกวน และเกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณ จะทำให้ตำแหน่งของเวกเตอร์ I-Q เกิดการแปลงเปลี่ยนแปลงแสดงในรูปที่ 2.10 จากรูปจะแสดงสัญญาณ 16-QAM ที่ C/N เท่ากับ 18 dB สังเกตว่าตำแหน่งของเวกเตอร์ I-Q จะมีการกระจายที่เป็นผลมาจากสัญญาณรบกวนและสภาพแวดล้อมซึ่งทำให้เกิดความผิดพลาดในการตีเทคข้อมูล



รูปที่ 2.10 สัญญาณ 16-QAM เมื่อเกิดมีสัญญาณรบกวนเข้ามา

2.2.6 การแปลงสัญญาณในแกนความถี่ให้อยู่ในแกนเวลา

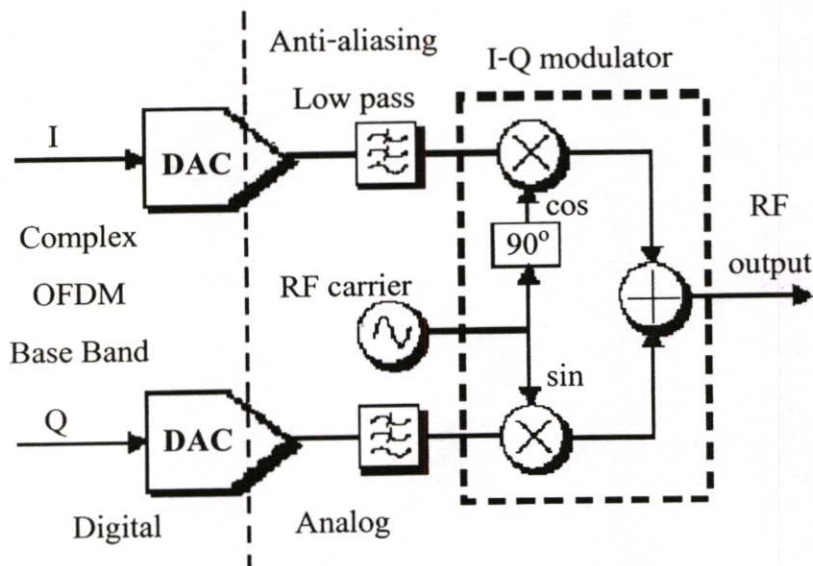
หลังจากที่ทำการมอดูเลตคลื่นพาห่อย่อยโดยกำหนดขนาดและเฟสของคลื่นพาห่อย่อยตามข้อมูลที่ส่ง โดยที่คลื่นพาห่อย่อยทั้งหมดที่ไม่ได้ทำการมอดูเลตจะถูกกำหนดให้เป็นศูนย์ จากนั้นจะทำการแปลงสัญญาณให้อยู่ในแกนเวลาโดยกระบวนการ IFFT เพื่อที่จะใช้ในการส่งสัญญาณ รูปที่ 2.11 แสดงส่วนของกระบวนการ IFFT ของเครื่องส่งโอเอฟดีเอ็มในแกนความถี่ สัญญาณก่อนที่ผ่านกระบวนการ IFFT แต่ละแชนเนลของ IFFT จะต้องมีค่าตรงกันกับสัญญาณของคลื่นพาห่อย่อย โดยมากคลื่นพาห่อย่อยจะมอดูเลตด้วยข้อมูล ส่วนคลื่นพาห่อย่อยด้านข้างจะไม่มีมอดูเลตและถูกกำหนดขนาดให้เป็นศูนย์ คลื่นพาห่อย่อยที่ถูกกำหนดขนาดเป็นศูนย์นี้จะใช้เป็นแถบความถี่ป้องกัน (Frequency guard band) เพื่อป้องกันการรบกวนจากแถบความถี่ข้างเคียง และการเกิดเอเลียสซิง (Aliasing) ของสัญญาณ



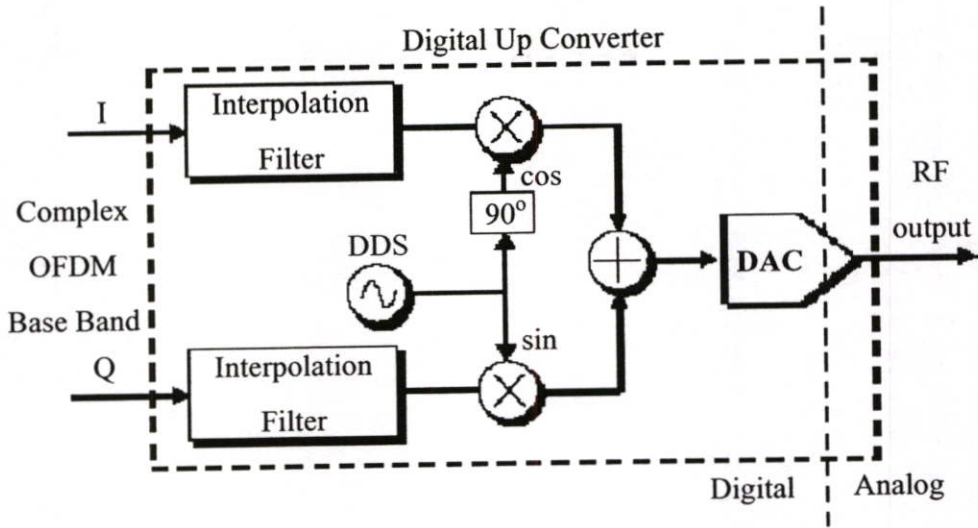
รูปที่ 2.11 บล็อกไดอะแกรมในส่วนของการคำนวณ IFFT

2.2.7 การมอดูเลตสัญญาณอาร์เอฟ

สัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ได้นั้นจะอยู่รูปของสัญญาณเบสแบนด์ (Baseband signal) ในการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณวิทยุนั้นเราจะต้องทำการผสมความถี่ให้สูงขึ้นเพื่อที่จะทำให้สามารถส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณไปได้ โดยสามารถใช้เทคนิคแบบอนาล็อกดังแสดงในรูปที่ 2.12 หรือเทคนิคการแปลงความถี่ให้สูงขึ้นแบบดิจิทัลดังแสดงในรูปที่ 2.13 ซึ่งทั้งสองวิธีจะให้ผลการทำงานที่คล้ายกัน แต่อย่างไรก็ตามสมรรถนะของการมอดูเลตแบบดิจิทัลนั้นจะมีความแม่นยำมากกว่าแบบอนาล็อก



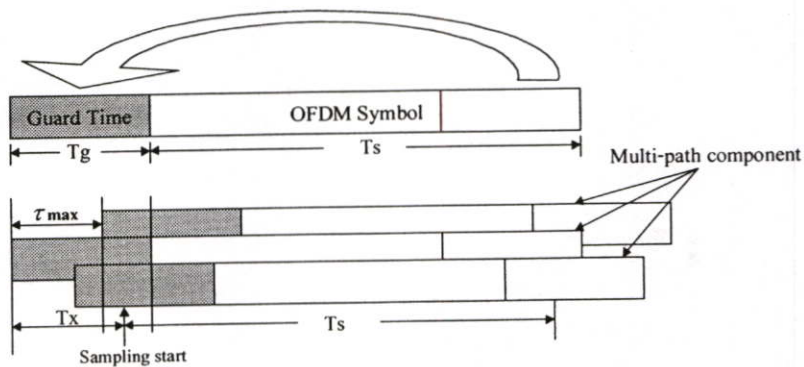
รูปที่ 2.12 การมอดูเลตสัญญาณอาร์เอฟแบบอนาล็อก



รูปที่ 2.13 การมอดูเลตสัญญาณอาร์เอฟแบบดิจิทัล (DDS: Direct Digital Synthesis)

2.2.8 ช่วงเวลาป้องกัน (Guard Time)

ช่วงเวลาป้องกัน (Guard time) เป็นสิ่งที่สำคัญมากในการต่อต้านการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbol Interference) และการแทรกสอดระหว่างช่องสัญญาณ (Inter-Channel Interference) ที่มีสาเหตุมาจากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาทเฟดดิ้ง (Multi-path fading channel) โดยการคัดลอกสัญญาณส่วนท้ายของแต่ละสัญลักษณ์มาวางไว้ที่ส่วนหน้าของสัญลักษณ์เพื่อเป็นช่วงเวลาป้องกัน (Guard time) โดยที่ช่วงเวลาป้องกันนี้จะต้องมีค่ามากกว่าค่าสูงสุดของดีเลย์สเปิร์ดของช่องสัญญาณแบบมัลติพาท (Multi-path delay spread) ดังแสดงในรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 การสร้างช่วงเวลาป้องกัน (Guard time)

จากรูปที่ 2.14 ค่า τ_{max} คือค่าเวลาสูงสุดของดีเลย์สเปิร์ดของช่องสัญญาณมัลติพาท (Multi-path delay spread), T_s คือช่วงเวลาของสัญลักษณ์ (Symbol duration), T_g คือค่าของช่วงเวลาป้องกัน (Guard time) และ T_x คือเวลาเริ่มต้นของการสุ่ม (Sampling start) โดยที่ค่าของ T_x จะต้องมีค่าอยู่ในช่วง $\tau_{max} < T_x < T_g$

2.2.9 การซิงโครไนซ์ (Synchronization)

การซิงโครไนซ์ (Synchronization) นั้นเป็นอุปสรรคที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งของระบบโอเอฟดีเอ็มที่ทำให้เครื่องรับสามารถรับข้อมูลได้อย่างถูกต้อง โดยที่การซิงโครไนซ์จะประกอบด้วย 3 ส่วนที่สำคัญคือ

1. การตรวจจับเฟรม (Frame detection)
2. การประมาณค่าความถี่ออฟเซตของคลื่นพาห์และการแก้ไขให้ถูกต้อง (Carrier frequency offset and correction)
3. การแก้ไขความผิดพลาดของการสุ่ม (Sampling error correction)

การตรวจจับเฟรม (Frame detection) ใช้สำหรับการหาจุดเชื่อมต่อของสัญญาณแต่ละสัญลักษณ์เพื่อทำให้สามารถที่จะทำการสุ่มค่าของแต่ละสัญลักษณ์ได้อย่างถูกต้อง

เนื่องจากความแตกต่างของความถี่คลื่นพาห์ของเครื่องส่งและเครื่องรับทำให้การสุ่มสัญญาณแต่ละครั้งที่เวลา t จะประกอบด้วยค่าเฟคเตอร์ของเฟส (Phase factor) ที่ไม่รู้ค่าหนึ่ง โดยสามารถเขียนได้เป็น $e^{j2\pi\Delta f_c t}$ โดยที่ Δf_c คือค่าของความถี่ออฟเซตของคลื่นพาห์ (Carrier frequency offset) ที่ไม่รู้ค่า ฉะนั้นค่าของเฟคเตอร์ที่ไม่รู้ค่านี้จะต้องทำการประมาณค่าและชดเชยสำหรับในการสุ่มแต่ละครั้งก่อนที่จะนำสัญญาณที่ได้จากการสุ่มไปผ่านกระบวนการ FFT ไม่อย่างนั้นจะทำให้สัญญาณสูญเสียคุณสมบัติของการออร์โธโกนอล (Orthogonality) ระหว่างช่องสัญญาณย่อยๆ

2.2.10 การประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ

สำหรับการสื่อสารในรูปแบบของเบิร์สต์เฟรม (Burst frame) จะมีการใส่สัญลักษณ์ปริเอมเบิล (Preamble symbol) ไว้ที่จุดเริ่มต้นของทุกๆ เบิร์สต์เฟรม เมื่อกำหนดให้ช่องสัญญาณไม่มีการเปลี่ยนแปลงในช่วงเวลา 1 เบิร์สต์เฟรม และทางด้านเครื่องรับรู้ข้อมูลที่ส่งในสัญลักษณ์ปริเอมเบิล ดังนั้นทำให้สามารถที่จะทำการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณได้โดยกำหนดให้สัญญาณที่รับได้เมื่อผ่านกระบวนการ FFT สามารถเขียนได้ตามสมการที่ (2.3)

$$Y(k) = H(k)a(k) + N(k) \quad (2.3)$$

- โดยที่
- k คือจำนวนช่องสัญญาณย่อย
 - $Y(k)$ คือสัญญาณที่รับได้
 - $H(k)$ คือค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ
 - $a(k)$ คือสัญญาณข้อมูลที่อยู่ในสัญลักษณ์ปริเอมเบิล (Preamble symbol)
 - $N(k)$ คือสัญญาณรบกวน

เมื่อเครื่องรับรู้ค่าของ $a(k)$ ดังนั้นจะสามารถทำการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ (Channel Frequency Response) ได้อย่างง่ายตามสมการที่ (2.4)

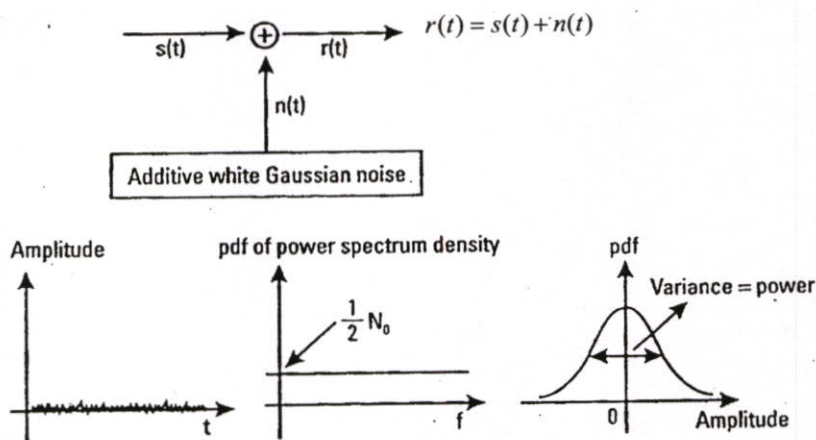
$$\hat{H}(k) = \frac{Y(k)}{a(k)} \quad (2.4)$$

จากสมการที่ (2.4) เมื่อ $\hat{H}(k)$ คือการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณค่า ในกรณีที่ปราศจากสัญญาณรบกวนนั้นจะสามารถที่จะทำการประมาณค่าได้อย่างถูกต้อง แต่ในกรณีที่มีสัญญาณรบกวนเข้ามาด้วยนั้นก็จะทำให้การประมาณค่าผิดพลาดได้

2.3 สัญญาณรบกวนแบบขาววอก

จากรูปที่ 2.15 สัญญาณรบกวนในระบบการสื่อสารนั้นส่วนมากจะจำลองให้เป็นสัญญาณรบกวนแบบขาววอก (AWGN: Additive White Gaussian Noise) ซึ่งจะมีความหนาแน่นของสเปกตรัมเป็นแบบยูนิฟอร์ม (Uniform spectrum density) และแอมพลิจูดมีการแจกแจงแบบเกาส์ (Gaussian distribution) โดยปกติแล้วสัญญาณรบกวนทางอุณหภูมิ (Thermal noise) และสัญญาณรบกวนทางไฟฟ้า (Electrical noise) ที่เกิดจากการขยายสัญญาณนั้นจะมีคุณสมบัติของ White Gaussian Noise ซึ่งจากคุณสมบัติดังกล่าวสามารถจำลองให้เป็นสัญญาณรบกวนแบบ AWGN ได้ ซึ่งฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (Probability density function) ของสัญญาณรบกวนแบบ AWGN สามารถแสดงได้ตามสมการที่ (2.5)

$$\Phi_{nn}(f) = \frac{1}{2} N_0 \quad (2.5)$$



รูปที่ 2.15 คุณสมบัติของสัญญาณรบกวนแบบขาววอก

2.4 วงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น

ในปัจจุบันระบบโอเอฟดีเอ็มได้รับความสนใจเป็นอย่างมากสำหรับการสื่อสารแบบแถบความถี่กว้าง (Broadband) ซึ่งวงจรขยายเป็นส่วนที่จำเป็นสำหรับทางด้านเครื่องส่ง ดังนั้นจึงเป็นไปได้ยากที่จะหาวงจขยายที่มีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้น (Linear) ตลอดย่านความถี่ สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากวงจขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้นนี้จะเกิดสัญญาณรบกวนได้ทั้งขนาดและเฟสของสัญญาณ วงจขยายสามารถแบ่งออกเป็นสองประเภทใหญ่ๆ ด้วยกัน ก็คือวงจขยายที่ทำมาจากสารกึ่งตัวนำ (SSPA: Solid State Power Amplifier) และวงจขยายที่เป็นแบบหลอดสูญญากาศ (TWTA: Traveling Wave Tube Amplifier) วงจขยายทั้งสองแบบนี้สามารถที่จะอธิบายคุณสมบัติของวงจขยายแต่ละตัวที่กล่าวข้างต้นด้วยสมการ อธิบายได้ดังต่อไปนี้

กำหนดจุดการทำงานของวงจขยาย IBO ซึ่งสามารถแสดงดังสมการได้ดังนี้

$$IBO = 10 \log \frac{P_{in}}{P_o} \quad (2.6)$$

เมื่อ P_{in} เป็นพลังงานเฉลี่ยของสัญญาณอินพุทของวงจขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น และ P_o เป็นพลังงานเฉลี่ยของสัญญาณเอาต์พุทของวงจขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น

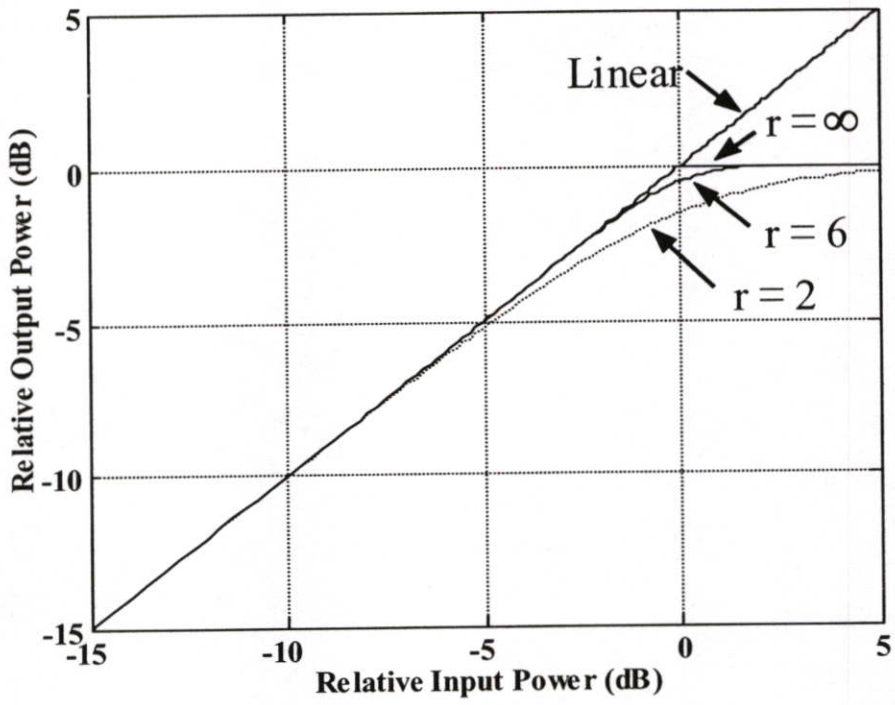
2.4.1 Solid State Power Amplifier (SSPA)

คุณสมบัติของวงจขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้นชนิดสารกึ่งตัวนำ (SSPA) สามารถอธิบายได้ด้วยสมการของเรพพ์ (Rapp) ในสมการที่ 2.5 และ 2.6 ดังจะเห็นได้จากเอกสารอ้างอิง โดยสมการจะแยกออกเป็นอธิบายคุณสมบัติของการเปลี่ยนแปลงทางด้านแอมพลิจูด (Amplitude) และเฟส (Phase) การเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นจากวงจขยายทั้งสองส่วนนี้อธิบายในรูปของการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดของสัญญาณทางด้านเอาต์พุท (Output) ที่เกิดจากแอมพลิจูดของสัญญาณทางด้านอินพุท (Input) หรือใช้ตัวย่อเป็น AM/AM และอธิบายในรูปของการเปลี่ยนแปลงของเฟสของสัญญาณเอาต์พุทที่เกิดจากแอมพลิจูดของสัญญาณทางด้านอินพุท (Input) หรือใช้ตัวย่อเป็น AM/PM จากสมการของเรพพ์สามารถอธิบายการเปลี่ยนแปลงของทั้งแอมพลิจูดและเฟสได้ดังสมการที่ 2.7 และ 2.8 ตามลำดับ

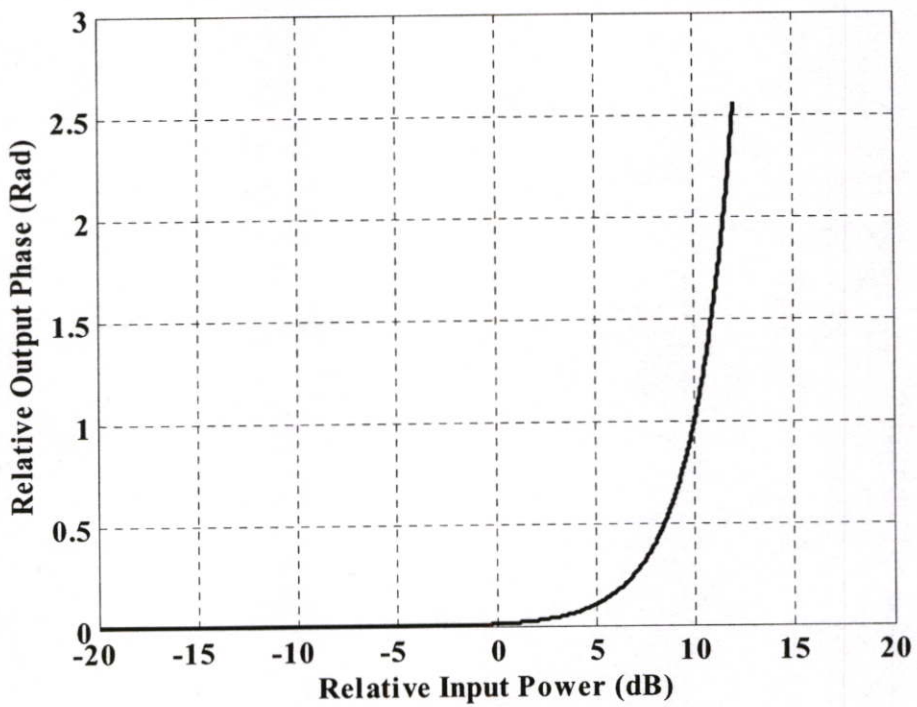
$$F_s(\rho) = \frac{v\rho}{[1 + (\frac{v\rho}{A_0})^{2p}]^{1/2p}} \quad (2.7)$$

$$\Phi_s(\rho) = \alpha_p \left(\frac{v\rho}{A_0} \right)^4 \quad (2.8)$$

เมื่อ ρ เป็นฟังก์ชันของสัญญาณอินพุท A_0 เป็นระดับของสถานะเอาต์พุทและ p เป็นพารามิเตอร์ที่ใช้กำหนดคุณสมบัติของความไม่เป็นเชิงเส้นและ v, α_p เป็นค่าคงที่



(a) AM/AM



(a) AM/PM

รูปที่ 2.16 คุณสมบัติของวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น SSPA

บทที่ 3

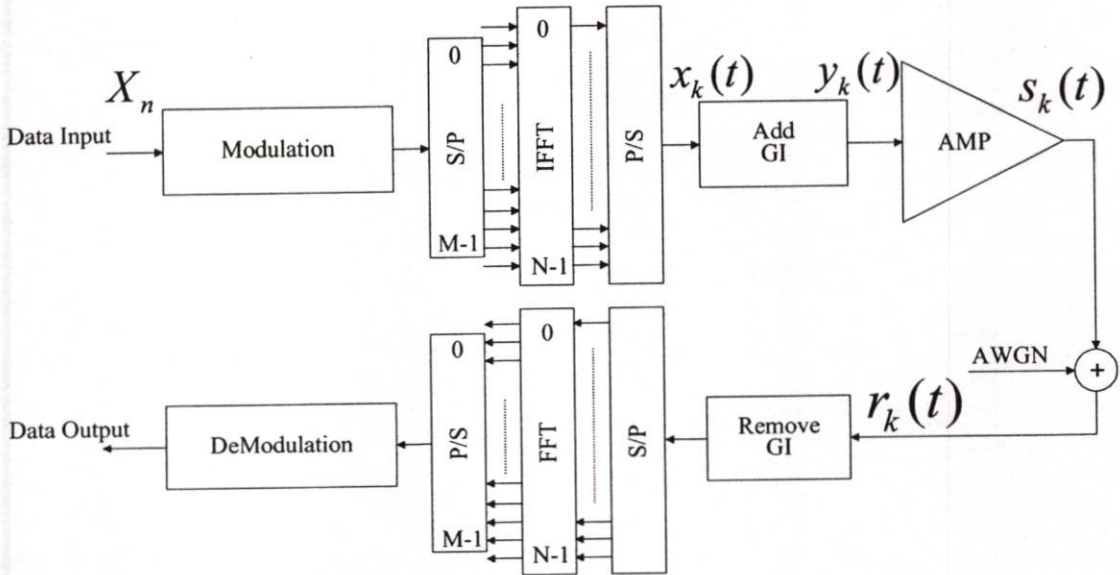
วิธีการลดค่าพีเอพ็อาร์ในสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม

การส่งสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มเป็นระบบการสื่อสารที่มีประสิทธิภาพคงจะเห็นได้จากการระบบสื่อสารต่างๆ ใช้การสื่อสารระบบ โอเอฟดีเอ็ม อย่างไรก็ตามวิธีการสื่อสารด้วยระบบโอเอฟดีเอ็มนี้มีข้อจำกัดคือ สัญญาณ โอเอฟดีเอ็มทางด้านแอมพลิจูดสัญญาณมีการแกว่งมาก (Fluctuation) ซึ่งค่าการแกว่งของสัญญาณนี้สามารถที่จะวัดได้ในรูปของอัตราส่วนระหว่างค่าสูงสุดของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มต่อค่าเฉลี่ยของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มในหนึ่งสัญญาณลักษณะหรือเรียกว่าค่าพีเอพ็อาร์ (PAPR: Peak-to-Average Power Ratio) ซึ่งค่าพีเอพ็อาร์ที่สูงนี้ในทางปฏิบัติแล้วจำเป็นจะต้องกำหนดให้จุดการทำงานของวงจรขยายทำงานในตำแหน่งที่เป็นเชิงเส้น เพื่อไม่ให้เกิดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการตัดยอดของสัญญาณที่บริเวณจุดการทำงานอิมพัลส์ของวงจรขยาย หากแต่วิธีการนี้จะทำให้การใช้งานวงจรขยายเป็นไปอย่างไม่มีประสิทธิภาพ อีกปัญหาหนึ่งที่เกิดกับสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มที่มีค่าพีเอพ็อาร์สูงคือทางด้านเครื่องส่งจำเป็นต้องมีวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก (DAC: Digital-to-Analog Converters) ที่ค่อนข้างราคาแพง เนื่องจากค่าสูงสุดและต่ำสุดของสัญญาณกว้างมากวิธีการแก้ไขก็คือพยายามลดค่าการแกว่งของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม หรืออีกนัยหนึ่งคือลดค่าพีเอพ็อาร์ให้ได้มากที่สุด

ในบทนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดแบบจำลองระบบโอเอฟดีเอ็มแบบทั่วไปโดยไม่มีวิธีการลดค่าพีเอพ็อาร์เปรียบเทียบกับระบบโอเอฟดีเอ็มที่มีวิธีการลดค่าพีเอพ็อาร์ซึ่งวิธีการลดค่าพีเอพ็อาร์ที่ใช้เปรียบเทียบในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้คือ การลดค่าพีเอพ็อาร์โดยวิธีดีเอสไอแบบเดิม และการลดค่าพีเอพ็อาร์วิธีดีเอสไอที่นำเสนอ รายละเอียดของแต่ละวิธีจะอธิบายอย่างละเอียดดังต่อไปนี้

3.1 แบบจำลองของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบทั่วไป

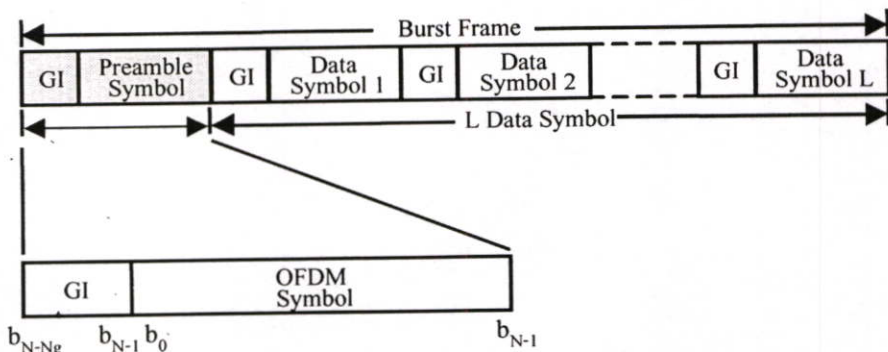
หัวข้อนี้จะแสดงในส่วนของแบบจำลองของระบบโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งประกอบไปด้วยรูปแบบของเบิร์สต์เฟรม (Burst Frame) ที่ใช้ในการส่งสัญญาณแบบเบิร์สต์โหมด (Burst mode) แบบจำลองเครื่องส่งและเครื่องรับ และแบบจำลองช่องสัญญาณที่ใช้ในการจำลองเพื่อหาประสิทธิภาพของระบบแสดงดังรูปที่ 3.1 ซึ่งการทำงานแต่ละบล็อกในระบบสามารถอธิบายเป็นหัวข้อย่อยได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมที่ใช้ในการจำลองระบบของระบบ โอเอฟดีเอ็มแบบทั่วไป

3.1.1 รูปแบบของเบิร์สต์เฟรม (Burst Frame Format)

กำหนดให้รูปแบบของเบิร์สต์เฟรม (Burst Frame) ของระบบ โอเอฟดีเอ็มแบบทั่วไป มีรูปแบบตามรูปที่ 3.2 ซึ่งประกอบไปด้วย สัญลักษณ์ปริมาตร (Preamble Symbol) จำนวน 1 สัญลักษณ์ และสัญลักษณ์ข้อมูลจำนวน L สัญลักษณ์ ที่ส่วนหน้าของแต่ละสัญลักษณ์ จะถูกวางกันด้วย GI (Guard Interval) เพื่อใช้ลดการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbol Interference) อันเนื่องมาจากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาทเฟดดิ้ง โดยค่าเวลาของ GI จะต้องมีค่ามากกว่าค่าสูงสุดของดีเลย์สเปรดของช่องสัญญาณแบบมัลติพาท (Multi-path delay spread) และสัญลักษณ์ปริมาตรจะถูกวางไว้เป็นสัญลักษณ์แรกของทุกๆ เบิร์สต์เฟรม (Burst frame) เพื่อใช้สำหรับการซิงโครไนซ์ (Synchronization) สัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับ และการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ (Channel Frequency Response Estimation) โดยกำหนดให้เครื่องรับรู้ค่าข้อมูลที่ส่งในสัญลักษณ์ปริมาตร (Preamble Symbol)



รูปที่ 3.2 รูปแบบของเบิร์สต์เฟรมบนแกนเวลาของระบบ โอเอฟดีเอ็มแบบทั่วไป

3.1.2 แบบจำลองเครื่องส่ง

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.2 ซึ่งแสดงแบบจำลองของเครื่องรับ และเครื่องส่ง สำหรับระบบโอเอฟดีเอ็ม ในส่วนของเครื่องส่งข้อมูลข่าวสาร ซึ่งอยู่ในรูปของสัญญาณไบนารี (Binary Signal) จะถูกเปลี่ยนจากข้อมูลอนุกรมความเร็วสูง ให้เป็นข้อมูลแบบขนาน (S/P: Serial to Parallel) ที่มีความเร็วต่ำลง และจากสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตสัญญาณแบบ 16QAM หรือ 64QAM (QAM: Quadrature Amplitude Modulated) ซึ่งสัญญาณข้อมูล $A_n(l)$ กำหนดให้เป็นไปตามสมการที่ (3.1)

$$\begin{aligned} X_n &= A_n + jB_n & (3.1) \\ n &= 0, 1, 2, \dots, M-1 \\ l &= 0, 1, 2, \dots, L \end{aligned}$$

เมื่อ A_n คือค่าจริง และ B_n คือค่าจินตภาพของสัญญาณ 16QAM หรือ 64QAM ในแกนเวลาตามลำดับ M คือจำนวนของช่องสัญญาณย่อยๆ และ L คือจำนวนสัญลักษณ์ข้อมูล

เพื่อให้การจำลองการทำงานของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มทางด้านแกนเวลาใกล้เคียงในทางปฏิบัติจำเป็นต้องมีส่วน ที่เรียกว่าซีโร่แพดดิ้ง (Zero Padding) โดยการกำหนดช่องสัญญาณย่อย (Sub-channel) ทั้งสองด้านของแต่ละสัญลักษณ์เท่ากับศูนย์ จำนวนของซีโร่แพดดิ้ง (Zero padding) เท่ากับ $N-M$ สาเหตุที่ต้องเพิ่มซีโร่แพดดิ้งนั้นประการหนึ่งก็คือเพื่อให้สัญญาณสุ่มทางด้านแกนเวลามีความใกล้เคียงกับในทางปฏิบัติ ผลจากการศึกษาพบว่าจำนวนของซีโร่แพดดิ้งที่เพิ่มเข้าไปนั้น จะต้องมากกว่าหรือเท่ากับ 4 เท่าของจำนวนของคลื่นพาห้ข้อมูล ดังจะเห็นได้จากเอกสารอ้างอิง[x] โดยที่สัญญาณข้อมูลแต่ละสัญลักษณ์เมื่อผ่านขบวนการซีโร่แพดดิ้งกำหนดเป็น $X_n(l)$ ซึ่ง n เท่ากับจำนวนจุดของกระบวนการ IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) ดังแสดงตามสมการที่ (3.2)

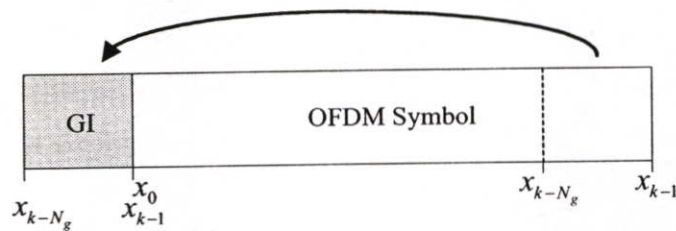
$$X_n = \begin{cases} 0 & ; 0 \leq n \leq ((N-M)/2) - 1 \\ X_n & ; ((N-M)/2) \leq n \leq (N-1) - ((N-M)/2) \\ 0 & ; (N - ((N-M)/2)) \leq n \leq (N-1) \end{cases} \quad (3.2)$$

เมื่อ X_n คือ สัญญาณข้อมูลที่อยู่บนแกนของความถี่ จากนั้นถูกแปลงให้เป็นสัญญาณที่อยู่บนแกนเวลา โดยผ่านกระบวนการ IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) ซึ่งจะได้สัญญาณโอเอฟดีเอ็มคือ $x_k(l)$ ตามสมการที่ (3.3)

$$x_k(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi nk/N} \quad (3.3)$$

เมื่อ N คือ จำนวนจุดในกระบวนการ IFFT หลังจากนั้นสัญญาณจะถูกเปลี่ยนรูปแบบจากขนานเป็นอนุกรม จากนั้นจะทำการใส่ GI (Guard Interval) หรือช่องเวลาป้องกัน (Guard time) ก่อนที่จะทำการส่งสัญญาณ เพื่อป้องกันการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ที่เกิดมาจากการส่งสัญญาณในช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิ้ง ซึ่งช่วงเวลาของ GI นั้นจะต้องมีค่ามากกว่าค่าดีเลย์สเปรดสูงสุด τ_{\max} ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธโดยการใส่ GI แสดงดังรูปที่ (3.4) สัญญาณโอเอฟดีเอ็มเมื่อเพิ่มส่วนช่องเวลาป้องกันแล้ว โดยช่วงเวลาต่อหนึ่งสัญญาณจะเพิ่มขึ้นสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังต่อไปนี้

$$y_{k+N_g}(t) = x_k(t) \quad (3.4)$$



รูปที่ 3.3 วิธีการใส่ช่องเวลาป้องกัน (GI) เพื่อป้องกันการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์

3.1.3 แบบจำลองช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น

สัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่เพิ่มส่วนของช่องเวลาป้องกันเรียบร้อยแล้ว ก็จะถูกส่งต่อไปยังวงจรขยายเพื่อเพิ่มกำลังส่ง ดังจะเห็นได้ดังบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.1 ซึ่งวงจรขยายในทางปฏิบัติแล้วจะมีคุณสมบัติไม่เป็นเชิงเส้นทำให้เกิดสัญญาณรบกวนที่ภาคขยายนี้ สัญญาณเอาต์พุตเมื่อผ่านวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้นสามารถเขียนได้ดังสมการต่อไปนี้

$$s_{k+N_g}(t) = F[|y_{k+N_g}(t)|] e^{j\{\arg(y_{k+N_g})\}} \quad (3.5)$$

เมื่อ $F[]$ เป็นฟังก์ชันของวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น $y_k(t)$ เป็นสัญญาณอินพุตของวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้นและ $s_k(t)$ เป็นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น จากสมการที่ 3.3 สามารถที่จะอธิบายทั้ง วงจรขยายชนิดสารกึ่งตัวนำ (SSPA) และวงจรขยายชนิดหลอดสูญญากาศ (TWTA) สัญญาณเมื่อผ่านวงจรขยายก็ถูกส่งออกสู่ช่องสัญญาณ ต่อไปยังเครื่องรับ สัญญาณรบกวนที่เกิดจากวงจรขยายและเอาต์พุตของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มสามารถอธิบายได้ดังสมการต่อไปนี้

$$s(t) = y(t) + i(t) \quad (3.6)$$

เมื่อ $i(t)$ เป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดจากวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น

3.1.5 แบบจำลองเครื่องรับ

ในวิทยานิพนธ์นี้ ในการจำลองระบบกำหนดให้เป็นการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณเป็นแบบขาววอก (AWGN) ทางด้านเครื่องรับสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม (OFDM Signal) ที่รับได้เมื่อทำการซิงโครไนซ์ (Synchronize) โดยกำหนดให้การซิงโครไนซ์เป็นแบบอุดมคติ และหลังจากนั้น จะทำการแยกเอาช่วงเวลาป้องกัน (GI) ออกและทำการแปลงสัญญาณจากอนุกรมให้เป็นสัญญาณแบบขนาน ซึ่งสัญญาณที่รับได้ $r_k(t)$ นี้แสดงได้ตามสมการที่ (3.7)

$$r_k(t) = s_k(t) + i_k(t) + n_k(t) \quad (3.7)$$

- เมื่อ $r_k(t)$ คือสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับ
 $s_k(t)$ คือสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม ที่ส่งมาจากเครื่องส่ง
 $i_k(t)$ คืออินเตอร์มอดูเลชันนอยส์ (Intermodulation Noise)
 $n_k(t)$ คือสัญญาณรบกวนแบบขาววอก (AWGN)

เมื่อนำสัญญาณ $s_k(t)$ ไปผ่านกระบวนการ FFT (Fast Fourier Transform) สัญญาณที่ได้หลังผ่านกระบวนการ FFT จะเป็นสัญญาณ R_n ซึ่งเป็นสัญญาณที่อยู่บนแกนความถี่ ซึ่งแสดงได้ตามสมการที่ (3.8)

$$\begin{aligned} R_n &= \sum_{k=0}^{N-1} r_k(t) e^{-j2\pi nk/N} \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} s_k(t) e^{-j2\pi nk/N} + \sum_{k=0}^{N-1} i_k(t) e^{-j2\pi nk/N} + \sum_{k=0}^{N-1} n_k(t) e^{-j2\pi nk/N} \\ &= X_n + I_n + N_n \end{aligned} \quad (3.8)$$

เนื่องจากทางด้านเครื่องส่งได้ทำกระบวนการซีโร่แพดดิ้ง (Zero padding) โดยการวางศูนย์เข้าที่ด้านข้างของสัญญาณในแต่ละสัญลักษณ์ ดังนั้นที่ทางด้านเครื่องรับจะต้องทำการตัดเอาศูนย์ที่วางไว้ด้านข้างออก ซึ่งจะได้สัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม ที่อยู่ในแกนเวลาจากเดิมที่ $n=0 \leq n \leq N-1$ จะเปลี่ยนเป็น $n=0 \leq n \leq M-1$ ดังแสดงไว้ในบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.1 ส่วนสัญญาณโอเอฟดีเอ็มทางด้านเครื่องรับแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$R_n = X_n + I_n + N_n \quad (3.9)$$

จากสมการที่ (3.9) จะสังเกตเห็นได้ว่าสมรรถนะของระบบจะลดลงได้จากสัญญาณรบกวน ซึ่งประกอบด้วยสัญญาณรบกวนแบบบวกรวม และสัญญาณรบกวนที่เกิดจากวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น สัญญาณรบกวนที่เกิดจากสัญญาณรบกวนแบบบวกรวมนี้ไม่สามารถทำให้ลดลงได้ ดังนั้นการที่ทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้นได้นั้น จำเป็นจะต้องลดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้นนี้ ให้เหลือน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ วิธีการลดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากวงจรขยาย ที่ไม่เป็นเชิงเส้นได้มีอยู่หลากหลายวิธี แต่วิธีหนึ่งที่นิยมคือการลดค่าพีเอพ็อดาร์ หรือลดการแกว่งของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มให้น้อยลง ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เน้นที่วิธีการลดค่าพีเอพ็อดาร์โดยใช้คลื่นพาห่อย่อยเทียม ซึ่งได้มีผู้เสนอไปแล้วนั้น เปรียบเทียบกับวิธีการลดค่าพีเอพ็อดาร์โดยใช้วิธีดีเอสไอแบบที่นำเสนอ ซึ่งจะอธิบายโดยละเอียดในหัวข้อต่อไป

3.2 วิธีการลดค่าพีเอพ็อดาร์โดยใช้วิธีดีเอสไอแบบเดิม

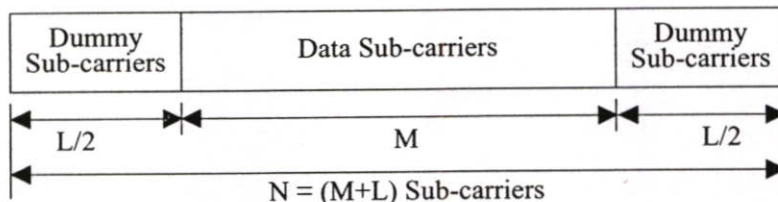
ในย่อหน้านี้จะอธิบายเกี่ยวกับวิธีการลดค่าพีเอพ็อดาร์ด้วยวิธีของดีเอสไอแบบเดิม ซึ่งบล็อกไดอะแกรมของระบบโอเอฟดีเอ็มแสดงดังรูปที่ 3.5 จากรูปจะคล้ายคลึงกับบล็อกไดอะแกรมของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบทั่วไปที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 3.1 ต่างตรงส่วนที่มีส่วนของวงจรที่ใช้สำหรับหาค่าเฟสที่เหมาะสมสำหรับคลื่นพาห่อย่อยเทียม เพื่อใช้ในการลดค่าพีเอพ็อดาร์

วิธีการลดค่าพีเอพ็อดาร์โดยใช้คลื่นพาห่อย่อยเทียมนี้ได้ถูกนำเสนอโดย [x] หลักการโดยคร่าวๆ คือการนำเอาคลื่นพาห่อย่อยของช่องสัญญาณข้อมูลมาใช้เพื่อลดค่าพีเอพ็อดาร์ให้น้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ วิธีการนี้มีข้อดีก็คือระบบการสื่อสารค่อนข้างที่จะง่ายเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการลดค่าพีเอพ็อดาร์แบบต่างๆ ที่มีอยู่ในปัจจุบัน โดยระบบที่มีการใช้คลื่นพาห่อย่อยเทียมเพื่อลดค่าพีเอพ็อดาร์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มนั้น ทางด้านเครื่องรับจะไม่มี ความซับซ้อนใด เพียงแค่ตัดส่วนที่เป็นคลื่นพาห่อย่อยนั้นออกไป ก็สามารถทำการดีมอดูเลทสัญญาณข้อมูลเดิมกลับมาได้ทั้งหมด แต่วิธีการนี้ก็ยังมีข้อเสียคือจะทำให้สมรรถนะอัตราการส่งข้อมูลลดลง โดยอัตราการส่งข้อมูลจะลดลงมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับอัตราส่วนระหว่างคลื่นพาห่อย่อยเทียมกับคลื่นพาห่อย่อยเทียม สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังต่อไปนี้

$$\text{สมรรถนะการส่งข้อมูล} = \frac{\text{จำนวนคลื่นพาห่อย่อยข้อมูล}}{\text{จำนวนคลื่นพาห่อย่อยทั้งหมด}} \quad (3.10)$$

ตำแหน่งของคลื่นพาห่อย่อยเทียมเพื่อใช้ในการลดค่าพีเอพ็อดาร์นั้น จะถูกเพิ่มทางด้านปลายทั้งสองด้านของคลื่นพาห่อย่อยข้อมูล ดังแสดงได้ดังรูปที่ 3.4 สาเหตุที่กำหนดให้ตำแหน่งของ

คลื่นพาห์เทียมอยู่ด้านปลายทั้งสองด้านของคลื่นพาห์ข้อมูล เนื่องจากในทางปฏิบัติแล้ว ทางด้านเครื่องส่งจำเป็นต้องมีวงจรกรองความถี่แบบแถบความถี่ผ่าน (BPF : Band Pass Filter) วงจรกรองความถี่นี้จะมีคุณสมบัติไม่เป็นทางอุดมคติ คือทั้งสองด้านของแถบความถี่ผ่าน จะมีการลดทอนมากกว่าตรงกลางแถบความถี่ ดังนั้นส่วนที่ลดทอนนี้จะไม่ส่งผลกระทบต่อสมรรถนะ ของระบบ เนื่องจากส่วนที่ลดทอนนี้อยู่ในส่วน of คลื่นพาห์เทียม



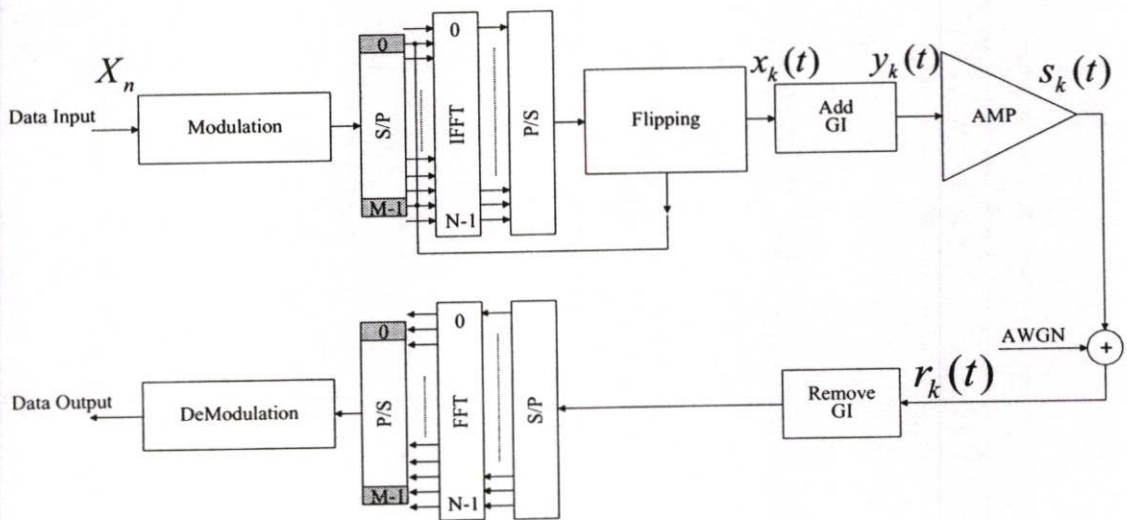
รูปที่ 3.4 สัญลักษณ์ข้อมูล (Symbol) ของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มแบบดีเอสไอ

การจำลองการทำงานของระบบโอเอฟดีเอ็มร่วมกับการลดค่าพีเอพ็อดด้วยวิธีดีเอสไอ นั้นจะมีบล็อกไดอะแกรมที่คล้ายคลึงกันจะมีส่วนที่แตกต่างคือ ทางด้านเครื่องส่งจะมีวงจรลดค่าพีเอพ็อดประกอบอยู่ด้วยดังแสดงในรูปที่ 3.5 ซึ่งเป็นวิธีการลดค่าพีเอพ็อดแบบเดิม ซึ่งได้มีผู้เสนอไว้แล้ว กระบวนการลดค่าพีเอพ็อดจะใช้อัลกอริทึม (Algorithm) ที่เรียกว่าฟลิปปีง (Flipping) ซึ่งฟลิปปีงอัลกอริทึมนี้เริ่มจากกำหนดค่าเฟสของคลื่นพาห์เทียม ค่าเฟสสำหรับคลื่นพาห์นี้จะมีค่าเป็น $\theta \in \{\pm 1 \pm j\}$ จากนั้นค่าเฟสต่างๆ ที่กำหนดตั้งแต่เริ่มต้นนี้จะนำไปใช้ทดสอบว่าสามารถช่วยลดค่าพีเอพ็อดได้หรือไม่ โดยเริ่มจากนำคลื่นพาห์เทียมอันดับแรกไปทำการเปลี่ยนค่าเฟสของคลื่นพาห์เทียมนี้ จากนั้นเปรียบเทียบค่าพีเอพ็อดใหม่ที่ได้กับค่าพีเอพ็อดเดิม ถ้าค่าพีเอพ็อดของค่าเฟสใหม่นี้สามารถลดค่าพีเอพ็อดลงได้ ค่าเฟสใหม่นี้จะนำไปแทนที่ค่าเฟสเดิมในคลื่นพาห์เทียมอันดับแรกนี้ แต่ถ้าได้ค่าพีเอพ็อดใหม่ที่สูงกว่าเดิมก็ยังไม่เปลี่ยนค่าเฟสของคลื่นพาห์เทียมอันดับแรกนี้ จากนั้นทำกระบวนการทั้งหมดนี้ซ้ำ โดยเปลี่ยนเป็นคลื่นพาห์เทียมอันดับถัดต่อไป จนกระทั่งครบทุกๆ อันดับของคลื่นพาห์เทียมที่มีอยู่

ฟลิปปีงอัลกอริทึมสามารถอธิบายในรูป ของสมการได้ดังสมการต่อไปนี้

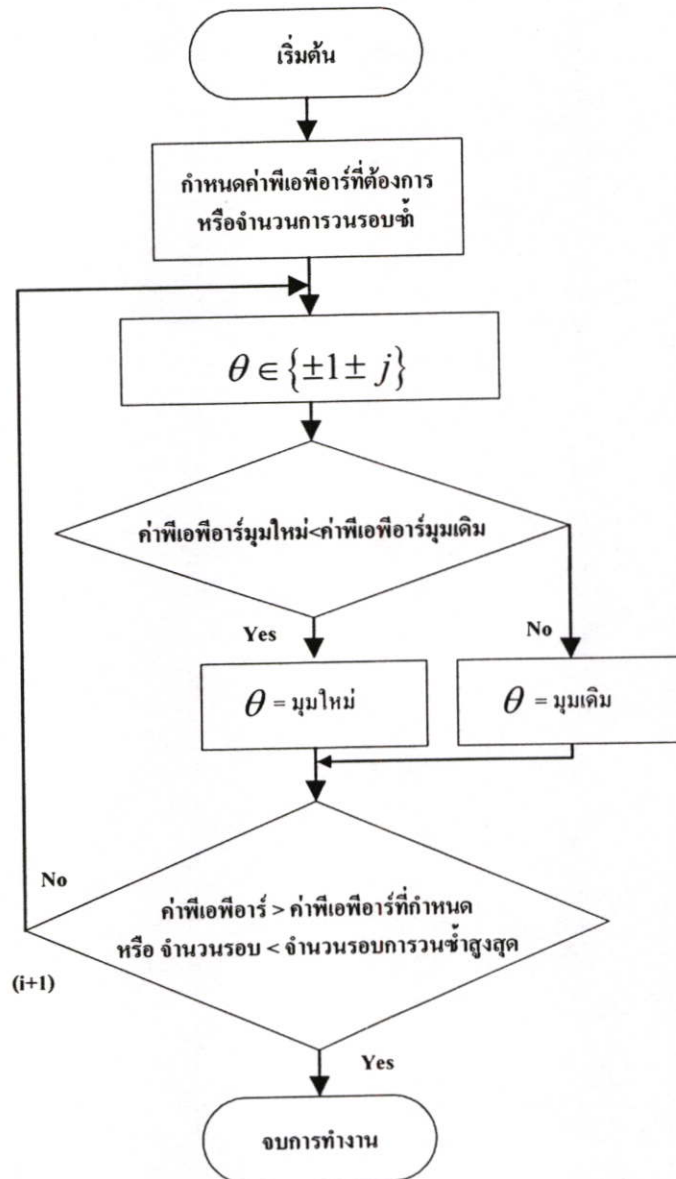
$$X_n^{(i+1)} = \begin{cases} c_n^{(i)} & n = (N/2 - M/2), \dots, (N/2 - M/2 + L/2 - 1) \\ X_n^{(i)} & n = (N/2 - M/2 + L/2), \dots, (N/2 + M/2 - L/2 - 1) \\ c_n^{(i)} & n = (N/2 + M/2 - L/2), \dots, (N/2 + M/2 - 1) \end{cases} \quad (3.11)$$

จากสมการจะเห็นได้ว่าค่าเฟสของคลื่นพาห้ที่แถมเท่านั้นที่ถูกเปลี่ยนค่าเฟส เพื่อให้ได้ค่าพีเอพ็อดที่ต่ำที่สุด โดยที่ไม่ได้มีการเปลี่ยนแปลงใดๆ ในส่วนของคลื่นพาห้ข้อมูล ดังนั้นการลดค่าพีเอพ็อด ด้วยวิธีเอสไอแบบเดิมจึงไม่จำเป็นต้องมีไซด์อินฟอร์เมชัน (Side Information) ดังเช่นที่พบในวิธีการลดค่าพีเอพ็อดด้วยวิธีพีทีเอส (PTS) หรือวิธีเอสแอลเอ็ม (SLM) นี่คือนเหตุผลหนึ่งที่ทำให้ระบบไม่มีความซับซ้อน ส่วนทางด้านเครื่องส่งมีโครงสร้างคล้ายคลึงกับระบบโอเอฟดีเอ็มแบบทั่วไป โดยทางเครื่องรับหลังจากตัดส่วนของช่วงเวลาป้องกันออกไปและผ่านสู่ขบวนการ FFT จากนั้นก็นำเฉพาะคลื่นพาห้ช่องสัญญาณ ข้อมูลไปทำการตีมอดูเลท ก็จะได้ข้อมูลเดิมกลับมา



รูปที่ 3.5 บล็อกไดอะแกรมของระบบโอเอฟดีเอ็มที่ใช้โดยวิธีเอสไอแบบเดิม

การลดค่าพีเอพ็อดด้วยวิธีเอสไอแบบเดิมนี้อาจเขียนเป็นโพวัซาร์ท เพื่อถ่ายทอดความเข้าใจดังแสดงได้ดังรูปที่ 3.6 วิธีเอสไอแบบเดิมนี้อาจต้องการการวนซ้ำหลายครั้ง เพื่อให้ได้ค่าพีเอพ็อดที่ต่ำที่สุด หากแต่ว่าการวนซ้ำหลายรอบจะทำให้เกิดความซับซ้อน (Complexity) เพิ่มมากขึ้นตามไปด้วย เพื่อลดความซับซ้อนดังกล่าวจึงได้กำหนดระดับค่าพีเอพ็อดที่ต้องการหรือเรียกว่าเทรชโฮลด์ (Threshold) และกำหนดจำนวนการวนรอบสูงสุดไว้เพื่อลดความซับซ้อน โดยจะหยุดการทำงานเมื่ออย่างหนึ่งอย่างใดตรงกับค่าที่ได้ตั้งไว้ตั้งแต่เริ่มต้น ดังแสดงให้เห็นในโพวัซาร์ทต่อไปนี้



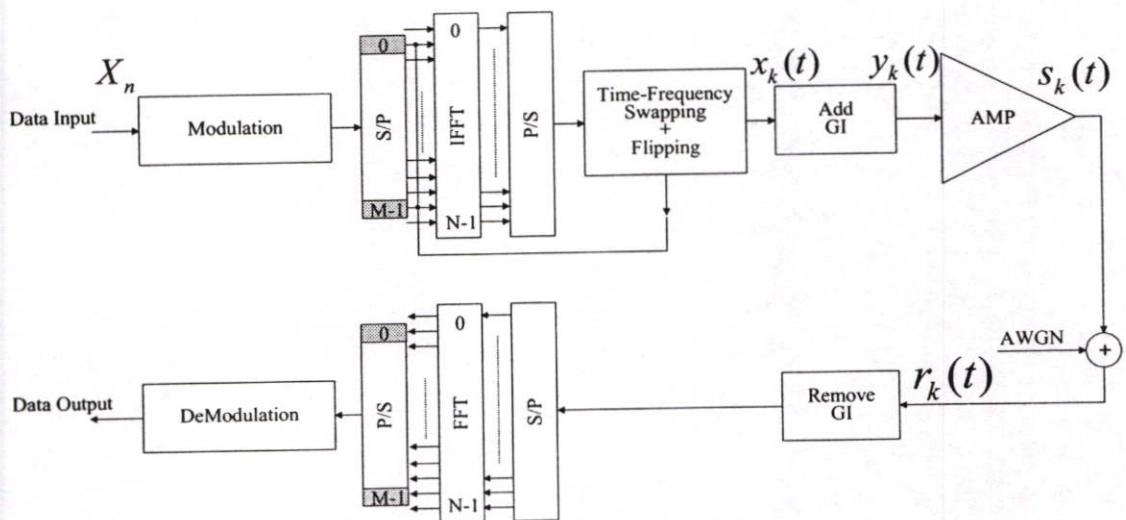
รูปที่ 3.6 วิธีการลดค่าพีเอพ็อดของวิธีดีเอสไอแบบเดิม

3.3 วิธีการลดค่าพีเอพ็อดโดยใช้วิธีดีเอสไอแบบที่นำเสนอ

การลดค่าพีเอพ็อดโดยใช้วิธีดีเอสไอแบบที่นำเสนอจะมีโครงสร้างบล็อกไดอะแกรมเช่นเดียวกับวิธีดีเอสไอแบบเดิมดังจะแสดงได้ดังรูปที่ 3.7 แตกต่างกันที่อัลกอริทึมที่ใช้ต่างกัน ซึ่งอัลกอริทึมที่นำเสนอจะสามารถอธิบายเป็นขั้นตอนได้ดังต่อไปนี้

สัญญาณเมื่อผ่านการมอดูเลตและผ่านวงจรอนุกรมเป็นขนาน โดยผ่านกระบวนการของ IFFT และวงจรขนานเปลี่ยนเป็นอนุกรมเช่นเดียวกับระบบโอเอฟดีเอ็มแบบทั่วไป และระบบโอเอฟดีเอ็มร่วมกับการลดค่าพีเอพ็อดแบบเดิมในส่วนของ การปรับค่าเฟสของคลื่นพาห่อย่อยเทียม วิทยานิพนธ์นี้ได้ค้นพบว่าค่าเฟสของคลื่นพาห่ที่มีลักษณะไม่เป็นจำนวนเต็มหรือดิสครีทเฟส (Discrete Phase) สามารถที่จะลดค่าพีเอพ็อด

ได้มีประสิทธิภาพกว่าค่าเฟสที่เป็นจำนวนเต็ม ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้ได้เสนอวิธีการหาค่าเฟสของคลื่นพาห์ที่เหมาะสมโดยใช้อัลกอริทึมไทม์-ฟริควีนซีสวอปปี้งอัลกอริทึม (Time-Frequency Swapping Algorithm) ซึ่งอัลกอริทึมนี้สามารถที่จะเปลี่ยนแปลงค่าเฟสไปได้ทีละน้อยเพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการลดค่าพีเอพ็ออาร์ แต่วิธีการนี้ก็ต้องการการกรวนซ้ำเพื่อให้ได้ค่าพีเอพ็ออาร์น้อยที่สุดเช่นเดียวกับฟลิปปี้งอัลกอริทึม ดังแสดงไว้ในบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.7 จากรูปจะเห็นว่าวิธีการที่นำเสนอนี้ได้รวมเอาฟลิปปี้งอัลกอริทึมเข้าไปด้วยเพื่อช่วยลดจำนวนของการวนรอบซ้ำ



รูปที่ 3.7 บล็อกไดอะแกรมของระบบโอเอฟดีเอ็มที่ใช้โดยวิธีดีเอสแบบที่นำเสนอ

วิธีที่นำเสนอนี้เริ่มต้นจากกำหนดค่าของคลื่นพาห์เทียบกับค่าเฟสใดๆ ก็ได้ ดังสมการที่แสดงต่อไปนี้

$$X_n = e^{j\theta_n} \begin{cases} n = (N/2 - M/2), \dots, (N/2 - M/2 + L/2 - 1) \\ n = (N/2 + M/2 - L/2), \dots, (N/2 + M/2 - 1) \end{cases} \quad (3.12)$$

ต่อจากนั้นในส่วนของไทม์-ฟริควีนซีสวอปปี้งอัลกอริทึมเริ่มต้นจากการหาค่าสัญญาณส่วนเกินทางด้านแกนเวลาหรือขนาดของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มที่มีขนาดสูงกว่าระบบที่กำหนดไว้ จึงจะสามารถแสดงได้ดังสมการที่ 3.13

$$e_k^{(i)} = \begin{cases} (|x_k^{(i)}| - S) \cdot e^{j\arg(x_k^{(i)})} & \text{if } |x_k^{(i)}| \geq S \\ 0 & \text{if } |x_k^{(i)}| < S \end{cases} \quad (3.13)$$

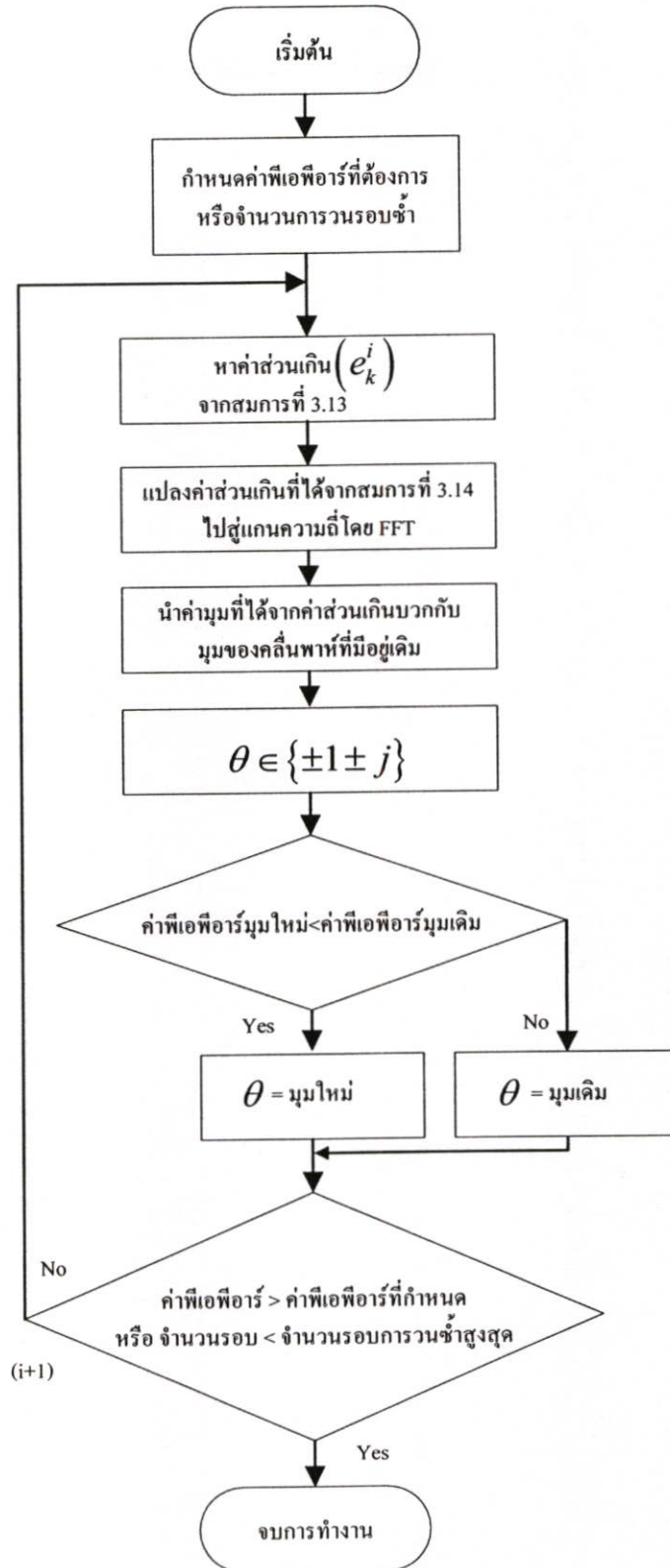
หลังจากได้สัญญาณส่วนเกินทางแกนเวลาจากสมการที่ 3.13 แล้วสัญญาณส่วนเกินนี้จะถูกแปลงให้ไปอยู่ในแกนความถี่โดยผ่านกระบวนการ FFT ซึ่งสัญญาณส่วนเกินที่เกิดขึ้นทางด้านแกนเวลาเพียงบางจุดนี้ แต่ก็จะกระจายไปทุกคลื่นพาททางด้านแกนความถี่ เหตุที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากหนึ่งยอด (Peak) ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มทางด้านแกนเวลานั้นจะประกอบไปด้วยผลรวมของทุกๆ ความถี่ ซึ่งสามารถแสดง ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$E_n^{(i)} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} e_k^{(i)} \cdot e^{-j\frac{2\pi kn}{N}} \quad (3.14)$$

เมื่อแปลงสัญญาณส่วนเกินมาสู่ทางแกนเวลาแล้ว สัมประสิทธิ์ของเฟสที่ตำแหน่งของคลื่นพาทเดี่ยวเท่านั้นที่จะถูกนำไปปรับค่าเฟสของคลื่นพาทให้เหมาะสมเพื่อที่จะได้ลดค่าพีเอพียอร์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยค่าเฟสที่ได้จากสัญญาณส่วนเกินที่กล่าวมาข้างต้นลบจากค่าเฟสเดิมของคลื่นพาทที่เทียบที่มีอยู่ สามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$X_n^{(i+1)} = \begin{cases} e^{j\arg\{X_n^{(i)} - E_n^{(i)}\}} & n = (N/2 - M/2), \dots, (N/2 - M/2 + L/2 - 1) \\ X_n^{(i)} & n = (N/2 - M/2 + L/2), \dots, (N/2 + M/2 - L/2 - 1) \\ e^{j\arg\{X_n^{(i)} - E_n^{(i)}\}} & n = (N/2 + M/2 - L/2), \dots, (N/2 + M/2 - 1) \end{cases} \quad (3.15)$$

หลังจากผ่านกระบวนการของโทม-ฟรีควีนซีสวอปปีงอัลกอริธึม ค่าของพีเอพียอร์จะลดลงตามลำดับ โดยกระบวนการของโทม-ฟรีควีนซีสวอปปีงอัลกอริธึม ต้องการจำนวนรอบการวนซ้ำหลายๆ รอบเพื่อให้ได้ค่าพีเอพียอร์ที่ดีที่สุด แต่อัลกอริธึมนี้ก็มีข้อเสียคือ ต้องการจำนวนรอบการวนซ้ำจำนวนมาก ดังนั้นเพื่อลดจำนวนรอบของการวนซ้ำ จึงได้รวมวิธีดังกล่าวเข้ากับฟลิปปีงอัลกอริธึมเพื่อให้จำนวนรอบของการวนซ้ำลดลง โฟว์ชาร์ทการทำงานของอัลกอริธึมที่เสนอสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.8 จากรูปวิธีการที่แสดงนี้จำเป็นต้องมีการกำหนดระดับอ้างอิงของค่าพีเอพียอร์ที่ต้องการหรือเรียกว่าเทรคโฮลด์ (Threshold) และกำหนดจำนวนการวนรอบสูงสุดไว้ เพื่อลดความซับซ้อนเช่นเดียวกับวิธีการลดค่าพีเอพียอร์แบบเดิม



รูปที่ 3.8 โฟลว์ชาร์ทการทำงานของวิธีการลดค่าเฟอเพอร์ของวิธีคิเอสไอแบบที่นำเสนอ

บทที่ 4

การหาค่าสมรรถนะของระบบ

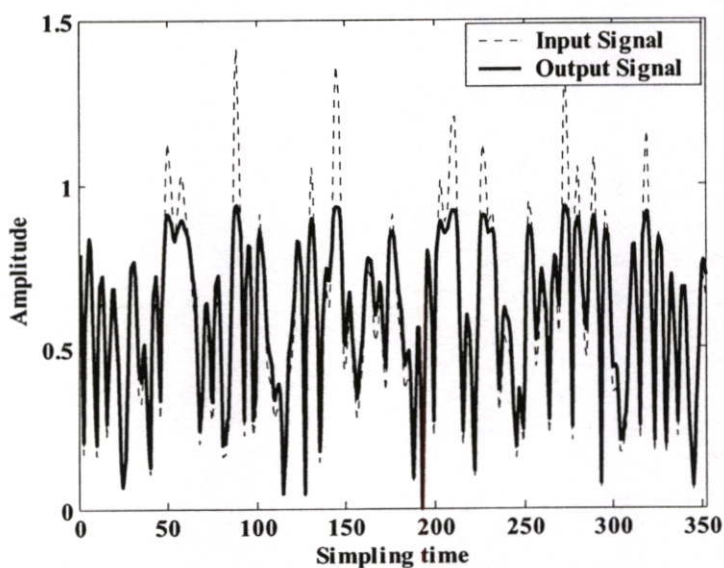
ในบทนี้จะกล่าวถึงการหาค่าสมรรถนะของระบบ ไอเอฟดีเอ็มและทำการเปรียบเทียบ โดยระบบของไอเอฟดีเอ็มที่จำลองและใช้ในการเปรียบเทียบในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ซึ่งมีอยู่ 3 แบบคือ 1.ระบบไอเอฟดีเอ็มแบบทั่วไป 2.ระบบไอเอฟดีเอ็มร่วมกับการลดค่าพีเอพียาร์แบบเดิม และ 3.ระบบไอเอฟดีเอ็มร่วมกับการลดค่าพีเอพียาร์แบบที่นำเสนอ ในบทนี้จะแสดงให้เห็นว่า เมื่อนำเอาวิธีการลดค่าพีเอพียาร์มาใช้แล้วจะทำให้สมรรถนะของระบบไอเอฟดีเอ็มดีขึ้นได้อย่างไร และวิธีการลดค่าพีเอพียาร์ที่นำเสนอมีประสิทธิภาพดีกว่าวิธีการลดค่าพีเอพียาร์แบบเดิมมากน้อยเพียงใด

นอกจากจะนี้อธิบายถึงรายละเอียดของค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ ผลกระทบของช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นต่อสัญญาณ ไอเอฟดีเอ็ม และเปรียบเทียบสมรรถนะที่เพิ่มขึ้นต่ออัตราส่วนของคลื่นพาห้ช่องสัญญาณข้อมูลและคลื่นพาห้เท็ม ซึ่งจะได้อธิบายโดยละเอียดแต่ละหัวข้อดังต่อไปนี้

4.1 แบบจำลองที่ใช้ในการจำลองระบบ

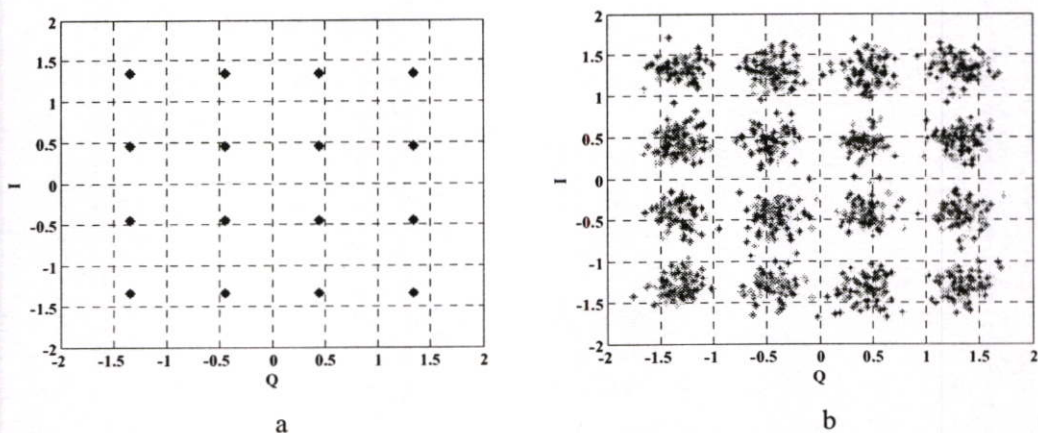
ในบทนี้จะกล่าวถึงแบบจำลองที่ใช้ในการจำลองเพื่อหาค่าสมรรถนะของระบบ ซึ่งมีทั้งหมดสามบล็อกไดอะแกรมดังที่ได้กล่าวมาแล้วนั้น แสดงได้โดยบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.1, 3.5 และ 3.7 ตามลำดับ

ข้อจำกัดของวิธีการมอดูเลทของสัญญาณ ไอเอฟดีเอ็มคือมีการแกว่งของสัญญาณมาก หรือมีค่าพีเอพียาร์สูงดังแสดงได้ดังรูปที่ 4.1(a) เส้นประเป็นตัวอย่างของสัญญาณ ไอเอฟดีเอ็ม ด้านแกนเวลาทางด้านอินพุทของวงจรขยายด้านเครื่องส่ง ในการจำลองการทำงานนี้กำหนดให้อัตราการขยายของวงจรแบบไม่เป็นเชิงเส้นนี้มีค่าเท่ากับ 1 เพื่อให้ง่ายต่อการสังเกต เมื่อสัญญาณเอาต์พุทของวงจรขยายที่ไม่เป็นเชิงเส้น สัญญาณ ไอเอฟดีเอ็มจะถูกคลิป (Clip) หรือตัดที่บริเวณส่วนยอดของสัญญาณดังในรูปที่ 4.1 จะแสดงเป็นเส้นทึบ ซึ่งการคลิปสัญญาณส่วนยอดนี้จะส่งผลให้เกิดสัญญาณรบกวนหรือที่เรียกว่า อินเตอร์มอดูเลชันนอยส์ สาเหตุการคลิปของสัญญาณนี้มาจากการที่จุดการทำงานของวงจรขยายใกล้จุดอิ่มตัว ทำให้สัญญาณที่มีค่าสูงกว่าจุดอิ่มตัวไม่สามารถที่จะขยายได้ จึงเกิดขึ้นเหมือนกับตัดที่ส่วนยอดของสัญญาณ ซึ่งอินเตอร์มอดูเลชันนอยส์นี้จะส่งผลให้สมรรถนะของอัตราบิดผลผลิตสูงขึ้น หรือในอีกความหมายหนึ่งคือสมรรถนะของระบบลดลง



รูปที่ 4.1 สัญญาณอินพุต-เอาต์พุตของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น

เพื่อให้ง่ายต่อการอธิบายเกี่ยวกับสัญญาณรบกวนที่เกิดจากวงจรรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้นนี้สามารถแสดงสัญญาณอินพุต-เอาต์พุตของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแกนความถี่ ได้ดังรูปที่ 4.2 (a) และ 4.2(b) ตามลำดับ จากทั้งสองรูปนี้จะสังเกตเห็นได้ชัดเจนว่าสัญญาณอินพุต สัญญาณการมอดูเลตแบบ 16QAM นั้นค่าของคอนสเทเลชันแต่ละกลุ่มข้อมูลจะเป็นจุดๆ เดียวกัน หรืออีกความหมายหนึ่งคือไม่มีสัญญาณรบกวนอยู่ ต่างจากรูปที่ 4.2(b) ซึ่งคอนสเทเลชันแต่ละกลุ่มข้อมูลจะมีลักษณะเป็นกลุ่มก้อนไม่เป็นจุดเดี่ยว ซึ่งเกิดจากมีสัญญาณรบกวนรวมอยู่ด้วย ลักษณะของคอนสเทเลชันแต่ละกลุ่มข้อมูลจะมีลักษณะเป็นกลุ่มก้อนนี้ จะใหญ่หรือเล็ก ขึ้นอยู่กับกำลังงานของสัญญาณรบกวน หนึ่งในวิธีการเพื่อลดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากวงจรรขยายนั้นก็คือการลดค่าพีเอพียอร์ให้ได้มากที่สุด



รูปที่ 4.2 ตัวอย่างคอนสเทเลชันของสัญญาณ 16QAM ในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น

4.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ

ในส่วนนี้จะทำการแสดงค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ โอเอฟดีเอ็ม ซึ่งค่าพารามิเตอร์ที่ใช้แสดงในตารางที่ 4.1 ในการจำลองการทำงานกำหนดให้เครื่องรับเป็น โคฮีเร้นท์ดีเทกเตอร์ (Coherent detector) การซิงโครไนซ์เป็นอุดมคติ (Ideal synchronization)

ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการจำลองระบบ

Parameter	Value	
Modulation	16QAM	64QAM
Demodulation	Coherent	Coherent
Number of FFT point (N)	128	512
Total Number of Sub-carrier (M)	64	128
Number of Data Sub-carrier	62, 60, 56 และ 48	124, 120, 112 และ 96
Number of Dummy Sub-carrier	2, 4, 8 และ 16	4, 8, 16 และ 32
Allocated Frequency Bandwidth (W)	5 MHz	10 MHz
Sub-carrier Spacing (Δf)	78.1 kHz (W / N)	78.1 kHz (W / N)
Symbol Duration	14.08 μS ($T_s + T_g$)	14.08 μS ($T_s + T_g$)
Effective Symbol Duration (T_s)	12.8 μS ($1 / \Delta f$)	12.8 μS ($1 / \Delta f$)
Guard Interval (T_g)	1.28 μS	1.28 μS
High Power Amplifier (HPA)	SSPA	
Non-linear parameter of SSPA	r = 2	

4.3 ประสิทธิภาพพีเอพียอร์

ข้อด้อยของวิธีการมอดูเลทของ โอเอฟดีเอ็มก็คือสัญญาณของ โอเอฟดีเอ็มทางด้านแกนเวลามีการแกว่งอย่างมาก วิธีวัดค่าการแกว่งที่นิยมใช้กันทั่วไป คือวัดอยู่ในรูปของอัตราส่วนระหว่างค่ายอดสูงสุดของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มต่อค่าเฉลี่ยของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มในหนึ่งช่วงเวลา สัญลักษณ์ ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังต่อไปนี้

$$PAPR = 10 \log \left(\frac{P_{\max}}{P_{av}} \right) \quad (4.1)$$

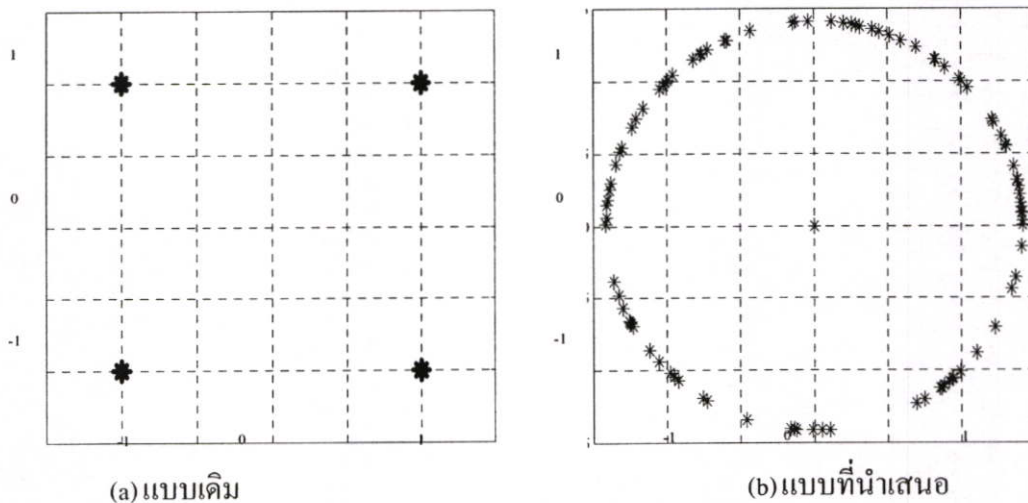
$$P_{\max} = \text{Max}_k |y_k|^2 \quad (4.2)$$

$$P_{av} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |y_k|^2 \quad (4.3)$$

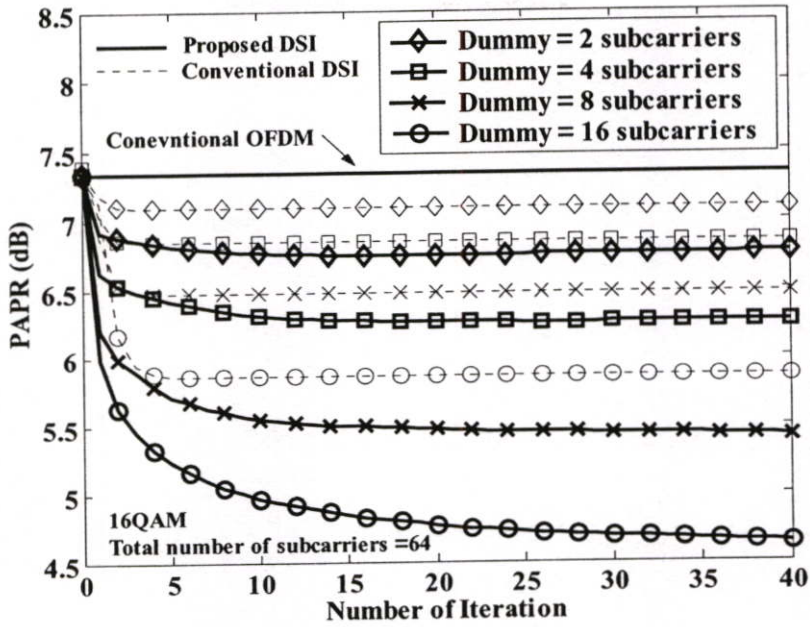
เมื่อกำหนดให้ $|y_k|$ เป็นสัญญาณโอเอฟดีเอ็มทางด้านแกนเวลา ซึ่งวิธีการหาค่าสมรรถนะของค่าพีเอพอาร์ที่นิยมใช้กันคือ วิธีการหาค่าความน่าจะเป็นของพีเอพอาร์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแต่ละสัญลักษณ์ที่มีค่าสูงกว่าค่าคงที่ได้ที่กำหนด ยกตัวอย่างเช่นกำหนดให้ ζ เป็นค่าคงที่ใดๆ เพื่อใช้ในการหาค่าความน่าจะเป็นของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม วิธีการหาค่าความน่าจะเป็นที่กล่าวมานี้หรือเรียกอีกอย่างได้ว่า คอมพริเม้นท์คอมมิวนิตีฟิสตีบิวฟังก์ชัน (CCDF: Complementary Cumulative Distribution Function) หรือเรียกย่อๆ ว่าค่าซีซีดีเอฟ (CCDF) สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังต่อไปนี้

$$CCDF(PAPR(x_k(t))) = \Pr(PAPR(x_k(t) > \zeta) \quad (4.4)$$

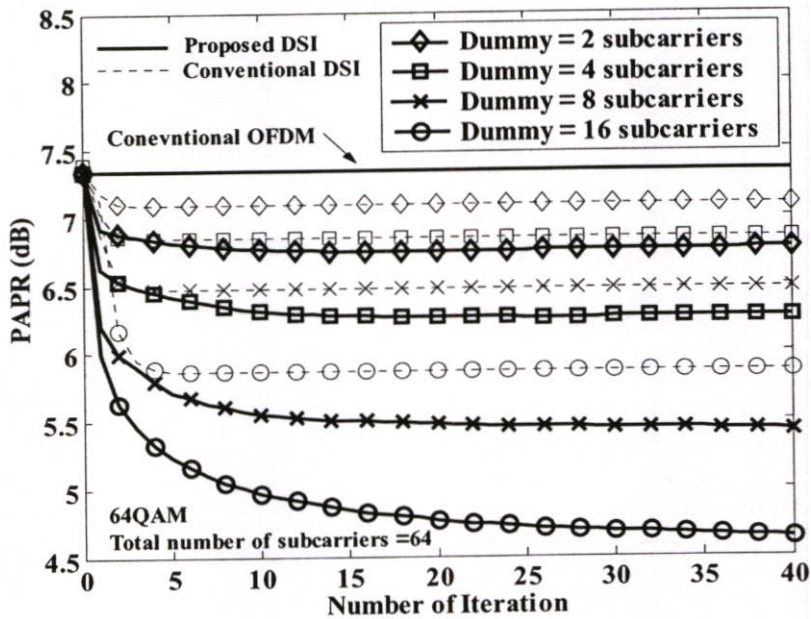
ข้อแตกต่างระหว่างการลดค่าพีเอพอาร์ระหว่างวิธีการแบบเดิมกับวิธีการที่นำเสนอสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.3(a) และ 4.3(b) ตามลำดับ จากรูปแสดงให้เห็นความแตกต่างของการลดค่าพีเอพอาร์ กล่าวคือวิธีการแบบเดิมเฟสของคลื่นพาห์เทียมจะมีลักษณะเป็นจำนวนเต็ม ส่วนวิธีการที่นำเสนอ นั้น จะมีลักษณะที่เป็นแบบต่อเนื่องหรือกล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือค่าเฟสสามารถที่จะเป็นค่าใดๆ ก็ได้ที่สามารถทำให้ค่าพีเอพอาร์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มทางด้านแกนเวลาลดลงได้มากที่สุด



รูปที่ 4.3 เปรียบเทียบคอนสเทลเลชันของคลื่นพาห์เทียมระหว่างสองวิธี



(a) QAM16



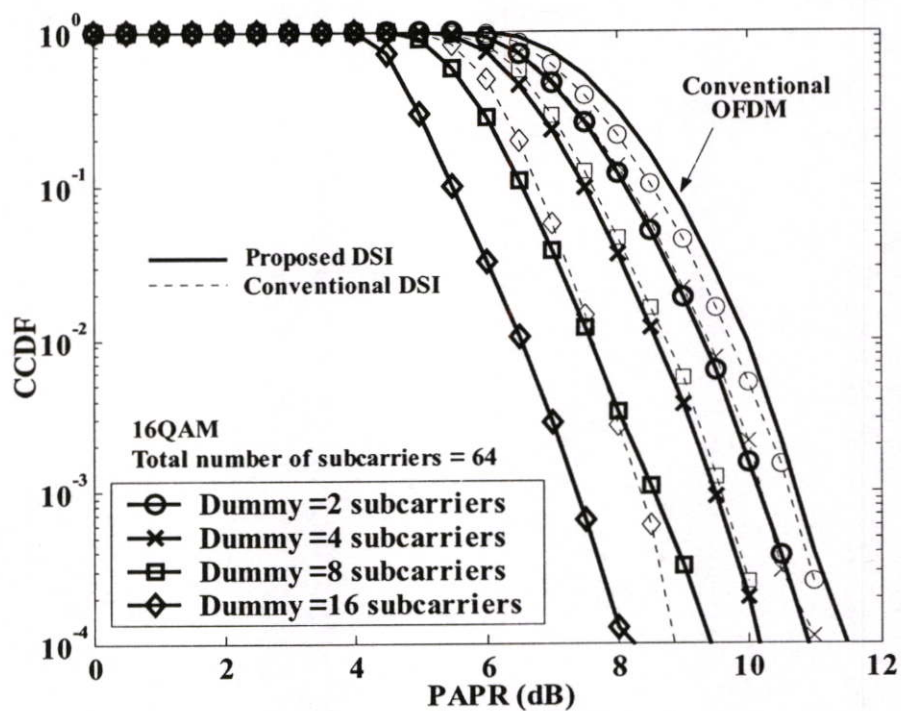
(a) QAM64

รูปที่ 4.4 สมรรถนะการลดค่าพีเอพียอร์เมื่อเปรียบเทียบกับจำนวนการวนรอบ

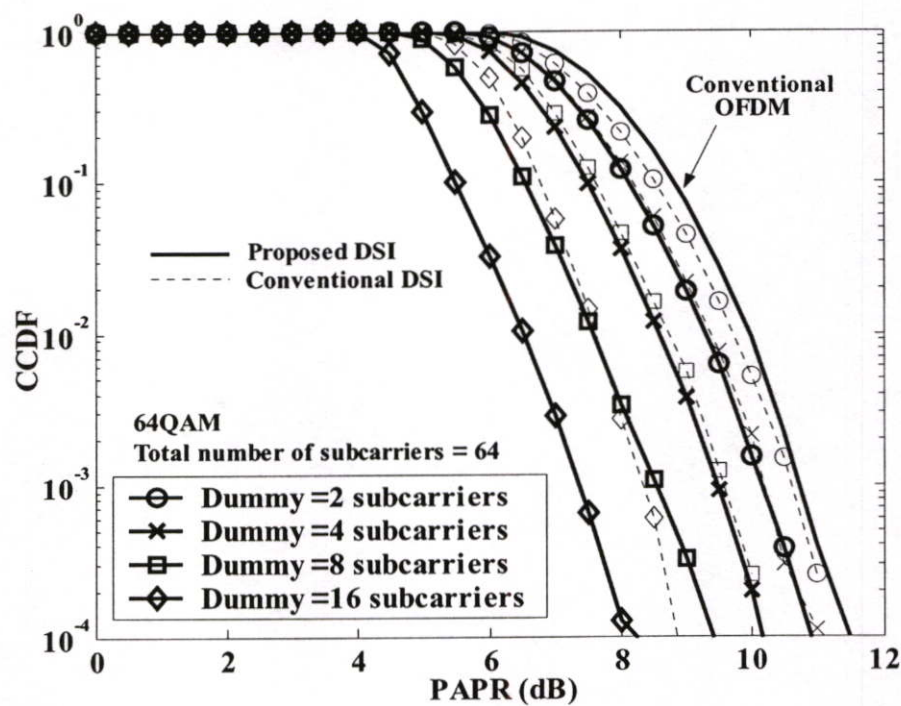
จากรูปที่ 4.4(a) และ 4.4(b) แสดงประสิทธิภาพของการลดค่าพีเอพียอร์ระหว่างวิธีแบบเดิมเปรียบเทียบกับวิธีการที่นำเสนอ จำนวนคลื่นพาห์ทั้งหมดเท่ากับ 64 จำนวนของคลื่นพาห์ที่เพิ่มจะเปลี่ยนค่าตั้งแต่ 2, 4, 8 และ 16 ตามลำดับ รูปที่ 4.4(a) ใช้วิธีการมอดูเลตแบบ 16QAM และรูปที่ 4.4(b) ใช้วิธีการมอดูเลตแบบ 64QAM จากทั้งสองรูปแสดงให้เห็นว่าค่าของพีเอพียอร์ไม่ขึ้นอยู่กับวิธีของการมอดูเลต ดังนั้นค่าพีเอพียอร์ทั้งสองรูปจึงมีค่าใกล้เคียงกันเมื่อเปรียบเทียบ

สมรรถนะของการลดค่าพีเอพ็อดจะเห็นได้ชัดเจนว่า สมรรถนะการลดค่าพีเอพ็อดจะดีขึ้นเมื่อเพิ่มจำนวนของคลื่นพาห์เทียม นอกจากนี้จากรูปยังแสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอสามารถลดค่าพีเอพ็อดได้ดีกว่า เมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการแบบเดิม ยกตัวอย่างเช่นเมื่อใช้คลื่นพาห์เทียมเท่ากับ 16 วิธีการที่นำเสนอสามารถลดค่าพีเอพ็อดได้ดีกว่าวิธีการแบบเดิมประมาณ 1 dB ของค่าเฉลี่ยพีเอพ็อด และสามารถลดลงได้ประมาณ 2.3 dB ของค่าเฉลี่ยพีเอพ็อดเมื่อเปรียบเทียบกับระบบโอเอฟดีเอ็มแบบทั่วไปที่ไม่มีการลดค่าพีเอพ็อด จำนวนรอบการวนซ้ำของวิธีที่นำเสนอนั้นต้องการประมาณ 20 รอบจึงจะเข้าสู่จุดอิ่มตัว ในขณะที่วิธีการแบบเดิมต้องการจำนวนการวนรอบประมาณ 4 รอบก็จะเข้าสู่จุดอิ่มตัว แต่ถ้าเปรียบเทียบที่ระดับของค่าพีเอพ็อดที่ระดับเดียวกัน วิธีการที่นำเสนอดังกล่าวต้องการจำนวนรอบของการวนซ้ำที่น้อยกว่าดังจะเห็นได้จากรูปที่ 4.4 ด้วยเหตุนี้สามารถสรุปได้ว่า วิธีการที่นำเสนอสามารถที่จะลดความซับซ้อนของระบบลงได้ดีกว่าวิธีการแบบเดิม

จากหัวข้อที่แล้วได้อธิบายไปแล้วว่าประสิทธิภาพการลดของพีเอพ็อดไม่ได้ขึ้นอยู่กับวิธีการมอดูเลตแต่อย่างใดดังแสดงในรูปที่ 4.5(a) และ 4.5(b) ซึ่งจะมีวิธีการมอดูเลตที่ต่างกันคือ 16QAM และ 64QAM ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นได้จากผลการทดลองของการวัดค่าความน่าจะเป็นของค่าพีเอพ็อดที่เกิดขึ้น โดยใช้ฟังก์ชันซีซีดีเอฟ (CCDF) ในสมการที่ (4.4) ที่ได้อธิบายไปแล้วนั้น จากผลการทดลองค่าความน่าจะเป็นของค่าพีเอพ็อดที่เกิดขึ้นจะลดลงสอดคล้องกับจำนวนของคลื่นพาห์เทียมที่ใช้เพื่อลดค่าพีเอพ็อดทั้งสองวิธี เมื่อเปรียบเทียบที่จำนวนคลื่นพาห์เทียมเท่ากับ 16 คลื่นพาห์ จากรูปสังเกตได้ว่าวิธีการที่นำเสนอนี้สามารถที่จะลดค่าพีเอพ็อดได้ดีกว่าประมาณ 1dB ที่ตำแหน่ง 10^{-2} เมื่อเทียบกับการลดค่าพีเอพ็อดแบบเดิม และสามารถลดค่าพีเอพ็อดได้ประมาณ 3.5dB เมื่อเทียบกับระบบโอเอฟดีเอ็มแบบทั่วไปที่ไม่มีการลดค่าพีเอพ็อด

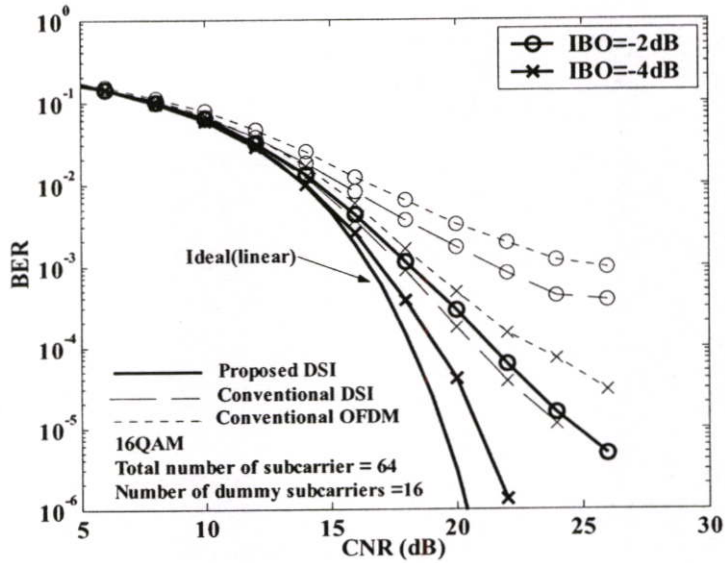


(a) 16QAM

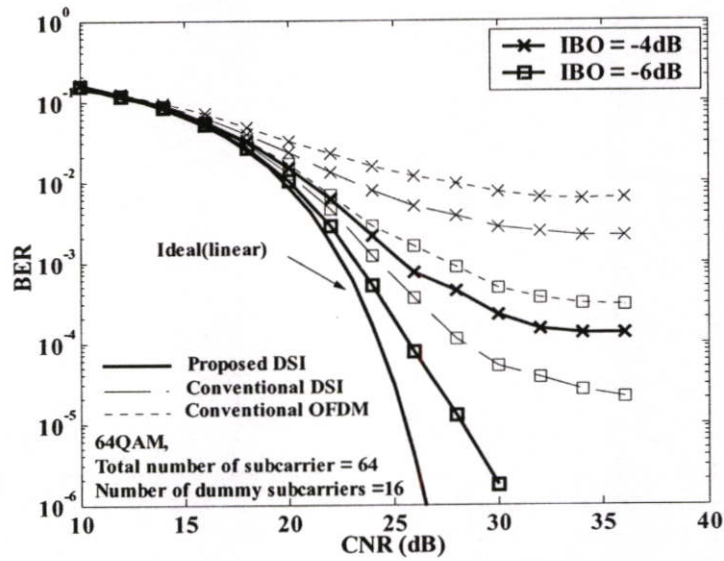


(b) 64QAM

รูปที่ 4.5 สมรรถนะการลดค่าพีเอพอาร์โดยใช้ฟังก์ชันซีซีดีเอฟ (CCDF)



(a) 16QAM



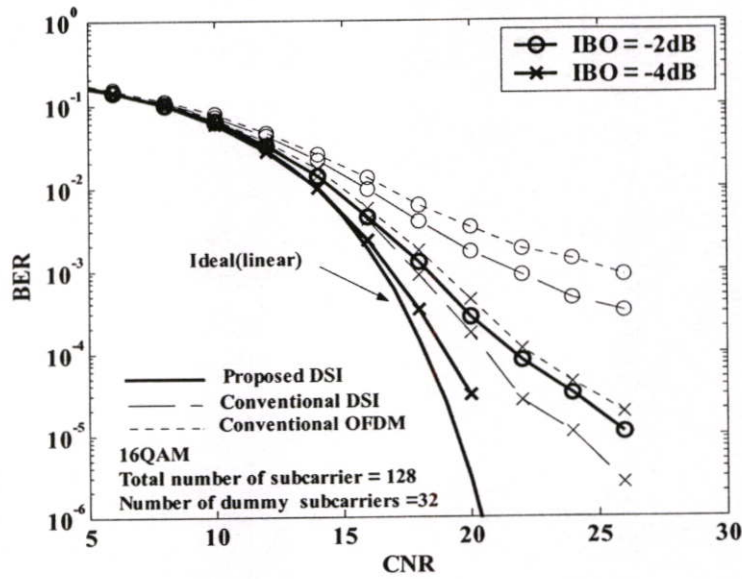
(b) 64QAM

รูปที่ 4.6 สมรรถนะอัตราบิดผิดพลาดในวงจรถยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น SSPA
เมื่อจำนวนคลื่นพาห์ทั้งหมดเท่ากับ 64 คลื่นพาห์

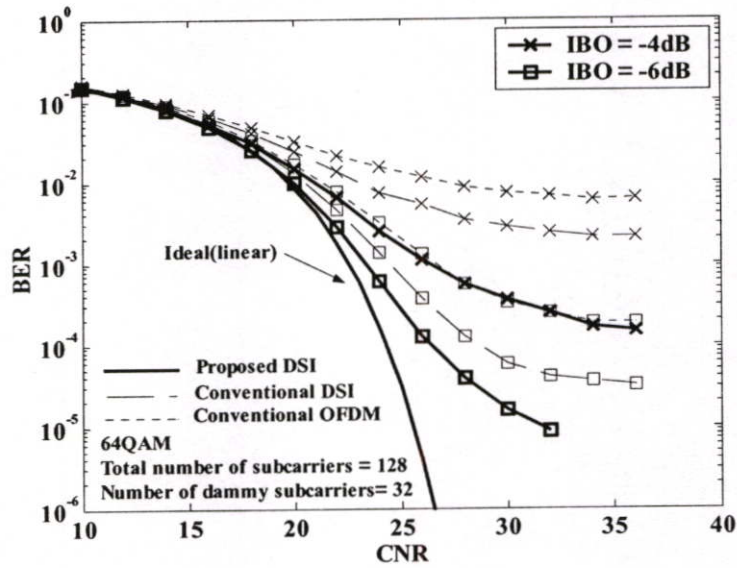
ในรูปที่ 4.6(a) จะสังเกตเห็นได้ว่าวิธีการลดค่าพีเอพ็อร์สามารถทำได้สมรรถนะของอัตราบิดผิดพลาดในระบบโอเอฟดีเอ็ม เมื่อเปรียบเทียบกับระบบโอเอฟดีเอ็มที่ไม่มีลดค่าพีเอพ็อร์ และเมื่อเปรียบเทียบเฉพาะระหว่างระบบที่ใช้การลดค่าพีเอพ็อร์ สังเกตเห็นได้ชัดเจนว่าเมื่อไอบีโอเท่ากับ -6 ด้วยวิธีลดค่าพีเอพ็อร์แบบที่นำเสนอ สามารถทำให้สมรรถนะของอัตราบิดผิดพลาดของระบบดีกว่าวิธีการลดค่าพีเอพ็อร์แบบเดิมประมาณ 1.5 dB ของค่าซีเอ็นอาร์ที่ตำแหน่ง 10^{-4} และสามารถทำให้รับดีขึ้น 3 dB ของค่าซีเอ็นอาร์ที่ตำแหน่ง 10^{-4}

เมื่อเปรียบเทียบกับระบบ ที่ไม่มีการลดค่าพีเอพ็อร์ ในรูปที่ 4.6(b) ได้เปลี่ยนวิธีการมอดูเลทเป็น 64 QAM วิธีการมอดูเลทด้วยวิธีการนี้ทางอุดมคติแล้ว ขั้นตอนการหาค่าซีเอ็นอาร์ที่สูงกว่า วิธีการมอดูเลทแบบ 16QAM สามารถเปรียบเทียบได้จากรูปที่ 4.6(a) และ 4.6(b) และจากลักษณะทางกายภาพนี้ ทำให้วิธีการมอดูเลทต้องการจุดการทำงานที่ต่ำกว่า วิธีการมอดูเลทแบบ 16 QAM หรืออีกความหมายหนึ่งก็คือความสามารถในการทนทาน สัญญาณรบกวนต่ำกว่า จากรูปก็ยังคงสังเกตเห็นได้ชัดว่าระบบ โอเอฟดีเอ็มที่ลดค่าพีเอพ็อร์ สามารถทำให้สมรรถนะของอัตราบิดผิดพลาดดีขึ้นได้ เมื่อเปรียบเทียบกับ ระบบโอเอฟดีเอ็มที่ไม่มีการลดค่าพีเอพ็อร์ ถ้าเปรียบเทียบเฉพาะวิธีการลดค่าพีเอพ็อร์แบบเดิม กับแบบที่นำเสนอ นั้น วิธีการที่นำเสนอสามารถทำให้สมรรถนะ ของระบบดีขึ้นได้มากกว่า สังเกตได้จากรูป เมื่อไอบีโอเท่ากับ 6 วิธีการที่นำเสนอสามารถลดค่าซีเอ็นอาร์ได้ประมาณ 2.5dB เปรียบเทียบกับวิธีการแบบเดิม และสามารถลดค่าซีเอ็นอาร์ได้ประมาณ 5dB เทียบกับระบบ โอเอฟดีเอ็มที่ไม่มีการลดค่าพีเอพ็อร์

จากรูปที่ 4.7(a) และ 4.7(b) เป็นการหาค่าสมรรถนะอัตราบิดผิดพลาดของระบบ โอเอฟดีเอ็มในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นเช่นเดียวกับในรูปที่ 4.6(a) และ 4.6(b) แต่แตกต่างที่จำนวนของคลื่นพาห์และจำนวนของการทำ IFFF เพิ่มขึ้น ซึ่งค่าพีเอพ็อร์ ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มจะเพิ่มขึ้นเช่นกันเมื่อจำนวนจุดของการทำ IFFF เพิ่มขึ้น จากการทดลอง พบว่าประสิทธิภาพของลดค่าพีเอพ็อร์ยังคงสามารถมีประสิทธิภาพเช่นเดิม เมื่ออัตราส่วน ระหว่างจำนวนคลื่นพาห์ข้อมูลและคลื่นพาห์เทียมมีจำนวนเท่าเดิม ซึ่งผลการทดลอง จากวิธีการมอดูเลททั้ง 16QAM และ 64QAM แสดงให้เห็นว่าวิธีการลดค่าพีเอพ็อร์ แบบที่นำเสนอ นั้นสามารถลดค่าพีเอพ็อร์ได้ดีกว่าวิธีการลดค่าพีเอพ็อร์แบบเดิม ดังแสดง ไว้ดังรูปที่ 4.7(a) และ 4.7(b) ตามลำดับ แต่วิธีการมอดูเลทแบบ 64QAM นั้นค่อนข้าง ที่จะทนทานต่อสัญญาณรบกวนได้ต่ำ จากรูปที่ 4.7(b) ประสิทธิภาพจะลดลงเล็กน้อยเมื่อเทียบกับ 4.7(a) และ 4.6(b) ทั้งนี้เนื่องจากค่าพีเอพ็อร์ ที่เพิ่มขึ้นจากจำนวนของจุดของการ IFFF เพิ่มขึ้นเป็นผลให้เกิดสัญญาณรบกวนจากวงจรขยายที่ไม่เป็นเชิงเส้นมากกว่า



(a) 16QAM



(b) 64QAM

รูปที่ 4.7 สมรรถนะอัตราบิตผิดพลาดในวงจรรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น SSPA
เมื่อจำนวนคลื่นพาห์ทั้งหมดเท่ากับ 128 คลื่นพาห์

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

ระบบการส่งสัญญาณแบบ โอเอฟดีเอ็ม เป็นระบบที่ได้รับความนิยมเป็นอย่างมาก เนื่องด้วยวิธีการส่งสัญญาณแบบ โอเอฟดีเอ็ม นี้สามารถส่งผ่านข้อมูลได้ด้วยความเร็วสูง คงจะเห็นได้จากระบบการสื่อสารความเร็วสูงที่ได้มีการกำหนดมาตรฐานและมีการใช้งานกันเรียบร้อยแล้ว เช่น มาตรฐาน IEEE 802.11, IEEE 802.16, IEEE 802.20, and European Telecommunications Standards Institute (ETSI) Broadcast Radio Access Network (BRAN) เป็นต้น ระบบโอเอฟดีเอ็มสามารถที่จะส่งสัญญาณในลักษณะหลายคลื่นพาห์ (Multi-carrier) โดยคลื่นพาห์นี้จะเป็นคลื่นพาห์ย่อยๆ ซึ่งสเปกตรัมของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยๆ (Sub-carrier) นั้นสามารถที่จะซ้อนทับกันได้โดยอาศัยคุณสมบัติของการออร์โธโกนอล (Orthogonality) ระหว่างคลื่นพาห์ย่อยแต่ละตัวทำให้สามารถส่งสัญญาณออกไปโดยไม่เกิดการรบกวนซึ่งและกัน อีกทั้งยังเป็นการใช้แถบความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ นอกจากนี้ระบบโอเอฟดีเอ็มยังมีคุณสมบัติที่ดีต่อการรบกวนของช่องสัญญาณแบบหลายวิถี (Multi-path fading channel) จากข้อดีต่างๆ นี้ ระบบโอเอฟดีเอ็มจึงได้รับการพิจารณาเป็นหนึ่งในวิธีการมอดูเลทที่คาดกันว่าจะนำมาใช้ในการสื่อสารในยุคที่ 4

ข้อด้อยของระบบ โอเอฟดีเอ็ม คือสัญญาณทางด้านแกนเวลามีค่าการแกว่งสูงหรือค่าพีเอพียอร์สูงเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการมอดูเลทแบบคลื่นพาห์เดี่ยว (Single carrier) ข้อเสียของการที่มีค่าพีเอพียอร์สูงคือจำเป็นต้องใช้วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อกที่มีประสิทธิภาพสูง ต้องการวงจรขยายที่มีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้นและมีการใช้งานวงจรขยายที่ไม่มีประสิทธิภาพ จากการใช้งานวงจรขยายที่ไม่มีประสิทธิภาพนี้ยังส่งผลให้เกิดพลังงานสูญเสียที่วงจรขยายมาก ผลจากพลังงานสูญเสียนี้นำผลกระทบต่อเวลาและอายุการใช้งานของแบตเตอรี่สำหรับอุปกรณ์แบบพกพา ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่จะต้องลดค่าพีเอพียอร์ลงและกำหนดจุดการทำงานของวงจรให้ใกล้อิมพัลส์ให้ได้มากที่สุดเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพต่างๆ ที่ได้กล่าวไปข้างต้น

วิธีการลดค่าพีเอพียอร์ได้รับการศึกษาและมีการวิจัยอย่างกว้างขวางเช่น วิธีการคลิปปีงและฟิลเตอร์ (Clipping and filter) วิธีการเข้ารหัส (Coding) วิธีสงวนคลื่นพาห์ (TR: Tone Reservation) วิธีกำจัดคลื่นพาห์ (TI: Tone Injection) วิธีการขยายขนาดคอนสเทลเลชัน (ACE: Active Constellation Extension) วิธีพีทีเอส (PTS: Partial Pransmit Sequence) วิธีเอสแอลเอ็ม (SLM: SeLected Mapping) และวิธีดีเอสไอ (DSI: Dummy Sequence Insertion) เป็นต้น การลดค่าพีเอพียอร์สามารถที่จะเพิ่มสมรรถนะของอัตราบิดผลลาค ลออัตราการสูญหายของแพ็คเกจข้อมูล จากวิธีการลดค่าพีเอพียอร์ต่างๆ ที่ยกตัวอย่างมาทั้งหมดนี้แต่ละวิธีการมีข้อเด่นและข้อด้อยแตกต่างกันออกไป ข้อดีของวิธีดีเอสไอคือระบบมีความซับซ้อนน้อยและทางด้านเครื่องรับไม่จำเป็นต้องมี

วงจรอื่นๆ เพิ่มเติม เหมาะกับระบบที่ต้องการลดค่าใช้จ่ายทางด้านเครื่องรับ ข้อดีของวิธีดีเอสไอ คืออัตราการส่งข้อมูลจะมีประสิทธิภาพลดลง โดยจะลดลงมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับจำนวนของ คลื่นพาห์เทียมที่ใช้สำหรับลดค่าพีเอพ็อร์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เสนอเพิ่มประสิทธิภาพของการลดค่าพีเอพ็อร์ในวิธีดีเอสไอสำหรับ ระบบโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งวิธีการที่นำเสนอนี้สามารถที่จะลดค่าพีเอพ็อร์ของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มได้ คิดว่าวิธีดีเอสไอแบบเดิมที่ได้มีผู้เสนอไปแล้วนั้น โดยวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ค้นพบว่าค่าเฟสของ คลื่นพาห์เทียมจะมีผลกระทบอย่างมากต่อการลดค่าพีเอพ็อร์ ดังนั้นจึงได้เสนอวิธีการหาค่าเฟสที่ เหมาะสมเพื่อที่จะลดค่าพีเอพ็อร์ให้ได้มากที่สุด แทนวิธีดีเอสไอแบบเดิมที่ใช้เทคนิคฟลิปปีง โดย เทคนิคฟลิปปีงนี้จะใช้วิธีการเปรียบเทียบค่าเฟสที่ได้กำหนดไว้ล่วงหน้า โดยค่าเฟสของคลื่นพาห์ เทียมนี้จะลักษณะเป็นค่าคงที่ใดๆ แต่วิธีการใหม่ที่นำเสนอนี้จะใช้เทคนิคไทม์ฟรีควีนซึ่งสวอปปีง และฟลิปปีง ซึ่งวิธีการที่นำเสนอนี้ค่าเฟสของคลื่นพาห์เทียมที่ใช้สำหรับลดค่าพีเอพ็อร์นี้ ค่าเฟสจะ มีค่าเป็นค่าใดๆ ก็ได้ไม่ได้จำกัดขนาดของค่าเฟส ส่งผลให้ประสิทธิภาพในการลดค่าพีเอพ็อร์ได้ คิดว่าวิธีการแบบเดิมคงจะเห็นได้จากผลการทดลองในบทที่ 4 ผลลัพธ์ที่สามารถลดค่าพีเอพ็อร์ได้ คิดว่านั้นสามารถทำให้ประสิทธิภาพของอัตราบิตผิดพลาดที่คิดไว้ จุดการทำงานของวงจรขยาย สามารถทำงานใกล้จุดอิ่มตัว โดยไม่เพิ่มการใช้จำนวนของคลื่นพาห์เทียม นอกจากนี้จากการ ทดลองยังพบว่า ประสิทธิภาพของการลดค่าพีเอพ็อร์ด้วยวิธีดีเอสไอนี้ไม่ขึ้นอยู่กับวิธีการมอดูเลท ซึ่ง สามารถทำให้ค่าพีเอพ็อร์ลดลงทั้งการมอดูเลทแบบ 16QAM และ 64QAM ซึ่งได้ผลลัพธ์ที่ ใกล้เคียงกัน ดังจะเห็นได้จากผลการทดลอง

วิธีการที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์เป็นเทคนิคหนึ่งเท่านั้นที่ช่วยในการปรับปรุงสมรรถนะ ของระบบโอเอฟดีเอ็มโดยการลดค่าพีเอพ็อร์ แต่ก็ยังมีเทคนิควิธีการอื่นที่น่าสนใจ และสามารถใ้ งานร่วมเพื่อให้ได้ค่าพีเอพ็อร์ที่คิดไว้หรือทำให้สมรรถนะของระบบที่ดีขึ้น เช่นการเข้ารหัสแบบ เอฟอีซี (FEC: Forward Error Correction) เป็นต้น ซึ่งเมื่อนำวิธีการต่างๆ มาใช้ร่วมกันก็จะทำให้ ระบบมีสมรรถนะที่ดีมากยิ่งขึ้น

บรรณานุกรม

- [1] IEEE Std. 802.11a, "**High-speed Physical Layer in the 5GHz Band**", 1999.
- [2] IEEE 802.16 WG, "**SC-FDE PHY Layer System Proposal for Sub 11GHz BWA**", March 2001.
- [3] R. Van Nee, "**A new OFDM standard for high rate wireless LAN in the 5 GHz band;**" IEEE Vehicular Technology Conference 1999, Vol. 1, pp. 258 –262, 1999.
- [4] J. G. Proakis and M. Salehi, "**Contemporary Communication Systems using MATLAB,**" Canada: Books/Cole, 2000.
- [5] J. Tellado, "**Multicarrier Modulation with Low PAR applications to DSL and Wireless,**" New York, Kluwer Academic Publishers, 1999.
- [6] J. Armstrong, "**Peak to Average Power Reduction for OFDM by Repeated Clipping and Frequency domain Filtering,**" IEE Electronics Letters, Vol. 38, pp. 246-247, February 2002.
- [7] H. G. Ryu, B. I. Jin and I. B. Kim, "**PAPR Reduction Using Soft Clipping and ACI Rejection in OFDM System,**" IEEE Transaction on Consumer Electronics, vol. 48, pp. 17-22, February 2002.
- [8] M. Friese, "**Multitone Signals with Low Crest Factor,**" IEEE Transaction Communications, Vol. 45, pp. 1338-1344, October 1977.
- [9] E. V. Der Ouderaa, Schoukens and J. Renneboog, "**Peak Factor Minimization Using a Time-Frequency Domain Swapping Algorithm,**" IEEE Transaction Instrument and Measurement, Vol. 37, pp. 145-147, March 1988.
- [10] Cheng-Po L., Je-hong J., Wayne E. S., and Jack R. E., "**Nonlinear Amplifier Effects in Communication Systems,**" IEEE Transaction Microwave Theory, Vol. 47, pp. 1461-1466, August 1999.
- [11] R. O'Neill and L. B. Lopes, "**Envelope Variations and Spectral Splatter in Clipped Multicarrier Signals,**" Proc. IEEE PIMRC '95, Toronto, Canada, Sept. 1995, pp. 71–75.
- [12] X. Li and L. J. Cimini, Jr., "**Effect of Clipping and Filtering on the Performance of OFDM,**" IEEE Commun. Lett., vol. 2, no. 5, May 1998, pp. 131–133.

- [13] A. E. Jones, T. A. Wilkinson, and S. K. Barton, "**Block Coding Scheme for Reduction of Peak to Mean Envelope Power Ratio of Multicarrier Transmission Scheme,**" *Elect. Lett.*, vol. 30, no. 22, Dec. 1994, pp. 2098–2099.
- [14] V. Tarokh and H. Jafarkhani, "**On the Computation and Reduction of the Peak-to-Average Power Ratio in Multicarrier Communications,**" *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, no. 1, Jan. 2000, pp. 37–44.
- [15] J. A. Davis and J. Jedwab, "**Peak-to-Mean Power Control and Error Correction for OFDM Transmission Using Golay Sequences and Reed-Muller Codes,**" *Elect. Lett.*, vol. 33, no. 4, Feb. 1997, pp. 267–68.
- [16] J. A. Davis and J. Jedwab, "**Peak-to-Mean Power Control in OFDM, Golay Complementary Sequences, and Reed–Muller Codes,**" *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. 45, no. 7, Nov. 1999, pp. 2397–17.
- [17] K. Patterson, "**Generalized Reed-Muller Codes and Power Control in OFDM Modulation,**" *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. 46, no. 1, Jan. 2000, pp. 104–20.
- [18] K. G. Paterson and V. Tarokh, "**On the Existence and Construction of Good Codes with Low Peak-to-Average Power Ratios,**" *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. 46, no. 6, Sept. 2000, pp. 1974–87.
- [19] C. V. Chong and V. Tarokh, "**A Simple Encodable/Decodable OFDM QPSK Code with Low Peakto- Mean Envelope Power Ration,**" *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. 47, no. 7, Nov. 2001, pp. 3025–29.
- [20] B. S. Krongold and D. L. Jones, "**PAR Reduction in OFDM via Active Constellation Extension,**" *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 49, no. 3, Sept. 2003, pp. 258–68.
- [21] S. H. Müller and J. B. Huber, "**OFDM with Reduced Peak–to–Average Power Ratio by Optimum Combination of Partial Transmit Sequences,**" *Elect. Lett.*, vol. 33, no. 5, Feb. 1997, pp. 368–69.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

โปรแกรมที่ใช้จำลองการทำงานของระบบโอเอฟดีเอ็ม

โปรแกรมสำหรับค่าพีเอพียอร์

```

clear all;
clc;

%%%% Defined parameters %%%

BW=5; % Total Bandwidth = 5 MHz
NMess=16; % Range of Signals
DSI=16; % Total number of dummy sub-carriers
M=64; % Total number of sub-carriers
Nov=3; % Number of Over sampling
N=M+(M*Nov); % Total number of IFFT/FFT point
L=20; % Total number of OFDM symbol per frame
CNst=10; % Starting CNR (dB)
CNx=20; % Stop CNR (dB)
Stcn=5; % Step of CNR (dB)
TgRatio=0.1; % Ratio of Guard Interval
Num_count=20; % Number of loop.
Ets=round(M/BW); % Effective Symbol Duration
Dg=Ets*TgRatio; % Duration of Guard Interval
Ts=Ets+Dg; % Symbol Duration Ts %%%
DeltraF=round(BW/M);
DeltraT=Ets/N;
Zerop=round((N-M)/2);
Ng=round(Dg/(Ets/(N)));

Mess=(M-DSI)*L;
Nt=N+Ng;
NNt=Nt*L;
L1=Zerop+1;
L2=Zerop+M;

for count=1:Num_count; % Loop
count
Zero1=zeros(1,Zerop);

RandSignal(1,1:Miss)=randint(1,Mess,NMess);
StoP=serial2parallel(RandSignal,(M-DSI));

```

```

LengthSt=length(StoP(:,1));
SubSt=length(StoP(1,:));
Signal=StoP;
%=====
%%%%%%%%%%%%%% Modulation %%%%%%%%%%%%%%%
%=====
Y=Signal;
for k=1:LengthSt;
    ComplexSignal(k,1:(M-DSI))=f_EnMQAM(Y(k,1:(M-DSI)),NMess);
end

for k=1:LengthSt;
    %[Txf(k,1:N) CountLoop(k,1) PAPRiter(k,:)] = f_DSIBit_64N64DSI(ComplexSignal(k,1:(M-DSI)),M,N);
    Tlable='Proposed DSI';
    %[Txf(k,1:N) CountLoop(k,1) PAPRiter(k,:)] = f_DSIBit_64N32DSI(ComplexSignal(k,1:(M-DSI)),M,N);
    Tlable='Proposed DSI';
    %[Txf(k,1:N) CountLoop(k,1) PAPRiter(k,:)] = f_DSIBit_64N16DSI(ComplexSignal(k,1:(M-DSI)),M,N);
    Tlable='Proposed DSI';
    %[Txf(k,1:N) CountLoop(k,1) PAPRiter(k,:)] = f_DSIBit_64N8DSI(ComplexSignal(k,1:(M-DSI)),M,N);
    Tlable='Proposed DSI';
    %[Txf(k,1:N) CountLoop(k,1) PAPRiter(k,:)] = f_DSIBit_64N4DSI(ComplexSignal(k,1:(M-DSI)),M,N);
    Tlable='Proposed DSI';
    %[Txf(k,1:N) CountLoop(k,1) PAPRiter(k,:)] = f_DSIBit_64N2DSI(ComplexSignal(k,1:(M-DSI)),M,N);
    Tlable='Proposed DSI';

    %[Txf(k,1:N) CountLoop(k,1) PAPRiter(k,:)] = f_DSIBit_K64N64DSI(ComplexSignal(k,1:(M-DSI)),M,N);
    Tlable='Conventional DSI';
    %[Txf(k,1:N) CountLoop(k,1) PAPRiter(k,:)] = f_DSIBit_K64N32DSI(ComplexSignal(k,1:(M-DSI)),M,N);
    Tlable='Conventional DSI';
    %[Txf(k,1:N) CountLoop(k,1) PAPRiter(k,:)] = f_DSIBit_K64N16DSI(ComplexSignal(k,1:(M-DSI)),M,N);
    Tlable='Conventional DSI';
    %[Txf(k,1:N) CountLoop(k,1) PAPRiter(k,:)] = f_DSIBit_K64N8DSI(ComplexSignal(k,1:(M-DSI)),M,N);
    Tlable='Conventional DSI';
    %[Txf(k,1:N) CountLoop(k,1) PAPRiter(k,:)] = f_DSIBit_K64N4DSI(ComplexSignal(k,1:(M-DSI)),M,N);
    Tlable='Conventional DSI';
    %[Txf(k,1:N) CountLoop(k,1) PAPRiter(k,:)] = f_DSIBit_K64N2DSI(ComplexSignal(k,1:(M-DSI)),M,N);
    Tlable='Conventional DSI';

```

```

Xt1(k,1:N)=reshape(iff(reshape(Txf(k,1:N),N,1)),1,N).*sqrt(N);
Xt2(k,1:Nt)=[Xt1(k,N-Ng+1:N) Xt1(k,1:N)];          % Added GI.
end

Stx=Xt2;
Stx_Bypass=Stx;

%+++++
for k=1:LengthSt;
PAPR(count,k)=f_par_dB(Stx(k,:));                    % PAPR Output of IFFT
end
%+++++
pause(0.1);

%#####
%===== Solid-State Power Amplifiers (SSPA) =====
%#####

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

N_amp=length(IN_amp);
%!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!

IBO=-6;                                                % IBO (dB)
Pamp=2;                                                % P-parameter of SSPA
%!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!

Pamp1=2*Pamp;
Pamp2=1/Pamp1;

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

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

for k=1:N_amp;
AMPout(1,k)=AMPpabs(1,k)/((1+(AMPpabs(1,k))^(Pamp1))^(Pamp2));
end

```

```

AMPout_aver=mean(AMPout(1:N_amp).^2);
AMPout1(1:N_amp)=AMPout(1:N_amp).*sqrt(AMPmean_power/AMPout_aver); %Input power is
kept equal output power.
OUT_amp(1:N_amp)=AMPout1(1:N_amp).*exp(j*AMP_ph(1:N_amp));
Stx=serial2parallel(OUT_amp,Col_amp);

%+++++
for k=1:LengthSt;
PAPR4(count,k)=f_par_dB(Stx(k,:)); %PAPR output of SSPA
end
%+++++
MeanLoop(count,1)=mean(CountLoop');

end %Loop

AllMeanLoop=mean(MeanLoop')
Max_papr=13; %Maximum values of PAPR measurement
Min_papr=0; %Miniumu values of PAPR measurement
St_papr=0.1; %Step size of PAPR measurement

Prob_papr=hist(PAPR(:),Min_papr:St_papr:Max_papr);
cdf_length=length(Min_papr:St_papr:Max_papr);
for cdf=1:cdf_length;
CDF(1,cdf)=sum(Prob_papr(1,cdf:cdf_length));
end %Loop for 1st-CCDF function
figure;
semilogy(Min_papr:St_papr:Max_papr,(CDF(1,:))/(Num_count*L),'bx-')

hold on
Prob_papr=hist(PAPR4(:),Min_papr:St_papr:Max_papr);
cdf_length=length(Min_papr:St_papr:Max_papr);
for cdf=1:cdf_length;
CDF(1,cdf)=sum(Prob_papr(1,cdf:cdf_length));
end %Loop for 2nd-CCDF function
semilogy(Min_papr:St_papr:Max_papr,(CDF(1,:))/(Num_count*L),'gx-')
grid on

```

```
title(Tlable);  
xlabel('PAPR (dB)')  
ylabel('CCDF')  
StrM=int2str(M);  
StrDSI=int2str(DSI);  
legend(['Total Sub.=',StrM,', Dummy Sub.=',StrDSI]);
```

โปรแกรมสำหรับหาค่าประสิทธิภาพอัตราบิดผลลาค

```

clear all;
clc;

%%%% Defined parameters %%%

BW=5; % Total Bandwidth = 5 MHz
NMess=16; % Range of Signals
DSI=16; % Total number of dummy sub-carriers
M=64; % Total number of sub-carriers
Nov=3; % Number of Over sampling
N=M+(M*Nov); % Total number of IFFT/FFT point
L=20; % Total number of OFDM symbol per frame
CNst=10; % Starting CNR (dB)
CNx=20; % Stop CNR (dB)
Stcn=5; % Step of CNR (dB)
TgRatio=0.1; % Ratio of Guard Interval
Num_count=20; % Number of loop.
Ets=round(M/BW); % Effective Symbol Duration
Dg=Ets*TgRatio; % Duration of Guard Interval
Ts=Ets+Dg; % Symbol Duration Ts %%%
DeltraF=round(BW/M);
DeltraT=Ets/N;
Zerop=round((N-M)/2);
Ng=round(Dg/(Ets/(N)));

Mess=(M-DSI)*L;
Nt=N+Ng;
NNt=Nt*L;
L1=Zerop+1;
L2=Zerop+M;

for count=1:Num_count; % Loop
count
Zero1=zeros(1,Zerop);

RandSignal(1,1:Mess)=randint(1,Mess,NMess);
StoP=serial2parallel(RandSignal,(M-DSI));

```

```

LengthSt=length(StoP(:,1));
SubSt=length(StoP(1,:));
Signal=StoP;
%=====
%%%%%%%%%% Modulation %%%%%%%%%%%
%=====
Y=Signal;
for k=1:LengthSt;
    ComplexSignal(k,1:(M-DSI))=f_EnMQAM(Y(k,1:(M-DSI)),NMess);
end

for k=1:LengthSt;
    %[Txf(k,1:N) CountLoop(k,1) PAPRiter(k,:)] = f_DSIBit_64N64DSI(ComplexSignal(k,1:(M-DSI)),M,N);
    Tlable='Proposed DSI';
    %[Txf(k,1:N) CountLoop(k,1) PAPRiter(k,:)] = f_DSIBit_64N32DSI(ComplexSignal(k,1:(M-DSI)),M,N);
    Tlable='Proposed DSI';
    %[Txf(k,1:N) CountLoop(k,1) PAPRiter(k,:)] = f_DSIBit_64N16DSI(ComplexSignal(k,1:(M-DSI)),M,N);
    Tlable='Proposed DSI';
    %[Txf(k,1:N) CountLoop(k,1) PAPRiter(k,:)] = f_DSIBit_64N8DSI(ComplexSignal(k,1:(M-DSI)),M,N);
    Tlable='Proposed DSI';
    %[Txf(k,1:N) CountLoop(k,1) PAPRiter(k,:)] = f_DSIBit_64N4DSI(ComplexSignal(k,1:(M-DSI)),M,N);
    Tlable='Proposed DSI';
    %[Txf(k,1:N) CountLoop(k,1) PAPRiter(k,:)] = f_DSIBit_64N2DSI(ComplexSignal(k,1:(M-DSI)),M,N);
    Tlable='Proposed DSI';

    %[Txf(k,1:N) CountLoop(k,1) PAPRiter(k,:)] = f_DSIBit_K64N64DSI(ComplexSignal(k,1:(M-DSI)),M,N);
    Tlable='Conventional DSI';
    %[Txf(k,1:N) CountLoop(k,1) PAPRiter(k,:)] = f_DSIBit_K64N32DSI(ComplexSignal(k,1:(M-DSI)),M,N);
    Tlable='Conventional DSI';
    %[Txf(k,1:N) CountLoop(k,1) PAPRiter(k,:)] = f_DSIBit_K64N16DSI(ComplexSignal(k,1:(M-DSI)),M,N);
    Tlable='Conventional DSI';
    %[Txf(k,1:N) CountLoop(k,1) PAPRiter(k,:)] = f_DSIBit_K64N8DSI(ComplexSignal(k,1:(M-DSI)),M,N);
    Tlable='Conventional DSI';
    %[Txf(k,1:N) CountLoop(k,1) PAPRiter(k,:)] = f_DSIBit_K64N4DSI(ComplexSignal(k,1:(M-DSI)),M,N);
    Tlable='Conventional DSI';
    %[Txf(k,1:N) CountLoop(k,1) PAPRiter(k,:)] = f_DSIBit_K64N2DSI(ComplexSignal(k,1:(M-DSI)),M,N);
    Tlable='Conventional DSI';

```

```

Xt1(k,1:N)=reshape(iff(reshape(Txf(k,1:N),N,1)),1,N).*sqrt(N);
Xt2(k,1:Nt)=[Xt1(k,N-Ng+1:N) Xt1(k,1:N)];           % Added GI.
end

Stx=Xt2;
Stx_Bypass=Stx;

%+++++
for k=1:LengthSt;
PAPR(count,k)=f_par_dB(Stx(k,:));                   % PAPR Output of IFFT
end
%+++++

pause(0.1);

%#####
%===== Solid-State Power Amplifiers (SSPA) =====
%#####

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

N_amp=length(IN_amp);
%!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!

IBO=-6;                                             % IBO (dB)
Pamp=2;                                             % P-parameter of SSPA
%!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!

Pamp1=2*Pamp;
Pamp2=1/Pamp1;

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

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

for k=1:N_amp;
AMPpout(1,k)=AMPpabs(1,k)/((1+(AMPpabs(1,k))^(Pamp1))^(Pamp2));
end

```

```

AMPout_aver=mean(AMPout(1:N_amp).^2);
AMPout1(1:N_amp)=AMPout(1:N_amp).*sqrt(AMPmean_power/AMPout_aver); %Input power is
kept equal output power.
OUT_amp(1:N_amp)=AMPout1(1:N_amp).*exp(j*AMP_ph(1:N_amp));
Stx=serial2parallel(OUT_amp,Col_amp);

%+++++
for k=1:LengthSt;
PAPR4(count,k)=f_par_dB(Stx(k,:)); %PAPR output of SSPA
end
%+++++
MeanLoop(count,1)=mean(CountLoop');

End %Loop

AllMeanLoop=mean(MeanLoop')
Max_papr=13; %Maximum values of PAPR measurement
Min_papr=0; %Miniumu values of PAPR measurement
St_papr=0.1; %Step size of PAPR measurement

Prob_papr=hist(PAPR(:),Min_papr:St_papr:Max_papr);
cdf_length=length(Min_papr:St_papr:Max_papr);
for cdf=1:cdf_length;
CDF(1,cdf)=sum(Prob_papr(1,cdf:cdf_length));
end %Loop for 1st-CCDF function
figure;
semilogy(Min_papr:St_papr:Max_papr,(CDF(1,:))/(Num_count*L),'bx-')

hold on
Prob_papr=hist(PAPR4(:),Min_papr:St_papr:Max_papr);
cdf_length=length(Min_papr:St_papr:Max_papr);
for cdf=1:cdf_length;
CDF(1,cdf)=sum(Prob_papr(1,cdf:cdf_length));
end %Loop for 2nd-CCDF function
semilogy(Min_papr:St_papr:Max_papr,(CDF(1,:))/(Num_count*L),'gx-')
grid on

```

```
title(Tlabel);  
xlabel('PAPR (dB)')  
ylabel('CCDF')  
StrM=int2str(M);  
StrDSI=int2str(DSI);  
legend(['Total Sub.=',StrM,', Dummy Sub.=',StrDSI]);
```

ภาคผนวก ข.

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1. **Pongsakorn Boonsrimuang**, Pisit Boonsrimuang, Kazuo Mori¹, Tawil Paungma and Hideo Kobayashi, “**PAPR Reduction Method for OFDM Signal by Using Dummy Sub-carriers,**” 1st International Symposium on Wireless Pervasive Computing (ISPWC'2006),16-18 January 2006, Phuket, Thailand
2. Pisit Boonsrimuang, **Pongsakorn Boonsrimuang**, Kazuo Mori, Tawil Paungma and Hideo Kobayashi, “**Proposal of PAPR Reduction Method for OFDM Signal by Using Dummy Sub-carriers,**” 10th IFIP International Conference on Personal Wireless Communications (PWC'05),pp489-496 ,August 25-27, 2005, Colmar, France.

Pascal Lorenz *editor*



The Proceedings of the 10th IFIP Conference on

Personal Wireless Communications

Imperial College Press

PROPOSAL OF PAPR REDUCTION METHOD FOR OFDM SIGNAL BY USING DUMMY SUB-CARRIERS

PISIT BOONSRIMUANG, KAZUO MORI AND HIDEO KOBAYASHI[†]

*Department of Electrical and Electronic Engineering
Faculty of Engineering, Mie University, Japan
1515 Kamihama-cho, Tsu-shi, Mie, Japan, 514-8507*

PONGSAKORN BOONSRIMUANG AND TAWIL PAUNGMA

*Faculty of Engineering and Research Center for Communication and Information
Technology, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand.
3 M2 Charlongkrung Rd., Lamphatue, Ladkrabang, Bangkok, Thailand, 10520*

One of the disadvantages of using OFDM is the larger peak to averaged power ratio (PAPR) of its time domain signal. The larger PAPR signal would cause the fatal degradation of bit error rate performance (BER) due to the inter-modulation noise occurring in the non-linear channel. In this paper, we propose the PAPR reduction method for the OFDM signal by using the dummy sub-carriers of which phases are optimized on the basis of the time-frequency domain swapping algorithm and flipping technique. The proposed method can achieve the better PAPR performance and BER performance in the non-linear channel with less complexity of processing at the transmission side. This paper presents various computer simulation results to verify the effectiveness of proposed method as comparing with the conventional methods.

1. Introduction

The OFDM technique has been received a lot of attentions especially in the field of wireless communications because of its efficient usage of frequency bandwidth and robustness to the multi-path fading. One of the limitations of using OFDM technique is the larger peak to averaged power ratio (PAPR) of its time domain signal [1]. The larger PAPR signal would cause the severe degradation of bit error rate (BER) performance due to the inter-modulation noise occurring in the non-linear amplifier.

Recently, various kinds of PAPR reduction methods were proposed such as the selected mapping method (SLM) [2], partial transmit sequence method (PTS) [2] and dummy sequence insertion method (DSI) [3]. The SLM and PTS methods control the phase of data sub-carrier and the DSI method controls the

[†] This work is supported by the Hitachi Scholarship Foundation (HSF).

phase of dummy sub-carriers at the transmission side. First two methods are required to inform the phase information controlled for the data sub-carriers to the receiver as the side information (SI). The DSI method is required no side information. However, the conventional DSI method proposed in [3] employs the flipping algorithm where the phases of dummy sub-carriers are optimized by using the certain number of discrete predetermined phase values.

In this paper, we propose a novel phase optimization method for the DSI method, which can achieve the better PAPR performance with almost the same complexity as that for the conventional DSI method. In the following of this paper, Section 2 presents the system model. Section 3 presents the proposed phase optimization method for the dummy sub-carriers. Section 4 presents the various computer simulation results, and we draw some conclusions in Section 5.

2. System Model

Figure 1 shows the block diagram of OFDM system to be used in the following evaluation. In the figure, the modulated signal in the frequency domain is converted to the time domain signal by IFFT. The time domain signal is given by the following equation.

$$x_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j \frac{2\pi kn}{N}} \quad (1)$$

where N is the number of IFFT points and X_n is the modulated data at k -th sub-carrier. The time domain OFDM signal is input to the non-linear amplifier after adding the guard interval (GI). The output of non-linear amplifier can be expressed by the following equation.

$$s_k = F[|y_k|] e^{j \angle(y_k)} \quad (2)$$

where, y_k is the input signal of non-linear amplifier and $F[]$ represent the AM/AM conversion characteristics of non-linear amplifier. The non-linear amplifier assumed in this paper is the Solid State Power Amplifier (SSPA) of which input and output relationship is modeled by the following equation.

$$F[\rho] = \frac{\rho}{[1 + (\rho/A)^{2r}]^{1/2r}} \quad (3)$$

where, ρ is the amplitude of input signal, A is the saturated output level, and r is the parameter to decide the non-linear level. The phase conversion of the non-linear amplifier is assumed to be linear in the following evaluation. The

operation point of non-linear amplifier is defined by the Input Back-Off (IBO), which is given by the following equation.

$$IBO = 10 \log \frac{P_{in}}{P_0} \quad (4)$$

where P_{in} is the average power of input signal to the non-linear amplifier and P_0 is the input saturation power. The PAPR is defined by the following equation.

$$PAPR = 10 \log \left(\frac{P_{max}}{P_{av}} \right) \quad (5)$$

$$P_{max} = \text{Max}_k |y_k|^2 \quad (6)$$

$$P_{av} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |y_k|^2 \quad (7)$$

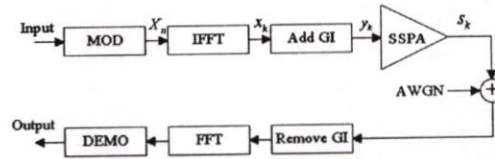


Figure 1. Block diagram of OFDM system.

3. Proposal of Phase Optimization Method

This section proposes the phase optimization method for the dummy sub-carriers so as to reduce the PAPR performance. Fig.2 shows the structure of proposed OFDM symbol represented in the frequency domain. The OFDM symbol consists of M data sub-carriers and L dummy sub-carriers that are placed at the both ends of data sub-carriers as shown in Fig. 2. The transmission efficiency of proposed DSI method becomes $M/(M+L)$. In the proposed method, the phase values of dummy sub-carriers are optimized by using the time-frequency domain swapping algorithm and flipping technique, which can achieve the better PAPR performance and the less required number of iterations.

Figure 3 shows the block diagram of proposed phase optimization method. In the figure, N sub-carriers consisting of L dummy sub-carriers and M data sub-carriers in the frequency domain are converted to the time domain signal by IFFT. Then, the "Phase Optimization" module processes the time domain signal so as to reduce the PAPR performance symbol by symbol. The "Phase optimization" module employs the time-frequency domains swapping algorithm [4]-[5] to optimize the phases of dummy sub-carriers. Since this algorithm is

492

usually required a large number of iterations to achieve the optimum results, "Phase optimization" module also employs the flipping technique [5] to reduce the number of iterations.

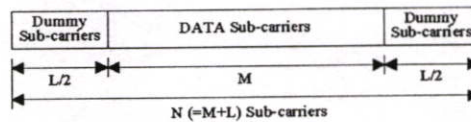


Figure 2 Structure of proposed OFDM symbol in the frequency domain.

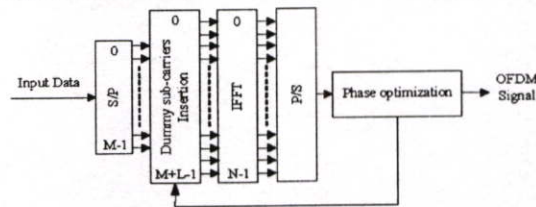


Figure 3 Block diagram of phase optimization method.

In the proposed method, the target PAPR and the maximum number of iterations are firstly set. The time domain signal consisting of N sub-carriers, which corresponds to the signal before optimization, is given by Eq.(1). In Eq.(1), the initial dummy sub-carriers are given by the following equation.

$$X_n = e^{j\theta_n} \begin{cases} n = 0, \dots, (L/2 - 1) \\ n = (M + L/2), \dots, (N - 1) \end{cases} \quad (8)$$

where, X_n has the constant amplitude and θ_n is given by the random phase.

The basic principle of this algorithm is to find higher peak level in the time domain signal of Eq.(1) than the reference level of S and calculate the error signal defined by the following equation as the i -th iteration.

$$e_k^{(i)} = \begin{cases} (|x_k^{(i)}| - S) \cdot e^{j\arg(x_k^{(i)})} & \text{if } |x_k^{(i)}| \geq S \\ 0 & \text{if } |x_k^{(i)}| < S \end{cases} \quad (9)$$

The reference parameter S is decided on the basis of the average power of input signal. The time domain error signal given by Eq. (9) is converted to the frequency domain signal by FFT, which is given by the following equation.

$$E_n^{(i)} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} e_k^{(i)} \cdot e^{-j\frac{2\pi kn}{N}} \quad (10)$$

By using Eq.(10), the phase values are calculated only for the dummy sub-carriers. The obtained phase value is subtracted from the original frequency domain signal given by Eq.(8). The phase optimization is processed only for the dummy sub-carriers and the data sub-carriers are kept the same as the original signal. The frequency domain signal to be used at the next iteration (i+1) is given by the following equation.

$$X_n^{(i+1)} = \begin{cases} e^{j\arg\{X_n^{(i)} - E_n^{(i)}\}} & n = 0, \dots, (L/2 - 1) \\ X_n^{(i)} & n = L/2, \dots, (M + L/2 - 1) \\ e^{j\arg\{X_n^{(i)} - E_n^{(i)}\}} & n = (M + L/2), \dots, (N - 1) \end{cases} \quad (11)$$

In the time-frequency swapping algorithm, Eqs.(8) to (11) are repeated up to reach the optimum results. In the proposed method, the flipping technique is also employed to reduce the iteration numbers as similar to the conventional DSI method. In the flipping technique, the PAPR is calculated by changing the phase of each dummy sub-carrier. If the new PAPR is lower than the previous result, the new phase will retain as part of the final phase sequence. Otherwise, the phase reverts to its previous value. These processing will perform for all dummy sub-carriers. The time-frequency domain swapping algorithm and flipping technique will repeat up to reaching either of the predetermined target PAPR or the maximum number of iterations.

4. Performance Evaluations

This section presents various computer simulation results to verify the effectiveness of proposed method. The simulation parameters to be used in the following evaluations are shown in Table 1.

Table 1. Simulation parameters.

Modulation	16QAM or 64QAM
Demodulation	Coherent
Allocated bandwidth	5MHz
Number of FFT points	256
Number of sub-carriers	64
Symbol duration	12.8us
Guard interval	1.28us
Number of dummy sub-carriers	2-16
Non-linear amplifier	SSPA
Non-linear parameter of SSPA	r=2

Figure 4 shows the PAPR performance for the conventional DSI and proposed DSI methods when changing the number of dummy sub-carriers. The PAPR performance for the conventional OFDM is also shown in the figure as the purpose of comparison. In the figure, the PAPR performance is evaluated by using the Cumulative Distribution Function (CDF). From the figure, it can be observed that the proposed DSI method shows the better PAPR performance as increasing the number of dummy sub-carriers, while the transmission efficiency decreases. It can be also observed from the figure that the proposed DSI method can achieve the better PAPR performance than that for the conventional DSI method and the conventional OFDM.

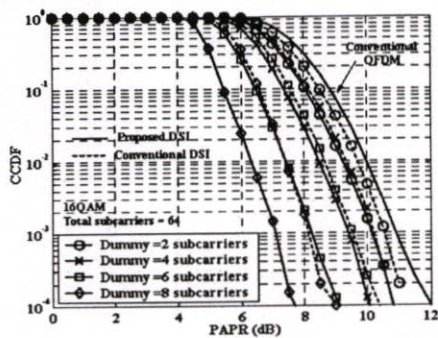


Figure 4 PAPR performance of proposed DSI method.

Figure 5 shows the PAPR performance both for the conventional and proposed DSI methods when changing the number of iteration. From the figure, it can be seen that the proposed DSI method with the larger dummy sub-carriers requires slightly larger number of iterations for the convergence of PAPR performance than that for the conventional DSI method. It can be also observed that the proposed DSI method can achieve the better PAPR performance than the conventional DSI method by the acceptable small number of iterations with less than 20 iterations even for the larger number of dummy sub-carriers.

Figure 6 shows the BER performances for the proposed and conventional DSI methods in the non-linear channel when the modulation methods are 16QAM and 64QAM. In the simulation, the number of total sub-carriers is 64 including 48 data and 16 dummy sub-carriers. As for the modulation method of 16QAM, the proposed DSI method can achieve much better BER performance than those for the conventional OFDM and DSI methods when IBO is -2 dB. The proposed DSI method shows almost the same BER performance as that of

Ideal performance. As for the modulation method of 64QAM, the proposed DSI method when IBO is -6dB can achieve the very close to the Ideal performance, while the conventional OFDM and DSI methods show the worse BER performance even at the higher CNR.

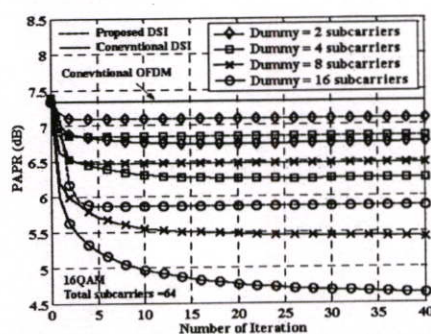
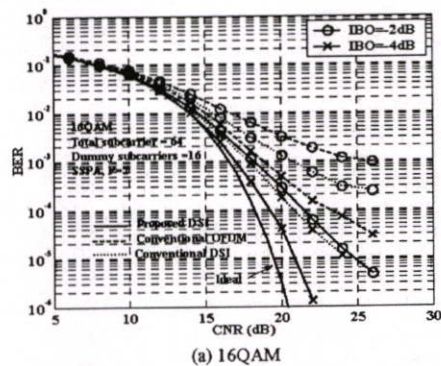


Figure 5 PAPR performances versus number of iterations.

5. Conclusions

In this paper, we proposed the PAPR reduction method for the OFDM signal by using the dummy sub-carriers. The feature of proposed method is to employ the time-frequency domain swapping algorithm and flipping technique for improving the PAPR performance with less complexity at the transmission side. From the various computer simulation results, we confirmed that the proposed DSI method could achieve the better PAPR performance and better BER performance in the non-linear channel than that for the conventional DSI method.



(a) 16QAM

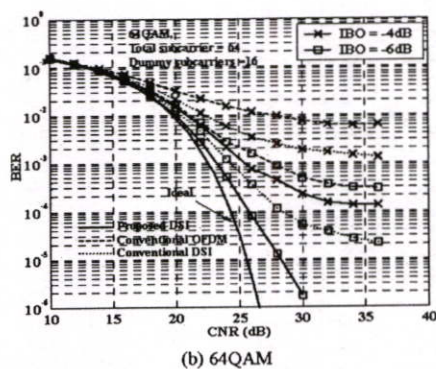


Figure 6 BER performance of proposed DSI method in non-linear channel.

Acknowledgments

The authors would like thank to the Hitachi Scholarship Foundation(HSF) who has supported this research.

References

1. D Dardari, V. Tralli and A Vaccari, "A Theoretical Characterization of Nonlinear Distortion Effects in OFDM Systems," *IEEE Trans. on Comm.*, Vol. 48, no. 10, pp.1775-1764, Oct 2000.
2. S. H. Muller and J. B. Huber, "OFDM with reduce peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences," *Electron. Lett.*, vol. 33, no. 5, pp. 368-369, Feb. 1997.
3. Heung-Gyoon Ryu, Jae-Eun Lee and Jin-Soo Park, "Dummy Sequence Insertion (DSI) for PAPR Reduction in the OFDM Communication System," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Vol. 50, No. 1, Feb 2004.
4. M. Friese, "Multitone Signals with Low Crest Factor", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, pp. 1338-1344, Oct 1977.
5. E. V. Der Oudera, Schoukens and J.Renneboog., "Peak Factor Minimization Using a Time-Frequency Domain Swapping Algorithm," *IEEE Trans Instrum. Meas.* vol.37, pp145-147, Mar 1988.



2006 1st International Symposium on Wireless Pervasive Computing

January 16-18, Phuket, Thailand



PAPR Reduction Method for OFDM Signal by Using Dummy Sub-carriers

Pongsakorn Boonsrimuang, Pisit Boonsrimuang, Kazuo Mori, Tawil Paungma and Hideo Kobayashi

Abstract— One of the disadvantages of using OFDM is the larger peak to averaged power ratio (PAPR) in its time domain signal. The larger PAPR signal would cause the fatal degradation of bit error rate performance (BER) due to the inter-modulation noise in the non-linear channel. This paper proposes an improved DSI (Dummy Sequence Insertion) method, which can achieve the better PAPR and BER performances. The feature of proposed method is to optimize the phase of each dummy sub-carrier so as to reduce the PAPR performance by changing all predetermined phase coefficients in the time domain signal, which is calculated for data sub-carriers and dummy sub-carriers separately. To achieve the better PAPR performance, this paper also proposes to employ the time-frequency domain swapping algorithm for fine adjustment of phase coefficient of the dummy sub-carriers, which can achieve the less complexity of processing and achieves the better PAPR and BER performances than those for the conventional DSI method. This paper presents various computer simulation results to verify the effectiveness of proposed method as comparing with the conventional methods in the non-linear channel.

Keywords— OFDM, PAPR, dummy sub-carriers, non-linear.

I. INTRODUCTION

THE OFDM technique has been received a lot of attentions especially in the field of wireless communications because of its efficient usage of frequency bandwidth and robustness to the multi-path fading. From these advantages, the OFDM has already been adopted as the standard transmission technique in the wireless LAN systems and the terrestrial digital broadcasting system [1-2]. The OFDM technique is also considering as one of the candidate transmission techniques for the next generation of mobile communications systems. One of the limitations of using OFDM technique is the larger peak to averaged power ratio (PAPR) of its time domain signal [3]. The larger PAPR signal would cause the severe degradation of bit error rate (BER) performance due to the inter-modulation noise occurring in the non-linear amplifier. The simple solution to overcome this problem is to operate the non-linear amplifier at the linear region with taking the

enough larger input back-off. However, this method degrades the power efficiency of non-linear amplifier, and has serious problem on battery consumption especially for the cases of mobile terminal and portable wireless LAN terminal. In order to maximize the power efficiency of the transmitter, the non-linear amplifier is typically forced to work at near its saturation region, which will lead to the degradation of BER performance due to the inevitably high non-linearity.

From these backgrounds, the PAPR reduction method is recognized as the essential research topic in the employment of OFDM signal in the wireless communications systems. Up to today, various kinds of PAPR reduction methods were proposed including the selected mapping method (SLM) [4], partial transmit sequence method (PTS) [5-6] and dummy sequence insertion method (DSI) [7]. All of these methods can provide the better PAPR performance by controlling the phase of data or dummy sub-carriers. The SLM and PTS methods control the phase of data sub-carrier and the DSI method controls the phase of dummy sub-carriers at the transmission side. First two methods are required to inform the phase information controlled for the data sub-carriers to the receiver as the side information (SI). The side information is required to inform the receiver by using the data channel with the higher signal quality for the correct demodulation of data information. From this fact, the transmission efficiency would be degraded in these two methods. On the other hand, the DSI method is required no side information while the transmission efficiency would decrease slightly due to the dummy sub-carriers. From this reason, the DSI method could be realized with less complexity as compared with the PTS and SLM methods. However, the conventional DSI method proposed in [7] employs the flipping algorithm where the phases of dummy sub-carriers are optimized by using the certain number of discrete predetermined phase values. From this fact, the conventional DSI method has a difficulty to achieve the better PAPR performance as compared with the SLM and PTS methods.

In this paper, we propose a novel phase optimization method for the DSI method by employing the time-frequency domain swapping algorithm, which can improve the PAPR performance. In addition to the time-frequency domain swapping algorithm, the flipping technique is also employed to reduce the complexity in the optimization of phase for the dummy sub-carriers. The proposed DSI method can achieve the better PAPR performance with almost the same

Pongsakorn Boonsrimuang and Tawil Paungma are with the Department of Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand.

Pisit Boonsrimuang, Kazuo Mori and Hideo Kobayashi are with the Department of Electrical and Electronic Engineering, Faculty of Engineering, Mie University, Japan.

complexity as that for the conventional DSI method.

In the following of this paper, Section II presents the system model to be used in the following evaluations. Section III presents the proposed phase optimization method for the dummy sub-carriers based on the time-frequency domain swapping algorithm and flipping technique. Section IV presents the various computer simulation results to verify the effectiveness of the proposed method as comparing with the conventional DSI method, and we draw some conclusions in Section V.

II. SYSTEM MODEL

Figure 1 shows the block diagram of OFDM system to be used in the following evaluation. In the figure, the modulated signal in the frequency domain is converted to the time domain signal by IFFT. The time domain signal is given by the following equation.

$$x_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j \frac{2\pi n k}{N}} \quad (1)$$

where N is the number of IFFT points and X_n is the modulated data at k -th sub-carrier. The time domain OFDM signal is input to the non-linear amplifier after adding the guard interval (GI). The output of non-linear amplifier can be expressed by the following equation.

$$s_k = F[|y_k|] e^{j \arg(y_k)} \quad (2)$$

where, y_k is the input signal of non-linear amplifier and $F[\]$ represent the AM/AM conversion characteristics of non-linear amplifier. The non-linear amplifier assumed in this paper is the Solid State Power Amplifier (SSPA) of which input and output relationship is modelled by the following equation.

$$F[\rho] = \frac{\rho}{[1 + (\rho/A)^{2r}]^{1/2r}} \quad (3)$$

where, ρ is the amplitude of input signal, A is the saturated output level, and r is the parameter to decide the non-linear level. The phase conversion of the non-linear amplifier is assumed to be linear in the following evaluation. Fig.2 shows the AM/AM conversion characteristics of SSPA when changing the parameter of r in Eq.(3). The operation point of non-linear amplifier is defined by the Input Back-Off (IBO), which is given by the following equation.

$$IBO = 10 \log \frac{P_{in}}{P_0} \quad (4)$$

where P_{in} is the average power of input signal to the non-linear amplifier and P_0 is the input saturation power. The PAPR is defined by the following equation.

$$PAPR = 10 \log \left(\frac{P_{max}}{P_{av}} \right) \quad (5)$$

$$P_{max} = \max_k |y_k|^2 \quad (6)$$

$$P_{av} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |y_k|^2 \quad (7)$$

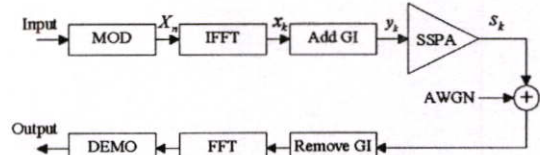


Fig. 1. Block diagram of OFDM system.

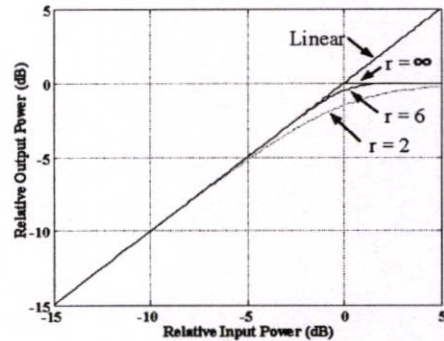


Fig. 2. Input-output relationship of SSPA.

III. PROPOSAL OF PHASE OPTIMIZATION METHOD

This section proposes the phase optimization method for the dummy sub-carriers so as to reduce the PAPR performance. Fig.3 shows the structure of proposed OFDM symbol represented in the frequency domain. The OFDM symbol consists of M data sub-carriers and L dummy sub-carriers that are placed at the both ends of data sub-carriers as shown in Fig. 3. The transmission efficiency of proposed DSI method becomes $M/(M+L)$. In the proposed method, the phase values of dummy sub-carriers are optimized by using the time-frequency domain swapping algorithm and flipping technique, which can achieve the better PAPR performance with the less required number of iterations.

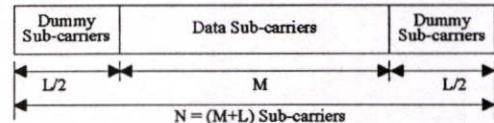


Fig. 3. Structure of proposed OFDM symbol.

Figure 4 shows the block diagram of proposed phase optimization method. In the figure, N sub-carriers consisting of L dummy sub-carriers and M data sub-carriers in the frequency domain are converted to the time domain signal by IFFT. Then, the "Phase Optimization" module optimizes the phase of dummy sub-carrier so as to reduce the PAPR performance symbol by symbol. The "Phase optimization" module employs the time-frequency domains swapping algorithm [8]-[9] to optimize the phase of dummy sub-carriers. Since this algorithm is usually required a large number of iterations to achieve the optimum results, "Phase

optimization" module also employs the flipping technique [7] to reduce the number of iterations.

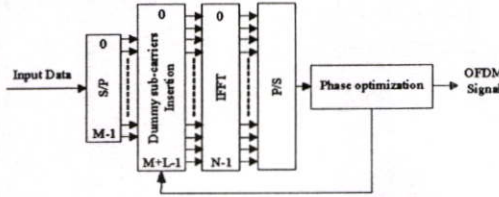


Fig. 4. Block diagram of phase optimization method.

Figure 5 shows the flow chart of proposed method. In the proposed method, the target PAPR and the maximum number of iterations are firstly set. The time domain signal consisting of N sub-carriers, which corresponds to the signal before optimization, is given by Eq.(1). In Eq.(1), the initial dummy sub-carriers are given by the following equation.

$$X_n = e^{j\theta_n} \begin{cases} n = 0, \dots, (L/2 - 1) \\ n = (M + L/2), \dots, (N - 1) \end{cases} \quad (8)$$

where, X_n has the constant amplitude and θ_n is given by the random phase.

The basic principle of this algorithm is to find higher peak level in the time domain signal of Eq.(1) than the reference level of S and calculate the error signal defined by the following equation as the i -th iteration.

$$e_k^{(i)} = \begin{cases} (|x_k^{(i)}| - S) \cdot e^{j\arg(x_k^{(i)})} & \text{if } |x_k^{(i)}| \geq S \\ 0 & \text{if } |x_k^{(i)}| < S \end{cases} \quad (9)$$

The reference parameter S is decided on the basis of the average power of input signal. The time domain error signal given by Eq. (9) is converted to the frequency domain signal by FFT, which is given by the following equation.

$$E_n^{(i)} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} e_k^{(i)} \cdot e^{-j \frac{2\pi kn}{N}} \quad (10)$$

By using Eq.(10), the phase values are calculated only for the dummy sub-carriers. The obtained phase value is subtracted from the original frequency domain signal given by Eq.(8). The phase optimization is processed only for the dummy sub-carriers and the data sub-carriers are kept the same as the original signal. The frequency domain signal to be used at the next iteration ($i+1$) is given by the following equation.

$$X_n^{(i+1)} = \begin{cases} e^{j\arg\{x_n^{(i)} - e_n^{(i)}\}} & n = 0, \dots, (L/2 - 1) \\ X_n^{(i)} & n = L/2, \dots, (M + L/2 - 1) \\ e^{j\arg\{x_n^{(i)} - e_n^{(i)}\}} & n = (M + L/2), \dots, (N - 1) \end{cases} \quad (11)$$

In the time-frequency swapping algorithm, Eqs.(8) to (11) are repeated up to reach the optimum results. In the proposed method, the flipping technique is also employed to reduce the number of iteration as similar to the conventional DSI method. In the flipping technique, the PAPR is calculated by changing the phase of each dummy sub-carrier as $+1$ or -1 sequentially. If the new PAPR is lower than the previous result, the new

phase will retain as part of the final phase sequence. Otherwise, the phase reverts to its previous value. These processing will perform for all dummy sub-carriers. As shown in Fig.5, the time-frequency domain swapping algorithm and flipping technique will repeat up to reaching either of the predetermined target PAPR or the maximum number of iterations.

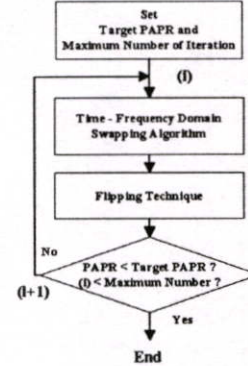


Fig. 5. Flow chart of proposed algorithm.

IV. PERFORMANCE EVALUATIONS

This section presents the various computer simulation results to verify the performance of proposed method. The simulation parameters to be used in the following evaluations are shown in Table 1.

Figure 6 shows the PAPR performance for the conventional DSI and proposed DSI methods when changing the number of dummy sub-carriers. The PAPR performance for the conventional OFDM is also shown in the figure as the purpose of comparison. In the figure, the PAPR performance is evaluated by using the Cumulative Distribution Function (CDF). From the figure, it can be observed that the proposed DSI method shows the better PAPR performance as increasing the number of dummy sub-carriers, while the transmission efficiency decreases. It can be also observed from the figure that the proposed DSI method can achieve the better PAPR performance than that for the conventional DSI method.

TABLE I
SIMULATION PARAMETERS.

Modulation	16QAM or 64QAM	
Demodulation	Coherent	
Allocated bandwidth	5MHz	
Number of FFT points	256	512
Number of sub-carriers	64	128
Symbol duration	12.8us	25.6us
Guard interval	1.28us	2.56us
Number of dummy sub-carriers	16	32
Non-linear amplifier	SSPA	
Non-linear parameter of SSPA	$r=2$	

Figure 7 shows the PAPR performance both for the conventional and proposed DSI methods when changing the number of iteration. From the figure, it can be seen that the

proposed DSI method with the larger dummy sub-carriers requires slightly larger number of iterations for the convergence of PAPR performance than that for the conventional DSI method. It can be also observed that the proposed DSI method can achieve the better PAPR performance than the conventional DSI method by the acceptable small number of iterations with less than 20 iterations even for the larger number of dummy sub-carriers.

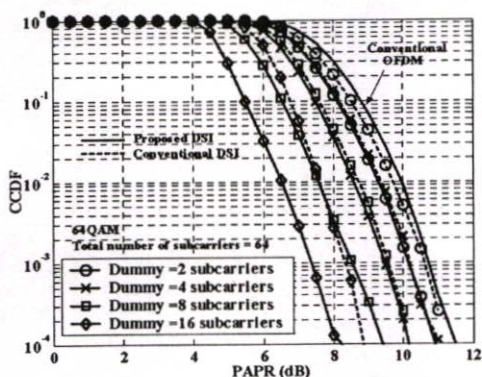


Fig. 6. PAPR performance of proposed DSI method.

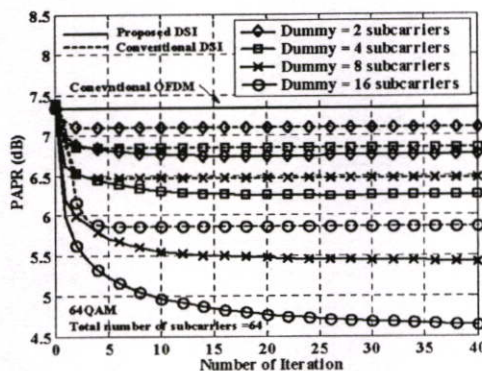
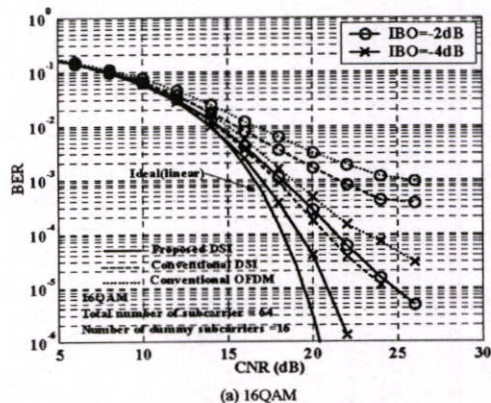


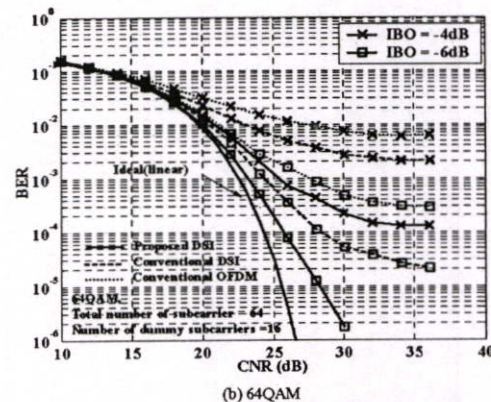
Fig. 7. PAPR performance versus number of iterations.

Figure 8 shows the BER performances for the proposed and conventional DSI methods in the non-linear channel when the modulation methods are 16QAM and 64QAM. In the simulation, the number of total sub-carriers is 64 including 48 data and 16 dummy sub-carriers and the non-linear parameter r for SSPA is 2. Fig. 9 also shows the BER performances when the number of total sub-carriers is 128 consisting of 96 data and 32 dummy sub-carriers. The BER performances of conventional OFDM method are also shown in these figures. As for the modulation method of 16QAM, the proposed DSI method can achieve much better BER performance than those for the conventional OFDM and DSI methods. The proposed DSI method when IBO is -4 dB shows almost the same BER

performance as that of Ideal performance. Here, Ideal means the BER performance in linear channel. As for the modulation method of 64QAM, the proposed DSI method when IBO is -6 dB can achieve the much better BER performance than the conventional OFDM and DSI methods. From these results, it can be concluded that the proposed DSI method can achieve the better BER performance in the non-linear channel at the cost of small degradation of transmission efficiency.



(a) 16QAM



(b) 64QAM

Fig. 8. BER performance of proposed DSI method in non-linear channel.

V. CONCLUSIONS

In order to maximize the power efficiency of non-linear amplifier for the transmission of OFDM signal, the power amplifier is usually forced to work at near its saturation region, which would lead to inevitably degradation of BER performance. In this paper, we proposed the PAPR reduction method for the OFDM signal by using the dummy sub-carriers. The feature of proposed method is to employ the time-frequency domain swapping algorithm and flipping technique for improving the PAPR performance with less complexity at the transmission side. From the various computer simulation results, we confirmed that the proposed

DSI method could achieve the better PAPR performance and better BER performance in the non-linear channel than that for the conventional DSI method.

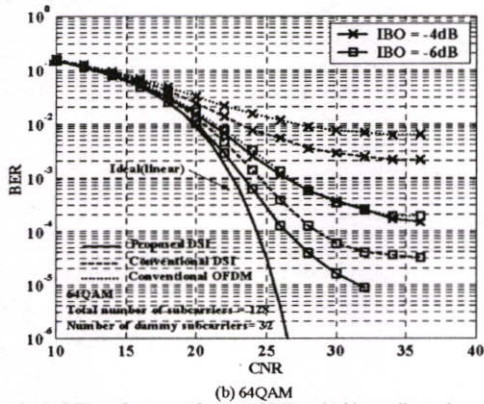
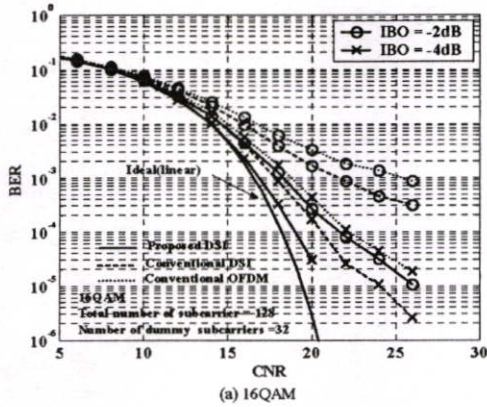


Fig. 9. BER performance of proposed DSI method in non-linear channel.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like thank to the Hitachi Scholarship Foundation(HSF) who has supported this research.

REFERENCES

- [1] IEEE Std. 802.11a, High-speed Physical Layer in the 5GHz Band, 1999.
- [2] IEEE 802.16 WG, "SC-FDE PHY Layer System Proposal for Sub 11GHz BWA", March 2001.
- [3] D Dardari, V. Tralli and A Vaccari, "A Theoretical Characterization of Nonlinear Distortion Effects in OFDM Systems," IEEE Trans. on Comm., Vol. 48, no. 10, pp.1775-1764, Oct 2000.
- [4] R. W. Bauml, R. F. H. Fischer and J.B. Huber, "Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping," IEEE Electro. Lett., vol. 32, no.22 pp.2056-2057, Oct. 1996.
- [5] Leonard J. Cimini Jr., Nelson R. Sollenberger, "Peak-to-average power ratio reduction of an OFDM signal using partial transmit sequences", IEEE Communications Letters, vol. 4, no. 3 pp. 86-88, March 2000.
- [6] S. H. Muller and J. B. Huber, "OFDM with reduce peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences," Electron. Lett., vol. 33, no. 5, pp. 368-369, Feb. 1997.
- [7] Heung-Gyoon Ryu, Jae-Eun Lee and Jin-Soo Park, "Dummy Sequence Insertion (DSI) for PAPR Reduction in the OFDM Communication System," IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 50, No. 1, Feb 2004.
- [8] M. Friese, "Multitone Signals with Low Crest Factor", IEEE Trans. Commun., vol. 45, pp. 1338-1344, Oct 1977.
- [9] E. V. Der Oudera, Schoukens and J.Renneboog, "Peak Factor Minimization Using a Time-Frequency Domain Swapping Algorithm," IEEE Trans Instrum. Meas. vol.37, pp145-147, Mar 1988.

ประวัติผู้เขียน

นายพงศกร บุญศรีเมือง เกิดเมื่อวันที่ 3 สิงหาคม พ.ศ.2513 ที่จังหวัดนครปฐม สำเร็จการศึกษาปริญญาตรี หลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม ในปีการศึกษา 2533 และเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2547