

วิธีการลดค่าอัตรากำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม
โดยไม่มีไซด์อินฟอร์เมชัน

PROPOSAL OF PAPR REDUCTION METHOD FOR OFDM SIGNAL
WITHOUT SIDE INFORMATION

พรทวิษย์ บุญศรีเมือง
PORNPAWIT BOONSRIMUANG

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

KMITL-2007-EN-M-010-071

วิธีการลดค่าอัตรากำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม
โดยไม่มีไซด์อินฟอร์เมชัน

PROPOSAL OF PAPR REDUCTION METHOD FOR OFDM SIGNAL
WITHOUT SIDE INFORMATION

พรภวิษย์ บุญศรีเมือง

PORNPAWIT BOONSRIMUANG

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2550

KMITL-2007-EN-M-010-071

**PROPOSAL OF PAPR REDUCTION METHOD FOR OFDM SIGNAL
WITHOUT SIDE INFORMATION**

PORNPAWIT 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**

2007

KMITL-2007-EN-M-010-071

COPYRIGHT 2007

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วิธีการลดค่าอัตรากำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม โดยไม่มีไซด์อินฟอร์เมชัน
นักศึกษา	นายพรภวิชัย บุญศรีเมือง
รหัสนักศึกษา	47061053
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2550
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ศ.ดร.ถวิล พึ่งมา

บทคัดย่อ

ปัญหาหลักของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มคือมีค่าอัตรากำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในด้านแกนเวลา เพื่อที่จะแก้ปัญหานี้หลายวิธีการที่ได้ถูกนำเสนอมาแล้วจนถึงปัจจุบัน วิธีการที่รู้จักกันเป็นอย่างดีได้แก่ วิธีการลดค่าพีเอพียอร์แบบแบ่งส่วนย่อย หรือ พีทีเอส (PTS) และวิธีการลดค่าพีเอพียอร์แบบจัดกลุ่มข้อมูล หรือ เอสแอลเอ็ม (SLM) ทั้งสองวิธีนั้นจำเป็นต้องการส่งข้อมูลการเปลี่ยนแปลงเฟส ซึ่งเป็นเหตุให้เกิดการลดทอนประสิทธิภาพการส่งผ่านและเพิ่มความซับซ้อนทั้งทางเครื่องส่งและเครื่องรับ

ในงานวิจัยนี้เสนอวิธีการลดค่าพีเอพียอร์ซึ่งสามารถช่วยเพิ่มประสิทธิภาพพีเอพียอร์โดยไม่มีส่วนของข้อมูลการเปลี่ยนแปลงเฟส ข้อเด่นของวิธีการที่นำเสนอนี้คือใช้ค่าสัมประสิทธิ์ร่วมตลอดเฟรมๆ ประกอบด้วยปริแอมเบิลซิมบอลและคาต้าซิมบอล ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์ร่วมจะคูณกับสัญญาณข้อมูลทางด้านแกนความถี่เพื่อลดค่าพีเอพียอร์ หลังจากนั้นสัญญาณข้อมูลทางด้านเครื่องรับสามารถทำการดีมอดูเลทได้จากการประมาณค่าสัมประสิทธิ์ร่วม วิธีการประมาณค่าสัมประสิทธิ์ร่วมสามารถทำได้พร้อมๆกับการประมาณผลตอบสนองของช่องสัญญาณสื่อสารจากปริแอมเบิลซิมบอลซึ่งอยู่ในตำแหน่งเริ่มต้นของแต่ละเฟรม

ในงานวิจัยนี้ใช้คอมพิวเตอร์ในการจำลองการทำงานของระบบเพื่อยืนยันประสิทธิภาพของวิธีการที่นำเสนอในช่องสัญญาณแบบการจางหลายแบบหลายเส้นทาง (Multi-path fading channel)

Thesis Title	Proposal of PAPR Reduction Method for OFDM Signal without Side Information
Student	Mr. Pornpawit Boonsrimuang
Student ID.	47061053
Degree	Master of Engineering
Program	Telecommunications Engineering
Year	2007
Thesis Advisor	Prof. Dr. Tawil Paungma

ABSTRACT

The major drawback of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is large Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) of its time domain signal. To overcome the PAPR problem on OFDM signal, various PAPR reduction methods have been proposed up to today. The most of PAPR reduction methods such as PTS and SLM methods require the side information which causes the degradation to transmission efficiency and complexity of transmitter and receiver. In this thesis, we propose a novel PAPR reduction method which can improve the PAPR performance without side information. The feature of proposed method is to use the common weighting factor over a frame including preamble and data symbols in which the common weighting factor is multiplied to the frequency domain signal over a frame so as to reduce the PAPR performance. The data symbols in one frame can be demodulated at the receiver by using the estimated common weighting factor. The common weighting factor can be estimated together with the channel frequency response by using the preamble symbol located at the start of every frame. This paper presents various computer simulation results to verify the effectiveness of proposed method in the multi-path fading channel.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำ และคำปรึกษาจาก ศ.ดร. ถวิล พึ่งมา ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์และ 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.

ขอกราบขอบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุก ๆ ท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้าที่เป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนในทุกเรื่องๆ ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

พรภวิชัย บุญศรีเมือง

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	3
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	4
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	5
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	6
1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน.....	7
1.6 ขอบเขตการวิจัย.....	7
1.7 ขั้นตอนการศึกษา.....	8
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย และระบบโอเอฟดีเอ็ม.....	9
2.1 เทคนิคการมัลติเพล็กซ์.....	10
2.1.1 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่.....	10
2.1.2 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา.....	11
2.1.3 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส.....	11
2.1.4 การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม.....	12
2.2 พื้นฐานของระบบ โอเอฟดีเอ็ม.....	13
2.2.1 คุณสมบัติของการออร์โธโกนอล.....	14
2.2.2 คุณสมบัติของการออร์โธโกนอลในแกนความถี่.....	17
2.2.3 เครื่องรับส่ง โอเอฟดีเอ็ม.....	19
2.2.4 การแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนาน.....	20
2.2.5 การมอดูเลตคลื่นพาห้ย่อย.....	20
2.2.6 การแปลงสัญญาณในแกนความถี่ให้อยู่ในแกนเวลา.....	21

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.2.7 การมอดูเลทสัญญาณอาร์เอฟ.....	22
2.2.8 ช่วงเวลาป้องกัน.....	23
2.2.9 การชิงโครโมส.....	24
2.2.10 การประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ.....	24
2.3 สัญญาณรบกวนแบบขาววอก.....	25
2.4 เครื่องขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น.....	26
2.4.1 วงจรขยายชนิด Solid State Power Amplifier (SSPA).....	26
2.5 อีควอไลเซชัน.....	27
2.5.1 อีควอไลเซชัน.....	27
2.5.2 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรอีควอไลเซอร์.....	28
2.6 ส่วนของการบอกข้อมูลข่าวสาร (Side Information).....	31
บทที่ 3 วิธีการลดค่าพีเอพียอร์ในสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มและการเพิ่มประสิทธิภาพการส่งผ่านให้กับระบบ.....	33
3.1 แบบจำลองของระบบ โอเอฟดีเอ็มแบบทั่วไปในช่องสัญญาณแบบ AWGN	34
3.2 โครงสร้างของเบริสต์เฟรมระบบ โอเอฟดีเอ็ม.....	36
3.3 แบบจำลองเครื่องของระบบ โอเอฟดีเอ็มแบบที่นำเสนอ.....	38
3.4 แบบจำลองช่องสัญญาณ.....	40
3.5 แบบจำลองเครื่องรับ โดยมีการปรับระดับสัญญาณ.....	42
บทที่ 4 การหาค่าสมรรถนะของระบบ.....	45
4.1 แบบจำลองที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	45
4.2 การกำหนดจุดการขยายสัญญาณให้กับเครื่องขยายสัญญาณ.....	46
4.3 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	50
4.4 ประสิทธิภาพพีเอพียอร์วิธีที่เสนอเปรียบเทียบกับวิธีแบบพื้นฐาน.....	51
4.4.1 การหาค่าประสิทธิภาพพีเอพียอร์ทางเครื่องส่ง.....	51
4.4.2 การกำหนดค่าสัมประสิทธิ์มูมจากสัญญาณในแต่ละเฟรม.....	52
4.4.3 การคูณค่าสัมประสิทธิ์มูมให้กับสัญญาณเพื่อปรับค่าพีเอพียอร์.....	53
4.5 การวัดประสิทธิภาพอัตราความผิดพลาดของระบบ.....	57

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	61
บรรณานุกรม.....	63
ภาคผนวก.....	65
ภาคผนวก ก. โปรแกรมที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบโอเอฟดีเอ็ม.....	66
ภาคผนวก ข. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	72
ประวัติผู้เขียน.....	90

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 พารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	50

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 การรวมโครงข่ายไฟเบอร์และโครงข่ายไร้สายเข้าด้วยกันเป็นโครงข่ายขนาดใหญ่.....	2
2.1 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งย่านความถี่.....	11
2.2 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา.....	11
2.3 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส.....	12
2.4 การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม.....	12
2.5 โครงสร้างของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแกนเวลา.....	15
2.6 สัญญาณในแกนความถี่ของคลื่นพาหะย่อยแต่ละสัญญาณ.....	16
2.7 แสดงการตอบสนองของความถี่ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแต่ละคลื่นพาหะย่อย.....	18
2.8 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับส่งโอเอฟดีเอ็ม.....	19
2.9 ตัวอย่างการมอดูเลทคลื่นพาหะย่อยแบบ 16-QAM	20
2.10 สัญญาณ 16-QAM เมื่อเกิดมีสัญญาณรบกวนเข้ามา.....	21
2.11 บล็อกไดอะแกรมในส่วนของการคำนวณการ IFFT	22
2.12 การมอดูเลทสัญญาณอาร์เอฟแบบอนาล็อก.....	22
2.13 การมอดูเลทสัญญาณอาร์เอฟแบบดิจิทัล (DDS: Direct Digital Synthesis).....	23
2.14 การสร้างช่วงเวลาป้องกัน (guard time).....	23
2.15 คุณสมบัติของสัญญาณรบกวนแบบขาววอก.....	25
2.16 คุณสมบัติของวงจรถ่ายแบบไม่เป็นเชิงเส้น SSPA	27
2.17 โครงสร้างพื้นฐานของเรดิโอในเวลาที่มีการปรับชุดสัมประสิทธิ์การคูณ.....	29
3.1 บล็อกไดอะแกรมที่ใช้ในการจำลองระบบของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบทั่วไป.....	34
3.2 วิธีการเพิ่มการ์ดใหม่ในสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม.....	35
3.3 โครงสร้างของเบริสต์เฟรมที่ใช้ในการจำลองระบบของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบทั่วไป.....	37
3.4 โครงสร้างเครื่องส่งของวิธีการที่เสนอ.....	40
3.5 ดีเลย์ไปรฟ์ของช่องสัญญาณมัลติพาธ.....	41
3.6 โครงสร้างเครื่องรับในระบบโอเอฟดีเอ็มโดยมีการปรับเท่าระดับสัญญาณ.....	42
4.1 แบบจำลองของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบทั่วไปในช่องสัญญาณมัลติพาธ.....	46
4.2 การกำหนดค่าพารามิเตอร์ให้กับเครื่องขยายสัญญาณ.....	47
4.3 สัญญาณอิทธิพล-เอาต์พุทของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น.....	48
4.4 ตัวอย่างสเปกตรัมของสัญญาณ 64QAM ในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น.....	49

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.5 สัญญาณ โอเอฟดีเอ็มในแกนเวลาของกระบวนการ Time-Frequency Swapping	52
4.6 เปรียบเทียบสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มก่อนและหลังกระบวนการลดค่าพีเอพ็อดแบบที่นำเสนอ.	54
4.7 ค่าเฉลี่ยของประสิทธิภาพพีเอพ็อดเทียบกับจำนวนรอบการวนซ้ำ.....	56
4.8 ประสิทธิภาพค่าพีเอพ็อดของวิธีการที่เสนอ.....	57
4.9 เปรียบเทียบช่องสัญญาณการประมาณช่องสัญญาณกับช่องสัญญาณในอุดมคติ.....	58
4.10 เปรียบเทียบอัตราบิดความผิดพลาดข้อมูลในช่องสัญญาณมัลติพาธเมื่อแปรค่า IBO (dB).....	59
4.11 เปรียบเทียบอัตราบิดความผิดพลาดข้อมูลในช่องสัญญาณมัลติพาธเมื่อแปรค่า C/N (dB).....	60

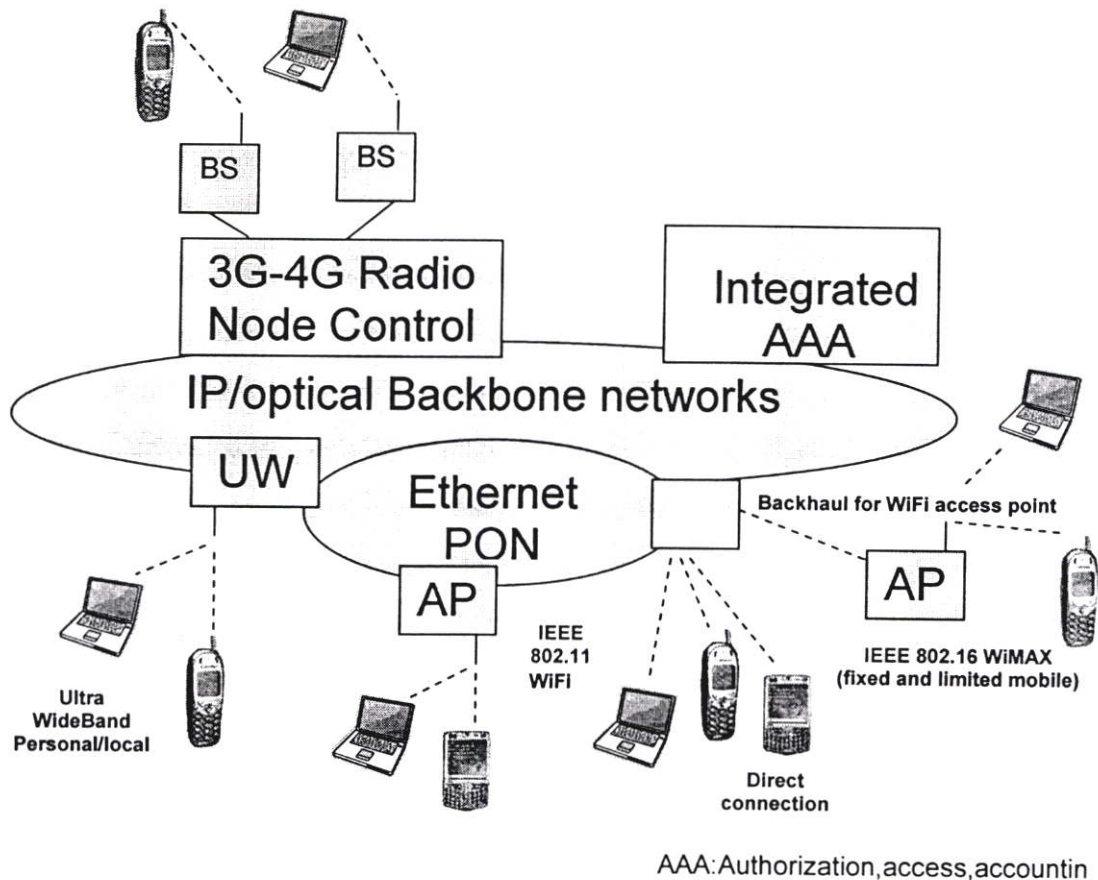
บทที่ 1

บทนำ

การโทรคมนาคมจากอดีตจนถึงปัจจุบันและในอนาคตข้างหน้าล้วนเป็นความต้องการของมนุษย์เพื่อบรรลุผลการสื่อสารในการส่งข่าวสารระยะไกลและการส่งข่าวสารไปในระยะไกลนี้ข่าวสารจากจุดส่งไปถึงจุดรับต้องเดินทางผ่านตัวกลางหรือเส้นทางในการส่งผ่าน เส้นทางในการส่งผ่านนี้ยังไกลยิ่งต้องผ่านกระบวนการต่างๆ มากขึ้นเพื่อให้ส่งผ่านไปถึงจุดหมายปลายทางและรับข่าวสารได้ถูกต้องอย่างไม่มีผิดเพี้ยน จึงได้มีการคิดค้นกระบวนการมากมายในการส่งข่าวสารเพื่อนำข่าวสารไปให้ถึงที่หมาย ซึ่งกระบวนการและตัวกลางในการส่งผ่านมีด้วยกันหลายรูปแบบ การส่งผ่านด้วยระบบสายส่งอาจจะเป็นสายทองแดงหรือไฟเบอร์ออฟติก (Fiber optic) การส่งผ่านไปในอากาศหรือเรียกว่าการส่งด้วยคลื่นความถี่วิทยุ (RF: Radio Frequency) และในการส่งด้วยคลื่นความถี่นี้เมื่อต้องการส่งไปในระยะไกลนั้นจะต้องมีกระบวนการทวนสัญญาณ ซึ่งมีทั้งระบบไมโครเวฟ (Microwave) เป็นตัวทวนสัญญาณทางภาคพื้นดินและอุปกรณ์ทวนสัญญาณที่อยู่เหนือชั้นบรรยากาศที่เรียกกันว่า ระบบดาวเทียม (Satellite) ที่ทำหน้าที่เป็นตัวทวนสัญญาณที่อยู่บนวงโคจรของโลกและเป็นระบบการส่งผ่านที่ส่งได้ครอบคลุมพื้นที่โลก

การส่งสัญญาณผ่านไปในย่านความถี่นี้เป็นหัวข้อที่ได้รับความสนใจจากนักวิจัย เริ่มต้นจากวิทยุเอเอ็ม วิทยุเอฟเอ็ม วิทยุสื่อสาร เป็นการส่งแบบทิศทางเดียวและส่งแบบผลัดรับผลัดส่ง (Walkie-talkies) ตามลำดับ พัฒนามาถึงโทรศัพท์ไร้สายเคลื่อนที่ระบบ Cellular Telephones ที่ต้องมีระบบโครงข่ายมารองรับการติดต่อและรองรับการส่งข้อมูลอย่างอื่นๆ เพิ่มขึ้นอีกเป็นลำดับ เช่น ภาพ วิดีโอ และมีการพัฒนาต่อมาอย่างไม่หยุดยั้ง มาถึงปัจจุบัน

ปัจจุบันผู้คนมิได้ต้องการเพียง การส่งเสียงพูด การส่งข้อความ แต่มีความต้องการส่งทั้งภาพและเสียงหรือที่เรียกว่า มัลติมีเดีย การรองรับการส่งผ่านมัลติมีเดีย นั้นต้องมีกระบวนการที่ทำให้ประสิทธิภาพในการส่งผ่านเนื่องจากมัลติมีเดีย เป็นการส่งทั้งภาพและเสียงในเวลาเดียวกันและข้อมูลข่าวสารนี้มีขนาดใหญ่ จึงต้องมีกระบวนการส่งผ่านที่ให้ประสิทธิภาพในการส่งผ่านเพื่อใช้ตัวกลางหรือช่องสัญญาณอย่างคุ้มค่าและมีกระบวนการในการจัดการแบ่งรูปแบบโครงข่ายและการเชื่อมต่อให้เหมาะสม การรวมโครงข่ายย่อยหลายๆ โครงข่ายเข้าด้วยกันเป็นโครงข่ายใหญ่ การเชื่อมโครงข่ายใยแก้วเข้ากับโครงข่ายไร้สาย การเชื่อมโครงข่ายเข้าด้วยกันดังจะแสดงได้ดังรูปที่ 1.1 เป็นการเชื่อมต่อที่รวมครอบคลุมการสื่อสาร



รูปที่ 1.1 การรวมโครงข่ายไฟเบอร์และโครงข่ายไร้สายเข้าด้วยกันเป็นโครงข่ายขนาดใหญ่

ระบบโครงข่ายไร้สายขนาดเล็ก (WLAN Wireless Local Area Network) ที่ปัจจุบันจะเป็นมาตรฐาน IEEE 802.11 เมื่อมาพิจารณาที่ชั้น Physical Layer ระบบช่องสัญญาณที่ใช้จะต้องมีประสิทธิภาพการส่งผ่านได้สูงและสัญญาณมีความทนทานต่อการรบกวนในช่องสัญญาณได้ดี ซึ่งเทคนิควิธีการส่งผ่านของระบบที่ใช้สัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal frequency division multiplexing) ในการจัดส่งสัญญาณนั้นเป็นเทคนิควิธีหนึ่งที่จะช่วยให้การใช้ช่องสัญญาณได้อย่างคุ้มค่า

วิธีการของโอเอฟดีเอ็มเป็นอีกหนึ่งวิธีการ ที่ได้รับความสนใจเป็นอย่างมากและได้มีการนำมาใช้ในปัจจุบัน และพัฒนาให้ดียิ่งขึ้นสำหรับใช้ในระบบสื่อสารในอนาคต ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงศึกษาข้อดีและข้อด้อยของวิธีการ โอเอฟดีเอ็มนี้ พร้อมทั้งยังได้เสนอวิธีการแก้ไขข้อด้อยสำหรับวิธีการของโอเอฟดีเอ็ม ดังจะได้แสดงเป็นลำดับได้ดังต่อไปนี้

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บทด้วยกันคือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของงานวิจัย ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ สมมติฐาน ทฤษฎีที่ใช้ ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย และพื้นฐานของระบบ โอเอฟดีเอ็ม ซึ่งประกอบด้วยเทคนิคการมอดูเลตแบบ โอเอฟดีเอ็มช่องสัญญาณที่มีการจางหลายเส้นทาง (Multi-path fading) และวงจรภาคขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Non-linear Amplifier) การประมาณช่องสัญญาณทางด้านรับ (Equalization)

บทที่ 3 กล่าวถึงวิธีการลดค่าพีเอพ็อดสำหรับระบบ โอเอฟดีเอ็มแบบที่นำเสนอ ซึ่งเป็นกระบวนการทางด้านเครื่องส่ง และช่องสัญญาณที่มีการจางหลายวิธี โดยที่ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้สภาวะการจางของสัญญาณแบบมีการจางหลายแบบ 16 เส้นทางเป็นสมมติฐานในการทดสอบประสิทธิภาพของระบบ และหลังจากกระบวนการลดค่าพีเอพ็อดทางด้านเครื่องส่งและผ่านช่องสัญญาณไปจะเป็นกระบวนการทางด้านเครื่องรับด้วยวิธีการประมาณช่องสัญญาณ

บทที่ 4 กล่าวถึงการหาค่าสมรรถนะของวิธีการที่นำเสนอในระบบ โอเอฟดีเอ็ม พารามิเตอร์ที่ใช้ และผลลัพธ์ที่ได้จากการทดลอง เพื่อแสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอนั้น สามารถจะทำให้ระบบ โอเอฟดีเอ็มมีสมรรถนะที่ดีขึ้น

บทที่ 5 บทสรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

การสื่อสารข้อมูลแบบไร้สายสำหรับคอมพิวเตอร์หรือ WLAN ในปัจจุบันนี้ได้รับความนิยมเป็นอย่างสูง เนื่องจากสะดวกและรวดเร็วในการติดตั้ง ซึ่งมาตรฐานที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบันคือ IEEE 802.11 a/b/g หรือ HIPERLAN/2

จากมาตรฐานการสื่อสารข้อมูลแบบไร้สายสำหรับคอมพิวเตอร์ จะเห็นได้ว่าปัจจุบันวิธีการโอเอฟดีเอ็มได้รับความนิยมเป็นอย่างมากสำหรับการกำหนดมาตรฐานในอนาคต เนื่องจากข้อดีของวิธีโอเอฟดีเอ็ม (OFDM :Orthogonal frequency division multiplexing) คือ เป็นระบบที่มีประสิทธิภาพการใช้งานความถี่และทนทานต่อการจางหลายเส้นทางในช่องสัญญาณแบบหลายวิธี (Multi-path fading channel) แต่เทคนิคการสื่อสารด้วยวิธีการของโอเอฟดีเอ็มนี้ก็ยังมีข้อด้อย คือค่าพีเอพ็อดของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มในแกนเวลามีค่าสูง[3] สัญญาณของ โอเอฟดีเอ็มที่มีค่าพีเอพ็อดสูง จึงเป็นเหตุให้ประสิทธิภาพของบิตเอร์เรท(BER: Bit Error Rate) หรือ ประสิทธิภาพอัตราบิตผิดพลาดในระบบ โอเอฟดีเอ็มลดลง ซึ่งเกิดขึ้นที่วงจรของเครื่องส่งแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Non-linear amplifier transmitter) นอกจากนี้แล้วค่าพีเอพ็อดของสัญญาณในแกนเวลาที่มีค่าสูงของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มนี้ จะทำให้ประสิทธิภาพการใช้พลังงานแย่งและความต้องการใช้วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อก เป็นสัญญาณดิจิทัลมีข่านการทำงานที่กว้างขึ้น ดังนั้นจึงได้มีการศึกษาอย่างกว้างขวางเพื่อลดพีเอพ็อดของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแกนเวลาที่มีค่าสูงนี้ เพื่อให้ประสิทธิภาพของอัตราการผิดพลาดของบิตข้อมูลดีขึ้น

จากผลงานวิจัยในปัจจุบัน ได้มีนักวิจัยเสนอวิธีการเพื่อลดค่าพีเอพ็อาร์ของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม ในแกนเวลา ซึ่งวิธีการที่ได้เสนอไปแล้วนั้นมีอยู่หลายวิธีการด้วยกัน เช่น วิธีการเอสแอลเอ็ม (SLM: SeLected Mapping) วิธีการพีทีเอส (PTS: Partial Transmit Sequence) ซึ่งหลักการของวิธีการเอสแอลเอ็มและวิธีการพีทีเอส จะใช้วิธีการควบคุมเฟสของคลื่นพาห่อย่อยข้อมูล เพื่อลดค่าพีเอพ็อาร์ของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม ดังนั้นวิธีเอสแอลเอ็มและวิธีการพีทีเอส จำเป็นต้องส่งข้อมูลการเปลี่ยนแปลงเฟส เพื่อให้ทางด้านเครื่องรับทราบข้อมูลการเปลี่ยนแปลงเฟส หรือเรียกว่า ไซด์อินฟอร์เมชัน (Side information) เพื่อให้สามารถทำการดีมอดูเลท (Demodulation) สัญญาณเดิมได้ ซึ่งจะเห็นได้ว่าไซด์อินฟอร์เมชันจำเป็นต้องมีการส่งรับ ที่มีความแม่นยำสูงเพื่อป้องกันความผิดพลาด ทำให้ระบบที่ใช้วิธีการลดค่าพีเอพ็อาร์ดังกล่าว มีความซับซ้อนมากยิ่งขึ้น นอกจากนี้ไซด์อินฟอร์เมชันจะทำให้อัตราการรับส่งข้อมูลลดลง เนื่องจากช่องสัญญาณสำหรับสื่อสารข้อมูลส่วนหนึ่งจะถูกนำมาใช้ในการส่งรับข้อมูลของการเปลี่ยนแปลงเฟสข้อมูล

ในระบบสื่อสารนั้นมักจะมีคามจำเป็นที่จะต้องทำการจัดส่งสัญญาณต่างๆ หลายสัญญาณรวมกันไปในตัวกลางหรือสายส่งสัญญาณเดียวกัน โดยที่จะต้องสามารถที่จะทำการแยกสัญญาณแต่ละสัญญาณที่ส่งรวมกันมานั้นออกจากกันได้ทางด้านเครื่องรับ วิธีการรวมสัญญาณเข้าด้วยกันดังกล่าวมีชื่อว่าการมัลติเพล็กซ์ (Multiplexing) สัญญาณและวิธีการจัดแยกสัญญาณเหล่านั้นมีชื่อว่าการดีมัลติเพล็กซ์ (Demultiplexing) สัญญาณ ในยุคที่ผ่านมามัลติเพล็กซ์สัญญาณที่รู้จักกันทั่วไปมีอยู่ 3 แบบคือ การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งย่านความถี่ (Frequency Division Multiplexing) การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา (Time Division Multiplexing) และการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส (Code Division Multiplexing) ในปัจจุบันการมัลติเพล็กซ์สัญญาณอีกแบบหนึ่งที่กำลังเป็นที่สนใจของกลุ่มนักวิจัยคือการมัลติเพล็กซ์แบบ โอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ซึ่งเป็นการมัลติเพล็กซ์ที่ทำให้สามารถใช้อ่านความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพและรองรับการส่งข้อมูลด้วยความเร็วสูง ซึ่งพื้นฐานของการมัลติเพล็กซ์แบบต่างๆ มีรายละเอียดดังหัวข้อต่อไปนี้

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

เทคนิคการสื่อสารด้วยวิธีการของ โอเอฟดีเอ็ม เป็นเทคนิคหนึ่งที่คาดกันว่า จะถูกนำไปใช้ในการสื่อสารไร้สายในยุคอนาคต ซึ่งเป็นยุคที่มีความต้องการสื่อสารข้อมูลด้วยความเร็วสูง ดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น หากแต่วิธีการของโอเอฟดีเอ็มยังมีข้อจำกัดของสัญญาณทางด้านแกนเวลาคือ มีค่าพีเอพ็อาร์มากหรืออีกนัยหนึ่งคือสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มมีการสวิงมากทางด้านแกนเวลา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ศึกษาวิธีการลดค่าพีเอพ็อาร์ของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มในแกนเวลา เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของอัตราบิดเบือนของระบบโอเอฟดีเอ็มให้มีประสิทธิภาพดีขึ้น โดยปกติ

แล้วค่าพีเอพ็อดที่ควรที่จะลดให้น้อยที่สุดเท่าที่จะสามารถทำได้ หรืออีกความหมายหนึ่งก็คือ อัตราบิดผิดผลาดในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นคี่ขึ้นเมื่อค่าพีเอพ็อดลดลง กระทั่งปัจจุบันหลากหลายวิธีการลดค่าพีเอพ็อดได้ถูกนำเสนอ ซึ่งวิธีการลดค่าพีเอพ็อดที่เป็นที่รู้จักกันได้ดีได้แก่ วิธีพีทีเอส และวิธีเอสแอลเอ็ม ซึ่งทั้งสองวิธีการนี้สามารถลดค่าพีเอพ็อดได้เป็นอย่างดี แต่ข้อเสียของสองวิธีการนี้คือ จำเป็นจะต้องมีไซค์อินฟอร์เมชัน เพื่อใช้ในการคิมอคูเลทสัญญาณทางด้านเครื่องรับ ซึ่งทำให้ระบบมีความซับซ้อนและอัตราการส่งข้อมูลลดลงเนื่องจากช่องสัญญาณบางส่วนต้องถูกนำไปใช้สำหรับไซค์อินฟอร์เมชัน ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งศึกษาหาวิธีการลดค่าพีเอพ็อดให้ได้มากที่สุดโดยไม่มีความจำเป็นต้องใช้ไซค์อินฟอร์เมชันและไม่ทำให้อัตราการส่งข้อมูลลดลง นอกจากนี้ยังทำให้ประสิทธิภาพของอัตราบิดผิดผลาดของระบบ โอเอฟดีเอ็มในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นคี่ขึ้น

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

แบบจำลองสำหรับการสื่อสารแบบไร้สายสามารถแบ่งออกได้เป็นสามส่วนใหญ่ๆ ด้วยกัน คือ เครื่องส่ง เครื่องรับ และช่องสัญญาณ คุณภาพของสัญญาณจะลดลงส่วนหนึ่งอันเกิดจากช่องสัญญาณที่สัญญาณนั้นๆ เดินทางผ่าน ซึ่งอาจจะเกิดสัญญาณแทรกสอดหรือเกิดการจางหายต่างๆ ได้ ซึ่งวิธีการพื้นฐานที่รู้จักกันดีคือ วิธีการปรับระดับของสัญญาณ (Equalization) หรืออีควอไลเซชัน ซึ่งเครื่องรับ โดยทั่วไปจะหาวิธีการปรับระดับของสัญญาณด้วยวิธีการปรับระดับสัญญาณนี้ชดเชยสัญญาณแทรกสอดและการจางหายที่เกิดจากช่องสัญญาณที่สัญญาณเดินทางผ่าน ซึ่งสามารถทำได้ง่ายและทำให้ประสิทธิภาพของความผิดพลาดของบิตข้อมูลคี่ขึ้นได้เป็นอย่างดี โดยการใช้สัญญาณที่ได้จากการประมาณช่องสัญญาณ (Channel estimation) เป็นตัวปรับระดับสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับ

นอกจากนี้ยังมีสัญญาณรบกวนอีกประเภทหนึ่งที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรขยายทางด้านเครื่องส่ง ซึ่งโดยปกติแล้วเครื่องส่งของอุปกรณ์สื่อสารต่างๆ จะประกอบด้วยวงจรขยายเป็นวงจรภาคสุดท้าย เพื่อที่จะขยายสัญญาณให้มีกำลังสูงๆ สามารถที่จะส่งไปได้ระยะทางไกลๆ แต่เนื่องจากวงจรขยายจะมีคุณลักษณะที่ไม่เป็นเชิงเส้น (Non-linear) จากคุณลักษณะความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรขยายนี้จะทำให้เกิดสัญญาณรบกวนจากวงจรขยายได้ เรียกว่า อินเตอร์มอดูเลชันนอยส์ (Intermodulation noise) สัญญาณรบกวนที่เกิดจากวงจรขยายนี้จะเกิดมากขึ้นเมื่อจุดการทำงาน (Operating point) ทำงานใกล้จุดอิ่มตัว (Saturation point) หรืออีกทางหนึ่งเกิดจากสัญญาณที่มีการสวิงของสัญญาณมาก

วิธีการลดอินเตอร์มอดูเลชันนอยส์นี้ สามารถทำได้โดยง่ายคือ กำหนดจุดการทำงานของวงจรขยายไม่ให้ใกล้จุดอิ่มตัว หากแต่วิธีการนี้จะทำให้ประสิทธิภาพการใช้งานวงจรขยายต่ำส่งผล

ให้เกิดพลังงานสูญเสียที่วงจรมีความยาวมาก อีกวิธีหนึ่งก็คือลดค่าการสวิงของสัญญาณ ซึ่งวิธีการนี้สามารถลดอินเตอร์มอดูเลชันนอยส์ลงได้และยังสามารถกำหนดจุดการทำงานของวงจรมีความยาวใกล้จุดอิมิตัวส่งผลให้สามารถใช้งานวงจรมีความยาวได้อย่างเต็มประสิทธิภาพอีกด้วย ซึ่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ก็นำเสนอวิธีการลดค่าพีเอพ็อร์วิธีการหนึ่ง ที่สามารถจะทำให้อัตราบิดเบือนของข้อมูลดีขึ้นและประสิทธิภาพของการทำงานของวงจรมีความยาวทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพอีกด้วย โดยที่ไม่จำเป็นต้องมีไซเคิลอินพุตเฟรมเช่นเดียวกับวิธีการเอสแอลเอ็มหรือวิธีการพีทีเอสดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

วิธีการลดค่าพีเอพ็อร์ในระบบโอเอฟดีเอ็มที่ทราบกันโดยทั่วไปได้แก่ วิธีเอสแอลเอ็ม และวิธีพีทีเอส ซึ่งทั้งสองวิธีการจะมีการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้ในการคูณกับสัญญาณข้อมูล หรือมีการกำหนดรูปแบบของสัมประสิทธิ์ที่ใช้ในการคูณไว้ล่วงหน้า เพื่อใช้ในการคูณกับสัญญาณข้อมูลและค้นหาสัญญาณภายหลังจากการคูณนี้ จากนั้นเลือกเอาสัญญาณที่มีค่าพีเอพ็อร์ที่ต่ำที่สุดสำหรับการส่งต่อไป ทางด้านเครื่องรับสามารถค้นหาสัญญาณเดิมกลับมาได้ จำเป็นต้องทราบค่าสัมประสิทธิ์ที่คูณทางด้านเครื่องรับจากไซเคิลอินพุตเฟรมเช่น ซึ่งทั้งสองวิธีการที่กล่าวมาข้างต้น ทำให้ระบบมีความยุ่งยากซับซ้อน

หลักการใหม่ที่เสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอวิธีการลดค่าพีเอพ็อร์แบบที่ไม่ต้องมีไซเคิลอินพุตเฟรมเช่น ซึ่งช่วยทำให้ระบบมีความยุ่งยากซับซ้อนน้อยลง หลักการคร่าวๆ คือ การหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมสำหรับลดค่าพีเอพ็อร์และคูณค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมนี้แต่ละซับแครีเรีย (Sub-carrier) ตลอดเฟรม ซึ่งในหนึ่งเฟรมจะประกอบด้วย ปริแอมเบิลซิมโบล (Preamble symbol) และข้อมูล (Data Symbol) ทางด้านเครื่องรับสามารถค้นหาสัญญาณเดิมกลับคืนมาโดยง่าย จากการทำการทำอีควอไลเซชันทางด้านเครื่องรับ โดยทั่วไปทางด้านเครื่องรับจำเป็นต้องทำการอีควอไลเซชันอยู่แล้วเพื่อชดเชยสัญญาณที่เกิดการแทรกสอดและจางหายเมื่อเดินทางผ่านช่องสัญญาณ เมื่อใช้วิธีการที่นำเสนอดังกล่าวนี้ ทางด้านเครื่องรับไม่จำเป็นต้องเพิ่มเติมวงจรใดๆ นอกจากนี้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ยังเสนอ ให้ใช้ค่าสัมประสิทธิ์ที่นำมาคูณเพื่อลดค่าพีเอพ็อร์โดยใช้ออนาล็อกเฟส (Analog phase) ซึ่งประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพ็อร์สามารถทำได้ดีกว่าดิสครีต (Discrete phase) วิธีการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ชนิดอนาล็อกจะใช้วิธีการคำนวณแบบสลับแกนเวลา-ความถี่ (Time-Frequency Domain Swapping Algorithm) ซึ่งรายละเอียดจะอธิบายในบทต่อไป

1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน

วิธีการลดค่าพีเอพ็อร์แบบทั่ว จะให้วิธีการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้คุณเพื่อลดค่าพีเอพ็อร์ไว้แน่นอนหลายๆ ตัว จากนั้นเปรียบเทียบหาค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้คุณนี้ทีละตัว โดยจะเลือกเอาตัวที่สามารถลดค่าพีเอพ็อร์ได้มากที่สุดจากทั้งหมด เพื่อใช้ในการคูณและส่งสัญญาณต่อไป

ส่วนหลักการที่เสนอใหม่อีกอย่างหนึ่งคือ วิธีการคำนวณแบบสลับแกนเวลา-ความถี่ จากวิธีการคำนวณแบบที่นำเสนอสามารถกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้คุณเพื่อลดค่าพีเอพ็อร์ได้โดยตรงจากการคำนวณ นอกจากนี้วิธีการคำนวณแบบที่นำเสนอสามารถที่จะกำหนดค่าสัมประสิทธิ์แบบอนาล็อกได้ ส่งผลให้ประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพ็อร์สามารถทำได้ดีกว่าแบบดิจิตอล

1.6 ขอบเขตการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอวิธีการลดค่าพีเอพ็อร์แบบไม่มีไซด์อินฟอร์เมชัน และวิธีการคำนวณหาค่าเฟสที่เหมาะสมเพื่อใช้สำหรับลดค่าพีเอพ็อร์สำหรับโอเอฟดีเอ็ม วิธีการที่นำเสนอสามารถที่จะลดพีเอพ็อร์ได้ดี โดยไม่จำเป็นต้องใช้ไซด์อินฟอร์เมชัน เช่นเดียวกับวิธีการลดค่าพีเอพ็อร์แบบเดิม ค่าของพีเอพ็อร์ที่ลดลงนี้จะทำให้อัตราบิตผิดพลาดข้อมูลของการรับ-ส่งข้อมูลดีขึ้นในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้อธิบายวิธีการจำลองการทำงานของระบบโอเอฟดีเอ็ม โดยใช้คอมพิวเตอร์จำลองการทำงานและใช้โปรแกรม MATLAB ในการทดลองจำลองการทำงานของเครื่องส่งและเครื่องรับ โดยส่งข้อมูลผ่านช่องสัญญาณรบกวนแบบจางหลายทิศทาง (Multipath fading channel) และแบบขาววอก (AWGN: Additive White Gaussian Noise) จากนั้นทำการหาค่าอัตราบิตผิดพลาด เปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่มีอยู่เดิมกับวิธีการที่นำเสนอ จากผลการทดลองจำลองการทำงานของระบบโอเอฟดีเอ็มทั้งสองวิธีการ พบว่าวิธีการที่นำเสนอแสดงสมรรถนะของอัตราบิตผิดพลาดได้ดีว่าวิธีการโอเอฟดีเอ็มแบบทั่วไปที่ไม่ใช้วิธีการลดค่าพีเอพ็อร์ โดยที่ไม่ทำให้สมรรถนะของอัตราการส่งข้อมูลลดลง

1.7 ขั้นตอนของการศึกษา

เริ่มต้นจากการศึกษาปัญหาที่เป็นข้อดีของระบบ โอเอฟดีเอ็ม ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เน้นเรื่องค่าพีเอพ็อร์ของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มที่มีค่าสูง จากนั้นศึกษาวิธีการแก้ปัญหาเพื่อกำจัดข้อดีของระบบ โอเอฟดีเอ็ม ในปัจจุบันมีอยู่หลายวิธีการเพื่อกำจัดข้อดีนี้ วิธีการลดค่าพีเอพ็อร์ยังสามารถแบ่งย่อยออกได้อีกหลายวิธีการด้วยกัน

การลดค่าพีเอพ็อร์ด้วยวิธีเอสแอลเอ็ม และวิธีพีทีเอสที่ได้ทำศึกษานั้นมีข้อดีคือระบบมีความซับซ้อนจากการส่งรับ ไซค์อินฟอร์เมชันของทั้งสองวิธี กล่าวคือวิธีการลดค่าพีเอพ็อร์ที่นำเสนอนี้ระบบมีความง่ายกว่า เนื่องจากไม่จำเป็นต้องใช้ ไซค์อินฟอร์เมชัน จึงได้เลือกมาเพื่อทำการศึกษา เนื่องจากวิธีการนี้มีข้อดีคือ ระบบสามารถทำได้ง่ายเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการลดค่าพีเอพ็อร์แบบอื่นๆ นอกจากนั้นวิธีการดีเอสไอแบบดั้งเดิมยังมีข้อดีคืออัตราการส่งข้อมูลจะลดลง แต่ในการวิจัยนี้ได้ศึกษาและพัฒนาวิธีการดีเอสไอให้สามารถลดค่าพีเอพ็อร์ได้ดีขึ้น โดยที่มีไม่ทำให้อัตราการส่งข้อมูลลดลง เมื่อเปรียบเทียบกับวิธีดีเอสไอแบบเดิม

การตรวจสอบวิธีการที่นำเสนอจะให้คอมพิวเตอร์จำลองการทำงานของทั้งสองวิธีการ จากนั้นทำการเปรียบเทียบเพื่อเป็นการยืนยันประสิทธิภาพที่เพิ่มขึ้นของวิธีการที่นำเสนอ

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย และระบบโอเอฟดีเอ็ม

ในระบบโทรคมนาคมทั้งผ่านสายหรือไร้สายการมอดูเลชันเป็นการย้ายย่านความถี่เพื่อให้ข่าวสารที่เราต้องการทำการส่งผ่านมีความเหมาะสมสามารถส่งผ่านไปย่านความถี่ต่างๆได้และสิ่งที่เราใช้ในการนำพาข่าวสารเราไปเรียกว่า คลื่นพาห้ (carrier) ซึ่งเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ (sinusoid signal) และการที่เราจะนำข่าวสารของเราฝากไปกับคลื่นพาห้วิธีการที่เป็นพื้นฐานที่ดีสำหรับทำความเข้าใจและทั้งยังเป็นเทคนิควิธีแรก คือ การมอดูเลชันแบบแอมปริจูด (AM : amplitude modulation) ซึ่งเป็นการฝากข้อมูลข่าวสารไปกลับคลื่นพาห้ด้วยการแปลงข้อมูลข่าวสารในรูปของแอมปริจูด อันเป็นที่รู้จักกันทั่วไปในนามของวิทยุเอเอ็ม และการมอดูเลทอีกวิธีหนึ่งที่ทำให้คุณภาพเสียงที่คมชัดดียิ่งขึ้นคือ การมอดูเลชันแบบเฟส (FM : Frequency modulation) เป็นการฝากข้อมูลข่าวสารไปกลับคลื่นพาห้ด้วยการแปลงข้อมูลในรูปของมุม ซึ่งจะมีความอ่อนไหวต่อสภาวะแวดล้อมและคุณภาพของเครื่องรับมากกว่าการมอดูเลชันแบบเอเอ็ม

การมอดูเลชันทั้งสองวิธีนี้เป็นจุดเริ่มของการ โทรคมนาคมและเมื่อผู้บริโภคต้องการที่จะส่งข้อมูลข่าวสารที่มากขึ้นและช่องสัญญาณที่เป็นเส้นทางในการส่งผ่านข่าวสารนั้นเป็นทรัพยากรที่จำกัด จึงต้องมีการพัฒนาการจัดส่งข่าวสารให้ได้ประสิทธิภาพในการส่งผ่านอย่างคุ้มค่าที่สุด เทคนิคต่างๆ ก็ได้มีการพัฒนาเป็นลำดับดังนี้

การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งย่านความถี่ (Frequency division multiplexing) เป็นเทคนิควิธีการย้ายสเปกตรัมของสัญญาณไม่ให้ซ้อนทับกันทางความถี่ วัตถุประสงค์นั้นเพื่อรวมสัญญาณหลายๆ สัญญาณไปในช่องสัญญาณเดียวกัน

การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา (Time division multiplexing) เป็นเทคนิคการส่งสัญญาณหลายๆ สัญญาณไปในช่องสัญญาณเดียวกันด้วยวิธีการแบ่งช่วงเวลากันส่งจึงทำให้ใช้ช่องสัญญาณเดียวกันส่งสัญญาณได้หลายสัญญาณ

การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส (Code division multiplexing) เป็นเทคนิคการส่งสัญญาณโดยการกำหนดรหัสและเป็นการรวมหลายๆ ผู้ใช้ที่ใช้ตัวกลางเดียวกันในแถบความถี่เดียวกัน แนวคิดคือสัญญาณของแต่ละผู้ใช้จะตั้งฉากกันและข้อมูลจะถูกคืนได้โดยไม่มีการแทรกซ้อนกันในแต่ละผู้ใช้ซึ่งเทคนิควิธีนี้มีแนวคิดอยู่บนพื้นฐานการแพร่กระจายสเปกตรัม (Spread spectrum) ซึ่งนำมาใช้ครั้งแรกในสงคราม โลกครั้งที่สองในกองทัพทหารเป้าหมายเพื่อหลบการตรวจจับคลื่นเพื่อคัดฟังของฝ่ายตรงข้าม

การมัลติเพล็กซ์แบบ โอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ซึ่งเป็นหัวข้อวิจัยของวิทยานิพนธ์ เป็นเทคนิคที่ใช้หลายคลื่นพาห้แบบดิจิทัลโดยจะกระจายสัญญาณที่

เข้ารหัสเป็นแบบดิจิทัลในความถี่หลายๆ คลื่นพาห่อย่อย เพื่อที่จะลดอัตราการใช้เวลาของแต่ละสัญลักษณ์ (Symbol clock rate) และยังผลให้ทนทานต่อช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบหลายเส้นทาง ถึงแม้ว่าสเปกตรัมของแต่ละคลื่นพาห่อย่อยจะมีการเชื่อมทับกันแต่ข้อมูลข่าวสารจะถูกคืนได้อย่างสมบูรณ์โดยไม่มีการแทรกสอด (Interference) จากคลื่นพาห่อย่อยที่อยู่ข้างเคียง ซึ่งจะอธิบายได้ดีที่สุดด้วยสมการคณิตศาสตร์ดังที่จะกล่าวในหัวข้อต่อไป

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานต่างๆ ที่เกี่ยวข้องในการวิจัย และพื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งเนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงเทคนิคการมัลติเพล็กซ์แบบต่างๆ พื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็ม สัญญาณรบกวนแบบบวขาวและวงจรรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งเนื้อหาทั้งหมดนี้จำเป็นสำหรับการศึกษา และประเมินประสิทธิภาพของระบบโอเอฟดีเอ็ม

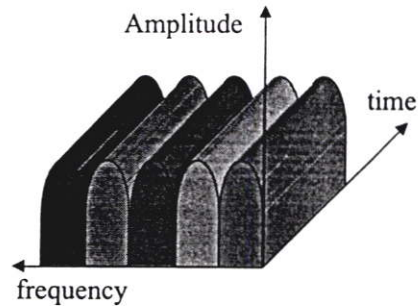
2.1 เทคนิคการมัลติเพล็กซ์

ในระบบการสื่อสารนั้น มักจะมีความจำเป็นที่จะต้องทำการจัดส่งสัญญาณต่างๆ หลายสัญญาณรวมกันไปในตัวกลางหรือสายส่งสัญญาณเดียวกัน โดยที่จะต้องสามารถที่จะทำการแยกสัญญาณแต่ละสัญญาณที่ส่งรวมกันมานั้นออกจากกันได้ทางด้านเครื่องรับ วิธีการรวมสัญญาณเข้าด้วยกันดังกล่าวมีชื่อว่าการมัลติเพล็กซ์ (Multiplexing) สัญญาณ และวิธีการจัดแยกสัญญาณเหล่านั้นมีชื่อว่า การดีมัลติเพล็กซ์ (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) วิธีการนี้จะอาศัยการมอดูเลทสัญญาณมาช่วยในการย้ายสเปกตรัมของสัญญาณที่ต้องการจะส่งแต่ละสัญญาณรวมกันไปในนั้นให้เลื่อนไปอยู่ในย่านความถี่ที่ไม่ซ้อนทับกันดังแสดงในรูปที่ 2.1 ทั้งนี้เพื่อมิให้การใช้สเปกตรัมของแต่ละสัญญาณนั้นเกิดการรบกวนซึ่งกันและกันในแกนความถี่ โดยสามารถเลือกใช้คลื่นพาห่ที่มีความถี่เหมาะสมมาทำการมอดูเลทสัญญาณต่างๆ ที่ต้องการจะส่งรวมกันแต่ละสัญญาณ เพื่อให้สเปกตรัมของสัญญาณที่เกิดขึ้นจากการมอดูเลทนั้นแยกเป็นอิสระต่อกันและกัน ในแกนความถี่ ทำให้สามารถส่งสัญญาณเหล่านี้รวมกันไปในช่องสัญญาณเดียวกันได้ และเมื่อเราใช้วงจรรองแแถบความถี่ผ่านมาแยกสัญญาณที่รับได้ทางด้าน

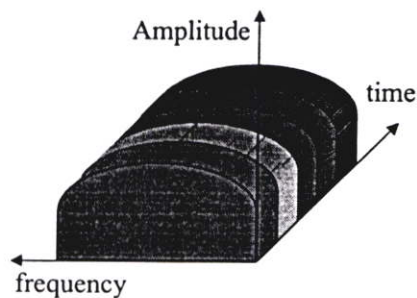
เครื่องรับที่เหมาะสมแล้วจะสามารถแยกสัญญาณเหล่านั้นออกจากกันได้และเมื่อนำสัญญาณที่แยกออกมาไปทำการดีมอดูเลท ก็จะได้ข้อมูลหรือข่าวสารกลับคืนมา ส่วนมากการมัลติเพล็กซ์แบบเอฟดีเอ็มจะนิยมใช้กับการส่งสัญญาณข้อมูลแบบอนาล็อก เช่นระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคแรกๆ



รูปที่ 2.1 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งย่านความถี่

2.1.2 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา

การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลาหรือทีดีเอ็ม (TDM: Time Division Multiplexing) เป็นเทคนิคการมัลติเพล็กซ์แบบหนึ่งที่ทำให้สามารถส่งสัญญาณข้อมูลจำนวนมากว่าหนึ่งสัญญาณไปในช่องการสื่อสารช่องเดียว โดยอาศัยการแบ่งช่วงเวลา (time slot) ในการส่งสัญญาณ ซึ่งสัญญาณข้อมูลแต่ละสัญญาณจะทำการมอดูเลทที่ความถี่เดียวกันแต่ส่งคนละช่วงเวลาจึงทำให้สามารถใช้ช่องสัญญาณช่องเดียวสื่อสารกันได้ดังแสดงในรูปที่ 2.2 ระบบการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลานี้นิยมใช้กับการส่งสัญญาณข้อมูลแบบดิจิทัล แต่บางครั้งก็พบได้ในระบบอนาล็อกเนื่องจากว่าขั้นตอนการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล (A/D) และดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อก (D/A) นั้นมีกระบวนการที่ไม่ยุ่งยากนัก

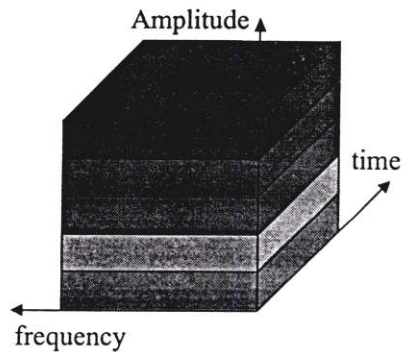


รูปที่ 2.2 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา

2.1.3 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส

การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัสหรือซีดีเอ็ม (Code Division Multiplexing: CDM) เป็นเทคนิคการมัลติเพล็กซ์ที่อาศัยการแบ่งช่องสัญญาณโดยการกำหนดรหัสดังแสดงในรูปที่ 2.3 ทำ

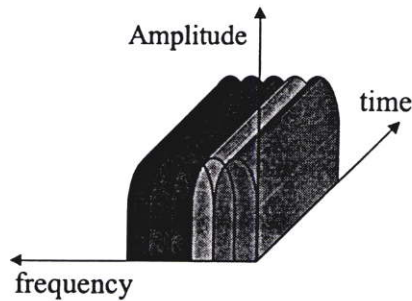
ให้สามารถทำการสื่อสารกันได้โดยใช้ความถี่เดียวกันพร้อมๆ กันหลายช่องสัญญาณเป็นเทคนิคที่ทำให้มีความจุของช่องสัญญาณสูง แต่เมื่อมีการสื่อสารกันมากๆ จะทำให้คุณภาพของสัญญาณต่ำลงอันเนื่องมาจากเกิดการแทรกสอด (Interference) ระหว่างผู้ใช้ด้วยกันเอง



รูปที่ 2.3 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส

2.1.4 การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม

การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM) เป็นเทคนิคที่ทำให้สามารถส่งผ่านข้อมูลด้วยความเร็วสูง โดยอาศัยหลักการการส่งผ่านแบบหลายคลื่นพาห์ (Multi-carrier) อีกทั้งยังใช้ย่านความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพเพราะแต่ละคลื่นพาห์ย่อยที่ใช้ในการส่งสัญญาณจะมีสเปกตรัมเหลื่อมกันโดยมีคุณสมบัติของการตั้งฉาก (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) โดยที่ระบบ โอเอฟดีเอ็มนั้นจะใช้พื้นฐานของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ที่ทำให้สามารถที่จะส่งข่าวสารได้หลายข่าวสารไปในช่องสัญญาณช่องเดียวกันซึ่งเป็นการใช้ย่านความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ตัวอย่างของระบบการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ที่ใช้กัน เช่น การส่งสัญญาณของสถานีวิทยุเอฟเอ็ม (Frequency Modulation) โดยที่แต่ละสถานีจะใช้เวลาที่ต่างกันทำให้แต่ละสถานีนั้นสามารถที่จะส่งสัญญาณได้พร้อมๆ กัน โดยไม่มีการรบกวนซึ่งกันและกัน โดยในการส่งสัญญาณนั้นแต่ละสถานีจะใช้แถบความถี่ที่จำกัดและไม่เลื่อมทับกันในแกนความถี่ ทางด้านเครื่องรับเมื่อรับสัญญาณได้ก็จะเลือกแถบความถี่หรือสถานีที่ต้องการ โดยใช้วงจรกรองแบบแถบความถี่ผ่าน (band-pass filter) ซึ่งจะสามารถทำการดีมอดูเลท (demodulate) สัญญาณข่าวสารที่ต้องการกลับมาได้

การมัลติเพล็กซ์แบบ โอเอฟดีเอ็มจะแตกต่างกับการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ในหลายๆ ด้านคือ ในการส่งสัญญาณแบบแบ่งช่วงความถี่จะส่งที่แถบความถี่ต่างกัน โดยผลที่ได้จากการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่คือจะสูญเสียแถบความถี่ระหว่างสถานีที่มีไว้เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการรบกวนกันระหว่างสถานีข้างเคียง ด้วยการมัลติเพล็กซ์แบบ โอเอฟดีเอ็ม เช่น ระบบการกระจายเสียงแบบดิจิตอล (DAB : Digital Audio Broadcasting) สัญญาณข่าวสารของแต่ละสถานีจะถูกมัลติเพล็กซ์รวมกันเป็นสัญญาณข่าวสารสัญญาณเดียว โดยสัญญาณข่าวสารทั้งหมดนี้จะทำการส่งโดยใช้ระบบ โอเอฟดีเอ็มผ่านคลื่นพหุขั้วๆ จำนวนมาก โดยคลื่นพหุขั้วๆ เหล่านี้จะมีคุณสมบัติของการออร์โธโกนอล (Orthogonal) ทำให้สามารถส่งสัญญาณที่มีแถบความถี่ซ้อนทับกันได้โดยไม่ทำให้เกิดการรบกวนซึ่งกันและกัน อีกทั้งยังใช้แถบความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพเมื่อเทียบกับการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ที่ต้องมีแถบความถี่ป้องกันเพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนกันระหว่างสถานีข้างเคียง

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) และในส่วนการมอดูเลทสัญญาณสำหรับการสื่อสารแบบดิจิตอลทั่วไป ได้แก่ การมอดูเลทแบบเอเอสเค (ASK: Amplitude Shift

Keying) การมอดูเลทแบบเฟสเค (FSK: Frequency Shift Keying) การมอดูเลทแบบพีเอสเค (PSK: Phase Shift Keying) และการมอดูเลทแบบควิเอเอ็ม (QAM: Quadrature Amplitude Modulation)

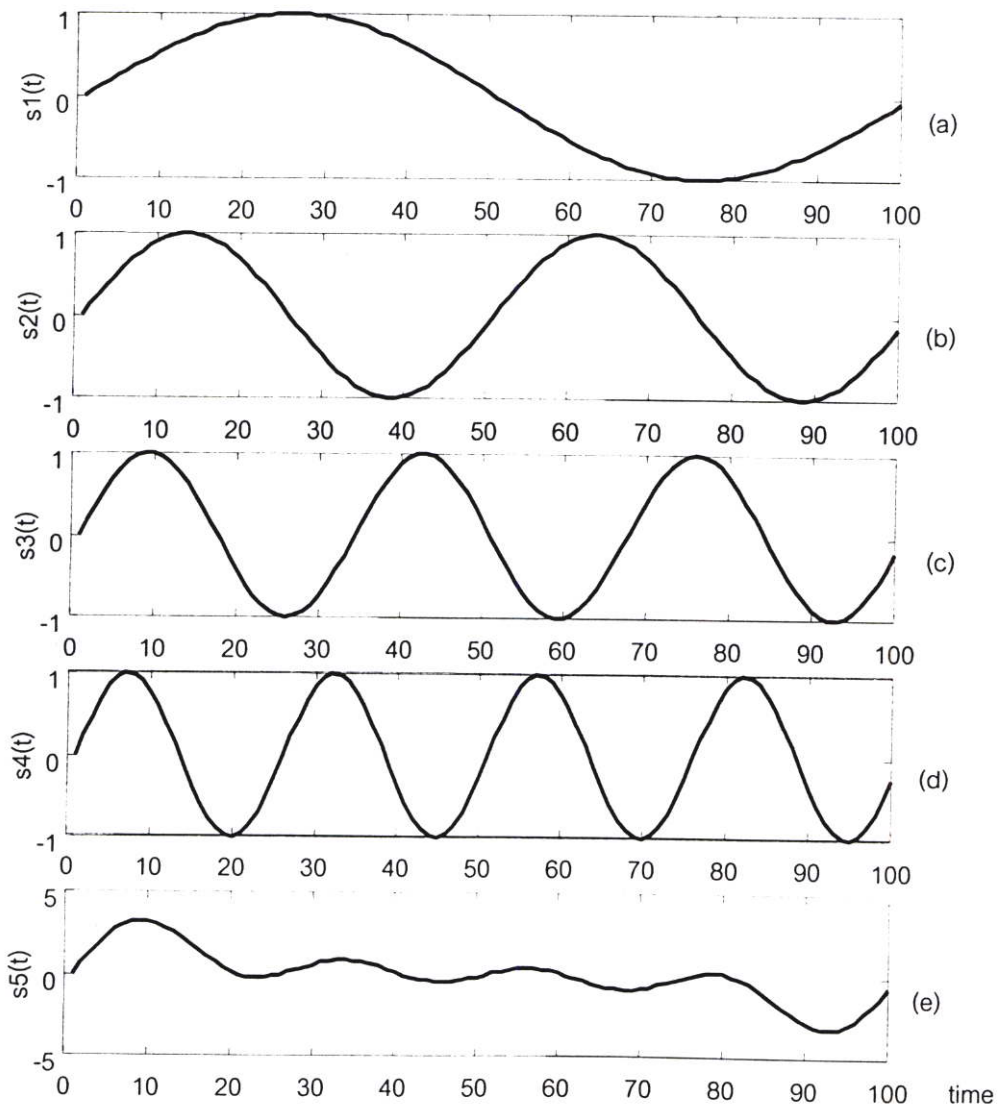
ในแต่ละคลื่นพาห้ของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่นั้น สามารถที่จะทำการมอดูเลทสัญญาณข่าวสารที่จะส่งเป็นแบบอนาล็อกหรือดิจิทัลก็ได้ เนื่องจากการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่นั้นไม่ต้องทำการซิงโครไนซ์ (Synchronization) ระหว่างสถานีที่ส่ง ดังนั้นแต่สถานีสามารถที่จะส่งสัญญาณที่ทำการมอดูเลทแตกต่างกันได้ เช่น สถานีที่ 1 มอดูเลทแบบเอเอ็ม สถานีที่ 2 อาจจะมีมอดูเลทแบบเฟสเคก็ได้ สำหรับการมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็มนั้น คลื่นพาห้ย่อยๆ ทั้งหมดจะต้องซิงโครไนซ์กันซึ่งเป็นการจำกัดที่จะต้องทำการมอดูเลทแบบดิจิทัล ระบบโอเอฟดีเอ็มจะส่งสัญญาณเป็นสัญลักษณ์ ซึ่งสามารถส่งสัญญาณจำนวนมากที่มีความเร็วต่ำแบบขนานกันไป ในการส่งคลื่นพาห้ย่อยๆ นี้จะต้องทำการซิงโครไนซ์ทั้งเวลาและความถี่ และจะต้องรักษาคุณสมบัติของการออร์โธโกนอลเพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนซึ่งกันและกันระหว่างคลื่นพาห้ย่อยๆ การสร้างคลื่นพาห้ย่อยๆ ให้มีคุณสมบัติของการออร์โธโกนอล (orthogonality) นั้นสามารถทำได้หลายวิธีและทำไมจึงไม่มีการรบกวนกันระหว่างคลื่นพาห้ย่อย

2.2.1 คุณสมบัติของการออร์โธโกนอล

สัญญาณจะออร์โธโกนอลกันถ้ามีความเป็นอิสระร่วมกัน (Mutually independent) ของแต่ละสัญญาณ คุณสมบัติของการออร์โธโกนอลจะทำให้สามารถที่จะทำส่งสัญญาณหลายๆ สัญญาณรวมกันไปในช่องสัญญาณการสื่อสารเดียวกันและสามารถที่จะกู้สัญญาณกลับมาได้โดยไม่มีกการแทรกสอด (Interference) ซึ่งกันและกัน ปกติแล้วส่วนมากการมัลติเพล็กซ์ในรูปแบบต่างๆ นั้นจะมีคุณสมบัติของการออร์โธโกนอลโดยธรรมชาติ ตัวอย่างเช่นการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา (TDM: Time Division Multiplexing) ซึ่งสามารถที่จะส่งสัญญาณข่าวสารหลายๆ สัญญาณไปในช่องการสื่อสารเดียวกันโดยอาศัยการส่งคนละช่วงเวลา (Time slot) ก็คือในระหว่างที่ส่งสัญญาณข่าวสารสัญญาณใดสัญญาณหนึ่งนั้นจะไม่มีการส่งสัญญาณข่าวสารสัญญาณอื่น ส่วนสัญญาณข่าวสารอื่นๆ นั้นจะส่งที่ช่วงเวลาถัดไปแทน ดังนั้นจึงไม่เกิดการแทรกสอดระหว่างสัญญาณข่าวสารที่ส่ง เพราะระบบการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลานั้นมีลักษณะของการออร์โธโกนอลในส่วนการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (FDM: Frequency Division Multiplexing) นั้นสัญญาณข่าวสารแต่ละสัญญาณนั้นจะออร์โธโกนอลกันโดยไม่เกิดการแทรกสอดซึ่งกันและกัน โดยการส่งที่คลื่นพาห้คนละความถี่และแถบความถี่ที่ห่างกันเพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนกันระหว่างสัญญาณที่ใช้คลื่นพาห้ที่มีความถี่ใกล้เคียงกัน ถึงแม้ว่าวิธีการเหล่านี้จะมีความเป็นออร์โธโกนอลกันแต่ในส่วนในระบบโอเอฟดีเอ็มจะเป็นรูปแบบการมัลติเพล็กซ์ของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่โดยที่คลื่นย่อยๆ ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มนั้นจะมี สเปกตรัมที่ซ้อนทับกันซึ่งมีความ

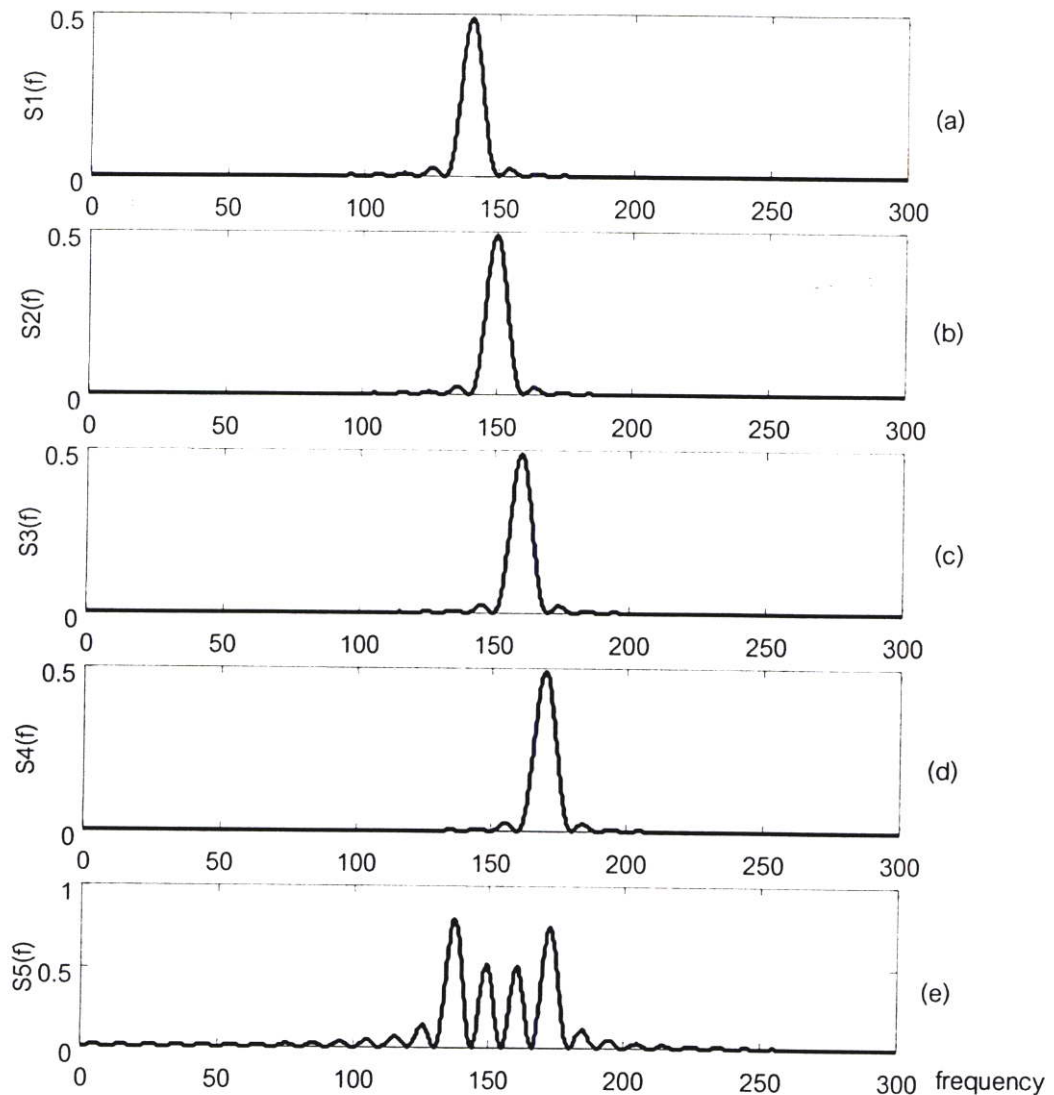
เป็นไปได้ในทางทฤษฎีถ้าสามารถที่จะรักษาคุณสมบัติของการออโธโกนอลระหว่างคลื่นพหุย่อยเหล่านั้นได้

การมัลติเพล็กซ์แบบ โอเอฟดีเอ็มนั้นจะมีคุณสมบัติของการออโธโกนอลในแกนความถี่ โดยสามารถที่จะส่งสัญญาณข่าวสารไปในคลื่นพหุย่อยที่ต่างกันโดยไม่เกิดการรบกวนกัน สัญญาณ โอเอฟดีเอ็มสามารถสร้างจากผลรวมของสัญญาณไซน์ซอไซด์ (Sinusoid signal) หลายๆ สัญญาณ ซึ่งแต่ละสัญญาณก็คือคลื่นพหุย่อยแต่ละตัวนั่นเอง ความถี่เบสแบนด์ (Baseband frequency) ของแต่ละคลื่นพหุย่อยจะกำหนดให้เป็นจำนวนเต็มของส่วนกลับของช่วงเวลาของสัญลักษณ์หนึ่งสัญลักษณ์ (Symbol time) โดยผลที่ได้จะทำให้แต่ละคลื่นพหุย่อยนั้นมีจำนวนของไซเคิล (Cycle) เป็นจำนวนเต็มในหนึ่งสัญลักษณ์และผลที่ตามมาจะทำให้แต่ละคลื่นพหุย่อยๆ นั้นออโธโกนอลกัน ในรูปที่ 2.5 แสดงรูปแบบของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่มีคลื่นพหุย่อยจำนวน 4 คลื่นพหุ



รูปที่ 2.5 โครงสร้างของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแกนเวลา

รูปที่ 2.5(a), (b), (c) และ (d) แสดงคลื่นพหุคูณย่อยแต่ละสัญญาณซึ่งประกอบด้วยลูกคลื่นจำนวน 1, 2, 3 และ 4 ลูกคลื่น ในช่วงเวลาหนึ่งสัญญาณตามลำดับ โดยที่คลื่นพหุคูณย่อยแต่ละสัญญาณนั้นจะมีเฟสเป็นศูนย์ และจะสังเกตได้ว่าแต่ละคลื่นพหุคูณย่อยจะมีจำนวนลูกคลื่นเป็นจำนวนเต็มในช่วงเวลาของหนึ่งสัญญาณ ในส่วนของรูปที่ 2.5(e) เป็นสัญญาณเมื่อทำการรวมคลื่นพหุคูณย่อยทั้ง 4 สัญญาณเข้าด้วยกัน



รูปที่ 2.6 สัญญาณในแกนความถี่ของคลื่นพหุคูณย่อยแต่ละสัญญาณ

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

เซตของฟังก์ชันแต่ละฟังก์ชันนั้นจะออร์โธโกนอลกันก็ต่อเมื่อมีสถานะที่เข้ากับสถานะในสมการที่ (2.1) ถ้าฟังก์ชันใดๆ 2 ฟังก์ชันที่แตกต่างกันเมื่อนำมาคูณกันแล้วทำการอินทิเกรทในช่วงเวลาของหนึ่งสัญลักษณ์ผลที่ได้จะมีค่าเป็นศูนย์ซึ่งแสดงว่า 2 ฟังก์ชันนั้นออร์โธโกนอลกันและอีกทางหนึ่งเมื่อเรามองเครื่องรับสัญญาณที่ตรงกับฟังก์ชันใดฟังก์ชันหนึ่ง เครื่องรับก็จะรับได้เฉพาะฟังก์ชันนั้น ส่วนฟังก์ชันอื่นเมื่อทำการอินทิเกรทแล้วจะได้ผลลัพธ์เป็นศูนย์

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

สมการที่ (2.2) แสดงเซตของสัญญาณไซน์ซุซอยด์ (Sinusoid signal) ที่ออร์โธโกนอลกัน ซึ่งแสดงให้เห็นถึงคลื่นพหุย่อยของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มที่ยังไม่ได้มีการมอดูเลท

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

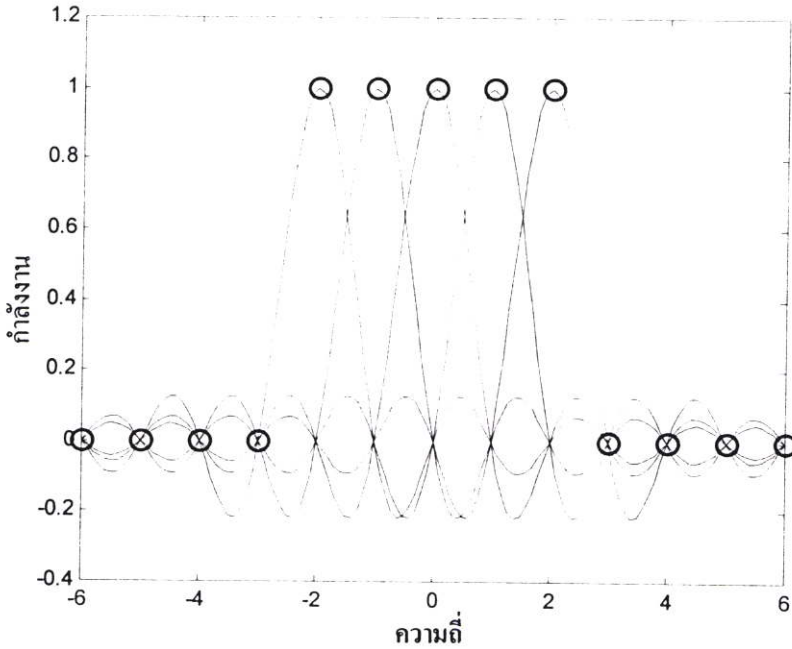
เมื่อ	f_0	คือ ระยะห่างระหว่างคลื่นพหุย่อย
	M	คือ จำนวนของคลื่นพหุย่อย
	T	คือ ช่วงเวลาของสัญลักษณ์หนึ่งสัญลักษณ์

จากสมการที่ (2.2) จะเห็นได้ว่าความถี่สูงสุดของคลื่นพหุย่อยนั้นจะมีค่าเท่ากับ Mf_0 และความกว้างของแถบความถี่ที่ใช้ในการส่งผ่านจะมีค่าเท่ากับ Mf_0 เช่นกัน

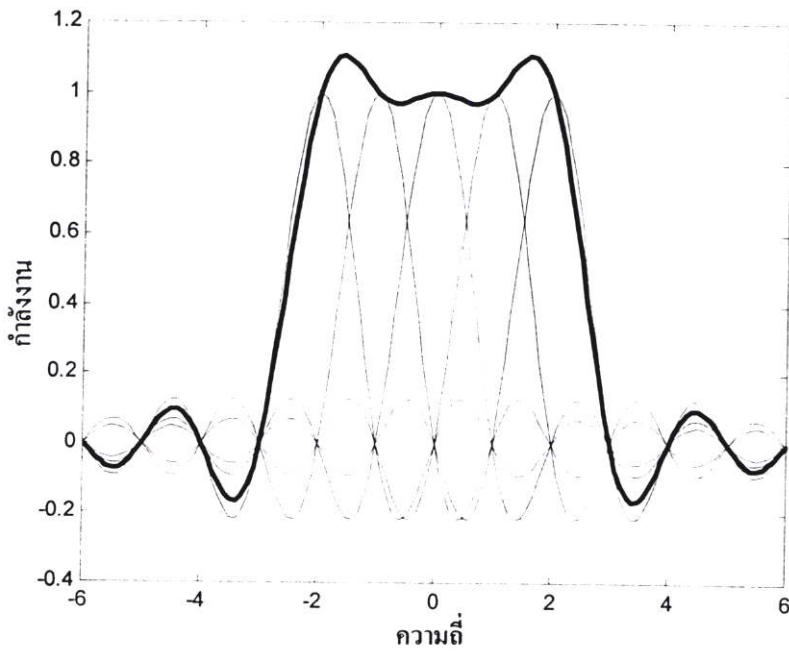
2.2.2 คุณสมบัติของการออร์โธโกนอลในแกนความถี่

ทางหนึ่งที่สามารถเห็นคุณสมบัติของการออร์โธโกนอลของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มก็คือการมองที่สเปกตรัมของสัญญาณ ในแกนความถี่นั้นแต่ละคลื่นพหุย่อยของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มจะมีการตอบสนองความถี่ของสัญญาณลักษณะเป็นสัญญาณซิงก์ (Sinc signal) แสดงในรูปที่ 2.7(ก) รูปร่างของสัญญาณซิงก์จะมีโลบหลัก (Main lobe) ที่แคบและมีโลบด้านข้าง (Side lobe) จำนวนมากที่มีขนาดลดลงอย่างช้าๆ จากจุดกึ่งกลางของสัญญาณ แต่ละคลื่นพหุย่อยจะมีจุดยอดที่กึ่งกลางความถี่ และมีจุดที่สัญญาณเป็นศูนย์ (Null) ทุกๆ จุดที่เป็นช่องว่างของความถี่ซึ่งเท่ากับระยะห่างระหว่างคลื่นพหุย่อย เมื่อสัญญาณแต่ละสัญญาณออร์โธโกนอลกันผลที่ได้ก็คือจุดยอดของสัญญาณจะมีตำแหน่งตรงกับจุดที่สัญญาณของคลื่นพหุย่อยอื่นเป็นศูนย์ เมื่อทำการดีเทคสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มโดยใช้กระบวนการ DFT (Discrete Fourier Transform) จะได้สเปกตรัมของสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องดังแสดงในรูป 2.7(ก) โดยแอมพลิจูดของสเปกตรัมสัญญาณที่จุด 0 แต่ละจุดในรูปจะตรงพอดีกับ

จุดยอดของคลื่นพหุคูณถ้ากระบวนการ DFT สามารถที่จะซิงโครไนซ์ (synchronize) กับสัญญาณที่รับได้ในแกนเวลา ด้วยเหตุนี้แถบความถี่ที่ซ้อนทับกันของแต่ละคลื่นพหุคูณจะไม่มีผลกระทบที่เครื่องรับเพราะจุดยอดของแต่ละคลื่นพหุคูณนั้นตรงกับจุดที่คลื่นพหุคูณอื่นเป็นศูนย์ซึ่งเป็นผลมาจากคุณสมบัติของการออร์โธโกนอลกันของแต่ละคลื่นพหุคูณนี้เอง



(ก)



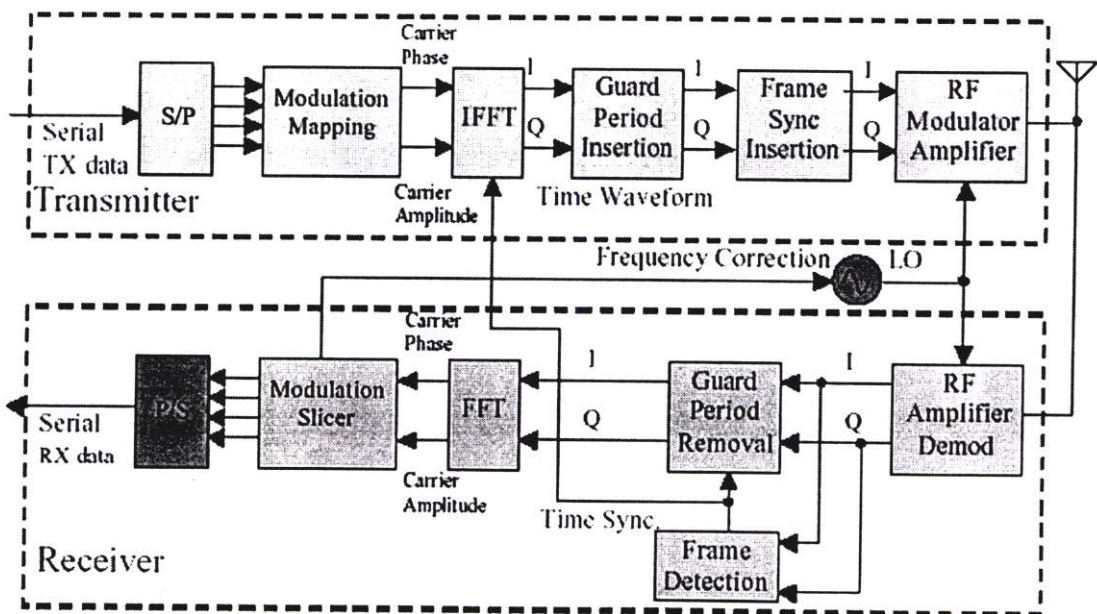
(ข)

รูปที่ 2.7 การตอบสนองความถี่ของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม ในแต่ละคลื่นพหุคูณ

ในรูปที่ 2.7(ก) แสดงสเปกตรัมของแต่ละคลื่นพหุย่อยและแชนเนลสัญญาณที่เครื่องรับโอเอฟดีเอ็ม จะเห็นว่าสเปกตรัมของสัญญาณจะมีรูปร่างเป็นสัญญาณซิงก์ (Sinc signal) รูปที่ 2.7(ข) จะแสดงผลรวมของการตอบสนองความถี่ของคลื่นพหุย่อยทั้ง 5 สัญญาณ

2.2.3 เครื่องรับส่งโอเอฟดีเอ็ม

สัญญาณโอเอฟดีเอ็ม โดยปกติแล้วจะสร้างเป็นสัญญาณดิจิทัล (Digital signal) เนื่องจากในกรณีของสัญญาณอนาล็อก (Analog signal) เป็นเรื่องที่ยากมากที่จะสร้างเครื่องรับหรือเครื่องส่งที่มีออสซิลเลเตอร์ (Oscillator) จำนวนมากได้เพราะจะต้องใช้ออสซิลเลเตอร์จำนวนเท่ากับจำนวนของคลื่นพหุย่อย รูปที่ 2.8 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับส่งโอเอฟดีเอ็ม ในส่วนของเครื่องส่งจะแปลงข้อมูลดิจิทัลไปเป็นคลื่นพหุที่มีทั้งขนาดและเฟส จากนั้นก็จะแปลงสัญญาณให้อยู่ในแชนเนลเวลา โดยใช้กระบวนการ IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) ซึ่ง IFFT เป็นกระบวนการที่เหมือนกับกระบวนการ IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform) โดยที่ IFFT จะเป็นรูปแบบที่ทำให้สามารถที่จะใช้คอมพิวเตอร์ในการคำนวณได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น หลังจากได้สัญญาณที่อยู่ในแชนเนลเวลาแล้วจะทำการแปลงสัญญาณให้มีความถี่สูงขึ้นตามต้องการและเหมาะสมกับช่องสัญญาณที่ใช้ในการส่งผ่านสัญญาณ



รูปที่ 2.8 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับส่งโอเอฟดีเอ็ม

ในส่วนของเครื่องรับจะเป็นกระบวนการที่กลับกันกับทางด้านเครื่องส่ง โดยสัญญาณที่รับเข้ามาจะถูกแปลงให้มีความถี่ต่ำลงอยู่ในช่วงความถี่เบสแบนด์ (Baseband frequency) จากนั้นนำสัญญาณที่ได้ผ่านกระบวนการ FFT (Fast Fourier Transform) จะได้สัญญาณที่อยู่ในแชน

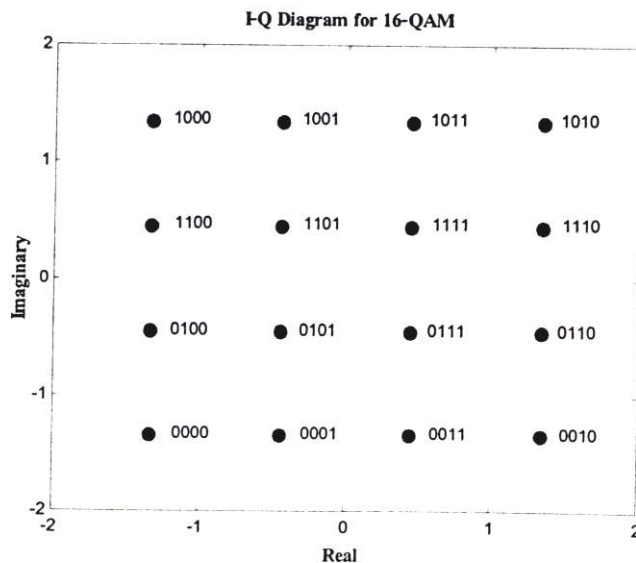
ความถี่ (Frequency domain signal) โดยขนาดและเฟสของสัญญาณในแต่ละคลื่นพาห้จะถูกแปลงกลับออกมาเป็นข้อมูลดิจิทัล

2.2.4 การแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนาน

ข้อมูลที่ส่งโดยปกติจะเป็นข้อมูลแบบอนุกรม ในระบบโอเอฟดีเอ็มแต่ละสัญลักษณ์นั้นจะสามารถส่งข้อมูลได้ 40 ถึง 400 บิตต่อหนึ่งสัญลักษณ์ ดังนั้นการแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนานนั้นเป็นสิ่งที่จำเป็นมาก เพื่อที่จะแปลงข้อมูลที่เข้ามาแบบอนุกรมไปเป็นข้อมูลแบบขนานสำหรับส่งในแต่ละสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม (OFDM symbol) ขนาดของข้อมูลในแต่ละสัญลักษณ์จะขึ้นอยู่กับรูปแบบการมอดูเลต และจำนวนของคลื่นพาห้ย่อย ตัวอย่างเช่น แต่ละคลื่นพาห้ย่อยใช้การมอดูเลตแบบ 16-QAM (16-Quadrature Amplitude Modulation) ซึ่งแต่ละสัญลักษณ์จะส่งข้อมูลได้ทีละ 4 บิต และถ้าส่งด้วยคลื่นพาห้ย่อยจำนวน 100 คลื่นพาห้ จำนวนบิตข้อมูลที่สามารถส่งได้ในแต่ละสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม (OFDM symbol) จะเท่ากับ 400 บิตต่อสัญลักษณ์ เป็นต้น ในส่วนของทางด้านเครื่องรับเมื่อทำการคิโมดูละตสัญญาณแล้วก็จะต้องแปลงข้อมูลจากขนานมาเป็นข้อมูลแบบอนุกรมเช่นเดียวกัน

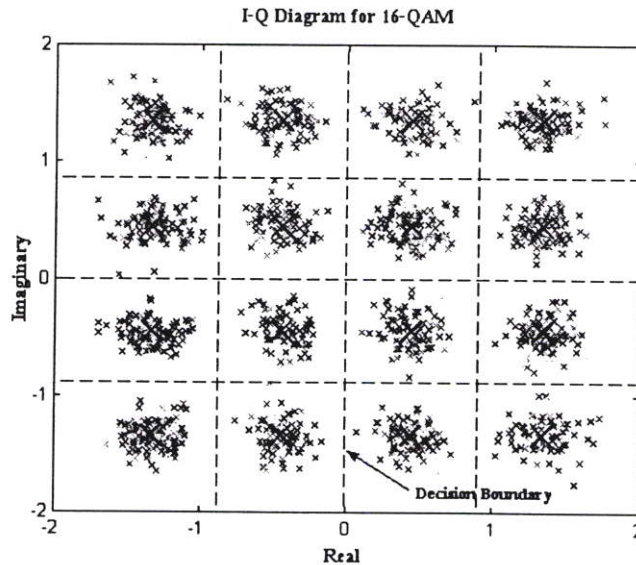
2.2.5 การมอดูเลตคลื่นพาห้ย่อย

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



รูปที่ 2.9 ตัวอย่างการมอดูเลตคลื่นพาห้ย่อยแบบ 16-QAM

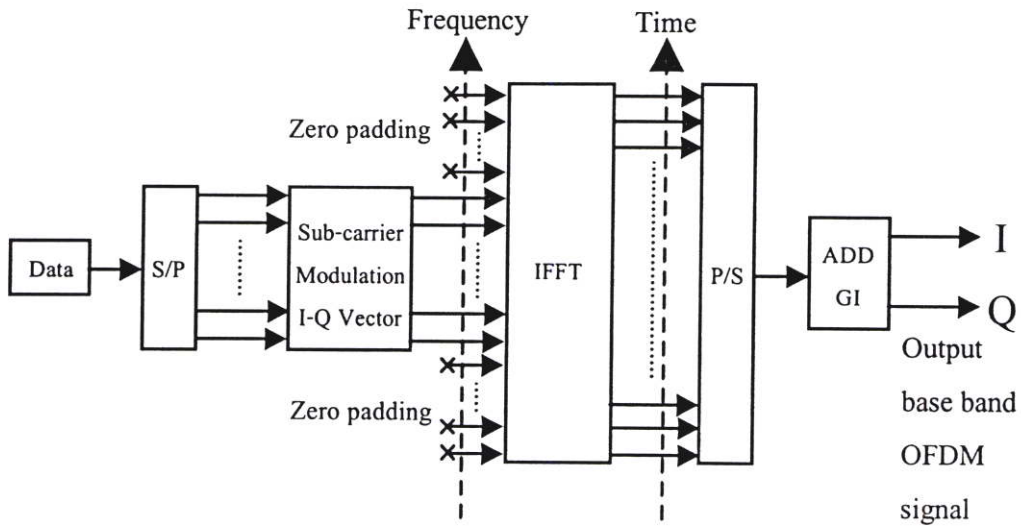
ในด้านเครื่องรับเมื่อรับสัญญาณได้ก็จะทำการตีเทคข้อมูลได้จากตำแหน่งของเวกเตอร์ I-Q ที่แตกต่างกันออกไป ในระหว่างการส่งผ่านสัญญาณไปในสภาพแวดล้อมที่มีสัญญาณรบกวนและเกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณ จะทำให้ตำแหน่งของเวกเตอร์ I-Q เกิดการแปลงเปลี่ยนไปดังแสดงในรูปที่ 2.10 จากรูปจะแสดงสัญญาณ 16-QAM ที่ C/N เท่ากับ 18 dB สังเกตว่าตำแหน่งของเวกเตอร์ I-Q จะมีการกระจายที่เป็นผลมาจากสัญญาณรบกวนและสภาพแวดล้อมซึ่งทำให้ความผิดพลาดในการตีเทคข้อมูล



รูปที่ 2.10 สัญญาณ 16-QAM เมื่อเกิดมีสัญญาณรบกวนเข้ามา

2.2.6 การแปลงสัญญาณในแกนความถี่ให้อยู่ในแกนเวลา

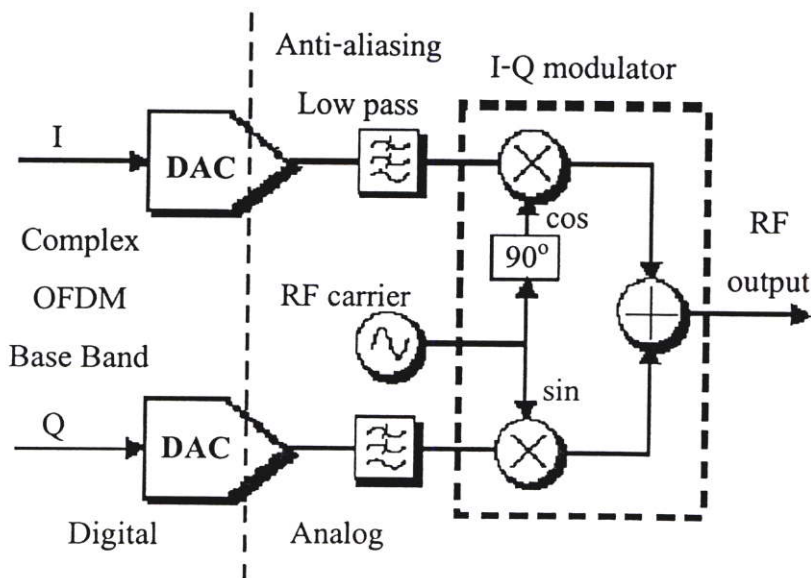
หลังจากที่ทำการมอดูเลตคลื่นพาห่อย่อยโดยกำหนดขนาดและเฟสของคลื่นพาห่อย่อยตามข้อมูลที่ส่ง โดยที่คลื่นพาห่อย่อยทั้งหมดที่ไม่ได้ทำการมอดูเลตจะถูกกำหนดให้เป็นศูนย์ จากนั้นจะทำการแปลงสัญญาณให้อยู่ในแกนเวลาโดยกระบวนการ IFFT เพื่อที่จะใช้ในการส่งสัญญาณ รูปที่ 2.11 แสดงส่วนของกระบวนการ IFFT ของเครื่องส่งโอเอฟดีเอ็มในแกนความถี่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



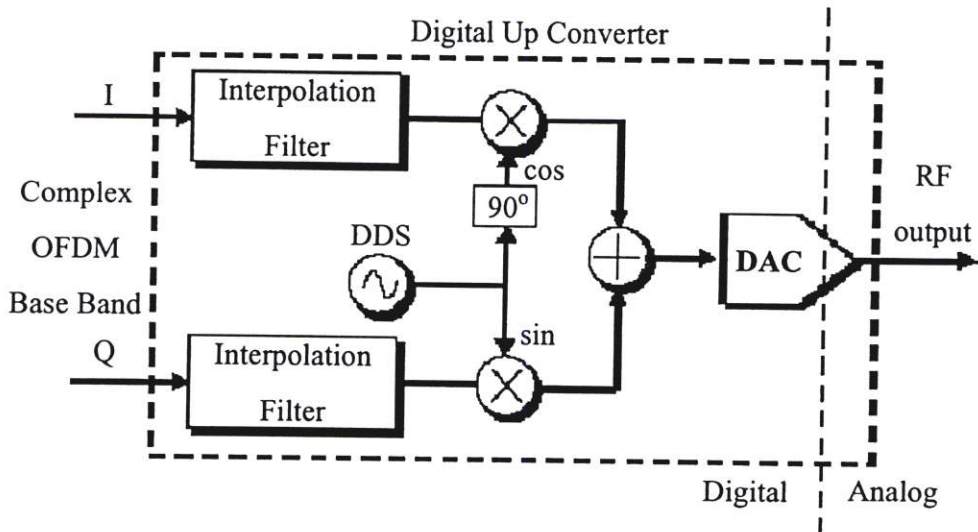
รูปที่ 2.11 บล็อกไดอะแกรมในส่วนของการคำนวณการ IFFT

2.2.7 การมอดูเลตสัญญาณอาร์เอฟ

สัญญาณ โอเอฟดีเอ็มที่ได้นี้จะอยู่รูปของสัญญาณเบสแบนด์ (baseband signal) ในการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณวิทยุนี้เราจะต้องทำการผสมความถี่ให้สูงขึ้นเพื่อที่จะทำให้สามารถส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณไปได้ โดยสามารถใช้เทคนิคแบบอนาล็อกดังแสดงในรูปที่ 2.12 หรือเทคนิคการแปลงความถี่ให้สูงขึ้นแบบดิจิทัลดังแสดงในรูปที่ 2.13 ซึ่งทั้งสองวิธีจะให้ผลการทำงานที่คล้ายกัน แต่อย่างไรก็ตามสมรรถนะของการมอดูเลตแบบดิจิทัลนั้นจะมีความแม่นยำมากกว่าแบบอนาล็อก



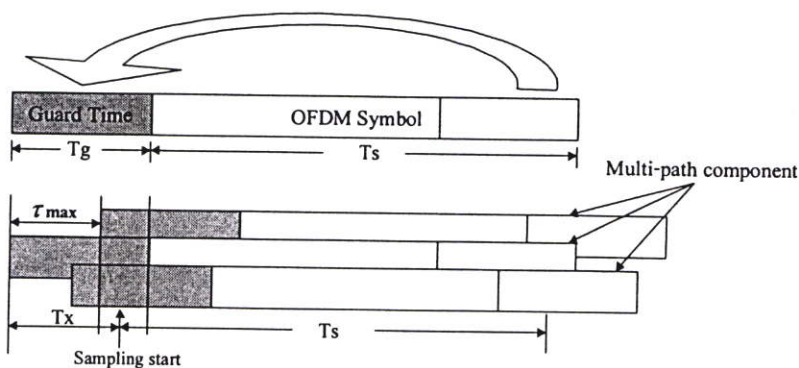
รูปที่ 2.12 การมอดูเลตสัญญาณอาร์เอฟแบบอนาล็อก



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 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 และ T_x คือเวลาเริ่มต้นของการสุ่ม (Sampling start) โดยที่ค่าของ T_x จะต้องมีค่าอยู่ในช่วง $\tau_{\max} < T_x < T_g$

2.2.9 การซิงโครไนซ์ (Synchronization)

การซิงโครไนซ์ (Synchronization) นั้นเป็นอุปสรรคที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งของระบบ OFDM ที่ทำให้เครื่องรับสามารถรับข้อมูลได้อย่างถูกต้อง 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) ที่ไม่รู้ค่าๆ หนึ่ง โดยสามารถเขียนได้เป็น $e^{j2\pi\Delta f_c t}$ โดยที่ Δf_c คือค่าของความถี่ออฟเซตของคลื่นพาห์ (Carrier frequency offset) ที่ไม่รู้ค่า ฉะนั้นค่าของเฟคเตอร์ที่ไมรู้นี้จะต้องทำการประมาณค่าและชดเชยสำหรับในการสุ่มแต่ละครั้งก่อนที่จะนำสัญญาณที่ได้จากการสุ่มไปผ่านกระบวนการ FFT ไม่อย่างนั้นจะทำให้สัญญาณจะสูญเสียคุณสมบัติของการออร์โธโกนอล (Orthogonality) ระหว่างช่องสัญญาณย่อยๆ

2.2.10 การประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ

สำหรับการสื่อสารในรูปแบบของเบิร์สต์เฟรม (Burst frame) จะมีการใส่สัญลักษณ์ปริเอมเบิล (Preamble symbol) ไว้ที่จุดเริ่มต้นของทุกๆ เบิร์สต์เฟรมเมื่อกำหนดให้ช่องสัญญาณ ไม่มีการเปลี่ยนแปลงในช่วงเวลา 1 เบิร์สต์เฟรมและทางด้านเครื่องรับรู้ข้อมูลที่ส่งในสัญลักษณ์ปริเอมเบิล ดังนั้นทำให้สามารถที่จะทำการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ ได้โดยกำหนดให้สัญญาณที่รับได้เมื่อผ่านกระบวนการ 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 $a(k)$ ดังนั้นสามารถทำการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ของสัญญาณ (Channel Frequency Response) ได้อย่างง่ายตามสมการที่ (2.4)

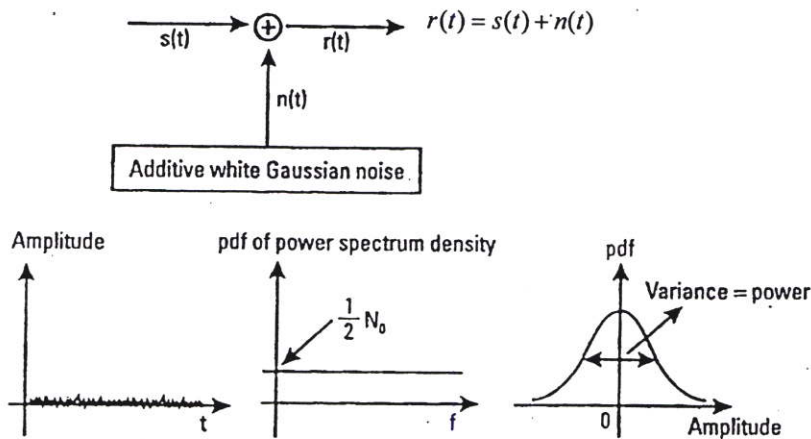
$$\hat{H}(k) = \frac{Y(k)}{a(k)} \quad (2.4)$$

จากสมการที่ (2.4) เมื่อ $\hat{H}(k)$ คือการตอบสนองความถี่ของสัญญาณที่ได้จากการประมาณค่า ในกรณีที่ปราศจากสัญญาณรบกวนนั้นจะสามารถที่จะทำการประมาณค่าได้อย่างถูกต้องแต่ในกรณีที่มีสัญญาณรบกวนเข้ามาด้วยนั้นก็จะทำให้การประมาณค่าผิดพลาดได้

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 ด้วยกันคือ วงจขยายที่ทำมาจากสารกึ่งตัวนำ (SSPA: Solid State Power Amplifier) และวงจขยายที่เป็นแบบหลอดสูญญากาศ (TWTA: Traveling Wave Tube Amplifier) วงจขยายทั้งสองแบบนี้สามารถที่จะอธิบายคุณสมบัติของวงจขยายแต่ละตัวที่กล่าวข้างต้นด้วยสมการ ดังจะอธิบายดังต่อไปนี้

กำหนดจุดการทำงานของวงจขยาย IBO ซึ่งสามารถแสดงดังสมการได้ดังนี้

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

เมื่อ P_m เป็นพลังงานเฉลี่ยของสัญญาณอินพุตของวงจขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น และ P_o เป็นพลังงานเฉลี่ยของสัญญาณเอาต์พุตของวงจขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น

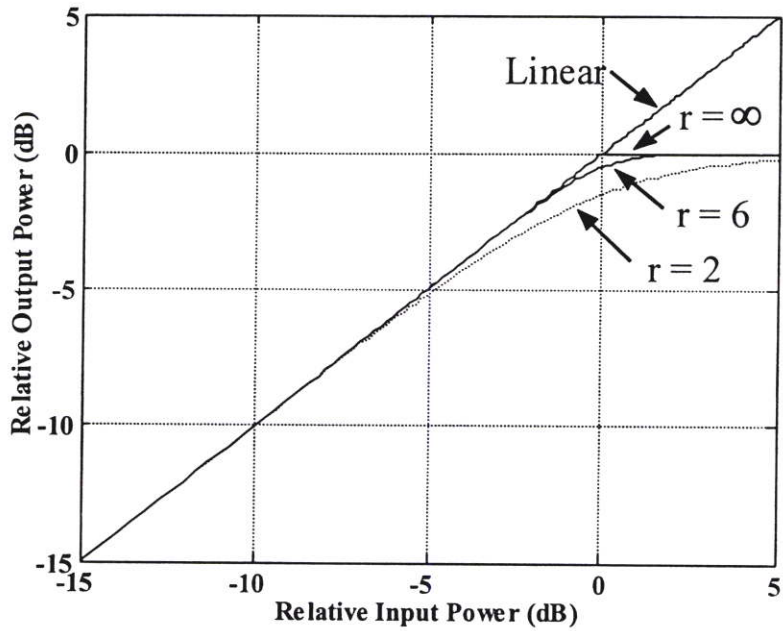
2.4.1 วงจรขยายชนิด Solid State Power Amplifier (SSPA)

คุณสมบัติของวงจขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้นชนิดสารกึ่งตัวนำ (SSPA) สามารถอธิบายได้ด้วยสมการของเรพพ์ (Rapp) ในสมการที่ 2.5 และ 2.6 ดังจะเห็นได้จากเอกสารอ้างอิง โดยสมการจะแยกออกเป็นอธิบายคุณสมบัติของการเปลี่ยนแปลงทางด้านแอมพลิจูด (Amplitude) และ เฟส (Phase) การเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นจากวงจขยายทั้งสองส่วนนี้อธิบายในรูปของการเปลี่ยนของแอมพลิจูดของสัญญาณทางด้านเอาต์พุต (Output) ที่เกิดจากแอมพลิจูดของสัญญาณทางด้านอินพุต (Input) หรือใช้ตัวย่อเป็น AM/AM และอธิบายในรูปของการเปลี่ยนแปลงของเฟสของสัญญาณเอาต์พุตที่เกิดจากแอมพลิจูดของสัญญาณทางด้านอินพุตหรือใช้ตัวย่อเป็น AM/PM จากสมการของเรพพ์สามารถอธิบายการเปลี่ยนของทั้งแอมพลิจูดและเฟสได้ดังสมการที่ 2.7 และ 2.8 ตามลำดับ

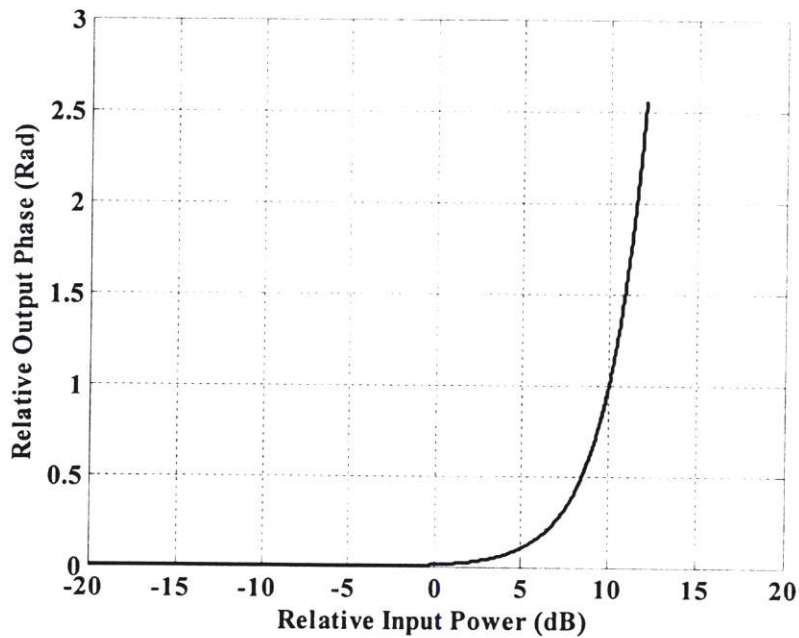
$$F_s(\rho) = \frac{v\rho}{[1 + (\frac{v\rho}{A_0})^{2p}]^{1/2p}} \quad (2.7)$$

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

เมื่อ ρ เป็นฟังก์ชันของสัญญาณอินพุต A_0 เป็นระดับของสถานะเอาต์พุตและ p เป็นพารามิเตอร์ที่ใช้กำหนดคุณสมบัติของความไม่เป็นเชิงเส้นและ v, α_p เป็นค่าคงที่



(a) AM/AM



(b) AM/PM

รูปที่ 2.16 คุณสมบัติของวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น SSPA

2.5 อีควอไลเซชัน (Equalization)

2.5.1 อีควอไลเซชัน

การส่งผ่านสัญญาณในระบบสื่อสารไร้สายแบบดิจิทัลมีปัญหาสำคัญคือการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (ISI: InterSymbol Interference) ซึ่งเกิดจากผลกระทบของมัลติพาท (Multipath) ที่เกิดขึ้นภายในช่องสัญญาณที่สัญญาณส่งผ่าน ผลกระทบของ ISI ทำให้สัญญาณที่

ส่งผ่านมีรูปร่างที่ผิดเพี้ยนไป และมีผลทำให้เกิดความผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับที่ภาครับ หลังจากผ่านกระบวนการดึงสัญญาณคืนกลับมา วิธีการหนึ่งที่สามารถนำมาใช้ในการจัดการกับปัญหา ISI นี้ก็คือการใช้วงจร อีควอลไลเซอร์ (Equalizer) ไปติดตั้งที่ภาครับสัญญาณ วงจรอีควอลไลเซอร์มีหน้าที่ปรับแก้รูปสัญญาณให้มีคุณลักษณะที่ดีขึ้นเพื่อให้การดึงสัญญาณคืนกลับคืนมามีความถูกต้องมากขึ้นเนื่องจากคุณลักษณะของช่องสัญญาณในระบบสื่อสารแบบเคลื่อนที่ที่จะต้องสามารถปรับตัวได้ (Adaptive) นั่นคือคุณสมบัติหรือพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรต้องสามารถเปลี่ยนแปลงตามเวลาได้ เพื่อให้เหมาะสมกับสภาพของช่องสัญญาณที่มักจะมีการเปลี่ยนแปลงอยู่เสมอ ดังนั้นจึงเรียกวงจรดังกล่าวว่าวงจรอีควอลไลเซอร์แบบปรับตัวได้ (Adaptive equalizer)

หลักการการทำงานของวงจรอีควอลไลเซอร์แบบปรับตัวได้ จะแบ่งการส่งสัญญาณออกเป็น 2 ช่วงสลับกันไปตลอด ในช่วงแรกภาคส่งจะส่งชุดบิตที่เรียกว่า ชุดลำดับการฝึก (Training sequence) ไปให้ภาครับ ซึ่งรูปแบบของชุดบิตที่ภาครับจะทราบค่าอยู่ล่วงหน้าแล้ว ชุดบิตเหล่านี้อาจจะมีรูปแบบตายตัวหรืออาจจะเป็น Pseudorandom binary ก็ได้ ในช่วงที่ภาครับได้รับชุดบิตดังกล่าวภาครับจะทำการคำนวณและปรับค่าสัมประสิทธิ์ของฟิลเตอร์ในวงจรอีควอลไลเซอร์ให้เหมาะสมสำหรับจัดการกับสภาพของช่องสัญญาณในขณะนั้น เมื่อภาคส่งสิ้นสุดการส่งชุดลำดับการฝึกก็จะเข้าสู่ช่วงที่สอง ซึ่งเป็นช่วงที่ภาคส่งจะทำการส่งบิตข้อมูลของผู้ใช้ตามไป ในช่วงนี้ภาครับจะใช้อีควอลไลเซอร์ที่มีค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้คำนวณไว้มาใช้ในการดึงสัญญาณข้อมูลกลับมาเพื่อให้ได้ค่าที่ถูกต้องมากที่สุด จะเห็นว่าคุณลักษณะของวงจรอีควอลไลเซอร์จะมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลาเพื่อให้เหมาะสมกับสภาพของช่องสัญญาณในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ซึ่งมักจะมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลาและสามารถจัดการกับปัญหาของ ISI ได้อย่างมีประสิทธิภาพ จากกลไกการทำงานของอีควอลไลเซอร์ในลักษณะนี้ จึงเป็นวิธีการที่มีประโยชน์อย่างมากในระบบ TDMA (Time Division Multiple Access) ซึ่งมีการจัดแบ่งเวลาการส่งสัญญาณออกเป็นบล็อกที่ชัดเจน โดยระบบจะส่งชุดลำดับการฝึกสลับกับการส่งบิตข้อมูลของผู้ใช้

2.5.2 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรอีควอลไลเซอร์

วงจรอีควอลไลเซอร์ประกอบด้วยอุปกรณ์หน่วงเวลาจำนวน N ชุด วงจรคูณสัญญาณจำนวน $N+1$ ชุดและวงจรวกสัญญาณ รูปที่ 2.17 แสดงโครงสร้างการทำงานของวงจรอีควอลไลเซอร์ในช่วงเวลาที่อยู่ระหว่างการปรับค่าสัมประสิทธิ์การคูณ (Weights) ที่ขาเข้าของวงจรจะมีสัญญาณ y_k ค่าใหม่เข้าทุกๆ ช่วงเวลา ค่าของ y_k นี้มีขนาดที่ไม่แน่นอนเพราะแปรเปลี่ยนไปตามสภาพของช่องสัญญาณและปริมาณของสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณในขณะนั้นๆ ดังนั้นจึงกล่าวว่า y_k เป็นกระบวนการสุ่ม (Random process) โครงสร้างของวงจรที่ต่อเชื่อมในลักษณะนี้ชื่อเรียกว่า Transversal filter ค่าสัมประสิทธิ์ของการคูณสัญญาณ w แต่ละตัวจะมีตัวแปรเวลา k ห้อยอยู่ด้วย เพื่อบ่งบอกว่าค่าสัมประสิทธิ์เหล่านี้แปรเปลี่ยนตามเวลาในช่วงที่ระบบกำลังหาค่าที่

เหมาะสมค่า w เหล่านี้ อาจจะมีการปรับเปลี่ยนในทุกๆ ครั้งที่มีการเพิ่มขึ้นของค่า k หรืออาจจะเปลี่ยนหลังจากที่มีข้อมูลขาเข้าจำนวนหนึ่งบล็อค

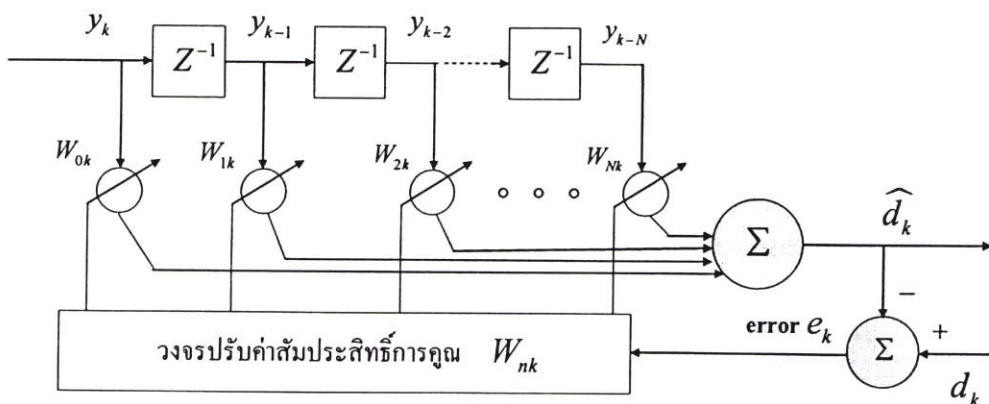
กรรมวิธีหรืออัลกอริทึมในการปรับค่าสัมประสิทธิ์จะขึ้นอยู่กับค่า e_k เป็นสำคัญ โดย e_k คือผลต่างที่ได้จากการเปรียบเทียบระหว่างค่า d_k กับค่า \hat{d}_k ซึ่งโดยทั่วไปอัลกอริทึมที่ใช้ก็จะพยายามปรับสัมประสิทธิ์การคูณในทิศทางที่ทำให้ค่าฟังก์ชันต้นทุน (Cost function) ที่สนใจมีขนาดลดต่ำลงเรื่อยๆ ค่าฟังก์ชันต้นทุนที่นิยมใช้ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์แบบหนึ่งก็คือ ค่าเฉลี่ยกำลังสองของความผิดพลาด (MSE: Mean Square Error) ระหว่างค่าของสัญญาณที่ต้องการกับค่าของสัญญาณที่ได้จากวงจรอีควอลไลเซอร์ สำหรับตัวอย่างอัลกอริทึมชนิดหนึ่งที่ใช้งานทั่วไปในการคำนวณและปรับค่าสัมประสิทธิ์ คือกรรมวิธี Least Mean Squares (LMS) โดยในการคำนวณและปรับค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมจะอาศัยสมการต่อไปนี้

$$\text{New weights} = \text{Previous weights} + (\text{constant}) \times (\text{Previous error}) \times (\text{Current input}) \quad (2.9)$$

โดย

$$\text{Previous error} = \text{Previous desired output} - \text{Previous actual output} \quad (2.10)$$

สำหรับค่าคงที่ (Constant) ที่ใช้นั้นสามารถที่จะปรับเปลี่ยนไปได้ในการคำนวณแต่ละรอบเพื่อควบคุมอัตราการเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์ให้เหมาะสม การคำนวณปรับค่าสัมประสิทธิ์ของการคูณจะทำซ้ำไปเรื่อยๆ หลายรอบจนกระทั่งค่าสัมประสิทธิ์เริ่มจะอยู่ตัวและเข้าใกล้ค่าที่ดีที่สุด เมื่อเราได้ค่าที่เหมาะสมแล้วกระบวนการปรับค่าสัมประสิทธิ์ก็จะหยุดลงช่วงเวลาถัดมาก็จะใช้ในการรับส่งบิตข้อมูลของผู้ใช้ ในช่วงเวลานี้จะใช้ชุดสัมประสิทธิ์ที่หาได้ไปจนกระทั่งมีความจำเป็นที่จะต้องปรับค่าสัมประสิทธิ์ใหม่อีกครั้ง



รูปที่ 2.17 โครงสร้างพื้นฐานวงจรอีควอลไลเซอร์ในช่วงเวลาที่มีการปรับชุดสัมประสิทธิ์การคูณ

จากโครงสร้างของวงจรรีควอลิเซอร์ในรูปที่แสดง เราสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมได้โดยวิธีการต่อไปนี้

กำหนดให้เวกเตอร์ y_k แทนสัญญาณขาเข้าของวงจรรีควอลิเซอร์

$$y_k = [y_k y_{k-1} y_{k-2} \dots y_{k-N}]^T \quad (2.11)$$

และให้เวกเตอร์ W_k แทนสัมประสิทธิ์การคูณของวงจรรีควอลิเซอร์

$$W_k = [W_{0k} W_{1k} W_{2k} \dots W_{Nk}]^T \quad (2.12)$$

เราสามารถแสดงสัญญาณที่ขาออกซึ่งมีค่าเท่ากับ $\hat{d}_k = \sum_{n=0}^N W_{nk} y_{k-n}$ ในรูปของเวกเตอร์ได้เป็น

$$\hat{d}_k = y_k^T W_k = W_k^T y_k \quad (2.13)$$

ในช่วงที่วงจรรีบค่าของชุดข้อมูล d_k (Desired response) ค่าความแตกต่างหรือความผิดพลาดที่เกิดขึ้นมีค่าเท่ากับ

$$e_k = d_k - \hat{d}_k \quad (2.14)$$

จากนั้นจะได้

$$e_k = d_k - y_k^T W_k = d_k - W_k^T y_k \quad (2.15)$$

$$|e_k|^2 = d_k^2 + W_k^T y_k y_k^T W_k - 2d_k y_k^T W_k \quad (2.16)$$

เมื่อหาค่าเฉลี่ยของสมการจะได้

$$p = E[d_k y_k] = E[d_k y_k d_k y_{k-1} d_k y_{k-2} \dots d_k y_{k-N}]^T \quad (2.17)$$

และกำหนดให้เมทริกซ์สหสัมพันธ์ของขาเข้า (Input correlation matrix) ที่ขนาดเท่ากับ $(N+1) \times (N+1)$ หรือบางทีจะเรียกว่า โคเวเรียนซ์เมทริกซ์ของขาเข้า (input covariance matrix)

$$R = E[y_k y_k^T] \quad (2.18)$$

ถ้าหาก x_k และ y_k มีคุณลักษณะที่เป็นสเตชันนารี (stationary) จะเห็นได้ว่าใน p และ R จะไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา จากสมการข้างต้นจะได้ว่า

$$MSE = \xi = E[d_k^2] + W^T R W - 2p^T W \quad (2.19)$$

จากสมการนี้จะหาค่าเวกเตอร์ W ที่ทำให้ค่า Mean Square Error ที่มีขนาดต่ำที่สุด (Minimum MSE หรือ MMSE) ได้โดยการหาค่าเกรเดียนต์ของ ξ

$$\nabla = \frac{\partial \xi}{\partial W} = \left[\frac{\partial \xi}{\partial W_0} \frac{\partial \xi}{\partial W_1} \dots \frac{\partial \xi}{\partial W_N} \right]^T \quad (2.20)$$

เมื่อหาอนุพันธ์ของ ξ โดยเทียบกับค่าสัมประสิทธิ์การคูณแต่ละค่าจนครบจะได้

$$\nabla = 2RW - 2p \quad (2.21)$$

กำหนดให้ค่า $\nabla = 0$ เพื่อหาค่าที่ต่ำที่สุดของ MSE ผลลัพธ์ได้เป็นจุดสัมประสิทธิ์ \widehat{W} ที่เหมาะสม

$$\widehat{W} = R^{-1}p \quad (2.22)$$

เมื่อนำค่าสัมประสิทธิ์ที่คำนวณและแทนค่าจะได้เป็นดังนี้

$$MMSE = \xi_{\min} = E[d_k^2] - p^T R^{-1}p = E[d_k^2] - p^T \widehat{W} \quad (2.23)$$

2.6 ส่วนของการส่งข้อมูลไซด์อินฟอร์เมชัน (Side Information)

สัญญาณโอเอฟดีเอ็มในเทคนิควิธีการลดค่าพีเอพียอร์แบบพีทีเอส (PTS:Partial Transmit Sequence) และเทคนิควิธีแบบการเลือกจับกลุ่มข้อมูล (SLM:Selected Mapping) นั้นจำเป็นต้องมีส่วนของการส่งข้อมูลไซด์อินฟอร์เมชันหรือ เอสไอ (SI:Side Information) เพื่อเป็นการบอกให้ทางเครื่องรับรู้ข้อมูลที่คูณรวมเข้ากับข้อมูลว่าเป็นมุมใดเพื่อให้ทางด้านเครื่องรับคูณมุมกลับออกจากข้อมูล ซึ่งในกระบวนการลดค่าพีเอพียอร์การสร้างสัมประสิทธิ์ตัวคูณเพื่อใช้ในการลดค่าพีเอพียอร์มีกระบวนการอย่างคร่าวๆ ดังนี้ โดยข้อมูลจำนวน X ชุดข้อมูล หลังจากผ่าน IFFT สัญญาณจะถูกแบ่งเป็นชุดย่อยๆ $\{X_m, m = 0, 1, \dots, N-1\}$ ชุดข้อมูลจำนวน N บิทข้อมูลเพื่อนำสัญญาณคูณด้วยมุมต่างๆ ที่เราสร้างขึ้นดังแสดงได้ดังสมการ

$$X = \sum_{m=1}^M X_m \quad (2.24)$$

จากสมการที่ (2.24) ชุดขบวนบิทข้อมูลจะแบ่งเป็นชุดๆ เพื่อคูณสัมประสิทธิ์ที่สร้างขึ้นดังแสดงได้ดังสมการ

$$X' = \sum_{m=1}^M b_m X_m \quad (2.25)$$

เมื่อ $\{b_m, m = 1, 2, \dots, M\}$ เป็นจำนวนมุมที่สร้างขึ้นจำนวน M ชุด ซึ่งจำนวนค่าของ M ชุดข้อมูลมุมนี้ขึ้นกับการกำหนดอาจจะเป็น 2, 4, 8 หรือ 16 ชุด เพื่อใช้คูณเข้ากับสัญญาณ X_m และประสิทธิภาพของการลดค่าพีเอพียอร์ที่ได้จะดีเมื่อใช้จำนวนชุดมุมมากๆ เนื่องจากเมื่อเราสร้างชุดมุมสัมประสิทธิ์มากขึ้นมาคูณกับข้อมูลก็จะมีโอกาสที่จะได้ค่าพีเอพียอร์ที่ต่ำมากตามไปด้วยเช่นกัน แต่จะทำให้กระบวนการยุ่งยากมากขึ้นและจะลดทอนประสิทธิภาพการส่งผ่านของระบบจึงจำเป็นต้องเลือกการสร้างชุดสัมประสิทธิ์มุมนี้ให้เหมาะสมกับแต่ละระบบและเมื่อกำหนดชุดมุม ($b_m = e^{j\phi^m}$) เพื่อคูณเข้ากับแต่ละชุดเพื่อหาค่าพีเอพียอร์ที่น้อยที่สุดจากทุกชุดข้อมูลและทำการส่งไปเพียงชุดเดียวเท่านั้นดังสมการที่แสดงนี้

$$PAPR = \min_{b_1, \dots, b_M} \left[\max_{0 \leq n \leq N} \left| \sum_{m=1}^M b_m y_{n,m} \right|^2 \right] \quad (2.26)$$

จากสมการ $y_{n,m}$ จำนวนบิตข้อมูลที่ $n = 0,1,2,\dots,N-1$ และ $m = 1,2,\dots,M$ เป็นจำนวนจุดของ IFFT ของสัญญาณ X_m นั้นแสดงได้ว่า เมื่อได้สัญญาณที่ผ่านกระบวนการในสัญญาณหนึ่งชุดจะต้องคูณกับทุกมุมที่สร้างขึ้น เช่นถ้าเราสร้างมุมสัมประสิทธิ์ขึ้นมา 4 ชุด คือ $0, \pi, \frac{\pi}{2}$ และ $\frac{3}{2}\pi$ ตามลำดับ ข้อมูลในหนึ่งชุดจะเพิ่มขึ้นมาเป็นจำนวน 4 ชุด ซึ่งเราจะเลือกค่าพีเอชอาร์ที่น้อยที่สุดจากชุดข้อมูลทั้งหมดและเลือกทำการส่งไปเพียงชุดเดียวเท่านั้น ซึ่งทางเครื่องส่งจะต้องส่งตัวบอกว่าข้อมูลที่ใช้ส่งไปนั้นเป็นชุดไหนส่งร่วมไปให้ทางด้านเครื่องรับทราบด้วย เพื่อที่จะได้คูณมุมกลับของมุมที่ทางด้านเครื่องส่งคูณเพิ่มเข้าไป และให้ได้ข้อมูลแท้จริงของสัญญาณออกมา ดังนั้นชุดเฟรมข้อมูลที่ใช้ในการส่งในแต่ละเฟรมจะต้องใช้บิตข้อมูลจำนวนหนึ่งเพื่อใช้เป็นกุญแจสำคัญในการกู้ข้อมูลที่ถูกต้องขึ้นมา และอีกนับสำคัญหนึ่งคือบิตข้อมูลในส่วนของไซค์อินฟอร์เมชันนี้จะผิดพลาด หรือสูญหายในกระบวนการส่งไม่ได้เลย เพราะถ้าข้อมูลบอกค่ามุมสัมประสิทธิ์นี้สูญหายหรือผิดพลาด เท่ากับว่าข้อมูลทั้งเฟรมไม่สามารถกู้คืนและจะต้องทำการส่งใหม่ทั้งเฟรม หรือส่งส่วนของไซค์อินฟอร์เมชันใหม่ ซึ่งเป็นคุณลักษณะของวิธีการเทคนิคนี้ที่ต้องให้ความสำคัญต่อส่วนของการบอกข้อมูลข่าวสารหรือไซค์อินฟอร์เมชันดังกล่าว

บทที่ 3

วิธีการลดค่าพีเอพียาร์ในสัญญาณโอเอฟดีเอ็มและการเพิ่มประสิทธิภาพการส่งผ่านให้กับระบบ

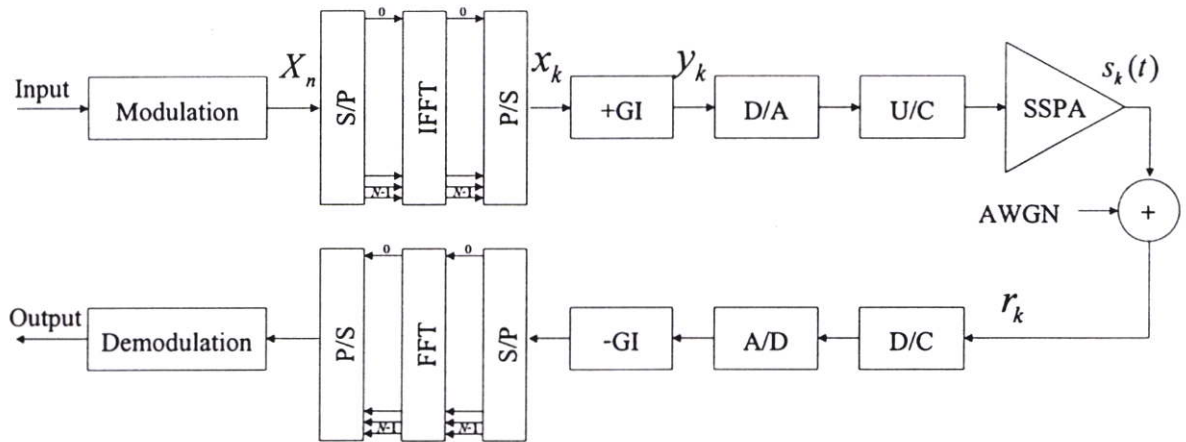
เทคนิคการมอดูเลทแบบ โอเอฟดีเอ็มเป็นระบบที่มีประสิทธิภาพสูงในการใช้งานช่องสัญญาณทันทันต่อสภาวะการจางหายแบบหลายเส้นทาง จึงทำให้เทคนิคการมอดูเลทแบบโอเอฟดีเอ็มได้รับมาใช้เป็นมาตรฐานระบบการสื่อสารต่างๆ มากมายเช่น ระบบโครงข่ายแบบไร้สาย (Wireless LAN systems) ระบบที่วีดิจิตอลบรอดคาสติ้ง (Terrestrial digital broadcasting system) เป็นต้น และในบทนี้จะกล่าวถึงปัญหาที่เกิดขึ้นกับระบบ โอเอฟดีเอ็ม

ปัญหาของเครื่องขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น ปัญหาการกระเพื่อมของสัญญาณในแกนเวลาส่งผลให้คุณภาพของสัญญาณลดทอนไปและปัญหาการเข้าจังหวะจากทางเครื่องรับทำได้ยาก ซึ่งจะกล่าวถึงเป็นลำดับ ไปด้วยนี้ สัญญาณ โอเอฟดีเอ็มทางแกนเวลาที่มีการแกว่งมาก(Fluctuation) ซึ่งค่าการแกว่งของสัญญาณนี้สามารถที่จะวัดได้ในรูปของอัตราส่วน ระหว่างค่าสูงสุดของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มต่อค่าเฉลี่ยของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มในหนึ่งสัญญาณลักษณะ หรือเรียกว่า ค่าพีเอพียาร์ (PAPR: Peak-to-Average Power Ratio) ซึ่งค่าพีเอพียาร์ที่สูงนี้ ในทางปฏิบัติแล้วจำเป็นจะต้องกำหนด จุดการทำงานของวงจรขยายในตำแหน่งที่เป็นเชิงเส้น เพื่อไม่เกิดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการตัดยอดของสัญญาณที่บริเวณจุดการทำงานอ้อมตัวของวงจรขยาย หากแต่วิธีการนี้จะทำให้การใช้งานวงจรขยายเป็นไปอย่างไม่มีประสิทธิภาพ อีกปัญหาหนึ่งที่เกิดกับสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มที่มีค่าพีเอพียาร์สูงคือ ทางเครื่องส่ง จำเป็นจะต้องมีวงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาล็อก (DAC: Digital-to-Analog Converters) ที่ค่อนข้างราคาแพง เนื่องจากค่าสูงสุดและต่ำสุดของสัญญาณกว้างมาก วิธีการแก้ไขก็คือพยายามลดค่าการแกว่งของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม หรืออีกนัยหนึ่งคือลดค่าพีเอพียาร์ให้ได้มากที่สุด

ในบทที่ 3 นี้จะกล่าวถึงรายละเอียดแบบจำลองระบบ โอเอฟดีเอ็มแบบทั่วไป โดยไม่มีวิธีการลดค่าพีเอพียาร์เปรียบเทียบกับระบบ โอเอฟดีเอ็มที่มีวิธีการลดค่าพีเอพียาร์แบบที่นำเสนอ ซึ่งทั้งสองวิธีการนี้จะแตกต่างกันเฉพาะทางด้านเครื่องส่งเท่านั้น แต่ทางด้านเครื่องรับจะเป็นแบบเดียวกันซึ่งเครื่องรับแบบทั่วไปสามารถรับได้ทั้งวิธีการแบบทั่วไปและเครื่องส่งแบบที่นำเสนอ

3.1 แบบจำลองของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบทั่วไปในช่องสัญญาณแบบ AWGN

ในบล็อกไดอะแกรมระบบโอเอฟดีเอ็มแบบทั่วไปสามารถจำลองการทำงานได้ดังรูปที่ 3.1 แสดงการส่งรับข้อมูลของระบบโอเอฟดีเอ็มในช่องสัญญาณรบกวนแบบขาว (AWGN) การทำงานเริ่มต้นจากสัญญาณข้อมูลที่เป็นดิจิทัลผ่านการมอดูเลชัน (Modulation) ซึ่งวิธีการมอดูเลชันนี้สามารถทำได้หลายวิธี เช่น BPSK, QPSK, 16QAM และ 64QAM การเลือกวิธีการนั้นขึ้นอยู่กับประเภทการใช้งาน หลังจากผ่านการมอดูเลชันแล้วข้อมูลอนุกรมจะถูกเปลี่ยนไปเป็นข้อมูลแบบขนาน(S/P) เพื่อผ่านเข้าวงจร IFFT จากนั้นเปลี่ยนสัญญาณที่เป็นขนานให้เป็นแบบอนุกรม(P/S) เช่นเดิมและเพิ่มการ์ดโทม์เพื่อป้องกันการแทรกสอดในแกนเวลาเมื่อผ่านช่องสัญญาณแบบหลายเส้นทาง ซึ่งจำเป็นต้องมีในระบบโอเอฟดีเอ็ม



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมที่ใช้ในการจำลองระบบของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบทั่วไป

เมื่อผ่านการมอดูเลทแล้ว กระบวนการของ IFFT ในแกนความถี่จะแปลงสัญญาณไปยังแกนเวลาโดยผ่านกระบวนการของ IFFT ซึ่งสัญญาณในทางแกนเวลาแสดงได้ดังสมการข้างล่าง

$$y_{(l,k)} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_{(l,n)} e^{j \frac{2\pi kn}{N}} \quad (3.1)$$

เมื่อ l แสดงจำนวนลำดับของสัญลักษณ์ที่ k แซมเปิล

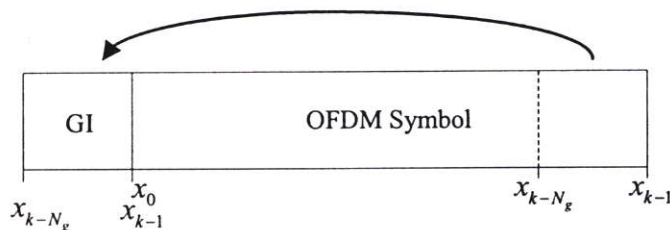
N เป็นจำนวน จุดของ IFFT ที่จำนวน n ของคลื่นพาห์ย่อย

$X_{(l,n)}$ เป็นจำนวนข้อมูล l ที่จำนวน n ของคลื่นพาห์ย่อย

การใส่การ์ดไทม์ (Guard time) หรือช่วงเวลาป้องกัน GI (Guard Interval) ก่อนที่จะทำการส่งสัญญาณ เพื่อป้องกันการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ ที่เกิดจากการส่งสัญญาณในช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิ้ง ซึ่งช่วงเวลาของ GI นั้นจะต้องมีค่ามากกว่าค่าดีเลย์สเปรดสูงสุด ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธโดยการใส่ GI แสดงดังรูปที่ (3.2) สัญญาณโอเอฟดีเอ็มเมื่อเพิ่มส่วนช่วงเวลาป้องกัน แล้วโดยช่วงเวลาต่อหนึ่งสัญญาณจะเพิ่มขึ้นสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังต่อไปนี้

$$y_{k+N_g}(t) = x_k(t) \quad (3.2)$$

เมื่อ N_g เป็นจำนวนแซมปลิงของการ์ดไทม์



รูปที่ 3.2 วิธีการเพิ่มการ์ดไทม์ในสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม

ค่าพีเอพอาร์ หรือค่าประสิทธิภาพของสัญญาณค่าอัตรากำลังงานสูงสุดต่อค่าเฉลี่ยของสัญญาณในทางแกนเวลา เป็นวิธีการที่นิยมใช้วัดค่าการแกว่งของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มในแกนเวลาสามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$PAPR(dB) = 10 \log_{10} \left[\frac{\max_{k=0-N-1} \left[|y_{(l,k)}|^2 \right]}{E \left[|y_{(l,k)}|^2 \right]} \right] \quad (3.3)$$

เมื่อ E เป็นค่ากำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ

เมื่อสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มในทางแกนเวลาที่แสดงในสมการที่ (3.1) หลังจากเพิ่มช่วงเวลาป้องกัน (GI: Guard interval) สัญญาณโอเอฟดีเอ็มจะเปลี่ยนสัญญาณจากดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อกโดยใช้วงจร D/A (Digital-to-Analog convertor) และเพิ่มความถี่ของสัญญาณไปยังย่านความถี่ใช้งานด้วยวงจร U/C (Up convertor) ภาศสุดท้ายทางด้านเครื่องส่งเป็นอุปกรณ์ขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Non-linear amplifier) ซึ่งจำเป็นจะต้องมีอยู่เป็นภาศสุดท้ายของทุกๆ เครื่องส่ง

เพื่อขยายสัญญาณได้มีกำลังส่งเพิ่มขึ้น โดยทั่วไปจะใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำเป็นทรานซิสเตอร์ (Transistor) จากอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ หรือ Solid State Power Amplifier (SSPA) ได้มีนักวิจัยจำลองการทำงานของวงจรขยายชนิดในรูปของโมเดลทางคณิตศาสตร์สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังสมการที่ (3.4) ความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตสามารถแสดงได้ดังนี้

$$s_{(l,k)} = F \left[\left| y_{(l,k)} \right| \right] e^{j \{ \arg(y_{(l,k)}) \}} \quad (3.4)$$

เมื่อ $F[]$ แสดงคุณสมบัติ AM/AM ของอุปกรณ์ขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งในงานวิจัยนี้ใช้แบบ SSPA ซึ่งมีคุณลักษณะการขยายสัญญาณแสดงได้ดังนี้

$$F[\rho] = \frac{\rho}{\left[1 + (\rho/A)^{2r} \right]^{1/2r}} \quad (3.5)$$

$$\Phi[\rho] = \alpha_\phi \left(\frac{\rho}{A} \right)^4 \quad (3.6)$$

เมื่อ ρ เป็นขนาดของสัญญาณอินพุต

A เป็นระดับจุดการขยายอิมิตัวของวงจรขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น

r เป็นพารามิเตอร์กำหนดความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น

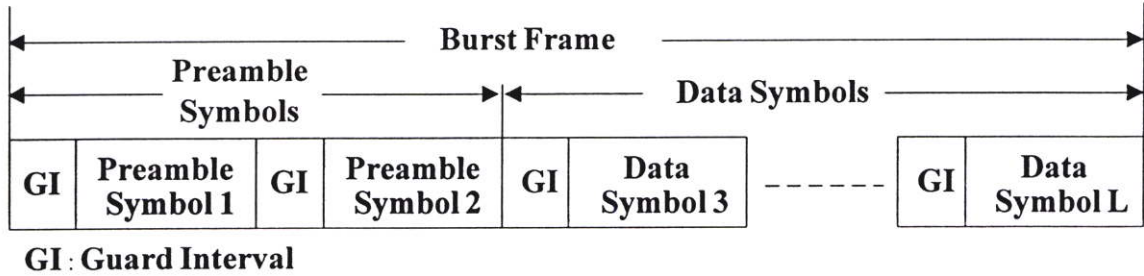
$\Phi[]$ เป็นคุณสมบัติ AM/PM ของอุปกรณ์ขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น

โดยทั่วไปคุณสมบัติ AM/PM ของอุปกรณ์ขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นชนิด SSPA ถือน้อยมากจนไม่จำเป็นต้องนำมาคิด ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้กำหนดให้คุณสมบัติ AM/PM ของอุปกรณ์ขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นมีค่าเท่ากับศูนย์

3.2 โครงสร้างของเบิร์สต์เฟรมระบบโอเอฟดีเอ็ม

กำหนดให้รูปแบบของเบิร์สต์เฟรม (Burst Frame) ของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบทั่วไป สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.3 ซึ่งประกอบไปด้วย สัญลักษณ์ปริเอมเบิล (Preamble Symbol) จำนวน 2 สัญลักษณ์ และ สัญลักษณ์ข้อมูลจำนวน $L-2$ สัญลักษณ์ รวมเป็นหนึ่งเฟรมข้อมูลโดยสัญลักษณ์ปริเอมเบิลจะต้องเป็นส่วนแรกของเฟรมข้อมูลเสมอ ซึ่งสัญลักษณ์ปริเอมเบิลนี้โดยทั่วไปจะมีหน้าที่หลักสองอย่าง คือ อย่างแรกเพื่อใช้สำหรับการซิงโครไนซ์ (Synchronization) และอย่างที่สองใช้เพื่อการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ (Channel Frequency Response Estimation) ทั้งสองอย่างนี้จะสามารถทำได้โดยกำหนดให้ทางด้านเครื่องรับรู้ค่าข้อมูลที่ส่งในสัญลักษณ์ปริเอมเบิล

(Preamble Symbol) สามารถอธิบายโดยใช้สมการคณิตศาสตร์อย่างละเอียดทางด้านเครื่องรับของระบบโอเอฟดีเอ็มในหัวข้อต่อไป



รูปที่ 3.3 โครงสร้างของเบิสต์เฟรมที่ใช้ในการจำลองระบบของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบทั่วไป

จากรูปที่ 3.3 แสดงรูปของเบิสต์เฟรมที่ใช้ในระบบโอเอฟดีเอ็มของวิธีการที่นำเสนอจะมีรูปแบบทางกายภาพเช่นเดียวกัน คือ สัญลักษณ์ปรีเอมเบิล (Preamble Symbol) จำนวน 2 สัญลักษณ์ และ สัญลักษณ์ข้อมูลจำนวน $L-2$ สัญลักษณ์ รวมเป็นหนึ่งเฟรมข้อมูล แต่วิธีการที่นำเสนอจะมีข้อมูลแฝงเพิ่มเติมเข้าไปคือ ค่าสัมประสิทธิ์เพื่อลดค่าพีเอพ็อดาร์ ซึ่งวิธีการที่นำเสนอสามารถลดค่าพีเอพ็อดาร์ได้จากค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมซึ่งเป็นข้อมูลแฝงในเฟรมข้อมูลทำให้อัตราการส่งรับข้อมูลในระบบไม่เปลี่ยนแปลง สิ่งที่สำคัญคือการคูณสัมประสิทธิ์นี้จำเป็นต้องคูณทุกๆ สัญลักษณ์ตลอดเฟรมข้อมูลเพื่อให้ทางด้านเครื่องรับสามารถนำข้อมูลเดิมกลับมาได้โดยไม่ได้รับผลกระทบจากค่าสัมประสิทธิ์ที่คูณเข้า สัญญาณโอเอฟดีเอ็มจากสมการที่ 3.1 เมื่อคูณกับค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมเพื่อลดค่าพีเอพ็อดาร์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแกนเวลา สามารถแสดงได้ดังสมการดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} \bar{y}_{(l,k)}^{(i)} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \left(X_{(l,n)}^{(i-1)} \cdot e^{j\theta_n^{(i)}} \right) e^{j\frac{2\pi kn}{N}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_{(l,n)}^{(i)} \cdot e^{j\frac{2\pi kn}{N}} \end{aligned} \quad (3.7)$$

เมื่อ $e^{j\theta_n^{(i)}}$ เป็นค่าสัมประสิทธิ์นี้สำหรับ n คลื่นพหุย่อยที่ i รอบการหาค่าพีเอพ็อดาร์และค่าสัมประสิทธิ์นี้ที่ใช้คูณในแต่ละเฟรมจะเป็นค่าเดียวกันตลอดทั้งเฟรม ในความเป็นจริงของขั้นตอนการหาค่าสัมประสิทธิ์นี้จะต้องหาทีละสัญลักษณ์ จากนั้นนำค่าที่ได้ของแต่ละสัญลักษณ์นั้นมาหาค่าเฉลี่ยเพื่อให้ได้ค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมเพื่อลดค่าพีเอพ็อดาร์ให้ได้มากที่สุดตลอดทั้งเฟรม นอกจากนี้วิธีการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ที่นำเสนอจำเป็นต้องใช้การวนรอบเพื่อให้ได้

ประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพียอร์ดีขึ้น ดังจะเห็นได้จากผลการจำลองการทำงาน โดยใช้คอมพิวเตอร์ ในบทต่อไป

3.3 แบบจำลองเครื่องของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบที่นำเสนอ

การที่กล่าวมาแล้วในข้างต้นว่า วิธีการที่นำเสนอไม่ได้มีการเปลี่ยนแปลงทางกายภาพของเฟรมข้อมูลแต่อย่างใด ซึ่งจะทำให้วิธีการที่นำเสนอมีการเปลี่ยนแปลงเฉพาะในส่วนเครื่องส่งเท่านั้น ทางด้านเครื่องรับยังเป็นเครื่องรับแบบทั่วไปที่มีวงจรปรับระดับ (Equalization) ส่วนที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งของวิธีการที่นำเสนอคือ วิธีการหาค่าสัมประสิทธิ์มูมที่เหมาะสมของแต่ละสัญลักษณ์เพื่อลดค่าพีเอพียอร์ให้ได้มากที่สุด ในงานวิจัยนี้จะใช้พื้นฐานของการแปลงสัญญาณสลับไปมาระหว่างทางแกนเวลากับทางความถี่ (Time frequency swapping) [6] เริ่มต้นจากสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม ที่ได้จากเข้าพุทของวงจร IFFT จากสมการที่ (3.1) มาคำนวณหาค่าสัญญาณเออเรอร์ (Error signal) ได้จากสมการการสุ่มตัวอย่างสัญญาณทางด้านแกนเวลา

โดยการหาค่าขนาดของสัญญาณเออเรอร์ได้จากสัญญาณที่มากกว่าระดับที่ใช้อ้างอิงตัวแปร S โดยเมื่อสัญญาณมีค่ามากกว่า หรือเท่ากับก็จะกำหนดให้สัญญาณเอาท์พุทเท่ากับสัญญาณอินพุทและถ้าสัญญาณมีค่าน้อยกว่าก็จะให้สัญญาณเอาท์พุทเท่ากับศูนย์ จากนิยามที่กล่าวมานี้สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังต่อไปนี้

$$e_{(l,k)}^{(i)} = \begin{cases} \bar{y}_{(l,k)}^{(i)} & \text{if } |\bar{y}_{(l,k)}^{(i)}| \geq S \\ 0 & \text{if } |\bar{y}_{(l,k)}^{(i)}| < S \end{cases} \quad (3.8)$$

เมื่อระดับ S ที่ใช้อ้างอิงนี้เป็นค่าเฉลี่ยของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มใดๆทางด้านแกนเวลาและ $e_{(l,k)}^{(i)}$ ค่าสัญญาณผิดพลาดที่นำมาสร้างสัมประสิทธิ์มูมนี้ประกอบไปด้วยสัญญาณที่มีค่ามากกว่าระดับอ้างอิงทางด้านแกนเวลาที่รอบการคำนวณ i สัญลักษณ์ที่ l และ แซมปลิงที่ k ค่าสัญญาณเออเรอร์ที่ได้จากสมการที่ (3.8) ให้ไปอยู่ในแกนความถี่โดยใช้กระบวนการของ FFT จะแสดงสมการได้ดังนี้

$$E_{(l,n)}^{(i)} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} e_{(l,k)}^{(i)} \cdot e^{-j \frac{2\pi kn}{N}} \quad (3.9)$$

โดยค่าสัมประสิทธิ์มุมของ l ในแต่ละสัญลักษณ์ที่ n กลับพหุคูณหาได้จากมุมของ สัญญาณเออเรอร์ใน (3.9) นำมาลบกับมุมของสัญญาณเดิมในแกนความถี่ จากนั้นสัญญาณผลลัพธ์ที่ได้ในแกนความถี่นี้นำมาใช้เป็นสัญญาณเริ่มต้นใหม่เพื่อหาค่าสัญญาณเออเรอร์ในรอบต่อไป ($i+1$) รอบของการวนซ้ำเพื่อลดค่าพีเอพียอร์นี้ที่ลำดับต่อไป คือที่ลำดับ $i+1$ สามารถเขียนได้ดังสมการต่อไปนี้

$$X_{(l,n)}^{(i+1)} = \left| X_{(l,n)}^{(i)} \right| e^{j \arg \{ X_{(l,n)}^{(i)} - E_{(l,n)}^i \}} \quad (3.10)$$

จากสมการที่ (3.10) จะเห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลงเฉพาะในส่วนของมุมของค่าสัมประสิทธิ์ ดังนั้นค่าสัมประสิทธิ์มุมของแต่ละคลื่นพหุคูณในแต่ละสัญลักษณ์ สามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\theta_{(l,n)}^{(i+1)} = \arg \{ X_{(l,n)}^{(i+1)} \} - \arg \{ X_{(l,n)}^i \} \quad (3.11)$$

เมื่อผ่านกระบวนการข้างต้นทั้งหมดทุกสัญลักษณ์จะได้ค่าสัมประสิทธิ์มุมสำหรับแต่ละคลื่นพหุคูณที่ทุกๆ สัญลักษณ์ เพื่อใช้ลดค่าพีเอพียอร์ แต่วิธีการที่นำเสนอจำเป็นต้องใช้ค่าสัมประสิทธิ์รวมสำหรับทุกๆ สัญลักษณ์ ดังนั้นรอบการวนซ้ำเพื่อลดค่าพีเอพียอร์ที่ลำดับ $i+1$ รอบจะหาได้โดยการหาค่าเฉลี่ยของสัมประสิทธิ์มุมทั้งหมดสำหรับทุกสัญลักษณ์สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังต่อไปนี้

$$\theta_n^{(i+1)} = \arg \left\{ \sum_{l=1}^L e^{j\theta_{(l,n)}^{(i+1)}} \right\} \quad (3.12)$$

เมื่อ L เป็นจำนวนของสัญลักษณ์ในหนึ่งเฟรมข้อมูล

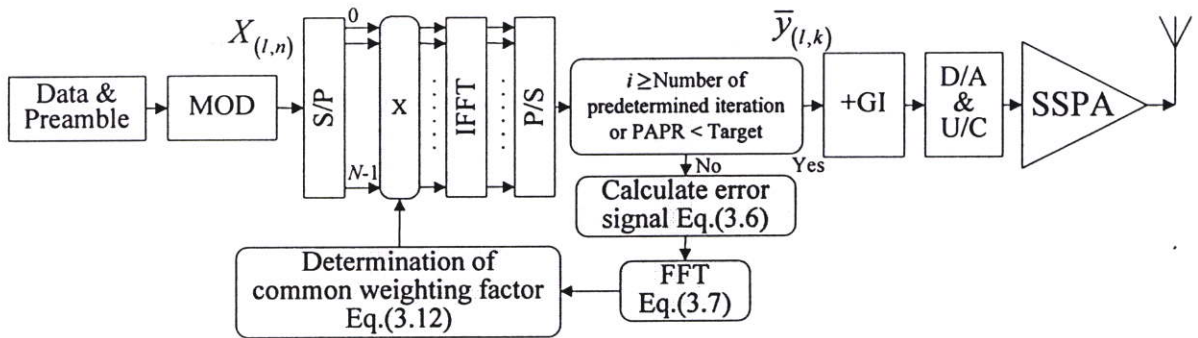
หรือ $L =$ ปริ๊อมเบิ้ล + สัญลักษณ์ของข้อมูล

เมื่อนำสมการที่ (3.12) มาพิจารณาเพื่อหาค่าสัญญาณทางเวลาที่ส่งผ่านที่ $i+1$ รอบของการวนเพื่อลดค่าพีเอพียอร์จะสามารถแสดงสมการได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \bar{y}_{(l,k)}^{(i+1)} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ X_{(l,n)}^{(i)} \cdot e^{j\theta_n^{(i+1)}} \right\} \cdot e^{j\frac{2\pi kn}{N}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_{(l,n)}^{(i+1)} \cdot e^{j\frac{2\pi kn}{N}} \end{aligned} \quad (3.13)$$

วิธีการที่นำเสนอจากที่ได้อธิบายมาจะมีกระบวนการเริ่มจากสมการที่ (3.7) จนกระทั่งถึงสมการที่ (3.13) เท่ากับจำนวนหนึ่งรอบของการคำนวณ ซึ่งวิธีการที่นำเสนอนี้ต้องการกระบวนการซ้ำเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพอาร์ของสัมประสิทธิ์ โดยการวนซ้ำจะทำจนกระทั่งค่าพีเอพอาร์จะลดถึงค่าที่กำหนดหรือจำนวนของการวนซ้ำที่กำหนดไว้โดยใดอย่างหนึ่ง

ในรูปที่ 3.4 แสดงโครงสร้างของเครื่องส่งระบบโอเอฟดีเอ็มแบบที่นำเสนอ เพื่อให้เห็นส่วนที่แตกต่างชัดเจนยิ่งขึ้น ระหว่างเครื่องส่งของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบทั่วไปกับเครื่องส่งของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบที่นำเสนอแตกต่างกันอย่างไร ส่วนที่เพิ่มเติมของวิธีการที่นำเสนอจะเป็นส่วนที่แรเงาดังแสดงในรูปที่ 3.4 ทั้งหมดเป็นขั้นตอนการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมเพื่อลดค่าพีเอพอาร์ทางด้านเครื่องส่งในระบบโอเอฟดีเอ็ม



รูปที่ 3.4 โครงสร้างเครื่องส่งของวิธีการที่เสนอ

3.4 แบบจำลองช่องสัญญาณ

ในวิทยานิพนธ์นี้ในการจำลองระบบจะกำหนดให้เป็นการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณเป็นแบบมัลติพาธเฟดดิ้ง ที่มีการประวิงเวลาของสัญญาณในแต่ละเส้นทาง τ_p ที่ต่างกัน ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงของเฟส θ_p เป็นกระบวนการสุ่ม (Random process) ที่มีการแจกแจงแบบยูนิฟอร์ม (Uniform distribution) ในช่วง $[0, 2\pi]$ และสัญญาณในแต่ละเส้นทางจะเป็นการแจกแจงแบบเรย์ลี (Rayleigh Distribution) โดยระดับสัญญาณจะลดลงเป็นแบบคงที่ (Constant Decayed) โดยที่ ผลการตอบสนองสัญญาณอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ $h_k(l)$ ของช่องสัญญาณย่อยสามารถแสดงได้ตามสมการที่ (3.14)

$$h_k(l) = \sum_{p=1}^P \rho_p e^{j\theta_p} \delta(k - \tau_p) \quad (3.14)$$

เมื่อ P เป็นจำนวนของเส้นทางเดินของสัญญาณ

τ_p เป็นค่าของการประวิงเวลาในเส้นทางที่ p

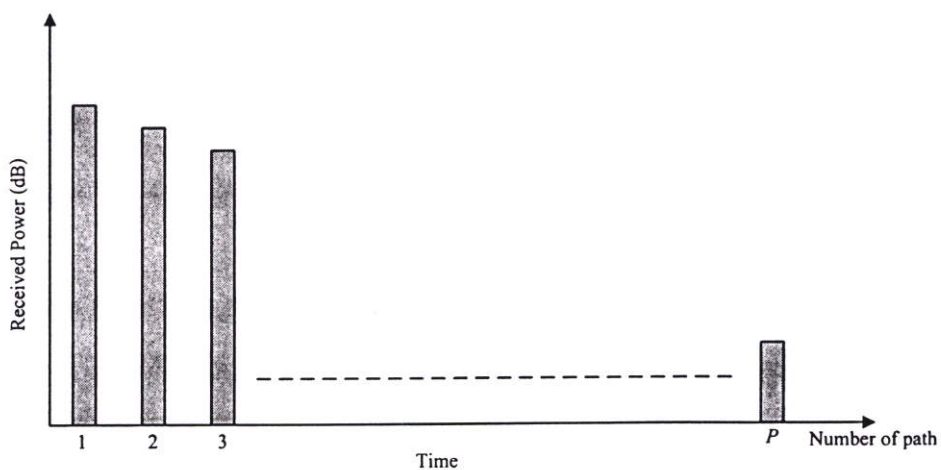
θ_p เป็นเฟสที่มีการเปลี่ยนแปลงในเส้นทางที่ p

ρ_p เป็นค่ากำลังงานสัมพัทธ์ของเส้นทางที่ p

จากสมการ (3.14) เมื่อทำการเปลี่ยนให้อยู่ในแกนความถี่โดยกระบวนการ FFT ซึ่งจะได้ผลการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ $H_n(l)$ ซึ่งแสดงได้ดังสมการที่ (3.15)

$$\begin{aligned}
 H_n(l) &= \sum_{k=0}^{N-1} h_k(l) e^{-j2\pi nk/N} & (3.15) \\
 &= \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{p=1}^P \rho_p e^{j\theta_p} \delta(k - \tau_p) e^{-j2\pi nk/N} \\
 &= \sum_{p=1}^P \rho_p e^{j\theta_p} \sum_{k=0}^{N-1} \delta(k - \tau_p) e^{-j2\pi nk/N} \\
 &= \sum_{p=1}^P \rho_p e^{j\theta_p} e^{-j2\pi n(k - \tau_p)/N}
 \end{aligned}$$

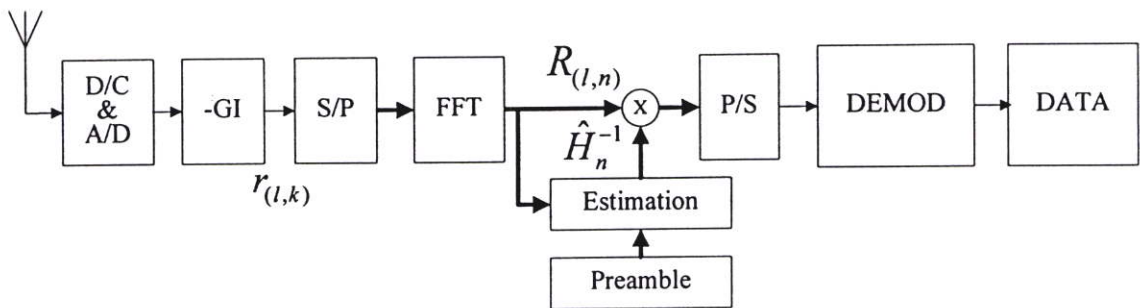
ผลรวมจากกำลังงานของสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับในเวลาต่างๆ สามารถเขียนในรูปของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ได้ดังสมการที่ 3.15 จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์นี้สามารถแสดงเป็นรูปของดีเลย์โปรไฟล์ (Delay profile) ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธได้ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 ดีเลย์โปรไฟล์ของช่องสัญญาณมัลติพาธ

3.5 แบบจำลองเครื่องรับโดยมีการปรับระดับสัญญาณ

การสื่อสาร โดยระบบโอเอฟดีเอ็มมีข้อดีคือ การทนทานต่อสัญญาณรบกวนจากการแทรกสอดของช่องสัญญาณแบบหลายเส้นทาง เนื่องจากในระบบโอเอฟดีเอ็มมีการด์ไวม์ที่สามารถป้องกันการเกิด Inter-Symbol Interference (ISI) นอกจากนี้ในระบบโอเอฟดีเอ็มยังสามารถทำการชดเชยสัญญาณรบกวนนี้ได้โดยใช้วงจรปรับระดับสัญญาณหรือที่เรียกว่าการทำอีควอลไลเซชัน (Equalization) ซึ่งสามารถทำได้ง่ายในแกนของความถี่ทางด้านเครื่องรับของระบบโอเอฟดีเอ็ม บล็อกโคแอดโมเดมของเครื่องรับในระบบโอเอฟดีเอ็มที่มีวงจรปรับเท่าระดับสัญญาณสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 โครงสร้างเครื่องรับในระบบโอเอฟดีเอ็มโดยมีการปรับเท่าระดับสัญญาณ

ขั้นตอนการทำงานทางด้านเครื่องรับของระบบโอเอฟดีเอ็ม คือ เมื่อสัญญาณที่ทางรับได้ทางด้านเครื่องรับ จะต้องผ่านกระบวนการลดระดับความถี่ลง (D/C: down converter) จากนั้นสัญญาณจะส่งต่อไปเข้าวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกที่รับได้มานี้เป็นสัญญาณดิจิทัล (A/D: Analog to Digital converter) จากนั้นจะเป็นส่วนของสัญญาณดิจิทัลโปรเซสซิ่ง (Digital Processing) ดังแสดงในรูปที่ 3.6 ซึ่ง สัญญาณ โอเอฟดีเอ็มที่รับได้ทางด้านเครื่องรับสามารถแสดงเป็นสมการได้ดังนี้

$$r_{(l,k)} = \bar{s}_{(l,k)} \otimes h_{(l,k)} + n_{(l,k)} \quad (3.16)$$

เมื่อ $r_{(l,k)}$ เป็นสัญญาณที่รับได้ทางเครื่องรับ l สัญลักษณ์ที่ k แซมปลิง

$\bar{s}_{(l,k)}$ เป็นสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่เสมือนส่งมาจากทางเครื่องส่ง

$h_{(l,k)}$ เป็นผลการตอบสนองอิมพัลส์ในช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบหลายเส้นทาง

$n_{(l,k)}$ เป็นสัญญาณรบกวนขาว l สัญลักษณ์ที่ k

จากสมการที่ 3.16 เป็นสมการของสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับระบบโอเอฟดีเอ็มแบบทั่วไป สัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับของวิธีการที่นำเสนอจะมีส่วนของข้อมูลแฝงที่ใช้ในการลดค่าพีเอพ็อดิมาทกับสัญญาณที่รับเข้ามาด้วย สามารถเขียนเป็นสมการใหม่ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$r_{(l,k)} = s_{(l,k)}^{-P} \otimes h_{(l,k)} + n_{(l,k)} \quad (3.17)$$

เมื่อ P เป็นจำนวนการวนซ้ำเพื่อลดค่าพีเอพ็อดิมาทจากทางเครื่องส่ง จากสมการที่ 3.17 แสดงคุณลักษณะของสัญญาณในทางแกนเวลาเมื่อนำช่วงเวลาป้องกันออกและผ่านการแปลงขบวนสัญญาณจากอนุกรมเป็นขบวนขนานเพื่อส่งให้กับ FFT ซึ่งสัญญาณจะอยู่ในแกนความถี่ดังแสดงได้ดังนี้

$$R_{(l,k)} = X_{(l,k)}^{(P)} \cdot H_{(l,k)} + N_{(l,k)} \quad (3.18)$$

เมื่อ $R_{(l,n)}$ เป็นสัญญาณที่รับได้ทางเครื่องรับในแกนความถี่

$X_{(l,n)}^{(P)}$ เป็นสัญญาณที่ออกมาจากทางเครื่องส่งในแกนความถี่

$H_{(l,n)}$ เป็นผลตอบสนองทางความถี่จากช่องสัญญาณในแกนความถี่

$N_{(l,n)}$ เป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นทางความถี่

เมื่อตั้งสมมติฐานให้อยู่ในสถานะแวดล้อมคลื่นความถี่วิทยุบริเวณแคบ (Radio LAN system) ค่าเวลาที่เปลี่ยนแปลงของผลตอบสนองความถี่จากช่องสัญญาณจะกำหนดให้เสมือนว่าเครื่องรับมีการเคลื่อนที่ช้ามากหรือไม่มีการเคลื่อนที่เลย จึงพิจารณาได้ว่าผลตอบสนองความถี่จากช่องสัญญาณนี้คงที่ในตลอดทั้งเฟรมและการประมาณผลการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณในแต่ละสัญลักษณ์เหมือนกัน การใช้การแทรกช่วงเวลาป้องกันสองปริแอมเบิลที่ทุกๆ ส่วนหน้าของเฟรมและใช้การประมาณช่องสัญญาณร่วมในทุกๆ เฟรม ซึ่งผลการประมาณช่องสัญญาณจากสองปริแอมเบิลช่วยให้การประมาณช่องสัญญาณ (Estimation) ทำได้อย่างแม่นยำ ดังนั้นค่าเฉลี่ยของการประมาณช่องสัญญาณจากสองปริแอมเบิลสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} \hat{H}_n &= \frac{1}{2} \sum_{l=1}^2 \{ X_{(l,n)}^P \cdot H_n + N_{(l,n)} \} / X_{(l,n)} \\ &= H_n \cdot e^{j\psi_n} + N_{(l,n)} / X_{(l,n)} \end{aligned} \quad (3.19)$$

เมื่อ H_n เป็นผลตอบสนองความถี่จากการประมาณช่องสัญญาณ

เมื่อผลตอบสนองช่องสัญญาณรวมกับค่าสัมประสิทธิ์มูมที่คูณรวมมาจากทางเครื่องส่ง ที่เป็นข้อมูลแฝงมาจากทางด้านเครื่องส่งสามารถหักล้างออกไปได้ด้วยวิธีการของปรับเท่าระดับสัญญาณไป

พร้อมกันในเวลาเดียวกัน ด้วยทางเครื่องรับจะต้องสร้างกระบวนการคูณด้วยค่าสัมประสิทธิ์มุ่มเพื่อให้คืนสัญญาณเดิมกลับมา ค่าสัมประสิทธิ์มุ่มที่ได้ทางด้านเครื่องรับสามารถเขียนอยู่ในรูปของสัญญาณ $e^{j\psi_n}$ โดยค่ามุ่มนี้จะมีค่าเดียวกับทางด้านเครื่องส่ง ดังนั้นสามารถแสดงความสัมพันธ์จากสมการที่ 3.12 กับค่ามุ่มทางด้านเครื่องรับโดยสามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\psi_n = \sum_{i=1}^P \theta_n^{(i)} \quad (3.20)$$

จากสมการที่ (3.19) สังเกตได้ว่าค่าสัมประสิทธิ์มุ่มที่คูณรวมมาทางเครื่องส่งนั้นทางเครื่องรับจะสามารถประมาณค่ากลับได้ทางแกนความถี่โดยการใช้ ค่าปริเอมเบิลสัญญาณ และเมื่อผ่านกระบวนการประมาณช่องสัญญาณเมื่อคูณมุ่มกลับออกจากสัญญาณแล้วสัญญาณที่ได้จะเป็นสัญญาณข้อมูลเดิมที่เราต้องการเพื่อทำการคิมอคูเลทนำข้อมูลออกมา และกระบวนการนี้จะใช้วิธีการ Frequency domain equalization method ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์มุ่มที่คูณมาจากทางด้านเครื่องส่งนั้นจะได้รับผลจากการจางหายของช่องสัญญาณซึ่งเรามีกระบวนการแก้ไขและป้องกันผลกระทบนี้จากกระบวนการทั้งหมดดังที่กล่าวไปทั้งหมดข้างต้นและผลลัพธ์ของประสิทธิภาพจากการใช้คอมพิวเตอร์จำลองการทำงานของระบบจะแสดงในบทที่ 4

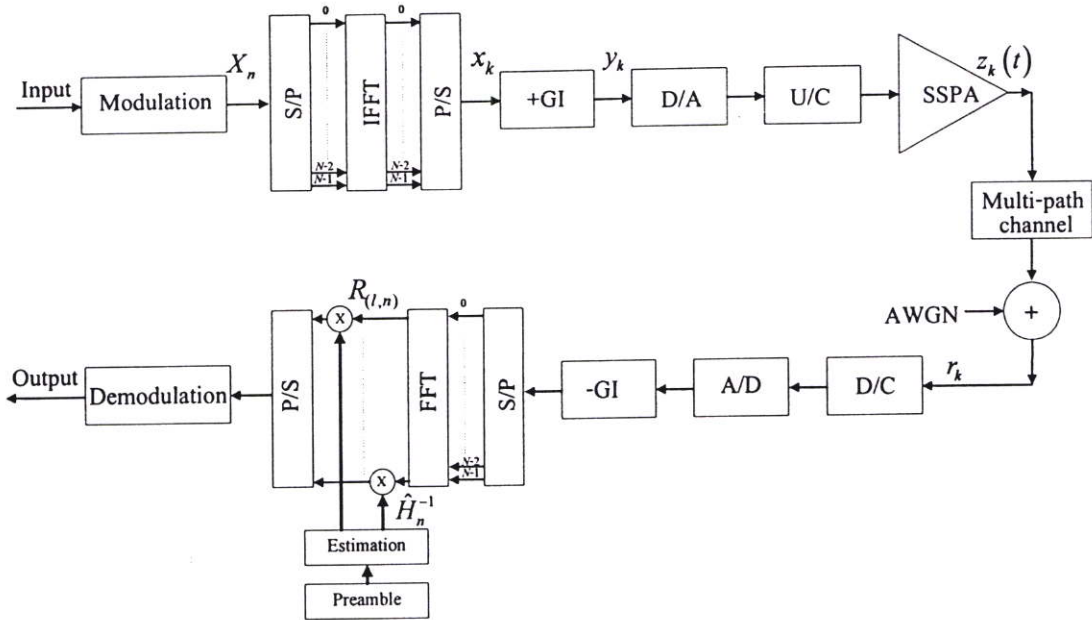
บทที่ 4

การหาค่าประสิทธิภาพของระบบ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการหาค่าสมรรถนะของระบบ โอเอฟดีเอ็มและทำการเปรียบเทียบ โดยการจำลองการทำงานของระบบ โอเอฟดีเอ็มแบบที่นำเสนอเปรียบเทียบกับแบบพื้นฐาน โดยในวิทยานิพนธ์นี้เสนอวิธีการที่ลดค่าพีเอพียอร์ด้วยใช้ค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมคูณเข้ากับสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มเพื่อลดค่าพีเอพียอร์ ซึ่งได้จากวิธีการคำนวณแบบที่เสนอ เพื่อลดค่าพีเอพียอร์ค่าสัมประสิทธิ์ที่ว่ามีได้อธิบายโดยละเอียดไปในบทที่ 3 ค่าสมรรถนะต่างๆ ที่แสดงถึงประสิทธิภาพในด้านต่างๆ ของวิธีการที่นำเสนอ ซึ่งจะแสดงเป็นลำดับดังนี้ อย่างแรกคือจำนวนรอบของการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์เพื่อให้ได้ค่าสัมประสิทธิ์ที่สามารถลดค่าพีเอพียอร์ที่มากที่สุด สองเป็นการแสดงค่าความน่าจะเป็นของการเกิดค่าพีเอพียอร์โดยทั่วไปจะนิยมใช้การวัดค่าพีเอพียอร์แบบ CCDF (Complementary Cumulative Distribution Function) และเปรียบเทียบเทคนิควิธีที่เสนอเทียบกับวิธีการ โอเอฟดีเอ็มแบบเดิม และส่วนสุดท้ายจะแสดงประสิทธิภาพอัตราบิตผิดพลาดข้อมูล ซึ่งเป็นส่วนที่สำคัญที่สุดของระบบเนื่องจากการบ่งชี้ถึงระบบว่าดีมามากน้อยเพียงใด ดังจะแสดงเป็นลำดับต่อไปนี้

4.1 แบบจำลองที่ใช้ในการจำลองระบบ

จากโครงสร้างจำลองของระบบ โอเอฟดีเอ็มสามารถแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมในบทที่ 3 นั้นก่อนที่จะส่งสัญญาณออกจากเครื่องส่ง สัญญาณต้องป้อนเข้าเครื่องขยายสัญญาณเพื่อส่งสัญญาณออกอากาศโดยใช้วงจรขยายภาคสุดท้ายเพื่อให้กำลังของสัญญาณแรงและสามารถส่งสัญญาณนั้นไปได้ไกล แต่ว่าวงจรขยายมีความไม่เป็นเชิงเส้นทำให้สัญญาณบางส่วนถูกตัดออก กลายเป็นสัญญาณรบกวนเมื่อสัญญาณเดินทางไปถึงเครื่องรับ โดยในวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้วงจรขยายแบบ SSPA ซึ่งคุณสมบัติความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรขยายนี้สามารถกำหนดได้จากสมการที่ (3.5) และ (3.6) โดยกำหนดได้จากพารามิเตอร์ r เมื่อพารามิเตอร์ r มีค่าสูงขึ้นคุณสมบัติของวงจรขยายจะเป็นเชิงเส้น ในทางตรงกันข้ามคือ พารามิเตอร์ r มีค่าน้อยลงจะทำให้วงจรขยายมีความไม่เป็นเชิงเส้นมากขึ้น คุณสมบัติแบบไม่เป็นเชิงเส้นเมื่อค่าพารามิเตอร์ r เปลี่ยนแปลงค่าสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.2 ในทางปฏิบัติแล้วค่าพารามิเตอร์ r จะอยู่ที่ประมาณ r เท่ากับ 2 ซึ่งเป็นวงจรขยายที่ใกล้เคียงในทางปฏิบัติ ดังนั้นในการจำลองการทำงานในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้กำหนดทำให้ค่าพารามิเตอร์ r เท่ากับ 2 ทั้งหมดในการหาค่าประสิทธิภาพต่างๆ ทั้งวิธีการทั่วไปและวิธีการแบบที่นำเสนอ



รูปที่ 4.1 แบบจำลองของระบบ โอเอฟดีเอ็มแบบทั่วไปในช่องสัญญาณมัลติพาท

จากรูปที่ 4 เป็นรูปแสดงระบบ โอเอฟดีเอ็มที่ประกอบทั้งในส่วนเครื่องส่งและเครื่องรับ ในแบบจำลองนี้เป็นการจำลองแบบมัลติพาท (Multi-path channel) ดังนั้นในระบบ โอเอฟดีเอ็มทั่วไป ทางด้านเครื่องรับจะต้องประกอบไปด้วยวงจรปรับระดับสัญญาณหรืออีควอไลเซชัน เพื่อชดเชยสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการเดินทางผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาทของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม วิธีการปรับระดับของสัญญาณสามารถทำได้โดยการคูณสัญญาณที่รับเข้ามากับช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณช่องสัญญาณ วิธีการปรับระดับสัญญาณนี้สามารถทำให้ประสิทธิภาพอัตราบิดเบือนของข้อมูลดีขึ้น วิธีการนี้เป็นวิธีการที่นิยมใช้ทั่วไปเนื่องจากสามารถทำได้ง่ายไม่มีความซับซ้อน ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้มีการปรับปรุงเฉพาะในส่วนเครื่องส่งเท่านั้น โดยที่ทางด้านเครื่องรับสามารถใช้ได้กับเครื่องรับแบบทั่วไป ดังนั้นการเปรียบเทียบของทั้งสองระบบ จะใช้เครื่องระบบเช่นเดียวกันทั้งแบบทั่วไปและแบบที่นำเสนอ

4.2 การกำหนดจุดกระจายสัญญาณให้กับเครื่องขยายสัญญาณ

ข้อจำกัดของวิธีการมอดูเลทของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มคือมีการแกว่งของสัญญาณมาก หรือมีค่าพีเอพียอร์สูงดังแสดงได้ดังรูปที่ 4.3 เส้นปะเป็นตัวอย่างของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มในแกนเวลา ทางด้านอินพุทของวงจรขยายทางด้านเครื่องส่ง ในการจำลองการทำงานนี้กำหนดให้ อัตราการขยายของวงจรแบบไม่เป็นเชิงเส้นนี้มีค่าเท่ากับ 1 เพื่อให้ง่ายต่อการสังเกต เมื่อสัญญาณเอาต์พุทของ

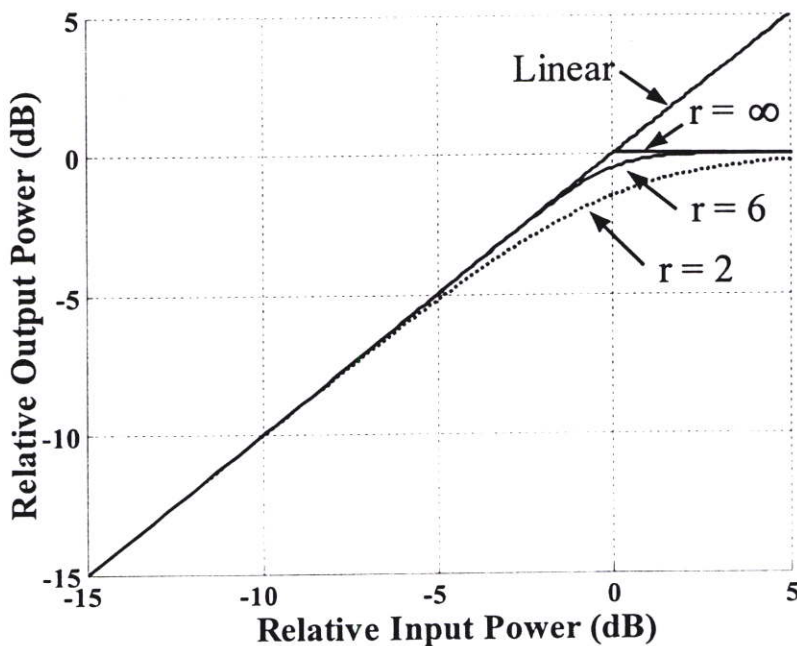
วงจรถ่ายที่ไม่เป็นเชิงเส้น สัญญาณโอเอฟดีเอ็มจะถูกคลิป์ (Clip) หรือตัดที่บริเวณส่วนยอดของสัญญาณ ดังแสดงดังรูปที่ 4.3 จะเป็นเส้นทึบ ซึ่งการคลิป์สัญญาณ ส่วนยอดนี้จะส่งผลให้เกิดสัญญาณรบกวนหรือที่เรียกว่าอินเตอร์มอดูเลชันนอยส์ สาเหตุการคลิป์ของสัญญาณนี้มาจากที่จุดการทำงานของวงจรถ่ายใกล้จุดอิ่มตัว ทำให้สัญญาณที่มีค่าสูงกว่าจุดอิ่มตัวไม่สามารถที่จะขยายได้จึงเกิดการคลิป์ขึ้น เสมือนกับตัดที่ส่วนยอดของสัญญาณ อินเตอร์มอดูเลชันนอยส์นี้ ซึ่งจะส่งผลให้สมรรถนะของอัตราการข้อมูลผิดพลาดสูงขึ้น หรือนั้นอีกความหมายหนึ่งคือสมรรถนะของระบบลดลงนั่นเอง วิธีการอย่างง่ายที่จะลดอัตราบิตผิดพลาดของข้อมูล คือการกำหนดจุดการทำงานของวงจรถ่ายให้ห่างจากจุดการทำงานอิ่มตัวของวงจรถ่าย ซึ่งจุดการทำงานของวงจรถ่ายสามารถกำหนดได้ดังสมการดังต่อไปนี้

$$IBO = 10 \log \frac{P_{in}}{P_0} \quad (4.1)$$

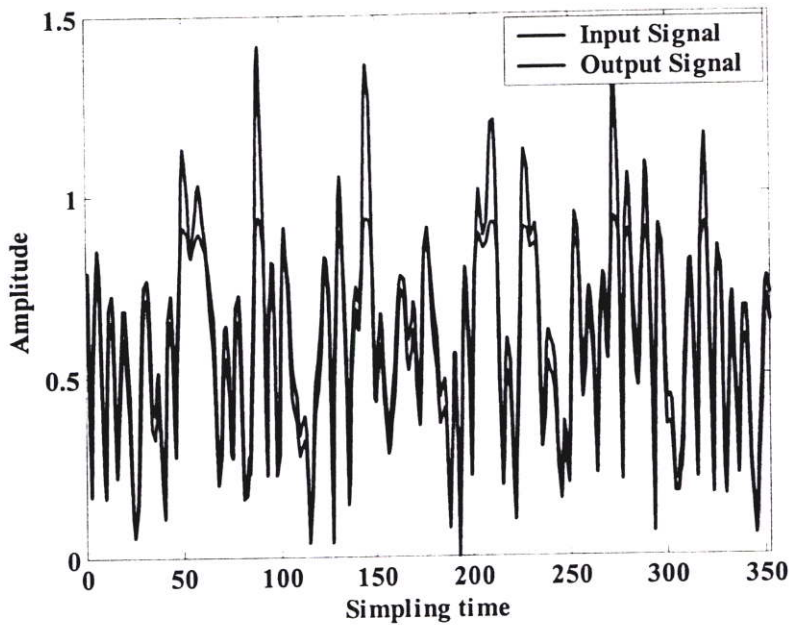
เมื่อ IBO คือจุดการทำงานของวงจรถ่ายมีหน่วยเป็นdB (IBO: Input Back-Off)

P_{in} คือค่ากำลังงานของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มทางด้านอินพุต

P_{out} คือค่ากำลังงานของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มทางด้านเอาต์พุต

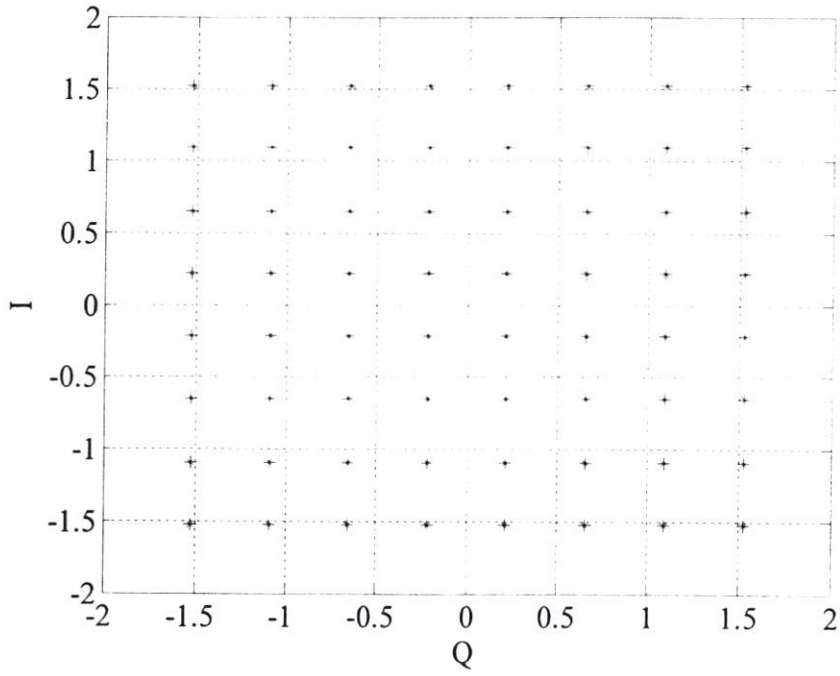


รูปที่ 4.2 การกำหนดค่าพารามิเตอร์ให้กับเครื่องขยายสัญญาณ

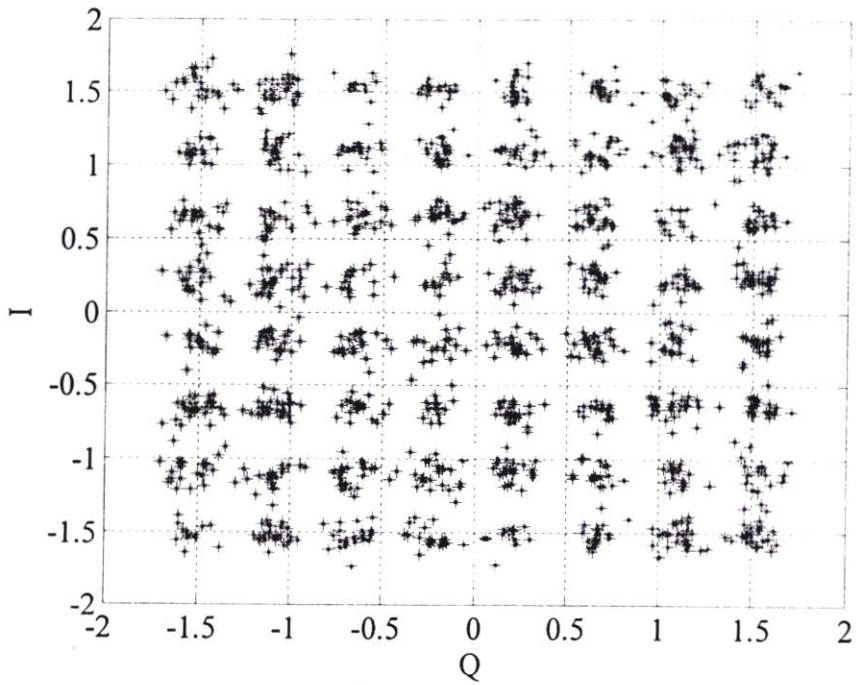


รูปที่ 4.3 สัญญาณอินพุต-เอาต์พุตของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม ในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น

เพื่อให้ง่ายต่อการอธิบายเกี่ยวกับสัญญาณรบกวนที่เกิดจากวงจรรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้นนี้ สามารถแสดงสัญญาณอินพุต-เอาต์พุตของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม ในแกนความถี่ ได้ดังรูปที่ 4.4 (a) และ 4.4(b) ตามลำดับจากทั้งสองรูปนี้จะสังเกตเห็นได้ชัดเจนว่า สัญญาณอินพุตที่สัญญาณผ่านการมอดูเลทแบบ 64QAM นั้นค่าของสแคทเทอร์ไดอะแกรม (Scatter Diagram) แต่ละกลุ่มข้อมูลจะเป็นจุดเดียวกัน หรืออีกความหมายหนึ่งคือ ไม่มีสัญญาณรบกวนอยู่ ต่างจากรูปที่ 4.4(b) ซึ่งสแคทเทอร์ไดอะแกรมแต่ละกลุ่มข้อมูลจะมีลักษณะเป็นกลุ่มก้อน ไม่เป็นจุดๆ เดียว ซึ่งเกิดจากมีสัญญาณรบกวนรวมอยู่ด้วย ลักษณะของสแคทเทอร์ไดอะแกรม แต่ละกลุ่มข้อมูลจะมีลักษณะเป็นกลุ่มก้อนนี้จะใหญ่หรือเล็กขึ้นอยู่กับกำลังงานของสัญญาณรบกวน หนึ่งในวิธีการเพื่อลดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากวงจรรขยายนั้นก็คือ การลดค่าพีเอพียอร์ให้ได้มากที่สุด



(ก) สัญญาณก่อนผ่านวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น



(ข) สัญญาณเมื่อผ่านวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น

รูปที่ 4.4 ตัวอย่างสเกตเทอร์ไดอะแกรมของสัญญาณ 64QAM ในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น

4.3 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ

พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB ในการจำลองระบบ โดย จะทำการจำลองการทำงานเปรียบเทียบแบบพื้นฐานเปรียบเทียบกับวิธีการที่เสนอ ในการจำลองการทำงานกำหนดให้เครื่องรับเป็น โคฮีเรนต์ดีเทคเตอร์ (Coherent detector) การซิงค์ไคโนท์เป็นอุดมคติ (Ideal synchronization)

ตารางที่ 4.1 ตารางค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน

Modulation	64QAM
Demodulation	Coherent
Allocation bandwidth	5MHz
Number of FFT points	256
Number of sub-carriers	64
Symbol duration	12.8us
Guard interval	1.28us
Non-linear amplifier	SSPA
Non-linear parameter of SSPA	$r=2$
Number of data symbols in one frame	12
Number of preamble symbols in one frame	2
Multi-path fading model	
Power delay profile	Exponential
Number of delay paths	16
Decay constant	-1dB

พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานนี้ได้อ้างอิงกับระบบ IEEE 802.11a และ IEEE 802WG เพื่อให้ผลการจำลองมีตัวแปรที่มีผลต่อประสิทธิภาพของระบบเข้ามาร่วมวิเคราะห์ ซึ่งค่าจำลองของจำนวนการจางหายของสัญญาณแบบหลายเส้นทางที่ในการจำลองนี้เลือกใช้นั้นเป็น โมเดลที่ให้ค่าความแปรเปลี่ยนของช่องสัญญาณใกล้เคียงกับสภาวะการส่งสัญญาณจริงในทางปฏิบัติมากที่สุด ดังที่ได้มีบทวิเคราะห์จากหลายบทความ ซึ่งในการจำลองการทำงานของวิทยานิพนธ์นี้นำมาใช้ร่วมในการวิเคราะห์หาประสิทธิภาพการส่งผ่านของระบบ

4.4 ประสิทธิภาพพีเอพียอร์วิธีที่เสนอเปรียบเทียบกับวิธีแบบพื้นฐาน

ในการจำลองการทำงานในเทคนิคที่เสนอนี้เป็นการเสนอเทคนิคการลดค่าพีเอพียอร์ โดยประสิทธิภาพที่ได้จะเปรียบเทียบกับเทคนิคพื้นฐานของการส่งสัญญาณในระบบโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งในการลดค่าพีเอพียอร์นี้ได้ใช้พื้นฐานของเทคนิค Time-Frequency Swapping [6] ร่วมกับเทคนิคใหม่ที่เสนอโดยการสร้างสับประสิทธิ์มุ่มขึ้นจากการใช้เทคนิคสลับสัญญาณไปมาระหว่างแกนเวลา-แกนความถี่ เพื่อนำค่านี้เป็นค่าอ้างอิงในการหาค่ามุ่มที่ผิดพลาดของสัญญาณนี้มาเป็นสัญญาณที่ใช้ในการปรับค่าพีเอพียอร์ดังจะมีรายละเอียดต่อไปนี้

4.4.1 การหาค่าประสิทธิภาพพีเอพียอร์ทางเครื่องส่ง

ในการจำลองการทำงานของระบบเพื่อหาค่าประสิทธิภาพของระบบนั้นมีพารามิเตอร์ที่ได้มีผู้เสนอมาแล้วว่าจะให้ผลการทดลองที่ให้ผลใกล้เคียงกับทางปฏิบัติและในการจำลองการทำงานของวิทยานิพนธ์นี้จะใช้พารามิเตอร์นี้เป็นเกณฑ์ร่วมในการทดลอง กล่าวคือจำนวนของ FFT จะใช้จำนวนเป็นจำนวน 4 เท่าของจำนวนคลื่นพาห่อย่อยจริงที่เราใช้ เช่น 64 คลื่นพาห่อย่อย จำนวน FFT ทั้งหมดจะเท่ากับ 256 และจำนวนของซีโร่แพดดิ้ง (Zero padding) เท่ากับ 192 เพื่อให้ผลการจำลองการทำงานที่ใช้คอมพิวเตอร์ในการคำนวณมีค่าใกล้เคียงกับค่าพีเอพียอร์ในทางปฏิบัติ ซึ่งได้มีผู้ที่พิสูจน์มาแล้ว [4] นอกจากนี้ยังมีอีกหนึ่งเหตุผลของการใส่ซีโร่แพดดิ้ง คือในการออกแบบระบบเพื่อให้มีประสิทธิภาพของช่องสัญญาณของการใช้วงจรรอนาล็อกฟิลเตอร์ (Analogue filter) เพื่อกำจัดค่า Aliasing ที่เกิดขึ้นกับเอาท์พุทในกระบวนการ D/A เมื่ออัตราการสุ่มค่ามากกว่าอัตราของไนควิสต์ (Nyquist Sampling) แต่วิธีการลดค่าพีเอพียอร์นี้จะตั้งอยู่บนพื้นฐานของกระบวนการทางดิจิทัล (Digital processing) ด้วยเทคนิคที่เสนอนี้รวมถึงการใช้การสุ่มสัญญาณในแกนเวลา โดยการสุ่มสัญญาณในแกนเวลาเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพที่คืนนั้นจะขึ้นอยู่กับจำนวนของซีโร่แพดดิ้ง ซึ่งส่งผลถึงอัตราการสุ่มของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม จากผลกระทบนี้จึงใช้การเพิ่มจำนวนการสุ่ม (Over Sampling) เท่ากับ 4 เท่าของไนควิสต์ ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จำนวนสัญญาณที่สุ่มทางเวลาจะพิจารณาที่สัญญาณอนาล็อกในการหาค่าประสิทธิภาพของพีเอพียอร์ โดยจะแสดงการทดลองเป็นลำดับดังนี้

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

$$P_{\max} = \text{Max}_k |y_k|^2 \quad (4.3)$$

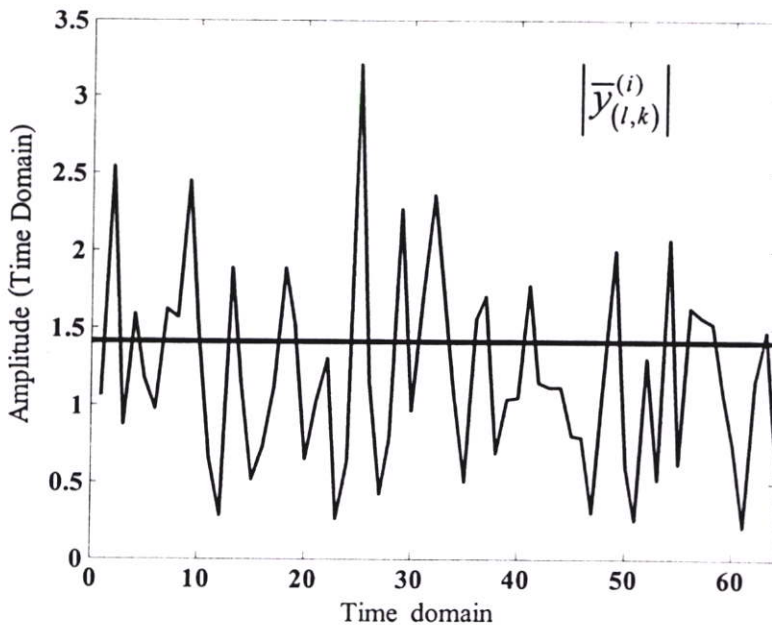
$$P_{av} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |y_k|^2 \quad (4.4)$$

กำหนดให้ $|y_k|$ เป็นขนาดของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มทางด้านแกนเวลาซึ่งวิธีการหาค่าสมรรถนะของระบบและค่าพีเอชอาร์นั้น วิธีการหาจะใช้ทฤษฎีความน่าจะเป็นของการเกิดค่าพีเอชอาร์กับสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มในแต่ละสัญลักษณ์ที่มีค่าสูงกว่าค่าที่กำหนดไว้ ยกตัวอย่างเช่นกำหนด ζ เป็นค่าคงที่ใดๆ เพื่อใช้ในการหาค่าความน่าจะเป็นของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มซึ่งเป็น วิธีการหาค่าความน่าจะเป็นแบบ คอมพริเมนต์ารีคอมมิวนิตีฟิสติบิวฟังก์ชัน (CCDF: Complementary Cumulative Distribution Function) โดยแสดงความสัมพันธ์ทางสมการได้ดังนี้

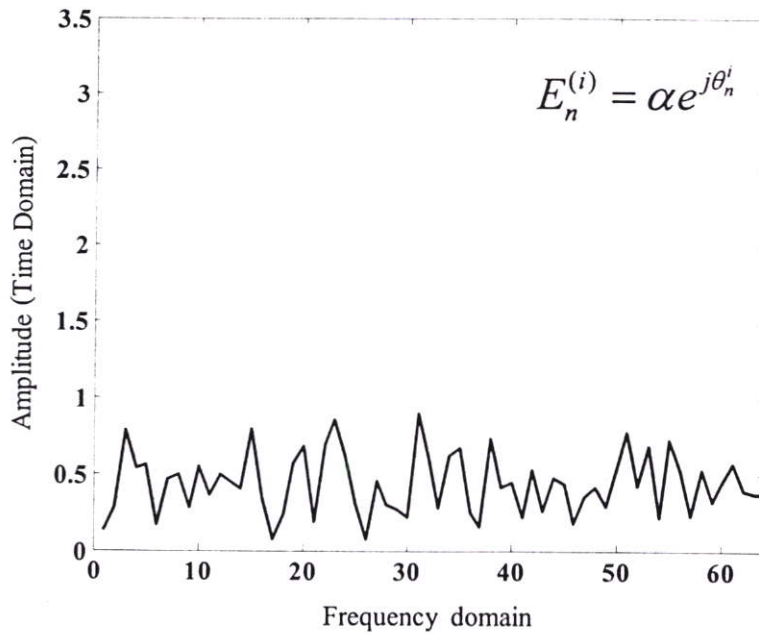
$$CCDF(PAPR(x_k(t))) = \Pr(PAPR(x_k(t)) > \zeta) \quad (4.5)$$

4.4.2 การกำหนดค่าสัมประสิทธิ์มูมจากสัญญาณในแต่ละเฟรม

ในกระบวนการสลับแกนเวลา-แกนความถี่ (Time-Frequency Swapping) นั้นสัญญาณที่ผิดพลาดจะสร้างขึ้นมาจากสัญญาณที่สุ่มขึ้นมาจากทางแกนเวลา โดยการกำหนดระดับขนาดสัญญาณอ้างอิง ถ้าหากสัญญาณที่ได้มีขนาดเกินระดับสัญญาณอ้างอิงที่กำหนดจะเรียกว่าเป็นสัญญาณเออเรอร์ (Error Signal) ดังแสดงได้ดังรูป



(ก) สัญญาณ โอเอฟดีเอ็มและค่าเฉลี่ยของสัญญาณในแกนเวลา



(ข) สัญญาณเออเรอร์ที่ได้จากเทคนิคสลับแกนเวลา-แกนความถี่

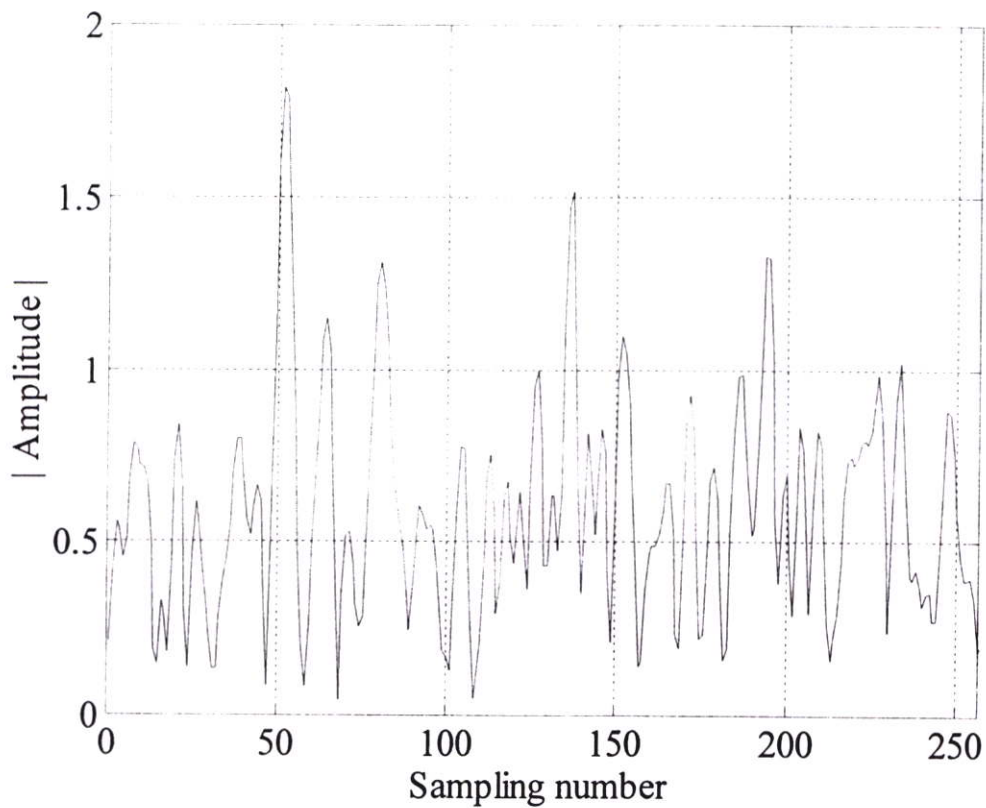
รูปที่ 4.5 สัญญาณ โอเอฟดีเอ็มในแกนเวลาของกระบวนการสลับแกนเวลา-แกนความถี่

เมื่อสัญญาณที่ผิดพลาดซึ่งได้มาจากทางแกนเวลาดังแสดงได้ดังรูปที่ 4.5(ข)เป็นสัญญาณเออเรอร์ที่อยู่ในแกนความถี่ซึ่งได้มาจากการแปลงโดยใช้ FFT จากนั้นจะทำการแปลงสัญญาณนี้กลับไปทางแกนเวลาและนำไปเทียบกับมุมของตัวสัญญาณเดิมที่ยังไม่ได้ผ่านกระบวนการแปลงมาในทางแกนเวลานั้นหมายความว่าสัญญาณเดิมนี้อย่างมีมุมของสัญญาณอยู่ค่าๆ หนึ่งและสัญญาณเออเรอร์ก็ได้มีมุมค่าๆ หนึ่งเช่นกัน แต่ว่าสัญญาณมุมของสัญญาณใหม่นี้จะมีขนาดและมุมตรงกันข้ามกับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มเดิม เพื่อให้ค่าพีเอพียอร์ของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มนี้ลดลงจึงทำการรวมกันทั้งสองสัญญาณนี้ มีผลทำให้เกิดการหักล้างและเสริมกันของสัญญาณ ณ.ช่วงเวลานั้นๆ ส่งผลให้ค่าพีเอพียอร์ของสัญญาณรวมมีค่าลดลง ค่ามุมแตกต่างที่ได้นี้จะนำมาเป็นสัมประสิทธิ์มุมไว้ใช้คูณเข้ากับสัญญาณอีกรอบหนึ่งของทุกๆ สัญญาณในหนึ่งเฟรมข้อมูล ด้วยบรรทัดฐานของแนวคิดนี้นำมาใช้กับการส่งข้อมูลในแต่ละเฟรมดังจะมีการจำลองการทำงานในลำดับต่อไป

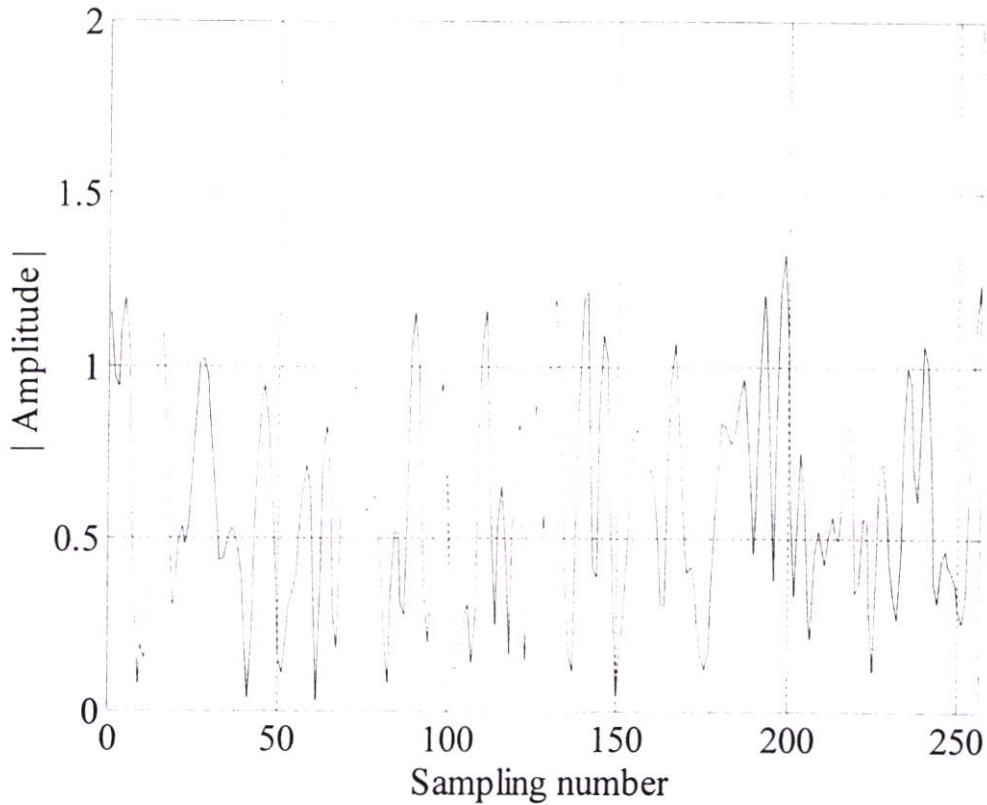
4.4.3 การคูณค่าสัมประสิทธิ์มุมให้กับสัญญาณเพื่อปรับค่าพีเอพียอร์

เมื่อได้ค่าสัมประสิทธิ์มุมที่หาได้จากสัญญาณทางแกนเวลาและแปลงกลับมาทางแกนความถี่นำมาเทียบมุมกับตัวสัญญาณเดิมของข้อมูลทั้งเฟรมทางความถี่แล้ว จะได้สัมประสิทธิ์มุมที่เราจะนำมาใช้เป็นค่าคงที่ค่าหนึ่งเพื่อใช้ในการคูณกับตัวสัญญาณและหาค่าพีเอพียอร์ทั้งเฟรมข้อมูลนี้ทำให้

ค่าพีเอพียอร์ที่ลดลงหรือไม่ โดยในการกำหนดจำนวนรอบของการวนซ้ำเพื่อลดค่าพีเอพียอร์นี้จะกำหนดสองเงื่อนไขด้วยกันคือ หนึ่งคือการตั้งค่าเทรชโฮลด์พีเอพียอร์ (Threshold PAPR) และสอง การกำหนดจำนวนรอบการวนซ้ำเพื่อหาค่าพีเอพียอร์ ซึ่งระบบจะทำงานตามเงื่อนไขของทั้งสองเงื่อนไข ถ้าตรงตามเงื่อนไขใดก่อนก็จะหยุด การวนซ้ำกระบวนการจนเข้าเงื่อนไขใดเงื่อนไขหนึ่งจึงจบกระบวนการหาค่าของการแปลงสัญญาณสลับทางแกนเวลาและความถี่แล้วคูณกับสัมประสิทธิ์มูมเพื่อหาค่าพีเอพียอร์นี้ ซึ่งในเบื้องต้นของการจำลองการทำงานจะเริ่มที่ข้อมูลหนึ่งเฟรมก่อนดังแสดงดังรูป



(ก) สัญญาณ โอเอฟดีเอ็มก่อนคูณด้วยค่าสัมประสิทธิ์ในแกนเวลา

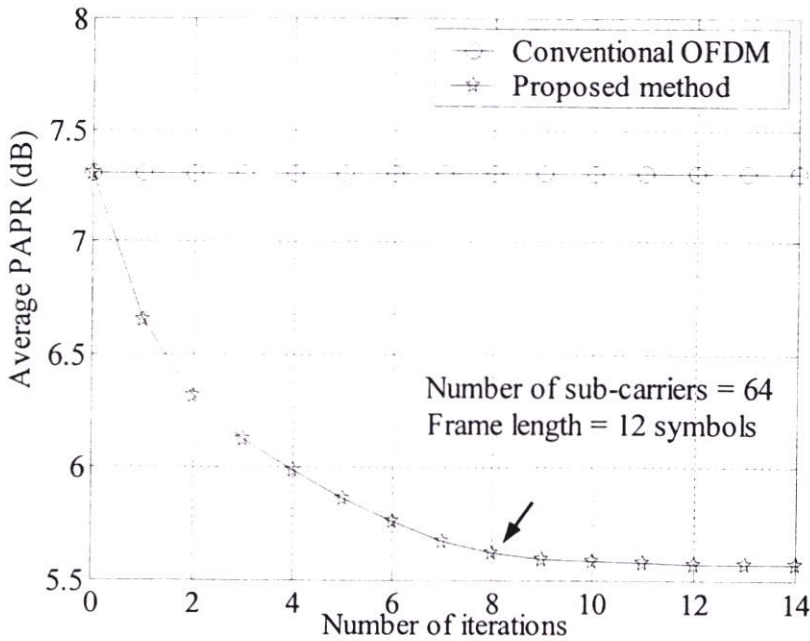


(ข) สัญญาณ โอเอฟดีเอ็มหลังคูณด้วยค่าสัมประสิทธิ์ในแกนเวลา

รูปที่ 4.6 เปรียบเทียบสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มก่อนและหลังกระบวนการลดค่าพีเอพ็อร์แบบที่นำเสนอ

จากรูปที่ 4.6(ก) จะเป็นตัวอย่างสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มจำนวนหนึ่งสัญลักษณ์ในแกนเวลาที่ยังไม่ได้ผ่านกระบวนการลดค่าพีเอพ็อร์ แบบที่นำเสนอจะเห็นได้ว่าสัญญาณในแกนเวลามีการแกว่งสูง หลังจากคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมเพื่อลดค่าพีเอพ็อร์และคูณค่าสัมประสิทธิ์นี้กับสัญลักษณ์ข้อมูล (Data symbols) จำนวนหนึ่งสัญลักษณ์ จะเห็นได้ว่าการแกว่งของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มในแกนเวลามีการแกว่งน้อยลงหรือกล่าวได้ว่าสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มมีค่าพีเอพ็อร์ลดลง ดังแสดงได้ในรูปที่ 4.6(ข) จากผลการทดลองสังเกตได้ว่าค่าพีเอพ็อร์ลดลงมากกว่า รูปที่ 4.6(ก) เป็นผลการทดลองที่สนับสนุนถึงประสิทธิภาพของเทคนิคการลดค่าพีเอพ็อร์ด้วยการคูณสัมประสิทธิ์ให้กับสัญญาณ ดังนั้นจึงมีความเป็นไปได้เมื่อนำเทคนิควิธีนี้ไปใช้กับระบบการส่งผ่านสัญญาณจะทำให้ประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพ็อร์กับระบบดิจิทัลจะมีการทดลองเพื่อสนับสนุนต่อไป

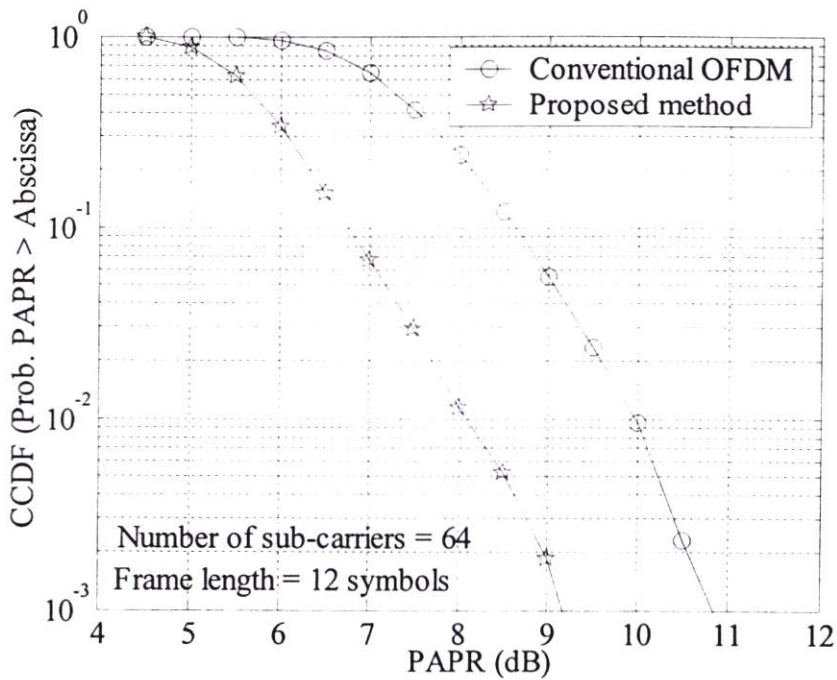
จากผลลัพธ์การจำลองการทำงานจะเห็นได้ว่าด้วยเทคนิคการสร้างสัมประสิทธิ์เพื่อใช้เป็นตัวปรับเฟสนั้นจะทำให้ช่วยลดค่าพีเอพ็อร์



รูปที่ 4.7 ค่าเฉลี่ยของประสิทธิภาพพีเอพียอร์เทียบกับจำนวนรอบการวนซ้ำ

รูปที่ 4.7 แสดงประสิทธิภาพค่าเฉลี่ยของค่าพีเอพียอร์ทั้งวิธีโอเอฟดีเอ็มแบบพื้นฐานเทียบกับวิธีแบบที่เสนอเปรียบเทียบจำนวนรอบการวนซ้ำ โดยแต่ละเฟรมของข้อมูลเท่ากับ 12 สัญลักษณ์ ใน 12 สัญลักษณ์จะประกอบด้วยปริมาตร 2 สัญลักษณ์และสัญลักษณ์ข้อมูล 10 สัญลักษณ์ ผลลัพธ์ของการจำลองการทำงานสังเกตได้ว่าจะให้ค่าพีเอพียอร์ที่ได้ดีกว่าแบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐานที่ไม่ได้มีกระบวนการลดค่าพีเอพียอร์เท่ากับ 1.4 dB จากรูปกราฟจะเห็นได้ว่าจำนวนการวนซ้ำประมาณ 8 รอบก็เพียงพอสำหรับการวนซ้ำ เนื่องจากค่าพีเอพียอร์จะมีค่าใกล้เคียงกันเมื่อจำนวนรอบการคำนวณเพิ่มขึ้น ดังนั้นในการจำลองการทำงานทั้งหมดในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกำหนดให้จำนวนรอบการวนซ้ำสูงสุดเท่ากับ 8 รอบ โดยไม่มีการกำหนดค่าเทรชโฮลเนื่องจากในการจำลองการทำงานต้องการแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพสูงสุดของวิธีการที่นำเสนอ

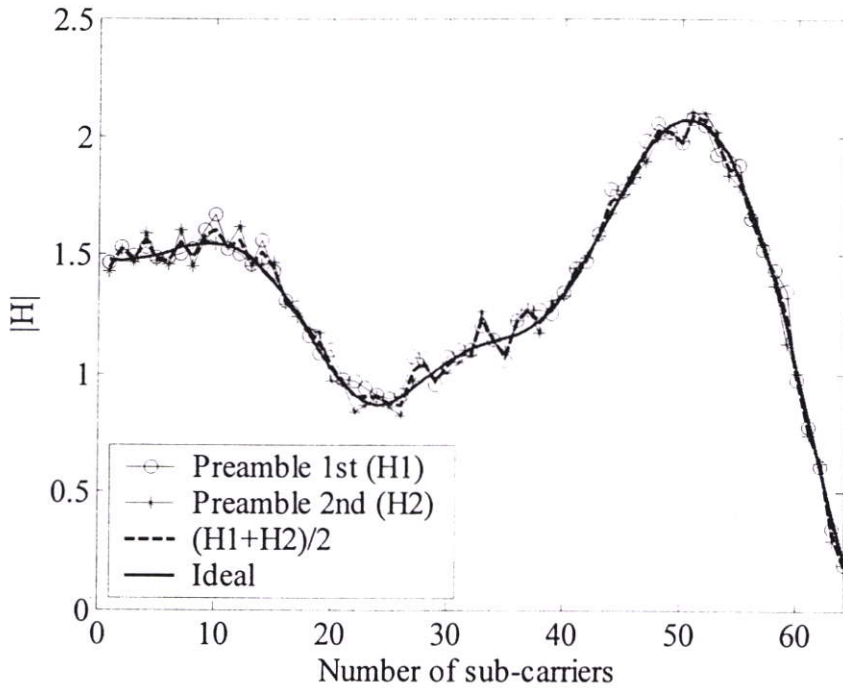
รูปที่ 4.8 แสดงประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพียอร์ด้วยวิธีการคูณสัมประสิทธิ์มุมเปรียบเทียบ กับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มเดิมที่ไม่มีกระบวนการลดค่าพีเอพียอร์ เมื่อใช้ขนาดของเฟรมเท่ากับ 12 เฟรม และการแสดงค่าประสิทธิภาพโดยใช้การวัดค่าพีเอพียอร์แบบ CCDF และจากผลลัพธ์ที่ได้จากการจำลองการทำงานสังเกตได้ว่าวิธีการที่เสนอ ด้วยการคูณสัมประสิทธิ์มุมที่สร้างขึ้นจากตัวสัญญาณในแต่ละสัญลักษณ์แต่ละเฟรมของข้อมูลเองนั้นให้ประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพียอร์ได้ดีกว่าโอเอฟดีเอ็มแบบพื้นฐาน 1.9 dB ที่ 10^{-1} สาเหตุเนื่องจากค่าพีเอพียอร์อยู่ในรูปของค่าความน่าจะเป็นดังนั้นการวัดพีเอพียอร์แบบ CCDF ส่วนที่มีผลกระทบโดยตรงอย่างมากต่ออัตราบิดพลิ้วของข้อมูลอยู่ที่บริเวณ 10^{-1} หรือน้อยกว่า



รูปที่ 4.8 ประสิทธิภาพค่าพีเออาร์ของวิธีการที่เสนอ

4.5 การวัดประสิทธิภาพอัตราบิดพลิ้วของระบบ

ในการหาค่าประสิทธิภาพของอัตราบิดพลิ้วข้อมูลนั้นจะเป็นการเปรียบเทียบระหว่างบิดพลิ้วข้อมูลต้นทางกับบิดพลิ้วข้อมูลปลายทาง เมื่อสัญญาณนั้นส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการแทรกสอดและมีสัญญาณรบกวนแบบต่างๆ เข้ามา ในการทดลองนี้กำหนดให้สัญญาณเดินทางผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาธ ซึ่งพารามิเตอร์ต่างๆ ในการกำหนดคุณสมบัติของช่องสัญญาณได้แสดงไว้ในตารางที่ 4.1 ส่วนที่สำคัญในการชดเชยการแทรกสอดที่เกิดจากช่องสัญญาณแบบมัลติพาธ คือวงจรปรับระดับสัญญาณ ประสิทธิภาพของวงจรนี้จะขึ้นอยู่กับความถูกต้องแม่นยำในการประมาณช่องสัญญาณ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้ปริมาตรสองสัญญาณเพื่อเพิ่มความแม่นยำในการประมาณช่องสัญญาณ ดังแสดงไว้ในรูปที่ 4.9 จากรูปแสดงให้เห็นชัดว่าค่าเฉลี่ยของการประมาณช่องสัญญาณจากการใช้ปริมาตรสองสัญญาณให้ความแม่นยำกว่า โดยจะเห็นว่าใกล้เคียงกับช่องสัญญาณทางอุดมคติมากที่สุด เมื่อเปรียบเทียบทั้งช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณช่องสัญญาณทั้งปริมาตรแรกและปริมาตรที่สองตามลำดับ

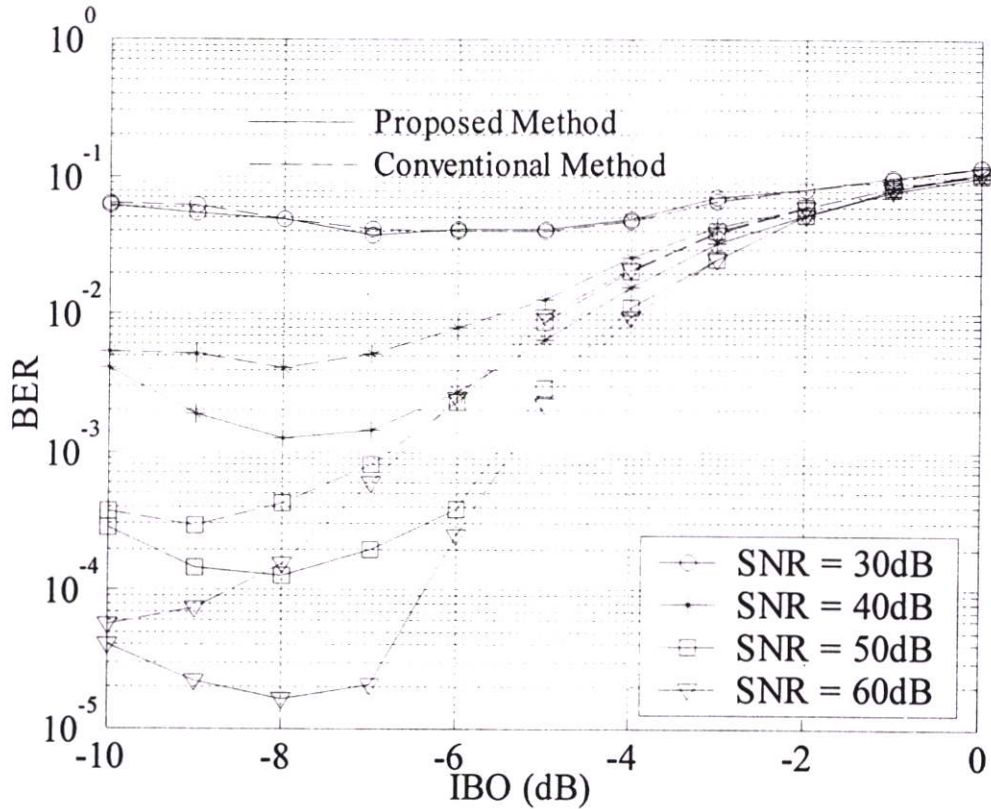


รูปที่ 4.9 เปรียบเทียบช่องสัญญาณการประมาณช่องสัญญาณกับช่องสัญญาณในอุดมคติ

การวัดประสิทธิภาพของอัตราบิดผลัดข้อมูล เป็นการชี้วัดว่าระบบให้ประสิทธิภาพดีเพียงใด ซึ่งเป็นการสรุปผลลัพธ์ทั้งหมดของระบบว่าดีเพียงไร ในการหาค่าประสิทธิภาพของวิธีการที่นำเสนอนี้จะเปรียบเทียบวิธีการแบบทั่วไป โดยที่เงื่อนไขต่างๆ จะเหมือนกัน จะแตกต่างกันก็เพียงแต่วิธีการที่นำเสนอจะมีส่วนที่ใช้ลดค่าพีเอพ็อร์ทางด้านเครื่องส่งเพิ่มเข้ามา โดยกำหนดให้ใช้สถานะช่องสัญญาณแบบมีการจางหายแบบ 16 เส้นทาง

จากรูปที่ 4.9 เป็นการเปรียบเทียบอัตราบิดผลัดข้อมูลในช่องสัญญาณมัลติพาธเมื่อแปรค่า IBO (dB) ระหว่างวิธีการ โอเอฟดีเอ็มแบบเดิมเปรียบเทียบกับวิธีการสร้างสัมประสิทธิ์มูมซึ่งเป็นวิธีการที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอ ในการเปรียบเทียบเมื่อมีการเปลี่ยนจุดการทำงานของวงจรถายนั้น กำหนดให้เมื่อจุดการทำงานของวงจรถายต่ำลง คืออยู่ห่างจากจุดการทำงานอิมตัวของวงจรถายหรือค่า IBO มีค่าติดลบมากๆ จะส่งผลให้สัญญาณรบกวนที่เกิดจากวงจรถายมีค่าน้อยลง ในขณะที่เดียวกันกำลังของสัญญาณที่ส่งออกไปก็จะมีค่าลดลงตามจุดทำงานไปด้วย จะส่งผลให้ค่า SNR มีค่าต่ำและอัตราบิดผลัดข้อมูลเพิ่มสูงขึ้นเป็นสัดส่วนผกผันกัน ในทางกลับกันหากกำหนดจุดการทำงานของวงจรถายเข้าใกล้จุดอิมตัวมากขึ้น ก็จะส่งผลให้สัญญาณมีกำลังส่งแรงแต่ว่าสัญญาณรบกวนที่เกิดการคลิบของสัญญาณที่มาจากวงจรถายสูงตามไปด้วยส่งผลให้ค่า SNR มีค่าต่ำลงด้วยเช่นกัน ดังนั้นจุดการทำงานของวงจรถายจึงจำเป็นที่จะต้องกำหนดให้เหมาะสมด้วยเช่นกัน

ผลจากการทดลองและเปรียบเทียบผลการทดลองระหว่างสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มเมื่อผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาทกับวงจรถายแบบไม่เป็นเชิงเส้น พบว่าวิธีการที่นำเสนอสามารถแสดงประสิทธิภาพอัตราบิดผิดพลาดข้อมูลได้ดีกว่า ในขณะที่เดียวกันก็มีจุดการทำงานที่สูงกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการแบบทั่วไป จึงสามารถสรุปได้ว่าวิธีการที่นำเสนอสามารถลดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรถายลงได้และยังสามารถกำหนดจุดการทำงานของวงจรถายให้สูงกว่าวิธีการแบบทั่วไป หมายความว่าวิธีการที่นำเสนอสามารถใช้งานของวงจรถายได้อย่างเต็มประสิทธิภาพ



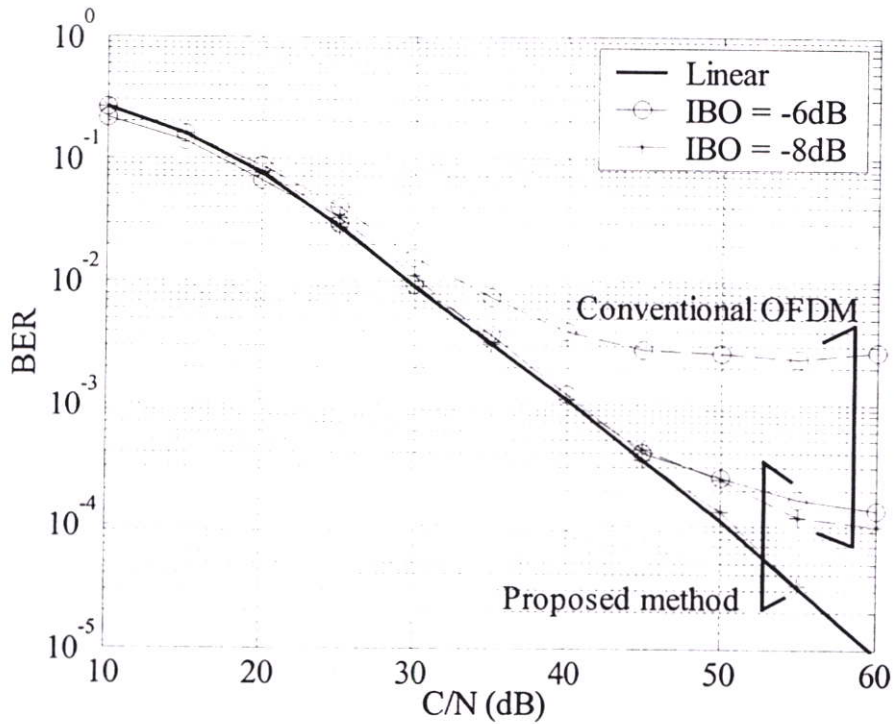
รูปที่ 4.10 เปรียบเทียบอัตราบิดผิดพลาดข้อมูลในช่องสัญญาณมัลติพาทเมื่อแปรค่า IBO (dB)

จากรูปที่ 4.10 เป็นการเปรียบเทียบอัตราบิดผิดพลาดข้อมูลในช่องสัญญาณมัลติพาทเมื่อแปรค่า C/N (dB) ระหว่างวิธีการ โอเอฟดีเอ็มแบบเดิมเปรียบเทียบกับวิธีการสร้างสัมประสิทธิ์มุ่มซึ่งเป็นวิธีการที่วิทยานิพนธ์นี้เสนอ ในรูปนี้กำหนดให้ค่า Input Back Off (IBO) ของเครื่องขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น โดยในการจำลองการทำงานนี้กำหนดจุดการทำงานของวงจรถายเท่ากับ -6 dB และ -8 dB ตามลำดับ จากผลการจำลองการทำงานจะสังเกตได้ว่าวิธีการที่เสนอให้ค่าอัตราบิดผิดพลาดข้อมูลที่ดีกว่าวิธีการ โอเอฟดีเอ็มแบบพื้นฐานในสถานะช่องสัญญาณการจางหายแบบ 16 เส้นทางและอุปกรณ์ขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น

$$BER = \frac{\text{จำนวนบิตข้อมูลทั้งหมดที่ผิดพลาด}}{\text{จำนวนของบิตข้อมูลทั้งหมด}} \quad (4.6)$$

$$C/N = \frac{\text{กำลังงานของสัญญาณไอเอฟดีเอ็ม}}{\text{กำลังงานของสัญญาณรบกวน}} \quad (4.7)$$

จากผลการจำลองการทำงานสังเกตได้ว่าค่า C/N ของวิธีที่เสนอให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าเทคนิคของไอเอฟดีเอ็มแบบเดิม



รูปที่ 4.11 เปรียบเทียบอัตราบิตผิดพลาดข้อมูลในช่องสัญญาณมัลติพาธเมื่อแปรค่า C/N (dB)

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

ระบบการส่งสัญญาณแบบ โอเอฟดีเอ็ม เป็นระบบที่ได้รับความนิยมเป็นอย่างมาก อาจจะใช้เป็นมาตรฐานในการมอดูเลทการสื่อสารในยุคที่ 4 ซึ่งวิธีการมอดูเลทแบบ โอเอฟดีเอ็ม มีข้อดีคือ เป็นการส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์ ด้วยคุณสมบัติของการออร์โธโกนอล (Orthogonality) ทำให้สามารถส่งสัญญาณ โดยสามารถทับซ้อนกันระหว่างคลื่นพาห์ย่อยแต่ละคลื่นพาห์ย่อยได้ ทำให้สามารถส่งสัญญาณออกไปโดยไม่เกิดการรบกวนซึ่งกันและกัน สามารถใช้แถบความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ และระบบ โอเอฟดีเอ็ม มีคุณสมบัติที่ทนทานต่อการรบกวนของช่องสัญญาณแบบหลายเส้นทาง (Multi-path fading channel) จากข้อดีที่กล่าวมานี้หลายๆ ระบบการสื่อสารแบบไร้สายได้นำเอาการมอดูเลทแบบ โอเอฟดีเอ็ม ใช้งานอย่างแพร่หลายเช่น IEEE 802.11a/g(WiFi), IEEE 802.16(WiMax), IEEE 802.20, Digital Video Broadcasting (DVB), Digital Audio Broadcasting (DAB) and Broadband Wireless Access (BWA) เป็นต้น

แต่ข้อด้อยของระบบ โอเอฟดีเอ็ม ก็คือสัญญาณทางด้านแกนเวลามีค่าการแกว่งสูง หรือค่าพีเอพียอร์สูงเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการมอดูเลทแบบคลื่นพาห์เดี่ยว (Single carrier) ข้อเสียของการที่มีค่าพีเอพียอร์สูงคือจำเป็นต้องใช้วงจรแปลงสัญญาณสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อกที่มีประสิทธิภาพสูง ต้องการวงจรขยายที่มีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้นและการใช้งานวงจรขยายที่ไม่มีประสิทธิภาพ จากการใช้งานวงจรขยายที่ไม่มีประสิทธิภาพนี้จะส่งผลให้เกิดพลังงานสูญเสียที่วงจขยายมาก ผลจากพลังงานสูญเสียนี้จะส่งผลกระทบต่อเวลาและอายุการใช้งานของแบตเตอรี่ สำหรับอุปกรณ์แบบพกพา ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่จะต้องลดค่าพีเอพียอร์ลงและกำหนดจุดการทำงานของวงจรให้ใกล้จุดอิ่มตัวให้ได้มากที่สุดเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพต่างๆ ที่ได้กล่าวไปข้างต้น

วิธีการลดค่าพีเอพียอร์ได้รับการศึกษาและทำการวิจัยอย่างกว้างขวางเช่น วิธีการเข้ารหัส (Coding) วิธีพีทีเอส (PTS: Partial Transmit Sequence) วิธีเอสแอลเอ็ม (SLM: Selected Mapping) และวิธีดีเอสไอ (DSI: Dummy Sequence Insertion) เป็นต้น ซึ่งวิธีการเหล่านี้สามารถลดค่าพีเอพียอร์ได้เป็นอย่างดี แต่มีข้อด้อยคือ ทำให้อัตราการรับส่งข้อมูลลดลงจากบิตข้อมูลเดิม (Redundancy bits) หรือ ระบบการส่ง-รับมีความยุ่งยากซับซ้อนมากขึ้นจากไซเคิลอินฟอร์เมชันที่ใช้เพื่อบอกการเปลี่ยนแปลงของข้อมูลในการลดค่าพีเอพียอร์ จากข้อด้อยเหล่านี้นำไปสู่การวิจัยและพัฒนาวิธีการลดค่าพีเอพียอร์แบบใหม่ๆ เพื่อให้สามารถลดค่าพีเอพียอร์ได้อย่างมีประสิทธิภาพพร้อมทั้งไม่ส่งผลกระทบต่ออัตราการส่งรับข้อมูลหรือส่งผลกระทบต่อความซับซ้อนของระบบเพิ่มมากขึ้น

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาและวิจัยเรื่องการลดค่าพีเอพียอร์ของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม โดยละเอียด และได้เสนอวิธีการลดค่าพีเอพียอร์แบบใหม่ โดยใช้หลักการหาค่าสัมประสิทธิ์มุมในหนึ่ง

เฟรมที่เหมาะสมเพื่อลดค่าพีเอพ็อร์ให้ได้มากที่สุด ร่วมกับการใช้ปริมาตรในการประมาณช่องสัญญาณ วิธีการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมเพื่อลดค่าพีเอพ็อร์นี้ได้รับการปรับปรุงบนพื้นฐานกระบวนการคำนวณแบบสลับสัญญาณไปมาระหว่างแกนเวลากับแกนความถี่หรือที่เรียกว่า Time-Frequency Swapping Algorithm ผลจากการใช้วิธีคำนวณโดยวิธีการสลับสัญญาณไปมา ระหว่างแกนเวลากับแกนความถี่นี้ทำให้ค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้มีค่าแบบอนาล็อก ซึ่งให้ประสิทธิภาพในการลดค่าพีเอพ็อร์ได้ดีกว่าแบบค่าจำนวนเต็ม และการใช้งานร่วมกับปริมาตรส่งผลให้วิธีการที่นำเสนอนี้ไม่จำเป็นต้องมีการส่งไซค์อินฟอร์มเมชัน ผลลัพธ์จากการจำลองการทำงานด้วยคอมพิวเตอร์แสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพของพีเอพ็อร์ที่ลดลงและประสิทธิภาพอัตราบิตผิดพลาดต่ออัตราการส่งผ่านข้อมูลที่ดีกว่าเทคนิควิธีแบบพื้นฐานในช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบหลายวิถีด้วยเครื่องขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น

วิธีการที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์เป็นเทคนิคหนึ่งเท่านั้นที่ช่วยในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบโอเอฟดีเอ็มโดยการลดค่าพีเอพ็อร์ แต่ก็ยังมีเทคนิควิธีการอื่นที่น่าสนใจ และสามารถใช้งานร่วมกันเพื่อให้ได้ค่าพีเอพ็อร์ที่ดีกว่าหรือทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้น เช่นการเข้ารหัสแบบเอพ็ีซี (FEC: Forward Error Correction) หรือ Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) เป็นต้น ซึ่งเมื่อนำวิธีการต่างๆ มาใช้ร่วมกันก็จะทำให้ระบบมีสมรรถนะที่ดีมากยิ่งขึ้น

บรรณานุกรม

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] C. V. Chong and V. Tarokh, “**A Simple Encodable/Decodable OFDM QPSK Code with Low Peak-to- Mean Envelope Power Ration,**” *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. 47, no. 7, Nov. 2001, pp. 3025–29.
- [4] 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.
- [5] 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
- [6] 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.
- [7] IEEE Std. 802.11a, “**High-speed Physical Layer in the 5GHz Band**”, 1999.
- [8] IEEE 802.16 WG, “**SC-FDE PHY Layer System Proposal for Sub 11GHz BWA**”, March 2001.
- [9] J. G. Proakis and M. Salehi, “**Contemporary Communication Systems using MATLAB,**” Canada: Books/Cole, 2000.
- [10] J. Tellado, “**Multicarrier Modulation with Low PAR applications to DSL and Wireless,**” New York, Kluwer Academic Publishers, 1999.
- [11] 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.
- [12] 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.

- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] 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.
- [16] M. Friese, “**Multitone Signals with Low Crest Factor,**” *IEEE Transaction Communications*, Vol. 45, pp. 1338-1344, October 1977.
- [17] P. Boonsrimuang, K. Naito, K. Mori, T. Paungma and H. Kobayashi, “**PAPR Reduction of OFDM Signal by Use of DSI Method with Time-Frequency Domain Swapping Algorithm,**” *IEICE Tran. on Comm.*, vol.E90-B, No.4, pp.1001-1006, Apr. 2007.
- [18] 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.
- [19] 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.
- [20] 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.
- [21] 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.
- [22] 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.
- [23] พงศกร บุญศรีเมือง, “**วิธีการลดค่าอัตรากำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยสำหรับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มโดยการใส่คลื่นพาห่อย่อยเทียม,**” *วิทยานิพนธ์ (วศ.ม.วิศวกรรมโทรคมนาคม)*, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2549.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

โปรแกรมที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบโอเอฟดีเอ็ม

โปรแกรมสำหรับค่าพารามิเตอร์

```

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

LoopMax=20;
for ii=1:LoopMax;
    Stx=Xt1;
    InputS=Stx;
    [RowStx ColStx]=size(InputS);
    Sref=mean(abs(parallel2serial(Stx)))*1.5;
    for rr=1:RowStx
        for cc=1:ColStx
            if abs(InputS(rr,cc))>Sref,
                Er(rr,cc)=abs(InputS(rr,cc))*exp(j*angle(InputS(rr,cc)));
            else
                Er(rr,cc)=0;
            end
        end
    end
    ERR(rr,1:N)=reshape(fft(reshape(Er(rr,1:N),N,1)),1,N)./sqrt(N);
    PH_ERR(rr,1:M)=angle(ComplexSignal(rr,1:M)-ERR(rr,L1:L2));
    DiffPH(rr,1:M)=(f_posangle(angle(ComplexSignal(rr,1:M)))-f_posangle(PH_ERR(rr,1:M)));
end

for cc=1:M;
    MeanERR(1,cc)=mean(DiffPH(:,cc));
end
WFph=angle(MeanERR);
for mm=1:M;
    for k=1:LengthSt;
        PARrefl(1,k)=f_par_dB(Xt1(k,:));
    end
end

```

```

    PARref=mean(PARref1);
for k=1:LengthSt;
    ComplexSignal(k,mm)=ComplexSignal(k,mm).*exp(-j*WFph(1,mm));
    NewTxf(k,1:N)=[Zero1 ComplexSignal(k,1:M) Zero1];
    Xt1(k,1:N)=reshape(iff(reshape(NewTxf(k,1:N),N,1)),1,N).*sqrt(N);
    PARnew1(1,k)=f_par_dB(Xt1(k,:));
end
PARnew=mean(PARnew1);
if PARnew>PARref,
    for k=1:LengthSt;
        ComplexSignal(k,mm)=ComplexSignal(k,mm).*exp(j*WFph(1,mm));
        NewTxf(k,1:N)=[Zero1 ComplexSignal(k,1:M) Zero1];
        Xt1(k,1:N)=reshape(iff(reshape(NewTxf(k,1:N),N,1)),1,N).*sqrt(N);
    end
else
end

end
for k=1:LengthSt;
    PAPRloop(k,ii+1)=f_par_dB(Xt1(k,:));
end
end
for k=1:LengthSt;
    Xt2(k,1:Nt)=[Xt1(k,N-Ng+1:N) Xt1(k,1:N)];    % Assume we have a frame delay.
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);

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

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

AMPout_aver=mean(AMPout(1:N_amp).^2);
AMPout1(1:N_amp)=AMPout(1:N_amp).*sqrt(AMPmean_power/AMPout_aver); %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

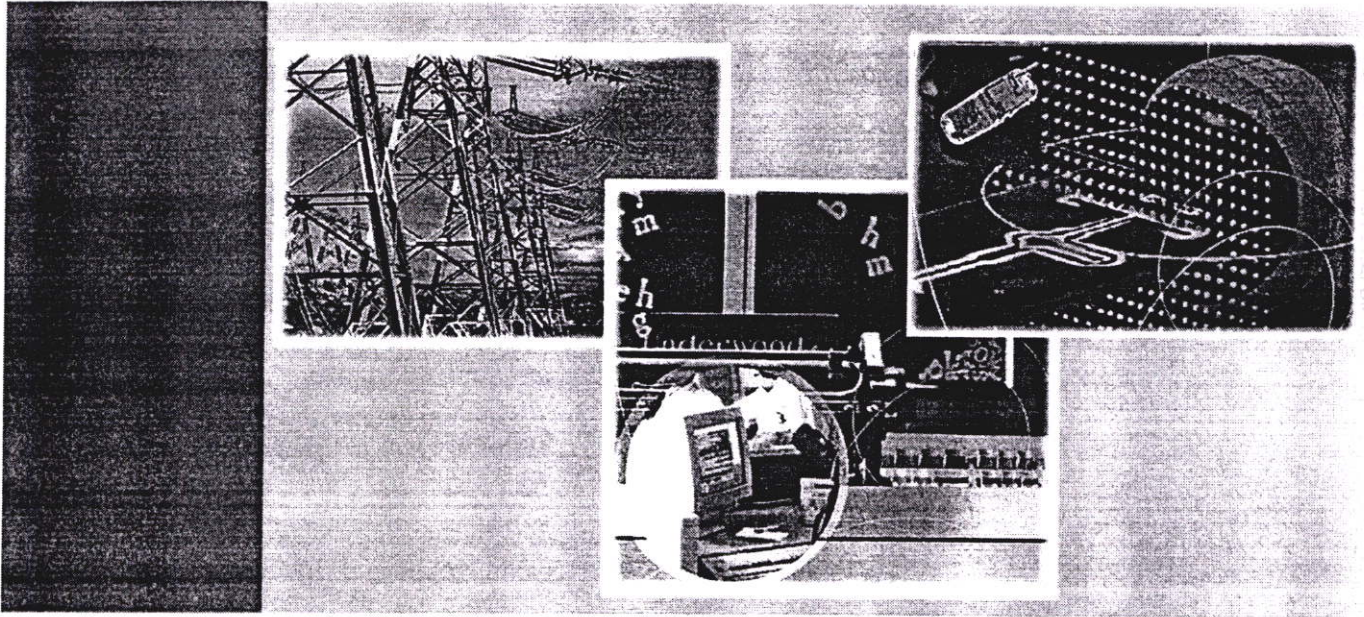
xlabel('PAPR (dB)')
ylabel('CCDF')
StrNMess=int2str(NMess);
StrM=int2str(M);
legend('Conventional','Proposed Method');

```

ภาคผนวก ข.

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1. **Pornpawit Boonsrimuang**, Pisit Boonsrimuang, Kazuo Mori, Tawil Paungma and Hideo Kobayashi, **“Proposal of PAPR Reduction Method for OFDM Signal without Side Information,”** 4th ECTI Annual Conference (ECTI-CON 2007), pp745-748, 9-12 May 2007, Mea Fah Luang University, Chiang Rai, Thailand.
2. Pisit Boonsrimuang, **Pornpawit Boonsrimuang**, Kazuo Mori, Tawil Paungma and Hideo Kobayashi, **“Mitigation of Non-linear Distortion using PTS and IDAR Method for Multi-Level QAM-OFDM system,”** ECTI Transactions on Computer and Information Technology, Vol.1, No.2, pp 84-90, Nov 2005.
3. Pisit Boonsrimuang, **Pornpawit Boonsrimuang**, Kazuo Mori, Tawil Paungma and Hideo Kobayashi, **“Mitigation of Non-linear Distortion using PTS and IDAR Method for Multi-Level QAM-OFDM system,”** 2nd ECTI Annual Conference (ECTI-CON 2005), pp303-306, 12-13 May 2005, Pattaya, Thailand.



ECTI-CON 2007

*Mae Fah Luang University, Chiang Rai, Thailand
May 9-12, 2007*

VOLUME 1

- *Circuits and Systems*
- *Control Engineering*
- *Electrical Power Engineering*
- *Other Related Fields*

VOLUME 2

- *Communication Systems*
- *Signal Processing*
- *Computer and Information*



ECTI
Association

IEEE
THAILAND SECTION

NECTEC
a member of NSTDA

WD Western
Digital



Proposal of PAPR Reduction Method for OFDM Signal without Side Information

Pompawit Boonsrimuang[†], Pisit Boonsrimuang[†], Kazuo Mori*, Tawil Paungma[†] and Hideo Kobayashi*

[†] Department of Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand

* Division of Electrical and Electronic Engineering, Graduate School of Engineering, Mie University, Japan
E-mail: pompawit@bcommart.com, pisit@telecom.kmitl.ac.th, koba@elec.mie-u.ac.jp

Abstract— The major drawback of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is large Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) of its time domain signal. To overcome the PAPR problem on OFDM signal, various PAPR reduction methods have been proposed up to today. The most of PAPR reduction methods such as PTS and SLM methods require the side information which causes the degradation of transmission efficiency and complexity of transmitter and receiver. In this paper, we propose a novel PAPR reduction method which can improve the PAPR performance without side information. The feature of proposed method is to use the common weighting factor over a frame including preamble and data symbols in which the common weighting factor is multiplied to the frequency domain signal over a frame so as to reduce the PAPR performance. The data symbols in one frame can be demodulated at the receiver by using the estimated common weighting factor. The common weighting factor can be estimated together with the channel frequency response by using the preamble symbol located at the start of every frame. This paper presents various computer simulation results to verify the effectiveness of proposed method in the multi-path fading channel.

I. INTRODUCTION

Recently 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 techniques 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 wireless communications systems. One of the limitations of using OFDM technique is the larger peak to averaged power ratio (PAPR) of its time domain signal as compared with the conventional single carrier transmission techniques [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.

From the above background, the PAPR reduction method is recognized as one of the essential research topics for the OFDM method employed in the wireless communications systems. Up to today, various kinds of PAPR reduction methods were proposed including the selected mapping method (SLM) [4] and partial transmit sequence method (PTS) [5-6]. Although both methods can achieve the better PAPR performance by controlling the phase of data sub-carriers, these two methods are required to inform the phase information controlled for the data sub-carriers to the

receiver as the side information (SI). Since the side information is required to inform the receiver symbol by symbol by using the data or control channels with the higher signal quality for the correct demodulation of data information at the receiver, the transmission efficiency would be degraded relatively and the system complexity would be increased. The size of side information depends on the number of clusters and discrete phases employed in the SLM or PTS methods. To improve the PAPR performance, the larger number of clusters and discrete phases are required which lead the proportional increasing of side information size.

To overcome the problem for the conventional PAPR reduction methods with using the side information, we propose a novel PAPR reduction method which is required no side information. The feature of proposed method is that the PAPR performance can be improved by multiplication of common weighting factor over one frame including preamble and data symbols. The original data can be recovered by multiplying the inverse of common weighting factor employed at the transmitter. In the proposed method, the inverse of weighting factor can be estimated by using the preamble symbols which are usually used in the conventional OFDM system to establish the synchronization of received signal and to estimate the channel frequency response of fading channel.

In the following of this paper, Section II presents the system model to be used in the following evaluations. Section III presents the proposed PAPR reduction method. Section IV presents the various computer simulation results to verify the effectiveness of the proposed method, and we draw some conclusions in Section V.

II. SYSTEM MODEL

In the OFDM system, the modulated signal in the frequency domain is converted to the time domain signal by using *IFFT*. The time domain signal for *l*-th symbol at *k*-th sample is given by the following equation.

$$y_{(l,k)} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_{(l,n)} e^{j \frac{2\pi kn}{N}} \quad (1)$$

where *N* is the number of *IFFT* points and $X_{(l,n)}$ is the modulated data for *l*-th symbol at *n*-th sub-carrier. Here the PAPR performance for the sampled time domain signal can be given by,

$$PAPR(dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{\max_{k=0-N-1} [|y_{(i,k)}|^2]}{E [|y_{(i,k)}|^2]} \right) \quad (2)$$

where $E[\cdot]$ represents the average power of signal. The time domain OFDM signal given in (1) 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.

$$s_{(i,k)} = F[|y_{(i,k)}|] e^{j \arg(y_{(i,k)})} \quad (3)$$

where, $F[\cdot]$ 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.

$$F[\rho] = \frac{\rho}{[1 + (\rho/A)^{2r}]^{1/2r}} \quad (4)$$

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. Figure 1 shows the AM/AM conversion characteristics of SSPA when changing the parameter of r in (4).

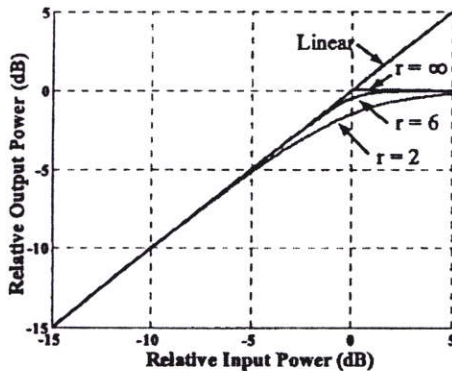


Figure 1. Input-output relationship of SSPA.

III. PROPOSAL OF PAPR REDUCTION METHOD

A. Transmitter

Figure 2 shows the burst frame format to be used in the proposed OFDM system. In Fig. 2, two preamble symbols are inserted before the transmission of data symbols, which are used in the synchronization of received signal and the estimation of channel frequency response including the common weighting factor multiplied over a frame at the transmitter so as to reduce the PAPR performance. Fig.3 (a) shows the structure of proposed transmitter. By reoffering this figure, the following presents the detail of proposed method.

In the proposed method, the transmission time domain signal for l -th symbol of k -th sample at i -th iteration is given by the following equation.

$$\begin{aligned} \bar{y}_{(i,k)}^{(l)} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \left(X_{(i,n)}^{(l-1)} \cdot e^{j\theta_n^{(l-1)}} \right) e^{j \frac{2\pi kn}{N}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_{(i,n)}^{(l)} \cdot e^{j \frac{2\pi kn}{N}} \end{aligned} \quad (5)$$

where $e^{j\theta_n^{(l-1)}}$ is the common weighting factor for n -th sub-carrier at i -th iteration, which is decided so as to reduce the PAPR performance. Here it should be noted that the common weighting factor at n -th sub-carrier has the same value over one frame. In the proposed method at the next $(i+1)$ -th iteration, the new weighting factor for each symbol will be independently decided so as to obtain the better PAPR performance than the previous iteration. After the determination of weighting factor for all symbols including the preamble symbols, the new common weighting factor over one frame will be decided by taking the ensemble average of weighting factor obtained for all symbols.

As for the method to decide the weighting factor for each symbol, this paper employs the basic concept of time-frequency domain swapping algorithm [7]. In this algorithm, the error signal is calculated by the following equation in which the sampled time domain signal is detected as the error signal only when its amplitude level is greater than a certain reference level of S .

$$e_{(i,k)}^{(l)} = \begin{cases} \bar{y}_{(i,k)}^{(l)} & \text{if } |\bar{y}_{(i,k)}^{(l)}| \geq S \\ 0 & \text{if } |\bar{y}_{(i,k)}^{(l)}| < S \end{cases} \quad (6)$$

where the reference level S is decided on the basis of the average power of time domain signal. Here, the error signal is the composite signal in the time domain which includes all the larger amplitude level than the reference level of S . To determine the weighting factor for each sub-carrier, the time domain error signal given by (6) is converted to the frequency domain signal by FFT , which is given by the following equation.

$$E_{(i,n)}^{(l)} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} e_{(i,k)}^{(l)} \cdot e^{-j \frac{2\pi kn}{N}} \quad (7)$$

The weighting factor for l -th symbol at n -th sub-carrier can be obtained by subtracting the phase of error signal given in (7) from the phase of original signal. Then, the frequency domain signal to be used at the next iteration $(i+1)$ is given by the following equation.

$$X_{(i,n)}^{(i+1)} = |X_{(i,n)}^{(l)}| e^{j \arg\{X_{(i,n)}^{(l)} - E_{(i,n)}^{(l)}\}} \quad (8)$$

The weighting factor of n -th sub-carrier for l -th symbol can be given by,

$$\theta_n^{(i+1)} = \arg\{X_{(i,n)}^{(i+1)}\} - \arg\{X_{(i,n)}^{(l)}\} \quad (9)$$

After finishing the above procedures over all symbols, the common weighting factor for n -th sub-carrier at the $(i+1)$ -th iteration can be obtained by taking the ensemble average for the weighting factors obtained for all symbols, which is given by,

$$\theta_n^{(i+1)} = \arg\left\{ \sum_{l=1}^L e^{j\theta_n^{(l,i+1)}} \right\} \quad (10)$$

where L is the frame length including preamble and data symbols. By using (10), the transmission time domain signal at the $(i+1)$ -th iteration can be given by,

$$\begin{aligned} \bar{y}_{(i,k)}^{(i+1)} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ X_{(i,n)}^{(i)} \cdot e^{j\psi_n^{(i+1)}} \right\} \cdot e^{j\frac{2\pi kn}{N}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_{(i,n)}^{(i+1)} \cdot e^{j\frac{2\pi kn}{N}} \end{aligned} \quad (11)$$

In the proposed method, the procedures from (5) to (11) are repeated up to reach either the predetermined target PAPR performance or predetermined number of iterations.

B. Receiver

Figure 3 (b) shows the structure of receiver for the proposed method. The received signal $r_{(i,k)}$ for l -th symbol at k -th sample after down converter (D/C) and Analog to Digital converter (A/D) as shown in Fig.3 (b) can be given by the following equation.

$$r_{(i,k)} = \bar{y}_{(i,k)}^{(P)} \otimes h_{(i,k)} + n_{(i,k)} \quad (12)$$

where $s_{(i,k)}$, $h_{(i,k)}$ and $n_{(i,k)}$ show the transmitted OFDM signal, impulse response of multi-path fading channel and Additive White Gaussian Noise (AWGN) for l -th symbol at k -th sample, respectively. In (12), P is the number of iterations which provides the best PAPR performance at the transmitter. The received signal as given in (12) is converted to the frequency domain signal by using *FFT* which is expressed by the following equation.

$$R_{(i,n)} = X_{(i,n)}^{(P)} \cdot H_{(i,n)} + N_{(i,n)} \quad (13)$$

where, $R_{(i,n)}$, $X_{(i,n)}^{(P)}$, $H_{(i,n)}$ and $N_{(i,n)}$ show the received signal, transmitted signal, channel frequency response and noise component in the frequency domain, respectively.

When assuming the operation environments such as the radio LAN system, the time variance of channel frequency response can be assumed as sufficiently slow because of very lower terminal moving speed. From this fact, the channel frequency response over one frame can be considered as static. Accordingly, the channel frequency response estimated by using two known preamble symbols inserted at the start of every frame can be used in the equalization of data symbols over one frame. The channel frequency response which is improved the estimation accuracy by taking the ensemble average over two preamble symbols, can be obtained by the following equation.

$$\begin{aligned} \hat{H}_n &= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^2 \left\{ X_{(i,n)}^p \cdot H_n + N_{(i,n)} \right\} / X_{(i,n)} \\ &= H_n \cdot e^{j\psi_n} + N_{(i,n)} / X_{(i,n)} \end{aligned} \quad (14)$$

where \hat{H}_n is the estimated channel frequency response affected by the common weighting factor and noise component. Here, $e^{j\psi_n}$ can be given by following equation.

$$\psi_n = \sum_{i=1}^P \theta_n^{(i)} \quad (15)$$

From (14), it can be observed that the common weighting factor can be estimated in the frequency domain by using preamble symbols. By using (14), the original data signal

can be demodulated by employing the same manner as the conventional frequency domain equalization method in which the common weighting factor multiplied at the transmitter and the multi-path fading multiplied in the channel can be removed from the received signal.

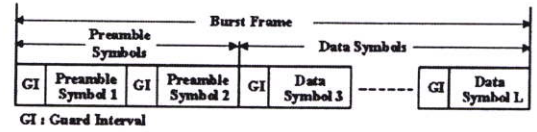
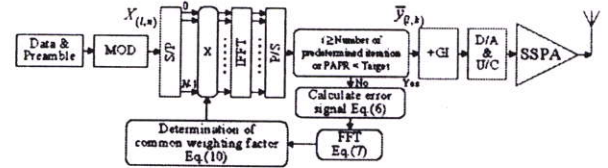
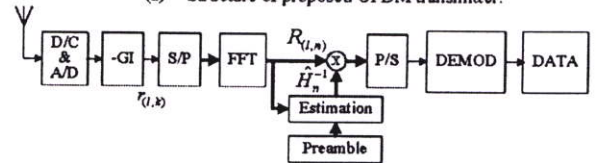


Figure 2. Structure of burst frame format.



(a) Structure of proposed OFDM transmitter.



(b) Structure of proposed OFDM receiver.

Figure 3. System model of proposed method.

IV. PERFORMANCE EVALUATION

This section presents the various computer simulation results to verify the performance of proposed method. The modulation method is assumed by 64QAM with coherent detection method. The multi-path fading is modeled by 16 delay paths having the exponential power delay profile with -1 dB decay constant. In the following simulations, the synchronizations both for the symbol timing and frequency offset are assumed to be established ideally by using two preamble symbols. The simulation parameters to be used in the following evaluations are shown in Table 1. In the simulations, the number of *FFT* points ($N=256$) is taken by 4 times larger than the number of sub-carriers ($M=64$) to evaluate the PAPR performance with higher accuracy.

TABLE I
SIMULATION PARAMETERS

Modulation	64QAM
Demodulation	Coherent
Allocated bandwidth	5MHz
Number of <i>FFT</i> points	256
Number of sub-carriers	64
Symbol duration	12.8us
Guard interval	1.28us
Non-linear amplifier	SSPA
Non-linear parameter of SSPA	$r=2$
Number of data symbols in one frame	12
Number of preamble symbols in one frame	2
Multi-path fading model	
Power delay profile	Exponential
Number of delay paths	16
Decay constant	-1 dB

Figure 4 shows the averaged PAPR performance both for the conventional OFDM and proposed methods when changing the number of iterations. The frame length is 12 symbols including 2 preamble symbols. From the figure, it can be seen that the proposed method can achieve the best PAPR performance when the number of iterations is larger than 8. The proposed method shows the better averaged PAPR performance than the conventional OFDM by 1.4 dB. From the results, the number of iterations is assumed by 8 in the following evaluations.

Figure 5 shows the PAPR performance for the conventional OFDM and proposed methods when the frame length is 12 symbols. The PAPR performance is evaluated by using the Complementary Cumulative Distribution Function (CCDF). From the figure, it can be observed that the proposed method can achieve the better PAPR performance than conventional OFDM about 1.9 dB at 10^{-1} . Here it should be noted that the degradation of BER performance of OFDM signal in the non-linear channel would be dominated by the PAPR performance at the CCDF larger than 10^{-1} .

Figure 6 shows the BER performances for the proposed and conventional OFDM methods in the multi-path fading channel when the input back-off (IBO) of non-linear amplifier is taken by -6 dB and -8 dB. From the figure, it can be observed that the proposed method can achieve much better BER performance than conventional OFDM method in the channel including the non-linear amplifier and multi-path fading.

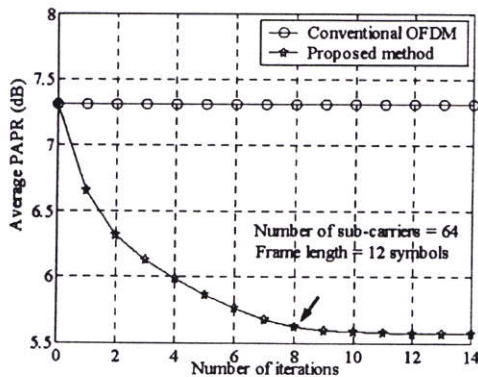


Figure 4. Averaged PAPR performance versus number of iterations.

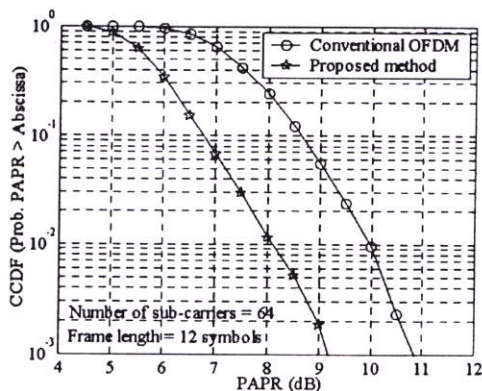


Figure 5. PAPR performance for proposed method.

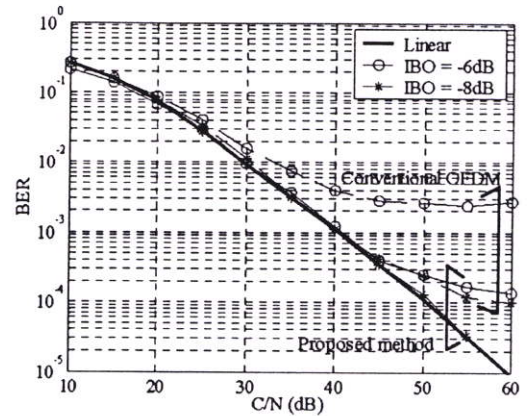


Figure 6. BER performance of proposed method.

V. CONCLUSIONS

This paper proposed the PAPR reduction method for the OFDM signal without degradation of transmission efficiency. The feature of proposed method is to use the common weighting factor over one frame including the preamble symbols so as to improve the PAPR performance. In the proposed method, the time-frequency domain swapping algorithm is employed in the determination of common weighting factor. The common weighting factor can be removed from the received data symbols by using the frequency domain equalization. In the proposed method, the common weighting factor can be estimated together with the channel frequency response by using preamble symbols. Form this fact, the proposed method can achieve the better PAPR performance without loss of transmission efficiency. From the various computer simulation results, we confirmed that the proposed method can achieve the better PAPR performance and better BER performance than the conventional OFDM in the channel including non-linear amplifier and multi-path fading.

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. Letter, vol. 32, no.22 pp.2056-2057, Oct. 1996.
- [5] S. H. Muller and J. B. Huber, "OFDM with reduce peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences," Electron. Letter, vol. 33, no. 5, pp. 368-369, Feb. 1997.
- [6] L.J. Cimini, Jr. and N.R. Sollenberger, "Peak-to-Average Power Ratio Reduction of an OFDM Signal Using Partial Transmit Sequences," IEEE Trans. on Comm., Letter, vol. 4, no. 3, pp86-88, March 2000.
- [7] P. Boonsrimuang, K. Naito, K. Mori, T. Paungma and H. Kobayashi, "PAPR Reduction of OFDM Signal by Use of DSI Method with Time-Frequency Domain Swapping Algorithm," IEICE Tran. on Comm., vol.E90-B, No.4, pp.1001-1006, Apr. 2007.

Mitigation of Non-linear Distortion Using PTS and IDAR Method for Multi-Level QAM-OFDM System

Pisit Boonsrimuang*, Pornpawit Boonsrimuang**, Kazuo Mori*,
Tawil Paungma**, and Hideo Kobayashi*, Non-members

ABSTRACT

The future satellite communication systems are required to support the higher transmission data rate for providing the multimedia services by employing the efficient modulation method such as multi-level QAM. The employment of single carrier transmission with multi-level QAM would cause the fatal degradation of signal quality due to the non-linear amplifiers located at the earth station and satellite. To overcome this problem, we have proposed the multi-level QAM-OFDM technique with IDAR (Improved Decision Aided Reconstruction) method designed for non-linear satellite channel. However, the proposed method could not mitigate the non-linear distortion sufficiently when modulation level becomes higher such as 64QAM. This paper proposes the combined scheme of partial transmission sequence (PTS) and OFDM-IDAR methods so as to enable the usage of higher multi-level QAM method, which can achieve the higher transmission data rate with keeping the better bit error rate performance in the non-linear satellite channel. The various computer simulations are conducted in this paper to verify the effectiveness of proposed method in the non-linear satellite channel.

Keywords: PAPR, Satellite channel, PTS, IDAR, QAM.

1. INTRODUCTION

The future satellite communications including the fixed, mobile and broadcasting systems are required to support the higher transmission data rate for providing the multimedia services, which are already available in the terrestrial network. To realize the higher data rate transmission in the satellite channel, it is required to employ the efficient modulation method such as multi-level QAM [1]. However, the employment of conventional single carrier trans-

mission with multi-level QAM would cause the fatal degradation of signal quality due to the intermodulation noise incurred at the non-linear amplifiers located at the earth station and satellite. From this reason, the current satellite communications are usually limited by low transmission data rate with employing QPSK method, which has the robustness to the non-linear distortion because of its better PAPR (Peak to averaged power ratio) performance as compared with the multi-level QAM.

On the other hand, the Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) technique has been received a lot of attentions especially in the field of terrestrial wireless communications because of its efficient usage of frequency bandwidth, robustness to the multi-path fading and enabling the employment of multi-level QAM with less complexity of transmitter and receiver. One of the disadvantages of using the OFDM is that its time domain signal has the larger PAPR, which causes the degradation of BER performance in the non-linear amplifier [2]. From this reason, the OFDM has been also considered as unsuitable transmission technique for the satellite channel, although it has a potential capability to improve the transmission data rate by employing the multi-level QAM with less complexity of transmitter and receiver. To solve PAPR problem in the OFDM scheme, we proposed the OFDM-IDAR (Improved Decision Aided Reconstruction) method, which can mitigate the non-linear distortion and achieve the higher transmission data rate with keeping the better BER performance even in the satellite channel [3][4]. The feature of proposed OFDM-IDAR method is to reconstruct the non-linear distortion by using the decision data at the receiver. However, the proposed OFDM-IDAR method has some limitation on the usage of higher level of modulation method such as 64QAM because its higher level of modulation method causes a lot of decision error due to the non-linear amplifier and IDAR method could no more mitigate the non-linear distortion sufficiently. To reduce the non-linear distortion, it is required to improve the PAPR performance as much as possible for the OFDM signal at the transmission side. If the PAPR performance of the transmitting OFDM signal can be improved somehow at the transmission side, the non-

Manuscript received on June 28, 2005 ; revised on December 13, 2005.

* The authors are with Department of Electrical and Electronic Engineering, Faculty of Engineering, Mie University, Japan.

** The authors are with Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand.

linear distortion can be reduced and IDAR method could achieve the better BER performance even when the higher level of modulation method is employed in the satellite channel. In this paper we propose the OFDM-IDAR method in conjunction with the PAPR reduction method, which allows the employment of higher level of modulation method in the non-linear satellite channel.

In this paper, Section 2 firstly presents the satellite system model including the non-linear amplifiers at the earth station and satellite. Section 3 presents the partial transmission sequence (PTS) method as the PAPR reduction method at the transmit earth station and presents the IDAR method as the mitigation method of non-linear distortion at the receive earth station. Section 4 presents the various computer simulation results to verify the effectiveness of proposed OFDM-IDAR with PTS method in the non-linear satellite channel, and Section 5 draws some conclusions.

2. SATELLITE SYSTEM MODEL

Figure 1 shows the typical satellite system model assumed in the following evaluations. In this paper, the non-linear amplifier for the earth station is assumed to use the Solid State Power Amplifier (SSPA), which is modelled by Rapp [5]. The AM-AM and AM-PM conversions characteristics of SSPA modelled by Rapp are given by the following equations, respectively.

$$F_E(\rho) = \frac{\nu\rho}{[1 + (\nu\rho/A_0)^{2p}]^{1/2p}} \quad (1)$$

$$\Phi_E(\rho) = \alpha_\phi \left(\frac{\nu\rho}{A_0}\right)^4 \quad (2)$$

where, $F_E(\rho)$ and $\Phi_E(\rho)$ show the AM-AM and AM-PM conversion characteristics of SSPA, respectively, and ρ is the amplitude of input signal, ν is the gain factor, A_0 is the saturated output level, p is the parameter to decide the non-linear level and α_ϕ is phase displacement. In the following evaluations, the values for these parameters are assumed by $A_0 = 1$, $\nu = 1$, $p = 6$ and $\alpha_\phi = 0.025$, which can approximate the standard characteristics of SSPA employed at the transmit earth station [3]. The non-linear amplifier assumed for the satellite station is assumed to use the TWTA, which is modelled by Saleh [6]. The AM-AM and AM-PM characteristics of TWTA modelled by Saleh are given by the following equations, respectively.

$$F_S(\gamma) = \frac{\alpha_a\gamma}{(1 + \beta_a\gamma^2)} \quad (3)$$

$$\Phi_S(\gamma) = \frac{\alpha_\theta\gamma}{(1 + \beta_\theta\gamma^2)} \quad (4)$$

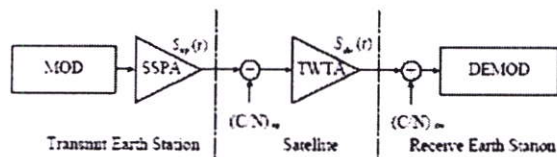


Fig.1: Satellite system model

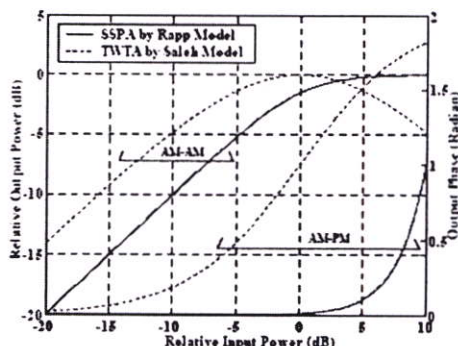


Fig.2: Input and output relationships for SSPA and TWTA.

where, γ is the amplitude of input signal, α_a and β_a are the parameters to decide the non-linear level, and α_θ and β_θ are phase displacements. The values for these parameters are assumed by $\alpha_a = 2$, $\beta_a = 1$, $\alpha_\theta = 2$ and $\beta_\theta = 1$, which can approximate the standard TWTA employed at the satellite station [3].

Figure 2 shows the input and output relationships of AM-AM and AM-PM conversions characteristics both for SSPA and TWTA when the parameters are given by the above values. In this paper, we assume the higher non-linearity for the satellite amplifier (TWTA) than that for the earth station amplifier (SSPA) as shown in Fig. 2.

3. PROPOSAL OF OFDM-IDAR WITH PTS METHOD FOR SATELLITE CHANNEL

3.1 PAPR Reduction Method at Transmit Earth Station

Up to today, various kinds of PAPR reduction methods for OFDM signal were proposed such as the selected mapping method (SLM) [7] and the partial transmit sequence method (PTS) [7] [8]. Both methods can achieve the better PAPR performance by controlling the phase values of data sub-carriers at the transmitter, although these two methods are required to inform the phase information used for controlling the data sub-carriers to the receiver as the side information. In this paper, we employ the PTS method as the PAPR reduction method at the transmit earth station because the PTS method can achieve the bet-

ter PAPR performance with less complexity of required processing as compared with the SLM method [7]. The following presents the PTS method briefly.

Figure 3 shows the structure of OFDM transmitter with PTS method. In the PTS method, the data information in the frequency domain X_n is partitioned into V clusters as $X_n^{(\nu)}$ ($1 \leq \nu \leq V$). All sub-carriers including each cluster are multiplied by the same phase of $c_n^{(\nu)} = e^{j\varphi_n^{(\nu)}}$ so as to reduce the PAPR performance. Here, the phase value considered in each cluster is given by the following equation.

$$\varphi_n^{(\nu)} = [0, 2\pi] \quad (1 \leq \nu \leq V) \quad (5)$$

After multiplying the phase value for each cluster, the sub-carrier vector is given by the following equation.

$$Y_n = \sum_{\nu=1}^V c_n^{(\nu)} \cdot X_n^{(\nu)} \quad (6)$$

where, the controlling phases $c_n^{(\nu)}$ used for all clusters are required to inform the receiver as the side information. The set of phase values for all clusters are optimized in the time domain so as to achieve the better PAPR performance, by using the following equation.

$$\begin{aligned} y_k &= \sum_{\nu=1}^V c_n^{(\nu)} \cdot IFFT \{ X_n^{(\nu)} \} \\ &= \sum_{\nu=1}^V c_n^{(\nu)} \cdot x_k^{(\nu)} \end{aligned} \quad (7)$$

From (6) and (7), it can be seen that the controlling phase values can be multiplied either in the frequency or time domains and the results on optimized PAPR performance are the same. Figure 3 shows the case of (7) where the optimization of phase value is performed in the time domain. In the PTS method, the better PAPR performance could be achieved, if phase value of $c_n^{(\nu)}$ is chosen with continuous phase as given in (5), although the size of side information to be transmitted to the receiver would be increased. Since the side information is required to inform the receiver by using the data channel with the high signal quality, the larger size of side information would cause the degradation of system efficiency relatively. To solve this problem, the fixed number of discrete phase value is employed in this paper to reduce the size of side information, although the PAPR performance would be degraded slightly [7] as compared with that for using the continuous phase values. In this paper, we assume four discrete phase values as given by the following equation.

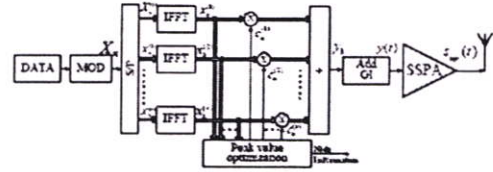


Fig.3: Structure of OFDM transmitter with PTS method.

$$\varphi_n^{(\nu)} \in \{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\} \quad (1 \leq \nu \leq V) \quad (8)$$

After optimization of phase value for each cluster, the time domain signal after adding the guard interval (GI) is converted to the uplink radio frequency and input to non-linear amplifier of SSPA. The output signal of SSPA, which corresponds to the uplink signal in the radio frequency, can be given by the following equation.

$$s_{up}(t) = F_E [|y(t)|] \cdot e^{j[\arg\{y(t)\} + \Phi_E(|y(t)|)]} \quad (9)$$

where, $y(t)$ is the OFDM signal at the input of SSPA, $F_E[]$ and $\Phi_E[]$ represent the AM-AM and AM-PM conversions characteristics of non-linear amplifier given by (1) and (2), respectively. The output signal of SSPA given by (9) is transmitted to the satellite and then input to the satellite TWTA after converting from the uplink to downlink radio frequency. The output signal of TWTA, which corresponds to the downlink signal in the radio frequency, is given by the following equation.

$$s_{dw}(t) = F_S [|s_{up}(t)|] \cdot e^{j[\arg\{s_{up}(t)\} + \Phi_S(|s_{up}(t)|)]} \quad (10)$$

The receive earth station demodulates the data information from (10) by using the IDAR method, which is presented in the next section.

3.2 OFDM-IDAR Method for Satellite Channel

Figure 4 shows the structure of proposed OFDM-IDAR receiver with PTS method. In Fig.4, the received RF signal r_k is first down converted to the base band signal and digitized by A/D converter. The received time domain sampled signal after removing the guard interval (GI) is given by the following equation.

$$\begin{aligned} r_k &= s_{dw,k} + w_k \\ &= y_k + i_k + w_k \end{aligned} \quad (11)$$

where, $s_{dw,k}$, w_k and i_k represent the output signal of TWTA, additive noise in the downlink, and inter-modulation noise on the k-th time domain sampled

signal, respectively. In (11), y_k is the desired signal in the time domain of which phase is optimized by PTS method at the transmit earth station. Here, the inter-modulation noise is assumed to add the desired signal y_k linearly. It should be noted that inter-modulation noise at the output of non-linear amplifier is unable to express separately as given in (11), because it is strongly related to the desired signal y_k . However, the inter-modulation noise is reconstructed separately in the IDAR method by using the decision data at the receiver. Although it is inappropriate to express the inter-modulation noise separately, (11) is given here just as the assumption so as to explain the following IDAR algorithm clearly. The received time domain sampled signal given (11) is converted to the frequency domain signal by FFT, which is given by the following equation.

$$R_n = Y_n + I_n + W_n \quad (12)$$

where, the capital letter represents the frequency domain signal, which corresponds to its small letter given by (11) in the time domain. The decision for (12) can be made by using the following equation.

$$\hat{Y}_n = \min_n |R_n - X_n| \quad (13)$$

where \hat{Y}_n is the decision data at the n -th sub-carrier. Here, it should be noted that the decision data \hat{Y}_n is not the transmitted information data X_n , because it includes the controlled phase value optimized by the PTS method as in (6). Since all the discrete phase values used in the PTS method are the factor of $\pi/2$, the decision can be made on the basis of (13), although the decision data is not directly correspondent to X_n .

The decision data in the frequency domain is converted to the time domain signal \hat{y}_k by IFFT, which corresponds to the reconstructed transmitted time domain signal. In the IDAR method, the time domain signal \hat{y}_k is used for the reconstruction of inter-modulation noise. This is based on the fact that the OFDM time domain signal converted from the decision data in the frequency domain, which includes even some decision errors, would be almost the same as the original time domain signal without error [4]. From this reason, the inter-modulation noise can be reconstructed by using the decision data in the time domain.

By using the time domain signal \hat{y}_k , the output time domain signal of SSPA and TWTA can be reconstructed by using the same manner as processed at the earth station and satellite. In the IDAR method, the operations of non-linear amplifiers both for the SSPA and TWTA are conducted on the digital sampled data by assuming the same AM-AM and AM-PM conversion characteristics as that operated in the

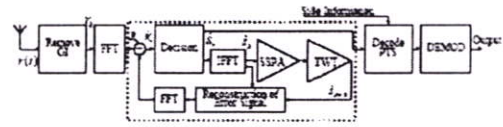


Fig.4: Structure of receiver with proposed OFDM-IDAR with PTS method.

radio frequency. The time domain signal at the output of SSPA and TWTA as shown in Fig.4 is given by the following equation.

$$\hat{s}_{dw,k} = F_P [|\hat{y}_k|] \cdot e^{j(\arg(\hat{y}_k) + \Phi_P(|\hat{y}_k|))} \quad (14)$$

where, \hat{y}_k is the time domain signal converted from the frequency domain decision data given in (13), F_P and Φ_P are the AM-AM and AM-PM conversions characteristics which is the composite characteristics of SSPA and TWTA. This paper assumes that the composite characteristics of SSPA and TWTA are known at the receiver. By using (14), the inter-modulation noises incurred at the SSPA and TWTA can be estimated by the following equation.

$$\begin{aligned} \hat{e}_k &= \hat{s}_{dw,k} - \hat{y}_k \\ &\approx \hat{y}_k + \hat{i}_k - \hat{y}_k \\ &\approx \hat{i}_k \end{aligned} \quad (15)$$

The inter-modulation noise given by (15) is then converted to the frequency domain signal \hat{E}_n by FFT. By subtracting the reconstructed inter-modulation noise \hat{E}_n from (12), the frequency domain signal coped with the inter-modulation noise can be obtained by the following equation.

$$\begin{aligned} \hat{R}'_n &= R_n - \hat{E}_n \\ &= Y_n + \{I_n - \hat{I}_n\} + W_n \\ &\approx Y_n + W_n \end{aligned} \quad (16)$$

The above procedures are repeated until the better performance can be achieved in the IDAR method. Finally, the data information for each sub-carrier can be obtained by decoding the PTS, which is given by the following equation.

$$X_n = \sum_{\nu=1}^V \left\{ c_n^{(\nu)} \right\}^* \cdot \hat{Y}_n^{(\nu)} \quad (17)$$

where, $*$ is the complex conjugate and $c_n^{(\nu)}$ is the controlled phase by PTS at the transmitter. These phase values are known at the receiver, because they are informed to the receiver as the side information.

Table 1: Simulation parameters

Allocated bandwidth	26MHz
Modulation method	64QAM
Detection method	Coherent
Number of FFT points	512
Number of sub-carriers	128
Symbol duration	4.92 μ s
Guard interval	0.5 μ s
Transmission data rate	141.6 Mbit/s
Non-linear amplifier	
Earth station	SSPA
Satellite station	TWTA

4. PERFORMANCE EVALUATIONS

This section presents the various computer simulation results to demonstrate the performance of OFDM-IDAR with PTS method in non-linear satellite channel. Table 1 shows the list of simulation parameters used in the following computer simulations. In the following simulations, the side information for PTS is assumed to be informed to the receiver ideally. The modulation method is 64QAM and its demodulation method is the coherent detection.

In the following evaluation, the up-link C/N is assumed to be the noise free condition and only the downlink noise is added to the received signal. The IBO for the earth station amplifier of SSPA is fixed by -3dB. The downlink C/N is defined by using the desired signal power at the output of satellite non-linear amplifier of TWTA at IBO=0dB. In this definition of C/N, the actual C/N for the signal at the receive earth station would be changed from the given C/N according to the IBO of TWTA. In other words, the power of inter-modulation noise could be reduced as decreasing IBO while the desired signal power at the output of amplifier would be reduced.

Figure 5 shows the PAPR performance when changing the number of clusters for the PTS method at the transmit earth station. The number of discrete phase values is assumed by four kinds of phases 0, and $3/2$, which requires 2 bits for each cluster as the side information. In the figure, the PAPR performance is evaluated by using the Cumulative Distribution Function (CDF). From the figure, it can be seen that the PAPR performance for the PTS method can be improved relatively as compared with the conventional OFDM signal, especially when increasing the number of clusters.

Figure 6 shows the BER performances when changing the number of iteration in the IDAR method. The IBOs for satellite TWTA are taken by -4, -6 and -8dB respectively. The number of clusters for the PTS method is 4 and the downlink C/N is 25dB. From the figure, it can be observed that the proposed OFDM-IDAR with PTS method can

achieve the better BER performance than that for the conventional IDAR method when comparing at the same iteration number.

Figure 7 shows the BER performances when changing the number of iteration for the IDAR method. In the simulation, the IBOs for earth station SSPA and satellite TWTA are taken by -3dB and -6dB, respectively and the downlink C/N is 28dB. From the figure, it can be observed that the proposed OFDM-IDAR with PTS method can achieve much better BER performance than that for the OFDM-IDAR method. It can be also observed that the BER performance of proposed method is converged when the number of iterations is taken larger than 8. From these results, the following evaluations for proposed OFDM-IDAR with PTS method are assumed to use 8 as the IDAR iteration number.

Figure 8 shows the BER performances when changing the IBO for satellite TWTA. In the simulations, the IBO for the earth station SSPA is fixed by -3dB. The downlink C/N is defined by using the desired signal power at the output of satellite non-linear amplifier of TWTA at IBO=0dB. In this definition of C/N, the power of inter-modulation noise could be reduced as decreasing IBO of TWTA while the desired signal power at the output of TWTA would be reduced. In other words, there is the trade-off between the inter-modulation noise power and the desired signal power according to the value of TWTA IBO. Therefore, the best BER performance could be achieved at the optimum value of IBO, which is compromised of them. The definition of C/N assumed here is based on the actual satellite communications systems, which is taken into account the desired signal power at the output of non-linear amplifier, and can evaluate the usage of power efficiency of non-linear amplifier. From Fig. 8, it can be observed that the OFDM-IDAR with PTS method has the optimum IBO at -6dB, which can achieve the best BER performance, while the optimum IBO for the conventional OFDM-IDAR method is around -8dB. It can be also seen that the proposed method at the optimum IBO shows much better BER performance than that for the conventional method. In other words, the proposed OFDM-IDAR with PTS method can operate at the higher IBO with keeping the better BER performance than the conventional method. From these results, it can be concluded that the proposed OFDM-IDAR with PTS method can achieve the higher efficient usage of non-linear amplifier with keeping the better BER performance.

Figure 9 shows the BER performances for the conventional OFDM-PTS, OFDM-IDAR and the proposed OFDM-IDAR with PTS methods when changing the IBO of TWTA and the downlink C/N. From the figure, it can be observed that the proposed method can achieve much better BER performance than that for the conventional PTS and IDAR meth-

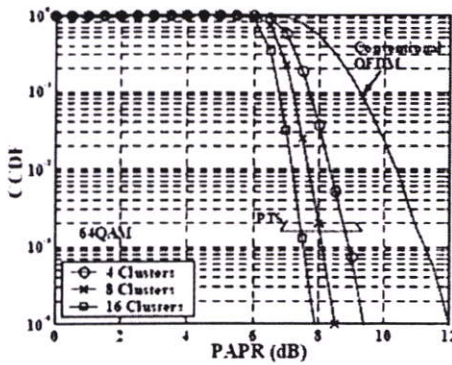


Fig. 5: PAPR performance.

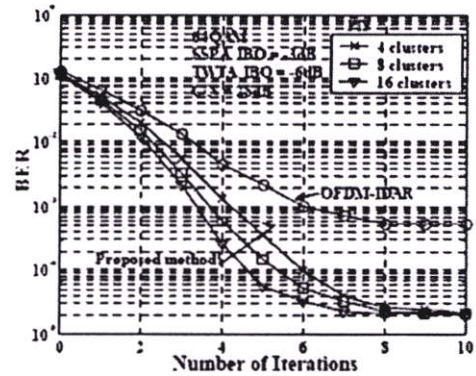


Fig. 7: BER vs. number of iterations for IDAR.

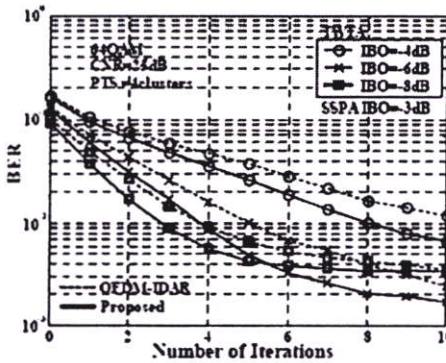


Fig. 6: BER performance vs. number of iterations for IDAR.

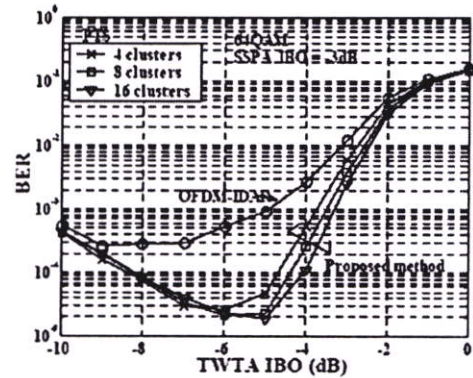


Fig. 8: BER performance vs. IBO of TWTA.

ods of which BER performances have error floor at the higher C/N. From the figure, it can be also observed that the OFDM-IDAR with PTS method shows much better BER performance than that for others conventional methods. From these results, it can be concluded that the proposed OFDM-IDAR with PTS method could achieve the higher transmission data rate with keeping the better BER performance in the non-linear satellite channel.

This paper proposed the OFDM-IDAR with PTS method, which can reduce the PAPR performance at the transmitter by PTS and can mitigate the non-linear distortion at the receiver by IDAR, respectively. This paper presented various computer simulation results to verify the effectiveness of proposed method. From the computer simulation results, we confirmed that the proposed method could achieve the higher transmission data rate with keeping the better BER performance in the non-linear satellite channel.

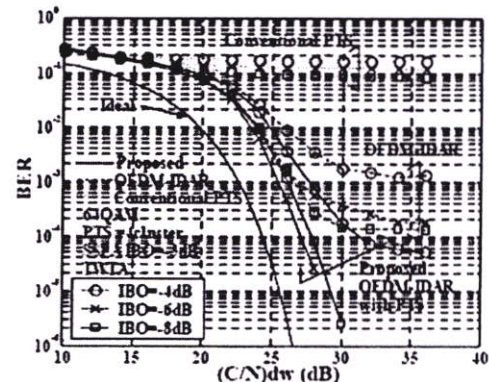


Fig. 9: BER performance vs. C/N.

5. CONCLUSIONS

This paper proposed the OFDM-IDAR with PTS method, which can reduce the PAPR performance at the transmitter by PTS and can mitigate the non-linear distortion at the receiver by IDAR, respectively. This paper presented various computer simulation results to verify the effectiveness of proposed method. From the computer simulation results, we confirmed that the proposed method could achieve the higher transmission data rate with keeping the better BER performance in the non-linear satellite channel.

Acknowledgment

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

References

- [1] C.E. Dimakis, S.S. Kouris and S.A. Kosmopoulos, "Performance evaluation of 16-QAM signaling through nonlinear channel in an AWGN and interference environment: a simulation approach," *IEE Proc.*, Vol. 137, No. 5, pp. 315-322, Oct. 1990.
- [2] 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.
- [3] P. Boonsrimuang, K. Mori, T. Paungma and H. Kobayashi, "Employment of QAM-OFDM technique in satellite Channel," *Technical Report of IEICE*, Vol. SAT2004-98, pp. 21-23, July 2004.
- [4] P. Boonsrimuang, K. Mori, H. Kobayashi and T. Paungma, "Proposal of clipping and intermodulation noise mitigation method for OFDM signal in non-linear channel," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E88-B, No. 2, pp. 427-435, Feb. 2005.
- [5] C. Rapp, "Effects of HPA-nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-signal for a digital sound broadcasting system," *Proceedings of the Second European Conference on Satellite Communications*, Liege, Belgium, pp. 179-184, Oct. 22-24, 1991.
- [6] A. A. M. Saleh, "Frequency independent and frequency dependent nonlinear model of TWT amplifiers," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-29, pp. 1715-1720, Nov. 1981.
- [7] 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.
- [8] S. H. Muller and J. B. Huber, "A comparison of peak power reduction methods for OFDM," *GLOBECOM '97*, Nov 1997, Arizona, USA.



Pisit Boonsrimuang received the B.Eng. and M.Eng degrees in telecommunication engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand, in 1997 and 2000 respectively. He is currently a doctor degree candidate at the Mie University, Japan. His research interests include transmission techniques for future multimedia wireless LAN systems. He received the Student Award of Outstanding Technical Paper from WPMC'03 conference and Young Research's Encouragement Award from IEICE Tokai branch in 2003 and 2005, respectively.



Pornpawit Boonsrimuang received the B.Eng. degree in telecommunication engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand, in 2003. He is currently a master student at the KMITL. His research interests include mobile communications and wireless LAN systems.



Kazuo Mori received the B.E. degree in computer engineering from Nagoya Institute of Technology in 1986 and received the Ph.D. degree in information electronics engineering from Nagoya University in 2000. In 1986, he joined the Hyper-media Research Center, SANYO Electric Co., Ltd. From 1995 to 2000, he was a research engineer at YRP Mobile Telecommunications Key Technology Research Laboratories Co., Ltd. Since 2000, he has been an Associate Professor of the Department of Electrical and Electronic Engineering at Mie University, Japan. His research interests include mobile communication systems and radio packet communications with CDMA. Dr. Mori received the Excellent Paper Award from IEICE in 2002.



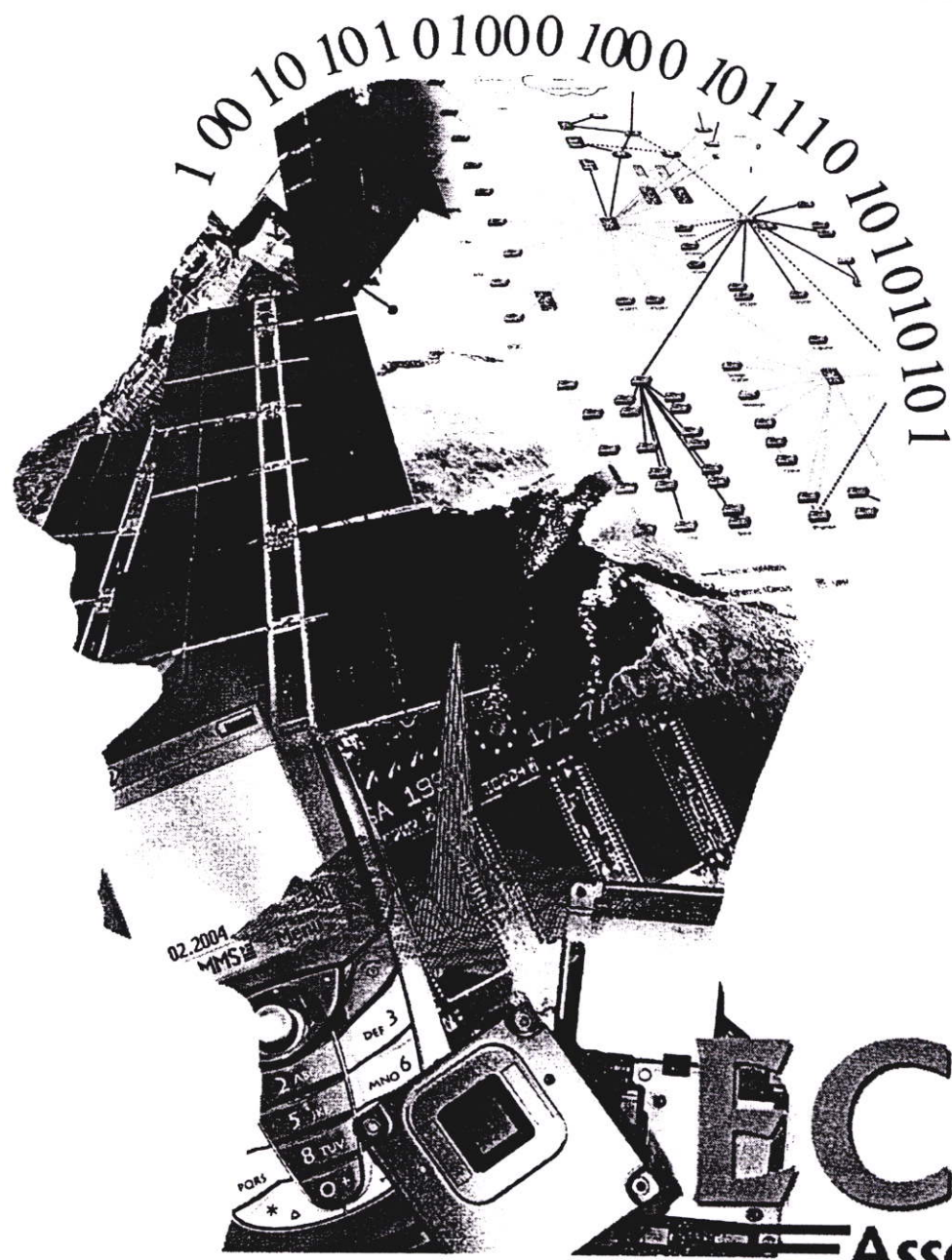
Tawil Paungma received the B.E. and M.E degrees in telecommunication engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand and Dr. Eng from Tokai University, Japan, in 1978, 1981 and 1995 respectively. He was an Assistant Professor and Associate Professor in 1985 and 1988 respectively. His main interests are Telephone Switching Engineering, Mobile and Personal Communication systems, ISDN Technology, and Radio Propagation Phenomena. He is currently involved with a Mobile Communication Laboratory of ReCCIT, KMITL, since 1997.



Hideo Kobayashi received the B.E., M.E., and Dr. Eng. degrees in 1975, 1977 and 1989, respectively from Tohoku University. He joined KDD in 1977, and engaged in research on digital fixed satellite and mobile satellite communications systems. From 1988 to 1990, he was with INMARSAT as a Technical Staff and involved in the development of future INMARSAT systems. Since 1998 he has been a Professor of Mie University. His current research interests include mobile communications and wireless LAN systems.

ECTI-CON 2005

The 2005 ECTI International Conference



ECTI

Association

May 12-13, 2005
 Asia Pattaya Beach Hotel, Pattaya, Choburi, THAILAND



Mitigation of Non-linear Distortion using PTS and IDAR Method for Multi-Level QAM-OFDM system

Pisit Boonsrimuang*, Pornpawit Boonsrimuang**, Kazuo Mori*, Tawil Paungma**
and Hideo Kobayashi*

* Department of Electrical and Electronic Engineering, Faculty of Engineering, Mie University, Japan

** Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand

E-mail: pisitb@com.elec.mie-u.ac.jp

ABSTRACT

The future satellite communications system is required to support the higher transmission data rate for providing the multimedia services by employing the efficient modulation method such as multi-level QAM. However, the employment of multi-level QAM in the satellite channel would cause the fatal degradation of signal quality due to the non-linear amplifiers located at the earth station and satellite. To overcome this problem, we have proposed the multi-level QAM-OFDM technique with IDAR (Improved Decision Aided Reconstruction) method for satellite channel. However, the proposed method could not mitigate the non-linear distortion sufficiently when modulation level becomes higher such as 64QAM. This paper proposes the combined method of partial transmission sequence (PTS) and IDAR so as to enable the usage of higher multi-level QAM method, which can achieve the higher transmission data rate with keeping the better bit error rate performance in the non-linear channel. This paper presents various computer simulation results to verify the effectiveness of proposed method in the non-linear satellite channel.

Keywords: PAPR, Satellite channel, PTS, IDAR.

1. INTRODUCTIONS

To realize the higher data rate transmission in the satellite channel, it is required to employ the efficient modulation method such as multi-level QAM. However, the employment of multi-level QAM with single carrier transmission would cause the fatal degradation of signal quality due to the non-linear distortion incurred at the non-linear amplifiers located at the earth station and satellite [1]. From this reason, the modulation method used in the current satellite communications is usually limited by low data rate QPSK method, which has the robustness to the non-linear distortion because of its better PAPR (Peak to averaged power ratio) performance as compared with the multi-level QAM.

The Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) technique has been received a lot of attentions especially in the field of terrestrial wireless

communications because of its efficient usage of frequency bandwidth and robustness to the multi-path fading. One of the disadvantages of using the OFDM signal is that its time domain signal has the larger PAPR, which causes the degradation of BER performance in the non-linear amplifier [2]. From this reason, the OFDM has been also considered as unsuitable transmission technique for the satellite channel, although it has a potential capability to improve the transmission data rate by employing the multi-level QAM with less complexity of transmitter and receiver. To solve this problem, we proposed the QAM-OFDM technique with IDAR (Improved Decision Aided Reconstruction) method (OFDM-IDAR), which can mitigate the non-linear distortion and achieve the higher data rate with keeping the better BER performance even in the satellite channel [3][4]. The feature of proposed OFDM-IDAR method is to reconstruct the non-linear distortion by using the decision data at the receiver. However, the proposed OFDM-IDAR method has some limitation of usage for higher level of modulation method such 64QAM because its decision data includes a lot of error due to the non-linear distortion. To reduce the non-linear distortion, it is required to improve the PAPR performance as much as possible for the transmission OFDM signal. If the PAPR performance can be improved somehow for the transmission signal, the non-linear distortion can be also reduced and IDAR method could work well even for the higher level of modulation method such as 64QAM and the BER performance can be improved accordingly. In this paper we propose the OFDM-IDAR method in conjunction with the PAPR reduction method, which allows the employment of higher level of modulation method in the non-linear satellite channel.

Up to today, various kinds of PAPR reduction methods were proposed such as the selected mapping method (SLM) [4] and the partial transmit sequence method (PTS) [5]. Both of these methods can achieve the better PAPR performance by controlling the phase of data sub-carriers at the transmitter, although these two methods are required to inform the phase information controlled for the data sub-carriers to the receiver as the side information (SI). In this paper, we employ the PTS

method as the reduction method of the PAPR at the transmit earth station because PTS method can achieve the better PAPR performance with less complexity of required processing as compared with the SLM method [6].

In this paper, Section 2 presents the proposed OFDM system with the PTS and IDAR methods for satellite channel. Section 3 presents the various computer simulation results to verify the performance of proposed method, and we draw some conclusions in Section 4.

2. PROPOSAL OF OFDM-IDAR WITH PTS METHOD

2.1 Satellite System Model

Fig. 1 shows the typical satellite system model assumed in the following evaluations. The non-linear amplifier assumed for the earth station is the Solid State Power Amplifier (SSPA), which is modelled by Rapp [2]. The AM-AM and AM-PM conversions characteristics of SSPA modelled by Rapp are given by the following equations, respectively.

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

$$\Phi_x(\rho) = \alpha_p \left(\frac{v\rho}{A_0} \right)^q \quad (2)$$

where, ρ is the amplitude of input signal, v is the gain factor, A_0 is the saturated output level, p is the parameter to decide the non-linear level and α_p is phase displacement. In the following evaluations, the values for these parameters are assumed by $A_0 = 1$, $v = 1$, $p = 6$ and $\alpha_p = 0.025$. The non-linear amplifier assumed for the satellite station is the TWTA, which is modelled by Saleh [2]. The AM-AM and AM-PM conversions characteristics of TWTA modelled by Saleh are given by the following equations, respectively.

$$F_y(\gamma) = \frac{\alpha_a \gamma}{(1 + \beta_a \gamma^2)} \quad (3)$$

$$\Phi_y(\gamma) = \frac{\alpha_b \gamma^2}{(1 + \beta_b \gamma^2)} \quad (4)$$

where, γ is the amplitude of input signal, α_a and β_a are the parameters to decide the non-linear level, α_b and β_b are phase displacements. The values for these parameters are assumed by $\alpha_a = 2$, $\beta_a = 1$, $\alpha_b = 2$ and $\beta_b = 1$. The characteristics of both SSPA and TWTA are shown in Fig 2.

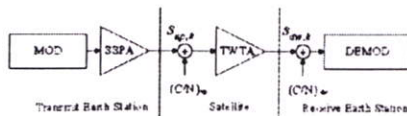


Fig. 1 Satellite system model.

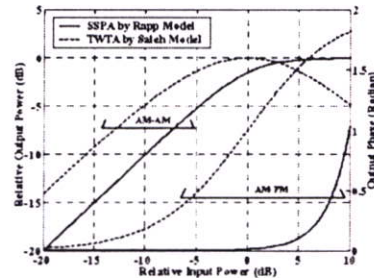


Fig. 2. Input and output relationships for SSPA and TWTA.

2.2 PTS Method at the Transmitter

This subsection presents the PTS method briefly. Figure 3 shows the structure of PTS method. In the PTS [6], the sub-carrier vector X_n is partitioned into V clusters $X_n^{(v)}$ ($1 \leq v \leq V$). All sub-carriers including V cluster are multiplied by constant phase $c_n^{(v)} = e^{+j\phi_n^{(v)}}$ so as to reduce the PAPR performance. Here, the phase value is given by the following equation.

$$\phi_n^{(v)} \in [0, 2\pi) \quad (1 \leq v \leq V) \quad (5)$$

After multiplying the phase, the sub-carrier vector is given by the following equation.

$$\tilde{X}_n = \sum_{v=1}^V c_n^{(v)} \cdot X_n^{(v)} \quad (6)$$

where, the set of controlled phase $\{c_n^{(v)}, 1 \leq v \leq V\}$ are required to inform the receiver as side information. The set of phase values for all clusters are optimized in the time domain so as to achieve the better PAPR performance, by using the following equation.

$$\tilde{x}_1 = \sum_{v=1}^V c_n^{(v)} \cdot IFFT\{X_n^{(v)}\} - \sum_{v=1}^V c_n^{(v)} \cdot x_1^{(v)} \quad (7)$$

The better PAPR performance could be achieved, if $c_n^{(v)}$ is chosen with continuous phase, although the size of side information to be transmitted to the receiver would increase. Since the side information is required to inform the receiver by using the data channel with the high signal quality, the large size of side information would cause the degradation of system efficiency relatively. To solve this problem, the discrete phase value is employed to reduce the size of side information although the PAPR performance would be degraded slightly [6] as compared with that for using the continuous phase values.

After optimization of phase value for each cluster, the time domain signal with guard interval (GI) is input to the non-linear amplifier (SSPA) at the earth station. The non-linear operation of amplifier can be expressed by the following equation.

$$s(t) = F[|y_1|] e^{j(\omega_c t + \phi(y_1))} \quad (8)$$

where, y_k is OFDM signal in the time domain, $F[\]$ and $\Phi[\]$ represent the AM/AM and AM/PM conversion characteristics of non-linear amplifier given by (1) and (2).

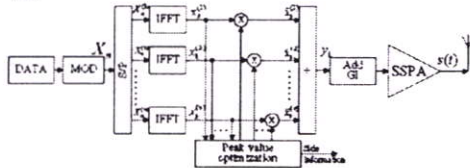


Fig. 3 Structure of OFDM transmitter with PTS method

2.3 IDAR Method at the Receiver

Figure 4 shows the structure of proposed OFDM-IDAR receiver with PTS method. In Fig.4, the received RF signal $r(t)$ is first down converted (D/C) to the base band signal and digitized by A/D converter. The received time domain sampled signal after removing the guard interval (GI) is given by the following equation.

$$r_k = s_{dw,k} + w_k = s_k + i_k + w_k \quad (9)$$

where, $s_{dw,k}$, w_k , s_k and i_k represent the output signal of TWTA, additive noise, original signal and non-linear distortion in the time domain, respectively. Equation (9) is converted to the frequency domain signal by FFT and given by,

$$R_n = S_n + I_n + W_n \quad (10)$$

The decision for the information data can be made for each sub-carrier on the basis of the following equation.

$$\hat{S}_n = \min |R_n - S_n| \quad (11)$$

where \hat{S}_n is the decision data at the n-th sub-carrier. The decision data in the frequency domain is converted to the time domain signal \hat{s}_k by IFFT, which corresponds to the reconstructed transmitted time domain signal.

By using the time domain signal \hat{s}_k , the output time domain signal of SSPA and TWTA can be reconstructed by using the same manner as processed at the earth station and satellite. Here, the operations of non-linear amplifiers both for the SSPA and TWTA are conducted on the digital sampled data by assuming the relative AM-AM and AM-PM conversion characteristics as that operated in the radio frequency. The time domain signal consisting of non-linear distortion incurred at the SSPA and TWTA can be estimated by the following equation.

$$\hat{e}_k = \hat{s}_{dw,k} - \hat{s}_k = \hat{i}_k \quad (12)$$

where, $\hat{s}_{dw,k}$ and \hat{i}_k represent the time domain reconstructed signal at the output of TWTA and estimated non-linear distortion, respectively. By subtracting (12) in the frequency domain from (10), the frequency domain signal coped with non-linear distortion of SSPA and TWTA can be obtained by the following equation.

$$\hat{R}_n = R_n - \hat{E}_n = S_n + (I_n - \hat{I}_n) + W_n \approx S_n + W_n \quad (13)$$

In the IDAR method, the processing from (11) to (13) is repeated up to achieving the better BER performance. After the IDAR processing, the phase rotation controlled by PTS at the transmitter is recovered by using the side information as shown in Fig. 4. The proposed IDAR method on the basis of above procedures could provide the better BER performance, even when the non-linear amplifier is operated at the near saturation region.

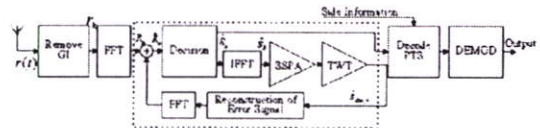


Fig.4: Structure of receiver with proposed OFDM-IDAR with PTS method

3. PERFORMANCE EVALUATIONS

This section presents the various computer simulation results to demonstrate the performance of OFDM-IDAR method with PTS method in satellite channel. In the following simulations, the side information can be informed to the receiver perfectly. Table 1 shows the list of simulation parameters used in the following computer simulations. The modulation method is 64QAM and its demodulation method is the coherent detection.

Table 1: Simulation parameters

Allocated bandwidth	26MHz
Modulation method	64QAM
Number of FFT points	512
Number of sub-carriers	128
Symbol duration	4.92us
Guard interval	0.5us
Non-linear amplifier	SSPA, TWTA
Transmission data rate	141.6 Mbit/s

In the following evaluation, the up-link C/N is assumed to be the noise free condition and only the downlink noise is added to the received signal. The IBO for the earth station amplifier of SSPA is fixed by -3dB. The downlink C/N is defined by using the desired signal power at the output of satellite non-linear amplifier of TWTA at IBO=0dB. In this definition of C/N, the actual C/N for the received signal would be changed from the given C/N according to the IBO of TWTA. The power of inter-modulation noise could be reduced as decreasing IBO while the desired signal power at the output of amplifier would be reduced.

Figure 5 shows the PAPR performance when changing the number of clusters for the PTS method. The number of discrete phase values is assumed by four kinds of phases $0, \pi/2, \pi$ and $3\pi/2$, which requires 2 bits for each cluster as the side information. In the figure, the PAPR performance is evaluated by using the Cumulative Distribution Function (CDF). From the figure, it can be seen that the PAPR performance for the PTS method can be improved relatively as compared with the conventional

OFDM signal, especially when increasing the number of clusters.

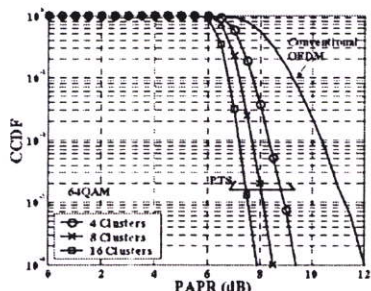


Fig. 5: PAPR performance

Figure 6 shows the BER performances when changing the number of iteration in the IDAR method. The IBO for satellite TWTA is taken by -4, -6 and -8dB. The number of clusters for the PTS method is 4 and the downlink C/N is 25dB. From the figure, it can be observed that the proposed OFDM-IDAR with PTS method can achieve the better BER performance than that for the conventional IDAR method when comparing at the same iteration number.

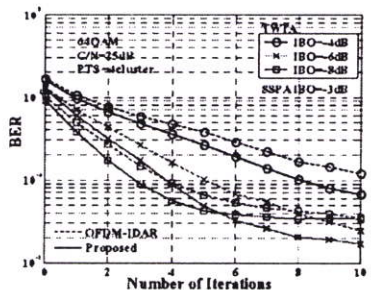


Fig. 6: BER performance vs. number of iterations for IDAR.

Figure 7 shows the BER performances for the conventional PTS, IDAR and the proposed PTS-IDAR methods when changing the IBO of TWTA and the downlink C/N. From the figure, it can be observed that the proposed PTS-IDAR method can achieve much better BER performance than that for the conventional PTS and IDAR methods of which BER performances have error floor at the higher C/N. From these results, it can be concluded that the proposed OFDM-IDAR with PTS method can provide the higher transmission data rate with keeping the better BER performance in the non-linear satellite channel.

4. CONCLUSIONS

This paper proposed the OFDM-IDAR method in conjunction with the PTS method, which can reduce the

PAPR performance at the transmitter and can mitigate the non-linear distortion at the receiver by using PTS and IDAR methods, respectively. This paper presented various computer simulation results to verify the effectiveness of proposed method. From the computer simulation results, we confirmed that the proposed method can employ the higher level of modulation method and can provide the higher transmission data rate with keeping the better BER performance in the non-linear satellite channel.

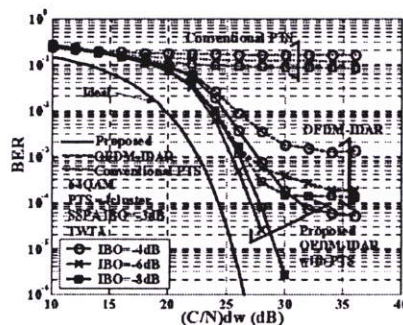


Fig. 7: BER performance vs. C/N

Acknowledgment

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

5. REFERENCES

- [1] C.E. Dimakis, S.S. Kouris and S.A. Kosmopoulos, "Performance Evaluation of 16-QAM Signaling Through Nonlinear Channel in an AWGN and Interference Environment: A Simulation Approach," *IEE Proc.*, Vol137, no 5, pp315-322, Oct. 1990.
- [2] 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.
- [3] P. Boonsrimuang, K. Mori, H. Kobayashi and T. Paungma, "Proposal of Clipping and Inter-Modulation Noise Mitigation Method for OFDM Signal in Non-Linear Channel," *WPMC'03*, 19-22 Oct 2003, Yokosuka, Japan.
- [4] P. Boonsrimuang, K. Mori, T. Paungma and H. Kobayashi, "Employment of QAM-OFDM Technique in Satellite Channel," Technical Report of IEICE. SAT2004-98, pp21-23, July 2004.
- [5] 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.
- [6] Stefan H. Muller and Johannes B. Huber, "A Comparison of Peak Power Reduction Methods for OFDM," *GLOBECOM '97*, Nov 1997, Arizona, USA.

ประวัติผู้เขียน

นาย พรภวิชัย บุญศรีเมือง เกิดเมื่อวันที่ 8 พฤศจิกายน พ.ศ.2522 ที่จังหวัด ราชบุรี สำเร็จ การศึกษาปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปี พ.ศ. 2546 และเข้าปฏิบัติงานใน ตำแหน่งผู้ช่วยนักวิจัยสังกัดโครงการสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (ReCCIT) ณ ห้องปฏิบัติการวิจัยการสื่อสารเคลื่อนที่ (Mobile Communication Laboratory) สถาบันเทคโนโลยี พระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังในปี 2546 ถึง 2547

ในปีการศึกษา 2547 ได้เข้าศึกษาต่อในระดับบัณฑิตวิทยาลัย หลักสูตร วิศวกรรมศาสตร มหาบัณฑิต สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบังและในปีการศึกษา 2549 ได้เข้าร่วมโครงการนักศึกษาวิจัยแลกเปลี่ยนกับมหาวิทยาลัย มิเอะ (Mie University) ณ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ (Electrical and Electronic Engineering) ห้องปฏิบัติการวิจัยการโทรคมนาคม (Communication Laboratory) ประเทศญี่ปุ่นในปี 2549-2550