

การกำหนดค่าสัมประสิทธิ์โดยให้สัมประสิทธิ์ร่วมกัน เพื่อการลดค่าอัตราส่วน
ระหว่างกำลังสูงสุดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณเชิงซ้อนในระบบ STBC
MIMO-OFDM

A New Weighting Factor with Concurrent PAPR Reduction
Algorithm for STBC MIMO-OFDM

ธนัยรัตน์ มานี
TANAIRAT MATA

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของวารสารศึกษาค้นคว้าระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2553

KMITL-2010-EN-M-010-047

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การกำหนดค่าสัมประสิทธิ์โดยใช้สัมประสิทธิ์ร่วมกัน เพื่อการลดค่าอัตราส่วน
ระหว่างกำลังสูงสุดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณเอาต์พุตในระบบ STBC

MIMO-OFDM

A New Weighting Factor with Concurrent PAPR Reduction

Algorithm for STBC MIMO-OFDM



ธัญรัตน์ มาต๊ะ

TANAIRAT MATA

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน...110383
วัน,เดือน,ปี...-2 พ.ย. 2553

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2553

KMITL-2010-EN-M-010-047

**A New Weighting Factor with Concurrent PAPR Reduction
Algorithm for STBC MIMO-OFDM**

TANAIRAT MATA

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

2010

KMITL-2010-EN-M-010-047

COPYRIGHT 2010

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การกำหนดค่าสัมประสิทธิ์โดยใช้สัมประสิทธิ์ร่วมกัน เพื่อการลดค่าอัตราส่วนระหว่างกำลัง
สูงสุดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณเอาต์พุตในระบบ STBC MIMO-OFDM

Thesis Title A New Weighting Factor with Concurrent PAPR Reduction Algorithm for STBC
MIMO-OFDM

นักศึกษา นายธนัยรัตน์ มาติยะ


รหัสประจำตัว 51060907

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผศ.ดร. พิสิฐ บุญศรีเมือง

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2010-EN-M-010-047

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร. สุวิพล	สิทธิชีวกภาค	
ผศ. อัครพล	ตรีรัตน์	
รศ.ดร. สุรพันธ์	ยิ้มมัน	
ศ.ดร. ถวิล	พิงมา	
ผศ.ดร. พิสิฐ	บุญศรีเมือง	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันพฤหัสบดีที่ 22 เมษายน พ.ศ. 2553 เวลา 13.00-15.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 3 ห้องประชุม 1

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 22 เมษายน พ.ศ. 2553

สำนักทะเบียนและประมวลผล สจล.
วันที่ส่งเล่มวิทยานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์
วันที่ 31 เดือน..... พ.ศ. 53
ลงชื่อ.....

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การกำหนดค่าสัมประสิทธิ์โดยใช้สัมประสิทธิ์ร่วมกัน เพื่อการลดค่าอัตราส่วนระหว่างกำลังสูงสุดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณเอพท์พุทในระบบ STBC MIMO-OFDM
นักศึกษา	นายธนัยรัตน์ มาตะ
รหัสนักศึกษา	51060907
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2553
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร.พิสิฐ บุญศรีเมือง

บทคัดย่อ

หนึ่งในวิธีการลดค่าอัตราส่วนระหว่างกำลังสูงสุดต่อกำลังเฉลี่ยของกำลังงานขาออกของสัญญาณ (PAPR: Peak and Average Power Ratio) ในระบบการส่งสัญญาณแบบ OFDM ที่ดีที่สุดวิธีหนึ่งคือวิธีการแบ่งลำดับย่อยในการส่ง (PTS: Partial Transmit Sequence) เนื่องจากสามารถแก้ปัญหาจากค่า PAPR ในระบบ OFDM โดยปราศจากการผิดเพี้ยนไปของสัญญาณได้ดี และจากข้อดีเหล่านี้ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำการลดค่า PAPR แบบ PTS มาใช้ในระบบ MIMO-OFDM ร่วมกับแนวคิดการหาค่าสัมประสิทธิ์ร่วมของระบบบนการเข้ารหัสสัญญาณแบบปริภูมิเวลา (STBC: Space-time block coded) ในขณะเดียวกันสามารถนำวิธีการลดค่าแบบ PTS เดิมมาทำการปรับปรุงใหม่ให้ดีขึ้นโดยการเพิ่มจำนวนของค่าแฟลคเตอร์และจำนวนของคลาสเตอร์ใหม่ แต่อย่างไรก็ตามขนาดของจำนวนข้อมูล (Side Information) ต้องเพิ่ม เนื่องจากการเพิ่มของจำนวนของแฟลคเตอร์และจำนวนของคลาสเตอร์ ซึ่งข้อมูลนี้จะส่งไปให้ฝั่งรับเพื่อใช้ในการนำสัญญาณข้อมูลหลักเดิมกลับมา ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เสนอวิธีการหาค่าแฟลคเตอร์ใหม่โดยใช้แนวคิดสัมประสิทธิ์ร่วมในระบบ STBC MIMO-OFDM ซึ่งวิธีการนี้สามารถที่จะปรับปรุงความยุ่งยากในกระบวนการลดค่า PAPR รวมทั้งไม่ทำให้ค่าของขนาดข้อมูลเพิ่มขึ้น และยังทำให้ค่าความผิดพลาดบิต (BER: Bit Error Rate) ทางฝั่งเครื่องรับดีขึ้นเมื่อนำไปเปรียบเทียบกับวิธีการแบบเดิม

Thesis Title	A New Weighting Factor with Concurrent PAPR Reduction Algorithm for STBC MIMO-OFDM
Student	Mr. Tanairat MATA
Student ID.	51060907
Degree	Master of Engineering
Program	Telecommunications Engineering
Year	2010
Thesis Advisor	Asst. Prof. Dr. Pisit Boonsrimuang

ABSTRACT

One better method of the Peak to Average Power Ratio (PAPR) reduction method in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system that the Partial Transmit Sequence (PTS), since it can obtain better PAPR property by modifying OFDM signals without distortion. Meanwhile it also shows the potential capability to be utilized in MIMO-OFDM system with a concurrent PAPR reduction algorithm based on the property of orthogonal space-time block coded (STBC). On the other hand, PTS method can improve PAPR reduction performance very well as increasing a number of weighting factors and clusters. However, the size of side information proportionally increases as increasing the number of weighting factors or/and clutters, which are required to inform the side information to the receiver for recovering the original data. In this paper, we propose the new weighting factor technique in conjunction with concurrent PAPR reduction algorithm for STBC MIMO-OFDM systems, which can improve the PAPR performance, computation complexity without any increasing of side information, and improve the BER (Bit Error Rate) at the receiver when compare with the conventional method.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำ และคำปรึกษาจาก ผศ.ดร. พิสิฐ บุญศรีเมือง ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์ และขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

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

ขอกราบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุก ๆ ท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า

ขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ทุกคน ในภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยี พระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกคนที่ให้คำแนะนำต่างๆ และคอยให้กำลังใจเสมอมา

ขอขอบคุณบัณฑิตศึกษาและบัณฑิตวิทยาลัย คณะวิศวกรรมศาสตร์ที่ให้ความช่วยเหลือในเรื่องต่างๆ

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ บิดา(ผู้ล่วงลับ) มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้า รวมทั้งทุกๆ คนที่อยู่เคียงข้างเป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนในทุกเรื่องๆ เสมอทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ขออุทิศให้กับบิดาของข้าพเจ้าที่ไม่มีโอกาสได้เห็นถึงความสำเร็จครั้งนี้ของข้าพเจ้า และขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ธนัยรัตน์ มาติยะ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา	1
1.3 สมมุติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย	2
1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน	3
1.6 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.7 ขั้นตอนการศึกษา.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย	5
2.1 พื้นฐานของระบบ โอเอฟดีเอ็ม	5
2.1.1 คุณสมบัติของการออโธโกนอล	6
2.1.2 คุณสมบัติของการออโธโกนอลในแกนความถี่	9
2.1.3 เครื่องส่งและเครื่องรับของระบบ OFDM.....	11
2.1.3.1 การแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนาน	13
2.1.3.2 การมอดูเลตคลื่นพาห้ย่อย	15
2.1.3.3 การแปลงฟูรีเยร์และการแปลงฟูรีเยร์ผกผันแบบเร็ว	16
2.1.3.3.1 การแปลงฟูรีเยร์ผกผันแบบเร็ว	16
2.1.3.3.2 การแปลงฟูรีเยร์แบบเร็ว	17
2.1.3.4 การแทรกสัญญาณในช่วงเวลาป้องกัน.....	18

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.1.4 การประมาณช่องสัญญาณ	19
2.1.5 รูปแบบของแฟคเกจข้อมูลที่ใช้ในการจำลองระบบ	20
2.2 เทคนิคช่องสัญญาณแบบหลายอินพุทหลายเอาต์พุท (MIMO).....	20
2.2.1 ระบบ MIMO และการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลา	21
2.2.2 วิธีการทำงานของระบบและเทคนิคโคเวอร์ซีตี	23
2.2.3 การเข้ารหัสบล็อกปริภูมิ-เวลา	24
2.2.4 การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบตั้งฉาก	26
2.3 รูปแบบของการโคเวอร์ซีตีทางสายอากาศแบบต่างๆ	31
2.4 แบบจำลองช่องสัญญาณ	32
2.4.1 แบบจำลองช่องสัญญาณรบกวนขาวววกแบบเกาส์	32
2.4.2 ช่องสัญญาณแบบหลายอินพุทหลายเอาต์พุท (MIMO).....	33
2.5 วงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น	33
บทที่ 3 วิธีการลดค่าพีเอพียอร์ในสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มและการเพิ่ม ประสิทธิภาพการส่งผ่าน ให้กับระบบ.....	36
3.1 ค่าประสิทธิภาพของสัญญาณค่าอัตรากำลังงานสูงสุดต่อค่าเฉลี่ยของสัญญาณ	37
3.2 แบบจำลองของระบบ โอเอฟดีเอ็มชนิดหลายอินพุทและหลายเอาต์พุทแบบทั่วไปใน ช่องสัญญาณแบบAWGN.....	37
3.3 การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลา แบบ Alamouti	38
3.4 การแปลงฟูริเยร์และการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็ว	41
3.5 วิธีการลดค่าพีเอพียอร์ โดยวิธีแบบจัดลำดับส่งข้อมูลในการส่งสัญญาณ.....	44
3.6 วิธีการลดค่าพีเอพียอร์ โดยการปรับปรุงวิธีแบบจัดลำดับส่งข้อมูล ในการส่งสัญญาณแบบเดิม.....	45
3.7 วิธีการลดค่าพีเอพียอร์ โดยวิธีใหม่ สำหรับระบบ STBC MIMO-OFDM.....	46
3.8 ส่วนของการส่งข้อมูลไซด์อินฟอร์เมชัน (Side Information).....	48

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

3.9 แบบจำลองเครื่องส่งของระบบ โอเอฟดีเอ็มชนิดหลายอินพุทและหลายเอาต์พุท แบบที่นำเสนอ.....	50
3.10 แบบจำลองช่องสัญญาณ	51
3.11 แบบจำลองเครื่องรับ	52
บทที่ 4 การหาค่าประสิทธิภาพของระบบ	55
4.1 แบบจำลองที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	55
4.2 การกำหนดจุดกระจายสัญญาณให้กับเครื่องขยายสัญญาณ	56
4.3 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ	58
4.4 ประสิทธิภาพในกระบวนการลดค่าพีเอพียอร์.....	59
4.5 ประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพียอร์.....	60
4.6 ประสิทธิภาพอัตราบิดผิดพลาด	64
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	66
บรรณานุกรม.....	67
ภาคผนวก	68
ภาคผนวก ก. โปรแกรมที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบ	69
ภาคผนวก ข. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	72
ประวัติผู้เขียน.....	84

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาของ Alamouti ที่ใช้เทคนิคโคเวอร์ซีตี.....	24
ตารางที่ 3.1 ลำดับของเฟสที่จะใช้ในการแมปปี้ง (mapping)	47
ตารางที่ 4.1 ตารางค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน	58

สารบัญรูป

หน้า

รูปที่ 2.1	โครงสร้างของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มในแกนเวลา	7
รูปที่ 2.2	สัญญาณ ในแกนความถี่ของคลื่นพาห่อย่อยแต่ละสัญญาณ	8
รูปที่ 2.3	การตอบสนองความถี่ของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มในแต่ละคลื่นพาห่อย่อย.....	10
รูปที่ 2.4	บล็อกไดอะแกรมเครื่องส่งแบบพื้นฐานระบบ OFDM	11
รูปที่ 2.5	บล็อกไดอะแกรมเครื่องรับแบบพื้นฐานระบบ OFDM	12
รูปที่ 2.6	บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งและเครื่องรับ OFDM ที่ใช้กระบวนการ IFFT และ FFT	13
รูปที่ 2.7	ตัวอย่างการมอดูเลตคลื่นพาห่อย่อยแบบ 16-QAM	14
รูปที่ 2.8	สัญญาณ 16-QAM เมื่อเกิดมีสัญญาณรบกวนเข้ามา.....	15
รูปที่ 2.9	การแทรกสัญญาณลักษณะเวลาควบคุมในระบบ OFDM	17
รูปที่ 2.10	รูปแบบเฟรมข้อมูลของระบบ OFDM ในแกนเวลา.....	18
รูปที่ 2.11	รูปแบบของแพ็คเกจข้อมูลที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	19
รูปที่ 2.12	ระบบของ MIMO	20
รูปที่ 2.13	ความจุของระบบ MIMO ไม่ใช่ CSI	21
รูปที่ 2.14	ตัวอย่างวิธี Alamouti	24
รูปที่ 2.15	รูปแบบของการโคเวอรัจตีทางสายอากาศแบบต่างๆ	30
รูปที่ 2.16	กระบวนการเกิดสัญญาณรบกวนที่เครื่องรับ	32
รูปที่ 2.17	ช่องสัญญาณ MIMO	32
รูปที่ 2.18	คุณสมบัติของวงจรถายแบบไม่เป็นเชิงเส้น SSPA	35
รูปที่ 3.1	บล็อกไดอะแกรมที่ใช้ในการจำลองระบบของระบบ โอเอฟดีเอ็ม ชนิดหลายอินพุตและหลายเอาต์พุตแบบทั่วไป.....	38
รูปที่ 3.2	การโคเวอรัจตีแบบ Alamouti ที่ใช้สายอากาศส่ง 2 ชุด และสายอากาศรับ 1 ชุด.....	40
รูปที่ 3.3	วิธีการเพิ่มการ์ดใหม่ในสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม.....	42
รูปที่ 3.4	โครงสร้างของระบบส่ง OFDM โดยใช้วิธีการลดค่าพีเอพ็อร์แบบ PTS	43
รูปที่ 3.5	โครงสร้างของระบบส่ง OFDM โดยใช้วิธีการลดค่าพีเอพ็อร์แบบ Improved-PTS	45

สารบัญรูป(ต่อ)

หน้า

รูปที่ 3.6	โครงสร้างของระบบ OFDM โดยใช้วิธีการลดค่าพีเอพื่ออาร์แบบ I-PTS แทนความถี่.....	46
รูปที่ 3.7	วิธีแบบ Concurrent PAPR algorithm	47
รูปที่ 3.8	ระบบ STBC MIMO-OFDM ร่วมกับ การลดค่าพีเอพื่ออาร์แบบใหม่ โดยใช้สัมประสิทธิ์ร่วม	50
รูปที่ 3.9	โครงสร้างเครื่องส่งเมื่อแยกออกมาเป็นหนึ่งสายอากาศ	51
รูปที่ 3.10	ดีเลย์โปรไฟล์ของช่องสัญญาณมัลติพาธ.....	52
รูปที่ 3.11	โครงสร้างเครื่องรับในระบบ โอเอฟดีเอ็มชนิดหลายอินพุทและหลายเอาต์พุท.....	52
รูปที่ 4.1	แบบจำลองของระบบ โอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุทและหลายเอาต์พุท โดยใช้การเข้ารหัสแบบปริภูมิเวลา.....	56
รูปที่ 4.2	ตัวอย่างสแคทเทอร์โคออร์ดิเนตของสัญญาณ 16 QAM ในช่องสัญญาณ แบบไม่เป็นเชิงเส้น	58
รูปที่ 4.3	แสดงการเปรียบเทียบกระบวนการของแต่ละวิธี เมื่อมีการมอดูเลชัน ในรูปแบบที่ต่าง ๆ กัน	59
รูปที่ 4.4	แสดงการเปรียบเทียบค่าพีเอพื่ออาร์ของสัญญาณ ระหว่างสัญญาณจำนวนจริง และจำนวนจินตภาพ.....	61
รูปที่ 4.5	การเปรียบเทียบค่าพีเอพื่ออาร์ของสัญญาณของวิธีการต่างๆเมื่อมอดูเลชันแบบ16QAM	62
รูปที่ 4.6	การเปรียบเทียบค่าพีเอพื่ออาร์ของสัญญาณเมื่อเปลี่ยนจำนวนคลื่นพาห่อย่อยไปค่าต่างๆ ..	62
รูปที่ 4.7	การเปรียบเทียบค่าพีเอพื่ออาร์ของสัญญาณ เมื่อเปลี่ยนจำนวนเฟคเตอร์ไปค่าต่างๆ โดยใช้การมอดูเลชันแบบ QPSK	63
รูปที่ 4.8	การเปรียบเทียบค่าพีเอพื่ออาร์ของสัญญาณ เมื่อเปลี่ยนจำนวนคลาสเตอร์ไปค่าต่างๆ โดยใช้การมอดูเลชันแบบ QPSK	64
รูปที่ 4.9	การเปรียบเทียบอัตราบิดเบือนข้อมูลในช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้น เมื่อใช้ระบบ STBC MIMO-OFDM แบบ 2 สายอากาศส่ง และ 1 สายอากาศรับ	65

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ระบบสื่อสารแบบไร้สายยุคใหม่ระบบหนึ่งคือระบบ MIMO-OFDM ซึ่งเป็นระบบที่รองรับการส่งข้อมูลความเร็วสูง และให้ประสิทธิภาพ รวมทั้งมีคุณภาพการให้บริการสูง แต่อย่างไรก็ตามข้อเสียสำคัญสำหรับระบบนี้คือการที่โครงสร้างของระบบต้องประกอบไปด้วยการใช้เสาอากาศส่งที่ต่างกันในการส่งสัญญาณจึงทำให้เกิดค่าพีเอพ็อร์ของระบบที่ค่อนข้างสูง [5] เริ่มจากน้อยไปหามาก จึงเป็นปัญหาหลักที่มีผลกระทบต่อระบบชนิดนี้

จากปัญหานี้ทำให้ได้มีการนำเสนอวิธีการต่างๆ ในการแก้ปัญหามากมาย และหนึ่งในนั้นคือการแก้โดยการใช้ค่าที่เหมาะสมมาคูณเข้ากับสัญญาณที่จะทำการส่ง (Scrambling method) ซึ่งวิธีหนึ่งที่รู้จักกันดีว่าเมื่อนำมาใช้แล้วจะส่งผลกระทบต่อสัญญาณน้อย (distortion less) นั่นคือ การส่งแบบแบ่งลำดับส่วนย่อย (PTS) โดยวิธีนี้จะทำการแบ่งสัญญาณออกเป็นคลาสเตอร์หรือบล็อกย่อย จากนั้นจะนำค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมค่าหนึ่ง ที่เมื่อนำมาคูณสัญญาณในแต่ละบล็อกย่อยแล้วทำให้เกิดค่าพีเอพ็อร์ของระบบน้อยที่สุด ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์นี้จะถูกเก็บเป็นกลุ่มเรียกว่าไซด์อินฟอร์เมชัน (SI: Side Information) เป็นค่าที่จะต้องมีความสอดคล้องกันระหว่างฝั่งส่งและฝั่งรับ ในอีกด้านหนึ่งยังสามารถที่จะนำวิธีการนี้มาทำการปรับปรุงเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพเพื่อใหดียิ่งขึ้น อย่างเช่นการเพิ่มจำนวนของบล็อกย่อยรวมทั้งจำนวนของค่าสัมประสิทธิ์ในระบบ เป็นต้น

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งหวังเพื่อศึกษาระบบการส่งผ่านข้อมูลแบบหลายอินพุทและหลายเอาต์พุท-โอเอฟดีเอ็ม (MIMO-OFDM) ซึ่งเป็นเทคนิคหนึ่งที่กำลังถูกนำไปใช้ในการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4 ซึ่งเป็นยุคที่ต้องการสื่อสารข้อมูลด้วยความเร็วสูง ซึ่งการส่งสัญญาณแบบหลายอินพุทและหลายเอาต์พุท-โอเอฟดีเอ็ม (MIMO-OFDM) ดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้นเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาธเฟดดิ้งในช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้นนั้นสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับของแต่ละช่องสัญญาณย่อยๆ นั้นค่าอัตราส่วนระหว่างกำลังสูงสุดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณเอาต์พุทซึ่งจะทำให้สมรรถนะของระบบมีค่าต่ำลง ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงเสนอวิธีการลดค่าพีเอพ็อร์แบบการปรับปรุงวิธี PTS แบบดั้งเดิม (Improved-PTS) และทำการส่งโดยใช้ร่วมกับแนวคิดสัมประสิทธิ์ร่วม สำหรับการส่งสัญญาณแบบหลายอินพุทและหลายเอาต์พุท-โอเอฟดีเอ็ม (MIMO-OFDM) ซึ่งสามารถที่จะช่วยให้ระบบมีสมรรถนะที่ดีขึ้น ในขณะเดียวกันเมื่อเรานำวิธีการลดค่าอัตราส่วนระหว่างกำลังสูงสุดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณเอาต์พุทสำหรับ

ระบบการส่งสัญญาณแบบหลายอินพุตและหลายเอาต์พุต-โอเอฟดีเอ็มวิธีนี้มาใช้ ซึ่งต้องใช้สายอากาศหลายเสาอากาศและในการลดค่าพีเอพียอร์นั้นก็จำเป็นต้องทำในทุกๆสายอากาศ โดยที่จากกระบวนการลดค่าพีเอพียอร์ของระบบนั้นจะต้องมีจำนวนกลุ่มข้อมูล(Side Information) ส่งไปทางภาครับเพื่อใช้ในการนำสัญญาณกลับมา จากเหตุนี้จึงทำให้ทางภาคส่งเกิดการส่งข้อมูลที่มากขึ้นตามจำนวนของสายอากาศ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำเสนอการส่งด้วยแนวคิดการใช้สัมประสิทธิ์ร่วมของระบบ(Concurrent) ร่วมกับวิธีการลดค่าพีเอพียอร์ให้กับระบบด้วย เพื่อลดความยุ่งยากในการภาคส่งให้ลดลง และยังทำให้ค่าความผิดพลาดบิตทางเครื่องรับดีขึ้นด้วย

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

ข้อดีของการส่งแบบหลายอินพุตและหลายเอาต์พุต-โอเอฟดีเอ็ม (MIMO; Multiple Input and Multiple Output-OFDM; Orthogonal Frequency Division Multiplexing) คือการมี PAPR (Peak to Average Power Ratio) ค่ามาก ซึ่งค่า PAPR ที่สูงนี้เองจะทำให้สมรรถนะของ BER (Bit Error Rate) มีค่าค่อนข้างต่ำ เนื่องจาก Inter-modulation noise ในตัวขยายสัญญาณ (Amplifier) ดังนั้นความแม่นยำของการหาค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณก็จะมีค่าต่ำตามไปด้วยเหมือนกัน ดังนั้นค่าสมรรถนะของ BER ของสัญลักษณ์ข้อมูล (Data Symbol) ก็จะมีค่าต่ำมากอย่างเห็นได้ชัด

ในการแก้ปัญหาค่าพีเอพียอร์ของระบบ MIMO-OFDM โดยการนำวิธีการส่งแบบแบ่งลำดับส่วนย่อย(PTS) มาใช้นั้น จะต้องทำการแก้ในแต่ละส่วนของเสาอากาศที่ใช้ส่งต่างๆ ซึ่งจะเห็นได้ว่าสามารถที่จะลดค่าพีเอพียอร์ของระบบได้ แต่ก็ต้องทำให้ระบบมีกระบวนการที่ยุ่งยากและซับซ้อนมากขึ้นรวมทั้งจำนวนของกลุ่มข้อมูลค่าสัมประสิทธิ์ที่เพิ่มขึ้นตาม [1] จากปัญหานี้เองจึงได้มีแนวคิดในการใช้ค่าสัมประสิทธิ์ของทั้งระบบร่วมกัน(Concurrent) เพื่อลดปัญหากระบวนการที่ยุ่งยากและซับซ้อนให้กับระบบ ซึ่งวิธีการนี้จะทำการเลือกค่าสัมประสิทธิ์ร่วมของระบบภายใต้เงื่อนไข ค่าต่ำสุดจากค่าสูงสุด(minimax : minimum maximum) ของค่าพีเอพียอร์ที่เป็นไปได้ทั้งหมดในระบบ โดยวิธีการนี้นอกจากจะลดความยุ่งยากของระบบแล้วยังลดขนาดกลุ่มข้อมูลที่จะส่งไปยังเครื่องรับของแต่ละเสาอากาศของระบบทั้งหมดลงอีกด้วย แต่วิธี Concurrent มีข้อเสียคือ ทำให้ PAPR แ่ลง

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

วิธีการปรับปรุงวิธี PTS แบบดั้งเดิม (Improved-PTS) โดยใช้สัมประสิทธิ์ร่วมกันทั้งระบบสำหรับการส่งสัญญาณแบบหลายอินพุตและหลายเอาต์พุต-โอเอฟดีเอ็ม (MIMO-OFDM) ซึ่งรวมถึงการใช้ตัวขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Non-Linear Amplifier) โดยลักษณะเด่นของวิธีการที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้คือ การที่นำแนวคิดการใช้สัมประสิทธิ์ร่วมกันทั้งระบบมา

ใช้ร่วมกับวิธีการลดค่า PAPR โดยวิธีการแบ่งพาหิตันย่อยออกของแต่ละคลาสเตอร์ แล้วนำไปคูณกับค่าแฟคเตอร์ที่ต่างกัน ซึ่งจะสามารถทำให้ลดค่าอัตราส่วนระหว่างกำลังสูงสุดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณเอาท์พุท และยังช่วยในการลดความยุ่งยากทางด้านส่ง รวมทั้งยังสามารถทำให้สมรรถนะอัตราค่าผิดพลาดบิต (BER: Bit Error Rate) ดีขึ้นในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น และยังสามารถใช้ในช่องสัญญาณความถี่เลือกที่เฟดดิ้ง (Frequency Selective Fading Channel) ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะแสดงผลของคอมพิวเตอร์ซิมูเลชัน (Computer Simulation) เพื่อเปรียบเทียบวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบเดิม

และในงานวิจัยชิ้นนี้ ทางผู้จัดทำต้องการที่จะนำเสนอวิธีการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ในการลดค่าพีเอพียอร์ขึ้นมาใหม่ โดยจะใช้แนวคิดค่าสัมประสิทธิ์ร่วมทั้งระบบ ซึ่งจะนำไปใช้ใน ระบบ STBC MIMO-OFDM ความแตกต่างของวิธีที่นำเสนอกับวิธีในการส่งแบบลำดับย่อยเดิม (Conventional-PTS: CV-PTS) นั่นคือในส่วนของ การแบ่งแต่ละบล็อกย่อยออกเป็น 2 ส่วนและทำการคูณแต่ละส่วนของบล็อกย่อยด้วยค่าสัมประสิทธิ์ที่ต่างกัน ซึ่งผลที่ได้ทำให้ระบบมีค่าพีเอพียอร์ที่ดีกว่าเดิม

1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน

วิธีการปรับปรุงวิธี PTS โดยใช้สัมประสิทธิ์ร่วมกันทั้งระบบ (NCI-PTS: New-Concurrent by Improved PTS) สำหรับการส่งสัญญาณแบบหลายอินพุทและหลายเอาท์พุท-โอเอฟดีเอ็ม (MIMO-OFDM) เมื่อเทียบกับหลักการในแบบดั้งเดิมแล้วในส่วนของการที่นำแนวคิดการใช้สัมประสิทธิ์ร่วมกันทั้งระบบมาใช้ร่วมกับวิธีการลดค่า PAPR โดยวิธีการแบ่งพาหิตันย่อยออกของแต่ละคลาสเตอร์ แล้วนำไปคูณกับค่าแฟคเตอร์ที่ต่างกัน จะทำให้ค่าอัตราส่วนระหว่างกำลังสูงสุดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณต่ำกว่าเมื่อใช้วิธีการแบบดั้งเดิม และจะให้ค่าสมรรถนะอัตราค่าผิดพลาดบิตที่ดีกว่าวิธีการแบบดั้งเดิม และสามารถใช้งานได้ดีในสภาพแวดล้อมแบบต่างๆ ในขณะที่แนวคิดการใช้สัมประสิทธิ์ร่วมกันทั้งระบบสามารถที่จะลดปริมาณความยุ่งยากในการส่งข้อมูล ของระบบได้อีกทางหนึ่งด้วย

1.6 ขอบเขตการวิจัย

วิธีการปรับปรุงวิธี PTS โดยใช้สัมประสิทธิ์ร่วมกันทั้งระบบ (NCI-PTS: New-Concurrent by Improved PTS) ซึ่งจะนำไปใช้ใน ระบบ STBC MIMO-OFDM ซึ่งรวมถึงการใช้ตัวขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Non-Linear Amplifier) เปรียบเทียบกับวิธีการแบบดั้งเดิม (Conventional-PTS: CV-PTS) รวมทั้งยังเปรียบเทียบกับการใช้วิธีการลดค่าแบบดั้งเดิมร่วมกับแนวคิดค่าสัมประสิทธิ์ร่วม (Concurrent by conventional-PTS: CC-PTS) โดยใช้คอมพิวเตอร์ในการจำลองระบบด้วยโปรแกรม MATLAB ผลที่ได้แสดงสมรรถนะของอัตราส่วนระหว่างกำลัง

สูงสุดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณเอาท์พุท (Peak and Average Power Ratio: PAPR) และแสดงถึงค่าประสิทธิภาพของกระบวนการลดค่าพีเอพียอร์ระหว่างวิธีที่นำเสนอเทียบกับวิธีลดค่าแบบเดิม รวมทั้งแสดงสมรรถนะของอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูล (Bit Error Rate: BER) ของระบบเปรียบเทียบกับวิธีการแบบดั้งเดิม

1.7 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บทด้วยกันคือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของงานวิจัย ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ สมมุติฐาน ทฤษฎีที่ใช้ ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการของการส่งสัญญาณในระบบ STBC MIMO-OFDM

บทที่ 3 กล่าวถึงวิธีการลดค่าพีเอพียอร์ในสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มและการเพิ่ม ประสิทธิภาพการส่งผ่านให้กับระบบ ซึ่งจะแสดงวิธีการปรับปรุงวิธี PTS โดยใช้สัมประสิทธิ์ร่วมกันทั้งระบบ (NCI-PTS: New Concurrent by Improved PTS) สำหรับการส่งสัญญาณแบบหลายอินพุทและหลายเอาท์พุท-โอเอฟดีเอ็ม (MIMO-OFDM) รวมทั้งแบบจำลองของระบบที่ใช้ในการหาค่าสมรรถนะทั้งอัตราส่วนระหว่างกำลังสูงสุดต่อกำลังเฉลี่ยของสัญญาณเอาท์พุท และอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูล ของระบบ

บทที่ 4 กล่าวถึงการหาค่าสมรรถนะของระบบ พารามิเตอร์ที่ใช้และผลที่ได้จากการจำลองระบบ เพื่อแสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอสามารถที่ช่วยให้ระบบมีสมรรถนะที่ดีขึ้น

บทที่ 5 เป็นบทสรุปผลการวิจัย

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในงานวิจัย

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานต่างๆที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย ซึ่งเนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงคุณลักษณะของช่องสัญญาณที่ใช้ในการจำลองระบบ ช่องสัญญาณ MIMO และทฤษฎีพื้นฐานของระบบ OFDM ซึ่งเป็นพื้นฐานที่จำเป็นในการที่จะนำไปจำลองระบบ เพื่อหาสมรรถนะของระบบ MIMO-OFDM

2.1 พื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็ม

การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) เป็นเทคนิคการมัลติเพล็กซ์ที่คล้ายกับการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (FDM: Frequency Division Multiplexing) โดยที่ระบบโอเอฟดีเอ็มนั้นจะใช้พื้นฐานของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ที่ทำให้สามารถที่จะส่งข่าวสารได้หลายข่าวสารไปในช่องสัญญาณช่องเดียวกันซึ่งเป็นการใช้ย่านความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ตัวอย่างของระบบการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ที่ใช้กัน เช่น การส่งสัญญาณของสถานีวิทยุเอฟเอ็ม (Frequency Modulation) โดยที่แต่ละสถานีจะใช้ความถี่ที่ต่างกันทำให้แต่ละสถานีนั้นสามารถที่ส่งสัญญาณได้พร้อมๆกัน โดยไม่มีการรบกวนซึ่งกันและกัน โดยในการส่งสัญญาณนั้นแต่ละสถานีจะใช้แถบความถี่ที่จำกัดและไม่เลื่อมทับกันในแกนความถี่ทางด้านเครื่องรับ เมื่อรับสัญญาณได้ก็จะเลือกแถบความถี่หรือสถานีที่ต้องการโดยใช้วงจรกรองแบบแถบความถี่ผ่าน (band-pass filter) ซึ่งจะสามารถทำการดีมอดูเลท (demodulate) สัญญาณข่าวสารที่ต้องการกลับมาได้

การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็มจะแตกต่างกับการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ในหลายๆด้านคือ ในการส่งสัญญาณแบบแบ่งช่วงความถี่จะส่งที่แถบความถี่ต่างกันโดยผลที่ได้จากการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่คือจะสูญเสียแถบความถี่ระหว่างสถานีที่มีไว้เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการรบกวนระหว่างสถานีข้างเคียง ด้วยการมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม เช่น ระบบการกระจายเสียงแบบดิจิตอล (DAB: Digital Audio Broadcasting) สัญญาณข่าวสารของแต่ละสถานีจะถูกมัลติเพล็กซ์รวมกันเป็นสัญญาณข่าวสารสัญญาณเดียว โดยสัญญาณข่าวสารทั้งหมดนี้จะทำการส่งโดยใช้ระบบโอเอฟดีเอ็มผ่านคลื่นพาห่อย่อยๆจำนวนมาก โดยคลื่นพาห่อย่อยๆเหล่านี้จะมีคุณสมบัติของการออร์โธโกนอล (Orthogonal) ทำให้สามารถส่งสัญญาณที่มีแถบความถี่ซ้อนทับกันได้โดยไม่ทำให้เกิดการรบกวนซึ่งกันและกัน อีกทั้งยังใช้แถบความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

เมื่อเทียบกับการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ที่ต้องมีแถบความถี่ป้องกันเพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนกันระหว่างสถานีข้างเคียง

ในระบบการสื่อสารไร้สายนี้จะเลือกใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆที่เหมาะสมและสามารถที่จะส่งสัญญาณข่าวสารไปในช่องสัญญาณการสื่อสารที่ต้องการส่งผ่านได้ การพัฒนารูปแบบการมอดูเลตนั้นจะทำการพัฒนาให้เหมาะสมกับสัญญาณข่าวสารที่เป็นสัญญาณอนาล็อกหรือดิจิทัล ในส่วนของรูปแบบการมอดูเลตสัญญาณข่าวสารที่เป็นอนาล็อกแบบทั่วไป ได้แก่ การมอดูเลตเชิงความถี่ (FM: Frequency Modulation) การมอดูเลตเชิงขนาด (AM: Amplitude Modulation) การมอดูเลตเชิงมุม (PM: Phase Modulation) การมอดูเลตแบบเอสเอสบี (SSB: Single Side Band) การมอดูเลตแบบวีเอสบี (VSB: Vestigial Side Band) และการมอดูเลตแบบดีเอสบีเอสซี (DSB-SC: Double Side Band Suppressed Carrier) และในส่วนการมอดูเลตสัญญาณสำหรับการสื่อสารแบบดิจิทัลทั่วไป ได้แก่ การมอดูเลตแบบเอเอสเค (ASK: Amplitude Shift Keying) การมอดูเลตแบบเอฟเอสเค (FSK: Frequency Shift Keying) การมอดูเลตแบบพีเอสเค (PSK: Phase Shift Keying) และการมอดูเลตแบบคิวเอเอ็ม (QAM: Quadrature Amplitude Modulation)

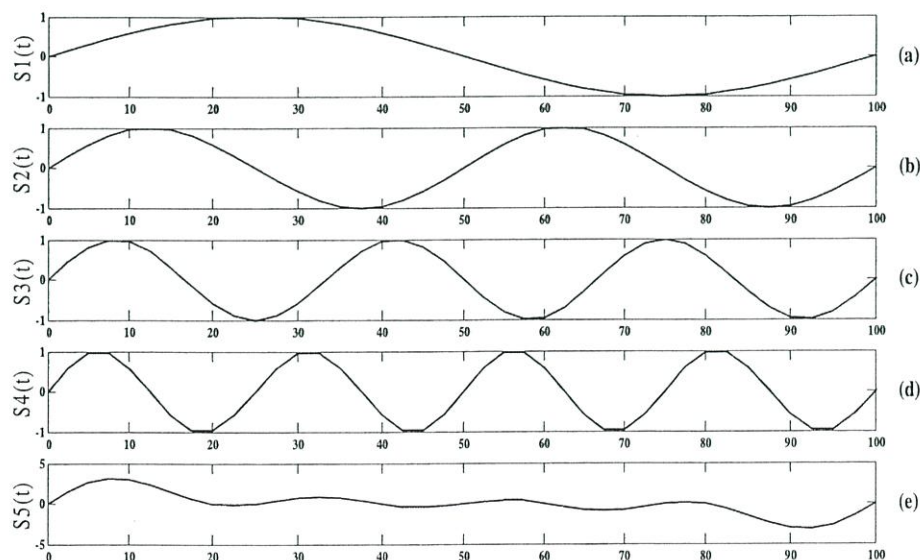
ในแต่ละคลื่นพาห์ของการมัลติเพล็กซ์แบบช่วงความถี่นั้น สามารถที่จะทำการมอดูเลตสัญญาณข่าวสารที่จะส่งเป็นแบบอนาล็อกหรือดิจิทัลก็ได้ เนื่องจากการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่นั้นไม่ต้องทำการซิงโครไนซ์ (Synchronization) ระหว่างสถานีที่ส่ง ดังนั้นแต่ละสถานีสามารถที่จะส่งสัญญาณที่ทำการมอดูเลตแตกต่างกันได้ เช่น สถานีที่ 1 มอดูเลตแบบเอฟเอ็ม สถานีที่ 2 อาจจะมอดูเลตแบบเอฟเอสเคก็ได้ สำหรับการมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็มนั้น คลื่นพาห์ย่อยๆ ทั้งหมดจะต้องซิงโครไนซ์กันซึ่งเป็นการจำกัดที่จะต้องทำการมอดูเลตแบบดิจิทัล ระบบโอเอฟดีเอ็มจะส่งสัญญาณเป็นสัญลักษณ์ ซึ่งสามารถส่งสัญญาณจำนวนมากที่มีความเร็วต่ำแบบขนานกันไป ในการส่งคลื่นพาห์ย่อยๆนี้จะต้องทำการซิงโครไนซ์ทั้งเวลาและความถี่ และจะต้องรักษาคุณสมบัติของการออร์โธโกนอลเพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนซึ่งกันและกันระหว่างคลื่นพาห์ย่อยๆ การสร้างคลื่นพาห์ย่อยๆ ให้มีคุณสมบัติของการออร์โธโกนอล (Orthogonally) นั้นสามารถทำได้หลายวิธีและทำไมจึงไม่มีการรบกวนกันระหว่างคลื่นพาห์ย่อย

2.1.1 คุณสมบัติของการออร์โธโกนอล

สัญญาณจะออร์โธโกนอลกันถ้ามีความเป็นอิสระร่วมกัน (Mutually independent) ของแต่ละสัญญาณ คุณสมบัติของการออร์โธโกนอลจะทำให้สามารถที่จะส่งสัญญาณได้หลายๆสัญญาณรวมกันไปในช่องสัญญาณการสื่อสารเดียวกันและสามารถที่จะกู้สัญญาณกลับมาได้โดยไม่มีแทรกสอด (Interference) ซึ่งกันและกัน ปกติแล้วส่วนมากการมัลติเพล็กซ์ในรูปแบบต่างๆนั้น จะมีคุณสมบัติของการออร์โธโกนอล โดยธรรมชาติ ตัวอย่างเช่นการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา

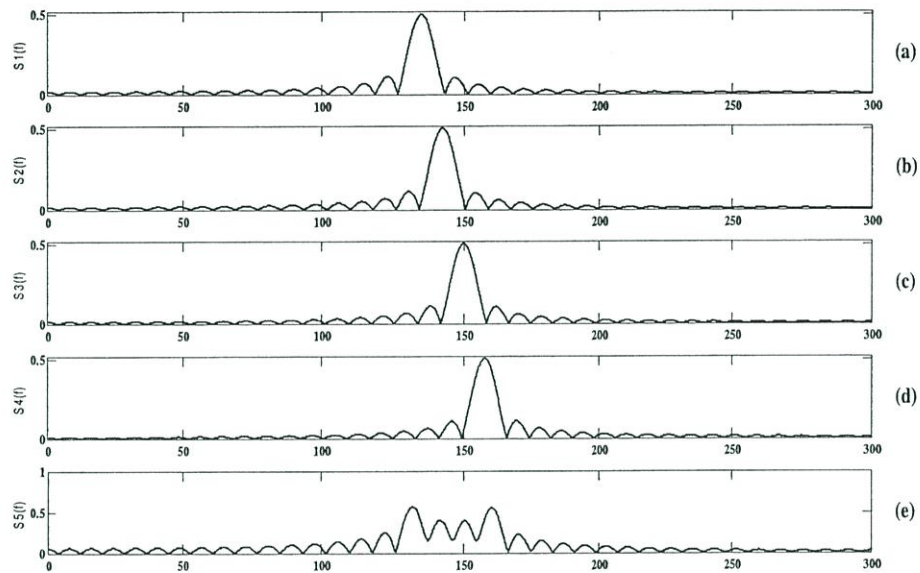
(TDM: Time Division Multiplexing) ซึ่งสามารถที่จะส่งสัญญาณข่าวสารหลายๆสัญญาณไปในช่องการสื่อสารเดียวกันโดยอาศัยการส่งคนละช่วงเวลา (Time Slot) คือในระหว่างที่ส่งสัญญาณข่าวสารสัญญาณใดสัญญาณหนึ่งนั้นจะไม่มีส่งสัญญาณข่าวสารสัญญาณอื่น ส่วนสัญญาณข่าวสารอื่นๆนั้น จะส่งที่ช่วงเวลาถัดไปแทน ดังนั้นจึงไม่เกิดการแทรกสอดระหว่างสัญญาณข่าวสารที่ส่ง เพราะระบบการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลานั้นมีลักษณะของการอโคโนมอลในส่วนการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (FDM: Frequency Division Multiplexing) สัญญาณข่าวสารแต่ละสัญญาณนั้นจะอโคโนมอลกันโดยไม่เกิดการแทรกสอดซึ่งกันและกัน โดยการส่งที่คลื่นพาห้คนละความถี่และแถบความถี่ที่ห่างกันเพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนกันระหว่างสัญญาณที่ใช้คลื่นพาห้ที่มีความถี่ใกล้กัน ถึงแม้ว่าวิธีการเหล่านี้จะมีความเป็นอโคโนมอลกันแต่ในส่วนของระบบโอเอฟดีเอ็มจะเป็นรูปแบบการมัลติเพล็กซ์ของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่โดยที่คลื่นย่อยๆ ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มนั้นจะมี สเปกตรัมที่ซ้อนทับกันซึ่งมีความเป็นไปได้ในทางทฤษฎีถ้าสามารถที่จะรักษาคุณสมบัติของการอโคโนมอลระหว่างคลื่นพาห้ย่อยเหล่านั้นได้

การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็มนั้นจะมีคุณสมบัติของการอโคโนมอลในแกนความถี่ โดยสามารถที่จะส่งสัญญาณข่าวสารไปในคลื่นพาห้ย่อยที่ต่างกันโดยไม่เกิดการรบกวนกัน สัญญาณโอเอฟดีเอ็มสามารถสร้างจากผลรวมของสัญญาณไซน์ซุซอยด์ (Sinusoid signal) หลายๆ สัญญาณ ซึ่งแต่ละสัญญาณก็คือคลื่นพาห้ย่อยแต่ละตัวนั่นเอง ความถี่เบสแบนด์ (Baseband frequency) ของแต่ละคลื่นพาห้ย่อยจะกำหนดให้เป็นจำนวนเต็มของส่วนกลับของช่วงเวลาของสัญลักษณ์หนึ่งสัญลักษณ์ (Symbol time) โดยผลที่ได้จะทำให้แต่ละคลื่นพาห้ย่อยนั้นมีจำนวนของไซเคิล (Cycle) เป็นจำนวนเต็มในหนึ่งสัญลักษณ์และผลที่ตามมาจะทำให้แต่ละคลื่นพาห้ย่อยๆ นั้นอโคโนมอลกัน ในรูปที่ 2.1 แสดงรูปแบบของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่มีคลื่นพาห้ย่อยจำนวน 4 คลื่นพาห้



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแกนเวลา

รูปที่ 2.1(a), (b), (c) และ (d) แสดงคลื่นพหุย่อยแต่ละสัญญาณซึ่งประกอบด้วยลูกคลื่นจำนวน 1, 2, 3 และ 4 ลูกคลื่น ในช่วงเวลาหนึ่งสัญลักษณ์ตามลำดับ โดยที่คลื่นพหุย่อยแต่ละสัญญาณนั้นจะมีเฟสเป็นศูนย์ และจะสังเกตได้ว่าแต่ละคลื่นพหุย่อยจะมีจำนวนลูกคลื่นเป็นจำนวนเต็มในช่วงเวลาของหนึ่งสัญลักษณ์ ในส่วนของรูปที่ 2.1(e) เป็นสัญญาณเมื่อทำการรวมคลื่นพหุย่อยทั้ง 4 สัญญาณเข้าด้วยกัน รูปที่ 2.2(a), (b), (c) และ (d) จะแสดงสัญญาณในแกนความถี่ของคลื่นพหุย่อยแต่ละสัญญาณในรูปที่ 2.1(a), (b), (c) และ (d) ตามลำดับ และในรูปที่ 2.2(e) นั้นจะแสดงสัญญาณเมื่อทำการรวมคลื่นพหุย่อยทั้ง 4 สัญญาณเข้าด้วยกันในแกนความถี่



รูปที่ 2.2 สัญญาณในแกนความถี่ของคลื่นพหุย่อยแต่ละสัญญาณ

เซตของฟังก์ชันแต่ละฟังก์ชันนั้นจะออร์โธโกนอลกันก็ต่อเมื่อมีสถานะที่เข้ากับสถานะในสมการที่ (2.1) ถ้าฟังก์ชันใดๆ 2 ฟังก์ชันที่แตกต่างกันเมื่อนำมาคูณกันแล้วทำการอินทิเกรตในช่วงเวลาของหนึ่งสัญลักษณ์ผลที่ได้จะมีค่าเป็นศูนย์ซึ่งแสดงว่า 2 ฟังก์ชันนั้นออร์โธโกนอลกันและอีกทางหนึ่งเมื่อเรามองเครื่องรับสัญญาณที่ตรงกับฟังก์ชันใดฟังก์ชันหนึ่ง เครื่องรับก็จะรับได้เฉพาะฟังก์ชันนั้น ส่วนฟังก์ชันอื่นเมื่อทำการอินทิเกรตแล้วจะได้ผลลัพธ์เป็นศูนย์

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

สมการที่ (2.2) แสดงเซตของสัญญาณไซน์ซออยด์ (Sinusoid signal) ที่ออร์โธโกนอลกัน ซึ่งแสดงให้เห็นถึงคลื่นพหุย่อยของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มที่ยังไม่ได้มีการมอดูเลต

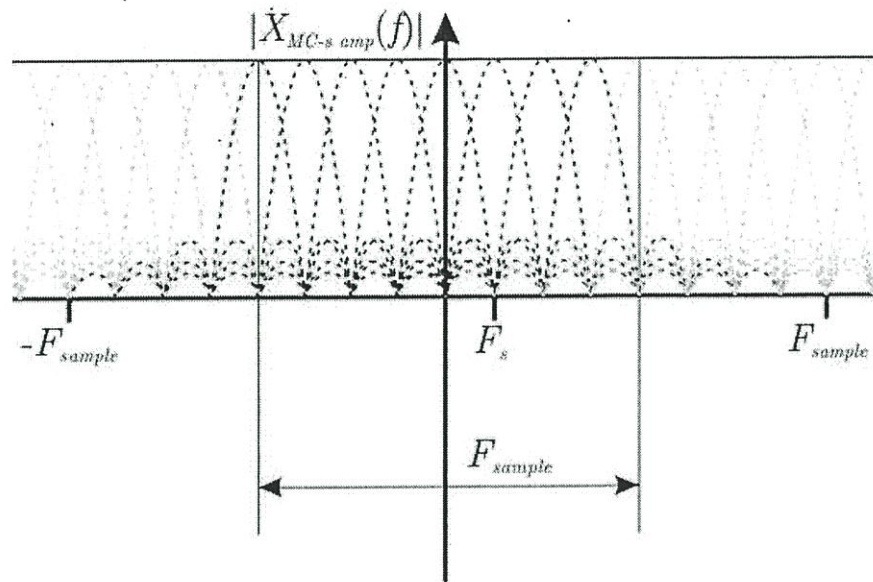
$$S_k(t) = \begin{cases} \sin(2\pi k f_0 t) & 0 < t < T \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \text{ when } k = 1, 2, \dots, M \quad (2.2)$$

เมื่อ	f_0	คือ	ระยะห่างระหว่างคลื่นพหุย่อย
	M	คือ	จำนวนของคลื่นพหุย่อย
	T	คือ	ช่วงเวลาของสัญญาณหนึ่งสัญญาณ

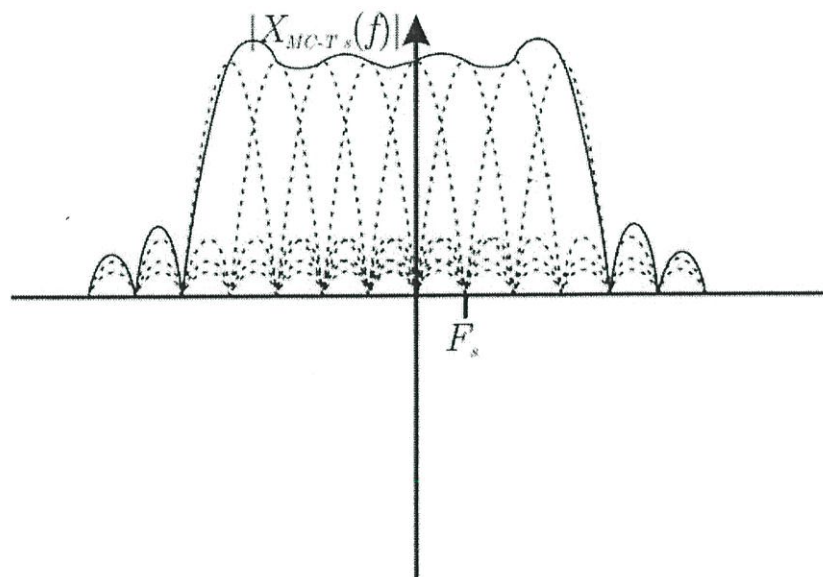
จากสมการที่ (2.2) จะเห็นได้ว่าความถี่สูงสุดของคลื่นพหุย่อยนั้นจะมีค่าเท่ากับ Mf_0 และความกว้างของแถบความถี่ที่ใช้ในการส่งผ่านจะมีค่าเท่ากับ Mf_0 เช่นกัน

2.1.2 คุณสมบัติของการอโรโกนอลในแกนความถี่

ทางหนึ่งที่สามารถเห็นคุณสมบัติของการอโรโกนอลของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มก็คือการมองที่สเปกตรัมของสัญญาณ ในแกนความถี่นั้นแต่ละคลื่นพหุย่อยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มจะมีการตอบสนองความถี่ของสัญญาณลักษณะเป็นซิงก์ (Sinc signal) แสดงในรูปที่ 2.3(a) รูปร่างของสัญญาณซิงก์จะมีโลบหลัก (Main lobe) ที่แคบ และมีโลบด้านข้าง (Side lobe) จำนวนมากที่มีขนาดลดลงอย่างช้าๆ จากจุดกึ่งกลางของสัญญาณ แต่ละคลื่นพหุจะมีจุดยอดที่กึ่งกลางความถี่ และมีจุดที่สัญญาณเป็นศูนย์ (Null) ทุกๆจุดที่เป็นช่องว่างของความถี่ซึ่งเท่ากับระยะห่างระหว่างคลื่นพหุ เมื่อสัญญาณแต่ละสัญญาณอโรโกนอลกันผลที่ได้ก็คือจุดยอดของสัญญาณจะมีตำแหน่งตรงกับจุดที่สัญญาณของคลื่นพหุอื่นเป็นศูนย์ เมื่อทำการดีเทคสัญญาณโอเอฟดีเอ็มโดยใช้กระบวนการ DFT (Discrete Fourier Transform) จะได้สเปกตรัมของสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องดังแสดงในรูปที่ 2.3(a) โดยแซมเปิลของสเปกตรัมสัญญาณที่จุด 0 แต่ละจุดในรูปจะตรงพอดีกับจุดยอดของคลื่นพหุย่อยถ้ากระบวนการ DFT สามารถที่จะซิงโครไนซ์ (synchronize) กับสัญญาณที่รับได้ในแกนเวลา ด้วยเหตุนี้แถบความถี่ที่ซ้อนทับกันของแต่ละคลื่นพหุย่อยจะไม่มีผลกระทบที่เครื่องรับเพราะจุดยอดของแต่ละคลื่นพหุย่อยนั้นตรงกับจุดที่คลื่นพหุอื่นเป็นศูนย์ซึ่งเป็นผลมาจากคุณสมบัติของการอโรโกนอลกันของแต่ละคลื่นพหุย่อยนี้เอง



(a)



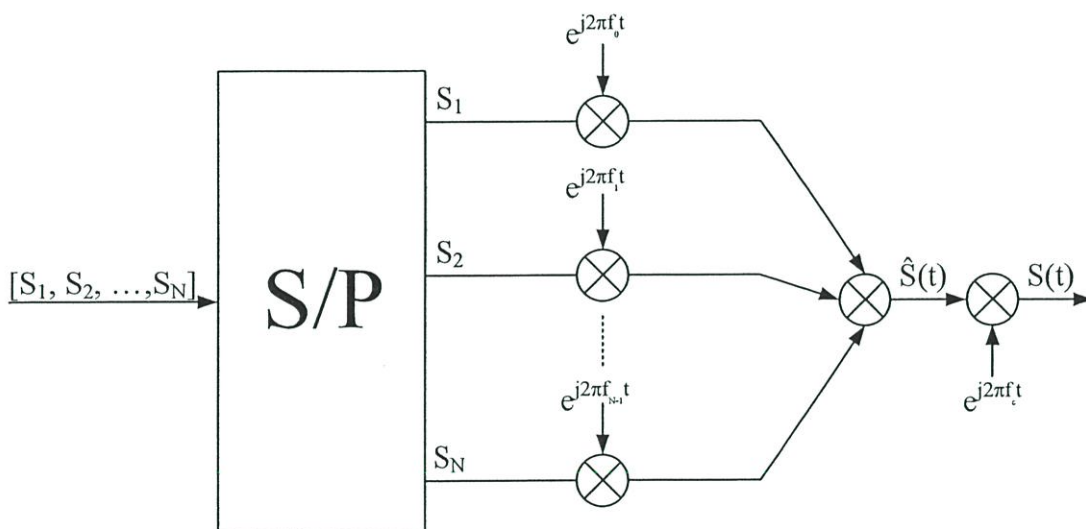
(b)

รูปที่ 2.3 การตอบสนองความถี่ของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มในแต่ละคลื่นพหุย่อย

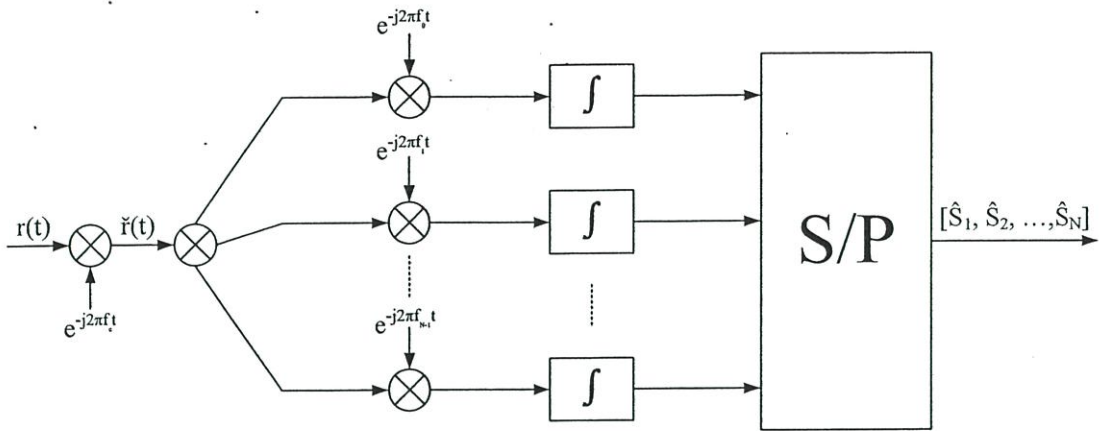
ในรูปที่ 2.3(a) แสดงสเปกตรัมของแต่ละคลื่นพหุย่อยและแซมเปิลสัญญาณที่เครื่องรับ โอเอฟดีเอ็ม จะเห็นว่าสเปกตรัมของสัญญาณจะมีรูปร่างเป็นสัญญาณซิงก์ (Sinc signal) รูปที่ 2.3(b) จะแสดงผลรวมของการตอบสนองความถี่ของคลื่นพหุย่อยทั้ง 5 สัญญาณ

2.1.3 เครื่องส่งและเครื่องรับของระบบ OFDM

การส่งข้อมูลของระบบ OFDM จะมีเป็นแบบขนานที่มีโครงสร้างพื้นฐานดังแสดงในรูปที่ 2.4 และ 2.5 เมื่อรูปที่ 2.4 แสดงรูปเครื่องส่ง OFDM ที่มีสัญลักษณ์ที่เข้าไปในระบบในรูปแบบอนุกรม จำนวนชุดละ N สัญลักษณ์ ที่มีอัตราเร็วข้อมูลเท่ากับ R_s และมีช่วงเวลาสัญลักษณ์เท่ากับ T_s สัญลักษณ์ แบบอนุกรมเป็นขนาน (Serial to Parallel Converter: S/P) จำนวน N สัญลักษณ์ ที่มีอัตราเร็วของข้อมูลเท่ากับ R_s/N แล้วจะถูกมอดูเลตกับคลื่นพาห่อย่อยที่มีความถี่ต่างกัน คือ $f_0, f_1, f_2, \dots, f_{N-1}$ โดยที่แต่ละคลื่นพาห่อย่อยจะห่างกันเท่ากับ $\Delta f = 1/NT_s$ ทำให้ช่วงห่างของแต่ละคลื่นพาห่อย่อยห่างกันเป็นจำนวนเท่าดังนี้ $f_0 = f_0, f_1 = f_0 + \Delta f, f_2 = f_0 + 2\Delta f, f_3 = f_0 + 3\Delta f, \dots, f_{N-1} = f_0 + (N-1)\Delta f$ การแปลงข้อมูลเป็นขนานจะทำให้ช่วงสัญลักษณ์เพิ่มขึ้นจาก T_s เป็น NT_s จะทำให้สัญญาณของระบบ OFDM ได้รับผลกระทบจากการหน่วงเวลา (Delay spread) ของช่องสัญญาณน้อยลง หลังจากสัญลักษณ์ผ่านการมอดูเลตด้วยคลื่นพาห่อย่อยแล้วจะรวมสัญญาณกันก่อนที่จะส่งสัญญาณ OFDM ผ่านสายอากาศออกไปยังเครื่องรับ



รูปที่ 2.4 บล็อกไดอะแกรมเครื่องส่งแบบพื้นฐานระบบ OFDM



รูปที่ 2.5 บล็อกไดอะแกรมเครื่องรับแบบพื้นฐานระบบ OFDM

จากรูปที่ 2.4 สามารถแสดงสมการของสัญญาณส่ง OFDM ได้ดังต่อไปนี้

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} s_{k+1} \exp[j2\pi(f_k + f_c)t] \right\} \quad (2.3)$$

เมื่อ $0 \leq t \leq T_s$ จากสมการที่ (2.3) สามารถเขียนสมการ OFDM ในรูปสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูลได้ดังสมการที่ (2.4)

$$\tilde{S}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} S_k \exp(j2\pi f_k t) \quad (2.4)$$

กำหนดให้ $f_k = f_0 + k\Delta f$ เมื่อ $k = 0, 1, \dots, N-1$ และ $\Delta f = 1/T = 1/NT_s$ สมการที่ (2.4) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

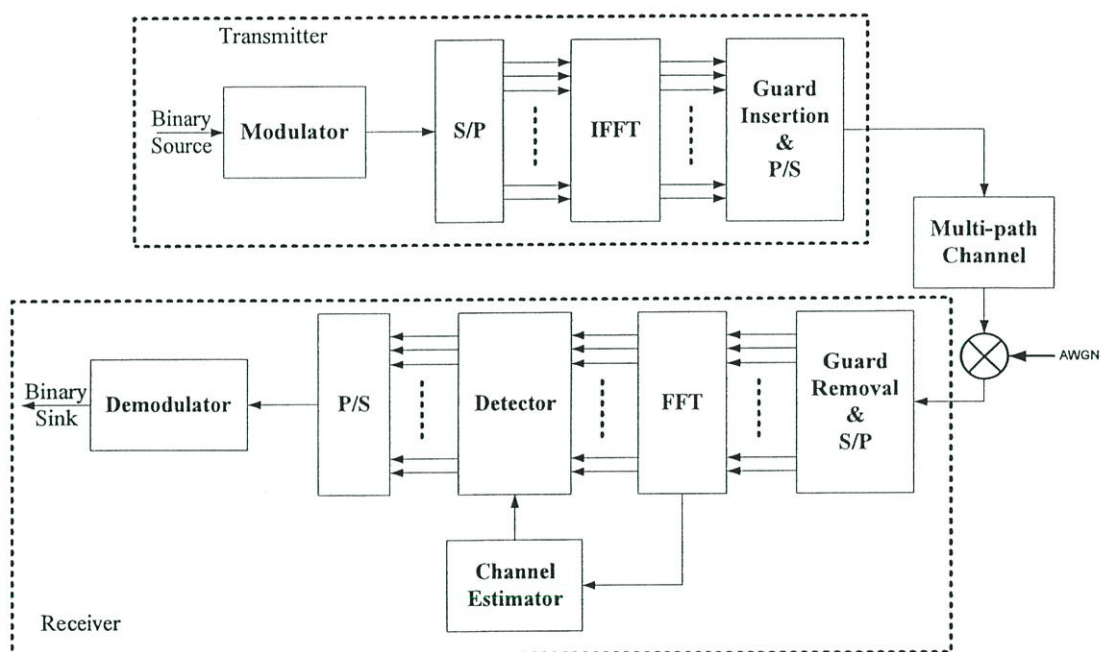
$$\tilde{S}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} S_k \exp \left[j2\pi \left(\frac{k}{NT_s} \right) t \right] \quad (2.5)$$

ถ้ามีการแซมเปิลสัญญาณ $\tilde{s}(t)$ ในสมการที่ (2.5) ที่ทุกๆเวลา $t = nT_s$ จะได้สมการดังต่อไปนี้

$$s(n) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k \exp(j2\pi kn / N) = \text{IDFT} \{ s_k \} \quad (2.6)$$

สมการที่ (2.6) เป็นสัญญาณ OFDM ที่ได้มาจากการผ่านกระบวนการ IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform) และที่เครื่องรับจะใช้กระบวนการ DFT เนื่องจากการคำนวณทั้ง 2 กระบวนการใช้ การคำนวณที่ซับซ้อน ดังนั้นที่เครื่องส่งและเครื่องรับ OFDM จะใช้กระบวนการ IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) และ FFT (Fast Fourier Transform) แทนแบบเดิมเพื่อลดจำนวนครั้งในการคำนวณ เมื่อแบบ IDFT และ DFT จะต้องมีการคูณกันแบบจำนวนเชิงซ้อนเท่ากับ N^2 ครั้ง สำหรับการคำนวณ N จุด ในขณะที่กระบวนการ IFFT และ FFT จะมีการคำนวณเพียง $N \log_2 N$ เท่านั้น

ในรูปที่ 2.6 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งและเครื่องรับ OFDM ที่ใช้กระบวนการ IFFT และ FFT ที่มีการเพิ่มช่วงเวลากัน (Guard time) เพื่อลดปัญหาการรบกวนกันระหว่างสัญลักษณ์และการประมาณช่องสัญญาณ ดังที่จะได้แสดงรายละเอียดในหัวข้อถัดไป



รูปที่ 2.6 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งและเครื่องรับ OFDM ที่ใช้กระบวนการ IFFT และ FFT

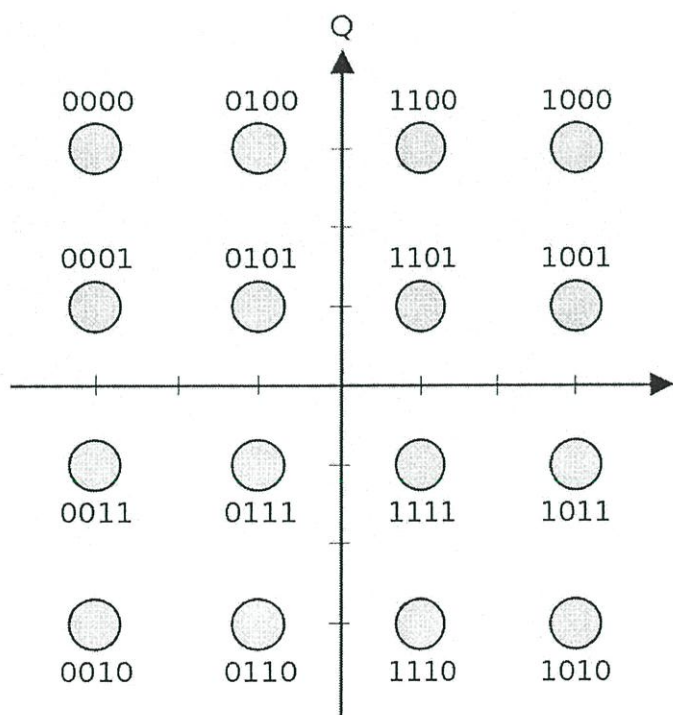
2.1.3.1 การแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนาน

ข้อมูลที่ส่งโดยปรกติจะเป็นข้อมูลแบบอนุกรม ในระบบ โอเอฟดีเอ็มแต่ละสัญลักษณ์นั้น จะสามารถส่งข้อมูลได้ 40 ถึง 400 บิตต่อหนึ่งสัญลักษณ์ ดังนั้นการแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนานนั้นเป็นสิ่งที่จำเป็นมาก เพื่อที่จะแปลงข้อมูลที่เข้ามาแบบอนุกรมไปเป็นข้อมูลแบบขนานสำหรับส่งในแต่ละสัญลักษณ์ โอเอฟดีเอ็ม (OFDM symbol) ขนาดของข้อมูลในแต่ละสัญลักษณ์จะขึ้นอยู่กับรูปแบบการมอดูเลต และจำนวนของคลื่นพาห่อย่อย ตัวอย่างเช่น แต่ละคลื่นพาห่อย่อย ใช้การมอดูเลตแบบ 16-QAM (16-Quadrature Amplitude Modulation) ซึ่งแต่ละสัญลักษณ์จะส่งข้อมูลได้ทีละ 4 บิต และถ้าส่งด้วยคลื่นพาห่อย่อยจำนวน 100 คลื่นพาห่ จำนวนบิตข้อมูลที่สามารถ

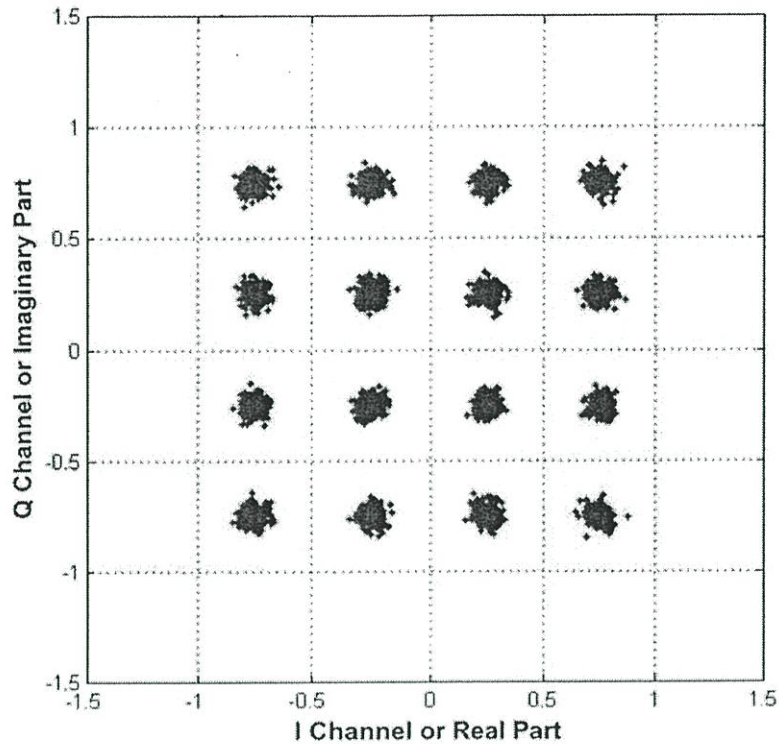
ส่งได้ในแต่ละสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม (OFDM symbol) จะเท่ากับ 400 บิตต่อสัญลักษณ์ เป็นต้น ในส่วนของทางด้านเครื่องรับเมื่อทำการดีมอดูเลตสัญญาณแล้วจะต้องแปลงข้อมูลจากขนานมาเป็นข้อมูลแบบอนุกรมเช่นเดียวกัน

2.1.3.2 การมอดูเลตคลื่นพหุย่อย

ในแต่ละคลื่นพหุย่อยที่ใช้ในการส่งข้อมูลจะใช้การมอดูเลตในแต่ละคลื่นพหุย่อยเป็นแบบขนาดและเฟส ซึ่งสามารถแสดงได้เป็นเวกเตอร์ I-Q ในรูปที่ 2.7 แสดงตัวอย่างของการมอดูเลตคลื่นพหุแบบ 16-QAM ซึ่งแต่ละสัญลักษณ์ของการมอดูเลตแบบ 16-QAM นั้นจะสามารถส่งข้อมูลได้ 4 บิต และมีจำนวนสัญลักษณ์ 16 สัญลักษณ์ ซึ่งแต่ละสัญลักษณ์ก็จะแทนด้วยเวกเตอร์ I-Q ที่ไม่ซ้ำกัน ในการมอดูเลตของคลื่นพหุย่อยนั้นสามารถที่จะใช้รูปแบบการมอดูเลตได้หลายรูปแบบ เช่น BPSK, QPSK, หรือ M-QAM เป็นต้น ซึ่งการมอดูเลตแต่ละวิธีจะมีความสามารถในการส่งข้อมูลต่อสัญลักษณ์ที่แตกต่างกันออกไป



รูปที่ 2.7 ตัวอย่างการมอดูเลตคลื่นพหุย่อยแบบ 16-QAM



รูปที่ 2.8 สัญญาณ 16-QAM เมื่อเกิดมีสัญญาณรบกวนเข้ามา

ในด้านเครื่องรับเมื่อรับสัญญาณได้ก็จะทำการตีเทคข้อมูลได้จากตำแหน่งของเวกเตอร์ I-Q ที่แตกต่างกันออกไป ในระหว่างการส่งผ่านสัญญาณไปในสภาพแวดล้อมที่มีสัญญาณรบกวนและเกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณ จะทำให้ตำแหน่งของเวกเตอร์ I-Q เกิดการแปลงเปลี่ยนไปดังแสดงในรูปที่ 2.8 จากรูปจะแสดงสัญญาณ 16-QAM ที่ C/N เท่ากับ 18 dB สังเกตว่าตำแหน่งของเวกเตอร์ I-Q จะมีการกระจายที่เป็นผลมาจากสัญญาณรบกวนและสภาพแวดล้อมซึ่งทำให้ความผิดพลาดในการตีเทคข้อมูล

2.1.3.3 การแปลงฟูริเยร์และการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็ว

จากหัวข้อที่ผ่านมามีการใช้ IDFT และ DFT เพื่อทำการมอดูเลตข้อมูลกับคลื่นพาห้อย่อยแบบขนาน มีความซับซ้อนมากในการคำนวณ ดังนั้นหัวข้อนี้จะแสดงรูปแบบของสัญญาณเมื่อมีการผ่านกระบวนการ IFFT และ FFT ดังที่แสดงในรูปที่ 2.8 ว่ามีรูปสมการของสัญญาณเป็นอย่างไร

2.1.3.3.1 การแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็ว

เมื่อมีทข้อมูลถูกมอดูเลตสัญญาณที่ได้อาจจะประกอบไปด้วยส่วนประกอบของสัญญาณ I และ Q คือ

$$d_n = d_{i_n} + jd_{q_n} \quad (2.7)$$

เมื่อ d_i และ d_0 คือ $\{1,-1\}$ ในกรณีการมอดูเลตแบบ QPSK และ $\{\pm 1, \pm 3\}$ สำหรับ 16QAM และ $\{\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7\}$ สำหรับ 64QAM จากนั้นสัญลักษณ์แบบอนุกรมจะถูกแปลงเป็นขนานแล้วทำกับมอดูเลตกับคลื่นพาห่อย่อยโดยทำการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็วตั้งสมการ ต่อไปนี้

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} d_i(k) \exp(j2\pi f_i(t - kT_s)) f(t - kT_s) \quad (2.8)$$

เมื่อ N คือจำนวนคลื่นพาห่อย่อยที่ใช้ในระบบ ซึ่งใช้ $N=256$ และ $f(t)$ คือสัญญาณพัลซ์ของแต่ละสัญลักษณ์ซึ่งนิยามโดย

$$f(t) = \begin{cases} 1 & ; 0 \leq t \leq T_s \\ 0 & ; otherwise \end{cases} \quad (2.9)$$

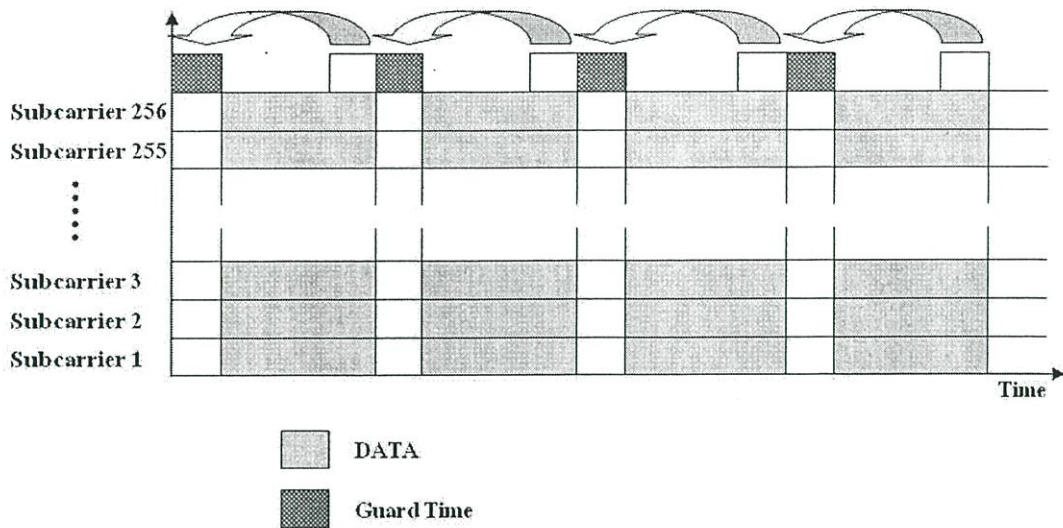
2.1.3.3.2 การแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว

หลังจากที่สัญญาณ OFDM ผ่านช่องสัญญาณแล้ว เมื่อมาที่เครื่องรับ จะแปลงสัญญาณในแกนเวลา มาเป็นแกนความถี่โดยใช้การแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว ตั้งสมการต่อไปนี้

$$r(t) = \int_0^{\infty} h(\tau, t) s(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (2.10)$$

ในส่วนเครื่องรับ สัญญาณที่รับได้ จะผ่านกระบวนการแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว เพื่อแปลงสัญลักษณ์ กลับมาในแกนความถี่คือ

$$\hat{d}_i(k) = \frac{1}{T_s} \int_{kT_s}^{T_s+kT_s} r(t) \exp(-j2\pi f_i(t - kT_s)) dt \quad (2.11)$$



รูปที่ 2.9 การแทรกสัญลักษณ์เวลาควบคุมในระบบ OFDM

2.1.3.4 การแทรกสัญลักษณ์ช่วงเวลาป้องกัน (Guard interval symbol)

เนื่องจากในทางปฏิบัติระบบ OFDM ยังมีการแทรกสอดของสัญลักษณ์ทำให้ข้อมูลที่ได้รับผิดพลาดมากขึ้น ดังนั้นจึงมีการใช้วิธีที่จะลดผลกระทบจากการแทรกสอด โดยการเพิ่มคาบของสัญลักษณ์ให้มากขึ้น ใช้วิธีการแทรกกลุ่มบิตหรือสัญลักษณ์ที่ทราบค่าใส่เข้าไปด้านหน้าของสัญลักษณ์กว้างมากขึ้น ดังที่แสดงในรูปที่ 2.9

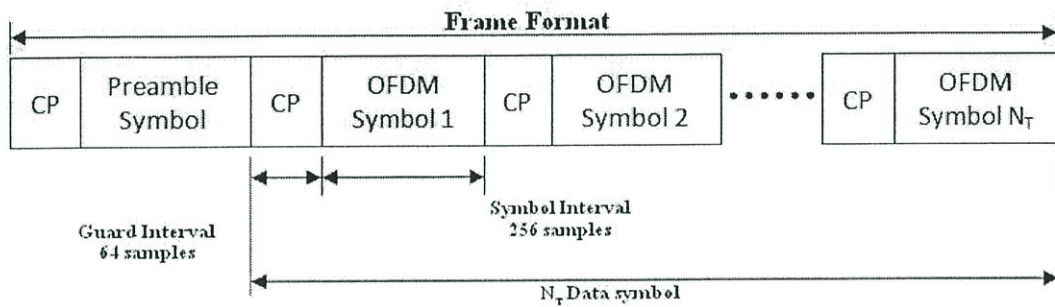
$$T_{total} = T_s + T_g \tag{2.12}$$

เมื่อค่า T_g คือช่วงเวลาป้องกัน ดังนั้น สัญลักษณ์ OFDM จะประกอบไปด้วย 2 ส่วน คือ ส่วนแรกคือข้อมูลสัญลักษณ์ และส่วนที่สองอยู่ด้านหลังของสัญลักษณ์แล้วถูกคัดลอกมาประกอบที่ด้านหน้าของสัญลักษณ์ บางครั้งอาจเรียกว่า ไชคลิก-ปริฟิก การกำหนดขนาดของช่วงเวลาป้องกันมีขนาดที่แตกต่างกันไปตามความต้องการของแต่ละระบบ ค่า T_g อาจมีค่าเท่ากับ $T_s/4$, $T_s/8$, $T_s/16$ หรือ $T_s/32$ ถ้าช่วงของเวลาป้องกันกว้างจะทำให้ทรูพุดของระบบลดลง แต่จะลดการเกิด ISI ได้ดี จากสมการที่ (2.8) เมื่อถูกแทรกด้วยสัญลักษณ์ช่วงเวลาป้องกัน จะสามารถแสดงได้ดังนี้

$$s'(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} d_i(k) \exp(j2\pi f_i(t - kT_{total})) f'(t - kT_{total}) \tag{2.13}$$

2.1.4 การประมาณช่องสัญญาณ (Chanel Estimate)

ที่เครื่องรับของระบบ OFDM จำเป็นที่จะต้องทราบการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ เพื่อที่จะสามารถคืน ข้อมูลกลับมาได้ ดังนั้นระบบจำเป็นต้องมีการประมาณช่องสัญญาณที่เครื่องรับ วิธีการโดยทั่วไปคือให้ด้านเครื่องส่งทำการส่งสัญลักษณ์ทดสอบหรือสัญลักษณ์ ปรีเอมเบิล (Preamble symbol) ที่มีรูปแบบตายตัว โดยแทรกสัญญาณทดสอบเข้าไปในเฟรมข้อมูลของสัญลักษณ์ OFDM ดังที่แสดงในรูปที่ 2.10 เมื่อกำหนดให้ในช่วงหนึ่งเฟรมข้อมูลช่องสัญญาณไม่มีการเปลี่ยนแปลง เพราะเป็นช่องสัญญาณจางหายแบบช้า ในขณะที่เดียวกันที่เครื่องรับก็ทราบว่าสัญลักษณ์ทดสอบนั้นมีรูปแบบอย่างไร



รูปที่ 2.10 รูปแบบเฟรมข้อมูลของระบบ OFDM ในแกนเวลา

เมื่อสัญญาณไปถึงเครื่องรับจะผ่านกระบวนการ FFT สามารถเขียนสมการด้านรับในรูปของสมการเชิงเส้นได้ดังแสดงในสมการที่ (2.14)

$$Y(K) = H(k)X(k) + N_o(k) \tag{2.14}$$

- เมื่อ k คือลำดับของคลื่นพหุคูณ ($k=0, 1, 2, \dots, N-1$)
- $Y(k)$ คือสัญญาณของสัญลักษณ์ทดสอบที่รับได้จากเครื่องรับ
- $H(k)$ คือการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ
- $X(k)$ คือสัญลักษณ์ทดสอบจากเครื่องส่ง
- $N_o(k)$ คือสัญญาณรบกวนขาวแบบเกาส์

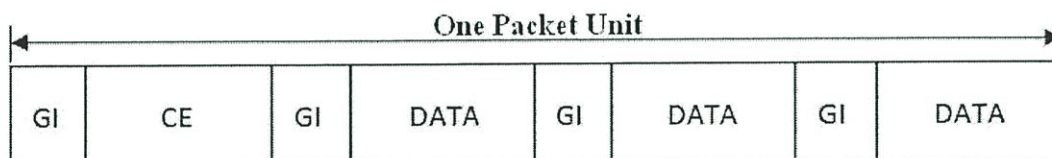
เมื่อเครื่องรับทราบรูปแบบของสัญญาณ $X(k)$ ที่มาจากเครื่องส่ง และมีสัญญาณทดสอบ $Y(k)$ ที่ผ่านช่องสัญญาณมาถึงเครื่องรับจะสามารถทำการประมาณช่องสัญญาณอย่างง่ายได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\tilde{H}(k) = \frac{Y(k)}{X(k)} \tag{2.15}$$

จากสมการที่ (2.15) ค่าประมาณของช่องสัญญาณที่ได้ คือการประมาณค่าด้วยอัลกอริทึมแบบ LS (Least Square) เมื่อได้ค่าประมาณของช่องสัญญาณ แล้วนำไปผ่านกระบวนการคืนข้อมูลเดิม จะได้ข้อมูลที่มีอัตราความผิดพลาดสูงเนื่องจากค่าประมาณของช่องสัญญาณ ที่คำนวณได้นั้นมีสัญญาณรบกวนรวมอยู่ด้วย นั่นคือ $N_0(k)/X(k)$ ดังนั้นการประมาณช่องสัญญาณสำหรับในทางปฏิบัติจะต้องใช้เทคนิคอื่นที่สามารถตัดสัญญาณรบกวนได้ เพื่อให้ข้อมูลที่คืนกลับมีความผิดพลาดน้อยลง ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะสมมุติว่าที่เครื่องรับสามารถประมาณช่องสัญญาณได้อย่างสมบูรณ์ หรือเป็นช่องสัญญาณในอุดมคติ

2.1.5 รูปแบบของแพ็คเกจข้อมูลที่ใช้ในการจำลองระบบ

ในการจำลองระบบกำหนดให้ในหนึ่งแพ็คเกจข้อมูลที่ส่งออกจากเครื่องส่ง ประกอบไปด้วยสัญลักษณ์ OFDM จำนวน 6 สัญลักษณ์ และช่วงเวลาป้องกัน (Guard interval symbol) โดยรูปแบบของแพ็คเกจข้อมูลได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.11 จากรูปกำหนดให้ GI คือ ช่วงเวลาป้องกันของสัญลักษณ์ OFDM และ CE คือสัญลักษณ์ทดสอบสำหรับประมาณช่องสัญญาณ และ Data คือหนึ่งสัญลักษณ์ OFDM ที่มี 256 คลื่นพาห้อย่อย

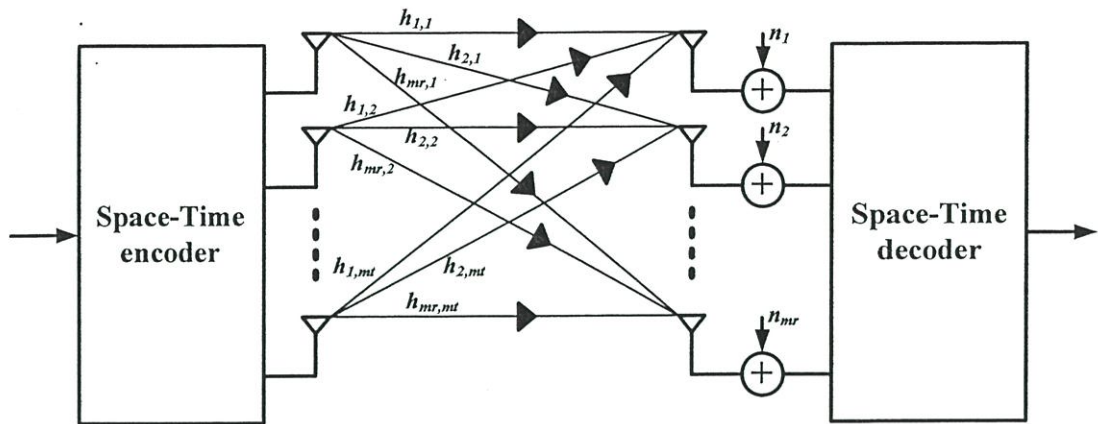


รูปที่ 2.11 รูปแบบของแพ็คเกจข้อมูลที่ใช้ในการจำลองระบบ

2.2 เทคนิคช่องสัญญาณแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (MIMO)

เดิมการสื่อสารไร้สายจะใช้สายอากาศเครื่องส่งและเครื่องรับอย่างละหนึ่งชุด หรือเรียกว่าระบบ SISO (Single Input Single Output) แต่ในปัจจุบันการสื่อสารแบบมัลติมีเดียความเร็วสูงได้มีการใช้งานอย่างแพร่หลาย เมื่อใช้ระบบ SISO ทำให้ประสิทธิภาพของการสื่อสารไร้สายใช้งานไม่ได้ดีเท่าที่ควร แล้วระบบการสื่อสารไร้สายที่เกี่ยวกับสายอากาศที่ใช้แก้ปัญหาที่ได้มีการกล่าวถึงอย่างมากในปัจจุบันก็คือระบบ Multiple Input Multiple Output (MIMO) [3]

ในหัวข้อนี้จะกล่าวเกี่ยวกับกระบวนการทำงานของสัญญาณที่ใช้ระบบ MIMO โดยจะเรียกกันทั่วไปว่ารหัสปริภูมิ-เวลา (Space-Time Coding: STC) หรือกระบวนการปริภูมิ-เวลา (Space-Time Processing: STP) ในส่วนแรกจะกล่าวถึงรายละเอียดของแบบจำลองระบบ MIMO โดยศึกษาเกี่ยวกับความจุของช่องสัญญาณและการแบ่งประเภทของ STCs ส่วนต่อไปจะเป็นรายละเอียดของรหัสบล็อกปริภูมิ-เวลา (Space-Time Block Codes: STBCs)



รูปที่ 2.12 ระบบของ MIMO

2.2.1 ระบบ MIMO และการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลา (Space-Time Coding: STC)

- ระบบ MIMO และความจุ

ในระบบ MIMO จะกำหนดให้ m_t เป็นจำนวนสายอากาศเครื่องส่งและ m_r เป็นจำนวนสายอากาศเครื่องรับแล้วจะสามารถแสดงแบบจำลองการทำงานของระบบ MIMO ในรูปที่ 2.12 จากรูปจะแสดงให้เห็นระบบของการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาทำการเปลี่ยนรูปแบบการสื่อสารข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนาน (Serial-to-Parallel) และจากขนานเป็นอนุกรม (Parallel-to-Serial) ในส่วนบล็อกของการเปลี่ยนอนุกรมเป็นขนานที่เครื่องส่งจะเป็นการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลา (Space-time decoder) นอกจากนี้การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาเป็นมากกว่าการเปลี่ยนรูปแบบการสื่อสารข้อมูลแต่จะเป็นส่วนสำคัญที่ใช้ในการสื่อสารที่เวลาต่างๆ ได้เช่นเดียวกับ การเข้ารหัส(encoding)/การถอดรหัส(decoding), การมอดูเลต(modulate)/การดีมอดูเลต(demodulate), การมัลติเพล็กซ์(multiplexing)/การดีมัลติเพล็กซ์(de-multiplexing)

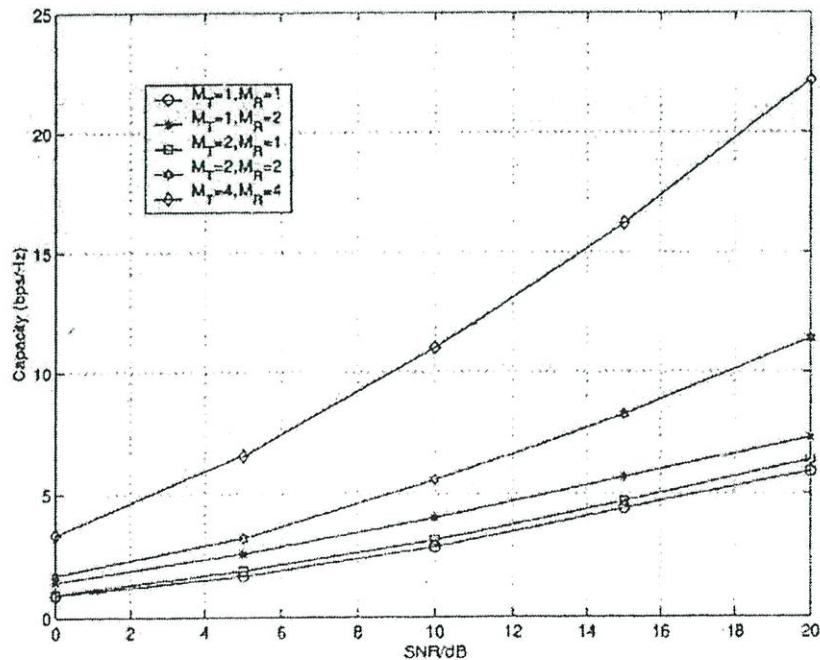
จากรูปที่ 2.12 สามารถอธิบายได้ว่าสัญลักษณ์ที่ใช้ส่ง x_i โดยที่ i เป็นจำนวนเต็มที่ไม่เท่ากับ 0 มีค่าถึงจำนวนสายอากาศเครื่องส่ง m_t และสัญญาณที่รับได้ r_j โดยที่ j มีค่าตั้งแต่ 1 ถึงจำนวนสายอากาศเครื่องรับ m_r ส่วนในช่องสัญญาณที่ใช้ในการสื่อสารระหว่างสายอากาศเครื่องส่ง i^{th} ถึงสายอากาศภาครับ j^{th} จะเป็น $h_{i,j}$ ในระบบ MIMO พลังงานที่ใช้ส่งจาก m_t รวมทั้งหมดจะเปรียบเทียบกับพลังงานที่ใช้ส่งในระบบ SISO มีค่าเป็น P และพลังงานที่ใช้ในการส่งแต่ละสายอากาศจะเป็น P/N_T หลังจากนั้นนอร์มัลไลเซชัน (normalization) ของสัมประสิทธิ์ช่องสัญญาณ (Channel coefficient) แต่ละสายอากาศทางด้านรับ j จะเป็นการรวมกันของแกนช่องสัญญาณของสายอากาศด้านส่งทั้งหมดที่ส่งไปที่สายอากาศด้านรับ j แล้วสัญญาณรบกวน AWGN จะเป็นส่วนที่รวมไว้ที่แต่ละสายอากาศทางด้านรับเป็น n_j โดยสมมุติว่าการกระจายจะเป็นอิสระต่อกัน หลังจากนั้นในระบบ MIMO จะสามารถแสดงในรูปเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 r_1 &= \sum_{i=1}^{N_T} h_{1,i} \cdot x_i + n_1 \\
 r_2 &= \sum_{i=1}^{N_T} h_{2,i} \cdot x_i + n_2 \\
 &\vdots \\
 r_{N_T} &= \sum_{i=1}^{N_T} h_{N_T,i} \cdot x_i + n_{N_T}
 \end{aligned}
 \Rightarrow R = H \cdot X + N$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,N_T} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_T,1} & h_{N_T,2} & \cdots & h_{N_T,N_T} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_{N_T} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

จากสมการที่ (2.16) กำหนดให้

- R เป็นเวกเตอร์แนวตั้งของสัญญาณที่รับได้ r_j ขนาด $m_r \times 1$
- X เป็นเวกเตอร์แนวตั้งขนาด $m_x \times 1$ ประกอบด้วย x_i ที่เป็นจุดของกลุ่มสัญญาณ (Constellation) ที่ใช้ส่ง
- N เป็นเวกเตอร์แนวตั้งของสัญญาณรบกวน n_j ขนาด $m_r \times 1$
- H เป็นเมตริกซ์ขนาด $m_r \times m_x$ ที่ประกอบไปด้วยสัมประสิทธิ์ช่องสัญญาณ $h_{j,i}$



รูปที่ 2.13 ความจุของระบบ MIMO ไม่ใช่ CSI

ใน [4] จะกล่าวถึงความจุของระบบ MIMO เมื่อไม่ได้ใช้ channel state information (CSI) แล้วจะสามารถแสดงความจุของระบบ MIMO ได้เป็น

$$C = \log_2 \left[\det \left(I_{N_R} + \frac{\rho}{N_T} \cdot H \cdot H^T \right) \right] \text{bps / Hz} \quad (2.17)$$

จากสมการที่ (2.17) กำหนดให้

- I_{N_R} เป็นเมทริกซ์เอกลักษณ์ขนาด $m_r \times m_r$
- H เป็นเมทริกซ์ช่องสัญญาณขนาด $m_r \times m_t$
- H_T เป็นเมทริกซ์สลับเปลี่ยนสังยุค (Transpose conjugate) ของ H
- ρ เป็นค่าเฉลี่ย SNR ของ branch ทางภาครับ

2.2.2 วิธีการทำงานของระบบ (Methodologies) และเทคนิคไดเวอร์ซิตี (Diversity)

ในการสื่อสารที่ใช้ระบบ MIMO มีอยู่สองหลักการที่ได้รับการพัฒนาอย่างต่อเนื่องในปัจจุบันวิธีแรกคือการเพิ่มไดเวอร์ซิตีของสายอากาศหรือที่เรียกว่า Spatial diversity เป้าหมายของวิธีนี้คือการพัฒนาความน่าเชื่อถือของการสื่อสาร โดยการส่งข่าวสารในรูปแบบที่เหมือนกันและสามารถรองรับรูปแบบข่าวสารที่เหมือนกันที่ผ่านเฟดดิ้งพาททำให้เกิดข่าวสารรูปแบบต่างๆ ได้ จากตรงนี้จะเห็นได้ว่าเป็นการลดโอกาสการเกิดเฟดดิ้งของสัญญาณได้ในเวลาเดียวกันด้วย การกำหนดจำนวนตัวรองรับข่าวสารของภาครับจะมีความเกี่ยวข้องกับไดเวอร์ซิตี โดยที่จำนวนของตัวรองรับข่าวสารที่ภาครับจะหาได้จาก “เกนไดเวอร์ซิตี (diversity gain)” ของระบบ และถ้าสายอากาศทางด้านเครื่องส่งและด้านเครื่องรับในระบบ MIMO เป็นการสื่อสารที่เป็นอิสระจากกันแล้วจะได้ค่าเกนไดเวอร์ซิตีสูงสุดของระบบ วิธีไดเวอร์ซิตีสูงสุดของระบบ วิธีไดเวอร์ซิตีที่มีการใช้งานกันทั่วไปจะใช้ในสถานีฐาน (Base Station: BS) โดยในการสื่อสารขาลงจากสถานีฐานที่มีสายอากาศภาคส่ง 2 ชุดหรือมากกว่า 2 ชุด และในการสื่อสารขาขึ้นสถานีฐานจะรับข้อมูลที่ส่งมาจากเครื่องลูกข่าย โดยปัญหาหลักของระบบ MIMO คือสัญญาณที่ส่งจากสายอากาศที่แตกต่างกันต้องไม่เป็นสหสัมพันธ์กัน (De-correlated) และจากตรงนี้สายอากาศต้องห่างกันมากพอ คือพื้นที่ระหว่างสายอากาศต้องมากกว่าครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น (wavelength) ของสัญญาณที่ส่ง ดังนั้นระบบ MIMO จึงเป็นที่นิยมมากในระบบการสื่อสารที่มีพื้นที่จำกัด ระบบ MIMO เป็นระบบที่ต้องการทำให้การสื่อสารใช้ได้ที่ดีที่สุด การเข้ารหัสช่องสัญญาณจะเรียกตามโดเมนของไดเวอร์ซิตีที่ใช้งาน และไดเวอร์ซิตีที่ใช้งานจะมีการใช้มากกว่าหรือเท่ากับ 2 โดเมน ถ้าเป็นเช่นนี้แล้วจะได้เทคนิคต่างๆดังนี้ Space-Time (ST) coding, Space-Frequency (SF) coding และ Space-Time-Frequency (STF) coding โดยที่เทคนิคการเข้ารหัสจะสามารถมองได้สามมิติ

วิธีการก่อนหน้าจะเป็นการเพิ่มจำนวนของสายอากาศทำให้ค่า SNR เพิ่มขึ้น แล้วความจุของระบบ MIMO จะสามารถเพิ่มตามจำนวนสายอากาศที่ไม่มีการจำกัดจำนวนสายอากาศ และทั้งหมดนี้เป็นวิธีการที่อาศัยการเพิ่มความจุของระบบ MIMO ที่ทำให้ค่าทรูพุดมีการเปลี่ยนแปลงในทางที่ดีขึ้น แต่อีกวิธีการหนึ่งจะมีเป้าหมายของระบบคือการส่งผ่านข้อมูลให้ได้สูงที่สุด โดยที่เทคนิคนี้จะให้ความสนใจในกรณีที่มีสภาพแวดล้อมเป็น LOS และไม่สนใจการเฟดดิ้ง แล้วเป็นที่รู้จักกัน โดยทั่วไปว่าเทคนิคนี้ก็คือ Spatial Multiplexing (SM) หรือ Layer Space-Time (LST)

ในปัจจุบันมีความพยายามมากมายที่จะทำการรวมทั้งสองวิธีไว้ด้วยกันเช่นหลักการ Hybrid การเข้ารหัส และ tradeoff ระหว่างไคเวอร์ซิตีและการมัลติเพล็กซ์

2.2.3 การเข้ารหัสบล็อกปริภูมิ-เวลา (Space-Time Block Codes: STBC)

STBCs เป็นอีกวิธีหนึ่งของ spatial temporal codes ที่ใช้ประโยชน์จากไคเวอร์ซิตีและเป็นระบบที่ใช้สายอากาศส่งหลายชุด โดยในปี 1998 Alamouti ได้ออกแบบเทคนิคไคเวอร์ซิตีตัวอย่างง่ายสำหรับการสื่อสารที่ใช้สายอากาศสองชุด [5] วิธีนี้จะใช้ไคเวอร์ซิตีสูงสุดและทำงานเป็นเชิงเส้นทั้งทางภาคส่งและภาครับ แล้วในกระบวนการเข้ารหัสและถอดรหัสจะแสดงในรูปของบล็อกสัญลักษณ์สื่อสาร วิธีไคเวอร์ซิตีทางสายอากาศภาคส่งของ Alamouti เป็นทฤษฎีเกี่ยวกับการออกแบบที่ตั้งฉาก (orthogonal) สำหรับการใส่สายอากาศด้านส่งจำนวนหลายชุดได้มีการนำเสนอใน [6] โดยจะอ้างอิงกับบทความที่เกี่ยวกับ Orthogonal Space-Time Block codes (OSTBCs) แล้วในหัวข้อนี้จะอธิบายวิธีการของ Alamouti และ STBC ที่ตั้งฉาก

- เทคนิคของ Alamouti

เทคนิควิธีไคเวอร์ซิตีทางภาคส่งถูกนำเสนอโดย Alamouti ได้นำเสนอเทคนิค STBC ที่ทำการเข้ารหัสแบบใช้สายอากาศที่ภาคส่ง 2 ชุด ในขั้นแรกบิตที่เข้ามาในระบบจะถูกมอดูเลตและแมพ(mapped) ให้ตรงกับจุดของกลุ่มสัญญาณ (constellation) หลักจากนั้นจะได้ 2 สัญลักษณ์เป็น x_1 และ x_2 แล้วส่งเข้าไปในตัวเข้ารหัสปริภูมิ-เวลา ถ้าพิจารณาในสายอากาศชุดหนึ่ง สัญลักษณ์ทั้งสองสัญลักษณ์จะถูกส่งออกไปในเวลาแรกสัญลักษณ์ x_1 และ x_2 จะถูกส่งออกไปในสายอากาศ 1 และ 2 ตามลำดับ และในเวลาที่สองมีสัญลักษณ์เป็นค่าสังคยู่คเชิงซ้อนแล้วจะได้ $-x_2^*$ ส่งที่สายอากาศ 1 และ x_1^* จะส่งที่สายอากาศ 2 รายละเอียดการเข้ารหัสสามารถแสดงในตารางที่ 2.1 จะมีอัตราการสื่อสารเท่ากับระบบ SISO

การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาของ Alamouti ที่ใช้สายอากาศทางด้านส่งจำนวน 2 ชุดแล้วจะสามารถแสดงในรูปเมตริกซ์

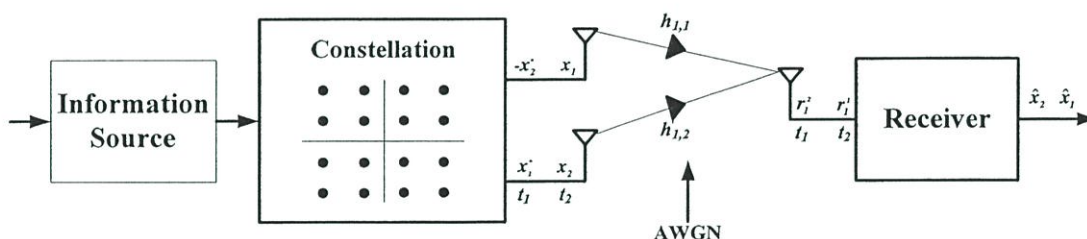
$$X_1 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

รายละเอียดในรูปเมตริกซ์ \mathbf{X}_1 แสดงได้ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาของ Alamouti ที่ใช้เทคนิคโคเวอร์ซีตี

	Antenna 1	Antenna 2
Time t_1	\mathbf{X}_1	\mathbf{X}_2
Time t_2	$-\mathbf{X}_2^*$	\mathbf{X}_1^*

ตัวอย่างของกระบวนการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลา ที่แสดงในรูปที่ 2.14 ใช้สัญลักษณ์ 2 สัญลักษณ์ และใช้สายอากาศส่ง 2 ชุด



รูปที่ 2.14 ตัวอย่างวิธี Alamouti

รหัส STBC สามารถถอดรหัสได้โดยจะสมมุติสัมประสิทธิ์ช่องสัญญาณเฟดดิ้งระหว่างช่วงเวลา 2 คาบเวลา t_1 และ t_2 และสัมประสิทธิ์ช่องสัญญาณจากสายอากาศแรกส่งไปที่สายอากาศภาครับลำดับที่ j^{th} เป็น $h_{j,1}$ และจากสายอากาศชุดที่ 2 เป็น $h_{j,2}$ สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$\begin{aligned} h_{j,1} &= h_{j,1}(t) = h_{j,1}(t+T) = h_{j,1}(t_1) = h_{j,1}(t_2) \\ h_{j,2} &= h_{j,2}(t) = h_{j,2}(t+T) = h_{j,2}(t_1) = h_{j,2}(t_2) \end{aligned} \tag{2.19}$$

ที่ภาครับสัญญาณที่รับได้ที่สายอากาศลำดับที่ j ทั้ง 2 เวลาเป็น r_{1j} และ r_{2j} จะได้สัญญาณที่รับได้เป็น

$$\begin{aligned} r_j^1 &= h_{j,1} \cdot x_1 + h_{j,2} \cdot x_2 + n_j^1 \\ r_j^2 &= -h_{j,1} \cdot x_2^* + h_{j,2} \cdot x_1^* + n_j^2 \end{aligned} \tag{2.20}$$

จากสมการสัญญาณรบกวน AWGN จะเป็นส่วนประกอบที่ถูกรวมไว้ที่สายอากาศด้านเครื่องรับ j ในเวลา t_1 และ t_2 สามารถแสดงได้เป็น n_{j1} และ n_{j2} ตามลำดับ

กระบวนการถอดรหัสแบบง่าย ๆ จะประกอบด้วยการรวมสัญญาณ (Signal combining) และการถอดรหัสแบบค่าความน่าจะเป็นสูงสุด (Maximum Likelihood: ML) โดยที่บล็อกรวมสัญญาณจะมีการทำงานที่มีลักษณะเป็นเชิงเส้นและการแปลงสังยุค (conjugate transformations) ของสัญญาณที่รับได้และผลที่ได้เป็นกระบวนการผสมรวมสัญญาณแบบเส้น (linear combination) ของสัญญาณที่รับได้สามารถแสดงในรูปของสมการได้ดังนี้

$$\begin{aligned}\tilde{x}_1 &= \sum_{j=1}^{N_R} \{h_{j,1}^* \cdot r_j^1 + h_{j,2} \cdot (r_j^2)^*\} = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^{N_R} |h_{j,i}|^2 \cdot x_1 + \sum_{j=1}^{N_R} \{h_{j,1}^* \cdot n_j^1 + h_{j,2} \cdot (n_j^2)^*\} \\ \tilde{x}_2 &= \sum_{j=1}^{N_R} \{h_{j,2}^* \cdot r_j^1 + h_{j,1} \cdot (r_j^2)^*\} = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^{N_R} |h_{j,i}|^2 \cdot x_2 + \sum_{j=1}^{N_R} \{h_{j,2}^* \cdot n_j^1 - h_{j,1} \cdot (n_j^2)^*\}\end{aligned}\quad (2.21)$$

จากสมการที่ (2.21) นำค่าที่ได้ไปทำการถอดรหัสแบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุดเพื่อตัดสินใจสัญลักษณ์ x_1 และ x_2 โดยที่สัญลักษณ์จะเป็นอิสระจากกันแล้วจะสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned}\tilde{x}_1 &= \arg \min \left[\left(\sum_{j=1}^{N_R} (|h_{j,1}|^2 + |h_{j,2}|^2) - 1 \right) \cdot |x_1|^2 + d^2(\tilde{x}_1, x_1) \right] \\ \tilde{x}_2 &= \arg \min \left[\left(\sum_{j=1}^{N_R} (|h_{j,1}|^2 + |h_{j,2}|^2) - 1 \right) \cdot |x_2|^2 + d^2(\tilde{x}_2, x_2) \right]\end{aligned}\quad (2.22)$$

เมื่อค่า $d_2(x,y)$ คือระยะทางยูคลิดีียนกำลังสอง (Square Euclidean distance) ระหว่างสัญญาณ x และ y ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการ $d_2(x,y) = (x-y)(x^*-y^*)$

2.2.4 การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบตั้งฉาก (Orthogonal Space-Time Block Codes)

การออกแบบของ Alamouti ถือว่าเป็นส่วนหนึ่งของเทคนิค STBCs หรือเรียกให้ถูกต้องก็คือ Orthogonal STBCs การเข้ารหัส OSTBCs จะใช้ข้อมูลครั้งละ k_m บิต เพื่อนำไปมอดูเลตให้ได้สัญลักษณ์โดยที่จำนวนรูปแบบของสัญลักษณ์ขึ้นอยู่กับชนิดของการมอดูเลต หลังจากนั้นนำสัญลักษณ์ที่ได้ไปเข้าบล็อกที่ละ k_c สัญลักษณ์ ในระยะเวลาเท่ากับ p ช่วงเวลา ซึ่งแต่ละสัญลักษณ์จะถูกจัดให้อยู่ในแผนผังสัญญาณแล้วจะสามารถจัดให้อยู่ในรูปเมตริกซ์ที่มีขนาด NT แถวละ p หลัก ระบบจะส่งสัญญาณออกจากสายอากาศทุกอันพร้อมๆกัน ในช่วงเวลาเท่ากับ p นั้นหมายความว่าในช่วงเวลา p ระบบจะส่งสัญลักษณ์ออกไปเป็น k_c สัญลักษณ์ ดังนั้นอัตราการเข้ารหัส STBC มีค่าเท่ากับ

$$R = \frac{kc}{p} \quad (2.23)$$

และมีค่าประสิทธิภาพเชิงสเปกตรัม (Spectrum efficiency) ของการเข้ารหัส STBC เท่ากับ

$$\eta = \frac{km}{p} \quad (2.24)$$

จาก [6] จะกล่าวแนะนำเกี่ยวกับการออกแบบตั้งฉาก (orthogonal) ในการสร้างรหัสแบบไม่จำกัดจำนวนสายอากาศ หลักการโดยทั่วไปหลังจากสร้าง STBCs คือการหารหัสของเมตริกซ์ X ซึ่งทฤษฎีของการออกแบบตั้งฉากสามารถแสดงได้ในสมการที่ 2.25

$$X \cdot X^H = p \left(\sum_{i=1}^n |x_i|^2 \right) \cdot I_{N_T} \quad (2.25)$$

ในสมการนี้	X_H	เป็น Hermitian ของ X
	p	เป็นค่าคงที่
	I_{N_T}	เป็นเมตริกซ์เอกลักษณ์ขนาด
	n	เป็นจำนวนของสัญลักษณ์ที่ส่ง x_i ต่อบล็อกในเมตริกซ์ X

คุณสมบัติความตั้งฉากของ STBCs จะสามารถสังเกตได้จากแถวทั้งหมดของเมตริกซ์ X ถ้าเป็นแบบตั้งฉากจะต้องไม่มีค่าซ้ำกัน อีกวิธีหนึ่งก็คือลำดับของการส่งข้อมูลแต่ละชุดของสายอากาศจะตั้งฉากกับแต่ละบล็อกที่จะทำการส่ง

การเข้ารหัส STBCs สามารถแบ่งออกเป็น 2 ชนิด ตามลักษณะของสัญลักษณ์ที่ได้จากการมอดูเลต ถ้าระบบทำการมอดูเลตทางแอมพลิจูดหรือ ASK (Amplitude Shift Keying) สัญลักษณ์ที่ได้จะเป็นจำนวนจริง และถ้าระบบใช้การมอดูเลตทางเฟส PSK หรือแบบ QAM สัญลักษณ์ที่ได้จะเป็นจำนวนเชิงซ้อน

สำหรับสัญญาณที่เป็นจำนวนจริงอัตราการใช้รหัสจะสูงสุด (Full rate) มีค่าเท่ากับ 1 แล้วการส่งสัญญาณออกไปในลักษณะเมตริกซ์ที่มีขนาด N_{Tx} นำสัญลักษณ์จำนวน kc นำมาจัดรูปในช่วงเวลา ถ้าจำนวนช่วงเวลาที่เข้ารหัส เท่ากับจำนวนสายอากาศส่ง จะทำให้เมตริกซ์เป็นสี่เหลี่ยมจัตุรัส แสดงได้เป็นเมตริกซ์

$$X_2 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 \\ x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

เมตริกซ์ที่ (2.26) เป็นระบบที่ใช้สายอากาศส่ง 2 ชุด และเมตริกซ์ที่ (2.27) และเมตริกซ์ที่ (2.28) เป็นระบบที่ใช้สายอากาศ 4 และ 8 ชุดตามลำดับ

$$X_4 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 \\ x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$X_8 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & -x_5 & -x_6 & -x_7 & -x_8 \\ x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 & -x_6 & x_5 & x_8 & -x_7 \\ x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 & -x_7 & -x_8 & x_5 & x_6 \\ x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 & -x_8 & x_7 & -x_6 & x_5 \\ x_5 & x_6 & x_7 & x_8 & x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \\ x_6 & -x_5 & x_8 & -x_7 & x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \\ x_7 & -x_8 & -x_5 & x_6 & x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 \\ x_8 & x_7 & -x_6 & -x_5 & x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

จากสมการที่ผ่านมามีการจัดรูปแบบสัญลักษณ์เป็นสี่เหลี่ยมจัตุรัส ถ้าระบบต้องการส่ง 4 สัญลักษณ์และมีสายอากาศส่ง 3 ชุด จะต้องใช้ช่วงเวลา 4 ช่วงในการส่ง สามารถจัดข้อมูลได้ตามสมการที่ (2.29)

$$X_3 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

สำหรับสัญญาณเชิงซ้อน ตามทฤษฎีของการออกแบบที่ตั้งฉากสามารถใช้เมตริกซ์รหัสแบบทั่วไปได้และมีอัตราการสื่อสารเป็น $\frac{1}{2}$ สำหรับการสื่อสารที่ใช้สายอากาศแบบ 3 และ 4 ชุดตามลำดับ

$$X_3^{1/2} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & x_1^* & -x_2^* & -x_3^* & -x_4^* \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_2^* & x_1^* & x_4^* & -x_3^* \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

$$X_4^{1/2} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & x_1^* & -x_2^* & -x_3^* & -x_4^* \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_2^* & x_1^* & x_4^* & -x_3^* \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \\ x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 & x_4^* & x_3^* & -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

สมการที่ (2.30) คือการเข้ารหัสที่อัตราการสื่อสาร $\frac{1}{2}$ เมื่อใช้สายอากาศส่งจำนวน 3 ชุด 4 สัญลักษณ์และใช้ช่วงเวลา 8 ช่วงในการส่ง และสมการที่ (2.31) คือการเข้ารหัสที่อัตราการสื่อสารเป็น $\frac{1}{2}$ เมื่อใช้สายอากาศส่งจำนวน 3 ชุด 4 สัญลักษณ์และใช้ช่วงเวลา 8 ช่วงในการส่ง

การถอดรหัสของ STBCs จะพิจารณาจากเมตริกซ์การเข้ารหัส หลังจากนั้นสมมติให้สัญลักษณ์ที่ได้จากการประมาณ \tilde{x} แล้วหาค่าได้จากสัญญาณที่รับได้ r_k จากสายอากาศภาครับ ที่เวลา k

จากสมการที่ (2.30) เป็นระบบที่ใช้สายอากาศ 3 ชุด เข้ารหัสที่อัตรา $\frac{1}{2}$ จะสามารถถอดรหัสได้ดังสมการ

$$\begin{aligned} \tilde{x}_1 &= \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ h_{j,1}^* \cdot r_j^1 + h_{j,2}^* \cdot r_j^2 + h_{j,3}^* \cdot r_j^3 + h_{j,1} \cdot (r_j^5)^* + h_{j,2} \cdot (r_j^6)^* + h_{j,3} \cdot (r_j^7)^* \right\} \\ &= 2 \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^{N_R} |h_{j,i}|^2 \cdot x_1 + \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ h_{j,1}^* \cdot n_j^1 + h_{j,2}^* \cdot n_j^2 + h_{j,3}^* \cdot n_j^3 + h_{j,1} \cdot (n_j^5)^* + h_{j,2} \cdot (n_j^6)^* + h_{j,3} \cdot (n_j^7)^* \right\} \end{aligned} \quad (2.32)$$

$$\begin{aligned} \tilde{x}_2 &= \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ h_{j,2}^* \cdot r_j^1 - h_{j,1}^* \cdot r_j^2 + h_{j,3}^* \cdot r_j^4 + h_{j,2} \cdot (r_j^5)^* - h_{j,1} \cdot (r_j^6)^* + h_{j,3} \cdot (r_j^8)^* \right\} \\ &= 2 \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^{N_R} |h_{j,i}|^2 \cdot x_2 + \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ h_{j,2}^* \cdot n_j^1 - h_{j,1}^* \cdot n_j^2 + h_{j,3}^* \cdot n_j^4 + h_{j,2} \cdot (n_j^5)^* - h_{j,1} \cdot (n_j^6)^* + h_{j,3} \cdot (n_j^8)^* \right\} \end{aligned} \quad (2.33)$$

$$\begin{aligned} \tilde{x}_3 &= \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ h_{j,3}^* \cdot r_j^1 - h_{j,1}^* \cdot r_j^3 - h_{j,2}^* \cdot r_j^4 + h_{j,3} \cdot (r_j^5)^* - h_{j,1} \cdot (r_j^7)^* - h_{j,2} \cdot (r_j^8)^* \right\} \\ &= 2 \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^{N_R} |h_{j,i}|^2 \cdot x_3 + \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ h_{j,3}^* \cdot n_j^1 - h_{j,1}^* \cdot n_j^3 - h_{j,2}^* \cdot n_j^4 + h_{j,3} \cdot (n_j^5)^* - h_{j,1} \cdot (n_j^7)^* - h_{j,2} \cdot (n_j^8)^* \right\} \end{aligned} \quad (2.34)$$

$$\begin{aligned}
\tilde{x}_4 &= \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ -h_{j,3}^* \cdot r_j^2 + h_{j,2}^* \cdot r_j^3 - h_{j,1}^* \cdot r_j^4 - h_{j,3} \cdot (r_j^6)^* + h_{j,2} \cdot (r_j^7)^* - h_{j,1} \cdot (r_j^8)^* \right\} \\
&= 2 \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^{N_R} |h_{j,i}|^2 \cdot x_4 + \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ -h_{j,3}^* \cdot n_j^2 + h_{j,2}^* \cdot n_j^3 - h_{j,1}^* \cdot n_j^4 - h_{j,3} \cdot (n_j^6)^* + h_{j,2} \cdot (n_j^7)^* - h_{j,1} \cdot (n_j^8)^* \right\}
\end{aligned} \tag{2.35}$$

โครงสร้างของ STBCs ตามทฤษฎีของการออกแบบตึ๊งฉากบางครั้งจะใช้อัตราสื่อสารเป็น $\frac{3}{4}$ สำหรับการสื่อสารที่สายอากาศ 3 และ 4 ชุด

$$X_3^{3/4} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* & x_3^* & 0 \\ x_2 & x_1^* & 0 & -x_3^* \\ x_3 & 0 & -x_1^* & x_2^* \end{bmatrix} \tag{2.36}$$

$$X_4^{3/4} = \begin{bmatrix} x_1 & 0 & x_2 & -x_3 \\ 0 & x_1 & x_3^* & x_2^* \\ -x_2^* & -x_3 & x_1^* & 0 \\ x_3^* & -x_2 & 0 & x_1^* \end{bmatrix} \tag{2.37}$$

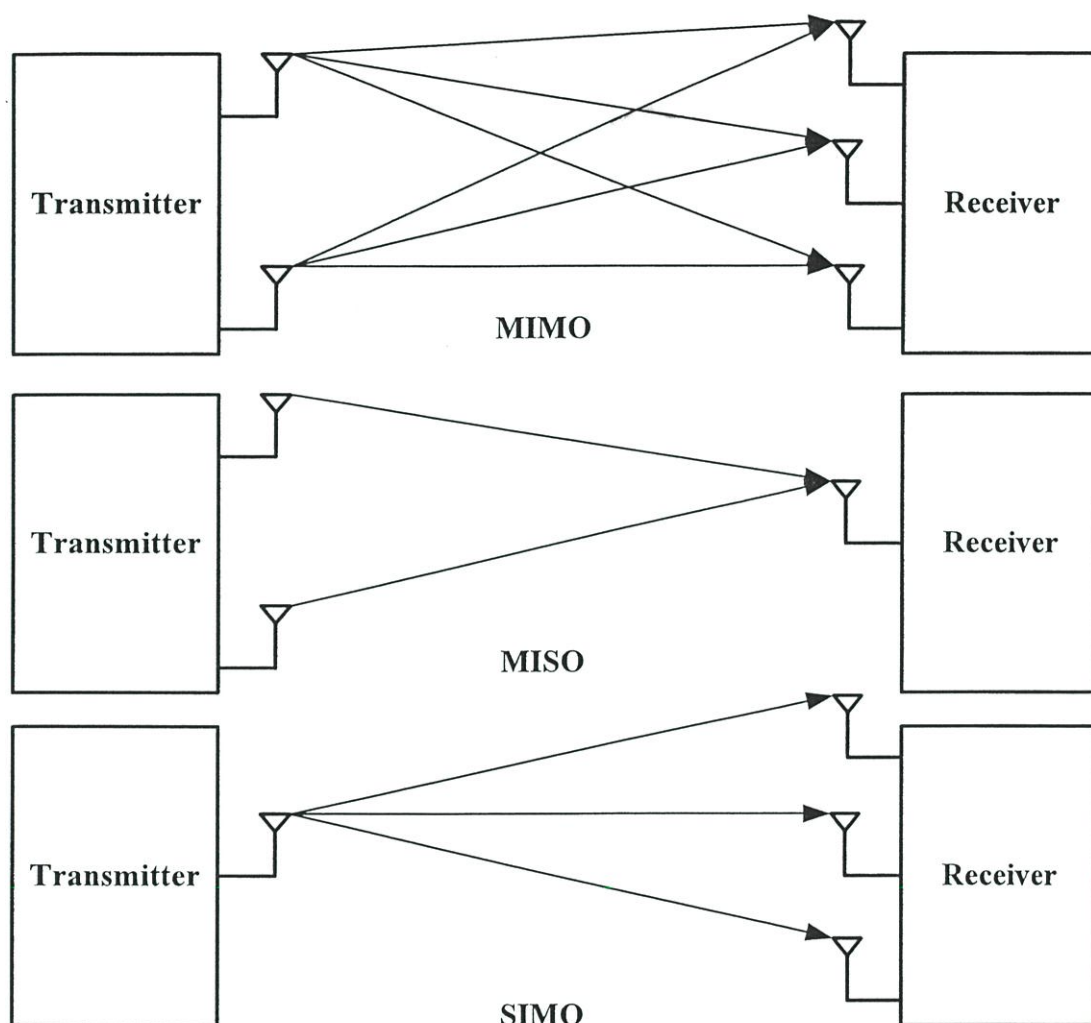
การถอดรหัสของสมการที่ (2.37) ที่มีอัตราเข้ารหัสเท่ากับ $\frac{3}{4}$ โดยใช้สายอากาศส่ง 4 ชุดส่งทีละ 3 สัญลักษณ์ ใน 4 เวลา สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
\tilde{x}_1 &= \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ h_{j,1}^* \cdot r_j^1 + h_{j,2}^* \cdot r_j^2 + h_{j,3} \cdot (r_j^3)^* + h_{j,4} \cdot (r_j^4)^* \right\} \\
&= \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^{N_R} |h_{j,i}|^2 \cdot x_1 + \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ h_{j,1}^* \cdot n_j^1 + h_{j,2}^* \cdot n_j^2 + h_{j,3} \cdot (n_j^3)^* + h_{j,4} \cdot (n_j^4)^* \right\}
\end{aligned} \tag{2.38}$$

$$\begin{aligned}
\tilde{x}_2 &= \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ -h_{j,3}^* \cdot (r_j^1)^* - h_{j,4}^* \cdot r_j^2 + h_{j,1} \cdot r_j^3 + h_{j,2} \cdot (r_j^4)^* \right\} \\
&= \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^{N_R} |h_{j,i}|^2 \cdot x_2 + \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ -h_{j,3}^* \cdot (n_j^1)^* - h_{j,4}^* \cdot n_j^2 + h_{j,1} \cdot n_j^3 + h_{j,2} \cdot (n_j^4)^* \right\}
\end{aligned} \tag{2.39}$$

$$\begin{aligned}
\tilde{x}_3 &= \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ h_{j,4}^* \cdot (r_j^1) - h_{j,3}^* \cdot r_j^2 + h_{j,2} \cdot (r_j^3)^* - h_{j,1} \cdot r_j^4 \right\} \\
&= \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^{N_R} |h_{j,i}|^2 \cdot x_3 + \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ h_{j,4}^* \cdot (n_j^1) - h_{j,3}^* \cdot n_j^2 + h_{j,2} \cdot (n_j^3)^* - h_{j,1} \cdot n_j^4 \right\}
\end{aligned} \tag{2.40}$$

ตัวรวมเชิงเส้นจะเป็นจริงสำหรับทุกค่า j ในการออกแบบตั้งจาก STBCs จะไม่สามารถทำให้ใกล้เคียงกับอัตราการสื่อสารที่มีค่าเท่ากับ 1 สำหรับสัญญาณที่เป็นเชิงซ้อน ใน สมการ 2.37 จะแสดงวิธีการของสายอากาศภาคส่งเป็น 3 และ 4 ค่าอัตราการสื่อสารสูงสุดที่เป็นไปได้คือ $\frac{3}{4}$ สำหรับสายอากาศภาคส่งเป็น 5 และ 8 ค่าอัตราการสื่อสารเป็น $\frac{1}{2}$ และสำหรับสายอากาศภาคส่งเป็น 9 และ 16 ค่าอัตราการสื่อสารเป็น $\frac{5}{6}$



รูปที่ 2.15 รูปแบบของการโคเวอร์ซีตีทางสายอากาศแบบต่างๆ

2.3 รูปแบบของการโคเวอร์ซีตีทางสายอากาศแบบต่างๆ

การโคเวอร์ซีตีทางสายอากาศ [6] มีจุดประสงค์เพื่อเพิ่มค่า SNR ทำให้ระบบสามารถลดค่าอัตราผิดพลาดข้อมูลได้ การโคเวอร์ซีตีแบบนี้เรียกว่า Spatial Diversity โดยอาศัยการเข้ารหัสรูปแบบต่างๆ เช่น รหัส STTC, STBC และแบบ SFBC นอกจากนี้ยังมีการโคเวอร์ซีตีแบบ Spatial Multiplexing ที่มีอัตราเร็วในการส่งข้อมูลสูง อาทิเช่น V-BLAST, D-BLAST และ SVD ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะจำลองสมรรถนะของระบบ Spatial Diversity แบบ STBC และระบบ

Spatial Multiplexing แบบ SVD เพื่อนำผลมาเปรียบเทียบกัน แต่ก่อนจะกล่าวถึงรายละเอียดในบทที่ 3 ในหัวข้อนี้จะแสดงรูปแบบโดยสรุปของการโคเวอริจันซ์ที่ทางสายอากาศ ดังที่ได้แสดงในรูปที่ 2.15

จากรูปที่ 2.15 แสดงระบบที่มีรูปแบบแตกต่างกัน โดยแบ่งตามลักษณะของอินพุท และเอาต์พุทของระบบ เมื่อ SISO คือ Single Input Multiple Output, MISO คือ Multiple Input Single Output, MIMO คือ Multiple Input Multiple Output และแบบ MIMO-MU คือ Multiple Input Multiple Output – Multiuser ซึ่งแบบ SISO, MISO และ MIMO จะนำไปจำลองระบบเพื่อหาสมรรถนะ

2.4 แบบจำลองช่องสัญญาณ (Chanel Model)

ในการสื่อสารข้อมูลระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ สัญญาณจะส่งผ่านสิ่งแวดล้อมต่างๆ ที่อยู่โดยรอบทำให้เกิดสัญญาณรบกวน การหน่วงเวลา และการจางหายเนื่องจากสัญญาณที่ถูกสะท้อนจากสิ่งกีดขวาง (Scattered) รวมถึงสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากสิ่งแวดล้อมอื่นๆ เช่น สัญญาณรบกวนขาวววก ดังนั้นการจำลองระบบเพื่อวิเคราะห์สมรรถนะจะต้องคำนึงถึงปัจจัยที่เป็นผลมาจากช่องสัญญาณด้วย

2.4.1 แบบจำลองช่องสัญญาณรบกวนขาวววกแบบเกาส์ (AWGN)

ในการสื่อสารข้อมูลระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ สัญญาณจะส่งผ่านสิ่งแวดล้อมต่างๆ ที่อยู่โดยรอบทำให้เกิดสัญญาณรบกวน การหน่วงเวลา และการจางหายเนื่องจากสัญญาณที่ถูกสะท้อนจากสิ่งกีดขวาง (Scattered) รวมถึงสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากสิ่งแวดล้อมอื่นๆ เช่น สัญญาณรบกวนขาวววก ดังนั้นการจำลองระบบเพื่อวิเคราะห์สมรรถนะจะต้องคำนึงถึงปัจจัยที่เป็นผลมาจากช่องสัญญาณด้วย

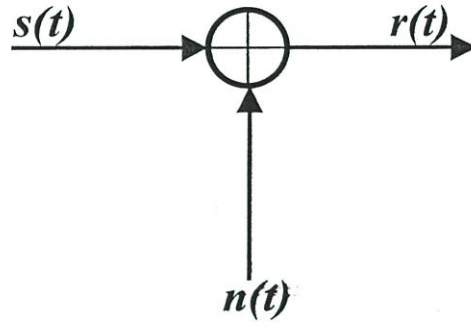
ในการจำลองช่องสัญญาณรบกวนที่เครื่องรับนั้น จะกำหนดให้สัญญาณได้รับการรบกวนจากสัญญาณรบกวน AWGN ดังรูปที่ 2.16 จะได้สมการดังนี้

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (2.41)$$

เมื่อ	$r(t)$	คือสัญญาณที่เครื่องรับ
	$s(t)$	คือสัญญาณจากเครื่องส่ง
	$n(t)$	คือสัญญาณรบกวน ที่มีค่า Power Spectrum density ดังสมการต่อไปนี้

$$\phi_{nn}(f) = \frac{1}{2} N_o [W / Hz] \quad (2.42)$$

เมื่อ N_0 คือค่าคงที่หรือความหนาแน่นของพลังงานรบกวน และในการจำลองกำหนดให้ $n(t)$ มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ มีความแปรปรวนเท่ากับหนึ่ง

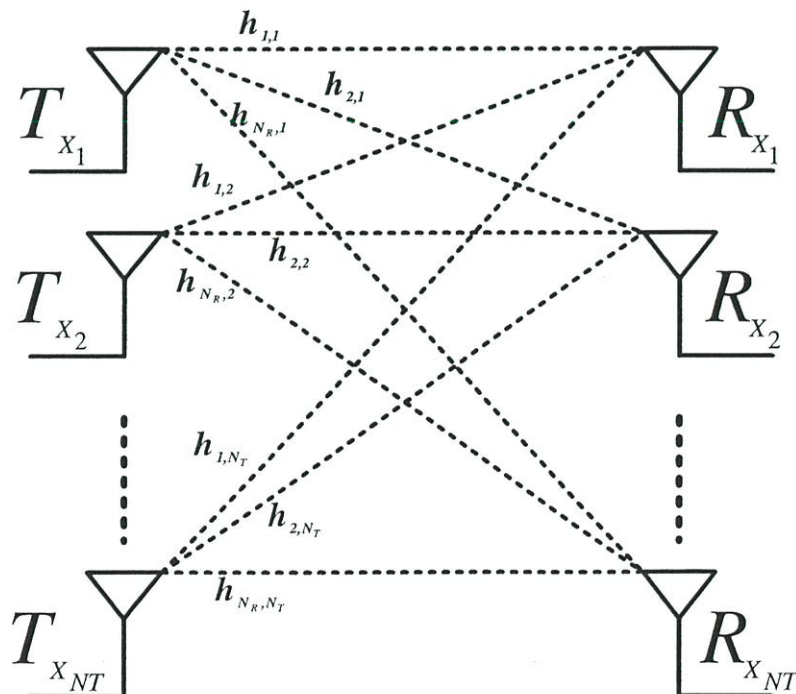


รูปที่ 2.16 กระบวนการเกิดสัญญาณรบกวนที่เครื่องรับ

สัญญาณที่เครื่องรับจะเกิดความผิดพลาดเนื่องมาจากสัญญาณรบกวนขาวววกแบบเกาส์ ทำให้การคืนสัญญาณเดิมเกิดความผิดพลาดขึ้น

2.4.2 ช่องสัญญาณแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (MIMO)

เมื่อจำนวนสายอากาศที่เครื่องส่งและเครื่องรับมีจำนวนหลายชุด การพิจารณาช่องสัญญาณจะมีความซับซ้อนมากกว่าแบบระบบที่ใช้สายอากาศ 1 ชุด และในการถอดรหัสที่เครื่องรับจะต้องใช้เทคนิคในการโคเวอเรจซีดีที่มีรูปแบบสัมพันธ์กับเครื่องส่ง ช่องสัญญาณ MIMO มีลักษณะดังรูปต่อไปนี้



รูปที่ 2.17 แสดงช่องสัญญาณ MIMO

จากรูปที่ 2.17 จำนวนของเส้นทางจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับมีค่าเท่ากับ $N_R \times N_T$ เส้นทางเมื่อ N_T คือจำนวนสายอากาศด้านส่ง และ N_R คือจำนวนสายอากาศด้านรับ การกำหนดช่องสัญญาณรวมของ MIMO จะแสดงอยู่ในรูปของ เมตริก ที่มีขนาดเท่ากับ $N_R N_T$ ดังสมการต่อไปนี

$$H = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,N_T} \\ h_{2,1} & \ddots & \cdots & \vdots \\ \vdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R,1} & h_{N_R,2} & \cdots & h_{N_R,N_T} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

เมื่อ H คือเมตริกของช่องสัญญาณ MIMO ทุกเส้นทางที่มีสมาชิกภายในคือ h_{ij} เป็นการตอบสนองของช่องสัญญาณจากสายอากาศส่งตัวที่ j ไปยังสายอากาศรับตัวที่ i เมื่อ h_{ij} มีค่าสัมประสิทธิ์เชิงซ้อนของช่องสัญญาณที่มีการแจกแจงแบบเรลีย์และมีการเปลี่ยนแปลงของการจางหายแบบช้า (Slow fading) และมีค่าประวิงเวลาของช่องสัญญาณน้อย เมื่อเทียบกับช่วงเวลาของสัญลักษณ์ โดยในช่องเฟรมข้อมูลเดียวกันบิตข้อมูลจะได้รับผลจากการจางหายเหมือนกันทุกบิต

ในการจำลองระบบ สายอากาศด้านส่งแต่ละอันจะใช้กำลังงานเท่ากับ P/N_T เมื่อ P คือกำลังส่งรวมของสถานี [10] และสายอากาศที่ด้านรับแต่ละต้นจะจะได้รับกำลังงานเท่ากับ P ดังนั้นค่า SNR ที่เครื่องรับมีค่าเท่ากับ $\gamma = P/\sigma^2$ เมื่อ σ^2 คือ กำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนที่เครื่องรับ ในการส่งสัญญาณจะไม่พิจารณาการลดทอน (Attenuation) ที่เกิดจากการผ่านตัวกลางในการแพร่สัญญาณ หรือจะไม่พิจารณาระยะห่างระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ และไม่คำนึงถึงอัตราขยาย (Amplification) ของสายอากาศทั้งด้านส่งและด้านรับ

ระบบที่จำลองจะใช้แบบจำลองเชิงเส้น (Linear Model) กับสัญญาณที่ด้านเครื่องรับ เพื่อนำไปวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ ดังสมการต่อไปนี

$$r = Hx + n \quad (2.43)$$

เมื่อ r คือสัญญาณด้านรับที่อยู่ในรูปคอลัมน์เมตริกมีขนาดเท่ากับ $N_R \times 1$, H คือ เมตริกของช่องสัญญาณใน สมการที่ (2.42) , x คือสัญญาณจากเครื่องส่งที่อยู่ในรูปคอลัมน์เมตริกมีขนาดเท่ากับ $N_T \times 1$ และ n คือสัญญาณรบกวนที่เครื่องรับที่อยู่ในรูปคอลัมน์เมตริกมีขนาดเท่ากับ $N_R \times 1$

2.5 วงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น

ในปัจจุบันระบบโอเอฟดีเอ็มได้รับความสนใจเป็นอย่างมากสำหรับการสื่อสารแบบแถบความถี่กว้าง (Broadband) ซึ่งวงจรขยายเป็นส่วนที่จำเป็นสำหรับทางด้านเครื่องส่ง ดังนั้นจึง

เป็นไปได้ยากที่จะหาวงจรรขยายที่มีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้น (Linear) ตลอดย่านความถี่ สัญญาณรบกวนที่จะเกิดขึ้นจากวงจรรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้นนี้จะเกิดสัญญาณรบกวนได้ทั้งขนาดและเฟสของสัญญาณ วงจรรขยายสามารถแบ่งออกเป็นสองประเภทใหญ่ๆด้วยกันคือ วงจรรขยายที่ทำมาจากสารกึ่งตัวนำ (SSPA: Solid State Power Amplifier) และวงจรรขยายที่เป็นแบบหลอดจากสุญญากาศ (TWTA: Travelling Wave Tube Amplifier) วงจรรขยายทั้งสองแบบนี้สามารถที่จะอธิบายคุณสมบัติของวงจรรขยายแต่ละตัวที่กล่าวข้างต้นด้วยสมการ ดังจะอธิบายได้ดังนี้

กำหนดจุดการทำงานของวงจรรขยาย IBO ซึ่งสามารถแสดงดังสมการได้ดังนี้

$$IBO = 10 \log \frac{P_{in}}{P_o} \quad (2.44)$$

เมื่อ P_{in} เป็นพลังงานเฉลี่ยของสัญญาณอินพุทของวงจรรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น และ P_o เป็นพลังงานเฉลี่ยของสัญญาณเอาต์พุทของวงจรรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น

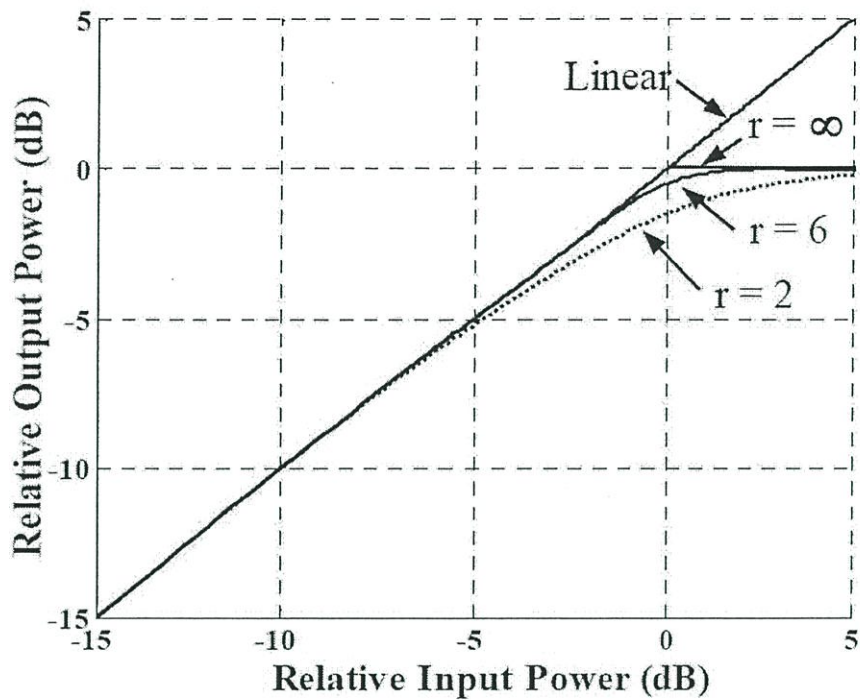
- วงจรรขยายชนิด Solid State Power Amplifier (SSPA)

คุณสมบัติของวงจรรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้นชนิดสารกึ่งตัวนำ (SSPA) สามารถอธิบายได้ด้วยสมการของเรพพ์ (Rapp) ในสมการที่ 2.42 และ 2.44 ดังจะเห็นได้จากเอกสารอ้างอิง โดยสมการจะแยกออกเป็นอธิบายคุณสมบัติของการเปลี่ยนแปลงทางด้านแอมพลิจูด (Amplifier) และเฟส (Phase) การเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นจากวงจรรขยายทั้งสองส่วนนี้อธิบายในรูปของการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดของสัญญาณทางด้านเอาต์พุท (Output) ที่เกิดจากแอมพลิจูดของสัญญาณทางด้านอินพุท (Input) หรือใช้ตัวย่อเป็น AM/AM และอธิบายในรูปของการเปลี่ยนแปลงของเฟสของสัญญาณเอาต์พุทที่เกิดจากแอมพลิจูดของสัญญาณทางด้านอินพุทหรือใช้ตัวย่อเป็น AM/PM จากสมการของเรพพ์สามารถอธิบายการเปลี่ยนแปลงของทั้งแอมพลิจูดและเฟสได้ดังสมการที่ 2.45 และ 2.46 ตามลำดับ

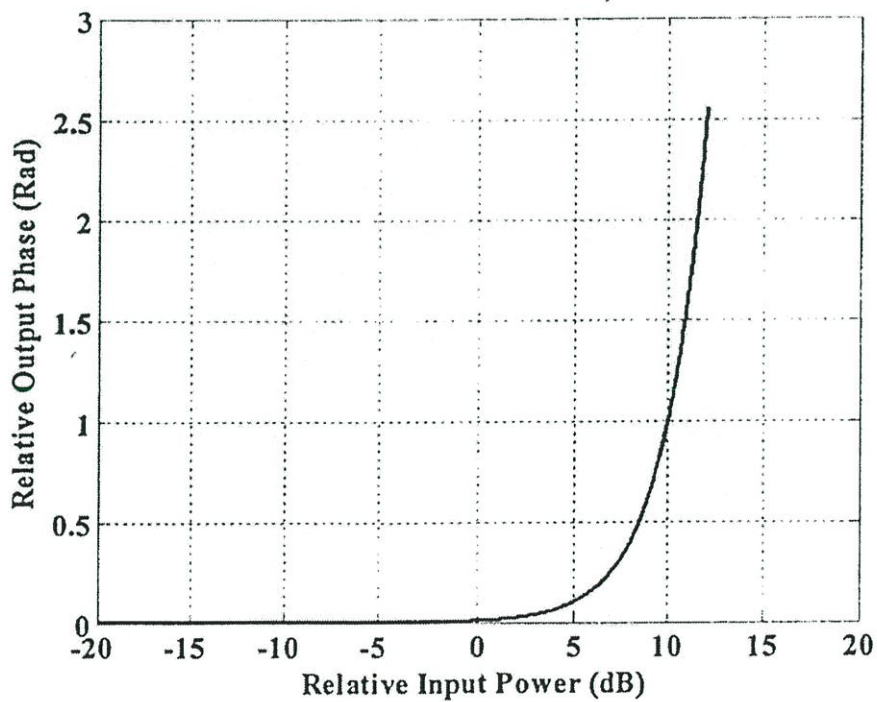
$$F_s(\rho) = \frac{v\rho}{\left[1 + \left(\frac{v\rho}{A_o}\right)^{2r}\right]^{1/2r}} \quad (2.45)$$

$$\phi_s(\rho) = \alpha_\phi \left(\frac{v\rho}{A_o}\right)^4 \quad (2.46)$$

เมื่อ ρ เป็นฟังก์ชันของสัญญาณอินพุท A_o เป็นระดับของสถานะเอาต์พุทและ r เป็นพารามิเตอร์ที่ใช้กำหนดคุณสมบัติของความไม่เป็นเชิงเส้นและ $v\alpha_\phi$ เป็นค่าคงที่



(a) AM/AM



(b) AM/PM

รูปที่ 2.18 คุณสมบัติของวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น SSPA

บทที่ 3

วิธีการลดค่าพีเอพียาร์ในสัญญาณโอเอฟดีเอ็มและการเพิ่มประสิทธิภาพการส่งผ่านให้กับระบบ

เทคนิคการมอดูเลทแบบ โอเอฟดีเอ็มเป็นระบบที่มีประสิทธิภาพสูงในการใช้งานช่องสัญญาณทันทันต่อสภาวะการจางหายแบบหลายเส้นทางจึงทำให้เทคนิคการมอดูเลทแบบ โอเอฟดีเอ็มได้รับมาใช้เป็นมาตรฐานระบบการสื่อสารต่างๆมากมายเช่น ระบบโครงข่ายแบบไร้สาย (Wireless LAN systems) ระบบที่วิดิจิตอลบรอดแคสติ้ง (Terrestrial digital broadcasting system) เป็นต้น และในบทนี้จะกล่าวถึงปัญหาที่เกิดขึ้นกับระบบ โอเอฟดีเอ็ม

ปัญหาของเครื่องขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น ปัญหาการกระเพื่อมของสัญญาณในแกนเวลาส่งผลให้คุณภาพของสัญญาณลดทอนไปและปัญหาการเข้าจังหวะจากทางเครื่องรับทำได้ยาก ซึ่งจะกล่าวถึงเป็นลำดับไปดังนี้ สัญญาณ โอเอฟดีเอ็มทางแกนเวลามีการแกว่งมาก (Fluctuation) ซึ่งค่าการแกว่งของสัญญาณนี้สามารถที่จะวัดได้ในรูปของอัตราส่วน ระหว่างค่าสูงสุดของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มต่อค่าเฉลี่ยของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มในหนึ่งสัญลักษณ์ หรือเรียกว่า ค่าพีเอพียาร์ (PAPR: Peak to Average Power Ratio) ซึ่งค่าพีเอพียาร์ที่สูงนี้ในทางปฏิบัติแล้วจำเป็นจะต้องกำหนด จุดการทำงานของวงจรขยายในตำแหน่งที่เป็นเชิงเส้น เพื่อไม่เกิดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการตัดยอดของสัญญาณที่บริเวณจุดการทำงานอิ่มตัวของวงจรขยาย หากแต่วิธีการนี้จะทำให้การใช้งานวงจรขยายเป็นไปอย่างไม่มีประสิทธิภาพ อีกปัญหาหนึ่งที่เกิดกับสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มที่มีค่าพีเอพียาร์สูงคือ ทางเครื่องส่งจำเป็นต้องมีวงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาล็อก (DAC: Digital-to-Analog Converters) ที่ค่อนข้างราคาแพง เนื่องจากค่าสูงสุดและต่ำสุดของสัญญาณกว้างมาก วิธีการแก้ไขก็คือพยายามลดค่าการแกว่งของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม หรืออีกนัยหนึ่งคือลดค่าพีเอพียาร์ให้ได้มากที่สุด

ในบทที่ 3 นี้จะกล่าวถึงรายละเอียดแบบจำลองระบบ โอเอฟดีเอ็มชนิดหลายอินพุทและหลายเอาต์พุทแบบทั่วไป โดยไม่มีวิธีการลดค่าพีเอพียาร์ และระบบ โอเอฟดีเอ็มชนิดหลายอินพุทและหลายเอาต์พุทที่มีวิธีการลดค่าพีเอพียาร์แบบเดิม (Conventional PTS: CV-PTS) รวมทั้งระบบ โอเอฟดีเอ็มชนิดหลายอินพุทและหลายเอาต์พุทที่มีวิธีการลดค่าพีเอพียาร์แบบเดิมที่ใช้ร่วมกับแนวคิดสัมประสิทธิ์ร่วม (Concurrent by conventional PTS: CC-PTS) โดยจะนำมาเปรียบเทียบกับระบบ โอเอฟดีเอ็มชนิดหลายอินพุทและหลายเอาต์พุทที่มีวิธีการลดค่าพีเอพียาร์แบบที่นำเสนอ ซึ่งทั้งสี่วิธีการนี้จะแตกต่างกันเฉพาะทางด้านเครื่องส่งเท่านั้น แต่ทางด้านเครื่องรับจะเป็นแบบเดียวกัน ซึ่งเครื่องรับแบบทั่วไปสามารถรับได้ทั้งวิธีการแบบทั่วไปและเครื่องส่งแบบที่นำเสนอ

3.1 ค่าประสิทธิภาพของสัญญาณค่าอัตรากำลังงานสูงสุดต่อค่าเฉลี่ยของสัญญาณ (Peak and Average Power Ratio: PAPR)

ค่าพีเอพียอร์ หรือค่าประสิทธิภาพของสัญญาณค่าอัตรากำลังงานสูงสุดต่อค่าเฉลี่ยของสัญญาณในทางแกนเวลา เป็นวิธีการที่นิยมใช้วัดค่าการแกว่งของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มในแกนเวลา ซึ่งคุณสมบัติของค่าพีเอพียอร์ในระบบโอเอฟดีเอ็ม การมอดูเลชันของระบบ โอเอฟดีเอ็ม [6] บล็อกข้อมูลสัญลักษณ์ N $\{X_n, n = 0, 1, \dots, N-1\}$ เป็นรูปแบบที่แยกสัญลักษณ์จากการมอดูเลชันซึ่งค่าที่ได้จะสอดคล้องกับค่าของ คลื่นพาหะย่อย (subcarrier) ซึ่งมีเซตดังนี้ $\{f_n, n = 0, 1, \dots, N-1\}$ จำนวนของ N จะหาได้จากส่วนประกอบของสัญญาณที่ตั้งฉาก (Orthogonal) เช่น $f_n = n\Delta f$, เมื่อ Δf คือ $1/NT$, T คือ คาบเวลาของข้อมูลสัญลักษณ์เริ่มต้น ผลลัพธ์ของสัญญาณพื้นฐาน (Baseband) ของ OFDM จะเท่ากับ

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi f_n t}, 0 \leq t \leq NT. \quad (3.1)$$

โดยจะนิยามค่าพีเอพียอร์ ของสัญญาณที่ส่งออกไปดังนี้

$$\text{PAPR}(x(t)) = \frac{\max_{0 \leq t \leq NT} |x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]} = \frac{\max_{0 \leq t \leq NT} |x(t)|^2}{\frac{1}{NT} \int_0^{NT} |x(t)|^2 dt}. \quad (3.2)$$

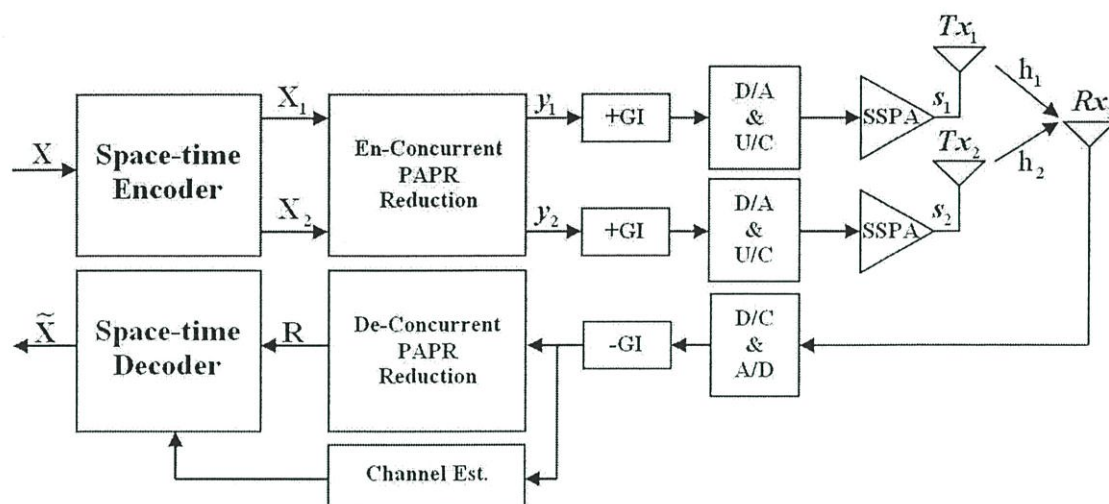
ในทางปฏิบัติสัญญาณที่ใช้จะเป็นแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา (Discrete-time) แต่ในที่นี้ค่าสูงสุด $\max |x(t)|$ ของสัญญาณจะเป็นแบบค่าต่อเนื่องทางเวลา (Continuous-time) สำหรับการหาค่าพีเอพียอร์ของสัญญาณจะอาศัยค่าทางสถิติของสัญญาณในระบบ OFDM ซึ่งจะใช้ค่าความหนาแน่นประกอบ (Complementary CDF: CCDF) มาอธิบายถึงความน่าจะเป็นของค่า พีเอพียอร์อ้างอิง (PAPR₀) ที่เกิดจากจุดอ้างอิง (Threshold) โดยจะแสดงดังนี้

$$\text{CCDF}(\text{PAPR}_0) = \Pr(\text{PAPR} > \text{PAPR}_0). \quad (3.3)$$

3.2 แบบจำลองของระบบ โอเอฟดีเอ็มชนิดหลายอินพุทและหลายเอาต์พุทแบบทั่วไป ในช่องสัญญาณแบบ AWGN

ในบล็อกไดอะแกรมระบบ โอเอฟดีเอ็มชนิดหลายอินพุทและหลายเอาต์พุทแบบทั่วไป สามารถจำลองการทำงานได้ดังรูปที่ 3.1 แสดงการส่งรับข้อมูลของระบบ โอเอฟดีเอ็มชนิดหลายอินพุทและหลายเอาต์พุทแบบทั่วไปในช่องสัญญาณรบกวนแบบขาว (AWGN) การทำงาน

เริ่มต้นจากสัญญาณข้อมูลที่เป็นดิจิทัลผ่านการมอดูเลชัน (Modulation) ซึ่งวิธีการมอดูเลชันนี้สามารถทำได้หลายวิธี เช่น BPSK, QPSK, 16QAM และ 64 QAM การเลือกวิธีการนั้นขึ้นอยู่กับประเภทการใช้งาน หลังจากผ่านการมอดูเลชันแล้วข้อมูลจะถูกเข้ารหัสปริภูมิ-เวลา (Space-time encoder) แบบ Alamouti จากนั้นข้อมูลอนุกรมจะถูกเปลี่ยนไปเป็นข้อมูลแบบขนาน (S/P) เพื่อผ่านเข้าวงจร IFFT ต่อมาจะเปลี่ยนสัญญาณที่เป็นขนานให้เป็นแบบอนุกรม (P/S) เช่นเดิมและเพิ่มการ์ดไทม์เพื่อป้องกันการแทรกสอดในแกนเวลาเมื่อผ่านช่องสัญญาณแบบหลายเส้นทาง ซึ่งจำเป็นต้องมีในระบบแบบ โอเอฟดีเอ็ม



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมที่ใช้ในการจำลองระบบของระบบ โอเอฟดีเอ็มชนิดหลายอินพุตและหลายเอาต์พุตแบบทั่วไป

3.3 การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลา แบบ Alamouti

เมื่อผ่านการมอดูเลทแล้ว ข้อมูลจะถูกเข้ารหัสปริภูมิ-เวลา (Space-time encoder) แบบ Alamouti ซึ่งรายละเอียดได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 การเข้ารหัสแบบนี้จะใช้สายอากาศที่เครื่องส่ง 2 ชุด ข้อมูลไบนารีที่เข้ามาในระบบจะถูกมอดูเลท เป็นสัญลักษณ์ นำสัญลักษณ์ที่ได้มาจัดที่ละ 2 สัญลักษณ์ คือ s_1 และ s_2 ให้อยู่ในรูปของเมตริก ดังสมการที่แสดงต่อไปนี้

$$X = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

เมื่อกอสมันซ์ของเมตริก X คือช่วงเวลาในการส่งข้อมูล และแถวของเมตริกใช้แทนข้อมูลที่ส่งผ่านสายอากาศสายอากาศอื่นที่ 1 หรือ 2 และ s_1^* คือการสังยุคเชิงซ้อน (Complex Conjugate) หลักการคือในช่วงเวลาสัญลักษณ์ที่ 1 สายอากาศอันแรกจะส่งสัญลักษณ์ s_1 ออกอากาศ และในขณะเดียวกันสายอากาศตัวที่ 2 จะสัญลักษณ์ s_2 ออกไป เมื่อมาถึงช่วงเวลาสัญลักษณ์ช่วงที่ 2

สายอากาศอันแรกจะส่งสัญญาณ $-s_2^*$ ออกไป และในเวลาเดียวกันสายอากาศตัวที่สอง จะส่งสัญญาณ s_1^* ออกไป

สัญญาณในแถวของเมตริก X หรือข้อมูลจากสายอากาศทั้งสองจะมีความตั้งฉากกันจากผลคูณเชิงสเกลลา (Inner product) ของทั้งสองแถวจะมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังสมการต่อไปนี้

$$\text{inner-product} = s_i \cdot s_j = \sum_{t=1}^p X_{i,t} \cdot X_{j,t} = 0 \quad (3.5)$$

เมื่อ $(X)'$ คือการคอนจูเกตทรานส์โพส จากสมการจะเห็นว่าสัญญาณที่ส่งออกไปจากสายอากาศทั้งสองไม่มีการรบกวนซึ่งกันและกัน เมื่อสัญญาณส่งผ่านช่องสัญญาณออกไปจะได้รับผลกระทบจากช่องสัญญาณโดยกำหนดให้ช่องสัญญาณระหว่างสายอากาศอันที่ 1 และ อันที่ 2 ไปยังเครื่องรับ คือ $h_1(t)$ และ $h_2(t)$ ตามลำดับ โดยสมมติให้ระบบมีการจางหายแบบช้า ดังนั้นช่องสัญญาณที่ช่วงเวลาติดกันจะคงที่ ดังสมการต่อไปนี้

$$h_1(t) = h_1(t+T) = h_1 = |h_1| \exp(j\theta_1) \quad (3.6)$$

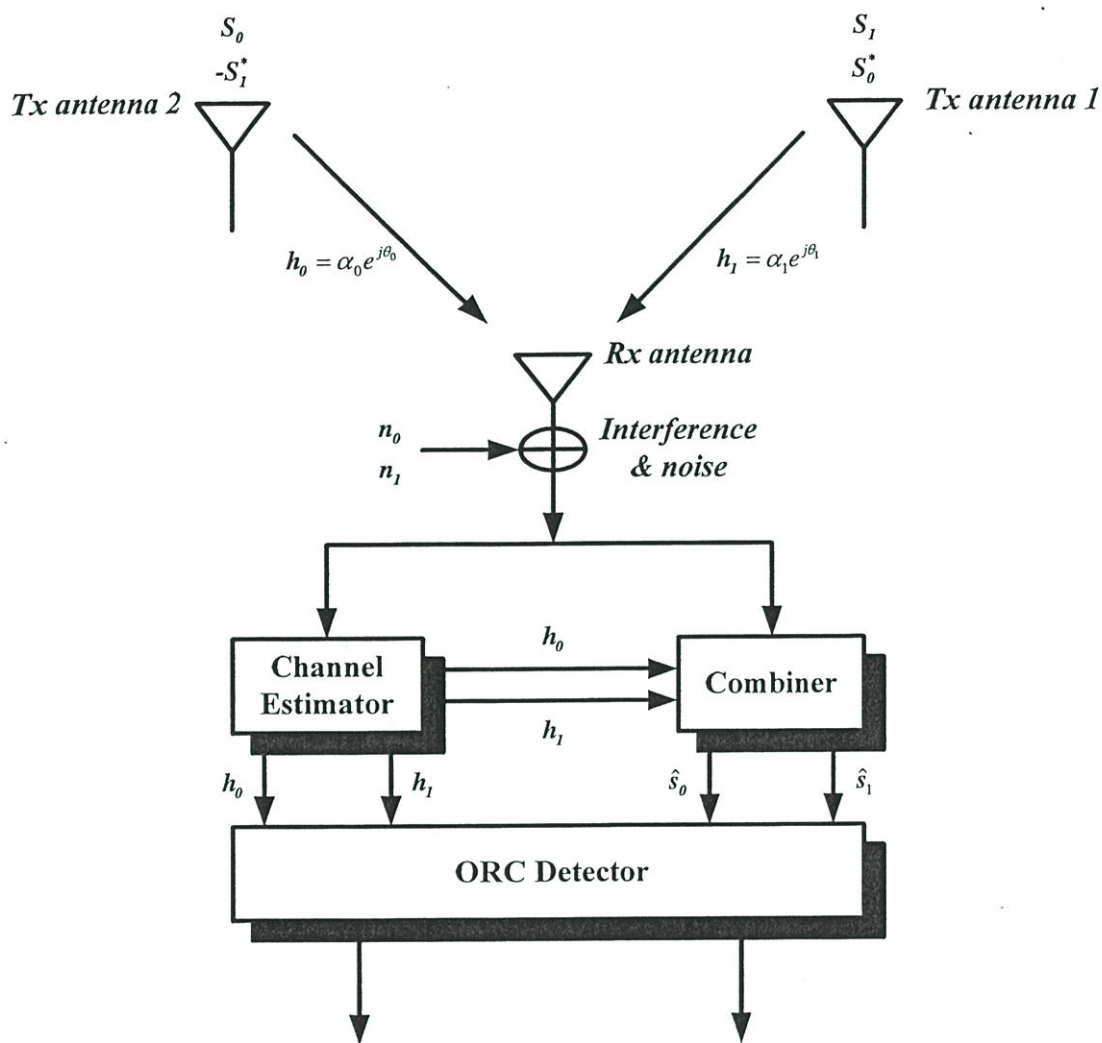
$$h_2(t) = h_2(t+T) = h_2 = |h_2| \exp(j\theta_2) \quad (3.7)$$

เมื่อ $|h_i|$ และ θ_i คือขนาดและเฟสที่เปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณ หลังจากนั้นที่ด้านรับจะกำหนดเป็น r_1 และ r_2 เมื่อกำหนดให้ r_1 คือสัญญาณที่รับได้ในช่วงเวลาแรก และ ให้ r_2 คือสัญญาณที่รับได้ในช่วงเวลาที่สอง สามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$r_1 = h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_1 \quad (3.8)$$

$$r_2 = -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + n_2 \quad (3.9)$$

เมื่อ n_1 คือ n_2 สัญญาณรบกวน AWGN ที่เกิดขึ้นในเครื่องรับที่ช่วงเวลา t และ $t+T$ ตามลำดับ นำสัญญาณที่รับได้ทั้งสองช่วงเวลา ไปถอดรหัสเพื่อคืนสัญญาณเดิมกลับมาด้วยวิธีการรวมสัญญาณแบบคืนความตั้งฉาก (Orthogonal Restoring combining :ORC) การรวมสัญญาณแบบนี้ต้องอาศัยการประมาณช่องสัญญาณที่มีความแม่นยำ และการถอดรหัสสัญญาณจะต้องมีรูปแบบที่สัมพันธ์กับที่เครื่องส่ง ดังสมการที่ (3.10)



รูปที่ 3.2 การโคเวอร์ซีตีแบบ Alamouti ที่ใช้สายอากาศส่ง 2 ชุด และสายอากาศรับ 1 ชุด

$$\begin{aligned}\hat{S}_1 &= h_1^* r_1 + h_2 r_2^* \\ \hat{S}_2 &= h_2^* r_1 - h_1 r_2^*\end{aligned}\quad (3.10)$$

นำค่าที่คำนวณจากสมการที่ (3.10) ไปหาค่าสัญลักษณ์คืนกลับมาจากสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned}\hat{S}_1 &= \frac{\tilde{S}_1}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \\ \hat{S}_2 &= \frac{\tilde{S}_2}{|h_1|^2 + |h_2|^2}\end{aligned}\quad (3.11)$$

การโคเวอร์ซีตีแบบ Alamouti สามารถใช้สายอากาศด้านรับมากกว่า 1 ชุด เพื่อเพิ่มสมรรถนะในการโคเวอร์ซีตี ดังแสดงในรูปที่ 3.2 ที่เครื่องส่งจะทำการเข้ารหัสแบบเดิม คือ สมการที่ (3.4)

จำนวนเส้นทางในการส่งสัญญาณมีค่าเท่ากับผลคูณระหว่างจำนวนสายอากาศด้านส่งและจำนวนสายอากาศด้านรับ เมื่อสัญญาณผ่านช่องสัญญาณไปที่เครื่องรับจะได้ค่าดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} r_j^1 &= h_{j,1}s_1 + h_{j,2}s_2 + n_j^1 \\ r_j^2 &= -h_{j,1}s_2^* + h_{j,2}s_1^* + n_j^2 \end{aligned} \quad (3.12)$$

จากสมการที่ (3.12) ค่า r_j^1 คือเครื่องรับที่ j ได้รับสัญญาณในช่วงเวลาแรก และ r_j^2 คือเครื่องรับที่ j ได้รับสัญญาณในช่วงเวลาที่สอง สัญญาณที่รับได้ทั้งหมดจะนำไปรวมกันที่เครื่องรวมสัญญาณแล้วจะได้สัญญาณดังสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 &= \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ h_{j,1}^* r_j^1 + h_{j,2} (r_j^2)^* \right\} \\ &= \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^{N_R} |h_{j,i}|^2 \cdot s_i + \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ h_{j,1}^* n_j^1 + h_{j,2} (n_j^2)^* \right\} \\ \tilde{s}_2 &= \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ h_{j,2}^* r_j^1 - h_{j,1} (r_j^2)^* \right\} \\ &= \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^{N_R} |h_{j,i}|^2 \cdot s_2 + \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ h_{j,2}^* n_j^1 - h_{j,1} (n_j^2)^* \right\} \end{aligned} \quad (3.13)$$

นำค่าที่คำนวณจากสมการที่ (3.13) ไปหาค่าสัญลักษณ์คืนกลับมาโดยสมการที่ (3.11)

3.4 การแปลงฟูริเยร์และการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็ว

กระบวนการของ IFFT ในแกนความถี่จะแปลงสัญญาณไปยังแกนเวลาโดยผ่านกระบวนการของ IFFT ซึ่งสัญญาณในทางแกนเวลาแสดงได้ดังสมการข้างล่าง

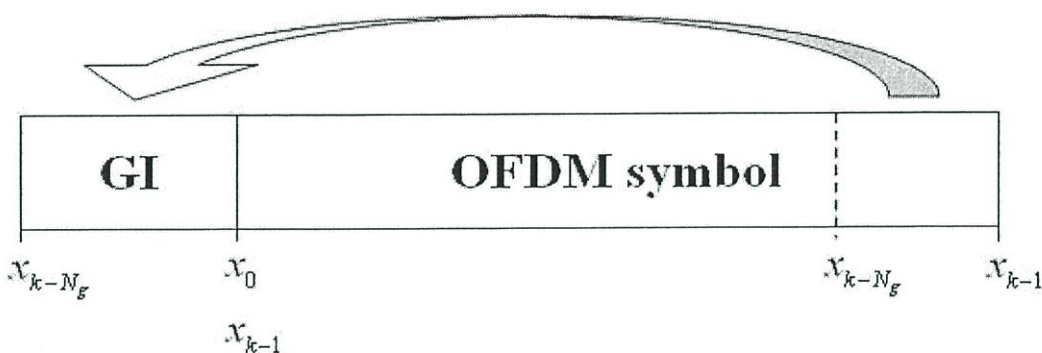
$$y_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j\frac{2\pi kn}{N}} \quad (3.14)$$

เมื่อ	N	เป็นจำนวน จุดของ IFFT ที่จำนวน n ของคลื่นพหุคูณ
	y_k	คือสัญญาณเอาท์พุทหลังจากเพิ่มในส่วนของ GI (Guard Interval)
	X_n	เป็นจำนวนข้อมูล l ที่จำนวน n ของคลื่นพหุคูณ

การใส่การ์ดไทม์ (Guard time) หรือช่วงเวลาป้องกัน GI (Guard Interval) ก่อนที่จะทำการส่งสัญญาณ เพื่อป้องกันการกำการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ ที่เกิดมาจากการส่งสัญญาณในช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิ้ง ซึ่งช่วงเวลาของ GI นั้นจะต้องมีค่ามากกว่าค่าดีเลย์สเปรคสูงสุดของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธ โดยการใส่ GI แสดงดังรูปที่ 3.3 สัญญาณ โอเอฟดีเอ็มเมื่อเพิ่มส่วนช่วงเวลาป้องกัน แล้ว โดยช่วงเวลาต่อหนึ่งสัญญาณจะเพิ่มขึ้นสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังต่อไปนี้

$$y_{k+N_g}(t) = x_k(t) \quad (3.15)$$

เมื่อ N_g เป็นจำนวนแซมปลิงของการ์ดไทม์



รูปที่ 3.3 วิธีการเพิ่มการ์ดไทม์ในสัญญาณ โอเอฟดีเอ็ม

เมื่อสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มในทางแกนเวลาที่แสดงในสมการที่ (3.14) หลังจากเพิ่มช่วงเวลาป้องกัน (GI: Guard interval) สัญญาณ โอเอฟดีเอ็มจะเปลี่ยนสัญญาณจากดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อกโดยใช้วงจร D/A (Digital-to-Analog convertor) และเพิ่มความถี่ของสัญญาณไปยังย่านความถี่ใช้งานด้วยวงจร U/C (Up convertor) ภาคสุดท้ายทางด้านเครื่องส่งเป็นอุปกรณ์ขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Non-linear amplifier) ซึ่งจำเป็นจะต้องมีอยู่เป็นภาคสุดท้ายของทุกๆเครื่องส่งเพื่อขยายสัญญาณได้มีกำลังส่งเพิ่มขึ้น โดยทั่วไปจะใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำเป็นทรานซิสเตอร์ (Transistor) จากอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ หรือ Solid State Power Amplifier (SSPA) ได้มีนักวิจัยจำลองการทำงานของวงจรขยายชนิดในรูปของโมเดลทางคณิตศาสตร์สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังสมการที่ (3.16) ความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตสามารถแสดงได้ดังนี้

$$s_k = F[|y_k|] e^{j\{\arg(y_k)\}} \quad (3.16)$$

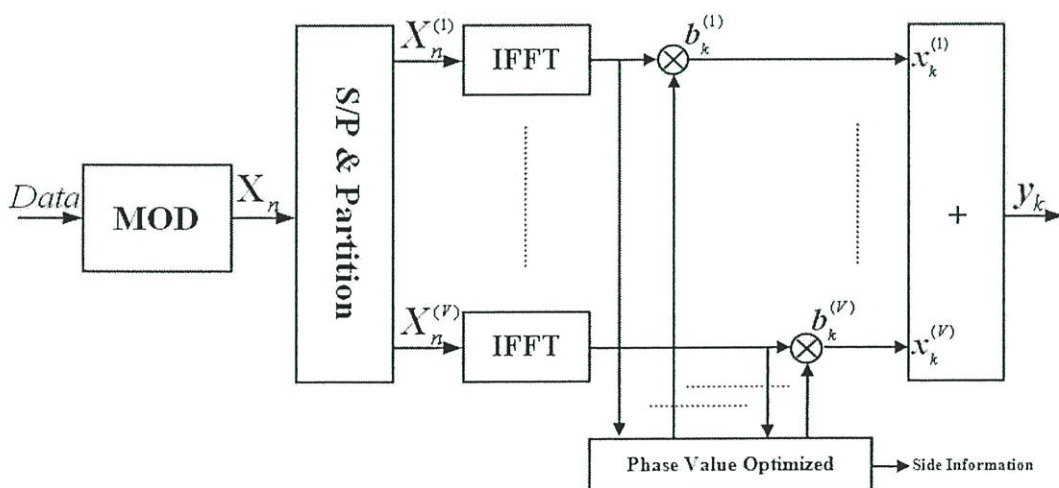
เมื่อ $F[\rho]$ แสดงคุณสมบัติ AM/AM ของอุปกรณ์ขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งในงานวิจัยนี้ใช้แบบ SSPA ซึ่งมีคุณลักษณะการขยายสัญญาณแสดงได้ดังนี้

$$F[\rho] = \frac{\rho}{\left[1 + \left(\frac{\rho}{A}\right)^{2r}\right]^{1/2r}} \tag{3.17}$$

$$\phi[\rho] = \alpha_\phi \left(\frac{\rho}{A}\right)^A \tag{3.18}$$

- เมื่อ ρ เป็นขนาดของสัญญาณอินพุต
- A เป็นระดับจุดการขยายอิมพัลส์ของวงจรขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น
- r เป็นพารามิเตอร์กำหนดความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น
- $\phi[\rho]$ เป็นคุณสมบัติ AM/PM ของอุปกรณ์ขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น

โดยทั่วไปคุณสมบัติ AM/PM ของอุปกรณ์ขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นชนิด SSPA ถือว่าน้อยมากจนไม่จำเป็นต้องนำมาคิด ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้กำหนดให้คุณสมบัติ AM/PM ของอุปกรณ์ขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นมีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งรายละเอียดได้กล่าวไปแล้วในบทที่ 2



รูปที่ 3.4 โครงสร้างของระบบส่ง OFDM โดยใช้วิธีการลดค่าพีเอพียาร์แบบ PTS

3.5 วิธีการลดค่าพีเอพ็อดโดยวิธีแบบจัดลำดับส่งข้อมูลในการส่งสัญญาณ (Partial Transmit Sequence: PTS)

จากรูปที่ 3.4 แสดงถึงโครงสร้างของระบบ โอเอฟดีเอ็มชนิดหลายอินพุตและหลายเอาต์พุต ที่มีการลดค่าพีเอพ็อดของระบบแบบ PTS สำหรับวิธีการแบบ PTS นั้น ข้อมูลข่าวสารที่เข้ามา $X(n)$ ถูกแบ่งออกเป็นกลุ่มหลักจำนวน V กลุ่มดังนี้ $X_n^{(v)}, (1 \leq v \leq V)$. โดยที่ข้อมูลทั้งหมดของในแต่ละกลุ่มถูกนำมาคูณด้วยค่าสัมประสิทธิ์ $b_k^{(v)} = e^{j\phi_k^{(v)}}$. เพื่อทำการหาค่าสัญญาณที่มีค่าพีเอพ็อดน้อยที่สุด โดยในการหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมของแต่ละกลุ่มหลักจะแสดงได้ตามสมการ

$$\phi_k^{(v)} \in \left\{ \frac{2\pi i}{W} \mid i = 0, \dots, W-1 \right\}. \quad (3.19)$$

เมื่อ W คือจำนวนของเฟสทั้งหมดที่ใช้ในการพิจารณา

หลังจากการคูณค่าสัมประสิทธิ์ของแต่ละกลุ่มหลักแล้ว จะได้สัญญาณจากการรวมกันของทุกกลุ่มหลักตามสมการ

$$y_k = \sum_{v=1}^V \left(b_k^{(v)} X_n^{(v)} \right). \quad (3.20)$$

เมื่อ $b_k^{(v)}$ คือค่าสัมประสิทธิ์

โดยจะต้องนำค่าสัมประสิทธิ์นี้ส่งไปยังฝั่งรับเพื่อใช้ในการนำสัญญาณกลับคือมา ซึ่งข้อมูลในส่วนนี้จะเรียกว่ากลุ่มข้อมูลสัมประสิทธิ์ (Side Information) สำหรับเซตของสัมประสิทธิ์แต่ละกลุ่มหลักจำนวน V กลุ่มจะเป็นค่าที่เหมาะสมทางด้านแกนของเวลา โดยเมื่อนำมาคูณเข้ากับข้อมูลในแต่ละกลุ่มหลัก แล้วนำกลุ่มหลักมารวมกันจะได้สัญญาณที่มีค่าพีเอพ็อดที่ลดลง ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการลดค่าพีเอพ็อดนี้จะได้ดังสมการ

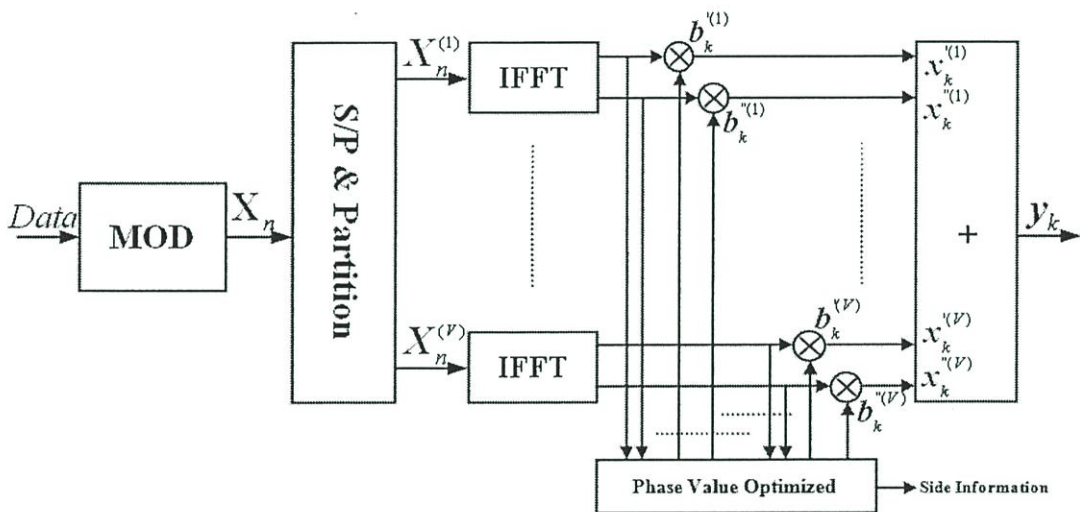
$$\begin{aligned} y_k &= \sum_{v=1}^V \left(b_k^{(v)} \cdot \text{IFFT} \{ X_n^{(v)} \} \right) \\ &= \sum_{v=1}^V \left(b_k^{(v)} \cdot x_k^{(v)} \right). \end{aligned} \quad (3.21)$$

จากสมการที่ (10) และ (11) จะเห็นได้ว่าค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้ในการคูณเข้ากับข้อมูลแต่ละกลุ่มหลักนั้นจะมีค่าคงที่ทั้งในแกนของเวลาและความถี่ โดยที่จะในการพิจารณาค่าสัมประสิทธิ์นี้จะพิจารณาภายใต้เงื่อนไขตามสมการ

$$\tilde{V} = \arg \min_{0 \leq w \leq W-1} \max_{0 \leq n \leq N-1} \left| \sum_{v=1}^V (b_k^{(v)} x_k^{(v)} + b_k^{*(v)} x_k^{*(v)}) \right| \quad (3.22)$$

เมื่อ \tilde{V} เป็นเงื่อนไขในการหาค่าสัมประสิทธิ์ที่ทำให้สัญญาณเกิดค่าพีเอพียอร์ที่ต่ำที่สุด

3.6 วิธีการลดค่าพีเอพียอร์โดยการปรับปรุงวิธีแบบจัดลำดับส่งข้อมูลในการส่งสัญญาณแบบเดิม (Improved Partial Transmit Sequence: Improved-PTS)



รูปที่ 3.5 โครงสร้างของระบบส่ง OFDM โดยใช้วิธีการลดค่าพีเอพียอร์แบบ Improved-PTS

วิธีแบบ I-PTS จะมีชุดข้อมูลทางด้านอินพุตแบบเดียวกับแบบ CV-PTS แต่จะต่างกันในส่วนของการแบ่งกลุ่มหลักออกเป็น 2 ส่วนตามรูปที่ 3.5 และ 3.6 จากนั้นจะนำค่าสัมประสิทธิ์มาคูณเข้ากับแต่ละส่วน ซึ่งจะเป็นค่าสัมประสิทธิ์ที่ต่างกัน ดังแสดงได้จากสมการ

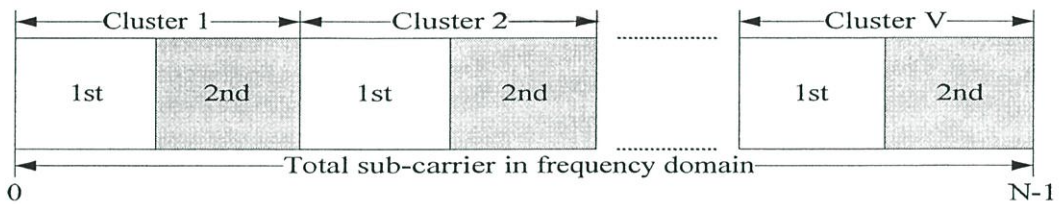
$$y_k = \sum_{v=1}^V (b_k^{(v)} x_k^{(v)} + b_k^{*(v)} x_k^{*(v)}) \quad (3.23)$$

เมื่อ $b_k^{(v)}$ และ $b_k^{(v)}$ คือค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้คูณในส่วนที่ 1 และ 2 ใน v -th กลุ่มหลัก ตามลำดับ และ $x_k^{(v)}$ และ $x_k^{(v)}$ คือข้อมูลพาหะย่อยของส่วนที่ 1 และ 2 ใน v -th กลุ่มหลัก ตามลำดับ สำหรับค่าสัมประสิทธิ์ใน 2 ส่วนนี้จะหาได้จาก $e^{j\phi_k^{(v)}}$ และ $e^{j\phi_k^{(v)}}$ ตามลำดับ ซึ่งจะได้ตามสมการ

$$\begin{aligned}\phi_k' &= \alpha \cdot \phi_k'', \\ \phi_k^{(v)} &\in \left\{ \frac{2\pi i}{W} \mid i = 0, \dots, W-1 \right\}.\end{aligned}\quad (3.24)$$

เมื่อ ϕ_k' และ ϕ_k'' คือเฟสของสัมประสิทธิ์สำหรับส่วนที่ 1 และ 2 ใน v -th กลุ่มหลัก ตามลำดับ ซึ่งเมื่อพิจารณาค่าจากสมการที่ (9) และ (5) จะเห็นได้ว่าทั้งวิธีการแบบ PTS เดิมและแบบ I-PTS จะมีจำนวนของเฟสแพกเตอร์ (W) ที่เท่ากัน โดยที่จะในการพิจารณาค่าสัมประสิทธิ์นี้จะพิจารณาภายใต้เงื่อนไขตามสมการ

$$\tilde{V} = \arg \min_{0 \leq w \leq W-1} \max_{0 \leq n \leq N-1} \left| \sum_{v=1}^V (b_k^{(v)} x_k^{(v)} + b_k^{(v)} x_k^{(v)}) \right| \quad (3.25)$$

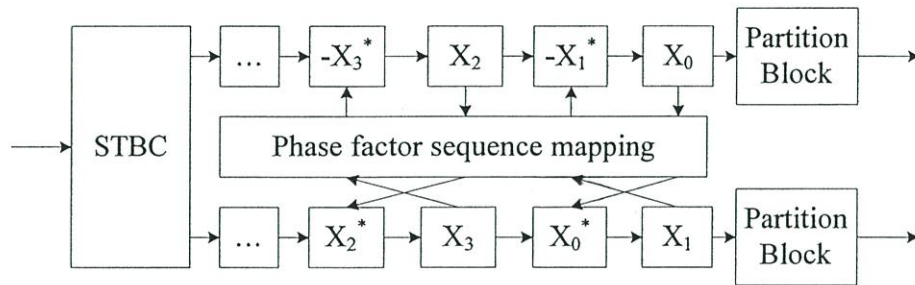


รูปที่ 3.6 โครงสร้างของระบบ OFDM โดยใช้วิธีการลดค่าพีเอพ็อร์แบบ I-PTS ในแกนความถี่

3.7 วิธีการลดค่าพีเอพ็อร์โดยวิธีใหม่ สำหรับระบบ STBC MIMO-OFDM

จากรูปที่ 3.5 แสดงโครงสร้างของระบบส่ง OFDM โดยใช้วิธีการลดค่าพีเอพ็อร์แบบใหม่ โดยจะนำไปประยุกต์ใช้ในระบบ STBC MIMO-OFDM จากการปรับปรุงเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการลดค่าพีเอพ็อร์ของวิธีการส่งแบบแบ่งลำดับย่อยเดิม จึงกลายมาเป็นวิธีการที่ทางผู้จัดทำได้นำเสนอเพื่อนำไปใช้ในการหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมซึ่งสามารถลดค่าพีเอพ็อร์ของระบบได้ รวมทั้งการนำไปประยุกต์ใช้ร่วมกับวิธีการใช้ค่าสัมประสิทธิ์ร่วมของระบบ เพื่อลดจำนวนกลุ่มข้อมูลของระบบลงได้อีกด้วย โดยจะเรียกวิธีการนี้ว่า วิธีการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์โดยใช้สัมประสิทธิ์ร่วมกัน (New concurrent by improved-PTS method : NCI-PTS) ซึ่งวิธีการแบบ NCI-PTS เป็นการผสมผสานระหว่างวิธีแบบ I-PTS (Improved-PTS) [7] กับวิธี Concurrent [2]

โดยเมื่อนำวิธี I-PTS ไปใช้ร่วมกับวิธีการใช้สัมประสิทธิ์ร่วมในระบบจะทำให้สามารถลดจำนวนกลุ่มข้อมูลของระบบลง ดังแสดงในรูปที่ 3.7 จะเป็นได้ว่าข้อมูลจะถูกส่งเข้ามาแบบขนานจำนวน V บล็อกและเมื่อมาเข้ารระบบการลดค่าพีเอพ็อร์ของระบบแบบ IPTS แล้วจะได้กลุ่มข้อมูลของเสาอากาศต่างๆที่เท่ากันส่งออกไปนั่นเอง



รูปที่ 3.7 วิธีแบบ Concurrent PAPR algorithm.

ในช่วงของสัญลักษณ์แรก จะได้ 2 สัญลักษณ์ที่มีค่าพีเอพ็อร์ที่ต่ำหลังจากผ่านกระบวนการลดค่าพีเอพ็อร์คือ X_0 และ X_1 ต่อมาช่วงสัญลักษณ์ที่สองจะได้ $-X_1^*$ และ X_0^* ตามลำดับ และจากคุณสมบัติของค่าพีเอพ็อร์ที่เหมือนกันของ X_0 และ X_1 กับ $-X_1^*$ และ X_0^* จะต่างกันตรงที่เฟส จากคุณสมบัตินี้เองจึงทำให้สามารถที่จะเลือกใช้สัมประสิทธิ์ตามตารางที่ 1 เพื่อลดกระบวนการที่ซับซ้อนของกระบวนการลงนั่นเอง

ตารางที่ 3.1 แสดงลำดับของเฟสที่จะใช้ในการแมปปิ้ง (mapping)

		สัญลักษณ์	เฟสแฟกเตอร์			
กลุ่มหลัก (Cluster)	กลุ่มย่อยที่ 1	X_i	0	j	-1	-j
		$\pm X_i^*$	0	-j	-1	j
	กลุ่มย่อยที่ 2	X_i	0	0.707+j0.707	j	-0.707+j0.707
		$\pm X_i^*$	0	0.707-j0.707	-j	-0.707-j0.707

โดยจะแบ่งขั้นตอนในการกระบวนการออกเป็น 6 ขั้นตอนดังนี้

- ขั้นตอนที่ 1:** สัญลักษณ์ X_0 และ X_1 ซึ่งถูกแบ่งออกเป็นสัดส่วนตามจำนวนของเสาอากาศตามลำดับ จากนั้นแต่ละสัญลักษณ์จะถูกแบ่งออกเป็น V บล็อกย่อยตามลำดับ จากนั้นจะนำบล็อกย่อยมาทำการแบ่งเป็นบล็อกย่อยละ 2 กลุ่มย่อย จะได้ในส่วนของกลุ่มที่ 1 ของ X_0 จะได้ X_{01} และ X_{02} สำหรับกลุ่มย่อยที่ 2 ในทางเดียวกัน X_1 จะได้ X_{11} และ X_{12} ในกลุ่มย่อยที่ 1 และ 2 ตามลำดับจากนั้นจะทำการคูณด้วยค่าสัมประสิทธิ์ $\{b_0^{(1)}, b_1^{(2)}, \dots, b_{N-1}^{(v)}, b_0^{(1)}, b_1^{(2)}, \dots, b_{N-1}^{(v)}\}$ ในการคำนวณค่าพีเอพียอร์ของ X_{01} , X_{02} , X_{11} และ X_{12} และจะแทนด้วย $\{PAPR(X_{01}), PAPR(X_{02}), PAPR(X_{11}), PAPR(X_{12})\}$ และจะแทนค่าพีเอพียอร์ของเซตนี้ด้วย $PAPR(X_1)$ เป็นต้น
- ขั้นตอนที่ 2:** ทำการหาค่า PAPR ที่มากที่สุดของเซต $\{PAPR(X_{01}), PAPR(X_{02}), PAPR(X_{11}), PAPR(X_{12})\}$ และแทนด้วย $PAPR(X_1)$ และเก็บค่าสัมประสิทธิ์ไว้
- ขั้นตอนที่ 3:** ทำตามขั้นตอนที่ 1 และ 2 ซ้ำต่อไปจนหมด
- ขั้นตอนที่ 4:** นำ $PAPR(X)$ จากขั้นตอนที่ 2 ทั้งหมดที่ได้มาทำการหาค่า $PAPR(X)$ ที่น้อยที่สุดแล้วเลือกค่าสัมประสิทธิ์ของค่านั้นมาใช้ในระบบเพื่อลดค่าพีเอพียอร์ของระบบ
- ขั้นตอนที่ 5:** ใน ส่วน ของ $-X_1^*$ และ X_0^* จะ คูณ ด้วย ค่า สัม ประ สิ ท ธิ์ $\{\tilde{b}_0^{(1)}, \tilde{b}_1^{(2)}, \dots, \tilde{b}_{N-1}^{(v)}, \tilde{b}_0^{(1)}, \tilde{b}_1^{(2)}, \dots, \tilde{b}_{N-1}^{(v)}\}$ ซึ่งจะหาได้จากการแปลงตามตารางที่ 2 ค่าลำดับ
- ขั้นตอนที่ 6:** ให้ทำขั้นตอนทั้งหมดใหม่จนกว่าจะครบทุกสัญลักษณ์ในแต่ละเสาอากาศ

จะสังเกตได้ว่าในวิธี PTS แบบเดิมจะต้องการใช้จำนวน $A_m \log_2 W^{V-1}$ บิตของขนาดข้อมูล ซึ่งจะเห็นว่าจำนวนต่างๆจะขึ้นอยู่กับจำนวนของเสาอากาศส่งที่ใช้ A_m ในขณะที่วิธีการที่เราแนะนำเสนอไม่จำเป็นต้องขึ้นอยู่กับจำนวนเสาอากาศส่งที่ใช้ โดยจะใช้จำนวนบิตของขนาดข้อมูลคือ $\log_2 W^{V-1}$ ทำให้เห็นได้ว่าวิธีนี้สามารถที่จะลดจำนวนบิตของข้อมูลได้ A_m เท่าของวิธี PTS เดิม

3.8 ส่วนของการส่งข้อมูลไซด์อินฟอร์เมชัน (Side Information)

สัญญาณโอเพนซีเอ็มในเทคนิควิธีการลดค่าพีเอพียอร์แบบพีทีเอส (PTS: Partial Transmit Sequence) นั้นจำเป็นต้องมีส่วนของการส่งข้อมูลไซด์อินฟอร์เมชันหรือ เอสไอ (SI: Side Information) เพื่อเป็นการบอกให้ทางเครื่องรับรู้มุมที่คูณร่วมเข้ากับข้อมูลว่าเป็นมุมใดเพื่อให้ทางด้านเครื่องรับคูณมุมกลับออกจากข้อมูล ซึ่งในกระบวนการลดค่าพีเอพียอร์การสร้างสัมประสิทธิ์ตัวคูณเพื่อใช้ในการลดค่าพีเอพียอร์มีกระบวนการอย่างคร่าวๆดังนี้โดยข้อมูลจำนวน

X ชุดข้อมูล หลังจากผ่าน IFFT สัญญาณจะถูกแบ่งเป็นชุดย่อยๆ $\{X_m, m=0,1,\dots,N-1\}$ ชุดข้อมูลจำนวน N บิตข้อมูลเพื่อนำสัญญาณคูณด้วยมมต่างๆที่เราสร้างขึ้นแสดงได้ดังสมการ

$$X = \sum_{m=1}^{N-1} X_m \quad (3.26)$$

จากสมการที่ (3.26) ชุดขบวนบิตข้อมูลจะแบ่งเป็นชุดๆเพื่อคูณสัมประสิทธิ์ที่สร้างขึ้นดังแสดงได้ดังสมการ

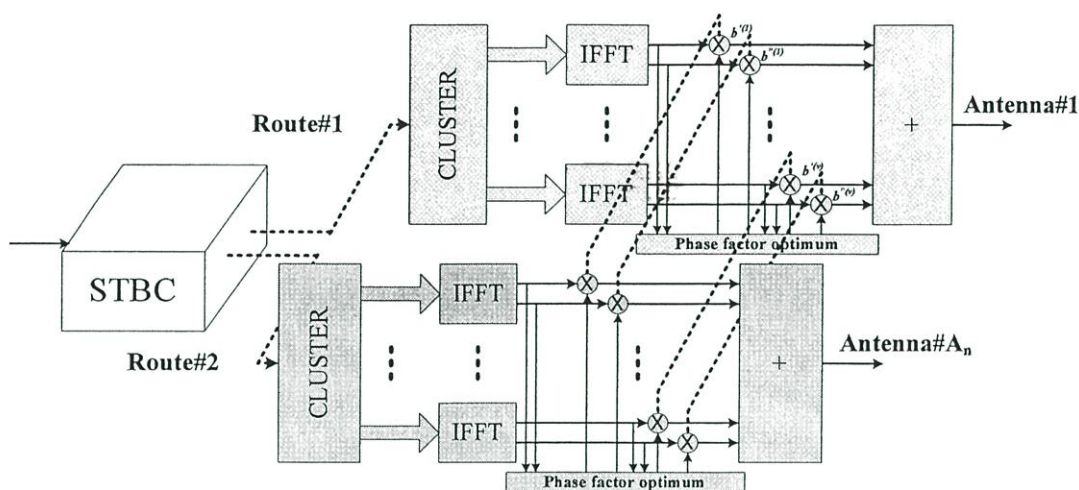
$$X' = \sum_{m=1}^M b_m X_m \quad (3.27)$$

เมื่อ $\{b_m, m=0,1,\dots,M\}$ เป็นจำนวนมมที่สร้างขึ้นจำนวน M ชุด ซึ่งจำนวนค่าของ M ชุดข้อมูลมมนี้ขึ้นกับการกำหนดอาจจะเป็น 2,4,8 หรือ 16 ชุดเพื่อใช้คูณเข้ากับสัญญาณ X_m และประสิทธิภาพของการลดค่าพีเอพียอร์ที่ได้จะดีเมื่อใช้จำนวนชุดมมมากๆเนื่องจากเมื่อเราสร้างชุดมมสัมประสิทธิ์มากขึ้นมากคูณกับข้อมูลก็จะมีโอกาสที่จะได้ค่าพีเอพียอร์ที่ต่ำมากตามไปด้วยเช่นกัน แต่จะทำให้กระบวนการยุ่งยากมากขึ้นและจะลดทอนประสิทธิภาพการส่งผ่านของระบบจึงจำเป็นต้องเลือกการสร้างชุดมมสัมประสิทธิ์มมนี้ให้เหมาะสมกับแต่ละระบบและเมื่อกำหนดชุดมม $b_m = e^{j\theta_m}$ เพื่อคูณเข้ากับแต่ละชุดเพื่อหาค่าพีเอพียอร์ที่น้อยที่สุดจากทุกชุดข้อมูลและทำการส่งไปเพียงชุดเดียวเท่านั้นดังสมการที่แสดงนี้

$$PAPR = \min_{b_1, \dots, b_M} \left[\max_{0 \leq n \leq N} \left| \sum_{k=1}^M b_k x_{n,k} \right|^2 \right] \quad (3.28)$$

จากสมการ $X_{n,k}$ จำนวนบิตข้อมูลที่ $n = 0,1,2,\dots,N-1$ และ $m=1,2,\dots,M$ เป็นจำนวนจุดของ IFFT ของสัญญาณ X_k นั้นแสดงได้ว่า เมื่อได้สัญญาณที่ผ่านกระบวนการในสัญญาณหนึ่งชุดจะต้องคูณกับทุกมมที่สร้างขึ้น เช่นถ้าเราสร้างมมสัมประสิทธิ์ ขึ้นมา 4 ชุด คือ $0, \frac{\pi}{2}, \pi$ และ $\frac{3\pi}{2}$ ตามลำดับข้อมูลในหนึ่งชุดจะเพิ่มขึ้นมาเป็นจำนวน 4 ชุด ซึ่งเราจะเลือกค่าพีเอพียอร์ที่น้อยที่สุดจากชุดข้อมูลทั้งหมดและเลือกทำการส่งไปเพียงชุดเดียวเท่านั้น ซึ่งทางเครื่องส่งจะต้องส่งตัวบอกว่าข้อมูลที่ใส่ส่งไปนั้นเป็นชุดไหนส่งร่วมไปให้ทางด้านเครื่องรับทราบด้วย เพื่อที่จะได้คูณมมกลับของมมที่ทางด้านเครื่องส่งคูณเพิ่มเข้าไป และให้ได้ข้อมูลแท้จริงของสัญญาณออกมามานั้นชุดเฟรมข้อมูลที่ใช้ในการส่งในแต่ละเฟรมจะต้องใช้บิตข้อมูลจำนวนหนึ่งเพื่อใช้เป็นกุญแจสำคัญในการกู้ข้อมูลที่ถูกต้องขึ้นมา และอีกนัยสำคัญหนึ่งคือบิตข้อมูลในส่วนของไซค์อินฟอร์มเมชั่นนี้จะ

ผิดพลาด หรือสูญหายในกระบวนการส่งไม่ได้เลย เพราะถ้าข้อมูลบอกค่ามุมสัมประสิทธิ์นี้สูญหายหรือผิดพลาด เท่ากับว่าข้อมูลทั้งหมดไม่สามารถถูกคืนและจะต้องทำการส่งใหม่ทั้งหมด หรือส่งส่วนของไซค์อินฟอร์เมชันใหม่ ซึ่งเป็นคุณลักษณะของวิธีการเทคนิคนี้ที่ต้องให้ความสำคัญต่อส่วนของการบอกข้อมูลข่าวสารหรือไซค์อินฟอร์เมชันดังกล่าว

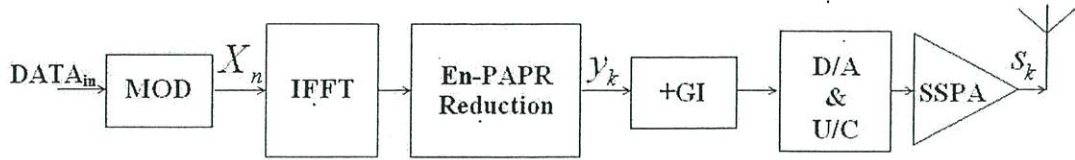


รูปที่ 3.8 ระบบ STBC MIMO-OFDM ร่วมกับ การลดค่าพีเอพ็อร์แบบใหม่ โดยใช้สัมประสิทธิ์ร่วม

3.9 แบบจำลองเครื่องส่งของระบบ โอเอฟดีเอ็มชนิดหลายอินพุตและหลายเอาต์พุตแบบที่นำเสนอ

การที่กล่าวมาแล้วในข้างต้นว่า วิธีการที่นำเสนอไม่ได้มีการเปลี่ยนแปลงทางกายภาพของเฟรมข้อมูลแต่อย่างใด ซึ่งจะทำให้วิธีการที่นำเสนอมีการเปลี่ยนแปลงเฉพาะในส่วนเครื่องส่งเท่านั้น ทางด้านเครื่องรับยังเป็นเครื่องรับแบบทั่วไป ส่วนที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งของวิธีการที่นำเสนอคือ วิธีการหาค่าสัมประสิทธิ์มุมที่เหมาะสมของแต่ละสัญลักษณ์เพื่อลดค่าพีเอพ็อร์ให้ได้มากที่สุด ในงานวิจัยนี้จะใช้พื้นฐานของระบบ OFDM มาประยุกต์ใช้กับการกระจายสัญญาณแบบหลายอินพุตและหลายเอาต์พุต โดยใช้การเข้ารหัสข้อมูลแบบปริภูมิเวลา รวมมาเป็นระบบ STBC MIMO-OFDM ดังแสดงตามรูปที่ 3.8

และในรูปที่ 3.9 จะแสดงโครงสร้างของเครื่องส่งเมื่อแยกออกมาเป็นหนึ่งสาขาอากาศ เพื่อให้เห็นส่วนที่ละเอียดมากขึ้น โดยในส่วนที่แรเงาจะเป็นส่วนของกระบวนการลดค่าพีเอพ็อร์ให้กับระบบแสดงตามรูป ซึ่งทั้งหมดเป็นขั้นตอนการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมเพื่อลดค่าพีเอพ็อร์ทางด้านเครื่องส่งในระบบโอเอฟดีเอ็มชนิดส่งหลายอินพุตและหลายเอาต์พุต



รูปที่ 3.9 โครงสร้างเครื่องส่งเมื่อแยกออกมาเป็นหนึ่งสายอากาศ

3.10 แบบจำลองช่องสัญญาณ

ในวิทยานิพนธ์นี้ในการจำลองระบบจะกำหนดให้เป็นการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณเป็นแบบมัลติพาธเฟดดิ้งที่มีประวิงเวลาของสัญญาณในแต่ละเส้นทาง τ_p ที่ต่างกัน ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงของเฟส θ_p เป็นกระบวนการสุ่ม (Random process) ที่มีการแจกแจงแบบยูนิฟอร์ม (Uniform distribution) ในช่วง $[0, 2\pi]$ โดยมีผลการตอบสนองสัญญาณอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ $h_k(l)$ ของช่องสัญญาณย่อยสามารถแสดงได้ตามสมการที่ (3.29)

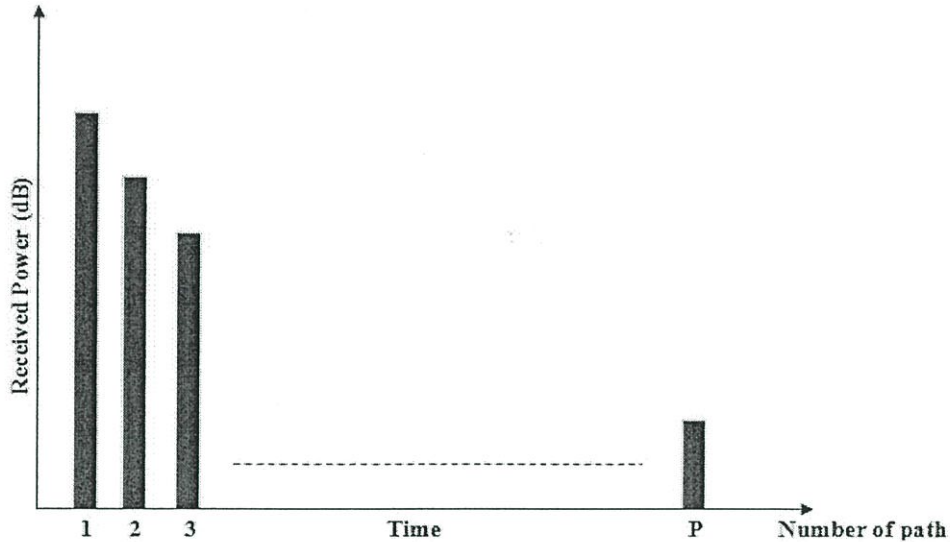
$$h_k(l) = \sum_{p=1}^P \alpha_p e^{j\theta_p} \delta(k - \tau_p) \quad (3.29)$$

เมื่อ	P	เป็นจำนวนของเส้นทางเดินของสัญญาณ
	τ_p	เป็นค่าของการประวิงเวลาในเส้นทางที่ p
	θ_p	เป็นเฟสที่มีการเปลี่ยนแปลงในเส้นทางที่ p
	α_p	เป็นค่ากำลังงานสัมพันธ์ของเส้นทางที่ p

จากสมการ (3.29) เมื่อทำการเปลี่ยนให้อยู่ในแกนความถี่โดยกระบวนการ FFT ซึ่งได้ผลการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ $H_n(l)$ ซึ่งแสดงได้ดังสมการที่ (3.30)

$$\begin{aligned} H_n(l) &= \sum_{k=0}^{N-1} h_k(l) e^{-j2\pi nk/N} \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{p=1}^P \alpha_p e^{j\theta_p} \delta(k - \tau_p) e^{-j2\pi nk/N} \\ &= \sum_{p=1}^P \alpha_p e^{j\theta_p} \sum_{k=0}^{N-1} \delta(k - \tau_p) e^{-j2\pi nk/N} \\ &= \sum_{p=1}^P \alpha_p e^{j\theta_p} e^{-j2\pi n(k - \tau_p)/N} \end{aligned} \quad (3.30)$$

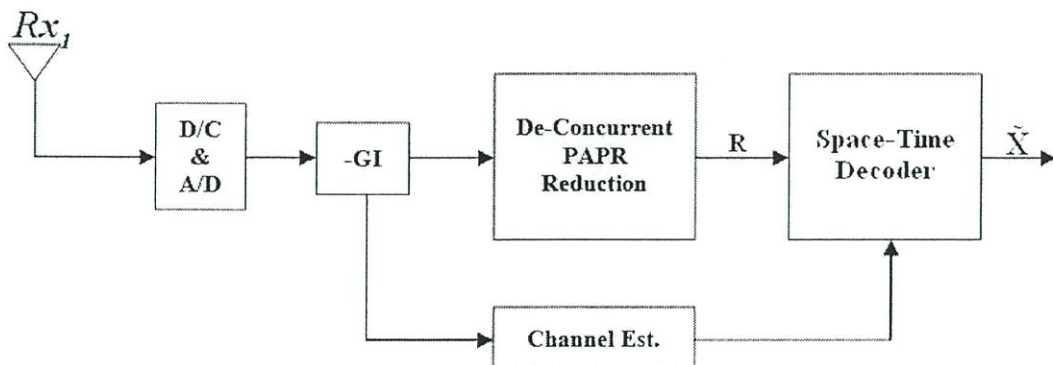
ผลรวมจากกำลังงานของสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับในเวลาต่างๆสามารถเขียนในรูปของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ได้ดังสมการที่ 3.30 จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์นี้สามารถแสดงเป็นรูปของดีเลย์โปรไฟล์ (Delay profile) ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธ ดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 ดีเลย์โปรไฟล์ของช่องสัญญาณมัลติพาธ

3.11 แบบจำลองเครื่องรับ

การสื่อสารโดยระบบ โอเอฟดีเอ็มชนิดหลายอินพุตและหลายเอาต์พุตมีข้อดีคือ การทนทานต่อสัญญาณรบกวนจากการแทรกสอดของช่องสัญญาณแบบหลายเส้นทาง เนื่องจากในระบบจะมีการ์ดใหม่ที่สามารถป้องกันการเกิด Inter-Symbol Interface (ISI) โดยจะแสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับในระบบ โอเอฟดีเอ็มชนิดหลายอินพุตและหลายเอาต์พุตดังรูป



รูปที่ 3.11 โครงสร้างเครื่องรับในระบบ โอเอฟดีเอ็มชนิดหลายอินพุตและหลายเอาต์พุต

ขั้นตอนการทำงานทางด้านเครื่องรับของระบบโอเอฟดีเอ็ม คือ เมื่อสัญญาณที่ทางรับได้ทางเครื่องรับ จะต้องผ่านกระบวนการลดระดับความถี่ลง (D/C: down converter) จากนั้นสัญญาณจะส่งต่อไปเข้าวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกที่รับได้มานี้เป็นสัญญาณดิจิทัล (A/D: Analog to Digital converter) จากนั้นจะทำการตัดการด์อินเทอร์วอลออกแล้วนำสัญญาณไปเข้ากระบวนการนำค่าสัญญาณกลับ (De-Concurrent PAPR Reduction) และนำไปถอดรหัสปริภูมิเวลา (Space-Time Decoder) ดังแสดงในรูปที่ 3.11 ซึ่ง สัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับสามารถแสดงเป็นสมการได้ดังนี้

$$R = H_1X_1 + H_2X_2 + Z, \quad (3.31)$$

เมื่อ	R	คือสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับ
	X	คือสัญญาณข้อมูลข่าวสารที่ส่งมาจากเครื่องส่ง
	H	คือช่องสัญญาณระหว่างสายอากาศเครื่องส่งและสายอากาศเครื่องรับ
	Z	คือสัญญาณรบกวน

จากสมการที่ 3.31 เป็นสมการของสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับของวิธีการที่นำเสนอจะมีส่วนของข้อมูลแฝงที่ใช้ในการลดค่าพีเอพียาร์ติดมากับสัญญาณที่รับเข้ามาโดยเมื่อผ่านกระบวนการถอดการลดค่าพีเอพียาร์รวมทั้งการถอดรหัสแบบปริภูมิเวลาแล้วสามารถเขียนเป็นสมการใหม่ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned} \bar{X}_1 &= h_1^*r_1 + h_2^*r_2 \\ \bar{X}_2 &= h_2^*r_1 - h_1^*r_2 \end{aligned} \quad (3.32)$$

เมื่อ	r	คือสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับ
	X	คือสัญญาณข้อมูลข่าวสารที่ส่งมาจากเครื่องส่ง
	h	คือช่องสัญญาณระหว่างสายอากาศเครื่องส่งและสายอากาศเครื่องรับ

และจากค่าทั้งหมดที่ได้กล่าวมาในบทที่ 3 นี้ไม่ว่าจะเป็นกระบวนการทำงานของการลดค่าพีเอพียาร์ของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุทและหลายเอาต์พุท ซึ่งใช้การเข้ารหัสแบบปริภูมิเวลา ซึ่งในที่นี้จะแสดงถึงระบบที่แตกต่างกันทั้งหมด 3 แบบเพื่อทำการเปรียบเทียบ ได้แก่ แบบแรกเป็นลักษณะของการใช้ระบบดังกล่าวร่วมกับการลดค่าพีเอพียาร์แบบ PTS เดิม ต่อมาแบบที่สองจะเป็นลักษณะที่นำการลดค่าแบบ PTS เดิมมาใช้ร่วมกับแนวคิดสัมประสิทธิ์ร่วม (Concurrent by conventional PTS) และแบบสุดท้ายคือแบบที่ได้นำเสนอขึ้นมาใหม่ วิธีการ

ปรับปรุงวิธี PTS โดยใช้สัมประสิทธิ์ร่วมกันทั้งระบบ (NCI-PTS: New Concurrent by Improved PTS) โดยทั้งหมดนี้ได้กล่าวมาแล้วในบทที่นี้ สำหรับการประมวลผลจำลองระบบทั้งหมดจะกล่าวในบทที่ 4 ต่อไป

บทที่ 4

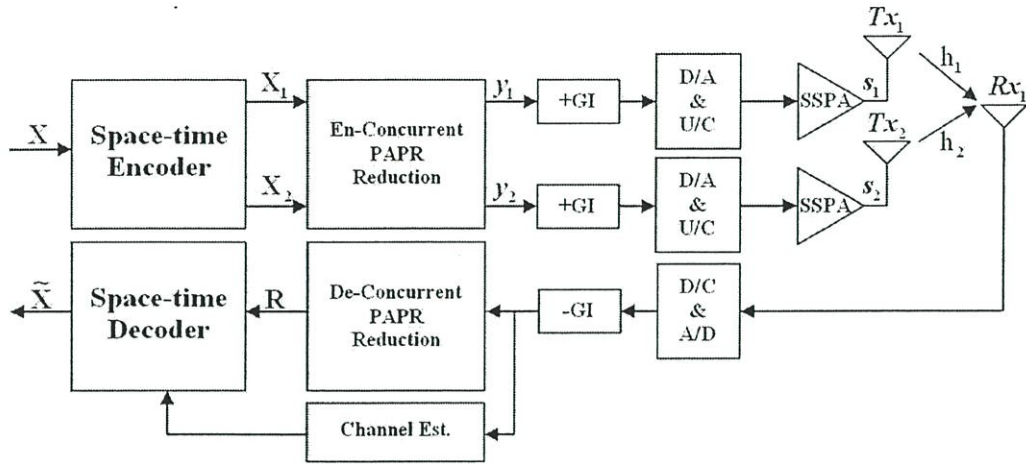
การหาค่าประสิทธิภาพของระบบ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการหาค่าสมรรถนะของระบบ ไอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุทและหลายเอาต์พุทโดยใช้การเข้ารหัสแบบปริภูมิเวลาและทำการเปรียบเทียบโดยการจำลองการทำงานของระบบ ไอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุทและหลายเอาต์พุทโดยใช้การเข้ารหัสแบบปริภูมิเวลาแบบที่นำเสนอเปรียบเทียบกับแบบพื้นฐาน โดยในวิทยานิพนธ์นี้เสนอวิธีการที่ลดค่าพีเอพียอร์ด้วยใช้ค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมคูณเข้ากับสัญญาณ ไอเอฟดีเอ็มเพื่อลดค่าพีเอพียอร์ ซึ่งได้จากวิธีการคำนวณแบบที่เสนอ เพื่อลดค่าพีเอพียอร์ค่าสัมประสิทธิ์ที่แนะนำให้อธิบายโดยละเอียดไปในบทที่ 3 ค่าสมรรถนะต่างๆ ที่แสดงถึงประสิทธิภาพในด้านต่างๆที่แนะนำให้อธิบายโดยละเอียด ซึ่งแสดงเป็นลำดับดังนี้ อย่างแรกคือจำนวนรอบของการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์เพื่อให้ได้ค่าสัมประสิทธิ์ที่สามารถลดค่าพีเอพียอร์ โดยทั่วไปจะนิยมใช้การวัดค่าพีเอพียอร์แบบ CCDF (Complementary Cumulative Distribution Function) และเปรียบเทียบเทคนิควิธีที่เสนอเทียบกับวิธีการลดค่าพีเอพียอร์แบบ PTS เดิม และวิธีการลดค่าแบบ PTS เดิมร่วมกับแนวคิดสัมประสิทธิ์ร่วม ในส่วนสุดท้ายจะแสดงประสิทธิภาพอัตราบิดเบือนข้อมูลซึ่งเป็นส่วนสำคัญที่สุดของระบบเนื่องจากการบ่งชี้ถึงระบบว่าดีมากน้อยเพียงใด ดังจะแสดงเป็นลำดับต่อไปนี้

4.1 แบบจำลองที่ใช้ในการจำลองระบบ

จากโครงสร้างจำลองของระบบ ไอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุทและหลายเอาต์พุทโดยใช้การเข้ารหัสแบบปริภูมิเวลาสามารถแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมในบทที่ 3 นั้นก่อนที่จะส่งสัญญาณออกจากเครื่องส่งสัญญาณต้องป้อนเข้าเครื่องขยายสัญญาณเพื่อส่งสัญญาณออกอากาศโดยใช้วงจรถยายภาคสุดท้ายเพื่อให้กำลังของสัญญาณแรงและสามารถส่งสัญญาณนั้นไปได้ไกล แต่ว่าวงจรถยายมีความไม่เป็นเชิงเส้นทำให้สัญญาณบางส่วนถูกตัดออก กลายเป็นสัญญาณรบกวนเมื่อสัญญาณเดินทางไปถึงเครื่องรับ โดยในวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้วงจรถยายแบบ SSPA ซึ่งคุณสมบัติความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรถยายนี้สามารถกำหนดได้จากสมการที่ (3.17) และ (3.18) โดยกำหนดได้จากพารามิเตอร์ r เมื่อพารามิเตอร์ r มีค่าสูงขึ้นตามคุณสมบัติของวงจรถยายจะเป็นเชิงเส้น ในทางตรงกันข้ามคือ พารามิเตอร์ r มีค่าน้อยลงจะทำให้วงจรถยายมีความไม่เป็นเชิงเส้นมากขึ้น คุณสมบัติแบบไม่เป็นเชิงเส้นเมื่อค่าพารามิเตอร์ r เปลี่ยนแปลงค่าสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.2 ในทางปฏิบัติแล้วค่าพารามิเตอร์ r จะอยู่ที่ประมาณ r เท่ากับ 2 ซึ่งเป็นวงจรถยายที่ใกล้เคียงในทางปฏิบัติ ดังนั้นในการจำลองการทำงานในวิทยานิพนธ์

ฉบับนี้กำหนดทำให้ค่าพารามิเตอร์ r เท่ากับ 2 ทั้งหมดในการหาค่าประสิทธิภาพต่างๆทั้งวิธีการทั่วไปและวิธีการแบบที่นำเสนอ



รูปที่ 4.1 แบบจำลองของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตและหลายเอาต์พุต โดยใช้การเข้ารหัสแบบปริภูมิเวลา

จากรูปที่ 4.1 เป็นรูปแสดงระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตและหลายเอาต์พุต โดยใช้การเข้ารหัสแบบปริภูมิเวลาที่ประกอบทั้งในส่วนของเครื่องส่งและเครื่องรับในแบบจำลองนี้เป็นการจำลองให้ทางเครื่องรับและเครื่องส่งมีการเข้ารหัสและถอดรหัสแบบปริภูมิเวลา และในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้มีการปรับปรุงเฉพาะในส่วนของเครื่องส่งเท่านั้น โดยที่ทางด้านเครื่องรับสามารถใช้ได้กับเครื่องรับแบบทั่วไป ดังนั้นการเปรียบเทียบของทั้งสองระบบ จะใช้เครื่องรับเช่นเดียวกันทั้งแบบทั่วไปและแบบที่นำเสนอ

4.2 การกำหนดจุดการขยายสัญญาณให้กับเครื่องขยายสัญญาณ

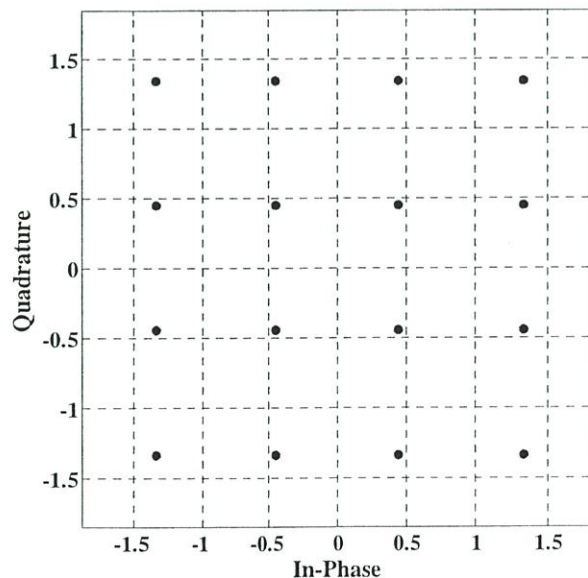
ข้อจำกัดของวิธีการมอดูเลตของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มคือมีการแกว่งของสัญญาณมาก หรือมีค่าพีเอพียอร์สูงสุดดังแสดงได้ดังรูปที่ 4.2 เส้นปะเป็นตัวอย่างของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มในแกนเวลาทางด้านอินพุตของวงจรขยายทางด้านเครื่องส่ง ในการจำลองการทำงานนี้กำหนดให้อัตราการขยายของวงจรแบบไม่เป็นเชิงเส้นนี้มีค่าเท่ากับ 1 เพื่อให้ง่ายต่อการสังเกต เมื่อสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายที่ไม่เป็นเชิงเส้น สัญญาณโอเอฟดีเอ็มจะถูกคลิป์ (clip) หรือตัดที่บริเวณส่วนยอดของสัญญาณ ซึ่งการคลิป์สัญญาณ ส่วนยอดนี้จะส่งผลให้เกิดสัญญาณรบกวนหรือที่เรียกว่า อินเตอร์มอดูเลชันนอยส์ สาเหตุการคลิป์ของสัญญาณนี้มาจากที่จุดการทำงานของวงจรขยายใกล้จุดอิ่มตัว ทำให้สัญญาณที่มีค่าสูงกว่าจุดอิ่มตัวไม่สามารถที่จะขยายได้จึงเกิดการคลิป์ขึ้น เหมือนกับคัตที่ส่วนยอดของสัญญาณ อินเตอร์มอดูเลชันนอยส์นี้ ซึ่งจะส่งผลให้สมรรถนะของอัตราการข้อมูลผิดพลาดสูงขึ้น หรือนั้นอีกความหมายหนึ่งคือสมรรถนะของระบบลดลงนั่นเองวิธีการอย่าง

ที่จะลดอัตราบิดเบือนของข้อมูล คือการกำหนดจุดการทำงานของวงจรถายให้ห่างจากจุดการทำงานอิมิตัวของวงจรถาย ซึ่งจุดการทำงานของวงจรถายสามารถกำหนดได้ดังสมการดังต่อไปนี้

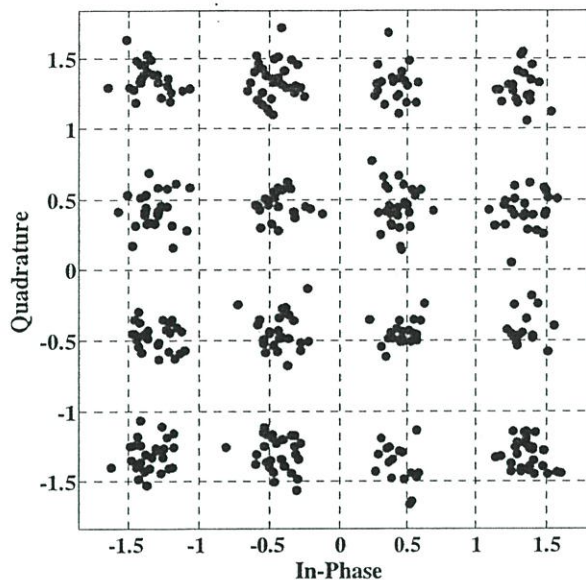
$$IBO = 10 \log \frac{P_{in}}{P_{out}} \quad (4.1)$$

เมื่อ IBO คือจุดการทำงานของวงจรถายมีหน่วยเป็น dB (IBO: Input Back-Off)
 P_{in} คือค่ากำลังงานของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มทางด้านอินพุต
 P_{out} คือค่ากำลังงานของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มทางด้านเอาต์พุต

เพื่อให้่ายต่อการอธิบายเกี่ยวกับสัญญาณรบกวนที่เกิดจากวงจรถายแบบไม่เป็นเชิงเส้นนี้สามารถแสดงสัญญาณอินพุต-เอาต์พุตของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มในแกนความถี่ ได้ดังรูปที่ 4.2 (a) และ 4.2(b) ตามลำดับจากทั้งสองรูปนี้จะสังเกตเห็นได้ชัดเจนว่า สัญญาณอินพุตที่สัญญาณผ่านการมอดูเลตแบบ 16 QAM นั้นค่าของสแตกเทอร์โคอะแกรม (Scatter Diagram) แต่ละกลุ่มข้อมูลจะเป็นจุดเดียวกัน หรือ อีกความหมายหนึ่งคือ ไม่มีสัญญาณรบกวนอยู่ ต่างจากรูปที่ 4.2(b) ซึ่งสแตกเทอร์โคอะแกรมแต่ละกลุ่มข้อมูลจะมีลักษณะเป็นกลุ่มก้อน ไม่เป็นจุดๆเดียว ซึ่งเกิดจากมีสัญญาณรบกวนรวมอยู่ด้วย ลักษณะของสแตกเทอร์โคอะแกรมแต่ละกลุ่มข้อมูลจะมีลักษณะเป็นกลุ่มก้อนนี้จะใหญ่หรือเล็กขึ้นอยู่กับกำลังงานของสัญญาณรบกวน หนึ่งในวิธีการเพื่อลดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากวงจรถายนั่นก็คือ การลดค่าพีเอชไอให้ได้มากที่สุด



(a) สัญญาณก่อนผ่านวงจรถายแบบไม่เป็นเชิงเส้น



(b) สัญญาณเมื่อผ่านวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น
รูปที่ 4.2 ตัวอย่างสแคทเทอร์ไดอะแกรมของสัญญาณ 16 QAM
ในช่องสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น

4.3 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ

พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB ในการจำลองระบบ โดย จะทำการจำลองการทำงานเปรียบเทียบแบบพื้นฐานเปรียบเทียบกับวิธีการที่เสนอ ในการจำลองการทำงานกำหนดให้เครื่องรับเป็น โคฮีเร้นต์ดีเทคเตอร์ (Coherent detector) การซิงโครไนซ์ไคไนท์เป็นอุดมคติ (Ideal synchronization)

ตารางที่ 4.1 ตารางค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน

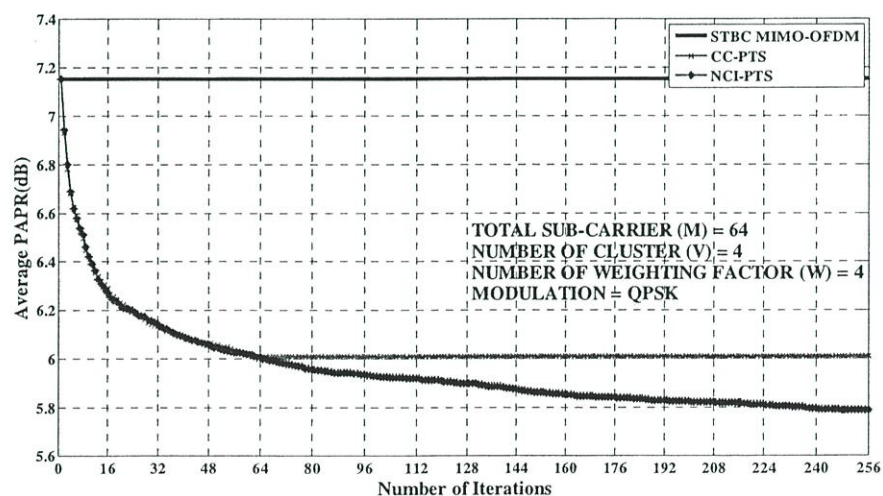
ข้อมูล	พารามิเตอร์
Number of Antenna($A_{nt} \times A_{nr}$)	2x1
Modulation	QPSK, 16QAM, and 64QAM
Demodulation	Coherent
Allocated bandwidth	5MHz
Number of FFT point(N)	128, 256
Number of sub-carrier(M)	64, 128
Number of cluster(V)	2, 4, 8
Number of weighting factor(W)	2, 4, 8

ข้อมูล	พารามิเตอร์
Symbol duration	12.8 μ S
Guard interval(GI)	1.28 μ S
Non-linear amplifier	SSPA
Non-linear parameter of SSPA(r)	2
Channel Fading Model, DU	5 dB

พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานนี้ได้อ้างอิงกับระบบ IEEE 802.11n, IEEE 802.11a และ IEEE 802WG เพื่อให้ผลการจำลองมีตัวแปรที่มีผลต่อประสิทธิภาพของระบบเข้ามารวมวิเคราะห์ โดยจะใช้สำหรับจำลองทุกระบบที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

4.4 ประสิทธิภาพในกระบวนการลดค่าพีเอพียอร์ที่เสนอเปรียบเทียบกับแบบ PTS เดิม ร่วมกับแนวคิดสัมประสิทธิ์ร่วม และเปรียบเทียบวิธีแบบพื้นฐาน

ในการจำลองการทำงานในเทคนิคที่เสนอนี้เป็นการเสนอเทคนิคการลดค่าพีเอพียอร์ โดยใช้วิธีปรับปรุงจากวิธี PTS เดิมร่วมกับแนวคิดสัมประสิทธิ์ร่วม ได้เป็นวิธีการนี้เรียกว่า Improved PTS โดยจะใช้ร่วมกับแนวคิดสัมประสิทธิ์ร่วม ซึ่งจะเรียกวิธีใหม่นี้ว่า การกำหนดค่าสัมประสิทธิ์โดยใช้สัมประสิทธิ์ร่วมกัน (NCI: New Concurrent by Improved PTS) ซึ่งจะทำการเปรียบเทียบถึงประสิทธิภาพในกระบวนการของการลดค่าพีเอพียอร์ให้กับระบบ



รูปที่ 4.3 การเปรียบเทียบกระบวนการของแต่ละวิธี

เมื่อมีการมอดูเลชันในรูปแบบที่ต่าง ๆ กัน

ในรูปที่ 4.3 เป็นการเปรียบเทียบในส่วนที่ 1 ซึ่งจากรูปจะเปรียบเทียบกันระหว่าง วิธี NCI-PTS วิธี CC-PTS (Concurrent-PTS) และวิธี CV-PTS (Conventional-PTS) โดยแสดงผ่านกราฟเทียบกับค่าพีเอพ็อดาร์ที่เป็นไปได้ทั้งหมด กับจำนวนของแฟลคเตอร์ทั้งหมดในกระบวนการ ซึ่งจากกราฟจะเห็นได้ว่าในส่วนองวิธีการที่ใช้สัมประสิทธิ์ร่วมไม่ว่าจะเป็นแบบ NCI-PTS และ CC-PTS จะมีกระบวนการที่ซับซ้อนและยุ่งยากน้อยกว่าแบบ CV-PTS ที่ใช้สัมประสิทธิ์ร่วมทั้งหมดของระบบตามสมการ $Pro_{total} = Ant * SI$ โดยจะกำหนดให้ใช้การมอดูเลชั่นแบบ QPSK, 16QAM และ 64QAM โดยมีจำนวนพาหะย่อยเท่ากับ 128 จำนวนคลาสเตอร์เท่ากับ 4

4.5 ประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพ็อดาร์ที่เสนอเปรียบเทียบกับแบบ PTS เดิมรวมทั้งวิธีแบบพื้นฐาน

ในการจำลองการทำงานในเทคนิคที่เสนอนี้เป็นการเสนอเทคนิคการลดค่าพีเอพ็อดาร์ โดยใช้วิธีปรับปรุงจากวิธี PTS เดิมร่วมกับแนวคิดสัมประสิทธิ์ร่วม ได้เป็นวิธีการนี้เรียกว่า Improved PTS โดยจะใช้ร่วมกับแนวคิดสัมประสิทธิ์ร่วม ซึ่งจะเรียกวินี้ใหม่นี้ว่า การกำหนดค่าสัมประสิทธิ์โดยใช้สัมประสิทธิ์ร่วมกัน (NCI: New Concurrent by Improved PTS) ซึ่งจะทำการเปรียบเทียบถึงประสิทธิภาพในการลดค่าพีเอพ็อดาร์ให้กับระบบ ในการออกแบบระบบเพื่อหาประสิทธิภาพพีเอพ็อดาร์ของระบบนอกจากจะคำนึงในส่วนองวิธีการลดค่าแล้ว ยังได้ทำการออกแบบภายใต้ช่องสัญญาณอนาล็อกฟิลเตอร์ (Analog filter) เพื่อกำจัด Aliasing ที่เกิดขึ้นกับเอาท์พุทในกระบวนการ D/A เมื่ออัตราการสุ่มค่ามากกว่าอัตราของไนควิสต์ (Nyquist Sampling) แต่วิธีการลดค่าพีเอพ็อดาร์นี้จะตั้งอยู่บนพื้นฐานของกระบวนการทางดิจิตอล (Digital Processing) ด้วยเทคนิคที่นำเสนอนี้รวมถึงการใช้การสุ่มสัญญาณในแกนเวลา ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จำนวนสัญญาณที่สุ่มทางเวลาจะพิจารณาที่สัญญาณอนาล็อกในการหาค่าประสิทธิภาพของพีเอพ็อดาร์ โดยจะแสดงการทดลองเป็นลำดับดังนี้

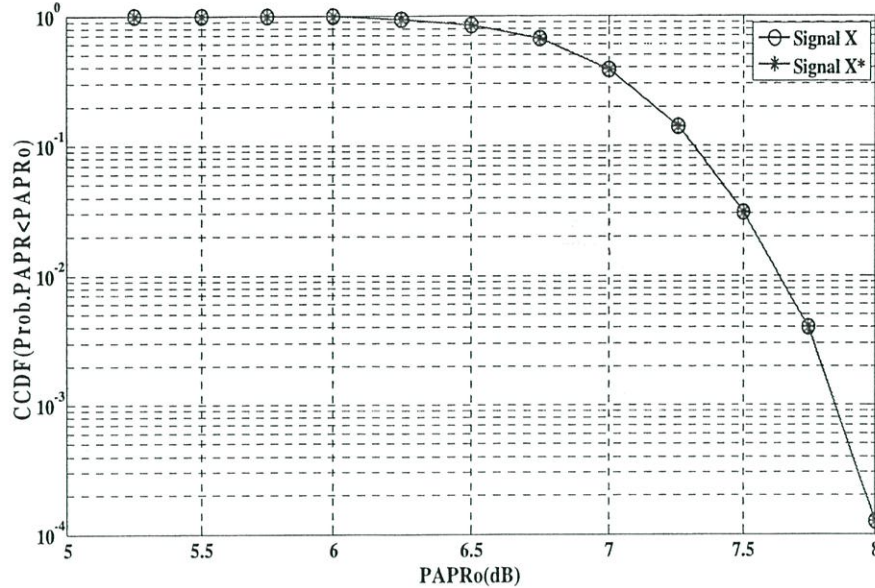
$$PAPR = 10 \log \left(\frac{P_{max}}{P_{av}} \right) \quad (4.2)$$

$$PAPR(x(t)) = \frac{\max_{0 \leq t \leq MT} |x(t)|^2}{E \left[|x(t)|^2 \right]} = \frac{\max_{0 \leq t \leq MT} |x(t)|^2}{\frac{1}{MT} \int_0^{MT} |x(t)|^2 dt} \quad (4.3)$$

กำหนดให้ $|x(t)|$ เป็นขนาดของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มทางด้านแกนเวลาซึ่งวิธีการหาค่าสมรรถนะของระบบและค่าพีเอพ็อดาร์นั้น วิธีการหาจะใช้ทฤษฎีความน่าจะเป็นของการเกิดค่าพีเอพ็อดาร์กับสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มในแต่ละสัญลักษณ์ที่มีค่าสูงกว่าค่าที่กำหนดไว้ ยกตัวอย่างเช่น กำหนด PAPR เป็นค่าคงที่ใดๆ เพื่อใช้ในการหาค่าความน่าจะเป็นของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มซึ่ง

เป็น วิธีการหาค่าความน่าจะเป็นแบบ คอมพริเมนต์ารีคอมมิวนิตีฟดีสทริบิวฟังก์ชัน (CCDF: Complementary Cumulative Distribution Function) โดยแสดงความสัมพันธ์ทางสมการได้ดังนี้

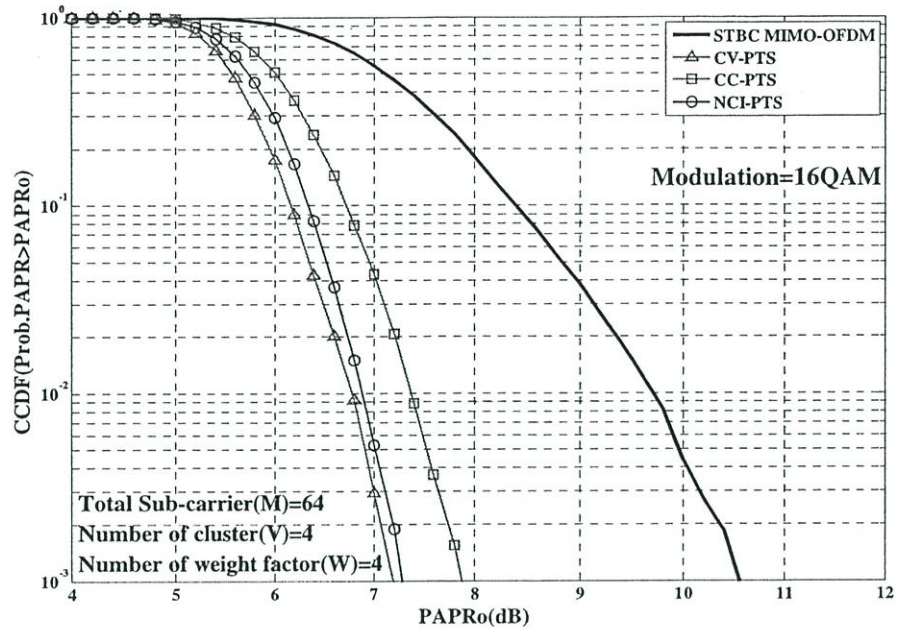
$$CCDF(PAPR_0) = Pr(PAPR > PAPR_0). \quad (4.4)$$



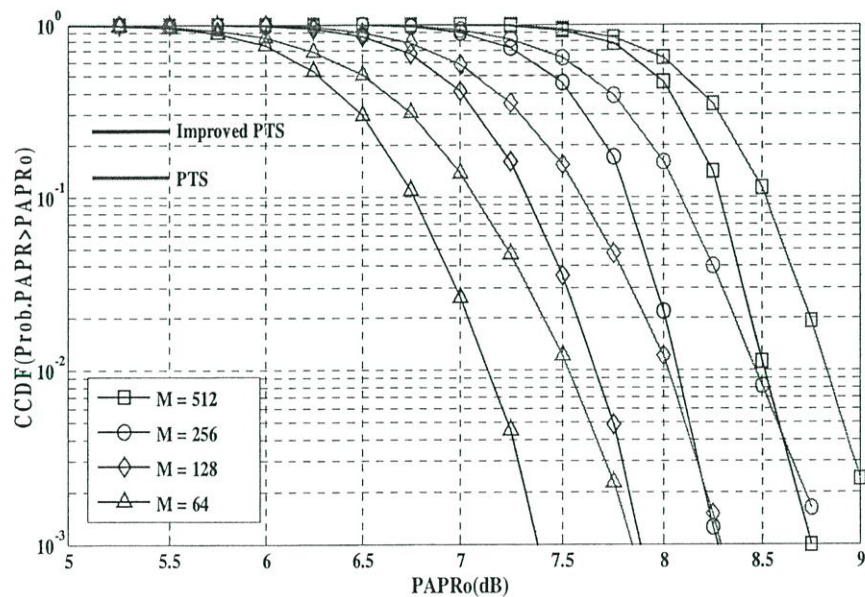
รูปที่ 4.4 การเปรียบเทียบค่าพีเอพอาร์ของสัญญาณ ระหว่างสัญญาณจำนวนจริง และจำนวนจินตภาพ

จากรูปที่ 4.4 แสดงค่าพีเอพอาร์ของสัญญาณ จำนวนจริง X , และ X^* ซึ่งจากรูปจะเห็นได้ว่าสัญญาณทั้งสองจะมีค่า PAPR ที่เท่ากันในระบบ STBC MIMO-OFDM รวมทั้งยังเหมือนกันในสัญญาณ X , และ $-X^*$ อีกด้วย

และในรูปที่ 4.5 เป็นส่วนในการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของการลดค่าพีเอพอาร์ให้กับระบบ โดยจะเปรียบเทียบค่าพีเอพอาร์ของสัญญาณเมื่อผ่านการลดค่าพีเอพอาร์โดยวิธี NCI-PTS, วิธี CC-PTS, วิธี CV-PTS และแบบไม่ผ่านกระบวนการลดค่า PAPR (STBC MIMO-OFDM) โดยทุกวิธีจะใช้การมอดูเลชันแบบ 16QAM และกำหนดจำนวนพาหะย่อยเท่ากับ 64 พาหะย่อย จำนวนบล็อกย่อยเท่ากับ 4 บล็อกย่อย และจำนวนเฟสแฟกเตอร์เท่ากับ 4 เฟส จากกราฟจะเห็นว่าวิธีที่ทำให้ลดค่า PAPR ของระบบได้ดีที่สุดคือวิธีการ CV-PTS หรือวิธี PTS เดิม โดยที่วิธีที่ได้นำเสนอในงานวิจัยเล่มนี้หรือ NCI-PTS สามารถที่จะช่วยลดค่า PAPR ของระบบได้เข้าใกล้วิธี CV-PTS และลดค่าได้มากกว่า วิธี CC-PTS หรือการนำเอาแนวคิดแบบ Concurrent มาใช้กับวิธีแบบ PTS เดิม ในขณะที่ข้อได้เปรียบของวิธีแบบ NCI-PTS ที่ดีกว่าวิธี CV-PTS คือการที่ช่วยลดขนาดของ Side Information ลงได้ครั้งหนึ่ง จึงช่วยลดขนาดลงจากเดิม ได้นั่นเอง



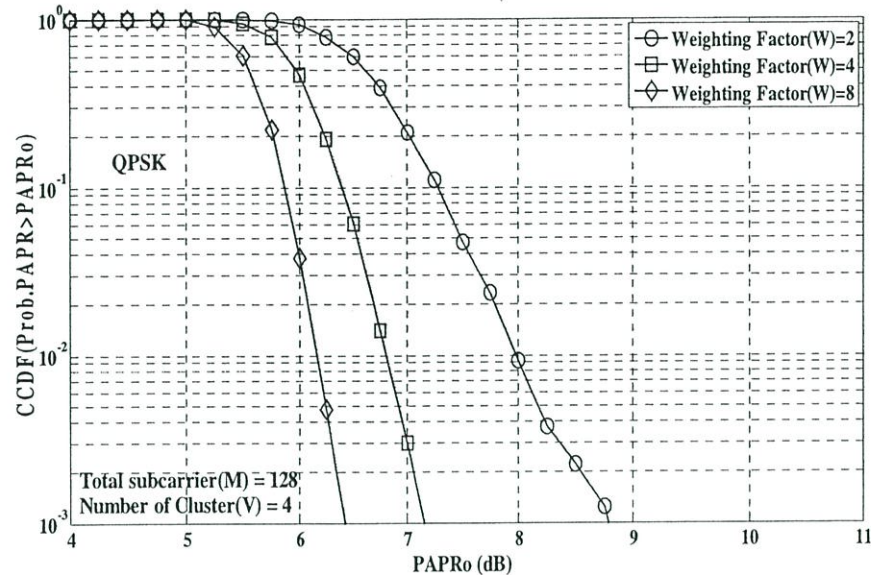
รูปที่ 4.5 การเปรียบเทียบค่าพีเอพียอร์ของสัญญาณ ของวิธีการต่างๆ
เมื่อมอดูเลชันแบบ 16QAM



รูปที่ 4.6 การเปรียบเทียบค่าพีเอพียอร์ของสัญญาณ
เมื่อเปลี่ยนจำนวนคลื่นพาห่อยุ่ไปค่าต่างๆ

จากรูปที่ 4.6 แสดงค่าพีเอพียอร์ของสัญญาณที่เกิดจากวิธีการ 2 แบบทั้งแบบวิธี PTS โดยใช้สัมประสิทธิ์ร่วมกันทั้งระบบ และวิธีการปรับปรุงวิธี PTS โดยใช้สัมประสิทธิ์ร่วมกันทั้งระบบแบบที่นำเสนอ โดยจะทำการเปลี่ยนจำนวนคลื่นพาห่อยุ่ไปค่าต่างๆ ตั้งแต่ค่า M=64, 128, 256 และ 512 ตามลำดับ โดยจะใช้วิธีการมอดูเลชันแบบ 16QAM ซึ่งจากรูปจะเห็นว่าค่าพีเอพียอร์ของ

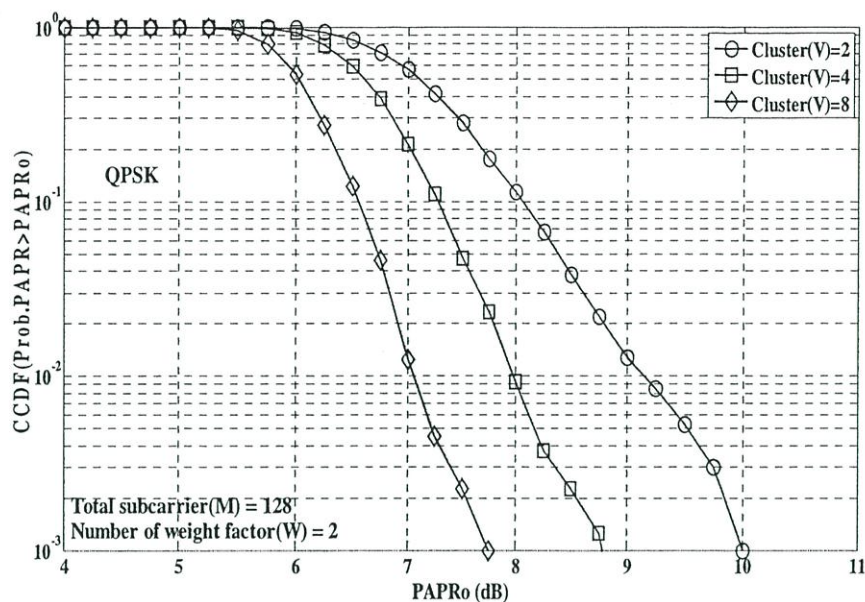
ระบบเมื่อจำนวนคลื่นพาห้ที่ต่างกัน ค่าพีเอพ็ออาร์ของสัญญาณที่เกิดจากการลดค่าแบบวิธีการปรับปรุงวิธี PTS โดยใช้สัมประสิทธิ์ร่วมกันทั้งระบบ จะให้ค่าที่ดีกว่าแบบวิธี PTS โดยใช้สัมประสิทธิ์ร่วมกันทั้งระบบเดิม ในทุกๆจำนวนคลื่นพาห้ย่อย



รูปที่ 4.7 การเปรียบเทียบค่าพีเอพ็ออาร์ของสัญญาณ
เมื่อเปลี่ยนจำนวนแฟคเตอร์ไปค่าต่างๆ โดยใช้การมอดูเลชันแบบ QPSK

จากรูปที่ 4.7 เปรียบเทียบค่าพีเอพ็ออาร์ของสัญญาณเมื่อทำการเปลี่ยนจำนวนแฟคเตอร์ที่ใช้ตั้งแต่ $W=2, 4,$ และ 8 ตามลำดับ และกำหนดให้ใช้คลาสเตอร์ (V) เท่ากับ 4 โดยใช้การมอดูเลตแบบ QPSK และใช้จำนวนคลื่นพาห้ย่อยเท่ากับ 128 ซึ่งจากรูปจะเห็นได้ว่าค่าพีเอพ็ออาร์ของระบบเมื่อจำนวนแฟคเตอร์เปลี่ยนไป โดยยิ่งใช้ค่าแฟคเตอร์ที่มากขึ้นเท่าไรค่าพีเอพ็ออาร์ของสัญญาณที่เกิดจากการลดค่าแบบวิธีการปรับปรุงวิธี PTS โดยใช้สัมประสิทธิ์ร่วมกันทั้งระบบ จะให้ค่าที่ดีขึ้น แต่จะทำให้เกิดความซับซ้อนของระบบมากขึ้นตามจำนวนของแฟคเตอร์นั่นเอง

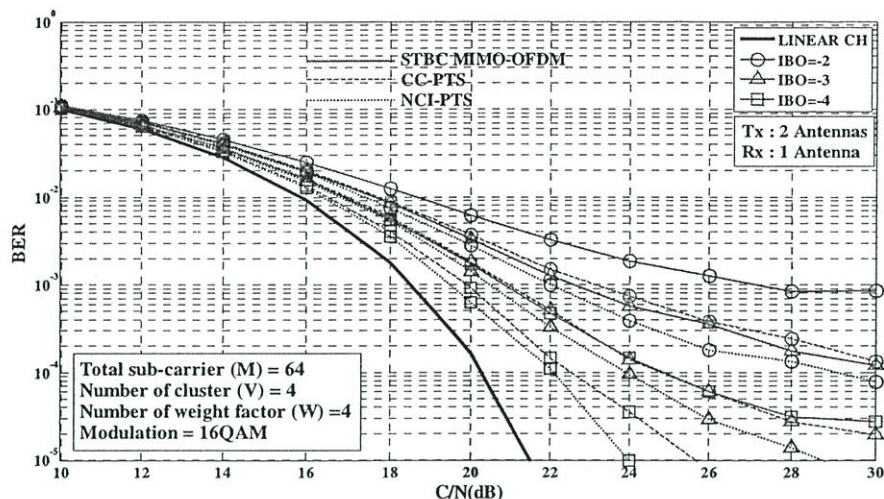
และในทางกลับกันจากรูปที่ 4.8 เปรียบเทียบค่าพีเอพ็ออาร์ของสัญญาณเมื่อทำการเปลี่ยนจำนวนคลาสเตอร์ที่ใช้ตั้งแต่ $V=2, 4,$ และ 8 ตามลำดับ และกำหนดให้ใช้จำนวนแฟคเตอร์ (W) เท่ากับ 2 โดยใช้การมอดูเลตแบบ QPSK และใช้จำนวนคลื่นพาห้ย่อยเท่ากับ 128 ซึ่งจากรูปจะเห็นได้ว่าค่าพีเอพ็ออาร์ของระบบเมื่อจำนวนคลาสเตอร์เปลี่ยนไป โดยยิ่งใช้คลาสเตอร์ที่มากขึ้นเท่าไรค่าพีเอพ็ออาร์ของสัญญาณที่เกิดจากการลดค่าแบบวิธีการปรับปรุงวิธี PTS โดยใช้สัมประสิทธิ์ร่วมกันทั้งระบบ จะให้ค่าที่ดีขึ้น แต่จะทำให้เกิดความซับซ้อนของระบบมากขึ้นตามจำนวนของคลาสเตอร์นั่นเอง ซึ่งเป็นไปในทิศทางเดียวกับแบบเปลี่ยนค่าแฟคเตอร์ที่ใช้



รูปที่ 4.8 การเปรียบเทียบค่าพีเอพอาร์ของสัญญาณ
เมื่อเปลี่ยนจำนวนคลาสเตอร์ไปค่าต่างๆ โดยใช้การมอดูเลชันแบบ QPSK

4.6 ประสิทธิภาพอัตราบิดผิดพลาดของวิธีที่เสนอเปรียบเทียบกับแบบ PTS เดิม รวมทั้งวิธีแบบพื้นฐาน

ในการจำลองการทำงานในเทคนิคที่เสนอนี้เป็นการเสนอเทคนิคการลดค่าพีเอพอาร์ โดยใช้วิธีปรับปรุงจากวิธี PTS เดิมร่วมกับแนวคิดสัมประสิทธิ์ร่วม ได้เป็นวิธีการนี้เรียกว่า Improved PTS โดยจะใช้ร่วมกับแนวคิดสัมประสิทธิ์ร่วม ซึ่งจะเรียกวิธีใหม่นี้ว่า การกำหนดค่าสัมประสิทธิ์โดยใช้สัมประสิทธิ์ร่วมกัน (NCI: New Concurrent by Improved PTS) ซึ่งจะทำการเปรียบเทียบถึงประสิทธิภาพของอัตราบิดผิดพลาดที่ได้จากระบบ ซึ่งจะเปรียบเทียบระหว่างบิดข้อมูลต้นทางกับบิดข้อมูลปลายทาง เมื่อสัญญาณนั้นส่งผ่านช่องสัญญาณ โดยในการวัดประสิทธิภาพของอัตราบิดผิดพลาดข้อมูล เป็นการชี้วัดว่าระบบให้ประสิทธิภาพดีเพียงใด ซึ่งเป็นการสรุปผลลัพธ์ทั้งหมดของระบบว่าดีเพียงใด ในการหาค่าประสิทธิภาพของวิธีการที่นำเสนอนี้จะเปรียบเทียบวิธีการแบบทั่วไป โดยที่เงื่อนไขต่างๆจะเหมือนกัน จะแตกต่างกันเพียงแต่วิธีการลดค่าพีเอพอาร์ทางด้านส่งให้กับระบบ



รูปที่ 4.9 การเปรียบเทียบอัตราบิดผิดพลาดข้อมูลในช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้น เมื่อใช้ระบบ STBC MIMO-OFDM แบบ 2 สายอากาศส่ง และ 1 สายอากาศรับ

จากรูปที่ 4.9 ได้แสดงให้เห็นถึงค่าประสิทธิภาพของอัตราบิดผิดพลาดของระบบ ในช่องสัญญาณไม่เป็นเชิงเส้น โดยจะแสดงให้เห็นผลจากระบบที่ผ่านการลดค่าพีเอพ็อร์แบบที่นำเสนอ (NCI-PTS), แบบ CC-PTS และแบบที่ไม่ผ่านการลดค่าพีเอพ็อร์ โดยจะใช้ระบบ STBC MIMO-OFDM ที่มีสายอากาศส่งจำนวน 2 เสา และสายอากาศรับ 1 เสา รวมทั้งใช้เทคนิคการมอดูเลชันแบบ 16QAM จำนวนคลื่นพาห่อย่อยเท่ากับ 64 คลื่นพาห่ มีเฟสแพลกเตอร์เท่ากับ 4 เฟส โดยที่ค่าของช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้น r จะเท่ากับ 2 ตามมาตรฐานทั่วไป ซึ่งจะใช้ระบบไม่เป็นเชิงเส้นแบบ SSPA ในการจำลองระบบจะทำการเปลี่ยนแปลงค่า IBO ของระบบตั้งแต่ IBO เท่ากับ -2 dB, -3 dB และ -4 dB ตามลำดับ ซึ่งผลการทดลองจากกราฟ จะเห็นได้ว่าค่าประสิทธิภาพอัตราบิดผิดพลาดของระบบที่ใช้การลดค่าพีเอพ็อร์ที่นำเสนอ (NCI-PTS) ให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าทั้ง 2 แบบ ในทุกค่า IBO ของช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้น

$$\text{BER} = \frac{\text{จำนวนบิตข้อมูลทั้งหมดที่ผิดพลาด}}{\text{จำนวนของบิตข้อมูลทั้งหมด}} \quad (4.5)$$

$$\text{C/N} = \frac{\text{กำลังงานของสัญญาณ ไอเอฟดีเอ็ม}}{\text{กำลังงานของสัญญาณรบกวน}} \quad (4.6)$$

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเอาวิธี PTS เดิมมาปรับปรุงให้เพิ่มประสิทธิภาพขึ้นแล้ว ใช้แนวคิดการเลือกค่าสัมประสิทธิ์ร่วมทั้งระบบ จึงเกิดเป็นวิธีใหม่ที่ชื่อว่าวิธีการปรับปรุงวิธี PTS โดยใช้สัมประสิทธิ์ร่วมกันทั้งระบบ (NCI-PTS: New Concurrent by Improved PTS) ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว โดยนำมาลดค่าพีเอพียอร์ในระบบ STBC MIMO-OFDM ซึ่งเป็นระบบที่เหมาะสมอย่างยิ่งสำหรับการสื่อสารแบบใหม่ ซึ่งจากทางผู้จัดทำได้แสดงถึงวิธีการปรับปรุงวิธี PTS โดยใช้สัมประสิทธิ์ร่วมกันทั้งระบบนี้ โดยการ นำแนวคิดการใช้สัมประสิทธิ์ร่วมกันทั้งระบบมาใช้ร่วมกับวิธีการลดค่า PAPR โดยวิธีการแบ่งพาหิตันย่อยออกของแต่ละคลัสเตอร์ แล้วนำไปคูณกับค่าแฟคเตอร์ที่ต่างกัน จากนั้นจะเลือกค่าสัมประสิทธิ์ภายใต้วิธีใหม่ที่ใช้การเลือกใช้สัมประสิทธิ์ร่วม ซึ่งจะช่วยลดความยุ่งยากของกระบวนการในระบบรวมถึงจำนวนของกลุ่มข้อมูล และยังได้เปรียบเทียบกับวิธีอื่น อาทิเช่น วิธี PTS เดิม (CV-PTS) รวมถึงวิธี PTS โดยใช้สัมประสิทธิ์ร่วมเดิม (CC-PTS) และระบบที่ไม่ผ่านการลดค่าพีเอพียอร์ (STBC MIMO-OFDM) ว่ามีข้อดีข้อเสียต่างกันอย่างไร เมื่อนำมาใช้ลดค่าพีเอพียอร์ของระบบ รวมทั้งประสิทธิภาพอัตราบิดผิดพลาดของระบบ โดยจะใช้การจำลองระบบโดยใช้สายอากาศส่ง 2 เสา และสายอากาศรับ 1 เสา รวมถึงใช้การมอดูเลชันแบบ QPSK 16QAM และ 64QAM มาพิจารณาในการจำลองระบบในครั้งนี้เป็นต้น

จากการจำลองระบบและประมวลผลออกมาทำให้เห็นได้ว่าสำหรับวิธีที่ได้นำเสนอไปนั้นนอกจากจะสามารถช่วยเพิ่มประสิทธิภาพในส่วนต่างๆของระบบได้แล้ว ยังจะไม่ทำให้ระบบเกิดความยุ่งยากและซับซ้อนขึ้นกว่าเดิม ยิ่งไปกว่านั้นยังสามารถลดความยุ่งยากในการส่งข้อมูลทางด้านส่งจากแนวคิดแบบใช้สัมประสิทธิ์ร่วม (Concurrent) และยังทำให้ค่าความผิดพลาดบิดทางเครื่องรับดีขึ้นอีกด้วย

บรรณานุกรม

เอกสารอ้างอิง

- [1] M.Tan, Z.Latinovic, and Y.Bar-Ness, *STBC MIMO-OFDM Peak-to-Average Power Ratio Reduction by Cross-Antenna Rotation and Inversion*, IEEE Commun. Lett., vol.9, pp.592-594, July 2005.
- [2] Jing Gao, Jinkuan Wang, and Zhibin Xie, *A novel concurrent papr reduction algorithm for STBC MIMO-OFDM systems*, IEICE International journal of information and systems sciences, Vol.4, No.3, pp. 449-461.
- [3] Seung H H, Jae H L. (2005), *An Overview of peak-to-average power ratio reduction*, IEEE Wireless Communications, Vol.12, No.2, pp.56-65.
- [4] 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., Lett, Vol.4, No.3, pp.86-88, March 2000.
- [5] Wulich D. (2005), *Definition of efficient PAPR in OFDM*, IEEE Wireless Communications, Vol.9, No.9, pp.832-4.
- [6] S.M.Alamouti, *A simple transmit diversity technique for wireless communications*, IEEE J.Select. Areas Commun., vol.16, pp.1451-1458, Oct.1998.
- [7] P.Boonsrimuang, K.Mori, T.Paungma and H.Kobayashi, *Proposal of Improved PTS method for OFDM signal*, IEEE Sym. On Personal, Indoor and Mobile Radion Comm. 2007.
- [8] C.Rapp, *Effects of HPA-Nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-Signal for a Digital Sound Broadcasting System*, in Proceedings of the Second European Conference on Satellite Communications, Liege, Belgium, pp.179-184, Oct.22-24, 1991.
- [9] T.Mata, P.Boonsrimuang, P.Boonsrimuang, and H.Kobayashi, *Proposal of Improved PTS method for STBC MIMO-OFDM in the non-linear channel*, IEICE International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2009), Bangkok, Thailand, pp.715-718, Oct.20-23, 2009.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

โปรแกรมที่ใช้ในการจำลองการทำงานของ

```

%Define parameter of signals and system
BW=5; %Bandwidth = 5 MHz
NMess=4; %Bit of Signals ==>QPSK
NMess16=16; %Bit of Signals ==>16QAM
NMess64=64; %Bit of Signals ==>64QAM
D16=sqrt(1/5); %16-QAM normalize to Pav = 2
D64=sqrt(1/56); %64-QAM normalize to Pav = 2
M=64; %Numbers of subscriber
L=20; %Number of Symbols
Mess=M*L; %Number of Signals
Nov=1;
N=M+(M*Nov); %Number of FFT point
Zerop=round((N-M)/2); %Number of Zero padding
code=2; %Number of STB code
antTX=2; %Number of Transmit Antenna
antRX=1; %Number of Receive Antenna
r=2;
IBO=-2;
DU=5; %dB
%Duration and GI parameter
TgRatio=0.1;
Delay=0.1; %Delay = 5 uSec
Ets=round(M/BW); %Effective Symbol Duration
Dg=Ets*TgRatio; %Guard Interval Duration
Ts=Ets+Dg; %Symbol Duration
Ng=round(Dg/(Ets/(N))); %Number of guard interval
Nt=N+Ng;
CNst=2; %Carrier to Noise ratio (dB)
CNx=50; %Carrier to Noise ratio (dB)
Stcn=2; %Step of Carrier to Noise ratio (dB)
Num_count=20; %Number of loop testing bits error
performance.
Aver=1; %Number of average
%PTS parameter
P=4; %Number of cluster
iP=8;
Perp=P^P; %PTS Performance
[ph2pi ph1pi]=Genph(P); %Generate phase
phx2=SeqTphase(P,ph2pi);
phx1=SeqTphase(P,ph1pi);
%----Start Loop
for CN=CNst:Stcn:CNx; %Loop CN
for count=1:Num_count; %Loop Counter bits error
CN %Show infromations (Debugger)
count %Show infromations (Debugger)

RandSignal(1,1:Mess)=randint(1,Mess,NMess16);
Signal=RandSignal;
Dm=QAM16Mod(Signal,D16); %Modulation
Sym=serial2parallel(Dm,M); %Serial to Parallel
for n=1:antTX:L; %STBC Encoder
S_code(1:2,(n-1)*M+1:(n+1)*M) =
STBCcode_PTS(code,Sym(n,:),Sym(n+1,:));
End
Route1=serial2parallel(S_code(1,:),M); %Antenna Routes1
Route2=serial2parallel(S_code(2,:),M); %Antenna Routes2
for k=1:L; %IFFT(inverse fast fourier transform) & Add GI
[Xifft1(k,1:N) L11 L12]=IFFT(Zerop,Route1(k,1:M)); %IFFT1
[Xifft2(k,1:N) L21 L22]=IFFT(Zerop,Route2(k,1:M)); %IFFT2
XadGI1(k,1:Nt)=[Xifft1(k,N-Ng+1:N) Xifft1(k,1:N)]; %+GI1
XadGI2(k,1:Nt)=[Xifft2(k,N-Ng+1:N) Xifft2(k,1:N)]; %+GI2
End

```

```

Stx1=XadGI1;
Stx2=XadGI2;
%SSPA AM/AM non-linear
Stx1=SSPA_AMAM(Stx1,IBO,r); %SSPA1
Stx2=SSPA_AMAM(Stx2,IBO,r); %SSPA2
%----Finish Transmitter

[R_Stx L_Stx]=size(Stx1);
for NAver=1:Aver; %Loop average
Awgn=Add_awgn(Stx1,CN); %Noise (side of noise refer input signal)
for k=1:antTX; %Medium(Channel Respond)
for n=1:antRX;
H(k,n)=Ch_est(DU);
end
end
%-----
for n=1:antTX:R_Stx;
for k=1:L_Stx;
Rtx1(n:n+1,k)=[Stx1(n,k) Stx2(n,k);Stx1(n+1,k)
Stx2(n+1,k)]*H(:,1);
end
end
%----Start Receiver
Rtx1=Rtx1+Awgn; %Received Signal
for k=1:R_Stx; %Remove GI & FFT
RreGI1(k,1:N)=Rtx1(k,Ng+1:Nt);
Rfft1(k,:)=FFT(RreGI1(k,1:N),L11,L12,M);
end
Rout1=Rfft1;
for k=1:antTX:L; %Alamouti Theorem detector
for n=1:M;
s1(k,n)=[conj(H(1,1))*Rout1(k,n)+H(2,1)*conj(Rout1(k+1,n))];
s1(k+1,n)=[conj(H(2,1))*Rout1(k,n)-H(1,1)*conj(Rout1(k+1,n))];
end
end
Sout=s1;

%Parallel to Serial
Rps=parallel2serial(Sout);
Rps=Adj_POW(Rps);
%-----
%Demodulation
RdeMod=QAM16dMod(Rps,D16);
end %Loop average
%-----
%Loop test Bits error rate performance
CBER(1,count)=biterr(RandSignal,RdeMod);
end %Loop Counter bits error
%-----
BERav(1,CN)=sum(CBER);
PBERaver(1,CN)=BERav(1,CN)./((log2(NMess16))*Mess*Num_count);
%4 is one information have 4 bits.
PBERaver
end %Loop CN
%-----
figure(2);
semilogy(CNst:Stcn:CNx,PBERaver(CNst:Stcn:CNx),'bo');
title('STBC MIMO-OFDM 2x1 (16-QAM)')
legend('IBO=-2','IBO=-3','IBO=-4')
grid on;

```

ภาคผนวก ข.

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1. T.Mata, P.Boonsrimuang, P.Boonsrimuang, and H.Kobayashi, *Proposal of Improved PTS method for STBC MIMO-OFDM in the non-linear channel*, IEICE International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2009), Bangkok, Thailand, pp.715-718, Oct.20-23, 2009.
2. T.Mata, P.Boonsrimuang, P.Boonsrimuang, and H.Kobayashi, *A New Weighing Factor with Concurrent PAPR Reduction Algorithm for STBC MIMO-OFDM*, The 9th IEEE Malaysia International Conference on Communications (MICC 2009), Kuala Lumpur, Malaysia, pp.184-188, Dec.14-17, 2009.
3. T.Mata, P.Boonsrimuang, P.Boonsrimuang, and H.Kobayashi, *“Proposal of Improved PTS Method for STBC MIMO-OFDM Systems,”* IEICE Transactions on Communications (Conditional Acceptance).

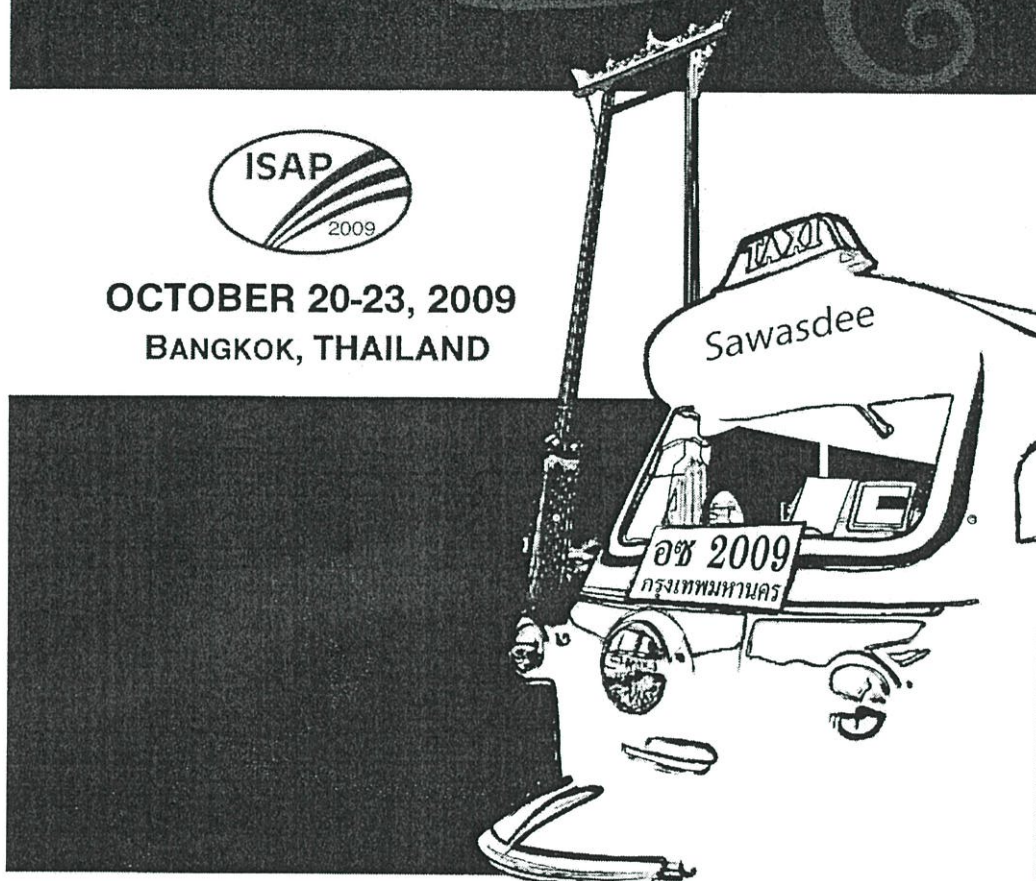
◦

The **2009** International Symposium on
Antennas and Propagation (ISAP 2009)

Program and Abstracts



OCTOBER 20-23, 2009
BANGKOK, THAILAND



Proposal of improved PTS method for STBC MIMO-OFDM in the non-linear channel

Tanairat Mata¹, Pornpawit Boonsrimuang², Pisit Boonsrimuang¹ and Hideo Kobayashi²

¹Department of Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand, Email: kbpisit@kmitl.ac.th

²Department of Electrical and Electronic Engineering, Graduate School of Engineering, Mie
University, Japan E-mail: koba@elec.mie-u.ac.jp

Abstract Partial Transmit Sequences (PTS) seems to be attractive for Peak to Average Power Ratio (PAPR) reduction in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system, since it obtains better PAPR property by modifying OFDM signals without distortion. Meanwhile it also shows the potential to be utilized in STBC MIMO-OFDM system. The PTS method can reduce the PAPR by controlling the multiplied weighting factor of sub-block both data sub carrier and clusters. The PTS method can improve PAPR reduction performance very well as increasing a number of weighting factors and clusters. However, the number of side information is proportionally increasing as increased number of weighting factors or/and clusters, which are required to inform the side information to the receiver for recovering the original data. In this paper, we propose the new weighting factor technique in the PTS method conjunction with STBC MIMO-OFDM system which can work well and improve both a better PAPR performance and BER performance with keeping the same number of side information when compares with the conventional PTS method. This paper presents various computer simulation results to verify the effectiveness of proposed method in the non-linear channel.

1. INTRODUCTION

Orthogonal Frequency Division Multiplexing with Multi Input Multi output (OFDM-MIMO) system has been receiving a great attention as a solution for high speed, efficient and high-quality service for next generation wireless communication [1]. However, one main disadvantage of OFDM signal is that the signals transmitted on different antennas might exhibit a prohibitively large peak-to-average power ratio (PAPR). 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 [3]. Recently, many PAPR reduction schemes have been proposed for OFDM systems. In the PTS method, the PAPR reduction performance can be improved as increasing the number of clusters or weighting factor. However, the computation complexity and the size of side information increase exponentially. Block coding, the encoding of an input data into a codeword with low PAPR is another well-known technique to reduce PAPR, but it incurs the rate decrease.

In this paper, we propose the new weighting factor technique in the PTS method conjunction with space time block code in MIMO-OFDM system. The main difference of proposed method from conventional PTS is that each cluster is partitioned by first and second parts as shown in Fig.2. The first and second parts of cluster employ the different weighting factor [6]. The proposed method can show both better PAPR reduction and BER performances without any increasing of the size of side information and system complexity when compares with the conventional PTS method.

This paper is organized as follows. Section 2 firstly presents the STBC MIMO-OFDM transmits diversity. PAPR reduction by new PTS method will be presents in the section 3. After that, In the Section 4 presents the various computer simulation results to verify the effectiveness of the proposed method as comparing with the conventional PTS method, and we draw some conclusions in Section 5.

2. STBC MIMO-OFDM TRANSMIT DIVERSITY

For simplicity we consider a STBC MIMO-OFDM system[2] that employs Alamouti scheme[5], although extension to more than two transmit antennas is possible. A simplified block diagram of

such scheme is shown in Fig.1 A data symbol vector $\mathbf{X} = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]$ is encoded with space-time encoder into two vectors X_1 and X_2 ,

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_1 &= [X_0, -X_1^*, \dots, X_{N-2}, -X_{N-1}^*], \\ \mathbf{X}_2 &= [X_1, X_0^*, \dots, X_{N-1}, X_{N-2}^*]. \end{aligned} \quad (1)$$

which are separated into V cluster for PAPR reduction by using PTS method after that are fed to the IFFT include addition preamble, and sent to EN-PAPR reduction block. Next, addition to GI, and sent to simultaneously from both antenna in non-linear channel later.

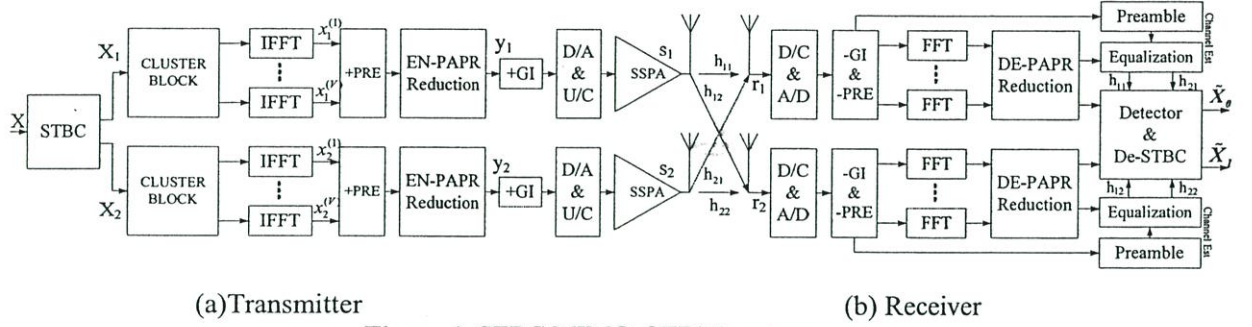


Figure 1: STBC MIMO-OFDM system.

From (1), the encoding is done in space and time (space-time coding). In non-linear part, the transmitted signal x_0 and x_1 in time domain is employed the PAPR reduction to avoid the non-linear distortion of power amplifier. The OFDM signal y_i with low PAPR in the time domain is input to the non-linear amplifier after adding the guard interval (GI) to avoid the inter symbol interference (ISI) due to the multi-path fading. The output of non-linear amplifier can be expressed by the following equation.

$$s_i = F \left[|y_i| \right] e^{j \{ \arg(y_i) \}} \quad (2)$$

where, y_i is the input signal of non-linear amplifier and $F[]$ represents the AM/AM conversion characteristics of non-linear amplifier. The non-linear amplifier assumed in this paper is the Solid State Power Amplifier (SSPA) [7] of which input and output relationship is modeled by the following equation.

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

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

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

where P_{in} is the average power of input signal to the non-linear amplifier and P_{out} is the input saturation power. The detector and decoder in Fig.1 builds is given by following equation,

$$\begin{aligned} \tilde{X}_0 &= h_{11}^* r_{11} + h_{21}^* r_{21} + h_{12}^* r_{12} + h_{22}^* r_{22} \\ \tilde{X}_1 &= h_{21}^* r_{11} - h_{11}^* r_{21} + h_{22}^* r_{12} - h_{12}^* r_{22} \end{aligned} \quad (5)$$

3. PAPR REDUCTION BY NEW PTS METHOD

To increase the potential capability of PAPR reduction for PTS Method, we propose the new determination method of weighting factor for PTS method that can reduce the PAPR performance with less computation complexity. In the proposed method, the input data block is partitioned into the cluster as the same as conventional PTS method [3]. The difference of proposed method is that each

cluster is partitioned by first and second parts. The first and second parts of cluster employ the different weighting factor, which can express by the following equation

$$s_i = \sum_{v=1}^V (b_i^{(v)} x_i^{(v)} + b_i^{(v)} x_i^{(v)}). \quad (6)$$

where $b^{(v)}$ and $b^{(v)}$ are weighting factors for the first and second parts at the v -th cluster, respectively. $x_i^{(v)}$ and $x_i^{(v)}$ are the data sub-carriers of first and second parts[6]. at the v -th cluster, respectively. The weighting factor of proposed method for both parts can be defined by $e^{j\phi_n^{(v)}}$ and $e^{j\phi_n^{(v)}}$, respectively which are given by the following equation.

$$\phi_n^{(v)} = \frac{\phi_n^{(v)}}{2}, \quad (7)$$

$$\phi_n^{(v)} \in \left\{ \frac{2\pi k}{W} \mid k = 0, \dots, W-1 \right\}.$$

4.PERFORMANCE EVALUATION

This section presents the various computer simulation results to verify the performance of proposed method. In the following evaluations, the adjacent sub-block method is used in the sub-block partitioning both for the conventional and proposed PTS methods. The side information is assumed to be known at the receiver for both PTS methods. The oversampling ratio is taken by 4 to achieve the accurate evaluation of PAPR performance. Table 1 show all the simulation parameters used in this paper.

Table 1: Simulation parameters.

Parameter	Values
Number of Antennas ($A_{n_t} \times A_{n_r}$)	2×2
Modulation	QPSK, 16QAM and 64QAM
Demodulation	Coherent
Allocated bandwidth	5MHz
Number of FFT points (N)	128,256
Number of sub-carriers (M)	64, 128
Number of cluster (V)	4
Non-linear parameter of SSPA	r=2
Channel Fading Model, DU	5 dB

Figure 2 shows the PAPR performance for the conventional and proposed PTS methods when the modulation techniques are QPSK, 16QAM and 64QAM. The PAPR performance for the conventional OFDM is also shown as the purposed of comparison. The total number of sub-carrier is 128, number of cluster is 4 and number of weighting factor is 4 phases. In the figure, the PAPR performance is evaluated by using the Complementary Cumulative Distribution Function (CCDF). From the figure, it can be observed that the proposed PTS method shows the better PAPR performance for all modulation techniques than the conventional STBC MIMO-OFDM and conventional PTS method.

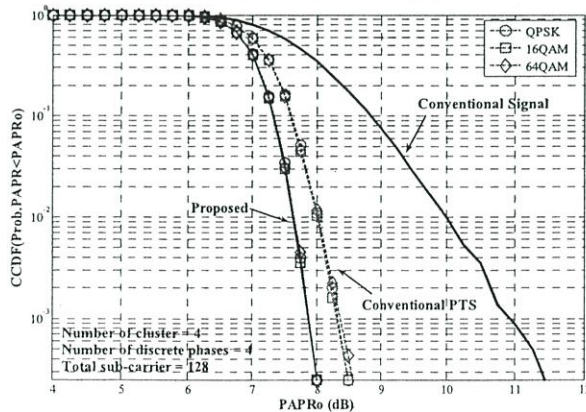


Figure 2: Comparison of PAPR reduction performance with difference modulation.

Figure 3 shows the BER performances for the proposed PTS and conventional PTS methods in the non-linear channel when the transmit antenna(A_{n_t}) is 2, and 2 the receive antenna(A_{n_r}) include the modulation method is 16QAM. In the simulation, the number of total sub-carriers is 64, the number of weighting factor is 4 phases and the non-linear parameter r for SSPA is taken by 2 and changing to the IBO = -2 dB, IBO=-4 dB and -6 dB. The BER performances of conventional STBC MIMO-OFDM method are also shown in this figure. From the figure, it can be observed that the proposed PTS method can achieve the much better BER performance than those for the conventional STBC MIMO-OFDM and conventional PTS method.

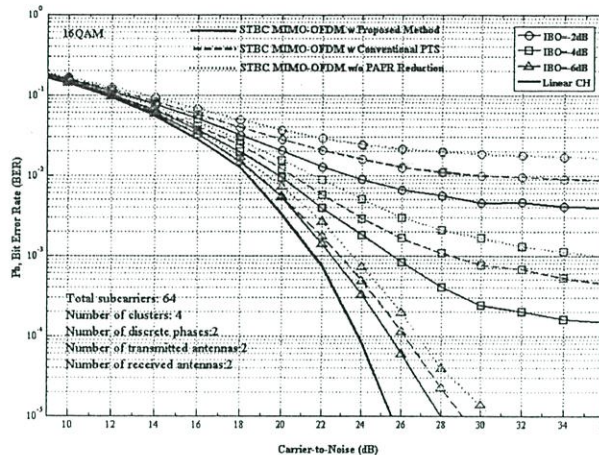


Figure 3: BER performance of proposed PTS method for STBC MIMO-OFDM in non-linear channel.

5. CONCLUSIONS

The PTS method has been proposed for STBC MIMO-OFDM system to mitigate the non-linear distortion. In this paper, we proposed applied the new determination method of weighting factor for PTS method by using the characteristics of OFDM signal in the time domain. The new determination method of weighting factor for PTS method also can work well in the STBC MIMO-OFDM system. The feature of proposed method is to enable the reduction of PAPR performance with keeping the same size side information as that for the conventional PTS method, and can achieve the better PAPR performances and better BER performance in the non-linear channel than those for the conventional PTS method.

REFERENCES

- [1] IEEE 802.16 WG, "SC-FDE PHY Layer System Proposal for Sub 11GHz BWA", March 2001.
- [2] Tan M Z, Latinovi'c, Yeheskel B N. (2005) 'STBC MIMO-OFDM peak-to-average power ratio reduction by cross-antenna rotation and inversion', *IEEE Communication Letters*, Vol.9, pp. 592-594.
- [3] J.Tellado, "Multicarrier Modulation with Low PAP," Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [4] 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., Lett*, Vol.4, No.3, pp.86-88, March 2000.
- [5] S.M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J.Select. Areas Commun.*, Vol.16, pp.1451-1458, Oct. 1998.
- [6] P.Boonsrimuang, K.Mori, T.Paungma and H.Kobayashi, Proposal of Improved PTS method for OFDM signal," *IEEE Sym. On Personal, Indoor and Mobile Radio Comm.* 2007.
- [7] C.Rapp, "Effects of HPA-Nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-Signal for a Digital Sound Broadcasting System," in Proceedings of the Second European Conference on Satellite Communications, Liege, Belgium, pp.179-184, Oct.22-24, 1991.
- [8] 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.1764-1775, Oct. 2000.

PROCEEDINGS

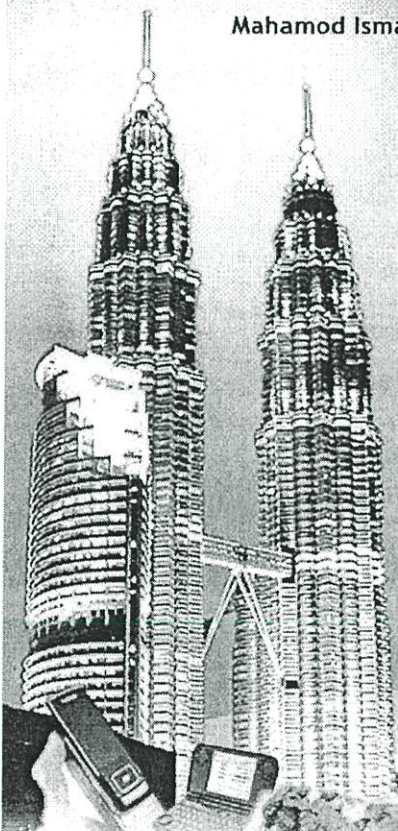
MICC 2009

2009 IEEE 9th Malaysia International
Conference on Communications

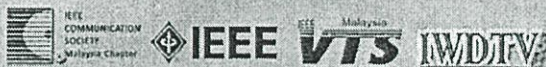
with a Special Workshop on Digital TV Contents
15 - 17 December 2009 . Seri Pacific Hotel, Kuala Lumpur

Editors :
Mahamod Ismail, Borhanuddin Mohd Ali & Hafizal Mohamad

<http://micc.org.my>



Jointly Organized by:



In Co-operation with :



A New Weighting Factor with Concurrent PAPR Reduction Algorithm for STBC MIMO-OFDM

Tanairat Mata^{#1}, Pornpawit Boonsrimuang^{*2}, Pisit Boonsrimuang^{#3} and Hideo Kobayashi^{**4}

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

³kbpisit@kmitl.ac.th

^{*}Department of Electrical and Electronic Engineering, Graduate School of Engineering,
Mie University, Japan.

⁴koba@elec.mie-u.ac.jp

Abstract— Partial Transmit Sequences (PTS) method seems to be attractive for the reduction of Peak to Average Power Ratio (PAPR) in the Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) system, since it can obtain better PAPR property by modifying OFDM signals without any degradation of BER performance. Meanwhile it also shows the potential capability to be utilized in MIMO-OFDM system with a concurrent PAPR reduction algorithm based on the property of orthogonal Space-Time Block Coded (STBC)[1]. On the other hand, the PTS method can improve the PAPR reduction performance very well as increasing the number of weighting factors and clusters. However, the size of side information proportionally increases as increasing the number of weighting factors or/and clusters, which are required to the receiver for recovering the original data. In this paper, we propose a new determination method for the weighting factor of PTS in conjunction with the concurrent [2] algorithm for the STBC MIMO-OFDM systems, which can improve the PAPR performance, computation complexity without any increasing of side information, and improve the BER (Bit Error Rate) performance.

Keywords— PAPR, PTS, OFDM, STBC and MIMO-OFDM.

I. INTRODUCTION

Multiple Input, Multiple Output with Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM-MIMO) system has been receiving a great attention, as one of solutions for achieving high speed, efficient, and high-quality service for the next generation of multimedia wireless communications. However, one main disadvantage of OFDM signal is that the time domain signals transmitted on different antennas might exhibit a prohibitively large peak-to-average power ratio (PAPR) [3-5].

Recently, many PAPR reduction schemes have been proposed for OFDM systems. Among these, the signal scrambling methods such as the Partial Transmit Sequence (PTS) [4] are well known as a distortion less techniques, in which time domain OFDM signals divided into clusters are multiplied by weighting factors. Although the PAPR performance can be improved by multiplying the optimum-weighting factor, the weighting factor employed at the transmitter is required to inform to the receiver as the side information. In the PTS method, the PAPR reduction

performance can be improved as increasing the number of clusters and weighting factors.

In MIMO-OFDM systems [6], a straightforward way for PAPR reduction is to apply the existing algorithms independently on each transmitted antenna. It is effective to reduce PAPR performance, but requires high computation complexity, and large size of side information (SI). Then the concurrent algorithm is proposed to solve this problem, which selects the transmitted sequence with minimizing the maximum PAPR over all transmission antennas. This method can decrease the size of side information at the expense of a slight degradation of the PAPR performance.

In this paper, we propose an optimization method for the weighting factors [7] in conjunction with the concurrent PAPR reduction algorithm for STBC MIMO-OFDM. The main difference of proposed method from the conventional PTS method with the concurrent algorithms is that each cluster is divided into 2 parts and these two parts employ the different weighting factors having some relationship between them. The feature of proposed method is that the PAPR performance can be improved by using the same size of side information as the conventional PTS method. In this paper, we demonstrate that the proposed method can show the better PAPR reduction performance in the STBC MIMO-OFDM systems when compared with the conventional PTS method with concurrent algorithms.

This paper is organized as follows. Section II firstly presents the PAPR properties of OFDM signals. Section III presents the STBC MIMO-OFDM system. Section IV proposes the new PTS method for the STBC MIMO-OFDM systems. Section V presents the various computer simulation results to verify the effectiveness of proposed method as comparing with the conventional method. Finally, we draw some conclusions in Section VI.

II. PAPR PROPERTIES OF OFDM SIGNALS

In the OFDM system, a block of M frequency domain data symbols, $\{X_n, n = 0, 1, \dots, M-1\}$, is modulated with each subcarrier from a set $\{f_n, n = 0, 1, \dots, M-1\}$. The M subcarriers are chosen to be orthogonal, i.e. $f_n = n\Delta f$, where $\Delta f = 1/MT$ and T represents the original data symbol period.

The resulting baseband OFDM signal $x(t)$ can be expressed by $x(t) = \sum_{n=0}^{M-1} X_n e^{j2\pi f_n t}$, $0 \leq t \leq MT$. The PAPR of the transmitted time domain OFDM[4] signal is defined by,

$$\text{PAPR}(x(t)) = \frac{\max_{0 \leq t \leq MT} |x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]} = \frac{\max_{0 \leq t \leq MT} |x(t)|^2}{\frac{1}{MT} \int_0^{MT} |x(t)|^2 dt} \quad (1)$$

where $E[\cdot]$ denotes the expected value. To evaluate the PAPR performance for OFDM signal from the statistical point of view, the Complementary Cumulative Distribution Function (CCDF) given in (2) is used to represent the probability of exceeding a given threshold PAPR_0 ,

$$\text{CCDF}(\text{PAPR}_0) = \Pr(\text{PAPR} > \text{PAPR}_0). \quad (2)$$

III. STBC MIMO-OFDM TRANSMIT DIVERSITY

For simplicity, we consider a STBC MIMO-OFDM system that employs Alamouti encoder as the Space-Time Block Code [6]. Fig.1 shows the model of STBC MIMO-OFDM system. A data symbol vector $\mathbf{X} = [X_0, X_1, \dots, X_{M-1}]$ is encoded with space-time encoder and the following two vectors \mathbf{X}_1 and \mathbf{X}_2 can be obtained.

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_1 &= [X_0, -X_1^*, \dots, X_{M-2}, -X_{M-1}^*], \\ \mathbf{X}_2 &= [X_1, X_0^*, \dots, X_{M-1}, X_{M-2}^*]. \end{aligned} \quad (3)$$

The encoded data inputs to En-Concurrent PAPR Reduction block in which encoded data is divided into V clusters to reduce the PAPR performance by using the PTS method. The detail of En-Concurrent PAPR Reduction block is described in Section IV. Then the time domain signals after adding GI to avoid the inter symbol interference (ISI) due to the multi-path fading, input to the non-linear amplifier as shown in Fig.1.

The output of non-linear amplifier can be given by the following equation.

$$s_k = F[|y_k|] e^{j\{\arg(y_k)\}} \quad (4)$$

where, y_k is the input signal of non-linear amplifier and $F[\cdot]$ represents the AM/AM conversion characteristics of non-linear amplifier. The non-linear amplifier assumed in this paper is the Solid State Power Amplifier (SSPA) [8] of which input and output relationship is modeled by the following equation,

$$F[\rho] = \frac{\rho}{\left[1 + \left(\frac{\rho}{A}\right)^{2r}\right]^{1/2r}} \quad (5)$$

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

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

$$\text{IBO} = 10 \log \frac{P_{in}}{P_{out}} \quad (6)$$

where P_{in} is the average power of input signal to the non-linear amplifier and P_{out} is the output saturation power.

The demodulated frequency domain signal at the receiver is given by,

$$\mathbf{R} = \mathbf{H}_1 \mathbf{X}_1 + \mathbf{H}_2 \mathbf{X}_2 + \mathbf{Z} \quad (7)$$

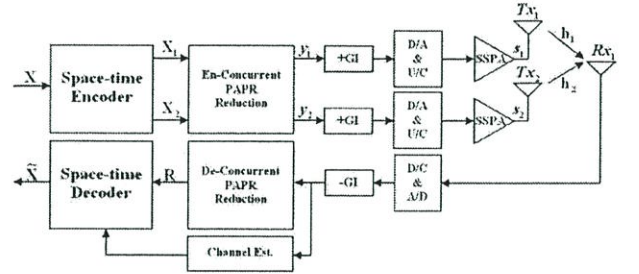


Fig. 1 System Model.

where \mathbf{H} represent the channels between the transmitted antennas and the received antenna. Vector \mathbf{Z} is complex random variables representing receiver thermal noise and interference.

Assuming that the frequency channels responses for all links between transmit antennas and receive antennas are perfectly estimated at the receiver, the output of space-time decoder is given by the following equation.

$$\begin{aligned} \tilde{X}_1 &= h_1^* r_1 + h_2 r_2^* \\ \tilde{X}_2 &= h_2^* r_1 - h_1 r_2^* \end{aligned} \quad (8)$$

where, r_1 and r_2 are the received signal transmitted from antennas 1 and 2, and h_1 and h_2 are the channel response between transmit antennas 1 and 2 to receive antenna, respectively. * represents the complex conjugate.

IV. NEW PAPR REDUCTIONS ALGORITHM FOR STBC MIMO-OFDM SYSTEMS

A. Conventional PTS Method

Figure 2 shows the structure of MIMO-OFDM transmitter with the PTS method. In the PTS method, the data information in the frequency domain $X(n)$ is partitioned into V clusters as $X_n^{(v)}$, ($1 \leq v \leq V$). All sub-carriers for each cluster are multiplied by the weighting factor, $b_k^{(v)} = e^{j\phi_k^{(v)}}$ so as to reduce the PAPR performance. Here, the phase value considered in each cluster is given by the following equation.

$$\phi_k^{(v)} \in \left\{ \frac{2\pi i}{W} \mid i = 0, \dots, W-1 \right\}. \quad (9)$$

where W is the number of predetermined discrete phase. After multiplying the weighting factor for each cluster, the sub-carrier vector is given by the following equation.

$$y_k = \sum_{v=1}^V \left(b_k^{(v)} X_n^{(v)} \right). \quad (10)$$

where, $b_k^{(v)}$ is the weighting factors, which are required to inform the receiver as the side information. The set of weighting factor for V clusters are optimized in the time domain so as to achieve the better PAPR performance, by using the following equation.

$$\begin{aligned} y_k &= \sum_{v=1}^V \left(b_k^{(v)} \cdot \text{IFFT} \{ X_n^{(v)} \} \right) \\ &= \sum_{v=1}^V \left(b_k^{(v)} \cdot x_k^{(v)} \right). \end{aligned} \quad (11)$$

From (10) to (11), it can be seen that the weighting factor can be multiplied either in the frequency or time domains and the optimized PAPR performance is the same as that given by the following equation.

$$\tilde{V} = \arg \min_{0 \leq w \leq W-1} \max_{0 \leq n \leq L-1} \left| \sum_{v=1}^V b_k^{(v)} x_k^{(v)} \right|. \quad (12)$$

where \tilde{V} is optimized argument that can reduce to the lowest PAPR performance.

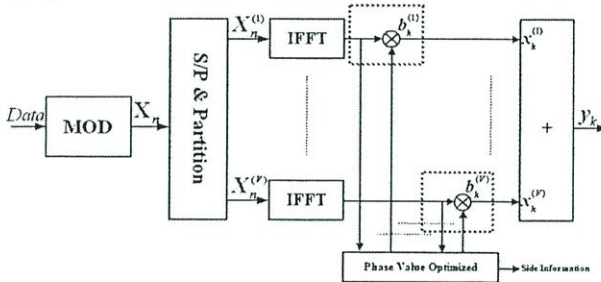


Fig. 2 Structure of OFDM transmitter with PTS method.

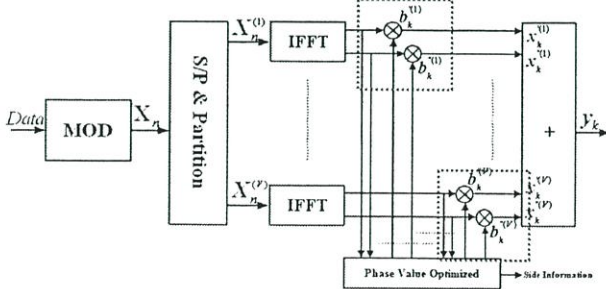


Fig. 3 Structure of OFDM transmitter with improved-PTS method.

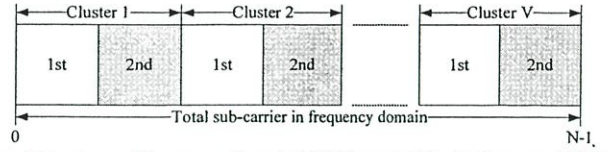


Fig. 4 Structure of frequency domain OFDM symbol for the Improved-PTS method.

B. Improved-PTS Method

To increase the potential capability of PAPR reduction performance for the PTS method, we propose a new determination method of weighting factor for PTS method [9] that can reduce the PAPR performance with less computation complexity for the MIMO-OFDM system. In the proposed method, the input data block is partitioned into the cluster as the same as conventional PTS method [4]. In the proposed method, each cluster is partitioned into the first and second parts as shown in Figs. 3 and 4. The first and second parts of cluster employ the different weighting factor, which can express by the following equation.

$$y_k = \sum_{v=1}^V \left(b_k^{(v)} x_k^{(v)} + b_k^{(v)} x_k^{(v)} \right). \quad (13)$$

where $b_k^{(v)}$ and $b_k^{(v)}$ are the weighting factors for the first and second parts at the v -th cluster, respectively. $x_k^{(v)}$ and $x_k^{(v)}$ are the data sub-carriers for the first and second parts at the v -th cluster, respectively. The weighting factor for both parts can be defined by $e^{j\phi_k^{(v)}}$ and $e^{j\phi_k^{(v)}}$, respectively of which phases are given by the following equation.

$$\begin{aligned} \phi_k' &= \frac{\phi_k''}{2}, \\ \phi_k^{(v)} &\in \left\{ \frac{2\pi i}{W} \mid i = 0, \dots, W-1 \right\}. \end{aligned} \quad (14)$$

where ϕ_k' and ϕ_k'' are the phase coefficients for the first and second parts of cluster. From (9) and (14), it can be seen that the conventional and proposed PTS methods have the same number of weighting factor W .

In the following, we present the proposed ‘‘New Concurrent Algorithm with Improved-PTS method (NCI-PTS)’’. The feature of proposed method (NCI-PTS) is to combine the IPTS [7] and the concurrent algorithm [2] for the orthogonal STBC. Fig.5 shows the structure of concurrent algorithm. In the concurrent algorithm, the PAPR reduction needs to be done only for the first symbol period. As shown in Figure 5, during the first symbol period, we obtain two signals with low PAPR after performing the PAPR reduction algorithm on X_0 and X_1 . Then, $-X_1^*$ and X_0^* are transmitted during the second symbol period, which have the same PAPR properties as X_1 and X_0 . Therefore, the optimum phase factor of $-X_1^*$ and X_0^* can be obtained directly. From this fact, the computational complexity of the conventional PAPR reduction algorithms can be reduced significantly.

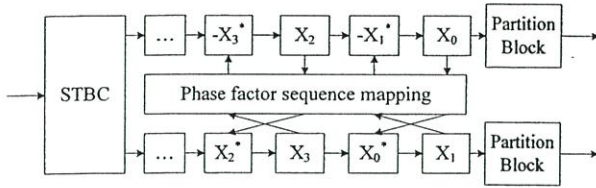


Fig. 5 Concurrent PAPR algorithm.

TABLE I
PHASE FACTOR SEQUENCES MAPPING.

CLUSTER	1 st	Symbol	Phase factor sequence			
		X_i	0	$\pi/2$	π	$3\pi/2$
		$\pm X_i^*$	0	$3\pi/2$	π	$\pi/2$
2 nd		X_i	0	$\pi/4$	$\pi/2$	$3\pi/4$
		$\pm X_i^*$	0	$3\pi/4$	$-\pi/2$	$\pi/4$

The followings are the detailed procedures when the concurrent algorithm is used in the improved-PTS:

- Step1: The data symbols vector X_1 and X_2 from two transmitted antennas are partitioned into V sub-blocks and one cluster is divided into 2 parts. X_0 and X_1 are divided into X_{11} and X_{12} , and X_{21} and X_{22} , respectively. Then the same combination of phase factor $\{b_0^{(1)}, b_1^{(2)}, \dots, b_{L-1}^{(v)}, b_0^{(1)}, b_1^{(2)}, \dots, b_{L-1}^{(v)}\}$ are multiplied. The calculated PAPR of X_{11} , X_{12} , X_{21} and X_{22} are represented by $\{PAPR(X_{11}), PAPR(X_{12}), PAPR(X_{21})$ and $PAPR(X_{22})\}$.
- Step2: Find the maximum PAPR among $\{PAPR(X_{11}), PAPR(X_{12}), PAPR(X_{21})$ and $PAPR(X_{22})\}$, and denote it as $PAPR(X)$.
- Step3: Choose different phase factor sequences, and repeat the procedures from Step 1 to Step 2.
- Step4: Select the sequences with the minimum $PAPR(X)$ as the transmission signal with the following phase sequences $\{b_0^{(1)}, b_1^{(2)}, \dots, b_{L-1}^{(v)}, b_0^{(1)}, b_1^{(2)}, \dots, b_{L-1}^{(v)}\}$.
- Step5: The symbols $-X_2^*$ and X_1^* are multiplied with $\{\tilde{b}_0^{(1)}, \tilde{b}_1^{(2)}, \dots, \tilde{b}_{L-1}^{(v)}, \tilde{b}_0^{(1)}, \tilde{b}_1^{(2)}, \dots, \tilde{b}_{L-1}^{(v)}\}$ transformed from $\{b_0^{(1)}, b_1^{(2)}, \dots, b_{L-1}^{(v)}, b_0^{(1)}, b_1^{(2)}, \dots, b_{L-1}^{(v)}\}$ according to Table I.
- Step6: Repeat the procedures until the end of symbol of each antenna.

Since the required size of side information for the conventional PTS method (CV-PTS) without using the concurrent algorithm is $A_n \log_2 W^{V-1}$ bits, while the proposed PTS method with using the concurrent algorithm is only $\log_2 W^{V-1}$ bits.

TABLE II
SIMULATION PARAMETERS.

Information	Parameter
Number of Antennas($A_n \times A_r$)	2x1
Modulation	QPSK, 16QAM, and 64QAM
Demodulation	Coherent
Allocated bandwidth	5MHz
Number of FFT points(N)	128, 256
Number of sub-carriers(M)	64, 128
Number of cluster(V)	4
Number of weighting factor(W)	4
Symbol duration	12.8 μ S
Guard interval(GI)	1.28 μ S
Non-linear amplifier	SSPA
Non-linear parameter of SSPA(r)	2
Channel Fading Model, DU	5 dB

V. SIMULATION RESULTS

This section presents the various computer simulation results to verify the performance of proposed method. In the following evaluations, the adjacent sub-block method is employed as the sub-block partition in the PTS method. The side information is assumed to be known at the receiver. Table II shows the simulation parameters used in the following evaluations.

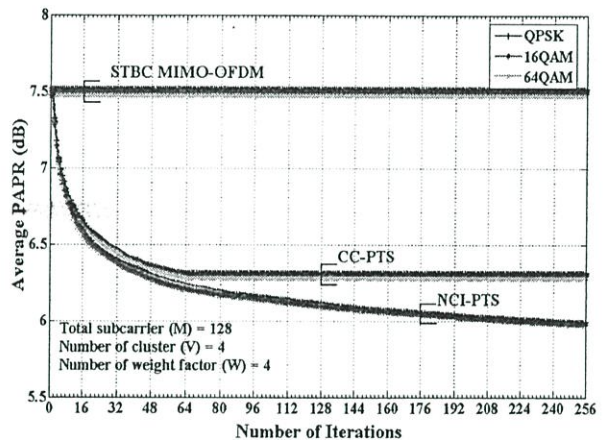


Fig. 6 Comparison of average PAPR performance between the proposed method (NCI-PTS) and the CC-PTS method when changing the number of iterations.

Figure 6 shows the averaged PAPR performance both for the conventional PTS method (CC-PTS) and the proposed method (NCI-PTS) when changing the number of iterations. From the figure, it can be seen that the PAPR performance of both methods are almost the same with regardless of the employed modulation methods. From this fact, we could confirm that the PAPR performance of MIMO-OFDM signal would not depend on the modulation method as the same as the conventional OFDM system. The PAPR performance of proposed method can achieve better PAPR performance than CC-PTS method. The PAPR performance of proposed method can be converged firstly as compared with the CC-PTS method.

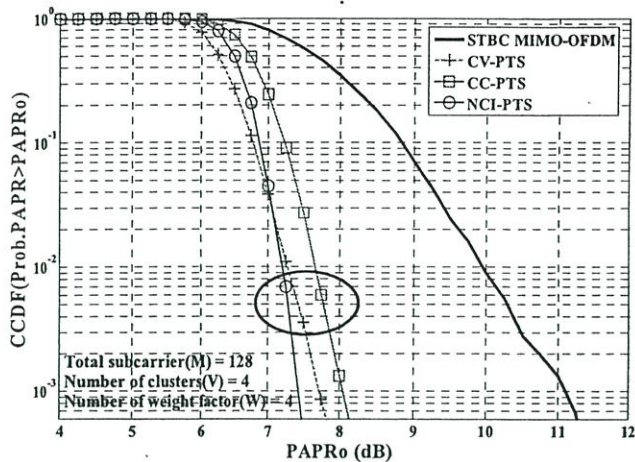


Fig. 7 Comparison of PAPR reduction performance.

Figure 7 shows the PAPR reduction performance for NCI-PTS, CV-PTS, and CC-PTS when the modulation technique is QPSK. The PAPR reduction performance for the STBC MIMO-OFDM is also shown as the purpose of comparison. The total number of sub-carrier (M) is 128, number of cluster (V) is 4, and the number of weighting factor (W) is 4 phases. In the figure, the PAPR reduction performance is evaluated by using the Complementary Cumulative Distribution Function (CCDF). From the figure, it can be seen that the $PAPR_0$ of CC-PTS is 7.8 dB, CV-PTS is 7.5 dB and NCI-PTS is 7.2 dB at CCDF of 10^{-2} , respectively. The proposed NCI-PTS method shows the better performance than the CC-PTS by 0.6 dB and CV-PTS by 0.3 dB. Here, it should be note that the BER performance would be decided dominantly by the CCDF at the around 10^{-1} . From the figure, it can be observed that the proposed NCI-PTS method shows the better PAPR reduction performance than CC-PTS method and very closed to the CV-PTS at the around CCDF 10^{-1} . However, the number of side information required in the proposed method is smaller than that for the CV-PTS method.

Figure 8 shows the BER performance for the proposed method (NCI-PTS) and CC-PTS method in the non-linear channel, when the transmitted antenna (A_{nt}) is 2, and a received antenna (A_{nr}) is one, and the modulation technique is 16QAM. The total sub-carriers (M) are 64, the number of weighting factor (W) is 4 phases, the non-linear parameter r for SSPA is taken by 2. The figure shows the BER performance when changing the IBOs = -2 dB, -3 dB, and -4 dB, respectively. The BER performance of the STBC MIMO-OFDM method is also shown in this figure. From the figure, it can be observed that proposed NCI-PTS method can achieve much better BER performance than the CC-PTS and STBC MIMO OFDM.

VI. CONCLUSIONS

In this paper, we proposed the new PTS method with concurrent PAPR reduction algorithms by using the characteristics of MIMO-OFDM signal in the time domain. The simulation results show that the proposed PTS method

can be used in the concurrent technique for STBC MIMO-OFDM system. The feature of proposed method is that the reduction of PAPR performance can be achieved with keeping the same size side information as that for the CC-PTS method, and smaller size of side information than the CV-PTS method.

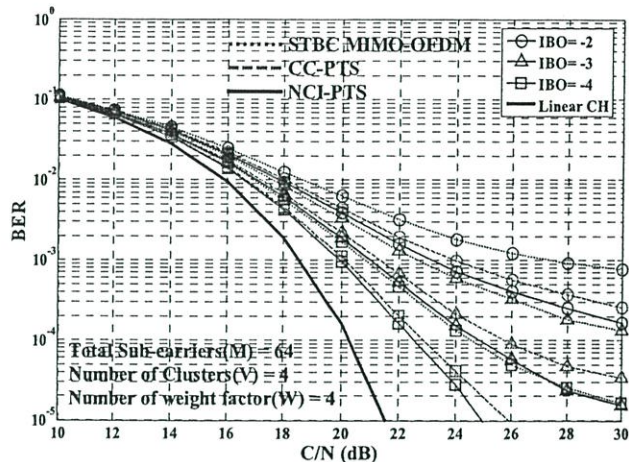


Fig. 8 BER performance of NCI-PTS method in the non-linear channel

ACKNOWLEDGMENT

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

REFERENCES

- [1] M.Tan, Z.Latinovic, and Y.Bar-Ness, *STBC MIMO-OFDM Peak-to-Average Power Ratio Reduction by Cross-Antenna Rotation and Inversion*, IEEE Commun. Lett., vol.9, pp.592-594, July 2005.
- [2] Jing Gao, Jinkuan Wang, and Zhibin Xie, *A novel concurrent papr reduction algorithm for STBC MIMO-OFDM systems*, IEICE International journal of information and systems sciences, Vol.4, No.3, pp. 449-461.
- [3] Seung H H, Jae H L. (2005), *An Overview of peak-to-average power ratio reduction*, IEEE Wireless Communications, Vol.12, No.2, pp.56-65.
- [4] 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., Lett, Vol.4, No.3, pp.86-88, March 2000.
- [5] Wulich D. (2005), *Definition of efficient PAPR in OFDM*, IEEE Wireless Communications, Vol.9, No.9, pp.832-4.
- [6] S.M.Alamouti, *A simple transmit diversity technique for wireless communications*, IEEE J.Select. Areas Commun., vol.16, pp.1451-1458, Oct.1998.
- [7] P.Boonsrimuang, K.Mori, T.Paungma and H.Kobayashi, *Proposal of Improved PTS method for OFDM signal*, IEEE Sym. On Personal, Indoor and Mobile Radion Comm. 2007.
- [8] C.Rapp, *Effects of HPA-Nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-Signal for a Digital Sound Broadcasting System*, in Proceedings of the Second European Conference on Satellite Communications, Liege, Belgium, pp.179-184, Oct.22-24, 1991.
- [9] T.Mata, P.Boonsrimuang, P.Boonsrimuang, and H.Kobayashi, *Proposal of Improved PTS method for STBC MIMO-OFDM in the non-linear channel*, IEICE International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2009), Bangkok, Thailand, pp.715-718, Oct.20-23, 2009.

ประวัติผู้เขียน

นายธนัยรัตน์ มาต๊ะ เกิดเมื่อวันที่ 31 ตุลาคม พ.ศ.2526 ที่จังหวัดเชียงราย สำเร็จการศึกษาปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต เกียรตินิยมอันดับหนึ่ง สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2549 และเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2551 หลังจากสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีในปี พ.ศ. 2549 ได้เข้าทำงานในตำแหน่งวิศวกร ดูแลในส่วนสื่อนำสัญญาณทั้งหมด บริษัทสตรองบราเดอร์1961 จำกัด จนถึงปัจจุบัน(มีนาคม 2553)