

การแทรกสัญญาณประมาณช่องสัญญาณบนโดเมนเวลาสำหรับระบบ OFDM
ในช่องสัญญาณเฟดดิ้งความเร็วสูง

TIME DOMAIN TRAINING SEQUENCE INSERTION SCHEME FOR OFDM
SYSTEM IN HIGHER TIME-VARYING FADING CHANNELS

อนุสันต์ ด้านชัย
ANUSAN DANCHAI

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2562

KMITL-2019-EN-M-010-043

การแทรกสัญญาณประมาณช่องสัญญาณบนโดเมนเวลาสำหรับระบบ OFDM
ในช่องสัญญาณเฟดดิ้งความเร็วสูง

TIME DOMAIN TRAINING SEQUENCE INSERTION SCHEME FOR OFDM
SYSTEM IN HIGHER TIME-VARYING FADING CHANNELS

อนุสันต์ ตำนชัย
ANUSAN DANCHAI

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2562
KMITL-2019-EN-M-010-043

TIME DOMAIN TRAINING SEQUENCE INSERTION SCHEME FOR OFDM
SYSTEM IN HIGHER TIME-VARYING FADING CHANNELS

ANUSAN DANCHAI

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

2019

KMITL-2019-EN-M-010-043

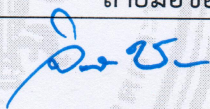
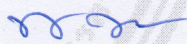

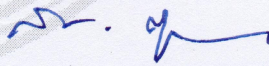
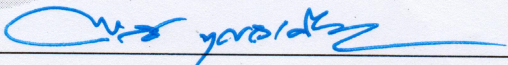
COPYRIGHT 2019

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

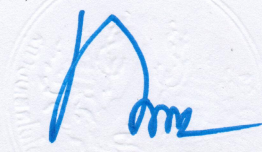
หัวข้อวิทยานิพนธ์ การแทรกสัญญาณประมาณช่องสัญญาณบนโดเมนเวลาสำหรับระบบ OFDM ใน
ช่องสัญญาณเฟดดิ้งความเร็วสูง
Thesis Title Time Domain Training Sequence Insertion Scheme for OFDM System in
Higher Time-Varying Fading Channels
นักศึกษา นายอนุสันต์ ด้านชัย
รหัสประจำตัว 57601158
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.พิสิฐ บุญศรีเมือง
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2019-EN-M-010-043

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.จิระศักดิ์	ชาญวุฒิธรรม	
ผศ.ดร.พิเชฐ	ม่วงนวล	
ผศ.ดร.สมเกียรติ	ฤกษ์วัลญญ	
ผศ.ดร.สิรภาพ	ตู้ประกาย	
รศ.ดร.พิสิฐ	บุญศรีเมือง	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันจันทร์ที่ 1 กรกฎาคม พ.ศ. 2562 เวลา 09.30-11.30 น.
สถานที่สอบ ณ ห้องประชุม 1 ชั้น 5 อาคาร A

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 1 กรกฎาคม พ.ศ. 2562

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การแทรกสัญญาณประมาณช่องสัญญาณบนโดเมนเวลาสำหรับระบบ OFDM ในช่องสัญญาณเฟดดิ้งความเร็วสูง
นักศึกษา	นายอนุสันต์ ด้านชัย
รหัสนักศึกษา	57601158
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2562
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.พิสิฐ บุญศรีเมือง

บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้เสนอการประมาณช่องสัญญาณและวิธีอีควอไลเซชัน สำหรับระบบไควเวอร์ซิตีการส่งผ่านโดยใช้เทรนนิ่งซีควเอนซ์ในโดเมนเวลา (Training Sequence : TS) เพิ่มเข้าไปในโดเมนเวลาของสัญญาณ OFDM (TS-OFDM) บนช่องสัญญาณเฟดดิ้งความเร็วสูง โดยเสนอคุณสมบัติของวิธีการประมาณการตอบสนองของช่องสัญญาณ (Channel Impulse Response) สำหรับระบบไควเวอร์ซิตีการส่งผ่านโดยใช้รหัสแบบบล็อกปริภูมิความถี่ (Space Frequency Block Coding) มาใช้ในการออกแบบใหม่ของสัญญาณเทรนนิ่งซีควเอนซ์ ซึ่งจะช่วยลดการรั่วไหลของความหนาแน่นกำลังงานสัญญาณสเปกตรัม (Power Spectrum Density) และเก็บค่าการประมาณการตอบสนองช่องสัญญาณได้ค่าความแม่นยำสูงขึ้น ในงานวิจัยนี้จะเสนอวิธีอีควอไลเซชัน และการประมาณการตอบสนองของช่องสัญญาณที่ทุกแซมปลิงของเวลา ส่วนสัญญาณเทรนนิ่งซีควเอนซ์ที่รู้ค่าจะถูกใช้ที่เครื่องรับเพื่อทำการกำจัดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter Symbol Interference) เนื่องจากการลดทอนสัญญาณบนช่องสัญญาณเฟดดิ้งความเร็วสูงนั้นจะเกิดการทับซ้อนกันระหว่างสัญลักษณ์อยู่ งานวิจัยนี้เสนอผลของการทดลองในแบบต่างๆ และสถิติประสิทธิผลของการนำเสนอของระบบไควเวอร์ซิตีการส่งผ่าน โดยเปรียบเทียบกับวิธีในรูปแบบดั้งเดิม

Thesis Title	Time Domain Training Sequence Insertion Scheme for OFDM System in Higher Time-Varying Fading Channels
Student	Mr. Anusan Danchai
Student ID.	57601158
Degree	Master of Engineering
Program	Telecommunications Engineering
Year	2019
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Pisit Boonsrimuang

ABSTRACT

This paper proposes a channel estimation and equalization methods for a transmit diversity system of using time domain training sequence inserted orthogonal frequency division multiplexing (TS-OFDM) signal in higher time-varying fading channels. The salient feature of the proposed channel impulse response (CIR) estimation method for the transmit diversity system with a space frequency block coding is to employ a new design of training sequence (TS) signal which can reduce the leakage of power spectrum density (PSD) and keep higher CIR estimation accuracy. In the proposed equalization method, the estimated CIR at every sampling time and the known TS signals are employed at the receiver for removing the inter symbol interference (ISI) caused in higher time-varying fading channels so as to employ the overlap and add (OLA) operation. This paper presents various simulation results to demonstrate the effectiveness of the proposed transmit diversity system as comparing with the conventional methods.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้เป็นอย่างดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาอย่างใกล้ชิด จาก รศ.ดร.พิสิฐ บุญศรีเมือง ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ และ ดร.พงษธร เรียงสันเทียะ ที่คอยให้ความรู้และคำปรึกษา ข้าพเจ้ารู้สึกทราบบ้างในความอนุเคราะห์ และขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอกราบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังทุก ๆ ท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า

ขอขอบคุณเพื่อนๆ ในภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่คอยแนะนำและคอยให้กำลังใจเสมอมา

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้าที่เป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนในทุกเรื่องๆ ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

อนุสันต์ ดำนชัย

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาของวิทยานิพนธ์และความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	3
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	4
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	4
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	4
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา.....	5
บทที่ 2 ระบบ OFDM พื้นฐาน และทฤษฎีที่ใช้ในการวิจัย.....	6
2.1 พื้นฐานของระบบ OFDM	6
2.1.1 แนวคิดของ OFDM.....	6
2.1.2 เบล็คทั่วไปของ OFDM.....	9
2.1.3 การดำเนินการ FFT.....	11
2.1.4 คุณสมบัติของออร์โธโกนอล.....	12
2.1.5 การมอดูเลตและดีมอดูเลต OFDM.....	12
2.1.6 ช่วงเวลาป้องกันของ OFDM.....	14
2.2 สัญญาณรบกวน.....	16
2.3 ช่องสัญญาณ.....	18
2.3.1 ปราบกฏการผันดอปเปอร์.....	19
2.3.2 ช่องสัญญาณที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา.....	21
2.3.3 ช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา (Time Varying Channel).....	22

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.4 ผลตอบสนองของอิมพัลส์ในช่องสัญญาณ.....	23
2.5 การประมาณช่องสัญญาณ.....	26
2.5.1 การประมาณค่าผลการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณด้วยวิธีการ Zero Forcing Estimation.....	27
2.5.2 การประมาณค่าช่องสัญญาณด้วยวิธีการประมาณค่าความเป็นไปได้สูงสุด (Maximum Likelihood Estimation).....	28
2.5.3 ปริ๊นซิเปิล.....	33
2.5.4 เทอร์นนิ่งซีแควนซ์.....	34
2.6 ระบบการสื่อสารไร้สายแบบ MIMO (Multi-Input Multi-Output)	36
2.7 บล็อกปริภูมิความถี่ หรือ Space Frequency Block Coding (SFBC).....	38
2.8 Zadoff Chu Sequences (CAZAC).....	41
2.9 Overlap Add Method (OLA Method).....	42
บทที่ 3 วิธีการอควไลเซชันบนโดเมนเวลาโดยการแบ่งรูปแบบความเร็ว.....	45
3.1 การออกแบบใหม่ของ TS Signal โดยใช้ Cyclic Shift.....	46
3.1.1 ไตเวอร์ซิตีการส่งผ่านของสัญญาณ TS-OFDM.....	48
3.2 โมเดลเครื่องรับ.....	51
3.2.1 เครื่องมือการประมาณค่าการตอบสนองของช่องสัญญาณที่ทุกๆแซมปลิงเวลา.....	51
3.2.2 การสร้างใหม่ของ Circular Convolution และอีควไลเซชัน.....	52
บทที่ 4 ผลของการหาสมรรถนะของระบบ.....	54
4.1 วิธีการที่ใช้ในการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ.....	54
4.1.1 วิธีการเปรียบเทียบความหนาแน่นกำลังงานสัญญาณสเปกตรัม.....	55
4.1.2 วิธีการเปรียบเทียบค่าความแม่นยำของการประมาณค่าการตอบสนองของช่องสัญญาณที่ทุกๆแซมปลิงเวลา.....	56
4.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	56
4.3 ผลการเปรียบเทียบค่าความหนาแน่นกำลังงานสัญญาณสเปกตรัม.....	57
4.4 ผลการเปรียบเทียบความแม่นยำของการประมาณค่าการตอบสนองของช่องสัญญาณที่ทุกๆแซมปลิงเวลา.....	58
4.5 ผลการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิต.....	59

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 5 บทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	61
เอกสารอ้างอิง.....	63
ภาคผนวก ก. โปรแกรมที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	66
ภาคผนวก ข. ผลงานวิจัยในระหว่างการศึกษาที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	87
ประวัติผู้เขียน.....	88

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองของงานวิจัย.....	57

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมเครื่องส่ง OFDM พื้นฐาน.....	8
2.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมเครื่องรับ OFDM พื้นฐาน.....	9
2.3 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับส่งโอเอฟดีเอ็ม.....	14
2.4 การสร้างช่วงเวลาป้องกัน.....	15
2.5 สัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่เดินทางผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาธมายังเครื่องรับ.....	15
2.6 ลักษณะของช่องสัญญาณที่ทำให้เกิด มัลติพาธเฟดดิ้ง.....	18
2.7 ลักษณะของช่องสัญญาณที่ทำให้เกิดปรากฏการณ์ดอปเปอร์.....	19
2.8 ปรากฏการณ์ดอปเปอร์.....	20
2.9 ดีเลย์โปรไฟล์ของช่องสัญญาณมัลติพาธ.....	22
2.10 รูปลักษณะของช่องสัญญาณที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา.....	22
2.11 Channel Impulse Response in Time and Frequency Domains.....	23
2.12 อินพุตและเอาพุตของระบบใน (2.33)	24
2.13 การประมาณค่าความถี่ของสัญญาณ.....	26
2.14 การเรียงลำดับของคลื่นพายุย่อยนำทาง.....	29
2.15 โครงสร้างแบบข้อมูลบนแกนเวลาสำหรับพีเอ็มบีเอ็ม.....	34
2.16 โครงสร้างแบบข้อมูลบนแกนเวลาเมื่อเพิ่มเทรนนิงซีควเอนซ์.....	34
2.17 โพลาร์ชาร์ตแสดงการสร้างสัญญาณเทรนนิงซีควเอนซ์ของระบบที่นำเสนอ.....	35
2.18 ระบบเซลล์ลูลาร์ในพื้นที่ใดๆ.....	36
2.19 Single-User MIMO Channel และ Multi-User MIMO Channel.....	36
2.20 การส่งสัญญาณของ SFBD-OFDM สำหรับ 2 เสาอากาศ.....	38
2.21 การส่งสัญญาณของ SFBD-OFDM สำหรับ 4 เสาอากาศ.....	39
2.22 OLM ของสัญญาณ $x[n]$ และ $y[n]$ ในสัญญาณช่วง $[1, kL + M]$	44
3.1 โครงสร้างเฟรมของระบบไดเวอร์ซิตีการส่งผ่าน.....	47
3.2 ผังงานการออกแบบใหม่ของเครื่องส่งโดยใช้ Cyclic Shift TS Signal.....	48
3.3 รูปแบบโครงสร้างเครื่องรับส่งสัญญาณของระบบที่นำมาเสนอ.....	49
3.4 โครงสร้างเครื่องส่งของสัญญาณ TS-OFDM.....	50
3.5 โครงสร้างเครื่องรับของสัญญาณ TS-OFDM.....	51
3.6 การรบกวนกันของสัญญาณเทรนนิงซีควเอนซ์ของสัญญาณบนแกนเวลาฝั่งภาครับสัญญาณ.....	52

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.1 แบบจำลองของระบบ TS-OFDM ที่นำเสนอ.....	55
4.2 ขั้นตอนการออกแบบใหม่ของ Cyclic-Shift TS-Signal.....	55
4.3 การประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของสัญญาณที่ทุกๆ สัญลักษณ์ข้อมูลทั้งหมดทุกหนึ่งเฟรม.....	56
4.4 ความหนาแน่นกำลังงานสัญญาณสเปกตรัมที่นำเสนอ.....	58
4.5 ความแม่นยำของการประมาณค่าการตอบสนองของช่องสัญญาณที่นำเสนอ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า Normalized ของความถี่ดอปเปลอร์ (R_d) และค่าอัตราส่วนกำลังคลื่นพาห์ต่อสัญญาณรบกวน (C/N).....	59
4.6 ประสิทธิภาพของค่าความผิดพลาดบิตของเครื่องมือที่นำเสนอเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า อัตราส่วนกำลังคลื่นพาห์ต่อสัญญาณรบกวน ที่การคงที่ของค่า Normalized ของความถี่ดอปเปลอร์ หรือค่า $R_d = 6\%$	60

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของวิทยานิพนธ์และความสำคัญของปัญหา

การสื่อสารและการรับส่งข้อมูลระยะไกลถือเป็นสิ่งที่สำคัญในวงการโทรคมนาคมในอนาคต เพื่อให้ได้รับข้อมูลหรือข่าวสารได้อย่างรวดเร็วและแม่นยำ แต่อย่างไรก็ตามปัญหาการส่งและรับข้อมูลจากระยะไกลนี้อาจจะเกิดปัญหาได้เนื่องจากข้อมูลต้องเดินทางผ่านตัวกลางหรือเส้นทางในการส่งผ่านที่มีสัญญาณรบกวน (Noises) ในระบบการสื่อสาร (Communication System) ด้วยเหตุนี้สิ่งปนเปื้อนจะเข้าไปปนกับข้อมูลจริงและส่งผลทำให้เกิดการผิดเพี้ยนของข้อมูลได้ จึงทำให้เกิดความท้าทายในงานวิจัยในด้านนี้ได้มีแนวคิดในการสื่อสารและการรับส่งข้อมูลให้มีความผิดเพี้ยนน้อยที่สุด ยกตัวอย่างกระบวนการและตัวกลางที่ใช้รับส่งข้อมูลเช่นการส่งผ่านตัวนำสัญญาณ (Wire Link) และส่งผ่านแบบไร้สาย (Wireless) ซึ่งแต่ละชนิดก็จะมีผลกระทบของสัญญาณ (Delayed Time) ประมาณ 100ms ถึง 700ms ตามสิ่งปนเปื้อนที่แตกต่างกันไป

ตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบันการแก้ไขปัญหาเหล่านี้ได้พัฒนาอย่างรวดเร็วซึ่งแบ่งได้เป็นหลายยุคของเทคโนโลยี เทคโนโลยีการสื่อสารยุคที่ 1 ซึ่งได้ประดิษฐ์โทรศัพท์ที่ใช้ระบบรับส่งสัญญาณแบบอนาล็อกซึ่งจะไม่มีกรรรับการส่งผ่านข้อมูลใดๆทั้งสิ้น ซึ่งระบบนี้สามารถใช้งานได้ทางด้านเสียงอย่างเดียว (โทรออกและรับสาย) เท่านั้น อย่างไรก็ตามข้อเสียของเทคโนโลยียุคที่ 1 นี้คือยังไม่สามารถรับและส่งข้อความสั้นๆ (Short Message Service : SMS) ได้ แต่ในยุคนี้ความจำเป็นในการใช้โทรศัพท์มีน้อย ส่วนใหญ่การส่งสัญญาณแบบใช้โทรศัพท์จะถูกใช้โดยนักธุรกิจที่ต้องการใช้โทรศัพท์ใช้ในการติดต่อข้อมูลและสื่อสารระยะไกล ยุคนี้จึงเป็นยุคแรกๆของการพัฒนาระบบโทรศัพท์แบบเซลลูลาร์ ซึ่งก็คือวิธีการมอดูเลตสัญญาณอนาล็อกเข้าช่องสื่อสารโดยใช้การแบ่งความถี่ออกมาเป็นช่องเล็กๆ ด้วยวิธีการนี้มีข้อจำกัดในเรื่องจำนวนช่องสัญญาณ และการใช้ไม่เต็มประสิทธิภาพ ติดขัดเรื่องการขยายจำนวนเลขหมายและการขยายแถบความถี่โทรศัพท์เซลลูลาร์ยังมีขนาดใหญ่ใช้กำลังงานไฟฟ้ามากและมีราคาสูง เพื่อแก้ไขปัญหาเหล่านี้จึงเป็นเหตุให้พัฒนาไปเป็นเทคโนโลยียุคที่ 2 ในเทคโนโลยีการสื่อสารยุคที่ 2 ได้เปลี่ยนจากระบบอนาล็อกเป็นระบบดิจิทัล ในยุคนี้ได้มีการประยุกต์การส่งโดยใช้คลื่นไมโครเวฟ (Microwave) ข้อดีของการส่งสัญญาณด้วยวิธีนี้คือนอกจากสามารถสื่อสารด้วยเสียงแล้วยังสามารถรับส่งข้อความได้อีกด้วย นอกจากนี้ในยุคนี้ได้มีการกำหนดเส้นทางเชื่อมต่อในระหว่างสถานี (Cell Site) ยกตัวอย่างเช่นการติดต่อจากสถานีลูกข่าย (User Terminal) กับสถานีหลัก (Base Station) โดยวิธีการ Global System for Mobilization (GSM) ซึ่งสามารถใช้โทรศัพท์เครื่องเดียวได้ทั่วโลกในภายหลังเรียกว่าการ Roaming ต่อมาในส่วนเทคโนโลยีการสื่อสารยุคที่ 3 คือการเน้นการส่งสัญญาณแบบไร้สายด้วยความเร็วสูง ซึ่งสามารถ

ประยุกต์ใช้ได้หลายอุปกรณ์นอกจากโทรศัพท์ เช่น คอมพิวเตอร์ และเครื่องใช้ไฟฟ้า เทคโนโลยีการสื่อสารในยุคนี้จึงมีแนวโน้มมากขึ้นที่เชื่อมต่อกันด้วยอินเทอร์เน็ต

ต่อมาเทคโนโลยีการสื่อสารแบบดิจิทัลในยุคปัจจุบันได้มีการพัฒนาอย่างรวดเร็ว ด้วยเหตุนี้เทคโนโลยีโทรศัพท์เคลื่อนที่ อินเทอร์เน็ต โทรศัพท์ดิจิทัล โทรศัพท์ผ่านดาวเทียม และระบบนำทางในรถยนต์ได้อย่างสะดวกและประหยัดจึงสามารถเห็นได้ทั่วไป ซึ่งในระบบเหล่านี้จำเป็นต้องใช้ระบบรองรับการใช้งานของการสื่อสารโทรคมนาคมแบบดิจิทัลที่เพิ่มขึ้น เช่นการส่งข้อมูลผ่านใยแก้วนำแสง (Fiber optic) ผ่านสายเคเบิล และระบบแบบไร้สายที่ดีขึ้นกว่ายุคสมัยก่อนหน้า

ระบบการสื่อสารที่มีประสิทธิภาพในปัจจุบันคือระบบ Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) นอกจากนี้ OFDM ยังได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้กับระบบการสื่อสารด้วยวิทยุแบบดิจิทัล ระบบไร้สายแบบท้องถิ่น (Local System) และระบบเซลล์ลูลาร์ 4th Generation (4G) [1, 2] เพื่อที่จะพัฒนาระบบการสื่อสารแบบ OFDM ให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น ได้มีการนำเสนอระบบการสื่อสารที่มากมายเช่น ระบบบล็อกปริภูมิเวลา (Space Time Block Coding : STBC) และระบบบล็อกปริภูมิความถี่ (Space Frequency Block Coding : SFBC) ซึ่งระบบบล็อกปริภูมิเวลาและระบบบล็อกปริภูมิความถี่ มีประสิทธิภาพสูงกว่า OFDM ในด้านของอัตราขยายอันเนื่องมาจากความหลากหลายของสัญญาณ (Higher Diversity Gain) ที่มากกว่า และมีการสูญเสียอัตรากำลังการส่งข้อมูลที่น้อยกว่าในช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบหลายเส้นทาง (Multipath Fading Channels) อีกด้วย ต่อมาเทคโนโลยี Time Domain Training Sequence Inserted Orthogonal Frequency Division Multiplexing (TS-OFDM) ได้ถูกยอมรับว่าเป็นสิ่งสำคัญในระบบการสื่อสารแบบไร้สาย

ด้วยข้อดีของเทคโนโลยี TS-OFDM จึงได้มีการพัฒนาการสื่อสารที่หลากหลายสำหรับ TS-OFDM ด้วยการประยุกต์ใช้กับระบบบล็อกปริภูมิเวลาหรือระบบบล็อกปริภูมิความถี่ งานวิจัย [1] และ [2] ได้นำเสนอวิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณจากปริภูมิเวลาและปริภูมิความถี่ ตามลำดับ ซึ่งใช้สัญญาณรบกวนแบบสุ่มเทียม (Pseudo-Noise: PN) ในงานวิจัยนี้ช่องสัญญาณได้ถูกสมมติให้เป็นแบบคงที่ซึ่งสมมติฐานเหล่านี้อาจจะไม่เพียงพอในระบบจริงซึ่งมีความลดทอนช่องสัญญาณแบบหลายเส้นทางที่สูง เพื่อแก้ปัญหาในงานวิจัย [1] และ [2] งานวิจัย [3] ได้นำเสนอการประมาณค่าช่องสัญญาณจาก Space-Time Shift Constant Amplitude Zero Autocorrelation (CAZAC) โดยวิธีนี้มีความแม่นยำสูงในการประมาณค่าช่องสัญญาณในระบบที่มีการลดทอนช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาสูง (Time-Varying Fading Channels With Deep Fading) อย่างไรก็ตามวิธีการ CAZAC อาจจะทำให้เกิดการรั่วไหลของความหนาแน่นกำลังงานสัญญาณสเปกตรัมนอกความถี่ OFDM ที่แบ่งไว้ในแต่ละช่วงแบนด์วิดท์เนื่องจากการซ้ำกันของรูปแบบลำดับข้อมูล CAZAC การรั่วไหลเหล่านี้จะก่อให้เกิดความยุ่งยากเมื่อทำการออกแบบตัวส่ง (Transmitter)

เพื่อแก้ปัญหาจากงานวิจัยที่ผ่านมา วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการออกแบบสัญญาณเทรนนิ่งซีควเอนซ์ในโดเมนเวลา แบบใหม่สำหรับ TS-OMDF ใน

ช่องสัญญาณเพดตั้งความเร็วสูง วิธีที่นำเสนอ (Proposed Method) ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ประยุกต์ใช้ Cyclic-Shift สำหรับรูปแบบข้อมูลที่แตกต่างกันของแต่ละสัญลักษณ์ OFDM และใช้ Triangular Window Function เพื่อลดการรั่วไหลของความหนาแน่นกำลังงานสัญญาณสเปกตรัมเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการแบบ CAZAC ซึ่งต่อจากนี้จะขอเรียกวิธีการ CAZAC นี้ว่าวิธีแบบดั้งเดิม (Conventional Method) ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบการใช้ Triangular Window Function ในงานวิจัยกับวิธีแบบดั้งเดิมแล้วนั้น ผลที่ได้คือรูปร่างของคลื่นสัญญาณที่เปลี่ยนไป ด้วยเหตุนี้เองจึงทำให้ลดการรั่วไหลของความหนาแน่นกำลังงานสัญญาณสเปกตรัมได้ และยังรักษาระดับความถูกต้องของการตอบสนองของช่องสัญญาณ (Channel Impulse Response : CIR) จากการที่แทรกสัญญาณเทรนนิงซีควเอนซ์เข้าไปในแกนเวลานอกจากจะทำหน้าที่เป็นช่วงป้องกันให้แล้วยังทำให้การคำนวณซับซ้อนน้อยกว่าการเพิ่มสัญญาณนำร่องบนโดเมนความถี่เนื่องจากการเพิ่มสัญญาณนำร่องบนโดเมนความถี่นั้นจำเป็นต้องใส่ที่ทุกๆจุดข้อมูลความถี่จึงทำให้มีสัญญาณนำร่องมากเกินไปจำเป็นที่มากต่อความซับซ้อนในการคำนวณ นอกจากนี้วิทยานิพนธ์นี้ยังได้ใช้ค่าที่ประมาณช่องสัญญาณ ณ ทุกๆแซมปลิงเวลา (Sampling Time) และที่เครื่องรับนั้นรู้ค่าของเทรนนิงซีควเอนซ์เพื่อกำจัดการแทรกสอดกันระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbol Interface : ISI) ที่เกิดจากในตัวสัญญาณเทรนนิงซีควเอนซ์ในระบบมีการลดทอนช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาสูง ในผลการทดลองยังแสดงให้เห็นว่าวิธีที่นำเสนอสามารถรักษาระดับอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate : BER) ได้ดีกว่าวิธีแบบดั้งเดิมภายใต้สภาพแวดล้อมแบบช่องสัญญาณเพดตั้งความเร็วสูงโดยใช้ระบบการสื่อสารไร้สายแบบ MIMO

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการออกแบบสัญญาณเทรนนิงซีควเอนซ์บนโดเมนเวลาแบบใหม่สำหรับ TS-OFDM ในระบบช่องสัญญาณเพดตั้งความเร็วสูงบนระบบการสื่อสารไร้สายแบบ MIMO ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษามีดังต่อไปนี้

1.2.1 เพื่อนำเสนอข้อดีของระบบ OFDM เนื่องจากระบบ OFDM สามารถใช้ประโยชน์ของแบนด์วิดท์ให้เกิดประโยชน์สูงสุด และมีความทนทานต่อช่องสัญญาณเพดตั้งแบบหลายเส้นทาง ทั้งยังง่ายต่อการออกแบบเครื่องรับส่งสัญญาณอีกด้วย

1.2.2 เพื่อเสนอวิธีการออกแบบวิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้เทรนนิงซีควเอนซ์แบบใหม่สำหรับ TS-OMDF ในช่องสัญญาณเพดตั้งความเร็วสูงบนระบบการสื่อสารไร้สายแบบ MIMO

1.2.3 เพื่อแสดงให้เห็นว่าวิธีที่นำเสนอสามารถแก้ไขปัญหาการรั่วไหลของความหนาแน่นกำลังงานสัญญาณสเปกตรัม ได้อย่างมีประสิทธิภาพในแต่ละช่วงความถี่แบนด์วิดท์

1.2.4 เพื่อแสดงให้เห็นว่าวิธีที่นำเสนอสามารถประมาณค่าความถูกต้องของการตอบสนองของช่องสัญญาณ ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

1.2.5 เพื่อแสดงให้เห็นว่าวิธีที่นำเสนอสามารถจัดการแทรกสอดกันระหว่างสัญลักษณ์ได้อย่างมีประสิทธิภาพและสามารถรักษาระดับอัตราความผิดพลาดบิต ได้อย่างดีเยี่ยม

1.2.6 เพื่อทดสอบ วิเคราะห์ และสรุปผลการทดสอบของวิธีที่เสนอกับวิธีที่ออกแบบดั้งเดิมโดยงานวิจัยที่ผ่านมาในช่องสัญญาณเฟดดิ้งความเร็วสูงบนระบบการสื่อสารไร้สายแบบ MIMO และแสดงให้เห็นข้อดีของวิธีที่นำเสนอที่เหนือกว่าวิธีดั้งเดิม

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการออกแบบใหม่ให้กับสัญญาณเทรนนิ่งซีเควนซ์ สำหรับ TS-OMDF ในช่องสัญญาณเฟดดิ้งความเร็วสูงบนระบบการสื่อสารไร้สายแบบ MIMO สมมติฐานของการศึกษามีดังต่อไปนี้

1.3.1 ระบบที่มีช่องสัญญาณเฟดดิ้งความเร็วสูงทำให้การประมาณค่าช่องสัญญาณแบบดั้งเดิมมีประสิทธิภาพลดลง

1.3.2 วิธีการที่นำเสนอโดยใช้วิธีออกแบบสัญญาณสัญญาณเทรนนิ่งซีเควนซ์ แบบใหม่สามารถลดการรั่วไหลของความหนาแน่นกำลังงานสัญญาณสเปกตรัมและมีความแม่นยำสูงเมื่อใช้ในการประมาณค่าการตอบสนองของช่องสัญญาณ

1.3.3 ค่าการตอบสนองของช่องสัญญาณ และค่าที่ทราบของสัญญาณเทรนนิ่งซีเควนซ์ สามารถใช้ในการจัดการแทรกสอดกันระหว่างสัญลักษณ์ ที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณเฟดดิ้งความเร็วสูงบนระบบการสื่อสารไร้สายแบบ MIMO

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการออกแบบใหม่ให้กับสัญญาณเทรนนิ่งซีเควนซ์ สำหรับ TS-OFDM ในช่องสัญญาณเฟดดิ้งความเร็วสูงบนระบบการสื่อสารไร้สายแบบ MIMO

1.5 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการออกแบบใหม่ให้กับสัญญาณเทรนนิ่งซีเควนซ์ สำหรับ TS-OFDM ในช่องสัญญาณเฟดดิ้งที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาสูงได้เปรียบเทียบกับวิธีการออกแบบที่เสนอกับวิธีแบบดั้งเดิมสองวิธีคือวิธี TS-OFDM ที่ออกแบบโดย [4] และรวมไปถึงวิธี TS-OFDM ที่ออกแบบโดย [5] ผลการทดลองโดยใช้โปรแกรม MATLAB แสดงให้เห็นว่าวิธีที่นำเสนอให้ผลลัพธ์ในการประมาณค่าช่องสัญญาณได้ดีกว่าสองวิธีข้างต้น

1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะแบ่งการศึกษาออกเป็น 5 บท คือ

บทที่ 1 จะกล่าวถึงกล่าวถึงความจำเป็นและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมติฐานของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 จะกล่าวถึงระบบ OFDM พื้นฐาน และทฤษฎีที่ใช้ในการวิจัย ซึ่งประกอบไปด้วยพื้นฐานของระบบ OFDM คุณสมบัติของการอโธโกลนอล การมอดูเลตคลื่นพาย้อย ช่วงเวลาป้องกัน สัญญาณรบกวน ช่องสัญญาณแบบต่างๆ ผลตอบสนองของอิมพัลส์ในช่องสัญญาณ และการประมาณค่าช่องสัญญาณ ระบบการสื่อสารไร้สายแบบ MIMO รวมไปถึงจนถึง Zadoff Chu Sequence และ Overlap Add Method

บทที่ 3 จะกล่าวถึงวิธีการออกแบบใหม่ของสัญญาณเทรนนิ่งซีควเन्ซ์ โดยใช้ Cyclic Shift บนเครื่องส่ง วิธีการอีควอไลเซชันบนโดเมนเวลา วิธีการอีควอไลเซชันแบบค่านวนวนรอบบนโดเมนเวลาที่นำเสนอ

บทที่ 4 ผลการหาสมรรถนะของระบบ ได้แก่ วิธีการที่ใช้ในการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ วิธีการที่ใช้ในการเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิต พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบสมรรถนะของการประมาณค่าเมื่อเปรียบเทียบกับ Normalize Mean Square Error (NMSE) การหาจำนวนเฉลี่ยของการค่านวนวนรอบ สมรรถนะของค่าอัตราความผิดพลาดบิตและการประมาณค่าช่องสัญญาณเมื่อเปรียบเทียบกับ Cubic Spline Interpolation

บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ โดยกล่าวถึงบทสรุปของระบบที่นำเสนอเปรียบเทียบกับระบบพื้นฐาน

บทที่ 2

ระบบ OFDM พื้นฐาน และทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย

2.1 พื้นฐานของระบบ OFDM

การมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) เป็นเทคนิคการมัลติเพล็กซ์ที่คล้ายกับการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (FDM: Frequency Division Multiplexing) โดยที่ระบบ OFDM นั้นจะใช้พื้นฐานของ การมัลติเพล็กซ์ แบบแบ่งช่วงความถี่ที่ทำให้สามารถส่งข่าวสารได้หลายข่าวสารไปในช่องสัญญาณช่องเดียวกัน ซึ่งเป็นการใช้ย่านความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ตัวอย่างของระบบการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ที่ใช้กัน เช่น การส่งสัญญาณของ สถานีวิทยุเอฟเอ็ม (Frequency Modulation) โดยที่แต่ละสถานีจะใช้ความถี่ที่ต่างกันทำให้แต่ละสถานีนั้นสามารถส่งสัญญาณได้พร้อมๆ กันโดยไม่มีการรบกวนซึ่งกันและกัน โดยในการส่งสัญญาณนั้นแต่ละสถานีจะใช้แถบความถี่ที่จำกัดและไม่เหลื่อมทับกันในแกนความถี่ทางด้านเครื่องรับเมื่อรับสัญญาณได้ก็จะเลือกแถบความถี่หรือสถานีที่ต้องการโดยใช้วงจรกรองแบบแถบความถี่ผ่าน (Band-Pass Filter) ซึ่งจะสามารถทำการดีมอดูเลท (Demodulate) สัญญาณข่าวสารที่ต้องการกลับมาได้

การมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM จะแตกต่างกับการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ในหลายๆ ด้านคือ ในการส่งสัญญาณแบบแบ่งช่วงความถี่จะส่งที่แถบความถี่ต่างกันโดยผลที่ได้จากการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่คือจะสูญเสียแถบความถี่ระหว่างสถานีที่มีไว้เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการรบกวนกันระหว่างสถานีข้างเคียง ด้วยการใช้การมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM เช่น ระบบการกระจายเสียงแบบดิจิทัล (DAB : Digital Audio Broadcasting) สัญญาณข่าวสารของแต่ละสถานีจะถูกมัลติเพล็กซ์รวมกันเป็นสัญญาณข่าวสารสัญญาณเดียวโดยสัญญาณข่าวสาร ทั้งหมดนี้จะทำการส่งโดยใช้ระบบ OFDM ผ่านคลื่นพหุย่อยๆ จำนวนมาก โดยคลื่นพหุย่อยๆเหล่านี้จะมีคุณสมบัติของการออร์โธโกนอล (Orthogonal)

2.1.1 แนวคิดของ OFDM

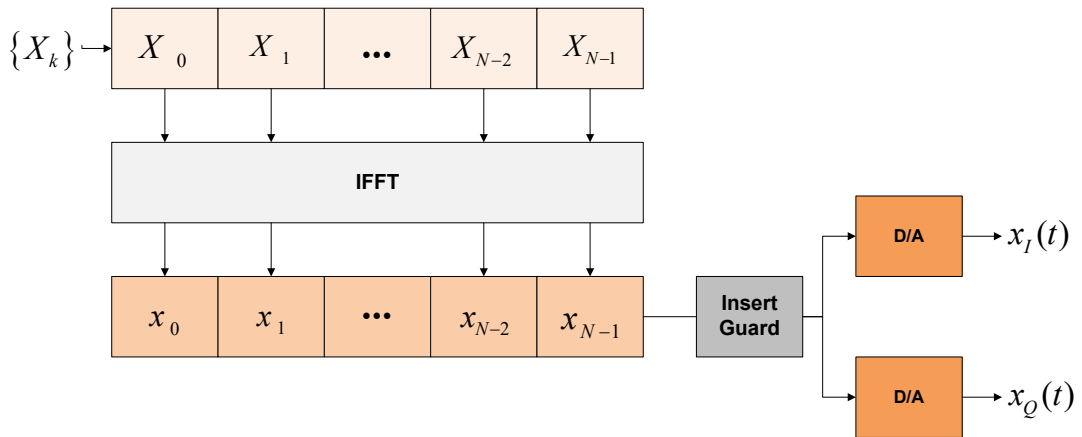
OFDM คือเทคนิคของการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพหุ โดยที่สัญลักษณ์ซิมโบลมีการเว้นระยะแบบสม่ำเสมอหลังจากการทำมอดูเลตแบบขนาน ซึ่งคลื่นพหุย่อยนั้นจำเป็นต้องมีการแยกออกเพื่อรักษาคุณสมบัติของการออร์โธโกนอลให้ตรงกับคลื่นในโดเมนของเวลา แต่ยังคงมีการทับซ้อนทางความถี่กัน สัญญาณสเปกตรัมที่ตรงกันของแต่ละคลื่นพหุย่อยที่แตกต่างกัน ผลของสเปกตรัมที่ซ้อนทับกันในรูปแบบคลื่นนั้นยังสามารถใช้ประสิทธิภาพของแบนด์วิดธ์ได้อยู่ ดังนั้น OFDM จึงใช้งานง่ายบนช่องสัญญาณที่เป็นการแพร่กระจายเวลาล่าช้า หรือการเลือกช่องความถี่ของสัญญาณ การเลือกช่องความถี่ของสัญญาณคือลักษณะของการแพร่กระจายล่าช้า หรือการเชื่อมโยงกันของ

ช่องสัญญาณแบนด์วิดท์ โดยวัดจากการไม่สัมพันธ์กันของช่องสัญญาณความถี่ การเชื่อมโยงกันของแบนด์วิดท์นั้นจะตรงข้ามกับสัดส่วนของสัญญาณกระจายล่าช้าของ Root-Mean-Square (rms) โดยการเลือกช่องว่างของคลื่นพาห้อย่อยที่สัมพันธ์กับช่องสัญญาณคล้อยจองกัน โดย OFDM สามารถแปลงการเลือกช่องสัญญาณแบบขนานของกลุ่มความถี่คลื่นพาหู่ที่แบน โดยเทคนิคนี้เหมาะสมที่จะใช้กับการจางหายของช่องสัญญาณได้นั่นเอง

การทำมอดูเลเตอร์ของ OFDM สามารถที่ทำโดยการใช้น N - Point Inverse Discrete Fourier Transform (IDFT) บนบล็อกข้อมูลสัญลักษณ์ N ซึ่งในทางปฏิบัตินั้น IDFT สามารถดำเนินการได้โดยใช้ประสิทธิภาพจากการคำนวณ Inverse Fast Fourier Transform (IFFT) ดังแสดงในรูปที่ 2.1 โดย $X_k, k = 1, \dots, N$ ซึ่งจะเห็นว่าบล็อกของ N สัญลักษณ์ของข้อมูลที่ซับซ้อนจะถูกเลือกจากกลุ่มสัญญาณที่เหมาะสมอย่างเช่น Quadrature Amplitude Modulation (QAM) หรือ Phase Shift Keying (PSK) โดย IDFT ของชุดข้อมูลคือ

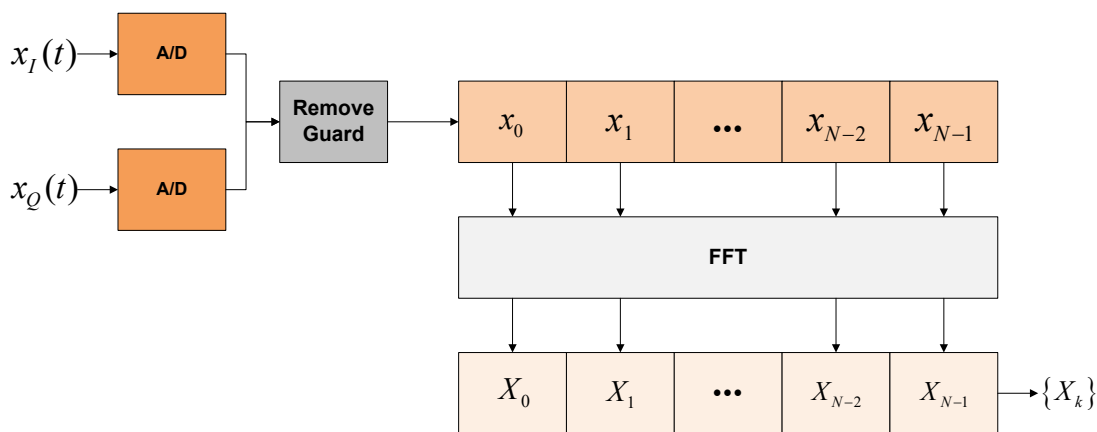
$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \cdot e^{\frac{j2\pi kn}{N}} \quad (2.1)$$

จะได้ซีเควินบนแกนเวลา $x_n, n = 1, \dots, N$ เพื่อลดผลของการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ อันเนื่องมาจากช่องสัญญาณกระจายล่าช้า โดยค่าประสิทธิภาพแต่ละบล็อกของ N มักจะมาจากการใส่ Cyclic Prefix (CP) หรือการใส่ช่วงป้องกัน (Guard Interval) ซึ่งประกอบด้วย N_g แชนเนล ดังนั้นความยาวของ CP จะเท่ากับค่าที่น้อยที่สุดของความยาวช่องสัญญาณ N_h ในแต่ละแชนเนล ที่ค่า $\mu = \frac{T_h}{T_s} N$, โดย T_h คือค่าความยาวของช่องสัญญาณที่ต่อกัน และ T_s คือค่าระยะเวลาของบล็อก OFDM หรือสัญลักษณ์ OFDM โดย Cyclic Prefix คือการทำซ้ำค่าประสิทธิภาพสุดท้ายของ N_g IFFT ส่วนความยาวของช่วงป้องกัน N_g คือค่าของผลที่ได้จากค่ากำลังและแบนด์วิดท์ เนื่องจากสัญลักษณ์ที่มีความซ้ำซ้อน อย่างไรก็ตามก็ดีช่วงป้องกันเหมาะสำหรับที่จะใช้งานกับฟังก์ชันการประสานงานของแกนเวลาและความถี่ที่ตัวรับ เนื่องจากช่วงป้องกันมีการทำซ้ำของสัญลักษณ์และเรายังรู้ระยะห่างอีกด้วย ดังนั้นช่วงระยะเวลาของ OFDM สัญลักษณ์คือ $N + N_g$ ซึ่งมากกว่าการมอดูเลตสัญลักษณ์ของระบบคลื่นพาหู่เดียวอีกด้วย



รูปที่ 2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมเครื่องส่ง OFDM พื้นฐาน

ที่เครื่องรับ สัญญาณที่รับจะมีความซับซ้อนเนื่องมาจากการเปลี่ยนนาฬิกาไปเป็นดิจิทัล Analog to Digital Converter (ADC) มักจะมีรอบของแซมปลิง $\Delta_T = \frac{T_s}{N}$ ในบางครั้งก็จะมีเศษของแซมปลิงเพิ่มเข้ามาด้วย โดยที่รอบทั่วไปคือ $\frac{1}{M} \Delta_T$ โดยที่ M ค่าจำนวนเต็มที่มากกว่าหนึ่งเพื่อความเรียบง่าย จะสมมติว่า $M = 1$ เมื่อมีการรวมกันของ DAC ที่เครื่องส่ง ช่องสัญญาณของคลื่นและ ADC ในเครื่องรับจะเป็นช่องสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลาโดยมีช่องว่างเท่ากับ Δ_T หลังจาก ADC ค่า N_g ที่ได้รับรวมไปถึงช่วงป้องกันของสัญลักษณ์ OFDM จะถูกตัดทิ้งไปเหมือนกับ Cyclic Prefix ในกรณีของ Cyclic Suffix ค่า N_g ที่ได้รับจำเป็นค่าเริ่มต้นของ OFDM จะถูกแทนที่โดย μ ที่รับได้ที่สัญลักษณ์สุดท้ายของ OFDM ภายใต้เงื่อนไขของ $N_g \geq N_h$ ค่าคอนโวลูชันเส้นตรงของซีเคว้นที่ส่งมาของค่าประสิทธิภาพ IFFT โดยมีช่องสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลาคือการแปรกลับไปเป็นคอนโวลูชันแบบวงกลม จากผลที่ได้ ผลกระทบของการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์จะถูกกำจัดทิ้งอย่างง่ายดาย หลังจากที่กำลังจัดช่วงป้องกันออกไปแล้ว แต่ละบล็อกของ N ที่ได้รับมานั้นจะแปลงกลับไปเป็นแกนความถี่โดยใช้ FFT อย่างที่แสดงในรูป 2.2 ซึ่งการทำ FFT จะเป็นการทำในรูปของดีมอดูเลชัน โดยแกนความถี่ N คือการทำ One-Tap Frequency Domain Equalization (FDE) และการใช้เครื่องมือในการช่วยตัดสินใจในการกู้คืนของข้อมูลสัญลักษณ์หรือการใช้แมทริกในการคำนวณถ้ามีข้อผิดพลาดเกิดขึ้น โดย One-Tap FDE จะทำการคูณเข้ากับทุกๆค่าของค่าประสิทธิภาพ FFT โดยใช้สเกล่าแบบซ้ำซ้อน



รูปที่ 2.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมเครื่องรับ OFDM พื้นฐาน

ความง่ายของการทำอีควอไลซ์เซชันคือการใช้ข้อดีของ OFDM หนึ่งเอง แต่อย่างไรก็ตาม ที่กล่าวมาก่อนหน้านี้เทคนิคของการทำอีควอไลซ์เซชันที่เหมือนกันนี้สามารถนำไปใช้กับระบบคลื่นพาห์เดี่ยวได้ด้วยเช่นกัน ซึ่งจะเรียกเทคนิคนี้ว่าการทำอีควอไลซ์เซชันแแกนความถี่แบบคลื่นพาห์เดี่ยว (Single-Carrier Frequency Domain Equalization : SC-FDE) ระบบ SC-FDE นั้นจะส่งข้อมูลเป็นบล็อกของ N ที่เวลาหนึ่ง โดยแต่ละบล็อกของข้อมูลสัญลักษณ์ N จะถูกจัดการโดยใช้ Cyclic Prefix ของความยาว โดยการทำซ้ำของแชนเนลสุดท้ายของ N_g ในแต่ละความยาวบล็อก N ซึ่งส่วนนี้คือแชนเนลแรกของ G ในแต่ละบล็อก $N + N_g$ โดยความยาวบล็อกจะนำมาเข้าทำ DAC แล้วส่งข้อมูลไปในรูปของรูปแบบคลื่นความถี่ มาดูส่วนของเครื่องรับหลังจากที่ได้โหลดข้อมูลมาแล้วก็จะทำการ ADC จากนั้นก็เข้าสู่กระบวนการกำจัดช่วงป้องกันออก และหลังจากนั้น ความยาวด้านแแกนเวลาของ N จะถูกแปรกลับให้ไปอยู่ในช่วงแแกนความถี่โดยใช้วิธี N -point FFT การทำ Frequency Domain Equalization (FDE) คือการใช้ค่าสัมประสิทธิ์ของการทำ N FFT ซึ่งการทำ FDE จะทำการคูณเข้ากับแต่ละค่าสัมประสิทธิ์ของ FFT ทำการอีควอไลซ์เซชันทั้งแบบ Zero-Forcing หรือ Minimum Mean Square Error หลังจากการทำอีควอไลซ์เสร็จก็จะแปรกลับไปเป็นแแกนเวลาโดยใช้ N -Point IFFT แล้วทำการคำนวณในระบบเมทริกซ์ โดยข้อแตกต่างหลังของ OFDM คือการใช้ IFFT ในภาคส่ง และใช้ FFT ในภาครับนั่นเอง

2.1.2 เบลิตทั่วไปของ OFDM

การส่งข้อมูลด้วยความเร็วสูงนั้น มีการออกแบบการใช้งานได้หลายวิธี แต่อย่างไรก็ตามการลดระยะเวลาของสัญลักษณ์จะช่วยเพิ่มการส่งข้อมูลที่มีความเร็วสูงได้ โดยระบบของการมอดูเลชันคลื่นพาห์เดี่ยวมักจะทำให้เกิดการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbol Interference : ISI) เกิดขึ้นในระบบ ทำให้ลดทอนการกระจายตัวของช่องสัญญาณแบบไร้สายได้ จึงต้องการการทำอีควอไลซ์เซชันที่ซับซ้อน การทำมอดูเลชัน OFDM จะแบ่งความถี่ทั้งหมดให้เป็นความถี่แคบหลายๆแบนด์ให้เป็นช่องสัญญาณย่อย โดยที่ข้อมูลที่มีความเร็วสูงจะส่งผ่านเป็นแบบขนานและทำให้ไม่เกิด ISI

ในช่วงเวลาของสัญลักษณ์ ด้วยเหตุนี้เองการทำมอดูเลชัน OFDM จึงเหมาะที่จะนำมาเป็นระบบพื้นฐานของระบบต่างๆ ไม่ว่าจะเป็น Digital Audio Broadcasting (DAB) หรือ Terrestrial TV ที่นิยมใช้ในยุโรป หรือใช้ใน Wireless Local Area Network (WLAN) ยิ่งไปกว่านั้น OFDM ยังเป็นเทคนิคที่สำคัญที่นำมาใช้กับการรับส่งข้อมูลด้วยความเร็วสูงในระบบสื่อสารไร้สายบนโทรศัพท์มือถือด้วยนั่นเอง

OFDM คือรูปแบบที่เป็นมาตรฐาน เพราะถือได้ว่าสามารถนำมาใช้งานกับการทำมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห่ที่มีช่วงเวลาจำกัดได้ โดยให้ $\{x_k\}_{k=0}^{N-1}$ เป็นค่าของสัญลักษณ์ที่ซับซ้อนในระบบส่งที่ทำการมอดูเลชันด้วย OFDM ซึ่งแสดงสัญญาณ OFDM ได้ดังนี้

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{j2\pi f_k t} = \sum_{k=0}^{N-1} x_k \varphi_k(t), \text{ โดย } 0 \leq t \leq T_s, \quad (2.2)$$

โดยที่ $f_k = f_o + k\Delta f$ และ

$$\varphi_k(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k t} & \text{if } 0 \leq t \leq T_s \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.3)$$

โดยให้ $k = 0, 1, \dots, N-1$, T_s และ Δf เรียกว่าระยะของสัญลักษณ์ (Symbol Duration) และช่องว่างของช่องสัญญาณย่อย (Subchannel Space) ของ OFDM ตามลำดับ ในส่วนของเครื่องรับจะทำดีมอดูเลตสัญญาณ OFDM ระยะของสัญลักษณ์ต้องยาวพอที่จะใกล้เคียง $T_s \Delta f = 1$ ซึ่งเรียกว่าเป็นสภาพของออร์โธโกนอล (Orthogonality Condition) จากผลของสภาพออร์โธโกนอล จะได้

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \varphi_k(t) \varphi_l^*(t) dt &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi(f_k - f_l)t} dt \\ &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi(k-l)t} dt \\ &= \delta[k-l] \end{aligned} \quad (2.4)$$

ที่ $\delta[k-l]$ คือค่าของเดลต้าฟังก์ชัน ซึ่งกำหนดได้ดังนี้

$$\delta[n] = \begin{cases} 1, & \text{if } n = 0 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.5)$$

จากสมการ (2.5) แสดงค่า $\{\varphi_k(t)\}_{k=0}^{N-1}$ โดยการทำให้เป็นออร์โธโกนอลฟังก์ชัน เมื่อใช้คุณสมบัตินี้ จะทำให้ตีมอดูเลตสัญญาณ OFDM ได้โดย

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} x(t) e^{-j2\pi f_k t} dt &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \left(\sum_{l=0}^{N-1} x_l \varphi_l(t) \right) \varphi_k^* dt \\ &= \sum_{l=0}^{N-1} x_l \delta[l-k] \\ &= x_k \end{aligned} \quad (2.6)$$

2.1.3 การดำเนินการ FFT

จากสมการ (2.6) ส่วนสำคัญในการทำตีมอดูเลชันสัญญาณ OFDM จะอธิบายความสัมพันธ์ระหว่าง OFDM และ Discrete Fourier Transform (DFT) จะมีวิธีทำโดยการใช้สมการความสัมพันธ์ขั้นต้นของ Fast Fourier Transform (FFT)

จากการพิจารณาสมการก่อนหน้านี้ สัญญาณ OFDM สามารถแสดงได้เป็น

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{j2\pi f_k t} \quad (2.7)$$

ถ้า $x(t)$ คือค่าในช่วงเวลาของ $T_{sa} = \frac{T_s}{N}$ จะได้

$$x_n = x(n\Delta_s) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi f_k \frac{nT_s}{N}} \quad (2.8)$$

และสภาพทั่วไปจะไม่มีสูญเสีย จึงกำหนดให้ $f_0 = 0$ เมื่อ $f_k T_s = k$ และสมการ 2.8 จะได้

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \cdot e^{\frac{j2\pi kn}{N}} = \text{IDFT}\{x_k\} \quad (2.9)$$

ที่ค่า IDFT คือ Inverse Discrete Fourier Transform ดังนั้นเครื่องส่ง OFDM สามารถดำเนินการโดยใช้ IDFT และในขณะเดียวกันที่เครื่องรับก็สามารถดำเนินการโดยใช้ DFT ด้วยนั่นเอง

อัลกอริทึมของ FFT จะทำให้ DFT และ IDFT มีประสิทธิภาพของการดำเนินการมากขึ้น เพื่อลดความซับซ้อนของสมการการคูณจาก N^2 ไปจนถึง $\frac{N}{2} \log_2 N$ สำหรับ N - Point DFT หรือ IDFT ด้วยเหตุนี้ จึงช่วยให้ง่ายต่อการดำเนินการทำ FFT อัลกอริทึมนั้นเอง

2.1.4 คุณสมบัติของออร์โธโกนอล

เมื่อพิจารณาจากสัญญาณความถี่ซ้อนเอ็กโพเนนเชียลแบบจำกัดเวลา $\{e^{j2\pi f_k t}\}_{k=0}^{N-1}$ ที่แสดงในแต่ละคลื่นพาร์ย่อย โดยที่ $f_k = k/T_{sym}$ ในสัญญาณ OFDM ที่ $0 \leq t \leq T_{sym}$ โดยสัญญาณนี้จะกำหนดให้เป็นออร์โธโกนอลกัน ถ้าผลรวมโดยรอบทั่วไปเท่ากับ 0 จะได้

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_{sym}} \int_0^{T_{sym}} e^{j2\pi f_k t} e^{-2j\pi f_i t} dt &= \frac{1}{T_{sym}} \int_0^{T_{sym}} e^{j2\pi \frac{k}{T_{sym}} t} e^{-2j\pi \frac{i}{T_{sym}} t} dt \\ &= \frac{1}{T_{sym}} \int_0^{T_{sym}} e^{j2\pi \frac{(k-i)}{T_{sym}} t} dt \\ &= \begin{cases} 1, & \forall \text{ interger } k = i \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \end{aligned} \quad (2.10)$$

แล้วทำการใส่แซมเปิลไม่ต่อเนื่องแบบแซมปลิงค่าคงที่ $t = nT_s = nT_{sym} / N$, $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ จากสมการ (2.10) สามารถเขียนใหม่ในรูปแบบโดเมนเวลาแบบไม่ต่อเนื่องได้

$$\begin{aligned} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{k}{T_{sym}} \cdot nT_s} e^{-2j\pi \frac{i}{T_{sym}} \cdot nT_s} &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{k}{T_{sym}} \cdot \frac{nT_{sym}}{N}} e^{-j2\pi \frac{i}{T_{sym}} \cdot \frac{nT_{sym}}{N}} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{(k-i)}{N} n} \\ &= \begin{cases} 1, & \forall \text{ interger } k = i \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \end{aligned} \quad (2.11)$$

จะเห็นว่าออร์โธโกนอลเป็นเงื่อนไขสำคัญของสัญญาณ OFDM ที่ไม่กวนกันของคลื่นพาร์

2.1.5 การมอดูเลตและดีมอดูเลต OFDM

การส่งสัญญาณ OFDM เป็นการใส่ข้อความบิตเข้าไปในซีเควินซ์ของสัญลักษณ์ PSK หรือ QAM โดยแบ่งเป็นซีเควินซ์ย่อย และทำการแปรกลับให้ไปสตรีมแบบขนาน N โดยแต่ละ N ที่ทำการแปลงจากอนุกรมเป็นขนานคือคลื่นพาร์ส่งไปเป็นคลื่นพาร์ย่อย กำหนดให้ $X_l[k]$ แสดงเป็นสัญลักษณ์ส่ง l th ที่คลื่นพาร์ย่อย k th, โดย $l = 0, 1, 2, \dots, \infty$, $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$ เนื่องจากการแปลงอนุกรมเป็นขนานนั้นรอบเวลาของการส่งสำหรับสัญลักษณ์ N จะขยายไปจนถึง NT_s โดยรูปแบบสัญลักษณ์เดี่ยวของ OFDM ที่ความยาว T_{sym} (i.e., $T_{sym} = NT_s$) โดยให้ $\Psi_k(t)$ แสดงเป็นสัญญาณ OFDM ที่คลื่นพาร์ย่อย k th จะเขียนได้เป็น

$$\Psi_{l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k(t-IT_{sym})}, & 0 \leq t \leq T_{sym} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.12)$$

จึงเขียนพาสแบนด์และเบสแบนด์ของสัญญาณ OFDM ในแกนเวลาแบบต่อเนื่องได้ตามลำดับนี้

$$x_l(t) = \text{Re} \left\{ \frac{1}{T_{sym}} \sum_{l=0}^{\infty} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] \Psi_{l,k}(t) \right\} \right\} \quad (2.13)$$

และ

$$x_l(t) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi f_k(t-IT_{sym})} \quad (2.14)$$

สัญญาณเบสแบนด์ OFDM แบบต่อเนื่องทางเวลาในสมการ (2.14) สามารถทำให้เป็นแซมเปิลที่ $t = lT_{sym} + nT_s$ และ $T_s = T_{sym} / N$ และ $f_k = k / T_{sym}$ ให้ได้ผลที่สอดคล้องกับสัญลักษณ์ OFDM แบบไม่ต่อเนื่องทางเวลาคือ

$$x_l[n] = \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi kn/N} \quad \text{for } n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2.15)$$

จากสมการ (2.15) จะได้เป็น IDFT ที่ N -Point $\{X_l[k]\}_{k=0}^{N-1}$ ของข้อมูล PSN หรือ QAM และสามารถนำมาคำนวณโดยใช้อัลกอริทึม IFFT

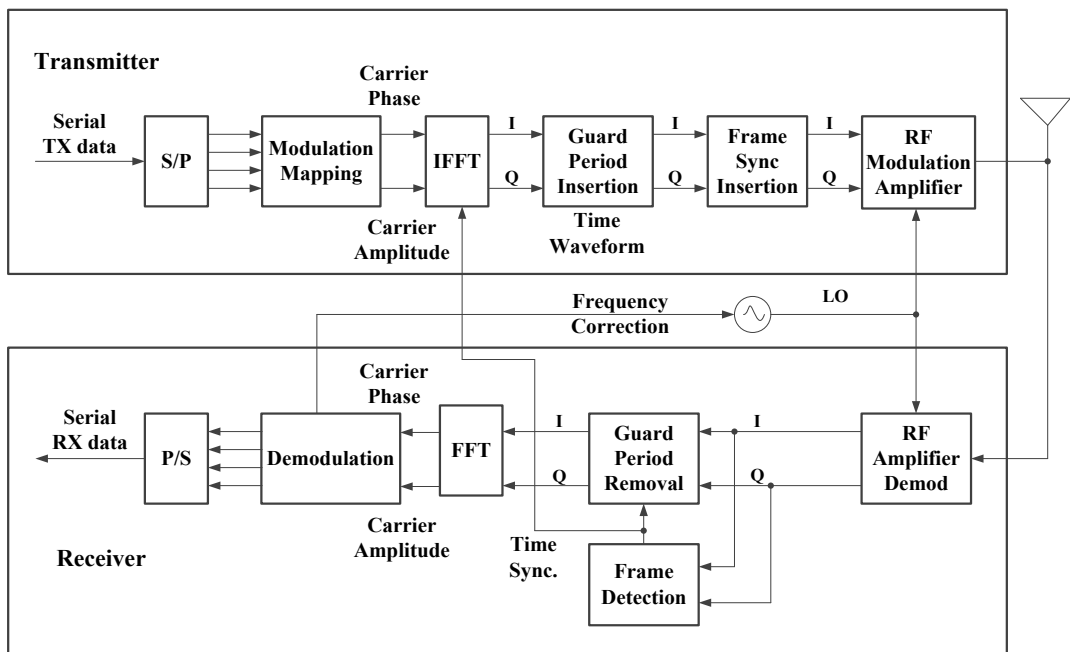
เมื่อพิจารณาเบสแบนด์ฝั่งรับ $y_l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi f_k(t-IT_{sym})}$, $lT_{sym} < t \leq lT_{sym} + nT_s$ จากเครื่องส่ง $X_l[k]$ สามารถสร้างโครงสร้างใหม่โดยการทำอโรโคโนอระหว่างคลื่นพายุย่อยจากสมการ ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} Y_l[k] &= \frac{1}{T_{sym}} \int_{-\infty}^{\infty} y_l e^{-j2\pi kf_k(t-IT_{sym})} dt \\ &= \frac{1}{T_{sym}} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} X_l[i] e^{j2\pi f_i(t-IT_{sym})} \right\} e^{-j2\pi kf_k(t-IT_{sym})} dt \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} X_l[i] \left\{ \frac{1}{T_{sym}} \int_0^{T_{sym}} e^{j2\pi(f_i-f_k)(t-IT_{sym})} dt \right\} = X_l[k] \end{aligned} \quad (2.16)$$

เมื่อไม่คิดผลกระทบของช่องสัญญาณจากสัญญาณรบกวน $\{y_i[n]\}_{n=0}^{N-1}$ ค่าแซมเปิลที่รับได้ $y_i(t)$ ที่ $t = lT_{sym} + nT_s$ เมื่อการรวมของมอดูเลชันของขั้นตอนในสมการ (2.16) สามารถทำให้อยู่ในแกนไม่ต่อเนื่องทางเวลาได้ดังนี้

$$\begin{aligned} Y_i[k] &= \sum_{n=0}^{N-1} y_i[n] e^{-j2\pi kn/N} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} X_i[i] e^{j2\pi in/N} \right\} e^{-j2\pi kn/N} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} X_i[i] e^{j2\pi(i-k)n/N} = X_i[k] \end{aligned} \quad (2.17)$$

จากสมการ (2.17) คือ N - Point ของ $\{y_i[n]\}_{n=0}^{N-1}$ และสามารถคำนวณโดยใช้อัลกอริทึม FFT ตามที่ได้พิจารณากันมา เครื่องรับและเครื่องส่งของระบบ OFDM สามารถแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 2.3 โดยมีการใช้ IFFT และ FFT เข้ามาช่วยในระบบด้วย

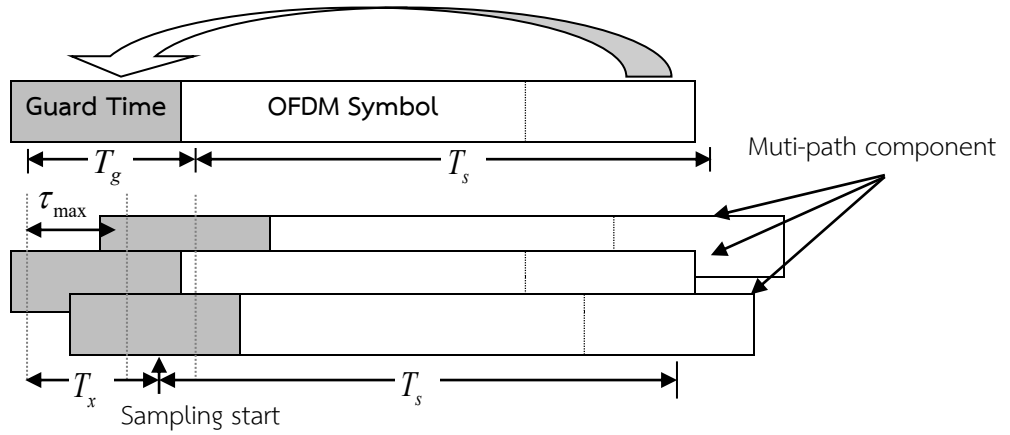


รูปที่ 2.3 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับส่งโอเอฟดีเอ็ม

2.1.6 ช่วงเวลาป้องกันของ OFDM

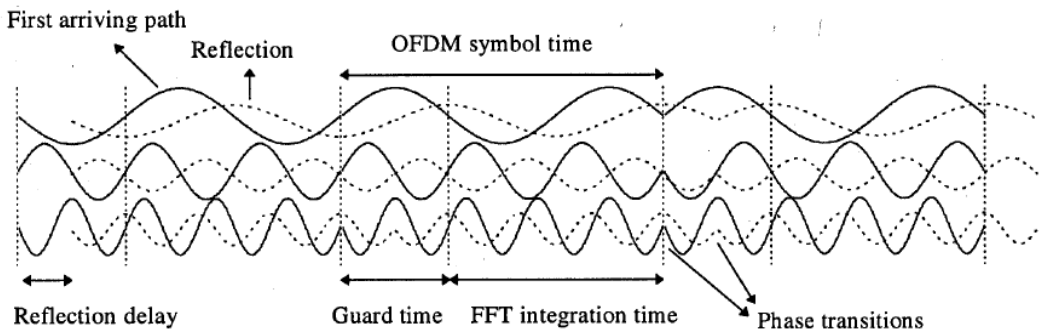
สิ่งสำคัญอีกอย่างในระบบ OFDM นั่นก็คือช่วงเวลาป้องกัน (Guard Interval) เพื่อที่จะช่วยป้องกันการรบกวนกันระหว่างสัญลักษณ์และช่องสัญญาณที่จะเกิดขึ้นในระบบ อันเนื่องมาจากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิ้ง โดยวิธีดำเนินการจะทำการสร้างส่วนท้ายของแต่ละ

สัญลักษณ์มาใส่ไว้ที่หน้าของสัญลักษณ์อีกทีเพื่อเป็นช่วงป้องกัน ซึ่งช่วงเวลาป้องกันจะต้องมีค่ามากกว่าค่าช่องสัญญาณแบบมัลติพาธของดีเลย์สเปรด



รูปที่ 2.4 การสร้างช่วงเวลาป้องกัน

จากรูป 2.4 ค่า τ_{max} คือค่าสูงสุดดีเลย์สเปรดของสัญญาณแบบมัลติพาธ T_s คือช่วงของสัญลักษณ์ (Symbol Duration), T_g คือค่าช่วงเวลาป้องกัน T_x คือเวลาเริ่มต้นของแซมปลิง ซึ่งค่าของ T_x ต้องอยู่ในช่วง $\tau_{max} < T_x < T_g$



รูปที่ 2.5 สัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่เดินทางผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาธมายังเครื่องรับ [2]

รูปที่ 2.5 แสดงตัวอย่างของสัญญาณ OFDM ที่ประกอบไปด้วยคลื่นพาห่อย่อยจำนวน 3 คลื่นที่มีการใส่ช่วงเวลาป้องกันให้กับทุกสัญลักษณ์ และทำการส่งผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธมายังเครื่องรับ โดยมีค่ามัลติพาธดีเลย์แต่ละคลื่นพาห่อย่อยนั้นมีค่าน้อยกว่าค่าเวลาของช่วงป้องกัน ทำให้ที่เครื่องรับสามารถที่จะทำการดีมอดูเลตได้แม่นยำออกมาได้

2.2 สัญญาณรบกวน

ระบบการสื่อสารส่วนใหญ่จะมีการลดทอนของสัญญาณจากผลกระทบจากสัญญาณรบกวนทั่วไปหรือที่นิยมเรียกกันว่าสัญญาณรบกวนเกาส์เซียน (Additive White Gaussian Noise : AWGN) ถึงแม้ว่าในความเป็นจริงแล้วนั้นสัญญาณรบกวนค่อนข้างที่จะมีความซับซ้อนมากพอสมควร สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนที่เข้ามาในระบบโดยทั่วไปนั้นจะเรียกว่าสัญญาณรบกวนเบื้องหลัง (Background Noise) ซึ่งเข้ามาภายในระบบสื่อสารที่ทำงานภายใต้คลื่นความถี่แบนด์เดียวกัน

สัญญาณในระบบการสื่อสารแบบดิจิทัลสามารถแสดงโดยตัวแปรแบบสุ่มต่อเนื่อง ซึ่งค่าเหล่านี้สามารถที่จะแสดงได้ดังนี้

$$Y = X + Z \quad (2.18)$$

ค่า X คือส่วนประกอบของข้อมูล และ Z คือส่วนของสัญญาณรบกวน โดยค่าเฉลี่ยของกำลังที่ตัวแปร สามารถแสดงได้ดังนี้

$$P = E[X^2] \quad (2.19)$$

เมื่อไม่มีข้อจำกัดด้วยกำลัง ในคำจำกัดความสามารถเลือกสัญญาณได้มากเท่าไรก็ได้ ดังนั้นจะสามารถส่งข้อมูลได้ในช่องสัญญาณที่ใช้เพียงหนึ่งช่องสัญญาณ แต่เมื่อมีข้อจำกัดด้วยกำลังแล้วจะดูเหมือนระบบที่ใช้จริงจึงจำเป็นต้องเพิ่มกำลังเพื่อส่งข้อมูลได้มากขึ้นภายใต้ช่องสัญญาณ ข้อมูลที่สามารถส่งได้ภายในช่องสัญญาณ จะต้องเป็นข้อมูลระหว่างฝั่งส่ง X และฝั่งรับ Y ภายใต้เงื่อนไขข้อจำกัดของกำลัง P

กำหนดให้ช่องสัญญาณข้อมูลความจุของสัญญาณเกาส์เซียนคือ

$$C = \max_{f(x), P} I(X; Y) \quad (2.20)$$

โดยก่อนที่จะคำนวณความจุของสัญญาณจะใช้สมการ

$$I(X; Y) = H(Y) - H(Y | X) \quad (2.21)$$

จะได้ระยะที่สองคือ

$$H(Y | X) = H(X + Z | X) \stackrel{(a)}{=} H(Z | X) \stackrel{(b)}{=} H(Z) \quad (2.22)$$

ใน (a) จะใช้เงื่อนไขบน X , $X + Z$ คือค่าที่รู้จากการเลื่อนตำแหน่งของ Z ที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงของค่าเอนโทรปี เพื่อให้ได้คุณภาพของ (b) จะกำหนดให้ X และ Z เป็นอิสระต่อกัน (สัญญาณรบกวนในระบบจะเป็นอิสระต่อสัญลักษณ์ที่ส่ง) ซึ่งหมายความว่าข้อมูลในช่องสัญญาณสามารถดูได้จากความแตกต่างในเอนโทรปีระหว่างสัญลักษณ์กับสัญญาณรบกวน

$$I(X; Y) = H(Y) - H(Z) \quad (2.23)$$

ในทางสถิติ ถ้าสัญญาณรบกวนที่ทราบค่าเป็นการกระจายทั่วไปกับซีโรมีนและตัวแปร N จะได้

$$H(Z) = \frac{1}{2} \log(2\pi eN) \quad (2.24)$$

ซึ่งค่าสูงสุดของ $H(Y)$ คือทั้งหมดของ X จะได้

$$\max_{f(x), P} H(Y) \leq \frac{1}{2} \log(2\pi e\sigma^2) \quad (2.25)$$

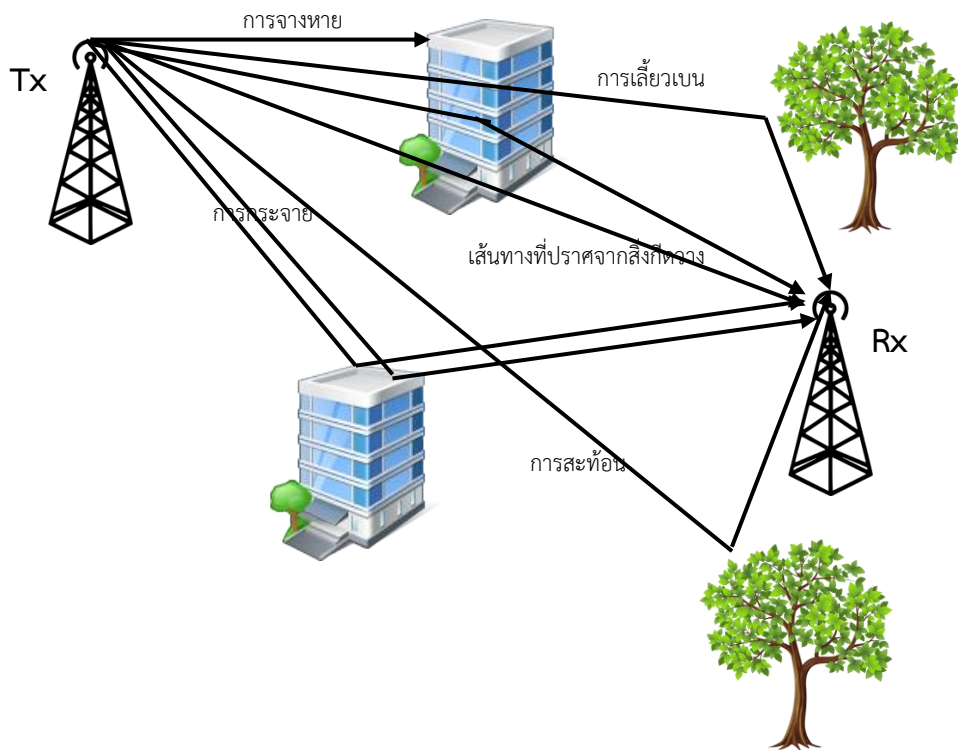
จากสมการ $Y \in N(0, \sigma)$ ตั้งแต่ $Y = X + Z$ สามารถใช้การรวมกันของตัวแปรเกาส์เซียนทั้งสองได้อีกครั้ง จากนั้นให้ $X \in N(0, \sqrt{P})$ จะได้ค่าความกระจายของ Y ที่ต้องการ โดย $\sigma^2 = P + N$ ด้วยเหตุนี้เองจะได้ค่าความจุข้อมูลดังนี้

$$\begin{aligned} C &= \max_{f(x), P} I(X; Y) \\ &= \max_{f(x), P} H(Y) - H(Z) \\ &= \frac{1}{2} \log(2\pi e(P + N)) - \frac{1}{2} \log(2\pi eN) \\ &= \frac{1}{2} \log\left(\frac{2\pi e(P + N)}{2\pi eN}\right) \\ &= \frac{1}{2} \log\left(1 + \frac{P}{N}\right) \end{aligned} \quad (2.26)$$

อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio : SNR) มักจะถูกใช้สำหรับความสัมพันธ์ระหว่างกำลังของสัญญาณกับกำลังของสัญญาณรบกวน โดยให้ P คือกำลังของสัญญาณ และ $E[Z^2] = N$ คือกำลังของสัญญาณรบกวน จะได้ $SNR = \frac{P}{N}$

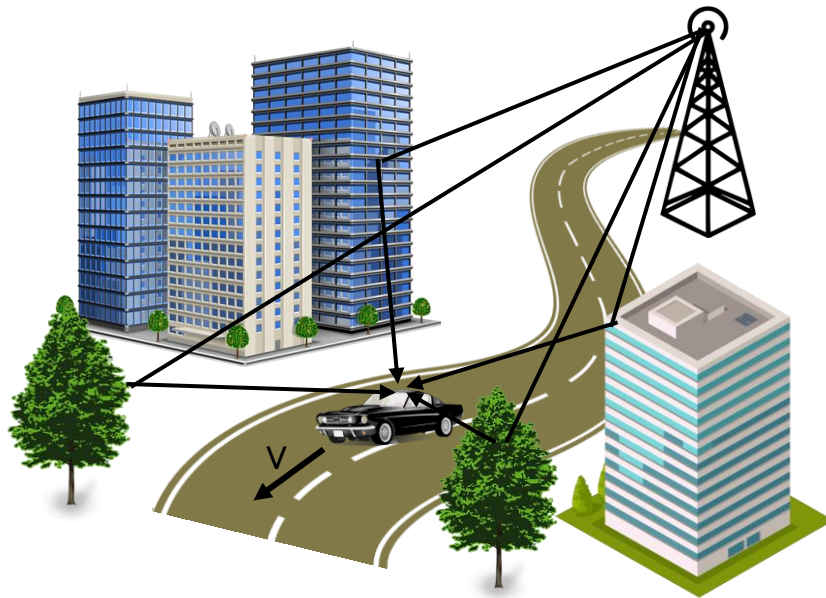
2.3 ช่องสัญญาณ

การแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Wave) ในการส่งสัญญาณของระบบโทรคมนาคม ไม่สามารถส่งไปที่สายอากาศภาครับได้โดยตรง อันเนื่องมาจากสิ่งกีดขวางเส้นทาง แต่ในความเป็นจริงนั้นภาครับเองก็ยังสามารถรับสัญญาณที่ส่งมาได้โดยการนำมารวมกันไม่ว่าจะมาจากการหักเห การสะท้อน รวมถึงการจางหาย จากสิ่งกีดขวางต่างๆไม่ว่าจะเป็นอาคาร ต้นไม้ เอาไว้ด้วยกัน ซึ่งจะเรียกผลกระทบต่างๆเหล่านี้ว่ามัลติพาทเฟดดิ้ง ซึ่งมัลติพาทเฟดดิ้งนี้จะประกอบไปด้วยการเลื่อนของเฟส การตีเลี้ยวและการลดทอนของสัญญาณภาคส่ง ดังแสดงในรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 ลักษณะของช่องสัญญาณที่ทำให้เกิด มัลติพาทเฟดดิ้ง

นอกจากมัลติพาทเฟดดิ้งแล้วก็ยังมีปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ที่ทำให้เกิดผลกระทบกับการส่งสัญญาณด้วยเช่นกัน เนื่องจากการเคลื่อนที่ของภาครับทำให้เกิดการเลื่อนของความถี่ซึ่งลักษณะของช่องสัญญาณที่ทำให้เกิดปรากฏการณ์ดอปเปลอร์นั้นจะแสดงในรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 ลักษณะของช่องสัญญาณที่ทำให้เกิดปรากฏการณ์ดอปเปอร์

2.3.1 ปรากฏการณ์ดอปเปอร์

ปรากฏการณ์ดอปเปอร์ หรือบางครั้งเรียกว่า การเคลื่อนดอปเปอร์ (Doppler Shift) เป็นปรากฏการณ์ทางวิทยาศาสตร์อย่างหนึ่ง ที่เกี่ยวกับการเปลี่ยนแปลงความถี่ของคลื่นและความยาวคลื่นในมุมมองของผู้สังเกตเมื่อมีการเคลื่อนที่ที่สัมพันธ์กับแหล่งกำเนิดคลื่นนั้นได้แสดงในรูปที่ 2.8

เมื่อเรากำหนดให้ $x(t)$ คือกระบวนการ Complex Fading สำหรับผู้ใช้ที่ต้องการ ทำให้เครื่องวัดสามารถบ่งบอกได้ว่าสัมประสิทธิ์ของ Complex Fading, $x(t)$ เป็นจำนวนสุ่ม (Random Quantity) ที่เปลี่ยนแปลงแบบซ้ำๆ ตลอดช่วงเวลาที่เราพิจารณา ดังนั้นทำให้ค่า $x(t)$ แปรผันกับเวลา t ส่วนในกรณีของ Rayleigh Fading ค่าของ $x(t)$ สามารถแทนด้วย Complex Gaussian Narrowband Process ซึ่ง $x(t)$ ในกรณีนี้สามารถสร้างโดยเอาต์พุตของ Low Pass Filter ที่ถูกกระตุ้นชั่วคราวโดย White Complex Gaussian Noise

ใน Jakes' Model ที่ได้ถูกนำมาใช้อย่างแพร่หลาย ค่าของ $x(t)$ ได้ถูกกำหนดโดยสมการดังนี้

$$E\{x(t)x^H(t-\tau)\} = J_0(2\pi F_d\tau) \quad (2.27)$$

โดยที่ J_0 คือ 0-th Bessel Function
 F_d คือ Doppler Frequency
 τ คือ เวลาหน่วง (Delayed Time)

ดังนั้น Power Spectrum ของ $x(t)$ สามารถเขียนได้ดังนี้

$$X(f) = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f}{F_d}\right)^2}}, \quad |f| \leq F_d \quad (2.28)$$

โดยที่ f คือ Based Frequency

ในระบบ Cellular โดยส่วนมากขอบเขตของ F_d จะมีค่าประมาณ 5Hz ถึง 300Hz ขึ้นอยู่กับแต่ละเหตุการณ์ ถ้า F_d มากกว่า 100Hz จะถูกเรียกว่า Fast Fading เมื่อระยะเวลาของสัญลักษณ์ ได้ถูกกำหนดให้มีค่า T_s โดยส่วนมากการจางหาย มีผลตอบสนองที่ช้าที่ระดับของสัญลักษณ์ ดังนั้นการเปลี่ยนแปลงของกระบวนการจางหาย สามารถละทิ้งได้ในช่วงเวลา T_s และยังสามารถถือว่ากระบวนการจางหาย มีค่าคงที่ในช่วงของแต่ละสัญลักษณ์ ดังเช่น $x(t) = x(nT_s)$ สำหรับ $nT_s \leq t \leq (n+1)T_s$

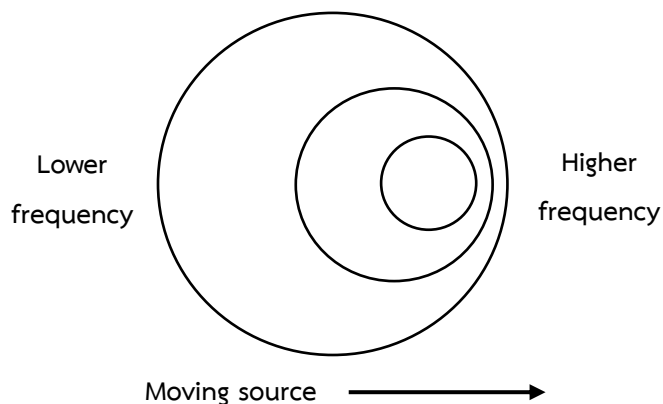
ตามความสัมพันธ์ในกรณีต่อเนื่อง (Continuous Case) ฟังก์ชันความสัมพันธ์คือ

$$E x_n x_{n-m}^H = J_0 2\pi f_d m \quad (2.29)$$

เมื่อกำหนดให้ f_d มีค่า

$$f_d = F_d T_s \quad (2.30)$$

โดยที่ f_d คือ Normalized Doppler Frequency



รูปที่ 2.8 ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์

2.3.2 ช่องสัญญาณที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา

กำหนดให้การส่งสัญญาณเป็นการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาธเฟดดิ้ง ที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาของแต่ละสัญญาณที่ต่างกันคือ τ_p และมีการเปลี่ยนแปลงเฟสของ θ_p เป็นแบบสุ่ม ที่ยูนิฟอร์มแบบกระจายตัว (Uniform Distribution) ในช่วง $[0, 2\pi]$ สัญญาณแต่ละสัญญาณจะเป็นการกระจายตัวเรย์ลี (Rayleigh Distribution) โดยสัญญาณจะลดระดับลงแบบคงที่ (Constant Decayed) และผลการตอบสนองของสัญญาณอิมพัลส์ของสัญญาณย่อยคือ $h_k(p)$ สามารถแสดงได้ตามสมการที่

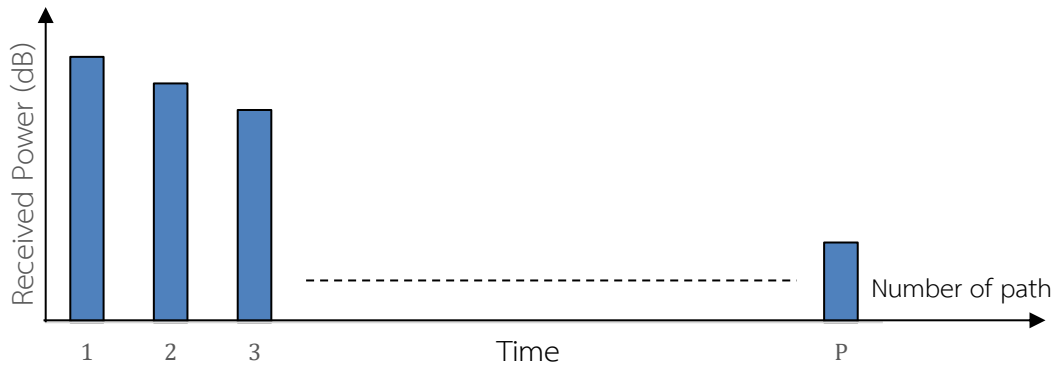
$$h_k(p) = \sum_{p=1}^P \rho_p e^{j\theta_p} \delta(k - \tau_p) \quad (2.31)$$

เมื่อค่า P คือ จำนวนของเส้นทางเดินของสัญญาณ, τ_p คือ ค่าของการเปลี่ยนแปลงทางเวลาในเส้นทาง p , θ_p คือ เฟสที่มีการเปลี่ยนแปลงในเส้นทางที่ p , ρ_p คือ ค่ากำลังงานสัมพันธ์ของเส้นทาง p

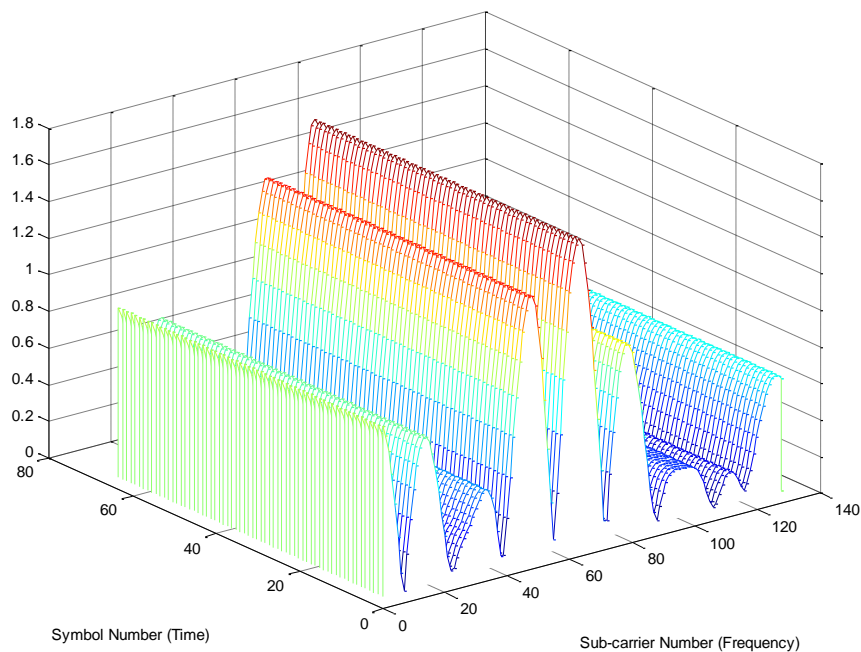
จากสมการ 2.31 เมื่อทำการเปลี่ยนให้อยู่ในแกนความถี่โดยใช้กระบวนการ FFT จะได้ผลการตอบสนองความถี่ของสัญญาณ $H_n(p)$ ซึ่งแสดงได้ในสมการ (2.32)

$$\begin{aligned} H_n(p) &= \sum_{k=0}^{N-1} h_k(p) e^{\frac{j2\pi nk}{N}} \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{p=1}^P \rho_p e^{j\theta_p} \delta(k - \tau_p) e^{\frac{j2\pi nk}{N}} \\ &= \sum_{p=1}^P \rho_p e^{j\theta_p} \sum_{k=0}^{N-1} \delta(k - \tau_p) e^{\frac{j2\pi nk}{N}} \\ &= \sum_{p=1}^P \rho_p e^{j\theta_p} e^{\frac{j2\pi n(k - \tau_p)}{N}} \end{aligned} \quad (2.32)$$

ผลรวมกำลังงานของสัญญาณที่ได้รับในเวลาต่างๆ สามารถเขียนในรูปของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ได้ดังสมการที่ (2.32) จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์นี้สามารถแสดงเป็นรูปของดีเลย์โปรไฟล์ (Delay Profile) ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธได้ดังรูปที่ 2.9 และรูปที่ 2.10 แสดงรูปลักษณะของช่องสัญญาณที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา



รูปที่ 2.9 ดีเลย์โปรไฟล์ของช่องสัญญาณมัลติพาส



รูปที่ 2.10 รูปลักษณะของช่องสัญญาณที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา [6]

2.3.3 ช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา (Time Varying Channel)

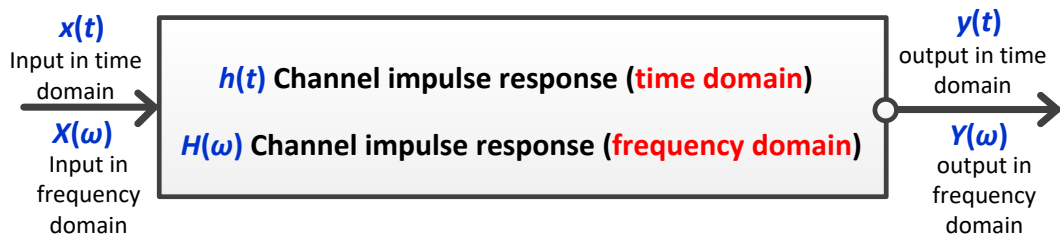
ช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาหรือเรียกกันอีกชื่อว่าการเปลี่ยนแปลงตามเวลา (Temporal Channel) คือช่องสัญญาณที่เชื่อมต่อกัน ณ เวลาใดเวลาหนึ่ง ในแต่ละการเชื่อมต่อจะเก็บข้อมูลและคุณลักษณะที่สำคัญ ตัวอย่างของช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลารวมถึงการเชื่อมต่อแบบโครงข่าย (Communication Networks) คือโทรศัพท์และ e-mails

ช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาสามารถใช้ในการสร้างโครงข่ายที่มีการกระจาย (Spreading Processes on Networks) และช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลายังสามารถใช้ในการอธิบายระบบที่มีการกระจายของ Process ณ เวลาใดเวลาหนึ่งได้อีกด้วย

เมื่อกำหนดให้ t_N คือคุณลักษณะของช่วงเวลาสำหรับการวิวัฒนาการของโครงข่าย (Characteristic Timescale for The Evolution of The Network) และ t_p คือคุณลักษณะของช่วงเวลาสำหรับการกระจายของกระบวนการ (Characteristic Timescale for The Evolution of The Spreading Process) ดังนั้นช่วงเวลาสามารถอธิบายได้สามสถานะดังต่อไปนี้

- 1) เมื่อ $t_N \gg t_p$ โครงข่ายและช่องสัญญาณจะเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆและสัมพันธ์กัน ดังนั้นพลวัต (Dynamic) ของระบบสามารถประมาณค่าโดย static approximation
- 2) เมื่อ $t_N \sim t_p$ โครงข่ายและช่องสัญญาณจะเปลี่ยนแปลงในเวลาใกล้เคียงกันซึ่งระบบทั้งสองจะมีความสัมพันธ์กันและสำคัญต่อการวิเคราะห์ระบบทั้งสองพร้อมกัน
- 3) เมื่อ $t_N \ll t_p$ โครงข่ายและช่องสัญญาณจะเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วและไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear) ดังนั้นพลวัต (Dynamic) ของระบบสามารถประมาณค่าโดย Annealed Approximation หรือใช้ Nonlinear Analysis

2.4 ผลตอบสนองของอิมพัลส์ในช่องสัญญาณ (Channel Impulse Response)



รูปที่ 2.11 Channel Impulse Response in Time and Frequency Domains

รูปที่ 2.11 แสดงผลตอบสนองของ Impulse ในมิติเวลาและความถี่ ในระบบเชิงเส้นที่ช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาได้มีคุณลักษณะในมิติเวลาโดยผลตอบสนองของคลื่น หรือ Impulse Response คือ $h(t)$ และได้มีคุณลักษณะในมิติความถี่ โดยผลตอบสนองของคลื่นคือ $H(\omega)$ ซึ่งผลตอบสนองนี้จะตอบสนองเมื่ออินพุตเท่ากับ Unit Impulse ในมิติเวลา $x(t)$ (ปรกติแล้วคือ Unit Impulse) และมิติความถี่ $X(\omega)$

ดังนั้น ผลตอบสนองของระบบโครงข่าย ต่ออินพุต $x(t)$ สามารถหาได้โดยการเกี่ยวพันระบบ $h(t)$ ด้วย $x(t)$ แสดงดังสมการต่อไปนี้

$$y(t) = x(t) \times h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) \cdot h(t - \tau) \cdot d\tau \quad (2.33)$$

โดยที่ $y(t)$ คือ เอาต์พุตของระบบ
 t คือ เวลา
 τ คือ เวลาประวิงหรือ Time Delay
 $*$ คือ สัญลักษณ์การดำเนินการเกี่ยวพัน

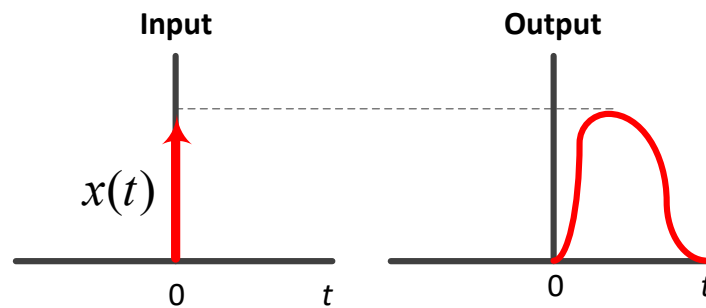
ในระบบในสมการ (2.33) ได้ถูกสมมติว่าเป็นระบบแบบ Casual ซึ่งก็คือจะไม่มีเอาต์พุต $y(t)$ ก่อนเวลาเวลา $t=0$ หลังจากทำการใส่อินพุต $x(t)$ ซึ่งหมายความว่าขอบเขตต่ำสุดของการอินทิเกรตสามารถเปลี่ยนแปลงไปสู่ค่าศูนย์ได้ ดังนั้นสมการ (2.33) สามารถเขียนได้ดังนี้

$$y(t) = \int_0^{\infty} x(\tau) \cdot h(t-\tau) \cdot d\tau \quad (2.34)$$

หรือ

$$y(t) = \int_0^{\infty} x(\tau) \cdot h(\tau) \cdot d\tau \quad (2.35)$$

จากสมการ (2.34) และ (2.35) ได้ถูกเรียกว่าสมการอินทิเกรตแบบเกี่ยวพัน (Convolution Integrate) ซึ่งการเกี่ยวพันสามารถบ่งบอกโดยสมการพื้นฐานและสามารถทำให้เข้าใจถึงทุกระบบการสื่อสาร รูปที่ 2.12 แสดงผลของสมการ (2.33) เมื่ออินพุต $x(t)$ คือ Unit Impulse



รูปที่ 2.12 อินพุตและเอาต์พุตของระบบในสมการ 2.33

ต่อมาเอาต์พุตของมิติตามหาได้จาก Fourier Transform ทั้งสองด้านของสมการ (2.33) ได้ดังนี้

$$Y(\omega) = X(\omega) \cdot H(\omega) \quad (2.36)$$

หรือ

$$H(\omega) = \frac{Y(\omega)}{X(\omega)} \quad (2.37)$$

และ

$$\omega = 2\pi f \quad (2.38)$$

โดยที่	$Y(\omega)$	คือ	เอาต์พุตของมิตีความถี่
	$X(\omega)$	คือ	อินพุตของมิตีความถี่
	$H(\omega)$	คือ	Unit Impulse ในมิตีความถี่
	ω	คือ	ความถี่เชิงมุม
	f	คือ	ความถี่
	π	คือ	มีค่าประมาณ 3.14

โดยทั่วไป $H(\omega)$ มีความเป็นเชิงซ้อนและสามารถเขียนได้ดังนี้

$$H(\omega) = |H(\omega)| e^{j(\omega)} \quad (2.39)$$

โดยที่	$ $	คือ	ค่าสัมบูรณ์ (Absolute Value)
	e	คือ	ค่าคงที่ของ Exponential ประมาณ 2.718
	j	คือ	ค่าเชิงซ้อน มีค่าเท่ากับ $\sqrt{-1}$
	$ H(\omega) $	คือ	ค่ายอดของผลตอบสนอง (Magnitude Response)

ต่อมาผลตอบสนองของมุมเฟส (Phase Response) สามารถเขียนได้โดย

$$\theta(\omega) = \tan^{-1} \frac{\text{Im } H(\omega)}{\text{Re } H(\omega)} \quad (2.40)$$

โดยที่	θ	คือ	เฟส (phase)
	Im	คือ	ค่าเชิงซ้อน
	Re	คือ	ค่าจริง

ฟังก์ชันส่งผ่านในมิตีความถี่ระบบเชิงเส้นของช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา สามารถวัดได้ในห้องแล็บ (Laboratory) ด้วยเครื่องกำเนิดสัญญาณแบบ Sine ทางด้านอินพุตของระบบ และจับสัญญาณเอาต์พุตด้วยเครื่องวัด Oscilloscope เมื่ออินพุต $x(t)$ ในเครื่องกำเนิดสัญญาณแบบ Sine สามารถเขียนได้ดังต่อไปนี้

$$x(t) = A \cdot \cos(2\pi ft) \quad (2.41)$$

โดยที่ A คือ ค่ายอด (Amplitude)

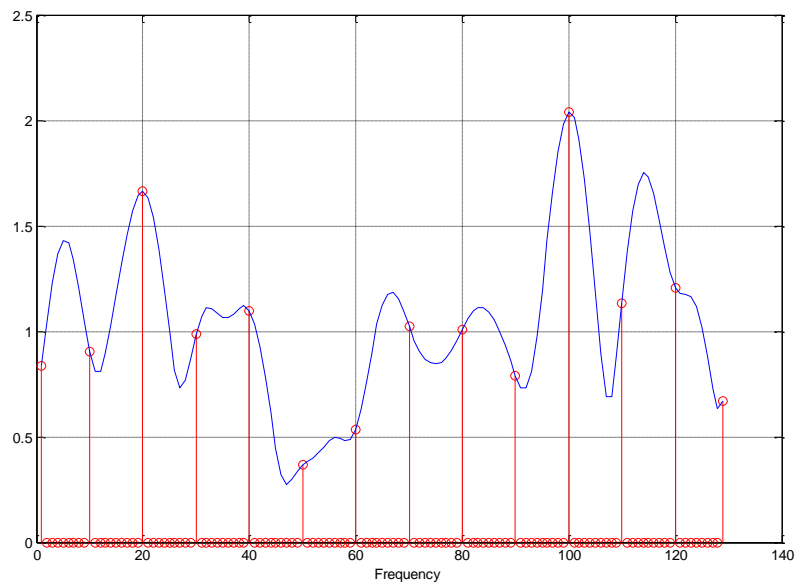
ดังนั้น เอาต์พุตของระบบโดยผลของสมการ (2.41) สามารถเขียนได้ดังต่อไปนี้

$$y(t) = A|H(f)|\cos 2\pi ft + \theta(f) \quad (2.42)$$

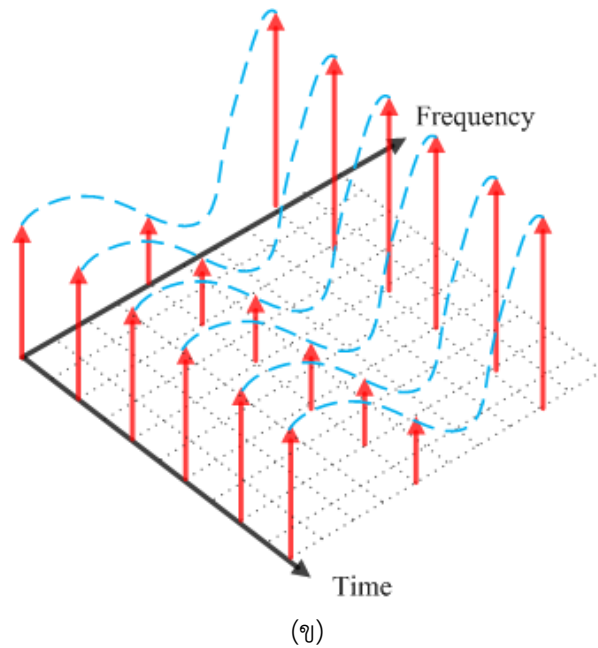
จากสมการ (2.42) ทุกค่าความถี่ f สามารถวัดค่ายอด Amplitude และเอาต์พุตของระบบได้

2.5 การประมาณช่องสัญญาณ

การสื่อสารในระบบจริงนั้น ข้อมูลที่ส่งไปที่เครื่องรับมักจะเกิดปรากฏการณ์หลายอย่างมาเป็นผลกระทบอย่างที่มีการสุมั่วไป จึงทำให้สัมประสิทธิ์การประมาณค่ากลายเป็นการที่ต้องตัดสินใจเลือกในความเป็นไปได้ ซึ่งทฤษฎีในการเลือกนั้นจะทำการเลือกจากข้อมูลที่มีความเป็นไปได้มากที่สุด ซึ่งจะสมมติว่าข้อมูลนั้นเป็นค่าจริง



(ก)



รูปที่ 2.13 การประมาณค่าความถี่ของสัญญาณ [7]

รูปที่ 2.13 (ก) และ (ข) แสดงการประมาณค่าของช่องสัญญาณ โดยที่รูปที่ 2.13 (ก) แสดงการประมาณค่าของสัญญาณในการประมาณของความถี่ที่หนึ่งสัญญาณ ส่วนรูปที่ 2.13 (ข) แสดงการประมาณค่าของสัญญาณของช่องสัญญาณที่มีการใช้คลื่นพายุย่อยของสัญญาณหนึ่งเฟรมที่มีสัญลักษณ์จำนวนมาก

2.5.1 การประมาณค่าผลการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณด้วยวิธีการ Zero Forcing Estimation

การสื่อสารในรูปแบบของ Burst Frame ทุกๆจุดเริ่มต้นของของ Burst Frame จะมีการใส่สัญลักษณ์ปริเอมเบิลเข้าไปด้วย (Preamble Symbol) เมื่อกำหนดให้ไม่มีการเปลี่ยนแปลงในช่วงเวลาของช่องสัญญาณ 1 Burst Frame และทางเครื่องรับรู้ข้อมูลสัญลักษณ์ปริเอมเบิล ซึ่งจะทำให้สามารถทำการประมาณค่าของการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณได้ โดยสมการของสัญญาณที่รับได้เมื่อผ่าน FFT ได้ตามสมการที่ (2.43)

$$Y(k) = H(k)a(k) + N(k) \quad (2.43)$$

ค่า k คือ จำนวนของช่องสัญญาณย่อย $Y(k)$ คือ สัญญาณที่รับได้ $H(k)$ คือ ค่าการตอบสนองความถี่ของสัญญาณ $A(k)$ คือ สัญลักษณ์ปริมาตรที่อยู่ในสัญญาณข้อมูลภาคส่ง และ $W(k)$ คือ สัญญาณรบกวน

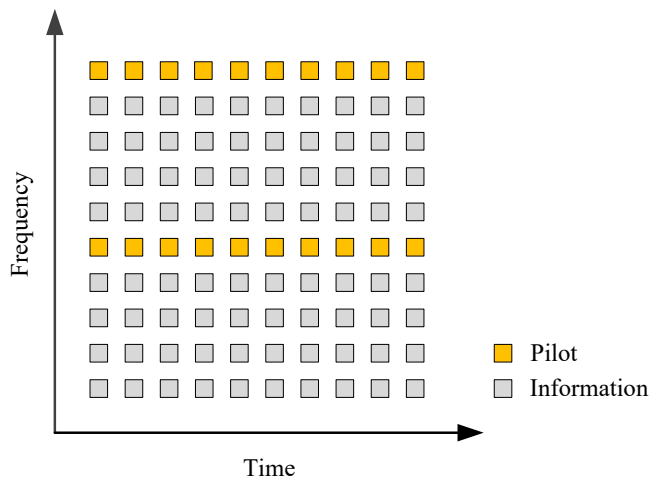
เมื่อเครื่องรับได้รู้ค่าของ $A(k)$ แล้ว จึงสามารถทำการประมาณค่าการตอบสนองช่องสัญญาณความถี่ของช่องสัญญาณได้ตามสมการ

$$\hat{H}(k) = \frac{Y(k)}{A(k)} \quad (2.44)$$

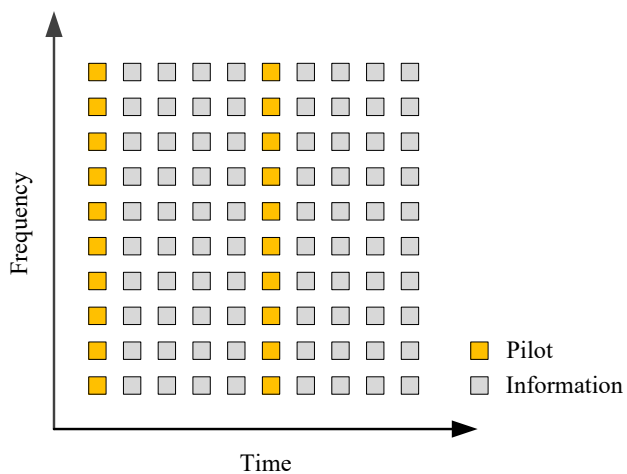
จากสมการ (2.44) เมื่อ $\hat{H}(k)$ คือการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณค่า ส่วนในกรณีที่ไม่มีสัญญาณรบกวนนั้น การประมาณค่าสามารถที่จะทำได้โดยแม่นยำ แต่ทั้งนี้ ถ้ามีสัญญาณรบกวนเข้ามา ก็อาจจะทำให้การประมาณค่าผิดพลาดได้เช่นกัน

2.5.2 การประมาณค่าช่องสัญญาณด้วยวิธีการประมาณค่าความเป็นไปได้สูงสุด (Maximum Likelihood Estimation)

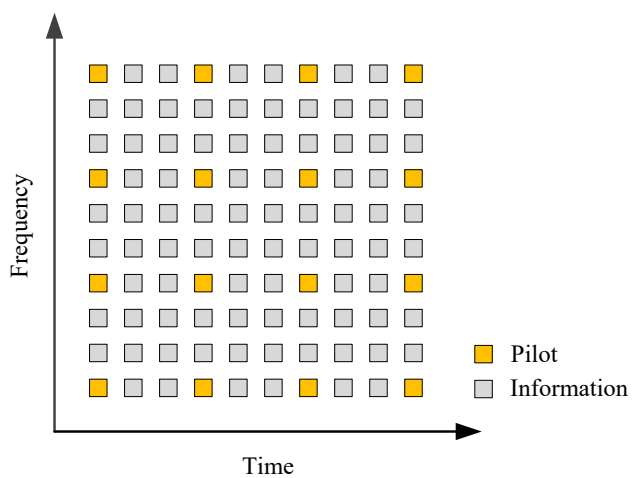
การประมาณค่าช่องสัญญาณแบบการประมาณค่าความเป็นไปได้สูงสุดนั้น มีความจำเป็นที่จะต้องใส่คลื่นพาย้อยนำทาง (Pilot Sub-Carrier) คลื่นพาย้อยนำทางนั้นจะมีการเรียงตัวในรูปแบบต่างๆ ซึ่งแสดงได้ในรูป 2.14 โดยรูป 2.14(ก) เป็นการแสดงการเรียงตัวของคลื่นพาย้อยนำทางแบบ Comb Type ส่วนรูปที่ 2.14(ข) เป็นการแสดงการเรียงตัวของคลื่นพาย้อยนำทางแบบ Block Type ซึ่งสามารถเรียกอีกชื่อหนึ่งคือสัญลักษณ์นำทาง (Pilot Symbol) และในส่วนรูปที่ 2.14(ค) นั้นคือการแสดงการเรียงตัวของคลื่นพาย้อยนำทางแบบ 2-Dimension Type สามารถสังเกตได้จากการเรียงตัวของคลื่นพาย้อยนำทางแบบ 2-Dimension Type จะมีการใช้คลื่นพาย้อยที่ใช้ในการส่งข้อมูลมากที่สุดซึ่งแสดงตามจุดสีเทา และมีจำนวนคลื่นพาย้อยน้อยที่สุดซึ่งแสดงเป็นจุดสีส้ม ดังนั้นจะแสดงว่าการเรียงตัวของคลื่นพาย้อยนำทางแบบ 2-Dimension Type จะทำให้ได้ทราฟฟิค (Throughput) มากที่สุดเช่นกัน แต่สิ่งที่ต้องแลกกับทราฟฟิคที่สูง ก็คือการคำนวณที่ซับซ้อนและเพิ่มขึ้นนั่นเอง เนื่องจากต้องทำการประมาณค่าช่องสัญญาณทั้งฝั่งความถี่และฝั่งเวลาด้วยกันทั้งคู่ ซึ่งจะแตกต่างจากรูปที่ 2.14(ก) และ (ข) ที่มีการประมาณค่าช่องสัญญาณเพียงฝั่งเดียวเท่านั้น



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 2.14 การเรียงลำดับของคลื่นพายุย่อหน้าทาง

โดยการประมาณค่าช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลานั้น จะมีการนำการประมาณค่าช่องสัญญาณที่มีความเป็นไปได้อย่างสูงสุดมาใช้ โดยช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลานั้นค่าผลตอบแทนทางอิมพัลส์ของช่องสัญญาณจะสามารถเปลี่ยนให้ไปอยู่รูปของค่าตอบแทนทางด้านความถี่ของช่องสัญญาณโดยกระบวนการ FFT ซึ่งจะแสดงได้ดังนี้

$$H(n) = \sum_{l=1}^L h_l \cdot e^{\frac{-j2\pi(l-1)(n-1)}{N}} / N \quad (2.45)$$

เมื่อ n คือ จำนวนคลื่นพหุย่อย (Subcarrier) ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม N คือ จำนวนของจุด FFT

ผลการตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณนั้นสามารถประมาณค่าได้โดยใช้วิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณความเป็นไปได้อย่างสูงสุด ซึ่งจะอยู่ในรูปของการหาค่าที่น้อยที่สุดของค่ากำลังสองเฉลี่ย (Mean Square Error : MSE) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$ML(\boldsymbol{\rho}) = \arg \min_{\boldsymbol{\rho}} \left[\sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} |H(p) - \hat{H}(p, \boldsymbol{\rho})|^2 \right] \quad (2.46)$$

เมื่อ

$$\boldsymbol{\rho} = (\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_{Ng}) \quad (2.47)$$

เมื่อค่า $H(p)$ คือ การตอบสนองทางความถี่ของช่องสัญญาณ, $|x|^2$ คือ $x \cdot x^*$ และ $*$ คือ การคอนจูเกตเชิงซ้อน $\hat{H}(p, \rho_k)$ สามารถทำได้โดยสมการต่อไปนี้

$$\hat{H}(p, \boldsymbol{\rho}) = \sum_{k=1}^{Ng} \rho_k \cdot e^{\frac{-j2\pi(k-1)(P-1)S_p}{N}} \quad (2.48)$$

เมื่อค่า ρ_k คือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ไม่ทราบค่า, S_p คือ ช่วงเวลาของคลื่นพหุย่อยนำทาง, P คือ จำนวนของคลื่นพหุย่อยนำทาง เมื่อกำหนดให้ความแตกต่างของค่า $H(p)$ และค่า $\hat{H}(p, \rho_{1-k})$ ไม่มีค่าแตกต่างกันเลยซึ่งมีค่าเท่ากับศูนย์หรือแตกต่างกันน้อยที่สุด จึงสามารถใช้สมการเชิงอนุพันธ์ในการคำนวณค่าสมการที่ (2.37) ได้ดังนี้

$$\frac{\partial ML(\boldsymbol{\rho})}{\partial \rho_m} = \frac{\partial}{\partial \rho_m} \left[\sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} \left(\{H(p) - \hat{H}(p, \boldsymbol{\rho})\} \cdot \{H^*(p) - \hat{H}^*(p, \boldsymbol{\rho})\} \right) \right] = 0 \quad (2.49)$$

$$= \sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} \frac{\partial}{\partial \rho_m} \left(\{H(p) - \hat{H}(p, \boldsymbol{\rho})\} \cdot \{H^*(p) - \hat{H}^*(p, \boldsymbol{\rho})\} \right) \quad (2.50)$$

$$= \sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} \{H^*(p) - \hat{H}^*(p, \boldsymbol{\rho})\} \cdot \left(\frac{\partial}{\partial \rho_m} \{H(p) - \hat{H}(p, \boldsymbol{\rho})\} \right) \quad (2.51)$$

$$+ \sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} \{H(p) - \hat{H}(p, \boldsymbol{\rho})\} \cdot \left(\frac{\partial}{\partial \rho_m} \{H^*(p) - \hat{H}^*(p, \boldsymbol{\rho})\} \right)$$

กำหนดให้สมการที่ (2.48) เป็น

$$\hat{H}(p, \boldsymbol{\rho}) = \sum_{k=1}^{Ng} \rho_k \cdot q_m \quad (2.52)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial}{\partial \rho_m} (H(p)) = \frac{\partial}{\partial \rho_m} H^*(p) = 0 \\ \frac{\partial}{\partial \rho_m} (\hat{H}(p, \boldsymbol{\rho})) = \frac{\partial}{\partial \rho_m} \sum_{k=1}^{Ng} \rho_k \cdot q_m = q_m \\ \frac{\partial}{\partial \rho_m} (\hat{H}^*(p, \boldsymbol{\rho})) = \frac{\partial}{\partial \rho_m} \left(\sum_{k=1}^{Ng} \rho_k \cdot q_m \right)^* = \frac{\partial}{\partial \rho_m} \sum_{k=1}^{Ng} \rho_k^* \cdot q_m^* = \frac{\partial \rho_m^*}{\partial \rho_m} \cdot q_m^* \end{array} \right\} \quad (2.53)$$

จากสมการที่ (2.53) และสมการที่ (2.51) จะเขียนได้เป็น

$$= \sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} \{H^*(p) - \hat{H}^*(p, \boldsymbol{\rho})\} \cdot q_m + \sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} \{H(p) - \hat{H}(p, \boldsymbol{\rho})\} \cdot \frac{\partial \rho_m^*}{\partial \rho_m} \cdot q_m^* \quad (2.54)$$

$$= \left(\sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} \{H(p) - \hat{H}(p, \boldsymbol{\rho})\} \cdot q_m^* \right)^* + \left(\frac{\partial \rho_m^*}{\partial \rho_m} \right) \sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} \{H(p) - \hat{H}(p, \boldsymbol{\rho})\} \cdot q_m^* = 0 \quad (2.55)$$

การที่สมการที่ (2.55) จะเป็นจริงได้ก็ต่อเมื่อ

$$\sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} H(p) \cdot q_m^* - \sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} \hat{H}(p, \rho) \cdot q_m^* = 0 \quad (2.56)$$

จากสมการที่ (2.48) ดังนั้นสมการที่ (2.56) สามารถเขียนใหม่ได้

$$\sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} H(p) \cdot q_m^* - \sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} \sum_{k=1}^{Ng} \rho_k \cdot q_k \cdot q_m^* = 0 \quad (2.57)$$

$$\sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} \sum_{k=1}^{Ng} \rho_k \cdot q_k \cdot q_m^* = \sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} H(p) \cdot q_m^* \quad (2.58)$$

จากนั้นแทนค่าสมการ (2.58)

$$\sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} \sum_{k=1}^{Ng} \rho_k \cdot e^{-j \frac{2\pi(k-1)(P-1)S_p}{N}} \cdot e^{j \frac{2\pi(m-1)(P-1)S_p}{N}} = \sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} H(p) \cdot e^{j \frac{2\pi(m-1)(P-1)S_p}{N}} \quad (2.59)$$

$$\sum_{k=1}^{Ng} \rho_k \sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} e^{-j \frac{2\pi(k-m)(P-1)S_p}{N}} = \sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} H(p) \cdot e^{j \frac{2\pi(m-1)(P-1)S_p}{N}} \quad (2.60)$$

จากสมการ (2.57) ค่าผลการตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณ ρ_k จะสามารถคำนวณได้จากการแก้สมการเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{pmatrix} A_{1,1} & \cdots & A_{1,k} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{m,1} & \cdots & A_{m,k} \end{pmatrix}_{m \times k} \times \begin{pmatrix} \rho_1 \\ \vdots \\ \rho_k \end{pmatrix}_{k \times 1} = \begin{pmatrix} B_1 \\ \vdots \\ B_m \end{pmatrix}_{m \times 1} \quad (2.61)$$

เมื่อ

$$A_{m,k} = \sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} e^{-j \frac{2\pi(k-m)(P-1)S_p}{N}}$$

$$B_m = \sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} H(p) \cdot e^{\frac{j2\pi \cdot (m-1) \cdot (P-1) \cdot S_p}{N}}$$

และสมการสุดท้ายของค่าผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณ ρ_k จะเป็นดังสมการดังนี้

$$\begin{pmatrix} \rho_1 \\ \vdots \\ \rho_k \end{pmatrix}_{k \times 1} = \dagger \begin{pmatrix} A_{1,1} & \cdots & A_{1,k} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{m,1} & \cdots & A_{m,k} \end{pmatrix}_{m \times k} \times \begin{pmatrix} B_1 \\ \vdots \\ B_m \end{pmatrix}_{m \times 1} \quad (2.62)$$

เมื่อ † คือ การผกผันแบบมัวร์เพนโรส (Moore-Penrose Inversion)

× คือ การคูณครอสเมตริกซ์

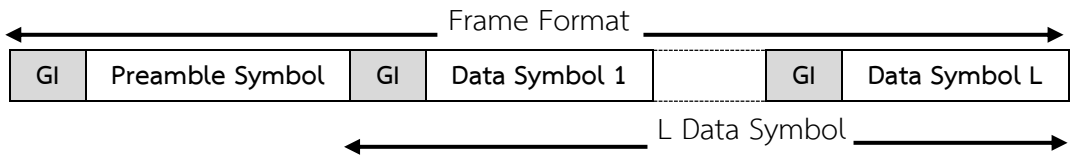
ดังนั้นค่าผลตอบสนองทางอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ ρ_k ในสมการที่ (2.62) สามารถเปลี่ยนแปลงให้เป็นค่าผลตอบสนองทางด้านความถี่ของช่องสัญญาณได้โดย

$$H_e(n) = \sum_{k=1}^{N_g} \rho_k \cdot e^{\frac{-j2\pi \cdot (k-1) \cdot (n-1)}{N}}, \quad 1 \leq n \leq N \quad (2.63)$$

ซึ่งค่าความแม่นยำในการประมาณค่าผลตอบสนองของช่องสัญญาณในสมการที่ (2.63) จะขึ้นกับค่าสัมประสิทธิ์ต่างๆหลายตัว เช่น สัญญาณรบกวนเกาส์เซียน กำลังของสัญญาณ และ จำนวนของคลื่นพาทีย่อยนำทาง

2.5.3 ปริแอมเบิล

รูปแบบโครงสร้างของปริแอมเบิล คือการแทรกของการสุ่มข้อมูลของคลื่นพาทีย่อยนำทางในแกนความถี่กับส่วนของข้อมูล ซึ่งจะใส่คลื่นพาทีย่อยนำทางที่ทุกๆคลื่นพาทีย่อยในหนึ่งสัญลักษณ์บนแกนความถี่ ซึ่งจะเรียกว่าปริแอมเบิลที่ใช้สำหรับการประมาณค่าสัญญาณ โดยทั่วไปมักจะใช้ปริแอมเบิลในการประมาณค่าสัญญาณ และสามารถใส่ปริแอมเบิลเองไว้เพื่อใช้สำหรับหาค่าประมาณค่าของช่องสัญญาณ

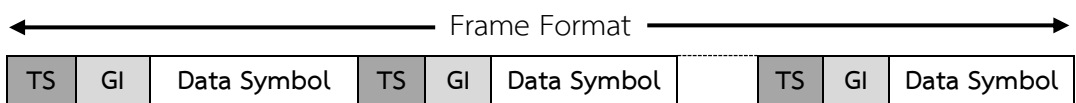


รูปที่ 2.15 โครงสร้างแบบข้อมูลบนแกนเวลาสำหรับพรีแอมเบิล

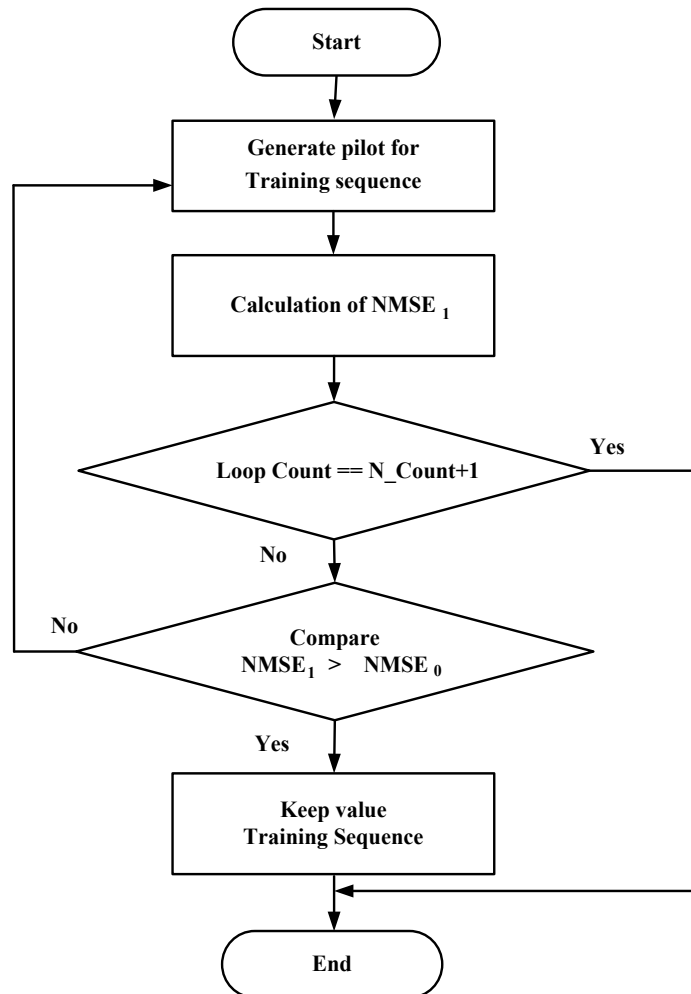
รูปที่ 2.15 แสดงแบบโครงสร้างของข้อมูลประกอบไปด้วยพรีแอมเบิล ที่มีการแทรกข้อมูลสัญลักษณ์ L ที่ส่วนหัว ซึ่งแต่ละสัญลักษณ์จะมีการคั่นด้วยช่วงเวลาป้องกัน เพื่อลดการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์และพรีแอมเบิล โดยจะทำการแทรกไว้ที่ส่วนหัวของโครงสร้างข้อมูลนั้นเพื่อทำการชิงโครโนซ์สัญญาณและการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ของสัญญาณนั่นเอง

2.5.4 เทรนนิ่งซีแควนซ์

เทรนนิ่งซีแควนซ์ที่ใช้ในงานวิจัยนี้ ได้สร้างขึ้นมาจากการสุ่มของชุดข้อมูลคลื่นพาห่อย่นำทางมาใช้เป็นข้อมูลเทรนนิ่งซีแควนซ์โดยจะมีความคล้ายคลึงกันกับพรีแอมเบิล แต่เทรนนิ่งซีแควนซ์จะมีขนาดเท่ากับช่วงเวลาป้องกัน ซึ่งนอกจากนี้เทรนนิ่งซีแควนซ์ สามารถนำไปแทรกที่ส่วนหัวข้อมูลได้เช่นเดียวกันกับการเพิ่มช่วงเวลาป้องกันในทุกๆข้อมูลสัญลักษณ์ ดังแสดงในรูปที่ 2.16 คือการแสดงโครงสร้างที่มีเทรนนิ่งซีแควนซ์เพิ่มเข้าไปในข้อมูลบนแกนเวลา เพื่อใช้ในการประมาณค่าผลการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ ซึ่งข้อดีของเทรนนิ่งซีแควนซ์นั้นสามารถส่งข้อมูลได้มากกว่าเมื่อนำไปเปรียบเทียบกับวิธีการใช้พรีแอมเบิลและยังให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าด้วย อันเนื่องมาจากเทรนนิ่งซีแควนซ์นั้นถูกเพิ่มเข้าไปในแกนเวลา ซึ่งได้แสดงโครงสร้างแบบข้อมูลบนแกนเวลาดังในรูปที่ 2.16 เมื่อได้เพิ่มเทรนนิ่งซีแควนซ์นั่นเอง และในส่วนรูปที่ 2.17 จะเป็นการแสดงโพล์ชาร์ตของการสร้างสัญญาณเทรนนิ่งซีแควนซ์ของระบบที่นำเสนอ



รูปที่ 2.16 โครงสร้างแบบข้อมูลบนแกนเวลาเมื่อเพิ่มเทรนนิ่งซีแควนซ์



รูปที่ 2.17 โฟลว์ชาร์ตแสดงการสร้างสัญญาณเทรนนิ่งซีแควนซ์ของระบบที่นำเสนอ

ซึ่งวิธีในการสร้างชุดข้อมูลของ Training Sequence มีขั้นตอนดังนี้

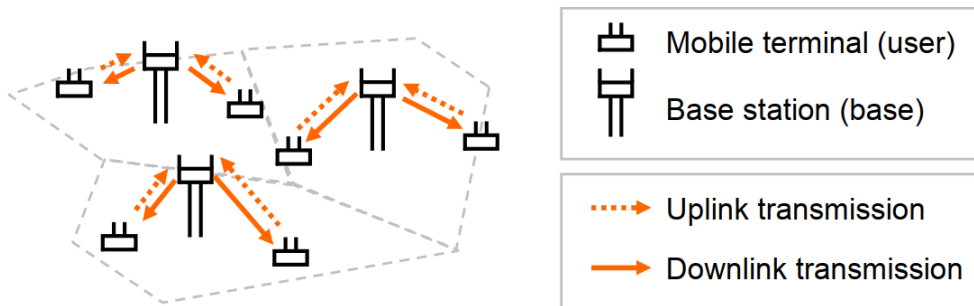
ขั้นตอนแรก ทำการสุ่มชุดข้อมูลของคลื่นพายุย่อขนาดมาหนึ่งชุด และเก็บค่านั้นไว้ โดยที่ $NMSE_0$ คือ ค่า $NMSE$ ใช้ในการอ้างอิงของกระบวนการ และ N_Count คือกระบวนการซึ่งนับเป็นจำนวนรอบ

ขั้นตอนที่สอง นำข้อมูลของเทรนนิ่งซีแควนซ์ที่ได้มาคำนวณหาค่าของ $NMSE$ โดยให้เงื่อนไขว่า ข้อมูลของเทรนนิ่งซีแควนซ์ที่ทำการสุ่มขึ้นมาใหม่นั้นต้องมีค่าของ $NMSE_1$ มากกว่า ค่า $NMSE_0$ ก็ จะทำการเก็บข้อมูลที่ได้มาชุดใหม่นั้นไปแทนในเทรนนิ่งซีแควนซ์ของข้อมูลชุดเดิม ซึ่งจะหาค่าที่น้อยที่สุดจำนวน $N_Count+1$ จากกระบวนการวนลูป โดยในที่นี้จะสมมติกระบวนการสร้างชุดข้อมูลที่ $N_Count = 10000$ ซึ่งคำนวณหาค่านี้ไปเรื่อยๆจนสิ้นสุดกระบวนการทั้งหมด

และเมื่อมีการใช้งานข้อมูลก็จะทำการโหลดไฟล์ของข้อมูลเทรนนิ่งซีแควนซ์ที่เก็บไว้ไปใช้งานในระบบต่อไป

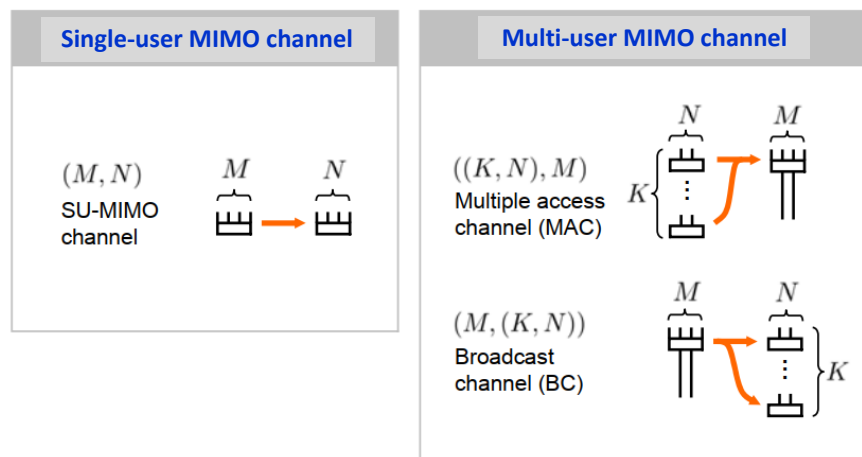
2.6 ระบบการสื่อสารไร้สายแบบ MIMO (Multi-Input Multi-Output)

โดยทั่วไปแล้วในระบบเซลลูลาร์ในพื้นที่ใดๆได้ถูกให้บริการโดยหลายฐานระบบข้อมูลซึ่งแสดงได้ในรูปที่ 2.18 แต่ละฐานระบบข้อมูลได้ส่งสัญญาณติดต่อไร้สายโดยใช้สัญญาณในช่วงความถี่ของคลื่นวิทยุ (Radio-Frequency Spectrum) ในรูปที่ 2.18 การเชื่อมต่อสองทางได้เชื่อมต่อกันระหว่างฐานระบบข้อมูลกับผู้ใช้คือ Uplink และ Downlink ในส่วนของ Uplink ฐานระบบข้อมูลจะตรวจจับสัญญาณจากผู้ใช้ที่กำหนด ในทางกลับกัน Downlink ผู้ใช้จะตรวจจับสัญญาณจากฐานระบบข้อมูลที่กำหนด



รูปที่ 18 ระบบเซลลูลาร์ในพื้นที่ใดๆ

โดยทั่วไปแล้วการเชื่อมต่อ Wireless ในโครงข่ายเซลลูลาร์สามารถแบ่งคุณลักษณะออกได้เป็นสองกลุ่มใหญ่ๆคือ Single-Use Channel และ Multi-User Channel ซึ่งได้แสดงในรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 Single-User MIMO Channel และ Multi-User MIMO Channel

ใน Single-User MIMO Channel โมเดลได้เชื่อมต่อแบบจุดต่อจุด (Point-to-Point) ระหว่างฐานระบบข้อมูลและผู้ใช้ สำหรับ Downlink ฐานระบบคือผู้ส่ง (Transmitter) และผู้ใช้คือ

ผู้รับ (Receiver) ในทางกลับกันสำหรับ Uplink ฐานระบบคือผู้รับ และผู้ใช้คือผู้ส่ง ในทางปฏิบัติ Single-User MIMO Channel จะเกิดปัญหาเกี่ยวกับการลดทอนช่องสัญญาณในทั้งมิติเวลาและมิติความถี่

สัญญาณเบสแบนด์ที่ได้รับใน Single-User MIMO Channel สามารถเขียนโดยใช้ Vector Notation ได้ดังนี้

$$\mathbf{x} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (2.64)$$

โดยที่	\mathbf{x}	คือ	ค่าสัญญาณที่ได้รับ
	\mathbf{H}	คือ	เมตริกซ์ของช่องสัญญาณ (Channel Metric)
	\mathbf{s}	คือ	ค่าเวกเตอร์ของสัญญาณที่ส่งออก
	\mathbf{n}	คือ	เวกเตอร์เชิงซ้อนของ Gaussian

ต่อมาใน Multi-User MIMO Channel สามารถแบ่งได้เป็นสองชนิด ได้แก่ Multiple-Access Channel และ Broadcast Channel

ใน Multiple-Access Channel สัญญาณข้อมูลที่ถูกส่งโดยผู้ใช้จะเป็นอิสระ สัญญาณเบสแบนด์ที่ได้รับใน Multiple-Access Channel สามารถเขียนโดยใช้ได้ดังนี้

$$\mathbf{x} = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{n} \quad (2.65)$$

โดยที่	k	คือ	เคาเตอร์ของผู้ใช้ เมื่อ $k = 1, \dots, K$
	K	คือ	จำนวนรวมของผู้ใช้ทั้งหมด
	\mathbf{H}_k	คือ	เมตริกซ์ของช่องสัญญาณของผู้ใช้ k^{th} ใดๆ
	\mathbf{s}_k	คือ	ค่าเวกเตอร์ของสัญญาณที่ส่งออกของผู้ใช้ k^{th} ใดๆ

สำหรับ Broadcast Channel ผู้ใช้จะได้รับสัญญาณอิสระจากฐานระบบข้อมูล สัญญาณเบสแบนด์ที่ได้รับสำหรับผู้ใช้ที่ k^{th} ใดๆ สามารถเขียนได้ดังนี้

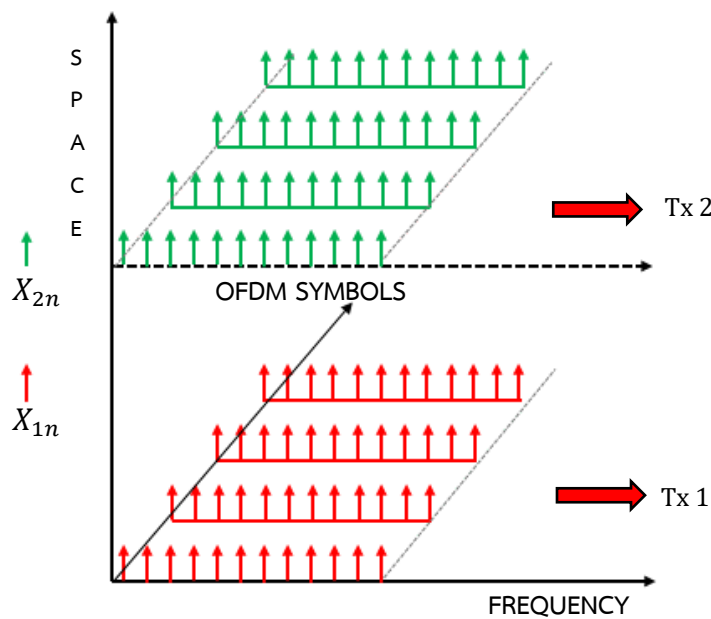
$$\mathbf{x} = \mathbf{H}_k^H \mathbf{s}_k + \mathbf{n}_k \quad (2.66)$$

โดยที่ \mathbf{H}_k^H คือ เมตริกของช่องสัญญาณของผู้ใช้ k^{th} ใดๆ ที่ทำให้เกิดค่ายอด
 เจริงซ้อนระหว่างผู้รับและผู้ส่ง
 \mathbf{n}_k คือ เวกเตอร์เชิงซ้อนของ Gaussian ของผู้ใช้ k^{th} ใดๆ

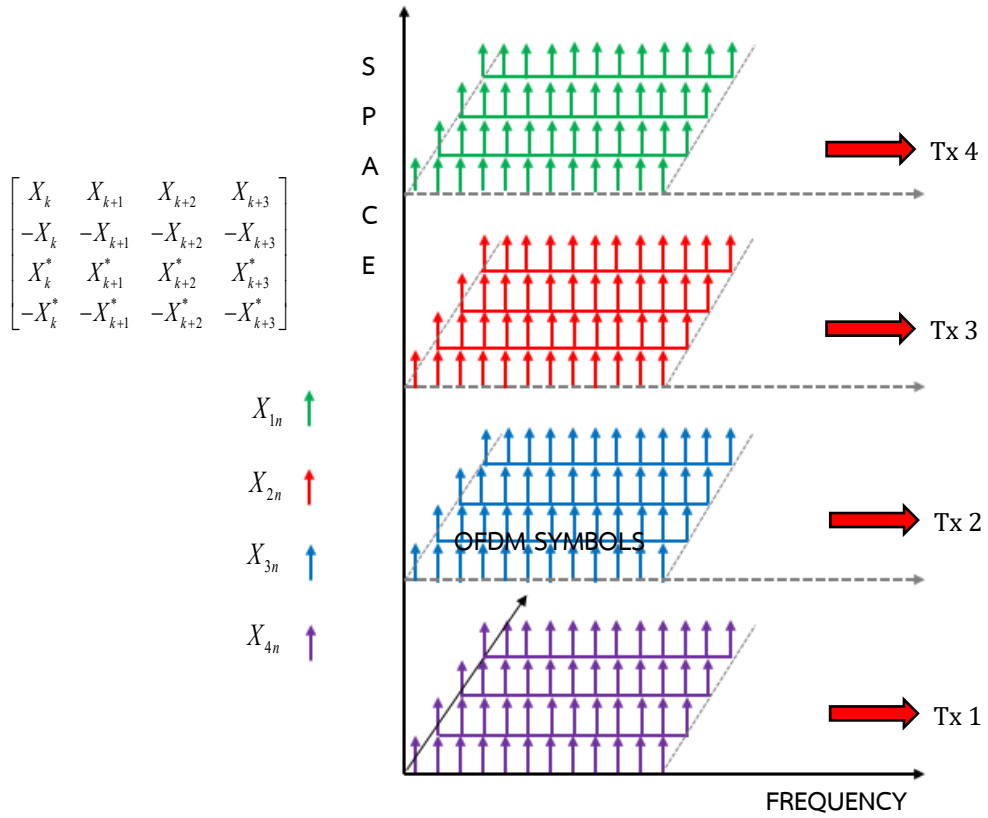
2.7 บล็อกปริภูมิความถี่ หรือ Space Frequency Block Coding (SFBC)

SFBC ในระบบ OFDM ในที่นี้จะแบ่งเป็นสองแบบ ได้แก่ SFBC-OFDM สำหรับ 2
 สายอากาศ (Transmit Antenna) และ SFBC-OFDM สำหรับ 4 สายอากาศ

SFBC-OFDM สำหรับ 2 และ 4 สายอากาศต้องการสองช่องเวลา (Time Slot) เพื่อส่งข้อมูล
 ในรูปแบบเมตริกซ์ X_2^C ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.20 และ 2.21 ตามลำดับ



รูปที่ 2.20 การส่งสัญญาณของ SFBC-OFDM สำหรับ 2 สายอากาศ



รูปที่ 2.21 การส่งสัญญาณของ SFBD-OFDM สำหรับ 4 สายอากาศ

เนื่องจากสัญลักษณ์ของข้อมูลได้ถูกส่งใน OFDM อันใดอันหนึ่ง ดังนั้นในรูปที่ 2.21 สัญญาณที่รับมาของ SFBD-OFDM สำหรับ 2 สายอากาศสามารถเขียนได้ดังนี้

$$R_j(n) = \sum_{i=1}^{N_R} H_{i,j}(n)X_i(n) + W_j \tag{2.67}$$

- โดยที่ $W_j(n)$ คือ White Gaussian Noise
- $R_j(n)$ คือ สัญญาณที่รับมาของ SFBD-OFDM สำหรับ 2 สายอากาศ
- $H_{i,j}$ คือ ช่องสัญญาณที่รับสัญญาณจากสายอากาศที่ i และ j
- X_i คือ สายอากาศที่รับสัญญาณที่ i

$X_1(n)$ และ $X_2(n)$ สามารถเขียนได้ดังนี้

$$X_1 = [x_0, -x_1^*, \dots, x_k, -x_{k+1}^*, \dots, x_{N-2}, -x_{N-1}^*]^T \tag{2.68}$$

$$X_2 = [x_1, x_0^*, \dots, x_{k+1}, x_k^*, \dots, x_{N-1}, x_{N-2}^*]^T \tag{2.69}$$

เมื่อ $k=0,2,\dots,N-1$

ในสมการ (2.67)-(2.69) ข้อมูลสามารถถูกกู้คืนโดยใช้เพียงแค่อำนาจสัญญาณของ OFDM ดังนั้นในที่นี้จะสามารถละทิ้งค่าของ n ได้ ต่อมาหลังจากการทำ Fast Fourier Transform (FFT) ข้อมูลที่ได้รับจะถูกส่งไปที่การถอดรหัสของ SFBC หลังจากนั้นอนุพันธ์ของสัญญาณพาหะในกรณี STBC สามารถเขียนได้ดังนี้

$$\tilde{x}_k = \sum_{j=1}^{N_R} h_{1,j,k}^* r_{j,k} + h_{2,j,k} r_{j,k}^* \quad (2.70)$$

$$\tilde{x}_{k+1} = \sum_{j=1}^{N_R} h_{2,j,k}^* r_{j,k} + h_{1,j,k} r_{j,k}^* \quad (2.71)$$

ต่อมาหลังจากการทำ FFT สัญญาณที่รับมาของ SFBD-OFDM สำหรับ 4 สายอากาศ สามารถเขียนได้ดังนี้

$$R_j(n) = \sum_{j=1}^{N_R} \left(H_{1,j}(n)X_1(n) + H_{2,j}(n)X_2(n) + \dots \right. \\ \left. \dots + H_{3,j}(n)X_3(n) + H_{3,j}(n)X_3(n) + W_j \right) \quad (2.72)$$

เมื่อเวกเตอร์ X_1, X_2, X_3 และ X_4 สามารถเขียนได้ดังนี้

$$\begin{aligned} X_1 &= \left[X_0, -X_1, -X_2, -X_3, X_0^*, -X_1^*, -X_2^*, -X_3^*, \dots, \right. \\ &\quad \left. X_{\frac{N_s}{2}-4}, -X_{\frac{N_s}{2}-3}, -X_{\frac{N_s}{2}-3}, -X_{\frac{N_s}{2}-1}, X_{\frac{N_s}{2}-4}^*, -X_{\frac{N_s}{2}-3}^*, -X_{\frac{N_s}{2}-2}^*, -X_{\frac{N_s}{2}-1}^* \right]^T \\ X_2 &= \left[X_1, X_0, X_3, -X_2, X_1^*, X_0^*, X_3^*, -X_2^*, \dots, \right. \\ &\quad \left. X_{\frac{N_s}{2}-3}, X_{\frac{N_s}{2}-4}, X_{\frac{N_s}{2}-1}, -X_{\frac{N_s}{2}-2}, X_{\frac{N_s}{2}-3}^*, X_{\frac{N_s}{2}-4}^*, X_{\frac{N_s}{2}-1}^*, -X_{\frac{N_s}{2}-2}^* \right]^T \\ X_3 &= \left[X_2, -X_3, X_0, X_1, X_2^*, -X_3^*, X_0^*, X_1^*, \dots, \right. \\ &\quad \left. X_{\frac{N_s}{2}-2}, -X_{\frac{N_s}{2}-1}, X_{\frac{N_s}{2}-4}, X_{\frac{N_s}{2}-4}, X_{\frac{N_s}{2}-2}^*, -X_{\frac{N_s}{2}-1}^*, X_{\frac{N_s}{2}-4}^*, X_{\frac{N_s}{2}-3}^* \right]^T \\ X_4 &= \left[X_3, X_2, -X_1, X_0, X_3^*, X_2^*, -X_1^*, X_0^*, \dots, \right. \\ &\quad \left. X_{\frac{N_s}{2}-1}, X_{\frac{N_s}{2}-2}, -X_{\frac{N_s}{2}-3}, X_{\frac{N_s}{2}-4}, X_{\frac{N_s}{2}-1}^*, X_{\frac{N_s}{2}-2}^*, -X_{\frac{N_s}{2}-3}^*, X_{\frac{N_s}{2}-4}^* \right]^T \end{aligned} \quad (2.73)$$

จากนั้นตัวรับสัญญาณได้รวมกับสัญญาณที่รับมาและค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณ เพื่อที่จะกู้ข้อมูล การรวมของสัญญาณและพารามิเตอร์เหล่านี้สามารถเขียนได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
\tilde{X}_k &= \sum_{j=1}^{N_R} \left(h_{1,j,k}^* \gamma_{j,k} + h_{2,j,k}^* \gamma_{j,k+1} + h_{3,j,k}^* \gamma_{j,k+2} + h_{4,j,k}^* \gamma_{j,k+3} + \right. \\
&\quad \left. h_{1,j,k} \gamma_{j,k+4}^* + h_{2,j,k} \gamma_{j,k+5}^* + h_{3,j,k} \gamma_{j,k+6}^* + h_{4,j,k} \gamma_{j,k+7}^* \right) \\
\tilde{X}_k &= \sum_{j=1}^{N_R} \left(h_{2,j,k}^* \gamma_{j,k} + h_{1,j,k}^* \gamma_{j,k+1} + h_{4,j,k}^* \gamma_{j,k+2} + h_{3,j,k}^* \gamma_{j,k+3} + \right. \\
&\quad \left. h_{2,j,k} \gamma_{j,k+4}^* + h_{1,j,k} \gamma_{j,k+5}^* + h_{4,j,k} \gamma_{j,k+6}^* + h_{3,j,k} \gamma_{j,k+7}^* \right) \\
\tilde{X}_k &= \sum_{j=1}^{N_R} \left(h_{3,j,k}^* \gamma_{j,k} + h_{4,j,k}^* \gamma_{j,k+1} + h_{1,j,k}^* \gamma_{j,k+2} + h_{2,j,k}^* \gamma_{j,k+3} + \right. \\
&\quad \left. h_{3,j,k} \gamma_{j,k+4}^* + h_{4,j,k} \gamma_{j,k+5}^* + h_{1,j,k} \gamma_{j,k+6}^* + h_{2,j,k} \gamma_{j,k+7}^* \right) \\
\tilde{X}_k &= \sum_{j=1}^{N_R} \left(h_{4,j,k}^* \gamma_{j,k} + h_{3,j,k}^* \gamma_{j,k+1} + h_{2,j,k}^* \gamma_{j,k+2} + h_{1,j,k}^* \gamma_{j,k+3} + \right. \\
&\quad \left. h_{4,j,k} \gamma_{j,k+4}^* + h_{3,j,k} \gamma_{j,k+5}^* + h_{2,j,k} \gamma_{j,k+6}^* + h_{1,j,k} \gamma_{j,k+7}^* \right)
\end{aligned} \tag{2.74}$$

เมื่อ $k = 0, 4, \dots, N_{S-3}$

2.8 Zadoff Chu Sequences (CAZAC)

CAZAC คือลำดับเชิงซ้อนแบบหลายเฟส (Complex Sequences With Unit Amplitude) ที่มีฟังก์ชันที่สมบูรณ์ของการกระจายตัวที่ระจัดกระจาย (Perfect Periodic Autocorrelation Function) ฟังก์ชันที่สมบูรณ์ของการกระจายตัวที่ระจัดกระจายแบบไม่สม่ำเสมอจะมีลักษณะเป็นศูนย์สำหรับสัญญาณล้าหลัง นอกจากการล้าหลังของค่าศูนย์ ฟังก์ชันที่มีคุณสมบัตินี้จะถูกเรียกว่าลำดับที่สมบูรณ์ (Perfect Sequences) ในที่นี้ลำดับที่สมบูรณ์เกิดขึ้นเช่นเดียวกับลำดับที่มีการกระจายแบบไม่สม่ำเสมอ (Periodic Sequences) และเป็นไปไม่ได้ที่จะสร้างความยาวที่แน่นอนของลำดับที่มีการกระจายแบบสม่ำเสมอ (Aperiodic Sequences) ส่วนลำดับที่สมบูรณ์อื่นๆที่รู้จักในนาม Frank Sequences และ GCL Sequences

อย่างไรก็ตาม CAZAC สามารถนำมาประยุกต์ใช้ประโยชน์เช่นเดียวกับลำดับที่มีการกระจายแบบสม่ำเสมอได้อีกด้วย ซึ่งในที่นี้เราสามารถสมมติได้ว่า Autocorrelation Function ในกรณีของการกระจายแบบสม่ำเสมอมีค่าใกล้เคียงกับลำดับที่สมบูรณ์ นอกจากนี้ในระบบจริง คุณสมบัติการกระจายแบบสม่ำเสมอไม่สามารถวิเคราะห์และพิสูจน์ได้นอกจากทำการจำลอง (Simulation) เท่านั้น

ลำดับ CAZAC สามารถเกิดขึ้นในขอบเขตใดๆ แต่ไม่สามารถนิยามหรือกำหนดโดยสูตรที่แตกต่างในความยาวที่เป็นคู่ (Even Length) หรือความยาวที่เป็นคี่ (Odd Length) ในโปรแกรม MATLAB ลำดับ CAZAC สามารถเขียนได้ดังสมการต่อไปนี้

$$CAZAC(U, n) = \begin{cases} e^{\frac{-2\pi jUn(n+1)}{N}} & \text{for } N \text{ is odd} \\ e^{\frac{-2\pi jU\frac{n^2}{2}}{N}} & \text{for } N \text{ is even} \end{cases} \quad (2.75)$$

เมื่อ $n = 0, \dots, N-1$

โดยที่ N คือ Sequence of Length
 U คือ Root Index เมื่อ U สามารถมีค่าตั้งแต่ 1 ถึง $N+1$

พิจารณา (2.75) เฉพาะเฟส ϕ ในสมการในกรณีเฉพาะเมื่อ N เป็นจำนวนคี่ (Odd Number) ได้ดังนี้

$$\phi = \left(2\pi Un \frac{(n+1)}{2} \right) / N = Un \frac{(n+1)}{2} 2\pi N \quad (2.76)$$

เมื่อกำหนดให้ $\frac{n(n+1)}{2}$ คือจำนวนเต็ม พบว่า ϕ จะมีค่าที่ไม่ต่อเนื่อง (Discrete Values) ที่เป็นผลคูณของ $\frac{2\pi}{N}$ ดังนั้นมุมเฟสได้ถูกกำหนดตัวเลขจำนวนเต็มที่เป็นตัวคูณของ M ได้ดังนี้

$$M(U, n) = \left(U \left(n \frac{(n+1)}{2} \right) \right) \bmod N \quad (2.77)$$

ด้วยเหตุนี้สมการลำดับ CAZAC โดยการใช้ตัวคูณ M ในสมการ (2.77) สามารถเขียนได้ดังนี้

$$CAZAC(U, u) = e^{\left\{ \frac{jM(U, n)2\pi}{N} \right\}} \quad (2.78)$$

สมการ (2.78) สามารถใช้อธิบายลำดับของจำนวนเต็ม $M(U, n)$

2.9 Overlap Add Method (OLA Method)

ในการวิเคราะห์สัญญาณ (Signal Processing) วิธี OLA เป็นวิธีที่มีประสิทธิภาพในการตรวจสอบหรือประเมินค่าของการเกี่ยวพันที่ไม่ต่อเนื่อง (Discrete Convolution) ของสัญญาณที่มีความยาวมากๆ $x[n]$ ด้วย Finite Impulse Response (FIR) filter $h[n]$ ดังสมการ

$$y[n] = x[n] * h[n] \stackrel{\text{def}}{=} \sum_{m=-\infty}^{\infty} h[m] \cdot x[n-m] = \sum_{m=1}^M h[m] \cdot x[n-m] \quad (2.79)$$

เมื่อ $h[m] = 0$ สำหรับค่า M ที่อยู่นอกขอบเขต $[1, M]$

หลักการนี้ใช้เพื่อแบ่งปัญหาที่ซับซ้อนของ Multiple Convolution ของค่า $h[n]$ ด้วยส่วนเล็กๆของสัญญาณ $x[n]$ ได้ดังนี้

$$x_k[n] \stackrel{\text{def}}{=} \begin{cases} x[n+kL] & n=1, 2, \dots, L \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.80)$$

เมื่อ L คือความยาวของส่วนเล็กๆที่กำหนด ดังนั้นจะได้ว่า

$$x[n] = \sum_k x_k[n-kL] \quad (2.81)$$

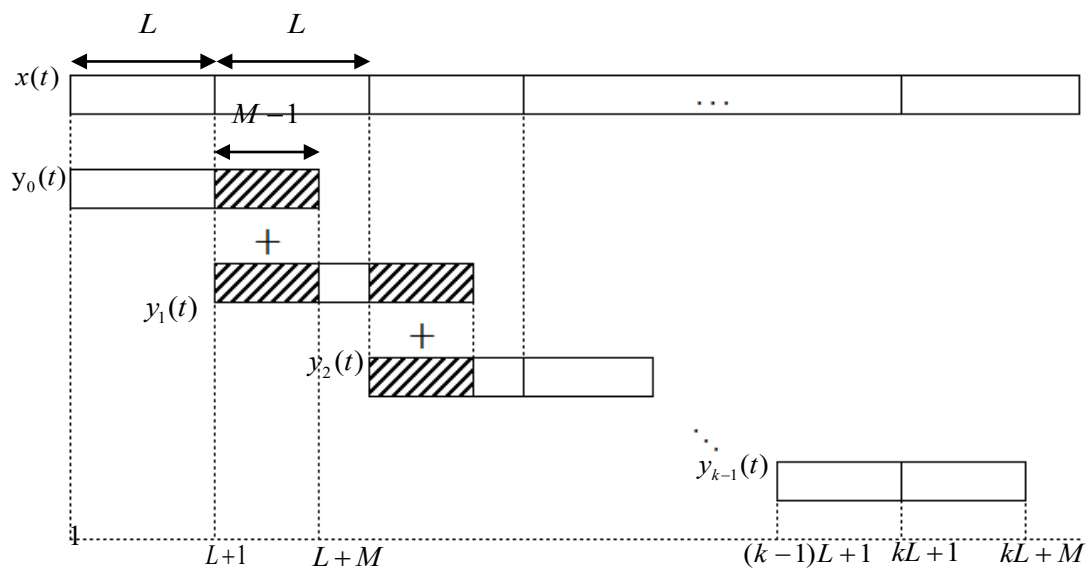
OLM ของสัญญาณ $x[n]$ และ $y[n]$ ในสัญญาณช่วง $[1, kL+M]$ ได้แสดงในรูปที่ 2.22 และ $y[n]$ สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของการบวกกันของการเกี่ยวพันแบบสั้นๆ (Short Convolution) ได้ดังนี้

$$y[n] = \left(\sum_k x_k[n-kL] \right) * h[n] = \left(\sum_k y_k[n-kL] \right) \quad (2.82)$$

เมื่อ $y_k[n] \stackrel{\text{def}}{=} X_k[n] * h[n]$ มีค่าเท่ากับศูนย์เมื่ออยู่นอกขอบเขต $[1, L+M-1]$ และสำหรับตัวแปรใดๆ $N \geq L+M-1$ จะที่ค่าเทียบเท่ากับ N -point Circular Convolution ของค่า $x_k[n]$ ด้วยค่า $h[n]$ ในขอบเขต $[1, N]$ ดังนั้นค่า $y[n]$ ของ Circular Convolution สามารถหาได้จาก

$$y_k[n] = \text{IFFT}(\text{FFT}(x_k[n])) \cdot \text{FFT}(h[n]) \quad (2.83)$$

โดยที่ IFFT คือ Inverse Fast Fourier Transform
 FFT คือ Fast Fourier Transform



รูปที่ 2.22 OLM ของสัญญาณ $x[n]$ และ $y[n]$ ในสัญญาณช่วง $[1, kL+M]$

บทที่ 3

วิธีการอิควอไลเซชันบนโดเมนเวลาโดยการแบ่งรูปแบบความเร็ว

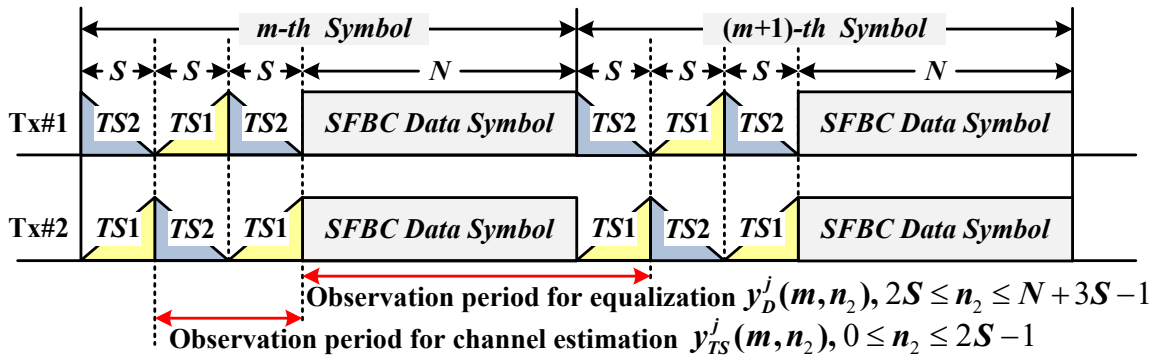
Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) เป็นตัวกำหนดของเทคนิคการส่งผ่านที่มีประสิทธิภาพ ซึ่งปัจจุบัน OFDM ได้เป็นที่ยอมรับในดิจิตอลวิดีโอบอร์ดแคสต์ (Digital Video Broadcasting : DVB), ไวร์เลสโลคอลเอเรียเน็ตเวิร์ค (Wireless Local Area Networks : WLANs) และระบบสี่จี (Fourth Generation Cellular System : 4G) เพื่อปรับปรุงคุณภาพ เทคนิคไคเวอร์ซิตีการส่งผ่าน (Transmit Diversity) จึงได้ถูกเสนอให้เป็นตัวช่วยในการแก้ปัญหาอย่างมีประสิทธิภาพเพื่อที่จะได้ไคเวอร์ซิตีเกินที่มีค่าสูงโดยไม่ผ่านแบนด์วิดท์หรือผลเสียจากกำลังอันเนื่องมาจากช่องสัญญาณเฟดดิ้งหลายเส้นทาง

และเร็วๆนี้การเพิ่มเทรนนิ่งซีควเอนซ์ในโดเมนเวลา (Time Domain Training Sequence) เข้าไปใน Orthogonal Frequency Division Multiplexing (TS-OFDM) ซึ่งเป็นหนึ่งในเทคโนโลยีที่สำคัญในระบบการสื่อสารแบบไร้สาย โดยทั่วไป TS-OFDM จะใช้ Pseudo-Noise (PN) Sequence ให้เป็นช่วงป้องกัน (Guard Interval : GI) และเพื่อประมาณช่องสัญญาณ การใช้สัญญาณเทรนนิ่งซีควเอนซ์ประมาณช่องสัญญาณ สามารถได้ค่าการประมาณที่ดีมากกว่าการใช้เครื่องมือที่เป็นคลื่นพาร์ยอยน์ทางบนโดเมนความถี่ ภายใต้สภาพแวดล้อมการช่องสัญญาณเฟดดิ้งความเร็วสูงของโทรศัพท์มือถือ จากความได้เปรียบดังกล่าว ไคเวอร์ซิตีการส่งผ่านที่ใช้สัญญาณ TS-OFDM จึงได้รับการเสนอให้ใช้อ้างอิงกับเทคนิคบล็อกปริภูมิเวลาหรือบล็อกปริภูมิความถี่ ในเครื่องมือการประมาณช่องสัญญาณ ที่อ้างอิงบนบล็อกปริภูมิเวลาที่ใช้ PN Sequence จะนำเสนอในรูปแบบช่องสัญญาณที่คงที่และสมมติให้มีการติดกันในสองสัญลักษณ์ ซึ่งในสมมติฐานนี้เองจะไม่มีผลต่อการลดทอนการจางหายในช่องสัญญาณเฟดดิ้งความเร็วสูงเหมือนกับในเครื่องมือการประมาณช่องสัญญาณที่อ้างอิงบนบล็อกปริภูมิความถี่ ที่ใช้สัญญาณเทรนนิ่งซีควเอนซ์ ที่เสนอในแต่ละการตอบสนองทางความถี่ของช่องสัญญาณ (Channel Frequency Responses : CFRs) บนสองคลื่นพาร์ยอยน์ที่ติดกันของสัญญาณเทรนนิ่งซีควเอนซ์จะกำหนดไว้ว่าคงที่ ซึ่งสมมติฐานนี้เองจะไม่มีผลกับการลดทอนอย่างลึกของช่องสัญญาณ ทั้งนี้เพื่อที่การแก้ปัญหาทางานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอเครื่องมือประมาณค่าช่องสัญญาณ ที่อ้างอิงบนช่องว่างของเวลาบนลำดับ Constant Amplitude Zero Autocorrelation (CAZAC) ซึ่งเครื่องมือนี้สามารถทำให้ได้ผลลัพธ์ของการประมาณช่องสัญญาณที่แม่นยำค่อนข้างสูงภายใต้สภาพแวดล้อมการลดทอนช่องสัญญาณเฟดดิ้งความเร็วสูงได้ อย่างไรก็ตาม การใช้ลำดับ CAZAC ที่ใช้สัญญาณเทรนนิ่งซีควเอนซ์ แต่กลับทำให้ได้ผลของการรั่วไหลของความหนาแน่นกำลังงานสัญญาณสเปกตรัม (Power Spectrum Density : PSD) ที่ค่อนข้างไม่เป็นที่น่าพอใจ เนื่องมาจากเกิดการซ้ำกันของข้อมูลจากการกำหนด OFDM ของนอกแบนวิดท์ของลำดับ CAZAC นั่นเอง การรั่วไหลของ

ความหนาแน่นกำลังงานสัญญาณสเปกตรัม จึงเป็นสาเหตุที่ยากในการออกแบบเครื่องส่งที่มีหน้าฉากของสเปกตรัมในช่องสัญญาณที่มีการกวนจากการรบกวน ด้วยเหตุนี้จึงยับยั้งการรั่วไหลของความหนาแน่นกำลังงานสัญญาณสเปกตรัม โดยการใช้สัญญาณ TS-OFDM ซึ่งต่อมาจะกำหนดการตอบสนองของช่องสัญญาณ ให้มีค่าคงที่ระหว่างสัญลักษณ์ของ OFDM เพื่อที่จะสร้างใหม่โดยบิดที่สัญลักษณ์ของ OFDM ที่รับมาโดยที่รักษาความซับซ้อนให้น้อยที่สุด แต่ผลที่ได้กลับไม่เป็นที่น่าพอใจในการลดทอนช่องสัญญาณเพื่อดีความถี่สูง เนื่องจากการตอบสนองของช่องสัญญาณ จะเปลี่ยนไปในทุกๆสัญลักษณ์ของ OFDM และนำไปสู่การลดลงของประสิทธิภาพอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate : BER)

และจากรูปแบบข้างต้น งานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอในส่วนแรกคือ เครื่องมือการประมวลช่องสัญญาณ โดยใช้สัญญาณเทรนนิงซีควเอนซ์ บนเครื่องมือไต่เวอร์ซิติ์การส่งผ่านแบบบล็อกปริภูมิความถี่ (SFBC Transmit Diversity) สำหรับ TS-OFDM ภายใต้การลดทอนช่องสัญญาณเพื่อดีความถี่สูง โดยลักษณะเด่นที่จะนำเสนอในส่วนของเครื่องมือการประมวลช่องสัญญาณ คือ การใช้ Cyclic-Shift เพื่อทำให้ได้สัญญาณเทรนนิงซีควเอนซ์ มีความแตกต่างกันสำหรับเพิ่มเข้าไปในแต่ละสัญลักษณ์ของ OFDM ในทั้งชุดข้อมูล และยังใช้ Triangular Window Function เพื่อเปลี่ยนรูปของคลื่นสัญญาณเพื่อลดการรั่วไหลของความหนาแน่นกำลังงานสัญญาณสเปกตรัม และคงค่าของการประมวลค่าการตอบสนองของช่องสัญญาณ ให้มีค่าให้แม่นยำมากขึ้น และในส่วนที่สอง งานวิจัยนี้จะทำการประมวลค่าการตอบสนองของช่องสัญญาณ ที่ทุกๆแซมปลิงของเวลา และที่ภาครับได้ทำการกำจัดสัญญาณเทรนนิงซีควเอนซ์ เพื่อลดการแทรกสอดกันระหว่างสัญลักษณ์ (Inter Symbol Interference : ISI) จากการทำงานภายใต้การลดทอนช่องสัญญาณเพื่อดีความถี่สูงออกไป และยังมีการใช้เครื่องมือ Overlap add (OLA) Operation เพื่อทำการสร้างการเวียนกันของคอนโวลูชันขึ้นมาใหม่ และทำให้ได้ประสิทธิภาพอัตราความผิดพลาดบิต ที่ดีขึ้นมากกว่าเครื่องมือในรูปแบบเก่านั้นเอง

3.1 การออกแบบใหม่ของ TS Signal โดยใช้ Cyclic-Shift



รูปที่ 3.1 โครงสร้างเฟรมของระบบไคเวอร์ซิตีการส่งผ่าน

จากรูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างชุดข้อมูลของระบบไคเวอร์ซิตีการส่งผ่านซึ่งในรูปแบบของชุดข้อมูลนั้น การออกแบบใหม่ของสัญญาณ Cyclic-Shift TS โดยใช้ $3S$ ของแซมปลิงเวลาเพิ่มเข้าไปในสัญลักษณ์เริ่มต้นของทุกๆสัญลักษณ์ข้อมูลในแต่ละสัญญาณเทรนนิ่งซีควนซ์ ซึ่งจะถูกนำมาใช้ในการทำการประมาณช่องสัญญาณ และยังนำมาใช้เป็นช่วงป้องกัน เพื่อหลีกเลี่ยงการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (ISI) ที่จะเกิดขึ้นในการลดทอนช่องสัญญาณแบบหลายทิศทางได้อีกด้วย และเพื่อลดการรั่วไหลของความหนาแน่นกำลังงานสัญญาณสเปกตรัม งานวิจัยนี้กำหนดให้ข้อมูลของสัญญาณในแต่ละข้อมูลทั้งหมดในหนึ่งชุดข้อมูลมีความแตกต่างกัน ซึ่งความแตกต่างเหล่านี้ที่กำหนดมาจากการสร้างโดยใช้บางส่วนของชุดข้อมูลทางโดเมนเวลาของสัญญาณ OFDM และข้อมูลที่เหมาะสมของสัญญาณเทรนนิ่งซีควนซ์นี้เอง สามารถทำการประมาณช่องสัญญาณได้อย่างมีความแม่นยำสูง ซึ่งผลต่างๆได้มาจากการจำลองโดยใช้คอมพิวเตอร์ โดยการสุ่มจากการเปลี่ยนแปลงของข้อมูลสัญลักษณ์ OFDM สัญญาณที่กำหนด TS_1 และ TS_2 นั้นมีความยาวของแซมปลิงทางเวลาที่ S ของแซมปลิงเวลาที่ m -th data symbol ซึ่งกำหนดโดย $c_1(m, s)$ และ $c_2(m, s)$ และต่อจากนั้นก็นำ TS_1 และ TS_2 มาคูณกับ Time Domain Triangular Window Function $W(s)$ เพื่อที่จะลดการรั่วไหลของความหนาแน่นกำลังงานสัญญาณสเปกตรัม ซึ่งเรากำหนด Triangular Window Function $W(s)$ คือ

$$W(s) = \begin{cases} (s+1)/S, & 0 \leq s \leq S-1 \\ 2-(s/S), & S \leq s \leq 2S-1 \end{cases} \quad (3.1)$$

ซึ่งสัญญาณ TS_1 และ TS_2 ที่ s -th แซมปลิงเวลา ของ m -th Data Symbol หลังจากคูณกับ Triangular Window Function $W(s)$ จะได้

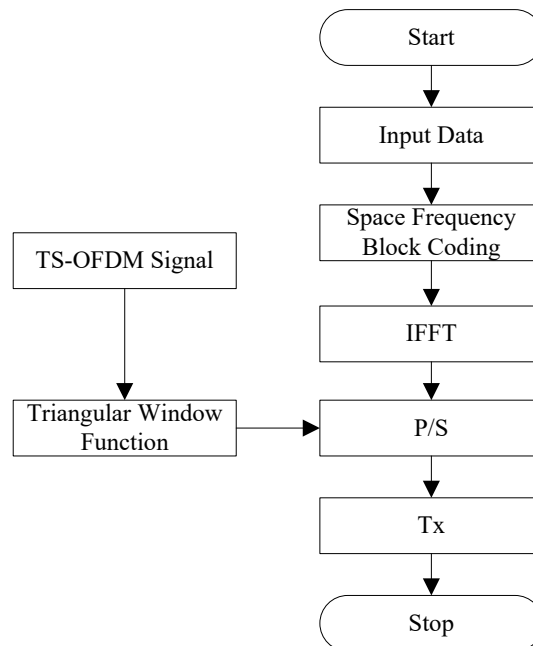
$$C(m,s) = \begin{cases} d_1(m,s) = c_1(m,s) \cdot W(s), & 0 \leq s \leq S-1 \\ d_2(m,s) = c_2(m,s-S) \cdot W(s), & S \leq s \leq 2S-1 \end{cases} \quad (3.2)$$

ที่ค่า $C(m,s)$ กับความยาวที่ $2S$ แซมปลิงเวลา คือค่าของรูปแบบลำดับข้อมูลของสัญญาณ $TS1$ และ $TS2$ ส่วน $d_1(m,s)$ และ $d_2(m,s)$ ค่าส่วนของ $TS1$ และ $TS2$ คูณเข้ากับ Triangular Window Function $W(s)$ ตามลำดับ จากนั้นจึงเขียนการออกแบบใหม่ของสัญญาณ Cyclic-Shift TS ที่ความยาว $3S$ Sampling Time ที่สายอากาศแรก (Tx#1) และสายอากาศที่สอง (Tx#2) จะเขียนได้ดังนี้

$$p^1(m,s_1) = \begin{cases} C(m,s_1+S), & 0 \leq s_1 \leq S-1 \\ C(m,s_1-S), & S \leq s_1 \leq 3S-1 \end{cases} \quad (3.3)$$

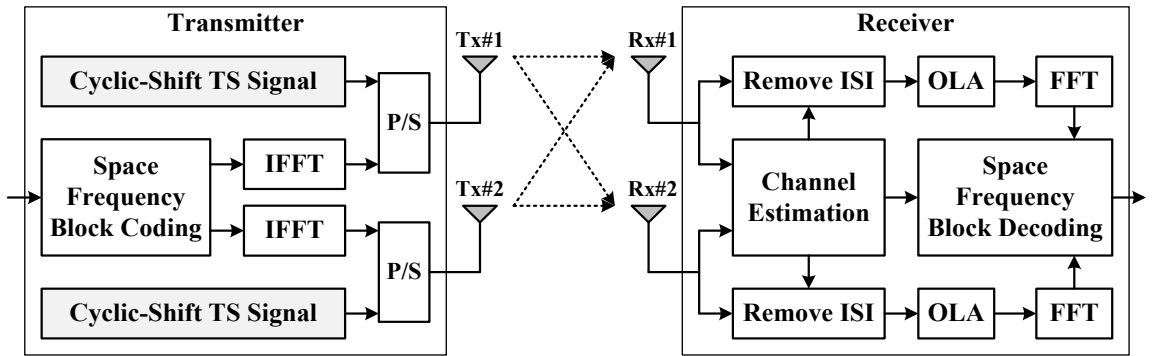
$$p^2(m,s_1) = \begin{cases} C(m,s_1), & 0 \leq s_1 \leq 2S-1 \\ C(m,s_1-2S), & 2S \leq s_1 \leq 3S-1 \end{cases} \quad (3.4)$$

ที่ค่า $p^1(m,s_1)$ และ $p^2(m,s_1)$ คือค่าของสัญญาณ Cyclic-Shift TS ที่ s_1 -th แซมปลิงเวลา ของ m -th Data Symbol ที่สายอากาศ Tx#1 และสายอากาศ Tx#2 ตามลำดับ และนี่ทำให้รู้ว่าความยาวของ S แซมปลิงเวลา มีค่ามากกว่าความยาวของ Delay Path (L) เพื่อหลีกเลี่ยงการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (ISI) ที่จะเกิดขึ้นภายใต้การลดทอนช่องสัญญาณเพดดิ้งความเร็วสูงได้ ซึ่งสามารถแสดงเป็นรูปผังงานการออกแบบเครื่องส่งได้ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 ผังงานการออกแบบใหม่ของเครื่องส่งโดยใช้ Cyclic Shift TS Signal

3.1.1 ไตเวอร์ซิติการส่งผ่านของสัญญาณ TS-OFDM



รูปที่ 3.3 รูปแบบโครงสร้างเครื่องรับส่งสัญญาณของระบบที่นำมาเสนอ

จากรูปที่ 3.3 แสดงถึงโครงสร้างระบบไตเวอร์ซิติการส่งผ่านของ TS-OFDM ที่สองสายอากาศภาคส่ง และสองสายอากาศภาครับ (2Tx, 2Rx) ที่เครื่องส่ง ข้อมูลจะถูกมอดูเลตโดยใช้เครื่องมือ Quadrature-Amplitude Modulation (QAM) ได้สัญญาณ $A(m, k)$ ออกมา ที่ k -th Subcarrier ของ m -th Data Symbol และทำการเข้ารหัสโดยใช้บล็อกปริภูมิความถี่ (Space Frequency Block Coding : SFBC) จะได้

$$X^1 = [A(m, 0), -A^*(m, 1), \dots, A(m, K-2), -A^*(m, K-1)]^T \quad (3.5)$$

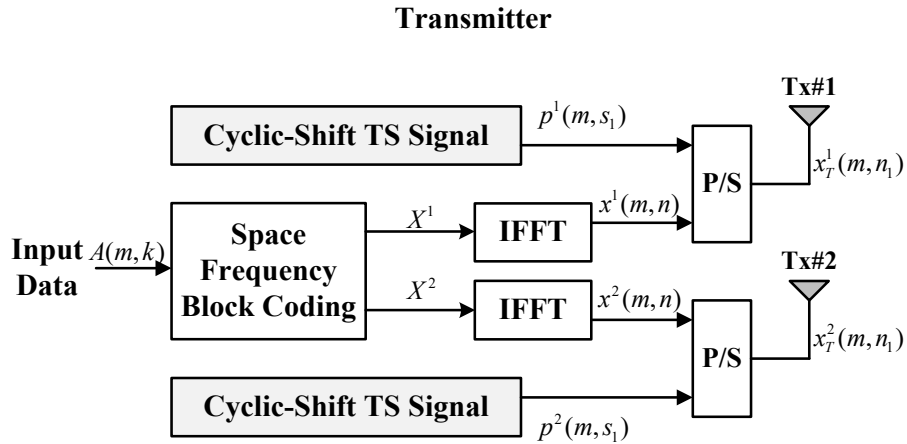
$$X^2 = [A(m, 1), A^*(m, 0), \dots, A(m, K-1), A^*(m, K-2)]^T \quad (3.6)$$

ที่ X^1 และ X^2 คือสัญญาณโดเมนความถี่หลังจากผ่านการเข้ารหัสโดย SFBC ที่ความยาว K ของคลื่นพาร์ย่อย, $(\cdot)^*$ คือ Complex Conjugate Operation และ $[\cdot]^T$ คือ Transpose Operation และ $X^i(m, k)$ คือสัญญาณบนโดเมนความถี่หลังจากผ่านการเข้ารหัส SFBC ที่ k -th คลื่นพาร์ย่อย ของ m -th ชุดข้อมูลสัญลักษณ์ สำหรับ i -th Transmit Antenna ($i=1, 2$) และ $X^i(m, k)$ คือการเปลี่ยนสัญญาณให้เป็นโดเมนเวลาโดยใช้ N จุด ซึ่งทำการเปลี่ยนโดยใช้ Inverse Fast Fourier Transform (IFFT) จะสามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$x^i(m, n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X^i(m, k) \cdot e^{j \frac{2\pi nk}{N}}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (3.7)$$

ที่ $x^i(m, n)$ คือค่าสัญญาณบนโดเมนเวลาที่ n ของแฮมปลิงเวลา ของ m -th ของชุดข้อมูลสัญลักษณ์ สำหรับ i -th ของสายอากาศส่ง และสัญญาณ Cyclic-Shift TS ที่เพิ่มเข้าไปในทุกๆ สัญลักษณ์ข้อมูลเริ่มต้นคือ

$$x_T^i(m, n_1) = \begin{cases} p^i(m, n_1), & 0 \leq n_1 \leq 3S - 1 \\ x^i(m, n_1), & 3S \leq n_1 \leq N + 3S - 1 \end{cases} \quad (3.8)$$



รูปที่ 3.4 โครงสร้างเครื่องส่งของสัญญาณ TS-OFDM

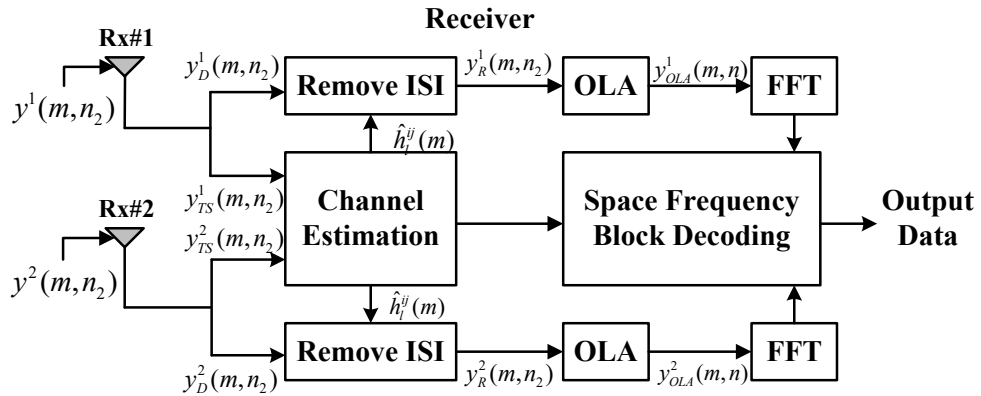
ที่ $x_T^i(m, n_1)$ คือข้อมูลสัญลักษณ์ที่ส่งไปหลังจากที่เพิ่มสัญญาณเทรนนิงซีควนซ์ เข้าไปแล้ว ที่ n_1 -th ของแฮมปลิงเวลา ของ m -th ชุดข้อมูลสัญลักษณ์ สำหรับ i -th สายอากาศส่ง ดังแสดงในรูปที่ 3.4 ซึ่งเราจะกำหนดว่าการประสานช่วงเวลาของสัญลักษณ์ ที่เครื่องรับนั้นสมบูรณ์แบบสัญญาณรับในโดเมนเวลาที่ได้สำหรับ j -th สายอากาศรับ ($j = 1, 2$) หลังจากผ่านการลดทอนของช่องสัญญาณเพดดิ้งความเร็วสูงสามารถเขียนสมการได้

$$y^j(m, n_2) = \sum_{i=1}^2 \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{ji}(m, n_2) \cdot x_T^i(m, n_2 - l) + w^j(m, n_2), \quad 0 \leq n_2 \leq N + 3S - 1 \quad (3.9)$$

ที่ $y^j(m, n_2)$ คือสัญญาณที่รับได้บนโดเมนเวลา ที่ n_2 -th แฮมปลิงเวลาของ m -th ชุดข้อมูลสัญลักษณ์ สำหรับ j -th ของสายอากาศรับ โดย $h_l^{ji}(m, n_2)$ คือการตอบสนองของช่องสัญญาณที่ n_2 -th แฮมปลิงเวลา ของ l -th Delay Path สำหรับ i -th สายอากาศส่ง และ j -th สายอากาศรับ และค่า $w^j(m, n_2)$ คือค่า Additive White Gaussian Noise (AWGN) จากรูปที่ 3.1 สัญญาณที่รับได้สามารถแบ่งเป็นสองส่วน ซึ่งประกอบด้วย Observation Period เพื่อการประมาณช่องสัญญาณ $y_{OS}^j(m, n_2)$ ที่ความยาว $2S$ และสำหรับทำอ็ควอลิเซชันข้อมูล $y_D^j(m, n_2)$ ที่ความยาว $N + S$ แฮมปลิงเวลา

3.2 โมเดลเครื่องรับ

3.2.1 เครื่องมือการประมาณค่าการตอบสนองของช่องสัญญาณที่ทุกๆแซมปลิงเวลา



รูปที่ 3.5 โครงสร้างเครื่องรับของสัญญาณ TS-OFDM

พิจารณาจาก Observation Period เพื่อทำการประมาณช่องสัญญาณ ที่แสดงในรูปที่ 3.1 สัญญาณเทรนนิ่งซีควนซ์ ที่รับได้บนโดเมนเวลานั้น นำไปใช้สำหรับการประมาณช่องสัญญาณ ที่ทุกๆ สัญลักษณ์ สามารถเขียนได้

$$y_{TS}^j(m, n_2) = \sum_{i=1}^2 \sum_{l=0}^{L-1} \hat{h}_i^{ij}(m, n_2) \cdot p^i(m, n_2 - l) + w^j(m, n_2), \quad 0 \leq n_2 \leq 2S - 1 \quad (3.10)$$

ที่ $p^i(m, n_2)$ คือสัญญาณ Cyclic-Shift TS ที่มี Triangular Window Function จากสมการ (3.3) และสมการ (3.4) ที่ i -th ของสายอากาศส่ง ในงานวิจัยนี้ เรากำหนดค่าตอบสนองของช่องสัญญาณ ให้เป็นค่าคงที่ระหว่างช่วงเวลาสั้นๆของสัญญาณเทรนนิ่งซีควนซ์ แม้กระทั่งในการลดทอนช่องสัญญาณภายใต้การเปลี่ยนแปลงเวลาที่สูง สมมติว่า $\hat{h}_i^{ij}(m)$ คือการตอบสนองของช่องสัญญาณ ที่ยังไม่ทราบค่า ที่ m -th ชุดข้อมูลสัญลักษณ์ สามารถเขียนสัญญาณเทรนนิ่งซีควนซ์บนโดเมนเวลาได้ว่า

$$\hat{y}_{TS}^j(m, n_2) = \sum_{i=1}^2 \sum_{l=0}^{L-1} \hat{h}_i^{ij}(m) \cdot p^i(m, n_2 - l), \quad 0 \leq n_2 \leq 2S - 1 \quad (3.11)$$

ซึ่งตัวแปรที่ไม่ทราบค่า สามารถหาได้จากการใช้สมการ Maximum Likelihood (ML) ภายใต้ข้อจำกัดของความแตกต่างที่น้อยที่สุดระหว่างสัญญาณเทรนนิ่งซีควนซ์ (TS) ที่ได้รับมาจริงๆ (3.10) กับสัญญาณเทรนนิ่งซีควนซ์ (TS) ที่คาดว่าจะได้รับ สามารถเขียนได้ (3.11)

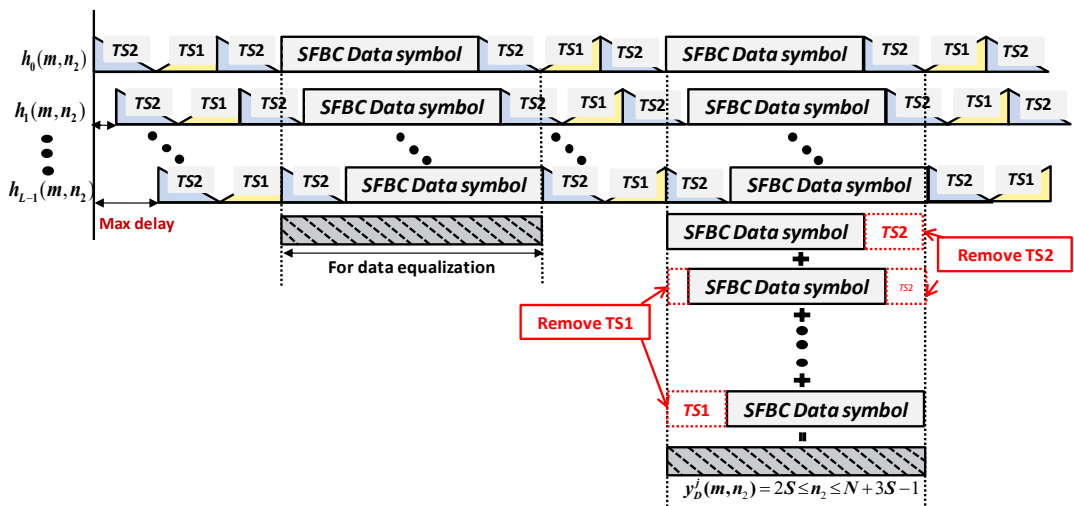
$$\Gamma = \arg \max_{\hat{h}_l^j(m)} \left[\sum_{i=1}^2 \sum_{l=0}^{S-1} |y_{TS}^j(m, n_2) - \hat{y}_{TS}^j(m, n_2)|^2 \right] \quad (3.12)$$

จากการใช้วิธีแก้สมการทั่วไปของ $y_{TS}^j(m, n_2) = \hat{y}_{TS}^j(m, n_2)$ ในการแก้สมการของ ML ในสมการ (12) ตัวแปรของการตอบสนองของช่องสัญญาณ ที่ยังไม่ทราบค่า $\hat{h}_l^j(m)$ สามารถประมาณค่าได้ โดยใช้การคำนวณจากสมการแมทริกซ์

$$\left[\hat{h}_l^j(m) \right]_{2S \times 1} = \left[p^i(m, n_2 - l) \right]_{2S \times 2S}^{-1} \left[y_{TS}^j(m, n_2) \right]_{2S \times 1} \quad (3.13)$$

เมื่อ $[\cdot]^{-1}$ คือการกลับสมการแมทริกซ์ ตั้งแต่ทั้งหมดของส่วนประกอบของ $p^i(m, n_2 - l)$ ที่ได้จากสมการ (3.3) และ (3.4) ที่เราทราบค่าจากเครื่องรับ การกลับสมการแมทริกซ์ ในสมการ (3.13) สามารถคำนวณได้จากการใช้ Reduction of Computation Complexity ในการประมาณช่องสัญญาณที่ทุกๆสัญลักษณ์ และการประมาณช่องสัญญาณที่ทุกๆ sampling time $\hat{h}_l^j(m, n_2)$ สามารถทำการประมาณค่าได้โดยใช้เครื่องมือ Cubic Spline Interpolation บนหนึ่งชุดข้อมูลของ TS-OFDM

3.2.2 การสร้างใหม่ของ Circular Convolution และอีควอลไลเซชัน



รูปที่ 3.6 การรบกวนกันของสัญญาณเทรนนิ่งซีควเอนซ์ของสัญญาณบนโดเมนเวลาฝั่งภาครับสัญญาณ

จาก Observation Period ของข้อมูลอีควอลไอเซชัน สัญญาณข้อมูลที่ได้รับในโดเมนเวลาสามารถเขียนได้

$$y_D^j(m, n_2) = \sum_{i=1}^2 \sum_{l=0}^{L-1} h_i^{ji}(m, n_2) \cdot x_T^i(m, n_2 - l) + w^j(m, n_2), \quad 2S \leq n_2 \leq N + 3S - 1 \quad (3.14)$$

สัญญาณข้อมูลที่ได้รับจากสมการ (3.14) ยังมีการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (ISI) อันมาจากสัญญาณเทรนนิ่งซีควนซ์ที่เข้ามาในข้อมูลสัญลักษณ์ โดยการทำให้ค่าผลการตอบสนองของช่องสัญญาณที่ทุกๆ แซมปลิงเวลา และจากรูปแบบสัญญาณเทรนนิ่งซีควนซ์ ที่ทราบค่าแล้ว จะสามารถกำจัดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (ISI) โดยใช้สมการดังนี้

$$y_R^j(m, n_2) = \begin{cases} y_D^j(m, n_2) - \sum_{l=n_2-2S-1}^{2S-1} \hat{h}_i^{ji}(m, n_2) p^l(m, n_2 - l), & 2S \leq n_2 \leq 3S - 2 \\ y_D^j(m, n_2), & 3S \leq n_2 \leq N + 2S - 1 \\ y_D^j(m, n_2) - \sum_{l=0}^{n_2-N-2S} \hat{h}_i^{ji}(m, n_2) p^l(m+1, n_2 - N - 2S - l), & N + 2S \leq n_2 \leq N + 3S - 2 \end{cases} \quad (3.15)$$

จะได้ว่า $y_R^j(m, n_2)$ คือสัญญาณข้อมูลที่ได้รับได้หลังจากกำจัดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (ISI) บน Observation Period ของ $N + S - 1$ แซมปลิงเวลา หลังจากกำจัดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (ISI) แล้วนั้น เราสามารถใช้ Overlap Add (OLA) Operation เพื่อทำการสร้างใหม่ของ Circular Convolution จากข้อมูลสัญลักษณ์ที่ได้รับได้ สามารถเขียนได้

$$y_{OLA}^j(m, n) = \begin{cases} y_R^j(m, n) + y_R^j(m, n + N), & 0 \leq n \leq S - 2 \\ y_R^j(m, n), & S - 1 \leq n \leq N - 1 \end{cases} \quad (3.16)$$

ที่ค่า $y_{OLA}^j(m, n)$ คือสัญญาณที่รับได้บนโดเมนเวลาที่ความยาว N ของแซมปลิงเวลา แล้วก็ทำการกลับแมทริกซ์ของสัญญาณที่รับได้ไปเป็นโดเมนความถี่โดย N -point FFT หลังจากนั้นก็ทำการถอดรหัสและประมาณค่าบนโดเมนความถี่ โดยใช้บล็อกปริภูมิความถี่ ดังที่แสดงในรูปที่ 3.5

จากที่กล่าวมาในบทที่ 3 ทั้งหมดนี้ ไม่ว่าจะเป็นการออกแบบใหม่ของ Cyclic-Shift TS Signal วิธีการไดเวอร์ซิตีการส่งผ่านของสัญญาณ รวมไปถึงเครื่องมือการประมาณค่าของการตอบสนองของช่องสัญญาณที่ทุกๆ แซมปลิงเวลา และการสร้างใหม่ของ Circular Convolution และการอีควอลไอเซชันที่นำเสนอ จะทำการแสดงผลสมรรถนะของระบบการทำงานทั้งหมดต่อไปในบทที่ 4

บทที่ 4

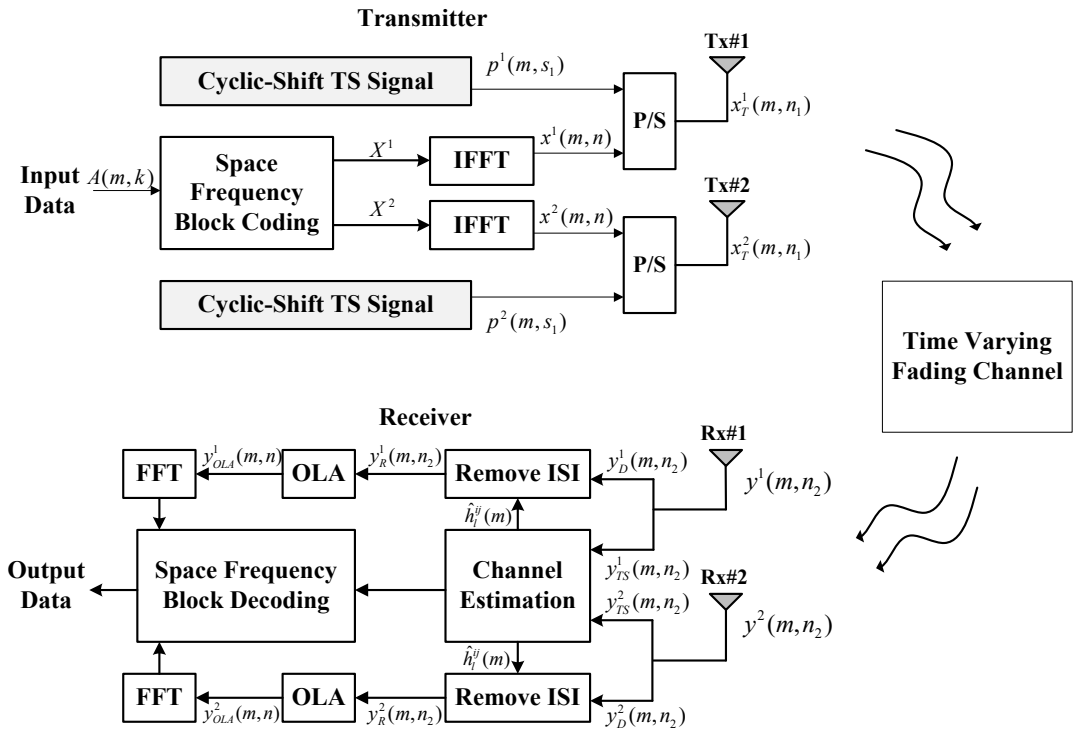
ผลของการหาประสิทธิภาพของระบบ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการหาค่าสมรรถนะของเครื่องมือไต่เวอร์ซิดี้การส่งผ่าน การเปรียบเทียบผลที่ได้ของความหนาแน่นกำลังงานสัญญาณสเปกตรัมที่สายส่งสัญญาณ และเปรียบเทียบความแม่นยำของการประมาณค่าการตอบสนองของช่องสัญญาณที่ทุกๆ แซมปลิงเวลา ระหว่าง Space-Time Shift CAZAC Sequence กับ Cyclic-Shift TS Signal ที่นำเสนอ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ดอปเปอร์ R_D และค่าอัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังสัญญาณรบกวน โดยจะทำการเปรียบเทียบการประมาณค่าด้วย Normalized Mean Square Error (NMSE) และเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบด้วยอัตราความผิดพลาดบิตที่ค่าสัมประสิทธิ์ต่างๆ ที่ได้กำหนดในตารางในหัวข้อต่อไป

4.1 วิธีที่ใช้ในการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบ

วิทยานิพนธ์นี้ทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบ โดยจะทำการเปรียบเทียบผลของความหนาแน่นกำลังงานสัญญาณสเปกตรัม การเปรียบเทียบความแม่นยำของการประมาณค่าการตอบสนองของช่องสัญญาณที่ทุกๆ แซมปลิงเวลา และประสิทธิภาพของระบบด้วยอัตราความผิดพลาดบิตที่ค่าสัมประสิทธิ์ต่างๆ โดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ (MATLAB) เพื่อให้ง่ายต่อการเข้าใจในระบบหรือวิธีการเปรียบเทียบการนำเสนอต่าง ๆ นั้น ทางผู้เขียนได้ทำการสรุปทฤษฎีและวิธีการที่นำมาใช้ในการเปรียบเทียบกับวิธีการที่นำเสนอไว้อย่างคร่าวๆ ดังนี้

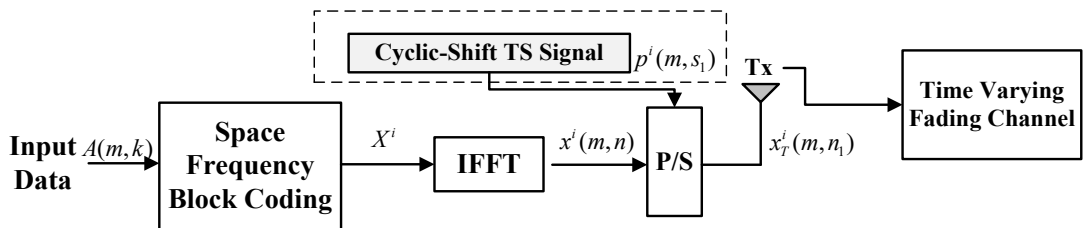
จากรูปที่ 4.1 เป็นการแสดงรูปของระบบที่นำเสนอ ที่มีการรวมกันทั้งเครื่องส่งและเครื่องรับ ซึ่งในแบบจำลองจะมีการปรับปรุงทั้งเครื่องส่งและเครื่องรับ โดยการใช้ Cyclic-Shift TS Signal เข้ามาช่วยในระบบเพื่อลดการรั่วไหลของความหนาแน่นกำลังงานสัญญาณสเปกตรัมและทำหน้าที่เปรียบเสมือนช่วงเวลาป้องกัน ทั้งยังมีในการประมาณค่าการตอบสนองของช่องสัญญาณที่ทุกๆ แซมปลิงเวลาโดยใช้วิธีการ Cubic Spline Interpolation ทำให้ได้ค่าของความแม่นยำในการประมาณค่าการตอบสนองของช่องสัญญาณ และวิธีการทำอีควอไลเซชันโดยการกำจัดแตรกสอดของสัญลักษณ์ (Inter Symbol Interference : ISI) ที่เกิดขึ้นในส่วนของเครื่องรับทั้งไป จะทำให้ได้ค่าประสิทธิภาพอัตราความผิดพลาดบิตที่ดีขึ้น



รูปที่ 4.1 แบบจำลองของระบบ TS-OFDM ที่นำเสนอ

4.1.1 วิธีการเปรียบเทียบความหนาแน่นกำลังงานสัญญาณสเปกตรัม

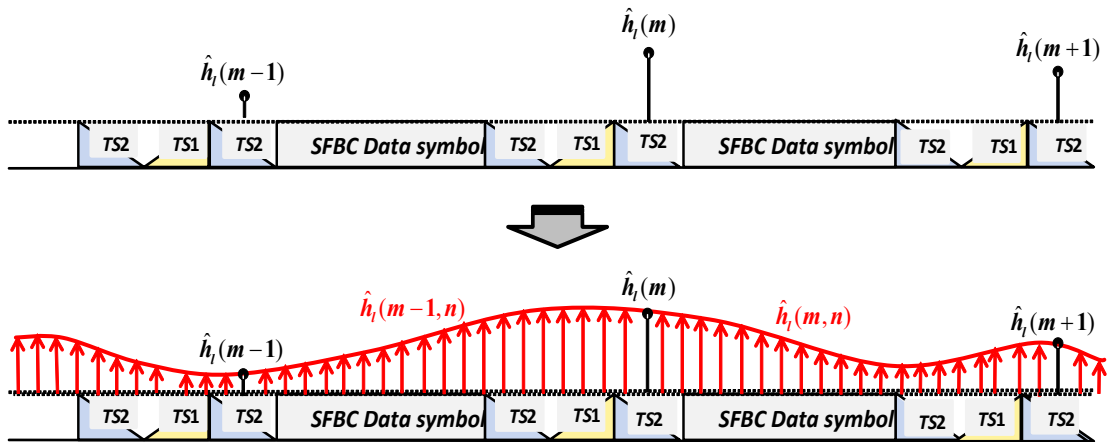
จากบทที่ 3 การออกแบบใหม่ของ Cyclic-shift TS Signal นั้น การเพิ่ม 3S ของแซมปลิงเวลาที่ต่างกันในจุดเริ่มต้นของทุกๆชุดข้อมูลสัญลักษณ์แล้วนั้น แต่ละ S ของแซมปลิงเวลาที่เพิ่มเข้าไปยังได้ทำการคูณเข้ากับ Triangular Window Function เพื่อนำไปใช้ในการทำการประมาณค่าการตอบสนองของช่องสัญญาณและยังเปรียบเสมือนเป็นช่วงป้องกัน ทั้งนี้เพื่อลดการเกิดการรั่วไหลของความหนาแน่นกำลังงานสัญญาณสเปกตรัมจะเกิดขึ้นในระบบ โดยจะมีขั้นตอนตามรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 ขั้นตอนการออกแบบใหม่ของ Cyclic-Shift TS-Signal

4.1.2 วิธีการเปรียบเทียบค่าความแม่นยำของการประมาณค่าการตอบสนองของช่องสัญญาณที่ทุกๆ แซมปลิงเวลา

ในการประมาณค่าการตอบสนองของช่องสัญญาณที่ทุกๆ แซมปลิงเวลา นั้นทำโดยการใช้เครื่องมือ Cubic Spline Interpolation สำหรับการประมาณค่าการตอบสนองของช่องสัญญาณที่ทุกๆ สัญลักษณ์เทรนนิ่งซีแควนซ์ในโดเมนเวลา และเปรียบเทียบความแม่นยำของการประมาณค่าการตอบสนองของช่องสัญญาณโดยการประเมินจากการใช้ Normalized Mean Square Error (NMSE)



รูปที่ 4.3 การประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของสัญญาณที่ทุกๆ สัญลักษณ์ข้อมูลทั้งหมด ทุกหนึ่งเฟรม

4.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ

พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB ในการจำลองระบบ โดยจะทำการจำลองการทำงานเปรียบเทียบแบบพื้นฐานเปรียบเทียบกับวิธีการที่เสนอ ในการจำลองการทำงานกำหนดให้เครื่องรับเป็นโคฮีเรนต์ดีเทคเตอร์ (Coherent Detector) และการซิงโครไนซ์เป็นอุดมคติ (Ideal Synchronization)

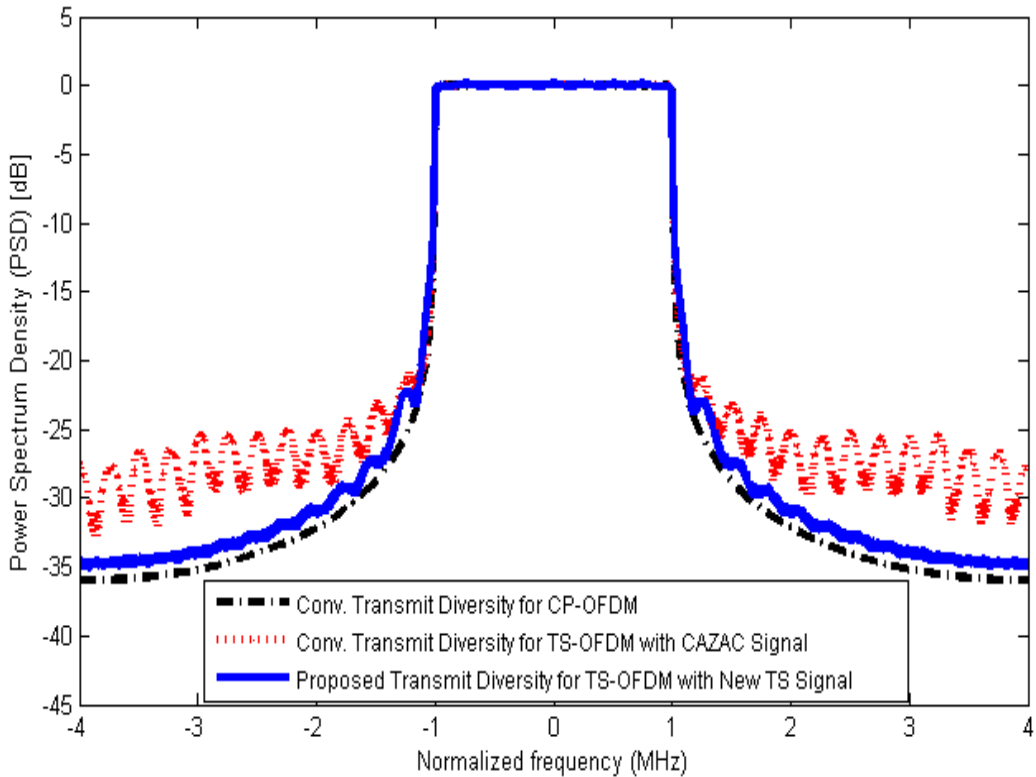
ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองของงานวิจัย

Parameter	Value
Modulation	16QAM
OFDM Bandwidth	2MHz
Radio Frequency	5GHz
No. of Data Subcarrier (K)	128
No. of FFT/IFFT (N)	128
Length of TS Signal (S)	16
Rayleigh Fading Channel Model	
Power Delay Profile	Exponential
Power Decay Constant	-1dB
Length of Delay Path (L)	14

พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานนี้ เพื่อให้ผลของการจำลองมีตัวแปรที่มีผลต่อประสิทธิภาพของระบบเข้ามาร่วมวิเคราะห์ ซึ่งจะใช้พารามิเตอร์ทั้งหมดนี้สำหรับจำลองทุกระบบที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

4.3 ผลการเปรียบเทียบค่าความหนาแน่นกำลังงานสัญญาณสเปกตรัม

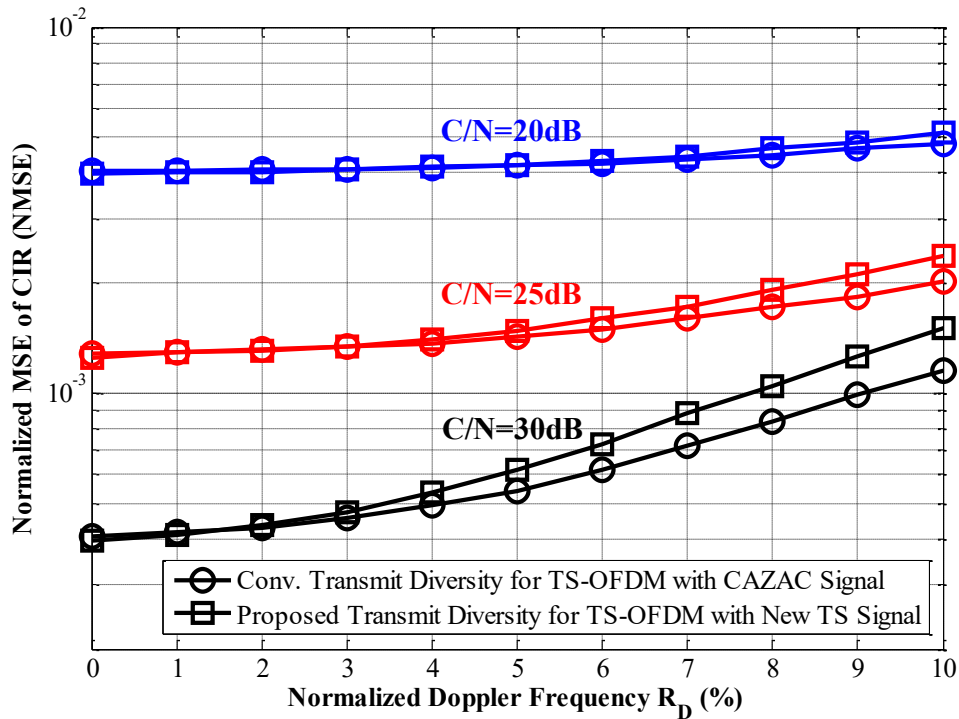
จากรูปที่ 4.4 แสดงให้เห็นถึงการเปรียบเทียบค่าความหนาแน่นกำลังงานสัญญาณสเปกตรัมที่เอาต์พุตของสายอากาศ โดยการออกแบบตามขั้นตอนตามรูปที่ 4.2 ของเครื่องมือทรานสมิตไวดเวอริซี้ดี แบบเก่า CP-OFDM Signal และ TS-OFDM Signal ทั้งสำหรับ Space Time Shift CAZAC Sequence กับเครื่องมือที่นำเสนอการออกแบบใหม่ของ Cyclic Shift TS Signal จากรูปจะเห็นว่าความหนาแน่นกำลังงานสัญญาณสเปกตรัมของ CAZAC Sequence มีส่วนประกอบของกำลังรั่วไหลกระจายออกไปข้างนอกของ OFDM Frequency Band ค่อนข้างสูง เนื่องจากการใช้รูปแบบที่เหมือนกันของ CAZAC Sequence ภายใต้อาณัติหนึ่งเฟรม แต่อย่างไรก็ตาม เครื่องมือที่ได้นำเสนอนั้นมีการออกแบบใหม่โดยการใช้ Triangular Window Function เป็นส่วนประกอบ จึงได้ค่าความหนาแน่นกำลังงานสัญญาณสเปกตรัมที่เกือบจะเหมือนกับประสิทธิภาพของเครื่องมือ CP-OFDM รูปแบบเก่านั้นเอง



รูปที่ 4.4 ความหนาแน่นกำลังงานสัญญาณสเปกตรัมที่นำเสนอ

4.4 วิธีการเปรียบเทียบค่าความแม่นยำของการประมาณค่าการตอบสนองของช่องสัญญาณที่ทุกๆแซมปลิงเวลา

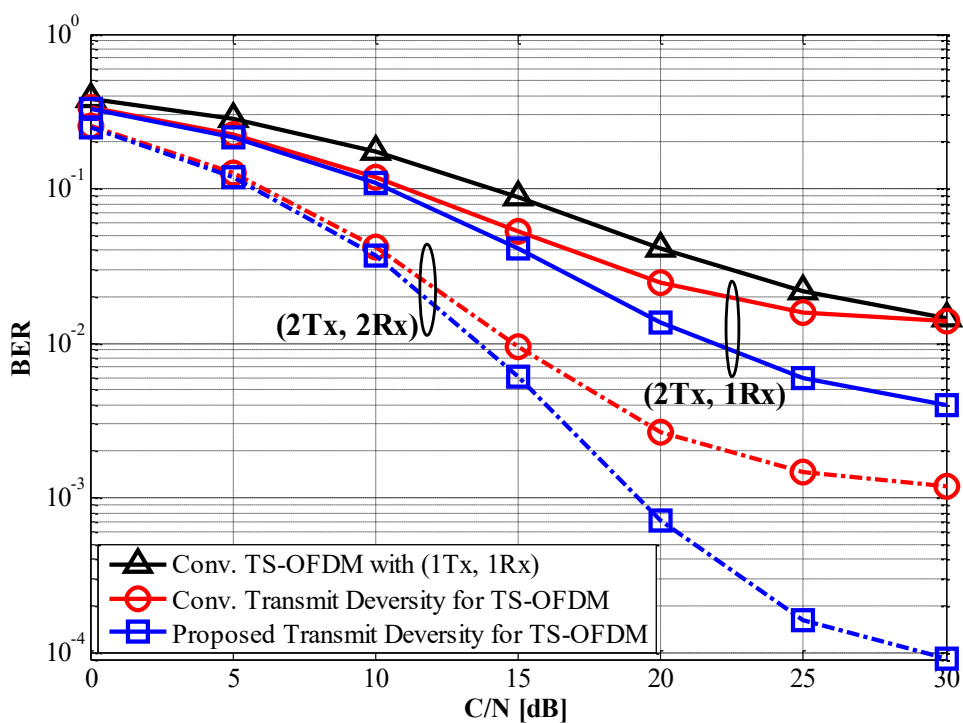
รูปที่ 4.5 แสดงความแม่นยำของการทำการประมาณค่าการตอบสนองของช่องสัญญาณที่ทุกๆแซมปลิงเวลา โดยเปรียบเทียบจากวิธีการ Space Time Shift CAZAC sequence และ Cyclic Shift TS Signal ที่นำเสนอ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า Normalized ของความถี่ดอปเปลอร์ (R_d) และค่าอัตราส่วนกำลังคลื่นพาห์ต่อสัญญาณรบกวน (Carrier to Noise Ratio : C/N) การแสดงความแม่นยำของการประมาณค่าการตอบสนองของช่องสัญญาณนั้น เราจะประเมินโดยใช้ Normalized Mean Square Error (NMSE) จากรูปที่ 4.4 จะสังเกตเห็นว่าการทำการประมาณค่าการตอบสนองของช่องสัญญาณที่ทุกๆแซมปลิงเวลา โดยการใช้เครื่องมือ Cubic Spline Interpolation ในการทำการประมาณค่าการตอบสนองของช่องสัญญาณที่ทุกๆสัญลักษณ์ของสัญญาณเทรนนิ่งซีควเอนซ์ในโดเมนเวลา ค่าความแม่นยำของการประมาณค่า จากเครื่องมือที่ได้นำเสนอโดยการใช้ Cyclic Shift TS Signal นั้นมีค่าประสิทธิภาพใกล้เคียงหรือแทบจะเหมือนกันกับวิธีการ CAZAC Sequence ที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ดอปเปลอร์มากไปจนถึง 10%



รูปที่ 4.5 ความแม่นยำของการประมาณค่าการตอบสนองของช่องสัญญาณที่นำเสนอ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า Normalized ของความถี่ดอปเปอร์ (R_D) และค่าอัตราส่วนกำลังคลื่นพาห์ต่อสัญญาณรบกวน (C/N)

4.5 ผลการเปรียบเทียบอัตราการความผิดพลาดบิต

จากรูป 4.6 แสดงประสิทธิภาพอัตราการความผิดพลาดบิตของเครื่องมือที่นำเสนอ โดยจะเปรียบเทียบกับเครื่องมือ CAZAC Sequence เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าอัตราส่วนกำลังคลื่นพาห์ต่อสัญญาณรบกวนที่คงที่ คือความถี่ดอปเปอร์ที่ 6% ซึ่งจะตรงตามลักษณะกับการเคลื่อนที่ของยานพาหนะที่ความเร็วประมาณ 200 กิโลเมตรต่อชั่วโมง จากรูปที่ 4.6 จะเห็นได้ว่าไดเวอร์ซิตีการส่งผ่านรูปแบบ CAZAC Sequence นั้นจะมีค่าประสิทธิภาพความผิดพลาดบิตที่ดีกว่าเครื่องมือรูปแบบ CAZAC Sequence ที่เป็นสายอากาศตัวเดียวแบบ TS-OFDM แต่อย่างไรก็ตามค่าประสิทธิภาพความผิดพลาดบิตของเครื่องมือที่นำเสนอ นั้นจะมีค่าที่ดีกว่าเครื่องมือในรูปแบบ CAZAC Sequence ทั้งหมด โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่ระบบที่เป็นสองสายอากาศส่งและสองสายอากาศรับภายใต้การเคลื่อนที่ที่มีความเร็วสูง



รูปที่ 4.6 ประสิทธิภาพของค่าความผิดพลาดบิตของเครื่องมือที่นำเสนอเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าอัตราส่วนกำลังคลื่นพาห์ต่อสัญญาณรบกวน ที่การคงที่ของค่า Normalized ของความถี่ต่อเปอร์ หรือค่า $R_d = 6\%$

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

ในทุกวันนี้ เทคโนโลยีการสื่อสารที่มีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วสูงและที่ประสิทธิภาพมีความต้องการเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ไม่ว่าจะเป็นการบริการเสียง วิดีโอ หรืออินเทอร์เน็ต ซึ่งล้วนแล้วแต่เป็นความต้องการที่น่าสนใจและท้าทายในระบบการสื่อสารแบบไร้สาย ด้วยเหตุนี้เองการส่งข้อมูลในระบบ OFDM เป็นเทคนิคที่ตอบสนองต่อความต้องการในระบบการสื่อสารแบบไร้สายได้ในอนาคต และระบบ OFDM สามารถนำมาประยุกต์ใช้กับเทคโนโลยีขั้นสูงได้ อย่างเช่น การใช้สายอากาศหลายตัวที่เครื่องส่งและเครื่องรับ ซึ่งเรามักจะเรียกว่าระบบ OFDM หลายอินพุตหลายเอาต์พุต

และเนื่องด้วยในปัจจุบันนี้ระบบการสื่อสารไร้สายส่วนใหญ่มักจะเป็นการสื่อสารแบบที่มีการเคลื่อนที่ซึ่งทำให้ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา ยิ่งไปกว่านั้นภายใต้สภาพแวดล้อมการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วสูงสามารถส่งผลกระทบให้การเลื่อนของค่าการตอบสนองของช่องสัญญาณเพื่อแก้ปัญหาต่างๆอันเนื่องมาจากการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วสูงนี้เองจึงเป็นที่มาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้โดยการเริ่มจากการนำเสนอการประยุกต์ใช้ Cyclic-Shift TS Signal สำหรับรูปแบบข้อมูลที่แตกต่างกันของแต่ละสัญลักษณ์ OFDM ในโดเมนเวลา ซึ่งทำหน้าที่เป็นเสมือนช่วงเวลาป้องกันทั้งยังช่วยลดการรั่วไหลของความหนาแน่นกำลังงานสัญญาณสเปกตรัมในบริเวณรอบของแบนด์ความถี่ OFDM ได้ดีกว่ารูปแบบดั้งเดิม (CAZAC Sequence) อันเนื่องมาจากการนำสัญญาณเทรนนิ่งซีควเอนซ์คูณเข้ากับ Triangular Window Function ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของรูปร่างของคลื่นสัญญาณและการวิธีการประมาณช่องสัญญาณและวิธีการทำอีควอไลเซชันบนโดเมนเวลา การประมาณค่าช่องสัญญาณโดยการเพิ่มเทรนนิ่งซีควเอนซ์บนโดเมนเวลาเข้าไปในระบบ OFDM ซึ่งวิธีนี้ง่ายต่อการคำนวณมากกว่าการเพิ่มคลื่นพาห่อย่นำทางบนโดเมนความถี่ เพราะว่าการประมาณค่าช่องสัญญาณในโดเมนความถี่จำเป็นต้องเพิ่มคลื่นพาห่อย่นำทางเข้าไปในทุกๆข้อมูลสัญลักษณ์ทำให้เกิดความซับซ้อนต่อการคำนวณมากกว่าการเพิ่มสัญญาณเทรนนิ่งซีควเอนซ์เข้าไปในโดเมนเวลา และเมื่อใช้การประมาณค่าความเป็นไปได้สูงสุดในการประมาณค่าการตอบสนองของช่องสัญญาณในทุกๆสัญลักษณ์โดยใช้วิธีการ Cubic Spline Interpolation ในการประมาณช่องสัญญาณในทุกๆแซมปลิงเวลา ทำให้เห็นได้ว่างานวิจัยที่นำเสนอมีความแม่นยำในการประมาณค่าการตอบสนองของช่องสัญญาณที่สูงใกล้เคียงกับวิธีการในรูปแบบดั้งเดิมหรือ CAZAC Sequence อีกทั้งวิธีการทำอีควอไลเซชันโดยการกำจัดค่าการแทรกสอดของสัญลักษณ์ (Inter Symbol Interference : ISI) ที่เราทราบค่าจากการประมาณค่าช่องสัญญาณออกไปในส่วนของเครื่องรับ จะทำให้ได้ค่าประสิทธิภาพความผิดพลาดบิตที่ดีขึ้น เนื่องจากการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วสูงจะทำให้เกิดการทับซ้อนกันของสัญลักษณ์เกิดขึ้นในระบบซึ่งสามารถดูได้จากผลการทดลองในบทที่ 4 หัวข้อ 4.5 จะเห็นได้ว่า ผลของการวิจัยเมื่อครั้งที่ค่า

เปอร์เซ็นต์ความถี่ต่อปเปอร์ไว้ที่ 6% หรือประมาณการเคลื่อนที่ของยานพาหนะที่ความเร็ว 200 กิโลเมตรต่อชั่วโมง นั้น ค่าประสิทธิภาพอัตราความผิดพลาดบิตของงานวิจัยที่นำเสนอมีค่าที่ดีกว่ารูปแบบดั้งเดิม หรือ CAZAC Sequence และเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าของอัตราส่วนกำลังคลื่นพาห์ต่อสัญญาณรบกวนนั้น งานวิจัยที่นำเสนอมีผลของประสิทธิภาพอัตราความผิดพลาดบิตที่ดีกว่ารูปแบบดั้งเดิม และยังมีผลของประสิทธิภาพอัตราความผิดพลาดบิตที่ดีกว่า เมื่อมีการใช้งานบนระบบการสื่อสารไร้สายแบบ MIMO

เอกสารอ้างอิง

- [1] R. Prasad, **“OFDM for Wireless Communication Systems,”** Artech House, 2004.
- [2] Y. Geoffrey Li and Gordon L. Stuber, **“Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications,”** Springer; 2005.
- [3] E. Larsson and P. Stoica, **“Space-Time Block Coding For Wireless Communications,”** Cambridge University Press, UK, 2003.
- [4] J. Fu, J. Wang, J. Song, C. Pan, and Z. Yang, **“A simplified equalization method for dual PN-sequence padding TDS-OFDM systems,”** IEEE Trans. Broadcast., vol. 54, no. 4, pp. 825–830, Dec. 2008.
- [5] Z. Yang, L. Dai, J. Wang, J. Wang, and Z. Wang, **“Transmit Diversity for TDS-OFDM Broadcasting System Over Doubly Selective Fading Channels,”** IEEE Trans. Broadcast., vol. 57, no. 1, pp. 135–142, Mar 2011.
- [6] G. M. Hyung, L. Junsung, and J. G. David, **“Single carrier FDMA for uplink wireless transmission,”** IEEE Veh. Technol. Mag., vol. 1, no. 3, pp. 30-38, Sep. 2006.
- [7] G. Li, H. Yang, L. Cai and L. Gui, **“A Low-complexity Equalization Technique for OFDM System in Time-Variant Multipath Channels,”** In Proc. IEEE on vehicular technology conference (VTC 2003-Fall), Vol. 4, pp. 2466 – 2470, October 2003.
E Trans. Broadcasting, vol. 53, no. 1, pp. 1–7, Feb. 2007.
- [8] M. Torabi, S. Aissa, and M. R. Soleymani, **“On the BER Performance of Space-Frequency Block Coded OFDM Systems in Fading MIMO Channels,”** IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 6, no. 4, pp. 1366–1373, Apr. 2007.
- [9] P. Reangsuntea, P. Boonsrimuang, K. Mori, and H. Kobayashi, **“Iterative Based Time Domain Equalization Method for OFDM Signal under High Mobile Environments,”** in Proc. 8th Inter. Conf. on Signal Process. and Commun. Systems (ICSPCS), pp. 1-6, Dec. 2014.
- [10] F. Yang, K. Peng, J. Wang, J. Song, and Z. Yang, **“Training Sequence Design for Low Complexity Channel Estimation in Transmit Diversity TDS-OFDM System,”** IEICE Trans. Commun., vol. E92-B, no. 6, pp. 2308–2311, Jun. 2009.

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [11] F. Yang, K. Peng, J. Wang, and Z. Yang, “**Channel estimation based on space-time-frequency coded training sequence for transmit diversity system,**” IEICE Trans. Commun., vol. E92-B, no. 5, pp. 1901–1903, May 2009.
- [12] J. Song, Z. Yang, L. Yang, K. Gong, C. Pan, J. Wang, and Y. Wu, “**Technical review on Chinese digital terrestrial television broadcasting standard and measurements on some working modes,**” IEEE Trans. Broadcasting, vol. 53, no. 1, pp. 1–7, Feb. 2007.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.
โปรแกรมที่ใช้ในการจำลองระบบ

```

%=====
    Transmit Diversity fir TS-FODM Signal in Higher Time-Varying Fading Channel
%=====

clear all;

clc;

%%%===== Define the Random Message Points N =====
BW=2;                % Band width
NMess=16;            % Range of SignalsB
nBit=log2(NMess);    % bit per subcarrier
N=128;               % Number of FFT point
M=N;                 % Numbers of subscriber
Zpadding=N-M;        % Zero pdding condition 16 point and 16 point
L=20;                % Number of Symbols
Mess=M*L;            % Number of Signals

%%%=====Duration and GI parameter=====
Ets=M/BW;            % Effective Symbol Duration
Sd=M/BW/N;           % Sample duration
Ng=16;               % Number of guard interval
Nt=N+Ng;             % Number of length subcarriers
Dg=Ng*Sd;            % Guard Interval Duration

%%%=====Loop parameter=====
CNst=5;              % Carrier to Noise ratio (dB)
CNx=30;              % Carrier to Noise ratio (dB)
Stcn=5;              % Step of Carriet to Noise ration (dB)
Num_count=300;      % Number of loop testing bits error performance

%%%===== Gen zeros padding =====
Zerop=round((Zpadding)/2); % Number of Zero padding
Zero1=zeros(1,Zerop);    % Generate Zero padding matrix
L1=Zerop+1;              % Position of first subcarrier
L2=Zerop+M;              % Position of Last subcarrier

%%%=====Channel Paprameter=====%%%
NP=16;                   % Number of delay path

```

```

Dec=1;                % Decay power (-dB)
Fc=5;                % Carrier Frequency (GHz) or Doppler shift
% Nnt=Nt*L;          % Number of length All Sample
%%=====
%Rayleigh parameter
DelayStep(1:NP)=0:-Dec:-(NP-1);
DelayProf(1:NP)=10.^(DelayStep(1:NP)/10);
NorDelayProf(1:NP)=sqrt(DelayProf(1:NP)/sum(DelayProf(1:NP)));
%%=====Parameter for BER=====
Number_ALLbit=Mess;
%%===== Time domain Window Function =====
WindowF=f_Trianglewindow(2*Ng).*1.8;
%%#####
%%===== Trianing Sequence Generate =====
%%===== Generate TS =====
RD_Sequencne=load('RanDCPOFDMFFT128M96L33TS16');
RD_Element=RD_Sequencne.AvalueTimeTS;
ChuSequence=[RD_Element(20,1:Ng) RD_Element(20,1:Ng)].*WindowF;
ChuSequenceT1=[ChuSequence(Ng+1:2*Ng) ChuSequence];
ChuSequenceT2=[ChuSequence(1:Ng) ChuSequence(Ng+1:2*Ng) ChuSequence(1:Ng)];
PreTimeDomainTS1=repmat(ChuSequenceT1,L+1,1);
PreTimeDomainTS2=repmat(ChuSequenceT2,L+1,1);
TimeDomainTS1(1:2:L+1,1:3*Ng)=PreTimeDomainTS1(1:2:L+1,1:3*Ng);
TimeDomainTS1(2:2:L+1,1:3*Ng)=PreTimeDomainTS2(2:2:L+1,1:3*Ng);
TimeDomainTS2(1:2:L+1,1:3*Ng)=PreTimeDomainTS2(1:2:L+1,1:3*Ng);
TimeDomainTS2(2:2:L+1,1:3*Ng)=PreTimeDomainTS1(2:2:L+1,1:3*Ng);
Nts=N+Ng+Ng+Ng;      % Number of length subcarriers + 2TS
Nnt=(Nts*L)+Ng+Ng+Ng;
%%#####
%%----- Extra parameter -----
ExtraZP=zeros(1,M);
ISIZP=zeros(N+Ng-Ng-Ng,1);

```

```

InsertZP=zeros(N-Ng,L);
%%#####
%%-----Generate TS matrix-----
%%=====
for nn=1:Ng+Ng;
ShiftTSGI(:,nn)=[ChuSequence(Ng+Ng+1-(nn-1):Ng+Ng) ChuSequence(1:Ng+Ng-(nn-1))];
% Ideal Time domain
end
ShiftTSGI1=ShiftTSGI;
ShiftTSGI2=[ShiftTSGI(1:2*Ng,Ng+1:2*Ng) ShiftTSGI(1:2*Ng,1:Ng)];
T1InvertTSMatrix=pinv(ShiftTSGI1); % Inverse TS Matrix
T2InvertTSMatrix=pinv(ShiftTSGI2); % Inverse TS Matrix
%%-----Generate N-FFT matrix-----
for k=1:N;
for a=1:N;
GenFFT(a,k)=exp(-j*pi*(2/N*(a-1)*(k-1)))./sqrt(N); %% FFT matrix
end
end
GenIFFT=pinv(GenFFT); % IFFT matrix
%%-----Generate Doppler frequency / Subcarriers spacing-----
DFF=BW/M; % Subcarrier spacing
FDoverDFFprcntg=6; % Doppler frequency [Hz] /Subcarrier spacing[%]
StartFd=1;
StepFd=1;
Ramda=3e8/(Fc*1e9); % Ramda [m]
FDoverDFF=FDoverDFFprcntg/100;
FD=FDoverDFF*DFF;
Vrms=FD*Ramda;
Vc=Vrms*3600*1e6/1e3; % Velocity (Km/hr)
%%#####
%%-----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)
%%===== Random Singanl & Serial2parallel =====
RandSignal(1,1:Mess)=f_randint(1,Mess,NMess); % NMess depend on Mod
Technique
RandSignal1=f_serial2parallel(RandSignal,M);
%%#####
%% Encoding signal
ComplexSignal=f_EnMQAM(RandSignal1,NMess); % NMess depend on Mod
Technique
%%-----
LengthSymbol=length(ComplexSignal(:,1)); % Length of Symbols
LengthSubcarrier=length(ComplexSignal(1,:)); % Length of Subcarriers
%%----- Frequency domain before IFFT -----
TFreDM=ComplexSignal;
%%----- SFBC Encoding 2x1/2x2 -----
InputSFBC=TFreDM;
STBC_modT1(1:L,1:2:M)=InputSFBC(1:L,1:2:M); % Tx#1
STBC_modT1(1:L,2:2:M)=-conj(InputSFBC(1:L,2:2:M));
%%-----
STBC_modT2(1:L,1:2:M)=InputSFBC(1:L,2:2:M); % Tx#2
STBC_modT2(1:L,2:2:M)=conj(InputSFBC(1:L,1:2:M));
%%===== IFFT Signal =====
for k=1:L;
    T1IFFT(k,1:N)= ifft([Zero1 STBC_modT1(k,1:M) Zero1]).*sqrt(N);
    T2IFFT(k,1:N)= ifft([Zero1 STBC_modT2(k,1:M) Zero1]).*sqrt(N);
end
%%=====
T1timeDM=T1IFFT; % Time domain signal
T2timeDM=T2IFFT; % Time domain signal

```

```

%%#####
%%===== Inserted Time Domain Training Sequence=====
T1SignalWithTS=[TimeDomainTS1(1:L,:) T1timeDM];
T1SignalWithTS2=f_parallel2serial(T1SignalWithTS);
T1SignalWithTS3=[T1SignalWithTS2 TimeDomainTS1(L+1,:)];
%%-----
T2SignalWithTS=[TimeDomainTS2(1:L,:) T2timeDM];
T2SignalWithTS2=f_parallel2serial(T2SignalWithTS);
T2SignalWithTS3=[T2SignalWithTS2 TimeDomainTS2(L+1,:)];
%%#####
%%=====Rayleigh fading=====
T1InputforRayleigh=T1SignalWithTS3;
T2InputforRayleigh=T2SignalWithTS3;
%%-----
[T11OutChannel
ChanProfile11]=f_RayleighNew(T1InputforRayleigh,Fc,Vc,Sd,NNT,NorDelayProf,NP);
[T12OutChannel
ChanProfile12]=f_RayleighNew(T1InputforRayleigh,Fc,Vc,Sd,NNT,NorDelayProf,NP);
[T21OutChannel
ChanProfile21]=f_RayleighNew(T2InputforRayleigh,Fc,Vc,Sd,NNT,NorDelayProf,NP);
[T22OutChannel
ChanProfile22]=f_RayleighNew(T2InputforRayleigh,Fc,Vc,Sd,NNT,NorDelayProf,NP);
%%#####
%%=====side of noise refer input signal=====
%%----- AWGN Noise-----
Awgn1=f_Add_awgn(T1InputforRayleigh,CN);      % Generate AWGN Noise Rx#1
Awgn2=f_Add_awgn(T1InputforRayleigh,CN);      % Generate AWGN Noise Rx#2
%%-----
%%#####
%%=====Received Signal=====
%% Rx#1
R1txtimeDM=T11OutChannel+T21OutChannel+Awgn1;

```

```

R1txtimeDM2=R1txtimeDM(1,1:NNt-Ng-Ng-Ng);
R1txtimeDM3=R1txtimeDM(1,NNt-Ng-Ng-Ng+1:NNt);
%% Rx#2
R2txtimeDM=T12OutChannel+T22OutChannel+Awgn1;
R2txtimeDM2=R2txtimeDM(1,1:NNt-Ng-Ng-Ng);
R2txtimeDM3=R2txtimeDM(1,NNt-Ng-Ng-Ng+1:NNt);
%%#####
%%=====Start Receiver side=====
%%#####
%%===== Plot water fall of Ideal and Estimation CH =====
%%===== Ideal channel estimation =====
for x=1:NP;
    T11IdealCHprofile(x,1:NNt-Ng-Ng-Ng)=ChanProfile11(x,Ng+1:NNt-Ng-Ng);
    T11IdealCHParalell=f_serial2parallel(T11IdealCHprofile(x,1:NNt-Ng-Ng-Ng),Nts);
    T11IdealCHCutN=T11IdealCHParalell(1:L,Ng+Ng+1:Nts);
    T11IdealCHSerial(x,1:(N+Ng)*L)=f_parallel2serial(T11IdealCHCutN);
%%=====
    T21IdealCHprofile(x,1:NNt-Ng-Ng-Ng)=ChanProfile21(x,Ng+1:NNt-Ng-Ng);
    T21IdealCHParalell=f_serial2parallel(T21IdealCHprofile(x,1:NNt-Ng-Ng-Ng),Nts);
    T21IdealCHCutN=T21IdealCHParalell(1:L,Ng+Ng+1:Nts);
    T21IdealCHSerial(x,1:(N+Ng)*L)=f_parallel2serial(T21IdealCHCutN);
%%=====
    T12IdealCHprofile(x,1:NNt-Ng-Ng-Ng)=ChanProfile12(x,Ng+1:NNt-Ng-Ng);
    T12IdealCHParalell=f_serial2parallel(T12IdealCHprofile(x,1:NNt-Ng-Ng-Ng),Nts);
    T12IdealCHCutN=T12IdealCHParalell(1:L,Ng+Ng+1:Nts);
    T12IdealCHSerial(x,1:(N+Ng)*L)=f_parallel2serial(T12IdealCHCutN);
%%=====
    T22IdealCHprofile(x,1:NNt-Ng-Ng-Ng)=ChanProfile22(x,Ng+1:NNt-Ng-Ng);
    T22IdealCHParalell=f_serial2parallel(T22IdealCHprofile(x,1:NNt-Ng-Ng-Ng),Nts);
    T22IdealCHCutN=T22IdealCHParalell(1:L,Ng+Ng+1:Nts);
    T22IdealCHSerial(x,1:(N+Ng)*L)=f_parallel2serial(T22IdealCHCutN);
end

```

```

T11IdealRemoveTSALL=T11IdealCHSerial;
T21IdealRemoveTSALL=T21IdealCHSerial;
T12IdealRemoveTSALL=T12IdealCHSerial;
T22IdealRemoveTSALL=T22IdealCHSerial;
%%#####
%% R#1
T11IdealCHprofile(1:NP,1:L)=ChanProfile11(1:NP,Ng+Ng+Ng+(N/2):Nts:NNt-Ng-Ng-Ng);
T11IdealCHprofilezero(1:N,1:L)=[T11IdealCHprofile(1:NP,1:L);InsertZP];
T11IdealCHCFR=((GenFFT*T11IdealCHprofilezero(1:N,1:L)).*sqrt(N)).';
%%=====
T21IdealCHprofile(1:NP,1:L)=ChanProfile21(1:NP,Ng+Ng+Ng+(N/2):Nts:NNt-Ng-Ng-Ng);
T21IdealCHprofilezero(1:N,1:L)=[T21IdealCHprofile(1:NP,1:L);InsertZP];
T21IdealCHCFR=((GenFFT*T21IdealCHprofilezero(1:N,1:L)).*sqrt(N)).';
%%=====
%% R#2
T12IdealCHprofile(1:NP,1:L)=ChanProfile12(1:NP,Ng+Ng+Ng+(N/2):Nts:NNt-Ng-Ng-Ng);
T12IdealCHprofilezero(1:N,1:L)=[T12IdealCHprofile(1:NP,1:L);InsertZP];
T12IdealCHCFR=((GenFFT*T12IdealCHprofilezero(1:N,1:L)).*sqrt(N)).';
%%=====
T22IdealCHprofile(1:NP,1:L)=ChanProfile22(1:NP,Ng+Ng+Ng+(N/2):Nts:NNt-Ng-Ng-Ng);
T22IdealCHprofilezero(1:N,1:L)=[T22IdealCHprofile(1:NP,1:L);InsertZP];
T22IdealCHCFR=((GenFFT*T22IdealCHprofilezero(1:N,1:L)).*sqrt(N)).';
%%#####
%%===== Preparing Received Signal =====
PreR1txtimeDM=f_serial2parallel(R1txtimeDM2,Nts);
PreR2txtimeDM=f_serial2parallel(R2txtimeDM2,Nts);
%%#####
%%===== Channal Estimation =====
%% Correct only TS position R#1
R1TSpositionPart1(1:L,1:2*Ng)=PreR1txtimeDM(1:L,Ng+1:Ng+Ng+Ng);
R1TSpositionPart2=R1txtimeDM3(1,Ng+1:Ng+Ng+Ng);
R1ALLTSposition=[R1TSpositionPart1(1:L,1:2*Ng);R1TSpositionPart2];

```

```

R1TransposeTSSignal=R1ALLTSposition.%;           % Transpose TS position
%%=====
%% Correct only TS position R#2
R2TSpositionPart1(1:L,1:2*Ng)=PreR2txtimeDM(1:L,Ng+1:Ng+Ng+Ng);
R2TSpositionPart2=R2txtimeDM3(1,Ng+1:Ng+Ng+Ng);
R2ALLTSposition=[R2TSpositionPart1(1:L,1:2*Ng);R2TSpositionPart2];
R2TransposeTSSignal=R2ALLTSposition.%;           % Transpose TS position
%%#####
for P=1:L+1;
    if mod(P,2)==1;
        R1ChangedTS(1:2*Ng,P)=T1InvertTSMatrix*R1TransposeTSSignal(1:2*Ng,P);
        R2ChangedTS(1:2*Ng,P)=T1InvertTSMatrix*R2TransposeTSSignal(1:2*Ng,P);
    else
        R1ChangedTS(1:2*Ng,P)=T2InvertTSMatrix*R1TransposeTSSignal(1:2*Ng,P);
        R2ChangedTS(1:2*Ng,P)=T2InvertTSMatrix*R2TransposeTSSignal(1:2*Ng,P);
    end
end
R1EstMLTimeTS=R1ChangedTS;                       % Estimation ML TS trianning
R2EstMLTimeTS=R2ChangedTS;                       % Estimation ML TS training
%%#####
%%===== Interpolation method for Time domain TS GI every sample point =====
%%===== Linear interolation =====
GenTSposition=Ng+Ng:Nts:NNt;
for p=1:Ng+Ng;
    R1EstimatedCIR(p,:)=interp1(GenTSposition,R1EstMLTimeTS(p,:),1:1:NNt,'spline');
    %SampleInterpolation(p,:)=interp1(Ng/2:N+Ng+Ng:NNt,EstMLTimeTS(p,:),1:1:NNt,'spline'
);
    R2EstimatedCIR(p,:)=interp1(GenTSposition,R2EstMLTimeTS(p,:),1:1:NNt,'spline');
end
%%#####
%%===== Plot Estimated Channel profile in Time domain =====
%% R#1

```

```

T11EstMLTimeTS=R1EstimatedCIR(1:Ng,Ng+Ng+Ng+(N/2):Nts:NNt-Ng-Ng-Ng);
T11EstMLTimezero(1:N,1:L)=[T11EstMLTimeTS(1:NP,1:L);InsertZP];
T11EstCHCFR=((GenFFT*T11EstMLTimezero(1:N,1:L)).*sqrt(N)).';
%%=====
T21EstMLTimeTS=R1EstimatedCIR(Ng+1:Ng+Ng,Ng+Ng+Ng+(N/2):Nts:NNt-Ng-Ng-Ng);
T21EstMLTimezero(1:N,1:L)=[T21EstMLTimeTS(1:NP,1:L);InsertZP];
T21EstCHCFR=((GenFFT*T21EstMLTimezero(1:N,1:L)).*sqrt(N)).';
%%=====
%% R#2
T12EstMLTimeTS=R2EstimatedCIR(1:Ng,Ng+Ng+Ng+(N/2):Nts:NNt-Ng-Ng-Ng);
T12EstMLTimezero(1:N,1:L)=[T12EstMLTimeTS(1:NP,1:L);InsertZP];
T12EstCHCFR=((GenFFT*T12EstMLTimezero(1:N,1:L)).*sqrt(N)).';
%%=====
T22EstMLTimeTS=R2EstimatedCIR(Ng+1:Ng+Ng,Ng+Ng+Ng+(N/2):Nts:NNt-Ng-Ng-Ng);
T22EstMLTimezero(1:N,1:L)=[T22EstMLTimeTS(1:NP,1:L);InsertZP];
T22EstCHCFR=((GenFFT*T22EstMLTimezero(1:N,1:L)).*sqrt(N)).';
%%#####
%%===== Estimated channel estimation =====
T11EstimatedCIR=R1EstimatedCIR(1:Ng,1:NNt);
T21EstimatedCIR=R1EstimatedCIR(Ng+1:2*Ng,1:NNt);
T12EstimatedCIR=R2EstimatedCIR(1:Ng,1:NNt);
T22EstimatedCIR=R2EstimatedCIR(Ng+1:2*Ng,1:NNt);
for x=1:Ng;
    T11EstCHprofile(x,1:NNt-Ng-Ng-Ng)=T11EstimatedCIR(x,Ng+1:NNt-Ng-Ng);
    T11EstCHParalell=f_serial2parallel(T11EstCHprofile(x,1:NNt-Ng-Ng-Ng),Nts);
    T11EstCHCutN=T11EstCHParalell(1:L,Ng+Ng+1:Nts);
    T11EstCHSerial(x,1:(N+Ng)*L)=f_parallel2serial(T11EstCHCutN);
%%=====
    T21EstCHprofile(x,1:NNt-Ng-Ng-Ng)=T21EstimatedCIR(x,Ng+1:NNt-Ng-Ng);
    T21EstCHParalell=f_serial2parallel(T21EstCHprofile(x,1:NNt-Ng-Ng-Ng),Nts);
    T21EstCHCutN=T21EstCHParalell(1:L,Ng+Ng+1:Nts);
    T21EstCHSerial(x,1:(N+Ng)*L)=f_parallel2serial(T21EstCHCutN);

```

```

%%=====
T12EstCHprofile(x,1:NNt-Ng-Ng-Ng)=T12EstimatedCIR(x,Ng+1:NNt-Ng-Ng);
T12EstCHParalell=f_serial2parallel(T12EstCHprofile(x,1:NNt-Ng-Ng-Ng),Nts);
T12EstCHCutN=T12EstCHParalell(1:L,Ng+Ng+1:Nts);
T12EstCHSerial(x,1:(N+Ng)*L)=f_parallel2serial(T12EstCHCutN);
%%=====
T22EstCHprofile(x,1:NNt-Ng-Ng-Ng)=T22EstimatedCIR(x,Ng+1:NNt-Ng-Ng);
T22EstCHParalell=f_serial2parallel(T22EstCHprofile(x,1:NNt-Ng-Ng-Ng),Nts);
T22EstCHCutN=T22EstCHParalell(1:L,Ng+Ng+1:Nts);
T22EstCHSerial(x,1:(N+Ng)*L)=f_parallel2serial(T22EstCHCutN);
end
T11EstRemoveTSALL=T11EstCHSerial;
T21EstRemoveTSALL=T21EstCHSerial;
T12EstRemoveTSALL=T12EstCHSerial;
T22EstRemoveTSALL=T22EstCHSerial;
%%#####
%%=====Start Receiver side=====
%%===== Prepare Received Signal =====
%% R#1
PrepareR1T=R1txtimeDM(1,Ng+1:NNt-Ng-Ng);
ParalelPrepareR1T=f_serial2parallel(PrepareR1T,Nts);
PrepareR1TCUTTS=ParalelPrepareR1T(1:L,Ng+Ng+1:Nts); % Remove TS front
TransposeR1TCUTTS=PrepareR1TCUTTS.>';
%% R#2
PrepareR2T=R2txtimeDM(1,Ng+1:NNt-Ng-Ng);
ParalelPrepareR2T=f_serial2parallel(PrepareR2T,Nts);
PrepareR2TCUTTS=ParalelPrepareR2T(1:L,Ng+Ng+1:Nts); % Remove TS front
TransposeR2TCUTTS=PrepareR2TCUTTS.>';
%%#####
%%===== Construct Received Signal =====
for SS=1:L;
%% Ideal Time CH

```

```

T11CorrectH(1:NP,1:N+Ng)=T11IdealRemoveTSALL(1:NP,1+((N+Ng)*(SS-
1)):(N+Ng)+((N+Ng)*(SS-1))); % Ideal Time domain
T11CorrectHZero=[T11CorrectH;zeros(((N+Ng)-NP),N+Ng)];
T11CorrectHZeroswop(1:N+Ng,1:N+Ng)=T11CorrectHZero(N+Ng:-1:1,1:N+Ng);
T11CorrectHZeroTranspose=T11CorrectHZeroswop.';
%%=====
T21CorrectH(1:NP,1:N+Ng)=T21IdealRemoveTSALL(1:NP,1+((N+Ng)*(SS-
1)):(N+Ng)+((N+Ng)*(SS-1))); % Ideal Time domain
T21CorrectHZero=[T21CorrectH;zeros(((N+Ng)-NP),N+Ng)];
T21CorrectHZeroswop(1:N+Ng,1:N+Ng)=T21CorrectHZero(N+Ng:-1:1,1:N+Ng);
T21CorrectHZeroTranspose=T21CorrectHZeroswop.';
%%=====
T12CorrectH(1:NP,1:N+Ng)=T12IdealRemoveTSALL(1:NP,1+((N+Ng)*(SS-
1)):(N+Ng)+((N+Ng)*(SS-1))); % Ideal Time domain
T12CorrectHZero=[T12CorrectH;zeros(((N+Ng)-NP),N+Ng)];
T12CorrectHZeroswop(1:N+Ng,1:N+Ng)=T12CorrectHZero(N+Ng:-1:1,1:N+Ng);
T12CorrectHZeroTranspose=T12CorrectHZeroswop.';
%%=====
T22CorrectH(1:NP,1:N+Ng)=T22IdealRemoveTSALL(1:NP,1+((N+Ng)*(SS-
1)):(N+Ng)+((N+Ng)*(SS-1))); % Ideal Time domain
T22CorrectHZero=[T22CorrectH;zeros(((N+Ng)-NP),N+Ng)];
T22CorrectHZeroswop(1:N+Ng,1:N+Ng)=T22CorrectHZero(N+Ng:-1:1,1:N+Ng);
T22CorrectHZeroTranspose=T22CorrectHZeroswop.';
%%#####
%%#####
T11EstCorrectH(1:NP,1:N+Ng)=T11EstRemoveTSALL(1:NP,1+((N+Ng)*(SS-
1)):(N+Ng)+((N+Ng)*(SS-1))); % Est Time domain
T11EstCorrectHZero=[T11EstCorrectH;zeros(((N+Ng)-NP),N+Ng)];
T11EstCorrectHZeroswop(1:N+Ng,1:N+Ng)=T11EstCorrectHZero(N+Ng:-1:1,1:N+Ng);
T11EstCorrectHZeroTranspose=T11EstCorrectHZeroswop.';
%%=====

```

```

T21EstCorrectH(1:NP,1:N+Ng)=T21EstRemoveTSALL(1:NP,1+((N+Ng)*(SS-
1)):(N+Ng)+((N+Ng)*(SS-1))); % Est Time domain
T21EstCorrectHZero=[T21EstCorrectH;zeros(((N+Ng)-NP),N+Ng)];
T21EstCorrectHZeroswop(1:N+Ng,1:N+Ng)=T21EstCorrectHZero(N+Ng:-1:1,1:N+Ng);
T21EstCorrectHZeroTranspose=T21EstCorrectHZeroswop.';
%%=====
T12EstCorrectH(1:NP,1:N+Ng)=T12EstRemoveTSALL(1:NP,1+((N+Ng)*(SS-
1)):(N+Ng)+((N+Ng)*(SS-1))); % Est Time domain
T12EstCorrectHZero=[T12EstCorrectH;zeros(((N+Ng)-NP),N+Ng)];
T12EstCorrectHZeroswop(1:N+Ng,1:N+Ng)=T12EstCorrectHZero(N+Ng:-1:1,1:N+Ng);
T12EstCorrectHZeroTranspose=T12EstCorrectHZeroswop.';
%%=====
T22EstCorrectH(1:NP,1:N+Ng)=T22EstRemoveTSALL(1:NP,1+((N+Ng)*(SS-
1)):(N+Ng)+((N+Ng)*(SS-1))); % Est Time domain
T22EstCorrectHZero=[T22EstCorrectH;zeros(((N+Ng)-NP),N+Ng)];
T22EstCorrectHZeroswop(1:N+Ng,1:N+Ng)=T22EstCorrectHZero(N+Ng:-1:1,1:N+Ng);
T22EstCorrectHZeroTranspose=T22EstCorrectHZeroswop.';
%%#####
for k=1:N+Ng;
T11ShiftCH(k,:)= [T11CorrectHZeroTranspose(k,(N+Ng)+1-(k):N+Ng)
T11CorrectHZeroTranspose(k,1:(N+Ng)-(k))]; % Ideal Time domain
T21ShiftCH(k,:)= [T21CorrectHZeroTranspose(k,(N+Ng)+1-(k):N+Ng)
T21CorrectHZeroTranspose(k,1:(N+Ng)-(k))]; % Ideal Time domain
T12ShiftCH(k,:)= [T12CorrectHZeroTranspose(k,(N+Ng)+1-(k):N+Ng)
T12CorrectHZeroTranspose(k,1:(N+Ng)-(k))]; % Ideal Time domain
T22ShiftCH(k,:)= [T22CorrectHZeroTranspose(k,(N+Ng)+1-(k):N+Ng)
T22CorrectHZeroTranspose(k,1:(N+Ng)-(k))]; % Ideal Time domain
%%=====
T11EstShiftCH(k,:)= [T11EstCorrectHZeroTranspose(k,(N+Ng)+1-(k):N+Ng)
T11EstCorrectHZeroTranspose(k,1:(N+Ng)-(k))]; % Ideal Time domain
T21EstShiftCH(k,:)= [T21EstCorrectHZeroTranspose(k,(N+Ng)+1-(k):N+Ng)
T21EstCorrectHZeroTranspose(k,1:(N+Ng)-(k))]; % Ideal Time domain

```

```

T12EstShiftCH(k,:)=T12EstCorrectHZeroTranspose(k,(N+Ng)+1-(k):N+Ng)
T12EstCorrectHZeroTranspose(k,1:(N+Ng)-(k)); % Ideal Time domain
T22EstShiftCH(k,:)=T22EstCorrectHZeroTranspose(k,(N+Ng)+1-(k):N+Ng)
T22EstCorrectHZeroTranspose(k,1:(N+Ng)-(k)); % Ideal Time domain
end
T11ALLShiftCH=T11ShiftCH;
T21ALLShiftCH=T21ShiftCH;
T12ALLShiftCH=T12ShiftCH;
T22ALLShiftCH=T22ShiftCH;
%%=====
T11EstALLShiftCH=T11EstShiftCH;
T21EstALLShiftCH=T21EstShiftCH;
T12EstALLShiftCH=T12EstShiftCH;
T22EstALLShiftCH=T22EstShiftCH;
%%#####
%%+++++++ Ideal CIR ++++++
%%===== Remove ISI from Received signal =====
%% Ideal R#1
T11BElemeFront=T11ALLShiftCH(1:Ng,N+1:N+Ng);
T11BElemeEnd=T11ALLShiftCH(N+1:N+Ng,N+1:N+Ng);
T21BElemeFront=T21ALLShiftCH(1:Ng,N+1:N+Ng);
T21BElemeEnd=T21ALLShiftCH(N+1:N+Ng,N+1:N+Ng);
%%=====
T11ISIMatrixFront(1:Ng,SS)=T11BElemeFront*(TimeDomainTS1(SS,1:Ng)).';
T11ISIMatrixEnd(1:Ng,SS)=T11BElemeEnd*(TimeDomainTS1(SS,Ng+1:Ng+Ng)).';
T21ISIMatrixFront(1:Ng,SS)=T21BElemeFront*(TimeDomainTS2(SS,1:Ng)).';
T21ISIMatrixEnd(1:Ng,SS)=T21BElemeEnd*(TimeDomainTS2(SS,Ng+1:Ng+Ng)).';
%%=====
T11CombineISI(1:N+Ng,SS)=[T11ISIMatrixFront(1:Ng,SS); ISIZP; T11ISIMatrixEnd(1:Ng,SS)];
T21CombineISI(1:N+Ng,SS)=[T21ISIMatrixFront(1:Ng,SS); ISIZP; T21ISIMatrixEnd(1:Ng,SS)];
R1RemoveISI(1:N+Ng,SS)=TransposeR1TCUTTS(1:N+Ng,SS)-T11CombineISI(1:N+Ng,SS)-
T21CombineISI(1:N+Ng,SS);

```

```

%%===== OLA TS-OFDM =====
%% Combine Received signal
R1TNxNelement=R1RemoveISI(N+1:N+Ng-1,SS);
CombineR1TNxN(1:N,SS)=[R1RemoveISI(1:Ng-
1,SS)+R1TNxNelement;R1RemoveISI(Ng:N,SS)];
%% Ideal R#2
T12BElemeFront=T12ALLShiftCH(1:Ng,N+1:N+Ng);
T12BElemeEnd=T12ALLShiftCH(N+1:N+Ng,N+1:N+Ng);
T22BElemeFront=T22ALLShiftCH(1:Ng,N+1:N+Ng);
T22BElemeEnd=T22ALLShiftCH(N+1:N+Ng,N+1:N+Ng);
%%=====
T12ISIMatrixFront(1:Ng,SS)=T12BElemeFront*(TimeDomainTS1(SS,1:Ng)).';
T12ISIMatrixEnd(1:Ng,SS)=T12BElemeEnd*(TimeDomainTS1(SS,Ng+1:Ng+Ng)).';
T22ISIMatrixFront(1:Ng,SS)=T22BElemeFront*(TimeDomainTS2(SS,1:Ng)).';
T22ISIMatrixEnd(1:Ng,SS)=T22BElemeEnd*(TimeDomainTS2(SS,Ng+1:Ng+Ng)).';
%%=====
T12CombineISI(1:N+Ng,SS)=[T12ISIMatrixFront(1:Ng,SS); ISIZP; T12ISIMatrixEnd(1:Ng,SS)];
T22CombineISI(1:N+Ng,SS)=[T22ISIMatrixFront(1:Ng,SS); ISIZP; T22ISIMatrixEnd(1:Ng,SS)];
R2RemoveISI(1:N+Ng,SS)=TransposeR2TCUTTS(1:N+Ng,SS)-T12CombineISI(1:N+Ng,SS)-
T22CombineISI(1:N+Ng,SS);
%%#####
%%===== OLA TS-OFDM =====
%% Combine Received signal
R2TNxNelement=R2RemoveISI(N+1:N+Ng-1,SS);
CombineR2TNxN(1:N,SS)=[R2RemoveISI(1:Ng-
1,SS)+R2TNxNelement;R2RemoveISI(Ng:N,SS)];
%%#####
%%+++++ Estimated CIR +++++
%%===== Remove ISI from Received signal =====
%% Estimated R#1
T11EstBElemeFront=T11EstALLShiftCH(1:Ng,N+1:N+Ng);
T11EstBElemeEnd=T11EstALLShiftCH(N+1:N+Ng,N+1:N+Ng);

```

```

T21EstBElemeFront=T21EstALLShiftCH(1:Ng,N+1:N+Ng);
T21EstBElemeEnd=T21EstALLShiftCH(N+1:N+Ng,N+1:N+Ng);
%%=====
T11EstISIMatrixFront(1:Ng,SS)=T11EstBElemeFront*(TimeDomainTS1(SS,1:Ng)).';
T11EstISIMatrixEnd(1:Ng,SS)=T11EstBElemeEnd*(TimeDomainTS1(SS,Ng+1:Ng+Ng)).';
T21EstISIMatrixFront(1:Ng,SS)=T21EstBElemeFront*(TimeDomainTS2(SS,1:Ng)).';
T21EstISIMatrixEnd(1:Ng,SS)=T21EstBElemeEnd*(TimeDomainTS2(SS,Ng+1:Ng+Ng)).';
%%=====
T11EstCombineISI(1:N+Ng,SS)=[T11EstISIMatrixFront(1:Ng,SS); ISIZP;
T11EstISIMatrixEnd(1:Ng,SS)];
T21EstCombineISI(1:N+Ng,SS)=[T21EstISIMatrixFront(1:Ng,SS); ISIZP;
T21EstISIMatrixEnd(1:Ng,SS)];
R1EstRemoveISI(1:N+Ng,SS)=TransposeR1TCUTTS(1:N+Ng,SS)-
T11EstCombineISI(1:N+Ng,SS)-T21EstCombineISI(1:N+Ng,SS);
%%#####
%%===== OLA TS-OFDM =====
%% Combine Received signal
EstR1TNxNelement=R1EstRemoveISI(N+1:N+Ng-1,SS);
EstCombineR1TNxN(1:N,SS)=[R1EstRemoveISI(1:Ng-
1,SS)+EstR1TNxNelement;R1EstRemoveISI(Ng:N,SS)];
%%#####
%% Estimated R#2
T12EstBElemeFront=T12EstALLShiftCH(1:Ng,N+1:N+Ng);
T12EstBElemeEnd=T12EstALLShiftCH(N+1:N+Ng,N+1:N+Ng);
T22EstBElemeFront=T22EstALLShiftCH(1:Ng,N+1:N+Ng);
T22EstBElemeEnd=T22EstALLShiftCH(N+1:N+Ng,N+1:N+Ng);
%%=====
T12EstISIMatrixFront(1:Ng,SS)=T12EstBElemeFront*(TimeDomainTS1(SS,1:Ng)).';
T12EstISIMatrixEnd(1:Ng,SS)=T12EstBElemeEnd*(TimeDomainTS1(SS,Ng+1:Ng+Ng)).';
T22EstISIMatrixFront(1:Ng,SS)=T22EstBElemeFront*(TimeDomainTS2(SS,1:Ng)).';
T22EstISIMatrixEnd(1:Ng,SS)=T22EstBElemeEnd*(TimeDomainTS2(SS,Ng+1:Ng+Ng)).';
%%=====

```

```

T12EstCombineISI(1:N+Ng,SS)=[T12EstISIMatrixFront(1:Ng,SS); ISIZP;
T12EstISIMatrixEnd(1:Ng,SS)];
T22EstCombineISI(1:N+Ng,SS)=[T22EstISIMatrixFront(1:Ng,SS); ISIZP;
T22EstISIMatrixEnd(1:Ng,SS)];
R2EstRemoveISI(1:N+Ng,SS)=TransposeR2TCUTTS(1:N+Ng,SS)-
T12EstCombineISI(1:N+Ng,SS)-T22EstCombineISI(1:N+Ng,SS);
%%===== OLA TS-OFDM =====
%% Combine Received signal
EstR2TNxNelement=R2EstRemoveISI(N+1:N+Ng-1,SS);
EstCombineR2TNxN(1:N,SS)=[R2EstRemoveISI(1:Ng-
1,SS)+EstR2TNxNelement;R2EstRemoveISI(Ng:N,SS)];
end
R1ALLDATApert=CombineR1TNxN.';
R2ALLDATApert=CombineR2TNxN.';
R1EstALLDATApert=EstCombineR1TNxN.';
R2EstALLDATApert=EstCombineR2TNxN.';
for k=1:L;
    R1TFFT(k,1:M)=fft(R1ALLDATApert(k,1:N))./sqrt(N);           % FFT RT1
    R2TFFT(k,1:M)=fft(R2ALLDATApert(k,1:N))./sqrt(N);           % FFT RT2
    R1EstTFFT(k,1:M)=fft(R1EstALLDATApert(k,1:N))./sqrt(N);     % FFT RT1
    R2EstTFFT(k,1:M)=fft(R2EstALLDATApert(k,1:N))./sqrt(N);     % FFT RT2
end
R1TFreDM=R1TFFT;
R2TFreDM=R2TFFT;
R1EstTFreDM=R1EstTFFT;
R2EstTFreDM=R2EstTFFT;
%%#####
%%===== SFBC MIMO Decoding =====
%% Used in Decoded processing
n_v=1:2:M;           % n : even subcarrier
n_pv=2:2:M;         % n+1 : Odd subcarrier
%%----- IDEAL CH-----

```

```

IdealHT11=T11IdealCHCFR;
IdealHT12=T12IdealCHCFR;
IdealHT21=T21IdealCHCFR;
IdealHT22=T22IdealCHCFR;
%%----- Estimated CH-----
EstH11=T11EstCHCFR;
EstH12=T12EstCHCFR;
EstH21=T21EstCHCFR;
EstH22=T22EstCHCFR;
for k=1:L;
%%----- IDEAL CH-----
%% AT R1
IdealTemp1(k,n_v)=R1TFreDM(k,n_v).*conj(IdealHT11(k,n_v))+conj(R1TFreDM(k,n_pv)).*
IdealHT21(k,n_pv); % n : even subcarrier
IdealTemp1(k,n_pv)=R1TFreDM(k,n_v).*conj(IdealHT21(k,n_v))-
conj(R1TFreDM(k,n_pv)).*IdealHT11(k,n_pv); % n+1 : Odd subcarrier
%% AT R2
IdealTemp2(k,n_v)=R2TFreDM(k,n_v).*conj(IdealHT12(k,n_v))+conj(R2TFreDM(k,n_pv)).*
IdealHT22(k,n_pv); % n : even subcarrier
IdealTemp2(k,n_pv)=R2TFreDM(k,n_v).*conj(IdealHT22(k,n_v))-
conj(R2TFreDM(k,n_pv)).*IdealHT12(k,n_pv); % n+1 : Odd subcarrier
%%----- Estimated CH-----
%% AT#R1
EsTemp1(k,n_v)=R1EstTFreDM(k,n_v).*conj(EstH11(k,n_v))+conj(R1EstTFreDM(k,n_pv)).*
EstH21(k,n_pv); % n : even subcarrier
EsTemp1(k,n_pv)=R1EstTFreDM(k,n_v).*conj(EstH21(k,n_v))-
conj(R1EstTFreDM(k,n_pv)).*EstH11(k,n_pv); % n+1 : Odd subcarrier
%% AT#R2
EsTemp2(k,n_v)=R2EstTFreDM(k,n_v).*conj(EstH12(k,n_v))+conj(R2EstTFreDM(k,n_pv)).*
EstH22(k,n_pv); % n : even subcarrier
EsTemp2(k,n_pv)=R2EstTFreDM(k,n_v).*conj(EstH22(k,n_v))-
conj(R2EstTFreDM(k,n_pv)).*EstH12(k,n_pv); % n+1 : Odd subcarrier

```

```

%%----- Prepare CH for Decoding -----
%%----- Generated matrix A B C D -----
%%----- IDEAL CH-----
%% AT#R1
IdealA11=abs(IdealHT11(k,n_v)).^2+abs(IdealHT21(k,n_pv)).^2;
IdealB11=conj(IdealHT11(k,n_v)).*IdealHT21(k,n_v)-
conj(IdealHT11(k,n_pv)).*IdealHT21(k,n_pv);
IdealC11=IdealHT11(k,n_v).*conj(IdealHT21(k,n_v))-
IdealHT11(k,n_pv).*conj(IdealHT21(k,n_pv));
IdealD11=abs(IdealHT11(k,n_pv)).^2+abs(IdealHT21(k,n_v)).^2;
%%-----
%% AT#R2
IdealA12=abs(IdealHT12(k,n_v)).^2+abs(IdealHT22(k,n_pv)).^2;
IdealB12=conj(IdealHT12(k,n_v)).*IdealHT22(k,n_v)-
conj(IdealHT12(k,n_pv)).*IdealHT22(k,n_pv);
IdealC12=IdealHT12(k,n_v).*conj(IdealHT22(k,n_v))-
IdealHT12(k,n_pv).*conj(IdealHT22(k,n_pv));
IdealD12=abs(IdealHT12(k,n_pv)).^2+abs(IdealHT22(k,n_v)).^2;
%%#####
%%----- Estimated CH -----
%% AT#R1
EsTA11=abs(ESth11(k,n_v)).^2+abs(ESth21(k,n_pv)).^2;
EsTB11=conj(ESth11(k,n_v)).*ESth21(k,n_v)-conj(ESth11(k,n_pv)).*ESth21(k,n_pv);
EsTC11=ESth11(k,n_v).*conj(ESth21(k,n_v))-ESth11(k,n_pv).*conj(ESth21(k,n_pv));
EsTD11=abs(ESth11(k,n_pv)).^2+abs(ESth21(k,n_v)).^2;
%%-----
%% AT#R2
EsTA12=abs(ESth12(k,n_v)).^2+abs(ESth22(k,n_pv)).^2;
EsTB12=conj(ESth12(k,n_v)).*ESth22(k,n_v)-conj(ESth12(k,n_pv)).*ESth22(k,n_pv);
EsTC12=ESth12(k,n_v).*conj(ESth22(k,n_v))-ESth12(k,n_pv).*conj(ESth22(k,n_pv));
EsTD12=abs(ESth12(k,n_pv)).^2+abs(ESth22(k,n_v)).^2;
%%#####

```

```

%%----- Final Decoding SFBC 2x2 -----
%%----- IDEAL CH-----
%% Combined data
IdealTemp(k,n_v)=IdealTemp1(k,n_v)+IdealTemp2(k,n_v);
IdealTemp(k,n_pv)=IdealTemp1(k,n_pv)+IdealTemp2(k,n_pv);
%% choose odd and even subcarriers
IdealTempX1=IdealTemp(k,n_v);           %odd subcarriers
IdealTempX2=IdealTemp(k,n_pv);         %even subcarriers
%%-----
IdealAA=IdealA11+IdealA12;              %A11(l,k)+A12(l,k)
IdealBB=IdealB11+IdealB12;              %B11(l,k)+B12(l,k)
IdealCC=IdealC11+IdealC12;              %C11(l,k)+C12(l,k)
IdealDD=IdealD11+IdealD12;              %D11(l,k)+D12(l,k)
Ideal_devide=IdealAA.*IdealDD-IdealBB.*IdealCC; %AA(l,k)*DD(l,k)-BB(l,k)*CC(l,k)
IdealSFBC2x2(k,n_v)=(IdealTempX1.*IdealDD-
IdealTempX2.*IdealBB)./Ideal_devide;%Odd sub-carrier
IdealSFBC2x2(k,n_pv)=(IdealTempX2.*IdealAA-
IdealTempX1.*IdealCC)./Ideal_devide;%Odd sub-carrier
%%#####
%%----- Estimated CH -----
%% Combined data
EsTemp(k,n_v)=EsTemp1(k,n_v)+EsTemp2(k,n_v);
EsTemp(k,n_pv)=EsTemp1(k,n_pv)+EsTemp2(k,n_pv);
%% choose odd and even subcarriers
EsTempX1=EsTemp(k,n_v);                 %odd subcarriers
EsTempX2=EsTemp(k,n_pv);                 %odd subcarriers
%%-----
EsTAA=EsTA11+EsTA12;                    %A11(l,k)+A12(l,k)
EsTBB=EsTB11+EsTB12;                    %B11(l,k)+B12(l,k)
EsTCC=EsTC11+EsTC12;                    %C11(l,k)+C12(l,k)
EsTDD=EsTD11+EsTD12;                    %D11(l,k)+D12(l,k)
EsT_devide=EsTAA.*EsTDD-EsTBB.*EsTCC;    %AA(l,k)*DD(l,k)-BB(l,k)*CC(l,k)

```

```

EsTSFBC2x2(k,n_v)=(EsTempX1.*EsTDD-EsTempX2.*EsTBB)./EsT_devide;%Odd sub-
carrier
EsTSFBC2x2(k,n_pv)=(EsTempX2.*EsTAA-EsTempX1.*EsTCC)./EsT_devide;%Odd sub-
carrier
end
IdealCoding=IdealSFBC2x2;
EstIdealCoding=EsTSFBC2x2;
%%===== Overwrite & Instead with Zeros Pilot =====
ReferenceSignal=RandSignal(1,1:1:NMess);
%%#####
IdealDemodSignal=f_DeMQAM(IdealCoding,NMess); %Demodulation
Est_decSerial=f_parallel2serial(EstDemodSignal);
%=====Loop Counter Bits error rate performance=====
IdealCBER(1,count)=f_biterr(ReferenceSignal,Ideal_decSerial)/((log2(NMess))*(Number_
ALLbit)); % 2 is one information have 2 bits.
EstCBER(1,count)=f_biterr(ReferenceSignal,Est_decSerial)/((log2(NMess))*(Number_ALL
bit)); % 2 is one information have 2 bits.
end % End Loop Counter bits error
IdealBERaver(CN+1)=mean(IdealCBER(1:Num_count));
IdealBERaver
EstBERaver(CN+1)=mean(EstCBER(1:Num_count));
end % End Loop CN
%%===== Plot BER Vs C/N =====
figure;
semilogy(CNst:Stcn:CNx,IdealBERaver(CNst+1:Stcn:CNx+1),'k*-');
hold on
semilogy(CNst:Stcn:CNx,EstBERaver(CNst+1:Stcn:CNx+1),'r*-');
grid on
title('16QAM TS-OFDM,L=40,M=128,N=128,Ng=16,NP=16,Rayleigh RMVSFBC2x2');
xlabel('C/N [dB]');
ylabel('BER');
legend(['RMVISI_SFBC2x2, Fdmax=',num2str(FDoverDFFprcntg)]);

```

ภาคผนวก ข.

ผลงานวิจัยในระหว่างการศึกษาที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1. Anusan Danchai, Arttapol Reangsuntea, and Pisit Boonsrimuang, Pongsathorn Reangsuntea, Kazuo Mori and Hideo Kobayashi, " Transmit Diversity for TS-OFDM Signal in Higher Time-Varying Fading Channels" *The 14th International Conference ECTI-CON 2017, Phuket, Thailand, 27-30 June 2017*

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายอนุสันต์ ด่านชัย
วัน เดือน ปีเกิด	3 มกราคม 2532 ที่จังหวัดเชียงราย
ที่อยู่	บ้านเลขที่ 120 หมู่ที่ 12 ตำบลต้า อำเภอขุนตาล จังหวัดเชียงราย 57340 โทรศัพท์มือถือ : 080-442-8488
ประวัติการศึกษา	สำเร็จการศึกษา ปี พ.ศ.2554 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร
ความชำนาญเฉพาะด้าน	1. การปรับปรุงสัญญาณโทรศัพท์มือถือในโครงข่าย 2G 3G และ 4G 2. โครงสร้างระบบโครงข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ 2G 3G และ 4G
ประสบการณ์การทำงาน	วิศวกรโครงข่ายและออกแบบโครงข่ายโทรศัพท์มือถือ บริษัท โทรูมพ์ จำกัด
พ.ศ.2555-ปัจจุบัน	