

วิธีการอิกวอไลเซชันแบบค่านวนวนรอบบนแกนเวลาสำหรับ DFTS-OFDM  
ภายใต้สภาพแวดล้อมแบบเคลื่อนที่ความเร็วสูง

ITERATIVE TIME DOMAIN-BASED EQUALIZATION METHOD FOR  
DFTS-OFDM UNDER HIGHLY MOBILE ENVIRONMENTS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
พ.ศ. 2560  
KMITL-2017-EN-M-010-120

วิธีการอีควอไลเซชันแบบค่านวนวนรอบบนแกนเวลาสำหรับ DFTS-OFDM  
ภายใต้สภาพแวดล้อมแบบเคลื่อนที่ความเร็วสูง

ITERATIVE TIME DOMAIN-BASED EQUALIZATION METHOD FOR  
DFTS-OFDM UNDER HIGHLY MOBILE ENVIRONMENTS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2560

KMITL-2017-EN-M-010-120

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ITERATIVE TIME DOMAIN-BASED EQUALIZATION METHOD FOR  
DFTS-OFDM UNDER HIGHLY MOBILE ENVIRONMENTS



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

2017

KMITL-2017-EN-M-010-120

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2017

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ วิธีการอิควอไลเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนเวลาสำหรับ DFTS-OFDM  
ภายใต้สภาพแวดล้อมแบบเคลื่อนที่ความเร็วสูง  
Thesis Title Iterative Time Domain-based Equalization Method for DFTS-OFDM under  
Highly Mobile Environments  
นักศึกษา นายอรรถพล เรียงสั้นเทียะ  
รหัสประจำตัว 56601422  
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม  
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.พิสิฐ บุญศรีเมือง  
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2017-EN-M-010-120

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ศ.ดร.ประยุทธ์	อัครเอกมาลิน	
ผศ.ดร.พิเชฐ	ม่วงนวล	
รศ.ดร.สุวิพล	สิทธิชีวิภาค	
ผศ.ดร.สุทธิชัย	นพนาศิพงษ์	
รศ.ดร.พิสิฐ	บุญศรีเมือง	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันพฤหัสบดีที่ 20 กรกฎาคม พ.ศ. 2560 เวลา 11.00-13.00 น.  
สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 2

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจากรายงานโครงการ  
โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ฉบับนี้ คณะวิศวกรรมศาสตร์  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต่อจากนี้ อธิการบดีของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
วันที่ 20 กรกฎาคม พ.ศ. 2560

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วิธีการอิควอไลเซชันแบบค่านวนวนรอบบนแกนเวลาสำหรับ DFTS-OFDM ภายใต้สภาพแวดล้อมแบบเคลื่อนที่ความเร็วสูง
นักศึกษา	นายอรรรถพล เรียงสันเทียะ
รหัสนักศึกษา	56601422
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2560
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.พิสิฐ บุญศรีเมือง

### บทคัดย่อ

ภายใต้สภาพแวดล้อมแบบเคลื่อนที่ความเร็วสูง สมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตของ Discrete Fourier Transform Spreading-Orthogonal Frequency Division Multiplexing (DFTS-OFDM) โดยใช้วิธีการอิควอไลเซชันบนแกนความถี่ลดลง เนื่องจากการสูญเสียการออร์โธโกนอลซึ่งกันและกันระหว่างพาหะย่อย เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวงานวิจัยนี้ได้นำเสนอวิธีการอิควอไลเซชันแบบค่านวนวนรอบบนแกนเวลา โดยใช้วิธีการประมาณค่าบนแกนเวลาของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ (Channel Impulse Response) สำหรับสัญญาณ DFTS-OFDM ซึ่งคุณสมบัติเด่นของวิธีที่นำเสนอมีการใช้ Training Sequence (TS) ในการประมาณค่าช่องสัญญาณ ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ แทนการใช้วิธีคลื่นพาหะย่อยนำทางปกติ และใช้วิธีการอิควอไลเซชันบนแกนเวลา (Time Domain Equalization : TDE) โดยใช้วิธีการประมาณค่าความเป็นไปได้สูงสุด (Maximum Likelihood Estimation : ML) แทนที่ใช้วิธีการ Minimum Mean Square Error Frequency Domain Equalization (MMSE-FDE) งานวิจัยนี้ได้นำเสนอวิธีการลดความซับซ้อนโดยการค่านวนวนรอบ สำหรับวิธีการอิควอไลเซชันบนแกนเวลาโดยใช้อัลกอริทึม Preconditioned Conjugate Gradient Squared (PCGS) สำหรับแก้สมการพร้อมกันแทนการใช้การคำนวณโดยตรงของเมทริกซ์ผกผัน งานวิจัยนี้ได้นำเสนอผลการจำลองภายใต้สภาพแวดล้อมแบบเคลื่อนที่ความเร็วสูง แสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพของวิธีการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ ร่วมกับวิธีการอิควอไลเซชันแบบค่านวนวนรอบบนแกนเวลาที่ได้นำเสนอสำหรับสัญญาณ DFTS-OFDM เปรียบเทียบกับวิธีการ One-Tap FDE แบบพื้นฐาน

Thesis Title	Iterative Time Domain-based Equalization Method for DFTS-OFDM under Highly Mobile Environments
Student	Mr. Arttapol Reangsuntea
Student ID.	56601422
Degree	Master of Engineering
Program	Telecommunications Engineering
Year	2017
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Pisit Boonsrimuang

### ABSTRACT

Under highly mobile environments, the bit error rate (BER) performance of DFT spreading-orthogonal frequency division multiplexing (DFTS-OFDM) signal with a frequency domain equalization method would be degraded relatively due to the loss of orthogonality among subcarriers. To solve this problem, this paper proposes an iterative based time domain equalization (TDE) technique with a time domain channel impulse response (CIR) estimation method for the DFTS-OFDM signal. The salient features of proposed method are to employ a time domain training sequence (TS) in the estimation of CIR instead of using the conventional pilot subcarriers method and to employ the TDE technique with a maximum likelihood (ML) estimation method instead of using the conventional minimum mean square error frequency domain equalization (MMSE-FDE) method. This paper also proposes a low-complexity iterative method for the TDE method by using the preconditioned conjugate gradient squared (PCGS) algorithm for solving the simultaneous equations instead of using a direct calculation of inverse matrix. This paper presents various simulation results under highly mobile environments to demonstrate the effectiveness of proposed iterative based TDE with the CIR estimation method for the DFTS-OFDM signal as comparing with the conventional One-Tap FDE method.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้เป็นอย่างดี ด้วยคำแนะนำ และคำปรึกษาจาก รศ.ดร.พิสิฐ บุญศรีเมือง ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ข้าพเจ้ารู้สึกทราบบ้างในความอนุเคราะห์ และขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

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

ขอกราบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังทุก ๆ ท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้าที่เป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนในทุกเรื่องๆ ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

อรรถพล เรียงสันเทียะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# 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.....	4
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	4
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	5
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	6
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา.....	6
บทที่ 2 ระบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐาน และทฤษฎีที่ใช้ในการวิจัย.....	8
2.1 พื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็ม.....	8
2.1.1 คุณสมบัติของการออร์โธโกนอล.....	10
2.1.2 คุณสมบัติของการออร์โธโกนอลในแกนความถี่.....	13
2.1.3 เครื่องรับส่งโอเอฟดีเอ็ม.....	15
2.1.4 การแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนาน.....	16
2.1.5 การมอดูเลตคลื่นพาห่อย่อย.....	16
2.1.6 การแปลงสัญญาณในแกนความถี่ให้อยู่ในแกนเวลา.....	17
2.1.7 การแปลงอัลกอริทึม DFT และ FFT.....	18
2.1.8 ช่วงเวลาป้องกัน.....	23
2.2 สัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน.....	24
2.3 ช่องสัญญาณ.....	25
2.3.1 ช่องสัญญาณที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา.....	29

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.3.2 ช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา.....	30
2.4 การประมาณค่าช่องสัญญาณ.....	33
2.4.1 การประมาณค่าผลการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณด้วยวิธีการ Zero Forcing Estimation.....	35
2.4.2 การประมาณค่าช่องสัญญาณด้วยวิธีการประมาณค่าความเป็นไปได้สูงสุด.....	35
2.4.3 ปริเอมเบิล.....	41
2.4.4 Training Sequence.....	41
2.5 ระบบ DFTS-OFDM.....	43
2.5.1 หลักการพื้นฐาน DFTS-OFDM.....	43
2.5.2 ฝั่งภาครับสัญญาณ DFTS-OFDM.....	45
2.5.3 วิธีการอิควอไลเซชันสัญญาณ DFTS-OFDM.....	47
2.7 การแก้ไขข้อมูลที่ผิดพลาดจากการส่งข้อมูล.....	50
บทที่ 3 การประมาณค่าความถี่ดอปเปลอร์ในระบบโอเอฟดีเอ็ม โดยการแปรรูปแบบความเร็ว.....	54
3.1 แบบจำลองที่ใช้ในระบบ DFTS-OFDM.....	54
3.2 วิธีการประมาณค่าผลตอบสนองทางอิมพัลส์ช่องสัญญาณที่นำเสนอ.....	56
3.3 วิธีการอิควอไลเซชันบนแกนเวลา.....	59
3.3.1 วิธีการอิควอไลเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนเวลาใช้วิธีการคำนวณโดยตรงของเมทริกซ์ผกผัน.....	62
3.3.2 วิธีการอิควอไลเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนเวลาที่นำเสนอ.....	63
บทที่ 4 ผลการหาสมรรถนะของระบบ.....	68
4.1 วิธีการที่ใช้ในการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ.....	68
4.1.1 วิธีการที่ใช้ในการเปรียบเทียบค่าอัตราการคำนวณความซับซ้อน.....	68
4.1.2 วิธีการที่ใช้ในการเปรียบเทียบค่าความผิดพลาดบิต.....	69
4.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	69
4.3 สมรรถนะของการประมาณค่าสัญญาณเมื่อเปรียบเทียบกับ NMSE.....	70
4.4 สมรรถนะของอัตราความผิดพลาดบิตเมื่อเปรียบเทียบกับ Threshold level.....	71

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.5 สมรรถนะของการเปรียบเทียบจำนวนค่าเฉลี่ยการคำนวณรอบ.....	72
4.6 สมรรถนะของอัตราความผิดพลาดบิตเมื่อเปรียบเทียบวิธีการที่นำเสนอด้วย Cubic Spline Interpolation.....	74
บทที่ 5 บทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	77
เอกสารอ้างอิง.....	78
ภาคผนวก ก. โปรแกรมที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	81
ภาคผนวก ข. ผลงานวิจัยในระหว่างการศึกษาที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	91
ประวัติผู้เขียน.....	92



# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 อัตราส่วนสำหรับการใช้งานพารามิเตอร์.....	52
4.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบ.....	69
4.2 การเปรียบเทียบอัตราส่วนความซับซ้อนในการคำนวณ.....	74



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 โครงสร้างของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในบนแกนเวลา.....	11
2.2 สัญญาณในแกนความถี่ของคลื่นพาย้อยแต่ละสัญญาณ.....	12
2.3 การตอบสนองความถี่ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแต่ละคลื่นพาย้อย.....	14
2.4 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับส่งโอเอฟดีเอ็ม.....	15
2.5 ตัวอย่างการมอดูเลตคลื่นพาย้อยแบบ 16-QAM.....	16
2.6 สัญญาณ 16-QAM เมื่อเกิดมีสัญญาณรบกวนเข้ามา.....	17
2.7 บล็อกไดอะแกรมในส่วนของการคำนวณการ IFFT.....	18
2.8 แสดงแผนภาพเฟสเพื่อการคำนวณของสมการที่ (2.6) และ (2.7).....	19
2.9 แผนภาพเฟสเพื่อการคำนวณ DFT สำหรับ $n=0, 1, \dots, N/2-1$ .....	21
2.10 แผนภาพเฟสเพื่อการแปลงฟูรีเยร์แบบ Radix-2 แบบจุด.....	23
2.11 การใส่ช่วงเวลาป้องกัน.....	24
2.12 สัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่เดินทางผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาธมายังเครื่องรับ.....	24
2.13 คุณสมบัติของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน.....	25
2.14 ลักษณะของช่องสัญญาณที่ทำให้เกิดมัลติพาธเฟดดิ้ง.....	28
2.15 ลักษณะของช่องสัญญาณที่ทำให้เกิดปรากฏการณ์คอปเปอร์.....	28
2.16 ดีเลย์โปรไฟล์ของช่องสัญญาณมัลติพาธ.....	30
2.17 รูปลักษณะของช่องสัญญาณที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา.....	30
2.18 สัญญาณที่ได้รับที่มีมุมตกกระทบและดีเลย์พาธที่ต่างกัน.....	31
2.19 รูปลักษณะของช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาในความเร็วที่ต่างกัน.....	33
2.20 การประมาณค่าความถี่ของสัญญาณ.....	34
2.21 การเรียงลำดับของคลื่นพาย้อยนำทาง.....	37
2.22 โครงสร้างแบบข้อมูลบนแกนเวลาสำหรับปรีแอมเบิล.....	41
2.23 โครงสร้างแบบข้อมูลบนแกนเวลาเมื่อเพิ่ม Training Sequence.....	42
2.24 โฟร์ชาตแสดงการสร้างสัญญาณ Training Sequence ของระบบที่นำเสนอ.....	42
2.25 การสร้างสัญญาณ DFTS-OFDM.....	44
2.26 แสดงค่า PAPR ของ OFDM และ DFTS-OFDM สำหรับวิธีการมอดูเลชันแบบ QPSK และ 16QAM ตามลำดับ.....	45
2.27 หลักการพื้นฐานสำหรับการตีมอดูเลชันสัญญาณ DFTS-OFDM.....	46

## สารบัญญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.28 การอิควอไลเซชันบนแกนความถี่กับการติมอดูเลชันสัญญาณ DFTS-OFDM.....	46
2.29 วิธีการอิควอไลเซชันเชิงเส้นนำมาใช้เป็นการกรอง FIR ทางเวลาที่ไม่ต่อเนื่อง.....	48
2.30 การอิควอไลเซชันเชิงเส้นบนแกนความถี่.....	48
2.31 การประมวลผลที่ทับซ้อนกันและลบทิ้ง.....	49
2.32 การแทรกช่วงเวลาป้องกันในกรณีของการส่งสัญญาณคลื่นพาห์เดียว.....	49
2.33 การเข้ารหัสคอนโวลูชัน.....	52
3.1 โครงสร้าง Zero padding ถูกเพิ่มที่ปลายทั้งสองของพาหะย่อย.....	55
3.2 โครงสร้างของภาคส่งและภาครับสำหรับสัญญาณ DFTS-OFDM กับวิธีการอิควอไลเซชันแบบ คำนวณวนรอบบนแกนเวลาที่นำเสนอ.....	56
3.3 เพรมจัดรูปที่นำเสนอบนแกนเวลา.....	57
3.4 การประมาณค่าผลตอบสนองทางอิมพัลส์ช่องสัญญาณที่ทุกๆ สัญลักษณ์ข้อมูล ทั้งหมดทุกหนึ่ง เฟรม.....	59
3.5 โครงสร้างภาครับสัญญาณของระบบ DFTS-OFDM ของวิธีการอิควอไลเซชันแบบคำนวณวนรอบ บนแกนเวลาที่นำเสนอ.....	60
3.6 การรบกวนกันของสัญญาณ Training Sequence ของสัญญาณบนแกนเวลาฝั่งภาครับสัญญาณ....	61
3.7 โพล์ชาร์ตแสดงวิธีการเลือกรูปแบบค่าเอาต์พุตของระบบ.....	66
4.1 การเปรียบเทียบการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ช่องสัญญาณโดยใช้ $NMSE$ สำหรับวิธีการ อิควอไลเซชันบนแกนเวลาที่นำเสนอ เมื่อเปลี่ยนแปลง Normalized Doppler frequency $R_D$ และ การดำเนินการอัตรากาลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวน.....	71
4.2 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพอัตราผิดพลาดบิตสำหรับวิธีการอิควอไลเซชันแบบคำนวณวนรอบ บนแกนเวลาที่นำเสนอ เมื่อเปลี่ยนแปลง $TOL$ และการดำเนินการอัตรากาลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของ สัญญาณรบกวนแต่ละค่า ที่ Normalized Doppler Frequency $R_D$ เท่ากับ 15 เปอร์เซนต์.....	72
4.3 การเปรียบเทียบจำนวนเฉลี่ยของการวนรอบที่ต้องการสำหรับวิธีการอิควอไลเซชันแบบคำนวณ วนรอบบนแกนเวลาที่นำเสนอ เมื่อเปลี่ยนแปลง Normalized Doppler frequency $R_D$ เท่ากับ 15 เปอร์เซนต์ และการดำเนินการอัตรากาลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวนแต่ละค่า ที่ $TOL=0.02$ .....	73

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.4 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพอัตราผิดพลาดบิตสำหรับวิธีการอิควอไลเซชันแบบค่านววนรอบบนแกนเวลาที่น่าเสนอ เมื่อเปลี่ยนแปลง Normalized Doppler frequency $R_D$ ที่อัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวนเท่ากับ 20 dB.....	75
4.5 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพอัตราผิดพลาดบิตสำหรับวิธีการอิควอไลเซชันแบบค่านววนรอบบนแกนเวลาที่น่าเสนอ เมื่ออัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวนเปลี่ยนแปลง ที่ Normalized Doppler frequency $R_D$ เท่ากับ 15 เปอร์เซนต์.....	76



# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาของวิทยานิพนธ์และความสำคัญของปัญหา

การโทรคมนาคมจากอดีตจนถึงปัจจุบันและในอนาคตข้างหน้าล้วนเป็นความต้องการของมนุษย์เพื่อบรรลุผลการสื่อสารในการส่งข่าวสารระยะไกล และการส่งข่าวสารไปในระยะไกลนี้ ข่าวสารจากจุดส่งไปถึงจุดรับต้องเดินทางผ่านตัวกลางหรือเส้นทางในการส่งผ่าน เส้นทางในการส่งผ่านนี้ยิ่งไกลยิ่งต้องผ่านกระบวนการต่างๆ มากขึ้นเพื่อให้ส่งผ่านไปถึงจุดหมายปลายทางและรับข่าวสารได้ถูกต้องอย่างไม่ผิดเพี้ยน จึงได้มีการคิดค้นกระบวนการมากมายในการส่งข่าวสารเพื่อนำข่าวสารไปให้ถึงที่หมาย ซึ่งกระบวนการและตัวกลางในการส่งผ่านมีด้วยกันหลายรูปแบบ การส่งผ่านด้วยระบบสายส่งอาจจะเป็นสายทองแดงหรือไฟเบอร์ออปติก (Fiber Optic) การส่งผ่านไปในอากาศหรือเรียกว่าการส่งด้วยคลื่นความถี่วิทยุ (Radio Frequency : RF)

ในยุคเทคโนโลยียุคที่ 1 เป็นยุคที่ใช้ระบบอนาล็อก คือใช้สัญญาณวิทยุในการส่งคลื่นเสียง โดยไม่รองรับการส่งผ่านข้อมูลใดๆ ทั้งสิ้น ซึ่งนั่นก็หมายความว่าสามารถใช้งานทางด้านเสียง (Voice) ได้อย่างเดียว คือ โทรออก-รับสาย เท่านั้น ไม่มีการรองรับการใช้งานด้านข้อมูล (Data) ใดๆ ทั้งสิ้น แม้แต่การบริการรับ-ส่งข้อความสั้นๆ (Short Message Service : SMS) ก็ยังทำไม่ได้ในยุคที่ 1 แต่จริงๆ แล้วผู้บริโภคมักยังไม่มีความต้องการในการใช้งานอื่นๆ นอกจากเสียงอยู่แล้ว โดยปริมาณผู้ใช้โทรศัพท์มือถือยังอยู่ในขอบเขตที่จำกัดมาก และจะพบว่าผู้ใช้นักจะเป็นนักธุรกิจที่มีรายได้สูงเสียส่วนใหญ่ ยุคที่ 1 จึงเป็นยุคแรกของการพัฒนาระบบโทรศัพท์แบบเซลลูลาร์ วิธีการมอดูเลตสัญญาณอนาล็อกเข้าช่องสื่อสารโดยใช้การแบ่งความถี่ออกมาเป็นช่องเล็กๆ ด้วยวิธีการนี้มีข้อจำกัดในเรื่องจำนวนช่องสัญญาณ และการใช้ไม่เต็มประสิทธิภาพ ติดขัดเรื่องการขยายจำนวนเลขหมาย และการขยายแถบความถี่โทรศัพท์เซลลูลาร์ยังมีขนาดใหญ่ ใช้กำลังงานไฟฟ้ามาก ซึ่งในภายหลังจึงมีการพัฒนาไปเป็นเทคโนโลยียุคที่ 2

เทคโนโลยียุคที่ 2 จะเปลี่ยนจากการส่งคลื่นวิทยุแบบล็อกมาเป็นการเข้ารหัสดิจิทัล (Digital) แทน เป็นการส่งคลื่นทางไมโครเวฟ (Microwave) ซึ่งในยุคนี้เองที่เริ่มใช้งานทางด้านข้อมูลได้นอกเหนือจากการใช้เสียงเพียงอย่างเดียว ยุคนี้สามารถรับ-ส่งข้อมูลต่างๆ ได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้นจนมีการกำหนดเส้นทางการเชื่อมกับสถานีฐาน หรือที่เข้าใจว่า Call Site การติดต่อจากสถานีลูกข่าย (User Terminal) กับสถานีฐาน (Base Station) ใช้วิธีการสองแบบ คือ การแบ่งช่องเวลาออกเป็นช่องเล็กๆ แบ่งกันใช้ทำให้ช่องสัญญาณความถี่เพิ่มขึ้นจากเดิมเกิดระบบ Global System for Mobilization (GSM) ซึ่งโทรศัพท์เครื่องเดียวสามารถใช้ได้ทั่วโลก เรียกว่าโรมมิ่ง (Roaming) จากนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทคโนโลยียุคที่ 2.5 เป็นยุคก้ำกึ่งระหว่างยุคที่ 2 และยุคที่ 3 ซึ่งก็คือยุคที่ 2.5 ซึ่งยุคที่ 2.5 นี้เป็นยุคที่กำเนิดเทคโนโลยี General Packet Radio Service (GPRS) นั่นเอง เพื่อเพิ่มความเร็วในการรับส่งข้อมูลให้มากกว่ายุคที่ 2 ซึ่งตามหลักการแล้ว เทคโนโลยี GPRS นี้สามารถส่งข้อมูลได้ด้วยความเร็วสูงที่สุดถึง 115 Kbps เลยทีเดียว แต่เอาเข้าจริงๆ ความเร็วของ GPRS จะถูกจำกัดให้อยู่ที่ประมาณ 40 kbps เท่านั้น ซึ่งในยุคที่ 2.5 นั้นจะเป็นยุคที่เริ่มมีการใช้บริการในส่วนของข้อมูลมากขึ้น และการส่งข้อความก็พัฒนาจาก SMS มาเป็น Multimedia Messaging Service (MMS) ซึ่งเป็นการส่งข้อความแบบใหม่ที่นอกจากจะส่งข้อความตัวหนังสือแบบปกติได้แล้ว ยังรองรับการส่งรูปภาพสีและเสียง ไปยังโทรศัพท์มือถือ หรือ E-mail Address ได้อีกด้วย เพียงแต่ว่าต้องมีโทรศัพท์ที่รองรับการส่ง MMS ได้ โทรศัพท์มือถือก็เริ่มเปลี่ยนจากจอขาวดำมาเป็นจอสี เสียงเรียกเข้า จากเดิมที่เป็นเพียงโมโนโทน (Monotone) ก็เปลี่ยนมาเป็นโพลีโฟนิก (Polyphonic) รวมไปถึงทรูโทน (True Tone) ต่างๆ ด้วย

เทคโนโลยียุคที่ 2.75 ก่อนจะมาถึงยุคที่ 3 เราก็ก็นำยุคที่ 2.75 ซึ่งเป็นช่วงที่เริ่มมีการใช้เทคโนโลยี Enhanced Data rates for Global Evolution (EDGE) เทคโนโลยี EDGE นั้นถือเป็นเทคโนโลยีต่อยอดของ GPRS และถูกเรียกกันว่าเทคโนโลยียุคที่ 2.75 (อย่างไม่เป็นทางการ) ลักษณะการทำงานของ EDGE นั้นจะเป็นการพัฒนาปรับปรุงคุณภาพความเร็วจากพื้นฐานของ GPRS ให้มีความเร็วในการรับ-ส่งข้อมูลได้สูงขึ้นแต่ยุคที่ 2.75 ของ EDGE นั้น ไม่ได้ถูกกำหนดขึ้นอย่างเป็นทางการเพียงแค่นี้ขึ้นมาเปรียบเทียบช่วงคาบเกี่ยวระหว่างยุคที่ 2.5 และ 3 เพื่อให้เห็นภาพได้ชัดเจนยิ่งขึ้น

เทคโนโลยียุคที่ 3 หรือ Third Generation ซึ่งเป็นเทคโนโลยีการสื่อสารในยุคที่ 3 จุดเด่นของยุคที่ 3 นั้นเป็นเรื่องของความเร็วในการเชื่อมต่อและการรับ-ส่งข้อมูลโดยเน้นการเชื่อมต่อแบบไร้สายด้วยความเร็วสูง ทำให้ประสิทธิภาพในการรับส่งข้อมูลต่างๆ รวดเร็วมากขึ้น พร้อมทั้งสามารถใช้บริการมัลติมีเดีย (Multimedia) ได้อย่างสมบูรณ์แบบ และมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น เช่น การรับ-ส่งไฟล์ (File) ที่มีขนาดใหญ่ การใช้บริการวิดีโอการประชุมต่างๆ (Video/Call Conference) ดาวนโหลดเพลง ดูสตรีมมิ่งทีวี (Streaming) ต่างๆ ซึ่งถ้าเปรียบเทียบเทคโนโลยียุคที่ 2 กับยุคที่ 3 แล้วยุคที่ 3 มีข้อสังเกตความถี่และความจุในการรับส่งข้อมูลที่สูงกว่า คุณสมบัติหลักที่เด่นๆ อีกอย่างหนึ่งของระบบยุคที่ 3 ก็คือ Always On คือ มีการเชื่อมต่อกับระบบเครือข่ายของยุคที่ 3 ตลอดเวลาที่เราเปิดโทรศัพท์ด้วยยุคที่ 3 เป็นการสร้างระบบใหม่ให้รองรับระบบเก่า และเรียกว่า Universal Mobile Telecommunication Systems (UMTS) การเข้าถึงเครือข่ายแบบไร้สายสามารถกระทำได้ด้วยอุปกรณ์หลากหลาย เช่น เครื่องคอมพิวเตอร์ เครื่องใช้ไฟฟ้าอื่น ระบบยังคงใช้การเข้ารหัสสัญญาณเป็นแบบ Code Division Multiple Access (CDMA) ซึ่งสามารถบรรจุช่องสัญญาณได้มากกว่าแต่ใช้แบบแถบกว้าง ระบบนี้จึงมีอีกชื่อหนึ่งว่า Wideband Code Division Multiple Access (WCDMA) มีแนวโน้มเชื่อมโยงกับระบบอินเทอร์เน็ตได้อย่างสมบูรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในยุคเทคโนโลยีปัจจุบันทุกพื้นที่ทั่วโลกการสื่อสารแบบดิจิทัลกำลังเติบโตขึ้นอย่างรวดเร็ว ในประเทศไทยเองก็มีการเปลี่ยนแปลงของระบบการสื่อสารโทรคมนาคมแบบดิจิทัลด้วยเช่นกัน ทั้งการเปลี่ยนแปลงยุคของสัญญาณโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่ 4 หรือ Fourth Generation จะสามารถส่งผ่านข้อมูลแบบไร้สายด้วยระดับความเร็วสูงที่เพิ่มขึ้นถึง 1000 Mbps หรือการเปลี่ยนแปลงระบบวิทยุโทรศัพท์จากเดิม ซึ่งการเปลี่ยนแปลงเหล่านี้ทำให้ผู้คนสามารถใช้งานบริการจากโทรศัพท์เคลื่อนที่ อินเทอร์เน็ต โทรศัพท์ดิจิทัล โทรศัพท์ผ่านดาวเทียม ระบบนำทางในรถยนต์ได้อย่างสะดวกและประหยัด ในยุคระบบเทคโนโลยีต่อๆ ไปนั้นจำเป็นต้องรองรับการใช้งานระบบการสื่อสารโทรคมนาคมแบบดิจิทัลที่เพิ่มขึ้นได้เป็นอย่างดี ทั้งผ่านใยแก้วนำแสง ผ่านเคเบิล หรือกระทั่งผ่านระบบไร้สายด้วยคุณภาพที่ดีขึ้นกว่าเดิม ระบบโอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal Frequency Division Multiplexing : OFDM) จึงได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในการส่งสัญญาณ ด้วยข้อดีของระบบโอเอฟดีเอ็มที่ว่ามีความสมรรถนะในการใช้งานช่องสัญญาณที่สูง เนื่องจากการส่งข้อมูลในระบบโอเอฟดีเอ็มนั้น จะใช้วิธีการแยกขบวนของข้อมูลอนุกรมที่มีความเร็วสูงออกเป็นข้อมูลความเร็วต่ำหลายขบวนแบบขนาน แล้วทำการมอดูเลตแต่ละข้อมูลความเร็วต่ำเหล่านั้นด้วยคลื่นพาห์ย่อย และนำสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตมารวมกันแล้วทำการส่งไปในช่องสัญญาณพร้อมกัน แต่การสื่อสารยุคใหม่ เช่นการสื่อสารผ่านโทรศัพท์มือถือในขณะที่เคลื่อนที่นั้นทำให้ช่องสัญญาณที่ใช้ในการส่งสัญญาณเปลี่ยนไปเป็นช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลานั้นภาครับสัญญาณจะมีการเคลื่อนที่ตลอดเวลา การส่งสัญญาณไปยังภาครับนั้นจะมีความถี่ดอปเปลอร์เกิดขึ้นที่ภาครับทำให้คุณลักษณะพิเศษของระบบโอเอฟดีเอ็มเปลี่ยนไปและนำไปสู่การลดทอนของสมรรถนะในการส่งสัญญาณของระบบโอเอฟดีเอ็ม ดังนั้นการส่งสัญญาณระบบโอเอฟดีเอ็มจึงจำเป็นต้องมีการพัฒนาเพิ่มขึ้นตามลักษณะการใช้งานที่เปลี่ยนไป [1]-[3]

ระบบโอเอฟดีเอ็มจึงได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้ร่วมกับ Discrete Fourier Transform Spreading-Orthogonal Frequency Division Multiplexing (DFTS-OFDM) ได้รับเลือกในฐานะเป็นที่น่าสนใจของเทคนิคโอเอฟดีเอ็ม เนื่องจากสามารถลดค่าพีเอพียอร์ (Peak to Average Power Ratio : PAPR) และทนทานต่อมัลติพาทเฟดดิ้ง (Multipath Fading) โดยใช้วิธีการ Minimum Mean Square Error Frequency Domain Equalization (MMSE-FDE) [4]-[6] จากประโยชน์เหล่านี้ DFTS-OFDM ได้รับการประยุกต์ใช้ในเทคนิคการส่งพื้นฐานสำหรับการอัปลิงค์ (Uplink) จากสถานีลูกข่ายกับสถานีฐานในระบบการสื่อสารไร้สายความเร็วสูงยุคที่ 4 (Long Term Evolution : LTE) [7]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

การส่งข้อมูลในระบบโอเอฟดีเอ็มเป็นเทคนิคหนึ่งที่จะสามารถตอบสนองกับความต้องการในการสื่อสารด้วยความเร็วสูงในอนาคตได้ เนื่องด้วยความต้องการในการใช้ระบบสื่อสารไร้สายแบบเคลื่อนที่ (Mobile Wireless Communication Systems) ที่มากขึ้น ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณจากแบบไม่มีการเคลื่อนที่ไปสู่ช่องสัญญาณที่มีการเคลื่อนที่ตลอดเวลา ภายใต้สภาพแวดล้อมแบบเคลื่อนที่ความเร็วสูง เช่น พาหนะความเร็วสูงหรือรถไฟความเร็วสูง การส่งสัญญาณนำไปสู่การรบกวนระหว่างช่องสัญญาณ (Inter-Channel Interference : ICI) เนื่องจากการเลื่อนของค่าความถี่ดอปเปลอร์ (Doppler Frequency Spread Shift) ที่ผลตอบสนองทางอิมพัลส์ของสัญญาณบนแกนเวลา (Channel Impulse Response) จะไม่ต่อเนื่องคงที่ในช่วงระยะเวลาสัญลักษณ์หนึ่งสัญลักษณ์ จากความเป็นจริงนี้เป็นเรื่องยากที่จะขจัดเซกการรบกวนระหว่างช่องสัญญาณ ซึ่งนำไปสู่การลดค่าลงอย่างมากของสมรรถนะของอัตราผิดพลาดบิตภายใต้สภาพแวดล้อมแบบเคลื่อนที่ความเร็วสูง ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการศึกษาปัญหาที่เกิดขึ้นกับระบบโอเอฟดีเอ็ม โดยใช้การส่งข้อมูลในระบบ DFTS-OFDM เป็นเทคนิคหนึ่งที่สามารถแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นในระบบ เพื่อหาวิธีการในการรบกวนระหว่างช่องสัญญาณและลดค่าอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลที่มีผลมาจากการรบกวนระหว่างช่องสัญญาณ รวมถึงการลดการคำนวณความซับซ้อนของวิธีการอิกวอไลเซชันบนแกนเวลา โดยนำเสนอวิธีการอิกวอไลเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนเวลาสำหรับสัญญาณ DFTS-OFDM โดยใช้อัลกอริทึม Preconditioned Conjugate Gradient Squared (PCGS) สำหรับการแก้สมการแทนการใช้การคำนวณโดยตรงของเมทริกซ์ผกผัน วิธีการอิกวอไลเซชันบนแกนเวลาที่น่าสนใจมีสมรรถนะอัตราผิดพลาดบิตดีกว่ามากเมื่อเทียบกับวิธีการ One-Tap FDM แบบพื้นฐาน และสามารถลดการคำนวณความซับซ้อนได้ดีกว่าวิธีการอิกวอไลเซชันบนแกนเวลาที่น่าสนใจโดยตรงของเมทริกซ์ผกผันภายใต้สภาพแวดล้อมแบบเคลื่อนที่ความเร็วสูง

## 1.3 สมมติฐานของการศึกษา

การรบกวนระหว่างช่องสัญญาณหรือเกิดการจางหายต่างๆ ของสัญญาณ และค่าอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูลเป็นผลมาจากสัญญาณ DFTS-OFDM ที่มีการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณจากแบบไม่มีการเคลื่อนที่ไปสู่ช่องสัญญาณที่มีการเคลื่อนที่ตลอดเวลา ภายใต้สภาพแวดล้อมแบบเคลื่อนที่ความเร็วสูง เกิดการเลื่อนของค่าความถี่ดอปเปลอร์ที่ผลตอบสนองทางอิมพัลส์ของสัญญาณบนแกนเวลา จะไม่ต่อเนื่องคงที่ในช่วงระยะเวลาสัญลักษณ์หนึ่งสัญลักษณ์ ซึ่งหากทำการประมาณค่าของสัญญาณและใช้วิธีการอิกวอไลเซชันบนแกนเวลาก็จะสามารถลดการรบกวนระหว่างช่องสัญญาณที่เกิดขึ้น และใช้วิธีการอิกวอไลเซชันบนแกนเวลาเพื่อให้สมรรถนะของระบบดีขึ้นด้วย

ในการแก้ปัญหาการรบกวนระหว่างช่องสัญญาณของระบบ DFTS-OFDM โดยการนำวิธีการ One-Tap FDE มาใช้นั้น การเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณจากแบบไม่มีการเคลื่อนที่ไปสู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่องสัญญาณที่มีการเคลื่อนที่ตลอดเวลา นำไปสู่การลดค่าลงอย่างมากของสมรรถนะของอัตราผิดพลาดบิตภายใต้สภาพแวดล้อมแบบเคลื่อนที่ความเร็วสูง จากปัญหานี้เองจึงได้มีแนวคิดในการนำเสนอวิธีการอิควอไลเซชันบนแกนเวลา โดยสามารถแก้ปัญหาการรบกวนระหว่างช่องสัญญาณของระบบ DFTS-OFDM ภายใต้สภาพแวดล้อมแบบเคลื่อนที่ความเร็วสูง เพื่อให้สมรรถนะของระบบดีขึ้น และใช้วิธีการคำนวณวนรอบเพื่อลดจำนวนความซับซ้อนของระบบ ซึ่งวิธีการที่นำเสนอนี้จะให้ประสิทธิภาพอัตราความผิดพลาดบิตมากกว่าเมื่อเทียบกับวิธีการ One-Tap FDE แบบพื้นฐาน และยังทำให้ความซับซ้อนของระบบลดน้อยลงอีกด้วย

#### 1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

เทคนิค DFTS-OFDM ถูกใช้ภายใต้สภาพแวดล้อมแบบเคลื่อนที่ความเร็วสูง เช่น พาหนะความเร็วสูงหรือรถไฟความเร็วสูง การส่งสัญญาณ DFTS-OFDM จะเกิดการรบกวนระหว่างช่องสัญญาณเนื่องจากความถี่คอปเปอร์สเปกตรัมที่ผลตอบสนองทางอิมพัลส์ช่องสัญญาณบนแกนเวลาจะไม่ต่อเนื่องคงที่ในช่วงระยะเวลาสัญลักษณ์ DFTS-OFDM หนึ่งสัญลักษณ์ ดังนั้นผลการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณที่ใช้วิธีการ One-Tap FDE แบบพื้นฐาน ที่ภาครับยังมีการเปลี่ยนแปลงในช่วงระยะเวลาสัญลักษณ์ DFTS-OFDM หนึ่ง จากความเป็นจริงนี้เป็นเรื่องที่ยากที่จะชดเชยการรบกวนกันระหว่างช่องสัญญาณโดยการใช้วิธีการ One-Tap FDE แบบพื้นฐาน ซึ่งนำไปสู่การลดค่าลงอย่างมากของสมรรถนะของอัตราผิดพลาดบิตภายใต้สภาพแวดล้อมแบบเคลื่อนที่ความเร็วสูง [8]-[10]

ถึงวันนี้หลายวิธีที่ถูกนำเสนอสำหรับสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม (OFDM) เพื่อลดการรบกวนกันระหว่างช่องสัญญาณภายใต้สภาพแวดล้อมแบบเคลื่อนที่ความเร็วสูง [11]-[13] ผู้เขียนใน [13] นำเสนอวิธีการอิควอไลเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนความถี่สำหรับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มภายใต้สภาพแวดล้อมแบบเคลื่อนที่ความเร็วสูง วิธีการอิควอไลเซชันที่นำเสนอสามารถใช้ในการคำนวณความซับซ้อนลดลงมากเมื่อเทียบกับการคำนวณเมทริกซ์ผกผัน โดยวิธีการอิควอไลเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนความถี่ ลำดับของการคำนวณกับการคำนวณเมทริกซ์ผกผันเป็น  $O(N^3)$  สามารถลดลงเป็น  $O(N^2)$  อย่างไรก็ตามวิธีการอิควอไลเซชันบนแกนความถี่นี้ใช้ความซับซ้อนสูงในส่วนของโครงสร้างการถ่ายโอนเมทริกซ์ผลการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ แทนการใช้วิธีการอิควอไลเซชันบนแกนความถี่ ผู้วิจัยได้นำเสนอวิธีการอิควอไลเซชันบนแกนเวลาสำหรับสัญญาณ DFTS-OFDM ซึ่งเป็นทางเลือกที่น่าสนใจของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม แม้ว่าวิธีการนี้สามารถลดการรบกวนระหว่างช่องสัญญาณกับความซับซ้อนที่มีขนาดเล็กในโครงสร้างเมทริกซ์ผลการตอบสนองอิมพัลส์ช่องสัญญาณแกนเวลาต้องคำนวณความผกผันของการถ่ายโอนเมทริกซ์ผลการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณที่ทุกๆ สัญลักษณ์ข้อมูล ซึ่งนำไปสู่ความยากลำบากในการดำเนินการทางปฏิบัติของภาครับสัญญาณ DFTS-OFDM

เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวข้างต้น วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอวิธีการอิควอไลเซชันแบบค่านวณวนรอบบนแกนเวลาสำหรับสัญญาณ DFTS-OFDM โดยใช้อัลกอริทึม PCGS สำหรับการแก้สมการแทนการใช้การค่านวณโดยตรงของเมทริกซ์ผกผัน วิธีการอิควอไลเซชันบนแกนเวลาที่นำเสนอมีประสิทธิภาพอัตราผิดพลาดบิตดีกว่ามากเมื่อเทียบกับวิธีการ One-Tap FDE แบบพื้นฐานภายใต้สภาพแวดล้อมแบบเคลื่อนที่ความเร็วสูง

## 1.5 ขอบเขตการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้นำเสนอวิธีการอิควอไลเซชันแบบค่านวณวนรอบบนแกนเวลา เพื่อให้สมรรถนะของระบบดีขึ้นและลดการค่านวณความซับซ้อนภายใต้สภาพแวดล้อมแบบเคลื่อนที่ความเร็วสูง สำหรับสัญญาณ DFTS-OFDM โดยใช้อัลกอริทึม PCGS แทนการใช้การค่านวณโดยตรงของเมทริกซ์ผกผัน เพื่อวัดสมรรถนะและการค่านวณความซับซ้อนของวิธีการที่นำเสนอ ผู้เขียนได้ทำการใช้คอมพิวเตอร์ในการจำลองระบบด้วยโปรแกรม MATLAB ในการจำลองรูปแบบของช่องสัญญาณจางหายที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาและการทำงานของระบบ ผลที่ได้แสดงถึงการเปรียบเทียบการประมาณค่าของสัญญาณ การเปรียบเทียบอัตราการค่านวณความซับซ้อน และแสดงผลสมรรถนะของอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate : BER) ของระบบที่นำเสนอเปรียบเทียบกับวิธีการ One-Tap FDE แบบพื้นฐาน

## 1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะแบ่งการศึกษาออกเป็น 5 บท คือ

บทที่ 1 จะกล่าวถึงกล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมติฐานของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 จะกล่าวถึงระบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐาน และทฤษฎีที่ใช้ในการวิจัย ซึ่งประกอบไปด้วยพื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็ม คุณสมบัติของการอโธโกนอล คุณสมบัติของการอโธโกนอลในแกนความถี่ การแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนาน การมอดูเลตคลื่นพาห้อย่อย การแปลงสัญญาณในแกนความถี่ให้อยู่ในแกนเวลา ช่วงเวลาป้องกัน สัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน ช่องสัญญาณแบบต่างๆ และการประมาณค่าช่องสัญญาณ ระบบ DFTS-OFDM วิธีการอิควอไลเซชันบนแกนความถี่ การแก้ไขข้อมูลที่ผิดพลาดจากการส่งข้อมูล (Forward Error Correction : FEC)

บทที่ 3 จะกล่าวถึงวิธีการประมาณค่าบนแกนเวลาของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ วิธีการอิควอไลเซชันบนแกนเวลา วิธีการอิควอไลเซชันแบบค่านวณวนรอบบนแกนเวลาที่นำเสนอ

บทที่ 4 ผลการหาสมรรถนะของระบบ ได้แก่ วิธีการที่ใช้ในการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ วิธีการที่ใช้ในการเปรียบเทียบค่าความผิดพลาดบิต พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบสมรรถนะของการประมาณค่าเมื่อเปรียบเทียบกับ Normalize Mean Square Error (NMSE) การหาจำนวนเฉลี่ยของการคำนวณวนรอบ สมรรถนะของค่าความผิดพลาดบิตและการประมาณค่าช่องสัญญาณเมื่อเปรียบเทียบกับ Cubic Spline Interpolation

บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ โดยกล่าวถึงบทสรุปของระบบที่นำเสนอเปรียบเทียบกับระบบพื้นฐาน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

# ระบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐาน และทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย

การสื่อสารแบบไร้สายทั้งในอดีตตลอดจนถึงปัจจุบันนั้นล้วนมีความต้องการเดียวกันในส่วนหนึ่งคือ การส่งสัญญาณจากผู้ส่งไปยังผู้รับได้อย่างถูกต้องและแม่นยำ แต่ในเวลานี้การส่งสัญญาณที่ถูกต้องและแม่นยำเพียงอย่างเดียวไม่เพียงพอต่อความต้องการของผู้รับบริการที่เพิ่มขึ้นตลอดเวลา ทำให้การสื่อสารแบบไร้สายนั้นต้องการการส่งสัญญาณที่มีอัตราการรับส่งข้อมูลที่สูงมากขึ้น เพื่อให้รองรับกับปริมาณข้อมูลที่เพิ่มขึ้นอันเนื่องมาจากความต้องการของผู้รับบริการเองและ (หรือ) รูปแบบของการให้บริการต่างๆ ดังเช่น การส่งสัญญาณโทรทัศน์แบบดิจิตอลภาคพื้นดิน หรือ ดีทีทีบี (Digital Terrestrial Television Broadcasting : DTTB) ที่กำลังจะมีการนำระบบเหล่านี้มาใช้กับการให้บริการโทรทัศน์ดิจิตอลในประเทศไทย ซึ่งการส่งข้อมูลและลักษณะเด่นต่างๆ ของระบบโอเอฟดีเอ็ม นั้นเป็นหนึ่งในเทคนิคที่สามารถตอบสนองความต้องการดังกล่าวได้ เนื่องจากระบบโอเอฟดีเอ็มสามารถทนทานต่อการจางหายแบบหลายเส้นทาง (Multipath Fading) ได้เป็นอย่างดี อีกทั้งยังมีการส่งข้อมูลในอัตราที่สูงอีกด้วย

ในการสื่อสารแบบไร้สายนั้นย่านความถี่ใช้งาน (Bandwidth) จะมีอยู่จำกัด ซึ่งในการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่หรือแบบเอฟดีเอ็ม (Frequency Division Multiplexing : FDM) นั้น แต่ละช่องสัญญาณจะมีความถี่คลื่นพาห์ที่แตกต่างกันออกไป โดยมีการกำหนดระยะห่างของความถี่ระหว่างช่องสัญญาณให้มีค่าเพียงพอที่จะไม่ทำให้เกิดการทับซ้อนกันทางสเปกตรัมของแต่ละช่องสัญญาณ

### 2.1 พื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็ม

การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็มเป็นเทคนิคการมัลติเพล็กซ์ที่คล้ายกับการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ โดยที่ระบบโอเอฟดีเอ็มนั้นจะใช้พื้นฐานของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ที่ทำให้สามารถที่จะส่งข่าวสารได้หลายข่าวสารไปในช่องสัญญาณช่องเดียวกันซึ่งเป็นการใช้ย่านความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพตัวอย่างของระบบการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ที่ใช้กัน เช่น การส่งสัญญาณของสถานีวิทยุเอฟเอ็ม (Frequency Modulation) โดยที่แต่ละสถานีจะใช้เวลาที่ต่างกัน ทำให้แต่ละสถานีนั้นสามารถที่จะส่งสัญญาณได้พร้อมๆ กันโดยไม่มีมารบกวนซึ่งกันและกัน โดยในการส่งสัญญาณนั้นแต่ละสถานีจะใช้แถบความถี่ที่จำกัดและไม่เหลื่อมทับกันในแกนความถี่ ทางด้านเครื่องรับเมื่อรับสัญญาณได้ก็จะเลือกแถบความถี่หรือสถานีที่ต้องการโดยใช้วงจรกรองแบบแถบความถี่ผ่าน (Band-Pass Filter) ซึ่งจะสามารถทำการดีมอดูเลต (Demodulate) สัญญาณข่าวสารที่ต้องการกลับมาได้การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็มจะแตกต่างกับการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่

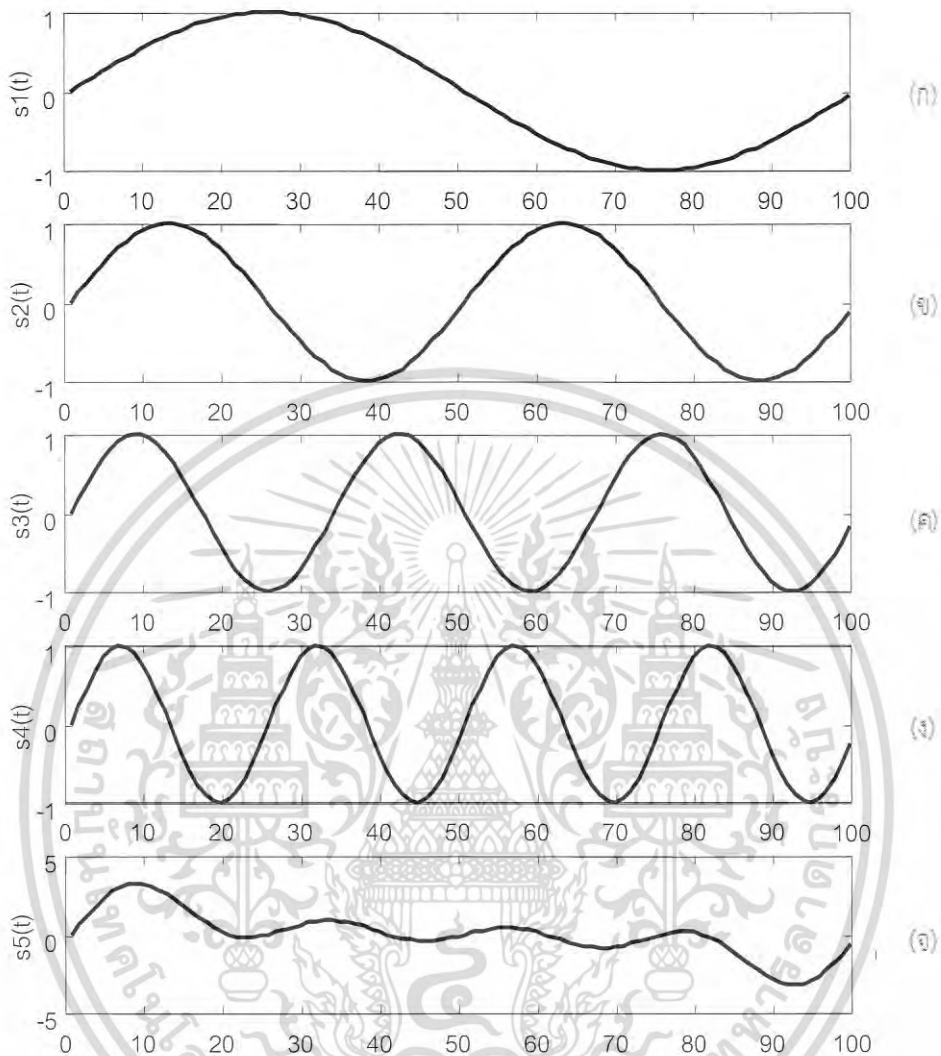
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในหลายๆ ด้านคือ ในการส่งสัญญาณแบบแบ่งช่วงความถี่จะส่งที่แถบความถี่ต่างกันโดยผลที่ได้จากการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่คือจะสูญเสียแถบความถี่ระหว่างสถานีที่มีไว้เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการรบกวนกันระหว่างสถานีข้างเคียง ด้วยการมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม เช่น ระบบการกระจายเสียงแบบดิจิตอล (Digital Audio Broadcasting : DAB) สัญญาณข่าวสารของแต่ละสถานีจะถูกมัลติเพล็กซ์รวมกันเป็นสัญญาณข่าวสารสัญญาณเดียว โดยสัญญาณข่าวสารทั้งหมดนี้จะทำการส่งโดยใช้ระบบโอเอฟดีเอ็มผ่านคลื่นพหุย่อยๆ จำนวนมาก โดยคลื่นพหุย่อยๆ เหล่านี้จะมีคุณสมบัติของการออร์โธโกนอล (Orthogonal) ทำให้สามารถส่งสัญญาณที่มีแถบความถี่ซ้อนทับกันได้โดยไม่ทำให้เกิดการรบกวนซึ่งกันและกัน อีกทั้งยังใช้แถบความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพเมื่อเทียบกับการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ที่ต้องมีแถบความถี่ป้องกันเพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนกันระหว่างสถานีข้างเคียงในระบบการสื่อสารไร้สายนั้นจะเลือกใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆ ที่เหมาะสมและสามารถที่จะส่งสัญญาณข่าวสารไปในช่องสัญญาณการสื่อสารที่ต้องการส่งผ่านได้ การพัฒนารูปแบบการมอดูเลตนั้นจะทำการพัฒนาให้เหมาะสมกับสัญญาณข่าวสารที่เป็นสัญญาณอนาล็อกหรือดิจิตอล ในส่วนของรูปแบบการมอดูเลตสัญญาณข่าวสารที่เป็นอนาล็อกแบบทั่วไปได้แก่การมอดูเลตเชิงความถี่ (Frequency Modulation : FM) การมอดูเลตเชิงขนาด (Amplitude Modulation : AM) การมอดูเลตเชิงมุม (Phase Modulation : PM) การมอดูเลตแบบเอสเอสบี (Single Side Band : SSB) การมอดูเลตแบบวีเอสบี (Vestigial Side Band : VSB) และการมอดูเลตแบบดีเอสบีเอสซี (Double Side Band Suppressed Carrier : DSB-SC) และในส่วนของมอดูเลตสัญญาณสำหรับการสื่อสารแบบดิจิตอลทั่วไป ได้แก่ การมอดูเลตแบบเอเอสเค (Amplitude Shift Keying : ASK) การมอดูเลตแบบเอฟเอสเค (Frequency Shift Keying : FSK) การมอดูเลตแบบพีเอสเค (Phase Shift Keying : PSK) และการมอดูเลตแบบควอดราเชอแอม (Quadrature Amplitude Modulation : QAM) ในแต่ละคลื่นพหุของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่นั้นสามารถที่จะทำการมอดูเลตสัญญาณข่าวสารที่จะส่งเป็นแบบอนาล็อกหรือดิจิตอลก็ได้เนื่องจากการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่นั้นไม่ต้องทำการซิงโครไนซ์ (Synchronization) ระหว่างสถานีที่ส่ง ดังนั้นแต่สถานีสามารถที่จะส่งสัญญาณที่ทำการมอดูเลตแตกต่างกันได้ เช่น สถานีที่ 1 มอดูเลตแบบเอฟเอ็ม สถานีที่ 2 อาจจะมีมอดูเลตแบบเอฟเอสเคก็ได้ สำหรับการมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็มนั้นคลื่นพหุย่อยๆ ทั้งหมดจะต้องซิงโครไนซ์กันซึ่งเป็นการจำกัดที่จะต้องทำการมอดูเลตแบบดิจิตอลระบบโอเอฟดีเอ็มจะส่งสัญญาณเป็นสัญลักษณ์ ซึ่งสามารถส่งสัญญาณจำนวนมากที่มีความเร็วต่ำแบบขนานกันไป ในการส่งคลื่นพหุย่อยๆ นี้จะต้องทำการซิงโครไนซ์ทั้งเวลาและความถี่ และจะต้องรักษาคุณสมบัติของการออร์โธโกนอลเพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนซึ่งกันและกันระหว่างคลื่นพหุย่อยๆ การสร้างคลื่นพหุย่อยๆ ให้มีคุณสมบัติของการออร์โธโกนอลนั้นสามารถทำได้หลายวิธีและทำไมจึงไม่มีการรบกวนกันระหว่างคลื่นพหุย่อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

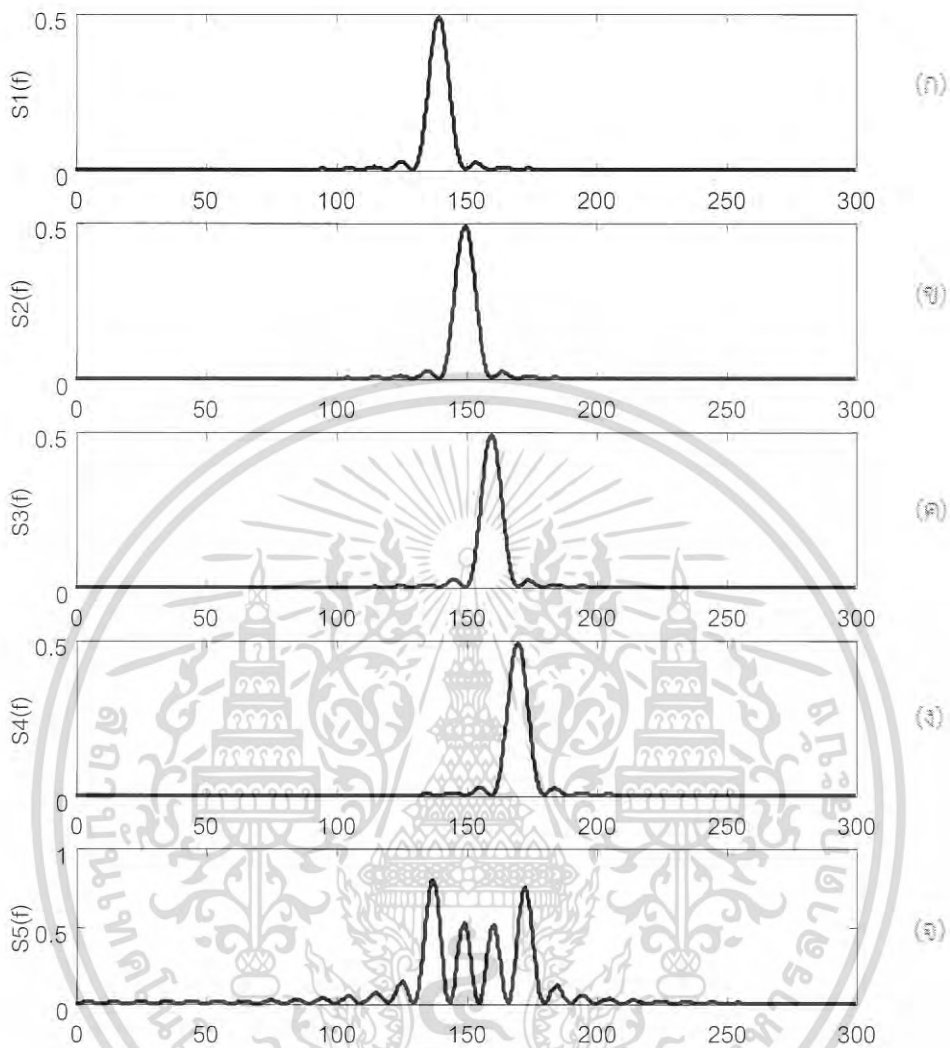
### 2.1.1 คุณสมบัติของการอโคโนนอล

สัญญาณจะอโคโนนอลกันถ้ามีความเป็นอิสระร่วมกัน (Mutually Independent) ของแต่ละสัญญาณ คุณสมบัติของการอโคโนนอลจะทำให้สามารถที่จะทำส่งสัญญาณหลายๆ สัญญาณรวมกันไปในช่องสัญญาณการสื่อสารเดียวกันและสามารถที่จะกู้สัญญาณกลับมาได้โดยไม่มีกรรบกวนซึ่งกันและกัน (Interference) ปกติแล้วส่วนมากการมัลติเพล็กซ์รูปแบบต่างๆ นั้นจะมีคุณสมบัติของการอโคโนนอลโดยธรรมชาติ ตัวอย่างเช่น การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา (Time Division Multiplexing : TDM) ซึ่งสามารถที่จะส่งสัญญาณข่าวสารหลายๆ สัญญาณไปในช่องการสื่อสารเดียวกันโดยอาศัยการส่งคนละช่วงเวลา (Time Slot) คือในระหว่างที่ส่งสัญญาณข่าวสารสัญญาณใดสัญญาณหนึ่งนั้นจะไม่มีกรรส่งสัญญาณข่าวสารสัญญาณอื่น ส่วนสัญญาณข่าวสารอื่นๆ นั้นจะส่งที่ช่วงเวลาถัดไปดังนั้นจึงทำให้ไม่เกิดการรบกวนระหว่างสัญญาณข่าวสารที่ส่งเพราะระบบการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลานั้นมีลักษณะของการอโคโนนอล ในส่วนการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (Frequency Division Multiplexing : FDM) นั้นสัญญาณข่าวสารแต่ละสัญญาณนั้นจะอโคโนนอลกันโดยไม่เกิดการรบกวนซึ่งกันและกันโดยการส่งที่คลื่นพาห้คนละความถี่และแถบความถี่ที่ห่างกันเพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนกันระหว่างสัญญาณที่ใช้คลื่นพาห้ที่มีความถี่ใกล้เคียงกัน ถึงแม้ว่าวิธีการเหล่านี้จะมีความเป็นอโคโนนอลในส่วนของระบบโอเอฟดีเอ็มจะเป็นรูปการแบบการมัลติเพล็กซ์ของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่โดยที่คลื่นย่อยๆ ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มนั้นจะมีสเปคตรัมที่ซ้อนทับกันซึ่งมีความเป็นไปได้ในทางทฤษฎีถ้าสามารถที่จะรักษาคุณสมบัติของการอโคโนนอลระหว่างคลื่นพาห้ย่อยเหล่านั้นได้ การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็มนั้นจะมีคุณสมบัติของการอโคโนนอลบนแกนความถี่โดยสามารถที่จะส่งสัญญาณข่าวสารไปในคลื่นพาห้ย่อยที่ต่างกันโดยไม่เกิดการรบกวนกัน สัญญาณโอเอฟดีเอ็มสามารถสร้างจากผลรวมของสัญญาณไซน์ซอยด์ (Sinusoid Signal) หลายๆ สัญญาณ ซึ่งแต่ละสัญญาณก็คือคลื่นพาห้ย่อยแต่ละตัวนั่นเอง ความถี่เบสแบนด์ (Baseband Frequency) ของแต่ละคลื่นพาห้ย่อยจะกำหนดให้เป็นจำนวนเต็มของส่วนกลับของช่วงเวลาของสัญลักษณ์หนึ่งสัญลักษณ์ (Symbol Time) โดยผลที่ได้จะทำให้แต่ละคลื่นพาห้ย่อยนั้นมีจำนวนของไซเคิล (Cycle) เป็นจำนวนเต็มในหนึ่งสัญลักษณ์และผลที่ตามมาจะทำให้แต่ละคลื่นพาห้ย่อยๆ นั้นจะอโคโนนอลกัน ในรูปที่ 2.5 แสดงรูปแบบของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่มีคลื่นพาห้ย่อยจำนวน 4 คลื่นพาห้



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของสัญญาณโอเพนลูปแอมบนแกนเวลา [3]

รูปที่ 2.1(ก), (ข), (ค) และ (ง) แสดงคลื่นพหุคูณย่อยแต่ละสัญญาณซึ่งประกอบด้วยลูกคลื่นจำนวน 1 2 3 และ 4 ลูกคลื่น ในช่วงเวลาหนึ่งสัญญาณตามลำดับ โดยที่คลื่นพหุคูณย่อยแต่ละสัญญาณนั้นจะมีเฟสเป็นศูนย์ และจะสังเกตได้ว่าแต่ละคลื่นพหุคูณย่อยจะมีจำนวนลูกคลื่นเป็นจำนวนเต็มในช่วงเวลาของหนึ่งสัญญาณ ในส่วนของรูปที่ 2.1(จ) เป็นสัญญาณเมื่อทำการรวมคลื่นพหุคูณทั้ง 4 สัญญาณเข้าด้วยกัน



รูปที่ 2.2 สัญญาณบนแกนความถี่ของคลื่นพายุย่อยแต่ละสัญญาณ [3]

รูปที่ 2.2(ก) (ข) (ค) และ (ง) จะแสดงสัญญาณบนแกนความถี่ของคลื่นพายุย่อยแต่ละสัญญาณในรูปที่ 2.1(ก) (ข) (ค) และ (ง) ตามลำดับ และในรูปที่ 2.2(จ) นั้นจะแสดงสัญญาณเมื่อทำการรวมคลื่นพายุย่อยทั้ง 4 สัญญาณเข้าด้วยกันในแกนความถี่เขตของฟังก์ชันแต่ละฟังก์ชันนั้นจะออโธโกนอลกันก็ต่อเมื่อมีสถานะที่เข้ากับสถานะในสมการที่ (2.1) ถ้าฟังก์ชันใด ๆ 2 ฟังก์ชันที่แตกต่างกันเมื่อนำมาคูณกันแล้วทำการอินทิเกรตในช่วงเวลาของหนึ่งสัญญาณผลลัพธ์ที่ได้จะมีค่าเป็นศูนย์ซึ่งแสดงว่า 2 ฟังก์ชันนั้นออโธโกนอลกันและอีกทางหนึ่งเมื่อเรามองเครื่องรับสัญญาณที่แมตช์กับฟังก์ชันใดฟังก์ชันหนึ่ง เครื่องรับก็จะรับได้เฉพาะฟังก์ชันนั้น ส่วนฟังก์ชันอื่นเมื่อทำการอินทิเกรตแล้วจะได้ผลลัพธ์เป็นศูนย์ [3]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

โดยที่  $C$  เป็นค่าคงที่ สมการที่ (2.2) แสดงเซตของสัญญาณไซน์ซออยด์ (Sinusoid Signal) ที่ออร์โธโกนอลกัน ซึ่งแสดงให้เห็นถึงคลื่นพหุย่อยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ยังไม่ได้มีการมอดูเลต

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

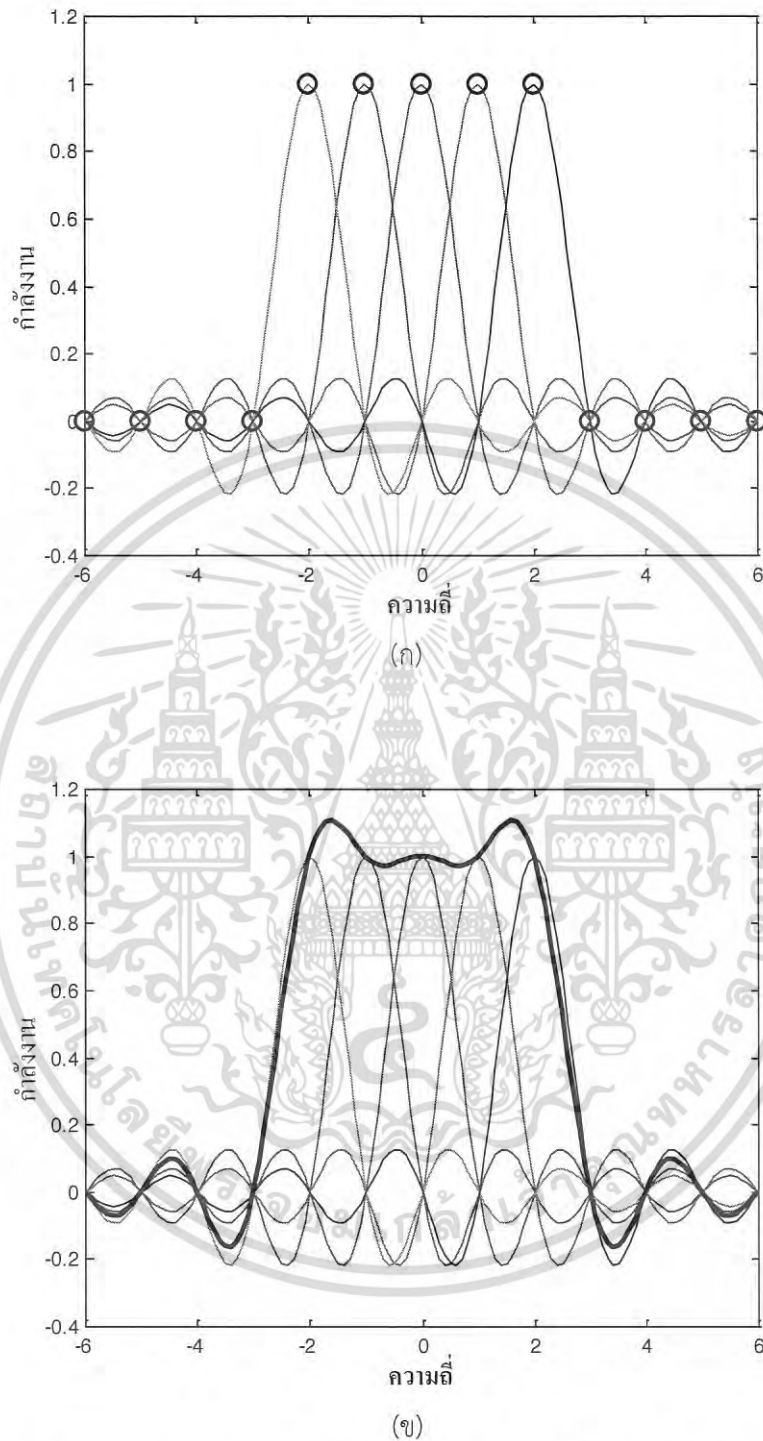
เมื่อ  $f_0$  คือ ระยะห่างระหว่างคลื่นพหุย่อย  $M$  คือ จำนวนของคลื่นพหุย่อย  $T$  คือ ช่วงเวลาหนึ่งสัญลักษณ์

จากสมการที่ (2.2) จะเห็นได้ว่าความถี่สูงสุดของคลื่นพหุย่อยนั้นจะมีค่าเท่ากับ  $Mf_0$  และความกว้างของแถบความถี่ที่ใช้ในการส่งผ่านจะมีค่าเท่ากับ  $Mf_0$  เช่นกัน

### 2.1.2 คุณสมบัติของการออร์โธโกนอลในแถบความถี่

ทางหนึ่งที่สามารถเห็นคุณสมบัติของการออร์โธโกนอลของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มก็คือ การพิจารณาสเปกตรัมของสัญญาณบนแถบความถี่นั้นแต่ละคลื่นพหุย่อยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มจะมีการตอบสนองความถี่ของสัญญาณลักษณะเป็นสัญญาณซิงก์ (Sinc Signal) [9] แสดงในรูปที่ 2.3(ก) รูปร่างของสัญญาณซิงก์จะมีโลบหลัก (Main Lobe) ที่แคบและมีโลบด้านข้าง (Side Lobe) จำนวนมากที่มีขนาดลดลงอย่างช้าๆ จากจุดกึ่งกลางของสัญญาณ แต่ละคลื่นพหุจะมีจุดยอดที่กึ่งกลางความถี่ และมีจุดที่สัญญาณเป็นศูนย์ (Null) ทุกๆ จุดที่เป็นช่องว่างของความถี่ซึ่งเท่ากับระยะห่างระหว่างคลื่นพหุ เมื่อสัญญาณแต่ละสัญญาณออร์โธโกนอลกันผลที่ได้ก็คือจุดยอดของสัญญาณจะมีตำแหน่งตรงกับจุดที่สัญญาณของคลื่นพหุอื่นเป็นศูนย์ เมื่อทำการตีเทคสัญญาณโอเอฟดีเอ็มโดยใช้กระบวนการ DFT (Discrete Fourier Transform) จะได้สเปกตรัมของสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องดังแสดงในรูปที่ 2.3(ก) โดยแอมพลิจูดของสเปกตรัมสัญญาณที่จุด 0 แต่ละจุดในรูปจะตรงพอดีกับจุดยอดของคลื่นพหุย่อยถ้ากระบวนการ DFT สามารถที่จะซิงโครไนซ์ กับสัญญาณที่รับได้ในแถบเวลา ด้วยเหตุนี้แถบความถี่ที่ซ้อนทับกันของแต่ละคลื่นพหุย่อยจะไม่มีผลกระทบที่เครื่องรับเพราะจุดยอดของแต่ละคลื่นพหุย่อยนั้นตรงกับจุดที่คลื่นพหุอื่นเป็นศูนย์ซึ่งเป็นผลมาจากคุณสมบัติของการออร์โธโกนอลกันของแต่ละคลื่นพหุย่อยนี้เอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



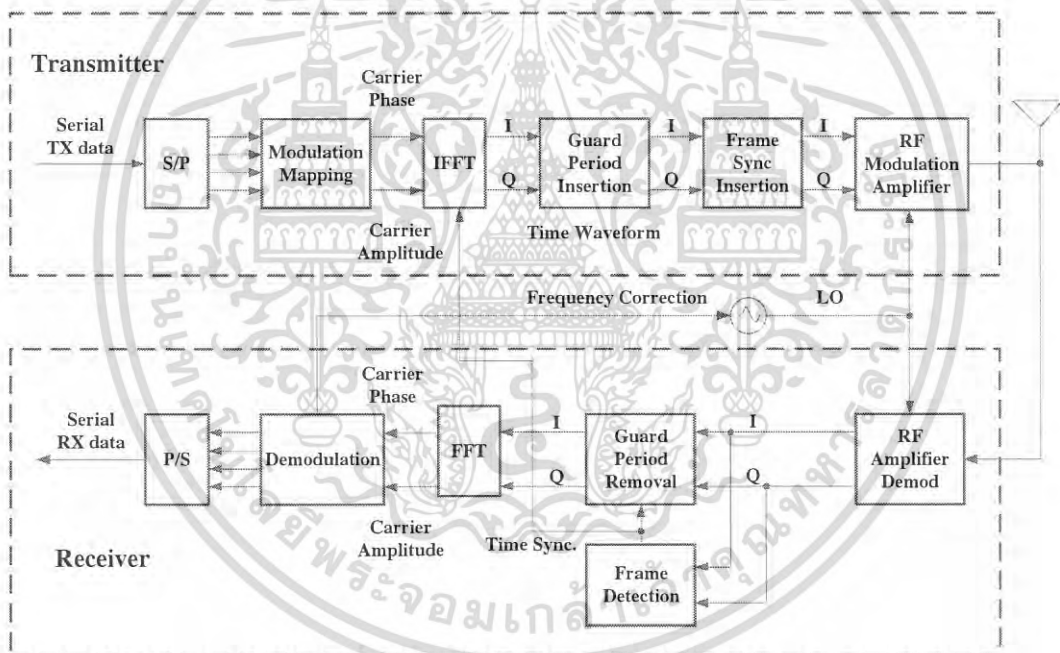
รูปที่ 2.3 การตอบสนองความถี่ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแต่ละคลื่นพหุย่อย [9]

ในรูปที่ 2.3(ก) แสดงสเปกตรัมของแต่ละคลื่นพหุย่อยและแอมพลิจูดสัญญาณที่เครื่องรับโอเอฟดีเอ็ม จะเห็นว่าสเปกตรัมของสัญญาณจะมีรูปร่างเป็นสัญญาณซิงก์ รูปที่ 2.3(ข) จะแสดงผลรวมของการตอบสนองความถี่ของคลื่นพหุย่อยทั้ง 5 สัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.3 เครื่องรับส่งโอเอฟดีเอ็ม

สัญญาณโอเอฟดีเอ็มโดยปกติแล้วจะสร้างเป็นสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal) เนื่องจากในกรณีของสัญญาณอนาล็อก (Analog Signal) เป็นเรื่องที่ยากมากที่จะสร้างเครื่องรับหรือเครื่องส่งที่มีออสซิลเลเตอร์ (Oscillator) จำนวนมากได้เพราะจะต้องใช้ออสซิลเลเตอร์จำนวนเท่ากับจำนวนของคลื่นพาห่อย่อย รูปที่ 2.4 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับส่งโอเอฟดีเอ็ม ในส่วนของเครื่องส่งจะแปลงข้อมูลดิจิทัลไปเป็นคลื่นพาหุที่มีทั้งขนาดและเฟส จากนั้นก็จะแปลงสัญญาณให้อยู่บนแกนเวลาโดยใช้กระบวนการ IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) ซึ่ง IFFT เป็นกระบวนการที่เหมือนกับกระบวนการ IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform) โดยที่ IFFT จะเป็นรูปแบบที่ทำให้สามารถที่จะใช้คอมพิวเตอร์ในการคำนวณได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น หลังจากได้สัญญาณที่อยู่ในแกนเวลาแล้วจะทำการแปลงสัญญาณให้มีความถี่สูงขึ้นตามต้องการและเหมาะสมกับช่องสัญญาณที่ใช้ในการส่งผ่านสัญญาณ



รูปที่ 2.4 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับส่งโอเอฟดีเอ็ม [2]

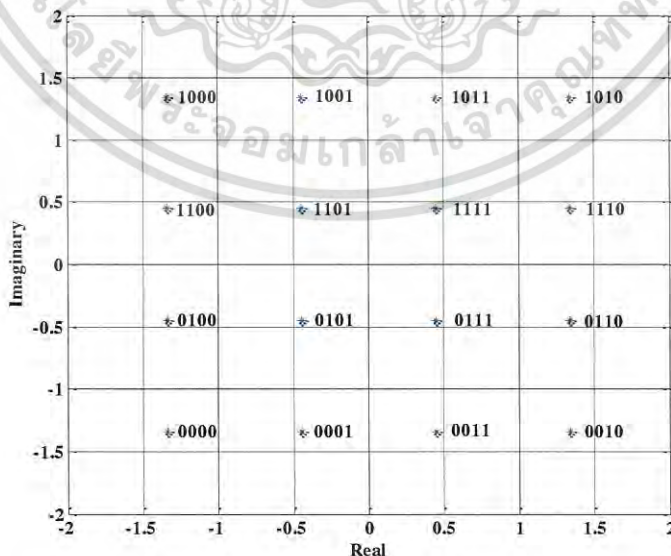
ในส่วนของเครื่องรับจะเป็นกระบวนการที่กลับกันกับทางด้านเครื่องส่งโดยสัญญาณที่รับเข้ามาจะถูกแปลงให้มีความถี่ต่ำลงอยู่ในช่วงความถี่เบสแบนด์ (Baseband Frequency) จากนั้นนำสัญญาณที่ได้ผ่านกระบวนการ FFT (Fast Fourier Transform) จะได้สัญญาณที่อยู่บนแกนความถี่ (Frequency Domain Signal) โดยขนาดและเฟสของสัญญาณในแต่ละคลื่นพาหุจะถูกตีเทคกลับออกมาเป็นข้อมูลดิจิทัล

#### 2.1.4 การแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนาน

ข้อมูลที่ส่งโดยปกติจะเป็นข้อมูลแบบอนุกรม ในระบบโอเอฟดีเอ็มแต่ละสัญลักษณ์นั้นจะสามารถส่งข้อมูลได้ 40 ถึง 400 บิตต่อหนึ่งสัญลักษณ์ ดังนั้นการแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนานนั้นเป็นสิ่งที่จำเป็นมาก เพื่อที่จะแปลงข้อมูลที่เข้ามาแบบอนุกรมไปเป็นข้อมูลแบบขนานสำหรับส่งในแต่ละสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม (OFDM Symbol) ขนาดของข้อมูลในแต่ละสัญลักษณ์จะขึ้นอยู่กับรูปแบบการมอดูเลต และจำนวนของคลื่นพาย้อย ตัวอย่างเช่น แต่ละคลื่นพาย้อยใช้การมอดูเลตแบบ 16-QAM (16-Quadrature Amplitude Modulation) ซึ่งแต่ละสัญลักษณ์จะส่งข้อมูลได้ทีละ 4 บิต และถ้าส่งด้วยคลื่นพาย้อยจำนวน 100 คลื่นพาย้อย จำนวนบิตข้อมูลที่สามารถส่งได้ในแต่ละสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มจะเท่ากับ 400 บิตต่อสัญลักษณ์เป็นต้น ในส่วนของทางด้านเครื่องรับเมื่อทำการดีมอดูเลตสัญญาณแล้วก็ต้องแปลงข้อมูลจากขนานมาเป็นข้อมูลแบบอนุกรมเช่นเดียวกัน

#### 2.1.5 การมอดูเลตคลื่นพาย้อย

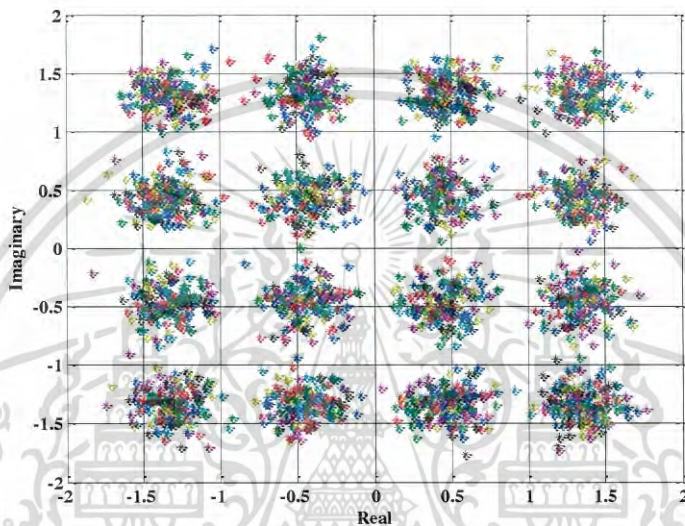
ในแต่ละคลื่นพาย้อยที่ใช้ในการส่งข้อมูลจะใช้การมอดูเลตในแต่ละคลื่นพาย้อยเป็นแบบขนาดและเฟส ซึ่งสามารถแสดงได้เป็นเวกเตอร์ I-Q ในรูปที่ 2.5 แสดงตัวอย่างของการมอดูเลตคลื่นพาย้อยแบบ 16-QAM ซึ่งแต่ละสัญลักษณ์ของการมอดูเลตแบบ 16-QAM นั้นจะสามารถส่งข้อมูลได้ 4 บิต และมีจำนวนสัญลักษณ์ 16 สัญลักษณ์ ซึ่งแต่ละสัญลักษณ์ก็จะแทนด้วยเวกเตอร์ I-Q ที่ไม่ซ้ำกัน ในการมอดูเลตของคลื่นพาย้อยนั้นสามารถใช้รูปแบบการมอดูเลตได้หลายรูปแบบ เช่น BPSK QPSK หรือ M-QAM เป็นต้น ซึ่งการมอดูเลตแต่ละวิธีจะมีความสามารถในการส่งข้อมูลต่อสัญลักษณ์ที่แตกต่างกันออกไป



รูปที่ 2.5 ตัวอย่างการมอดูเลตคลื่นพาย้อยแบบ 16-QAM [3]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

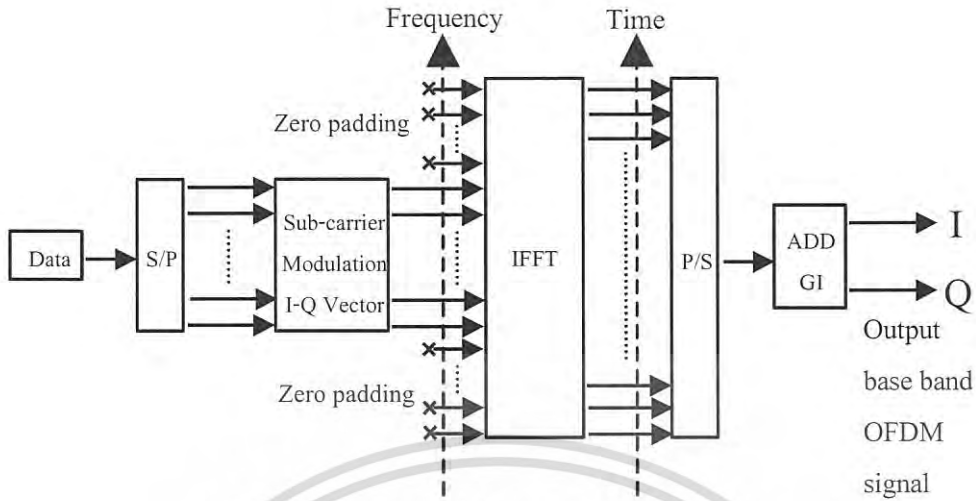
ในด้านเครื่องรับเมื่อรับสัญญาณได้ก็จะทำการตีเทคข้อมูลได้จะตำแหน่งของเวกเตอร์ I-Q ที่แตกต่างกันออกไป ในระหว่างการส่งผ่านสัญญาณไปในสภาพแวดล้อมที่มีสัญญาณรบกวนและเกิดความผิดพลาดของสัญญาณ จะทำให้ตำแหน่งของเวกเตอร์ I-Q เกิดการแปลงเปลี่ยนแปลงดังแสดงในรูปที่ 2.6 จากรูปจะแสดงสัญญาณ 16-QAM ที่อัตรากำลังคลื่นพาท่ต่อกำลังของสัญญาณรบกวน เท่ากับ 17 dB สังเกตได้ว่าตำแหน่งของเวกเตอร์ I-Q จะมีการกระจายที่เป็นผลมาจากสัญญาณรบกวนและสภาพแวดล้อมซึ่งทำให้ความผิดพลาดในการตรวจจับข้อมูล



รูปที่ 2.6 สัญญาณ 16-QAM เมื่อเกิดมีสัญญาณรบกวนเข้ามา [3]

### 2.1.6 การแปลงสัญญาณบนแกนความถี่ให้อยู่บนแกนเวลา

หลังจากที่ทำการมอดูเลตคลื่นพาท่ย่อยโดยกำหนดขนาดและเฟสของคลื่นพาท่ย่อยตามข้อมูลที่ส่ง โดยที่คลื่นพาท่ย่อยทั้งหมดที่ไม่ได้ทำการมอดูเลตจะถูกกำหนดให้เป็นศูนย์จากนั้นจะทำการแปลงสัญญาณให้อยู่บนแกนเวลาโดยกระบวนการ IFFT เพื่อที่จะใช้ในการส่งสัญญาณ รูปที่ 2.7 แสดงส่วนของกระบวนการ IFFT ของเครื่องส่งโอเอฟดีเอ็มบนแกนความถี่สัญญาณก่อนที่ผ่านกระบวนการ IFFT แต่ละแชนเนลของ IFFT จะต้องมีค่าตรงกันกับสัญญาณของคลื่นพาท่ย่อย โดยมากคลื่นพาท่จะมอดูเลตด้วยข้อมูล ส่วนคลื่นพาท่ย่อยด้านข้างจะไม่มีมอดูเลตและถูกกำหนดขนาดให้เป็นศูนย์ คลื่นพาท่ย่อยที่ถูกกำหนดขนาดเป็นศูนย์นี้จะใช้เป็นแถบความถี่ป้องกัน (Frequency Guard Band) เพื่อป้องกันการรบกวนจากแถบความถี่ข้างเคียง



รูปที่ 2.7 บล็อกไดอะแกรมในส่วนของการคำนวณการ IFFT [3]

2.1.7 การแปลงอัลกอริทึม DFT และ FFT

วิธีการนี้อยู่บนพื้นฐานของการแยกส่วนของลำดับ  $N$ -point ไปเป็น  $N/2$ -point และการได้มาของ  $N$ -point DFT จะเกิดขึ้นจากการรวมกันของสองลำดับ  $N/2$ -point นี้ กระบวนการนี้แสดงผลลัพธ์ที่ช่วยลดกระบวนการคำนวณทางคณิตศาสตร์ อีกทั้งยังสามารถลดการแยกของแต่ละสองลำดับ  $N/2$ -point ไปเป็นลำดับ  $N/4$ -point ซึ่งกระบวนการนี้ถูกทำซ้ำจนได้ผลลัพธ์เหลือจนเพียงสองจุด



ขนาดของ  $N$  DFT

$$\begin{aligned}
 X^F(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W_N^{nk}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \\
 &= \sum_{r=0}^{(N/2)-1} x(2r)W_N^{2rk} + \sum_{r=0}^{(N/2)-1} x(2r+1)W_N^{(2r+1)k}
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \sum_{r=0}^{(N/2)-1} x(2r)(W_N^2)^{rk} + W_N^k \sum_{r=0}^{(N/2)-1} x(2r+1)(W_N^2)^{rk} \tag{2.3}$$

จะสังเกตได้ว่า

$$W_N^2 = \exp\left[\frac{-j2(2\pi)}{N}\right] = \exp\left(\frac{-j2\pi}{N/2}\right) = W_{N/2} \tag{2.4}$$

$$\begin{aligned} X^F(k) &= \sum_{r=0}^{(N/2)-1} x(2r)W_{N/2}^{rk} + W_N^k \sum_{r=0}^{(N/2)-1} x(2r+1)W_{N/2}^{rk} \\ &= G^F(k) + W_N^k H^F(k), \quad k=0,1,\dots,\frac{N}{2}-1 \end{aligned} \tag{2.5}$$

เมื่อ  $X^F(k)$  เป็น  $N$ -point DFT ของ  $x(n)$  ซึ่งถูกแสดงในเทอมของ  $N/2$ -point DFT,  $G^F(k)$  และ  $H^F(k)$  เป็น DFT ของตัวอย่างของจำนวนคู่และตัวอย่างของจำนวนคี่ของ  $x(n)$  ตามลำดับ  $X^F(k)$ : ช่วงคาบเวลามีค่าเท่ากับ  $N$ ,  $X^F(k) = X^F(k+N)$   
 $G^F(k), H^F(k)$ : ช่วงคาบเวลามีค่าเท่ากับ  $\frac{N}{2}$ ,  $G^F(k) = G^F(k + \frac{N}{2})$  และ  $H^F(k) = H^F(k + \frac{N}{2})$

$$X^F(k) = G^F(k) + W_N^k H^F(k), \quad k=0,1,\dots,\frac{N}{2}-1 \tag{2.6}$$

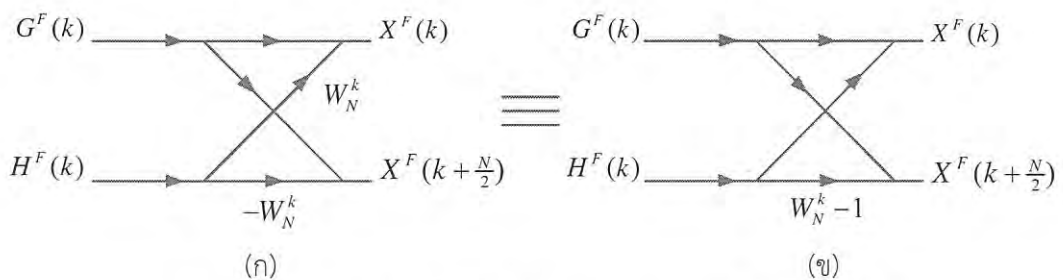
$$X^F(k + N/2) = G^F(k) + W_N^{k+N/2} H^F(k)$$

$$W_N^{N/2} = \exp\left(\frac{-j2\pi N}{N} \frac{1}{2}\right) = \exp(-j\pi) = -1$$

เมื่อ  $W_N^{k+N/2} = \exp\left[\frac{-j2\pi}{N} \left(k + \frac{N}{2}\right)\right] = W_N^k W_N^{N/2} = -W_N^k$  ซึ่งจะได้ว่า

$$X^F(k + \frac{N}{2}) = G^F(k) - W_N^k H^F(k), \quad k=0,1,\dots,\frac{N}{2}-1 \tag{2.7}$$

จากสมการที่ (2.6) และ (2.7) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 แสดงแผนภาพพีเลื่อการคำนวณของสมการที่ (2.6) และ (2.7)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับแต่ละ  $k$  แต่ละค่าในรูปที่ 2.8(ก) ต้องการสองการคูณและสองการบวก ในขณะที่รูปที่ 2.8(ข) ต้องการหนึ่งการคูณและสองการบวก ซึ่งทำการวนซ้ำกระบวนการจนกระทั่งเหลือสองจุด DFT ดังตัวอย่างที่ได้

$G^F(k)$  เป็น  $N/2$ -point ของ  $\{x_0, x_2, x_4, \dots, x_{N-2}\}$  สามารถถูกทำให้ได้ผลลัพธ์ชุดต่อไปได้โดยใช้  $N/4$ -point DFT ซึ่งสามารถใช้วิธีเดียวกันนี้กับ  $H^F(k)$  ซึ่ง  $G^F(k)$  และ  $H^F(k)$  แต่ละตัวต้องการ  $(N/2)^2$  ที่ใช้ในการบวกและ  $(N/2)^2$  ที่ใช้ในการคูณ  $X^F(k)$   $N$ -point DFT ต้องการ  $N^2$  ที่ใช้ในการบวกและการคูณ กำหนดให้  $N=16$  การคำนวณโดยตรงของ 16-point DFT มีความต้องการ  $N^2=256$  ที่ใช้ในการบวกและการคูณ ซึ่งเมื่อเทียบกับ  $G^F(k)$  และ  $H^F(k)$  ต้องการแค่เพียง  $128+16=144$  ที่ใช้ในการบวกและการคูณ จากผลลัพธ์ที่ได้จะเห็นว่าการบวกและการคูณลดลงไป 112 การบวกสามารถลดลงได้เนื่องจากการแยกส่วนจากแปดจุด DFT ไปเป็นสองเท่าของสี่จุด DFT และสุดท้ายเป็นสี่เท่าของสองจุด DFT ซึ่ง  $G^F(k)$  และ  $H^F(k)$  เป็นแปดจุด DFT แต่ละตัวต้องการ 64 ที่ใช้ในการบวกและการคูณ วิธีการนี้เรียกว่า radix-2 FFT

วิธีการแปลงฟูริเยร์แบบ Radix-2 สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังต่อไปนี้

$$X^F(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W_N^{nk}, \quad k=0,1,\dots,N-1 \quad (2.8)$$

เมื่อ  $N$  เป็นจำนวนจุดของ DFT

$$X^F(k) = \sum_{n=0}^{(N/2)-1} x(n)W_N^{nk} + \sum_{n=N/2}^{N-1} x(n)W_N^{nk} = I + II \quad (2.9)$$

ผลรวมของสมการที่ (2.9) ถูกเปลี่ยนเป็น (กำหนดให้  $n = m + N/2$ )

$$\sum_{m=0}^{(N/2)-1} x\left(m + \frac{N}{2}\right)W_N^{(m+N/2)k} = \sum_{m=0}^{(N/2)-1} x\left(m + \frac{N}{2}\right)W_N^{(N/2)k}W_N^{mk} \quad (2.10)$$

ดังนั้น สมการที่ (2.10) จะกลายเป็น

$$X^F(k) = \sum_{n=0}^{(N/2)-1} x(n)W_N^{nk} + W_N^{(N/2)k} \sum_{n=0}^{(N/2)-1} x\left(n + \frac{N}{2}\right)W_N^{nk} \quad (2.11)$$

$$X^F(k) = \sum_{n=0}^{(N/2)-1} \left[ x(n) + (-1)^k x\left(n + \frac{N}{2}\right) \right] W_N^{nk} \quad (2.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $W_N^{N/2} = -1$  กำหนดให้  $k$  จำนวนคู่เท่ากับ  $2r$  และกำหนดให้  $k$  จำนวนคี่เท่ากับ  $2r+1$  ทำให้สมการที่ (2.12) สามารถเขียนได้เป็น

$$X^F(2r) = \sum_{n=0}^{(N/2)-1} \left[ x(n) + x\left(n + \frac{N}{2}\right) \right] W_N^{2nr} \quad (2.13)$$

$$X^F(2r+1) = \sum_{n=0}^{(N/2)-1} \left[ x(n) - x\left(n + \frac{N}{2}\right) \right] W_N^n W_N^{2nr} \quad (2.14)$$

เมื่อ  $W_N^{2nr} = \exp\left(\frac{-j2\pi 2nr}{N}\right) = \exp\left(\frac{-j2\pi nr}{N/2}\right) = W_{N/2}^{nr}$  จะได้

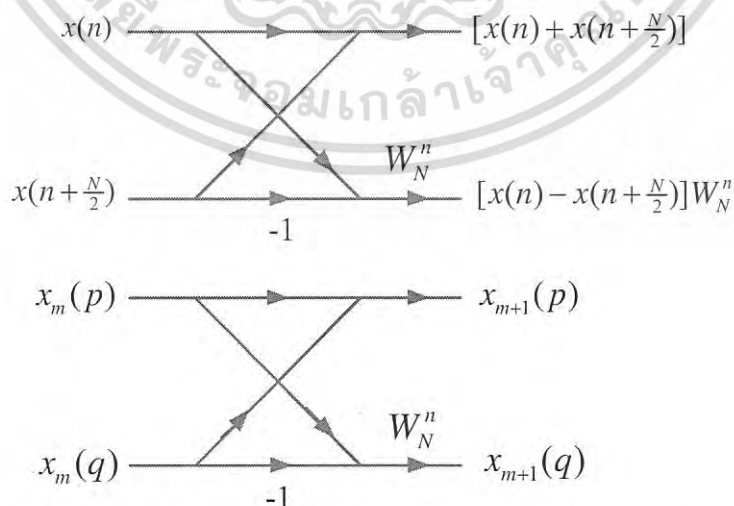
$$X^F(2r) = \sum_{n=0}^{(N/2)-1} \left[ x(n) + x\left(n + \frac{N}{2}\right) \right] W_{N/2}^{nr} \quad (2.15)$$

และเมื่อ  $X^F(2r)$  เป็น  $N/2$ -point DFT ของ

$$\left[ x(n) + x\left(n + \frac{N}{2}\right) \right] \text{ โดยที่ } r, n = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad (2.16)$$

ซึ่งจะทำให้  $X^F(2r+1)$  เป็น  $N/2$ -point DFT ของ

$$\left[ x(n) - x\left(n + \frac{N}{2}\right) \right] W_N^n \text{ โดยที่ } r, n = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad (2.17)$$



รูปที่ 2.9 แผนภาพผีเสื้อของการคำนวณ DFT สำหรับ  $n = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.9  $N$ -point DFT สามารถถูกคำนวณได้จากสอง  $N/2$ -point DFT ซึ่งได้อธิบายไว้ในสมการที่ (2.16) และ (2.17) ผลลัพธ์ที่ได้นี้จะเป็นการลดการคำนวณความซับซ้อนของการแปลงฟูรีเยร์ นอกจากนี้ยังสามารถลดการวนซ้ำของการคำนวณได้อีกด้วย

ตัวอย่างการคำนวณ  $N = 8$

การแปลงฟูรีเยร์ (DFT)

$$X^F(k) = \sum_{n=0}^7 x(n)W_8^{nk}, \quad k = 0, 1, \dots, 7$$

การแปลงฟูรีเยร์แบบผกผัน (IDFT)

$$x(n) = \frac{1}{8} \sum_{k=0}^7 X^F(k)W_8^{-kn}, \quad n = 0, 1, \dots, 7$$

สำหรับ  $N = 8$ , จะได้เป็น

$$X^F(2r) = \sum_{n=0}^3 \left[ x(n) + x\left(n + \frac{N}{2}\right) \right] W_4^{nr}, \quad r = 0, 1, 2, 3 \quad (2.18)$$

$$X^F(2r+1) = \sum_{n=0}^3 \left[ x(n) - x\left(n + \frac{N}{2}\right) \right] W_8^n W_4^{2nr}, \quad r = 0, 1, 2, 3 \quad (2.19)$$

จากสมการที่ (2.18) และ (2.19) สามารถถูกอธิบายได้ดังต่อไปนี้

สำหรับ  $X^F(2r)$ ,  $r = 0, 1, 2, 3$  เป็นการแปลงฟูรีเยร์แบบสี่จุดของ

$$\{x(0) + x(4), x(1) + x(5), x(2) + x(6), x(3) + x(7)\}.$$

$$X^F(0) = [x(0) + x(4)] + [x(1) + x(5)] + [x(2) + x(6)] + [x(3) + x(7)]$$

$$X^F(2) = [x(0) + x(4)] + [x(1) + x(5)]W_4^1 + [x(2) + x(6)]W_4^2 + [x(3) + x(7)]W_4^3$$

$$X^F(4) = [x(0) + x(4)] + [x(1) + x(5)]W_4^2 + [x(2) + x(6)]W_4^4 + [x(3) + x(7)]W_4^6$$

$$X^F(6) = [x(0) + x(4)] + [x(1) + x(5)]W_4^3 + [x(2) + x(6)]W_4^6 + [x(3) + x(7)]W_4^9$$

สำหรับ  $X^F(2r+1)$ ,  $r = 0, 1, 2, 3$  เป็นการแปลงฟูรีเยร์แบบสี่จุดของ

$$\{x(0) - x(4), [x(1) - x(5)]W_8^1, [x(2) - x(6)]W_8^2, [x(3) - x(7)]W_8^3\}.$$

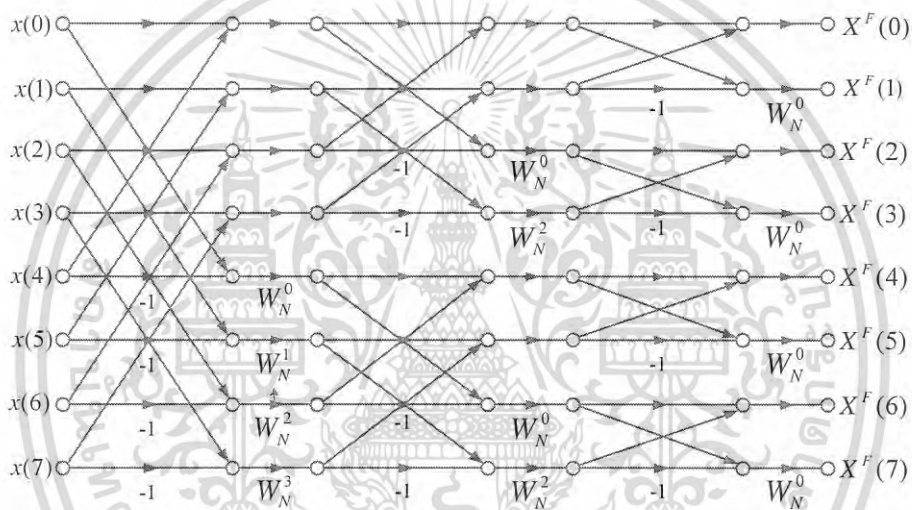
$$X^F(1) = (x(0) - x(4)) + (x(1) - x(5))W_8^1 + (x(2) - x(6))W_8^2$$

$$+ [(x(3) - x(7))W_8^3]W_4^2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 X^F(3) &= (x(0) - x(4)) + [(x(1) - x(5))W_8^1]W_4^1 + [(x(2) - x(6))W_8^2]W_4^2 \\
 &\quad + [(x(3) - x(7))W_8^3]W_4^3 \\
 X^F(5) &= (x(0) - x(4)) + [(x(1) - x(5))W_8^1]W_4^2 + [(x(2) - x(6))W_8^2]W_4^4 \\
 &\quad + [(x(3) - x(7))W_8^3]W_4^6 \\
 X^F(7) &= (x(0) - x(4)) + [(x(1) - x(5))W_8^1]W_4^3 + [(x(2) - x(6))W_8^2]W_4^6 \\
 &\quad + [(x(3) - x(7))W_8^3]W_4^9
 \end{aligned}$$

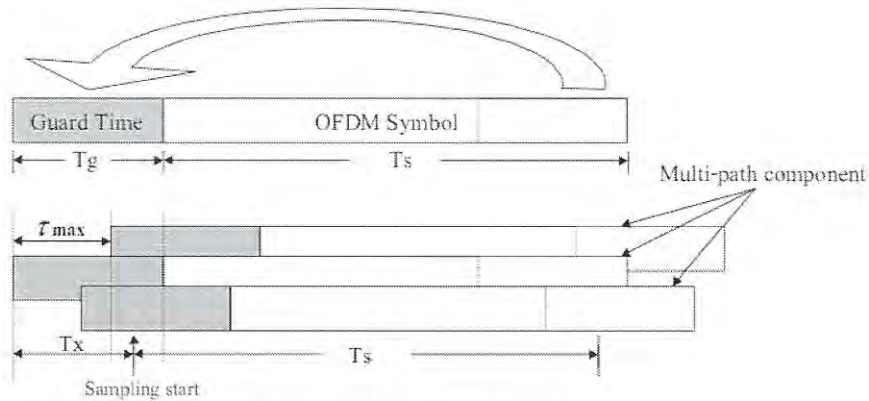
ในแต่ละการแปลงฟูรีเยร์แบบสี่จุดสามารถเขียนได้โดยใช้สองการแปลงฟูรีเยร์แบบสองจุด เมื่อการแปลงฟูรีเยร์แบบแปดจุดจะเขียนได้ 3 stage ดังตัวอย่างในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 แผนภาพผีเสื้อของการแปลงฟูรีเยร์แบบ Radix-2 แปดจุด ( $W_N = W_8$ )

### 2.1.8 ช่วงเวลาป้องกัน

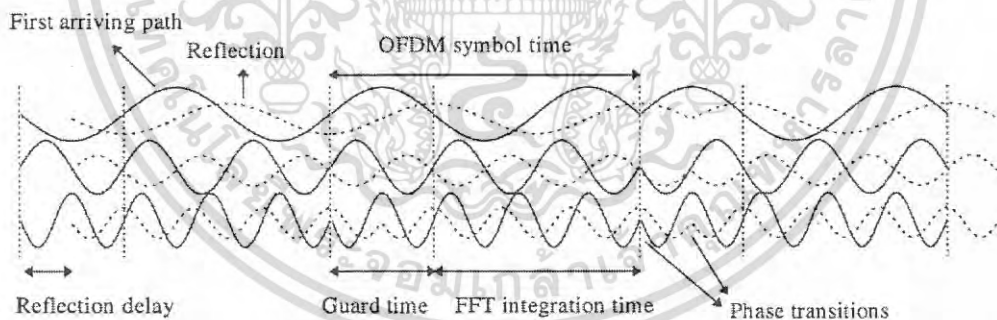
ช่วงเวลาป้องกัน (Guard interval) เป็นสิ่งที่สำคัญมากในการต่อต้านการเกิดการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์และการรบกวนระหว่างช่องสัญญาณ ที่มีสาเหตุมาจากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาทเฟดดิ้ง โดยการคัดลอกสัญญาณส่วนท้ายของแต่ละสัญลักษณ์มาวางไว้ที่ส่วนหน้าของสัญลักษณ์เพื่อเป็นช่วงเวลาป้องกัน โดยที่ช่วงเวลาป้องกันนี้จะต้องมีค่ามากกว่าค่าสูงสุดของดีเลย์สเปรดของช่องสัญญาณแบบมัลติพาท (Multipath Delay Spread) ดังแสดงในรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 การสร้างช่วงเวลาป้องกัน [3]

จากรูปที่ 2.11 ค่า  $\tau_{\max}$  คือค่าสูงสุดของดีเลย์สเปอร์ดของช่องสัญญาณแบบมัลติพาท  $T_s$  คือช่วงเวลาของสัญลักษณ์ (Symbol Duration),  $T_g$  คือค่าของช่วงเวลาป้องกัน และ  $T_x$  คือเวลาเริ่มต้นของการสุ่ม (Sampling Start) โดยที่ค่าของ  $T_x$  จะต้องมีค่าอยู่ในช่วง  $\tau_{\max} < T_x < T_g$

และรูปที่ 2.12 แสดงตัวอย่างสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ประกอบด้วย 3 คลื่นพหุย่อย ที่มีการใส่  $T_g$  ให้กับทุกๆ สัญลักษณ์ และทำการส่งผ่านทางช่องสัญญาณแบบมัลติพาทมายังเครื่องรับ โดยมีค่ามัลติพาทดีเลย์ที่เกิดขึ้นกับแต่ละคลื่นพหุย่อยนั้นมีค่าน้อยกว่าค่าเวลาของช่วงเวลาป้องกัน ทำให้เครื่องรับสามารถทำการดีมอดูเลตสัญญาณและให้ข้อมูลเดิมที่ถูกต้องออกมาได้



รูปที่ 2.12 สัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่เดินทางผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาทมายังเครื่องรับ [3]

## 2.2 สัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน

จากรูปที่ 2.13 สัญญาณรบกวนในระบบการสื่อสารนั้นส่วนมากจะจำลองให้เป็นสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน (Additive White Gaussian Noise : AWGN) ซึ่งจะมีความหนาแน่นของสเปกตรัมเป็นแบบยูนิฟอร์ม (Uniform Spectrum Density) โดยความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลัง (Power Spectrum Density) มีค่าเท่ากันทั้งค่าความถี่ที่เป็นลบและบวก และแอมพลิจูดมีการแจกแจงเป็นรูประฆังคว่ำหรือเรียกอีกนัยหนึ่งว่าแจกแจงแบบเกาส์ (Gaussian Distribution) โดยที่  $s(t)$

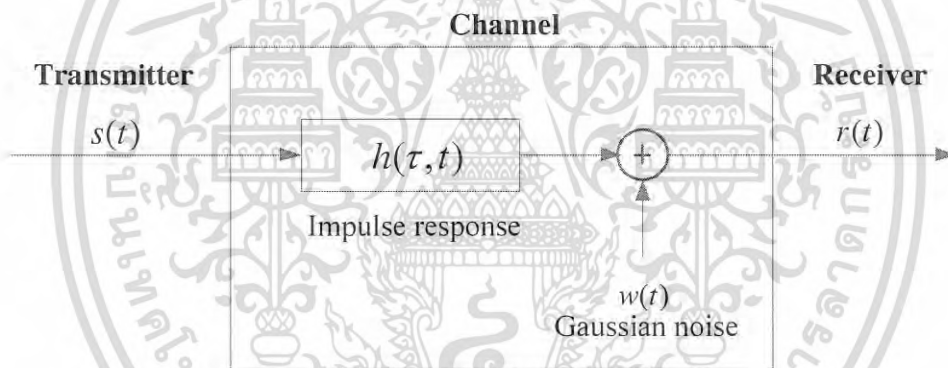
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คือสัญญาณจากภาคส่ง  $r(t)$  คือสัญญาณทางภาครับและ  $w(t)$  คือสัญญาณรบกวน โดยปกติแล้ว สัญญาณรบกวนทางอุณหภูมิ (Thermal Noise) และสัญญาณรบกวนทางไฟฟ้า (Electrical Noise) ที่เกิดจากการขยายสัญญาณนั้นจะมีคุณสมบัติของ AWGN ซึ่งจากคุณสมบัติดังกล่าวสามารถจำลองให้เป็นสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนได้ ซึ่งฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (Probability Density Function) ของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน สามารถแสดงได้ตามสมการที่ (2.20)

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) s(t - \tau) d\tau + w(t) \quad (2.20)$$

เมื่อ  $h(\tau, t)$  เป็นอิมพัลส์ตอบสนองต่อช่องสัญญาณของ  $w(t)$  เป็นสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน และถ้าเป็นช่องสัญญาณตอบสนองต่อช่วงเวลาจะแสดงได้ดังนี้

$$h(\tau, t) = h\delta(\tau) \quad (2.21)$$



รูปที่ 2.13 คุณสมบัติของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน [3]

### 2.3 ช่องสัญญาณ

เป็นตัวกลางเพื่อให้สัญญาณผ่านไปจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับ ซึ่งมีความเป็นไปได้หลายรูปแบบ โดยช่องสัญญาณนั้นจะทำหน้าที่ในการแปลงสัญญาณอินพุตชุดหนึ่งให้เป็นสัญญาณเอาต์พุตชุดหนึ่งและในระบบการสื่อสารไร้สายคลื่นสัญญาณที่ถูกส่งออกมาทางเครื่องส่งจะไม่ได้เดินทางมาถึงทางเครื่องรับสายทางเป็นแนวเส้นตรง เพราะจะต้องพบกับสิ่งกีดขวางในสภาพแวดล้อมที่มีสัญญาณจะต้องเคลื่อนที่ผ่าน โดยที่คลื่นสัญญาณที่มาถึงทางเครื่องรับจะเกิดขึ้นจากการรวมกันของคลื่นหลายวิถีที่มาจากหลายทิศทางซึ่งเกิดจากการสะท้อน (Reflection) การเลี้ยวเบน (Diffraction) และการกระเจิง (Scattering) ผ่านสิ่งกีดขวางต่างๆ เช่น สิ่งก่อสร้าง ต้นไม้ ยานพาหนะ โดยจะเรียกปรากฏการณ์นี้ว่า การเกิดมัลติพาธเฟดดิ้ง และผลจากการเกิดนี้เองทำให้สัญญาณที่มาถึงเครื่องรับนั้นมีผลมาจากสัญญาณมากกว่าหนึ่งวิถี ซึ่งแต่ละวิถีนั้นจะมีค่าสัมประสิทธิ์การลดทอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่แตกต่างกันออกไปทั้งในเชิงแอมพลิจูดและเฟส สัญญาณที่ได้รับจะประกอบไปด้วยผลจากการเกิดมัลติพาทเฟดดิ้ง สัญญาณอาจจะเขียนให้อยู่ในรูปเวกเตอร์ของแอมพลิจูดและเฟสก็ได้ ถ้าอุปกรณ์ปลายทางกำลังเคลื่อนที่หรือสภาพแวดล้อมรอบๆ มีการเปลี่ยนแปลง ผลกระทบจากช่องสัญญาณอาจจะเปลี่ยนแปลงอย่างสุ่มไปตามเวลานั้น ณ ขณะหนึ่งสัญญาณอาจรวมกันแบบหักล้าง และในอีกขณะหนึ่งอาจรวมกันแบบเสริม รูปแบบของการกระจายตัวที่ใช้กันทั่วไปในการบอกลักษณะของแอมพลิจูดสุ่มที่เป็นผลมาจากมัลติพาทเฟดดิ้งมีอยู่ 2 แบบ ได้แก่ การกระจายตัวแบบเรย์ลี (Rayleigh) และการกระจายตัวแบบไรเซียน (Rician)

ถ้าในสัญญาณที่ได้รับไม่มีองค์ประกอบตามแนวสายตา (Line-of-Sight : LOS) ซึ่งก็คือวิถีตรงถูกบดบัง ดังเช่น การแพร่กระจายสัญญาณระยะไกลในสภาพแวดล้อมกลางแจ้ง (Outdoor) สัญญาณที่ได้รับจะประกอบไปด้วยองค์ประกอบกระเจิง (Scattered) อันเนื่องมาจากการสะท้อนที่ไม่มีวิถีหลัก ซึ่งสามารถแยกเป็นองค์ประกอบร่วมเฟส (In-phase) และองค์ประกอบตั้งฉาก (Quadrature) ซึ่งวิถีแต่ละวิถีมีผลต่อทั้งสองส่วนนี้ด้วย จากทฤษฎีขีดจำกัดกลาง (Central Limit Theorem) เมื่อมีวิถีจำนวนมากจะทำให้สามารถอนุมานได้ว่าองค์ประกอบร่วมเฟสและองค์ประกอบตั้งฉากเป็นตัวสุ่มแบบเกาส์ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์

ดังนั้นแอมพลิจูดทั้งหมดของสัญญาณที่ได้รับมาจากการบวกเวกเตอร์องค์ประกอบทั้งหมดจึงเป็นไปตามนิยามของการกระจายตัวแบบเรย์ลี นอกจากนี้เฟสก็มีการกระจายตัวแบบเอกรูปในช่วง  $[0, 2\pi]$  การกระจายตัวแบบเรย์ลีของแอมพลิจูดของสัญญาณ  $\rho$  มีนิยามดังนี้

$$f_{\rho}(\rho) = \frac{\rho}{\sigma^2} e^{-\frac{\rho^2}{2\sigma^2}} \quad (2.22)$$

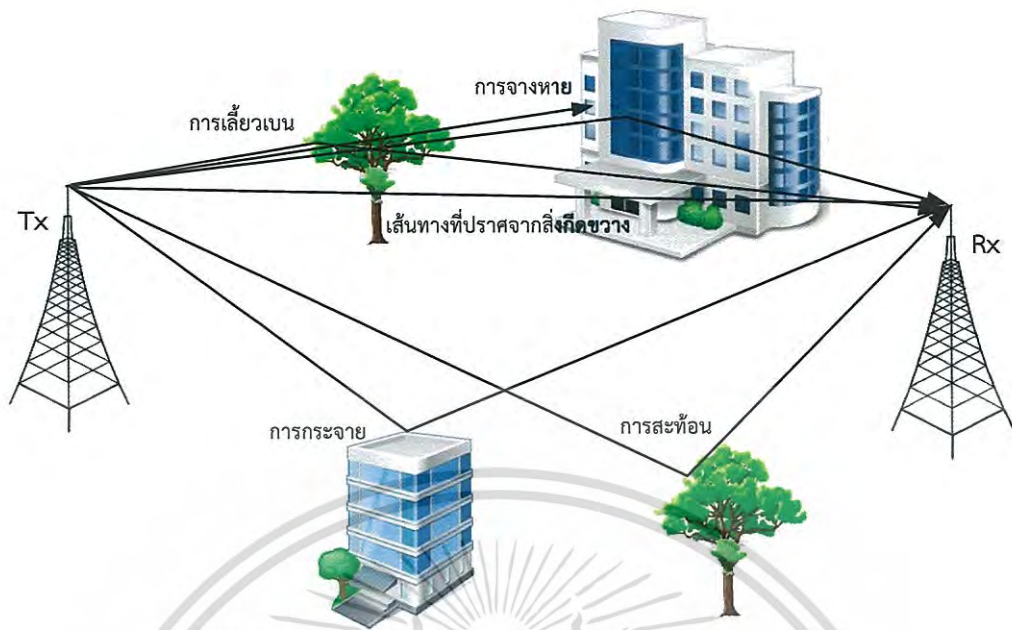
โดยที่  $\rho$  คือแอมพลิจูดขององค์ประกอบร่วมเฟสและองค์ประกอบตั้งฉาก ซึ่งปริมาณทางสถิติสองค่าที่เกี่ยวข้องกันในที่นี้คือ ค่าเฉลี่ยและโมเมนต์ที่สองของตัวแปรสุ่มแบบเรย์ลีมีค่าเป็น

$$E\{\rho\} = \sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma \quad (2.23)$$

$$E\{\rho^2\} = 2\sigma^2 \quad (2.24)$$

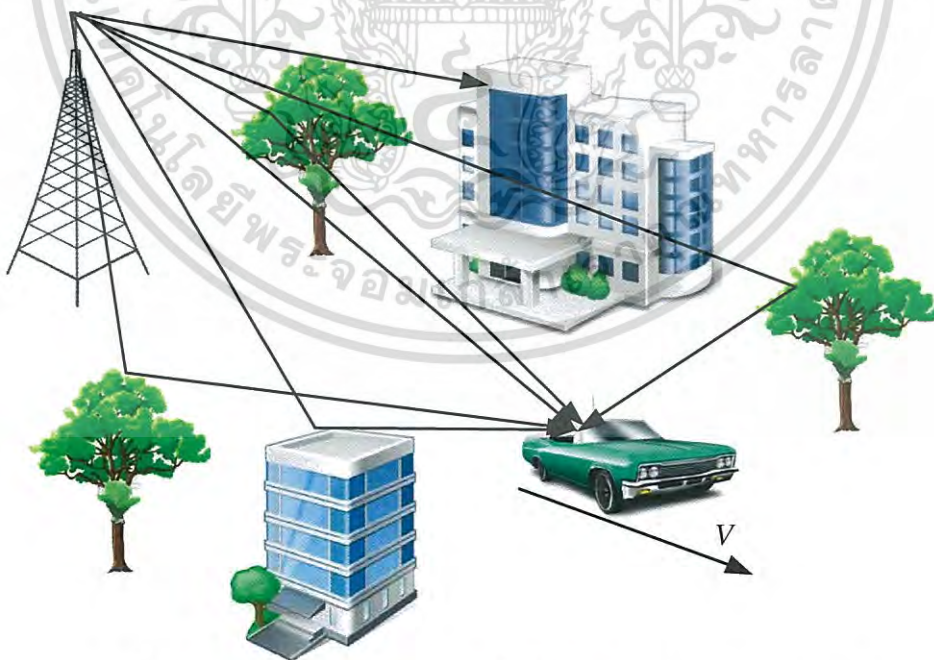
ถ้ามีองค์ประกอบ LOS แนวตรง ดังในสภาวะแวดล้อมภายในอาคาร (Indoor) สัญญาณที่ได้รับจะมีองค์ประกอบตาม LOS หลัก และองค์ประกอบกระเจิงอันเนื่องมาจากการสะท้อน เมื่อกำหนดให้องค์ประกอบ LOS อยู่ในแนวร่วมเฟส โดยแอมพลิจูดของสัญญาณที่ได้รับจะมีการกระจายตัวแบบไรเซียนดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.14 ลักษณะของช่องสัญญาณที่ทำให้เกิดมัลติพาธเฟดดิ้ง

นอกจากมัลติพาธเฟดดิ้งแล้วปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ก็เป็นอีกหนึ่งปรากฏการณ์ที่ก่อให้เกิดผลทางด้านลบกับการส่งสัญญาณเช่นกัน เนื่องจากการเคลื่อนที่ของภาครับทำให้เกิดการเลื่อนของความถี่ซึ่งลักษณะของช่องสัญญาณที่ทำให้เกิดปรากฏการณ์ดอปเปลอร์นั้นจะแสดงในรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 ลักษณะของช่องสัญญาณที่ทำให้เกิดปรากฏการณ์ดอปเปลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.1 ช่องสัญญาณแบบไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา

ในการจำลองจะกำหนดให้เป็นการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณเป็นแบบมัลติพาธเฟตติง ที่มีการประวิงเวลาของสัญญาณในแต่ละเส้นทาง  $\tau_p$  ที่ต่างกัน ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงของเฟส  $\theta_p$  เป็นกระบวนการสุ่ม (Random Process) ที่มีการแจกแจงแบบยูนิฟอร์ม (Uniform Distribution) ในช่วง  $[0, 2\pi]$  และสัญญาณในแต่ละเส้นทาง โดยระดับสัญญาณจะลดลงเป็นแบบคงที่ (Constant Decayed) โดยที่ผลการตอบสนองของสัญญาณอิมพัลส์ของช่องสัญญาณย่อย  $h_k(p)$  สามารถแสดงได้ตามสมการ

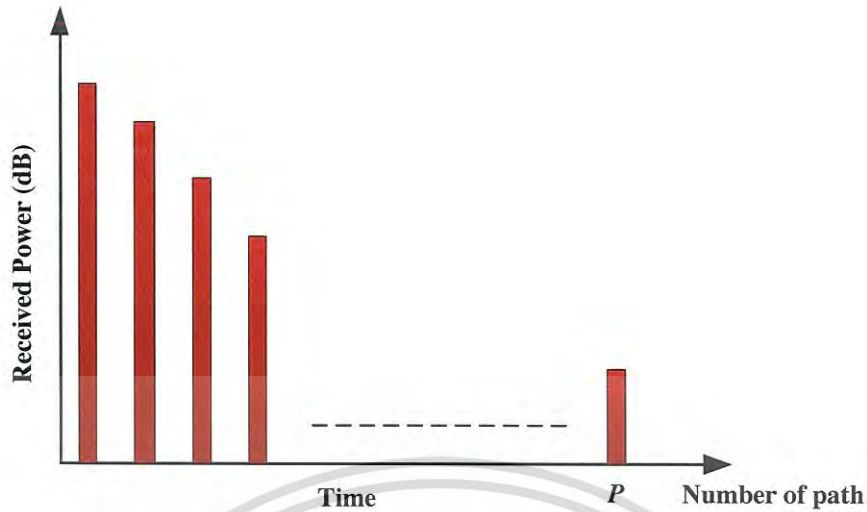
$$h_k(p) = \sum_{p=1}^P \rho_p e^{j\theta_p} \delta(k - \tau_p) \quad (2.28)$$

เมื่อ  $P$  คือ จำนวนของเส้นทางเดินของสัญญาณ  $\tau_p$  คือ ค่าของการประวิงเวลาในเส้นทางที่  $p$   $\theta_p$  คือ เฟสที่มีการเปลี่ยนแปลงในเส้นทางที่  $p$   $\rho_p$  คือ ค่ากำลังงานสัมพัทธ์ของเส้นทางที่  $p$

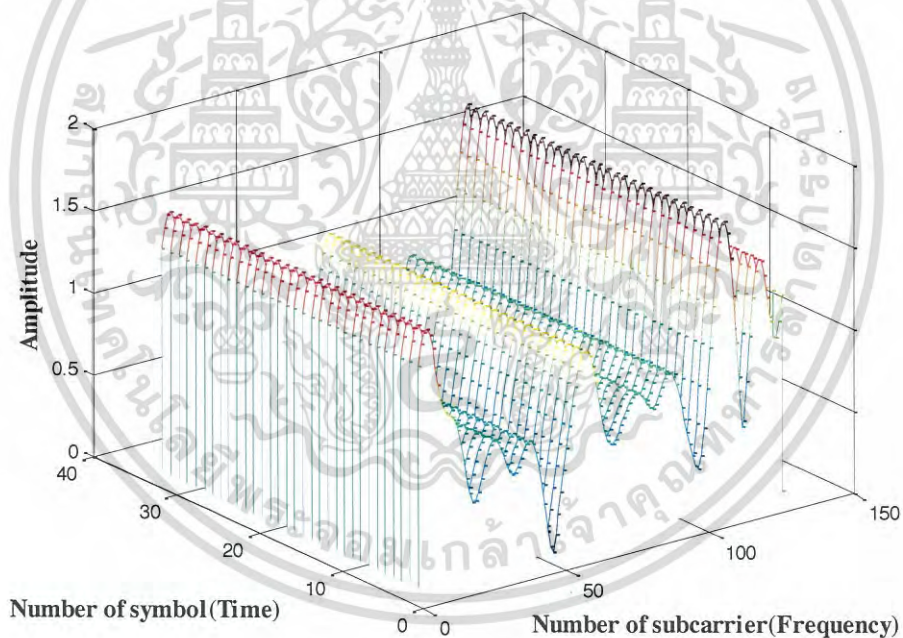
จากสมการ (2.28) เมื่อทำการเปลี่ยนให้อยู่ในแกนความถี่โดยกระบวนการ FFT ซึ่งจะได้ผลการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ  $H_n(p)$  ซึ่งแสดงได้ดังสมการ

$$\begin{aligned} H_n(p) &= \sum_{k=0}^{N-1} h_k(p) e^{j2\pi nk} \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{p=1}^P \rho_p e^{j\theta_p} \delta(k - \tau_p) e^{j2\pi nk} \\ &= \sum_{p=1}^P \rho_p e^{j\theta_p} \sum_{k=0}^{N-1} \delta(k - \tau_p) e^{j2\pi nk} \\ &= \sum_{p=1}^P \rho_p e^{j\theta_p} e^{-\frac{j2\pi n(k - \tau_p)}{N}} \end{aligned} \quad (2.29)$$

ผลรวมจากกำลังงานของสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับในเวลาต่างๆ สามารถเขียนในรูปของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ได้ดังสมการที่ 2.29 จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์นี้สามารถแสดงเป็นรูปของดีเลย์โพรไฟล์ (Delay Profile) ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธได้ดังรูปที่ 2.16 และรูปที่ 2.17 แสดงรูปลักษณะของช่องสัญญาณที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา



รูปที่ 2.16 ดีเลย์โปรไฟล์ของช่องสัญญาณมัลติพาส



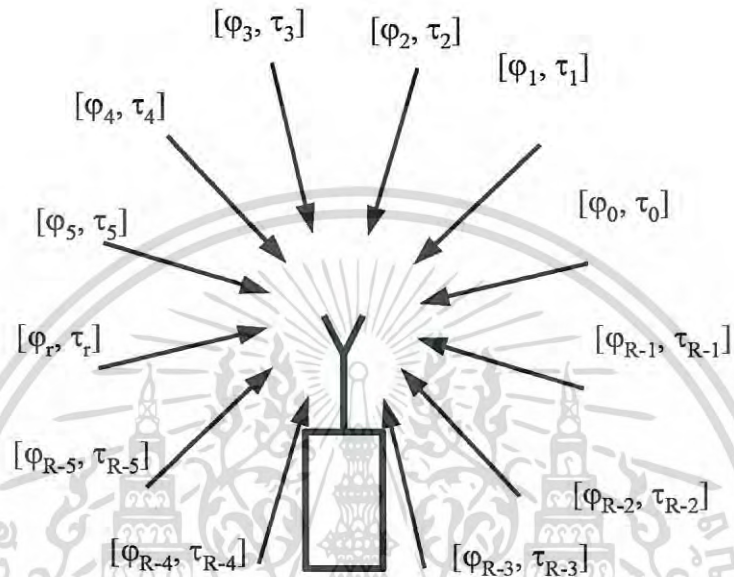
รูปที่ 2.17 รูปลักษณะของช่องสัญญาณที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา

### 2.3.2 ช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา

ในช่องสัญญาณการติดต่อสื่อสารแบบไร้สายนั้นส่วนใหญ่จะเป็นช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา ซึ่งทำให้การวิเคราะห์ช่องสัญญาณมีความซับซ้อนและต้องการวิธีการที่ดีขึ้นกว่าเดิมในการประมาณค่าช่องสัญญาณ รูปที่ 2.18 แสดงโครงสร้างของสัญญาณที่มีการแพร่กระจาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในช่องสัญญาณการสื่อสารทุกๆ เส้นทางในการแพร่กระจายจะมีทั้งมุมตกกระทบ (Arrival Angle) และมีดีเลย์ และมีความเป็นไปได้ที่หลายๆ ดีเลย์พาทจะมีดีเลย์พาทย่อยๆ หลายพาทซึ่งมีมุมตกกระทบที่ต่างกัน เนื่องจากความสัมพันธ์ของค่าความถี่ดอปเปลอร์ทำให้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีการแพร่ด้วยมุมตกกระทบ  $\varphi$  ที่ดีเลย์  $\tau$  และสัญญาณที่ได้รับได้  $R$  จะเกิดการเลื่อนของค่าความถี่



รูปที่ 2.18 สัญญาณที่ได้รับที่มีมุมตกกระทบและดีเลย์พาทที่ต่างกัน

สัญญาณที่ได้รับมาจากเครื่องส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาและสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน สามารถอธิบายได้ด้วยสมการดังต่อไปนี้

$$r(t) = \sum_{l=0}^L h_l \cdot s(t - \tau_l) + w(t) \quad (2.30)$$

เมื่อ  $s(t)$  คือ สัญญาณที่ส่งมาจากภาคส่ง  $\tau_l$  คือ เวลาในการดีเลย์ (Time Delay) ของดีเลย์พาทที่  $l$   $w(t)$  คือ สัญญาณรบกวนขาวบวก  $h_l$  คือ ค่าผลตอบสนองทางอิมพัลส์ของช่องสัญญาณของดีเลย์พาทที่  $l$  และ  $L$  คือจำนวนเส้นทางทั้งหมด

ค่าผลตอบสนองทางอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่มีความเกี่ยวข้องกับความเร็วระหว่างภาคส่งและภาครับสัญญาณนั้นสามารถแสดงได้ดังนี้

$$h_l = \sum_{s=0}^{S_l-1} \mu_{l,s} \cdot e^{j2\pi f_d \cdot \cos(\theta_{l,s}) \cdot t} \quad (2.31)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

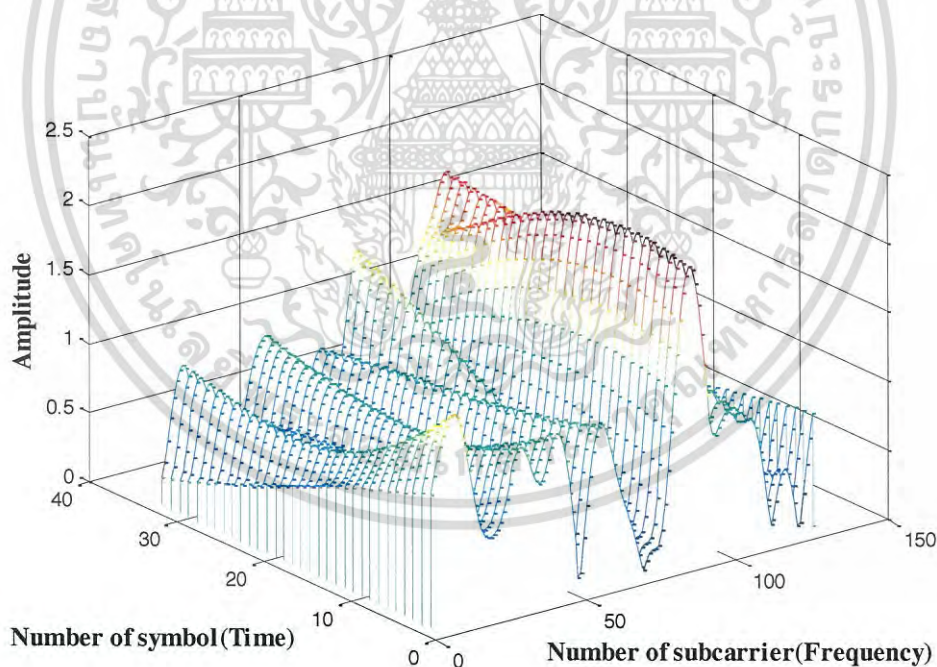
เมื่อ

$$t = (\Delta t, 2\Delta t, \dots, N_{Nr} \Delta t) \quad (2.32)$$

เมื่อ  $\mu_{l,s}$  คือ ค่าแอมพลิจูดที่ได้จากการสุ่มของสัญญาณที่มุมตกกระทบ (Arrival Angle) ที่  $s$  และที่ ดีเลย์พาทที่  $l$   $\phi_{l,s}$  คือ มุมตกกระทบที่  $s$  และที่ ดีเลย์พาทที่  $l$   $S_l$  คือ จำนวนของพาทที่กระจาย ทั้งหมดที่ ดีเลย์พาทที่  $l$   $\Delta t$  คือ ช่วงเวลาในการแซมปลิง (Sampling Duration)  $N_{Nr}$  คือ จำนวน ของจุดแซมปลิงทั้งหมดในหนึ่งเฟรมสัญญาณค่าความถี่ต่อเปอร์เซ็นต์นั้นสามารถแสดงได้ดังนี้

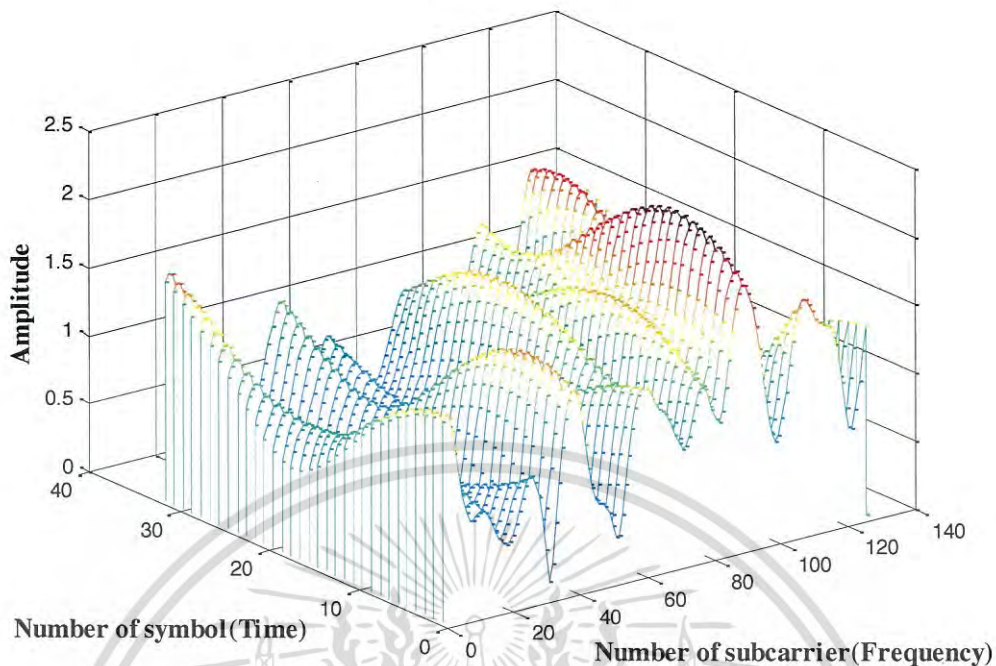
$$f_d = \frac{v \cdot f_0}{c} \quad (2.33)$$

เมื่อ  $v$  คือ ความเร็วระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ  $f_0$  คือ ค่าความถี่คลื่นวิทยุ  $c$  คือ ค่าความเร็ว ในการเดินทางของแสง



(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



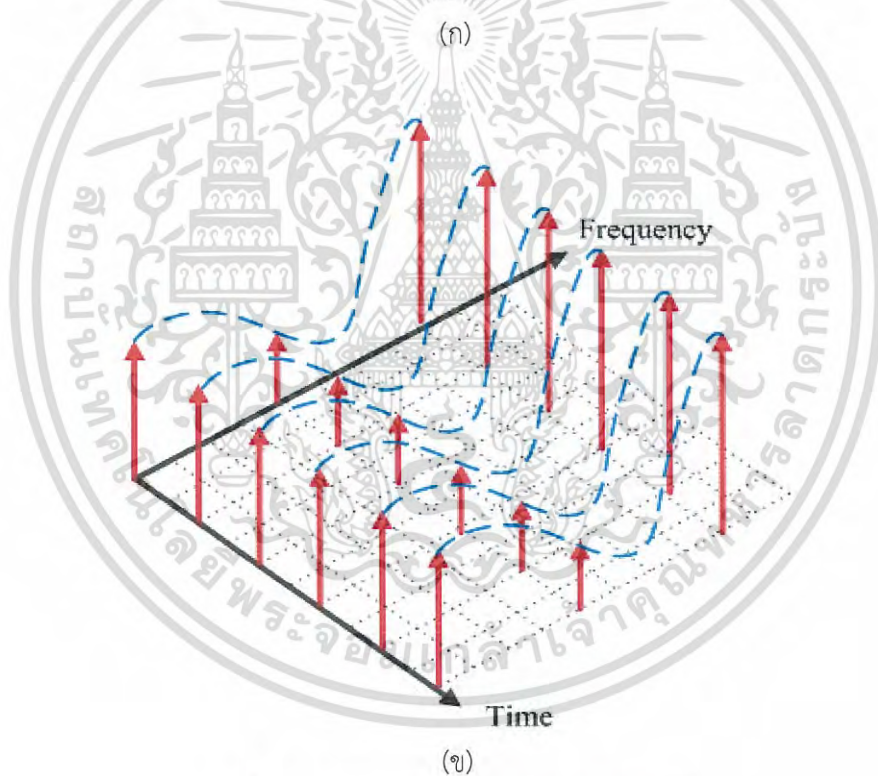
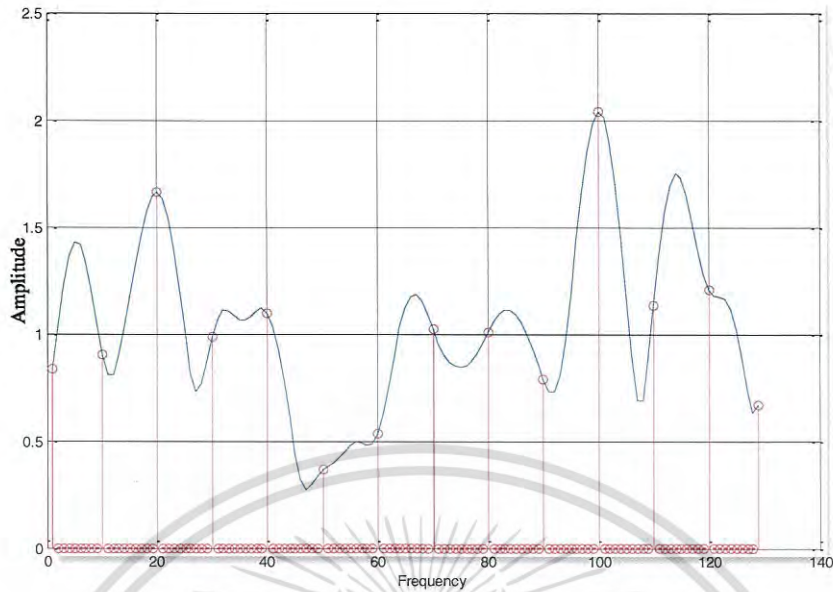
(ข)

รูปที่ 2.19 รูปลักษณะของช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาในความเร็วที่ต่างกัน

รูปที่ 2.19 (ก) และ (ข) แสดงรูปลักษณะของช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาในความเร็วที่ต่างกัน โดยรูปที่ 2.16 (ก) จะแสดงถึงช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาที่มีความเร็วต่ำและรูปที่ 2.19 (ข) แสดงถึงช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาที่มีความเร็วสูง

## 2.4 การประมาณค่าช่องสัญญาณ

ในระบบการสื่อสารจริงสัญญาณข้อมูลที่ถูกส่งไปยังเครื่องรับจะถูกผลกระทบจากปรากฏการณ์หลายๆ อย่างที่มีการสุ่มแบบทั่วไป ด้วยเหตุนี้ทำให้สัมประสิทธิ์ของการประมาณค่านั้นกลายเป็นความเป็นไปได้ที่ต้องตัดสินใจในการเลือก ซึ่งทฤษฎีหรือกฎในการเลือกนั้นจะทำการตัดสินใจจากข้อมูลที่มีความเป็นไปได้มากที่สุดซึ่งสามารถสมมุติได้ว่าเป็นค่าจริง



รูปที่ 2.20 การประมาณค่าความถี่ของสัญญาณ

รูปที่ 2.20 (ก) และ (ข) แสดงการประมาณค่าความถี่ของช่องสัญญาณ โดยรูปที่ 2.20 (ก) แสดงลักษณะการประมาณค่าของสัญญาณ ในการประมาณค่าในมุมมองของภาคความถี่ที่หนึ่ง สัญลักษณ์ รูปที่ 2.20 (ข) แสดงให้เห็นภาพของลักษณะการประมาณค่าของสัญญาณโดยใช้คลื่นพาร์ย่อยนำทางในการประมาณค่าแบบสามมิติของสัญญาณในหนึ่งเฟรมที่มีการส่งสัญลักษณ์จำนวนมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.4.1 การประมาณค่าผลการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณด้วยวิธีการ Zero Forcing Estimation

สำหรับการสื่อสารในรูปแบบของ Burst frame จะมีการใส่สัญลักษณ์ปริเอมเบิล (Preamble Symbol) ไว้ที่จุดเริ่มต้นของทุกๆ Burst frame เมื่อกำหนดให้ช่องสัญญาณไม่มีการเปลี่ยนแปลงในช่วงเวลา 1 Burst frame และทางด้านเครื่องรับรู้ข้อมูลที่ส่งในสัญลักษณ์ปริเอมเบิล ดังนั้นทำให้สามารถที่จะทำการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณได้โดยกำหนดให้สัญญาณที่รับได้เมื่อผ่านกระบวนการ FFT สามารถเขียนได้ตามสมการ

$$Y(k) = H(k)A(k) + W(k) \quad (2.34)$$

เมื่อ  $k$  คือ จำนวนช่องสัญญาณย่อย  $Y(k)$  คือ สัญญาณที่รับได้  $H(k)$  คือ ค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ  $A(k)$  คือ สัญญาณข้อมูลภาคส่งที่อยู่ในสัญลักษณ์ปริเอมเบิล  $W(k)$  คือ สัญญาณรบกวน

เมื่อเครื่องรับรู้ค่าของ  $A(k)$  ดังนั้นจะสามารถทำการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณได้อย่างง่ายตามสมการ

$$\hat{H}(k) = \frac{Y(k)}{A(k)} \quad (2.35)$$

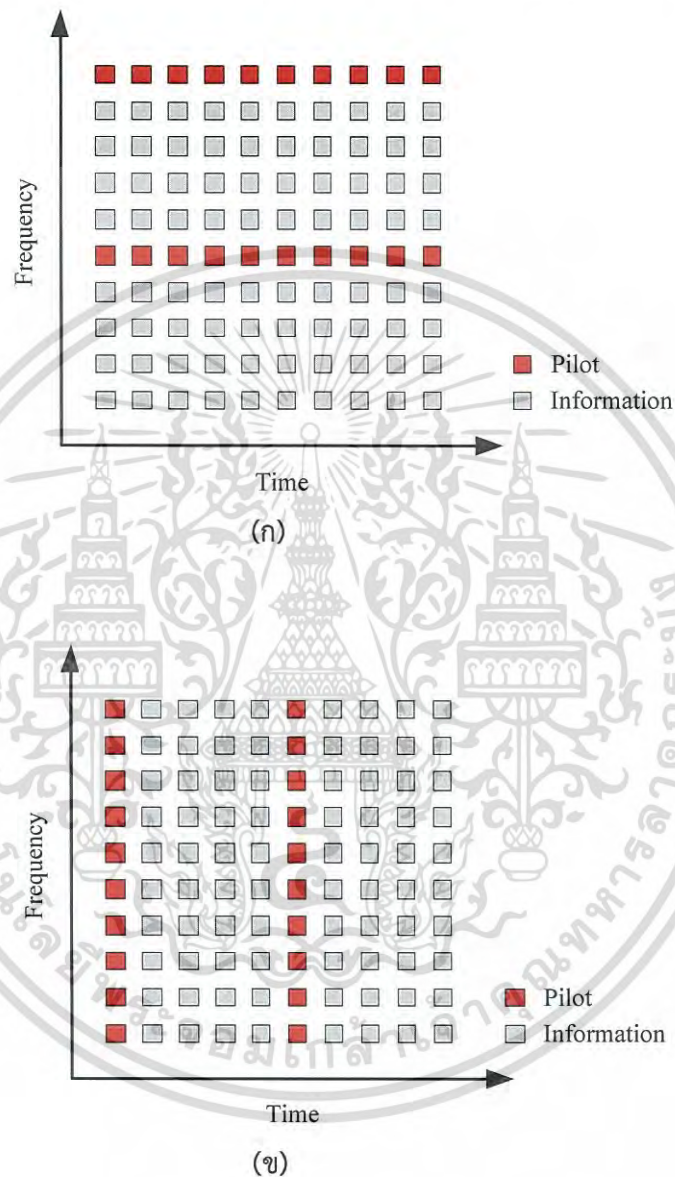
จากสมการที่ (2.35) เมื่อ  $\hat{H}(k)$  คือการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณค่า ในกรณีที่ปราศจากสัญญาณรบกวนนั้นจะสามารถที่จะทำการประมาณค่าได้อย่างถูกต้อง แต่ในกรณีที่มีสัญญาณรบกวนเข้ามาด้วยนั้นก็จะทำให้การประมาณค่าผิดพลาดได้

### 2.4.2 การประมาณค่าช่องสัญญาณด้วยวิธีการประมาณค่าความเป็นไปได้สูงสุด (Maximum Likelihood Estimation)

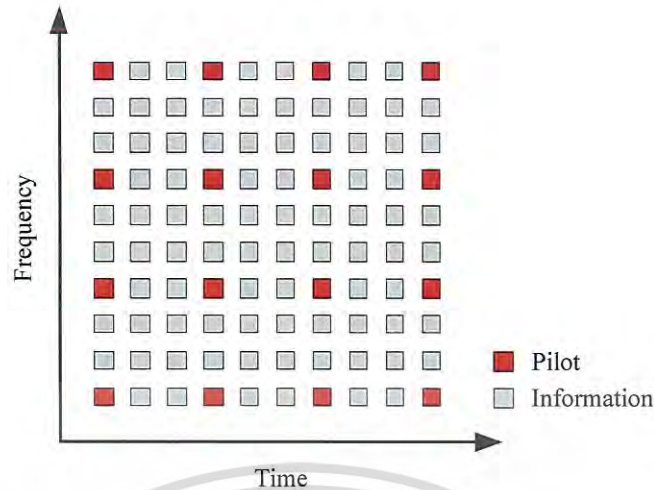
ในการประมาณค่าช่องสัญญาณด้วยวิธีการประมาณค่าความเป็นไปได้สูงสุด นั้นจำเป็นต้องมีการใส่คลื่นพาย้อยนำทาง (Pilot Sub-Carrier) รูปแบบการเรียงตัวของคลื่นพาย้อยนำทางในรูปแบบต่างๆ สามารถแสดงได้ในรูปที่ 2.21 โดยที่รูป 2.21 (ก) จะแสดงการเรียงตัวของคลื่นพาย้อยนำทางในแบบ Comb Type รูปที่ 2.21 (ข) แสดงการเรียงตัวของคลื่นพาย้อยนำทางในแบบ Block Type หรือเรียกอีกชื่อหนึ่งว่าสัญลักษณ์นำทาง (Pilot Symbol) และในรูปที่ 2.21 (ค) แสดงการเรียงตัวของคลื่นพาย้อยนำทางในแบบ 2-Dimension Type ซึ่งจะสังเกตเห็นว่าการเรียงตัวของคลื่นพาย้อยในแบบสุดท้ายหรือการเรียงตัวแบบ 2-Dimension Type นั้นจะมีจุดสี่เหลี่ยมซึ่งแสดงถึงคลื่นพาย้อยที่ใช้ในการส่งข้อมูลมากที่สุด และมีคลื่นพาย้อยนำทางหรือจุดสี่เหลี่ยมน้อยที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจะแสดงได้ว่าการเรียงตัวของคลื่นพาทีย่อยนำทางแบบ 2-Dimension Type นั้นจะทำให้มีทฤษฎี (Throughput) มากที่สุดแต่สิ่งที่จะต้องเสียไปเพื่อให้ทฤษฎีมีค่าสูงนั้นก็คือการคำนวณที่เพิ่มขึ้นเป็นอย่างมาก เพราะจำเป็นต้องทำการประมาณค่าของสัญญาณทั้งทางฝั่งความถี่และฝั่งเวลา ซึ่งแตกต่างจากรูปที่ 2.21 (ก) และ (ข) ที่ใช้การประมาณค่าของสัญญาณเพียงฝั่งเดียวเท่านั้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค)

รูปที่ 2.21 การเรียงลำดับของคลื่นพหุย่อยนำทาง [9]

วิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณที่มีค่าความเป็นไปได้สูงสุดได้ถูกนำมาใช้เพื่อประมาณค่าช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา โดยค่าผลตอบสนองทางอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่ผ่านช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลานั้นจะสามารถเปลี่ยนแปลงไปอยู่ในรูปค่าผลตอบสนองทางความถี่ของช่องสัญญาณได้ด้วยการผ่านกระบวนการ FFT สามารถแสดงได้ดังนี้

$$H(n) = \sum_{l=1}^L h_l \cdot e^{-j2\pi(l-1)(n-1)/N} / N \quad (2.36)$$

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

ค่าผลตอบสนองทางอิมพัลส์ของช่องสัญญาณสามารถประมาณค่าได้โดยวิธีการประมาณค่าความเป็นไปได้สูงสุด ซึ่งผลในรูปของการหาค่าที่น้อยที่สุดของค่ากำลังสองเฉลี่ย (Mean Square Error : MSE) แสดงได้ดังนี้

$$ML(\boldsymbol{\rho}) = \arg \min_{\boldsymbol{\rho}} \left[ \sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} |H(p) - \hat{H}(p, \boldsymbol{\rho})|^2 \right] \quad (2.37)$$

เมื่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\boldsymbol{\rho} = (\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_{N_g}) \quad (2.38)$$

เมื่อ  $H(p)$  คือ ค่าตอบสนองทางความถี่ของช่องสัญญาณ  $|x|^2$  คือ  $x \cdot x^*$  และ  $*$  คือ การคอนจูเกตเชิงซ้อน  $\hat{H}(p, \rho_k)$  สามารถอธิบายได้โดยสมการต่อไปนี้

$$\hat{H}(p, \boldsymbol{\rho}) = \sum_{k=1}^{N_g} \rho_k \cdot e^{\frac{-j2\pi(k-1)(P-1)S_p}{N}} \quad (2.39)$$

เมื่อ  $\rho_k$  คือ สัมประสิทธิ์ที่ไม่ทราบค่า  $S_p$  คือ ช่วงระหว่างคลื่นพหุคูณนำทาง  $P$  คือ จำนวนของคลื่นพหุคูณนำทาง เมื่อสมมติให้ความแตกต่างของค่า  $H(p)$  และค่า  $\hat{H}(p, \rho_{1-k})$  มีค่าแตกต่างกันน้อยที่สุดหรือไม่แตกต่างกันเลยคือมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นจะสามารถใช้สมการเชิงอนุพันธ์ในการหาค่าสมการที่ (2.37) ได้ดังนี้

$$\frac{\partial ML(\boldsymbol{\rho})}{\partial \rho_m} = \frac{\partial}{\partial \rho_m} \left[ \sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} \left( \{H(p) - \hat{H}(p, \boldsymbol{\rho})\} \cdot \{H^*(p) - \hat{H}^*(p, \boldsymbol{\rho})\} \right) \right] = 0 \quad (2.40)$$

$$= \sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} \frac{\partial}{\partial \rho_m} \left( \{H(p) - \hat{H}(p, \boldsymbol{\rho})\} \cdot \{H^*(p) - \hat{H}^*(p, \boldsymbol{\rho})\} \right) \quad (2.41)$$

$$= \sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} \{H^*(p) - \hat{H}^*(p, \boldsymbol{\rho})\} \cdot \left( \frac{\partial}{\partial \rho_m} \{H(p) - \hat{H}(p, \boldsymbol{\rho})\} \right) \quad (2.42)$$

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

สมมติให้สมการที่ (2.39) เป็น

$$\hat{H}(p, \boldsymbol{\rho}) = \sum_{k=1}^{N_g} \rho_k \cdot q_m \quad (2.43)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \rho_m} (H(p)) &= \frac{\partial}{\partial \rho_m} H^*(p) = 0 \\ \frac{\partial}{\partial \rho_m} (\hat{H}(p, \boldsymbol{\rho})) &= \frac{\partial}{\partial \rho_m} \sum_{k=1}^{Ng} \rho_k \cdot q_m = q_m \\ \frac{\partial}{\partial \rho_m} (\hat{H}^*(p, \boldsymbol{\rho})) &= \frac{\partial}{\partial \rho_m} \left( \sum_{k=1}^{Ng} \rho_k \cdot q_m \right)^* = \frac{\partial}{\partial \rho_m} \sum_{k=1}^{Ng} \rho_k^* \cdot q_m^* = \frac{\partial \rho_m^*}{\partial \rho_m} \cdot q_m^* \end{aligned} \right\} \quad (2.44)$$

จากสมการที่ (2.44) สมการที่ (2.42) จะเขียนได้เป็น

$$= \sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} \{H^*(p) - \hat{H}^*(p, \boldsymbol{\rho})\} \cdot q_m^* + \sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} \{H(p) - \hat{H}(p, \boldsymbol{\rho})\} \cdot \frac{\partial \rho_m^*}{\partial \rho_m} \cdot q_m^* \quad (2.45)$$

$$= \left( \sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} \{H(p) - \hat{H}(p, \boldsymbol{\rho})\} \cdot q_m^* \right)^* + \left( \frac{\partial \rho_m^*}{\partial \rho_m} \right) \sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} \{H(p) - \hat{H}(p, \boldsymbol{\rho})\} \cdot q_m^* = 0 \quad (2.46)$$

การที่สมการที่ (2.46) จะเป็นจริงได้ก็ต่อเมื่อ

$$\sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} H(p) \cdot q_m^* - \sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} \hat{H}(p, \boldsymbol{\rho}) \cdot q_m^* = 0 \quad (2.47)$$

จากสมการที่ (2.39) ดังนั้นสมการที่ (2.47) จะเขียนใหม่ได้เป็น

$$\sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} H(p) \cdot q_m^* - \sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} \sum_{k=1}^{Ng} \rho_k \cdot q_k \cdot q_m^* = 0 \quad (2.48)$$

$$\sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} \sum_{k=1}^{Ng} \rho_k \cdot q_k \cdot q_m^* = \sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} H(p) \cdot q_m^* \quad (2.49)$$

ดังนั้นเมื่อแทนค่าสมการ (2.49)

$$\sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} \sum_{k=1}^{Ng} \rho_k \cdot e^{-j \frac{2\pi(k-1)(P-1)S_p}{N}} \cdot e^{j \frac{2\pi(m-1)(P-1)S_p}{N}} = \sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} H(p) \cdot e^{j \frac{2\pi(m-1)(P-1)S_p}{N}} \quad (2.50)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\sum_{k=1}^{Ng} \rho_k \sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} e^{\frac{-j2\pi \cdot (k-m) \cdot (P-1) S_p}{N}} = \sum_{p=1}^{\frac{M}{S_p}+1} H(p) \cdot e^{\frac{j2\pi \cdot (m-1) \cdot (P-1) S_p}{N}} \quad (2.51)$$

จากสมการ (2.48) ค่าผลการตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณ  $\rho_k$  สามารถคำนวณได้จากการแก้สมการเมตริกซ์ดังนี้

$$\begin{pmatrix} A_{1,1} & \cdots & A_{1,k} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{m,1} & \cdots & A_{m,k} \end{pmatrix}_{m \times k} \times \begin{pmatrix} \rho_1 \\ \vdots \\ \rho_k \end{pmatrix}_{k \times 1} = \begin{pmatrix} B_1 \\ \vdots \\ B_m \end{pmatrix}_{m \times 1} \quad (2.52)$$

เมื่อ

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

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

สมการสุดท้ายของค่าผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณ  $\rho_k$  จะเป็นดังสมการดังต่อไปนี้

$$\begin{pmatrix} \rho_1 \\ \vdots \\ \rho_k \end{pmatrix}_{k \times 1} = \dagger \begin{pmatrix} A_{1,1} & \cdots & A_{1,k} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{m,1} & \cdots & A_{m,k} \end{pmatrix}_{m \times k} \times \begin{pmatrix} B_1 \\ \vdots \\ B_m \end{pmatrix}_{m \times 1} \quad (2.53)$$

เมื่อ † คือ การผกผันแบบมีัวร์เพนโรส (Moore-Penrose Inversion)

× คือ การคูณครอสเมตริกซ์

ดังนั้นค่าผลตอบสนองทางอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ  $\rho_k$  ในสมการที่ (2.53) สามารถเปลี่ยนเป็นค่าผลตอบสนองทางความถี่ของช่องสัญญาณได้โดย

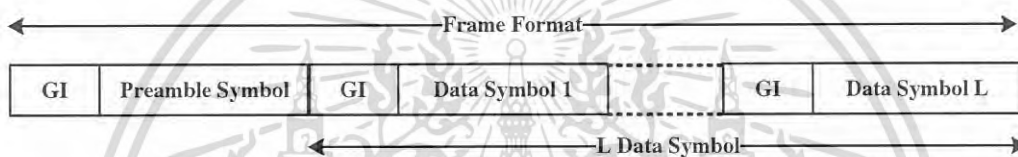
$$H_e(n) = \sum_{k=1}^{Ng} \rho_k \cdot e^{\frac{-j2\pi \cdot (k-1) \cdot (n-1)}{N}}, \quad 1 \leq n \leq N \quad (2.54)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความแม่นยำในการประมาณค่าผลตอบสนองของช่องสัญญาณในสมการที่ 2.54 จะขึ้นกับสัมประสิทธิ์หลายตัว เช่น สัญญาณรบกวนขาวววก กำลังของสัญญาณ และ จำนวนของคลื่นพาทีย่อยนำทาง

### 2.4.3 ปรีแอมเบิล

โครงสร้างรูปแบบข้อมูลปรีแอมเบิล การสุ่มข้อมูลของคลื่นพาทีย่อยนำทางจะถูกแทรกในแกนความถี่ร่วมกับส่วนข้อมูล จะใช้การใส่คลื่นพาทีย่อยนำทางทุก ๆ คลื่นพาทีย่อยบนแกนความถี่ในหนึ่งสัญลักษณ์ ซึ่งเรียกว่าปรีแอมเบิลสำหรับการประมาณค่าสัญญาณปกติจะใช้ปรีแอมเบิลในการประมาณค่า และสามารถใส่ปรีแอมเบิลไว้เพื่อใช้สำหรับหาค่าการประมาณค่าของช่องสัญญาณ

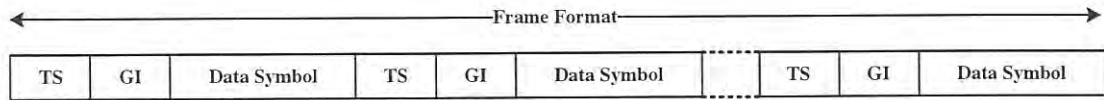


รูปที่ 2.22 โครงสร้างแบบข้อมูลบนแกนเวลาสำหรับปรีแอมเบิล

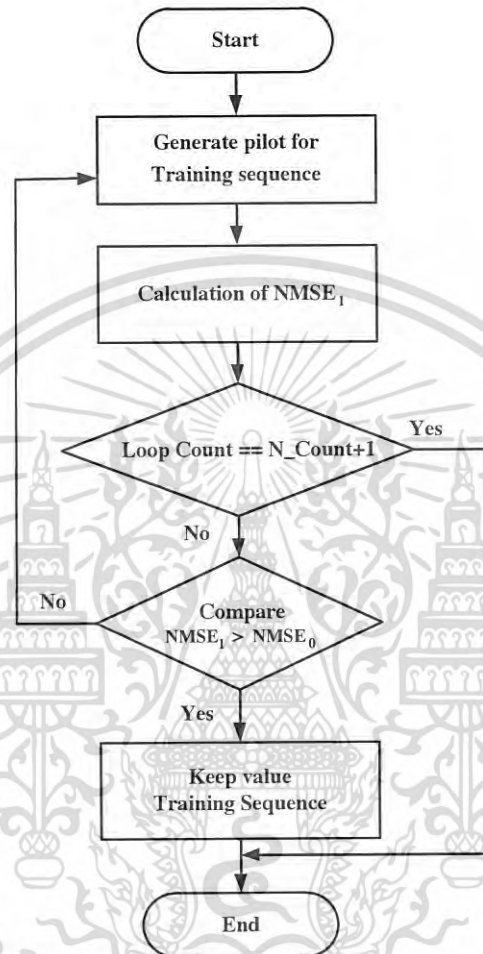
รูปที่ 2.22 แบบโครงสร้างข้อมูลประกอบด้วยปรีแอมเบิล จำนวนหนึ่งสัญลักษณ์แทรกก่อนข้อมูลจำนวน  $L$  สัญลักษณ์ที่ส่วนหัว โดยแต่ละสัญลักษณ์วางคั่นด้วยช่วงเวลาป้องกัน เพื่อลดการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์และปรีแอมเบิล โดยการนำไปใช้ส่วนหัวทุกประเภทโครงสร้างข้อมูลเพื่อมีการชิงโครนิซสัญญาณและการประมาณค่าผลการตอบสนองความถี่ของสัญญาณ

### 2.4.4 Training Sequence

ในงานวิจัยนี้ Training Sequence ถูกสร้างขึ้นจากการสุ่มข้อมูลชุดของคลื่นพาทีย่อยนำทางมาใช้เป็นข้อมูล Training Sequence ซึ่งจะคล้ายๆ กันกับปรีแอมเบิล แต่ขนาดของ Training Sequence จะเท่ากับขนาดของแถบป้องกัน นอกจากนี้ Training Sequence นั้นสามารถแทรกเข้าไปที่ส่วนหัวของข้อมูล เช่นเดียวกับการเพิ่มแถบป้องกันในทุกๆ ข้อมูลสัญลักษณ์ ดังรูปที่ 2.23 แสดงโครงสร้างแบบข้อมูลบนแกนเวลาเมื่อเพิ่ม Training Sequence เพื่อใช้ในการประมาณค่าผลการตอบสนองความถี่ของสัญญาณ Training Sequence มีข้อดีคือสามารถส่งข้อมูลได้มากกว่าเมื่อเทียบกับวิธีการใช้ปรีแอมเบิลและให้ประสิทธิภาพที่ดี เนื่องจาก Training Sequence จะถูกเพิ่มเข้าไปบนแกนเวลา ซึ่งในรูปที่ 2.23 แสดงโครงสร้างแบบข้อมูลบนแกนเวลาเมื่อเพิ่ม Training Sequence และรูปที่ 2.24 แสดงโพลีชาร์ตการสร้างสัญญาณ Training Sequence ของระบบที่นำเสนอ



รูปที่ 2.23 โครงสร้างแบบข้อมูลบนแกนเวลาเมื่อเพิ่ม Training Sequence



รูปที่ 2.24 โฟลว์ชาร์ตแสดงการสร้างสัญญาณ Training Sequence ของระบบที่นำเสนอ

วิธีการการสร้างชุดข้อมูล Training Sequence มีขั้นตอนวิธีการดังต่อไปนี้

ขั้นตอนที่หนึ่ง ทำการสุ่มข้อมูลของคลื่นพายัพยอยนำทางขึ้นมาชุดหนึ่ง และเก็บค่าไว้ โดยมี  $NMSE_0$  คือ ค่า  $NMSE$  ที่ใช้ในการอ้างอิงของกระบวนการ และ  $N\_Count$  คือ จำนวนในการวนรอบของกระบวนการ

ขั้นตอนที่สอง นำข้อมูล Training Sequence ที่สร้างขึ้นมาคำนวณค่า  $NMSE$  โดยมีเงื่อนไขว่า ถ้าข้อมูล Training Sequence ที่ทำการสุ่มขึ้นมาใหม่มีค่า  $NMSE_1$  มีค่ามากกว่าค่า  $NMSE_0$  ก็จะมีการเก็บข้อมูล Training Sequence ชุดใหม่ลงไปแทนที่ข้อมูลชุดเดิม ซึ่งในกระบวนการใช้การวนลูปหาค่าที่น้อยที่สุดจำนวน  $N\_Count+1$  ในที่นี้เราสมมติกระบวนการสร้างชุดข้อมูล  $N\_Count = 10000$  ซึ่งจะคำนวณค่าในกระบวนการนี้ไปเรื่อยๆ จนจบกระบวนการทั้งหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อใช้งานข้อมูลก็จะทำการโหลดไฟล์ข้อมูลที่เก็บไว้ของ Training sequence ไปใช้งานในระบบต่อไป

## 2.5 ระบบ DFTS-OFDM

ระบบ DFTS-OFDM เป็นวิธีการส่งสัญญาณที่สามารถรวมคุณสมบัติที่ต้องการมาใช้งานร่วมกัน เช่น การส่งสัญญาณใช้คุณสมบัติแบบคลื่นพาห์เดี่ยว (Single-Carrier) การใช้ความสามารถสำหรับความซับซ้อนที่น้อยลงในวิธีการอิควอลิเซชันให้มีคุณภาพสูงบนแกนความถี่ และการใช้งานแบบเอพีดีเอ็มเอ (Frequency Division Multiple Access : FDMA) มีการกำหนดแบนด์วิดท์ที่มีความยืดหยุ่น จากคุณสมบัติเหล่านี้ระบบ DFTS-OFDM ถูกใช้งานสำหรับการส่งสัญญาณแบบอัปลิงค์ (Uplink) ในระบบการสื่อสารไร้สายความเร็วสูงยุคที่ 4 (Long Term Evolution : LTE) [8]

### 2.5.1 หลักการพื้นฐาน DFTS-OFDM

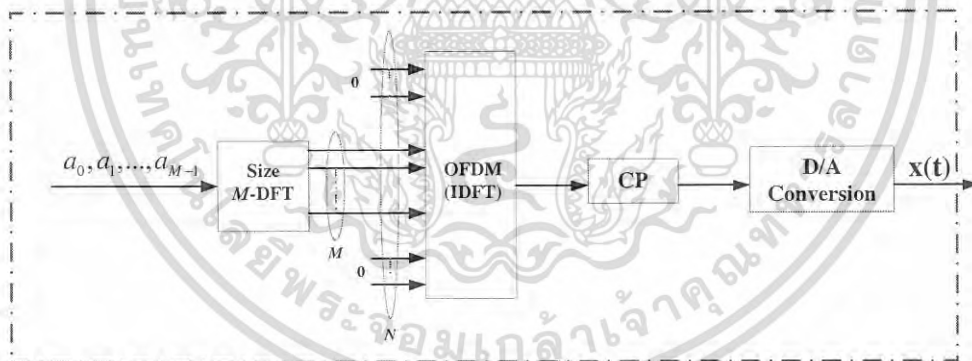
หลักการพื้นฐานของการส่งสัญญาณ DFTS-OFDM แสดงในรูปที่ 2.25 ซึ่งเป็นวิธีการหนึ่งในการบ่งบอกถึงระบบ DFTS-OFDM คือการใช้โอเอฟดีเอ็มรวมกับการเข้ารหัสพื้นฐาน DFT คล้ายกับการมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม สัญญาณ DFTS-OFDM ต้องอาศัยพื้นฐานการสร้างบล็อกสัญญาณในกรณีของ DFTS-OFDM บล็อกการมอดูเลชันสัญลักษณ์  $M$  จากเทคนิคการมอดูเลชันต่างๆ ตัวอย่างเช่น QPSK หรือ 16QAM ถูกนำไปใช้กับกระบวนการ DFT ขนาด  $M$  เอาต์พุตของกระบวนการ DFT นั้นถูกนำอินพุตไปใช้ในสำหรับการมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ในทางปฏิบัติการมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็มจะใช้กับกระบวนการ IDFT ขนาด  $N$  กับ  $N > M$  และที่อินพุตที่ไม่ได้ถูกนำไปใช้สำหรับกระบวนการ IDFT นั้นมีการตั้งค่าเป็นศูนย์ โดยปกติกระบวนการ IDFT ขนาด  $N$  จะถูกเลือกเป็น  $N = 2^n$  สำหรับบางจำนวนเต็ม  $n$  เพื่อให้สามารถทำกระบวนการ IDFT โดยวิธีการของการคำนวณประสิทธิภาพกระบวนการ IFFT radix-2 นอกจากนี้ยังคล้ายกับวิธีการโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งช่วงเวลาป้องกันจะถูกแทรกแต่ละบล็อกของการส่งสัญญาณ การใช้ช่วงเวลาป้องกันจะช่วยในการลดความซับซ้อนวิธีการอิควอลิเซชันที่ฝั่งภาครับสัญญาณ

ถ้ากระบวนการ DFT ขนาด  $M$  เท่ากับกระบวนการ IDFT ขนาด  $N$  การประมวลผลกระบวนการ DFT/IDFT จะเห็นได้ซึ่งกันและกัน แต่ถ้า  $M$  มีขนาดเล็กกว่า  $n$  และอินพุตยังคงเหลือ IDFT จะเป็นสัญญาณที่มีคุณสมบัติคลื่นพาห์เดี่ยว นั่นคือสัญญาณที่ใช้พลังงานต่ำและมีแบนด์วิดท์ที่เกิดขึ้นกับ  $M$  โดยเฉพาะอย่างยิ่ง สมมติอัตราการใช้แบนด์วิดท์  $f_s$  ที่เอาต์พุตของกระบวนการ IDFT แบนด์วิดท์ของการส่งสัญญาณจะเป็น  $BW = M/N \cdot f_s$  ดังนั้นการใช้บล็อกขนาด  $M$  ที่แตกต่างกัน แบนด์วิดท์ของการส่งสัญญาณสามารถเปลี่ยนแปลงเพื่อให้เกิดการยอมรับสำหรับการยืดหยุ่นแบนด์วิดท์ นอกจากนี้การใช้การเลื่อนอินพุตของกระบวนการ IDFT ซึ่งเอาต์พุต DFT จะถูกกำหนด การส่งสัญญาณสามารถเลื่อนแกนความถี่ จะมีระดับความยืดหยุ่นสูงในแบนด์วิดท์โดยทันทีที่กำหนดโดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

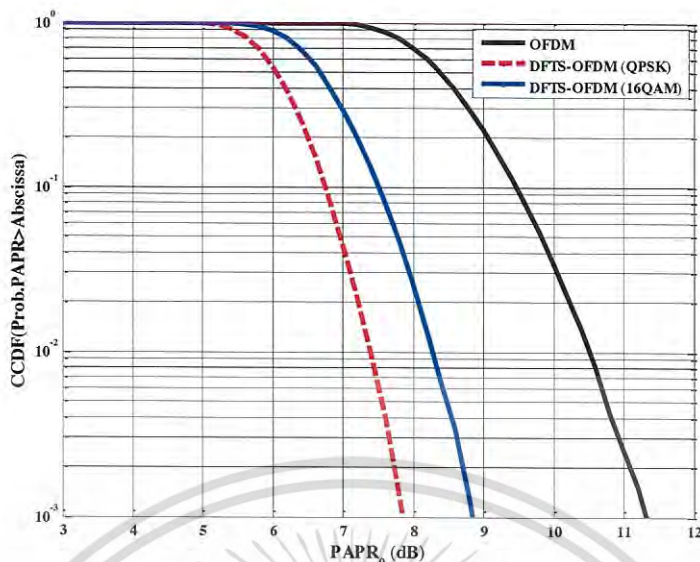
กระบวนการ DFT ขนาด  $M$  โดยปกตินี้ไม่สามารถแน่ใจได้ว่าที่  $M$  นั้นสามารถแสดงเป็น  $2^m$  สำหรับบางจำนวนเต็ม  $m$  อย่างไรก็ตามตรงไปตรงมาการใช้  $M$  สามารถแสดงข้อมูลของความสัมพันธ์เป็นตัวเลขกระบวนการ DFT สามารถนำมาใช้ในการลดความซับซ้อนของกระบวนการ FFT Non-Radix-2 ตัวอย่างเช่นกระบวนการ DFT ขนาด  $M=144$  สามารถนำไปใช้โดยวิธีการรวมกันของกระบวนการ FFT Radix-2 และ Radix-3 ( $144=3^2 \cdot 2^4$ )

ประโยชน์หลักของระบบ DFTS-OFDM เมื่อเปรียบเทียบกับโอเอฟดีเอ็ม การเปลี่ยนแปลงที่ลดลงในกำลังส่งสัญญาณทันทีชี้ให้เห็นถึงความเป็นไปได้สำหรับประสิทธิภาพกำลังแอมพลิฟายเออร์ที่สูงขึ้น จากประโยชน์นี้ของระบบ DFTS-OFDM แสดงในรูปที่ 2.26 ซึ่งแสดงให้เห็นถึงการกระจายตัวของค่าพีเอพียอร์สำหรับระบบ DFTS-OFDM และโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งค่าพีเอพียอร์ถูกกำหนดเป็นกำลังสูงสุดภายในกระบวนการ DFT หนึ่งบล็อกโดยการใช้กำลังสัญญาณโดยเฉลี่ยสามารถอธิบายได้แสดงในรูปที่ 2.26 ค่าพีเอพียอร์ลดลงอย่างมีนัยสำคัญสำหรับระบบ DFTS-OFDM เปรียบเทียบกับโอเอฟดีเอ็ม ในกรณีของการมอดูเลต 16QAM ค่าพีเอพียอร์ของ DFTS-OFDM เพิ่มขึ้นค่อนข้างเป็นไปตามที่คาดการณ์ไว้ เมื่อเทียบกับในกรณีของโอเอฟดีเอ็มการกระจายค่าพีเอพียอร์มากหรือน้อยอย่างเป็นอิสระเนื่องจากวิธีการมอดูเลชันเหตุผลคือการส่งสัญญาณโอเอฟดีเอ็มถูกรวมกันเป็นจำนวนขนาดใหญ่การมอดูเลชันพาหะย่อยอย่างเป็นอิสระ และการกระจายแบบเอกซ์โพเนนเชียล (Exponential) เกิดขึ้นโดยไม่คำนึงถึงวิธีการมอดูเลชัน และถูกนำไปใช้กับพาหะย่อยที่แตกต่างกัน



รูปที่ 2.25 การสร้างสัญญาณ DFTS-OFDM [4]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.26 แสดงค่า PAPR ของ OFDM และ DFTS-OFDM สำหรับวิธีการมอดูเลชันแบบ QPSK และ 16QAM ตามลำดับ [4]

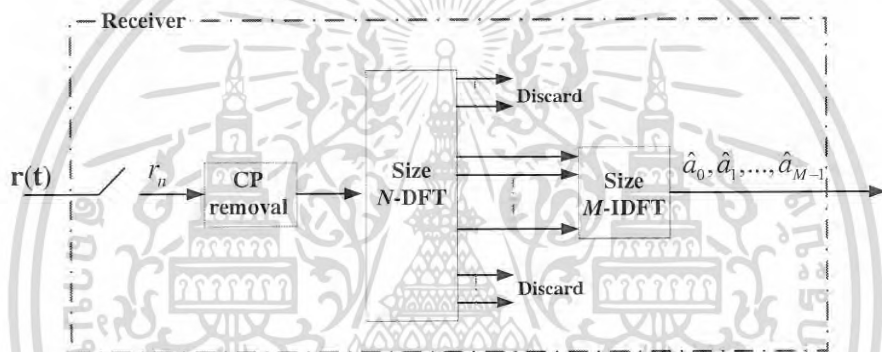
ถึงแม้ว่าค่าพีเอพอาร์สามารถใช้แสดงคุณภาพของสัญญาณที่แตกต่างกันในการเปลี่ยนแปลงกำลังงานระหว่างวิธีการส่งสัญญาณที่แตกต่างกัน ซึ่งเป็นวิธีการหนึ่งในการหาสมรรถนะของระบบสำหรับการวัดคุณภาพและความถูกต้องมากขึ้นของผลกระทบที่มีต่อการเปลี่ยนแปลงกำลังงานในการการวัดค่าพีเอพอาร์ ตัวอย่างเช่น ความต้องการกำลังแอมพลิไฟเออร์ Back-Off การวัดที่ดีของผลกระทบที่ต้องการกำลังแอมพลิไฟเออร์ Back-off และผลกระทบที่เกี่ยวข้องกับประสิทธิภาพกำลังแอมพลิไฟเออร์ที่ได้รับเรียกว่า Cubic Metric ซึ่ง Cubic Metric เป็นการวัดจำนวนของ Back-Off ที่ต้องการเพิ่มขึ้นสำหรับสำหรับคลื่นสัญญาณบางอย่างที่สัมพันธ์กับ Back-Off ที่จำเป็นสำหรับบางรูปแบบของคลื่นอ้างอิง สามารถเห็นได้จาก Cubic Metric รูปที่ 2.26 ตามแนวโน้มของค่าพีเอพอาร์ อย่างไรก็ตามความแตกต่างใน Cubic Metric ค่อนข้างมีขนาดเล็กซึ่งสอดคล้องกันความแตกต่างในพีเอพอาร์

### 2.5.2 ฟังก์ชันการปรับสัญญาณ DFTS-OFDM

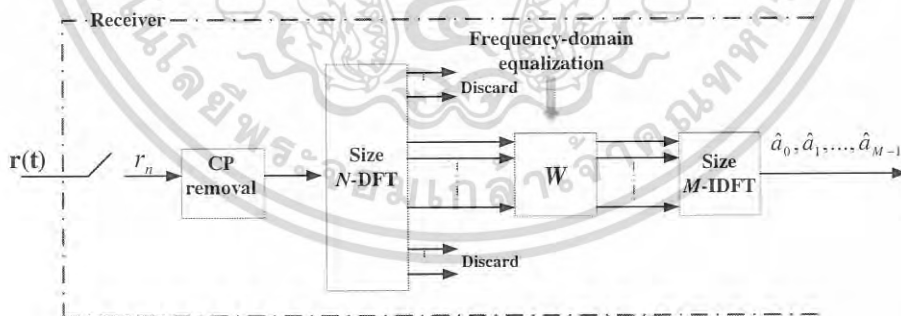
หลักการพื้นฐานของการติมอดูเลชันของสัญญาณ DFTS-OFDM แสดงในรูปที่ 2.27 การดำเนินการพื้นฐานที่ตรงกันข้ามกับฟังก์ชันการส่งสัญญาณ DFTS-OFDM ของรูปที่ 2.25 นั่นคือกระบวนการถูกลบสัญญาณรบกวนบางส่วนออก จากนั้นส่งไปที่บล็อกกระบวนการ DFT (FFT) ขนาด  $N$  จากนั้นเป็นกระบวนการของการอิควอลไลเซชันแแกนความถี่ และหลังจากนั้นจะเข้าสู่บล็อกของกระบวนการ IDFT ขนาด  $M$  ซึ่งอยู่ในแแกนเวลา ในกรณีอุดมคติซึ่งไม่มีสัญญาณรบกวนมารบกวนกันในช่องสัญญาณการติมอดูเลชัน DFTS-OFDM ตามแสดงในรูปที่ 2.27 ซึ่งการคืนค่าของสัญญาณการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่งกลับของสัญญาณสมบูรณ์ อย่างไรก็ตามในกรณีที่มีการจางหายของสัญญาณ หรือเกิดการเลื่อนหายของช่องสัญญาณเกิดขึ้นกับสัญญาณ DFTS-OFDM จะเกิดความเสียหายกับการแทรกสอดระหว่างตัวสัญญาณเอง (Self-Interference) ผลที่ตามมาสามารถเข้าใจได้สองวิธี คือ วิธีการแรกสัญญาณคลื่นพาห้เดียวเป็นแบบไวต์แบนด์ สัญญาณการแพร่กระจาย DFTS-OFDM เสียหายอย่างเห็นได้ชัดในกรณีของช่องเวลาระยะยาวตัว วิธีที่สองหากช่องทางเป็นความถี่เลือกช่วงของกระบวนการ DFT/IDFT ที่ภาครับสัญญาณจะไม่สามารถรับสัญญาณได้อย่างถูกต้องตามการสร้างบล็อกเดิมของสัญลักษณ์ที่ภาคส่งสัญญาณ ดังนั้นในกรณีของสัญญาณ DFTS-OFDM การอิควไลเซชันต้องการชัดเจนในส่วนของการจางหายของช่องสัญญาณ สมมติว่าโครงสร้างติมอดูเลชันสัญญาณ DFTS-OFDM พื้นฐานตามรูปที่ 2.27 การอิควไลเซชันบนแกนความถี่กับการติมอดูเลชันสัญญาณ DFTS-OFDM แสดงในรูปที่ 2.28



รูปที่ 2.27 หลักการพื้นฐานสำหรับการติมอดูเลชันสัญญาณ DFTS-OFDM [4]



รูปที่ 2.28 การอิควไลเซชันบนแกนความถี่กับการติมอดูเลชันสัญญาณ DFTS-OFDM [4]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

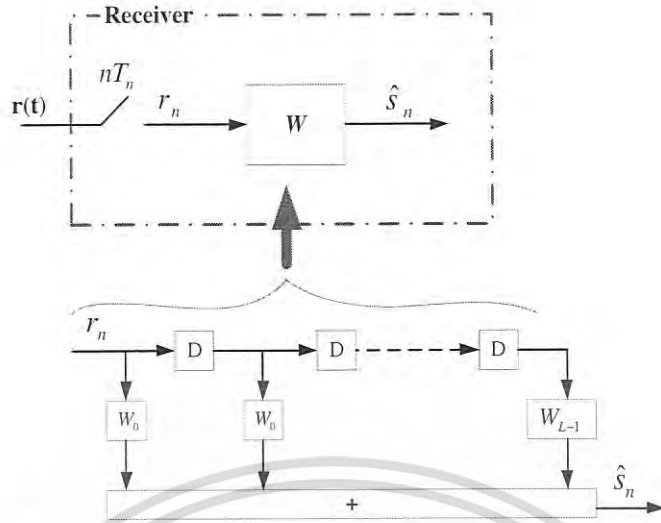
### 2.5.3 วิธีการอิควอไลเซชันสัญญาณ DFTS-OFDM

ในอดีตวิธีการหลักในการจัดการกับการจางหายของสัญญาณเนื่องจาก Radio-channel Frequency Selectivity ได้ถูกนำมาใช้ได้ในรูปแบบที่แตกต่างกัน สำหรับวิธีการอิควอไลเซชันที่ฝั่งภาครับสัญญาณ จุดมุ่งหมายของวิธีการอิควอไลเซชันคือการใช้วิธีการชดเชยสำหรับการจางหายของสัญญาณและทำให้ได้จำนวนที่ใกล้เคียงกับสัญญาณที่ส่งมา เพื่อใช้ในการคืนค่าที่ใกล้เคียงค่าเดิมมากที่สุดของรูปร่างสัญญาณ ซึ่งจะอธิบายในส่วนต่อไป

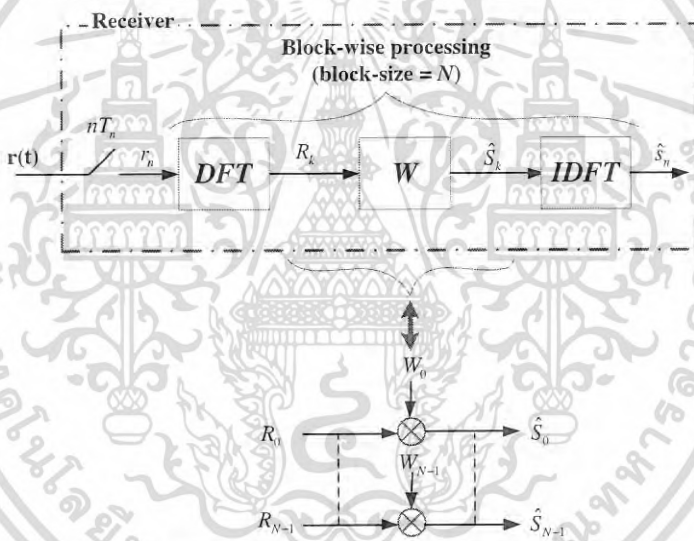
วิธีการที่เป็นไปได้เพื่อลดความซับซ้อนของการอิควอไลเซชันเชิงเส้น กล่าวคือวิธีการอิควอไลเซชันบนแกนความถี่ ดังแสดงในรูปที่ 2.30 ในกรณีดังกล่าว วิธีการอิควอไลเซชันเชิงเส้นบนแกนความถี่นั้น วิธีการอิควอไลเซชันจะใช้กระบวนการบล็อกไวส์ (Block-wise) กับบล็อกขนาด  $N$  สัญญาณแอมป์ภาครับจะถูกเปลี่ยนครั้งแรกในแกนความถี่โดยวิธีการของกระบวนการ DFT ขนาด  $N$  การอิควอไลเซชันจะดำเนินการเป็นการกรองแกนความถี่กับการกรองแบบแท็ป (Tap) แกนความถี่  $W_0, \dots, W_{N-1}$  ตัวอย่างเช่นกระบวนการ DFT ของการกรองแบบแท็ปแกนความถี่ที่สอดคล้องกัน  $w_0, \dots, w_{L-1}$  จากรูปที่ 2.29 สุดท้ายวิธีการอิควอไลเซชันสัญญาณแกนความถี่จะถูกเปลี่ยนกลับไปแกนเวลาโดยวิธีการของกระบวนการ DFT การผกผัน ขนาด  $N$  บล็อกขนาด  $N = 2^n$  ควรได้รับสำหรับบางจำนวน  $n$  เพื่อช่วยสำหรับการคำนวณประสิทธิภาพ Radix-2 FFT/IFFT การดำเนินการของกระบวนการ DFT/IDFT

สำหรับแต่ละบล็อกการประมวลผลของขนาด  $N$  วิธีการอิควอไลเซชันบนแกนความถี่โดยทั่วไปประกอบไปด้วย ขนาดของ  $N$  DFT/IDFT การคำนวณความซับซ้อน  $N$  และสุดท้ายขนาดการผกผัน  $N$  DFT/IDFT

โดยเฉพาะอย่างยิ่งในกรณีของช่องสัญญาณที่มีการเลือกความถี่ที่ครอบคลุมและมีความจำเป็นสำหรับช่วงที่ใหญ่ขึ้นของวิธีการอิควอไลเซชันบนแกนเวลา (การอิควอไลเซชันความยาว  $L$ ) วิธีการอิควอไลเซชันในแกนความถี่ให้เป็นไปตามรูปที่ 2.30 ความซับซ้อนน้อยลงอย่างมีนัยสำคัญเมื่อเทียบกับวิธีการอิควอไลเซชันบนแกนเวลา แสดงในรูปที่ 2.29 อย่างไรก็ตามมีปัญหาเกี่ยวกับวิธีการอิควอไลเซชันบนแกนความถี่



รูปที่ 2.29 วิธีการอิกวอไลเซชันเชิงเส้นนำมาใช้เป็นการกรอง FIR ทางเวลาที่ไม่ต่อเนื่อง [4]



รูปที่ 2.30 การอิกวอไลเซชันเชิงเส้นบนแกนความถี่ [4]

การกรองข้อมูลบนแกนเวลาของรูปที่ 2.29 เป็นการดำเนินการเชิงเส้นเป็นเวลาที่ต่อเนื่อง ในทางตรงกันข้ามกัน การกรองข้อมูลบนแกนความถี่ตามรูปที่ 2.30 สอดคล้องกับการคอนโวลูชัน วงกลม (Circular Convolution) บนแกนเวลา สมมติว่าวิธีการอิกวอไลเซชันบนแกนเวลาความยาว  $L$  นี้ก็หมายความว่าแซมปิงแรก  $L-1$  ที่เอาต์พุตของวิธีการอิกวอไลเซชันบนแกนความถี่จะไม่ เหมือนกันกับเอาต์พุตของวิธีการอิกวอไลเซชันบนแกนเวลา

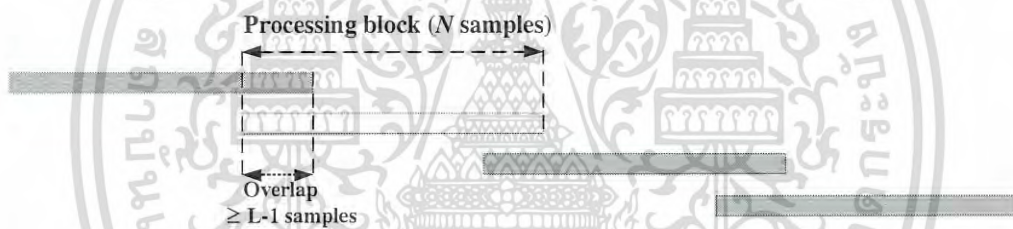
การกรองข้อมูลแบบแท็บบนแกนความถี่  $W_0, \dots, W_{N-1}$  สามารถพิจารณาได้จากครั้งแรก การ พิจารณาจะตอบสนองต่อพัลส์ของการกรองสัญญาณบนแกนเวลาที่สอดคล้องกันและเปลี่ยนการกรอง นั้นบนแกนความถี่โดยวิธีการของกระบวนการ DFT อย่างไรก็ตามที่กล่าวข้างต้นนี้พิจารณาได้ เช่น การ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

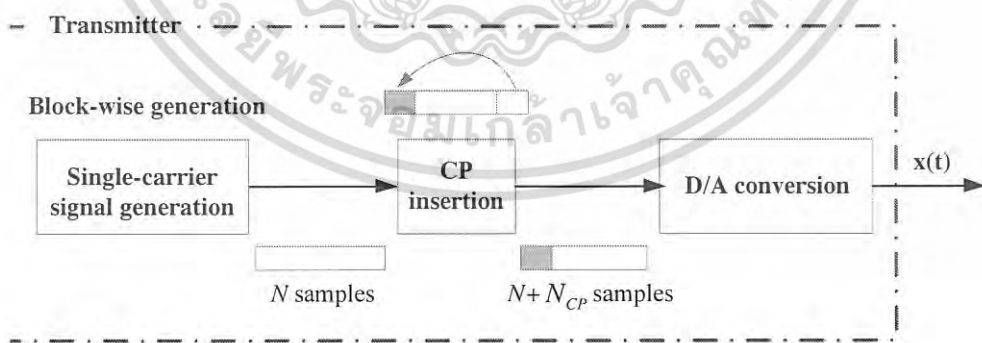
กรองสัญญาณบนแกนเวลา MMSE อาจมีความสัมพันธ์กับความซับซ้อนในกรณีของวิธีการอิควไลเซชันที่ความยาว  $L$

วิธีการหนึ่งที่แก้ไขปัญหานั้นคือการใช้การซ้อนทับกันในการประมวลผลบล็อกไวรัสของวิธีการอิควไลเซชันบนแกนความถี่ตามที่ระบุไว้ในรูปที่ 2.31 ที่ซ้อนทับกันควรมีความยาวแซมปิงอย่างน้อย  $L-1$  เช่นการซ้อนทับกันที่แซมปิงแรก  $L-1$  ที่เอาต์พุตของวิธีการอิควไลเซชันบนแกนความถี่สามารถถูกลบทิ้งสอดคล้องกับตัวอย่าง นอกจากนี้ยังเป็นส่วนสุดท้ายที่ได้รับก่อนหน้า บล็อกวิธีการอิควไลเซชันนั้น ข้อเสียเปรียบของการซ้อนทับของกระบวนการนี้คือการใช้การคำนวณของภาครับสัญญาณความซับซ้อนค่อนข้างสูง

วิธีการซึ่งเป็นทางเลือกทั้งสองประเด็นดังกล่าวข้างต้นคือการใช้ช่วงเวลาป้องกันที่ฝั่งภาคส่งรูปที่ 2.32 คล้ายกันกับโอเอฟดีเอ็มการใช้ช่วงเวลาป้องกันในกรณีของการส่งสัญญาณแบบคลื่นพาห์เดี่ยวหมายถึงการใช้ช่วงเวลาป้องกันขนาดความยาวแซมเปิล  $N_{CP}$  ถูกแทรกบล็อกไวรัสที่ฝั่งภาคส่งสัญญาณขนาดของบล็อกภาคส่งควรจะเท่ากับขนาดบล็อก  $N$  ที่ใช้สำหรับวิธีการอิควไลเซชันบนแกนความถี่ฝั่งภาครับสัญญาณ



รูปที่ 2.31 การประมวลผลที่ทับซ้อนกันและลบทิ้ง [4]



รูปที่ 2.32 การแทรกช่วงเวลาป้องกันในกรณีของการส่งสัญญาณคลื่นพาห์เดี่ยว [4]

การใช้ช่วงเวลาป้องกันช่องสัญญาณจากจุดรับสัญญาณในมุมมองจะปรากฏเป็นคอนโวลูชันวงกลม (Circular Convolution) บล็อกการประมวลผลของเครื่องรับขนาด  $N$  ดังนั้นจึงมีความจำเป็นในการรับการประมวลผลที่ทับซ้อนกันและกระบวนการที่ถูกลบทิ้งไป นอกจากนี้การกรอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อมูลแท้บนแบนความถี่ สามารถคำนวณได้โดยตรงจากการประมาณค่าของผลตอบแทนของความถี่โดยไม่ต้องกำหนดในครั้งแรกของการตั้งค่าวิธีการอควอไลเซชันบนแบนเวลา ตัวอย่างเช่นกรณีของวิธีการอควอไลเซชัน MMSE การกรองข้อมูลแท้บนแบนความถี่สามารถคำนวณได้ตาม

$$W_k = \frac{H_k^*}{|H_k|^2 + N_0} \quad (2.55)$$

ที่  $N_0$  คือพลังงานของสัญญาณรบกวน และ  $H_k$  ผลตอบแทนของความถี่ช่องสัญญาณแชนนิง ข้อเสียของการใช้ช่วงเวลาป้องกันในกรณีของการส่งสัญญาณคลื่นพาห์เดี่ยว เหมือนกับวิธีการของโอเอฟดีเอ็มคือค่าใช้จ่ายทั้งในด้านพลังงานและแบนด์วิดท์ วิธีการหนึ่งที่จะลดค่าใช้จ่ายที่เกี่ยวข้องกับช่วงเวลาป้องกันนี้คือการเพิ่มขนาดของบล็อก  $N$  ของวิธีการอควอไลเซชันบนแบนความถี่ แต่อย่างไรก็ตามสำหรับวิธีการอควอไลเซชันบล็อกไวส์จะมีความถูกต้องช่องสัญญาณการประมาณค่าคงที่ตลอดช่วงเวลาที่สอดคล้องกับขนาดของบล็อกประมวผล ข้อจำกัดนี้มีขีดจำกัดบนบล็อกขนาด  $N$  ที่ขึ้นอยู่กับอัตรารูปแบบช่องสัญญาณ ซึ่งจะคล้ายกับข้อจำกัดในโอเอฟดีเอ็ม ระยะห่างระหว่างคลื่นพาย้อย  $\Delta f = 1/T_u$  ขึ้นอยู่กับอัตราการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณ

## 2.7 การแก้ไขข้อมูลที่ผิดพลาดจากการส่งข้อมูล

ระบบการแก้ไขข้อมูลที่ผิดพลาดจากการส่งข้อมูล (Forward Error Correction : FEC) จะช่วยตรวจจับและแก้ไขบิตที่ผิดพลาดในขณะที่ส่งข้อมูลที่เกิดจากสัญญาณรบกวน ซึ่งจะช่วยลดระดับของสัญญาณรบกวนที่ต้องการลง การแก้ไขข้อมูลที่ผิดพลาดจากการส่งข้อมูลจะเป็นการพวงข้อมูลส่วนที่ใช้สำหรับการตรวจจับและการแก้ไขบิตที่ผิดพลาด (FEC Bits) ไปกับข้อมูลจริง ที่ฝั่งภาครับสัญญาณก็จะคำนวณข้อมูลที่รับและเปรียบเทียบกับแก้ไขบิตที่ผิดพลาดเหล่านี้ ซึ่งฝั่งภาครับสัญญาณสามารถตรวจได้ว่ามีบิตไหนที่มีความผิดพลาดเกิดขึ้นแล้วทำการแก้ไข แต่ในส่วนของการแก้ไขบิตที่ผิดพลาดที่เพิ่มเข้ามาจะเป็นส่วนเกินที่ไม่ได้บรรจุข้อมูลใช้งาน ซึ่งเรียกว่า Overhead ทำให้ความเร็วในส่งข้อมูลถูกลดทอนลงเพื่อไปใช้สำหรับการ Overhead จึงทำให้ความเร็วของการส่งข้อมูลจริงลดลง

ในส่วนนี้บล็อกฟังก์ชันในแผนภาพจะมีการกล่าวในรายละเอียดของ เทคนิคการแก้ไขข้อมูลผิดพลาดบิตข้อมูลที่ใช้ในระบบ DFTS-OFDM กับการเข้ารหัสคอนโวลูชัน (Convolutional Code) ขึ้นอยู่กับอัตราการส่งข้อมูลผ่านช่องสัญญาณ ซึ่งเทคนิคการเข้ารหัสคอนโวลูชันได้รับความสนใจมากสำหรับการดำเนินงานมอดูเลตรหัส มักจะถูกนำมาใช้ในระบบระบบสื่อสารแบบดิจิทัล เมื่ออัตราส่วนของสัญญาณระหว่างสัญญาณที่ต้องการกับสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio : SNR) อยู่ในระดับต่ำ การใช้งานของรหัสคอนโวลูชัน จะขึ้นอยู่กับการประยุกต์นำไปใช้งาน โครงสร้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พื้นฐานของรหัสคอนโวลูชันจัดว่ามีคุณลักษณะเป็นรหัสที่มีความจำ (Coding with Memory) หมายความว่า ผลลัพธ์ที่ได้จะเกิดขึ้นกับข้อมูลทั้งในอดีตและปัจจุบัน ลักษณะของการเข้ารหัสก็แตกต่างกัน การเข้ารหัสคอนโวลูชันไม่จำเป็นต้องมีการแบ่งบิตข้อมูลออกเป็นบล็อกแต่อย่างใด สามารถป้อนชุดบิตข้อมูลที่ไม่จำกัดความยาวเข้าสู่วงจรเข้ารหัสคอนโวลูชันอย่างต่อเนื่อง และผลลัพธ์ที่ได้ทางด้านออกจะเป็นชุดคำรหัสที่มีความยาวเป็นส่วนกับความยาวของชุดบิตข้อมูลที่ป้อนอินพุต

รหัสคอนโวลูชันจะถูกสร้างขึ้นโดยการฟีด (Feeding) แหล่งข้อมูลบิตไบนารีสถานะ Shift Registers เชิงเส้นจำกัด โดยทั่วไปรหัสคอนโวลูชัน  $(n, k, K)$  สามารถดำเนินการร่วมกับอินพุตบิต  $k$  วงจรลำดับเชิงเส้นเอาต์พุตบิต  $n$  กับความยาวหน่วยความจำของบิต  $kK$  ค่าพารามิเตอร์  $K$  เรียกว่า Constraint Length ของรหัสคอนโวลูชัน อัตราการเข้ารหัส (Code Rate) กำหนดโดยอัตราจำนวนของบิตอินพุตในการเข้ารหัสคอนโวลูชันต่อจำนวนของการสร้างบิตเอาต์พุต ตัวอย่างเช่น  $R=k/n$  ชนิดของ  $n$  และ  $k$  เป็นจำนวนเต็มขนาดเล็กที่มี  $k/n$  แต่ Constraint Length  $K$  ควรจะมีขนาดใหญ่กว่าเพื่อให้เกิดข้อผิดพลาดที่น้อยที่สุดในแต่ละ Sampling Clock ข้อมูลอินพุตจะเลื่อนบิต  $k$  และ Shift Registers ที่มี  $K$  flip/flop และบิต  $k$  ตัวเก่าจะหลุดออกไป หลังจากบิต  $k$  เข้าไป Shift Register การรวมกันเชิงเส้น  $n$  ขององค์ประกอบปัจจุบันในหน่วยความจำ  $kK$  จะคำนวณและใช้การสร้างรหัสบิตเอาต์พุต จากการสร้างการเข้ารหัสดังกล่าวข้างต้นจะเห็นได้ชัดเจนว่าการเข้ารหัสเอาต์พุตบิต  $n$  ไม่เพียงแต่ขึ้นอยู่กับบิต  $k$  แต่ยังเกี่ยวกับบิต  $(K-1)k$  ก่อนหน้านี้

มีการวัดปริมาณ Overhead ของการแก้ไขบิตที่ผิดพลาดในรูปแบบของอัตราการเข้ารหัส เป็น  $1/2$   $3/4$  เป็นต้น ตัวอย่างเช่น ถ้าใช้การแก้ไขบิตที่ผิดพลาดด้วย Coding Rate  $1/2$  ความเร็วหลังจากการเข้ารหัสจะลดลงครึ่งหนึ่งในอัตราการเข้ารหัส ซึ่งอัตราการเข้ารหัสยิ่งต่ำ ความสามารถรองรับสัญญาณรบกวนที่ระดับสูงขึ้นก็จะยิ่งดี เพราะจะตรวจจับและแก้ไขบิต ที่ผิดได้ละเอียดขึ้น แต่ความเร็วสุทธิในการส่งข้อมูลจะลดลง ดังนั้นสถานีฐานต้องทำการปรับเปลี่ยนอัตราการเข้ารหัสให้เหมาะสมกับสถานะของช่องสัญญาณในขณะนั้นๆ เช่น เมื่อในสถานะที่มีสัญญาณรบกวนน้อยซึ่งมีผลทำให้เกิดความผิดพลาดของข้อมูล อยู่ในระดับต่ำ ดังนั้นจึงมีการปรับใช้อัตราการเข้ารหัสที่สูงขึ้นเพื่อลด Overhead แต่ยังคงการตรวจจับบิตข้อมูลที่ผิดพลาดอยู่ในระดับที่ยอมรับได้ เพื่อให้การส่งข้อมูลเร็วขึ้น และบางสถานะที่สัญญาณรบกวนอยู่ในระดับสูงจนเกิดบิตข้อมูลที่ผิดพลาดมากจนการแก้ไขบิตที่ผิดพลาด ไม่สามารถทำการแก้ไขได้ จะมีการใช้ระบบ Automatic Repeat Request (ARQ) เพื่อเป็นการส่งข้อมูลเดิมซ้ำเพื่อแทนที่ข้อมูลที่ผิดพลาดมาตรวจจับอีกครั้ง

การมอดูเลชันเป็นการแก้ไขข้อมูลที่ผิดพลาดจากการส่งข้อมูลโดยในมาตรฐานมีอยู่ 4 แบบซึ่งสามารถแสดงในตารางที่ 2.1 คือ BPSK QPSK 16-QAM และ 64-QAM ตามลำดับ โดยความเร็วในการส่งข้อมูลจะเรียงจากน้อยไปมากตามลำดับ ซึ่ง 64-QAM จะมีความเร็วสูงสุด BPSK จะมีความเร็วต่ำสุด แต่ในทางกลับกันการส่งข้อมูลที่ช้าจะทนต่อสัญญาณรบกวนที่สูงได้มากกว่าการส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อมูลเร็วๆ ทำให้อัตราการเข้ารหัสมีผลกับการเลือกใช้การมอดูเลชันดังนั้นจึงต้องมีการปรับเปลี่ยนอัตราการเข้ารหัส และการมอดูเลชันให้เหมาะสมกับสภาวะของแต่ละช่องของสัญญาณในขณะนั้นๆ

ตารางที่ 2.1 อัตราส่วนสำหรับการใช้งานพารามิเตอร์

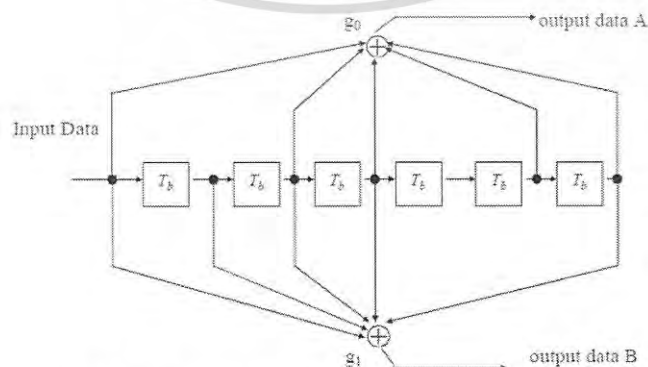
Data rate (Mbps)	Modulation	Coding rate	Coded bits per sub-carrier	Coded bits per OFDM symbols	Data bits per OFDM symbol
6	BPSK	1/2	1	48	24
9	BPSK	3/4	1	48	36
12	QPSK	1/2	2	96	48
18	QPSK	3/4	2	96	72
24	16-QAM	1/2	4	192	96
36	16-QAM	3/4	4	192	144
48	64-QAM	2/3	6	288	192
54	64-QAM	3/4	6	288	216

การเข้ารหัสคอนโวลูชันกับอัตราหัส  $R=1/2$  ใช้ใน DFTS-OFDM สามารถแสดงโดยใช้มาตรฐานอุตสาหกรรมกำเนิดพหุนาม (Polynomial) ต่อไปนี้

$$g_0 = [1011011]$$

$$g_1 = [1111001]$$

แผนภาพบล็อกของการเข้ารหัสคอนโวลูชันจะแสดงในรูปที่ 2.33



รูปที่ 2.33 การเข้ารหัสคอนโวลูชัน ( $K=7, R=1/2$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บิตแสดงข้อมูลเอาต์พุต A เป็นเอาต์พุตจากการเข้ารหัสก่อนบิตแสดงข้อมูลเอาต์พุต B ค่าของ “1” ในพหุนาม (Polynomial) หมายถึงการเชื่อมต่อกับ Modulo-2 Adder ในขณะที่ “0” หมายถึงการเชื่อมต่อไปยังไม่มีไปยัง Modulo-2 Adder ก่อนการเข้ารหัส Shift Registers จะถือว่าอยู่ในสถานะเป็น 0 ทั้งหมด (All-Zero)

เทคนิคการถอดรหัสของรหัสคอนวูลูชันนั้น การถอดรหัสแบบวิเทอร์บี (Viterbi Decoding) เป็นวิธีการที่นิยมมากที่สุดและเป็นที่ยอมรับในการใช้การถอดรหัสบิต stream โดยการเข้ารหัสคอนวูลูชัน อัลกอริทึมวิเทอร์บีถูกนำเสนอครั้งแรกในปี 1967 โดย A. Viterbi ขั้นตอนการดำเนินงานเกี่ยวกับโครงสร้างของทเรลลิส (Trellis) ของรหัสและกำหนดการประมาณค่าความเป็นไปได้สูงสุด ของลำดับ การส่งข้อมูลจะช่วยเพิ่มความน่าจะเป็นของการตัดสินใจที่ถูกต้อง เช่น จะช่วยลดข้อผิดพลาดของลำดับบิตข้อมูลหากช่องสัญญาณเป็นแบบโบนารีสมมาตร การถอดรหัสความเป็นไปได้สูงสุดเทียบเท่ากับการถอดรหัสระยะทางขั้นต่ำ

เมื่อการถอดรหัสลำดับบิตข้อมูลยาวทำให้เกิดการล่าช้า (Delay) การถอดรหัสมักจะยาวเกินไปสำหรับการประยุกต์ใช้งานจริง นอกจากนี้การจัดเก็บข้อมูลที่จำเป็นในการจัดเก็บตลอดความยาวของเส้นทางนั้นมีขนาดใหญ่เกินไปและมีราคาแพง ดังนั้นโดยทั่วไปจะต้องทำเป็นบางส่วน วิธีที่มักจะนำมาใช้งานคือการปรับเปลี่ยนอัลกอริทึมวิเทอร์บีที่ได้รับแก้ไขความล่าช้า การถอดรหัสที่ปราศจากผลกระทบที่มีต่อประสิทธิภาพของการทำงานที่เหมาะสมของอัลกอริทึมจึงตัดหน่วยความจำเส้นทางของการถอดรหัส ทำการตัดสินใจถอดรหัสในลักษณะนี้ความเป็นไปได้สูงสุดจะไม่ยาวนานอีก แต่ก็สามารถได้รับประสิทธิภาพที่ดีใกล้เคียงกับค่าเดิม โดยมีเงื่อนไขว่าการถอดรหัสวินโดว (Decoding Window) เป็นเวลานานพอ แสดงให้เห็นว่าการถอดรหัสความล่าช้าในการลำดับหรือมากกว่าผลของ Constraint Length  $K$  ในการลดทอนประสิทธิภาพการทำงานเมื่อเทียบกับอัลกอริทึมวิเทอร์บีเหมาะสม

วงจรรินเทอร์ลีฟเวอร์ (Interleaver) จะทำหน้าที่ในการสลับตำแหน่งของบิตข้อมูลอินพุตแต่ละตัวเพื่อให้ข้อมูลเอาต์พุตมีลักษณะเป็นข้อมูลสุ่มให้มากที่สุด หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือ วงจรรินเทอร์ลีฟเวอร์มีหน้าที่ทำให้ข้อผิดพลาดแต่ละตัวที่อยู่ในข้อผิดพลาดที่ติดกัน (Error Bursts) กระจายไปอยู่ในตำแหน่งอื่นๆ ของลำดับข้อมูล ดังนั้นวงจรรินเทอร์ลีฟเวอร์ถือว่าเป็นองค์ประกอบสำคัญที่มีผลต่อประสิทธิภาพของการทำงานการเข้ารหัส โดยจะส่งผลทำให้ผลกระทบที่เกิดจาก “พื้นข้อผิดพลาด (Error Floor)” น้อยลง ดังนั้นการออกแบบวงจรรินเทอร์ลีฟเวอร์ให้เหมาะสมกับช่องสัญญาณเพื่อให้เกิดสมรรถนะสูงสุดของระบบ

## บทที่ 3

# วิธีการอิกวอไลเซชันบนแกนเวลา

ระบบ DFTS-OFDM ได้ถูกใช้ในการสื่อสารข้อมูลแบบไร้สาย เนื่องจากข้อดีของระบบโอเอฟดีเอ็ม เช่น สามารถใช้ประสิทธิภาพของช่องความถี่ได้เป็นอย่างดี มีอัตราการส่งข้อมูลสูง มีความทนทานต่อการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbol Interference : ISI) และมีความต้านทานต่อการจางหายแบบหลายเส้นทาง ระบบ DFTS-OFDM เป็นวิธีการที่ได้ใช้ในมาตรฐานการส่งสัญญาณหลายอย่าง ตัวอย่างเช่น การใช้ในเทคนิคการส่งพื้นฐานสำหรับการอัปเดตจากสถานีลูกข่ายไปสู่สถานีฐานในระบบการสื่อสารไร้สายความเร็วสูงยุคที่ 4

อย่างไรก็ตามระบบ DFTS-OFDM ก็ยังมีปัญหาบางประการในการนำไปใช้ในต้องการใช้เทคโนโลยีการสื่อสารมีการเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ทำให้จำเป็นต้องมีรูปแบบในการจำลองช่องสัญญาณของระบบ DFTS-OFDM ที่มากขึ้นตามลักษณะการใช้ที่ภาคส่งและ(หรือ)ภาครับมีการเคลื่อนที่อยู่ตลอดเวลา (Mobile Condition) ที่เป็นปัญหาหลักของระบบ DFTS-OFDM ซึ่งนำไปสู่การการรบกวนระหว่างช่องสัญญาณ (Inter-Channel Interference : ICI) ซึ่งนำไปสู่การลดค่าลงอย่างมากของสมรรถนะของอัตราผิดพลาดบิตภายใต้สภาพแวดล้อมแบบเคลื่อนที่ความเร็วสูง

ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอวิธีการอิกวอไลเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนเวลาสำหรับสัญญาณ DFTS-OFDM โดยใช้อัลกอริทึม Preconditioned Conjugate Gradient Squared (PCGS) แก่สมการแทนการใช้วิธีการคำนวณโดยตรงของเมทริกซ์ผกผัน วิธีการอิกวอไลเซชันบนแกนเวลามีสมรรถนะของอัตราผิดพลาดบิตดีกว่ามาก เมื่อเทียบกับวิธีการ One-Tap FDE ภายใต้สภาพแวดล้อมแบบเคลื่อนที่ความเร็วสูง และยังสามารถลดความซับซ้อนในการคำนวณของระบบได้เป็นอย่างดีอีกด้วย ในบทที่ 3 นี้เราจะกล่าวถึงโครงสร้างของระบบ DFTS-OFDM วิธีการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของสัญญาณ วิธีการอิกวอไลเซชันบนแกนเวลา (Time Domain Equalization : TDE) ซึ่งประกอบไปด้วยวิธีการอิกวอไลเซชันบนแกนเวลาโดยใช้วิธีการคำนวณโดยตรงของเมทริกซ์ผกผัน (Inverse Matrix Method) วิธีการอิกวอไลเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนเวลา (Iterative Based TDE)

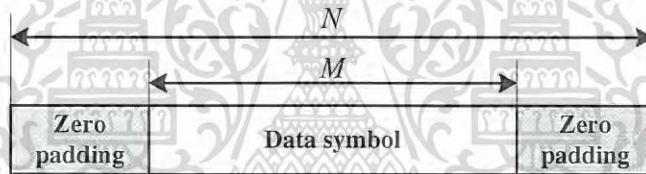
### 3.1 แบบจำลองที่ใช้ในระบบ DFTS-OFDM

ในการส่งสัญญาณ DFTS-OFDM นั้น รูปที่ 3.2 แสดงโครงสร้างของภาคส่งและภาครับสำหรับสัญญาณ DFTS-OFDM กับวิธีการอิกวอไลเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนเวลาที่น่าเสนอที่ภาคส่งข้อมูลสัญญาณจะถูกเข้ารหัสโดยวิธีการแก้ไขข้อมูลที่ผิดพลาดจากการส่งข้อมูล และทำการ

มอดูเลตในทุกๆ คลื่นพาห้อย่อย หลังจากนั้นจะถูกเปลี่ยนให้เป็นสัญญาณบนแกนความถี่โดยผ่านกระบวนการ DFT จะได้เป็นดังสมการต่อไปนี้

$$X_D(m, k) = \sum_{n=0}^{M-1} x_D(m, n) \cdot e^{-j \frac{2\pi kn}{M}} \quad (3.1)$$

ที่  $x_D(m, n)$  เป็นสัญญาณข้อมูลบนแกนเวลาที่  $n$ -th แคมป์ลิงเวลาของสัญลักษณ์  $m$ -th และ  $X_D(m, k)$  เป็นสัญญาณข้อมูลบนแกนความถี่พาห้อย่อย  $k$ -th พาห้อย่อยข้อมูล  $M$  ของ  $X_D(m, k)$  กำหนดลงในแบนวิดธ์ความถี่จัดสรรกับพาห้อย่อย  $N$  ซึ่งเรียกรากำหนดนี้ว่า Subcarrier Mapping เมื่อพาห้อย่อยข้อมูล  $M$  ถูกกำหนดลงในแถบความถี่อย่างต่อเนื่องจากพาห้อย่อย  $N_{z1}$  ถึง  $N_{z2}$  ( $N_{z2} - N_{z1} + 1 = M$ ) ภายในพาห้อย่อย  $N$  พาห้อย่อย Null (Zero Padding) จะถูกเพิ่มที่ปลายทั้งสองของพาห้อย่อยข้อมูล  $M$  แสดงดังรูปที่ 3.1 สัญญาณบนแกนความถี่ทั้งหมดของพาห้อย่อย  $N$  หลังจากการกำหนดพาห้อย่อย จะได้เป็นดังสมการต่อไปนี้



รูปที่ 3.1 โครงสร้าง Zero padding ถูกเพิ่มที่ปลายทั้งสองของพาห้อย่อย

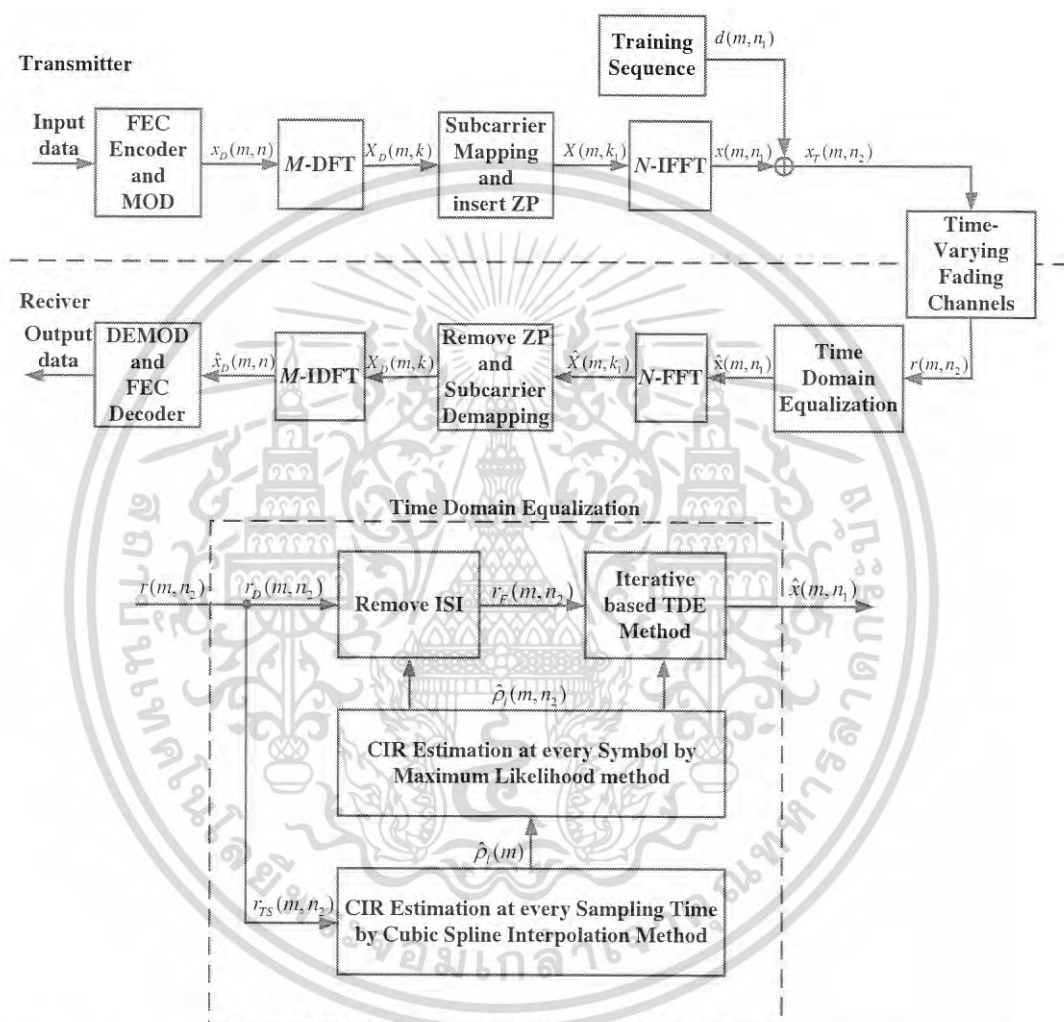
$$X(m, k_1) = \begin{cases} 0 \text{ (zero padding)}, & 0 \leq k_1 \leq N_{z1} - 1 \\ X_D(m, k), & N_{z1} \leq k_1 \leq N_{z2} \\ 0 \text{ (zero padding)}, & N_{z2} + 1 \leq k_1 \leq N \end{cases} \quad (3.2)$$

ที่  $N - M$  เป็นจำนวนของ Zero Padding ที่ถูกเพิ่มที่ปลายทั้งสองของพาห้อย่อยข้อมูล  $M$  บนแกนความถี่หลังจากกำหนดพาห้อย่อย  $X(m, k_1)$  ซึ่งประกอบไปด้วย Zero Padding แปลงไปเป็นสัญญาณบนแกนเวลา เหมือนกับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มปกติโดยกระบวนการ IFFT จะได้เป็นดังสมการต่อไปนี้

$$x(m, n_1) = \frac{1}{N} \sum_{k_1=0}^{N-1} X(m, k_1) \cdot e^{j \frac{2\pi n_1 k_1}{N}}, \quad 0 \leq n_1 \leq N - 1 \quad (3.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่  $x(m, n_1)$  เป็นสัญญาณ DFTS-OFDM ภาคส่งบนแกนเวลา และ  $x(m, n_1)$  เป็นสัญญาณข้อมูลบนแกนเวลาที่  $n_1$ -th แซมปลิงเวลาของสัญลักษณ์  $m$ -th และ  $X(m, k_1)$  เป็นสัญญาณข้อมูลบนแกนความถี่พาหะย่อย  $k_1$ -th พาหะย่อยข้อมูลของ  $N$  ซึ่งในรูปที่ 3.2 จะแสดงโครงสร้างของแบบจำลองที่ใช้ในการจำลองระบบตามที่ได้กล่าวมาในข้างต้น



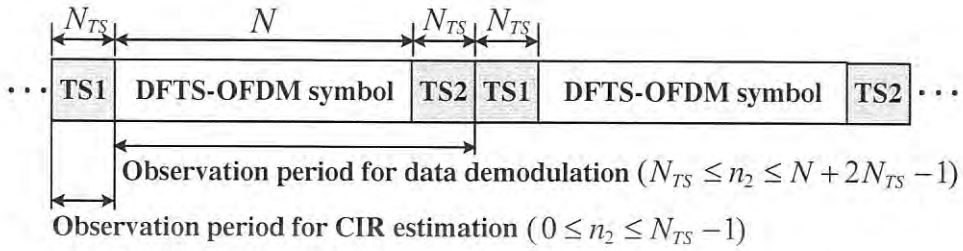
รูปที่ 3.2 โครงสร้างของภาคส่งและภาครับสำหรับสัญญาณ DFTS-OFDM กับวิธีการอีควอลไลเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนเวลาที่นำเสนอ

### 3.2 วิธีการประมาณค่าตอบสนองทางอิมพัลส์ของสัญญาณที่นำเสนอ

รูปที่ 3.3 แสดงโครงสร้างของการใช้ DTFS-OFDM ในวิธีการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของสัญญาณที่นำเสนอโดยใช้ Training Sequence (TS) บนแกนเวลา TS1 และ TS2 กับความยาวของ  $N_{TS}$  ถูกเพิ่มที่ปลายทั้งสองของทุกๆ สัญลักษณ์ข้อมูล ซึ่งใช้ในการประมาณค่าของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลตอบสนองอิมพัลส์ช่องสัญญาณของทุกๆ สัญลักษณ์ข้อมูล และยังใช้เป็นโรล (Roll) ของช่วงเวลาป้องกันเพื่อหลีกเลี่ยงการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ [14]



รูปที่ 3.3 เฟรมจัดรูปที่นำเสนอบนแกนเวลา

สัญญาณแกนเวลาภาคส่ง  $x_T(m, n_2)$  ประกอบไปด้วย TS1 และ TS2 ที่ปลายทั้งสองสามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

$$x_T(m, n_2) = \begin{cases} d_1(m, n_2), & 0 \leq n_2 \leq N_{TS} - 1 \\ x(m, n_2 - N_{TS}), & N_{TS} \leq n_2 \leq N + N_{TS} - 1 \\ d_2(m, n_2 - N - N_{TS}), & N + N_{TS} \leq n_2 \leq N + 2N_{TS} - 1 \end{cases} \quad (3.4)$$

ที่  $d_1(m, n)$  และ  $d_2(m, n)$  บนแกนเวลาเป็น TS1 และ TS2 กับความยาวของแชนเนล  $N_{TS}$  ( $0 \leq n \leq N_{TS} - 1$ ) ซึ่งรู้ค่ารูปแบบของข้อมูลที่ภาครับ สำหรับงานวิจัยนี้สมมติรูปแบบข้อมูลของ TS1 และ TS2 ทั้งสองมีรูปแบบข้อมูลที่เหมือนกัน และความยาวของ  $N_{TS}$  ควรยาวมากกว่าความยาวของดีเลย์พาท (Delay Paths :  $L$ ) เช่นเดียวกันกับโรลของช่วงเวลาป้องกัน เพื่อหลีกเลี่ยงการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ ผลตอบสนองอิมพัลส์ช่องสัญญาณ  $h_l(m, n_2)$  สำหรับ  $l$ -th ดีเลย์พาทที่แชนเนลเวลา  $n_2$ -th ของสัญลักษณ์  $m$ -th ในช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา สามารถอธิบายได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$h_l(m, n_2) = \sum_{l=0}^{L-1} \rho_l(m) \cdot \delta(n_2 - l) \quad (3.5)$$

ที่  $\rho_l(m)$  คือคอมเพล็กซ์แอมพลิจูด (Complex Amplitude) ของผลตอบสนองอิมพัลส์ช่องสัญญาณสำหรับดีเลย์พาท  $l$ -th ของสัญลักษณ์  $m$ -th สมมติว่า  $\rho_l(m)$  เป็นค่าคงที่ในช่วงระยะเวลาหนึ่งของ TS1 ภายใต้สภาพแวดล้อมเคลื่อนที่ความเร็วสูง ที่ภาครับสัญญาณแกนเวลา TS1 ที่รับได้จริงหลังจากผ่านทางช่องสัญญาณมัลติพาทเฟดดิ้ง สามารถแสดงได้ดังสมการดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$r_{TS}(m, n_2) = \sum_{l=0}^{L-1} \rho_l(m) \cdot d_1(m, n_2 - l) + w(m, n_2), \quad (3.6)$$

$$0 \leq n_2 \leq N_{TS} - 1$$

ที่  $w(m, n_2)$  เป็นสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน สมมติให้ผลตอบสนองอิมพัลส์ของสัญญาณแกนเวลา  $\hat{\rho}_l(m)$  เป็นพารามิเตอร์ที่ไม่ทราบค่า ดังนั้นสัญญาณ TS1 ที่คาดว่าจะได้รับผ่านทางช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิ้ง  $\hat{r}_{TS}(m, n_2)$  สามารถแสดงได้ดังสมการดังต่อไปนี้

$$\hat{r}_{TS}(m, n_2) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(m, n_2) \otimes d_1(m, n_2) \quad (3.7)$$

$$= \sum_{l=0}^{L-1} \hat{\rho}_l(m) \cdot d_1(m, n_2 - l), \quad 0 \leq n_2 \leq N_{TS} - 1$$

ที่  $\otimes$  หมายถึง คอนโวลูชัน (Convolution) ผู้เขียนใน [8] นำเสนอวิธีการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของสัญญาณสำหรับพารามิเตอร์ที่ไม่รู้จักค่า คอมเพล็กซ์แอมพลิจูดของ  $\hat{\rho}_l(m)$  โดยใช้วิธีการประมาณค่าความเป็นไปได้สูงสุด ภายใต้ข้อจำกัดที่มีการลดความแตกต่างที่เกิดขึ้นจริงระหว่างสัญญาณ TS1 ที่ได้รับมากับสัญญาณที่คาดว่าจะได้รับใน สมการที่ (3.7) สามารถแสดงได้ดังสมการดังต่อไปนี้

$$Y = \arg \min_{\hat{\rho}_l(m)} \left[ \sum_{n_2=0}^{N_{TS}-1} |r_{TS}(m, n_2) - \hat{r}_{TS}(m, n_2)|^2 \right] \quad (3.8)$$

จากสมการที่ (3.7) กำหนดให้

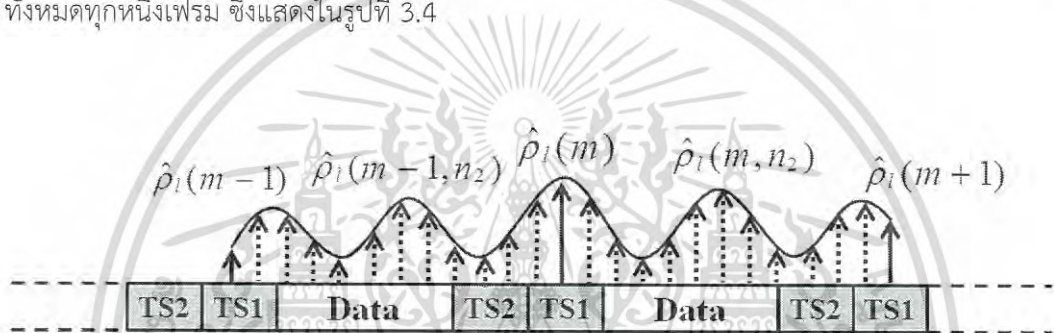
$$r_{TS}(m, n_2) = \hat{r}_{TS}(m, n_2), \quad \text{for} \quad 0 \leq n_2 \leq N_{TS} - 1 \quad (3.9)$$

ค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของสัญญาณ  $\hat{\rho}_l(m)$  จะสามารถหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$[\hat{\rho}_l(m, n_2)]_{N_{TS} \times 1} = [d_1(m, n_2 - l)]_{N_{TS} \times N_{TS}}^{-1} \cdot [r_{TS}(m, n_2)]_{N_{TS} \times 1} \quad (3.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยใช้สมการ (3.10) ค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ช่องสัญญาณ  $\hat{\rho}_l(m)$  สามารถประมาณค่าที่ทุกๆ แซมปลิงเวลา จำนวนของดีเลย์พาทในการประมาณค่าในสมการ (3.10) สมมติโดยใช้  $N_{TS}$  เพราะจำนวนจริงของดีเลย์พาทที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณจริงไม่ทราบค่าในภาครับสัญญาณ และสามารถตั้งข้อสังเกตว่ารูปแบบข้อมูลของแกนเวลา TS1  $[d_1(m, n_2)]$  รู้ค่าที่ภาครับ เมทริกซ์ผกผันของ  $[d_1(m, n_2 - l)]^{-1}$  ใน (3.10) สามารถคำนวณล่วงหน้าซึ่งจะช่วยลดความซับซ้อนลงอย่างมากในการคำนวณการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ช่องสัญญาณที่ทุกๆ สัญลักษณ์ และนำค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ช่องสัญญาณ  $\hat{\rho}_l(m)$  นำไปประมาณค่าโดยใช้วิธีการ Cubic Spline Interpolation สำหรับการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ช่องสัญญาณที่ทุกๆ สัญลักษณ์ข้อมูลทั้งหมดทุกหนึ่งเฟรม ซึ่งแสดงในรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 การประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ช่องสัญญาณที่ทุกๆ สัญลักษณ์ข้อมูลทั้งหมดทุกหนึ่งเฟรม

### 3.3 วิธีการอิควอไลเซชันบนแกนเวลา

สำหรับโครงสร้างภาครับสัญญาณของระบบ DFTS-OFDM สำหรับวิธีการอิควอไลเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนเวลาแสดงได้ดังรูปที่ 3.5 โดยสมมติว่าผลตอบสนองอิมพัลส์ช่องสัญญาณในอุดมคติ  $\rho_l(m, n_2)$  ที่ทุกๆ แซมปลิงเวลา สัญญาณข้อมูลที่รับมา  $r_D(m, n_2)$  ที่ทุกๆ ช่วงระยะเวลาการสังเกตสำหรับการตีמודูเลชันจาก  $N_{TS}$  ถึง  $N + 2N_{TS} - 1$  ดังแสดงในรูปที่ 3.2 แสดงช่วงระยะเวลาการสังเกตสำหรับการตีמודูเลชันซึ่งสามารถอธิบายโดยสมการดังต่อไปนี้

$$r_D(m, n_2) = \sum_{l=0}^{L-1} \rho_l(m, n_2) \cdot x_T(m, n_2 - l) + w(m, n_2), \quad (3.11)$$

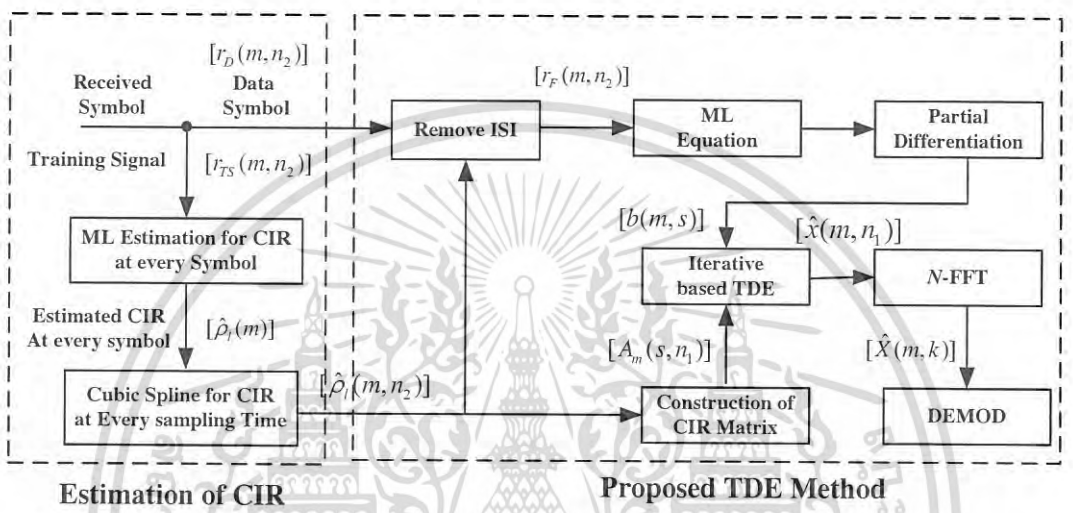
$$N_{TS} \leq n_2 \leq N + 2N_{TS} - 1$$

ที่  $w(m, n_2)$  เป็นสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน และ  $x_T(m, n_2 - l)$  ที่กำหนดไว้ใน (3.4) ตรงตามสมการดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

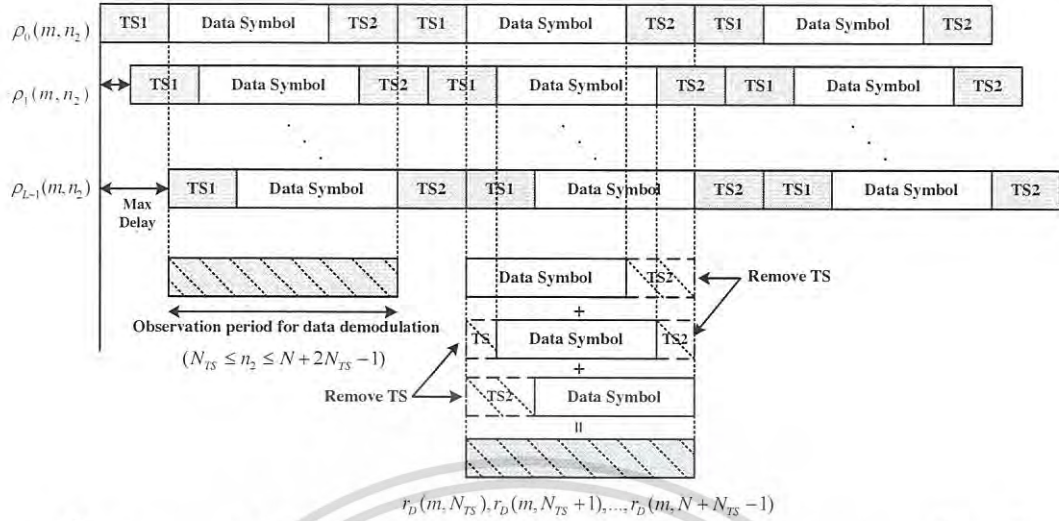
$$\begin{aligned}
 n_2 - l \leq N_{TS} - 1, \quad x_T(m, n_2 - l) &= d_2(m, n_2 - l) \\
 n_2 - l \geq N + N_{TS}, \quad x_T(m, n_2 - l) &= d_2(m, n_2 - N - N_{TS} - l)
 \end{aligned}
 \tag{3.12}$$

สัญญาณข้อมูลที่รับมาเกิดขึ้นจริงใน (3.11) ประกอบด้วยการรบกวนของ TS1 และ TS2 ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 3.3 โดยการใช้การประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของสัญญาณ  $\hat{\rho}_l(m, n_2)$  ที่ทุกๆ แซมปลิงเวลา



รูปที่ 3.5 โครงสร้างภาครับสัญญาณของระบบ DFTS-OFDM ของวิธีการอิคควอลไลเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนเวลาที่นำเสนอ

ในส่วนของการรับสัญญาณที่ภาครับรูปแบบข้อมูลของ  $d_2(m, n_2)$  สำหรับ TS2 ซึ่งรู้ค่าที่ฝั่งภาครับ การรบกวนกันของ Training Sequence ที่ถูกเพิ่มที่ปลายทั้งสองด้านของสัญญาณข้อมูลบนแกนเวลา แสดงในรูปที่ 3.6 แสดงการรบกวนกันของสัญญาณ Training Sequence ของสัญญาณบนแกนเวลาภาครับสัญญาณ



รูปที่ 3.6 การรบกวนกันของสัญญาณ Training Sequence ของสัญญาณบนแกนเวลาฝั่งภาครับ

สัญญาณ

การรบกวนกันของสัญญาณ Training Sequence บนแกนเวลาภาครับสัญญาณ สามารถทำการลบออกโดยการใช้สมการต่อไปนี้

$$r_F(m, n_2) = \begin{cases} r_D(m, n_2) - \sum_{l=n_2-N_{TS}+1}^{N_{TS}-1} \hat{\rho}_l(m, n_2) \cdot d_2(m, n_2 - l), & (N_{TS} \leq n_2 \leq 2N_{TS} - 2) \\ r_D(m, n_2), & (2N_{TS} - 1 \leq n_2 \leq N + N_{TS} - 1) \\ r_D(m, n_2) - \sum_{l=0}^{n_2-N-N_{TS}} \hat{\rho}_l(m, n_2) \cdot d_2(m, n_2 - N - N_{TS} - l), & (N + N_{TS} \leq n_2 \leq N + 2N_{TS} - 2) \end{cases} \quad (3.13)$$

ที่  $r_F(m, n_2)$  เป็นสัญญาณบนแกนเวลาภาครับหลังจากการลบ Training Sequence TS1 และ TS2 ออกจากสัญญาณข้อมูลจริงที่ได้รับมา  $r_D(m, n_2)$  ใน (3.11) ซึ่งสามารถหา  $r_F(m, n_2)$  ได้เนื่องจากสามารถหาผลตอบสนองอิมพัลส์ของสัญญาณ  $\hat{\rho}_l(m, n_2)$  จากการประมาณค่า และ Training Sequence  $d_2(m, n_2)$  ซึ่งรู้ค่าที่ภาครับสัญญาณ

จากข้อมูลบนแกนเวลาภาคส่ง  $x(m, n_1)$  ในสมการ (3.3) สมมติเป็นพารามิเตอร์ที่ไม่รู้ค่า และข้อมูล  
ที่คาดว่าจะได้รับบนแกนเวลา  $\hat{r}_F(m, n_2)$  ที่ปราศจากการรบกวนของ Training Sequence ซึ่ง  
สอดคล้องกับ (3.13) สามารถกำหนดได้โดย

$$\hat{r}_E(m, n_2) = \begin{cases} \sum_{l=0}^{n_2-N_{TS}} \hat{\rho}_l(m, n_2) \cdot \hat{x}(m, n_2 - N_{TS} - l), & (N_{TS} \leq n_2 \leq 2N_{TS} - 2) \\ \sum_{l=0}^{N_{TS}-1} \hat{\rho}_l(m, n_2) \cdot \hat{x}(m, n_2 - N_{TS} - l), & (2N_{TS} - 1 \leq n_2 \leq N + N_{TS} - 1) \\ \sum_{l=n_2-N-N_{TS}+1}^{N_{TS}-1} \hat{\rho}_l(m, n_2) \cdot \hat{x}(m, n_2 - N_{TS} - l), & (N + N_{TS} \leq n_2 \leq N + 2N_{TS} - 2) \end{cases} \quad (3.14)$$

พารามิเตอร์ที่ไม่รู้ค่าของข้อมูลบนแกนเวลา  $\hat{x}(m, n_1)$  สามารถประมาณค่าด้วยวิธีการใช้สมการการ  
ประมาณค่าความเป็นไปได้สูงสุด ภายใต้ข้อจำกัดที่มีการลดความแตกต่างที่เกิดขึ้นจริงระหว่าง  
สัญญาณ  $r_F(m, n_2)$  ใน (3.13) และข้อมูลที่คาดว่าจะได้รับในสมการที่ (3.14)

3.3.1 วิธีการอควอไลเซชันบนแกนเวลาโดยใช้วิธีการคำนวณโดยตรงของเมทริกซ์ผกผัน  
วิธีการอควอไลเซชันบนแกนเวลาโดยใช้วิธีการคำนวณโดยตรงของเมทริกซ์ผกผัน จะใช้  
สมการการประมาณค่าความเป็นไปได้สูงสุด (3.15) โดยการแก้ไขสมการอย่างง่าย แสดงดังสมการที่  
(3.16)

$$\Upsilon = \arg \min_{\hat{x}(m, s)} \left[ \sum_{n_2=N_{TS}}^{N+2N_{TS}-2} |r_F(m, n_2) - \hat{r}_E(m, n_2)|^2 \right] \quad (3.15)$$

$$r_F(m, n_2) - \hat{r}_E(m, n_2) = 0 \quad (3.16)$$

จากนั้นใช้สมการ Simultaneous จะแสดงได้ดังสมการ (3.17)

$$[r_D(m, n_2)]_{(N+N_{TS}) \times 1} = [\rho_L(m, n_2)]_{(N+N_{TS}) \times N} \cdot [\hat{x}(m, n)]_{N \times 1} \quad (3.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการสุดท้ายของค่าผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณ  $\rho_L$  จะเป็นดังสมการดังต่อไปนี้

$$[\hat{x}(m, n)]_{N \times 1} = [\rho_L(m, n_2)]_{N \times (N+N_{TS})}^{-1} \cdot [r_D(m, n_2)]_{(N+N_{TS}) \times 1} \quad (3.18)$$

โดยที่  $\hat{\rho}_L$  เป็นเมทริกซ์ผกผันแบบมัวร์เพนโรส (Moore-Penrose Inverse Matrix)

สำหรับวิธีการอิกวอไลเซชันบนแกนเวลาโดยใช้วิธีการคำนวณโดยตรงของเมทริกซ์ผกผัน จะให้ประสิทธิภาพของอัตราผิดพลาดบิดเบี้ยว แต่ข้อเสียของวิธีการนี้คือจะใช้วิธีการคำนวณความซับซ้อนสำหรับการคำนวณเมทริกซ์ผกผันมีความซับซ้อนสูง โดยจะใช้การคำนวณโดยตรงของเมทริกซ์ผกผันเป็น  $O(N^3)$  ซึ่งยากต่อการนำไปดำเนินการในทางปฏิบัติสำหรับวิธีการอิกวอไลเซชันบนแกนเวลาเพื่อลดการคำนวณความซับซ้อนในการคำนวณ จึงได้นำเสนอวิธีการอิกวอไลเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนเวลา ซึ่งจะอธิบายในหัวข้อต่อไป

### 3.3.2 วิธีการอิกวอไลเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนเวลาที่น่าเสนอ

วิธีการอิกวอไลเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนเวลา จากสมการการประมาณค่าความเป็นไปได้สูงสุด (3.15) สามารถแก้สมการโดยใช้เงื่อนไข Partial Differentiation สำหรับพารามิเตอร์ที่ไม่รู้จักค่าทั้งหมดของ  $\hat{x}^*(m, s)$  ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

$$\frac{\partial \Upsilon}{\partial \hat{x}^*(m, s)} = \frac{\partial \left( \sum_{n_2=N_{TS}}^{N+2N_{TS}-2} |r_F(m, n_2) - \hat{r}_E(m, n_2)|^2 \right)}{\partial \hat{x}^*(m, s)} = 0 \quad (3.19)$$

,  $(0 \leq s \leq N-1)$

ที่ \* หมายถึงจำนวนคอนจูเกตเชิงซ้อน (Conjugate Complex Number) โดยใช้ (3.19) สมการการประมาณค่าความเป็นไปได้สูงสุด (3.15) สามารถแสดงโดยสมการกับพารามิเตอร์ไม่ทราบค่า  $N$  ของ  $\hat{x}(m, n_1)$

$$[b(m, s)]_{N \times 1} = [A_m(s, n_1)]_{N \times N} \cdot [\hat{x}(m, n_1)]_{N \times 1} \quad (3.20)$$

ที่  $b(m, s)$  และ  $A_m(m, s)$  สามารถแสดงได้ดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$b(m, s) = \sum_{n_2=N_{TS}}^{N+2N_{TS}-2} r_F(m, n_2) \frac{\partial \hat{r}_E^*(m, n_2)}{\partial \hat{x}^*(m, s)}, \quad 0 \leq s \leq N-1 \quad (3.21)$$

$$A_m(s, n_1) = \sum_{n_2=N_{TS}}^{N+2N_{TS}-2} \hat{r}_E(m, n_2) \frac{\partial \hat{r}_E^*(m, n_2)}{\partial \hat{x}^*(m, s)}, \quad 0 \leq n_1 \leq N-1 \quad (3.22)$$

ที่

$$s = n_2 - N_{TS} - l \text{ in } \partial \hat{r}_E^*(m, n_2) / \partial \hat{x}^*(m, s) \quad (3.23)$$

$$n_1 = n_2 - N_{TS} - l \text{ in } \hat{r}_E(m, n_2) \quad (3.24)$$

จากสมการ (3.20) พารามิเตอร์ไม่ทราบค่า  $\hat{x}(m, n_1)$  สามารถหาได้โดยการใช้เมทริกซ์ผกผัน  $[A_m(s, n_1)]$  จะได้เป็นดังต่อไปนี้

$$[\hat{x}(m, n_1)]_{N \times 1} = [A_m(s, n_1)]_{N \times N}^{-1} \cdot [b(m, s)]_{N \times 1} \quad (3.25)$$

ที่  $[\cdot]^{-1}$  หมายถึง เมทริกซ์ผกผัน จากการประมาณค่าสัญญาณบนแกนเวลา  $\hat{x}(m, n_1)$  ใน (3.25) จะนำเมทริกซ์ผกผัน  $[A_m(s, n_1)]$  ไปใช้งานในวิธีการคำนวณวนรอบ เพื่อลดการคำนวณความซับซ้อนในการคำนวณของระบบ

อัลกอริทึม Conjugate Gradient Squared (CGS) [15] เป็นที่รู้จักกันดีว่าเป็นหนึ่งในวิธีการคำนวณวนรอบ (Iterative Method) ซึ่งสามารถแก้ปัญหาระบบสมการเชิงเส้น  $N$  กับพารามิเตอร์ที่ไม่ทราบค่า  $N$  ความซับซ้อนของการคำนวณที่มีขนาดลดลงมากเมื่อเทียบกับการใช้การคำนวณเมทริกซ์ผกผัน พิจารณาระบบ  $A\hat{x} = b$  ที่สอดคล้องกับ  $A_m(s, n_1)$  ในสมการ (3.25) เป็นเมทริกซ์ที่เป็นเมทริกซ์ Strictly Symmetric Banded กับขนาด  $N \times N$  วิธีการแก้ปัญหโดยใช้อัลกอริทึม CGS ที่แน่นอนสามารถได้รับหลังจากที่ขั้นตอน  $N$  มากที่สุด ดังนั้นการหยุดการคำนวณวนรอบหลังจากขั้นตอน  $N_{iter} (< N)$  จะให้ผลการแก้ไขปัญหาโดยประมาณสำหรับปัญหาที่เกิดขึ้นในมิติอดุลเลชันสำหรับทุกๆ สัญลักษณ์ข้อมูล อัลกอริทึม CGS จะช่วยลดการคำนวณวนรอบ (Minimizes Iteration) ของฟังก์ชันในการลดลำดับของสเปซย่อย Krylov เมื่อจำนวนเงื่อนไขของสเปกตรัมของเมทริกซ์  $A$  มีค่าสูงเกินไป เงื่อนไขเมทริกซ์  $D$  จะถูกใช้งาน ซึ่งเรียกว่าอัลกอริทึม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PCGS ซึ่งวิธีการที่ได้นำเสนอในงานวิจัยนี้โดยใช้อัลกอริทึม PCGS เพื่อช่วยในการคำนวณลดความซับซ้อนของระบบ

$$D^{-1}A\hat{x} = D^{-1}b \quad (3.26)$$

ที่เมทริกซ์  $D$  นั้น Upper and lower bandwidth  $Q_1 = N_{TS} - 1$  Symmetric banded matrix ขนาดเท่ากับ  $N \times N$  จะสามารถแสดงได้ดังต่อไปนี้

$$[D_{i,j}] = \begin{bmatrix} D_{0,0} & D_{0,1} & \cdots & D_{0,N_{TS}-1} & 0 & \cdots & 0 \\ D_{0,1}^H & D_{1,1} & & & & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & & & & 0 \\ D_{0,N_{TS}-1}^H & & & & & & D_{N-N_{TS},N-1} \\ 0 & \ddots & & & & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & & & & \\ 0 & \cdots & 0 & D_{N-N_{TS},N-1}^H & \cdots & D_{N-2,N-1}^H & D_{N-1,N-1} \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

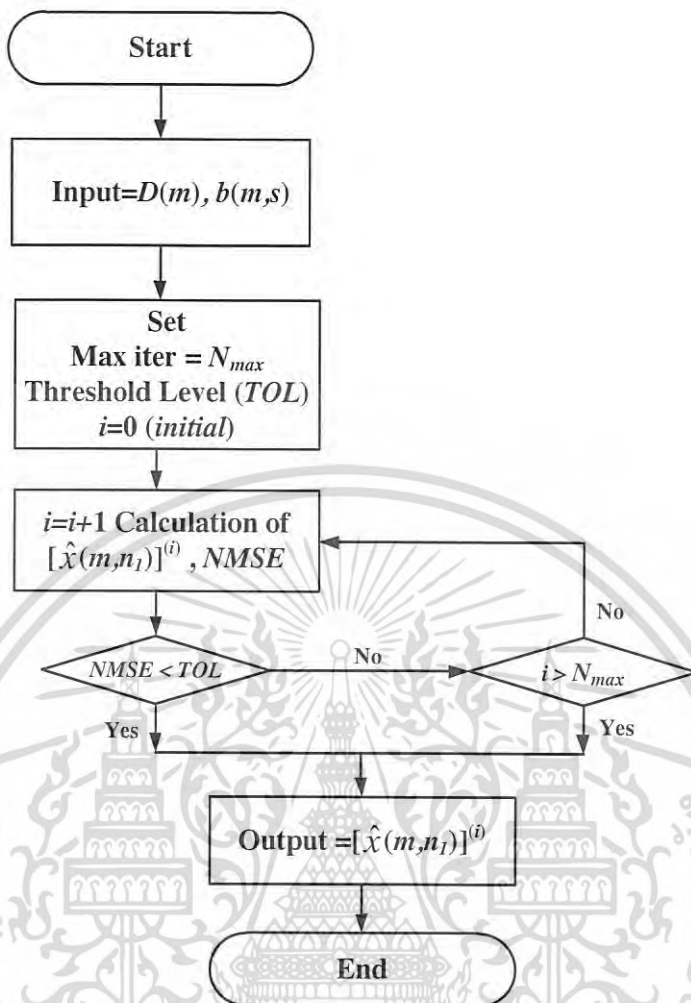
ที่การผกผันของเมทริกซ์  $D$  จะเป็นการคำนวณ การดำเนินการที่มีประสิทธิภาพสำหรับส่วนที่เหลือของการวิเคราะห์สมมติว่าเมทริกซ์  $D(m)$  เป็นเมทริกซ์เส้นทแยงมุมของ  $A_m(s, n_1)$  ที่สัญลักษณ์  $m$ -th และวิธีการแก้ปัญหาเริ่มต้นของ  $\hat{x}(m, n_1)$  สามารถกำหนดโดย

$$[\hat{x}(m, n_1)]_{N \times 1}^{(i=0)} = [D(m)]_{N \times N}^{-1} \cdot [b(m, s)]_{N \times 1} \quad (3.28)$$

การคำนวณรอบของอัลกอริทึม PCGS จะหยุดการทำงานดังต่อไปนี้ เมื่อ Normalized Mean Square Error (NMSE) ระหว่าง  $i$ -th และ  $(i+1)$ -th มีค่าน้อยกว่ากว่าระดับ Threshold Level (TOL) ที่กำหนดไว้ [8]

$$NMSE = \sum_{n_1=0}^{N-1} \left| [\hat{x}(m, n_1)]^{(i)} - [\hat{x}(m, n_1)]^{(i+1)} \right|^2 / \sum_{n_1=0}^{N-1} \left| [\hat{x}(m, n_1)]^{(i)} \right|^2 \quad (3.29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 โฟลว์ชาร์ตแสดงวิธีการเลือกรูปแบบค่าเอาต์พุตของระบบ

ในวิธีการอิควอลเซชันแบบคำนวณรอบบนแกนเวลาที่นำเสนอ โดยใช้อัลกอริทึม PCGS มีขั้นตอนวิธีการดังต่อไปนี้ โดยการเลือกค่าอย่างใดอย่างหนึ่ง คือเลือกค่าของ NMSE จะเป็นค่าน้อยกว่า Threshold Level ที่กำหนดไว้ หรือจำนวนของการวนรอบถึงจำนวนสูงสุดที่กำหนดไว้ดังแสดงในรูปที่ 3.7 โฟลว์ชาร์ตแสดงวิธีการเลือกรูปแบบค่าเอาต์พุตของระบบจะมีขั้นตอนดังต่อไปนี้

ขั้นตอนที่หนึ่ง กำหนดค่าจำนวนของการคำนวณรอบที่มากที่สุดเป็น  $N_{\max}$  ( $N_{\max} = 5$ ) กำหนดค่า Threshold Level เป็น  $TOL$  และวิธีการแก้ปัญหาเริ่มต้นของ  $[\hat{x}(m, n_i)]^{(i=0)}$  กำหนดโดยสมการ (3.28)

ขั้นตอนที่สอง คำนวณค่า  $i$ -th ของ  $[\hat{x}(m, n_i)]^{(i)}$  จากสมการโดยใช้อัลกอริทึม PCGS และคำนวณค่า NMSE โดยใช้สมการ (3.29)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนที่สาม เปรียบเทียบ NMSE ที่ได้รับจากวิธีการวนรอบที่  $i$ -th กับเงื่อนไข Threshold Level ของ  $TOL$  ถ้า NMSE มีค่าน้อยกว่า  $TOL$   $[\hat{x}(m, n_i)]^{(i)}$  จะได้ข้อมูลการประมาณค่าเอาต์พุตออกมา

ขั้นตอนที่สี่ NMSE มีค่ามากกว่า  $TOL$  จะคำนวณวนรอบกระบวนการนั้นใหม่ โดยที่จำนวนของวิธีการคำนวณวนรอบ  $i < N_{\max}$  ก็จะกลับไปทำในขั้นตอนที่สอง แต่ถ้าทำไปจนถึงเงื่อนไข  $i > N_{\max}$  ค่า  $[\hat{x}(m, n_i)]^{(N_{\max})}$  จะได้ข้อมูลการประมาณค่าเอาต์พุตออกมา

จากการประมาณค่าสัญญาณบนแกนเวลา  $[\hat{x}(m, n_i)]^{(i)}$  ในสมการที่ (3.29) ข้อมูลเข้ารหัส  $\hat{x}_D(m, n_i)$  สามารถตีมอดูเลตโดยการดำเนินการกระบวนการ FFT ถอดรหัส Mapping พาหะย่อย และกระบวนการ IDFT หลังจากนั้นตีมอดูเลตสัญญาณข้อมูล ซึ่งการดำเนินการจะกระทำตรงกันข้ามกับฝั่งของภาคส่งสัญญาณแสดงในรูปที่ 3.1

ในส่วนลำดับของวิธีการคำนวณความซับซ้อนโดยใช้อัลกอริทึม PCGS สามารถหาประสิทธิภาพของอัตราส่วนระหว่างวิธีการอิกวอไลเซชันบนแกนเวลาโดยวิธีการคำนวณวนรอบได้เป็น  $O(2N_{TS}N \cdot N_{Aver})$  และวิธีการอิกวอไลเซชันบนแกนเวลากับการคำนวณเมทริกซ์ผกผันได้เป็น  $O(N^3)$  จะหาสมรรถนะจากสมการต่อไปนี้

$$R_C = \frac{2N_{TS}NN_{Aver}}{N^3} \times 100 = \frac{2N_{TS}(N_{Aver})}{N^2} \times 100(\%) \quad (3.29)$$

ที่  $N_{Aver}$  คือจำนวนค่าเฉลี่ยของวิธีคำนวณวนรอบที่ต้องการซึ่งสอดคล้องกับเงื่อนไข Threshold Level ของ  $TOL$  จำนวนค่าเฉลี่ยของวิธีการคำนวณวนรอบที่ต้องการขึ้นอยู่กับ Threshold Level ของ  $TOL$  ภายใต้สภาพแวดล้อมโทรศัพท์เคลื่อนที่ความเร็วสูงและอัตราส่วนกำลังสัญญาณรบกวนต่อคลื่นพาหะ

จากที่ได้กล่าวมาทั้งหมดในบทที่ 3 นี้ ไม่ว่าจะเป็นวิธีการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของสัญญาณ วิธีการอิกวอไลเซชันบนแกนเวลา ซึ่งประกอบไปด้วยวิธีการอิกวอไลเซชันบนแกนเวลาโดยใช้วิธีการคำนวณโดยตรงของเมทริกซ์ผกผัน วิธีการอิกวอไลเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนเวลาที่ได้นำเสนอ จะทำการแสดงผลสมรรถนะของระบบการทำงานทั้งหมดต่อไปในบทที่ 4

## บทที่ 4

### ผลของการหาสมรรถนะของระบบ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการหาค่าสมรรถนะของวิธีการหาค่าวิธีการอิควอไลเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนเวลา การเปรียบเทียบอัตราส่วนจำนวนการคำนวณวนรอบ และทำการเปรียบเทียบสมรรถนะในด้านต่างๆ ของวิธีการที่ได้นำเสนอกับวิธีการพื้นฐานและวิธีการอื่นๆ ซึ่งได้ทำการอธิบายรายละเอียดไว้ในบทที่ 2 และบทที่ 3 ซึ่งจะแสดงลำดับดังต่อไปนี้ โดยจะทำการเปรียบเทียบการประมาณค่าเมื่อเปรียบเทียบกับ Normalized Mean Square Error (NMSE) การหาจำนวนเฉลี่ยของวิธีการคำนวณวนรอบ และเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบด้วยอัตราการผิดพลาดบิตที่ค่าสัมประสิทธิ์ต่างๆ ที่ได้กำหนดในตารางในหัวข้อต่อไป

#### 4.1 วิธีการที่ใช้ในการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ

การเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบในวิทยานิพนธ์นี้จะทำการเปรียบเทียบค่าอัตราวิธีการคำนวณความซับซ้อน และเปรียบเทียบค่าอัตราการผิดพลาดบิตที่ได้จากการจำลองระบบผ่านโปรแกรมคอมพิวเตอร์ เพื่อให้เป็นการเข้าใจระบบหรือวิธีการที่นำมาเปรียบเทียบกับวิธีการที่นำเสนอ ผู้เขียนจึงได้ทำการสรุปวิธีการและทฤษฎีที่นำมาใช้ในการเปรียบเทียบกับวิธีการที่นำเสนอไว้อย่างคร่าวๆ ดังนี้

##### 4.1.1 วิธีการที่ใช้ในการเปรียบเทียบค่าอัตราการคำนวณความซับซ้อน

การเปรียบเทียบลำดับของการคำนวณความซับซ้อนโดยใช้อัลกอริทึม PCGS สามารถหาสมรรถนะ ลำดับของอัตราส่วนระหว่างวิธีการอิควอไลเซชันบนแกนเวลากับวิธีการคำนวณวนรอบ  $O(2N_{TS}N \cdot N_{Aver})$  และวิธีการอิควอไลเซชันบนแกนเวลาที่นำเสนอด้วยวิธีการคำนวณเมทริกซ์ผกผัน  $O(N^3)$  จะหาสมรรถนะจากสมการต่อไปนี้

$$R_C = \frac{2N_{TS}NN_{Aver}}{N^3} \times 100 = \frac{2N_{TS}(N_{Aver})}{N^2} \times 100(\%) \quad (4.1)$$

ที่  $N_{Aver}$  คือจำนวนค่าเฉลี่ยของวิธีการวนรอบที่ต้องการซึ่งสอดคล้องกับเงื่อนไข Threshold Level ของ  $TOL$  จำนวนค่าเฉลี่ยของวิธีการคำนวณวนรอบที่ต้องการขึ้นอยู่กับ Threshold Level ของ  $TOL$  ภายใต้สภาพแวดล้อมโทรศัพท์เคลื่อนที่ความเร็วสูง และอัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวน (Carrier to Noise Ratio :  $C/N$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.1.2 วิธีการที่ใช้ในการเปรียบเทียบค่าความผิดพลาดบิต

ในการเปรียบเทียบประสิทธิภาพอัตราความผิดพลาดบิตนั้นผู้เขียนได้นำวิธีการ Cubic Spline Interpolation และใช้ในการหาค่าเฉลี่ยจำนวนที่ต้องการในวิธีการคำนวณรอบ ซึ่งจะใช้งานร่วมกับวิธีการ Predetermined Threshold Level มาใช้ในการหาค่าสมรรถนะของอัตราความผิดพลาดบิต

#### 4.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ

พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบผ่านโปรแกรมคอมพิวเตอร์ โดยจะทำการจำลองการทำงานเปรียบเทียบวิธีแบบพื้นฐานกับวิธีการที่นำเสนอ ในการจำลองการทำงานกำหนดให้เครื่องรับเป็นโคฮีเรนต์ดีเทคเตอร์ (Coherent Detector) การซิงโครไนซ์เป็นอุดมคติ (Ideal Synchronization)

ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบ

พารามิเตอร์	ค่าที่ใช้งาน
Number of FFT/IFFT point	128
Number of DFT/IDFT point	96
Number of zero padding	32
Length of GI for conventional MMSE-FDE	16
Modulation for training sequence	16QAM
Length of training sequence	16
Modulation for data information	16QAM
Number of symbol per one frame	33
Allocated bandwidth	1MHz
Radio frequency	5.9GHz
Forward Error Correction (FCE) Code	
Encoding	Convolution
FEC rate	1/2
Constraint length	7
Decoding	Viterbi with hard decision
Interleaver	Matrix with one frame
Rician multipath fading channel model	
Rice factor	6dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

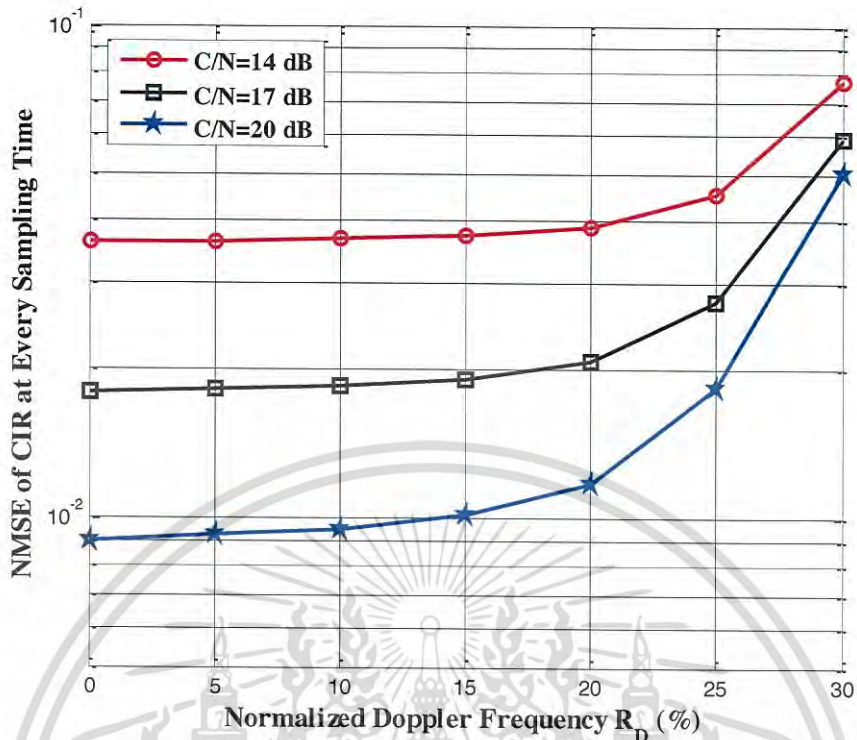
Power Delay Profile	Exponential
Decay constant	-1 dB
Number of scattered rays	20

พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานนี้ เพื่อที่จะให้ผลของการจำลองมีตัวแปรที่มีผลต่อสมรรถนะของระบบเข้ามามีส่วนร่วมวิเคราะห์ ซึ่งจะใช้พารามิเตอร์ทั้งหมดนี้สำหรับจำลองทุกระบบที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

#### 4.3 สมรรถนะของการหาประมาณค่าสัญญาณเมื่อเปรียบเทียบกับ Normalized Mean Square Error

การหาสมรรถนะของการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของสัญญาณในรูปที่ 4.1 แสดงความถูกต้องแม่นยำในการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของสัญญาณที่ทุกๆ แซมปลิงเวลา โดยใช้  $NMSE$  ซึ่งจากรูปแสดงการประมาณค่าสำหรับวิธีการที่นำเสนอ เมื่อทำการเปลี่ยนแปลง Normalized Doppler Frequency  $R_D$  และการดำเนินการเพิ่มอัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวนเป็น 14 dB 17 dB และ 20 dB ตามลำดับ จากรูปสามารถสังเกตเห็นได้ว่าถูกต้องแม่นยำในการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของสัญญาณของวิธีที่นำเสนอยังคงรักษาค่าความถูกต้องของข้อมูล ในขณะที่ทำการเพิ่มค่า Normalized Doppler Frequency  $R_D$  ไปจนถึง 20 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งสอดคล้องกับความเร็วพาหนะ 380 กิโลเมตรต่อชั่วโมง โดยไม่คำนึงถึงการดำเนินงานของอัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวน จากรูปจะสังเกตเห็นได้ว่าวิธีการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของสัญญาณที่ได้นำเสนอโดยใช้ Training Sequence บนแกนเวลา สามารถใช้ประโยชน์จากความถูกต้องของการประมาณค่าที่สูงขึ้น และสามารถนำไปใช้ในการเสนอวิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาเพื่อลดทอนการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ และการรบกวนระหว่างช่องสัญญาณได้อย่างแม่นยำภายใต้สภาพแวดล้อมที่การเคลื่อนที่ความเร็วสูง

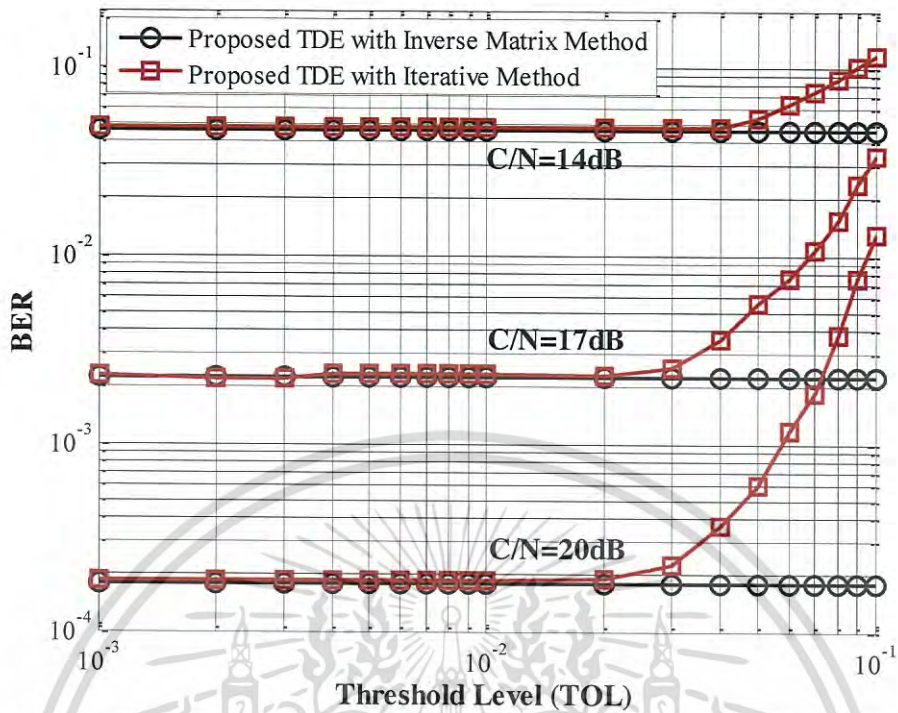
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1 การเปรียบเทียบการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของสัญญาณโดยใช้  $NMSE$  สำหรับวิธีการอิควอไลเซชันบนแกนเวลาที่น่าเสนอ เมื่อเปลี่ยนแปลง Normalized Doppler Frequency  $R_D$  และการดำเนินการอัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวน

#### 4.4 สมรรถนะของอัตราความผิดพลาดบิตเมื่อเปรียบเทียบกับ Threshold Level

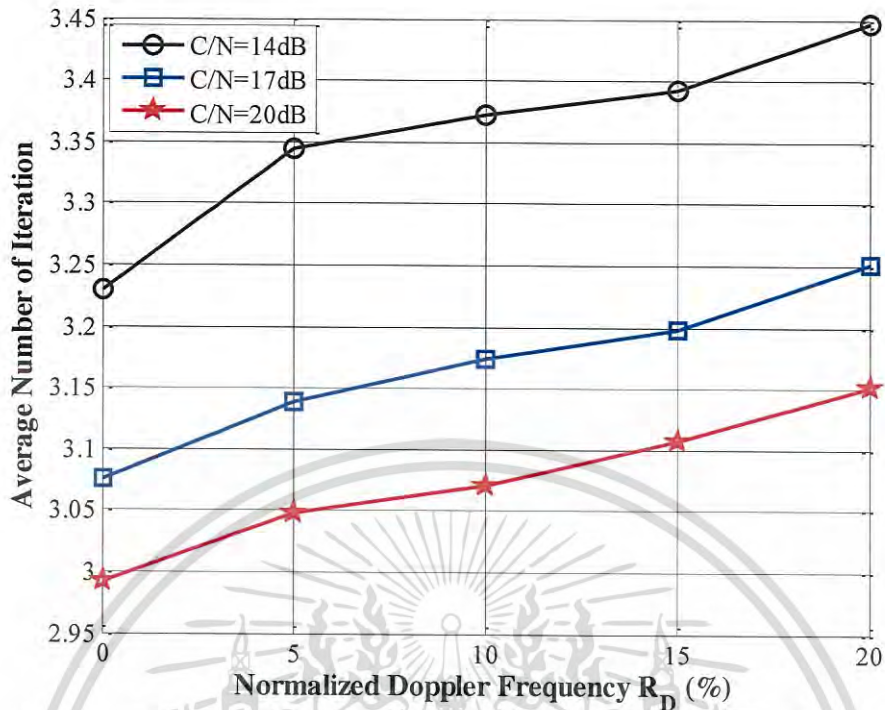
ในการเปรียบเทียบนี้ รูปที่ 4.2 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพอัตราความผิดพลาดบิตสำหรับวิธีการอิควอไลเซชันบนแกนเวลาที่น่าเสนอ โดยใช้การคำนวณโดยตรงของเมทริกซ์แบบผกผันและวิธีการคำนวณวนรอบที่น่าเสนอโดยใช้อัลกอริทึม PCGS เมื่อทำการเปลี่ยนแปลง Threshold Level ( $TOL$ ) ของ  $NMSE$  ที่ Normalized Doppler Frequency  $R_D$  เท่ากับ 15 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งสอดคล้องกับความเร็วพาหนะ 290 กิโลเมตรต่อชั่วโมง Threshold Level ของ  $NMSE$  ใช้สำหรับการหยุดการทำงานของวิธีการคำนวณวนรอบ ในกระบวนการตีמודูเลชันของสัญลักษณ์ข้อมูลและรักษาคุณภาพของสัญญาณสูงขึ้น จากรูปจะสังเกตเห็นได้ว่าประสิทธิภาพของอัตราผิดพลาดบิตของวิธีการอิควอไลเซชันบนแกนเวลาโดยใช้วิธีการคำนวณวนรอบมีค่าใกล้เคียงกันกับวิธีการคำนวณเมทริกซ์ผกผัน โดยไม่ได้คำนึงถึงการทำงานอัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวนแต่ละค่า เมื่อ Threshold level มีค่าน้อยกว่า 0.02 จากผลเหล่านี้ในรูปที่ 4.2 Threshold Level  $TOL$  เท่ากับ 0.02 จะใช้ในด้านนี้ในการหาสมรรถนะของระบบ



รูปที่ 4.2 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพอัตราผิดพลาดบิตสำหรับวิธีการอิควไลเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนเวลาที่น่าเสนอ เมื่อเปลี่ยนแปลง  $TOL$  และการดำเนินการอัตรากำลั้งคลื่นพาท์ต่อกำลั้งของสัญญาณรบกวนแต่ละค่า ที่ Normalized Doppler Frequency  $R_D$  เท่ากับ 15 เฮอร์เซนต์

#### 4.5 สมรรถนะของการเปรียบเทียบจำนวนค่าเฉลี่ยของการคำนวณวนรอบ

ในการเปรียบเทียบนี้ รูปที่ 4.3 แสดงการเปรียบเทียบจำนวนค่าเฉลี่ยของการคำนวณวนรอบ  $N_{Aver}$  ซึ่งกำหนด  $TOL$  เท่ากับ 0.02 เมื่อเปลี่ยนแปลง Normalized Doppler Frequency  $R_D$  และการดำเนินการอัตรากำลั้งคลื่นพาท์ต่อกำลั้งของสัญญาณรบกวนแต่ละค่า จากรูปจะสังเกตเห็นว่า จำนวนค่าเฉลี่ยของการวนรอบ  $N_{Aver}$  เพิ่มขึ้น Normalized Doppler Frequency  $R_D$  และการดำเนินการอัตรากำลั้งคลื่นพาท์ต่อกำลั้งของสัญญาณรบกวนแต่ละค่ามีค่าลดลง จำนวนค่าเฉลี่ยของการวนรอบ  $N_{Aver}$  ได้ดังรูปที่ 4.3 จะถูกนำไปใช้ในการหาสมรรถนะของการคำนวณความซับซ้อนของระบบ



รูปที่ 4.3 การเปรียบเทียบจำนวนเฉลี่ยของการวนรอบที่ต้องการสำหรับวิธีการอิควอไลเซชันแบบ คำนวณวนรอบบนแกนเวลาที่น่าเสนอ เมื่อเปลี่ยนแปลง Normalized Doppler Frequency  $R_D$  เท่ากับ 15 เปอร์เซ็นต์ และการดำเนินการอัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวนแต่ละค่า ที่  $TOL = 0.02$

ตารางที่ 4.2 แสดงลำดับของอัตราส่วนความซับซ้อนในการคำนวณระหว่างวิธีวิธีการอิควอไลเซชันบนแกนเวลาโดยใช้วิธีการคำนวณวนรอบ และใช้วิธีการคำนวณเมทริกซ์ผกผัน ซึ่งหาสมรรถนะโดยสมการ (4.1) จากตารางสังเกตว่าจำนวนค่าเฉลี่ยของการคำนวณวนรอบสำหรับวิธีการอิควอไลเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนเวลาที่น่าเสนอมีค่าลดลง และอัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้น นี่คือเหตุผลว่าจำนวนที่เพิ่มขึ้นเกิดจากการคำนวณวนรอบมีผลตอบสนองต่อ  $TOL$  ที่กำหนดไว้ ที่อัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวนต่ำ อย่างไรก็ตามจำนวนค่าเฉลี่ยของวิธีการวนรอบ  $N_{Aver}$  คือการรักษาค่าให้น้อยกว่า 4 ในช่วงการดำเนินงานทั้งหมดของอัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวน ภายใต้สภาพแวดล้อมการเคลื่อนที่ความเร็วสูง จากผลการศึกษาอัตราส่วนความซับซ้อนในตารางที่ 4.2 สามารถสรุปได้ว่าวิธีการอิควอไลเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนเวลาที่น่าเสนอ ที่ Normalized Doppler Frequency  $R_D$  เท่ากับ 15 เปอร์เซ็นต์ ที่อัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวน เท่ากับ 14 dB สามารถแสดงอัตราส่วนความซับซ้อนในการคำนวณเท่ากับ 0.6621 เปอร์เซ็นต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

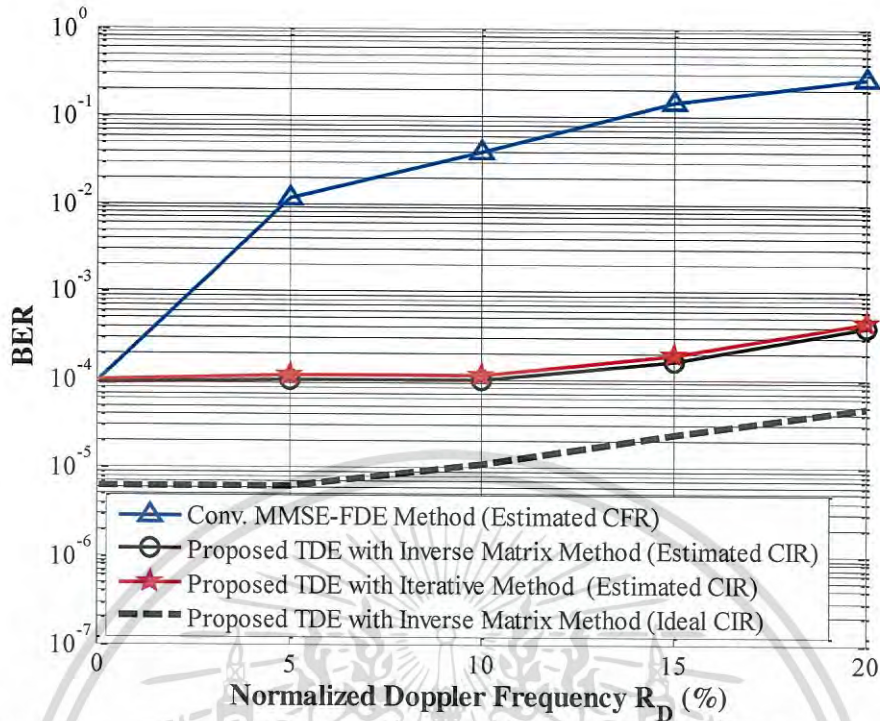
ตารางที่ 4.2 การเปรียบเทียบอัตราส่วนความซับซ้อนในการคำนวณ

C/N	Proposed iterative based TDE method ( $N = 128, TOL = 0.02$ )			
	$RD (=fdmax/\Delta f) = 5\%$		$RD (=fdmax/\Delta f) = 15\%$	
	$N_{Aver}$	Complexity ratio $R_C$ (%)	$N_{Aver}$	Complexity ratio $R_C$ (%)
14dB	3.34	0.6523	3.39	0.6621
17dB	3.13	0.6113	3.19	0.6230
20dB	3.04	0.5938	3.11	0.6074

#### 4.6 สมรรถนะของอัตราความผิดพลาดบิตเมื่อเปรียบเทียบกับ Cubic Spline

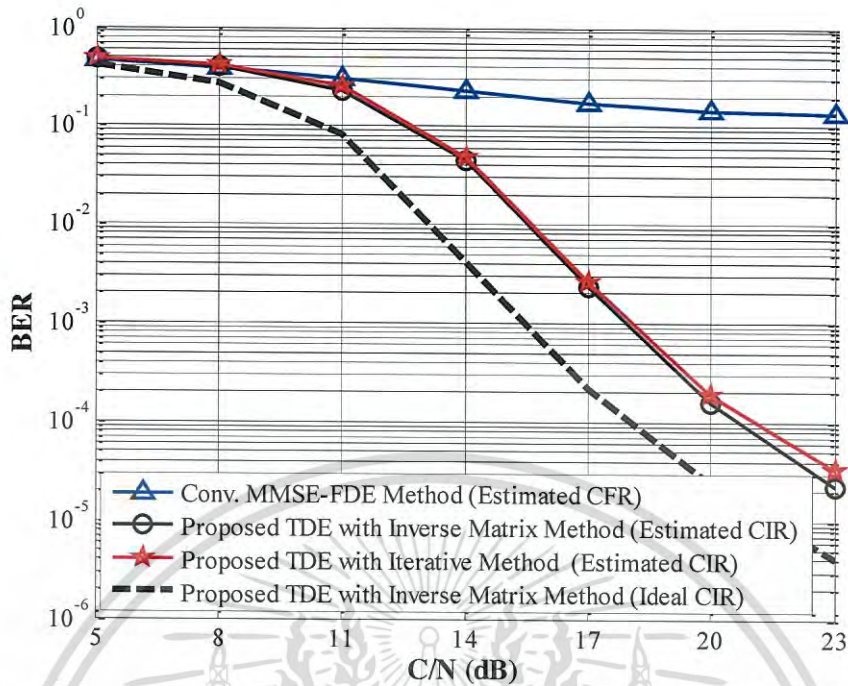
##### Interpolation

เมื่อทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพค่าอัตราผิดพลาดบิตของระบบกับอัตราผิดพลาดบิตเมื่อเปลี่ยนแปลง Normalized Doppler Frequency  $R_D$  และอัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวนเท่ากับ 20 dB จากรูปที่ 4.4 นั้น สำหรับวิธี One-Tap FDE แบบพื้นฐานและวิธีการอิควอไลเซชันบนแกนเวลาโดยใช้วิธีการคำนวณเมทริกซ์ผกผันและใช้วิธีการคำนวณวนรอบที่นำเสนอจากรูปจะสังเกตเห็นได้ว่าวิธีการอิควอไลเซชันโดยใช้วิธีการ One-Tap FDE แบบพื้นฐานเมื่อเปลี่ยนแปลงค่า Normalized Doppler Frequency  $R_D$  สูงขึ้น ค่าประสิทธิภาพอัตราความผิดพลาดบิตจะมีค่าลดลง และวิธีการอิควอไลเซชันบนแกนเวลาโดยใช้วิธีการคำนวณวนรอบและใช้วิธีการคำนวณเมทริกซ์ผกผัน ยังคงรักษาประสิทธิภาพอัตราความผิดพลาดบิตได้ดี ถึงแม้ว่า Normalized Doppler Frequency  $R_D$  จะเพิ่มขึ้นเป็น 20 เปอร์เซ็นต์



รูปที่ 4.4 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพอัตราผิดพลาดบิตสำหรับวิธีการอิควอไลเซชันแบบค่านวนวนรอบบนแกนเวลาที่น่าเสนอ เมื่อเปลี่ยนแปลง Normalized Doppler frequency  $R_D$  ที่อัตรากำลังคลื่นพาห่ต่อกำลังของสัญญาณรบกวนเท่ากับ 20 dB

ในการเปรียบเทียบนี้ รูปที่ 4.5 แสดงประสิทธิภาพค่าอัตราผิดพลาดบิตของระบบ เมื่อเปลี่ยนแปลงอัตรากำลังคลื่นพาห่ต่อกำลังของสัญญาณรบกวน และที่ Normalized Doppler Frequency  $R_D$  เท่ากับ 15 เปอร์เซ็นต์ สำหรับวิธีการ One-Tap FDE แบบพื้นฐานและวิธีการอิควอไลเซชันบนแกนเวลาที่น่าเสนอ จากรูปจะสังเกตเห็นว่าวิธีการอิควอไลเซชันแบบค่านวนวนรอบบนแกนเวลาที่น่าเสนอแสดงค่าประสิทธิภาพอัตราความผิดพลาดบิตดีกว่าวิธีการ One-Tap FDE แบบพื้นฐาน และวิธีการอิควอไลเซชันบนแกนเวลาที่น่าเสนอโดยใช้วิธีการค่านวนวนรอบและวิธีการค่านวนเมทริกซ์ผกผันแสดงค่าประสิทธิภาพอัตราความผิดพลาดบิตใกล้เคียงกัน แต่วิธีการอิควอไลเซชันแบบค่านวนวนรอบบนแกนเวลาที่น่าเสนอสามารถลดการค่านวนความซับซ้อนได้ดีกว่าเมื่อเทียบกับวิธีการอิควอไลเซชันบนแกนเวลาโดยใช้การค่านวนเมทริกซ์ผกผัน



รูปที่ 4.5 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพอัตราผิดพลาดบิตสำหรับวิธีการอีควอไลเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนเวลาที่นำเสนอ เมื่ออัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวนเปลี่ยนแปลง ที่ Normalized Doppler Frequency  $R_D$  เท่ากับ 15 เปอร์เซ็นต์

## สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

ความต้องการใช้เทคโนโลยีการสื่อสารมีการเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว การส่งข้อมูลในระบบ DFTS-OFDM เป็นเทคนิคหนึ่งที่สามารถตอบสนองกับความต้องการในการสื่อสารในอนาคตได้ ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณจากแบบไม่มีการเคลื่อนที่ไปสู่ช่องสัญญาณที่มีการเคลื่อนที่ตลอดเวลา ภายใต้สภาพแวดล้อมแบบเคลื่อนที่ความเร็วสูง เช่น พาหนะความเร็วสูงหรือรถไฟฟ้าความเร็วสูง สามารถใช้ DFTS-OFDM กับระบบขนส่งอัจฉริยะ (Intelligent Transportation Systems : ITS) ได้อีกด้วย ซึ่งระบบ DFTS-OFDM มีความสามารถในการรับ-ส่งข้อมูลความเร็วสูง แต่ในขณะที่ย่านความถี่ใช้งานนั้นมีจำกัด ดังนั้นจึงต้องหาวิธีการเพื่อให้มีความสามารถรองรับกับความต้องการส่งผ่านข้อมูลที่เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ซึ่งวิธีการใช้ DFTS-OFDM มีข้อดีคือสามารถลดค่าพีเอพ็อดาร์ และ DFTS-OFDM มีคุณสมบัติที่ทนทานต่อการรบกวนของช่องสัญญาณแบบหลายเส้นทางจากข้อดีที่กล่าวมานี้ DFTS-OFDM ได้รับการประยุกต์ใช้ในเทคนิคการส่งพื้นฐานสำหรับการอัปลิงก์จากสถานีลูกข่ายกับสถานีฐานในระบบการสื่อสารไร้สายความเร็วสูงยุคที่ 4 แต่เนื่องด้วยเมื่อนำระบบ DFTS-OFDM ไปประยุกต์ใช้ในช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา หรือเรียกอย่างง่ายคือมีการเคลื่อนที่ระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับสัญญาณอยู่ตลอดเวลา ผลที่ตามมาคือระบบจะเกิดการรบกวนกันระหว่างคลื่นพาห์ ซึ่งทำให้เกิดความยากขึ้นในการประมาณค่าช่องสัญญาณ และนำไปสู่การลดลงของสมรรถนะของอัตราความผิดพลาดบิตลงอย่างเห็นได้ชัด

เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอวิธีการอิควอไลเซชันแบบค่านวณวนรอบบนแกนเวลา โดยใช้วิธีการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ช่องสัญญาณบนแกนเวลาใช้ Training Sequence จากนั้นใช้สมการการประมาณค่าความเป็นไปได้สูงสุดในการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ทุก ๆ สัญลักษณ์ และใช้วิธีการ Cubic Spline Interpolation ในการประมาณค่าทุก ๆ แซมปลิงเวลา ในส่วนของวิธีการอิควอไลเซชันบนแกนเวลา จะใช้เงื่อนไข Partial Differentiation สำหรับเมทริกซ์ผลตอบสนองอิมพัลส์ช่องสัญญาณบนแกนโดยใช้อัลกอริทึม PCGS ในการคำนวณเมทริกซ์ผกผันภายใต้สภาพแวดล้อมแบบเคลื่อนที่ความเร็วสูง วิธีการอิควอไลเซชันแบบค่านวณวนรอบบนแกนเวลาที่น่าสนใจ มีค่าประสิทธิภาพอัตราความผิดพลาดบิตดีขึ้นและยังสามารถลดการคำนวณความซับซ้อนลงอีกด้วย จากผลการจำลองทางคอมพิวเตอร์สามารถสรุปได้ว่า วิธีการอิควอไลเซชันแบบค่านวณวนรอบบนแกนเวลาที่น่าสนใจ มีค่าประสิทธิภาพอัตราความผิดพลาดบิต ที่อัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวน 20 dB เท่ากับ 1000 เท่า เมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการ One-Tap FDE แบบพื้นฐาน และวิธีการอิควอไลเซชันแบบค่านวณวนรอบบนแกนเวลาที่น่าสนใจยังสามารถลดการคำนวณความซับซ้อนได้ เท่ากับ 99.3379 เปอร์เซ็นต์ เมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการอิควอไลเซชันบนแกนเวลาโดยใช้การคำนวณเมทริกซ์ผกผัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] H. Vasuki, "Orthogonal Frequency Division Multiplexing," ESE 505, Traffic Performance Analysis of Mobile, Wireless & Communication System, University of New York, 1999
- [2] R. Van Nee and R. Prasad, "OFDM for Wireless Multimedia Communication," Artech House, 2000.
- [3] A. Pandharipande, "Principle of OFDM," IEEE Potentials, Vol.21, pp.16-19, April/May 2002.
- [4] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," IEEE Commun. Mag., vol. 40, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [5] 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.
- [6] D. Y. Seol, U. K. Kwon, and G. H. Im, "Performance of single carrier transmission with cooperative diversity over fast fading channels," IEEE Trans. Commun., vol. 57, no. 9, pp. 2799-2807, Sep. 2009.
- [7] A. Ghosh, R. Ratasuk, B. Mondal, N. Mangalvedhe, and T. Thomas, "LTE-advanced: next-generation wireless broadband technology," IEEE Wireless Commun., vol. 17, no. 3, pp. 10-22, Jun. 2010.
- [8] A. Ghosh, R. Ratasuk, B. Mondal, N. Mangalvedhe, and T. Thomas, "LTE-advanced: next-generation wireless broadband technology," IEEE Wireless Commun., vol. 17, no. 3, pp. 10-22, Jun. 2010.
- [9] S. Murazumi, G. Mkrtychyan, K. Naito, K. Mori and H. Kobayashi, "Channel Estimation Method of OFDM Systems for Mobile communications," Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS05), pp.212-216, 2005.
- [10] G. Mkrtychyan, K. Naito, K. Mori and H. Kobayashi, "Doppler Spread Estimation Method for OFDM Signal Using Mean Square of Channel Impulse Response's Time Derivative," IEICE Transactions on Communications, Vol.E89-B, No.10, pp.2961-2966, 2006.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [11] 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.
- [12] C. Ma, S. Liu and C. Huang, "Low-Complexity ICI Suppression Methods Utilizing Cyclic Prefix for OFDM Systems in High-Mobility Fading Channels," IEEE Trans. Vehicular Technology, vol. 63, no. 2, pp. 718–730, Feb. 2014.
- [13] P. Reangsuntea, M. Hourai, P. Boonsrimuang, K. Mori, and H. Kobayashi, "Iterative based ML Demodulation Method for OFDM Signal under Higher Mobile Environments," In Proc. IEEE on vehicular technology conference (VTC-Spring), pp. 1-6, May 2015.
- [14] P. Reangsuntea, P. Boonsrimuang, K. Mori, and H. Kobayashi, "Time domain equalization method for DFTS-OFDM signal without GI under high mobile environments," In Proc. Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), pp. 1-6, June 2015.
- [15] C. Vulk, "Iterative Solution methods," Delft Institute of Applied Mathematics, Netherlands, 2012.



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

%=====
Iterative Time Domain based Equalization Method
for DFTS-OFDM under Highly Mobile Environments
%=====

clear all;
clc;
%===== Define the Random Message Points N =====
BW=1; % Band width
NMess=4; % Range of SignalsB
nBit=log2(NMess); % Bit per subcarrier
N=128; % Number of FFT point
M1=48; % Numbers of subscriber
M2=128; % Number of subscriber + FEC (1/2)
M3=M1*2; % Numbers of subscriber after coding
Zpadding=N-M3; % Zero padding condition 16 point and 16 point
L=33; % Number of Symbols
Mess=M1*(L-1); % Number of Signals
%===== Duration and GI parameter =====
Ets=M3/BW; % Effective Symbol Duration
Sd=M3/BW/N; % Sample duration
Ng=16; % Number of guard interval
Nt=N+Ng; % Number of length subcarriers
Dg=Ng*Sd; % Guard Interval Duration
% Ts=Nt*Sd; % Symbol Duration
%===== Loop parameter =====
CNst=14; % Carrier to Noise ratio (dB)
CNx=14; % Carrier to Noise ratio (dB)
Stcn=1; % Step of Carrier to Noise ratio (dB)
Num_count=1000; % Number of loop testing bits error performance
%===== Gen zeros pading =====
Zerop=round((Zpadding)/2); % Number of Zero padding
Zero1=zeros(1,Zerop); % Generate Zero padding matrix

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

L1=Zerop+1;           % Position of first subcarrier
L2=Zerop+M3;         % Position of Last subcarrier
%===== Channel Parameter =====
NP=14;               % Number of delay path
Dec=1;               % Decay power (-dB)
Fc=5.9;              % 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)));
%-----
%Rician parameter
K1_factor=6;         %dB -->K<=0 to -inf is Rayleigh fading
K_factor=10^(K1_factor/10);
Pr_1=sum(NorDelayProf(1:NP));
A_factor=1/(Pr_1*(1+K_factor));
Pr_i(1:NP)=A_factor*NorDelayProf(1:NP);
Pd=K_factor/(1+K_factor);
RAD=sqrt(Pd);
RAR(1:NP)=sqrt(Pr_i(1:NP));
% Angle of Direct path
Phi=0;
%#####
%FEC parameter
Rc=2;
R=1/Rc;               % the code rate is 1/2
CLC=7;               % the constraint length of the code
CoGen=[133 171];     % Code Generator is a k-by-n matrix of octal numbers that
                    % specifies the n output connections for each of the encoder's k input bit streams.
trellis=poly2trellis(CL,CoGen); % Define Trellis

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

tblen=CLC*5;          % If the code rate is 1/2, a typical value for tblen is about 5
times the constraint length of the code.
codeL=M1*L;          % code length(bits)
intlS=codeL*2;       % interleaver size(bits)
%%===== Parameter for BER =====
Number_ALLbit=Mess;
%#####
%===== Training Sequence Generate =====
%===== Parameter for TS =====
TSS=16;               % Training sequence length
TS_Sequecne=load('TrainingSCOFDM16Mod16_50M');
GenerateTS=(TS_Sequecne.TSGenerate)*sqrt(2);
TimeDomainTS= repmat(GenerateTS,L,1);
%-----
% Number of length All Sample
Nts=N+TSS+TSS;       % Number of length subcarriers + 2TS
Ts=Nts*Sd;           % Symbol Duration
NNt=Nts*L;
%#####
%Extra parameter
ExtraZP=zeros(1,M3);
%#####
%%----- Generate M-FFT matrix -----
for k=1:M3;
    for a=1:M3;
        GenFFTM(a,k)=exp(-j*pi*(2/M3*(a-1)*(k-1)))/sqrt(M3); %% FFT matrix
    end
end
GenIFFTM=pinv(GenFFTM); % IFFT matrix
%----- Generate N-FFT matrix -----
for k=1:N;
    for a=1:N;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

GenFFT1(a,k)=exp(-j*pi*(2/N*(a-1)*(k-1)))./sqrt(N); %% FFT matrix
end
end
GenFFT=GenFFT1(:,L1:L2);          % Remove ZP part
GenIFFT=pinv(GenFFT);            % IFFT matrix

%=====
%----- Generate TS matrix -----
%=====

for nn=1:TSS;
ShiftTSGI(:,nn)=[GenerateTS(TSS+1-(nn-1):TSS) GenerateTS(1:TSS-(nn-1))];
% Ideal Time domain
end
InvertTSMatrix=pinv(ShiftTSGI);   % Inverse TS Matrix

%=====
%----- Generate Doppler frequency / Subcarriers spacing -----
DFF=BW/M3;                        % Subcarrier spacing
% FDoverDFFprcntg=[0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20];
FDoverDFFprcntg=[0 5 10 15 20 25 30]; % Doppler frequency [Hz] /Subcarrier
spacing[%]
% FDoverDFFprcntg=20; % Doppler frequency [Hz] /Subcarrier spacing[%]
StartFd=1;
StepFd=1;
Ramda=3e8/(Fc*1e9);               % Ramda [m]
FDoverDFF=FDoverDFFprcntg/100;
FD=FDoverDFF*DFF;
Vrms=FD*Ramda;
Vcc=Vrms*3600*1e6/1e3;            % Velocity (Km/hr)

%%#####
%=====
%----- Start Loop -----
Step=0;                            % Initial WV parameter

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

for Fdts=StartFd:StepFd:length(FDoverDFFprcntg);
    Vc=Vcc(Fdts);
    Step=Step+1;
    Vc
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,M1);
%#####
%%%%-----Encoder(Convolucional Encoder)-----
D_1_c_en1i=RandSignal1;
D_1_bin1=Decimal2BinaryMatrix(D_1_c_en1i,nBit); % Decimal to Binary
D_1_bin_coded=Conv_encode(D_1_bin1,trellis,R); % Convolutional Coding
D_1_bin_Intercoded=InterleaveMatrix(D_1_bin_coded); % Interleaving matrix
D_1_dec_coded1=Binary2DecimaMatrix(D_1_bin_Intercoded,nBit); % Binary to
Decimal
%%-----
%Encoding signal
ComplexSignal=f_EnMQAM(D_1_dec_coded1,NMess); % NMess depend on Mod
Technique
%%-----
LengthSymbol=length(ComplexSignal(:,1)); % Length of Symbols
LengthSubcarrier=length(ComplexSignal(1,:)); % Length of Subcarriers
%#####
%=====Inserted Pilot tones Tx#1 =====
TStx=ComplexSignal;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

%=====
TFreDM=[TStx; ExtraZP];          % Frequency domain before IFFT of Tx#1
% TFreDM1=zeros(L,N);
% TFreDM1(1:L,1:2:N)=TFreDM;
%%-----
for k=1:LengthSymbol+1;
    TFREDFT(k,1:M3)= fft(TFreDM(k,1:M3))./sqrt(M3);
%%-----
end
TFreDMDFT=TFREDFT;
%===== IFFT + CP =====
for k=1:LengthSymbol+1;
    TIFFT(k,1:N)= ifft([Zero1 TFreDMDFT(k,1:M3) Zero1]).*sqrt(N);
%%-----
% TIFFTGI(k,1:Nt)= [TIFFT(k,N-Ng+1:N) TIFFT(k,1:N)];
end
%=====
TtimeDM=TIFFT;          % Time domain signal with CP
%%===== Inserted Time Domain Training Sequence =====
SignalWithTS=[TimeDomainTS TtimeDM TimeDomainTS];
%===== Rician fading =====
TInputforRician=f_parallel2serial(SignalWithTS);
%%-----
for h=1:NP;
    SF_BS(h,1:NNt)=f_DOP_ITS(Fc,Vc,Sd,NNt);          % Rayleigh fading
end
SFR_BS(1:NNt)=f_DOP_Rice(Fc,Vc,Sd,NNt,Phi);          % Rician fading (Direct path)
%=====
for r=1:NP;
    if r==1,ChanProfile(1,1:NNt)=RAD*SFR_BS(1:NNt)+RAR(1,1)*SF_BS(1,1:NNt);
    else
        ChanProfile(r,1:NNt)=RAR(1,r)*SF_BS(r,1:NNt);
    end
end

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

end
    DelayPhi(r,:)= [TInputforRician(NNt+1-(r-1):NNt) TInputforRician(1:NNt-(r-
1))].*ChanProfile(r,1:NNt);
end
SumDelayPhi=sum(DelayPhi);
TOutChannel=f_serial2parallel(SumDelayPhi,Nts);
%-----
%%===== side of noise refer input signal =====
%%----- AWGN Noise -----
Awgn=f_Add_awgn(SignalWithTS,CN); % Generate AWGN Noise Rx#1
%#####
%===== Received Signal =====
RtxtimeDM=TOutChannel+Awgn;
%#####
%===== Channal Estimation =====
% Correct only TS position
TSposition(1:L,1:TSS)=RtxtimeDM(1:L,1:TSS);
TransposeTSSignal=TSposition.%; % Transpose TS GI posotion
ChangedTS=InvertTSMatrix*TransposeTSSignal; % Multiple with Invert TS GI Matrix
EstMLTimeTS=ChangedTS; % Estimation ML TS training
%#####
% ===== Interpolation method for Time domain TS GI every sample point =====
%===== Linear interpolation =====
for p=1:Ng;
    if Vc <= 50;
SampleInterpolation(p,:)=interp1(TSS/2:N+TSS+TSS:NNt,EstMLTimeTS(p,:),1:1:NNt,'linea
r'); %Midle
    else
SampleInterpolation(p,:)=interp1(TSS/2:N+TSS+TSS:NNt,EstMLTimeTS(p,:),1:1:NNt,'splin
e'); %Midle
    end
end
end

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

#####
%===== Plot water fall of Ideal and Estimation CH =====
%===== Ideal channel estimation =====
for x=1:NP;
    IdealCHprofile(x,1:NNt)=ChanProfile(x,1:NNt);
    IdealCHParalell=f_serial2parallel(IdealCHprofile(x,1:NNt),Nts);
    IdealCHCutN=IdealCHParalell(1:L,TSS+1:N+TSS+TSS);
    IdealCHSerial(x,1:(N+TSS)*L)=f_parallel2serial(IdealCHCutN);
end
IdealRemoveTSALL=IdealCHSerial;
#####
%===== Estimated channel estimation =====
for x=1:Ng;
    EstCHprofile(x,1:NNt)=SampleInterpolation(x,1:NNt);
    EstCHParalell=f_serial2parallel(EstCHprofile(x,1:NNt),Nts);
    EstCHCutN=EstCHParalell(1:L,TSS+1:N+TSS+TSS);
    EstCHSerial(x,1:(N+TSS)*L)=f_parallel2serial(EstCHCutN);
end
EstRemoveTSALL=EstCHSerial;
#####
%=====Start Receiver side=====
%===== Normalized Minimum square Error =====
HidealT=IdealRemoveTSALL(1:NP,1:N*(L-1));
EstimatedH=EstRemoveTSALL(1:NP,1:N*(L-1));
%=====
AbsHIdeal=sum(sum((abs(HidealT)).^2));
AbsDeltraH=sum(sum((abs(EstimatedH-HidealT)).^2));
NMSE(count)=AbsDeltraH/AbsHIdeal;
end    % End Loop Counter bits error
NMSEraver1(1,CN+1)=mean(NMSE);
end

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

Fdmxaver(1,Step)=mean(NMSE);
%-----
fdtsh_graph(1,Step)=FDoverDFFprcntg(Fdts);
end                                     % End Loop FDoverDFFprcntg
%-----
%===== Plot NMSE Vs Fdmax =====
figure;
semilogy(fdtsh_graph,Fdmxaver,'r-p');
grid on
title('Normalized MSE vs Fdmax/f TDE 16QAM FEC SC-
OFDM,L=33,M=96,N=128,Ng=16,NP=14,FEC coding LMMSE-FDE');
xlabel('Maximun Doppler Spread/Subcarrier spacing (%)');
ylabel('Normalized MSE');
%-----
%#####

```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก ข.

### ผลงานวิจัยในระหว่างการศึกษาที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1. Arttapol Reangsuntea, Pornpawit Boonsrimuang, Pongsathorn Reangsuntea, Pisit Boonsrimuang, Hideo Kobayashi, “Low-Complexity PS based Radix IFFT method for PAPR Reduction in OFDM systems” The 16th International Conference Advanced Communication Technology (ICACT 2014), Phoenix Park, PyeongChang, Korea (South), Feb. 16-19, 2014.
2. Pongsathorn Reangsuntea, Arttapol Reangsuntea, Pisit Boonsrimuang, Kazuo Mori, Hideo Kobayashi, “Low-Complexity FDE Method for TS-OFDM Signal under Higher Time-varying Channels” 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-Con 2016), Chiang Mai Thailand, June 28 – July 1, 2016.
3. Arttapol Reangsuntea, Pongsathorn Reangsuntea, Pisit Boonsrimuang, Kazuo Mori, Hideo Kobayashi, “Iterative based Time Domain Equalization Method for DFTS-OFDM under Highly Mobile Environments” 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-Con 2016), Chiang Mai Thailand, June 28 – July 1, 2016.

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายอรรถพล เรียงสันเทียะ
วัน เดือน ปีเกิด	18 มิถุนายน 2533 ที่จังหวัดนครราชสีมา
ที่อยู่	87 หมู่ที่ 7 บ้านคอนขาม ถนนด่านขุนทด-ขามทะเลสอ ตำบลด่านโน อำเภอด่านขุนทด จังหวัดนครราชสีมา 30210 โทรศัพท์มือถือ : 087-454-4974
ประวัติการศึกษา	2552 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาการวัดและควบคุม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ความชำนาญเฉพาะด้าน	1.) การออกแบบระบบเครื่องมือวัดและควบคุมทางอุตสาหกรรม 2.) ระบบโครงข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ 2G 3G และ 4G
ประสบการณ์การทำงาน	พ.ศ. 2558-2559 เข้าร่วมโครงการนักศึกษาวิจัยแลกเปลี่ยนกับมหาวิทยาลัยมิเอะ (Mie University) ณ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ (Electrical and Electronic Engineering) ห้องปฏิบัติการวิจัยโทรคมนาคม (Laboratory) ประเทศญี่ปุ่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้