

วิธีที่คือความซับซ้อนต่ำสำหรับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มภายใต้ช่องสัญญาณ
จางหายแบบแปรเปลี่ยนตามเวลาสูง

LOW-COMPLEXITY TDE METHOD FOR OFDM SIGNALS
IN HIGHER TIME-VARYING FADING CHANNELS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2563

KMITL-2020-EN-D-018-099

วิธีที่ดีเยี่ยมความซับซ้อนต่ำสำหรับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มภายใต้ช่องสัญญาณ
จางหายแบบแปรเปลี่ยนตามเวลาสูง

LOW-COMPLEXITY TDE METHOD FOR OFDM SIGNALS
IN HIGHER TIME-VARYING FADING CHANNELS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2563

KMITL-2020-EN-D-018-099

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LOW-COMPLEXITY TDE METHOD FOR OFDM SIGNALS
IN HIGHER TIME-VARYING FADING CHANNELS



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2020
KMITL-2020-EN-D-018-099

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2020

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วิธีที่ดีของความซับซ้อนต่ำสำหรับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบแปรเปลี่ยนตามเวลาสูง
นักศึกษา	นายสหะ ตันอังสนากุล
รหัสนักศึกษา	58601027
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2563
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.พิสิฐ บุญศรีเมือง

บทคัดย่อ

งานวิจัยในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอวิธีการที่ดี หรือเรียกว่าการอีควอไลเซชันบนแกนเวลา (Time Domain Equalization : TDE) แบบการคำนวณความซับซ้อนต่ำ เพื่อที่ใช้ในการแก้ปัญหาของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบแปรเปลี่ยนตามเวลาสูง ในทางปฏิบัติโดยทั่วไปแล้วสัญญาณโอเอฟดีเอ็มจะได้รับความเสียหายอย่างมีนัยสำคัญจากสัญญาณรบกวนระหว่างคลื่นพาห์ (Inter-Carrier Interference : ICI) ภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบแปรเปลี่ยนตามเวลาสูง หรือที่เรียกว่าช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูง สัญญาณรบกวนระหว่างคลื่นพานั้นจะนำไปสู่การลดประสิทธิภาพของอัตราผิดพลาดบิต (Bit Error Rate : BER) เนื่องมาจากการสูญเสียความเป็นออร์โธกอนอล (Orthogonal) ระหว่างสัญญาณคลื่นพาห์ที่อยู่ข้างเคียงกันเอง เพื่อที่จะแก้ปัญหาที่กล่าวมาข้างต้น งานวิจัยในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอวิธีการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ (Channel Impulse Response : CIR) ของทุกๆ แชนเนลลิงเวลาและยังได้นำเสนอวิธีการอีควอไลเซชันแบบลดการคำนวณความซับซ้อนบนแกนเวลาสำหรับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มโดยใช้การคำนวณความซับซ้อนของการแก้สมการเมทริกซ์แบบผกผันให้น้อยลง เพื่อที่จะสามารถเพิ่มประสิทธิภาพของการรับสัญญาณผิดพลาดบิตข้อมูลที่ดีขึ้น ถึงแม้ว่าจะทำงานภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูงมากก็ตาม คุณสมบัติเด่นของวิธีการที่นำเสนอคือการประยุกต์ใช้ Training Sequence (TS) บนแกนเวลา ซึ่งใช้ในการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณทดแทนการใช้คลื่นพาห์ย่อยนำทาง (Pilot Subcarrier) ในข้อมูลของสัญญาณบนแกนความถี่ อีกทั้งการประยุกต์ใช้วิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาร่วมกับวิธีการประมาณค่าความเป็นไปได้สูงสุด (Maximum Likelihood : ML) ทดแทนวิธีการเดิมที่ใช้วิธีการอีควอไลเซชันบนแกนความถี่ (Frequency Domain Equalization : FDE) แบบพื้นฐาน งานวิจัยนี้ยังเสนอวิธีการลดการคำนวณความซับซ้อนสำหรับการแก้สมการเมทริกซ์ผกผัน ซึ่งสามารถลดการคำนวณลงจาก 100 เฟอร์เซ็นต์เหลือแค่ประมาณ 7.8 เฟอร์เซ็นต์ ของการคำนวณเมทริกซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผกผัน โดยที่ยังคงประสิทธิภาพที่อัตราบิดผิตพลาดที่ดีเทียบเท่ากับวิธีการแบบพื้นฐานและงานวิจัยอื่นที่ถูกลำเสนอ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอผลการจำลองการทำงานด้วยคอมพิวเตอร์ที่หลากหลายภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูง (ภายใต้ความเร็วยานพาหนะสูงสุดที่ประมาณ 381 กิโลเมตรต่อชั่วโมง) ทั้งนี้เพื่อแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพของวิธีการที่นำเสนอเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการอีควอไลเซชันบนแกนความถี่และวิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาของวิธีการพื้นฐานที่ใช้อยู่ในปัจจุบัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Low-Complexity TDE Method for OFDM Signals in Higher Time-Varying Fading Channels
Student	Mr. Saha Tanangsanakool
Student ID.	58601027
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2020
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Pisit Boonsrimuang

ABSTRACT

In this thesis, an effectiveness time domain equalization method is proposed in which to solve the problem of Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) signal in higher time-varying fading channels. Basically, OFDM signal would be damaged significantly by Inter-Carrier Interference (ICI) in higher time-varying fading channels. The ICI leads to fatal degradation of Bit Error Rate (BER) performance due to the loss of orthogonality among subcarriers.

To solve this problem, this thesis proposes a high accuracy time-domain Channel Impulse Response (CIR) estimation method and low-complexity based Time-Domain Equalization (TDE) method for solving the simultaneous equations instead of using an inverse matrix calculation which can achieve better BER performance and lower computation complexity even in higher time-varying fading channels. The salient features of proposed method are to employ a time-domain Training Sequence (TS) in the estimation of Channel Impulse Response (CIR) instead of using pilot subcarriers in the frequency domain and to employ the Time Domain Equalization (TDE) method with Maximum Likelihood (ML) estimation instead of using a conventional Frequency Domain Equalization (FDE) method. This thesis also proposes a low-complexity iterative method for solving the simultaneous equations instead of using an inverse matrix calculation, which remains the computation complexity up to 7.8% of inverse matrix calculation with the same BER performance but achieves the BER performance when compared with the conventional method.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This thesis presents various simulation results in higher time-varying fading channels (at maximum vehicle speed ≈ 381 km/hrs) to demonstrate the effectiveness of the proposed TDE method as compared with conventional FDE and TDE methods.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้เป็นอย่างดีด้วยความกรุณาจากท่านอาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.พิสิฐ บุญศรีเมือง ที่ให้คำแนะนำและให้คำปรึกษา ช่วยแก้ปัญหา ตลอดจนให้ความรู้และส่งเสริมประสบการณ์ที่ดี ข้าพเจ้ารู้สึกทราบบ้างในความอนุเคราะห์ และขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ ดร.พงศธร เรียงสันเทียะ ที่ได้กรุณาให้คำแนะนำรวมถึงข้อชี้แนะต่าง ๆ จนทำให้วิทยานิพนธ์สำเร็จลงในที่สุด

ขอขอบคุณ คณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์และคณะอื่น ๆ ที่เกี่ยวข้องของ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุก ๆ ท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า

ขอขอบคุณน้อง ๆ ห้องปฏิบัติการ T203 ของภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม ที่คอยให้กำลังใจ และสนับสนุนให้ข้าพเจ้าทำวิทยานิพนธ์จนสำเร็จ

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้าที่เคียงข้างเป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนในทุกเรื่อง ๆ ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

สำหรับคุณงามความดี และประโยชน์ใด ๆ ที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้แต่บิดา มารดา ซึ่งเป็นที่เคารพและรักยิ่ง รวมถึงครอบครัว หัวหน้างาน เพื่อน ๆ พี่ ๆ น้อง ๆ เพื่อนร่วมงานทุกท่าน ตลอดจนครูอาจารย์ที่เคารพทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้และถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ข้าพเจ้า

สทหะ ต้นอังสนากุล

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	III
กิตติกรรมประกาศ.....	V
สารบัญ.....	VI
สารบัญตาราง.....	IX
สารบัญรูป.....	X
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาของวิทยานิพนธ์และความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	3
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	4
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	5
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	6
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา.....	6
บทที่ 2 ระบบโอเอฟดีเอ็ม และทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย.....	8
2.1 พื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็ม.....	8
2.1.1 การพัฒนาระบบเครือข่าย Wireless Local Area Network (WLAN).....	11
2.1.2 การพัฒนาระบบเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ (Cellular Mobile).....	14
2.2 โมเดลของช่องสัญญาณการสื่อสารไร้สาย.....	21
2.2.1 ช่องสัญญาณแบบที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา (Time-Invariant Channel Model).....	24
2.2.2 ช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา (Time-Variant Channel Model).....	28
2.2.2.1 Wide Sense Stationary (WSS).....	30
2.2.2.2 Wide Sense Stationary Uncorrelated Scatters (WSSUS).....	30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และตั้ง VI อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.3 ระบบการสื่อสารแบบโอเอฟดีเอ็ม (OFDM System).....	33
2.3.1 ระบบเครื่องส่งสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม.....	33
2.3.2 วิธีการอีควอไลเซชันบนแกนความถี่พื้นฐานสำหรับสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม (Frequency Domain Equalization).....	35
2.3.3 วิธีการประมาณค่าผลตอบสนองทางอิมพัลส์ของช่องสัญญาณพื้นฐานสำหรับสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม.....	39
บทที่ 3 วิธีการประมาณค่าผลตอบสนองทางอิมพัลส์ของช่องสัญญาณและการอีควอไลเซชันบนแกนเวลา.....	42
3.1 แบบจำลองที่ใช้ในระบบโอเอฟดีเอ็ม.....	43
3.2 วิธีการประมาณค่าผลตอบสนองทางอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่นำเสนอ.....	44
3.3 วิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลา.....	48
3.3.1 วิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาร่วมกับกระบวนการ Overlap and Add.....	48
3.3.2 วิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาร่วมกับกระบวนการ Partial Differential.....	53
3.3.3 วิธีการอีควอไลเซชันแบบค่านวนวนรอบบนแกนเวลา.....	56
บทที่ 4 ผลการหาสมรรถนะของระบบ.....	60
4.1 วิธีการที่ใช้ในการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ.....	60
4.1.1 วิธีการที่ใช้ในการเปรียบเทียบค่าประมาณความแม่นยำของช่องสัญญาณ.....	60
4.1.2 วิธีการที่ใช้ในการเปรียบเทียบค่าอัตราการคำนวณความซับซ้อน (WLAN).....	61
4.1.3 วิธีการที่ใช้ในการเปรียบเทียบค่าความผิดพลาดบิต.....	61
4.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	61
4.3 สมรรถนะของการลดสัญญาณรบกวนที่ไม่พึงประสงค์ที่เกิดขึ้นจากการใช้งานสัญญาณ TS ที่นำเสนอ.....	63
4.4 สมรรถนะของการประมาณค่าผลตอบสนองของช่องสัญญาณ.....	65

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.5 สมรรถนะของอัตราความผิดพลาดบิตเมื่อเปรียบเทียบกับค่าเงื่อนไข ขอบเขต (Threshold Level).....	67
4.6 สมรรถนะของการเปรียบเทียบจำนวนค่าเฉลี่ยของการคำนวณรอบ.....	69
4.7 สมรรถนะของอัตราความผิดพลาดบิตภายใต้ช่องสัญญาณจางหาย แบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูง.....	71
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	75
5.1 สรุปผลการลดความซับซ้อนของวิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลา.....	75
5.2 สรุปปัญหาและข้อเสนอแนะ.....	76
เอกสารอ้างอิง.....	77
ภาคผนวก ก. โปรแกรมที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	85
ภาคผนวก ข. ผลงานวิจัยในระหว่างการศึกษาที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	95
ประวัติผู้เขียน.....	96

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และ VIII ึ่งอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 มาตรฐานของ IEEE802.11.....	12
2.2 มาตรฐานการสื่อสารเคลื่อนที่ของโทรศัพท์เคลื่อนที่.....	16
3.1 แสดงอัลกอริทึม Preconditioned Conjugate Gradient Squared.....	58
4.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบ.....	62
4.2 การเปรียบเทียบอัตราส่วนความซับซ้อนในการคำนวณของวิธีการที่นำเสนอ.....	70



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และตัด IX อ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 การประยุกต์ใช้เทคนิคโอเอฟดีเอ็ม.....	10
2.2 เครือข่ายการเข้าถึงไร้สายที่ได้ตามมาตรฐาน IEEE.....	11
2.3 วิวัฒนาการของอัตราการส่งข้อมูลในมาตรฐาน IEEE802.11.....	14
2.4 สถานะปัจจุบันและแนวโน้มในอนาคตสำหรับระบบสื่อสารไร้สาย.....	15
2.5 การเพิ่มขึ้นของอัตราการส่งข้อมูลในระบบเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่.....	20
2.6 การแพร่กระจายคลื่นวิทยุในของสัญญาณการสื่อสารไร้สาย.....	22
2.7 การจำแนกชนิดของช่องสัญญาณเฟดดิ้ง.....	23
2.8 บล็อกไดอะแกรมของรูปแบบช่องสัญญาณทางการสื่อสารไร้สาย.....	25
2.9 การสื่อสารแบบไร้สายในช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา.....	30
2.10 บล็อกไดอะแกรมของระบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐาน.....	34
2.11 การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตกับอัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณ รบกวนในการมอดูเลชันแบบ 16QAM.....	38
2.12 การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตกับอัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณ รบกวนในการมอดูเลชันแบบ 64QAM.....	38
2.13 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างการประมาณค่าผลตอบสนองทางความถี่ของ ช่องสัญญาณ (CFR) กับช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นจริงในระบบ.....	40
3.1 โครงสร้างเครื่องส่งสัญญาณของระบบโอเอฟดีเอ็มที่นำเสนอ.....	44
3.2 รูปแบบเฟรมของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่นำเสนอโดยประยุกต์ใช้งานสัญญาณ TS.....	47
3.3 การประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่ทุกๆ แซมปลิงเวลา โดยการ ใช้วิธีการประมาณค่าแบบเป็นเส้นโค้ง (Cubic Spline Interpolation).....	47
3.4 โครงสร้างเครื่องรับสัญญาณของระบบโอเอฟดีเอ็มที่นำเสนอร่วมกับกระบวนการ Overlap and Add (OLA).....	49
3.5 โครงสร้างเครื่องรับสัญญาณที่นำเสนอโดยใช้วิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาร่วมกับ กระบวนการ Partial Differential.....	55

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.1 ค่าความหนาแน่นพลังสเปกตรัม PSD ของวิธีการที่นำเสนอโดยใช้สัญญาณ TS เปรียบเทียบกับวิธีการพื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็ม.....	64
4.2 ความแม่นยำในการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่ทุกๆ แคมพลิงเวลาของวิธีการที่นำเสนอ ที่อัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวน ($C/N = 20$ dB).....	66
4.3 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพอัตราผิดพลาดบิตสำหรับวิธีการอีควอไลเซชันแบบ คำนวณวนรอบบนแกนเวลาที่นำเสนอ เมื่อเปลี่ยนแปลง TOL และกำหนดอัตรากำลัง คลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวน (C/N) ที่ค่าการเลื่อนความถี่ดอปเปลอร์ R_D เท่ากับ 15 เฮอร์เซ็นต์.....	68
4.4 การเปรียบเทียบจำนวนเฉลี่ยของการวนรอบที่ต้องการสำหรับวิธีการอีควอไลเซชันแบบ คำนวณวนรอบบนแกนเวลาที่นำเสนอ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าการเลื่อนความถี่ดอปเปลอร์ R_D และกำหนดอัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวน (C/N) โดยใช้งานค่าเงื่อนไซ TOL เท่ากับ 0.01.....	70
4.5 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพอัตราผิดพลาดบิตสำหรับวิธีการอีควอไลเซชันแบบ คำนวณวนรอบบนแกนเวลาที่นำเสนอ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าการเลื่อนความถี่ดอปเปลอร์ R_D ที่อัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวนเท่ากับ 20 dB.....	72
4.6 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพอัตราผิดพลาดบิตสำหรับวิธีการอีควอไลเซชันแบบ คำนวณวนรอบบนแกนเวลาที่นำเสนอ เมื่อเปลี่ยนแปลงอัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของ สัญญาณรบกวน ที่ค่าการเลื่อนความถี่ดอปเปลอร์ R_D เท่ากับ 15 เฮอร์เซ็นต์.....	74

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของวิทยานิพนธ์และความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันความต้องการบริการการสื่อสารมัลติมีเดียไร้สายเพิ่มขึ้นอย่างมาก จากความจริงที่ว่าระบบการสื่อสารไร้สายสามารถใช้งานได้ทุกที่ทุกเวลา อีกทั้งการบริการมัลติมีเดียต่างๆ นั้นทำให้ผู้ใช้งานปลายทางสามารถเชื่อมต่อและได้รับการบริการการสื่อสารมัลติมีเดียไร้สาย ส่งข้อมูล เชื่อมต่อระบบอินเทอร์เน็ต หรือแม้กระทั่งการโทรหรือส่งข้อความถึงผู้อื่นได้อย่างง่ายดาย ดังนั้นจึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องศึกษาและพัฒนาระบบการสื่อสารไร้สายเพื่อให้มีอัตราการส่งข้อมูลที่สูงขึ้น และมีประสิทธิภาพยิ่งขึ้น ภายใต้ความถี่แบนด์วิดท์ที่มีอยู่อย่างจำกัด และเพื่อให้ผู้ใช้งานปลายทางใช้งานได้โดยมีสัญญาณรบกวนที่ต่ำที่สุด แต่อย่างไรก็ตามคุณภาพของสัญญาณจะลดลงค่อนข้างมากในการสื่อสารไร้สายเนื่องจากช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิ้ง ซึ่งมักจะพบได้ทั้งจากฝั่งภาครับสัญญาณ เพื่อที่จะแก้ปัญหาในระบบโอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal Frequency Division Multiplexing : OFDM) ได้ถูกนำเสนอและพัฒนาให้เป็นหนึ่งในเทคนิคการส่งสัญญาณที่มีประสิทธิภาพสำหรับระบบการสื่อสารไร้สาย เนื่องมาจากระบบโอเอฟดีเอ็มมีการใช้งานความถี่แบนด์วิดท์ที่มีประสิทธิภาพ การออกแบบเครื่องส่งและเครื่องรับมีความซับซ้อนน้อย อีกทั้งยังสามารถลดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิ้ง เนื่องจากการส่งข้อมูลในระบบโอเอฟดีเอ็มนั้นจะใช้วิธีการแยกขบวนของข้อมูลอนุกรมที่มีความเร็วสูงออกเป็นข้อมูลความเร็วต่ำหลายขบวนแบบขนาน แล้วทำการมอดูเลตแต่ละขบวนความเร็วต่ำเหล่านั้นด้วยคลื่นพาห่อย่อย (Subcarriers) ข้อมูลแต่ละคลื่นพาห่อย่อยเรียงต่อกันเรียกว่าข้อมูลสัญลักษณ์ (Symbol) จากนั้นทำการคัดลอกข้อมูลส่วนท้ายของข้อมูลสัญลักษณ์ตามความยาวที่กำหนดไว้ในมาตรฐานการส่งข้อมูลมาวางไว้ข้างหน้าของแต่ละสัญลักษณ์ ซึ่งเรียกว่าการเพิ่ม Cyclic Prefix (CP) หรือเรียกโดยทั่วไปว่าเป็นการเพิ่ม Guard Interval (GI) ซึ่งโดยปกติความยาวของ Guard Interval ต้องมากกว่าหรือเท่ากับความยาวของดีเลย์พาท (Delay Path) บนช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิ้ง จากนั้นนำสัญญาณที่ได้จากกระบวนการเพิ่ม Guard Interval รวมกันแล้วทำการส่งไปในช่องสัญญาณพร้อมกัน ในกระบวนการเพิ่ม Guard Interval เพื่อที่จะทำให้สัญญาณโอเอฟดีเอ็มเกิดการรบกวนต่อสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากการลดทอนระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbol Interference) อีกทั้งยังสามารถใช้วิธีการอีควอลิเซชันบนแกนความถี่ (One-Tap Frequency Domain Equalization) เพื่อที่จะทำการกู้กลับสัญญาณที่รับได้ด้วย ความซับซ้อนของระบบที่ไม่ซับซ้อน จากข้อดีเหล่านี้ระบบโอเอฟดีเอ็มได้ถูกนำมาใช้เป็นมาตรฐานในการส่งสัญญาณไร้สายขั้นสูง ยกตัวอย่างเช่น ระบบเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ (Long Term

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Evolution : LTE) ระบบเครือข่ายทีวีดิจิตอล (Digital Video Broadcasting : DVB) และระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (Wireless Local Area Networks : WLAN)

เมื่อกำหนดให้ช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิ้งที่มีการเปลี่ยนแปลงบนแกนเวลาที่ไม่สูงมากหรือมีความเร็วการเคลื่อนที่ต่ำ ค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ (Channel Impulse Response : CIR) สามารถถูกพิจารณาให้เป็นค่าคงที่ได้ในช่วงเวลาของสัญลักษณ์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ในทางกลับกันค่าผลตอบสนองทางความถี่ของช่องสัญญาณ (Channel Frequency Response : CFR) ซึ่งถูกแปลงมาจากค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ ที่จุดใดๆ ในช่วงเวลาของสัญลักษณ์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มก็มีค่าคงที่เช่นกัน จากข้อเท็จจริงนี้ที่เครื่องรับของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มสามารถทำการอีควอไลเซชันบนแกนความถี่และกู้คืนข้อมูลที่ถูส่งจากเครื่องส่งได้อย่างแม่นยำ แต่อย่างไรก็ตามเมื่อกำหนดให้ช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิ้งที่มีการเปลี่ยนแปลงบนแกนเวลาที่สูงมากหรือมีความเร็วในการเคลื่อนที่สูง ยกตัวอย่างเช่น การสื่อสารไร้สายระหว่างรถไฟฟ้าความเร็วสูง ค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงสูงตามไปด้วย ซึ่งหมายความว่าทุกๆ สัญลักษณ์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มมีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาไม่คงที่ ดังนั้นเมื่อทำการแปลงกลับมาเป็นค่าผลตอบสนองทางความถี่ของช่องสัญญาณ และทำการอีควอไลเซชันบนแกนความถี่ด้วยการกำหนดให้ค่าผลตอบสนองทางความถี่ของช่องสัญญาณคงที่ตลอดทั้งสัญลักษณ์นั้นจะทำให้การกู้คืนข้อมูลที่ถูส่งมาจากเครื่องส่งเกิดความผิดพลาด ซึ่งปรากฏการณ์ค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงสูงนี้ เรียกว่าการรบกวนกันระหว่างคลื่นพาห่อย่อย (Inter-Carrier Interference) จากข้อเท็จจริงนี้คุณภาพของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มจะถูกลดทอนเป็นอย่างมากภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูง หรืออีกนัยสำคัญอย่างหนึ่งคือค่าความถี่ดอปเปลอร์ (Doppler) มีการเปลี่ยนแปลงจากความถี่เดิมมากเกินไปซึ่งทำให้ระบบโอเอฟดีเอ็มสูญเสียความเป็นออร์โธโกนอล (Orthogonality) และทำให้ระบบเครือข่ายไร้สายที่ใช้งานการส่งสัญญาณแบบโอเอฟดีเอ็มถูกลดทอนเนื่องจากมีสัญญาณรบกวนกันเองระหว่างผู้ใช้งานปลายทาง

จากปัญหาเกี่ยวเนื่องที่เกิดขึ้นในปรากฏการณ์ค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงสูงนี้ที่กล่าวมานั้น การที่จะทำการอีควอไลเซชันทั้งบนแกนความถี่หรือแม้แต่บนแกนเวลาเพื่อกู้สัญญาณกลับคืนมานั้น ที่ฝั่งเครื่องรับสัญญาณต้องรู้ค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ โดยทั่วๆ ไปแล้วการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณในระบบโอเอฟดีเอ็มแบบใช้งานการเพิ่ม CP ที่ข้างหน้าของสัญลักษณ์ (CP-OFDM) มักจะใช้งานวิธีการใส่พรอทคลื่นพาห่อย่อย (Pilot Subcarriers) ส่งไปพร้อมๆ กันกับข้อมูลคลื่นพาห่อย่อย โดยพื้นฐานแล้วการแทรกพรอทไว้ด้วยกันกับข้อมูลของคลื่นพาห่อย่อยจะทำการแทรกไว้ทั้งโดเมนบนแกนความถี่และบนแกนเวลา แต่อย่างไรก็ตามความแม่นยำในการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงสูงนั้นจะแย่งเนื่องมาจากการรบกวนกันที่เกิดขึ้นระหว่างคลื่นพาห่อย่อย เพื่อที่จะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แก้ปัญหานี้มีงานวิจัยหลายๆ ฉบับนี้ได้นำเสนอวิธีการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณโดยใช้งาน Training Sequence (TS) บนแกนเวลา รวมถึงใช้งาน TS บนแกนเวลาร่วมกับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มทดแทนการใช้งาน CP จากโครงสร้างใหม่นี้ทำให้วิธีการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณมีความแม่นยำมากขึ้นและดีกว่าวิธีการแบบใส่ไพโรทคลีนพาทช์ย่อยโดยเฉพาะอย่างยิ่งภายใต้สภาวะแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูง เนื่องด้วยมาจากช่วงเวลาของสัญญาณ TS บนแกนเวลานั้นมีความยาวนานน้อยกว่าช่วงเวลาของสัญลักษณ์ ดังนั้นการที่จะประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณในช่วงเวลาของสัญญาณ TS บนแกนเวลานั้นมีความแม่นยำมากกว่า แต่อย่างไรก็ตามการใช้งานสัญญาณ TS บนแกนเวลาทำให้เกิดการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวนที่ไม่พึงประสงค์ของความหนาแน่นพลังสเปกตรัม (Power Spectrum Density : PSD) ที่ส่วนด้านนอกของความถี่แบนด์วิดท์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ปัญหาของความหนาแน่นพลังสเปกตรัม PSD ที่สูงขึ้นนี้เนื่องมาจากการใช้งานลำดับข้อมูลซ้ำๆ ในกระบวนการใส่ TS บนแกนเวลาซึ่งปัญหานี้จะนำไปสู่การเกิดสัญญาณรบกวนทางความถี่ที่ไม่พึงประสงค์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มความถี่อื่นๆ ที่อยู่ข้างเคียงกัน

จากที่กล่าวมานั้น จะเห็นได้ว่าระบบการสื่อสารไร้สายบนพื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็มนั้นมีข้อดีเป็นอย่างมาก โดยเฉพาะการใช้งานย่านความถี่อย่างมีประสิทธิภาพ แต่อย่างไรก็ตามด้วยความต้องการของผู้ใช้งานปลายทางภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูง ระบบการส่งสัญญาณบนพื้นฐานของโอเอฟดีเอ็มนั้นยังคงต้องถูกพิจารณา พัฒนาและปรับปรุงต่อไปเพื่อที่จะทำให้บรรลุเป้าหมายความพึงพอใจของผู้ใช้งานปลายทางให้ดียิ่งขึ้น

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

การส่งข้อมูลในระบบโอเอฟดีเอ็มเป็นเทคนิคหนึ่งที่จะสามารถตอบสนองกับความต้องการในการสื่อสารไร้สายความเร็วสูงในอนาคตได้ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อความต้องการใช้งานของผู้ใช้งานปลายทางมีอย่างไม่จำกัด ทั้งเวลา และสถานที่ แม้แต่ภายใต้ช่องสัญญาณที่มีการเคลื่อนที่ตลอดเวลา ยกตัวอย่างเช่น ภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูงของพาหะความเร็วสูงหรือรถไฟฟ้าความเร็วสูง ภายใต้ช่องสัญญาณนี้ การรับส่งสัญญาณจะเกิดการรบกวนกันระหว่างคลื่นพาทช์ย่อยหรือช่องสัญญาณบนแกนเวลา เนื่องมาจากการขยายหรือเลื่อนของค่าความถี่ดอปเปลอร์ทำให้ค่าผลตอบสนองทางอิมพัลส์ช่องสัญญาณบนแกนเวลาไม่คงที่ตลอดในช่วงระยะเวลาของหนึ่งสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม จากที่กล่าวมานั้นเป็นเรื่องยากที่จะชดเชยสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นระหว่างช่องสัญญาณและนำไปสู่การลดทอนประสิทธิภาพของการรับสัญญาณเป็นอย่างมาก ทำให้การรับสัญญาณภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูงนั้นเกิดอัตราบิดเบือนผลที่สูงขึ้น

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการศึกษาปัญหาที่เกิดขึ้นกับระบบโอเอฟดีเอ็มโดยเฉพาะภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูง เพื่อที่จะหาวิธีการในการลดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นระหว่างช่องสัญญาณ และเพื่อที่จะลดค่าอัตราบิดเบือนของข้อมูลที่มีผลมาจากการรบกวนระหว่างช่องสัญญาณ รวมถึงหาวิธีการลดการคำนวณความซับซ้อนในการอีควอไลเซชันบนแกนเวลา เพื่อที่มุ่งหวังว่าวิธีการที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้จะสามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้เ็นทางปฏิบัติในระบบจริงได้ ในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอวิธีการอีควอไลเซชันแบบคำนวณวนรอบโดยประมาณค่าหาสัมประสิทธิ์ของค่าผลตอบสนองทางอิมพัลส์ช่องสัญญาณบนแกนเวลา เนื่องด้วยโครงสร้างของระบบโอเอฟดีเอ็มที่นำเสนอ นั้น การสร้างเมทริกซ์สัมประสิทธิ์ของค่าผลตอบสนองทางอิมพัลส์ช่องสัญญาณได้ผลลัพธ์ออกมาเป็นเมทริกซ์ Symmetric Conjugate Gradient Squared (SCGS) ที่มีขนาดของเมทริกซ์ $N \times N$ เมื่อ N คือความยาวของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม ทำให้สามารถประยุกต์ใช้อัลกอริทึม Preconditioned Conjugate Gradient Squared (PCGS) สำหรับการคำนวณแก้สมการวนรอบทดแทนการใช้การคำนวณเมทริกซ์ผกผันโดยตรง วิธีการที่นำเสนอ นั้นมีประสิทธิภาพในการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาที่ดีกว่าวิธีการของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบพื้นฐาน โดยที่การคำนวณความซับซ้อนของระบบเพิ่มขึ้นไม่สูงมากแม้ว่าจะทำการรับส่งสัญญาณภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูง

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

การรับส่งสัญญาณภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูง นั้นมีผลกระทบต่อระบบโอเอฟดีเอ็มเป็นอย่างมาก ซึ่งช่องสัญญาณไร้สายที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลานั้นจะมีตัวแปรที่ไม่ทราบค่าเกิดขึ้นและมีผลกระทบต่อทุกๆ ระบบที่ใช้งานการรับส่งสัญญาณไร้สาย นั้นคือเกิดการเลื่อนของค่าความถี่ต่อเปอร์ที่ค่าผลตอบสนองทางอิมพัลส์ช่องสัญญาณบนแกนเวลา ซึ่งทำให้ระบบโอเอฟดีเอ็มนั้นจำเป็นต้องหาวิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณที่แม่นยำขึ้น โดยวิธีการประมาณค่าผลตอบสนองทางอิมพัลส์ช่องสัญญาณบนแกนเวลา นั้นจำเป็นต้องสามารถใช้งานร่วมกับวิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาได้อย่างมีประสิทธิภาพและสามารถลดสัญญาณรบกวนระหว่างช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นได้ ดังนั้นในการแก้ปัญหานี้ เราจึงต้องใช้วิธีการประมาณค่าผลตอบสนองทางอิมพัลส์ช่องสัญญาณบนแกนเวลา โดยการนำเสนอวิธีใหม่สำหรับการสร้างสัญญาณ TS บนแกนเวลาเพื่อที่จะสามารถประยุกต์ใช้งานร่วมกับวิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาที่นำเสนอ พร้อมทั้งสามารถเพิ่มสมรรถนะของระบบให้ดียิ่งขึ้นโดยที่การคำนวณความซับซ้อนของระบบสูงขึ้นไม่มาก ซึ่งสามารถพิจารณาใช้ในทางปฏิบัติในระบบจริงได้

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

เพื่อที่จะแก้ปัญหาของระบบโอเอฟดีเอ็มภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูงนั้น วิทยานิพนธ์นี้เสนอวิธีการประมาณช่องสัญญาณโดยใช้การออกแบบสัญญาณ TS ใหม่ คุณสมบัติเด่นของวิธีการที่นำเสนอคือการใช้งานรูปแบบข้อมูลแบบสุ่มของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มเพื่อที่จะทำการสร้างสัญญาณ TS ที่ใส่เข้าร่วมกันกับสัญลักษณ์ข้อมูลและใช้งานฟังก์ชันในแกนเวลา รูปทรงสามเหลี่ยม (Triangular Window) ผสมเข้ากับสัญญาณ TS ที่ทำการสุ่มตามลำดับ วิธีการออกแบบสัญญาณ TS ที่นำเสนอสามารถลดสัญญาณรบกวนที่ไม่พึงประสงค์ของความหนาแน่นพลังสเปกตรัม PSD ที่ส่วนด้านนอกของความถี่แบนด์วิดท์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มได้อย่างมีประสิทธิภาพ ในส่วนของการประมาณค่าสัมประสิทธิ์ค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณสามารถทำได้โดยการวิธีการประมาณค่าความเป็นไปได้สูงสุด (Maximum Likelihood : ML) ผลลัพธ์ที่ได้จากวิธีการประมาณค่าความเป็นไปได้สูงสุดจะเป็นค่าสัมประสิทธิ์ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณของแต่ละสัญลักษณ์ เพื่อที่จะหาค่าสัมประสิทธิ์ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณของแต่ละคลื่นพาทีย่อยบนแกนเวลา ในงานวิจัยนี้ประยุกต์ใช้วิธีการประมาณค่าแบบเป็นเส้นโค้ง (Cubic Spline Interpolation) ทั้งนี้เพื่อให้ได้ผลลัพธ์ของค่าสัมประสิทธิ์ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณของแต่ละคลื่นพาทีย่อยบนแกนเวลาที่แม่นยำที่สุด

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอวิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาบนพื้นฐานโครงสร้างของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบใหม่ (Training Sequence OFDM : TS-OFDM) ซึ่งไม่มีการใช้งานสัญญาณ CP โดยสัญญาณ TS ที่เพิ่มเข้าไปพร้อมกับสัญญาณของข้อมูลนั้นสามารถถูกใช้งานได้เปรียบเสมือนว่าเป็นสัญญาณ CP ในช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิ้ง นอกจาก TS จะถูกใช้งานเสมือนเป็นสัญญาณ CP แล้วยังสามารถถูกใช้ในประมาณค่าสัมประสิทธิ์ของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นช่องสัญญาณไร้สาย แต่เนื่องจากการใช้งานสัญญาณ TS นั้นทำให้เกิดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากการลดทอนระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbol Interference) แต่เมื่อที่เครื่องรับสัญญาณนั้นรู้ค่าสัญญาณของ TS นั้นมีค่าเป็นเท่าไร ทำให้สามารถลดอัตราการเกิดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากการลดทอนระหว่างสัญลักษณ์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ในส่วนของวิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาที่นำเสนอ นั้นสามารถที่จะแก้ปัญหาอัตราบิตที่ผิดพลาด (Bit Error Rate : BER) ได้อย่างมีประสิทธิภาพโดยการใช้งานร่วมกันกับสัญญาณ TS ซึ่งใช้ในการสร้างเมทริกซ์ของค่าสัมประสิทธิ์ที่เกิดขึ้นบนช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิ้ง ทำให้วิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาที่นำเสนอสามารถชดเชยสัญญาณรบกวนที่มัลติพาธสัญญาณส่งได้อย่างแม่นยำ แต่ข้อเสียอย่างหนึ่งของวิธีการอีควอไลเซชันที่นำเสนอ นั้นมีอัตราการคำนวณความซับซ้อนของระบบที่สูงมาก ไม่เหมาะสมกับการใช้งานในระบบจริง โดยมีอัตราการคำนวณเมทริกซ์ผกผันสูงถึง $O(N^3)$ และเพื่อที่จะแก้ปัญหานี้ วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอวิธีการอีควอไลเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนเวลาสำหรับสัญญาณ TS-OFDM โดยวิธีการคำนวณวนรอบที่นำเสนอประยุกต์ใช้งานอัลกอริทึม Preconditioned Conjugate Gradient เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Squared (PCGS) ร่วมกับการชดเชยค่าสัมประสิทธิ์บนแกนเวลา ซึ่งวิธีการที่นำเสนอนี้สามารถลดอัตราของการคำนวณเมทริกซ์ผกผันเหลือเป็น $O(N^2)$ โดยที่ยังคงรักษาอัตราบิตที่ผิดพลาดได้อย่างมีประสิทธิภาพ ถึงแม้ว่าช่องสัญญาณจะเป็นแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูง

1.5 ขอบเขตการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้นำเสนอวิธีการอีควอลิเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนเวลา เพื่อให้สมรรถนะของระบบดีขึ้นและลดการคำนวณความซับซ้อนภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูง ซึ่งนำเสนอบนพื้นฐานของสัญญาณ TS-OFDM โดยใช้อัลกอริทึม PCGS แทนการใช้การคำนวณโดยตรงของเมทริกซ์ผกผัน เพื่อวัดสมรรถนะและการคำนวณความซับซ้อนของวิธีการที่นำเสนอ ผู้เขียนได้ทำการใช้คอมพิวเตอร์ในการจำลองระบบด้วยโปรแกรม MATLAB ในการจำลองรูปแบบของช่องสัญญาณจางหายที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาและการทำงานของระบบ ผลที่ได้แสดงถึงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของการประมาณค่าของสัญญาณ การเปรียบเทียบอัตราการคำนวณความซับซ้อน และแสดงผลสมรรถนะของอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate : BER) ของระบบที่นำเสนอเปรียบเทียบกับวิธีการอีควอลิเซชันพื้นฐานทั้งบนแกนความถี่และบนแกนเวลา

1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะแบ่งการศึกษาออกเป็น 5 บท คือ

บทที่ 1 จะกล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมติฐานของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 จะกล่าวถึงระบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐานและทฤษฎีที่ใช้ในการวิจัย ซึ่งประกอบไปด้วยพื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็ม โมเดลของช่องสัญญาณการสื่อสารไร้สาย ช่องสัญญาณแบบที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา ช่องสัญญาณแบบที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา ระบบการสื่อสารแบบโอเอฟดีเอ็ม (OFDM System) ระบบเครื่องส่งสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม วิธีการอีควอลิเซชันบนแกนความถี่พื้นฐานสำหรับสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม (Frequency Domain Equalization) วิธีการประมาณค่าตอบสนองทางอิมพัลส์ช่องสัญญาณพื้นฐานสำหรับสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม

บทที่ 3 จะกล่าวถึงวิธีการประมาณค่าผลตอบสนองทางอิมพัลส์ของช่องสัญญาณและวิธีการอีควอลิเซชันบนแกนเวลา ซึ่งประกอบไปด้วยแบบจำลองที่ใช้ในระบบในระบบโอเอฟดีเอ็ม วิธีการประมาณค่าผลตอบสนองทางอิมพัลส์ช่องสัญญาณที่นำเสนอ วิธีการอีควอลิเซชันบนแกนเวลาร่วมกับกระบวนการ Overlap and Add (OLA) วิธีการอีควอลิเซชันบนแกนเวลาร่วมกับกระบวนการ Partial Differential วิธีการอีควอลิเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4 ผลการหาสมรรถนะของระบบ ประกอบไปด้วย วิธีการที่ใช้ในการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ วิธีการที่ใช้ในการเปรียบเทียบค่าอัตราการคำนวณความซับซ้อน วิธีการที่ใช้ในการเปรียบเทียบค่าความผิดพลาดบิต พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ สมรรถนะของการประมาณค่าเมื่อเปรียบเทียบกับ Normalize Mean Square Error (NMSE) สมรรถนะของอัตราความผิดพลาดบิตเมื่อเปรียบเทียบกับ Threshold Level (TOL) สมรรถนะของการเปรียบเทียบจำนวนค่าเฉลี่ยของการคำนวณรอบ สมรรถนะของค่าความผิดพลาดบิตและการประมาณค่าช่องสัญญาณเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการประมาณค่าแบบเป็นเส้นโค้ง (Cubic Spline Interpolation)

บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ โดยกล่าวถึงบทสรุปของระบบที่นำเสนอเปรียบเทียบกับระบบพื้นฐาน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ระบบโอเอฟดีเอ็ม และทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย

บทนี้จะนำเสนอสถานะปัจจุบันของระบบการสื่อสารไร้สาย โดยมุ่งเน้นไปที่เครือข่ายไร้สายในพื้นที่ทั่วๆ ไป (Wireless Local Area Network : WLAN) และระบบการสื่อสารเคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์หรือโทรศัพท์เคลื่อนที่ ซึ่งในปัจจุบันใช้กันอย่างแพร่หลายทั่วโลก จากนั้นจะอธิบายถึงโมเดลของช่องสัญญาณของการสื่อสารไร้สายรวมถึงช่องสัญญาณแบบไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา (Time-Invariant) และช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา (Time-Variant) ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ และจะอธิบายถึงวิธีการนำเสนอทางหลักคณิตศาสตร์สำหรับการส่งสัญญาณในระบบโอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal Frequency Division Multiplexing : OFDM) ทั้งสำหรับภาคส่งสัญญาณและภาครับสัญญาณ ต่อจากนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จะอธิบายถึงวิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณและวิธีการอีควอลไลเซชัน (Equalization) ที่ประยุกต์ใช้ร่วมกับระบบโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งเป็นการพัฒนาระบบการสื่อสารไร้สายยุคถัดไป (Next Generation) ภายใต้วงจรสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูง

2.1 พื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็ม

ในปัจจุบันระบบการสื่อสารไร้สายได้รับการสนใจว่าเป็นหนึ่งในระบบที่มีการใช้งานมากที่สุดที่ใช้ในการพัฒนาเทคโนโลยีใหม่ๆ ในอุตสาหกรรมสื่อสารและการศึกษาวิจัยต่อยอดในอนาคต การสื่อสารไร้สายโดยเฉพาะในระบบโทรศัพท์ได้รับความนิยมอย่างมากจากผู้ใช้งานปลายทางที่ต้องการบริการแบบมัลติมีเดีย (Multimedia) ยกตัวอย่างเช่น การสื่อสารด้วยเสียง (Voice) การสื่อสารแบบวิดีโอ (Video Streaming) การถ่ายโอนไฟล์ และการเข้าถึงระบบอินเทอร์เน็ต การสื่อสารไร้สายนั้นเป็นการส่งข้อมูลจากจุดหนึ่งไปยังอีกจุดหนึ่ง หรือหลายๆ จุด โดยที่ไม่ต้องใช้ระบบแบบมีสายส่งในการสื่อสาร การสื่อสารไร้สายที่ได้รับความนิยมอีกอย่างหนึ่งก็คือเครือข่ายไร้สายในพื้นที่ (Wireless Local Area Network : WLANs) ซึ่งปัจจุบันมีใช้งานกันอย่างแพร่หลาย ทั้งนี้เพื่อเสริมหรือแทนที่เครือข่ายระบบแบบมีสายส่งโดยเฉพาะในองค์กรธุรกิจ สถานที่สาธารณะ และวิทยาเขตภายในพื้นที่ของมหาวิทยาลัย [1]-[3] การสื่อสารไร้สายในทุกวันนี้ครอบคลุมการใช้งานในวงกว้าง รวมถึงเครือข่ายแบบศูนย์กลางไร้สาย เช่น ทางหลวงอัตโนมัติ และโรงงานอุตสาหกรรม บ้านอัจฉริยะ และแม้กระทั่งในระบบเครื่องใช้ไฟฟ้า จากการเติบโตอย่างรวดเร็วของระบบการสื่อสารไร้สาย ซึ่งควบคู่ไปกับการเพิ่มขึ้นของจำนวนแล็ปท็อป (Laptop) และปาล์มทอปคอมพิวเตอร์ (Palmtop Computer) นั้นทำให้อนาคตข้างหน้าสำหรับเครือข่ายการสื่อสารไร้สายนั้นจะเปลี่ยนไปเป็นระบบแบบของส่วนตัว (Stand-Alone) และอีกส่วนหนึ่งจะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปลี่ยนไปเป็นแบบระบบของโครงสร้างเครือข่ายขนาดใหญ่ [4]-[6] แต่อย่างไรก็ตามยังมีความน่าสนใจและท้าทายทางการวิจัยอีกมากเพื่อที่จะปรับปรุงและพัฒนาเครือข่ายไร้สายให้มีประสิทธิภาพที่ดียิ่งขึ้นต่อไป อีกทั้งยังเพื่อที่จะสามารถรองรับการทำงานของแอปพลิเคชันใหม่ๆ ที่ใช้งานแบบความเร็วสูงอีกด้วย โดยทั่วไปเทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สายต่างๆ นั้นได้ถูกจำแนกออกเป็นหลายเทคนิคดังเช่น เทคนิคทีดีเอ็มเอ (Time-Division Multi-Access : TDMA) เทคนิคซีดีเอ็มเอ (Code-Division Multi Accesses : CDMA) และเทคนิคโอเอฟดีเอ็ม ทั้งสำหรับหลายคลื่นพาห์ย่อย (Multi-Carrier) และระบบคลื่นพาห์เดี่ยว (Single-Carrier) เทคนิคการส่งสัญญาณเหล่านี้ได้รับความสนใจและถูกคัดเลือกเป็นเทคนิคของการหลักๆ ซึ่งเทคนิคเหล่านี้จะคำนึงถึงคุณสมบัติทางกายภาพของช่องสัญญาณไร้สายที่มีช่องสัญญาณมัลติพาทเฟดดิ้ง (Multipath Fading) การจางหายของสัญญาณ (Dispersion) และสัญญาณรบกวน (Interference) [7]-[15]

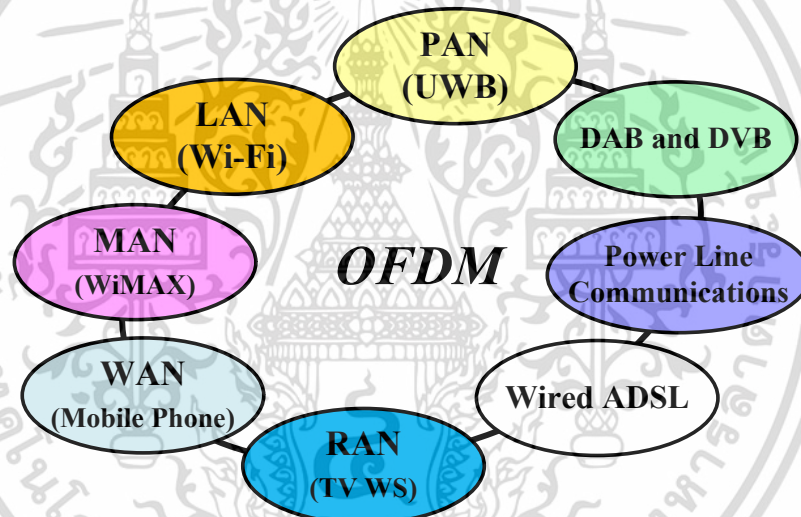
ในบรรดาเทคนิคการส่งสัญญาณต่างๆ ที่ใช้ในระบบการสื่อสารไร้สายนั้น เทคนิคโอเอฟดีเอ็ม ถือเป็นเทคนิคการส่งสัญญาณที่ดีและมีประสิทธิภาพมากที่สุด ระบบโอเอฟดีเอ็มถูกใช้เป็นมาตรฐานของชั้น เริ่มต้นของการจัดเรียงข้อมูล (Physical Layer) ซึ่งเนื่องมาจากระบบโอเอฟดีเอ็มมีการใช้งานของย่านความถี่ใช้งาน (Bandwidth) อย่างมีประสิทธิภาพ จากข้อดีเหล่านี้เทคนิคโอเอฟดีเอ็มได้รับการยอมรับอย่างกว้างขวางว่าเป็นเทคนิคการส่งสัญญาณมาตรฐานในระบบการสื่อสารไร้สาย และทั้งสำหรับระบบการสื่อสารแบบมีสายส่ง ยกตัวอย่างเช่น ในระบบเอดีเอสแอล (Asymmetric Digital Subscriber Line : ADSL) ระบบสายไฟในอุตสาหกรรม (Power Cable Line : PCL) ระบบกระจายเสียงแบบดิจิทัล (DVB) และระบบออกอากาศโทรทัศน์ (DVB) [16]-[17] ระบบ WLAN (มาตรฐาน IEEE802.11) [18] ระบบสื่อสารไร้สายเคลื่อนที่ความเร็วสูงยุคที่ 4 และในอนาคต ยุคที่ 5 (Long Term Evaluation : LTE) [19]-[20] ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.1

รูปที่ 2.2 แสดงวิวัฒนาการของระบบการสื่อสารไร้สายต่างๆ ที่ถูกกำหนดเป็นมาตรฐานโดยสถาบันวิศวกรไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์โลก (Institute of Electrical and Electronic Engineering : IEEE) เพื่อให้บริการจากพื้นที่ขนาดเล็กไปจนถึงพื้นที่ขนาดใหญ่ ยกตัวอย่างเช่น เครือข่ายที่เล็กที่สุดของระบบการสื่อสารแบบไร้สายคือ PAN (Person Area Networks) ซึ่งเป็นเครือข่ายที่เป็นจุดศูนย์กลางเชื่อมต่ออุปกรณ์ภายในพื้นที่ขนาดค่อนข้างเล็กที่ครอบคลุมผู้ใช้เพียงไม่กี่เมตร (IEEE802.15 Bluetooth และ ZigBee) รวมถึงเครือข่ายการทำงานในพื้นที่ที่มีขนาดใหญ่กว่าเครือข่ายไร้สาย PAN และระบบการสื่อสารเครือข่าย WLAN (IEEE802.11/Wi-Fi) ซึ่งเป็นมาตรฐานเครือข่ายที่ใช้บนระบบคอมพิวเตอร์ไร้สายที่ประสบความสำเร็จ มีประสิทธิภาพ และแพร่หลายที่สุดปัจจุบัน ซึ่งมีการสื่อสารแบบระยะสั้นภายในระยะหลายสิบบเมตรจนถึง 100 เมตร เครือข่าย MAN (Metropolitan Area Networks) เป็นระบบเครือข่ายไร้สายที่เชื่อมต่อรวมระบบเครือข่ายไร้สายหลายๆ ตัวไว้ด้วยกัน (IEEE802.16-2004/WiMAX) ซึ่งเป็นการขยายพื้นที่การทำงานครอบคลุมไปหลายกิโลเมตรในเขตเมือง (Urban Area) เครือข่าย WAN (Wide Area Network) นั้นเป็นเครือข่ายไร้สายที่ครอบคลุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

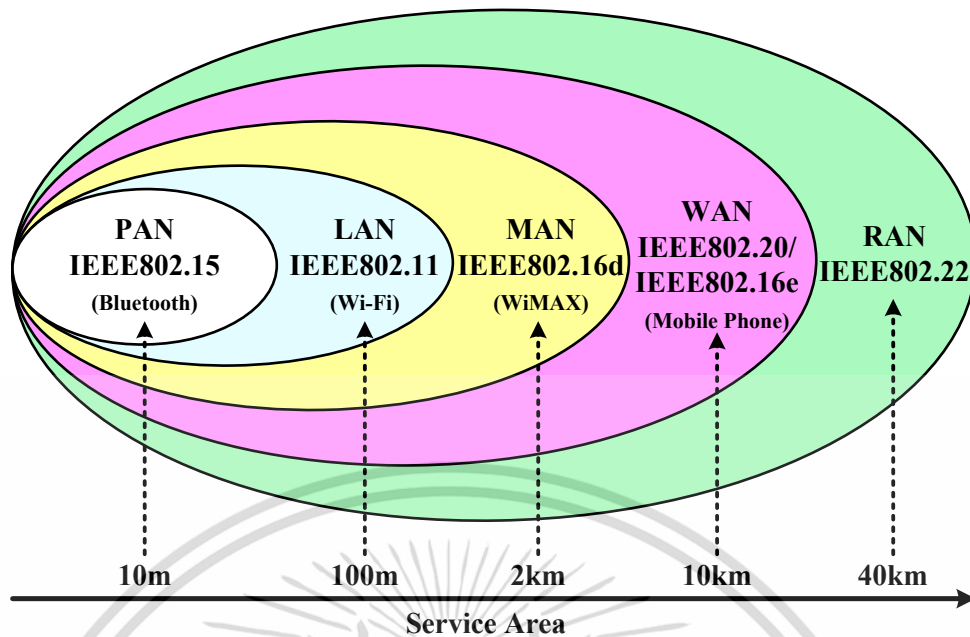
พื้นที่ขนาดใหญ่และใช้เชื่อมต่อจากเมืองหนึ่งไปอีกเมืองหนึ่ง (IEEE802.16e IEEE802.20/Mobile Phone) ซึ่งเป็นการสื่อสารเครือข่ายไร้สายเชื่อมโยงกันในระยะทางที่ห่างไกล รองรับการสื่อสารในระยะทางสูงสุด 10 กิโลเมตร ใช้งานที่ภายในภูมิภาคที่เป็นภูเขาและพื้นที่ชนบท เครือข่าย RAN (Regional Area Networks) ใช้สำหรับเป็นระบบเครือข่ายที่ใช้ช่องของโทรทัศน์ (TV) ใช้คลื่นความถี่สเปกตรัม (IEEE802.22) และให้ระยะการสื่อสารมากกว่า 40 กิโลเมตร ดังจะเห็นได้ว่า ด้วยเครือข่ายไร้สายที่กล่าวมาทั้งหมดนี้ ทำให้สามารถที่จะเข้าถึงและใช้งานระบบอินเทอร์เน็ตได้อย่างต่อเนื่องทุกที่ ทุกเวลาตามที่มีผู้ใช้งานต้องการ

งานวิจัยในวิทยานิพนธ์นี้ จะมุ่งเน้นศึกษาวิจัยแก้ปัญหาหลักๆ ของระบบการสื่อสารแบบไร้สายในระบบเครือข่าย WLAN และระบบการสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ ซึ่งถูกใช้ในระบบการสื่อสารไร้สายตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน ในบทนี้ยังแนะนำถึงสถานะของระบบและมาตรฐานที่ใช้งานของระบบสื่อสารไร้สายในปัจจุบัน



รูปที่ 2.1 การประยุกต์ใช้เทคนิคโอเอฟดีเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 เครือข่ายการเข้าถึงไร้สายที่ได้ตามมาตรฐาน IEEE

2.1.1 การพัฒนาระบบเครือข่าย Wireless Local Area Network (WLAN)

เครือข่าย WLAN นั้นเป็นการสื่อสารข้อมูลความเร็วสูงภายในพื้นที่ให้บริการขนาดเล็ก เช่น ภายในมหาวิทยาลัยหรือภายในอาคาร โดยเป็นการสื่อสารในขณะที่ผู้ใช้งานเคลื่อนที่จากจุดหนึ่งไปยังอีกจุดหนึ่ง อุปกรณ์ไร้สายที่เข้าถึงระบบ WLAN เหล่านี้มักจะอยู่กับที่หรือเคลื่อนที่ด้วยความเร็วช้า เช่น ขณะเดินหรือวิ่ง (Pedestrian Speed) ระบบ WLAN ส่วนใหญ่ใช้ย่านความถี่ร่วมกับย่านความถี่ของอุตสาหกรรม วิทยาศาสตร์ และการแพทย์ ซึ่งได้รับการจัดสรรที่ประมาณ 2.4 GHz [21] ในปัจจุบันความถี่ในย่านนี้ไม่เพียงพอต่อการใช้งานเนื่องมาจากความต้องการของผู้ใช้งานที่เพิ่มขึ้น จึงมีการขยายคลื่นความถี่เพิ่มขึ้นมาอยู่ที่ 900 MHz และ 5.8 GHz ซึ่งผู้ให้บริการไม่จำเป็นต้องมีใบอนุญาตในการใช้งานคลื่นความถี่เหล่านี้ [22] แต่อย่างไรก็ตามจากการบริการแบบนี้ นำไปสู่ปัญหาใหญ่ที่เกิดจากของแออัดของคลื่นความถี่ที่ใช้งาน เนื่องจากระบบจำนวนมากทำงานหรือให้บริการในย่านความถี่นี้ ซึ่งทำให้เกิดปัญหาการรบกวนระหว่างระบบอื่น ดังนั้นเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว จึงได้มีการกำหนดระบบเครือข่าย WLAN ตามมาตรฐาน โดยองค์กร IEEE ตามตารางที่ 2.1 ซึ่งแสดงมาตรฐานของ IEEE802.11 [23] องค์กร IEEE เป็นที่รู้จักกันทั่วโลกโดยเฉพาะในเทคโนโลยี Wi-Fi องค์กร IEEE ยังเป็นผู้กำหนดมาตรฐานของระบบเครือข่าย WLAN โดยใช้งานร่วมกับระบบเซลลูลาร์ โดยใช้จุดเชื่อมต่อ (Access Point : AP) เพื่อควบคุมการรับส่งข้อมูลระหว่างสถานีหลักกับสถานีย่อยภายในจุดที่ครอบคลุมการทำงาน จุดเชื่อมต่อโดยส่วนใหญ่จะเชื่อมต่อกับสายส่ง Backbone เพื่อที่จะทำการติดตั้งระบบเครือข่ายเชื่อมสัญญาณอินเทอร์เน็ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.1 มาตรฐานของ IEEE802.11 [23]

IEEE802.11		a	b	g	n	ac	ad
Number of Streams	1	1	1	1	4 (Max)	8 (Max)	1
Data Rate (Mbps)	2	54	11	54	65-600	290-6,900	4,600-6,800
Frequency (GHz)	2.4	5	2.4	2.4	2.4, 5	5	57-66
Bandwidth (MHz)	22	20	22	20	20/40	80/160	9000 (Max)
Transmission Technique	DS	OFDM	DS	OFDM	MIMO-OFDM	MIMO-OFDM	SC-OFDM
Modulation Technique	DS-FH	BPSK-64QAM	CCK	QPSK-64QAM	QPSK-64QAM	QPSK-256QAM	BPSK-16QAM
Release Year	1997	1999	1999	2003	2009	2013	2013

มาตรฐาน IEEE802.11 ถูกกำหนดขึ้นในปี 1997 โดยใช้เทคนิคส่งสัญญาณแบบ Frequency Hopping (FH) สเปกตรัมและแบบ Direct Sequence (DS) สเปกตรัมที่ย่านความถี่ 2.4GHz ซึ่งเทคนิคการส่งสัญญาณทั้งสองแบบนี้รองรับอัตราการส่งสัญญาณ 1 ถึง 2 Mbps จากนั้นอีกสองปีต่อมา มาตรฐาน IEEE802.11b ซึ่งใช้วิธีการมอดูเลชันแบบ Complementary Code Keying (CCK) ถูกนำมาใช้แก้ปัญหาของระบบก่อนหน้านี้ ซึ่งสามารถเพิ่มขยายการส่งข้อมูลได้สูงสุด 11 Mbps จากที่กล่าวมาข้างต้นการปรับปรุงพัฒนานี้ทำให้มีอัตราการส่งข้อมูลที่สูงกว่าก่อนหน้านี้ถึง 5 เท่า ซึ่งทำให้มาตรฐาน IEEE802.11b ได้รับความนิยมอย่างมากเชิงพาณิชย์และอุตสาหกรรม [24]

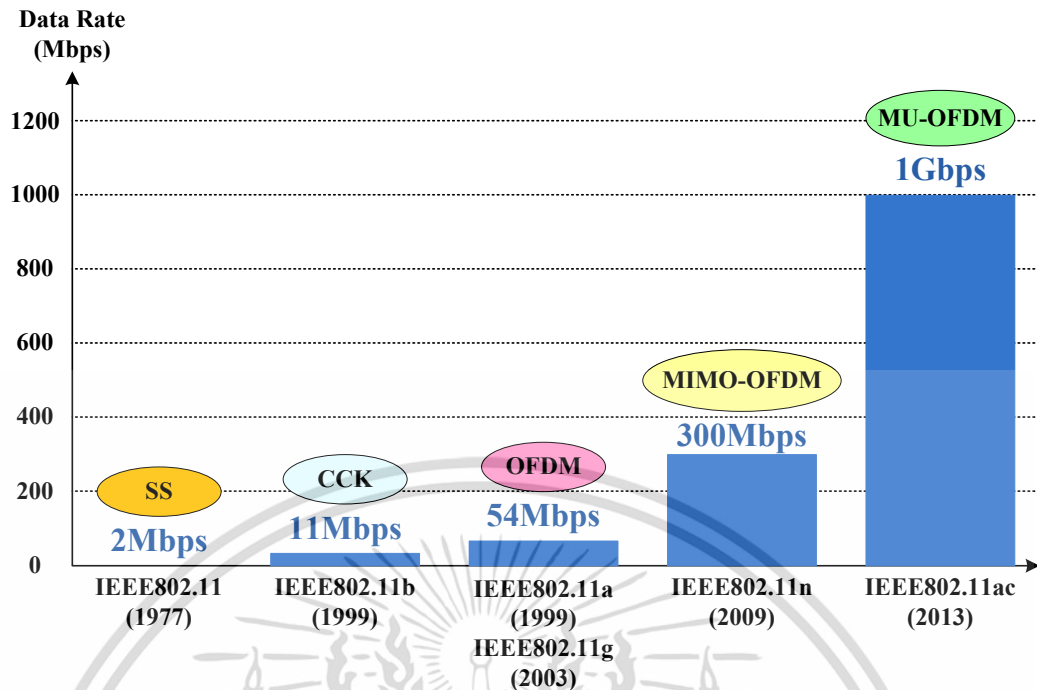
ในปี 1999 มีการเสนอมาตรฐานเครือข่าย IEEE802.11a (OFDM WLAN) อื่นๆ อีกหลายเทคนิคซึ่งสามารถเพิ่มอัตราการส่งข้อมูลสูงสุดถึง 54 Mbps แต่เนื่องจากผู้ใช้งานหลายองค์กรมีการใช้งานที่ย่านความถี่ 2.4 GHz ดังนั้นมาตรฐาน IEEE802.11a จึงใช้ย่านความถี่อื่นที่ประมาณ 5 GHz ที่มีสัญญาณรบกวนต่ำ แต่เนื่องจากความถี่ของคลื่นพาห์ที่สูงขึ้นทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้น และยังเพิ่มค่าใช้จ่ายของส่วนประกอบในการทำอุปกรณ์สร้างคลื่นความถี่ ดังนั้นในปี 2003 มาตรฐาน IEEE802.11g ที่ใช้ความถี่ 2.4 GHz จึงได้รับการอนุมัติให้ใช้เทคนิคการส่งสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เช่นเดียวกับในมาตรฐาน IEEE802.11a โดยมีอัตราการส่งข้อมูลสูงสุดถึง 54 Mbps นอกจากนี้มาตรฐาน IEEE802.11g สามารถใช้งานร่วมกับมาตรฐาน IEEE802.11b ซึ่งใช้งานมาก่อนหน้านี้ ทำให้มีข้อดีในการใช้งานร่วมกันระหว่างความถี่ (Dual Band) ที่ย่าน 2.4 GHz และ 5 GHz และ Tri-Mode ตามมาตรฐาน IEEE802.11a/b/g ซึ่งมีการใช้งานในเชิงพาณิชย์และอุตสาหกรรมอย่างแพร่หลาย

ในปี 2004 มาตรฐานใหม่ IEEE802.11n ถูกประกาศใช้งานเพื่อเพิ่มอัตราการส่งข้อมูลในระบบเครือข่าย WLAN ให้มีประสิทธิภาพการใช้งานสเปกตรัมที่ดีขึ้นโดยพัฒนาเทคนิคโอเอฟดีเอ็ม WLAN โดยมาตรฐาน IEEE802.11n และมาตรฐาน IEEE802.11ac ถูกเสนอขึ้นในปี 2009 และปี 2013 ตามลำดับ มาตรฐาน IEEE802.11n และ IEEE802.11ac ใหม่สามารถนำเสนอการทำงานร่วมกันกับเครือข่ายมาตรฐาน IEEE802.11a มาตรฐาน IEEE802.11b และมาตรฐาน IEEE802.11g ที่มีอยู่ก่อนหน้าได้โดยใช้เทคนิคพื้นฐานเดียวกันคือเทคโนโลยีระบบโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งประกอบไปด้วยเทคโนโลยีระบบ Multi-Input Multi-Output (MIMO) ที่มีเสาอากาศ (Antenna) ที่ใช้งานได้มากถึงแปดเสา และมีอัตราการรับส่งข้อมูลสูงสุดถึง 1 Gbps ในมาตรฐาน IEEE802.11n และมาตรฐาน IEEE802.11ac อัตราการส่งข้อมูลสามารถเพิ่มขึ้นได้โดยใช้อัตราการเข้ารหัสที่สูงขึ้น โดยใช้เทคนิค Low-Density Parity Check Code (LDPC) ที่มีช่องสัญญาณ 20/40 MHz และลดการใช้ช่วงเวลาป้องกัน (Guard Interval) วิวัฒนาการของอัตราการส่งข้อมูลในมาตรฐาน IEEE802.11 จนถึงปัจจุบันแสดงไว้ในรูปที่ 2.3

ต่อมาในปี 2013 มีการนำเสนอมาตรฐานเครือข่ายไร้สายบนพื้นฐานของระบบ Single Carrier-OFDM ซึ่งเป็นมาตรฐาน IEEE802.11ad มีวัตถุประสงค์เพื่อให้มีอัตราการส่งข้อมูลสูงสุดถึง 7 Gbps เพื่อที่จะได้ความเร็วสูงสุดนี้มีการเสนอให้ใช้งานที่ย่านความถี่ 60 GHz เป็นการเพิ่มแบนด์วิดท์ของความถี่ที่กว้างพอและป้องกันสัญญาณรบกวน มีการนำเสนอการใช้งานความถี่ในช่วงมิลลิเมตรตามมาตรฐาน IEEE802.11ad ไมโครเวฟ Wi-Fi ให้มีช่วงที่วัดได้เพียงไม่กี่เมตร วัตถุประสงค์ของมาตรฐานนี้ก็เพื่อที่จะใช้สำหรับการถ่ายโอนข้อมูลระยะสั้นและมีอัตราการส่งข้อมูลที่สูงมากๆ เช่น การถ่ายโอนวิดีโอความละเอียดสูง (High-Definition : HD) หากต้องการให้มีระยะการส่งที่ไกลขึ้นก็มาใช้งานมาตรฐาน IEEE802.11ac ได้ ในยุคต่อไปของเครือข่ายไร้สายที่ใช้พื้นฐานโอเอฟดีเอ็ม ยังคงอยู่ในระหว่างการพัฒนาและยังไม่ชัดเจนว่าในอนาคตจะมีเทคนิคหรือวิธีการใหม่ๆ เข้ามาช่วยเพิ่มความสามารถของระบบการสื่อสารได้มากน้อยเพียงใด



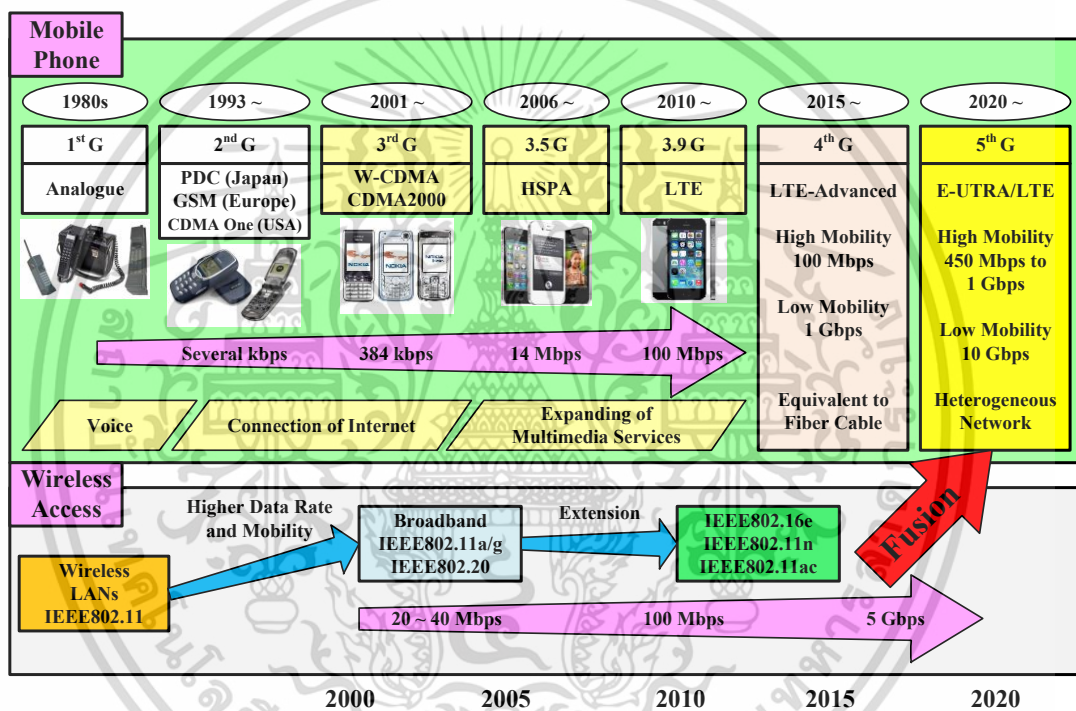
รูปที่ 2.3 วิวัฒนาการของอัตราการส่งข้อมูลในมาตรฐาน IEEE802.11

2.1.2 การพัฒนาระบบเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ (Cellular Mobile)

ระบบสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ได้เปลี่ยนจากเทคโนโลยีอนาล็อกไปเป็นเทคโนโลยีดิจิทัล เนื่องจากเทคโนโลยีดิจิทัลมีข้อดีกว่าเทคโนโลยีอนาล็อก ซึ่งเทคโนโลยีดิจิทัลสามารถพัฒนาปรับปรุงให้สถานีปลายทางสามารถใช้อุปกรณ์ที่มีราคาถูกกว่าเทคโนโลยีอนาล็อก อีกทั้งเนื่องจากอุปกรณ์มีขนาดเล็กทำให้ประหยัดไฟหรือใช้พลังงานน้อยกว่าและสามารถที่รับส่งข้อมูลที่มีประสิทธิภาพดีกว่าโดยใช้เทคนิคการเข้ารหัสข้อมูลแบบเอพียูซี (Forward Error Correction Coding : FEC) ในเมื่อเทคโนโลยีดิจิทัลไม่ได้มีข้อจำกัดในการทำงานร่วมกับเทคนิคการเข้ารหัสแบบเฟดีเอ็มเอ (Frequency Division Multiple Accesses : FDMA) หรือเทคนิคการเข้ารหัสแบบทีดีเอ็มเอ (Time Division Multiple Accesses : TDMA) ดังนั้นเทคโนโลยีดิจิทัลนั้นสามารถเพิ่มความจุและความเร็วของระบบได้สูงกว่าเทคโนโลยีอนาล็อก ซึ่งการเพิ่มความจุของระบบอีกวิธีก็คือการใช้งานเทคนิคการบีบอัดและการเข้ารหัสขั้นสูงกับการสื่อสารสัญญาณเสียง จากข้อดีเหล่านี้การใช้สัญญาณดิจิทัลสามารถรักษาความปลอดภัยและต่อต้านการดักฟัง รูปที่ 2.4 แสดงการพัฒนา ระบบการสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ตั้งแต่เทคโนโลยียุคที่ 1G ไปจนถึงเทคโนโลยีปัจจุบันยุคที่ 5G ตารางที่ 2.2 แสดงมาตรฐานการสื่อสารเคลื่อนที่ของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่สำหรับแต่ละมาตรฐาน ระบบการสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ด้วยระบบดิจิทัลเซลลูลาร์ (Cellular Mobile) ได้รับการพัฒนาจากเทคโนโลยียุคที่ 2G ซึ่งเปิดตัวในต้นปี 1990 จากการเข้าสู่เทคโนโลยียุคที่ 2G มาตรฐานรุ่นใหม่ และจากเทคโนโลยียุคที่ 3G ไปจนถึงเทคโนโลยียุคที่ 4G ได้รับการนำเสนอทุกๆ 10 ปี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในช่วงก่อนปี 1980 ระบบการสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 1G รวมถึงระบบ Advanced Mobile Phone System (AMPS) ได้ถูกนำเสนอและเริ่มต้นการใช้งานในสหรัฐอเมริกา ระบบ Total Access Communication System (TACS) เริ่มใช้งานในอังกฤษ ระบบ Nordic Mobile Telephone (NMT) ใช้งานในประเทศสแกนดิเนเวีย และระบบ Nippon Telephone & Telegraph ใช้งานในญี่ปุ่น เทคโนโลยีเหล่านี้ใช้ความถี่แบบอนาล็อก สำหรับการส่งสัญญาณเสียงและใช้การเข้ารหัสสัญญาณ (Modulation) แบบ Frequency Shift Keying (FSK) เป็นเทคนิคในการส่งสัญญาณ ปัญหาที่สำคัญของเทคโนโลยียุคที่ 1G คือ แต่ละระบบการสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ของแต่ละประเทศนั้นไม่สามารถใช้งานร่วมกันได้ [25]-[27]



รูปที่ 2.4 สถานะปัจจุบันและแนวโน้มในอนาคตสำหรับระบบสื่อสารไร้สาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.2 มาตรฐานการสื่อสารเคลื่อนที่ของโทรศัพท์เคลื่อนที่

Standards		
0G (Radio Telephone)	MTS, MTA, MTB, MTC, IMTS, MTD, AMTS, OLT, Autoradiopuhelin	
1G	AMPS Family	AMPS (TIA/EIA/IS-3, ANSI/TIA/EIA-553), N-AMPS (TIA/EIA/IS-91), TACS, ETACS
	Other	NMT, Hicap, Mobitex, DataTAC
2G	GSM/3GPP Family	GSM, CSD
	3GPP2 Family	CDMA One (TIA/EIA/IS-95 and ANSI-J-STD 008)
	AMPS Family	D-AMPS (IS-54 and IS-136)
	Other	CDPD, iDEN, PDC, PHS
2G Transitional (2.5G, 2.75G)	GSM/3GPP Family	HSCSD, GPRS, EDGE/EGPRS (UWC-136)
	3GPP2 Family	CDMA2000 1X (TIA/EIA/IS-2000), 1X Advanced
	Other	WiDEN
3G (IMT-2000)	3GPP Family	UMTS (UTRAN), WCDMA-FDD, WCDMA-TDD, UTRA-TDD LCR (TD-SCDMA)
	3GPP2 Family	CDMA2000 1xEV-DO Release 0 (TIA/IS-856)
3G Transitional (3.5G, 3.9G)	3GPP Family	HSPA, HSPA+, LTE (E-UTRA)
	3GPP2 Family	CDMA2000 1xEV-DO Revision A (TIA/EIA/IS-856-A), EV-DO Revision B (TIA/EIA/IS-856-B), DO Advanced
	IEEE Family	Mobile WiMAX (IEEE802.16e), Flash-OFDM, IEEE802.20
4G (IMT-Advanced)	3GPP Family	LTE Advanced (E-UTRA)
	IEEE Family	WiMAX-Advanced (IEEE802.16m)
5G	Research Concept, Not Under Formal Development	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในเทคโนโลยียุคที่ 2G ระบบเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบดิจิทัล (Digital Cellular) ถูกนำเสนอให้ใช้งานเป็นมาตรฐานระดับประเทศหรือภูมิภาค โดยรวมถึงมาตรฐานที่ใช้งานด้วยกันไม่ได้ของแต่ละหลายๆ ประเทศ โดยเฉพาะอย่างยิ่งมีสองมาตรฐานในคลื่นความถี่ 900 MHz (เซลลูลาร์ : IS-54) เป็นการใช้อ่านความถี่ร่วมกันของระบบ TDMA และระบบ FDMA โดยใช้เทคนิค Semi-Orthogonal CDMA (IS-95) [28]-[29] ระบบเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบดิจิทัลทั่วโลกสำหรับระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ระบบ GSM ซึ่งเป็นมาตรฐานของยุโรป เป็นการใช้งานผสมผสานระหว่างระบบ TDMA และเทคนิค Slow Frequency-Hopping ระบบ CDMA One (IS-95) เป็นมาตรฐานการใช้งานในสหรัฐอเมริกา ระบบพีดีซี (Personal Digital Cellular : PDC) เป็นมาตรฐานการใช้งานในญี่ปุ่น ซึ่งระบบของ TDMA คล้ายกันกับระบบ IS-54 แต่แตกต่างกันในด้านย่านความถี่ ปัญหามาตรฐานที่เข้ากันไม่ได้ในประเทศยุโรป สหรัฐอเมริกา และญี่ปุ่น ทำให้ผู้ใช้งานปลายทางไม่สามารถติดต่อสื่อสารกันระหว่างประเทศหรือทั่วโลกได้ โดยใช้โทรศัพท์เครื่องเดียว ในตอนแรกระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบดิจิทัลทั้งหมดให้บริการเสียงดิจิทัลที่ประมาณ 10 Kbps ต่อมาหลังจากนั้นมีการใช้ระบบ General Packet Radio Service (GPRS) ระบบ Enhanced Data Rate for Global Evolution (EDGE) และระบบ CDMA2000 1X สำหรับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบดิจิทัลและเทคโนโลยีใหม่เหล่านี้สามารถเพิ่มอัตราการส่งข้อมูลได้หลายร้อย Kbps [30]-[31]

ในเทคโนโลยียุคที่ 3G ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่ใช้เทคนิค Wideband CDMA ซึ่งเป็นมาตรฐานโดยสหภาพโทรคมนาคมระหว่างประเทศของ International Telecommunications Union (ITU) [30] เริ่มแรกนั้นเทคโนโลยียุคที่ 3G ในทุกๆ ประเทศที่ใช้งานจะเรียกว่า International Mobile Telecommunications 2000 (IMT-2000) ซึ่งระบบนี้ให้อัตราการสื่อสารข้อมูลที่แตกต่างกันขึ้นอยู่กับความคล่องตัวและสถานที่ เช่น อัตราการส่งสัญญาณสำหรับการเดินอยู่ที่ประมาณ 384 kbps สำหรับยานพาหนะอยู่ที่ 144 kbps และสำหรับใช้งานในย่านที่พักอาศัยจะอยู่ที่ 2 Mbps เนื่องจากเทคโนโลยียุคที่ 3G ไม่รองรับเทคโนโลยียุคที่ 2G ดังนั้นผู้ให้บริการจึงต้องลงทุนโครงสร้างพื้นฐานใหม่ก่อนจึงจะสามารถให้บริการเทคโนโลยียุคที่ 3G ได้ โดยที่หน่วยงานตามข้อตกลงความร่วมมือในการพัฒนาเป็นผู้กำหนดรายละเอียดด้านมาตรฐานทางเทคนิค และการจัดทำรายงานที่เกี่ยวข้องต่างๆ ระหว่างองค์กรพัฒนามาตรฐานกับหน่วยงานอื่นๆ ที่เกี่ยวข้องในเครือข่ายระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ให้ใช้งานกันทั่วโลก (3GPP) [32]

เริ่มแรกการให้บริการเทคโนโลยียุคที่ 3G นั้นเริ่มการใช้งานในระบบสื่อสารวิทยุ ระบบเครือข่ายหลัก และเริ่มต้นการใช้งานกับระบบอินเทอร์เน็ต โดยมีเป้าหมายในการสร้างองค์ความรู้ร่วมมือระหว่างสมาคมโทรคมนาคมต่างๆ ถึงแม้ว่าอัตราการส่งข้อมูลของเทคโนโลยียุคที่ 3G นั้นใช้ได้จริงในทางทฤษฎีแต่ว่าระบบ Universal Mobile Telecommunications System (UMTS) ไม่ได้ตอบสนองความต้องการ IMT-2000 ได้ทันทีในการนำไปใช้งานจริง ดังนั้นเทคโนโลยียุคที่ 3G จำเป็นต้องได้รับการปรับปรุงให้ตรงตามที่ใช้งานหรือให้ดีขึ้นกว่าเดิม เพื่อที่จะบรรลุเป้าหมายนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทคโนโลยียุคที่ 3G ถูกแบ่งออกเป็นสองระบบคือ CDMA2000 3X และ Wideband-CDMA (W-CDMA) ซึ่งเป็นเวอร์ชัน W-CDMA ที่ปรับปรุงแล้วและได้รับการรับรองมาตรฐานเป็น High Speed Downlink Packet Access (HSDPA) ซึ่งได้รับการเลื่อนให้อยู่ในเทคโนโลยียุคที่ 3.5G และสามารถรับส่งข้อมูลได้ถึง 10 Mbps [33]-[34] ด้วยแรงกระตุ้นจากความต้องการของผู้ใช้งานปลายทางสำหรับบริการใหม่ๆ ที่ต้องการอัตราการส่งข้อมูลและมีคุณภาพการให้บริการ (Quality of Service : QoS) ที่สูงขึ้น ทำให้กลุ่ม 3GPP Long-Term Evolution (LTE) เริ่มต้นออกแบบระบบสองโครงการขนานกันซึ่งเป็นโครงการ Long-Term Evolution (LTE) และ System Architecture Evolution (SAE) ซึ่งมีวัตถุประสงค์เพื่อกำหนดทั้งเครือข่ายระบบ Radio Access Network (RAN) และเครือข่ายหลักของระบบ โดยเทคโนโลยีทั้งสองนี้รวมอยู่ใน 3GPP Release 8 LTE/SAE และยังเป็นที่ยูจกกัน ในนามระบบ Evolved Packet System (EPS) ซึ่งแสดงถึงการก้าวไปข้างหน้าสำหรับอุตสาหกรรมสื่อสารไร้สายที่มุ่งหวังที่จะให้มีสมรรถนะและประสิทธิภาพที่สูงขึ้น อีกทั้งยังมีบริการที่ปลอดภัยมากขึ้น [35]-[36] การออกแบบเทคนิคการส่งสัญญาณหลักของระบบใหม่นี้ ใช้เทคนิคโอเอฟดีเอ็ม เพื่อหลีกเลี่ยงสัญญาณรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbol Interference : ISI) ซึ่งโดยทางทฤษฎีจะทำให้จำกัดประสิทธิภาพของอัตราการส่งข้อมูลความเร็วสูง อีกทั้งยังใช้เทคนิค Multiple Input Multiple Output (MIMO) เพื่อเพิ่มอัตราการส่งข้อมูลให้สูงขึ้น แต่อย่างไรก็ตามในช่วงเวลาของการพัฒนาเป็นเทคโนโลยียุคที่ 3.5G นั้นไม่ได้คำนึงถึงการเริ่มต้นของระบบ ITU-R สำหรับเทคโนโลยียุคที่ 4G จึงทำให้การใช้งานเทคโนโลยียุคที่ 3.5G ไม่สามารถทำงานร่วมกับเทคโนโลยียุคที่ 4G ได้ ด้วยเหตุนี้เทคโนโลยียุคที่ 3.9G จึงถูกนำเสนอเพื่อที่จะควรรวมและสามารถใช้งานพัฒนา ร่วมกับเทคโนโลยียุคที่ 4G ได้ ก่อนที่ 3GPP จะเริ่มทำงานในเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายร่วมกับเทคโนโลยียุคที่ 4G ได้มีการนำเสนอการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยจะเกิดขึ้นในระบบ LTE ผ่านการเปิดตัว Release 9 [37] โดยเฉพาะอย่างยิ่งการใช้เทคนิค Femtocells และ Dual-Layer Beamforming และ Predecessors ของเทคโนโลยี LTE Advanced ในอนาคต ซึ่งได้มีการเพิ่มลงในมาตรฐาน IEEE ดังนั้นคำจำกัดความที่เป็นทางการของเทคโนโลยียุคที่ 4G นั้นเป็นที่ยูจกกันในชื่อโครงการ International Mobile Telecommunications Advanced (IMT-Advanced) ซึ่งได้รับการตีพิมพ์ โดย ITU-R ผ่านเอกสารตีพิมพ์ในเดือนกรกฎาคม 2008 โดยมีชื่อเรียกว่า Radio Interface Technologies (RITs) [38]

ในปี 2009 ได้มีการนำเสนอเทคโนโลยีเพื่อแข่งขันและขออนุมัติให้เป็นมาตรฐานการสื่อสารเทคโนโลยียุคที่ 4G ในระดับสากล องค์กร 3GPP ได้ส่งเทคโนโลยี LTE Advanced ซึ่งเป็น การปรับปรุงย้อนหลังของ LTE Release 8 และปรับปรุงเรื่องการทำงานร่วมกันได้ โดยระบุลงใน เอกสารอย่างสมบูรณ์ไว้ใน 3GPP Release 10 [39] เป้าหมายของ 3GPP LTE Advanced คือการ ปรับปรุงเทคโนโลยีให้บรรลุและผ่านข้อกำหนดของ ITU เทคโนโลยี LTE Advanced นั้นต้อง สามารถใช้งานร่วมกันกับเทคโนโลยี LTE รุ่นก่อนหน้า และต้องสามารถใช้งานย่านความถี่เดียวกันได้

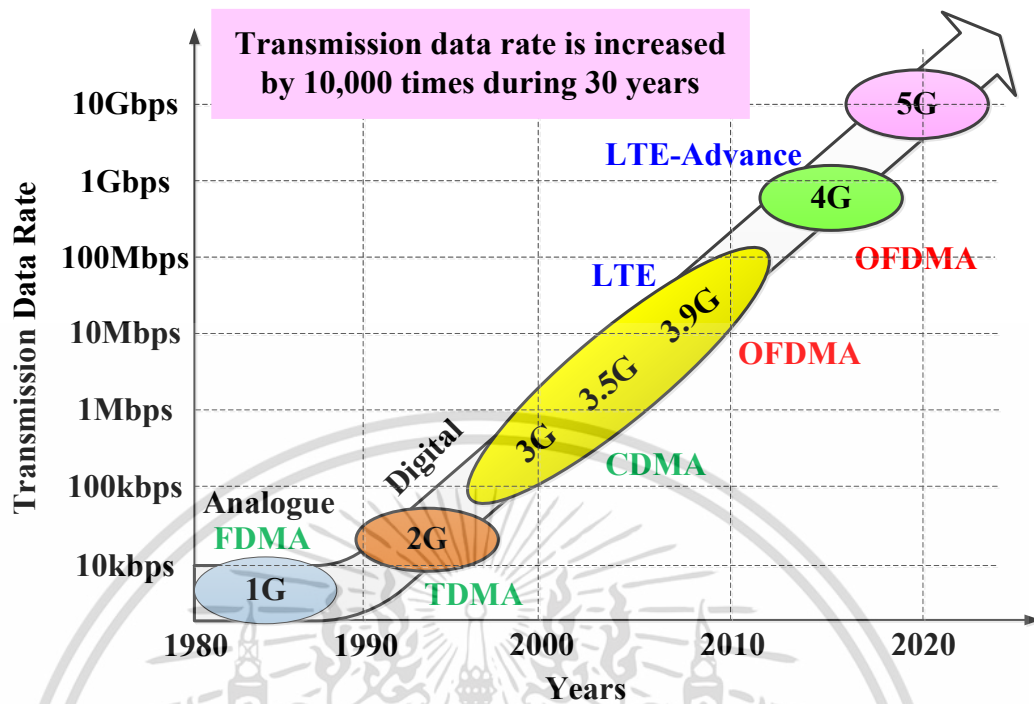
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้วย ในรายละเอียดของการศึกษาขั้นสูงสำหรับ LTE Advanced 3GPP นั้นระบุไว้ว่า LTE Advanced จะเป็นไปตามข้อกำหนดของ ITU-R เพื่อที่จะกำหนดให้เป็นมาตรฐานของเทคโนโลยียุคที่ 4G ส่วนเทคโนโลยีอื่นๆ ที่ส่งนำเสนอเข้าแข่งขันนั้น ได้แก่ IEEE802.16m China's Ministry of Industry จากประเทศจีน และ Information Technology TD-LTE-Advanced (LTE-Advanced TDD Specification) [40]-[42] ข้อดีอย่างหนึ่งที่สำคัญของระบบ LTE Advanced คือความสามารถในการใช้ประโยชน์จากเครือข่าย Topology ขั้นสูง เช่น เครือข่าย Heterogeneous ที่ได้รับการปรับปรุงด้วยการผสมผสานของมาโครเซลล์ (Macro-Cells) ร่วมกับจุดเชื่อมต่อสัญญาณ (Node) ด้วยการใช้พลังงานต่ำ เช่น พิโคเซลล์ (Picocells) และเฟมโตเซลล์ (Femtocells) นอกจากนี้ LTE Advanced ยังช่วยเพิ่มความสามารถของความเร็วในระบบ ครอบคลุมการทำงาน และสร้างความมั่นใจให้แก่ผู้ใช้ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ปัจจุบัน LTE Advanced ถูกนำไปใช้ในประเทศญี่ปุ่นโดยผลิตในประเทศจีนจากบริษัท Huawei ซึ่งผู้ให้บริการ Softbank ใช้คลื่นความถี่ 3.5 GHz และสามารถใช้งานด้วยอัตราการส่งข้อมูลสูงสุดถึง 770 Mbps

รุ่นต่อไปเรียกว่า Next Generation ถูกเรียกว่าเทคโนโลยียุคที่ 5G ซึ่งขณะนี้กำลังพิจารณาสำหรับระยะสำคัญต่อไปของมาตรฐานระบบเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ นอกเหนือจากเทคโนโลยียุคที่ 4G/IMT Advanced ในปัจจุบัน เทคโนโลยียุคที่ 5G มีจุดมุ่งหมายเพื่อเพิ่มความเร็วในการส่งข้อมูลในเชื่อมต่ออินเทอร์เน็ตให้เร็วกว่าเทคโนโลยียุคที่ 4G ปัจจุบัน และมีการปรับปรุงอื่นๆ อีกมากมาย

จากที่กล่าวมาทั้งหมดนี้ จะเห็นได้ว่าการออกแบบระบบเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ให้มีประสิทธิภาพที่สูงนั้นจะถูกจำกัดด้วยสัญญาณรบกวน เพื่อที่จะเพิ่มความเร็วของช่องสัญญาณและเพิ่มขึ้นของผู้ใช้งานในระบบเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ให้มากขึ้น จึงต้องมีการนำเสนอเทคนิคใหม่ๆ อีกมากมาย ยกตัวอย่างเช่น เทคนิคการลดหรือชดเชยสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในระบบเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ เพื่อที่จะสามารถเพิ่มความเร็วและประสิทธิภาพของระบบได้โดยตรง วิธีการอย่างหนึ่งสำหรับการลดสัญญาณรบกวนที่ใช้ในทุกวันนี้ หรือเสนอสำหรับระบบในอนาคต รวมถึงการปรับเซลล์ให้เหมาะสม [43]-[44] เช่น วิธีการออกแบบเสาอากาศแบบมีทิศทาง (Direct Antennas) และเสาอากาศแบบอัจฉริยะ (Smart Antennas) [45]-[47] วิธีการตรวจจับแบบผู้ใช้หลายผู้ใช้งาน (Multiuser Detection) [48]-[50] และวิธีการจัดสรรช่องสัญญาณแบบไดนามิก (Dynamic Resource Allocation) [51]-[52] เป็นต้น รูปที่ 2.5 แสดงการพัฒนาและเพิ่มขึ้นของอัตราการส่งข้อมูลในระบบเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ตั้งแต่เทคโนโลยียุคที่ 1G ถึงเทคโนโลยียุคที่ 5G จากรูปจะเห็นว่าอัตราการส่งข้อมูลเพิ่มขึ้น 10,000 เท่าในช่วง 30 ปีที่ผ่านมา และในปัจจุบันมาตรฐาน 3GPP LTE Advanced สนับสนุนอัตราข้อมูลที่อาจเข้าใกล้ถึง 1 Gbps ปัจจุบันนี้มาตรฐานการสื่อสารไร้สายอยู่ภายใต้การพัฒนาและนำมาใช้หรือพิจารณาโดยใช้เทคนิคการส่งสัญญาณแบบโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งเป็นที่ชัดเจนว่าเทคนิคโอเอฟดีเอ็มได้ถูกใช้เป็นเทคนิคการส่งสัญญาณที่ในระบบสื่อสารไร้สายทั้งในปัจจุบันและอนาคต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 การเพิ่มขึ้นของอัตราการส่งข้อมูลในระบบเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่

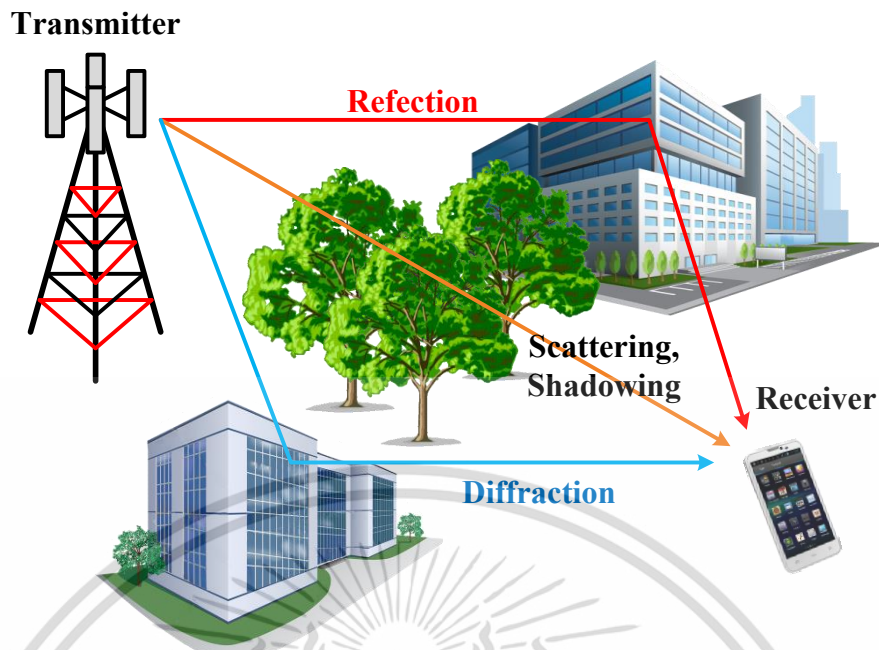
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 โมเดลของช่องสัญญาณการสื่อสารไร้สาย

โครงสร้างพื้นฐานของระบบการสื่อสารนั้นถูกสร้างขึ้นโดยมีเครื่องส่งสัญญาณ ช่องสัญญาณ และเครื่องรับสัญญาณ ช่องทางสัญญาณสามารถแบ่งเป็นแบบใช้สายและแบบไร้สาย ในวิทยานิพนธ์นี้จะอธิบายช่องสัญญาณการสื่อสารไร้สาย โดยช่องสัญญาณไร้สายส่วนใหญ่มุ่งเน้นในเรื่องการส่งสัญญาณเป็นแนวเส้นตรง (Line of Sight : LOS) โดยผู้รับปลายทางสามารถรับสัญญาณที่ได้รับการลดทอนของสัญญาณเดียวโดยใช้เสาอากาศทิศทางเดียว (Direct Antenna) ทั้งที่เครื่องส่งและเครื่องรับ แต่อย่างไรก็ตามในช่องทางการสื่อสารไร้สายนั้นสัญญาณที่ได้รับนั้นประกอบด้วยสัญญาณที่สะท้อนกลับ (Reflection) หลายทิศทาง โดยมีหรือไม่มีส่วนประกอบ LOS ที่เครื่องรับสัญญาณ ช่องสัญญาณในการส่งที่มีส่วนประกอบ LOS นั้นสามารถจำลองได้เป็นช่องสัญญาณแบบไรเซียน (Rician) ในขณะที่ช่องสัญญาณที่ไม่เป็นแบบ LOS นั้นเป็นแบบจำลองการกระจายตัวแบบเรย์ลี (Rayleigh) ซึ่งทั้งสองแบบจำลองของช่องสัญญาณถูกใช้ออกแบบการศึกษาพัฒนามาตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน

การแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Wave) โดยใช้คลื่นวิทยุเป็นการแพร่กระจายทางปรากฏการณ์ทางกายภาพ ซึ่งปรากฏการณ์นี้มีหลักสามประการที่ส่งผลต่อทางกายภาพ ได้แก่ การสะท้อนกลับ (Reflection) การหักเห (Diffraction) และการแตกกระเจิง (Scattering) การสะท้อนกลับเกิดขึ้นเมื่อคลื่นกระทบบนพื้นผิวเรียบที่มีขนาดใหญ่เมื่อเทียบกับความยาวคลื่น การหักเหเกิดขึ้นเมื่อเส้นทางเดินทางของคลื่นมีระหว่างภาคส่งและภาครับถูกบดบังโดยสิ่งกีดขวางที่มีความหนาแน่นมีขนาดใหญ่เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นของสัญญาณ ซึ่งทำให้เกิดคลื่นทุติยภูมิที่อยู่ด้านหลังสิ่งกีดขวาง และมักจะถูกเรียกว่าเงาเนื่องจากเหตุการณ์หักเหหรือเลี้ยวเบนจนมาเข้าถึงภาครับได้ แม้ว่าจะมีสิ่งกีดขวางที่ไม่สามารถแพร่กระจายผ่านได้ ในที่สุดการแตกกระเจิงจะเกิดขึ้นเมื่อคลื่นวิทยุตกลงบนพื้นผิวที่มีขนาดน้อยกว่าความยาวคลื่นของสัญญาณ ซึ่งทำให้พลังงานกระจายไปทั่วทุกทิศทาง กลไกเหล่านี้นำไปสู่การรับสัญญาณหลายทิศทางของสัญญาณที่ถูกส่งไปที่ภาครับ ดังนั้นสัญญาณที่รับได้จะถูกสร้างขึ้นจากการซ้อนทับของสัญญาณที่ถูกลดทอนและหน่วงเวลาของสัญญาณที่ถูกส่ง รูปที่ 2.6 แสดงรูปแบบผังของการแพร่กระจายคลื่นวิทยุโดยทั่วไปในช่องสัญญาณการสื่อสารไร้สาย เส้นทางของการแพร่กระจายสัญญาณนั้นมีลักษณะเป็นช่องสัญญาณแบบมัลติพาสเฟดดิ้ง (Multi-Path Fading Channel) และทำให้เกิดความผันผวนหรือเปลี่ยนแปลงในส่วนของแอมพลิจูด (Amplitude), เฟส (Phase) และมุมตกกระทบ (Arrival Angle) ของสัญญาณ ซึ่งก่อให้เกิดปรากฏการณ์การจางหายของสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



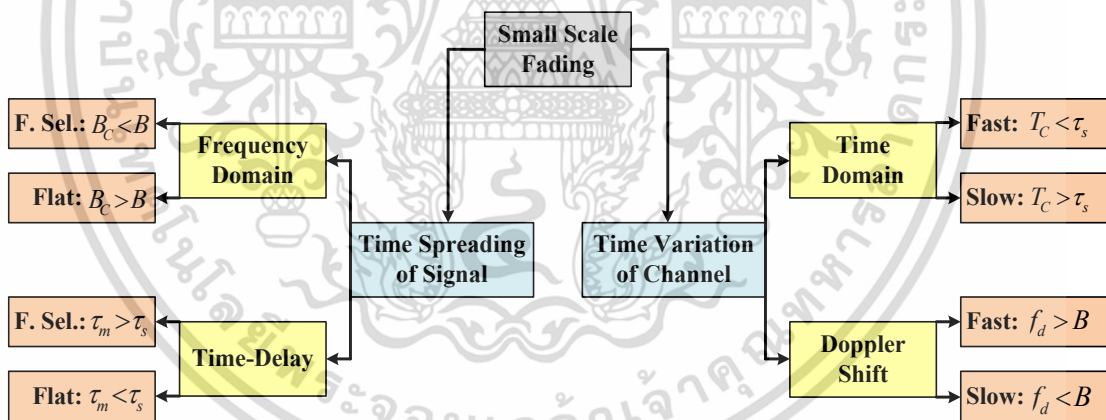
รูปที่ 2.6 การแพร่กระจายคลื่นวิทยุในสัญญาณการสื่อสารไร้สาย

ในช่องสัญญาณมัลติพาทเฟดดิ้งนั้นจะมีการเฟดดิ้งของสัญญาณอยู่สองแบบ แบบแรกคือการเฟดดิ้งแบบเป็นวงกว้าง (Large-Scale Fading) และแบบที่สองเป็นการเฟดดิ้งแบบขนาดเล็ก (Small-Scale Fading) [53] การเฟดดิ้งแบบเป็นวงกว้าง หมายถึง การลดทอนสัญญาณเฉลี่ย หรือ การสูญเสียสัญญาณเป็นไปตามระยะทางของภาคส่งและภาครับ (Path Loss) อันเนื่องมาจากการสื่อสารในพื้นที่ขนาดใหญ่ เช่น ภูเขา ป่าไม้ และอาคาร ในทางปฏิบัติแล้วการเฟดดิ้งแบบนี้จะถูกกำหนดให้มีลักษณะทางสถิติ ซึ่งวิธีการคำนวณและประมาณค่าการสูญเสียของสัญญาณเป็นฟังก์ชันของระยะทาง โดยที่ค่าประมาณการสูญเสียของระยะทางนั้นเป็นสัดส่วนกับ $1/d^\alpha$ โดยที่ d คือ ระยะห่างระหว่างเครื่องส่งสัญญาณและเครื่องรับสัญญาณ และ α คือ องค์กรประกอบการสูญเสียที่เกิดขึ้นของแต่ละเส้นทาง ยกตัวอย่างเช่น α เท่ากับ 2 หมายถึง การส่งสัญญาณผ่านอากาศ หรือ α เท่ากับ 6 หมายถึง การส่งสัญญาณในพื้นที่ในเมือง โดยทั่วไปแล้วค่าการสูญเสียของสัญญาณจะคำนวณจากรูปแบบความน่าจะเป็นของการสูญเสียเฉลี่ย รูปที่ 2.7 แสดงการจำแนกชนิดของช่องสัญญาณเฟดดิ้ง การเฟดดิ้งแบบขนาดเล็ก หมายถึง การเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นของแอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณ เนื่องจากเป็นการเปลี่ยนแปลงที่ไม่สูงมากเมื่อเทียบกับการเปลี่ยนแปลงระยะทางระหว่างเครื่องรับและเครื่องส่งสัญญาณ เพื่อที่จะทำความเข้าใจในปรากฏการณ์นี้ได้ดียิ่งขึ้น ในบทนี้จะแนะนำพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองปรากฏการณ์ของช่องสัญญาณมัลติพาทเฟดดิ้ง โดยเฉพาะอย่างยิ่งสำหรับพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับการแตกกระเจิงของสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงทางเวลา กำหนดให้ ดีเลย์สเปรด (Delay Spread) τ_m คือ เวลาที่แตกต่างของสัญญาณที่มาถึงลำดับแรกและลำดับสุดท้าย โคฮีเรนแบนด์วิดท์ (Coherence Bandwidth) $B_c \approx 1/\tau_m$ เป็นช่วงของ

ความถี่เป้าหมายของช่องสัญญาณ ดอปเปอร์สเปรด (Doppler Spread) เป็นอัตราการขยายหรือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อคุณได้เห็นว่าเว็บไซต์นี้มีการนำเอกสารไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาต กรุณาแจ้งให้เราทราบเพื่อที่เราจะได้ดำเนินการแก้ไข

เลื่อนของสเปกตรัมที่เกิดจากการเคลื่อนที่สัมพัทธ์ของตัวรับและตัวส่งซึ่งเท่ากับความเร็วสูงสุดของค่าดอปเปอร์ (Maximum Doppler Frequency : f_D) โคฮีเรนไทม์ $T_C \approx 1/f_D$ คือ ช่วงเวลาทั้งหมดครอบคลุมของช่องสัญญาณซึ่งถูกพิจารณาให้เป็นค่าคงที่ จากการเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์เหล่านี้สามารถนำมาใช้เป็นตัวกำหนดหรือจำแนกช่องสัญญาณบนแกนความเร็ว เมื่อ $B_C > B$ โดยที่ B เป็นแบนด์วิธของสัญญาณ ช่องสัญญาณจะมีลักษณะการส่งผ่านแบบแบนราบ (Flat) หรือเรียกว่าช่องสัญญาณแบบ Frequency Non-Selective Fading ซึ่งกำหนดให้ช่องสัญญาณไม่เปลี่ยนแปลงบนแกนเวลาที่ช่วงของเวลาในการดีเลย์ (Time Delay) มีช่วงเวลาที่สั้นกว่าช่วงเวลาของขนาดของสัญญาณซึ่ง τ_s เป็น $\tau_s > \tau_m$ ช่องสัญญาณแบบ Frequency Selective Fading เป็นปรากฏการณ์ที่ตรงกันข้ามกับช่องสัญญาณแบบ Frequency Non-Selective Fading โดยที่ $B > B_C$ ที่ในแกนทางความเร็วกำหนดให้ช่วงเวลาในการดีเลย์ $\tau_m > \tau_s$ ของการเฟดดิ้งนั้นมีแบบทั้งเร็วและช้า (Fast or Slow Fading) การเฟดดิ้งแบบเร็วนี้เกิดขึ้นเมื่อช่วงเวลาโคฮีเรน (Coherent Time) ของช่องสัญญาณนั้นมีช่วงเวลาน้อยกว่าช่วงเวลาของสัญญาณ $T_C < \tau_s$ ซึ่งสามารถสังเกตได้จากช่องสัญญาณบนแกนเวลาหรือจากค่าดอปเปอร์สเปกตรัมมากกว่าแบนด์วิธสัญญาณ $f_d > B$ บนแกนของความเร็ว การเฟดดิ้งแบบช้านี้เกิดขึ้นเมื่อ $T_C > \tau_s$ หรือ $f_d < B$ ดังแสดงในรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 การจำแนกชนิดของช่องสัญญาณเฟดดิ้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.1 ช่องสัญญาณแบบที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา (Time-Invariant Channel Model)

การเฟดดิ้งแบบขนาดเล็ก (Small-Scale Fading) มีลักษณะที่เป็นการการแพร่กระจายสัญญาณคลื่นวิทยุอันเนื่องมาจากการสะท้อนและการกระเจิงของสัญญาณ การรับสัญญาณนั้นรับสัญญาณที่ส่งมาจากหลายทิศทางเนื่องมาจากสัญญาณที่ส่งมานั้นเกิดการสะท้อนและการกระเจิง ดังนั้นสัญญาณที่ได้รับจะประกอบไปด้วยแอมพลิจูด เฟส และมุมตกกระทบที่แตกต่างกัน ซึ่งช่องสัญญาณการสื่อสารไร้สายนั้นสามารถถูกจำแนกได้โดยฟังก์ชันการถ่ายโอนของ $f(\cdot, \cdot, \cdot)$ และระยะเวลาของช่วงเวลาที่ได้รับสัญญาณสูงสุด (Maximum Memory Duration) τ_{\max} ซึ่งสัญญาณที่ได้รับ $y(t)$ ในแกนเวลา t สำหรับการส่งสัญญาณ $x(t)$ สามารถแสดงได้โดยสมการ

$$y(t) = \int_{\tau_{\max}}^0 f(x(t-\tau), t, \tau) d\tau \quad (2.1)$$

ฟังก์ชันการถ่ายโอน $f(\cdot, \cdot, \cdot)$ ของช่องสัญญาณนั้นขึ้นอยู่กับจำนวนพารามิเตอร์ที่มีไม่จำกัด เช่น อุณหภูมิ ความนำไฟฟ้าของวัสดุ และรังสีคอสมิก (Cosmic) ของตัวกลางการแพร่กระจาย เนื่องจากเป็นการยากที่จะระบุหรือเจาะจงทุกๆ พารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับการแพร่กระจายของช่องสัญญาณ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้ การคำนวณทางคณิตศาสตร์ที่ไม่ยุ่งยากและมีความแม่นยำนั้นถูกพิจารณา โดยสมมติว่าเพาเวอร์แอมป์ (Power Amplifier) มีคุณสมบัติเป็นแบบเส้นตรง และเครื่องส่งสัญญาณหรือเครื่องรับสัญญาณถูกพิจารณาว่ามีการเคลื่อนที่ช้าหรือเร็วในระหว่างการส่งสัญญาณผ่านฟังก์ชันถ่ายโอน ดังนั้นรูปแบบของสัญญาณไร้สายสามารถแบ่งออกได้เป็น

2.2.1.1 รูปแบบช่องสัญญาณที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา (Time-Invariant Channel Model)

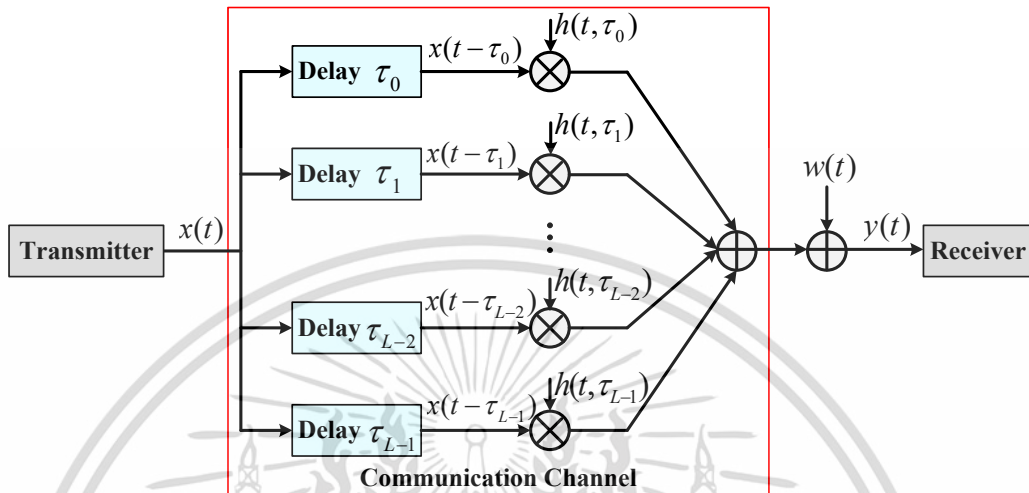
$$f(x(t-\tau), t, \tau) \equiv x(t-\tau) \cdot h(\tau) \Rightarrow y(t) = \int_{\tau_{\max}}^0 x(t-\tau) \cdot h(\tau) d\tau \quad (2.2)$$

2.2.1.2 รูปแบบช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา (Time-Variant Channel Model)

$$f(x(t-\tau), t, \tau) \equiv x(t-\tau) \cdot h(t, \tau) \Rightarrow y(t) = \int_{\tau_{\max}}^0 x(t-\tau) \cdot h(t, \tau) d\tau \quad (2.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.8 แสดงบล็อกไดอะแกรมของรูปแบบช่องสัญญาณการสื่อสารไร้สาย โดยกำหนดให้ค่าลิมิตทางเวลาของสมการที่ (2.3) มีค่าเป็น L ซึ่ง L คือ จำนวนดีเลย์พาส (Delay Path) และ $w(t)$ คือ สัญญาณรบกวน (Additive Noise)



รูปที่ 2.8 บล็อกไดอะแกรมของรูปแบบช่องสัญญาณทางการสื่อสารไร้สาย

โดยทั่วไปแล้วการสื่อสารผ่านช่องสัญญาณไร้สายในอดีตนั้นถือว่าการรับส่งสัญญาณบนช่องสัญญาณแบบที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา แต่อย่างไรก็ตามภายใต้เงื่อนไขบางประการ โดยเฉพาะเนื่องมาจากความต้องการของการใช้งาน ช่องสัญญาณของการสื่อสารไร้สายสามารถกำหนดให้เป็นแบบที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาได้ การประมาณค่าลิมิตสูงสุดของช่วงเวลาที่เปลี่ยนแปลง หรือแปรผันตามเวลา โดยมีเงื่อนไขให้อยู่ในขอบเขตของ First Fresnel Zone ตามช่วงเวลาของ Δt_{Fren} [54] ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการ

$$\Delta t = \Delta t_{Fren} = \frac{c}{2 \cdot f_0 \cdot v} \quad (2.4)$$

โดยที่ c คือ ความเร็วของแสง ($\approx 3 \times 10^8 \text{ m/s}$), f_0 คือ ความถี่คลื่นพาหีย่อยของสัญญาณ และ v คือ ความเร็วสัมพัทธ์ระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ ระบบการสื่อสารไร้สายส่วนใหญ่ช่องสัญญาณจะมีการแพร่กระจายในรูปแบบของช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา เนื่องมาจากเครื่องส่งและเครื่องรับสัญญาณนั้นมีการเคลื่อนที่ แต่อย่างไรก็ตามในบางกรณีเมื่อเครื่องส่งสัญญาณหรือเครื่องรับสัญญาณเคลื่อนที่ด้วยความเร็วแบบเดิน หรือวิ่ง (Pedestrian Speed) เช่น ในระบบการสื่อสารแบบ WLAN ดังนั้นลักษณะของช่องสัญญาณนั้นสามารถกำหนดให้เป็นรูปแบบช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นแรกของการศึกษาช่องสัญญาณแบบไร้สายนั้นต้องพิจารณารูปแบบช่องสัญญาณแบบที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาก่อน ที่ซึ่งในช่องสัญญาณแบบที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลานั้นค่าผลตอบแทนทางอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ $h(\tau)$ นั้นเป็นค่าตัวแปรแบบสุ่มและอยู่ในรูปแบบเป็นแบบค่าเดียว (Single Realization) การกำหนดค่าตัวแปรแบบสุ่มใดๆ ของค่าผลการตอบสนองทางอิมพัลส์ของช่องสัญญาณนั้นสามารถกำหนดได้โดยฟังก์ชันของความน่าจะเป็นดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned}
 p(u, \tau) &= \lim_{\Delta u \rightarrow 0} \frac{P(u \leq h(\tau) \leq u + \Delta u)}{\Delta u} \\
 p(u_1, u_2, \tau_1, \tau_2) &= \lim_{\Delta u_1, \Delta u_2 \rightarrow 0} \frac{P(u_1 \leq h(\tau_1) \leq u_1 + \Delta u_1, u_2 \leq h(\tau_2) \leq u_2 + \Delta u_2)}{\Delta u_1 \cdot \Delta u_2} \\
 p(u_1, \dots, u_n, \tau_1, \dots, \tau_n) &= \lim_{\Delta u_1, \dots, \Delta u_n \rightarrow 0} \frac{P(u_1 \leq h(\tau_1) \leq u_1 + \Delta u_1, \dots, u_n \leq h(\tau_n) \leq u_n + \Delta u_n)}{\Delta u_1 \cdot \dots \cdot \Delta u_n}
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

ซึ่งนำไปสู่การพิจารณาค่าเฉลี่ยของการเปลี่ยนแปลง (Variance) และฟังก์ชัน Auto-Correlation ดังสมการ

$$\begin{aligned}
 \text{mean}(\tau) = \{h(\tau)\} &= \int_{-\infty}^{+\infty} u \cdot p(u, \tau) du \\
 \text{power}(\tau) = \{|h(\tau)|^2\} &= \int_{-\infty}^{+\infty} |u|^2 \cdot p(u, \tau) du \\
 \text{var}(\tau) = \{|h(\tau) - \{h(\tau)\}|^2\} &= \int_{-\infty}^{+\infty} |u - \{h(\tau)\}|^2 \cdot p(u, \tau) du \\
 \text{cor}(\tau_1, \tau_2) = \{h(\tau_1) \cdot h^*(\tau_2)\} &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} u_1 \cdot u_2^* \cdot p(u_1, u_2^*, \tau_1, \tau_2) du_1 du_2^*
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

โดยที่ $P(u \leq x \leq v)$ และ $P(u_1 \leq x_1 \leq v_1, u_2 \leq x_2 \leq v_2)$ เป็นตัวแปรกำหนดของความน่าจะเป็นที่เกี่ยวข้องเนื่องกันของ x_1 และ x_2 โดยที่ X^* คือค่าคอมเพล็กซ์คอนจูเกต (Complex Conjugate) ของ $|X|^2 = X^* \cdot X$

พิจารณาการส่งสัญญาณแบบ Line-of-Sight (LOS) ในช่องสัญญาณการสื่อสารไร้สาย โดยทั่วไปจะเป็นช่องสัญญาณจะถูกกำหนดให้เป็นช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบ Rician [55]-[56] ซึ่งส่วนใหญ่แล้วกำหนดให้ใช้เป็นแบบจำลองในระบบ Microcellular ดังนั้นสมการความน่าจะเป็นในการรับสัญญาณของแบบจำลองนี้สามารถแสดงได้เป็น

$$p(u) = \frac{2u \cdot (K+1)}{P_r} \cdot e^{-\left[\frac{K \cdot (K+1) \cdot u^2}{P_r} \right]} \cdot J_0 \left(2u \cdot \sqrt{\frac{K \cdot (K+1)}{P_r}} \right), \quad u \geq 0 \quad (2.7)$$

โดยที่ p_r คือ ค่ากำลังงานเฉลี่ยของที่ฝั่งรับในช่องสัญญาณเฟดดิ้ง K คือ ค่า Rician แฟคเตอร์ ซึ่งเป็นตัวกำหนดขนาดของอัตราส่วนของกำลังงานของสัญญาณแรกที่ได้รับ และ $J_0(\cdot)$ เป็นฟังก์ชันของ Bessel ลำดับที่ศูนย์ซึ่งหมายถึงสัญญาณแรกที่ได้รับ จะสังเกตได้ว่าเมื่อไม่มีการพิจารณาการส่งสัญญาณแบบ Line-of-Sight (LOS) นั้นจะส่งผลสอดคล้องให้ $K=0$ ดังนั้นสมการความน่าจะเป็นของค่าผลตอบสนองทางอิมพัลส์ของช่องสัญญาณในสมการที่ (2.7) นั้นสามารถพิจารณาให้เป็นแบบการส่งสัญญาณแบบ แบบเรย์ลีเฟดดิ้ง (Rayleigh Fading) ดังนี้

$$p(u) = \frac{2u}{P_r} \cdot e^{-\frac{u^2}{P_r}}, \quad u \geq 0 \quad (2.8)$$

จากที่กล่าวไว้ก่อนหน้านี้ เมื่อกำหนดให้ $K = \infty$ สมการการส่งผ่านจะเปลี่ยนเป็นมีสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน (Additive White Gaussian Noise : AWGN) โดยไม่มีส่วนประกอบของการเฟดดิ้ง ในบางครั้งระบบการสื่อสารไร้สายที่ใช้งานอยู่จริง ยกตัวอย่างเช่น การสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่นั้นถูกพิจารณาว่าเป็นการสื่อสารภายใต้ช่องสัญญาณแบบที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา แต่อย่างไรก็ตาม เนื่องจากการประมาณค่าของช่องสัญญาณที่ไม่ถูกต้องนั้นจะทำให้ประสิทธิภาพการทำงานลดลงอย่างมาก ในสถานการณ์เช่นนี้ ช่องสัญญาณการสื่อสารไร้สายจะต้องถูกจำลองให้เป็นแบบสุ่มที่มีจำนวนพารามิเตอร์จำกัด มีขอบเขต และสามารถคำนวณได้ทางทฤษฎีหรือคณิตศาสตร์ ทั้งในส่วนของ การประมาณค่าของช่องสัญญาณและเงื่อนไขในการรับส่งสัญญาณไร้สาย

2.2.2 ช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา (Time-Variant Channel Model)

พิจารณาในเงื่อนไขที่เครื่องส่งสัญญาณหรือเครื่องรับสัญญาณมีการเคลื่อนที่ในระหว่างที่ทำการส่งสัญญาณ ในเงื่อนไขนี้ช่องสัญญาณการสื่อสารไร้สายจะมีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา ทำให้การคำนวณและวิเคราะห์ช่องสัญญาณการสื่อสารไร้สายนั้นมีความซับซ้อนมากขึ้น และต้องใช้เทคนิคหรือวิธีการขั้นสูงในการประมาณค่าช่องสัญญาณเพื่อชดเชยและลดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น เพื่อยังคงให้สัญญาณมีประสิทธิภาพที่ดี ค่าผลตอบแทนของทางอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลานั้นเป็นการเปลี่ยนแปลงโดยใช้กระบวนการสุ่ม ซึ่งสามารถจำแนกได้โดยสมการของฟังก์ชันความน่าจะเป็นตามลำดับที่ n -th ดังสมการต่อไปนี้

$$p(u_1, \dots, u_n, \tau, t_1, \dots, t_n) = \frac{\partial^n P(u_1 \leq h(\tau, t_1) \leq u_1 + \Delta u_1, \dots, u_n \leq h(\tau, t_n) \leq u_n + \Delta u_n)}{\partial u_1 \cdot \dots \cdot \partial u_n} \quad (2.9)$$

ในระบบการสื่อสารไร้สายที่ใช้งานอยู่ในปัจจุบันนั้น ลำดับของสมการฟังก์ชันความน่าจะเป็นมีค่ามากกว่าลำดับที่ 2 เนื่องจากความน่าจะเป็นของลำดับที่สูงกว่านั้นเป็นการยากที่จะคำนวณ ดังนั้นค่าความน่าจะเป็นของสมการลำดับที่ 1 และลำดับที่ 2 สามารถแสดงได้เป็น

$$\begin{aligned} p(u, \tau, t) &= \frac{\partial P(u \leq h(\tau, t) \leq u + \Delta u)}{\partial u} \\ p(u_1, u_2, \tau, t_1, t_2) &= \frac{\partial^2 P(u_1 \leq h(\tau, t_1) \leq u_1 + \Delta u_1, u_2 \leq h(\tau, t_2) \leq u_2 + \Delta u_2)}{\partial u_1 \cdot \partial u_2} \end{aligned} \quad (2.10)$$

ซึ่งนำไปสู่การพิจารณาค่าเฉลี่ยของการเปลี่ยนแปลง (Variance) และฟังก์ชัน Auto-Correlation ได้ดังสมการ

$$\begin{aligned} \text{mean}(\tau, t) &= \{h(\tau, t)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} u \cdot p(u, \tau, t) du \\ \text{power}(\tau, t) &= \{|h(\tau, t)|^2\} = \int_{-\infty}^{+\infty} |u|^2 \cdot p(u, \tau, t) du \\ \text{var}(\tau, t) &= \{|h(\tau, t) - \{h(\tau, t)\}|^2\} = \int_{-\infty}^{+\infty} |u - \{h(\tau, t)\}|^2 \cdot p(u, \tau, t) du \\ \text{cor}(\tau, t_1, t_2) &= \{h(\tau, t_1) \cdot h^*(\tau, t_2)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} u_1 \cdot u_2 \cdot p(u_1, u_2, \tau, t_1, t_2) du_1 du_2 \end{aligned} \quad (2.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.9 แสดงแผนภาพของการสื่อสารไร้สายในช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา จากรูปจะเห็นได้ว่าการแพร่กระจายสัญญาณของแต่ละเส้นทางนั้นมีส่วนประกอบของมุมที่ตกกระทบและเวลาที่แตกต่างกัน ซึ่งสัญญาณที่รับได้จะประกอบด้วยเส้นทางย่อยหลายเส้นทางและในแต่ละเส้นทางย่อยมีมุมตกกระทบของแต่ละมุม ทั้งนี้เนื่องมาจากการที่เครื่องรับเคลื่อนที่ไปยังทิศทางที่แน่นอนทำให้คลื่นสัญญาณนั้นแพร่กระจายด้วยมุมตกกระทบ φ นั้นหมายถึง เป็นการเปลี่ยนแปลงโดยอาจจะเป็นการขยายหรือการเลื่อนความถี่ด้วย โดยสามารถแสดงด้วยสมการดังต่อไปนี้

$$\Delta f = f_d \cos(\varphi) \text{ และ } f_d = f_0 \frac{v}{c} \quad (2.12)$$

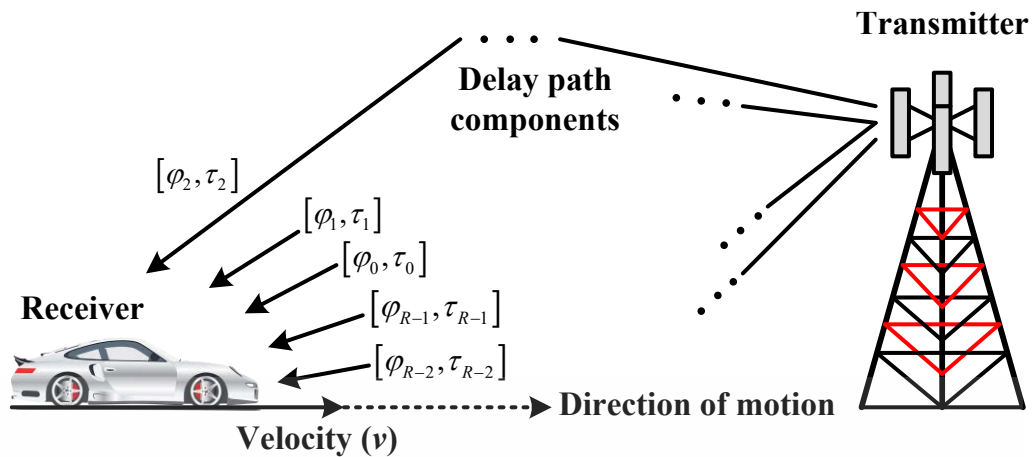
โดยที่ φ คือ มุมตกกระทบของแต่ละเส้นทาง การแพร่กระจายสัญญาณ f_d คือ ค่าความถี่ดอปเปลอร์สูงสุด (Maximum Doppler Frequency) และ v คือค่าความเร็วสัมพัทธ์ระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ การเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ของดอปเปลอร์นั้นจะทำให้ช่องสัญญาณการสื่อสารไร้สายนั้นเป็นแบบช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา ซึ่งการเปลี่ยนแปลงนี้จะจะเป็นไปตามการกระจายตัวของมุมตกกระทบและการสัมพันธ์เชิงระยะทาง ค่าผลตอบสนองทางอิมพัลส์กับเส้นทางการแพร่กระจายสัญญาณสามารถแสดงได้โดย

$$h(\tau, t) = \int_0^{2\pi} \xi(\tau, \varphi) \cdot e^{j2\pi f_d \cos(\varphi) t} d\varphi \quad (2.13)$$

โดยที่ $\xi(\tau, \varphi)$ คือ ค่าแอมพลิจูดเป็นแบบสุ่มของเส้นทางการแพร่กระจายสัญญาณ ซึ่งสัมพันธ์กับค่าดีเลย์ τ และมุมตกกระทบ φ ดังนั้นค่าแอมพลิจูดเป็นแบบสุ่มของเส้นทางการแพร่กระจายสัญญาณสามารถกำหนดได้เป็นสมการความน่าจะเป็นดังต่อไปนี้

$$p(\zeta, \tau, \varphi) = \frac{\partial P(\zeta \leq \xi(\tau, \varphi) \leq \zeta + \Delta \zeta)}{\partial \zeta} \quad (2.14)$$

ในฟังก์ชันสมการความน่าจะเป็นนั้นค่าของผลการตอบสนองทางอิมพัลส์ที่กำหนดในสมการที่ (2.14) ซึ่งเป็นการกระจายเชิงของสัญญาณแบบสุ่มสามารถแบ่งได้เป็นสองประเภทดังนี้



รูปที่ 2.9 การสื่อสารแบบไร้สายในช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา

2.2.2.1 Wide Sense Stationary (WSS) ซึ่งเป็นการกำหนดให้ดีเลย์พาร์ในแต่ละเส้นทางมีการกระเจิงแบบ Isotropic

2.2.2.2 Wide Sense Stationary Uncorrelated Scatters (WSSUS) ซึ่งเป็นการกำหนดให้ดีเลย์พาร์ในแต่ละเส้นทางนั้นมีการกระเจิงแบบ Non-isotropic

ในโมเดลแบบ WSS กระบวนการสโตนัสติก (Stochastic) ที่เป็นสมการความน่าจะเป็นร่วม ซึ่งหมายความว่าสมการความน่าจะเป็นจะไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลามาเกี่ยวข้อง ดังนั้นพารามิเตอร์ ดังเช่น ค่าเฉลี่ยและค่าการเปลี่ยนแปลงจะไม่เปลี่ยนแปลงแปรผันตามเวลาที่เปลี่ยนไป ซึ่งโดยทั่วไปเรียกว่าแบบจำลองของ Jake Model [57] ในแบบจำลองนี้ใช้ได้เฉพาะสำหรับการสื่อสารช่องสัญญาณในเมืองที่มีการกระจายแบบสมมาตร ฟังก์ชันของสมการความน่าจะเป็นในแบบจำลองของ Jake Model สามารถอธิบายได้จากสมการ

$$p(\zeta, \tau, \varphi) = \frac{1}{2\pi} \cdot p(\zeta, \tau) \quad (2.15)$$

จากแบบจำลองของ Jake Model นั้นส่วนใหญ่จะเป็นการกำหนดให้มีการเปลี่ยนแปลงค่าเฉลี่ยทางความถี่ต่อเปอร์ ซึ่งเป็นการแสดงถึงสมการความน่าจะเป็นของสัญญาณที่เกิดขึ้นจากการเปลี่ยนแปลงหรือเลื่อนทางความถี่ และสามารถแสดงได้โดยสมการดังต่อไปนี้

$$p(\zeta, \tau, \varphi) = \begin{cases} \frac{p(\zeta, \tau)}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{f_d^2 - f^2}}, & |f| \leq f_d \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับแบบจำลองใน WSSUS นั้นโดยทั่วไปจะพิจารณาฟังก์ชันความน่าจะเป็นของมุมตกกระทบโดยที่มีการกระเจิงแบบไร้ทิศทาง (Non-Isotropic) ในระบบการสื่อสารไร้สายที่ใช้งานจริงนั้น ช่องสัญญาณจะเป็นการกระเจิงแบบไร้ทิศทาง และมีเพียงบางกรณีที่ช่องสัญญาณจะเป็นการกระเจิงแบบมีทิศทาง โดยทั่วไปในพื้นที่ชนบทและในเมืองช่องสัญญาณการสื่อสารนั้นถูกจำกัดด้วยเงื่อนไขที่ช่องสัญญาณที่เกิดการกระเจิง ซึ่งการกระเจิงของสัญญาณเป็นแบบไร้ทิศทาง เส้นทางการแพร่กระจายของสัญญาณมีการจัดแบ่งเป็นคลัสเตอร์ (Cluster) และแต่ละคลัสเตอร์แบ่งเป็นไปความน่าจะเป็นของมุมตกกระทบ นั้นหมายความว่าแต่ละเส้นทางจะมีความค่าเฉลี่ยของสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงไปตามเวลา ซึ่งค่าผลตอบแทนทางอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา กำหนดได้ดังสมการ

$$h(\tau, t) = \sum_{q=0}^{Q-1} \int_{\Omega_q} \xi(\tau, \Omega) \cdot e^{j2\pi f_{d,q} \cos(\varphi(\tau, \Omega))t} d\Omega \quad (2.17)$$

โดยที่ Q คือ จำนวนของคลัสเตอร์ของการกระเจิงของสัญญาณ ที่ดัชนี q -th ของแต่ละคลัสเตอร์ Ω_q คือ มุมตกกระทบเชิงพื้นที่ที่ดัชนี q -th ของแต่ละคลัสเตอร์ $\varphi(\tau, \Omega)$ คือ มุมตกกระทบของมุมเชิงพื้นที่ที่ค่าผลตอบแทนทางอิมพัลส์ของสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาที่กำหนดในสมการที่ (2.17) ซึ่งแสดงถึงการรวมกลุ่มของดีเลย์พาร์และความถี่ดอปเปอร์ที่เปลี่ยนแปลง ดังนั้นค่าผลตอบแทนทางอิมพัลส์ของสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาสามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$h(\tau, t) = \sum_{q=0}^{Q-1} \eta_q(\tau, t) \cdot e^{j2\pi f_{d,q}(\tau)t} \quad (2.18)$$

โดยที่ $f_{d,q}(\tau)$ คือ การเปลี่ยนแปลงความถี่ดอปเปอร์ที่ q -th ของดีเลย์พาร์ และ $\eta_q(\tau)$ คือ การเปลี่ยนแปลงทางแอมพลิจูดของสัญญาณที่ q -th ของดีเลย์พาร์ การเปลี่ยนแปลงความถี่ดอปเปอร์ที่ q -th ของดีเลย์พาร์สามารถประมาณค่าได้ดังนี้

$$f_{d,q}(\tau) = \frac{f_d (\cos(\varphi_{\min}(\tau, \Omega_q)) + \cos(\varphi_{\max}(\tau, \Omega_q)))}{2} \quad (2.19)$$

โดยที่ $\varphi_{\min}(\tau, \Omega_q)$ และ $\varphi_{\max}(\tau, \Omega_q)$ เป็นมุมตกกระทบต่ำสุดและสูงสุดของมุมเชิงพื้นที่ Ω_q ที่ q -th ตามลำดับ การสุ่มแอมพลิจูด $\eta_q(\tau, t)$ เป็นกระบวนการ Stochastic ที่มีสเปกตรัมความถี่จำกัด ซึ่งขึ้นอยู่กับขนาดของมุมเชิงพื้นที่และสามารถแสดงได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F(\eta_q(\tau, t)) = \frac{f_d (\cos(\varphi_{\min}(\tau, \Omega_q)) - \cos(\varphi_{\max}(\tau, \Omega_q)))}{2} \quad (2.20)$$

กระบวนการ Stochastic แบบที่มีการกระเจิงแบบไร้ทิศทางนี้เป็นการอธิบายพฤติกรรมของช่องสัญญาณการสื่อสารไร้สายที่มีความซับซ้อนมากเมื่อเปรียบเทียบกับช่องสัญญาณแบบที่มีการกระเจิงแบบมีทิศทาง ดังนั้นการที่จะประมาณค่าของช่องสัญญาณนั้นย่อมมีความยุ่งยากและซับซ้อนมากกว่าเช่นกัน แต่อย่างไรก็ตามในความยุ่งยากนี้ก็สามารถที่จะทำการประมาณค่าโดยการกำหนดลิมิตของช่องสัญญาณ (Discrete Version) ในสมการที่ (2.18) สมการการสุ่มของการช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิ้งแบบที่มีการเปลี่ยนแปลงทางความถี่สามารถกำหนดให้เป็นตามสมการดังนี้

$$h_l(t) = \sum_{q=0}^{Q-1} \eta_{l,q}(t) \cdot e^{j2\pi f_{d,l,q} t} \quad (2.21)$$

ในทางกลับกันช่องสัญญาณที่มีการกระเจิงแบบมีทิศทางนั้น การกำหนดมอดูลกระทบจะทำให้เกิดข้อผิดพลาดค่อนข้างมาก เนื่องจากจำนวนของมอดูลกระทบที่แคบ [58] จากสมการ (2.21) การประมาณค่าโดยการกำหนดลิมิตของผลตอบสนองทางอิมพัลส์ของช่องสัญญาณในทุกๆ การเปลี่ยนแปลงทางเวลาสามารถแสดงได้ดังนี้

$$h_l(m, n) = \sum_{q=0}^{Q-1} \eta_{l,q} \cdot e^{j2\pi f_{d,l,q} \cos(\varphi_{l,q})(mT_s + n\Delta t)} \quad (2.22)$$

โดยที่ T_s คือ ระยะเวลาของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม m คือ ลำดับ m -th ของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม และ n คือ ลำดับ n -th ของแกนเวลาโอเอฟดีเอ็ม

โดยทั่วไปแล้วคำว่าเฟดดิ้งจะอธิบายช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา ซึ่งการเปลี่ยนแปลงทางเวลาของสัญญาณนั้นมีความสัมพันธ์กับการเคลื่อนที่สัมพัทธ์ระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ ทำให้สัญญาณที่ส่งนั้นเกิดการลดทอนและลดประสิทธิภาพของระบบสื่อสารแบบไร้สายอย่างมีนัยสำคัญ

2.3 ระบบการสื่อสารแบบโอเอฟดีเอ็ม (OFDM System)

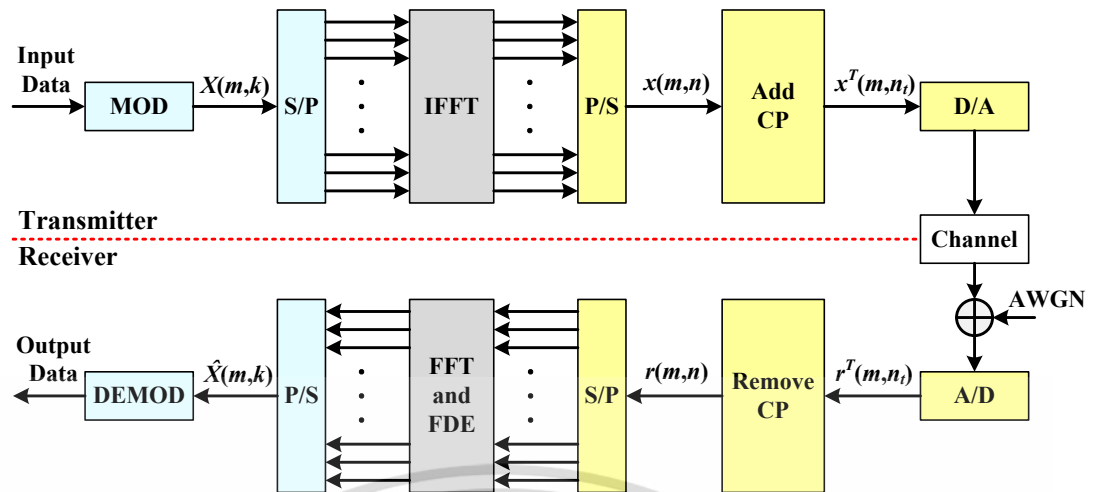
ระบบการสื่อสารโอเอฟดีเอ็มนั้นถูกนำเสนอเนื่องจากความสามารถในการลดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิ้ง อีกทั้งการใช้งานระบบโอเอฟดีเอ็มเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพของสเปกตรัมความถี่โดยใช้ข้อดีจากคุณสมบัติของการออร์โธโกนอล (Orthogonal) ระหว่างแต่ละคลื่นพาทย่อย จากข้อดีที่กล่าวมาทำให้ระบบโอเอฟดีเอ็มถูกใช้เป็นมาตรฐานการสื่อสารทั้งในระบบไร้สาย Asynchronous Digital Subscriber Line (ADSL) [59] และระบบไร้สาย Long Term Evolution (LTE) ในดาวลิงค์ (Downlink) แนวคิดพื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็มนั้นเป็นการแบ่งช่องสัญญาณทางความถี่ให้เป็นช่องสัญญาณจำนวน N ย่อย แล้วส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณตามเงื่อนไขของการเฟดดิ้ง [60]-[62] โดยที่กำหนดให้ $f_d < B < B_c$ ตรงตามเงื่อนไขของ $f_d \tau_m \ll 1$ จากนั้นช่วงความยาวสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มนั้นเลือกได้จากเงื่อนไข $f_d \tau_m \ll 1$ ดังนั้นทำให้สามารถส่งสัญญาณด้วยอัตราข้อมูลที่สูงได้บนความถี่ที่ใกล้เคียงกัน เรียกว่าการส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาทย่อยที่ซ้อนทับกัน จากเหตุผลนี้ทำให้เครื่องรับสัญญาณสามารถออกแบบให้รับสัญญาณได้ง่ายขึ้น

2.3.1 ระบบเครื่องส่งสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม

รูปที่ 2.10 แสดงแผนภาพบล็อกของเครื่องรับส่งสัญญาณโอเอฟดีเอ็มพื้นฐาน ระบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐานนั้นถูกนำมาใช้กับวิธีการแปลงฟูรีเยร์ (Fast Fourier Transform : FFT) ซึ่งเป็นกระบวนการประมวลผลของสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Processing : DSP) ที่เครื่องส่งและรับสัญญาณ ข้อมูลอินพุตนั้นได้รับหลังจากการประมวลผลของข้อมูลไบนารี (Binary) ซึ่งถูกเข้ารหัสแบบ Quadrature-Phase Shift Keying (QPSK) หรือถูกมอดูเลตแบบ Quadrature-Amplitude Modulation (QAM) จากนั้นจะใช้วิธีการแยกขบวนข้อมูลที่มีความเร็วสูงออกเป็นข้อมูลความเร็วต่ำหลายขบวนแบบขนาน จากนั้นทำการมอดูเลตสัญญาณข้อมูลบนแกนความถี่ $X(m, k)$ ที่คลื่นพาทย่อยที่ k -th ของสัญลักษณ์ที่ m -th หลังจากนั้นสัญญาณข้อมูลบนแกนความถี่จะถูกแปลงเป็นสัญญาณบนแกนเวลาโดยใช้การแปลงฟูรีเยร์ผกผัน (Inverse Fast Fourier Transform : IFFT) ซึ่งสามารถแสดงได้ดัง

$$x(m, n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X(m, k) \cdot e^{j \frac{2\pi nk}{N}}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (2.23)$$

โดยที่ $x(m, n)$ คือ สัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่จะส่งบนแกนเวลา ที่ช่วงเวลา n -th ของสัญลักษณ์ m -th จากนั้นช่วงเวลาป้องกัน (Cyclic Prefix : CP) ที่มีความยาวของช่วงเวลา N_g ซัมปลิงจะถูกเพิ่มเข้าไปด้านหน้าของสัญลักษณ์ข้อมูลโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งสามารถแสดงได้เป็น



รูปที่ 2.10 บล็อกไดอะแกรมของระบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐาน

$$x^T(m, n_t) = \begin{cases} x(m, N - N_g - n_t), & 0 \leq n_t \leq N_g - 1 \\ x(m, n_t - N_g), & N_g \leq n_t \leq N_t - 1 \end{cases} \quad (2.24)$$

โดยที่ $x^T(m, n_t)$ เป็นสัญญาณส่งโอเอฟดีเอ็มบนแกนเวลา ที่แซมปลิงเวลา n_t -th ของสัญลักษณ์ m -th และ N_t คือ ความยาวสัญลักษณ์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม โดยทั่วไปแล้วความยาวของช่วงเวลาป้องกัน CP จะถูกเลือกให้มีช่วงเวลายาวกว่าช่วงเวลาของ τ_m เพื่อหลีกเลี่ยงสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbol Interference : ISI) จำนวนของแซมปลิงเวลาทั้งหมด คือ $N_t = N + N_g$ และระยะเวลารวมของแต่ละสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม คือ $T_t = N_t T_s$ โดยที่ T_s คือ แซมปลิงเวลา จากนั้นสัญญาณบนแกนเวลาที่ประกอบด้วยช่วงเวลาป้องกันจะถูกส่งผ่านกระบวนการแปลงจากสัญญาณดิจิทัลไปเป็นสัญญาณอนาล็อก (Digital to Analog : D/A) ซึ่งมีตัวกรองความถี่ต่ำผ่านพร้อมแบนด์วิดท์ $1/T_s$ จากนั้นสัญญาณจะถูกส่งผ่านทางช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิ้งที่มีสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน $w(n)$ ด้วย Covariance ของ σ^2 นั้นจะถูกเพิ่มเข้าไปในสัญญาณที่เครื่องรับ ในส่วนของช่องสัญญาณนั้นกำหนดให้เป็นช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิ้งที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาประกอบด้วยมุมตกกระทบและเส้นทางของช่องสัญญาณดีเลย์พาร์ L ดังนั้นค่าผลตอบแทนทางอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ $h(\tau)$ สามารถกำหนดได้โดย

$$h(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(\tau) \cdot \delta(\tau - \tau_l) \quad (2.25)$$

โดยที่ $\delta(\cdot)$ คือ ฟังก์ชัน Dirac Delta และ h_l คือ แอมพลิจูดของช่องสัญญาณ ที่ดีเลย์พาร์ l -th และ τ_l คือเวลาการดีเลย์ที่ l -th กำหนดให้ดีเลย์พาร์ l -th มีดีเลย์พาร์แซมปลิงเวลา l (ยกตัวอย่าง เช่น $\tau_l = l$) ที่ฝั่งเครื่องรับสัญญาณ กระบวนการทำงานย้อนกลับของการส่งสัญญาณเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะดำเนินการซึ่งหลังจากการแปลงสัญญาณจากอนาล็อกเป็นดิจิทัล และเอาช่วงเวลาป้องกันออก ซึ่งสัญญาณบนแกนเวลาฝั่งเครื่องรับสัญญาณสามารถแสดงได้ดังนี้

$$r(m, n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(m, n) \cdot x(m, n-l) + w(m, n), \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (2.26)$$

โดยที่ $y(m, n)$ เป็นสัญญาณบนแกนเวลาที่เครื่องรับหลังจากทำการเอาช่วงเวลาป้องกันออกที่แซมปลิงเวลา n -th ของสัญลักษณ์ m -th

2.3.2 วิธีการอีควอไลเซชันบนแกนความถี่พื้นฐานสำหรับสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม

(Frequency Domain Equalization)

พิจารณาสัญญาณบนแกนเวลาที่ฝั่งเครื่องรับสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งกำหนดในสมการที่ (2.26) จากสมการสามารถเขียนเป็นสมการแบบเมทริกซ์ได้ดังนี้

$$\mathbf{r} = \mathbf{h}\mathbf{x} + \mathbf{w} \quad (2.27)$$

โดยที่

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_0 & & & & h_{L-1} & \cdots & h_1 \\ h_1 & h_0 & & & 0 & \cdots & \vdots \\ \vdots & h_1 & \ddots & & \vdots & \ddots & h_{L-1} \\ h_{L-1} & & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \\ & h_{L-1} & & \ddots & \ddots & \ddots & \\ 0 & & & h_{L-1} & \cdots & h_1 & h_0 \end{bmatrix}_{N \times N} \quad (2.28)$$

โดยที่ \mathbf{r} คือ เวกเตอร์ของสัญญาณบนแกนเวลาที่ฝั่งเครื่องรับสัญญาณที่มีขนาด $N \times 1$ และ \mathbf{x} คือ เวกเตอร์ของสัญญาณบนแกนเวลาของสัญญาณที่ส่งที่มีขนาด $N \times 1$ และ \mathbf{w} คือ เวกเตอร์ของสัญญาณรบกวนที่มีขนาด $N \times 1$ และ \mathbf{h} คือ เมทริกซ์ค่าผลตอบสนองทางอิมพัลส์ของสัญญาณที่มีขนาด $N \times N$ ตามลำดับ ในสมการที่ (2.27) ค่าดัชนีที่ m -th ของลำดับทุกๆ สัญลักษณ์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มนั้นถูกละเว้นไว้ เนื่องจากลดความยุ่งยากในการอธิบายวิธีการอีควอไลเซชันบนแกนความถี่ (Frequency Domain Equalization : FDE) สัญญาณโอเอฟดีเอ็มบนแกนความถี่สามารถนั้นถูกแปลงมาจากสัญญาณบนแกนเวลาโดยใช้กระบวนการแปลงฟูริเยร์ N -point FFT ซึ่ง

สามารถอธิบายด้วยสมการดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
\mathbf{R} &= \mathbf{F}\mathbf{r} \\
&= \mathbf{F}\mathbf{h}\mathbf{F}^H\mathbf{F}\mathbf{x} + \mathbf{F}\mathbf{w} \\
&= \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{W}
\end{aligned} \tag{2.29}$$

โดยที่ $(\cdot)^H$ คือ Hermitian Transposition \mathbf{F} และ \mathbf{F}^H คือ เมทริกซ์ของกระบวนการแปลงฟูริเยร์ FFT และกระบวนการแปลงฟูริเยร์แบบผกผัน IFFT ที่มีขนาด $N \times N$ ตามลำดับ \mathbf{R} คือ สัญญาณบนแกนความถี่ฝั่งเครื่องรับสัญญาณที่มีขนาด $N \times 1$ \mathbf{X} คือ สัญญาณบนแกนความถี่ฝั่งเครื่องส่งที่มีขนาด $N \times 1$ \mathbf{W} คือ สัญญาณรบกวนบนแกนความถี่ที่มีขนาด $N \times 1$ และ $\mathbf{H} = \mathbf{F}\mathbf{h}\mathbf{F}^H$ เป็นเมทริกซ์ของค่าสัมประสิทธิ์ของผลตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณที่มีขนาด $N \times N$ ซึ่งในระบบโอเพนติเอ็มพื้นฐานนั้นมีการกำหนดให้ค่าสัมประสิทธิ์ของผลตอบสนองทางอิมพัลส์ของช่องสัญญาณนั้นคงที่ในช่วงเวลาหนึ่งสัญลักษณ์ ด้วยสมมติฐานนี้ทำให้ช่องสัญญาณ \mathbf{h} ในสมการที่ (2.28) มีคุณสมบัติเป็นเมทริกซ์แบบ Circulant และเมื่อทำการแปลงจากแกนเวลาเป็นแกนความถี่ทำให้เมทริกซ์ที่บนแกนความถี่ \mathbf{H} มีคุณสมบัติที่เป็นแบบ Diagonal Matrix จากข้อนี้ทำให้การทำการอีควอไลเซชันบนแกนความถี่นั้นง่ายและไม่ซับซ้อน ซึ่งองค์ประกอบในแนว Diagonal Matrix ที่ช่วงความถี่ k -th ของเมทริกซ์ \mathbf{H} สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$H(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \cdot e^{-j\frac{2\pi k l}{N}}, \quad 0 \leq k \leq N-1 \tag{2.30}$$

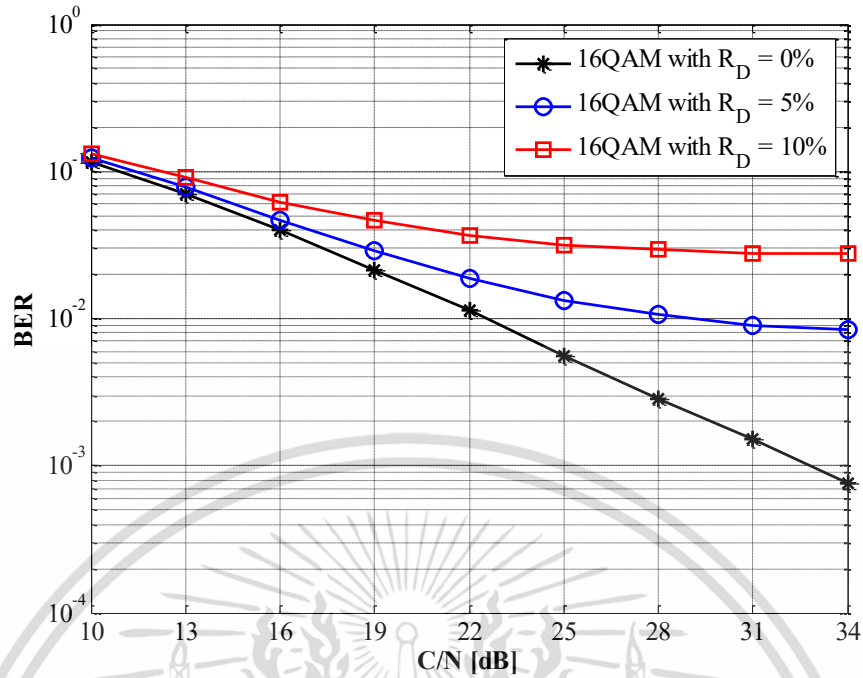
จากสมการที่ (2.30) จะเห็นได้ว่าค่าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณทางความถี่ในกระบวนการอีควอไลเซชันบนแกนความถี่นั้นไม่มีองค์ประกอบของการเปลี่ยนทางเวลา ดังนั้นค่าแอมพลิจูดของผลตอบสนองทางอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ $h_l(\tau)$ ได้ถูกกำหนดให้เป็นค่าคงที่เพื่อให้ง่ายต่อกระบวนการทำอีควอไลเซชันบนแกนความถี่ โดยใช้งานค่าผลตอบสนองทางความถี่ของช่องสัญญาณ \mathbf{H} ที่มีขนาด $N \times 1$ โดยกระบวนการนี้สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$\hat{X}(m, k) = \frac{R(m, k)}{H(m, k)}, \quad 0 \leq k \leq N-1 \tag{2.31}$$

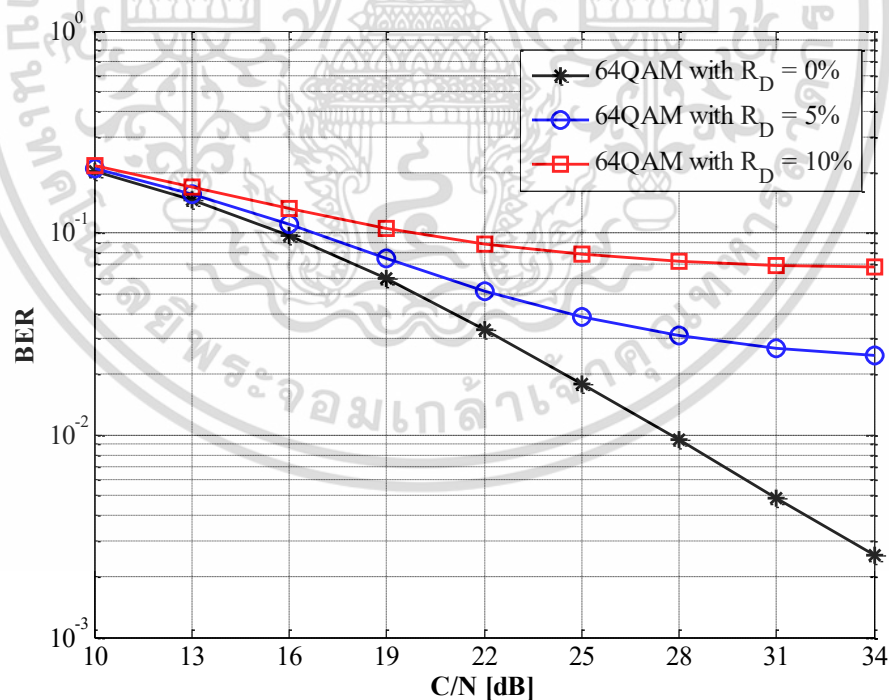
โดยที่ $\hat{X}(m, k)$ เป็นสัญญาณข้อมูลบนแกนความถี่ที่จะทำการประมาณค่าที่คลื่นพายุย่อย k -th ของสัญลักษณ์ m -th จากนั้นทำการตีמודูเลตสัญญาณข้อมูลบนแกนความถี่ที่ประมาณค่าได้ผลลัพธ์สุดท้ายจะได้สัญญาณข้อมูลที่ถูกส่งจากเครื่องส่งซึ่งแสดงไว้ดังรูปที่ 2.10 วิธีการอีควอไลเซชันบนแกนความถี่ของระบบโอเพนติเอ็มแบบพื้นฐานนั้นสามารถเรียกอีกชื่อหนึ่งว่าวิธีการอีควอไลเซชัน

บนแกนความถี่แบบ One-Tap Equalization อย่างง่าย โดยที่ค่าสัมประสิทธิ์ของผลตอบสนองของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนเวลาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เข้าเว็บไซต์เป็นการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่องสัญญาณทางความถี่ถูกใช้ในการแก้สมการเพื่อหาสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ส่งจากเครื่องรับ ซึ่งวิธีการอีควอลไลเซชันบนแกนความถี่แบบ One-Tap Equalization อย่างง่ายนี้สามารถป้องกันหรือลดผลกระทบที่เกิดจากช่องสัญญาณเฟดดิ้งได้อย่างมีประสิทธิภาพ ด้วยการออกแบบช่วงระยะห่างของคลื่นพาร์ย่อยในระบบโอเอฟดีเอ็มให้เพียงพอ ในทางตรงกันข้ามนั้นเนื่องจากการต้องการในการส่งข้อมูลที่สูงขึ้น ซึ่งในแต่ละสัญลักษณ์ของโอเอฟดีเอ็มนั้นประกอบด้วยหลายๆ คลื่นพาร์ย่อย โดยเฉพาะอย่างยิ่งในเงื่อนไขการส่งสัญญาณที่สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มมีความยาวมากๆ ดังเช่น ระบบการสื่อสารโทรทัศนิจิตอล หรือโทรศัพท์เคลื่อนที่ ทำให้หนึ่งสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มมีค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่แตกต่างกัน ดังนั้นการส่งสัญญาณในเงื่อนไขนี้จะทำให้เกิดสัญญาณรบกวนกันระหว่างคลื่นพาร์ย่อย (Inter Carrier Interference : ICI) ทำให้ลดประสิทธิภาพการทำงานของระบบโอเอฟดีเอ็มลดลง รูปที่ 2.11 และรูปที่ 2.12 แสดงการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตกับอัตรากำลังคลื่นพาร์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวนโดยใช้เทคนิคการมอดูเลชันแบบ 16QAM และ 64QAM ตามลำดับ ที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าของอัตราส่วนความถี่ของดอปเปลอร์ R_D (Normalized Doppler frequency) พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน ได้แก่ โอเอฟดีเอ็มแบนด์วิดท์เป็น 15 MHz ย่านความถี่วิทยุเป็น 5 GHz จำนวนของคลื่นพาร์ย่อยเป็น $K = 96$ จำนวนของการแปลงฟูริเยร์ FFT = 128 จำนวนของช่วงเวลาป้องกัน CP $N_g = 16$ กำหนดให้ช่องสัญญาณ มัลติพาสเฟดดิ้งเป็นแบบที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา จากผลการการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตแสดงให้เห็นว่าสัญญาณโอเอฟดีเอ็มสามารถมีประสิทธิภาพที่ดีเมื่อทำงานบนช่องสัญญาณที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาหรือมีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาไม่สูงมาก เช่น $R_D = 0$ แต่อย่างไรก็ตามเมื่อช่องสัญญาณมีค่า R_D ที่สูงขึ้นทำให้อัตราความผิดพลาดบิตสูงขึ้น เนื่องจากการเพิ่มขึ้นของการลดทอนสัญญาณที่เกิดขึ้นจากการรบกวนกันระหว่างคลื่นพาร์ย่อยที่เพิ่มขึ้นตามอัตราส่วนความถี่ของดอปเปลอร์ R_D ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้ทำการศึกษาวิจัยการแก้ปัญหาของเลื่อนความถี่ของดอปเปลอร์ เพื่อที่จะปรับปรุงพัฒนาให้ระบบโอเอฟดีเอ็มมีประสิทธิภาพที่ดียิ่งขึ้น



รูปที่ 2.11 การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตกับอัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวนในการมอดูเลชันแบบ 16QAM



รูปที่ 2.12 การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตกับอัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวนในการมอดูเลชันแบบ 64QAM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.3 วิธีการประมาณค่าผลตอบสนองทางอิมพัลส์ของช่องสัญญาณพื้นฐานสำหรับสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม

ในวิธีการประมาณค่าผลตอบสนองทางอิมพัลส์ของช่องสัญญาณพื้นฐาน โดยทั่วไปแล้วจะใช้ไพโรทคลื่นพาร์ย่อย (Pilot Subcarrier) ซึ่งไพโรทคลื่นพาร์ย่อยจะถูกแทรกเข้าไปกับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มทั้งบนแกนความถี่และบนแกนเวลา เมื่อทำการพิจารณาสัญญาณบนแกนความถี่ที่เครื่องรับสัญญาณในสัญลักษณ์ลำดับที่ m -th ที่คลื่นพาร์ย่อย k_1 -th ดังนั้นสัญญาณทางความถี่สามารถแสดงได้ดังสมการนี้

$$R(m, k_1) = X_Z(m, k_1) \cdot H(m, k_1) + W(m, k_1) \quad (2.32)$$

โดยที่การประมาณค่าผลตอบสนองทางความถี่ของช่องสัญญาณในสัญลักษณ์ลำดับที่ m -th ที่ไพโรทคลื่นพาร์ย่อย k_p -th สามารถแสดงได้โดย

$$\hat{H}(m, k_p) = \frac{R(m, k_p)}{P(m, k_p)} \quad (2.33)$$

โดยที่ $\hat{H}(m, k_p)$ เป็นการประมาณค่าผลตอบสนองทางความถี่ของช่องสัญญาณ $R(m, k_p)$ คือสัญญาณที่ได้รับบนแกนความถี่ และ $P(m, k_p)$ คือ ไพโรทคลื่นพาร์ย่อยโดยที่เครื่องรับสัญญาณสามารถรู้รูปแบบของสัญญาณ จากสมการที่ (2.33) โดยกำหนดให้ $\hat{h}_l(m)$ เป็นพารามิเตอร์ที่ไม่ทราบค่า ดังนั้นการประมาณค่าผลตอบสนองทางความถี่ของช่องสัญญาณสามารถแสดงได้โดย

$$\hat{H}(m, k_p) = \sum_{l=0}^{L-1} \hat{h}_l(m) \cdot e^{-j \frac{2\pi l k_p}{N}} \quad (2.34)$$

จากสมการที่ (2.33) และสมการที่ (2.34) วิธีการประมาณค่าผลตอบสนองทางอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ $\hat{h}_l(m)$ ที่ทุกๆ สัญลักษณ์นั้นจะสามารถทำการประมาณค่าของสัญญาณ โดยใช้การประมาณค่าช่องสัญญาณด้วยวิธีการประมาณค่าความเป็นไปได้สูงสุด [63] ภายใต้เงื่อนไข ระหว่าง $\hat{H}(m, k_p)$ ในสมการที่ (2.33) และสมการที่ (2.34) มีค่าที่น้อยมากๆ ซึ่งแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$Y[h_0 h_1 \dots h_{N_g-1}] = \arg \min \left[\sum_{p=0}^{N_p-1} \left| \hat{H}(m, k_p) - \sum_{l=0}^{N_g-1} \hat{h}_l(m) \cdot e^{-j \frac{2\pi l k_p}{N}} \right|^2 \right] \quad (2.35)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

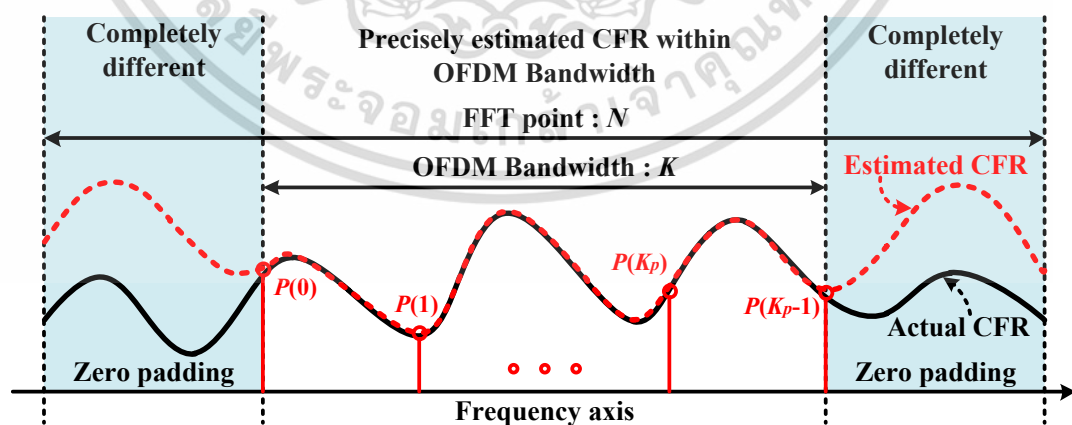
โดยที่ N_p คือ จำนวนของคลื่นพายุย่อยที่ถูกใส่เข้าไปในสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม จากสมการที่ (2.34) สามารถเขียนจัดรูปใหม่ให้เหมาะสม โดยที่ $\hat{h}_l(m)$ เป็นค่าสัมประสิทธิ์ของผลการตอบสนองอิมพัลส์ ในสมการที่ (2.35) ดังนั้นการแก้สมการหาค่าผลการตอบสนองอิมพัลส์จะสามารถทำได้โดยใช้ เมทริกซ์การผกผันแบบมัวร์เพนโรส (Moore-Penrose Inversion) ดังแสดงได้ตามสมการ

$$\underbrace{\left[\hat{h}_l(m) \right]}_{N_g \times 1} = \dagger \underbrace{\left[Z(k_p, l) \right]}_{N_g \times N_p} \cdot \underbrace{\left[\hat{H}(m, k_p) \right]}_{N_p \times 1} \quad (2.36)$$

เมื่อ \dagger คือ เมทริกซ์การผกผันแบบมัวร์เพนโรส (Moore-Penrose Inverse Matrix) และ $\left[Z(k_p, l) \right]$ สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$\left[Z(k_p, l) \right] = e^{-j \frac{2\pi l k_p}{N}} \quad (2.37)$$

จากสมการที่ (2.34) ถึง (2.37) และรูปที่ 2.13 จะเห็นได้ว่าวิธีการประมาณค่าโดยใช้งานไพโรท คลื่นพายุย่อยนั้นสามารถมีประสิทธิภาพที่ดีภายใต้เงื่อนไขที่จำนวนของการแปลงฟูริเยร์ N -point FFT/IFFT นั้นมีค่าเท่ากับจำนวนของ K -point คลื่นพายุย่อยซึ่งระบบแบบนี้ว่า Nyquist Sampling [64] แต่อย่างไรก็ตามในระบบการสื่อสารโอเอฟดีเอ็มที่ใช้งานจริงนั้นจำนวนของคลื่นพายุ ศูนย์ (Zero Paddings) ถูกใส่แทนที่คลื่นพายุข้อมูลที่ตำแหน่งด้านหน้าและด้านหลังของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มเพื่อที่จะทำการลดการเกิดการซ้อนทับของสัญญาณในกระบวนการแปลงสัญญาณจาก ดิจิตอลไปเป็นสัญญาณอนาล็อก



รูปที่ 2.13 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างการประมาณค่าตอบสนองทางความถี่ของช่องสัญญาณ (CFR) กับช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นจริงในระบบ

ในเมื่อค่าผลตอบแทนอิมพัลส์ของช่องสัญญาณในทางแกนเวลานั้นพิจารณาจากแบนด์วิดท์ทั้งหมดรวมถึงจำนวนของคลื่นพาห้ศูนย์ การประมาณค่าผลตอบแทนอิมพัลส์ของช่องสัญญาณโดยใช้งานไพโรทคลื่นพาห้ย้อยนั้นจะทำให้เกิดความผิดพลาดซึ่งค่าที่ประมาณค่าได้ในบนแกนเวลาจะแตกต่างจากค่าอิมพัลส์ของช่องสัญญาณจริง โดยเฉพาะเมื่อทำการเพิ่มจำนวนของคลื่นพาห้ศูนย์เข้าไปในสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม เพื่อที่จะเลี่ยงปัญหาที่เกิดจากการใช้งานไพโรทคลื่นพาห้ย้อย ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอวิธีการใหม่โดยใช้งานสัญญาณ Training Sequence (TS) บนแกนเวลา ซึ่งวิธีการที่นำเสนอ นั้นสามารถเพิ่มประสิทธิภาพในการประมาณค่าผลตอบแทนอิมพัลส์ของช่องสัญญาณถึงแม้ว่าระบบสัญญาณโอเอฟดีเอ็มจะเป็นแบบ Non-Nyquist Sampling [65]



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

วิธีการประมาณค่าผลตอบสนองทางอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ และการอีควอไลเซชันบนแกนเวลา

ระบบโอเอฟดีเอ็มได้ถูกใช้ในการสื่อสารข้อมูลแบบไร้สายในปัจจุบัน จากข้อดีของระบบโอเอฟดีเอ็ม ดังเช่น สามารถใช้งานประสิทธิภาพของช่องความถี่ได้เป็นอย่างดี มีอัตราการส่งข้อมูลสูง มีความทนทานต่อการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ และมีความต้านทานต่อช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิ้ง ระบบโอเอฟดีเอ็มได้ถูกหนดให้ใช้งานเป็นมาตรฐานการส่งสัญญาณหลายมาตรฐาน ยกตัวอย่างเช่น ใช้เป็นมาตรฐานของเทคนิคการส่งพื้นฐานสำหรับการส่งข้อมูลจากสถานีลูกข่าย ไปสู่สถานีฐานในระบบการสื่อสารไร้สายความเร็วสูงยุคที่ 4G ซึ่งในอนาคตของการสื่อสารไร้สายยุคที่ 5G เริ่มต้นนั้นก็มีการใช้งานระบบโอเอฟดีเอ็มอยู่ อย่างไรก็ตามระบบโอเอฟดีเอ็มก็ยังมีปัญหาบางประการในการนำไปใช้งาน เนื่องจากความต้องการของผู้ใช้งานที่ต้องการใช้งานที่ความเร็วสูงขึ้น และความต้องการที่จะใช้งานในเงื่อนไขของสภาวะแวดล้อมต่างๆ ยกตัวอย่างเช่น ภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูง ทำให้จำเป็นต้องมีการศึกษา พัฒนา และปรับปรุงรูปแบบในการจำลองช่องสัญญาณของระบบโอเอฟดีเอ็มให้สอดคล้องตามลักษณะของระบบ โดยเฉพาะอย่างยิ่งการออกแบบเครื่องส่งและเครื่องรับสัญญาณให้สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอวิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลา ซึ่งสามารถใช้งานในสภาพแวดล้อมแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูงได้ วิธีการที่นำเสนอขึ้นเป็นการออกแบบโครงสร้างของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบใหม่ โดยใช้งานสัญญาณ TS ในการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิ้ง และใช้งานวิธีการคำนวณรอบบนแกนเวลาโดยประยุกต์ใช้อัลกอริทึม Preconditioned Conjugate Gradient Squared (PCGS) เพื่อแก้สมการเมทริกซ์ผกผัน ซึ่งสามารถลดความซับซ้อนของระบบของวิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาที่นำเสนอได้เป็นอย่างดี โดยที่ยังคงรักษาให้มีสมรรถนะของอัตราผิดพลาดบิตที่ต่ำกว่าภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูง ในบทที่ 3 นี้เราจะกล่าวถึงโครงสร้างของระบบโอเอฟดีเอ็มที่นำเสนอ วิธีการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ช่องสัญญาณ วิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลา (Time Domain Equalization : TDE) ซึ่งประกอบไปด้วยวิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาร่วมกับกระบวนการ Overlap and Add (OLA) วิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาร่วมกับกระบวนการ Partial Differential และวิธีการอีควอไลเซชันแบบคำนวณรอบบนแกนเวลาที่นำเสนอ

3.1 แบบจำลองที่ใช้ในระบบโอเอฟดีเอ็ม

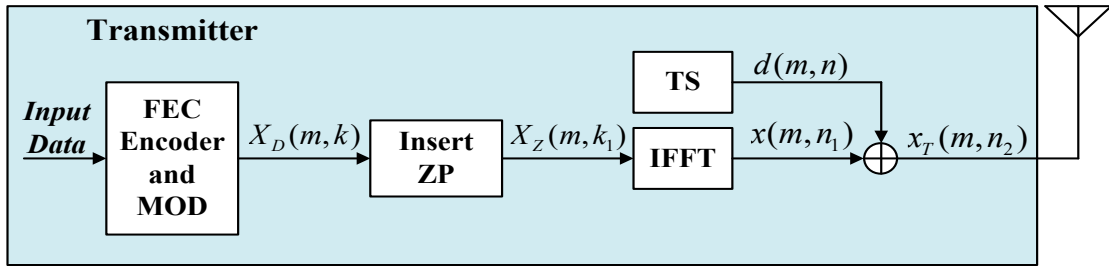
รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างเครื่องส่งสัญญาณของระบบโอเอฟดีเอ็มที่นำเสนอ ในการส่งสัญญาณไร้สายโดยใช้ระบบโอเอฟดีเอ็มนั้นเริ่มแรก ที่เครื่องส่งจะทำการเข้ารหัสข้อมูลที่เป็นข้อมูลแบบไบนารี จากนั้นข้อมูลที่ถูกเข้ารหัสจะถูกมอดูเลตแบบ Quadrature Amplitude Modulation (QAM) เพื่อที่จะเพิ่มความสามารถในการส่งข้อมูลในอัตราบิตที่สูงขึ้น จากนั้นสัญญาณโอเอฟดีเอ็มมอดูเลตข้อมูลจะเป็น $X_D(m, k)$ บนแกนเวลาของแต่ละคลื่นพหุย่อย ที่ลำดับ k -th ของที่ลำดับสัญลักษณ์ m -th จะถูกใส่ลงในความถี่แบนด์วิดท์ตามช่วงเวลาทั้งหมด M เมื่อพิจารณาออกแบบระบบโอเอฟดีเอ็มที่เป็นแบบ Non-Nyquist Sampling ดังนั้นคลื่นพหุย่อยข้อมูลที่มีขนาด M ถูกกำหนดลงในแถบความถี่เรียงต่อเนื่องเป็นลำดับจากตำแหน่งคลื่นพหุย่อย N_{Z1} ถึง N_{Z2} ($N_{Z2} - N_{Z1} + 1 = M$) โดยกำหนดให้ไปตลอดทั้งระยะของ N นั้นหมายความว่าในคลื่นพหุย่อยจำนวน N นั้นจะประกอบด้วยคลื่นพหุศูนย์ (Zero Padding) ซึ่งถูกเพิ่มที่ด้านหน้าและด้านหลังของคลื่นพหุย่อย M ของมอดูเลตข้อมูลสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ดังแสดงดังรูปที่ 3.1 ซึ่งสัญญาณบนแกนความถี่ตลอดช่วงระยะเวลา N ความถี่สามารถแสดงได้โดยสมการดังนี้

$$X_Z(m, k_1) = \begin{cases} 0 \text{ (Zero padding)}, & 0 \leq k_1 \leq N_{Z1} - 1 \\ X_D(m, k_1 - N_{Z1}), & N_{Z1} \leq k_1 \leq N_{Z2} \\ 0 \text{ (Zero padding)}, & N_{Z2} + 1 \leq k_1 \leq N \end{cases} \quad (3.1)$$

โดยที่ $N - M$ เป็นจำนวนของคลื่นพหุศูนย์ (N_Z) ที่ถูกเพิ่มเข้าไปด้านหน้าและด้านหลังของคลื่นพหุย่อยมอดูเลตข้อมูล M บนแกนความถี่ ส่วน $X_Z(m, k_1)$ คือ สัญญาณโอเอฟดีเอ็มบนแกนความถี่ที่มีระยะ N ที่ประกอบไปด้วยคลื่นพหุศูนย์ จากนั้นทำการแปลงสัญญาณโอเอฟดีเอ็มบนความถี่ไปเป็นสัญญาณบนแกนเวลา โดยใช้กระบวนการฟูริเยร์แบบผกผัน (IFFT) จะได้เป็นดังสมการต่อไปนี้

$$x(m, n_1) = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \sum_{k_1=0}^{N-1} X_Z(m, k_1) \cdot e^{j \frac{2\pi n_1 k_1}{N}}, \quad 0 \leq n_1 \leq N - 1 \quad (3.2)$$

โดยที่ $x(m, n_1)$ เป็นสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่จะส่งบนแกนเวลาที่ลำดับ n_1 -th แซมปลิงเวลาของสัญลักษณ์ m -th และ $X_Z(m, k_1)$ เป็นสัญญาณมอดูเลตข้อมูลบนแกนความถี่ที่คลื่นพหุย่อยลำดับ k_1 -th โดยมีความยาวทั้งหมด N แซมปลิงเวลา



รูปที่ 3.1 โครงสร้างเครื่องส่งสัญญาณของระบบโอเอฟดีเอ็มที่นำเสนอง

3.2 วิธีการประมาณค่าผลตอบสนองทางอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่นำเสนอง

รูปที่ 3.2 แสดงรูปแบบเฟรมของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่นำเสนองโดยประยุกต์ใช้งานสัญญาณ TS หลังจากสัญญาณโอเอฟดีเอ็มถูกแปลงจากสัญญาณบนแกนความถี่ไปเป็นสัญญาณบนแกนเวลา $x(m, n_1)$ แล้ว สัญญาณ TS1 และ TS2 บนแกนเวลาที่มีความยาว N_{TS} แซมปลิงเวลา จะถูกเพิ่มเข้าไปที่ส่วนด้านหน้าและด้านหลังของทุกๆ สัญลักษณ์ของข้อมูลโอเอฟดีเอ็ม สัญญาณ TS1 นั้นจะถูกใช้งานในการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณของทุกๆ สัญลักษณ์ข้อมูล และสัญญาณ TS2 จะถูกใช้งานเป็นช่วงเวลาป้องกันการรบกวนกันระหว่างสัญญาณที่เกิดขึ้นบนช่องสัญญาณแบบมัลติพาธเฟดดิ้ง ซึ่งเหมือนกับสัญญาณ CP ของโครงสร้างระบบโอเอฟดีเอ็มแบบพื้นฐาน ในวิทยานิพนธ์นี้ นำเสนองสัญญาณ TS1 และ TS2 ซึ่งสามารถสร้างได้โดยใช้งานสัญญาณมอดูเลตข้อมูลสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม จากนั้นสัญญาณ TS1 และ TS2 ที่สร้างขึ้นจะถูกคัตสัญญาณอีกด้วยตัวกรองสัญญาณแบบรูปทรงสามเหลี่ยม (Triangular Window) จากการสร้างสัญญาณ TS ที่นำเสนองนั้นทำให้สามารถลดสัญญาณรบกวนที่ไม่พึงประสงค์ของความหนาแน่นพลังสเปกตรัม Power Spectrum Density (PSD) [66] ที่ส่วนด้านนอกของความถี่แบนด์วิดท์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มได้อย่างมีประสิทธิภาพ ดังนั้นสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่จะส่งบนแกนเวลาหลังจากทำการเพิ่มสัญญาณ TS1 และ TS2 สามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$x_T(m, n_2) = \begin{cases} d_1(m, n_2), & 0 \leq n_2 \leq N_{TS} - 1 \\ x(m, n_2 - N_{TS}), & N_{TS} \leq n_2 \leq N + N_{TS} - 1 \\ d_2(m, n_2 - N - N_{TS}), & N + N_{TS} \leq n_2 \leq N + 2N_{TS} - 1 \end{cases} \quad (3.3)$$

โดยที่ $d_1(m, n)$ และ $d_2(m, n)$ คือ สัญญาณ TS1 และ TS2 บนแกนเวลาที่มีความยาวของแซมปลิงเวลา N_{TS} ($0 \leq n \leq N_{TS} - 1$) ตามลำดับ โดยทั่วไปแล้วสัญญาณ TS1 และ TS2 จะต้องมีความยาวมากกว่าระยะของดีเลย์พาธ (Delay Paths : L) เช่นเดียวกันกับช่วงเวลาป้องกัน CP สัญญาณโอเอฟดีเอ็มพื้นฐาน เพื่อหลีกเลี่ยงการรบกวนระหว่างสัญญาณและจากกระบวนการสร้างสัญญาณ TS ที่นำเสนองนั้น ที่ฝั่งเครื่องรับสัญญาณสามารถทราบค่าของรูปแบบข้อมูล ทำให้สามารถทำการ

ประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณของทุกๆ สัญลักษณ์ข้อมูลได้ กำหนดให้ $h_l(m)$ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นค่าคงที่ในช่วงระยะเวลาหนึ่งของ TS1 ภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูง ดังนั้นที่ฝั่งเครื่องรับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มสามารถกำหนดสมการสัญญาณที่รับได้หลังจากผ่านช่องสัญญาณ มัลติพาธเฟดดิ้งได้ โดยสามารถแสดงได้ดังสมการดังต่อไปนี้

$$r_{TS}(m, n_2) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(m) \cdot x_T(m, n_2 - l) + w(m, n_2), \quad (3.4)$$

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

โดยที่ $h_l(m)$ คือ ค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณบนแกนเวลาในอุดมคติสำหรับ $l - th$ ดีเลย์พาร์ช ของสัญลักษณ์ $m - th$ ซึ่งโดยทั่วไปแล้ว $h_l(m)$ นั้นเป็นพารามิเตอร์ที่ไม่ทราบค่า ในการที่จะทำการประมาณค่าผลตอบสนองทางอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ $h_l(m)$ นั้นจะต้องทำการกำหนดให้ค่าผลตอบสนองทางอิมพัลส์ของช่องสัญญาณเป็น $\hat{h}_l(m)$ ที่ไม่ทราบค่าและร่วมกับสัญญาณ TS1 ที่ทราบค่าของข้อมูลโดยที่เพิ่มเข้าไปก่อนส่งสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ฝั่งเครื่องส่ง ทำให้สมการที่ (3.4) สามารถเขียนใหม่ได้เป็นการประมาณค่าสัญญาณ โดยใช้สมมติฐานดังต่อไปนี้

$$\hat{r}_{TS}(m, n_2) = \sum_{l=0}^{N_{TS}-1} \hat{h}_l(m) \cdot d(m, n_2 - l), \quad (3.5)$$

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

โดยที่ $\hat{h}_l(m)$ คือ การประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณสำหรับดีเลย์พาร์ช $l - th$ ของสัญลักษณ์ $m - th$ การประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ $\hat{h}_l(m)$ สามารถประมาณค่าโดยใช้วิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณด้วยวิธีการประมาณค่าความเป็นไปได้สูงสุด (Maximum Likelihood : ML) ภายใต้การหาค่าความแตกต่างที่เกิดขึ้นระหว่างสัญญาณ TS1 ที่ได้รับมา $r_{TS}(m, n_2)$ ในสมการที่ (3.4) เปรียบเทียบกับสัญญาณที่คาดว่าจะได้รับ $\hat{r}_{TS}(m, n_2)$ ในสมการที่ (3.5) ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการดังต่อไปนี้

$$Y = \arg \min_{\hat{h}_l(m)} \left[\sum_{n_2=0}^{N_{TS}-1} |r_{TS}(m, n_2) - \hat{r}_{TS}(m, n_2)|^2 \right] \quad (3.6)$$

จากสมการที่ (3.6) กำหนดขอบเขตการคำนวณให้

$$r_{TS}(m, n_2) - \hat{r}_{TS}(m, n_2) = 0, \quad 0 \leq n_2 \leq N_{TS} - 1 \quad (3.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในผลลัพธ์จากสมการที่ (3.7) การหาค่าความแตกต่างที่เกิดขึ้นระหว่างสัญญาณ TS1 ที่ได้รับมากับสัญญาณที่คาดว่าจะได้รับ TS สามารถแสดงได้ดังสมการดังต่อไปนี้

$$r_{TS}(m, n_2) = \sum_{l=0}^{N_{TS}-1} \hat{h}_l(m) \cdot d(m, n_2 - l), \quad 0 \leq n_2 \leq N_{TS} - 1 \quad (3.8)$$

ในสมการที่ (3.8) ค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่คาดว่าจะได้รับ $\hat{h}_l(m)$ จะสามารถหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$\underbrace{[\hat{h}_l(m)]}_{N_{TS} \times 1} = \underbrace{[d(m, n_2 - l)]^{-1}}_{N_{TS} \times N_{TS}} \cdot \underbrace{[r_{TS}(m, n_2)]}_{N_{TS} \times 1} \quad (3.9)$$

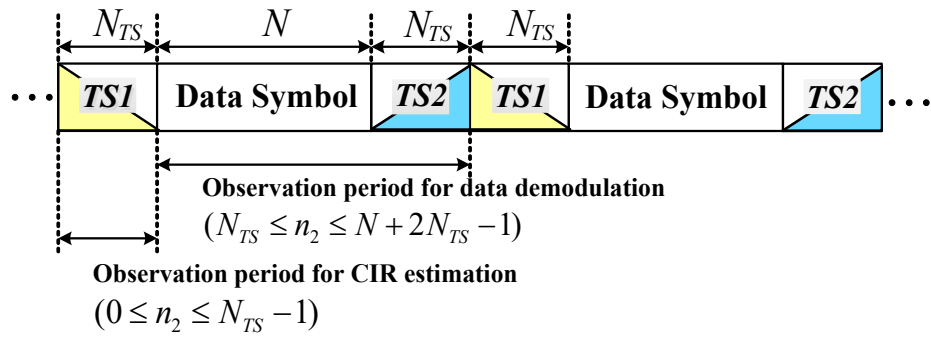
โดยที่ $[\hat{h}_l(m)]$ คือ การประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณทุกๆ สัญลักษณ์ $[\cdot]^{-1}$ คือ เมทริกซ์ผกผัน และค่า $d(m, n_2 - l)$ สามารถกำหนดขอบเขตจากสมการที่ (3.9) ได้ดังสมการดังต่อไปนี้

$$\begin{cases} n_2 - l \geq 0, & d(m, n_2 - l) = d(m, n_2 - l) \\ n_2 - l < 0, & d(m, n_2 - l) = d(m, N_{TS} - l) \end{cases} \quad (3.10)$$

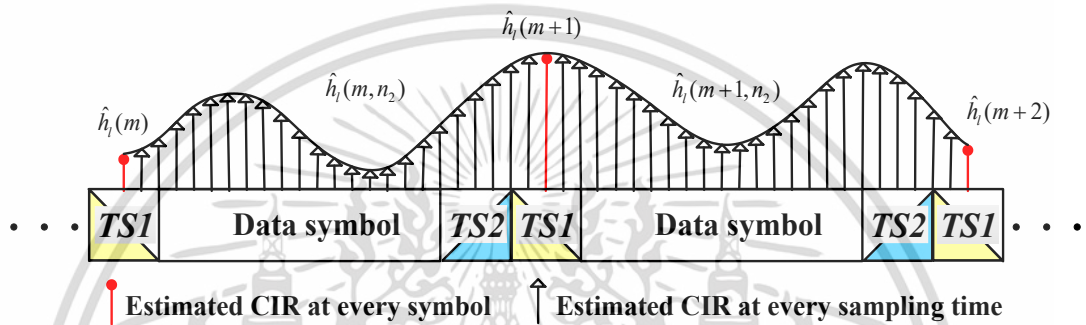
โดยที่ $d(m, n)$ เป็นรูปแบบของสัญญาณ TS บนแกนเวลา ซึ่งเป็นรูปแบบข้อมูลที่ทราบค่าที่ฝั่งเครื่องรับโอเอพีดีเอ็ม ดังนั้นการสร้างและการคำนวณเมทริกซ์ผกผัน $[d(m, n_2 - l)]^{-1}$ ในสมการที่ (3.9) นั้นสามารถคำนวณล่วงหน้าได้เลย จากกระบวนการนี้ทำให้วิธีการคำนวณความซับซ้อนของระบบในการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณทุกๆ สัญลักษณ์ นั้นลดลงเป็นอย่างมาก จากนั้นการที่จะทำการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณทุกๆ สัญลักษณ์แซมปลิงเวลา $[\hat{h}_l(m, n_2)]$ นั้น สามารถทำได้โดยการประยุกต์ใช้งานประมาณค่าแบบเป็นเส้นโค้ง (Cubic Spline Interpolation) [67] โดยทำการประมาณค่าของค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณทุกๆ สัญลักษณ์ $[\hat{h}_l(m)]$ และ $[\hat{h}_l(m, n_2 + 1)]$ ที่อยู่ข้างเคียงกัน รูปที่ 3.3 แสดงไดอะแกรมสำหรับวิธีการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่ทุกๆ แซมปลิงเวลา โดยการใช้วิธีการประมาณค่าแบบเป็นเส้นโค้ง ในการหาประสิทธิภาพของวิธีการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่ทุกๆ แซมปลิงเวลาที่นำเสนอขึ้นความแม่นยำในการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอ โดยใช้สัญญาณ TS และวิธีการแบบพื้นฐานโดยใช้งานไพโรทคลี้นพาร์ย่อยจะถูกแสดงไว้ในบทที่ 4 โดยที่ทำการส่งสัญญาณในระบบโอ

เอพีดีเอ็มแบบที่เป็นทั้ง Nyquist Sampling และ Non-Nyquist Sampling

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 รูปแบบเฟรมของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่นำเสนอโดยประยุกต์ใช้งานสัญญาณ TS



รูปที่ 3.3 การประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่ทุกๆ แซมปลิงเวลา โดยการใช้วิธีการประมาณค่าแบบเป็นเส้นโค้ง (Cubic Spline Interpolation)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 วิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลา

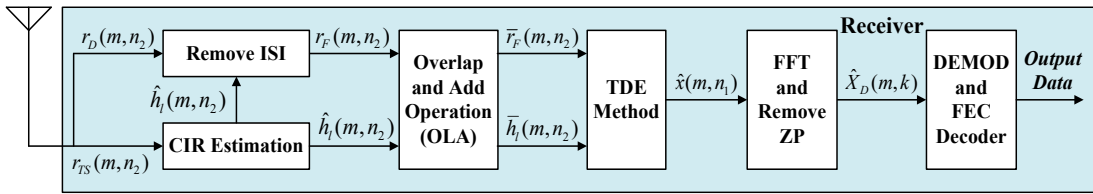
ในหัวข้อนี้จะเป็นการอธิบายวิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาแบบที่นำเสนอภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูง โดยวิธีการที่นำเสนอจะทำการแสดงวิธีการลดความซับซ้อนของระบบในการคำนวณหาค่าเมทริกซ์ผกผันแบบวนรอบแกนเวลา

3.3.1 วิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาร่วมกับกระบวนการ Overlap and Add (OLA)

วิธีการอีควอไลเซชันสัญญาณที่นำเสนอใน [68] และ [60] นั้นสามารถแสดงผลสมรรถนะของอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลที่มีประสิทธิภาพที่ดี เมื่อใช้ค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณในอุดมคติ $h_l(m, n_2)$ ที่ทุกๆ แซมปลิงเวลาในการชดเชยค่าสัมประสิทธิ์ของสัญญาณในกระบวนการอีควอไลเซชันสัญญาณ แต่อย่างไรก็ตามเมื่อทำการพิจารณากระบวนการอีควอไลเซชันสัญญาณโดยใช้วิธีการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ $\hat{h}_l(m, n_2)$ ที่ทุกๆ แซมปลิงเวลา ซึ่งในวิธีการที่นำเสนอใน [68] นั้นใช้งานไพโรทคลีนพาร์ทีย่อยในการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ เมื่อกำหนดให้สัญญาณโอเอฟดีเอ็มทำงานภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วที่ไม่สูงมาก การใช้งานไพโรทคลีนพาร์ทีย่อยสามารถทำการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ $\hat{h}_l(m, n_2)$ ที่ทุกๆ แซมปลิงเวลา ได้อย่างแม่นยำ แต่เมื่อทำการพิจารณาสัญญาณโอเอฟดีเอ็มทำงานภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูง การใช้งานไพโรทคลีนพาร์ทีย่อยจะทำให้การประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณเกิดความผิดพลาดขึ้นเป็นอย่างมาก อีกทั้งการประมาณค่าโดยใช้งานไพโรทคลีนพาร์ทีย่อยในระบบโอเอฟดีเอ็มที่เป็นแบบ Non-Nyquist Sampling ยังส่งผลให้การประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณเกิดความผิดพลาดสูงยิ่งไปอีกดังที่กล่าวไว้ในบทที่ 2

ในทางตรงข้ามกันวิธีการที่นำเสนอใน [60] ใช้การประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณของที่ทุกๆ แซมปลิงเวลา โดยสัญญาณ TS บนแกนเวลา วิธีการนี้สามารถประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณได้อย่างแม่นยำ แม้ว่าระบบโอเอฟดีเอ็มจะเป็นแบบ Non-Nyquist Sampling หรือทำงานภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูง

รูปที่ 3.4 แสดงโครงสร้างเครื่องรับสัญญาณของระบบโอเอฟดีเอ็มที่นำเสนอร่วมกับกระบวนการ Overlap and Add (OLA) เมื่อพิจารณาค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณในอุดมคติ $h_l(m, n_2)$ ที่ทุกๆ แซมปลิงเวลา สัญญาณข้อมูลโอเอฟดีเอ็มที่ถูกส่งมาจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับสัญญาณ $r_D(m, n_2)$ ที่ทุกๆ แซมปลิงเวลาบนช่วงเวลาจาก N_{TS} ถึง $N + 2N_{TS} - 1$ สามารถอธิบายโดยสมการดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.4 โครงสร้างเครื่องรับสัญญาณของระบบโอเอฟดีเอ็มที่นำเสนอร่วมกับกระบวนการ Overlap and Add (OLA)

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

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

โดยที่ $x_T(m, n_2 - l)$ ในสมการที่ (3.11) กำหนดขอบเขตได้ตามดังสมการดังต่อไปนี้

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

สัญญาณ $r_D(m, n_2)$ ที่ทุกๆ แซมปลิงเวลาในสมการที่ (3.11) นั้นประกอบด้วยสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นบนช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิ้ง นั้นหมายความว่า จะมีองค์ประกอบของสัญญาณ TS1 และ TS2 รวมอยู่ในสัญญาณ $r_D(m, n_2)$ ที่ทุกๆ แซมปลิงเวลา จากที่กล่าวมาข้างต้นค่ารูปแบบข้อมูล $d(m, n_2)$ ของสัญญาณ TS1 และ TS2 นั้นทราบค่าที่ฝั่งเครื่องรับ อีกทั้งการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณสามารถทำได้ที่เครื่องรับโดยการคำนวณจากสัญญาณ TS1 ดังนั้นสัญญาณรบกวนระหว่างสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มของแต่ละสัญลักษณ์ที่เกิดขึ้นบนช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิ้งนั้นสามารถทำการลบหรือเอาออกได้โดยการใช้สมการต่อไปนี้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $r_F(m, n_2)$ คือ สัญญาณที่เครื่องรับสัญญาณรับได้บนแกนเวลาหลังจากที่ทำการลบส่วนประกอบที่รบกวนเนื่องมาจากสัญญาณ TS ออกจากสัญญาณข้อมูลที่ได้รับมา $r_D(m, n_2)$ ในสมการที่ (3.11) จากสมการที่ (3.12) จะเห็นได้ว่าข้อมูลของสัญญาณที่ถูกส่งมาบนแกนเวลา $x(m, n_1)$ บนแกนเวลาในสมการที่ (3.2) นั้นถูกรวมอยู่ในสมการที่ (3.12) ซึ่งเป็นข้อมูลที่ไม่ทราบค่าเนื่องจากการรบกวนจากช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิ้ง เพื่อที่จะทำการหาค่าของข้อมูลที่ถูกส่งมานี้สามารถทำได้โดยกำหนดให้สัญญาณ $x(m, n_1)$ เป็นพารามิเตอร์ที่ไม่ทราบค่า และข้อมูลของสัญญาณที่เครื่องรับที่คาดว่าจะได้รับบนแกนเวลา $\hat{r}_F(m, n_2)$ ที่โดยที่ไม่มีสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากสัญญาณ TS ซึ่งสอดคล้องกับ (3.13) สามารถกำหนดได้โดย

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

จากนั้นใช้วิธีการประมาณค่าความเป็นไปได้สูงสุด (Maximum Likelihood : ML) ภายใต้การหาค่าความแตกต่างที่เกิดขึ้นจากพารามิเตอร์ที่ไม่รู้ค่าของข้อมูลบนแกนเวลา $\hat{x}(m, n_1)$ และประยุกต์ใช้วิธีการคำนวณแก้สมการอย่างง่ายเปรียบเทียบระหว่างข้อมูลที่เครื่องรับได้รับ $r_F(m, n_1)$ ในสมการที่ (3.13) และข้อมูลที่คาดว่าเครื่องรับจะรับได้ $\hat{r}_E(m, n_1)$ ในสมการที่ (3.14) ดังนั้นวิธีการประมาณค่าความเป็นไปได้สูงสุดสามารถแสดงได้ตามสมการ

$$Y = \arg \min_{\hat{x}(m, n_1)} \left[\sum_{n_2=N_{TS}}^{N+2N_{TS}-2} |r_F(m, n_2) - \hat{r}_E(m, n_2)|^2 \right] \quad (3.15)$$

จากสมการสามารถแก้ไขสมการโดยการประมาณค่าความเป็นไปได้สูงสุดในสมการที่ (3.15) ใช้ขอบเขตเงื่อนไขในการแก้สมการดังต่อไปนี้

$$r_F(m, n_2) - \hat{r}_E(m, n_2) = 0, \quad N_{TS} \leq n_2 \leq N + N_{TS} - 1 \quad (3.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยการใช้เงื่อนไขในสมการที่ (3.16) และการแทนที่ค่าของ $\hat{r}_F(m, n_2)$ จากสมการที่ (3.14) ลงในสมการที่ (3.15) จากนั้นสมการที่ (3.15) จากนั้นสามารถแสดงได้ดังสมการ

$$r_F(m, n_2) = \begin{cases} \sum_{l=0}^{n_2-N_{TS}} \hat{h}_l(m, n_2) \cdot \hat{x}(m, n_2 - N_{TS} - l), & N_{TS} \leq n_2 \leq 2N_{TS} - 2 \\ \sum_{l=0}^{N_{TS}-1} \hat{h}_l(m, n_2) \cdot \hat{x}(m, n_2 - N_{TS} - l), & 2N_{TS} - 1 \leq n_2 \leq N + N_{TS} - 1 \\ \sum_{l=n_2-N-N_{TS}+1}^{N_{TS}-1} \hat{h}_l(m, n_2) \cdot \hat{x}(m, n_2 - N_{TS} - l), & N + N_{TS} \leq n_2 \leq N + 2N_{TS} - 2 \end{cases} \quad (3.17)$$

โดยที่ค่าพารามิเตอร์ $\hat{x}(m, n_2 - N_{TS} - l)$ ในสมการที่ (3.17) สอดคล้องกับ $\hat{x}(m, n_1 - l)$ ภายในขอบเขตเงื่อนไข ($0 \leq n_1 \leq N - 1$) ซึ่งจากสมการที่ (3.17) นั้นสามารถนำมาเขียนเป็นสมการเมทริกซ์ได้ดังต่อไปนี้

$$\underbrace{[r_F(m, n_2)]}_{(N+N_{TS}-1) \times 1} = \underbrace{[\hat{h}_l(m, n_2)]}_{(N+N_{TS}-1) \times N} \cdot \underbrace{[\hat{x}(m, n_1)]}_{N \times 1} \quad (3.18)$$

โดยที่ $r_F(m, n_2)$ คือ สัญญาณบนแกนเวลาที่เครื่องรับได้รับมา ซึ่งมีขนาดของเมทริกซ์เป็น $(N + N_{TS} - 1) \times 1$ และ $\hat{h}_l(m, n_2)$ คือ การประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณบนแกนเวลาที่มีขนาดของเมทริกซ์เป็น $(N + N_{TS} - 1) \times N$ โดยที่เมทริกซ์ $[r_F(m, n_2)]$ ในสมการที่ (3.18) สามารถแยกส่วนด้านบนของเมทริกซ์ออกเป็นขนาด $N \times 1$ และส่วนด้านล่างเป็นขนาด $(N_{TS} - 1) \times 1$ ในทำนองเดียวกันเมทริกซ์ $[\hat{h}_l(m, n_2)]$ สามารถแยกส่วนด้านบนออกเป็นขนาด $N \times N$ และส่วนด้านล่างเป็นขนาด $(N_{TS} - 1) \times 1$ จากนั้นกระบวนการ Overlap and Add (OLA) ถูกใช้กับสัญญาณบนแกนเวลาที่เครื่องรับได้รับและการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณบนแกนเวลา โดยกระบวนการ OLA นั้นเป็นการนำส่วนด้านล่างมาทำการบวกหรือเพิ่มเข้ากับส่วนของด้านบนของเมทริกซ์ $[r_F(m, n_2)]$ และ $[\hat{h}_l(m, n_2)]$ เพื่อที่จะทำให้เมทริกซ์มีคุณสมบัติคล้ายกับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มพื้นฐานที่ใช้งานช่วงเวลาป้องกัน CP และอีกอย่างเพื่อให้เมทริกซ์ $[r_F(m, n_2)]$ และ $[\hat{h}_l(m, n_2)]$ ในสมการที่ (3.18) มีขนาด $N \times 1$ และ $N \times N$ ได้ตามลำดับ

$$[\bar{r}_F(m, n_2)] = \Phi[r_F(m, n_2)] = \begin{bmatrix} I_N & \vdots & I_{N_{TS}-1} \\ & & 0 \end{bmatrix} \cdot [r_F(m, n_2)] \quad (3.19)$$

$$[\bar{h}_l(m, n_2)] = \Phi[\hat{h}_l(m, n_2)] = \begin{bmatrix} I_N & \vdots & I_{N_{TS}-1} \\ & & 0 \end{bmatrix} \cdot [\hat{h}_l(m, n_2)] \quad (3.20)$$

โดยที่ Φ หมายถึง กระบวนการ Overlap-and-Add (OLA) จากสมการที่ (3.19) และสมการที่ (3.20) ทำให้สมการที่ (3.18) กลายเป็นเมทริกซ์ที่มีขนาด $N \times N$ ดังสมการ

$$\underbrace{[\bar{r}_F(m, n_2)]}_{N \times 1} = \underbrace{[\bar{h}_l(m, n_2)]}_{N \times N} \cdot \underbrace{[\hat{x}(m, n_1)]}_{N \times 1} \quad (3.21)$$

จากสมการที่ (3.21) สามารถสังเกตได้ว่าเมทริกซ์ค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณกลายเป็นเมทริกซ์ที่มีคุณสมบัติ Circular Matrix ซึ่งเป็นคุณสมบัติเดียวกันกับเมทริกซ์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มรวมกับช่วงเวลาป้องกัน CP เมื่อพิจารณาภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วต่ำ (Time Invariance Channel) [60] ดังนั้นการประมาณค่าสัญญาณที่ถูกส่งมานั้นสามารถทำได้โดยการคำนวณเมทริกซ์ผกผันโดยตรง ซึ่งสามารถแสดงได้โดยสมการ

$$\underbrace{[\hat{x}(m, n_1)]}_{N \times 1} = \underbrace{[\bar{h}_l(m, n_2)]}_{N \times N}^{-1} \cdot \underbrace{[\bar{r}_F(m, n_2)]}_{N \times 1} \quad (3.22)$$

ที่ $[\bar{h}_l(m, n_2)]^{-1}$ คือ เมทริกซ์ผกผันของค่าสัมประสิทธิ์ของผลตอบสนองอิมพัลส์ช่องสัญญาณ และ $[\hat{x}(m, n_1)]$ คือ เมทริกซ์การประมาณค่าของข้อมูลที่ถูกส่งบนแกนเวลา จากสมการที่ (3.22) นั้นจะเห็นได้ว่าวิธีการอีควอลไลเซชันบนแกนเวลาร่วมกับกระบวนการ OLA สามารถที่จะชดเชยค่าสัมประสิทธิ์ของผลตอบสนองอิมพัลส์ช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาที่ทุกๆ แซมปลิงเวลา แสดงได้ดังสมการที่ (3.17) วิธีการนี้สามารถที่จะลดการรบกวนกันระหว่างคลื่นพายุย่อย และทำให้สมรรถนะของบิตผิดพลาดข้อมูลดีขึ้นมากกว่าวิธีการอีควอลไลเซชันบนแกนความถี่ในระบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐานภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูง แต่อย่างไรก็ตามเมื่อทำการพิจารณาการคำนวณความซับซ้อนของเมทริกซ์สมการที่ (3.22) นั้นการประมาณค่าสัญญาณข้อมูลที่ถูกส่งบนแกนเวลา $\hat{x}(m, n_1)$ สามารถทำได้โดยการใชการคำนวณเมทริกซ์ผกผันที่มีขนาดเมทริกซ์ $N \times N$ ทำให้การคำนวณความซับซ้อนของวิธีการอีควอลไลเซชันบนแกนเวลาร่วมกับวิธีการ OLA สามารถพิจารณาได้จากการคำนวณเมทริกซ์ผกผันคือ มีค่าออดเดอร์สูงถึง $O(N^3)$ และการคำนวณการคูณกันของ เมทริกซ์ค่าออดเดอร์เป็น $O(N^2)$ จากที่กล่าวมานี้ทำให้ความซับซ้อนของการคำนวณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทั้งหมดสำหรับวิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาร่วมกับกระบวนการ OLA มีค่าการคำนวณโดยรวมเป็น $N^3 + N^2$ ของทุกๆ สัญลักษณ์ข้อมูลโอเอฟดีเอ็ม

3.3.2 วิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาร่วมกับกระบวนการ Partial Differential

ในการใช้วิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาร่วมกับกระบวนการ OLA นั้น ค่าประสิทธิภาพของอัตราผิดพลาดบิตจะลดลงอันเนื่องจากกระบวนการ OLA ในสมการที่ (3.19) และสมการที่ (3.20) กระบวนการ OLA เป็นการทำให้เมทริกซ์ค่าสัมประสิทธิ์ของค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณมีคุณสมบัติเป็นแบบ Circular Matrix โดยที่กระบวนการนี้ไม่ได้คำนึงถึงการรวมกันของสัญญาณทางแอมพลิจูด และเฟสที่ไม่พึงประสงค์ เนื่องการส่งสัญญาณนั้นมียอดประกอบของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนเข้ามาด้วย ดังนั้นกระบวนการ OLA ที่ทำการนำส่วนด้านล่างของเมทริกซ์ $(N_{TS} - 1) \times 1$ มาทำการบวกหรือเพิ่มเข้ากับส่วนทางด้านบนของเมทริกซ์ $N \times 1$ นั้นทำให้เกิดการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียน เพื่อที่จะแก้ปัญหาในวิทยานิพนธ์ได้นำเสนอวิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาร่วมกับกระบวนการ Partial Differential รูปที่ 3.7 แสดงโครงสร้างเครื่องรับสัญญาณที่นำเสนอโดยใช้วิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาร่วมกับกระบวนการ Partial Differential จากสมการที่ (3.13) นั้นหลังจากทำการลบส่วนประกอบที่รบกวนเนื่องมาจากสัญญาณ TS ออกจากสัญญาณข้อมูลที่ได้รับมา $r_D(m, n_2)$ แล้ววิธีการประมาณค่าความเป็นไปได้สูงสุด (Maximum Likelihood : ML) ภายใต้การหาค่าความแตกต่างที่เกิดขึ้นจากพารามิเตอร์ที่ไม่รู้จักค่าของข้อมูลบนแกนเวลา $\hat{x}(m, n_1)$ ในสมการที่ (3.2) และประยุกต์ใช้วิธีการคำนวณแก้สมการอย่างง่ายเปรียบเทียบระหว่างข้อมูลที่เครื่องรับได้รับ $r_F(m, n_1)$ ในสมการที่ (3.13) และข้อมูลที่คาดว่าเครื่องรับจะรับได้ $\hat{r}_E(m, n_1)$ ในสมการที่ (3.14) ดังนั้นวิธีการประมาณค่าความเป็นไปได้สูงสุดสามารถแสดงได้ตามสมการ

$$Y = \arg \min_{\hat{x}(m, s)} \left[\sum_{n_2=N_{TS}}^{N+2N_{TS}-2} |r_F(m, n_2) - \hat{r}_E(m, n_2)|^2 \right] \quad (3.23)$$

จากสมการการประมาณค่าความเป็นไปได้สูงสุด (3.23) สามารถแก้สมการโดยใช้กระบวนการ Partial Differentiation สำหรับ พารามิเตอร์ที่ไม่รู้จักค่าทั้งหมดของ $\hat{x}^*(m, s)$ ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

$$\frac{\partial Y}{\partial \hat{x}^*(m, s)} = \frac{\partial \left(\sum_{n_2=N_{TS}}^{N+2N_{TS}-2} |r_F(m, n_2) - \hat{r}_E(m, n_2)|^2 \right)}{\partial \hat{x}^*(m, s)} = 0, \quad (0 \leq s \leq N-1) \quad (3.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ (*) หมายถึง จำนวนคอนจูเกตเชิงซ้อน (Conjugate Complex) ซึ่งจากสมการที่ (3.24) นั้นสามารถหาค่าพารามิเตอร์ที่ไม่ทราบค่าของสัญญาณที่คาดว่าจะถูกส่ง $\hat{x}(m, n_1)$ โดยที่ความยาวเมทริกซ์ขนาดเป็นจำนวน N ที่ไม่ทราบค่า ซึ่งสามารถเขียนได้ตามสมการดังนี้

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

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

$$b(m, s) = \sum_{n_2=N_{TS}}^{N+2N_{TS}-2} r_F(m, n_2) \frac{\partial \hat{r}_E^*(m, n_2)}{\partial \hat{x}^*(m, s)}, 0 \leq s \leq N-1 \quad (3.26)$$

$$A_m(s, n_1) = \sum_{n_2=N_{TS}}^{N+2N_{TS}-2} \hat{r}_E(m, n_2) \frac{\partial \hat{r}_E^*(m, n_2)}{\partial \hat{x}^*(m, s)}, 0 \leq n_1 \leq N-1 \quad (3.27)$$

และใช้งานขอบเขตเงื่อนไขดังนี้

$$s = n_2 - N_{TS} - l \quad \text{in} \quad \partial \hat{r}_E^*(m, n_2) / \partial \hat{x}^*(m, s) \quad (3.28)$$

$$n_1 = n_2 - N_{TS} - l \quad \text{in} \quad \hat{r}_E(m, n_2) \quad (3.29)$$

จากสมการ (3.25) พารามิเตอร์ที่ไม่ทราบค่าของสัญญาณที่คาดว่าจะถูกส่ง $\hat{x}(m, n_1)$ สามารถหาได้โดยการคำนวณเมทริกซ์ผกผันของเมทริกซ์ $[A_m(s, n_1)]$ ซึ่งจะได้เป็น

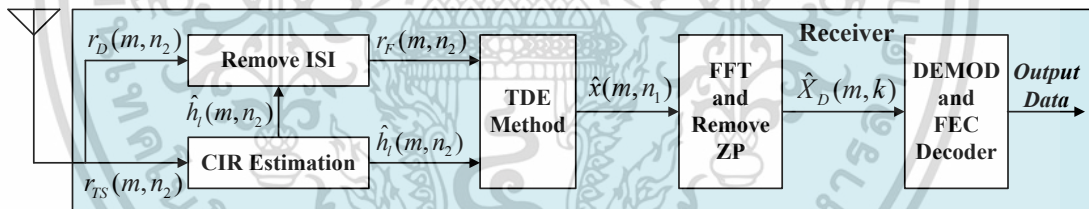
$$\underbrace{[\hat{x}(m, n_1)]}_{N \times 1} = \underbrace{[A_m(s, n_1)]^{-1}}_{N \times N} \cdot \underbrace{[b(m, s)]}_{N \times 1} \quad (3.30)$$

จากสมการที่ (3.30) สามารถสังเกตได้ว่าวิธีการอิควอไลเซชันบนแกนเวลาร่วมกับกระบวนการ Partial Differentiation นั้นรูปแบบผลลัพธ์สุดท้ายของเมทริกซ์มีความคล้ายคลึงกันกับวิธีการ อิควอไลเซชันบนแกนเวลาร่วมกับกระบวนการ OLA ในการประมาณค่าสัญญาณที่คาดว่าจะถูกส่งบนแกนเวลา $\hat{x}(m, n_1)$ นั้นสามารถหาได้จากการคำนวณเมทริกซ์ผกผันโดยตรง แต่ความแตกต่างระหว่างสองวิธีการอิควอไลเซชันบนแกนเวลานี้คือ วิธีการอิควอไลเซชันบนแกนเวลาร่วมกับกระบวนการ

Partial Differentiation นั้นสามารถมีประสิทธิภาพที่ของอัตราผิดพลาดบิตที่ดีกว่าภายใต้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูง เนื่องมาจากไม่มีการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนเข้ามาเกี่ยวข้องในขณะที่ทำการชดเชยค่าสัมประสิทธิ์ของค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ จากนั้นสัญญาณที่ทำการประมาณค่าได้จำนวน M ของสัญญาณข้อมูล $\hat{x}_D(m, k)$ จะถูกทำการแปลงจากสัญญาณบนแกนเวลาไปเป็นสัญญาณบนแกนความถี่โดยใช้กระบวนการ N -point FFT จากนั้นสัญญาณบนแกนความถี่จะทำการเลือกเฉพาะตำแหน่งคลื่นพาห่อย่อยข้อมูลเพื่อที่จะเข้าสู่กระบวนการติมอดูเลตสัญญาณต่อไป ซึ่งเป็นกระบวนการทำงานย้อนกลับของฝั่งเครื่องส่งนั่นเอง

เมื่อทำการพิจารณาวิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาร่วมกับกระบวนการ Partial Differentiation ที่ได้นำเสนอนั้น การคำนวณความซับซ้อนของระบบจะคล้ายกันกับวิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาร่วมกับกระบวนการ OLA ซึ่งมีการคำนวณเมทริกซ์ผกผันคือมีค่าออดเดอร์สูงถึง $O(N^3)$ และการคำนวณการคูณกันของเมทริกซ์ค่าออดเดอร์เป็น $O(N^2)$ ทำให้มีค่าการคำนวณโดยรวมเป็น $N^3 + N^2$ ของทุกๆ สัญลักษณ์ข้อมูลโอเอฟดีเอ็ม เนื่องจากการคำนวณความซับซ้อนของระบบที่สูงมาก ทำให้ยังไม่เหมาะสมกับการนำไปใช้งานในระบบจริง เพื่อที่จะลดความซับซ้อนของวิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาร่วมกับกระบวนการ Partial Differentiation ในวิทยานิพนธ์ได้นำเสนอวิธีการใหม่ที่เหมาะสมสำหรับการแก้สมการเมทริกซ์ โดยสามารถที่จะประยุกต์ใช้งานกับวิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาร่วมกับกระบวนการ Partial Differentiation



รูปที่ 3.5 โครงสร้างเครื่องรับสัญญาณที่นำเสนอโดยใช้วิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาร่วมกับกระบวนการ Partial Differential

3.3.3 วิธีการอีควอลไลเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนเวลา

จากสมการที่ (3.25) จะเห็นได้ว่าเมทริกซ์ค่าสัมประสิทธิ์ของค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ $[A_m(s, n_1)]$ ที่ได้รับการแก้สมการโดยใช้เงื่อนไขของกระบวนการ Partial Differentiation นั้นเป็นเมทริกซ์เป็นสี่เหลี่ยม (Squared Matric) ที่มีขนาด $N \times N$ อีกทั้งองค์ประกอบภายในเมทริกซ์ยังมีคุณสมบัติที่เป็นแบบ Symmetric Conjugate Gradient Squared Matric ซึ่งคุณสมบัตินี้เหมาะสมและสามารถประมาณค่าการคำนวณเมทริกซ์ผกผันได้โดยวิธีการคำนวณวนรอบ (Iterative Method) โดยประยุกต์ใช้ออกอริทึม Preconditioned Conjugate Gradient Squared (PCGS) [69] ตารางที่ 3.1 แสดงกระบวนการของอัลกอริทึม PCGS การประยุกต์ใช้งานออกอริทึม PCGS นั้นสามารถที่จะแก้ปัญหาระบบของสมการเชิงเส้น N กับพารามิเตอร์ที่ไม่ทราบค่า N ค่า ดังนั้นจากสมการที่ (3.25) สามารถที่จะพิจารณาเมทริกซ์ $[A_m(s, n_1)]$ โดยกำหนดให้มีเงื่อนไขในการแก้สมการโดยที่การคำนวณวนรอบสูงสุดเท่ากับจำนวน N ค่า แต่ด้วยเงื่อนไขโดยทั่วไปนั้นการวนรอบจะสิ้นสุดลงก่อนการคำนวณการวนรอบสูงสุด $N_{iter} (< N)$ โดยที่ N_{iter} คือจำนวนครั้งของการคำนวณวนรอบ กระบวนการประยุกต์ใช้งานอัลกอริทึม PCGS จะทำการหาค่าพารามิเตอร์ที่ไม่ทราบค่าโดยการคำนวณวนรอบของฟังก์ชันในการลดลำดับของสเปซย่อย Krylov โดยใช้การพิจารณาระบบการคำนวณเมทริกซ์ $Ax = b$ เมื่อจำนวนเงื่อนไขของสเปซย่อย Krylov ของเมทริกซ์ A มีค่าสูงเกินไป การใช้งานเงื่อนไขของเมทริกซ์ D ของสเปซย่อยจะถูกใช้งาน ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้เงื่อนไขของเมทริกซ์ D ที่ใช้งานสามารถนั้นมีความซับซ้อนต่ำ และยังทำให้การคำนวณวนรอบมีประสิทธิภาพที่ดียิ่งขึ้น พิจารณากระบวนการประยุกต์ใช้งานออกอริทึม PCGS ซึ่งสามารถแสดงได้เป็นสมการอย่างง่ายดังต่อไปนี้

$$D^{-1}Ax = D^{-1}b \quad (3.31)$$

โดย D คือ เมทริกซ์ผกผันที่ใช้ในการเพิ่มความเร็วของการคำนวณวนรอบ และต้องมีการคำนวณเมทริกซ์ผกผันที่ต่ำด้วย ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้กำหนดให้องค์ประกอบเมทริกซ์ $D(m)$ เป็นค่าที่ได้มาจาก Diagonal ของเมทริกซ์ $A_m(s, n_1)$ ในสมการที่ (3.25) ดังนั้นการเริ่มต้นการคำนวณวนรอบสามารถแสดงได้ดังสมการ

$$\underbrace{[\hat{x}(m, n_1)]^{(0)}}_{N \times 1} = \underbrace{[D(m)]^{-1}}_{N \times N} \cdot \underbrace{[b(m, s)]}_{N \times 1} \quad (3.32)$$

จากนั้นการวนรอบต่อไปของอัลกอริทึม PCGS นั้นทำตามกระบวนการที่อธิบายไว้ในตารางที่ 3.1 โดยการคำนวณวนรอบของอัลกอริทึม PCGS ในแต่ละรอบนั้นถูกกำหนดเงื่อนไขให้หยุดการทำงานก็

ต่อเมื่อค่าของการเปรียบเทียบความแม่นยำ Normalized Mean Square Error (NMSE) ระหว่างเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

i -th และ $(i+1)$ -th ของ $[\hat{x}(m, n_1)]$ มีค่าน้อยกว่ากว่าระดับ Threshold Level (TOL) ที่กำหนดไว้ โดยค่า NMSE ที่ใช้ในกระบวนการ PCGS สามารถแสดงได้ดัง

$$NMSE = \frac{\sum_{n_1=0}^{N-1} |[\hat{x}(m, n_1)]^{(i)} - [\hat{x}(m, n_1)]^{(i+1)}|^2}{\sum_{n_1=0}^{N-1} |[\hat{x}(m, n_1)]^{(i)}|^2} \quad (3.33)$$

ในวิทยานิพนธ์นี้กระบวนการทำงานของอัลกอริทึม PCGS นั้นสามารถอธิบายได้ตามกระบวนการต่อไปนี้

ขั้นตอนที่หนึ่ง กำหนดค่าจำนวนของการคำนวณรอบที่มากที่สุดเป็น N_{\max} ($N_{\max} = 5$) กำหนดค่า Threshold Level เป็น TOL และทำการคำนวณค่าเริ่มต้นของสัญญาณ $[\hat{x}(m, n_1)]^{(0)}$ จากสมการที่ (3.32)

ขั้นตอนที่สอง ทำการคำนวณรอบลำดับที่ i -th ของสัญญาณ $[\hat{x}(m, n_1)]^{(i)}$ โดยใช้ อัลกอริทึม PCGS จากตารางที่ 3.1 และทำการคำนวณค่าความแม่นยำ NMSE โดยใช้สมการ (3.33)

ขั้นตอนที่สาม ทำการเปรียบเทียบค่าความแม่นยำ NMSE ที่ได้รับจากวิธีการวนรอบที่ i -th กับเงื่อนไข Threshold Level ของ TOL ถ้าค่าความแม่นยำ NMSE มีค่าน้อยกว่า TOL ให้การวนรอบสิ้นสุดการทำงาน และผลลัพธ์ที่ได้รับของสัญญาณ $[\hat{x}(m, n_1)]^{(i)}$ ในการคำนวณวนรอบนั้นจะเป็นผลลัพธ์ของการประมาณค่าสัญญาณส่ง แต่ถ้าค่าความแม่นยำ NMSE ที่ได้รับจากวิธีการวนรอบนั้นมากกว่า TOL ก็ทำการคำนวณวนรอบต่อไปจนถึงเงื่อนไขค่า N_{\max} ที่ตั้งไว้ที่ขั้นตอนที่หนึ่ง ซึ่งจะได้เป็นสัญญาณ $[\hat{x}(m, n_1)]^{(N_{\max})}$ ผลลัพธ์ออกมา

จากตารางที่ 3.1 นั้นสามารถสังเกตได้ว่าการคำนวณความซับซ้อนที่เกิดขึ้นจากการคำนวณวนรอบนั้น ส่วนใหญ่เกิดขึ้นจากการคำนวณในบรรทัดที่ 5 และบรรทัดที่ 12 ซึ่งทำให้ค่าความซับซ้อนของระบบโดยสามารถคิดได้จาก $N_{iter}(2N^2 + 10N) + N^2 + 2N$ และเมื่อทำการคำนวณเปรียบเทียบกับวิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาที่ใช้งานการคำนวณเมทริกซ์ผกผันโดยตรงนั้นสามารถเปรียบเทียบได้ดังสมการต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.1 แสดงอัลกอริทึม Preconditioned Conjugate Gradient Squared

PCGS Algorithm	Complexity
Initialization:	
\hat{x}_0 is an initial guess;	$O(N^2)$
$r_0 = b - A\hat{x}_0$;	$O(N)$
$\tilde{r}_0 = r_0$; $\rho = (r_0, \tilde{r}_0)$;	$O(N)$
$\beta_{-1} = \rho_0$; $p_{-1} = q_0 = 0$;	$O(N)$
1. for $i = 0, 1, 2, \dots, N_{\max}$ do	
2. $u_i = r_i + \beta_{i-1} (q_i + \beta_{i-1} p_{i-1})$;	$O(N)$
3. $p_i = u_i + \beta_{i-1} (q_i + \beta_{i-1} p_{i-1})$;	$O(N)$
4. $\hat{p} = D^{-1} p_i$;	$O(N)$
5. $\hat{v} = A\hat{p}$;	$O(N)$
6. $\alpha_i = p_i / (\tilde{r}_0, \hat{v})$;	$O(N)$
7. $q_0 = u_i - \alpha_i \hat{v}$;	$O(N)$
8. $\hat{u} = D^{-1} (u_i - q_{i+1})$;	$O(N)$
9. $\hat{x}_{i+1} = \hat{x}_i + \alpha_i \hat{u}$;	$O(N)$
10. if $NMSE$ in (3.37) $>$ Threshold level (TOL)	$O(N)$
11. return; else	
12. $r_{i+1} = r_i - \alpha_i A\hat{u}$;	$O(N^2)$
13. $\rho_{i+1} = (r_0 - \tilde{r}_{i+1})$;	$O(N)$
14. $\alpha_{i+1} = \rho_{i+1} / \rho_i$;	$O(N)$
15. end for	

$$R = \frac{N_S \cdot \{N_{Aver} \cdot (2N^2 + 10N) + N^2 + 2N\}}{N_S \cdot \{N^3 + N^2\}} \quad (3.34)$$

$$= \frac{N_{Aver} \cdot (2N^2 + 10N) + N^2 + 2N}{N^3 + N^2}$$

โดยที่ N_S คือ จำนวนของข้อมูลสัญลักษณ์ในหนึ่งเฟรมโอเอฟดีเอ็ม และ N_{Aver} คือ ค่าเฉลี่ยของการคำนวณวนรอบในหนึ่งเฟรมโอเอฟดีเอ็ม ในบทถัดไปซึ่งเป็นบทที่ 4 จะแสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบโอเอฟดีเอ็มที่นำเสนอ ไม่ว่าจะเป็นการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณโดยใช้งานไพโรทคลีนพาทีย่อยหรือสัญญาณ TS ที่นำเสนอ วิธีการอีควอไลเซชันบนเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แกนความถี่และบนแกนเวลาโดยใช้กระบวนการต่างๆ รวมถึงการเปรียบเทียบการคำนวณความซับซ้อนของระบบที่นำเสนอจะถูกแสดงเพื่อเป็นการยืนยันว่าวิธีการที่นำเสนอสามารถบรรลุเป้าหมายประสิทธิภาพที่ดีภายใต้ข้อสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลของการหาสมรรถนะของระบบ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวิธีการอีควอไลเซชันแบบค่านวนวนรอบบนแกนเวลา กับวิธีการอีควอไลเซชันบนแกนความถี่แบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐาน [61] และวิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาร่วมกับกระบวนการ OLA [60] ในบทนี้จะทำการเปรียบเทียบสมรรถนะในด้านต่างๆ ของวิธีการที่ได้นำเสนอที่ได้ทำการอธิบายไว้ในบทที่ 2 และบทที่ 3 ดังเช่น ค่าความแม่นยำของการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณของสัญญาณ TS โดยจะทำการเปรียบเทียบด้วย Normalized Mean Square Error (NMSE) ในส่วนของวิธีการอีควอไลเซชันแบบค่านวนวนรอบบนแกนเวลาที่นำเสนอ นั้น จะมีการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของการหาจำนวนของการค่านวนวนรอบ และจากนั้นจะทำการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่นำเสนอด้วยอัตราการผิดพลาดบิตภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูงในเงื่อนไขต่างๆ ที่ได้กำหนดในตารางในหัวข้อต่อไป

4.1 วิธีการที่ใช้ในการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ

การเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบในวิทยานิพนธ์นี้จะทำการเปรียบเทียบค่าอัตราวิธีการค่านวนความซับซ้อน และเปรียบเทียบค่าอัตราผิดพลาดบิตที่ได้จากการจำลองระบบผ่านโปรแกรมคอมพิวเตอร์ เพื่อให้เห็นถึงประสิทธิภาพของระบบที่นำเสนอเปรียบเทียบกับวิธีการพื้นฐานที่ใช้งานอยู่ในปัจจุบันผู้เขียนจึงได้ทำการสรุปวิธีการและทฤษฎีที่นำมาใช้ในการเปรียบเทียบกับวิธีการที่นำเสนอไว้คร่าวๆ ดังนี้

4.1.1 วิธีการที่ใช้ในการเปรียบเทียบค่าประมาณความแม่นยำของช่องสัญญาณ

ในวิทยานิพนธ์นำเสนอวิธีการออกแบบโครงสร้างของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบใหม่ ซึ่งสัญญาณบนแกนเวลามีการเพิ่มสัญญาณ TS เข้าไปกับสัญญาณข้อมูลที่จะส่ง การเพิ่มสัญญาณ TS นั้นทำให้เกิดการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวนที่ไม่พึงประสงค์ของความหนาแน่นพลังสเปกตรัม Power Spectrum Density (PSD) แต่สัญญาณ TS ที่ได้นำเสนอสามารถลดสัญญาณรบกวนที่ไม่พึงประสงค์ได้ ซึ่งการเปรียบเทียบนั้นจะสามารถเปรียบเทียบโดยการวัดสัญญาณความหนาแน่นพลังสเปกตรัม PSD ส่วนของการเปรียบเทียบประสิทธิภาพความแม่นยำในการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณนั้นผู้เขียนได้นำเสนอวิธีการประมาณค่าอิมพัลส์ของช่องสัญญาณของทุกๆ แซมปลิงเวลา ในระบบการส่งสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแบบ Non-Nyquist Sampling ดังนั้นการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของความแม่นยำในการประมาณค่าสามารถทำได้โดยการคำนวณด้วย Normalized

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Mean Square Error (NMSE) ซึ่งเป็นการเปรียบเทียบกับค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณในอุดมคติ

4.1.2 วิธีการที่ใช้ในการเปรียบเทียบค่าอัตราการคำนวณความซับซ้อน

การเปรียบเทียบลำดับของการคำนวณความซับซ้อนโดยใช้อัลกอริทึม PCGS สามารถหาสมรรถนะ ลำดับของอัตราส่วนระหว่างวิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลากับวิธีการคำนวณวนรอบ $N_{iter} (2N^2 + 10N) + N^2 + 2N$ และวิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาที่นำเสนอเกี่ยวกับวิธีการคำนวณเมทริกซ์ผกผัน $N_S \cdot \{N^3 + N^2\}$ จะหาสมรรถนะจากสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned} R &= \frac{N_S \cdot \{N_{Aver} \cdot (2N^2 + 10N) + N^2 + 2N\}}{N_S \cdot \{N^3 + N^2\}} \\ &= \frac{N_{Aver} \cdot (2N^2 + 10N) + N^2 + 2N}{N^3 + N^2} \end{aligned} \quad (4.1)$$

ที่ N_{Aver} คือ จำนวนค่าเฉลี่ยของวิธีการวนรอบที่ต้องการซึ่งสอดคล้องกับเงื่อนไข Threshold Level ของ TOL จำนวนค่าเฉลี่ยของวิธีการคำนวณวนรอบที่ต้องการขึ้นอยู่กับ Threshold Level ของ TOL ภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูงและอัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวน (Carrier to Noise Ratio : C/N)

4.1.3 วิธีการที่ใช้ในการเปรียบเทียบค่าความผิดพลาดบิต

ในการเปรียบเทียบประสิทธิภาพอัตราความผิดพลาดบิตนั้นผู้เขียนได้นำวิธีการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณพร้อมทั้งวิธีการในการชดเชยค่าสัมประสิทธิ์ของสัญญาณ โดยการทำการอีควอไลเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนเวลา ซึ่งวิธีการที่นำเสนอจะถูกรับรองการทำงานภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูง โดยเปลี่ยนเงื่อนไขของการเลื่อนค่าความถี่ต่อเปอร์ จากนั้นจะทำการคำนวณหาค่าสมรรถนะของอัตราความผิดพลาดบิตและเปรียบเทียบกับวิธีการพื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็ม

4.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ

พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบผ่านโปรแกรมคอมพิวเตอร์ โดยจะทำการจำลองการทำงานเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอเกี่ยวกับวิธีแบบพื้นฐาน ในการจำลองการทำงานกำหนดให้เครื่องรับสัญญาณเป็นแบบโคฮีเรนต์ดีเทกเตอร์ (Coherent Detector) และการซิงโครไนซ์ระหว่างเครื่องส่งสัญญาณและเครื่องรับสัญญาณนั้นเป็นแบบอุดมคติ (Ideal Synchronization) พารามิเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ใช้ในการจำลองการทำงานนี้สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 4.1 ซึ่งเป็นการกำหนดเงื่อนไขของสัญญาณเพื่อที่จะให้ผลของการจำลองระบบโอเอฟดีเอ็มมีตัวแปรที่มีผลมีผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบการส่งและรับสัญญาณ โดยจะใช้พารามิเตอร์ทั้งหมดนี้สำหรับจำลองทุกระบบที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

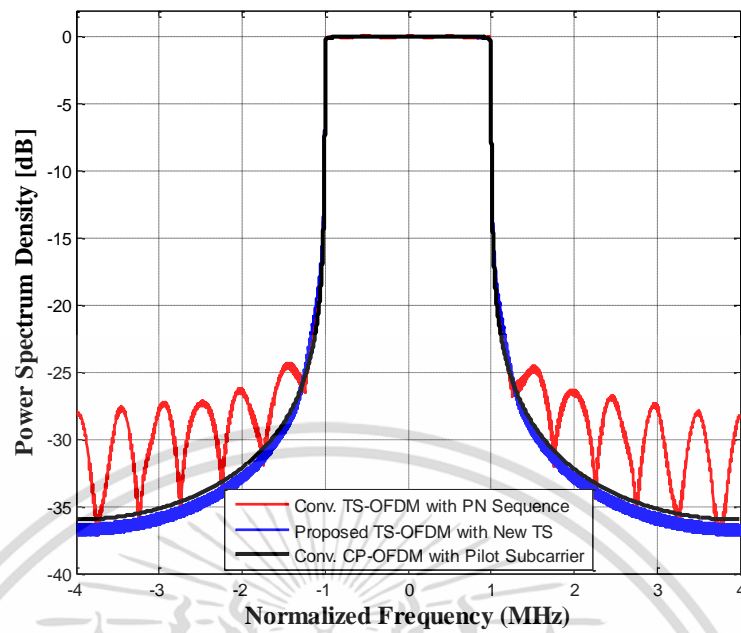
ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบ

พารามิเตอร์		ค่าที่ใช้งาน
Number of FFT/IFFT point (N)		128
Number of DFT/IDFT point (M)		96
Number of zero paddings (N_z)		32
Convolutional	Rate	1/2
FEC	Constraint Length	7
Conventional	Modulation for Pilot	QPSK
FDE	Pilot Interval (FIP, TIP)	(4,1)
Length of the Guard Interval (GI)		16
Symbol Duration (T_s)		108 μ s
Proposed	Modulation for TS	16
TDE	Length of Training Sequence (TS)	16
Symbol Duration (T_s)		120 μ s
Modulation for Data Subcarrier		16QAM
Number of Symbols per One Frame (N_s)		33
Allocated Bandwidth		1 MHz
Radio Frequency		5.9 GHz
Rician Multipath Fading Channel Model		
Rice Factor (K)		6 dB
Delay Profile		Exponential
Decay Constant		-1 dB
Number of Delay Paths (L)		14
Number of Scattered Rays		20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 สมรรถนะของการลดสัญญาณรบกวนที่ไม่พึงประสงค์ที่เกิดขึ้นจากการใช้งานสัญญาณ TS ที่นำเสนอ

ในการเปรียบเทียบการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวนที่ไม่พึงประสงค์ของความหนาแน่นพลังสเปกตรัม Power Spectrum Density (PSD) นั้นจะทำการวัดค่าที่เอาต์พุตจากสัญญาณที่เครื่องส่งรูปที่ 4.1 แสดงการเปรียบเทียบค่าความหนาแน่นพลังสเปกตรัม PSD ระหว่างระบบที่นำเสนอโดยออกแบบสัญญาณ TS แบบใหม่ร่วมกับตัวกรองสัญญาณรูปทรงสามเหลี่ยม (Triangular Window) [70] ซึ่งเปรียบเทียบกับระบบของ CP-OFDM ที่ใช้งานไพโรทคลี้นพาร์ย่อย [71] และระบบ TS-OFDM ที่ใช้งาน Pseudo-Noise Sequence (PN Sequence) [72] เป็นสัญญาณ TS โครงสร้างของระบบโอเอฟดีเอ็มนั้นแต่ละคลี้นพาร์ย่อยทำการมอดูเลตแบบ 16QAM และการวัดค่าความหนาแน่นพลังสเปกตรัม PSD ใช้การ Over Sampling 4 เท่า เพื่อให้การวัดค่าความหนาแน่นพลังสเปกตรัม PSD มีความถูกต้องที่สุด จากรูปที่ 4.1 จะสังเกตเห็นได้ว่าค่าความหนาแน่นพลังสเปกตรัม PSD ของระบบ TS-OFDM ที่ใช้งาน PN Sequence นั้นมีการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวนที่ไม่พึงประสงค์สูงมาก โดยที่มีค่าองค์ประกอบของกำลังงานที่ด้านข้างเคียงที่สูงในย่านความถี่ของแบนด์วิดท์ที่ใช้งาน องค์ประกอบของกำลังงานที่ด้านข้างเคียงที่สูงนี้จะทำให้โปรบรบกวนระบบอื่นๆ ที่ใช้งานย่านความถี่ของแบนด์วิดท์ข้างเคียงกัน การเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวนที่ไม่พึงประสงค์ของความหนาแน่นพลังสเปกตรัม PSD นั้นเกิดขึ้นจากรูปแบบข้อมูลที่ซ้ำกันของแต่ละสัญลักษณ์ที่เพิ่มเข้าไปในสัญญาณส่งบนแกนเวลา เมื่อทำการพิจารณาระบบ TS-OFDM ที่นำเสนอจะเห็นได้ว่าสัญญาณ TS ที่ออกแบบใหม่นั้นมีค่าความหนาแน่นพลังสเปกตรัม PSD ขององค์ประกอบของกำลังงานที่ด้านข้างเคียงต่ำและใกล้เคียงกับระบบ CP-OFDM ที่ใช้งานไพโรทคลี้นพาร์ย่อย ทั้งนี้เนื่องมาจากสัญญาณ TS แบบใหม่ที่นำเสนอถูกสร้างมาจากสัญญาณโอเอฟดีเอ็มบนแกนเวลา จากนั้นทำการกรององค์ประกอบที่สามารถทำให้เกิดกำลังงานสูงออกโดยใช้ตัวกรองสัญญาณรูปทรงสามเหลี่ยม ทำให้การเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวนที่ไม่พึงประสงค์ของความหนาแน่นพลังสเปกตรัม PSD นั้นเกิดขึ้นน้อยลงและมีสมรรถนะใกล้เคียงกับระบบ CP-OFDM พื้นฐาน จากรูปที่ 4.1 จะสามารถสรุปได้ว่าระบบ TS-OFDM ที่นำเสนอที่ใช้สัญญาณ TS ที่ออกแบบใหม่นั้น สัญญาณ TS ที่เพิ่มเข้าไปกับสัญญาณส่งบนแกนเวลานั้นสามารถนำไปใช้ในการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ โดยที่ไม่ทำให้การเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวนที่ไม่พึงประสงค์ของความหนาแน่นพลังสเปกตรัม PSD



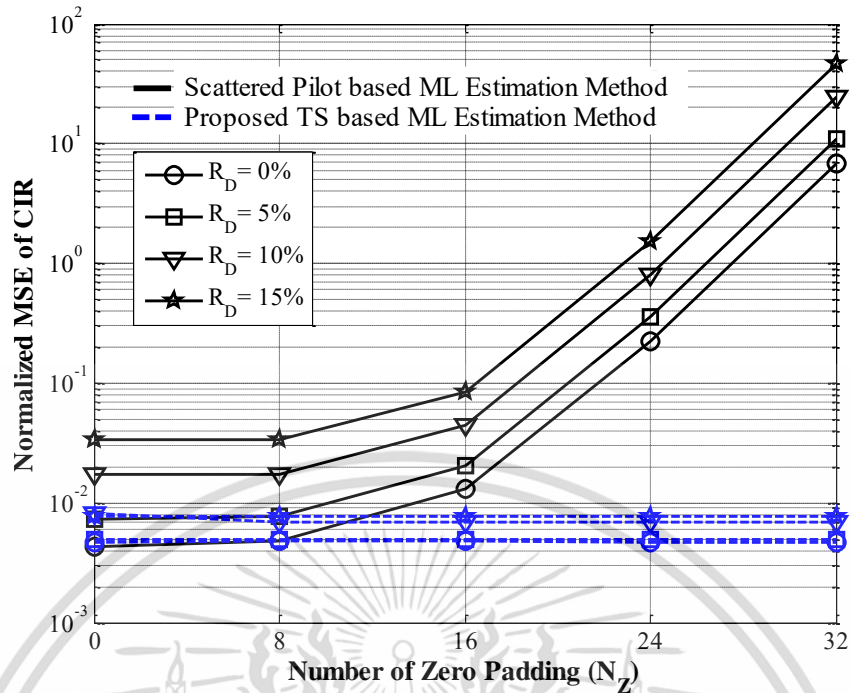
รูปที่ 4.1 ค่าความหนาแน่นพลังสเปกตรัม PSD ของวิธีการที่นำเสนอโดยใช้สัญญาณ TS เปรียบเทียบกับวิธีการพื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 สมรรถนะของการประมาณค่าผลตอบสนองของช่องสัญญาณ

รูปที่ 4.2 แสดงการหาค่าความแม่นยำของการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่ทุกๆ แซมปลิงเวลา โดยที่ค่าความแม่นยำของการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณสามารถวัดได้จากสมการ Normalized Mean Square Error (NMSE) เนื่องจากวิธีการที่นำเสนอโดยใช้งานสัญญาณ TS และวิธีการโดยใช้งานสัญญาณ PN Sequence นั้นมีค่าความแม่นยำที่เท่ากัน ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จะแสดงค่าความแม่นยำของวิธีการที่นำเสนอที่ใช้งานสัญญาณ TS แบบใหม่เปรียบเทียบกับสัญญาณ CP-OFDM พื้นฐานที่ใช้งานไพโรทคลีนพาทย์ย่อในการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ เงื่อนไขของการประมาณค่านั้นการจำลองระบบจะทำการเปลี่ยนแปลงจำนวนของคลีนพาทค์ศูนย์ N_Z (Zero Padding) โดยที่จะทำกับเพิ่มจำนวน N_Z จาก 0 จนถึง 32 และจำลองให้ระบบโอเอฟดีเอ็มทำงานภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูง โดยการกำหนดค่าการเลื่อนความถี่ดอปเปอร์ R_D (Normalized Doppler Frequency) ไว้ที่ 0 ถึง 15 เปอร์เซ็นต์ (ความเร็วของยานพาหนะประมาณ 286 กิโลเมตรต่อชั่วโมง) และทำการกำหนดให้อัตรากำลังของคลีนพาทค์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวนเท่ากับ 20 dB จากรูปที่ 4.2 สังเกตได้ว่าวิธีการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่ทุกๆ แซมปลิงเวลาของวิธีการที่นำเสนอนั้นสามารถรักษาค่าความแม่นยำ NMSE ได้อย่างมีประสิทธิภาพแม้ว่าค่าการเลื่อนความถี่ดอปเปอร์ R_D จะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปถึง 15 เปอร์เซ็นต์ ในทางกลับกันวิธีการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่ทุกๆ แซมปลิงเวลาของวิธีการไพโรทคลีนพาทค์ย่อมีค่าความแม่นยำ NMSE นั้นมีค่าที่ลดลงเมื่อค่าการเลื่อนความถี่ดอปเปอร์ R_D สูงขึ้น และจากรูปที่ 4.2 ยังสามารถสังเกตได้ว่าค่าความแม่นยำของการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณโดยวิธีการไพโรทคลีนพาทค์ย่อจะลดลงเมื่อทำการเพิ่มจำนวน N_Z เข้าไปในระบบส่งสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ทั้งนี้จะเห็นได้ว่าการเพิ่มจำนวน N_Z นั้นไม่มีผลกระทบต่อค่าความแม่นยำการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณของวิธีการที่นำเสนอโดยใช้สัญญาณ TS บนแกนเวลา

จากผลลัพธ์ในรูปที่ 4.2 นั้นสามารถยืนยันได้ว่า วิธีการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่นำเสนอโดยการใช้งานสัญญาณ TS บนแกนเวลานั้นให้ความถูกต้องแม่นยำในการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่ทุกๆ แซมปลิงเวลาที่มีประสิทธิภาพมากกว่าวิธีการใช้งานไพโรทคลีนพาทค์ย่อถึงแม้ว่าระบบโอเอฟดีเอ็มจะเป็นแบบ Non-Nyquist Sampling และทำงานภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูง

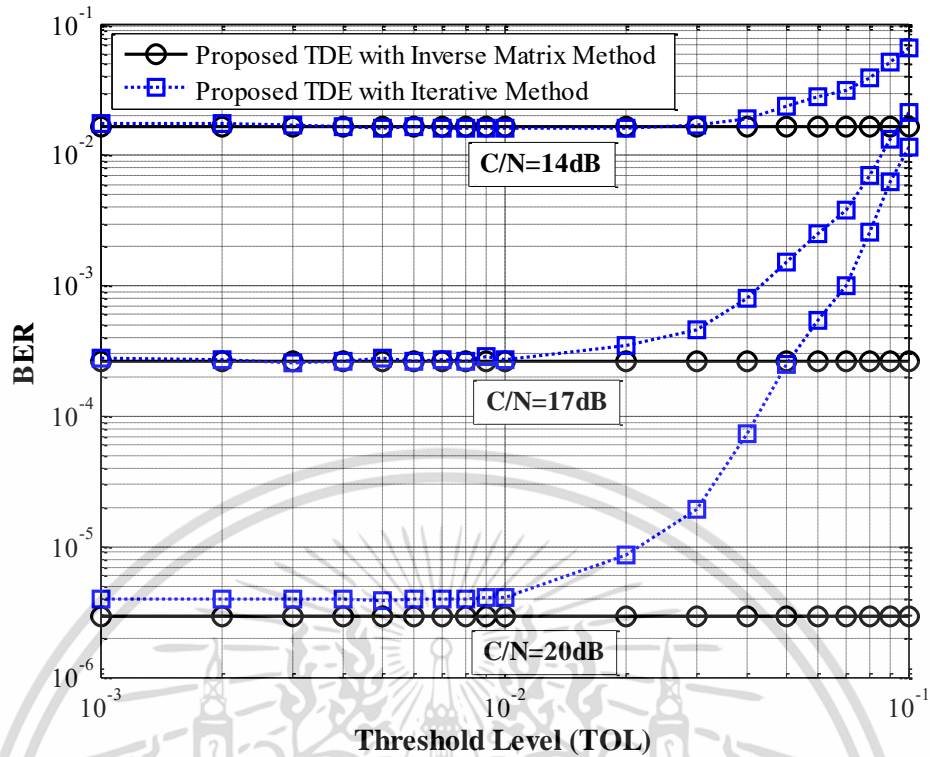


รูปที่ 4.2 ความแม่นยำในการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่ทุกๆ แซมปลิงเวลา
ของวิธีการที่นำเสนอ ที่อัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวน
($C/N = 20$ dB)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 สมรรถนะของอัตราความผิดพลาดบิตเมื่อเปรียบเทียบกับค่าเงื่อนไขขอบเขต (Threshold Level)

รูปที่ 4.3 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพอัตราผิดพลาดบิตสำหรับวิธีการอีควอไลเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนเวลา (TDE with Iterative Method) ที่นำเสนอโดยใช้งานอัลกอริทึม Preconditioned Conjugate Gradient Squared (PCGS) [69] เงื่อนไขของการเปรียบเทียบประสิทธิภาพอัตราผิดพลาดบิตนั้นการจำลองระบบจะทำการเปลี่ยนแปลงค่าเงื่อนไขขอบเขต TOL และกำหนดอัตรากำลังคลื่นพาท่ต่อกำลังของสัญญาณรบกวน (C/N) และจำลองให้ระบบโอเอฟดีเอ็มทำงานภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูง โดยการกำหนดค่าการเลื่อนความถี่ ดอปเปอร์ R_D (Normalized Doppler Frequency) ไว้ที่ 15 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งความเร็วของยานพาหนะประมาณ 286 กิโลเมตรต่อชั่วโมง จุดประสงค์ของการเปรียบเทียบประสิทธิภาพอัตราผิดพลาดบิตของวิธีการอีควอไลเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนเวลาที่นำเสนอ นั้นเป็นการคำนวณหาอัตราผิดพลาดบิตตามตำแหน่งที่เปลี่ยนไปของเงื่อนไขขอบเขต TOL โดยใช้วิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาที่นำเสนอแบบคำนวณเมทริกซ์ผกผันโดยตรง (TDE with Direct Inverse Matrix Method) เป็นตัวเปรียบเทียบ ทั้งนี้จากรูปที่ 4.3 จะเห็นได้ว่าวิธีการอีควอไลเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนเวลาที่นำเสนอ นั้นสามารถมีประสิทธิภาพอัตราผิดพลาดบิตที่ใกล้เคียงกับวิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาที่นำเสนอแบบคำนวณเมทริกซ์ผกผันโดยตรง เมื่อเงื่อนไขขอบเขต TOL มีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับ 0.01 ที่ทุกๆ การเปลี่ยนแปลงของอัตรากำลังคลื่นพาท่ต่อกำลังของสัญญาณรบกวน (C/N) จากผลลัพธ์ดังกล่าวค่าเงื่อนไขขอบเขต TOL เท่ากับ 0.01 จะถูกเลือกใช้งานในการจำลองการทำงานของวิธีการที่นำเสนอ รวมทั้งค่าเงื่อนไขขอบเขต TOL นี้จะถูกใช้ในการคำนวณหาความซับซ้อนของระบบโอเอฟดีเอ็มที่นำเสนอด้วย

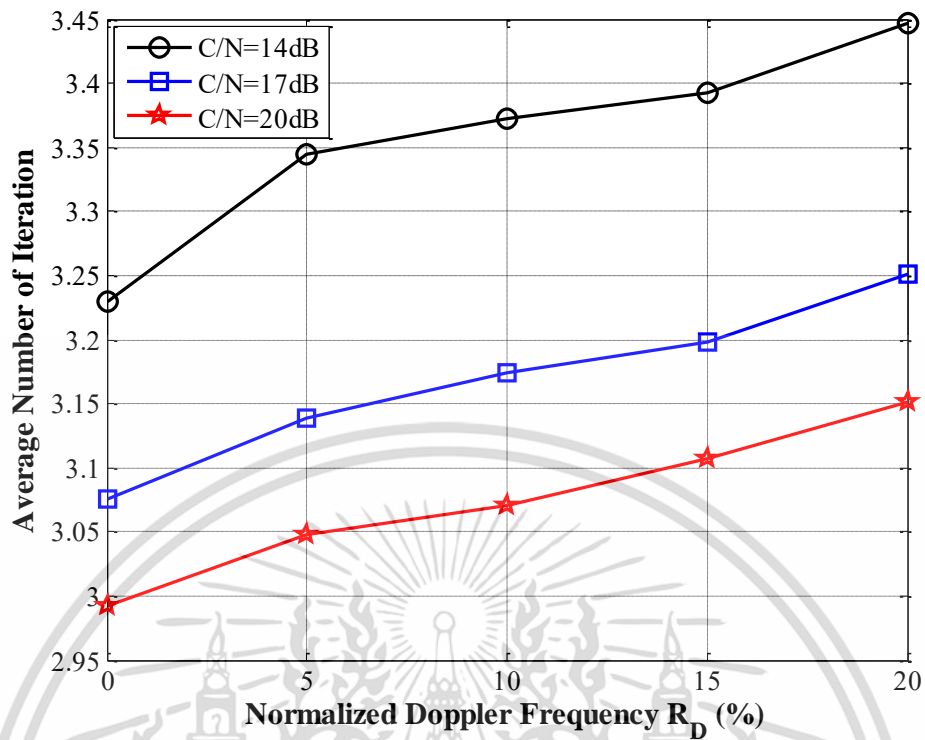


รูปที่ 4.3 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพอัตราผิดพลาดบิตสำหรับวิธีการอีควอไลเซชันแบบคำนวณรอบบนแกนเวลาที่น่าเสนอ เมื่อเปลี่ยนแปลง TOL และกำหนดอัตรากำลังคลื่นพาทต่อกำลังของสัญญาณรบกวน (C/N) ที่ค่าการเลื่อนความถี่ต่อเปอร์ R_b เท่ากับ 15 เเปอร์เซ็นต์

4.6 สมรรถนะของการเปรียบเทียบจำนวนค่าเฉลี่ยของการคำนวณรอบ

รูปที่ 4.4 แสดงการเปรียบเทียบจำนวนเฉลี่ยของการวนรอบที่ต้องการสำหรับวิธีการอีควอไลเซชันแบบคำนวณรอบบนแกนเวลาที่นำเสนอ (TDE with Iterative Method) เงื่อนไขในการเปรียบเทียบประสิทธิภาพนั้นจะทำการเปรียบเทียบเพื่อหาจำนวนค่าเฉลี่ยของการคำนวณรอบ N_{Aver} จากทุกๆ สัญลักษณ์ของสัญญาณ TS-OFDM ซึ่งทำงานภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูง โดยการเปลี่ยนแปลงค่าการเลื่อนความถี่ดอปเปลอร์ R_D (Normalized Doppler Frequency) การจำลองการทำงานของระบบนั้นจะกำหนดให้ค่าเงื่อนไขขอบเขต TOL ค่าเท่ากับ 0.01 ที่ได้มาจากผลลัพธ์ของการหาสมรรถนะจากรูปที่ 4.3 และกำหนดให้ระบบทำงานที่อัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวน (C/N) ใช้งานจาก 14 dB จนถึง 17 dB จากรูปที่ 4.4 สามารถสังเกตเห็นได้ว่าจำนวนค่าเฉลี่ยของการวนรอบ N_{Aver} นั้นเพิ่มขึ้น เมื่อค่าการเลื่อนความถี่ดอปเปลอร์ R_D มีค่าสูงขึ้น ดังนั้นจึงสามารถกล่าวได้ว่าวิธีการอีควอไลเซชันแบบคำนวณรอบบนแกนเวลาที่นำเสนอจะทำการชดเชยค่าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณด้วยการคำนวณรอบบนแกนเวลาที่เพิ่มขึ้นเปลี่ยนแปลงไปตามสภาพแวดล้อมช่องสัญญาณโทรศัพท์ที่ความเร็วสูง จำนวนค่าเฉลี่ยของการวนรอบ N_{Aver} ที่ได้นั้นจะถูกนำไปใช้ในการหาสมรรถนะของการคำนวณความซับซ้อนของระบบ

ตารางที่ 4.2 แสดงการเปรียบเทียบอัตราส่วนความซับซ้อนในการคำนวณของวิธีการที่นำเสนอ โดยที่การเปรียบเทียบนั้นจะใช้สมการที่ 4.1 และค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการจำลองการทำงานของระบบ โดยพารามิเตอร์นั้นคือ จำนวนความยาวของการแปลงฟูริเยร์ N จำนวนค่าเฉลี่ยของการวนรอบ N_{Aver} ได้รับจากรูปที่ 4.4 พร้อมทั้งใช้พารามิเตอร์ของอัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวน (C/N) มาเป็นข้อกำหนดเพิ่มเติมด้วย จากตารางที่ 4.2 จะเห็นได้ว่าสภาพแวดล้อมช่องสัญญาณโทรศัพท์ที่ความเร็วสูงขึ้น ทำให้จำนวนค่าเฉลี่ยของการวนรอบ N_{Aver} สูงขึ้น ดังนั้นค่าการคำนวณความซับซ้อนของระบบก็จะสูงขึ้นด้วยเช่นกัน ซึ่งจากอัตราส่วนความซับซ้อนในการคำนวณเปรียบเทียบระหว่างวิธีการอีควอไลเซชันแบบคำนวณรอบบนแกนเวลาและวิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาที่นำเสนอแบบคำนวณเมทริกซ์ผกผันโดยตรงที่ได้นำเสนอนั้นจะเห็นได้ว่า วิธีการอีควอไลเซชันแบบคำนวณรอบบนแกนเวลาสามารถลดการคำนวณความซับซ้อนของระบบลงได้เป็นอย่างมาก ซึ่งใช้การคำนวณความซับซ้อนของระบบเพียง 0.078 หรือ 7.8 เปอร์เซ็นต์ จาก 100 เปอร์เซ็นต์ของวิธีการคำนวณเมทริกซ์ผกผันโดยตรงแม้ภายใต้เงื่อนไขที่ว่า ระบบมีอัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวนต่ำถึง 14 dB และค่าการเลื่อนความถี่ดอปเปลอร์ R_D สูงถึง 20 เปอร์เซ็นต์



รูปที่ 4.4 การเปรียบเทียบจำนวนเฉลี่ยของการวนรอบที่ต้องการสำหรับวิธีการอีควอไลเซชันแบบ
 คำนวณวนรอบบนแกนเวลาที่นำเสนอ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าการเลื่อนความถี่ดอปเปลอร์ R_D
 และกำหนดอัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวน (C/N)
 โดยใช้เกณฑ์ค่าเงื่อนไข TOL เท่ากับ 0.01

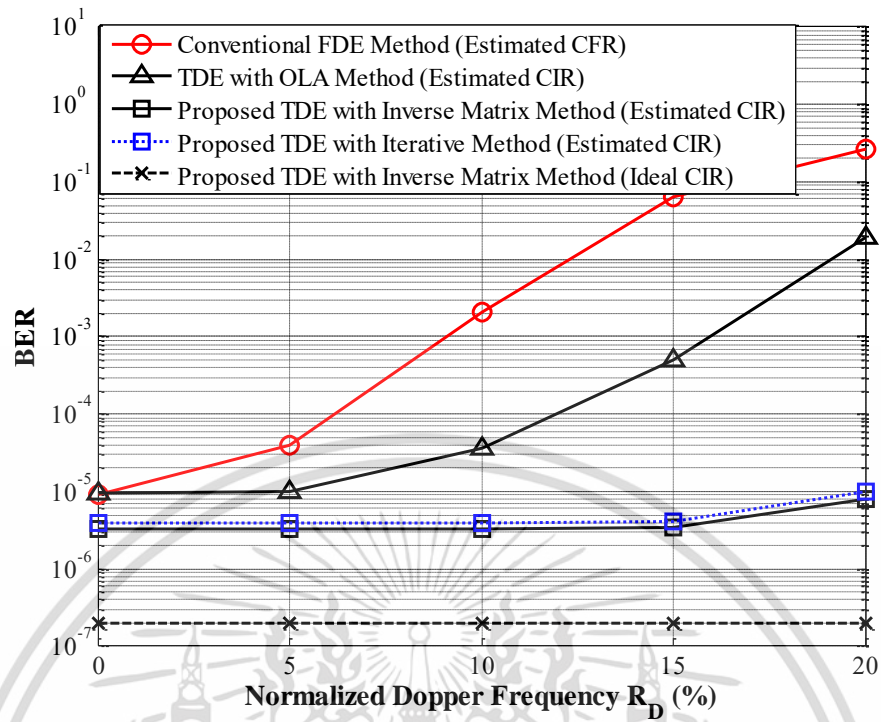
ตารางที่ 4.2 การเปรียบเทียบอัตราส่วนความซับซ้อนในการคำนวณของวิธีการที่นำเสนอ

C/N	Proposed Iterative based TDE Method ($N = 128$, $TOL = 0.01$)					
	$R_D = 10\%$		$R_D = 15\%$		$R_D = 20\%$	
	N_{Aver}	R	N_{Aver}	R	N_{Aver}	R
14 dB	4.25	0.076	4.29	0.076	4.37	0.078
17 dB	3.95	0.071	4.01	0.072	4.08	0.073
20 dB	3.81	0.069	3.86	0.070	3.94	0.071

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

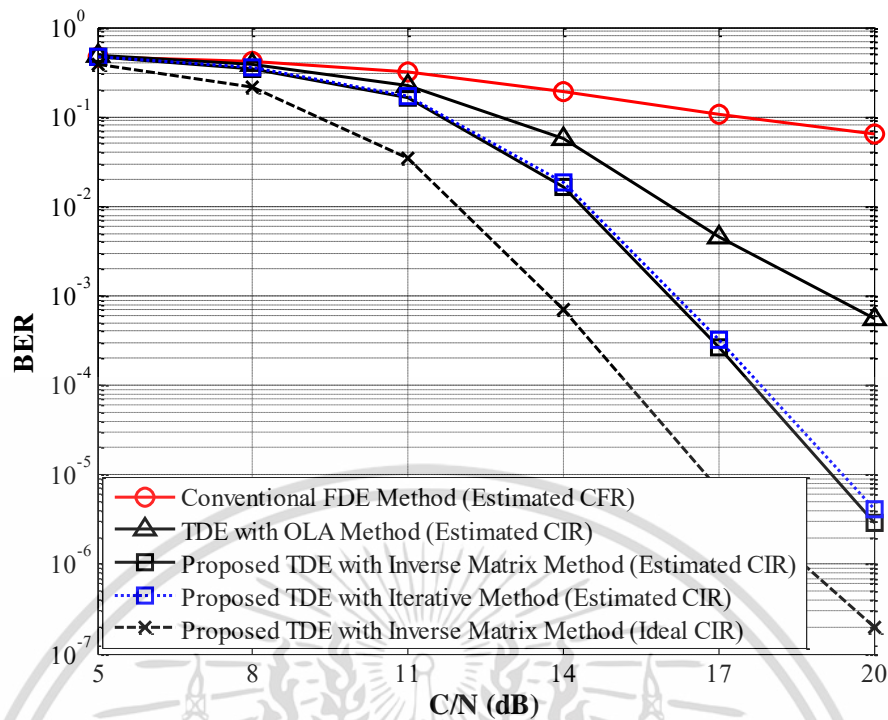
4.7 สมรรถนะของอัตราความผิดพลาดบิตของสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูง

รูปที่ 4.5 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพอัตราผิดพลาดบิตสำหรับวิธีการอีควอลไลเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนเวลาที่น่าสนใจ เื่อนไขที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบนั้นภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูง โดยทำการเปลี่ยนแปลงค่าการเลื่อนค่าความถี่ดอปเปอร์ R_D จากค่าที่ 0 ถึง 20 เอร์เซ็นต์ ตามลำดับ โดยที่ระบบทำงานด้วยอัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวนเท่ากับ 20 dB ในการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของอัตราความผิดพลาดบิตจะทำการเปรียบเทียบระหว่างระบบ TS-OFDM ที่ใช้งานวิธีการอีควอลไลเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนเวลาที่น่าสนใจ ระบบ CP-OFDM พื้นฐานที่ใช้งานไพรอทคลื่นพาห์ย่อยในการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ และระบบ TS-OFDM ที่ใช้งานวิธีการอีควอลไลเซชันบนแกนเวลาร่วมกับ PN Sequence ในการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ (TDE with OLA Method) ทั้งนี้ยังทำการเปรียบเทียบกับระบบ TS-OFDM ที่น่าสนใจโดยใช้วิธีการอีควอลไลเซชันบนแกนเวลาร่วมกับการคำนวณเมทริกซ์ผกผันโดยตรง โดยที่การประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณนั้นใช้ทั้งแบบการประมาณค่าและแบบอูตมคติ ซึ่งวิธีการนี้จะเป็นวิธีการที่มีผลลัพธ์ประสิทธิภาพอัตราผิดพลาดบิตที่ดีที่สุดและใช้เป็นจุดเปรียบเทียบของทุกวิธีการ จากรูปที่ 4.5 สามารถสังเกตได้ว่า ระบบ CP-OFDM พื้นฐานที่ใช้งานไพรอทคลื่นพาห์ย่อยในการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณและระบบ TS-OFDM ที่ใช้งานวิธีการอีควอลไลเซชันบนแกนเวลาร่วมกับ PN Sequence ในการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ (TDE with OLA Method) นั้นจะมีประสิทธิภาพอัตราผิดพลาดบิตที่ลดลงเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าการเลื่อนความถี่ดอปเปอร์ R_D สูงขึ้น และเมื่อพิจารณา ระบบ TS-OFDM ที่ใช้งานวิธีการอีควอลไลเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนเวลาที่น่าสนใจ จะเห็นได้ว่าค่าประสิทธิภาพอัตราผิดพลาดบิตค่อนข้างคงที่ถึงแม้ว่าจะทำงานภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูงที่อัตราการเปลี่ยนแปลงค่าการเลื่อนความถี่ดอปเปอร์ R_D สูงถึง 20 เอร์เซ็นต์ ซึ่งสอดคล้องกับความเร็วยานพาหนะเท่ากับ 381 กิโลเมตรต่อชั่วโมง โดยที่ค่าประสิทธิภาพอัตราผิดพลาดบิตของระบบ TS-OFDM ที่ใช้งานวิธีการอีควอลไลเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนเวลามีประสิทธิภาพที่ใกล้เคียงกับระบบ TS-OFDM ที่น่าสนใจโดยใช้วิธีการอีควอลไลเซชันบนแกนเวลาร่วมกับการคำนวณเมทริกซ์ผกผันโดยตรง



รูปที่ 4.5 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพอัตราผิดพลาดบิตสำหรับวิธีการอีควอไลเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนเวลาที่น่าเสนอ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าการเลื่อนความถี่ดอปเปลอร์ R_D ที่อัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวนเท่ากับ 20 dB

รูปที่ 4.6 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพอัตราผิดพลาดบิตสำหรับวิธีการอีควอลไลเซชันแบบค่านวนวนรอบบนแกนเวลาที่น่าสนใจ เเงอนไซท์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบนั้นภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูง โดยจำลองให้ระบบโอเอฟดีเอ็มทำงานนั้นทำงานที่อัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวนที่มีการเปลี่ยนแปลง ที่อัตราค่าการเลื่อนความถี่ ดอปเปอร์ R_D เท่ากับ 15 เฮอร์เซ็นต์ ซึ่งสอดคล้องกับความเร็วพาหนะเท่ากับ 286 กิโลเมตรต่อชั่วโมง ในการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของอัตราความผิดพลาดบิตจะทำการเปรียบเทียบระหว่างระบบ TS-OFDM ที่ใช้งานวิธีการอีควอลไลเซชันแบบค่านวนวนรอบบนแกนเวลาที่น่าสนใจ ระบบ CP-OFDM พื้นฐานที่ใช้งานไพโรทคลื่นพาห์ย่อยในการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ และระบบ TS-OFDM ที่ใช้งานวิธีการอีควอลไลเซชันบนแกนเวลาร่วมกับ PN Sequence ในการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ (TDE with OLA Method) ทั้งนี้ยังทำการเปรียบเทียบกับระบบ TS-OFDM ที่น่าสนใจโดยใช้วิธีการอีควอลไลเซชันบนแกนเวลาร่วมกับการคำนวณเมทริกซ์ผกผันโดยตรง โดยที่การประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณนั้นใช้ทั้งแบบการประมาณค่าและแบบอุดมคติ ซึ่งวิธีการนี้จะเป็นวิธีการที่มีผลลัพธ์ประสิทธิภาพอัตราผิดพลาดบิตที่ดีที่สุดและใช้เป็นจุดเปรียบเทียบของทุกๆ วิธีการ จากรูปที่ 4.6 สามารถสังเกตได้ว่าระบบ TS-OFDM ที่ใช้งานวิธีการอีควอลไลเซชันแบบค่านวนวนรอบบนแกนเวลาที่น่าสนใจมีค่าประสิทธิภาพอัตราความผิดพลาดบิตดีกว่าระบบ CP-OFDM พื้นฐานที่ใช้งานไพโรทคลื่นพาห์ย่อยในการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ และระบบ TS-OFDM ที่ใช้งานวิธีการอีควอลไลเซชันบนแกนเวลาร่วมกับ PN Sequence ในการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณในทุกๆ การทำงานที่อัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวนมากกว่า 14 dB อีกทั้งยังสามารถเห็นได้ว่าวิธีการอีควอลไลเซชันบนแกนเวลาที่น่าสนใจโดยใช้วิธีการค่านวนวนรอบและวิธีการคำนวณเมทริกซ์ผกผันนั้นแสดงค่าประสิทธิภาพอัตราความผิดพลาดบิตที่ใกล้เคียงกัน โดยที่วิธีการอีควอลไลเซชันแบบค่านวนวนรอบบนแกนเวลาที่น่าสนใจสามารถลดการคำนวณความซับซ้อนได้ดีกว่าเมื่อเทียบกับวิธีการอีควอลไลเซชันบนแกนเวลาโดยใช้การคำนวณเมทริกซ์ผกผัน จากผลของการแสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพอัตราผิดพลาดบิตสำหรับวิธีการอีควอลไลเซชันแบบค่านวนวนรอบบนแกนเวลาที่น่าสนใจสามารถยืนยันได้ว่าระบบ TS-OFDM ที่น่าสนใจนั้นสามารถแก้ไข้ปัญหาต่างๆ ที่ลดทอนประสิทธิภาพของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม โดยที่มีการคำนวณที่ไม่ซับซ้อนและสามารถทำงานภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วสูงได้



รูปที่ 4.6 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพอัตราผิดพลาดบิตสำหรับวิธีการอีควอลไลเซชันแบบคำนวณวนรอบบนแกนเวลาที่น่าเสนอ เมื่อเปลี่ยนแปลงอัตรากำลังคลื่นพาห์ต่อกำลังของสัญญาณรบกวนที่ค่าการเลื่อนความถี่ต่อเปอร์ R_D เท่ากับ 15 เปอร์เซนต์

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

ความต้องการใช้เทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สายได้มีการเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ดังจะเห็นได้จากการเพิ่มขึ้นของความต้องการใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่ 4G จนไปถึงในอนาคตยุคที่ 5G ระบบเครือข่ายไร้สายแบบ WLAN และอนาคตรูปแบบของการให้บริการด้านการสื่อสารนั้นจะเปลี่ยนไปสู่การสื่อสารแบบมัลติมีเดียบนการเคลื่อนที่ (Mobile Multimedia) แบบเต็มตัว ในระบบการติดต่อสื่อสารแบบไร้สายนั้น ย่านความถี่ใช้งานนั้นมีอยู่อย่างจำกัด ดังนั้นจึงต้องหาวิธีการเพื่อปรับปรุงให้เครือข่ายแบบไร้สายมีความสามารถรองรับกับความต้องการของผู้ที่ใช้งาน เพื่อที่จะให้ส่งผ่านข้อมูลที่เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ซึ่งการส่งข้อมูลในระบบโอเอฟดีเอ็มก็เป็นเทคนิคหนึ่งที่สามารถช่วยให้การรับและส่งข้อมูลแบบไร้สายนั้นสามารถทำได้รวดเร็วขึ้น และมีการใช้งานย่านความถี่อย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งในปัจจุบันในระบบในยุคที่ 4G ก็ใช้ระบบโอเอฟดีเอ็มเป็นระบบการสื่อสารมาตรฐาน เนื่องจากการส่งข้อมูลในระบบโอเอฟดีเอ็มนั้นจะใช้วิธีการแยกขบวนข้อมูลอนุกรมความเร็วสูงออกเป็นข้อมูลความเร็วต่ำหลายๆ ขบวน แล้วทำการมอดูเลตแต่ละขบวนข้อมูลความเร็วต่ำเหล่านั้นด้วยคลื่นพาห่อย่อยที่มีคุณสมบัติของการออร์โธโกนอลระหว่างกันและกัน ที่ทำให้สามารถส่งได้หลายสัญญาณพร้อมๆ กัน

สัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่เกิดจากผลรวมของคลื่นพาห่อย่อยต่างๆ หลายความถี่ที่มีอิสระในการเปลี่ยนแปลงบนแกนความถี่และเวลาภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบแปรเปลี่ยนตามเวลาสูง ซึ่งเมื่อคลื่นพาห่อย่อยต่างๆ เหล่านี้มีการเสริมกันของค่าสัมประสิทธิ์บนช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิ้งทางด้านเฟสและแอมพลิจูด เนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงบนแกนความถี่หรือบนแกนเวลาก็ตาม ซึ่งทำให้สัญญาณโอเอฟดีเอ็มในที่เครื่องรับสัญญาณรับได้เกิดการรบกวน ซึ่งการให้เกิดการรับข้อมูลที่ผิดพลาดและทำให้อัตราผิดพลาดของข้อมูลสูงขึ้น เพื่อที่จะแก้ปัญหาดังกล่าววิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งเน้นนำเสนอวิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลา

5.1 สรุปผลการลดความซับซ้อนของวิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลา

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอวิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบแปรเปลี่ยนตามเวลาสูง วิธีการที่นำเสนอคือการออกแบบเครื่องรับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่มีความซับซ้อนต่ำร่วมกับวิธีการประมาณค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ โดยใช้การแก้สมการของวิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลา เพื่อที่จะชดเชยสัญญาณรบกวนโดยใช้สมการการประมาณค่าความเป็นไปได้สูงสุด ทดแทนวิธีการเดิมที่ใช้วิธีการอีควอไลเซชันบนแกนความถี่ การประยุกต์ใช้สมการการประมาณค่าความเป็นไปได้สูงุณั้นหลังจากแก้สมการแล้ว ค่าสัมประสิทธิ์ใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมทริกซ์ที่ได้จากสมการนั้นสามารถสร้างได้เป็นขนาดแบบเมทริกซ์ที่มีขนาด $N \times N$ ซึ่งสามารถทำการคำนวณค่าแก้สมการเมทริกซ์ผกผันได้โดยใช้การคำนวณแบบวนรอบ จากผลการจำลองการทดสอบประสิทธิภาพของระบบที่ออกแบบด้วยคอมพิวเตอร์ ซึ่งสามารถสรุปได้ว่าวิธีการที่สำเอนนั้นสามารถเพิ่มประสิทธิภาพอัตราบิดผดผลาดที่ดีกว่าวิธีการอีควอไลเซชันบนแกนความถี่ อีกทั้งยังมีประสิทธิภาพเทียบเท่ากับวิธีการคำนวณหาเมทริกซ์ผกผันโดยตรงภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วที่สูง ยกตัวอย่าง เช่น ความเร็วยานพาหนะประมาณ 381 กิโลเมตรต่อชั่วโมง อีกทั้งยังสามารถลดการคำนวณลงจาก 100 เเปอร์เซ็นต์เหลือแค่ประมาณ 7.8 เเปอร์เซ็นต์ในการคำนวณหาเมทริกซ์ผกผันอีกด้วย พร้อมทั้งยังคงรักษาอัตราบิดที่ผดผลาดน้อยเทียบเท่าวิธีที่มีการคำนวณหาเมทริกซ์ผกผันโดยตรง

5.2 สรุปปัญหาและข้อเสนอแนะ

ในการวิจัยครั้งนี้ได้ทำการวิจัยทั้งการเพิ่มประสิทธิภาพวิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาภายใต้ช่องสัญญาณจางหายแบบที่มีการเคลื่อนที่ความเร็วที่สูง อีกทั้งยังนำเสนอวิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาสามารถลดการคำนวณความซับซ้อนของระบบได้เป็นอย่างมาก ในอนาคตวิธีการอีควอไลเซชันบนแกนเวลาสามารถนำไปประยุกต์ใช้ร่วมกับการสื่อสารแบบระบบช่องสัญญาณแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตของเสาอากาศทั้งหลายเสาสัญญาณส่งและหลายเสาสัญญาณรับ (Multi-Input Multi-Output) ซึ่งในระบบการส่งสัญญาณไอเอฟดีเอ็มสามารถเพิ่มความจุของช่องสัญญาณ โดยที่ยังคงมีประสิทธิภาพของอัตราบิดผดผลาดที่ดี พร้อมทั้งความซับซ้อนของระบบเพิ่มขึ้นไม่มากซึ่งเหมาะสมสำหรับใช้เป็นมาตรฐานการสื่อสารในอนาคต

เอกสารอ้างอิง

- [1] S. Haykin, “**Communication Systems,**” 4th Edition, John Wiley and Sons, 2000.
- [2] R. Prasad, “**OFDM for Wireless Communications Systems,**” Artech House, Universal Personal Comm. series, 2004.
- [3] A. F. Molisch, “**Wireless Communications,**” 2nd Edition, Wiley, Dec. 2010.
- [4] Y. Akaiwa, “**Introduction to Digital Mobile Communications,**” Wiley, 1997.
- [5] X. Wang, and H. V. Poor, “**Wireless Communication Systems: Advanced Techniques for Signal Reception,**” Prentice Hall Commun. Eng. and Emerging Tech. Series Theodore S. Rapp., Jun. 2002.
- [6] A. Goldsmith, “**Wireless Communications,**” Stanford University, 2004.
- [7] E. Baccarelli, R. Cusani, and S. Galli, “**A novel adaptive receiver with enhanced channel tracking capability for TDMA-based mobile radio communications,**” IEEE Trans. Commun., vol. 16, no. 9, pp.1630-1639, Dec. 1998.
- [8] O. Simeone, O. Somekh, and Y. Bar-Ness, “**Uplink Throughput of TDMA Cellular Systems with Multicell Processing and Amplify-and-Forward Cooperation Between Mobiles,**” IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 6, no. 8, pp.1536-1276, Aug. 2007.
- [9] S. Buzzi, M. Lops, and A. M. Tulino, “**A new family of MMSE multiuser receivers for interference suppression in DS/CDMA systems employing BPSK modulation,**” IEEE Trans. Commun., vol. 49, no. 1, pp.154-167, Jan. 2001.
- [10] W. Hamouda, and P. J. McLane, “**Error control coding and space-time MMSE multiuser detection in DS-CDMA systems,**” Journal of Communications and Networks, vol. 5, no. 3, pp.187-196, Sept. 2003.
- [11] Q. Yu, G. Bi, and G. Zhang, “**Improved blind multipath estimation for long code DS-CDMA,**” Journal of Communications and Networks, vol. 7, no. 3, pp.278-283, Sept. 2005.
- [12] K. Ryu, J. Jin, and Y. Park, “**Performance analysis of multicarrier code select CDMA system for PAPR reduction in multipath channels,**” Journal of Communications and Networks, vol. 11, no. 1, pp.11-19, Feb. 2009.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [13] H. Cheon, and D. Hong, “**Effect of channel estimation error in OFDM-based WLAN,**” IEEE Commun. Lett., vol. 6, no. 5, pp.190-192, Aug. 2002.
- [14] Y. S.Cho, J. Kim, W. Y. Yang, and C. G. Kang, “**Introduction to OFDM,**” 1st Edition, Wiley-IEEE Press, 2010.
- [15] L. L. Hanzo, Y. Akhtman, L. Wang, and M. Jiang, “**Channel Estimation for OFDM and MCCDMA,**” 1st Edition, Wiley-IEEE Press, 2011.
- [16] ETSI TR 101 190, v1.3.1, Digital Video Broadcasting (DVB), “**Implementation guidelines for DVB terrestrial television services,**” Transmission aspects, 2008-10.
- [17] ETSI TR 102 831, v1.2.1, Digital Video Broadcasting (DVB), “**Implementation guidelines for the second generation digital terrestrial television broadcasting systems (DVB-T2),**” Transmission aspects, 2012.
- [18] IEEE 802.11 Standard for Information technology, “**Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications,**” 2012.
- [19] ETSI TR 101 683, v1.1.1, “**Broadband Radio Access Network (BRAN),**” HIPERLAN Type 2, System Overview, 2000-02.
- [20] ARIB Std-T97, “**Mobile Broadband Wireless Access Systems (IEEE 802.20 TDD Wideband and 625k-MC Modes Application in Japan),**” 2008-11.
- [21] ITU Radio Regulations, CHAPTER II-Frequencies, ARTICLE 5 Frequency allocations, Section IV–Table of Frequency Allocations, 2012.
- [22] FCC, “**Amendment of the Commission’s Rules to Provide for Operation of Unlicensed NII Devices in the 5-GHz Frequency Range, Memorandum Opinion and Order,**” ET Docket No. 96-102, Jun. 1998.
- [23] https://en.wikipedia.org/wiki/IEEE_802.11.
- [24] R. Prasad, “**WLAN Systems and Wireless IP for Next Generation Communications,**” Artech House, 2002.

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [25] K. S. Gilhousen, I. M. Jacobs, R. Padovani, A. J. Viterbi, L. A. Weaver, Jr., and C. E. Wheatley III, “**On the capacity of a cellular CDMA system,**” IEEE Trans. Veh. Tech., pp. 303–312, May 1991.
- [26] K. Rath and J. Uddenfeldt, “**Capacity of digital cellular TDMA systems,**” IEEE Trans. Veh. Tech., pp. 323-332, May 1991.
- [27] Q. Hardy, “**Are claims hope or hype?,**” Wall Street Journal, pp. A1, Sep. 1996.
- [28] A. Mehrotra, “**Cellular Radio: Analog and Digital Systems,**” Artech House, 1994.
- [29] J. E. Padgett, C. G. Gunther, and T. Hattori, “**Overview of wireless personal communications,**” Special Issue on Wireless Personal Commun., IEEE Commun. Mag., pp. 28-41, Jan. 1995.
- [30] J. D. Vriendt, P. Laine, C. Lerouge, X. Xu, “**Mobile network evolution: a revolution on the move,**” IEEE Commun. Mag., pp. 104-111, April 2002.
- [31] P. Bender, P. Black, M. Grob, R. Padovani, N. Sundhushayana, A. Viterbi, “**CDMA/HDR: A bandwidth efficient high speed wireless data service for nomadic users,**” IEEE Commun. Mag., July 2000.
- [32] 3GPP TR 36.913 V9.0.0, “**Requirements for Further Advancements of E-UTRA (LTE-Advanced),**” 2009-12.
- [33] ITU-R M. [IMT-TECH], “**Requirements related to technical performance for IMT-Advanced radio interface(s),**” Aug. 2008.
- [34] ITU-R, “**Acknowledgment of candidate submission from IEEE under step 3 of the IMT-Advanced process (IEEE technology),**” Tech. Rep., Oct. 2009.
- [35] 3GPP TS 36.300, “**Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) and Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN),**” Overall description, Stage 2, 2009.
- [36] 3GPP TS 23.402 V8.0.0, Release 8, “**Architecture enhancements for non-3GPP accesses,**” 2007-12.
- [37] 3GPP TS 36.300 V9.7.0 Release 9, “**LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) and Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN); Overall description; Stage 2,**” 2004-11.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [38] ITU-R, “Circular letter 5/LCCE/2,” Tech. Rep., March 2008.
- [39] ITU-R, “Acknowledgment of candidate submission from 3GPP proponent under step 3 of the IMT-Advanced process (3GPP technology),” Tech. Rep., 2009.
- [40] ITU-R, “Acknowledgment of candidate submission from IEEE under step 3 of the IMT-Advanced process (IEEE technology),” Tech. Rep., October.
- [41] ITU-R, “Acknowledgment of candidate submission from China (People’s Republic of) under step 3 of the IMT-Advanced process (3GPP technology),” Tech. Rep., October.
- [42] ITU-R, “Requirements related to technical performance for IMT-Advanced radio interface(s),” Report M.2134, 2008.
- [43] J. Rombaut, “Optimization of Packetization Masks for Image Coding Based on an Objective Cost Function for Desired Packet Spreading,” IEEE Trans. Image Process., vol. 17, no. 10, pp. 1849-1863, Oct. 2008.
- [44] R. Zhang, “Cooperative Multi-Cell Block Diagonalization with Per-Base-Station Power Constraints,” IEEE Journal on Selected Areas in Commun., vol. 28, no. 9, pp. 1435-1445, Dec. 2010.
- [45] A. Spyropoulos, and C.S. Raghavendra, “Asymptotic capacity bounds for ad-hoc networks revisited: the directional and smart antenna cases,” in Proc. of IEEE Global Telecom., pp. 1-6, Dec. 2003.
- [46] Kun Zhao, S. Zhang, Z. Ying, T. Bolin, and S. He, “SAR Study of Different MIMO Antenna Designs for LTE Application in Smart Mobile Handsets,” IEEE Trans. Ant. and Prop., vol. 61, no. 6, pp. 3270-3279, Jun. 2013.
- [47] S. Chen, S. Sun, Y. Wang, G. Xiao, and R. Tamrakar, “A comprehensive survey of TDD-based mobile communication systems from TD-SCDMA 3G to TD-LTE(A) 4G and 5G directions,” China Communications, vol. 12, no. 2, pp. 40-60, Feb. 2015.

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [48] V. Jungnickel, M. Schellmann, L. Thiele, T. Wirth, T. Haustein, O. Koch, W. Zirwas, and E. Schulz, “**Interference-aware scheduling in the multiuser MIMO-OFDM downlink,**” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 47, no. 6, Jun. 2009.
- [49] A. K. Dutta, K. V. S. Hari, and L. Hanzo, “**Minimum-Error-Probability CFO Estimation for Multiuser MIMO-OFDM Systems,**” *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol. 64, no. 7, pp. 2804-2818, Jul. 2015.
- [50] Q. Wang, G. Ren, and J. Wu, “**A Multiuser Detection Algorithm for Random Access Procedure With the Presence of Carrier Frequency Offsets in LTE Systems,**” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 63, no. 9, pp. 3299-3312, Sept. 2015.
- [51] R. Xie, F. R. Yu, and H. Ji, “**Dynamic Resource Allocation for Heterogeneous Services in Cognitive Radio Networks with Imperfect Channel Sensing,**” *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol. 61, no. 2, pp. 770-780, Feb. 2012.
- [52] D. Zhaj, M. Sheng, X. Wang, and Y. Li, “**Leakage-Aware Dynamic Resource Allocation in Hybrid Energy Powered Cellular Networks,**” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 63, no. 11, pp. 4591-4603, Nov. 2015.
- [53] B. Sklar, “**Digital Communications: Fundamentals and Applications,**” Prentice Hall, 2000.
- [54] C. Haslett, “**Essentials of radio wave propagation,**” Cambridge University Press, 2008.
- [55] W. Lindsey, “**Error probabilities for Rician fading multichannel reception of binary and N-ary signals,**” *IEEE Trans. Information Theory*, vol. 10, no. 4, pp. 339-350. Oct. 1964.
- [56] M. Nakagami, “**The m-distribution; A general formula of intensity distribution of rapid fading,**” in *Proc. of Statistical Methods in Radio Wave Propagation*, pp 3-36, Jun. 1958.
- [57] R. H. Clarke, “**A Statistical Theory of Mobile-Radio Reception,**” *Bell System Technical Journal*, vol. 47, no. 6, pp. 957-1000, Jul.-Aug. 1968.
- [58] G. Mkrtchyan, “**Estimation Parameter learning and Prediction of Time-Varying communication Channels,**” Ph.D dissertation, Mie university, Sept. 2006.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [59] F. Hlawatsch, and G. Matz, **“Wireless Communications Over Rapidly Time-Varying Channels,”** Academic press, 2011.
- [60] P. Reangsuntea, P. Boonsrimuang, K. Mori, and H. Kobayashi, **“Time Domain Equalization Method for TS-OFDM Signal under Higher Mobile Environments,”** EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, Vol. 2017, No. 5, pp. 1-12, 2017.
- [61] T. Miyamoto, K. Naito, K. Mori, and H. Kobayashi, **“Proposal of Doppler Estimation Method of Using Frequency Channel Response for OFDM Systems,”** In: Proc. of the 7th International Conference on Signal Processing and Communication Systems, 2013.
- [62] G. Mkrtchyan, K. Naito, K. Mori, and H. Kobayashi, **“ML Time Domain Channel Estimation and Equalization for OFDM without Guard Interval,”** In: Proc. of Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunication and Information Technology International Conference, pp. 473-476, 2005.
- [63] X. Yuan, Q. Guo, X. Wang, and L. Ping, **“Evolution analysis of low-cost iterative equalization in coded linear systems with cyclic prefixes,”** IEEE J. Sel. Areas Commun., Vol. 26, No. 2, pp. 301–310, 2008.
- [64] S. Takeuchi, K. Naito, K. Mori, and H. Kobayashi, **“Proposal of Doppler Frequency Spread Compensation Method for OFDM Systems,”** in Proc. of 9th IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS2012), CO-5, Aug. 2012.
- [65] T. Miyamoto, K. Naito, K. Mori, and H. Kobayashi, **“Proposal of Doppler Estimation Method of Using Frequency Channel Response for OFDM Systems,”** in Proc. of 7th International Conference on Signal Processing and Communication Systems (ICSPCS2013), pp.1-6, Dec. 2013.
- [66] T. Yamamoto and F. Adachi, **“Training Sequence Inserted OFDM Transmission with MMSE-FDE,”** IEICE Trans. Commun., vol. E97-B, no. 2, pp. 476-483, Feb. 2014.

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [67] S. Coleri, M. Ergen, A. Puri and A. Bahai, “A Study of Channel Estimation in OFDM Systems,” IEEE VTC2002-fall, 2002
- [68] G. Li, H. Yang, L. Cai, and L. Gui, “A Low-complexity Equalization Technique for OFDM System in Time-Variant Multipath Channels,” In: Proc. of the 58th IEEE on Vehicular Technology Conference, Vol. 4, pp. 2466-2470, 2003.
- [69] C. Vulk, “Iterative Solution methods,” Delft Institute of Applied Mathematics, 2012.
- [70] K. M. M. Prabhu, “Window Functions and Their Applications in Signal Processing,” CRC press, 2013
- [71] H. Kobayashi, K. Mori, “Proposal of Channel Estimation Method for OFDM Systems under Time-Varying Fading Environments,” IEICE Technical Report, vol.190-B, no.12, pp1249-1262, Dec. 2007.
- [72] J. Hao, Y. R. Zheng, J. Wang, J. Song, “Dual PN Padding TDS-OFDM for Underwater Acoustic Communication,” in Proc. of Oceans, pp. 1-4, Oct. 2012.



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ก.
โปรแกรมที่ใช้ในการจำลองระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

%=====
                                Low-Complexity Base TDE Method for OFDM Signal
                                in Higher Time-Varying Fading Channels
%=====

clear all;

clc;

%===== Define the Random Data N- Points =====

BW=1;                                % Band width
NMess=4;                              % Range of Signals
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 C/N =====

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 padding =====

Zerop=round((Zpadding)/2);              % Number of Zero padding
Zero1=zeros(1,Zerop);                  % Generate Zero padding matrix

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

L1=Zerop+1;           % Position of first subcarrier
L2=Zerop+M3;         % Position of Last subcarrier

%===== Multipath 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(CLK,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 =====
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

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

%%#####
%----- Generate N-FFT matrix -----
for k=1:N;
    for a=1:N;
        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)

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

%%#####
%%=====
%%----- Start Loop -----
Step=0;          % Initial parameter
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 information (Debugger)
    count                  % Show information (Debugger)
%%#####
%%===== Random Signal & Serial2parallel =====
RandSignal(1,1:Mess)=f_randint(1,Mess,NMess); % NMess depend on Mod
Technique
RandSignal1=f_serial2parallel(RandSignal,M1);
%%#####
%%%%-----Encoder(Convolutional 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=Binary2DecimalMatrix(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

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

#####
%=====Inserted Pilot tones Tx#1 =====
TStx=ComplexSignal;
%=====
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)

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

%=====
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
    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;
%%#####
%===== Channel Estimation =====
% Correct only TS position
TSposition(1:L,1:TSS)=RtxtimeDM(1:L,1:TSS);
TransposeTSSignal=TSposition. '; % Transpose TS GI position
ChangedTS=InvertTSMatrix*TransposeTSSignal; % Multiple with Invert TS GI Matrix
EstMLTimeTS=ChangedTS; % Estimation ML TS training

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

#####% ====
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
#####
%===== 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;
%#####

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

%=====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
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 อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข.

ผลงานวิจัยในระหว่างการศึกษาที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1. **Saha Tanangsanakool, Pongsathorn Reangsuntea, Kazuo Mori, Pisit Boonsrimuang, “Low-Complexity based TDE Method for OFDM Signal in Higher Time-Varying Fading Channels,”** International Journal of Intelligent Engineering and Systems, Vol.13, No.4, pp 21-32, 2020.
2. **Saha Tanangsanakool, Pongsathorn Reangsuntea, Kazuo Mori, Pisit Boonsrimuang, “Low Complexity Equalization Method for ZP-OFDM under Highly Mobile Environments,”** The 22nd International Conference Advanced Communication Technology (ICTACT 2020), Phoenix Park, PyeongChang, Korea (South), Feb. 16-19, 2020.
3. **Saha Tanangsanakool, Pongsathorn Reangsuntea, Kazuo Mori, Pisit Boonsrimuang, “Channel Estimation and Equalization Methods for ZP-OFDM under Highly Mobile Environments,”** The 21st International Conference Advanced Communication Technology (ICTACT 2019), Phoenix Park, PyeongChang, Korea (South), Feb. 17-20, 2019.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล นาย สหะ ตันอังสนากุล
 วัน เดือน ปีเกิด 1 ธันวาคม 2509 ที่จังหวัดสมุทรปราการ
 ที่อยู่ 90/50 คอนโดลุมพินีวิลล์ พระแม่มาลี-สาทร ซอยจันทน์ 27
 ถนนจันทน์ แขวงทุ่งวัดดอน เขตสาทร จังหวัดกรุงเทพมหานคร 10120
 โทรศัพท์มือถือ : 086-617-6248 อีเมล : khunsaha@gmail.com

ประวัติการศึกษา ปริญญาตรี มหาวิทยาลัยเอเชียอาคเนย์
 ปริญญาโท สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ประสบการณ์การทำงาน

พ.ศ. 2560-ปัจจุบัน ผู้ช่วยผู้อำนวยการฝ่าย ฝ่ายวิศวกรผลิตภัณฑ์และบริการ
 บริษัท ทรุ มูฟ เอช ยูนิเวอร์แซล คอมมิวนิเคชั่น จำกัด
 พ.ศ. 2554-2560 ผู้ช่วยผู้อำนวยการฝ่าย ฝ่ายวิศวกรระบบสนับสนุน
 บริษัท ทรุ คอร์ปอเรชั่น จำกัด
 พ.ศ. 2553-2554 ผู้ช่วยผู้อำนวยการฝ่าย ฝ่ายวิศวกรระบบสนับสนุน
 บริษัท บีเอฟเคที จำกัด
 พ.ศ. 2552-2553 ผู้ช่วยผู้อำนวยการฝ่าย ฝ่ายวิศวกรระบบสนับสนุน
 บริษัท ทรุ มูฟ จำกัด
 พ.ศ. 2551-2552 วิศวกรชำนาญการพิเศษ ฝ่ายวิศวกรระบบสนับสนุน
 บริษัท ทรุ มูฟ จำกัด
 พ.ศ. 2549-2551 วิศวกรชำนาญการ ฝ่ายวิศวกรระบบสนับสนุน บริษัท ทรุ มูฟ จำกัด
 พ.ศ. 2546-2549 วิศวกรชำนาญการ ฝ่ายวิศวกรเครือข่ายบอร์ดแบนด์
 บริษัท ทรุ คอร์ปอเรชั่น จำกัด
 พ.ศ. 2545-2546 วิศวกรชำนาญการ ฝ่ายวิศวกรเครือข่ายบอร์ดแบนด์
 บริษัท เทเลคอมเอเชีย จำกัด
 พ.ศ. 2544-2545 ผู้จัดการ ฝ่ายวิศวกรที่ปรึกษา บริษัท เอสวีโอเอ จำกัด
 พ.ศ. 2543-2544 วิศวกรเครือข่ายอาวุโส บริษัท ไทยน็อคซ์ สตีล จำกัด
 พ.ศ. 2535-2543 วิศวกรเครือข่าย ธนาคารกรุงเทพ จำกัด (มหาชน)
 พ.ศ. 2534-2535 วิศวกรแผนงาน องค์การโทรศัพท์แห่งประเทศไทย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้