วิธีการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่ด้วยการใช้อะแดปทีฟฟิลเตอร์สำหรับระบบโอเอฟดีเอ็มภายใต้สภาพแวดล้อมแบบมัลติพาธเฟดดิง

EQUALIZATION METHOD IN FREQUENCY DOMAIN WITH ADAPTIVE FILTER FOR OFDM SYSTEM UNDER MULTI-PATH FADING ENVIRONMENT

สิทธิชัย เดชพร
SITTICHAI DACHPORN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-434-4

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

วิธีการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่ด้วยการใช้อะแดปทีฟฟิลเตอร์สำหรับระบบโอเอฟดีเอ็มภายใต้สภาพแวดล้อมแบบมัลติพาธเฟดดิง

EQUALIZATION METHOD IN FREQUENCY DOMAIN WITH ADAPTIVE FILTER FOR OFDM SYSTEM UNDER MULTI-PATH FADING ENVIRONMENT

สิทธิชัย เดชพร

SITTICHAI DACHPORN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2546

ISBN 974-324-434-4

EQUALIZATION METHOD IN FREQUENCY DOMAIN WITH ADAPTIVE FILTER FOR OFDM SYSTEM UNDER MULTI-PATH FADING ENVIRONMENT

SITTICHAI DACHPORN

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT

OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF

MASTER OF ENGINEERING IN TELECOMMUNICATIONS ENGINEERING

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2003

ISBN 974-324-434-4

COPYRIGHT 2003

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ วิธีการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่ด้วยการใช้อะแดปทีฟฟิลเตอร์สำหรับระบบโอเอฟดีเอ็มภายใต้สภาพแวดล้อมแบบมัลติพาธเฟดดิง
EQUALIZATION METHOD IN FREQUENCY DOMAIN WITH ADAPTIVE FILTER FOR OFDM SYSTEM UNDER MULTI-PATH FADING ENVIRONMENT

ชื่อนักศึกษา นายสิทธิชัย เดชพร

รหัสประจำตัว 44061719

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.ถวิล พึ่งมา

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.กอบชัย	เดชหาญ	
ดร.พิเชฐ	ม่วงนวล	
ผศ.เกรียงไกร	วงศ์โรจนภรณ์	
รศ.สมยศ	จุณณะปิยะ	
รศ.ดร.ถวิล	พึ่งมา	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 13 พฤษภาคม 2546 เวลา 10.30-12.30 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 (ห้อง E12-404)

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(รศ.ดร.บุญวัฒน์ อัตชู)

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่ 26 **เดือน** พฤษภาคม **พ.ศ.** 2546

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วิธีการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่ด้วยการใช้อะแดปทีฟฟิลเตอร์สำหรับระบบโอเอฟดีเอ็มภายใต้สภาพแวดล้อมแบบมัลติพาธเฟดดิง
นักศึกษา	นายสิทธิชัย เดชพร
รหัสนักศึกษา	44061719
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2546
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร. ถวิล พึ่งมา

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอวิธีการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่สำหรับสัญญาณแบบ Burst Mode OFDM ที่ทำงานในช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิงที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา โดยวิธีการที่นำเสนอนี้ใช้การปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันที่เป็นแบบอะแดปทีฟโดยใช้สัญญาณจากปรีเอมเบิล 1 สัญลักษณ์ที่ใส่ไว้ที่จุดเริ่มต้นของทุกๆ Burst เฟรม ในการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ ซึ่งจะได้ค่าการสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณมัลติพาธ วิธีการที่นำเสนอจะใช้อะแดปทีฟฟิลเตอร์ (adaptive filter) ที่สามารถที่จะเลือกความถี่คัทออฟที่เหมาะสมได้โดยการตรวจจับจุดยอดของแอมพลิจูดของการตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณทำให้การประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณได้อย่างแม่นยำมากขึ้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะแสดงผลที่ได้โดยการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์ของวิธีการที่นำเสนอเปรียบเทียบกับการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่แบบพื้นฐาน

Thesis Title	Equalization Method in Frequency Domain with Adaptive Filter for OFDM system under Multi-path Fading Environment
Student	Mr. Sittichai Dachporn
Student ID.	44061719
Degree	Master of Engineering
Programme	Telecommunications Engineering
Year	2003
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Tawil Paungma

ABSTRACT

This thesis proposes an equalization method in frequency domain for burst mode OFDM signal operating in the time-variant multi-path fading channel. The feature of proposed method is to enable the adaptive equalization in frequency domain by using only one preamble symbol inserting at the start of every burst frame. In the proposed method, the channel frequency response is estimated by using the preamble symbol, which corresponds with the impulse response of multi-path fading. The proposed method also employs the adaptive filter of which frequency bandwidth is optimized by using the several peak amplitude levels including the impulse response in order to improve the accuracy the estimated channel frequency response. This thesis presents various computer simulation results to verify the proposed method when compared with the conventional equalization method.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำ และคำปรึกษาจาก รศ.ดร. ถวิล พึ่งมา ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ และ ศ. มนูญ สุขเกษม ข้าพเจ้ารู้สึกทราบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านอาจารย์ทั้งสองท่าน และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

Thanks to Prof. Dr. Hideo Kobayashi of Electrical and Electronic Engineering Department, Faculty of Engineering, Mei University, Japan, for all advises, concerning about my paper and thesis. Thank you for all knowledge and teaching me about OFDM transmission technique.

ขอกราบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกๆท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า

ขอขอบคุณองค์กร JICA และสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (ReCCIT) ที่ได้สนับสนุนเครื่องมือ ตลอดจนข้อมูล และหนังสือต่างๆ ที่ใช้ในการทำวิจัย

ขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ในภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกคนที่ให้คำแนะนำต่างๆ และคอยให้กำลังใจเสมอมา

ขอขอบคุณบัณฑิตวิทยาลัยที่ให้การสนับสนุนทุนในการทำวิทยานิพนธ์ครั้งนี้

ขอขอบคุณบัณฑิตศึกษา คณะวิศวกรรมศาสตร์ที่ให้ความช่วยเหลือในเรื่องต่างๆ

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา พี่ๆ และครอบครัวของข้าพเจ้า ที่เป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนในทุกเรื่องๆ ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

สิทธิชัย เดชพร

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย..... I

บทคัดย่อภาษาอังกฤษ..... II

กิตติกรรมประกาศ.....III

สารบัญ.....IV

สารบัญตาราง.....VII

สารบัญรูป..... VIII

บทที่ 1 บทนำ.....1

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา..... 1

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา..... 1

1.3 สมมติฐานของการศึกษา..... 2

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....2

1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน.....3

1.6 ขอบเขตการวิจัย.....3

1.7 ขั้นตอนการศึกษา..... 3

บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย และระบบโอเอฟดีเอ็ม..... 4

2.1 เทคนิคการมัลติเพล็กซ์..... 4

2.1.1 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่..... 4

2.1.2 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา..... 5

2.1.3 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส..... 5

2.1.4 การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม..... 6

2.2 คุณลักษณะของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธเฟดดิง..... 6

2.3 พื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็ม.....15

2.3.1 คุณสมบัติของการออโธโกนอล..... 17

2.3.2 คุณสมบัติของการออโธโกนอลในแกนความถี่..... 20

2.3.3 เครื่องรับส่งโอเอฟดีเอ็ม..... 22

2.3.4 การแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนาน.....23

2.3.5 การมอดูเลตคลื่นพาห์ย่อย.....23

2.3.6 การแปลงสัญญาณในแกนความถี่ให้อยู่ในแกนเวลา..... 24

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.3.7 การมอดูเลตสัญญาณอาร์เอฟ.....25

2.3.8 ช่วงเวลาป้องกัน..... 26

2.3.9 การซิงโครไนซ์.....27

2.3.10 การประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ..... 27

2.4 การปรับระดับสัญญาณ..... 28

2.4.1 การปรับระดับสัญญาณทางอุดมคติ.....29

2.4.2 ความผิดพลาดของการปรับระดับสัญญาณ.....30

2.5 สัญญาณรบกวนแบบขาวบวก..... 31

บทที่ 3 การปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่ด้วยการใช้อะแดปทีฟฟิลเตอร์สำหรับระบบโอเอฟดีเอ็ม.....32

3.1 แบบจำลองของระบบโอเอฟดีเอ็ม.....33

3.1.1 รูปแบบของเบิรสต์เฟรม.....33

3.1.2 แบบจำลองเครื่องส่ง.....34

3.1.3 แบบจำลองช่องสัญญาณ.....35

3.1.4 แบบจำลองเครื่องรับ.....36

3.2 วิธีการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่ด้วยการใช้อะแดปทีฟฟิลเตอร์สำหรับระบบโอเอฟดีเอ็มภายใต้สภาพแวดล้อมแบบมัลติพาธเฟดดิง.....40

3.2.1 การตัดองค์ประกอบของสัญญาณรบกวนแบบขาวบวก..... 40

3.2.2 กระบวนการในการกำหนดจุดคัทออฟของฟิลเตอร์..... 46

บทที่ 4 การหาค่าสมรรถนะของระบบ.....48

4.1 แบบจำลองที่ใช้ในการจำลองระบบ..... 48

4.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ.....49

4.3 ความแม่นยำในการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ.....51

4.4 ความสามารถในการชดเชยขนาดของสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับ..... 60

4.5 ความสามารถในการชดเชยเฟสของสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับ..... 65

4.6 สมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตของระบบ.....72

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ..... 81
บรรณานุกรม..... 83
ภาคผนวก ก. โปรแกรมที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบโอเอฟดีเอ็ม..... 85
ภาคผนวก ข. ผลงานวิจัยในระหว่างการศึกษาที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่..... 95
ภาคผนวก ค. ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์.....107

ประวัติผู้เขียน..... 108

สารบัญตาราง

ตารางที่ หน้า

4.1 คุณลักษณะของมาตรฐาน IEEE 802.11a และ HiperLAN/2..... 48
4.2 พารามิเตอร์สำหรับมาตรฐาน IEEE 802.11a และ HiperLAN/2.....49
4.3 พารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการจำลองระบบ..... 49
4.4 พารามิเตอร์ของแบบจำลองช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง.....50
4.5 พารามิเตอร์ของแบบจำลองช่องสัญญาณแบบเรย์ลีเฟดดิง..... 50

สารบัญรูป

รูปที่ หน้า

2.1 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่.....5

2.2 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา.....5

2.3 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส.....6

2.4 การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม.....6

2.5 แสดงผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธที่แปรผันตามเวลา..... 8

2.6 แสดง MIP.....11

2.7 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\phi_c(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau)$ 13

2.8 แบบจำลองสายการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยกของช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่..... 15

2.9 แสดงโครงสร้างของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแกนเวลา..... 18

2.10 แสดงสัญญาณในแกนความถี่ของคลื่นพาห์ย่อยแต่ละสัญญาณ.....19

2.11 แสดงการตอบสนองความถี่ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแต่ละคลื่นพาห์ย่อย.....21

2.12 บล็อคไดอะแกรมของเครื่องรับส่งโอเอฟดีเอ็ม.....22

2.13 ตัวอย่างการมอดูเลตคลื่นพาห์ย่อยแบบ 16-QAM.....23

2.14 สัญญาณ 16-QAM เมื่อเกิดมีสัญญาณรบกวนเข้ามา..... 24

2.15 บล็อกไดอะแกรมในส่วนของกระบวนการ IFFT.....25

2.16 การมอดูเลตสัญญาณอาร์เอฟโดยเทคนิคแบบอนาลอก..... 25

2.17 การมอดูเลตสัญญาณอาร์เอฟโดยเทคนิคแบบดิจิตอล..... 26

2.18 การวางช่วงเวลาป้องกัน..... 26

2.19 แบบจำลองของสัญญาณที่เกิดการผิดเพี้ยนและมีสัญญาณรบกวนและการปรับระดับสัญญาณ..... 28

2.20 คุณสมบัติของสัญญาณรบกวนแบบขาวบวก..... 31

3.1 รูปแบบของเบิรสต์เฟรมบนแกนของเวลา..... 33

3.2 บล็อกไดอะแกรมของระบบโอเอฟดีเอ็มที่ใช้ในการจำลองระบบ..... 34

3.3 วิธีการใส่ GI เพื่อป้องกันการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์..... 35

3.4 การปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่แบบพื้นฐาน..... 39

3.5 องค์ประกอบของฟังก์ชั่นการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณที่ได้จากการแปลง FFT กรณีที่มีองค์ประกอบของช่องสัญญาณและสัญญาณรบกวนแบบขาวบวก..... 41

3.6 องค์ประกอบของฟังก์ชั่นการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณที่ได้จากการแปลง FFT ในกรณีที่ปราศจากองค์ประกอบของสัญญาณรบกวนแบบขาวบวก..... 42

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

3.7 องค์ประกอบของสัญญาณรบกวนแบบขาวบวกที่กระจายอยู่ตลอดช่วงความถี่ในฟังก์ชั่น Q_m 43

3.8 องค์ประกอบของฟังก์ชั่น Q_m หลังผ่านจากผ่านฟิลเตอร์..... 43

3.9 องค์ประกอบของฟังก์ชั่น Q_m ในกรณีที่ค่าของการประวิงเวลาในแต่เส้นทางช่องสัญญาณแบบมัลติพาธเกิดการเปลี่ยนแปลง..... 44

3.10 องค์ประกอบของฟังก์ชั่น Q_m หลังผ่านจากผ่านฟิลเตอร์..... 45

3.11 การปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่ที่นำเสนอ 46

4.1 ความผิดพลาดของการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยมีค่า D/U = 5 dB และค่าของการประวิงเวลา 50 nS 52

4.2 ความผิดพลาดของการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยมีค่า D/U = 10 dB และค่าของการประวิงเวลา 50 nS 52

4.3 ความผิดพลาดของการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยมีค่า D/U = 15 dB และค่าของการประวิงเวลา 50 nS 53

4.4 ความผิดพลาดของการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยมีค่า D/U = 5 dB และค่าของการประวิงเวลา 100 nS 54

4.5 ความผิดพลาดของการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยมีค่า D/U = 10 dB และค่าของการประวิงเวลา 100 nS ... 54

4.6 ความผิดพลาดของการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยมีค่า D/U = 15 dB และค่าของการประวิงเวลา 100 nS ... 55

4.7 ความผิดพลาดของการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยมีค่า D/U = 5 dB และค่าของการประวิงเวลา 150 nS 56

4.8 ความผิดพลาดของการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยมีค่า D/U = 10 dB และค่าของการประวิงเวลา 150 nS ... 56

4.9 ความผิดพลาดของการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยมีค่า D/U = 15 dB และค่าของการประวิงเวลา 150 nS ... 57

4.10 ความผิดพลาดของการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบเรย์ลีเฟดดิง (Channel A) ที่มีสัญญาณ 6 เส้นทาง..... 58

4.11 ความผิดพลาดของการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบเรย์ลีเฟดดิง (Channel B) ที่มีสัญญาณ 6 เส้นทาง..... 58

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

4.12 ความผิดพลาดของการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบเรย์ลีเฟดดิง (Channel C) ที่มีสัญญาณ 6 เส้นทาง..... 59
4.13 ขนาดของสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับ และขนาดของสัญญาณหลังทำการปรับระดับสัญญาณเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยมีค่า C/N = 15 dB D/U = 5 dB และค่าของการประวิงเวลา 50 *nS* 60
4.14 ขนาดของสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับ และขนาดของสัญญาณหลังทำการปรับระดับสัญญาณเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยมีค่า C/N = 15 dB D/U = 5 dB และค่าของการประวิงเวลา 100 *nS* 61
4.15 ขนาดของสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับ และขนาดของสัญญาณหลังทำการปรับระดับสัญญาณเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยมีค่า C/N = 15 dB D/U = 5 dB และค่าของการประวิงเวลา 150 *nS* 62
4.16 ขนาดของสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับ และขนาดของสัญญาณหลังทำการปรับระดับสัญญาณเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบเรย์ลีเฟดดิง (Channel A) ที่มีสัญญาณ 6 เส้นทาง โดยมีค่า C/N = 15 dB..... 63
4.17 ขนาดของสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับ และขนาดของสัญญาณหลังทำการปรับระดับสัญญาณเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบเรย์ลีเฟดดิง (Channel B) ที่มีสัญญาณ 6 เส้นทาง โดยมีค่า C/N = 15 dB..... 64
4.18 ขนาดของสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับ และขนาดของสัญญาณหลังทำการปรับระดับสัญญาณเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบเรย์ลีเฟดดิง (Channel C) ที่มีสัญญาณ 6 เส้นทาง โดยมีค่า C/N = 15 dB..... 65
4.19 เฟสของสัญญาณในส่วนต่างๆ และความผิดพลาดของเฟสเนื่องจากการปรับระดับสัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยมีค่า C/N = 15 dB, D/U = 5 dB และค่าของการประวิงเวลา 50 *nS* 66
4.20 เฟสของสัญญาณในส่วนต่างๆ และความผิดพลาดของเฟสเนื่องจากการปรับระดับสัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยมีค่า C/N = 15 dB, D/U = 5 dB และค่าของการประวิงเวลา 100 *nS* 67
4.21 เฟสของสัญญาณในส่วนต่างๆ และความผิดพลาดของเฟสเนื่องจากการปรับระดับสัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยมีค่า C/N = 15 dB, D/U = 5 dB และค่าของการประวิงเวลา 150 *nS* 68

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

4.22 เฟสของสัญญาณในส่วนต่างๆ และความผิดพลาดของเฟสเนื่องจากการปรับระดับ
สัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบเรย์ลีเฟดดิง (Channel A)
ที่มีสัญญาณ 6 เส้นทาง โดยมีค่า C/N = 15 dB..... 69
4.23 เฟสของสัญญาณในส่วนต่างๆ และความผิดพลาดของเฟสเนื่องจากการปรับระดับ
สัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบเรย์ลีเฟดดิง (Channel B)
ที่มีสัญญาณ 6 เส้นทาง โดยมีค่า C/N = 15 dB..... 70
4.24 เฟสของสัญญาณในส่วนต่างๆ และความผิดพลาดของเฟสเนื่องจากการปรับระดับ
สัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบเรย์ลีเฟดดิง (Channel C)
ที่มีสัญญาณ 6 เส้นทาง โดยมีค่า C/N = 15 dB..... 71
4.25 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง
โดยกำหนด D/U = 5 dB และการประวิงเวลา 50 *nS* 73
4.26 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง
โดยกำหนด D/U = 10 dB และการประวิงเวลา 50 *nS* 73
4.27 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง
โดยกำหนด D/U = 15 dB และการประวิงเวลา 50 *nS* 74
4.28 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง
โดยกำหนด D/U = 5 dB และการประวิงเวลา 100 *nS* 75
4.29 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทางโดยกำหนด
D/U = 10 dB และการประวิงเวลา 100 *nS* 75
4.30 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทางโดยกำหนด
D/U = 15 dB และการประวิงเวลา 100 *nS* 76
4.31 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทางโดยกำหนด
D/U = 5 dB และการประวิงเวลา 150 *nS* 77
4.32 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทางโดยกำหนด
D/U = 10 dB และการประวิงเวลา 150 *nS* 77
4.33 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทางโดยกำหนด
D/U = 15 dB และการประวิงเวลา 150 *nS* 78
4.34 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ เรย์ลีเฟดดิง
โดยกำหนดให้มีการประวิงเวลา 50 *nS* (Channel A)..... 79

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

4.35 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ เรย์ลีเฟดดิง
โดยกำหนดให้มีการประวิงเวลา 100 *nS* (Channel B)..... 79
4.36 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ เรย์ลีเฟดดิง
โดยกำหนดให้มีการประวิงเวลา 150 *nS* (Channel C)..... 80

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในอนาคตอันใกล้นี้ความต้องการของการสื่อสารไร้สาย เช่น โทรศัพท์เคลื่อนที่ (Mobile Telephone) หรือระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย (Wireless Local Area Network: WLAN) จะเปลี่ยนไปอยู่ในรูปแบบของการสื่อสารแบบมัลติมีเดียเคลื่อนที่ (Mobile Multimedia) หรือระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายที่มีความเร็วในการส่งข้อมูลสูง ซึ่งปัญหาที่เกิดขึ้นตามมาของการส่งผ่านด้วยอัตราข้อมูลความเร็วสูงบนช่องสัญญาณวิทยุก็คือ การเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbol Interference: ISI) ซึ่งเกิดขึ้นเนื่องมาจากการเกิดมัลติพาธเฟดดิง ส่งผลให้สมรรถนะของระบบมีค่าต่ำลง

เทคนิคการส่งสัญญาณแบบโอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM) คือรูปแบบของการสื่อสารแบบหนึ่งที่สามารถแก้ปัญหาที่กล่าวมาข้างต้นได้เนื่องจากระบบโอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) เป็นระบบที่สามารถทนทานต่อการเกิดมัลติพาธเฟดดิง สามารถส่งผ่านข้อมูลด้วยอัตราความเร็วข้อมูลสูงมากเมื่อเทียบกับระบบอื่นอีกทั้งยังใช้ย่านความถี่ที่มีอยู่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยระบบโอเอฟดีเอ็มจะทำการกระจายข้อมูลที่มีความเร็วสูงให้เป็นชุดข้อมูลหลายๆชุดที่มีความเร็วต่ำลงด้วยการแปลงจากข้อมูลอนุกรมเป็นขนาน แล้วส่งผ่านช่องสัญญาณย่อยๆ (Sub channel) จำนวนมาก ทำให้ช่วงเวลาของแต่สัญลักษณ์มีช่วงเวลากว้างขึ้นทำให้สามารถลดการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbol Interference) ที่มีสาเหตุมาจากมัลติพาธเฟดดิงได้ แต่ถึงแม้ว่าการส่งผ่านข้อมูลแบบโอเอฟดีเอ็ม (OFDM) จะให้ค่าสมรรถนะของระบบที่ดีภายใต้สภาพแวดล้อมแบบมัลติพาธเฟดดิงเมื่อเทียบกับระบบที่มีการส่งแบบคลื่นพาห์เดียว (Single carrier) แต่ภายใต้สภาวะของการเกิดการเฟดดิงอย่างรวดเร็วนั้นจะทำให้สัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับของแต่ละช่องสัญญาณย่อยนั้นจะมีการเปลี่ยนแปลงในช่วงกว้างซึ่งส่งผลระบบมีสมรรถนะที่ต่ำลง

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งหวังเพื่อศึกษาระบบการส่งผ่านข้อมูลแบบโอเอฟดีเอ็ม (OFDM) ซึ่งเป็นเทคนิคหนึ่งที่คาดกันว่าจะถูกนำไปใช้ในการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4 ซึ่งเป็นยุคที่ต้องการสื่อสารข้อมูลด้วยความเร็วสูง ซึ่งการส่งสัญญาณแบบโอเอฟดีเอ็ม (OFDM) ดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้นเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาธเฟดดิงนั้นสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับของแต่ละช่องสัญญาณย่อยๆนั้นจะมีการเปลี่ยนในช่วงกว้างซึ่งแตกต่างกันตามสภาวะการเปลี่ยนแปลง

ของช่องสัญญาณซึ่งจะทำให้สมรรถนะของระบบมีค่าต่ำลง ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงเสนอวิธีการปรับระดับสัญญาณ (equalization) ของสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับในแต่ละช่องสัญญาณย่อยๆให้เท่ากันในแกนความถี่ (frequency domain) ซึ่งสามารถที่จะช่วยให้ระบบมีสมรรถนะที่ดีขึ้น

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

ในการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณที่มีสภาพแวดล้อมแบบมัลติพาธเฟดดิงและมีสัญญาณรบกวนแบบขาวบวก (Additive White Gaussian Noise: AWGN) นั้นสัญญาณที่รับได้จะเกิดจากผลรวมของสัญญาณจากหลายทิศทางซึ่งมีค่าของการประวิงเวลา (delay time) ขนาด (magnitude) และเฟส (phase) ของสัญญาณที่แตกต่างกันไปในแต่ละเส้นทางและช่องสัญญาณย่อยๆ ดังนั้นสัญญาณที่รับได้ในแต่ละช่องสัญญาณย่อยนั้นจะมีการเปลี่ยนแปลงในช่วงกว้างที่แตกต่างกันซึ่งทำให้การดีเทค (detect) สัญญาณข้อมูลมีประสิทธิภาพต่ำลง ดังนั้นถ้าทำการปรับระดับสัญญาณ (Equalization) ของสัญญาณที่รับได้ให้เท่ากันก่อนที่จะนำไปทำการดีเทค (detect) สัญญาณข้อมูลจะทำให้ประสิทธิภาพของระบบดีขึ้น แต่ในการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันแบบพื้นฐานนั้นจะใช้ค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณค่าไปใช้ในการการปรับระดับสัญญาณโดยตรงซึ่งค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณนั้นจะมีค่าการตอบสนองความถี่ของสัญญาณรบกวนรวมอยู่ด้วยถ้าสามารถที่จะกำจัดองค์ประกอบของสัญญาณรบกวนนี้ออกไปได้จะทำให้ได้ค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณที่มีค่าใกล้เคียงกับการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณแบบมัลติพาธเฟดดิงเพื่อใช้ในการปรับระดับสัญญาณและน่าจะทำให้สมรรถนะดีกว่าการปรับระดับสัญญาณด้วยวิธีแบบพื้นฐาน

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

วิธีการที่นำเสนอนี้เป็นวิธีการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่ของสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับของระบบโอเอฟดีเอ็ม (OFDM) ที่ส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาธเฟดดิงและมีสัญญาณรบกวนแบบขาวบวก (AWGN) โดยนำฟังก์ชั่นการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณค่าช่องสัญญาณมาผ่านกระบวนการ FFT (Fast Fourier Transfrom) เพื่อแยกองค์ประกอบทางความถี่ของฟังก์ชั่นการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ แล้วทำการตัดองค์ประกอบของสัญญาณรบกวนแบบขาวบวกออกโดยใช้อะแดปทีฟฟิลเตอร์ชนิดความถี่ต่ำผ่าน (adaptive low-pass filter) ที่สามารถเปลี่ยนแปลงความถี่คัทออฟได้ (frequency cutoff) จากนั้นนำเอาท์พุทของฟิลเตอร์แปลงกลับโดยกระบวนการ IFFT (Inverese Fast Fourier Transfrom) ซึ่งจะได้ฟังก์ชั่นการตอบสนองความถี่ของแต่ละช่องสัญญาณย่อยๆ ที่มีค่าใกล้เคียงกับการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธเฟดดิง แล้วนำไปใช้ในการปรับระดับสัญญาณที่รับได้ให้เท่ากันโดยกระทำในแกนความถี่

1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน

วิธีการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่ที่นำเสนอนี้เมื่อเทียบกับหลักการในแบบพื้นฐานแล้วในส่วนของการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณนั้นจะให้ค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณที่ต่ำกว่าเมื่อใช้วิธีการแบบพื้นฐาน และจะให้ค่าสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตที่ดีกว่าวิธีการแบบพื้นฐานโดยที่ค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่เท่ากันจะให้ค่าที่ดีกว่า 1-2 dB และสามารถใช้งานได้ดีในสภาพแวดล้อมแบบต่างๆ

1.6 ขอบเขตการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอวิธีการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่ (Equalization Method in Frequency Domain) ด้วยการใช้อะแดปทีฟฟิลเตอร์ (Adaptive Filter) สำหรับระบบโอเอฟดีเอ็ม (OFDM) ที่ส่งสัญญาณภายใต้สภาพแวดล้อมแบบมัลติพาธเฟดดิง (Multi-path Fading) และสัญญาณรบกวนแบบขาวบวก (AWGN) เปรียบเทียบกับวิธีการแบบพื้นฐาน โดยใช้คอมพิวเตอร์ในการจำลองระบบด้วยโปรแกรม MATLAB ผลที่ได้แสดงสมรรถนะของอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูล (Bit Error Rate: BER) และความแม่นยำของการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณเปรียบเทียบกับวิธีการแบบพื้นฐาน

1.7 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บทด้วยกันคือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของงานวิจัย ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ สมมติฐาน ทฤษฎีที่ใช้ ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย และพื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งประกอบด้วยเทคนิคการมัลติเพล็กซ์ (Multiplexing Technique) คุณลักษณะของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธเฟดดิง (Multi-path Fading Channel Characteristic) พื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็ม (Fundamental of OFDM System) และการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่แบบพื้นฐาน (Conventional of Equalization Method in Frequency Domain)

บทที่ 3 กล่าวถึงวิธีการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่ที่นำเสนอ และแบบจำลองของระบบที่ใช้ในการหาค่าสมรรถนะ

บทที่ 4 เป็นกล่าวการหาค่าสมรรถนะของระบบ พารามิเตอร์ที่ใช้และผลที่ได้จากการจำลองระบบ เพื่อแสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอนั้นสามารถที่ช่วยให้ระบบมีสมมรถนะที่ดีขึ้น

บทที่ 5 เป็นบทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

บทที่ 2
ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย และระบบโอเอฟดีเอ็ม

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานต่างๆ ที่เกี่ยวข้องในการวิจัย และพื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งเนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงเทคนิคการมัลติเพล็กซ์แบบต่างๆ คุณลักษณะของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธเฟดดิง และพื้นฐานของระบบโอเอฟเอ็มดีเอ็ม ซึ่งเนื้อหาทั้งหมดนี้จำเป็นสำหรับการศึกษา และประเมินประสิทธิภาพของระบบโอเอฟดีเอ็ม

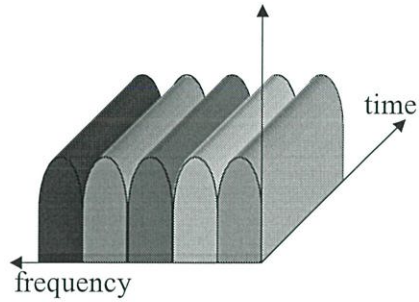
2.1 เทคนิคการมัลติเพล็กซ์

ในระบบการสื่อสารนั้น มักจะมีความจำเป็นที่จะต้องทำการจัดส่งสัญญาณต่างๆ หลายสัญญาณรวมกันไปในตัวกลางหรือสายส่งสัญญาณเดียวกัน โดยที่จะต้องสามารถที่จะทำการแยกสัญญาณแต่ละสัญญาณที่ส่งรวมกันมานั้นออกจากกันได้ทางด้านเครื่องรับ วิธีการรวมสัญญาณเข้าด้วยกันดังกล่าวมีชื่อว่าการมัลติเพล็กซ์ (multiplexing) สัญญาณ และวิธีการจัดแยกสัญญาณเหล่านั้นมีชื่อว่า การดีมัลติเพล็กซ์ (demultiplexing) สัญญาณ ในยุคที่ผ่านมาการมัลติเพล็กซ์สัญญาณที่รู้จักกันทั่วไปมีอยู่ 3 แบบคือ การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (Frequency Division Multiplexing) การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา (Time Division Multiplexing) และการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส (Code Division Multiplexing) ในปัจจุบันการมัลติเพล็กซ์สัญญาณอีกแบบหนึ่งที่กำลังเป็นที่สนใจของกลุ่มนักวิจัยคือการมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ซึ่งเป็นการมัลติเพล็กซ์ที่ทำให้สามารถใช้ย่านความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพและรองรับการส่งข้อมูลด้วยความเร็วสูง พื้นฐานของการมัลติเพล็กซ์แบบต่างๆ มีละเอียดดังหัวข้อต่อไปนี้

2.1.1 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่

การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่หรือเอฟดีเอ็ม (FDM: Frequency Division Multiplexing) วิธีการนี้จะอาศัยการมอดูเลตสัญญาณมาช่วยในการย้ายสเปคตรัมของสัญญาณที่ต้องการจะส่งแต่ละสัญญาณรวมกันไปนั้นให้เลื่อนไปอยู่ในย่านความถี่ที่ไม่ซ้อนทับกันดังแสดงในรูปที่ 2.1 ทั้งนี้เพื่อมิให้การใช้สเปคตรัมของแต่ละสัญญาณนั้นเกิดการรบกวนซึ่งกันและกันในแกนความถี่ โดยสามารถเลือกใช้คลื่นพาห์ที่มีความถี่เหมาะสมมาทำการมอดูเลตสัญญาณต่างๆ ที่ต้องการจะส่งรวมกันแต่ละสัญญาณ เพื่อทำให้สเปคตรัมของสัญญาณที่เกิดขึ้นจากการมอดูเลตนั้นแยกเป็นอิสระต่อกันและกันในแกนความถี่ ทำให้สามารถส่งสัญญาณเหล่านี้รวมกันไปในช่องสัญญาณเดียวกันได้ และเมื่อเราใช้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านมาแยกสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่อง

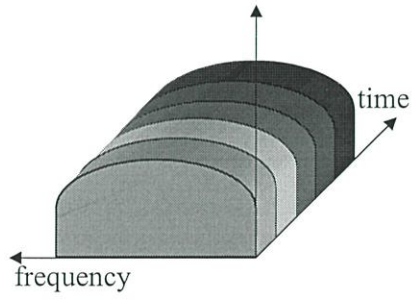
รับอย่างเหมาะสมแล้วจะสามารถแยกสัญญาณเหล่านั้นออกจากกันได้และเมื่อนำสัญญาณที่แยกออกมานี้ไปทำการดีมอดูเลต ก็จะได้ข้อมูลหรือข่าวสารกลับคืนมา ส่วนมากการมัลติเพล็กซ์แบบเอฟดีเอ็มจะนิยมใช้กับการส่งสัญญาณข้อมูลแบบอนาลอก เช่นระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ใน ยุคแรกๆ



รูปที่ 2.1 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่

2.1.2 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา

การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลาหรือทีดีเอ็ม (TDM: Time Division Multiplexing) เป็นเทคนิคการมัลติเพล็กซ์แบบหนึ่งที่ทำให้สามารถส่งสัญญาณข้อมูลจำนวนมากกว่าหนึ่งสัญญาณไปในช่องการสื่อสารช่องเดียว โดยอาศัยการแบ่งช่วงเวลา (time slot) ในการส่งสัญญาณ ซึ่งสัญญาณข้อมูลแต่ละสัญญาณจะทำการมอดูเลตที่ความถี่เดียวกันแต่ส่งคนละช่วงเวลาจึงทำให้สามารถใช้ช่องสัญญาณช่องเดียวสื่อสารกันได้ดังแสดงในรูปที่ 2.2 ระบบการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลานี้นิยมใช้กับการส่งสัญญาณข้อมูลแบบดิจิตอล แต่บางครั้งก็พบได้ในระบบอนาลอก เนื่องจากว่าขั้นตอนการแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิตอล (A/D) และดิจิตอลเป็นสัญญาณอะนาลอก (D/A) นั้นมีกระบวนที่ไม่ยุ่งยากนัก

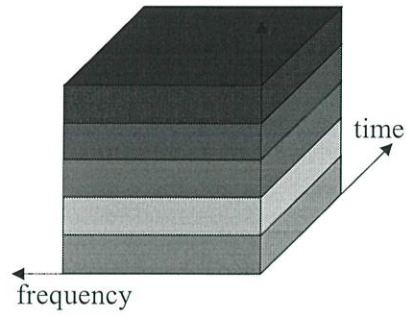


รูปที่ 2.2 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา

2.1.3 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส

การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัสหรือซีดีเอ็ม (Code Division Multiplexing: CDM) เป็นเทคนิคการมัลติเพล็กซ์ที่อาศัยการแบ่งช่องสัญญาณโดยการกำหนดรหัสดังแสดงในรูปที่ 2.3 ทำให้สามารถทำการสื่อสารกันได้โดยใช้ความถี่เดียวกันพร้อมๆกันหลายช่องสัญญาณเป็นเทคนิคที่ทำให้

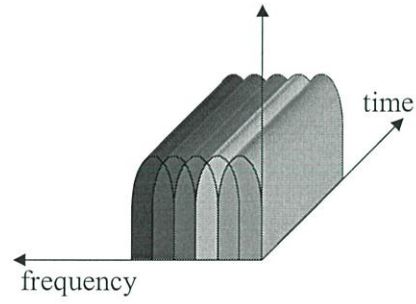
มีความจุของช่องสัญญาณสูง แต่เมื่อมีการสื่อสารกันมากๆจะทำให้คุณภาพของสัญญาณต่ำลงอันเนื่องมาจากเกิดการแทรกสอด (Interference) ระหว่างผู้ใช้ด้วยกันเอง



รูปที่ 2.3 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส

2.1.4 การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม

การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM) เป็นเทคนิคที่ทำให้สามารถส่งผ่านข้อมูลด้วยความเร็วสูง โดยอาศัยหลักการการส่งผ่านแบบหลายคลื่นพาห์ (multi-carrier) อีกทั้งยังใช้ย่านความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพเพราะแต่ละคลื่นพาห์ย่อยที่ใช้ในการส่งสัญญาณจะมีสเปคตรัมเลื่อมกันโดยมีคุณสมบัติของการตั้งฉาก (Orthogonal properties) ซึ่งกันและกันระหว่างคลื่นพาห์ย่อยดังแสดงในรูปที่ 2.4 การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็มเป็นเทคนิคที่คาดกันว่าจะนำมาใช้ในการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4 [1-2]



รูปที่ 2.4 การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม

2.2 คุณลักษณะของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธเฟดดิง

เมื่อส่งสัญญาณอิมพัลส์ไปบนช่องสัญญาณแบบมัลติพาธที่แปรผันตามเวลา (time-varying multi-path channel) สัญญาณที่รับได้จะปรากฏเป็นขบวนพัลส์ แสดงดังรูปที่ 2.5 จากรูปจะเห็นว่าเมื่อทำการส่งอิมพัลส์ออกไปที่เวลาต่างๆกัน สัญญาณที่รับได้จะปรากฏเป็นขบวนพัลส์ซึ่งมีจำนวนรวม การประวิงเวลา (delay time) และ การลดทอนทางแอมพลิจูดที่แตกต่างกัน ด้วยเหตุนี้จึงกล่าว

ได้ว่าคุณลักษณะอย่างหนึ่งของตัวกลางแบบมัลติพาธ คือการแผ่กว้างทางเวลา (time spread) ของสัญญาณที่ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณ

คุณลักษณะประการที่สองของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธจะขึ้นอยู่กับความแปรผันของเวลาในโครงสร้างตัวกลาง จากผลอันเนื่องมาจากความแปรผันของเวลานี้เองทำให้คุณลักษณะของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธมีการแปรผันตามเวลา นั่นคือถ้าทำการส่งพัลส์ทดลองซ้ำไปเรื่อยๆ จะสังเกตเห็นความเปลี่ยนแปลงในขบวนพัลส์ที่รับได้ ซึ่งจะมีการเปลี่ยนแปลงทั้งขนาดของแต่ละพัลส์ การเปลี่ยนแปลงการประวิงเวลา ระหว่างพัลส์และที่พบบ่อยที่สุดคือการเปลี่ยนแปลงจำนวนพัลส์โดยสังเกตได้จากขบวนพัลส์ที่รับได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.5 นอกจากนั้นการแปรผันของเวลาจะเกิดขึ้นกับผู้ใช้ช่องสัญญาณอย่างที่ไม่สามารถทำนายล่วงหน้าได้ (unpredictable) ดังนั้นจึงเป็นเหตุผลที่จะกำหนดคุณลักษณะของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธที่แปรผันตามเวลาในเชิงสถิติ ต่อไปจะได้พิจารณาผลกระทบของช่องสัญญาณต่อสัญญาณที่ถูกส่งออกไป ซึ่งสามารถเขียนในรูปทั่วไปได้ดังนี้

$$s(t) = \mathrm{Re}\left[u(t)e^{j2\pi f_c t} \right] \tag{2.1}$$

เมื่อ $s(t)$ เป็นสัญญาณที่จะทำการส่งออกไป

$u(t)$ เป็นสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูล (Equivalent low-pass signal)

f_c เป็นความถี่คลื่นพาห์

สมมติว่ามีเส้นทางในการแพร่กระจายแบบมัลติพาธ โดยในแต่ละเส้นทางจะสอดคล้องกับการประวิงเวลาในการแพร่กระจาย (propagation delay) และตัวประกอบการลดทอน (attenuation factor) ซึ่งทั้งการประวิงเวลาในการแพร่กระจายและตัวประกอบการลดทอนจะมีการแปรผันตามเวลาอันเป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงในโครงสร้างของตัวกลาง ด้วยเหตุนี้สัญญาณแถบผ่าน (band-pass signal) ที่รับได้อาจแสดงได้ดังสมการที่ (2.2)

$$x(t) = \sum_n \alpha_n(t) s(t - \tau_n(t)) \tag{2.2}$$

เมื่อ $\alpha_n(t)$ เป็นตัวประกอบการลดทอนสำหรับสัญญาณที่รับได้ในเส้นทางที่ n

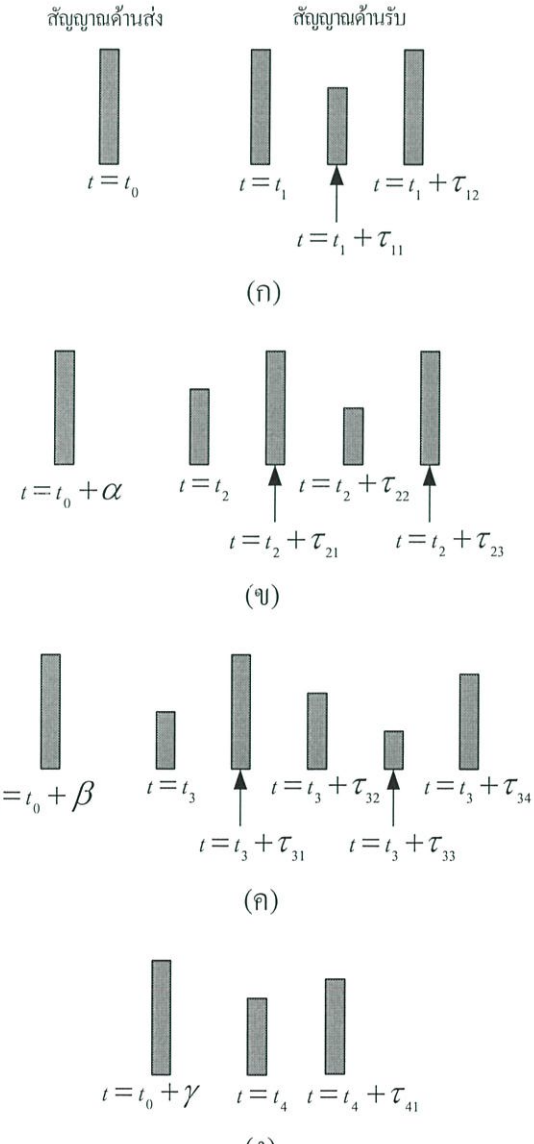
$\tau_n(t)$ เป็นการประวิงเวลาในการแพร่กระจายสำหรับเส้นทางที่ n

เมื่อแทน $s(t)$ จากสมการ (2.1) ในสมการ (2.2) จะได้

$$x(t) = \mathrm{Re}\left(\left\{ \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} u\left[t - \tau_n(t)\right] \right\} e^{j2\pi f_c t} \right) \tag{2.3}$$

จากสมการที่ (2.3) จะสังเกตได้ว่าสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูลทางด้านรับ (equivalent low-pass received signal) คือ

$$r(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} u[t - \tau_n(t)] \tag{2.4}$$



รูปที่ 2.5 แสดงผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธที่แปรผันตามเวลา

เนื่องจาก $r(t)$ เป็นผลตอบสนองของช่องสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูล (equivalent low-pass channel) ต่อสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูล (equivalent low-pass signal), $u(t)$

ดังนั้นช่องสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูล (equivalent low-pass channel) จะแสดงได้ในรูปของผลการตอบสนองทางอิมพัลส์ ที่มีการแปรผันตามเวลาดังนี้

$$c(\tau;t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \delta[t - \tau_n(t)] \tag{2.5}$$

สมการ (2.5) นี้เหมาะสำหรับช่องสัญญาณที่ประกอบด้วยองค์ประกอบของแต่ละเส้นทางที่เป็นแบบดิสครีต (discrete multi-pass component)

เมื่อพิจารณาการส่งสัญญาณคลื่นพาห์โดยไม่ได้มอดูเลตที่ความถี่ f_c ดังนั้น $u(t)$ จะเท่ากับ 1 สำหรับทุกเวลา t ด้วยเหตุนี้สัญญาณที่รับได้สำหรับกรณีของช่องสัญญาณมัลติพาธแบบดิสครีต (discrete multi-path channel) แสดงดังสมการที่ 2.4 สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \\ &= \sum_n \alpha_n(t) e^{-j\theta_n(t)} \end{aligned} \tag{2.6}$$

เมื่อ $\theta_n(t) = 2\pi f_c \tau_n(t)$ นั่นคือสัญญาณที่รับได้จะประกอบด้วยผลรวมของเฟส (phase) ต่างๆที่แปรผันตามเวลา โดยมีแอมพลิจูดเป็น $\alpha_n(t)$ และมีเฟสเป็น $\theta_n(t)$ สังเกตว่าจะต้องเกิดการเปลี่ยนแปลงทางพลวัต (dynamic) ของ $\alpha_n(t)$ ในตัวกลางเป็นอย่างมากจึงจะเป็นผลทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงที่สำคัญในสัญญาณที่รับได้ ในขณะเดียวกัน $\theta_n(t)$ จะเป็นแปลงไป 2π เรเดียน เมื่อ τ_n เปลี่ยนแปลงไป $1/f_c$ เนื่องจาก $1/f_c$ นั้นเป็นตัวเลขที่น้อยจึงเห็นได้ว่า $\theta_n(t)$ สามารถเปลี่ยนแปลงไป 2π เรเดียน โดยสัมพันธ์กับการเปลี่ยนแปลงของตัวกลางเพียงเล็กน้อยเท่านั้น เวลาประวิง τ_n ซึ่งสัมพันธ์กับเส้นทางต่างๆของสัญญาณจะมีการเปลี่ยนแปลงด้วยอัตราต่างๆกัน และมีการเปลี่ยนแปลงอย่างที่ไม่สามารถทำนายล่วงหน้าได้ (random) แสดงให้เห็นว่าสัญญาณที่รับได้ $r(t)$ ในสมการที่ (2.6) สามารถถูกจำลองให้เป็นกระบวนการสุ่ม (random process) เมื่อมีจำนวนเส้นทางในการเคลื่อนที่จำนวนมากสามารถที่จะใช้ทฤษฎีจำกัดศูนย์กลาง (central limit) ในการจำลอง $r(t)$ เป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบ Gaussian (complex-valued Gaussian random process) นั่นคือผลตอบสนองอิมพัลส์ที่แปรผันตามเวลา $c(\tau;t)$ จะเป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบ Gaussian ในตัวแปร t

แบบจำลองการแพร่กระจายแบบมัลติพาธ (multi-path propagation model) ของช่องสัญญาณแสดงให้เห็นได้จากสัญญาณที่รับได้ $r(t)$ ดังสมการที่ (2.6) ซึ่งเป็นผลมาจากการเฟดดิง

ของสัญญาณ ปรากฏการณ์เฟดดิงนั้นเบื้องต้นเป็นผลมาจากการแปรผันทางเวลาในเฟส $\{\theta_n(t)\}$ ที่มีการแปรผันตามเวลาแบบสุ่มโดยสอดคล้องกับเวคเตอร์ $\{\alpha_n e^{-j\theta_n}\}$ ในกรณีที่ผลจากการรวมเวคเตอร์เป็นไปในลักษณะหักล้างกัน จะเป็นผลให้สัญญาณที่รับได้ $r(t)$ มีค่าน้อยมากหรือเป็นศูนย์ในทางปฏิบัติ ส่วนกรณีที่เวคเตอร์ $\{\alpha_n e^{-j\theta_n}\}$ มีการรวมในลักษณะที่เสริมกันสัญญาณที่รับได้ก็จะมีค่ามาก ด้วยเหตุนี้การเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดของสัญญาณที่รับได้ซึ่งเป็นเทอมของเฟดดิงของสัญญาณ (signal fading) จะขึ้นอยู่กับคุณลักษณะแบบมัลติพาธที่แปรผันตามเวลา (time-variant multi-path characteristic) ของช่องสัญญาณ

เมื่อผลตอบสนองทางอิมพัลส์ $c(\tau;t)$ ถูกจำลองเป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบ Gaussian ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ (zero mean) และขนาด (envelope) $|c(\tau;t)|$ ที่ขณะเวลาใดๆมีการแจกแจงแบบ Rayleigh กรณีนี้ช่องสัญญาณจะเป็นช่องสัญญาณที่มีการเฟดดิงเป็นแบบ Rayleigh แต่สำหรับกรณีที่ $c(\tau;t)$ ไม่สามารถจำลองให้มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ กรณีนี้ $|c(\tau;t)|$ จะมีการแจกแจงเป็นแบบ Rician และช่องสัญญาณจะเป็นช่องสัญญาณที่มีการเฟดดิงเป็นแบบ Rician

ฟังก์ชั่นสหสัมพันธ์ (correlation function) และฟังก์ชั่นความหนาแน่นสเปคตรัมของกำลังงาน (power spectrum density) สามารถใช้กำหนดคุณลักษณะของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธเฟดดิงได้ พิจารณาผลการตอบสนองอิมพัลส์แถบความถี่ต่ำสมมูล (equivalent low-pass impulse response) $c(\tau;t)$ ซึ่งแสดงคุณลักษณะเป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบ Gaussian (complex-valued Gaussian random process) ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ในตัวแปร t สมมติว่า $c(\tau;t)$ มีลักษณะคงที่แบบกว้าง (wide-sense stationary) ดังนั้นสามารถหาฟังก์ชั่นอัตสหสัมพันธ์ (auto-correlation) ของ $c(\tau;t)$ ได้เป็น

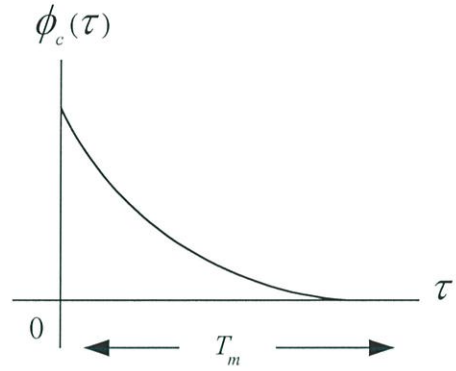
$$\phi_c(\tau_1,\tau_2;\Delta t)=\frac{1}{2}E\left[c^*(\tau_1;t)c(\tau_2;t)\right] \tag{2.7}$$

ในตัวกลางของการรับส่งสัญญาณวิทยุส่วนใหญ่ การลดทอน (attenuation) และการเลื่อนเฟส (phase shift) ของช่องสัญญาณที่สัมพันธ์กับเวลาประวิง τ_1 จะไม่สัมพันธ์กับการลดทอนและการเลื่อนเฟสที่สัมพันธ์กับเวลาประวิง τ_2 กรณีดังกล่าวมักจะเรียกว่าการกระจัดกระจายแบบไม่สหสัมพันธ์ (uncorrelated scattering) ในที่นี้จะสมมติว่าการเกิดการกระจัดกระจายที่เวลาประวิงทั้งสองไม่สัมพันธ์กัน จากสมการที่ (2.7) จะได้

$$\frac{1}{2}E\left[c^*(\tau_1;t+\Delta t)c(\tau_2;t+\Delta t)\right]=\phi_c(\tau_1;\Delta t)\delta(\tau_1-\tau_2) \tag{2.8}$$

ถ้าให้ $\Delta t = 0$ ผลลัพธ์ของฟังก์ชั่นอัตสหสัมพันธ์ $\phi_c(\tau;0) = \phi_c(\tau)$ ซึ่งคือกำลังเอาท์พุทเฉลี่ยของช่องสัญญาณซึ่งเป็นฟังก์ชั่นของ τ จากเหตุผลนี้เองจึงเรียก $\phi_c(\tau)$ ว่า MIP (multi-path intensity profile) ของช่องสัญญาณ โดยทั่วไปแล้ว $\phi_c(\tau;\Delta t)$ จะแสดงกำลังงานเอาท์พุตเฉลี่ยในรูปของฟังก์ชั่น τ และความแตกต่างของเวลาในการสังเกต Δt

ในทางปฏิบัติ $\phi_c(\tau;\Delta t)$ จะวัดได้โดยการส่งพัลส์ช่วงๆแคบมากๆหรือสัญญาณแบนด์กว้าง (wideband signal) และทำสหสัมพันธ์ข้าม (cross-correlation) ระหว่างสัญญาณที่รับได้กับด้วยตัวสัญญาณนั้นเองที่ถูกประวิงเวลาออกไป โดยปกติแล้ว $\phi_c(\tau)$ จะมีค่าลดลงในลักษณะเอ็กโพเนนเชียล (exponential decay) เมื่อค่า τ มีค่าเพิ่มขึ้น ช่วงของค่า τ ซึ่ง $\phi_c(\tau)$ มีค่าไม่เป็นศูนย์จะเรียกว่า multi-path spread ของช่องสัญญาณแทนด้วย T_m



รูปที่ 2.6 แสดง MIP

การแสดงคุณลักษณะของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธที่แปรผันตามเวลาในโดเมนของความถี่ก็สามารถทำได้ในทำนองเดียวกัน โดยในการแปลงฟูเรียร์ (Fourier transform) ของ $c(\tau;t)$ จะได้ฟังก์ชั่นถ่ายโอน (transfer function) ที่แปรผันตามเวลา $C(f;t)$ เมื่อ f เป็นตัวแปรของความถี่ดังนี้

$$C(f;t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau;t)e^{-j2\pi f\tau}d\tau \qquad (2.9)$$

เนื่องจาก $c(\tau;t)$ เป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบ Gaussian ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ในตัวแปร t ดังนั้น $C(f;t)$ ก็จะมีคุณลักษณะทางสถิติที่เหมือนกันด้วย ด้วยเหตุนี้ภายใต้การสมมติว่าช่องสัญญาณเป็นแบบ “wide-sense stationary process” จึงสามารถหาฟังก์ชั่นอัตสหสัมพันธ์ได้เป็น

$$\phi_c(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E\left[C^*(f_1; t) C(f_2; t + \Delta t)\right] \tag{2.10}$$

เนื่องจาก $C(f;t)$ เป็นการแปลงฟูเรียร์ (Fourier Transform) ของ $c(\tau;t)$ จึงไม่เป็นการแปลกที่จะพบว่า $\phi_c(f_1, f_2; \Delta t)$ จะสัมพันธ์กับ $\phi_c(\tau; \Delta t)$ โดยการแปลงฟูเรียร์ (Fourier Transform) ดังนั้น เมื่อแทนสมการที่ (2.9) ลงในสมการที่ (2.10) จะได้

$$\begin{aligned}
\phi_c(f_1, f_2; \Delta t) &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E\left[c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t)\right] e^{j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau_1; \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2) e^{j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau_1; \Delta t) e^{j2\pi(f_1 - f_2)\tau_1} d\tau_1 \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau_1; \Delta t) e^{j2\pi f \tau_1} d\tau_1 \equiv \phi_c(\Delta f; \Delta t)
\end{aligned} \tag{2.11}$$

เมื่อ $\Delta f = f_2 - f_1$ จากสมการที่ (2.11) สังเกตว่า $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$ เป็นการแปลงฟูเรียร์ (Fourier Transform) ของ MIP นอกจากนั้นจากการสมมติว่าเป็นการกระเจิงแบบไม่สัมพันธ์กันแสดงให้เห็นว่าฟังชั่นอัตสหสัมพันธ์ของ $C(f;t)$ เป็นเพียงฟังก์ชั่นของความแตกต่างทางความถี่ $\Delta f = f_2 - f_1$ ดังนั้นจึงเป็นการเหมาะสมที่จะเรียก $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$ ว่าฟังก์ชั่นสหสัมพันธ์สเปสทางความถี่-สเปสทางเวลา (space-frequency space-time correlation) ของช่องสัญญาณ

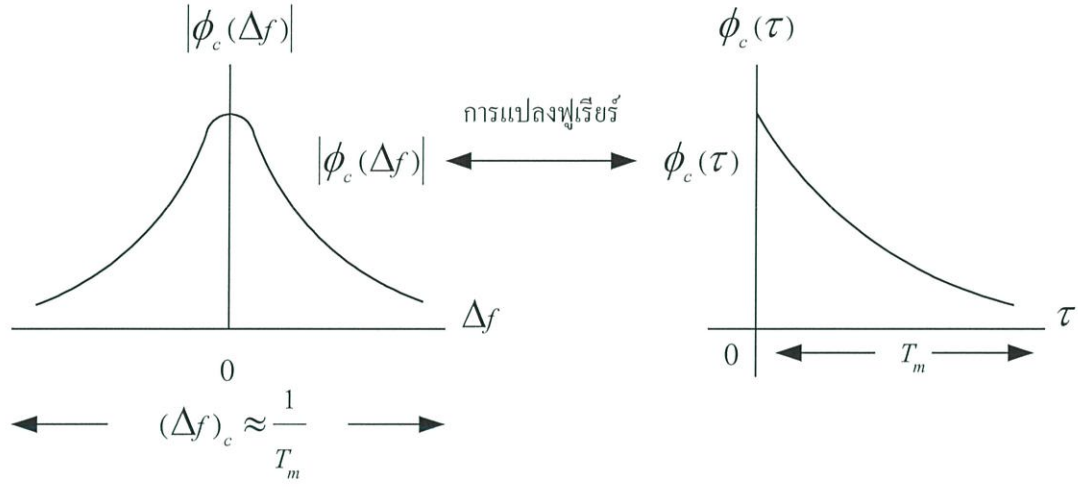
สมมติว่า $\Delta t = 0$ ในสมการที่ (2.11) รวมทั้ง $\phi_c(\Delta f; 0) \equiv \phi_c(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau; 0) \equiv \phi_c(\tau)$ จะได้ความสัมพันธ์เป็น

$$\phi_c(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau) e^{-j2\pi\Delta f \tau} d\tau \tag{2.12}$$

ความสัมพันธ์ตามสมการที่ (2.12) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.7 เนื่องจาก $\phi_c(\Delta f)$ เป็นฟังก์ชั่นอัตสหสัมพันธ์ในตัวแปรของความถี่ จึงเป็นการแสดงให้เห็นถึงการวัดความถี่ร่วมนัย (coherence frequency) ของช่องสัญญาณ จากผลของความสัมพันธ์ในการแปลงฟูเรียร์ (Fourier transform) ระหว่าง $\phi_c(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau)$ จะได้ผลทำนองเดียวกันว่า multi-path spread นั้นเป็นการวัดแบนด์วิดท์ร่วมนัย (coherence bandwidth) ของช่องสัญญาณ นั่นคือ

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{T_m} \tag{2.13}$$

เมื่อ $(\Delta f)_c$ แสดงแบนด์วิดท์ร่วมนัย ด้วยเหตุนี้สัญญาณไซน์ 2 สัญญาณที่มีความถี่ต่างกันมากกว่า $(\Delta f)_c$ จะได้รับผลกระทบจากช่องสัญญาณต่างกัน เมื่อทำการส่งสัญญาณข่าวสารผ่านช่องสัญญาณ ถ้า $(\Delta f)_c$ มีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ถูกส่งออกไปจะเรียกช่องสัญญาณนั้นว่าช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่ (frequency selective channel) สำหรับกรณีนี้ช่องสัญญาณจะทำให้สัญญาณที่ส่งออกไปนั้นมีความผิดเพี้ยนอย่างรุนแรง แต่ถ้า $(\Delta f)_c$ มีค่ามากกว่าแนนด์วิดท์ของสัญญาณที่ส่งออกไปจะเรียกช่องสัญญาณนั้นว่าช่องสัญญาณไม่เจาะจงความถี่ (frequency non-selective)



รูปที่ 2.7 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\phi_c(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau)$

ต่อไปจะพิจารณาถึงผลกระทบของคุณลักษณะของสัญญาณต่อการเลือกแบบจำลองช่องสัญญาณให้เหมาะกับสัญญาณที่ต้องการส่งออกไป ให้ $u(t)$ เป็นสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูล (equivalent low-pass signal) ที่ถูกส่งออกไปในช่องสัญญาณและให้ $U(f)$ แสดงสัญญาณ $u(t)$ ในแกนความถี่ ดังนั้นสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูลของสัญญาณที่รับได้ (กรณีที่ปราศจากสัญญาณรบกวน) สามารถแสดงในเทอมของตัวแปรในโดเมนเวลา $c(\tau;t)$ และ $u(t)$ ได้เป็น

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau;t)u(t-\tau)d\tau \tag{2.14}$$

หรือในฟังก์ชั่นของความถี่ $C(f;t)$ และ $U(f)$ ดังนี้

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} C(f;t)U(f)e^{j2\pi ft}df \tag{2.15}$$

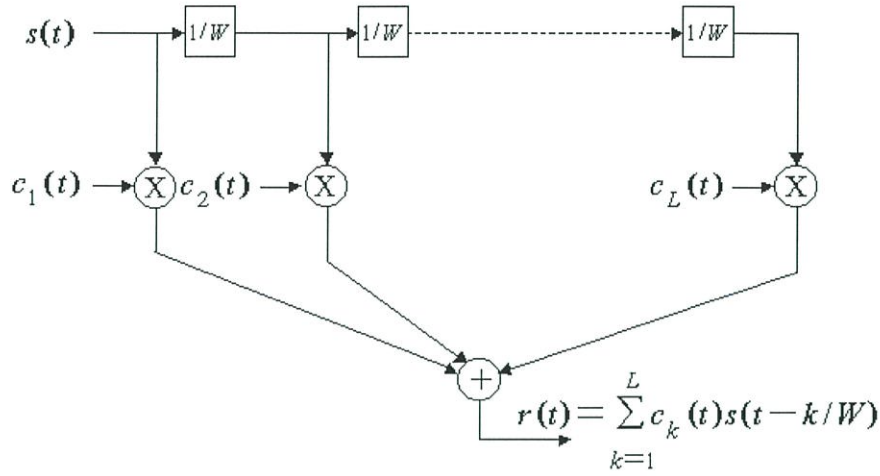
สมมติว่าทำการส่งสัญญาณข้อมูลดิจิตอลไปบนช่องสัญญาณโดยการมอดูเลต (อาจเป็นการมอดูเลตทางแอมพลิจูด ทางเฟส หรือมอดูเลตทั้งแอมพลิจูดและเฟส) พัลส์ $u(t)$ ด้วยอัตรา $1/T$ เมื่อ T เป็นช่วงเวลาของสัญญาณ (signal interval) จากสมการที่ (2.15) จะเห็นได้ว่าช่องสัญญาณที่แปรผันตามเวลาซึ่งแสดงคุณลักษณะด้วยฟังก์ชั่นถ่ายโอน $C(f;t)$ จะทำให้สัญญาณ $U(f)$ เกิดความผิดเพี้ยน ถ้า $U(f)$ มีแบนด์วิดท์ W ที่มีค่ามากกว่าแบนด์วิดท์ร่วมนัย $(\Delta f)_c$ ของช่องสัญญาณ $U(f)$ จะได้รับอัตราขยายและการเลื่อนเฟสจากช่องสัญญาณต่างๆกันตลอดย่านความถี่ ซึ่งกรณีนี้เรียกช่องสัญญาณดังกล่าวว่าช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่ ความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นอีกชนิดหนึ่งคือการแปรผันของความแรงสัญญาณ (signal strength) ที่รับได้ซึ่งเรียกว่าการจางของสัญญาณ (fading)

ผลกระทบของช่องสัญญาณต่อสัญญาณที่ส่งออกไป $u(t)$ จะเป็นฟังก์ชั่นของแบนด์วิดท์ของสัญญาณและช่วงกว้างของสัญญาณ (signal duration) ตัวอย่างเช่น ถ้าเลือกช่วงกว้างของสัญญาณ T เพื่อให้ได้เงื่อนไข $T >> T_m$ เพื่อหลีกเลี่ยงการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (inter symbol interference) แล้วถ้าแบนด์วิดท์ของสัญญาณพัลส์ $u(t)$ เป็น $W \approx 1/T$ จะได้ว่า

$$W << 1/T_m \approx (\Delta f)_c \tag{2.16}$$

นั่นคือแบนด์วิดท์ของสัญญาณ W มีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์ร่วมนัย (coherent bandwidth) ของช่องสัญญาณมากๆ ดังนั้นจะเป็นช่องสัญญาณแบบไม่เจาะจงความถี่ สำหรับกรณีนี้องค์ประกอบทางความความถี่ทั้งหมดใน $U(f)$ จะถูกลดทอนและมีการเลื่อนเฟสที่เหมือนกันในการส่งผ่านช่องสัญญาณ นั่นหมายความว่าองค์ประกอบของสัญญาณจากหลายเส้นทางนั้นไม่สามารถถูกพิจารณาแยกออกเป็นพีคที่ต่างกันได้เพราะ $W << (\Delta f)_c$

เนื่องจากองค์ประกอบของสัญญาณที่มาจากหลายเส้นทางในสัญญาณที่รับได้จะไม่สามารถแยกออกจากกันได้เมื่อแบนด์วิดท์ของสัญญาณ W มีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์ร่วมนัย $(\Delta f)_c$ ของช่องสัญญาณ สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับจะปรากฏเป็นสัญญาณที่เดินทางผ่านเส้นทางการจางเพียงเส้นทางเดียว แต่ในทางกลับกันเมื่อทำให้ $W >> (\Delta f)_c$ นั่นคือเป็นช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่ภายใต้เงื่อนไขนี้องค์ประกอบของสัญญาณที่มาจากเส้นทางในสัญญาณที่รับได้สามารถปรากฏเป็นพีคของสัญญาณต่างๆกัน ถ้าสัญญาณในแต่ละเส้นทางนั้นมีเวลาประวิงมากกว่าหรือเท่ากับ $1/W$ ดังนั้นช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่นี้สามารถจำลองได้เป็นช่องสัญญาณแบบสายการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยก (tapped delay line) โดยสัมประสิทธิ์ของแต่ละจุดต่อแยกแปรผันตามเวลาดังแสดงดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 แบบจำลองสายการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยกของช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่

2.3 พื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็ม

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

ตัวอย่างของระบบการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ที่ใช้กัน เช่น การส่งสัญญาณของสถานีวิทยุเอฟเอ็ม (Frequency Modulation) โดยที่แต่ละสถานีจะใช้ความถี่ที่ต่างกันทำให้แต่ละสถานีนั้นสามารถที่ส่งสัญญาณได้พร้อมๆกันโดยไม่มีการรบกวนซึ่งกันและกัน โดยในการส่งสัญญาณนั้นแต่ละสถานีจะใช้แถบความถี่ที่จำกัดและไม่เลื่อมทับกันในแกนความถี่ ทางด้านเครื่องรับเมื่อรับสัญญาณได้ก็จะเลือกแถบความความถี่หรือสถานีที่ต้องการโดยใช้วงจรกรองแบบแถบความถี่ผ่าน (band-pass filter) ซึ่งจะสามารถทำการดีมอดูเลต (demodulate) สัญญาณข่าวสารที่ต้องการกลับมาได้

การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็มจะแตกต่างกับการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ในหลายๆด้านคือ ในการส่งสัญญาณแบบแบ่งช่วงความถี่จะส่งที่แถบความถี่ต่างกันโดยผลที่ได้จากการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่คือจะสูญเสียแถบความถี่ระหว่างสถานีที่มีไว้เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการรบกวนกันระหว่างสถานีข้างเคียง ด้วยการมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม เช่น ระบบการกระจายเสียงแบบดิจิตอล (DAB : Digital Audio Broadcasting) สัญญาณข่าวสารของแต่ละสถานีจะถูกมัลติเพล็กซ์รวมกันเป็นสัญญาณข่าวสารสัญญาณเดียว โดยสัญญาณข่าวสารทั้งหมดนี้จะทำการส่งโดยใช้ระบบโอเอฟดีเอ็มผ่านคลื่นพาห์ย่อยๆจำนวนมาก โดยคลื่นพาห์ย่อยๆเหล่านี้จะมีคุณสมบัติของการออโธโกนอล (orthogonal) ทำให้สามารถส่งสัญญาณที่มีแถบความถี่ซ้อนทับกันได้

โดยไม่ทำให้เกิดการรบกวนซึ่งกันและกัน อีกทั้งยังใช้แถบความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพเมื่อเทียบกับการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ที่ต้องมีแถบความถี่ป้องกันเพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนกันระหว่างสถานีข้างเคียง

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

ในแต่ละคลื่นพาห์ของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่นั้นสามารถที่จะทำการมอดูเลตสัญญาณข่าวสารที่จะส่งเป็นแบบอนาลอกหรือดิจิตอลก็ได้เนื่องจากการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่นั้นไม่ต้องทำการซิงโครไนซ์ (Synchronization) ระหว่างสถานีที่ส่ง ดังนั้นแต่สถานีสามารถที่จะส่งสัญญาณที่ทำการมอดูเลตแตกต่างกันได้ เช่น สถานีที่ 1 มอดูเลตแบบเอฟเอ็ม สถานีที่ 2 อาจจะมอดูเลตแบบเอฟเอสเคก็ได้ สำหรับการมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็มนั้นคลื่นพาห์ย่อยๆทั้งหมดจะต้องซิงโครไนซ์กันซึ่งเป็นการจำกัดที่จะต้องทำการมอดูเลตแบบดิจิตอล ระบบโอเอฟดีเอ็มจะส่งสัญญาณเป็นสัญลักษณ์ ซึ่งสามารถส่งสัญญาณจำนวนมากที่มีความเร็วต่ำแบบขนานกันไป ในการส่งคลื่นพาห์ย่อยๆนี้จะต้องทำการซิงโครไนซ์ทั้งเวลาและความถี่ และจะต้องรักษาคุณสมบัติของการออโธโกนอลเพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนซึ่งกันและกันระหว่างคลื่นพาห์ย่อยๆ การสร้างคลื่นพาห์ย่อยๆให้มีคุณสมบัติของการออโธโกนอล (orthogonality) นั้นสามารถทำได้หลายวิธีและทำไมจึงไม่มีการรบกวนกันระหว่างคลื่นพาห์ย่อย

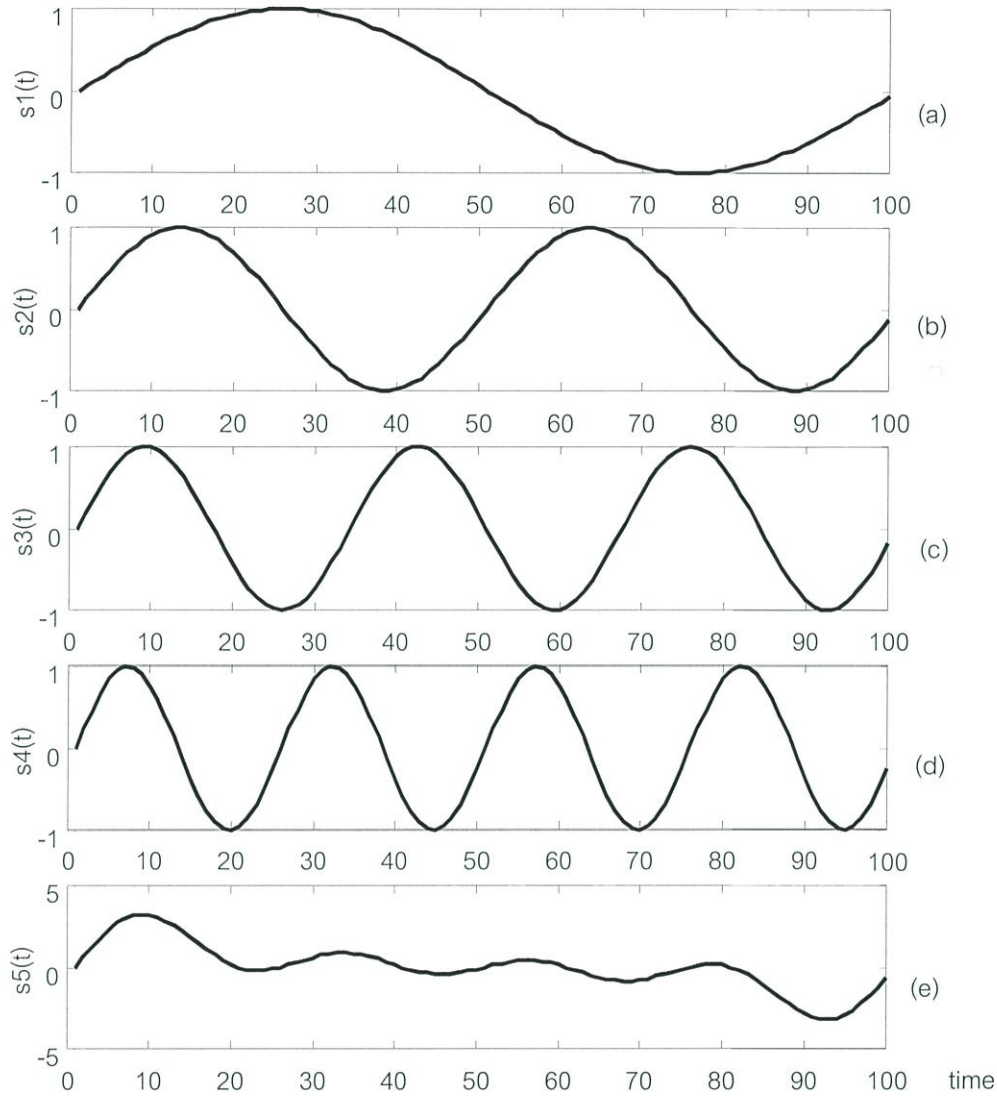
สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

2.3.1 คุณสมบัติของการออโธโกนอล

สัญญาณจะออโธโกนอลกันถ้ามีความเป็นอิสระร่วมกัน (mutually independent) ของแต่ละสัญญาณ คุณสมบัติของการออโธโกนอลจะทำให้สามารถที่จะทำส่งสัญญาณหลายๆ สัญญาณรวมกันไปในช่องสัญญาณการสื่อสารเดียวกันและสามารถที่จะกู้สัญญาณกลับมาได้โดยไม่มีการแทรกสอด (interference) ซึ่งกันและกัน ปกติแล้วส่วนมากการมัลติเพล็กซ์รูปแบบต่างๆนั้นจะมีคุณสมบัติของการออโธโกนอลโดยธรรมชาติ ตัวอย่างเช่นการมัลมัติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา (TDM: Time Division Multiplexing) ซึ่งสามารถที่จะส่งสัญญาณข่าวสารหลายๆสัญญาณไปในช่องการสื่อสารเดียวกันโดยอาศัยการส่งคนละช่วงเวลา (time slot) คือในระหว่างที่ส่งสัญญาณข่าวสารสัญญาณใดสัญญาณหนึ่งนั้นจะไม่มีการส่งสัญญาณข่าวสารสัญญาณอื่น ส่วนสัญญาณข่าวสารอื่นๆนั้นจะส่งที่ช่วงเวลาถัดไปดังนั้นจึงทำให้ไม่เกิดแทรกสอดระหว่างสัญญาณข่าวสารที่ส่งเพราะระบบการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลานั้นมีลักษณะของการออโธโกนอล ในส่วนการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (FDM: Frequency Division Multiplexing) นั้นสัญญาณข่าวสารแต่ละสัญญาณนั้นจะออโธโกนอลกันโดยไม่เกิดการแทรกสอดซึ่งกันและกันโดยการส่งที่คลื่นพาห์คนละความถี่และแถบความถี่ที่ห่างกันเพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนกันระหว่างสัญญาณที่ใช้คลื่นพาห์ที่มีความถี่ใกล้กัน ถึงแม้ว่าวิธีการเหล่านี้จะมีความเป็นออโธโกนอลในส่วนของระบบโอเอฟดีเอ็มจะเป็นรูปการแบบการมัลติเพล็กซ์ของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่โดยที่คลื่นย่อยๆของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มนั้นจะมี สเปคตรัมที่ซ้อนทับกันซึ่งมีความเป็นได้ในทางทฤษฎีถ้าสามารถที่จะรักษาคุณสมบัติของการออโธโกนอลระหว่างคลื่นพาห์ย่อยเหล่านั้นได้

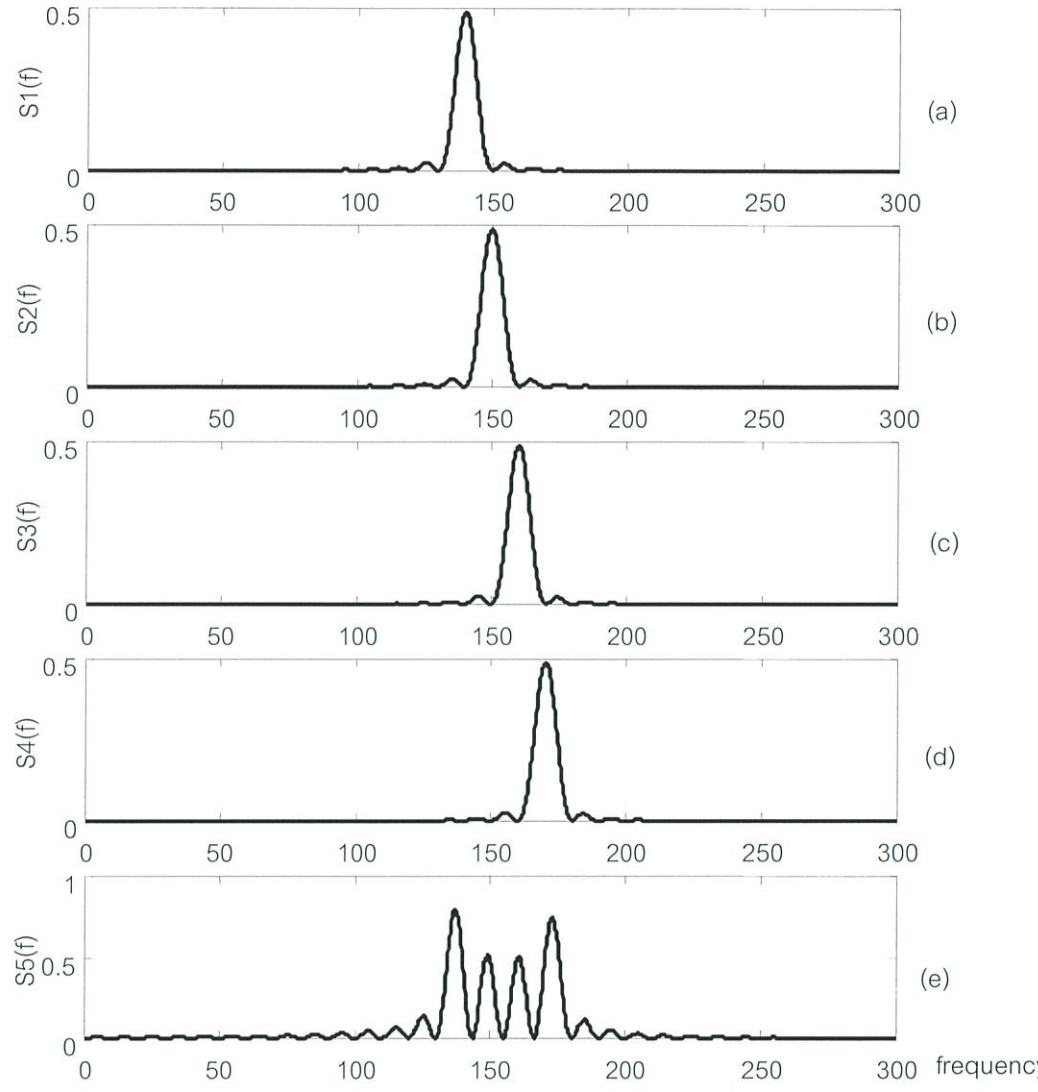
การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็มนั้นจะมีคุณสมบัติของการออโธโกนอลในแกนความถี่โดยสามารถที่จะส่งสัญญาณข่าวสารไปในคลื่นพาห์ย่อยที่ต่างกันโดยไม่เกิดการบกวนกัน สัญญาณโอเอฟดีเอ็มสามารถสร้างจากผลรวมของสัญญาณไซนูซอยด์ (sinusoid signal) หลายๆสัญญาณ ซึ่งแต่ละสัญญาณก็คือคลื่นพาห์ย่อยแต่ละตัวนั่นเอง ความถี่เบสแบนด์ (baseband frequency) ของแต่คลื่นพาห์ย่อยจะกำหนดให้เป็นจำนวนเต็มของส่วนกลับของช่วงเวลาของสัญลักษณ์หนึ่งสัญลักษณ์ (symbol time) โดยผลที่ได้จะทำให้แต่ละคลื่นพาห์ย่อยนั้นมีจำนวนของไซเคิล (cycle) เป็นจำนวนเต็มในหนึ่งสัญลักษณ์และผลที่ตามมาก็จะทำให้แต่ละคลื่นพาห์ย่อยๆนั้นจะออโธโกนอลกัน ในรูปที่ 2.9 แสดงรูปแบบของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่มีคลื่นพาห์ย่อยจำนวน 4 คลื่นพาห์

49547



รูปที่ 2.9 แสดงโครงสร้างของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแกนเวลา

รูปที่ 2.9(a), (b), (c) และ (d) แสดงคลื่นพาห์ย่อยแต่ละสัญญาณซึ่งประกอบด้วยลูกคลื่นจำนวน 1, 2, 3 และ 4 ลูกคลื่น ในช่วงเวลาหนึ่งสัญลักษณ์ตามลำดับ โดยที่คลื่นพาห์ย่อยแต่ละสัญญาณนั้นจะมีเฟสเป็นศูนย์ และจะสังเกตได้ว่าแต่ละคลื่นพาห์ย่อยจะมีจำนวนลูกคลื่นเป็นจำนวนเต็มในช่วงเวลาของหนึ่งสัญลักษณ์ ในส่วนของรูปที่ 2.9(e) เป็นสัญญาณเมื่อทำการรวมคลื่นพาห์ย่อยทั้ง 4 สัญญาณเข้าด้วยกัน



รูปที่ 2.10 แสดงสัญญาณในแกนความถี่ของคลื่นพาห์ย่อยแต่ละสัญญาณ

รูปที่ 2.10(a), (b), (c) และ (d) จะแสดงสัญญาณในแกนความถี่ของคลื่นพาห์ย่อยแต่ละสัญญาณในรูปที่ 2.9(a), (b), (c) และ (d) ตามลำดับ และในรูปที่ 2.10(e) นั้นจะแสดงสัญญาณเมื่อทำการรวมคลื่นพาห์ย่อยทั้ง 4 สัญญาณเข้าด้วยกันในแกนความถี่

เซตของฟังก์ชั่นแต่ละฟังก์ชั่นนั้นจะออโธโกนอลกันก็ต่อเมื่อมีสภาวะที่เข้ากับสภาวะในสมการที่ (2.17) ถ้าฟังก์ชั่นใดๆ 2 ฟังก์ชั่นที่แตกต่างกันเมื่อนำมาคูณกันแล้วทำการอินทิเกรตในช่วงเวลาของหนึ่งสัญลักษณ์ผลที่ได้จะมีค่าเป็นศูนย์ซึ่งแสดงว่า 2 ฟังก์ชั่นนั้นออโธโกนอลกัน และอีกทางหนึ่งเมื่อเรามองเครื่องรับสัญญาณที่แมตช์กับฟังก์ชั่นใดฟังก์ชั่นหนึ่ง เครื่องรับก็จะรับได้เฉพาะฟังก์ชั่นนั้น ส่วนฟังก์ชั่นอื่นเมื่อทำการอินทิเกรตแล้วจะได้ผลลัพธ์เป็นศูนย์

$$\int_0^T S_i(t)S_j(t)dt = \begin{cases} C & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \qquad (2.17)$$

สมการที่ (2.18) แสดงเซตของสัญญาณไซนูซอยด์ (sinusoid signal) ที่ออโธโกนอลกัน ซึ่งแสดงให้เห็นถึงคลื่นพาห์ย่อยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ยังไม่ได้มีการมอดูเลต

$$S_k(t) = \begin{cases} \sin(2\pi k f_0 t) & 0 < t < T \quad k = 1,2,...,M \\ 0 & otherwise \end{cases} \qquad (2.18)$$

เมื่อ f_0 คือ ระยะห่างระหว่างคลื่นพาห์ย่อย

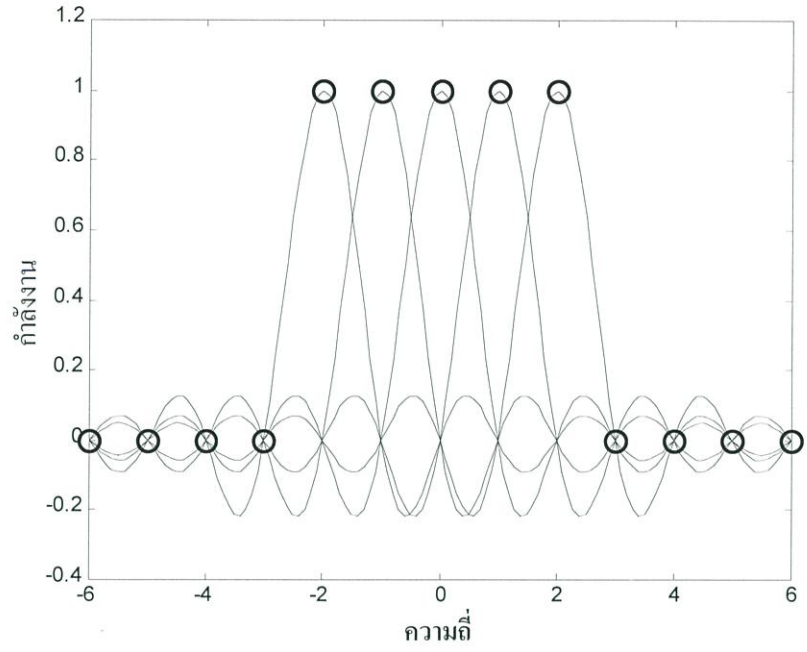
M คือ จำนวนของคลื่นพาห์ย่อย

T คือ ช่วงเวลาของสัญลักษณ์หนึ่งสัญลักษณ์

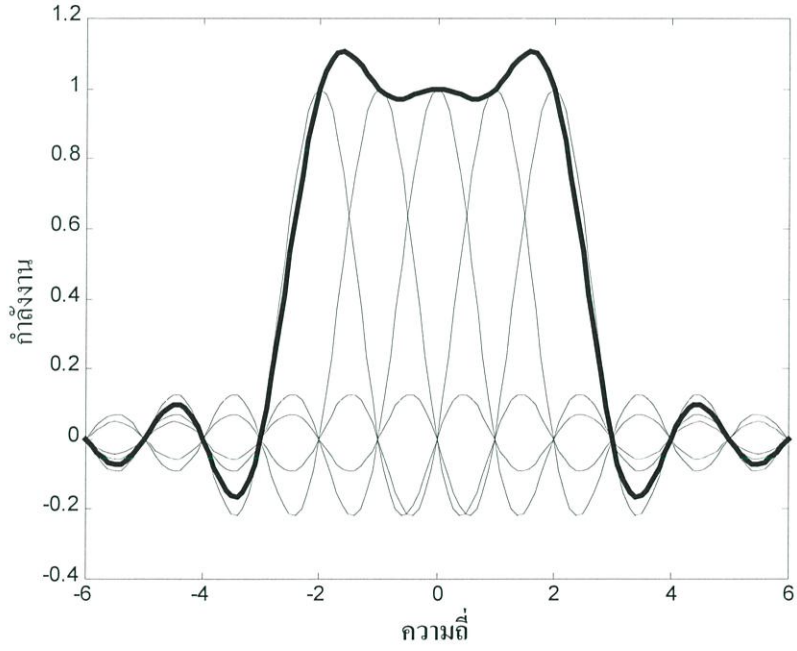
จากสมการที่ (2.18) จะเห็นได้ว่าความถี่สูงสุดของคลื่นพาห์ย่อยนั้นจะมีค่าเท่ากับ Mf_0 และความกว้างของแถบความถี่ที่ใช้ในการส่งผ่านจะมีค่าเท่ากับ Mf_0 เช่นกัน

2.3.2 คุณสมบัติของการออโธโกนอลในแกนความถี่

ทางหนึ่งที่สามารถเห็นคุณสมบัติของการออโธโกนอลของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มก็คือการมองที่สเปคตรัมของสัญญาณ ในแกนความถี่นั้นแต่ละคลื่นพาห์ย่อยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มจะมีการตอบสนองความถี่ของสัญญาณลักษณะเป็นสัญญาณซิงก์ (sinc signal) แสดงในรูปที่ 2.11(ก) รูปร่างของสัญญาณซิงก์ (sinc signal) จะมีโลบหลัก (main lobe) ที่แคบและมีโลบด้านข้าง (side lobe) จำนวนมากที่มีขนาดลดลงอย่างช้าๆจากจุดกึ่งกลางของสัญญาณ แต่ละคลื่นพาห์จะมีจุดยอดที่กึ่งกลางความถี่ และมีจุดที่สัญญาณเป็นศูนย์ (null) ทุกๆจุดที่เป็นช่องว่างของความถี่ซึ่งเท่ากับระยะห่างระหว่างคลื่นพาห์ เมื่อสัญญาณแต่ละสัญญาณออโธโกนอลกันผลที่ได้ก็คือจุดยอดของสัญญาณจะมีตำแหน่งตรงกับจุดที่สัญญาณของคลื่นพาห์อื่นเป็นศูนย์ เมื่อทำการดีเทคสัญญาณโอเอฟดีเอ็มโดยใช้กระบวนการ DFT (Discrete Fourier Transform) จะได้สเปคตรัมของสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องดังแสดงในรูป 2.11(ก) โดยแซมเปิลของสเปคตรัมสัญญาณที่จุด **O** แต่ละจุดในรูปจะตรงพอดีกับจุดยอดของคลื่นพาห์ย่อยถ้ากระบวนการ DFT สามารถที่จะซิงโครไนซ์ (synchronize) กับสัญญาณที่รับได้ในแกนเวลา ด้วยเหตุนี้แถบความถี่ที่ซ้อนทับกันของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยจะไม่มีผลกระทบที่เครื่องรับเพราะจุดยอดของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยนั้นตรงกับจุดที่คลื่นพาห์ย่อยอื่นเป็นศูนย์ซึ่งเป็นผลมาจากคุณสมบัติของการออโธโกนอลกันของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยนี้เอง



(ก)



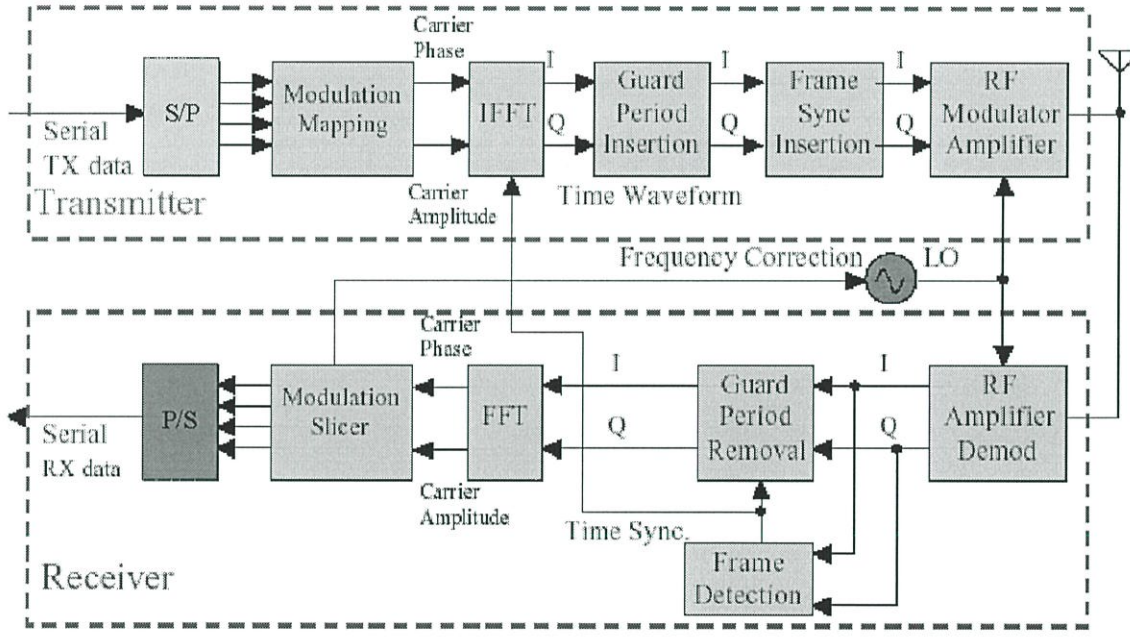
(ข)

รูปที่ 2.11 แสดงการตอบสนองความถี่ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแต่ละคลื่นพาห์ย่อย

ในรูปที่ 2.11(ก) แสดงสเปคตรัมของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยและแซมเปิลสัญญาณที่เครื่องรับโอเอฟดีเอ็ม จะเห็นว่าสเปคตรัมของสัญญาณจะมีรูปร่างเป็นสัญญาณซิงก์ (sinc signal) รูปที่ 2.11 (ข) จะแสดงผลรวมของการตอบสนองความถี่ของคลื่นพาห์ย่อยทั้ง 5 สัญญาณ

2.3.3 เครื่องรับส่งโอเอฟดีเอ็ม

สัญญาณโอเอฟดีเอ็มโดยปกติแล้วจะสร้างเป็นสัญญาณดิจิตอล (digital signal) เนื่องจากในกรณีของสัญญาณอนาลอก (analog signal) เป็นเรื่องที่ยากมากที่จะสร้างเครื่องรับหรือเครื่องส่งที่มีออสซิลเลเตอร์ (Oscillator) จำนวนมากได้เพราะจะต้องใช้ออสซิลเลเตอร์จำนวนเท่ากับจำนวนของคลื่นพาห์ย่อย รูปที่ 2.12 แสดงบล๊อคไดอะแกรมของเครื่องรับส่งโอเอฟดีเอ็ม ในส่วนของเครื่องส่งจะแปลงข้อมูลดิจิตอลไปเป็นคลื่นพาห์ที่มีทั้งขนาดและเฟส จากนั้นก็จะแปลงสัญญาณให้อยู่ในแกนเวลา โดยใช้กระบวนการ IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) ซึ่ง IFFT เป็นกระบวนการที่เหมือนกับกระบวนการ IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform) โดยที่ IFFT จะเป็นรูปแบบที่ทำให้สามารถที่จะใช้คอมพิวเตอร์ในการคำนวณได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น หลังจากได้สัญญาณที่อยู่ในแกนเวลาแล้วจะทำการแปลงสัญญาณให้มีความถี่สูงขึ้นตามต้องการและเหมาะสมกับช่องสัญญาณที่ใช้ในการส่งผ่านสัญญาณ



รูปที่ 2.12 บล๊อคไดอะแกรมของเครื่องรับส่งโอเอฟดีเอ็ม

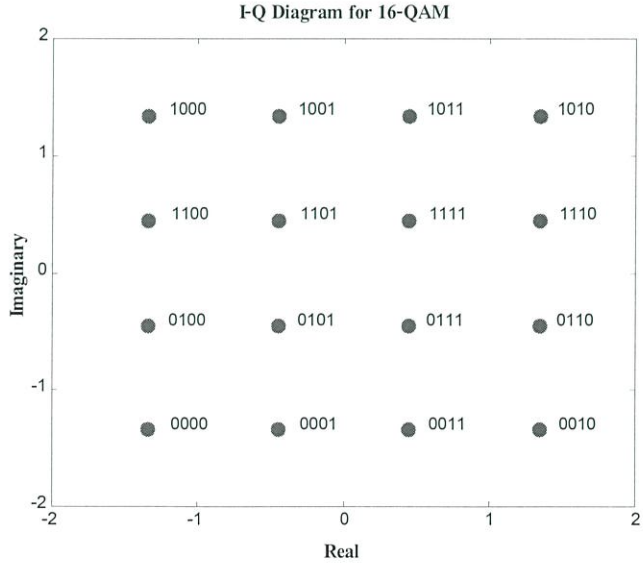
ในส่วนของเครื่องรับจะเป็นกระบวนการที่กลับกันกับทางด้านเครื่องส่งโดยสัญญาณที่รับเข้ามาจะถูกแปลงให้มีความถี่ต่ำลงอยู่ในช่วงความถี่เบสแบนด์ (baseband frequency) จากนั้นนำสัญญาณที่ได้ผ่านกระบวนการ FFT (Fast Fourier Transform) จะได้สัญญาณที่อยู่ในแกนความถี่ (frequency domain signal) โดยขนาดและเฟสของสัญญาณในแต่ละคลื่นพาห์จะถูกดีเทคกลับออกมาเป็นข้อมูลดิจิตอล

2.3.4 การแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนาน

ข้อมูลที่ส่งโดยปกติจะเป็นข้อมูลแบบอนุกรม ในระบบโอเอฟดีเอ็มแต่ละสัญลักษณ์นั้นจะสามารถส่งข้อมูลได้ 40 ถึง 400 บิตต่อหนึ่งสัญลักษณ์ ดังนั้นการแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนานนั้นเป็นสิ่งที่จำเป็นมาก เพื่อที่จะแปลงข้อมูลที่เข้ามาแบบอนุกรมไปเป็นข้อมูลแบบขนานสำหรับส่งในแต่ละสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม (OFDM symbol) ขนาดของข้อมูลในแต่ละสัญลักษณ์จะขึ้นอยู่กับรูปแบบการมอดูเลต และจำนวนของคลื่นพาห์ย่อย ตัวอย่างเช่น แต่ละคลื่นพาห์ย่อยใช้การมอดูเลตแบบ 16-QAM (16-Quadrature Amplitude Modulation) ซึ่งแต่ละสัญลักษณะจะส่งข้อมูลได้ทีละ 4 บิต และถ้าส่งด้วยคลื่นพาห์ย่อยจำนวน 100 คลื่นพาห์ จำนวนบิตข้อมูลที่สามารถส่งได้ในแต่ละสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม (OFDM symbol) จะเท่ากับ 400 บิตต่อสัญลักษณ์ เป็นต้น ในส่วนของทางด้านเครื่องรับเมื่อทำการดีมอดูเลตสัญญาณแล้วก็จะต้องแปลงข้อมูลจากขนานมาเป็นข้อมูลแบบอนุกรมเช่นเดียวกัน

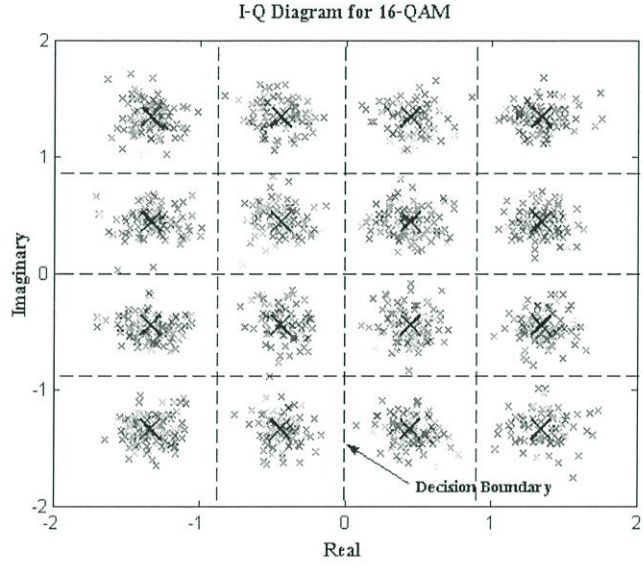
2.3.5 การมอดูเลตคลื่นพาห์ย่อย

ในแต่ละคลื่นพาห์ย่อยที่ใช้ในการส่งข้อมูลจะใช้การมอดูเลตในแต่ละคลื่นพาห์ย่อยเป็นแบบขนาดและเฟส ซึ่งสามารถแสดงได้เป็นเวคเตอร์ I-Q ในรูปที่ 2.13 แสดงตัวอย่างของการมอดูเลตคลื่นพาห์แบบ 16-QAM ซึ่งแต่ละสัญลักษณ์ของการมอดูเลตแบบ 16-QAM นั้นจะสามารถส่งข้อมูลได้ 4 บิต และมีจำนวนสัญลักษณ์ 16 สัญลักษณ์ ซึ่งแต่ละสัญลักษณ์ก็จะแทนด้วยเวคเตอร์ I-Q ที่ไม่ซ้ำกัน ในการมอดูเลตของคลื่นพาห์ย่อยนั้นสามารถที่จะใช้รูปแบบการมอดูเลตได้หลายรูปแบบ เช่น BPSK, QPSK, หรือ M-QAM เป็นต้น ซึ่งการมอดูเลตแต่ละวิธีจะมีความสามารถในการส่งข้อมูลต่อสัญลักษณ์ที่แตกต่างกันออกไป



รูปที่ 2.13 ตัวอย่างการมอดูเลตคลื่นพาห์ย่อยแบบ 16-QAM

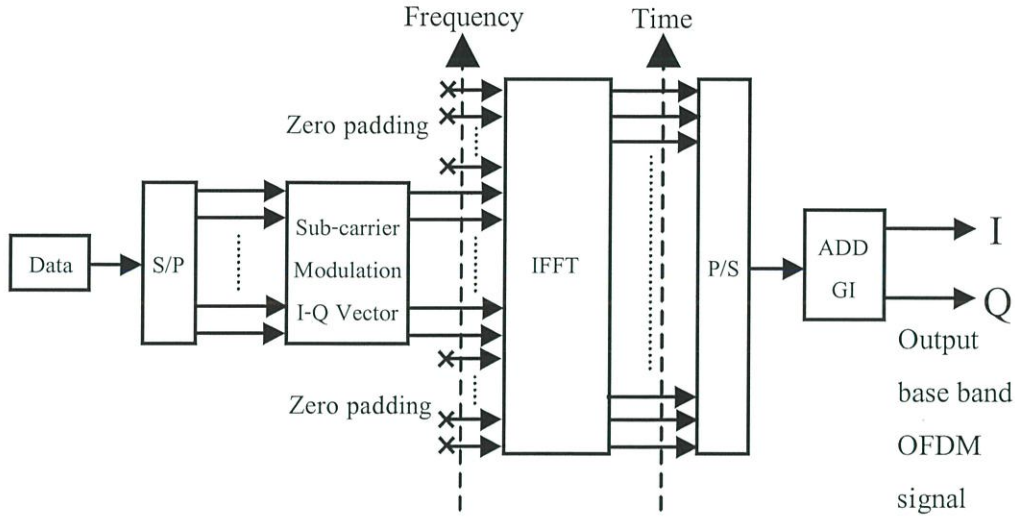
ในด้านเครื่องรับเมื่อรับสัญญาณได้ก็จะทำการดีเทคข้อมูลได้จะตำแหน่งของเวคเตอร์ I-Q ที่แตกต่างกันออกไป ในระหว่างการส่งผ่านสัญญาณไปในสภาพแวดล้อมที่มีสัญญาณรบกวนและเกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณ จะทำให้ตำแหน่งของเวคเตอร์ I-Q เกิดการแปลงเปลี่ยนดังแสดงในรูปที่ 2.14 จากรูปจะแสดงสัญญาณ 16-QAM ที่ C/N เท่ากับ 18 dB สังเกตุว่าตำแหน่งของเวคเตอร์ I-Q จะมีการกระจายที่เป็นผลมาจากสัญญาณบกวนและสภาพแวดล้อมซึ่งทำให้ความผิดพลาดในการดีเทคข้อมูล



รูปที่ 2.14 สัญญาณ 16-QAM เมื่อเกิดมีสัญญาณรบกวนเข้ามา

2.3.6 การแปลงสัญญาณในแกนความถี่ให้อยู่ในแกนเวลา

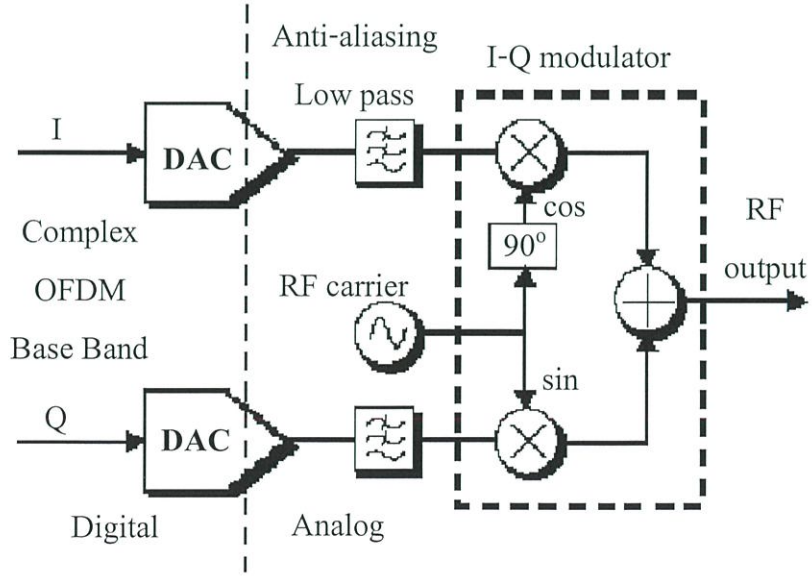
หลังจากที่ทำการมอดูเลตคลื่นพาห์ย่อยโดยกำหนดขนาดและเฟสของคลื่นพาห์ย่อยตามข้อมูลที่ส่ง โดยที่คลื่นพาห์ย่อยทั้งหมดที่ไม่ได้ทำการมอดูเลตจะถูกกำหนดให้เป็นศูนย์ จากนั้นจะทำการแปลงสัญญาณให้อยู่ในแกนเวลาโดยกระบวนการ IFFT เพื่อที่จะใช้ในการส่งสัญญาณ รูปที่ 2.15 แสดงส่วนของกระบวนการ IFFT ของเครื่องส่งโอเอฟดีเอ็ม ในแกนความถี่ สัญญาณก่อนที่ผ่านกระบวนการ IFFT แต่ละแซมเปิลของ IFFT จะต้องมีค่าตรงกันกับสัญญาณของคลื่นพาห์ย่อย โดยมากคลื่นพาห์จะมอดูเลตด้วยข้อมูล ส่วนคลื่นพาห์ย่อยด้านข้างจะไม่มีการมอดูเลตและถูกกำหนดขนาดให้เป็นศูนย์ คลื่นพาห์ย่อยที่ถูกกำหนดขนาดเป็นศูนย์นี้จะใช้เป็นแถบความถี่ป้องกัน (frequency guard band) เพื่อป้องกันการรบกวนจากแถบความถี่ข้างเคียง และการเกิดเอเลียสซิง (aliasing) ของสัญญาณ



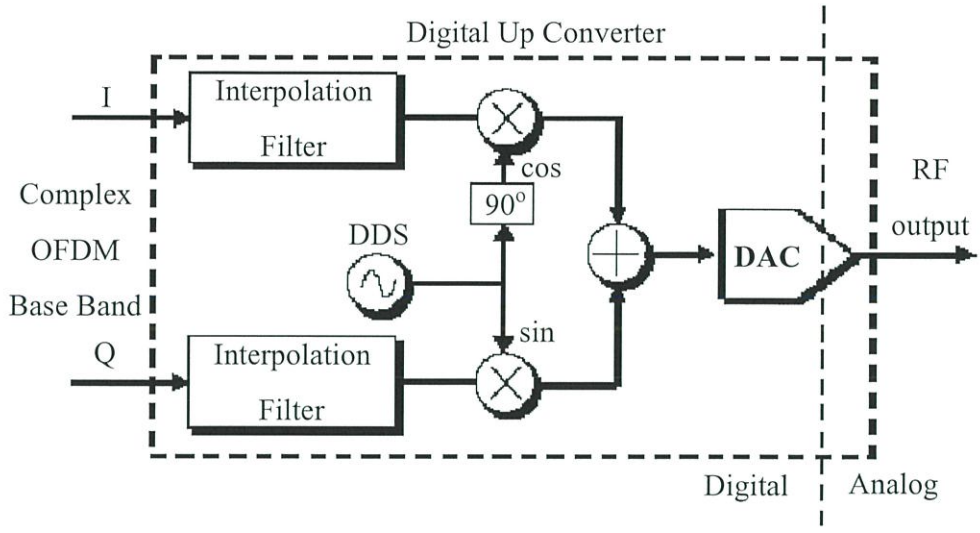
รูปที่ 2.15 บล็อกไดอะแกรมในส่วนของกระบวนการ IFFT

2.3.7 การมอดูเลตสัญญาณอาร์เอฟ

สัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ได้นั้นจะอยู่รูปของสัญญาณเบสแบนด์ (baseband signal) ในการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณวิทยุนั้นเราจะต้องทำการผสมความถี่ให้สูงขึ้นเพื่อที่จะทำให้สามารถส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณไปได้ โดยสามารถใช้เทคนิคแบบอนาลอกดังแสดงในรูปที่ 2.16 หรือเทคนิคการแปลงความถี่ให้สูงขึ้นแบบดิจิตอลดังแสดงในรูปที่ 2.17 ซึ่งทั้งสองวิธีจะให้ผลการทำงานที่คล้ายกัน แต่อย่างไรก็ตามสมรรถนะของการมอดูเลตแบบดิจิตอลนั้นจะมีความแม่นยำมากกว่าแบบอนาลอก



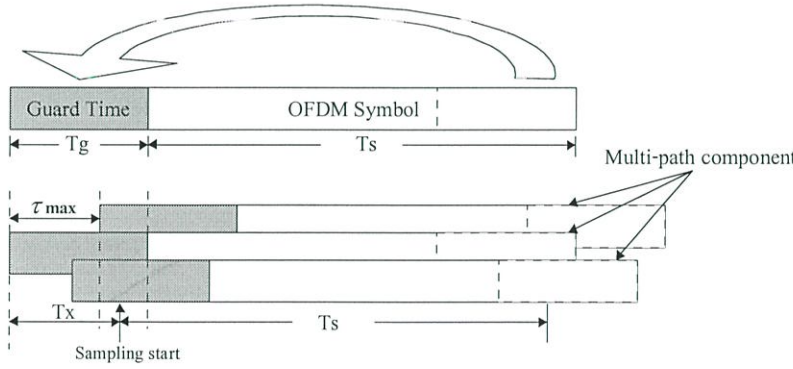
รูปที่ 2.16 การมอดูเลตสัญญาณอาร์เอฟโดยเทคนิคแบบอนาลอก



รูปที่ 2.17 การมอดูเลตสัญญาณอาร์เอฟโดยเทคนิคแบบดิจิตอล (DDS: Direct Digital Synthesis)

2.3.8 ช่วงเวลาป้องกัน (Guard Time)

ช่วงเวลาป้องกัน (guard time) เป็นสิ่งที่สำคัญมากในการต่อต้านการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbol Interference) และการแทรกสอดระหว่างช่องสัญญาณ (Inter-Channel Interference) ที่มีสาเหตุมาจากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาธเฟดดิง (multi-path fading channel) โดยการคัดลอกสัญญาณส่วนท้ายของแต่ละสัญลักษณ์มาวางไว้ที่ส่วนหน้าของสัญลักษณ์เพื่อเป็นช่วงเวลาป้องกัน (guard time) โดยที่ช่วงเวลาป้องกันนี้จะต้องมีค่ามากกว่าค่าสูงสุดของดีเลย์สเปรดของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธ (multi-path delay spread) ดังแสดงในรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 การวางช่วงเวลาป้องกัน (guard time)

จากรูปที่ 2.18 ค่า τ_{max} คือค่าเวลาสูงสุดของดีเลย์สเปรดของช่องสัญญาณมัติพาธ (multi-path delay spread) , Ts คือช่วงเวลาของสัญลักษณ์ (symbol dulation), Tg คือค่าของช่วงเวลาป้องกัน (guard time) และ Tx คือเวลาเริ่มต้นของการสุ่ม (sampling start) โดยที่ค่าของ Tx จะต้องมีค่าอยู่ในช่วง $\tau_{max} < Tx < Tg$

2.3.9 การซิงโครไนซ์ (Synchronization)

การซิงโครไนซ์ (Synchronization) นั้นเป็นอุปสรรคที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งของระบบ OFDM ที่ทำให้เครื่องรับสามารถรับข้อมูลได้อย่างถูกต้องโดยที่การซิงโครไนซ์จะประกอบด้วย 3 ส่วนที่สำคัญคือ

1. การตรวจจับเฟรม (frame detection)
2. การประมาณค่าความถี่ออฟเซตของคลื่นพาห์และการแก้ไขให้ถูกต้อง (carrier frequency offset and correction)
3. การแก้ไขความผิดพลาดของการสุ่ม (sampling error correction)

การตรวจจับเฟรม (frame detection) ใช้สำหรับการหาจุดเชื่อมต่อของสัญญาณแต่ละสัญลักษณ์เพื่อทำให้สามารถที่จะทำการสุ่มค่าของแต่สัญลักษณ์ได้อย่างถูกต้อง

เนื่องจากความแตกต่างของความถี่คลื่นพาห์ของเครื่องส่งและเครื่องรับทำให้การสุ่มสัญญาณแต่ละครั้งที่เวลา t จะประกอบด้วยค่าเฟคเตอร์ของเฟส (phase factor) ที่ไม่รู้ค่าๆหนึ่งโดยสามารถเขียนได้เป็น $e^{j2\pi\Delta f_c t}$ โดยที่ Δf_c คือค่าของความถี่ออฟเซตของคลื่นพาห์ (carrier frequency offset) ที่ไม่รู้ค่า ฉะนั้นค่าของเฟคเตอร์ที่ไม่รู้ค่านี้จะต้องทำการประมาณค่าและชดเชยสำหรับในการสุ่มแต่ละครั้งก่อนที่จะนำสัญญาณที่ได้จากการสุ่มไปผ่านกระบวนการ FFT ไม่อย่างนั้นจะทำให้สัญญาณจะสูญเสียคุณสมบัติของการออโธโกนอล (Orthogonality) ระหว่างช่องสัญญาณย่อยๆ

2.3.10 การประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ

สำหรับการสื่อสารในรูปแบบของ Burst frame จะมีการใส่สัญลักษณ์ปรีเอมเบิล (preamble symbol) ไว้ที่จุดเริ่มต้นของทุกๆ Burst frame เมื่อกำหนดให้ช่องสัญญาณไม่มีการเปลี่ยนแปลงในช่วงเวลา 1 Burst frame และทางด้านเครื่องรับรู้ข้อมูลที่ส่งในสัญลักษณ์ปรีเอมเบิล (preamble symbol) ดังนั้นทำให้สามารถที่จะทำการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณได้โดยกำหนดให้สัญญาณที่รับได้เมื่อผ่านกระบวนการ FFT สามารถเขียนได้ตามสมการที่ (2.19)

$$Y(k) = H(k)a(k) + N(k) \tag{2.19}$$

โดยที่ k คือจำนวนช่องสัญญาณย่อย

$Y(k)$ คือสัญญาณที่รับได้

$H(k)$ คือค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ

$a(k)$ คือสัญญาณข้อมูลที่อยู่ในสัญลักษณ์ปรีเอมเบิล (preamble symbol)

$N(k)$ คือสัญญาณรบกวน

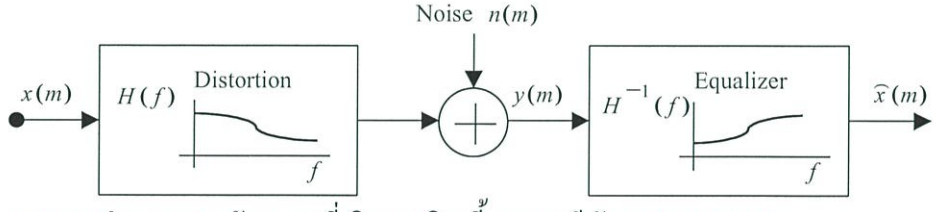
เมื่อเครื่องรับรู้ค่าของ $a(k)$ ดังนั้นจะสามารถทำการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ (Channel Frequency Response) ได้อย่างง่ายตามสมการที่ (2.20)

$$\hat{H}(k) = \frac{Y(k)}{a(k)} \tag{2.20}$$

จากสมการที่ (2.20) เมื่อ $\hat{H}(k)$ คือการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณค่า ในกรณีที่ปราศจากสัญญาณรบกวนนั้นจะสามารถที่จะทำการประมาณค่าได้อย่างถูกต้องแต่ในกรณีที่มีสัญญาณรบกวนเข้ามาด้วยนั้นก็อาจจะทำให้การประมาณค่าผิดพลาดได้

2.4 การปรับระดับสัญญาณ

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการชดเชยระดับสัญญาณที่เกิดการผิดเพี้ยนในการส่งผ่านช่องสัญญาณที่ทำให้สัญญาณเกิดความผิดเพี้ยนและมีสัญญาณรบกวนด้วยวิธีการปรับระดับสัญญาณ [3] ในรูปที่ 2.19 แสดงแบบจำลองทั่วไปของสัญญาณที่เกิดการผิดเพี้ยนและมีสัญญาณรบกวนตามด้วยส่วนของการปรับระดับสัญญาณ กำหนดให้ $x(m)$ เป็นสัญญาณอินพุท $n(m)$ เป็นสัญญาณรบกวนที่เข้ามา และ $y(m)$ เป็นสัญญาณที่ได้หลังผ่านช่องสัญญาณ โดยความสัมพันธ์ของช่องสัญญาณ สัญญาณอินพุท และสัญญาณเอาท์พุท สามารถแสดงได้ตามสมการที่ (2.21)



รูปที่ 2.19 แบบจำลองของสัญญาณที่เกิดการผิดเพี้ยนและมีสัญญาณรบกวนและการปรับระดับสัญญาณ

$$y(m) = h[x(m)] + n(m) \tag{2.21}$$

เมื่อฟังก์ชั่น $h[\cdot]$ คือช่องสัญญาณที่ผิดเพี้ยน ในทั่วๆไปการตอบสนองช่องสัญญาณจะมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา (time-varying) และไม่เป็นเชิงเส้น (non-linear) ถ้าเรากำหนดให้ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาอย่างช้าๆ (slowly time-varying) จากสมการที่ (2.21) จะสามารถเขียนใหม่ได้ตามสมการที่ (2.22)

$$y(m) = \sum_{k=0}^{P-1} h_k(m)x(m-k) + n(m) \tag{2.22}$$

เมื่อ $h_k(m)$ คือสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบ FIR อันดับที่ P ของช่องสัญญาณ สำหรับแบบจำลองช่องสัญญาณที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา $h_k(m) = h_k$ จากสมการที่ (2.22) สามารถเขียนสมการให้อยู่ในแกนความถี่ได้เป็น

$$Y(f) = X(f)H(f) + N(f) \tag{2.23}$$

เมื่อ $Y(f)$ คือ สเปคตรัมของสัญญาณเอาท์พุท $X(f)$ คือ สเปคตรัมของสัญญาณอินพุท $H(f)$ คือ การตอบสนองของช่องสัญญาณ และ $N(f)$ คือ สเปคตรัมของสัญญาณรบกวนที่เข้ามา ถ้าเราตัดเทอมของสัญญาณรบกวนออกแล้วเทคลอการิทึมจากสมการที่ (2.23) จะได้

$$\ln|Y(f)| = \ln|X(f)| + \ln|H(f)| \tag{2.24}$$

จากสมการ (2.24) เมื่อทำการเทคลอการิทึมเข้าไปแล้วจะเห็นว่าการผิดเพี้ยนของช่องสัญญาณมาจากเทอมของ $\ln|H(f)|$

2.4.1 การปรับระดับสัญญาณทางอุดมคติ (Ideal Equalization)

ในทางอุดมคติของการปรับระดับสัญญาณ การกู้สัญญาณเดิมกลับจากสัญญาณเอาท์พุทของช่องสัญญาณ ในแกนความถี่ส่วนกลับของการตอบสนองช่องสัญญาณทางอุดมคติสามารถเขียนได้ตามสมการ (2.25)

$$H(f)H^{inv}(f) = 1 \tag{2.25}$$

ในสมการ (2.25) $H^{inv}(f)$ แทนส่วนกลับของการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณสำหรับการปรับระดับสัญญาณในทางอุดมคติเราให้ $H^{inv}(f) = H^{-1}(f)$ หรือในแกนลอการิทึมจะเขียนใหม่ได้เป็น $\ln H^{inv}(f) = -\ln H^{-1}(f)$ ในรูปทั่วไปของสมการ (2.25) สามารถที่เขียนให้อยู่ในรูปของ Z-transform ได้เป็น

$$H(z)H^{inv}(z) = z^{-N} \tag{2.26}$$

สำหรับที่ค่าดีเลย์ N บางค่าจะทำให้ช่องสัญญาณกลายเป็นกระบวนการ causal จากสมการ (2.25) เมื่อทำกระบวนการ IFT (Inverse Fourier Transform) จะได้ความสัมพันธ์ในแบบคอนโวลูชั่น (convolution) ระหว่างการตอบสนองสัญญาณอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ $\{h_k\}$ กับส่วนกลับของการตอบสนองสัญญาณอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ $\{h_k^{inv}\}$

$$\sum_k h_k^{inv} h_{i-k} = \delta(i) \tag{2.27}$$

เมื่อ $\delta(i)$ เป็นฟังก์ชั่น Kronecker delta สมมติให้เอาท์พุทของช่องสัญญาณปราศจากสัญญาณรบกวน เราสามารถที่ทำการปรับระดับสัญญาณเอาท์พุทของช่องสัญญาณ $y(m)$ ได้โดยใช้ค่าส่วนกลับของการตอบสนองสัญญาณอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ h_k^{inv} ซึ่งจะได้เอาท์พุทเป็น $\hat{x}(m)$ ตามสมการที่ (2.28)

$$\begin{aligned}\hat{x}(m) &= \sum_k h_k^{inv} y(m-k) \\ &= \sum_k h_k^{inv} \sum_j h_j x(m-k-j) \\ &= \sum_i x(m-i) \sum_k h_k^{inv} h_{i-k}\end{aligned} \tag{2.28}$$

ในบรรทัดสุดท้ายของสมการ (2.28) ได้จากการเปลี่ยนตัวแปร $i = k + j$ ในบรรทัดที่สอง และทำการสลับเทอม สำหรับการปรับระดับสัญญาณในอุดมคติเมื่อแทนสมการ (2.27) ลงในสมการ (2.28) จะได้เป็น

$$\hat{x}(m) = \sum_i \delta(i) x(m-i) = x(m) \tag{2.29}$$

2.4.2 ความผิดพลาดของการปรับระดับสัญญาณ (Equalization Error)

ความผิดพลาดในการปรับระดับสัญญาณสามารถที่จะหาได้จากผลต่างของสัญญาณที่ได้จากการปรับระดับสัญญาณ $\hat{x}(m)$ กับสัญญาณอินพุท $x(m)$ ตามสมการ (2.30)

$$\begin{aligned}v(m) &= x(m) - \hat{x}(m) \\ &= x(m) - \sum_{k=0}^{P-1} \hat{h}_k^{inv} y(m-k)\end{aligned} \tag{2.30}$$

เมื่อ $\hat{h}_k^{inv}$ เป็นของส่วนกลับของการตอบสนองช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณค่า สมมติให้ h_k^{inv} เป็นการปรับระดับสัญญาณในอุดมคติ ดังนั้นจะสามารถกู้สัญญาณ $x(m)$ จากสัญญาณเอาท์พุทของช่องสัญญาณ $y(m)$ ได้ตามสมการ (2.31)

$$x(m) = \sum_{k=0}^{P-1} h_k^{inv} y(m-k) \tag{2.31}$$

แทนสมการ (2.31) ลงในสมการ (2.30) จะได้

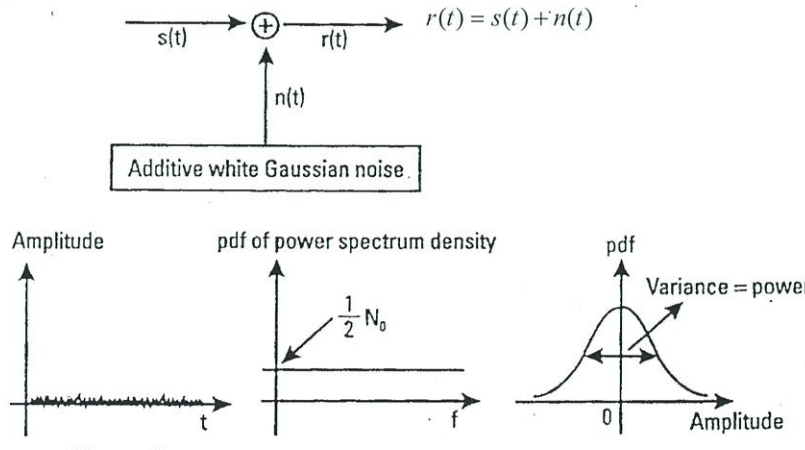
$$v(m) = \sum_{k=0}^{P-1} h_k^{inv} y(m-k) - \sum_{k=0}^{P-1} \hat{h}_k^{inv} y(m-k)$$
$$= \sum_{k=0}^{P-1} \tilde{h}_k^{inv} y(m-k) \qquad (2.32)$$

เมื่อ $\tilde{h}_k^{inv} = h_k^{inv} - \hat{h}_k^{inv}$ ค่าความผิดพลาดของการปรับระดับสัญญาณ $v(m)$ อาจจะดูว่าเป็นสัญญาณเอาท์พุทของช่องสัญญาณที่มีการตอบสนองเป็น $\tilde{h}_k^{inv}$ ที่มีสัญญาณอินพุทเป็น $y(m-k)$ ซึ่งกระบวนการปรับระดับสัญญาณสามารถทำได้อย่างถูกต้องก็จะส่งผลสัญญาณ $\hat{x}(m)$ มีความถูกต้องด้วย

2.5 สัญญาณรบกวนแบบขาวบวก

จากรูปที่ 2.20 สัญญาณรบกวนในระบบการสื่อสารนั้นส่วนมากจะจำลองให้เป็นสัญญาณรบกวนแบบขาวบวก (AWGN: Additive White Guassian Noise) ซึ่งจะมีความหนาแน่นของสเปคตรัมเป็นแบบยูนิฟอร์ม (uniform spectrum density) และแอมปลิจูดมีการแจกแจงแบบเกาส์ (Gaussian distribution) โดยปกติแล้วสัญญาณรบกวนทางอุณหภูมิ (thermal noise) และสัญญาณรบกวนทางไฟฟ้า (electrical noise) ที่เกิดจากการขยายสัญญาณนั้นจะมีคุณสมบัติของ White Guassian Noise ซึ่งจากคุณสมดังกล่าวสามารถจำลองให้เป็นสัญญาณรบกวนแบบ AWGN ได้ ซึ่งฟังก์ความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (probability density function) ของสัญญาณรบกวนแบบ AWGN สามารถแสดงได้ตามสมการที่ (2.33)

$$\Phi_{nn}(f) = \frac{1}{2} N_0 \qquad (2.33)$$



รูปที่ 2.20 คุณสมบัติของสัญญาณรบกวนแบบขาวบวก

บทที่ 3
การปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่ ด้วยการใช้อะแดปทีฟฟิลเตอร์สำหรับระบบโอเอฟดีเอ็ม

ในการส่งสัญญาณโอเอฟดีเอ็มผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาธที่มีการเฟดดิงแบบเจาะจงความถี่ (frequency-selective fading) และมีการแปลงเปลี่ยนตามเวลา (time-varying) แล้วจะทำให้ฟังก์ชั่นการตอบสนองสัญญาณอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ (Channel impulse Response) นั้นจะมีการตอบสนองสัญญาณในแต่ละคลื่นพาห์ย่อย (sub-carrier) ที่แตกต่างกันทั้งในแกนความถี่ และแกนเวลา ซึ่งเป็นสาเหตุที่ทำให้การดีเทคข้อมูลของสัญญาณที่รับได้นั้นเกิดความผิดพลาด ดังนั้นการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่ (Equalization method in frequency domain) เป็นวิธีการหนึ่งที่สามารถชดเชยความผิดพลาดที่เกิดจากส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณทำให้การดีเทคข้อมูลนั้นมีความถูกต้องมากขึ้น

การส่งสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแบบเบิรสต์โหมด [4] (Burst mode) นั้นจะสามารถทำการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ (channel frequency response estimation)ได้โดยใช้สัญญาณในสัญลักษณ์ปรีเอมเบิล (preamble symbol) ที่รับได้ทางด้านเครื่อง โดยจะนำค่าของการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณที่ประมาณค่าได้ไปใช้ในการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่ซึ่งสามารถที่จะลดความผิดพลาดในการดีเทคข้อมูลลงได้ แต่ในการส่งสัญญาณในช่องสัญญาณแบบมัลติพาธเฟดดิงที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (time-varying) และมีสัญญาณรบกวนแบบขาวบวก (AWGN) โดยที่สัญญาณรบกวนที่มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลานั้นไม่มีทางที่จะสามารถกำจัดให้หมดไปได้ ดังนั้นสัญญาณรบกวนที่รวมกันอยู่ในสัญญาณที่รับได้นี้จะส่งผลกระทบกับการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันเป็นอย่างมาก

วิธีการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่สำหรับระบบโอเอฟดีเอ็มที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นวิธีที่นำไปใช้สำหรับการส่งสัญญาณแบบเบิรสต์โหมด (Burst mode) ในช่องสัญญาณแบบมัลติพาธเฟดดิง และมีสัญญาณรบกวนแบบขาวบวก (AWGN) โดยจุดสำคัญของวิธีการที่เสนอนี้จะทำการตัดองค์ประกอบของสัญญาณรบกวนซึ่งเป็นสัญญาณรบกวนแบบขาวบวก ที่รวมอยู่กับฟังก์ชั่นการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณค่าโดยใช้อะแดปทีฟฟิลเตอร์แบบแถบความถี่ต่ำผ่าน (adaptive low-pass filter) ซึ่งความถี่คัดออฟของฟิลเตอร์สามารถเปลี่ยนแปลงได้จากการตรวจจับจุดยอดของฟังก์ชั่นการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณในการแปลง FFT ซึ่งวิธีการที่เสนอนี้จะทำให้การปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่มี

ประสิทธิภาพมากขึ้น และอัตราความผิดพลาดของในการดีเทคข้อมูลมีค่าต่ำกว่าใช้วิธีการปรับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่แบบพื้นฐาน

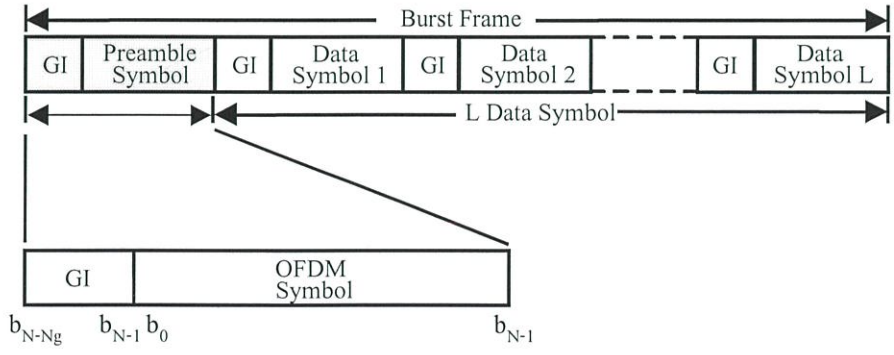
ในบทที่ 3 นี้จะกล่าวถึงแบบจำลองระบบโอเอฟดีเอ็ม แบบจำลองช่องสัญญาณ และวิธีการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่ที่ได้นำเสนอ

3.1 แบบจำลองของระบบโอเอฟดีเอ็ม

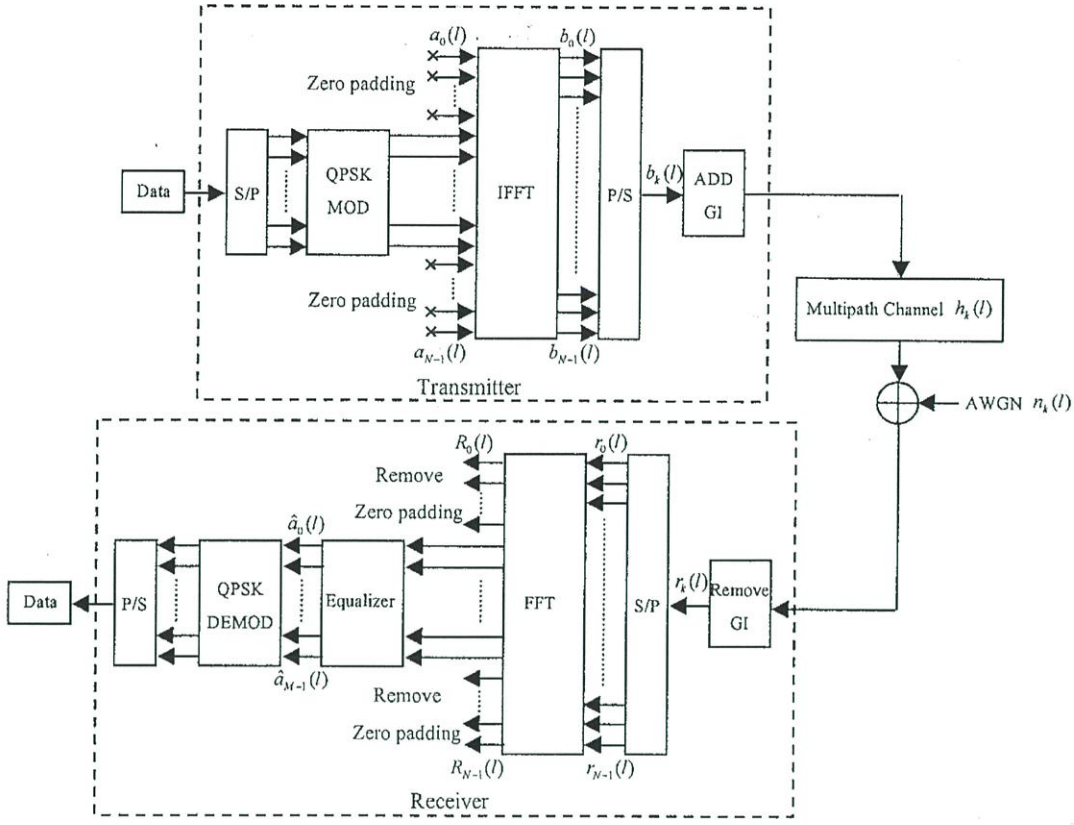
หัวข้อนี้จะแสดงในส่วนของแบบจำลองของระบบโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งประกอบไปด้วย รูปแบบของเบิรสต์เฟรม (Burst Frame) ที่ใช้ในการส่งสัญญาณแบบเบิรสต์โหมด (burst mode) แบบจำลองเครื่องส่งและเครื่องรับ และแบบจำลองช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิง ที่ใช้ในการจำลองเพื่อหาค่าสมรรถนะของวิธีการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่ที่นำเสนอ

3.1.1 รูปแบบของเบิรสต์เฟรม (Burst Frame Format)

กำหนดให้รูปแบบของเบิรสต์เฟรม (Burst Frame) มีรูปแบบตามรูปที่ 3.1 ซึ่งประกอบไปด้วย สัญลักษณ์ปรีเอมเบิล (Preamble Symbol) จำนวน 1 สัญลักษณ์ และ สัญลักษณ์ข้อมูลจำนวน L สัญลักษณ์ ที่ส่วนหน้าของแต่ละสัญลักษณ์จะถูกวางคั่นด้วย GI (Guard Interval) เพื่อใช้ลดการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbol Interference) อันเนื่องมาจากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาธเฟดดิงโดยค่าเวลาของ GI จะต้องมีค่ามากกว่าค่าสูงสุดของดีเลย์สเปรดของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธ (multi-path delay spread) และสัญลักษณ์ปรีเอมเบิลจะถูกวางไว้เป็นสัญลักษณ์แรกของทุกๆเบิรสต์เฟรม (burst frame) เพื่อใช้สำหรับการซิงโครไนซ์ (Synchronization) สัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับ และการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ (Channel Frequency Response Estimation) โดยกำหนดให้เครื่องรับรู้ค่าข้อมูลที่ส่งในสัญลักษณ์ปรีเอมเบิล (Preamble Symbol)



รูปที่ 3.1 รูปแบบของเบิรสต์เฟรมบนแกนของเวลา



รูปที่ 3.2 บล๊อกไดอะแกรมของระบบโอเอฟดีเอ็มที่ใช้ในการจำลองระบบ

3.1.2 แบบจำลองเครื่องส่ง

จากบล๊อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.2 ซึ่งแสดงแบบจำลองของเครื่องรับและเครื่องส่งสำหรับระบบโอเอฟดีเอ็ม ในส่วนของเครื่องส่งข้อมูลข่าวสารซึ่งอยู่ในรูปของสัญญาณไบนารี่ (Binary Signal) จะถูกเปลี่ยนจากข้อมูลอนุกรมความเร็วสูงให้เป็นข้อมูลแบบขนานที่มีความเร็วต่ำลง และทำการมอดูเลตสัญญาณแบบคิวพีเอสเค (QPSK: Quadrature Phase Shift Keying) ซึ่งสัญญาณข้อมูล $a_i(l)$ กำหนดให้เป็นไปตามสมการที่ (3.1)

$$a_i(l) = x_i(l) + jy_i(l) \qquad (3.1)$$
$$i = 0,1,2,...,M-1$$
$$l = 0,1,2,...,L$$

เมื่อ $x_i(l)$ คือค่าจริง และ $y_i(l)$ คือค่าจินตภาพ ของสัญญาณ QPSK ตามลำดับ M คือจำนวนของช่องสัญญาณย่อยๆ และ L คือจำนวนสัญลักษณ์ข้อมูล

เพื่อป้องกันไม่ให้สัญญาณไปรบกวนกับย่านความถี่ข้างเคียงอันเนื่องมาจากการแผ่กว้างของสเปคตรัมด้วยวิธีซีโร่แพดดิง (Zero Padding)โดยการกำหนดช่องสัญญาณย่อย (sub-channel)

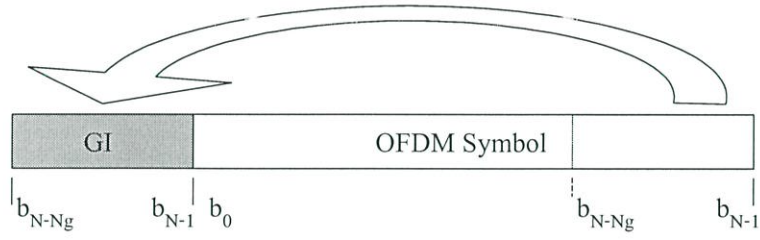
ทั้งสองด้านของแต่ละสัญลักษณ์เท่ากับศูนย์ จำนวนของซีโร่แพดดิง (zero padding) เท่ากับ N - M โดยที่สัญญาณข้อมูลแต่ละสัญลักษณ์เมื่อผ่านขบวนการซีโร่แพดดิงกำหนดเป็น $a_n(l)$ ซึ่ง n เท่ากับจำนวนจุดของกระบวนการ IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) ดังแสดงตามสมการที่ (3.2)

$$a_n(l) = \begin{cases} 0 & ;0 \le n \le \left(((N-M)/2)-1\right) \\ a_i(l) & ;\left((N-M)/2\right) \le n \le \left((N-1)-((N-M)/2)\right) \\ 0 & ;\left(N-((N-M)/2)\right) \le n \le (N-1) \end{cases} \quad (3.2)$$

เมื่อ $a_n(l)$ คือ สัญญาณข้อมูลที่บนแกนของความถี่ จากนั้นถูกแปลงให้เป็นสัญญาณที่อยู่บนแกนเวลา โดยผ่านกระบวนการ IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) ซึ่งจะได้สัญญาณโอเอฟดีเอ็ม คือ $b_k(l)$ ตามสมการที่ (3.3)

$$b_k(l) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n(l) e^{j2\pi nk/N} \quad (3.3)$$

เมื่อ N คือ จำนวนจุดในกระบวนการ IFFT หลังจากนั้นสัญญาณจะถูกเปลี่ยนรูปแบบจากขนานเป็นอนุกรม จากนั้นจะทำการใส่ GI (Guard Interval) หรือช่องเวลาป้องกัน (guard time) ก่อนที่จะทำการส่งสัญญาณ เพื่อป้องกันการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ ที่เกิดมาจากการส่งสัญญาณในช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิง ซึ่งช่องเวลาของ GI นั้นจะต้องมีค่ามากกว่าค่าดีเลย์สเปรดสูงสุด $\tau_{\max}$ ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธโดยการใส่ GI แสดงดังรูปที่ (3.3)



รูปที่ 3.3 วิธีการใส่ GI เพื่อป้องกันการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์

3.1.3 แบบจำลองช่องสัญญาณ

ในวิทยานิพนธ์นี้ในการจำลองระบบจะกำหนดให้เป็นการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณเป็นแบบมัลติพาธเฟดดิง ที่มีการมีการประวิงเวลาของสัญญาณในแต่ละเส้นทาง τ_p ที่ต่างกัน ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงของเฟส θ_p เป็นกระบวนการสุ่ม (random process) ที่มีการแจกแจงแบบยูนิฟอร์ม

(Uniform distribution) ในช่วง [0,2π] และสัญญาณในแต่ละเส้นทางจะเป็นการแจกแจงแบบเรย์ลี (Rayleigh Distribution) โดยระดับสัญญาณจะลดลงเป็นแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล (Exponential Dacayed)โดยที่ ผลการตอบสนองสัญญาณอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ $h_k(l)$ ของช่องสัญญาณย่อย สามารถแสดงได้ตามสมการที่ (3.4)

$$h_k(l) = \sum_{p=1}^{P} \rho_p e^{j\theta_p} \delta(k - \tau_p) \tag{3.4}$$

เมื่อ P คือจำนวนของเส้นทางเดินของสัญญาณ

τ_p คือค่าของการประวิงเวลาในเส้นทางที่ p

θ_p คือเฟสที่มีการเปลี่ยนแปลงในเส้นทางที่ p

ρ_p คือค่ากำลังงานสัมพัทธ์ของเส้นทางที่ p

จากสมการ (3.4) เมื่อทำการเปลี่ยนให้อยู่ในแกนความถี่โดยกระบวนการ FFT ซึ่งจะได้ผลการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ $H_n(l)$ ซึ่งแสดงได้ดังสมการที่ (3.5)

$$\begin{aligned} H_n(l) &= \sum_{k=0}^{N-1} h_k(l) e^{-j2\pi nk/N} \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{p=1}^{P} \rho_p e^{j\theta_p} \delta(k - \tau_p) e^{-j2\pi nk/N} \\ &= \sum_{p=1}^{P} \rho_p e^{j\theta_p} \sum_{k=0}^{N-1} \delta(k - \tau_p) e^{-j2\pi nk/N} \\ &= \sum_{p=1}^{P} \rho_p e^{j\theta_p} e^{-j2\pi n(k-\tau_p)/N} \end{aligned} \tag{3.5}$$

3.1.4 แบบจำลองเครื่องรับ

สัญญาณที่ส่งมาจากทางด้านเครื่องส่ง เมื่อทำการส่งผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาธเฟดดิง และสัญญาณรบกวนที่กำหนดให้เป็นสัญญาณรบกวนแบบขาวบวก (AWGN) ทางด้านเครื่องรับสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม (OFDM signal) ที่รับได้เมื่อทำการซิงโครไนซ์ (synchronize) แล้วจะทำการแยกเอา GI ออก หลังจากนั้นจะทำการแปลงสัญญาณจากอนุกรมให้เป็นสัญญาณแบบขนาน ซึ่งสัญญาณที่รับได้ $r_k(l)$ นี้แสดงได้ตามสมการที่ (3.6)

$$r_k(l) = b_k(l) \otimes h_k(l) + n_k(l) \tag{3.6}$$

เมื่อ $r_k(l)$ คือสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับ

$b_k(l)$ คือสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ส่งมาจากเครื่องส่ง

$h_k(l)$ คือฟังก์ชั่นการตอบสนองสัญญาณอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ

$n_k(l)$ คือสัญญาณรบกวนแบบขาวบวก (AWGN)

เมื่อนำสัญญาณ $b_k(l)$ ไปผ่านกระบวนการ FFT (Fast Fourier Transform) สัญญาณที่ได้หลังผ่านกระบวนการ FFT จะเป็นสัญญาณ $R_n(l)$ ซึ่งเป็นสัญญาณที่อยู่บนแกนความถี่ ซึ่งแสดงได้ตามสมการที่ (3.7)

$$\begin{aligned}
R_n(l) &= \sum_{k=0}^{N-1} r_k(l) e^{-j2\pi nk/N} \\
&= \sum_{k=0}^{N-1} b_k(l) e^{-j2\pi nk/N} . \sum_{k=0}^{N-1} h_k(l) e^{-j2\pi nk/N} + \sum_{k=0}^{N-1} n_k(l) e^{-j2\pi nk/N} \\
&= \sum_{k=0}^{N-1}\sum_{n=0}^{N-1} a_n(l) e^{j2\pi nk/N} e^{-j2\pi nk/N} . \sum_{k=0}^{N-1}\sum_{p=1}^{P} \rho_p e^{j\theta_p} \delta(k-\tau_p) e^{-j2\pi nk/N} \\
&\quad + \sum_{k=0}^{N-1} n_k(l) e^{-j2\pi nk/N} \\
&= a_n(l) . \sum_{p=1}^{P} \rho_p e^{j\theta p} \sum_{k=0}^{N-1} \delta(k-\tau_p) e^{-j2\pi nk/N} + N_n(l) \\
&= a_n(l) . \sum_{p=1}^{P} \rho_p e^{j\theta_p} e^{-j2\pi n(k-\tau_p)/N} + N_n(l) \\
&= a_n(l) H_n(l) + N_n(l)
\end{aligned} \tag{3.7}$$

เนื่องจากทางด้านเครื่องส่งได้ทำกระบวนการซีโร่แพดดิง (zero padding) โดยการวางศูนย์เข้าที่ด้านข้างของสัญญาณในแต่ละสัญลักษณ์ ดังนั้นที่ทางด้านเครื่องรับจะต้องทำการตัดเอาศูนย์ที่วางไว้ด้านข้างออกซึ่งจะได้สัญญาณตามสมการที่ (3.8) และ (3.9)

$$R_i(l) = R_n(l) \tag{3.8}$$

เมื่อ $n = i + \left(\frac{N-M}{2}\right)$ และ $0 \le i \le M-1$

ดังนั้นจากสมการที่ (3.7) จะได้

$$R_i(l) = a_i(l)H_i(l) + N_i(l) \tag{3.9}$$

จากสมการที่ (3.9) เมื่อ $R_i(l)$ คือสัญญาณข้อมูลที่รับได้ในช่องสัญญาณย่อยที่ i และ $N_i(l)$ คือสัญญาณรบกวนแบบขาวบวก (AWGN)

ในส่วนของการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่ (Equalization in Frequency Domain) นั้นในวิธีการแบบพื้นฐานจะสามารถกระทำได้โดยทำการหาค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ $H_i(l)$ โดยกำหนดให้ทางด้านรับรู้ข้อมูล $a_i(0)$ ที่ส่งมาในสัญลักษณ์ปรีเอมเบิล (preamble symbol) ดังนั้นจะสามารถทำการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ $\hat{H}_i(l)$ ได้ตามสมการที่ (3.10)

$$\hat{H}_i(l) = \frac{R_i(0)}{a_i(0)} \tag{3.10}$$

โดยที่ $R_i(0)$ คือสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับของสัญลักษณ์ปรีเอมเบิล

$a_i(0)$ คือสัญญาณข้อมูลที่ส่งในสัญลักษณ์ปรีเอมเบิล

กำหนดให้ $\hat{H}_i(l) = \hat{H}_i$ เมื่อการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณนั้นไม่มีการเปลี่ยนแปลงในช่วงเวลาของการส่งสัญญาณใน 1 เบิรสต์เฟรม (burst frame) ดังนั้นจากสมการ (3.10) เขียนได้เป็น

$$\hat{H}_i = \frac{R_i(0)}{a_i(0)} \tag{3.11}$$

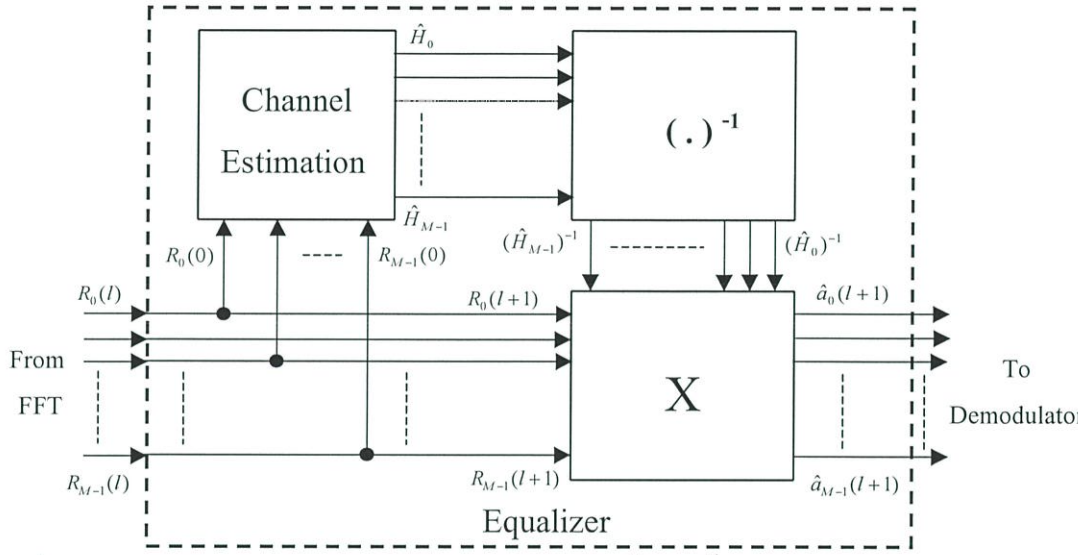
จากสมการที่ (3.11) จะทำการหาส่วนกลับของการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ $\hat{H}_i^{-1}$ ดังแสดงในสมการที่ (3.12)

$$\hat{H}_i^{-1} = \frac{1}{\hat{H}_i} \tag{3.12}$$

จากสมการที่ (3.12) เมื่อได้ส่วนกลับของการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณจะสามารถทำการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันได้ตามสมการที่ (3.13)

$$\hat{a}_i(l) = R_i(l) \cdot \hat{H}_i^{-1} \tag{3.13}$$

เมื่อได้สัญญาณข้อมูล $\hat{a}_i(l)$ แล้วจะนำสัญญาณ $\hat{a}_i(l)$ ไปทำการดีมอดูเลตจะได้ข้อมูลแบบขนานที่เป็นสัญญาณแบบไบนารี่ (binary signal) จากนั้นจะทำการแปลงข้อมูลแบบขนานที่ได้กลับไปเป็นข้อมูลอนุกรมต่อไป โดยกระบวนการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่แบบพื้นฐานนั้นจะแสดงในรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 การปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่แบบพื้นฐาน

จากสมการที่ (3.14) เมื่อทำการแทนค่าของ $R_i(0)$ ลงในสมการจะได้

$$\begin{aligned} \hat{H}_i &= \frac{H_i(0)a_i(0)}{a_i(0)} + \frac{N_i(0)}{a_i(0)} \\ &= H_i(0) + \frac{N_i(0)}{a_i(0)} \end{aligned} \tag{3.14}$$

จากสมการที่ (3.14) จะเห็นได้ว่าในเทอมหลังของสมการจะเป็นเทอมของสัญญาณรบกวนซึ่งจะส่งผลให้เมื่อนำค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณไปทำการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่แล้วจะส่งผลให้ค่าสมรรถนะของระบบมีค่าต่ำ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้เสนอวิธีการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่ที่ทำการตัดองค์ประกอบของสัญญาณรบกวน $N_i(0)/a_i(0)$ ที่รวมกันกับค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณซึ่งรายละเอียดและวิธีการจะกล่าวในหัวข้อถัดไป

3.2 วิธีการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่ด้วยการใช้อะแดปทีฟฟิลเตอร์สำหรับระบบโอเอฟดีเอ็มภายใต้สภาพแวดล้อมแบบมัลติพาธเฟดดิง

วิธีการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่สำหรับระบบโอเอฟดีเอฟที่ส่งสัญญาณแบบเบิรสต์โหมด (Burst Mode) ในช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิงที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา โดยวิธีการที่นำเสนอนี้เป็นการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่ที่เป็นแบบอะแดปทีฟโดยใช้สัญญาณจากสัญลักษณ์ปรีเอมเบิล 1 สัญลักษณ์ที่ใส่ไว้ที่จุดเริ่มต้นของทุกๆเบิรสต์เฟรม (burst frame) ดังแสดงในรูปที่ 3.1 ในการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ ซึ่งจะได้ค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธซึ่งจะมีส่วนของสัญญาณรบกวนรวมอยู่ด้วยดังแสดงในสมการที่ (3.14) ดังนั้นวิธีการที่นำเสนอนี้จะใช้อะแดปทีฟฟิลเตอร์แบบแถบความถี่ต่ำผ่าน (adaptive low-pass filter) ที่สามารถจะเลือกความถี่คัทออฟที่เหมาะสมได้โดยการตรวจจับจุดยอดของแอมพลิจูดของการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณในการแปลงฟังก์ชั่นการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณเพื่อหาองค์ประกอบทางความถี่ โดยกระบวนการ FFT แล้วทำการตัดองค์ประกอบของสัญญาณรบกวนออก และทำการแปลงกลับโดยกระบวนการ IFFT ทำให้การประมาณค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณได้อย่างแม่นยำมากขึ้น ซึ่งวิธีการที่นำเสนอนี้ประกอบด้วย 2 ส่วนที่สำคัญคือ การลดองค์ประกอบของสัญญาณรบกวนแบบขาวบวก และวิธีการเลือกจุดคัทออฟของฟิลเตอร์

3.2.1 การลดองค์ประกอบของสัญญาณรบกวนแบบขาวบวก

จากสัญญาณที่รับได้ในส่วนของสัญลักษณ์ปรีเอมเบิล (Preamble symbol) ที่รับได้และสามารถที่จะใช้ในการหาค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ $\hat{H}_i$ โดยสมการที่ (3.11) ซึ่งการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณที่ได้นั้นจะเป็นการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธ และมีสัญญาณรบกวนที่เป็นสัญญาณรบกวนแบบขาวบวก (AWGN) ดังในสมการที่ (3.14) โดยที่สัญญาณรบกวนแบบขาวบวกในแกนเวลาจะเป็นสัญญาณแบบสุ่มที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ (zero mean random process) ซึ่งแสดงอยู่ในเทอม $N_i(0)/a_i(0)$ ในสมการที่ (3.14) และมีการแจกแจงแบบเกาส์เซียน (Gaussian distribution)

จากสมการที่ (3.14) $H_i(0)$ จะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ แต่ในส่วนขององค์ประกอบของสัญญาณรบกวน $N_i(0)/a_i(0)$ นั้นจะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว ดังนั้นจะเห็นได้ว่าองค์ประกอบทั้งสองนั้นสามารถที่จะแยกจากกันได้ ซึ่งเป็นจุดสำคัญที่จะใช้สำหรับการลดองค์ประกอบของสัญญาณรบกวนแบบขาวบวกในสมการที่ (3.14)

เมื่อทำการพิจารณาพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณที่เวลาใดๆแล้วจะเห็นได้ว่าเป็นการยากที่จะทำการลดองค์ประกอบของสัญญาณรบกวนแบบขาวบวกได้โดยใช้วิธี curve-fitting แบบปกติแต่

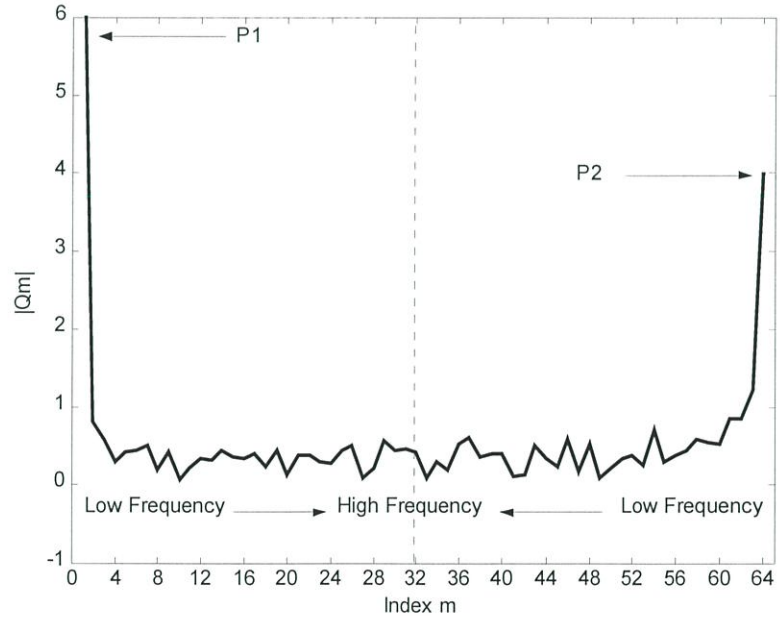
วิธีการที่ตรงไปตรงมาและเป็นไปได้ที่จะสามารถลดองค์ประกอบของสัญญาณรบกวนคือการกรองความถี่ต่ำผ่าน (low-pass filter) ในการแปลง FFT ของฟังก์ชั่นการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ $\hat{H}_i$ ที่ได้จากประมาณค่า

กำหนดให้การแปลง FFT ของลำดับ (sequence) ใดๆนั้นผลลัพธ์ที่ได้จะเสมือนกับอยู่ในแกนความถี่ ดังนั้นการแปลงลำดับ (sequence) ด้วยกระบวนการ FFT นั้นจะได้ผลลัพธ์เป็นลำดับเชิงสเปคตรัม (spectral sequence) ที่อยู่ในแกนความถี่ ที่ m ค่าต่างๆจะแสดงระดับของลำดับที่ผ่านกระบวนการ FFT ซึ่งขึ้นอยู่กับการเปลี่ยนแปลงของฟังก์ชั่นในแกนความถี่

เมื่อทำการแปลง $\hat{H}_i$ โดยผ่านกระบวนการ FFT ผลที่ได้แสดงดังสมการที่ (3.15) ซึ่งค่าที่ได้จะเสมือนกับอยู่บนแกนของความถี่

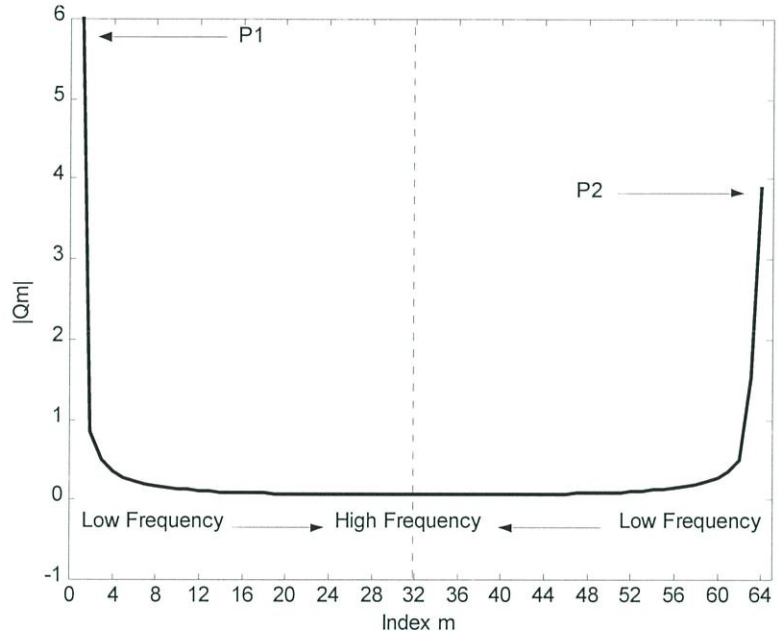
$$Q_m = \sum_{i=0}^{M-1} \hat{H}_i e^{-j2\pi mi/M} \tag{3.15}$$

เมื่อ M เป็นจำนวนจุดในกระบวนการ FFT และ $m \in [0, M-1]$ โดยองค์ประกอบของช่องสัญญาณส่วนใหญ่ใน Q_m จะอยู่ที่ความถี่ต่ำ คือบริเวณ $m = 0$ และ $m = M-1$ แต่องค์ประกอบของสัญญาณรบกวนนั้นจะกระจายอยู่ทั่วไปตลอดช่วงความถี่คือบริเวณ $m = 0,1,...,M-1$ ดังแสดงในรูปที่ 3.5



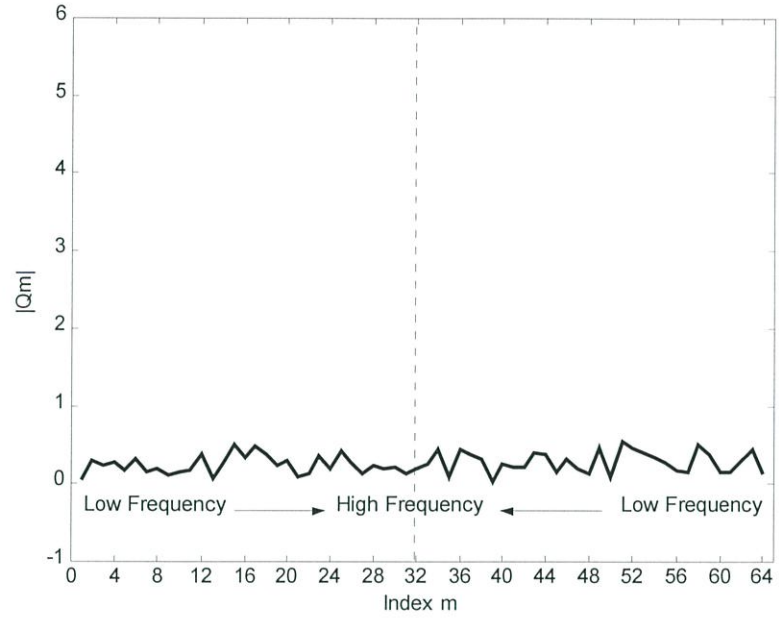
รูปที่ 3.5 องค์ประกอบของฟังก์ชั่นการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณที่ได้จากการแปลง FFT กรณีที่มีองค์ประกอบของช่องสัญญาณและสัญญาณรบกวนแบบขาวบวก

จากรูปที่ 3.5 เพื่อแสดงให้เห็นว่าองค์ประกอบของสัญญาณรบกวนแบบขาวบวกใน Q_m อยู่ที่บริเวณความถี่ต่ำโดยการกำหนดให้ส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาธโดยปราศจากสัญญาณรบกวนเมื่อทำการหาค่า $\hat{H}_i$ และทำการแปลง FFT เพื่อหาค่า Q_m จะเห็นว่ากรณีที่ปราศจากสัญญาณรบกวนนั้น Q_m มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ที่บริเวณ $m > 0$ ถึง $m < M-1$ ซึ่งก็คือบริเวณของความถี่สูง ดังแสดงในรูปที่ 3.6



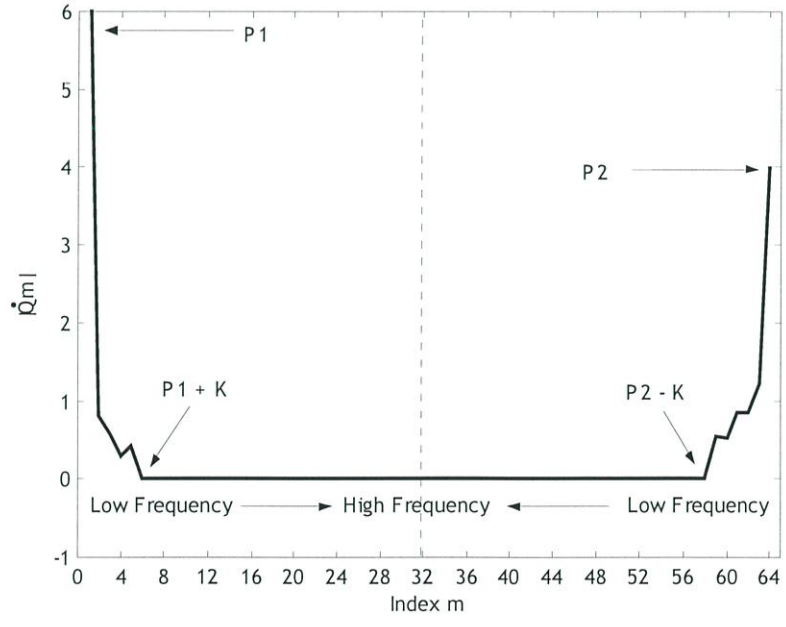
รูปที่ 3.6 องค์ประกอบของฟังก์ชั่นการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณที่ได้จากการแปลง FFT ในกรณีที่ปราศจากองค์ประกอบของสัญญาณรบกวนแบบขาวบวก

อีกทางหนึ่งเพื่อเป็นการแสดงให้เห็นว่าองค์ประกอบของสัญญาณรบกวนใน Q_m นั้นจะกระจายอยู่ตลอดช่วงของความถี่ โดยการกำหนดให้ส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณที่มีเพียงแต่สัญญาณรบกวนผลที่ได้เมื่อทำการหาค่า Q_m จะเห็นได้ว่าสัญญาณรบกวนนั้นมีการกระจายอยู่ตลอดช่วงความถี่คือบริเวณที่ $m = 0$ ถึง $m = M-1$ ดังแสดงในรูปที่ 3.7



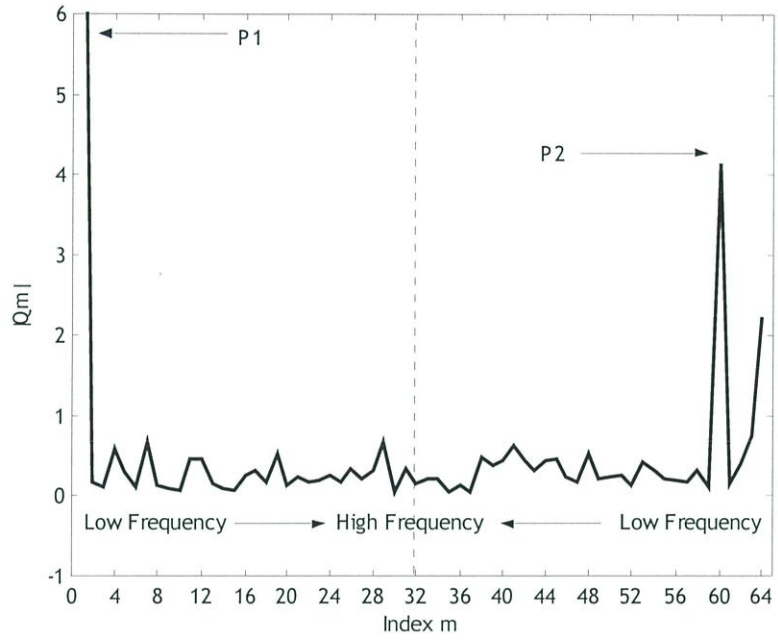
รูปที่ 3.7 องค์ประกอบของสัญญาณรบกวนแบบขาวบวกที่กระจายอยู่ตลอดช่วงความถี่ในฟังก์ชั่น Q_m

จากที่ผ่านมาข้างต้นนั้นได้ให้เห็นแล้วว่าถ้าเราต้องการที่จะลดองค์ประกอบของสัญญาณรบกวนแบบขาวบวกจะสามารถทำได้โดยการใช้การกรองความถี่ต่ำผ่าน (low-pass filter) โดยการกำหนดค่าของ Q_m ในช่วงความถี่สูงมีค่าเท่ากับศูนย์ดังแสดงในรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 องค์ประกอบของฟังก์ชั่น Q_m หลังผ่านจากผ่านฟิลเตอร์

แม้วิธีการกรองความถี่ต่ำผ่านนั้นจะสามารถที่จะช่วยในการตัดองค์ประกอบของสัญญาณรบกวนออกได้แต่ในกรณีที่ค่าของการประวิงเวลาในแต่เส้นทางช่องสัญญาณแบบมัลติพาธเกิดการเปลี่ยนแปลงนั้นจะส่งผลให้จุดยอด P_2 ของฟังก์ชั่น Q_m มีการเปลี่ยนตำแหน่งดังแสดงในรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 องค์ประกอบของฟังก์ชั่น Q_m ในกรณีที่ค่าของการประวิงเวลาในแต่เส้นทางช่องสัญญาณแบบมัลติพาธเกิดการเปลี่ยนแปลง

จากผลที่ได้ในรูปที่ 3.9 นั้นทำให้ไม่สามารถที่จะใช้ฟิลเตอร์ที่กำหนดจุดคัทออฟไว้คงที่ได้เพราะจะทำให้เกิดความผิดพลาดมากในการหาค่าการตอบความถี่ของช่องสัญญาณ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้เสนออะแดปทีฟฟิลเตอร์แบบแถบความถี่ต่ำผ่าน (adaptive low-pass filter) ที่สามารถจะเปลี่ยนแปลงจุดคัทออฟได้โดยวิธีการตรวจจับตำแหน่งของจุดยอดของฟังก์ชั่น Q_m ซึ่งจะได้เอาท์พุทของฟิลเตอร์ $\dot{Q}_m$ ดังแสดงในสมการที่ (3.16)

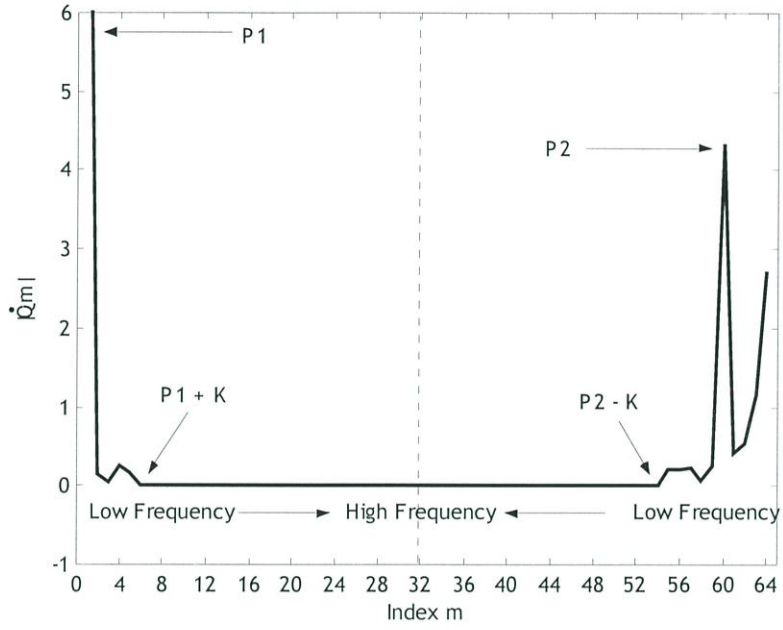
$$\dot{Q}_m = \begin{cases} Q_m & 0 \le m \le P1 + K \\ 0 & P1 + K + 1 \le m \le P2 - K - 1 \\ Q_m & P2 - K \le m \le M - 1 \end{cases} \qquad (3.16)$$

เมื่อ P1 คือตำแหน่งของจุดยอดสูงสุดของฟังก์ชั่น Q_m ที่อยู่ในช่วง $[0,(M/2)-1]$

P2 คือตำแหน่งของจุดยอดสูงสุดของฟังก์ชั่น Q_m ที่อยู่ในช่วง $[M/2, M-1]$

K คือพารามิเตอร์ที่ใช้ในการกำหนดจุดตัดของฟิลเตอร์ซึ่งมีค่าเท่ากับ $N_g/2$

จากสมการที่ (3.16) ในรูปที่ 3.10 แสดงเอาท์พุทของฟิลเตอร์ $\dot{Q}_m$ เมื่อช่องสัญญาณแบบมัลติพาธมีค่าของการหน่วงเวลาเปลี่ยนแปลงในกรณีที่มีค่าของการหน่วงเวลาเพิ่มขึ้น



รูปที่ 3.10 องค์ประกอบของฟังก์ชั่น Q_m หลังผ่านจากผ่านฟิลเตอร์

จากสมการ (3.16) เมื่อนำฟังชั่น $\dot{Q}_m$ ซึ่งเป็นเอาท์พุทของฟิลเตอร์ไปทำการแปลงกลับโดยกระบวนการ IFFT ซึ่งจะได้ฟังก์ชั่นการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ $\hat{G}_i$ ดังแสดงในสมการที่ (3.17)

$$\hat{G}_i = \sum_{m=0}^{M-1} \dot{Q}_m e^{j2\pi mi/M} \tag{3.17}$$

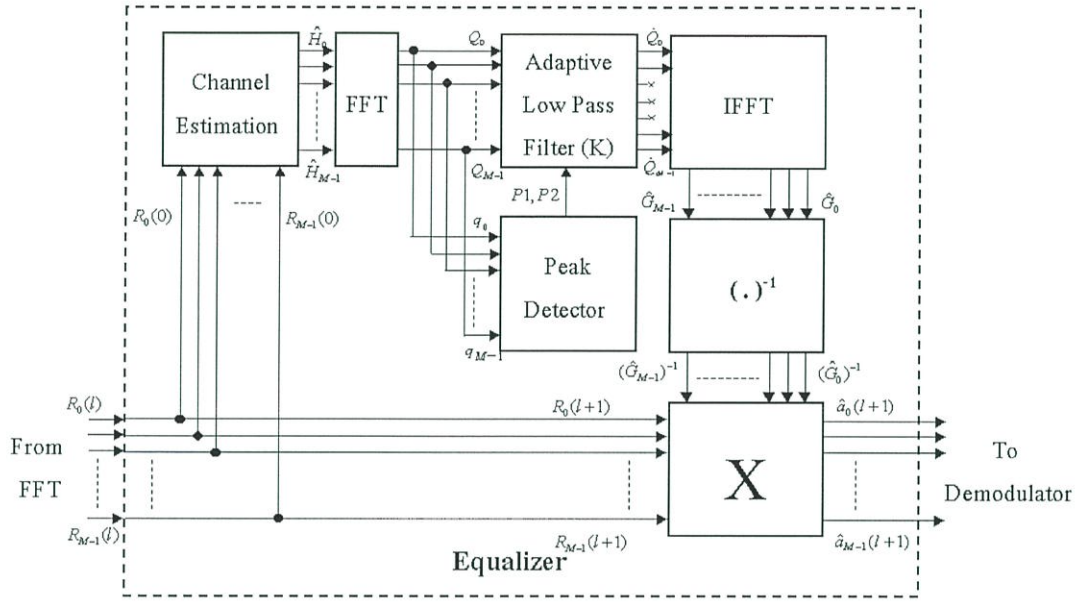
จากสมการที่ (3.17) จะทำการหาส่วนกลับของการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ $\hat{G}_i^{-1}$ ดังแสดงในสมการที่ (3.18)

$$\hat{G}_i^{-1} = \frac{1}{\hat{G}_i} \tag{3.18}$$

จากสมการที่ (3.18) เมื่อได้ส่วนกลับของการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณจะสามารถทำการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันได้ตามสมการที่ (3.19)

$$\hat{a}_i(l) = R_i(l) \cdot \hat{G}_i^{-1} \tag{3.19}$$

เมื่อได้สัญญาณข้อมูล $\hat{a}_i(l)$ แล้วจะนำสัญญาณ $\hat{a}_i(l)$ ไปทำการดีมอดูเลตจะได้ข้อมูลแบบขนานที่เป็นสัญญาณแบบไบนารี่ (binary signal) จากนั้นจะทำการแปลงข้อมูลแบบขนานที่ได้กลับไปเป็นข้อมูลอนุกรมต่อไป โดยวิธีการของการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่นี้จะแสดงในรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 การปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่ที่นำเสนอ

3.2.2 กระบวนการในการกำหนดจุดคัทออฟของฟิลเตอร์

จากที่กล่าวมาในข้างต้นแล้วเมื่อช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงค่าของการประวิงเวลาซึ่งเกิดมาจากการเปลี่ยนแปลงของสภาพแวดล้อมที่ส่งสัญญาณผ่านซึ่งจะส่งผลให้จุดยอดของฟังก์ชั่น Q_m ที่ได้จากการนำค่าของการตอบเสนองความถี่ของช่องสัญญาณ $\hat{H}_i$ ไปทำการแปลง FFT นั้นเกิดการเปลี่ยนตำแหน่งทำให้ไม่สามารถใช้วิธีกรองความถี่ต่ำผ่านแบบที่มีจุดคัทออฟคงที่ได้ โดยที่วิธีการที่นำเสนอนี้จะใช้ฟิลเตอร์ที่สามารถเปลี่ยนแปลงจุดคัทออฟได้โดยวิธีการตรวจหาตำแหน่งจุดยอดของฟังก์ชั่น Q_m จำนวน 2 ตำแหน่ง คือตำแหน่ง P_1 ในช่วง $[0,(M/2)-1]$ และ P_2 ในช่วง $[M/2, M-1]$ เพื่อใช้ในการกำหนดจุดคัทออฟของฟิลเตอร์โดยมี K เป็นค่าพารามิเตอร์ของฟิลเตอร์ซึ่งมีค่าเท่ากับ $N_g/2$ โดยที่ N_g คือจำนวนจุดของ GI ซึ่งขั้นตอนการหาตำแหน่ง P1 และ P_2 เริ่มจากการหาขนาดของ Q_m แล้วนำค่า $|Q_m|$ มาทำการหาตำแหน่งที่มีค่าของขนาดสูงที่สุด $|Q_{P_1}|$ ในช่วง m เท่ากับ 0 ถึง $(M/2)-1$ และหาตำแหน่งที่มีค่าของขนาดสูงที่สุด $|Q_{P_2}|$เมื่อ ในช่วง m เท่ากับ $M/2$ ถึง $M-1$ ซึ่งถ้า $|Q_m|$ ที่ตำแหน่ง m ใดๆ มีค่าเท่ากับ $|Q_{P_1}|$ จะได้ว่า m ที่ตำแหน่งนั้นคือตำแหน่งของ P_1 ดังแสดงในสมการ (3.20) และถ้า $|Q_m|$ ที่ตำแหน่ง m ใดๆ มีค่าเท่ากับ $|Q_{P_2}|$ จะได้ว่า m ที่ตำแหน่งนั้นคือตำแหน่งของ P_2 ดังแสดงในสมการ (3.21)

$$P_1 = m \text{ เมื่อ } |Q_m| = |Q_{P_1}| \quad \text{และ} \quad m \in [0,(M/2)-1] \tag{3.20}$$

$$P_2 = m \text{ เมื่อ } |Q_m| = |Q_{P_2}| \quad \text{และ} \quad m \in [M/2, M-1] \tag{3.21}$$

ซึ่งค่า P_1 และ P_2 จะพารามิเตอร์ที่ป้อนให้กับฟิลเตอร์เพื่อใช้ในการกำหนดจุดคัทออฟซึ่งจะได้เอาท์พุทของฟิลเตอร์ดังแสดงในสมการที่ (3.16)

บทที่ 4
การหาค่าสมรรถนะของระบบ

ในบทนี้จะกล่าวถึงพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบและผลที่ได้จากการจำลองระบบ โดยผลที่ได้จะแสดงให้เห็นสมรรถนะของระบบเมื่อนำวิธีการที่นำเสนอมาใช้เปรียบเทียบกับวิธีการแบบพื้นฐาน เมื่อส่งสัญญาณผ่านสภาพแวดล้อมแบบมัลติพาธเฟดดิงแบบต่างๆ

4.1 แบบจำลองที่ใช้ในการจำลองระบบ

แบบจำลองที่ใช้ในการจำลองเพื่อหาค่าสมรรถนะของระบบแสดงดังบล็อคไดอะแกรมในรูปที่ 3.2 ซึ่งในการจำลองระบบจะอ้างอิงกับมาตรฐาน IEEE 802.11a และ HiperLAN/2 [5-6] ซึ่งระบบทั้งสองนั้นเป็นระบบที่ใช้พื้นฐานการส่งสัญญาณแบบโอเอฟดีเอ็มซึ่งสามารถส่งข้อมูลความเร็วสูง โดยในตารางที่ 4.1 นั้นจะแสดงคุณลักษณะของมาตรฐาน IEEE 802.11a และ HiperLAN/2 ซึ่งส่งสัญญาณในย่านความถี่ 5.2 GHz และสามารถที่ส่งข้อมูลที่ความเร็วสูงสุด 54 Mbps และตารางที่ 4.2 นั้นแสดงพารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในมาตรฐาน IEEE 802.11a และ HiperLAN/2 โดยในการจำลองจะทำการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาธเฟดดิงซึ่งในการจำลองแบ่งช่องสัญญาณเป็น 2 แบบคือ ช่องสัญญาณที่มีจำนวนเส้นทางของสัญญาณ 2 เส้นทาง (Two path Model) ที่กำหนดค่าของการประวิงเวลา และระดับสัญญาณที่แตกต่างกัน และช่องสัญญาณแบบเรย์ลีเฟดดิง (Rayleigh Fading Model) ที่มีระดับของสัญญาณในแต่ละเส้นทางลดลงเป็นแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล (Exponential Dacayed)

ตารางที่ 4.1 คุณลักษณะของมาตรฐาน IEEE 802.11a และ HiperLAN/2 [5]

Standard	**IEEE 802.11a**	**HiperLAN/2**
Defined by	IEEE (Institute of Electrical and Electronic Engineers)	ETSI (the European Telecommunications Standards Institute)
Spectrum	5.2 GHz	5.2 GHz
Modulation Technique	OFDM	OFDM
Maximum Transmission Rate	54 Mbps	54 Mbps

ตารางที่ 4.2 พารามิเตอร์สำหรับมาตรฐาน IEEE 802.11a และ HiperLAN/2 [5]

Parameter	**Value**
Channel Spacing	20 MHz
Number of FFT point	64
Number of Sub-carriers	52
Carrier Spacing	312.5 kHz
Nominal Bandwidth	16.25 MHz
Effective Symbol Duration	3.2 μS
Guard Interval	800 nS
Modulation	BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM

4.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ

ในส่วนนี้จะทำการแสดงค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งค่าพารามิเตอร์ที่ใช้แสดงในตารางที่ 4.3 ซึ่งอ้างอิงกับมาตรฐานทางกายภาพ (Physical Layer) ของมาตรฐาน IEEE 802.11a และ HiperLAN2 โดยในการจำลองระบบเราเลือกใช้การมอดูเลตข้อมูลแบบ QPSK ซึ่งจะมีอัตราความเร็วในการส่งผ่าน 26 Mbps และส่งสัญญาณในย่านความถี่ 5.2 GHz

ตารางที่ 4.3 พารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการจำลองระบบ

Parameter	**Value**
Modulation ($d = 2$)	QPSK
Demodulation	Coherent
Number of FFT point (N)	64
Number of Sub-carrier (M)	52
Allocated Frequency Bandwidth (W)	20 MHz
Sub-carrier Spacing (Δf)	312.5 kHz (W / N)
Nominal Bandwidth	16.56 MHz $(M \cdot \Delta f)$
Symbol Duration	4 μS $(T_s + T_g)$
Effective Symbol Duration (T_s)	3.2 μS $(1/\Delta f)$
Guard Interval (T_g)	800 nS
Transmission Rate(V)	26 Mbps $(d \cdot M /(T_s + T_g))$

สำหรับแบบจำลองช่องสัญญาณที่ใช้ในการจำลองระบบเพื่อหาค่าสมรรถนะของระบบ จะเลือกใช้ช่องสัญญาณที่มีการเฟดดิงแบบ 2 เส้นทาง (Two path Model) และช่องสัญญาณที่มีการเฟดดิงแบบเรย์ลี (Rayleigh Fading Model) ที่มีสัญญาณจำนวน 6 เส้นทางและระดับสัญญาณในแต่ละเส้นทางจะมีค่าลดลงแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล (Exponential decayed) โดยค่าพารามิเตอร์ต่างๆ จะแสดงในตารางที่ 4.4 และ 4.5 ตามลำดับ

ตารางที่ 4.4 พารามิเตอร์ของแบบจำลองช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง

Two Path Model	
Number of path	2
D/U (dB)	5 dB, 10dB, 15 dB
Delay Spacing	$50\,nS$, $100\,nS$, $150\,nS$

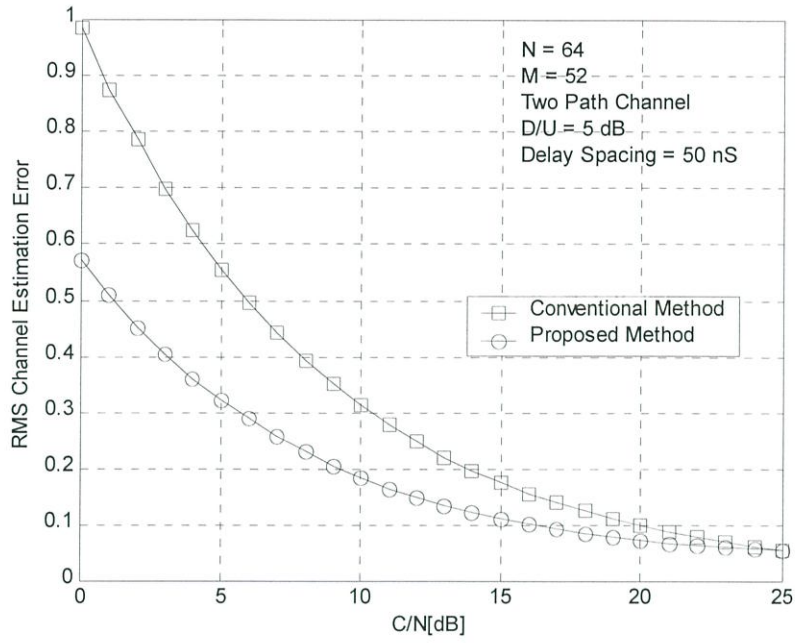
ตารางที่ 4.5 พารามิเตอร์ของแบบจำลองช่องสัญญาณแบบเรย์ลีเฟดดิง [5]

Channel	**RMS delay spread**	**Characteristic**	**Environment**
A	$50\,nS$	Rayleigh Fading	Office NLOS
B	$100\,nS$	Rayleigh Fading	Open Space/Office NLOS
C	$150\,nS$	Rayleigh Fading	Large Open Space NLOS

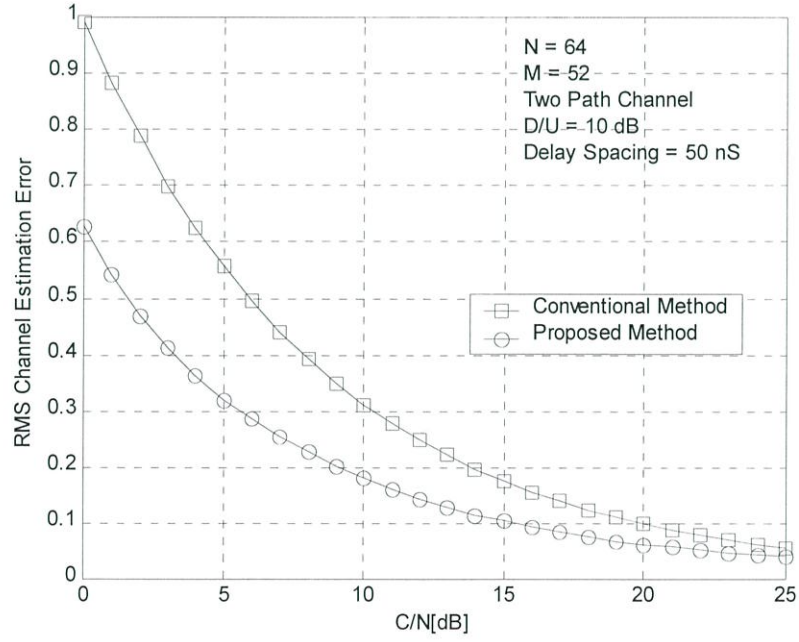
จากตารางที่ 4.5 นั้นเป็นช่องสัญญาณที่ใช้สำหรับทดสอบและออกแบบระบบโดยการจำลองระบบด้วยคอมพิวเตอร์สำหรับย่านความถี่ 5 GHz [5] ซึ่งได้มาจากการวัด ซึ่งแบ่งเป็นสภาพแวดล้อมที่แตกต่างกับ 3 แบบ คือ สำนักงาน (office) สำนักงานที่เป็นพื้นที่เปิด (open space office) และสำนักงานที่เป็นพื้นเปิดขนาดใหญ่ (large open space office)

4.3 ความแม่นยำในการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ

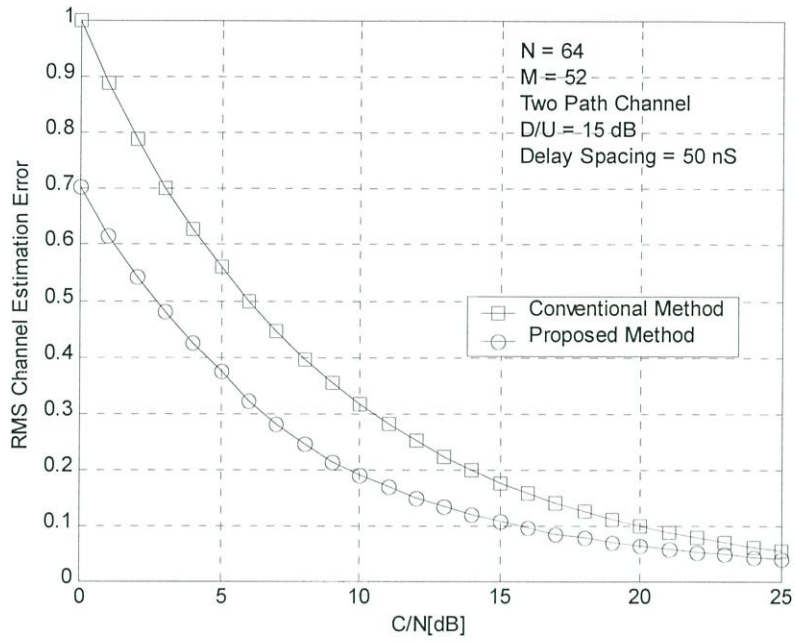
ในหัวข้อนี้จะเป็นการแสดงค่าของความแม่นยำในการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณด้วยวิธีการที่นำเสนอเปรียบกับวิธีการแบบพื้นฐาน ในรูปที่ 4.1 – 4.12 แสดงผลที่ได้จากการจำลองระบบโดยการเปลี่ยนแปลงสภาพแวดล้อมที่ใช้การส่งผ่านสัญญาณจากรูปเห็นว่าเมื่อค่า C/N ค่าต่ำนั้นค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณของระบบที่ใช้วิธีปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่ที่นำเสนอนั้นจะมีค่าต่ำกว่าระบบที่ใช้วิธีการแบบพื้นฐานแต่เมื่อค่าของ C/N มีค่าที่สูงขึ้นคือที่ประมาณ 22 dB ขึ้นไปค่าความผิดพลาดในการประมาณการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณจะมีค่าที่ใกล้เคียงกัน และจากผลการจำลองระบบที่ได้นั้นก็แสดงให้เห็นว่าเมื่อสภาพแวดล้อมมีการเปลี่ยนแปลงค่าความผิดพลาดของการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณนั้นจะมีผลมาจากสัญญาณรบกวนแบบขาวบวก (AWGN) มากกว่าการเปลี่ยนแปลงของสภาพแวดล้อมที่ส่งสัญญาณผ่าน และจากผลการจำลองระบบแสดงให้เห็นว่าในสภาวะที่ C/N มีค่าต่ำนั้นวิธีการที่นำเสนอนั้นมีความแม่นยำในการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ มากวิธีการแบบพื้นฐาน



รูปที่ 4.1 ความผิดพลาดของการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยมีค่า D/U = 5 dB และค่าของการประวิงเวลา 50 nS

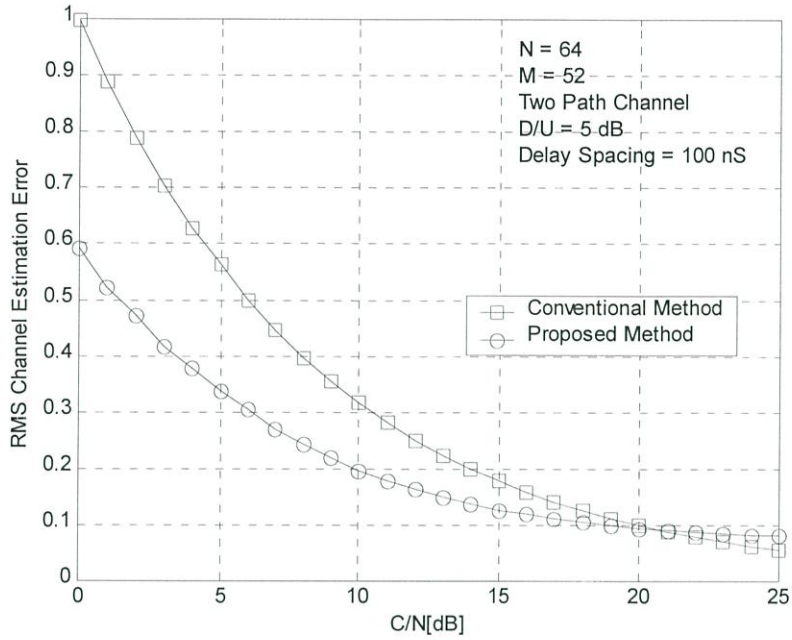


รูปที่ 4.2 ความผิดพลาดของการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยมีค่า D/U = 10 dB และค่าของการประวิงเวลา 50 nS

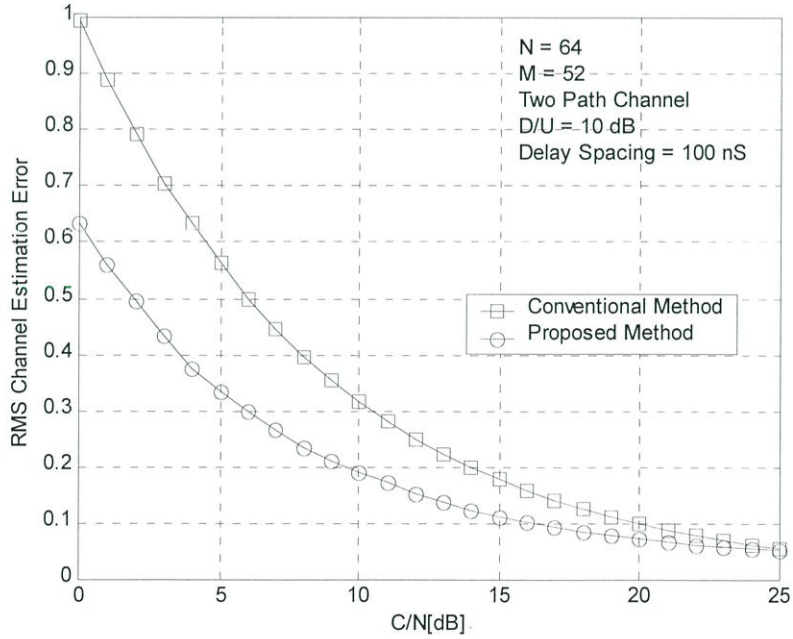


รูปที่ 4.3 ความผิดพลาดของการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยมีค่า D/U = 15 dB และค่าของการประวิงเวลา 50 nS

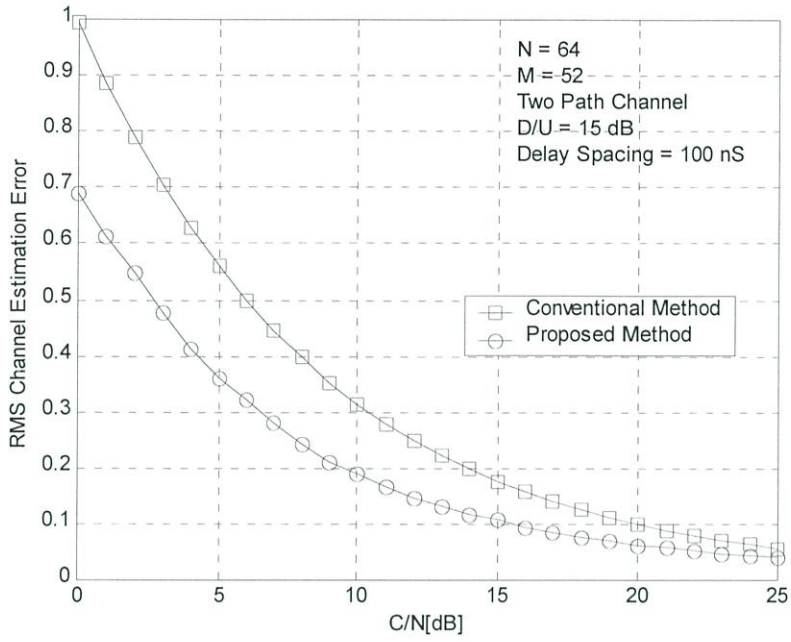
ผลการทดลองที่ได้ในรูปที่ 4.1 – 4.3 แสดงให้เห็นถึงความแม่นยำในการการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ โดยกำหนดให้ช่องสัญญาณเป็นแบบ 2 เส้นทาง ค่าการประวิงเวลาเป็น 50 nS และกำหนดให้มีค่า D/U เป็น 5 dB, 10 dB และ 15 dB จากผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอนี้มีความแม่นยำในการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ของสัญญาณที่ดีกว่าเมื่อเปรียบกับวิธีการแบบพื้นฐาน



รูปที่ 4.4 ความผิดพลาดของการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยมีค่า D/U = 5 dB และค่าของการประวิงเวลา 100 nS

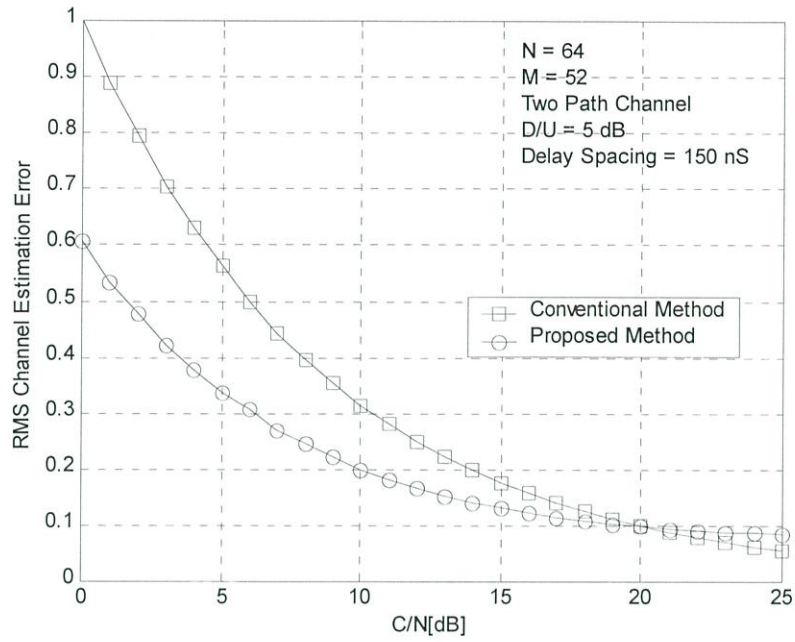


รูปที่ 4.5 ความผิดพลาดของการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยมีค่า D/U = 10 dB และค่าของการประวิงเวลา 100 nS

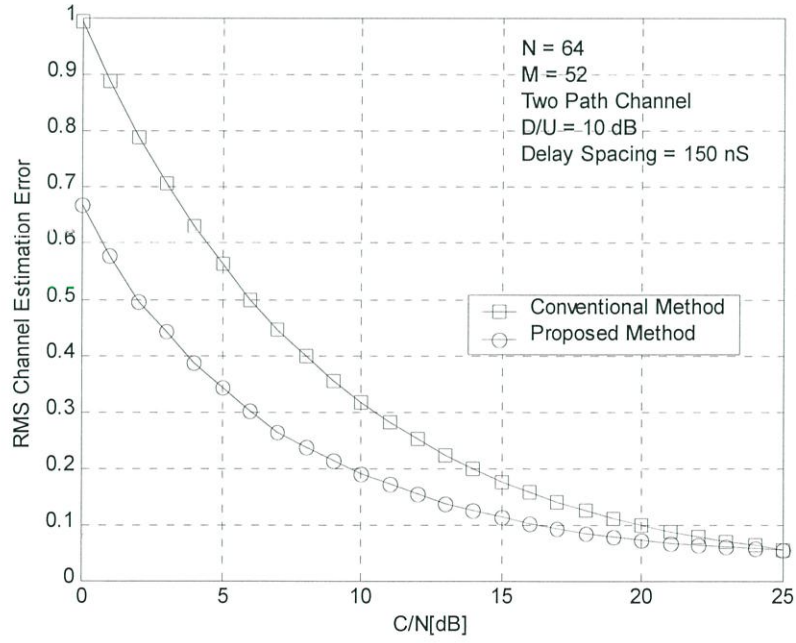


รูปที่ 4.6 ความผิดพลาดของการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยมีค่า D/U=15 dB และค่าของการประวิงเวลา 100 nS

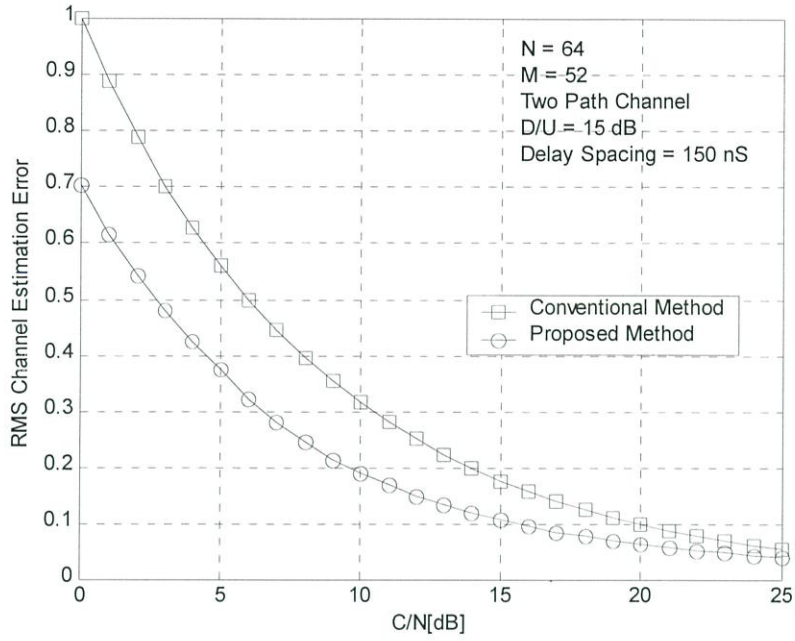
ผลการทดลองที่ได้ในรูปที่ 4.4 – 4.6 แสดงให้เห็นถึงความแม่นยำในการการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ โดยกำหนดให้ช่องสัญญาณเป็นแบบ 2 เส้นทาง ค่าการประวิงเวลาเป็น 100 nS และกำหนดให้มีค่า D/U เป็น 5 dB, 10 dB และ 15 dB จากผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอนี้มีความแม่นยำในการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ของสัญญาณที่ดีกว่าเมื่อเปรียบกับวิธีการแบบพื้นฐาน และจากผลที่ได้เมื่อค่าการประวิงเวลามีค่ามากขึ้นค่าความแม่นยำในการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณจะมีค่าใกล้เคียงกันกับเมื่อกำหนดให้ค่าการประวิงเวลาเป็น 50 nS



รูปที่ 4.7 ความผิดพลาดของการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยมีค่า D/U = 5 dB และค่าของการประวิงเวลา 150 nS

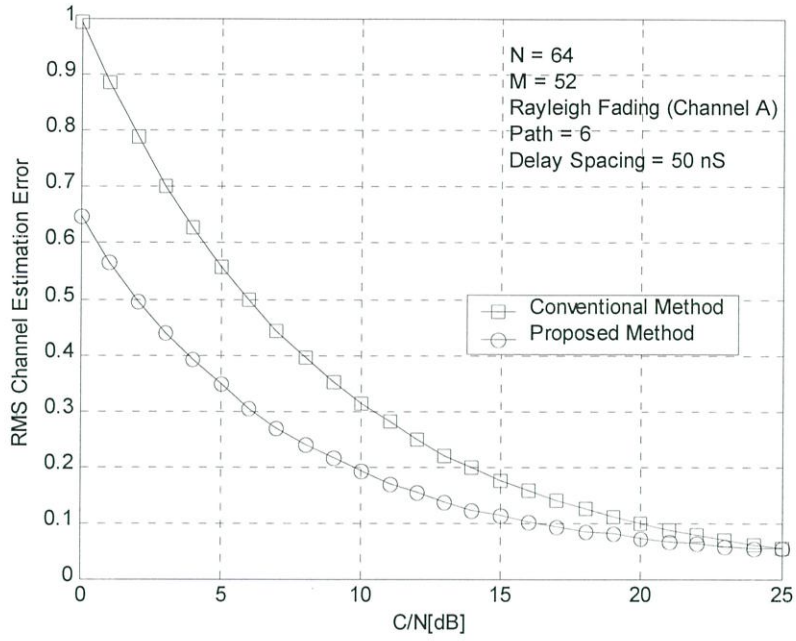


รูปที่ 4.8 ความผิดพลาดของการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยมีค่า D/U = 10 dB และค่าของการประวิงเวลา 150 nS

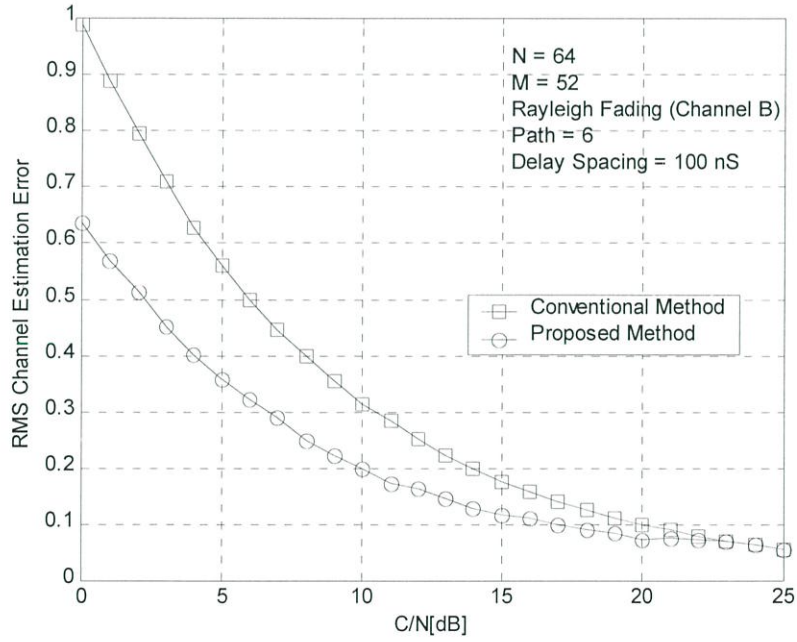


รูปที่ 4.9 ความผิดพลาดของการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยมีค่า D/U = 15 dB และค่าของการประวิงเวลา 150 nS

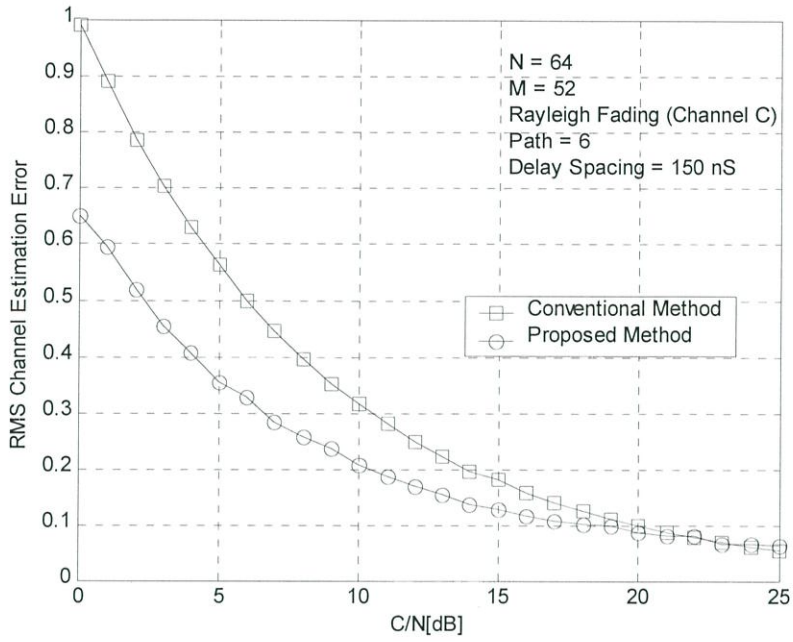
ผลการทดลองที่ได้ในรูปที่ 4.7 – 4.9 แสดงให้เห็นถึงความแม่นยำในการการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ โดยกำหนดให้ช่องสัญญาณเป็นแบบ 2 เส้นทาง ค่าการประวิงเวลาเป็น 150 nS และกำหนดให้มีค่า D/U เป็น 5 dB, 10 dB และ 15 dB จากผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอนี้มีความแม่นยำในการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ของสัญญาณที่ดีกว่าเมื่อเปรียบกับวิธีการแบบพื้นฐาน และจากผลที่ได้เมื่อค่าการประวิงเวลามีค่ามากขึ้นค่าความแม่นยำในการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณจะมีค่าใกล้เคียงกันกับเมื่อกำหนดให้ค่าการประวิงเวลาเป็น 50 nS และ 100 nS



รูปที่ 4.10 ความผิดพลาดของการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบเรย์ลีเฟดดิง (Channel A) ที่มีสัญญาณ 6 เส้นทาง



รูปที่ 4.11 ความผิดพลาดของการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบเรย์ลีเฟดดิง (Channel B) ที่มีสัญญาณ 6 เส้นทาง

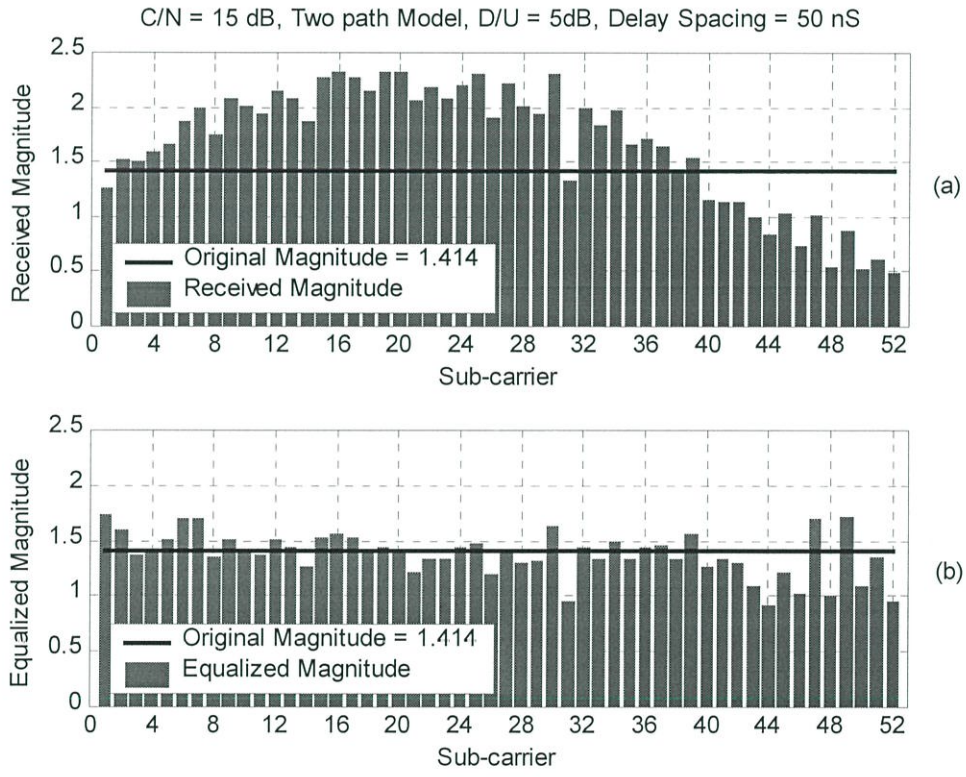


รูปที่ 4.12 ความผิดพลาดของการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบเรย์ลีเฟดดิง (Channel C) ที่มีสัญญาณ 6 เส้นทาง

ผลการทดลองที่ได้ในรูปที่ 4.10 – 4.12 แสดงให้เห็นถึงความแม่นยำในการการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ โดยกำหนดให้ช่องสัญญาณเป็นแบบเรย์ลีเฟดดิง มีสัญญาณจำนวน 6 เส้นทาง ที่เป็นช่องสัญญาณแบบ A, B และ C โดยมีค่าการประวิงเวลาเป็น $50\,nS$, $100\,nS$ และ $150\,nS$ ผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอนี้มีความแม่นยำในการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ของสัญญาณที่ดีกว่าเมื่อเปรียบกับวิธีการแบบพื้นฐาน และจากผลที่ได้เมื่อค่าการประวิงเวลามีค่ามากขึ้นค่าความแม่นยำในการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณจะมีค่าใกล้เคียงกันซึ่งแสดงให้ให้เห็นว่าค่าการประวิงเวลาของช่องสัญญาณไม่มีผลกระทบกับระบบถ้าการประวิงเวลาของช่องสัญญาณมีค่าเวลาไม่เกินช่วงเวลาป้องกัน

4.4 ความสามารถในการชดเชยขนาดของสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับ

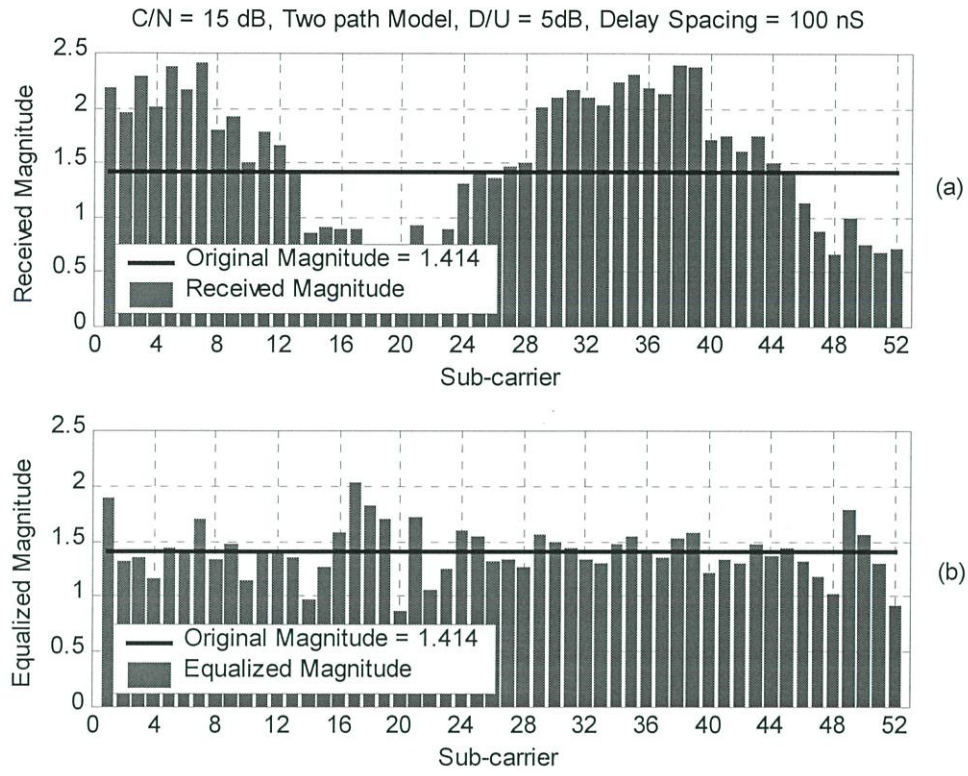
ในส่วนนี้จะเป็นการแสดงความสามารถในการชดเชยขนาดของสัญญาณที่รับได้เมื่อระบบใช้วิธีการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่ที่นำเสนอซึ่งในการจำลองระบบจะกำหนดค่า C/N คงที่เท่ากับ 15 dB แล้วทำการส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีสภาพแวดล้อมแบบต่างๆ ผลการจำลองระบบที่ได้ในรูปที่ 4.13-4.18 แสดงการเปรียบขนาดของสัญญาณทางด้านส่ง ขนาดของสัญญาณที่รับได้ และขนาดของสัญญาณหลังจากทำการปรับระดับสัญญาณด้วยวิธีการที่นำเสนอ จากรูปจะเห็นได้ว่าด้วยการใช้วิธีการที่นำเสนอนั้นจะสามารถที่จะชดเชยขนาดของสัญญาณได้ใกล้เคียงกับขนาดของสัญญาณทางด้านส่ง และสามารถใช้ได้กับสภาพแวดล้อมแบบต่างๆได้ดี



รูปที่ 4.13 ขนาดของสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับ และขนาดของสัญญาณหลังทำการปรับระดับสัญญาณเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยมีค่า C/N = 15 dB D/U = 5 dB และค่าของการประวิงเวลา 50 nS

(a) ขนาดของสัญญาณที่รับได้ทางเครื่องรับ

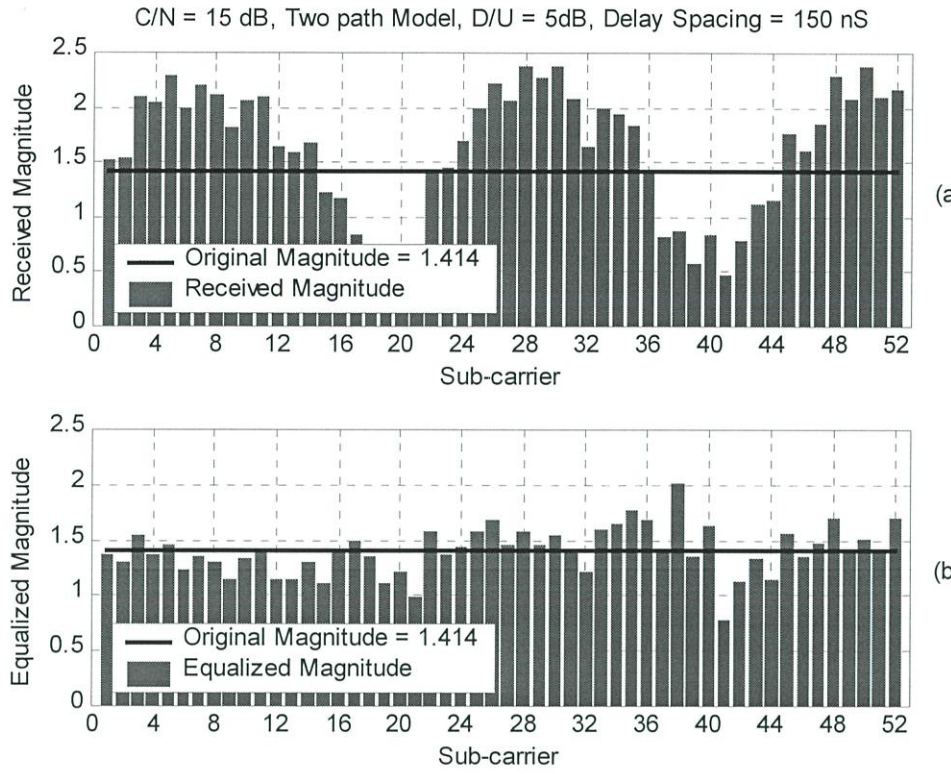
(b) ขนาดของสัญญาณหลังผ่านกระบวนการปรับระดับสัญญาณ



รูปที่ 4.14 ขนาดของสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับ และขนาดของสัญญาณหลังทำการปรับระดับสัญญาณเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยมีค่า C/N = 15 dB D/U = 5 dB และค่าของการประวิงเวลา 100 *nS*

(a) ขนาดของสัญญาณที่รับได้ทางเครื่องรับ

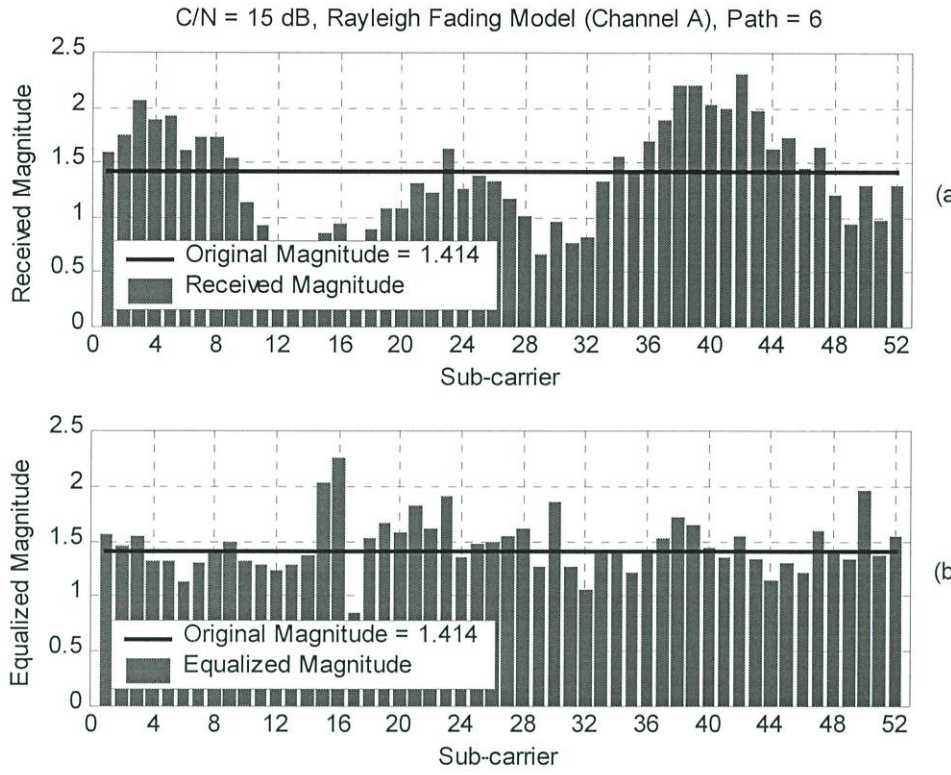
(b) ขนาดของสัญญาณหลังผ่านกระบวนการปรับระดับสัญญาณ



รูปที่ 4.15 ขนาดของสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับ และขนาดของสัญญาณหลังทำการปรับระดับสัญญาณเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยมีค่า C/N = 15 dB D/U = 5 dB และค่าของการประวิงเวลา 150 *nS*

(a) ขนาดของสัญญาณที่รับได้ทางเครื่องรับ

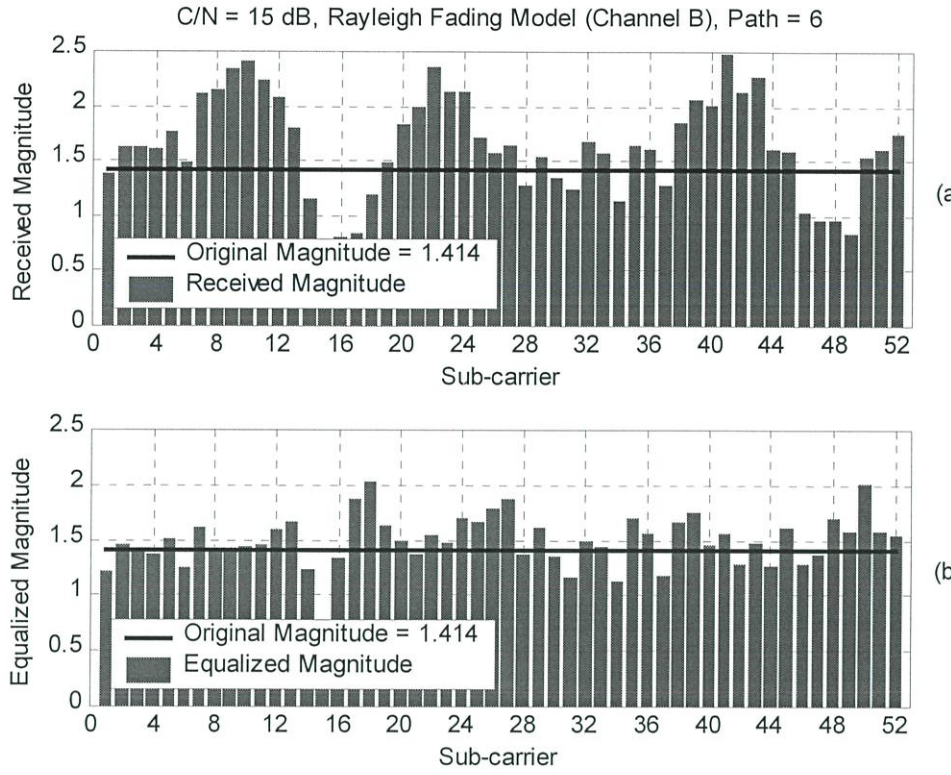
(b) ขนาดของสัญญาณหลังผ่านกระบวนการปรับระดับสัญญาณ



รูปที่ 4.16 ขนาดของสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับ และขนาดของสัญญาณหลังทำการปรับระดับสัญญาณเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบเรย์ลีเฟดดิง (Channel A) ที่มีสัญญาณ 6 เส้นทาง โดยมีค่า C/N = 15 dB

(a) ขนาดของสัญญาณที่รับได้ทางเครื่องรับ

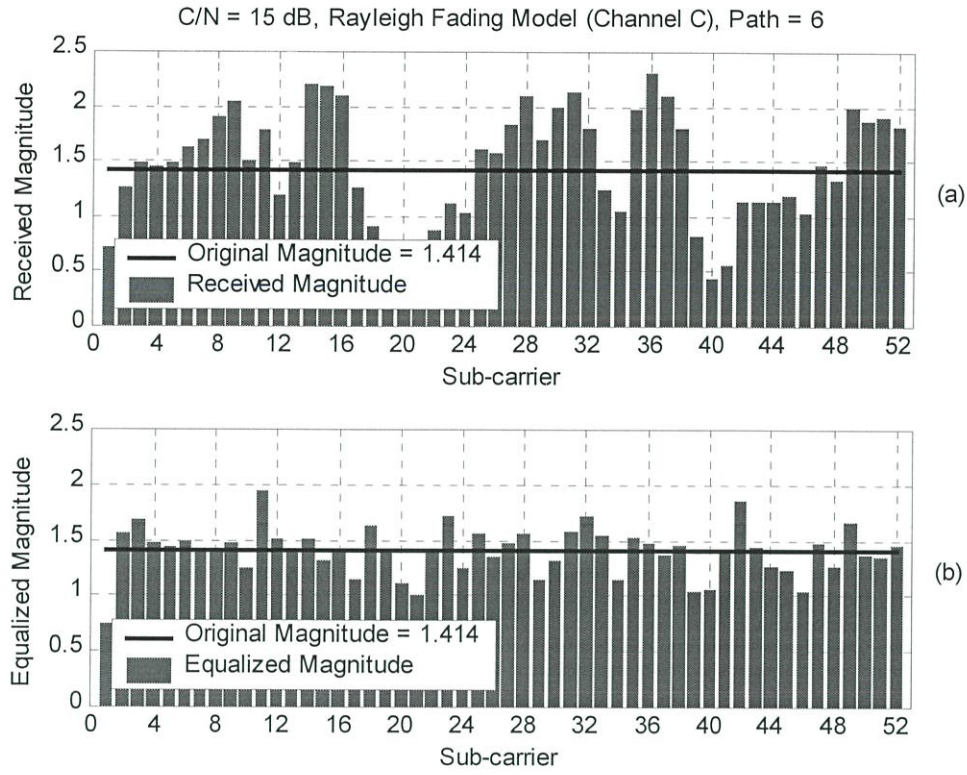
(b) ขนาดของสัญญาณหลังผ่านกระบวนการปรับระดับสัญญาณ



รูปที่ 4.17 ขนาดของสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับ และขนาดของสัญญาณหลังทำการปรับระดับสัญญาณเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบเรย์ลีเฟดดิง (Channel B) ที่มีสัญญาณ 6 เส้นทาง โดยมีค่า C/N = 15 dB

(a) ขนาดของสัญญาณที่รับได้ทางเครื่องรับ

(b) ขนาดของสัญญาณหลังผ่านกระบวนการปรับระดับสัญญาณ



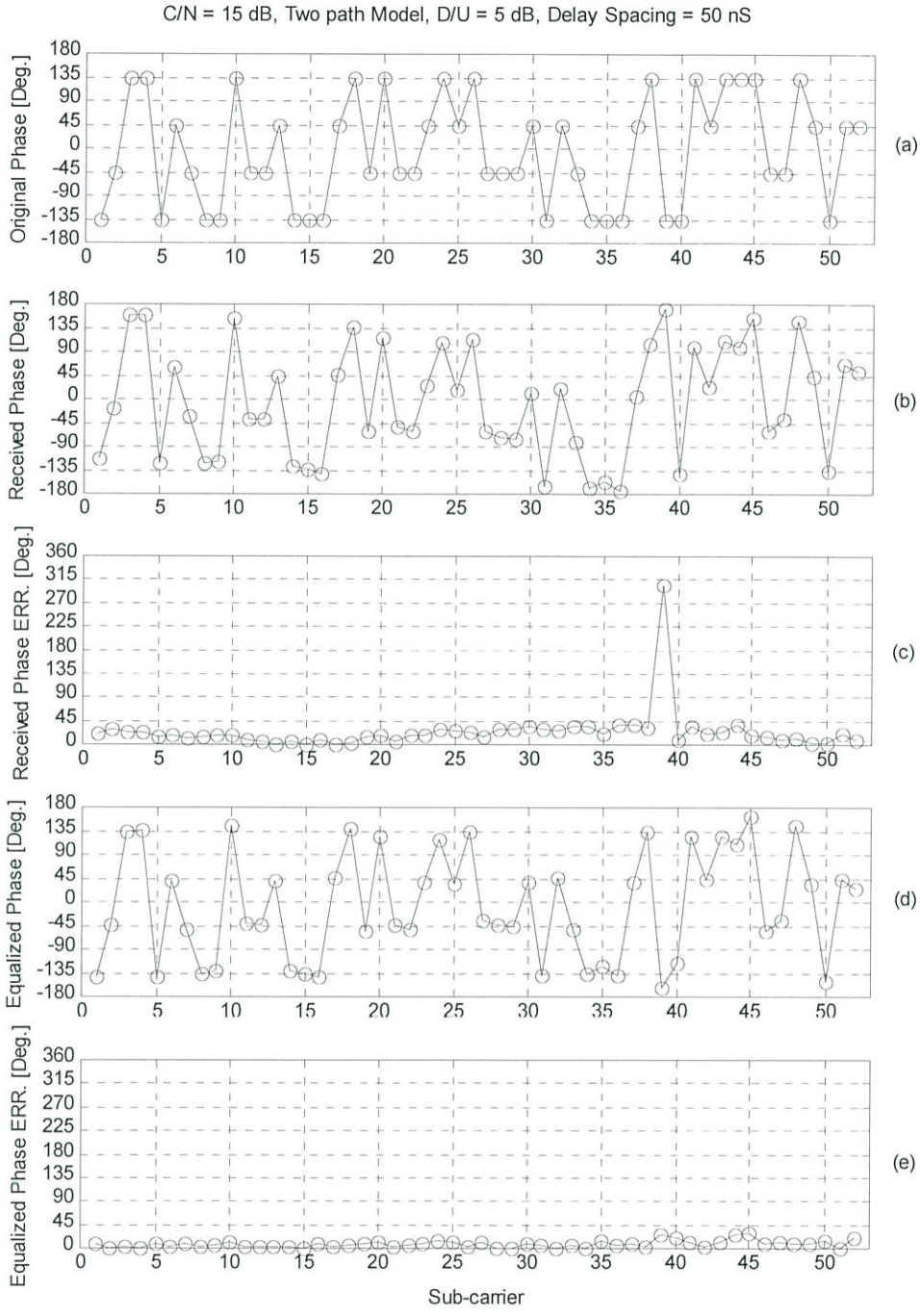
รูปที่ 4.18 ขนาดของสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับ และขนาดของสัญญาณหลังทำการปรับระดับสัญญาณเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบเรย์ลีเฟดดิง (Channel C) ที่มีสัญญาณ 6 เส้นทาง โดยมีค่า C/N = 15 dB

(a) ขนาดของสัญญาณที่รับได้ทางเครื่องรับ

(b) ขนาดของสัญญาณหลังผ่านกระบวนการปรับระดับสัญญาณ

4.5 ความสามารถในการชดเชยเฟสของสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับ

ในส่วนนี้จะเป็นการแสดงความสามารถในการชดเชยความผิดพลาดทางเฟสของสัญญาณที่รับได้เมื่อระบบใช้วิธีการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่ที่นำเสนอซึ่งในการจำลองระบบจะกำหนดค่า C/N คงที่ที่ 15 dB แล้วทำการส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีสภาพแวดล้อมแบบต่างๆ ผลการจำลองระบบที่ได้ในรูปที่ 4.19-4.24 แสดงการเปรียบเฟสของสัญญาณทางด้านส่ง เฟสของสัญญาณที่รับได้ เฟสของสัญญาณหลังจากทำการปรับระดับสัญญาณด้วยวิธีการที่นำเสนอ และค่าความผิดพลาดของเฟสระหว่างเฟสของสัญญาณที่ส่งมากับเฟสของสัญญาณเมื่อทำการปรับระดับสัญญาณแล้ว จากรูปจะเห็นได้ว่าด้วยการใช้วิธีการที่นำเสนอนั้นจะสามารถที่จะชดเชยความผิดพลาดของเฟสได้และสามารถใช้ได้กับสภาพแวดล้อมแบบต่างๆได้ดี



รูปที่ 4.19 เฟสของสัญญาณในส่วนต่างๆ และความผิดพลาดของเฟสเนื่องจากการปรับระดับสัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยมีค่า C/N = 15 dB, D/U = 5 dB และค่าของการประวิงเวลา 50 nS

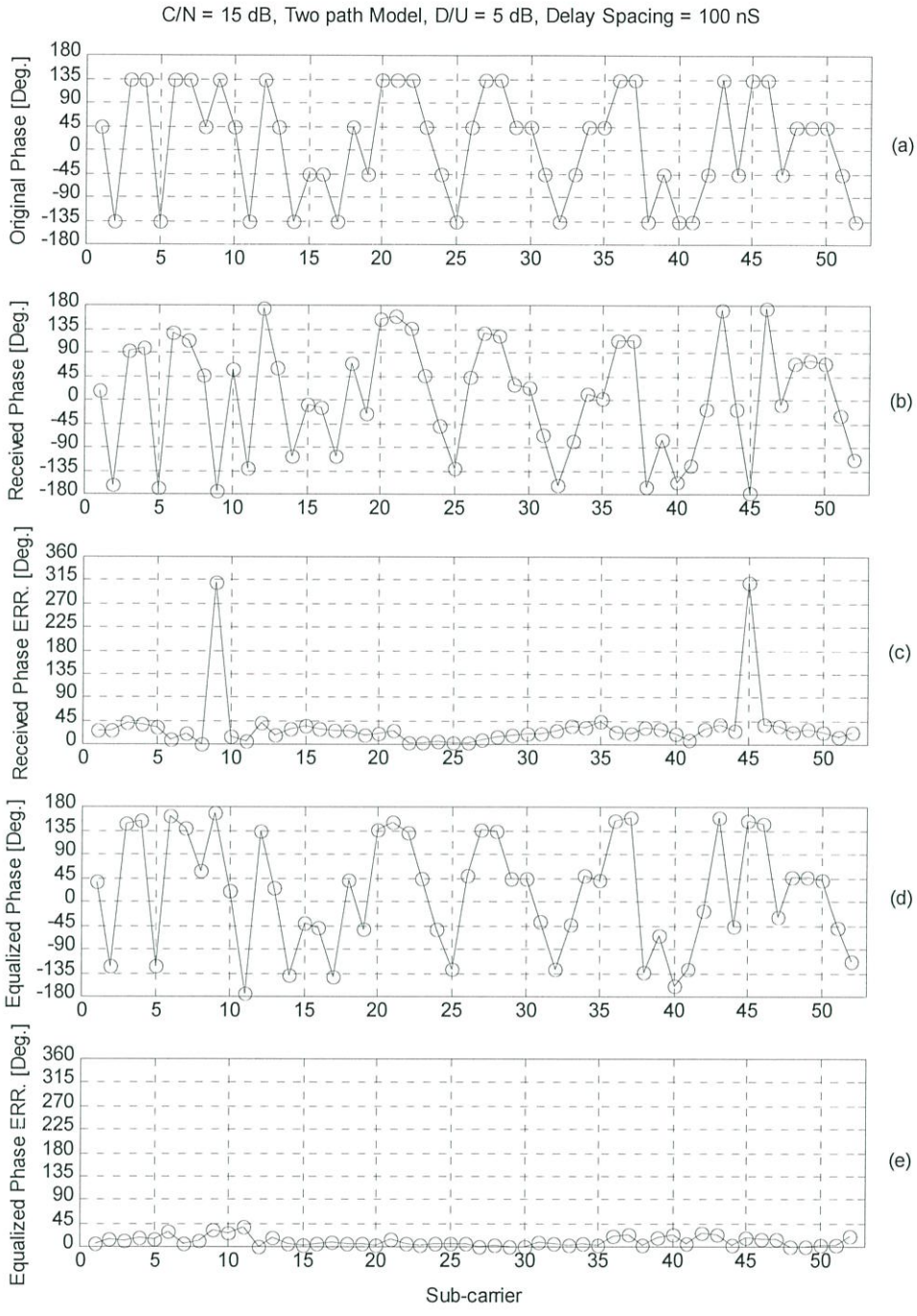
(a) เฟสของสัญญาณทางด้านเครื่องส่ง

(b) เฟสของสัญญาณที่รับได้ก่อนทำการปรับระดับสัญญาณ

(c) ความผิดพลาดระหว่างเฟสของสัญญาณก่อนทำการปรับระดับสัญญาณ

(d) เฟสของสัญญาณที่รับได้หลังทำการปรับระดับสัญญาณ

(e) ความผิดพลาดระหว่างเฟสของสัญญาณหลังทำการปรับระดับสัญญาณ



รูปที่ 4.20 เฟสของสัญญาณในส่วนต่างๆ และความผิดพลาดของเฟสเนื่องจากการปรับระดับสัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยมีค่า C/N = 15 dB, D/U = 5 dB และค่าของการประวิงเวลา 100 nS

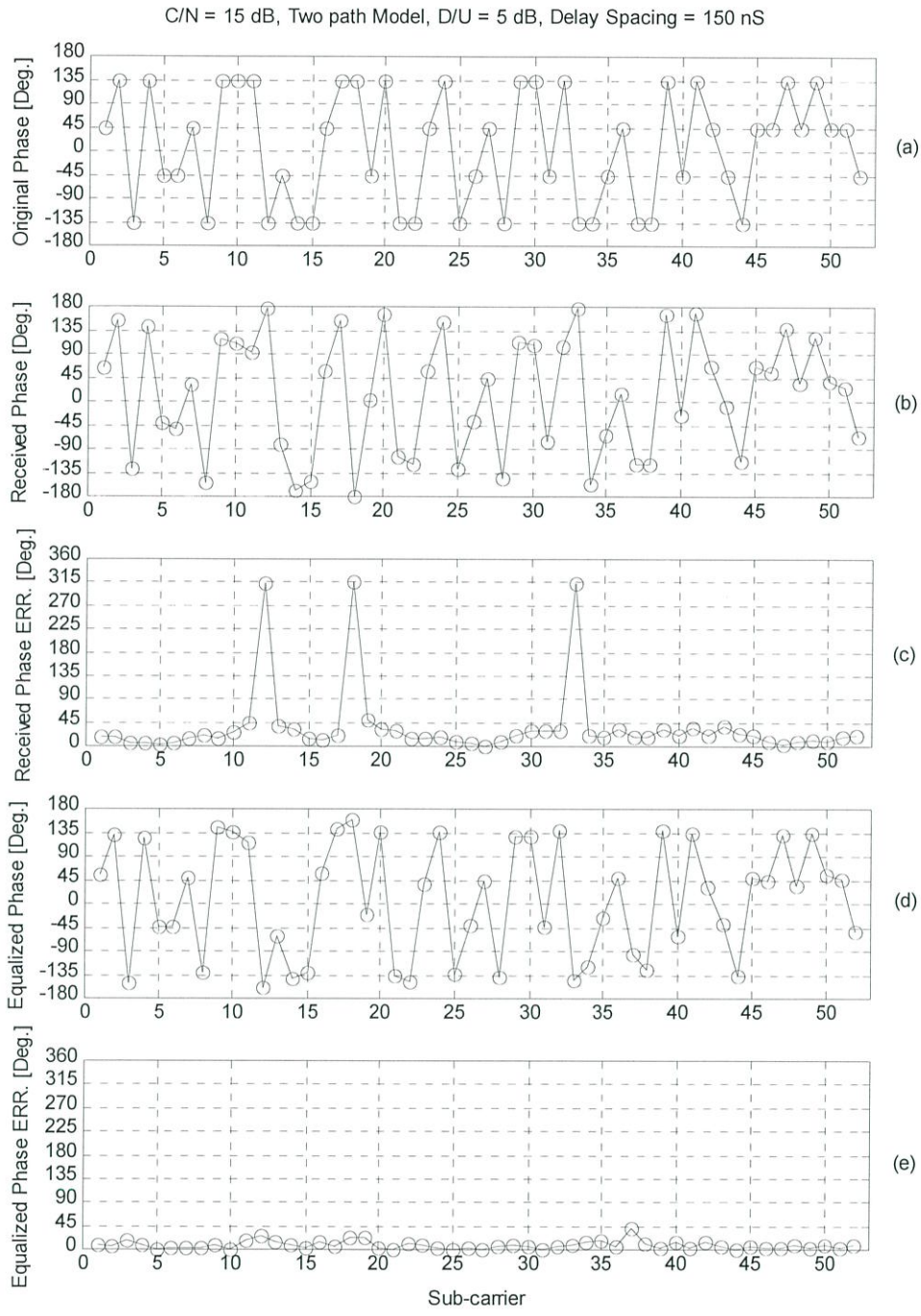
(a) เฟสของสัญญาณทางด้านเครื่องส่ง

(b) เฟสของสัญญาณที่รับได้ก่อนทำการปรับระดับสัญญาณ

(c) ความผิดพลาดระหว่างเฟสของสัญญาณก่อนทำการปรับระดับสัญญาณ

(d) เฟสของสัญญาณที่รับได้หลังทำการปรับระดับสัญญาณ

(e) ความผิดพลาดระหว่างเฟสของสัญญาณหลังทำการปรับระดับสัญญาณ



รูปที่ 4.21 เฟสของสัญญาณในส่วนต่างๆ และความผิดพลาดของเฟสเนื่องจากการปรับระดับสัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยมีค่า C/N = 15 dB, D/U = 5 dB และค่าของการประวิงเวลา 150 nS

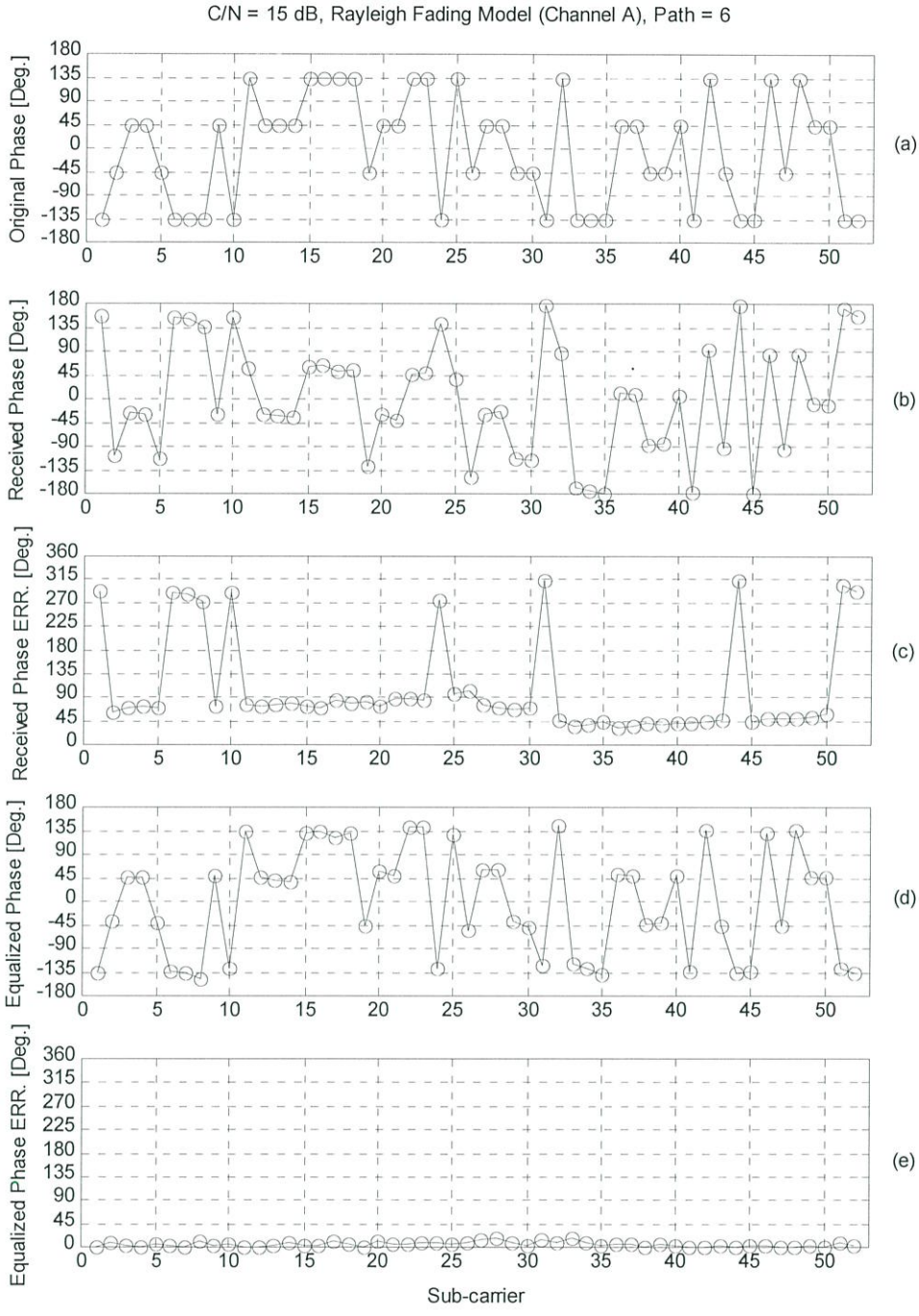
(a) เฟสของสัญญาณทางด้านเครื่องส่ง

(b) เฟสของสัญญาณที่รับได้ก่อนทำการปรับระดับสัญญาณ

(c) ความผิดพลาดระหว่างเฟสของสัญญาณก่อนทำการปรับระดับสัญญาณ

(d) เฟสของสัญญาณที่รับได้หลังทำการปรับระดับสัญญาณ

(e) ความผิดพลาดระหว่างเฟสของสัญญาณหลังทำการปรับระดับสัญญาณ



รูปที่ 4.22 เฟสของสัญญาณในส่วนต่างๆ และความผิดพลาดของเฟสเนื่องจากการปรับระดับสัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบเรย์ลีเฟดดิง (Channel A) ที่มีสัญญาณ 6 เส้นทาง โดยมีค่า C/N = 15 dB

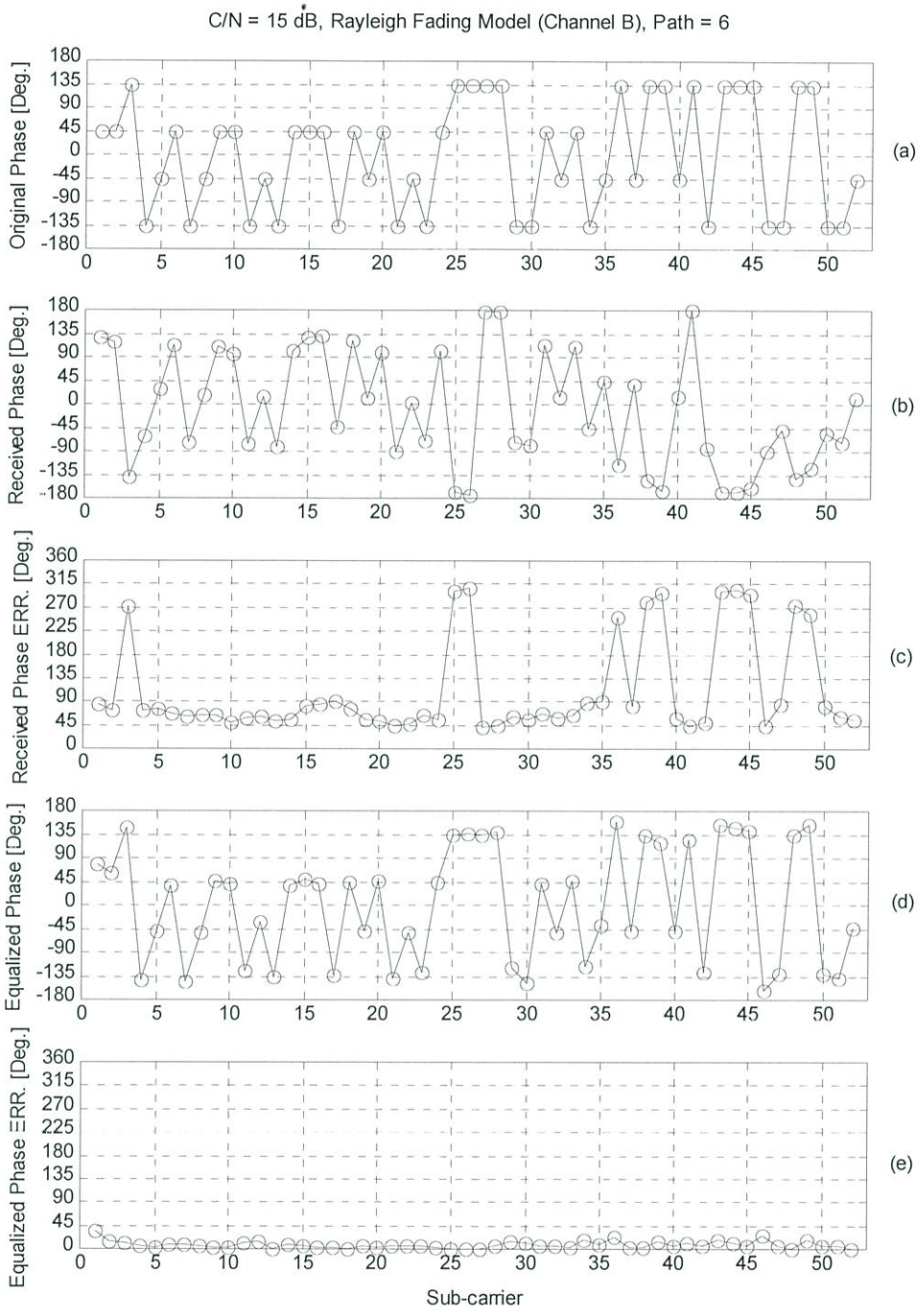
(a) เฟสของสัญญาณทางด้านเครื่องส่ง

(b) เฟสของสัญญาณที่รับได้ก่อนทำการปรับระดับสัญญาณ

(c) ความผิดพลาดระหว่างเฟสของสัญญาณก่อนทำการปรับระดับสัญญาณ

(d) เฟสของสัญญาณที่รับได้หลังทำการปรับระดับสัญญาณ

(e) ความผิดพลาดระหว่างเฟสของสัญญาณหลังทำการปรับระดับสัญญาณ



รูปที่ 4.23 เฟสของสัญญาณในส่วนต่างๆ และความผิดพลาดของเฟสเนื่องจากการปรับระดับสัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบเรย์ลีเฟดดิง (Channel B) ที่มีสัญญาณ 6 เส้นทาง โดยมีค่า C/N = 15 dB

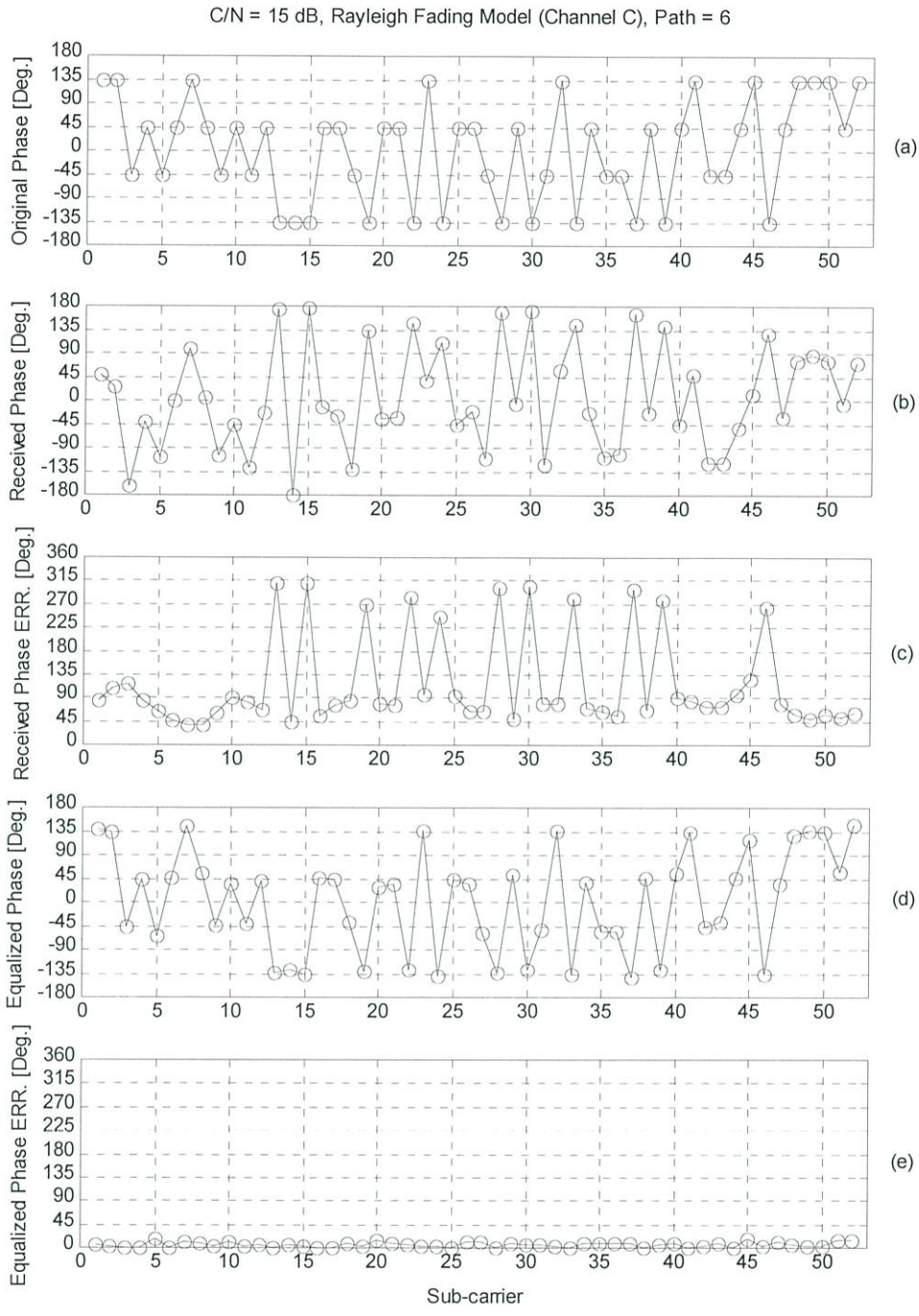
(a) เฟสของสัญญาณทางด้านเครื่องส่ง

(b) เฟสของสัญญาณที่รับได้ก่อนทำการปรับระดับสัญญาณ

(c) ความผิดพลาดระหว่างเฟสของสัญญาณก่อนทำการปรับระดับสัญญาณ

(d) เฟสของสัญญาณที่รับได้หลังทำการปรับระดับสัญญาณ

(e) ความผิดพลาดระหว่างเฟสของสัญญาณหลังทำการปรับระดับสัญญาณ



รูปที่ 4.24 เฟสของสัญญาณในส่วนต่างๆ และความผิดพลาดของเฟสเนื่องจากการปรับระดับสัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบเรย์ลีเฟดดิง (Channel C) ที่มีสัญญาณ 6 เส้นทาง โดยมีค่า C/N = 15 dB

(a) เฟสของสัญญาณทางด้านเครื่องส่ง

(b) เฟสของสัญญาณที่รับได้ก่อนทำการปรับระดับสัญญาณ

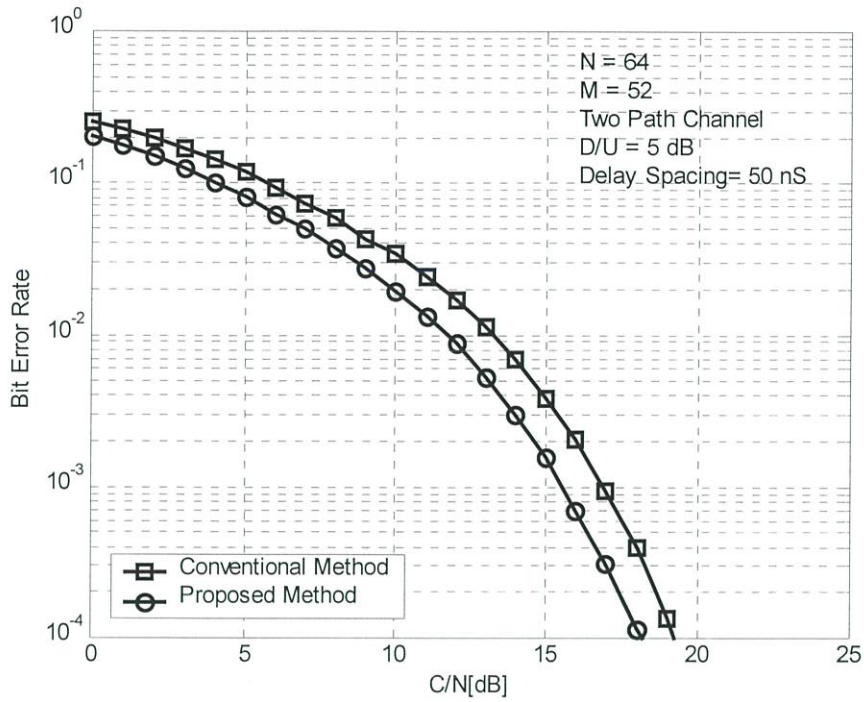
(c) ความผิดพลาดระหว่างเฟสของสัญญาณก่อนทำการปรับระดับสัญญาณ

(d) เฟสของสัญญาณที่รับได้หลังทำการปรับระดับสัญญาณ

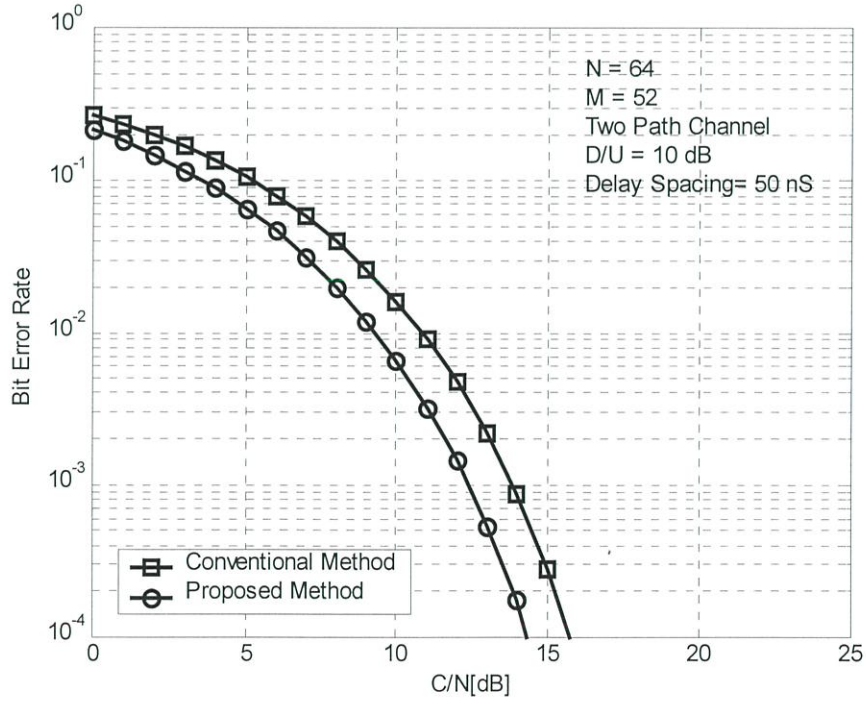
(e) ความผิดพลาดระหว่างเฟสของสัญญาณหลังทำการปรับระดับสัญญาณ

4.6 สมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตของระบบ

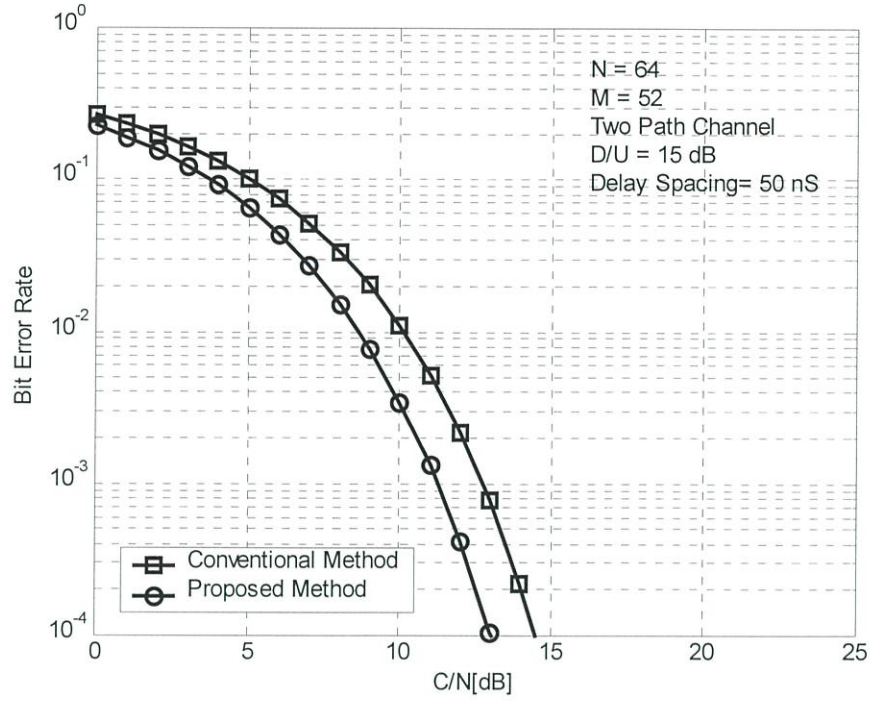
ในส่วนเป็นแสดงค่าสมมรถนะอัตราความผิดพลาดบิตของระบบเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณที่มีสภาพแวดล้อมแบบต่างๆ ของระบบที่ใช้วิธีการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่ที่นำเสนอเปรียบเทียบกับระบบที่ใช้วิธีการแบบพื้นฐาน จากผลการจำลองระบบที่ได้ในรูปที่ 4.25-4.36 ด้วยวิธีการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่ที่นำเสนอนั้นเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการแบบพื้นแล้วที่ค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่เท่ากันแล้วจะให้ค่าสมรรถนะอัตราความผิดพลาดที่ดีกว่าประมาณ 1-2 dB ขึ้นอยู่กับสภาพแวดล้อมในการส่งผ่านสัญญาณ ในผลที่ได้จากการจำลองระบบในรูปที่ 4.25-4.33 ซึ่งเป็นการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทางโดยการกำหนดค่า D/U และค่าของการประวิงเวลาที่แตกต่างกันจากผลการจำลองระบบที่ได้จะแสดงให้เห็นว่าค่า D/U หรือค่าอัตราส่วนความแตกต่างของสัญญาณของทั้ง 2 เส้นทางนั้นจะมีผลกระทบกับสมรรถนะของระบบโดยถ้าค่าความแตกต่างของสัญญาณทั้ง 2 เส้นทางมีความแตกต่างกันมากก็จะส่งผลให้ระบบมีสมรรถนะที่ดีขึ้นและถ้าค่าความแตกต่างของสัญญาณทั้ง 2 เส้นทางมีความแตกต่างกันน้อยก็จะส่งผลให้ระบบมีสมรรถนะเลวลง จากผลการลองเมื่อความแตกต่างของสัญญาณทั้ง 2 เส้นทางมีค่าเท่ากันแต่มีค่าการประวิงเวลาที่แตกกันสมรรถนะของระบบนั้นจะมีค่าเกือบจะเท่ากันแสดงให้เห็นว่าระบบโอเอฟดีเอ็มนั้นสามารถที่จะทนทานต่อการเกิดมัลติพาธเฟดดิง และเช่นกันจากรูปที่ 4.34-4.36 ผลที่ได้เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณที่มีการเฟดดิงแบบเรย์ลีทั้ง 3 แบบ ที่มีค่าของการประวิงเวลาที่แตกต่างกันจากผลที่ได้ค่าสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตของระบบก็จะค่าที่เกือบจะเท่ากันด้วย



รูปที่ 4.25 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยกำหนด D/U = 5 dB และการประวิงเวลา 50 *nS*

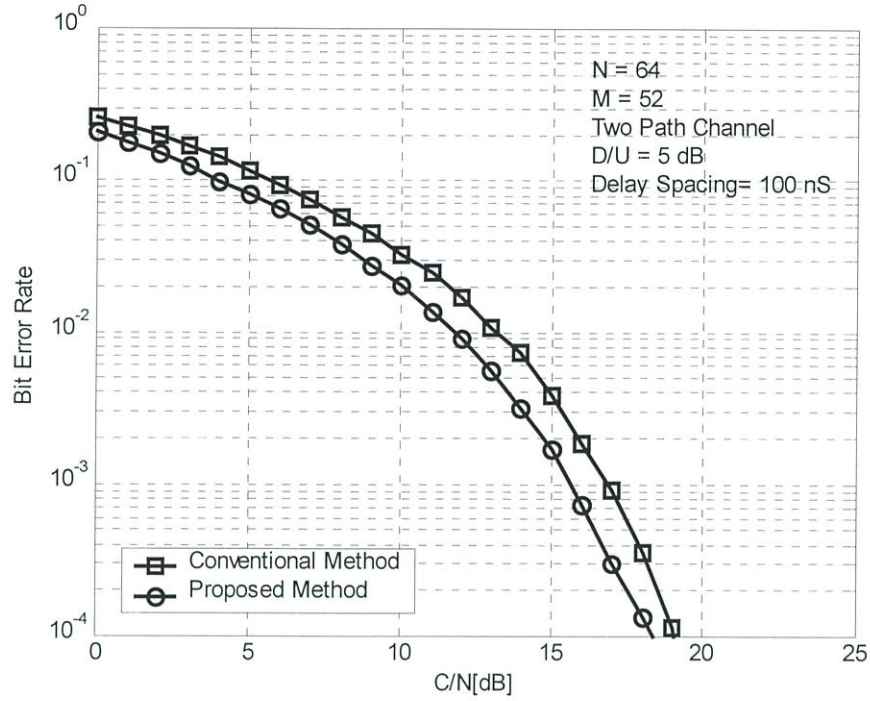


รูปที่ 4.26 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยกำหนด D/U = 10 dB และการประวิงเวลา 50 *nS*

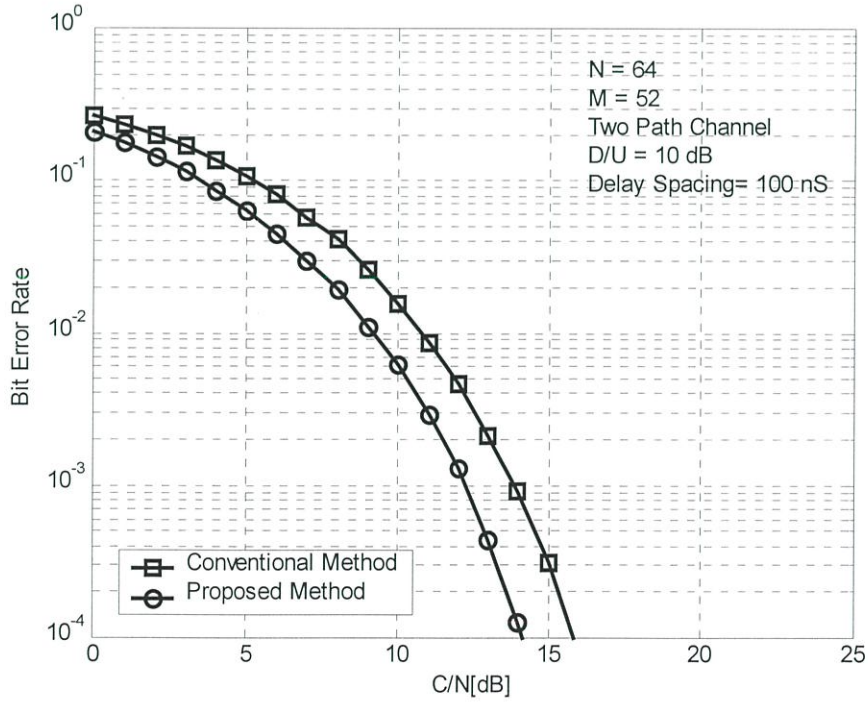


รูปที่ 4.27 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยกำหนด D/U = 15 dB และการประวิงเวลา 50 nS

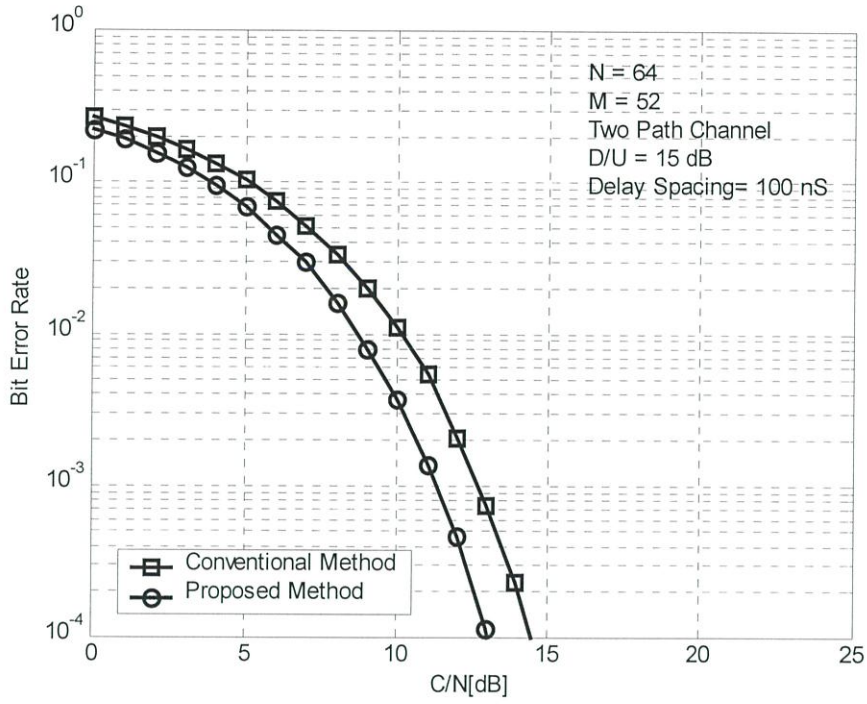
ผลการทดลองที่ได้ในรูปที่ 4.25 – 4.27 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูล โดยกำหนดให้ช่องสัญญาณเป็นแบบ 2 เส้นทาง ค่าการประวิงเวลาเป็น 50 nS และกำหนดให้มีค่า D/U เป็น 5 dB, 10 dB และ 15 dB จากผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอนั้นให้ค่าของอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลที่ต่ำกว่าเมื่อเทียบกับวิธีการแบบพื้นฐาน และจากผลที่ได้เมื่อค่า D/U สูงขึ้นค่าอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลจะมีค่าต่ำลง



รูปที่ 4.28 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยกำหนด D/U = 5 dB และการประวิงเวลา 100 *nS*

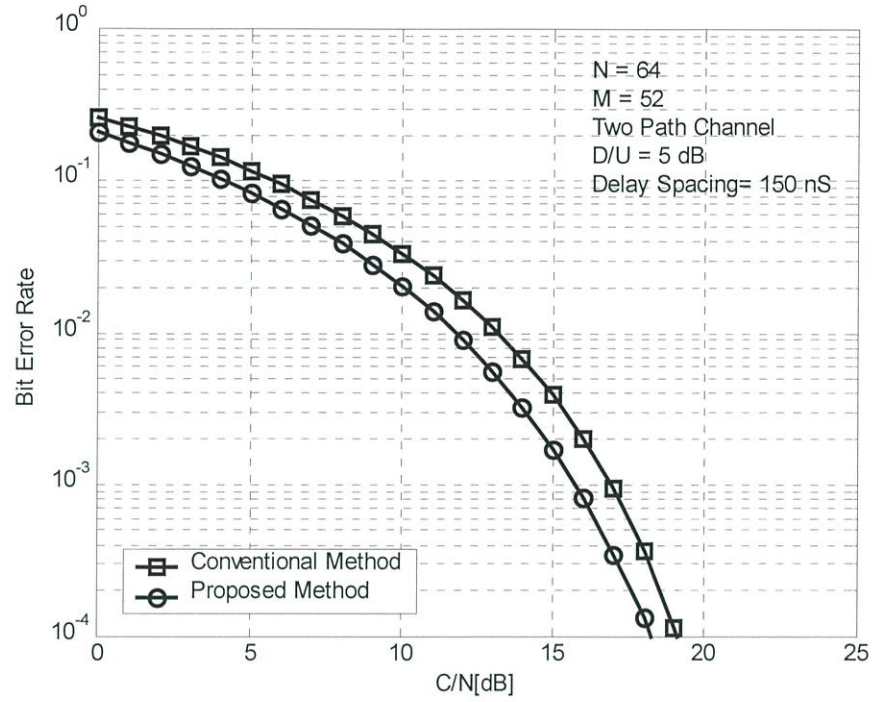


รูปที่ 4.29 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยกำหนด D/U = 10 dB และการประวิงเวลา 100 *nS*

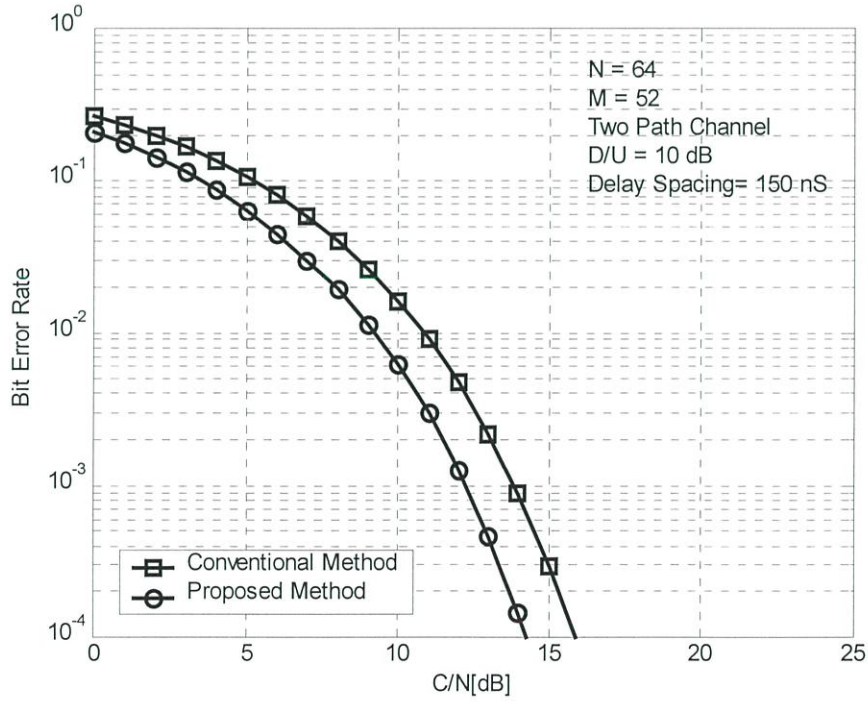


รูปที่ 4.30 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยกำหนด D/U = 15 dB และการประวิงเวลา 100 nS

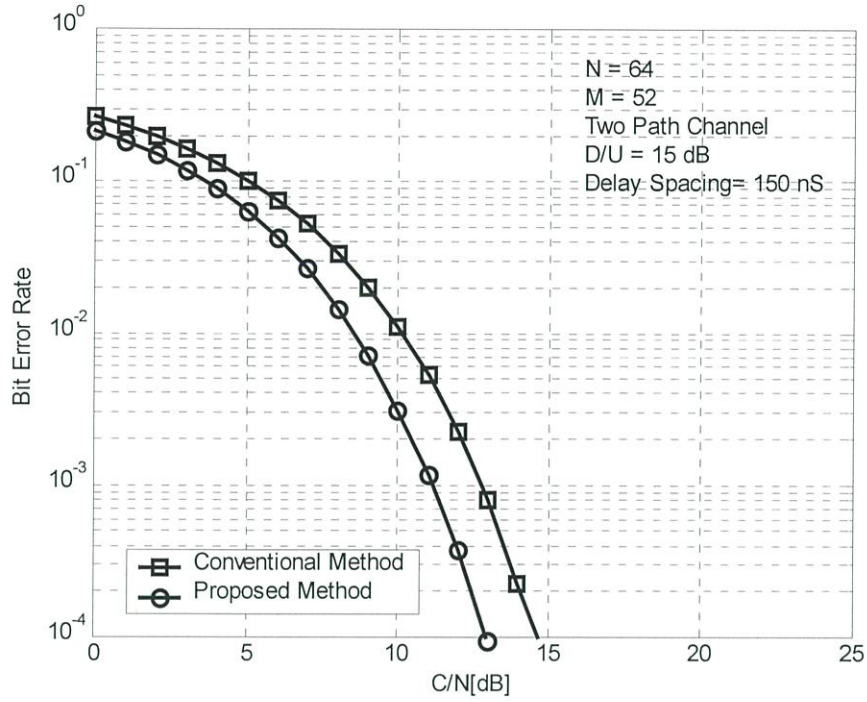
ผลการทดลองที่ได้ในรูปที่ 4.28 – 4.30 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูล โดยกำหนดให้ช่องสัญญาณเป็นแบบ 2 เส้นทาง ค่าการประวิงเวลาเป็น 100 nS และกำหนดให้มีค่า D/U เป็น 5 dB, 10 dB และ 15 dB จากผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอนั้นให้ค่าของอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลที่ต่ำกว่าเมื่อเทียบกับวิธีการแบบพื้นฐาน และเมื่อค่า D/U สูงขึ้นค่าอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลจะมีค่าต่ำลง และเมื่อค่าการประวิงมีค่ามากขึ้น เมื่อเปรียบกับผลที่ได้ในรูปที่ 4.25 – 4.27 จะเห็นว่าค่าของอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลมีค่าที่ใกล้เคียงกัน



รูปที่ 4.31 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยกำหนด D/U = 5 dB และการประวิงเวลา 150 *nS*

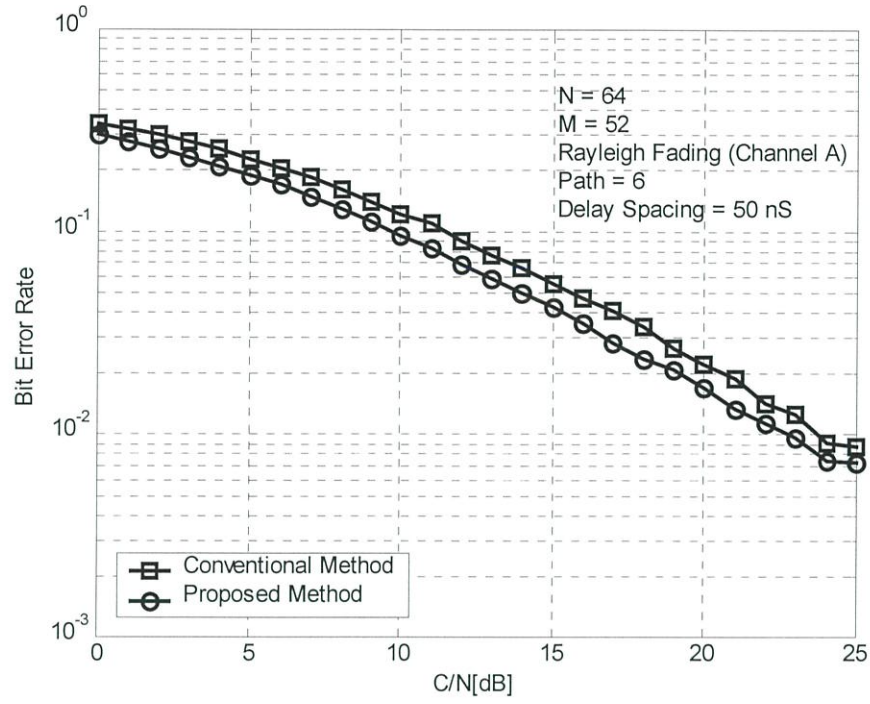


รูปที่ 4.32 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยกำหนด D/U = 10 dB และการประวิงเวลา 150 *nS*

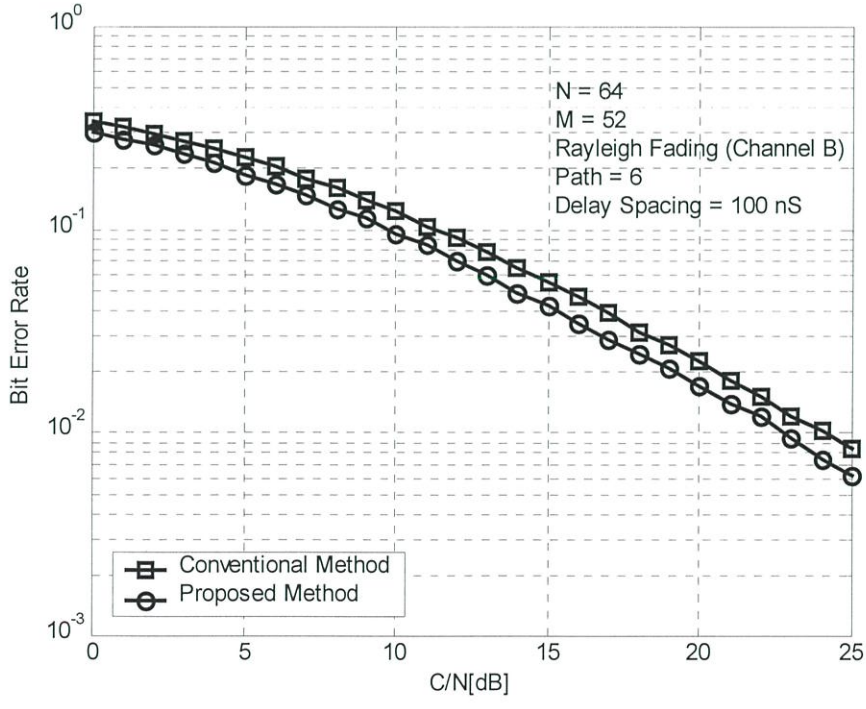


รูปที่ 4.33 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยกำหนด D/U = 15 dB และการประวิงเวลา 150 *nS*

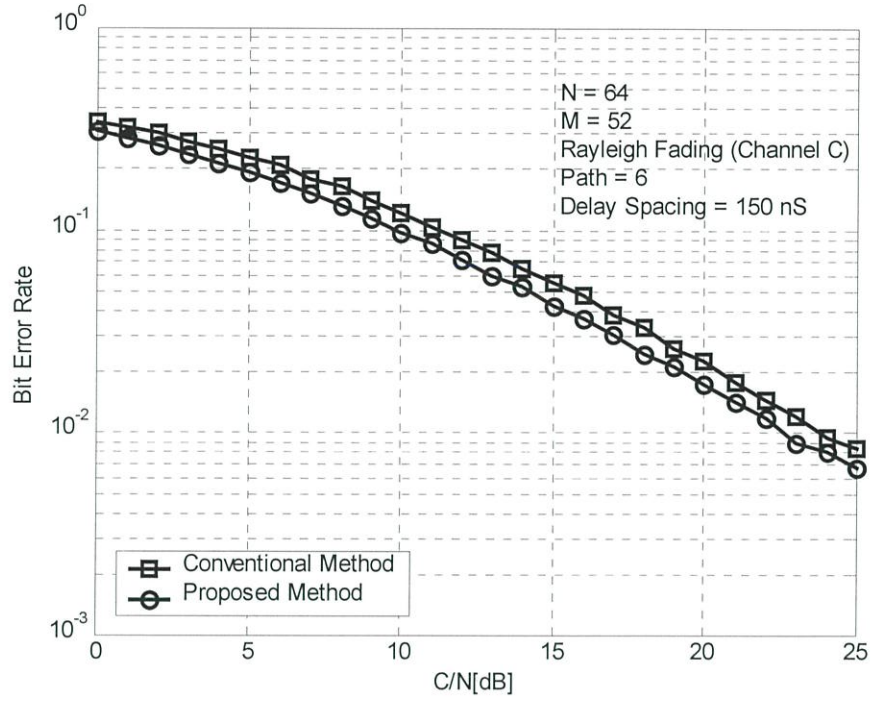
ผลการทดลองที่ได้ในรูปที่ 4.31 – 4.33 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูล โดยกำหนดให้ช่องสัญญาณเป็นแบบ 2 เส้นทาง ค่าการประวิงเวลาเป็น 150 *nS* และกำหนดให้มีค่า D/U เป็น 5 dB, 10 dB และ 15 dB จากผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอนั้นให้ค่าของอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลที่ต่ำกว่าเมื่อเทียบกับวิธีการแบบพื้นฐาน และเมื่อค่า D/U สูงขึ้นค่าอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลจะมีค่าต่ำลง และเมื่อค่าการประวิงมีค่ามากขึ้น เมื่อเปรียบกับผลที่ได้ในรูปที่ 4.28 – 4.30 จะเห็นว่าค่าของอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลมีค่าที่ใกล้เคียงกันซึ่งแสดงให้เห็นค่าการประวิงเวลาของช่องสัญญาณนั้นไม่มีผลกระทบต่อระบบ



รูปที่ 4.34 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ เรย์ลีเฟดดิง โดยกำหนดให้มีการประวิงเวลา 50 nS (Channel A)



รูปที่ 4.35 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ เรย์ลีเฟดดิง โดยกำหนดให้มีการประวิงเวลา 100 nS (Channel B)



รูปที่ 4.36 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ เรย์ลีเฟดดิง โดยกำหนดให้มีการประวิงเวลา 150 nS (Channel C)

ผลการทดลองที่ได้ในรูปที่ 4.34 – 4.36 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูล โดยกำหนดให้ช่องสัญญาณเป็นแบบเรย์ลีเฟดดิง มีสัญญาณจำนวน 6 เส้นทาง ที่เป็นช่องสัญญาณแบบ A, B และ C โดยมีค่าการประวิงเวลาเป็น 50 nS , 100 nS และ 150 nS จากผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอนั้นให้ค่าของอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลที่ต่ำกว่าเมื่อเทียบกับวิธีการแบบพื้นฐาน และเมื่อค่าการประวิงมีค่าที่แตกต่างกันผลที่ได้จะเห็นว่าค่าของอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลมีค่าที่ใกล้เคียงกันซึ่งแสดงให้เห็นว่าค่าการประวิงเวลาของช่องสัญญาณนั้นไม่มีผลกระทบต่อระบบ

บทที่ 5
สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

ระบบการส่งสัญญาณแบบโอเอฟดีเอ็มเป็นระบบที่สามารถส่งผ่านข้อมูลด้วยความเร็วสูง โดยที่ส่งในลักษณะหลายคลื่นพาห์ (Multi-carrier) ซึ่งสเปคตรัมของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยๆ (Sub-carrier) นั้นสามารถที่จะซ้อนทับกันได้โดยอาศัยคุณสมบัติของการออโธโกนอล (Orthoogonality) ระหว่างคลื่นพาห์ย่อยแต่ละตัวทำให้สามารถส่งสัญญาณออกไปโดยไม่เกิดการรบกวนซึ่งและกัน อีกทั้งยังเป็นการใช้แถบความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ และระบบโอเอฟดีเอ็มนั้นเป็นระบบที่คาดกันว่าจะนำมาใช้ในการสื่อสารในยุคที่ 4 ข้อดีของระบบโอเอฟดีเอ็มอีกอย่างหนึ่งก็คือจะมีความทนทานต่อการเกิดเฟดดิงแบบมัลติพาธโดยการใส่ช่วงเวลาป้องกัน (Guard time) ไว้ที่ส่วนหน้าของแต่สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม (OFDM Symbol) แต่การส่งสัญญาณผ่านสภาพแวดล้อมแบบมัลติพาธเฟดดิงนั้นสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับนั้นระดับของสัญญาณที่รับได้ในแต่คลื่นพาห์ย่อยมีจะการเปลี่ยนแปลงของระดับสัญญาณที่แตกต่างกันซึ่งส่งผลให้ระบบมีสมรรถนะที่ต่ำ แต่ด้วยวิธีการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่ (Equalization Method in Frequecy Domain) ทางด้านเครื่องรับนั้นจะสามารถช่วยให้ระบบมีสมรรถนะที่ดีขึ้น โดยในวิธีการแบบพื้นฐานนั้นจะนำค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณมาใช้ในการปรับระดับสัญญาณโดยตรง แต่ในการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณที่มีสภาพแวดล้อมแบบมัลติพาธเฟดดิงและมีสัญญาณรบกวนแบบขาวบวก (AWGN) นั้นค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณค่านั้นจะมีการตอบสนองความถี่ของสัญญาณรบกวนแบบขาวบวกรวมอยู่ด้วยซึ่งผลที่ได้จะทำให้ค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณที่ได้นั้นมีค่าความผิดพลาดสูงเมื่อนำไปใช้ในการปรับระดับสัญญาณแล้วก็จะส่งผลให้เกิดความผิดพลาดที่สูงเช่นกัน ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอวิธีการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่สำหรับระบบโอเอฟดีเอ็มที่ส่งสัญญาณผ่านสภาพแวดล้อมแบบมัลติพาธเฟดดิง ด้วยการใช้อะแดปทีฟฟิลเตอร์ที่สามารถเปลี่ยนความถี่คัทออฟได้โดยการตรวจจับจุดยอดของผลการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณในการแปลง FFT เพื่อตัดองค์ประกอบของสัญญาณรบกวนแบบขาวบวก (AWGN) ที่รวมอยู่กับฟังก์ชั่นของการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณที่ได้มาจากการประมาณค่าโดยอาศัยสัญลักษณ์ปรีเอมเบิลหนึ่งสัญลักษณ์ที่ใส่ที่จุดเริ่มต้นของทุกๆ Burst frame โดยพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบจะอ้างอิงกับมาตรฐานทางกายภาพของมาตรฐาน IEEE 802.11a และ HiperLAN/2 ที่กำหนดมาตรฐานโดย IEEE และ ETSI ซึ่งเป็นมาตรฐานสำหรับระบบ WLAN ที่ใช้การส่งสัญญาณแบบโอเอฟดีเอ็มในย่านความถี่ 5.2 GHz โดยในการจำลองจะเลือกการมอดูเลตสัญญาณข้อมูลแบบ QPSK และแบบจำลองช่องสัญญาณเป็นแบบสองเส้นทาง (Two-path Model) กับแบบ

เรย์ลีเฟดดิง (Rayliegh Fading Model) เพื่อใช้ในการทดสอบเพื่อหาสมรรถนะของระบบ ซึ่งจากการทดลองแสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอนี้จะสามารถประมาณค่าการตอบสนองความถี่ช่องสัญญาณได้แม่นยำและเมื่อนำไปใช้ในการปรับระดับสัญญาณให้เท่ากันในแกนความถี่ซึ่งส่งผลให้ระบบมีสมรรถนะที่ดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการแบบพื้นฐาน และสามารถที่ใช้กับสภาพแวดล้อมแบบต่างๆได้โดยที่สมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตของระบบเท่ากันวิธีการที่นำเสนอนี้จะให้ค่าสมรรถนะที่ดีกว่าวิธีการแบบพื้นฐานประมาณ 1-2 dB

วิธีการที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์เป็นเทคนิคหนึ่งเท่านั้นที่ช่วยในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบโอเอฟดีเอ็มแต่ก็ยังมีเทคนิควิธีการอื่นที่น่าสนใจ และสามารถที่ทำให้ระบบมีสมรรถนะที่ดีขึ้นไม่ว่าจะเทคนิคของการเข้ารหัสข้อมูล การมอดูเลตและการดีมอดูเลตสัญญาณข้อมูล เป็นต้น ซึ่งเมื่อนำวิธีการต่างๆมาใช้ร่วมกันก็จะทำให้ระบบมีสมรรถนะที่ดีมากยิ่งขึ้น

บรรณานุกรม

[1] R. Van Nee and R. Prasad, **OFDM for Wireless Multimedia Communications**. Boston, London: Artech House, 2000.

[2] A. F. Molisch, **Wideband Wireless Digital Communications.** New Jersey: Prentice Hall PTR, 2001.

[3] S. V. Vaseghi, **Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction.** New York: John Wiley & Sons, Ltd., 1996.

[4] H. Kobayashi, **"A Novel Coherent Demodulation for M-QAM OFDM Signal Operating in Burst Mode,"** IEEE Vehicular Technology Conference 2000 , Vol. 3, pp. 1387-1391, Sep 2000.

[5] A. Doufexi, S. Armour, M. Butler, A. Nix, D. Bull and J. McGeehan, "**A Comparison of the HIPERLAN/2 and IEEE 802.11a Wireless LAN Standards,**" IEEE Communications Magazine, pp. 172-180, May 2002.

[6] R. Van Nee, "**A new OFDM standard for high rate wireless LAN in the 5 GHz band**;" IEEE Vehicular Technology Conference 1999, Vol. 1, pp. 258 –262, 1999

[7] J. K. Moon and S. I. Choi, "**Performance of channel estimation methods for OFDM systems in a multipath fading channels,"** IEEE Trans. Consumer Electronics, Vol. 46, pp. 161 –170, Feb 2000.

[8] Y. Zhao and S. G. Haggman, **"Intercarrier interference self-cancellation scheme for OFDM mobile communication systems**," IEEE Trans. Communications, Vol. 49, pp. 1185 –1191, Jul 2001.

[9] Y. Zhao and A. Huang, "**A Novel Channel Estimation Method for OFDM Mobile Communication System Based on Pilot Signals and Transform-Domain Processing,"** IEEE Vehicular Technology Conference 1997, Vol. 3, pp. 2089-2093, 1997.

[10] X. Ma, H. Kobayashi and S. C. Schwartz, "**EM-based channel estimation for OFDM,"** Proc. 2001 IEEE Pacific Rim Conference on Communications Computers and signal Processing, Vol. 2 , pp. 449 –452, 2001.

[11] A. Santamaria and F. J. Lopez-Hernandez, **Wireless LAN Standards and Applications.** Boston, London: Artech House, 2001.

[12] H. Harada and R. Prasad, **Simulation and Software Radio for Mobile Communication.** Boston, London: Artech House, 2002.

[13] J. G. Proakis and M. Salehi, **Contemporary Communication Systems using MATLAB.** Canada: Books/Cole, 2000.

[14] E. Lawley, **Adaptive Techniques for Multiuser OFDM.** Ph.D. Thesis, James Cook University, Australia, 2002.

ภาคผนวก ก.
โปรแกรมที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบโอเอฟดีเอ็ม

```
%*************************************************************************
%              Equalization Method In Frequency Domain with Adaptive Filter
%                    for OFDM system in Multi-path Fading Environment
%*************************************************************************
clear all
clc
m=2;                %Bit per symbol
W=20*10^6;          %Bandwidth 20 Mhz
N=64;               %FFT and IFFT point
M=52;               %Number of Sub-carrier
df=W/M;             %Sub-carrier spacing
Ts=1/df;            %Time duration of M sub-carrier
Tg=0.25*Ts;         %GI duration time
Td=Ts+Tg;           %OFDM Symbol duration
dt=Ts/N;
Ng=round(Tg/dt);    %Number of GI
Nt=N+Ng;
Nf=10               %Number OFDM symbol per frame
Pamp=1;             %Preamble Symbol Amplitude
cn=25;              %Carrier to Noise ratio
cnfix=1
loop=10000;         %Simulation Loop
kcut=Ng/2           %Filter parameter
kdi=3;              %RMS Delay Spread 1 = 50 nS
model=6             %Switch Channel Model
CHEER=0;
phaseERRtotal=0;
for KLL=cnfix:cn+1;
    CN=KLL-1
    CN1(KLL)=CN;
    error1=0;
    CHEER=0;
```

```
    phaseERRtotal=0;
    equaERRtotalx=0;
for LL=1:loop;
%************************* Generate Data Symbol ******************************
y(1:Nf,1:M)=randint(Nf,M,4);
for i=1:Nf
    for k=1:M
        x(i,k)=y(i,k);
        if x(i,k)==0, xt(i,k)=1+j;
         elseif x(i,k)==1, xt(i,k)=1-j;
        elseif x(i,k)==2, xt(i,k)=-1+j;
        else xt(i,k)=-1-j;
    end
  end
end
%*******************************************************************************

%******************************** AWGN Generator ***************************
C=2;
No=C*(10.^(-(CN/10)));
WGN(1:Nf,1:Nt)=sqrt(No/2).*(randn(Nf,Nt)+j*randn(Nf,Nt));  %Gaussian Random
%*******************************************************************************

%******************************** Zero padding ***************************
Nz=(N-M)/2;
zero_padding=zeros(1,Nz);
for k=1:Nf
  xtt(k,1:N)=[zero_padding xt(k,1:M) zero_padding];
end
%*******************************************************************************
```

```
%********************** Multi-path fading Channel Model **********************
if model==2                          %Two path model
    ph1=randn(1,2);                  %random phase
    seta1=atan2(ph1(1),ph1(2));
    phase1=exp(j*seta1);
    DU=5;
    Lo1=10.^(-(DU/20));
    toh1=2;                          %Delay spacing 50 ns
    for k=1:Nf
        st(k,1:N)=ifft(xtt(k,1:N)).*sqrt(N);
        stt0(k,1:Nt)=[st(k,N-Ng+1:N) st(k,1:N)];  %ADD GI
        stp1(k,1:Nt)=(Lo1*phase1).*[WGN(k,1:toh1)  stt(k,1:Nt-toh1)];
    end
elseif model==6                      %Rayleigh Fading Channel Model
    Path=6;
    di=50;
    ds=50;
    ratio=di/ds;
    tau=1:Path;
    P0 = 1-exp(-1*ratio);
    sigma = sqrt(P0*exp(-1*ratio*(tau-1)));
    rand1 = randn(1,Path);
    rand2 = randn(1,Path);
    Rayleigh = rand1 + 1j*rand2;
    amplitude =sigma.*abs(Rayleigh)/sqrt(2);
    phase = atan2(rand1,rand2);
    h(1:Path)=amplitude.*exp(j*phase);
    for k=1:Nf
        st(k,1:N)=ifft(xtt(k,1:N)).*sqrt(N);
        stt(k,1:Nt)=[st(k,N-Ng+1:N) st(k,1:N)];
        stt0(k,1:Nt)=h(1).*[st(k,N-Ng+1:N) st(k,1:N)];%[N-Ng+1 - BN   B1-BN] add GI
        stp1(k,1:Nt)=h(2).*[WGN(k,1:kdi.*tau(1))  stt(k,1:Nt-kdi.*tau(1))];
```

```
        stp2(k,1:Nt)=h(3).*[WGN(k,1:kdi.*tau(2))  stt(k,1:Nt-kdi.*tau(2))];
        stp3(k,1:Nt)=h(4).*[WGN(k,1:kdi.*tau(3))  stt(k,1:Nt-kdi.*tau(3))];
        stp4(k,1:Nt)=h(5).*[WGN(k,1:kdi.*tau(4))  stt(k,1:Nt-kdi.*tau(4))];
        stp5(k,1:Nt)=h(6).*[WGN(k,1:kdi.*tau(5))  stt(k,1:Nt-kdi.*tau(5))];
    end
end
%*************************************************************************

%***************************** Received Signal ****************************
if model==6
    rt=stt0+stp1+stp2+stp3+stp4+stp5+WGN;
    rt7=stt0+stp1+stp2+stp3+stp4+stp5;
elseif model==2
    rt=stt0+WGN+stp1;
  rt7=stt0+stp1;
end
%*************************************************************************

%************************** FFT process and remove GI ***********************
for k=1:Nf
Reci(k,1:N)=fft(rt(k,Ng+1:Nt))./sqrt(N);
end
%*************************************************************************
%********************************** Add on ********************************
for k=1:Nf
Reci7(k,1:N)=fft(rt7(k,Ng+1:Nt))./sqrt(N);
end
H7(1:M)=Reci7(1,Nz+1:N-Nz)./xt(1,1:M);
%*************************************************************************
```

```
%********************************* Equalization ******************************
H(1:M)=Reci(1,Nz+1:N-Nz)./xt(1,1:M);        %channal estimation 1st
H1(1:M)=fft(H(1:M))./sqrt(M);               %channel estimation 2nd
Ht=H1;
Hsort=sort(Ht);
MAX1=Hsort(M);
MAX2=Hsort(M-1);
%peak detector
for p=1:5
    PMax=Ht(p);
    if PMax==MAX1 ,break
    end
end
PMAX1=p;
for p=(M-30):M
    PMax=Ht(p);
    if PMax==MAX2 ,break
    end
end
PMAX2=p;
dp=M-PMAX2;
He=Ht;
He((PMAX1+kcut+1+dp):(PMAX2-kcut-1))=0;
H2(1:M)=ifft(He(1:M)).*sqrt(M);
for k=1:Nz
    d(1,k)=1;
end
for k=1:Nf
    Rest(k,1:N)=Reci(k,1:N)./[d H2(1:M) d];
end
for k=2:Nf;
    Reci1(k,1:M)=Reci(k,Nz+1:N-Nz);
```

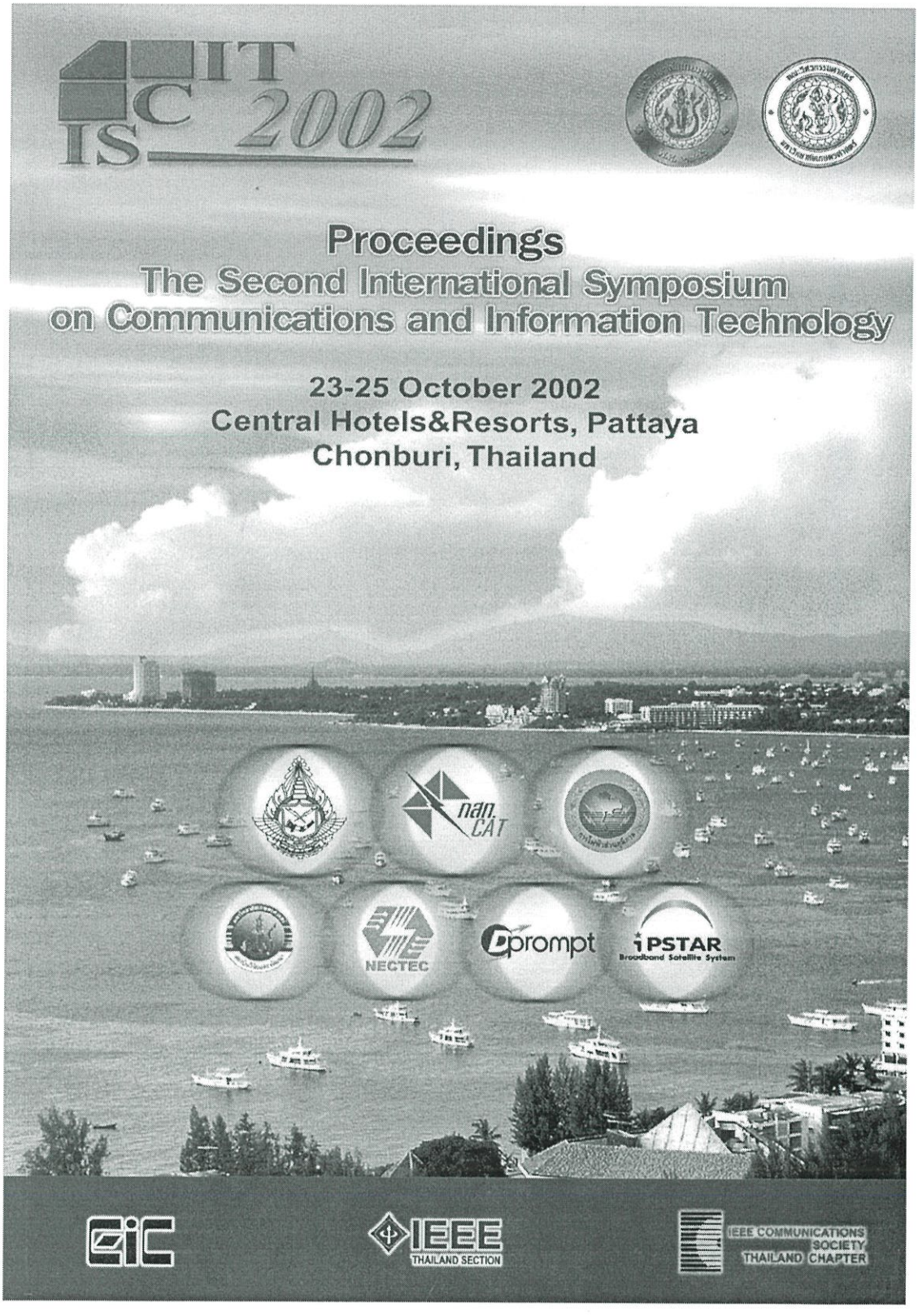
```
    %Recie(k,1:M)=Reci1(k,1:M)./H(1,1:M); %Conventional method
    %Recie(k,1:M)=Reci1(k,1:M);                %non equalization
    Recie(k,1:M)=Reci1(k,1:M)./H2(1:M);        %Proposed method
end
%*************************************************************************

%************************** QPSK Demodulation ****************************
for k=2:Nf
    for i=1:M
        Recix=real(Recie(k,i));
        Reciy=imag(Recie(k,i));
        if Recix>=0 & Reciy>=0, Rdata(k,i)=0;
        elseif Recix>=0 & Reciy<0, Rdata(k,i)=1;
        elseif Recix<0 & Reciy>=0, Rdata(k,i)=2;
        else Rdata(k,i)=3;
        end
    end
end
%*************************************************************************
BER=biterr(x(2:Nf,1:M) , Rdata(2:Nf,1:M));
error1=BER+error1;
difERR=mean(xt(2:Nf,1:M)-Recie(2:Nf,1:M));
equaERR=sqrt(mean((difERR.*conj(difERR))));
phaseest(1:M)=angle(H2);
phasecon(1:M)=angle(H7);
%degest(1:M)=phaseest(1:M).*(180/pi);
phaseERR=sqrt(mean(((phasecon-phaseest)).^2));
CEER=sqrt(mean((H7-H2).*conj(H7-H2)));
phaseERRtotal=phaseERRtotal+phaseERR;
CHEER=CEER+CHEER;
equaERRtotalx=equaERRtotalx+equaERR;
end
```

```
equaERRtotal(KLL)=equaERRtotalx/LL;
PHASEerr(KLL)=phaseERRtotal/LL;
EER(KLL)=CHEER/LL;                    %RMS Channel Estimation Error
ber(KLL)=error1/(M*(Nf-1)*2*LL);      %Bit Error Rate
%************************************************************************
end
%********************************* End of Program ***************************
figure(3)
    semilogy(CN1(1:cn+1),ber(1:cn+1));
    ylabel('Bit Error Rate')
    xlabel('C/N[dB]')
    grid on;
figure(5)
    plot(Recie(2:Nf,1:M),'x');
figure(6)
    plot(Reci1(2:Nf,1:M),'x');
figure(2)
    plot(abs(H2(1:M)));
    xlabel('Estimation Channel')
    grid on
figure(4)
    plot(abs(H(1:M)));
    grid on;%hold on
figure(15)
    plot(abs(H7(1:M)));
    xlabel('Ideal Channel')
    grid on
figure(16)
    plot(abs(H1(1:M)));
    xlabel('Index m')
figure(17)
    plot(abs(He(1:M)));
```

```
    xlabel('Index m')
    grid on;%hold on
figure(18)
    plot(CN1(1:cn+1),EER(1:cn+1));
    xlabel('C/N[dB]')
    ylabel('RMS Channel Estimation Error')
figure(19)
    plot(CN1(1:cn+1),PHASEerr(1:cn+1));
    xlabel('C/N[dB]')
    ylabel('RMS Phase Error[radian]')
figure(20)
    plot(abs(xtt(2,1:N)));
    grid on
figure(21)
    plot(abs(Reci(2,1:N)));
    grid on
figure(22)
    plot(abs(Rest(2,1:N)));
    grid on
figure(100)
    %subplot(2,1,1)
    plot(CN1(1:cn+1),equaERRtotal(1:cn+1))
figure(101)
    %subplot(2,1,2)
    plot(CN1(1:cn+1),(angle(equaERRtotal)))
figure(102)
    subplot(4,1,1)
    plot((angle(xt(2,1:M))).*180/pi,'k-o')
    ylabel('Original Phase [degree]')
    grid on
    subplot(4,1,2)
    plot((angle(Reci1(2,1:M))).*180/pi,'k-o')
```

```
ylabel('Received Phase [degree]')
grid on
subplot(4,1,3)
plot((angle(Recie(2,1:M))).*180/pi,'k-o')
ylabel('Equalized Phase [degree]')
grid on
subplot(4,1,4)
plot(((angle(xt(2,1:M))-angle(Recie(2,1:M))).*180/pi),'k-o')
ylabel('Phase Error [degree]')
grid on
%**************************************************************************
```

ภาคผนวก ข.
ผลงานวิจัยในระหว่างการศึกษาที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่


ISCIT 2002
Proceedings
The Second International Symposium
on Communications and Information Technology
23-25 October 2002
Central Hotels&Resorts, Pattaya
Chonburi, Thailand
nan CAT
NECTEC
Dprompt
iPSTAR
Broadband Satellite System
EIC
IEEE
THAILAND SECTION
IEEE COMMUNICATIONS SOCIETY
THAILAND CHAPTER

Performance Analysis of Burst Mode OFDM-QPSK System in Multi-Path Fading Channel

S. Dachporn T. Pattanatadapong* H. Kobayashi** and T. Paungma**

*Department of Telecommunication Engineering
Faculty of Engineering and Research Center for
Communication and Information Technology
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok, 10520, Thailand Tel./Fax.+662-3264240
E-mail: mobile@kmitl.ac.th
**Department of Electrical and Electronic Engineering
Mie University, Japan

Abstract

This paper presents the performance analysis for orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems with quadrature phase shift keying (QPSK) modulation method that are operating in the burst mode under multi-path fading environment. The analysis results are shown in the bit error rate (BER) performance with and without frequency domain equalization method under the different multi-path fading environments. This paper presents various computer simulation results to evaluate the BER performance for the burst mode OFDM transmission technique under the different operation conditions.

1. Introduction

In the near future, the current demands for the wireless communication services such as mobile telephone and wireless local area network (WLAN) will be changed to the mobile multimedia services and the higher speed WLAN services. The problem to be faced in the realization of the higher data rate transmission over radio channel is Inter-Symbol Interference (ISI) occurring due to the multi-path fading, which causes the severe degradation of bit error rate performance. The OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) transmission technique is considered as one of the promising techniques which can solve this problem because of its potential features for the robustness against multi-path fading and the efficient usage of frequency bandwidth..

The OFDM method is to split a high data rate data streams into a number of lower rate stream that are transmitted simultaneously over a number of sub-carriers. The increase of symbol duration as the result of parallel sub-carrier transmission with lower data rate can decrease the ISI due to the multi-path fading. Although the OFDM system can achieve the better performance under the multi-path fading environments as compared with a conventional single carrier transmission technique, the BER performance would be fluctuated over wide range due to the instantaneous channel response for each sub-carrier. It is well known that the coherent demodulation in conjunction with the frequency domain equalization method for the burst mode OFDM signal can improve the BER performance relatively.

This paper presents performance analysis for the burst mode OFDM signal with and without frequency domain equalization method when changing the multi-path fading conditions on the basis of computer simulation results..

2. System Model and Assumptions

This section presents the system model including the structures of transmitter and receiver, the burst frame format and multi-path fading model assumed in the following analysis.

2.1 Structure of Burst Frame Format

Figure 1 shows the structure of burst frame format used in the following evaluation. In Fig. 1, one preamble symbol is inserted before the transmission of L data symbols fro the synchronization of the received burst mode OFDM signal both for the symbol timing detection and estimation of carrier frequency offset and the estimation of channel frequency response. Each symbol includes the guard interval (GI) so as to avoid the inter-symbol-interference (ISI) under the multi-path fading environments.

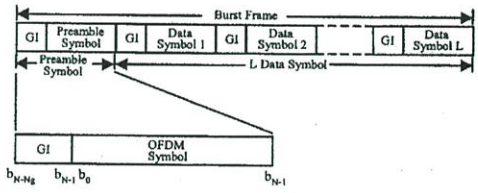


Figure 1. Structure of Burst Frame Format in Time Domain

2.2 Transmitter

Figure 2 shows the block diagram of transmitter and receiver for the OFDM system to be evaluated in the following. In Fig. 2, the serial information data in binary data is converted to the parallel data, and modulated by QPSK modulation method. The modulated data can be given by the following equation.

$$a_{i,l} = x_{i,l} + jy_{i,l} \qquad (1)$$
$$i = 0,1,2,\ldots,M-1 \;;$$
$$l = 0,1,2,\ldots,L+1 \;;$$

where x and y show the real and imaginary data in the QPSK modulated data, respectively. M and L show the number of sub-carriers and the number of data symbols, respectively.

Then the frequency domain signal given by Eq. (1) is converted to the time domain signal as shown in the following equation by using IFFT.

$$b_{k,l} = \sum_{n=0}^{N-1} a_{k,l} e^{j2\pi nk/N} \qquad (2)$$

where N is the number of IFFT points. The time domain signal is then converted from the parallel to serial data sequence and add the GI so as to compensate the ISI due to the multi-path fading and transmitted to the channel.

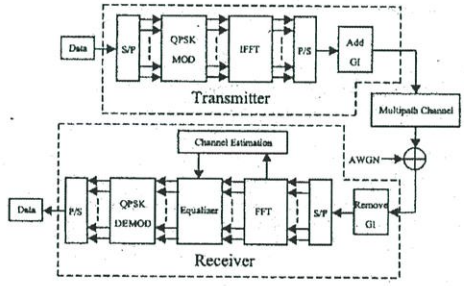


Figure 2. Block diagram of OFDM-QPSK system

2.3 Channel model

Assume the channel to be a Multi-path fading channel. Figure 3 shows the multi-path fading model with 6 reflected wave Rayleigh fading. The impulse response of multi-path fading model is assumed to be composed of 6 delayed signals with a uniformly distributed random phase and a Rayleigh distributed magnitude whose average power is exponentially decayed as shown in figure 3.

The channel frequency response corrupted by the multi-path fading for i th sub-channel can be expressed by the following equation.

$$H_i = \sum_{m=1}^{P} \rho_m e^{j\theta_m} e^{-j2\pi n(\lambda-\tau_m)/M} \qquad (3)$$

where P is the number of reflected waves in the received signal, τ_m, θ_m and ρ_m are delay, phase and amplitude for the m th reflected wave, respectively.

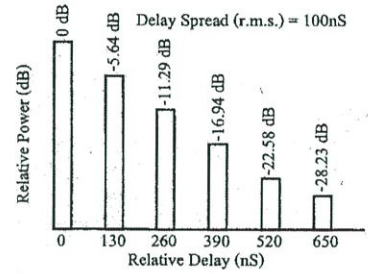


Figure 3. Multi-path fading model

2.4 Receiver

As for the receiver shown in Fig. 2, the guard interval is first removed from the received OFDM-QPSK signal in the time domain after establishment of symbol timing detection. Then the signal is converted from the time to frequency domains by FFT of which signal is given by the following equation

$$r_{i,l} = a_{i,l} H_i + N_{i,l} \qquad (4)$$

where $r_{i,l}$ and $N_{i,l}$ are the received data signal and the noise component at the i th sub-channel, respectively.

By using Eq. (4) and the fact that the first symbol is the known preamble symbol at the receiver, the channel frequency response for the i th sub-carrier can be estimated by using the following equation.

$$\hat{H}_i = \frac{r_{i,1}}{a_{i,1}} \qquad (5)$$
$$\hat{H}_i = \frac{a_{i,1} H_i}{a_{i,1}} + \frac{N_{i,1}}{a_{i,1}}$$
$$\hat{H}_i = H_i + \frac{N_{i,1}}{a_{i,1}}$$

By using Eq.(5), the received data symbols followed to the first preamble symbol can be equalized in the frequency domain by the following equation.

$$\hat{a}_{i,l} = \frac{r_{i,l}}{\hat{H}_l} \qquad (6)$$

$$\hat{a}_{i,l} = \frac{a_{i,l} H_l}{\hat{H}_l} + \frac{N_{i,l}}{\hat{H}_l}$$

$$\hat{a}_{i,l} = a_{i,l} + \frac{N_{i,l}}{\hat{H}_l}$$

3. Performance Evaluation

This section presents computer simulation results to verify the performances of the OFDM system as shown in Fig. 2. Table 1 shows the parameters used in the following computer simulation.

Table 1. Parameter used in Computer Simulation.

Parameter	Value
Modulation	QPSK
Demodulation	Coherent
Number of FFT point (N)	256
Number of Sub-carrier (M)	168
Allocated Frequency Bandwidth (W)	5 MHz
Symbol Duration	36.08 μs
Effective Symbol Duration (Ts)	32.8 μs
Guard Interval (Tg)	3.28 μs
Transmission Rate	9.1 Mbps
Sub-carrier Spacing	29.76 kHz
Multi-path Fading Model	
Delay Profile	Exponential
Number of path	6
RMS Delay Spread	100 ns
Delay Spacing	130 ns

Figure 4 shows the computer simulation results on the channel frequency response in the multi-path fading channel at C/N is 20dB. Figure 4 also shows the channel response given by Eq. (3), which corresponds to the noise free case. From the figure, it can be observed that the channel response can be estimated precisely by using Eq. (5). Figure 5 shows the bit error rate performance versus C/N under the AWGN and multi-path fading with 6 reflected waves. The figure also shows the performances with and without the frequency equalization method under the multi-path fading condition. From Fig. 5, it can be seen that the frequency domain equalization method can achieve the better performance over that without equalization.

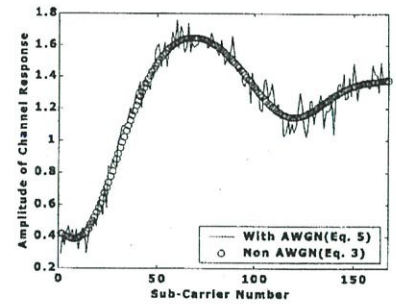


Figure 4. Estimated channel frequency response.

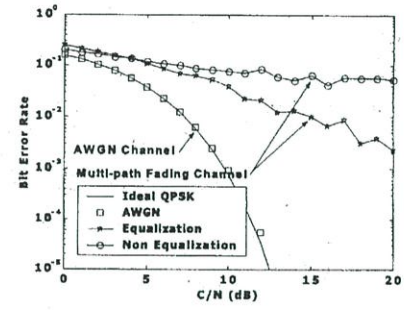


Figure 5. Bit error rate performance under the AWGN and multi-path fading environments.

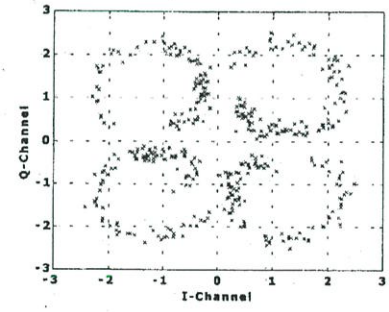


Figure 6. Scatter Diagram of QPSK OFDM Without Equalization at C/N = 20 dB

Figures 6 and 7 show the scatter diagram of OFDM-QPSK signal with and without equalization method, respectively under the multi-path fading with 6 reflected waves at C/N 20 dB. From these figures, it can be seen that the equalization technique can keep the coherent demodulation during the one burst frame period.

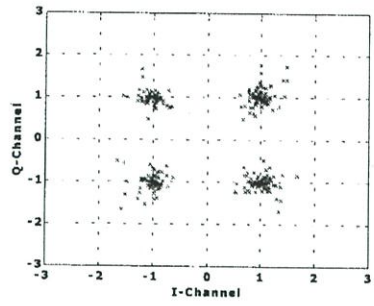


Figure 7. Scatter Diagram of QPSK OFDM With Equalization at C/N = 20 dB

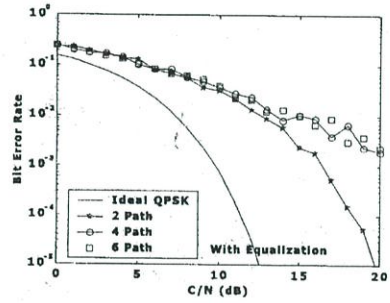


Figure 8. Bit error rate performance with equalization when changing the number of reflected waves.

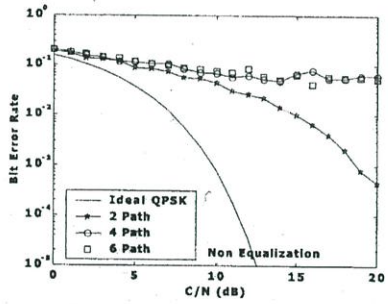


Figure 9. Bit error rate performance without equalization when changing the number of reflected waves.

Figures 8 and 9 show the bit error rate performance with and without equalization, respectively when changing the multi-path fading conditions where the number of reflected waves are changed to 2, 4 and 6, respectively. From these figures,it can be observed that the performance is degraded as increasing the number of reflected waves.

4. Conclusions

This paper presents the performance analysis of OFDM system with QPSK modulation method which is operating in burst mode under the AWGN and multi-path fading environments. The computer simulation results show that the equalization method is essential to achieve the better bit error rate performance under the multi-path fading environments. It is also concluded that the bit error rate performance is degraded as increasing the number of reflected waves even employing the equalization method.

5. References

[1] H. Kobayashi, "A Novel Coherent Demodulation for M-QAM OFDM Signal Operating in the Burst Mode", IEEE VTC'2000 Boston, Sep. 2000, pp. 1387-1391.

[2] R. Van Nee and R. Prasad, OFDM for Wireless Multimedia Communications, Artech House Publishers, 2000.

[3] Jae Kyoung Moon and Song In Choi, "Performance of channel estimation method for OFDM systems in multipath fading channel", IEEE Transactions on Consumer Electronic, Vol. 46, No. 1, Feb. 2000, pp, 161-170.

[4] Andreas F. Molisch, Wideband Wireless Digital Communication, Prentice Hall PTR, 2000.

[5] J.G. Proakis, Digital Communications, 3rd ed. New York: Mcgraw-Hill, 1995.

[6] John G. Proakis and Masoud Salehi, Contemporary Communication Systems Using MATLAB, BrooKs/Cole Thomson Learning, 2000.

[7] Marvin K. Simon and Mohamed-Sim Alouini, Digital Communication over Fading Channels: A Unified Approach to Performance Analysis, John Wiley & Sons, INC., 2000.

[8] Fuqin XIONG, Digital Modulation Techniques, Artech House, Boston, 2000.

[9] Khaled Fazel and Stefan Kaiser, Multi-Carrier Spread-Spectrum & Related Topics, Kluwer Academic Publishers, Boston, 2000.

การประชุมวิชาการ
ทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 25
25th Electrical Engineering Conference
(EECON - 25)
21-22 พฤศจิกายน 2545
ณ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์
Volume II
สาขาบทความ
ไฟฟ้าสื่อสาร (CM)
อิเล็กทรอนิกส์ (EL)
ประมวลผลสัญญาณดิจิตอล (DS)
วิศวกรรมคอมพิวเตอร์และ
เทคโนโลยีสารสนเทศ (CP)
งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิศวกรรมไฟฟ้า (GN)
ดำเนินการจัดการประชุมโดย
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์

CM

การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ QPSK-OFDM ที่ทำงานแบบ Burst Mode บนช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิง

Performance Analysis of QPSK-OFDM System Operating in the Burst Mode via Multi-path Fading Channel

สิทธิชัย เศษพร อิเคโอะ โคบายาชิ* มนูญ สุขเกษม และ ถวิล พึ่งมา

ภาควิชาวิศวกรรมไทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ และสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

3 หมู่ 2 ถ.ฉลองกรุง แขวงลำปลาทิว เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520 โทร 0-2326-4240 โทรสาร 0-2326-4240 E-mail: mobile@kmitl.ac.th

*ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ มหาวิทยาลัย MIE ประเทศญี่ปุ่น

บทคัดย่อ

บทความนี้แสดงการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ที่ทำการปรับเท่าระดับสัญญาณทางด้านเครื่องรับ บนช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิง (Multi-path Fading) ซึ่งข้อมูลจะทำการมอดูเลตแบบ QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) โดยที่ระบบทำงานในรูปแบบของ Burst-Mode การวิเคราะห์นั้นจะแสดงอยู่ในรูปของอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูล (BER) เทียบกับอัตราส่วนของสัญญาณคลื่นพาห์ต่อสัญญาณรบกวน (C/N) ระหว่างเครื่องรับที่ใช้เทคนิคการปรับเท่าระดับสัญญาณในแกนความถี่ (Frequency domain equalization method) เปรียบเทียบกับเมื่อไม่มีการปรับเท่าระดับสัญญาณในแกนความถี่ โดยใช้คอมพิวเตอร์จำลองการทำงานของระบบ ผลการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ OFDM บนช่องสัญญาณแบบมัลติพาธเฟดดิงพบว่า เทคนิคการปรับเท่าระดับสัญญาณในแกนความถี่ทางด้านเครื่องรับสามารถทำให้อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลลดลงมากกว่าเครื่องรับที่ไม่ใช้เทคนิคการปรับเท่าระดับสัญญาณ

Abstract

The performance analysis of quadrature phase shift keying - orthogonal frequency division multiplexing (QPSK-OFDM) system that operating in Burst-Mode over multi-path fading are presented in this paper. The bit error rate (BER) over various carrier to noise ratio(C/N) of Burst Mode OFDM receiver with Frequency Domain Equalization method and without Equalization are show in the result. By using computer simulation, the result of performance analysis show that Burst-Mode-OFDM with equalization over multi-path fading have the better BER than with without equalization.

Keyword: QPSK-OFDM, Multi-path Fading, Frequency Domain Equalization Method and Burst Mode

1. คำนำ

ในอนาคตอันใกล้นี้ความต้องการของการสื่อสารไร้สาย เช่น โทรศัพท์เคลื่อนที่ หรือระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย (Wireless Local Area Network: WLAN) จะเปลี่ยนไปอยู่ในรูปแบบของการสื่อสารแบบมัลติมีเดียเคลื่อนที่ (Mobile Multimedia) หรือระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายความเร็วสูง ปัญหาที่เกิดขึ้นตามมาของการส่งผ่านด้วยอัตราข้อมูลความเร็วสูงบนช่องสัญญาณวิทยุก็คือ การเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter Symbol Interference: ISI) [1-3] ซึ่งเกิดขึ้นเนื่องมาจากการเกิดมัลติพาธเฟดดิง ส่งผลให้สมรรถนะของระบบมีค่าต่ำลง

เทคนิคการส่งสัญญาณแบบ OFDM คือรูปแบบของการสื่อสารที่สามารถแก้ปัญหาที่กล่าวมาข้างต้นได้ เนื่องจากระบบ OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) เป็นระบบที่สามารถทนทานต่อการเกิดมัลติพาธเฟดดิง สามารถส่งผ่านข้อมูลด้วยอัตราความเร็วข้อมูลสูงมากเมื่อเทียบกับระบบอื่น อีกทั้งยังใช้ย่านความถี่ที่มีอยู่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ระบบ OFDM จะทำการกระจายข้อมูลที่มีความเร็วสูงให้เป็นข้อมูลที่มีความเร็วต่ำลง โดยการแปลงจากข้อมูลอนุกรมเป็นขนานแล้วส่งผ่านช่องสัญญาณย่อยๆ (Sub channel) จำนวนมาก ทำให้ช่วงเวลาของแต่สัญลักษณ์มีระยะเวลากว้างขึ้น ทำให้สามารถลดการเกิด ISI ที่มีสาเหตุมาจากมัลติพาธเฟดดิงได้ [1-2] ถึงแม้ว่าระบบ OFDM จะให้ค่าสมรรถนะของระบบภายใต้สภาพแวดล้อมแบบมัลติพาธเฟดดิงที่ดีกว่าเมื่อเทียบกับระบบที่มีการส่งแบบคลื่นพาห์เดียว (Single carrier) แต่ภายใต้สภาวะของการเกิดการเฟดดิงอย่างรวดเร็วนั้นจะทำให้สมรรถนะของระบบของแต่ละช่องสัญญาณย่อยจะมีการเปลี่ยนแปลงในช่วงกว้างอย่างรวดเร็ว แต่ด้วยวิธีการดีมอดูเลตแบบร่วมนัย (Coherent Demodulation) ร่วมกับการปรับเท่าระดับสัญญาณในแกนของความถี่(Frequency Domain Equalization Method) ในระบบ OFDM ที่ทำงานในแบบ Burst Mode ทำให้สามารถที่จะปรับปรุงสมรรถนะของระบบได้ [3-5]

บทความนี้นำเสนอการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ OFDM ที่ทำการปรับเท่าระดับสัญญาณในแกนความถี่ทางด้านเครื่องรับ ซึ่งข้อมูล

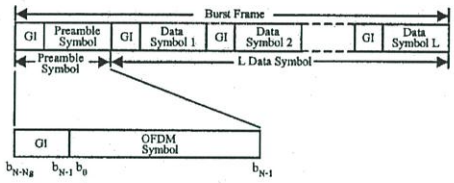
จะทางการมอดูเลตแบบ QPSK ซึ่งระบบทำงานในรูปแบบของ Burst Mode ภายใต้ช่องสัญญาณแบบมัลติพาธเฟดดิง ผลที่ได้จะแสดงให้เห็นอัตราความผิดพลาดของข้อมูลเปรียบเทียบกับอัตราส่วนของสัญญาณคลื่นพาห์ต่อสัญญาณรบกวน

2. แบบจำลองของระบบ

ในหัวข้อนี้จะแสดงแบบจำลองของระบบ ซึ่งประกอบไปด้วยโครงสร้างของเครื่องส่งและเครื่องรับ รูปแบบของ Burst Frame, แบบจำลองช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิง [3-5] และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการวิเคราะห์ระบบ

2.1 โครงสร้างของ Burst Frame

กำหนดให้รูปแบบของ Burst Frame มีโครงสร้างตามรูปที่ 1 ซึ่งประกอบไปด้วย ปรีเอมเบิล (Preamble) จำนวน 1 สัญลักษณ์ และ ข้อมูลจำนวน L สัญลักษณ์ ที่ส่วนหัวของแต่ละสัญลักษณ์จะถูกวางคั่นด้วย GI (Guard Interval) เพื่อใช้ลดการเกิด ISI และปรีเอมเบิลจะถูกวางไว้ที่ส่วนหัวของทุกๆ Burst Frame เพื่อใช้สำหรับการซิงโครไนซ์สัญญาณที่รับได้ และประมาณค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ (Channel Frequency Response Estimation)



รูปที่ 1 โครงสร้างของ Burst Frame บนแกนของเวลา

2.2 เครื่องส่ง

จากบล๊อกไดอะแกรมในรูปที่ 2 ซึ่งแสดงโครงสร้างของเครื่องรับและเครื่องส่งสำหรับระบบ OFDM ในส่วนของเครื่องส่ง ข้อมูลข่าวสารซึ่งอยู่ในรูปของสัญญาณไบนารี่ (Binary signal) จะถูกเปลี่ยนจากข้อมูลอนุกรมเป็นข้อมูลแบบขนาน และทำการมอดูเลตสัญญาณแบบ QPSK ซึ่งสัญญาณข้อมูลกำหนดให้เป็นไปตามสมการที่ (1)

$$a_{i,l} = x_{i,l} + jy_{i,l} \qquad (1)$$
$$i = 0,1,2,\ldots,M-1 \;;$$
$$l = 0,1,2,\ldots,L \;;$$

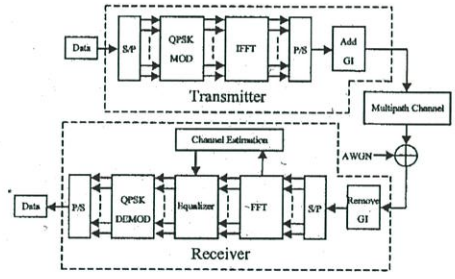
เมื่อ x และ y คือค่าจริง และค่าจินตภาพ ของสัญญาณ QPSK ตามลำดับ M คือจำนวนของช่องสัญญาณย่อยๆ และ L คือจำนวนสัญลักษณ์ข้อมูล

การป้องกันไม่ให้สัญญาณไปรบกวนกับย่านความถี่ข้างเคียงอันเนื่องมาจากการแผ่กว้างของสเปคตรัมนั้นจะทำได้โดยวิธีซีโร่แพดดิง (Zero Padding) ซึ่งเป็นการกำหนด Sub-channel ทั้งสองด้านของแต่ละสัญลักษณ์ให้มีค่าเท่ากับศูนย์ โดยจำนวนของซีโร่แพดดิงเท่ากับ $N - M$ สัญญาณข้อมูลแต่ละสัญลักษณ์เมื่อผ่านขบวนการซีโร่แพดดิงกำหนดเป็น $a_{k,l}$ ซึ่ง k เท่ากับจำนวนจุดของขบวนการ IFFT

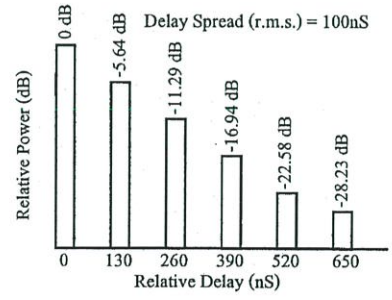
เมื่อ $a_{k,l}$ คือ สัญญาณข้อมูลที่บนแกนของความถี่ถูกแปลงให้เป็นสัญญาณที่อยู่บนแกนเวลาโดยผ่านขบวนการ IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) ซึ่งจะได้สัญญาณ OFDM คือ $b_{k,l}$ ตามสมการที่ (2)

$$b_{k,l} = \sum_{n=0}^{N-1} a_{k,l} e^{j2\pi nk/N} \qquad (2)$$

เมื่อ N คือ จำนวนจุดในขบวนการ IFFT หลังจากนั้นสัญญาณจะถูกเปลี่ยนรูปแบบจากขนานเป็นอนุกรม และทำการใส่ GI ก่อนที่จะทำการส่งสัญญาณ เพื่อป้องกันการเกิด ISI ที่เกิดมาจากการส่งสัญญาณในช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิง



รูปที่ 2 บล๊อกไดอะแกรมของระบบ QPSK-OFDM



รูปที่ 3 แบบจำลองช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิง

2.3 แบบจำลองช่องสัญญาณ

กำหนดให้ช่องสัญญาณเป็นแบบมัลติพาธเฟดดิง [3-6] ซึ่งในรูปที่ 3 จะแสดงแบบจำลองช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิงซึ่งประกอบด้วยสัญญาณจำนวน 6 เส้นทาง ที่มีการประวิงเวลาของสัญญาณในแต่ละเส้นทางที่ต่างกัน ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงของเฟสเป็นแบบสุ่ม (Random process) ที่มีการแจกแจงแบบยูนิฟอร์ม (Uniform distribution) ในช่วง $[0,2\pi]$ และสัญญาณในแต่ละเส้นทางจะเป็นการแจกแจงแบบเรย์ลี (Rayleigh Distribution) โดยระดับสัญญาณจะลดลงเป็นแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล (Exponential Decayed)โดยที่การตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณในช่องสัญญาณย่อยที่ i สามารถเขียนได้ตามสมการที่ (3)

$$H_i = \sum_{m=1}^{P} \rho_m e^{j\theta_m} e^{-j2\pi n(k-\tau_m)/M} \qquad (3)$$

เมื่อ P คือจำนวนของเส้นทางเดินของสัญญาณ, τ_m คือค่าของการประวิงเวลาในเส้นทางที่ m, θ_m คือเฟสที่มีการเปลี่ยนแปลงในเส้นทางที่ m และ ρ_m คือค่ากำลังงานสัมพัทธ์ของเส้นทางที่ m

2.4 เครื่องรับ

จากรูปที่ 2 ในส่วนของเครื่องรับ สัญญาณ OFDM-QPSK ที่รับได้จะถูกแยกเอา GI ออก หลังจากนั้นจะทำการซิงโครไนซ์ แล้วทำการแปลงจากอนุกรมให้เป็นขนานเพื่อนำไปผ่านขบวนการ FFT (Fast Fourier Transform) สัญญาณที่ได้หลังผ่านขบวนการ FFT จะเป็นสัญญาณที่อยู่บนแกนของความถี่ ซึ่งสามารถแสดงได้ตามสมการที่ (4)

$$R_{i,l} = a_{i,l} H_i + N_{i,l} \qquad (4)$$

เมื่อ $R_{i,l}$ คือสัญญาณข้อมูลที่รับได้ในช่องสัญญาณย่อยที่ i และ $N_{i,l}$ คือสัญญาณรบกวนแบบขาวบวก (additive white gaussian noise)

ในส่วนของการประมาณค่าการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ โดยสมมติให้ทางด้านเครื่องรับรู้ข้อมูลของ $a_{i,0}$ ซึ่งเป็นสัญญาณข้อมูลในปรีแอมเบิล ดังนั้นการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณย่อยที่ i สามารถที่ทำการประมาณออกมาได้ตามสมการที่ (5)

$$\hat{H}_i = \frac{R_{i,0}}{a_{i,0}}$$
$$\hat{H}_i = H_i + \frac{N_{i,0}}{a_{i,0}} \qquad (5)$$

จากสมการที่ (5) สามารถที่จะใช้ $\hat{H}_i$ ในการปรับเท่าระดับสัญญาณข้อมูลที่รับได้ซึ่งสามารถแสดงได้ตามสมการที่ (6)

$$\hat{a}_{i,l} = \frac{R_{i,l}}{\hat{H}_i}$$
$$= a_{i,l} + \frac{N_{i,l}}{\hat{H}_i} \qquad (6)$$

เมื่อ $\hat{a}_{i,l}$ คือสัญญาณข้อมูลที่ได้หลังจากการปรับเท่าระดับสัญญาณแล้ว จากนั้นจึงนำสัญญาณที่ทำการปรับเท่าระดับสัญญาณแล้วไปทำการดีมอดูเลตต่อไป

3. การหาค่าสมรรถนะของระบบ

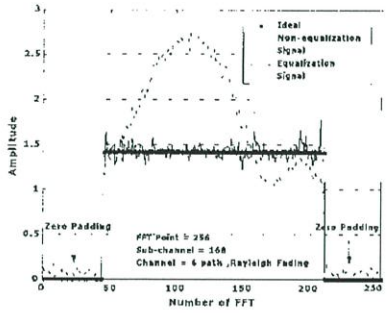
ในส่วนนี้จะแสดงผลที่ได้จากการใช้คอมพิวเตอร์จำลองระบบ QPSK-OFDM ในรูปที่ 2 โดยตารางที่ 1 แสดงค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการจำลองระบบ

ตารางที่ 1 พารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการจำลองระบบ

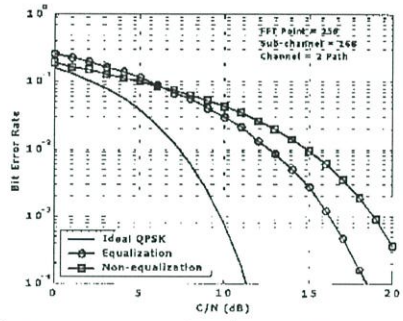
Parameter	Value
Modulation	QPSK
Demodulation	Coherent
Number of FFT point (N)	256
Number of Sub-carrier (M)	168
Allocated Frequency Bandwidth (W)	5 MHz
Symbol Duration	36.08 μs
Effective Symbol Duration (Ts)	32.8 μs
Guard Interval (Tg)	3.28 μs
Tranismission Rate	9.1 Mbps
Sub-carrier Spacing	29.76 kHz
Multi-path Fading Model	
Delay Profile	Exponential
Number of path	6
RMS Delay Spread	100 ns
Delay Spacing	130 ns

รูปที่ 4 แสดงการเปรียบเทียบระดับของสัญญาณของเครื่องรับที่ใช้เทคนิคการปรับเท่าระดับสัญญาณกับเครื่องรับที่ไม่ใช้เทคนิคการปรับเท่าระดับสัญญาณ และระดับสัญญาณในทางอุดมคติ เมื่อกำหนดค่า C/N เท่ากับ 20 dB และสัญญาณจำนวน 6 เส้นทาง ซึ่งแสดงให้เห็นว่าสัญญาณเมื่อผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาธเฟดดิง สัญญาณที่เครื่องรับจะประกอบทั้งผลรวมของสัญญาณที่มีลักษณะเสริมกันจะทำให้มีระดับสัญญาณมีความแรงมากกว่าที่เครื่องส่ง และผลรวมของสัญญาณที่มีลักษณะหักล้างกันจะทำให้ระดับสัญญาณที่เครื่องรับมีค่าต่ำกว่าระดับสัญญาณที่เครื่องส่ง เมื่อทำการปรับเท่าระดับสัญญาณจะทำให้ระดับ

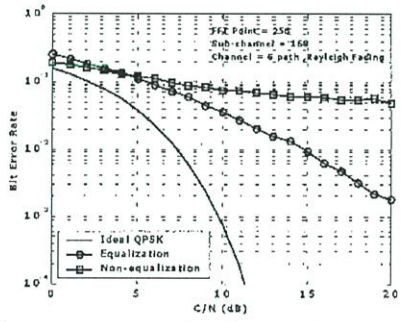
สัญญาณในแต่ละช่องสัญญาณย่อยมีระดับสัญญาณใกล้เคียงกัน ซึ่งมีลักษณะเช่นเดียวกับระดับสัญญาณทางด้านเครื่องส่ง



รูปที่ 4 ระดับสัญญาณของเครื่องรับที่มีการปรับเท่าและไม่มีการปรับเท่าระดับสัญญาณ



รูปที่ 5 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อกำหนดให้มีสัญญาณ 2 เส้นทาง



รูปที่ 6 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อกำหนดให้มีสัญญาณ 6 เส้นทาง

รูปที่ 5 และ 6 แสดงสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบ ภายใต้สภาพแวดล้อมแบบมัลติพาธเฟดดิงซึ่งมีสัญญาณจำนวน 2 และ 6 เส้นทาง ตามลำดับ จากผลการจำลองแสดงให้เห็นว่าเครื่องรับที่มีการปรับเท่าระดับสัญญาณในแกนความถี่มีสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลที่ดีกว่าเมื่อเทียบกับเมื่อไม่มีการปรับเท่าระดับสัญญาณ

4. บทสรุป

บทความนี้เป็นการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ OFDM ที่ใช้เทคนิคการปรับเท่าระดับสัญญาณในแกนความถี่ทางด้านเครื่องรับ ที่ทำการมอดูเลตข้อมูลแบบ QPSK โดยมีการทำงานในรูปแบบของ Burst Mode บนช่องสัญญาณแบบมัลติพาธเฟดดิง ผลที่ได้การจำลองระบบด้วยคอมพิวเตอร์แสดงให้ถึงค่าของสมรรถนะที่ดีขึ้นเมื่อทำการปรับเท่าระดับของสัญญาณที่รับได้ที่ด้านรับเมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับที่ไม่ใช้เทคนิคการปรับระดับสัญญาณทั้งในช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง และ 6 เส้นทาง จากผลการจำลองการทำงานของระบบ OFDM ที่ใช้เทคนิคการปรับเท่าระดับสัญญาณแสดงให้เห็นว่า เทคนิคการปรับเท่าระดับสัญญาณสามารถทำให้ประสิทธิภาพของระบบดีขึ้นได้ทั้งช่องสัญญาณที่เป็นแบบ 2 เส้นทางและ 6 เส้นทาง

5. เอกสารอ้างอิง

[1] R. Van Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House Publishers, 2000.

[2] Andreas F. Molisch, *Wideband Wireless Digital Communication*, Prentice Hall PTR, 2000.

[3] H. Kobayashi, "A Novel Coherent Demodulation for M-QAM OFDM Signal Operating in the Burst Mode," *IEEE VTC'2000 Boston*, Sep. 2000, pp. 1387-1391.

[4] S.Dachporn, T.Pattanatadapong, M.Sukkasem and T.Paungma, "Performance Analysis of OFDM Operating in Burst Mode via Multi-Path Fading Channel," *The 27th Asian Info-Communications Council Conference*, Doc.67, 20-24 May 2002, Chiangrai, Thailand.

[5] Jae Kyoung Moon and Song In Choi, "Performance of channel estimation method for OFDM systems in multipath fading channel," *IEEE Transactions on Consumer Electronic*, Vol. 46, No. 1, Feb. 2000, pp. 161-170.

สิทธิชัย เดชพร สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี (วศ.บ.) สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง พ.ศ.2543 ปัจจุบันกำลังศึกษาในระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม ที่สถาบันแห่งเดียวกัน

CM

ฮิเดโอะ โคบายาชิ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี (B.E.) ระดับปริญญาโท (M.E.) และระดับปริญญาเอก (Dr.E.) จากมหาวิทยาลัย Tohoku ประเทศญี่ปุ่น พ.ศ. 2518, พ.ศ. 2520 และ พ.ศ. 2522 ตามลำดับ ใน พ.ศ. 2520 ได้เข้าทำงานวิจัยที่ KDD เกี่ยวกับระบบการสื่อสารดิจิตอลบนดาวเทียมแบบคงที่และแบบเคลื่อนที่ ระหว่าง พ.ศ. 2531 ถึง พ.ศ. 2533 ได้เข้าร่วมในการพัฒนาระบบ INMARSAT ปัจจุบันดำรงตำแหน่งศาสตราจารย์ ที่มหาวิทยาลัย MIE ประเทศญี่ปุ่น งานวิจัยที่เกี่ยวข้องทางด้านการสื่อสารเคลื่อนที่ และระบบ WLAN

มนูญ สุขเกษม สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี (B.Eng.) และระดับปริญญาโท (M.Eng.) จากมหาวิทยาลัยโตไก ประเทศญี่ปุ่น พ.ศ. 2511 และ พ.ศ. 2516 ตามลำดับ ปัจจุบันดำรงตำแหน่งศาสตราจารย์ ประจำภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ และเป็นที่ปรึกษาของห้องปฏิบัติการวิจัยการสื่อสารเคลื่อนที่ สำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง งานวิจัยที่เกี่ยวข้องทางด้านระบบโทรศัพท์, การออกแบบระบบโครงข่ายโทรคมนาคม และเทคโนโลยี ISDN

ฉวิน พึ่งมา สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี (วศ.บ.) และปริญญาโท (วศ.ม.) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง และปริญญาเอก (D.Eng.) จากมหาวิทยาลัยโตไก ประเทศญี่ปุ่น ในปี พ.ศ. 2521, พ.ศ. 2524 และ พ.ศ. 2538 ตามลำดับ ปัจจุบันดำรงตำแหน่งรองศาสตราจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ และเป็นหัวหน้าปฏิบัติการวิจัยการสื่อสารเคลื่อนที่ สำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง งานวิจัยที่เกี่ยวข้องทางด้านระบบโทรศัพท์, เทคโนโลยี ISDN และระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ต่างๆ

ภาคผนวก ค.
ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์

1. **S. Dachporn**, T. Pattanatadapong, H. Kobayashi and T. Paungma, "**Performance Analysis of Burst Mode OFDM-QPSK System in Multi-Path Fading Channel**," International Symposium on Communication and Information Technology (ISCIT'2002), pp. 37-40, Pattaya, Thailand, Oct 23-25, 2002.
2. **สิทธิชัย เดชพร** ฮิเดโอะ โคบายาชิ มนูญ สุขเกษม และถวิล พึ่งมา, ""**การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ QPSK-OFDM ที่ทำงานแบบ Burst Mode บนช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิง**" การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 25 (EECON-25) ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ จังหวัดสงขลา หน้า 75-79 21-22 พฤศจิกายน 2545
3. **S. Dachporn**, T. Pattanatadapong, M. Sukkasem and T. Paungma, "**Performance Analysis of OFDM Operating in Burst Mode via Multi-Path Fading Channel**," The 27th AIC Conference, Doc. 67, Chiangrai, Thailand, May 20-24 ,2002.

ประวัติผู้เขียน

นายสิทธิชัย เดชพร เกิดเมื่อวันที่ 22 มิถุนายน พ.ศ. 2520 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2543 และเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2544 โดยในปี พ.ศ. 2544 ได้เข้าทำงานในตำแหน่งเจ้าหน้าที่ระบบงานคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง และในปีเดียวกันได้เข้าทำงานในตำแหน่งผู้ช่วยนักวิจัย ประจำห้องปฏิบัติการ การสื่อสารเคลื่อนที่ (Mobile Communication Lab.) สำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (ReCCIT) สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง