

การใช้เวฟเลตในระบบมัลติแครี่เรียร์ซีดีเอ็มเอด้วยการกระจาย  
แบบโพลีเฟสฟิลเตอร์เบงค์ภายใต้ช่องสัญญาณการจางหาย

WAVELET-BASED MULTI-CARRIER CDMA SYSTEM WITH  
POLYPHASE FILTERBANK UNDER FADING CHANNELS



พีรวัดน์ สุภอมรพันธุ์

PERAWAT SUP-PAMORN PAN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

พ.  
พ ๗๙๔ ก  
๒๕๔๗  
๙๖.๑

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.๒๕๔๗

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน.....  
วัน,เดือน,ปี.....

51889

ISBN 974-9680-82-0

1111013245  
b.....  
.....

**WAVELET-BASED MULTI-CARRIER CDMA SYSTEM WITH  
POLYPHASE FILTERBANK UNDER FADING CHANNELS**



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING IN TELECOMMUNICATION ENGINEERING  
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

**2004**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ ISBN 974-9680-82-0 ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**COPYRIGHT 2004**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

เอกสาร **KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG** ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การใช้เวฟเล็ดในระบบมัลติแคร์เรียร์ซีดีเอ็มเอด้วยการกระจายแบบโพลีเฟสฟิลเตอร์แบงก์ภายใต้ช่องสัญญาณการจางหาย
นักศึกษา	นายพีรวัฒน์ สุภอมรพันธุ์
รหัสประจำตัว	45061068
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2547
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร. สุวิพล สิทธีชีวภาค

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ ได้นำเสนอการแปลงระบบมัลติเพลกซ์เชิงตั้งฉาก ที่ประยุกต์ใช้ในระบบมัลติแคร์เรียร์ซีดีเอ็มเอ โดยเสนอแนวคิดของการใช้เทคนิคเวฟเล็ดทรานสฟอร์มแทนฟาสต์ฟูริเยร์ทรานสฟอร์มในส่วนของฟิลเตอร์ในแต่ละแบนด์ เพื่อแยกสัญญาณอินพุตในแต่ละแถบความถี่ โดยใช้คุณสมบัติการกระจายแบบโพลีเฟสฟิลเตอร์แบงก์เทียบกับการกระจายแบบดั้งเดิม คุณสมบัติของโพลีเฟสฟิลเตอร์แบงก์นั้นมีความซับซ้อนน้อย และด้านทานการรบกวนจากช่องสัญญาณข้างเคียง เราจะจำลองระบบเพื่อหาค่าสมรรถนะของระบบบนช่องสัญญาณที่มีการจางหาย พร้อมกับเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่นำเสนอขึ้นกับระบบที่ใช้กันอยู่เดิม

**Thesis Title** Wavelet-Based Multi-Carrier CDMA System with  
Polyphase Filterbank under Fading Channels

**Student** Mr. Perawat Sup-pamornpan

**Student ID.** 45061068

**Degree** Master of Engineering

**Programme** Telecommunication Engineering

**Year** 2004

**Thesis Advisor** Assoc.Prof.Dr. Suvepon Sittichivapak

### ABSTRACT

This thesis deals with the application of Orthogonal Transmultiplexer techniques into Multi-Carrier Code Division Multiple Access (MC-CDMA) system. We proposed the idea of Wavelet Transform technique in system, which replaces Fast Fourier Transform technique. We use polyphase filterbanks to create a set of filters that partition input signal into separate frequency bands. The polyphase filterbanks provide a little complex and robust noise between adjacent sub-carrier signal. We simulated the performance of system on fading channel and compare the performance of this system with conventional system.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาเกี่ยวกับการใช้เวฟ เล็ตในระบบสื่อสารจาก รองศาสตราจารย์ ดร. สุวิพล สิริทธิชิวภาค ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุม วิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอกราบขอบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกๆท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชา ความรู้ให้กับข้าพเจ้า

ขอขอบคุณ คุณพ่อธงชัยและคุณแม่ดวงพร ที่ได้ให้ความรักความอบอุ่นแก่ลูกตลอดมา

ขอขอบคุณ อ.ฉลองชัย จำเนียรศรี อ.จิรพล วงศ์เมธานุเคราะห์ อ.ปราโมทย์ อนันต์วราพงษ์ อ.อังคณา จารูวาระกุล อ.สิทธิชัย เศษพร และวิทยาเขตเทคนิคกรุงเทพฯ ที่ได้ให้ความรู้ และให้ โอกาสผู้วิจัยได้ศึกษาเล่าเรียน

ขอขอบคุณห้องปฏิบัติการ ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ได้ให้ความช่วยเหลือและความสะดวกในการค้นคว้าหาข้อมูลต่างๆ

ขอขอบคุณ เพื่อนๆ นายเศรษฐกร กาเมือง น.ส.วรรณรีย์ วงศ์ไตรรัตน์ น.ส.วรรณภา ภูนิลา มัย นายชัยเลิศ เอาทาร์ย์สกุล น.ส.นลิน พฤตมิงคผล ที่ให้ความช่วยเหลือและคำแนะนำต่างๆ

สุดท้ายขอขอบคุณบัณฑิตวิทยาลัย ที่ได้ให้ทุนสนับสนุนการทำวิทยานิพนธ์ครั้งนี้

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอบพระคุณแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

พีรวัฒน์ สุภอมรพันธุ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# 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.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีและแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ.....	4
2.1 เทคนิคการมัลติเพลกซ์.....	4
2.1.1 การมัลติเพลกซ์แบบแบ่งช่วงความถี่.....	4
2.1.2 การมัลติเพลกซ์แบบแบ่งช่วงเวลา.....	5
2.1.3 การมัลติเพลกซ์แบบแบ่งรหัส.....	5
2.1.4 การมัลติเพลกซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม.....	6
2.1.5 เทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห้.....	7
2.1.5.1 ระบบมัลติแครี่เรียร์ ซีดีเอ็มเอ.....	9
2.1.5.2 ระบบมัลติแครี่เรียร์ ไคเร็กซ์ซีควนซ์ ซีดีเอ็มเอ.....	11
2.1.5.3 ระบบมัลติโทน ซีดีเอ็มเอ.....	12
2.1.6 คุณสมบัติของการออโรโกนอล.....	15
2.1.7 คุณสมบัติของการออโรโกนอลในแกนความถี่.....	16
2.1.8 ชุดรหัสวอลซ์ (Walsh code).....	18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.2 ทฤษฎีเวฟเล็ดทรานสฟอร์ม.....	20
2.2.1 เวฟเล็ดคืออะไร.....	20
2.2.2 การเพิ่มและลดจำนวนการชักตัวอย่าง.....	26
2.2.3 การวิเคราะห์เวฟเล็ดหลายระดับความละเอียด.....	28
2.2.4 ระบบสื่อสารที่มีอัตราเร็วหลายอัตรา.....	30
2.2.5 การกระจายแบบ โพลีเฟส.....	32
2.2.6 ตระกูลเวฟเล็ด.....	36
2.3 ทฤษฎีช่องสัญญาณแบบต่างๆ.....	39
2.3.1 สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก.....	39
2.3.2 การแกว่งขึ้นลงของกรอบคลื่นและเฟส.....	42
2.3.3 การจางหายแบบช้าและแบบเร็ว.....	42
2.3.4 การจางหายแบบไม่เลือกความถี่และแบบเลือกความถี่.....	44
2.3.5 ช่องสัญญาณมัลติพาธ.....	45
บทที่ 3 แบบจำลองการทำงานของระบบ.....	55
3.1 เครื่องส่งของระบบมัลติแครี่เรียร์ซีดีเอ็มเอ.....	55
3.2 เครื่องรับของระบบมัลติแครี่เรียร์ซีดีเอ็มเอ.....	57
3.3 แบบจำลองของระบบ.....	58
3.4 แบบจำลองของภาคส่งสัญญาณ.....	59
3.5 แบบจำลองของภาครับสัญญาณ.....	61
3.6 แบบจำลองของช่องสัญญาณการจางหาย.....	63
บทที่ 4 ผลการจำลองแบบการทำงานของระบบ.....	69
4.1 ผลการเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตในช่องสัญญาณ.....	69
4.2 ผลการเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตในช่องสัญญาณมัลติพาธ.....	72
4.3 ผลการเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตในช่องสัญญาณการจางหายแบบเรย์ลี.....	79
4.4 ผลการเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตในระบบที่แปรเปลี่ยนจำนวนผู้ใช้.....	82

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

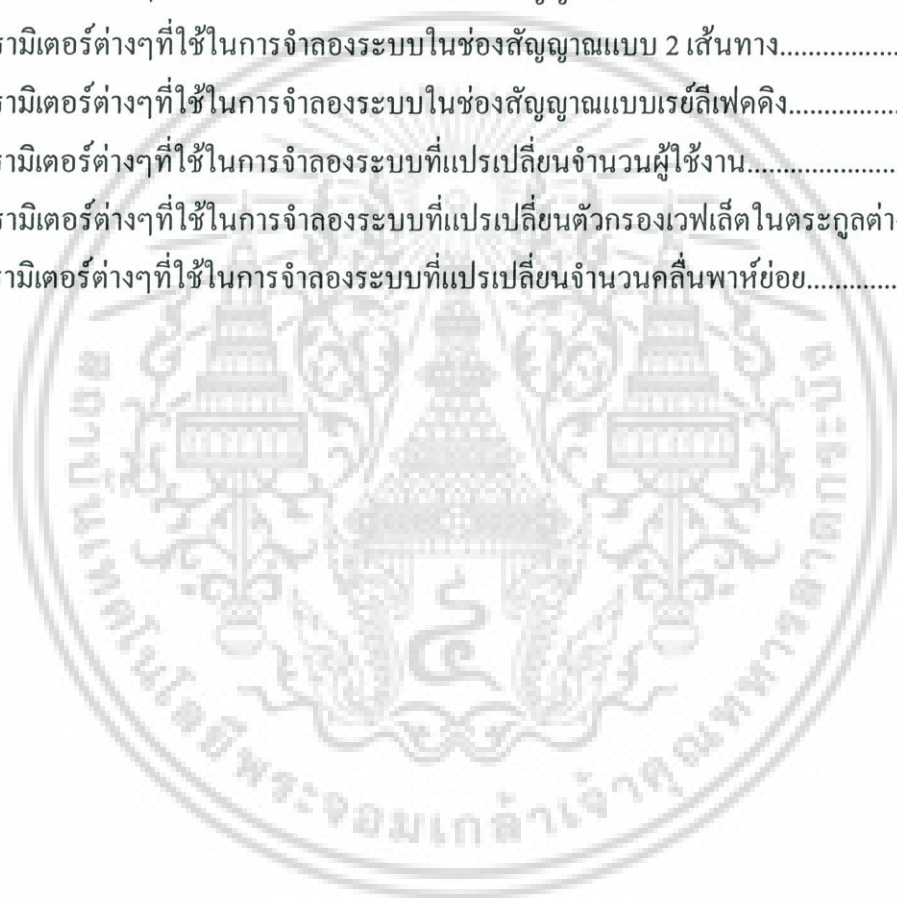
## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
4.5 ผลการเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตในระบบที่แปรเปลี่ยนตัวกรองเวฟเล็ท ในตระกูลต่างๆ.....	87
4.6 ผลการเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตในระบบที่แปรเปลี่ยนจำนวนคลื่นพาห์ ที่จำนวนผู้ใช้เท่ากัน.....	90
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	93
เอกสารอ้างอิง.....	95
ภาคผนวก ก. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	97
ประวัติผู้เขียน.....	98

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ชุดรหัสวอลซ์.....	19
2.2 การทำงานภายในระบบที่มีอัตราเร็วหลายอัตราแบบสองสาขา.....	31
2.3 คุณสมบัติเบื้องต้นของเวฟเล็ดตระกูลต่างๆ.....	37
2.4 ค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองสัญญาณเวฟเล็ดตระกูล Daubechies ที่อันดับต่างๆ.....	38
4.1 พารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการจำลองระบบในช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวค....	69
4.2 พารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการจำลองระบบในช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง.....	72
4.3 พารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการจำลองระบบในช่องสัญญาณแบบเรย์ลีเฟดคิง.....	79
4.4 พารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการจำลองระบบที่แปรเปลี่ยนจำนวนผู้ใช้งาน.....	82
4.5 พารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการจำลองระบบที่แปรเปลี่ยนตัวกรองเวฟเล็ดในตระกูลต่างๆ.....	87
4.6 พารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการจำลองระบบที่แปรเปลี่ยนจำนวนคลื่นพาห้อย่อย.....	90



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่..... 5
2.2	การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา..... 5
2.3	การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส..... 6
2.4	การมัลติเพล็กซ์แบบ โอเอฟดีเอ็ม..... 6
2.5	เปรียบเทียบการมัลติเพล็กซ์แบบต่างๆ..... 6
2.6	เครื่องส่งและเครื่องรับในระบบ ไคเร็กซ์ซีเควนซ์ ซีดีเอ็มเอ..... 8
2.7	เครื่องส่งและเครื่องรับในระบบมัลติแครีเรียร์ ซีดีเอ็มเอ..... 10
2.8	เครื่องส่งและเครื่องรับในระบบมัลติแครีเรียร์ ไคเร็กซ์ซีเควนซ์ ซีดีเอ็มเอ..... 11
2.9	เครื่องส่งและเครื่องรับในระบบมัลติโทน ซีดีเอ็มเอ..... 13
2.10	การตอบสนองความถี่ของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มในแต่ละคลื่นพาห่อย่อย..... 17
2.11	การวิเคราะห์สัญญาณในทางเวลาไปเป็นสัญญาณทางความถี่ ด้วยการแปลงฟูริเยร์..... 20
2.12	การแปลงฟูริเยร์ในช่วงเวลาสั้นๆ..... 22
2.13	เทคนิคการวิเคราะห์สัญญาณแบบเวฟเล็ต..... 22
2.14	เปรียบเทียบผลที่ได้จากการแปลงสัญญาณระหว่างการแปลงฟูริเยร์และการแปลงเวฟเล็ต.. 23
2.15	เปรียบเทียบผลที่ได้จากการเลื่อนสเกลระหว่างการแปลงฟูริเยร์และการแปลงเวฟเล็ต..... 24
2.16	การประยุกต์ใช้การแปลงเวฟเล็ตในระบบสื่อสาร..... 25
2.17	ผลตอบสนองทางความถี่ที่เป็นอุดมคติของฟิลเตอร์เบงก์จำนวน M ตัว..... 26
2.18	ฟิลเตอร์เบงก์วิเคราะห์ 2 ย่าน..... 27
2.19	ฟิลเตอร์เบงก์วิเคราะห์แบบ 2 ช่วง (2 stages)..... 27
2.20	ฟิลเตอร์เบงก์สังเคราะห์ 2 ย่าน..... 27
2.21	ฟิลเตอร์เบงก์สังเคราะห์แบบ 2 ช่วง (2 stages)..... 28
2.22	การแตกกระจายเวฟเล็ตหลายระดับความละเอียด..... 28
2.23	การแตกกระจายเวฟเล็ต เพื่อดูรายละเอียดของสัญญาณที่สนใจ..... 29
2.24	การสร้างกลับคืน เพื่อให้ได้สัญญาณต้นแบบโดยผ่านฟิลเตอร์แบบสังเคราะห์..... 29
2.25	การสร้างกลับคืน เพื่อให้ได้สัญญาณต้นแบบอย่างสมบูรณ์..... 29
2.26	รูปร่างของสัญญาณส่งที่ระดับอัตราเร็วของข้อมูลต่างๆ..... 30
2.27	ระบบสื่อสารอัตราเร็วหลายอัตราแบบสองสาขา..... 31
2.28	การแปลงข้อมูลจากขนานเป็นอนุกรม และจากอนุกรมเป็นขนาน..... 32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.29 โครงสร้างการกระจายโพลีเฟสแบบสองสาขา สามสาขา และสี่สาขา.....	34
2.30 โครงสร้างของระบบ ในการลดและเพิ่มอัตราการชักตัวอย่าง.....	34
2.31 โครงสร้างการกระจายแบบโพลีเฟส M สาขาและการสร้างกลับคืนด้วยลูกโซ่ประวิง.....	35
2.32 เวฟเล็ตตระกูล Haar.....	36
2.33 เวฟเล็ตตระกูล Daubechies อันดับต่างๆ.....	36
2.34 เวฟเล็ตตระกูล Coiflets อันดับต่างๆ.....	36
2.35 เวฟเล็ตตระกูล Symlets อันดับต่างๆ.....	37
2.36 คุณสมบัติของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบววก.....	39
2.37 การจางหายของสัญญาณในลักษณะที่มีรูปแบบและ ไม่มีรูปแบบ.....	40
2.38 การแบ่งแยกชนิดของการจางหายแบบต่างๆ.....	43
2.39 การจางหายแบบเร็ว และการจางหายแบบช้า.....	44
2.40 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาร์ที่แปรผันตามเวลา.....	47
2.41 แสดง MIP (multi-path intensity profile) ใน โดเมนของเวลา.....	50
2.42 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\phi_c(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau)$ .....	52
2.43 แบบจำลองสายการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยกของช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่.....	54
3.1 หลักการของเครื่องส่งของระบบมัลติแคร์เรียร์ซีดีเอ็มเอแบบผู้ใช้เดี่ยว.....	55
3.2 สเปกตรัมของสัญญาณของระบบมัลติแคร์เรียร์ซีดีเอ็มเอ.....	55
3.3 เครื่องส่งของระบบมัลติแคร์เรียร์ ซีดีเอ็มเอ ในสถานีฐาน (Base station).....	56
3.4 เครื่องรับของระบบมัลติแคร์เรียร์ ซีดีเอ็มเอ.....	57
3.5 บล็อกไดอะแกรมแบบจำลองการทำงานของระบบเวฟเล็ตมัลติแคร์เรียร์ ซีดีเอ็มเอ.....	58
3.6 แบบจำลองภาคส่งสัญญาณโดยใช้เวฟเล็ต.....	59
3.7 แบบจำลองภาครับสัญญาณโดยใช้เวฟเล็ต.....	61
3.8 แบบจำลองสมมูลของระบบเวฟเล็ตมัลติแคร์เรียร์ และการสร้างกลับคืนด้วยลูกโซ่.....	62
3.9 ความสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณทางกายภาพ แบบจำลองอ้างอิง.....	63
3.10 การหา $\mu_i(t)$ โดยการใช้ฟิลเตอร์.....	65
3.11 การหา $\mu_i(t)$ โดยวิธีการไรเซ็น.....	65
3.12 แบบจำลองของกระบวนการเชิงสถิติ.....	67
3.13 แบบจำลองของกระบวนการกำหนดค่า.....	67

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.14 แบบจำลองการสร้างช่องสัญญาณการจางหายแบบเรย์ลี.....	68
3.15 แบบจำลองการสร้างช่องสัญญาณการจางหายแบบไรเซียน.....	68
4.1 เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตที่เกิดขึ้นในระบบที่ใช้ตัวกรองสัญญาณแบบฟาสต์ ฟูรีเยร์และแบบเวฟเล็ท ภายใต้ช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก.....	70
4.2 เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตที่เกิดขึ้นในระบบที่ใช้ตัวกรองสัญญาณแบบฟาสต์ ฟูรีเยร์ และแบบเวฟเล็ท ภายใต้ช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวกและ สัญญาณแทรกสอดแถบแคบ.....	70
4.3 อัตราความผิดพลาดบิต เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยกำหนดให้ $D/U = 5$ dB และการประวิงเวลา 50 ns.....	73
4.4 อัตราความผิดพลาดบิต เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยกำหนดให้ $D/U = 10$ dB และการประวิงเวลา 50 ns.....	73
4.5 อัตราความผิดพลาดบิต เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยกำหนดให้ $D/U = 15$ dB และการประวิงเวลา 50 ns.....	74
4.6 อัตราความผิดพลาดบิต เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยกำหนดให้ $D/U = 5$ dB และการประวิงเวลา 100 ns.....	75
4.7 อัตราความผิดพลาดบิต เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยกำหนดให้ $D/U = 10$ dB และการประวิงเวลา 100 ns.....	75
4.8 อัตราความผิดพลาดบิต เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยกำหนดให้ $D/U = 15$ dB และการประวิงเวลา 100 ns.....	76
4.9 อัตราความผิดพลาดบิต เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยกำหนดให้ $D/U = 5$ dB และการประวิงเวลา 150 ns.....	77
4.10 อัตราความผิดพลาดบิต เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยกำหนดให้ $D/U = 10$ dB และการประวิงเวลา 150 ns.....	77
4.11 อัตราความผิดพลาดบิต เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยกำหนดให้ $D/U = 15$ dB และการประวิงเวลา 150 ns.....	78
4.12 อัตราความผิดพลาดบิต เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณการจางหายแบบเรย์ลี โดยกำหนดให้มีการประวิงเวลา 50 ns (Channel A).....	80
4.13 อัตราความผิดพลาดบิต เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณการจางหายแบบเรย์ลี โดยกำหนดให้มีการประวิงเวลา 100 ns (Channel B).....	80

เอกสารนี้เป็นเอกสารต้นฉบับ โดยกำหนดให้มีการประวิงเวลา 100 ns (Channel B) เป็นไปอย่างถูกต้องในแง่ของโปรแกรมที่ใช้  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.14 อัตราความผิดพลาดบิต เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณการจางหายแบบเรย์ลี โดยกำหนดให้มีการประวิงเวลา 150 ns (Channel C).....	81
4.15 อัตราความผิดพลาดบิต ภายใต้ช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวกและสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ โดยการกรองของฟาสต์ฟูรีเยร์ ที่จำนวนผู้ใช้ในช่องสัญญาณ = 2, 8 และ 16 ผู้ใช้.....	83
4.16 อัตราความผิดพลาดบิต ภายใต้ช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวกและสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ โดยการกรองของฟาสต์เวฟเล็ททรานสฟอร์ม ด้วยวิธีการกระจายแบบดั้งเดิม ที่จำนวนผู้ใช้ในช่องสัญญาณ = 2, 8 และ 16 ผู้ใช้.....	83
4.17 อัตราความผิดพลาดบิต ภายใต้ช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวกและสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ โดยการกรองของฟาสต์เวฟเล็ททรานสฟอร์ม ด้วยวิธีการกระจายแบบโพลีเฟส ที่จำนวนผู้ใช้ในช่องสัญญาณ = 2, 8 และ 16 ผู้ใช้.....	84
4.18 อัตราความผิดพลาดบิต ภายใต้ช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวกและสัญญาณแทรกสอดแถบแคบและสัญญาณการจางหาย โดยการกรองของฟาสต์ฟูรีเยร์ทรานสฟอร์ม ที่จำนวนผู้ใช้ในช่องสัญญาณ = 2, 8 และ 16 ผู้ใช้.....	85
4.19 อัตราความผิดพลาดบิต ภายใต้ช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวกและสัญญาณแทรกสอดแถบแคบและสัญญาณการจางหาย โดยการกรองของฟาสต์เวฟเล็ททรานสฟอร์ม ที่จำนวนผู้ใช้ในช่องสัญญาณ = 2, 8 และ 16 ผู้ใช้.....	85
4.20 อัตราความผิดพลาดบิต ภายใต้ช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวกและสัญญาณแทรกสอดแถบแคบและสัญญาณการจางหาย โดยการกรองของฟาสต์เวฟเล็ททรานสฟอร์ม ที่กระจายตัวแบบโพลีเฟส ที่จำนวนผู้ใช้ในช่องสัญญาณ = 2, 8, 16 ผู้ใช้....	86
4.21 อัตราความผิดพลาดบิต ภายใต้ช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวกและสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ โดยการกรองของเวฟเล็ททรานสฟอร์ม และแปรเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์เวฟเล็ทในตระกูลต่างๆ ที่ผู้ใช้ในช่องสัญญาณ = 2 ผู้ใช้.....	88
4.22 อัตราความผิดพลาดบิต ภายใต้ช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวกและสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ โดยการกรองของเวฟเล็ททรานสฟอร์ม และแปรเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์เวฟเล็ทในตระกูลต่างๆ ที่ผู้ใช้ในช่องสัญญาณ = 8 ผู้ใช้.....	88
4.23 อัตราความผิดพลาดบิต ภายใต้ช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวกและสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ โดยการกรองของเวฟเล็ททรานสฟอร์ม และแปรเปลี่ยน	

เอกสารนี้เป็นค่าสัมประสิทธิ์เวฟเล็ทในตระกูลต่างๆ ที่ผู้ใช้ในช่องสัญญาณ 16 ผู้ใช้...ได้ประโยชน์แล้ว 89 อาร์ค่า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.24 อัตราความผิดพลาดบิต ภายใต้ช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาแบบบวกลและสัญญาณแทรกสอดแถบแคบและสัญญาณการจางหาย โดยแปรเปลี่ยนจำนวนคลื่นพาห่อย่อยที่ 4,8,16 ที่จำนวน 2 ผู้ใช้.....	91
4.25 อัตราความผิดพลาดบิต ภายใต้ช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาแบบบวกลและสัญญาณแทรกสอดแถบแคบและสัญญาณการจางหาย โดยแปรเปลี่ยนจำนวนคลื่นพาห่อย่อยที่ 4,8,16 ที่จำนวน 4 ผู้ใช้.....	91



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันระบบการสื่อสารไร้สาย ต่างพัฒนาขึ้นอย่างรวดเร็วและต่อเนื่อง ซึ่งเป็นสิ่งที่ขาดไม่ได้แล้วในยุคสมัยนี้ อันเนื่องมาจากมีความคล่องตัวในการสื่อสารสูง ในอนาคตเทคโนโลยีการสื่อสารจะเข้าสู่ยุคการสื่อสารไร้สายในยุคที่สาม ซึ่งระบบการสื่อสารหลายๆสื่อ (Multi-Rate or Multimedia Communications) นั้นได้เข้ามามีบทบาทมากขึ้น โทรศัพท์เคลื่อนที่ที่จะต้องมีประสิทธิภาพสูงขึ้น สามารถส่งข้อมูลภาพ, เสียงและข้อมูลอื่นๆได้ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องใช้ขนาดของแบนด์วิดท์ที่กว้างมากขึ้น และในปัจจุบันราคามี้อัตราลดลง ยิ่งทำให้มีจำนวนผู้ใช้งานมากขึ้น ซึ่งอาจก่อให้เกิดปัญหาต่างๆต่อระบบตามมา ดังนั้นการคิดค้นหาวิธีการใหม่ๆจึงมีอยู่อย่างต่อเนื่อง เพื่อลดผลของการเกิดการแทรกสอดจากสภาวะต่างๆไม่ว่าจะเป็น การแทรกสอดจากช่องสัญญาณข้างเคียง การแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ร่วม ปัญหาของจำนวนช่องสัญญาณ ซึ่งเกิดขึ้นมาจากสภาพแวดล้อมต่างๆ ปัญหาการเกิดมัลติพาทเฟดดิ้ง ส่งผลกระทบต่อให้สมรรถนะของระบบมีค่าลดลง ดังนั้นจึงต้องมีการปรับปรุงเทคนิคต่างๆเพื่อเพิ่มสมรรถนะของระบบให้ดีขึ้น และรองรับจำนวนผู้ใช้งานที่จะเพิ่มมากขึ้นในอนาคต [8,9]

ระบบมัลติแครี่เรียร์ซีดีเอ็มเอ เป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่กำลังได้รับความนิยมในระบบการสื่อสารไร้สายในปัจจุบัน โดยนำเอาข้อดีของระบบ CDMA และ OFDM มาใช้ร่วมกัน เพื่อลดผลจากการแทรกสอดแถบแคบ (Narrow Band Interference) ผลจากการเฟดดิ้งของสัญญาณ และใช้อัตราชีพของรหัสที่ต่ำกว่า ส่งผลให้เครื่องรับทำการซิงโครไนต์ได้ง่ายเมื่อเทียบกับกรณีคลื่นพาห้เดี่ยว ซึ่งโดยปกติแล้วในการใช้งานจริงจะใช้ อินเวอร์ตฟาสต์ฟูริเยร์ทรานสฟอร์ม (Inverse Fast Fourier Transform: IFFT) แต่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะอาศัยข้อดีของการทรานสฟอร์มแบบเวฟเล็ตมาใช้ในการวิเคราะห์เพื่อรักษาคุณสมบัติเชิงตั้งฉาก(Orthogonal)ที่ดี โดยนำเสนอการวางฟิลเตอร์แบงค์แบบโพลีเฟส เพื่อช่วยจัดเรียงลำดับข้อมูลในการส่งออกที่ภาคส่งและจัดเรียงลำดับข้อมูลที่รับได้ที่ภาครับ และช่วยลดความผิดพลาดที่เกิดขึ้นจากการรับส่งข้อมูล และลดความผิดพลาดที่เกิดขึ้นจากการเพิ่มและลดอัตราการซีกตัวอย่าง(sampling) พร้อมทั้งจำลองแบบของระบบ(simulation) เพื่อหาค่าสมรรถนะของระบบภายใต้ช่องสัญญาณการจางหาย (fading channel) เปรียบเทียบกับวิธีการทรานสฟอร์มแบบฟูริเยร์ และวิธีการกระจายเวฟเล็ตแบบดั้งเดิม

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ทำการศึกษาและวิเคราะห์

1.2.1 ศึกษาระบบมัลติแคร์เรียร์ซีดีเอ็มเอ โดยใช้เทคนิคการมอดูเลตสัญญาณด้วยวิธีการวิเคราะห์สัญญาณแบบเวฟเล็ต และสามารถอธิบายลักษณะของสัญญาณที่เกิดจากระบบดั้งเดิมและระบบที่นำเสนอขึ้น และเข้าใจการทำงานของเครื่องส่งและเครื่องรับในระบบ ผ่านสถานะช่องสัญญาณแบบต่างๆ

1.2.2 ศึกษาแบบจำลองช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างๆ เพื่อสามารถนำไปเปรียบเทียบกับอ้างอิงกับสภาพสิ่งแวดล้อมแบบต่างๆที่ใช้งานจริง เพื่อวิเคราะห์ว่ามีผลกระทบต่อระบบอย่างไร

1.2.3 ศึกษาสมรรถนะของระบบด้วยอัตราความผิดพลาดบิต ในระบบเวฟเล็ตมัลติแคร์เรียร์ซีดีเอ็มเอที่นำเสนอเปรียบเทียบกับระบบดั้งเดิม ในสถานะช่องสัญญาณแบบต่างๆ

1.2.4 ศึกษาผลกระทบเมื่อแปรเปลี่ยนตัวแปรต่างๆในระบบ เช่น จำนวนผู้ใช้งานในระบบ จำนวนสาขา(Branch)ของเครื่องส่งและเครื่องรับ การกระจายตัวของฟิลเตอร์ และค่าสัมประสิทธิ์ของตระกูลเวฟเล็ตแบบต่างๆ ว่ามีผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบอย่างไร

## 1.3 สมมติฐานของการศึกษา

สมรรถนะของระบบที่ทำการศึกษาคงจะเปลี่ยนแปลงตามตัวแปรต่างๆ เช่น จำนวนของผู้ใช้งานในระบบ ซึ่งถ้าหากจำนวนของผู้ใช้งานในระบบเพิ่มมากขึ้น สมรรถนะของระบบควรจะลดลง ผลอันเนื่องมาจากมีสัญญาณแทรกสอดจากผู้ร่วม เมื่อพิจารณาผู้ใช้งานคนใดคนหนึ่งในระบบเป็นผู้ใช้อ้างอิง จำนวนสาขาของระบบหากเพิ่มมากขึ้น สมรรถนะของระบบควรจะดีขึ้น และถ้าหากระบบรองรับจำนวนผู้ใช้งานมากขึ้น โอกาสที่จะเกิดการแทรกสอดของสัญญาณน่าจะน้อยลง ส่วนในช่องสัญญาณนั้น ถ้าส่งผ่านช่องสัญญาณการจางหาย สมรรถนะของระบบน่าจะลดลง เนื่องมาจากการจางหายของสัญญาณในสถานะแวดล้อมต่างๆ

## 1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้เทคนิคการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล โดยใช้เทคนิคเวฟเล็ตทรานสฟอร์ม แทนการใช้เทคนิคของฟูริเยร์ทรานสฟอร์ม โดยในการศึกษาวิจัยเรื่องเวฟเล็ตนั้น จะนิยมศึกษาสองส่วนหลักๆ คือ การออกแบบฟิลเตอร์แบงก์ และการวางฟิลเตอร์แบงก์ในลักษณะต่างๆ โดยแรกเริ่มแล้วทฤษฎีเวฟเล็ตถูกนำมาใช้ในงานประมวลผลสัญญาณภาพ (Image Processing) และให้ผลลัพธ์เป็นที่น่าพอใจ ไม่ว่าจะเป็นการวิเคราะห์หารายละเอียดของภาพถ่ายที่ยากแก่การค้นหา การลดขนาดข้อมูลภาพ การวิเคราะห์สัญญาณแผ่นดินไหว ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงนำเอาข้อดีของเทคนิคเวฟเล็ตมาประยุกต์ใช้ในงานสื่อสารมัลติแคร์เรียร์ เพื่อแตกความถี่ออกเป็นองค์ประกอบ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลายๆความถี่ ในระบบมัลติแคร์เรียร์ซีดีเอ็มเอ และศึกษาการวางฟิลเตอร์เบงค์แบบโพลีเฟส เพื่อช่วยลดความผิดพลาดในการขนส่งข้อมูล และช่วยลดความผิดพลาดที่เกิดจากการเพิ่มและลดอัตราการซัดตัวอย่าง โดยจะจำลองระบบเครื่องส่งและเครื่องรับขึ้น เพื่อวิเคราะห์ให้เห็นถึงสมรรถนะของระบบจากวิธีการต่างๆ ภายใต้ข้อสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก และข้อสัญญาณการจางหาย

### 1.5 ขอบเขตการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์นี้ ใช้คอมพิวเตอร์ในการจำลองแบบของระบบ ด้วยโปรแกรม MATLAB 6.5 ผลที่ได้จากการจำลองแสดงด้วยค่าสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิต เปรียบเทียบกับวิธีการแบบดั้งเดิม การจำลองระบบนี้ยังมีข้อจำกัดอยู่มาก เช่น ไม่ได้พิจารณาถึงผลของความถี่ไครระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ และความถี่ไครระหว่างผู้ใช้งานกับสถานีฐาน และไม่ได้คำนึงถึงผลที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นของอุปกรณ์ เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น หรือคำนึงถึงสิ่งแวดลอมรอบๆอุปกรณ์ ค่าของอุณหภูมิ ความชื้น สนามแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งการวิเคราะห์ส่วนใหญ่เป็นการวิเคราะห์เชิงอุดมคติ

### 1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บทด้วยกัน คือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของงานวิจัย ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมติฐานของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตการศึกษา และขั้นตอนของการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในงานวิจัย และพื้นฐานของระบบสื่อสารแบบซีดีเอ็มเอ ประกอบด้วยเทคนิคการมัลติเพลกซ์แบบต่างๆ ระบบมัลติแคร์เรียร์แบบต่างๆ ทฤษฎีเวฟเล็ดทรานสฟอร์มที่นำมาประยุกต์ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ การกระจายฟิลเตอร์เบงค์แบบดั้งเดิมและแบบโพลีเฟส การเพิ่มและลดอัตราการซัดตัวอย่าง และทฤษฎีที่เกี่ยวกับข้อสัญญาณรบกวนและข้อสัญญาณการจางหาย

บทที่ 3 กล่าวถึงแบบจำลองการทำงานของระบบ แบ่งออกเป็น แบบจำลองของระบบทั้งระบบ แบบจำลองของภาคส่งสัญญาณ แบบจำลองของภาครับสัญญาณ และแบบจำลองของข้อสัญญาณแบบต่างๆ

บทที่ 4 กล่าวถึงผลการจำลองแบบการทำงานของระบบ โดยการแปรเปลี่ยนค่าตัวแปรต่างๆ แสดงให้เห็นถึงค่าสมรรถนะของระบบที่เกิดขึ้นจากการทรานสฟอร์มแบบเวฟเล็ด ที่มีการกระจายแบบโพลีเฟส เปรียบเทียบกับการกระจายเวฟเล็ดแบบดั้งเดิม และเปรียบเทียบกับการทรานสฟอร์มแบบฟูริเยร์ ผ่านสภาพแวดลอมแบบต่างๆ

บทที่ 5 เป็นการสรุปผลการทำวิจัย และเสนอแนะแนวทางในการพัฒนาต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ภายใต้การเป็นเจ้าของลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

# ทฤษฎีพื้นฐานและหลักการ

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานต่างๆ ที่เกี่ยวข้องในงานวิจัย และพื้นฐานของระบบเวฟเล็ด ซึ่งเนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงเทคนิคการมัลติเพลกซ์แบบต่างๆ คุณลักษณะของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธเฟดดิ้ง ซึ่งเนื้อหาทั้งหมดนี้จำเป็นสำหรับการศึกษา และประเมินประสิทธิภาพของระบบเวฟเล็ดมัลติแครีเรียร์ซีดีเอ็มเอ

### 2.1 เทคนิคการมัลติเพลกซ์

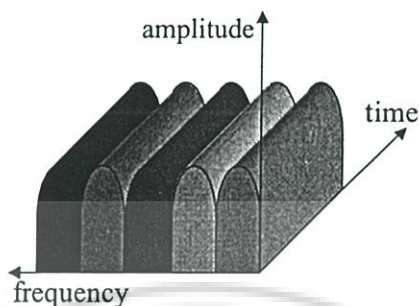
ในระบบการสื่อสารนั้น มีความจำเป็นที่จะต้องทำการจัดส่งสัญญาณต่างๆ หลายสัญญาณรวมกันไปในตัวกลางหรือสายส่งสัญญาณเส้นเดียว โดยที่จะต้องสามารถที่จะทำการแยกสัญญาณแต่ละสัญญาณที่ส่งรวมกันมานั้นออกจากกันได้ทางด้านรับ วิธีการรวมสัญญาณเข้าด้วยกันดังกล่าวมีชื่อเรียกว่า การมัลติเพลกซ์ (multiplexing) และวิธีการแยกสัญญาณเหล่านั้นกลับคืนมา เรียกว่า การดีมัลติเพลกซ์ (demultiplexing) ในยุคที่ผ่านมามีการมัลติเพลกซ์สัญญาณที่รู้จักกันทั่วไปมีอยู่ 3 แบบคือ การมัลติเพลกซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (Frequency Division Multiplexing) การมัลติเพลกซ์แบบแบ่งช่วงเวลา (Time Division Multiplexing) และการมัลติเพลกซ์แบบแบ่งรหัส (Code Division Multiplexing) ในปัจจุบันการมัลติเพลกซ์สัญญาณอีกแบบหนึ่งที่กำลังเป็นที่สนใจของกลุ่มนักวิจัยคือการมัลติเพลกซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ซึ่งเป็นการมัลติเพลกซ์ที่ทำให้สามารถใช้อ่านความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ และรองรับการส่งข้อมูลด้วยความเร็วสูง พื้นฐานของการมัลติเพลกซ์แบบต่างๆ มีละเอียดดังหัวข้อต่อไปนี้

#### 2.1.1 การมัลติเพลกซ์แบบแบ่งช่วงความถี่

การมัลติเพลกซ์แบบแบ่งช่วงความถี่หรือเอฟดีเอ็ม (FDM: Frequency Division Multiplexing) วิธีการนี้จะอาศัยการมอดูเลตสัญญาณมาช่วยในการย้ายสเปกตรัมของสัญญาณที่ต้องการจะส่งแต่ละสัญญาณรวมกันไปในนั้น ให้เลื่อนไปอยู่ในย่านความถี่ที่ไม่ซ้อนทับกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.1 ทั้งนี้เพื่อให้การใช้สเปกตรัมของแต่ละสัญญาณนั้นเกิดการรบกวนซึ่งกันและกันในแกนความถี่ โดยสามารถเลือกใช้คลื่นพาห้ที่มีความถี่เหมาะสมมาทำการมอดูเลตสัญญาณต่างๆ ที่ต้องการจะส่งรวมกันแต่ละสัญญาณ เพื่อให้สเปกตรัมของสัญญาณที่เกิดขึ้นจากการมอดูเลตนั้นแยกเป็นอิสระต่อกันและกันในแกนความถี่ ทำให้สามารถส่งสัญญาณเหล่านี้รวมกันไปในช่องสัญญาณเดียวกันได้ และเมื่อเราใช้วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน มาแยกสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับอย่างเหมาะสมแล้ว จะสามารถแยกสัญญาณเหล่านั้นออกจากกันได้ และเมื่อนำสัญญาณที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

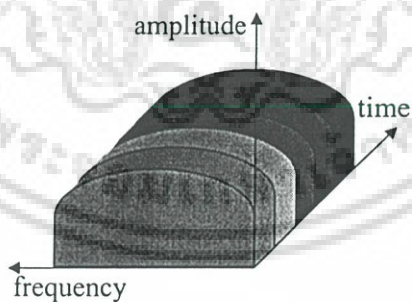
แยกออกมาไปทำการดีมอดูเลต ก็จะได้ข้อมูลหรือข่าวสารกลับคืนมา ส่วนมากการมัลติเพลกซ์แบบเอฟดีเอ็มนี้จะนิยมใช้กับการส่งสัญญาณข้อมูลแบบแอนะล็อก เช่นระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคแรกๆ



รูปที่ 2.1 การมัลติเพลกซ์แบบแบ่งช่วงความถี่

### 2.1.2 การมัลติเพลกซ์แบบแบ่งช่วงเวลา

การมัลติเพลกซ์แบบแบ่งช่วงเวลาหรือทีดีเอ็ม (TDM: Time Division Multiplexing) เป็นเทคนิคการมัลติเพลกซ์แบบหนึ่ง ที่ทำให้สามารถส่งสัญญาณข้อมูลจำนวนมากว่าหนึ่งสัญญาณไปในช่องการสื่อสารช่องเดียว โดยอาศัยการแบ่งช่วงเวลา (time slot) ในการส่งสัญญาณ ซึ่งสัญญาณข้อมูลแต่ละสัญญาณจะทำการมอดูเลตที่ความถี่เดียวกัน แต่ส่งคนละช่วงเวลา จึงทำให้สามารถใช้ช่องสัญญาณช่องเดียวสื่อสารกันได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.2 ระบบการมัลติเพลกซ์แบบแบ่งช่วงเวลานี้ นิยมใช้กับการส่งสัญญาณข้อมูลแบบดิจิทัล เนื่องจากว่าขั้นตอนการแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล (A/D) และดิจิทัลเป็นสัญญาณแอนะล็อก (D/A) นั้นมีกระบวนการที่ไม่ยุ่งยากนัก [8]

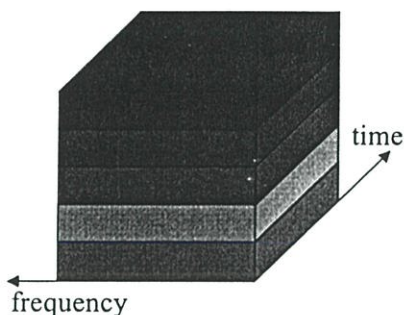


รูปที่ 2.2 การมัลติเพลกซ์แบบแบ่งช่วงเวลา

### 2.1.3 การมัลติเพลกซ์แบบแบ่งรหัส

การมัลติเพลกซ์แบบแบ่งรหัสหรือซีดีเอ็ม (CDM: Code Division Multiplexing) เป็นเทคนิคการมัลติเพลกซ์ที่อาศัยการแบ่งช่องสัญญาณโดยการกำหนดรหัส ดังแสดงในรูปที่ 2.3 ทำให้สามารถทำการสื่อสารกันได้โดยใช้ความถี่เดียวกันพร้อมๆกันหลายช่องสัญญาณ เป็นเทคนิคที่ทำให้มีความจุของช่องสัญญาณสูง แต่เมื่อมีการสื่อสารกันมากๆจะทำให้คุณภาพของสัญญาณต่ำลง

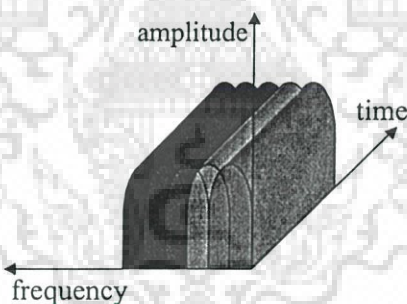
เนื่องมาจากเกิดการแทรกสอด (Interference) ระหว่างผู้ใช้ด้วยกันนั่นเอง [8] ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



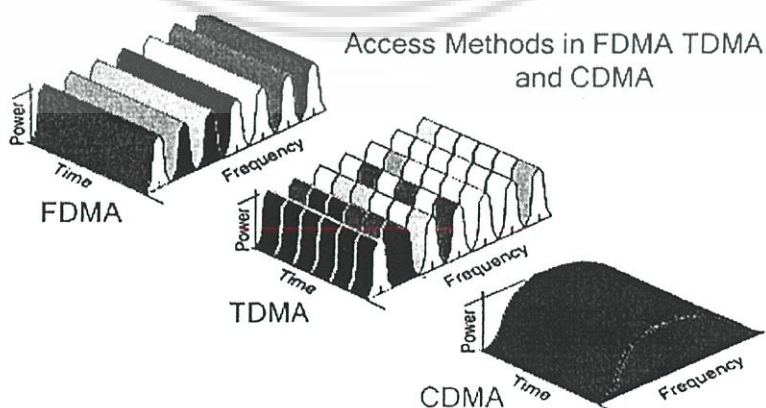
รูปที่ 2.3 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส

#### 2.1.4 การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม

การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM) เป็นเทคนิคที่ทำให้สามารถส่งผ่านข้อมูลด้วยความเร็วสูง โดยอาศัยหลักการ การส่งผ่านแบบหลายคลื่นพาห์ (multi-carrier) อีกทั้งยังใช้ย่านความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ เพราะแต่ละคลื่นพาห์ย่อยที่ใช้ในการส่งสัญญาณจะมีสเปกตรัมที่เหลื่อมกัน โดยมีคุณสมบัติของการตั้งฉาก (Orthogonal properties) ซึ่งกันและกันระหว่างคลื่นพาห์ย่อย ดังแสดงในรูปที่ 2.4 การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็มเป็นเทคนิคที่คาดกันว่าจะนำมาใช้ในการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4 [12]



รูปที่ 2.4 การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม



รูปที่ 2.5 เปรียบเทียบการมัลติเพล็กซ์แบบต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.5 เทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ (Multi-Carrier)

การสื่อสารไร้สายในปัจจุบันได้มีการนำเอาเทคนิค CDMA และ OFDM มาใช้ร่วมกัน เรียกว่าเทคนิค MC-CDMA (Multi-carrier CDMA) เพื่อใช้ลดผลจากการแทรกสอดแบบแถบแคบ (narrow band interference) และผลการเฟดดิ้งของสัญญาณ และใช้อัตราชิพของรหัสต่ำกว่า ซึ่งจะส่งผลให้เครื่องรับทำการซิงโครไนต์ได้ง่ายเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีคลื่นพาห์เดี่ยว โดยทั่วไป CDMA แบบคลื่นพาห์เดี่ยว แบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ส่งออกไปจะมากกว่าแบนด์วิดท์รวมนัยของช่องสัญญาณ การเกิดเฟดดิ้งดังกล่าวเป็นแบบเลือกความถี่ (frequency selective fading channel) ทางด้านเครื่องรับใช้แบบเรค (RAKE receiver) ซึ่งเป็นเครื่องรับที่มีความซับซ้อนมาก ในกรณีของ MC-CDMA แบนด์วิดท์ของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยจะน้อยกว่าแบนด์วิดท์รวมนัยของช่องสัญญาณ การเกิดเฟดดิ้งดังกล่าวเป็นแบบไม่เลือกความถี่ (frequency non-selective fading channel) ทางด้านเครื่องรับใช้เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ซึ่งมีความซับซ้อนน้อยกว่า โดยระบบ MC-CDMA นั้นแบ่งได้ 3 ประเภท คือ MC-CDMA, MC-DS-CDMA และ MT-CDMA ก่อนจะอธิบายถึงระบบ MC-CDMA จะต้องเข้าใจพื้นฐานของระบบซีดีเอ็มเอเสียก่อน จึงขอกกล่าวถึงระบบ DS-CDMA[13]

เครื่องส่งแบบ DS-CDMA จะทำการแผ่สเปกตรัมของข้อมูลเริ่มต้น โดยใช้โดเมนทางเวลา ความสามารถในการลดผลการแทรกสอดจากผู้ใช้งานอื่น อธิบายได้โดยคุณลักษณะสหสัมพันธ์ข้าม (cross correlation) ของรหัสการแผ่ การเกิดเฟดดิ้งเป็นแบบเลือกความถี่ถูกอธิบายโดยการซ้อนทับ (superimposition) ของสัญญาณที่มีค่าหน่วงเวลาที่แตกต่างกันและความสามารถในการแยกแยะแต่ละสัญญาณในสัญญาณรวมที่รับได้ อธิบายโดยคุณลักษณะอัตสหสัมพันธ์ (auto-correlation) ของรหัสการแผ่ รูปที่ 2.6 (ก) และ (ข) แสดงเครื่องส่งของ DS-CDMA ที่ใช้เทคนิค CBPSK (binary phase shift keying/coherent detection) และสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ถูกส่งซึ่งมีอัตราขยายประมวลผล ( $G_{DS}$ ) เท่ากับ 4 ตามลำดับ

สัญญาณที่ถูกส่งของผู้ใช้งานที่  $j$  แสดงได้โดย

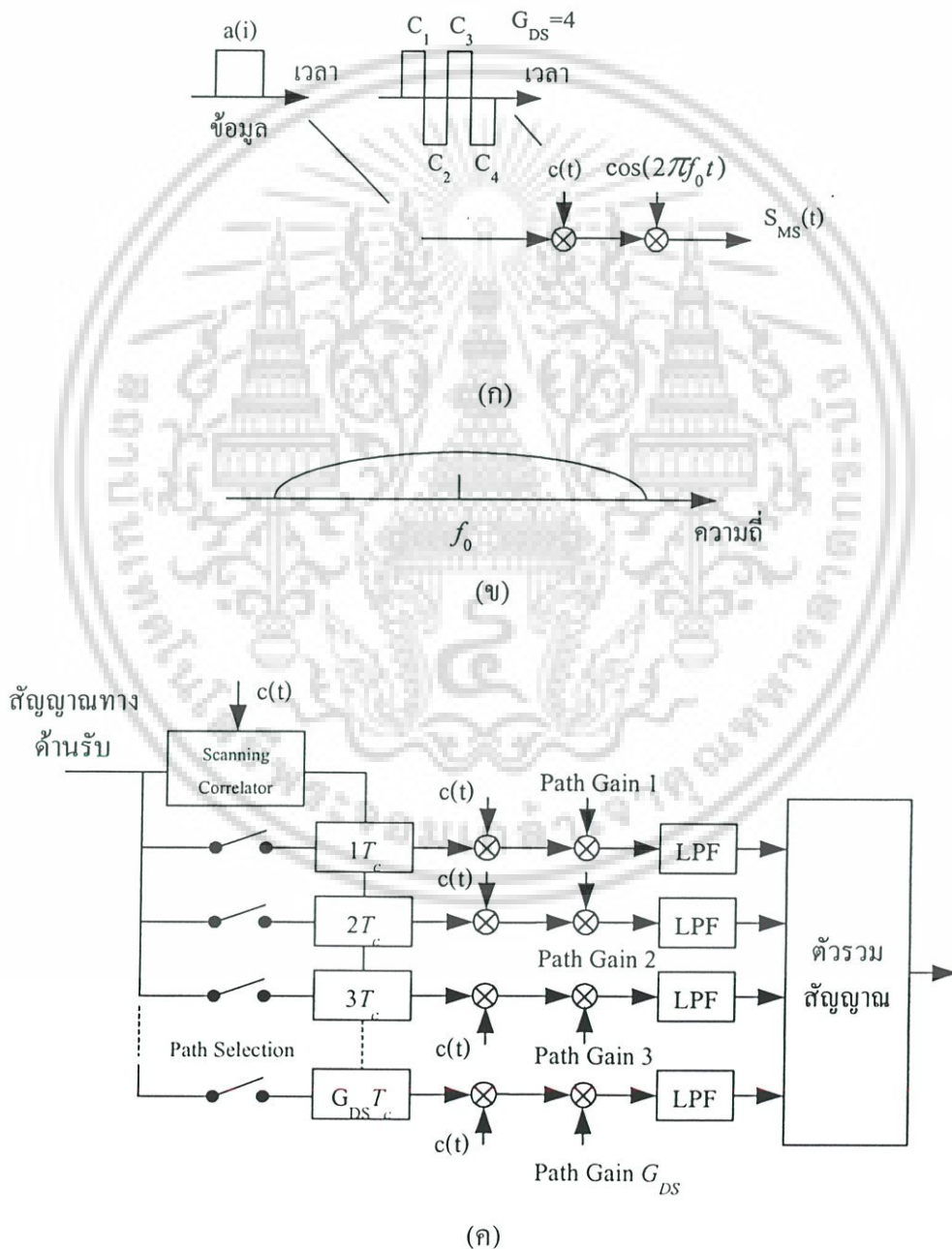
$$S_{DS}^j(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=1}^{G_{DS}} a^j(i) c_m^j p_c(t - (m-1)T_c - iT_s) \cos(2\pi f_0 t) \quad (2.1)$$

โดย  $a^j(i) = +1$  หรือ  $-1$  และ  $c_m^j$  คือข้อมูลลำดับที่  $i$  และชิพที่  $m$  สำหรับผู้ใช้งานที่  $j$  ตามลำดับ  $T_s, T_c (= T_s / G_{DS})$  และ  $f_0$  คือความกว้างของซิมโบล (symbol duration) ความกว้างของชิพ และความถี่คลื่นพาห์ตามลำดับ และ  $p_c(t)$  คือพัลส์ ซึ่งอธิบายในสมการที่ (2.2)

$$p_c(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t \leq T_c) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (2.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทางด้านเครื่องรับแบบเรค ซึ่งประกอบไปด้วยเครื่องรับแบบสหสัมพันธ์หลายตัวแต่ละตัว จะซึ่งโครโนซ์กับแต่ละส่วนประกอบของสัญญาณรวมที่รับได้ แสดงรูป 2.6 (ก) สมรรถนะของระบบขึ้นอยู่กับจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรค โดยปกติจะเป็น 1, 2, 3 หรือ 4 สาขาขึ้นอยู่กับข้อจำกัดทางฮาร์ดแวร์ ในระบบ DS-CDMA ที่ใช้เครื่องรับแบบเรคนั้น จำนวนผู้ใช้งานขึ้นอยู่กับการรบกวนเนื่องจากการแทรกสอดระหว่างกัน (self interference : SI) และการแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทาง (multiple access interference : MAI) ซึ่งเป็นผลจากการมีคุณลักษณะของอัตสหสัมพันธ์และสหสัมพันธ์ข้ามที่ไม่สมบูรณ์ของรหัสการแผ่ [13]



รูปที่ 2.6 (ก) เครื่องส่งของระบบ DS-CDMA (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก

(ค) เครื่องรับของระบบ DS-CDMA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.5.1 MC-CDMA (Multi-Carrier CDMA)

ทางด้านเครื่องส่ง จะทำการแผ่สเปกตรัมของข้อมูลเดิม ไปบนคลื่นพาห้ย่อยที่แตกต่างกัน โดยใช้รหัสการแผ่ในโดเมนความถี่ ในช่วงสัญญาณการสื่อสารด้านขาของโทรศัพท์เคลื่อนที่ การใช้รหัส Walsh Hadamard ทำให้ไม่ต้องสนใจถึงคุณลักษณะอัตสหสัมพันธ์ของรหัสการแผ่

รูปที่ 2.7 (ก) และ (ข) แสดงเครื่องส่ง MC-CDMA สำหรับ CBPSK และสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออกไปโดยมีจำนวนคลื่นพาห้ย่อย ( $N_c$ ) เท่ากับ 4 และอัตราขยายประมวลผล ( $G_{MC}$ ) เท่ากับ 4 ( $=N_c$ ) ตามลำดับ [13]

สัญญาณที่ส่งออกไปสำหรับผู้ใช้งานที่  $j$  คือ

$$S_{MC}^j(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=1}^{G_{MC}} a^j(i) C_m^j p_s(t - iT_s) \cos\{2\pi(f_0 + m\Delta f)t\} \quad (2.3)$$

โดย  $\Delta f = (1/T_s)$  คือระยะห่างระหว่างคลื่นพาห้ย่อยและ  $p_s(t)$  คือพัลส์ แสดงคังสมการที่ (2.4)

$$p_s(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t \leq T_s) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (2.4)$$

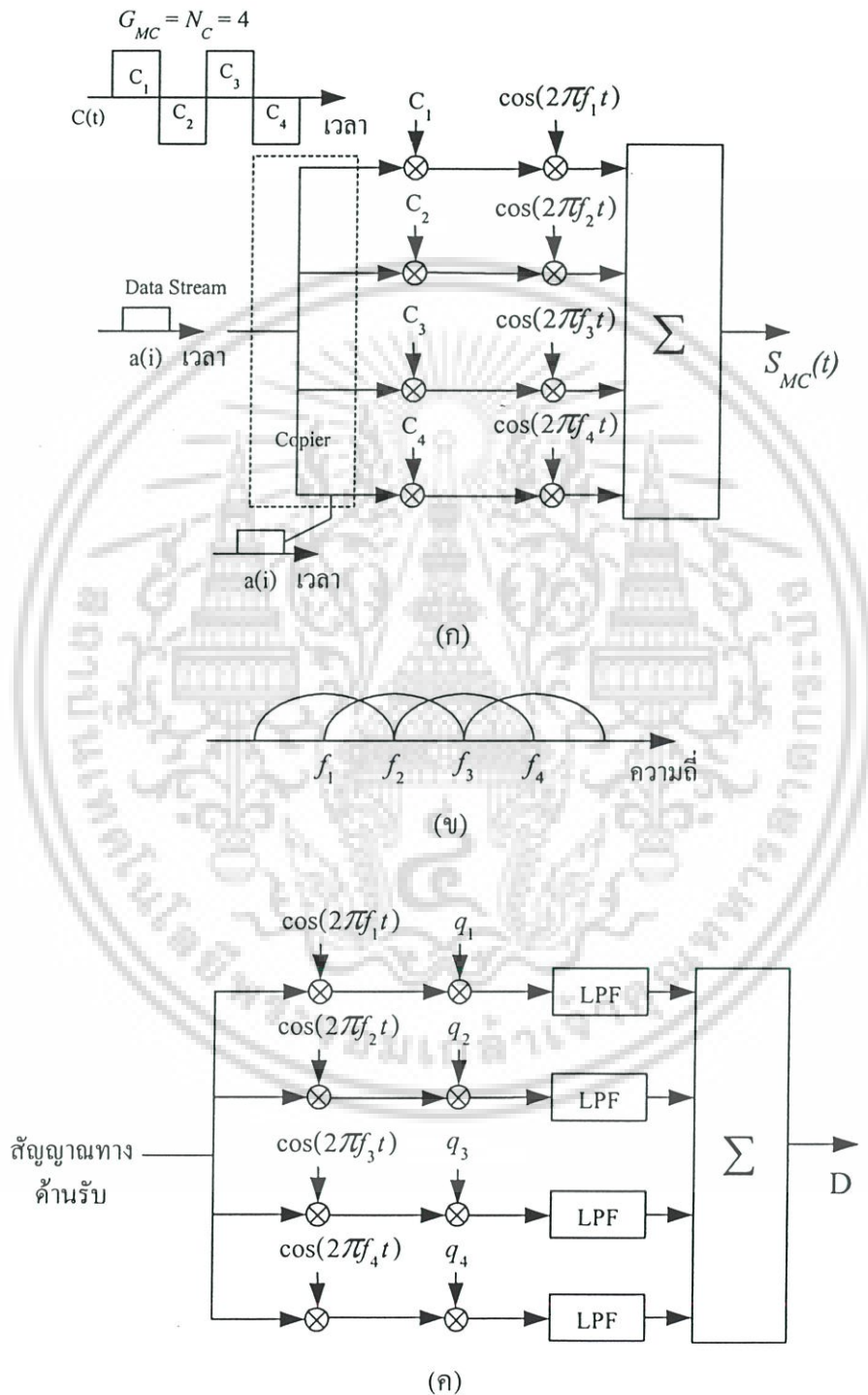
รูปที่ 2.7 (ค) แสดงเครื่องรับของผู้ใช้งานที่  $j$  หลังจากการคิมอดูเลตกับคลื่นพาห้ย่อยแล้ว จะถูกคูณด้วยตัวขยาย  $q_m$  เพื่อรวมพลังงานที่ถูกกระจายในโดเมนความถี่ ตัวแปรตัดสินใจสามารถแสดงได้ดังนี้

$$D^j = \sum_{m=1}^{G_{MC}} q_m^j y_m \quad (2.5)$$

$$y_m = \sum_{j=1}^J z_m^j a^j c_m^j + n_m \quad (2.6)$$

โดย  $y_m$  และ  $n_m$  คือส่วนประกอบเบสแบนด์เชิงซ้อนของสัญญาณที่รับได้ หลังจากการเปลี่ยนแปลงขาลงด้วยความถี่คลื่นพาห้ย่อยที่ซิงโครไนซ์ และสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวกเชิงซ้อนที่คลื่นพาห้ย่อยที่  $m$  ตามลำดับ  $z_m^j$  คือแอมพลิจูดเชิงซ้อนของคลื่นพาห้ย่อยที่  $m$  สำหรับผู้ใช้งานที่  $j$  ซึ่งสามารถสมมติให้  $z_m^j = z_m$  ( $j=1,2,\dots,J$ ) ในช่วงสัญญาณขาลง โดยค่า  $q_m^j$  มีค่าเท่ากับ[13]

$$q_m^j = \begin{cases} c_m^j z_m^{j*} / |z_m^j| & (EGC) \\ c_m^j z_m^{j*} & (MRC) \end{cases} \quad (2.7)$$



รูปที่ 2.7 (ก) เครื่องส่งของระบบ MC-CDMA (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก

(ค) เครื่องรับของระบบ MC-CDMA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.5.2 MC-DS-CDMA (Multi-Carrier Direct Sequence CDMA)

ทางเครื่องส่งจะมีการแปลงข้อมูลจาก อนุกรม-ขนาน ก่อนทำการแผ่ทางสเปกตรัมโดยใช้รหัสการแผ่ในโดเมนทางเวลา สเปกตรัมที่ได้ของแต่ละคลื่นพหุย่อยจะมีคุณสมบัติเชิงตั้งฉากในทางความถี่ (Orthogonal) โดยมีระยะห่างระหว่างความถี่ต่ำสุด วิธีการนี้ความกว้างของชิปจะกว้างขึ้น ทำให้ง่ายต่อการซิงโครไนซ์กับรหัสการแผ่ [13]

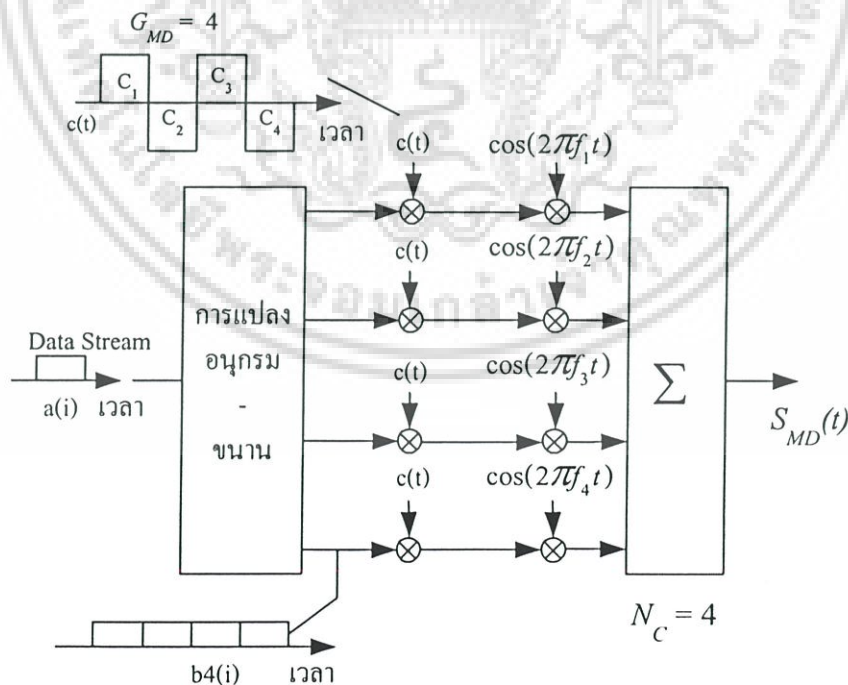
รูปที่ 2.8 (ก) และ (ข) แสดงเครื่องส่งและสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออกโดยมีจำนวนคลื่นพหุย่อยเท่ากับ 4 และอัตราขยายประมวลผล ( $G_{MD}$ ) เท่ากับ 4 ตามลำดับ

สัญญาณที่ส่งออกไปแสดงได้โดย สมการที่ (2.8)

$$s_{MD}^j(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{m=1}^{G_{MD}} b_k^j(i) c_m^j P_c(t - (m-1)T_c - iT_s) \cos\{2\pi(f_0 + k\Delta f')t\} \quad (2.8)$$

โดย  $b_k^j(i)$  คือ บิตข้อมูลลำดับที่  $i$  ที่คลื่นพหุย่อย  $k$  (หลังจากผ่านการแปลงอนุกรม - ขนาน)  $T_s (= N_c T_s)$  และ  $T_c (= T_s / G_{MD})$  คือ ความกว้างของซิมโบลและความกว้างชิปของแต่ละคลื่นพหุย่อยตามลำดับ และ  $\Delta f = 1/T_c$  คือ ระยะห่างระหว่างคลื่นพหุย่อย

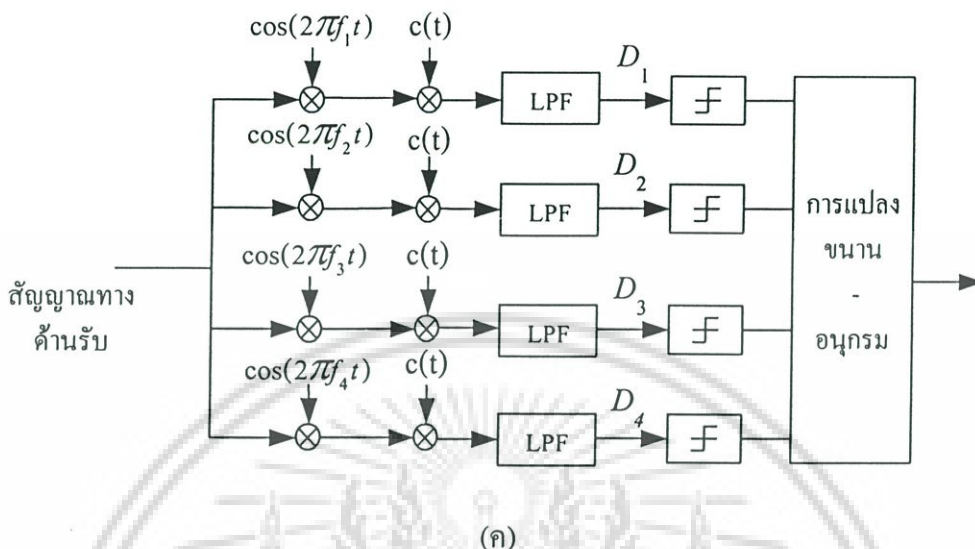
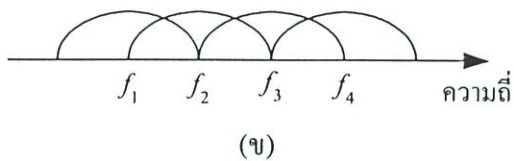
รูปที่ 2.8 (ค) แสดงเครื่องรับ โดยปกติจะประกอบไปด้วยเครื่องรับที่มีจำนวน  $N_c$  สาขา เนื่องจากแต่ละคลื่นพหุย่อยจะเกิดการเฟดดิ้งแบบไม่เลือกความถี่



(ก)

รูปที่ 2.8 (ก) เครื่องส่งของระบบ MC-DS-CDMA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 (ต่อ) (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก  
(ค) เครื่องรับของระบบ MC-DS-SS

2.1.5.3 MT-CDMA (Multitone CDMA)

ทางเครื่องส่งทำการแปลงข้อมูลจาก อนุกรม-ขนาน และทำการแผ่สเปกตรัมโดยใช้รหัสการแผ่ในโดเมนทางเวลา ดังนั้นสเปกตรัมของแต่ละคลื่นพาห่อย่อย จะทำการแผ่ทางสเปกตรัมโดยมีเงื่อนไขเชิงตั้งฉากทางความถี่ และมีระยะห่างทางความถี่ต่ำสุด ดังนั้นผลของสเปกตรัมที่ได้ของแต่ละคลื่นพาห่อย่อยจะมีเงื่อนไขเชิงตั้งฉากทางความถี่คลาดเคลื่อนไป MT-CDMA จะใช้รหัสการแผ่ที่ยาวเป็นสัดส่วนกับจำนวนคลื่นพาห่อย่อยเมื่อเปรียบเทียบกับกรณี DS-SS ทำให้ MT-CDMA รองรับผู้ใช้งานได้มากกว่า DS-SS [13]

รูปที่ 2.9 (ก) และ (ข) แสดงเครื่องส่งของระบบ MT-CDMA สำหรับ CBPSK และสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออกไป โดยมีจำนวนคลื่นพาห่อย่อย ( $N_c$ ) เท่ากับ 4 และอัตราขยายการประมวลผล ( $G_{MT}$ ) เท่ากับ 16 ตามลำดับ

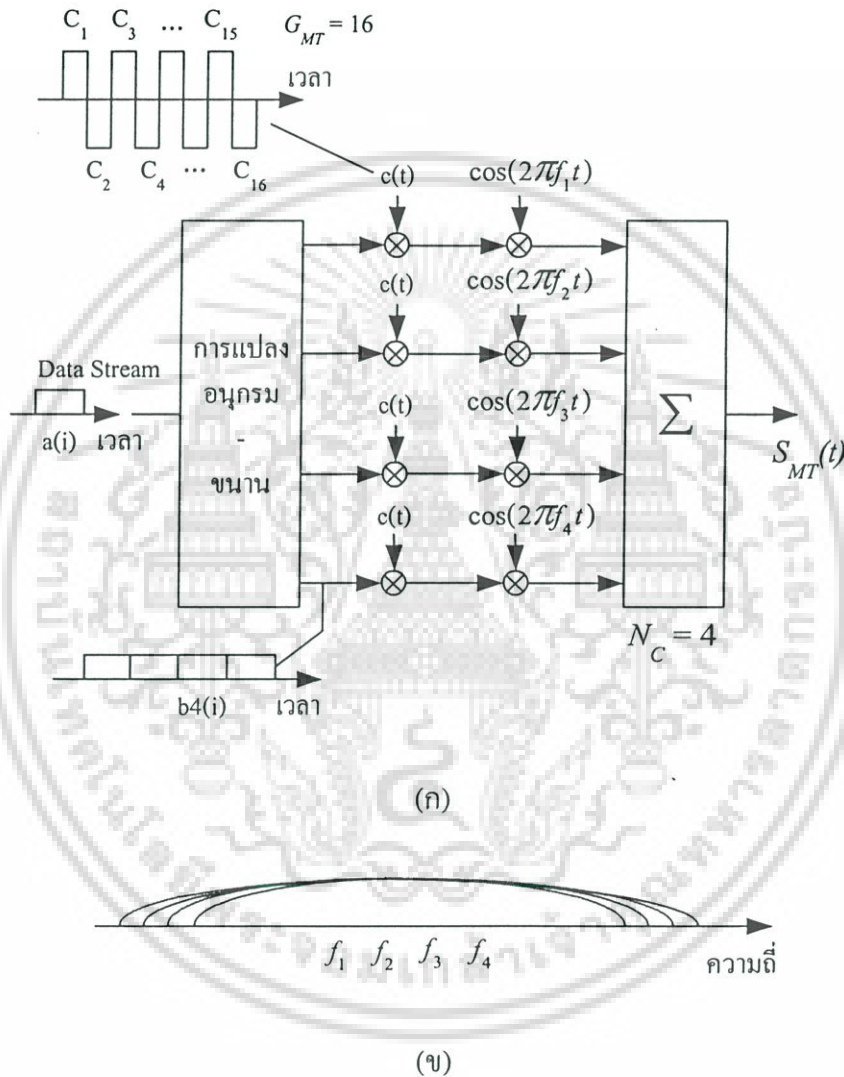
สัญญาณที่ส่งออกไปแสดงได้โดย สมการที่ (2.9)

$$s'_{MD}(t) = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{m=1}^{G_{MT}} b'_k(i) c'_m p_c(t - (m-1)T_c - iT_s) \cos\{2\pi(f_0 + k\Delta f^n)t\} \tag{2.9}$$

โดยที่  $\Delta f (= 1/T_c)$  คือระยะห่างระหว่างคลื่นพาห่อย่อย

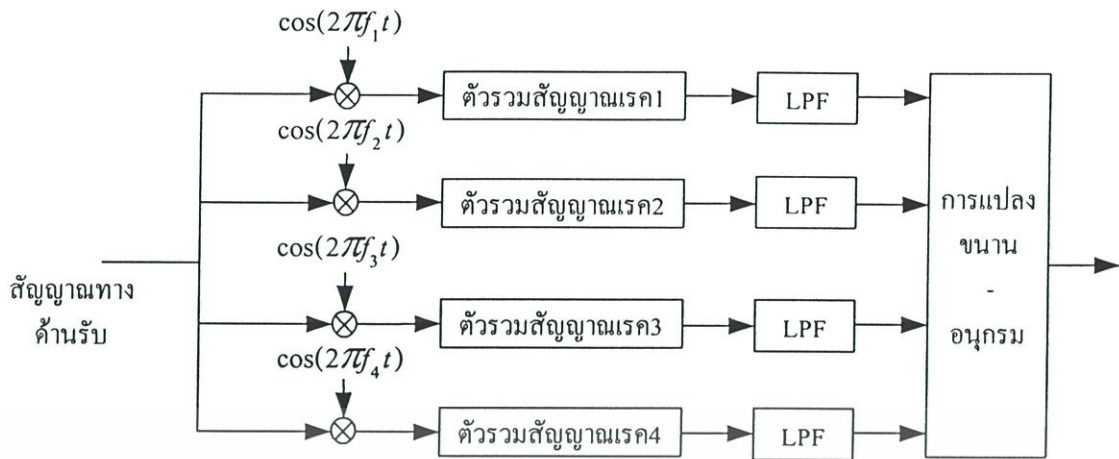
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.9 (ก) แสดงเครื่องรับที่ประกอบไปด้วยเครื่องรับแบบเรดจำนวน  $N_c$  เครื่อง ซึ่งเป็นโครงสร้างที่ดีที่สุดในช่องสัญญาณเกาส์เซียนขาวแบบบวก โดย MT-CDMA จะมีสัญญาณรบกวนการแทรกสอดจากคลื่นพาห์อื่นสูง ในขณะที่การใช้รหัสการแผ่ที่มีความยาวจะช่วยลดผลของ SI(self-interference) และ MAI(multiple access interference)



รูปที่ 2.9 (ก) เครื่องส่งของระบบ MT-CDMA (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค)

รูปที่ 2.9 (ต่อ) (ค) เครื่องรับของระบบ MT-CDMA

ระบบทั้งสามที่กล่าวมา เกิดจากการนำเอาข้อดีของซีดีเอ็มเอรวมกับระบบโอเอฟดีเอ็ม โดยอาศัยคุณสมบัติเชิงตั้งฉาก (Orthogonality) ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่สำคัญในระบบสื่อสารในปัจจุบันนี้ คุณสมบัติคือออร์ทोगอนอลนี้ ทำให้เราใช้แถบความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพดีขึ้นมากกว่าในอดีต เพื่อให้เข้าใจถึงระบบมัลติแคร์เรียร์ดียิ่งขึ้น จึงขอกกล่าวถึงระบบโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งเป็นต้นแบบของระบบมัลติแคร์เรียร์

การมัลติเพลกซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) เป็นเทคนิคการมัลติเพลกซ์ที่คล้ายกับการมัลติเพลกซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (FDM: Frequency Division Multiplexing) โดยที่ระบบโอเอฟดีเอ็มนั้นจะใช้พื้นฐานของการมัลติเพลกซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ ที่ทำให้สามารถที่จะส่งข่าวสารได้หลายข่าวสารไปในช่องสัญญาณช่องเดียวกัน ซึ่งเป็นการใช้ย่านความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ตัวอย่างของระบบการมัลติเพลกซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ที่ใช้กัน เช่น การส่งสัญญาณของสถานีวิทยุเอฟเอ็ม (Frequency Modulation) โดยที่แต่ละสถานีจะใช้ความถี่ที่ต่างกัน ทำให้แต่ละสถานีนั้นสามารถที่ส่งสัญญาณได้พร้อมๆกัน โดยไม่มีการรบกวนซึ่งกันและกัน โดยในการส่งสัญญาณนั้นแต่ละสถานีจะใช้แถบความถี่ที่จำกัดและไม่เลื่อมทับกันในแกนความถี่ ทางด้านเครื่องรับเมื่อรับสัญญาณได้ก็จะเลือกแถบความถี่หรือสถานีที่ต้องการ โดยใช้วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (band-pass filter) ซึ่งจะสามารถทำการดีมอดูเลต (demodulate) สัญญาณข่าวสารที่ต้องการกลับมาได้

การมัลติเพลกซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม จะแตกต่างกับการมัลติเพลกซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ในหลายๆด้านคือ ในการส่งสัญญาณแบบแบ่งช่วงความถี่จะส่งที่แถบความถี่ต่างกัน โดยผลเสียที่ได้จากการมัลติเพลกซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ คือ จะสูญเสียแถบความถี่ระหว่างสถานีที่มีไว้เพื่อป้องกันเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไม่ให้เกิดการรบกวนกันระหว่างสถานีข้างเคียง แต่การมัลติเพลกซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม เช่น ระบบการกระจายเสียงแบบดิจิตอล (DAB : Digital Audio Broadcasting) สัญญาณข่าวสารของแต่ละสถานีจะถูกมัลติเพลกซ์รวมกันเป็นสัญญาณข่าวสารสัญญาณเดียว โดยสัญญาณข่าวสารทั้งหมดนี้จะทำการส่งโดยใช้ระบบโอเอฟดีเอ็มผ่านคลื่นพาห่อย่อยๆจำนวนมาก โดยคลื่นพาห่อย่อยๆเหล่านี้จะมีคุณสมบัติของการออร์โธโกนอล (orthogonal) ทำให้สามารถส่งสัญญาณที่มีแถบความถี่ซ้อนทับกันได้ โดยไม่ทำให้เกิดการรบกวนซึ่งกันและกัน อีกทั้งยังใช้แถบความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ เมื่อเทียบกับการมัลติเพลกซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ ที่ต้องมีแถบความถี่ป้องกันเพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนกันระหว่างสถานีข้างเคียง

ในแต่ละคลื่นพาห่อย่อยๆของการมัลติเพลกซ์แบบแบ่งช่วงความถี่นั้น สามารถที่จะทำการมอดูเลตสัญญาณข่าวสารที่จะส่งเป็นแบบแอมพลิจูดหรือดิจิตอลก็ได้ เนื่องจากการมัลติเพลกซ์แบบแบ่งช่วงความถี่นั้นไม่ต้องทำการซิงโครไนซ์ (Synchronization) ระหว่างสถานีที่ส่ง ดังนั้นแต่ละสถานีสามารถที่จะส่งสัญญาณที่ทำการมอดูเลตแตกต่างกันได้ เช่น สถานีที่ 1 มอดูเลตแบบเอฟเอ็ม สถานีที่ 2 อาจจะมอดูเลตแบบเอฟเอสเคก็ได้ แต่สำหรับการมัลติเพลกซ์แบบโอเอฟดีเอ็มนั้นคลื่นพาห่อย่อยๆทั้งหมดจะต้องซิงโครไนซ์กันซึ่งเป็นข้อจำกัดที่จะต้องทำการมอดูเลตแบบดิจิตอล ระบบโอเอฟดีเอ็มจะส่งสัญญาณเป็นสัญลักษณ์ ซึ่งสามารถส่งสัญญาณจำนวนมากที่มีความเร็วต่ำแบบขนานกันไป ในการส่งคลื่นพาห่อย่อยๆนั้นจะต้องทำการซิงโครไนซ์ทั้งเวลาและความถี่ และจะต้องรักษาคุณสมบัติของการออร์โธโกนอล เพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนซึ่งกันและกันระหว่างคลื่นพาห่อย่อยๆ การสร้างคลื่นพาห่อย่อยๆให้มีคุณสมบัติของการออร์โธโกนอล (orthogonality) นั้นสามารถทำได้หลายวิธีและทำไมจึงไม่มีการรบกวนกันระหว่างคลื่นพาห่อย่อย

### 2.1.6 คุณสมบัติของการออร์โธโกนอล

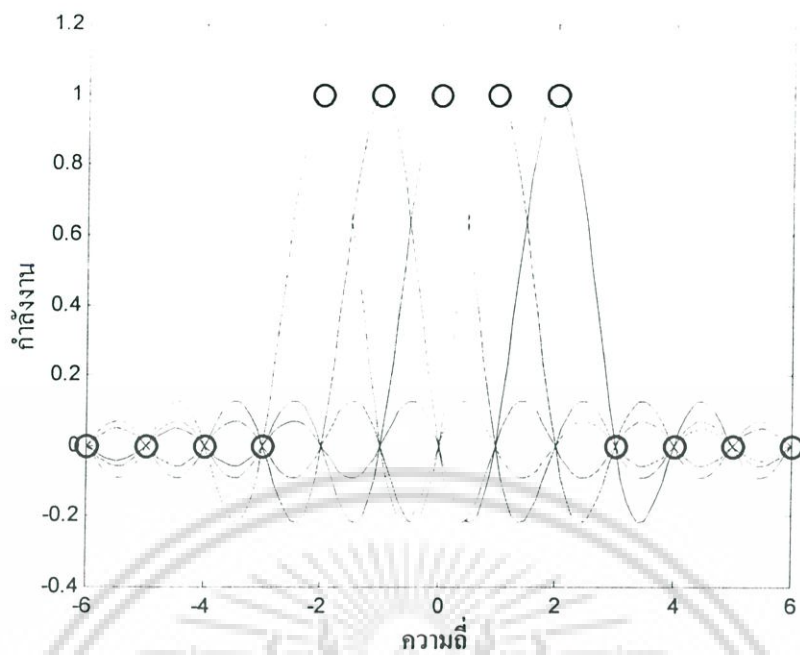
สัญญาณจะออร์โธโกนอลกันถ้ามีความเป็นอิสระร่วมกัน (mutually independent) ของแต่ละสัญญาณ คุณสมบัติของการออร์โธโกนอลจะทำให้สามารถที่จะทำส่งสัญญาณหลายๆ สัญญาณรวมกันไปในช่องสัญญาณการสื่อสารเดียวกัน และสามารถที่จะกู้สัญญาณกลับมาได้โดยไม่มีการแทรกสอด (interference) ซึ่งกันและกัน ปกติแล้วส่วนมากการมัลติเพลกซ์รูปแบบต่างๆนั้นจะมีคุณสมบัติของการออร์โธโกนอลโดยธรรมชาติ ตัวอย่างเช่นการมัลติเพลกซ์แบบแบ่งช่วงเวลา (TDM: Time Division Multiplexing) ซึ่งสามารถที่จะส่งสัญญาณข่าวสารหลายๆสัญญาณไปในช่องการสื่อสารเดียวกันโดยอาศัยการส่งคนละช่วงเวลา (time slot) คือในระหว่างที่ส่งสัญญาณข่าวสารสัญญาณใดสัญญาณหนึ่งนั้นจะไม่มีส่งสัญญาณข่าวสารสัญญาณอื่น ส่วนสัญญาณข่าวสารอื่นนั้นจะส่งที่ช่วงเวลาถัดไป ดังนั้นจึงทำให้ไม่เกิดการแทรกสอดระหว่างสัญญาณข่าวสารที่ส่ง เพราะระบบการมัลติเพลกซ์แบบแบ่งช่วงเวลานั้นมีลักษณะของการออร์โธโกนอล ในส่วนการมัลติเพลกซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (FDM: Frequency Division Multiplexing) นั้นสัญญาณเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข่าวสารแต่ละสัญญาณนั้นจะออร์โธโกนอลกัน โดยไม่เกิดการแทรกสอดซึ่งกันและกันโดยการส่งที่คลื่นพาห้คนละความถี่และแถบความถี่ที่ห่างกัน เพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนกันระหว่างสัญญาณที่ใช้คลื่นพาห้ที่มีความถี่ใกล้กัน ถึงแม้ว่าวิธีการเหล่านี้จะมีความเป็นออร์โธโกนอล แต่ในส่วนของระบบโอเอฟดีเอ็มจะเป็นรูปแบบการมัลติเพลกซ์ของการมัลติเพลกซ์แบบแบ่งช่วงความถี่โดยที่คลื่นย่อยๆ ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มนั้นจะมีสเปกตรัมที่ซ้อนทับกันซึ่งมีความเป็นไปได้ในทางทฤษฎี ถ้าสามารถที่จะรักษาคุณสมบัติของการออร์โธโกนอลระหว่างคลื่นพาห้ย่อยเหล่านั้นได้

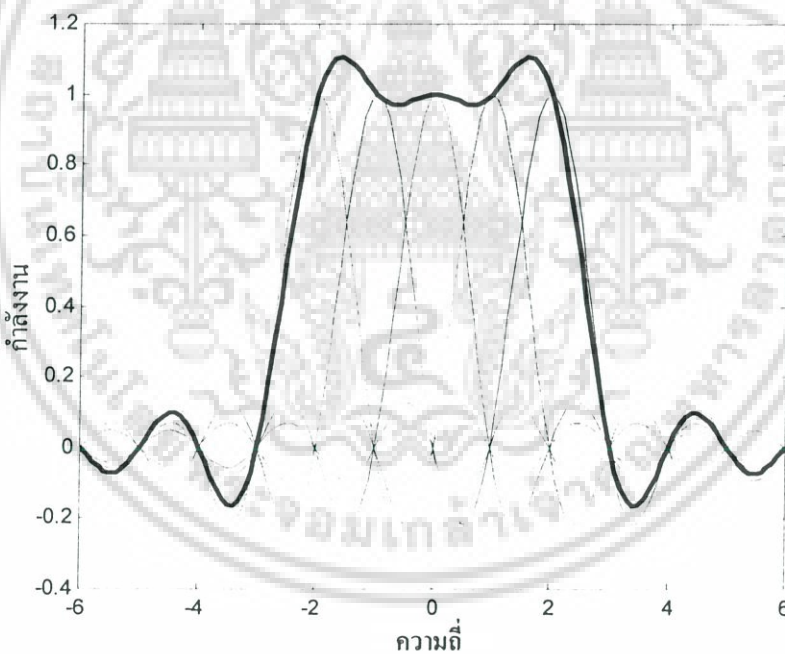
การมัลติเพลกซ์แบบโอเอฟดีเอ็มนั้น จะมีคุณสมบัติของการออร์โธโกนอลในแถบความถี่ โดยสามารถที่จะส่งสัญญาณข่าวสารไปในคลื่นพาห้ย่อยที่ต่างกันได้ โดยไม่เกิดการรบกวนกัน สัญญาณโอเอฟดีเอ็มสามารถสร้างจากผลรวมของสัญญาณไซน์ซอไซด์ (sinusoid signal) หลายๆ สัญญาณ ซึ่งแต่ละสัญญาณก็คือคลื่นพาห้ย่อยแต่ละตัวนั่นเอง ความถี่เบสแบนด์ (baseband frequency) ของแต่ละคลื่นพาห้ย่อยจะกำหนดให้เป็นจำนวนเต็มของส่วนกลับของช่วงเวลาของสัญลักษณ์หนึ่งสัญลักษณ์ (symbol time) โดยผลที่ได้จะทำให้แต่ละคลื่นพาห้ย่อยนั้นมีจำนวนของไซเคิล (cycle) เป็นจำนวนเต็มในหนึ่งสัญลักษณ์และผลที่ตามมาจะทำให้แต่ละคลื่นพาห้ย่อยๆ นั้นมีคุณสมบัติออร์โธโกนอลกัน

### 2.1.7 คุณสมบัติของการออร์โธโกนอลในแถบความถี่

ทางหนึ่งที่สามารถเห็นคุณสมบัติของการออร์โธโกนอลของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ก็คือ การมองที่สเปกตรัมของสัญญาณ ในแถบความถี่นั้นแต่ละคลื่นพาห้ย่อยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มจะมีการตอบสนองความถี่ของสัญญาณลักษณะเป็นสัญญาณซิงก์ (sinc signal) แสดงในรูปที่ 2.10(ก) รูปร่างของสัญญาณซิงก์ (sinc signal) จะมีโลบหลัก (main lobe) ที่แคบและมีโลบด้านข้าง (side lobe) จำนวนมากที่มีขนาดลดลงอย่างช้าๆ จากจุดกึ่งกลางของสัญญาณ แต่ละคลื่นพาห้จะมีจุดยอดที่กึ่งกลางความถี่ และมีจุดที่สัญญาณเป็นศูนย์ (null) ทุกๆ จุดที่เป็นช่องว่างของความถี่ซึ่งเท่ากับระยะห่างระหว่างคลื่นพาห้ เมื่อสัญญาณแต่ละสัญญาณออร์โธโกนอลกันผลที่ได้ก็คือจุดยอดของสัญญาณจะมีตำแหน่งตรงกับจุดที่สัญญาณของคลื่นพาห้อื่นเป็นศูนย์ เมื่อทำการวิเคราะห์สัญญาณโอเอฟดีเอ็มโดยใช้กระบวนการ DFT (Discrete Fourier Transform) จะได้สเปกตรัมของสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องดังแสดงในรูป 2.10(ก) โดยแอมพลิจูดของสเปกตรัมสัญญาณที่จุด 0 แต่ละจุดในรูปจะตรงพอดีกับจุดยอดของคลื่นพาห้ย่อย ถ้ากระบวนการ DFT สามารถที่จะซิงโครไนซ์ (synchronize) กับสัญญาณที่รับได้ในแถบเวลา ด้วยเหตุนี้แถบความถี่ที่ซ้อนทับกันของแต่ละคลื่นพาห้ย่อยจะไม่มีผลกระทบที่เครื่องรับ เพราะจุดยอดของแต่ละคลื่นพาห้ย่อยนั้นตรงกับจุดที่คลื่นพาห้ย่อยอื่นเป็นศูนย์ ซึ่งเป็นผลมาจากคุณสมบัติของการออร์โธโกนอลกันของแต่ละคลื่นพาห้ย่อยนั่นเอง



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.10 การตอบสนองความถี่ของสัญญาณ โอเอฟดีเอ็มในแต่ละคลื่นพหุข้อย  
 (ก) สเปกตรัมของแต่ละคลื่นพหุข้อยและแชนเนลเปิดสัญญาณที่เครื่องรับ  
 (ข) ผลรวมของการตอบสนองความถี่ของคลื่นพหุข้อยทั้ง 5 สัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.8 ชุดรหัสวอลซ์ (Walsh Code)

ในระบบซีดีเอ็มเออนั้น เราใช้รหัสเพื่อให้ผู้ใช้โทรศัพท์แต่ละเครื่องสามารถแยกแยะว่า สัญญาณส่วนใดเป็นของตนเอง โดยอาศัยชุดรหัสที่แตกต่างกันในการรับและส่งข้อมูล โดยที่ชุดรหัสที่ใช้ในการทำสเปกตรัมเหล่านี้ เรียกว่า PN (Pseudorandom Noise) ซึ่งเป็นชุดรหัสที่มีคุณสมบัติเชิงตั้งฉาก (Orthogonal) กับชุดรหัสอื่นๆทั้งหมด โดยในวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้รหัสแบบวอลซ์ (Walsh Code) มีชื่อเต็มว่า Walsh Hadamard Code ประกอบด้วยรหัสที่มีคุณสมบัติเชิงตั้งฉากระหว่างกันทั้งหมด 64 ชุด โดยแต่ละชุดมีความยาว 64 บิต รหัสประเภทนี้ใช้สำหรับสเปกตรัมช่องสัญญาณที่มีอัตราการส่ง 1.228 Mbps ซึ่งรหัสทั้ง 2 ชุดจะต้องมีคุณสมบัติเชิงตั้งฉาก ก็คือค่าสหสัมพันธ์ข้าม (Cross Correlation) ระหว่างรหัสทั้งคู่จะต้องมีค่าเป็นศูนย์ รหัสวอลซ์สามารถสร้างได้จาก Hadamard Matrices  $H_{2^m}$  โดยที่  $m$  คือ ค่า 2 ยกกำลังตัวเลขจำนวนเต็ม ( $m = 1, 2, 4, \dots$ ) ค่าเริ่มต้นของ Hadamard matrices ที่  $m=1$  กำหนดให้เป็น

$$H_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$

และค่า  $H_{2^m}$  อื่นๆ สร้างจากความสัมพันธ์ต่อไปนี้

$$H_{2^m} = \begin{bmatrix} H_m & H_m \\ H_m & -H_m \end{bmatrix}$$

กรณี  $m = 2$

$$H_4 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

ในระบบซีดีเอ็มเอที่ใช้งานจริงนั้น จะใช้ชุดรหัส Walsh Hadamard Code 64 ชุด แต่ในวิทยานิพนธ์นี้ เลือกใช้เพียง 16 ชุด และมีผู้ใช้ในระบบ 16 ผู้ใช้ โดยพิมพ์คำสั่งในการสร้างชุดรหัสวอลซ์ ดังนี้

```
>> walsh=hadamard(16)
```

ตารางที่ 2.1 ชุดรหัสวอลซ์ 16 ชุด

Index	Walsh Codes (16*16)
0	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1	1 -1 1 -1 1 -1 1 -1 1 -1 1 -1 1 -1 1 -1
2	1 1 -1 -1 1 1 -1 -1 1 1 -1 -1 1 1 -1 -1
3	1 -1 -1 1 1 -1 -1 1 1 -1 -1 1 1 -1 -1 1
4	1 1 1 1 -1 -1 -1 -1 1 1 1 1 -1 -1 -1 -1
5	1 -1 1 -1 -1 1 -1 1 1 -1 1 -1 -1 1 -1 1
6	1 1 -1 -1 -1 -1 1 1 1 1 -1 -1 -1 -1 1 1
7	1 -1 -1 1 -1 1 1 -1 1 -1 -1 1 -1 1 1 -1
8	1 1 1 1 1 1 1 1 -1 -1 -1 -1 -1 -1 -1 -1
9	1 -1 1 -1 1 -1 1 -1 -1 -1 1 -1 1 -1 1 1
10	1 1 -1 -1 1 1 -1 -1 -1 -1 1 1 -1 -1 1 1
11	1 -1 -1 1 1 -1 -1 1 -1 1 1 -1 -1 1 1 -1
12	1 1 1 1 -1 -1 -1 -1 -1 -1 -1 -1 -1 1 1 1
13	1 -1 1 -1 -1 1 -1 1 -1 1 -1 1 1 -1 1 -1
14	1 1 -1 -1 -1 -1 1 1 -1 -1 1 1 1 1 -1 -1
15	1 -1 -1 1 -1 1 1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 -1 1

ซึ่งในระบบซีดีเอ็มเอ ยังมีชุดรหัสให้เลือกใช้อีกมาก เช่น รหัสโกลด์ (Gold Code) ,รหัสคาซามิ (Kasami Code) เป็นต้น โดยชุดรหัสที่ใช้จะต้องมีคุณสมบัติเชิงตั้งฉากที่ดี รหัส PN จะสร้างขึ้นเป็นลำดับสัญญาณ (Sequence) โดยแต่ละรหัสจะมีความคล้ายคลึงกับสัญญาณแรนดอมมาก รหัสชนิดนี้ถูกนำมาใช้งานในทางปฏิบัติมากมาย ยกตัวอย่างเช่น การทำซิงโครไนซ์สัญญาณ (Signal Synchronization) การเข้ารหัสลับข้อมูล (Cryptography) และ การทำสเปกตรัมแผ่กระจาย (Spread Spectrum) เป็นต้น

## 2.2 ทฤษฎีเวฟเล็ททรานสฟอร์ม

### 2.2.1 เวฟเล็ทคืออะไร

โดยทั่วไปแล้วในการวิเคราะห์สัญญาณ ไม่ว่าจะเป็นสัญญาณจากการเกิดแผ่นดินไหว เสียงพูดของมนุษย์ การสั่นของเครื่องยนต์ ภาพ x-ray ทางการแพทย์ และสัญญาณต่างๆ จำเป็นต้องมีเทคนิคในการวิเคราะห์สัญญาณต่างๆ และหนึ่งในการวิเคราะห์ก็คือ การวิเคราะห์สัญญาณด้วยวิธีการแบบเวฟเล็ท ทฤษฎีเวฟเล็ทเริ่มเป็นที่นิยม เมื่อ FBI ในสหรัฐอเมริกา นำมาใช้ในการวิเคราะห์หารายละเอียดในรอยนิ้วมือคนร้าย และเป็นเวลากว่า 15 ปีที่ทฤษฎีเวฟเล็ทถูกนำมาใช้ในงานต่างๆ เพื่อหาข้อมูลของสัญญาณที่ยากแก่การค้นหาและเข้าใจ ในอดีตนั้นการวิเคราะห์สัญญาณจะใช้การวิเคราะห์แบบฟูริเยร์ เพื่อหาองค์ประกอบของสัญญาณ ซึ่งเป็นคณิตศาสตร์ที่ใช้ในการแปลงสัญญาณจากทางเวลาไปเป็นสัญญาณในทางความถี่ [5,6]



รูปที่ 2.11 การวิเคราะห์สัญญาณในทางเวลาไปเป็นสัญญาณในทางความถี่ ด้วยการแปลงฟูริเยร์

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{i\omega t} dt \quad (2.10)$$

และหลายครั้งที่การแปลงฟูริเยร์ให้ข้อมูลที่ไม่เพียงพอ ทำให้ขาดข้อมูลส่วนสำคัญไป และจะสังเกตพบว่าข้อมูลที่ได้จากการทรานสฟอร์มจะมีตลอดย่านความถี่ ( $-\infty$  ถึง  $\infty$ ) และเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณอินพุตที่ระยะเวลาใดๆ ก็จะมีส่งผลกระทบต่อตลอดย่านของสเปกตรัม  $F(\omega)$  และยังให้ข้อมูลที่มากเกินไปจนความจำเป็น นอกจากนี้การแปลงฟูริเยร์ยังไม่สามารถวิเคราะห์สัญญาณเฉพาะช่วงเวลาหรือช่วงความถี่ที่สนใจได้ ในทางปฏิบัติหากสัญญาณอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงที่ไม่คงที่ (Non-stationary signal) การแปลงฟูริเยร์จะทำให้สิ้นเปลืองเวลาในการคำนวณมากเพราะต้องคำนวณใหม่ตลอดย่าน ดังนั้นการแปลงฟูริเยร์จึงเหมาะสำหรับสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงคงที่ (Stationary signal) ซึ่งต่อมาได้มีการพัฒนาการแปลงสัญญาณเฉพาะช่วงเวลาและช่วงความถี่ คือ การแปลงกาบอร์ (Gabor transform) โดย Dennis Gabor เมื่อปี 1946 การแปลง

เอกสกาบอร์เป็นทรานสฟอร์มที่ได้พัฒนาขึ้นเป็นแบบแรกๆ เพื่อแก้ปัญหาที่กล่าวมาข้างต้น โดยจะดีกว่าวิธีอื่นๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นการทำ การแปลงฟูรีเยร์ เฉพาะช่วงเวลา และช่วงความถี่ที่กำหนดผ่านฟังก์ชันหน้าต่าง (window function:wf) ซึ่งฟังก์ชันหน้าต่างนี้จะใช้เกาส์เซียนฟังก์ชัน (gaussian function) เท่านั้น

$$g_\alpha(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\alpha}} e^{-\frac{t^2}{4\alpha}} \quad (2.11)$$

$$G_b^\alpha f(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} (e^{-i\omega t} f(t)) g_\alpha(t-b) dt \quad (2.12)$$

สมการที่ (2.11) เป็นฟังก์ชันหน้าต่างเกาส์เซียน (gaussian window function) และสมการที่ (2.12) เป็นสมการของการแปลงกาบอร์ จะเห็นว่าทรานสฟอร์มแบบนี้จะสามารถเลือกตำแหน่งการวิเคราะห์สัญญาณ โดยกำหนดที่พารามิเตอร์  $b$  และเลือกช่วงความถี่ด้วยพารามิเตอร์  $\alpha$  แต่เนื่องจากการแปลงกาบอร์ ใช้ฟังก์ชันหน้าต่างแบบเคียว ซึ่งอาจไม่เหมาะสมกับการประยุกต์ใช้งานในด้านต่างๆ ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาต่อมาเป็นการแปลงฟูรีเยร์ในช่วงเวลาสั้นๆ (Short Time Fourier Transform :STFT) ซึ่งสามารถให้ข้อมูลได้เหมาะสม ทำให้การวิเคราะห์สัญญาณดีขึ้น

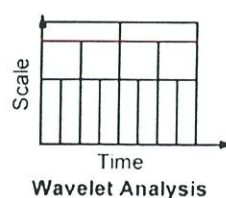
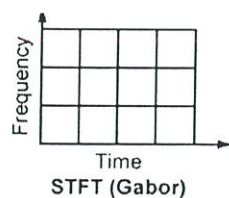
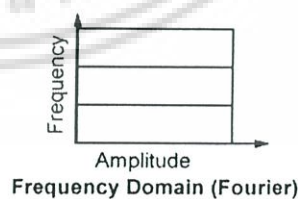
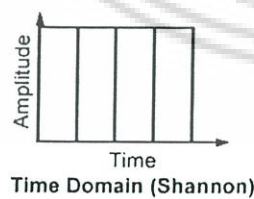
$$G_b^\alpha f(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} (e^{-i\omega t} f(t)) w(t-b) dt \quad (2.13)$$

สมการที่ (2.13) เป็นสมการการแปลงฟูรีเยร์ในช่วงเวลาสั้นๆ โดยตำแหน่งเวลาในการวิเคราะห์จะกำหนดโดยค่า “ $b$ ” และช่วงความถี่ในการวิเคราะห์กำหนดด้วยความถี่ของฟังก์ชันหน้าต่างนั้นๆ แต่จะสังเกตเห็นว่า ทั้งการแปลงกาบอร์ และการแปลงฟูรีเยร์ในช่วงเวลาสั้นๆ จะมีลักษณะของช่วงการวิเคราะห์ที่ ดังแสดงในรูป 2.12 (ช่วงเวลาและช่วงความถี่คงที่ ; fixed resolution transform) ทั้งนี้เนื่องจากสัญญาณในทางปฏิบัติ นั้น สัญญาณความถี่สูงจะมีช่วงคาบเวลาที่แคบ ในขณะที่สัญญาณความถี่ต่ำจะมีช่วงคาบเวลาที่กว้างกว่า ดังนั้น การแปลงกาบอร์ และการแปลงฟูรีเยร์ในช่วงเวลาสั้นๆ อาจจะทำให้ข้อมูลที่ได้ออกมาจากการทรานสฟอร์มออกมา มาก หรือน้อยเกินไป (จะต้องทำการทรานสฟอร์มหลายช่วงเวลามาประกอบกัน จึงจะได้ข้อมูลครบถ้วนในช่วงเวลาที่ต้องการ) ดังนั้นช่วงเวลาควรจะต้องมีการเปลี่ยนแปลงสัมพันธ์กับช่วงความถี่ที่จะทำการวิเคราะห์ โดยที่ถ้าความถี่สูงขึ้น จะต้องมีส่วนในช่วงเวลาในการวิเคราะห์ที่น้อยลง และในขณะที่ทำการวิเคราะห์ช่วงความถี่ต่ำ จะต้องใช้ช่วงเวลาที่ยาวกว่าในการวิเคราะห์สัญญาณ



รูปที่ 2.12 การแปลงฟูรีเยร์ในช่วงเวลาสั้นๆ (Short Time Fourier Transform :STFT)

ซึ่งจะสังเกตเห็นว่าฟังก์ชันหน้าต่างของกาบอร์จะมีพื้นที่จำกัด แต่ก็ให้ข้อมูลทางเวลาและทางความถี่ของสัญญาณได้ในระดับหนึ่ง เพราะฟังก์ชันหน้าต่างถูกจำกัดทางเวลา นักวิจัยจึงมีความพยายามที่จะขยายหรือหดฟังก์ชันหน้าต่างทางเวลา เพื่อให้ฟังก์ชันหน้าต่างให้ข้อมูลที่เหมาะสมเพียงพอ และเพื่อให้เกิดความยืดหยุ่นในการแปลงสัญญาณในทางเวลาและทางความถี่ จึงเกิดเป็นเทคนิคการวิเคราะห์สัญญาณแบบเวฟเล็ตขึ้น ซึ่งจะเป็นการทรานสฟอร์มผ่านฟังก์ชันหน้าต่างต่าง โดยที่การแปลงสัญญาณแบบเวฟเล็ตนั้น ฟังก์ชันหน้าต่างสามารถเลื่อนตำแหน่งและปรับเปลี่ยนช่วงเวลาในเหมาะสมกับช่วงความถี่ที่จะวิเคราะห์ โดยเรียกฟังก์ชันหน้าต่างแบบนี้ว่า “ฟังก์ชันเวฟเล็ต” (Wavelet Function)



รูปที่ 2.13 เทคนิคการวิเคราะห์สัญญาณแบบเวฟเล็ตและกราฟสรุปผลการวิเคราะห์แต่ละแบบ

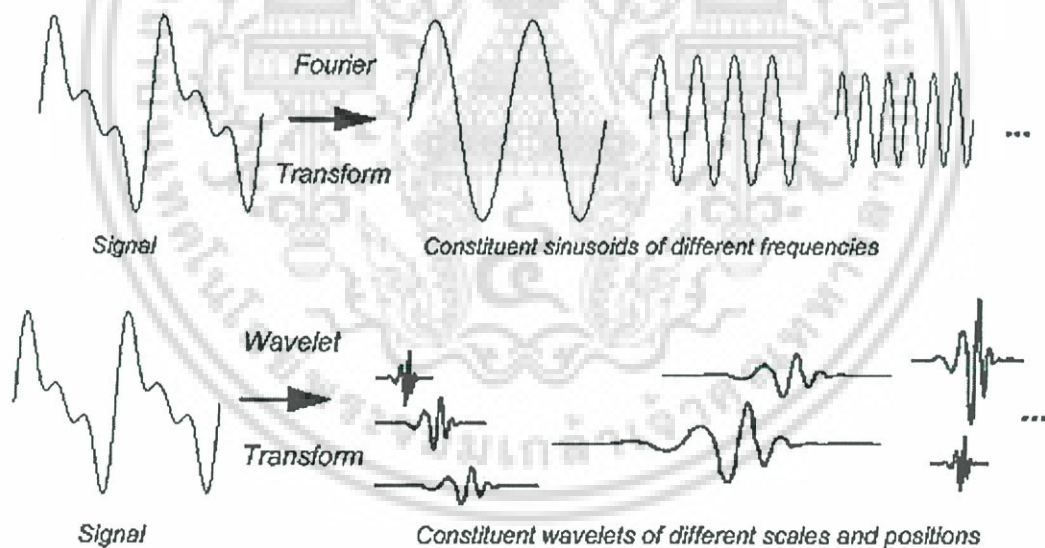
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น มิได้อนุญาตให้เผยแพร่เชิงพาณิชย์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การแปลงเวฟเล็ตจะใช้อธิบายโครงสร้างของระบบสัญญาณที่ประกอบด้วยกลุ่มของสัญญาณเฉพาะมารวมกันเป็นสัญญาณหรือระบบนั้นๆ โดยสัญญาณเฉพาะนี้จะเป็นคลื่นเล็กๆ ที่เรียกว่า เวฟเล็ต ลักษณะของเวฟเล็ตจะเป็นคลื่นที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่อง (Oscillatory) และขนาดของคลื่นจะลดลงสู่ศูนย์อย่างรวดเร็วทั้งสองด้าน โดยที่คลื่นเวฟเล็ตแต่ละตัวจะมีโครงสร้างมาจากฟังก์ชันเดียวกัน เป็นฟังก์ชันต้นกำเนิดที่เรียกว่า เวฟเล็ตแม่ (Mother Wavelet) คลื่นเวฟเล็ตแต่ละอันจะอยู่ในเขตของเวฟเล็ตนี้ โดยแต่ละคลื่นจะเกิดจากการสเกล (Scaling: “a”) และการเลื่อนตำแหน่ง (Translation: “b”) ดังนั้นถ้าให้  $\psi(t)$  เป็นฟังก์ชันเวฟเล็ตแม่ สามารถเขียนเป็นสมการทั่วไปได้ดังนี้

$$\Psi_{b,a}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \Psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \quad (2.14)$$

$\psi(t)$  จะเป็นฟังก์ชันเวฟเล็ตแม่ที่ถูกสเกลและถูกเลื่อนตำแหน่งโดยพารามิเตอร์ “a” และ “b” ตามลำดับ โดยที่ช่วงเวลาและความถี่ในการแปลงจะสัมพันธ์กันและเพื่อให้เวฟเล็ตที่ถูกสเกลไปแล้วมีพลังงานเท่ากับเวฟเล็ตแม่ จึงต้องทำนอร์มอร์ไลซ์ด้วย  $1/\sqrt{a}$  เสมอ [9]

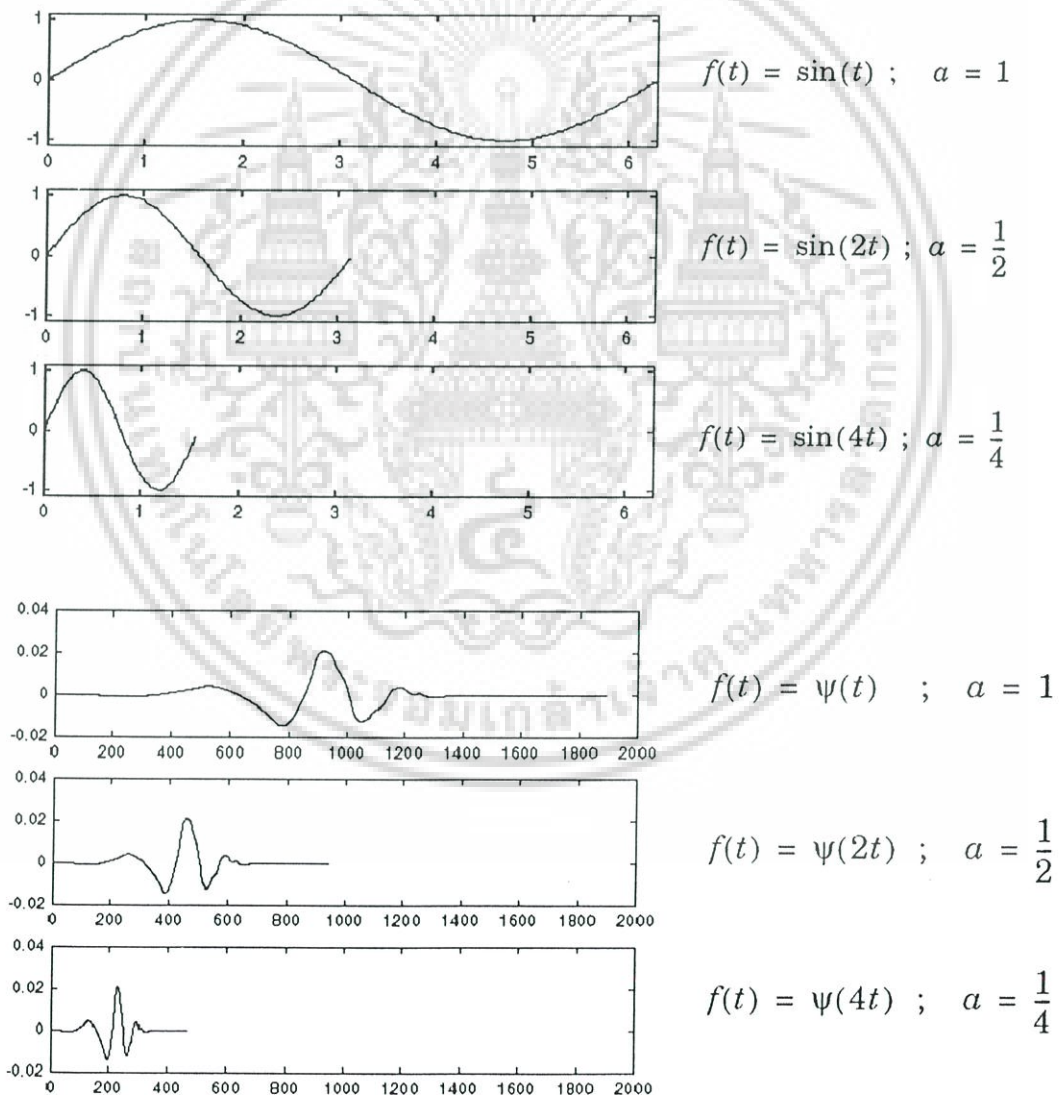


รูปที่ 2.14 เปรียบเทียบผลที่ได้จากการแปลงสัญญาณระหว่างการแปลงฟูริเยร์และการแปลงเวฟเล็ต

ทฤษฎีเวฟเล็ตเป็นวิธีหนึ่งที่ใช้ในการอธิบายลักษณะของสิ่งต่างๆ หรือระบบใดๆ เหมือนการแตกสิ่งเหล่านั้นออกเป็นส่วนประกอบเล็กๆ ดังนั้นจึงเปรียบเทียบเสมือนว่าสัญญาณใดๆ จะสามารถสร้างขึ้นมาได้ โดยมีคลื่นเวฟเล็ตฟังก์ชันพื้นฐาน (Basis function) คลื่นเวฟเล็ตแต่ละอันจะอยู่ในเขตของเวฟเล็ตแม่ (Mother wavelets) คลื่นเวฟเล็ตแต่ละคลื่นเกิดจาก “การสเกล” (Scaling)

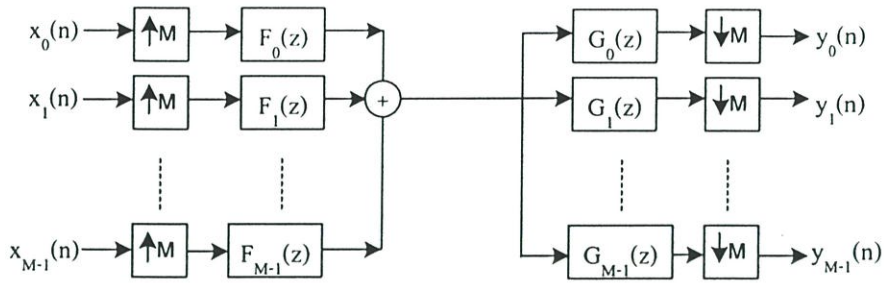
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการเผยแพร่เท่านั้น เมื่อผู้ใช้เห็นเว็บไซต์ของหน่วยงานนี้ กรุณา  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คือการหดเข้าหรือขยายออก (Dilation) และการเลื่อนตำแหน่ง (Translation or Shifting) ของเวฟเล็ดแม่ โดยมีค่าตัวนำน้ำหนักต่างกันขึ้นอยู่กับสัมประสิทธิ์เวฟเล็ดแต่ละตัว ลักษณะของเวฟเล็ดแม่จะเป็นคลื่นที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่อง โดยใช้แนวคิดการวิเคราะห์สัญญาณแบบหลายระดับความละเอียด (Multiresolution Analysis: MRA) ทำให้เกิดการแยกองค์ประกอบของสัญญาณ (Decomposition) และการรวมกลับของสัญญาณ (Reconstruction) ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่สำคัญในการนำมาประยุกต์ใช้งานต่าง ๆ มากมาย ไม่ว่าจะเป็นการแยกสีต่างๆในงานสิ่งทอ การแยกองค์ประกอบของภาพในการประมวลผลภาพ การแยกสัญญาณที่เกิดจากการสั่นสะเทือนของแผ่นดินไหว แต่ในวิทยานิพนธ์นี้ นำมาแยกองค์ประกอบของความถี่แคร์เรียร์ ในระบบมัลติแคร์เรียร์ซีดีเอ็มเอ โดยการกรองของฟิลเตอร์ในแต่ละความถี่ของแต่ละช่องสัญญาณ (Branch)



รูปที่ 2.15 เปรียบเทียบผลที่ได้จากการเลื่อนสเกลระหว่างการแปลงฟูรีเยร์และการแปลงเวฟเล็ด

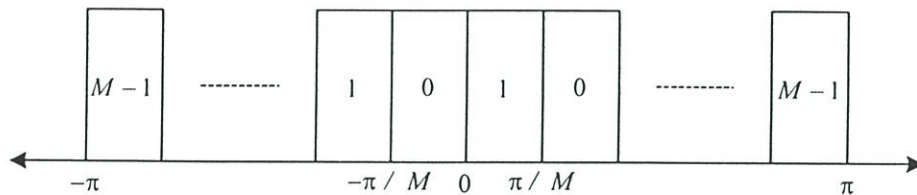
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 การประยุกต์ใช้การแปลงเวฟเลตในระบบสื่อสาร

ด้วยหลักการของเวฟเลต ทำให้เราสามารถส่งข้อมูลหลายๆอัตราเร็วข้อมูลไปยังที่ต่างๆได้พร้อมๆกัน ที่เครื่องส่งเราจะใช้เทคนิคการทรานสฟอร์มกลับของเวฟเลต (Inverse Wavelet Transform) ในการสร้างสัญญาณที่ใช้ส่ง ซึ่งเรียกว่าตัวสังเคราะห์เวฟเลต (Wavelet Synthesizer) และที่เครื่องรับเราจะใช้เวฟเลตทรานสฟอร์ม เพื่อแยกองค์ประกอบของเวฟเลตออกมา โดยเรียกว่าตัววิเคราะห์เวฟเลต (Wavelet Analyzer) ซึ่งการที่จะวิเคราะห์ได้ถูกต้องแม่นยำแค่ไหนนั้น ขึ้นอยู่กับสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นบนช่องสัญญาณ ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้เทคนิคฟาสต์เวฟเลตทรานสฟอร์ม (Fast Wavelet Transform:FWT) แทนฟาสต์ฟูริเยร์ทรานสฟอร์ม ทฤษฎีของเวฟเลตนั้นถูกพัฒนาได้หลายๆวิธีการ และที่นิยมมากที่สุดคือ การพิจารณาเวฟเลตทรานสฟอร์มในลักษณะการกระจาย(Expansion)แบบต่างๆ และวิธีที่สองคือ การวางฟิลเตอร์แบงก์(Filter Bank) ซึ่งการกระจายจะกระจายด้วยผลรวมของเอาต์พุตของฟิลเตอร์ทั้งหลาย ผลตอบสนองอิมพัลส์(Impulse Response) จะสัมพันธ์กับเบสซิสของการกระจาย [9]

โดยทั่วไปแล้วฟิลเตอร์แบงก์  $M$  ย่าน จะถูกกำหนดโดยสองฟิลเตอร์แบงก์คือ ฟิลเตอร์แบงก์แบบสังเคราะห์ (Synthesis filterbank),  $f(k)$  และฟิลเตอร์แบงก์แบบวิเคราะห์ (Analysis filterbank),  $g(k)$  ( $k=0,1,2,\dots,M-1$ ) ฟิลเตอร์ทั้งหมดเป็นฟิลเตอร์แบบ FIR ด้วยความยาว  $gM$  ซึ่งใช้ในระบบที่มีผลตอบสนองทางความถี่ที่เป็นอุดมคติ (Ideal Frequency Response) แสดงดังรูปที่ 2.17 ซึ่งฟิลเตอร์จะแบ่งย่านความถี่เป็นส่วนๆ(ส่วนย่อย(subbands))จำนวน  $M$  ส่วน จากรูปที่ 2.16 สัญญาณ  $x(n)$  จะผ่านฟิลเตอร์แบงก์สังเคราะห์ก่อน และสัญญาณเอาต์พุตจำนวน  $M$  ตัวจะถูกเพิ่มจำนวนการซีกตัวอย่างขึ้น (up-sampling) ถ้าสัญญาณอินพุตถูกส่งมาด้วยอัตราเร็ว  $R$  ดังนั้นเอาต์พุตนี้จะมีอัตราเร็วเท่ากับ  $RM$  ฟิลเตอร์นี้จึงได้ชื่อว่า มัลติเรตฟิลเตอร์แบงก์ (Multirate Filter Bank)



รูปที่ 2.17 ผลตอบสนองทางความถี่ที่เป็นอสมการของฟิลเตอร์แบ่งจำนวน  $M$  ตัว

และในการวิเคราะห์สัญญาณกลับมา แต่ละฟิลเตอร์จะถูกลดจำนวนการซัดตัวอย่าง (Down-Sampling) คือดึงบิตศูนย์กลางออก สัญญาณจำนวน  $M$  ตัวที่ผ่านทั้งสองกระบวนการที่กล่าวมาแล้วนี้สุดท้ายจะถูกรวมเข้าด้วยกัน เอาต์พุตที่ได้คือ สัญญาณเดิมที่ถูกสร้างขึ้นใหม่  $y(n)$  โดยภายใต้เงื่อนไขการสร้างกลับมาใหม่ที่สมบูรณ์แบบ (Perfect Reconstruction) สัญญาณนี้คือสัญญาณเดิมที่ถูกประวิงนั่นเอง [5,6,9]

$$y(n) = x(n - n_0) \quad (2.15)$$

ในการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล การฟิลเตอร์สัญญาณที่เป็นลำดับ จะใช้การทำคอนโวลูชันระหว่างลำดับ (Sequence) กับเซตของจำนวนสัมประสิทธิ์ตัวฟิลเตอร์ และเมื่อพิจารณาสำหรับลำดับของอินพุต (input sequence:  $x(n)$ ) และสัมประสิทธิ์ฟิลเตอร์ (filter coefficient;  $h(n)$ ) จะได้ลำดับของเอาต์พุต (output sequence;  $y(n)$ ) โดย

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)x(n-k) \quad (2.16)$$

หรือเขียนในลักษณะการคอนโวลูชัน

$$y(n) = h(n) \otimes x(n) \quad (2.17)$$

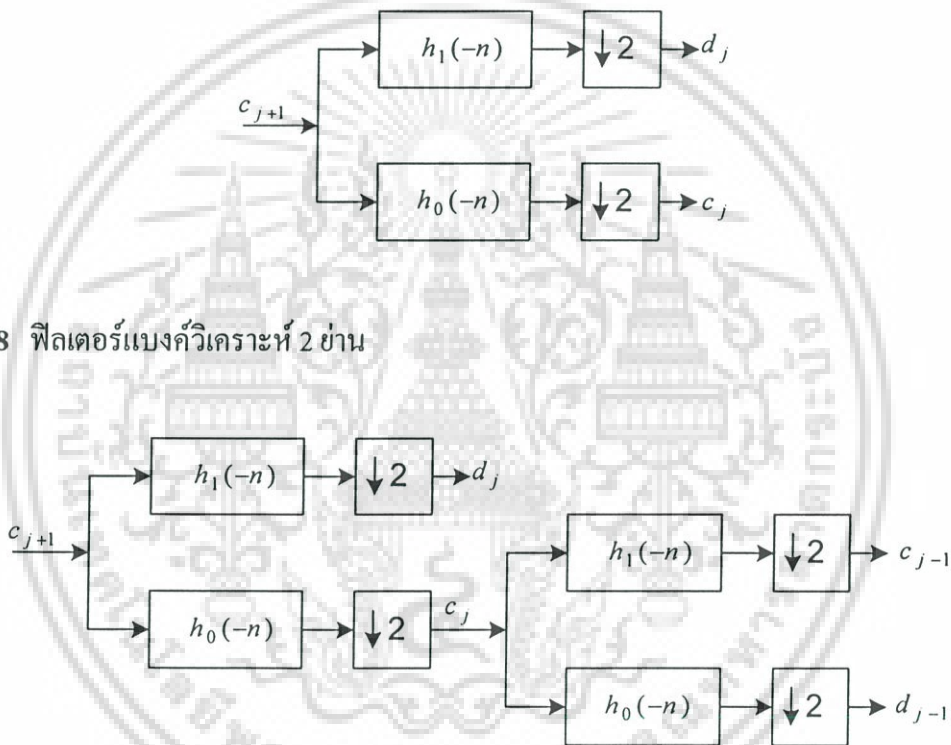
### 2.2.2 การเพิ่มและลดจำนวนการซัดตัวอย่าง

ในการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ตัวกรองหรือ ฟิลเตอร์ (Filter) ของลำดับที่มีความยาวของการซัดตัวอย่างจำนวนหนึ่ง (สัญญาณอินพุต) ทำการคอนโวลูชัน (Convolution) กับลำดับอันหนึ่งที่เรียกว่า สัมประสิทธิ์ฟิลเตอร์ (Filter Coefficients) หรือผลตอบสนองของอิมพัลส์ (Impulse response)

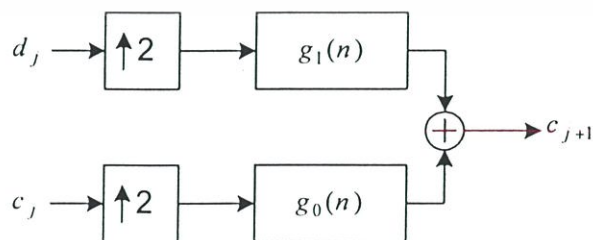
$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)x(n-k) \quad (2.18)$$

ซึ่งลำดับเอาต์พุตที่ออกมา จะมีความยาวเป็นสองเท่าของอินพุต ดังนั้นเราจะต้องลดจำนวนซีกตัวอย่างลงโดยใช้ตัวลดจำนวนซีกตัวอย่าง (Down Sampling) และเมื่อต้องการจะสร้างสัญญาณมาใหม่ เราจะต้องเพิ่มจำนวนซีกตัวอย่างขึ้นมาให้เท่าเดิมโดยการแทรกจำนวนศูนย์เข้าไป เรียกว่าการเพิ่มจำนวนซีกตัวอย่าง (Up Sampling) [5]

รูปที่ 2.18 ฟิลเตอร์เบงค์วิเคราะห์ 2 ย่าน

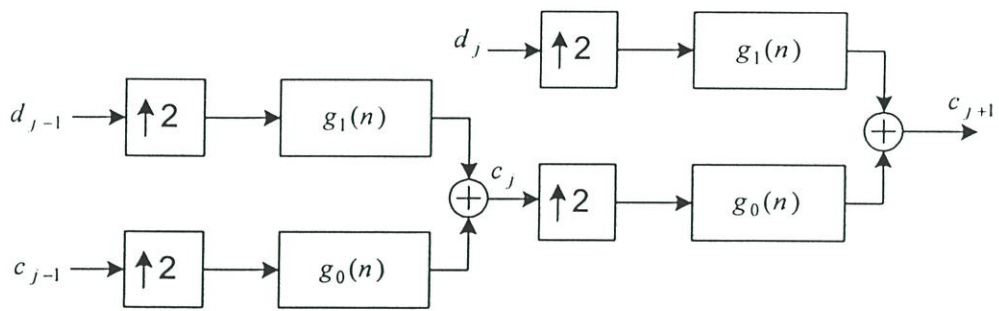


รูปที่ 2.19 ฟิลเตอร์เบงค์วิเคราะห์แบบ 2 ช่วง (2 Stages)



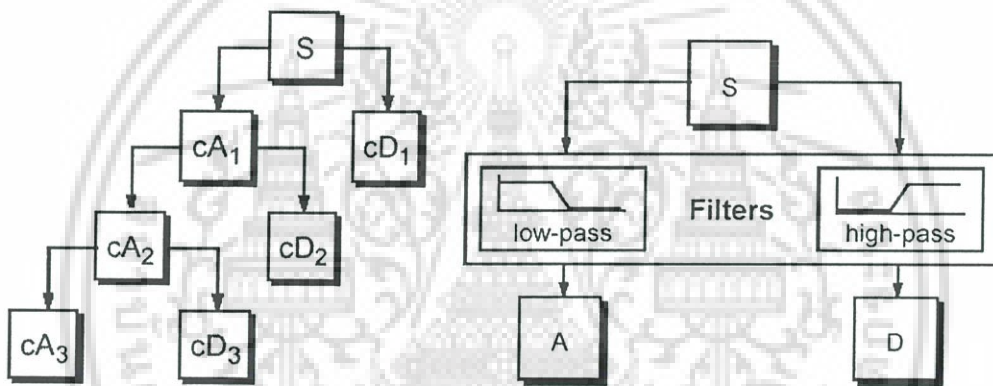
รูปที่ 2.20 ฟิลเตอร์เบงค์สังเคราะห์ 2 ย่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



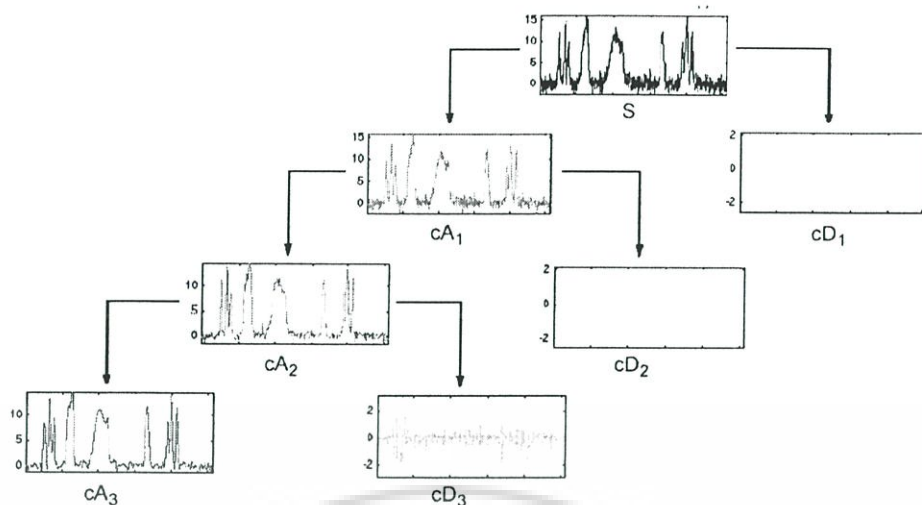
รูปที่ 2.21 ฟิเตอร์แบงก์สังเคราะห์แบบ 2 ช่วง (2 Stages)

### 2.2.3 การวิเคราะห์เวฟเล็ตหลายระดับความละเอียด (Multi-Resolution)



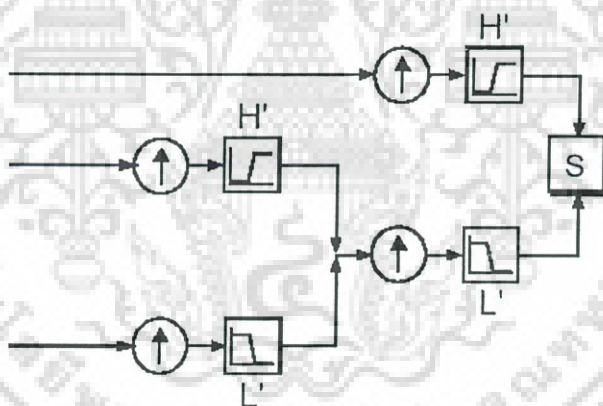
รูปที่ 2.22 การแตกกระจายเวฟเล็ตหลายระดับความละเอียด

สัญญาณหนึ่งสัญญาณจะสามารถกระจายเพื่อองค์ประกอบของสัญญาณ ซึ่งเป็นค่าประมาณที่เกิดจากการกรองผ่านความถี่ (Filter) หลายๆ ส่วน เพื่อหาองค์ประกอบของสัญญาณที่สนใจ เราเรียกการแตกกระจายนี้ว่า “การแตกกระจายเวฟเล็ต” (Wavelet Decomposition)

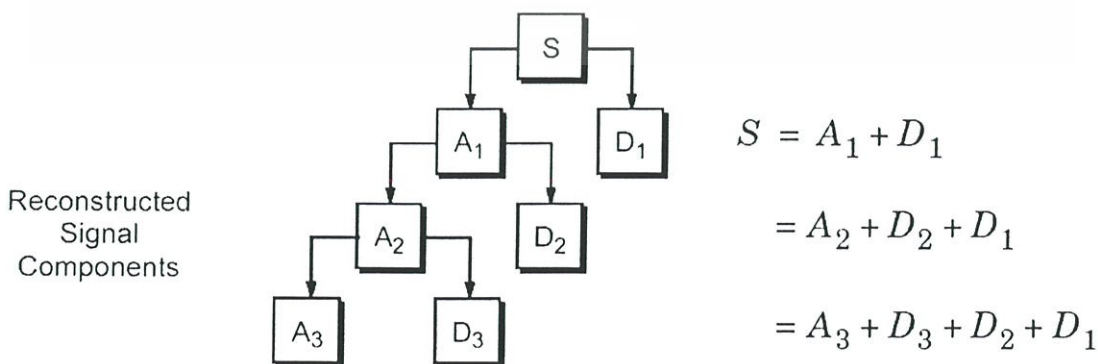


รูป 2.23 การแตกกระจายเวฟเล็ต เพื่อดูรายละเอียดของสัญญาณที่สนใจ

ในการแตกกระจายนั้น จะให้ละเอียดระดับไหน ขึ้นอยู่กับงานที่จะนำไปพิจารณาว่า ต้องการข้อมูลระดับไหน ข้อมูลที่ได้มีผลต่อระบบมากน้อยแค่ไหน ยิ่งถ้าต้องการระดับความละเอียดที่ลึกๆ ก็จะทำให้เสียเวลาในการประมวลผลนานขึ้น และเมื่อสัญญาณมาถึงยังด้านรับ ก็จะมีการรวมกลับ



รูปที่ 2.24 การสร้างกลับคืนเพื่อให้ได้สัญญาณต้นแบบ โดยผ่านฟิลเตอร์เบงค์แบบสังเคราะห์

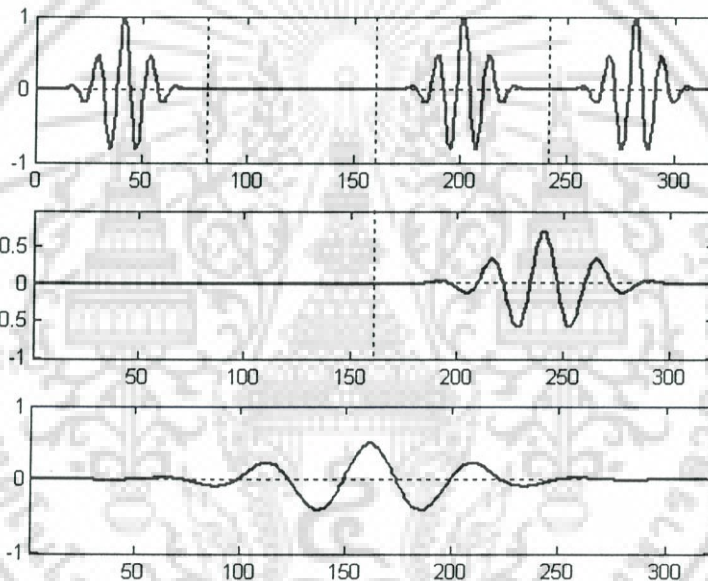


รูปที่ 2.25 การรวมกลับคืนเวฟเล็ตเพื่อให้ได้สัญญาณต้นแบบสมบูรณ์ (Wavelet Reconstruction)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของบริษัทซึ่งมีเนื้อหาเป็นลิขสิทธิ์ของเจ้าของเอกสารทุกประการ  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.2.4 ระบบสื่อสารที่มีอัตราเร็วหลายอัตรา (Multi-Rate System)

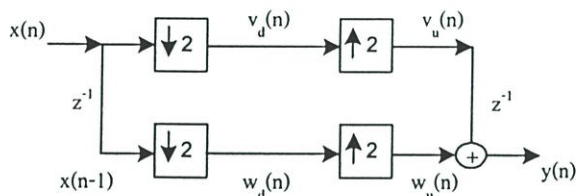
ในการส่งข้อมูลดิจิทัล ไม่ได้จำเป็นว่าข้อมูลจะต้องไปถึงด้านรับพร้อมกันหมด เพราะข้อมูลแต่ละส่วนมีความสำคัญไม่เท่ากัน เช่นในการส่งสัญญาณเสียงในระบบโทรศัพท์จะมีความสำคัญมาก เพราะมนุษย์จะตอบสนองต่อโสตประสาทมากกว่าสัญญาณข้อมูลอื่นๆ ในการพูดคุยแต่ละครั้ง ส่วนการส่งข้อความสั้นๆ (short message) หรือการส่งสัญญาณภาพนิ่ง (image) จะมีความสำคัญน้อยกว่าสัญญาณเสียง และในอนาคตระบบสื่อสารหลายๆสื่อสัญญาณ (Multimedia Communication) ได้เข้ามามีบทบาทในโทรศัพท์มือถือ ระบบจะต้องมีประสิทธิภาพสูง สามารถส่งข้อมูลภาพ ,เสียง ,ข้อมูลอื่นๆ และสามารถเล่นอินเทอร์เน็ตได้ เทคนิคอย่างหนึ่งที่ใช้ในการสื่อสารหลายๆสื่อสัญญาณ คือการเพิ่มการซัดตัวอย่างและการลดการซัดตัวอย่าง



รูปที่ 2.26 รูปร่างของสัญญาณส่งที่ระดับอัตราเร็วของข้อมูลต่างๆ

- (ก) ระดับอัตราเร็วที่  $j = 2^1$ ; ข้อมูลเท่ากับ [1 0 1 1]
- (ข) ระดับอัตราเร็วที่  $j = 2^2$ ; ข้อมูลเท่ากับ [0 1]
- (ค) ระดับอัตราเร็วที่  $j = 2^3$ ; ข้อมูลเท่ากับ [1]

ตัวอย่างการสื่อสารอัตราเร็วหลายอัตรา เช่น ในการส่งวิทยุกระจายเสียง ในระบบดิจิตอลคอมแพคดิสก์ ใช้ 44.1 kHz และในระบบเทปเสียงดิจิตอลใช้ที่ความถี่ 48kHz หรือ ในการส่งสัญญาณโทรทัศน์ระบบ PAL ใช้ความถี่ 17.73 MHz และในระบบ NTSC ใช้ที่ความถี่ 14.31 MHz [5]



รูปที่ 2.27 ระบบสื่อสารอัตราเร็วหลายอัตราแบบสองสาขา

พิจารณาระบบที่มีอัตราเร็วหลายอัตรา(Multi Rate Systems)แบบสองช่องสัญญาณ ตามตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 การทำงานภายในระบบที่มีอัตราเร็วหลายอัตราแบบสองสาขา

n	0	1	2	3	4	5	6	7
X[n]	X[0]	X[1]	X[2]	X[3]	X[4]	X[5]	X[6]	X[7]
X[n-1]	X[-1]	X[0]	X[1]	X[2]	X[3]	X[4]	X[5]	X[6]
Vd[n]	X[0]	X[2]	X[4]	X[6]	X[8]	X[10]	X[12]	X[14]
Wd[n]	X[-1]	X[1]	X[3]	X[5]	X[7]	X[9]	X[11]	X[13]
Vu[n]	X[0]	0	X[2]	0	X[4]	0	X[6]	0
Wu[n]	X[-1]	0	X[1]	0	X[3]	0	X[5]	0
Vu[n-1]	0	X[0]	0	X[2]	0	X[4]	0	X[6]
Y[n]	X[-1]	X[0]	X[1]	X[2]	X[3]	X[4]	X[5]	X[6]

ซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไขของสมการ  $y(n) = x(n - n_0)$

และใช้คำสั่งในการเพิ่มและลดการซีกตัวอย่าง ดังนี้

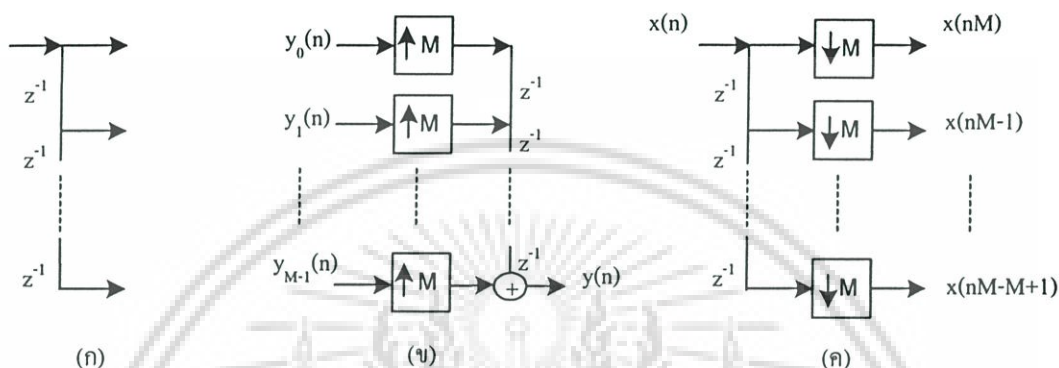
```
>>b(Branch)=upsample(a,nbands); %แทรกบิตศูนย์เข้าไป
```

```
>>w(Branch)=downsample(y,nbands); %คิงบิตศูนย์ออก
```

### 2.2.5 การกระจายแบบโพลีเฟส (Polyphase Decomposition)

การกระจายแบบโพลีเฟสนั้น เกิดจากการทำการประวิงข้อมูล ให้มีการเคลื่อนที่ของข้อมูลเป็นลำดับๆ ทำให้การรับส่งข้อมูลผิดพลาดน้อยลง โดยอาศัยลูกโซ่ประวิงในการจัดลำดับข้อมูล

การแปลงอนุกรมเป็นขนาน โดยอาศัยลูกโซ่ประวิง (Delay Chain)



รูปที่ 2.28 การแปลงข้อมูลจากขนานเป็นอนุกรม และจากอนุกรมเป็นขนาน

จากรูปที่ 2.28 แสดงการทำงานของลูกโซ่ประวิง ฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) จากสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณเอาต์พุต  $k$ th ด้วย  $z^{-1}$  อย่างไรก็ตามเราใช้ลูกโซ่ประวิงเป็นตัวช่วยในการแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนานหรือจากขนานเป็นอนุกรม เพื่อสะดวกในการเพิ่มอัตราซัคตัวอย่าง (up-sampling) หรือลดอัตราซัคตัวอย่าง (down-sampling) [6]

Upsamplers cascaded with delay chain = Parallel to Serial (P/S) converter

Delay chain cascaded with downsamplers = Serial to Parallel (S/P) converter

สัญญาณเอาต์พุตสาขา  $k$ th เมื่อผ่าน S/P จะได้  $x(nM - k)$  ซึ่งมีลักษณะการทำงานเหมือนกับ การนับทวนเข็มนาฬิกา (counter-clockwise) โดยแต่ละสาขาจะเลือกสัญญาณตามลำดับ  $0, M-1, M-2, \dots, 2, 1, 0, M-1, \dots$  เมื่อ  $x(n)$  เป็นสัญญาณที่สร้างได้ (causal signal) ดังตารางข้างล่างเป็นการแปลงจากอนุกรมเป็นขนานด้วย  $M = 4$  [5]

branch	0	$x(0)$	$x(4)$	$x(8)$	$x(12)$	.....
branch	1	$x(-1)$	$x(3)$	$x(7)$	$x(11)$	.....
branch	2	$x(-2)$	$x(2)$	$x(6)$	$x(10)$	.....
branch	3	$x(-3)$	$x(1)$	$x(5)$	$x(9)$	.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การกระจายแบบโพลีเฟสนั้นมีการวิเคราะห์ในฟิลเตอร์แบบ FIR เพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function) โดยผลที่ได้จะเป็นโครงสร้างขนาน ถ้าจะพูดง่ายๆ ก็คือโพลีเฟสนั้นจะให้การประมวลผลที่ดี และรวดเร็วกว่าแบบเดิมที่เป็นการเรียงข้อมูลอนุกรมประมวลผลทีละบิต พิจารณาผลของฟังก์ชันถ่ายโอน ( $H(z)$ ) FIR ที่ความยาว 9 จุด [5]

$$H(z) = h[0] + h[1]z^{-1} + h[2]z^{-2} + h[3]z^{-3} + h[4]z^{-4} + h[5]z^{-5} + h[6]z^{-6} + h[7]z^{-7} + h[8]z^{-8} \quad (2.19)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนนี้สามารถแสดงในรูปสองเทอม โดยเทอมหนึ่งจะมีสัมประสิทธิ์เป็นคู่(even) และอีกเทอมหนึ่งจะมีสัมประสิทธิ์เป็นคี่(odd) ดังนี้

$$H(z) = (h[0] + h[2]z^{-2} + h[4]z^{-4} + h[6]z^{-6} + h[8]z^{-8}) + (h[1]z^{-1} + h[3]z^{-3} + h[5]z^{-5} + h[7]z^{-7})$$

เทอมคี่ดึง  $z^{-1}$  ออก ได้เป็น

$$H(z) = (h[0] + h[2]z^{-2} + h[4]z^{-4} + h[6]z^{-6} + h[8]z^{-8}) + z^{-1}(h[1] + h[3]z^{-2} + h[5]z^{-4} + h[7]z^{-6})$$

ดังนั้นสามารถจัดเทอมได้เป็น

$$E_0(z) = h[0] + h[2]z^{-1} + h[4]z^{-2} + h[6]z^{-3} + h[8]z^{-4}$$

$$E_1(z) = h[1] + h[3]z^{-1} + h[5]z^{-2} + h[7]z^{-3}$$

เราสามารถเขียนใหม่ ในลักษณะสองสาขา

$$H(z) = E_0(z^2) + z^{-1}E_1(z^2)$$

ในทำนองเดียวกัน จากสมการที่ (2.19) เราสามารถจัดเทอมใหม่เป็นหลายๆสาขาได้ เช่นจัดเป็นสามสาขา

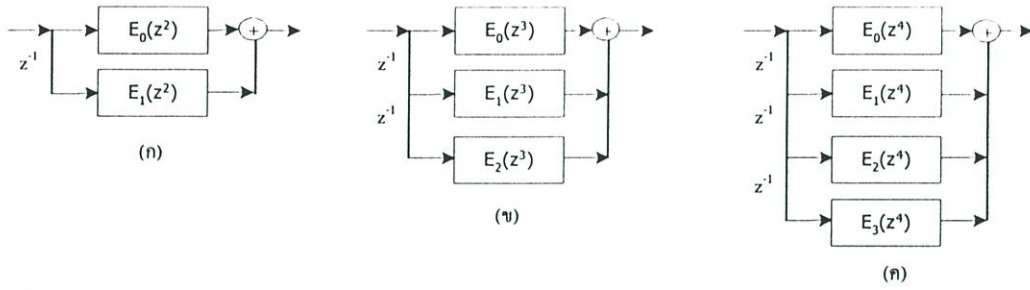
$$H(z) = E_0(z^3) + z^{-1}E_1(z^3) + z^{-2}E_2(z^3)$$

ซึ่งมีองค์ประกอบแต่ละสาขาดังนี้

$$E_0(z) = h[0] + h[3]z^{-1} + h[6]z^{-2}$$

$$E_1(z) = h[1] + h[4]z^{-1} + h[7]z^{-2}$$

$$E_2(z) = h[2] + h[5]z^{-1} + h[8]z^{-2}$$

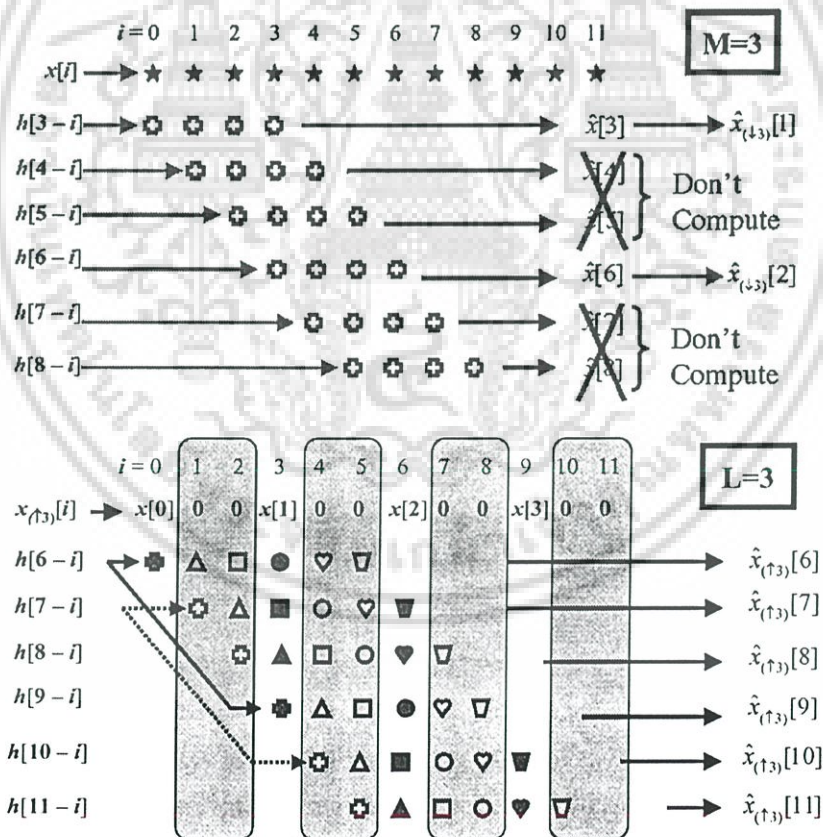


รูปที่ 2.29 โครงสร้างการกระจายโพลีเฟสแบบสองสาขา สามสาขา และสี่สาขา

การกระจายข้างต้นนี้ รู้จักกันดีว่า การกระจายแบบโพลีเฟส (Polyphase Decomposition) เขียนในรูปสมการทั่วไปได้เป็น [5,7]

$$H(z) = \sum_{m=0}^{L-1} z^{-m} E_m(z^L) \tag{2.20}$$

$$E_m(z) = \sum_{n=0}^{(N+1)/L} h[Ln + m]z^{-n}, \quad 0 \leq m \leq L-1 \tag{2.21}$$



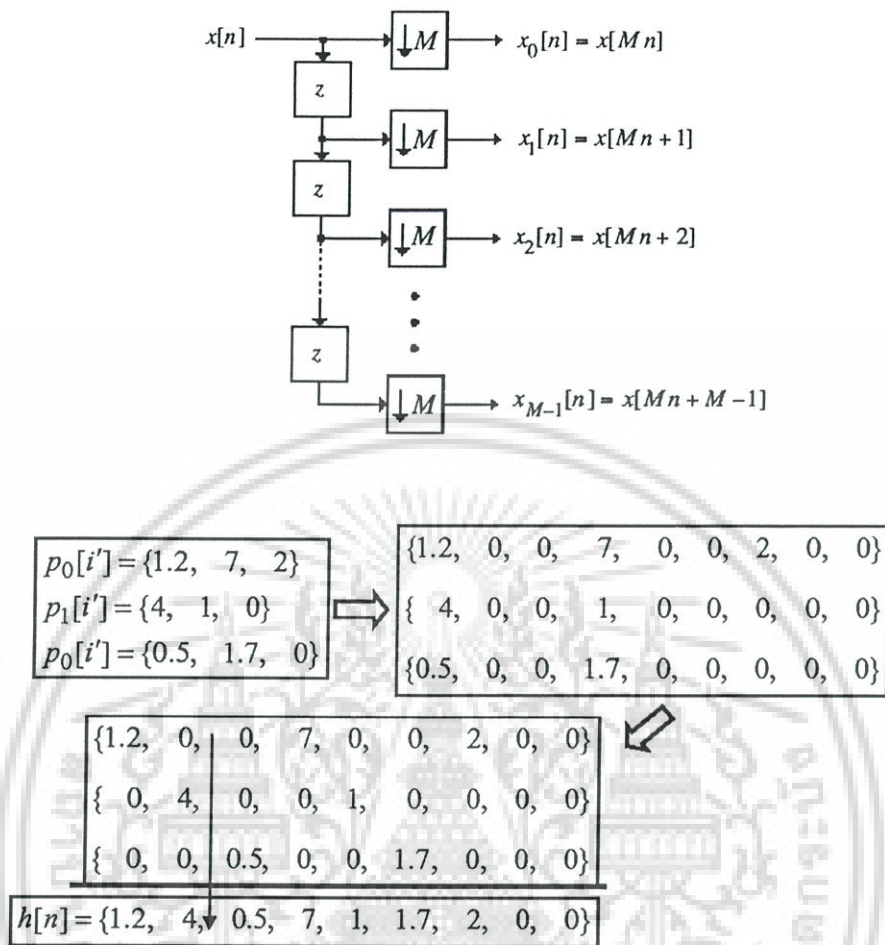
รูปที่ 2.30 โครงสร้างของระบบ ในการลดและเพิ่มอัตราการซีกตัวอย่าง

ในรูปที่ 2.30 ในการลดและเพิ่มอัตราการซีกตัวอย่าง อาจทำให้การประมวลผลของสัญญาณ

บางส่วนไม่ได้ถูกพิจารณา หรือขาดหายไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์เพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างระบบอัตราเร็วหลายอัตรา ที่ใช้การกระจายแบบโพลีเฟส



รูปที่ 2.31 โครงสร้างการกระจายแบบโพลีเฟส M สาขา และการสร้างกลับคืนด้วยลูกโซ่ประวิง

เมื่อพิจารณาการกระจายโพลีเฟส ถึงอันดับ  $x[n]$  ในการแปลงเซท  $x[z]$  จะได้สมการ ดังนี้

$$X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]z^{-n} \quad (2.22)$$

และสามารถเขียนใหม่ ได้เป็น  $x[z][5,7]$

$$X(z) = \sum_{k=0}^{M-1} z^{-k} X_k(z^M) \quad (2.23)$$

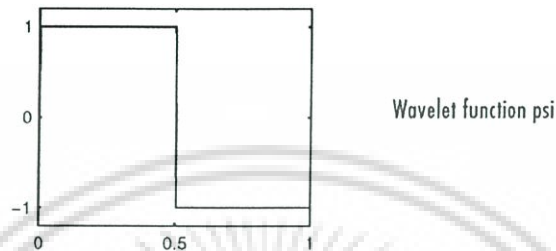
$$X_k(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_k[n]z^{-n} \quad (2.24)$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[Mn+k]z^{-n} \quad ; 0 \leq k \leq M-1 \quad (2.25)$$

การกระจายแบบโพลีเฟสยังมีอีกหลายรูปแบบ ขึ้นอยู่กับการนำไปประยุกต์ใช้งาน ซึ่งส่วนใหญ่ช่วยลดความซับซ้อน และความผิดพลาดจากสาเหตุต่างๆ เช่น การนำเอาสัญญาณที่ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะเป็นใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

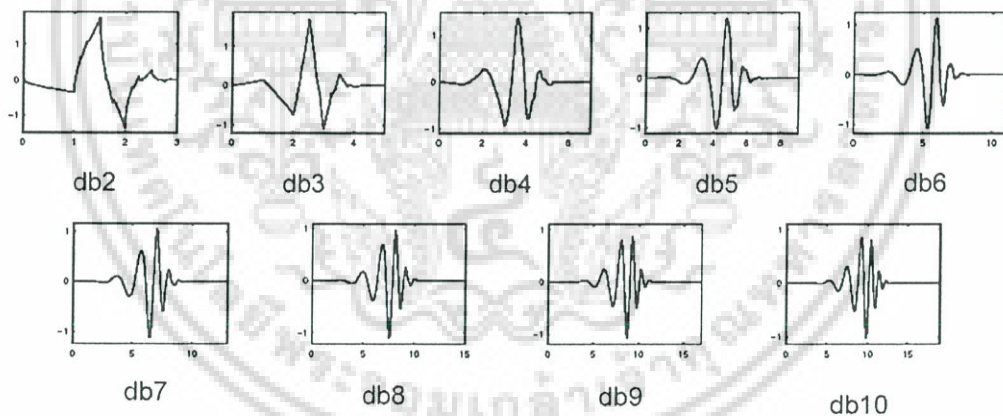
### 2.2.6 ตระกูลเวฟเล็ต (Wavelet Families)

ตระกูลเวฟเล็ตนั้น เปรียบเสมือนเป็นหัวใจของการวิเคราะห์เวฟเล็ต โดยในแต่ละตระกูล จะมีคุณสมบัติที่แตกต่างกันออกไป ขึ้นอยู่กับว่าจะนำไปประยุกต์ใช้งานกับงานอะไร และในปัจจุบันได้มีตระกูลเวฟเล็ตเกิดขึ้นใหม่ๆ อย่างต่อเนื่อง แต่ตระกูลดั้งเดิม คือ ตระกูล Haar ซึ่งเป็นตระกูลพื้นฐานของเวฟเล็ต [6,15]

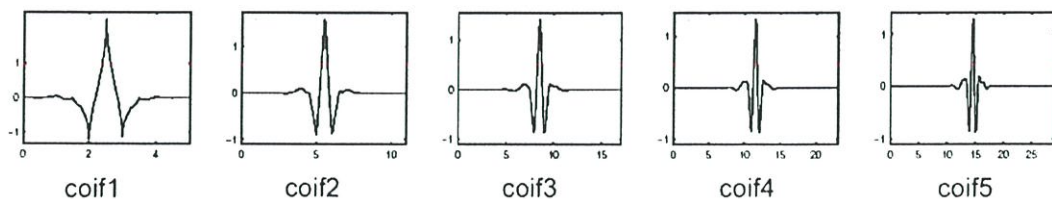


รูปที่ 2.32 เวฟเล็ตตระกูล Haar

ตระกูลถัดมาที่ได้รับความนิยมคือ ตระกูลคาร์บีชี (Daubechies) ซึ่งเป็นนามสกุลของผู้คิดค้น โดยเริ่มจากการนำเอา db1 ซึ่งก็คือ ตระกูล Haar มาพัฒนาแยกเป็นหลายอันดับ (order) ดังรูป

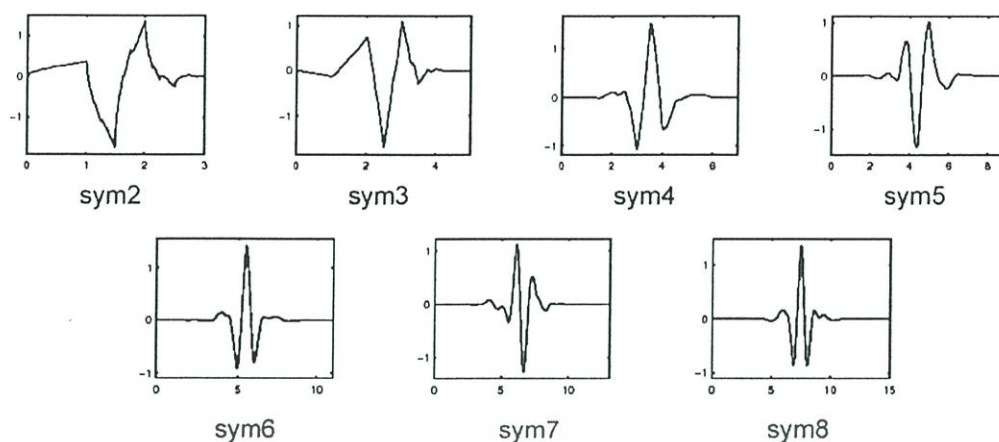


รูปที่ 2.33 เวฟเล็ตตระกูล Daubechies อันดับต่างๆ



รูปที่ 2.34 เวฟเล็ตตระกูล Coiflets อันดับต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.35 เวก์เลตตระกูล Symlets อันดับต่างๆ

ที่กล่าวมาเป็นตระกูลที่ได้รับความนิยมในการนำมาประยุกต์ใช้งานต่างๆ ซึ่งพอจะแยกคุณสมบัติดังตาราง

ตารางที่ 2.3 คุณสมบัติเบื้องต้นของเวก์เลตตระกูลต่างๆ

คุณสมบัติ	Morlet	Haar	Daubechies	Coiflets	Symlets
Symmetry	✓	✓			
Asymmetry			✓		
Near symmetry				✓	✓
FIR Filters		✓	✓	✓	✓
Continuous Transform	✓	✓	✓	✓	✓
Discrete Transform		✓	✓	✓	✓

ในวิทยานิพนธ์นี้จะนำเวก์เลตตระกูล Daubechies มาใช้ในการประมวลผล โดยนำค่าสัมประสิทธิ์เวก์เลตที่สร้างขึ้นคูณกับสัญญาณอินพุต ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์เวก์เลต เป็นไปตามตารางที่ 2.4 และใช้คำสั่งในการสร้างค่าสัมประสิทธิ์เวก์เลตตระกูลต่างๆ ดังนี้

```
>>[Lo_D,Hi_D,Lo_R,Hi_R] = wfilters('db4') % Daubechies order 4
>>[Lo_D,Hi_D,Lo_R,Hi_R] = wfilters('sym4') % Symlets order 4
>>[Lo_D,Hi_D,Lo_R,Hi_R] = wfilters('coif4') % Coiflets order 4
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.4 ค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองสัญญาณเวฟเล็ตระกุก Daubechies ที่ N  
มีค่าเป็น 4, 6, 8, 10, 12, 14, 16, และ 20

Order	n	Filter Coefficients	Order	n	Filter Coefficients	Order	n	Filter Coefficients
N=4	0	0.4829629131		8	-0.0315820393		2	0.5272011889
	1	0.8365163037		9	0.0005538422		3	0.6884590395
	2	0.2241438680		10	0.0047772575		4	0.2811723437
	3	-0.1294095226		11	-0.0010773011		5	-0.2498464243
N=6	0	0.3326705530	N=14	0	0.0778520541		6	-0.1959462744
	1	0.8068915093		1	0.3965393195		7	0.1273693403
	2	0.4598775021		2	0.7291320908		8	0.0930573646
	3	-0.1350110200		3	0.4697822874		9	-0.0713941472
	4	-0.0854412739		4	-0.1439060039		10	-0.0294575368
	5	0.0352262919		5	-0.2240361850		11	0.0332126741
N=8	0	0.2303778133		6	0.0713092193		12	0.0036065536
	1	0.7148465706		7	0.0806126092		13	-0.0107331755
	2	0.6308807679		8	-0.0380299369		14	0.0013953517
	3	-0.0279837694		9	-0.0165745416		15	0.0019924053
	4	-0.1870348117		10	0.0125509986		16	-0.0006858567
	5	0.0308413818		11	0.0004295780		17	-0.0001164669
	6	0.0328830177		12	-0.0018016407		18	0.0000935887
	7	-0.0105974018		13	0.0003537138		19	-0.0000132642
N=10	0	0.1601023980	N=16	0	0.0544158422			
	1	0.6038292698		1	0.3128715909			
	2	0.7243085284		2	0.6756307363			
	3	0.1384281459		3	0.5853546837			
	4	-0.2422948871		4	-0.0158291053			
	5	-0.0322448696		5	-0.2840155430			
	6	0.0775744938		6	0.0004724846			
	7	-0.0062414902		7	0.1287474266			
	8	-0.0125807520		8	-0.0173693010			
	9	0.0033357253		9	-0.0440882539			
N=12	0	0.1115407434		10	0.0139810279			
	1	0.4946238904		11	0.0087460940			
	2	0.7511339080		12	-0.0048703530			
	3	0.3152503517		13	-0.0003917404			
	4	-0.2262646940		14	0.0006754494			
	5	-0.1297668676		15	-0.0001174768			
	6	0.0975016056	N=20	0	0.0266700579			
	7	0.0275228655		1	0.1881768001			

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับใช้ในการทำงานที่องค์กรศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

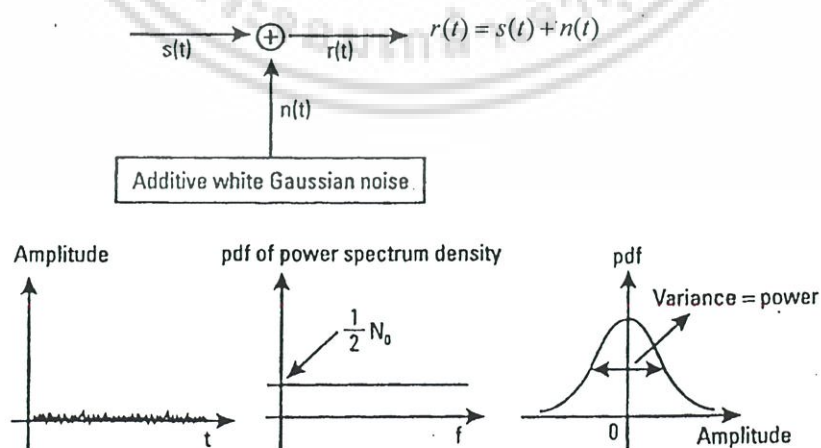
## 2.3 ทฤษฎีช่องสัญญาณแบบต่างๆ

ช่องสัญญาณถือเป็นส่วนสำคัญในการออกแบบระบบ ถ้าช่องสัญญาณไม่มีสัญญาณรบกวนระบบก็จะไม่มีความผิดพลาดใดๆ ถือเป็น 100% ซึ่งในการจำลองระบบจำเป็นต้องสร้างสัญญาณรบกวนเพื่อให้ระบบผิดพลาด และวัดค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้น ในระบบการสื่อสารส่วนใหญ่จะใช้ช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก (AWGN) ที่เรียกว่าสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาว เพราะว่า แสงสีขาวจะประกอบไปด้วยสีต่างๆรวมกัน ซึ่งก็หมายถึงสัญญาณรบกวนจากทุกๆความถี่รวมกัน โดยมีลักษณะเป็นฟังก์ชันเกาส์เซียน [14,16,17]

### 2.3.1 สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก

จากรูปที่ 2.36 สัญญาณรบกวนในระบบการสื่อสารนั้นส่วนมากจะจำลองให้เป็นสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก (AWGN: Additive White Gaussian Noise) ซึ่งจะมีความหนาแน่นของสเปกตรัมเป็นแบบยูนิฟอร์ม (uniform spectrum density) และแอมพลิจูดมีการแจกแจงแบบเกาส์ (Gaussian distribution) โดยปกติแล้วสัญญาณรบกวนทางอุณหภูมิ (thermal noise) และสัญญาณรบกวนทางไฟฟ้า (electrical noise) ที่เกิดจากการขยายสัญญาณนั้นจะมีคุณสมบัติของ White Gaussian Noise ซึ่งจากคุณสมบัติดังกล่าว สามารถจำลองให้เป็นสัญญาณรบกวนแบบ AWGN ได้ ซึ่งฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (probability density function) ของสัญญาณรบกวนแบบ AWGN สามารถแสดงได้ตามสมการที่ (2.26)

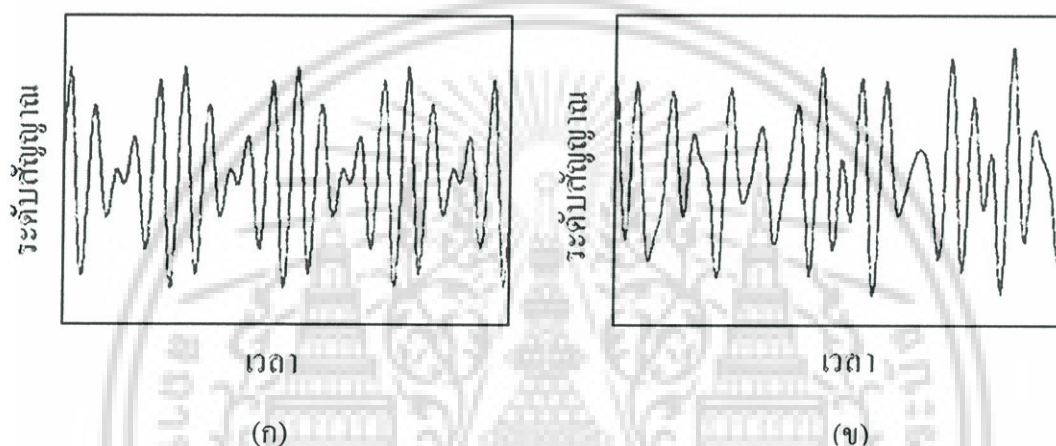
$$\Phi_{nn}(f) = \frac{1}{2} N_0 \quad (2.26)$$



รูปที่ 2.36 คุณสมบัติของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก

เอกสารนี้เป็นฉบับร่างที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากระบบการสื่อสารไร้สายทุกชนิด ต้องใช้สื่อที่เป็นอากาศในการเชื่อมต่อกัน ดังนั้นจึงต้องมีการรับ-ส่งสัญญาณผ่านอากาศ ซึ่งสัญญาณจะต้องผ่านสิ่งแวดล้อมต่างๆ ทั้งที่หยาบๆ เช่น อาคาร บ้าน หรือกำแพง เป็นต้น และสิ่งแวดล้อมที่มีการเคลื่อนที่ เช่น รถยนต์ เรือ สิ่งมีชีวิตต่างๆ เป็นต้น สิ่งแวดล้อมต่างๆเหล่านี้เป็นสาเหตุที่ทำให้ระดับสัญญาณ ในแต่ละจุดไม่คงที่ มีการแกว่งขึ้นๆลงๆ โดยการแกว่งของสัญญาณเหล่านี้ มีผลให้สัญญาณจางหายไปบางส่วน เราเรียกผลลักษณะนี้ว่า “การจางหาย” ซึ่งจะเกิดในลักษณะที่มีรูปแบบ หรือ ไม่มีรูปแบบก็ได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.37



รูปที่ 2.37 (ก) การจางหายของสัญญาณในลักษณะที่มีรูปแบบ  
(ข) การจางหายของสัญญาณในลักษณะที่ไม่มีรูปแบบ

โดยทั่วไปการจางหายแต่ละแบบ ขึ้นอยู่กับพื้นที่ที่เคลื่อนเดินทางไป โดยมักจะแยกพื้นที่ต่างๆ ออกเป็น พื้นที่ในเมือง (Urban Area) , พื้นที่ชานเมือง (Suburban Area) และพื้นที่นอกเมือง (Rural Area) [16]

1) พื้นที่ในเมือง (Urban Area) จะมีลักษณะของช่องสัญญาณ คือ ในส่วนของคลื่นตรงจะถูกบดบังช่องสัญญาณจากสิ่งกีดขวางเกือบทั้งหมด จะเหลือแต่คลื่นหลายวิถีที่จะถูกรับได้ที่เครื่องรับ ทำให้ยากในการรับประกันคุณภาพของสัญญาณที่ได้ ซึ่งทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างสุ่มของแอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณที่รับได้ ดังนั้นในระบบโทรศัพท์ จะต้องคำนึงถึงมุมเงยของงานสายอากาศ และอาจใช้เทคนิคของไดเวอร์ซิตี (Diversity) มาช่วยในการเพิ่มคุณภาพของสัญญาณ เพื่อเอาชนะผลกระทบของการบดบังช่องสัญญาณที่เกิดขึ้น

2) พื้นที่ชานเมือง (Suburban Area) เป็นสภาวะที่ช่องสัญญาณถูกบดบังจากต้นไม้ (Tree Shadow Environment) จะมีคุณสมบัติคือ สัญญาณที่ส่งมาจะถูกบดบังจากสิ่งกีดขวางที่เบาบาง เมื่อเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทียบกับสัญญาณในเขตเมือง ในกรณีพื้นที่ชานเมือง การลดลงของคุณภาพสัญญาณเกิดจากสิ่งก่อสร้างต่างๆ ซึ่งจะมาบดบังในส่วนของคลื่นตรง ทำให้เกิดการลดทอนสัญญาณที่รับได้นอกจากนั้น การเคลื่อนที่ของเครื่องลูกข่าย เมื่อผ่านเข้าไปในพื้นที่ชานเมือง จะทำให้เกิดการแปรเปลี่ยนอย่างต่อเนื่องของขนาดและเฟสของสัญญาณที่รับได้ ส่วนในกรณีการบดบังจากต้นไม้ นั้น ผลการลดทอนขึ้นอยู่กับความลึกของการจางหาย (Depth of the fade) เช่น ชนิดของต้นไม้, ความสูงของต้นไม้, ฤดูกาล ซึ่งส่งผลต่อความหนาแน่นของใบไม้ในต้นไม้บริเวณนั้นๆ

3) พื้นที่นอกเมือง (Rural Area) และพื้นที่เปิดกว้าง (Open Area) สามารถที่จะรับสัญญาณจากเครื่องส่งได้แน่นอนที่สุด เพราะไม่ค่อยมีสิ่งกีดขวาง ทำให้การลดทอนมีน้อยเมื่อเทียบกับพื้นที่แบบอื่นๆ

สาเหตุของการเกิดการจางหาย

ก่อนอื่นขอกล่าวถึงพารามิเตอร์ที่สำคัญ เช่น *ปรากฏการณ์คอปเปิลอร์ซีฟต์* คือถ้าอุปกรณ์รับสัญญาณมีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วระดับหนึ่ง จะส่งผลให้สัญญาณที่รับได้มีความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไป จากความถี่ของสัญญาณที่ส่งออกจากต้นกำเนิด ปรากฏการณ์เหล่านี้พบเห็นได้จากระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ภายในรถยนต์ ซึ่งก็แสดงให้เห็นว่า ถ้าอุปกรณ์รับสัญญาณเคลื่อนที่ด้วยแล้ว การเปลี่ยนแปลงของความถี่จะมีมากกว่าเดิม *ปรากฏการณ์ดีเลย์สเปรด* คือ ความล่าช้าของสัญญาณแต่ละส่วนส่งผ่านในเส้นทางที่มีระยะทางไม่เท่ากัน สัญญาณบางส่วนสะท้อนหลายครั้ง กว่าจะเดินทางถึงภาครับจะใช้เวลาการแพร่กระจายที่ยาวนาน นั่นคือสัญญาณแต่ละส่วนใช้เวลาเดินทางถึงจุดหมายไม่เท่ากัน และค่าของ *โคฮีเร็นซ์แบนด์วิดท์* คือ ช่วงห่างความถี่สูงสุดที่องค์ประกอบความถี่เหล่านี้ยังคงมีสหสัมพันธ์ระหว่างกันอยู่ในระดับที่สูงพอ ซึ่งค่าโคฮีเร็นซ์แบนด์วิดท์นี้ใช้พิจารณาระบบว่าเป็น ระบบแถบความถี่แคบ หรือระบบแถบความถี่กว้าง กล่าวคือถ้าแบนด์วิดท์ของสัญญาณส่งมีแบนด์วิดท์น้อยกว่าหรือแคบกว่าค่าโคฮีเร็นซ์แบนด์วิดท์ จัดว่าเป็นระบบแถบความถี่แคบ [8]

ลักษณะของการแพร่กระจายคลื่น จะเกิดตามลักษณะความยาวคลื่นของคลื่นพาห้ที่ใช้ในการกระจายสัญญาณ เนื่องจากสิ่งก่อสร้างต่างๆ ที่มนุษย์สร้างขึ้นมีขนาดที่แตกต่างกัน และทำจากวัสดุที่แตกต่างกัน ถ้าสิ่งก่อสร้างเหล่านี้มีขนาดเท่ากับความยาวคลื่นของคลื่นพาห้ที่แพร่กระจาย จะทำให้การกระจายของคลื่นเปลี่ยนแปลงไปจากเดิม เช่น เกิดการกระจาย และการสะท้อนของคลื่น เป็นต้น ดังนั้นการวิเคราะห์ระดับสัญญาณจะต้องคำนึงถึงสภาพแวดล้อมของการแพร่กระจายของคลื่นด้วย จากการแพร่กระจายของคลื่นในสภาพแวดล้อมต่างๆข้างต้น ทำให้เราสามารถแยกคลื่นที่เดินทางจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับได้เป็น 2 ประเภท คือ คลื่นตรง (Direct Wave) และ คลื่นสะท้อน (Reflected Wave) เครื่องรับจะได้รับคลื่นตรงจากทิศทางเดียวและเป็นสัญญาณที่แรงที่สุด ส่วนคลื่นสะท้อนจะได้รับจากทุกทิศทางที่เข้ามาและเป็นสัญญาณที่อ่อนกว่า มีเฟสของคลื่นที่เหมือนกันหรือแตกต่างกัน ซึ่งจะเป็นการเสริมหรือหักล้างกับคลื่นตรง ทำให้สัญญาณที่ได้รับมีการแกว่งขึ้นๆลงๆ ที่เราเรียกว่า การจางหายของสัญญาณ [16]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.2 การแกว่งขึ้นลงของกรอบคลื่นและเฟส

กรอบคลื่นและเฟสของสัญญาณที่รับได้ จะเกิดการแกว่งขึ้นๆลงๆเมื่อสัญญาณมีการผ่านการจางหายระหว่างการส่ง โดยในการมอดูเลตแบบร่วมนัย ผลกระทบจากการผ่านการจางหายที่เกิดขึ้นกับเฟสนั้น จะทำให้ประสิทธิภาพของระบบลดลงอย่างรุนแรง ถ้าไม่มีการชดเชยสัญญาณที่เครื่องรับ จึงทำให้ในการวิเคราะห์ระบบที่ใช้การมอดูเลตในการสื่อสารส่วนใหญ่ จะตั้งสมมติฐานไว้ว่า ผลกระทบที่มีต่อเฟสอันเนื่องมาจากการจางหายจะไม่ทำให้ประสิทธิภาพของระบบเกิดการเปลี่ยนแปลง ที่มักจะถูกรู้จักว่า การคิมมอดูเลตแบบร่วมนัยในอุดมคติ ส่วนการมอดูเลตแบบไม่ร่วมนัย เครื่องรับไม่จำเป็นต้องใช้เฟสในการคิมมอดูเลต ทำให้การเปลี่ยนแปลงของเฟสอันเนื่องมาจากการจางหาย จึงไม่มีผลต่อประสิทธิภาพของระบบ ดังนั้นการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบที่ใช้การมอดูเลตแบบร่วมนัยในอุดมคติและแบบไม่ร่วมนัย ในช่วงสัญญาณการจางหาย จึงใช้การเปลี่ยนแปลงทางสถิติของกรอบคลื่นเท่านั้น [16]

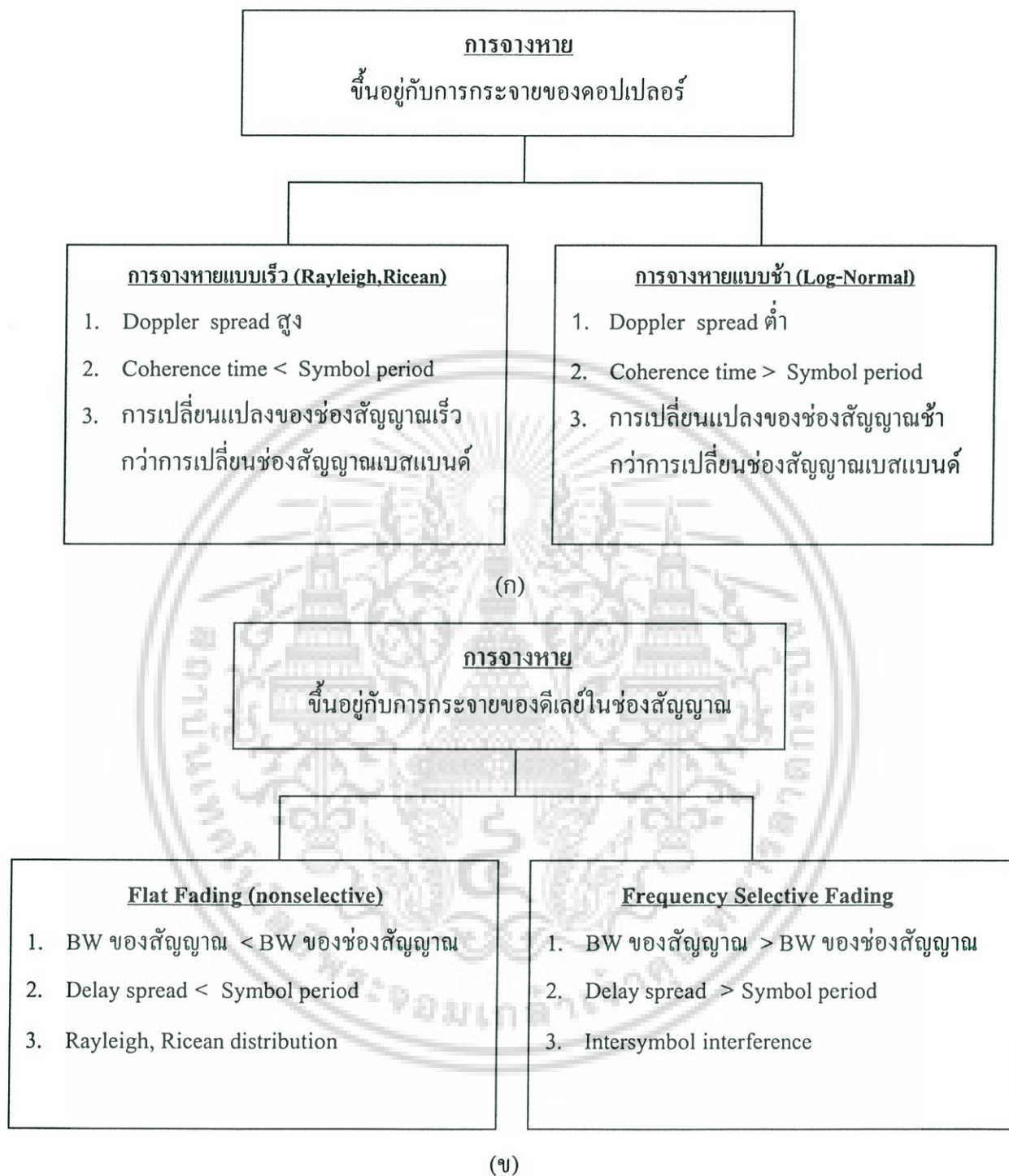
### 2.3.3 การจางหายแบบช้าและแบบเร็ว

การแบ่งระหว่างการจางหายแบบช้าและแบบเร็ว มีความสำคัญมากกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของช่องสัญญาณการจางหาย และการประเมินประสิทธิภาพของระบบการสื่อสารที่ผ่านช่องสัญญาณเหล่านี้ ซึ่งการแบ่งนี้จะเกี่ยวข้องกับค่าเวลาร่วมนัย (Coherent Time)  $T_c$  ของช่องสัญญาณ ซึ่งเป็นช่วงเวลาที่กระบวนการการจางหายเกิดสหสัมพันธ์ โดยค่าเวลาร่วมนัยนี้จะสัมพันธ์กับค่าการกระจายของคอปเปลอร์ในช่วงสัญญาณ (Doppler Spread)  $f_d$

$$T_c = \frac{1}{f_d} \quad (2.27)$$

มีความพยายามที่จะแบ่งแยกชนิดของช่องสัญญาณ โดยดูจากค่าพารามิเตอร์ต่างๆโดยที่เราจะพิจารณาว่าเป็นการจางหายแบบช้า ถ้าช่วงเวลาของแต่ละสัญลักษณ์  $T_s$  มีค่าน้อยกว่าค่าเวลาร่วมนัยของช่องสัญญาณ  $T_c$  และจะเป็นการจางหายแบบเร็ว ถ้าช่วงเวลาของแต่ละสัญลักษณ์  $T_s$  มีค่ามากกว่าค่าเวลาร่วมนัยของช่องสัญญาณ  $T_c$  ซึ่งในการจางหายแบบช้าระดับของการจางหายจะมีผลกระทบต่อสัญลักษณ์หลายๆสัญลักษณ์ต่อเนื่องกัน ซึ่งจะทำให้เกิดความผิดพลาดที่สูง ในขณะที่การจางหายแบบเร็ว จะเกิดการกระทบกระเทือน จากสัญลักษณ์หนึ่งไปอีกสัญลักษณ์หนึ่ง ซึ่งถ้าเครื่องรับที่ใช้ เป็นแบบที่ทำการตัดสินใจบนพื้นฐานของการสังเกตค่าสัญญาณที่รับได้บนช่วงเวลาของสัญลักษณ์ 2 ช่วงหรือมากกว่า (เช่นเครื่องรับแบบ Differentially Coherent หรือการสื่อสารที่ใช้การเข้ารหัส) จะทำให้การพิจารณาการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณการจางหายจากช่วงสัญลักษณ์หนึ่งกับช่วงสัญลักษณ์ถัดไป รูปที่ 2.38 (ก) แสดงถึง การแบ่งแยกชนิดการจางหายโดยอาศัยพารามิเตอร์การกระจายของคอปเปลอร์ในช่วงสัญญาณ [16,17]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**รูปที่ 2.38** การแบ่งชนิดของการจางหาย

(ก) การแบ่งการจางหายโดยอาศัยการกระจายของคอปเปิลอร์ในช่องสัญญาณ

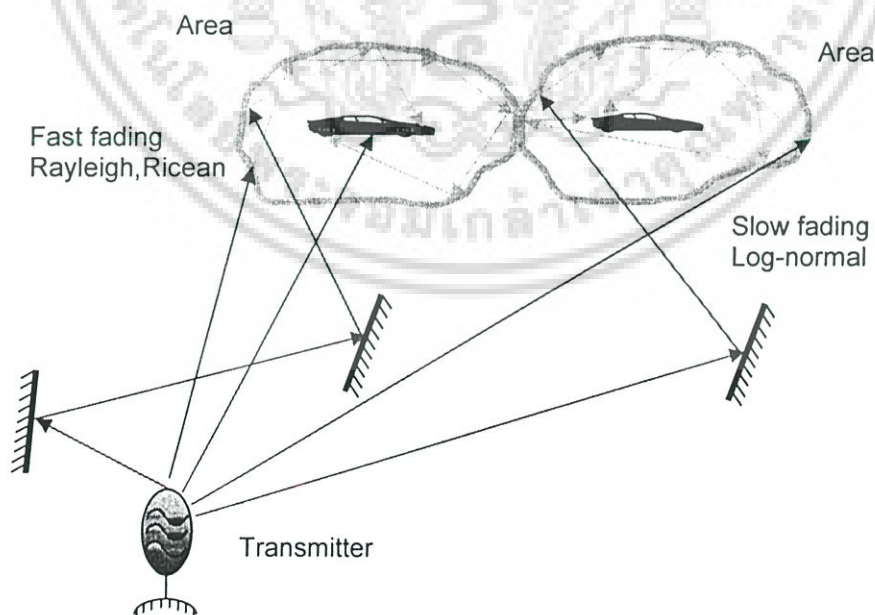
(ข) การแบ่งการจางหายโดยอาศัยการกระจายของคิเลียในช่องสัญญาณ

### 2.3.4 การจางหายแบบไม่เลือกความถี่ (Frequency-Flat) และแบบเลือกความถี่ (Frequency Selective)

การจางหายแบบไม่เลือกความถี่ เป็นคุณสมบัติที่สำคัญของช่องสัญญาณการจางหาย โดยถ้าส่วนประกอบเชิงสเปกตรัมของสัญญาณที่ส่งออกไป ถูกกระทบในรูปแบบเดียวกัน เราจะเรียกว่า เป็นการจางหายแบบไม่เลือกความถี่ (Frequency Nonselective หรือ Frequency-Flat) ซึ่งกรณีนี้จะเกิดขึ้นกับระบบที่มีแถบความถี่แคบ (Narrowband System) ที่แบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ส่งออกไปมีค่าน้อยกว่า แบนด์วิดท์รวมของช่องสัญญาณ (Coherent Bandwidth) :  $f_c$  ซึ่งจะสามารถวัดได้จากช่วงความถี่ที่กระบวนการการจางหายถูกสหสัมพันธ์ โดยค่าแบนด์วิดท์รวมของช่องสัญญาณจะสัมพันธ์กับค่าการกระจายของดีเลย์สูงสุด (Maximum Delay Spread) :  $\tau_{\max}$

$$f_c = \frac{1}{\tau_{\max}} \quad (2.28)$$

แต่ถ้าส่วนประกอบเชิงสเปกตรัมของสัญญาณที่ส่งออกไปถูกกระทบ โดยอัตราขยายของแอมพลิจูดและการเลื่อนของเฟสที่แตกต่างกัน เราจะเรียกว่าเป็นการจางหายแบบเลือกความถี่ ซึ่งมักจะเกิดขึ้นกับระบบที่มีช่วงแถบความถี่กว้าง (wideband system) ซึ่งมีค่าแบนด์วิดท์ที่ใช้ในการส่งมากกว่าค่าแบนด์วิดท์รวมของช่องสัญญาณ ดังรูปที่ 2.38 (ข) จะแสดงถึงการแบ่งการจางหายโดยอาศัยพารามิเตอร์การกระจายของดีเลย์ในช่องสัญญาณ [16,17]



รูปที่ 2.39 การจางหายแบบเร็ว และการจางหายแบบช้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.5 ช่องสัญญาณมัลติพาท

เพื่อให้เข้าใจถึงช่องสัญญาณได้มากยิ่งขึ้น จะขอก้าวถึงช่องสัญญาณมัลติพาทโดยละเอียด เมื่อเราส่งสัญญาณอิมพัลส์ไปบนช่องสัญญาณแบบมัลติพาทที่แปรผันตามเวลา (time-varying multi-path channel) สัญญาณที่รับได้จะปรากฏเป็นขบวนพัลส์ ดังรูปที่ 2.40 จากรูปจะเห็นว่าเมื่อทำการส่งอิมพัลส์ออกไปที่เวลาต่างๆกัน สัญญาณที่รับได้จะปรากฏเป็นขบวนพัลส์ ซึ่งมีจำนวนรวม การประวิงเวลา (delay time) และการลดทอนทางแอมพลิจูดที่แตกต่างกัน ด้วยเหตุนี้จึงกล่าวได้ว่าคุณลักษณะอย่างหนึ่งของตัวกลางแบบมัลติพาท คือการแผ่กว้างทางเวลา (time spread) ของสัญญาณที่ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณ

ถ้าทำการส่งพัลส์ทดลองซ้ำไปเรื่อยๆ จะสังเกตเห็นความเปลี่ยนแปลงในขบวนพัลส์ที่รับได้ ซึ่งจะมีการเปลี่ยนแปลงทั้งขนาดของแต่ละพัลส์ การเปลี่ยนแปลงการประวิงเวลาระหว่างพัลส์ และที่พบบ่อยที่สุดคือ การเปลี่ยนแปลงจำนวนพัลส์โดยสังเกตได้จากขบวนพัลส์ที่รับได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.40 นอกจากนั้นการแปรผันของเวลาจะเกิดขึ้นกับผู้ใช้ช่องสัญญาณอย่างที่ไม่สามารถทำนายล่วงหน้าได้ (unpredictable) ดังนั้นจึงเป็นเหตุผลที่จะต้องกำหนดคุณลักษณะของช่องสัญญาณแบบมัลติพาทที่แปรผันตามเวลาในเชิงสถิติ ต่อไปจะได้พิจารณาผลกระทบของช่องสัญญาณต่อสัญญาณที่ถูกส่งออกไป ซึ่งสามารถเขียนในรูปสมการทั่วไปได้ดังนี้

$$s(t) = \text{Re} \left[ u(t) e^{j2\pi f_c t} \right] \quad (2.29)$$

เมื่อ  $s(t)$  สัญญาณที่ส่งออกไป

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

$f_c$  ความถี่คลื่นพาห้

สมมติว่ามีเส้นทางในการแพร่กระจายแบบมัลติพาท โดยในแต่ละเส้นทางจะสอดคล้องกับการประวิงเวลาในการแพร่กระจาย (propagation delay) และตัวประกอบการลดทอน (attenuation factor) ซึ่งทั้งการประวิงเวลาในการแพร่กระจายและตัวประกอบการลดทอนจะมีการแปรผันตามเวลาอันเป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงในโครงสร้างของตัวกลาง ด้วยเหตุนี้สัญญาณแถบความถี่ผ่าน (band-pass signal) ที่รับได้ แสดงได้ดังสมการที่ (2.30) [14,16]

$$x(t) = \sum_n \alpha_n(t) s(t - \tau_n(t)) \quad (2.30)$$

เมื่อ  $\alpha_n(t)$  ตัวประกอบการลดทอนสำหรับสัญญาณที่รับได้ในเส้นทางที่  $n$   
 $\tau_n(t)$  การประวิงเวลาในการแพร่กระจายสำหรับเส้นทางที่  $n$

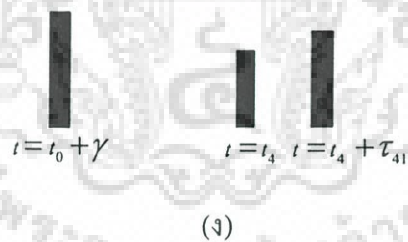
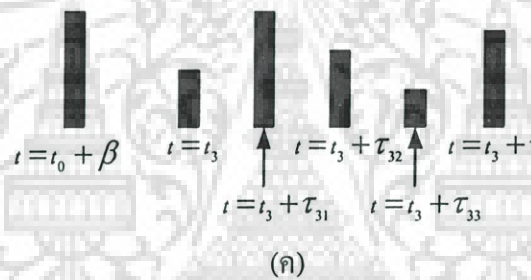
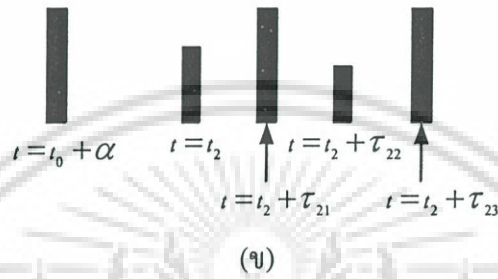
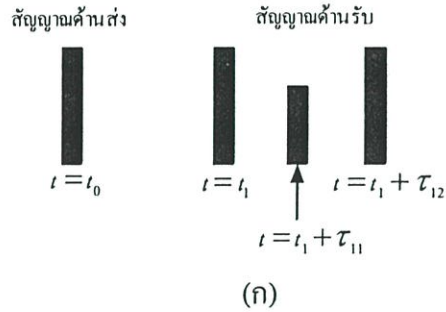
เมื่อแทน  $s(t)$  จากสมการ (2.29) ในสมการ (2.30) จะได้

$$x(t) = \text{Re} \left\{ \left[ \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} u[t - \tau_n(t)] \right] e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (2.31)$$

จากสมการที่ (2.31) จะสังเกตได้ว่าสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูลทางด้านรับ (equivalent low-pass received signal) คือ

$$r(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} u[t - \tau_n(t)] \quad (2.32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.40 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาร์ที่แปรผันตามเวลา

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

ดังนั้นช่องสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูล (equivalent low-pass channel) จะแสดงได้ในรูปของผลการตอบสนองทางอิมพัลส์ที่มีการแปรผันตามเวลา ดังนี้ [14,16]

$$c(\tau; t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \delta[t - \tau_n(t)] \quad (2.33)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการ (2.33) นี้เหมาะสำหรับช่องสัญญาณที่ประกอบด้วยองค์ประกอบของแต่ละเส้นทางที่เป็นแบบดิสครีต (discrete multi-pass component)

เมื่อพิจารณาการส่งสัญญาณคลื่นพาห์โดยไม่ได้มอดูเลตที่ความถี่  $f_c$  ดังนั้น  $u(t)$  จะเท่ากับ 1 สำหรับทุกเวลา  $t$  ด้วยเหตุนี้สัญญาณที่รับได้สำหรับกรณีของช่องสัญญาณมัลติพาสแบบดิสครีต (discrete multi-path channel) แสดงดังสมการที่ (2.33) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \\ &= \sum_n \alpha_n(t) e^{-j\theta_n(t)} \end{aligned} \quad (2.34)$$

เมื่อ  $\theta_n(t) = 2\pi f_c \tau_n(t)$  นั่นคือ สัญญาณที่รับได้จะประกอบด้วยผลรวมของเฟส (phase) ต่างๆ ที่แปรผันตามเวลา โดยมีแอมพลิจูดเป็น  $\alpha_n(t)$  และมีเฟสเป็น  $\theta_n(t)$  สังเกตว่า จะต้องเกิดการเปลี่ยนแปลงทางพลวัต (dynamic) ของ  $\alpha_n(t)$  ในตัวกลางเป็นอย่างมากจึงจะเป็นผลทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงที่สำคัญในสัญญาณที่รับได้ ในขณะที่เดียวกัน  $\theta_n(t)$  จะเปลี่ยนแปลงไป  $2\pi$  เรเดียนเมื่อ  $\tau_n$  เปลี่ยนแปลงไป  $1/f_c$  เนื่องจาก  $1/f_c$  นั้นเป็นตัวเลขที่น้อยจึงเห็นได้ว่า  $\theta_n(t)$  สามารถเปลี่ยนแปลงไป  $2\pi$  เรเดียน โดยสัมพันธ์กับการเปลี่ยนแปลงของตัวกลางเพียงเล็กน้อยเท่านั้น เวลาประวิง  $\tau_n$  ซึ่งสัมพันธ์กับเส้นทางต่างๆ ของสัญญาณจะมีการเปลี่ยนแปลงด้วยอัตราต่างๆ กัน และมีการเปลี่ยนแปลงอย่างที่ไม่สามารถทำนายล่วงหน้าได้ (random) แสดงให้เห็นว่าสัญญาณที่รับได้  $r(t)$  ในสมการที่ (2.34) สามารถถูกจำลองให้เป็นกระบวนการสุ่ม (random process) เมื่อมีจำนวนเส้นทางในการเคลื่อนที่จำนวนมากสามารถใช้ทฤษฎีจำกัดศูนย์กลาง (central limit) ในการจำลอง  $r(t)$  เป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบ Gaussian (complex-valued Gaussian random process) นั่นคือ ผลตอบสนองอิมพัลส์ที่แปรผันตามเวลา  $c(\tau; t)$  จะเป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบ Gaussian ในตัวแปร  $t$

แบบจำลองการแพร่กระจายแบบมัลติพาส (multi-path propagation model) ของช่องสัญญาณแสดงให้เห็นได้จากสัญญาณที่รับได้  $r(t)$  ดังสมการที่ (2.34) ซึ่งเป็นผลจากการเฟดดิ้งของสัญญาณ ปรากฏการณ์เฟดดิ้งนั้นเบื้องต้นเป็นผลมาจากการแปรผันทางเวลาในเฟส  $\{\theta_n(t)\}$  ที่มีการแปรผันตามเวลาแบบสุ่มโดยสอดคล้องกับเวกเตอร์  $\{\alpha_n e^{-j\theta_n}\}$  ในกรณีที่ผลจากการรวมเวกเตอร์เป็นไปในลักษณะหักล้างกัน จะเป็นผลให้สัญญาณที่รับได้  $r(t)$  มีค่าน้อยมากหรือเป็นศูนย์ในทางปฏิบัติ และกรณีที่เวกเตอร์  $\{\alpha_n e^{-j\theta_n}\}$  มีการรวมในลักษณะที่เสริมกันสัญญาณที่รับได้ก็จะมีค่ามาก ด้วยเหตุนี้การเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดของสัญญาณที่รับได้ซึ่งเป็นเทอมของเฟดดิ้งของสัญญาณ (signal fading) จะขึ้นอยู่กับคุณลักษณะแบบมัลติพาสที่แปรผันตามเวลา (time-variant multi-path characteristic) ในช่องสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อผลตอบสนองทางอิมพัลส์  $c(\tau;t)$  ถูกจำลองเป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบ Gaussian ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ (zero mean) และขนาด (envelope)  $|c(\tau;t)|$  ที่ขณะเวลาใด ๆ มีการแจกแจงแบบ Rayleigh กรณีนี้ช่องสัญญาณจะเป็นช่องสัญญาณที่มีการเฟดดิ้งเป็นแบบ Rayleigh แต่สำหรับกรณีที่  $c(\tau;t)$  ไม่สามารถจำลองให้มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ กรณีนี้  $|c(\tau;t)|$  จะมีการแจกแจงเป็นแบบ Ricean และช่องสัญญาณจะเป็นช่องสัญญาณที่มีการเฟดดิ้งเป็นแบบ Ricean

ฟังก์ชันสหสัมพันธ์ (correlation function) และฟังก์ชันความหนาแน่นสเปกตรัมของกำลังงาน (power spectrum density) สามารถใช้กำหนดคุณลักษณะช่องสัญญาณแบบมัลติพาทเฟดดิ้งได้ 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) ดังนั้นสามารถหาฟังก์ชันอัตโนมัติสหสัมพันธ์ (auto-correlation) ของ  $c(\tau;t)$  ได้เป็น [14,16,17]

$$\phi_c(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E [c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t)] \quad (2.35)$$

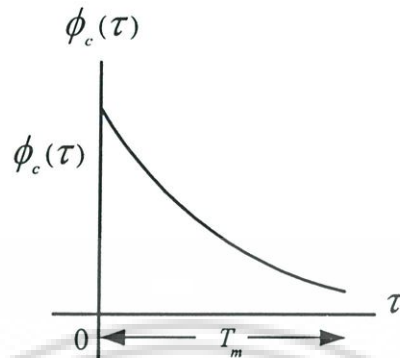
ในตัวของกลางของการรับส่งสัญญาณวิทยุส่วนใหญ่ การลดทอน (attenuation) และการเลื่อนเฟส (phase shift) ของช่องสัญญาณที่สัมพันธ์กับเวลาประวิง  $\tau_1$  จะไม่สัมพันธ์กับการลดทอนและการเลื่อนเฟสที่สัมพันธ์กับเวลาประวิง  $\tau_2$  กรณีดังกล่าวมักจะเรียกว่าการกระจัดกระจายแบบไม่สหสัมพันธ์ (uncorrelated scattering) ในที่นี้จะสมมติว่าการเกิดการกระจัดกระจายที่เวลาประวิงทั้งสองไม่สัมพันธ์กัน จากสมการที่ (2.35) จะได้

$$\frac{1}{2} E [c^*(\tau_1; t + \Delta t) c(\tau_2; t + \Delta t)] = \phi_c(\tau_1; \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (2.36)$$

ถ้าให้  $\Delta t = 0$  ผลลัพธ์ของฟังก์ชันอัตโนมัติสหสัมพันธ์  $\phi_c(\tau; 0) = \phi_c(\tau)$  คือกำลังเอาต์พุตเฉลี่ยของช่องสัญญาณซึ่งเป็นฟังก์ชันของ  $\tau$  เหตุผลนี้เองจึงเรียก  $\phi_c(\tau)$  ว่า MIP (multi-path intensity profile) ของช่องสัญญาณ โดยทั่วไปแล้ว  $\phi_c(\tau; \Delta t)$  จะแสดงกำลังงานเอาต์พุตเฉลี่ยในรูปของฟังก์ชัน  $\tau$  และความแตกต่างของเวลาในการสังเกต  $\Delta t$

ในทางปฏิบัติ  $\phi_c(\tau; \Delta t)$  จะวัดได้โดยการส่งพัลส์เป็นช่วงๆแคบมาๆหรือสัญญาณแบนด์กว้าง (wideband signal) และทำสหสัมพันธ์ข้าม (cross-correlation) ระหว่างสัญญาณที่รับได้กับตัวสัญญาณนั่นเองที่ถูกประวิงเวลาออกไป โดยปกติแล้ว  $\phi_c(\tau)$  จะมีค่าลดลงในลักษณะเอ็กโพเนนเชียล เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เชียด (exponential decay) เมื่อค่า  $\tau$  มีค่าเพิ่มขึ้น ช่วงของค่า  $\tau$  ซึ่ง  $\phi_c(\tau)$  มีค่าไม่เป็นศูนย์จะเรียกว่า multi-path spread ในช่องสัญญาณ (แทนด้วยตัวแปร  $T_m$ )



รูปที่ 2.41 แสดง MIP (multi-path intensity profile) ในโดเมนของเวลา

การแสดงความสัมพันธ์ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาทที่แปรผันตามเวลา ในโดเมนของความถี่ที่สามารถทำได้ในทำนองเดียวกัน โดยใช้การแปลงฟูริเยร์ (Fourier transform) ของ  $c(\tau;t)$  จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) ที่แปรผันตามเวลา  $C(f;t)$  เมื่อ  $f$  เป็นตัวแปรของความถี่ดังนี้

$$C(f;t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau;t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.37)$$

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

$$\phi_c(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E[C^*(f_1; t) C(f_2; t + \Delta t)] \quad (2.38)$$

เนื่องจาก  $C(f;t)$  เป็นการแปลงฟูริเยร์ (Fourier Transform) ของ  $c(\tau;t)$  จึงไม่เป็นการแปลกที่จะพบว่า  $\phi_c(f_1, f_2; \Delta t)$  จะสัมพันธ์กับ  $\phi_c(\tau; \Delta t)$  โดยการแปลงฟูริเยร์ (Fourier Transform) ดังนั้นเมื่อแทนสมการที่ (2.37) ลงในสมการที่ (2.38) จะได้

$$\begin{aligned}
\phi_c(f_1, f_2; \Delta t) &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E[c^*(\tau_1; t)c(\tau_2; t + \Delta t)] e^{j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau_1; \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2) e^{j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau_1; \Delta t) e^{j2\pi(f_1 - f_2)\tau_1} d\tau_1 \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau_1; \Delta t) e^{j2\pi f \tau_1} d\tau_1 \equiv \phi_c(\Delta f; \Delta t)
\end{aligned} \tag{2.39}$$

เมื่อ  $\Delta f = f_2 - f_1$  จากสมการที่ (2.39) สังเกตว่า  $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$  เป็นการแปลงฟูริเยร์ (Fourier Transform) ของ MIP นอกจากนั้นจากการสมมติว่าเป็นการกระเจิงแบบไม่สัมพันธ์กันแสดงให้เห็นว่าฟังก์ชันอัตโนมัติสหสัมพันธ์ของ  $C(f; t)$  เป็นเพียงฟังก์ชันของความแตกต่างทางความถี่  $\Delta f = f_2 - f_1$  ดังนั้นจึงเป็นการเหมาะสมที่จะเรียก  $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$  ว่าฟังก์ชันสหสัมพันธ์สเปซทางความถี่-สเปซทางเวลา (space-frequency space-time correlation) ของช่องสัญญาณ

สมมติว่า  $\Delta t = 0$  ในสมการที่ (2.39) รวมทั้ง  $\phi_c(\Delta f; 0) \equiv \phi_c(\Delta f)$  และ  $\phi_c(\tau; 0) \equiv \phi_c(\tau)$  จะให้ความสัมพันธ์เป็น [16]

$$\phi_c(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau) e^{-j2\pi\Delta f\tau} d\tau \tag{2.40}$$

ความสัมพันธ์ตามสมการที่ (2.40) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.42 เนื่องจาก  $\phi_c(\Delta f)$  เป็นฟังก์ชันอัตโนมัติสหสัมพันธ์ในตัวแปรของความถี่ จึงเป็นการแสดงให้เห็นถึงการวัดความถี่ร่วมนัย (coherence frequency) ของช่องสัญญาณ จากผลของความสัมพันธ์ในการแปลงฟูริเยร์ (Fourier transform) ระหว่าง  $\phi_c(\Delta f)$  และ  $\phi_c(\tau)$  จะได้ผลทำนองเดียวกันว่า multi-path spread นั้นเป็นการวัดแบนด์วิดท์ร่วมนัย (coherence bandwidth) ของช่องสัญญาณ นั่นคือ

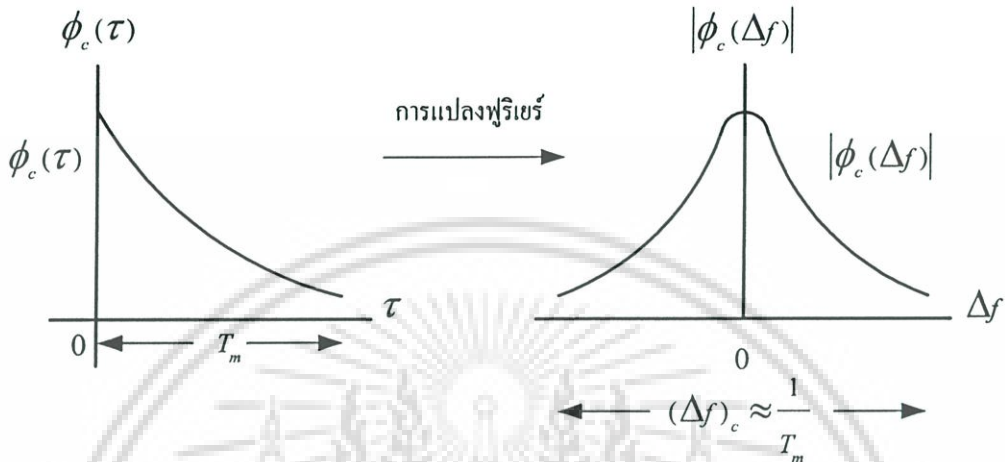
$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{T_m} \tag{2.41}$$

เมื่อ  $(\Delta f)_c$  แสดงแบนด์วิดท์ร่วมนัย ด้วยเหตุนี้สัญญาณไชนีส 2 สัญญาณที่มีความถี่ต่างกันมากกว่า  $(\Delta f)_c$  จะได้รับผลกระทบจากช่องสัญญาณต่างกัน เมื่อทำการส่งสัญญาณข่าวสารผ่านช่องสัญญาณ ถ้า  $(\Delta f)_c$  มีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ถูกส่งออกไปจะเรียกช่องสัญญาณนี้ว่า ช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่ (frequency selective channel) สำหรับกรณีนี้ช่องสัญญาณจะทำให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารทบทวนเวลาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับผูกพันไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณที่ส่งออกไปนั้นมีความผิดเพี้ยนอย่างรุนแรง แต่ถ้า  $(\Delta f)_c$  มีค่ามากกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ส่งออกไปจะเรียกช่องสัญญาณนี้ว่าช่องสัญญาณไม่เลือกความถี่ (frequency non-selective)



รูปที่ 2.42 ความสัมพันธ์ระหว่าง  $\phi_c(\Delta f)$  และ  $\phi_c(\tau)$

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

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau; t) u(t - \tau) d\tau \quad (2.42)$$

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

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} C(f; t) U(f) e^{j2\pi ft} df \quad (2.43)$$

สมมติว่าทำการส่งสัญญาณข้อมูลดิจิทัลไปบนช่องสัญญาณโดยการมอดูเลต (อาจเป็นการมอดูเลตทางแอมพลิจูด ทางเฟส หรือมอดูเลตทั้งแอมพลิจูดและเฟส) พัลส์  $u(t)$  ด้วยอัตรา  $1/T$  เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

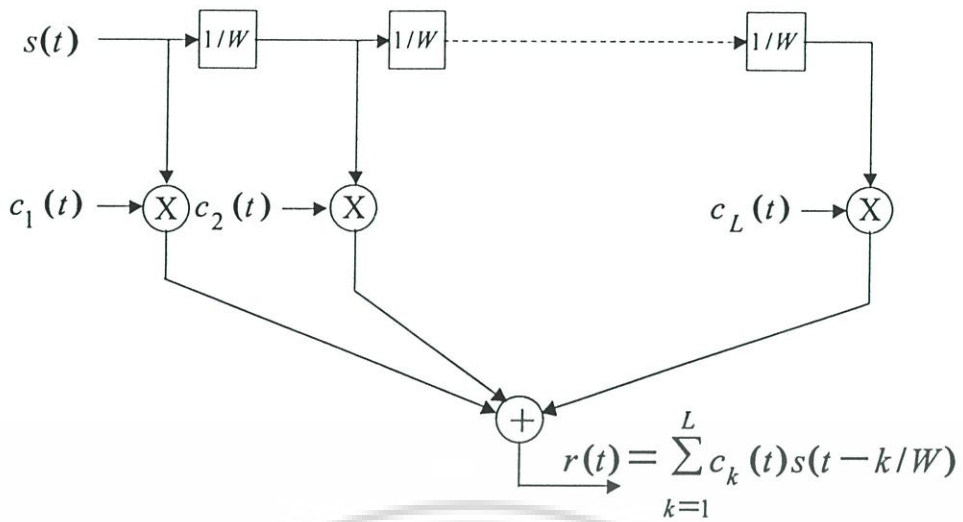
เมื่อ  $T$  เป็นช่วงเวลาของสัญญาณ (signal interval) จากสมการที่ (2.43) จะเห็นได้ว่าช่องสัญญาณที่แปรผันตามเวลาซึ่งแสดงคุณลักษณะด้วยฟังก์ชันถ่ายโอน  $C(f;t)$  จะทำให้สัญญาณ  $U(f)$  เกิดความผิดเพี้ยน ถ้า  $U(f)$  มีแบนด์วิดท์  $W$  ที่มีค่ามากกว่าแบนด์วิดท์รวมนัย  $(\Delta f)_c$  ของช่องสัญญาณ  $U(f)$  จะได้รับอัตราขยายและการเลื่อนเฟสจากช่องสัญญาณต่างๆ กันตลอดย่านความถี่ ซึ่งกรณีนี้เรียกช่องสัญญาณดังกล่าวว่าช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่ ความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นอีกชนิดหนึ่งคือการแปรผันของความแรงสัญญาณ (signal strength) ที่รับได้ซึ่งเรียกว่าการจางหายของสัญญาณ (fading)

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

$$W \ll 1/T_m \approx (\Delta f)_c \quad (2.44)$$

นั่นคือแบนด์วิดท์ของสัญญาณ  $W$  มีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์รวมนัย (coherent bandwidth) ของช่องสัญญาณมากๆ ดังนั้นจะเป็นช่องสัญญาณแบบไม่เลือกความถี่ สำหรับกรณีนี้องค์ประกอบทางความถี่ทั้งหมดใน  $U(f)$  จะถูกลดทอนและมีการเลื่อนเฟสที่เหมือนกันในการส่งผ่านช่องสัญญาณ นั่นหมายความว่า องค์ประกอบของสัญญาณจากหลายเส้นทางนั้น ไม่สามารถถูกพิจารณาแยกออกเป็นพิกที่ต่างกันได้เพราะ  $W \ll (\Delta f)_c$

เนื่องจากองค์ประกอบของสัญญาณที่มาจากหลายเส้นทาง ในสัญญาณที่รับได้จะไม่สามารถแยกออกจากกันได้เมื่อแบนด์วิดท์ของสัญญาณ  $W$  มีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์รวมนัย  $(\Delta f)_c$  ของช่องสัญญาณ สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับจะปรากฏเป็นสัญญาณที่เดินทางผ่านเส้นทางจางหายเพียงเส้นทางเดียว แต่ในทางกลับกันเมื่อทำให้  $W \gg (\Delta f)_c$  นั่นคือเป็นช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่ ภายใต้เงื่อนไของค์ประกอบของสัญญาณที่มาจากเส้นทางในสัญญาณที่รับได้สามารถปรากฏเป็นพิกของสัญญาณต่าง ๆ กัน ถ้าสัญญาณในแต่ละเส้นทางนั้นมีเวลาประวิงมากกว่าหรือเท่ากับ  $1/W$  ดังนั้นช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่นี้สามารถจำลองได้เป็นช่องสัญญาณแบบการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยก (tapped delay line) โดยสัมประสิทธิ์ของแต่ละจุดต่อแยกแปรผันตามเวลา ดังรูปที่ 2.43



รูปที่ 2.43 แบบจำลองการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยกของช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

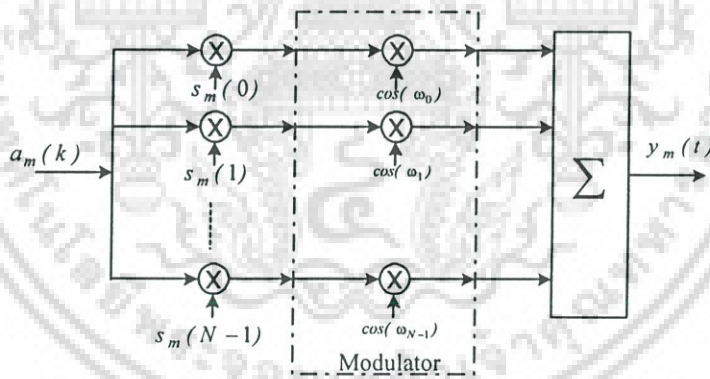
### บทที่ 3

## แบบจำลองการทำงานของระบบ

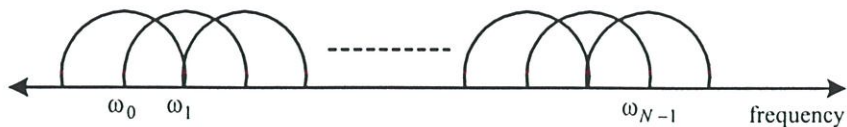
ในบทนี้จะกล่าวถึง หลักการทำงานของเครื่องส่งและเครื่องรับในระบบมัลติแครี่เรียร์ซีดีเอ็มเอก่อนว่า ปกติจะทำงานอย่างไร แล้วจึงกล่าวถึงแบบจำลองของระบบเวฟเล็ทมัลติแครี่เรียร์ซีดีเอ็มเอ โดยวิธีการที่นำเสนอคือ เปลี่ยนตัวกรองความถี่แบบเดิมที่เป็นฟาสต์ฟูริเยร์ทรานสฟอร์มเป็นเวฟเล็ททรานสฟอร์ม เพื่อศึกษาสมรรถนะที่เกิดขึ้นในระบบ

### 3.1 เครื่องส่งของระบบมัลติแครี่เรียร์ซีดีเอ็มเอ

เครื่องส่งสำหรับผู้ใช้งานเดี่ยวสามารถแสดงได้ในรูปที่ 3.1 ข้อมูลแบบไบนารี  $a_m(k)$  จะถูกคูณด้วยรหัสพีเอ็นที่เลียนแบบนอยส์ (Pseudo Noise (PN) binary sequences)  $s_m(i)$  ซึ่งจะเรียกการขยายสเปกตรัม (Spreading Code) หลังจากการเข้ารหัสแก้ไขความผิดพลาด (Error Correcting Code) ที่จำเป็นแล้ว สัญญาณข้อมูลในหนึ่งคาบเวลาข้อมูลจะถูกมอดูเลตด้วยตัวมอดูเลตจำนวน  $N$  ตัว



รูปที่ 3.1 หลักการของเครื่องส่งของระบบมัลติแครี่เรียร์ซีดีเอ็มเอแบบผู้ใช้งานเดี่ยว

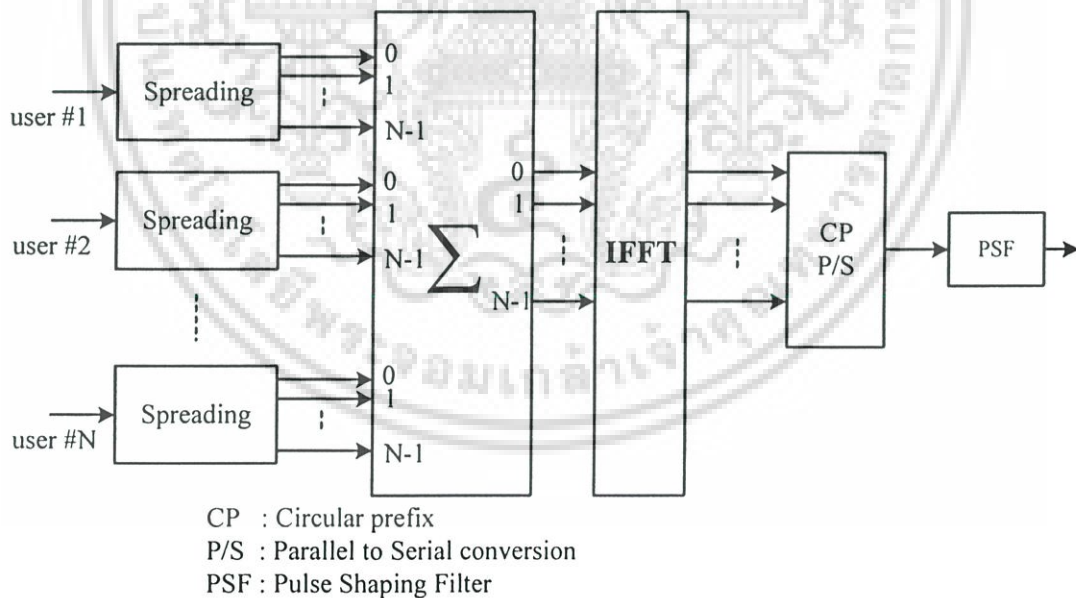


รูปที่ 3.2 สเปกตรัมของสัญญาณของระบบมัลติแครี่เรียร์ซีดีเอ็มเอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพสูงสุด ในการใช้งานจริง จะใช้อินเวอร์ตฟาสต์ฟูรีเยร์ทรานสฟอร์ม (Inverse Fast Fourier Transform: IFFT) การมอดูเลตแบบนี้เรียกว่า โอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal Frequency Division Multiplex: OFDM)

การใช้เซอร์คูลาร์พรีฟิก (Circular Prefix) หรือ การ์ดไทม์ (Guard Time) สามารถนำมาใช้ร่วมด้วย เพื่อต้านการเกิดทรานส์เซียน (Transients) การรบกวนจากการทับซ้อนของซิมบอลลข้อมูล (Inter symbol Interference: ISI) อันมีสาเหตุมาจากช่องสัญญาณ (Channel) และตัวกรองสัญญาณในระบบ ที่เอาต์พุตของ IFFT ตัวกรองสร้างรูปร่างพัลส์ (Pulse Shaping Filter) ซึ่งจะมอดูเลตด้วยคลื่นพาห่อย่านคลื่นวิทยุ เครื่องส่งของระบบซีดีเอ็มเอ สำหรับสถานีฐาน (Base Station) แสดงในรูปที่ 3.3 หลังจากกระบวนการขยายสเปกตรัมของแต่ละผู้ใช้แล้ว ต่อมาสัญญาณจะถูกรวมเข้าด้วยกัน ผลลัพธ์คือ ผลรวมของลำดับของรหัสของผู้ใช้ทุกรหัส การมอดูเลตของมัลติแคร์เรียร์ สามารถทำได้โดยการใช้อินเวอร์ตฟาสต์ฟูรีเยร์ทรานสฟอร์ม สัญญาณจะถูกส่งผ่านไปยังตัวกรองเพื่อสร้างรูปร่างพัลส์ อินเวอร์ตฟาสต์ฟูรีเยร์ทรานสฟอร์มทำหน้าที่ในการสร้างสัญญาณส่ง (Transmitted Signal) ซึ่งจะประกอบไปด้วยคลื่นความถี่ที่ความถี่ต่างๆ รวมกัน ในแต่ละความถี่นั้นจะมีคุณสมบัติเชิงตั้งฉาก (Orthogonal) ซึ่งกันและกัน ดังนั้นเมื่อสัญญาณมาถึงที่ด้านรับ เครื่องรับสามารถที่จะแยกสัญญาณกลับออกมาได้เช่นเดิม [9]



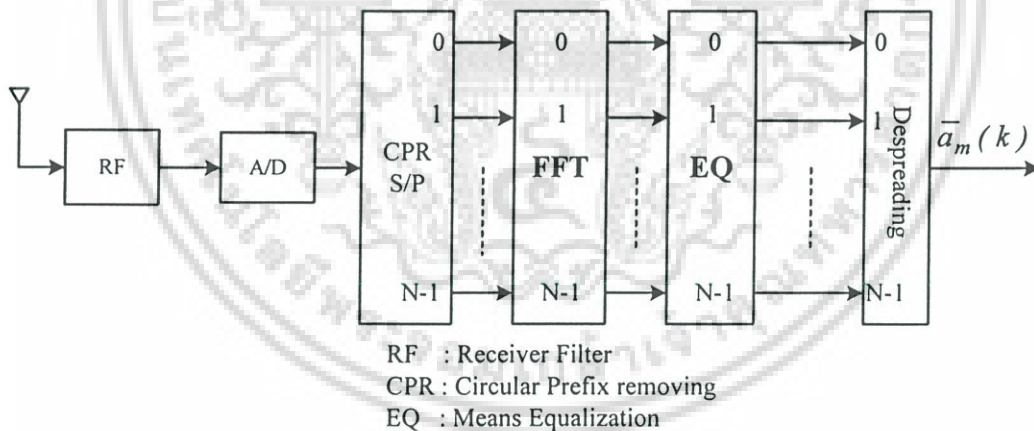
รูปที่ 3.3 เครื่องส่งของระบบมัลติแคร์เรียร์ซีดีเอ็มเอ ในสถานีฐาน (Base station)

อันดับ (Order) ของอินเวอร์ตฟาสต์ฟูรีเยร์ทรานสฟอร์มนั้น อย่างน้อยค่าจะต้องสูงเท่ากับจำนวนสูงสุดของจำนวนชิพต่อบิต (Processing Gain) ข้อมูลของผู้ใช้เดี่ยว ยิ่งไปกว่านั้นอันดับของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินเวอร์ตฟาสต์ฟูริเยร์ทรานสฟอร์ม ควรจะมีค่าสูงพอที่จะทำให้ คาบเวลาของเซอร์คูลาร์พรีฟิก (Circular Prefix) มีค่าต่ำกว่ามาก

### 3.2 เครื่องรับของระบบมัลติแครีเรียร์ซีดีเอ็มเอ

โครงสร้างพื้นฐานของระบบ สถานีรับของระบบมัลติแครีเรียร์ซีดีเอ็มเอ นั้น ได้แสดงในรูปที่ 3.4 เครื่องรับนั้นจะประกอบไปด้วย ฟาสต์ฟูริเยร์ทรานสฟอร์ม ซึ่งจะทำหน้าที่ในการวิเคราะห์และแยกสัญญาณข้อมูล หลังจากผ่านกระบวนการ FFT แล้วต่อมาสัญญาณจะถูกอีควอไรส์ (Equalization) ซึ่งจะใช้ตัวอีควอไรส์แบบปรับตัวเองได้ (Adaptive Equalizer) หรือ ตัวกรองแมตซ์แบบดิสครีตแบบปรับตัวเองได้ (Adaptive Discrete matched filter: ADMF) ที่อินพุตของเครื่องรับ เพื่อให้การทำงานของตัวกรองแบบปรับตัวเองได้ทำงานได้อย่างถูกต้องและแม่นยำ ซึ่งเราจะสมมติว่าคุณสมบัติของช่องสัญญาณจะไม่เปลี่ยนแปลงในช่วงคาบเวลาของบล็อกดังกล่าวที่มีจำนวนจุด  $N$  จุด การเปลี่ยนแปลงของคุณสมบัติของช่องสัญญาณ จะขึ้นอยู่กับความเร็วของตัวสถานีรับ (ตัวของโทรศัพท์เคลื่อนที่) ดังนั้นคาบเวลาของบล็อกจะต้องมีค่าน้อยกว่าส่วนกลับของค่าสูงสุดของความถี่ดอปเปลอร์ (Doppler Frequency) [9]

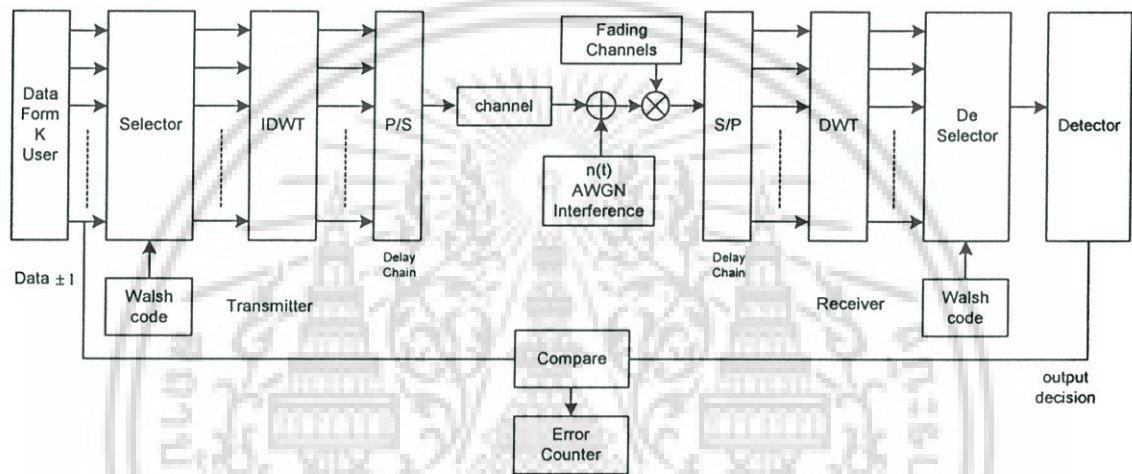


รูปที่ 3.4 เครื่องรับของระบบมัลติแครีเรียร์ซีดีเอ็มเอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3 แบบจำลองของระบบ

ในวิทยานิพนธ์นี้จะจำลองแบบการทำงานของระบบขึ้น โดยจำลองแบบภายในเครื่องคอมพิวเตอร์ ใช้โปรแกรม MATLAB เวอร์ชัน 6.5 โดยจะสร้างข้อมูลขึ้นทางด้านเครื่องส่ง และส่งออกไปตามบล็อกการทำงานต่างๆ ก่อนจะรวมกันส่งออกไปในช่องสัญญาณ โดยในช่องสัญญาณจะมีการรบกวน จากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวกและสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ เพื่อกำหนดให้ระบบเกิดความผิดพลาด และวัดผลการผิดพลาดเหล่านั้น แสดงออกมาเป็นกราฟอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูล (bit error rate)

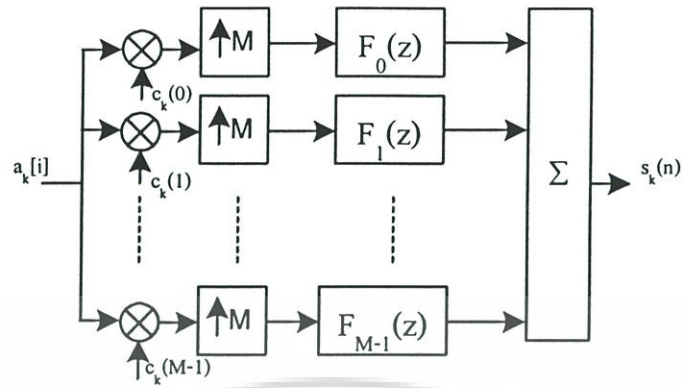


รูปที่ 3.5 บล็อกไดอะแกรมแบบจำลองการทำงานของระบบเวฟเล็ดมัลติแคร์เรียร์ซีดีเอ็มเอ

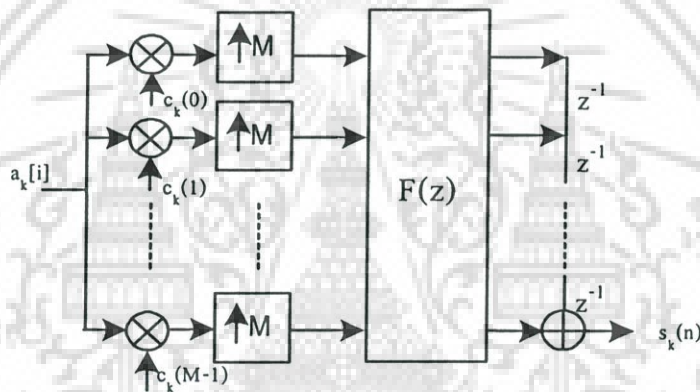
การทำงานของบล็อกเริ่มจาก เครื่องส่งของระบบจะทำการขยายสเปกตรัมของสัญญาณเดิม โดยรหัสการขยายสเปกตรัม ต่อมาแต่ละชิพ(บิตรหัส) จะถูกแยกออกเป็นลักษณะขนาน และแต่ละตัวจะถูกมอดูเลตเข้ากับแต่ละคลื่นพาหะย่อย ในระบบการสื่อสารไร้สาย เราจะใช้รหัสแบบวอลซ์ฮาดามาด (Walsh-Hadamard code) ซึ่งเป็นกลุ่มรหัสที่เหมาะสมที่สุด ด้วยเหตุที่มีคุณสมบัติของออสสัมพันธ์ (Auto Correlation) ที่ดี สัญญาณที่ถูกคูณเข้ากับรหัสแบบวอลซ์-ฮาดามาดจะเป็นสัญญาณในทางความถี่ จากนั้นจะถูกแปลงเป็นสัญญาณทางเวลาด้วยกระบวนการแปลงกลับของเวฟเล็ดในแบบดีสครีต(IDWT) แล้วส่งสัญญาณผ่านเข้าการกระจายตัวแบบโพลิเฟส โดยสัญญาณจะถูกประวิงเวลา(time shift)ออกไปในแต่ละช่องสัญญาณ โดยผ่านลูกโซ่ประวิงของแต่ละช่องสัญญาณก่อนส่งออกไป และเมื่อสัญญาณมาถึงยังภาครับก็จะทำการประวิงกลับด้วยลูกโซ่ประวิงทางด้านรับ และแปลงสัญญาณด้วยกระบวนการแปลงเวฟเล็ดในแบบดีสครีต(DWT) เพื่อแปลงสัญญาณในทางเวลากลับไปเป็นสัญญาณในทางความถี่ แล้วจึงคูณสัญญาณเข้ากับรหัสแบบวอลซ์-ฮาดามาดที่ภาครับ เพื่อตรวจสอบให้รหัสของเครื่องส่งและเครื่องรับตรงกัน ก่อนทำการ

เอกสารวิจัยสอบข้อมูลที่รับได้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.4 แบบจำลองของภาคส่งสัญญาณ



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.6 แบบจำลองภาคส่งสัญญาณ โดยใช้เวฟเลต

(ก) การกระจายแบบดั้งเดิม

(ข) การกระจายแบบโพลีเฟสฟิลเตอร์เบงค์

จากรูปที่ 3.6 (ก) ข้อมูลที่เข้ามาจะคัดลอกไปในแต่ละสาขา (Branch) โดยแต่ละสาขาจะได้ข้อมูลชุดเดียวกัน เพื่อคูณกับรหัสวอลซ์ และส่งต่อไปยังบล็อกเพิ่มอัตราการซีกตัวอย่าง เพื่อเพิ่มอัตราบิตของระบบให้สูงขึ้น ก่อนส่งต่อเข้าไปคูณกับสัมประสิทธิ์เวฟเลตในตัวกรองสัญญาณแบบเวฟเลต และรวมข้อมูลที่แต่ละสาขาเข้าด้วยกัน ก่อนส่งออกไปในช่องสัญญาณ ซึ่งจะเห็นว่าวิธีนี้มีข้อเสียคือ ข้อมูลที่ผ่านขบวนการต่างๆ ไม่ได้มีการจัดเรียง และผลจากการเพิ่มและลดอัตราการซีกตัวอย่างอาจทำให้ข้อมูลบางส่วนเกิดความผิดพลาดขึ้น เราจึงนำเสนอ การกระจายแบบโพลีเฟสเพื่อจัดเรียงข้อมูลและลดผลที่เกิดจากการเพิ่มและลดอัตราการซีกตัวอย่าง ก่อนที่จะส่งออกไปในช่องสัญญาณ เพื่อให้ข้อมูลที่ส่งออกและรับเข้าเป็นระเบียบมากยิ่งขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าข้อมูลที่รับเข้ามา  $a_k[i]$  จะเป็นเลขฐานสอง (1 และ -1) ,  $k$  คือผู้ใช้ลำดับที่  $k$  (K Users) ,  $M$  คือจำนวนของความถี่ย่อย(Carrier) ที่มีค่าเท่ากับค่าตัวประกอบที่กระจายในแกนความถี่ แต่ไม่กระจายในแกนเวลา [1]

$$T_b = T_c \quad (3.1)$$

เมื่อ  $T_b$  เป็นคาบเวลาของข้อมูล ,  $T_c$  เป็นลำดับการแพร่กระจายที่มีการประวิงคาบเวลา

สรุปคือ สัญญาณที่ส่งออกไปจะถูกสร้างโดยข้อมูล 1 ชุดจะถูกคัดลอกเป็น  $M$  จุดแล้วคูณด้วยค่ารหัสของผู้ใช้  $c_k[m]$  ลำดับที่  $m$  ในสาขาที่  $m$  จากนั้นก็จะถูกรองด้วยวงจรรองของตัวเอง ( $f_m(n)$ ) เอาต์พุตของแต่ละสาขาจะถูกนำมารวมกันเป็นข้อมูลที่จะส่งออกไปโดยผ่านลูกโഴ้ประวิงในแต่ละช่องสัญญาณ ซึ่งจะเป็นข้อมูลที่มีหลายความถี่ โดยในแต่ละความถี่จะมีชิพสเปรด (chip-spread) ในทางความถี่ของข้อมูล

แบบจำลองภาคส่งสัญญาณที่มีการใช้เวฟเล็ดในระบบที่มีการเข้าถึงหลายทางแบบแยกความแตกต่างทางรหัสโดยใช้หลายความถี่ (MC-CDMA) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.6 โดยสัญญาณที่ส่งไปจำนวน  $k$  ผู้ใช้สามารถหาได้จากสมการที่อยู่ในรูปแบบการแปลงสัญญาณแบบดิสคริตทางเวลา

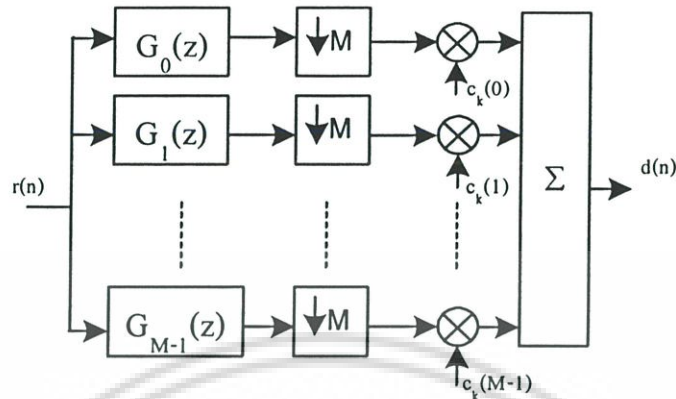
$$s_k(n) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{M-1} a_k[i] c_k[m] f_m(n - iM) \quad (3.2)$$

เมื่อ  $f_m(t)$  คือ รูปคลื่น และฟิลเตอร์ของช่องสัญญาณย่อยที่  $m$  ซึ่งจะกระทำกับรูปคลื่นและความถี่ย่อยในเวลาเดียวกัน จะได้ค่าเชิงตั้งฉาก หรืออย่างน้อยที่สุดก็เป็นค่าเชิงตั้งฉากแบบสองทิศทางในรูปของสัญญาณดิสคริตทางเวลา สามารถเขียนได้เป็น

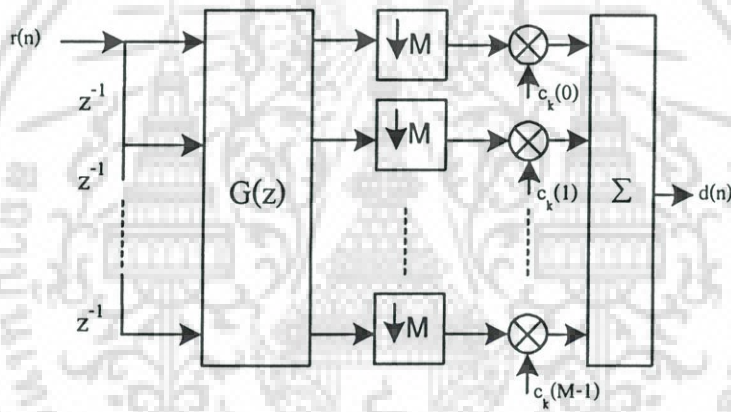
$$\sum_n g_i(n) f_j(Ml - n) = \delta(l) \delta(i - j) \quad (3.3)$$

เมื่อ  $f_j(n)$  คือตัวกรองที่สังเคราะห์ได้ในภาคส่ง และ  $g_i(n)$  เป็นตัวกรองที่วิเคราะห์ได้ในภาครับ และ  $ij = 0, 1, 2, \dots, M-1$

### 3.5 แบบจำลองของภาครับสัญญาณ



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.7 แบบจำลองภาครับสัญญาณโดยใช้เวฟเล็ด

(ก) การกระจายแบบดั้งเดิม

(ข) การกระจายแบบโพลีเฟสฟิลเตอร์แบงค์

และเมื่อสัญญาณเดินทางมาถึงภาครับ ก็จะถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวนต่างๆในระบบที่เราจำลองขึ้น ความผิดพลาดที่เกิดขึ้น ขึ้นอยู่กับว่าสัญญาณรบกวนมีกำลังแรงหรือเบา โดยสัญญาณที่รับได้จะถูกจัดเรียงอย่างเป็นระเบียบโดยลูกโซ่ประวิงทางด้านรับ ดังรูปที่ 3.7(ข) ทำให้ข้อมูลที่รับได้ มีค่าผิดพลาดน้อยกว่าแบบไม่มีลูกโซ่ประวิง ดังรูปที่ 3.7(ก)

ถ้ามีผู้ใช้งานทั้งหมดเป็นจำนวน  $K$  สัญญาณคิสริตทางเวลาจะเป็นดังนี้ [1]

$$r(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{M-1} a_k[l] c_k[m] g_m(n - iM - L_m) + z(n) + \text{interference} \quad (3.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

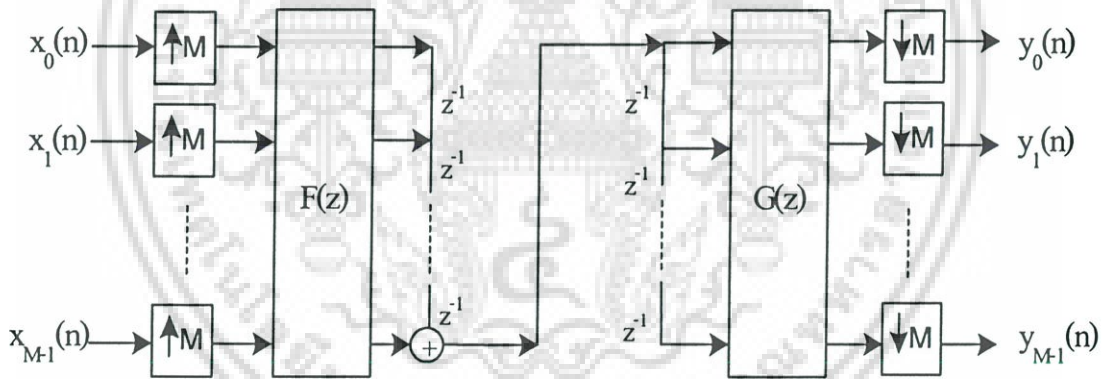
เมื่อ  $L_m$  คือค่าคงที่ของการประวิง และบวกด้วยค่าสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise:AWGN) คือ  $z(n)$  ซึ่งมีฟังก์ชันความหนาแน่นของสเปกตรัมของสัญญาณรบกวนเท่ากับ  $N_0$  และเกิดการแทรกสอดสัญญาณแถบแคบ(Narrow Band Interference) แบบจำลองของภาครับที่แสดงในรูปที่ 3.7 สามารถหาค่าข้อมูลที่  $i$  ของผู้ใช้ที่  $0$  ได้จาก

$$d_0[i] = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_k[i] c_0[m] c_k[m] \sum_{n=0}^{N-1} g_m(n) f_0(iM + (L_m - \hat{L}_m) - n) + noise \quad (3.5)$$

เมื่อ  $\hat{L}_m$  คือค่าประวิงโดยประมาณในภาครับ และ  $N$  คือค่าความยาวของการกรอง

$$noise = z(n) + interference \quad (3.6)$$

เราสามารถสมมติค่าประวิงโดยประมาณเป็น  $\hat{L}_m = L_m$  ซึ่งจะเป็นค่าที่ดีที่สุด ถ้าการทำงานที่ภาครับ(เช่น การซิงโครไนซ์ของสัญญาณ การประมาณค่าประวิง เป็นต้น) มีประสิทธิภาพดี ระบบก็จะมีประสิทธิภาพดีด้วย เพราะเวฟเลตมีการคำนวณเพื่อหาค่าเฉลี่ยในการตัดสินใจค่าตัวแปรในทางความถี่(ทุกช่องสัญญาณย่อย) และในทางเวลา(ทุกค่าความยาวของการกรอง) [1]



... y[-3] 0 0 y[0] 0 0 y[3] 0 0 y[6] 0 0 ...  
 ... y[-2] 0 0 y[1] 0 0 y[4] 0 0 y[7] 0 0 ...  
 ... y[-1] 0 0 y[2] 0 0 y[5] 0 0 y[8] 0 0 ...

Now delay these interpolated sequences...

... y[-3] 0 0 y[0] 0 0 y[3] 0 0 y[6] 0 0 ...  
 ... 0 y[-2] 0 0 y[1] 0 0 y[4] 0 0 y[7] 0 ...  
 ... 0 0 y[-1] 0 0 y[2] 0 0 y[5] 0 0 y[8] ...  


---

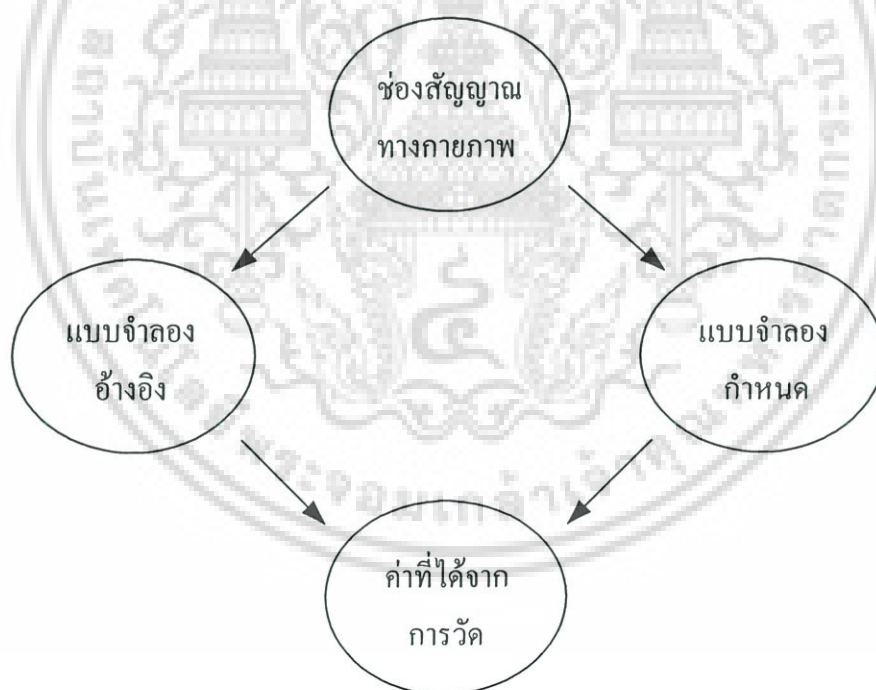
 ... y[-3] y[-2] y[-1] y[0] y[1] y[2] y[3] y[4] y[5] y[6] y[7] y[8] ...

เอกสารรูปที่ 3.8 แบบจำลองสมมูลของระบบเวฟเลตมัลติเคอร์เรียร์ และการสร้างกลับคืนด้วยลูกโซ่ประวิง การคำนวณว่ากรณิใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.6 แบบจำลองช่องสัญญาณการจางหาย (Model of Fading Channel)

#### 3.6.1 แบบจำลองช่องสัญญาณแบบเรย์ลีและไรเซียน

แบบจำลองมีหลักการที่สำคัญอยู่ 2 ประการ ประการแรก การหาแบบจำลองช่องสัญญาณที่สามารถอธิบายได้ด้วยกระบวนการเฟ้นสุ่ม (Stochastic Process) ในอุดมคติ ซึ่งเหมาะสำหรับใช้เป็นแบบจำลองช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่ (Frequency Selective) และแบบไม่เลือกความถี่ (Frequency Flat) โดยเราเรียกแบบจำลองแบบนี้ว่า แบบจำลองอ้างอิง (Reference Model) ส่วนประการที่สอง เป็นการหาแบบจำลองที่มีประสิทธิภาพและมีความยืดหยุ่นเพียงพอที่จะใช้แทนช่องสัญญาณได้ ซึ่งมีอยู่หลายรูปแบบ เราเรียกแบบจำลองแบบนี้ว่า แบบจำลองกำหนด (Deterministic Model) ดังรูปที่ 3.9 แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่าง ช่องสัญญาณทางกายภาพ แบบจำลองอ้างอิง และ แบบจำลองกำหนด ซึ่งคุณภาพของแบบจำลองอ้างอิง และ แบบจำลองกำหนด จะประเมินจากค่าคุณสมบัติต่างๆกับค่าที่ได้จากการวัดจากช่องสัญญาณจริงๆ [16]



รูปที่ 3.9 ความสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณทางกายภาพ แบบจำลองอ้างอิง แบบจำลองกำหนด และค่าที่ได้จากการวัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อสัญญาณถูกส่งไปยังเครื่องรับ สภาพแวดล้อมแต่ละแบบจะทำให้สัญญาณเกิดการหักเห เบี่ยงเบน และกระจายออกไปหลายทิศทาง ซึ่งถ้าเส้นทางสัญญาณทางตรง(line of sight) ถูกบดบังโดยวัตถุกีดขวาง แบบจำลองที่เหมาะสมควรจะเป็นแบบจำลองแบบเรย์ลี แต่ถ้าพิจารณาสัญญาณที่รับได้มีส่วนที่เป็นเส้นทางสัญญาณทางตรงควรจะอ้างอิงด้วยแบบจำลองแบบไรเซียน โดยสามารถอธิบายกระบวนการสร้างแบบจำลองทั้ง 2 นี้ ได้จากผลรวมส่วนประกอบต่างๆของสัญญาณที่รับได้  $\mu(t)$  ดังสมการที่ (3.7)

$$\mu(t) = \mu_1(t) + j\mu_2(t) \quad (3.7)$$

โดยที่  $\mu_1(t)$  และ  $\mu_2(t)$  เป็นค่าจากกระบวนการสุ่มแบบเกาส์ (Gaussian random process) กำหนดให้ค่าความแปรปรวนของ  $\mu_i(t)$  มีค่า  $Var[\mu_i(t)] = \sigma_0^2$  ( $i=1,2$ ) และค่าความแปรปรวนของ  $\mu(t)$  เป็น  $Var[\mu(t)] = 2\sigma_0^2$  จากนั้นให้ค่าเส้นทางสัญญาณทางตรงของสัญญาณที่รับได้เป็น [16]

$$m(t) = m_1(t) + jm_2(t) = \rho e^{j(2\pi f_p t + \theta_p)} \quad (3.8)$$

โดยที่  $\rho$ ,  $f_p$  และ  $\theta_p$  คือ ค่าแอมพลิจูด ความถี่คอปเปลอร์ และ เฟสของเส้นทางสัญญาณทางตรง ตามลำดับ ซึ่งสัญญาณที่รับได้เป็นผลรวมของส่วนที่กระจาย และส่วนที่เป็นเส้นทางสัญญาณทางตรง โดยมีผลรวมทั้งสอง ได้เป็น

$$\mu_p(t) = \mu_{p1}(t) + j\mu_{p2}(t) = \mu(t) + m(t) \quad (3.9)$$

แบบจำลองเรย์ลีที่ไม่มีเส้นทางสัญญาณทางตรง จะมีค่าเป็นค่าสัมบูรณ์ของสมการ (3.7) เป็น

$$\zeta(t) = |\mu(t)| = |\mu_1(t) + j\mu_2(t)| \quad (3.10)$$

และค่าสัมบูรณ์จากสมการ (3.9) เป็นแบบจำลองของไรเซียน [16]

$$\xi(t) = |\mu_p(t)| = |\mu(t) + m(t)| \quad (3.11)$$

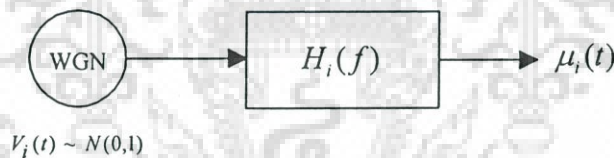
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สังเกตว่าการหาแบบจำลองเรย์ลีและโรเซิน จะได้จากกระบวนการสุ่มแบบเกาส์ ซึ่งแบบจำลองที่ใช้ในการหากระบวนการสุ่มแบบเกาส์ คือ การใช้ฟิลเตอร์ ดังรูปที่ 3.10 แสดงถึง การใช้ฟิลเตอร์ เมื่อกำหนดให้มีสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาว (White Gaussian Noise) และ  $V_i(t)$  เป็นอินพุตของฟิลเตอร์แบบไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (time-invariant filter) ที่มีฟังก์ชันถ่ายโอน  $H_i(f)$  เป็นแบบอุดมคติ คือสามารถใช้ได้กับทุกค่าการตอบสนองทางความถี่ ซึ่งถ้า  $V_i(t) \sim N(0,1)$  เราจะได้ค่า  $\mu_i(t)$  ที่เอาต์พุตของฟิลเตอร์เป็นกระบวนการสุ่มแบบเกาส์

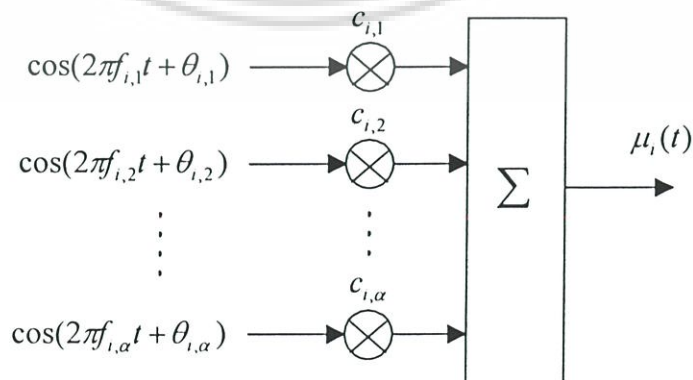
รูปที่ 3.11 แสดงถึงหลักการของวิธีการโรเซิน โดยมีพื้นฐานมาจากผลรวมค่าน้ำหนักของฟังก์ชันฮาร์โมนิกจำนวนไม่จำกัด โดยฟังก์ชันฮาร์โมนิกเหล่านี้จะมีช่วงห่างของความถี่เท่าๆกันและมีเฟสแบบสุ่ม จากหลักการนี้ทำให้ได้ค่า  $\mu_i(t)$  เป็น [16]

$$\mu_i(t) = \lim_{N_i \rightarrow \infty} \sum_{n=1}^{N_i} c_{i,n} \cos(2\pi f_{i,n}(t) + \theta_{i,n}) \quad , (n=1,2,\dots,N_i) \quad (3.12)$$

โดยที่  $c_{i,n}$ ,  $f_{i,n}$  และ  $N_i$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์คอปเพลอร์ ค่าความถี่คอปเพลอร์ และจำนวนของฟังก์ชันฮาร์โมนิกตามลำดับ ส่วน  $\theta_{i,n}$  เป็นเฟสซึ่งเป็นตัวแปรสุ่มที่มีการกระจายตัวแบบ uniform



รูปที่ 3.10 การหา  $\mu_i(t)$  โดยการใช้ฟิลเตอร์



รูปที่ 3.11 การหา  $\mu_i(t)$  โดยวิธีการโรเซิน

กระบวนการทั้ง 2 วิธีนี้เป็นกระบวนการแบบเฟ้นสุ่ม (stochastic) แบบอุดมคติและสามารถใช้เป็นแบบจำลองอ้างอิงได้เท่านั้น เนื่องจากกระบวนการทั้ง 2 นี้มีข้อจำกัดที่ทำให้ไม่สามารถหาค่า  $\mu_i(t)$  ที่ถูกต้องแน่นอนได้ โดยในการใช้ฟิลเตอร์ ค่าฟังก์ชันถ่ายโอน  $H_i(f)$  จะต้องเป็นแบบอุดมคติ ส่วนวิธีการไรเซชัน จำนวนของฟังก์ชันฮาร์โมนิก  $N_i$  จะต้องไม่จำกัด ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นการนำวิธีการเรย์ลีมาประยุกต์เพื่อให้ได้แบบจำลองของช่องสัญญาณจางหาย ถ้าเรากำหนดให้จำนวนของฟังก์ชันฮาร์โมนิก  $N_i$  มีค่าจำกัดจากสมการ (3.12) จะได้กระบวนการเฟ้นสุ่ม เป็น [16]

$$\hat{\mu}_i(t) = \sum_{n=1}^{N_i} c_{i,n} \cos(2\pi f_{i,n}(t) + \theta_{i,n}) \quad (3.13)$$

แบบจำลองของสมการ (3.13) แสดงในรูปที่ 3.12 โดยที่  $\hat{\mu}_i(t) \approx \mu_i(t)$  ก็ต่อเมื่อ  $N_i \rightarrow \infty$  ซึ่งถ้าพิจารณาค่า  $\theta_{i,n}$  เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการกระจายตัวแบบ uniform จะได้กระบวนการกำหนด  $\tilde{\mu}_i(t)$  เป็น

$$\tilde{\mu}_i(t) = \sum_{n=1}^{N_i} c_{i,n} \cos(2\pi f_{i,n}t + \theta_{i,n}) \quad (3.14)$$

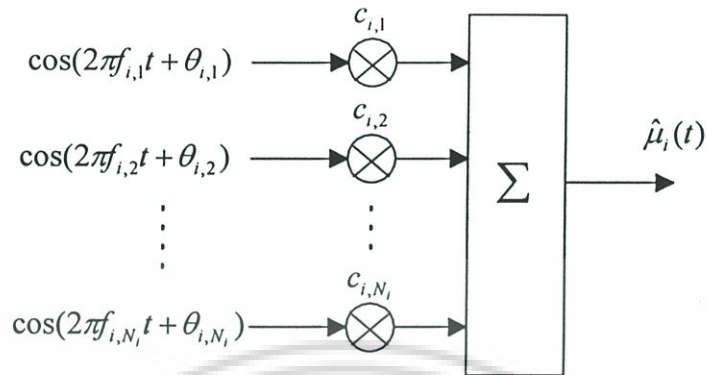
รูปที่ 3.13 แสดงถึงแบบจำลองของกระบวนการกำหนด  $\tilde{\mu}_i(t)$  โดยที่การเลือกค่าตัวแปร  $c_{i,n}$ ,  $f_{i,n}$ ,  $N_i$  และ  $\theta_{i,n}$  ที่เหมาะสมจะมีผลทำให้  $\tilde{\mu}_i(t) \approx \mu_i(t)$  และจากสมการที่ (3.10) จะได้กระบวนการกำหนดแบบเรย์ลี เป็น

$$\tilde{\zeta}(t) = |\tilde{\mu}(t)| = |\tilde{\mu}_1(t) + j\tilde{\mu}_2(t)| \quad (3.15)$$

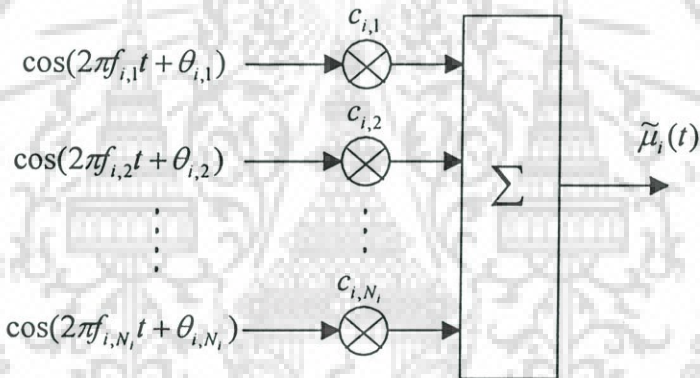
และค่ากระบวนการกำหนดแบบไรเซชัน เป็น [16]

$$\tilde{\xi}(t) = |\tilde{\mu}_p(t)| = |\tilde{\mu}(t) + m(t)| \quad (3.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

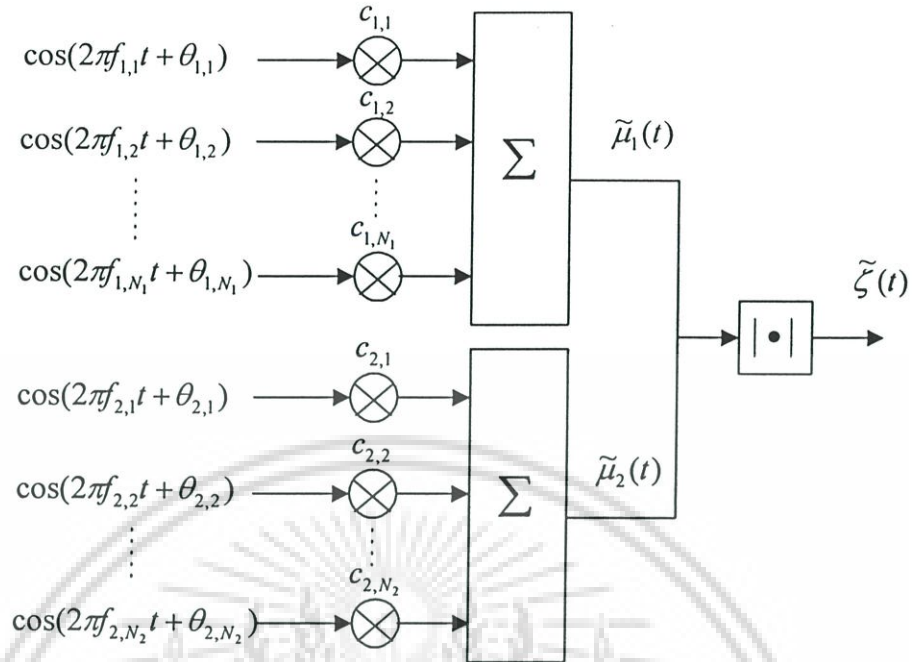


รูปที่ 3.12 แบบจำลองของกระบวนการเฟ้นสุ่ม (Stochastic Model)

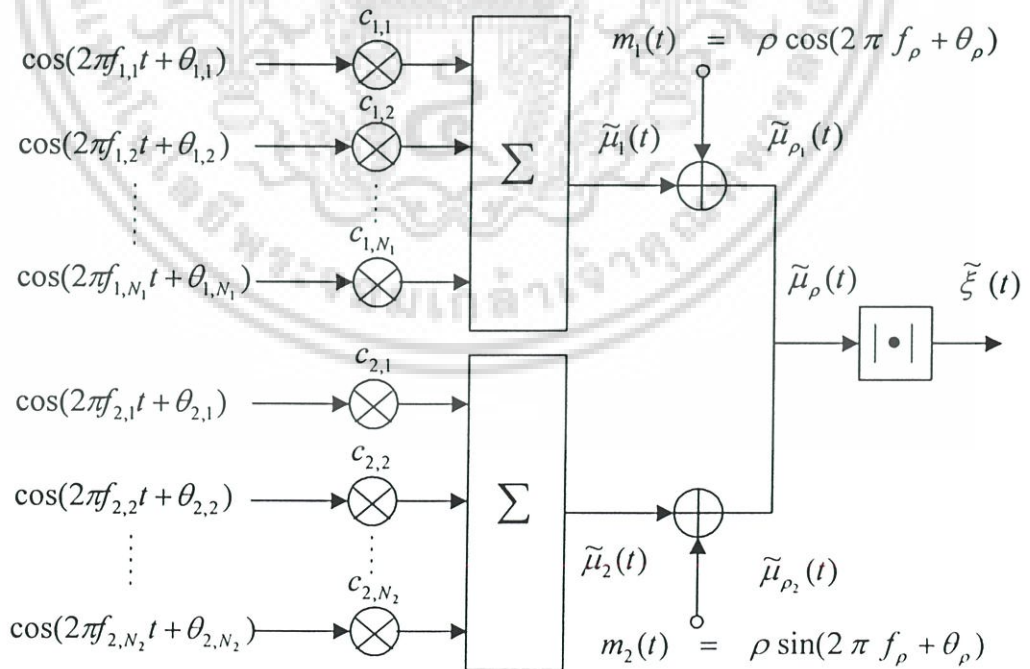


รูปที่ 3.13 แบบจำลองของกระบวนการกำหนด (Deterministic Model)

รูปที่ 3.14 และ 3.15 แสดงถึง โครงสร้างของกระบวนการกำหนดแบบเรย์ลี และ  
กระบวนการกำหนดแบบไครเซียน ตามลำดับ



รูปที่ 3.14 แบบจำลองการสร้างช่องสัญญาณการจางหายแบบเรย์ลี



รูปที่ 3.15 แบบจำลองการสร้างช่องสัญญาณการจางหายแบบไควเซียน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### ผลการจำลองแบบการทำงานของระบบ

ในบทนี้จะกล่าวถึงพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบและผลที่ได้จากการจำลองระบบ โดยผลที่ได้จะแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของระบบเมื่อนำวิธีการที่นำเสนอมาเปรียบเทียบกับวิธีการแบบดั้งเดิม เมื่อส่งสัญญาณผ่านสภาพแวดล้อมแบบมัลติพาธเฟดดิ้งแบบต่างๆ

#### 4.1 ผลการเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตในช่องสัญญาณต่างๆ

ผลการวิจัยในส่วนนี้ จะจำลองแบบการทำงานของระบบโดยทดลองส่งข้อมูลมีค่า 1 และ -1 จำนวนหนึ่งหมื่นบิตเข้าไปในระบบ และกำหนดให้ช่องสัญญาณมีสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก (AWGN) โดยวัดค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่เกิดขึ้นในระบบ ดังรูปที่ 4.1 โดยจะเห็นถึงความแตกต่างของระบบที่ใช้ตัวกรองแบบฟูรีเยร์ กับระบบที่ใช้ตัวกรองแบบเวฟเล็ท ซึ่งในรูปนี้กำหนดพารามิเตอร์ ดังนี้

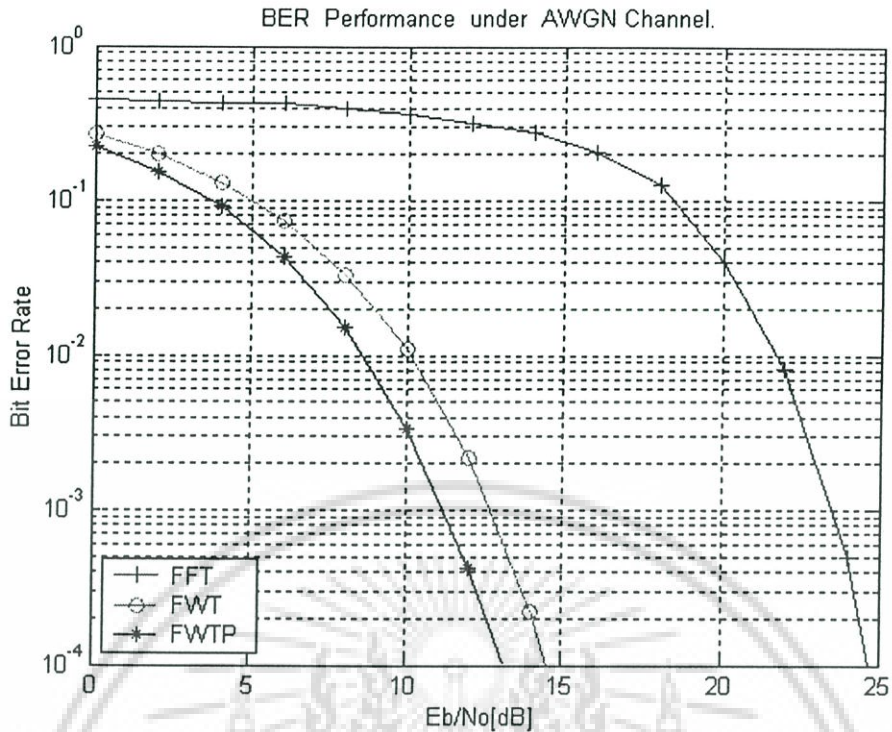
ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการจำลองระบบ

Parameter	Value
Number of Data (a)	10,000
Number of User (K)	16
Number of Sub-carrier (M)	16
Code	Walsh Hadamard Code 16*16
Noise	AWGN
Narrow Band Interference	$A \sin \varpi_0 n$
Phase Shift	-
Frequency Doppler	-

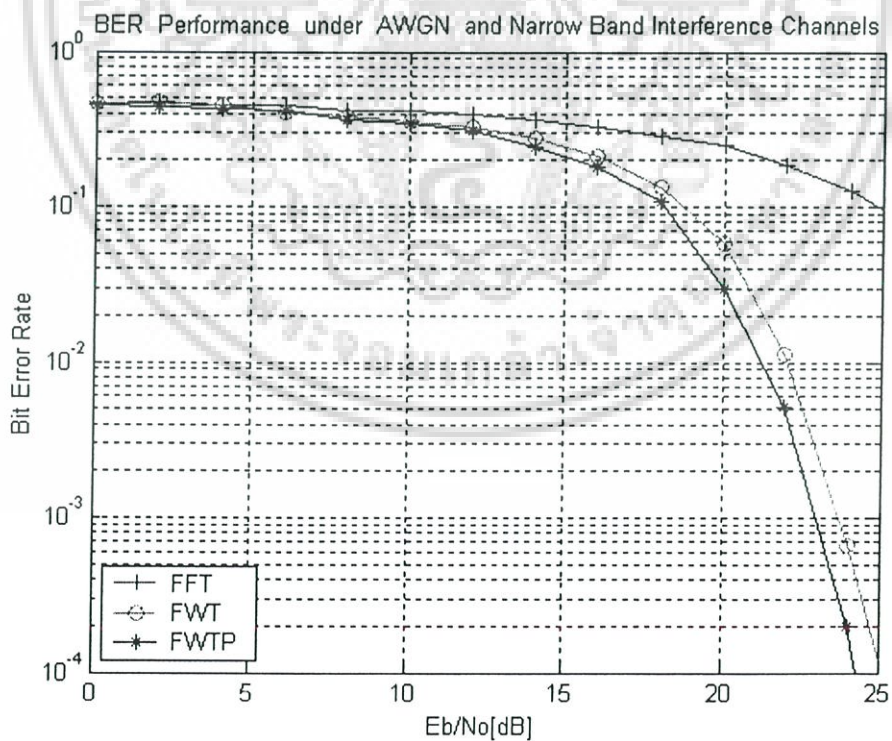
กำหนดอักษรย่อ ดังนี้

- FFT หมายถึง ระบบที่ใช้ตัวกรองแบบฟาสต์ฟูรีเยร์
- FWT หมายถึง ระบบที่ใช้ตัวกรองแบบเวฟเล็ทที่มีการกระจายแบบดั้งเดิม
- FWTP หมายถึง ระบบที่ใช้ตัวกรองแบบเวฟเล็ทที่มีการกระจายแบบโพลิเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1 เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตที่เกิดขึ้นในระบบที่ใช้ตัวกรองสัญญาณแบบฟาสต์ฟูรีเยร์และแบบเวฟเล็ท ภายใต้ช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวกรวม



รูปที่ 4.2 เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตที่เกิดขึ้นในระบบที่ใช้ตัวกรองสัญญาณแบบฟาสต์ฟูรีเยร์ และแบบเวฟเล็ท ภายใต้ช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวกรวมและ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่คัดลอกมาเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.1 จะสังเกตเห็นว่าในช่วงแรกค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนค่อนข้างใกล้เคียงกัน แต่เมื่อเวลาผ่านไปค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเพิ่มมากขึ้น การใช้เวฟเล็ทด้วยการกระจายแบบโพลีเฟส จะมีค่าความผิดพลาดน้อยกว่าการใช้การกระจายเวฟเล็ทแบบดั้งเดิมและการใช้ตัวกรองแบบฟาสต์ฟูรีเยร์ และจากรูปที่ 4.2 เมื่อเราเพิ่มสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ (Narrow Band Interference) เข้าไปมีผลทำให้ข้อมูลที่ได้รับผิดพลาดมากขึ้น แต่อย่างไรแล้ว อัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่มีการกระจายแบบโพลีเฟสยังคงมีค่าน้อยกว่าระบบที่มีการกระจายแบบดั้งเดิม และน้อยกว่าระบบที่ใช้ตัวกรองแบบฟาสต์ฟูรีเยร์



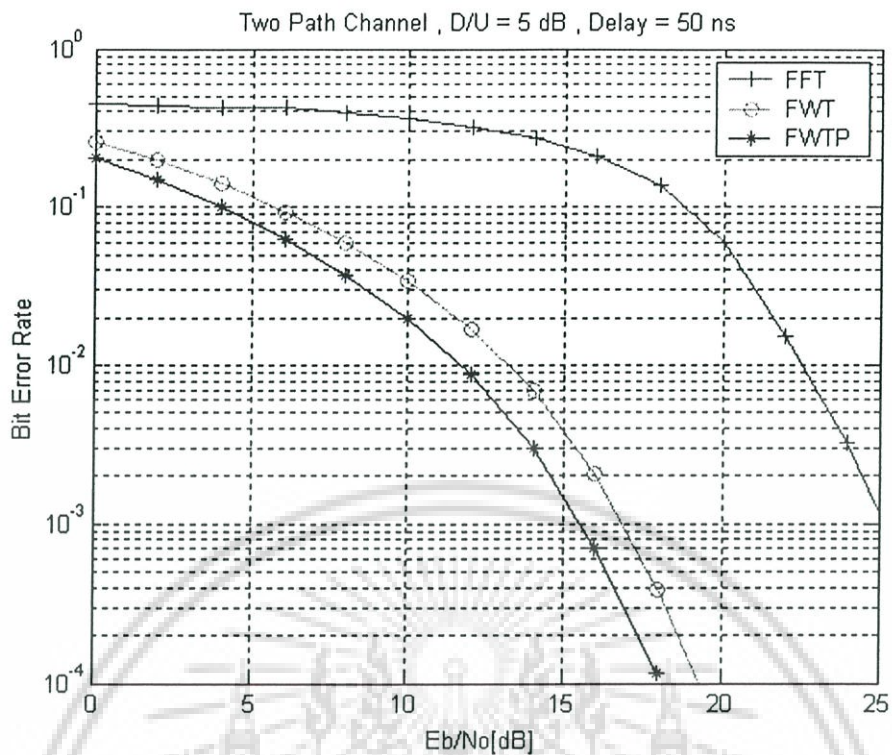
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.2 ผลการเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตในช่องสัญญาณแบบมัลติพาธ

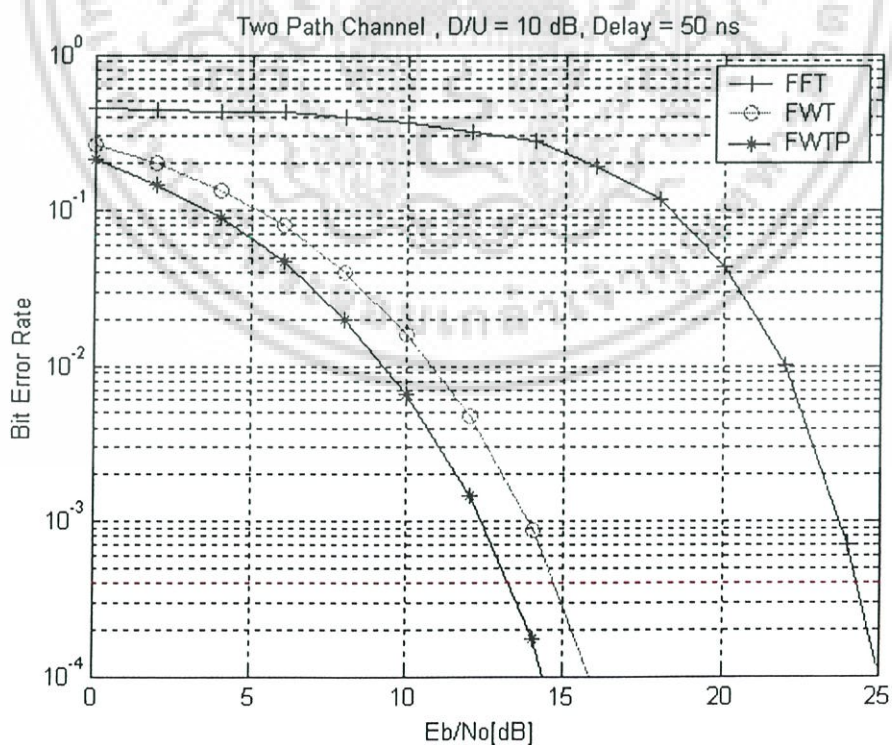
ในส่วนนี้จะจำลองระบบส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาธ คือ ช่องสัญญาณที่มีจำนวนเส้นทางของสัญญาณ 2 เส้นทาง (two-path model) ที่มีการกำหนดค่าของการประวิงเวลา และระดับสัญญาณที่แตกต่างกัน ดังนี้

ตารางที่ 4.2 พารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการจำลองระบบ

Parameter	Value
Number of Data (a)	10,000
Number of User (K)	16
Number of Sub-carrier (M)	16
Code	Walsh Hadamard Code 16*16
Noise	AWGN
Narrow Band Interference	-
Phase Shift	-
Frequency Doppler	-
<b>Two-Path Model</b>	
Number of Path	2
D/U (Design/Undesign)	5 dB, 10 dB, 15 dB
Delay Spacing	50 ns, 100 ns, 150 ns



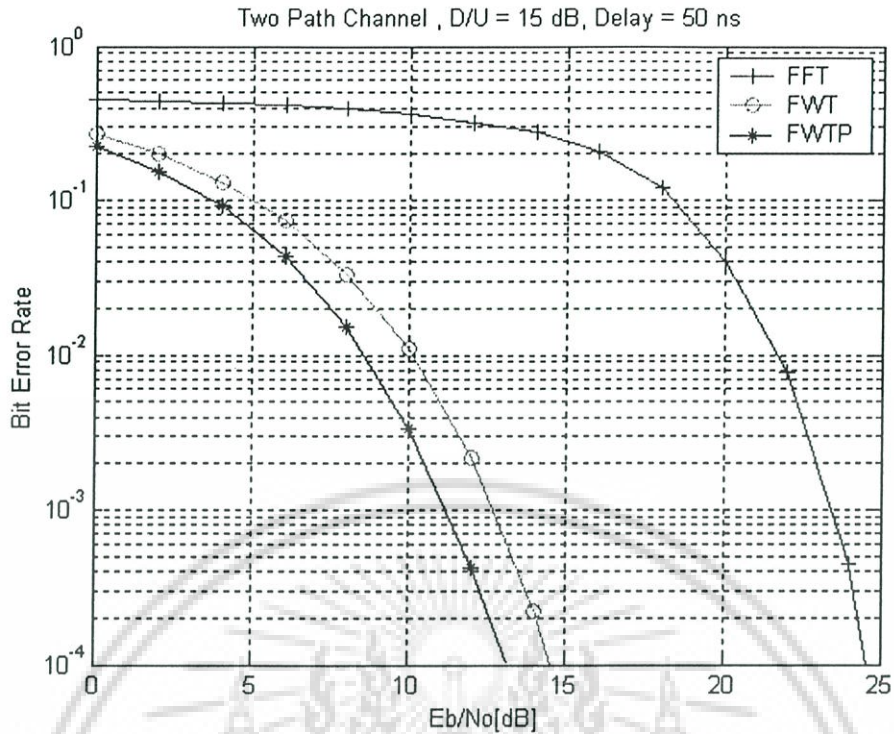
รูปที่ 4.3 อัตราความผิดพลาดบิต เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยกำหนดให้  $D/U = 5$  dB และการประวิงเวลา 50 ns



รูปที่ 4.4 อัตราความผิดพลาดบิต เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง

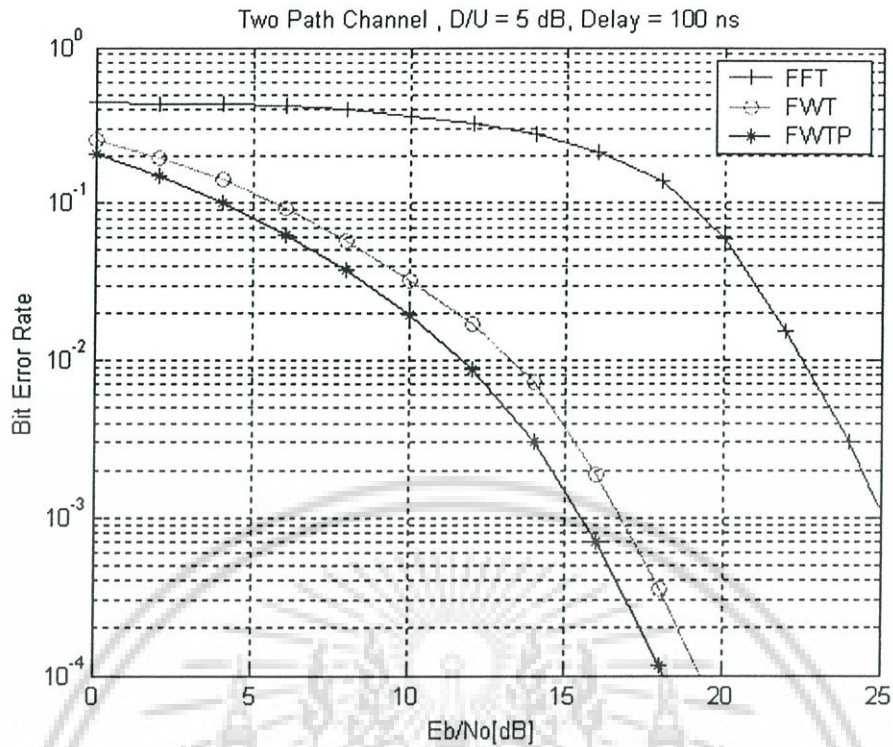
โดยกำหนดให้  $D/U = 10$  dB และการประวิงเวลา 50 ns

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

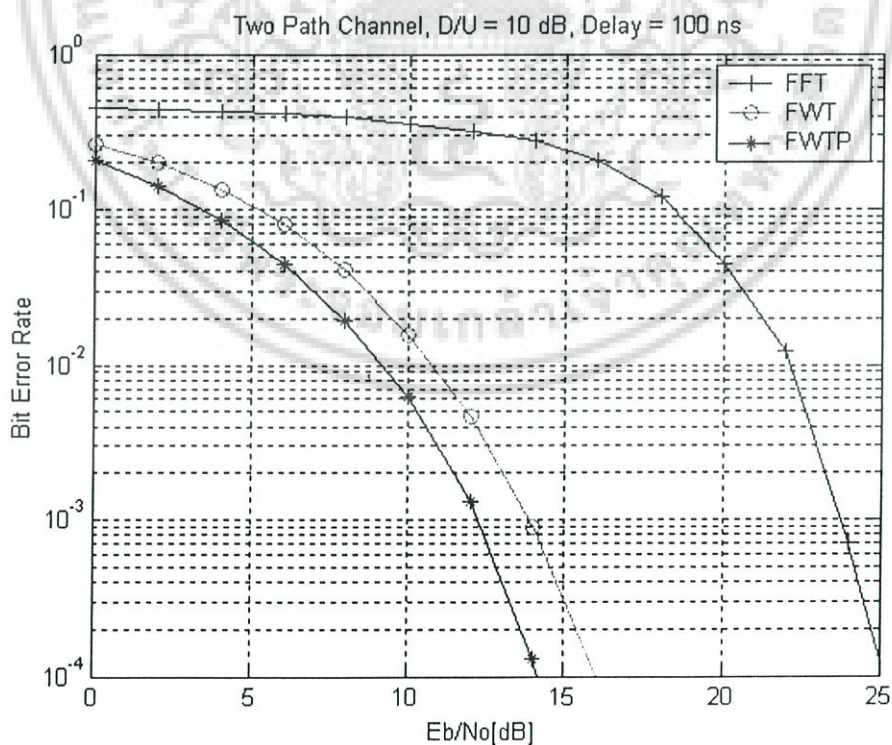


รูปที่ 4.5 อัตราความผิดพลาดบิต เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยกำหนดให้  $D/U = 15$  dB และการประวิงเวลา 50 ns

ผลการจำลองระบบที่ได้ในรูปที่ 4.3-4.5 แสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิต โดยกำหนดให้ช่องสัญญาณเป็นแบบ 2 เส้นทาง ค่าการประวิงเวลาเป็น 50 ns และกำหนดให้มีค่า  $D/U$  เป็น 5 dB, 10 dB และ 15 dB จากผลที่ได้แสดงให้เห็นว่า ยิ่งค่า  $D/U$  มีค่าสูงขึ้น มีผลให้ระดับสัญญาณที่มาจากสองเส้นทางมีกำลังต่างกัน ทำให้สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับถูกรบกวนน้อยลง ส่งผลให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตมีค่าลดต่ำลง



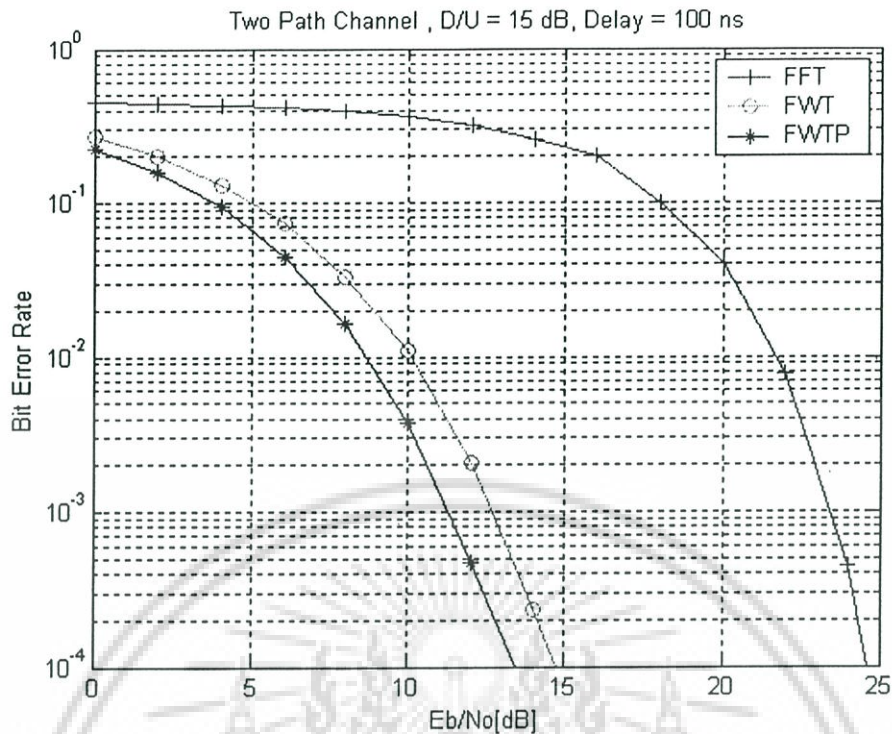
รูปที่ 4.6 อัตราความผิดพลาดบิต เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยกำหนดให้  $D/U = 5$  dB และการประวิงเวลา 100 ns



รูปที่ 4.7 อัตราความผิดพลาดบิต เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง

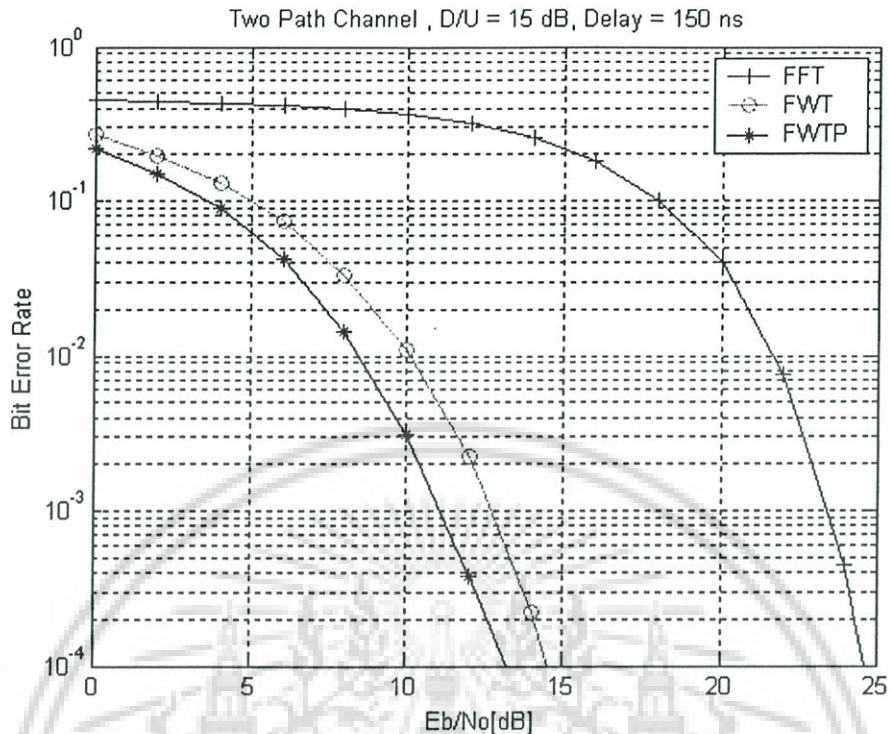
โดยกำหนดให้  $D/U = 10$  dB และการประวิงเวลา 100 ns

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานภายในเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**รูปที่ 4.8** อัตราความผิดพลาดบิต เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยกำหนดให้  $D/U = 15$  dB และการประวิงเวลา 100 ns

ผลการจำลองระบบที่ได้ในรูปที่ 4.6-4.8 แสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิต โดยกำหนดให้ช่องสัญญาณเป็นแบบ 2 เส้นทาง ค่าการประวิงเวลาเป็น 100 ns และกำหนดให้ค่า  $D/U$  เป็น 5 dB, 10 dB และ 15 dB จากผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอขึ้น ให้ค่าของอัตราความผิดพลาดบิตของข้อมูลที่ต่ำกว่าวิธีการแบบดั้งเดิม และเมื่อค่า  $D/U$  สูงขึ้นค่าอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลจะมีค่าต่ำลง และเมื่อเราเพิ่มค่าการประวิงเวลาให้มากขึ้นจาก 50 ns เป็น 100 ns ผลที่ได้ใกล้เคียงกันกับรูปที่ 4.3-4.5



รูปที่ 4.11 อัตราความผิดพลาดบิต เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบ 2 เส้นทาง โดยกำหนดให้  $D/U = 15$  dB และการประวิงเวลา 150 ns

จากผลการจำลองแบบในรูปที่ 4.9-4.11 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตของข้อมูล โดยกำหนดให้ช่องสัญญาณเป็นแบบ 2 เส้นทาง ค่าการประวิงเวลาเป็น 150 ns และกำหนดให้มีค่า  $D/U$  เป็น 5 dB, 10 dB และ 15 dB จากผลที่ได้แสดงให้เห็นว่า ระบบที่ใช้ตัวกรองแบบเวฟเล็ทมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตน้อยกว่าตัวกรองแบบพาสต์ฟูรีเยร์ และจากผลการประวิงเวลาที่เปลี่ยนไปจาก 50 ns ,100 ns และ 150 ns ทำให้ทราบว่าอัตราความผิดพลาดบิตของข้อมูลที่ได้ใกล้เคียงกันและไม่ได้ขึ้นกับการประวิงเวลา สรุปก็คือ ที่ค่า  $D/U$  มีค่า 5 dB ระบบจะได้รับสัญญาณจากสองเส้นทางที่มีค่าระดับกำลังใกล้เคียงกันสองเส้นทาง ส่งผลให้มีอัตราความผิดพลาดบิตที่มากที่สุด

### 4.3 ผลการเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตในช่องสัญญาณการจางหายแบบเรย์ลี

ในส่วนนี้จะจำลองระบบภายใต้ช่องสัญญาณการจางหายแบบเรย์ลี (Rayleigh Fading Model) ที่มีสัญญาณจำนวน 6 เส้นทาง และระดับสัญญาณในแต่ละเส้นทางจะมีค่าลดลงแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล (Exponential decayed) โดยมีค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้

ตารางที่ 4.3 พารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการจำลองระบบ

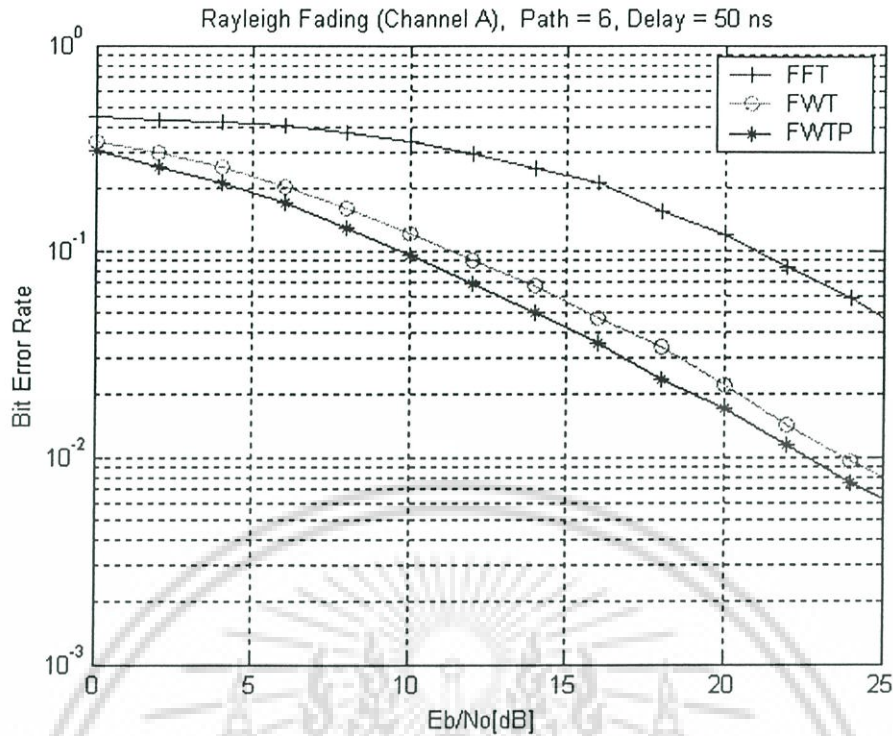
Parameter	Value
Number of Data (a)	10,000
Number of User (K)	16
Number of Sub-carrier (M)	16
Code	Walsh Hadamard Code 16*16
Noise	AWGN
Narrow Band Interference	-
Phase Shift	-
Fading Channels	Rayleigh
Frequency Doppler	30 Hz
<b>Path Model</b>	
Number of Path	6
D/U (Design/Undesign)	-
Delay Spacing	50 ns, 100 ns, 150 ns

พารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการจำลองช่องสัญญาณการจางหายแบบเรย์ลี

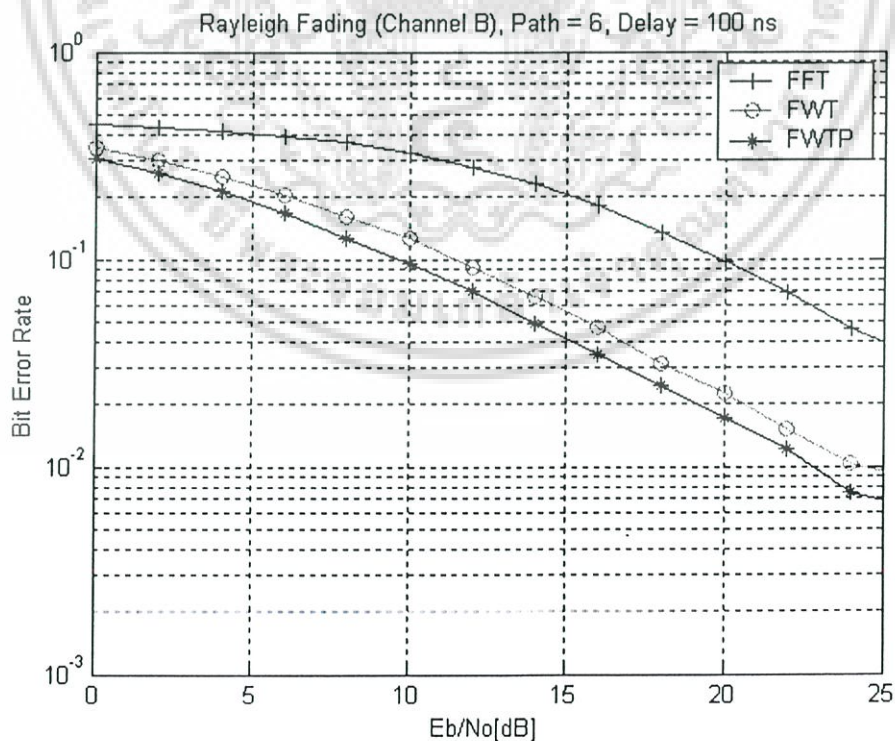
Channels	RMS delay spread	Characteristic	Environment
A	50 ns	Rayleigh Fading	Office (NLOS)
B	100 ns	Rayleigh Fading	Open Space/Office (NLOS)
C	150 ns	Rayleigh Fading	Large Open Space (NLOS)

จากตารางที่ 4.3 เป็นช่องสัญญาณที่ใช้สำหรับทดสอบและออกแบบระบบโดยการจำลองระบบด้วยคอมพิวเตอร์ ซึ่งได้แบ่งสภาพแวดล้อมที่แตกต่างกันออกเป็น 3 แบบ คือ สำนักงาน (office) , สำนักงานที่เป็นพื้นที่เปิด (open space office) และสำนักงานที่เป็นพื้นที่เปิดโล่งขนาดใหญ่ (large open space office) โดยทั้งสามแบบ ไม่ได้คำนึงถึงผลของแนวเส้นระดับสายตา (line of sight)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

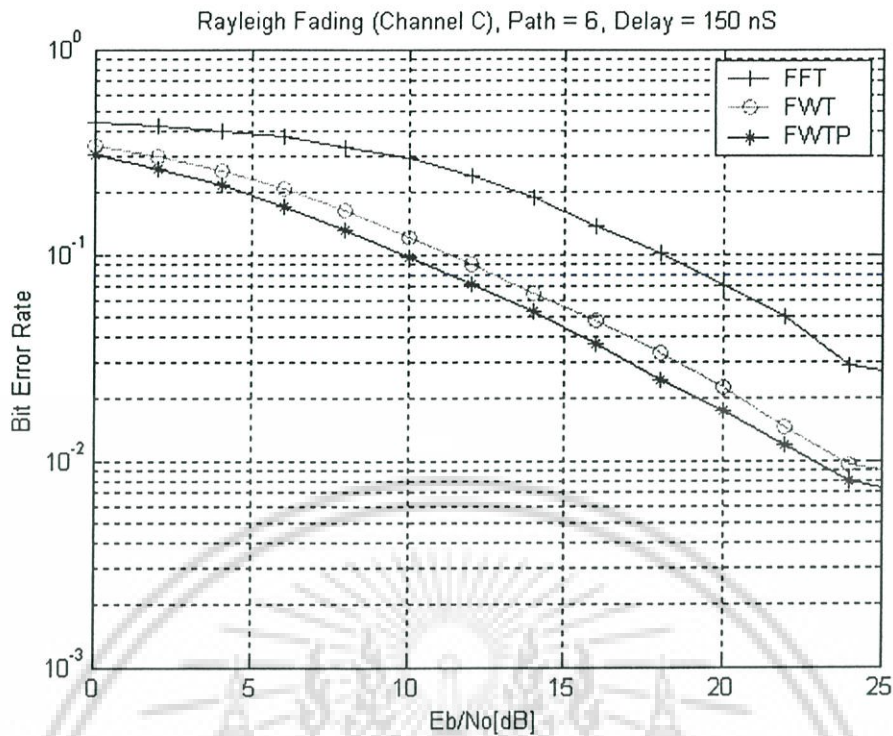


รูปที่ 4.12 อัตราความผิดพลาดบิต เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณการจางหายแบบเรย์ลี โดยกำหนดให้มีการประวิงเวลา 50 ns (Channel A)



รูปที่ 4.13 อัตราความผิดพลาดบิต เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณการจางหายแบบเรย์ลี

เอกสารนี้เป็นเอกสิทธิ์โดยกำหนดให้มีการประวิงเวลา 100 ns (Channel B) อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 อัตราความผิดพลาดบิต เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณการจางหายแบบเรย์ลี โดยกำหนดให้มีการประวิงเวลา 150 ns (Channel C)

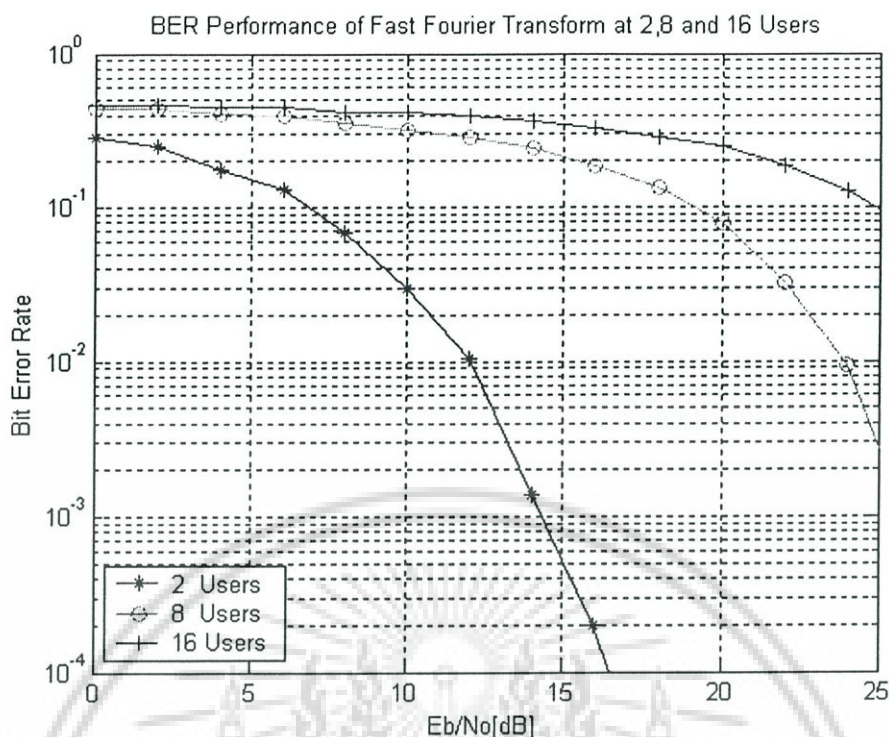
จากผลการจำลองระบบที่ได้ในรูปที่ 4.12-4.14 แสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิต โดยกำหนดให้ส่งผ่านช่องสัญญาณการจางหายแบบเรย์ลี มีสัญญาณ 6 เส้นทาง ที่ช่องสัญญาณ A, B และ C ซึ่งมีค่าการประวิงเวลาเป็น 50 ns , 100 ns และ 150 ns ผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอ นั้นให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตดีกว่าวิธีการแบบดั้งเดิม และเมื่อแปรเปลี่ยนค่าการประวิง ให้มีค่าที่แตกต่างกัน จะเห็นว่าค่าอัตราความผิดพลาดบิตของระบบมีค่าที่ใกล้เคียงกัน แสดงว่าค่าการประวิงในช่องสัญญาณ ไม่มีผลกระทบต่อระบบมากนัก

#### 4.4 ผลการเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตในระบบที่แปรเปลี่ยนจำนวนผู้ใช้งาน

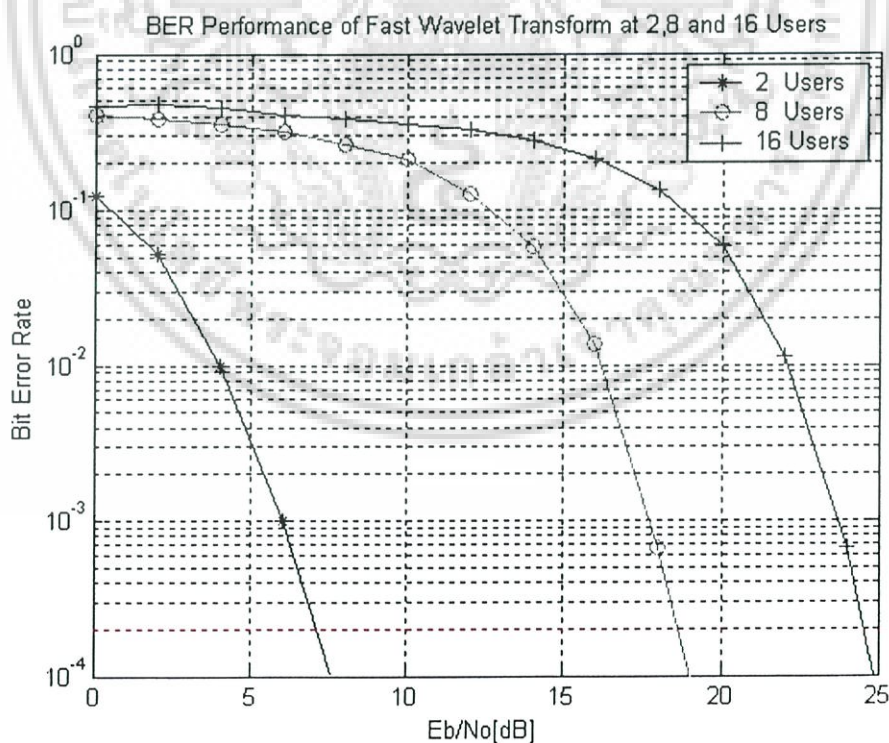
ผลการวิจัยในส่วนนี้ จะเป็นการเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่เกิดขึ้นในระบบ จากการกำหนดจำนวนผู้ใช้งานในระบบที่แตกต่างกัน โดยจะจำลองระบบด้วยตัวกรองแบบฟาสต์ฟูรีเยร์และตัวกรองแบบเวฟเล็ต ส่งผ่านช่องสัญญาณต่างๆ โดยจะกำหนดจำนวนผู้ใช้ไว้ที่ 2, 8 และ 16 ผู้ใช้ แต่จำนวนคลื่นพาห่อย่อยในระบบจะกำหนดไว้ที่ 16 คลื่นพาห่อย่อย โดยกำหนดพารามิเตอร์ดังนี้

ตารางที่ 4.4 พารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการจำลองระบบ

Parameter	Value
Number of Data (a)	10,000
Number of User (K)	2, 8, 16
Number of Sub-carrier (M)	16
Code	Walsh Hadamard Code 16*16
Noise	AWGN
Narrow Band Interference	$A \sin \varpi_0 n$
Fading Channels	-
Phase Shift	-
Frequency Doppler	-

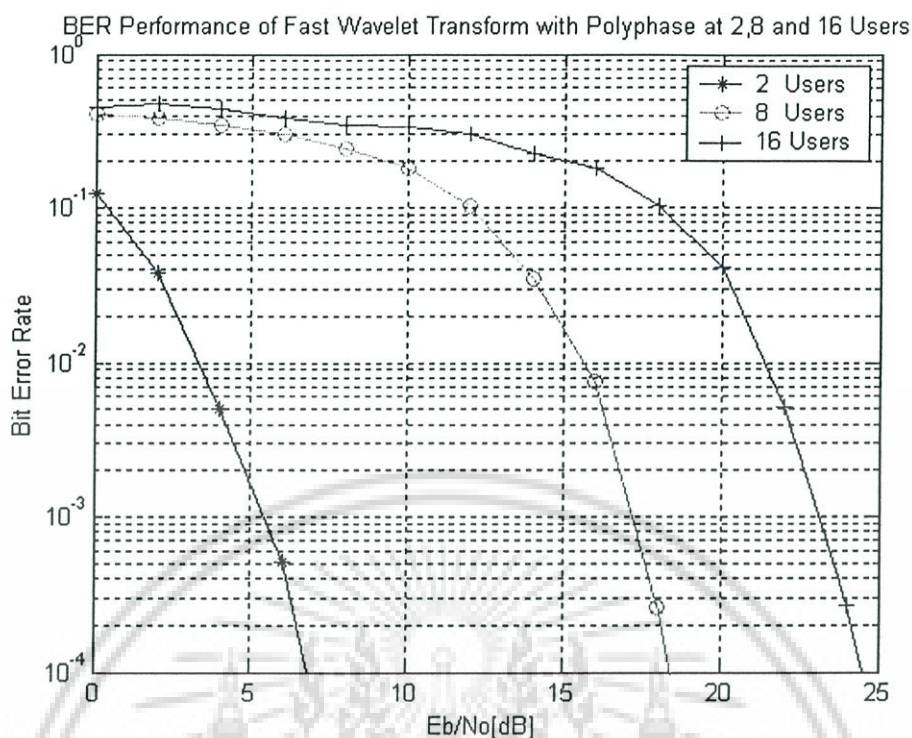


รูปที่ 4.15 อัตราความผิดพลาดบิต ภายใต้ช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวกและสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ โดยการกรองของฟาสต์ฟูรีเยอร์ ที่จำนวนผู้ใช้ในช่องสัญญาณ = 2, 8 และ 16 ผู้ใช้



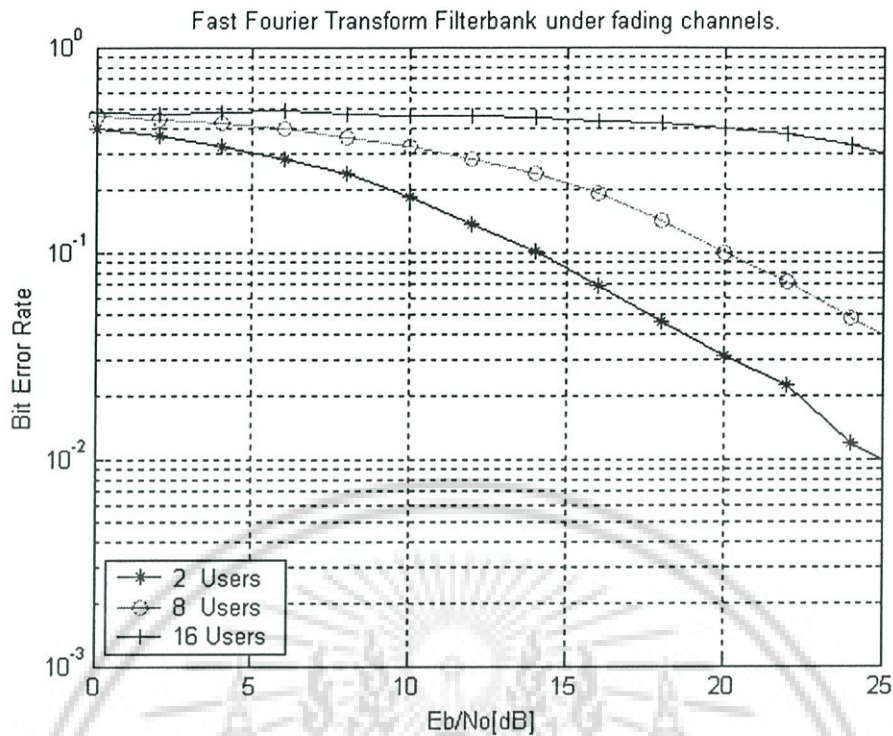
รูปที่ 4.16 อัตราความผิดพลาดบิต ภายใต้ช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวกและสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ โดยการกรองของฟาสต์เวฟเลตทรานสฟอร์ม ด้วยวิธีการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารกระจายแบบดั้งเดิม ที่จำนวนผู้ใช้ในช่องสัญญาณ = 2, 8 และ 16 ผู้ใช้ ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

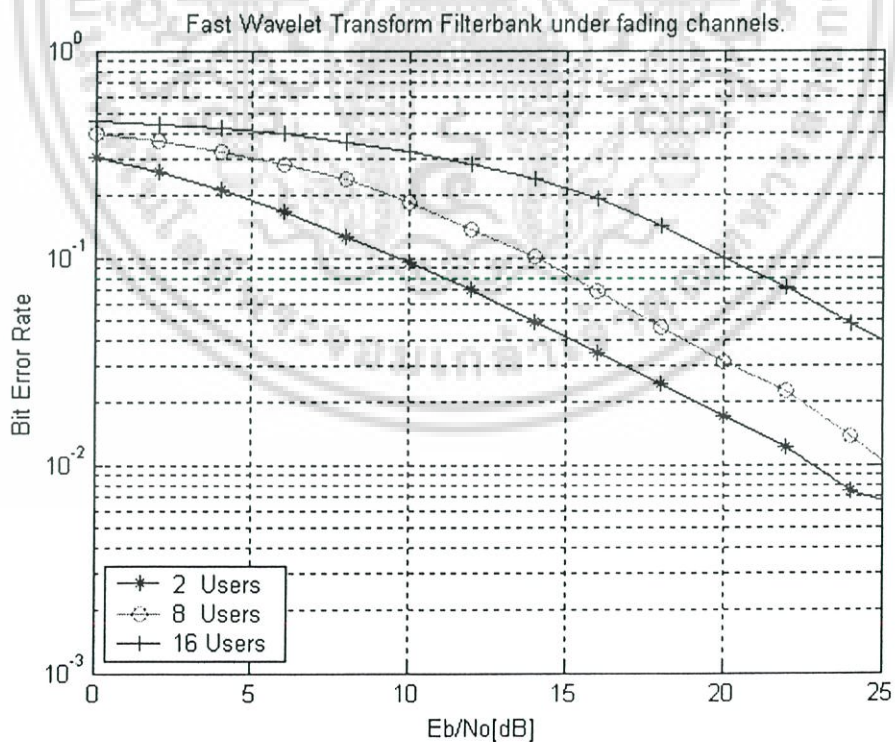


**รูปที่ 4.17** อัตราความผิดพลาดบิต ภายใต้ช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวกและสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ โดยการกรองของฟาสต์เวฟเล็ตทรานสฟอร์ม ด้วยวิธีการกระจายแบบโพลีเฟส ที่จำนวนผู้ใช้งานในช่องสัญญาณ = 2, 8 และ 16 ผู้ใช้

จากรูปที่ 4.15-4.17 เมื่อแปรเปลี่ยนจำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 2, 8 และ 16 ผู้ใช้ พบว่าเมื่อผู้ใช้งานในระบบเพิ่มขึ้น อัตราความผิดพลาดบิตจะเพิ่มขึ้น และเมื่อผู้ใช้งานในระบบลดลงค่าอัตราความผิดพลาดบิตก็จะลดลง แต่อย่างไรแล้วระบบที่ใช้ตัวกรองแบบเวฟเล็ตโพลีเฟส ยังคงให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่น้อยที่สุด เมื่อเปรียบเทียบกับตัวกรองแบบอื่นๆ และเมื่อเราส่งผ่านช่องสัญญาณการจางหายแบบเรย์ลี และสัญญาณรบกวนแทรกสอดแถบแคบ ส่งผลให้เกิดการรบกวนอย่างรุนแรง แต่ผลที่ได้พบว่า ระบบที่นำเสนอยังคงมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่น้อยที่สุด ดังรูปที่ 4.18-4.20

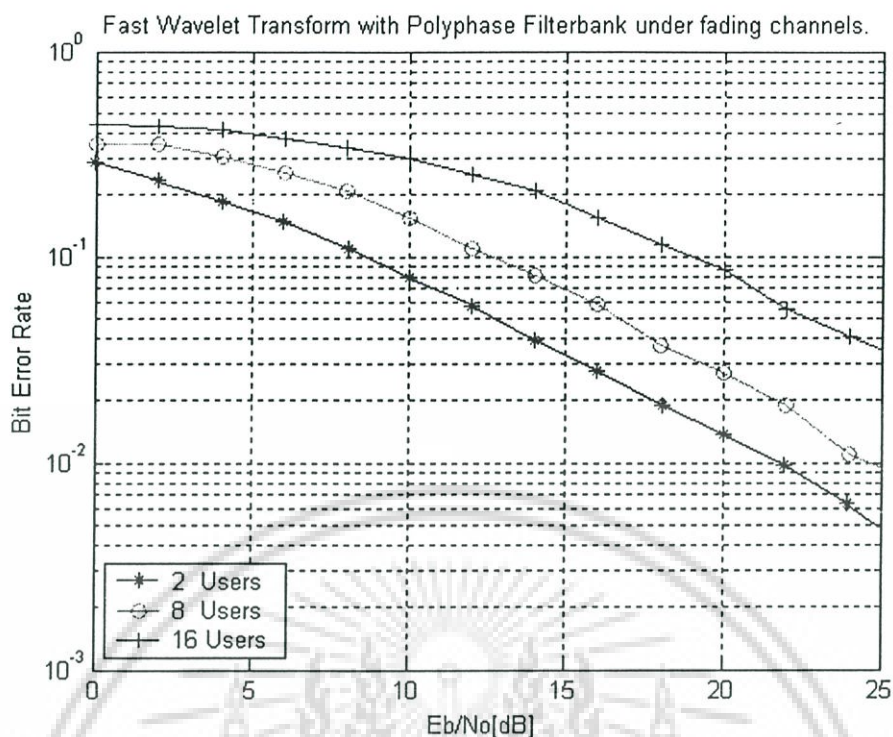


รูปที่ 4.18 อัตราความผิดพลาดบิต ภายใต้ช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวกและสัญญาณแทรกสอดแถบแคบและสัญญาณการจางหาย โดยการกรองของฟาสต์ฟูริเยร์ทรานสฟอร์ม ที่จำนวนผู้ใช้ในช่องสัญญาณ = 2, 8 และ 16 ผู้ใช้



รูปที่ 4.19 อัตราความผิดพลาดบิต ภายใต้ช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวกและสัญญาณแทรกสอดแถบแคบและสัญญาณการจางหาย โดยการกรองของฟาสต์เวฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ทรานสฟอร์ม ที่จำนวนผู้ใช้ในช่องสัญญาณ = 2, 8 และ 16 ผู้ใช้ ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



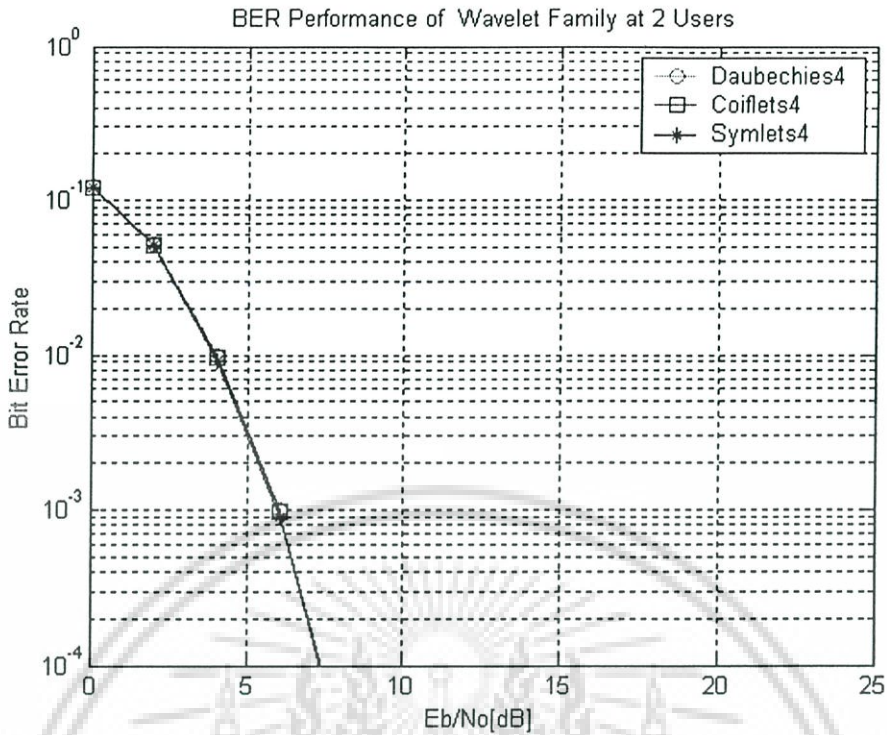
รูปที่ 4.20 อัตราความผิดพลาดบิต ภายใต้ช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวกและสัญญาณแทรกสอดแถบแคบและสัญญาณการจางหาย โดยการกรองของฟาสต์เวฟเล็ททรานสฟอร์ม ที่กระจายตัวแบบโพลีเฟส ที่จำนวนผู้ใช้ในช่องสัญญาณ = 2, 8 และ 16 ผู้ใช้

#### 4.5 ผลการเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตในระบบที่แปรเปลี่ยนตัวกรองเวฟเล็ต ในตระกูลต่างๆ

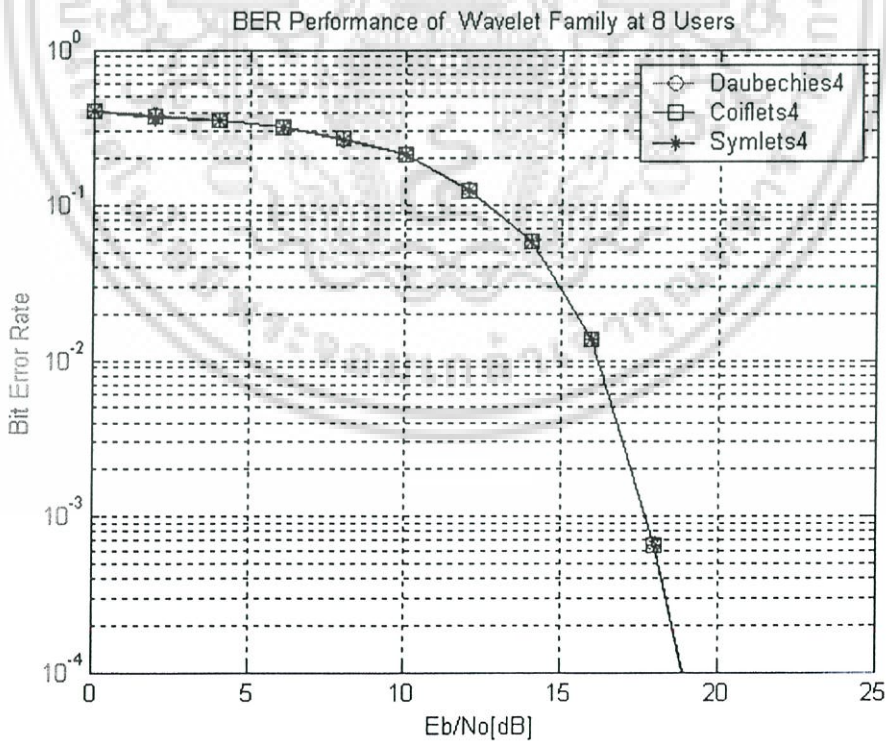
ในส่วนนี้จะเป็นการเปรียบเทียบให้เห็นถึงคุณสมบัติของเวฟเล็ตตระกูลต่างๆ ได้แก่ ตระกูล โดเบชี (Daubechies) , เวฟเล็ตตระกูลซิมเล็ต (Symlets) และเวฟเล็ตตระกูลโคบเล็ต (Coiflets) โดยกำหนดพารามิเตอร์ ดังนี้

ตารางที่ 4.5 พารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการจำลองระบบ

Parameter	Value
Number of Data (a)	10,000
Number of User (K)	2, 8, 16
Number of Sub-carrier (M)	16
Code	Walsh Hadamard Code 16*16
Noise	AWGN
Narrow Band Interference	$A \sin \omega_0 n$
Fading Channels	-
Phase Shift	-
Frequency Doppler	-



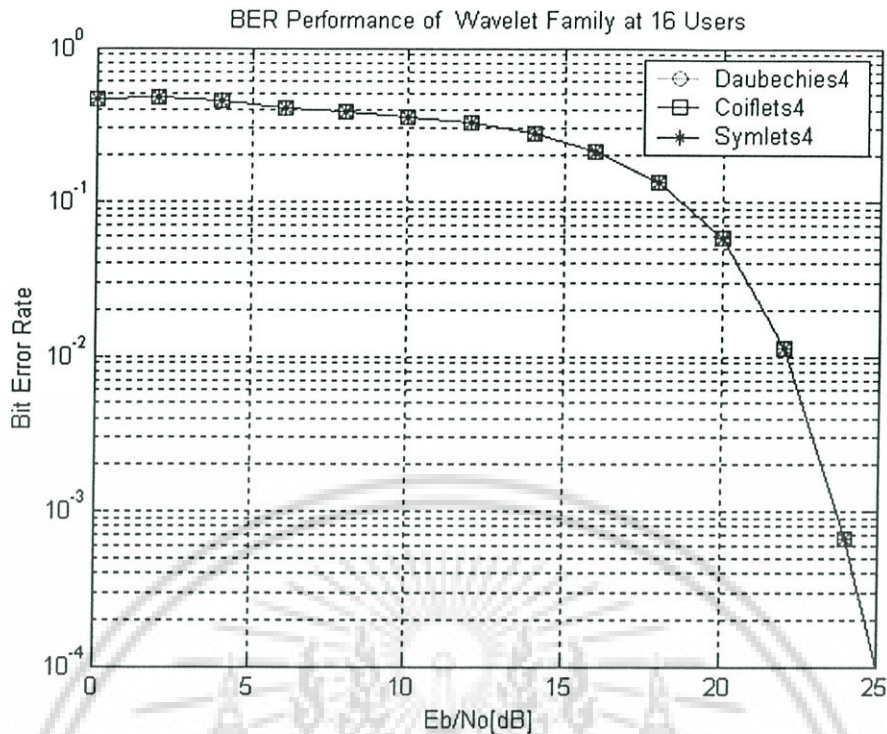
รูปที่ 4.21 อัตราความผิดพลาดบิต ภายใต้ช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขบวนการแบบบวกและสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ โดยการกรองของเวฟเลตทรานสฟอร์ม และแปรเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์เวฟเลตในตระกูลต่างๆ ที่ผู้ใช้ในช่องสัญญาณ = 2 ผู้ใช้



รูปที่ 4.22 อัตราความผิดพลาดบิต ภายใต้ช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขบวนการแบบบวกและสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ โดยการกรองของเวฟเลตทรานสฟอร์ม และแปรเปลี่ยน

เอกสารนี้เป็นเอกสารค่าสัมประสิทธิ์เวฟเลตในตระกูลต่างๆ ที่ผู้ใช้ในช่องสัญญาณ = 8 ผู้ใช้

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.23 อัตราความผิดพลาดบิต ภายใต้ช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวกและสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ โดยการกรองของเวฟเลตทรานสฟอร์ม และแปรเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์เวฟเลตในตระกูลต่างๆ ที่ผู้ใช้ในช่องสัญญาณ = 16 ผู้ใช้

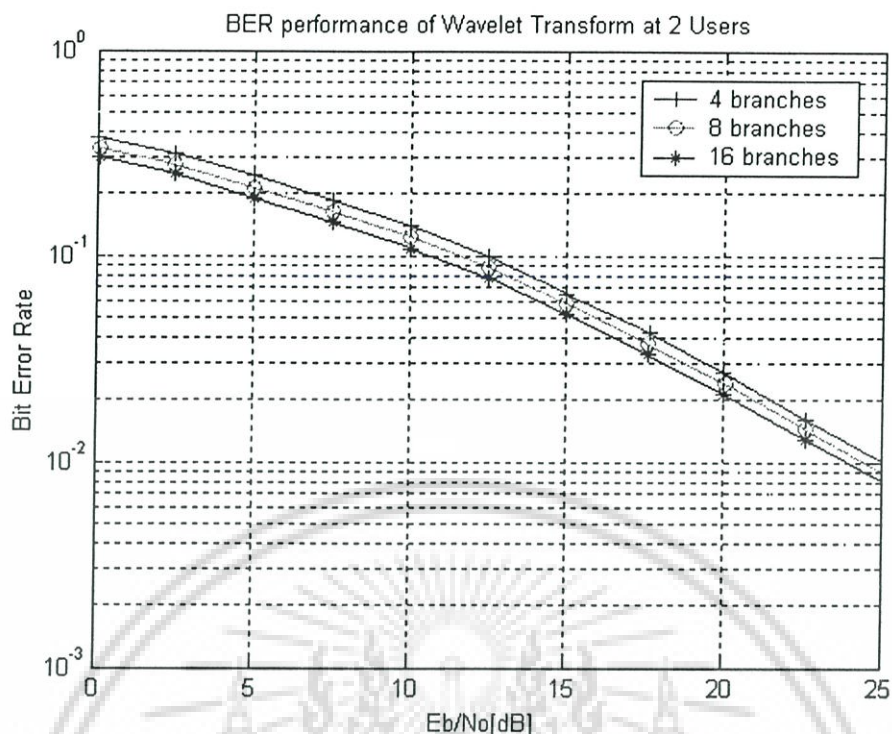
จากรูปที่ 4.21-4.23 แสดงถึงค่าอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่มีการแปรเปลี่ยนสัมประสิทธิ์ในตัวกรองเวฟเลตไปเป็นตระกูลต่างๆ โดยเลือกตระกูลที่มีคุณสมบัติใกล้เคียงกัน ผลการจำลองแบบของระบบพบว่า ค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่เกิดขึ้นมีค่าใกล้เคียงกันมาก และไม่ได้ขึ้นกับจำนวนผู้ใช้งานในระบบ และยังคงพบว่ายิ่งเพิ่มค่าอันดับของตระกูลเวฟเลตขึ้นไป จะทำให้การประมวลผลของระบบใช้เวลานานมากขึ้น ตระกูลที่ใช้เวลานานที่สุดคือ Coiflets แต่ผลที่ได้ใกล้เคียงกัน

#### 4.6 ผลการเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตในระบบที่แปรเปลี่ยนจำนวนคลื่นพาห่อย่อยค่าต่างๆ

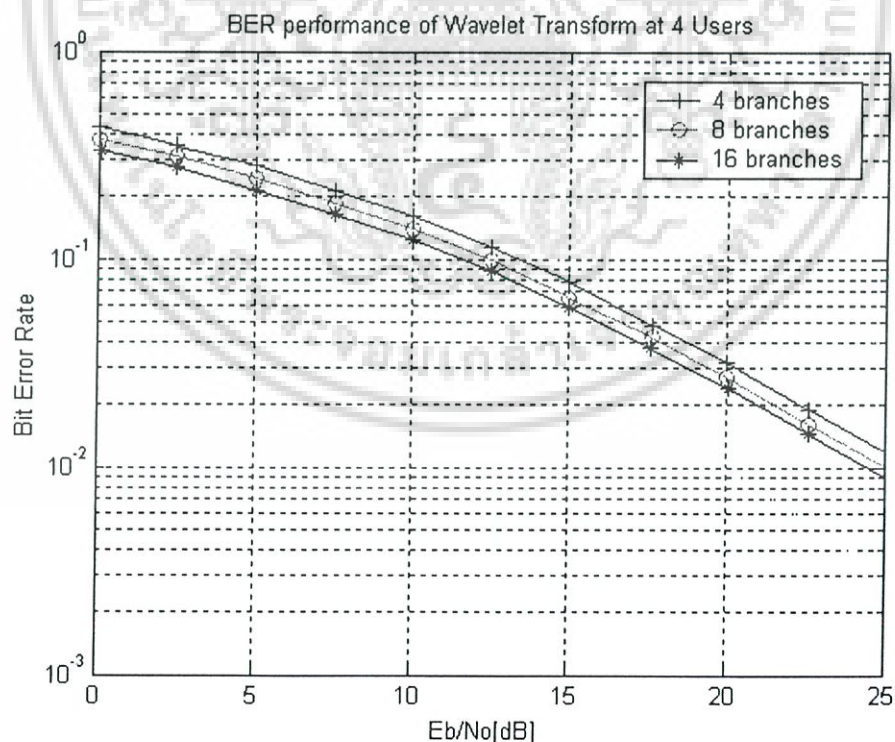
ในส่วนนี้จะเป็นการเปรียบเทียบให้เห็นถึงสมรรถนะของระบบ เมื่อแปรเปลี่ยนจำนวนคลื่นพาห่อย่อย โดยกำหนดให้แปรเปลี่ยนจำนวนคลื่นพาหู่ที่จำนวนผู้ใช้เท่ากัน และกำหนดพารามิเตอร์ ดังนี้

ตารางที่ 4.6 พารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการจำลองระบบ

Parameter	Value
Number of Data (a)	10,000
Number of User (K)	2, 4
Number of Sub-carrier (M)	4, 8, 16
Code	Walsh Hadamard Code 16*16
Noise	<i>AWGN</i>
Narrow Band Interference	$A \sin \varpi_0 n$
Fading Channels	Rayleigh
Phase Shift	-
Frequency Doppler	30 Hz



รูปที่ 4.24 อัตราความผิดพลาดบิต ภายใต้ช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวกและสัญญาณแทรกสอดแถบแคบและสัญญาณการจางหาย โดยแปรเปลี่ยนจำนวนคลื่นพาห่อย่อยที่ 4,8,16 ที่จำนวน 2 ผู้ใช้



รูปที่ 4.25 อัตราความผิดพลาดบิต ภายใต้ช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวกและสัญญาณแทรกสอดแถบแคบและสัญญาณการจางหาย โดยแปรเปลี่ยนจำนวนคลื่นพาห่อย่อยที่ 4,8,16 ที่จำนวน 4 ผู้ใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.24-4.25 แสดงให้เห็นว่า จำนวนคลื่นพาที่มีผลต่อสมรรถนะของระบบ โดยถ้าจำนวนคลื่นพาที่ข้อยเพิ่มขึ้น สมรรถนะของระบบจะดีขึ้น และในทางตรงข้าม ถ้าจำนวนคลื่นพาที่ข้อยน้อยลง สมรรถนะของระบบจะลดลง เพราะว่าในการส่งสัญญาณข้อมูลไปในช่องสัญญาณจะมีการจางหายของคลื่นบางส่วน ดังนั้นถ้าระบบมีจำนวนคลื่นพาที่มาก โอกาสที่สัญญาณจะจางหายในช่องสัญญาณจะน้อยกว่าระบบที่มีจำนวนคลื่นพาที่น้อย ดังนั้นยิ่งระบบมีจำนวนคลื่นพาที่มาก โอกาสที่เครื่องรับจะรับสัญญาณได้ดี มีมากกว่าระบบที่มีจำนวนคลื่นพาที่น้อย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จำลองแบบการทำงานของระบบ (Simulation) และเปรียบเทียบผลที่ได้ในลักษณะต่างๆ ว่าเป็นไปตามสมมติฐานที่ตั้งไว้หรือไม่ เช่น ถ้าจำนวนผู้ใช้ในระบบน้อยลง อัตราความผิดพลาดบิตน่าจะลดลง หรือถ้าระดับสัญญาณรบกวนแรงขึ้น ระบบน่าจะมีอัตราความผิดพลาดบิตมากขึ้น โดยการสร้างบิตข้อมูลขึ้นทางด้านเครื่องส่งมีค่า 1 และ -1 จำนวนหนึ่งหมื่นบิตส่งผ่านเข้าไปในระบบ ผ่านช่องสัญญาณ และผ่านเข้าไปในเครื่องรับ โดยนำค่าบิตที่รับได้มาเปรียบเทียบกับที่เครื่องส่งส่งมาในลักษณะบิตต่อบิต นำผลที่ผิดพลาดมาสร้างกราฟแสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิต ซึ่งผลที่ได้จากการจำลองระบบ สามารถสรุปได้ดังนี้

1. ผลการเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตในช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวก โดยจำลองสัญญาณผ่านตัวกรองสามแบบ คือ ตัวกรองแบบพาสต์ฟูรีเยร์ ตัวกรองแบบเวฟเลตที่มีการกระจายแบบคังเคิม และตัวกรองเวฟเลตที่มีการกระจายแบบโพลีเฟส ซึ่งพบว่าระบบที่น่าเสนอ (ตัวกรองเวฟเลตที่มีการกระจายแบบโพลีเฟส) จะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ต่ำกว่าระบบที่ใช้ตัวกรองแบบอื่นๆ และเมื่อจำลองระบบผ่านช่องสัญญาณรบกวนแทรกสอดแถบแคบพบว่าระบบมีค่าความผิดพลาดมากขึ้น แต่อย่างไรแล้ว ระบบที่น่าเสนอจะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ต่ำกว่าระบบอื่นๆ แสดงว่าตัวกรองแบบเวฟเลตสามารถนำมาประยุกต์ใช้ในระบบมัลติแคร์เรียร์ได้เป็นอย่างดี ระบบสามารถแตกกระจายความถี่ออกเป็นองค์ประกอบของความถี่ย่อยต่างๆ และรักษาคุณสมบัติเชิงตั้งฉากได้ดี และที่เครื่องรับระบบสามารถสร้างสัญญาณกลับคืนสมบูรณ์แบบ (perfect reconstruction) ได้สัญญาณเหมือนกับที่เครื่องส่งส่งมา

2. เมื่อพิจารณาระบบผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธแบบสองเส้นทาง (Two-Path Model) และแปรเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ในช่องสัญญาณพบว่า ที่ค่า D/U (Design / Undesign) สูงๆ(15dB) ระบบจะมีความผิดพลาดลดลง เพราะมีระดับสัญญาณแตกต่างกันในสองเส้นทาง จึงทำให้ถูกรบกวนจากสัญญาณที่มาที่หลังน้อยลง และพบว่าที่ค่า D/U ต่ำๆ(5dB) ระบบจะมีความผิดพลาดเพิ่มขึ้น เพราะสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับมาจากสองเส้นทางที่มีระดับสัญญาณแรงพอๆกัน จึงทำให้สัญญาณที่รับได้เกิดการรบกวนซึ่งกันและกัน แต่อย่างไรแล้วในการจำลองระบบนี้ยังมีข้อจำกัดอยู่มาก เช่น ไม่ได้พิจารณาถึงผลของความถี่ไกลระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ และความถี่ไกลระหว่างผู้ใช้งานกับสถานีฐาน

3. จากผลการแปรเปลี่ยนจำนวนผู้ใช้งานในระบบ พบว่าค่าอัตราความผิดพลาดบิตแปรผันตามจำนวนผู้ใช้งานในระบบ คือ ยิ่งมีผู้ใช้งานในระบบมาก ส่งผลให้มีการแทรกสอดจากผู้

เอกสารเชิงวิชาการที่ ดังนั้นค่าอัตราความผิดพลาดบิตจะมีค่ามากขึ้น และในทางตรงกันข้ามถ้าผู้ใช้งานในไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบมีน้อย ส่งผลให้มีการแทรกสอดจากผู้ใช้ข้างเคียงน้อย ดังนั้นค่าอัตราความผิดพลาดบิตจะมีค่าน้อยลง แต่อย่างไรแล้วระบบที่นำเสนอยังคงมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ต่ำกว่าตัวกรองแบบอื่นๆ

4. จากผลการจำลองระบบ เมื่อส่งผ่านช่องสัญญาณการจางหาย พบว่า ระบบจะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตมากขึ้น โดยสังเกตจากสัญญาณรบกวนต่างๆ เช่นถ้าระบบมีสัญญาณรบกวนแทรกสอดแถบแคบด้วยนั้น ระบบจะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตสูงมาก และเมื่อไม่มีสัญญาณรบกวนแทรกสอดแถบแคบ ระบบจะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตลดลง แต่อย่างไรแล้วระบบนี้ก็ยังมีข้อจำกัดอยู่มาก เช่นไม่ได้คำนึงถึงผลที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นของอุปกรณ์ เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น หรือคำนึงถึงสิ่งแวดล้อมรอบๆ อุปกรณ์ ค่าของอุณหภูมิ ความชื้น สนามแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งการวิเคราะห์ส่วนใหญ่เป็นลักษณะการวิเคราะห์เชิงอุดมคติ

5. จากผลการจำลองระบบโดยแปรเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์เวฟเล็ตในตระกูลต่างๆ พบว่าค่าอัตราความผิดพลาดบิตใกล้เคียงกัน แต่จะแตกต่างกันที่เวลาที่ใช้ในการประมวลผล โดยเวฟเล็ตตระกูล Coiflets จะใช้เวลานานกว่าตระกูล Symlets และ Daubechies สองเท่า เพราะว่า เวฟเล็ตตระกูล Coiflets จะมีค่าสัมประสิทธิ์ฟิลเตอร์มากกว่าตระกูล Symlets และ Daubechies สองเท่า และยิ่งอันดับของตระกูลเวฟเล็ตมีค่ามากขึ้น จะส่งผลให้เวลาที่ใช้ในการประมวลผลมากขึ้นเป็นทวีคูณ

6. จากผลการจำลองระบบโดยแปรเปลี่ยนจำนวนคลื่นพาห่อย่อยเป็น 4, 8 และ 16 คลื่นพาห้ พบว่า ยิ่งเพิ่มจำนวนคลื่นพาห่อย่อยมากขึ้น จะทำให้ระบบมีประสิทธิภาพดีขึ้น เมื่อคิดเทียบที่จำนวนผู้ใช้เท่ากันที่ 2 และ 4 ผู้ใช้ ซึ่งในการใช้งานจริงในระบบมัลติแคร์เรียร์ทั่วไปนั้นจะใช้งานอยู่ที่ 64 คลื่นพาห้ ดังนั้นในการพัฒนาต่อไป คือ เปลี่ยนอัลกอริทึมให้กะทัดรัด และเพิ่มจำนวนคลื่นพาห้เป็น 64 คลื่นพาห้

จากการจำลองระบบพบว่า ถึงแม้ตัวกรองเวฟเล็ตจะให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ต่ำกว่าตัวกรองแบบอื่นๆ แต่จะใช้เวลาในการจำลองระบบนานมาก เมื่อเทียบกับตัวกรองแบบฟาสต์ฟูริเยร์ ซึ่งก็ขึ้นกับปัจจัยหลายๆอย่าง ไม่ว่าจะเป็นที่ความเร็วของเครื่องคอมพิวเตอร์ จำนวนหน่วยความจำ และการเขียนอัลกอริทึมของโปรแกรม ฉะนั้นถ้ามีอัลกอริทึมที่กะทัดรัด มีโปรแกรมคำนวณทางคณิตศาสตร์ที่ใช้งานง่าย การจำลองระบบน่าจะทำได้ง่ายขึ้น วิธีการที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้เป็นเพียงเทคนิคหนึ่งเท่านั้น ที่ช่วยในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบเวฟเล็ตมัลติแคร์เรียร์ ซีดีเอ็มเอ แต่ยังมีเทคนิควิธีการอื่นๆอีกที่น่าสนใจ และสามารถที่จะทำให้ระบบมีประสิทธิภาพที่ดีขึ้น ไม่ว่าจะเป็นเทคนิคการเข้ารหัสข้อมูล การกระจายเวฟเล็ตแบบโครงสร้างต้นไม้ การวางฟิลเตอร์แบงค์แบบต่างๆที่ช่วยลดความซ้ำซ้อน การปรับแต่งสัญญาณ (equalization) การปรับตัวเองของตัวกรอง (adaptive filter) เป็นต้น ซึ่งเมื่อนำวิธีการต่างๆมาใช้ร่วมกันก็จะทำให้ระบบมีประสิทธิภาพที่ดีมากยิ่งขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] Muayyadi A., AbuRgheff MNA. "Wavelet-Based MC-CDMA Cellular Systems." IEEE Trans. Signal Processing, New Jersey, USA, Sept. 6-8, 2000. pp. 145-149.
- [2] Chang K.H. et.al. "Performance Analysis of Wavelet-Based MC-CDMA." Proceeding of IEEE ISSSTA, Sept, 1996.
- [3] Harada H., Prasad R. **Simulation and Software Radio for Mobile Communications.** Boston, London, Artech House. 2002.
- [4] Akansu A.N., Haddad R.A. **Multiresolution Signal Decomposition : Transforms, Subbands, and Wavelets.** New York, Academic. 1992.
- [5] Mitra S.K. **Digital Signal Processing : A Computer-Based Approach.** New York : McGraw Hill. 2002.
- [6] Strang G., Nguyen T. **Wavelet and Filter Banks.** Wellesley MA : Wellesley Cambridge Press. 1996.
- [7] Vaidyanathan P.P. **Multirate Systems and Filter Banks.** Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ. 1993.
- [8] ลัญฉกร วุฒิสัทธาภิบาล. **หลักการระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่.** กรุงเทพมหานคร : สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. 2546.
- [9] เศรษฐกร กามเมือง. "การใช้เทคนิคเวฟเลตทรานสฟอร์มในระบบมัลติแครี่เรียร์ ไดเรกซ์ซี-เคเวนซ์ซีดีเอ็มเอ." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2545.
- [10] Proakis J.G., Salehi M. **Contemporary Communication Systems using Matlab.** Boston : PWS Publishing Company. 1998.
- [11] Akansu A.N., Tazebay M.V., Haddad R.A. "A New Look at Digital Orthogonal Transmultiplexers for CDMA Communications." IEEE Trans. Signal Processing, Jan. 1997. pp. 263-267.
- [12] Akansu A.N., Duhamel P., Lin X. Courville M de. "Orthogonal Transmultiplexers in Communication: A Review," IEEE Trans. Signal Processing, 1998.
- [13] Hara S., Prasad R. "An Overview of Multi-carrier CDMA," IEEE Communications Magazine, Dec., 1997.
- [14] Proakis J.G. **Digital Communications.** New York, McGraw Hill, 2003.

- [15] Daubechies I. **Ten Lectures on Wavelets**. SIAM., 1992.
- [16] Patzold M. **Mobile Fading Channels**. West Sussex, England : John Wiley & Sons, Ltd. 2002.
- [17] Simon M.K. and Alouini M.S. **Digital Communication over fading channels: A Unified Approach to Performance Analysis**. John Wiley & Sons, Inc., 2000.
- [18] พีรวัฒน์ สุภอมรพันธุ์ และคณะ “การปรับปรุงสมรรถนะในระบบเวฟเล็ทส์มัลติแคร์เรียร์ ซีดีเอ็มเอด้วยการกระจายแบบโพลีเฟส.” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 26 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, ปีที่ 46, พฤศจิกายน 2546. หน้า 1685-1690.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

## ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์

1. **P. Sup-pamornpan, W. Wongtrairat and S. Sittichivapak**, “Wavelet-Based Multi-Carrier CDMA System with Polyphase Filterbank”, IEEE ISICIT2003 Proceeding :The Third International Symposium on Communications and Information Technologies, Songkhla, Thailand, Vol.II, 3-5 Sept.,2003, pp.769-773.
2. **พีรวัฒน์ สุภอมรพันธุ์,วรรณรีย์ วงศ์ไตรรัตน์,สุวิพล สิริชิวภาค,เกรียงไกร วงศ์โรจน์ภรณ์** “การปรับปรุงสมรรถนะในระบบเวฟเลตมัลติแครี่เรียร์ซีดีเอ็มเอ ด้วยการกระจายแบบโพลิเฟส”, การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 26 , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ , 6-7 พฤศจิกายน 2546 หน้า 1685-1690



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ	นาย พีรวัฒน์ สุภอมรพันธุ์
เกิดวันที่	วันที่ 29 ธันวาคม 2517 ที่ อ.สัมพันธวงศ์ จังหวัด กรุงเทพมหานคร
การศึกษา	ระดับ ปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ทุนการศึกษาที่ได้รับ	ทุนอุดหนุนการทำวิทยานิพนธ์ จากบัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ประวัติการทำงาน	ปี พ.ศ. 2541-2547 รับราชการตำแหน่ง อาจารย์ระดับ 5 แผนกวิชาอิเล็กทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตเทคนิคกรุงเทพฯ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้