

การสร้างชุดการเรียนรู้ OFDM แบบเวลาจริงโดยใช้ TMS320VC5416

นายธนาวิทย์ ลากสิริสวัสดิ์

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย  
ปีการศึกษา 2555

บทคัดย่อและแฟ้มข้อมูลฉบับเต็มของวิทยานิพนธ์ตั้งแต่ปีการศึกษา 2554 ที่ให้บริการในคลังปัญญาจุฬาฯ (CUIR)  
ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย  
เป็นแฟ้มข้อมูลของนิสิตเจ้าของวิทยานิพนธ์ที่ส่งผ่านทางบัณฑิตวิทยาลัย

The abstract and full text of theses from the academic year 2011 in Chulalongkorn University Intellectual Repository (CUIR)  
are the thesis authors' files submitted through the Graduate School.

REAL-TIME IMPLEMENTATION OF OFDM LEARNING SET USING TMS320VC5416

Mr. Thanawit Lapsirisward

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements  
for the Degree of Master of Engineering Program in Electrical Engineering

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering

Chulalongkorn University

Academic Year 2012

Copyright of Chulalongkorn University

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การสร้างชุดการเรียนรู้ OFDM แบบเวลาจริงโดยใช้

TMS320VC5416

โดย

นายธนาวิทย์ ลากสิริสวัสดิ์

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก

อาจารย์ สุวิทย์ นาคไพระยุทธ

คณะกรรมการศาสตราจารย์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัยรับนี้เป็น  
ส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

.....คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์  
(รองศาสตราจารย์ ดร.บุญสม เลิศหิรัญวงศ์)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

.....ประธานกรรมการ  
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.วิทยากร อัครวิเศษ)

.....อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก  
(อาจารย์ สุวิทย์ นาคไพระยุทธ)

.....กรรมการ  
(รองศาสตราจารย์ ดร.นิสาชล ตั้งเสี่ยมวิสัย)

.....กรรมการภายนอกมหาวิทยาลัย  
(อาจารย์ ดร.พิสิฐ วนิชชานันท์)

ธนาวิทย์ ลากสิริสวัสดิ์ : การสร้างชุดการเรียนรู้ OFDM แบบเวลาจริงโดยใช้ TMS320VC5416. (REAL-TIME IMPLEMENTATION OF OFDM LEARNING SET USING TMS320VC5416) อ.ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก: อ. สุวิทย์ นาคพิระยุทธ, 64 หน้า.

เทคนิค OFDM สามารถแก้ปัญหาเฟดดิ้งในการสื่อสารสมัยใหม่ได้เป็นอย่างดี จึงมีการนำไปใช้ในมาตรฐานการสื่อสารสมัยใหม่จำนวนมาก แต่ระบบ OFDM มีความซับซ้อนซึ่งยากต่อการเรียนรู้ทำความเข้าใจ วิทยานิพนธ์นี้จึงได้ออกแบบและพัฒนาระบบ OFDM ซึ่งใช้ช่องสัญญาณเสียงผ่านอากาศ โดยใช้ DSP TMS320VC5416 เป็นตัวประมวลผล เพื่อนำไปใช้เป็นชุดการเรียนรู้ระบบ OFDM แบบเวลาจริง

ระบบที่ได้พัฒนาขึ้นใช้จำนวนคลื่นพาห้อย่อย 128 ความถี่, อัตราการสุ่มข้อมูล 48 kHz, มีช่วงเวลาการรีดอินเทอร์วอล 50 เปอร์เซ็นต์, ลดอัตราส่วนกำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ย (PAPR) ด้วยวิธีการแมปเลือกที่มีชุดลำดับเฟสคงที่, ใช้รูปแบบการส่งสัญญาณโพลิตอดแบบบล็อก, ประมาณช่องสัญญาณด้วยเทคนิคกำลังสองน้อยที่สุด, ใช้การซิงโครไนซ์ทางเวลาด้วยสัญญาณ ปริ๊อมเบิ้ล และช่วงเงียบ, ใช้การมอดูเลตคลื่นพาห้อย่อยในแบบ QPSK, 16QAM หรือ 64QAM, ใช้การจัดสรรบิตและกำลังแบบปรับตัว (ABPL) เพื่อให้ทุกคลื่นพาห้อย่อยของสัญญาณที่ภาครับมีขนาดเท่ากัน หรือให้มีอัตราส่วนคลื่นพาห้ต่อสัญญาณรบกวน (CNR) เท่ากันได้ ระบบดังกล่าวนี้ยังไม่มีการซิงโครไนซ์ทางความถี่เนื่องจากภาคส่งและภาครับยังคงใช้สัญญาณนาฬิกาพร้อมกันอยู่

ได้มีการทดสอบระบบที่พัฒนาขึ้นเพื่อหาอัตราการผิดพลาดบิต (BER) ที่ค่า  $E_b/N_0$  ต่างๆ รวมทั้งได้ทดสอบการทำงานกับช่องสัญญาณเสียงที่สามารถควบคุมการกระจายตัวค่าประวิงเวลาได้ ได้ผลการทดลองสอดคล้องกับทฤษฎีตามคาดหมาย และสามารถนำผลการทดลองมาวิเคราะห์เพื่อให้เข้าใจหลักการทำงานของระบบ OFDM ได้เป็นอย่างดี แต่ทั้งนี้ยังจำเป็นต้องมีการพัฒนาเอกสารประกอบการทดลองเพื่อให้สามารถนำไปใช้เป็นชุดการเรียนรู้ที่สมบูรณ์แบบต่อไป นอกจากนี้ยังสามารถนำไปพัฒนาเป็นชุดการเรียนรู้การโปรแกรม DSP ขั้นสูงได้อีกด้วย

ภาควิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่อ.....

สาขาวิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่อ อ.ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก.....

ปีการศึกษา.....2555.....

## 5370253621 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEYWORDS : ORTHOGONAL FREQUENCY-DIVISION MULTIPLEXING (OFDM) / ADAPTIVE BIT AND POWER LOADING (ABPL) / PEAK-TO-AVERAGE POWER RATIO (PAPR) / REAL-TIME / DIGITAL SIGNAL PROCESSOR (DSP)

THANAWIT LAPSIRISWARD : REAL-TIME IMPLEMENTATION OF OFDM LEARNING SET USING TMS320VC5416. ADVISOR : SUVIT NAKPEERAYUTH, 64 pp.

OFDM techniques can handle the fading problems in modern communication system effectively and are widely adopted in many modern communication standards. But OFDM system is complex and difficult to understand. This thesis designs and implements the real-time acoustic OFDM system over the air using TMS320VC5416 DSP to be used as a learning set for real-time OFDM system.

The implemented system uses 128 sub-carriers, 48 kHz sampling rate, 50 percent guard interval, fixed selective mapping PAPR reduction technique, block pilot structure, least square channel estimation, time synchronization with pre-amble and silent period, QPSK or 16QAM or 64QAM sub-carriers modulations, ABPL technique to equalize the sub-carriers received power or CNR. This system does not need the frequency synchronization because the transmitter and receiver still use the same clock.

The system is tested to find bit error rate at different  $E_b/N_0$  and also in acoustic channel with adjustable delay spread. The results follow the theoretical prediction as expected. With some analysis, the experiment results can help understanding the OFDM principle much better. But the experiment documentations must be further developed to become a complete learning set. Moreover, this system can also be used as a learning set for advance DSP programming as well.

Department : .....Electrical Engineering..... Student's Signature.....

Field of Study : ...Electrical Engineering... Advisor's Signature.....

Academic Year : ..2012.....

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ด้วยความช่วยเหลืออย่างดียิ่ง ของ อาจารย์ สุวิทย์ นาคพิระยุทธ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ซึ่งได้ให้คำแนะนำและข้อคิดเห็นต่างๆ ที่เป็นประโยชน์ต่องานวิจัยมาโดยตลอด ผู้วิจัยจึงขอกราบขอบพระคุณ

ขอขอบคุณพี่ๆ เพื่อนๆ ทั้งในห้องปฏิบัติการวิธีสัตวญาณดิจิทัล ที่ได้ช่วยให้คำแนะนำ ข้อคิดเห็นต่างๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อการทำงานวิจัย และขอขอบคุณห้องปฏิบัติการไฟฟ้าสื่อสารที่ ให้ใช้สถานที่ในการทำงานวิจัยมาโดยตลอด

ท้ายที่สุดนี้ ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณบิดามารดา และทุกๆ คนในครอบครัวของข้าพเจ้า ที่คอยให้การสนับสนุนและเป็นกำลังใจเสมอมาจนสำเร็จการศึกษา

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ญ
สารบัญรูป.....	ฎ
คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ.....	ฐ
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	2
1.3 กรอบแนวคิดการวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตของงานวิจัย.....	3
1.5 ระเบียบวิธีวิจัย.....	3
1.5.1 เนื้อหาที่ต้องการให้เรียนรู้.....	3
1.5.2 ขั้นตอนการทำงาน.....	3
1.5.3 ระบบ OFDM ที่ออกแบบในเบื้องต้น.....	4
1.5.4 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย.....	4
1.5.4.1 บอร์ดทดลองสำเร็จรูป TMS320VC5416 DSK.....	4
1.5.4.2 โปรแกรม Code Composer Studio IDE.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	5
2.1 ระบบโอเอฟดีเอ็ม.....	6
2.1.1 ปัญหาของระบบโอเอฟดีเอ็ม.....	8
2.1.1.1 ปัญหาอัตราส่วนกำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ย.....	8
2.1.1.2 ปัญหาการประมาณช่องสัญญาณ.....	12
2.1.1.2.1 การจำแนกช่องสัญญาณเฟดดิ้ง.....	12
2.1.1.2.1 การประมาณช่องสัญญาณ.....	14

	หน้า
2.1.1.3 ปัญหาการชิงโครโนซ์.....	18
2.1.1.3.1 ปัญหาการชิงโครโนซ์ทางเวลา.....	18
2.1.1.3.2 ปัญหาการชิงโครโนซ์ทางความถี่.....	19
2.1.2 การมอดูเลตในระบบ โอเอฟดีเอ็ม.....	21
2.1.2.1 การมอดูเลตแบบร่วมนัย.....	21
2.1.2.2 การมอดูเลตแบบไม่ร่วมนัย.....	22
2.1.3 การเพิ่มประสิทธิภาพของระบบ โอเอฟดีเอ็ม.....	22
2.1.3.1 การจัดสรรบิตและกำลังงานแบบปรับตัว.....	22
2.1.3.2 การเข้ารหัสช่องสัญญาณ.....	23
2.2 คุณลักษณะของเสียงในตัวกลางอากาศ.....	23
2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	24
2.2.1 การออกแบบการทดลองสำหรับสอนระบบ OFDM.....	24
2.2.1 การการออกแบบโมเด็มระบบ OFDM.....	24
บทที่ 3 ระบบ OFDM ที่ออกแบบ.....	26
3.1 โครงสร้างระบบ OFDM ที่ออกแบบ.....	26
3.1.1 การแมปเล็อกที่มีชุดลำดับเฟสคงที่.....	27
3.1.2 การประมาณช่องสัญญาณด้วยเทคนิคกำลังสองน้อยที่สุด.....	28
3.1.3 การชิงโครโนซ์ทางเวลาด้วยการใช้ปริแอมเบิลและช่วงเงียบ.....	28
3.1.4 การจัดสรรบิตและกำลังงานแบบปรับตัว.....	28
3.1.4.1 ลำดับขั้นตอนของการจัดสรรบิตและกำลังงานแบบปรับตัว.....	30
3.2 โครงสร้างซอฟต์แวร์ของระบบ OFDM.....	32
3.2.1 งานของภาครับ.....	34
3.2.2 งานของภาคส่ง.....	37
บทที่ 4 การทดลอง.....	41
4.1 การทดลองเพื่อการปรับปรุงระบบ OFDM.....	41
4.1.1 การทดลองที่ 1 ประมาณช่องสัญญาณด้วยไฟล็ตหนึ่งสัญญาณ.....	41
4.1.2 การทดลองที่ 2 เพิ่มจำนวนสัญญาณไฟล็ตด้วยไฟล็ตซ้ำเดิม.....	43



	หน้า
4.1.3 การทดลองที่ 3 ใช้สัญลักษณ์ไฟล้ดด้วยไฟล้ดที่ต่างกัน.....	44
4.1.4 การทดลองที่ 4 หาสาเหตุการเกิดจุดคอนสเทลเลชัน รูปวงรี.....	45
4.1.5 การทดลองที่ 5 กระจายความผิดพลาดจากการควอนไทซ์ ไปทุกทิศทาง.....	49
4.1.6 การทดลองที่ 6 ควบคุมอัตราส่วนกำลังงานของสัญญาณต่อ กำลังงานของสัญญาณรบกวนที่ได้รับให้เท่ากัน.....	50
4.2 การทดลองเพื่อปรับเปลี่ยนช่องสัญญาณเสียง เพื่อทดสอบสมรรถนะของระบบ OFDM.....	53
4.2.1 การทดลองที่ 7 การสร้างเส้นทางหลายวิถีจำลองด้วยลำโพง.....	53
บทที่ 5 บทสรุป.....	57
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	57
5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการทำวิจัยในอนาคต.....	58
รายการอ้างอิง.....	59
ภาคผนวก.....	61
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์.....	64

## สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 1.1 พารามิเตอร์ของระบบ OFDM.....	4
ตารางที่ 2.1 ผลกระทบของการออฟเซตทางเวลาของสัญญาณ.....	18
ตารางที่ 2.2 ผลกระทบความถี่ออฟเซตของคลื่นพาห้.....	20
ตารางที่ 2.3 รายการของ OFDM แพลตฟอร์มที่เกี่ยวข้อง.....	25
ตารางที่ 3.1 การสร้างชุดลำดับเฟส.....	27
ตารางที่ 3.2 ระยะห่างยูคลิเดียนและอัตราขยายระยะห่าง.....	29
ตารางที่ 3.3 พารามิเตอร์ของระบบ OFDM.....	32
ตารางที่ 4.1 โค้ดการคำนวณหาค่าความผิดพลาดของ FFT ด้วย MATLAB.....	48

## สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 การแบ่งความถี่ด้วยวิธี FDM และ OFDM.....	6
รูปที่ 2.2 บล็อกไดอะแกรมของระบบ OFDM แบบทั่วไป.....	8
รูปที่ 2.3 ตัวอย่างสัญญาณทางเวลาในกรณีที่แย่งที่สุด เมื่อทุกความถี่มีเฟสเดียวกัน.....	9
รูปที่ 2.4 วิธีการลดค่า PAPR.....	9
รูปที่ 2.5 บล็อกไดอะแกรมของ PTS.....	11
รูปที่ 2.6 บล็อกไดอะแกรมของ SLM.....	12
รูปที่ 2.7 การจำแนกประเภทของช่องสัญญาณเฟดดิ้ง.....	12
รูปที่ 2.8 โครงสร้างไฟลด์ทิง 3 แบบ.....	14
รูปที่ 2.9 การประมาณช่องสัญญาณแบบ MMSE.....	16
รูปที่ 2.10 การออฟเซตทางเวลาของสัญญาณใน 4 กรณี.....	18
รูปที่ 2.11 ความถี่ออฟเซตของคลื่นพาห้.....	20
รูปที่ 2.12 ความผิดพลาดในการสุ่มด้วยเวลาคงที่.....	21
รูปที่ 2.13 การมอดูเลตแบบร่วมนัย.....	21
รูปที่ 2.14 การมอดูเลตแบบไม่ร่วมนัย DQPSK.....	22
รูปที่ 2.15 ค่า SNR ของช่องสัญญาณและความสัมพันธ์กับจำนวนบิตในแต่ละคลื่นพาห้ย่อย.....	23
รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบ OFDM.....	27
รูปที่ 3.2 ตัวอย่างสัญญาณทางเวลา กรณีที่แย่งที่สุดเมื่อทุกความถี่มีเฟสเดียวกัน เปรียบเทียบก่อนและหลังใช้เทคนิคการลดค่า PAPR.....	28
รูปที่ 3.3 ลำดับการส่งปริแอมเบิลและไฟลด์ทิงในการชิงโครไนซ์ทางเวลา.....	28
รูปที่ 3.4 การจัดสรรบิตและกำลังงานแบบปรับตัว.....	29
รูปที่ 3.5 ลำดับการจัดสรรบิตและกำลังงานแบบปรับตัว.....	31
รูปที่ 3.6 การแบ่งส่วนงานของโปรแกรม.....	31
รูปที่ 3.7 งานของภาครับและงานของภาคส่ง.....	33
รูปที่ 3.8 ฟังก์ชัน LeftSigReInput_to_TimeData และฟังก์ชันย่อย StateSelectTimeData.....	35
รูปที่ 3.9 ฟังก์ชัน RcvTimeDataProcess และฟังก์ชัน TimeData_to_FreqData.....	35
รูปที่ 3.10 ฟังก์ชัน RcvFreqDataProcess.....	36
รูปที่ 3.11-3.12 ฟังก์ชัน SetTrmParamBySaveState_LoadData_and_FreDataProcess.....	38

	หน้า
รูปที่ 3.13 ฟังก์ชัน TrmFreqDataProcess และ TrmTimeDataProcess.....	40
รูปที่ 4.1 การวางไมโครโฟนและลำโพงในการทดลองที่ 1-6.....	41
รูปที่ 4.2 คุณลักษณะของช่องสัญญาณและผลลัพธ์หลังการใช้เทคนิค ABPL.....	42
รูปที่ 4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างคุณลักษณะของช่องสัญญาณ, ABL และ APL.....	42
รูปที่ 4.4 คอนสเทลเลชันของบางคลื่นพหุขั้วในการทดลองที่ 1.....	43
รูปที่ 4.5 คอนสเทลเลชันของบางคลื่นพหุขั้วในการทดลองที่ 2.....	44
รูปที่ 4.6 การเลื่อนความถี่เพื่อเปลี่ยนชุดลำดับเฟสของ PAPR.....	45
รูปที่ 4.7 คอนสเทลเลชันของบางคลื่นพหุขั้วในการทดลองที่ 3.....	45
รูปที่ 4.8 คอนสเทลเลชันของบางคลื่นพหุขั้วในการทดลองที่ 4.....	46
รูปที่ 4.9 การคำนวณหาค่าความผิดพลาดของ FFT.....	47
รูปที่ 4.10 คอนสเทลเลชันของบางคลื่นพหุขั้วในการทดลองที่ 5.....	49
รูปที่ 4.11 ลำดับการทำงานของระบบ OFDM แบบย่อ เฉพาะภาคส่ง.....	51
รูปที่ 4.12 ค่า PSNR ของแต่ละคลื่นพหุขั้ว.....	51
รูปที่ 4.13 คอนสเทลเลชันของบางคลื่นพหุขั้วในการทดลองที่ 6.....	52
รูปที่ 4.14 เปรียบเทียบค่า CNR ใน 3 กรณี สัญญาณส่งมีขนาดคงที่, สัญญาณรับมีขนาดคงที่ และค่า CNR ภาครับมีค่าคงที่เท่ากันทุกความถี่.....	52
รูปที่ 4.15 ค่าความผิดพลาดของสัญลักษณ์.....	52
รูปที่ 4.16 เส้นโค้งความน่าจะเป็นของการผิดพลาดบิต.....	53
รูปที่ 4.17 การหาตำแหน่งการวางลำโพงและไมโครโฟน.....	55
รูปที่ 4.18 คุณลักษณะของช่องสัญญาณจากลำโพงแต่ละอัน ที่ระยะ 24 cm.....	55
รูปที่ 4.19 ผลตอบสนองอิมพัลส์จากลำโพงแต่ละอัน ที่ระยะ 24 cm.....	56
รูปที่ 4.20 ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนจากลำโพงแต่ละอัน ที่ระยะ 24, 19 และ 14 cm.....	56

## คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

Microprocessor	หน่วยประมวลผลขนาดเล็ก
Fast Fourier transform: FFT	การแปลงฟูรีเยร์อย่างรวดเร็ว
Digital signal processor: DSP	หน่วยประมวลผลสัญญาณดิจิทัล
Real-time signal processing	การประมวลผลสัญญาณตามเวลาจริง
Fading channels	ช่องสัญญาณเฟดดิ้ง
Equalizer	วงจรรีควอลไลเซอร์
Orthogonal frequency division multiplexing: OFDM	ระบบโอเอฟดีเอ็ม
High-level simulation	จำลองการทำงานระดับบน
Guard interval	การ์ดอินเทอร์วอล
Cyclic prefix: CP	ไซคลิกพรีฟิกซ์
Pilot tone	สัญญาณไพลोट
Pilot structure	รูปแบบของไพลोट
Codec	ตัวแปลงระหว่างแอนะล็อกกับดิจิทัล
Radio propagation	การแพร่กระจายคลื่นวิทยุ
Delay spread	การกระจายตัวค่าประวิงเวลา
Inter-symbol interference: ISI	การแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์
Pulse shaping	การจัดรูปพัลส์
Frequency division multiplexing: FDM	การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่
Coherent	ร่วมนัย
Symbol duration	ช่วงเวลาสัญลักษณ์
Subcarrier spacing	ระยะห่างระหว่างคลื่นพาห่อย่อย
Orthogonality	คุณสมบัติเชิงตั้งฉาก
Inverse discrete Fourier transform: IDFT	การแปลงฟูรีเยร์ผกผัน
Discrete Fourier transform: DFT	การแปลงฟูรีเยร์เต็มหน่วย
Peak-to-average power ratio: PAPR	อัตราส่วนกำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ย
Clipping technique	เทคนิคการคลิป์
In-band	ในแถบความถี่

Out-of-band	นอกแถบความถี่
Coding technique	เทคนิคการเข้ารหัส
Codewords	โค้ดเวิร์ด
Code rate	อัตราส่วนรหัส
Lookup table	ตารางค้นหา
Scramble	การกวน
Partial transmit sequence: PTS	ลำดับส่งย่อย
Complex phase factor	ตัวประกอบเฟสเชิงซ้อน
Phase factors	ตัวประกอบเฟส
Optimum set of phase vectors	ชุดของตัวประกอบเฟสที่เหมาะสม
Side information	ข้อมูลแนบข้าง
Selective mapping: SLM	การแมปเลือก
Large-scale fading	เฟดดิ้งสเกลใหญ่
Small-scale fading	เฟดดิ้งสเกลเล็ก
Multipath fading	เฟดดิ้งจากหลายวิถี
Time dispersion	การกระจายตัวทางเวลา
Signal bandwidth	แบนด์วิธของสัญญาณ
Coherence bandwidth	แบนด์วิธที่ร่วมนัย
Flat fading	เฟดดิ้งแบบเรียบ
Frequency selective fading	เฟดดิ้งแบบเลือกความถี่
Frequency response	ผลตอบสนองทางความถี่
Coherent time	เวลาร่วมนัย
Doppler spectrum	คอปเปลอรัสปেকตรัม
Frequency dispersion	การกระจายตัวทางความถี่
Maximum Doppler shift	ความถี่เลื่อนคอปเปลอรัสูงสุด
Fast fading	เฟดดิ้งเปลี่ยนเร็ว
Slow fading	เฟดดิ้งเปลี่ยนช้า
Channel estimation	การประมาณช่องสัญญาณ

Pilot symbol	สัญญาณนำร่อง
Pilot structure	โครงสร้างนำร่อง
Doppler frequency	ความถี่ดอปเปลอร์
Least-square: LS	เทคนิคกำลังสองน้อยที่สุด
Minimum-mean-square-error: MMSE	เทคนิคความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย น้อยที่สุด
Training symbols	สัญลักษณ์เพื่อการเทรน
Cross-correlation matrix	เมทริกซ์สหสัมพันธ์ไขว้
Autocorrelation matrix	เมทริกซ์อัตสหสัมพันธ์
Signal-to-noise ratio: SNR	อัตราส่วนกำลังของสัญญาณต่อกำลัง ของสัญญาณรบกวน
Symbol time offset : STO	การออฟเซตทางเวลาของสัญลักษณ์
Inter-carrier interference: ICI	การแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห้
Carrier frequency offset: CFO	การออฟเซตความถี่ของคลื่นพาห้
Sampling clock offset	การออฟเซตในการสุ่มนาฬิกา
Coherent modulation	การมอดูเลตแบบร่วมนัย
Noncoherent modulation	การมอดูเลตแบบไม่ร่วมนัย
Adaptive bit and power loading: ABPL	การจัดสรรบิตและกำลังงาน แบบปรับตัว
Data rate	อัตราเร็วของข้อมูล
Bit error probability	ความน่าจะเป็นของการผิดพลาดบิต
Feedback channel	ช่องสัญญาณป้อนกลับ
Channel coding	การเข้ารหัสช่องสัญญาณ
Nonbinary cyclic code	รหัสวนแบบไม่ใช่เลขฐานสอง
The inverse square law	กฎกำลังสองผกผัน
Preamble	ปริแอมเบิล
Automatic gain control: AGC	ส่วนควบคุมอัตรายายอัตโนมัติ
Constellation	คอนสเทลเลชัน

Pseudo random	สุ่มเทียม
Carrier to noise ratio: CNR	อัตราส่วนคลื่นพาห้ต่อสัญญาณ รบกวน
Multipath delay	การประวิงเวลาหลายวิถี
Quantization error	ความผิดพลาดจากการควอนไทซ์
Unidirectional	ทิศทางเดียว



# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหา

ปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายถูกพัฒนาไปอย่างมาก อันเป็นผลสืบเนื่องมาจากองค์ประกอบ 2 ส่วน ส่วนที่หนึ่ง ด้านความก้าวหน้าทางเทคโนโลยีการผลิตไอซีให้มีขนาดเล็ก และบริโภคพลังงานต่ำจึงทำให้เกิดหน่วยประมวลผลขนาดเล็ก (microprocessor) และส่วนที่สองมาจากการคิดค้นขั้นตอนการแปลงฟูรีเยร์อย่างรวดเร็ว (fast Fourier transform: FFT) ทำให้ลดจำนวนคำสั่งในการประมวลผลลงอย่างมาก ช่วยให้การคำนวณเร็วขึ้น เมื่อทั้งสองส่วนประกอบกัน ทำให้เกิดหน่วยประมวลผลแบบใหม่ที่ผนวกรวมฮาร์ดแวร์เฉพาะ ซึ่งช่วยเร่งการประมวลผลทางคณิตศาสตร์ เช่น วงจรคูณและวงจรแปลงฟูรีเยร์ที่สร้างด้วยฮาร์ดแวร์ เป็นต้น หน่วยประมวลผลนี้ถูกเรียกว่า หน่วยประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (digital signal processor: DSP) ซึ่ง DSP นั้นทำงานด้านการประมวลผลสัญญาณได้รวดเร็ว ทนทาน และ ไม่อ่อนไหวง่าย จึงนิยมนำไปใช้ในงานด้านการประมวลผลสัญญาณตามเวลาจริง (real-time signal processing) อีกทั้ง DSP สามารถผลิตได้ในจำนวนมากและได้คุณภาพคงที่กว่าวงจรที่ใช้คอมโพเนนต์แบบแอนะล็อก โดยในปัจจุบัน อุปกรณ์การสื่อสารแทบทั้งหมดถูกสร้างด้วยวงจรรวมแบบดิจิทัล ดังนั้น จึงจำเป็นที่นักศึกษาด้านวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสารต้องเรียนรู้ระบบสื่อสารในแบบดิจิทัล

ในระบบการสื่อสารใดๆ การส่งสัญญาณผ่านตัวกลางหรือช่องสัญญาณ มักจะเกิดปัญหาในเรื่องของช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงและไม่คงที่ อยู่ตลอดเวลา โดยปัญหานี้ จะรุนแรงมากในระบบการสื่อสารไร้สาย ปัญหาสำคัญนี้ คือ ปัญหาช่องสัญญาณเฟดดิ้ง (fading channels) ในการจัดการปัญหา จึงจำเป็นต้องมีวงจรเฉพาะทำหน้าที่แก้ไขปัญหาลักษณะช่องสัญญาณหรือการแก้ไขผลตอบสนองทางความถี่ที่เพี้ยนไป โดยใช้ วงจรอีควอไลเซอร์ (equalizer) ซึ่งอยู่ในส่วนภาครับ มีระบบการสื่อสารแบบหนึ่งที่นิยมมากในการจัดการปัญหานี้ คือ ระบบโอเอฟดีเอ็ม (orthogonal frequency division multiplexing: OFDM) เป็นระบบการสื่อสารแบบมอดูเลตหลายคลื่นพาห์แบบหนึ่ง ซึ่งระบบนี้ได้รวมการมอดูเลต และการมัลติเพล็กซ์ข้อมูลดิจิทัลเข้าไว้ด้วยกัน โดยพื้นฐานแล้วระบบ OFDM จะจัดเรียงข้อมูลในโดเมนความถี่ให้ห่างเท่าๆกัน แล้วใช้การแปลงฟูรีเยร์ผกผันเพื่อแปลงข้อมูลทางความถี่ไปเป็นสัญญาณทางเวลาและส่งสัญญาณออก โดยที่ภาครับจะใช้การแปลงฟูรีเยร์เพื่อแปลงข้อมูลกลับ แล้วใช้วงจรอีควอไลเซอร์เพื่อแก้ไขปัญหาลักษณะช่องสัญญาณ

ข้อดีของระบบ OFDM คือ สืบเนื่องมาจากการจัดเรียงข้อมูลในโดเมนความถี่ ทำให้เฟดดิ้งกระจายออกไปในหลายๆความถี่ ทำให้มีปัญหาเฟดดิ้งบรรเทาลง โดยระบบ OFDM นี้ได้ใช้ประโยชน์จาก DSP อย่างมากในเรื่องการคำนวณทางคณิตศาสตร์ อีกทั้ง DSP นั้นผลิตด้วยเทคโนโลยีไอซี จึงทำให้วงจรมีขนาดเล็ก ระบบ OFDM เป็นพื้นฐานที่นิยมอย่างมากในระบบการสื่อสาร เช่น ADSL, DAB, DVB-T และ IEEE 802.11a/g/n เป็นต้น แต่เนื่องจากระบบ OFDM มีความซับซ้อนมากทำให้การศึกษาให้เข้าใจนั้น ต้องเสียเวลาอย่างมากเช่นกัน ดังนั้น เพื่อลดระยะเวลาในการเรียนรู้ให้สั้นลง จึงเป็นที่มาของ การสร้างชุดการเรียนรู้ OFDM ขึ้น

ชุดการเรียนรู้ OFDM ที่สร้างด้วย DSP นั้น ช่วยส่งเสริมให้มีความเข้าใจระบบ OFDM มากขึ้น ซึ่งเป็นระบบพื้นฐานที่สำคัญ อีกทั้งช่วยให้นักศึกษามีความคุ้นเคยกับฮาร์ดแวร์ DSP ซึ่งช่วยสนับสนุนให้นักศึกษานำ DSP มาใช้งานอย่างจริงจัง

## 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1. ออกแบบและพัฒนาการทดลอง เพื่อการเรียนรู้หลักการและคุณสมบัติของ OFDM โดยใช้การส่งเสียงผ่านอากาศเป็นช่องสัญญาณ
2. พัฒนาโปรแกรมการรับส่ง OFDM บนบอร์ด DSK TMS320VC5416 ให้สามารถทำงานแบบเวลาจริงได้

## 1.3 กรอบแนวคิดการวิจัย

1. กำหนดเนื้อหาในการเรียนรู้ เช่น การมอดูเลตแบบคิจิตัล, ช่องสัญญาณเฟดดิ้ง เป็นต้น
2. จำลองการทำงานระดับบน (High-level simulation) โดย MATLAB เพื่อตรวจสอบความถูกต้องของขั้นตอนวิธี
3. เขียนโปรแกรมภาษาซี ที่ทำงานบนฮาร์ดแวร์ DSP
4. ปรับปรุงแก้ไขการออกแบบการทดลองและโปรแกรมให้เหมาะสมกับการนำไปทดลองเพื่อการเรียนรู้ระบบ OFDM

#### 1.4 ขอบเขตของงานวิจัย

1. ออกแบบระบบ OFDM ที่ทำงานบนช่องสัญญาณเสียงที่ใช้อัตราการซัดตัวอย่าง 48 kHz
2. ออกแบบการทดลอง ที่ครอบคลุมเนื้อหา ดังนี้
  - 2.1 พื้นฐานการมอดูเลตแบบดิจิทัล
  - 2.2 วงจรอีควอไลเซอร์ (equalizer)
  - 2.3 การ์ดอินเทอร์วอล (guard interval) และไซคลิกพรีฟิกซ์ (cyclic prefix)
  - 2.4 สัญญาณไพล๊อต (pilot tone) และรูปแบบของไพล๊อต (pilot structure)
  - 2.5 ลักษณะของช่องสัญญาณเฟดดิ้ง (characteristic of fading channel)
3. พัฒนาโปรแกรม DSP แบบเวลาจริงบนบอร์ด DSK TMS320VC5416

#### 1.5 ระเบียบวิธีวิจัย

##### 1.5.1 เนื้อหาที่ต้องการให้เรียนรู้

1. พื้นฐานการมอดูเลตแบบดิจิทัล : QPSK, QAM
2. หลักการและแนวคิดของ OFDM
3. การซิงโครไนซ์ : โดเมนเวลา
4. ลักษณะของช่องสัญญาณเฟดดิ้ง : เฟดดิ้งแบบเลือกความถี่, เฟดดิ้งแบบเรียบ
5. สัญญาณไพล๊อต และ รูปแบบของไพล๊อต
6. การ์ดอินเทอร์วอล และ ไซคลิกพรีฟิกซ์
7. การประมาณช่องสัญญาณโดยใช้สัญญาณไพล๊อต และการชดเชยช่องสัญญาณโดยใช้อีควอไลเซอร์

##### 1.5.2 ขั้นตอนการทำงาน

1. ศึกษาทฤษฎีและการออกแบบระบบ OFDM ต่างๆ เพื่อประเมินปัญหาและอุปสรรคในการใช้งานบนช่องสัญญาณเสียง
2. ออกแบบระบบ OFDM ผ่านช่องสัญญาณเสียงเพื่อใช้ในการทดลองเพื่อการเรียนรู้
3. จำลองการทำงานระดับบนด้วย MATLAB เพื่อใช้ในการออกแบบระบบและใช้เป็นส่วนหนึ่งในการทดลอง
4. เขียนโปรแกรม DSP และทดสอบว่าเป็นไปตามที่จำลองการทำงานระดับบนว่าทำงานได้ถูกต้อง
5. ปรับปรุงแก้ไขโปรแกรมหรือย้อนกลับไปออกแบบระบบใหม่เพื่อแก้ปัญหาที่อาจจะเกิดขึ้น เพื่อให้เหมาะสมกับการทดลองเพื่อการเรียนรู้ระบบ OFDM

### 1.5.3 ระบบ OFDM ที่ออกแบบในเบื้องต้น แสดงในตารางที่ 1.1

ตารางที่ 1.1 พารามิเตอร์ของระบบ OFDM

Modulation schemes	QPSK, 16-QAM, 64-QAM
Number of sub-carriers (N/2)	128 (N = 256 FFT)
Cyclic prefix size	1/2
Sampling frequency (Fs)	48 kHz
Symbol time	$N/F_s = 5.33\text{ ms}$
Sub-carrier spacing	$F_s/N = 187.5\text{ Hz}$
OFDM symbol duration	$5.33\text{ ms} + (5.33\text{ ms} / 2) = 8\text{ ms}$
Max data rate without channel coding	$6 * 127 / 8\text{ ms} = 95250\text{ bps}$

### 1.5.4 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย

#### 1.5.4.1 บอร์ดทดลองสำเร็จรูป TMS320VC5416 DSK ประกอบด้วย

1. หน่วยประมวลผลสัญญาณดิจิทัล TMS320VC5416 ชนิดทศนิยมแบบจุดลอยที่ทำงานที่ความเร็ว 160 MHz, มีบัสข้อมูล 2 ชุด, โปรแกรมบัส 1 ชุด, ตัวคูณแบบขนานขนาด 17x17 บิต และมีส่วนเข้าถึงหน่วยความจำโดยตรง

2. ชิพแปลงระหว่างแอนะล็อกกับดิจิทัล (codec) PCM3002 มีอัตราสุ่มสัญญาณนาฬิกา 48 kHz แบบสเตอริโอ ขนาด 16 บิต

1.5.4.2 โปรแกรม Code Composer Studio IDE จาก TI เขียนโปรแกรมโค้ดด้วยภาษาซี และใช้ระบบปฏิบัติการ DSP/BIOS ซึ่งเป็นระบบปฏิบัติการขนาดเล็กที่ทำงานแบบเวลาจริง

## บทที่ 2

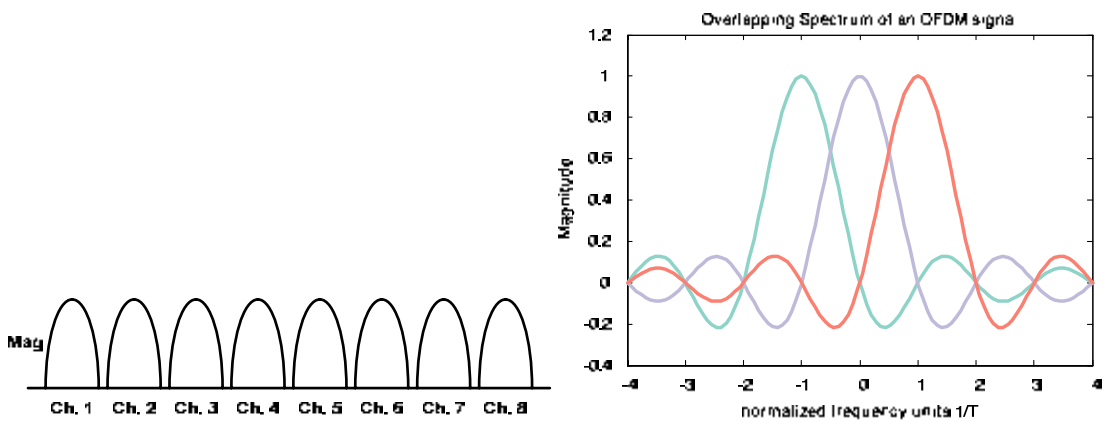
### ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ปัญหาสองแบบของระบบการสื่อสารไร้สาย เมื่อมีการแพร่กระจายคลื่นวิทยุ (radio propagation) ในสิ่งแวดล้อมที่มีตัวสะท้อนคลื่น คือ สัญญาณที่สะท้อนจะมีการเสริมและหักล้างกัน ในแต่ละความถี่แตกต่างกัน เราเรียกปรากฏการณ์นี้ว่า เฟดดิ้ง (fading) ซึ่งเป็นปัญหาแบบแรก เนื่องจากความยาวคลื่นของสัญญาณแต่ละความถี่ไม่เท่ากัน สัญญาณสะท้อนซึ่งเดินทางด้วยระยะทางไกลกว่าจึงมีความต่างเฟสที่แต่ละความถี่ไม่เท่ากัน ผลต่างเวลาระหว่างสัญญาณที่มาถึงเร็วสุด กับสัญญาณที่มาถึงช้าสุด เรียกว่า การกระจายตัวค่าประวิงเวลา (delay spread) [4] ซึ่งสัญญาณที่มาถึงช้านี้จะไปรบกวนสัญญาณที่ส่งตามมาทีหลัง เรียกว่า การแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (inter-symbol interference: ISI) [5] ซึ่งเป็นปัญหาแบบที่สอง ระบบการสื่อสารไร้สายที่สามารถนำมาใช้งานได้นั้น ต้องสามารถจัดการปัญหาสองแบบนี้ได้ โดยเฉพาะอย่างยิ่งหากระบบมีการเคลื่อนที่ของตัวรับตัวส่งหรือตัวสะท้อนสัญญาณจะทำให้ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา ปัญหาของระบบการสื่อสารไร้สายก็จะมี ความซับซ้อนมากยิ่งขึ้น

ความถี่ คือ ทรัพยากรที่มีค่าสูงสุดในระบบการสื่อสาร ในอดีต ระบบการสื่อสารเป็นแบบการส่งคลื่นพาห์เดียว วงจรเรียบง่าย ไม่ซับซ้อน แต่มีประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดท์ที่ต่ำ กล่าวคือ เมื่อต้องการส่งข้อมูลอัตราสูงขึ้นก็จำเป็นต้องใช้งานแบนด์วิดท์ที่มากขึ้น ดังนั้น คาบเวลาของสัญลักษณ์จึงแคบลง ทำให้ระบบมีความอ่อนไหวต่อปัญหา ISI มากขึ้น ซึ่งทำให้ระบบมีประสิทธิภาพต่ำลง ดังนั้น วิธีโดยทั่วไปจะใช้การจัดรูปพัลส์ (pulse shaping) เพื่อลดหางคลื่นให้เล็กลง ซึ่งช่วยแก้ปัญหา ISI ที่เกิดจากการมีแบนด์วิดท์จำกัดเท่านั้น ส่วนการแก้ปัญหา ISI เนื่องจากการกระจายตัวค่าประวิงเวลาจะต้องใช้การแทรกช่วงเวลาการ์คอินเทอร์วอลระหว่างแต่ละสัญลักษณ์ ทำให้มีประสิทธิภาพการใช้แบนด์วิดท์ต่ำ นอกจากนี้การเพิ่มแบนด์วิดท์สำหรับคลื่นพาห์เดียวนั้น ทำให้วงจรอีควอไลเซอร์ (equalizer) มีความซับซ้อนมากขึ้น ดังนั้น จึงมีการพัฒนาระบบการสื่อสารแบบหลาย คลื่นพาห์ออกมา เพื่อแก้ไขปัญหา ISI และใช้งานแบนด์วิดท์อย่างมีประสิทธิภาพ

## 2.1 ระบบโอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal frequency-division multiplexing: OFDM) [1], [3], [4]

การสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์ แบบแรก คือ การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ (frequency division multiplexing: FDM) ซึ่งใช้แบนด์วิดท์อย่างไม่มีประสิทธิภาพ เพราะมีการสูญเสียจำนวนมากให้กับการ์ดแบนด์ โดยดูในรูปที่ 2.1(ก.) และอีกวิธีหนึ่งที่นิยมใช้ในปัจจุบัน คือ ระบบโอเอฟดีเอ็ม โดยในแต่ละคลื่นพาห์จะถูกมอดูเลตด้วยข้อมูลและการใช้แบนด์วิดท์ที่แคบได้ เนื่องจากมีการเรียงตัวในลักษณะทับซ้อนกันได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.1(ข.) แต่ความถี่ต่างๆจะต้องร่วมนัย (coherent) กัน เพื่อให้มีช่วงห่างความถี่  $\Delta f$  เท่ากันพอดีในทุกๆ ช่วง



(ก.) การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่

(ข.) การเรียงคลื่นพาห์ย่อยของระบบ OFDM

รูปที่ 2.1 การแบ่งความถี่ด้วยวิธี FDM และ OFDM

สัญญาณ OFDM สามารถแสดงด้วยสมการ ดังนี้

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{j2\pi f_k t} = \sum_{k=0}^{N-1} s_k \varphi_k(t), \quad \text{สำหรับ } 0 \leq t \leq T_s \quad (2-1)$$

โดยที่  $f_k = f_0 + k\Delta f$  และ

$$\varphi_k(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k t} & \text{ถ้า } 0 \leq t \leq T_s, \\ 0 & \text{อื่นๆ,} \end{cases} \quad (2-2)$$

สำหรับ  $k = 0, 1, \dots, N-1$  โดย  $T_s$  แทนช่วงเวลาสัญลักษณ์ (symbol duration) และ  $\Delta f$  แทนระยะห่างระหว่างคลื่นพาห์ย่อย (subcarrier spacing) ซึ่งช่วงเวลาสัญลักษณ์ต้องเท่ากับ

$$T_s = \frac{1}{\Delta f} \quad (2-3)$$

เพื่อให้เงื่อนไขคุณสมบัติเชิงตั้งฉาก (orthogonality condition) เป็นจริง ดังสมการที่ (2-4)

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \varphi_k(t) \varphi_l^*(t) dt \\
&= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi(f_k - f_l)t} dt \\
&= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi(k-l)\Delta f t} dt \\
&= \delta[k-l],
\end{aligned} \tag{2-4}$$

โดยที่  $\delta[k-l]$  คือ ฟังก์ชันเดลต้า แสดงเป็น

$$\delta[n] = \begin{cases} 1, & \text{ถ้า } n=0 \\ 0, & \text{อื่นๆ} \end{cases} \tag{2-5}$$

จากเงื่อนไข คุณสมบัติเชิงตั้งฉากในสมการ (2-4) สัญญาณ OFDM สามารถถูกตีโมดูลेटได้ ดังนี้

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} s(t) e^{-j2\pi f_k t} dt \\
&= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \left( \sum_{l=0}^{N-1} s_l \varphi_l(t) \right) \varphi_k^*(t) dt \\
&= \sum_{l=0}^{N-1} s_l \delta[l-k] \\
&= s_k
\end{aligned} \tag{2-6}$$

จากที่สัญญาณ OFDM สามารถแสดงเป็น

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{j2\pi f_k t} \tag{2-7}$$

ถ้า  $s(t)$  ถูกสุ่มด้วยช่วงเวลา  $\Delta_s = \frac{T_s}{N}$  แล้ว

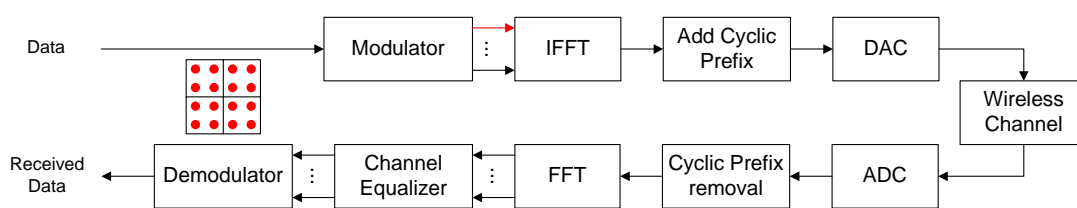
$$S_n = s(n\Delta_s) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{j2\pi f_k \frac{nT_s}{N}} \tag{2-8}$$

เราสามารถให้  $f_0 = 0$  แล้ว  $f_k T_s = k$  โดยไม่สูญเสียความเป็นกรณีทั่วไปได้ ดังนั้น สมการที่ (2-8) จะได้ว่า

$$S_n = \sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{j \frac{2\pi kn}{N}} = IDFT \{s_k\} \tag{2-9}$$

โดยที่ IDFT แทนคำว่า การแปลงฟูรีเยร์ผกผัน (inverse discrete Fourier transform: IDFT) เพราะภาคส่ง OFDM สามารถสร้างสัญญาณทางเวลาด้วย IDFT และเช่นกัน ภาครับ OFDM สามารถสร้างสัญญาณทางความถี่กลับด้วย การแปลงฟูรีเยร์เต็มหน่วย (discrete Fourier transform: DFT) หรือการแปลงฟูรีเยร์อย่างรวดเร็ว (fast Fourier transform: FFT) ปัญหาเฟดดิ้งสามารถจัดการได้ง่ายกว่าระบบการสื่อสารแบบส่งคลื่นพาห์เดียว เนื่องจากอีควอไลเซอร์ทำงานในโดเมนความถี่สำหรับแต่ละความถี่ได้โดยตรง และปัญหาการกระจายตัวค่าประวิงเวลาสามารถจัดการได้โดยใช้ ไซคลิกพรีฟิกซ์ (Cyclic prefix: CP) ด้วยการคัดลอกรูปคลื่นในส่วนท้ายไปแทรกที่ด้านหน้า โดยช่วงของเวลาของไซคลิกพรีฟิกซ์ต้องมากกว่าค่าการกระจายตัวค่าประวิงเวลา เพื่อทำหน้าที่เป็นการคอดินเทอร์วอล แต่เนื่องจากช่วงเวลาในการส่งสัญญาณแบบ OFDM จะยาวนานกว่าการส่งด้วยคลื่นพาห์เดียวมาก สัดส่วนช่วงเวลาที่เสียไปจึงมีค่าต่ำกว่า ทำให้การใช้แบนด์วิธมีประสิทธิภาพสูงกว่า

ในกรณีของเสียงที่ส่งด้วยสัญญาณเบสแบนด์โดยไม่มีกรรมมอดูเลตสัญญาณขึ้นไปอีกนั้น สัญญาณในโดเมนเวลาจะมีได้เฉพาะค่าในแกนจริง ดังนั้นข้อมูลที่สามารถใช้งานได้ ในโดเมนความถี่ จึงลดลงเหลือเพียงครึ่งเดียว โดยต้องจัดเรียงข้อมูลในโดเมนความถี่ ให้แกนจริงเป็นฟังก์ชันคู่ และแกนจินตภาพเป็นฟังก์ชันคี่ เมื่อใช้การแปลง IFFT แล้ว จะได้สัญญาณในโดเมนเวลาที่มีเฉพาะค่าจริง ในรูปที่ 2.2 แสดงระบบ OFDM แบบทั่วไป



รูปที่ 2.2 บล็อกไดอะแกรมของระบบ OFDM แบบทั่วไป

### 2.1.1 ปัญหาของระบบโอเอฟดีเอ็ม

ปัญหาหลักของระบบโอเอฟดีเอ็มมี 3 อย่าง ดังนี้ ปัญหาอัตราส่วนกำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ย, ปัญหาการประมาณช่องสัญญาณ และปัญหาการซิงโครไนซ์

#### 2.1.1.1 ปัญหาอัตราส่วนกำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ย (Peak-to-average power ratio: PAPR)

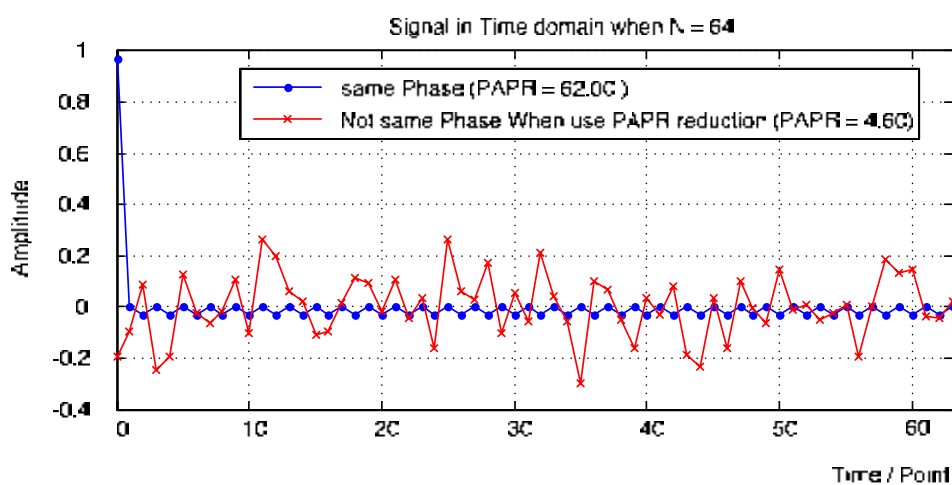
[2-3]

เมื่อระบบ OFDM ใส่ข้อมูลในโดเมนความถี่ แล้วแปลง IFFT เป็นสัญญาณในโดเมนเวลา พบว่าสัญญาณ OFDM สามารถมีโอกาที่ขนาดของยอดคลื่นมีขนาดที่สูงกว่าขนาดของคลื่นโดยเฉลี่ยมาก เช่น ในกรณีที่แย่มากที่สุด ทุกคลื่นพ่าย่อยมีเฟสเดียวกัน ดังในรูปที่ 2.3 เป็นต้น ค่า PAPR คือ อัตราส่วนกำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ สามารถคำนวณได้ดังนี้

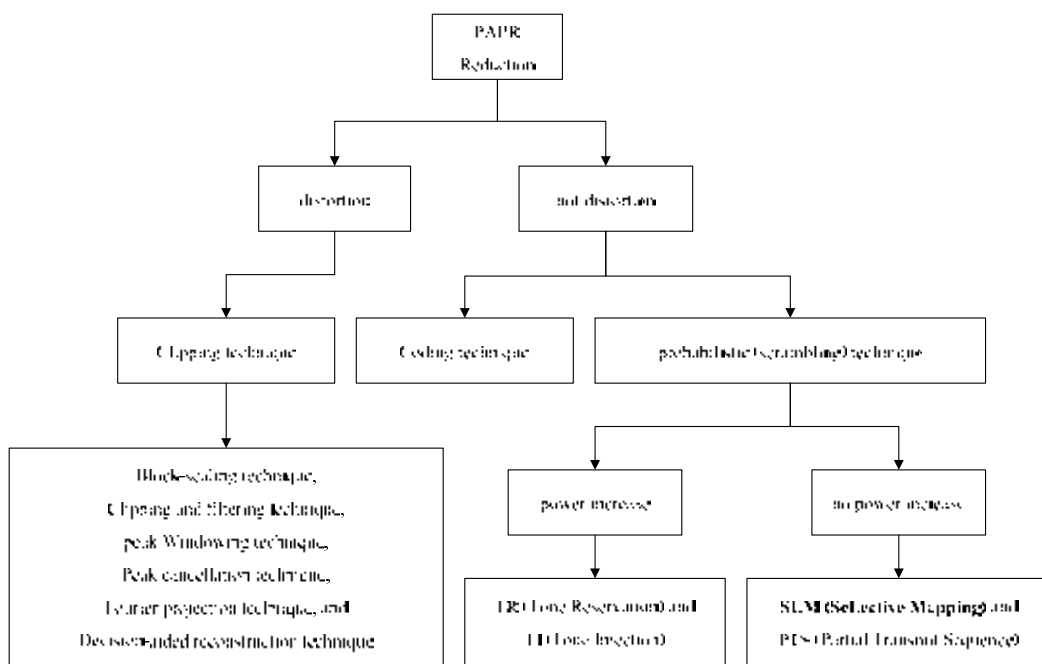


$$PAPR\{s(t)\} = \frac{\max |s(t)|^2}{E\{|s(t)|^2\}} \quad (2-10)$$

ค่า PAPR ที่สูงทำให้ใช้วงจรขยายได้ไม่มีประสิทธิภาพ เนื่องจากส่วนใหญ่วงจรขยายจะทำงานที่ค่าเฉลี่ยที่ต่ำ อีกทั้งเมื่อวงจรขยายต้องทำงานที่จุดสูงสุดจะมีความไม่เป็นเชิงเส้นมาก ทำให้เกิดสัญญาณรบกวน จึงต้องมีวิธีลดค่า PAPR โดยวิธีการลดค่า PAPR แสดงในรูปที่ 2.4 มีการแบ่งเป็น 2 แบบ คือ แบบมีการบิดเพี้ยน และแบบไร้การบิดเพี้ยน



รูปที่ 2.3 ตัวอย่างสัญญาณทางเวลาในกรณีที่แย่มากที่สุด เมื่อทุกความถี่มีเฟสเดียวกัน



รูปที่ 2.4 วิธีการลดค่า PAPR

- **แบบมีการผิดเพี้ยน** มี 1 เทคนิค คือ เทคนิคการคลิบ (clipping technique) เทคนิคการคลิบหรือการอิมตัดแบบไม่เป็นเชิงเส้นที่บริเวณยอดสูงสุดเพื่อลดค่า PAPR เทคนิคนี้ง่ายต่อการใช้งาน แต่เนื่องจากการทำลายคุณสมบัติเชิงตั้งฉาก จึงเกิดการแทรกสอดเกิดขึ้นทั้งในแถบความถี่ (in-band) และนอกแถบความถี่ (out-of-band)

- **แบบไร้การผิดเพี้ยน** มี 2 เทคนิค ดังนี้

1. **เทคนิคการเข้ารหัส (Coding technique)** ใช้การเลือกโค้ดเวิร์ด (codewords) เพื่อลดค่า PAPR เทคนิคนี้ไม่ทำให้เกิดการผิดเพี้ยน และไม่สร้างการรบกวนนอกแถบความถี่ แต่วิธีนี้ทำให้ประสิทธิภาพของแบนด์วิดท์ลดลง เนื่องจากเทคนิคนี้มีการเข้ารหัส ซึ่งทำให้อัตราส่วนรหัส (code rate) ลดลง และเทคนิคนี้มีความซับซ้อนมาก เพราะต้องหาชุดรหัสที่ดีที่สุดเพื่อลดค่า PAPR อีกทั้งใช้พื้นที่ขนาดใหญ่ในการเก็บตารางค้นหา (lookup table) โดยเฉพาะเมื่อใช้คลื่นพาห่อย่อยจำนวนมาก

2. **เทคนิคการลดความน่าจะเป็น** โดยการกวน (scramble) บล็อกข้อมูลขาเข้าของสัญลักษณ์ OFDM และเลือกหนึ่งรูปแบบที่ทำให้ค่า PAPR ลดลง ซึ่งทำให้ความน่าจะเป็นของการเกิด PAPR ขนาดใหญ่ลดลงด้วย ขณะเดียวกันเทคนิคนี้ไม่ทำให้มีกำลังงานของสัญญาณไปรบกวนนอกแถบความถี่ อีกทั้งประสิทธิภาพของสเปกตรัมก็ไม่ลดลง แต่มีความซับซ้อนเพิ่มขึ้นตามจำนวนคลื่นพาห่อย่อย และเทคนิคนี้ไม่สามารถรับประกันได้ว่าค่า PAPR จะมีค่าต่ำกว่าระดับที่ระบุตลอดเวลา เทคนิคในกลุ่มนี้สามารถแบ่งย่อยเป็น 1) แบบที่ต้องการกำลังงานเพิ่ม และ 2) แบบที่ไม่ต้องการกำลังงานเพิ่ม เนื่องจากเราต้องการใช้พลังงานอย่างมีประสิทธิภาพ ดังนั้น เราจึงสนใจเฉพาะแบบที่ไม่ต้องเพิ่มกำลังงาน มี 2 วิธี ดังนี้ ได้แก่ วิธีลำดับส่งย่อย และวิธีการแมปเลือก

### 2.1 ลำดับส่งย่อย (Partial transmit sequence: PTS) [3]

แสดงในรูปที่ 2.5 ทำการแบ่งสัญลักษณ์ขนาด  $N$  จุดเป็นกลุ่มของบล็อกย่อยขนาด  $N/V$  จุดตามช่วงความถี่ โดยช่วงความถี่ในบล็อกย่อยนั้นๆ ที่ไม่มีสัญญาณแทนด้วยศูนย์ เป็นจำนวน  $V$  บล็อกย่อย

$$X = [X^0, X^1, X^2, \dots, X^{V-1}]^T \quad (2-11)$$

แต่ละบล็อกย่อยใช้การแปลง IFFT แล้วใช้การหมุนเฟสในโดเมนเวลาด้วยค่าตัวประกอบเฟสเชิงซ้อน (complex phase factor) ในสมการที่ 2-12 โดยคำนวณหาเฟสที่เหมาะสมของแต่ละบล็อกย่อย

$$b^v = e^{j\theta_v}, \quad v=1,2,\dots,V \quad (2-12)$$

ในสมการที่ (2-13) แสดงสมการการหมุนเฟส

$$x = \text{IFFT} \left\{ \sum_{v=1}^V b^v X^v \right\} = \sum_{v=1}^V b^v \cdot \text{IFFT} \{ X^v \} = \sum_{v=1}^V b^v x^v \quad (2-13)$$

โดยเลือกเฟสเชิงซ้อนที่ทำให้ค่า PAPR ลดลงสูงสุด แสดงในสมการ (2-14)

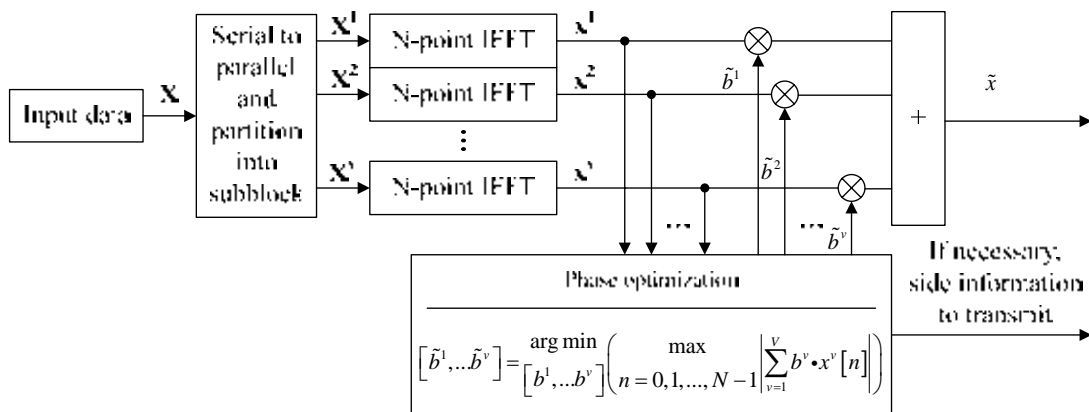
$$[\tilde{b}^1, \dots, \tilde{b}^v] = \underset{[b^1, \dots, b^v]}{\arg \min} \left( \max_{n=0,1,\dots,N-1} \left| \sum_{v=1}^V b^v \cdot x^v[n] \right| \right) \quad (2-14)$$

ดังนั้น สัญญาณในโดเมนเวลาเมื่อใช้ค่า PAPR แสดงได้ ดังนี้

$$\tilde{x} = \sum_{v=1}^V \tilde{b}^v x^v \quad (2-15)$$

ถ้าตัวประกอบเฟส (phase factors)  $b = \left\{ e^{j\frac{2\pi i}{W}} \mid i = 0, 1, \dots, W-1 \right\}$

ดังนั้น  $W^{V-1}$  คือ จำนวนชุดข้อมูลในการคำนวณหาชุดของตัวประกอบเฟสที่เหมาะสม (optimum set of phase vectors) เทคนิค PTS ต้องใช้การคำนวณ IFFT จำนวน  $V$  ครั้งและข้อมูลแนบข้าง (side information) ขนาด  $\lceil \log_2 W^V \rceil$



รูปที่ 2.5 บล็อกไดอะแกรมของ PTS

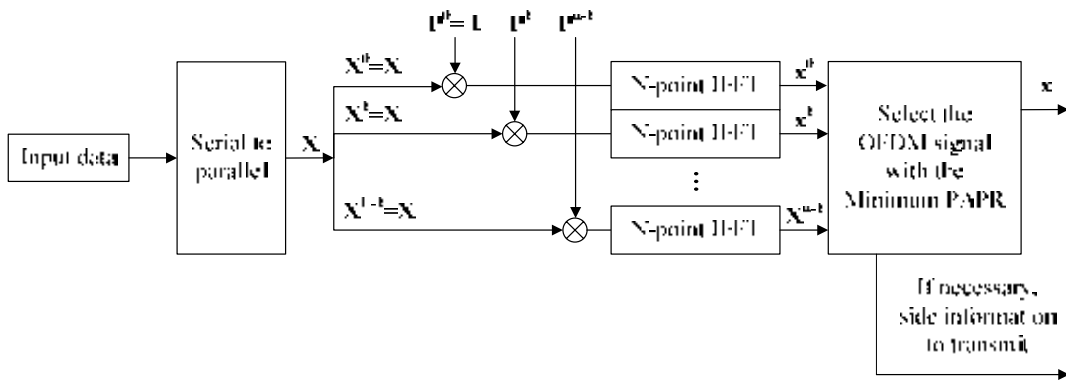
## 2.2 การแมปเลือก (Selective mapping: SLM) [3]

แสดงในรูปที่ 2.6 ทำการนำบล็อกข้อมูลขาเข้าคูณกับลำดับเฟสที่แตกต่างกัน

$P^u = [P_0^u, P_1^u, \dots, P_{N-1}^u]^T$  โดยที่  $P_n^u = e^{j\phi_n^u}$  และ  $\phi_n^u \in [0, 2\pi)$  โดย  $n = 0, 1, \dots, N-1$  และ  $u = 1, 2, \dots, U$  โดยค่า PAPR จะมีค่าน้อยที่สุดเมื่อลำดับ  $u$  เป็นดังนี้

$$\tilde{u} = \underset{u=1,2,\dots,U}{\arg \min} \left( \max_{n=0,1,\dots,N-1} |x^u[n]| \right) \quad (2-16)$$

เทคนิค SLM ใช้การคำนวณ IFFT จำนวน  $U$  ครั้งและข้อมูลแนบข้าง ขนาด  $\lceil \log_2 U \rceil$



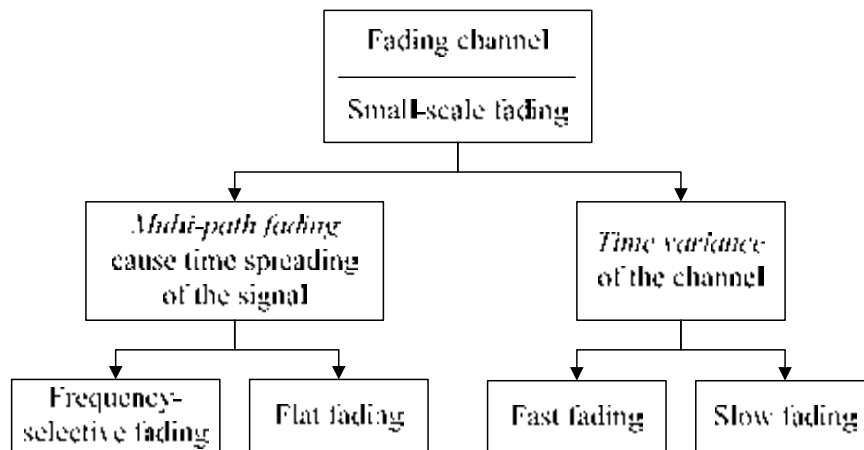
รูปที่ 2.6 บล็อกไดอะแกรมของ SLM

เทคนิค PTS เป็นเทคนิคที่สามารถลดค่า PAPR ได้มีประสิทธิภาพสูงสุด [2] แต่สำหรับในกรณีที่ไม่ต้องการค่า PAPR ต่ำสุด การใช้เทคนิค SLM โดยเลือกชุดลำดับเฟสคงที่ จะทำให้ความซับซ้อนของ SLM ลดลงเหลือเพียงการคำนวณ IFFT เพียงหนึ่งครั้งเท่านั้น ในกรณีของ PTS การเลือกชุดลำดับเฟสคงที่นั้น ไม่ช่วยให้ความซับซ้อนของ PTS ลดลง

2.1.1.2 ปัญหาการประมาณช่องสัญญาณ

2.1.1.2.1 การจำแนกช่องสัญญาณเฟดดิ้ง [3]

ช่องสัญญาณเฟดดิ้งเป็นปัญหาของระบบสื่อสารไร้สาย สามารถจำแนกได้ ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 การจำแนกประเภทของช่องสัญญาณเฟดดิ้ง (classification of fading channels)

ช่องสัญญาณเฟดดิ้งมี 2 ระดับ คือ 1) เฟดดิ้งสเกลใหญ่ (large-scale fading) สำหรับการเคลื่อนที่ด้วยระยะทางมาก ซึ่งพิจารณาด้วยค่าอัตราลดทอนของกำลังงานเฉลี่ย โดยปกติมีการเปลี่ยนแปลงค่อนข้างช้า และ 2) เฟดดิ้งสเกลเล็ก (small-scale fading) สำหรับการเคลื่อนที่ด้วยระยะทางน้อย ซึ่งใช้ในวิทยานิพนธ์นี้

1. เฟดดิ้งสเกลเล็ก สามารถแบ่งตามคุณลักษณะเป็น 2 คุณลักษณะ คือ

1.1 เฟดดิ้งจากหลายวิถี (Multipath fading) มีสาเหตุจากการกระจายตัวทางเวลา (time dispersion) ของสัญญาณ สามารถแบ่งได้เป็น 2 ชนิดตามลักษณะของช่องสัญญาณ โดยพิจารณาจากค่าแบนด์วิธของสัญญาณ (signal bandwidth)  $B_s$  เทียบกับแบนด์วิธร่วมนัย (coherence bandwidth)  $B_c$  ในสมการที่ (2-17) และพิจารณาจากช่วงเวลาสัญญาณ  $T_s$  เทียบกับการกระจายตัวค่าประวิงเวลา  $\sigma_\tau$

$$B_c \approx \frac{1}{50\sigma_\tau} \quad (2-17)$$

เฟดดิ้งแบบเรียบ (flat fading) ช่องสัญญาณมีผลตอบสนองทางความถี่ขนาดคงที่ตลอดทั้งแบนด์วิธของสัญญาณ เกิดขึ้นเมื่อ

$$B_s \ll B_c \text{ และ } T_s \gg \sigma_\tau \quad (2-18)$$

เฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ (frequency selective fading) ขนาดของผลตอบสนองทางความถี่ (frequency response) ในแต่ละความถี่ต่างกัน เกิดขึ้นเมื่อ

$$B_s > B_c \text{ และ } T_s > \sigma_\tau \quad (2-19)$$

แต่ถ้าการกระจายตัวค่าประวิงเวลา  $\sigma_\tau$  มากกว่าช่วงเวลาสัญญาณ  $T_s$  จะทำให้เกิด ISI ซ้ำเติมขึ้นด้วย

1.2 ช่องสัญญาณเฟดดิ้งเปลี่ยนตามเวลา จำแนกตามความเร็วของการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณ สามารถแบ่งเป็น 2 ชนิด โดยพิจารณาค่าช่วงเวลาสัญญาณ  $T_s$  ในสมการที่ (2-3) เทียบกับค่าเวลาร่วมนัย (coherent time)  $T_c$  ในสมการที่ (2-20) และพิจารณาค่าแบนด์วิธของสัญญาณ  $B_s$  เทียบกับค่าแบนด์วิธของคอปเปลอร์สเปกตรัม (Doppler spectrum)  $B_d$  ในสมการที่ (2.20) ที่มีสาเหตุจากภาครับหรือภาคส่งเคลื่อนที่ ซึ่งทำให้เกิดการกระจายตัวทางความถี่ โดยค่าการเปลี่ยนแปลงนี้เรียกว่า ความถี่เลื่อนคอปเปลอร์สูงสุด (maximum Doppler shift)  $f_m$

$$B_d = 2f_m \quad (2-20)$$

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_m} \quad (2-21)$$

เฟดดิ้งเปลี่ยนเร็ว (fast fading) เกิดขึ้นเมื่อ

$$T_s > T_c \text{ และ } B_s < B_d \quad (2-22)$$

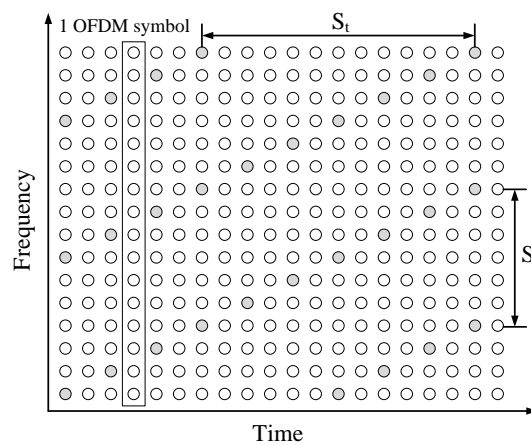
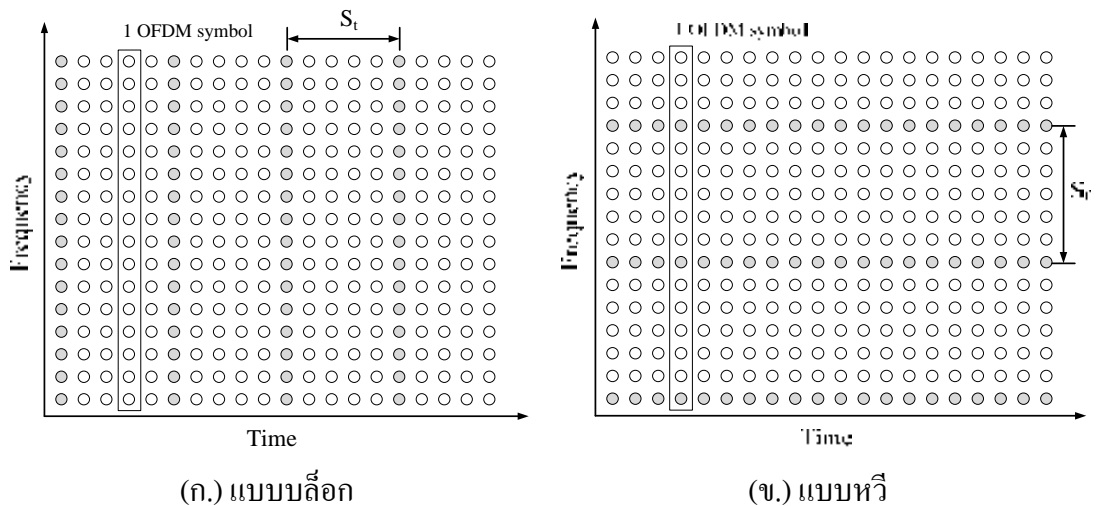
เฟดดิ้งเปลี่ยนช้า (*slow fading*) สามารถพิจารณาเป็นช่องสัญญาณที่หยุดนิ่งได้ เกิดขึ้นเมื่อ

$$T_s \ll T_c \text{ และ } B_s \gg B_d \quad (2-23)$$

### 2.1.1.2.2 การประมาณช่องสัญญาณ (Channel estimation) [3]

ช่องสัญญาณเฟดดิ้งสามารถแก้ไขด้วยอีควอไลเซอร์ โดยต้องประมาณช่องสัญญาณแล้วจึงนำไปสร้างอีควอไลเซอร์เพื่อแก้ช่องสัญญาณที่มีปัญหา สำหรับการประมาณช่องสัญญาณในวิทยานิพนธ์นี้ใช้สัญญาณนำร่อง (pilot symbol) ซึ่งประกอบด้วย 2 ส่วน คือ โครงสร้างนำร่องและการประมาณช่องสัญญาณจากสัญญาณนำร่อง

#### 1. โครงสร้างนำร่อง (Pilot structure) มี 3 แบบ แสดงในรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 โครงสร้างนำร่อง ทั้ง 3 แบบ

**ไฟลิตแบบบล็อก** รูปที่ 2.8 (ก.) สัญญาณ OFDM กำหนดให้ทุกคลื่นพาห้ย่อยของสัญลักษณ์ไฟลิตถูกใช้เป็นไฟลิตทั้งหมด โดยส่งทุกๆคาบเวลา  $S_t$  ซึ่งต้องมีค่าไม่เกินค่าเวลาร่วมนัย  $T_c$  ซึ่งเป็นส่วนกลับของความถี่ดอปเปลอร์ (Doppler frequency)  $f_{Doppler}$  เราสามารถเขียนคาบสัญญาณไฟลิต  $S_t$  ได้เป็น

$$S_t \leq \frac{1}{f_{Doppler}} \quad (2-24)$$

สำหรับโครงสร้างแบบนี้ ใช้การแทรกสัญญาณไฟลิตในทางโดเมนเวลาเพื่อประมาณช่องสัญญาณซึ่งเหมาะกับการเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ แต่โครงสร้างนี้ไม่เหมาะสำหรับเฟดดิ้งเปลี่ยนเร็วเนื่องจากการสูญเสียให้กับจำนวนไฟลิตที่มากเกินไป เพราะมีคาบ  $S_t$  ที่สั้นกว่า

**ไฟลิตแบบหริ** รูปที่ 2.8 (ข.) ทำการเรียงไฟลิตที่แต่ละคลื่นพาห้ย่อยมีความห่างด้วยคาบคงที่ ใช้การแทรกไฟลิตในโดเมนความถี่เพื่อประมาณช่องสัญญาณ โดยที่คาบความถี่ของสัญลักษณ์ไฟลิต  $S_f$  ต้องไม่เกินค่าแบนด์วิดท์ร่วมนัย ซึ่งเป็นส่วนกลับของการกระจายตัวค่าประวิงเวลา  $\sigma_\tau$  ดังนั้น คาบของสัญลักษณ์ไฟลิต  $S_f$  จึงเขียนเป็น

$$S_f \leq \frac{1}{\sigma_\tau} \quad (2-25)$$

ตรงกันข้ามกับโครงสร้างแบบบล็อก โครงสร้างนี้เหมาะกับการเฟดดิ้งเปลี่ยนเร็ว แต่ไม่เหมาะกับการเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่

**ไฟลิตแบบโครงตาข่าย** รูปที่ 2.8 (ค.) ไฟลิตถูกส่งด้วยคาบคงที่ทั้งในทางเวลาและทางความถี่ โครงสร้างนี้สามารถจัดการกับการเปลี่ยนแปลงช่องสัญญาณตามเวลาของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ โดยมีเงื่อนไข ดังนี้

$$S_t \leq \frac{1}{f_{Doppler}} \quad \text{และ} \quad S_f \leq \frac{1}{\sigma_\tau} \quad (2-26)$$

## 2. การประมาณช่องสัญญาณจากสัญญาณไฟลิต

มีวิธีที่นิยมใช้ 2 วิธี คือ เทคนิคกำลังสองน้อยที่สุด (least-square: LS) และเทคนิคความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุด (minimum-mean-square-error: MMSE) พิจารณา สัญลักษณ์เพื่อการเทรน (training symbols)

$$X = \text{diag} \{X(0), X(1), \dots, X(N-1)\} \quad (2-27)$$

เมื่อทุกคลื่นพาห่อย่อยตั้งฉากแล้ว สัญลักษณ์เพื่อการแทนที่ที่ได้รับ  $Y$  สามารถแทนด้วย  $Y = XH + Z$  โดยที่ เวกเตอร์ของช่องสัญญาณ  $H = [H(0), H(1), \dots, H(N-1)]^T = DFT_N \{h\}$  และ เวกเตอร์ของสัญญาณรบกวน  $Z = [Z(0), Z(1), \dots, Z(N-1)]^T$  โดยที่ค่าประมาณของช่องสัญญาณแทนด้วย  $\hat{H}$

2.1 เทคนิคกำลังสองน้อยที่สุด [3] สามารถหาได้ดังนี้

$$\begin{aligned} J(\hat{H}) &= \|Y - X\hat{H}\|^2 & (2-28) \\ &= (Y - X\hat{H})^H (Y - X\hat{H}) \\ &= Y^H Y - Y^H X\hat{H} - \hat{H}^H X^H Y + \hat{H}^H X^H X\hat{H} \end{aligned}$$

$$\frac{\partial J(\hat{H})}{\partial \hat{H}} = -2(X^H Y) + 2(X^H X\hat{H}) = 0 \quad (2-29)$$

$$X^H X\hat{H} = X^H Y$$

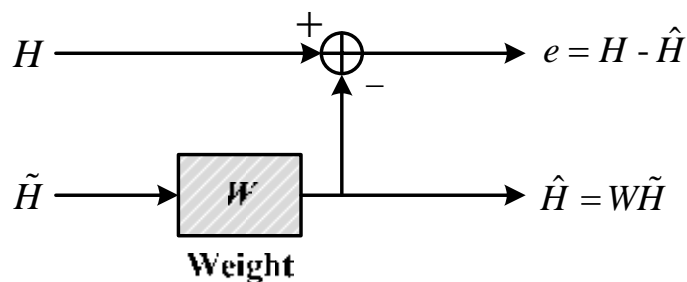
$$\hat{H}_{LS} = X^{-1}Y \quad (2-30)$$

ดังนั้น จะสามารถประมาณช่องสัญญาณแบบ LS สำหรับแต่ละคลื่นพาห่อย่อยได้ ดังนี้

$$\hat{H}_{LS}[k] = \frac{Y[k]}{X[k]}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2-31)$$

ข้อดีของวิธีนี้ คือ มีความซับซ้อนต่ำ

2.2 เทคนิคความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุด [3] ใช้ในกรณีที่  $H$  มีค่าเปลี่ยนแปลงตลอดเวลาเนื่องจากการเคลื่อนที่ จากค่าความผิดพลาดในการประมาณช่องสัญญาณ  $e = H - \hat{H}$  โดยที่  $H$  คือ เวกเตอร์ของช่องสัญญาณแท้จริง,  $\hat{H}$  คือ ค่าประมาณช่องสัญญาณแบบ LS ที่ถ่วงน้ำหนัก และ  $\tilde{H}$  คือ ค่าประมาณช่องสัญญาณแบบ LS แสดงในรูปที่ 2.9 สามารถเขียนเป็นสมการค่าความผิดพลาด ดังนี้



รูปที่ 2.9 การประมาณช่องสัญญาณแบบ MMSE



$$J(\hat{H}) = E\{\|e\|^2\} = E\{\|H - \hat{H}\|^2\} \quad (2-32)$$

และจากคุณสมบัติเชิงตั้งฉากระหว่างเวกเตอร์ค่าความผิดพลาด  $e$  กับค่าการประมาณช่องสัญญาณ  $\tilde{H}$  สามารถเขียนเป็นสมการ ดังนี้

$$\begin{aligned} E\{e\tilde{H}^H\} &= E\{(H - \hat{H})\tilde{H}^H\} = 0 \\ &= E\{(H - W\tilde{H})\tilde{H}^H\} \\ &= E\{H\tilde{H}^H\} - WE\{\tilde{H}\tilde{H}^H\} \\ &= R_{H\tilde{H}} - WR_{\tilde{H}\tilde{H}} = 0 \end{aligned} \quad (2-33)$$

เมื่อแก้สมการ (2-33) ได้ค่าถ่วงน้ำหนัก  $W$

$$W = R_{H\tilde{H}}R_{\tilde{H}\tilde{H}}^{-1} \quad (2-34)$$

โดยที่  $R_{AB}$  คือ ค่า เมทริกซ์สหสัมพันธ์ไขว้ (cross-correlation matrix) ระหว่างเวกเตอร์ A และ B

$$\tilde{H} = X^{-1}Y = H + X^{-1}Z \quad (2-35)$$

โดยที่  $R_{\tilde{H}\tilde{H}}$  คือ ค่า เมทริกซ์อัตโนมัติสหสัมพันธ์ (autocorrelation matrix) ของ  $\tilde{H}$  และจากสมการด้านบนสามารถคำนวณหา  $R_{\tilde{H}\tilde{H}}$

$$\begin{aligned} R_{\tilde{H}\tilde{H}} &= E\{\tilde{H}\tilde{H}^H\} \\ &= E\{X^{-1}Y \cdot (X^{-1}Y)^H\} \\ &= E\{(H + X^{-1}Z) \cdot (H + X^{-1}Z)^H\} \\ &= E\{HH^H + X^{-1}ZH^H + HZ^H(X^{-1})^H + X^{-1}ZZ^H(X^{-1})^H\} \\ &= E\{HH^H\} + E\{X^{-1}ZZ^H(X^{-1})^H\} \\ &= R_{HH} + \frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2} I \end{aligned} \quad (2-36)$$

จากความสัมพันธ์ของ  $\hat{H}$  กับ  $\tilde{H}$  สามารถเขียนเป็นสมการใหม่ ดังนี้

$$\hat{H} = W\tilde{H} = R_{H\tilde{H}}R_{\tilde{H}\tilde{H}}^{-1}\tilde{H} \quad (2-37)$$

$$\hat{H} = R_{H\tilde{H}} \cdot \left( R_{HH} + \frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2} I \right)^{-1} \cdot \tilde{H} \quad (2-38)$$

ประสิทธิภาพของการประมาณช่องสัญญาณแบบ MMSE [3], [21] ดีกว่าการประมาณช่องสัญญาณแบบ LS โดยเฉพาะเมื่อ อัตราส่วนกำลังของสัญญาณต่อกำลังของสัญญาณรบกวน (signal-to-noise ratio: SNR) มีค่าน้อย แต่เนื่องจากความซับซ้อนที่มากแบบ MMSE จึงไม่เป็นที่นิยมเท่ากับแบบ LS

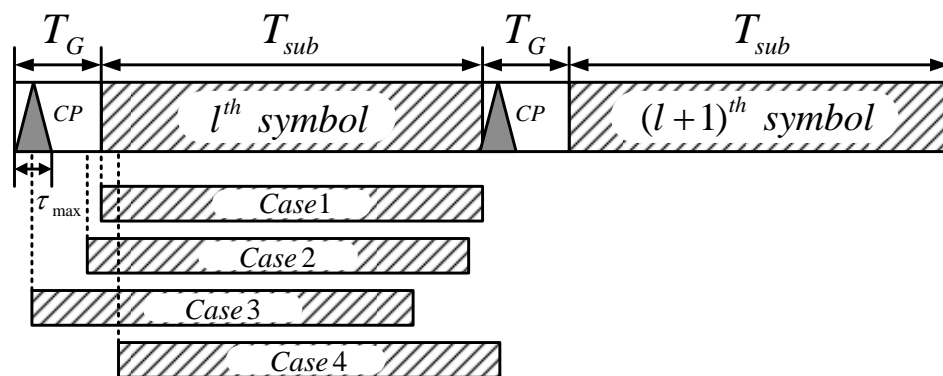
### 2.1.1.3 ปัญหาการซิงโครไนซ์ [3]

การซิงโครไนซ์ มี 2 โดเมน คือ การซิงโครไนซ์ทางเวลา และการซิงโครไนซ์ทางความถี่

**2.1.1.3.1 การซิงโครไนซ์ทางเวลา** คือ การหาจุดเริ่มของสัญญาณที่ถูกต้อง ด้วยการหาค่าออฟเซตทางเวลาของสัญลักษณ์ (symbol time offset: STO) สามารถเขียนความสัมพันธ์ดังในตารางที่ 2.1 สามารถแบ่งกรณีของการหาค่าออฟเซตทางเวลา  $\delta$  เป็น 4 กรณี ดังแสดงในรูปที่ 2.10

ตารางที่ 2.1 ผลกระทบของการออฟเซตทางเวลาของสัญลักษณ์

	Received signal	$STO(\delta)$
Time domain	$y[n]$	$x[n + \delta]$
Frequency domain	$Y[k]$	$e^{j\frac{2\pi k\delta}{N}} X[k]$



รูปที่ 2.10 การออฟเซตทางเวลาของสัญลักษณ์ใน 4 กรณี

โดย  $\tau_{\max}$  คือ การกระจายตัวค่าประวิงเวลาสูงสุด และ  $T_G$  คือ ช่วงเวลาของไซคลิกพรีฟิกซ์

**กรณีที่ 1 :** ประมาณจุดเริ่มของสัญญาณได้ถูกต้อง  $\delta = 0$  ยังคงรักษาคุณสมบัติเชิงตั้งฉาก ในกรณีนี้สัญลักษณ์ OFDM สามารถคืนสภาพได้สมบูรณ์ และปราศจากการรบกวนใดๆ

**กรณีที่ 2 :** ประมาณจุดเริ่มของสัญญาณก่อนจุดที่แท้จริง ในกรณีนี้ สัญญาณที่  $l^{\text{th}}$  ไม่ซ้อนทับกับสัญญาณที่  $(l-1)^{\text{th}}$  ทำให้ไม่มี ISI จากสัญญาณก่อนหน้า แต่สัญญาณที่ได้รับจะเกิดการหมุนเฟส ดังสมการที่ (2-39)

$$\begin{aligned}
 Y_l[k] &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_l[n+\delta] e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{p=0}^{N-1} X_l[p] e^{j\frac{2\pi(n+\delta)p}{N}} \right\} e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} X_l[p] e^{j\frac{2\pi\delta p}{N}} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi(p-k)n}{N}} \\
 &= X_l[k] e^{j\frac{2\pi k\delta}{N}}
 \end{aligned} \tag{2-39}$$

แต่ในกรณีนี้คุณสมบัติเชิงตั้งฉากยังคงอยู่ การแก้ไขเฟสออฟเซตทำได้ง่ายด้วยอีควอไลเซอร์ในโดเมนความถี่

**กรณีที่ 3 :** ประมาณจุดเริ่มของสัญญาณก่อนจุดที่แท้จริง แต่กรณีนี้ สัญญาณที่  $l^{\text{th}}$  ซ้อนทับกับสัญญาณที่  $(l-1)^{\text{th}}$  ทำให้เกิด ISI และทำให้คุณสมบัติเชิงตั้งฉากถูกทำลาย แล้วทำให้เกิดการแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห้ (inter-carrier interference: ICI) ด้วย

**กรณีที่ 4 :** ประมาณจุดเริ่มของสัญญาณหลังจุดที่แท้จริง กรณีนี้ สัญญาณที่  $l^{\text{th}}$  ซ้อนทับกับสัญญาณที่  $(l+1)^{\text{th}}$  ทำให้เกิด ICI ซึ่งทำลายคุณสมบัติเชิงตั้งฉาก และมีการแทรกสอดระหว่างสัญญาณ จากสัญญาณถัดมา

### 2.1.1.3.2 ปัญหาการชิงโครไนซ์ทางความถี่ แบ่งเป็น 2 ชนิด ดังนี้

#### 1. ความถี่ออฟเซตของคลื่นพาห้ (Carrier frequency offset: CFO)

สัญญาณภาคส่งแบบแถบความถี่ฐานถูกแปลงเป็นสัญญาณแบบแถบความถี่ผ่านด้วยการมอดูเลตคลื่นพาห้และถูกแปลงลงเป็นสัญญาณภาคส่งแบบแถบความถี่ฐาน โดยใช้คลื่นพาห้ท้องถิ่นที่ภาครับที่มีความถี่เท่ากับกับความถี่ของคลื่นพาห้ของภาคส่ง โดยทั่วไปแล้วการผิดเพี้ยนอาจมีสาเหตุจากความไม่แน่นอนของวงจรสร้างคลื่นพาห้ของภาคส่งและภาครับ ดังสมการที่ (2-40)

$$f_{\text{offset}} = f_c - f'_c \tag{2-40}$$

หรือมีสาเหตุจากความถี่เลื่อนดอปเปลอร์  $f_d$

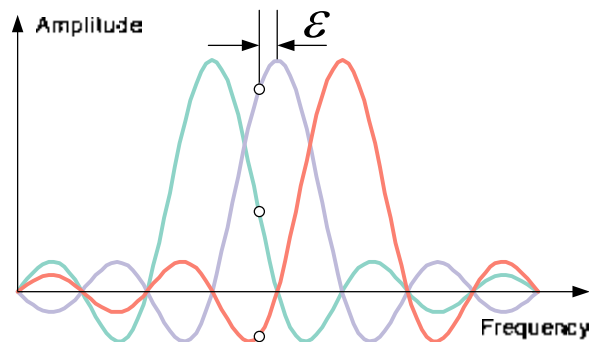
$$f_d = \frac{v \cdot f_c}{c} \tag{2-41}$$

โดย  $c$  คือ ความเร็วของแสง และ  $v$  คือ ความเร็วที่เคลื่อนที่

กำหนดให้ ค่า CFO  $\varepsilon$  เป็นอัตราส่วนระหว่าง  $f_{offset}$  กับ ระยะห่างระหว่างคลื่นพาห่อย่อย  $\Delta f$

$$\varepsilon = \frac{f_{offset}}{\Delta f} \quad (2-42)$$

ในรูปที่ 2.11 แสดงลักษณะความถี่ออฟเซตของคลื่นพาห้และเขียนความสัมพันธ์ของ CFO ในโดเมนเวลาและโดเมนความถี่ในตารางที่ 2.2



รูปที่ 2.11 ความถี่ออฟเซตของคลื่นพาห้

ตารางที่ 2.2 ผลกระทบความถี่ออฟเซตของคลื่นพาห้

	Received signal	CFO ( $\varepsilon$ )
Time domain	$y[n]$	$e^{j\frac{2\pi n\varepsilon}{N}} x[n]$
Frequency domain	$Y[k]$	$X[k - \varepsilon]$

ผลกระทบจาก CFO แบ่งเป็น 2 ส่วน คือ CFO จำนวนเต็ม  $\varepsilon_i$  และ CFO ทศนิยม  $\varepsilon_f$

### 1.1 CFO จำนวนเต็ม (IFO)

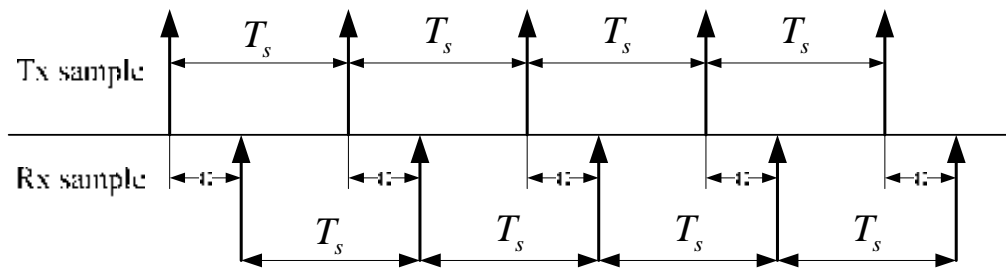
การออฟเซตความถี่ของคลื่นพาห้แบบ IFO ทำให้สัญญาณที่ภาครับกลายเป็น  $e^{j\frac{2\pi n\varepsilon_i}{N}} x[n]$  หรือในโดเมนเวลา สัญญาณจากภาคส่ง  $X[k]$  จะถูกเลื่อนด้วยจำนวนเต็ม  $\varepsilon_i$  ที่ภาครับ ได้เป็น  $X[k - \varepsilon_i]$  ในคลื่นพาห้ย่อยที่  $k$  เมื่อการเลื่อนได้รับการแก้ไข พบว่าประสิทธิภาพ BER ไม่ลดลงอย่างมีนัยสำคัญ

### 1.2 CFO ทศนิยม (FFO)

จากการคำนวณ [3] พบว่าเกิด ICI ที่มาจากที่คลื่นพาห้ย่อยอื่นไปรบกวนคลื่นพาห้ย่อย  $k^{\text{th}}$  และการเพี้ยนทางเฟสจะมากขึ้นตามค่า  $\varepsilon_f$  ที่เพิ่มขึ้น

**2. ความถี่ออฟเซตในการสุ่มของสัญญาณนาฬิกา (Sampling clock offset)**

เกิดขึ้นเมื่ออัตราสุ่มของภาคส่งและภาครับมีค่าไม่เท่ากัน ทำให้มีการสุ่มค่าไม่พร้อมกันและเปลี่ยนแปลงไปเรื่อยๆ แต่ปกติความถี่ออฟเซตจะมีขนาดเล็กมาก ในช่วงเวลาสั้นๆเพียงไม่กี่สัญลักษณ์ การสุ่มจะผิดพลาดไปด้วยเวลาคงที่ จึงสามารถพิจารณาเป็นส่วนหนึ่งของปัญหา STO ได้ ดังรูปที่ 2.12 ความผิดพลาดในการสุ่มด้วยเวลาคงที่เท่ากับการหมุนเฟสในโดเมนความถี่

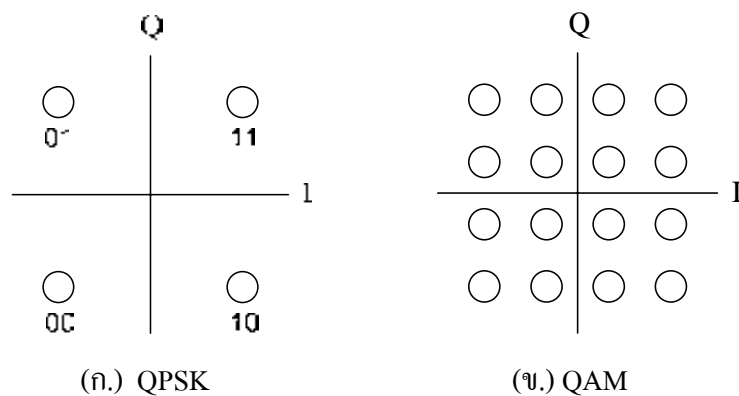


รูปที่ 2.12 ความผิดพลาดในการสุ่มด้วยเวลาคงที่

**2.1.2 การมอดูเลตในระบบโอเอฟดีเอ็ม [4-5]**

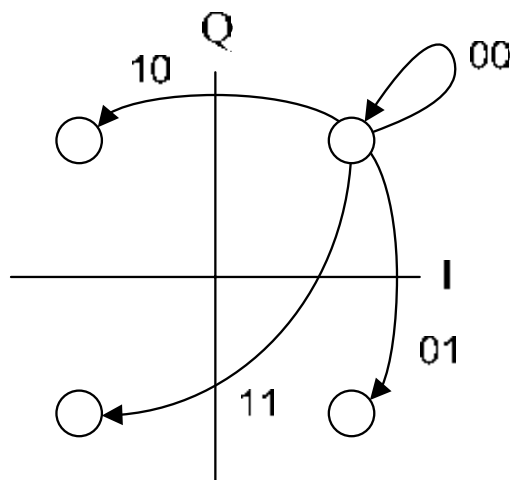
การมอดูเลตแบ่งเป็นสองชนิด ตามการตรวจจับ ดังนี้ การมอดูเลตแบบร่วมนัย (coherent modulation) และ การมอดูเลตแบบไม่ร่วมนัย (noncoherent modulation)

**2.1.2.1 การมอดูเลตแบบร่วมนัย** ใช้การการตรวจจับแบบร่วมนัย ภาครับต้องมีข้อมูลของเฟสของคลื่นพาห์เพื่อใช้ในการตรวจจับสัญญาณ แบบที่ใช้ในระบบ OFDM มี QPSK (quadrature phase-shift-keying) และ QAM (quadrature amplitude modulation) การตรวจจับแบบร่วมนัยนั้น ระบบต้องมีการประมาณช่องสัญญาณด้วย ดังรูปที่ 2.13 การตรวจจับสามารถทำได้ง่ายเนื่องจากทำงานในโดเมนความถี่



รูปที่ 2.13 การมอดูเลตแบบร่วมนัย

**2.1.2.2 การมอดูเลตแบบไม่ร่วมนัย** ใช้การการตรวจจับแบบไม่ร่วมนัย ภาครับไม่มีการใช้ข้อมูลเฟสของสัญญาณอ้างอิง แบบที่ใช้ในระบบ OFDM คือ DQPSK (differential quadrature phase-shift-keying) โดยต้องแปลงข้อมูลบิตเป็นการเปลี่ยนแปลงเฟส ดังในรูปที่ 2.14 เช่นกัน การตรวจจับต้องแปลงการเปลี่ยนแปลงเฟสกลับเป็นข้อมูลบิต การมอดูเลตรูปแบบนี้ไม่จำเป็นต้องใช้การประมาณช่องสัญญาณ แต่เนื่องจากไม่ทราบเฟสที่แท้จริง เฟสที่ได้มีการรวมเฟสของสัญญาณรบกวน จึงทำให้ประสิทธิภาพต่ำกว่าแบบใช้การการตรวจจับแบบร่วมนัย



รูปที่ 2.14 การมอดูเลตแบบไม่ร่วมนัย DQPSK [7]

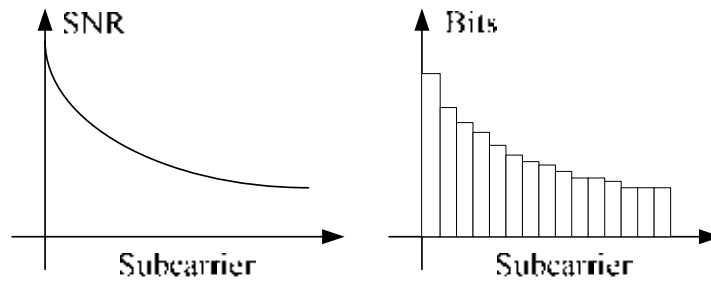
### 2.1.3 การเพิ่มประสิทธิภาพของระบบโอเอฟดีเอ็ม

#### 2.1.3.1 การจัดสรรบิตและกำลังงานแบบปรับตัว (Adaptive bit and power loading: ABPL)

[3], [6]

การมอดูเลตหลายคลื่นพาห์ด้วย OFDM โดยการแบ่งช่องสัญญาณแถบกว้างเป็นหลายๆ ช่องสัญญาณแถบแคบ ดังนั้นแต่ละคลื่นพาห์ย่อยสามารถมองเป็นช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรียบ จากคุณลักษณะนี้ภาคส่งสามารถเพิ่มประสิทธิภาพของระบบโดยการจัดสรรบิตและกำลังงาน

ในการจัดสรรต้องทราบคุณลักษณะของช่องสัญญาณและความแปรปรวนของสัญญาณรบกวน เพื่อหาความเหมาะสมของอัตราเร็วของข้อมูล (data rate), พลังงานที่ใช้ในการส่ง และความน่าจะเป็นของการผิดพลาดบิต (bit error probability) ซึ่งต้องมีการประมาณช่องสัญญาณและความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนที่แม่นยำ และต้องมีช่องสัญญาณป้อนกลับ (feedback channel) ที่น่าเชื่อถือ เวลาที่ใช้ในการจัดสรรและการรับส่งข้อมูลต้องไม่เกินค่าเวลาร่วมนัย เทคนิคนี้นิยมใช้ในระบบสื่อสารผ่านสายเนื่องจากมีช่องสัญญาณแบบเสมือนคงที่ โดยทั่วไป เรียกว่าระบบ DMT ดังรูปที่ 2.15 แสดงตัวอย่างการจัดสรรบิตตามค่า SNR



รูปที่ 2.15 ค่า SNR ของช่องสัญญาณและความสัมพันธ์กับจำนวนบิตในแต่ละคลื่นพาห้ย่อย

### 2.1.3.2 การเข้ารหัสช่องสัญญาณ (Channel coding) [1], [7]

การเข้ารหัสช่องสัญญาณ การเพิ่มความซ้ำซ้อนในสัญญาณที่ถูกส่งเพื่อทำให้สามารถกู้คืนข้อมูลที่บกพร่องโดยที่มีอัตราบิตสูงสุดและผ่านช่องสัญญาณในระดับความน่าเชื่อถือที่กำหนด การเข้ารหัสที่นิยมใช้ในระบบ OFDM คือ รหัสรีค โซโลมอน (Reed-Solomon: RS) ซึ่งเป็นรหัสวนแบบไม่ใช่เลขฐานสอง (nonbinary cyclic code)

## 2.2 คุณลักษณะของเสียงในตัวกลางอากาศ [8]

เสียง คือ คลื่นกลที่เกิดจากการสั่นสะเทือนของวัตถุ เมื่อวัตถุสั่นสะเทือนทำให้เกิดการอัดตัวและขยายตัวของคลื่นเสียงและถูกส่งผ่านตัวกลาง คุณลักษณะของเสียงในตัวกลางอากาศในการสื่อสาร มี 2 คุณลักษณะ ดังนี้

1. กฎกำลังสองผกผัน (The inverse square law) เสียงจากจุดกำเนิดแพร่เป็นทรงกลม เมื่อเสียงห่างจากจุดกำเนิดเพิ่มเป็นสองเท่า ค่าความเข้มเสียงจะลดลงเหลือหนึ่งในสี่

$$I \propto \frac{1}{r^2} \quad (2-43)$$

การส่งสัญญาณเสียงในตัวกลางอากาศในพื้นที่เปิดในระยะทางไกล ความเข้มเสียงที่ใช้ต้องมากขึ้นตามระยะทางที่เพิ่มขึ้น

2. ความเร็วของเสียงในตัวกลางอากาศ มีความเร็วประมาณ  $346 \text{ m/s}$  (ที่  $25^\circ \text{C}$ ) ซึ่งช้ากว่าความเร็วของเสียงใต้น้ำ ( $1496 \text{ m/s}$ ) และความเร็วแสง ( $3 \times 10^8 \text{ m/s}$ ) มาก จึงทำให้มีการประวิงทางเวลามากเช่นกัน ดังนั้นจึงต้องมีช่วงเวลาของสัญญาณมากขึ้นตาม

ตัวอย่างการคำนวณ : จากค่าเวลาในการสุ่ม  $= 1/48000 = 20.83 \mu\text{s}$  เมื่อระยะห่าง  $5 \text{ cm}$  เวลาที่เสียงเดินทางในอากาศจะเท่ากับการสุ่มข้อมูลจำนวน

$$5 \text{ cm} = 144.5 \mu\text{s} = 6.94 \approx 7 \text{ points} \quad (2-44)$$

## 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

แบ่งเป็น 2 กลุ่ม คือ การออกแบบการทดลองสำหรับสอนระบบ OFDM และการออกแบบโมเด็มระบบ OFDM

### 2.3.1 การออกแบบการทดลองสำหรับสอนระบบ OFDM

การออกแบบการทดลองเรื่องระบบการสื่อสารมีหลายบทความทั้งที่ทำงานด้วย MATLAB, LabVIEW และ DSP แต่ในวิทยานิพนธ์นี้สนใจเฉพาะเรื่องการสอนระบบ OFDM พบว่ามีเพียงงานเดียวคือ Hwang, J.K. [9] โดยใช้การประมวลผลด้วย MATLAB ไม่สามารถทำงานแบบเวลาจริง ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ต้องการออกแบบการทดลองที่ทำงานแบบเวลาจริงด้วย DSP

### 2.3.1 การออกแบบโมเด็มระบบ OFDM

การออกแบบโมเด็มระบบ OFDM มีหลายบทความ แต่ที่สนใจในวิทยานิพนธ์นี้เฉพาะที่ทำงานในย่านอะคูสติกผ่านตัวกลางอากาศ, น้ำ, และ สายไฟ เนื่องจากการออกแบบโมเด็มระบบ OFDM มีหลายระดับตั้งแต่ซับซ้อนน้อยจนถึงมาก จึงมีหลายบทความที่เป็นเพียงส่วนหนึ่งของการออกแบบ OFDM ในตารางที่ 2.3 แสดงงานวิจัยที่เกี่ยวข้องโดยแบ่งระบบ OFDM เป็น 4 แพลตฟอร์ม

1. OFDM อะคูสติกโมเด็มทำงานแบบไม่เวลาจริงใช้ MATLAB
2. OFDM อะคูสติกโมเด็มทำงานแบบเวลาจริงด้วย DSP
3. MATLAB สร้างโค้ด OFDM สำหรับ DSP ทำงานแบบไม่เวลาจริง
4. OFDM ทำงานแบบเวลาจริงด้วย DSP

การออกแบบด้วย MATLAB สามารถจัดการได้ง่าย แต่เมื่อทำงานที่ต้องเก็บข้อมูลจำนวนมาก เช่น การหาความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิต เป็นต้น จะใช้เวลาทำงานนานมาก จึงจำเป็นต้องทำงานแบบเวลาจริงเพื่อประหยัดเวลา อีกทั้งไม่สามารถใช้กับระบบที่มีการปรับตัวตามสถานะแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลงที่ต้องทำงานเสร็จได้ในเวลาที่กำหนด จึงต้องออกแบบให้ทำงานด้วย DSP และในการออกแบบระบบให้สามารถทำงานในเวลาจริงได้ต้องทราบภาระงานที่ใช้และปรับแต่งให้เหมาะสมกับทรัพยากรที่จำกัดของ DSP การออกแบบด้วยโค้ด MATLAB สำหรับ DSP จึงทำได้ยาก ดังนั้น แพลตฟอร์มที่มีใกล้เคียง คือ แพลตฟอร์มที่ 2 และ 4 ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ออกแบบให้มีการใช้ไอคิวไลเซอร์, การมอดูเลตด้วย QPSK และ QAM, แก้ปัญหาอัตราส่วนกำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ย และการจัดสรรบิตและกำลังงานแบบปรับตัว



ตารางที่ 2.3 รายการของ OFDM แพลตฟอร์มที่เกี่ยวข้อง

<b>Non-realtime OFDM acoustic modem using MATLAB</b>	
Air	Underwater
[10] No equalizer, use DQPSK.	[12] No equalizer, use PSK.
[11] Use equalizer and BPSK.	[13] No equalizer, use PSK.
[12] No equalizer, use PSK.	
<b>DSP based realtime OFDM acoustic modem</b>	
Air	Underwater
[14] Focus on programming, no equalizer, use DQPSK.	[16] Use equalizer and QPSK.
[15] Focus on programming, no equalizer, use PSK.	[17] Focus on channel coding, use equalizer and QPSK.
<b>MATLAB generated DSP non-realtime OFDM code</b>	
[18] Simulation, Focus on FFT algorithm, no equalizer and use BPSK, QPSK and QAM.	
[19] No equalizer, use QPSK and wire.	
<b>DSP based Realtime OFDM</b>	
[20] Focus on programming, use equalizer, 16QAM and wire.	

## บทที่ 3

### ระบบ OFDM ที่ออกแบบ

#### 3.1 โครงสร้างระบบ OFDM ที่ออกแบบ

เงื่อนไขในการออกแบบกำหนดให้ภาครับและภาคส่งอยู่กับที่ ดังนั้นจึงไม่มีผลของปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ สามารถมองช่องสัญญาณของแต่ละคลื่นพาห่อย่อยเป็นแบบเฟดดิ้งเปลี่ยนช้า และเฟดดิ้งแบบเรียบได้เมื่อใช้จำนวนจุดของ FFT มากเพียงพอ

ระบบ OFDM ที่ออกแบบ มีเทคนิคในการจัดการปัญหาของระบบ OFDM และเพิ่มประสิทธิภาพของระบบ ดังนี้

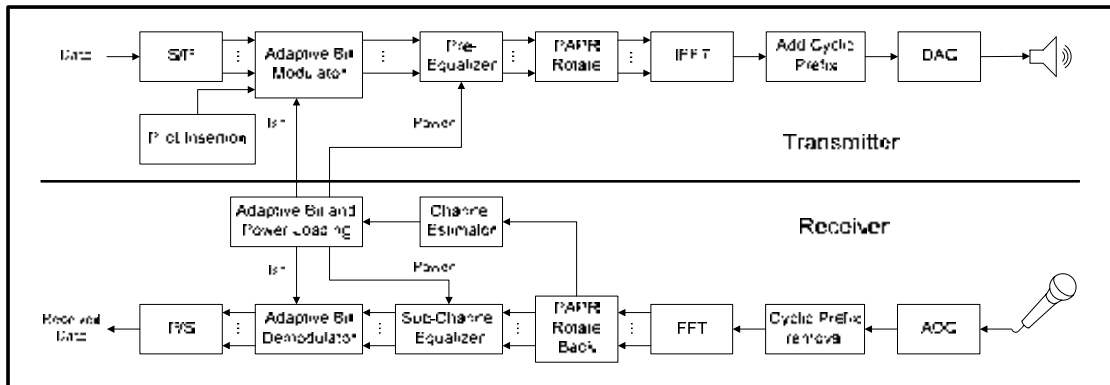
1. การลดอัตราส่วนกำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ย ใช้การแมปเลือกที่มีชุดลำดับเฟสคงที่
2. การประมาณช่องสัญญาณ ใช้โครงสร้างไฟลิตอดแบบบล็อกสำหรับเฟดดิ้งเปลี่ยนช้า และเทคนิคกำลังสองน้อยที่สุดที่มีการคำนวณไม่ซับซ้อน

3. การซิงโครไนซ์ทางเวลา ใช้วิธีการเทียบก่อนการส่ง แล้วตรวจวัดขนาดสัญญาณเพื่อหาจุดเริ่มต้น ซึ่งต้องเข้าร่วมกับการส่งปริแอมเบิล (preamble) เพื่อวัดหาขนาดของสัญญาณอ้างอิง แล้วคำนวณหาจุดตัดสินเพื่อหาจุดเริ่มต้นของสัญญาณไฟลิตอด และต้องใช้ช่วงเวลาของไซคลิกพรีฟิกซ์ให้นานกว่าค่าการกระจายตัวค่าประวิงเวลา

4. การซิงโครไนซ์ทางความถี่ ไม่มีปัญหาจากการออฟเซตความถี่ของคลื่นพาห้ เนื่องจากทำงานในช่วงแถบความถี่ฐาน และไม่มีปัญหาจากความถี่ออฟเซตในการสุ่มของสัญญาณนาฬิกา เนื่องจากยังไม่แยกบอร์คภาคส่งและภาครับออกจากกัน ดังนั้นสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในการสุ่มของภาคส่งและภาครับจึงตรงกัน

5. การเพิ่มประสิทธิภาพของระบบ โอเอฟดีเอ็มด้วยการจัดสรรบิตและกำลังงานแบบปรับตัว โดยยังไม่มีการเข้ารหัสช่องสัญญาณแก้ไขความผิดพลาด

โครงสร้างระบบ OFDM ที่ออกแบบแสดงในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบ OFDM

### 3.1.1 การแมปเลือกที่มีชุดลำดับเฟสคงที่

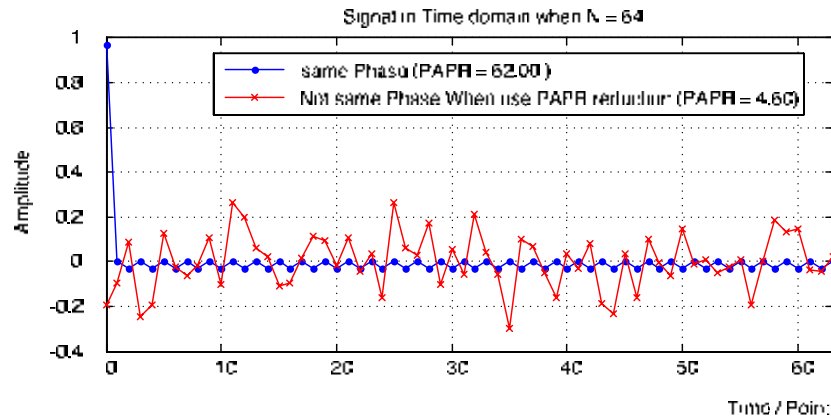
ชุดลำดับเฟสคงที่ที่ใช้วิธีการสร้าง ดังแสดงในตารางที่ 3.1 และตัวอย่างผลของการใช้การลดค่า PAPR แสดงในรูปที่ 3.2 ในกรณีแย่งที่สุดเมื่อทุกคลื่นพาห์ใช้คลื่นพาห์มีเฟสตรงกัน ค่า PAPR เท่ากับ 62 หลังใช้เทคนิคการลดค่า PAPR แล้วค่า PAPR เท่ากับ 4.6 หมายความว่า สามารถลดกำลังงานสูงสุดลงมา 13 เท่า หรือสามารถลดขนาดแอมพลิจูดสูงสุดลงมา 3.6 เท่า

ตารางที่ 3.1 การสร้างชุดลำดับเฟส

```

N_2 = 31;
OffsetAngle = -135*pi/180;
Power = 5;
for k=1: N_2
    PAPRVector.Mag(k) = 32766;
    PAPRVector.Ang(k) = (k^Power)*(pi/180) + OffsetAngle;
end

```

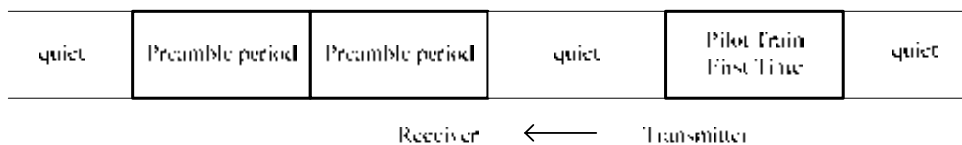


รูปที่ 3.2 ตัวอย่างสัญญาณทางเวลา กรณีที่แยกที่สุดเมื่อทุกความถี่มีเฟสเดียวกัน เปรียบเทียบก่อนและหลังใช้เทคนิคการลดค่า PAPR

3.1.2 การประมาณช่องสัญญาณด้วยเทคนิคกำลังสองน้อยที่สุด สามารถหาได้ง่ายในโดเมนความถี่

$$\hat{H}_{LS}[k] = \frac{Y[k]}{X[k]}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \tag{3.1}$$

3.1.3 การซิงโครไนซ์ทางเวลาด้วยการใช้พรีแอมเบิลและช่วงเงียบ โดยพรีแอมเบิลที่ใช้คือ คลื่นโคไซน์ความถี่เดียว ภาครับจะวัดอัตราส่วนกำลังงานของความถี่ที่ส่งมาเทียบกับความถี่อื่น ถ้ามีค่ามากกว่าค่าคงที่หนึ่งจะตัดสินใจว่าเป็นสัญญาณพรีแอมเบิลจริง จึงตรวจสอบขนาดในโดเมนความถี่เมื่อรู้ขนาดของสัญญาณพรีแอมเบิล จึงสามารถกำหนดระดับการตรวจจับขนาดเพื่อหาจุดเริ่มต้นของสัญญาณไฟลิตทางเวลา โดยลำดับการส่ง มีดังนี้



รูปที่ 3.3 ลำดับการส่งพรีแอมเบิลและไฟลิตในการซิงโครไนซ์ทางเวลา

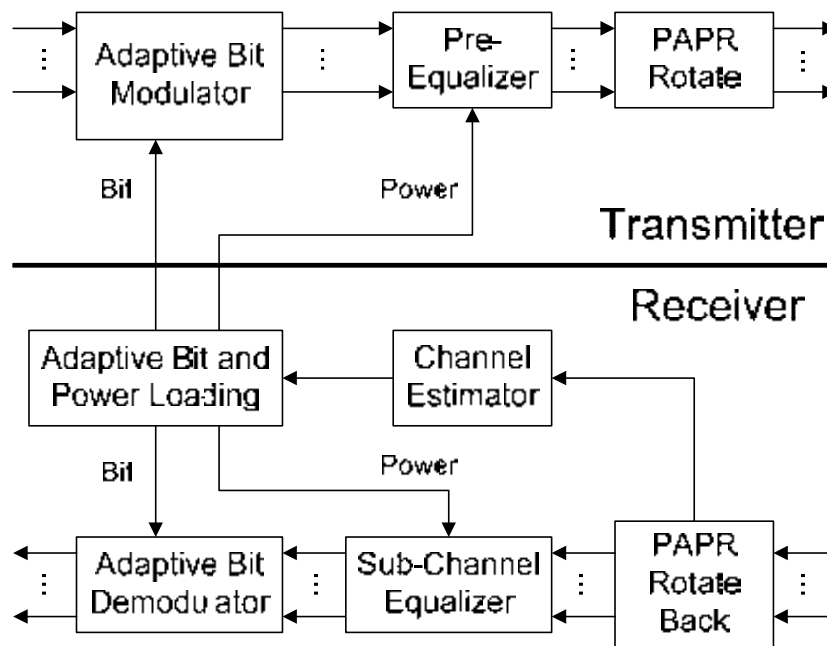
3.1.4 การจัดสรรบิตและกำลังงานแบบปรับตัว

การจัดสรรบิตใช้ประโยชน์จากการเปลี่ยนรูปแบบการมอดูเลตให้ส่งด้วยจำนวนบิตลดลง ซึ่งทำให้ได้ระยะห่างยูคลิเดียนเพิ่มขึ้น เปรียบเสมือนกับการเพิ่มขนาดของสัญญาณให้ทนทานต่อสัญญาณรบกวนได้มากขึ้น แสดงในตารางที่ 3.2 สามารถเขียนเป็นอัตราขยายระยะห่าง ส่วนการจัดสรรกำลังงานจะสามารถปรับอัตราขยายได้ตั้งแต่ 0-4 เท่า หรือเท่ากับ อัตราขยายกำลังงาน 0-16 เท่า

ตารางที่ 3.2 ระยะห่างยูคลิดีเนียนและอัตราขยายระยะห่าง

Euclidian distance	64 QAM	16 QAM	QPSK
	1/7	1/3	1
Distance gain from 64QAM to other	64 QAM	16 QAM	QPSK
	1	$\frac{7}{3} = 2.3\bar{3}$	7

การจัดสรรบิตและกำลังงานแบบปรับตัว แสดงในรูปที่ 3.4 การจัดสรรบิตและกำลังงานแบบปรับตัวที่ออกแบบ ตั้งสมมติฐานไว้เป็น 2 กรณี คือ สัญญาณรบกวนในแต่ละคลื่นพาห่อย่อยมีค่าเท่ากันทุกความถี่ และ สัญญาณรบกวนไม่เท่ากัน



รูปที่ 3.4 การจัดสรรบิตและกำลังงานแบบปรับตัว

กรณีที่ 1 มีเป้าหมายให้สัญญาณ ไฟลด์ที่ ได้รับมีขนาดเท่ากันทุกคลื่นพาห่อย่อย โดยตั้งสมมติฐานว่า สัญญาณรบกวนเท่ากันทุกความถี่ และจากการประมาณช่องสัญญาณสามารถเขียนเป็นอัตราการลดทอน และส่วนกลับของอัตราลดทอนซึ่งเป็นอัตราขยายที่ต้องชดเชยทางภาคส่ง

$$Att[k] = \frac{\hat{H}[k]}{\hat{H}_{Max}} \tag{3.2}$$

โดยอัตราขยายนี้จะชดเชยด้วยอัตราขยายระยะห่างจากการจัดสรรบิตและอัตราขยายกำลังงาน

$$G_{ABL}[k] \cdot G_{APL}[k] = \frac{1}{Att[k]} \quad (3.3)$$

การเปลี่ยนรูปแบบการมอดูเลตเมื่ออัตราขยายที่ต้องชดเชยมากกว่าระดับอัตราขยายระยะห่างของรูปแบบการมอดูเลตถัดไป เช่น อัตราขยายที่ต้องชดเชย = 14 จึงเปลี่ยนจาก 64QAM เป็น QPSK จัดสรรบิตจาก 6 บิตเป็น 2 บิต ได้อัตราขยายการจัดสรรบิต = 7 ส่วนอัตราขยายที่เหลือ = 2 ต้องชดเชยด้วยอัตราขยายการจัดสรรกำลังงาน  $G_{APL}[k]$  เท่ากับ 2 เป็นต้น เนื่องจากการอัตราขยายจำกัดไม่เกิน 4 เท่า ถ้ามีค่ามากกว่า 4 เท่าจะไม่ใช่ที่ความถี่นั้น เมื่อทำเสร็จทุกความถี่แล้ว ต้องปรับระดับกำลังงานรวมให้เท่ากับกำลังงานส่งเท่าเดิมด้วย

$$G_{APL}^{norm}[k] = \frac{G_{APL}[k]}{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} (G_{APL}^{Tx}[k])^2}} \quad (3.4)$$

การจัดสรรบิตและกำลังงานแบบปรับตัว ที่ภาคส่งจะกำหนดจำนวนบิตที่มอดูเลเตอร์สำหรับแต่ละคลื่นพาห่อย่อย และกำหนดอัตราขยายกำลังงานที่ปริอิควอไลเซอร์ ที่ภาครับจะกำหนดอัตราขยายกำลังงานอิควอไลเซอร์สำหรับแต่ละคลื่นพาห่อย่อยรวมทั้งปรับแก้เฟสให้ถูกต้อง และกำหนดจำนวนบิตที่มอดูเลเตอร์ด้วย

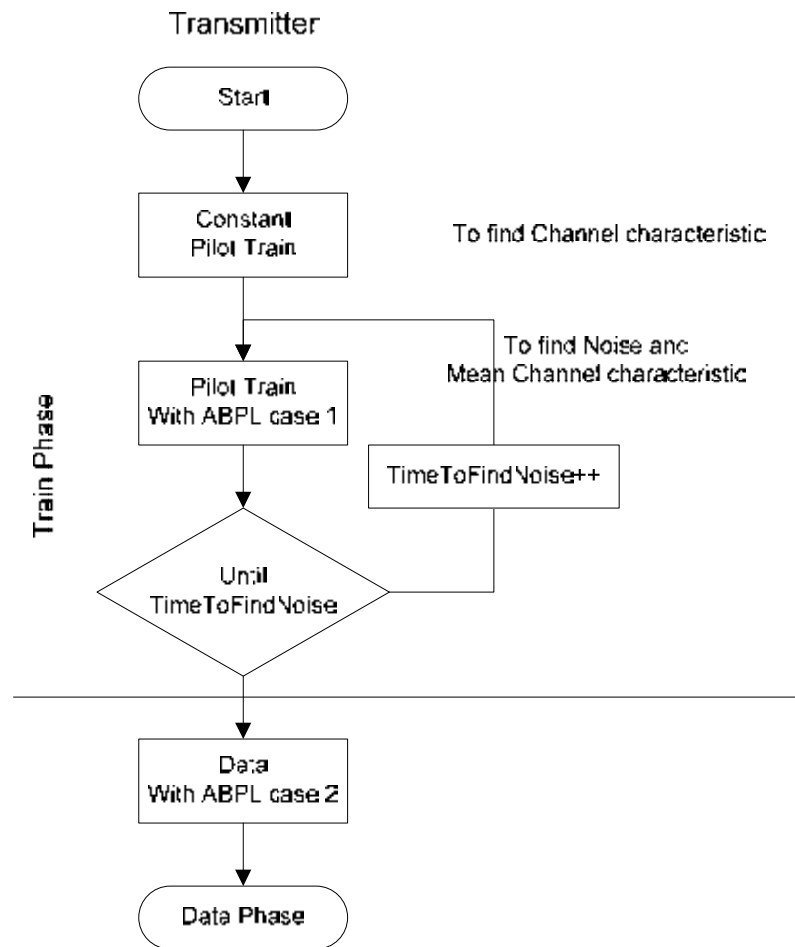
**กรณีที่ 2** มีเป้าหมายให้อัตราส่วนกำลังงานของสัญญาณคลื่นพาห่อย่อยที่ได้รับต่อสัญญาณรบกวน (carrier to noise ratio : CNR) มีค่าเท่ากันทุกคลื่นพาห่อย่อย โดยมีสมมติฐานว่า สัญญาณรบกวนอาจไม่เท่ากันในแต่ละความถี่ เพื่อให้สัญญาณที่ได้รับหลังใช้ ABPL ปรับแก้แล้ว จะมีผลของสัญญาณรบกวนเท่าๆกันทุกคลื่นพาห่อย่อยด้วย ดังนั้น ในกรณีที่ 2 อัตราการลดทอนสามารถเขียนเป็นสมการ

$$\text{ดังนี้} \quad Att[k] = \sqrt{\frac{CNR[k]}{CNR_{Max}}} \quad (3.5)$$

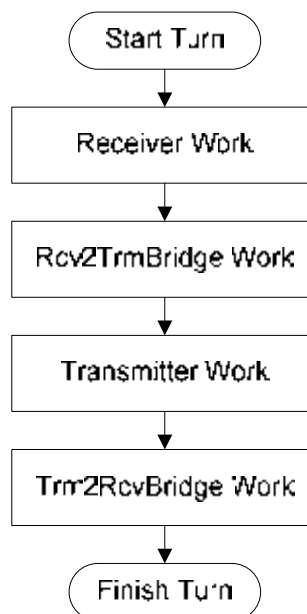
ส่วนลำดับการคำนวณยังคงเหมือนในกรณีที่ 1

### 3.1.4.1 ลำดับขั้นตอนของการจัดสรรบิตและกำลังงานแบบปรับตัว

แสดงในรูปที่ 3.5 แบ่งเป็น 3 ขั้นตอน ขั้นที่หนึ่งใช้ไฟลื้อตที่มีขนาดคงที่เพื่อหาคุณลักษณะของช่องสัญญาณ ขั้นที่สองใช้ไฟลื้อตร่วมกับเทคนิค ABPL เพื่อหาความแปรปรวนของสัญญาณรบกวน และขั้นที่สามส่งสัญญาณ OFDM ที่ใส่ข้อมูลร่วมกับเทคนิค ABPL เพื่อใช้งาน



รูปที่ 3.5 ลำดับการจัดสรรบิตและกำลังงานแบบปรับตัว



รูปที่ 3.6 การแบ่งส่วนงานของโปรแกรม

### 3.2 โครงสร้างซอฟต์แวร์ของระบบ OFDM

การทำงานของซอฟต์แวร์เป็นรอบๆ ซึ่งถูกเรียกเมื่อหน่วยความจำสำหรับการรับส่งค่าจากตัวแปลงระหว่างแอนะล็อกกับดิจิทัลเต็ม ในการทำงานแต่ละรอบ จึงแบ่งงานโดยมีเงื่อนไขว่า การทำงานทั้งหมดทำงานอยู่ในบอร์ด์เดียวและต้องมีสัญญาณป้อนกลับระหว่างภาครับส่ง จึงแบ่งงานดังรูปที่ 3.6 แบ่งงานเป็น 4 ส่วน คือ ภาครับ, สะพานเชื่อมภาครับไปภาคส่ง, ภาคส่ง และ สะพานเชื่อมภาคส่งไปภาครับ ในตารางที่ 3.3 แสดงพารามิเตอร์ของระบบ OFDM ที่ใช้

สะพานเชื่อมภาครับไปภาคส่ง และ สะพานเชื่อมภาคส่งไปภาครับ ทำหน้าที่คัดลอกข้อมูลระหว่างกันโดยมีคิวแบบ FIFO งานส่วนนี้ไม่ได้ทำงานทุกรอบ จะทำงานเมื่อต้องการส่งข้อมูลระหว่างกัน เนื่องจากงานส่วนนี้ไม่ซับซ้อนจึงไม่ได้แสดงรายละเอียดไว้ในที่นี้

ตารางที่ 3.3 พารามิเตอร์ของระบบ OFDM

Modulation schemes	QPSK, 16-QAM, 64-QAM
Number of sub-carriers (N/2)	128 (N = 256 FFT)
Cyclic prefix size	1/2
Sampling frequency (Fs)	48 kHz
Fixed point number format	Q13
Symbol time	$N/F_s = 5.33\text{ms}$
Sub-carrier spacing	$F_s/N = 187.5\text{ Hz}$
OFDM symbol duration	$5.33\text{ms} + (5.33\text{ms} / 2) = 8\text{ ms}$
Max data rate without channel coding	$6 * 127/8\text{ ms} = 95250\text{ bps}$

ในภาครับและภาคส่งสามารถแบ่งเป็นชั้นตามข้อมูลที่ทำงาน เป็น 5 ระดับ ในรูปที่ 3.7 คือ

1) LeftSigReInput[256+128]

ข้อมูลในแกนจริงของโดเมนเวลา ทั้งในส่วนข้อมูลสัญลักษณ์หลักและไซคลิกพรีฟิกซ์

2) TimeData[2x256]

ข้อมูลทั้งในแกนจริงและแกนจินตภาพของโดเมนเวลา เฉพาะส่วนข้อมูลสัญลักษณ์หลัก

3) FreqData[2x256]

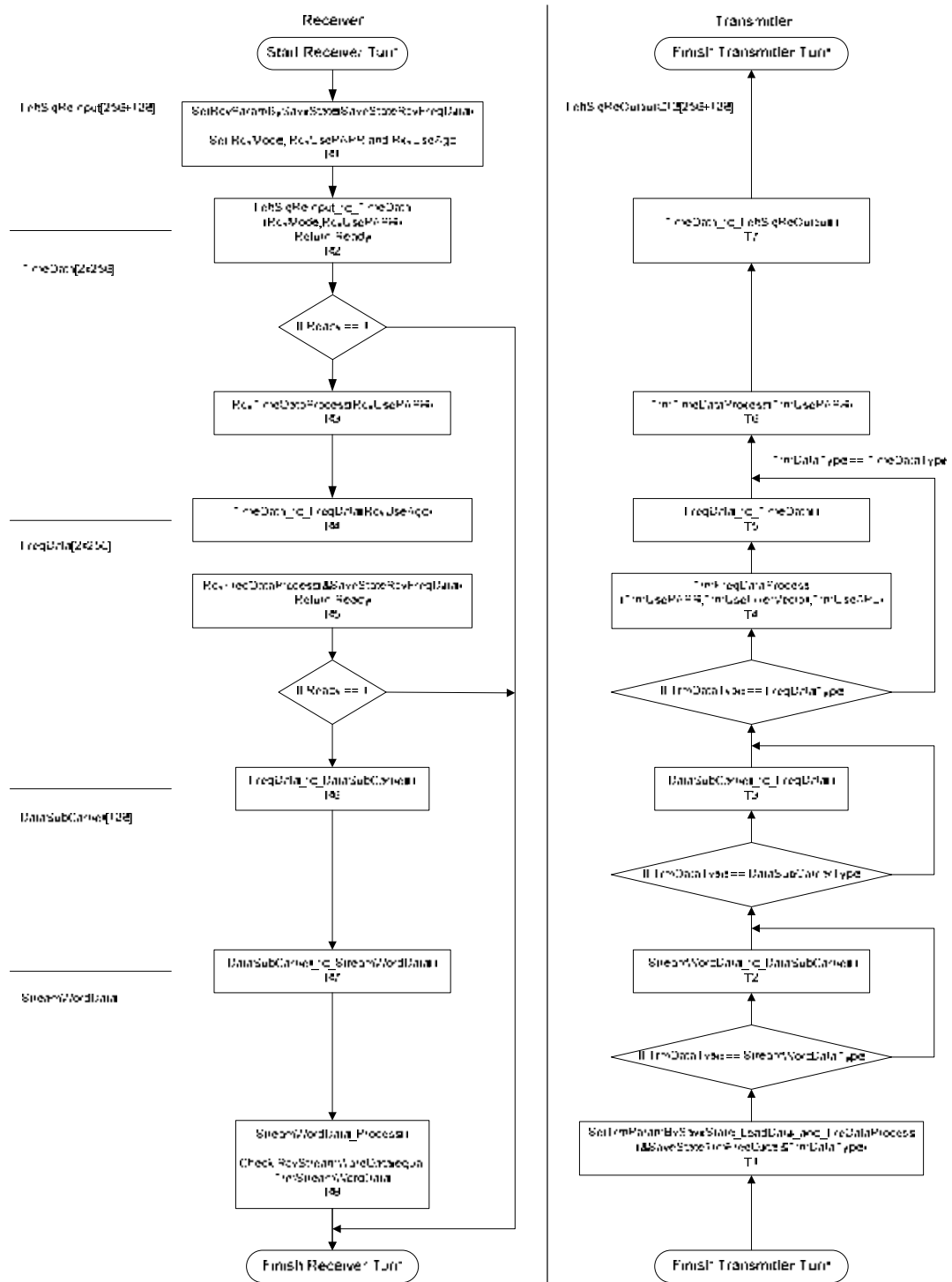
ข้อมูลทั้งในแกนจริงและแกนจินตภาพของโดเมนความถี่

4) DataSubCarrier[128]

ข้อมูลสำหรับแต่ละคลื่นพาห่อย่อย ซึ่งสามารถมีจำนวนบิตได้ไม่เท่ากันตามการมอดูเลตที่เหมาะสมของคลื่นพาห่อย่อยนั้น



5) StreamWordData ข้อมูลขนาด 16 บิตที่จัดเรียงไปเป็น DataSubCarrier ที่ภาคส่งและจัดเรียงกลับเป็น DataSubCarrier ที่ภาครับ จำนวนของword ที่ใช้อาจไม่คงที่ ขึ้นกับสถานะของช่องสัญญาณและสัญญาณรบกวน

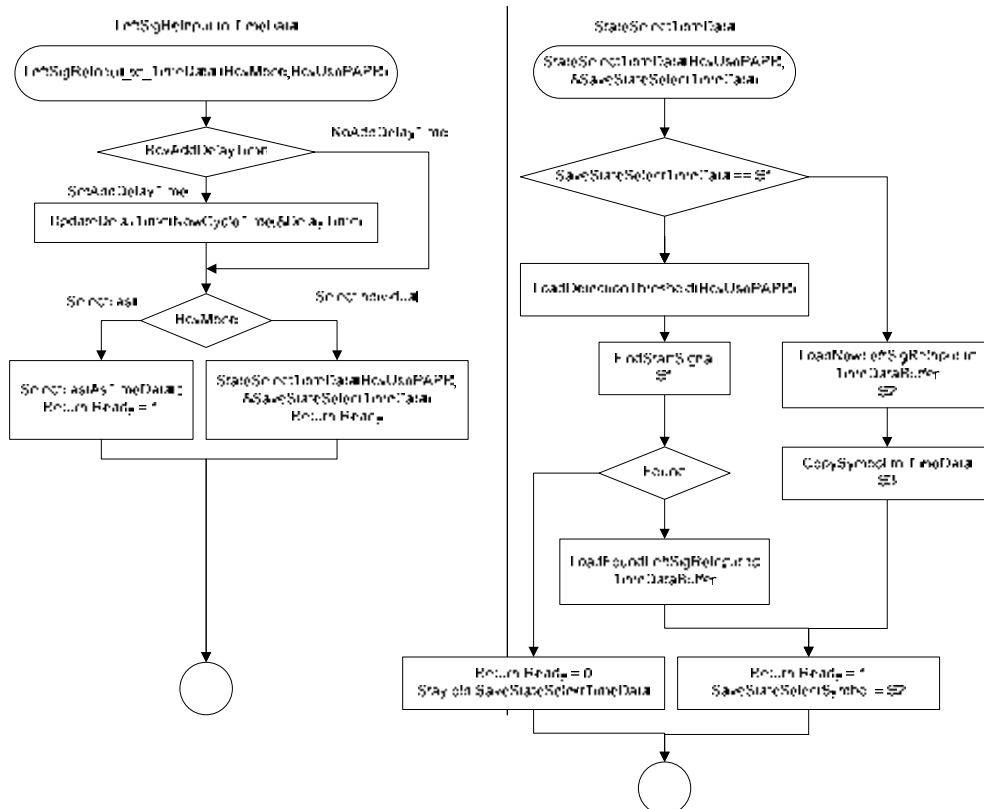


รูปที่ 3.7 งานของภาครับและงานของภาคส่ง

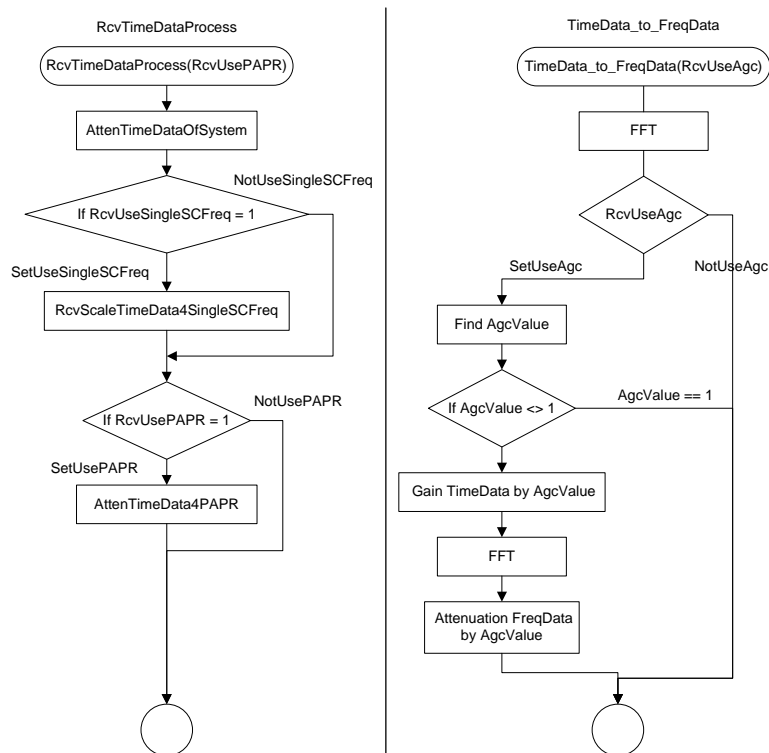
### 3.2.1 งานของภาครับ แบ่งเป็นฟังก์ชันใหญ่ๆ 8 ฟังก์ชัน ดังนี้

- 1) SetRcvParamBySaveState(SaveStateRcvFreqData) ทำหน้าที่ตั้งค่า RcvMode, RcvUsePAPR และ RcvUseAgc ตามสถานะของ SaveStateRcvFreqData
- 2) LeftSigReInput\_to\_TimeData (RcvMode, RcvUsePAPR) แสดงในรูปที่ 3.8 มีฟังก์ชันย่อย ดังนี้
  - 2.1) UpdateDelayTime(NowCycleTime, &DelayTime) ทำหน้าที่นับระยะเวลาระหว่างภาคส่งและภาครับ มีหน่วยเป็นจำนวนรอบ
  - 2.2) SelectLastAsTimeData() ทำหน้าที่คัดลอกค่าส่วนท้ายของ LeftSigReInput ไปใส่ใน TimeData ถูกเรียกเมื่อ RcvMode เท่ากับ SelectLast
  - 2.3) StateSelectTimeData(RcvUsePAPR, &SaveStateSelectTimeData)
 

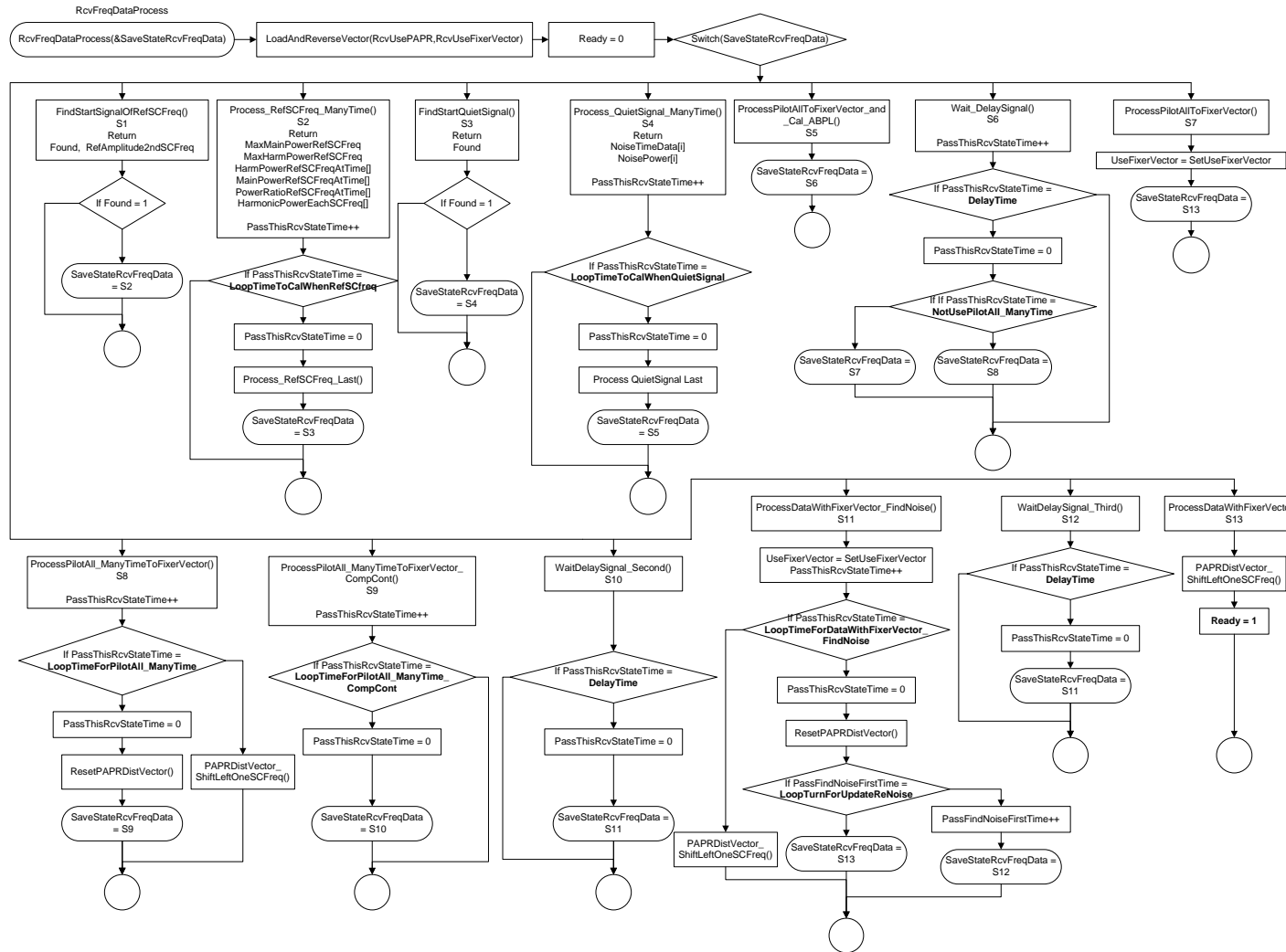
ดังแสดงในรูปที่ 3.8 ทำหน้าที่สองส่วน ส่วนแรกจะหาจุดเริ่มต้นของสัญญาณสัญลักษณ์จาก LeftSigReInput แล้วจึงคัดลอกข้อมูลส่วนที่เหลือเก็บลงใน TimeDataBuffer และส่วนที่สองเลือกข้อมูลจาก TimeDataBuffer ไปใส่ใน TimeData โดยตัดส่วนไซคลิกพรีฟิซทิ้ง
- 3) RcvTimeDataProcess(RcvUsePAPR) แสดงในรูปที่ 3.9 ทำหน้าที่ควบคุมการลดทอนของ TimeData สามารถแบ่งย่อยเป็น 3 ค่า คือ ค่า AttenTimeDataOfSystem ใช้ค่าเท่ากับ 1 ใช้ทุกครั้ง, ค่า RcvScaleTimeData4SingleSCFreq ใช้เมื่อรับค่าปริแอมเบิลเท่านั้น มีค่าเท่ากับ  $\frac{1}{(N/2)-1}$  และค่า AttenTimeData4PAPR ใช้เมื่อรับสัญญาณ OFDM หลายๆ ความถี่พร้อมกัน สามารถมีค่าได้น้อยสุด  $\frac{1}{3.6}$  แต่ที่ใช้คือ  $\frac{1}{2}$  เช่นกันที่ด้านส่งก็มี GainTimeData4PAPR ซึ่งเป็นส่วนกลับ
- 4) TimeData\_to\_FreqData(RcvUseAgc) แสดงในรูปที่ 3.9 ทำหน้าที่แปลง TimeData ไปเป็น FreqData โดยใช้การแปลง FFT แต่เพิ่มส่วนควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ (automatic gain control: AGC) เพื่อลดความผิดพลาดในการแปลง FFT ให้น้อยลง
- 5) RcvFreqDataProcess(&SaveStateRcvFreqData) แสดงในรูปที่ 3.10 ทำหน้าที่สองส่วน ส่วนแรก ทำหน้าที่ปรับเฟสและขนาดย้อนกลับด้วยฟังก์ชัน LoadAndReverseVector และส่วนหลังทำหน้าที่ควบคุมลำดับการทำงานและคำนวณค่าต่างๆ ฟังก์ชันนี้เป็นฟังก์ชันที่สำคัญที่สุดในภาครับ
- 6) FreqData\_to\_DataSubCarrier() ทำหน้าที่แปลงตำแหน่งจุดคอนสเทลเลชัน (constellation) ในแกนจริงและแกนจินตภาพไปเป็นข้อมูลบิตซึ่งใช้ข้อมูลรูปแบบการมอดูเลตจาก ABPL ด้วย
- 7) DataSubCarrier\_to\_StreamWordData() ทำหน้าที่เรียงข้อมูลบิตจากแต่ละคลื่นพาห่อย้อนกลับไปเป็นข้อมูล 16 บิต
- 8) StreamWordData\_Process() ทำหน้าที่จัดการข้อมูลระดับบน ในที่นี้จะทำหน้าที่เปรียบเทียบกับที่ส่งกับค่าที่รับว่าเป็นอย่างไร แล้วเก็บสถิติไว้



รูปที่ 3.8 ฟังก์ชัน LeftSigReInput\_to\_TimeData และฟังก์ชันย่อย StateSelectTimeData



รูปที่ 3.9 ฟังก์ชัน RcvTimeDataProcess และฟังก์ชัน TimeData\_to\_FreqData

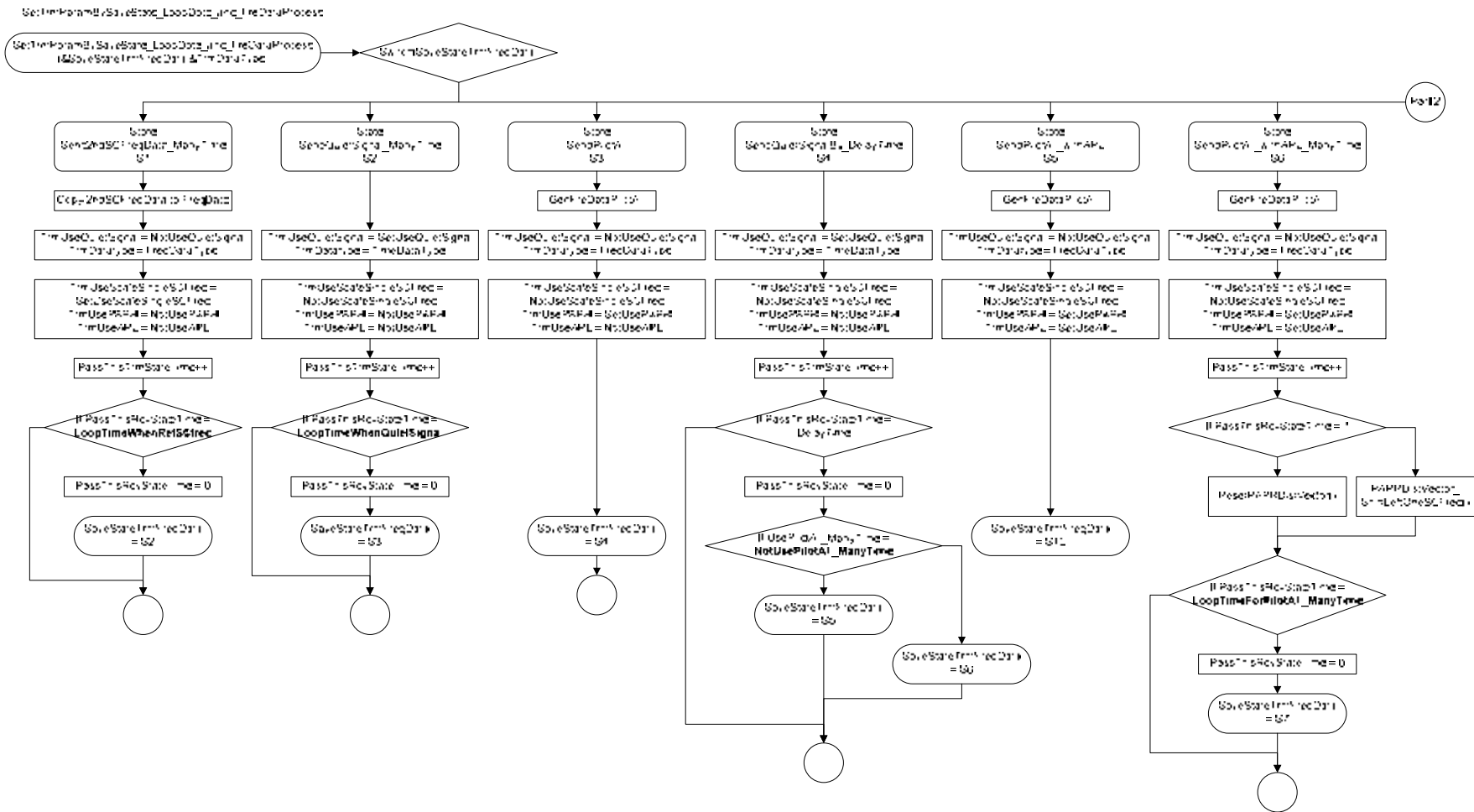


รูปที่ 3.10 ฟังก์ชัน RcvFreqDataProcess

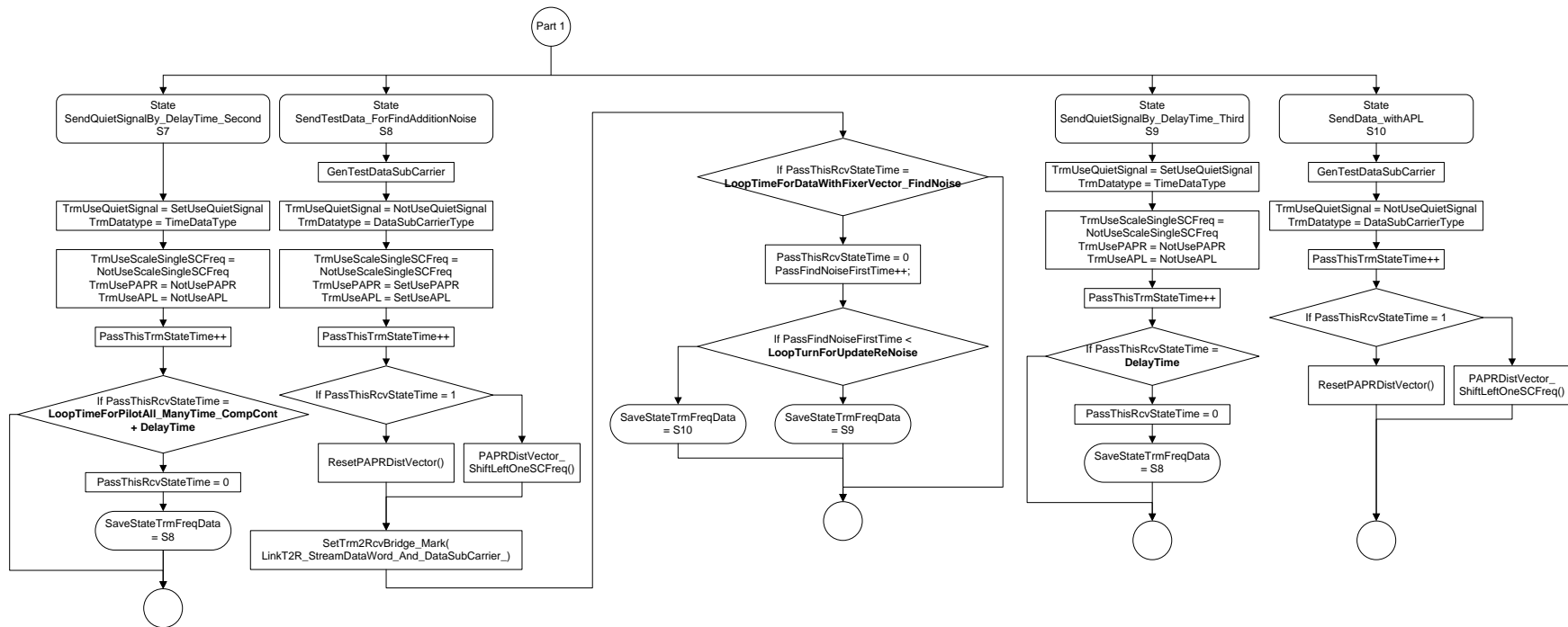
### 3.2.2 งานของภาคส่ง

แบ่งเป็นฟังก์ชันใหญ่ๆ 7 ฟังก์ชัน ดังนี้

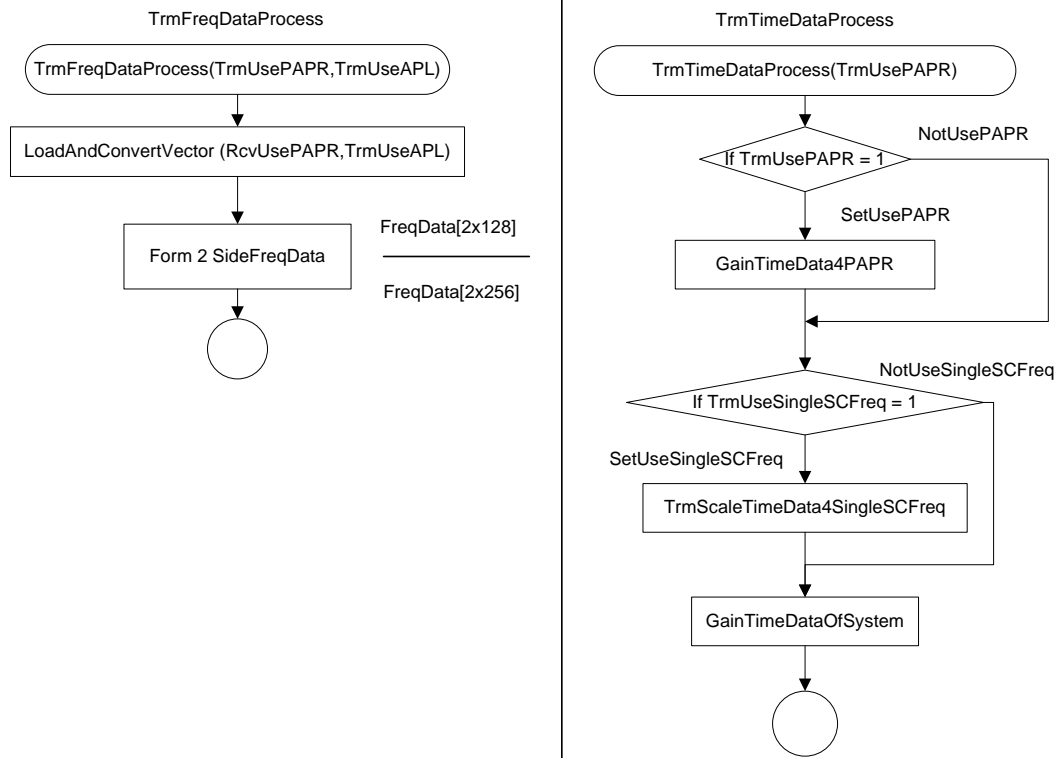
- 1) SetTrmParamBySaveState\_LoadData\_and\_FreDataProcess (&SaveStateTrmFreqData, &TrmDataType) แสดงในรูปที่ 3.11 สามารถแบ่งหน้าที่เป็น 3 ส่วน คือ ส่วนแรกทำหน้าที่กำหนดค่า TrmUseScaleSingleSCFreq, TrmUsePAPR และ TrmUseAPL ตามสถานะของ SaveStateTrmFreqData, ส่วนที่สองทำหน้าที่สร้างค่าที่ต้องส่งออกตามสถานะของ SaveStateTrmFreqData และส่วนที่สามทำหน้าที่ควบคุมลำดับการทำงานแล้วบันทึกลงใน SaveStateTrmFreqData
- 2) StreamWordData\_to\_DataSubCarrier() ทำหน้าที่แจกข้อมูลขนาด 16 บิตไปใส่เป็นข้อมูลในแต่ละคลื่นพาห่อย่อย โดยใช้ข้อมูลรูปแบบการมอดูเลตจาก ABPL
- 3) DataSubCarrier\_to\_FreqData() ทำหน้าที่แปลงข้อมูลบิตไปเป็นตำแหน่งจุดคอนสเทลเลชัน ในแกนจริงและแกนจินตภาพ ซึ่งใช้ข้อมูลรูปแบบการมอดูเลตจาก ABPL
- 4) TrmFreqDataProcess(TrmUsePAPR, TrmUseAPL) แสดงในรูปที่ 3.13 ทำหน้าที่ 2 ส่วน ส่วนแรกทำหน้าที่ปรับเฟสและขนาดไปข้างหน้าด้วยฟังก์ชัน LoadAndConvertVector และส่วนหลังทำหน้าที่สร้างข้อมูลคอนจูเกตสำหรับความถี่ครึ่งลบจากข้อมูลในความถี่ครึ่งบวกที่มี เพื่อให้สัญญาณในโดเมนเวลามีเฉพาะส่วนจริงเท่านั้น สำหรับส่งในแบบแถบความถี่ฐานได้
- 5) FreqData\_to\_TimeData() ทำหน้าที่แปลง FreqData ไปเป็น TimeData โดยใช้การแปลง IFFT
- 6) TrmTimeDataProcess(TrmUsePAPR) แสดงในรูปที่ 3.13 ทำหน้าที่ควบคุมการขยายของ TimeData แบ่งเป็น 3 ส่วน คือ ค่า GainTimeDataOfSystem ใช้ค่าเท่ากับ 1 ใช้ทุกครั้ง, ค่า TrmScaleTimeData4SingleSCFreq ใช้เมื่อส่งค่าปริแอมเบิลเท่านั้น มีค่าเท่ากับ  $(N/2)-1$  และค่า GainTimeData4PAPR ใช้เมื่อส่งสัญญาณ OFDM หลายๆ ความถี่พร้อมกัน สามารถมีค่าได้มากที่สุด 3.6 แต่ที่ใช้ คือ 2
- 7) TimeData\_to\_LeftSigReOutput() ทำหน้าที่เพิ่มไซคลิกพรีฟิกซ์ร่วมกับ TimeData แล้วจึงเก็บไว้ใน LeftSigReOutput



รูปที่ 3.11 ฟังก์ชัน SetTrmParamBySaveState\_LoadData\_and\_FreDataProcess ส่วนที่หนึ่ง



รูปที่ 3.12 ฟังก์ชัน SetTrmParamBySaveState\_LoadData\_and\_FreDataProcess ส่วนที่สอง



รูปที่ 3.13 ฟังก์ชัน TrmFreqDataProcess และ TrmTimeDataProcess



## บทที่ 4

### การทดลอง

แบ่งการทดลองออกเป็น 2 ประเภท คือ การทดลองเพื่อการปรับปรุงระบบ OFDM และการทดลองปรับเปลี่ยนช่องสัญญาณเสียงเพื่อทดสอบสมรรถนะของระบบ OFDM

#### 4.1 การทดลองเพื่อการปรับปรุงระบบ OFDM

มีการทดลองทั้งหมด 6 การทดลอง เพื่อสร้างและทดสอบให้ระบบ OFDM สามารถทำงานได้จริง

##### 4.1.1 การทดลองที่ 1 ประมาณช่องสัญญาณด้วยไฟลิตหนึ่งสัญลักษณ์

สมมติฐาน สเปกตรัมของสัญญาณรบกวนเท่ากันทุกความถี่

##### วัตถุประสงค์

เพื่อควบคุมกำลังงานที่ได้รับให้เท่ากันในทุกคลื่นพาห่อย่อย

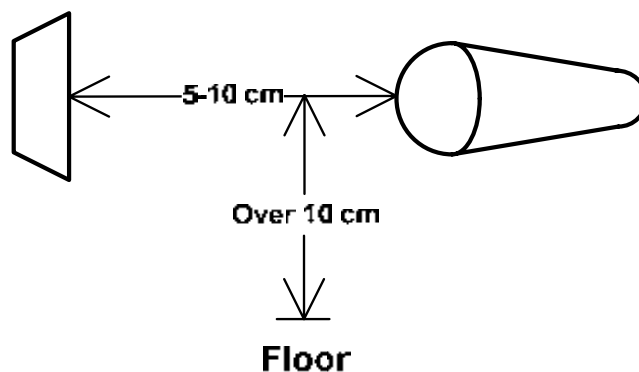
##### อุปกรณ์ที่ใช้

ลำโพงที่ถอดตู้ลำโพงพร้อมวงจรรขยาย และ ไมโครโฟนแบบไดนามิกพร้อม ปริ๊มค์

หมายเหตุ : ห้ามใช้ไมโครโฟนแบบคอนเดนเซอร์เพราะมีความไม่เป็นเชิงเส้นมากเกินไป

##### การวางอุปกรณ์

วางลำโพงกับไมโครโฟนหันทิศเข้าหากัน วางห่างกันไม่ใกล้จนเกิดความไม่เป็นเชิงเส้น และไม่ไกลจนเกิดสัญญาณที่รับอ่อนเกินไป ในที่นี้วางห่าง 5-10 cm และสูงจากพื้นให้มากกว่า 10 cm เพื่อลดการสะท้อนที่พื้น การวางไมโครโฟนและลำโพงแสดงในรูปที่ 4.1

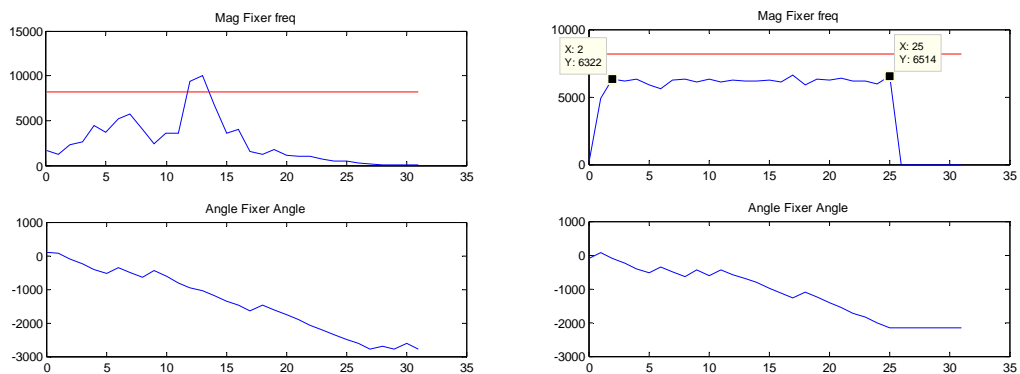


รูปที่ 4.1 การวางไมโครโฟนและลำโพงในการทดลองที่ 1-6

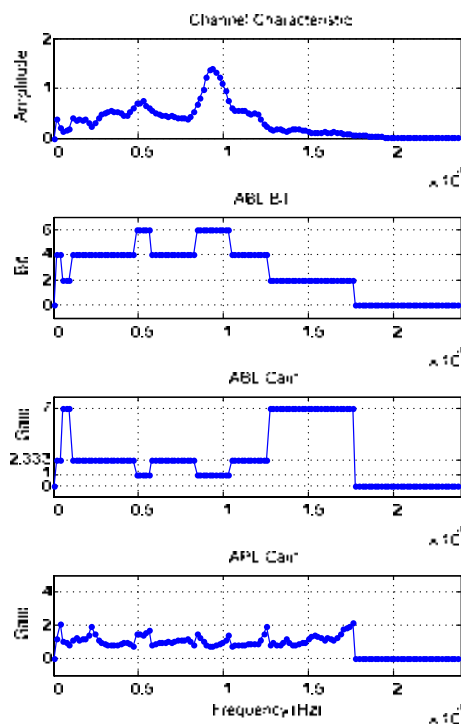
### ขั้นตอนการทดลอง

- 1.) ภาคส่ง ส่งปริแอมเบิล เพื่อประมาณขนาดของสัญญาณ
- 2.) ภาคส่ง ส่งไฟลิต่อร่วมกับเทคนิคการลดค่า PAPR แล้วภาครับจะหาจุดเริ่มต้นในโดเมนเวลา, ประมาณช่องสัญญาณ และคำนวณหา ABPL หลังจากนั้นภาครับจะส่งข้อมูล ABPL กลับไปที่ภาคส่ง
- 3.) ภาคส่ง ส่งข้อมูลสุ่มเทียม (pseudo random) ร่วมกับเทคนิคการลดค่า PAPR และเทคนิค ABPL ทางภาครับ แก้ไขเฟสของช่องสัญญาณ และเก็บคอนสเทลเลชัน หลาย ๆ ครั้ง

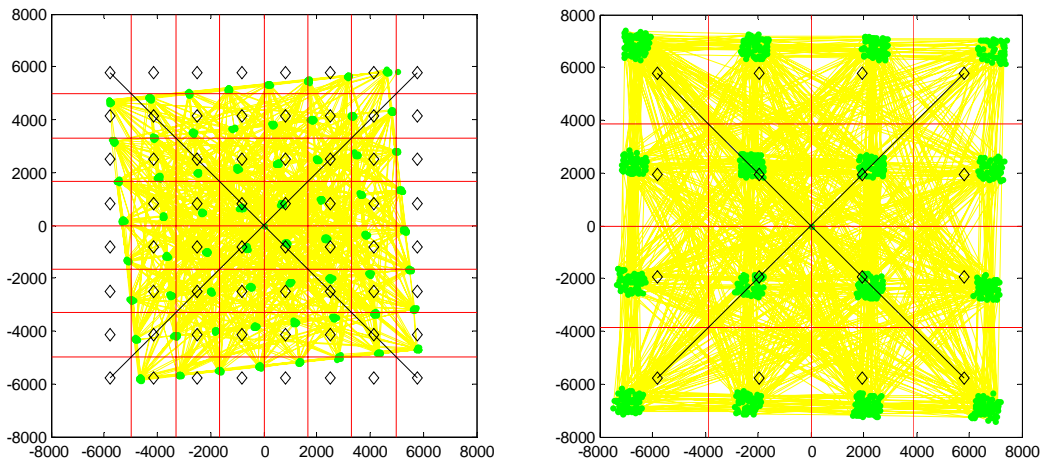
### ผลการทดลอง



รูปที่ 4.2 คุณลักษณะของช่องสัญญาณและผลลัพธ์หลังการใช้เทคนิค ABPL



รูปที่ 4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างคุณลักษณะของช่องสัญญาณ, ABL และ APL



รูปที่ 4.4 คอนสเทลเลชันของบางคลื่นพหุย่อยในการทดลองที่ 1

### สรุปจากผลการทดลองที่ 1

ขนาดของไฟลิตที่ได้รับ เมื่อใช้เทคนิค ABPL จะมีขนาดเท่าๆ กัน ดังรูปที่ 4.2 ส่วนในรูปที่ 4.3 แสดงค่า ABL และ APL ที่ใช้ตามคุณลักษณะของช่องสัญญาณ ในส่วนการเก็บจุดคอนสเทลเลชันหลายๆ ครั้งในรูปที่ 4.4 พบว่าตำแหน่งของจุดคอนสเทลเลชันยังไม่ถูกต้อง มีทั้งการหมุนเฟสและขนาดที่ไม่ถูกต้อง ดังนั้น การประมาณช่องสัญญาณเพียงครั้งเดียวจึงไม่แม่นยำพอ เนื่องจากผลลัพธ์ที่ได้มีความคลาดเคลื่อน ดังนั้น ต้องประมาณช่องสัญญาณในหลายๆ ครั้งมาเฉลี่ยค่า

#### 4.1.2 การทดลองที่ 2 เพิ่มจำนวนสัญลักษณ์ไฟลิตด้วยไฟลิตซ้ำเดิม

สมมติฐาน สเปกตรัมของสัญญาณรบกวนเท่ากันทุกความถี่

##### วัตถุประสงค์

เพื่อควบคุมกำลังงานที่ได้รับให้เท่ากันในทุกคลื่นพหุย่อย

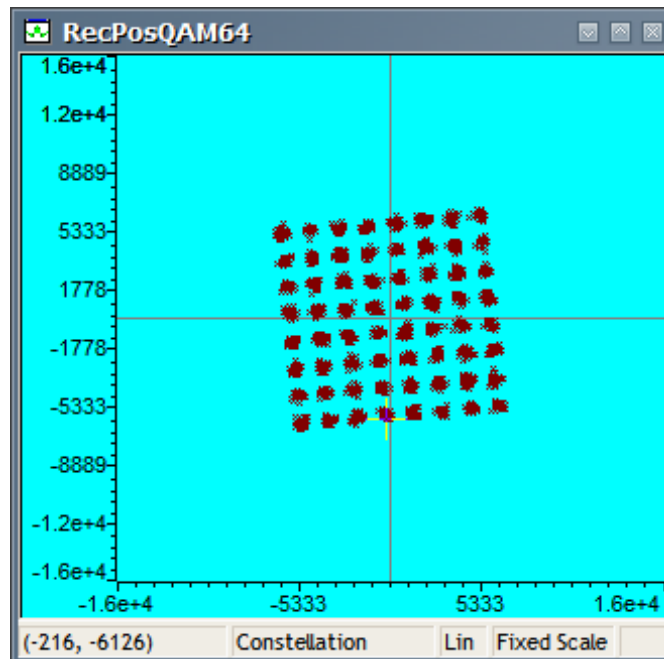
##### อุปกรณ์และการวางอุปกรณ์

เหมือนการทดลองที่ 1

##### ขั้นตอนการทดลอง

จากการขั้นตอนในการทดลองที่ 1 แก้ไขขั้นตอนที่สอง โดยการส่งสัญลักษณ์ไฟลิตพร้อมกับเทคนิคการลดค่า PAPR ซ้ำเดิมหลายๆ ครั้ง แล้วคำนวณหาช่องสัญญาณเฉลี่ย โดยส่งซ้ำเดิมจำนวน 128 สัญลักษณ์

## ผลการทดลอง



รูปที่ 4.5 คอนสเทลเลชันของบางคลื่นพาห่อย่อยในการทดลองที่ 2

## สรุปจากผลการทดลองที่ 2

พบว่าจุดคอนสเทลเลชันในรูปที่ 4.5 ยังคงมีการหมุนเฟส ซึ่งมีค่าคงที่ทุกครั้ง แต่ขึ้นกับชุดลำดับเฟสที่ใช้ในการลดค่า PAPR ที่ใช้ ดังนั้น แก้ไขโดยเปลี่ยนชุดลำดับเฟสของการลดค่า PAPR ไปเรื่อยๆ เพื่อกระจายจุดคอนสเทลเลชันไปทุกทิศทาง ช่วยให้การประมาณค่าช่องสัญญาณมีความแม่นยำมากขึ้น

## 4.1.3 การทดลองที่ 3 ใช้สัญลักษณ์ไฟลิตต์ด้วยไฟลิตต์ที่ต่างกัน

สมมติฐาน สเปกตรัมของสัญญาณรบกวนเท่ากันทุกความถี่

## วัตถุประสงค์

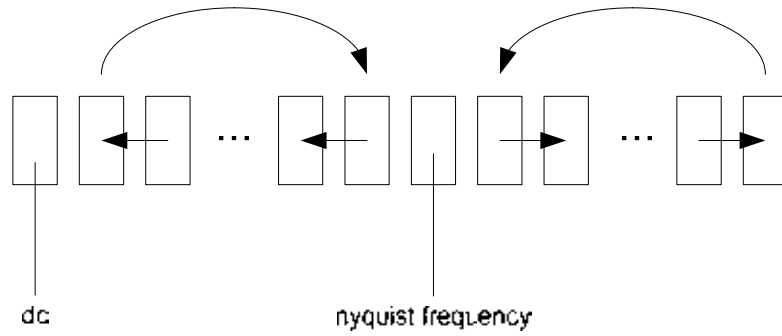
เพื่อควบคุมกำลังงานที่ได้รับให้เท่ากันในทุกคลื่นพาห่อย่อย

## อุปกรณ์และการวางอุปกรณ์

เหมือนการทดลองที่ 1

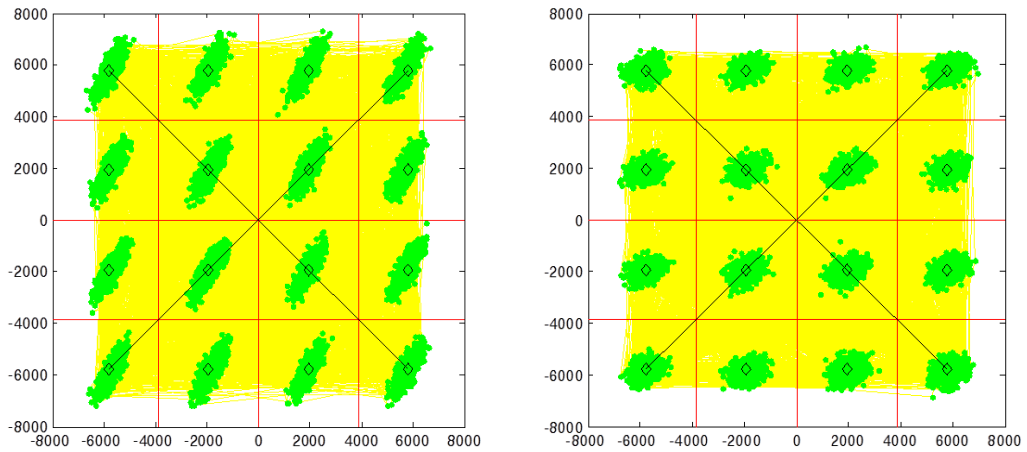
## ขั้นตอนการทดลอง

ปรับปรุงการทดลองที่สอง แก้ไขขั้นตอนที่สอง โดยการส่งไฟลิตต์ ร่วมกับเทคนิคการลดค่า PAPR ที่มีการเปลี่ยนแปลงชุดลำดับเฟสทุกสัญลักษณ์ แล้วคำนวณหาช่องสัญญาณเฉลี่ย โดยใช้วิธีการเปลี่ยนชุดลำดับเฟสที่ไม่ซับซ้อน แสดงในรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 การเลื่อนความถี่เพื่อเปลี่ยนชุดลำดับเฟสของ PAPR

**ผลการทดลอง**



(ก) ที่ความถี่ต่ำ

(ข) ที่ความถี่กลาง

รูปที่ 4.7 คอนสเทลเลชันของบางคลื่นพาห่อย่อยในการทดลองที่ 3

**สรุปจากผลการทดลองที่ 3**

พบว่าจุดคอนสเทลเลชันในรูปที่ 4.7 ถูกปรับแก้ไขมาอยู่ในมุมและขนาดที่ถูกต้อง แต่สังเกตเห็นว่าการกระจายของสัญญาณรอบจุดคอนสเทลเลชันมีลักษณะเป็นวงรี

**4.1.4 การทดลองที่ 4 หาสาเหตุการเกิดจุดคอนสเทลเลชัน รูปวงรี**

**วัตถุประสงค์**

การทดลองเพื่อหาสาเหตุการเกิดลักษณะจุดคอนสเทลเลชันแบบวงรี

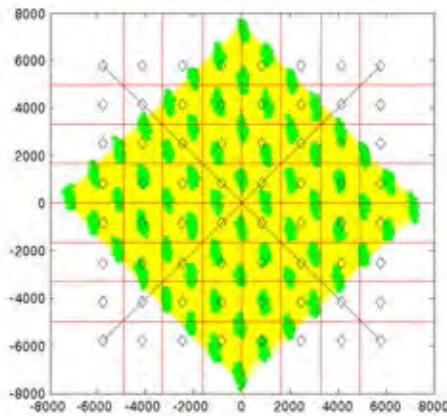
**อุปกรณ์และการวางอุปกรณ์**

เหมือนการทดลองที่ 1

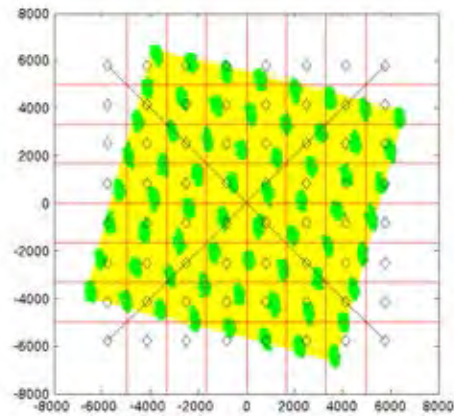
### ขั้นตอนการทดลอง

ปรับปรุงการทดลองที่ 3 แก้ไขขั้นตอนที่สาม ด้วยการส่งข้อมูลสู่เปรียบเทียบร่วมกับเทคนิค ABPL แต่ไม่ใช่เทคนิคการลดค่า PAPR แล้ว ภาครีบบจะเก็บคอนสเทลเลชันหลายๆครั้ง โดยไม่แก้ไขเฟสของช่องสัญญาณ

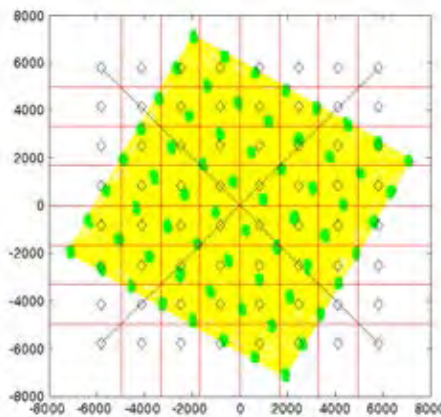
### ผลการทดลอง



(ก) ที่ความถี่ต่ำแรก



(ข) ที่ความถี่ต่ำข้างเคียง



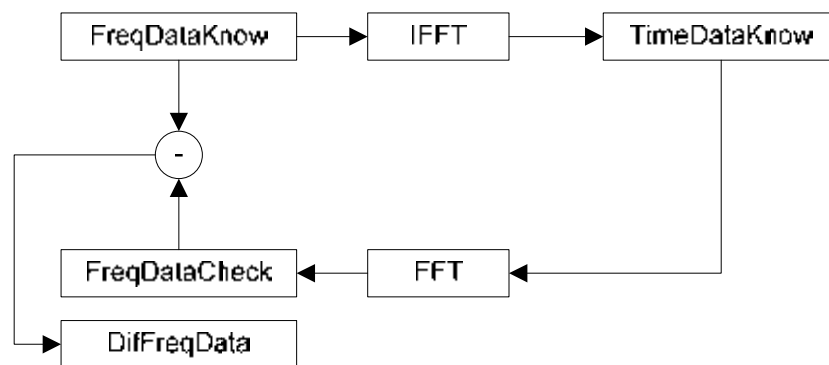
(ค) ที่ความถี่กลาง

รูปที่ 4.8 จุดคอนสเทลเลชันของบางคลื่นพาห่อย่อยในการทดลองที่ 4

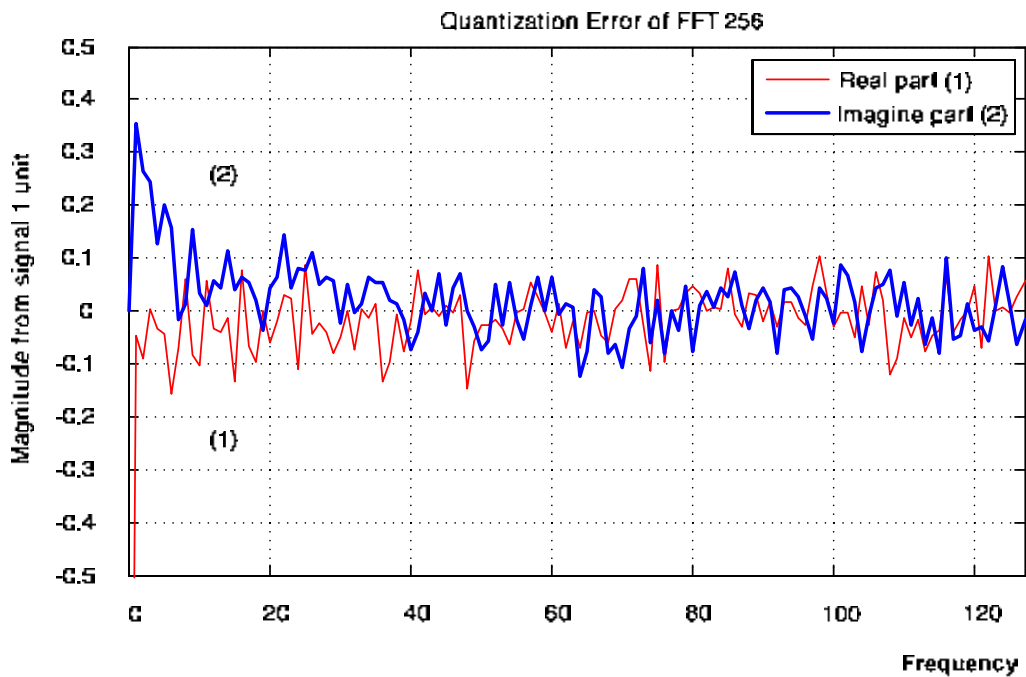
### สรุปจากผลการทดลองที่ 4

พบว่าจุดคอนสเทลเลชันในรูปที่ 4.8 ขณะที่ไม่มีกรลดค่า PAPR และการปรับแก้เฟสด้วย อีควอลไลเซอร์ สัญญาณรบกวนรอบๆจุดคอนสเทลเลชันมีลักษณะเป็นวงรีในแนวตั้งเสมอซึ่งเป็น แกนค่าจินตภาพ ดังนั้นสาเหตุจึงน่าจะเกิดจากข้อผิดพลาดในการคำนวณ FFT และสังเกตพบว่า สัญญาณรบกวนมีค่ามากที่ความถี่ต่ำและมีค่าลดลงที่ความถี่สูงขึ้น

ทดลองเพิ่มเติมโดยการคำนวณด้วย MATLAB ในลักษณะดังรูป 4.9(ก.) โดยลดจำนวนบิตเพื่อจำกัดความแม่นยำในการคำนวณให้คล้ายที่คำนวณด้วย DSP ดังโค้ดในตารางที่ 4.1 พบว่าผลลัพธ์การคำนวณ FFT ในรูปที่ 4.9(ข.) มีสัญญาณรบกวนในแกนจินตภาพมากกว่าแกนจริง มีลักษณะเช่นเดียวกับการทดลอง ปัญหาจึงเป็นขีดจำกัดจากการคำนวณ FFT เอง ที่ทำให้เกิดความผิดพลาดจากการควอนไทซ์ (quantization error) ในแกนจินตภาพสูงกว่าแกนจริง ซึ่งไม่สามารถหลีกเลี่ยงได้ ดังนั้น จึงแก้ไขโดยใช้การเปลี่ยนชุดลำดับเฟสของเทคนิคการลดค่า PAPR ในขณะที่ส่งข้อมูลทุกๆ ครั้งเพื่อให้มีการหมุนเฟสตลอดเวลาด้วย



(ก.) วิธีการคำนวณ



(ข.) ผลการคำนวณข้อผิดพลาด

รูปที่ 4.9 การคำนวณหาค่าความผิดพลาดของ FFT

ตารางที่ 4.1 โค้ดการคำนวณหาค่าความผิดพลาดของ FFT ด้วย MATLAB

```

freq=[0:127];                                %For 256 points FFT
ph=(freq*10).^4;                             %Randomize phases
X=complex(cos(ph),sin(ph))*0.9999;           %To avoid overflow
XX=[X 1 conj(fliplr(X(2:128)))];           %Two side spectrum
%Quantization setup
Q=qfft('Length',256,...
    'CoefficientFormat',quantizer('fixed','round','saturate',[16 15]),...
    'InputFormat',quantizer('fixed','floor','saturate',[16 15]),...
    'OutputFormat',quantizer('fixed','floor','saturate',[16 15]),...
    'MultiplicandFormat',quantizer('fixed','floor','saturate',[16 15]),...
    'ProductFormat',quantizer('fixed','floor','saturate',[32 30]),...
    'SumFormat',quantizer('fixed','floor','saturate',[32 30]));
x=ifft(Q,XX);                                %Time domain
Q=qfft('Length',256,...
    'CoefficientFormat',quantizer('fixed','round','saturate',[16 15]),...
    'InputFormat',quantizer('fixed','floor','saturate',[16 15]),...
    'OutputFormat',quantizer('fixed','floor','saturate',[16 15]),...
    'MultiplicandFormat',quantizer('fixed','floor','saturate',[16 7]),...
    'ProductFormat',quantizer('fixed','floor','saturate',[32 30]),...
    'SumFormat',quantizer('fixed','floor','saturate',[32 30]));
YY=fft(Q,real(x));                            %FFT with quantization
Y=[YY(1) ((YY(2:128)+conj(fliplr(YY(130:256)))))/2)]; %Average to get one side spectrum
E=(Y-X)./abs(X);                             %Complex error in frequency domain
figure;                                       %New figure
plot(freq,real(E),'-','Color',1/255*[228, 26, 28],'LineWidth',2); hold on;
plot(freq,imag(E),'-','Color',1/255*[55, 126, 184],'LineWidth',2);
axis([0 127 -0.5 .5]);
ylabel('Magnitude from signal 1 unit') title('Quantization Error of FFT 256');
legend('Real part','Imagine part'); grid on;

```



#### 4.1.5 การทดลองที่ 5 กระจายความผิดพลาดจากการควอนไทซ์ไปทุกทิศทาง

สมมติฐาน สเปกตรัมของสัญญาณรบกวนเท่ากันทุกความถี่

##### วัตถุประสงค์

เพื่อควบคุมกำลังงานที่ได้รับให้เท่ากันในทุกคลื่นพาห่อย่อย

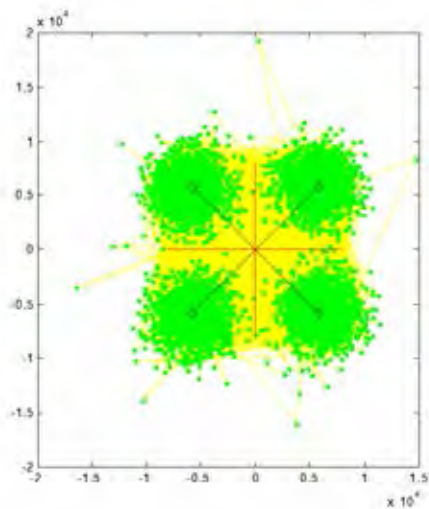
##### อุปกรณ์และการวางอุปกรณ์

เหมือนการทดลองที่ 1

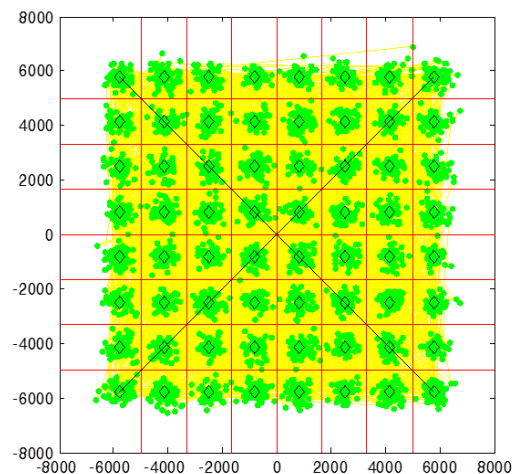
##### ขั้นตอนการทดลอง

ปรับปรุงการทดลองที่ 4 แก้ไขขั้นตอนที่สาม ด้วยการส่งข้อมูลสุ่มเทียม ร่วมกับเทคนิค ABPL และเทคนิคการลดค่า PAPR ที่เปลี่ยนแปลงชุดลำดับเฟสต่างๆ ครึ่งแล้ว ทำการเก็บคอนสเทลเลชันหลายๆ ครั้ง

##### ผลการทดลอง



(ก) ที่ความถี่ต่ำ



(ข) ที่ความถี่กลาง

รูปที่ 4.10 คอนสเทลเลชันของบางคลื่นพาห่อย่อยในการทดลองที่ 5

##### สรุปจากผลการทดลองที่ 5

พบว่าจุดคอนสเทลเลชันในรูปที่ 4.10 มีลักษณะเป็นวงกลม แต่ที่ความถี่ต่ำยังมีสัญญาณรบกวนที่มากกว่าความถี่สูง ดังนั้นถ้าเทียบในกรณีที่ใช้คลื่นพาห่อย่อยสองความถี่ที่มีการมอดูเลตแบบเดียวกัน ที่ความถี่ต่ำจึงมีความน่าจะเป็นของการผิดพลาดมากกว่าที่ความถี่สูง จึงเปลี่ยนจากเดิมที่ต้องการให้สัญญาณที่ภาครับมีขนาดเท่ากันทุกคลื่นพาห่อย่อย แก้ไขเป็นควบคุมอัตราส่วนคลื่นพาห่ต่อสัญญาณรบกวน (carrier to noise ratio: CNR) ที่ภาครับให้มีขนาดเท่ากันที่ทุกคลื่นพาห่อย่อย

#### 4.1.6 การทดลองที่ 6 ควบคุมอัตราส่วนกำลังงานของสัญญาณต่อกำลังงานของสัญญาณรบกวนที่ได้รับให้เท่ากัน

สมมติฐาน สเปกตรัมของสัญญาณรบกวนไม่เท่ากันในแต่ละความถี่

##### วัตถุประสงค์

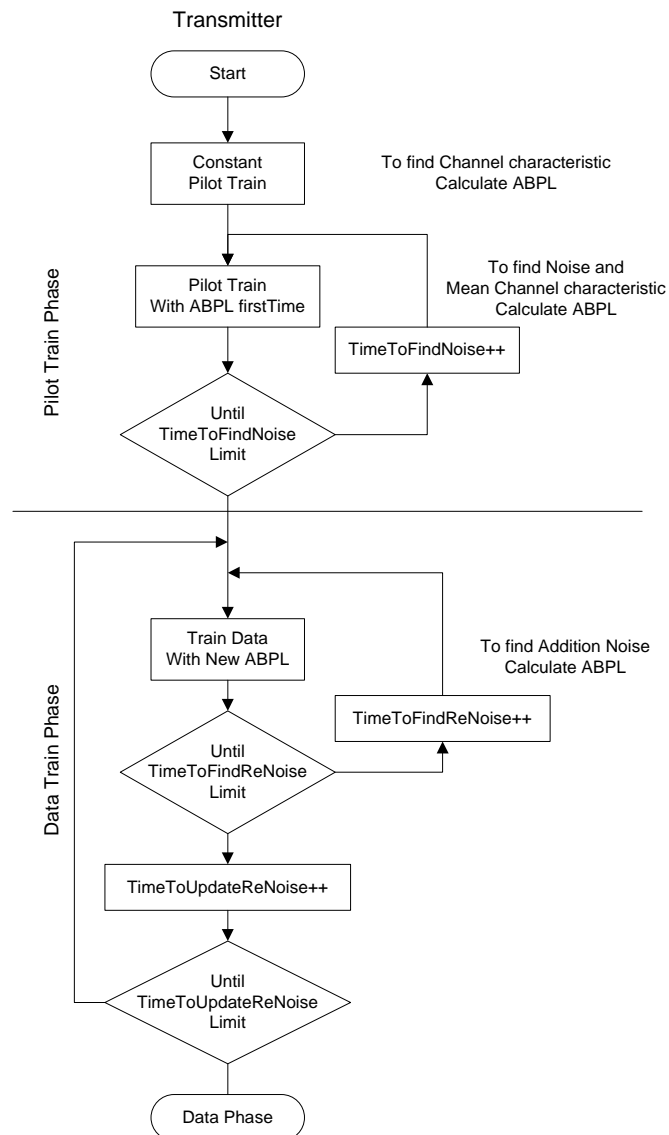
เพื่อควบคุมอัตราส่วนกำลังงานของสัญญาณต่อกำลังงานของสัญญาณรบกวนที่ได้รับให้เท่ากันในทุกคลื่นพาห่อย่อย

##### อุปกรณ์และการวางอุปกรณ์

เหมือนการทดลองที่ 1

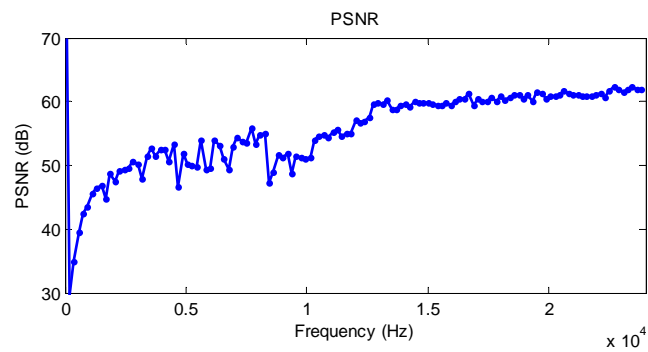
##### ขั้นตอนการทดลอง

- 1.) ภาคส่ง ส่งปริแอมเบิล เพื่อประมาณขนาดของสัญญาณ
- 2.) ภาคส่ง ส่งไปพร้อมกับเทคนิคการลดค่า PAPR แล้วภาครับหาจุดเริ่มต้นในโดเมนเวลา, ประมาณช่องสัญญาณและเพิ่มการหาขนาดของสัญญาณรบกวน บันทึกค่าและคำนวณ PSNR และ CNR แล้ว นำค่า CNR มาคำนวณหา ABPL หลังจากนั้นภาครับจะส่งข้อมูล ABPL กลับไปที่ภาคส่ง
- 3.) ภาคส่ง ส่งข้อมูลคู่มอดูเลชันร่วมกับเทคนิคการลดค่า PAPR และเทคนิค ABPL ทางภาครับจะแก้ไขเฟสของช่องสัญญาณ หาขนาดของสัญญาณรบกวนซ้ำอีก (*หมายเหตุ* สัญญาณรบกวนจะมีขนาดใกล้เคียงกันมากขึ้น) คำนวณหา ABPL ใหม่ แล้วส่งข้อมูล ABPL กลับไปที่ภาคส่ง
- 4.) ทำซ้ำในขั้นตอนที่สาม หลายครั้ง เพื่อให้ได้ค่าสัญญาณรบกวนที่แม่นยำ
- 5.) ภาคส่ง ส่งข้อมูลจริงด้วยเทคนิคการลดค่า PAPR และ ABPL ในรูปที่ 4.11 สรุปลำดับการทำงานในส่วนภาคส่ง ที่ภาครับเก็บข้อมูลต่างๆของการส่งข้อมูลหลายๆครั้ง ได้แก่ ความผิดพลาดของสัญลักษณ์และความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิตของแต่ละคลื่นพาห่อย่อยพร้อมทั้งปรับค่า ABPL เพื่อเปลี่ยนจุดทำงาน แล้วบันทึกผล

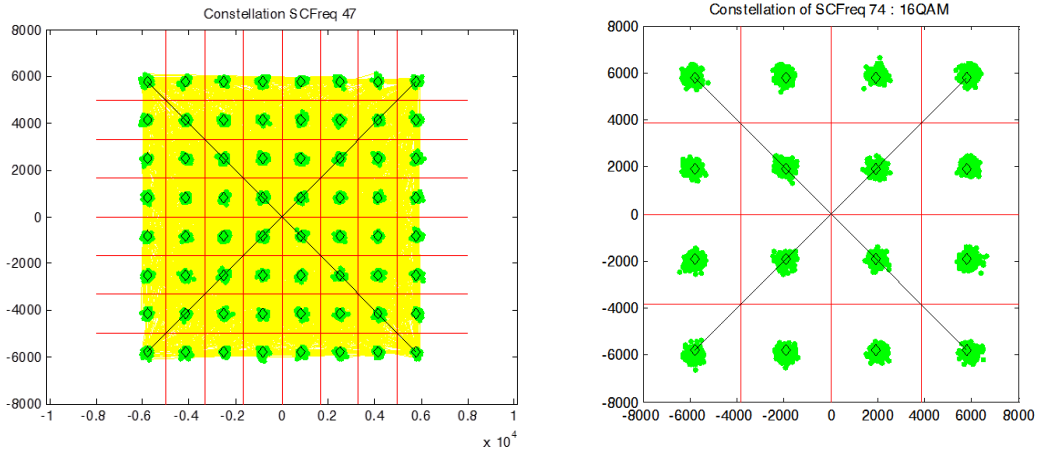


รูปที่ 4.11 ลำดับการทำงานของระบบ OFDM แบบย่อ เฉพาะภาคส่ง

### ผลการทดลอง



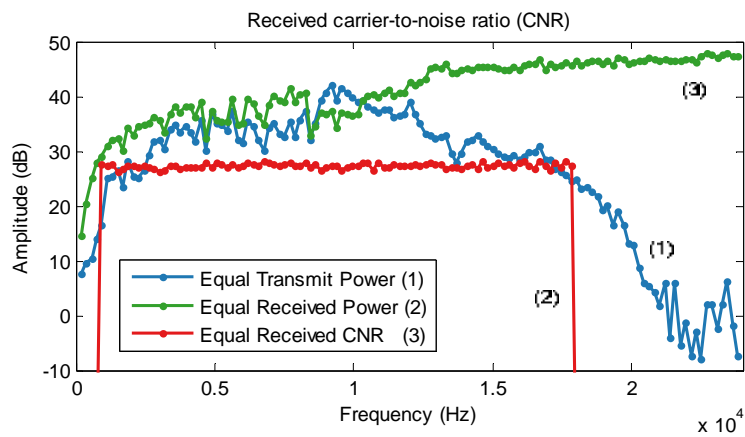
รูปที่ 4.12 ค่า PSNR ของแต่ละคลื่นพาห่อย่อย



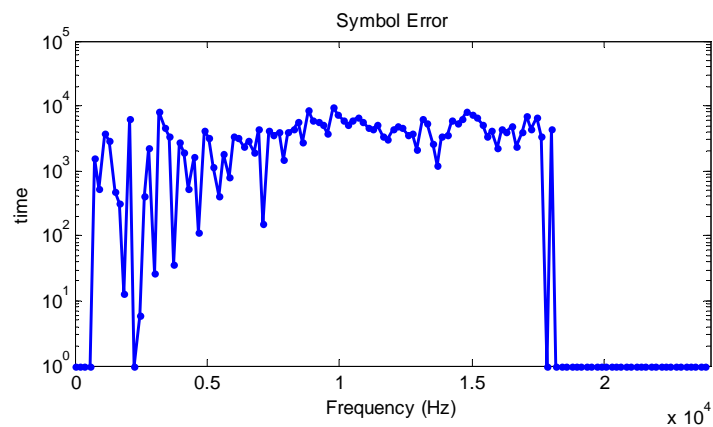
(ก) ที่ความถี่กลาง

(ข) ที่ความถี่สูง

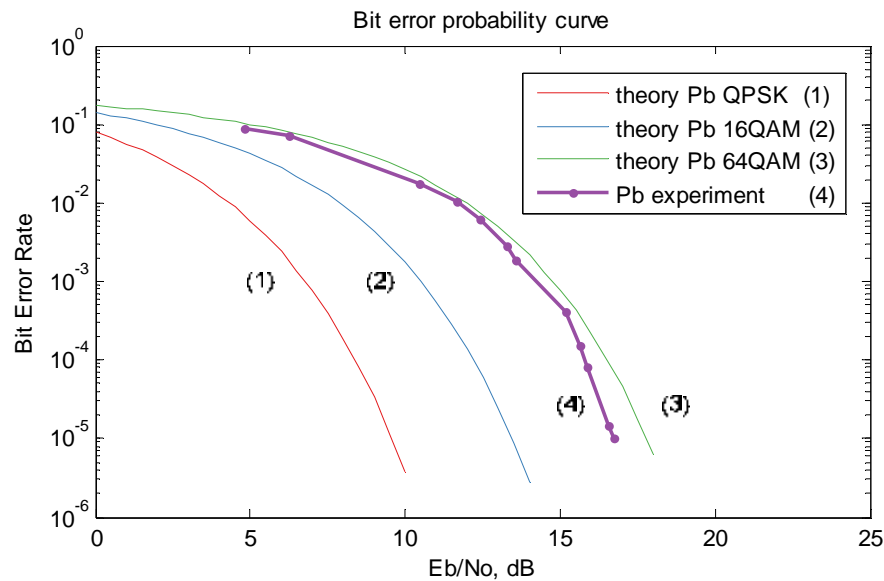
รูปที่ 4.13 คอนสเทลเลชันของบางคลื่นพหุขั้วย่อยในการทดลองที่ 6



รูปที่ 4.14 เปรียบเทียบค่า CNR ใน 3 กรณี สัญญาณส่งมีขนาดคงที่, สัญญาณรับมีขนาดคงที่ และค่า CNR ภาครับมีค่าคงที่เท่ากับทุกความถี่



รูปที่ 4.15 ค่าความผิดพลาดของสัญลักษณ์



รูปที่ 4.16 เส้นโค้งความน่าจะเป็นของการผิดพลาดบิต

### สรุปจากผลการทดลองที่ 6

สัญญาณรบกวนมีขนาดไม่เท่ากันในแต่ละคลื่นพหุขั้วย่อยดังรูปที่ 4.12 เมื่อควบคุมให้ CNR เท่ากันในทุกคลื่นพหุขั้วย่อยทำให้คอนสแตนต์เลชันใกล้เคียงกันดังแสดงในรูปที่ 4.13 รูปที่ 4.14 เปรียบเทียบค่า CNR ใน 3 กรณี เมื่อสัญญาณส่งมีขนาดคงที่ สัญญาณรับมีขนาดคงที่ และค่า CNR ภาครับมีค่าคงที่เท่ากันทุกความถี่ รูปที่ 4.15 แสดงค่าความผิดพลาดของสัญลักษณ์ จะเห็นว่า คลื่นพหุขั้วย่อยมีความผิดพลาดอยู่ในระดับใกล้เคียงกัน สุดท้ายนำผลลัพธ์มาคำนวณและแสดงเส้นโค้งความน่าจะเป็นของการผิดพลาดบิตเมื่อปรับค่าพารามิเตอร์ให้จุดทำงานเปลี่ยนไป ดังแสดงในรูปที่ 4.16 ผลลัพธ์มีแนวโน้มไปในลักษณะเดียวกับเส้นโค้งความน่าจะเป็นตามทฤษฎี

## 4.2 การทดลองเพื่อปรับเปลี่ยนช่องสัญญาณเสียงเพื่อทดสอบสมรรถนะของระบบ OFDM

### 4.2.1 การทดลองที่ 7 การสร้างเส้นทางหลายวิถีจำลองด้วยลำโพง

จากคุณลักษณะที่สำคัญของระบบ OFDM คือ สามารถจัดการปัญหาการประวิงเวลาหลายวิถี (multipath delay) โดยใช้ไซคลิกพรีฟิกซ์ การสร้างเส้นทางหลายวิถีจำลองสามารถทำได้โดยใช้ลำโพง 2 ตัววางที่ตำแหน่งห่างกันอย่างเหมาะสม เพื่อให้สัญญาณที่ได้รับสามารถเห็นเป็นสองสัญญาณในโดเมนเวลาอย่างชัดเจน

สมมติฐาน สเปกตรัมของสัญญาณรบกวนไม่เท่ากันในแต่ละความถี่

### วัตถุประสงค์

เพื่อแสดงความสัมพันธ์ระหว่างไซคลิกพรีฟิกซ์กับการกระจายตัวค่าประวิงเวลา

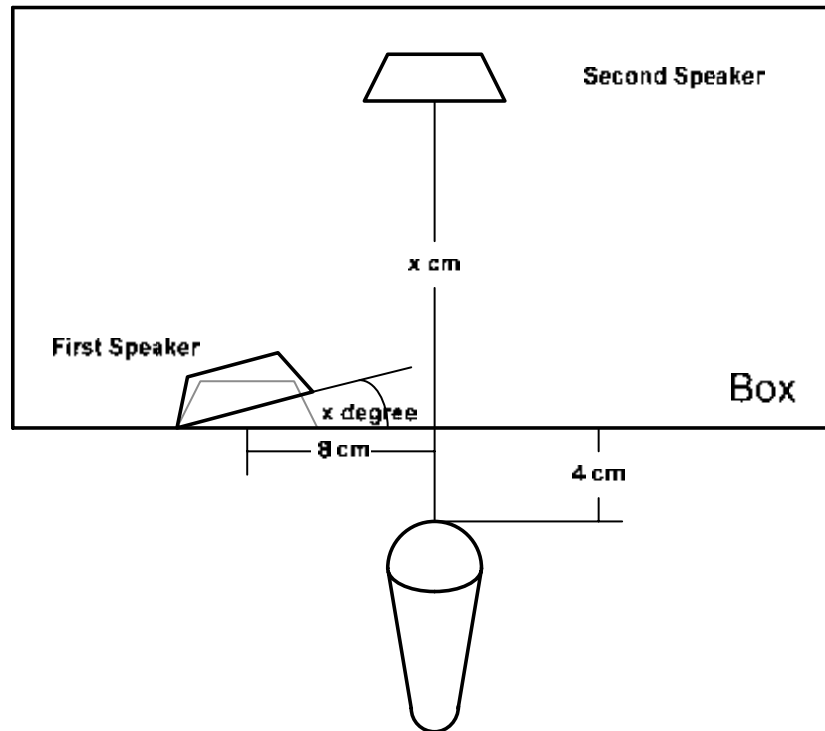
### อุปกรณ์ที่ใช้

ลำโพงที่ถอดตู้ลำโพงพร้อมวงจรถยาย จำนวน 2 ชุดและไมโครโฟนแบบไดนามิกพร้อมปรีแอมป์  
การวางอุปกรณ์

เนื่องจากไมโครโฟนเป็นแบบทิศทางเดียว (unidirectional) สามารถรับได้ดีในทิศเดียว จากคุณสมบัตินี้ การปรับทิศของลำโพงสามารถลดขนาดของสัญญาณได้ โดยที่ไม่ทำให้การหน่วงเวลาเปลี่ยนไป จากกฎกำลังสองผกผันเมื่อลำโพงห่างมากขึ้นขนาดของสัญญาณที่ได้รับจะลดลงรวมทั้งมีการหน่วงเวลาเพิ่มขึ้น

### ขั้นตอนการทดลอง

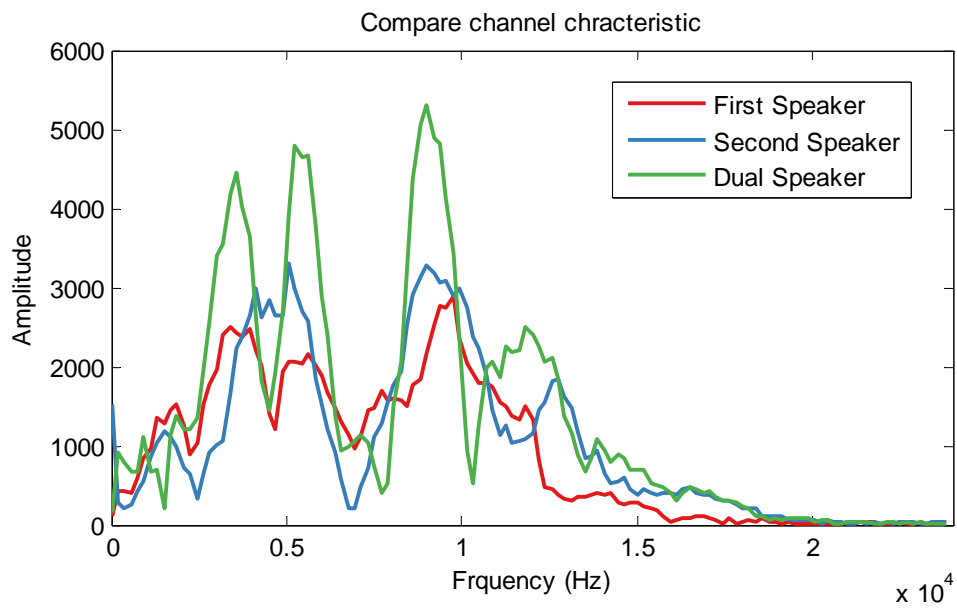
- 1.) ใช้การทดลองที่ 6 เป็นพื้นฐาน โดยแยกสายสัญญาณเสียงเป็นสองเส้นสำหรับแต่ละลำโพง แล้วปรับอัตราขยายที่ลำโพงทั้งสองให้ขนาดสัญญาณอ้างอิงที่ขั้วลำโพงมีขนาดเท่ากัน
- 2.) วางตำแหน่งเบื้องต้นตามรูปที่ 4.17 ระยะห่าง 4 cm เพื่อลดการสะท้อนที่พื้นและระยะห่าง 8 cm เพื่อไม่ให้บังสัญญาณเสียงที่ลำโพงที่สอง แล้วหมุนและปรับระยะห่าง จนกระทั่งขนาดของสัญญาณอ้างอิงที่ลำโพงแต่ละตัวที่ได้รับ มีขนาดใกล้เคียงกัน
- 3.) หาผลตอบสนองอิมพัลส์ ด้วยการคำนวณ IFFT จากคุณลักษณะช่องสัญญาณ ซึ่งใช้ตำแหน่งในการวัดที่หาได้จากขั้นตอนที่ 2
- 4.) เมื่อพิจารณาถึงการวัดความผิดพลาดบิตสามารถแทนด้วยการวัดขนาดของสัญญาณรบกวนได้ เนื่องจากทั้งสองมีความสัมพันธ์ในทิศทางเดียวกัน โดยวัดความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเมื่อปรับค่าไชคลิกพรีฟิเคชันลดลง จากค่าเริ่มต้นที่ 1/2 ของ 256 เท่ากับ 128 จุด โดยในขั้นนี้ได้ทดลองปรับเปลี่ยนระยะห่างให้ลดลงครึ่งละ 5 cm จำนวน 2 ระยะ



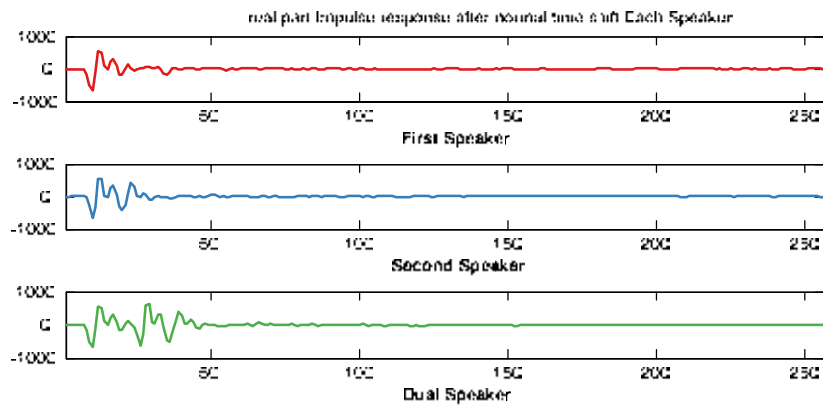
รูปที่ 4.17 การหาตำแหน่งการวางลำโพงและไมโครโฟน

#### ผลการทดลอง

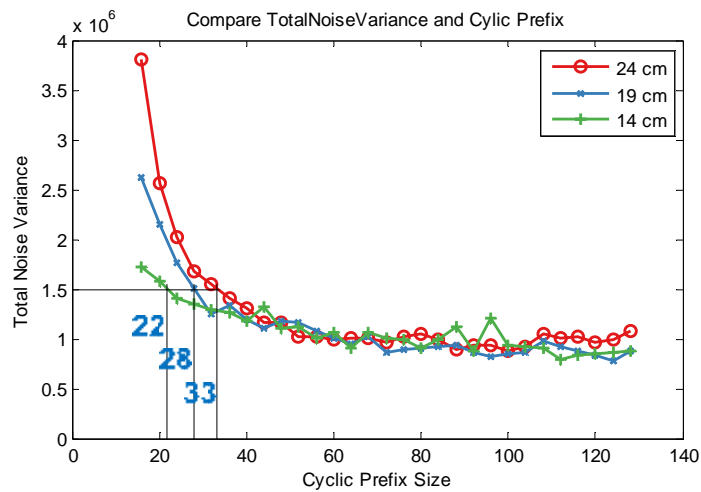
ตำแหน่งที่ขนาดสัญญาณใกล้เคียงกัน ลำโพงแรกทำมุม 30 องศาและลำโพงที่สองห่าง 24 cm



รูปที่ 4.18 คุณลักษณะของช่องสัญญาณจากลำโพงแต่ละอัน ที่ระยะ 24 cm



รูปที่ 4.19 ผลตอบสนองอิมพัลส์จากลำโพงแต่ละอัน ที่ระยะ 24 cm



รูปที่ 4.20 ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนจากลำโพงแต่ละอัน ที่ระยะ 24, 19 และ 14 cm

### สรุปจากผลการทดลองที่ 7

ในรูปที่ 4.18 คุณลักษณะของช่องสัญญาณจากลำโพงแต่ละตัว เมื่อทำงานทั้งสองลำโพง คุณลักษณะของช่องสัญญาณจะรวมกัน เมื่อดูที่ผลตอบสนองอิมพัลส์จากลำโพงแต่ละตัว ที่ระยะระหว่างลำโพงคือประมาณ 20 cm ดังแสดงในรูปที่ 4.19 สัญญาณของลำโพงแรกที่มีมาถึงก่อนจะไม่ซ้อนทับกับสัญญาณของลำโพงที่สองซึ่งง่ายในการสังเกตเหมาะที่จะใช้ในการทดลอง และรูปสุดท้ายรูปที่ 4.20 ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนจะเริ่มเพิ่มชัดเจนเมื่อขนาดของไซคลิกพรีฟิกซ์น้อยเกินไป โดยที่ไม่ขึ้นกับขนาดของสัญญาณที่ส่ง และสังเกตว่าเมื่อมีระยะห่างมากจะต้องการค่าไซคลิกพรีฟิกซ์ขึ้นต่ำมากขึ้นด้วย เพราะระยะห่างที่มากทำให้การกระจายตัวค่าประวิงเวลามากขึ้น ดังนั้นค่าความแปรปรวนจึงมากขึ้นเมื่อขนาดของไซคลิกพรีฟิกซ์เริ่มไม่เพียงพอ สังเกตว่าเมื่อลดขนาดไซคลิกพรีฟิกซ์ลงมาเรื่อยๆ ความแปรปรวนของระยะ 24 cm จะเพิ่มขึ้นก่อน ตามด้วย 19 cm และ 14 cm ตามลำดับ



## บทที่ 5

### บทสรุป

#### 5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ได้ออกแบบและพัฒนาระบบ OFDM ซึ่งรับส่งทางช่องสัญญาณเสียงผ่านอากาศ เพื่อนำไปใช้เป็นชุดการเรียนรู้ระบบ OFDM แบบเวลาจริง โดยใช้ DSP TMS320VC5416 เป็นตัวประมวลผล การสื่อสารในระบบ OFDM มีความซับซ้อนซึ่งยากต่อการเรียนรู้ทำความเข้าใจ แต่มีการนำไปใช้ในมาตรฐานการสื่อสารสมัยใหม่จำนวนมาก ระบบที่ได้พัฒนาขึ้นนี้จะใช้สำหรับการทดลองเพื่อศึกษาการทำงานของระบบ OFDM ในแบบเวลาจริง ซึ่งจะช่วยในการทำความเข้าใจการทำงานของระบบ OFDM ได้ดีขึ้น นอกจากนี้ยังสามารถใช้เป็นชุดทดลองสำหรับการเรียนรู้วิธีการโปรแกรม DSP เพื่อนำมาใช้งานจริงได้อีกด้วย

แม้ว่าระบบ OFDM จะสามารถจัดการกับปัญหาเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ของช่องสัญญาณในระบบสื่อสารไร้สายได้เป็นอย่างดี ด้วยการแบ่งช่องสัญญาณออกเป็นช่องสัญญาณแคบๆจำนวนมากซึ่งซ้อนทับกันบางส่วน เพื่อไม่ให้ประสิทธิภาพเชิงความถี่ลดลง โดยไม่มีการรบกวนกันข้ามความถี่คลื่นพาห่อย่อย (ICI) ได้ และสามารถจัดการปัญหาการรบกวนข้ามสัญลักษณ์ (ISI) อันเนื่องมาจากการกระจายตัวค่าประวิงเวลาได้ ด้วยการเว้นช่วงเวลาการด์อินเทอร์วอลที่ยาวเพียงพอ แต่ในการใช้งานจริง การออกแบบระบบ OFDM จะต้องแก้ปัญหาในทางปฏิบัติจำนวนหนึ่งซึ่งมีความจำเป็นต่อสมรรถนะของระบบเป็นอย่างมาก ที่สำคัญได้แก่ การกำหนดจำนวนคลื่นพาห่อย่อยและช่วงเวลาการด์อินเทอร์วอลสำหรับแทรกไซคลิกพรีฟิกซ์ที่เหมาะสม วิธีการลดอัตราส่วนกำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ย (PAPR) การออกแบบสัญญาณไฟลัด วิธีการประมาณช่องสัญญาณและอีควอไลเซอร์ การซิงโครไนซ์ทั้งทางเวลาและความถี่ วิธีการมอดูเลตคลื่นพาห่อย่อย การจัดสรรบิตและกำลังแบบปรับตัว (ABPL) เป็นต้น ปัญหาเหล่านี้เป็นประเด็นที่ต้องเรียนรู้ทำความเข้าใจระบบ OFDM ด้วย มิใช่เป็นเพียงการคำนวณ IFFT และ FFT เท่านั้น

วิทยานิพนธ์นี้ได้ออกแบบและพัฒนาระบบ OFDM ให้สามารถทำงานในแบบเวลาจริงผ่านทางช่องสัญญาณเสียงผ่านอากาศได้ โดยมีคุณสมบัติดังนี้

- จำนวนคลื่นพาห่อย่อย 128 ความถี่ ที่อัตราการสุ่มข้อมูล 48 kHz มีช่วงเวลาการด์อินเทอร์วอลสำหรับแทรกสัญญาณไซคลิกพรีฟิกซ์ 50 เปอร์เซ็นต์ เพื่อให้เหมาะสำหรับสัญญาณเสียงที่เดินทางเข้ามาในอากาศ

- ลดอัตราส่วนกำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ย (PAPR) ด้วยการแมปเลือกที่มีชุดลำดับเฟสคงที่ ซึ่งเป็นวิธีที่ง่ายและไม่ซับซ้อน
- ใช้รูปแบบการส่งสัญญาณไฟล็ดแบบบล็อก เนื่องจากช่องสัญญาณเป็นแบบเฟดดิ้งช้า ไม่มีการเคลื่อนที่
- ใช้การประมาณช่องสัญญาณจากสัญญาณไฟล็ดด้วยเทคนิคกำลังสองน้อยที่สุด
- ใช้การส่งสัญญาณปริแอมเบิลและช่วงเงียบสำหรับการซิงโครไนซ์ทางเวลา เพื่อหาจุดเริ่มต้นของสัญญาณไฟล็ด
- ยังไม่มีการซิงโครไนซ์ทางความถี่ ทั้งสำหรับคลื่นพาห์และสัญญาณนาฬิกาในการสุ่ม เนื่องจากใช้การส่งแบบแถบความถี่ฐาน และภาคส่ง-ภาครับทำงานอยู่บนบอร์ด์เดียวกัน จึงใช้สัญญาณนาฬิกาาร่วมกัน
- ใช้วิธีการมอดูเลตคลื่นพาห์ย่อย 3 รูปแบบคือ QPSK, 16QAM และ 64QAM
- ใช้การจัดสรรบิตและกำลังแบบปรับตัว (ABPL) เพื่อให้ทุกคลื่นพาห์ย่อยของสัญญาณที่ภาครับมีขนาดเท่ากัน หรือมีอัตราส่วนคลื่นพาห์ต่อสัญญาณรบกวน (CNR) เท่ากันได้ ด้วยการปรับรูปแบบการมอดูเลตของคลื่นพาห์ย่อยให้มีรูปแบบและขนาดที่แตกต่างกัน

ผลการทดสอบระบบที่พัฒนาขึ้นเพื่อหาอัตราการผิดพลาดบิต (BER) ที่ค่า  $E_b/N_0$  ต่างๆ พบว่ามีค่าใกล้เคียงกับค่า BER ทางทฤษฎีสำหรับการรับส่งแบบ 64QAM นอกจากนี้ ยังได้ทดสอบสมรรถนะของระบบ OFDM ผ่านการจำลองให้ช่องสัญญาณมีการประวิงเวลาหลายวิธีที่ควบคุมการกระจายตัวค่าประวิงเวลาได้ ด้วยการใช้ลำโพงภาคส่งสองตัววางที่ระยะทางต่างกัน เพื่อแสดงถึงผลของการรบกวนข้ามสัญลักษณ์ที่เพิ่มขึ้นเมื่อใช้ไซคลิกพรีฟิกซ์สั้นกว่าการกระจายตัวค่าประวิงเวลา การศึกษา ทดลองและวิเคราะห์ผลการทดลองเหล่านี้จะช่วยให้เข้าใจหลักการทำงานของระบบ OFDM ได้เป็นอย่างดี

## 5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการทำวิจัยในอนาคต

1. พัฒนาภาคซิงโครไนซ์ทางความถี่ เพื่อแยกภาคส่งและภาครับให้ทำงานอยู่บนบอร์ด์ได้ จะทำให้ได้ระบบ OFDM ที่สมบูรณ์แบบ สามารถนำไปใช้งานได้จริงนอกเหนือไปจากการใช้เป็นชุดการเรียนรู้เท่านั้น เช่น ใช้เป็นอะคูสติกโมเด็มสำหรับการส่งสัญญาณได้น้ำ เป็นต้น
2. พัฒนาเอกสารประกอบการทดลอง โดยแยกเป็นการทดลองย่อยต่างๆตามลำดับ เพื่อให้สามารถทำความเข้าใจการทำงานและปัญหาของระบบ OFDM ตามลำดับจากง่ายไปยาก
3. พัฒนารูปแบบการทดลองที่สามารถพลิกแพลงไปได้อีกมาก เช่น ให้ช่องสัญญาณมีการเคลื่อนที่ไปมาตลอดเวลา เป็นต้น

## รายการอ้างอิง

- [1] Ha, Tri T. Theory and design of digital communication systems. 1<sup>st</sup> ed. New York: Cambridge University Press, 2011.
- [2] Jiang, T., and Imai, Y. An Overview: Peak-To-Average Power Ratio Reduction Techniques for OFDM Signals. IEEE Transactions on Broadcasting. vol. 54, no. 2 (June 2008): 257- 268.
- [3] Cho, Yang S., Kim, J., Yang, Won Y., and Kang, C. MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB. 1<sup>st</sup> ed. Singapore: John Wiley and Sons, 2010.
- [4] Bahai, Ahmad R. S., Saltzberg, Burton R., and Ergen, M. Multi-Carrier Digital Communications Theory and Applications of OFDM. 2<sup>nd</sup> ed. Boston: Springer, 2004.
- [5] Sklar, B. Digital communications Fundamentals and Applications. 2<sup>nd</sup> ed. New Jersey: Prentice Hall, 2001.
- [6] Aceña, Miguel A. Power and Bit Allocation for Multicarrier Modulation in Multi-User Environments. Master's Thesis, Department of Electrical Engineer, Centre Tecnològic de Telecomunicacions de Catalunya, Castelldefels, Barcelona, 2005.
- [7] Madhow, U. Fundamentals of Digital Communication. 1<sup>st</sup> ed. New York: Cambridge University Press, 2008.
- [8] Davis, D., and Patronis, E. Sound System Engineering. 3<sup>rd</sup> ed. Burlington: Focal Press, 2006.
- [9] Hwang, J.K. Innovative communication design lab based on PC sound card and Matlab: a software-defined-radio OFDM modem example. in Proc. The International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP 2003), vol.3 pp.761-4. Hong Kong, 2003.
- [10] Ahmed, R. An experimental study of OFDM in a software defined acoustic testbed. Master's Thesis, Department of Electrical and Computer Engineering, Northeastern University, Boston, MA, 2010.
- [11] Thottappilly, A. OFDM for Underwater Acoustic Communication. Master's Thesis, Virginia Polytechnic Institute, State University, Virginia, 2011.

- [12] Bastidas, Francisco R., Kopikare, R., and Protat, G. Wireless coherent OFDM modem. the Engineering Division of the Graduate School, Cornell University, Ithaca, NY, Report. 2002.
- [13] Mason, S., Anstett, R., and Anicette, N. A broadband underwater acoustic modem implementation using coherent OFDM. in Proc. National Conference on Undergraduate Research (NCUR 2007), CA, 2007.
- [14] Witrissal, K. et al., Air-interface emulation for wireless broadband communications applied to OFDM. in Proc. Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2000), vol. 2 pp. 1251–1255, London, 2000.
- [15] Yan, H. et al., A DSP implementation of OFDM acoustic modem. in Proc. of the ACM International Workshop on UnderWater Networks (WUWNet 2007), Québec, Canada , Sept. 14, 2007.
- [16] Yan, H. et al., DSP implementation of SISO and MIMO OFDM acoustic modems. in Proc. MTS/IEEE OCEANS Conference, Sydney, Australia, May 24–27, 2010.
- [17] Yan, H. et al., DSP based receiver implementation for OFDM acoustic modems, Physical Communication, Vol 5, Issue 1 (March 2012) : 22-32.
- [18] Yeh, Hen G., and Ramirez, Victor R. Implementation and Performance of a M-ary PSK and QAM-OFDM System in a TMS320VC5416 Digital Signal Processor. in Proc. of International Conference on Digital Telecommunications (ICDT 2007). Second International Conference , Barcelona, Spain, 2007, p 19.
- [19] Karabetsos, Sotiris H. et al., Design and Implementation of an OFDM Transceiver Framework Using Matlab and the TMS320C6713 DSP. in Proc. International Conference on Computer as a tool (EUROCON 2005). Belgrade, Serbia & Montenegro, 2005, pp. 554 – 557.
- [20] Nguyen, Van D. et al., Implementation of an OFDM system based on the TMS320C6416 DSP. in Proc. Advanced Technologies for Communications (ATC 2009). Hai Phong, Vietnam, 2009, pp. 74-77.
- [21] Van de Beek, J.-J. et al., On channel estimation in OFDM systems. 45th IEEE Vehicular Technology Conference. Chicago, vol. 2, pp. 815-819, July 1995.

ภาคผนวก

## ภาคผนวก ก

อัตราส่วนกำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานของสัญญาณรบกวน (PSNR)

ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย (MSE) = ค่ากำลังงานของสัญญาณรบกวนเฉลี่ย

$$PSNR = 10 \log_{10} \left( \frac{Max^2}{MSE} \right) \quad (1)$$

อัตราส่วนพลังงานหนึ่งบิตต่อความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังงานสัญญาณรบกวน  $E_b/N_0$

$$E_b/N_0 = \frac{TotalReceivePower \cdot T_s \cdot TotalSCFreq \cdot \Delta f}{TotalNoisePower \cdot TotalBit} \quad (2)$$

$$E_b/N_{0,dB} = 10 \log_{10} E_b/N_0 \quad (3)$$

การหาค่าความแปรปรวนและค่าเฉลี่ยด้วยวิธีเก็บผลต่าง

สมมติค่า  $x_{est}$  ถ้าไม่รู้ค่าใกล้เคียง ให้ใช้  $x_{est} = x_1$

$$Var(X) = \frac{\left( n \sum_{i=1}^n (x_i - x_{est})^2 \right) - \left( \left( \sum_{i=1}^n (x_i - x_{est}) \right)^2 \right)}{n^2} \quad (4)$$

$$\bar{X} = \frac{\left( \sum_{i=1}^n (x_i - x_{est}) \right) + (n \cdot x_{est})}{n} \quad (5)$$

การสร้างข้อมูลสุ่มเทียมด้วยวิธีความสอดคล้องแบบเชิงเส้น (linear congruential)

$$X_{n+1} = (aX_n + c) \bmod(m) \quad (6)$$

โดยที่ a เรียกว่าตัวคูณ, c เรียกว่าตัวบวก, m เรียกว่า ตัวที่นำไปหาเศษ และ  $X_0$  คือ ค่าเริ่มต้น  
ค่าที่ใช้งาน มีดังนี้ a = 31821, c = 13849, m =  $2^{16} = 65536$  และ  $X_0 = 21845$

ค่าความน่าจะเป็นของการผิดพลาดบิต

QPSK :  $k = 2$  บิต,

16QAM :  $k = 4$  บิต

64QAM :  $k = 6$  บิต

โดยแทนค่า  $E_b/N_0$  ในสมการที่ (9)

$$M = 2^k \quad (7)$$

$$x = \sqrt{\frac{3k \cdot (E_b/N_0)}{M - 1}} \quad (8)$$

$$P_b(E_b/N_0) = \frac{4}{k} \cdot \frac{1}{1 - \sqrt{M}} \cdot \frac{1}{2} \cdot \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right) \quad (9)$$

### ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายธนวิทย์ ลากสิริสวัสดิ์ เกิดวันที่ 18 มีนาคม พ.ศ. 2527 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร เข้าศึกษาในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ในปีการศึกษา 2545 และสำเร็จการศึกษาปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม ในปีการศึกษา 2548 และเข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ที่ห้องปฏิบัติการวิจัยกรรมวิธีสัญญาณดิจิทัล ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2553