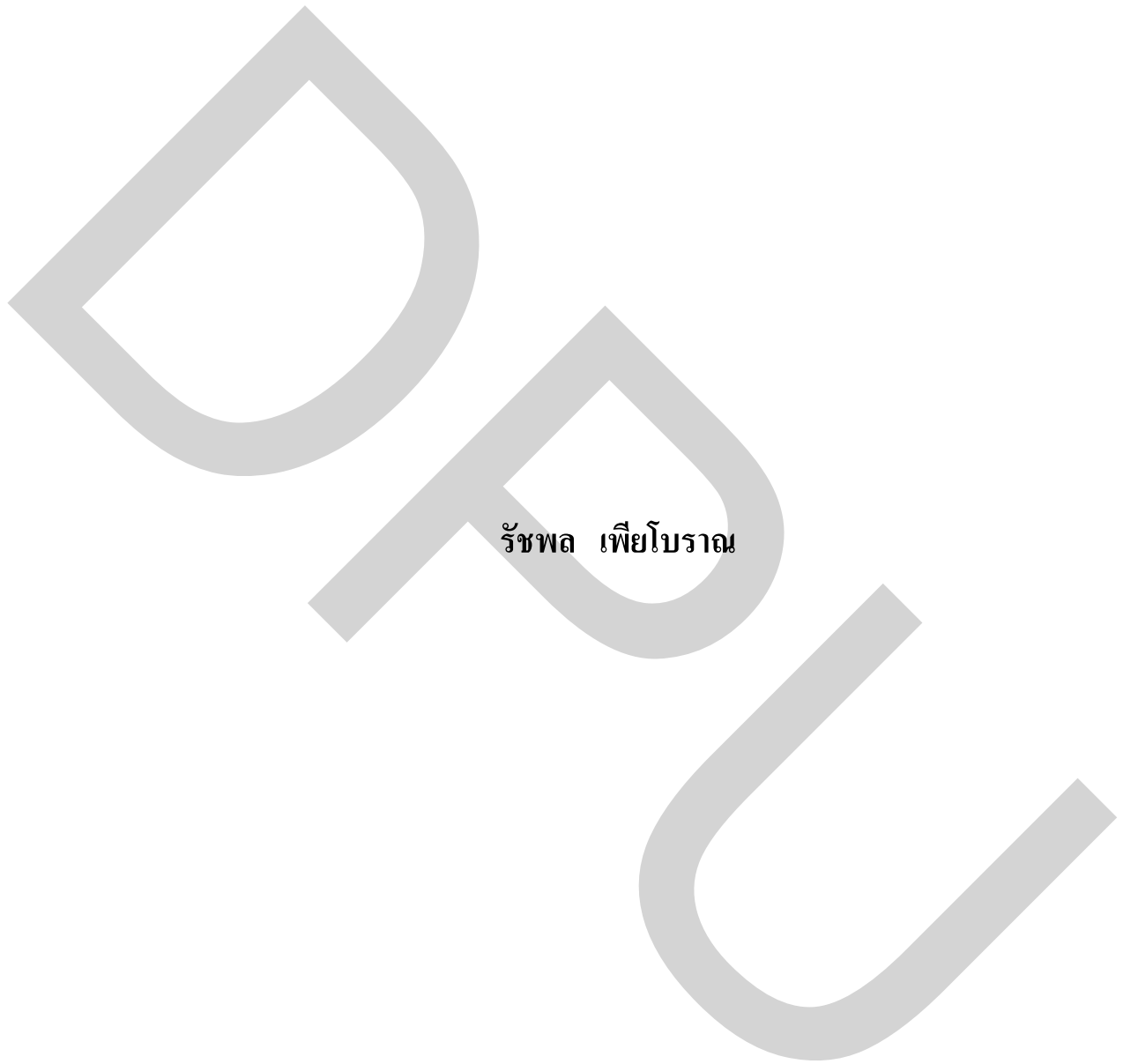


การป้อนข้อมูลย้อนกลับขนาดต่ำเพื่อปรับชดเชยสัญลักษณ์สำหรับช่องสัญญาณ  
แบบพหุวิถี ในระบบการส่งสัญญาณแบบโอเอฟดีเอ็ม



วิทยานิพนธ์เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์และโทรคมนาคม  
คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยธุรกิจบัณฑิตย์

พ.ศ. 2557

**Low information feedback for compensation symbol against multipath fading**

**For Orthogonal frequency division multiplexing system**



**Rushapon Peerboran**

**A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements**

**for the Degree of Master of Engineering**

**Department of Computer and Telecommunication Engineering**

**Faculty of Engineering, Dhurakij Pundit University**

**2014**

หัวข้อวิทยานิพนธ์      การป้อนข้อมูลย้อนกลับขนาดต่ำเพื่อปรับชดเชยสัญลักษณ์ล่วงหน้า  
 สำหรับช่องสัญญาณมีการจางหายแบบพหุวิถี ในระบบโอเอฟดีเอ็ม  
 ชื่อผู้เขียน              รัชพล เพ็ญโบราณ  
 อาจารย์ที่ปรึกษา        ดร.ชัยพร เชมะภาคะพันธ์  
 สาขาวิชา                วิศวกรรมคอมพิวเตอร์และโทรคมนาคม  
 ปีการศึกษา              2556

### บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้จัดทำเพื่อการศึกษาและพัฒนาระบบสื่อสารแบบไร้สายสำหรับช่องสัญญาณแบบพหุวิถี ระบบการส่งแบบโอเอฟดีเอ็ม ในปัจจุบันมีระบบตรวจรับและการชดเชยการสูญเสียในช่องสัญญาณ หากระบบต้องการความถูกต้องในข้อมูลที่ใกล้เคียงภาคส่งมากที่สุด จะต้องส่งข้อมูลประมาณมากๆ และมีขั้นตอนที่ซับซ้อนเพื่อให้ได้ลักษณะช่องสัญญาณที่ใกล้เคียงกับปัจจุบัน งานวิจัยนี้ได้พัฒนาและลดความซับซ้อนให้กับระบบ โดยใช้บิดนาร่องเพื่อใช้ทดสอบคุณลักษณะของช่องสัญญาณ จากนั้นภาครับจะส่งข้อมูลย้อนกลับที่มีอัตราต่ำมากและมีขั้นตอนการคำนวณที่ไม่ซับซ้อนกลับมายังภาคส่งเพื่อใช้ปรับสัญลักษณ์ล่วงหน้า จากนั้นทำการชดเชยและจัดกลุ่มสัญลักษณ์ใหม่ก่อนส่งสัญญาณสัญลักษณ์ดังกล่าวออกไปในช่องสัญญาณที่เป็นแบบพหุวิถี

จากการศึกษาผลลัพธ์ที่ได้จากแบบจำลองระบบเทียบกับเครื่องรับที่ได้จำลองของ 3 ระบบ ได้แก่ ระบบที่มีระบบ LIF ที่ใช้งานร่วมกับ Zero forcing equalizer, Tomlinson - Harashima Precoding และอิควอไลเซอร์แบบ Zero Forcing เพียงอย่างเดียว โดยผลลัพธ์ที่ได้จากการจำลองระบบที่มีการปรับชดเชยร่วมกับอิควอไลซ์ที่เครื่องรับ พบว่าระบบที่เสนอสามารถลดอัตราบิดที่ผิดพลาดได้เป็นอย่างดี มีความซับซ้อนของระบบน้อยกว่า รูปแบบการคำนวณที่ไม่ซับซ้อน โดยมีประสิทธิภาพการทำงานที่ใกล้เคียงกันแต่ให้ผลการทำงานดีกว่าระบบ THP เล็กน้อย

Thesis Title	Low information feedback and Makeup constellation method OFDM system over Multipath fading
Author	Rushapon Piaboran
Thesis Advisor	Chaiyaporn Khemapatapan, Ph.D
Department	Computer and Telecommunication Engineering
Academic Year	2013

### **ABSTRACT**

This thesis studied and improved wireless communication systems over multipath channel. At present, there are detector and compensation systems in wireless communication systems. Pre-equalizer is at its most accurate, it sends a large amount of pilot and feedback data to a transmitter. This thesis improves and reduces the complexity by making up constellation. This method is applied for both amplitude and phase of transmitted signal to improve the performance. Pilot information bits are used to trace the channel variation for making up constellation. The receiver sends back the transmitter the low rate information of channel variation. Transmitter will use make up constellation information in modulation process.

The results from the simulation based on 3 scenarios: makeup constellation with equalizer, THP and ZF. The proposed system can effectively reduce bit error rate and closes to the THP's performance.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จเป็นอย่างดีด้วยความกรุณาของ อาจารย์ ดร.ชัยพร เขมะภาคะพันธ์ อาจารย์ที่ปรึกษาที่คอยให้คำแนะนำพร้อมแนวทางการแก้ปัญหาต่างๆในงานวิจัยชิ้นนี้ได้โดยตรง จุด และเอาใจใส่เป็นอย่างดี พร้อมทั้งคณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ทุกท่าน ที่เสียสละเวลามาเป็น กรรมการสอบวิทยานิพนธ์ อีกทั้งให้ความคิดเห็นที่มีประโยชน์ต่องานวิจัย นอกจากนี้ยังขอขอบพระคุณอาจารย์ทุกท่านในภาควิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์และโทรคมนาคม ที่ได้ถ่ายทอดความรู้และเทคนิคต่างๆที่มีและไม่มีในตำราให้ได้ทราบสร้างความใฝ่รู้เพิ่มขึ้นอย่างมาก

ผู้วิจัยขอขอบพระคุณ เจ้าหน้าที่ทุกท่านใน ภาควิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์และโทรคมนาคม ที่ได้สละเวลาเพื่อที่จะคอยช่วยเหลือต่างๆรวมทั้งกระบวนการทำวิจัยด้วยเสมอมา

ผู้วิจัยขอขอบคุณเพื่อนๆนักศึกษาทั้งที่ยังศึกษาอยู่ และผู้ที่สำเร็จการศึกษาไปแล้วในภาควิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์และโทรคมนาคม ที่ยังให้คำแนะนำตลอดระยะเวลาที่ยังศึกษาอยู่

ผู้วิจัยขอขอบพระคุณ พันเอก ถนอมศักดิ์ สุภาพ และนาวาอากาศโท ประเทือง กำจัดภัย ที่ทำให้ผมมีโอกาสได้เรียนที่มหาวิทยาลัยธุรกิจบัณฑิตย์ ซึ่งเป็นสถาบันที่มีเกียรติ และมีชื่อเสียงแห่งหนึ่งของประเทศ

รัชพล เพ็ญโบราณ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ฅ
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	ง
กิตติกรรมประกาศ.....	จ
สารบัญตาราง.....	ซ
สารบัญรูป.....	ฌ
บทที่	
1. บทนำ.....	1
1.1 ที่มาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	2
1.3 ขอบเขตของการวิจัย.....	3
1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	3
1.5 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน.....	4
2. ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	5
2.1 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับช่องสัญญาณ.....	5
2.2 หลักการพื้นฐานของระบบสื่อสารไร้สาย.....	8
2.3 การเกิดมัลติพาธเฟดดิ้ง.....	11
2.4 การบิดเบี้ยวของสัญญาณ.....	13
2.5 สัญญาณรบกวน (Noise).....	17
2.6 การมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM.....	21
2.7 การสื่อสารในระบบ OFDM.....	23
2.8 วิธีการอีควอไลเซชันสัญญาณ.....	27
2.9 วิธีการ PRECODING.....	36
2.10 พารามิเตอร์ที่ใช้วัดสมรรถนะของระบบ และความหมายของค่าต่าง ๆ.....	41
2.11 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	42
2.12 แนวทางของวิทยานิพนธ์.....	47
3. การดำเนินงานและแนวทางการพัฒนาระบบ.....	48
3.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องและแบบจำลองระบบ.....	48

## สารบัญ (ต่อ)

บทที่	หน้า
3.2 การทำงานและการวิเคราะห์ผลกระทบของการสื่อสาร.....	49
3.3 รูปแบบการจัดวางสัญญาณนำร่อง.....	50
3.4 การจัดกลุ่มแบบปรับขนาดเซช.....	52
3.5 การจัดเรียงสัญลักษณ์และการเข้ารหัส THP.....	54
3.6 พารามิเตอร์ที่ใช้เกี่ยวข้องกับการทดลอง.....	55
3.7 การแก้ปัญหาการผ่านจุดตัดศูนย์.....	57
4. ผลการดำเนินงาน.....	64
4.1 ผลการศึกษาแบบจำลองเปรียบเทียบ ZF, ZF-Feedback.....	64
4.2 ผลการศึกษาแบบจำลองเปรียบเทียบ ZF, ZF-Feedback และ THP.....	68
4.3 ผลการศึกษาแบบจำลองเปรียบเทียบการทำงานและความซับซ้อน.....	69
5. สรุปผลการศึกษาและวิจัย.....	71
5.1 สรุปผลการศึกษาและวิจัย.....	71
5.2 ข้อเสนอแนะและงานวิจัยในอนาคต.....	72
บรรณานุกรม.....	73
ประวัติผู้เขียน.....	77

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 อัตราการปรับขนาดเซช.....	56
3.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในอื่นๆที่เกี่ยวข้องในการกำหนดระบบ.....	56
3.3 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการกำหนดระบบ.....	57
4.1 ผลการเปรียบเทียบ Complexity.....	69



## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 มุม $\alpha$ ของคลื่นสัญญาณที่มาถึงของปรากฏการณ์คอปเพลอร์.....	8
2.2 การส่งข้อมูลผ่านช่องสัญญาณไร้สาย.....	9
2.3 ลักษณะการจางหายของสัญญาณแบบมาตรเล็กและมาตรใหญ่ของกำลังสัญญาณ ภาครับ.....	10
2.4 การแพร่กระจายแบบมัลติพาธ.....	12
2.5 ผลจากการแพร่กระจายแบบมัลติพาธ.....	13
2.6 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาธที่แปรผันตามเวลา.....	14
2.7 โมเดลของช่องสัญญาณ ซึ่งแยกย่อยออกมาตามลักษณะเส้นทางของมัลติพาธ.....	15
2.8 โมเดลของช่องสัญญาณ.....	15
2.9 เบสแบนด์โมเดลซึ่งไม่มีตัวปรับแต่งช่องสัญญาณ.....	16
2.10 เบสแบนด์โมเดลซึ่งมีตัวปรับแต่งช่องสัญญาณ.....	17
2.11 แบบจำลองของช่องสัญญาณที่นำมาพิจารณา.....	18
2.12 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของกระบวนการสุ่มแบบเกาส์.....	19
2.13 แบบจำลองของช่องสัญญาณที่มีการพิจารณา.....	21
2.14 การส่งสัญญาณดิจิทัลด้วยคลื่นพาห์เดี่ยว.....	22
2.15 ระบบ OFDM ที่ใช้ความถี่ $N$ คลื่น.....	23
2.16 ระบบ OFDM ที่ใช้คลื่นพาห์ $N$ คลื่น.....	24
2.17 การมอดูเลตด้วย IFFT ในระบบ OFDM.....	27
2.18 การดีมอดูเลตด้วย IFFT ในระบบ OFDM.....	27
2.19 วิธีการอีควอไลเซชัน Equalization.....	28
2.20 โครงสร้างพื้นฐานวงจรอีควอไลเซชันในช่วงเวลาที่มีการปรับชุดสัมประสิทธิ์ การคูณ.....	30
2.21 วงจรอีควอไลเซชันเชิงเส้น Linear Equalizer.....	33
2.22 วงจรอีควอไลเซชันเชิงเส้นในรูปแบบของ Tapped Delay Line.....	33
2.23 วิธีการ Tomlinson-Harashima Precoding.....	38
2.24 วิธีการแบ่งกลุ่มของสัญญาณ.....	40
2.25 วิธีการนับข้อมูลผิดพลาด.....	42

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.26 Block Diagram ของระบบสื่อสารที่มีการพิจารณา.....	43
2.27 วงจรเข้ารหัสแบบ Turbo Codes.....	43
2.28 การอ็ควอไลเซชันสัญญาณล่วงหน้า.....	44
2.29 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการปรับแต่งสัญญาณ.....	44
2.30 Tomlinson-Harashima Precoder in a MIMO channels.....	45
2.31 Tomlinson-Harashima Precoder in a MIMO OFDM link.....	45
2.32 ผลการทดลองระบบ non-linear zero-forcing (ZF) Tomlinson-Harashima Precoding (THP).....	46
2.33 การจัดกลุ่มสัญลักษณ์แบบปรับขนาดที่มีการจางหายแบบเรย์ลี.....	46
3.1 ความน่าจะเป็นที่เกิดความผิดพลาดของระบบการส่งที่มีการจางหายแบบเรย์ลี.....	48
3.2 แบบจำลองระบบช่องการสื่อสาร.....	49
3.3 การจัดวางสัญญาณนำร่องแบบต่าง ๆ.....	50
3.4 การปรับขนาดสัญญาณ.....	52
3.5 ภาค Transmitter.....	53
3.6 การสร้างข้อมูลย้อนกลับในภาค Receiver.....	54
3.7 ลักษณะ Two Dimensional Tomlinson – Harasima Precoding สำหรับ ระบบ QAM.....	55
3.8 สัญญาณสี่เหลี่ยมและซิงค์.....	58
3.9 แสดงสัญญาณซิงค์และข้อมูล “011010”.....	60
3.10 สัญญาณไรส์โคซายน์ ในโดเมนเวลา.....	61
3.11 ไรส์โคซายน์ในโดเมนความถี่ที่ค่าเฟลคเตอร์ลาดเอียง $\alpha$ ต่าง ๆ กัน.....	62
3.12 การใช้การไรส์โคซายน์โดยแบ่งเป็นรากที่สองของไรส์โคซายน์ 2 ส่วน.....	63
4.1 เปรียบเทียบลักษณะของ Constellation กับการใช้งานแต่ละรูปแบบ.....	65
4.2 เปรียบเทียบประสิทธิภาพ BER ของการใช้งานแต่ละรูปแบบ.....	66
4.3 เปรียบเทียบประสิทธิภาพในมุมมอง Throughput ของการใช้งานแต่ละรูปแบบ.....	67
4.4 เปรียบเทียบประสิทธิภาพ BER แต่ละรูปแบบภายใต้ช่องสัญญาณไม่เป็นอุดมคติ.....	68

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 หลักการและเหตุผล

ปัจจุบันความต้องการในการเพิ่มความเร็วการรับส่งข้อมูลนั้น เป็นที่สนใจอย่างต่อเนื่อง ความมุ่งหวังในการสร้างอุปกรณ์ที่มีความสามารถส่งผ่านข้อมูลในระยะไกลๆ และมีอัตราข้อผิดพลาดต่ำด้วยขบวนการที่ไม่ซับซ้อน เป็นที่สนใจเป็นอย่างมาก ซึ่งในระบบการสื่อสารไร้สายนั้น ได้มีการพัฒนาระบบการส่งสัญญาณแบบ OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) ซึ่งเป็นลักษณะ MCM (Multiple Carrier Modulation) ที่มีการเพิ่มความหนาแน่นของสัญญาณพาหะย่อยและการซ้อนทับสัญญาณพาหะที่อยู่ติดกัน โดยเทคนิคการมอดูเลชันแบบหลายคลื่นพาหะ และเป็นรูปแบบของการสื่อสารแบบขนาน แตกต่างจากมาตรฐาน Spread Spectrum ทั่วไปที่ใช้แถบความถี่เดียวสำหรับรับส่งข้อมูลช่องเดียว

OFDM เป็นเทคโนโลยีที่ใช้สำหรับถ่ายทอด สัญญาณผ่านทางคลื่นวิทยุ ซึ่งกระบวนการนี้จะเป็นการแบ่งสัญญาณ ความถี่ออกเป็นหลาย ๆ เซ็กเมนต์ และในแต่ละเซ็กเมนต์จะมีความถี่เฉพาะตัว ซึ่งจะทำให้สามารถรองรับความจุและอัตราการส่งข้อมูลที่สูงกว่าและใช้แบนวิธที่ได้เต็มประสิทธิภาพ แต่การส่งสัญญาณจากต้นทางไปยังปลายทาง โดยตัวกลางที่เป็นอากาศ เพื่อนำพาข้อมูลข่าวสาร (Information) เมื่อสัญญาณเดินทางผ่านตัวกลาง ก็จะมีการลดทอน (Attenuation) ของสัญญาณเกิดขึ้น โดย “ขนาด” ของการลดทอนก็จะขึ้นอยู่กับสถานะของช่องสัญญาณนั้นๆ และสัญญาณ อาจจะมีการสะท้อนกับตึกสูง ทำให้การเดินทางของสัญญาณมาถึงสถานีรับนั้นล่าช้ากว่าสัญญาณที่มาจากเส้นทางตรง เราก็จะเรียกว่าเกิด “ค่าหน่วงเวลา หรือ ดีเลย์ (Delay)” ของสัญญาณนั้นซึ่งจะเป็นการแสดงเวลาที่สัญญาณใช้ในการเดินทาง

ในการใช้งานจริงนั้น การเดินทางจากต้นทางไปยังปลายทางของสัญญาณ จะไม่ได้มีเพียงแค่คลื่นที่เป็นเส้นตรงเพียงอย่างเดียว แต่กลับมีการสะท้อนไปมาระหว่าง ตึกสูงหรือสิ่งก่อสร้าง หรือสภาพแวดล้อมอื่นๆ ที่สามารถสะท้อนได้ เช่น ยานพาหนะ เป็นต้น ทำให้สัญญาณที่มาถึงเครื่องรับประกอบด้วยสัญญาณสะท้อนมากกว่าหนึ่งสัญญาณ โดย ค่าขนาด และ ค่าหน่วงเวลาของแต่ละสัญญาณ ก็จะมีค่าแตกต่างกันไป โดยสัญญาณอันเกิดจากการสะท้อนหลายๆ

สัญญาณนั้นจะเรียกรวมๆว่าเป็นพหุวิถี หรือ “มัลติพาท (Multipath)” ดังที่ได้กล่าวมานี้เป็นผลให้สัญญาณที่ปลายทางผิดเพี้ยนไป จึงได้หาวิธีการต่างๆ ที่สามารถลดความผิดเพี้ยนของข้อมูลปลายทางตามสภาพแวดล้อมต่างๆ โดยหลักการงานจะใช้ การจำแนกประเภทของวงจรปรับเท่า หรือ อีควอลไลเซอร์ (Equalizer) จากนั้นก็นำค่าของ Intersymbol Interference หรือ ISI ที่ประมาณได้นี้ ไปหักลบกับสัญญาณข้อมูลที่ตามมาภายหลังเพื่อกำจัดค่า ISI ก่อนที่จะทำการตรวจจับสัญญาณและทำการตัดสินใจ แต่สำหรับช่องการสื่อสาร โทรศัพท์เคลื่อนที่มีปัญหาความผิดเพี้ยนสูงมาก ทำให้ไม่สามารถนำวงจรมาใช้ในทางปฏิบัติ ด้วยเหตุนี้จึงมีการพัฒนาวิธีที่ดีกว่า ซึ่งต่างจากวิธีเดิมคือกระบวนการดึงสัญญาณกลับมาจะมีการพิจารณาสัญญาณคราวละหลายๆ แทนการพิจารณาสัญญาณทีละค่า โดยวิธีการต่อเนื่องนี้ทุกรูปแบบที่เป็นไปได้ เพื่อหาชุดสัญญาณที่ดีที่สุด ดังนั้นสัญญาณในลักษณะนี้ จำเป็นต้องอาศัยการคำนวณเป็นจำนวนมาก

บทความนี้จึงขอนำเสนอการป้อนข้อมูลย้อนกลับขนาดต่ำเพื่อปรับชดเชยสัญลักษณ์สำหรับช่องสัญญาณแบบพหุวิถีในระบบการส่งสัญญาณแบบ โอเอฟดีเอ็ม ที่มีการจางหายเรย์ลี โดยมีการป้อนข้อมูลย้อนกลับในอัตราที่ต่ำ (Low Information Feedback) นำจัดกลุ่มสัญลักษณ์แบบปรับตัวได้โดยใช้บิตย้อนกลับมายังต้นทางเพื่อปรับกลุ่มสัญลักษณ์ใหม่ พร้อมทั้งการปรับขนาดของเฟสและแอมพลิจูดของสัญญาณที่จะส่งไปยังปลายทางทำให้ได้สัญญาณที่ดีขึ้น โดยใช้แบบจำลองเบสแบนด์ ในส่วนขององค์ประกอบด้านเครื่องรับสัญญาณนั้นจะมีตัวปรับชดเชยสัญลักษณ์ล่วงหน้า พร้อมด้วยวงจรปรับเท่าหรืออีควอลไลเซอร์ (Equalizer) แบบ Zero Forcing เพื่อเทียบกับแบบจำลองเบสแบนด์ ที่ไม่มีปรับกลุ่มสัญลักษณ์ใหม่ เพื่อให้ทราบถึงข้อแตกต่างของอัตราบิดผิดพลาด ข้อดีของระบบนี้ก็คือช่วยลดการใช้แบนวิคท์ในการป้อนข้อมูลย้อนกลับ ลดอัตราการผิดพลาดของข้อมูลในภาครับเป็นระบบที่ไม่มีความซับซ้อนเข้าใจได้ง่าย และมีการใช้งานแบนวิคท์อย่างเต็มประสิทธิภาพ

## 1.2 วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาหลักการงานและทฤษฎีพื้นฐานของระบบการส่งสัญญาณแบบ OFDM
2. เพื่อสร้างแบบจำลองการจกกลุ่มสัญลักษณ์โดยใช้บิตข้อมูลย้อนกลับที่ขนาดต่ำ และนำไปประยุกต์ใช้งานได้จริง
3. เพื่อทำการทดสอบแบบจำลองพร้อมวัดผลของสัญญาณภายใต้สภาพแวดล้อมต่างๆ
4. เพื่อลดข้อมูลที่ส่งไปการตรวจสอบคุณลักษณะช่องสัญญาณของอีควอลไลเซอร์

5. เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการรับสัญญาณและใช้งานแบนวิดท์ที่มีให้เต็มประสิทธิภาพมากที่สุด

### 1.3. ขอบเขตงานวิจัย

1. ศึกษาหลักการทำงานของระบบการส่งสัญญาณแบบ OFDM
2. สร้างแบบจำลองระบบโดยใช้โปรแกรม Matlab ในการใช้บิตนําร่องที่เป็นการป้อนข้อมูลย้อนกลับขนาดต่ำเพื่อปรับชดเชยการจัดกลุ่มสัญลักษณ์ใหม่
3. ทดสอบแบบจำลองภายใต้สภาพแบบมัลติพาธเฟดดิ้ง สัญญาณรบกวนสีขาวบนช่องการสื่อสารที่มีการจางหายเรย์ลีสำหรับช่องสัญญาณแบบพหุวิถี
4. ทดสอบแบบจำลองระบบ โดยเทียบกับ Precoding และ Equalizer
5. วิเคราะห์และบันทึกผลแบบจำลองเทียบกับงานวิจัยต่างๆ

### 1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. ทำให้เข้าใจหลักการทำงานและทฤษฎีพื้นฐานของระบบการส่งสัญญาณแบบ OFDM
2. สามารถสร้างแบบจำลองการจัดกลุ่มสัญลักษณ์โดยใช้บิตนําร่องที่สามารถใช้งานนำไปประยุกต์ใช้งานได้จริง
3. สามารถวิเคราะห์สัญญาณที่บันทึกแบบจำลองการจัดกลุ่มสัญลักษณ์ใหม่โดยใช้บิตนําร่องได้
4. สามารถลดประมาณข้อมูลที่ส่งไปตรวจสอบคุณลักษณะช่องสัญญาณเป็นผลทำให้ Equalizer ทำงานน้อยลงและสามารถใช้งานปริมาณของแบนวิดท์ได้เต็มประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น
5. สามารถรับปริมาณข้อมูลที่ถูกต้องได้มากขึ้นเนื่องจากอัตราข้อมูลผิดพลาดลดลงทำให้ใช้แบนวิดท์ได้เต็มประสิทธิภาพมากที่สุด
6. นำผลการทดลองไปปรับใช้ในการสร้างอุปกรณ์ต่างๆต่อไปได้หลายแบบ

### 1.5 ขั้นตอนและวิธีดำเนินงาน

1. ศึกษาหลักการ Precoding ที่ใช้งานร่วมกับระบบ OFDM
2. ออกแบบและพัฒนาการ Precoding ร่วมกับระบบ OFDM
3. กำหนดตัวแปร พารามิเตอร์ ค่าของพารามิเตอร์และสมการที่ใช้ในการออกแบบ Precoding ที่ใช้งานร่วมกับระบบ OFDM
4. วิเคราะห์และเปรียบเทียบผลเชิงตัวเลขของ Precoding โดยคำนวณค่าผิดพลาดด้วยโปรแกรม MATLAB และแสดงผลด้วยกราฟ
5. สรุปและประเมินผลที่ได้
6. รวบรวมข้อมูลที่ได้จัดทำวิทยานิพนธ์

## บทที่ 2

### ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

#### 2.1 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับช่องสัญญาณ<sup>1</sup>

##### 2.1.1 ช่องสัญญาณ (Channel)

ช่องสัญญาณ หมายถึง เป็นตัวกลางเพื่อให้สัญญาณผ่านไปจากสายอากาศเครื่องส่งไปยังสายอากาศเครื่องรับ ซึ่งมีความเป็นไปได้หลายรูปแบบทั้งที่เป็นอากาศปกติ เป็นสายทองแดง เป็นใยแก้วนำแสง โดยที่ช่องสัญญาณนั้นจะทำหน้าที่ในการแปลงสัญญาณอินพุตชุดหนึ่งให้เป็นสัญญาณเอาต์พุตชุดหนึ่งและในระบบการสื่อสารไร้สายคลื่นสัญญาณที่ถูกส่งออกมาทางเครื่องส่งจะไม่ได้เดินทางมาถึงยังทางเครื่องรับปลายทางเป็นแนวเส้นตรง เพราะจะต้องพบกับสิ่งกีดขวางในสภาพแวดล้อมที่สัญญาณจะต้องเคลื่อนที่ผ่าน โดยที่คลื่นสัญญาณที่มาถึงทางเครื่องรับจะเกิดขึ้นจากการรวมกันของคลื่นหลายวิธีที่มาจากหลายทิศทางซึ่งเกิดจากการสะท้อน (Reflection) การเลี้ยวเบน (Diffraction) และการกระเจิง (Scattering) ผ่านสิ่งกีดขวางต่าง ๆ เช่น สิ่งก่อสร้าง ต้นไม้ ยานพาหนะ โดยจะเรียกปรากฏการณ์นี้ว่า การเกิดหลายวิถี (Multipath) และผลจากการเกิดหลายวิถีนี้เองทำให้สัญญาณที่มาถึงทางเครื่องรับนั้นมีผลมาจากสัญญาณมากกว่าหนึ่งวิถี ซึ่งแต่ละวิถีนั้นจะมีค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนที่แตกต่างกันออกไป ทั้งในเชิงแอมพลิจูด และเฟส สัญญาณที่ได้รับจะประกอบไปด้วยผลจากวิถีต่าง ๆ สัญญาณในแต่ละวิถีอาจเขียนให้อยู่ในรูปเวกเตอร์ของแอมพลิจูดและเฟสได้ ถ้าอุปกรณ์ปลายทางกำลังเคลื่อนที่ หรือสภาพแวดล้อมรอบ ๆ มีการเปลี่ยนแปลงผลกระทบจากช่องสัญญาณอาจเปลี่ยนแปลงอย่างสุ่มไปตามเวลาดังนั้น ณ ขณะหนึ่งสัญญาณในวิถีอาจรวมกันแบบหักล้าง และในอีกขณะหนึ่ง อาจรวมกันแบบเสริม รูปแบบของการกระจายตัวที่ใช้กันทั่วไปในการบอกลักษณะของแอมพลิจูดสุ่มที่เป็นผลมาจากช่องสัญญาณหลายวิถี มีอยู่ 2 แบบ ได้แก่ การกระจายตัวแบบเรย์ลี (Rayleigh) และการกระจายตัวแบบไรเซียน (Rician)

ถ้าในสัญญาณที่ได้รับไม่มีองค์ประกอบตามเส้นแนวสายตา (Line-of-Sight : LOS) ซึ่งก็คือเมื่อวิถีตรงถูกบดบัง ดังเช่น การแพร่กระจายสัญญาณระยะไกลในสภาพแวดล้อมกลางแจ้ง

<sup>1</sup>ชัยยศ พิธิรักษ์, จตุรงค์ เจริญภาพ (2008) : การเพิ่มประสิทธิภาพการรับ/ส่งข้อมูลในระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมัลติโพรเซสเซอร์ที่สถานีฐาน ; มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ.

(Outdoor) สัญญาณที่ได้รับจะประกอบไปด้วยองค์ประกอบกระเจิง (Scattered) อันเนื่องมาจากการสะท้อนที่ไม่มีวิถีหลัก ซึ่งจะสามารถแยกออกเป็นองค์ประกอบร่วมเฟส (In-phase) และองค์ประกอบตั้งฉาก (Quadrature) ซึ่งวิถีแต่ละวิถีมีผลต่อทั้งสองส่วนนี้ด้วย จากทฤษฎีขีดจำกัดกลาง (Central Limit Theorem) เมื่อมีวิถีจำนวนมาก จะทำให้สามารถอนุมานได้ว่าองค์ประกอบร่วมเฟส และองค์ประกอบตั้งฉากเป็นตัวแปรสุ่มแบบเกาส์ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์

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

$$f_\rho(\rho) = \frac{\rho}{\sigma^2} e^{-\left(\frac{\rho^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (2.1)$$

โดยที่  $\sigma^2$  คือแอมพลิจูดขององค์ประกอบร่วมเฟส และองค์ประกอบตั้งฉาก ซึ่งปริมาณทางสถิติสองค่าที่เกี่ยวข้องในที่นี้คือ ค่าเฉลี่ยและโมเมนต์ที่สองของตัวแปรสุ่มแบบเรย์ลี ซึ่งมีค่าเป็น

$$E\{\rho\} = \sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma \quad (2.2)$$

$$E\{\rho^2\} = 2\sigma^2 \quad (2.3)$$

ถ้ามีองค์ประกอบ LOS แนวตรงตั้งในสภาวะแวดล้อมภายในอาคาร (Indoor) สัญญาณที่ได้รับจะมีองค์ประกอบตาม LOS หลัก และองค์ประกอบกระเจิงอันเนื่องมาจากการสะท้อน เมื่อกำหนดให้องค์ประกอบ LOS อยู่ในแนวร่วมเฟส โดยแอมพลิจูดของสัญญาณที่ได้รับจะมีการกระจายตัวแบบไรเชียนดังนี้

$$f_\rho(\rho) = \frac{\rho}{\sigma^2} e^{-\left(\frac{\rho^2 + a_0^2}{2\sigma^2}\right)} I_0\left(\frac{a_0\rho}{\sigma^2}\right) \quad (2.4)$$

โดยที่  $\sigma^2$  แทนกำลังขององค์ประกอบร่วมเฟส และองค์ประกอบตั้งฉากกระเจิง  $a_0$  คือแอมพลิจูดขององค์ประกอบ LOS และ  $I_0(\rho)$  เป็นฟังก์ชันเบสเซลดัดแปลงอันดับศูนย์ (Zero Order Modified Bessel Function) การกระจายตัวแบบไรเชียนนี้มักจะใช้ตัวประกอบ  $K$  ของไรเชียนเป็นตัวกำหนด ลักษณะ ดังนี้



$$K = \frac{a_0^2}{2\sigma^2} \quad (2.5)$$

จากการวัดในสถานะแวดล้อมภายในอาคารต่าง ๆ พบว่าโดยทั่วไปค่าของ  $K$  จะมีค่าเป็น 10 ปริมาณทางสถิติที่เกี่ยวข้องในที่นี้คือ ค่าเฉลี่ยของการกระจายตัวแบบไรเซชันซึ่งมีค่าเป็น

$$E\{\rho\} = e^{-K/2} \sqrt{\frac{\pi}{2(K+1)}} \bar{p} \left[ (1+K)I_0\left(\frac{K}{2}\right) + KI_1\left(\frac{K}{2}\right) \right] \quad (2.6)$$

โดยที่  $I_1(K)$  แทนฟังก์ชันเบสเซลดัดแปลงอันดับหนึ่ง (First Order Modified Bessel Function)

### 2.1.2 ดอปเพลอร์ (Doppler)

นอกจากการเกิดพหุวิถีแล้ว การเกิดปรากฏการณ์ดอปเพลอร์นั้นก็จะส่งผลกระทบต่อ การสื่อสารของระบบสื่อสารไร้สายด้วย เนื่องจากผลที่ผู้ใช้งานมีการเคลื่อนที่จึงทำให้คลื่นสัญญาณ ที่มาถึงนั้นมีความถี่ที่เปลี่ยนไป โดยมุมของสัญญาณที่มาถึง (Angle of arrival  $\alpha$ ) ที่ถูกนิยามให้ เป็นมุมระหว่างคลื่นสัญญาณที่มาถึงวิถีที่  $n$  และทิศทางเคลื่อนที่ของผู้ใช้งาน ดังแสดงในภาพที่ 2-1 และค่า ความถี่ดอปเพลอร์ของคลื่นสัญญาณวิถีที่  $n$  จะมีค่าดังนี้

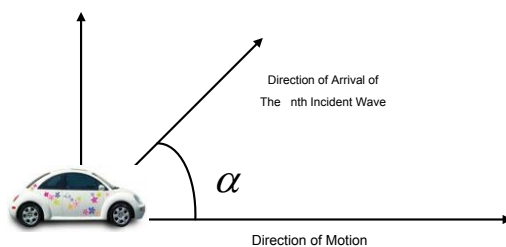
$$f_n = f_{\max} \cos \alpha_n \quad (2.7)$$

โดยที่  $f_{\max}$  คือค่าความถี่ดอปเพลอร์สูงสุดนั้นจะขึ้นอยู่กับความเร็วของผู้ใช้งาน ( $v$ ) และค่าความถี่กลางที่ใช้ในการส่งข้อมูลดังสมการที่

$$f_{\max} = \frac{v}{c_0} f_0 \quad (2.8)$$

$f_0$  คือ ความถี่คลื่นความถี่พาห้

$c_0$  คือ ความเร็วแสงมีค่าเท่ากับ  $3 \times 10^8$  เมตรต่อวินาที

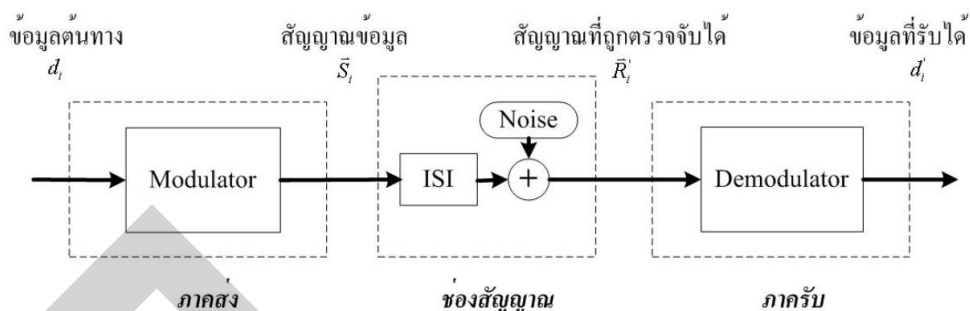


รูปที่ 2.1 มุม  $\alpha$  ของคลื่นสัญญาณที่มาถึงของปรากฏการณ์คอปเพลอร์

เนื่องจากผลของปรากฏการณ์คอปเพลอร์นี้เอง จะทำให้สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณที่ถูกส่งนั้นกระจายออกกระหว่างการส่งข้อมูล เมื่อพิจารณาเชิงเวลาผลของปรากฏการณ์ คอปเพลอร์นี้จะทำให้ผลตอบสนองอิมพัลส์ (Impulse Response) ของช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา

## 2.2 หลักการพื้นฐานของระบบสื่อสารไร้สาย

ในการออกแบบและใช้งานระบบสื่อสารไร้สายเพื่อรับ/ส่งข้อมูลดิจิทัลนั้น มีความจำเป็นที่จะต้องพิจารณาถึงองค์ประกอบต่าง ๆ ของระบบสื่อสาร เช่น ขนาดแบนด์วิดท์ (Bandwidth) ของช่องสัญญาณที่ใช้งานอัตราเร็วในการส่งข้อมูล และ กำลังส่ง เป็นต้น โดยจะต้องมีการออกแบบให้เหมาะสมเพื่อให้สามารถใช้งานระบบสื่อสารนั้นๆ ได้อย่างมีประสิทธิภาพและไม่เป็นการรบกวนช่องสัญญาณอื่นๆ ดังนั้นข้อมูลดิจิทัล  $d_i$  ต้องผ่านกระบวนการมอดูเลต (Modulate) ก่อนถูกส่งผ่านระบบสื่อสาร เพื่อแปลงข้อมูลให้กลายเป็นสัญญาณข้อมูล  $S_i$  ที่มีคุณสมบัติเหมาะสมต่อการส่งผ่านช่องสัญญาณ และเมื่อสัญญาณข้อมูล  $R_i$  ถูกตรวจจับได้ที่ภาครับก็จะถูกนำมาผ่าน กระบวนการ ดีมอดูเลต (Demodulate) เพื่อแปลงสัญญาณข้อมูลให้กลายเป็นข้อมูลดิจิทัล  $d_i$  เพื่อนำไปใช้งานต่อไป โดยจะพบว่า ข้อมูลดิจิทัลที่ได้จากทำงานของภาครับนั้นอาจมีลักษณะที่ผิดเพี้ยนไป เมื่อเปรียบเทียบกับข้อมูลที่ถูกส่งออกไปจากภาคส่ง ซึ่งเกิดมาจากผลขององค์ประกอบต่าง ๆ ในระบบสื่อสาร สำหรับองค์ประกอบหลักที่ส่งผลให้ข้อมูลที่ถูกส่งผ่านมาเกิดความผิดพลาดขึ้นนั้น เกิดมาจากการถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวน (Noise) และเกิดจากลักษณะในการส่งข้อมูลที่สัญญาณข้อมูล  $S_i$  สามารถเดินทางไปถึงภาครับได้จากหลายทิศทางด้วยกัน (Multipath) โดยที่ในแต่ละเส้นทางนั้น อาจจะมีคุณสมบัติที่แตกต่างกัน จึงส่งผลให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณในลักษณะของการทับซ้อนระหว่างสัญญาณขึ้น



รูปที่ 2.2 การส่งข้อมูลผ่านช่องสัญญาณไร้สาย

ในระบบสื่อสารไร้สายอาศัยตัวกลางไร้สาย ได้แก่ อากาศ และน้ำ ในการส่งสัญญาณ หรือเรียกว่า ช่องสัญญาณไร้สาย (Wireless channel) คุณสมบัติเฉพาะของช่องสัญญาณไร้สาย คือ สัญญาณสามารถแพร่กระจายไปได้ทุกทิศทาง ทำให้สัญญาณสามารถเดินทางไปได้หลายเส้นทางไปยังเครื่องรับ และได้รับผลกระทบจากสภาพแวดล้อมที่สัญญาณเดินทางผ่าน

### 2.2.1 การจางหายของสัญญาณ<sup>2,3</sup>

การจางหายของสัญญาณ (Fading) หมายถึง การผันผวนของสัญญาณภาครับเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของสภาพแวดล้อมในเส้นทางเดินของสัญญาณที่มีการแพร่กระจายแบบหลายทางจากเครื่องส่งมายังเครื่องรับ สัญญาณในแต่ละเส้นทางของการแพร่กระจายแบบหลายเส้นทางเดินทางมาถึงเครื่องรับไม่พร้อมกัน และกำลังของสัญญาณถูกลดทอนไม่เท่ากัน เนื่องจากความแตกต่างของสภาพแวดล้อมและสิ่งกีดขวางในเส้นทาง เมื่อสัญญาณที่เดินทางจากหลายเส้นทางมารวมกันที่ด้านรับ ผลรวมสัญญาณที่ได้อาจจะมีความสูงกว่าสัญญาณด้านส่งมากถ้าสัญญาณเสริมกันเองเมื่ออยู่ในเฟสเดียวกัน (In phase) หรืออาจมีค่าต่ำกว่าสัญญาณด้านส่งมาก ถ้าสัญญาณหักล้างกันเองจากการกลับเฟส (Out of phase) นอกจากนี้ สภาพแวดล้อมในเส้นทางเดินของสัญญาณ มีการเปลี่ยนแปลงเกือบตลอดเวลาไม่มากนัก้อยจากการเคลื่อนที่ของวัตถุรอบๆ หรือจากการเคลื่อนที่ของเครื่องรับเอง ดังนั้นสัญญาณที่ด้านรับจากการแพร่กระจายแบบหลายเส้นทาง จึงมีการผันผวนอย่างรวดเร็ว (Rapid fluctuation) ตามกราฟเส้นทึบใน รูปที่ 2.3 โดยสัญญาณภาครับที่ระยะทาง

<sup>2</sup> พิระพล ยูวภูมิตานนท์. การอีควอไลเซชันช่องสัญญาณในระบบสื่อสารไร้สายดิจิทัล. กรุงเทพฯ. มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร.

<sup>3</sup> พิระพล ศิริพงษ์วุฒิกร. แบบจำลองการสูญเสียในเส้นทาง การแพร่กระจายสัญญาณ. กรุงเทพฯ. มหาวิทยาลัยสุโขทัยธรรมาธิราช.

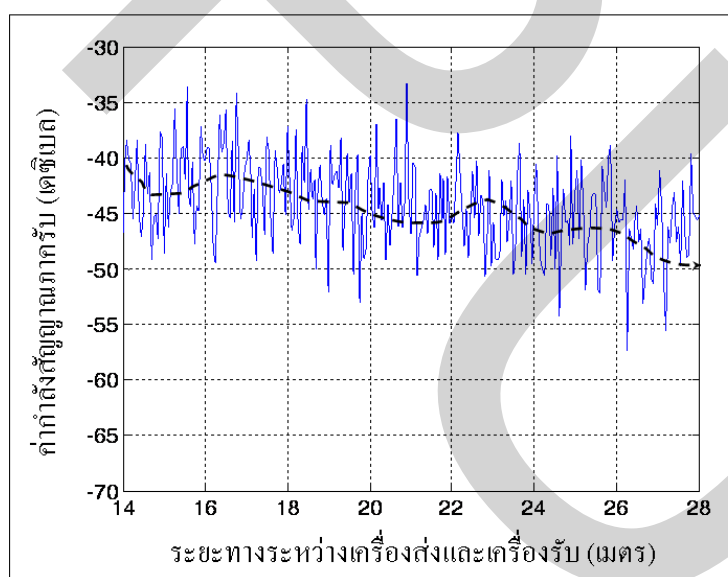
ระหว่างเครื่องส่งกับเครื่องรับต่างกันเพียงเล็กน้อยอาจส่งผลให้กำลังของสัญญาณภาครับต่างกันหลายเท่า

### 2.2.2 ประเภทของการจางหายของสัญญาณ

#### การจางหายขนาดเล็ก (Small-scale fading)

หมายถึงลักษณะที่ กำลังสัญญาณภาครับ มีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยของระยะทางระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ เนื่องจากผลรวมของสัญญาณที่แพร่กระจายมาในหลายเส้นทางระหว่างเครื่องส่งกับเครื่องรับ ดังแสดงด้วยกราฟเส้นทึบในรูปที่ 2.3 ในกรณีที่สัญญาณมีลักษณะการแพร่กระจายแบบหลายเส้นทาง

กำลังของสัญญาณภาครับจะมีความไวสูงต่อการเคลื่อนที่ของเครื่องรับและวัตถุรอบๆ เครื่องรับ การจางหายขนาดเล็กสามารถเกิดขึ้นได้แม้ว่าระยะทางระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับไม่มีการเปลี่ยนแปลงค่า ถ้ามีการเปลี่ยนแปลงสภาพแวดล้อมระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ เช่น การเคลื่อนที่ของวัตถุและสิ่งกีดขวางในทางเดินสัญญาณ



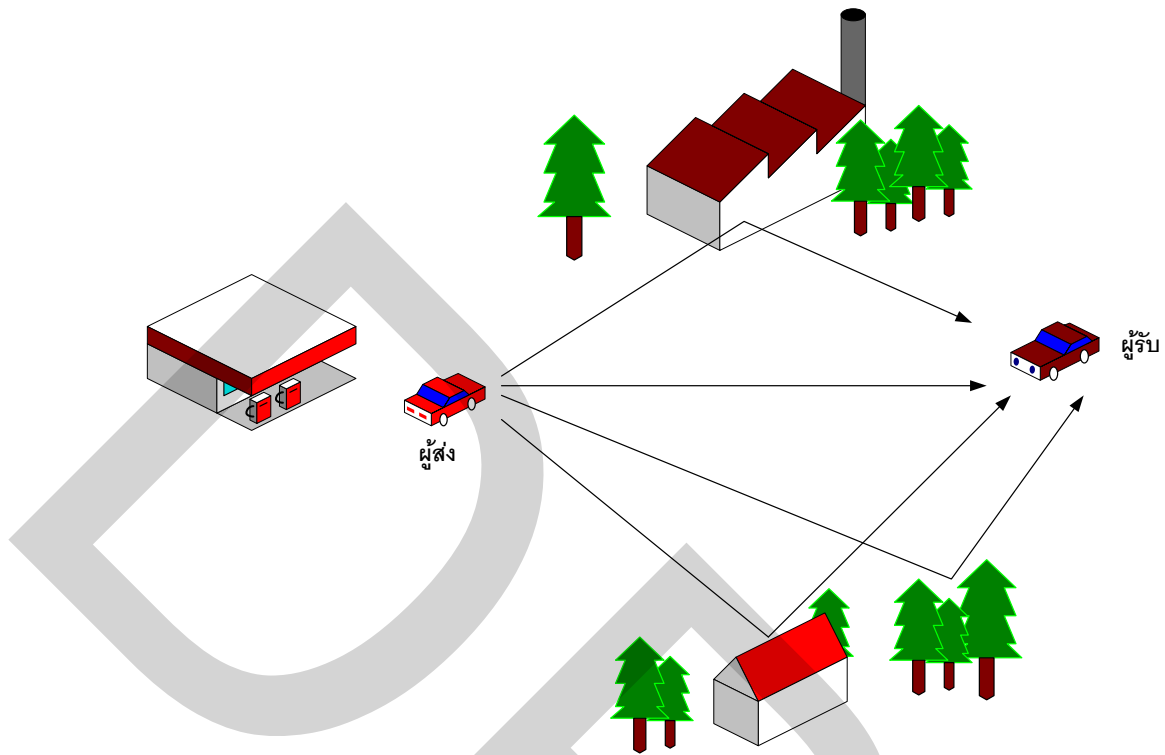
รูปที่ 2.3 ลักษณะการจางหายของสัญญาณแบบขนาดเล็กและขนาดใหญ่ของกำลังสัญญาณภาครับ

### การจางหายมาตรฐานใหญ่ (Large-scale fading)

หมายถึงลักษณะที่ กำลังเฉลี่ยของสัญญาณภาครับ (Average received power) มีการผันผวนอย่างช้าๆ ในระยะทางสั้นๆประมาณประมาณ 5 เท่า ถึง 40 เท่าของความยาวคลื่น ดังกราฟเส้นประในรูปที่ 2.3 กำลังเฉลี่ยของสัญญาณภาครับจะลดลงเมื่อระยะทางระหว่างเครื่องส่งกับเครื่องรับเพิ่มขึ้น ถ้าเราหาค่าเฉลี่ยของกำลังสัญญาณภาครับในพื้นที่แคบๆหรือระยะทางสั้นๆประมาณ 5 เท่าถึง 40 เท่าของความยาวคลื่น เราจะได้เส้นกราฟที่เปลี่ยนอย่างช้าๆ อยู่ประมาณกึ่งกลางของสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วเหมือนกราฟเส้นประใน รูปที่ 2.3 นั่นคือกราฟเส้นประดังกล่าวมีแนวโน้มลดลงในระยะยาวเมื่อระยะทางเพิ่มขึ้น แต่มีการผันผวนของเส้นกราฟอย่างช้าๆ ซึ่งเกิดจากการที่เส้นทางระหว่างเครื่องส่งกับเครื่องรับถูกบดบังโดยตึกสูงหรือวัตถุที่มีขนาดใหญ่ ในเส้นทางเดินของ สัญญาณ ทำให้สัญญาณที่เดินทางมาถึงเครื่องรับเกิดจากสัญญาณทางอ้อมเป็นหลัก ปรากฏการณ์ดังกล่าวเรียกว่า ผลกระทบจากการถูกบัง (Shadow effect) การจางหายมาตรฐานใหญ่ สามารถอธิบายได้อีกลักษณะหนึ่งคือ ถ้ากำหนดระยะทางคงที่ระหว่างเครื่องส่งกับเครื่องรับ แต่เปลี่ยนที่ตั้งของเครื่องรับหลายๆที่ แล้วทำการวัดค่าเฉลี่ยของสัญญาณแต่ละแห่ง เราจะพบว่า กำลังเฉลี่ยสัญญาณภาครับ ณ แต่ละจุด มีค่าไม่เท่ากันแม้ว่าระยะทางระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับมีค่าเท่ากัน เนื่องจากสิ่งกีดขวางที่บดบังสัญญาณในเส้นทางที่แตกต่างกัน

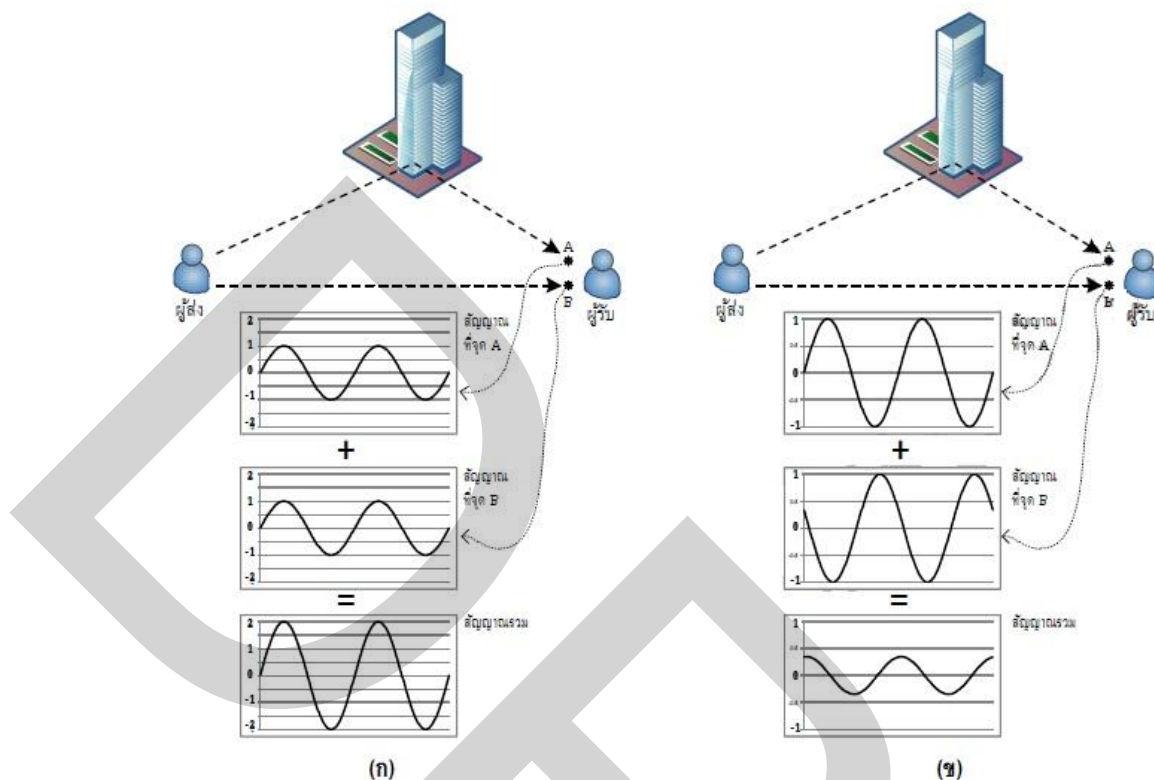
### 2.3 การเกิดมัลติพาธเฟดดิ้ง

การจางหายของสัญญาณเกิดจากสาเหตุหลักคือ สัญญาณเดินทางไปถึงผู้รับด้วยเส้นทางที่แตกต่างกันหลาย เส้นทาง เนื่องจากการสื่อสารไร้สายมีการส่งข้อมูลผ่านอากาศโดยใช้ คลื่นความถี่ซึ่งไม่สามารถกำหนดทิศทางที่แน่นอนได้ สัญญาณที่ส่งออกไปอาจเกิดการสะท้อน หักเห หรือกระจายออกจากการตกกระทบสิ่งกีดขวาง ทำให้สัญญาณ เดียวกันที่ส่งออกไปมีการเดินทางไปหาผู้รับหลายเส้นทาง ดังนั้นผู้รับจึงได้รับสัญญาณเดียวกันจากหลายทิศทาง ปรากฏการณ์เช่นนี้เรียกว่า การแพร่กระจายแบบมัลติพาธ (Multipath Propagation) ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2- 4



รูปที่ 2.4 การแพร่กระจายแบบมัลติพาท

จากรูปที่ 2.4 จะเห็นได้ว่ามีเส้นทางเดินของสัญญาณไปถึงผู้รับได้หลายทาง ทั้งเส้นทางที่เป็นแนวตรง หรือที่เรียกว่า Line of Site (LOS) และเส้นทางที่เกิดจากการสะท้อนอาคาร บ้านเรือนหรือต้นไม้ การแพร่กระจายแบบหลายเส้นทางทำให้ผู้รับ รับสัญญาณเดียวกันได้หลายชุด ซึ่งส่งผลทำให้สัญญาณทั้งหมดเกิดการเสริมกัน หรือหักล้างกันได้ ดังแสดงใน รูปที่ 2. 5



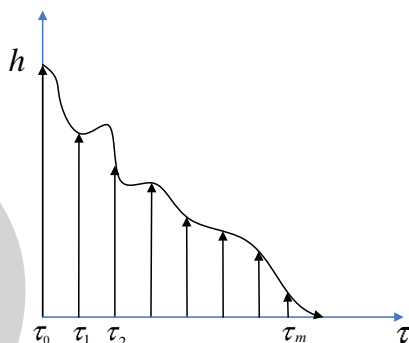
รูปที่ 2.5 ผลจากการแพร่กระจายแบบมัลติพาท

สัญญาณที่จุด A และ B ในรูปที่ 2.5 (ก) มีแอมพลิจูด 1 หน่วยเท่ากัน และมีเฟสตรงกัน ผลลัพธ์ของ สัญญาณรวมจากการแพร่กระจายแบบมัลติพาทจึงเกิดการเสริมกันทำให้สัญญาณมีกำลังสูงขึ้น ส่วนในรูปที่ 2.5 (ข) สัญญาณที่จุด A และ B มีแอมพลิจูด 1 หน่วยเท่ากัน แต่มีเฟสต่างกัน 180 องศา ผลลัพธ์ของสัญญาณรวมที่ได้ จึงเกิดการหักล้างกันทำให้สัญญาณมีกำลังอ่อนลงในกรณีที่สัญญาณที่จุด A และ B มีแอมพลิจูดเท่ากัน และมีเฟสต่างกัน 180 องศา (ไม่ได้ แสดงในภาพ) จะทำให้ ผลลัพธ์ที่ได้หักล้างกันหมด ซึ่งจะส่งผลให้ผู้รับไม่สามารถรับสัญญาณได้

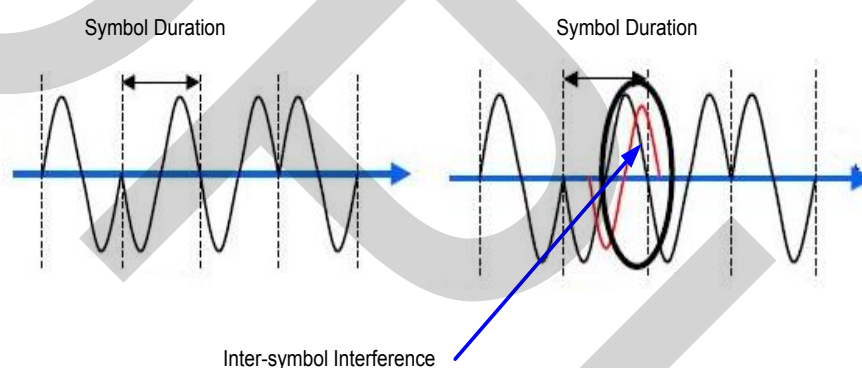
## 2.4 การบิดเบี้ยวของสัญญาณ

การบิดเบี้ยวของสัญญาณ (Distortion) คือ การที่สัญญาณมีรูปร่างเปลี่ยนไปจากสัญญาณเดิมที่ผู้ส่งส่งมา สาเหตุสำคัญที่ทำให้สัญญาณเกิดการบิดเบี้ยวไปจากเดิมคือ การถูกสัญญาณรบกวนแทรกสอดระหว่างการส่ง รูปที่ 2.6 (ก) แสดงสัญญาณที่ส่งออกไปจากผู้ส่ง รูปที่ 2.6 (ข) เป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในช่องทางการสื่อสารที่ใช้ในการส่งสัญญาณและสัญญาณที่มีการบิดเบี้ยวไปเนื่องจากสัญญาณรบกวนระหว่างการส่ง ความบิดเบี้ยวอันเนื่องมาจากผลของมัลติ

พารของช่องสัญญาณ นี้ส่งผลให้เกิด “การรบกวนข้ามสัญลักษณ์ (Intersymbol Interference) ” หรือ ISI กับสัญญาณที่ฝั่งเครื่องรับ



(ก) ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาทที่แปรผันตามเวลา

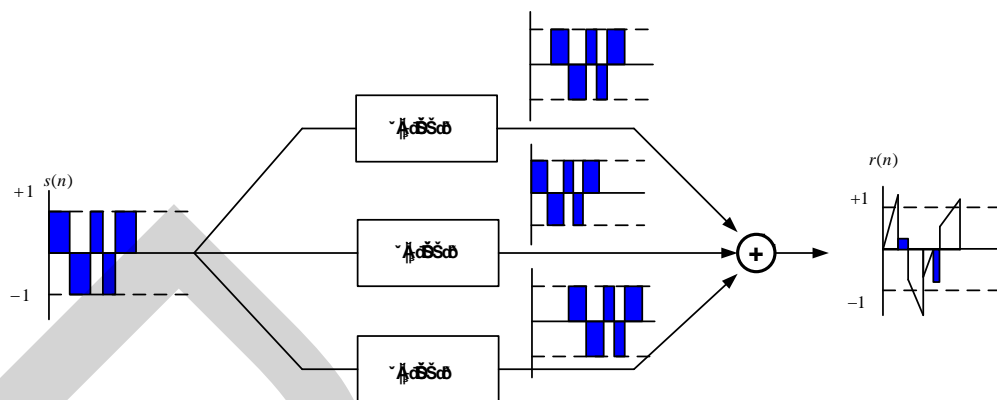


(ข) ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาทที่แปรผันตามเวลา

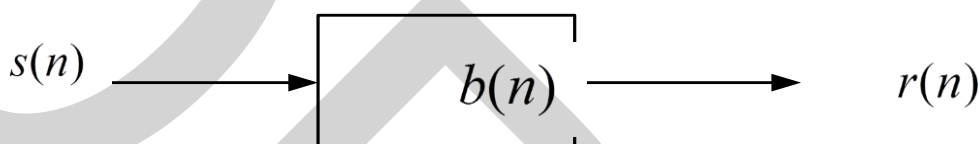
## รูปที่ 2.6 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาทที่แปรผันตามเวลา

เราย้อนกลับไปพิจารณารูปแบบของการสะท้อนคลื่นสัญญาณในรูปที่ 2 นั้น หากให้สัญญาณในเส้นทาง  $b_0$  นั้นเป็น สัญญาณที่เดินทางเป็นเส้นตรงไปยังสถานีฐาน และส่วน  $b_1$  และ  $b_2$  นั้นเป็น คลื่นสัญญาณที่เกิดการสะท้อนจาก ตึกสูงที่เดินทางมาถึงสถานีฐานในเวลาแตกต่างกันเป็น  $T$  และ  $2T$  วินาที ตามลำดับ สัญญาณ จากสามเส้นทางดังกล่าวนี้ ก็จะเดินทางมารวมกันที่เครื่องรับด้วย ค่าการลดทอน และ ช่วงเวลาหน่วงที่แตกต่างกันไป ดังนั้นเมื่อเขียนในรูปแบบของบล็อกไดอะแกรม ก็จะเป็นดังรูปที่ 2.7





รูปที่ 2.7 โมเดลของช่องสัญญาณ ซึ่งแยกย่อยออกมาตามลักษณะเส้นทางของมัลติพาส



รูปที่ 2.8 โมเดลของช่องสัญญาณ

จากรูปที่ 2.8 สามารถเขียนสมการได้คือ

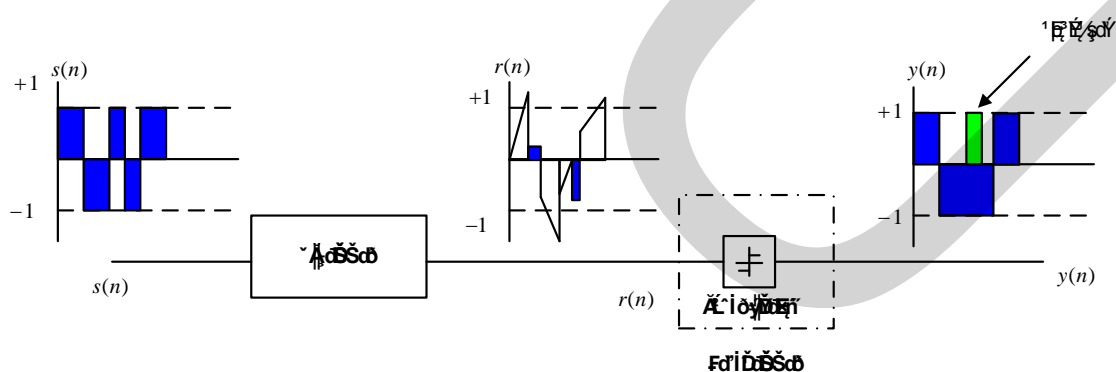
$$b(n) = b_0\delta(n) + b_1\delta(n - T) + b_2\delta(n - 2T) \quad (2.9)$$

จากรูปที่ 2.8 เราจะเห็นว่า สังเกตว่ามีการใช้สัญลักษณ์  $\delta(n)$  ซึ่งมีความหมายถึงค่า “เดลต้าฟังก์ชัน (Delta function)” โดยในเรื่องของการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลแล้ว เราจะใช้ เดลต้าฟังก์ชันแทนค่าของอิมพัลส์ (Impulse) เพราะเดลต้าฟังก์ชัน  $\delta(n)$  นี้จะมีคุณสมบัติคือ ให้ค่า เป็น “1” เฉพาะกรณีที่ค่าเวลา  $n$  ในวงเล็บมีค่าเท่ากับ “0” เท่านั้น นอกเหนือจากนี้ไปเดลต้าฟังก์ชัน  $\delta(n)$  จะมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งจะอนุมานว่าเป็น ความหมายของอิมพัลส์ฟังก์ชัน การหน่วงเวลาสัญญาณ ผ่านเดลต้าฟังก์ชัน สามารถทำได้ โดยการกำหนด  $n$  ให้เป็นค่าที่ต้องการ เช่น ต้องการเลื่อนค่าไป  $T$  วินาที ก็ใช้การกำหนดเดลต้าฟังก์ชันเป็น  $\delta(n - T)$  หรือหากต้องการการดีเลย์เป็น  $2T$  วินาที การ เลือกราคาของสัญญาณเดลต้าจะเป็น  $\delta(n - 2T)$  เมื่อนำค่าหน่วงเวลาประกอบกับค่าการลดทอน  $b_0$ ,  $b_1$  และ  $b_2$  แล้ว เราจะพบว่า จะสามารถยู่บรวม แต่ละบล็อกเพื่อเขียนแบบจำลองหรือ โมเดลของ ช่องสัญญาณได้ ดังแสดงรูปที่ 2.8 สังเกตว่าเราเขียน ผลรวมของมัลติพาสเป็นบล็อกเดียวกันได้โดย

ที่ผลรวมนั้นจะเรียกว่า “ ผลตอบสนองอิมพัลส์ (Impulse Response) ” หรือเขียนแทนด้วย  $\delta(n)$  เพราะเป็นสิ่งที่แสดงผลตอบสนองของช่องสัญญาณต่อสัญญาณอิมพัลส์  $\delta(n)$  และผลลัพธ์ที่ได้ก็คือ

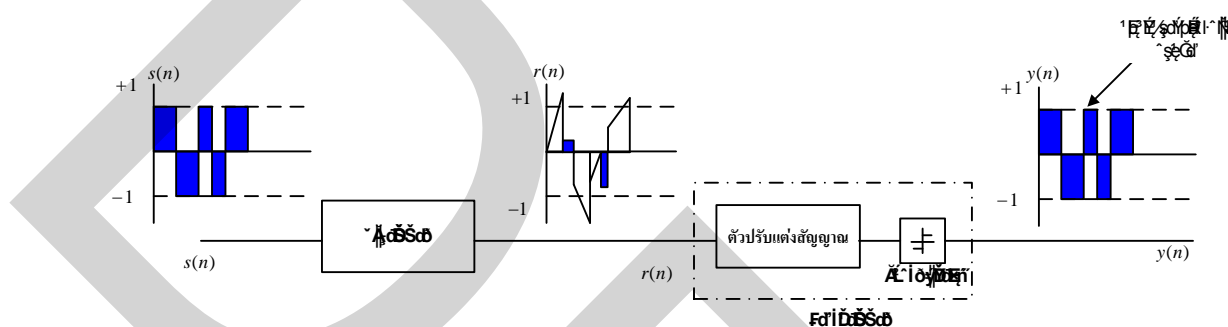
$$r(n) = b_0(n)s(n) + b_1(n-1)s(n-T) + b_2s(n-2T) \quad (2.10)$$

ซึ่งในทางทฤษฎี DSP แล้ว เราเรียก กรรมวิธี ในการสร้างสัญญาณ  $s(n)$  นี้ว่าเป็น การประสาน (Convolution) ระหว่าง สัญญาณอินพุต  $s(n)$  กับ ผลตอบสนองอิมพัลส์ของระบบ  $r(n)$  คำว่าสัญลักษณ์ (symbol) ในที่นี้ แปลให้ง่ายก็คือ สัญญาณข้อมูลแต่ละบิต ในกรณีส่งข้อมูลด้วยสัญญาณดิจิทัล  $\pm 1$  เราลองมาดูผลของ ISI ที่มีต่อสัญญาณที่รับได้ จากรูปที่ 2.9 แสดงแบบจำลองเบสแบนด์แบบคร่าวๆ โดยองค์ประกอบด้านเครื่องรับสัญญาณนั้น ไม่มีตัวปรับแต่งช่องสัญญาณหรืออีควอไลเซอร์และมีแต่อุปกรณ์ตัดสินใจ (Decision device) สำหรับสัญญาณแบบไบนารี (Binary) ซึ่งหมายความว่าตัวตัดค่าที่ให้เอาท์พุท เป็น “1” เมื่อสัญญาณอินพุทมากกว่า “0” และให้เอาท์พุทเป็น “-1” สำหรับสัญญาณอินพุทต่ำกว่า “0” ลองให้  $r(n)$  นั้น เป็นสัญญาณที่เดินทางมาถึงเครื่องรับสัญญาณนั้น เกิดจากการที่สัญญาณจากเครื่องส่ง  $s(n)$  เดินทางผ่านช่องสัญญาณที่มีมัลติพาทนั้นหากเราไม่มีตัวอีควอไลเซอร์ช่องสัญญาณใดๆที่ฝั่งเครื่องรับสัญญาณเลย สัญญาณ  $r(n)$  จะมีความเพี้ยนอันเนื่องมาจาก ISI และเมื่อผ่านการตรวจจับด้วย อุปกรณ์ตัดสินใจ เราจะได้สัญญาณ  $y(n)$  ซึ่งเป็นค่าประมาณของ  $s(n)$  ที่เกิดการผิดพลาดในบางบิต ทำให้สัญญาณที่ผ่านการตรวจจับจะผิดเพี้ยนไปจากต้นฉบับ



รูปที่ 2.9 เบสแบนด์โมเดลซึ่งไม่มีตัวปรับแต่งช่องสัญญาณ

การสร้างตัวปรับแต่งช่องสัญญาณนั้น ก็คือเพื่อลดการผิดเพี้ยนของสัญญาณรับ  $r(n)$  อันเนื่องมาจากช่องทางสื่อสารที่เกิดขึ้นกับสัญญาณอินพุต  $s(n)$  ให้ได้ ซึ่งเมื่อสัญญาณ  $r(n)$  ได้ผ่านตัวปรับแต่งช่องสัญญาณซึ่งมีหน้าที่หลักเพื่อกำจัด ISI แล้ว สัญญาณประมาณค่าที่ผ่านอุปกรณ์ตัดสินใจ  $y(n)$  ก็จะสามารถจะคืนรูปเดิมได้ ในรูปที่ 2- 10 แสดงการใช้ ตัวปรับแต่งช่องสัญญาณกับงานแก้ไขความผิดเพี้ยนของสัญญาณ  $r(n)$  นี้



รูปที่ 2.10 เมสแบนด์โมเดลซึ่งมีตัวปรับแต่งช่องสัญญาณ

## 2.5 สัญญาณรบกวน (Noise)

เป็นสิ่งที่ไม่ต้องการในระบบสื่อสาร เพราะสัญญาณรบกวนที่เจือปนในสัญญาณที่ส่งจากภาคส่งมีผลกระทบต่อการทำงานของภาครับ อาจทำให้เกิดการผิดพลาดในการตรวจจับ (Detection) สัญญาที่ส่งมา หรือแม้กระทั่งจำกัดอัตราการส่งผ่านข้อมูล สัญญาณรบกวนนั้นมีหลายประเภท ทั้งที่เป็นสัญญาณรบกวนจากมนุษย์เป็นผู้สร้างและสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นเองตามธรรมชาติ เช่น สัญญาณรบกวนที่เกิดจากการเผาไหม้ของเครื่องยนต์หรือแม้กระทั่งสัญญาณรบกวนที่เกิดจากดวงอาทิตย์ ผู้ออกแบบหลายรายได้พยายามที่จะกำจัดสัญญาณรบกวนเหล่านี้ให้หมดไป แต่อย่างไรก็ตามสัญญาณรบกวนบางชนิดก็ไม่สามารถที่จะกำจัดให้หมดไปได้

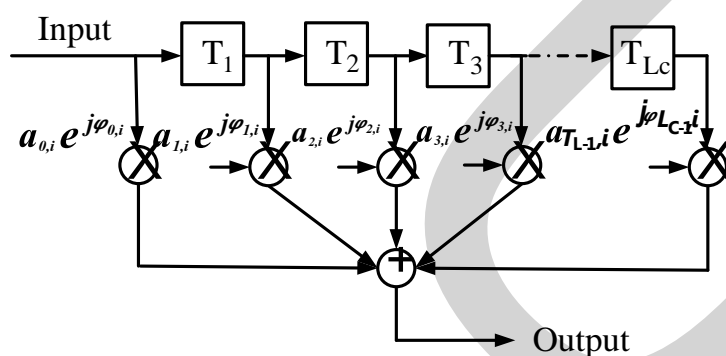
### 2.5.1 สัญญาณรบกวนในระบบสื่อสาร<sup>45</sup>

ในกรณีที่มีการพิจารณาถึง ลักษณะของความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่รับได้ ณ ปลายทางเนื่องมาจากการถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวนในระบบสื่อสารนั้น ในทางคณิตศาสตร์ สามารถแสดงลักษณะของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในระบบสื่อสารได้ โดยใช้ตัวแปรสุ่มแบบเกาส์ โดยที่เมื่อพิจารณาถึงสัญญาณ

ข้อมูลที่รับได้ ณ ปลายทางนั้น จะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned}\bar{R}_i &= h(t)\bar{S}_i + \bar{n}_i \\ &= \sum_{k=0}^{L_c-1} (a_{k,i} e^{j\varphi_{k,i}} \cdot \bar{S}_k) + \bar{n}_i\end{aligned}\quad (2.11)$$

โดยที่  $a_{k,i}$  และ  $\varphi_{k,i}$  เป็นตัวแปรที่แสดงถึงขนาดและเฟสที่เกิดการจางหายของ สัญญาณของช่องสัญญาณแบบพหุวิถี  $L_c$  เป็นจำนวนพหุวิถีของสัญญาณที่ถูกนำมาคำนวณ จาก สมการที่ (11) จึงสามารถนำไปใช้ในการสร้างแบบจำลองช่องสัญญาณไร้สาย  $h(t)$  คือช่องสัญญาณ แบบพหุวิถีที่มีคุณสมบัติตามรูปที่ 2.11 โดย



รูปที่ 2.11 แบบจำลองของช่องสัญญาณที่นำมาพิจารณา

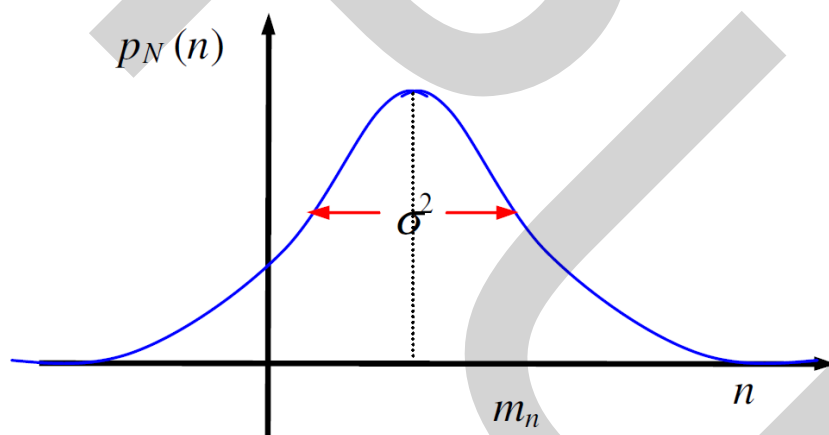
<sup>45</sup>ชัยพร เชมะภาคะพันธ์และ ทศพร จันทร์เผือก. (2010). การจัดกลุ่มสัญญาณแบบปรับขนาดเซซ สำหรับการสื่อสาร เคลื่อนที่บนช่องการสัญญาณที่มีการจางหายเรย์ลีแบบเลือกความถี่; วิศวกรรมคอมพิวเตอร์และโทรคมนาคม; มหาวิทยาลัยธุรกิจ บัญชี

<sup>5</sup> ลัญจนกร วุฒิสัทธาภักดิ์ (2003): หลักการ ไฟฟ้าสื่อสาร.กรุงเทพฯ.สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย.

$\bar{n}$  เป็นตัวแปรสุ่มแบบเกาส์ ที่มีลักษณะของ Probability Density Function, PDF ดังสมการ

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-(x-\mu)^2/2\sigma^2} \quad (2.12)$$

โดยที่  $\sigma^2$  และ  $\bar{n}$  นั้น เป็นค่าความแปรปรวน (Variant) ของการสุ่ม และตัวแปร  $\mu$  ในสมการนั้น เป็นค่าเฉลี่ยของข้อมูลที่ได้จากการสุ่ม โดยที่ในกรณีที่แสดงถึงสัญญาณรบกวนนั้น จะมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์สาเหตุที่ใช้สัญญาณรบกวนขาว (White noise) เนื่องจากสีขาวนั้นสื่อถึงสัญญาณรบกวนแบบที่มีองค์ประกอบของความถี่เท่ากันทุกๆความถี่เหมือนกับแสงสีขาวที่ประกอบด้วยความถี่ทุกความถี่ ในย่านของแสงที่มองเห็นได้ ส่วนสัญญาณรบกวนขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise) คำว่าบวก หมายถึงสัญญาณรบกวนชนิดนี้สามารถเพิ่มหรือถูกบวกเข้าไปในสัญญาณที่ถูกส่งออกมาได้อย่างง่ายดาย ไม่มีความซับซ้อนในกระบวนการเพิ่มสัญญาณรบกวน



รูปที่ 2.12 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของกระบวนการสุ่มแบบเกาส์

### 2.5.2 การแทรกสอดระหว่างสัญญาณ<sup>6,7</sup>

สำหรับการส่งข้อมูลผ่านระบบสื่อสาร นอกจากผลของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในระบบสื่อสารที่มีผลต่อสัญญาณที่รับได้ ณ ปลายทางแล้ว การจางของสัญญาณ (Fading) จะเป็นอุปสรรคที่สำคัญอีกสิ่งหนึ่งในการทำงานข้อมูลที่ได้รับได้ ณ ปลายทางนั้นเกิดความผิดเพี้ยนขึ้น ซึ่งเกิดมาจากหลายสาเหตุด้วยกัน เช่น เกิดจากคุณสมบัติของช่องสัญญาณปรากฏการณ์ Doppler และการลดทอนเนื่องจากส่งในระยะทางไกล เป็นต้น

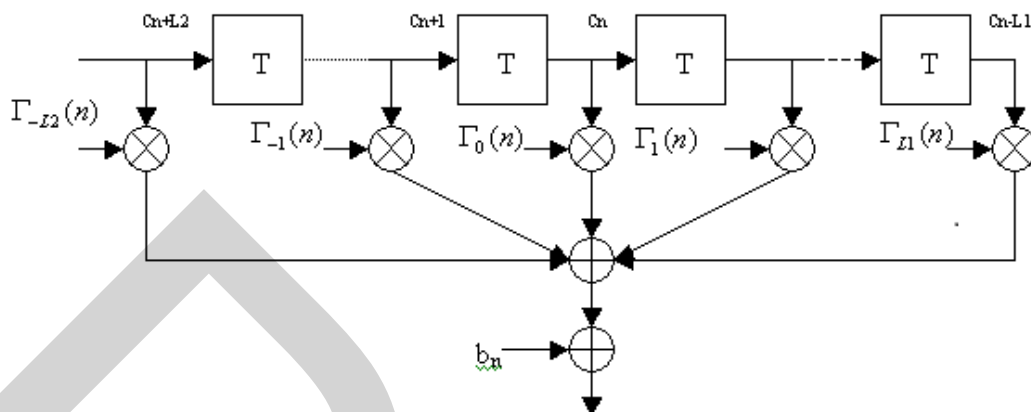
โดยสำหรับกรณีที่มีการพิจารณาช่องสัญญาณที่มีลักษณะของการจางของสัญญาณเป็นแบบ Frequency selective fading channel กล่าวคือ เมื่อพิจารณาถึงการลดทอนสัญญาณในย่านความถี่ต่างๆ แล้วอาจจะมีค่าในการลดทอนที่แตกต่างกัน ซึ่งจะส่งผลทำให้เกิดความผิดเพี้ยนในลักษณะของการแทรกสอดระหว่างสัญญาณขึ้น โดยที่เมื่อพิจารณาถึงลักษณะของสมการที่ใช้สำหรับแสดงลักษณะของการจางของสัญญาณในกรณีของ frequency selective fading channel นั้น จะมีลักษณะของช่องสัญญาณที่สามารถอธิบายได้โดยใช้สมการแสดงถึงค่า Impulse response ดังสมการ

$$h(t) = \sum_{i=0}^K \Gamma_i(t) \delta(t - \tau_i) = \sum_{i=0}^K \alpha_i(t) e^{j\phi_i(t)} \delta(t - \tau_i) \quad (2.13)$$

เมื่อ  $h(t)$  เป็น Impulse response ของช่องสัญญาณ,  $\alpha_i$  และ  $\phi_i$  นั้นแสดงถึงการจางของสัญญาณและการเลื่อนเฟสของสัญญาณ ณ เส้นทางนั้นๆ ดังนั้น เมื่อพิจารณาถึงลักษณะของช่องสัญญาณที่มีผลของการรบกวนจากสัญญาณรบกวน และการแทรกสอดระหว่างสัญญาณแล้ว จะมีลักษณะดังแบบจำลอง

<sup>6</sup> พรชัย ทรัพย์นันทิ. (2003). ระบบสื่อสารดิจิทัล. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

<sup>7</sup> ชัยยศ พิริภักย์และจตุรงค์ เจริญภาพ. (2008). การเพิ่มประสิทธิภาพการรับ/ส่งข้อมูลในระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือโดยใช้ระบบสายอากาศที่ชาญฉลาด. มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ



รูปที่ 2.13 แบบจำลองของช่องสัญญาณที่มีการพิจารณา

จากรูปที่ 2.13 เป็นการพิจารณาถึงรูปแบบของช่องสัญญาณที่มีการถูกรบกวนและการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์เกิดขึ้น โดยจะมีลักษณะดังสมการ

$$R_n = \sum_{k=0}^{L1+L2} \Gamma_{k-L2}(n) \cdot c_{n+L2-k} + b_n \quad (2.14)$$

โดยที่ค่า  $\Gamma_k$  นั้นจะเป็นค่าสัมประสิทธิ์ที่แสดงถึงผลของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ในเส้นทางต่างๆ  $c_n$  เป็นตัวแปรที่แสดงถึงสัญญาณข้อมูลที่ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณ ณ เวลาต่างๆ และ  $b_n$  นั้นจะค่าตัวแปรแบบเร้นดอมที่แสดงถึงสัญญาณรบกวนแบบเกาส์ที่เกิดขึ้นในระบบสื่อสาร

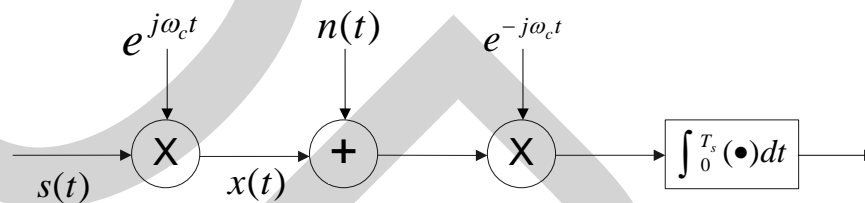
## 2.6 การมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM<sup>8</sup>

การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ตั้งฉาก หรือ (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) หรือ โอเอฟดีเอ็ม (OFDM) เป็นเทคนิคหนึ่งในระบบที่ใช้หลายคลื่นพาห์ OFDM ทำการแบ่งความถี่โดยใช้สัญญาณคลื่นพาห์ที่ตั้งฉากกันในทางเวลาแต่ทับซ้อนกันในทางความถี่ ในปัจจุบันระบบ OFDM ได้รับการนำเสนอให้เป็นส่วนหนึ่งในมาตรฐานต่างๆ เช่น ระบบดีเอสแอล การกระจายเสียงระบบดิจิทัล ( Digital Audio Broadcasting) การกระจายวีดีโอระบบดิจิทัล

<sup>8</sup> พรชัย ทรัพย์นิธิ. (2003). ระบบสื่อสารดิจิทัล .กรุงเทพฯ. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

(Digital Video Broadcasting) ระบบ Wireless LAN ด้วยมาตรฐาน IEEE 802.11a และ HiperLan เป็นต้น และยังมีระบบอื่นเช่น ระบบไวแมกซ์(WI-MAX) ด้วยมาตรฐาน IEEE 802.16 การส่งคลื่นสี่จี (4G Mobile) ระบบอัลตราไวแบนด์สำหรับชิพไอซีด้วยมาตรฐาน IEEE 802.15.3 เป็นต้น

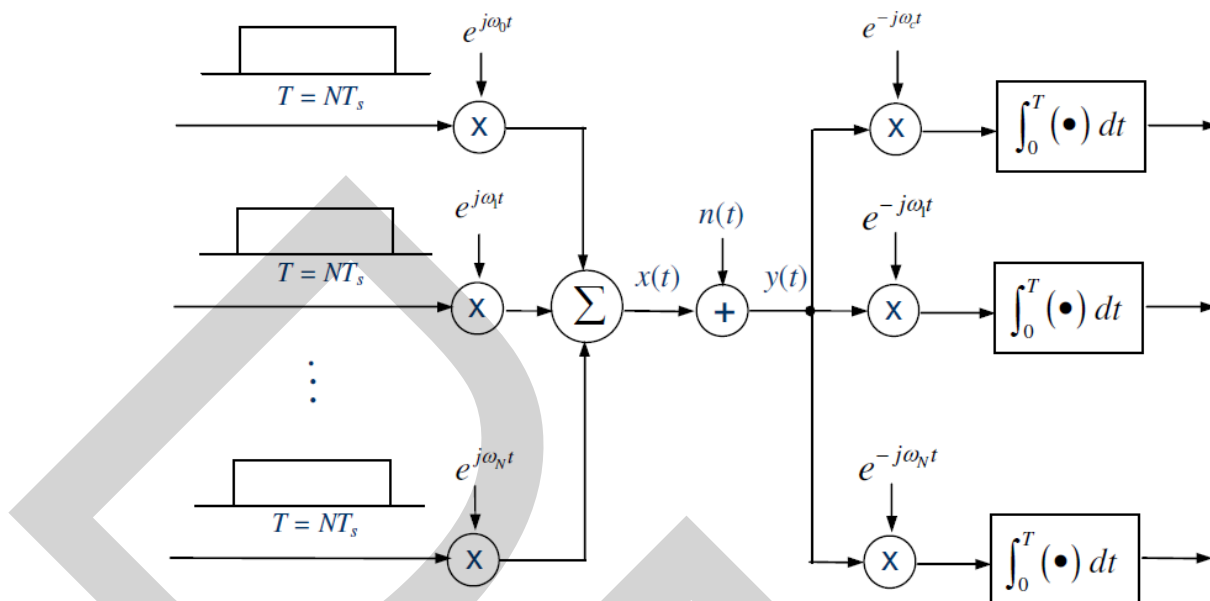
เทคโนโลยี OFDM สามารถตอบสนองความต้องการของระบบสื่อสารไร้สายความเร็วสูงภายใต้สภาวะแวดล้อมการส่งคลื่นวิทยุซึ่งระบบสื่อสารแบบคลื่นพาห์เดี่ยวประสบปัญหาอยู่ในปัจจุบัน โดยข้อจำกัดที่เกิดขึ้นเกี่ยวกับการลดการแทรกสอดของสัญลักษณ์ ISI การลดขนาดของแต่ละสัญลักษณ์เพื่อความเร็วที่สูงขึ้นทำให้ปริมาณ ISI ที่กระทบต่อหนึ่งสัญลักษณ์มีความยาวมากขึ้นข้อได้เปรียบนี้สามารถแสดงดังรูป



รูปที่ 2.14 การส่งสัญญาณดิจิทัลด้วยคลื่นพาห์เดี่ยว

เมื่อพิจารณาระบบการสื่อสารแบบคลื่นพาห์เดี่ยวที่มีอัตรา  $R_s$  สัญลักษณ์ต่อวินาทีโดยใช้พัลส์แบบ NRZ เช่น พัลส์สี่เหลี่ยม ความยาวแต่ละสัญลักษณ์ข้อมูล  $T_s = 1/R_s$  วินาที หากต้องการให้อัตรา  $R_s$  มีค่าสูงขึ้นโดยลดขนาดของแต่ละสัญลักษณ์  $T_s$  แต่การกระทำดังกล่าว ทำให้ความยาวของ ISI ยาวขึ้นซึ่งในฝั่งรับต้องแก้ไขโดยใช้อีควอไลเซอร์ที่ซับซ้อนขึ้น แต่ต้องทำงานในสถานะที่มีความเร็วสูงด้วย เพื่อหลีกเลี่ยงข้อด้วยดังกล่าว เราสามารถนำคลื่นพาห์หลายคลื่นมาใช้แทนที่ พิจารณาระบบสื่อสารที่ใช้คลื่นพาห์  $N$  คลื่นดังรูป แทนที่เราจะส่งทีละพัลส์ที่สั้นลง เราส่ง  $N$  พัลส์พร้อมกัน โดยแต่ละพัลส์มีความยาวขึ้น  $N$  เท่า คือ  $T = N T_s$  แล้วส่งโดยใช้คลื่นพาห์ย่อยที่ตั้งฉากกัน ในฝั่งรับก็ต้องใช้คอนจูเกตของคลื่นพาห์จำนวน  $N$  เส้นทางด้วยตามตัวอินทิเกรต





รูป 2.15 ระบบ OFDM ที่ใช้ความถี่  $N$  คลื่น

## 2.7 การสื่อสารในระบบ OFDM

ระบบการสื่อสาร OFDM ทำการส่งอินพุตที่ละบล็อกโดย

$$\mathbf{X}_{k,n} = [x_{k,0}, x_{k,1}, \dots, x_{k,N-1}]$$

คือสัญลักษณ์อินพุตบล็อก  $n$  ณ เวลา  $k$  ที่แปลงจากอนุกรม เป็นแบบขนานและส่งไปบนคลื่นพาห่อย่อย  $N$  คลื่นในรูป 2-4 โดย  $\omega_n = 2\pi f_n t = 2\pi (f_0 + n\Delta f)$  และ  $u_T(t)$  คือพัลส์สี่เหลี่ยมที่มีแอมพลิจูดหนึ่งหน่วยและมีความยาว  $T$  วินาที สังเกตว่า  $T$  คือความยาวของสัญลักษณ์เท่ากับ  $NT_s$  วินาที สัญญาณที่ส่งไป  $x(t)$  เขียนได้ในรูป

$$x(t) = A \sum_k \sum_{n=0}^{N-1} x_{k,n}^l e^{j(f_0 + n\Delta f)t} \quad (2.15)$$

โดยปกติแล้ว สัญลักษณ์  $x_{k,n} = x_{k,n}^I + jx_{k,n}^Q$  สัญญาณ OFDM แบบดัดแปลง เขียนได้ในรูปดังนี้

$$X_{bp}(t) = \text{Re} \{ x(t) e^{j2\pi f t} \} \quad (2.16)$$

$$x(t) = A \sum_k \sum_{n=0}^{N-1} \{x_{k,n} u_T(t - kT) \cos 2\pi(f_0 + n\Delta f)t - x_{k,n}^Q u_T(t - kT) \sin 2\pi(f_0 + n\Delta f)t\} \quad (2.17)$$

เฟสของคลื่นพาห้ย่อย  $n$  ของบล็อกข้อมูล  $k$  หาได้จาก

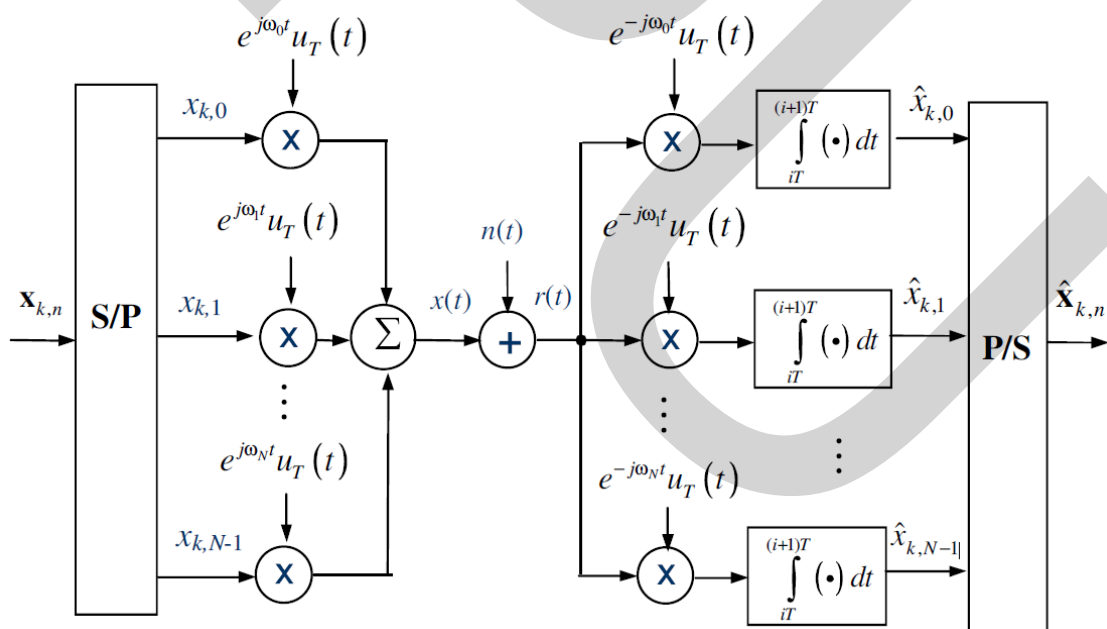
$$\phi_k = \tan^{-1}(x_{k,n}^Q / x_{k,n}^I) \quad (2.18)$$

### 2.7.1 ระบบ OFDM ที่ใช้การแปลงฟูเรียร์เร็ว

พิจารณาสัญญาณ OFDM ในระดับเบสแบนด์  $x(t)$  สำหรับบล็อกที่เป็นศูนย์ ( $k=0$ )

$$x(t) = A \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{j2\pi(n\Delta f)t} u_T(t) \quad (2.19)$$

$$= A \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{j2\pi(\frac{n}{NT_s})t} u_T(t) \quad (2.20)$$



รูป 2.16 ระบบ OFDM ที่ใช้คลื่นพาห้  $N$  คลื่น

ทำการซัดตัวอย่างค่าสัญญาณ ณ เวลา  $t = lT_s$  ได้

$$X_l = x(lT_s) = A \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{j\frac{2\pi nl}{N}} \quad (2.21)$$

โดย  $l=0,1,\dots,N-1$  เวกเตอร์ของลำดับที่ได้อ่าน  $X = \{ X_l \}_{l=0}^{N-1}$  คืออินเวอร์สของการแปลงฟูเรียร์แบบดิสคริตหรือ IDFT ของ  $Ax = A \{ x_l \}_{l=0}^{N-1}$  เป็นที่ทราบกันว่าความซับซ้อนของ IDFT อยู่ในระดับ  $N^2$  แต่สามารถลดได้ด้วยการใช้ IFFT แทน

### 2.7.2 การลบ ISI ด้วยแถบการ์ดของระบบ OFDM

ในกรณีที่มีผลกระทบของ ISI ต่อสัญลักษณ์ OFDM วิธีง่าย ๆ ที่สามารถใช้ลบ ISI คือการแทรกแถบการ์ดระหว่างแต่ละบล็อกของ OFDM ทำได้โดยการแทรก Cyclic Prefix สัญลักษณ์ในบล็อกที่รวมการ์ดด้วย หาได้จาก

$$X_n^g = X_{(n)_N} ; \quad n = 0, 1, \dots, N + G - 1 \quad (2.22)$$

เมื่อ  $(n)_N$  คือ residue ของ  $n \bmod N$  และ  $G$  คือความยาวของการ์ดหนึ่งของ  $X_n^g$  จะถูกส่งไปในส่วนของ in-phase คือส่งไปบนคลื่นพาห้สัญญาณโคไซน์และอีกครั้งหนึ่งส่งไปบนส่วนของ quadrature-phase ส่งไปบนคลื่นพาห้สัญญาณไซน์อัตราเร็วในการส่ง (Transmission Rate) หาได้จาก

$$\frac{1}{T_s^g} = \frac{1}{T_s} \left( 1 + \frac{G}{N} \right) \quad (2.23)$$

โดย  $T_s$  คือช่วงเวลาของหนึ่งสัญลักษณ์ข้อมูล

ถ้าให้ช่องสัญญาณมีผลตอบสนองต่ออิมพัลส์เป็น  $\{ g_m \}_{m=0, 1, \dots, L}$  โดย  $L$  เป็นความยาวของ ISI เอาต์พุตจากช่องสัญญาณ  $R$  หาได้จาก  $R_n^g$

$$R_n^g = \sum_{m=0}^L g_m X_{n-m}^g \quad (2.24)$$

ตัวรับสัญญาณทำการแยกการ์ดออกด้วยสมการ

$$R_n = R_{G+(n-G)_N}^g; \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (2.25)$$

ถ้าค่า  $G > L$  บล็อกของสัญลักษณ์ที่ได้รับหลังจากการแยกการ์ดออกคือ

$$R_n = \sum_{m=0}^L g_m X_{(n-m)_N} \quad (2.26)$$

จากนั้นทำการดีมอดูเลตโดยหา FFT ของ  $R = \{ R_n \}_{n=0}^{N-1}$  ถ้าคัมเบิร์ตฟูตได้เป็น

$$\begin{aligned} z_i &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} R_n e^{-j \frac{2\pi ni}{N}} \\ &= \eta_i A x_i; \quad 0 \leq i \leq N-1 \end{aligned} \quad (2.27)$$

โดยที่ค่า Gain เชนงซ็อนของช่งสัญญาณ

$$\eta_i = \sum_{m=0}^L g_m e^{-j \frac{2\pi mi}{N}}$$

ดังนั้นเราไ้ทำการกำจัด ISI ทั้งหมด รูปที่ 2- 17 แสดงการลบ ISI ดังนั้นการมอดูเลตในระบบ OFDM ทำไ้ได้โดยการใช้ IFFT ตามด้วยวงจร D/A บล็อกไดแกรมของวงจรฝั่งรับใช้วงจร FFT แสดงในรูปที่ 2-17 การมอดูเลตสัญญาณ OFDM ด้วย IFFT ทำให้พัลส์แต่งรูป (Shaping Pulse)  $h_a(t)$  ไม่ใช่พัลส์สี่เหลี่ยม  $u_t(t)$  อีกต่อไป Shaping Pulse หาไ้ได้จากการประมาณแบบดิสคริตของพัลส์สี่เหลี่ยม ทำไ้ได้โดยการส่งขบวน

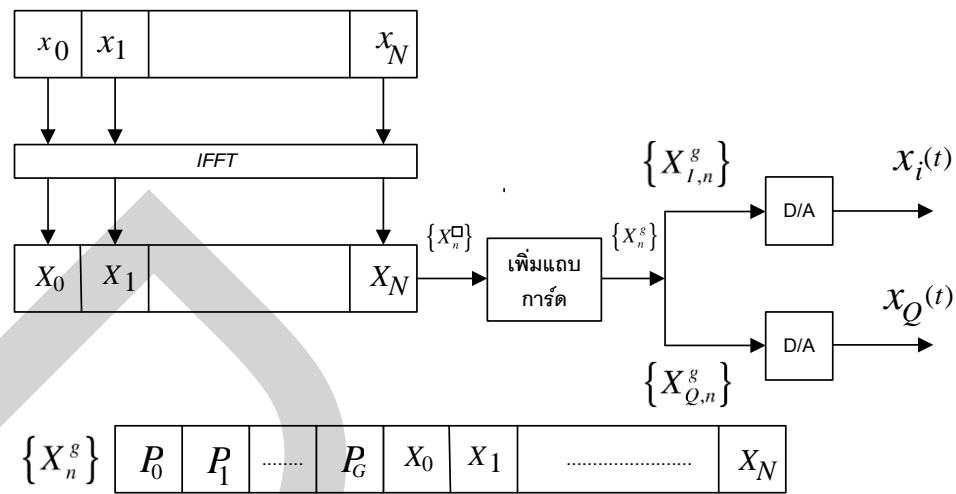
$$\delta_T(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \delta(t - kT_s) \quad (2.28)$$

ผ่านตัวกรองความถี่ต่ำที่มีผลตอบสนองต่ออิมพัลส์  $h(t)$  เป็น

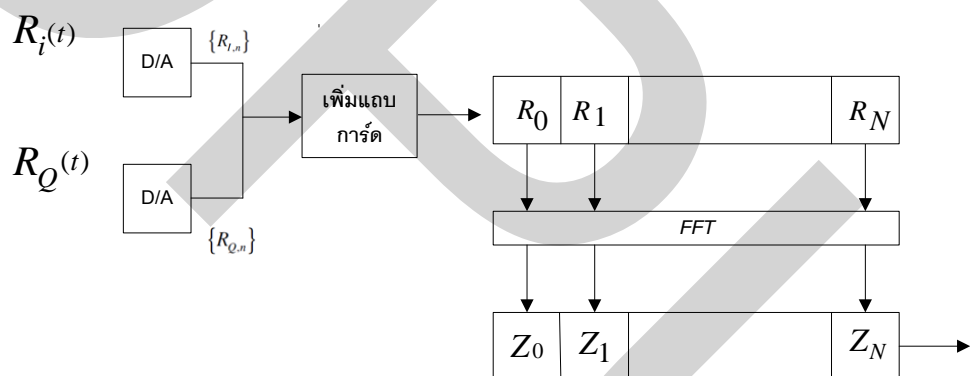
$$h(t) = \text{sinc} \left( \frac{t}{T_s} \right) \quad (2.29)$$

ไ้เป็นเอาต์พุตเป็น Shaping Pulse ใหม่ ระบบ OFDM โดยรวมแสดงไ้ดังนี้

$$h_a(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \text{sinc}(t/T - k_s) \quad (2.30)$$



รูปที่ 2.17 การมอดคูเลตด้วย IFFT ในระบบ OFDM



รูปที่ 2.18 การดีมอดคูเลตด้วย IFFT ในระบบ OFDM

## 2.8 วิธีการอีควอไลเซชันสัญญาณ

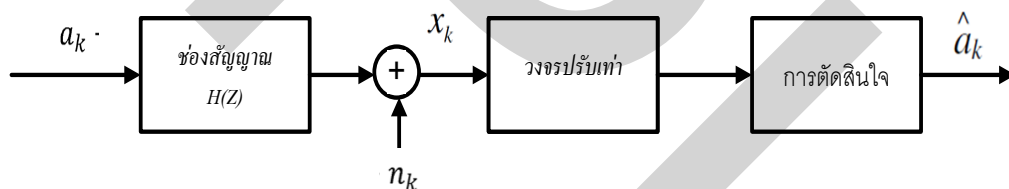
สาเหตุหนึ่งที่ทำให้สัญญาณที่เครื่องรับผิดเพี้ยนเนื่องจากเกิดการทับซ้อนกันระหว่างสัญลักษณ์ที่เกิดขึ้นในระบบสื่อสาร หนึ่งในวิธีการลดความผิดเพี้ยนของสัญญาณข้อมูลที่ตรวจจับคือการอีควอไลเซชันสัญญาณ ดังนั้นวิธีการอีควอไลเซชันสัญญาณจึงถูกพัฒนาเพื่อลดผลกระทบที่เกิดของขึ้นซึ่งวิธีการอีควอไลเซชันสัญญาณมีด้วยกันอยู่ 2 วิธีคือ วิธีการอีควอไลเซชันแบบเชิงเส้น (Linear Equalizer) และแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear Equalizer) สำหรับวิธีการลดผลกระทบของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ที่เกิดขึ้นในระบบสื่อสาร โดยใช้วิธีการ Equalization นั้น จะเป็น

<sup>9</sup> ลัญฉกร วุฒิสัทติกุลกิจ. (1999). หลักการระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่. กรุงเทพฯ. จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย.

การนำสัญญาณข้อมูลที่รับได้ ณ ปลายทางผ่านกระบวนการเพื่อเปลี่ยนแปลงสัญญาณ ให้อยู่ใน รูปแบบที่คาดว่าเป็นรูปแบบของสัญญาณที่ปราศจากผลของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ โดย สำหรับรูปแบบในการทำงานนั้น จะมีรูปแบบในการทำงานหลายชนิดด้วยกัน ซึ่งรูปแบบที่สำคัญ ในการทำงานได้แก่วิธีการ Equalization แบบ MLSE (Maximum Likelihood Sequence Estimation) ที่มีการพิจารณาช่องสัญญาณในรูปแบบของ finite state machine และใช้วิธีการเช่น Viterbi Algorithm ในการหาค่าของสัญญาณที่คาดว่าจะถูกส่งมา ณ เวลาต่างๆ และ DFE (Decision Feedback Equalization) ที่มีการนำข้อมูลที่ตรวจจับได้ในอดีต และตัวแปรที่แสดงถึงลักษณะของช่องสัญญาณ ณ เวลานั้นๆ มาใช้ในการประมวลผลเพื่อหาค่าของข้อมูลที่รับได้ ณ เวลานั้นๆ

เนื่องจากการทำงานของวิธีการอีควอลไลเซชันสัญญาณดังกล่าว จะต้องส่ง Training Signal เพื่อหารูปแบบผลตอบสนองของช่องสัญญาณ (Channel Response) เพื่อให้ทราบถึงลักษณะ ของช่องสัญญาณในขณะนั้น

ปัจจุบันได้มีการพัฒนาวิธีการอีควอลไลเซชันแบบ Blind Equalization เป็นวิธีการหนึ่งที่ไม่ต้องใช้ Training Signal ทำให้ลดข้อมูลที่ส่งออกไปได้พอสมควร



รูปที่ 2.19 วิธีการอีควอลไลเซชัน Equalization

การทำงานของวิธีการปรับแต่งสัญญาณ โดยทั่วไปจะมีกระบวนการในการทำงานต่างๆ อยู่ที่เครื่องรับ (Post-Equalizer) ทำหน้าที่ปรับปรุงรูปแบบของสัญญาณข้อมูลที่ถูกรววจจับให้มีความถูกต้องมากขึ้น มีลักษณะการทำงานดังรูปที่ 2.19 กล่าวคือเมื่อรูปแบบของช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลง ณ เวลานั้นๆ วงจร Equalizer จะทำการปรับปรุงสัญญาณที่เข้ามา โดยเป็นการ เปรียบเทียบกับค่าคงที่ ที่อยู่ในวงจร Equalizer กับ Training Signal เพื่อทำการปรับระดับของ สัญญาณที่เข้ามาให้ดีขึ้น

### 2.8.1 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรรีควอลิเซชัน

วงจรรีควอลิเซชันประกอบด้วยอุปกรณ์หนึ่งวงเวลาจำนวน  $N$  ชุด วงจรคูณสัญญาณจำนวน  $N+1$  ชุด และวงจรวกสัญญาณ รูปที่ 2.17 แสดงโครงสร้างการทำงานของวงจรรีควอลิเซชันในช่วงเวลาที่อยู่ระหว่างการปรับค่าสัมประสิทธิ์การคูณ (Weights) ที่ขาเข้าของวงจรจะมีสัญญาณ  $y_k$  ค่าใหม่เข้าทุก ๆ ช่วงเวลา ค่าของ  $y_k$  นี้ มีขนาดที่ไม่แน่นอนเพราะแปรเปลี่ยนไปตามสภาพของช่องสัญญาณและปริมาณของสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณในขณะนั้น ๆ ดังนั้นจึงกล่าวว่า  $y_k$  เป็นกระบวนการแรนดอม (Random process) โครงสร้างของวงจรที่ต่อเชื่อมในลักษณะนี้มีชื่อเรียกว่า Transversal filter ค่าสัมประสิทธิ์ของการคูณสัญญาณ  $w$  แต่ละตัวจะมีตัวแปรเวลา  $k$  ห้อยอยู่ด้วย เพื่อบ่งบอกว่าค่าสัมประสิทธิ์เหล่านี้แปรเปลี่ยนไปตามเวลาในช่วงที่ระบบกำลังหาค่าที่เหมาะสม ค่า  $w$  เหล่านี้อาจจะมีการปรับเปลี่ยนทุก ๆ ครั้ง ที่มีการเพิ่มขึ้นของค่า  $k$  หรืออาจจะเปลี่ยนหลังจากข้อมูลขาเข้าจำนวนหนึ่งบิต

กรรมวิธีหรืออัลกอริทึมในการปรับค่าสัมประสิทธิ์จะขึ้นอยู่กับค่า  $e_k$  เป็นสำคัญ โดย  $e_k$  คือผลต่างที่ได้จากการเปรียบเทียบระหว่างค่า  $d_k$  กับค่า  $d_k$  ซึ่งโดยทั่วไปอัลกอริทึมที่ใช้ก็จะพยายามปรับสัมประสิทธิ์การคูณในทิศทางที่ทำให้ค่าฟังก์ชันต้นทุน (Cost function) ที่สนใจมีขนาดลดต่ำลงเรื่อย ๆ ค่าฟังก์ชันต้นทุนนิยมนิยมใช้การปรับค่าสัมประสิทธิ์แบบหนึ่งคือ ค่า Mean Square Error (MSE) ระหว่างค่าของสัญญาณที่ต่างการกับค่าของสัญญาณที่ได้จากวงจรรีควอลิเซชัน สำหรับตัวอย่างของอัลกอริทึมที่ใช้ในการคำนวณและปรับค่าสัมประสิทธิ์คือ วิธี Least Mean Squares (LMS) โดยในการคำนวณและปรับค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมจะอาศัยสมการต่อไปนี้

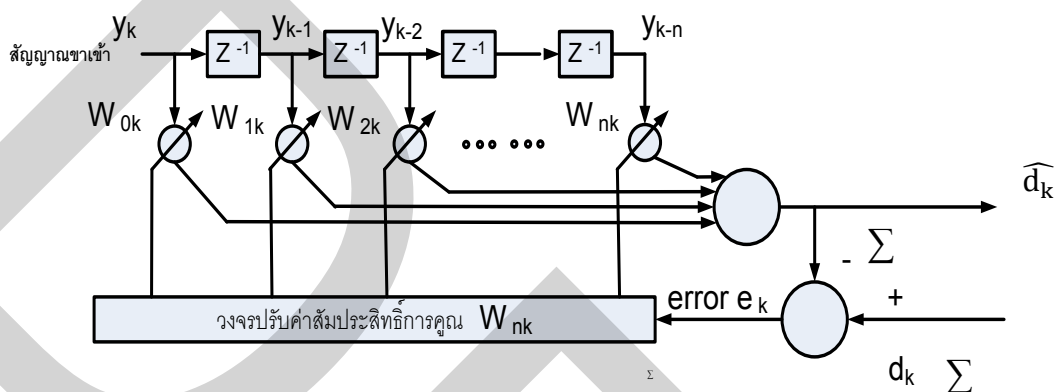
$$\text{New weights} = \text{Previous weights} + (\text{Constant}) \times (\text{Previous error}) \times (\text{Current input}) \quad (2.31)$$

โดย

$$\text{Previous error} = \text{Previous desired output} - \text{Previous actual output} \quad (2.32)$$

สำหรับค่าคงที่ (constant) ที่ใช้นั้นสามารถที่จะปรับเปลี่ยนไปได้ในการคำนวณแต่ละรอบเพื่อควบคุมอัตราการเปลี่ยนของค่าสัมประสิทธิ์ให้เหมาะสม การคำนวณปรับค่าสัมประสิทธิ์ของการคูณจะ กระทำซ้ำไปเรื่อย ๆ หลายรอบจนกระทั่งค่าสัมประสิทธิ์เริ่มจะอยู่ตัวและเข้าใกล้ที่ดี

ที่สุด เมื่อเราได้ค่าที่เหมาะสมแล้วกระบวนการปรับค่าสัมประสิทธิ์ก็จะหยุดลง ช่วงเวลาถัดมาก็จะใช้ในการรับส่งบิตข้อมูลของผู้ใช้ ในช่วงเวลานี้จะใช้ชุดสัมประสิทธิ์ที่หาได้ไปจนกระทั่งมีความจำเป็นที่จะต้องปรับค่าสัมประสิทธิ์ใหม่อีกครั้ง



รูปที่ 2.20 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรออดิโอไลเซนซ์ในช่วงเวลาที่มีการปรับค่าสัมประสิทธิ์การคูณ

จากโครงการของออดิโอไลเซนซ์ในรูปที่ 2.20 เราสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมได้โดยวิธีการต่อไปนี้

กำหนดให้เวกเตอร์  $y_k$  แทนสัญญาณขาเข้าวงจรออดิโอไลเซนซ์

$$y_k = [y_k \ y_{k-1} \ y_{k-2} \ \dots \ y_{k-n}]^T \quad (2.33)$$

ให้เวกเตอร์  $w_k$  แทนค่าสัมประสิทธิ์การคูณของวงจรออดิโอไลเซนซ์

$$w_k = [w_{0k} \ w_{1k} \ w_{2k} \ \dots \ w_{nk}]^T \quad (2.34)$$

เราจะสามารถแสดงสัญญาณที่ขาออกซึ่งมีค่าเท่ากับ  $d_k = \sum_{n=0}^N w_{nk} y_{k-n}$  ในรูปของสมการเวกเตอร์ได้เป็น

$$\hat{d}_k = y_k^T w_k = w_k^T y_k \quad (2.35)$$



ในช่วงที่วงจรทราบค่าของชุดข้อมูลที่แท้จริงอยู่แล้วค่าของ  $d_k$  จะกำหนดให้เท่ากับ  $x_k$  ดังนั้นค่าความแตกต่าง หรือ error ที่เกิดขึ้นมีค่า

$$e_x = d_x - \hat{d}_k = x_k - \hat{d}_k \quad (2.36)$$

จากสมการ (2.36) จะได้

$$e_k = x_k - y_k^T w_k = x_k - w_k^T y_k \quad (2.37)$$

$$|e_k|^2 = x_k^2 + w_k^T y_k y_k^T w_k - 2x_k y_k^T w_k \quad (2.38)$$

$$E[|e_k|^2] = E[x_k^2] + w_k^T E[y_k y_k^T] w_k - 2E[x_k y_k^T] w_k \quad (2.39)$$

การคำนวณ  $E[|e_k|^2]$  ในทางการปฏิบัติจะใช้การหาค่าเฉลี่ยทางเวลาแทน และสังเกตว่าค่าสัมประสิทธิ์การคูณ  $w_k$  มิได้ถูกนำไปใช้ในการหาค่าเฉลี่ยด้วย เพราะจะสมมุติว่าค่า  $w_k$  ที่ใช้อยู่เป็นค่าที่ได้รับการปรับจนเหมาะสมแล้วและไม่เปลี่ยนแปลงไปตามเวลา

กำหนดให้เวกเตอร์  $p$  แทนสหสัมพันธ์ไขว้ (Cross Correlation) ระหว่างสัญญาณที่ต้องการกับสัญญาณขาเข้า

$$p = E[x_k y_k] = E[x_k y_k \quad x_k y_{k-1} \quad x_k y_{k-2} \quad \dots \quad x_k y_{k-N}]^T \quad (2.40)$$

และกำหนดให้เมทริกซ์  $R$  แทนเมทริกซ์สหสัมพันธ์ของขาเข้า (Input Correlation Matrix) ที่มีขนาดเท่ากับ  $(N+1) \times (N+1)$  หรือบางทีจะเรียกว่า โคแวนเรียนซ์เมทริกซ์ของขาเข้า (Covariance Matrix)

$$R = E[y_k y_k^T] = E \begin{bmatrix} y_k^2 & y_k y_k & y_k y_{k-2} & \dots & y_k y_{k-N} \\ y_{k-1} y_k & y_{k-1}^2 & y_{k-1} y_{k-2} & \dots & y_{k-1} y_{k-N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ y_{k-N} y_k & y_{k-N} y_{k-1} & y_{k-N} y_{k-2} & \dots & y_{k-N}^2 \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

ถ้าหาก  $x_k$  และ  $y_k$  มีคุณลักษณะที่เป็นสแตชันนารี (Stationary) จะได้ว่าเทอมต่างๆ ใน  $p$  และ  $R$  ก็จะไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา จากสมการข้างต้นจะได้ว่า

$$\text{Mean Square error (MSE)} = \xi = E[x_k^2] + w^T R w - 2p^T w \quad (2.42)$$

จากสมการนี้ เราสามารถหาค่าเวกเตอร์  $w$  ที่ทำให้ค่า MSE มีขนาดต่ำที่สุด (Minimum MSE หรือ MMSE) ได้โดยการหาค่าเกรเดียนต์ของ  $\xi$

$$\Delta = \frac{\partial \xi}{\partial w} = \left[ \frac{\partial \xi}{\partial w_0} \quad \frac{\partial \xi}{\partial w_1} \quad \dots \quad \frac{\partial \xi}{\partial w_1} \right]^T \quad (2.43)$$

เมื่อคิดเฟอเรนเชียลแต่ละเทอมโดยเทียบกับค่าสัมประสิทธิ์การคูณแต่ละค่าจนครบก็จะ

$$\Delta = 2Rw - 2p \quad (2.42)$$

กำหนดให้  $\Delta = 0$  เพื่อหาค่าที่ต่ำที่สุดของ MSE ผลลัพธ์ที่ได้คือชุดสัมประสิทธิ์  $\hat{w}$  ที่เหมาะสม

$$\hat{w} = R^{-1}p \quad (2.43)$$

เมื่อนำค่าสัมประสิทธิ์ที่คำนวณได้ไปแทนลงในสมการ (43) จะได้

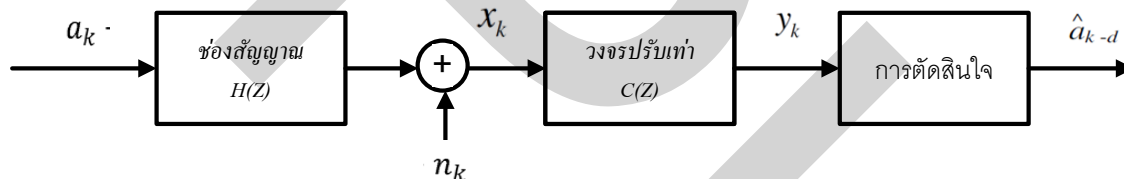
$$\text{MMSE} = \xi_{\min} = E[x_k^2] - p^T R^{-1} p = E[x_k^2] - p^T \hat{w} \quad (2.44)$$

### 2.8.2 วงจรอีควอไลเซชันเชิงเส้น<sup>10</sup>

วงจรอีควอไลเซชันเชิงเส้น (Linear Equalizer) จัดเป็น Filter แบบ FIR โดยมีตำแหน่งในฝั่งรับด้วยการตัดสัญญาณแบบหยาบ ถ้าให้วงจรอีควอไลเซชันเชิงเส้นมีความยาว  $2N+1$  แท็ป โดยมีค่าสัมประสิทธิ์ของ  $\{c_k\}_{-N}^N$  การเปลี่ยนแปลง  $C(Z)$  เขียนได้โดย

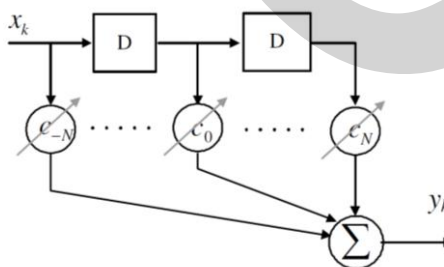
$$C(Z) = c_{-N}Z^N + c_{-N+1}Z^{N-1} \dots + c_{-1}Z + c_0 + c_1Z^{-1} + \dots + c_NZ^{-N} \quad (2.45)$$

เอาต์พุตของวงจรอีควอไลเซชัน  $y_k$  เป็นจำนวนจริง ดังนั้นเมื่อผ่านการตัดสัญญาณจะได้บิต (สัญลักษณ์) แต่มีการหน่วงเวลาอันเนื่องมาจากความยาวของวงจรอีควอไลเซชัน วงจรอีควอไลเซชันเชิงเส้นจัดเป็นฟิลเตอร์แบบทรานสเวอร์ซอล (Transversal Filter) ดังนั้นสามารถแสดงในรูปของแท็ปดีเลย์ไลน์ (Tapped Delay Line) แสดงดังรูป



รูปที่ 2.21 วงจรอีควอไลเซชันเชิงเส้น Linear Equalizer

การแก้ไข ISI ด้วยวงจรอีควอไลเซชัน



รูปที่ 2.22 วงจรอีควอไลเซชันเชิงเส้นในรูปแบบของ Tapped Delay Line

<sup>10</sup> WAI-KAI CHEN. (2004). The Electrical Engineering Handbook. Elsevier's Science & Technology .UK

เอาต์พุตของวงจรอีควอไลเซชันเชิงเส้น  $y_k$  คือ

$$\begin{aligned} y_k &= x_k * c_k = \sum_{i=-N}^N x_{k-i} c_i \\ &= x_{k+N} c_{-N} + \dots + x_k c_0 + \dots + x_{k-N} c_N \end{aligned} \quad (2.46)$$

เงื่อนไขบังคับเป็นศูนย์ (Zero Forcing) การแปลง Z ของสมการ (2.46) ให้

$$Y(Z) = X(Z) C(Z) \quad (2.47)$$

เมื่อ  $Y(Z)$ ,  $X(Z)$  และ  $C(Z)$  คือการแปลง Z ของ  $y_k$ ,  $x_k$  และ  $c_k$  ตามลำดับ แต่เนื่องจาก

$X(Z) = A(Z) H(Z)$  ถ้าไม่นับสัญญาณรบกวนสมการ เขียนได้เป็น

$$Y(Z) = A(Z) H(Z) C(Z) \quad (2.48)$$

ต้องการเอาต์พุตของวงจรอีควอไลเซชันข้อมูลที่ส่งนั้นคือ  $Y(Z) = A(Z)$  ดังนั้น

$$A(Z) = A(Z) H(Z) C(Z) \quad (2.49)$$

ดังนั้นวงจรอีควอไลเซชันมีการแปลง

$$C(Z) = \frac{1}{H(Z)} \quad (2.50)$$

แต่ถ้ารวมสัญญาณรบกวน สมการจะเขียนได้เป็น

$$Y(Z) = [A(Z) + N(Z)]C(Z) \quad (2.51)$$

$$= A(Z)C(Z) + N(Z)C(Z) \quad (2.52)$$

ถ้าสมการ  $C(Z) = 1/H(Z)$  (2.52) เขียนได้เป็น

$$Y(Z) = [A(Z) + N(Z)] / H(Z) \quad (2.53)$$

แม้ว่าวงจร อีควอลไลเซชันเชิงเส้น โดยเงื่อนไขนี้จะกำจัด ISI จากข้อมูลและอาจเพิ่มระดับสัญญาณรบกวนให้สูงขึ้น (noise Enhancement) ได้ในบริเวณที่ค่า  $H(Z)$  อยู่ในระดับต่ำ

### 2.8.3 ตัวอีควอลไลเซชันแบบไม่เชิงเส้น (nonlinear Equalization)<sup>11</sup>

สำหรับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ เทคนิคของการทำอีควอลไลเซชันประเภทไม่เชิงเส้นที่มีประสิทธิภาพสูงกว่าอีควอลไลเซชันแบบเชิงเส้นมีอยู่ 3 หลักคือ

- Decision Feedback Equalization (DFE)
- Maximum Likelihood Sequence Estimation (MLSE)
- Maximum Likelihood Symbol Detection

ในที่นี้จะขอลำถึงแค่ 2 วิธีแรกและอย่างย่อๆ เท่านั้น

#### 1) อีควอลไลเซอร์แบบ Decision Feedback Equalization (DFE)

หลักการพื้นฐานของ DFE คือว่าหลังจากที่เราตรวจจับสัญญาณและตัดสินใจถึงค่าของสัญญาณในปัจจุบันแล้ว เราสามารถประมาณค่าของ ISI ของสัญญาณปัจจุบันที่จะส่งผลกระทบต่อสัญญาณข้อมูลก็ตามมาภายหลังได้ จากนั้นก็นำค่าของ ISI ที่ประมาณได้นี้ไปหักลบออกจากสัญญาณข้อมูลก็ตามมาภายหลังก่อนที่จะทำการตรวจจับสัญญาณและทำการตัดสินใจ การสร้างวงจร DFE สามารถทำได้ทั้งในรูปของ Direct Transversal หรือในรูปของ Lattice Filter ก็ได้

#### 2) อีควอลไลเซอร์แบบ Maximum Likelihood Sequence Estimation (MLSE)

วงจรอีควอลไลเซอร์แบบเชิงเส้นที่อาศัย MSE เป็นฟังก์ชันต้นทุนจะมีสมรรถนะที่ดีคือสามารถให้ค่าความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดของสัญญาณที่ต่ำ ในสภาพที่ช่องสัญญาณ

<sup>11</sup> สัญจร วุฒิสัทกุลกิจ. (1999). หลักการระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ . กรุงเทพฯ. จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ไม่มีปัญหาของการผิดเพี้ยนเชิงแอมพลิจูดของสัญญาณ แต่สำหรับช่องสัญญาณสื่อสารในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ปัญหาการผิดเพี้ยนเชิงแอมพลิจูดของสัญญาณอย่างมาก ทำให้ไม่สามารถนำวงจรอีควอไลเซอร์แบบดังกล่าวมาใช้งานได้ ด้วยเหตุนี้จึงได้มีการวิจัยเพื่อพัฒนาวิธีที่มีประสิทธิภาพที่ดีกว่า แนวทางหนึ่งที่น่าสนใจก็คือวิธีที่เรียกว่า Maximum Likelihood Sequence Estimation วิธีนี้แตกต่างจากวิธีเดิมตรงที่กระบวนการดึงสัญญาณกลับคืนมา จะมีการพิจารณาสัญญาณคราวละหลายๆ แทนการพิจารณาสัญญาณทีละค่า โดยจะทำการทดสอบสัญญาณที่ต่อเนื่องนี้ทุก ๆ รูปแบบที่เป็นไปได้เพื่อจะได้หาชุดสัญญาณที่ดีที่สุด ดังนั้นการดึงสัญญาณในลักษณะนี้จำเป็นต้องอาศัยการคำนวณจำนวนมาก

#### 2.8.4 วงจรปรับแต่งล่วงหน้า

สำหรับการทำงานในอีกรูปแบบหนึ่งคือการปรับแต่งล่วงหน้า (Precoding) ซึ่งมีการปรับเปลี่ยนลักษณะสัญญาณที่ถูกส่งไปยังเครื่องส่งก่อนเกิดสัญญาณรบกวนจากช่องสัญญาณ เพื่อให้ข้อมูลจากระบวนการตรวจสอบ ณ เครื่องรับเป็นไปอย่างถูกต้องมากขึ้น รูปแบบการทำงานมีหลายรูปแบบที่สำคัญได้แก่ วิธีการ Tomlinson – Harasima Precoding (TH-Precoding) ที่มีหลักการทำงานของวงจร Inverse Filter มาใช้ในการพัฒนาแต่เนื่องจากหลักการทำงานของวิธีการ TH-Precoding นั้น ไม่ได้ถูกออกแบบมาเพื่อใช้ร่วมกับระบบสื่อสารที่มีการมอดูเลตแบบเฟส (Phase Modulation) ที่มีขนาดคงที่ จึงได้มีการพัฒนารูปแบบของการปรับแต่งสัญญาณแบบ Dimension Partition ซึ่งเป็นรูปแบบหนึ่งของวิธีการปรับแต่งสัญญาณล่วงหน้าที่ถูกพัฒนาขึ้นมาจากวิธีการ TH-Precoding ที่ใช้งานร่วมกับสัญญาณข้อมูลแบบเฟสได้และและมีช่วงในการตัดสินใจ (Decision Region) ที่มากกว่าวิธีการ TH-Precoding

### 2.9 วิธีการ PRECODING

สำหรับวิธีการ Precoding นั้น จะเป็นอีกวิธีการหนึ่งซึ่งถูกนำมาใช้สำหรับลดผลกระทบของการแทรกสอดระหว่างสัญญาณในระบบสื่อสาร โดยในการทำงานนั้น จะเป็นการเปลี่ยนแปลงลักษณะของสัญญาณที่จะทำการส่งผ่านช่องสัญญาณ ให้อยู่ในอีกลักษณะหนึ่ง ซึ่งจะส่งผลทำให้เมื่อสัญญาณข้อมูลนั้น ถูกส่งไปถึงปลายทาง จะสามารถนำสัญญาณไปใช้งานได้โดยมีผลของการแทรกสอดระหว่างสัญญาณที่มีค่าลดลง โดยจะมีรูปแบบในการทำงานหลายรูปแบบ

ด้วยกัน เช่นวิธีการ Precoding แบบ Tomlinson-Harashima Precoding และ Spiral Curve Phase Precoding เป็นต้น และสำหรับรูปแบบในการทำงานของ Precoding ที่ถูกนำมาพิจารณาในงานวิจัยนี้ จะมีการใช้วิธีการ Precoding ที่ใช้วิธีการ Dimension Partitioning ในการทำงาน ซึ่งเป็นวิธีการ Precoding ที่มีการพัฒนามาจากวิธีการ Precoding แบบ Tomlinson-Harashima (TH) Precoding โดยจะสามารถทำให้สามารถใช้วิธีการ Precoding ร่วมกับระบบสื่อสารที่มีการมอดูเลตแบบมีขนาดของสัญญาณคงที่ เช่น QPSK ได้ และมีความสามารถในการป้องกันความผิดพลาดเนื่องจากการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์สูงกว่ากรณีของ Tomlinson-Harashima

### 2.9.1 วิธีการ Precoding แบบ Tomlinson-Harashima (TH-Precoding)<sup>12</sup>

สำหรับวิธีการ Precoding แบบ Tomlinson-Harashima (TH-Precoding) นั้นเป็นวิธีการที่สามารถใช้งานร่วมกับระบบสื่อสารที่มีการมอดูเลตแบบ QAM ได้อย่างดี และเนื่องจากมีการใช้วงจรที่ใช้ในการบวกแบบมอดูโล (Modulo) ในการคำนวณ ดังนั้นจึงทำให้ค่าของสัญญาณที่ได้จากการทำงานของวงจรนั้นอยู่ในช่วงที่จำกัด แต่อย่างไรก็ตาม วิธีการ TH Precoding นั้นไม่สามารถนำมาใช้งานกับระบบสื่อสารแบบ Time-vary fading ซึ่งผลของการจางหายของขนาดของสัญญาณจะมีผลทำให้ข้อมูลที่ปลายทางนั้นเกิดความผิดพลาดได้ง่าย และนอกจากนั้น วิธีการ TH Precoding ไม่ได้มีการออกแบบมาเพื่อใช้งานกับระบบสื่อสารที่มีการมอดูเลตแบบเฟสมอดูเลชัน (Phase Modulation) ที่มีขนาดของสัญญาณที่ได้จากการทำงานคงที่

เมื่อพิจารณาในกรณีที่มีการใช้งานร่วมกับการมอดูเลตแบบ  $L \times L$  QAM จะมีการใช้วงจรบวกเลขแบบมอดูโล  $2L$  ในการเปลี่ยนแปลงสัญญาณในส่วนของแกนจำนวนจริงและแกนจินตภาพโดยที่มีรูปแบบของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน (Transfer function) ที่ใช้งานมีค่าเท่ากับ

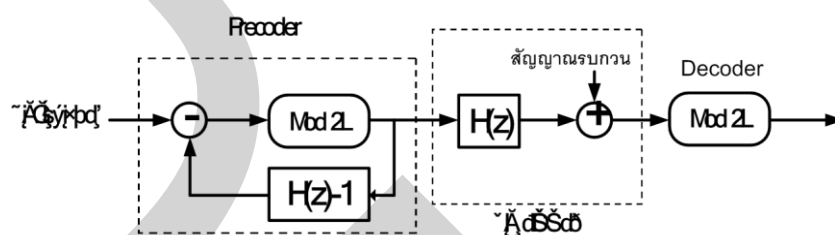
$$\frac{X_z}{D_z} = \frac{1}{1 + [H(z) - 1]} = H^{-1}(z) \quad (2.54)$$

โดยที่  $H(z)$  นั้นเป็นทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของช่องสัญญาณ ที่สามารถคำนวณได้จาก

<sup>12</sup> Robert Fischer. (2007). "Precoding Scheme". Precoding and Signal shaping for Digital Transmittion. John Wiley & Son Inc. pp.145-155

$$H(z) = \sum_{k=-L2}^{L1} h_k z^{-k} \quad (2.55)$$

เพื่อป้องกันกรณีที่จะจริงจะอยู่ในสถานะที่ไม่มีเสถียรภาพในกรณีที่ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของช่องสัญญาณนั้นมี Zero อยู่ในวงกลม 1 หน่วยในระนาบ  $z$  ( $z$ -plane) จึงได้มีการใช้งาน Precoding ดังที่แสดงในรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 วิธีการ Tomlinson-Harashima Precoding

### 2.9.2 วิธีการ Dimension Partitioning<sup>13</sup>

สำหรับวิธีการ Dimension partitioning นั้น เป็นเทคนิคที่ถูกพัฒนาขึ้นมาเพื่อใช้สำหรับเพิ่มประสิทธิภาพในการทำงานของวิธีการ Precoding แบบ TH Precoding ซึ่งจะสามารถทำให้วิธีการ TH Precoding นั้น สามารถทำงานภายใต้ระบบสื่อสารที่มีการมอดูเลตแบบ QPSK ซึ่งมีขนาดของสัญญาณคงที่ได้ โดยในการทำงานนั้น จะเป็นการพิจารณาถึงการคำนวณหาค่าของสัญญาณที่จะถูกส่งออกไปจากภาค Precoding ในรูปแบบที่แตกต่างออกไปจากกรณีของ TH Precoding

ในกรณีที่มีการพิจารณาถึงการทำงานภายใต้ระบบสื่อสารที่มีการมอดูเลตแบบ QPSK จะได้ว่าสัญญาณข้อมูลที่จะถูกส่งออกไปในระบบสื่อสารนั้น จะมีลักษณะของสัญญาณที่ถูกส่งออกมาจากภาคมอดูเลตในแต่ละช่วงเวลา  $t_k$  มีค่าเท่ากับ

$$d_k = A.e^{j\theta_i} \quad (2.56)$$

<sup>13</sup> Y. Chan and W. Zhuang. (January, 1999). "Channel Precoding for Indoor radio Communications Using Dimension Partitioning", *IEEE Trans. Veh. Tech.*, Vol. 48, No. 1.



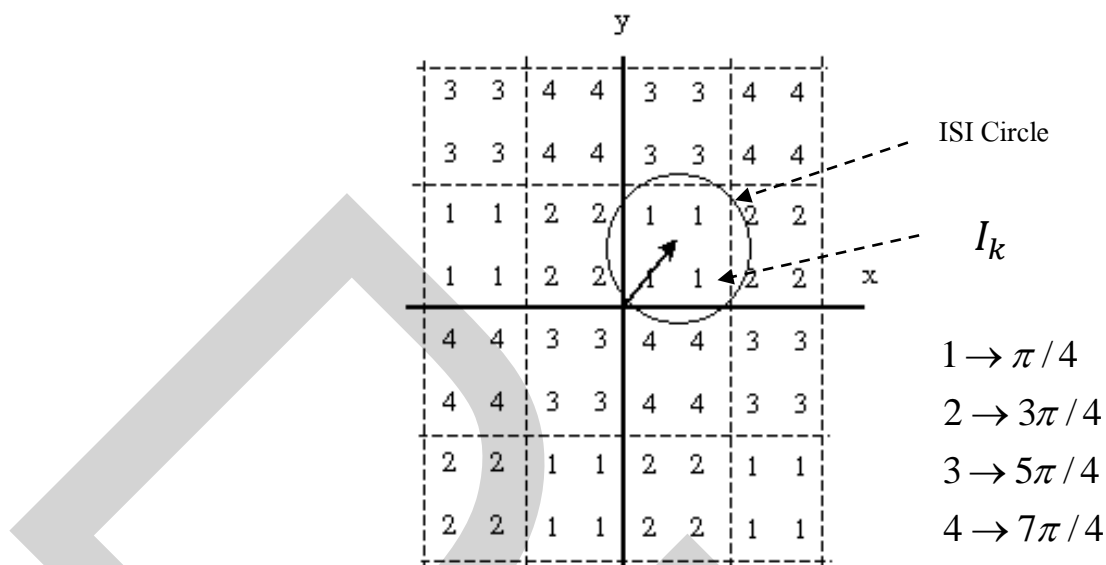
โดยที่ค่าสัมประสิทธิ์  $A$  ในสมการนั้น เป็นค่าที่แสดงถึงขนาดของสัญญาณ และ  $\theta_i$  เป็นเฟสของสัญญาณที่ถูกส่งมาในช่วงเวลา  $t_k$  และในการทำงานของวิธีการ Precoding ซึ่งเป็นการนำสัญญาณที่จะถูกส่งมาทำการเปลี่ยนรูปแบบของสัญญาณ ให้อยู่ในรูปแบบใหม่ เพื่อให้สัญญาณที่จะถูกส่งไปถึงปลายทางนั้น ปราศจากผลของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ หรือมีผลน้อยที่สุด โดยจะมีการคำนวณจากสมการ

$$x_k = d_k - I_k \quad (2.57)$$

โดยที่  $x_k$  ที่ได้จากการคำนวณนั้น เป็นสัญญาณข้อมูลที่จะถูกส่งออกมาจากภาค Precoding และ สำหรับ  $I_k$  นั้น เป็นตัวแปรที่ถูกนำมาลบจากสัญญาณที่ได้จากภาคมอดูเลตเพื่อชดเชยผลของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ที่จะเกิดขึ้นระหว่างการส่งผ่านระบบสื่อสาร โดยจะเป็นค่าที่เกิดจากการคำนวณผลของการแทรกสอดของสัญญาณที่ถูกส่งไปในอดีตจำนวนหนึ่ง โดยในการคำนวณหาค่าของสัญญาณที่ได้จากการทำงานของภาค Precoder ในแต่ละครั้งนั้น จะมีการนำวิธีการ Dimension Partitioning มาใช้ในการคำนวณหาค่าสัญญาณ

สำหรับการคำนวณโดยใช้วิธีการ Dimension Partitioning นั้น จะเป็นการพิจารณาถึงการคำนวณโดยใช้รูปภาพเข้ามาช่วยในการคำนวณในรูปแบบของ Euclidean space การใช้งานกับการมอดูเลตแบบ

QPSK แล้ว จะมีลักษณะดังรูปที่ 2.24 ที่เป็นการพิจารณาถึงลักษณะของการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณในกรณีที่มีผลของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์  $I_k$  ที่มีค่าต่างๆ



รูปที่ 2.24 วิธีการแบ่งกลุ่มของสัญญาณ

โดยสำหรับขั้นตอนในการทำงานเพื่อคำนวณหาสัญญาณที่จะถูกส่งออกมาในแต่ละช่วงนั้น จะมีการนำค่าที่ได้จากการประมาณค่ารูปแบบของช่องสัญญาณมาใช้ในการคำนวณหาค่าผลของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์  $I_k$  จากนั้น นำค่าที่ได้มาใช้เป็นจุดศูนย์กลางในการสร้างรูปวงกลมที่ใช้สำหรับแสดงสัญญาณข้อมูลต่างๆ ที่จะถูกส่งออกไป ซึ่งรูปวงกลมดังกล่าวนี้ จะถูกเรียกว่า ISI-Circle หลังจากนั้น จะมีการคำนวณเพื่อเลือกจุดที่เหมาะสมที่สุด (best signaling point) ในการทำงานที่แสดงถึงข้อมูลที่จะส่ง และจะมีการนำค่าที่เลือกนั้นมาลบด้วยค่าของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ ซึ่งจะถูส่งออกไปเป็นผลลัพธ์ของภาค Precoder ณ เวลานั้น และสำหรับการทำงานของภาครับนั้น จะมีการนำสัญญาณข้อมูลที่รับได้ในแต่ละช่วงเวลามาทำการพิจารณาว่า อยู่บนตำแหน่งใด บน Euclidean spaces และทำการหาว่าตำแหน่งของข้อมูลนั้น อยู่ในช่วงที่จะแสดงถึงข้อมูลสัญญาณใด เพื่อส่งค่าดังกล่าวออกเป็นผลลัพธ์ของภาควจรอบ ดังนั้น หลักการเปลี่ยนแปลงสัญญาณของภาค Precoding นั้น จะเป็นการเปลี่ยนลักษณะของสัญญาณที่จะส่ง ในแต่ละช่วงเวลา เพื่อให้สัญญาณที่รับได้ ณ ปลายทางนั้น ตกลงบนช่วงที่แสดงถึงข้อมูลที่ส่งมา โดยสัญญาณที่ส่งนั้น จะต้องมีย่านของสัญญาณคงที่

## 2.10 พารามิเตอร์ที่ใช้วัดสมรรถนะของระบบ และความหมายของค่าต่าง ๆ

### 2.10.1 อัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูล (Bit Error Probability: BEP)

อัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูล หรือความน่าจะเป็นของบิตที่ผิดพลาด (Bit Error Probability: BEP) คือ อัตราส่วนของจำนวนบิตข้อมูล ที่ทางภาครับตัดสินผิดพลาดเมื่อเทียบกับจำนวนบิตข้อมูลทั้งหมดที่ถูกส่งมาจากภาคส่ง เป็นค่าพารามิเตอร์สำคัญในการวัดสมรรถนะของระบบ เป็นค่าที่แสดงถึงความถูกต้องของการรับ/ส่งข้อมูลโดยตรง อัตราความผิดพลาดบิตเป็นพารามิเตอร์ที่นิยมใช้ในการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่สนใจในสถานะต่าง ๆ เช่น เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน หรือเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป เป็นต้น

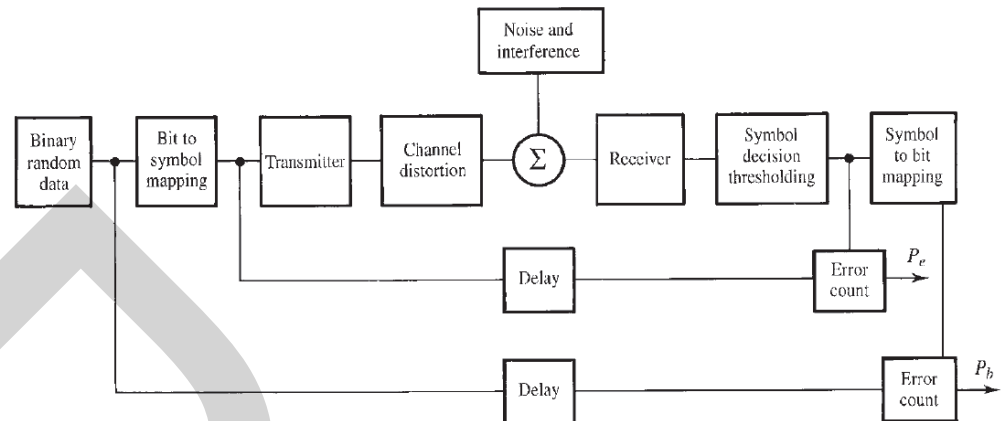
### 2.10.2 อัตราความผิดพลาดในการตัดสินสัญลักษณ์ (Symbol Error Rates: SER)

อัตราความผิดพลาดในการตัดสินสัญลักษณ์ คือ อัตราส่วนของจำนวนสัญลักษณ์ ที่ทางภาครับตัดสินผิดพลาด เมื่อเทียบกับจำนวนของสัญลักษณ์ทั้งหมดที่ถูกส่งมาจากภาคส่ง เป็นค่าพารามิเตอร์สำคัญ ในการวัดสมรรถนะของระบบ เป็นค่าที่แสดงถึงความถูกต้องของการรับ/ส่งข้อมูลโดยตรง เป็นพารามิเตอร์ที่นิยมใช้ในการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่สนใจในสถานะต่าง ๆ เช่น เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน หรือเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป เช่นกัน ได้จาก

$$P_e = \frac{\text{error count}}{\text{total symbol count}} \quad (2.58)$$

ดังนั้น  $R_S = \text{Baud rate}$

$$\text{SER} = P_e R_S \quad (\text{error/s}) \quad (2.59)$$



รูปที่ 2.25 วิธีการนับข้อผิดพลาด

### 2.10.3 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio: SNR)

ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) คือ อัตราส่วนกำลังของสัญญาณเมื่อเทียบกับกำลังของสัญญาณรบกวน ส่วนใหญ่ค่ากำลังของสัญญาณจะมีค่ามากเมื่อเทียบกับค่ากำลังของสัญญาณรบกวน ดังนั้นค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนจึงนิยามวัดกันในหน่วยเดซิเบล (Decibel: dB) โดย ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสำหรับผู้ใช้คนที่  $k$  ในหน่วยเดซิเบลสามารถเขียนได้ดังสมการที่

$$SNR_k = 10 \log \left( \frac{A_k^2}{\sigma^2} \right) \quad (2.60)$$

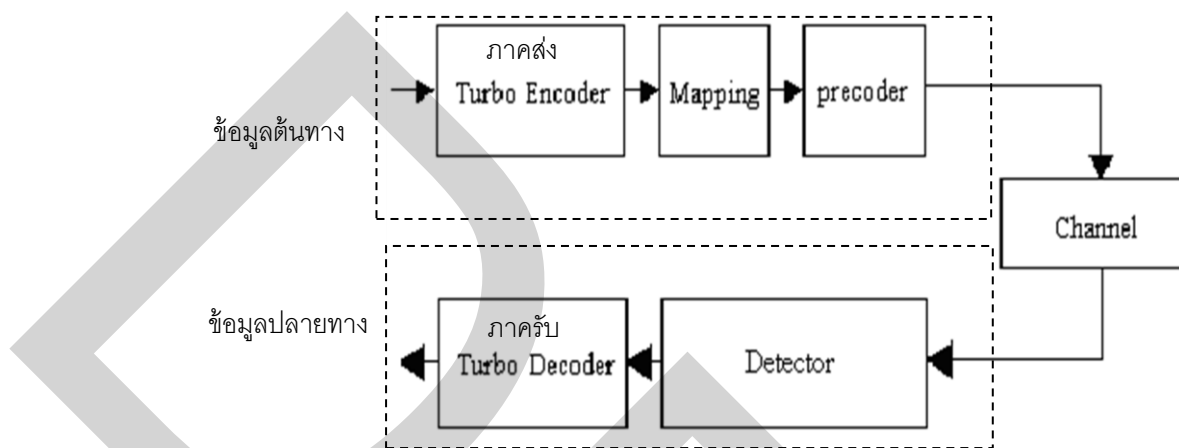
เมื่อ  $A_k$  คือขนาดของสัญญาณ และ  $\sigma^2$  คือ ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวน ซึ่งก็คือ กำลังงานของสัญญาณรบกวนนั่นเอง

### 2.11 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ในส่วนของ Precoding มีงานวิจัยที่ศึกษาอยู่หลายวิธีการเช่นกัน โดยส่วนใหญ่มุ่งเน้นในเรื่องการแก้ไขการถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวน และการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ พร้อมลดบิตข้อมูลที่ผิดพลาดในระบบการส่งผ่านช่องสัญญาณแบบไร้สาย ซึ่งการทำงานของ Precoding สามารถนำมาพัฒนาพร้อมกับอุปกรณ์ประเภท Equalizer ในระบบ OFDM ได้เป็นอย่างดี

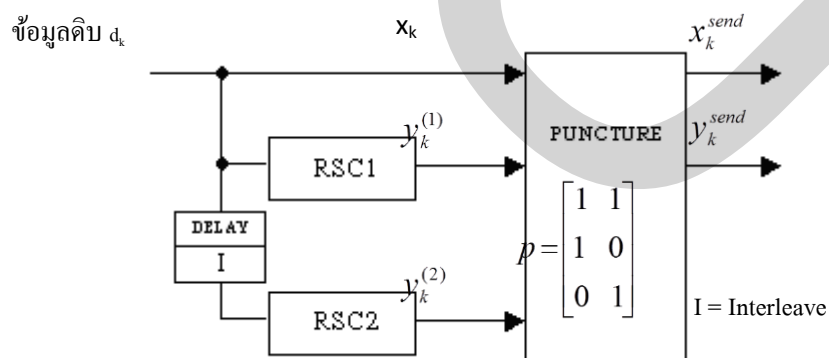
งานวิจัยแบบหนึ่งที่น่าสนใจคือ การศึกษาการใช้งานร่วมกันระหว่างการเข้ารหัส Turbo Codes กับ Precoding ของ นายคิสพล นำเฉียวกุล ผศ.ดร.อรรถสิทธิ์ เหล่าสกุล และ ดร.เกียรติศักดิ์

ศรัทธิมานวัฒน์ โดยการนำวิธีการเข้ารหัสข้อมูลแบบ Turbo Codes และวิธีการ Precoding แบบ Dimension Partitioning ซึ่งเป็นวิธีการที่มีประสิทธิภาพสูงลดความผิดพลาดของข้อมูลที่ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณเนื่องมาจากการถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวน และการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์



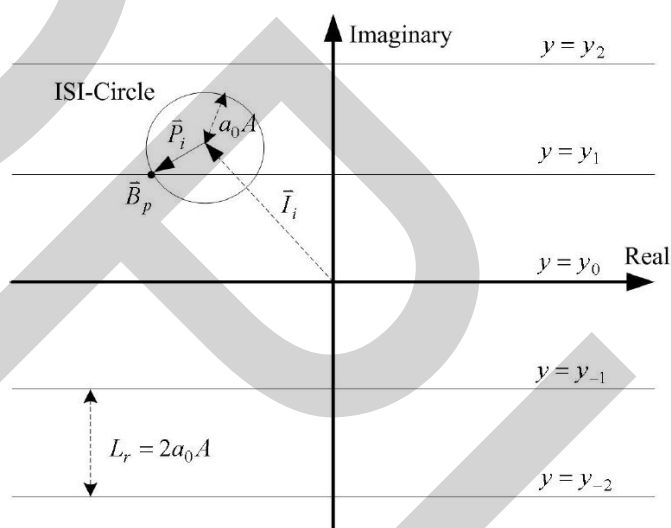
รูปที่ 2.26 Block Diagram ของระบบสื่อสารที่มีการพิจารณา

สำหรับการเข้ารหัสข้อมูลแบบ Turbo Codes นั้น จะเป็นการเข้ารหัสข้อมูลที่ถูกค้นพบในปี พ.ศ.2536 (ค.ศ.1993) โดย Claude Berrou, Alan Glavieux และ Punya Thitimajshima ซึ่งเป็นวิธีการเข้ารหัสข้อมูลที่มีสมรรถนะในการป้องกันความผิดพลาดของข้อมูลสูง วิธีการนำวงจรเข้ารหัสตั้งแต่ 2 วงจรขึ้นไปมาใช้งานร่วมกันโดยใช้วิธีการ Parallel Concatenated และกระบวนการถอดรหัสแบบวนซ้ำ (Iterative Decoding) โดยเมื่อพิจารณาถึงลักษณะของวงจรเข้ารหัสแบบ Turbo Codesแล้ว จะมีลักษณะของวงจรพื้นฐานที่ใช้ในการเข้ารหัสข้อมูลดังในรูปที่ 2.27



รูปที่ 2.27 วงจรเข้ารหัสแบบ Turbo Codes

จากนั้นจึงวิธีการ Precoding แบบ Dimension Partitioning มาใช้งานร่วมกัน จะพบว่า มีลักษณะในการทำงานดังรูปที่ 7 โดยในส่วนของภาคส่งนั้น จะเป็นการนำข้อมูลดิจิทัลที่จะทำการส่งผ่านระบบสื่อสาร มาผ่านกระบวนการเข้ารหัสแบบ Turbo Codes จากนั้นจึงมีการนำข้อมูลที่ได้จากการเข้ารหัสมาทำการมอดูเลต โดยใช้รูปแบบการมอดูเลตเป็นแบบรหัสเกรย์ จากนั้นจึงส่งต่อไปยังภาค Precoding เพื่อทำการเปลี่ยนรูปแบบของสัญญาณเพื่อลดผลกระทบจากการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ ในระบบสื่อสาร และสัญญาณข้อมูลที่ได้จากการทำงานของ Precoding นั้น จะเป็นสัญญาณที่ถูกส่งออกไปในระบบสื่อสาร

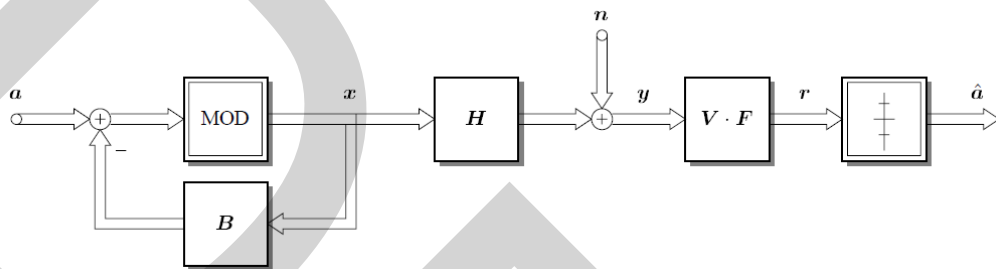


รูปที่ 2.28 การอ็ควอไลเซชันสัญลักษณ์ล่วงหน้า

รูปแบบการปรับแต่งสัญญาณ	การกำหนดค่าของตัวแปร
Mixed Phase	$A = 1, L_r = 2a_0 A$
Spiral curve	$A = 1, C = 1/a_0$
Dimension Partitioning	$A = 1, L = 1/1.3$

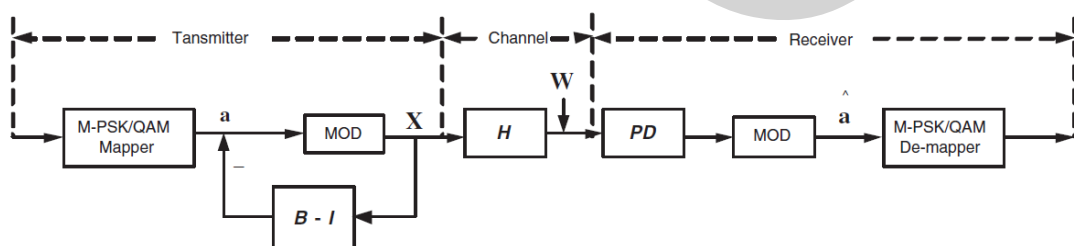
รูปที่ 2.29 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการปรับแต่งสัญญาณ

Robert F.H. Fischer และคณะ ได้ทำวิจัยในเรื่อง Tomlinson-Harashima Precoding in Space-Time Transmission for Low-Rate Backward Channel โดยการใช้วิธี Tomlinson-Harashima Precoding และ nonlinear pre-equalization มาใช้ทำงานร่วมกัน ลักษณะของ Low-Rate Backward จะเป็นการส่งสถานะช่องการสื่อสารในเวลานั้นๆ กลับไปยังเครื่องรับ (Receiver) จากนั้นจึงทำการปรับปรุงระบบ Precoder พร้อมทั้งปรับแต่งสัญญาณที่ Equalizer ไปพร้อมๆกัน (โดย  $B = [b_{k_l}]$  เป็น feedback matrix ที่ใช้ใน precoder ส่วน  $V$  และ  $F$  นั้นจะอยู่ในส่วนของ MMSE Equalizer )



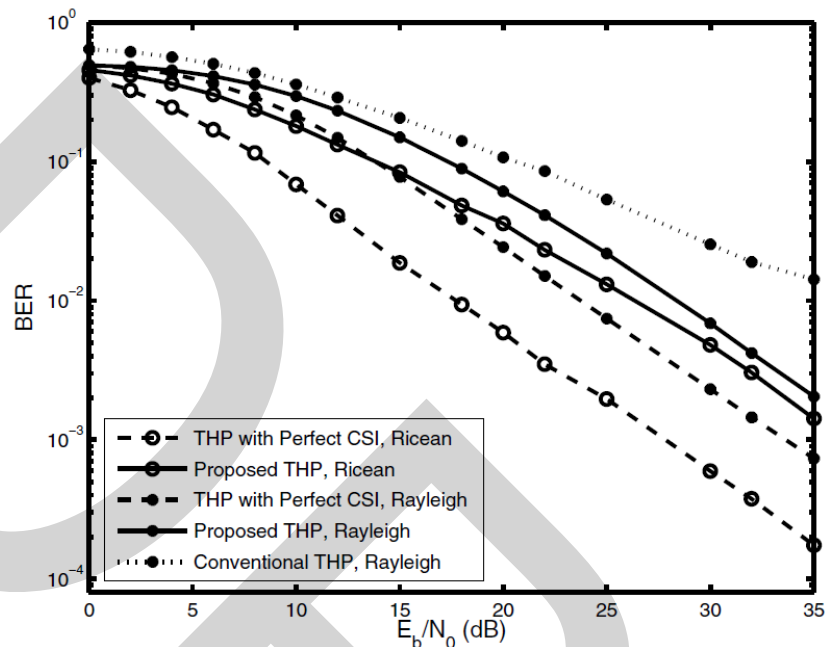
รูปที่ 2.30 Tomlinson-Harashima Precoding for MIMO channels.

Yu Fu, Witold A. Krzymie'n และ Chintla Tellambura ได้ทำการศึกษาเรื่อง Non-Linear Precoding for OFDM Systems in Spatially-Correlated Frequency-Selective Fading MIMO Channels ซึ่งเป็นการเสนอวิธีการออกแบบระบบ non-linear Precoding ในระบบ Multiple-input Multiple-output (MIMO) ในระบบ OFDM โดยวิเคราะห์การทำงานในภาค Receiver โดยไม่ส่งข้อมูลย้อนกลับมาเพื่อให้ทราบภาค Transmitter รู้ถึงลักษณะของสัญญาณที่ข้อมูลได้ส่งผ่านไป ใช้รูปแบบผสมกันระหว่าง non-linear zero-forcing (ZF) Tomlinson-Harashima Precoding (THP) มาช่วยในการทำงานร่วมของระบบ



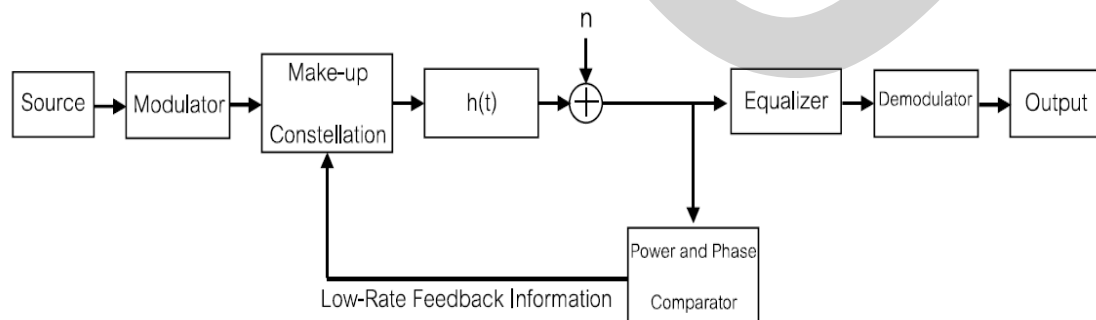
รูปที่ 2.31 Tomlinson-Harashima precoder in a MIMO OFDM link

ซึ่งได้ผลการทดลองนั้นได้ทดสอบช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบ Rayleigh และ Ricean ผลการทดลองที่ที่น่าสนใจอย่างยิ่ง



รูปที่ 2.32 ผลการทดลองระบบ non-linear zero-forcing (ZF) Tomlinson-Harashima Precoding (THP)

ชัยพร เขมะภตะพันธ์ และทศพร จันทร์เฝือก ได้ทำการศึกษาเรื่อง การจัดกลุ่มสัญลักษณ์แบบปรับขนาดเซสำหรับ การสื่อสารเคลื่อนที่บนช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบเรย์ลี งานวิจัยนี้ได้นำเสนอการปรับขนาดเซขนาดและมุมเฟสของกลุ่มสัญลักษณ์ล่วงหน้า ด้วยวิธีการส่งบิตนำร่องเพื่อทดสอบคุณลักษณะของช่องสัญญาณจากนั้นจึงนำข้อมูลอัตราต่ำมากย้อนกลับมาปรับขนาดเซสัญลักษณ์ใหม่ โดยเทียบกับ Equalizer เพียงอย่างเดียว



รูปที่ 2.33 การจัดกลุ่มสัญลักษณ์แบบปรับขนาดเซที่มีการจางหายแบบเรย์ลี



## 2.11 แนวทางของวิทยานิพนธ์

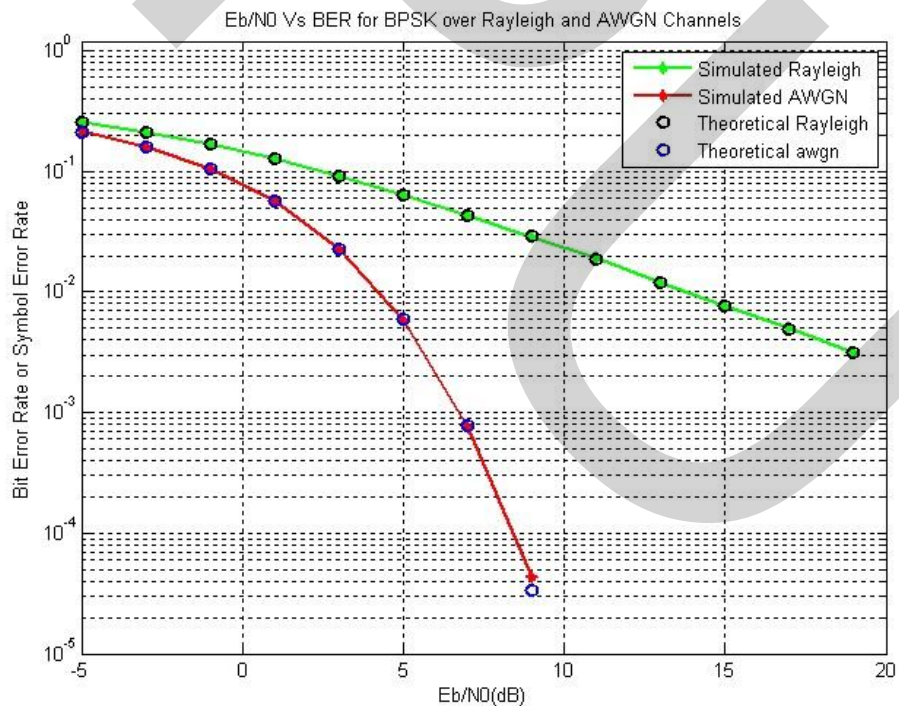
งานวิจัยนี้เป็นการผสมผสานระหว่างหลักการของระบบ Precoding และ OFDM เข้าด้วยกัน โดยที่มี Equalizer ในภาครับเพียงอย่างเดียว มีการป้อนข้อมูลย้อนกลับขนาดต่ำ เพื่อลดภาระการทำงานของระบบที่ซับซ้อนลง ในส่วนการทดลองและวัดประสิทธิภาพนั้น จะใช้การคำนวณทางคณิตศาสตร์ด้วยโปรแกรม MATLAB พร้อมทั้งเปรียบเทียบกับ BER ซึ่งผู้วิจัยตั้งใจจะนำระบบ Precoding มาวิเคราะห์ผลเพื่อหาประสิทธิภาพที่ดีที่สุด และนำมาพัฒนาเพื่อให้เป็นระบบใหม่ที่มีความซับซ้อนน้อย และทำงานร่วมกับระบบ OFDM ที่มีอุปกรณ์ประกอบระบบชนิดอื่นๆ ได้เป็นอย่างดี

## บทที่ 3

### การดำเนินงานและแนวทางการพัฒนาระบบ

#### 3.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องและแบบจำลองระบบ

ระบบการสื่อสารแบบไร้สายเมื่อมีการส่งข้อมูลผลกระทบที่เกิดขึ้นจากสภาพแวดล้อมต่างๆ จึงเป็นสิ่งที่หลีกเลี่ยงไม่ได้และทำให้ข้อมูลที่ไปส่งไปถึงเครื่องรับมีค่าผิดพลาดไปจากรูปแบบเดิมดังนั้นในงานวิจัยที่นำเสนอเป็นการจัดระดับของการจัดกลุ่มสัญลักษณ์ โดยการปรับกลุ่มแอมพลิจูดและเฟสไปเรื่อยๆ เป็นหลักการที่ไม่ซับซ้อน เป็นการเปรียบเทียบบิตที่ส่งออกไปในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่และทำการส่งกลับดัชนีที่ใช้การจัดกลุ่มสัญลักษณ์แบบปรับขนาดในอัตราที่ต่ำมาก เพื่อให้การสื่อสารมีประสิทธิภาพเพิ่มมากขึ้น



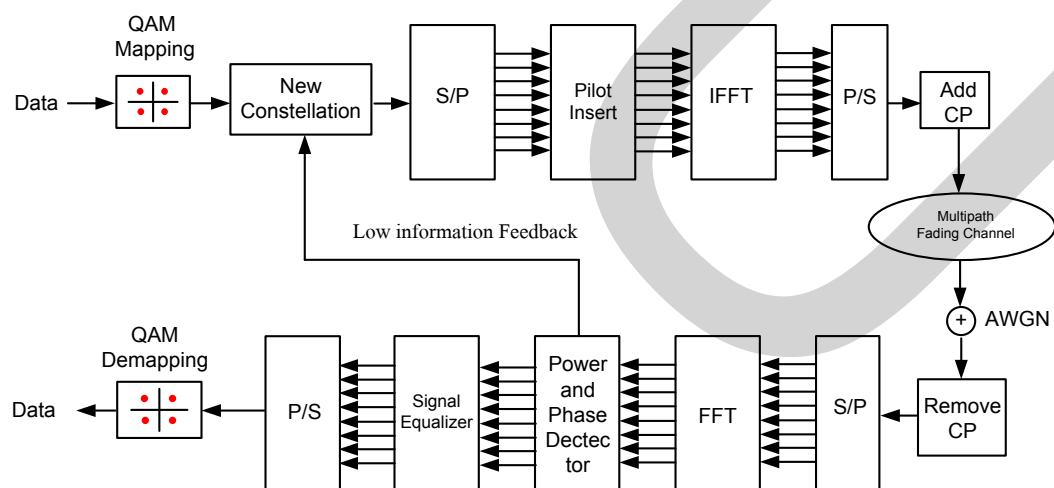
รูปที่ 3.1 ความน่าจะเป็นที่เกิดความผิดพลาดของระบบการส่งที่มีการจางหายแบบเรย์ลี<sup>1</sup>

<sup>1</sup> <http://www.gaussianwaves.com/2011/05/ebn0-vs-ber-for-bpsk-over-rayleigh-channel-and-awgn-channel-2/>

สิ่งที่เกิดในรูปที่ 3.1 ระบบการสื่อสารแบบไร้สายนั้นคือ ช่องการสื่อสารที่มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลาอันเนื่องมาจากองค์ประกอบต่างๆ เช่น สิ่งแวดล้อม ความเร็วในการเคลื่อนที่ของเครื่องรับ-ส่ง รวมถึงอุณหภูมิ มีผลทำให้อุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณได้รับข้อมูลที่ผิดพลาด ในปัจจุบันได้มีการพัฒนาอุปกรณ์ตรวจจับชนิดต่างๆ เพื่อแก้ไขในจุดนี้อย่างกว้างขวาง ซึ่งในงานวิจัยชิ้นนี้ได้เป็นอีกแนวทางหนึ่งที่ผสมผสานการทำงานระหว่างระบบการปรับแต่งแบบปรับชดเชยสัญญาณล่วงหน้ากับระบบ OFDM ที่นิยมใช้กันในปัจจุบัน ขั้นตอนในการวิจัยนั้นมีดังนี้

### 3.2 การทำงานและการวิเคราะห์ผลกระทบ

ในการออกแบบระบบการสื่อสารแบบไร้สายในระบบ OFDM จำเป็นต้องเข้าใจในหลักการทำงานของระบบเสียก่อนเพื่อวิเคราะห์ปัญหาที่เกิดขึ้น จากนั้นจึงสามารถพัฒนาอุปกรณ์อื่นๆ ที่ใช้งานร่วมกันได้ ในการจำลองระบบนี้จะแบ่งการทำงานออกเป็น 2 ส่วนนั้น คือ ส่วนของการรับ-ส่งระบบ OFDM ที่มีและไม่มี การป้อนข้อมูลย้อนกลับ เพื่อปรับชดเชยสัญญาณให้เห็นข้อแตกต่างของบิดผิดพลาดในแต่ละระบบ เพื่อให้สามารถนำไปวิเคราะห์ได้ง่าย และส่วนของการประมวลผลจะใช้โปรแกรม MATLAB ในการสร้างระบบจำลองขึ้นมาโดยอ้างอิงจากงานวิจัยในภาพรวมมีรูปแบบการทำงานในระบบที่จะนำเสนอดังรูปที่ 3-2



รูปที่ 3.2 แบบจำลองระบบช่องการสื่อสาร

ขั้นตอนการทำงานของแบบจำลองมีดังนี้

1. ในตำแหน่งภาคส่งจะสร้างบิตข้อมูลที่มีรูปแบบเป็นเลขฐานสอง
2. จากนั้นทำการมอดูเลตให้ข้อมูลอยู่ในรูปของจำนวนเชิงซ้อนที่มีความสัมพันธ์ไอ

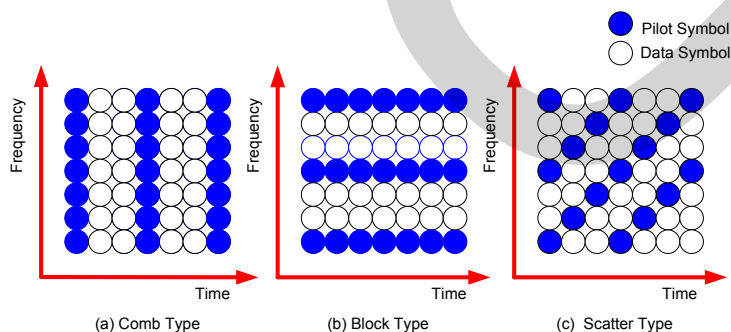
และคว (IQ: Inphase Quadrature)

3. ปรับชดเชยสัญลักษณ์ในภาค Constellation โดยรับสัญญาณ Low Information Feedback จาก Power and Phase Detector ในภาครับ ซึ่งการป้อนกลับของข้อมูลขนาดต่ำมากนี้ ช่วยบอกถึงลักษณะช่องสัญญาณก่อนที่จะส่งข้อมูลข่าวสารผ่านช่องทางการสื่อสารเดิมสัญญาณที่ได้จะผ่านลักษณะช่องสัญญาณที่เป็นพหุวิถึ พร้อมทั้งสัญญาณรบกวนรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก เมื่อเข้าถึงภาครับระบบ OFDM สัญญาณจะผ่านไปยังอุปกรณ์แยกสัญญาณข้อมูลและสัญญาณนำร่องออกจากกัน สัญญาณนำร่องจะถูกใช้เป็นข้อมูลป้อนกลับซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

### 3.3 รูปแบบการจัดวางสัญญาณนำร่อง<sup>2</sup>

การใช้เทคนิคการนำร่องในการช่วยหาค่าคุณลักษณะของช่องสัญญาณเนื่องจากความไม่ซับซ้อนและมีประสิทธิภาพในการนำมาใช้งานเมื่อเทียบกับแบบบอด (Blind estimation)

ดังนั้นจึงเป็นประโยชน์อย่างมากในการทราบถึงการจัดวางสัญญาณอ้างอิงในแบบต่างๆ ซึ่งความหมายของสัญญาณนำร่อง (Pilot system) คือ สัญญาณที่ทางภาคส่งและภาครับทราบค่าและเข้าใจตรงกันหรือพิจารณาอีกมุมหนึ่งคือสัญลักษณ์ที่ถูกส่งด้วยกำลังสัญญาณที่มากกว่ากำลังสัญญาณข้อมูลที่ต้องการส่ง เพื่อใช้เป็นสัญลักษณ์ในการอ้างอิง รูปแบบการจัดวางของสัญลักษณ์นำร่องแบ่งได้ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.3 การจัดวางสัญญาณนำร่องแบบต่างๆ

<sup>2</sup> สมชาย จิตะพันธ์กุลและพฤกษา ตันทรงเจริญ. การแก้ไขความถี่ออฟเซตสำหรับมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอบนช่องสัญญาณที่มีเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่. กรุงเทพฯ. จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

### 3.3.1 การจัดวางสัญญาณนำร่องทางเวลา (Comb type pilot)

จะมีการแทรกสัญญาณนำร่องทุกช่วงเวลาหนึ่งของการส่งข้อมูล โดยแทรกสัญญาณนำร่องในทุกคลื่นพาห่อย่อยดังรูปที่ 3.2 (a) โดยระยะห่างหรือช่วงเวลาดำรับการแทรกสัญญาณนี้ขึ้นอยู่กับปัจจัยหลายด้าน อาทิเช่น ความไวของการเปลี่ยนแปลงคุณลักษณะของช่องสัญญาณทางเวลา ถ้าช่องการสัญญาณความถี่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วช่วงเวลาในการส่งสัญญาณนำร่องนั้นต้องถี่ขึ้น เพื่อคงประสิทธิภาพสำหรับการประมาณผลต่างๆ อันเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงได้ ซึ่งรูปแบบการจัดวางสัญญาณนำร่องแบบนี้เป็นที่นิยมมากเพราะประมาณคุณลักษณะของช่องสัญญาณได้ดี

### 3.3.2 การจัดวางสัญญาณนำร่องทางความถี่ (Block type pilot)

เป็นการแทรกสัญญาณนำร่อง ณ ความถี่ต่างๆ ในทุกช่วงความถี่ย่อยทั้งหมดตลอดช่วงเวลาหนึ่ง พิจารณาจากรูปที่ 3.2 (b) ซึ่งเป็นรูปแบบที่มองในโดเมนที่กลับกันกับการจัดวางสัญญาณนำร่องทางเวลา โดยการกำหนดระยะห่างของสัญญาณนำร่องพิจารณาเช่นเดียวกับแบบแรกที่ได้กล่าวไว้ แต่จะได้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าเมื่อช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาอย่างรวดเร็ว เนื่องจากมีการส่งสัญญาณนำร่องตลอดช่วงเวลาหนึ่งซึ่งเพียงพอสำหรับการประมาณค่าแต่ข้อเสียคือถ้าพิจารณาจากลักษณะการเกิดเฟส ดิงแบบเลือกความถี่ (Frequency selective fading) โดยประสิทธิภาพจะด้อยกว่าแบบการจัดวางสัญญาณนำร่องทางเวลา

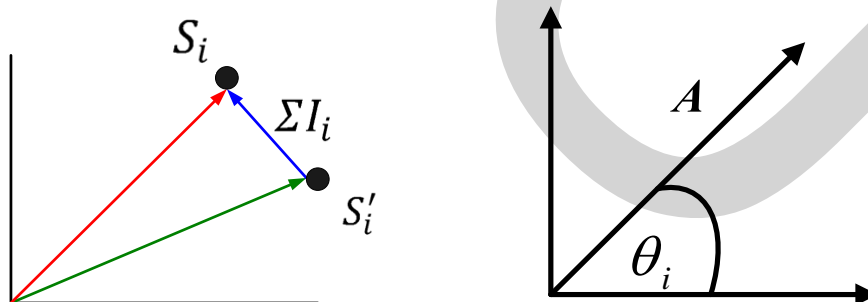
### 3.3.3 การจัดวางสัญญาณนำร่องแบบกระจาย (Scatter type pilot)

เป็นการผสมข้อดีของการจัดวางสัญญาณนำร่องทั้งสองชนิดที่ได้กล่าวมาข้างต้นทั้งในแกนความถี่และแกนเวลาเพื่อเพิ่มแบนด์วิดท์ในการส่งข้อมูลเมื่อพิจารณาลักษณะการจัดวางดังรูปที่ 3.2 (c) โดยมีหลักการคือ ลดปริมาณสัญญาณนำร่องในระบบเพื่อส่งข้อมูลและยังคงประสิทธิภาพที่ดีกว่าหรือเทียบเท่ากับสองรูปแบบที่ได้กล่าวข้างต้น โดยกำหนดให้มีการส่งสัญญาณนำร่อง ณ ช่วงเวลาหนึ่งๆ สำหรับแต่ละความถี่โดยมีรูปแบบที่แน่นอน

### 3.4 การจัดกลุ่มแบบปรับชดเชย

เป็นแบบจำลองของการสื่อสารแบบไร้สายที่มีการจัดกลุ่มสัญลักษณ์เป็นแบบการปรับระดับ (Compensate Constellation) สำหรับการทำงานในส่วนของ Forward Link มีการนำข้อมูลดิจิทัล จากชุดของข้อมูลที่มาจากภาคมอดูเลต เพื่อใช้ในการคำนวณเลขเชิงซ้อนที่มีความสัมพันธ์กับชุดข้อมูลดังกล่าว  $S_i = Ae^{j\theta}$  เมื่อ  $A$  เป็นขนาดของสัญญาณข้อมูลซึ่งมีค่าคงที่ในกรณีที่มีการมอดูเลตแบบเฟส และ  $\theta$  เป็นเฟสของสัญญาณข้อมูล ณ เวลาต่างๆ  $I_i$  เป็นการหารูปแบบของสัญญาณที่มีการถูกส่งออกไปผ่านระบบสื่อสาร เนื่องจากคุณลักษณะของช่องสัญญาณที่ถูกนำมาพิจารณาเป็นช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบมัลติพาท ดังนั้นการทับซ้อนระหว่างสัญลักษณ์  $I_i$  ที่ถูกนำมาใช้งานที่ภาคจัดกลุ่มการปรับชดเชยกลุ่มสัญลักษณ์ สามารถนำมาจากการทำงานในส่วนของ Reverse Link มาใช้งานได้เนื่องจากค่าที่มีใกล้เคียงกับผลกระทบใน Forward Link

การปรับชดเชยกลุ่มสัญลักษณ์ จะเป็นการส่งสัญญาณนำร่องเพื่อตรวจสอบคุณลักษณะของช่องสัญญาณเป็นระยะ งานวิจัยนี้จึงได้ศึกษาโครงสร้างรวมถึงรูปแบบการรับและปรับชดเชยข้อมูลที่มีข้อผิดพลาด ทั้งขนาดและเฟสของข้อมูลเมื่อผ่านช่องสัญญาณ เมื่อภาครับทราบถึงการเปลี่ยนแปลงสภาพช่องสัญญาณแล้ว จึงทำการส่งข้อมูลไปช่องสัญญาณที่มีการปรับแก้คืนไปยังภาคส่งเพื่อจัดกลุ่มสัญลักษณ์ใหม่แบบปรับชดเชยทั้งขนาดและเฟสข้อมูลที่มีผลกระทบการจางหายแบบมัลติพาท ดังรูป



รูปที่ 3.4 การปรับชดเชยสัญลักษณ์

ภายใต้การทำงานในระบบมอดูเลต พบว่าสัญลักษณ์ของสัญญาณที่ถูกส่งออกมาแต่ละเวลาอยู่ในช่วงของ

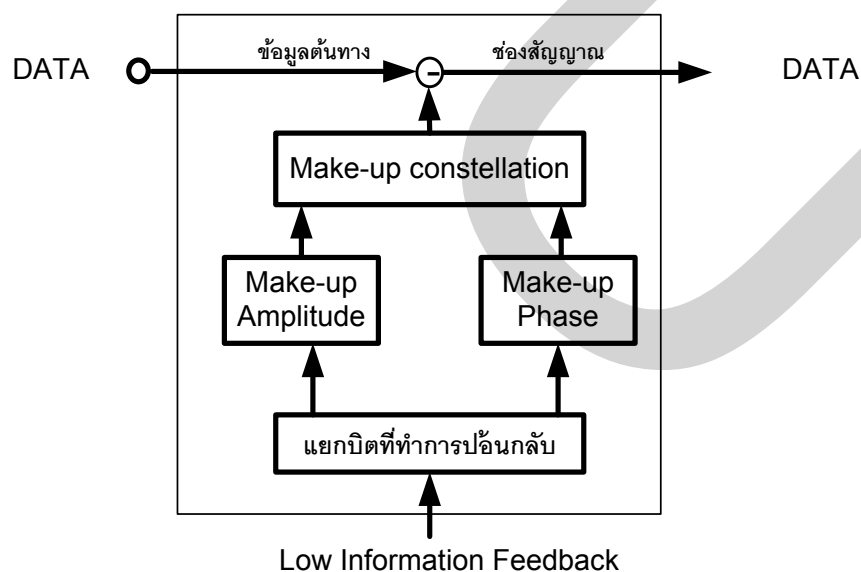
$t$  ที่มีค่าเท่ากับ

$$S_i = Ae^{j\theta} \quad (3.1)$$

โดยค่าสัมประสิทธิ์ของ  $A$  เป็นค่าที่แสดงถึงขนาดของสัญญาณและ  $\theta$  แสดงถึงเฟสที่ถูกส่งออกมาในช่วงเวลา  $t_k$  วิธีการจัดกลุ่มสัญลักษณ์แบบปรับขนาดเช่นนี้จะจัดกลุ่มสัญลักษณ์ล่วงหน้าเพื่อที่ว่าสัญลักษณ์เมื่อถึงปลายทางแล้วไม่มีการแทรกสอดของสัญลักษณ์หรือส่งผลกับสัญลักษณ์ให้เกิดผลน้อยที่สุด ซึ่งคำนวณได้จากสมการ

$$S'_i = S_i - \Sigma I_i \quad (3.2)$$

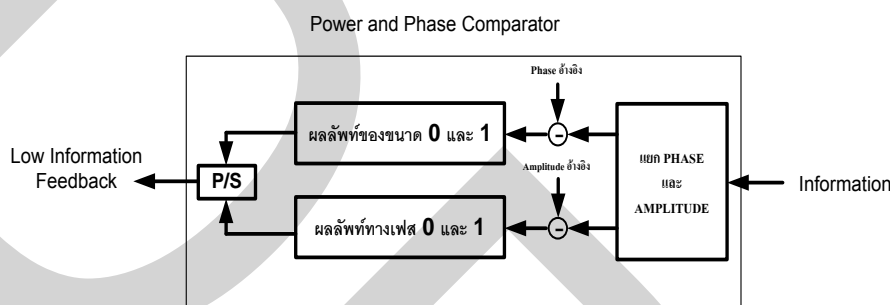
โดยสัญญาณ  $S'_i$  คือ ผลที่ได้จากการคำนวณเป็นข้อมูลที่ถูกส่งออกมาจากภาคการจัดกลุ่มแบบปรับขนาดหลังจากได้ Low Information Feedback เป็นข้อมูลในการปรับแก้กลุ่มสัญลักษณ์ ส่วน  $I_i$  เป็นตัวแปรที่ถูกนำมาหักล้างจากสัญลักษณ์ที่ได้จากภาคมอดูเลตใช้ชดเชยการแทรกสอดระหว่างกลุ่มสัญลักษณ์ที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณที่ถูกส่งออกไปก่อนหน้านี้



รูปที่ 3.5 ภาค Transmitter

ข้อมูลที่ได้ปรับแก้แล้วจะถูกส่งเข้าไปยังแบบจำลองระบบ ผู้วิจัยได้อาแบบจำลองที่อ้างอิงมาจากมาจากและได้เพิ่มช่องสัญญาณแบบพหุวิถีอีก 5 เส้นทาง

ในภาครับเมื่อผ่านแบบจำลองระบบ จากรูปที่ 3.2 ข้อมูลจะถูกแยกเฟสและแอมพลิจูดเพื่อเทียบกับสัญญาณอ้างอิง ดังรูปที่ 3.6 จากนั้นข้อมูลที่ได้จะส่งย้อนกลับครึ่งละสองบิตเพื่อเป็นข้อมูลที่ใช้ในการปรับแก้สัญญาณถัดไป



รูปที่ 3.6 การสร้างข้อมูลย้อนกลับในภาค Receiver

ในส่วนการทำงานของ Demodulator เป็นการแปลงข้อมูลจากจำนวนเลขเชิงซ้อนให้กลับมาเป็นเลขฐานสองเพื่อให้เป็นข้อมูลอยู่ในระบบ Digital และจะได้นำไปใช้ต่อไป

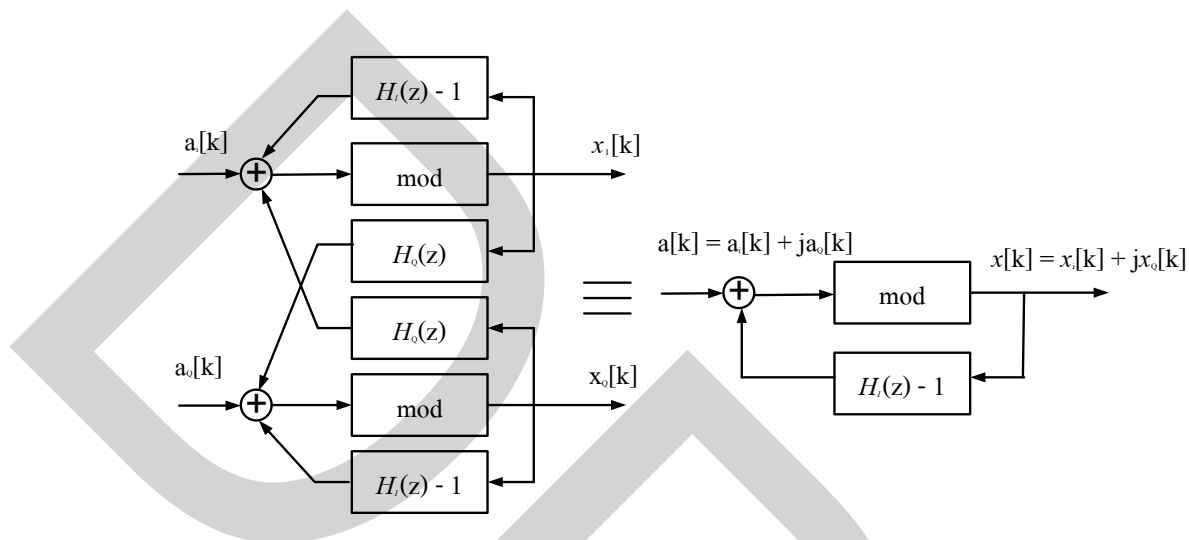
### 3.5 การจัดเรียงสัญลักษณ์และการเข้ารหัส THP<sup>3</sup>

การเข้ารหัสแบบ THP แบบ 1 มิติ งานวิจัยนี้ได้กล่าวไว้เมื่อข้างต้นแล้วแต่การทดสอบนี้ได้ทำการปรับในอยู่ในลักษณะ 2 มิติ เพื่อใช้ทดลองให้เข้ากับระบบ QAM โดยจะเทียบเคียงในวงจรมอดูเลเตอร์ ซึ่งค่าของเบสแบนด์ในส่วนของสัญญาณย้อนกลับ (Feedback filter) นั้น จะใช้ค่าย้อนกลับที่ประกอบด้วย 4 ส่วน ได้แก่ค่าจริงที่ประสานกันและค่าที่ได้จากการ Modulo โดยแบ่งที่ได้นั้นออกเป็น ส่วน In phase และ Quadrature โดยค่าที่ได้นั้นอยู่ในรูปของเวกเตอร์

<sup>3</sup> Robert Fischer. (2007). "Precoding Scheme". Precoding and Signal shaping for Digital Transmission, John Wiley & Son Inc .ISBN 0-471-224110-3



จากการเข้ารหัส THP แบบ 2 มิติ ที่ใช้สำหรับ Constellation แบบ QAM ที่แสดงในรูปที่ 3.7 โดยมีสัญญาณตอบสนองอิมพัลส์คือ  $\langle x[k] \rangle$ ,  $h(0)=1$  ค่า corresponding ของทรานเฟอร์ฟังก์ชันจะเป็นค่าของ Complex channel จะมีค่าเทียบเท่า Equivalent complex baseband



รูปที่ 3.7 ลักษณะ Two Dimensional Tomlinson – Harashima Precoding สำหรับระบบ QAM

### 3.6 พารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับการทดลอง

เพื่อให้ผลการทดลองใกล้เคียงกับระบบการสื่อสารแบบไร้สายที่ใช้งานในปัจจุบันมากที่สุด จึงนำพารามิเตอร์ต่างๆเข้ามาเกี่ยวข้องมาประกอบในแบบจำลองระบบที่ออกแบบขึ้นมาดังนี้

1. พารามิเตอร์ของช่องสัญญาณแบบพหุวิธี และสัญญาณรบกวน AWGN ในแบบจำลองระบบนี้เป็นส่วนประกอบที่สำคัญสำหรับการสื่อสารแบบไร้สาย ซึ่งแต่ละช่องสัญญาณจะมีลักษณะที่แตกต่างกันออก ส่งผลทำให้ข้อมูลผิดพลาด ซึ่งงานวิจัยนี้จำลองเส้นทางขึ้น 5 เส้นทาง

2. พารามิเตอร์ที่ใช้ในการปรับขนาดและเฟสของข้อมูลที่ต้องการส่งโดยอัตราการปรับขนาดตรง ตารางที่ 3 โดยมี Feedback information ย้อนกลับส่งกลับมาครั้งละ 2 บิต ซึ่งข้อมูลที่ย้อนกลับมานี้จะบอกถึงลักษณะของข้อมูลมีขนาดและเฟสที่เปลี่ยนแปลงไปจากเดิมในภาครับ

ตารางที่ 3.1 อัตราการปรับชดเชย

Feedback information	การปรับชดเชยสัญลักษณ์
00	ลดแอมพลิจูด 0.5 dB ลดเฟส 5°
01	ลดแอมพลิจูด 0.5 dB เพิ่มเฟส 5°
10	เพิ่มแอมพลิจูด 0.5 dB ลดเฟส 5°
11	เพิ่มแอมพลิจูด 0.5 dB เพิ่มเฟส 5°

3. พารามิเตอร์อื่นๆที่เกี่ยวข้องกับระบบการสื่อสารไร้สายที่ใช้ในการออกแบบ ที่นำเสนอนี้ได้กำหนดกลุ่มของข้อมูลที่จะใช้ในการส่งไปยังเครื่องรับโดยแบ่งข้อมูลออกเป็นสองส่วนคือ ส่วนของบิตนำร่องที่แทรกทุกกระยะและส่วนของบิตข้อมูลและอีกส่วนหนึ่งคือบิตของข้อมูลนั่นเอง

ตารางที่ 3.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในอื่นๆที่เกี่ยวข้องในการกำหนดระบบ

Training Overhead	5 %
Feedback Rate	1000 Hz
Equalizer Type	Zero forcing
Channel type	Rayleigh Fading channel

4. พารามิเตอร์ในระบบ OFDM ผู้วิจัยได้นำมาใช้เป็นไปตามมาตรฐาน IEEE802.11a มาเป็นข้อกำหนดในการทดสอบแบบจำลองระบบ

ตารางที่ 3.3 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการกำหนดระบบ OFDM

o.	Parameter	Value
1.	Data	64 Kbit
	Carrier Modulation	QAM (4PSK)
	data sub carriers	52
	Number of IFFT Size	64
	Cyclic prefix length	16
	Pilot Type	Block
	Pilot Type	1/16

### 3.7 การแก้ปัญหาการผ่านจุดตัดศูนย์<sup>4</sup>

หนึ่งในปัญหาที่พบในระบบการสื่อสารไร้สายคือปัญหาการผ่านจุดตัดศูนย์ (Zero crossing) เมื่อพิจารณาถึง Zero crossing จะทราบว่าเป็นพื้นฐานของคณิตศาสตร์ทางอิเล็กทรอนิกส์ นั่นคือ ฟังก์ชันของการเปลี่ยนแปลง เช่น เปลี่ยนจากบวกไปลบ แทนการที่จะแสดงถึงการข้ามแกน ณ จุดที่เป็นศูนย์ในฟังก์ชันของกราฟ

ในระบบการสื่อสารไร้สายเมื่อเกิดการส่งสัญญาณของกลุ่มสัญลักษณ์ที่ผ่านจุดตัดศูนย์จะทำให้พลังงานในการส่งในขณะนั้นมีค่าเป็นศูนย์ จึงเป็นการยากที่เครื่องรับสามารถที่จะรับและแปลงสัญญาณได้อย่างถูกต้องจากที่ได้กล่าวข้างต้น ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ประยุกต์ใช้งานการจัดรูปร่างพัลส์ (Pulse Shaping) และวิธีการกรองไรต์โคซายน์ โดยติดตั้งในภาคการปรับแต่งสัญญาณเพื่อชะลอการ Constellation ลดการผ่านจุดผ่านศูนย์ จึงทำให้เครื่องรับสามารถรับข้อมูลได้อย่างถูกต้อง และช่วยลดอัตราข้อมูลผิดพลาดในระบบที่นำเสนอซึ่งจะอธิบายดังต่อไปนี้

<sup>4</sup> สมศักดิ์ ช่วยชุ่ม. “การสื่อสารดิจิทัล”. ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

### 3.7.1 การจัดรูปร่างพัลส์ (Pulse Shaping)

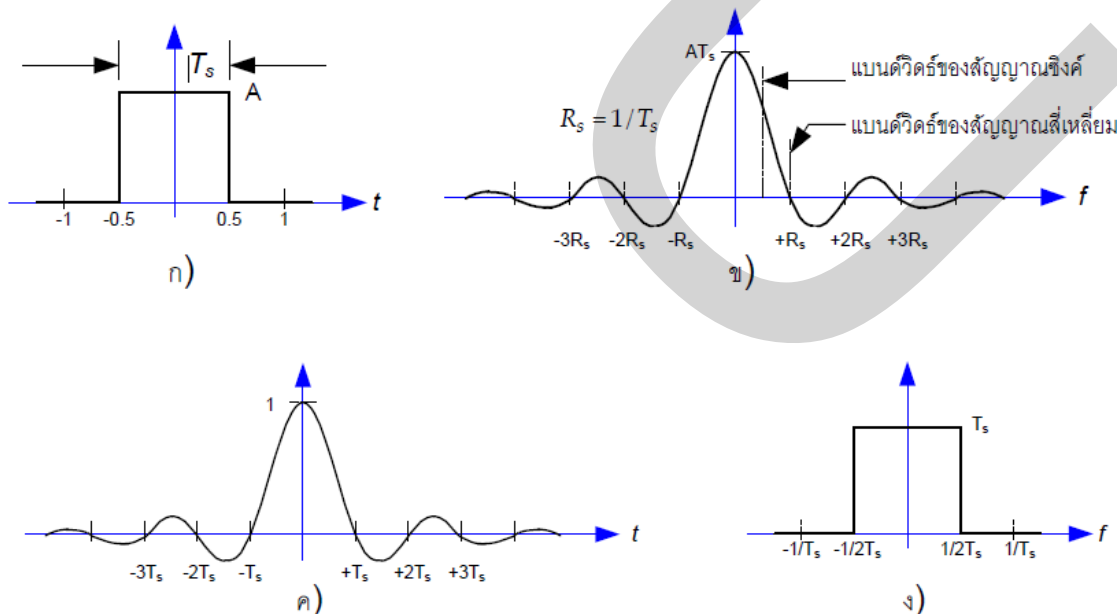
การแก้ปัญหาของการรบกวนกันระหว่างข้อมูล สามารถที่จะทำได้โดยการจัดรูปร่างพัลส์เสียก่อนที่จะส่ง จะเริ่มจากสัญญาณสี่เหลี่ยม ซึ่งมีความกว้าง  $T_s = T_b = 1$  และมีความสูงเท่ากับ A ดังแสดงใน รูปที่ 3.7 ก) ซึ่งหากเขียนเป็นสมการได้คือ

$$g(t) = \Pi\left(\frac{At}{T_s}\right) \quad (3.3)$$

ในโดเมนความถี่สัญญาณนี้ก็คือ

$$G(f) = AT_s \operatorname{sinc}(fT_s) \quad (3.4)$$

หรือซิงค์ ฟังก์ชันที่มีความสูง  $AT_s$  และตัดศูนย์ที่  $f = \pm \frac{n}{T_s} = \pm nR_s$  ดังแสดงในรูปที่ 3.7 ข) ในกรณีนี้ความกว้างของบิตในการส่งคือ 1 วินาที หรือ  $T_s = 1 \text{ sec}$  ดังนั้นความเร็วในการส่งก็คือ 1 บิตต่อวินาที หรือ  $R_s = \frac{1}{T_s} = 1 \text{ bit/sec}$



รูปที่ 3.8 สัญญาณสี่เหลี่ยมและซิงค์

การที่เราส่งข้อมูลในลักษณะของพัลส์นั้นจึงมีข้อจำกัดคือ

1) ในโดเมนเวลาสัญญาณพัลส์ที่สมบูรณ์นั้นทำได้ยาก เนื่องจากจะมีเวลาขาขึ้นและขาลง

2) ในโดเมนความถี่สัญญาณพัลส์จะมีสเปกตรัมที่แผ่กว้างออกไป (จนถึงอนันต์ ดูรูปที่ 3.7 ข) ซึ่งจะขัดกับ FCC ที่ควบคุมแถบความถี่เพื่อป้องกันการรบกวนกันระหว่างอุปกรณ์

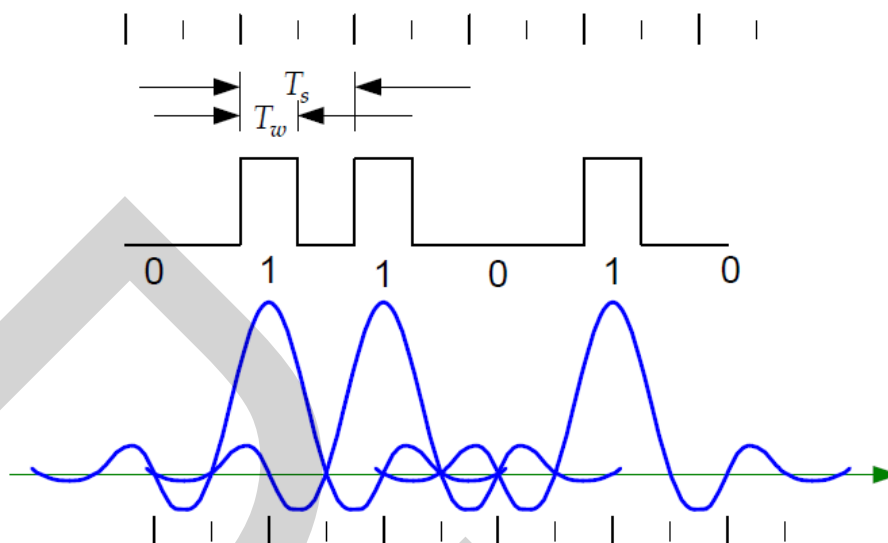
3) จะเกิดการสอดแทรกภายใน (ISI) ได้ง่าย

สัญญาณสี่เหลี่ยมในโดเมนเวลาก็คือสัญญาณซิงค์ในโดเมนความถี่ ดังนั้นหากเราส่งข้อมูล (ในโดเมนเวลา) ซึ่งแทนด้วย สัญญาณฟังก์ชันซิงค์ หรือในโดเมนความถี่ก็คือสัญญาณสี่เหลี่ยม จะทำให้ไม่มีการสอดแทรกภายในทั้งแบนด์วิดท์ก็ยังลดลงมาอีกครึ่งหนึ่ง (เพราะว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณซิงค์จะประมาณครึ่งหนึ่งของแบนด์วิดท์ของสัญญาณสี่เหลี่ยม) เหล่านี้ดูเหมือนจะเป็นเรื่องที่ดีแต่ความจริงแล้ว จะมีข้อจำกัดคือ

1) การที่จะทำให้ได้สัญญาณสี่เหลี่ยมที่สมบูรณ์นั้น ส่วนหางของสัญญาณต้องมีมากพอในความเป็นจริง ก็คือมีได้จำกัดดังนั้นการตัดให้สั้นลงก็จะทำให้ไม่ได้สัญญาณสี่เหลี่ยมที่สมบูรณ์ทำให้เกิดสอดแทรกภายในได้

2) อย่งไรก็ตามหางของสัญญาณซิงค์ซึ่งปรากฏอยู่ในบริเวณของสัญญาณถัดกัน หากมีความคลาดเคลื่อนแล้วจะส่งผลให้เกิดสอดแทรกภายในได้

จากรูปที่ 3.7 จะเห็นได้ว่า หากเราให้สัญญาณข้อมูลไม่เกินครึ่งหนึ่งของระยะห่างการส่ง จะไม่มีการรบกวนกันเกิดขึ้นซึ่งแสดงให้เห็นในรูปที่ 3.8 เป็นส่วนหนึ่งของการส่งสัญญาณ “011010” อย่งไรก็ตามจากข้อจำกัดที่กล่าวมาแล้ว เราสามารถที่จะสร้างสัญญาณที่คล้ายสัญญาณซิงค์ และมีคุณสมบัติที่ต้องการมากขึ้น สัญญาณที่ว่านี้คือ สัญญาณไรส์โคไซน์ (Raised Cosine Pulse)



รูปที่ 3.9 สัญญาณซิงค์และข้อมูล “011010”

### 3.7.2 การแก้ปัญหาโดยใช้การกรองไรส์โคซายน์ (Raised-Cosine Filter)

สัญญาณไรส์โคซายน์ ในโดเมนเวลาสามารถเขียนได้โดย

$$h(t) = \text{sinc} \left( \frac{t}{T_s} \right) T_s \left[ \frac{\cos \pi \alpha t / T_s}{1 - (2\alpha t / T_s)^2} \right] \quad (3.5)$$

สัญญาณไรส์โคซายน์เป็นการปรับปรุงสัญญาณซิงค์ โดยเทอมหลังจะเป็นเทอมของโคซายน์ที่ปรับปรุงให้สัญญาณนี้มี คุณสมบัติที่ดีกว่าสัญญาณซิงค์ ค่า  $\alpha$  นี้เรียกว่าแฟคเตอร์ลาดเอียง (Roll-off factor)

สัญญาณซิงค์จะมีแบนด์วิดท์  $W$  ซึ่ง

$$W = \frac{1}{2T_s} \quad (3.6)$$

ในขณะที่สัญญาณไรส์โคซายน์สามารถที่จะมีแบนด์วิดท์ในช่วง  $W \rightarrow 2W$  และหาก  $W_0$  เป็นแบนด์วิดท์ที่ต้องการแล้วจะได้ว่า

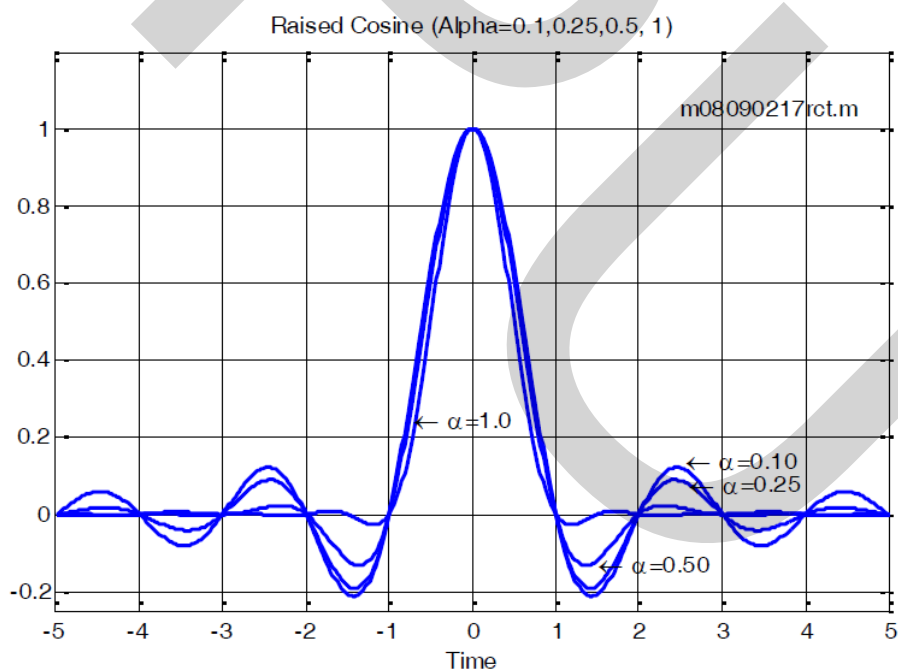
$$W_0 = (1 + \alpha)W \quad (3.7)$$

ปกติแล้วเราต้องการแบนด์วิดธ์ต่าง ๆ จึงให้  $\alpha$  มีค่าต่ำเช่น การสื่อสารไร้สายจะเลือก  $\alpha$  ประมาณ 0.2 ถึง 0.4 ในโดเมนความถี่สัญญาณไรส์โคซายน์จะเขียนได้เป็น

$$H(f) = \begin{cases} T_s & ; 0 \leq |f| \leq \frac{(1+\alpha)}{2T_s} \\ T_s \cos^2 \left[ \frac{\pi T_s}{2\alpha} \left( |f| - \frac{(1-\alpha)}{2T_s} \right) \right] & ; \frac{(1-\alpha)}{2T_s} \leq |f| \leq \frac{(1+\alpha)}{2T_s} \\ 0 & ; |f| > \frac{(1+\alpha)}{2T_s} \end{cases} \quad (3.8)$$

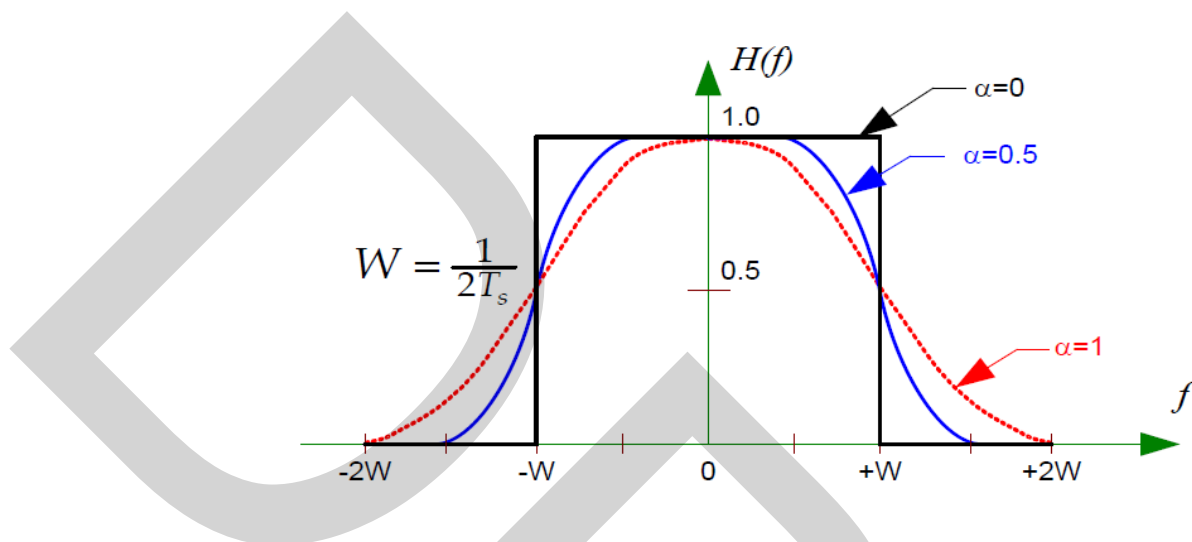
และเมื่อ  $\alpha = 1$  ก็จะเรียกว่าโคซายน์ลาดเอียงอย่างสมบูรณ์ (full-cosine roll-off) และกรณีนี้การตอบสนองความถี่จะเขียนได้เป็น Elsewhere

$$H(f) = \begin{cases} \frac{T_s}{2} (1 + \cos(\pi f T_s)) & |f| < \frac{1}{T_s} \\ 0 & |f| > \frac{1}{T_s} \end{cases} \quad (3.9)$$



รูปที่ 3.10 สัญญาณไรส์โคซายน์ ในโดเมนเวลา  $h(t) = \text{sinc}\left(\frac{t}{T_s}\right)$

$$T_s \left[ \frac{\cos \pi \alpha t / T_s}{1 - (2\alpha t / T_s)^2} \right] \text{ ที่มีค่า } \alpha \text{ ต่างกัน}$$



รูปที่ 3.11 ไรส์โคซายน์ในโดเมนความถี่ที่ค่าแฟกเตอร์ลาดเอียง  $\alpha$  ต่าง ๆ กัน ( $T_s = 1$ )

### 3.7.3 การกรองโดยใช้รากที่สองของไรส์โคซายน์ (Root Raised-Cosine Filter)

การเอาไรส์โคซายน์ไปใช้ในทางปฏิบัติจะแยกเป็น 2 ส่วน (จะให้ผลดีกว่าใช้ไรส์โคซายน์ด้านเดียว) โดยอนุกรมกันแต่จะมีช่องทางสื่อสารคั่นกลาง ในแต่ละส่วนจะเรียกว่า รากที่สองของไรส์โคซายน์ ซึ่งบางทีก็เรียกว่าการกรองเบสแบนด์ (Baseband filter) โดยการตอบสนองความถี่ คือ

$$H(f) = \begin{cases} T_s & ; 0 \leq |f| \leq \frac{(1+\alpha)}{2T_s} \\ \cos \left[ \frac{\pi T_s}{2\alpha} \left\{ |f| - \frac{(1-\alpha)}{2T_s} \right\} \right] & ; \frac{(1-\alpha)}{2T_s} \leq |f| \leq \frac{(1+\alpha)}{2T_s} \\ 0 & ; |f| > \frac{(1+\alpha)}{2T_s} \end{cases} \quad (3.10)$$





รูปที่ 3.12 การใช้การ ไรส์โคชายน โดยแบ่งเป็นรากที่สองของ ไรส์โคชายน 2 ส่วน

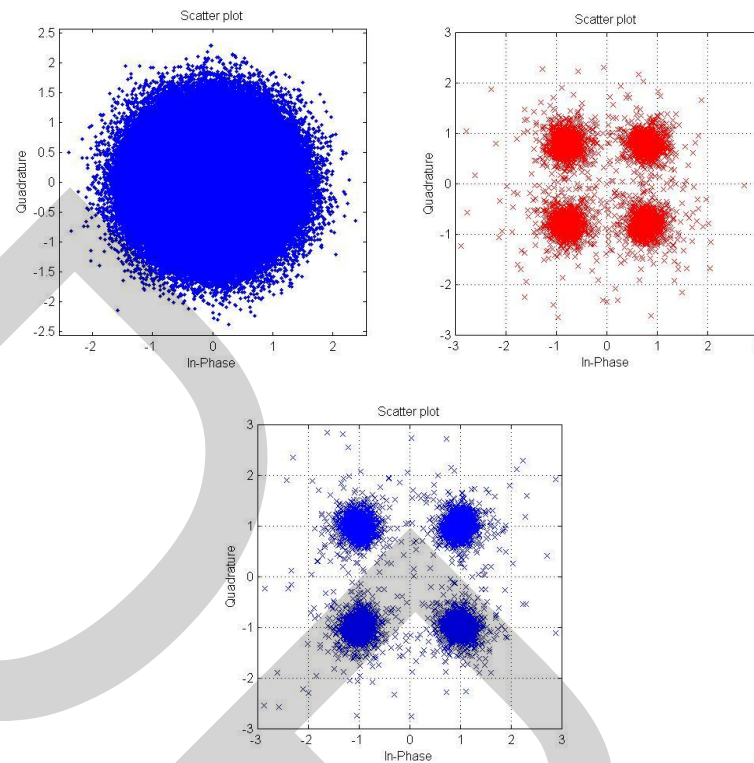
## บทที่ 4

### ผลการศึกษา

#### 4.1 ผลการศึกษาแบบจำลองเปรียบเทียบ ZF, ZF-LIF

เพื่อทดสอบและวัดประสิทธิภาพของรูปแบบ Low Information Feedback (LIF) และ ZF Equalization ที่ได้มานำเสนอในงานวิจัยนี้ กำหนดให้รูปแบบการสื่อสาร OFDM ภายใต้ช่องสัญญาณเป็นแบบ Multipath Rayleigh Fading Channel ระบบสายอากาศ SISO การ Modulation แบบ QPSK, cyclic prefix 1/8 และ FFT 64 ตามมาตรฐาน IEEE802.11a ผลการศึกษาแบบจำลองวิเคราะห์ในมุมมองของ Constellation Diagram เปรียบเทียบ Symbol ที่ภาครับ เมื่อผ่านช่องสัญญาณแล้ว โดยจำแนกเป็น Low Information Feedback และ ZF equalization เพียงอย่างเดียว ดังรูปที่ 4.1

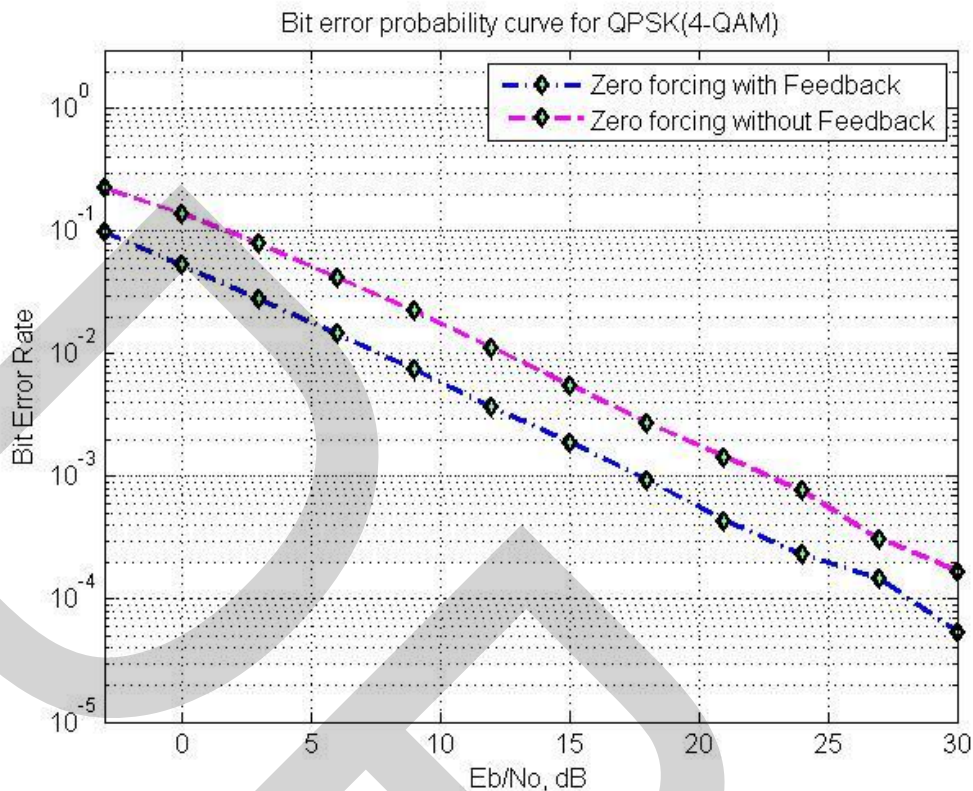
จากการทดลองตามสภาพแวดล้อมที่กำหนดขึ้น ผู้วิจัยได้ทำการทดสอบด้วยการส่งข้อมูลจำนวน 64,000 บิต โดยเป็นอิสระทางสถิติและนำผลทั้งหมดมาเฉลี่ยกัน ซึ่งในการทดลองในสภาพแวดล้อมนี้ ใช้พารามิเตอร์ของช่องสัญญาณแบบพหุวิถี และมีพลังงานในการส่งแต่ละสัญลักษณ์ที่เท่ากัน ค่าพลังงานจากงานวิจัยที่ได้กล่าวข้างต้น ซึ่งยกมาใช้ในการคำนวณเพื่อปรับแก้สัญลักษณ์ ผลที่ได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 4.1 เปรียบเทียบลักษณะของ constellation กับการใช้งานแต่ละรูปแบบ

ผลการจำลองระบบแสดงให้เห็นถึงความจำเป็นที่จะต้องใช้ equalization เพื่อปรับปรุงคุณภาพของสัญญาณที่ภาครับ หากไม่ใช้ equalization ทำให้ภาครับทำงานหนักเนื่องจากต้องตรวจจับ symbol จากรูปสัญญาณจะปนกันเป็นกลุ่มเดียว ทำให้เกิดความผิดพลาดในการตรวจจับสัญลักษณ์ข้อมูล ส่งผลให้อัตราความผิดพลาดระดับบิตหรือ bit error rate (BER) สูง

เมื่อวิเคราะห์ในมุมมองของ constellation สามารถมองเห็นกลุ่มของสัญลักษณ์ข้อมูล แสดงให้เห็นว่าที่ภาครับสามารถตรวจจับได้ง่ายกว่า ดังนั้นประสิทธิภาพของรูปแบบ Low Information Feedback เนื่องจากสามารถแยกแยะแต่ละ symbol ออกจากกันได้ชัดเจนดีกว่า equalization เพียงอย่างเดียวและก็ให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่า อีกด้วย



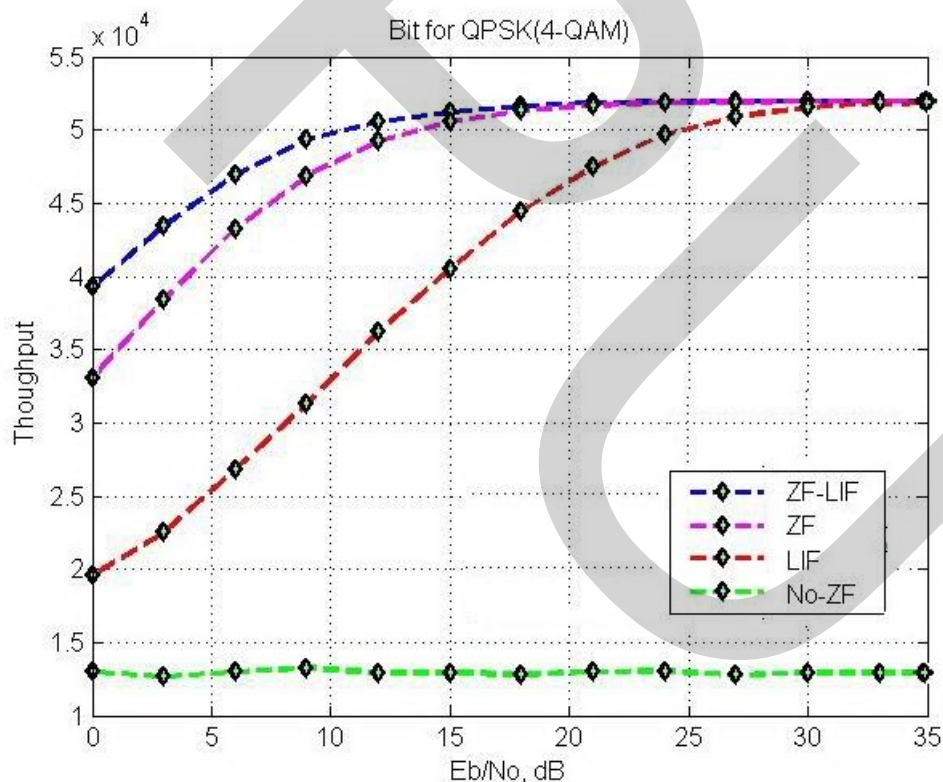
รูปที่ 4.2 เปรียบเทียบประสิทธิภาพ BER ของการใช้งานแต่ละรูปแบบ

เมื่อวิเคราะห์ผลการทดลองในรูปแบบของประสิทธิภาพ หรือ BER จากรูปที่ 4.2 จะเห็นความแตกต่างอย่างชัดเจนว่าเมื่อไม่มีการใช้งาน Low Information Feedback จะมีความผิดพลาด หรือ BER สูงกว่าแบบที่มีการป้อนกลับ งานวิจัยนี้พิจารณาใช้รูปแบบของ Zero Forcing เป็นพารามิเตอร์เริ่มต้นของการเปรียบเทียบตามเงื่อนไขอื่นต่อไป

ผลการจำลองพิสูจน์ให้เห็นอีกว่า การใช้เทคนิค Zero Forcing equalization ให้ประสิทธิภาพที่ดี เมื่อนำการใช้เทคนิค Low Information Feedback เข้ามาช่วยในการทำงานของระบบจำลอง ทำให้ผลของการทดลองดีขึ้นอย่างเห็นได้ชัด จากการจำลองพบว่ารูปแบบการผสมผสานทั้งเทคนิค Low Information Feedback เข้าและเทคนิค Zero Forcing equalization เข้าด้วยกันให้ประสิทธิภาพที่ดีเมื่อพิจารณาที่ BER  $10^{-3}$  รูปแบบ Low Information Feedback ใช้  $E_b/N_0$  ประมาณ 15 dB เท่านั้น ในขณะที่การใช้งาน equalization เพียงอย่างเดียวต้องใช้  $E_b/N_0$  ถึง 20 dB แต่ต่างกัน 5 dB จากความสัมพันธ์  $\text{dB} = 10 \log W$  จะได้ความหมายของเรื่องนี้โดยสรุปคือ

รูปแบบการใช้งานเทคนิค equalization เพียงอย่างเดียวมีความต้องใช้พลังงานในการส่งมากกว่ารูปแบบ Low Information Feedback ที่นำเสนอหลายเท่า

เมื่อต้องเผชิญกับสัญญาณรบกวน รูปแบบ Low Information Feedback ที่นำเสนอ แสดงออกให้เห็นถึงความทนทานต่อสัญญาณที่มีการจางหายแบบแบบพหุวิถี หรือ Multipath Fading เมื่อพิจารณาที่  $E_b/N_0$  เท่ากับ 20 dB ในรูปแบบ Low Information Feedback 1000 บิตข้อมูลที่นำเสนอ มีโอกาสผิดพลาดแค่ 1 บิตเท่านั้น และเมื่อพิจารณาตลอดเส้นกราฟ พบว่าผลลัพธ์ที่ได้ ออกมาในทิศทางเดียวกันตลอดแม้ว่า  $E_b/N_0$  น้อยลงก็ตาม จึงวิเคราะห์ได้ว่าการนำ Low Information Feedback มาใช้งานร่วมกับ Zero Forcing equalization ในปลายทางแล้วจึงได้ค่าเฉลี่ยผลลัพธ์นั่นเอง ในมุมมอง throughput จะเห็นภาพได้อย่างชัดเจนว่ารูปแบบ Low Information Feedback ให้ผลลัพธ์ที่ดีกว่าแบบ Zero Forcing equalization

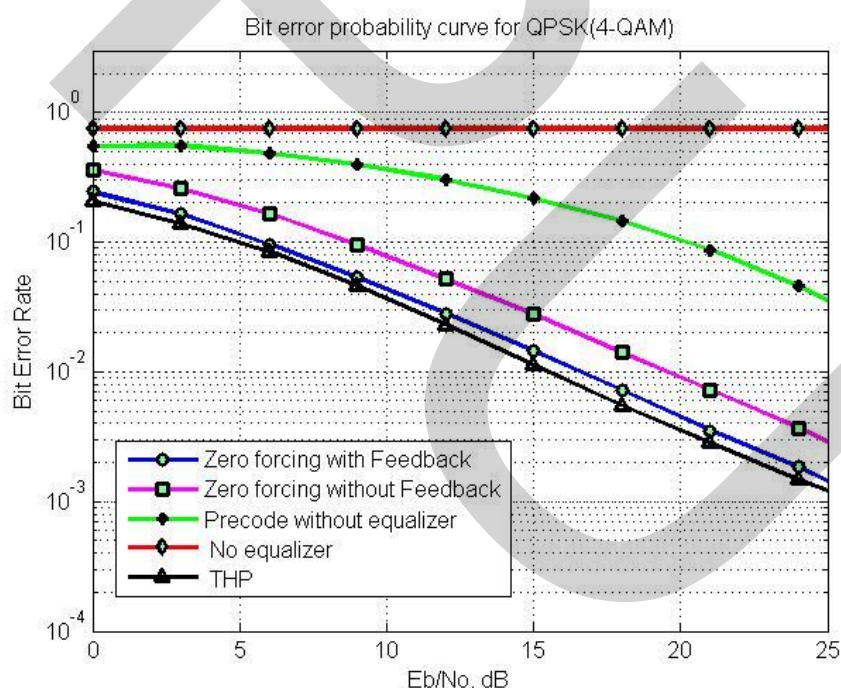


รูปที่ 4.3 เปรียบเทียบประสิทธิภาพในมุมมอง Throughput ของการใช้งานแต่ละรูปแบบ

เพียงอย่างเดียว โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อระดับความแรงสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน  $E_b/N_0$  ยิ่งน้อยยิ่งมองเห็นข้อแตกต่างได้ชัดเจน ดังรูปที่ 4.4 เปรียบเทียบประสิทธิภาพในมุมมอง Throughput ของการใช้งานแต่ละรูปแบบ ใน 1 หน่วยเวลา

#### 4.2 ผลการศึกษาแบบจำลองเทียบกับ ZF, ZF-Feedback, Information Feedback และ THP

จากการวิเคราะห์ผลการทดลองแต่ละรูปแบบภายใต้การประมาณช่องสัญญาณไม่เป็นอุดมคติ เปรียบเทียบประสิทธิภาพ BER จากรูปที่ 4.5 จะเห็นความแตกต่างว่า เมื่อไม่มีการใช้งาน Low Information Feedback จะความผิดพลาด BER สูงกว่าแบบที่มีการป้อนกลับเป็นอย่างมากซึ่งค่าที่ได้มันต่ำกว่าค่าที่ยอมรับได้ และเมื่อเทียบกับ Low Information Feedback เพียงอย่างเดียวนั้น ยังไม่สามารถให้ BER ที่ดีได้เพียงพอ งานวิจัยนี้ใช้รูปแบบของ Zero Forcing equalizer เป็นตัวปรับแต่งสัญญาณซึ่งค่าที่ใช้เริ่มต้นของการเปรียบเทียบดังที่จะแสดงต่อไป



รูปที่ 4.4 เปรียบเทียบประสิทธิภาพ BER แต่ละรูปแบบภายใต้การประมาณช่องสัญญาณไม่เป็นอุดมคติ

ผลการจำลองพิสูจน์ให้เห็นอีกว่า การใช้เทคนิค Zero Forcing equalization ให้ประสิทธิภาพที่ดี รูปแบบภายใต้การประมาณช่องสัญญาณไม่เป็นอุดมคติ เมื่อนำการใช้เทคนิค Low Information Feedback เข้ามาช่วยในการทำงานของระบบจำลอง ทำให้ผลของการทดลองดีขึ้นอย่างเห็นได้ชัด จากการจำลองพบว่ารูปแบบการรวม Low Information Feedback เข้ากับอุปกรณ์ปรับแต่งสัญญาณแบบ Zero Forcing equalizer เข้าด้วยกันให้ประสิทธิภาพที่ดี เมื่อพิจารณาที่ BER 10<sup>-3</sup> รูปแบบ Low Information Feedback ใช้ Eb/No ประมาณ 15 dB เท่านั้น ในขณะที่การใช้งาน equalization เพียงอย่างเดียวต้องใช้ Eb/No ถึง 18 dB โดยประมาณซึ่งต่างกัน 3 dB จากความสัมพันธ์  $dB = 10 \log W$  เมื่อนำการเข้ารหัสแบบ Tomlinson – Harashima precoding มาใช้งานเข้ากับระบบเมื่อพิจารณาที่ BER 10<sup>-3</sup> จะดีกว่าแบบอุปกรณ์ปรับแต่งสัญญาณแบบ Zero Forcing equalizer เพียงอย่างเดียวถึง 5 dB แต่ดีกว่าแบบ Low Information Feedback เพียงนิดเดียว ซึ่งสามารถสรุปได้คือ รูปแบบการใช้งาน Equalizer เพียงอย่างเดียวมีความต้องใช้พลังงานมากกว่ารูปแบบ Low Information Feedback ที่นำเสนอหลายเท่า และเมื่อเทียบกับกระบวนการทำงานแบบ Tomlinson – Harashima precoding ที่มีกระบวนการการทำงานที่ซับซ้อนมากกว่าถึงแม้ผลที่ได้ Tomlinson – Harashima precoding จะดีกว่าแต่ดีกว่าเพียงเล็กน้อยสังเกตจาก Eb/No เท่ากับ 20 dB

#### 4.3 ผลการศึกษาแบบจำลองเปรียบเทียบการทำงานและความซับซ้อน

จากการคำนวณกระบวนการทำงานแบบ Tomlinson – Harashima precoding และรูปแบบ Low Information Feedback ที่มี Equalizer เพียงอย่างเดียว โดยพิจารณาจากสมการที่ (2.54), (2.55), (2.61) และ (2.61) ตามลำดับและรูปที่ (2.30), (2.31) และ (3.2) ใช้ตารางที่ 2.4 ในการอ้างอิงดังนี้

ตารางที่ 4.1 ผลการเปรียบเทียบ Complexity

ลำดับ	หัวข้อ	ผลการเปรียบเทียบ Complexity	
		THP	LIF
1.	ระบบและส่วนประกอบต่างๆ	ใช้อุปกรณ์มาก	ใช้อุปกรณ์น้อย
2.	ขั้นตอนในการคำนวณ	ซับซ้อน	ไม่ซับซ้อน
3.	อัตราข้อมูลที่ได้อ	ดีกว่า	ด้อยกว่า

จากผลลัพธ์ที่ได้เมื่อเปรียบเทียบความซับซ้อนที่ภากรับแล้ว พบว่า LIF มีความซับซ้อนน้อยกว่าแบบ Tomlinson – Harashima precoding ทั้งรูปแบบในการคำนวณและขนาดของวงจรนำมาประกอบเข้ามาในแบบจำลอง แต่ BER ของแบบ Tomlinson – Harashima precoding จะดีกว่าดังแสดงในรูปที่ 4.5 ซึ่งจะเห็นได้ว่า Eb/No เท่ากับ 20 dB แบบ Tomlinson – Harashima precoding ให้ผลลัพธ์ที่ดีกว่าเพียงนิดเดียวซึ่งความซับซ้อนมากกว่ารูปแบบ Low Information Feedback ที่จะต้องใช้เพื่อแลกมาด้วยประสิทธิภาพดี



## บทที่ 5

### สรุปผลการศึกษาและวิจัย

#### 5.1 สรุปผลการศึกษาและวิจัย

ในระบบการสื่อสารแบบไร้สายในปัจจุบัน มีผู้ต้องการใช้งานมากขึ้นเนื่องจากความสะดวกสบายในการใช้งาน อีกทั้งโทรศัพท์เคลื่อนที่สมัยนี้เป็นแบบใช้งานในรูปแบบของมัลติมีเดียแบบเคลื่อนที่ซึ่งการ รับ/ ส่ง ข้อมูลในปริมาณมากๆ และเกิดข้อมูลผิดพลาดน้อย เป็นที่ต้องการและสนใจของผู้ใช้งานและผู้ผลิตอุปกรณ์อยู่เสมอแต่มีย่านความถี่ที่มีอยู่อย่างจำกัดจึงจำเป็นต้องหาวิธีที่ระบบมีความสามารถรองรับปริมาณการส่งข้อมูลที่มีความเร็วสูงและมีระบบที่มีความน่าเชื่อถือด้วย

ในบทความนี้นำเสนอเทคนิคการปรับแต่งชดเชยกลุ่มของสัญญาณล่วงหน้ารูปแบบใหม่สำหรับใช้ในระบบสื่อสารแบบไร้สายที่มีการมอดูเลตแบบ QAM สำหรับช่องสัญญาณแบบพหุวิถีในระบบ โอเอฟดีเอ็ม ซึ่งมีการปรับชดเชยสัญลักษณ์ทั้งขนาดและเฟสของสัญญาณล่วงหน้าโดยส่งบิตนำร่องเพื่อทดสอบคุณลักษณะของช่องสัญญาณ เป็นการส่งแบบความถี่เดียวกับระบบการส่งสัญญาณแบบไร้สาย เมื่อบิตข้อมูลถูกส่งออกไปแล้วเครื่องรับจะทำการแยกบิตข้อมูลนำร่องมาตรวจสอบด้วยวิธีการเปรียบเทียบกับเฟสและแอมพลิจูดของสัญญาณ โดยบิตแรกหมายถึงการปรับเพิ่มลดขนาดสัญญาณแอมพลิจูดและบิตท้ายหมายถึงการปรับเพิ่มของเฟส จากนั้นส่งข้อมูลย้อนกลับที่มีอัตราต่ำมาก มาให้ภาคส่งเพื่อปรับสัญลักษณ์ล่วงหน้าโดยส่งข้อมูลที่เรียกว่าบิตนำร่องนี้ไปควบคุมกำลังส่งของระบบการสื่อสารแบบไร้สาย ซึ่งข้อมูลที่ส่งกลับไปนั้นเป็นเพียงเลขฐานสองที่เกิดจากการแยกบิตนำร่องออกมาเปรียบเทียบกับทั้งในส่วนของขนาดของสัญญาณและเฟสที่อยู่ในรูปแบบของตัวเลขเชิงซ้อน

ผลลัพธ์ที่ได้จากการทดลองระบบ ได้ใช้งานร่วมกับเครื่องรับ โดยภาครับจะทราบความหมายของสัญญาณที่ส่งกลับมาก็คือเลขฐานสองที่เป็นลักษณะเลขเชิงซ้อน โดยที่ศูนย์เป็นตัวเลขใช้ในการปรับลดขนาดของแอมป์พลิจูดและเฟสของกลุ่มสัญลักษณ์ที่มีการจัดกลุ่มใหม่ เมื่อข้อมูลที่ถูกส่งกลับมามีค่าเป็นหนึ่งแสดงถึงการปรับเพิ่มของขนาดแอมพลิจูดและเฟสเมื่อเครื่องส่งได้รับข้อมูลป้อนกลับจากนั้นจึงทำการชดเชยและจัดกลุ่มสัญลักษณ์ใหม่เพื่อลดผลกระทบของผิดพลาดของข้อมูลก่อนส่งสัญญาณออกไปในช่องสัญญาณแบบพหุวิถีในเวลานั้นๆ

ในการทดลองระบบที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้เป็นการทดสอบระบบซึ่งได้เปรียบเทียบกับการเข้ารหัสแบบ THP และที่ใช้คิวโอไลเซอร์เพียงอย่างเดียว เพื่อทดสอบสมรรถนะของระบบโดยใช้ค่าจากตารางที่ 3.1 ตารางที่ 3.2 และตารางที่ 3.3 ซึ่งจากการทดลองสามารถลดปริมาณข้อมูลบิตที่ผิดพลาดในภาครับให้น้อยลงได้เป็นอย่างดี

## 5.2 ข้อเสนอแนะและงานวิจัยในอนาคต

ในระบบการสื่อสารแบบไร้สายในปัจจุบันความต้องการให้มีอัตราการรับ /ส่งข้อมูลที่สูงขึ้นและลดความผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ทำกรส่งจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับเป็นส่วนประกอบที่สำคัญมาก ในการส่งผ่านข้อมูลสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบไร้สาย เพราะช่องสัญญาณแบบไร้สายนั้นไม่สามารถคาดเดาได้ว่าจะเกิดอะไรขึ้น ในงานวิจัยในอนาคตผู้วิจัยต้องการที่จะศึกษาการปรับชดเชยกลุ่มของสัญลักษณ์ที่สามารถปรับมุมของขนาดแอมพลิจูดและเฟสของกลุ่มสัญลักษณ์ได้อย่างอัตโนมัติเพื่อให้เหมาะสมกับสภาพแวดล้อมในรูปแบบต่างๆ พร้อมทั้งยังคงรักษาเอกลักษณ์ของงานวิจัยนี้ไว้คือ การป้อนข้อมูลย้อนกลับที่มีขนาดต่ำเพื่อลดภาระการทำงานของอุปกรณ์และให้ระบบการสื่อสารแบบไร้สายมีอัตราข้อมูลที่ผิดพลาดน้อยลงเรื่อยๆ

ป  
ร  
จ

บรรณานุกรม

## บรรณานุกรม

### ภาษาไทย

- ดิฉัตร วุฒิสัทธาภักดิ์ (2003). “หลักการไฟฟ้าสื่อสาร”. กรุงเทพฯ: จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย.
- พรชัย ทรัพย์นิธิ. (2003). “ระบบสื่อสารดิจิทัล”. กรุงเทพฯ: สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- ชัยพร เชมะภาคะพันธ์ และทศพร จันทร์. (2553). “การจัดกลุ่มสัญลักษณ์แบบปรับขนาดสำหรับ การสื่อสารเคลื่อนที่บนช่องการสัญญาณที่มีการจางหายเรย์ลีแบบเลือกความถี่” ECTI-CARD2010, หน้า 192-197.
- ดิศพล นำเนี่ยวกุล อรรถสิทธิ์ หล้าสกุล และเกียรติศักดิ์ ศรีพิมานวัฒน์. “ การศึกษาการใช้งาน ร่วมกันระหว่างการเข้ารหัส Turbo Codes กับ Precoding”. วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์. กรุงเทพฯ: สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- ดิฉัตร วุฒิสัทธาภักดิ์. (2542). “อควอไลซชันและโคเวอร์ซิตี”. หลักการระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่. กรุงเทพฯ: จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. หน้า 83-90.
- ชัยศ พิธิรักษ์และจตุรงค์ เจริญภาพ. (2008). “การเพิ่มประสิทธิภาพการรับ/ส่งข้อมูล ใน ระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือโดยใช้ระบบสายอากาศที่ชาญฉลาด”. กรุงเทพฯ: มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ.
- สมชาย จิตะพันธ์กุลและพฤชา ตันทรงเจริญ. “การแก้ไขความถี่ออฟเซตสำหรับมัลติแคเรียร์ ซีดีเอ็มเอบนช่องสัญญาณที่มีเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่”. กรุงเทพฯ: จุฬาลงกรณ์ มหาวิทยาลัย.
- พรชัย ทรัพย์นิธิ. (2551). “การมัลติเพล็กซ์แบบความถี่ตั้งฉาก”. ระบบสื่อสารดิจิทัล. กรุงเทพฯ: สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, หน้า 160-167,
- พิรพล ศิริวงศ์วุฒิก. (2552) , “แบบจำลองการสูญเสียในเส้นทาง การแพร่กระจายสัญญาณ” การ สื่อสารไร้สายและเครือข่าย . กรุงเทพฯ: มหาวิทยาลัยสุโขทัยธรรมมาธิราช. หน้า 15 – 16.

ดิศพล น้าเนี่ยวกุลและศักดิ์ศรี พิมาณเกียรติวัฒน์. (2547). *ต้นแบบผสมโปรแกรมรหัสเทอร์โบและการปรับแต่งสัญญาณสำหรับการสื่อสารแบบไร้สาย*. กรุงเทพฯ: พัฒนาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีแห่งชาติ.

พีระพล ขวัญนิทานนท์. “การปรับแต่งช่องสัญญาณในระบบสื่อสารไร้สายดิจิทัล”. ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์. กรุงเทพฯ: มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร.

สมศักดิ์ ช่วยชุ่ม. “การสื่อสารดิจิทัล”. ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์. กรุงเทพฯ: สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.

#### ภาษาต่างประเทศ

WAI-KAI CHEN (2004). “*The Electrical Engineering Handbook*”. Elsevier’s Science & Technology .

Ron , Bruce Currivan(1992) “ *Digital Transmission Carrier-to-Noise Ratio, Signal-to-Noise Ratio, and Modulation Error Ratio*”. Cisco Public Information: USA.

ANIBAL LUIS INTINI (2000). “*Standard IEEE 802.11a Orthogonal Frequency Division Multiplex*”. Electrical and Computer Engineering Department. UNIVERSITY OF CALIFORNIA: USA

Mohammed Safiqul Islam, Gouri Rani Barai , Atiq Mahmood (2010). “ *Performance analysis of different modulation schemes using OFDM techniques in Rayleigh fading channel*”. Electrical and Electronic Department, American International University-Bangladesh (AIUB)

Robert Fischer. (2007). “*Precoding Scheme*”. Precoding and Signal shaping for Digital Transmission, John Willey & Son Inc .

Sinem Coleri , Mustafa Ergen and Anuj Puri. (2002), “*Channel Estimation Techniques Based on Pilot Arrangement in OFDM System*” IEEE Transactions pp. 223-229.

- Orlandos Grigoriadis and Srikanth Kamath. (2008), “*BER Calculation Using Matlab Simulation For OFDM Transmition*”, Proceeding of the International MultiConference of Engineering and Computer Scientists, pp. 1426-1428.
- Jae Sun Lee, Jae Jo Lee ,Hua Myung and Jin Young Kim (2013)“ *Performance of MMSE/ZF Equalization in power Line Communication Systems*” .IEEE Transections. pp. 2008 – 2026.
- Anibal Luis Intini (2010). “*Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Networks*”, Electrical and Computer Engineering Department, pp.18-20.
- Robert Fischer( 2002) .“ *Tomlinson-Harashima Precoding in Space-Time Transmission for Low-Rate Backward Channel*”, International Zurich Seminar. pp. 1 – 6.
- Sinem Coleri , Mustafa Ergen and Anuj Puri. (2002). “*Channel Estimation Techniques Based on Pilot Arrangement in OFDM System . Electrical Engineering*”. IEEE Transections. pp. 223 – 229.
- Orlandos Grigoriadis and H. Srikanth Kamath. (2008). “*BER Calculation Using Matlab Simulation For OFDM Transmition*”. Proceeding of the Internation MultiConference of Engineering and Computer Scientists . Hong Kong.
- Y. Chan, W. Zhuang, (1999). “*Channel Precoding for Indoor radio Communications Using Dimension Partitioning*”. IEEE Trans. Veh. Tech., Vol. 48, No. 1. pp.98 – 114.
- Krisana SANKAR (2009). BER for BPSK in ISI channel with Zorcing equalization. from <http://www.dsplog.com/2009/11/29/ber-bpsk-isi-channel-zero-forcing-equalization/>
- Krisana SANKAR (2009). BER for BPSK in ISI channel with Zorcing equalization . from <http://www.ee.mut.ac.th/home/peerapol/article.htm>
- Ron Hranac and Bruce Currivan (2006), “Digital Transmission Carrier-to-Noise Ratio, Signal-to-Noise Ratio and Modulation Error Ratio” from [http://www.kmitl.ac.th/~kchsomsa/somsak/crse\\_dcmm/DCmm\\_8kN.pdf](http://www.kmitl.ac.th/~kchsomsa/somsak/crse_dcmm/DCmm_8kN.pdf)

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	จำลอง เอก รัชพล เพ็ญโบราณ
วันเดือนปีเกิด	21 พฤศจิกายน 2519
ประวัติการศึกษา	ปริญญาตรี สาขาเทคโนโลยีอุตสาหกรรม คณะวิทยาศาสตร์ มหาวิทยาลัยราชภัฏนครศรีธรรมราช
สถานที่ทำงานปัจจุบัน	สถานีโทรคมนาคมทหารเขาสวนกวาง แผนกปฏิบัติการโทรคมนาคมที่ 2 ศูนย์โทรคมนาคมทหาร กรมการสื่อสารทหาร กองบัญชาการ กองทัพไทย