เทคนิคการเข้ารหัสด้านหน้าข้อมูลสำหรับระบบ MIMO-OFDM ที่มีความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกไม่พอเพียง

PRECODING TECHNIQUE FOR MIMO-OFDM SYSTEMS WITH INSUFFICIENT CYCLIC PREFIC LENGTH

เชาวลิต โกศัลยกุล

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
ปีการศึกษา 2558

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

เทคนิคการเข้ารหัสด้านหน้าข้อมูลสำหรับระบบ MIMO-OFDM ที่มีความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกไม่พอเพียง

เชาวลิต โกศัลยกุล

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

ปีการศึกษา 2558

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

หัวข้อวิทยานิพนธ์ เทคนิคการเข้ารหัสด้านหน้าข้อมูลสำหรับระบบ MIMO-OFDM ที่มีความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกไม่พอเพียง

Precoding Technique for MIMO-OFDM Systems with Insufficient Cyclic Prefix Length

ชื่อ - นามสกุล นายเชาวลิต โกศัลยกุล

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษา ผู้ช่วยศาสตราจารย์จิรวัฒน์ คชสาร, Ph.D.

ปีการศึกษา 2558

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

.... ประธานกรรมการ

(อาจารย์วิเชียร อูปแก้ว, Ph.D.)

.... กรรมการ

(อาจารย์คุณากร คุณาวุฒิ, Ph.D.)

.... กรรมการ

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์สุรินทร์ แหงมงาม, Ph.D.)

.... กรรมการ

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์จิรวัฒน์ คชสาร, Ph.D.)

คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี อนุมัติวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

.... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ศิวกร อ่างทอง,Ph.D.)

วันที่ 5 เดือน สิงหาคม พ.ศ. 2559

หัวข้อวิทยานิพนธ์ เทคนิคการเข้ารหัสด้านหน้าข้อมูลสำหรับระบบ MIMO-OFDM ที่มีความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกไม่พอเพียง

ชื่อ-นามสกุล นายเชาวลิต โกศัลยกุล

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษา ผู้ช่วยศาสตราจารย์จิรวัฒน์ คชสาร, Ph.D.

ปีการศึกษา 2558

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอเทคนิคการเข้ารหัสด้านหน้าข้อมูลสำหรับระบบ MIMO-OFDM ที่มีความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกไม่พอเพียง ซึ่งได้ทำการออกแบบการเข้ารหัสด้านหน้าข้อมูล (Precoder) ที่ด้านส่ง

หลักการของ Precoder จะประกอบด้วยวงจร 2 ชุดโดยที่ตัวป้อนไปข้างหน้าซึ่งใช้หลักการแปลงเชิงเส้น (Linear transform) แต่ในส่วนของตัวป้อนกลับจะใช้หลักการป้อนกลับแบบลบ (Negative feedback) ซึ่งโครงสร้างดังกล่าวเป็นโครงสร้างที่ง่ายและไม่ซับซ้อน จากนั้นจะทำการใส่ตัวแปรเสริมไซคลิกและส่งข้อมูลผ่านสายอากาศ MIMO ในช่องสัญญาณที่ไม่อิสระแบบเลือกความถี่และมีการกระจายของแอมพลิจูดแบบรายน์เลย์ (Rayleigh Frequency Selective Fading) โดยมีสัญญาณรบกวนสีขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise) นอกจากนี้จะกำหนดให้ด้านส่งและด้านรับทราบค่าสถานะช่องสัญญาณอย่างสมบูรณ์ (Channel State Information) ภายหลังจากการนำตัวแปรเสริมไซคลิกออกไป โดยใช้เครื่องรับแบบกำจัดค่าศูนย์ (Zero Forcing) จากนั้นที่ด้านรับจะทำการตัดสินใจแบบฮาร์ด (Hard Decision) เพื่อหาค่าอัตราความผิดพลาดบิต

ผลการจำลองการทำงานแสดงให้เห็นว่า Precoder สามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้ทั้งในระบบที่มีความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกพอเพียงและไม่พอเพียง แต่จากกราฟการกระจายของสัญญาณ (Signal constellation) แสดงให้เห็นว่าระบบ MIMO-OFDM ที่มีการใส่ Precoder ซึ่งมีความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกพอเพียงมีประสิทธิภาพดีกว่า นอกจากนี้พารามิเตอร์ที่มีผลต่อค่าอัตราความผิดพลาดบิตได้แก่ ความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิก ความยาวของผลตอบสนองของช่องสัญญาณ และจำนวนคลื่นพาห์ย่อย ส่วนหลักความสัมพันธ์ในการเลือกความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกคือ ความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิก (G) น้อยกว่าหรือเท่ากับความยาวของผลตอบสนองของช่องสัญญาณ (L) ซึ่งต้องน้อยกว่าหรือเท่ากับจำนวนคลื่นพาห์ย่อย (N)

คำสำคัญ: การเข้ารหัสด้านหน้าข้อมูล ตัวแปรเสริมไซคลิก สายอากาศรับส่งจำนวนมาก การมัลติเพล็กซ์ความถี่ตั้งฉาก

Thesis Title	Precoding Technique for MIMO-OFDM Systems with Insufficient Cyclic Prefix Length
Name - Surname	Mr. Chaowalit Kosanyakun
Program	Electrical Engineering
Thesis Advisor	Asst.Prof. Chirawat Kotchasarn, Ph.D.
Academic Year	2015

ABSTRACT

The thesis presented a precoding technique for MIMO-OFDM systems with insufficient cyclic prefix length – a technique which has been designed for precoding at the transmitter.

The precoder consisted of 2 parts as follows: a) the feed forward part using the linear transform and b) the negative feedback used for the feedback part. These parts made the structure simple and not complicated. After completing the parts, the cyclic prefix was inserted and transformed through MIMO antenna having independent channel with constant amplitude distribution in Rayleigh Frequency Selective Fading with additive white Gauusian noise. Additionally, the transmitter and receiver, designed to transfer the channel state information after the cyclic prefix, were brought out by using the zero forcing receiver. Lastly, the receiver made hard decision, a complicated analysis, in order to calculate the bit error rate.

The result from the demonstration indicated that the precoder was able to both sufficiently and insufficiently implemented the cyclic prefix length. However, the signal constellation of a distribution graph revealed that the MIMO-OFDM system using the procoder with sufficient cyclic prefix length yielded a better result than that of the insufficient one. The parameters affecting the bit error rate were cyclic prefix length, channel impulse response length, and sub-carrier. The criteria to justify the relationship in selecting the length of cyclic prefix was that the cyclic prefix length (G) had to be shorter than or equal to the channel impulse response length (L) which, in the same manner, had to be shorter than or equal to the sub-carrier (N).

Keywords: precoder, cyclic prefix, Multiple Input Multiple Output (MIMO), Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM)

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงอย่างสมบูรณ์ได้ด้วยความกรุณา และความอนุเคราะห์ของผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. จิรวัฒน์ คชสาร ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ และคณาจารย์ในภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม ที่ได้กรุณาเสียสละเวลาให้คำปรึกษา คำแนะนำ และให้ข้อเสนอแนะในการปรับปรุงแก้ไขข้อบกพร่องต่างๆ จนสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ผู้วิจัยขอขอบพระคุณอย่างสูงมา ณ ที่นี้

ทั้งนี้ขอขอบพระคุณ ดร.วิเชียร อูปแก้ว ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สุรินทร์ แหงมงาม และ ดร. คุณากร คุณาวุฒิ ที่ได้ให้ความกรุณาในการแก้ไขข้อบกพร่องต่างๆ ของงานวิจัย รวมทั้งเสียสละเวลาในการเป็นกรรมการสอบในครั้งนี้

ขอขอบพระคุณบิดา-มารดาที่อยู่เบื้องหลังในความสำเร็จที่ได้ให้ความช่วยเหลือสนับสนุน และให้กำลังใจตลอดมา คณะครู-อาจารย์ที่ให้การสนับสนุนและประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้

สุดท้ายนี้ผู้วิจัยหวังเป็นอย่างยิ่งว่าวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นประโยชน์สำหรับผู้ที่สนใจหากวิทยานิพนธ์นี้ขาดตกบกพร่อง หรือไม่สมบูรณ์ประการใด ผู้วิจัยขอกราบขออภัยมา ณ โอกาสนี้

นายเชาวลิต โกศัลยกุล

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย .... (3)
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ .... (4)
กิตติกรรมประกาศ .... (5)
สารบัญ .... (6)
สารบัญตาราง .... (8)
สารบัญรูป .... (9)
บทที่ 1 บทนำ 15
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา 15
1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย 17
1.3 ขอบเขตของการวิจัย 17
1.4 ข้อจำกัดของงานวิจัย 17
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ 18
บทที่ 2 เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง 19
2.1 หลักการพื้นฐานของการมัลติเพล็กซ์ความถี่ตั้งฉาก 19
2.2 เทคนิคการรับส่งโดยใช้สายอากาศหลายทางเข้า-หลายทางออก 24
2.3 ระบบ MIMO-OFDM 27
2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง 30
บทที่ 3 วิธีดำเนินงานวิจัย 34
3.1 สัญลักษณ์และตัวแปรที่ใช้ในระบบ SISO-OFDM และ MIMO-OFDM 34
3.2 แบบจำลองระบบ SISO-OFDM 35
3.3 แบบจำลองระบบ MIMO-OFDM 39
3.4 การออกแบบ Precoder สำหรับระบบ SISO-OFDM 42
3.5 การออกแบบ Precoder ในระบบ MIMO-OFDM ที่มีความยาวของ
ตัวแปรเสริมไซคลิกไม่พอเพียง 44
3.6 ขั้นตอนการจำลองการทำงาน 50

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 4 ผลการดำเนินงานและวิเคราะห์ 53

4.1 Signal constellation ของระบบ SISO-OFDM 53

4.2 Signal constellation ของระบบ MIMO-OFDM 57

4.3 อัตราความผิดพลาดบิตระบบ MIMO-OFDM ที่มีตัวแปรเสริมไซคลิก ที่ความยาวพอเพียงที่มีค่าความยาวพอเพียงและไม่พอเพียง 60

4.4 อัตราความผิดพลาดบิตระบบ SISO-OFDM 61

4.5 อัตราความผิดพลาดบิตระบบ MIMO-OFDM 64

บทที่ 5 สรุปผลการวิจัย 70

5.1 สรุปผลการวิจัย 70

5.2 ข้อเสนอแนะที่ได้จากการวิจัย 71

บรรณานุกรม 72

ภาคผนวก 74

ภาคผนวก ก ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่ 77

ภาคผนวก ข ผลการวิเคราะห์เปรียบเทียบ 83

ประวัติผู้เขียน 85

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 3.1 สัญลักษณ์และตัวแปรที่ใช้ในระบบ SISO-OFDM และ MIMO-OFDM 34

ตารางที่ 3.2 พารามิเตอร์ในการจำลองการทำงานระบบ MIMO-OFDM 52

สารบัญรูป

หน้า

รูปที่ 2.1 แบบจำลองระบบ OFDM 20
รูปที่ 2.2 การใส่ตัวแปรเสริมไซคลิก 24
รูปที่ 2.3 ระบบหลายทางเข้า-หลายทางออก 25
รูปที่ 2.4 แบบจำลองระบบ MIMO 26
รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมระบบ SISO-OFDM 37
รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมระบบ MIMO-OFDM 39
รูปที่ 3.3 การออกแบบ Precoder 43
รูปที่ 3.4 การทำ Precoder ระบบ SISO-OFDM 44
รูปที่ 3.5 การออกแบบ Precoder ในระบบ MIMO – OFDM ที่ตัวแปรเสริมไซคลิกมีความยาวไม่พอเพียง 45
รูปที่ 3.6 การทำ Precoder ระบบ MIMO-OFDM ในช่องสัญญาณที่ไม่อิสระ 49
รูปที่ 3.7 ขั้นตอนการจำลองการทำงานระบบ MIMO-OFDM ในช่องสัญญาณไม่อิสระและตัวแปรเสริมไซคลิกมีความยาวพอเพียงและไม่พอเพียง 51
รูปที่ 4.1 Signal constellation กรณีไม่มี Precoder ที่ SNR 10 dB ระบบ SISO-OFDM 53
รูปที่ 4.2 Signal constellation กรณีไม่มี Precoder ที่ SNR 15 dB ระบบ SISO-OFDM 54
รูปที่ 4.3 Signal constellation กรณีไม่มี Precoder ที่ SNR 20 dB ระบบ SISO-OFDM 55
รูปที่ 4.4 Signal constellation กรณีมี Precoder ที่ SNR 10 dB ระบบ SISO-OFDM 56
รูปที่ 4.5 Signal constellation กรณีมี Precoder ที่ SNR 15 dB ระบบ SISO-OFDM 56
รูปที่ 4.6 Signal constellation กรณีมี Precoder ที่ SNR 20 dB ระบบ SISO-OFDM 57
รูปที่ 4.7 Signal constellation กรณีไม่มี Precoder ที่ SNR 5 dB ระบบ MIMO-OFDM 58
รูปที่ 4.8 Signal constellation กรณีไม่มี Precoder ที่ SNR 10 dB ระบบ MIMO-OFDM 59
รูปที่ 4.9 Signal constellation กรณีมี Precoder ที่ SNR 5 dB ระบบ MIMO-OFDM 59
รูปที่ 4.10 Signal constellation กรณีมี Precoder ที่ SNR 10 dB ระบบ MIMO-OFDM 60
รูปที่ 4.11 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ MIMO-OFDM ที่ตัวแปรเสริมไซคลิกมีความยาวพอเพียงและไม่พอเพียง 61

สารบัญรูป (ต่อ)

หน้า

รูปที่ 4.12 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ SISO-OFDM ที่ไม่มี Precoder และมี Precoder โดยการปรับค่าคลื่นพาห์ย่อย 62

รูปที่ 4.13 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ SISO-OFDM ที่ไม่มี Precoder และมี Precoder โดยการปรับค่าความยาวของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ 63

รูปที่ 4.14 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ SISO-OFDM ที่ไม่มี Precoder และมี Precoder โดยการปรับค่าความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิก 64

รูปที่ 4.15 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ MIMO-OFDM ที่ไม่มี Precoder และมี Precoder โดยการปรับค่าคลื่นพาห์ย่อย 65

รูปที่ 4.16 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ MIMO-OFDM มี Precoder โดยการปรับค่าคลื่นพาห์ย่อย 65

รูปที่ 4.17 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ MIMO-OFDM ที่ไม่มี Precoder และมี Precoder โดยการปรับค่าความยาวของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ 66

รูปที่ 4.18 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ MIMO-OFDM มี Precoder โดยการปรับค่าความยาวของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ 67

รูปที่ 4.19 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ MIMO-OFDM ที่ไม่มี Precoder และมี Precoder โดยปรับค่าความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิก 68

รูปที่ 4.20 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ MIMO-OFDM มี Precoder โดยการปรับค่าความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิก 68

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

$\otimes$	การทำคอนโวลูชั่นแบบวนรอบ (Circular convolution)
$*$	การทำคอนโวลูชั่นเชิงเส้น (Linear convolution)
$(.)^{\mathrm{H}}$	การแปลงเฮอร์มิเชียนทรานส์โพสต์ (Hermitian transpose)
$\lambda_{i,k}$	ค่าไอเกน
$\sigma_{i,k}$	ค่าซิงกูล่าร์
$\mathbf{d}$	เวกเตอร์บิตข้อมูลของด้านส่ง
d_{N-1}	ข้อมูลที่ผ่านการมอดูเลตซึ่งผ่านการทำ IFFT
d'_n	อินพุตในช่องสัญญาณแบบดิสครีต (Discrete channel)
$(d_n)_N$	การนำบิตข้อมูล d_n ไปมอดูเลตกับคลื่นพาห์ลำดับที่ N
f_n	ความถี่ของคลื่นพาห์ย่อยลำดับที่ n
$\mathbf{h}(l)$	ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ
h_{ij}	ผลตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณหนึ่งๆจากสายอากาศของภาคส่ง j ไปยังสายอากาศของภาครับ i
$h_{ij}(l)$	ช่องสัญญาณระหว่างสายอากาศส่งที่ j สายอากาศรับที่ i
i	สายอากาศภาครับ
j	สายอากาศภาคส่ง
$\mathbf{w}_k$	เวกเตอร์ของสัญญาณรบกวนที่เวลา k
$\tilde{\mathbf{w}}_k$	การทำ FFT ของ $\mathbf{w}_k$
w_n	สัญญาณการรบกวนสีขาวแบบบวก
$\mathbf{y}$	เวกเตอร์ของบิตข้อมูลด้านรับ $\mathbf{w}$ แทนเวกเตอร์ของสัญญาณรบกวน
$\mathbf{y}_k$	เวกเตอร์ของสัญญาณรับลำดับที่ k หลังจากนำตัวแปรเสริมไซคลิกออกไป
y_n	สัญญาณรับที่มีความยาว N
$\mathbf{A}$	เมทริกซ์ขนาด $NN_r \times NN_t$ แทนสัญญาณแทรกแซงระหว่างคลื่นพาห์ย่อย
$\mathbf{B}$	เมทริกซ์ขนาด $NN_r \times NN_t$ แทนสัญญาณแทรกแซงระหว่างสัญลักษณ์
$\mathbf{D}_k$	บิตข้อมูลที่มอดูเลตแบบ QPSK บนคลื่นพาห์ย่อยลำดับที่ k

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

$\overline{\mathbf{D}}_k$	บิตของข้อมูลอินพุตทั้งหมดบนคลื่นพาห์ย่อยลำดับที่ k
$\tilde{D}_{k-1}$	การทำการตัดสินใจแบบฮาร์ด (Hard decision) ของบิตข้อมูล $\hat{D}_{k-1}$
D_{N-1}	ข้อมูลที่ผ่านการมอดูเลต
G	ความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิก
$\mathbf{H}$	เมทริกซ์ของช่องสัญญาณ
$\mathbf{H}_k$	เมทริกซ์ของช่องสัญญาณของคลื่นพาห์ย่อยลำดับที่ k
H_k	ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณภายหลังจากการทำ FFT ในคลื่นพาห์ย่อยที่ k
$\mathbf{H}(l)$	เมทริกซ์ของช่องสัญญาณที่มีความยาว l
$\mathbf{I}_{N_t}$	เมทริกซ์เอกลักษณ์ของจำนวนสายอากาศส่ง
$\mathbf{I}_{N_r}$	เมทริกซ์เอกลักษณ์ของจำนวนสายอากาศรับ
L	ความยาวของผลตอบสนองของช่องสัญญาณ
N	จำนวนคลื่นพาห์ย่อย
N_r	จำนวนสายอากาศรับ
N_t	จำนวนสายอากาศส่ง
$\mathbf{P}, \mathbf{O}$	เมทริกซ์ Precoder
$\mathbf{Q}$	เมทริกซ์ที่เกิดจากการทำ FFT จำนวน N จุด
$\mathbf{Q}^{\mathrm{H}}$	เมทริกซ์ที่เกิดจากการทำ IFFT จำนวน N จุด
T	เวลาในการส่งข้อมูล
$\mathbf{Y}_k$	เวกเตอร์ของสัญญาณรับลำดับที่ k ในโดเมนความถี่
ADSL	ระบบเทคโนโลยีการสื่อสารข้อมูลความเร็วสูงบนข่ายสายทองแดง (Asymmetric Digital Subscriber Line)
AWGN	สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise)
BER	ค่าอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate)
CIR	ผลตอบสนองของช่องสัญญาณ (Channel Impulse Response)
CP	ตัวแปรเสริมไซคลิก (Cyclic Prefix)

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

CPR	วิธีการสร้างตัวแปรเสริมไซคลิกขึ้นใหม่ (Cyclic Prefix Construction)
CSI	ข้อมูลของช่องสัญญาณ (Channel State Information)
DMT	ระบบดิสครีตมัลติโทน (Discrete Multitone)
DVB	การเผยแพร่ภาพโทรทัศน์ระบบดิจิตอล (Digital Video Broadcasting)
DFE	อีควอไลเซอร์ตัดสินใจป้อนกลับ (Decision Feedback Equalizer)
FFT	การแปลงฟูเรียร์อย่างเร็ว (Fast Fourier Transform)
HDTV	ระบบโทรทัศน์ดิจิตอลความละเอียดสูง (Digital High-Definition Television)
IA	เทคนิคการจัดลำดับสัญญาณแทรกแซงแบบเรียงลำดับ (Interference Alignment)
IBI	สัญญาณแทรกแซงระหว่างบล็อก (Inter Block Interference)
ICI	สัญญาณแทรกแซงระหว่างคลื่นพาห์ (Inter Carrier Interference)
IEEE	สถาบันวิชาชีพวิศวกรไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ (Institute of Electrical and Electronics Engineers)
IFFT	การแปลงผกผันฟูเรียร์อย่างเร็ว (Inverse Fast Fourier Transform)
ISI	สัญญาณแทรกแซงระหว่างสัญลักษณ์ (Inter Symbol Interference)
MCM	การมอดูเลตโดยใช้คลื่นพาห์หลายความถี่ (Multi-Carrier Modulation)
MIMO	สายอากาศหลายทางเข้า-หลายทางออก (Multiple Input Multiple Output)
MMSE	เครื่องรับแบบค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่ต่ำที่สุด (Minimum Mean Square Error)
OFDM	การมัลติเพล็กซ์ความถี่ตั้งฉาก (Orthogonal Frequency Division Multiplex)
OSI	แบบจำลองสถาปัตยกรรมแบบเปิด (Open System Interconnection)
PAPR	อัตราส่วนกำลังงานแบบพีคต่อกำลังงานเฉลี่ย (Peak to Average Power Ratio)
PPE	การประมาณค่าประมวลผลขั้นต้น (Pre-Processing Estimation)
QAM	การมอดูเลตแบบควอดราเจอร์แอมพลิจูดมอดูเลชัน (Quadrature Amplitude Modulation)

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

QPSK	การมอดูเลตแบบควอเทอร์นารีเฟสชิพท์คีย์อิงค์ (Quaternary Phase Shift Keying)
RISIC	การกำจัดสัญญาณแทรกแซงระหว่างสัญลักษณ์ (Residual Inter Symbol Interference Cancellation)
SNR	อัตราส่วนกำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio)
SVD	การแยกค่าอิสระแบบโดดเดี่ยว (Singular Value Decomposition)
SISO	ระบบสื่อสารหนึ่งทางเข้า-หนึ่งทางออก (Single Input Single Output)
SC-FDE	อีควอลไลเซอร์ในโดเมนความถี่ค่าเดียว (Single Carrier Frequency Domain Equalization)
ZF	ตัวกรองแบบบังคับศูนย์ (Zero Forcing)
ZF-DFE	การกำจัดค่าศูนย์ในอีควอลไลเซอร์ตัดสินใจป้อนกลับ (Zero Forcing Decision Feedback Equalizer)
$\mathbf{U}_k \sum_k \mathbf{V}_k^{\mathrm{H}}$	สมการเมทริกซ์ของช่องสัญญาณของคลื่นพาห์ย่อยลำดับที่ k

บทที่ 1
บทนำ

ระบบสื่อสารข้อมูลข่าวสารมีบทบาทสำคัญต่อการดำรงชีวิตของมนุษย์โดย มีการใช้เทคโนโลยีที่ทันสมัยขึ้น ซึ่งปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารได้พัฒนาเข้าสู่เทคโนโลยียุคที่ 5 (5^{th} Generation : 5G) จำเป็นต้องมีระบบที่สามารถรองรับความต้องการของผู้ใช้งาน จากความก้าวหน้าของเทคโนโลยี ได้มีการนำเทคนิคสายอากาศหลายทางเข้า-หลายทางออก (Multiple Input Multiple Output : MIMO) ใช้ร่วมกับเทคนิคการมัลติเพล็กซ์ความถี่ตั้งฉาก (Orthogonal Frequency Division Multiplex : OFDM) ซึ่งจุดเด่นของเทคนิคดังกล่าวคือ เป็นระบบที่ทนต่อการเฟดหลายวิถี (Multipath fading) ได้ดี ประสิทธิภาพของแบนด์วิดท์มากขึ้น และคุณภาพเชื่อถือได้ภายใต้ข้อจำกัดของแถบสเปกตรัมความถี่ แต่การใส่ตัวแปรเสริมไซคลิก (Cyclic Prefix : CP) ที่มีความยาวไม่จำกัดในระบบ OFDM มีข้อเสียกล่าวคือทำให้โอเวอร์เฮด (Overhead) มีค่ามากขึ้น ประสิทธิภาพการใช้แบนด์วิดท์และอัตราการส่งข้อมูลลดลง ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จะศึกษาการเข้ารหัสด้านหน้าข้อมูล (Precoder) ซึ่งจะทำที่ด้านส่งเพื่อปรับปรุงสมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตโดยเปรียบเทียบสมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตในระบบ MIMO-OFDM ที่มีความยาวของตัวแปเสริมไซคลิกไม่พอเพียงและศึกษาพารามิเตอร์ที่มีผลต่อระบบ MIMO-OFDM

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

วัตถุประสงค์ในการการออกแบบระบบสื่อสารไร้สายในอนาคตจัดทำเพื่อให้มีการใช้สเปกตรัมความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ปรับปรุงความน่าเชื่อถือในการเชื่อมโยงระหว่างด้านส่งและด้านรับ ทำให้มีอัตราการรับ-ส่งข้อมูลสูงขึ้น อย่างไรก็ตามระบบสื่อสารไร้สายยังคงมีปัญหาเรื่องสัญญาณการแทรกแซงระหว่างสัญลักษณ์ (Inter Symbol Interference : ISI) และสัญญาณการแทรกแซงระหว่างคลื่นพาห์ (Inter Carrier Interference : ICI) ซึ่งเป็นผลมาจากการเฟดหลายวิถีและการหน่วงทางเวลาของสัญญาณ (Time delay)

การมัลติเพล็กซ์ความถี่ตั้งฉากเป็นเทคนิคการส่งข้อมูลโดยให้คลื่นพาห์ย่อยจำนวนมากมอดูเลตกับสัญญาณบอร์ดแบนด์ (Board band) บนช่องสัญญาณขนานที่เป็นอิสระต่อกัน โดยใช้อัลกอริทึมการแปลงฟูเรียร์อย่างเร็ว (Fast Fourier Transform : FFT) และการแปลงผกผันฟูเรียร์อย่างเร็ว (Inverse

Fast Fourier Transform : IFFT) โดยใส่ตัวแปรเสริมไซคลิกในส่วนหน้าของข้อมูล OFDM จากนั้นใช้ IFFT ก่อนมอดูเลตและส่งข้อมูลออกอากาศ [1]

ผลจากการใส่ CP จะทำให้เกิด ISI และ ICI ซึ่งการแก้ปัญหาดังกล่าวทำได้โดยใส่ CP ที่มีความยาวมากกว่าหรือเท่ากับผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ (Channel Impulse Response : CIR) ข้อดีของ OFDM คือมีความยืดหยุ่นในการออกแบบ เช่น ลดความซับซ้อนของระบบ การใช้แบนด์วิดท์อย่างมีประสิทธิภาพ การส่งข้อมูลในช่องสัญญาณแบบขนานด้วยเทคนิค OFDM ทำให้ความไวของสัญญาณในแต่ละครั้งของการสุ่มสัญญาณลดลงเมื่อเปรียบเทียบกับการส่งข้อมูลแบบอนุกรม ประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดท์ของ OFDM ใกล้เคียงกับอัตราไนควิสต์ (Nyquist rate) และ OFDM มีความคงทนต่อสัญญาณแทรกแซงในแต่ละช่องสัญญาณย่อยๆ ส่วนข้อเสียของ OFDM คืออัตราส่วนกำลังงานแบบพีคต่อกำลังงานเฉลี่ย (Peak to Average Power Ratio : PAPR) มีค่ามาก และการส่งข้อมูลแบบขนานใน OFDM ทำให้ OFDM มีความไวกับความถี่ออฟเซ็ทของคลื่นพาห์มากกว่าการส่งข้อมูลที่ใช้คลื่นพาห์ความถี่เดียว (Single carrier) [2], [3]

ระบบ MIMO-OFDM ซึ่งส่งข้อมูลด้วยเทคนิค OFDM และส่งข้อมูลโดยใช้สายอากาศ MIMO ซึ่งข้อมูลที่ส่งจะใช้คลื่นพาห์ย่อยที่มีค่าความถี่ที่อิสระและตั้งฉากซึ่งกันและกันในแต่ละสายอากาศทางด้านรับจะนำข้อมูลในแต่ละคลื่นพาห์ย่อยคืนกลับมาโดยใช้การดีมัลติเพล็กซ์ความถี่ตั้งฉาก และการถอดรหัสโดยใช้สายอากาศ MIMO ที่ด้านรับ [4], [5]

ในระบบ MIMO-OFDM จะใช้เทคนิคการมัลติเพล็กซ์ทางสเปซ ส่งข้อมูลไปหลายๆ ช่องสัญญาณและนำมาเรียงต่อกัน เพื่อเพิ่มอัตราขยายไดเวอร์ซิตี้ (Diversity gain) และแก้ปัญหาเรื่องการเฟดหลายวิถีโดยใช้การเข้ารหัสด้านหน้าข้อมูล ซึ่งถ้าใส่ตัวแปรเสริมไซคลิกที่มีความยาวมากๆ จะทำให้การหน่วงเวลาหลายวิถีมีค่ามาก ผลที่เกิดตามมาทำให้ประสิทธิภาพการใช้แบนด์วิดท์ลดลง และประสิทธิภาพกำลังงานลดลง วิธีที่ทำให้ประสิทธิภาพของการส่งในระบบในระบบ MIMO-OFDM ดีขึ้นทำได้โดยการใส่ตัวแปรเสริมไซคลิกที่มีความยาวที่เหมาะสม [6], [7] ซึ่งในระบบ MIMO-OFDM ที่มีความยาว CP ที่เหมาะสม จะกำหนดให้ CP มีความยาวเท่ากับ CIR แต่ในทางปฏิบัติความยาวของ CP มีค่าคงที่ ทำให้เกิดความเพี้ยนที่เอาต์พุตของช่องสัญญาณ ถ้าความยาวของผลตอบสนองของช่องสัญญาณมีค่ามากกว่า CP และทำให้เกิดความเพี้ยนของสัญญาณ ในการแก้ปัญหาความเพี้ยนของสัญญาณที่เกิดจากความยาวของ CP ที่พอเพียง (Sufficient Cyclic Prefix Length) และสัญญาณที่ด้านรับจะไม่เกิดความเพี้ยน

ในวิทยานิพนธ์นี้จะศึกษาเทคนิคการเข้ารหัสด้านหน้าข้อมูลสำหรับระบบ MIMO-OFDM ที่มีความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกไม่พอเพียงในช่องสัญญาณที่ไม่อิสระแบบเลือกความถี่และมีการ

กระจายของแอมพลิจูดแบบรายล์เลย์ (Rayleigh Frequency Selective Fading) และมีสัญญาณรบกวนสีขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise : AWGN) ส่วนเครื่องรับใช้การกำจัดค่าศูนย์ (Zero Forcing : ZF) และใช้การตัดสินใจแบบฮาร์ด (Hard decision) เพื่อคำนวณหาค่าอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate : BER)

1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย

1.2.1 ศึกษาการใส่ตัวแปรเสริมไซคลิกที่มีความยาวไม่พอเพียงในระบบ MIMO-OFDM

1.2.2 ศึกษาการทำ Precoder ในระบบ MIMO-OFDM ที่มีรูปแบบของช่องสัญญาณไม่เป็นอิสระและมีการกระจายของแอมพลิจูดเป็นแบบรายล์เลย์

1.2.3 ศึกษาการเขียนโปรแกรม MATLAB เพื่อจำลองการทำงานและหาค่าอัตราความผิดพลาดบิตโดยการปรับค่าความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกในระบบ MIMO-OFDM

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1.3.1 สร้างแบบจำลอง MIMO-OFDM ที่ความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกมีไม่พอเพียง

1.3.2 ออกแบบ Precoder ในระบบ MIMO-OFDM ที่มีรูปแบบของช่องสัญญาณไม่เป็นอิสระ

1.3.3 หาค่าอัตราความผิดพลาดบิตโดยการปรับค่าความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกในระบบ MIMO-OFDM ที่มีช่องสัญญาณไม่เป็นอิสระและค่าอัตราความผิดพลาดบิตต้องต่ำกว่า 10^{-6}

1.4 ข้อจำกัดของงานวิจัย

1.4.1 ช่องสัญญาณที่กำหนดจะมีการกระจายของแอมพลิจูดแบบรายล์เลย์แบบเลือกความถี่ (Rayleigh Frequency Selective Fading)

1.4.2 ด้านส่งและด้านรับต้องทราบค่าของฟังก์ชั่นถ่ายโอนซึ่งมีเสถียรภาพและไม่เท่ากับศูนย์

1.4.3 การส่งและรับจะต้องมีการซิงค์โครไนซ์ระหว่างบิต

1.4.4 จำนวนสายอากาศ MIMO ที่ใช้ขนาด 2×2

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.5.1 เข้าใจผลของความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกในระบบ MIMO-OFDM

1.5.2 เข้าใจเทคนิคการมัลติเพล็กซ์ความถี่ตั้งฉากและเทคนิคการส่งด้วยสายอากาศ MIMO

1.5.3 สามารถนำเทคนิค Precoder มาประยุกต์ใช้กับระบบ MIMO-OFDM ที่มีช่องสัญญาณ
ไม่เป็นอิสระรูปแบบอื่นๆ ได้

บทที่ 2
เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ระบบสื่อสารไร้สายเป็นรูปแบบหนึ่งของการสื่อสารในปัจจุบันที่ใช้สำหรับส่งข้อมูลข่าวสารแบบอนาล็อกหรือดิจิตอล จากภาคส่งผ่านช่องสัญญาณไร้สายไปยังภาครับ แต่เนื่องจากคุณลักษณะของช่องสัญญาณไร้สายมีการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดตามเวลาและสภาพแวดล้อมทำให้สัญญาณที่ด้านรับมีความผิดเพี้ยนจากด้านส่ง จึงได้มีการพัฒนาเทคโนโลยีและเทคนิคต่างๆ เพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าว เนื้อหาในบทนี้จะอธิบายทฤษฎีที่เกี่ยวข้องได้แก่ หลักการพื้นฐานของการมัลติเพล็กซ์ความถี่ตั้งฉาก เทคนิคการรับส่งโดยใช้สายอากาศหลายทางเข้า-หลายทางออก ระบบ MIMO-OFDM และในส่วนสุดท้ายจะอธิบายงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 หลักการพื้นฐานของการมัลติเพล็กซ์ความถี่ตั้งฉาก

การมัลติเพล็กซ์ความถี่ตั้งฉาก (Orthogonal Frequency Division Multiplex : OFDM) เป็นรูปแบบหนึ่งของการส่งข้อมูลโดยใช้คลื่นพาห์หลายความถี่ (Multi-Carrier Modulation : MCM) โดยที่ความถี่เหล่านั้นจะเรียกว่าคลื่นพาห์ย่อย (Sub carrier) ซึ่งจะมีค่าความถี่ที่แตกต่างกัน แต่ความถี่เหล่านั้นจะออร์โทกอนัล (Orthogonal) ซึ่งกันและกัน เทคนิค OFDM จะนำไปใช้ในการสื่อสารแบบใช้สายและการสื่อการแบบไร้สาย ได้แก่ ระบบเทคโนโลยีการสื่อสารข้อมูลความเร็วสูงบนข่ายสายทองแดง (Asymmetric Digital Subscriber Line : ADSL) และการสื่อสารตามมาตรฐานของระบบเครือข่ายไร้สาย IEEE 802.11 [1]

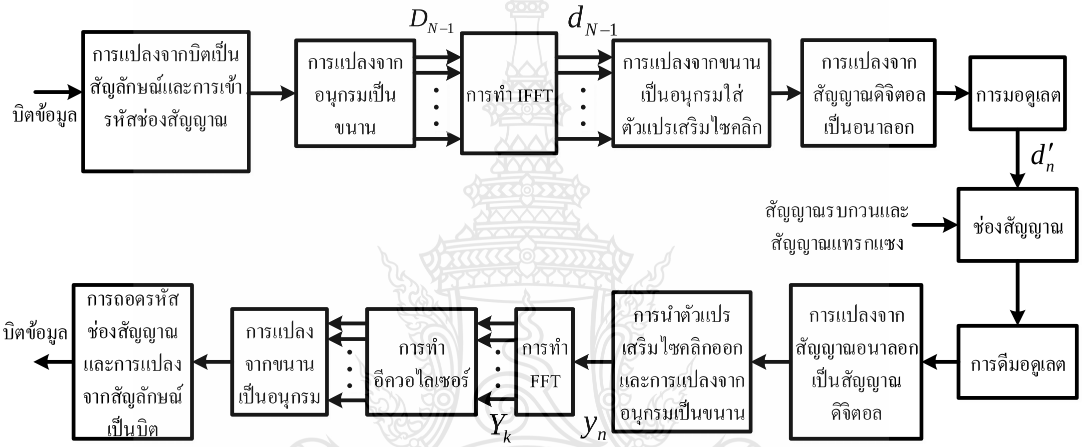
2.1.1 ข้อดีของ OFDM

OFDM เป็นเทคนิคการส่งข้อมูลที่มีการใช้งานอัตราบิตที่สูงมาก เช่น การเผยแพร่ภาพโทรทัศน์ระบบดิจิตอล (Digital Video Broadcasting : DVB) และระบบโทรทัศน์ดิจิตอลความละเอียดสูง (Digital High-Definition Television : HDTV) โดยที่ OFDM จะใช้งานในชั้นกายภาพตามแบบจำลองสถาปัตยกรรมแบบเปิด (Open System Interconnection : OSI) OFDM สามารถป้องกันการแทรกแซงระหว่างสัญลักษณ์ (Inter Symbol Interference : ISI) โดยใส่เวลาคุม (Guard time) หรือเรียกว่าตัวแปรเสริมไซคลิก (Cyclic Prefix : CP) สัญญาณรบกวนระหว่างความถี่ใน OFDM จะลดลงโดยการใช้อีควอไลเซอร์ที่ด้านรับ ดังนั้น OFDM จะนำมาใช้ในการส่งข้อมูลในระบบสื่อสารไร้สาย นอกจากนี้แล้ว OFDM จะใช้การแปลงฟูเรียร์อย่างเร็ว (Fast Fourier Transform : FFT) ที่ด้านรับ และใช้การแปลงฟูเรียร์ผกผันอย่างเร็ว (Inverse Fast Fourier Transform : IFFT) ที่ด้านส่ง

แต่ข้อเสียของ OFDM เมื่อเปรียบเทียบการส่งโดยใช้คลื่นความถี่เดียวคือการแปรผันของความถี่มากกว่า และค่าอัตราส่วนกำลังงานแบบพีคต่อกำลังงานเฉลี่ย (Peak to Average Power Ratio : PAPR) ที่มีค่ามากๆ

2.1.2 แบบจำลองระบบ OFDM

สามารถแสดงแบบจำลองระบบ OFDM โดยจะใช้การมอดูเลตแบบใดก็ได้เช่น ควอดราเจอร์แอมพลิจูดมอดูเลชัน (Quadrature Amplitude Modulation : QAM) หรือควอเทอร์นารีเฟสชิพท์คีย์อิงค์ (Quaternary Phase Shift Keying : QPSK) แสดงด้วยบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 แบบจำลองระบบ OFDM

กำหนด $D_0,...,D_{N-1}$ เป็นข้อมูลที่ผ่านการมอดูเลตและ N เป็นจำนวนคลื่นพาห์ย่อย ซึ่งเริ่มนับจากคลื่นพาห์ย่อย $0,1,...,N-1$ โดยที่ f_n เป็นความถี่ของคลื่นพาห์ย่อยลำดับที่ n ซึ่งมีความสัมพันธ์ $f_n = \frac{n}{T}$ และ T เป็นเวลาในการส่งข้อมูลแบบ OFDM ซึ่งหลังผ่านขบวนการ IFFT จะได้ลำดับข้อมูลที่มีความยาว N แทนด้วย $d_0, d_1, ..., d_{N-1}$ จะได้สมการ [8]

$$d_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} D_k e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} \qquad ; 0 \le n \le N-1 \tag{2.1}$$

จากนั้นจะใส่ตัวแปรเสริมไซคลิกที่มีความยาว G ลงไปในลำดับข้อมูล OFDM ดังนั้นบิตข้อมูลที่แต่ละช่วงเวลาของการสุ่มแทนด้วย

$$d'_n = (d_n)_N \qquad ; -G \le n \le N-1 \qquad (2.2)$$

โดยสัญลักษณ์ $(d_n)_N$ หมายถึง การนำบิตข้อมูล d_n ไปมอดูเลตกับคลื่นพาห์ลำดับที่ N

กำหนด d'_n เป็นอินพุตในช่องสัญญาณแบบดิสครีต (Discrete channel) ซึ่งมีผลตอบสนองอิมพัลส์แทนด้วย h_n ภายหลังจากการแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิตอล จะได้สัญญาณรับ y_n ดังสมการ

$$\begin{aligned} y_n &= d'_n * h_n + w_n \\ &= \sum_{k=0}^{G-1} h_k d'_{n-k} + w_n \\ &= \sum_{k=0}^{G-1} h_k (d_{n-k})_N + w_n \qquad (2.3) \end{aligned}$$

ในสมการที่ (2.3) กำหนดให้ w_n แทนสัญญาณการรบกวนสีขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise : AWGN) ที่เวลา n สัญลักษณ์ $*$ แทนการทำคอนโวลูชั่นเชิงเส้น (Linear convolution)

ผลจากการใส่ตัวแปรเสริมไซคลิกและการทำคอนโวลูชั่นเชิงเส้นกับผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณทำให้สัญญาณรับ y_n มีความยาว N โดยมีดัชนีการนับจาก $0,1,\ldots,N-1$ จากนั้นทำ FFT จะได้

$$Y_k = H_k D_k \qquad ; 0 \le k \le N-1 \qquad (2.4)$$

โดยที่ H_k คือผลตอบสนองอิมพัลส์ของสัญญาณภายหลังจากการทำ FFT ในคลื่นพาห์ย่อยที่ k

บิตข้อมูล Y_k จะนำไปผ่านวงจรแปลงแบบขนานเป็นเชิงอนุกรมและผ่านวงจรดีมอดูเลตเพื่อนำบิตข้อมูลเดิมกลับมาโดยที่

$$D_k = \frac{Y_k}{H_k} \quad (2.5)$$

สมการที่ (2.5) จะเรียกว่าการใช้อีควอไลเซอร์ 1 ขั้นตอน (One-tap equalizer)

2.1.3 ระบบ OFDM ที่ตัวแปรเสริมไซคลิกมีความยาวไม่พอเพียง

ระบบ OFDM จะมีความเพี้ยนที่เอาต์พุตของช่องสัญญาณเมื่อความยาวผลตอบสนองของช่องสัญญาณมากกว่าความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิก ทำให้มีความเพี้ยนที่เอาต์พุตของช่องสัญญาณ นอกจากนี้ความเป็นออร์โทกอนัลในระหว่างช่องสัญญาณย่อยๆ ได้หมดไปทำให้เกิดสัญญาณรบกวน ISI และ ICI กำหนดให้ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแทนด้วย [8]

$$\mathbf{h} = [h_0, h_1, ..., h_{L-1}]^{\mathsf{T}} \qquad ; L < N \quad (2.6)$$

กำหนดให้ $(.)^{\mathsf{H}}$ แทนการแปลงเฮอร์มิเชียนทรานส์โพสต์ (Hermitian transpose) และ $\mathbf{Q}$ เป็นการแปลง FFT ของ q_{lm} กำหนดดังสมการ

$$q_{lm} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-\frac{j2\pi(lm)}{N}} \qquad ; 0 \le l, m \le N-1 \quad (2.7)$$

หลังจากนำตัวแปรเสริมไซคลิกออกไป สัญญาณรับลำดับที่ k แทนด้วย [8-10]

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_k &= \mathbf{Hd}_k - \mathbf{Ad}_k + \mathbf{Bd}_{k-1} + \mathbf{w}_k \\ &= \mathbf{HQ}^{\mathsf{H}}\mathbf{D}_k - \mathbf{AQ}^{\mathsf{H}}\mathbf{D}_k + \mathbf{BQ}^{\mathsf{H}}\mathbf{D}_{k-1} + \mathbf{w}_k \\ &= (\mathbf{H} - \mathbf{A})\mathbf{Q}^{\mathsf{H}}\mathbf{D}_k + \mathbf{BQ}^{\mathsf{H}}\mathbf{D}_{k-1} + \mathbf{w}_k \end{aligned} \quad (2.8)$$

โดยที่

$$E = L - G - 1 \quad (2.9)$$

และ

$$\mathbf{y}_n = [y_n(0), y_n(1), ..., y_n(N-1)]^{\mathsf{T}} \quad (2.10)$$

โดย $\mathbf{y}_n$ เป็นเวกเตอร์ของสัญญาณรับที่มีความยาว N แทนด้วย $\mathbf{H}, \mathbf{A}$ และ $\mathbf{B}$ เป็น เมทริกซ์ขนาด $N \times N$ แทนด้วยสมการด้วย [8-10]

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \dots & 0 & h_{L-1} & h_{L-2} & \dots & h_1 \\ h_1 & h_0 & 0 & \dots & 0 & h_{L-1} & \dots & h_2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{L-1} & h_{L-2} & \dots & h_0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h_{L-1} & h_{L-2} & \dots & h_0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & h_{L-1} & h_{L-2} & h_{L-3} & \dots & h_0 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0_{(E)\times(N-E-G)} & \mathbf{S} & 0_{(E)\times(G)} \\ 0_{(N-E)\times(N-E-G)} & 0_{(N-E)\times(E)} & 0_{(N-E)\times(G)} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0_{(E)\times(N-E)} & \mathbf{S} \\ 0_{(N-E)\times(N-E)} & 0_{(N-E)\times(E)} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} h_{L-1} & \dots & \dots & h_{G+1} \\ 0 & h_{L-1} & \dots & h_{G+2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & h_{L-1} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

ถ้าความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกพอเพียงจะทำให้เมทริกซ์ $\mathbf{A}$ และเมทริกซ์ $\mathbf{B}$ เป็นเมทริกซ์ 0 โดยทั่วไป $\mathbf{A}$ แทนสัญญาณรบกวน ICI และ $\mathbf{B}$ แทนสัญญาณรบกวน ISI แต่ถ้าความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกน้อยกว่าความกว้างของการแผ่ทางเวลาของผลตอบสนองของช่องสัญญาณทำให้เกิดสัญญาณรบกวน ICI ซึ่งเป็นผลจากบิตข้อมูลปัจจุบัน และสัญญาณรบกวน ISI เป็นผลจากบิตข้อมูลก่อนหน้า โดยสัญญาณรบกวน ICI และสัญญาณรบกวน ISI ทำให้ประสิทธิภาพของการส่งข้อมูลลดลง

2.1.4 เทคนิคของอีควอไลเซอร์

ถ้าความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกน้อยกว่าความยาวของผลตอบสนองของช่องสัญญาณทำให้สัญญาณรบกวน ICI ของบิตข้อมูลปัจจุบันและสัญญาณรบกวน ISI ของบิตข้อมูลก่อนหน้าไม่เป็นศูนย์กล่าวคือ $\mathbf{A}$ และ $\mathbf{B}$ ไม่เป็นเมทริกซ์ศูนย์ ซึ่งการใช้ตัวกรองแบบบังคับศูนย์ (Zero Forcing : ZF) จะทำการประมาณบิตข้อมูล $\hat{D}_k$ แทนด้วย [9]

$$\hat{D}_k = \mathbf{P}(\mathbf{y}_k - \mathbf{B}\mathbf{Q}^{\mathrm{H}}\tilde{D}_{k\text{-}1}) \tag{2.15}$$

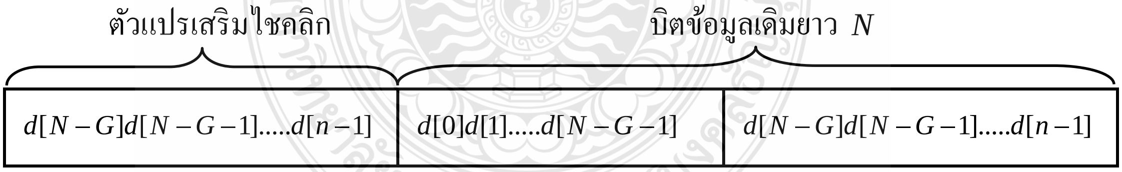
โดย

$$\mathbf{P} = \mathbf{Q}(\mathbf{H}-\mathbf{A})^{-1} \tag{2.16}$$

โดย $\tilde{D}_{k-1}$ เป็นการทำการตัดสินใจแบบฮาร์ด (Hard decision) ของบิตข้อมูล $\hat{D}_{k-1}$

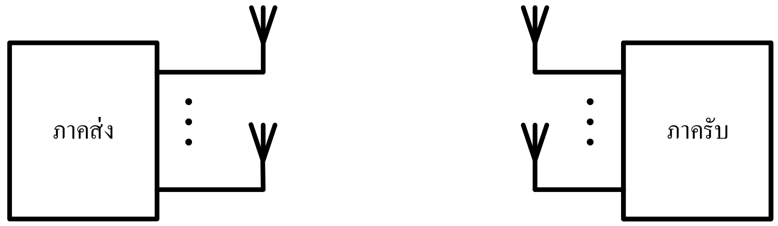
2.2 เทคนิคการรับส่งโดยใช้สายอากาศหลายทางเข้า-หลายทางออก

OFDM เป็นรูปแบบหนึ่งในการส่งข้อมูลที่ได้รับความนิยมโดยจะใส่ตัวแปรเสริมไซคลิกที่มีความยาวเท่ากับหรือมากกว่าการแผ่กว้างทางเวลาของผลตอบสนองของช่องสัญญาณ (Channel Impulse Response : CIR) จุดประสงค์ของการใส่ตัวแปรเสริมไซคลิกคือ ทำให้สัญญาณรบกวน ISI และสัญญาณรบกวน ICI ลดลง ซึ่งสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างบิตข้อมูลและตัวแปรเสริมไซคลิกได้ในรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 การใส่ตัวแปรเสริมไซคลิก

2.2.1 ระบบหลายทางเข้า-หลายทางออก (Multiple Input Multiple Output : MIMO) คือระบบที่ประกอบด้วยสายอากาศทางภาคส่งหลายสายอากาศและสายอากาศทางภาครับหลายสายอากาศ แสดงได้ในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 ระบบหลายทางเข้า-หลายทางออก

2.2.2 ข้อดีของสายอากาศ MIMO

ข้อดีของการใช้สายอากาศ MIMO มีดังต่อไปนี้ [4]

1. อัตราการขยายแถวลำดับ (Array gain)

การใช้สายอากาศจำนวนมาก ทำให้อัตราการขยายของสัญญาณที่ออกมาจากสายอากาศมีค่าเพิ่มมากขึ้น ดังนั้นระยะทางและพื้นที่ครอบคลุมในการส่งสัญญาณเพิ่มมากขึ้นด้วย ซึ่งมีประโยชน์อย่างมากในกรณีต้องการเพิ่มพื้นที่ในการส่งสัญญาณให้กว้างขึ้น หรือกรณีที่จำนวนของผู้ใช้งานในพื้นที่นั้นๆ มีอยู่ไม่มาก ทำให้จำนวนการติดตั้งสถานีฐานลดลงเนื่องจากพื้นที่ครอบคลุมมากขึ้น นอกจากนี้ยังมีข้อดีที่ทำให้กำลังงานส่งจากตัวสถานีเคลื่อนที่มีค่าลดลงตามอัตราการขยายของสายอากาศที่สถานีฐานนั้นมีมากขึ้น หรือค่าความไวที่สายอากาศแถวลำดับที่สถานีฐานรับได้มีมากขึ้น

1. อัตราการขยายไดเวอร์ซิตี้ (Diversity gain)

ค่ากำลังของสัญญาณในระบบสื่อสารไร้สายมีการเปลี่ยนแปลงที่ไม่แน่นอนตามการลดทอนที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณ เทคนิคไดเวอร์ซิตี้จึงเป็นวิธีที่มีประโยชน์มากในการแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นจากการจางหายนั้นๆ ดังนั้นระบบสื่อสารหลายทางเข้า-หลายทางออกที่ใช้สายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับที่มีการจางหายหรือเฟดดิงเป็นอิสระต่อกัน เมื่อส่งสัญญาณออกไปทำให้ภาครับสามารถรวมสัญญาณที่เข้ามาได้ โดยลดปัญหาเรื่องของการเปลี่ยนแปลงค่ากำลังของสัญญาณในระบบออกไปได้มากเมื่อเปรียบเทียบกับระบบสื่อสารหนึ่งทางเข้า-หนึ่งทางออก (Single Input Single Output : SISO)

2. กำลังขยายของการส่งหลายระยะทาง (Spatial multiplexing gain)

ช่องสัญญาณในระบบสื่อสารหลายทางเข้า-หลายทางออกมีการเพิ่มขึ้นของความจุช่องสัญญาณในระบบเป็นเส้นตรงซึ่งมีค่าเท่ากับค่าที่น้อยที่สุดระหว่างจำนวนสายอากาศที่ภาคส่งและภาครับ โดยไม่มีผลต่อค่ากำลังงานหรือการใช้แบนด์วิดท์ ค่ากำลังขยายของการส่งหลายระยะทางจะส่งผลให้ความจุของช่องสัญญาณเพิ่มมากขึ้น เนื่องจากการส่งแบบหลายระยะทางนั้น

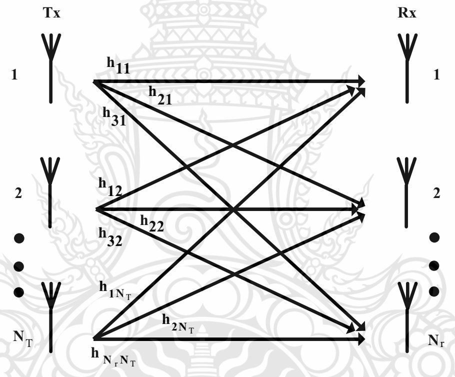
ภาคส่งจะส่งข้อมูลที่เป็นอิสระต่อกันในแต่ละสายอากาศภายใต้เงื่อนไขของช่องสัญญาณที่มีการแพร่กระจายของสัญญาณมากพอทำให้ทางภาครับสามารถแยกสัญญาณต่างๆ ออกจากกัน

3. การลดการแทรกสอด (Interference reduction)

การแทรกสอดแบบร่วมภายในช่องสัญญาณเกิดจากการใช้ความถี่ซ้ำเมื่อมีการใช้สายอากาศหลายๆ สายอากาศ จะเกิดความแตกต่างระหว่างระยะห่างของสัญญาณที่ต้องการกับสัญญาณที่อยู่ในช่องสัญญาณข้างเคียงทำให้สามารถลดการแทรกสอดได้

2.2.3 แบบจำลองระบบ MIMO

พิจารณาระบบ MIMO ซึ่งเป็นแบบแถบความถี่แคบ (Narrowband channel) และมีการส่งข้อมูลแบบจุดต่อจุด โดยด้านส่งใช้สายอากาศจำนวน N_t และด้านรับใช้สายอากาศจำนวน N_r แสดงในรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 แบบจำลองระบบ MIMO

จากรูปที่ 2.4 สามารถแทนแบบจำลองระบบ MIMO ด้วยสัญญาณดิสครีต ดังสมการ

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_{N_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r1} & \cdots & h_{N_rN_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 \\ \vdots \\ d_{N_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_1 \\ \vdots \\ w_{N_r} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

ซึ่งสามารถเขียนรูปย่อคือ

$$\mathbf{y} = \mathbf{Hd} + \mathbf{w} \quad (2.18)$$

โดยที่ $\mathbf{d}$ แทนเวกเตอร์บิตข้อมูลของด้านส่ง $\mathbf{y}$ แทนเวกเตอร์ของบิตข้อมูลด้านรับ $\mathbf{w}$ แทนเวกเตอร์ของสัญญาณรบกวนและ $\mathbf{H}$ เป็นเมทริกซ์ของช่องสัญญาณมีขนาด $N_r \times N_t$ ซึ่ง h_{ij} แทนอัตราขยายของช่องสัญญาณจากสายอากาศส่ง j ไปสายอากาศรับ i

2.3 ระบบ MIMO-OFDM

การมอดูเลตแบบ OFDM และการส่งข้อมูลโดยใช้สายอากาศ MIMO ทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้นและเป็นมาตรฐานในการสื่อสารในยุคที่ 4 และยุคที่ 5 ดังนั้นในหัวข้อนี้จะอธิบายข้อดีของระบบ MIMO-OFDM และแบบจำลองระบบ MIMO-OFDM

2.3.1 ข้อดีของระบบ MIMO-OFDM

เป็นระบบที่ใช้สายอากาศจำนวนมากที่ด้านส่งและด้านรับ ดังนั้นสมรรถนะของระบบจะดีขึ้น โดยทำให้ค่าอัตราขยายไดเวอร์ซิตี้มากขึ้นและอัตราการส่งข้อมูลมากขึ้นโดยใช้การมัลติเพล็กซ์ทางสเปซนั้น ข้อมูลในระบบ MIMO จะส่งและรับโดยใช้สายอากาศหลายๆ สายอากาศพร้อมกัน เนื่องจากการเฟดในระหว่างสายอากาศด้านส่งและด้านรับสามารถดีเท็คได้อย่างเป็นอิสระ ดังนั้นความน่าจะเป็นในการดีเท็คสัญญาณที่ด้านรับก็จะมีค่ามากๆ และมีความถูกต้องสูง นอกจากนี้สามารถใช้การแยกค่าอิสระแบบโดดเดี่ยว (Singular Value Decomposition : SVD) ในแต่ละคลื่นพาห์ย่อยทำให้ความจุในการส่งข้อมูลมีค่ามากขึ้น

OFDM เป็นเทคนิคที่น่าสนใจและนำไปใช้ในการส่งคลื่นพาห์หลายความถี่ ดังนั้นอัตราการรับ-ส่งข้อมูลสูง การออกแบบทำได้ง่าย มีความคงทนต่อสัญญาณรบกวน และมีความคงทนต่อการเฟด

การนำระบบ MIMO มารวมกับ OFDM ทำให้การใช้งานทางสเปซดีขึ้น อัตราการส่งข้อมูลที่สูง ความจุของช่องสัญญาณมากขึ้น การใช้งานสเปกตรัมได้อย่างมีประสิทธิภาพ และสมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตที่ต่ำลง นอกจากนี้ระบบ MIMO-OFDM ยังมีความคงทนต่อการเฟดในช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่ (Frequency selective fading)

2.3.2 แบบจำลองระบบ MIMO-OFDM

พิจารณาระบบ MIMO-OFDM ที่ด้านส่งประกอบด้วยสายอากาศจำนวน N_t สายอากาศและด้านรับประกอบ N_r สายอากาศโดยมีความถี่คลื่นพาห์ย่อย N ความถี่กำหนดให้ตัวแปรเสริมไซคลิกมีความยาวสายอากาศมากกว่าการแผ่กว้างทางเวลาของช่องสัญญาณ โดยกำหนดช่องสัญญาณระหว่างสายอากาศส่งลำดับที่ i กำหนดโดย $0 \le i \le N_t$ และสายอากาศรับลำดับที่ j โดย $0 \le j \le N_r$ กำหนดด้วย h_{ij} ดังนั้น เมทริกซ์ของช่องสัญญาณแทนด้วย [11]

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \ldots & 0 & h_{L-1} & h_{L-2} & \ldots & h_1 \\ h_1 & h_0 & 0 & \ldots & 0 & h_{L-1} & \ldots & h_2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{L-1} & h_{L-2} & \ldots & h_0 & 0 & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & h_{L-1} & h_{L-2} & \ldots & h_0 & 0 & \ldots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \ldots & 0 & h_{L-1} & h_{L-2} & h_{L-3} & \ldots & h_0 \end{bmatrix} \tag{2.19}$$

ใช้เทคนิค SVD ซึ่งจะรวมเมทริกซ์ย่อยในแต่ละคลื่นพาห์ดังสมการ [11]

$$\mathbf{H} = \left[\begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \ldots & h_{1N_t} \\ h_{21} & h_{22} & \ldots & h_{2N_t} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{N_r1} & h_{N_r2} & \ldots & h_{N_rN_t} \end{bmatrix}_0 \ldots \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \ldots & h_{1N_t} \\ h_{21} & h_{22} & \ldots & h_{2N_t} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{N_r1} & h_{N_r2} & \ldots & h_{N_rN_t} \end{bmatrix}_{N-1} \right] \tag{2.20}$$

ในทำนองเดียวกันใช้เทคนิค SVD ทำให้เวกเตอร์ของบิตข้อมูลด้านส่งและด้านรับจะเป็นเวกเตอร์ขนาด $N_t \times 1$ และ $N_r \times 1$ ตามลำดับ แทนด้วยสมการดังนี้ [11]

$$\mathbf{d} = \left[\left[d_1, d_2, ..., d_{N_t} \right]_0^{\mathsf{T}} \left[d_1, d_2, ..., d_{N_t} \right]_1^{\mathsf{T}} \ldots \left[d_1, d_2, ..., d_{N_t} \right]_N^{\mathsf{T}} \right] \tag{2.21}$$

$$\mathbf{y} = \left[\left[y_1, y_2, ..., y_{N_r} \right]_0^{\mathsf{T}} \left[y_1, y_2, ..., y_{N_r} \right]_1^{\mathsf{T}} \ldots \left[y_1, y_2, ..., y_{N_r} \right]_N^{\mathsf{T}} \right] \tag{2.22}$$

สัญญาณรับในคลื่นพาห์ย่อยลำดับที่ k แทนด้วยสมการ

$$y_i^k = \sum_{j=0}^{Nt} h_{ji}^k d_j^k + w_i^k \tag{2.23}$$

หรือแสดงได้ในรูปแบบย่อคือ

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k\mathbf{D}_k + \mathbf{w}_k \tag{2.24}$$

โดยที่ $\mathbf{H}_k$ เป็นเมทริกซ์ของช่องสัญญาณของคลื่นพาห์ย่อยลำดับที่ k มีขนาด $N_r \times N_t$ และ $\mathbf{w}_k$ แทนเวกเตอร์ของสัญญาณรบกวนสีขาวแบบบวกซึ่งเป็นตัวแปรสุ่มแบบเกาส์ที่มีค่าเฉลี่ยเป็น 0 และแวเรียนซ์เท่ากับ 1 หลังจากที่ทำ SVD ของช่องสัญญาณจะได้ [12]

$$\mathbf{H}_k = \mathbf{U}_k \sum\nolimits_k \mathbf{V}_k^{\mathsf{H}} \tag{2.25}$$

โดย $\mathbf{U}_k$ เป็นเมทริกซ์เอกลักษณ์ขนาด $N_r \times N_r$ และ $\mathbf{V}_k$ เป็นเมทริกซ์เอกลักษณ์ขนาด $N_t \times N_t$ และ $\sum_k$ เป็นเมทริกซ์ขนาด $N_r \times N_t$ ซึ่งเส้นทแยงมุมจะเป็นจำนวนจริงที่ไม่เป็นค่าลบ เรียกว่าค่าซิงกูลาร์ (Singular value) กำหนดด้วย

$$\sigma_{i,k} = \sqrt{\lambda_{i,k}} \tag{2.26}$$

ซึ่ง $\lambda_{i,k}$ เป็นค่าไอเกน (Eigen value) ของเมทริกซ์ $\mathbf{H}_k\mathbf{H}_k^{\mathsf{H}}$

ในระบบ MIMO-OFDM-SVD สัญญาณรับที่คลื่นพาห์ย่อย k แทนด้วยสมการ [12]

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{U}_k \sum\nolimits_k \mathbf{V}_k^{\mathsf{H}}\mathbf{d}_k + \mathbf{w}_k \tag{2.27}$$

คูณทั้งสองด้านของสมการ (2.27) ด้วย $\mathbf{U}_k^{\mathsf{H}}$ จะได้

$$\mathbf{U}_k^{\mathsf{H}}\mathbf{y}_k = \mathbf{U}_k^{\mathsf{H}}\mathbf{U}_k \sum\nolimits_k \mathbf{V}_k^{\mathsf{H}}\mathbf{d}_k + \mathbf{U}_k^{\mathsf{H}}\mathbf{w}_k \tag{2.28}$$

กำหนดให้ $\tilde{\mathbf{y}}_k = \mathbf{U}_k^{\mathsf{H}}\mathbf{y}_k$ และ $\tilde{\mathbf{d}}_k = \mathbf{V}_k^{\mathsf{H}}\mathbf{d}_k$ และ $\tilde{\mathbf{w}}_k = \mathbf{U}_k^{\mathsf{H}}\mathbf{w}_k$ โดยที่

$$\sum\nolimits_k = diag\left(\sqrt{\lambda_{1,k}}, \sqrt{\lambda_{2,k}}, \ldots, \sqrt{\lambda_{N_{ss},k}}\right) \tag{2.29}$$

ดังนั้นสัญญาณรับที่คลื่นพาห์ย่อย k ในระบบ MIMO-OFDM-SVD แทนด้วยสมการ

$$\tilde{\mathbf{y}}_k^i = \sum_k^i \tilde{\mathbf{d}}_k^i + \tilde{\mathbf{w}}_k^i$$

$$\tilde{\mathbf{y}}_k^i = \sqrt{\lambda_k^i}\tilde{\mathbf{d}}_k^i + \tilde{\mathbf{w}}_k^i \qquad (2.30)$$

2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

งานวิจัยของ GholamReza Paraee และคณะ [8] นำเสนอการกำจัดความผิดพลาดในตัวป้อนกลับและออกแบบอีควอลไลเซอร์ โดยมีเงื่อนไขความผิดพลาดกำลังสองที่น้อยที่สุดในระบบ OFDM ที่มีความยาว CP ไม่พอเพียงซึ่งอีควอลไลเซอร์ที่ออกแบบมีความคงทนต่อการเฟดหลายวิถี ทนต่อสัญญาณแทรกแซง และควบคุมความผิดพลาดได้ดี ผลการจำลองการทำงานแสดงให้เห็นว่าถ้าความยาวของผลตอบสนองช่องสัญญาณน้อยกว่าหรือเท่ากับขนาด FFT อีควอลไลเซอร์ที่ออกแบบจะมีประสิทธิภาพดี

งานวิจัยของ Wei Zhong และ Zhigang Mao [9] ออกแบบอีควอลไลเซอร์เพื่อกำจัดสัญญาณรบกวน ICI ในโดเมนความถี่สำหรับระบบ OFDM ที่มีความยาว CP ไม่พอเพียงโดยใช้การตัดสินใจแบบฮาร์ด ซึ่งหลีกเลี่ยงกรณีเมทริกซ์ในแนวเส้นทแยงมุมไม่สามารถหาอินเวอร์สและไม่สามารถใช้การกำจัดค่าศูนย์ในอีควอลไลเซอร์ตัดสินใจป้อนกลับ (Decision Feedback Equalizer : DFE) ผลจำลองการทำงานแสดงให้เห็นว่าอีควอลไลเซอร์ที่ออกแบบมาใช้การคำนวณน้อยกว่า แต่ยังคงมีประสิทธิภาพเท่ากับอีควอลไลเซอร์แบบดั้งเดิมที่ใช้เทคนิคการกำจัดค่าศูนย์ (Zero Forcing DFE : ZF-DFE)

งานวิจัยของ Muhammad Danish Nisar และคณะ [10] เสนอการประมาณค่าช่องสัญญาณทำให้ทราบค่าความยาวของผลตอบสนองช่องสัญญาณและความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิก นอกจากนี้ยังออกแบบอีควอลไลเซอร์ที่เหมาะสมที่สุด โดยกำจัดสัญญาณแทรกแซงที่เกิดจากตัวแปรเสริมไซคลิกที่มีความยาวไม่พอเพียง ผลการจำลองการทำงานแสดงให้เห็นว่าค่าอัตราขยายดีขึ้นที่ SNR มีค่าน้อยๆ และความผิดพลาดลดลงที่ SNR มีค่ามากๆ

งานวิจัยของ Igor Freire และคณะ [11] เสนอการออกแบบ Precoder ที่ด้านส่ง และออกแบบอีควอลไลเซอร์ที่ด้านรับในโดเมนเวลาที่มีความยาว CP ไม่พอเพียงในระบบดิสครีตมัลติโทน (Discrete Multitone : DMT) ผลที่ได้คืออัตราการส่งข้อมูลลดลง สัญญาณรบกวน ISI และ ICI ลดลง วิธีที่นำเสนอทำให้สัญญาณแทรกแซงและกำลังงานที่ด้านส่งลดลง ดังนั้นการใช้งานจะต้องมีการเลือกระหว่างอัตราการส่งข้อมูลและสัญญาณรบกวน ISI และ ICI

งานวิจัยของ Cheol-Jin Park และ Gi-Hong [12] เสนอวิธีการกำจัดสัญญาณรบกวน ISI และ ICI ในระบบ OFDM ที่มีความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกไม่พอเพียง โครงสร้างที่นำเสนอทำให้สัญญาณรบกวน ICI ลดลง โดยใช้การวิเคราะห์ในโดเมนความถี่ที่ด้านส่งและใช้วิธีการหักล้างสัญญาณรบกวน ISI ที่ด้านรับ ซึ่งมีการคำนวณที่ไม่ซับซ้อนและประสิทธิภาพเท่ากับการออกแบบอีควอไลเซอร์ในโดเมนความถี่

งานวิจัยของ Jong-Bu Lim และคณะ [13] เสนอวิธีการสร้างตัวแปรเสริมไซคลิกขึ้นใหม่ (Cyclic Prefix Construction : CPR) ซึ่ง CPR นำมาใช้ในระบบ MIMO-OFDM ที่ตัวแปรเสริมไซคลิกมีความยาวพอเพียง เนื่องจากสัญญาณรบกวน ICI ที่เกิดขึ้นมีปริมาณมากและไม่สามารถกำจัดได้หมดด้วย CPR แบบดั้งเดิมที่ใช้ในระบบ SISO ดังนั้นผู้วิจัยได้นำเสนอการสร้างอีควอลไลเซอร์และประยุกต์ใช้วิธีกำจัดค่าความผิดพลาดกำลังสองที่น้อยที่สุด (Minimum Mean Square Error : MMSE) ในระบบ MIMO-OFDM โดยเรียงลำดับค่าความผิดพลาดจากมากไปหาน้อย ทำให้สัญญาณรบกวน ICI ถูกกำจัดในขั้นตอนการสร้างตัวแปรเสริมไซคลิกขึ้นใหม่ในระบบ ดังนั้นค่าอัตราขยายมัลติเพล็กซ์และประสิทธิภาพของระบบดีขึ้น

งานวิจัยของ Cheol - Jin Park และ Gi-Hong Im [14] เสนอการหักล้างสัญญาณรบกวน ISI แบบเรซิดิว (Residual Inter Symbol Interference Cancellation : RISIC) ในระบบ OFDM ที่มีความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกที่ไม่พอเพียงโดยการเพิ่มน้ำหนัก (เวท) ลำดับที่ (i+1) ลงไปในสัญญาณรับลำดับที่ i ผลการจำลองการทำงานแสดงว่าวิธีที่นำเสนอมีประสิทธิภาพดีกว่า RISIC แบบดั้งเดิมโดยมีค่าอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ลดลงเมื่อผลตอบสนองช่องสัญญาณมีค่ามากกว่าครึ่งหนึ่งของความยาวสัญลักษณ์

งานวิจัยของ Min-Sung Kim และคณะ [15] นำเสนอเทคนิคการสร้างตัวแปรเสริมไซคลิกขึ้นใหม่ซึ่งเป็นการใช้อีควอลไลเซอร์แบบเทอร์โบอีควอลไลเซอร์ในโดเมนความถี่ค่าเดียว (Single Carrier Frequency Domain Equalization : SC-FDE) สำหรับระบบ MIMO ซึ่งประกอบด้วยการประมาณค่าประมวลผลขั้นต้น (Pre-Processing Estimation : PPE) โดยที่ RISIC ได้นำมาใช้เป็นขั้นตอนแรกของอีควอลไลเซอร์แบบเทอร์โบ และ RISIC นำมาใช้เพื่อทำให้สัญญาณรบกวน ICI ในแต่ละรอบของการวนซ้ำของ CPR ลดลง ผลการจำลองการทำงานแสดงให้เห็นว่าความผิดพลาดลดลงโดยมีอัตราการขยายมัลติเพล็กซ์เพิ่มขึ้นและประสิทธิภาพที่ดีขึ้น

งานวิจัยของ Yuansheng Jin และ Xiang-Gen Xia [16] นำเสนอระบบ MIMO-OFDM ที่มีตัวแปรเสริมไซคลิกที่ความยาวพอเพียงในช่องสัญญาณไม่เป็นอิสระ โดยใช้เทคนิคการจัดลำดับสัญญาณแทรกแซง (Interference Alignment : IA) ทำให้สัญญาณแทรกแซงระหว่างบล็อก (Inter

Block Interference : IBI) ที่เกิดจากตัวแปรเสริมไซคลิกที่ความยาวพอเพียง ผลการจำลองการทำงานพบว่าระบบมีประสิทธิภาพการใช้งานแบนด์วิดท์มากกว่าระบบการเพิ่มค่าศูนย์แบบดั้งเดิมในกรณีสายอากาศรับน้อยกว่าหรือเท่ากับสายอากาศด้านส่ง และเมื่อสายอากาศรับมากกว่าสายอากาศส่งทำให้สัญญาณรบกวน IBI ถูกกำจัดหมดโดยไม่ต้องใช้การเพิ่มค่าศูนย์

งานวิจัยของ Yuansheng Jin และ Xiang-Gen Xia [17] นำเสนอเทคนิคการเรียงลำดับสัญญาณแทรกแซงโดยใช้หลักการออกแบบ Precoder ในระบบ OFDM ที่ตัวแปรเสริมไซคลิกมีความยาวพอเพียงซึ่งด้านส่งทราบเฉพาะค่าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณ Precoder ที่สัญญาณแทรกแซงระหว่างบล็อกและทำให้ค่า MSE น้อยที่สุด โดยมีเครื่องรับแบบค่าความผิดพลาดกำลังสองที่น้อยที่สุดซึ่งเป็นเครื่องรับเชิงเส้น ดังนั้นค่าอัตราความผิดพลาดบิตก็จะลดลง

งานวิจัยของ Yuansheng Jin และ Xiang-Gen Xia [18] นำเสนอการออกแบบ Precoder ในระบบ MIMO-OFDM ที่ตัวแปรเสริมไซคลิกที่ความยาวพอเพียง โดยกำหนดให้ด้านส่งทราบข้อมูลของช่องสัญญาณ (Channel State Information : CSI) ในรูปของโดเมนแวเรียนซ์เมทริกซ์ เทคนิคที่นำเสนอมีความคงทนต่อสัญญาณรบกวน โดยมีจุดประสงค์ที่ทำให้ข้อมูล OFDM ในแต่ละบล็อกมีค่า MSE น้อยที่สุดและจากการจำลองการทำงานพบว่าค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ดีกว่า [16], [17]

งานวิจัยของ Amrit S. Bedi และคณะ [19] พิจารณาการออกแบบ Precoder ในระบบ OFDM ที่มีความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกไม่พอเพียงโดยใช้หลักการหาค่าที่ดีที่สุด (Optimization) ซึ่งสร้างปัญหาในการออกแบบ Precoder ที่มีจุดประสงค์ทำให้อัตราความผิดพลาดบิตน้อยที่สุดโดยมีเงื่อนไขบังคับคือกำลังงานรวมสูงสุด ผู้วิจัยได้หาคำตอบที่แท้จริงของ Precoder ที่เหมาะสมที่สุด โดยปัญหาดังกล่าวเป็น Schur convex ที่กำจัดสัญญาณรบกวนระหว่างบล็อกให้หมดไป นอกจาก Precoder ที่ได้แล้วยังแสดงค่าความผิดพลาดเฉลี่ยที่เหมาะสม และหารูปคำตอบที่แท้จริงได้ในเทอม SNR ค่ากำลังงานที่ลดลง ผลการจำลองแสดงประสิทธิภาพของระบบในเทอม MSE และค่าโปรไฟล์พลังงานในกรณีที่ด้านส่งทราบสถานะข้อมูลบางส่วนและด้านส่งทราบสถานะข้อมูลทั้งหมด

งานวิจัยของ Tri Pham และคณะ [20] ได้พิจารณาผลของตัวแปรเสริมไซคลิกที่มีความยาวไม่พอเพียงในระบบ MIMO-OFDM โดยกำหนดให้ความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกน้อยกว่าการแผ่กว้างของช่องสัญญาณ ทำให้ประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดท์ และขอบเขตในการใช้งาน OFDM ในโครงข่ายกว้างขึ้น นอกจากนี้ทำให้สัญญาณรบกวน ICI และ ISI ที่ด้านรับลดลง ผู้วิจัยได้ออกแบบ Bi-Directional M-Algorithm (BDMA) ในอีควอไลเซอร์แบบเทรลลิซ (Trellis) ซึ่งจะทำให้สัญญาณแทรกแซงหมดไปและดีเทคสัญญาณได้ดีขึ้น ผลการจำลองการทำงานแสดงว่าภายหลังจากใช้อัลกอริทึม BDMA 2 รอบ ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่นำเสนอลดลง เข้าใกล้ระบบที่มีความ

ยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกพอเพียง และการแผ่กว้างของช่องสัญญาณมีค่าเป็น 6 เท่าของความยาวของตัวแปรเสริมไม่พอเพียง

ในวิทยานิพนธ์นี้จะทำการตรวจสอบผลโดยอ้างอิงจากงานวิจัยงานวิจัยของ Yuansheng Jin และ Xiang-Gen Xia [18] ในภาคผนวก ข ผลการวิเคราะห์เปรียบเทียบ

บทที่ 3
วิธีการดำเนินงานวิจัย

เนื้อหาในบทนี้แสดงการสร้างแบบจำลองระบบการสื่อสารไร้สายโดยใช้สายอากาศหลายทางเข้า-หลายทางออกร่วมกับเทคนิคการมัลติเพล็กซ์ความถี่ตั้งฉากเพื่อศึกษาผลของความยาวตัวแปรเสริมไซคลิก และการหาค่าอัตราความผิดพลาดบิต โดยเริ่มด้วยการอธิบายสัญลักษณ์และตัวแปรที่ใช้ในระบบ SISO-OFDM และ MIMO-OFDM ส่วนถัดมาอธิบายแบบจำลองระบบ SISO-OFDM และระบบ MIMO-OFDM จากนั้นจะอธิบายการออกแบบ Precoder สำหรับระบบ SISO-OFDM และการออกแบบระบบ MIMO-OFDM ที่มีความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกไม่พอเพียงและในส่วนสุดท้ายอธิบายขั้นตอนการทำงานและพารามิเตอร์ในการจำลองการทำงาน

3.1 สัญลักษณ์และตัวแปรที่ใช้ในระบบ SISO-OFDM และ MIMO-OFDM

ในหัวข้อนี้จะอธิบายสัญลักษณ์และตัวแปรที่ใช้ในระบบ SISO-OFDM และ MIMO-OFDM แสดงในตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 สัญลักษณ์และตัวแปรที่ใช้ในระบบ SISO-OFDM และ MIMO-OFDM

สัญลักษณ์และตัวแปร	ความหมาย
G	ความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิก
L	ความยาวของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ
N	จำนวนคลื่นพาห์ย่อย
N_r	จำนวนสายอากาศรับ
N_t	จำนวนสายอากาศส่ง
$\mathbf{A}$	เมทริกซ์ขนาด $NN_r \times NN_t$ แทนสัญญาณแทรกแซงระหว่างคลื่นพาห์ย่อย
$\mathbf{B}$	เมทริกซ์ขนาด $NN_r \times NN_t$ แทนสัญญาณแทรกแซงระหว่างสัญลักษณ์
$\mathbf{D}_k$	บิตข้อมูลที่มอดูเลตแบบ QPSK บนคลื่นพาห์ย่อยลำดับที่ k
$\mathbf{H}$	เมทริกซ์ของช่องสัญญาณ

ตารางที่ 3.1 สัญลักษณ์และตัวแปรที่ใช้ในระบบ SISO-OFDM และ MIMO-OFDM (ต่อ)

สัญลักษณ์และตัวแปร	**ความหมาย**
$\mathbf{H}(l)$	เมทริกซ์ของช่องสัญญาณที่มีความยาว L
$\mathbf{Q}$	เมทริกซ์ที่เกิดจากการทำ FFT จำนวน N จุด
$\mathbf{H}\ \mathbf{Q}^{\mathrm{H}}$	เมทริกซ์ที่เกิดจากการทำ IFFT จำนวน N จุด
$\mathbf{P},\mathbf{O}$	เมทริกซ์ Precoder
$\mathbf{Y}_k$	เวกเตอร์ของสัญญาณรับลำดับที่ k ในโดเมนความถี่
$\overline{\mathbf{D}}_k$	บิตของข้อมูลอินพุตทั้งหมดบนคลื่นพาห์ย่อยลำดับที่ k
$h_{ij}(l)$	ช่องสัญญาณระหว่างสายอากาศส่งที่ j สายอากาศรับที่ i
$\mathbf{h}(l)$	ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ
$\mathbf{w}_k$	เวกเตอร์ของสัญญาณรบกวนที่เวลา k
$\tilde{\mathbf{w}}_k$	การทำ FFT ของ w_k
$\mathbf{y}_k$	เวกเตอร์ของสัญญาณรับลำดับที่ k หลังจากนำตัวแปรเสริมไซคลิกออก

3.2 แบบจำลองระบบ SISO-OFDM

พิจารณาแบบจำลองระบบ SISO-OFDM ที่มีจำนวนคลื่นพาห์ย่อยจำนวน N คลื่นพาห์ย่อยบนช่องสัญญาณที่ไม่อิสระแบบเลือกความถี่ (Frequency Selective Fading) กำหนดให้ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแทนด้วย

$$\mathbf{h} = \left[h_0, h_1, \ldots, h_{N-1}\right]^{\mathrm{T}} \tag{3.1}$$

โดยมีความยาวของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแทนด้วย L กำหนดให้ $L \le N$ โดยที่อินพุตเวกเตอร์ของการมัลติเพล็กซ์ความถี่ตั้งฉากลำดับที่ k แทนด้วยสมการ

$$\mathbf{D}_k = \left[D_k^0, D_k^1, \ldots, D_k^{N-1}\right]^{\mathrm{T}} \tag{3.2}$$

กำหนดให้ $\mathbf{Q}$ เป็นการแปลง FFT ของ q_{lm} โดยที่

$$q_{lm} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-\frac{j2\pi(lm)}{N}} \qquad \text{เมื่อ } 0 \le l, m \le N-1 \tag{3.3}$$

การให้สัญญาณแทรกแซงระหว่างสัญลักษณ์ (Inter Symbol Interference : ISI) และสัญญาณแทรกแซงระหว่างคลื่นพาห์ (Inter Carrier Interference : ICI) ลดลง ดังนั้นจะใส่ตัวแปรเสริมไซคลิก (Cyclic Prefix : CP) ความยาว $G \le L \le N$ หลังจากนำตัวแปรเสริมไซคลิกออกไป บิตที่ด้านรับลำดับที่ k ในโดเมนเวลา แทนด้วยสมการ

$$\mathbf{y}_k = (\mathbf{H} - \mathbf{A})\mathbf{Q}^{\mathsf{H}}\mathbf{D}_k + \mathbf{B}\mathbf{Q}^{\mathsf{H}}\mathbf{D}_{k-1} + \mathbf{w}_k \tag{3.4}$$

โดยที่ $\mathbf{w}_k$ แทนเวกเตอร์ของสัญญาณรบกวนซึ่งเป็นตัวแปรสุ่มแบบเกาส์ที่มีค่าเฉลี่ยเป็น 0 และแวเรียนซ์เป็น 1

กำหนดให้เมทริกซ์ของช่องสัญญาณแทนด้วย $\mathbf{H}$ มีขนาด $N \times N$ แทนด้วยสมการ (3.5) และ $\mathbf{Q}^{\mathsf{H}}$ แทนการทำการเฮอร์มิเชียนทรานส์โพส์ต (Hermitian transpose) ของ $\mathbf{Q}$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \cdots & 0 & h_{L-1} & h_{L-2} & \cdots & h_1 \\ h_1 & h_0 & 0 & \cdots & 0 & h_{L-1} & \cdots & h_2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{L-1} & h_{L-2} & \cdots & h_0 & 0 & 0 & \cdots & h_{L-1} \\ 0 & h_{L-1} & h_{L-2} & \cdots & h_0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & h_{L-1} & h_{L-2} & h_{L-3} & \cdots & h_0 \end{bmatrix} \tag{3.5}$$

นิยามให้ $\mathbf{A}$ เป็นเมทริกซ์ขนาด $N \times N$ แทนสัญญาณรบกวน ICI มีค่าดังสมการ

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0_{(E)\times(N-E-G)} & \mathbf{S} & 0_{(E)\times(G)} \\ 0_{(N-E)\times(N-E-G)} & 0_{(N-E)\times(E)} & 0_{(N-E)\times(G)} \end{bmatrix} \tag{3.6}$$

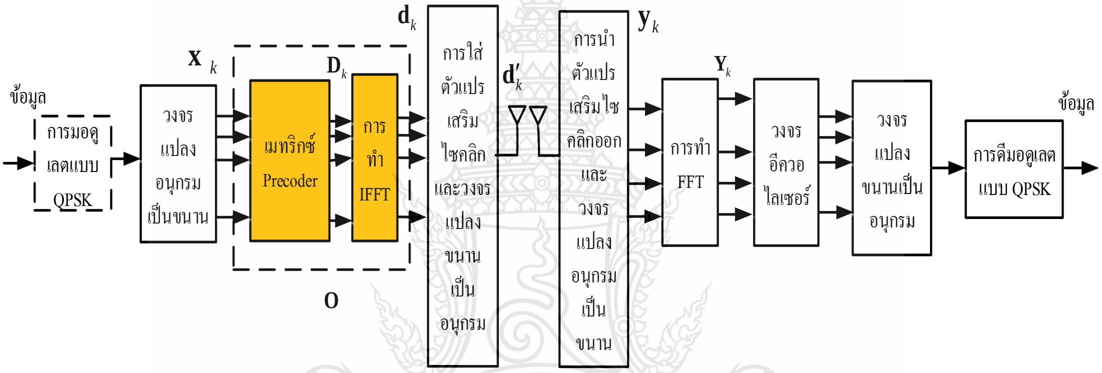
$\mathbf{B}$ เป็นเมทริกซ์ขนาด $N \times N$ แทนสัญญาณรบกวน ISI มีค่าดังสมการ

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0_{(E)\times(N-E)} & \mathbf{S} \\ 0_{(N-E)\times(N-E)} & 0_{(N-E)\times(E)} \end{bmatrix} \tag{3.7}$$

โดยที่

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} h_{L-1} & \cdots & \cdots & h_{G+1} \\ 0 & h_{L-1} & \cdots & h_{G+2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & h_{L-1} \end{bmatrix} \tag{3.8}$$

สามารถแทนบล็อกไดอะแกรมของระบบ SISO-OFDM ได้ดังนี้



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมระบบ SISO-OFDM

จากรูปที่ 3.1 กำหนดให้บิตข้อมูลทางด้านส่งมีการมอดูเลตแบบแบบควอเทอร์นารีเฟสชิพท์คีย์อิงค์ (Quaternary Phase Shift Keying : QPSK) ดังนั้น $\mathbf{D}_k$ เป็นข้อมูลที่ส่งบนคลื่นพาห์ลำดับที่ k โดยที่ $\mathbf{P}$ และ $\mathbf{O}$ เป็นเมทริกซ์ Precoder หลังจากที่ใช้การแปลงฟูเรียร์ผกผันอย่างเร็ว (Inverse Fast Fourier Transform : IFFT) จะได้บิตข้อมูล $\mathbf{d}_k$ ออกมาก่อนจะส่งข้อมูลออกสายอากาศจะใส่ตัวแปรเสริมไซคลิกที่มีความยาว G ลงไปดังนั้นบิตข้อมูลที่ส่งออกทางสายอากาศแทนด้วย $\mathbf{d}'_k$

จากสมการที่ (3.6) และ (3.7) $\mathbf{A}$ และ $\mathbf{B}$ เป็นเมทริกซ์ในโดเมนเวลาภายใต้ข้อกำหนดที่ว่าด้านส่งและด้านรับต้องมีการซิงค์โครไนซ์กันอย่างสมบูรณ์ ถ้าความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ กล่าวคือ $G \geq L$ ทำให้ $\mathbf{A}$ และ $\mathbf{B}$ มีค่าเป็น 0 ดังนั้นจะไม่มีสัญญาณแทรกแซงระหว่างคลื่นพาห์และสัญญาณรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ ใช้การแปลงฟูเรียร์อย่างเร็ว (Fast Fourier Transform : FFT) สำหรับสัญญาณ $\mathbf{y}_k$ ให้กลับมาอยู่ในโดเมนความถี่แทนด้วย $\mathbf{Y}_k$ จะได้

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{Q}(\mathbf{H}-\mathbf{A})\mathbf{Q}^{\mathsf{H}}\mathbf{D}_k + \mathbf{Q}\mathbf{B}\mathbf{Q}^{\mathsf{H}}\mathbf{D}_{k-1} + \tilde{\mathbf{w}}_k \tag{3.9}$$

โดยที่ $\tilde{\mathbf{w}}_k = \mathbf{Q}\mathbf{w}_k$ และ $\tilde{\mathbf{w}}_k$ มีการกระจายแบบเกาส์ซึ่งมีค่าเฉลี่ยเป็น 0 และแวเรียนซ์เท่ากับ 1 เนื่องจากต้องการทำ Precoder สัญญาณ $\mathbf{x}_k$ ให้ได้เอาต์พุตเป็น $\mathbf{D}_k$ ซึ่งเป็นเวกเตอร์ขนาด $N \times 1$ จะต้องใช้เมทริกซ์ Precoder แทนด้วย $\mathbf{P}$ ขนาด $N \times N$ ดังสมการ

$$\mathbf{D}_k = \mathbf{P}\mathbf{x}_k \tag{3.10}$$

เนื่องจากเมทริกซ์ $\mathbf{P}$ อาจไม่จำเป็นที่จะมีแรงค์เต็ม (Full rank) นิยามให้เมทริกซ์ Precoder ในโดเมนเวลาแทนด้วย

$$\mathbf{O} = \mathbf{Q}^{\mathsf{H}}\mathbf{P} \tag{3.11}$$

คูณทั้งสองข้างด้วย $\mathbf{Q}^{-1}$ จะได้

$$\mathbf{Q}^{-1}\mathbf{O} = \mathbf{Q}^{-1}\mathbf{Q}^{\mathsf{H}}\mathbf{P}$$

$$\mathbf{O} = \mathbf{P}$$

(3.12)

ซึ่งบางครั้งสามารถเรียก $\mathbf{P}$ และ $\mathbf{O}$ ว่าเมทริกซ์ Precoder จากสมการที่ (3.9) สามารถแสดงสัญญาณในเทอมของเมทริกซ์ Precoder คือ

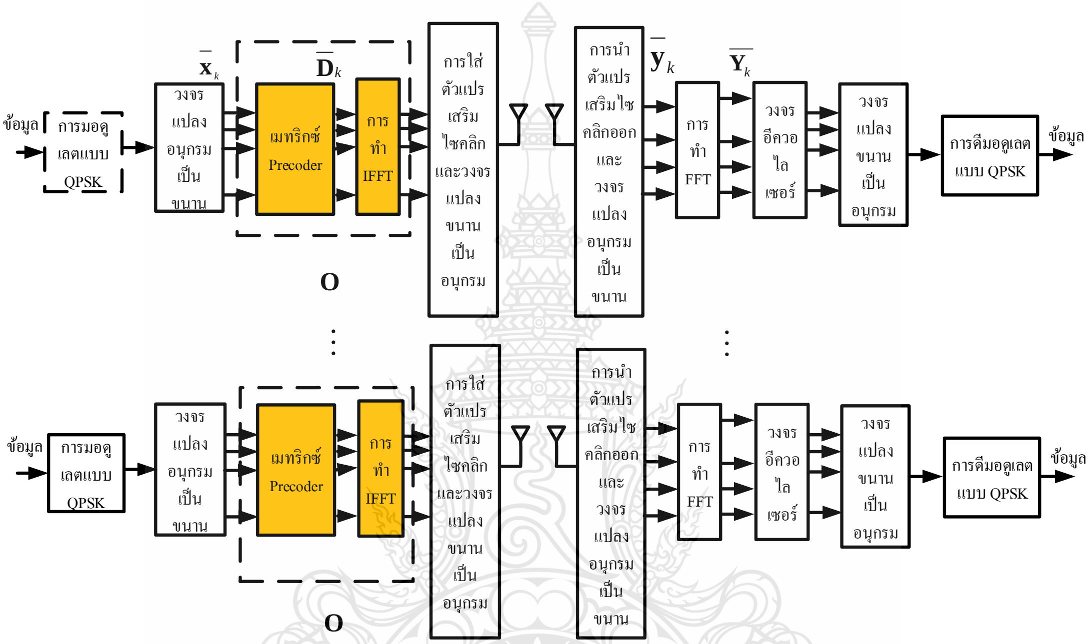
$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{Q}(\mathbf{H}-\mathbf{A})\mathbf{Q}^{\mathsf{H}}\mathbf{P}\mathbf{x}_k + \mathbf{Q}\mathbf{B}\mathbf{Q}^{\mathsf{H}}\mathbf{P}\mathbf{x}_{k-1} + \tilde{\mathbf{w}}_k$$

$$= \mathbf{Q}(\mathbf{H}-\mathbf{A})\mathbf{O}\mathbf{x}_k + \mathbf{Q}\mathbf{B}\mathbf{O}\mathbf{x}_{k-1} + \tilde{\mathbf{w}}_k \tag{3.13}$$

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

3.3 แบบจำลองระบบ MIMO-OFDM

พิจารณาระบบ MIMO-OFDM โดยด้านส่งมีสายอากาศจำนวน N_t สายอากาศและด้านรับสายอากาศจำนวน N_r สายอากาศซึ่งใช้หลักการเดียวกับในระบบของ SISO-OFDM ดังนั้นในแบบจำลอง MIMO-OFDM แทนด้วยรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมระบบ MIMO-OFDM

กำหนดให้บิตข้อมูลในระบบ MIMO-OFDM ในโดเมนความถี่ แทนด้วย

$$\bar{\mathbf{D}}_k = \left[(\mathbf{D}_k^0)^{\mathsf{T}}, (\mathbf{D}_k^1)^{\mathsf{T}}, \ldots, (\mathbf{D}_k^{N-1})^{\mathsf{T}}\right]^{\mathsf{T}} \tag{3.14}$$

โดยที่ $\mathbf{D}_k^i$ เป็นเวกเตอร์ขนาด $N_t \times 1$ ซึ่งส่งออกด้วยสายอากาศ N_t โดยใช้คลื่นพาห์ย่อยลำดับที่ i และ $0 \le i \le N-1$ จากนั้นเวกเตอร์ $\bar{\mathbf{D}}_k$ จะแปลงกลับมาในโดเมนเวลาโดยใช้การแปลง IFFT จะได้

$$\bar{\mathbf{Q}} = \mathbf{Q}^{\mathsf{H}} \otimes \mathbf{I}_{N_t} \tag{3.15}$$

โดยที่ $\otimes$ แทนการทำคอนโวลูชั่นแบบวนรอบ (Circular convolution) และ $\mathbf{I}_{N_t}$ เป็นเมทริกซ์เอกลักษณ์ ข้อมูลที่จะส่งออกในแต่ละสายอากาศจะใส่ตัวแปรเสริมไซคลิกที่มีความยาว G ลงไปในด้านอินพุต ซึ่งในช่องสัญญาณระหว่างสายอากาศส่งลำดับที่ j สายอากาศรับลำดับที่ i โดยที่

$$\mathbf{h}_{ij} = \left[h_{ij}(0), h_{ij}(1), ..., h_{ij}(L-1)\right]^{\mathrm{T}} \tag{3.16}$$

และ h_{ij} เป็นตัวแปรสุ่มแบบเกาส์ที่มีค่าเฉลี่ยเป็น 0 และแวเรียนซ์ σ^2 นอกจากนี้กำหนดให้ทุกช่องสัญญาณมีความยาวเท่ากับ L ดังนั้นเมทริกซ์ของช่องสัญญาณมีขนาด $N_r \times N_t$ แทนด้วย $\mathbf{H}(l)$ โดยที่ $l = 0,1,...,L-1$ ดังสมการ

$$\mathbf{H}(l) = \begin{bmatrix} h_{11}(l) & h_{12}(l) & \dots & h_{1N_t}(l) \\ h_{21}(l) & h_{22}(l) & \dots & h_{2N_t}(l) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{N_r1}(l) & h_{N_r2}(l) & \dots & h_{N_rN_t}(l) \end{bmatrix} \tag{3.17}$$

ที่ด้านรับจะนำตัวแปรเสริมไซคลิกออกซึ่งสัญญาณรับในโดเมนเวลาแทนด้วย

$$\bar{\mathbf{y}}_k = (\mathbf{H}-\mathbf{A})\bar{\mathbf{Q}}\bar{\mathbf{D}}_k + \mathbf{B}\bar{\mathbf{Q}}\bar{\mathbf{D}}_{k-1} + \mathbf{w}_k \tag{3.18}$$

โดยที่ $\mathbf{H}, \mathbf{A}$ และ $\mathbf{B}$ เป็นเมทริกซ์ขนาด $NN_r \times NN_t$ ดังสมการ นอกจากนี้ $\mathbf{w}_k$ เป็นเวกเตอร์ของสัญญาณรบกวนขนาด $NN_r \times 1$ ที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับ 0 และแวเรียนซ์ σ^2

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H_0(l) & 0 & \dots & 0 & H_{L-1}(l) & H_{L-2}(l) & \dots & H_1(l) \\ H_1(l) & H_0(l) & 0 & \dots & 0 & H_{L-1}(l) & \dots & H_2(l) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{L-1}(l) & H_{L-2}(l) & \dots & H_0(l) & 0 & \dots & \dots & H_{L-1}(l) \\ 0 & H_{L-1}(l) & H_{L-2}(l) & \dots & H_0(l) & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & H_{L-1}(l) & H_{L-2}(l) & \dots & \dots & H_0(l) \end{bmatrix} \tag{3.19}$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & H(L-1) & \dots & \dots & H(G+1) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & H(L-1) & \dots & H(G+2) & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & H(L-1) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \dots & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \dots & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \tag{3.20}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & H(L-1) & \dots & \dots & H(G+1) \\ 0 & \dots & 0 & H(L-1) & \dots & H(G+2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & H(L-1) \\ 0 & \dots & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix} \tag{3.21}$$

โดยที่

$$E = L - G - 1 \tag{3.22}$$

ดังนั้นการทำ Precoder แทนด้วยเมทริกซ์ $\mathbf{P}$ เกิดจากการแปลงเชิงเส้น (Linear transform) ซึ่งทำให้

$$\overline{\mathbf{D}}_k = \mathbf{P}\overline{\mathbf{x}}_k \tag{3.23}$$

โดยที่

$$\overline{\mathbf{x}}_k = \left[(\mathbf{x}_k^0)^{\mathrm{T}}, (\mathbf{x}_k^1)^{\mathrm{T}}, \dots, (\mathbf{x}_k^{N-1})^{\mathrm{T}} \right]^{\mathrm{T}} \tag{3.24}$$

การออกแบบ Precoder จะต้องสอดคล้องกับคุณสมบัติ

$$\mathbf{O} = \overline{\mathbf{Q}}\mathbf{P} \tag{3.25}$$

โดย

$$\overline{\mathbf{Q}}^{-1} = \mathbf{Q} \otimes \mathbf{I}_{N_r} \tag{3.26}$$

ซึ่ง $\mathbf{P}$ และ $\mathbf{O}$ เป็นเมทริกซ์ Precoder ดังนั้นสัญญาณรับบิตที่ k ในโดเมนความถี่แทนด้วยสมการ

$$\overline{\mathbf{Y}_k} = (\mathbf{Q}\otimes\mathbf{I}_{N_r})(\mathbf{H}-\mathbf{A})\mathbf{O}\bar{\mathbf{x}}_k + (\mathbf{Q}\otimes\mathbf{I}_{N_r})\mathbf{B}\mathbf{O}\bar{\mathbf{x}}_{k-1} + \tilde{\mathbf{w}}_k \quad (3.27)$$

3.4 การออกแบบ Precoder สำหรับระบบ SISO-OFDM

ในการออกแบบ Precoder สำหรับระบบ SISO-OFDM ทำได้โดยพิจารณาสมการที่ (3.27) ซึ่งกำหนดให้สัญญาณรบกวนมีค่าคงที่สามารถละทิ้งได้ ดังนั้น

$$\overline{\mathbf{Y}_k} = (\mathbf{Q}\otimes\mathbf{I}_{N_r})(\mathbf{H}-\mathbf{A})\mathbf{O}\bar{\mathbf{x}}_k + (\mathbf{Q}\otimes\mathbf{I}_{N_r})\mathbf{B}\mathbf{O}\bar{\mathbf{x}}_{k-1} \quad (3.28)$$

เพื่อความสะดวกจัดรูปใหม่ ได้ดังนี้

$$y[k] = ax[k] + bx[k-1] \quad (3.29)$$

โดยที่ $a = (\mathbf{Q}\otimes\mathbf{I}_{N_r})(\mathbf{H}-\mathbf{A})\mathbf{O}$ และ $b = (\mathbf{Q}\otimes\mathbf{I}_{N_r})\mathbf{B}\mathbf{O}$

แปลงแซด (Z transform) ทั้งสองข้างลงในสมการที่ (3.29) จะได้

$$\mathbf{Y}(z) = a\mathbf{X}(z) + b\mathbf{X}(z)z^{-1} \quad (3.30)$$

$$\mathbf{Y}(z) = \left[a + bz^{-1}\right]\mathbf{X}(z) \quad (3.31)$$

ดังนั้นฟังก์ชั่นถ่ายโอนของช่องสัญญาณกำหนดด้วยอัตราส่วนของสัญญาณเอาต์พุตต่อสัญญาณอินพุต แทนด้วย

$$\mathbf{H}(z) = \frac{\mathbf{Y}(z)}{\mathbf{X}(z)} = a + bz^{-1}$$

(3.32)

โดยที่

$$\mathbf{H}^{-1}(z) = \frac{1}{a + bz^{-1}} \quad (3.33)$$

จากสมการที่ (3.31) และ (3.32) จะได้

$$\mathbf{Y}(z) = \mathbf{H}(z)\mathbf{X}(z) \tag{3.34}$$

เนื่องจากการทำ Precoder เป็นขบวนการอินเวอร์ส (Inverse process) ระหว่างอินพุตและเอาต์พุต กำหนดให้ $x[k]$ เป็นบิตอินพุต และ $y[k]$ เป็นบิตเอาต์พุต จากสมการ (3.29) ให้เปลี่ยน $x[k]$ เป็น $y[k]$ และเปลี่ยน $y[k]$ เป็น $x[k]$ ดังนั้น

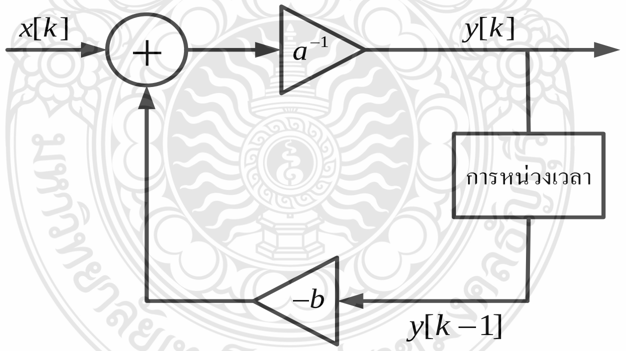
$$ay[k]+by[k-1] = x[k] \tag{3.35}$$

จะได้

$$ay[k] = x[k]-by[k-1] \tag{3.36}$$

$$y[k] = \frac{1}{a}\{x[k]-by[k-1]\} \tag{3.37}$$

จากสมการที่ (3.37) สามารถออกแบบ Precoder โดยมีบล็อกไดอะแกรมแสดงในรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 การออกแบบ Precoder

ในทำนองเดียวกันระบบ SISO-OFDM ในสมการ (3.4) เมื่อไม่พิจารณาสัญญาณรบกวน จะได้สมการ

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{Q}(\mathbf{H}-\mathbf{A})\mathbf{Q}^{\mathrm{H}}\mathbf{D}_k + \mathbf{QBQ}^{\mathrm{H}}\mathbf{D}_{k-1} \tag{3.38}$$

$$\mathbf{Q}(\mathbf{H}-\mathbf{A})\mathbf{Q}^{\mathsf{H}}\mathbf{D}_k \;=\; \mathbf{Y}_k - \mathbf{QBQ}^{\mathsf{H}}\mathbf{D}_{k-1}$$

$$\mathbf{D}_k \;=\; \left(\mathbf{Q}(\mathbf{H}-\mathbf{A})\mathbf{Q}^{\mathsf{H}}\right)^{-1}\left(\mathbf{Y}_k - \mathbf{QBQ}^{\mathsf{H}}\mathbf{D}_{k-1}\right)$$

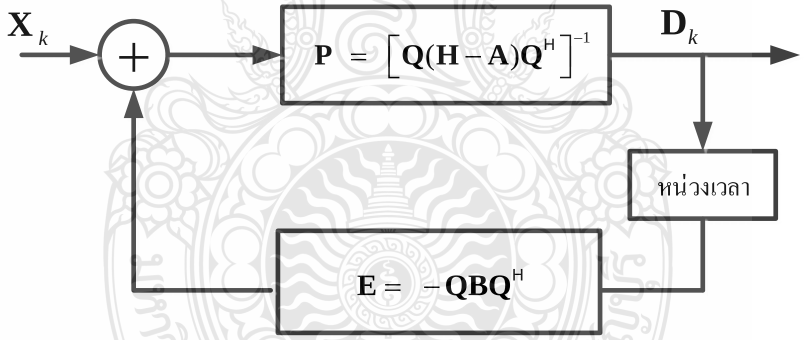
กำหนดให้เมทริกซ์ $$\mathbf{P} \;=\; \left[\mathbf{Q}(\mathbf{H}-\mathbf{A})\mathbf{Q}^{\mathsf{H}}\right]^{-1} \tag{3.39}$$

ซึ่งเหมือนกับ a ในสมการ (3.37)

และเมทริกซ์ $$\mathbf{E} \;=\; -\mathbf{QBQ}^{\mathsf{H}} \tag{3.40}$$

ซึ่งเหมือนกับ b ในสมการ (3.37)

ดังนั้น Precoder ในระบบ SISO-OFDM แทนด้วยบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.4

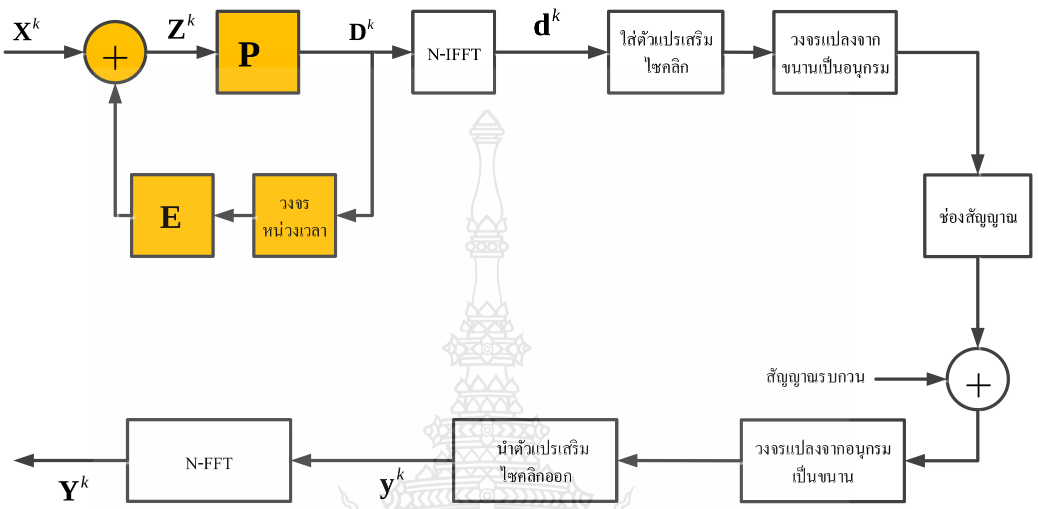


รูปที่ 3.4 การทำ Precoder ในระบบ SISO-OFDM

3.5 การออกแบบ Precoder ในระบบ MIMO-OFDM ที่มีความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกไม่พอเพียง

พิจารณาระบบ MIMO-OFDM ซึ่งด้านส่งมี N_t สายอากาศ ด้านรับมี N_r สายอากาศ ซึ่งมีจำนวนคลื่นพาห์ย่อยแทนด้วย N กำหนดให้ $M = \min(N_r, N_t)$ เป็นจำนวนสายอากาศที่น้อยที่สุดระหว่างสายอากาศรับและสายอากาศส่ง และกำหนดให้การส่งข้อมูลในช่องสัญญาณขาลง (Downlink) จากสถานีฐานไปยังโทรศัพท์เคลื่อนที่ โดยตัวแปรเสริมไซคลิกมีความยาวไม่พอเพียง

กำหนดด้วยความสัมพันธ์ $G \leq L \leq N$ เมื่อ G คือความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิก และ L คือความยาวของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ ดังนั้นการทำ Precoder ในระบบ MIMO-OFDM แสดงในรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 การออกแบบ Precoder ในระบบ MIMO-OFDM ที่ตัวแปรเสริมไซคลิกมีความยาวไม่พอเพียง

กำหนดให้เวกเตอร์ของข้อมูลในระบบ MIMO–OFDM ด้วย $\mathbf{X}$ และนิยามให้ $\mathbf{X}^k(n,m)$ โดยที่ k เป็นจำนวนเต็มบวก ดังนั้น $\mathbf{X}^k(n,m)$ แทนสัญลักษณ์ในการมอดูเลตแบบ QPSK บนช่องสัญญาณย่อย (Subchannel) ลำดับที่ m โดยใช้คลื่นพาห์ย่อย (Subcarrier) ลำดับที่ n ของการส่งข้อมูล OFDM ลำดับที่ k ซึ่ง $m = 0,1,...,M-1$ และ $n = 0,1,...,N-1$ ดังนั้นลำดับข้อมูลแทนด้วยเวกเตอร์ ดังสมการ

$$\mathbf{X}^k = \left[(\mathbf{X}_1^k)^{\mathrm{T}}, (\mathbf{X}_2^k)^{\mathrm{T}}, ..., (\mathbf{X}_{N_t}^k)^{\mathrm{T}}\right]^{\mathrm{T}} \tag{3.41}$$

และ

$$\mathbf{X}_j^k = \left[X_j^k(0), X_j^k(1), ..., X_j^k(N-1)\right]^{\mathrm{T}} \tag{3.42}$$

โดยที่ $j = 0,1,...,N_t$

การเข้ารหัส Precoder จะได้เวกเตอร์ของข้อมูลแทนด้วยสมการ

$$\mathbf{D}^k = \left[(\mathbf{D}_1^k)^{\mathsf{T}}, (\mathbf{D}_2^k)^{\mathsf{T}}, ..., (\mathbf{D}_{N_t}^k)^{\mathsf{T}} \right]^{\mathsf{T}} \tag{3.43}$$

และ

$$\mathbf{D}_j^k = \left[D_j^k(0), D_j^k(1), ..., D_j^k(N-1) \right]^{\mathsf{T}} \tag{3.44}$$

โดยที่ $j = 0,1,...,N_t$

ดังนั้น $D_j^k(n)$ แทนการทำ Precoder บนสายอากาศส่งลำดับที่ j บนคลื่นพาห์ย่อยลำดับที่ n สำหรับข้อมูล OFDM ลำดับที่ k ดังนั้นเมทริกซ์เอาต์พุตหลังการทำ IFFT ในโดเมนเวลาแทนด้วยสมการ

$$\begin{aligned}\mathbf{d}_j^k &= \mathbf{Q}^{\mathsf{H}}\mathbf{D}_j^k \\ &= \mathbf{Q}^{\mathsf{H}}\mathbf{P}\mathbf{Z}_j^k \\ &= \mathbf{Q}^{\mathsf{H}}\mathbf{P}(\mathbf{X}_j^k + \mathbf{E}\mathbf{D}_j^{k-1})\end{aligned} \tag{3.45}$$

โดยที่ $\mathbf{Q}^{\mathsf{H}}$ คือเมทริกซ์ของการทำ IFFT จำนวน N จุด เนื่องจากการส่งข้อมูลแบบมัลติเพล็กซ์ความถี่ตั้งฉากจะส่งผลกระทบต่อสัญญาณรบกวน ICI และสัญญาณรบกวน ISI หลังจากนำตัวแปรเสริมไซคลิกออกไป สัญญาณที่ด้านรับของสายอากาศลำดับที่ i ในโดเมนเวลาแทนด้วยสมการ

$$\mathbf{y}_i^k = \sum_{j=1}^{N_t}\mathbf{h}_{ij}\mathbf{Q}^{\mathsf{H}}\mathbf{D}_j^k - \sum_{j=1}^{N_t}\mathbf{a}_{ij}\mathbf{Q}^{\mathsf{H}}\mathbf{D}_j^k + \sum_{j=1}^{N_t}\mathbf{b}_{ij}\mathbf{Q}^{\mathsf{H}}\mathbf{D}_j^{k-1} + \mathbf{w}_i^k \tag{3.46}$$

โดยที่ $\mathbf{w}_i^k$ แทนเวกเตอร์ของสัญญาณรบกวนในโดเมนเวลาที่สายอากาศรับลำดับที่ i ซึ่งเป็นจำนวนเชิงซ้อน และมีการกระจายแบบเกาส์ที่มีค่าเฉลี่ยเป็น 0 และแวเรียนซ์ σ^2 เมทริกซ์ของช่องสัญญาณระหว่างสายอากาศส่งลำดับที่ j และสายอากาศรับลำดับที่ i แทนด้วย $\mathbf{h}_{ij}$ โดยที่ $\mathbf{a}_{ij}$ และ $\mathbf{b}_{ij}$ เป็นองค์ประกอบของสัญญาณรบกวน ICI และ ISI ในช่องสัญญาณตามลำดับ

กำหนดให้

$$E = L - G - 1 \tag{3.47}$$

ถ้า G มีความยาวมากกว่า L ทำให้ $\mathbf{a}_{ij}$ และ $\mathbf{b}_{ij}$ มีค่าเป็นศูนย์ ทำให้ไม่มีสัญญาณรบกวน ICI และสัญญาณรบกวน ISI ซึ่งค่าของ $\mathbf{h}_{ij}$, $\mathbf{a}_{ij}$, $\mathbf{b}_{ij}$ แล $\mathbf{s}_{ij}$ แทนด้วยสมการ

$$\mathbf{h}_{ij} = \begin{bmatrix} h_{ij}(0) & 0 & \dots & 0 & h_{ij}(L-1) & h_{ij}(L-2) & \dots & h_{ij}(1) \\ h_{ij}(1) & h_{ij}(0) & 0 & \dots & 0 & h_{ij}(L-1) & \cdots & h_{ij}(2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{ij}(L-1) & h_{ij}(L-2) & \dots & h_{ij}(0) & 0 & \dots & \dots & h_{ij}(L-1) \\ 0 & h_{ij}(L-1) & h_{ij}(L-2) & \dots & h_{ij}(0) & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & h_{ij}(L-1) & h_{ij}(L-2) & \dots & \dots & h_{ij}(0) \end{bmatrix}_{N\times N}$$

(3.48)

$$\mathbf{a}_{ij} = \begin{bmatrix} 0_{(E)\times(N-E-G)} & \mathbf{s}_{ij} & 0_{(E)\times(G)} \\ 0_{(N-E)\times(N-E-G)} & 0_{(N-E)\times(E)} & 0_{(N-E)\times(G)} \end{bmatrix}_{N\times N}$$

(3.49)

$$\mathbf{b}_{ij} = \begin{bmatrix} 0_{(E)\times(N-E)} & \mathbf{s}_{ij} \\ 0_{(N-E)\times(N-E)} & 0_{(N-E)\times(E)} \end{bmatrix}_{N\times N}$$

(3.50)

โดยที่

$$\mathbf{s}_{ij} = \begin{bmatrix} h_{ij}(L-1) & \dots & \dots & h_{ij}(G+1) \\ 0 & h_{ij}(L-1) & \dots & h_{ij}(G+2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & h_{ij}(L-1) \end{bmatrix}_{E\times E} \quad (3.51)$$

ที่สายอากาศรับ i แปลง FFT จำนวน N จุด แทนด้วยเมทริกซ์ $\mathbf{Q}$ ของสัญญาณ y_i^k ในโดเมนเวลากลับมาในโดเมนความถี่ แทนด้วย $\mathbf{Y}_i^k$ ดังนั้น

$$\mathbf{Y}_i^k = \sum_{j=1}^{N_t} \mathbf{Q}\mathbf{h}_{ij}\mathbf{Q}^{\mathrm{H}}\mathbf{D}_j^k - \sum_{j=1}^{N_t} \mathbf{Q}\mathbf{a}_{ij}\mathbf{Q}^{\mathrm{H}}\mathbf{D}_j^k + \sum_{j=1}^{N_t} \mathbf{Q}\mathbf{b}_{ij}\mathbf{Q}^{\mathrm{H}}\mathbf{D}_j^{k-1} + \mathbf{Q}\mathbf{w}_i^k \quad (3.52)$$

ซึ่งสัญญาณรับลำดับที่ k ในโดเมนความถี่ของ MIMO-OFDM แทนด้วย

$$\mathbf{Y}^k = \tilde{\mathbf{Q}}\mathbf{h}\overline{\mathbf{Q}}^{\mathsf{H}}\mathbf{D}^k - \tilde{\mathbf{Q}}\mathbf{a}\overline{\mathbf{Q}}^{\mathsf{H}}\mathbf{D}^k + \tilde{\mathbf{Q}}\mathbf{b}\overline{\mathbf{Q}}^{\mathsf{H}}\mathbf{D}^k + \tilde{\mathbf{Q}}\mathbf{w}_i^k \tag{3.53}$$

กำหนดให้ $\overline{\mathbf{Q}}^{\mathsf{H}}$ เป็นเมทริกซ์ของการทำ IFFT แทนด้วย

$$\overline{\mathbf{Q}}^{\mathsf{H}} = \mathbf{Q}^{\mathsf{H}} \otimes \mathbf{I}_{N_t} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}^{\mathsf{H}} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathbf{Q}^{\mathsf{H}} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \mathbf{Q}^{\mathsf{H}} \end{bmatrix} \tag{3.54}$$

ในทำนองเดียวกันเมทริกซ์ของการทำ FFT แทนด้วย

$$\tilde{\mathbf{Q}} = \mathbf{Q} \otimes \mathbf{I}_{N_r} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathbf{Q} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \mathbf{Q} \end{bmatrix} \tag{3.55}$$

กำหนดให้เมทริกซ์ของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแทนด้วย $h(l)$ โดยที่ $l = 0,1,\dots,L$ กล่าวคือ

$$\mathbf{h}(l) = \begin{bmatrix} h_{11}(l) & \dots & h_{1N_t}(l) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r1}(l) & \dots & h_{N_rN_t}(l) \end{bmatrix} \tag{3.56}$$

ดังนั้นหลังจากการเรียงสลับเปลี่ยนแถวและหลักของเมทริกซ์ **h**, **a** และ **b** แทนด้วยเมทริกซ์

$$\mathbf{h}=\begin{bmatrix} \mathbf{h}(0) & 0 & \cdots & 0 & \mathbf{h}(L-1) & \mathbf{h}(L-2) & \cdots & \mathbf{h}(1) \\ \mathbf{h}(1) & \mathbf{h}(0) & 0 & \cdots & 0 & \mathbf{h}(L-1) & \cdots & \mathbf{h}(2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{h}(L-1) & \mathbf{h}(L-2) & \cdots & \mathbf{h}(0) & 0 & \cdots & \cdots & \mathbf{h}(L-1) \\ 0 & \mathbf{h}(L-1) & \mathbf{h}(L-2) & \cdots & \mathbf{h}(0) & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \mathbf{h}(L-1) & \mathbf{h}(L-2) & \cdots & \cdots & \mathbf{h}(0) \end{bmatrix}_{NN_r\times NN_t} \tag{3.57}$$

$$\mathbf{a} = \begin{bmatrix} 0_{(N_rE)\times(N-E-G)N_t} & \mathbf{s} & 0_{(N_rE)\times(N_tG)} \\ 0_{(N-E)N_r\times(N-E-G)N_t} & 0_{(N-E)N_r\times(N_tE)} & 0_{(N-E)N_r\times(N_tG)} \end{bmatrix}_{NN_r\times NN_t} \tag{3.58}$$

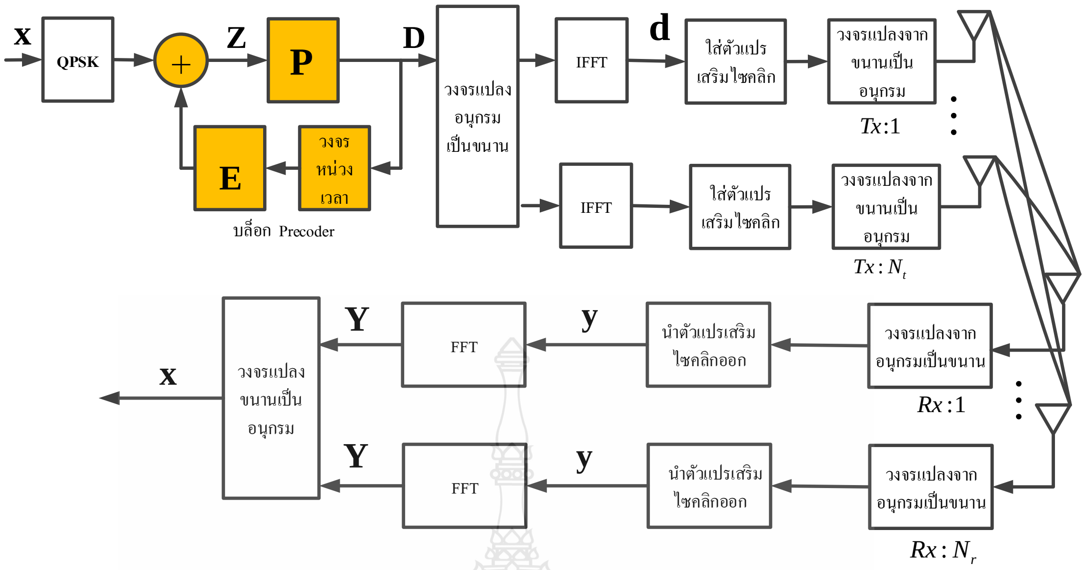
$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} 0_{(N_rE)\times(N-E)N_t} & \mathbf{s} \\ 0_{(N-E)N_r\times(N-E)N_t} & 0_{(N-E)N_r\times(E)N_t} \end{bmatrix}_{NN_r\times NN_t}$$

(3.59)

โดยที่

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}(L-1) & \cdots & \cdots & \mathbf{h}(G+1) \\ 0 & \mathbf{h}(L-1) & \cdots & \mathbf{h}(G+2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \mathbf{h}(L-1) \end{bmatrix}_{EN_r\times EN_t} \tag{3.60}$$

การนำ Precoder ไปใช้กับระบบ MIMO-OFDM ในช่องสัญญาณไม่เป็นอิสระ (Independent
channel) แสดงในรูปที่ 3.6 โดยกำหนดให้ด้านส่งและด้านรับทราบค่าฟังก์ชั่นถ่ายโอนซึ่งมีเสถียรภาพและไม่เท่ากับศูนย์



รูปที่ 3.6 การทำ Precoder ระบบ MIMO-OFDM ในช่องสัญญาณที่ไม่อิสระ

กำหนดให้ความยาวของผลตอบสนองอิมพัลส์น้อยกว่าจำนวนคลื่นพาห์ย่อย ที่ด้านรับนำตัวแปรเสริมไซคลิกออกไปและไม่คิดผลของสัญญาณรบกวนแทนด้วยสมการ

$$\mathbf{y}^k = (\mathbf{h}-\mathbf{a})\overline{\mathbf{Q}}^{\mathrm{H}}\mathbf{D}^k + \mathbf{b}\overline{\mathbf{Q}}^{\mathrm{H}}\mathbf{D}^k \tag{3.61}$$

ใช้การแปลงแซด (Z transform) สัญญาณในสมการ (3.61) จะได้

$$\mathbf{Y}^k = \tilde{\mathbf{Q}}(\mathbf{h}-\mathbf{a})\overline{\mathbf{Q}}^{\mathrm{H}}\mathbf{D}^k + \tilde{\mathbf{Q}}\mathbf{b}\overline{\mathbf{Q}}^{\mathrm{H}}\mathbf{D}^{k-1} \tag{3.62}$$

ใช้เครื่องรับแบบกำจัดค่าศูนย์ (Zero Forcing : ZF) จะได้

$$\tilde{\mathbf{Q}}(\mathbf{h}-\mathbf{a})\overline{\mathbf{Q}}^{\mathrm{H}}\mathbf{D}^k = \mathbf{Y}^k - \tilde{\mathbf{Q}}\mathbf{b}\overline{\mathbf{Q}}^{\mathrm{H}}\mathbf{D}^{k-1}$$

$$\mathbf{D}^k = \frac{1}{\tilde{\mathbf{Q}}(\mathbf{h}-\mathbf{a})\overline{\mathbf{Q}}^{\mathrm{H}}}\left(\mathbf{Y}^k - \tilde{\mathbf{Q}}\mathbf{b}\overline{\mathbf{Q}}^{\mathrm{H}}\mathbf{D}^{k-1}\right)$$

$$\mathbf{D}^k = \left[\tilde{\mathbf{Q}}(\mathbf{h}-\mathbf{a})\overline{\mathbf{Q}}^{\mathrm{H}}\right]^{-1}\left[\mathbf{Y}^k + (-\tilde{\mathbf{Q}}\mathbf{b}\overline{\mathbf{Q}}^{\mathrm{H}})\mathbf{D}^{k-1}\right]$$

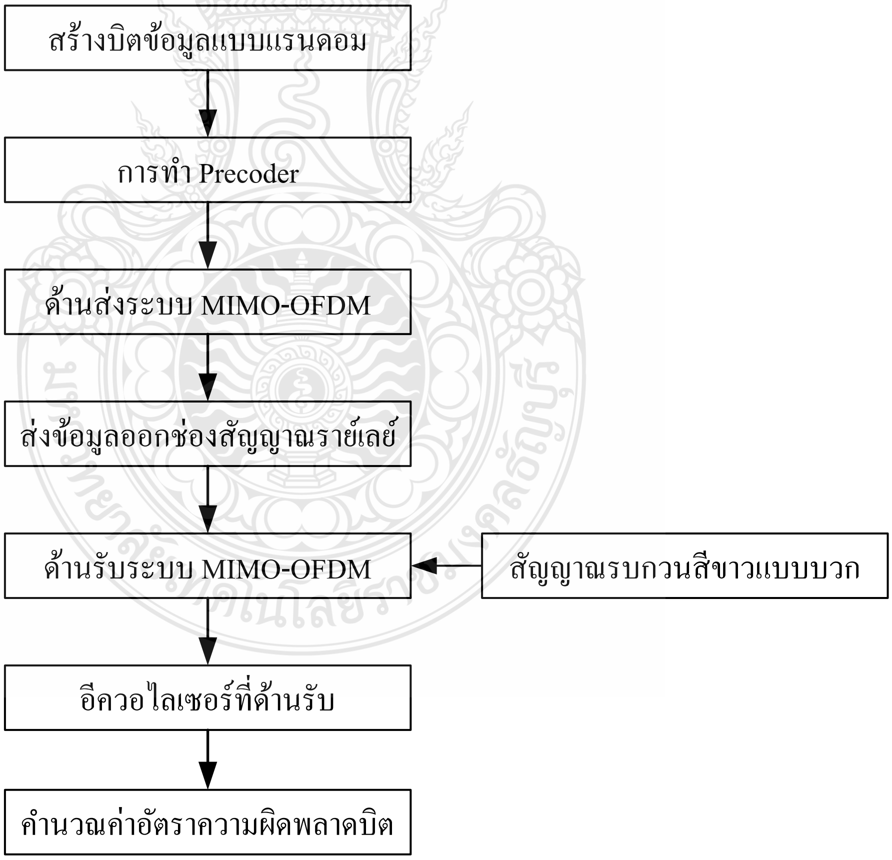
(3.63)

ดังนั้น $$\mathbf{P} = \left[\tilde{\mathbf{Q}}(\mathbf{h}-\mathbf{a})\overline{\mathbf{Q}}^{H}\right]^{-1} \tag{3.64}$$

และ $$\mathbf{E} = -\tilde{\mathbf{Q}}\mathbf{b}\overline{\mathbf{Q}}^{H} \tag{3.65}$$

3.6 ขั้นตอนการจำลองการทำงาน

การออกแบบ Precoder สำหรับระบบ MIMO-OFDM ในช่องสัญญาณที่ไม่อิสระแบบเลือกความถี่และมีการกระจายของแอมพลิจูดแบบรายย์เลย์โดยมีสัญญาณรบกวนสีขาวแบบบวก โดยมีความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกพอเพียงและไม่พอเพียง สามารถแสดงขั้นตอนการจำลองการทำงานได้ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 ขั้นตอนการเข้ารหัสด้านหน้าข้อมูลระบบ MIMO-OFDM ที่มีความยาวของตัวแปรเสริม

ไซคลิกมีไม่พอเพียง

นอกจากนี้แล้วพารามิเตอร์ในการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB แสดงในตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.2 พารามิเตอร์ในการจำลองการทำงานระบบ MIMO-OFDM

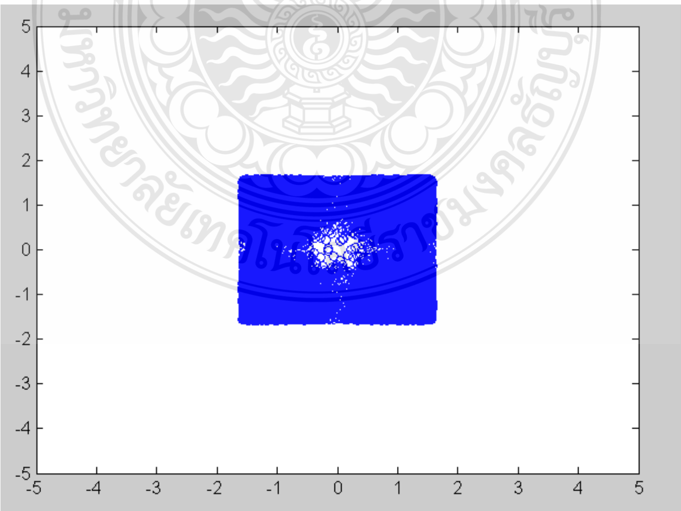
พารามิเตอร์	สัญลักษณ์	ค่า
คลื่นพาห์ย่อย	N	16,64,128
ความยาวของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ	L	4,6,8,16,32
ความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิก	G	4,8,16,32
สายอากาศส่ง	N_t	1,2
สายอากาศรับ	N_r	1,2
สัญลักษณ์ของการส่งแบบ OFDM	$\mathbf{X}_k$	1000
ผลตอบสนองของช่องสัญญาณแบบ SISO	CIR	0.7
ผลตอบสนองของช่องสัญญาณแบบ MIMO	CIR	$\begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.8 & 0.7 \\ 0.6 & 0.5 \end{bmatrix}$

บทที่ 4
ผลการดำเนินงานและวิเคราะห์

เนื้อหาในบทนี้จะอธิบายผลการดำเนินงานและการวิเคราะห์ ระบบ SISO-OFDM และระบบ MIMO-OFDM ซึ่งเริ่มด้วยการอธิบาย Signal constellation ของทั้ง 2 ระบบในส่วนถัดมาจะแสดงการเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตระบบ MIMO-OFDM ที่มีความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกพอเพียงและไม่พอเพียง ในส่วนสุดท้ายแสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตระบบ SISO-OFDM และ MIMO-OFDM ที่มีความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกไม่พอเพียงโดยการศึกษาพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้อง

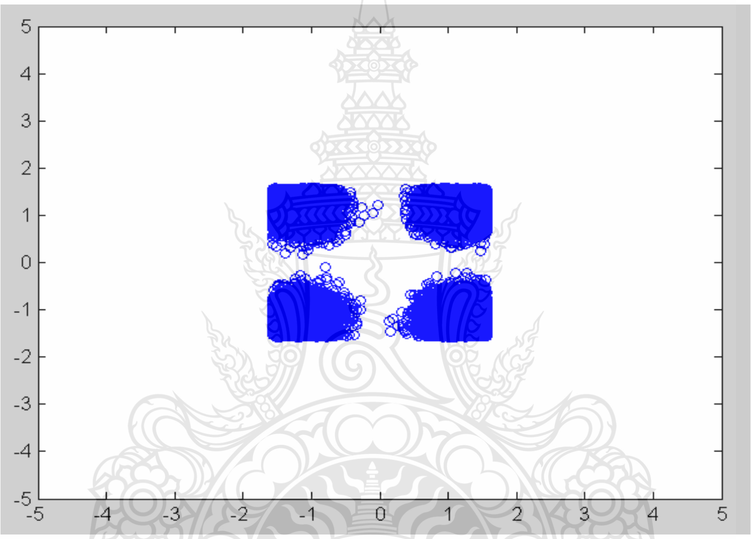
4.1 Signal constellation ของระบบ SISO-OFDM

พิจารณาระบบ SISO-OFDM ที่มีการส่งสัญลักษณ์ OFDM 1,000 สัญลักษณ์ ค่าอัตราส่วนกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) เท่ากับ 10 dB โดยมีคลื่นพาห์ย่อย (N) เท่ากับ 64 คลื่นพาห์ย่อย ความยาวของผลตอบสนองของช่องสัญญาณ (L) เท่ากับ 8 และความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิก (G) เท่ากับ 8 ซึ่งเป็นระบบที่ไม่มีการใช้ Precoder ผลการจำลองการทำงานได้พลังงานต่อบิตที่ด้านส่ง 0.7337 จูลส์ พลังงานต่อบิตที่ด้านรับเท่ากับ 1.4338 จูลส์ โดยมี Signal constellation แสดงในรูปที่ 4.1



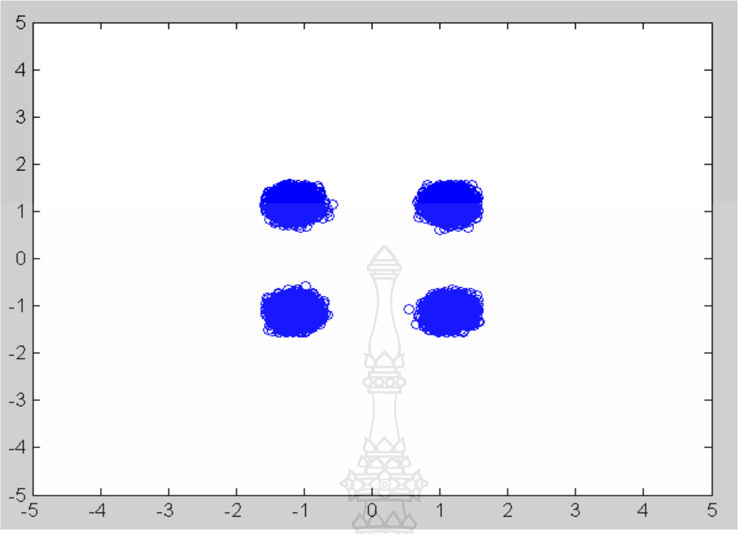
รูปที่ 4.1 Signal constellation กรณีไม่มี Precoder ที่ SNR 10 dB ระบบ SISO-OFDM

ซึ่งจะเห็นว่าไม่สามารถแยกสัญญาณ QPSK ได้ โดยสัญญาณ QPSK ที่แท้จริงจะมี Signal constellation เป็น 1+1i , - 1+1i , -1-1i และ 1-1i ตามลำดับ จากรูปค่าอัตราความผิดพลาดบิตได้จากการจำลองการทำงานเท่ากับ 8.93 $\times 10^{-2}$ จากนั้นพิจารณาระบบ SISO-OFDM ที่มีการเพิ่มค่าอัตราส่วนกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) เท่ากับ 15 dB ผลการจำลองการทำงานได้พลังงานต่อบิตที่ด้านส่ง 0.7345 จูลส์ พลังงานต่อบิตที่ด้านรับเท่ากับ 1.4389 จูลส์ โดยมี Signal constellation แสดงในรูปที่ 4.2 และค่าอัตราความผิดพลาดบิตเท่ากับ 1.79 $\times 10^{-2}$



รูปที่ 4.2 Signal constellation กรณีไม่มี Precoder ที่ SNR 15 dB ระบบ SISO-OFDM

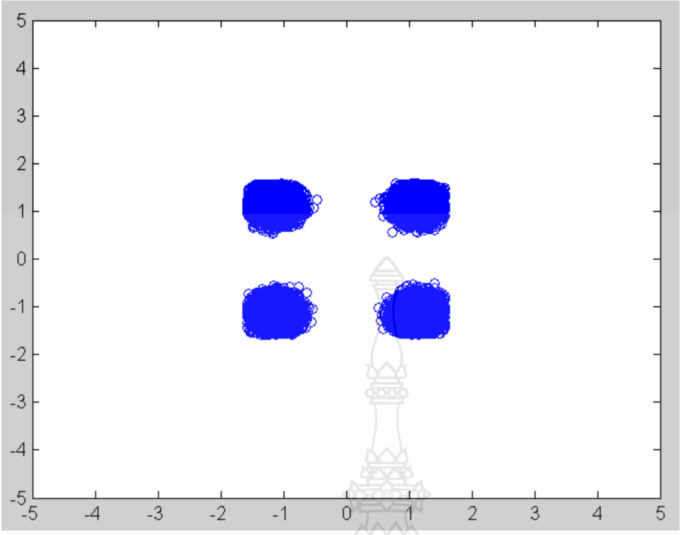
และถ้าเพิ่มค่าอัตราส่วนกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) เท่ากับ 20 dB ผลการจำลองการทำงานได้พลังงานต่อบิตที่ด้านส่ง 0.7332 จูลส์ พลังงานต่อบิตที่ด้านรับเท่ากับ 1.4395 จูลส์ โดยมี Signal constellation แสดงในรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 Signal constellation กรณีไม่มี Precoder ที่ SNR 20 dB ระบบ SISO-OFDM

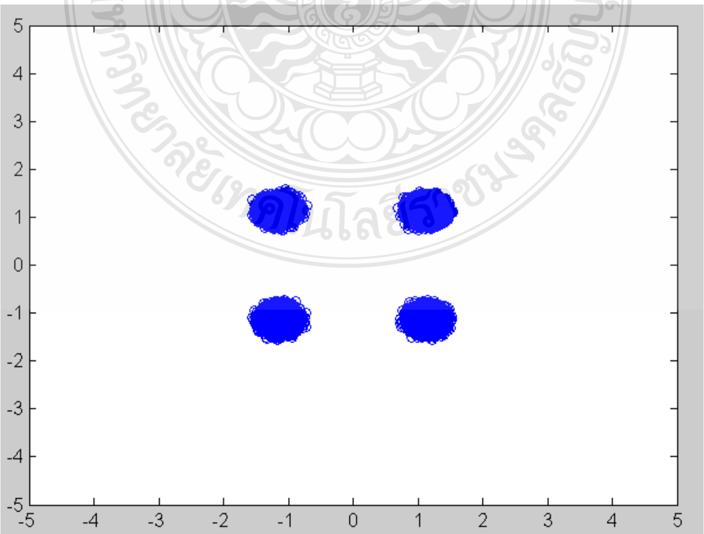
จากการจำลองการทำงานที่ SNR มีค่าเท่ากับ 20 dB จะได้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเท่ากับ 3.00×10^{-4} จากการจำลองการทำงานพบว่าค่า SNR ที่เพิ่มขึ้นไม่มีผลต่อพลังงานต่อบิตที่ด้านส่งและด้านรับ แต่การเพิ่มค่า SNR ทำให้ด้านรับตัดสินใจได้ดีขึ้น ซึ่งจะเห็นได้จากค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ลดลง

ในส่วนถัดมาพิจารณาระบบ SISO-OFDM ที่มีการใส่ Precoder มีการส่งสัญลักษณ์ OFDM 1,000 สัญลักษณ์ ค่า SNR เท่ากับ 10 dB โดยมีคลื่นพาห์ย่อย (N) 64 ความยาวของผลตอบสนองของช่องสัญญาณ (L) เท่ากับ 8 และความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิก (G) เท่ากับ 8 ผลการจำลองการทำงานได้พลังงานต่อบิตที่ด้านส่งเท่ากับ 1.0914 จูลส์ พลังงานต่อบิตด้านรับเท่ากับ 0.7509 จูลส์ โดยมี Signal constellation แสดงในรูปที่ 4.4



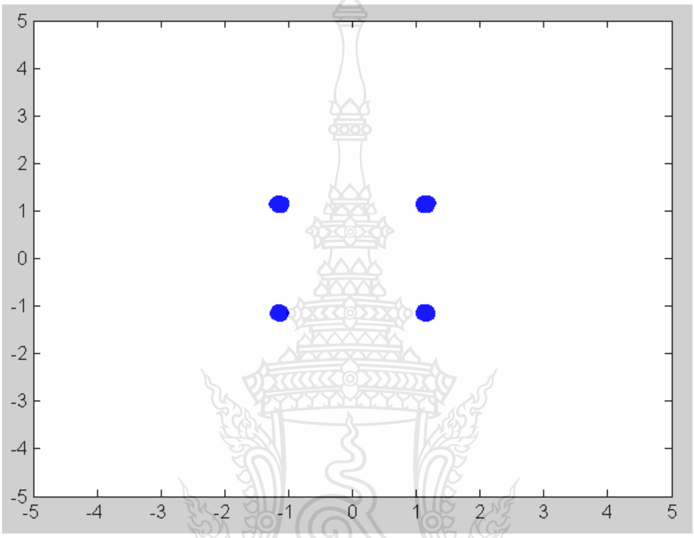
รูปที่ 4.4 Signal constellation กรณีมี Precoder ที่ SNR 10 dB ระบบ SISO-OFDM

จากรูปที่ 4.4 จะเห็นว่าด้านรับสามารถตัดสินใจแยกสัญญาณได้ดีกว่ากรณีไม่มี Precoder อัตราความผิดพลาดบิตจากการจำลองการทำงานเท่ากับ 2.71 $\times 10^{-3}$ และเมื่อกำหนดให้ค่า SNR เท่ากับ 15 dB ผลการจำลองการทำงานได้พลังงานต่อบิตที่ด้านส่งเท่ากับ 1.0914 จูลส์ พลังงานต่อบิตด้านรับเท่ากับ 0.7509 จูลส์ โดยมี Signal constellation แสดงในรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 Signal constellation กรณีมี Precoder ที่ SNR 15 dB ระบบ SISO-OFDM

จากรูปจะเห็นว่าค่าอัตราความผิดพลาดบิตจากการจำลองการทำงานเท่ากับ 2.02 $\times 10^{-4}$ และถ้ากำหนดให้ค่า SNR เท่ากับ 20 dB ผลการจำลองการทำงานได้พลังงานต่อบิตที่ด้านส่งเท่ากับ 1.0914 จูลส์ พลังงานต่อบิตด้านรับเท่ากับ 0.7509 จูลส์ โดยมี Signal constellation แสดงในรูปที่ 4.6



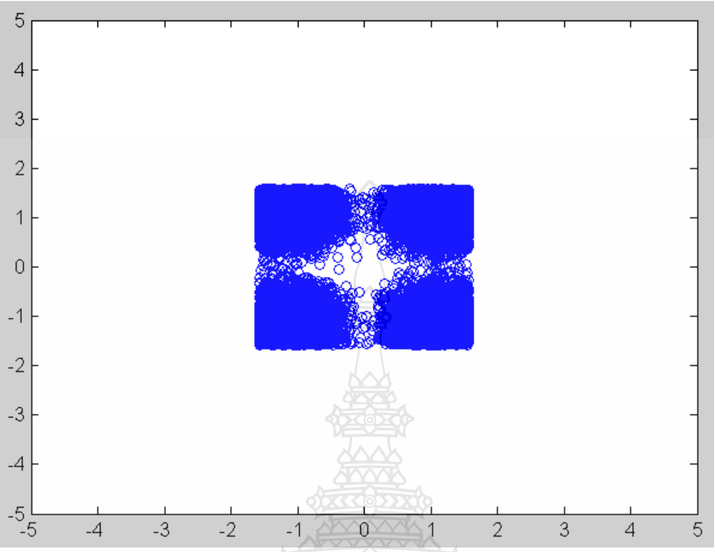
รูปที่ 4.6 Signal constellation กรณีมี Precoder ที่ SNR 20 dB ระบบ SISO-OFDM

จากรูปที่ 4.6 เป็น Signal constellation กรณีที่มี Precoder ซึ่งสามารถตัดสินใจแยกสัญญาณได้ดีกว่ากรณีไม่มี Precoder โดยค่าอัตราความผิดพลาดบิตเท่ากับ 1.01 $\times 10^{-6}$ จากผลการทดลองจะพบว่าระบบ SISO-OFDM ที่มี Precoder จะมีประสิทธิภาพด้านอัตราความผิดพลาดบิตดีกว่าระบบที่ไม่มี Precoder

4.2 Signal constellation ของระบบ MIMO-OFDM

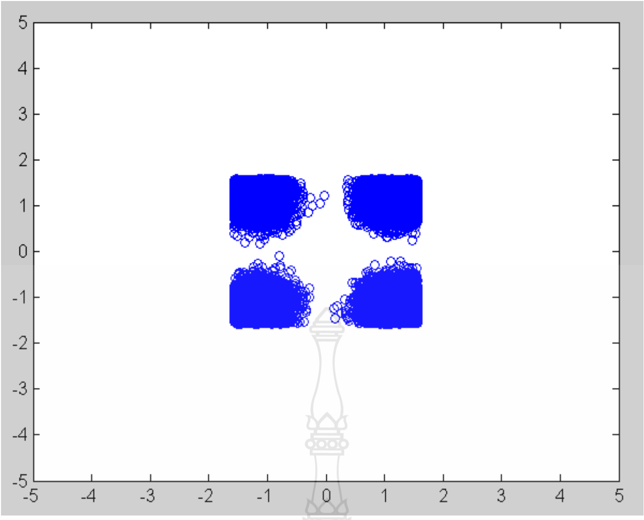
พิจารณาระบบ MIMO-OFDM ที่มีการส่งสัญลักษณ์ 1,000 สัญลักษณ์ ค่าอัตราส่วนกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) เท่ากับ 5 dB โดยมีคลื่นพาห์ย่อย (N) 64 ความยาวของผลตอบสนองของช่องสัญญาณ (L) เท่ากับ 8 และความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิก (G) เท่ากับ 8 ซึ่งเป็นระบบที่ไม่มีการใส่ Precoder โดยใช้สายอากาศ MIMO 2×2 ผลการจำลองการทำงานต่อบิตที่ด้านส่ง

เท่ากับ 0.7331 จูลส์ พลังงานต่อบิตที่ด้านรับเท่ากับ 2.7518 จูลส์ โดยมี Signal constellation แสดงในรูปที่ 4.7 ซึ่งจะเห็นว่าไม่สามารถแยกแยะบิตที่ด้านรับได้ โดยค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ได้จากการจำลองการทำงานเท่ากับ 7.65 $\times 10^{-2}$



รูปที่ 4.7 Signal constellation กรณีไม่มี Precoder ที่ SNR 5 dB ระบบ MIMO-OFDM

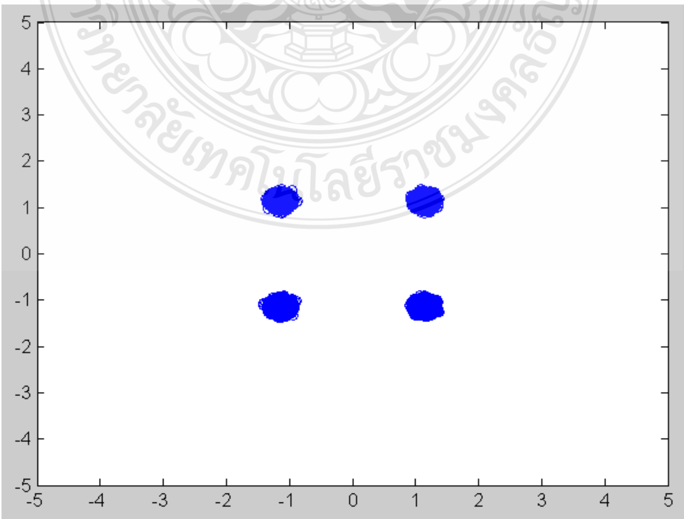
และหากเพิ่มค่าอัตราส่วนกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) เท่ากับ 10 dB ผลการจำลองการทำงานได้พลังงานต่อบิตที่ด้านส่ง 0.7423 จูลส์ พลังงานต่อบิตที่ด้านรับเท่ากับ 1.239 จูลส์ โดยมี Signal constellation แสดงในรูปที่ 4.8 โดยค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ได้จากการจำลองการทำงานเท่ากับ 4.65 $\times 10^{-4}$



รูปที่ 4.8 Signal constellation กรณีไม่มี Precoder ที่ SNR 10 dB ระบบ MIMO-OFDM

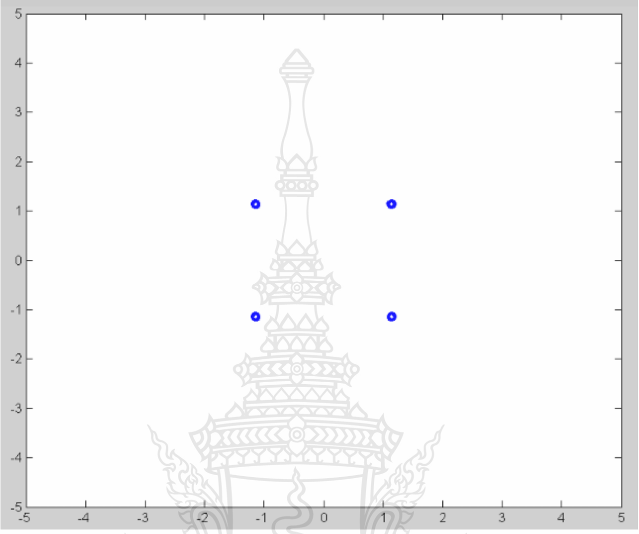
ในส่วนถัดมาพิจารณาระบบ MIMO-OFDM ที่มีการใส่ Precoder ที่มีการส่งสัญลักษณ์ OFDM 1,000 สัญลักษณ์ ค่า SNR เท่ากับ 5 dB โดยมีคลื่นพาห์ย่อย (N) 64 ความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิก (G) เท่ากับ 8 และความยาวของผลตอบสนองของช่องสัญญาณ (L) เท่ากับ 8 โดยใช้สายอากาศ

MIMO 2×2 ผลการจำลองการทำงานได้พลังงานต่อบิตที่ด้านส่ง 0.7527 จูลส์ พลังงานต่อบิตที่ด้านรับเท่ากับ 2.439 จูลส์ โดยมี Signal constellation แสดงในรูปที่ 4.9 โดยค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ได้จากการจำลองการทำงานเท่ากับ 4.47×10^{-4}



รูปที่ 4.9 Signal constellation กรณีมี Precoder ที่ SNR 5 dB ระบบ MIMO-OFDM

เมื่อเพิ่มค่าอัตราส่วนกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) เท่ากับ 10 dB ผลการจำลองการทำงานได้พลังงานต่อบิตที่ด้านส่ง 0.7527 จูลส์ พลังงานต่อบิตที่ด้านรับเท่ากับ 2.465 จูลส์ โดยมี Signal constellation แสดงในรูปที่ 4.10 โดยมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตน้อยมากเข้าใกล้ 0

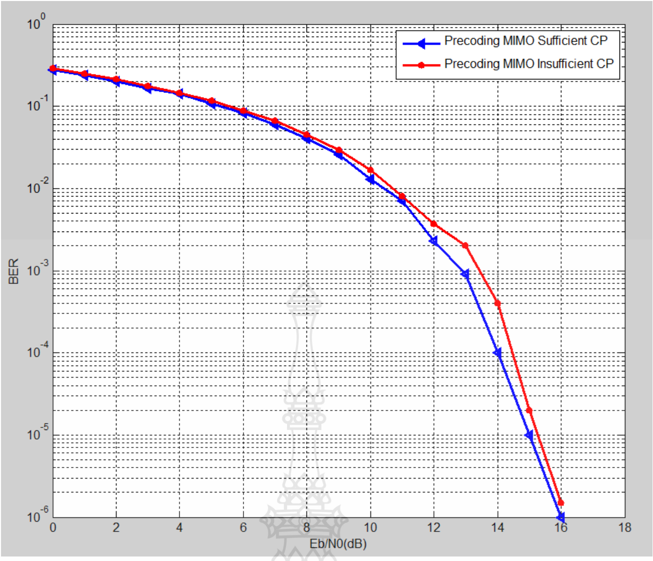


รูปที่ 4.10 Signal constellation กรณีมี Precoder ที่ SNR 10 dB MIMO-OFDM

ดังนั้นจากการจำลองการทำงานพบว่าระบบ MIMO-OFDM มีผลเหมือนระบบ SISO-OFDM กล่าวคือ ค่า SNR ที่เพิ่มขึ้นไม่มีผลต่อพลังงานที่ด้านส่งและด้านรับ แต่การเพิ่มค่า SNR ทำให้ด้านรับตัดสินใจได้ดีขึ้น และการใส่ Precoder ทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตลดลงเมื่อเปรียบเทียบกับระบบที่ไม่มี Precoder

4.3 อัตราความผิดพลาดบิตระบบ MIMO-OFDM ที่มีตัวแปรเสริมไซคลิกที่ความยาวพอเพียงและไม่พอเพียง

ในส่วนนี้จะพิจารณาระบบ MIMO-OFDM ที่มีตัวแปรเสริมไซคลิกความยาวพอเพียงและไม่พอเพียง ซึ่งความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกพอเพียงจะกำหนดด้วยความสัมพันธ์ $G \le L \le N$ โดยกำหนดให้จำนวนสัญลักษณ์ในการส่ง OFDM 1,000 สัญลักษณ์ ความยาวผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ (L) เท่ากับ 6 โดยมีจำนวนคลื่นพาห์ย่อย (N) มีค่าเป็น 64 ผลการจำลองการทำงานแสดงในรูปที่ 4.11



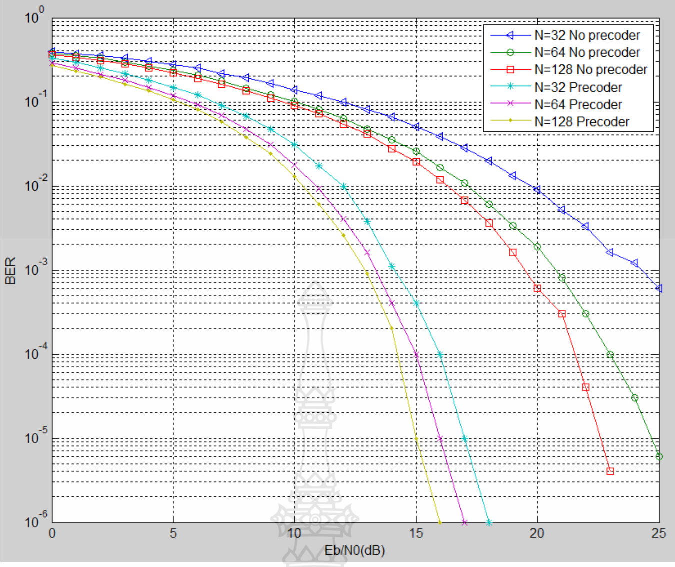
รูปที่ 4.11 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ MIMO-OFDM ที่ตัวแปรเสริมไซคลิกมีความยาวพอเพียงและไม่พอเพียง

จากรูปพบว่าสามารถนำ Precoder ไปประยุกต์ใช้ได้ในระบบ MIMO-OFDM ที่มีความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกพอเพียงและไม่พอเพียง โดยที่ SNR เท่ากับ 14 dB ระบบที่มีความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกพอเพียงจะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตอยู่ที่ 1×10^{-4} และระบบที่มีความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกไม่พอเพียงจะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตอยู่ที่ 4×10^{-3} ซึ่งจะพบว่าระบบที่มีความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกพอเพียงจะดีกว่าเล็กน้อย

4.4 อัตราความผิดพลาดบิตระบบ SISO-OFDM

เนื้อหาในส่วนนี้จะแสดงถึงค่าอัตราความผิดพลาดบิตของระบบ SISO-OFDM โดยศึกษาที่พารามิเตอร์ต่างๆ เช่น จำนวนคลื่นพาห์ย่อย ความยาวของผลตอบสนองของช่องสัญญาณ และความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิก

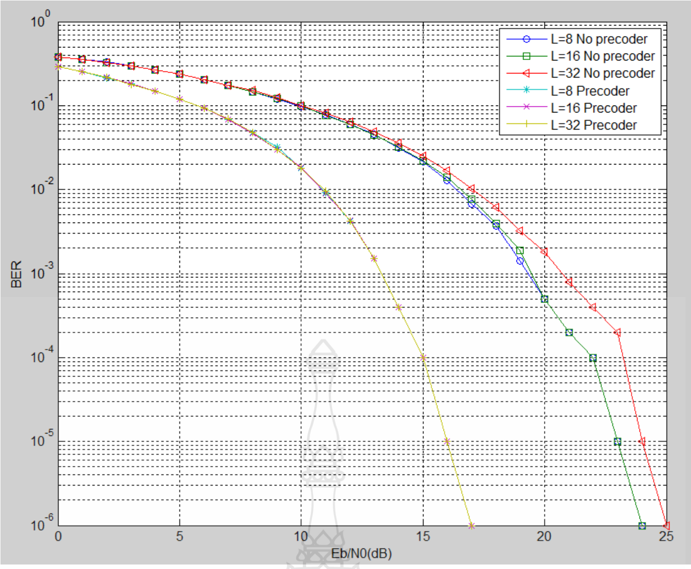
พิจารณาระบบ SISO-OFDM โดยกำหนดให้ จำนวนสัญลักษณ์ในการส่ง OFDM 1,000 สัญลักษณ์ ความยาวของผลตอบสนองของช่องสัญญาณ (L) เท่ากับ 32 และความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิก (G) เท่ากับ 16 แต่จำนวนคลื่นพาห์ย่อย (N) มีค่าเป็น 32, 64 และ 128 ตามลำดับ ผลการจำลองการทำงานแสดงในรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.12 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ SISO-OFDM ที่ไม่มี Precoder และมี Precoder โดยการปรับค่าคลื่นพาห์ย่อย

จากรูปพบว่าระบบ SISO-OFDM ที่มี Precoder จะมีอัตราค่าความผิดพลาดบิตต่ำกว่าระบบ SISO-OFDM ที่ไม่มี Precoder และนอกจากนี้พบว่าถ้าจำนวนคลื่นพาห์ย่อยเพิ่มมากขึ้น ค่าอัตราความผิดพลาดบิตจะมีค่าลดลง เช่นที่ SNR มีค่า 10 dB และจำนวนคลื่นพาห์ย่อย (N) 32 ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของระบบ SISO-OFDM ที่มี Precoder เท่ากับ 0.0308 แต่ถ้าจำนวนคลื่นพาห์ย่อย (N) มีค่าเป็น 64 และ 128 ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเท่ากับ 0.0176 และ 0.0129 ตามลำดับ

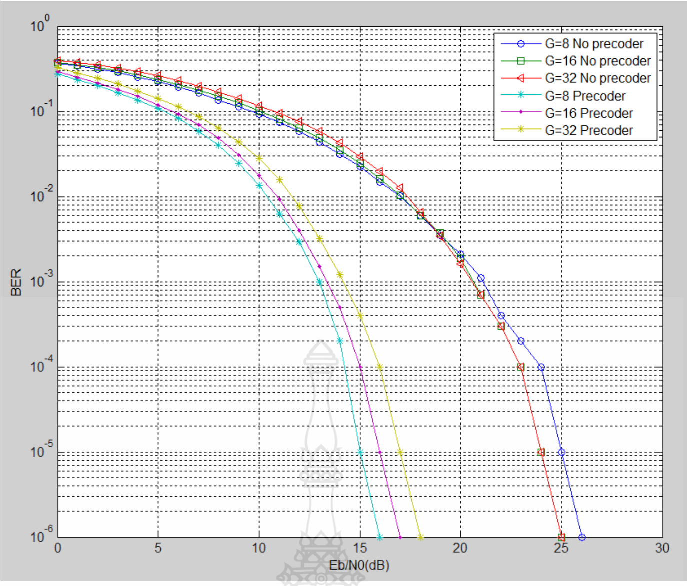
ส่วนถัดมาพิจารณาระบบ SISO-OFDM โดยกำหนดให้จำนวนสัญลักษณ์ในการส่ง OFDM 1,000 สัญลักษณ์ จำนวนคลื่นพาห์ย่อย (N) เท่ากับ 64 และความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิก (G) เท่ากับ 16 แต่ค่าความยาวของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ (L) มีค่าเป็น 8, 16 และ 32 ตามลำดับ ผลการจำลองการทำงานแสดงในรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ SISO-OFDM ที่ไม่มี Precoder และมี Precoder โดยการปรับค่าความยาวของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ

จากรูปพบว่าระบบ SISO-OFDM ที่มี Precoder จะมีอัตราความผิดพลาดบิตต่ำกว่าระบบที่ไม่มี Precoder และที่ค่าอัตราความผิดพลาดบิต 10^{-6} ซึ่งมีความยาวของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ L เท่ากับ 8 ระบบที่มี Precoder ใช้พลังงานต่อบิตต่ำกว่าระบบที่ไม่มี Precoder ประมาณ 7 dB นอกจากนี้ยังพบว่าความยาวของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณมีผลต่ออัตราความผิดพลาดบิตเล็กน้อย แต่ยังคงพบว่าความยาวของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณมีค่ามากขึ้นค่าอัตราความผิดพลาดบิตจะมากขึ้นซึ่งจะเห็นได้ชัดเจนในระบบที่ไม่มี Precoder

และในส่วนสุดท้ายพิจารณาระบบ SISO-OFDM โดยกำหนดให้จำนวนสัญลักษณ์ในการส่ง OFDM 1,000 สัญลักษณ์ จำนวนคลื่นพาห์ย่อย (N) เท่ากับ 64 และความยาวของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ (L) เท่ากับ 32 แต่ความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิก (G) มีค่าเป็น 8, 16 และ 32 ตามลำดับ ผลจำลองการทำงานแสดงในรูปที่ 4.14

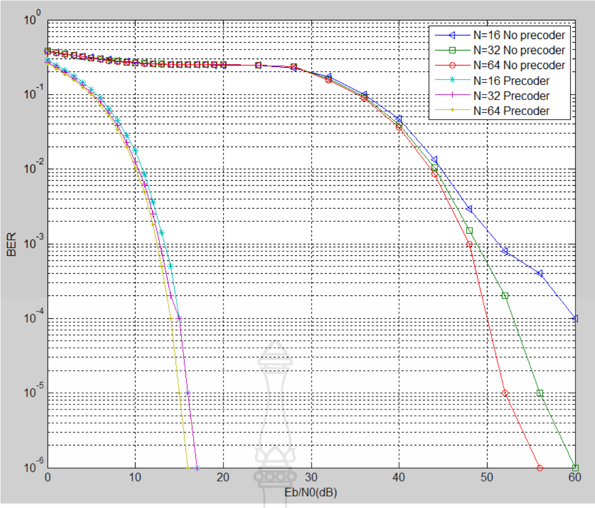


รูปที่ 4.14 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ SISO-OFDM ที่ไม่มี Precoder และมี Precoder โดยการปรับค่าความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิก

จากรูปพบว่าระบบ SISO-OFDM ที่มี Precoder จะมีอัตราความผิดพลาดบิตต่ำกว่าระบบที่ไม่มี Precoder และถ้ากำหนดให้ SNR มีค่าคงที่ ระบบที่มีความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกมากขึ้น อัตราความผิดพลาดบิตมากขึ้น

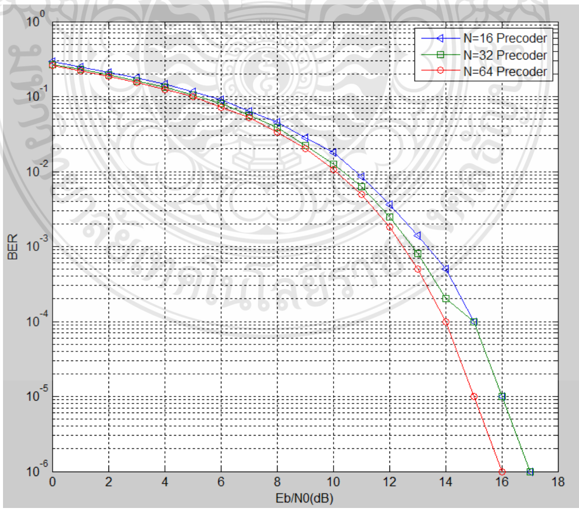
4.5 อัตราความผิดพลาดบิตระบบ MIMO-OFDM

พิจารณาระบบ MIMO-OFDM โดยกำหนดให้จำนวนสัญลักษณ์ในการส่ง OFDM 1,000 สัญลักษณ์ ค่าความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิก (G) เท่ากับ 4 ความยาวผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ (L) เท่ากับ 6 โดยมีจำนวนคลื่นพาห์ย่อย (N) มีค่าเป็น 16, 32 และ 64 ตามลำดับ ผลการจำลองการทำงานแสดงในรูปที่ 4.15



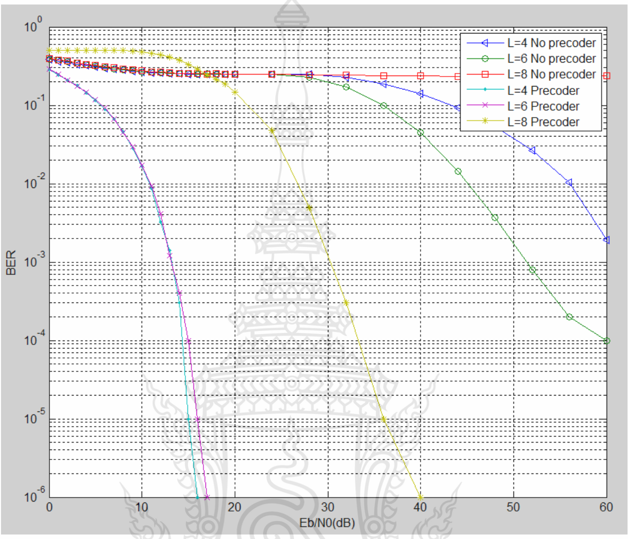
รูปที่ 4.15 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ MIMO-OFDM ที่ไม่มี Precoder และมี Precoder โดยการปรับค่าคลื่นพาห์ย่อย

จากรูปพบว่าอัตราความผิดพลาดบิตของระบบ MIMO-OFDM ที่มี Precoder มีค่าต่ำกว่าระบบที่ไม่มี Precoder ที่อัตราความผิดพลาดบิตคงที่ 10^{-6} โดยที่จำนวนคลื่นพาห์ย่อย (N) เท่ากับ 64 ระบบที่มี Precoder ใช้พลังงานต่ำกว่าระบบที่ไม่มี Precoder ประมาณ 40 dB ทั้งนี้เป็นผลเนื่องจากการใส่ Precoder ที่ด้านส่งทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตลดลงเมื่อเทียบกับระบบที่ไม่มี Precoder และถ้าเปรียบเทียบเฉพาะระบบ MIMO-OFDM ที่มี Precoder ผลการจำลองการทำงานแสดงในรูปที่ 4.16



รูปที่ 4.16 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ MIMO-OFDM ที่มี Precoder โดยการปรับค่าคลื่นพาห์ย่อย

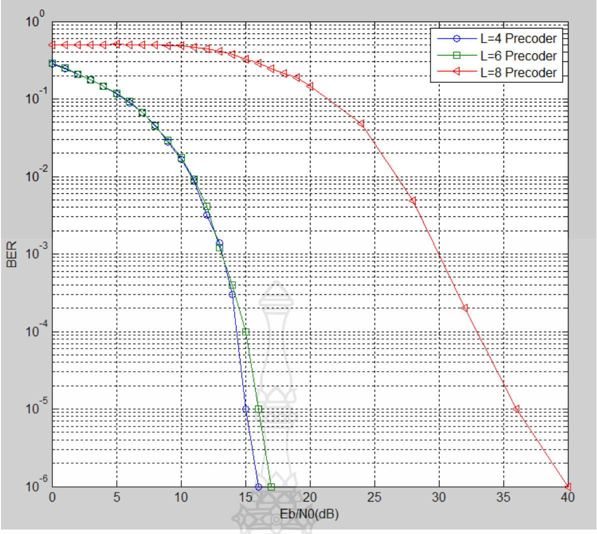
จากรูปพบว่าถ้าจำนวนคลื่นพาห์ย่อยมีค่ามากขึ้นอัตราความผิดพลาดบิตจะมีค่าลดลง ในส่วนถัดมาพิจารณาระบบ MIMO-OFDM โดยกำหนดให้จำนวนสัญลักษณ์ในการส่ง OFDM 1,000 สัญลักษณ์ ความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิก (G) เท่ากับ 4 จำนวนคลื่นพาห์ย่อย (N) เท่ากับ 16 โดยมีความยาวของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ (L) มีค่าเป็น 4, 6 และ 8 ตามลำดับ ผลการจำลองการทำงานแสดงในรูปที่ 4.17



รูปที่ 4.17 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ MIMO-OFDM ที่ไม่มี Precoder และมี Precoder โดยการปรับค่าความยาวของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ

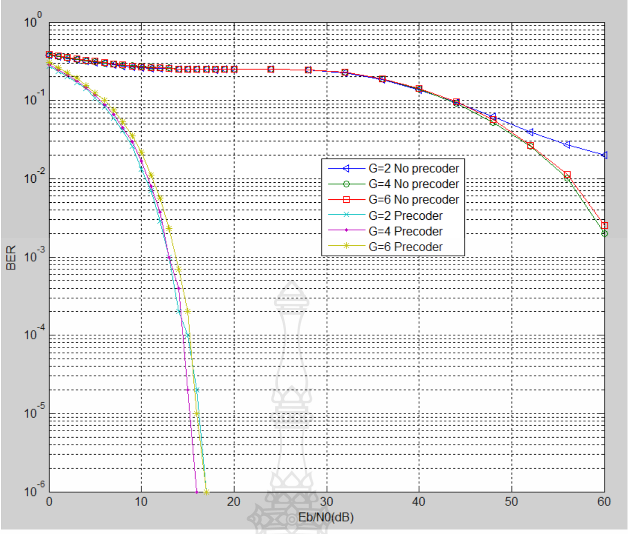
จากรูปพบว่าระบบ MIMO-OFDM ที่มี Precoder มีอัตราความผิดพลาดบิตต่ำกว่าระบบที่ไม่มี Precoder ที่อัตราความผิดพลาดบิต 10^{-4} และความยาวของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ

(L) เท่ากับ 6 ระบบที่มี Precoder ใช้พลังงานต่อบิตต่ำกว่าระบบที่ไม่มี Precoder ประมาณ 43 dB ทั้งนี้เป็นผลมาจากการใส่ Precoder ซึ่งทำให้เกิดอัตราขยายในระบบ (Gain) นั่นเอง นอกจากนี้พบว่าที่ L เท่ากับ 8 ในระบบที่มี Precoder ค่า SNR ตั้งแต่ 0 dB ถึง 18 dB จะมีอัตราความผิดพลาดบิตมากกว่าระบบที่ไม่มี Precoder หลังจากนั้นอัตราความผิดพลาดบิตจะต่ำกว่าระบบที่ไม่มี Precoder และที่ L เท่ากับ 8 ในระบบที่ไม่มี Precoder จะมีชั้นของความผิดพลาด (Error Floor) ตั้งแต่ SNR 0 dB ถึง 20 dB จากนั้น Error Floor จะหายไป ถ้าเปรียบเทียบเฉพาะระบบ MIMO-OFDM ที่มี Precoder ผลการจำลองการทำงานแสดงในรูปที่ 4.18



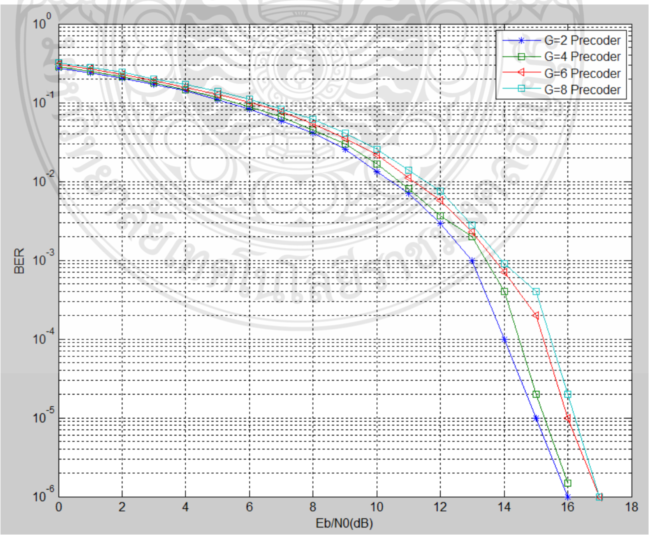
รูปที่ 4.18 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ MIMO-OFDM มี Precoder โดยการปรับค่าความยาวของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ

จากรูปพบว่าถ้าความยาวของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณมากขึ้นอัตราความผิดพลาดบิตก็จะมีค่ามากขึ้น และที่อัตราส่วนกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าคงที่ ค่าความยาวของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณมากขึ้น อัตราความผิดพลาดบิตก็จะมากขึ้น ในส่วนสุดท้ายจะพิจารณาระบบ MIMO-OFDM โดยกำหนดให้จำนวนขอสัญลักษณ์ในการส่ง OFDM 1,000 สัญลักษณ์ จำนวนคลื่นพาห์ย่อย (N) เท่ากับ 16 ความยาวผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ (L) เท่ากับ 4 แต่ปรับความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิก (G) มีค่าเป็น 2, 4 และ 6 ตามลำดับ ผลการจำลองการทำงานแสดงในรูปที่ 4.19



รูปที่ 4.19 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ MIMO-OFDM ที่ไม่มี Precoder และมี Precoder โดยปรับค่าความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิก

จากรูปพบว่าระบบ MIMO-OFDM ที่มี Precoder มีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำกว่าระบบที่ไม่มี Precoder ถ้าพิจารณาเฉพาะระบบ MIMO-OFDM ที่มี Precoder ผลการจำลองการทำงานแสดงในรูปที่ 4.20



รูปที่ 4.20 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ MIMO-OFDM ที่มี Precoder โดยการปรับค่าความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิก

จากรูปถ้ากำหนดให้ SNR มีค่าคงที่ระบบที่มีความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกมีค่ามากขึ้น อัตราความผิดพลาดบิตก็จะมากขึ้น และถ้ากำหนดให้ อัตราความผิดพลาดบิตคงที่ตัวแปรเสริมไซคลิกที่มีค่าน้อยจะประหยัดพลังงานได้มากกว่าระบบที่ตัวแปรเสริมไซคลิกมีค่ามาก

บทที่ 5
สรุปผลการวิจัย

เนื้อหาในบทนี้จะสรุปผลที่ได้จากการจัดทำวิทยานิพนธ์เรื่องเทคนิคการเข้ารหัสด้านหน้าข้อมูลสำหรับระบบ MIMO-OFDM ที่มีความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกไม่พอเพียง ในส่วนสุดท้ายจะเป็นข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

จากการจัดทำวิทยานิพนธ์เรื่องเทคนิคการเข้ารหัสด้านหน้าข้อมูลสำหรับระบบ MIMO-OFDM ที่มีความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกไม่พอเพียง ซึ่งเป็นการนำข้อดีของการมัลติเพล็กซ์ความถี่ตั้งฉากร่วมกับสายอากาศหลายทางเข้า-หลายทางออก ซึ่งทำให้อัตราขยายไดเวอร์ซิตี้มากขึ้น และแก้ปัญหาเรื่องการเฟดหลายวิถี ผลของการเฟดหลายวิถีจะลดลงทำได้โดยการเข้ารหัสด้านหน้าข้อมูล (Precoder)

ในวิทยานิพนธ์นี้จะออกแบบ Precoder ซึ่งเป็นขั้นตอนที่ง่ายไม่ซับซ้อนโดยประกอบด้วยวงจร 2 ส่วน คือ ตัวป้อนไปข้างหน้าจะใช้หลักการแปลงเชิงเส้น (Linear Transform) และในส่วนของตัวป้อนกลับจะใช้ตัวป้อนกลับแบบลบ (Negative Feedback) ผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB พบว่าระบบ SISO-OFDM และระบบ MIMO-OFDM ที่ไม่มี Precoder ด้านรับจะตัดสินใจได้ยากกว่าบิตที่ด้านส่งควรเป็นบิตใด ซึ่งจะเห็นได้จาก Signal constellation ที่ SNR มีค่าน้อยๆ แต่จะตัดสินได้ดีขึ้นเมื่อ SNR มีค่ามากขึ้น อย่างไรก็ตามเมื่อเปรียบเทียบระบบ SISO-OFDM และ MIMO-OFDM ที่มี Precoder ถึงแม้ว่า SNR มีค่าน้อยๆ ก็สามารถตัดสินใจได้ว่าบิตหรือสัญลักษณ์ที่ส่งเป็นบิตใด และถ้า SNR มีค่ามากขึ้นอัตราความผิดพลาดบิตจะมีค่าน้อยมากเข้าใกล้ศูนย์

ในส่วนถัดมาจะเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตระบบ MIMO-OFDM ที่มีความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกพอเพียงและความยาวไม่พอเพียง ผลการจำลองการทำงานพบว่าสามารถนำ Precoder ไปใช้ได้ทั้งคู่ แต่ค่าอัตราความผิดพลาดบิตในกรณีที่ความยาวพอเพียงจะมีค่าต่ำกว่านอกจากนั้นพารามิเตอร์ที่มีผลต่ออัตราความผิดพลาดบิตได้แก่ จำนวนคลื่นพาห์ย่อย ถ้าจำนวนคลื่นพาห์ย่อยมีค่ามากทำให้อัตราความผิดพลาดบิตมีค่าลดลง แต่ถ้าความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิกและความยาวผลตอบสนองของช่องสัญญาณมีค่ามากขึ้นทำให้อัตราความผิดพลาดบิตมากขึ้น จากการวิเคราะห์พบว่าความยาวของ Precoder จะสอดคล้องกับความสัมพันธ์ ความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิก (G)

น้อยกว่าหรือเท่ากับความยาวของผลตอบสนองของช่องสัญญาณ (L) ซึ่งต้องน้อยกว่าหรือเท่ากับจำนวนคลื่นพาห์ย่อย (N)

5.2 ข้อเสนอแนะที่ได้จากการวิจัย

สำหรับผู้สนใจจะศึกษาเพิ่มเติมจากวิทยานิพนธ์นี้ผู้จัดทำมีข้อเสนอแนะดังนี้

5.2.1 เปลี่ยนรูปแบบการมอดูเลตเป็นควอดราเจอร์แอมพลิจูดมอดูเลชัน (Quadrature Amplitude Modulation : QAM) ซึ่งมีประสิทธิภาพแบนด์วิดท์ที่ดีกว่า QPSK

5.2.2 ในวิทยานิพนธ์นี้พิจารณาสายอากาศ MIMO แบบ 2×2 ซึ่งในการใช้งานจริงอาจะเป็น

สายอากาศ MIMO แบบ 4×2 และ 3×5 ตามลำดับ

5.2.3 ด้านรับในวิทยานิพนธ์ใช้เครื่องรับแบบกำจัดค่าศูนย์ (Zero forcing) ซึ่งอาจเปลี่ยนเป็นเครื่องรับแบบค่าผิดพลาดกำลังเฉลี่ยที่ต่ำที่สุด (Minimum Mean Square Error : MMSE) หรืออีควอไลเซอร์ตัดสินใจป้อนกลับ (Decision FeedBack Equalizer : DFE)

บรรณานุกรม

[1] Yiyan Wu. 1995. "Orthogonal Frequency Division Multiplexing : A Multi-Carrier Modulation Scheme." **IEEE Transactions on Consumer Electronics**, vol. 41, no. 3, (August): 392-398.

[2] G. Gong. 2005. "Multicarrier Modulation and OFDM." **Handout Digital communication**, Handout 3: 1-4.

[3] Lie liang Yang. 2005. "Principles of Multicarrier Modulation and OFDM." **Handout Digital Communication**. United Kingdom, University of Southampton: 1-49.

[4] Luis G. Ordonez, Daniel P. Palomar, and Javier R. Fonollosa. 2010. "On the Diversity, Multiplexing, and Array Gain Tradeoff in MIMO Channels." **Information Theory Proceedings (ISIT) 2010**, (June): 2183-2187.

[5] Bai Mindang. 2011. **Core Technology and Analysis of 802.11N.** Beijing, Communication University of China Beijing, (April): 1261-1265.

[6] Helmut Bolcskei, and Eth Zurich. 2006. "MIMO-OFDM Wireless Systems : Basics, Perspectives, and Challenges." **IEEE Wireless Communications**, vol. 13, no. 4 (August): 31-37.

[7] Long Bora, Heau Jo Kang, and Yoon Ho Kim. 2008. "MIMO-OFDM for the Better Quality Link of Wirless Network." **Information Security and Assurance Proceedings (ISA)**, (April): 483-487.

[8] Gholam Reza Parsaee, Abdulrahman Yarali, and Hamid Ebrahimzad. 2004. "MMSE-DFE Equalizer Design for OFDM Systems with Insufficient Cyclic Prefix." **Vehicular Technology Conference VTC 2007 Spring IEEE**, vol. 6, (September): 3828-3832.

[9] Wei Zhong and Zhigang Mao. 2005. "Tentative Decision Based Low Complexity Equalization for OFDM Systems with Insufficient Cyclic Prefix." **International Conference on ICICS 2005,** 116-119.

[10] Muhammad Danish Nisar, Wolfgang Utschick, Hans Nottensteiner, and Thomas Hindelang. 2007. "On Channel Estimation and Equalization of OFDM Systems with Insufficient Cyclic Prefix." **Vehicular Technology**, (April): 1445-1449.

บรรณานุกรม (ต่อ)

[11] Cheol-Jin Park and Gi-Hong Im. 2004. “Efficient DMT/OFDM Transmission with Insufficient Cyclic Prefix.” **Communications letters IEEE**, (September): 576-578.

[12] Igor Freire, Chenguang Luy, Per-Erik Erikssony and Aldebaro Klautau. 2014. “Low Complexity Precoder and Equalizer for DMT Systems with Insufficient Cyclic Prefix.” **Global Communications Conference (GLOBECOM)**, (December): 3243-3248.

[13] Cheol-Jin Park and Gi-Hong Im. 2004. “Efficient Cyclic Prefix Reconstruction for Coded OFDM Systems.” **Communications letters IEEE**, (May): 274-276.

[14] Jong-Bu Lim, Chan-Ho Choi and Gi-Hong Im. 2006. “MIMO-OFDM with Insufficient Cyclic Prefix.” **Communications letters IEEE**, (May): 356-358.

[15] Min-Sung Kim, Jong-Bu Lim, Seung-Yong Park, and Gi-Hong Im. 2007. “An Efficient Cyclic Prefix Reconstruction Technique for MIMO Single-Carrier Frequency-Domain Equalization.” **Communications letters IEEE**, (April): 316-318.

[16] Yuansheng Jin and Xiang-Gen Xia. 2011. “A Channel Independent Precoding for MIMO-OFDM Systems with Insufficient Cyclic Prefix.” **Global Communications Conference (GLOBECOM)**, (November): 1-5.

[17] Yuansheng Jin and Xiang-Gen Xia. 2012. “An Interference Alignment Based Precoder Design Using Channel Statistics for OFDM Systems with Insufficient Cyclic Prefix.” **Global Communications Conference (GLOBECOM)**, (December): 3778-3782.

[18] Yuansheng Jin and Xiang-Gen Xia. 2014. “A Robust Precoder Design Based on Channel Statistics for MIMO-OFDM Systems with Insufficient Cyclic Prefix.” **Communications letters IEEE**, (April): 1249-1257.

[19] Amrit S. Bedi, Javed Akhtar and Ketan Rajawat. 2016. “BER-Optimized Precoders for OFDM Systems with Insufficient Cyclic Prefix.” **Communications letters IEEE**, (February): 280-283.

[20] Tri Pham and Tho Le-Ngoc. 2016. “Equalization for MIMO-OFDM Systems with Insufficient Cyclic Prefix.” **IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring)**, (May): 1-5.

ภาคผนวก

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

ภาคผนวก ก

ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่

IEEE

IEEE COMMUNICATIONS SOCIETY

Technically Co-sponsored by the IEEE ComSoc

The 17th International Conference on Advanced Communications Technology

(http://www.icact.org)

Jul. 1~3, 2015, Phoenix Park, Republic of Korea

icact 2015

1-Jul-15 NO : SP-54

Confirmation of Publication

Paper Information

Paper No	20150414
Paper Title :	A Study of Insufficient Cyclic Prefix by using Precoding for MIMO-OFDM Systems
Author :	Chaowalit Kosanyakun and Chirawat Kotchasarn
Organization :	Rajamangaala University of Technology Thanyaburi, Thailand

Publication Information

Session ID :	6A (Mobile Communication)
ISBN Number :	978-89-968650-4-9(CD), 978-89-968650-5-6(Pdf)
ISSN:	1738-9445
IEEE Catalog:	CFP 15561-CDR, CFP 15561-ART
Page Number:	727 ~ 732

To whom it may concern,

This is to inform you that this paper has been confirmed by the ICACT2015 Committee.

Sincerely yours,

Dr. Thomas Byeongnam Yoon
Chair of Organizing & Operation Committee
Global IT Research Institute

Chair

This is to certify that the above information is true.

1713 Obelisk, 216 Seohyunno, Bundang-gu, Sungnam Kyunggi-do, Korea(South) (secretariat@icact.org),+82-70-4146-4991

A Study of Insufficient Cyclic Prefix by using Precoding for MIMO-OFDM Systems

Chaowalit Kosanyakun and Chirawat Kotchasarn
Electronics and Telecommunication Engineering Department
Rajamangala University of Technology Thanyaburi
Klong 6, Rangsit-Nakornnayok Rd., Thanyaburi, Pathumthani, 12110, Thailand
E-mail: chirawat.k@en.rmutt.ac.th

Abstract— **In an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system, the cyclic prefix (CP) is added to the beginning of each symbol to prevent intersymbol interference (ISI) and intercarrier interference (ICI). In practical OFDM system, the CP lengths are fixed. When the CP length is shorter than the channel impulse response (CIR) length, referred to as "insufficient CP", significant signal distortion can occur at the receiver. This paper proposes the use of precoding technique at the transmitter to solve the ISI and ICI problems owing to insufficient CP. Precoding is first derived for single-input single-output (SISO) OFDM system, and then generalized for multiple input multiple output (MIMO) OFDM system. Simulation results on the bit error rate (BER) versus the signal-to-noise ratio (SNR) demonstrate that the proposed precoding technique is much more efficient the conventional OFDM with one-tap equalization when the CP is insufficient.**

Keywords—MIMO-OFDM; precoding; cyclic prefix; channel dependent; insufficient length

I. Introduction

In future wireless communication system designs are increased spectral efficiency, improved link reliability and achieved data rate. However, wireless communication systems encounter high level of intersymbol interference (ISI) and intercarrier interference (ICI) which originates from multipath propagation and inherent delayed spread [1], [2].

Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is a multicarrier transmission technique that divides the broadband channel into a number of parallel independent narrowband subchannels by using FFT/IFFT algorithm [1], [2]. A cyclic prefix (CP) is usually added to each OFDM symbol before transmitting it. In order to mitigate ISI and ICI, the CP length must be more than or equal to the channel impulse response (CIR). Otherwise the system suffers from insufficient cyclic prefix distortion is composed of both ISI and ICI [3], [4].

In addition, MIMO systems are promising techniques to increase performance with acceptable bit error rate (BER) by using a number of antennas [4]. The spatial multiplexing transmission technique is used to transmit independent and separately encoded data signals. The antennas at each end transmit independent and separately encoded data signals. The antenna at each ends of the communications circuit is combined to minimize errors and optimizes data speed. If the transmitter has N_t antennas and the receiver has N_r antennas, the maximum spatial multiplexing order (the number of the stream) is $\min(N_t, N_r)$ [3].

A MIMO-OFDM system transmits OFDM modulated data from multiple antennas at the transmitter. Data transmitted with subcarriers at different antennas are mutually orthogonal. The receiver extracts different data stream from different subcarriers after OFDM demodulation and MIMO decoding [3].

In MIMO-OFDM wireless systems, spatial multiplexing is a common technique used for the antennas to increase the diversity against multipath fading or spatially separate devices [4]. Precoding at the transmitter is a big issue. A considerably long CP is need if the multipath delay spread is large, resulting in a various loss in both bandwidth and power efficiencies. In order to improve the transmission efficiency, MIMO-OFDM systems with sufficient CP have been studied significantly in the past. In [5], [6] a precoding technique is proposed to eliminate the distortion by processing the information symbols at transmitter side. In MIMO-OFDM systems with sufficient CP, the cyclic prefix has to be as long as the CIR. However, in practical designs, the cyclic prefix is usually fixed. As a result, distortion might occur at the channel output if the channel impulse response is longer than the cyclic prefix. The distortion may be so severe that it dominates other noise. In order to overcome the distortion caused by insufficient CP length. A precoder is used at the transmitter to ensure that distortion does not exist at the receiver. MIMO-OFDM systems with insufficient CP have been studied significantly in the past for example, In [7] a precoding is proposed to eliminate the distortion by processing the information symbols at the transmitter and it also requires the perfect of the channel state information at the transmitter (CSIT). In [8] proposed a channel independent precoding scheme for a MIMO-OFDM system with insufficient CP by using the interference alignment (IA) and singular value decomposition (SVD) method.

In this paper, we propose a channel dependent precoding scheme for a MIMO-OFDM system with insufficient CP by using the precoding technique. We use QPSK modulation schemes and assume that the channel transfer function is known to both the transmitter and receiver sides.

II. System Model

A. SISO-OFDM Model

ISBN 978-89-968650-4-9

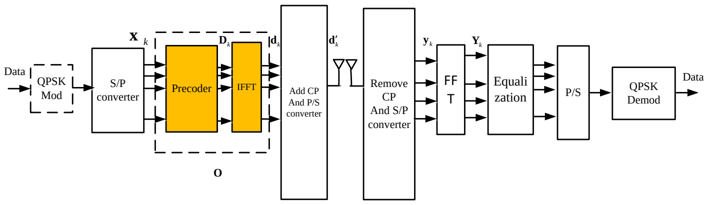


Figure 1 SISO-OFDM System Model.

Consider a SISO-OFDM system with N subcarriers over a frequency selective fading channel and depicts in Figure 1. The data stream is modulated by a QPSK modulation. Let N be the number of subcarriers, $\mathbf{D}_k$ be the QPSK symbols to be transmitted on the subcarrier k, $\mathbf{P}$ and $\mathbf{O}$ be the precoding matrix. Denote the impulse response of the channel by $\mathbf{h}=[h_0,h_1,...h_{L-1}]^{\mathrm{T}}$, where L is the length of the CIR. In this paper, we assume that $L \le N$. We use $\mathbf{D}_k=[D_k^0,D_k^1,...D_k^{N-1}]^{\mathrm{T}}$ to denote the input signal vector of the k^{th} OFDM symbol. Let $\mathbf{Q}$ be the N-point FFT matrix whose element $q_{lm}=\frac{1}{\sqrt{N}}\exp\left(\frac{-j2\pi lm}{N}\right)$. The IFFT operation is performed at the transmitter and changes the input signal from frequency domain to time domain. A CP of length G is appended to each time domain vector. Since CP is generally insufficient in this work, we have $G \le L \le N$. The transmitted OFDM symbol is thus affected by both ICI and ISI components. After the insufficient CP is removed at the receiver, the time domain expression of the k^{th} symbol, can be written as

$$\mathbf{y}_k = (\mathbf{H}-\mathbf{A})\mathbf{Q}^{\mathrm{H}}\mathbf{D}_k + \mathbf{B}\mathbf{Q}^{\mathrm{H}}\mathbf{D}_{k-1} + \mathbf{w}_k, \quad (1)$$

where $\mathbf{w}_k$ denotes the time domain received noise vector with the complex Gaussian distribution $\mathcal{CN}(0,\sigma^2\mathbf{I})$. The channel matrix $\mathbf{H}$ is a circular matrix of size $N\times N$, $\mathbf{Q}^{\mathrm{H}}$ is the Hermitian transpose of $\mathbf{Q}$, $\mathbf{A}$ and $\mathbf{B}$ denote the ICI and ISI components of the channel, respectively, where $E=L-G-1$.

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0_{(E)\times(N-E-G)} & \mathbf{S} & 0_{(E)\times(G)} \\ 0_{(N-E)\times(N-E-G)} & 0_{(N-E)\times(E)} & 0_{(N-E)\times(G)} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0_{(E)\times(N-E)} & \mathbf{S} \\ 0_{(N-E)\times(N-E)} & 0_{(N-E)\times(E)} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} h_{L-1} & \cdots & \cdots & h_{G+1} \\ 0 & h_{L-1} & \cdots & h_{G+2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & h_{L-1} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

and $$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \cdots & 0 & h_{L-1} & h_{L-2} & \cdots & h_1 \\ h_1 & h_0 & 0 & \cdots & 0 & h_{L-1} & \cdots & h_2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{L-1} & h_{L-2} & \cdots & h_0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_{L-1} & h_{L-2} & \cdots & h_0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & h_{L-1} & h_{L-2} & h_{L-3} & \cdots & h_0 \end{bmatrix}. \quad (5)$$

At the receiver, the time domain signal $\mathbf{y}_k$ in (1) is transformed into the frequency domain signal $\mathbf{Y}_k$ by the FFT matrix $\mathbf{Q}$ of size N. We have

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{Q}(\mathbf{H}-\mathbf{A})\mathbf{Q}^{\mathrm{H}}\mathbf{D}_k + \mathbf{Q}\mathbf{B}\mathbf{Q}^{\mathrm{H}}\mathbf{D}_{k-1} + \tilde{\mathbf{w}}_k, \quad (6)$$

where $\tilde{\mathbf{w}}_k = \mathbf{Q}\mathbf{w}_k$ and $\tilde{\mathbf{w}}_k$ is also distributed as $\mathcal{CN}(0,\sigma^2\mathbf{I})$. Since we need to perform a precoding, signal $\mathbf{D}_k$ is the precoded output of $N\times 1$ vector $\mathbf{x}_k$ of tentative information symbol passing through a precoding matrix $\mathbf{P}$ of size $N\times N$ and be presented as,

$$\mathbf{D}_k = \mathbf{P}\mathbf{x}_k. \quad (7)$$

The time domain precoding matrix is defined as $\mathbf{O}=\mathbf{Q}^{\mathrm{H}}\mathbf{P}$. After the design of matrix $\mathbf{O}$, the precoding matrix $\mathbf{P}$ can be obtained by multiplying with the inverse $\mathbf{Q}$. Thus, $\mathbf{P}$ and $\mathbf{O}$ are equivalent and in what follows, we call both $\mathbf{P}$ and $\mathbf{O}$ as precoders and interchangeably.

From (6), the received frequency domain signal for the k^{th} OFDM symbol can be equivalently expressed as

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{Q}(\mathbf{H}-\mathbf{A})\mathbf{Q}^{\mathrm{H}}\mathbf{P}\mathbf{x}_k + \mathbf{Q}\mathbf{B}\mathbf{Q}^{\mathrm{H}}\mathbf{P}\mathbf{x}_{k-1} + \tilde{\mathbf{w}}_k. \quad (8)$$

B. MIMO-OFDM Model

By considering a MIMO system with N_t transmit, N_r receive antennas, and by using the signal model in the SISO-OFDM system, the model of OFDM with insufficient CP is further extended to MIMO-OFDM in spatial multiplexing mode.

At each antenna, a CP of length G is added to the input signal symbol and propagates via a multipath channel $\mathbf{h}_{ij}=[h_{ij}(0),h_{ij}(1),...,h_{ij}(L-1)]^{\mathrm{T}}$ between the i^{th} receive antenna and the j^{th} transmit antenna, where we assume that all the

entries of h_{ij} are i.i.d. complex Gaussian random variables with zero mean and the channel length, L is identical for all the channels. We now define $N_r \times N_t$ channel matrices $\mathbf{H}(l), l = 0,1,...,L-1$ as

$$\mathbf{H}(l) = \begin{bmatrix} h_{11}(l) & h_{12}(l) & \cdots & h_{1N_t}(l) \\ h_{21}(l) & h_{22}(l) & \cdots & h_{2N_t}(l) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{N_r1}(l) & h_{N_r2}(l) & \cdots & h_{N_rN_t}(l) \end{bmatrix}. \quad (9)$$

These matrices $\mathbf{H}(l), l = 0,1,...,L-1$ are the multipath channel matrices for the time domain vector D_k^i serially transmitted at N_t transmit antennas. Due to the randomness of the channel coefficients, all the matrices $\mathbf{H}(l)$ are of full rank almost surely. At the receiver, the CP is removed and the overall time domain received signal is given by

$$\bar{\mathbf{y}}_k = (\mathbf{H}-\mathbf{A})\bar{\mathbf{Q}}\bar{\mathbf{D}}_k + \mathbf{B}\bar{\mathbf{Q}}\bar{\mathbf{D}}_{k-1} + \mathbf{w}_k \,, \quad (10)$$

where $\mathbf{w}_k$ is the $NN_r \times 1$ noise vector with complex Gaussian distribution $\mathcal{CN}(0, \sigma^2\mathbf{I})$, $\mathbf{H}, \mathbf{A}$ and $\mathbf{B}$ of size $NN_r \times NN_t$ are the overall channel matrix and ICI matrix, respectively. For convenience of the designing the precoding matrix, we consider the design of precoder $\mathbf{O} = \bar{\mathbf{Q}}\mathbf{P}$. The precoding matrix $\mathbf{P}$ can be obtained by multiplying $\mathbf{O}$ with $\bar{\mathbf{Q}}^{-1} = \mathbf{Q} \otimes \mathbf{I}_{N_r}$. Thus, both $\mathbf{P}$ and $\mathbf{O}$ are called precoders interchangeably. Finally, we can represent the received frequency domain of the OFDM symbol as

$$\bar{\mathbf{Y}}_k = (\mathbf{Q}\otimes\mathbf{I}_{N_r})(\mathbf{H}-\mathbf{A})\mathbf{O}\bar{\mathbf{x}}_k + (\mathbf{Q}\otimes\mathbf{I}_{N_r})\mathbf{B}\mathbf{O}\bar{\mathbf{x}}_{k-1} + \tilde{\mathbf{w}}_k \quad (11)$$

III. System Design

From equation (8), we assume that

$$y[k] = ax[k] + bx[k-1], \quad (12)$$

Using the Z-transform, we obtain $\mathbf{Y}(z) = a\mathbf{X}(z) + b\mathbf{X}(z)z^{-1}$. From above equation, we will know the channel transfer function which equal to the ration of output signal over the input signal.

$$\mathbf{H}^{-1}(z) = \frac{1}{a + bz^{-1}}. \quad (13)$$

The precoding or the inverse system has input-output relationship. Note that $x[k]$ is the input, $y[k]$ is the output. From $\mathbf{Y}(z) = \mathbf{H}^{-1}(z)\mathbf{X}(z)$, we can be written as

$$ay[k] + by[k-1] = x[k]. \quad (14)$$

From (14), we want the output signal and can be rewritten as

$$ay[k] = x[k] - by[k-1], \quad (15)$$

$$y[k] = \frac{1}{a}\{x[k] - by[k-1]\}. \quad (16)$$

By using the pattern matching, the receive frequency domain signal for the SISO-OFDM system can be written as

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{Q}(\mathbf{H}-\mathbf{A})\mathbf{Q}^{\mathsf{H}}\mathbf{D}_k + \mathbf{QBQ}^{\mathsf{H}}\mathbf{D}_{k-1}\,, \quad (17)$$

Thus, we obtain

$$\mathbf{P} = \left[\mathbf{Q}(\mathbf{H}-\mathbf{A})\mathbf{Q}^{\mathsf{H}}\right]^{-1}, \quad (18)$$

and

$$\mathbf{E} = -\mathbf{QBQ}^{\mathsf{H}}. \quad (19)$$

In this paper, we focus on the downlink transmissions from the base station to the mobile users. The CP is insufficient, we have $G \le L \le N$ where G is the length of the cyclic prefix, L is the length of the CIR. The system model with insufficient cyclic prefix is presented in figure 2.

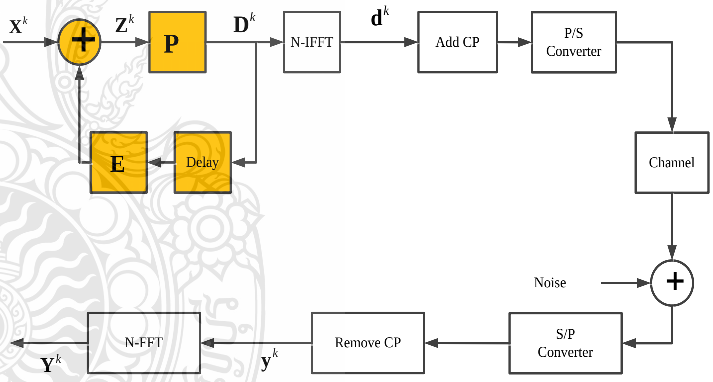


Figure 2 Precoder model with insufficient cyclic prefix.

The information symbol vector denotes by $\mathbf{X}$. We defined $\mathbf{X}^k(n,m)$, where $m \in \{0,...,M-1\}$, $n \in \{0,...,N-1\}, k \in Z^+$ be the QPSK symbol on subchannel m of subcarrier n of the OFDM symbol k. The information symbol vector is denoted by $\mathbf{X}^k = [(\mathbf{X}_1^k)^{\mathsf{T}}, (\mathbf{X}_2^k)^{\mathsf{T}}, ..., (\mathbf{X}_{N_t}^k)^{\mathsf{T}}]^{\mathsf{T}}$,where $\mathbf{X}_j^k = [\mathbf{X}_j^k(0), \mathbf{X}_j^k(1), ..., \mathbf{X}_j^k(N-1)]^{\mathsf{T}}, j = 0,1,...,N_t$. The precoded symbols are denoted by $\mathbf{D}^k = [(\mathbf{D}_1^k)^{\mathsf{T}}, (\mathbf{D}_2^k)^{\mathsf{T}}, ..., (\mathbf{D}_{N_t}^k)^{\mathsf{T}}]^{\mathsf{T}}$, where $\mathbf{D}_j^k = [\mathbf{D}_j^k(0), \mathbf{D}_j^k(1), ..., \mathbf{D}_j^k(N-1)]^{\mathsf{T}}, j = 0,1,...,N_t$. $D_j^k(n)$ represents the precoded value at j^{th} antenna on subcarrier n of k^{th} OFDM

ISBN 978-89-968650-4-9

symbol. The output of the IFFT matrix in the time domain is given by

$$\mathbf{d}_j^k = \mathbf{Q}^{\mathrm{H}}\mathbf{D}_j^k = \mathbf{Q}^{\mathrm{H}}\mathbf{P}(\mathbf{X}_j^k + \mathbf{E}\mathbf{D}_j^{k-1}) \,, \quad (20)$$

where $\mathbf{Q}^{\mathrm{H}}$ is the IFFT matrix of size N. The transmitted OFDM symbol is affected by both ICI and ISI components. At i^{th} receive antenna, after the cyclic prefix is removed, in time domain is written as

$$\mathbf{y}_i^k = \sum_{j=1}^{N_t}\mathbf{h}_{ij}\mathbf{Q}^{\mathrm{H}}\mathbf{D}_j^k - \sum_{j=1}^{N_t}\mathbf{a}_{ij}\mathbf{Q}^{\mathrm{H}}\mathbf{D}_j^k + \sum_{j=1}^{N_t}\mathbf{b}_{ij}\mathbf{Q}^{\mathrm{H}}\mathbf{D}_j^{k-1} + \mathbf{w}_i^k \,, \quad (21)$$

where $\mathbf{w}_i^k$ denotes the time domain received noise vector at i^{th} receive antenna with distribution $\mathcal{CN}(0,\sigma^2\mathbf{I})$. $\mathbf{h}_{ij}$ is the channel matrix between the j^{th} transmit and i^{th} receive antenna $\mathbf{a}_{ij}$ and $\mathbf{b}_{ij}$ are the ICI and ISI components of the channel, respectively. If G is longer than L, $\mathbf{a}_{ij}$ and $\mathbf{b}_{ij}$ are zeros, thus no ICI and ISI exists in the receive signal.

At the i^{th} receive antenna, the time domain signal $\mathbf{y}_i^k$ is transformed into the frequency domain signal $\mathbf{Y}_i^k$ by the FFT matrix $\mathbf{Q}$ of size N.

$$\mathbf{Y}_i^k = \sum_{j=1}^{N_t}\mathbf{Q}\mathbf{h}_{ij}\mathbf{Q}^{\mathrm{H}}\mathbf{D}_j^k - \sum_{j=1}^{N_t}\mathbf{Q}\mathbf{a}_{ij}\mathbf{Q}^{\mathrm{H}}\mathbf{D}_j^k + \sum_{j=1}^{N_t}\mathbf{Q}\mathbf{b}_{ij}\mathbf{Q}^{\mathrm{H}}\mathbf{D}_j^{k-1} + \mathbf{Q}\mathbf{w}_i^k \,. \quad (22)$$

The receive frequency domain signal for the MIMO-OFDM system of the k^{th} OFDM symbol can be written as:

$$\mathbf{Y}^k = \tilde{\mathbf{Q}}\mathbf{h}\overline{\mathbf{Q}}^{\mathrm{H}}\mathbf{D}^k - \tilde{\mathbf{Q}}\mathbf{a}\overline{\mathbf{Q}}^{\mathrm{H}}\mathbf{D}^k + \tilde{\mathbf{Q}}\mathbf{b}\overline{\mathbf{Q}}^{\mathrm{H}}\mathbf{D}^k + \tilde{\mathbf{Q}}\mathbf{w}_i^k \,, \quad (23)$$

where $\mathbf{h},\mathbf{a}$ and $\mathbf{b}$ are the stacked matrices of $\mathbf{h}_{ij}, \mathbf{a}_{ij}$ and $\mathbf{b}_{ij}$ representing the channel matrix, ICI and ISI matrices, respectively. Both $\overline{\mathbf{Q}}^{\mathrm{H}}$ and $\tilde{\mathbf{Q}}$ are the IFFT and FFT matrices, which are given as $\overline{\mathbf{Q}}^{\mathrm{H}} = \mathbf{Q}^{\mathrm{H}} \otimes \mathbf{I}_{N_t}$ and $\tilde{\mathbf{Q}} = \mathbf{Q} \otimes \mathbf{I}_{N_r}$, respectively.

The basic scheme is drawn in figure 3. The channel transfer function is known to both the transmitter and receiver. We assume that the channel transfer function is stable and not zeros. $\mathbf{P}$ and $\mathbf{E}$ are block filters. We described the precoding and show how the precoding removes the ISI and ICI caused by insufficient cyclic prefix length. We assume that the CIR is shorter than N, where N is the number of subcarriers $(0,1,...,N-1)$.

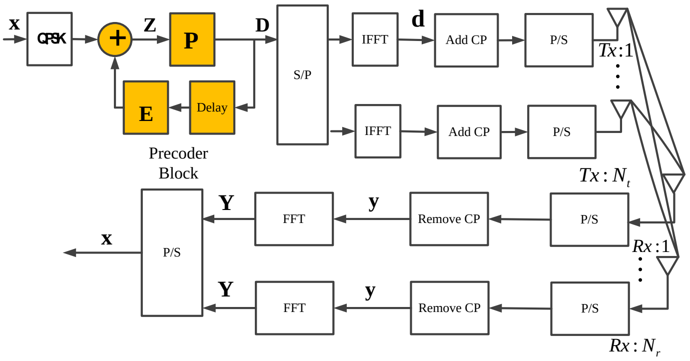


Figure 3 MIMO-OFDM with Insufficient Cyclic Prefix.

At the receiver, neglecting additive noise, the CP is removed and the time domain received signal is given,

$$\mathbf{y}^k = (\mathbf{h}-\mathbf{a})\overline{\mathbf{Q}}^{\mathrm{H}}\mathbf{D}^k + \mathbf{b}\overline{\mathbf{Q}}^{\mathrm{H}}\mathbf{D}^k \,. \quad (24)$$

In order to find the $\mathbf{P}$ and $\mathbf{E}$ matrices, we use the Z-transform to help in considering for the discrete-time signal. The receive frequency domain signal for the MIMO-OFDM system in the k^{th} OFDM symbol can be written as

$$\mathbf{Y}^k = \tilde{\mathbf{Q}}(\mathbf{h}-\mathbf{a})\overline{\mathbf{Q}}^{\mathrm{H}}\mathbf{D}^k + \tilde{\mathbf{Q}}\mathbf{b}\overline{\mathbf{Q}}^{\mathrm{H}}\mathbf{D}^{k-1} \,. \quad (25)$$

We can write the input-output relationship for the inverse system, i.e., zero-forcing. From which, we obtain

$$\mathbf{P} = \left[\tilde{\mathbf{Q}}(\mathbf{h}-\mathbf{a})\overline{\mathbf{Q}}^{\mathrm{H}}\right]^{-1} , \quad (26)$$

and

$$\mathbf{E} = -\tilde{\mathbf{Q}}\mathbf{b}\overline{\mathbf{Q}}^{\mathrm{H}} \,. \quad (27)$$

IV. SIMULATION RESULTS

The simulation parameters of this paper are given in Table 1.

Table 1 Simulation parameters

Parameter	Notation	Value
The length of CIR	L	8,16,32
The length of CP	G	4,8,16
Number of transmit antenna	N_t	1,2
Number of receive antenna	N_r	1,2
Number of subcarrier	N	16,32,64
OFDM symbol		1,000
CIR parameter of SISO	h	0.7
CIR parameter for MIMO	$\begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0.8 & 0.7 \\ 0.6 & 0.5 \end{bmatrix}$

ISBN 978-89-968650-4-9

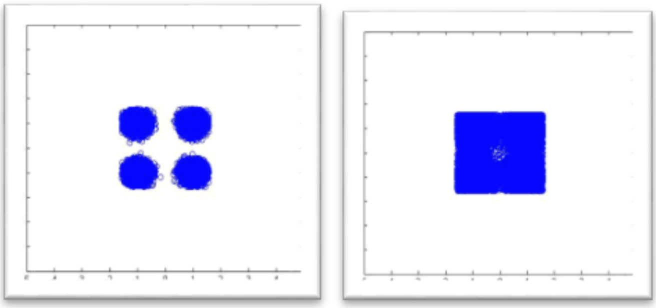


Figure 4 Signal Constellation for SISO- OFDM with
(a) Precoder (b) No Precoder

In figure 4, the signal constellations of SISO-OFDM with precoder and no precoder are presented. We notice that by using precoder technique, we can justify the correct signal constellation which is equal to 1+i,1-i,-1+i,-1-i. However, the bit error rate (BER) by using precoder is less than no precoder.

In figure 5 shows BER of SISO-OFDM. We notice that the BER of SISO-OFDM using precoding technique with insufficient cyclic prefix length is less than for SISO-OFDM with sufficient cyclic prefix with one-tap equalization. We observe that BER of SISO-OFDM precoding with sufficient cyclic prefix is as same as of SISO-OFDM precoding with insufficient cyclic prefix length. We can see that the BER of MIMO-OFDM using precoding technique with insufficient cyclic prefix length is lower than MIMO-OFDM with sufficient cyclic prefix with SVD one-tap. For example, at BER 10^{-4} using insufficient cyclic prefix length has less SNR about 13 dB as compare with MIMO-OFDM with sufficient cyclic prefix length for one-tap SVD.

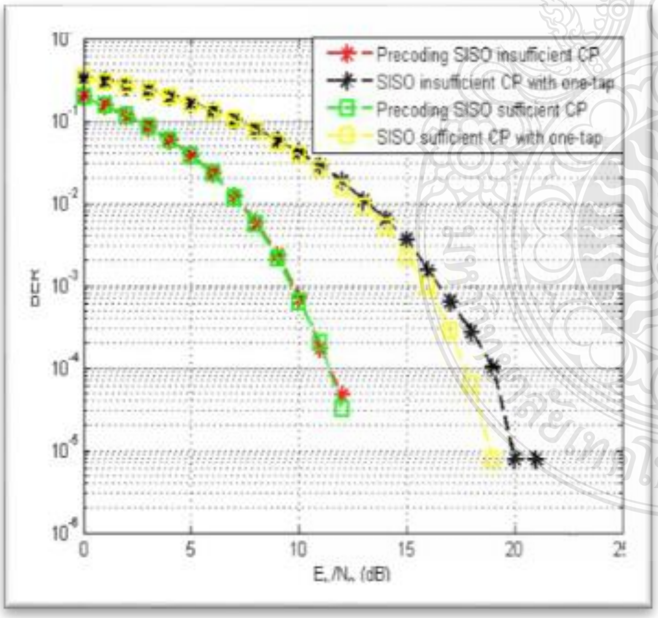


Figure 5 BER of SISO-OFDM with sufficient and insufficient cyclic prefix length using precoding and one-tap equalizer.

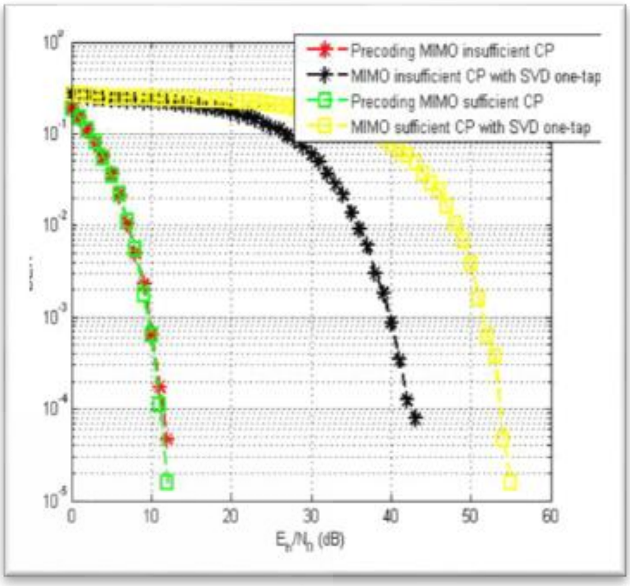


Figure 6. BER of MIMO-OFDM with sufficient and insufficient cyclic prefix length using precoding and one-tap equalizer.

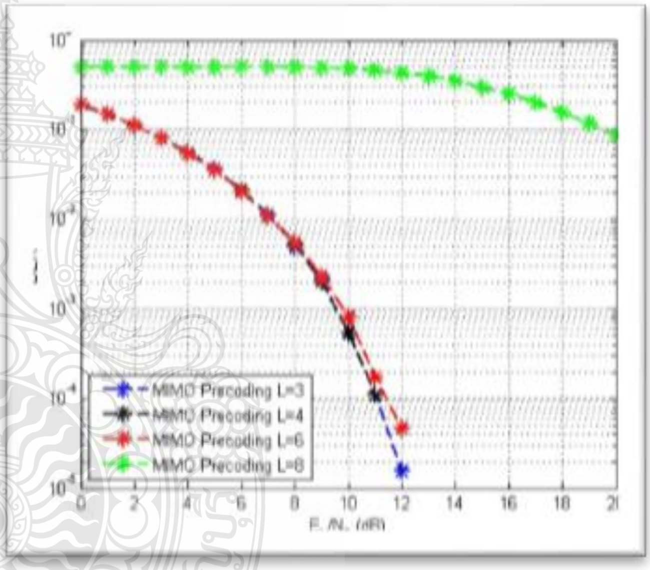


Figure 7. BER of MIMO-OFDM with insufficient cyclic prefix length at the different values of channel impulse response.

We notice that BER of MIMO-OFDM precoding with sufficient cyclic prefix is as same as of MIMO-OFDM precoding with insufficient cyclic prefix length. We observe that the less channel impulse response length the better BER as presented in Figure 8. However when we increase the value of subcarriers of OFDM, the system performance is obtain.

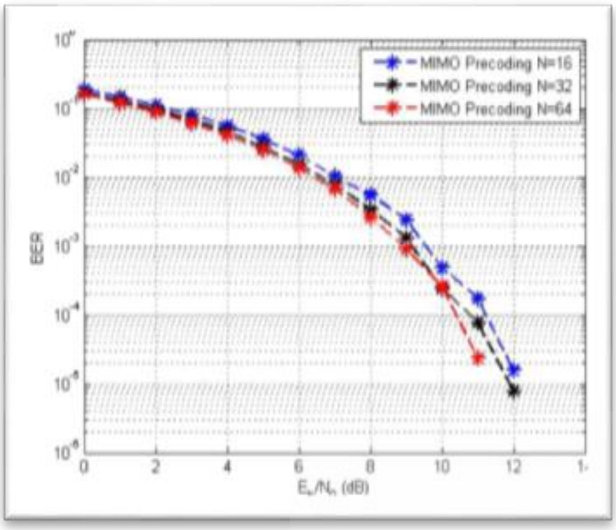


Figure 8. BER of MIMO-OFDM with insufficient cyclic prefix length at the different values of subcarriers.

V. CONCLUSION

We propose channel dependent precoding for MIMO-OFDM systems with insufficient CP. In order to eliminate ISI and ICI owing to insufficient CP, precoding is performed at the transmitter. Precoding matrices are derived base on the zero-forcing equalization criterion. The modulo operation is perform. Simulation results indicate that the precoding technique is much more efficient the conventional OFDM with one-tap equalization in term of the required SNR for the same BER. In addition, the precoding technique can be applied to both sufficient CP and insufficient CP. Simulation results indicate that the precoding technique is much more efficient the conventional OFDM with one-tap equalization in term of the required SNR for the same BER. In addition, the precoding technique can be applied to both sufficient CP and insufficient CP.

References

[1] Yiyan Wu. 1995. “Orthogonal Frequency Division Multiplexing : A Multi-Carrier Modulation Scheme.” **IEEE Transactions on Consumer Electronics**, vol. 41, no. 3, (August): 392-398.

[2] G. Gong. 2005. “Multicarrier Modulation and OFDM.” **Handout Digital communication**, Handout 3: 1-4.

[3] Lie liang Yang. 2005. **Principles of Multicarrier Modulation and OFDM Handout Digital Communication**. United Kingdom, University of Southampton: 1-49.

[4] Helmut Bolcskei, and Eth Zurich. 2006. “MIMO-OFDM Wireless Systems : Basics, Perspectives, and Challenges.” **IEEE Wireless Communications**, vol. 13, no. 4 (August): 31-37.

[5] Long Bora, Heau Jo Kang, and Yoon Ho Kim. 2008. “MIMO-OFDM for the Better Quality Link of Wirless Network.” **Information Security and Assurance Proceedings (ISA)**, (April): 483-487.

[6] Gholam Reza Parsaee, Abdulrahman Yarali, and Hamid Ebrahimzad. 2004. “MMSE-DFE Equalizer Design for OFDM Systems with Insufficient Cyclic Prefix.” **Vehicular Technology Conference VTC 2007 Spring IEEE**, vol. 6, (September): 3828-3832.

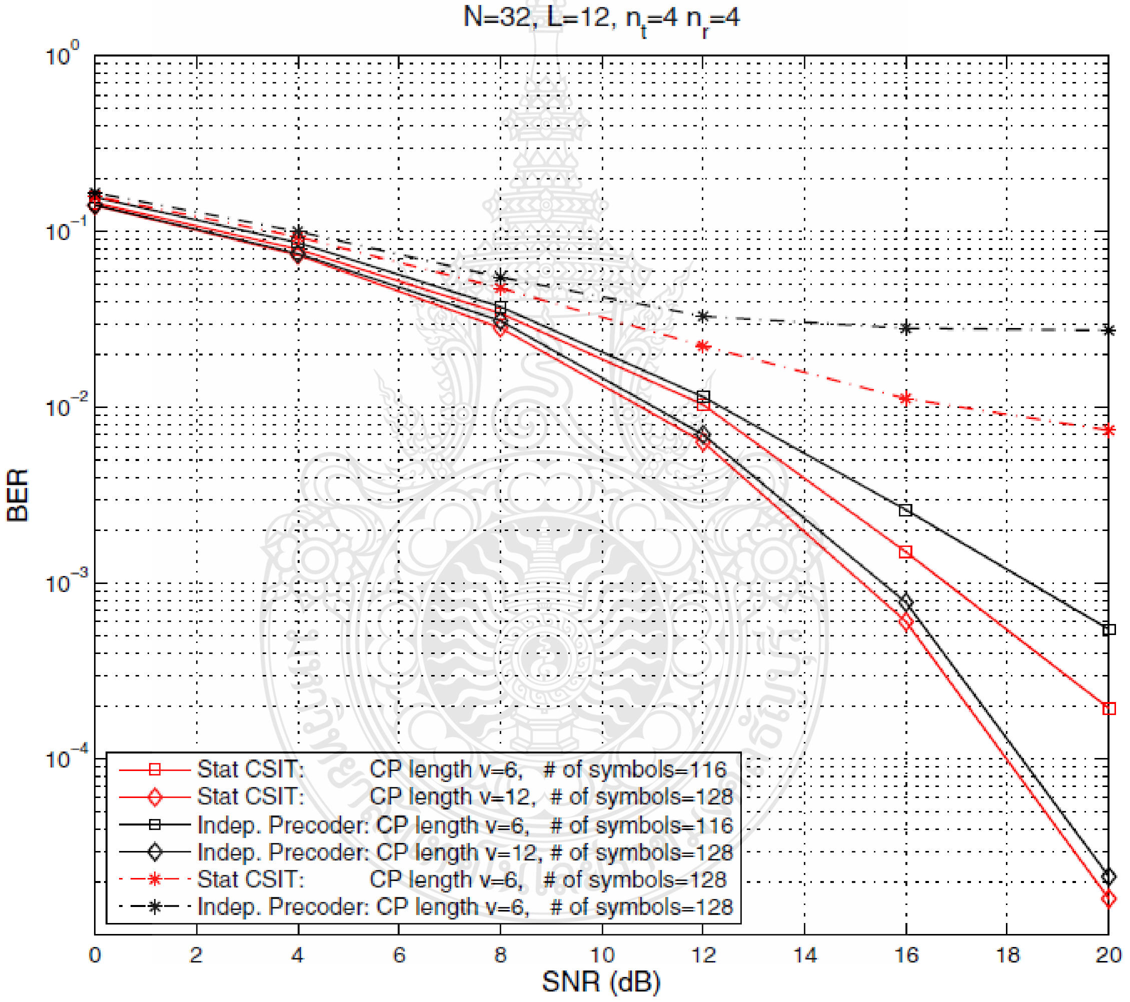
[7] Muhammad Danish Nisar, Wolfgang Utschick, Hans Nottensteiner, and Thomas Hindelang. 2007. “On Channel Estimation and Equalization of OFDM Systems with Insufficient Cyclic Prefix.” **Vehicular Technology**, (April): 1445-1449.

[8] Ashish N., Atul Srivatsan K.R., Karthikeyan N., Pasupuleti Ravi Teja, Srikar Gutta, Ashwini A. Raman, and R. Ramanathan. 2011. “A Novel Channel Estimation Technique for MIMO-OFDM systems for Frequency Selective Rayleigh Channel.” **Devices and Communications International Conference (ICDecom 2011),** (February): 1-5.

ภาคผนวก ข

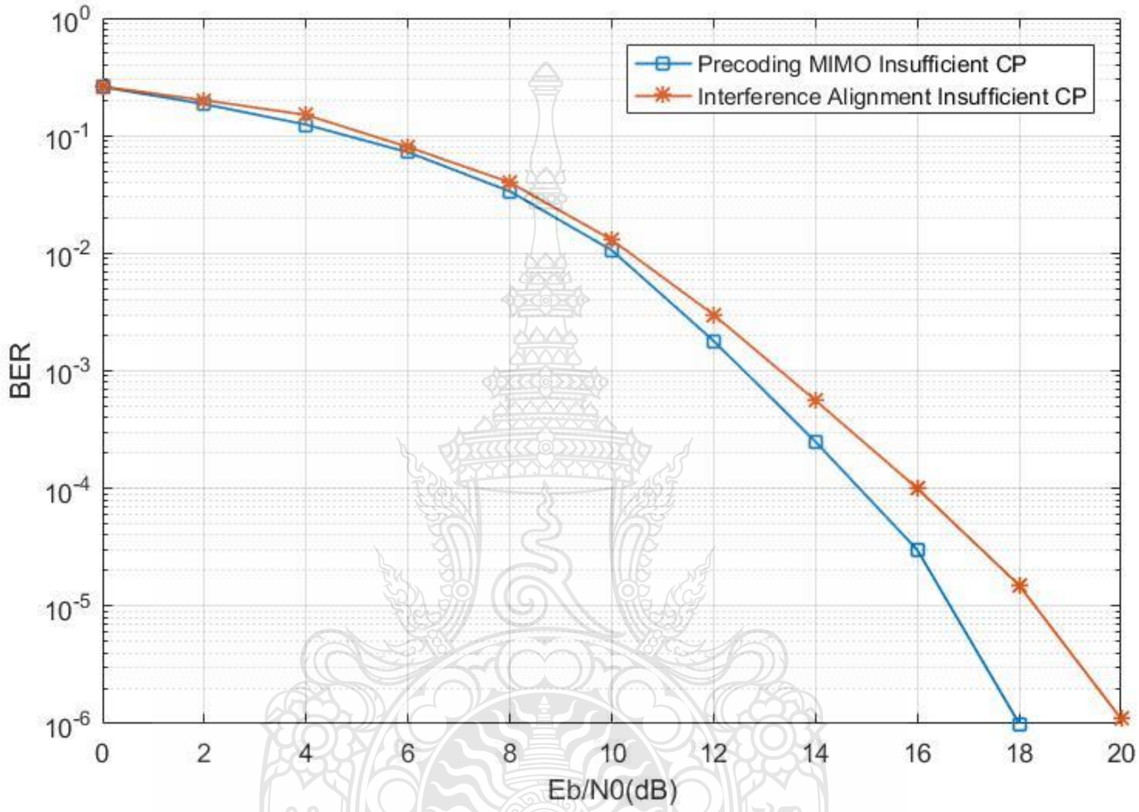
ผลการวิเคราะห์เปรียบเทียบ

จากงานวิจัยของ Yuansheng Jin และ Xiang-Gen Xia [18] นำเสนอการออกแบบ Precoder ในระบบ MIMO – OFDM ที่ตัวแปรเสริมไซคลิกที่ความยาวพอเพียง โดยกำหนดให้ด้านส่งทราบข้อมูลของช่องสัญญาณ (CSI) ในรูปของโดเมนแวเรียนซ์เมทริกซ์ และใช้การจัดลำดับสัญญาณแทรกแซงแบบเรียงลำดับ (IA) เทคนิคที่นำเสนอมีความคงทนต่อสัญญาณรบกวน โดยมีจุดประสงค์ที่ทำให้ข้อมูล OFDM ในแต่ละบล็อกมีค่า MSE น้อยที่สุดและจากการจำลองการทำงานพบว่าค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ดีกว่า การใช้เทคนิคการจัดลำดับสัญญาณแทรกแซงแบบเรียงลำดับ โดยอ้างอิงจากรูปที่ 4 ของงานวิจัย



รูปแสดง เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตของการใช้เทคนิคการจัดลำดับสัญญาณแทรกแซงแบบเรียงลำดับ ของความยาวตัวแปลเสริมไซคลิกและข้อมูลสัญลักษณ์

ซึ่งเมื่อนำมาเปรียบเทียบกับระบบที่ออกแบบ และใช้ค่าอ้างอิงในงานวิจัย จำนวนคลื่นพาห์ย่อย (N) 32 ความยาวของผลตอบสนองของช่องสัญญาณ (L) เท่ากับ 12 แต่ความยาวของตัวแปรเสริมไซคลิก (G) มีค่าเป็น 12 จำนวนสัญลักษณ์ในการส่ง OFDM 128 สัญลักษณ์ในระบบ MIMO – OFDM ที่ตัวแปรเสริมไซคลิกที่ความยาวไม่พอเพียง ผลการจำลองการทำงานแสดงดังรูป



รูปแสดง เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตของการใช้เทคนิคการจัดลำดับสัญญาณแทรกแซงแบบเรียงลำดับกับระบบที่นำเสนอ

จากรูปเมื่อนำระบบที่ทำการออกแบบมาเปรียบเทียบกับระบบที่มีการใช้เทคนิคการจัดลำดับสัญญาณแทรกแซงแบบเรียงลำดับ ซึ่งจะพบว่า ที่ SNR เท่ากับ 14 dB ออกแบบที่ทำการออกแบบมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตเท่ากับ 1.01×10^{-4} และระบบที่มีการใช้เทคนิคการจัดลำดับสัญญาณแทรกแซงแบบเรียงลำดับ มีค่าอัตราความผิดพลาดบิตเท่ากับ 4.72×10^{-3} ผลที่ได้จะเห็นว่าระบบที่ออกแบบจะมีอัตราความผิดพลาดบิตต่ำกว่า อีกทั้งความซับซ้อนของระบบที่ออกแบบจะน้อยกว่าการใช้เทคนิคการจัดลำดับสัญญาณแทรกแซงแบบเรียงลำดับ

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-สกุล	นายเชาวลิต โกศัลยกุล
วัน เดือน ปีเกิด	17 กันยายน 2529
ที่อยู่	361 หมู่ 6 ตำบลหนองใหญ่ อำเภอหนองใหญ่ จังหวัดชลบุรี 20190
การศึกษา	ปริญญาตรี คณะวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ และโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
ประสบการณ์การทำงาน	วิศวกรซ่อมบำรุงเครื่องจักร บริษัท โซนี่ เทคโนโลยี (ประเทศไทย) ตั้งแต่ปี พ.ศ. 2557- จนถึงปัจจุบัน
เบอร์โทรศัพท์	08-6669-7912
อีเมล์	chaowalit_ball@hotmail.com