การลดค่าพีเอพีอาร์สำหรับระบบเอ็มไอเอ็มโอ-โอเอฟดีเอ็มโดยใช้วิธีการพีทีเอสดัดแปลงร่วมกับอัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์

A PAPR REDUCTION FOR MIMO-OFDM BY USING MODIFIED-PTS AND ARTIFICIAL BEE COLONY ALGORITHM

พิชญ์ บุญตรา

PITCHAYA BOONTRA

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2562

KMITL-2019-EN-D-018-150

การลดค่าพีเอพีอาร์สำหรับระบบเอ็มไอเอ็มโอ-โอเอฟดีเอ็มโดยใช้วิธีการพีทีเอสดัดแปลงร่วมกับอัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์

A PAPR REDUCTION FOR MIMO-OFDM BY USING MODIFIED-PTS AND ARTIFICIAL BEE COLONY ALGORITHM

พิชญ์ บุญตรา
PITCHAYA BOONTRA

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.2562
KMITL-2019-EN-D-018-150

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A PAPR REDUCTION FOR MIMO-OFDM BY USING MODIFIED-PTS AND ARTIFICIAL BEE COLONY ALGORITHM

PITCHAYA BOONTRA

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2019

KMITL-2019- EN-D-018-150

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

COPYRIGHT 2019
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การลดค่าพีเอพีอาร์สำหรับระบบเอ็มไอเอ็มโอ-โอเอฟดีเอ็มโดยใช้วิธีการพีทีเอสดัดแปลงร่วมกับอัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์
นักศึกษา	นายพิชญ์ บุญตรา
รหัสประจำตัว	56601372
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2562
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รองศาสตราจารย์ ดร.พิสิฐ บุญศรีเมือง

บทคัดย่อ

ปัญหาข้อหนึ่งของการนำเอาเทคนิคโอเอฟดีเอ็มมาใช้ในระบบสื่อสารก็คือค่าพีเอพีอาร์ (PAPR : Peak-to-Average Power Ratio) ที่มีค่าสูงทำให้สมรรถนะของระบบสื่อสารผ่านช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้นลดลงอย่างชัดเจน เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าววิธีการพีทีเอส (PTS: Partial Transmit Sequence) จึงได้ถูกนำเสนอมาเพื่อแก้ปัญหาสำหรับระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่มีการเข้ารหัสแบบปริภูมิเวลา (Space-Time Block Code: STBC MIMO-OFDM) ซึ่งวิธีการดังกล่าวสามารถใช้ลดค่าพีเอพีอาร์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ แต่ด้วยวิธีการนี้จะเกิดความซับซ้อนในการประมวลผลที่เพิ่มขึ้นโดยจะแปรผันโดยตรงกับจำนวนคลัสเตอร์ของข้อมูลในระบบ เพื่อเป็นการแก้ปัญหาดังกล่าว วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงนำเสนอวิธีการลดค่าพีเอพีอาร์ที่มีความซับซ้อนในการประมวลผลต่ำโดยการใช้วิธีการพีทีเอสดัดแปลงทำงานร่วมกับอัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์ ซึ่งจะเป็นวิธีการลดค่าพีเอพีอาร์สำหรับระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่มีการเข้ารหัสแบบปริภูมิเวลาโดยวิธีการนี้สามารถลดค่าพีเอพีอาร์ได้พร้อมทั้งลดความซับซ้อนในการประมวลผล รวมไปถึงลดอัตราความผิดพลาดของข้อมูลสำหรับช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้นได้ นอกจากนั้นยังมีคุณสมบัติที่เพิ่มขึ้นมาก็คือสามารถลดจำนวนของข้อมูลการเปลี่ยนแปลงสัมประสิทธิ์ (SI: Side Information) ได้ถึงครึ่งหนึ่งอีกด้วย จากผลการทดลองโดยการใช้คอมพิวเตอร์จำลองระบบที่ได้ทดลองหลายๆ แบบสามารถยืนยันได้ว่าวิธีการพีทีเอสดัดแปลงทำงานร่วมกับอัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์ สามารถลดค่าพีเอพีอาร์ได้ประมาณ 3.4 dB และ 0.4 dB ที่ค่า CCDF $=10^{-3}$ โดยเปรียบเทียบกับค่าพีเอพีอาร์ของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่มีการเข้ารหัสแบบปริภูมิเวลาแบบดั้งเดิมและระบบที่ใช้วิธีการลดค่าพีเอพีอาร์พีทีเอสแบบทั่วไปตามลำดับ นอกจากนั้นยังมีความซับซ้อนในการประมวลผลของกระบวนการลดค่าพีเอพีอาร์เพียง 19% ซึ่งลดลงได้เยอะมากเมื่อเทียบกับวิธีการลดค่าพีเอพีอาร์พีทีเอสแบบทั่วไป รวมไปถึงยังช่วยทำให้อัตราความผิดพลาดของข้อมูลในช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้นมีค่าที่ดีขึ้นเมื่อเทียบกับค่าอัตราความผิดพลาดของข้อมูลจากระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตและหลายเอาต์พุตที่ได้มีการเข้ารหัสแบบปริภูมิเวลาแบบดั้งเดิมและที่ผ่านวิธีการลดค่าพีเอพีอาร์พีทีเอสแบบทั่วไปอีกด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis	A PAPR REDUCTION FOR MIMO-OFDM BY USING MODIFIED-PTS AND ARTIFICIAL BEE COLONY ALGORITHM
Student	Mr.Pitchaya Boontra
Student ID.	56601372
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2019
Thesis Advisor	Associate Professor Dr.Pisit Boonsrimuang

ABSTRACT

One of the problems of using Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) technique is the higher Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) which leads to the fatal degradation of the system performance in the non-linear channels. To solve this problem, the partial transmit sequence (PTS) was proposed for Space-Time Block Code (STBC) with Multi-Input and Multi-Output (MIMO)-OFDM as STBC MIMO-OFDM system which can reduce the PAPR effectively. However, its complexity in the PAPR reduction process becomes higher in proportion to the increase of its considered cluster number. To solve this problem, this paper proposes a low-complexity PAPR reduction by using the modified-PTS with artificial bee colony (ABC) and concurrent algorithm or ABC-Concurrent algorithm for STBC MIMO-OFDM system which can improve PAPR with low-complexity and yield better Bit-Error-Rate (BER) in the non-linear channels. The additional features of the proposed modified-PTS with ABC-Concurrent algorithm are to reduce the PAPR with decreasing side information (SI) by half by modifying PTS with the concurrent algorithm and to reduce the complexity in PAPR reduction process by applying ABC algorithm for STBC MIMO-OFDM system. From the various results using computer simulation, it can be confirmed that the proposed modified-PTS with ABC-Concurrent algorithm can reduce PAPR by approximately 3.4 and 0.4 dB at CCDF $=10^{-3}$ in comparison with the original STBC MIMO-OFDM and conventional PTS methods respectively. From the results, the complexity is about 19% of PAPR reduction process from the conventional PTS method. Moreover, the proposed method can perform the better BERs in the non-linear channels than the original STBC MIMO-OFDM and the conventional PTS methods.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จได้ด้วยความกรุณาจากอาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.พิสิฐ บุญศรีเมือง ที่ให้ความช่วยเหลือ ให้คำชี้แนะ ช่วยแก้ปัญหา ตลอดจนให้ความรู้และประสบการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้า ขอขอบพระคุณอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ ดร.ธนัยรัตน์ มาต๊ะ ที่ได้กรุณาให้คำแนะนำรวมไปถึงข้อชี้แนะต่างๆ จนในที่สุดทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้

ขอขอบคุณน้องๆ ห้องปฏิบัติการ T203 ของภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม ที่คอยให้กำลังใจและสนับสนุนให้ข้าพเจ้าทำวิทยานิพนธ์ได้สำเร็จ

สุดท้ายต้องขอขอบคุณภรรยาของข้าพเจ้า คุณนวรัตน์ บุญตรา ที่เป็นเสมือนเพื่อนคู่คิด คอยให้กำลังใจและเป็นคนที่อยู่เคียงข้างข้าพเจ้าตลอดมา

สำหรับคุณงามความดี ประโยชน์อันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กับบิดามารดา ซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง รวมไปถึงเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ที่ไม่ได้เอ่ยนาม ตลอดจนครูอาจารย์ที่เคารพทุกท่านที่ได้ประสิทธิประสาทวิชาความรู้และถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ข้าพเจ้า

พิชญ์ บุญตรา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย I

บทคัดย่อภาษาอังกฤษ II

กิตติกรรมประกาศ.. III

สารบัญ.. IV

สารบัญตาราง.. VII

สารบัญรูป.. VIII

บทที่ 1 บทนำ.. 1

1.1 ความเป็นมาของวิทยานิพนธ์และความสำคัญของปัญหา 1

1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.. 2

1.3 สมมติฐานของการศึกษา.. 3

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในงานวิจัย.. 3

1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการนำเสนอกับวิธีแบบพื้นฐาน.. 4

1.6 ขอบเขตของงานวิจัย.. 5

1.7 ขั้นตอนการศึกษา.. 5

บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในงานวิจัย.. 6

2.1 พื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็ม.. 6

2.1.1 คุณสมบัติของการตั้งฉาก (Orthogonal).. 7

2.1.2 คุณสมบัติของการตั้งฉากในแกนความถี่.. 10

2.1.3 เครื่องส่งและเครื่องรับของระบบโอเอฟดีเอ็ม.. 12

2.1.4 การแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนาน.. 14

2.1.5 การมอดูเลตคลื่นพาห์ย่อย.. 14

2.1.6 การแปลงฟูริเยร์การแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็ว.. 16

2.1.7 การแทรกสัญลักษณ์ช่วงเวลาป้องกัน (Guard interval symbol)............ 17

2.1.8 รูปแบบของแพ็กเก็ตข้อมูลที่ใช้ในการจำลองระบบ.. 18

2.2 รูปแบบของการไดเวอร์ซิตี้ทางสายอากาศแบบต่างๆ 18

2.3 เทคนิคช่องสัญญาณแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (MIMO)............................ 19

2.3.1 ระบบ MIMO และการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลา (Space-Time Coding: STC) 20

2.3.2 วิธีการทำงานของระบบ (Methodologies) และเทคนิคไดเวอร์ซิตี้ 22

2.3.3 การเข้ารหัสบล็อกปริภูมิ-เวลา (Space-Time Block Codes: STBC)...... 23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

2.3.4 การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบตั้งฉาก (Orthogonal Space-Time Block Codes).. 26

2.4 แบบจำลองช่องสัญญาณ (Chanel Model).. 30

2.4.1 แบบจำลองช่องสัญญาณรบกวนขาวบวกแบบเกาส์ (AWGN).................... 30

2.4.2 ช่องสัญญาณแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (MIMO)............................. 31

2.5 วงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Non-Linear Amplifier)... 33

2.6 แนวคิดอัลกอริทึมเอบีซี (Artificial Bee Colony (ABC) algorithm)................. 34

บทที่ 3 การลดค่าพีเอพีอาร์ด้วยวิธีการพีทีเอสดัดแปลงทำงานร่วมกับอัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์ 38

3.1 ค่าอัตราส่วนกำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ (Peak and Average Power Ratio: PAPR)... 38

3.2 แบบจำลองของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตแบบทั่วไปในช่องสัญญาณแบบ AWGN.. 41

3.3 วิธีการลดค่าพีเอพีอาร์โดยใช้วิธีการพีทีเอส 42

3.4 วิธีการลดค่าพีเอพีอาร์แบบที่นำเสนอ.. 44

3.4.1 การลดค่าพีเอพีอาร์ด้วยวิธีการพีทีเอสดัดแปลง (Modified-PTS)............ 44

3.4.2 การลดความซับซ้อนในการประมวลผลเพื่อการลดค่าพีเอพีอาร์ด้วยวิธีการพีทีเอสดัดแปลงที่ทำงานร่วมกับอัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์........................ 47

3.4.3 การลดค่าพีเอพีอาร์ด้วยวิธีการโมดิฟายพีทีเอสที่ใช้ค่าเฟสสัมประสิทธิ์ของทั้งระบบร่วมกันสำหรับระบบ STBC MIMO-OFDM................................ 48

3.4.4 ตัวถอดรหัสของข้อมูลข่าวสารสำหรับระบบ STBC MIMO-OFDM 49

บทที่ 4 การหาค่าประสิทธิภาพของระบบ.. 51

4.1 แบบจำลองที่ใช้ในการจำลองระบบ.. 51

4.2 การกำหนดจุดการขยายสัญญาณให้กับเครื่องขยายสัญญาณ................................ 53

4.3 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ... 58

4.4 ประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพีอาร์ที่นำเสนอเปรียบเทียบกับ STBC MIMO-OFDMแบบดั้งเดิมและวิธีการพีทีเอสแบบทั่วไป 59

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่... ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

บทที่ 5 บทสรุปผลการวิจัย 64

บรรณานุกรม.. 66
ภาคผนวก ก. โปรแกรมที่ใช้ในการจำลองระบบ.. 70
ภาคผนวก ข. ผลงานวิจัยในระหว่างการศึกษาที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่............................ 81
ประวัติผู้เขียน... 82

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่ **หน้า**

2.1 การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาของ Alamouti ที่ใช้เทคนิคไดเวอร์ซิตี้ 24

3.1 การเทียบเคียงค่าเฟสสัมประสิทธิ์ของข้อมูลส่วนที่ 1 และส่วนที่ 2 49

4.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบ 59

4.2 ค่าความซับซ้อนในการประมวลผล 63

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่		หน้า
2.1	โครงสร้างของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแกนเวลา	9
2.2	สัญญาณในแกนความถี่ของคลื่นพาห์ย่อยแต่ละสัญญาณ	9
2.3	การตอบสนองความถี่ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแต่ละคลื่นพาห์ย่อย	11
2.4	บล็อกไดอะแกรมเครื่องส่งแบบพื้นฐานระบบ OFDM	12
2.5	บล็อกไดอะแกรมเครื่องรับแบบพื้นฐานระบบ OFDM	13
2.6	บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งและเครื่องรับ OFDM ที่ใช้กระบวนการ IFFT และ FFT	14
2.7	ตัวอย่างการมอดูเลตคลื่นพาห์ย่อยแบบ 16-QAM	15
2.8	สัญญาณ 16-QAM เมื่อเกิดมีสัญญาณรบกวนเข้ามา	15
2.9	การแทรกสัญลักษณ์เวลาควบคุมในระบบ OFDM	17
2.10	รูปแบบของแพ็กเก็ตข้อมูลที่ใช้ในการจำลองระบบ	18
2.11	รูปแบบของการไดเวอร์ซิตี้ทางสายอากาศแบบต่างๆ	19
2.12	ระบบของ MIMO	20
2.13	ความจุของระบบ MIMO ไม่ใช้ CSI	22
2.14	ตัวอย่างวิธี Alamouti	24
2.15	กระบวนการเกิดสัญญาณรบกวนที่เครื่องรับ	30
2.16	คุณสมบัติของสัญญาณรบกวนแบบขาวบวก	31
2.17	ช่องสัญญาณ MIMO	37
2.18	คุณสมบัติของวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น SSPA	34
2.19	ขั้นตอนของอัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์	37
3.1	ตัวอย่างของค่าพีเอพีอาร์	39
3.2	เปรียบเทียบประสิทธิภาพค่าพีเอพีอาร์ระหว่างสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแบบดั้งเดิมกับสัญญาณที่ผ่านวิธีการพีทีเอสแบบทั่วไป...	40
3.3	บล็อกไดอะแกรมระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตแบบทั่วไป......	41
3.4	บล็อกไดอะแกรมของการส่งข้อมูลวิธีการพีทีเอส	42
3.5	ขั้นตอนการทำงานของวิธีการ PTS แบบพื้นฐาน	43
3.6	บล็อกไดอะแกรมของวิธีการพีทีเอสแบบทั่วไปที่ใช้ในการลดค่าพีเอพีอาร์	44
3.7	ค่าพีเอพีอาร์ที่ลดลงหลังจากใช้วิธีการพีทีเอสแล้ว	45

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ **หน้า**

3.8 การลดค่าพีเอพีอาร์ซึ่งเป็นวิธีการที่นำเสนอด้วยวิธีการพีทีเอสดัดแปลง 46
สำหรับสัญญาณเอฟดีเอ็ม 48
3.9 อัลกอริทึมที่ใช้ค่าเฟสสัมประสิทธิ์ของทั้งระบบร่วมกันเพื่อลดค่าพีเอพีอาร์............
3.10 บล็อกไดอะแกรมระบบโอเอฟดีเอ็มที่มีการลดค่าพีเอพีอาร์แบบหลายอินพุต 50
หลายเอาต์พุตแบบทั่วไป 52
4.1 แบบจำลองของระบบ MIMO-OFDM ในช่องสัญญาณไม่เป็นเชิงเส้น ....
4.2 แบบจำลองของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต 52
โดยใช้การเข้ารหัสแบบปริภูมิเวลา 53
4.3 คุณสมบัติของวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น SSPA 56
4.4 แผนภาพกระจายของสัญญาณ 16QAM โดยไม่สัญญาณรบกวน AWGN ....
4.5 แผนภาพกระจายของสัญญาณ 16QAM โดยมีสัญญาณรบกวน AWGN เท่ากับ 58
CNR = 14dB 60
4.6 ค่าเฉลี่ยของค่าพีเอพีอาร์กับค่า λ 61
4.7 ค่าเฉลี่ยของค่าพีเอพีอาร์กับค่ารูปแบบ S 61
4.8 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของการลดค่าพีเอพีอาร์ของวิธีการต่างๆ 62
4.9 ผลการเปรียบเทียบค่า BER และค่า CNR (dB)...

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ความเป็นมาของวิทยานิพนธ์และความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันการสื่อสารโทรคมนาคมถือได้ว่าเป็นปัจจัยที่สำคัญในการดำเนินชีวิตของมนุษย์ รวมไปถึงสภาพเศรษฐกิจ เนื่องจากเป็นสิ่งที่ช่วยสำหรับการติดต่อสื่อสารพูดคุย สื่อสารข้อมูลหรือติดต่อทางธุรกิจ โดยไม่จำเป็นต้องอยู่ในสถานที่เดียวกัน ซึ่งสามารถทดแทนหรือลดการเดินทางลง ทำให้เกิดการติดต่อสื่อสารที่มีสะดวก รวดเร็วและประหยัดเวลาเป็นอย่างมาก รวมไปถึงความสามารถในการกระจายข้อมูลข่าวสารไปยังผู้รับหลายคนในเวลาเดียวกันได้อย่างรวดเร็ว และสามารถเชื่อมโยงสื่อสารในรูปแบบต่างๆ ในประเทศอื่นๆ ทั่วโลก ดังนั้นความต้องการสำหรับการสื่อสารโทรคมนาคมจึงมีความเจริญและเติบโตอย่างรวดเร็ว ปัจจุบันนี้ความต้องการใช้เทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สาย (Wireless Communication) มีการเติบโตขึ้นอย่างรวดเร็ว เห็นได้จากความต้องการที่จะใช้โทรศัพท์มือถือมีเป็นจำนวนมาก เพื่อให้สามารถรองรับการใช้งานได้เพิ่มมากขึ้นทั้งความเร็วการรับส่งข้อมูลและจำนวนผู้ใช้งานเทคนิคการมัลติเพล็กซ์สัญญาณด้วยวิธีโอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing :OFDM) จึงเป็นเทคโนโลยีที่ได้รับความสนใจเป็นอย่างมาก ทั้งการสื่อสารในโทรศัพท์มือถือและระบบเครือข่าย WiFi จำเป็นจะต้องมีความสามารถในการรับส่งข้อมูลด้วยความเร็วสูง ซึ่งปัจจุบันเป็นมาตรฐาน IEEE 802.11 a/b/g/n/ac แต่ในขณะที่ย่านความถี่ที่ใช้งานอยู่นั้นมีอยู่จำกัด ดังนั้นจึงต้องหาวิธีการหรือเทคนิค เพื่อให้เครือข่ายสื่อสารแบบไร้สายนั้นมีความสามารถในการรองรับกับความต้องการในการส่งผ่านข้อมูลที่เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว

เทคนิคโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (MIMO-OFDM) เป็นระบบการสื่อสารไร้สายที่มีการส่งและรับข้อมูลความเร็วสูง ซึ่งให้ประสิทธิภาพและคุณภาพการให้บริการที่ดีมาก มีสามารถที่จะป้องกันการลดทอนของช่องสัญญาณที่เป็นมัลติพาธ มีประสิทธิภาพที่ดีในการทำงานเชิงสเปกตรัม [1, 2] ส่วนเทคนิคการเข้ารหัสแบบปริภูมิทางเวลา (Space-Time Block Coded (STBC)) ก็เป็นหนึ่งในกลุ่มของเทคนิคไดเวอร์ซิตี้ (Diversity Technique) [3] ที่ได้รับความสนใจสูงมากเพราะสามารถลดอัตราการผิดพลาดของการส่งรับข้อมูลในระบบ MIMO-OFDM ได้เป็นอย่างดีและทำให้เครื่องรับสามารถรับสัญญาณที่ถูกส่งมาจากเครื่องส่งแบบที่มีหลายๆ สายอากาศได้ อย่างไรก็ตามเทคนิคโอเอฟดีเอ็มนี้จะมีค่าพีเอพีอาร์ในระบบสูง ซึ่งเป็นผลให้ประสิทธิภาพของสัญญาณมีค่าลดลงเป็นอย่างมาก โดยเฉพาะในการส่งผ่านช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้นก็จะมีอัตราความผิดพลาดของข้อมูลสูงขึ้นด้วย นอกจากนี้ยังเป็นต้นเหตุของความผิดเพี้ยนของสัญญาณขาออกในภาคขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นและการแผ่สเปกตรัมของสัญญาณไปยังความถี่ข้างเคียงอีกด้วย

จากปัญหาดังกล่าวก็มีการนำเสนองานวิจัยต่างๆ เพื่อการแก้ปัญหานั้นอย่างมากมาย เช่น Data Coding Technique [5, 6], Clipping and Filtering Technique [7, 8] และเทคนิค Phase

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Scrambling ต่างๆ เช่น Selective Mapping technique [9, 10], Partial Transmit Sequence (PTS) [11, 12] ซึ่งวิธีการพีทีเอสได้รับการยอมรับว่าเป็นเทคนิคดีและสามารถลดค่าพีเอพีอาร์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยวิธีนี้จะทำการแบ่งสัญญาณออกเป็นคลัสเตอร์ตามคลื่นพาห์ย่อยทั้งหมดของแต่ละสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มซึ่งในรูปแบบของโดเมนความถี่ แล้วจะถูกแปลงให้อยู่ในรูปแบบของโดเมนเวลาโดยกระบวนการ IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) จากนั้นจะมีการนำค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมค่าหนึ่งมาคูณกับสัญญาณในแต่ละคลัสเตอร์ แล้วคำนวณจนกระทั่งได้ค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมเพื่อให้ได้ค่าพีเอพีอาร์ของระบบที่ดีที่สุด ซึ่งจะเป็นค่าสัญญาณที่ถูกส่งออกไปนั่นเอง ในส่วนของการเปลี่ยนแปลงเฟสข้อมูลซึ่งก็คือข้อมูลการเปลี่ยนแปลงสัมประสิทธิ์ (SI: Side Information) จำเป็นต้องถูกส่งไปยังเครื่องรับเพื่อเป็นข้อมูลประกอบการดีมอดูเลตได้อย่างถูกต้อง โดยข้อมูลการเปลี่ยนแปลงสัมประสิทธิ์จะต้องมีความสอดคล้องกันทั้งฝั่งส่งและฝั่งรับ ถึงแม้ว่าวิธีการพีทีเอสจะสามารถลดค่าพีเอพีอาร์ได้เป็นอย่างดี แต่ประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพีอาร์จะแปรผันตามการเพิ่มจำนวนของคลัสเตอร์และจำนวนค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่นำมาคูณ ส่งผลให้ความซับซ้อนในการประมวลผลมีสัดส่วนที่เพิ่มเช่นกัน วิธีการลดความซับซ้อนในการประมวลผลสำหรับระบบ MIMO-OFDM ต่างๆ จะได้อธิบายโดยละเอียดในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อศึกษาระบบการส่งผ่านข้อมูลโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (MIMO-OFDM) ซึ่งเป็นเทคนิคที่ถูกนำไปใช้ในการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 5 และเป็นยุคที่ต้องการการสื่อสารข้อมูลด้วยความเร็วสูงมาก แต่ก็มีปัญหาในเรื่องของค่าพีเอพีอาร์ที่มีค่าสูง ส่งผลต่อประสิทธิภาพอัตราการส่งข้อมูลผิดพลาดอย่างมากในช่องสัญญาณวงจรขยายที่ไม่เป็นเชิงเส้น และมีผลต่อประสิทธิภาพการใช้วงจรขยายและแบตเตอรี่สำหรับโทรศัพท์มือถือ รวมไปถึงการใช้งานย่านความถี่นั้นๆ อย่างมีประสิทธิภาพ การลดค่าพีเอพีอาร์จึงได้รับความสนใจเพื่อที่จะแก้ปัญหาที่กล่าวมาข้างต้น โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเน้นวิธีการลดค่าพีเอพีอาร์บนพื้นฐานวิธีการ PTS และเพื่อให้สามารถลดค่าพีเอพีอาร์ได้อย่างมีประสิทธิภาพจึงขอนำเสนอวิธีการพีทีเอสดัดแปลง (Modified-PTS) โดยการกำหนดสัมประสิทธิ์รูปแบบใหม่ในช่องสัญญาณแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต แต่การกำหนดสัมประสิทธิ์รูปแบบใหม่นี้เพิ่มประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพีอาร์ได้เพียงอย่างเดียว เพื่อลดการซับซ้อนในประมวลผลในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้เสนออัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์แบบคอนเคอร์เรนท์ (ABC-Concurrent Algorithm) มาทำงานร่วมการวิธีการพีทีเอสดัดแปลงนี้ ด้วยวิธีการทั้งหมดจะทำให้ระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่ได้มีการเข้ารหัสแบบปริภูมิเวลา มีสมรรถนะที่ดีขึ้นไม่ว่าจะเป็นการที่ค่าพีเอพอาร์ลดลง ความซับซ้อนในการประมวลผลน้อยลง ค่าอัตราความผิดพลาดของข้อมูลก็ดีขึ้น นอกจากนั้นยังคุณสมบัติเด่นอีกอย่างก็คือสามารถลดจำนวนของข้อมูลการเปลี่ยนแปลงสัมประสิทธิ์(SI: Side Information) ได้ถึงครึ่งหนึ่งอีกด้วยเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีลดค่าพีเอพีอาร์แบบทั่วไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

ปัญหาของระบบการส่งผ่านข้อมูลโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (MIMO-OFDM) ก็คือการมีค่าพีเอพีอาร์ (PAPR : Peak-to-Average Power Ratio) สูง ซึ่งการที่ค่าพีเอพีอาร์สูงนี่เองทำให้สมรรถนะของระบบมีค่าต่ำ มีการเพิ่มขึ้นของสเปกตรัมนอกย่านความถี่ใช้งานและมีอัตราความผิดพลาดของข้อมูลสูง เป็นผลมาจากการที่สัญญาณโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่ผ่านการขยายสัญญาณทางด้านแอมพลิจูด ซึ่งหากทำการปรับค่าพีเอพีอาร์ของสัญญาณให้มีค่าที่เหมาะสมก่อนทำการขยายสัญญาณด้วยเครื่องขยายสัญญาณกำลังสูง ก็ทำให้สามารถลดค่าสเปกตรัมนอกย่านความถี่ใช้งานและทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดของข้อมูลน้อยลงด้วย

ในการแก้ปัญหาค่าพีเอพีอาร์ของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต โดยการนำวิธีการพีทีเอสแบบทั่วไปมาใช้นั้น จะต้องทำการแก้ปัญหาในแต่ละส่วนของสายอากาศที่ใช้ส่ง ซึ่งสามารถลดค่าพีเอพีอาร์ของระบบได้ แต่ก็ทำให้ระบบมีกระบวนการที่ยุ่งยากและซับซ้อนมากขึ้น รวมทั้งจำนวนของคลัสเตอร์และค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่เพิ่มขึ้นตามไปด้วย และจากปัญหานี้เองจึงได้มีแนวคิดในการใช้ค่าเฟสสัมประสิทธิ์ของทั้งระบบร่วมกัน (Concurrent) เพื่อลดปัญหากระบวนการที่ยุ่งยากและซับซ้อนให้กับระบบ รวมไปถึงทำการเลือกค่าเฟสสัมประสิทธิ์ร่วมของระบบภายใต้เงื่อนไขอัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์ (ABC Algorithm) โดยวิธีการนี้นอกจากจะลดความยุ่งยากของระบบแล้วยังลดขนาดกลุ่มข้อมูลของระบบลงอีกด้วย

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

วิธีการลดค่าพีเอพีอาร์ในระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่ทราบกันโดยทั่วไปก็คือ เทคนิค Phase Scrambling ต่างๆ เช่น Selective Mapping technique [9, 10], Partial Transmit Sequence (PTS) [11, 12] ซึ่งทั้งสองวิธีการจะมีการกำหนดค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่ใช้ในการคูณกลับสัญญาณข้อมูลหรือมีการกำหนดรูปแบบของค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่ใช้ในการคูณไว้ล่วงหน้า เพื่อใช้ในการคูณกับสัญญาณข้อมูลและค้นหาสัญญาณที่มีค่าพีเอพีอาร์ที่ต่ำที่สุดภายหลังจากการคูณนี้ จากนั้นก็เลือกเอาสัญญาณที่มีค่าพีเอพีอาร์ที่ต่ำที่สุดเพื่อทำการส่งต่อไป ทางด้านเครื่องรับจะสามารถดีมอดูเลตสัญญาณเดิมกลับมาได้นั้น จำเป็นต้องทราบค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่คูณจากทางด้านเครื่องส่งโดยได้จากกลุ่มของข้อมูลการเปลี่ยนแปลงสัมประสิทธิ์ ที่ถูกส่งมากับสัญญาณฯ ซึ่งทั้งสองวิธีการที่กล่าวมาข้างต้นทำให้ระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตมีความยุ่งยากซับซ้อนมากเพราะจะต้องมีการคำนวณค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่ใช้ในการคูณและมีช่องสัญญาณของข้อมูลการเปลี่ยนแปลงสัมประสิทธิ์เท่ากับจำนวนสายอากาศเครื่องส่ง ด้วยเหตุที่ต้องการลดการคำนวณค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่ใช้ในการคูณและช่องสัญญาณของข้อมูลการเปลี่ยนแปลงสัมประสิทธิ์โดยจะใช้การคำนวณและช่องสัญญาณร่วมกัน

ส่วนการลดจำนวนครั้งในการหาค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมจะเป็นการลดการคำนวณที่ซับซ้อนลงได้อีกวิธีนึง เนื่องจากสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแกนเวลาเปรียบได้กับสัญญาณรบกวนแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เกาส์เสี้ยน ซึ่งการจะลดค่าพีเอพีอาร์ให้ได้มากจะต้องมีสัมประสิทธิ์ที่ใช้ในการคูณมากตามไปด้วยเช่นกันอัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์จึงได้ถูกมาประยุกต์ใช้เพื่อลดจำนวนครั้งในการหาค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมสำหรับการลดค่าพีเอพีอาร์ในระบบ MIMO-OFDM

สุดท้ายการเพิ่มประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพีอาร์ของวิธีที่นำเสนอในงานวิจัยฉบับนี้เป็นวิธีการพีทีเอสดัดแปลง (Modified-PTS) ที่ทำงานร่วมกับอัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์แบบคอนเคอร์เรนท์ (ABC-Concurrent Algorithm) ที่นำมาใช้กับระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่ได้มีการเข้ารหัสแบบปริภูมิเวลา โดยวิธีการนี้จะแบ่งสัญญาณออกเป็นคลัสเตอร์ตามจำนวนคลื่นพาห์ย่อยทั้งหมดของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มซึ่งอยู่ในรูปแบบของโดเมนความถี่ แล้วจะถูกแปลงให้อยู่ในรูปแบบของโดเมนเวลาโดยกระบวนการ IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) โดยแต่ละคลัสเตอร์จะถูกแบ่งครึ่งออกเป็นสองส่วนคือข้อมูลคลื่นพาห์ย่อยส่วนที่ 1 และส่วนที่ 2 หลังจากนั้นจะถูกคูณด้วยค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่ต่างกัน ซึ่งค่าเฟสสัมประสิทธิ์นี้จะเป็นค่าที่เหมาะสมกับสัญญาณในแต่ละคลัสเตอร์ สำหรับการหาค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่ดีที่สุดจะใช้แนวคิดพื้นฐานของอัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์ โดยจะมาจากแนวคิดการสุ่มหาแหล่งอาหารที่ดีที่สุดของกลุ่มผึ้ง ซึ่งสามารถถูกค้นพบโดย ผึ้งงาน ผึ้งผู้เห็นเหตุการณ์และผึ้งสเกาท์ตามลำดับ จากกระบวนการดังกล่าวทำให้เราได้ค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่ดีที่สุดเพื่อใช้กับวิธีการพีทีเอสดัดแปลง ซึ่งจะดำเนินการทั้งสองวิธีการจนกระทั่งได้ค่าพีเอพีอาร์ของระบบที่ดีที่สุด

โดยวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะแสดงผลของการจำลองระบบด้วยคอมพิวเตอร์ (Computer Simulation) เพื่อเปรียบเทียบวิธีการที่นำเสนอกับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่ได้มีการเข้ารหัสแบบปริภูมิทางเวลาแบบดั้งเดิม (Original STBC MIMO-OFDM) และวิธีการพีทีเอสแบบทั่วไป (Conventional-PTS) ดังจะนำเสนอในบทที่ 4 ที่จะกล่าวถึงการหาค่าประสิทธิภาพของระบบต่อไป

1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน

สำหรับวิธีการลดค่าพีเอพีอาร์ของวิธีการพีทีเอสแบบทั่วไป (Conventional-PTS) จะใช้วิธีการกำหนดค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่ใช้คูณเพื่อลดค่าพีเอพีอาร์ไว้แน่นอนตายตัว จากนั้นทำการคูณค่าเฟสสัมประสิทธิ์กับสัญญาณข้อมูลทีละข้อมูล แล้วจะทำการเลือกเอาข้อมูลที่สามารถลดค่าพีเอพีอาร์ได้ดีที่สุดจากทั้งหมดเพื่อใช้ในการคูณและส่งสัญญาณต่อไป เมื่อนำวิธีการพีทีเอสแบบทั่วไปมาใช้กับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต ก็ต้องมีการเพิ่มจำนวนของคลัสเตอร์และค่าเฟสสัมประสิทธิ์เท่ากับจำนวนสายอากาศของเครื่องส่งทำให้ความซับซ้อนในการประมวลผลเพิ่มขึ้นเช่นกัน

สำหรับวิธีการพีทีเอสดัดแปลงมีการกำหนดค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่เป็นรูปแบบเฉพาะที่สามารถลดค่าพีพีอาร์ได้ดีกว่าวิธีทั่วไป เมื่อการทำงานในระบบ MIMO สามารถลดความซับซ้อนในการทำงานโดยใช้อัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์แบบคอนเคอร์เรนท์ โดยสัญญาณทางเวลาของแต่ละคลัสเตอร์จะถูกแบ่งออกเป็นสองคลัสเตอร์ย่อยแล้วนำไปคูณเข้ากับค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่ต่างกัน โดยใช้เทคนิคการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่คูณเข้ากับสัญญาณทางเวลาแบบใหม่ ซึ่งจะทำให้ค่าพีเอพีอาร์ของสัญญาณต่ำกว่าวิธีการพีทีเอสแบบทั่วไป และจะให้ค่าสมรรถนะที่มีอัตราความผิดพลาดของข้อมูลที่ดีกว่า ในขณะที่ใช้วิธีการกำหนดค่าเฟสสัมประสิทธิ์ร่วมกับอัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์แบบคอนเคอร์เรนท์ ก็ยังทำให้ลดความซับซ้อนในการประมวลผลได้อีกด้วย

1.6 ขอบเขตการวิจัย

การวิจัยของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอวิธีการพีทีเอสดัดแปลงที่ทำงานร่วมกับอัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์เพื่อลดค่าพีเอพีอาร์และลดความซับซ้อนในการประมวลผลของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่ได้มีการเข้ารหัสแบบปริภูมิทางเวลา (STBC MIMO-OFDM) ซึ่งรวมถึงการใช้งานส่วนการขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น(Non-Linear Amplifier) โดยจะทำการเปรียบเทียบผลที่ได้กับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่ได้มีการเข้ารหัสแบบปริภูมิทางเวลาแบบดั้งเดิมและเปรียบเทียบกับผลของวิธีการพีทีเอสแบบทั่วไป (Conventional-PTS) โดยใช้คอมพิวเตอร์ในการจำลองระบบด้วยโปรแกรม MATLAB และจะใช้ค่าพารามิเตอร์ดังในตารางที่ 4.1 ผลที่ได้จะแสดงให้เห็นถึงค่าประสิทธิภาพของกระบวนการลดค่าพีเอพีอาร์ การลดความซับซ้อนในการประมวลผล รวมไปถึงแสดงประสิทธิภาพของอัตราความผิดพลาดของข้อมูลของสัญญาณและผลที่ได้จากการจำลองระบบโดยวิธีต่างๆ ข้างต้น

1.7 ขั้นตอนของการศึกษา

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของงานวิจัย ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ สมมติฐาน ทฤษฎีที่ใช้ ขอบเขตของการวิจัยและขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการของพื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็ม เทคนิคช่องสัญญาณแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (MIMO) การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลา (Space-Time Coding: STC) วงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Non-Linear Amplifier) อัตราส่วนกำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ (PAPR) ระบบ MIMO-OFDM รวมไปถึงแนวคิดอัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์

บทที่ 3 กล่าวถึงวิธีการลดค่าพีเอพีอาร์ในระบบ STBC MIMO-OFDM และการเพิ่มประสิทธิภาพการส่งผ่านให้กับระบบ ซึ่งจะแสดงวิธีการพีทีเอสดัดแปลงที่ทำงานร่วมกับอัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์ รวมทั้งแบบจำลองของระบบที่ใช้ในการหาค่าสมรรถนะทั้งค่าพีเอพีอาร์ของสัญญาณเอาต์พุตและอัตราความผิดพลาดของข้อมูลของระบบ

บทที่ 4 กล่าวถึงการหาค่าสมรรถนะของระบบ พารามิเตอร์ที่ใช้ รวมไปถึงผลที่ได้จากการจำลองระบบด้วยคอมพิวเตอร์ เพื่อแสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอนั้นสามารถที่ช่วยให้ระบบมีสมรรถนะที่ดีขึ้นอย่างไร

บทที่ 5 เป็นบทสรุปผลการวิจัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในงานวิจัย

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย ซึ่งก็คือทฤษฎีพื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็ม (OFDM) คุณลักษณะช่องสัญญาณแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (MIMO) รูปแบบของการไดเวอร์ซิตี้ทางสายอากาศแบบต่างๆ คุณลักษณะช่องสัญญาณที่ใช้ในการจำลองระบบ การหาค่าอัตราส่วนกำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ (PAPR) รวมไปถึงแนวคิดอัลกอริทึมเอบีซี (ABC: Artificial Bee Colony algorithm) ซึ่งเป็นพื้นฐานที่จำเป็นในการที่จะนำไปจำลองระบบสำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

2.1 พื้นฐานของระบบโอเอฟดีเอ็ม

การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) จะเป็นเทคนิคการมัลติเพล็กซ์ที่คล้ายๆ กับการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงของความถี่ (FDM: Frequency Division Multiplexing) โดยที่ระบบของโอเอฟดีเอ็มนั้นจะใช้พื้นฐานมาจากการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงของความถี่ที่ทำให้สามารถส่งข้อมูลข่าวสารได้หลายข่าวสารไปในช่องสัญญาณช่องเดียวกัน ซึ่งจะเป็นการใช้ย่านความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ตัวอย่างของระบบการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงของความถี่ที่ใช้กัน เช่น การส่งสัญญาณของสถานีส่งวิทยุเอฟเอ็ม โดยที่แต่ละสถานีส่งจะใช้ความถี่ที่ต่างกันทำให้แต่ละสถานีส่งนั้นสามารถที่ส่งสัญญาณได้พร้อมๆ กัน โดยไม่มีการรบกวนซึ่งกันและกัน ในการส่งสัญญาณนั้นแต่ละสถานีจะใช้แถบความถี่ที่จำกัดและไม่มีการเลื่อมทับกันในแกนความถี่ทางด้านเครื่องรับ เมื่อเครื่องรับรับสัญญาณได้ก็จะเลือกแถบความถี่หรือสถานีที่ต้องการโดยใช้วงจรกรองแบบแถบความถี่ผ่าน (band-pass filter) ซึ่งจะทำการดีมอดูเลต (demodulate) สัญญาณข้อมูลข่าวสารที่ต้องการกลับมาได้

การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็มนั้นจะแตกต่างกับการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงของความถี่หลายๆ ด้านคือ ในการส่งสัญญาณแบบแบ่งช่วงของความถี่จะส่งที่แถบความถี่ต่างกันโดยผลที่ได้จากการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงของความถี่คือจะสูญเสียแถบความถี่ระหว่างสถานีส่ง ซึ่งจะมีไว้สำหรับการป้องกันไม่ให้เกิดการรบกวนระหว่างสถานีส่งข้างเคียงด้วยการมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม เป็นต้นว่าระบบการกระจายเสียงแบบดิจิตอล (DAB: Digital Audio Broadcasting) สัญญาณข้อมูลข่าวสารของแต่ละสถานีส่งจะถูกมัลติเพล็กซ์รวมกันเป็นสัญญาณข้อมูลข่าวสารสัญญาณเดียว โดยที่สัญญาณข้อมูลข่าวสารทั้งหมดนี้จะถูกทำการส่งโดยใช้ระบบโอเอฟดีเอ็มผ่านคลื่นพาห์ย่อยๆ ที่มีจำนวนมาก โดยคลื่นพาห์ย่อยๆ เหล่านี้จะมีคุณสมบัติของการตั้งฉาก (Orthogonal) ทำให้สามารถส่งสัญญาณที่มีแถบความถี่ซ้อนทับกันได้โดยไม่ทำให้เกิดการรบกวนซึ่งกันและกัน อีกทั้งยังสามารถใช้แถบความถี่ได้อย่างมี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประสิทธิภาพเมื่อมีการเทียบกับการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงของความถี่ที่ต้องมีแถบความถี่ป้องกันเพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนกันระหว่างสถานีส่งข้างเคียง

ในระบบการสื่อสารไร้สายแบบนี้จะมีการเลือกใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆ ที่มีความเหมาะสมและสามารถที่จะส่งสัญญาณข้อมูลข่าวสารไปในช่องทางสัญญาณการสื่อสารต่างๆ ที่ต้องการจะส่งผ่านได้ ซึ่งการพัฒนารูปแบบการมอดูเลตนั้นจะทำการพัฒนาให้เหมาะสมกับสัญญาณข้อมูลข่าวสารที่อยู่ในรูปแบบของสัญญาณอนาล็อกหรือดิจิตอล ในส่วนของรูปแบบการมอดูเลตสัญญาณข้อมูลข่าวสารที่เป็นอนาล็อกแบบทั่วไปก็ได้แก่การมอดูเลตเชิงความถี่ (FM: Frequency Modulation), การมอดูเลตแบบเชิงขนาด (AM: Amplitude Modulation), การมอดูเลตแบบเชิงเฟส (PM: Phase Modulation), การมอดูเลตแบบเอสเอสบี (SSB: Single Side Band), การมอดูเลตแบบวีเอสบี (VSB: Vestigial Side Band) รวมไปถึงการมอดูเลตแบบดีเอสบีเอสซี (DSB-SC: Double Side Band Suppressed Carrier) สำหรับการมอดูเลตสัญญาณสำหรับการสื่อสารแบบดิจิตอลทั่วไป ก็ได้แก่ การมอดูเลตแบบเอเอสเค (ASK: Amplitude Shift Keying), การมอดูเลตแบบเอฟเอสเค (FSK: Frequency Shift Keying), การมอดูเลตแบบพีเอสเค (PSK: Phase Shift Keying) และการมอดูเลตแบบคิวเอเอ็ม (QAM: Quadrature Amplitude Modulation)

ในแต่ละคลื่นพาห์ของการมัลติเพล็กซ์แบบช่วงของความถี่นั้น สามารถที่จะทำการมอดูเลตสัญญาณข้อมูลข่าวสารที่จะส่งเป็นแบบอะนาล็อกหรือดิจิตอลก็ได้ อันเนื่องจากการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงของความถี่นั้นจะไม่ต้องทำการซิงโครไนซ์ (Synchronization) ระหว่างสถานีที่ส่ง ดังนั้นแต่ละสถานีส่งสามารถที่จะส่งสัญญาณที่ทำการมอดูเลตที่แตกต่างกันได้ เช่น สถานีส่งที่ 1 มอดูเลตแบบเอฟเอ็ม สถานีส่งที่ 2 อาจจะมอดูเลตแบบเอฟเอสเคก็ได้ โดยที่การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม ส่วนของคลื่นพาห์ย่อยๆ ทั้งหมดจะต้องซิงโครไนซ์กัน ซึ่งจะเป็นข้อจำกัดที่จะต้องทำการมอดูเลตแบบดิจิตอล โดยระบบโอเอฟดีเอ็มจะส่งสัญญาณเป็นสัญลักษณ์ ที่สามารถส่งสัญญาณได้จำนวนมากที่มีความเร็วต่ำแบบขนานกันไป ในการส่งคลื่นพาห์ย่อยๆ นี้จะต้องทำการซิงโครไนซ์กันทั้งเวลาและความถี่ รวมไปถึงการที่จะต้องรักษาคุณสมบัติของการตั้งฉากกันเพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนซึ่งกันและกันระหว่างคลื่นพาห์ย่อยด้วย การสร้างคลื่นพาห์ย่อยให้มีคุณสมบัติของการตั้งฉาก (Orthogonal) นั้น สามารถทำได้หลายวิธีและทำให้ไม่มีการรบกวนกันระหว่างคลื่นพาห์ย่อย [13]

2.1.1 คุณสมบัติของการตั้งฉาก (Orthogonal)

สัญญาณจะตั้งฉากกันได้ ถ้ามีความเป็นอิสระร่วมกัน (Mutually independent) ของแต่ละสัญญาณ คุณสมบัติของการตั้งฉากกันนั้นจะทำให้สามารถส่งสัญญาณได้หลายๆ สัญญาณรวมกันไปในช่องสัญญาณการสื่อสารเดียวกันและจะสามารถกู้สัญญาณกลับมาได้โดยไม่มีการสอดแทรก (Interference) ซึ่งกันและกัน โดยปกติแล้วส่วนมากการมัลติเพล็กซ์ในรูปแบบต่างๆ นั้น ก็จะมีคุณสมบัติของการตั้งฉากกันตามธรรมชาติ ตัวอย่างเช่นการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา (TDM: Time Division Multiplexing) ซึ่งสามารถที่จะส่งสัญญาณข้อมูลข่าวสารหลายๆ สัญญาณไปในช่องการ

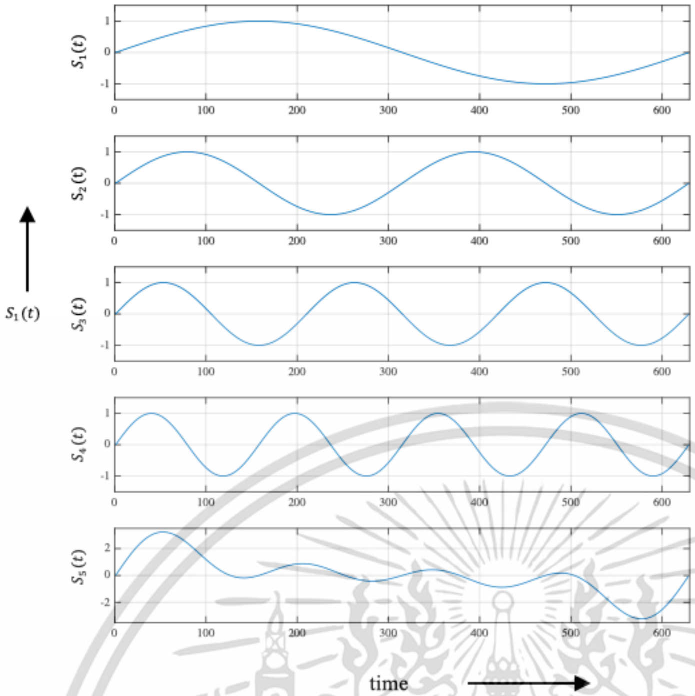
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สื่อสารเดียวกันโดยอาศัยการส่งคนละช่วงของเวลา (Time Slot) ซึ่งก็คือในระหว่างที่ส่งสัญญาณข้อมูลข่าวสารสัญญาณใดสัญญาณหนึ่งนั้นจะไม่มีการส่งสัญญาณข้อมูลข่าวสารสัญญาณอื่น ส่วนสัญญาณข้อมูลข่าวสารอื่นๆ นั้น จะส่งที่ช่วงเวลาถัดไปแทน ดังนั้นจึงไม่เกิดการสอดแทรกระหว่างสัญญาณข้อมูลข่าวสารที่ส่ง เพราะระบบการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่ง ช่วงเวลานั้นมีลักษณะของการตั้งฉากกัน ส่วนการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (FDM: Frequency Division Multiplexing) สัญญาณข้อมูลข่าวสารแต่ละสัญญาณนั้นก็จะตั้งฉากกันโดยไม่เกิดการสอดแทรกซึ่งกันและกัน โดยการส่งที่คลื่นพาห์คนละความถี่และมีแถบความถี่ที่ห่างกันเพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนกันระหว่างสัญญาณที่ใช้คลื่นพาห์ที่มีความถี่ใกล้กัน ถึงแม้ว่าวิธีการเหล่านี้จะมีความเป็นตั้งฉากกันแต่ในส่วนของระบบโอเอฟดีเอ็มจะเป็นรูปแบบของการมัลติเพล็กซ์ของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงของความถี่โดยที่คลื่นย่อยๆ ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มนั้นจะมีสเปกตรัมที่ซ้อนทับกัน ซึ่งมีความเป็นไปได้ในทางทฤษฎีเมื่อสามารถที่จะรักษาคุณสมบัติของการตั้งฉากกันระหว่างคลื่นพาห์ย่อยเหล่านั้นได้

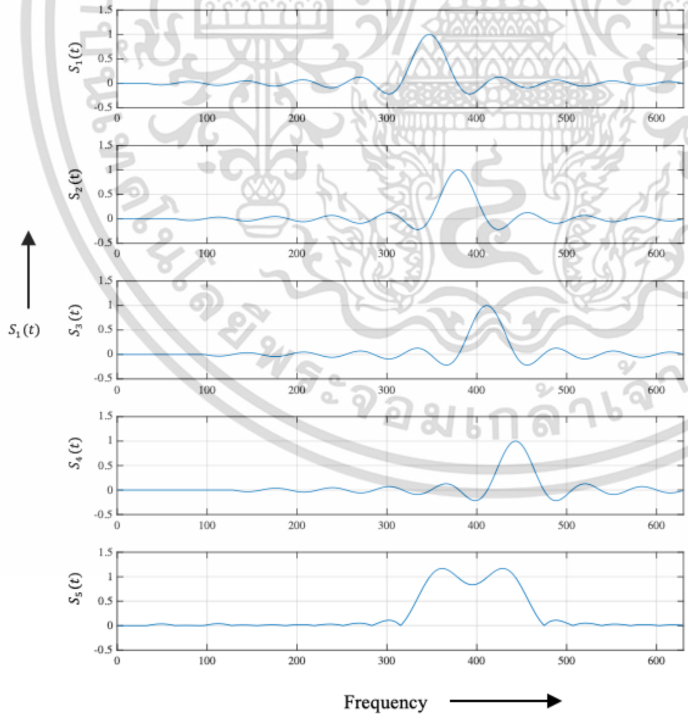
การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็มนั้น จะมีคุณสมบัติของการตั้งฉากกันในแกนความถี่โดยสามารถที่จะส่งสัญญาณข้อมูลข่าวสารไปในคลื่นพาห์ย่อยที่ต่างกันโดยที่จะไม่เกิดการรบกวนซึ่งกันและกัน สัญญาณโอเอ็ฟดีเอ็มนั้นสามารถสร้างจากผลรวมของสัญญาณไซนูซอยด์ (Sinusoid signal) หลายๆ สัญญาณ ซึ่งแต่ละสัญญาณก็คือคลื่นพาห์ย่อยแต่ละตัวนั่นเอง โดยที่ความถี่เบสแบนด์ (Baseband frequency) ของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยจะกำหนดให้เป็นจำนวนเต็มของส่วนกลับของช่วงเวลาของสัญลักษณ์หนึ่งสัญลักษณ์ (Symbol time) โดยผลที่ได้จะทำให้แต่ละคลื่นพาห์ย่อยนั้นมีจำนวนของไซเคิล (Cycle) เป็นจำนวนเต็มสำหรับหนึ่งสัญลักษณ์และผลที่ตามมาก็จะทำให้แต่ละคลื่นพาห์ย่อยๆ นั้นตั้งฉากกัน ดังในรูปที่ 2.1 แสดงรูปแบบของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่มีคลื่นพาห์ย่อยจำนวน 4 คลื่นพาห์

รูปที่ 2.1 (ก), (ข), (ค) และ (ง) แสดงคลื่นพาห์ย่อยแต่ละสัญญาณซึ่งประกอบด้วยลูกคลื่นจำนวน 1, 2, 3 และ 4 ลูกคลื่น ในช่วงเวลาหนึ่งสัญลักษณ์ตามลำดับ โดยที่คลื่นพาห์ย่อยของแต่ละสัญญาณนั้นจะมีเฟสเป็นศูนย์ และสามารถสังเกตได้ว่าในแต่ละคลื่นพาห์ย่อยนั้นจะมีจำนวนลูกคลื่นเป็นจำนวนเท่าๆ กันกับช่วงเวลาของหนึ่งสัญลักษณ์ สำหรับรูปที่ 2.1 (จ) เป็นสัญญาณเมื่อทำการรวมคลื่นพาห์ย่อยทั้ง 4 สัญญาณเข้าด้วยกัน [13]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแกนเวลา



รูปที่ 2.2 สัญญาณในแกนความถี่ของคลื่นพาห์ย่อยแต่ละสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.2 (ก), (ข), (ค) และ (ง) จะแสดงสัญญาณในแกนความถี่ของคลื่นพาห์ย่อยแต่ละสัญญาณ ดังในรูปที่ 2.2 (ก), (ข), (ค) และ (ง) ตามลำดับ ส่วนรูปที่ 2.2 (จ) นั้นจะแสดงสัญญาณเมื่อทำการรวมคลื่นพาห์ย่อยทั้ง 4 สัญญาณเข้าด้วยกันในแกนความถี่

สำหรับเซตของฟังก์ชันแต่ละฟังก์ชันนั้นจะตั้งฉากกันก็ต่อเมื่อมีสภาวะที่เข้ากับสภาวะในสมการที่ (2.2) ซึ่งถ้าฟังก์ชันใดๆ 2 ฟังก์ชันที่แตกต่างกันเมื่อนำมาคูณกันแล้วทำการอินทิเกรทในช่วงเวลาของหนึ่งสัญลักษณ์ผลที่ได้ก็จะมีค่าเป็นศูนย์ นั่นแสดงว่า 2 ฟังก์ชันนั้นตั้งฉากกันและกันอีกทางหนึ่ง เมื่อเรามองเครื่องรับสัญญาณที่ตรงกับฟังก์ชันใดฟังก์ชันหนึ่ง เครื่องรับก็จะรับได้เฉพาะฟังก์ชันนั้น ส่วนฟังก์ชันอื่นเมื่อทำการอินทิเกรตแล้วจะได้ผลลัพธ์เป็นศูนย์นั่นเอง

$$S_k(t) = \begin{cases} \sin(2\pi k f_o t) & 0 < t < T \\ 0 & \text{ค่าอื่นๆ} \end{cases} \quad \text{เมื่อ} \quad k = 1, 2, \ldots, M \tag{2.2}$$

เมื่อ f_0 คือ ระยะห่างระหว่างคลื่นพาห์ย่อย

M คือ จำนวนของคลื่นพาห์ย่อย

T คือ ช่วงเวลาของสัญลักษณ์หนึ่งสัญลักษณ์

$$\int_0^T S_i(t) S_j(t)\,dt = \begin{cases} C & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \tag{2.2}$$

เมื่อ $S_i(t)$ และ $S_j(t)$ คือสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม

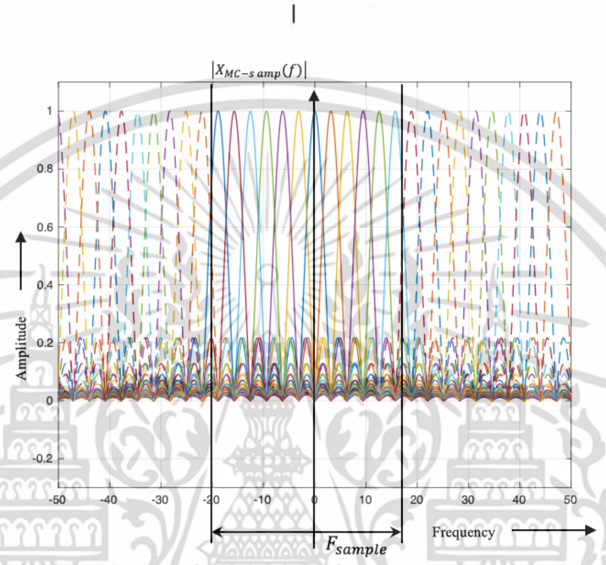
จากสมการที่ (2.1) จะแสดงเซตของสัญญาณไซนูซอยด์ (Sinusoid signal) ที่ตั้งฉากกัน ซึ่งแสดงให้เห็นถึงคลื่นพาห์ย่อยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ยังไม่ได้มีการมอดูเลต จะเห็นได้ว่าความถี่สูงสุดของคลื่นพาห์ย่อยนั้นจะมีค่าเท่ากับ Mf_0 Hz และความกว้างของแถบความถี่ที่ใช้ในการส่งผ่านจะมีค่าเท่ากับ Mf_0 Hz เช่นกัน

2.1.2 คุณสมบัติของการตั้งฉากในแกนความถี่

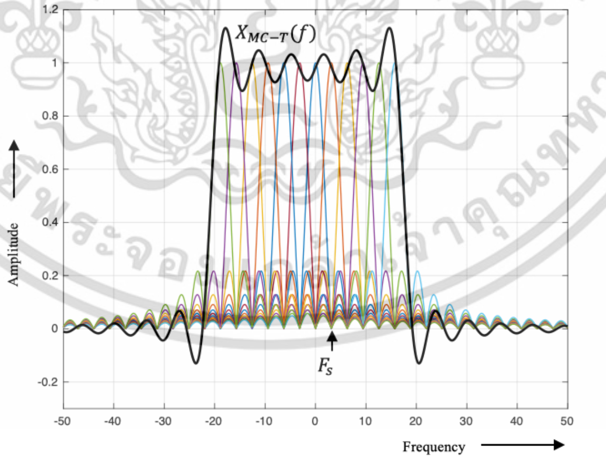
แนวทางหนึ่งที่สามารถเห็นถึงคุณสมบัติของการตั้งฉากกันของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มก็คือการมองดูที่สเปกตรัมของสัญญาณ ซึ่งในแกนของความถี่นั้นแต่ละคลื่นพาห์ย่อยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มจะต้องมีการตอบสนองความถี่ของสัญญาณซิงก์ (Sinc signal) แสดงในรูปที่ 2.3 (ก) รูปร่างของสัญญาณซิงก์จะมีสัญญาณโลบหลัก (Main lobe) ที่แคบและมีสัญญาณโลบด้านข้าง (Side lobe) จำนวนมากที่มีขนาดของสัญญาณลดลงอย่างช้าๆ จากจุดกึ่งกลางของสัญญาณ แต่ละคลื่นพาห์จะมีจุดยอดสูงสุดที่กึ่งกลางของความถี่และมีจุดที่สัญญาณเป็นศูนย์ (Null) ทุกๆ จุดที่เป็นช่องว่างของความถี่ซึ่งจะเท่ากับระยะห่างระหว่างคลื่นพาห์และเมื่อสัญญาณแต่ละสัญญาณมีการตั้งฉากกันผลที่ได้ก็คือจุดยอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สูงสุดของสัญญาณนั้นจะมีตำแหน่งตรงกับจุดที่สัญญาณของคลื่นพาห์ต่างๆ เป็นศูนย์ ดังนั้นเมื่อทำการดีเทกสัญญาณโอเอฟดีเอ็มโดยใช้กระบวนการ DFT (Discrete Fourier Transform) จะได้สเปกตรัมของสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องดังแสดงในรูปที่ 2.3 (ก) โดยตัวอย่างของสเปกตรัมสัญญาณที่จุดศูนย์แต่ละจุดในรูปจะอยู่ตรงกับจุดยอดสูงสุดของคลื่นพาห์ย่อยในกรณีที่กระบวนการ DFT สามารถที่จะซิงโครไนซ์ (synchronize) กันกับสัญญาณที่รับได้ในแกนเวลา ด้วยเหตุนี้แถบความถี่ที่ซ้อนทับกันของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยนั้นจะไม่มีผลกระทบที่เครื่องรับเพราะจุดยอดของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยที่ตรงกับจุดที่คลื่นพาห์ย่อยอื่นมีค่าเป็นศูนย์เป็นผลมาจากคุณสมบัติของการตั้งฉากกันของแต่ละคลื่นพาห์ย่อย



(ก)



(ข)

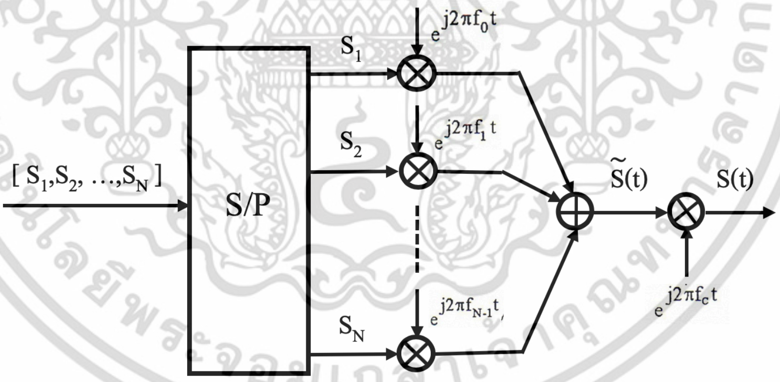
รูปที่ 2.3 ผลตอบสนองความถี่ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในแต่ละคลื่นพาห์ย่อย
(ก) สเปกตรัมของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยและสัญญาณตัวอย่างที่ภาครับโอเอฟดีเอ็ม
(ข) ผลรวมของการตอบสนองความถี่ของคลื่นพาห์ย่อยทั้ง 5 สัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 2.3 (ก) แสดงสเปกตรัมของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยและแซมเปิลสัญญาณที่เครื่องรับโอเอฟดีเอ็ม จะเห็นว่าสเปกตรัมของสัญญาณจะมีรูปร่างเป็นสัญญาณซิงก์ (Sinc signal) รูปที่ 2.3 (ข) จะแสดงผลรวมของการตอบสนองความถี่ของคลื่นพาห์ย่อยทั้ง 5 สัญญาณ

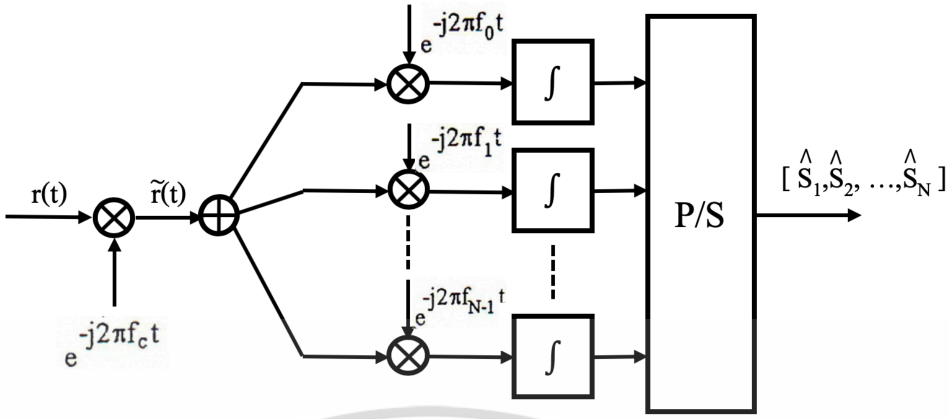
2.1.3 เครื่องส่งและเครื่องรับของระบบโอเอฟดีเอ็ม

การส่งข้อมูลของระบบ OFDM จะป็นรูปแบบขนานซึ่งจะมีโครงสร้างพื้นฐานดังแสดงในรูปที่ 2.4 และ 2.5 โดยรูปที่ 2.4 แสดงรูปของเครื่องส่ง OFDM ที่มีสัญลักษณ์ขาเข้าสู่ระบบหรือเครื่องส่งในรูปแบบอนุกรม โดยจำนวนชุดละ N สัญลักษณ์ กำหนดที่มีอัตราเร็วข้อมูลเท่ากับ R_s และมีช่วงเวลาสัญลักษณ์เท่ากับ T_s สัญลักษณ์ทั้งหมดจะอยู่ในรูปแบบแบบอนุกรมแล้วแปลงเป็นขนาน (Serial to Parallel Converter: S/P) โดยจำนวน N สัญลักษณ์ ที่มีอัตราเร็วของข้อมูลเท่ากับ R_s/N แล้วจะถูกมอดูเลตกับคลื่นพาห์ย่อยที่มีความถี่ต่างกัน คือ $f_0+ f_1+ f_2,\ldots, f_{N-1}$ โดยที่แต่ละคลื่นพาห์ย่อยจะห่างกันเท่ากับ $\Delta f= 1/NT_s$ ทำให้แต่ละคลื่นพาห์ย่อยมีค่าดังนี้ $f_0= f_0$, $f_1= f_0+\Delta f$, $f_2= f_0+2\Delta f$, $f_3= f_0+3\Delta f,\ldots$, $f_{N-1}= f_0+(N-1)\Delta f$ การแปลงข้อมูลเป็นขนานจะทำให้ช่วงสัญลักษณ์เพิ่มขึ้นจาก T_s เป็น NT_s ซึ่งจะทำให้สัญญาณของระบบ OFDM ได้รับผลกระทบจากการหน่วงเวลา (Delay spread) ของช่องสัญญาณน้อยลงหลังจากสัญลักษณ์แต่ละสัญลักษณ์ผ่านการมอดูเลตด้วยคลื่นพาห์ย่อยแล้วจะรวมสัญญาณกันก่อนที่จะส่งสัญญาณ OFDM ผ่านสายอากาศออกไปยังเครื่องรับ



รูปที่ 2.4 บล็อกไดอะแกรมเครื่องส่งแบบพื้นฐานระบบ OFDM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 บล็อกไดอะแกรมเครื่องรับแบบพื้นฐานระบบ OFDM

จากรูปที่ 2.4 สามารถแสดงสมการของสัญญาณส่ง OFDM ได้ดังต่อไปนี้

$$s(t) = \mathrm{Re}\left\{\sum_{k=0}^{N-1} S_{k+1} \exp\left[j2\pi(f_k + f_c)t\right]\right\} \tag{2.3}$$

เมื่อ $0 \leq 1 \leq T_s$ จากสมการที่ (2.3) สามารถเขียนสมการ OFDM ในรูปสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูลได้ดังสมการที่ (2.4)

$$\tilde{S}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} S_k \exp(j2\pi f_k t) \tag{2.4}$$

กำหนดให้ $f_k = f_0 + k\Delta f$ เมื่อ $k = 0,1,\ldots,N-1$ และ $\Delta f = 1/T = 1/NT_s$ สมการที่ (2.5) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\tilde{S}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} S_k \exp\left[j2\pi\left(\frac{k}{NT_s}\right)t\right] \tag{2.5}$$

เมื่อมีการแซมเปิลสัญญาณ $\tilde{S}(t)$ ในสมการที่ (2.5) ที่ทุกๆเวลา $t=nT_s$ จะได้สมการดังต่อไปนี้

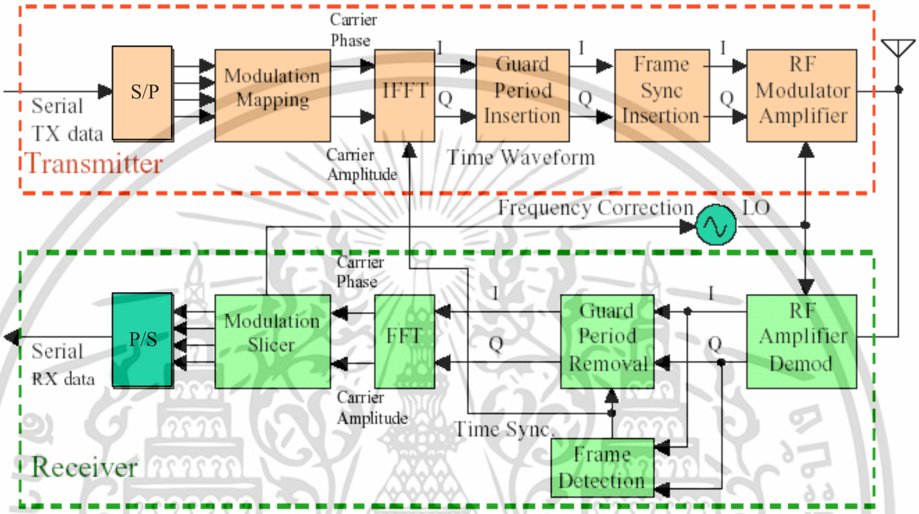
$$s(n) = \sum_{k=0}^{N-1} S_k \exp\left(j2\pi kn/N\right) = IDFT\{s_k\} \tag{2.6}$$

สมการที่ (2.6) เป็นสัญญาณ OFDM ที่ได้มาจากการผ่านกระบวนการ IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform) และที่เครื่องรับจะใช้กระบวนการ DFT เนื่องจากการคำนวณทั้ง 2 กระบวนการใช้การคำนวณที่ซับซ้อน ดังนั้นที่เครื่องส่งและเครื่องรับ OFDM จะใช้กระบวนการ IFFT (Inverse Fast

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Fourier Transform) และ FFT (Fast Fourier Transform) แทนแบบเดิมเพื่อลดจำนวนครั้งในการคำนวณ เมื่อแบบ IDFT และ DFT จะต้องมีการคูณกันแบบจำนวนเชิงซ้อนเท่ากับ N^2 ครั้ง สำหรับการคำนวณ N-Point ในขณะที่กระบวนการ IFFT และ FFT จะมีการคำนวณเพียง $\log_2 N$ เท่านั้น

ในรูปที่ 2.6 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งและเครื่องรับ OFDM ที่ใช้กระบวนการ IFFT และ FFT โดยที่มีการเพิ่มช่วงเวลาการป้องกัน (Guard time) เพื่อลดปัญหาการรบกวนกันระหว่างสัญลักษณ์และการประมาณช่องสัญญาณ ดังที่จะได้แสดงรายละเอียดในหัวข้อถัดไป



รูปที่ 2.6 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งและเครื่องรับ OFDM ที่ใช้กระบวนการ IFFT และ FFT

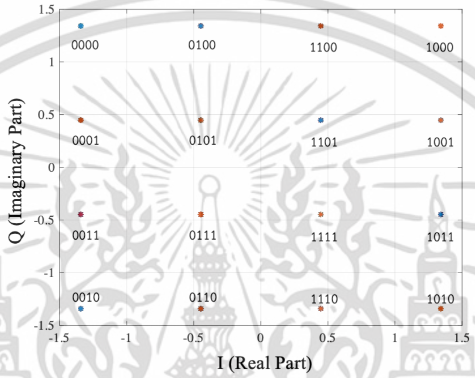
2.1.4 การแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนาน

โดยปรกติข้อมูลข่าวสารที่ส่งจะเป็นข้อมูลแบบอนุกรม ซึ่งในระบบโอเอฟดีเอ็มแต่ละสัญลักษณ์นั้นจะสามารถส่งข้อมูลได้ 40 ถึง 400 บิตต่อหนึ่งสัญลักษณ์ ดังนั้นส่วนที่ทำหน้าที่แปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนานนั้นเป็นส่วนที่จำเป็นอย่างมาก ซึ่งการแปลงข้อมูลที่เข้ามาแบบอนุกรมไปเป็นข้อมูลแบบขนานเพื่อที่จะส่งในแต่ละสัญลักษณ์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม (OFDM symbol) โดยขนาดของข้อมูลในแต่ละสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มจะขึ้นอยู่กับรูปแบบการมอดูเลตและจำนวนของคลื่นพาห์ย่อย ตัวอย่างเช่น การมอดูเลตแบบ 16-QAM (16-Quadrature Amplitude Modulation) ในแต่ละคลื่นพาห์ย่อยและแต่ละสัญลักษณ์จะส่งข้อมูลได้ทีละ 4 บิต ซึ่งถ้าส่งด้วยคลื่นพาห์ย่อยจำนวน 100 คลื่นพาห์ จำนวนบิตข้อมูลที่สามารถส่งได้ในแต่ละสัญลักษณ์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม (OFDM symbol) จะเท่ากับ 400 บิตต่อสัญลักษณ์ เป็นต้น ในส่วนของทางด้านเครื่องรับก็จะต้องแปลงข้อมูลจากขนานมาเป็นข้อมูลแบบอนุกรมเช่นเดิมแล้วส่งต่อไปยังส่วนที่ทำการดีมอดูเลตซึ่งเป็นเอาต์พุตก็จะเป็นส่วนของข้อมูลนั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

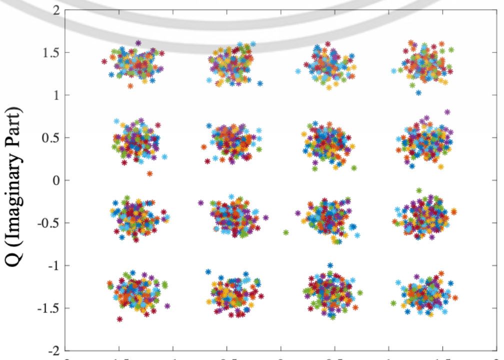
2.1.5 การมอดูเลตคลื่นพาห์ย่อย

สำหรับการมอดูเลตคลื่นพาห์ย่อยเพื่อใช้ในการส่งข้อมูลข่าวสารนั้นจะเป็นการมอดูเลตในแต่ละคลื่นพาห์ย่อยทั้งแบบขนาดและเฟส ซึ่งสามารถแสดงได้เป็นเวกเตอร์ I-Q ดังในรูปที่ 2.7 จะแสดงตัวอย่างของการมอดูเลตคลื่นพาห์แบบ 16-QAM โดยแต่ละสัญลักษณ์ของการมอดูเลตแบบ 16-QAM นั้น จะสามารถส่งข้อมูลได้ 4 บิต และมีจำนวนสัญลักษณ์ 16 สัญลักษณ์ ซึ่งแต่ละสัญลักษณ์ก็จะแทนด้วยเวกเตอร์ I-Q ที่ไม่ซ้ำกัน ในการมอดูเลตของคลื่นพาห์ย่อยนั้นสามารถที่จะใช้รูปแบบการมอดูเลตได้หลายรูปแบบ เช่น BPSK, QPSK หรือ M-QAM เป็นต้น โดยการมอดูเลตแต่ละวิธีจะมีความสามารถในการส่งข้อมูลต่อสัญลักษณ์ที่แตกต่างกันออกไป



รูปที่ 2.7 ตัวอย่างการมอดูเลตคลื่นพาห์ย่อยแบบ 16-QAM

สำหรับด้านเครื่องรับนั้น เมื่อรับสัญญาณได้ก็จะทำการดีเทกข้อมูลได้จากตำแหน่งของเวกเตอร์ I-Q ที่แตกต่างกันออกไป ในระหว่างที่มีการส่งผ่านสัญญาณไปในสภาพแวดล้อมที่มีสัญญาณรบกวนและเกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณ จะทำให้ตำแหน่งของเวกเตอร์ I-Q เกิดการเปลี่ยนแปลงไปดังแสดงในรูปที่ 2.8 ซึ่งจากรูปจะแสดงสัญญาณ 16-QAM ที่ CNR เท่ากับ 20 dB สังเกตได้ว่าตำแหน่งของเวกเตอร์ I-Q จะมีการกระจายตัว ซึ่งเป็นผลมาจากสัญญาณรบกวนและสภาพแวดล้อม โดยมีผลทำให้มีความผิดพลาดในการดีเทกข้อมูลได้



รูปที่ 2.8 สัญญาณ 16-QAM เมื่อเกิดมีสัญญาณรบกวนเข้ามา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.6 การแปลงฟูริเยร์และการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็ว

จากหัวข้อที่ผ่านมา ในการใช้ IDFT และ DFT เพื่อทำการมอดูเลตข้อมูลข่าวสารกับคลื่นพาห์ย่อยแบบขนานนั้นจะมีความซับซ้อนในการคำนวณเป็นอย่างมาก ดังนั้นหัวข้อนี้จะแสดงรูปแบบของสัญญาณเมื่อมีการผ่านกระบวนการของ IFFT และ FFT ดังที่แสดงในรูปที่ 2.8 ว่ามีรูปสมการของสัญญาณเป็นอย่างไร

2.1.6.1 การแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็ว

เมื่อบิทข้อมูลถูกมอดูเลตสัญลักษณ์ที่ได้จะประกอบไปด้วยส่วนประกอบของสัญญาณ I และ Q คือ

$$d_n = d_{in} + d_{qn} \tag{2.7}$$

เมื่อ d_n และ d_{in} คือ {1,-1} ในกรณีการมอดูเลตแบบ QPSK และ {±1,±3} สำหรับ 16QAM และ {±1,±3,±5,±7} สำหรับ 64QAM จากนั้นสัญลักษณ์แบบอนุกรมจะถูกแปลงเป็นขนานแล้วทำกับมอดูเลตกับคลื่นพาห์ย่อยโดยทำการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็วดังสมการ ต่อไปนี้

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} d_i(k) \exp\left(j2\pi f_i \left(t - kT_s \right)\right) f\left(t - kT_s \right) \tag{2.8}$$

เมื่อ N คือจำนวนคลื่นพาห์ย่อยที่ใช้ในระบบ ซึ่งใช้ N = 256 และ $f(t)$ คือสัญญาณพัลซ์ซึ่งเป็นรูปสีเหลี่ยมของแต่ละสัญลักษณ์ที่นิยามโดย

$$f(t) = \begin{cases} 1 & ; 0 \le t \le T_s \\ 0 & ; otherwise \end{cases} \tag{2.9}$$

2.1.6.2 การแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว

หลังจากที่สัญญาณ OFDM ผ่านช่องสัญญาณส่งแล้ว เมื่อมาที่เครื่องรับ จะแปลงสัญญาณในแกนเวลา มาเป็นแกนความถี่โดยใช้การแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว ดังในสมการต่อไปนี้

$$r(t) = \int_0^{\infty} h(\tau, t) s(t - \tau) d\tau + n(t) \tag{2.10}$$

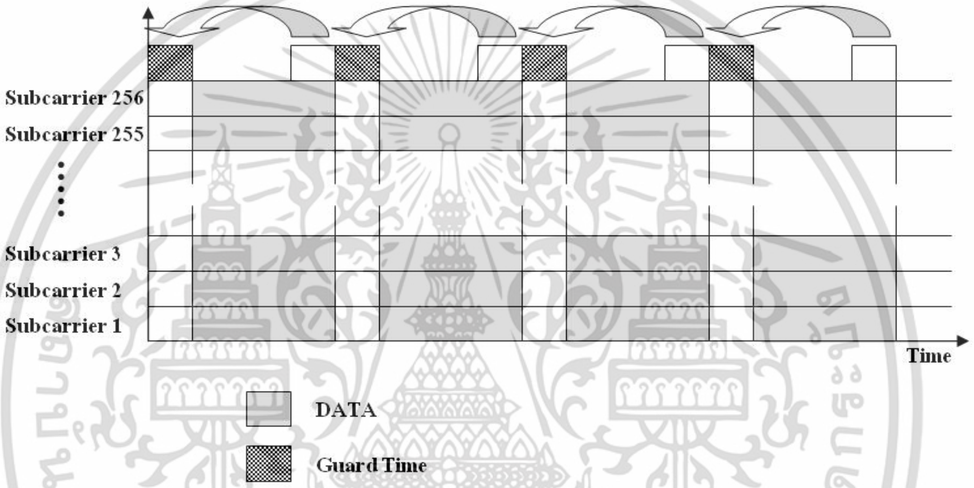
ในส่วนเครื่องรับนั้นสัญญาณที่รับได้ จะผ่านกระบวนการแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว เพื่อดำเนินการแปลงสัญลักษณ์กลับมาในแกนความถี่ดังในสมการต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\hat{d}_i(k) = \frac{1}{T_s} \int_{kT_s}^{T_s+kT_s} r(t)\exp\left(-j2\pi f_i\left(t-kT_s\right)\right)dt \qquad (2.11)$$

2.1.7 การแทรกสัญลักษณ์ช่วงเวลาป้องกัน (Guard interval symbol)

เนื่องจากในทางปฏิบัตินั้น ระบบ OFDM จะยังคงมีการรบกวนของสัญลักษณ์ (Symbol) ทำให้ข้อมูลที่ได้รับมีความผิดพลาดมากขึ้นอันเนื่องมาจากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาธ ดังนั้นจึงมีการใช้วิธีที่จะลดผลกระทบจากการแทรกของข้อมูล โดยการเพิ่มคาบของสัญลักษณ์ให้มากขึ้น ซึ่งวิธีการแทรกกลุ่มบิทหรือสัญลักษณ์ที่ทราบค่าใส่เข้าไปด้านหน้าของสัญลักษณ์กว้างมากขึ้นไปอีก ดังที่มีการแสดงในรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 การแทรกสัญลักษณ์เวลาควบคุมในระบบ OFDM

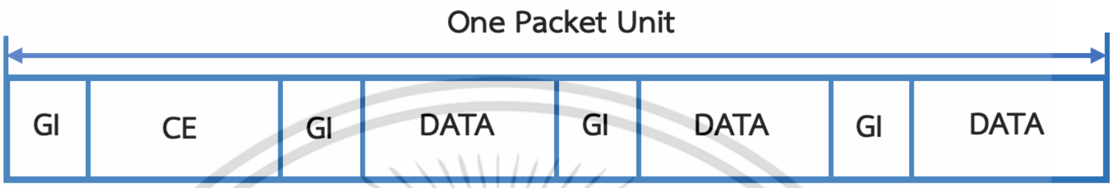
เมื่อค่า Tg คือช่วงเวลาป้องกัน ดังนั้นสัญลักษณ์ OFDM ก็จะมี 2 ส่วนด้วยกัน โดยส่วนที่ 1 คือด้านหน้าที่เป็นข้อมูลสัญลักษณ์และส่วนที่ 2 นั้นจะอยู่ด้านหลังของสัญลักษณ์ที่จะถูกคัดลอกมาประกอบที่ส่วนด้านหน้าของสัญลักษณ์ บางครั้งอาจถูกเรียกว่า ไซคลิก-ปรีฟิก (Cyclic Prefix) โดยการกำหนดขนาดของช่วงเวลาป้องกันจะมีขนาดที่แตกต่างกันออกไปตามความต้องการของแต่ละระบบ ซึ่งค่า Tg อาจมีค่าเท่ากับ $Ts/4$, $Ts/8$, $Ts/16$ หรือ $Ts/32$ โดยช่วงของเวลาป้องกันกว้างจะทำให้ข้อมูลที่ส่งผ่านได้ของระบบนั้นลดลง แต่ก็จะลดการเกิดการรบกวนขึ้นเมื่อแทรกด้วยสัญลักษณ์ช่วงเวลาป้องกันซึ่งจะสามารถแสดงได้ดังนี้

$$s'(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} d_i(k)\exp(j2\pi f_i(t-kT_{total}))f'(t-kT_{total}) \qquad (2.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.8 รูปแบบของแพ็กเก็ตข้อมูลที่ใช้ในการจำลองระบบ

ในการจำลองระบบนี้กำหนดให้ในหนึ่งแพ็กเก็ตข้อมูลที่ถูกส่งออกจากเครื่องส่งนั้น จะประกอบไปด้วยสัญลักษณ์ OFDM จำนวน 6 สัญลักษณ์ และมีช่วงเวลาป้องกัน (Guard interval symbol) โดยมีรูปแบบของแพ็กเก็ตข้อมูลได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.10 ซึ่งจากรูปกำหนดให้ GI คือ ช่วงเวลาป้องกันของสัญลักษณ์ OFDM และ ให้ CE คือสัญลักษณ์ทดสอบสำหรับการประมาณช่องสัญญาณและ Data จะเป็นหนึ่งสัญลักษณ์ OFDM ที่มี 256 คลื่นพาห์ย่อย

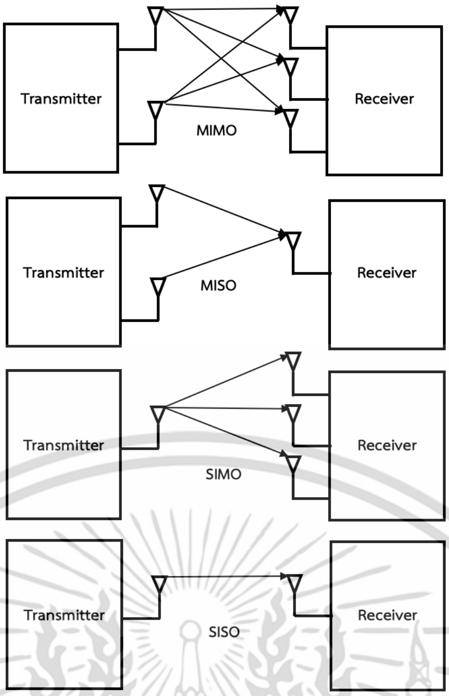


รูปที่ 2.10 รูปแบบของแพ็กเก็ตข้อมูลที่ใช้ในการจำลองระบบ

2.2 รูปแบบของการไดเวอร์ซิตี้ทางสายอากาศแบบต่างๆ

สำหรับการไดเวอร์ซิตี้ทางสายอากาศ [3] นั้น จะมีวัตถุประสงค์เพื่อเพิ่มค่า SNR ซึ่งจะทำให้ระบบสามารถลดค่าอัตราการผิดพลาดของข้อมูลได้โดยการไดเวอร์ซิตี้แบบนี้เราจะเรียกว่า Spatial Diversity ซึ่งจะอาศัยการเข้ารหัสในรูปแบบต่างๆ เป็นต้นว่า รหัส STTC, STBC รวมไปถึงแบบ SFBC นอกจากนี้ก็ยังมีรูปแบบการไดเวอร์ซิตี้แบบ Spatial Multiplexing ที่ทำให้มีอัตราเร็วในการส่งข้อมูลสูงๆ เช่น V-BLAST, D-BLAST และ SVD (Singular Value Decomposition) ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะจำลองสมรรถนะของระบบด้วย Spatial Diversity แบบ STBC และระบบ Spatial Multiplexing แบบ SVD เพื่อที่จะนำผลที่ได้มาเปรียบเทียบกัน แต่ก่อนจะกล่าวถึงรายละเอียดในบทที่ 3 นั้น ในหัวข้อนี้จะขอแสดงรูปแบบโดยสรุปของการไดเวอร์ซิตี้ทางสายอากาศ ดังที่ได้แสดงในรูปที่ 2.11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11 รูปแบบของการไดเวอร์ซิตี้ทางสายอากาศแบบต่างๆ

จากรูปที่ 2.11 จะแสดงรูปแบบของการไดเวอร์ซิตี้ที่แตกต่างกัน โดยจะแบ่งตามลักษณะของอินพุตและเอาต์พุตของระบบ ดังนี้

- SISO คือ Single Input Multiple Output
- MISO คือ Multiple Input Single Output
- SIMO คือ Single Input Multi Output
- MIMO คือ Multiple Input Multiple Output

ซึ่งแบบ SISO, MISO และ MIMO จะนำไปจำลองระบบเพื่อหาสมรรถนะของระบบด้วย

2.3 เทคนิคช่องสัญญาณแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (MIMO)

ก่อนหน้านี้การสื่อสารแบบไร้สายจะใช้สายอากาศเครื่องส่งและเครื่องรับอย่างละหนึ่งชุด หรือที่เรียกว่าระบบ SISO (Single Input Single Output) แต่เมื่อในปัจจุบันมีการสื่อสารแบบมัลติมีเดียที่ความเร็วสูงและได้ที่มีการใช้งานอย่างแพร่หลายมากมายหลายรูปแบบ เมื่อนำระบบ SISO มาใช้ทำให้ประสิทธิภาพของการสื่อสารแบบไร้สายนั้นใช้งานได้ไม่ดีเท่าที่ควร แล้วระบบการสื่อสารแบบไร้สายที่เกี่ยวกับสายอากาศที่ใช้แก้ปัญหานี้ และมีการกล่าวถึงอย่างมากในปัจจุบันก็คือระบบช่องสัญญาณแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต หรือ Multiple Input Multiple Output (MIMO) [14]

สำหรับในหัวข้อนี้จะมีการนำเสนอเกี่ยวกับกระบวนการการทำงานของสัญญาณที่ใช้ระบบ MIMO ซึ่งจะเรียกกันทั่วไปว่ารหัสปริภูมิเวลา (Space-Time Coding: STC) หรือกระบวนการปริภูมิ-เวลา

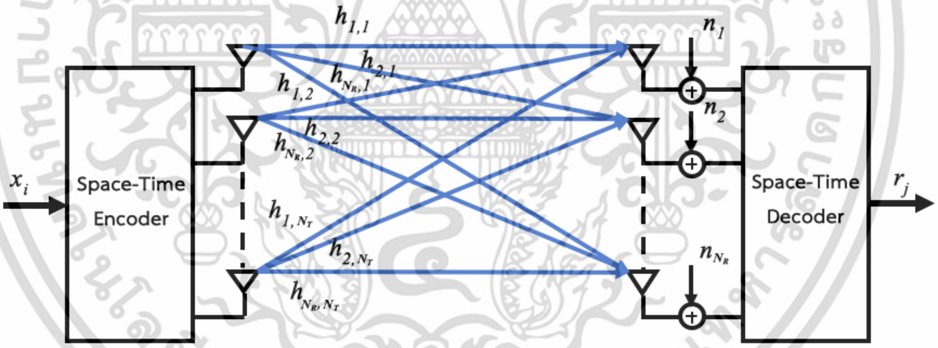
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Space-Time Processing: STP) โดยในส่วนแรกนั้นจะกล่าวถึงรายละเอียดของแบบจำลองระบบ MIMO โดยมีการศึกษาเกี่ยวกับความจุของช่องสัญญาณและประเภทต่างๆ ของ STCs ส่วนที่สองก็จะเป็นรายละเอียดของรหัสบล็อกปริภูมิ-เวลา (Space-Time Block Codes: STBCs)

2.3.1 ระบบ MIMO และการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลา (Space-Time Coding: STC)

- ระบบ MIMO และความจุของช่องสัญญาณ

ในระบบ MIMO นั้นจะกำหนดให้ N_T เป็นจำนวนสายอากาศของเครื่องส่งและ N_R เป็นจำนวนสายอากาศของเครื่องรับแล้วจะสามารถแสดงแบบจำลองการทำงานของระบบ MIMO ในรูปที่ 2.12 จากรูปแสดงให้เห็นถึงระบบของการเข้ารหัสปริภูมิเวลา ซึ่งทำการเปลี่ยนรูปแบบของการสื่อสารข้อมูลจากอนุกรมไปเป็นขนาน (Serial-to-Parallel) และมีการเปลี่ยนจากขนานเป็นอนุกรม (Parallel-to-Serial) โดยในส่วนบล็อกของการเปลี่ยนอนุกรมไปเป็นขนานที่เครื่องส่งจะเป็นการเข้ารหัสปริภูมิเวลา (Space-time Encoder) นอกจากนี้การเข้ารหัสปริภูมิเวลาจะเป็นมากกว่าการเปลี่ยนรูปแบบการสื่อสารข้อมูล แต่จะเป็นส่วนที่สำคัญที่มีการใช้ในการสื่อสารที่เวลาต่างๆ ได้เช่นเดียวกับเทคนิคต่างๆ เช่น การมัลติเพล็กซ์ (multiplexing)/การดีมัลติเพล็กซ์(de-multiplexing), การมอดูเลต (modulate)/การดีมอดูเลต(demodulate) และการเข้ารหัส(encoding)/การถอดรหัส(decoding) เป็นต้น



รูปที่ 2.12 ระบบของ MIMO

จากรูปที่ 2.12 สามารถอธิบายได้ว่าสัญลักษณ์ที่ใช้ส่ง x_i โดยที่ i นั้นเป็นจำนวนเต็มที่ไม่เท่ากับ 0 และมีค่าตามจำนวนของสายอากาศเครื่องส่ง N_T สำหรับสัญญาณที่รับได้ r_j โดยที่ j มีค่าตั้งแต่ 1 ถึงจำนวนของสายอากาศเครื่องรับ N_R ส่วนในช่องของสัญญาณที่ใช้เพื่อการสื่อสารระหว่างสายอากาศที่เครื่องส่ง i^{th} ถึงสายอากาศที่เครื่องรับ j^{th} นั้นจะมีค่าเป็น $h_{j,I}$ ซึ่งในระบบ MIMO พลังงานที่ใช้ส่งจาก N_T นั้น รวมทั้งหมดจะเปรียบเทียบได้กับพลังงานที่ใช้ส่งในระบบ SISO และมีค่าเป็น P โดยพลังงานที่ใช้ในการส่งแต่ละสายอากาศจะเป็น P/N_T หลังจากนั้นจะทำการนอร์มัลไลเซชัน (Normalization) ของสัมประสิทธิ์ช่องสัญญาณ (Channel coefficient) แต่ละสายอากาศทางด้านรับ j จะเป็นการรวมกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของอัตราการขยายช่องสัญญาณของสายอากาศด้านส่งทั้งหมดที่ส่งไปที่สายอากาศด้านรับ j แล้ว ในส่วนสัญญาณรบกวน AWGN จะเป็นส่วนที่รวมไว้ที่แต่ละสายอากาศทางด้านรับเป็น N_j โดยสมมุติว่าการกระจายจะเป็นอิสระต่อกัน ซึ่งในระบบ MIMO จะสามารถแสดงในรูปเมทริกซ์ได้ดังนี้

$$
\begin{aligned}
r_1 &= \sum_{i=1}^{N_T} h_1 \bullet x_i + n_1 \\
r_2 &= \sum_{i=1}^{N_T} h_2 \bullet x_i + n_2 \quad \Rightarrow \quad \mathbf{R = HX+N} \\
&\vdots \\
r_{N_T} &= \sum_{i=1}^{N_T} h_{N_T} \bullet x_i + n_{N_T}
\end{aligned}
$$

$$
\Rightarrow \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,N_T} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R,1} & h_{N_R,2} & \cdots & h_{N_R,N_T} \end{bmatrix} \bullet \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_{N_T} \end{bmatrix} \tag{2.13}
$$

จากสมการที่ (2.13) กำหนดให้

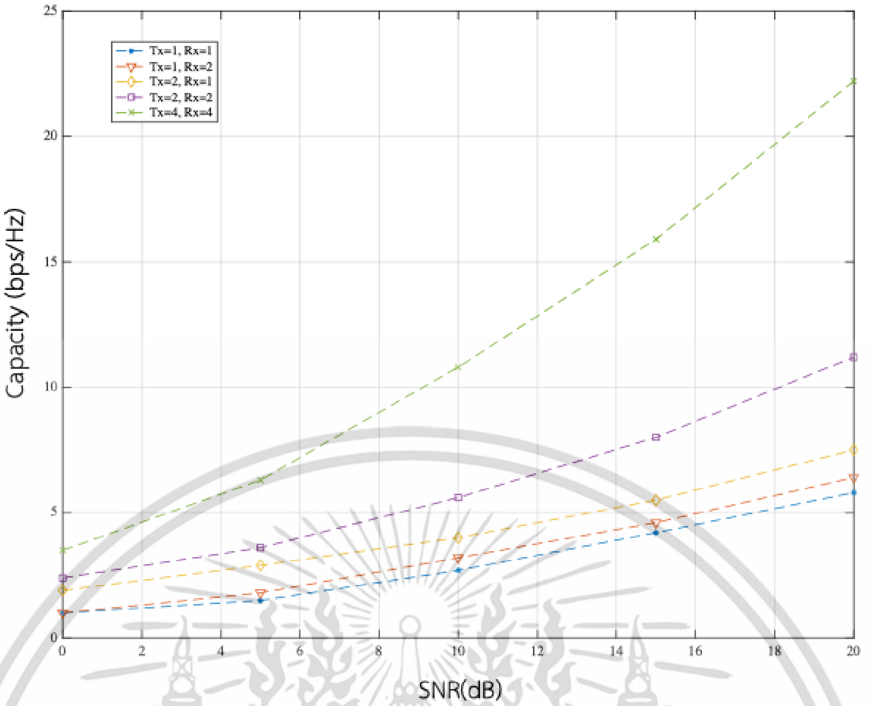
R เป็นเวกเตอร์แนวตั้งของสัญญาณที่สามารถรับได้ r_j ขนาด N_Rx1

X เป็นเวกเตอร์แนวตั้งขนาด N_Tx1 ซึ่งประกอบไปด้วย x_i ที่เป็นจุดของกลุ่มสัญญาณที่ใช้ส่ง (Constellation)

N เป็นเวกเตอร์แนวตั้งของสัญญาณรบกวน n_j ขนาด N_Rx1

H เป็นเมทริกซ์ขนาด N_RxN_T ที่ประกอบไปด้วยสัมประสิทธิ์ช่องของสัญญาณ $h_{j,i}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.13 ความจุของระบบ MIMO ไม่ใช้ CSI

ใน [4] ได้กล่าวถึงความจุในระบบ MIMO เมื่อไม่ได้ใช้ Channel State Information (CSI) จะสามารถแสดงความจุของระบบ MIMO ได้เป็น

$$C = \log_2\left[\det\left(I_{N_R} + \frac{\rho}{N_T}\bullet H\bullet H^T\right)\right] bps/Hz \qquad (2.14)$$

จากสมการที่ (2.14) กำหนดให้

I

$\mathbf{I}_{\mathbf{NR}}$ เป็นเมทริกซ์เอกลักษณ์ขนาด N_R x N_T

$\mathbf{H}$ เป็นเมทริกซ์ช่องสัญญาณขนาด N_R x N_T

$\mathbf{H}^{\mathbf{T}}$ เป็นเมทริกซ์สลับเปลี่ยนสังค์ยุค (Transpose conjugate) ของ **H**

p เป็นค่าเฉลี่ย SNR ของ branch ทางภาครับ

2.3.2 วิธีการทำงานของระบบ (Methodologies) และเทคนิคไดเวอร์ซิตี้ (Diversity)

สำหรับการสื่อสารที่ใช้ระบบ MIMO นั้นจะมีอยู่ 2 หลักการที่ได้รับการพัฒนาอย่างต่อเนื่องในปัจจุบันโดย หลักการแรกคือการเพิ่มไดเวอร์ซิตี้ของสายอากาศหรือที่ได้เรียกว่า Spatial diversity เป้าหมายของวิธีนี้คือการพัฒนาในส่วนของความน่าเชื่อถือของการสื่อสาร โดยการส่งข่าวสารในรูปแบบที่เหมือนกันและจะสามารถรองรับรูปแบบของข้อมูลข่าวสารที่เหมือนกันที่ผ่านเฟดดิ้งพาธ (Fading Path) ซึ่งทำให้เกิดข้อมูลข่าวสารรูปแบบต่างๆ ได้จากตรงนี้และจะเห็นได้ว่าเป็นการลดโอกาสที่จะเกิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การลดทอนของสัญญาณได้ในเวลาเดียวกันอีกด้วย สำหรับการกำหนดจำนวนตัวรองรับข้อมูลข่าวสารของภาครับนั้นจะมีความเกี่ยวข้องกับไดเวอร์ซิตี้ โดยที่จำนวนของตัวที่รองรับข้อมูลข่าวสารที่ภาครับจะหาได้จาก "ไดเวอร์ซิตี้ เกน (diversity gain)" ของระบบ และถ้าสายอากาศทางด้านเครื่องส่งและด้านเครื่องรับในระบบ MIMO มีรูปแบบการสื่อสารที่เป็นอิสระจากกันแล้วจะได้ค่าไดเวอร์ซิตี้เกนที่สูงสุดของระบบ วิธีไดเวอร์ซิตี้นี้มีการใช้งานกันทั่วไป โดยจะใช้ในสถานีฐาน (Base Station: BS) เมื่อการสื่อสารขาลงจากสถานีฐานซึ่งมีสายอากาศภาคส่ง 2 ชุดหรือมากกว่านั้น และส่วนของการสื่อสารขาขึ้นสถานีฐานจะได้รับข้อมูลที่ส่งมาจากเครื่องลูกข่าย โดยปัญหาหลักๆ ของระบบ MIMO ก็คือการที่สัญญาณที่ส่งจากสายอากาศที่แตกต่างกันต้องไม่มีความสัมพันธ์ร่วมกัน (Decorrelated) และสายอากาศต้องห่างกันมากพอ ซึ่งก็คือพื้นที่ระยะห่างระหว่างสายอากาศต้องมากกว่าครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น (wavelength) ของสัญญาณที่ส่ง ดังนั้นระบบ MIMO เองจึงเป็นที่นิยมมากในระบบของการสื่อสารที่มีพื้นที่จำกัดและต้องการทำให้การสื่อสารนั้นใช้ได้ดีที่สุด สำหรับการเข้ารหัสช่องสัญญาณจะถูกเรียกตามโดเมนของไดเวอร์ซิตี้ที่ใช้งาน และไดเวอร์ซิตี้ที่ใช้งานก็จะมีการนำไปใช้มากกว่าหรือเท่ากับ 2 โดเมน เมื่อเป็นเช่นนี้แล้วจะได้เทคนิคต่างๆ ดังนี้ Space-Time Coding (STC), Space-Frequency Coding (SFC) และ Space-Time-Frequency Coding (STFC) โดยที่แต่ละเทคนิคของการเข้ารหัสนั้นจะสามารถมองได้เชิงสามมิติ

สำหรับวิธีการต่างๆ ก่อนหน้านี้ก็จะเป็นการเพิ่มจำนวนของสายอากาศ ซึ่งจะทำให้ค่า SNR เพิ่มขึ้น แล้วทำให้ความจุของระบบ MIMO ก็เพิ่มขึ้นตามจำนวนสายอากาศโดยที่ไม่มีการจำกัดจำนวนสายอากาศ และทั้งหมดนี้ก็เป็นวิธีการที่อาศัยการเพิ่มความจุของระบบ MIMO เพื่อที่จะให้มีค่าทรูพุตมีค่าที่ดียิ่งขึ้นไป แต่ก็มีอีกวิธีการหนึ่งที่มีเป้าหมายของระบบก็คือการที่จะส่งผ่านข้อมูลให้ได้สูงที่สุด โดยที่เทคนิคนี้จะให้ความสนใจในกรณีมีสภาพแวดล้อมเป็น LoS และไม่สนใจการจางหายของสัญญาณ ซึ่งก็เป็นที่รู้กันโดยทั่วไปว่าเทคนิคนี้ก็คือ Spatial Multiplexing (SM) หรือ Layer Space-Time (LST) Technique [23]

ในปัจจุบันก็มีความพยายามมากมายที่จะทำการรวมเอาทั้งสองวิธีไว้ด้วย เป็นต้นว่า หลักการ Hybrid Coding ซึ่งก็เป็นการแลกเปลี่ยนกันระหว่างไดเวอร์ซิตี้และการมัลติเพล็กซ์

2.3.3 การเข้ารหัสบล็อกปริภูมิ-เวลา (Space-Time Block Codes: STBC)

การเข้ารหัสบล็อกปริภูมิ-เวลา (STBCs) เป็นอีกวิธีหนึ่งของ Spatial Temporal Codes ที่มีการใช้ประโยชน์จากไดเวอร์ซิตี้และจะเป็นระบบที่ใช้สายอากาศส่งหลายๆ ชุด โดยในปี 1998 Alamouti ได้มีการออกแบบเทคนิคไดเวอร์ซิตี้อย่างง่ายๆ สำหรับการสื่อสารที่ใช้สายอากาศสองชุด [3] ซึ่งวิธีนี้จะมีการใช้ไดเวอร์ซิตี้สูงสุดและทำงานในรูปแบบที่เป็นเชิงเส้นทั้งทางภาคส่งและภาครับ โดยที่กระบวนการเข้ารหัสและถอดรหัสนั้นจะแสดงไว้ในรูปของบล็อกสัญลักษณ์สื่อสาร สำหรับวิธีไดเวอร์ซิตี้ทางสายอากาศภาคส่งของ Alamouti นั้น จะเป็นทฤษฎีที่เกี่ยวกับการออกแบบที่ตั้งฉากหรือออโทโกนอล (Orthogonal) ส่วนการใช้สายอากาศด้านส่งจำนวนหลายชุดได้มีการนำเสนอใน [6] โดยจะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อ้างอิงกับบทความที่เกี่ยวกับ Orthogonal Space-Time Block codes (OSTBCs) และในหัวข้อนี้จะอธิบายวิธีการของ Alamouti และ OSTBCs

2.3.3.1 เทคนิคของ Alamouti

เทคนิควิธีการไดเวอร์ซิตี้ทางภาคส่งได้ถูกนำเสนอโดย Alamouti ซึ่งเทคนิคนี้จะทำการเข้ารหัสแบบใช้สายอากาศที่ภาคส่ง 2 ชุด ในขั้นแรกบิตที่เข้ามาในระบบจะถูกมอดูเลตและแมพ (mapped) ให้ตรงกับจุดของกลุ่มสัญญาณ (constellation) หลักจากนั้นจะได้ 2 สัญลักษณ์เป็น x_1 และ x_2 แล้วทำการส่งเข้าไปในตัวเข้ารหัสปริภูมิ-เวลา ถ้าพิจารณาในสายอากาศชุดหนึ่ง สัญลักษณ์ทั้งสองสัญลักษณ์ x_1 และ x_2 จะถูกส่งออกไปในเวลาที่ 1 ที่สายอากาศ 1 และ 2 ตามลำดับ และในเวลาที่ 2 มีสัญลักษณ์เป็นค่าสังค์ยุคเชิงซ้อน จะได้ $-x_2^*$ จะส่งที่สายอากาศ 1 และ x_1^* จะส่งที่สายอากาศ 2 โดยมีรายละเอียดการเข้ารหัสดังแสดงในตารางที่ 2.1 ซึ่งจะมีอัตราการสื่อสารเท่ากับระบบ SISO

สำหรับการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาของ Alamouti ที่ใช้สายอากาศทางด้านส่งจำนวน 2 ชุด จะสามารถแสดงในรูปเมทริกซ์ดังนี้

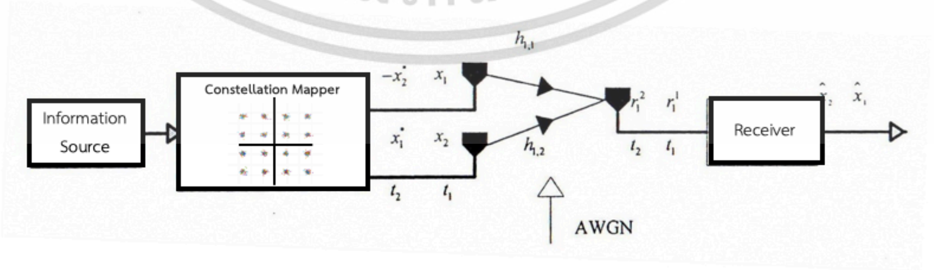
$$\mathbf{X}_1 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \tag{2.15}$$

รายละเอียดในรูปเมทริกซ์ X_1 แสดงได้ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาของ Alamouti ที่ใช้เทคนิคไดเวอร์ซิตี้

	Antenna 1	Antenna 2
Time t_1	x_1	x_2
Time t_2	$-x_2^*$	x_1^*

ตัวอย่างของกระบวนการเข้าปริภูมิ-เวลา ที่แสดงในรูปที่ 2.14 ใช้ 2 สัญลักษณ์และสายอากาศส่ง 2 ชุด



รูปที่ 2.14 ตัวอย่างวิธี Alamouti

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รหัสที่เป็น STBC นั้นสามารถถอดรหัสโดยจะสมมติสัมประสิทธิ์ช่องสัญญาณจางหายระหว่างช่วง 2 คาบเวลา คือ t_1 และ t_2 โดยที่สัมประสิทธิ์ช่องสัญญาณจากสายอากาศส่งที่ 1 ส่งไปที่สายอากาศภาครับลำดับที่ j^{th} เป็น $h_{j,1}$ และจากสายอากาศส่งที่ 2 เป็น $h_{j,2}$ ดังนั้นสามารถแสดงได้ดังสมการ

$$\begin{aligned} h_{j,1} &= h_{j,1}(t) = h_{j,1}(t+T) = h_{j,1}(t_1) = h_{j,1}(t_2) \\ h_{j,2} &= h_{j,2}(t) = h_{j,2}(t+T) = h_{j,2}(t_1) = h_{j,2}(t_2) \end{aligned} \tag{2.16}$$

ภาครับสัญญาณที่รับได้ที่สายอากาศลำดับที่ j ทั้ง 2 เวลาเป็น r_{1j} และ r_{2j} จะได้สัญญาณที่รับได้เป็น

$$\begin{aligned} r_j^1 &= h_{j,1} \bullet x_1 + h_{j,2} \bullet x_2 + n_j^1 \\ r_j^2 &= -h_{j,1} \bullet x_2^* + h_{j,2} \bullet x_1^* + n_j^2 \end{aligned} \tag{2.17}$$

จากสมการข้างต้นสัญญาณรบกวน AWGN จะเป็นส่วนประกอบที่รวมไว้ที่สายอากาศด้านเครื่องรับ j ในช่วงเวลา t_1 และ t_2 ซึ่งสามารถแสดงได้เป็น n_{1j} และ n_{2j} ตามลำดับ

ดังนั้นกระบวนการถอดรหัสแบบง่ายๆ จึงประกอบด้วยการรวมสัญญาณ (Signal combining) และการถอดรหัสแบบใช้ค่าที่มีความเป็นไปได้สูงสุด (Maximum Likelihood: ML) โดยที่บล็อกรวมสัญญาณนั้นจะมีการทำงานที่มีลักษณะเป็นเชิงเส้นและมีรูปแบบการแปลงสังค์ยุค (conjugate transformations) จากสัญญาณที่รับได้รวมไปถึงผลที่ได้ ซึ่งก็คือกระบวนการผสมรวมสัญญาณแบบเชิงเส้น (linear combination) ของสัญญาณที่รับได้ที่สามารถแสดงในรูปของสมการได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \tilde{x}_1 &= \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ h_{j,1}^* \cdot r_j^1 + h_{j,2} \cdot (r_j^2)^* \right\} = \sum_{i=1}^{2} \sum_{j=1}^{N_R} \left| h_{j,i} \right|^2 \cdot x_1 + \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ h_{j,1}^* \cdot n_j^1 + h_{j,2} \cdot (n_j^2)^* \right\} \\ \tilde{x}_2 &= \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ h_{j,2}^* \cdot r_j^1 + h_{j,1} \cdot (r_j^2)^* \right\} = \sum_{i=1}^{2} \sum_{j=1}^{N_R} \left| h_{j,i} \right|^2 \cdot x_2 + \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ h_{j,2}^* \cdot n_j^1 - h_{j,1} \cdot (n_j^2)^* \right\} \end{aligned} \tag{2.18}$$

จากสมการที่ (2.18) เป็นการนำค่าที่ได้ไปทำการถอดรหัสแบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุดเพื่อตัดสินใจสัญลักษณ์ x_1 และ x_2 โดยที่สัญลักษณ์จะเป็นอิสระจากกันแล้วจะสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \tilde{x}_1 &= \arg\min \left[\left(\sum_{j=1}^{N_R} \left(\left| h_{j,1} \right|^2 + \left| h_{j,2} \right|^2 \right) - 1 \right) \bullet \left| x_1 \right|^2 + d^2(\tilde{x}_1, x_1) \right] \\ \tilde{x}_2 &= \arg\min \left[\left(\sum_{j=1}^{N_R} \left(\left| h_{j,1} \right|^2 + \left| h_{j,2} \right|^2 \right) - 1 \right) \bullet \left| x_2 \right|^2 + d^2(\tilde{x}_2, x_2) \right] \end{aligned} \tag{2.19}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อค่า $d^2(x,y)$ คือระยะทางยูคลิเดียนกำลังสอง (Square Euclidean distance) ระหว่างสัญญาณ x และ y ซึ่งจะสามารถคำนวณได้จากสมการ $d^2(x,y)=(x\text{-}y)(x^*\text{-}y^*)$

2.3.4 การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบตั้งฉาก (Orthogonal Space-Time Block Codes)

จากการออกแบบของ Alamouti จะถือว่าเป็นส่วนหนึ่งของเทคนิค STBCs หรือเรียกให้ถูกต้องก็คือ Orthogonal STBCs ซึ่งการเข้ารหัสแบบ OSTBCs นั้นจะมีการใช้ข้อมูลครั้งละ km บิต เพื่อนำไปทำการมอดูเลตและจะได้สัญลักษณ์โดยที่จำนวนรูปแบบของสัญลักษณ์จะขึ้นอยู่กับชนิดของการมอดูเลต โดยหลังจากนั้นจะนำสัญลักษณ์ที่ได้ไปเข้าบล็อกรหัสทีละสัญลักษณ์ kc ที่มีระยะเวลาเท่ากับ p ช่วงเวลา ซึ่งแต่ละสัญลักษณ์ก็จะถูกจัดให้อยู่ในผังสัญญาณแล้วจะยังสามารถจัดให้อยู่ในรูปเมทริกซ์ที่มีขนาด NT แถวละ p หลัก โดยระบบจะส่งสัญญาณออกจากสายอากาศส่งทุกอันพร้อมๆ กัน ซึ่งในช่วงเวลาเท่ากับ p นั้นหมายความว่าในช่วงเวลา p ระบบจะมีการส่งสัญลักษณ์ออกไปเป็น kc สัญลักษณ์ จึงทำให้อัตราการเข้ารหัส STBC มีค่าเท่ากับ

$$R = \frac{kc}{p} \tag{2.20}$$

โดยมีค่าประสิทธิภาพเชิงสเปกตรัม (Spectrum efficiency) ของการเข้ารหัสแบบ STBC เท่ากับ

$$\eta = \frac{km}{p} \tag{2.21}$$

จาก [3] จะมีการแนะนำเกี่ยวกับการออกแบบตั้งฉาก (Orthogonal) สำหรับการสร้างรหัสแบบไม่จำกัดจำนวนของสายอากาศ ซึ่งหลักการโดยทั่วไปหลังจากสร้าง STBCs ก็เป็นการหารหัสของเมทริกซ์ $\mathbf{X}$ ซึ่งทฤษฎีของการออกแบบตั้งฉากสามารถแสดงได้ในสมการที่ 2.22

$$\mathbf{X}.\mathbf{X}^{\mathbf{H}} = p\left(\sum_{i=1}^{n}|x_i|^2\right)\cdot\ \mathbf{I}_{\mathbf{NT}} \tag{2.22}$$

ในสมการนี้ X_H เป็น *Hermitian* ของ $\mathbf{X}$

- p เป็นค่าคงที่
- $\mathbf{I}_{\mathbf{NT}}$ เป็นเมทริกซ์เอกลักษณ์
- n เป็นจำนวนของสัญลักษณ์ที่ส่ง x_i ต่อบล็อกในเมทริกซ์ $\mathbf{X}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติของความตั้งฉากของ STBCs สามารถที่จะสังเกตได้จากแนวแถวทั้งหมดของเมทริกซ์ $\mathbf{X}$ ซึ่งถ้าเป็นแบบตั้งฉากสมบูรณ์จะต้องไม่มีค่าที่ซ้ำกัน และอีกแนวทางหนึ่งก็คือการที่ลำดับของการส่งข้อมูลของแต่ละชุดของสายอากาศนั้นจะต้องตั้งฉากกับแต่ละบล็อกที่จะทำการส่งนั่นเอง

การเข้ารหัสแบบ STBCs จะสามารถแบ่งออกเป็น 2 ชนิด ซึ่งจะเป็นไปตามลักษณะของสัญลักษณ์ที่ได้จากการมอดูเลต โดยระบบจะทำการมอดูเลตทางแอมปลิจูดหรือ ASK (Amplitude Shift Keying) ซึ่งจะได้สัญลักษณ์เป็นจำนวนจริง และเมื่อระบบใช้การมอดูเลตทางเฟส PSK (Phase Shift Keying) หรือแบบ QAM สัญลักษณ์ที่ได้จะเป็นจำนวนที่เป็นเชิงซ้อน

สำหรับสัญญาณที่เป็นจำนวนจริงนั้นจะมีอัตราการเข้ารหัสจะสูงสุด (Full rate) มีค่าเท่ากับ 1 และมีการส่งสัญญาณออกไปในลักษณะเมทริกซ์ที่มีขนาดเป็น N_{Txt} โดยสัญลักษณ์จำนวน kc จะถูกนำมาจัดรูปในช่วงเวลา ซึ่งถ้าจำนวนของช่วงเวลาที่เข้ารหัสมีค่าเท่ากับจำนวนสายอากาศส่ง จะทำให้เมทริกซ์เป็นสี่เหลี่ยมจัตุรัส แสดงได้เป็นสมการเมทริกซ์ดังนี้

$$\mathbf{X}_2 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 \\ x_2 & x_1 \end{bmatrix} \tag{2.23}$$

ซึ่งสมการเมทริกซ์ที่ (2.23) จะเป็นระบบที่ใช้สายอากาศส่ง 2 ชุด ส่วนสมการเมทริกซ์ที่ (2.24) และสมการเมทริกซ์ที่ (2.25) ก็เป็นระบบที่มีการใช้สายอากาศส่ง 4 และ 8 ชุด ตามลำดับ

$$\mathbf{X}_4 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 \\ x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 \end{bmatrix} \tag{2.24}$$

$$\mathbf{X}_8 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & -x_5 & -x_6 & -x_7 & -x_8 \\ x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 & -x_6 & x_5 & x_8 & -x_7 \\ x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 & -x_7 & -x_8 & x_5 & x_6 \\ x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 & -x_8 & x_7 & -x_6 & x_5 \\ x_5 & x_6 & x_7 & x_8 & x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \\ x_6 & -x_5 & x_8 & -x_7 & x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \\ x_7 & -x_8 & -x_5 & x_6 & x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 \\ x_8 & x_7 & -x_6 & -x_5 & x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 \end{bmatrix} \tag{2.25}$$

จากสมการเมทริกซ์ที่ผ่านมาจะเป็นการจัดรูปแบบสัญลักษณ์ที่เป็นสี่เหลี่ยมจัตุรัส แต่ถ้าระบบต้องการที่จะส่ง 4 สัญลักษณ์แต่มีสายอากาศส่ง 3 ชุด ก็จะต้องใช้ช่วงเวลาส่ง 4 ช่วง ซึ่งสามารถจัดข้อมูลได้ตามสมการที่ (2.26)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\mathbf{X}_3 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 \end{bmatrix}$$

(2.26)

สำหรับสัญญาณเชิงซ้อน ที่เป็นไปตามทฤษฎีของการออกแบบที่ตั้งฉากก็สามารถใช้รหัสเมทริกซ์แบบทั่วๆ ไปได้และจะมีอัตราการสื่อสารเป็น ½ สำหรับการสื่อสารที่ใช้สายอากาศที่มี 3 และ 4 ชุด ตามลำดับ

$$\mathbf{X}_3^{1/2} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & x_1^* & -x_2^* & -x_3^* & -x_4^* \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_2^* & x_1^* & x_4^* & -x_3^* \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \end{bmatrix}$$

(2.27)

$$\mathbf{X}_4^{1/2} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & x_1^* & -x_2^* & -x_3^* & -x_4^* \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_2^* & x_1^* & x_4^* & -x_3^* \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \\ x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 & x_4^* & x_3^* & -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix}$$

(2.28)

สมการที่ (2.27) คือการเข้ารหัสแบบที่อัตราการสื่อสารเป็น ½ และเมื่อใช้สายอากาศส่งจำนวน 3 ชุด 4 สัญลักษณ์ก็จะใช้ช่วงเวลาส่ง 8 ช่วง สำหรับสมการที่ (2.28) คือการเข้ารหัสแบบที่มีอัตราการสื่อสารเป็น ½ เมื่อมีการใช้สายอากาศส่งจำนวน 4 ชุด 4 สัญลักษณ์และใช้ช่วงเวลาในการส่ง 8 ช่วง

สำหรับการถอดรหัสของ STBCs จะมีการพิจารณาจากเมทริกซ์ของการเข้ารหัส หลังจากนั้นก็จะสมมติให้สัญลักษณ์ที่ได้จากการประมาณการ $\tilde{x}$ และจะทำการหาค่าได้จากสัญญาณที่รับได้ r_{kj} จากสายอากาศภาครับ ที่เวลา k

จากสมการที่ (2.27) จะเป็นระบบที่ใช้สายอากาศ 3 ชุด 4 สัญลักษณ์มีการเข้ารหัสที่อัตรา ½ จะสามารถถอดรหัสได้ตามสมการ (2.29)

$$\begin{aligned} \tilde{x}_1 &= \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ h_{j,1}^* \cdot r_j^1 + h_{j,2}^* \cdot r_j^2 + h_{j,3}^* \cdot r_j^3 + h_{j,1} \cdot \left(r_j^5\right)^* + h_{j,2} \cdot \left(r_j^6\right)^* + h_{j,3} \cdot \left(r_j^7\right)^* \right\} \\ &= 2\sum_{i=1}^{3}\sum_{j=1}^{N_R} \left|h_{j,i}\right|^2 \cdot x_1 + \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ h_{j,1}^* \cdot n_j^1 + h_{j,2}^* \cdot n_j^2 + h_{j,3}^* \cdot n_j^3 + h_{j,1} \cdot \left(n_j^5\right)^* + h_{j,2} \cdot \left(n_j^6\right)^* + h_{j,3} \cdot \left(n_j^7\right)^* \right\} \end{aligned}$$

(2.29)

$$\begin{aligned} \tilde{x}_2 &= \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ h_{j,2}^* \cdot r_j^1 - h_{j,1}^* \cdot r_j^2 + h_{j,3}^* \cdot r_j^4 + h_{j,2} \cdot \left(r_j^5\right)^* - h_{j,1} \cdot \left(r_j^6\right)^* + h_{j,3} \cdot \left(r_j^8\right)^* \right\} \\ &= 2\sum_{i=1}^{3}\sum_{j=1}^{N_R} \left|h_{j,i}\right|^2 \cdot x_2 + \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ h_{j,2}^* \cdot n_j^1 - h_{j,1}^* \cdot n_j^2 + h_{j,3}^* \cdot n_j^4 + h_{j,2} \cdot \left(n_j^5\right)^* - h_{j,1} \cdot \left(n_j^6\right)^* + h_{j,3} \cdot \left(n_j^8\right)^* \right\} \end{aligned}$$

(2.30)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\tilde{x}_3 &= \sum_{j=1}^{N_R}\left\{h_{j,3}^{*}\cdot r_j^1 - h_{j,1}^{*}\cdot r_j^3 - h_{j,2}^{*}\cdot r_j^4 + h_{j,3}\cdot\left(r_j^5\right)^{*} - h_{j,1}\cdot\left(r_j^7\right)^{*} - h_{j,2}\cdot\left(r_j^8\right)^{*}\right\}\\ &= 2\sum_{i=1}^{3}\sum_{j=1}^{N_R}\left|h_{j,i}\right|^2\cdot x_3 + \sum_{j=1}^{N_R}\left\{h_{j,3}^{*}\cdot n_j^1 - h_{j,1}^{*}\cdot n_j^3 - h_{j,2}^{*}\cdot n_j^4 + h_{j,3}\cdot\left(n_j^5\right)^{*} - h_{j,1}\cdot\left(n_j^7\right)^{*} - h_{j,2}\cdot\left(n_j^8\right)^{*}\right\}\end{aligned}$$

(2.31)

$$\begin{aligned}\tilde{x}_4 &= \sum_{j=1}^{N_R}\left\{-h_{j,3}^{*}\cdot r_j^2 + h_{j,2}^{*}\cdot r_j^3 - h_{j,1}^{*}\cdot r_j^4 - h_{j,3}\cdot\left(r_j^6\right)^{*} + h_{j,2}\cdot\left(r_j^7\right)^{*} - h_{j,1}\cdot\left(r_j^8\right)^{*}\right\}\\ &= 2\sum_{i=1}^{3}\sum_{j=1}^{N_R}\left|h_{j,i}\right|^2\cdot x_4 + \sum_{j=1}^{N_R}\left\{-h_{j,3}^{*}\cdot n_j^2 + h_{j,2}^{*}\cdot n_j^3 - h_{j,1}^{*}\cdot n_j^4 - h_{j,3}\cdot\left(n_j^6\right)^{*} + h_{j,2}\cdot\left(n_j^7\right)^{*} - h_{j,1}\cdot\left(n_j^8\right)^{*}\right\}\end{aligned}$$

(2.32)

สำหรับโครงสร้างของ STBCs ตามทฤษฎีของการออกแบบตั้งฉาก ในบางครั้งอาจจะใช้อัตราสื่อสารเป็น ¾ ซึ่งจะใช้สำหรับการสื่อสารที่สายอากาศทั้ง 3 และ 4 ชุด ดังสมการ (2.33)

$$\mathbf{X}_3^{3/4} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^{*} & x_3^{*} & 0 \\ x_2 & x_1^{*} & 0 & -x_3^{*} \\ x_3 & 0 & -x_1^{*} & x_2^{*} \end{bmatrix}$$

(2.33)

$$\mathbf{X}_3^{3/4} = \begin{bmatrix} x_1 & 0 & x_2 & -x_3 \\ 0 & x_1 & x_3^{*} & x_2^{*} \\ -x_2^{*} & -x_3 & x_1^{*} & 0 \\ x_3^{*} & -x_2 & 0 & x_1^{*} \end{bmatrix}$$

(2.34)

สำหรับการถอดรหัสของสมการที่ (2.34) จะมีอัตราเข้ารหัสเท่ากับ ¾ และใช้สายอากาศส่ง 4 ชุด ส่งทีละ 3 สัญลักษณ์ ใน 4 เวลา สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\begin{aligned}\tilde{x}_1 &= \sum_{j=1}^{N_R}\left\{h_{j,1}^{*}\cdot r_j^1 + h_{j,2}^{*}\cdot r_j^2 + h_{j,3}\cdot\left(r_j^3\right)^{*} + h_{j,4}\cdot\left(r_j^4\right)^{*}\right\}\\ &= \sum_{i=1}^{4}\sum_{j=1}^{N_R}\left|h_{j,i}\right|^2\cdot x_1 + \sum_{j=1}^{N_R}\left\{h_{j,1}^{*}\cdot n_j^1 + h_{j,2}^{*}\cdot n_j^2 + h_{j,3}\cdot\left(n_j^3\right)^{*} + h_{j,4}\cdot\left(n_j^4\right)^{*}\right\}\end{aligned}$$

(2.35)

$$\begin{aligned}\tilde{x}_2 &= \sum_{j=1}^{N_R}\left\{-h_{j,3}^{*}\cdot\left(r_j^1\right)^{*} - h_{j,4}^{*}\cdot r_j^2 + h_{j,1}\cdot r_j^3 + h_{j,2}\cdot\left(r_j^4\right)^{*}\right\}\\ &= \sum_{i=1}^{4}\sum_{j=1}^{N_R}\left|h_{j,i}\right|^2\cdot x_2 + \sum_{j=1}^{N_R}\left\{-h_{j,3}^{*}\cdot\left(n_j^1\right)^{*} - h_{j,4}^{*}\cdot n_j^2 + h_{j,1}\cdot n_j^3 + h_{j,2}\cdot\left(n_j^4\right)^{*}\right\}\end{aligned}$$

(2.36)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\tilde{x}_3 &= \sum_{j=1}^{N_R}\left\{h_{j,4}^*\cdot\left(r_j^1\right)-h_{j,3}^*\cdot r_j^2+h_{j,2}\cdot\left(r_j^3\right)^*-h_{j,1}^*\cdot r_j^4\right\} \\ &= \sum_{i=1}^{4}\sum_{j=1}^{N_R}\left|h_{j,i}\right|^2\cdot x_3+\sum_{j=1}^{N_R}\left\{h_{j,4}^*\cdot\left(n_j^1\right)-h_{j,3}^*\cdot n_j^2+h_{j,2}\cdot\left(n_j^3\right)^*-h_{j,1}^*\cdot n_j^4\right\}\end{aligned} \tag{2.37}$$

สำหรับตัวรวมเชิงเส้นนี้จะเป็นจริงสำหรับทุกค่า j ในการออกแบบตั้งฉาก STBCs และจะไม่สามารถทำให้ใกล้เคียงกับอัตราการสื่อสารที่มีค่าเป็น 1 สำหรับสัญญาณที่อยู่ในรูปแบบเชิงซ้อน ซึ่งจะแสดงถึงวิธีการของสายอากาศภาคส่งที่มีค่าเป็น 3 และ 4 ตามลำดับ โดยค่าอัตราการสื่อสารสูงสุดเท่าที่เป็นไปได้ก็คือ ¾ ส่วนสายอากาศภาคส่งที่มีค่าเป็น 5 และ 8 ค่าอัตราการสื่อสารเป็น ½ และสำหรับสายอากาศภาคส่งที่มีค่าเป็น 9 และ 16 ค่าอัตราการสื่อสารก็จะเป็น 5/6

2.4 แบบจำลองช่องสัญญาณ (Chanel Model)

ในการสื่อสารข้อมูลข่าวสารระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ สัญญาณสื่อสารนั้นๆ จะถูกส่งผ่านไปยังสภาพแวดล้อมต่างๆ โดยรอบ ซึ่งก็จะก่อให้เกิดสัญญาณรบกวน การหน่วงเวลา รวมไปถึงการจางหายของสัญญาณอันเนื่องมาจากสัญญาณนั้นถูกสะท้อนจากสิ่งกีดขวาง (Scattered) รวมไปถึงการมีสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากสภาพแวดล้อมอื่นๆ เช่น สัญญาณรบกวนขาวบวก ฯลฯ ดังนั้นการจำลองระบบเพื่อวิเคราะห์สมรรถนะของระบบจะต้องคำนึงถึงปัจจัยที่เป็นผลมาจากช่องสัญญาณนั้นๆ ด้วย

2.4.1 แบบจำลองช่องสัญญาณรบกวนขาวบวกแบบเกาส์ (AWGN)

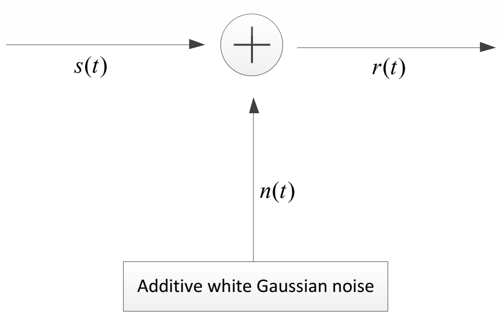
ในแบบจำลองช่องสัญญาณรบกวนที่ทางด้านเครื่องรับ จะมีการกำหนดให้สัญญาณได้รับการรบกวนจากสัญญาณรบกวนขาวบวกแบบเกาส์ (AWGN) ดังรูปที่ 2.15 จะได้สมการดังนี้

$$r(t) = s(t) + n(t) \tag{2.38}$$

เมื่อ $r(t)$ คือสัญญาณที่เครื่องรับ

$s(t)$ คือสัญญาณจากเครื่องส่ง

$n(t)$ คือสัญญาณรบกวน ที่มีค่า Power Spectrum density ดังสมการต่อไปนี้

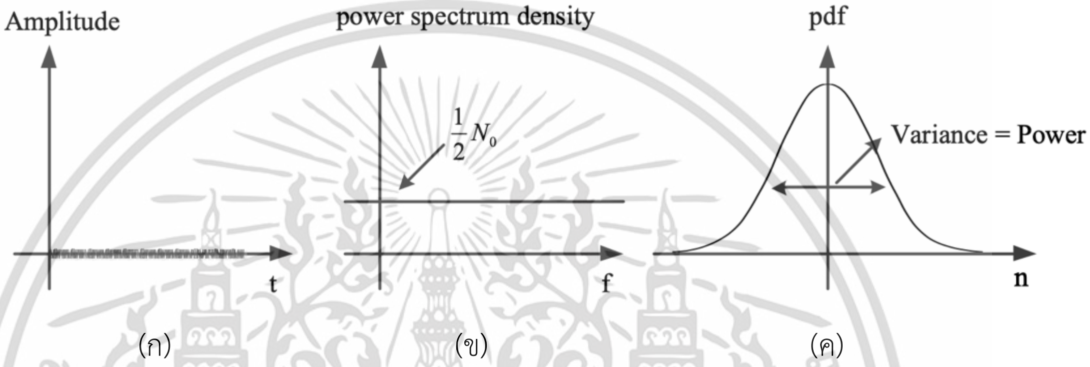


รูปที่ 2.15 กระบวนการเกิดสัญญาณรบกวนที่เครื่องรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\phi_{nn}(f) = \frac{1}{2} N_o \left[W / Hz \right] \tag{2.39}$$

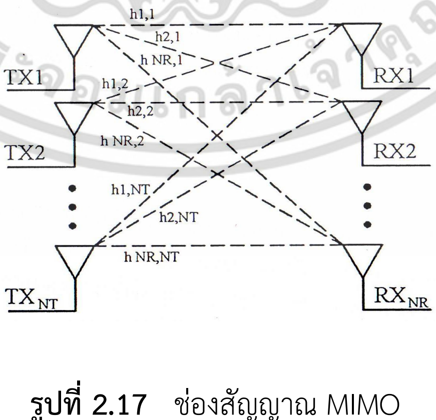
เมื่อ N_0 คือความหนาแน่นของสัญญาณรบกวนทางอุดมคติ (Densities of Ideal Noise) และในการจำลองจะกำหนดให้ *n(t)* มี ค่าเฉลี่ยเป็น 0 และมีความแปรปรวนเป็น 1 โดยที่สัญญาณที่เครื่องรับสามารถเกิดความผิดพลาดอันเนื่องมาจากสัญญาณรบกวนขาวบวกแบบเกาส์เกิดความผิดพลาดขึ้นในการคืนสัญญาณเดิม



รูปที่ 2.16 คุณสมบัติของสัญญาณรบกวนแบบขาวบวก

2.4.2 ช่องสัญญาณแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (MIMO)

เมื่อจำนวนของสายอากาศที่เครื่องส่งและที่เครื่องรับมีจำนวนหลายๆ ชุด และการพิจารณาช่องสัญญาณก็จะมีความซับซ้อนมากกว่าระบบที่ใช้สายอากาศเพียง 1 ชุด ซึ่งในการถอดรหัสที่เครื่องรับก็จะต้องใช้เทคนิคในการไดเวอร์ซิตี้ที่มีรูปแบบที่มีความสัมพันธ์กับเครื่องส่ง โดยช่องสัญญาณ MIMO จะมีลักษณะดังรูปแบบดังนี้



รูปที่ 2.17 ช่องสัญญาณ MIMO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.17 แสดงจำนวนของเส้นทางจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับมีค่าเท่ากับ $N_R x N_T$ เส้นทางเมื่อ N_T คือจำนวนสายอากาศด้านส่งและ N_R คือจำนวนสายอากาศด้านรับ การกำหนดช่องสัญญาณรวมของ MIMO นั้นจะแสดงอยู่ในรูปของเมทริกซ์ ที่มีขนาดเท่ากับ $N_R N_T$ ดังสมการต่อไปนี้

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{h}_{1,1} & \boldsymbol{h}_{1,2} & \cdots & \boldsymbol{h}_{1,N_T} \\ \boldsymbol{h}_{2,1} & \ddots & \cdots & \vdots \\ \vdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ \boldsymbol{h}_{N_R,1} & \boldsymbol{h}_{N_R,2} & \cdots & \boldsymbol{h}_{N_R,N_T} \end{bmatrix} \tag{2.40}$$

เมื่อ $\mathbf{H}$ คือเมทริกซ์ของช่องสัญญาณ MIMO โดยทุกเส้นทางจะมีสมาชิกภายในคือ h_{ij} ซึ่งเป็นการตอบสนองของช่องสัญญาณจากสายอากาศส่งตัวที่ j ไปยังสายอากาศรับตัวที่ i และเมื่อ h_{ij} มีค่าสัมประสิทธิ์เชิงซ้อนของช่องสัญญาณซึ่งมีการแจกแจงแบบเรลีย์และมีการจางหายของสัญญาณแบบช้า (Slow fading) รวมไปถึงมีค่าประวิงเวลาของช่องสัญญาณไม่มากนักเมื่อเทียบกับช่วงเวลาของสัญลักษณ์ ซึ่งอยู่ในช่องเฟรมข้อมูลเดียวกันบิตข้อมูลนั้นก็จะได้รับผลจากการจางหายเหมือนกันทุกบิตข้อมูล

สำหรับการจำลองระบบส่ง-รับนั้น สายอากาศทางด้านส่งแต่ละอันจะใช้กำลังงานเท่ากับ P/N_r เมื่อ P คือ กำลังส่งรวมของสถานีส่ง [10] และสายอากาศทางด้านรับแต่ละสายอากาศจะได้รับกำลังงานเท่ากับ P ดังนั้นค่า SNR ทางด้านรับที่เครื่องรับก็มีค่าเท่ากับ $\gamma = P/\sigma^2$ เมื่อ σ^2 คือกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนที่เครื่องรับ ซึ่งการส่งสัญญาณนี้จะไม่พิจารณาการลดทอน (Attenuation) ที่เกิดจากการผ่านตัวกลางในการแพร่สัญญาณ ไม่พิจารณาระยะห่างระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ รวมไปถึงอัตราขยาย (Amplification) ของสายอากาศทั้งด้านส่งและด้านรับ โดยระบบที่จำลองที่ใช้ในการทดลองนี้จะใช้แบบจำลองเชิงเส้น (Linear Model) กับสัญญาณที่ด้านเครื่องรับ เพื่อที่จะนำไปวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ ดังสมการต่อไปนี้

$$\mathbf{R} = \mathbf{HX} + \mathbf{N} \tag{2.41}$$

โดยที่ค่า $\mathbf{R}$ คือสัญญาณที่ทางด้านรับที่อยู่ในรูปคอลัมน์เมทริกซ์ที่มีขนาดเท่ากับ $N_R x 1$ ส่วน $\mathbf{H}$ คือ เมทริกซ์ของช่องสัญญาณจากสมการที่ (2.40) โดย $\mathbf{X}$ คือสัญญาณจากเครื่องส่งที่อยู่ในรูปคอลัมน์เมทริกซ์ที่มีขนาดเท่ากับ N_l x 1 และ $\mathbf{N}$ ก็คือสัญญาณรบกวนที่เครื่องรับของภาครับที่อยู่ในรูปคอลัมน์เมทริกซ์ ซึ่งมีขนาดเท่ากับ N_R x 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 วงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Non-Linear Amplifier)

ในปัจจุบันนี้ระบบโอเอฟดีเอ็มเป็นระบบที่ได้รับความสนใจเป็นอย่างมากสำหรับการสื่อสารแบบแถบความถี่กว้าง (Broadband Communication) ซึ่งวงจรขยายก็เป็นส่วนที่จำเป็นสำหรับทางด้านเครื่องส่ง โดยเฉพาะวงจรขยายที่มีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้น (Linear) ตลอดย่านความถี่นั้นหาได้ยาก เมื่อนำเอาวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Non-Linear) มาใช้ก็มีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้น ซึ่งสัญญาณรบกวนนี้เกิดขึ้นได้ทั้งขนาดและเฟสของสัญญาณ สำหรับวงจรขยายนี้จะสามารถแบ่งออกเป็นสองประเภทใหญ่ๆ ด้วยกันคือ วงจรขยายชนิดสารกึ่งตัวนำ (SSPA: Solid State Power Amplifier) และวงจรขยายชนิดหลอดสูญญากาศ (TWTA: Travelling Wave Tube Amplifier) วงจรขยายทั้งสองแบบนี้สามารถที่จะอธิบายคุณสมบัติของวงจรขยายแต่ละตัวที่กล่าวข้างต้นด้วยสมการดังนี้

$$IBO = 10\log\frac{P_{in}}{P_o} \tag{2.42}$$

สามารถกำหนดจุดการทำงานของวงจรขยาย IBO เมื่อ P_{in} เป็นพลังงานเฉลี่ยของสัญญาณอินพุตของวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น P_o เป็นพลังงานเฉลี่ยของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น

2.5.1 วงจรขยายชนิดสารกึ่งตัวนำ (Solid State Power Amplifier : SSPA)

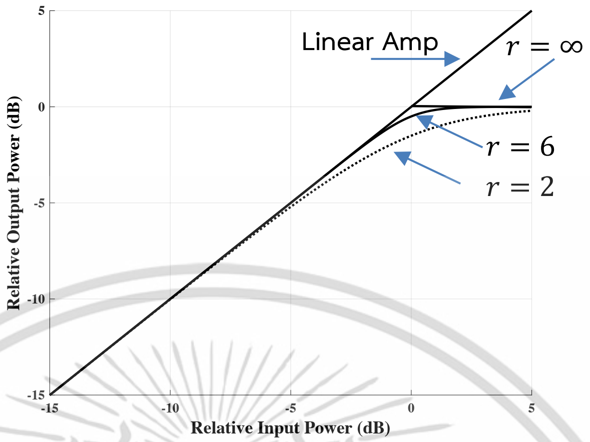
คุณสมบัติของวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้นชนิดสารกึ่งตัวนำ (SSPA) สามารถอธิบายได้ด้วยสมการของเรพพ์ (Rapp) ดังจะเห็นได้จากเอกสารอ้างอิง [13] ซึ่งจะแยกอธิบายคุณสมบัติของการเปลี่ยนแปลงทางด้านแอมปลิจูด (Amplitude) และ เฟส (Phase) โดยการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นจากวงจรขยายทั้งสองด้านนี้จะอธิบายในรูปแบบของการเปลี่ยนของแอมปลิจูดของสัญญาณทางด้านเอาต์พุต (Output) ซึ่งจะเป็นผลมาจากแอมปลิจูดของสัญญาณทางด้านอินพุต (Input) หรือที่จะใช้ตัวย่อเป็น AM/AM และอธิบายในรูปของการเปลี่ยนแปลงทางด้านเฟสของสัญญาณเอาต์พุตที่เกิดจากแอมปลิจูดของสัญญาณทางด้านอินพุต หรือใช้ตัวย่อเป็น AM/PM จากสมการของเรพพ์จะสามารถอธิบายการเปลี่ยนของทั้งแอมปลิจูดและเฟสได้ดังสมการที่ 2.43 และ 2.44 ตามลำดับ

$$F_s(\rho) = \frac{v\rho}{\left[1+\left(\frac{v\rho}{A_o}\right)^{2p}\right]^{1/2p}} \tag{2.43}$$

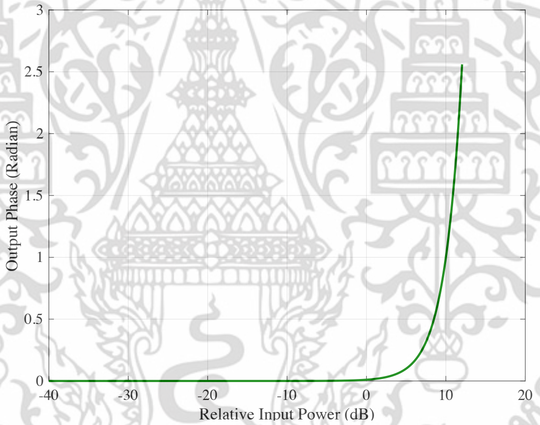
$$\phi_s(\rho) = \alpha_\phi\left(\frac{v\rho}{A_o}\right)^4 \tag{2.44}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ ρ เป็นฟังก์ชันของสัญญาณอินพุต A_o เป็นระดับของสถานะเอาต์พุตและ p เป็นพารามิเตอร์ที่ใช้กำหนดคุณสมบัติของความไม่เป็นเชิงเส้นและ v กับ α_ϕ เป็นค่าคงที่



(ก) AM/AM



(ข) AM/PM

รูปที่ 2.18 คุณสมบัติของวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น SSPA

2.6 แนวคิดอัลกอริทึมเอบีซี (Artificial Bee Colony (ABC) algorithm)

สำหรับแนวคิดของ PSO (Particle Swarm Optimization) นั้นเกิดจากแรงบันดาลใจของพฤติกรรมของสังคม การอยู่ร่วมกันของกลุ่มสัตว์ต่างๆ เป็นต้นว่า การบินเป็นกลุ่มของนก (Bird Flocking) การเรียนรู้ของกลุ่มปลา (Fish Schooling) การอยู่ร่วมกันของกลุ่มมด (Ant Colony) การอยู่ร่วมกันของกลุ่มผึ้ง (Bee Colony) ฯลฯ โดยแนวคิดทั้งหลายเหล่านี้ซึ่งก็คืออัลกอริทึมกลุ่มสัตว์อัจฉริยะ (Swarm Intelligence Algorithm) สามารถนำมาใช้งานได้ในหลายๆ อย่าง โดยผ่านการสุ่มเลือก การประเมินผล รวมไปถึงการคำนวณเพื่อให้ได้มาซึ่งสิ่งที่ดีที่สุดและมีการทำกระบวนการเดิมในกลุ่มสัตว์นั้นๆ ตลอดทุกขั้นตอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการลดค่าพีเอพีอาร์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มโดยวิธีการพีทีเอส ซึ่งมีกระบวนหนึ่งที่เป็นการเลือกค่าเฟสสัมประสิทธิ์ (Weighting Factor/Optimum PAPR Value) ที่ดีที่สุด แต่ก็เป็นกระบวนการที่มีความยุ่งยากและซับซ้อนพอสมควร ดังนั้นจึงมีการนำเอาอัลกอริทึมกลุ่มสัตว์อัจฉริยะเข้ามาทำประมวลผลสุ่มเลือกค่าเฟสสัมประสิทธิ์ข้างต้น [20, 21] และมีการเปรียบเทียบระหว่างอัลกอริทึมกลุ่มมด (ACO:Ant Colony Optimization) กับอัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์ (ABC:Artificial Bee Colony) ซึ่งมีผลการจำลองระบบพบว่าอัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์ลดค่าพีเอพีอาร์ได้ดีกว่าเมื่อกำหนดค่าการประมวลผลที่เท่ากัน [22]

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำเอาอัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์มาประยุกต์ใช้ทำงานร่วมกับวิธีการพีทีเอสดัดแปลงเพื่อการลดค่าพีเอพีอาร์ให้มีประสิทธิภาพสูงสุดสำหรับระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่ได้มีการเข้ารหัสแบบปริภูมิทางเวลา (STBC MIMO-OFDM)

สำหรับอัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์ (Artificial Bee Colony (ABC) Algorithm) นี้ เป็นอัลกอริทึมที่ถูกนิยามโดยเดวิส คาราโบก้า ในปี 2005 ซึ่งเป็นได้รับแรงบันดาลใจจากพฤติกรรมอันขยันขันแข็งของกลุ่มผึ้ง ซึ่งอัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์จะเป็นเครื่องมือในการสุ่มเลือกค่าที่ดีที่สุด โดยกำหนดเป็นกระบวนการเพื่อค้นหาจากกลุ่มข้อมูลพื้นฐาน (Population-Based) ซึ่งถูกเรียกว่า “แหล่งอาหาร” ของกลุ่มผึ้ง ด้วยเป้าหมายที่ต้องค้นหาตำแหน่งที่มีอาหารที่มากที่สุด ใช้เวลาน้อยที่สุด และจากจำนวนแหล่งอาหารที่มีมากมายสุดท้ายก็จะได้แหล่งอาหารเดียวที่ดีที่สุด ใหญ่ที่สุดในช่วงเวลาที่จำกัด

อัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์พื้นฐานนั้นจะเริ่มต้น (Initialization Phase) ด้วยการกำหนดพื้นที่ของแหล่งอาหาร ซึ่งเปรียบเสมือนค่าเฟสสัมประสิทธิ์ $\mathbf{b}_q$ โดยจะอธิบายได้จากสมการ (2.45)

$$\mathbf{b}_q = \left[b(q,v)\right]^T \tag{2.45}$$

โดยที่ v = 1, 2, ... V และ q = 1, 2, ... SN โดยที่ค่า SN คือค่าขนาดพื้นที่ของแหล่งอาหาร (OFA : Object Free Area) $\mathbf{b}_q$ ซึ่งเป็นกลุ่มของแหล่งอาหารเริ่มต้นของการกระจายสุ่มหาแหล่งอาหารนั่นเอง และสามารถหาค่าที่เหมาะสมที่สุด (fitness value) ที่เกี่ยวข้องกับค่าพีเอพีอาร์ต่างๆ ดังในสมการ 2.46

$$fitness(\mathbf{b}_q) = \frac{1}{1+PAPR(\mathbf{b}_q)}, \tag{2.46}$$

โดยค่าเฟสสัมประสิทธิ์ก็จะถูกคำนวณจากตัวเลือกของแหล่งอาหารที่ได้มาจากผึ้งงานแต่ละตัว ดังในสมการ 2.47

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$b^{'}(q,v) = b(q,v) + \phi(q,v)\{b(q,v) - b(p,v)\} \quad (2.47)$$

โดยที่ค่า $p = 1,2,\ldots,SN$ และ $q \neq p$ โดย $\phi(q,v)$ คือตัวเลขสุ่มที่มีค่าระหว่าง [-1, 1] เพราะว่า $b^{'}(q,v)$ คือเฟสที่แยกกัน (Discrete Phase) ดังนั้นสามารถพิจารณาสมการที่ 2.47 ในกรณีที่ W = 2 ตามสมการที่ 2.48

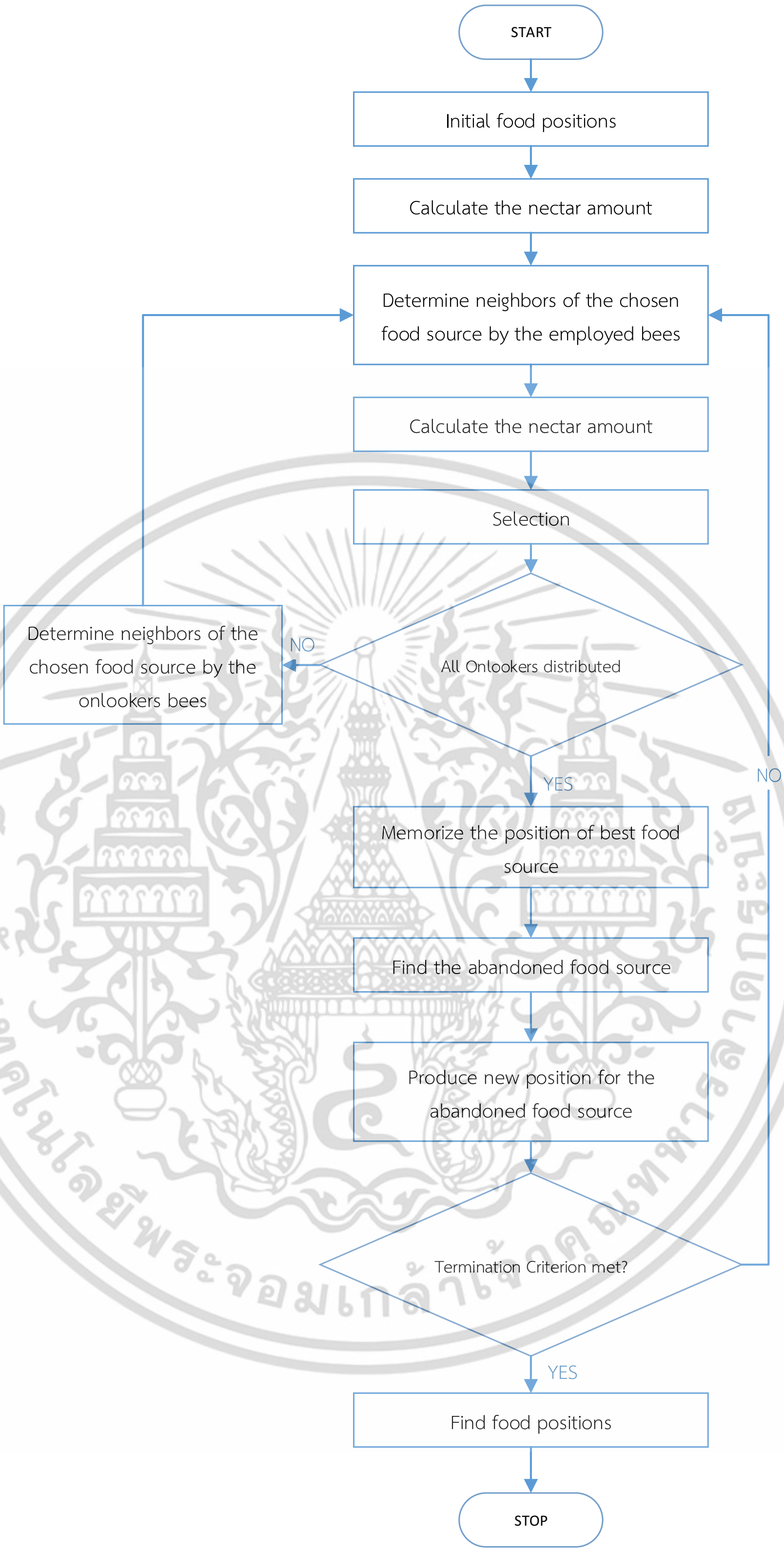
$$b^{'}(q,v) = \begin{cases} 1, & if \ \ \frac{\pi}{4} \leq b^{'}(q,v) < \frac{5\pi}{4} \\ -1, & else \end{cases} \quad (2.48)$$

หลังจากนั้นแหล่งอาหารก็จะถูกสุ่มเลือกโดยผึ้งผู้สังเกตการณ์ (Onlooker Bee) ซึ่งสามารถคำนวณได้ดังในสมการที่ 2.49

$$b(q,v) = b(\min,v) + rand * \{b(\max,v) - b(\min,v)\} \quad (2.49)$$

เมื่อ *rand* คือตัวเลขที่ใช้ในการสุ่ม (Random Number) โดยในสมการนี้มีค่าระหว่าง [0,1] ซึ่งอัลกอริทึมผึ้งประดิษฐ์ก็ถูกนำมาใช้อย่างแพร่หลายและมีขั้นตอนต่างๆ ดังรูปที่ 2.19 นั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.19 ขั้นตอนของอัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3
การลดค่าพีเอพีอาร์ด้วยวิธีการพีทีเอสดัดแปลงทำงานร่วมกับอัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์

เทคนิคการมอดูเลตแบบโอเอฟดีเอ็มเป็นระบบที่มีประสิทธิภาพสูงในการใช้งานช่องสัญญาณทนทานต่อสภาวะการจางหายแบบมัลติพาธ จึงทำให้เทคนิคการมอดูเลตแบบโอเอฟดีเอ็มได้รับมาใช้เป็นมาตรฐานระบบการสื่อสารต่างๆ มากมาย ดังเช่น ระบบโครงข่ายแบบไร้สาย (Wireless LAN system) ระบบทีวีดิจิตอลบรอดแคสติ้ง (Terrestrial digital broadcasting system) เป็นต้น

แต่ปัญหาของเครื่องขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น อันเนื่องมาจากการกระเพื่อมของสัญญาณในแกนเวลาส่งผลให้คุณภาพของสัญญาณนั้นลดทอนไป และมีปัญหาของการเข้าจังหวะจากเครื่องรับทำได้ยาก โดยจะกล่าวถึงเป็นลำดับต่อไป ซึ่งสัญญาณโอเอฟดีเอ็มทางแกนเวลานั้นจะมีการแกว่งมาก (Fluctuation) และค่าการแกว่งของสัญญาณนี้สามารถที่จะวัดได้ในรูปของอัตราส่วนระหว่างค่าสูงสุดของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มต่อค่าเฉลี่ยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มในหนึ่งสัญลักษณ์ หรือที่เรียกว่า ค่าพีเอพีอาร์ (PAPR : Peak to Average Power Ratio) ซึ่งค่าพีเอพีอาร์ที่สูงนี้ ในทางปฏิบัติแล้วจำเป็นจะต้องกำหนดจุดการทำงานสำหรับวงจรขยายในตำแหน่งที่เป็นเชิงเส้น เพื่อไม่ให้เกิดสัญญาณรบกวนที่มาจากการตัดยอดของสัญญาณที่บริเวณจุดการทำงานอิ่มตัวของวงจรขยาย แต่วิธีการนี้ก็จะทำให้การใช้งานวงจรขยายนี้เป็นไปอย่างไม่มีประสิทธิภาพ อีกปัญหาหนึ่งที่เกิดกับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่มีค่าพีเอพีอาร์สูงก็คือ ทางเครื่องส่งจำเป็นจะต้องมีวงจรที่ทำหน้าที่แปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาล็อก (DAC : Digital-to-Analog Converters) ที่ค่อนข้างราคาแพง อันเนื่องจากค่าสูงสุดและต่ำสุดของสัญญาณกว้างมาก วิธีการแก้ไขก็คือ พยายามลดค่าการแกว่งของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม หรืออีกนัยหนึ่งคือลดค่าพีเอพีอาร์ให้ได้มากที่สุด

ในบทที่ 3 นี้จะกล่าวถึงรายละเอียดแบบจำลองระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตและหลายเอาต์พุตแบบทั่วไป โดยที่ไม่มีการลดค่าพีเอพีอาร์ ระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตและหลายเอาต์พุตที่มีการลดค่าพีเอพีอาร์แบบทั่วไป (Convention PTS) โดยนำมาเปรียบเทียบกับระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตและหลายเอาต์พุตที่มีการลดค่าพีเอพีอาร์แบบที่จะนำเสนอ พร้อมทั้งอัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์แบบคอนเคอร์เรนท์ที่ถูกนำมาประยุกต์ใช้กับการลดความซับซ้อนในการประมวลผลเพื่อให้ได้ค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมที่สุดนั่นเอง

3.1 ค่าอัตราส่วนกำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ (PAPR)

ค่าพีเอพีอาร์หรือที่เรียกว่าค่าประสิทธิภาพของสัญญาณคือค่าอัตรากำลังงานสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณในทางแกนเวลา เป็นวิธีการที่ใช้ในการวัดค่าการแกว่งของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

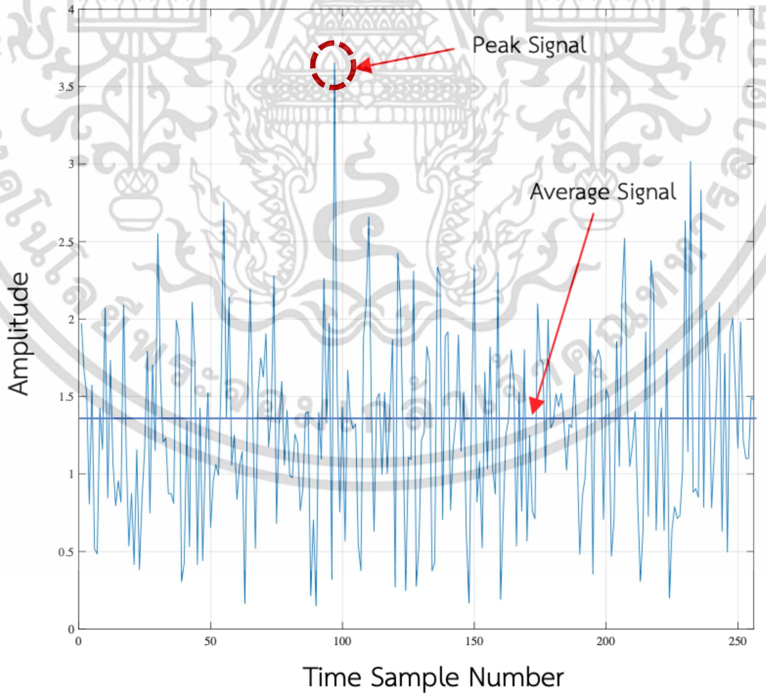
เป็นคุณสมบัติหนึ่งของระบบโอเอฟดีเอ็มที่เป็นการมอดูเลตของระบบโอเอฟดีเอ็ม โดยบล็อกข้อมูลสัญลักษณ์ N $\{X_n, n=0,1,...,N-1\}$ เป็นรูปแบบที่แยกสัญลักษณ์ออกจากการมอดูเลต ซึ่งค่าที่ได้จะสอดคล้องกับค่าของคลื่นพาห์ย่อย (Subcarrier) ซึ่งมีเซ็ตดังนี้ $\{f_n, n=0,1,...,N-1\}$ โดยที่จำนวนของ N จะหาได้จากส่วนประกอบของสัญญาณที่ตั้งฉาก (Orthogonal) เช่น $f_n = n\Delta f$, เมื่อ Δf คือ $1/NT$, T คือ คาบเวลาของข้อมูลสัญลักษณ์เริ่มต้น ซึ่งผลลัพธ์ของสัญญาณพื้นฐาน (Baseband) ของระบบโอเอฟดีเอ็มนั้นจะเท่ากับ [15]

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi f_n t}, 0 \le t \le NT \tag{3.1}$$

โดยสามารถนิยามค่าพีเอพีอาร์ของสัญญาณที่ส่งออกไปดังนี้

$$PAPR(x(t)) = \frac{\max\limits_{0\le t\le NT} |x(t)|^2}{E\left[|x(t)|^2\right]} = \frac{\max\limits_{0\le t\le NT} |x(t)|^2}{\frac{1}{NT}\int_0^{NT} |x(t)|^2\, dt} \tag{3.2}$$

เมื่อ E คือค่ากำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ

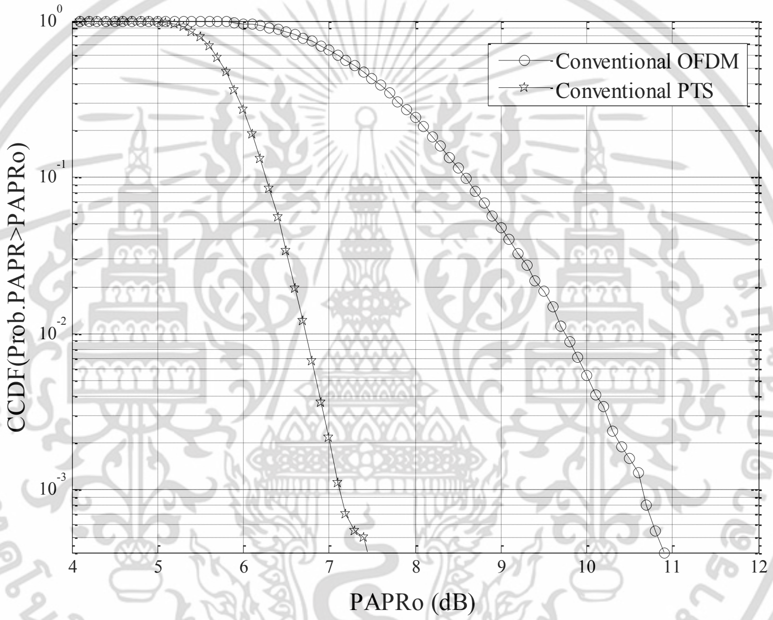


รูปที่ 3.1. ตัวอย่างของค่าพีเอพีอาร์ในหนึ่งสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทางปฏิบัตินั้นสัญญาณที่ใช้จะเป็นแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา (Discrete-time) ซึ่งในที่นี้ ค่าสูงสุด $\max|x(t)|$ ของสัญญาณจะเป็นค่าที่ต่อเนื่องทางเวลา (Continuous-time) สำหรับการหาค่าพีเอพีอาร์ของสัญญาณก็จะอาศัยค่าทางสถิติของสัญญาณในระบบโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งจะใช้ค่าความหนาแน่นประกอบ (CCDF: Complementary CDF) มาอธิบายถึงความน่าจะเป็นของค่าพีเอพีอาร์อ้างอิง $(PAPR_0)$ ที่เกิดจากจุดอ้างอิง (Threshold) โดยจะแสดงได้ดังนี้

$$CCDF(PAPR_0) = \Pr(PAPR > PAPR_0) \tag{3.3}$$



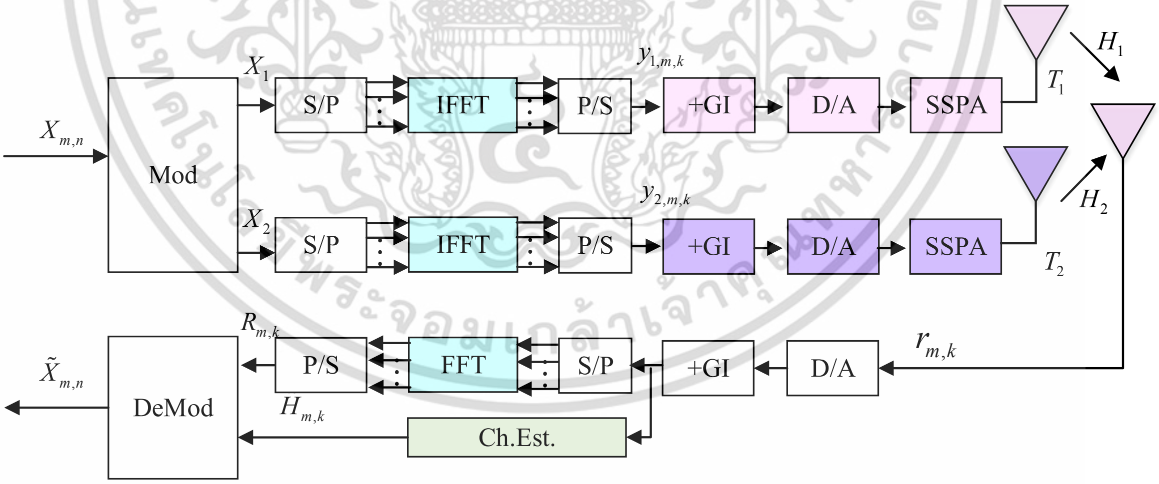
รูปที่ 3.2. เปรียบเทียบประสิทธิภาพค่าพีเอพีอาร์ระหว่างสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแบบดั้งเดิมกับสัญญาณที่ผ่านวิธีการพีทีเอสแบบทั่วไป

จากรูปที่ 3.2 จะเป็นตัวอย่างที่แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของการลดค่าพีเอพีอาร์ในระบบโอเอฟดีเอ็ม โดยจะเปรียบเทียบค่าพีเอพีอาร์ของสัญญาณเมื่อผ่านการลดค่าพีเอพีอาร์โดยวิธีการ PTS แบบทั่วไป (Conventional PTS) และแบบไม่ผ่านกระบวนการลดค่าพีเอพีอาร์ (Conventional OFDM) โดยทั้งสองตัวอย่างจะใช้การมอดูเลชั่นแบบ 16QAM และมีการกำหนดจำนวนคลื่นพาห์ย่อยเท่ากับ 64 คลื่นพาห์ย่อย จำนวนบล็อกย่อยจะเท่ากับ 4 บล็อกย่อย และจำนวนเฟสสัมประสิทธ์เท่ากับ 4 เฟส จากกราฟจะเห็นได้ว่าวิธีการ PTS แบบพื้นฐานมีค่าพีเอพีอาร์ที่ดีกว่าวิธีที่ไม่มีกระบวนการลดค่าพีเอพีอาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 แบบจำลองของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตแบบทั่วไป

ในบล็อกไดอะแกรมระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตแบบทั่วไป สามารถจำลองการทำงาน ได้ดังในรูปที่ 3.3 ซึ่งแสดงการส่งรับข้อมูลของระบบโอเอฟดีเอ็มในช่องสัญญาณ MIMO การทำงานนี้ เริ่มต้นจากสัญญาณข้อมูลที่เป็นดิจิตอลผ่านการมอดูเลชั่น(Modulation) ซึ่งวิธีการมอดูเลชั่นสามารถทำได้หลายวิธี เช่น BPSK, QPSK, 16QAM และ 64QAM การเลือกวิธีการนั้นขึ้นอยู่กับประเภทของการใช้งาน หลังจากผ่านการมอดูเลชั่นแล้ว จากนั้นข้อมูลที่ผ่านการมอดูเลตถูกแปลงไปเป็นข้อมูลแบบขนาน (S/P) หลังจากนั้นผ่านเข้าวงจร IFFT เพื่อเปลี่ยนสัญญาณข้อมูลให้อยู่ในรูปโดเมนความถี่ครับให้อยู่ในรูปของโดเมนเวลาต่อมาจะเปลี่ยนสัญญาณที่แบบขนานให้เป็นแบบอนุกรม (P/S) และเพิ่มการ์ดไทม์ เพื่อป้องกันการแทรกสอดในแกนเวลาและผ่านวงจรแปลงสัญญาณข้อมูลดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาล็อกจากนั้นผ่านวงจรขยายภาคส่งซึ่งกระบวนการทั้งหมดจะเหมือนระบบโอเอฟดีเอ็มทั่วไป แต่ในกรณีของ MIMO จะประกอบไปด้วยวงจรทั้งหมดที่กล่าวมาจำนวนสองชุดหรือเท่ากับจำนวนเอาต์พุตของเครื่องส่ง สัญญาณข้อมูลโอเอฟดีเอ็มทั้งสองชุดจะถูกรวมกันก่อนถึงสายอากาศทางด้านเครื่องรับ โดยทางด้านเครื่องรับจะมีการประมาณช่องสัญญาณแยกตามการเดินทางของคลื่นแต่ละสายอากาศทางด้านเครื่องส่งที่แตกต่างกัน ดังนั้นเมื่อข้อมูลที่จะส่งออกอากาศทางด้านเครื่องส่งมีความแตกต่างกันทั้งลักษณะของสัญญาณและการแกว่งของสัญญาณของสายอากาศแต่ละต้นก็จะมีความแตกต่างกันไปด้วย การผิดเพี้ยนของสัญญาณจากวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้นของแต่ละสายอากาศก็จะส่งผลกระทบที่แตกต่างกัน



รูปที่ 3.3. บล็อกไดอะแกรมระบบโอเอฟดีเอ็มที่มีการลดค่าพีเอพีอาร์แบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตแบบทั่วไป

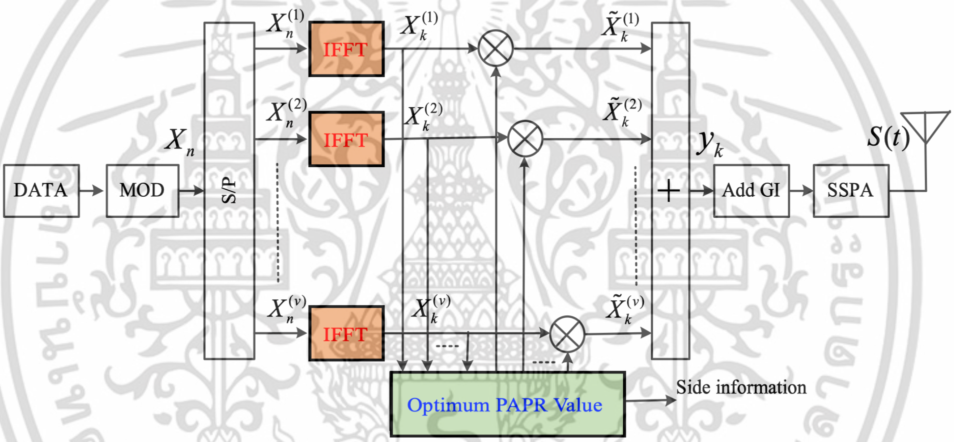
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 วิธีการลดค่าพีเอพีอาร์โดยใช้วิธีการพีทีเอส (Partial Transmit Sequence)

จากรูปที่ 3.4 แสดงถึงโครงสร้างของระบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐานที่มีการลดค่าพีเอพีอาร์ของระบบแบบพีทีเอส สำหรับวิธีการแบบพีทีเอสนั้น ข้อมูลข่าวสารที่เข้ามา $X(n)$ ถูกแบ่งออกเป็นกลุ่มหลักจำนวน V กลุ่มดังนี้ $X_n^{(v)}, (1 \le v \le V)$ โดยที่ข้อมูลทั้งหมดของในแต่ละกลุ่มถูกนำมาคูณด้วยค่าเฟสสัมประสิทธิ์ $b_k^{(v)} = e^{j\phi_k^{(v)}}$ เพื่อทำการหาค่าสัญญาณที่มีค่าพีเอพีอาร์น้อยที่สุด [16] โดยในการหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมของแต่ละกลุ่มหลักจะแสดงได้ตามสมการดังต่อไปนี้

$$\phi_k^{(v)} \in \left\{ \frac{2\pi i}{W} \middle| i = 0, \ldots, W-1 \right\} \tag{3.4}$$

เมื่อ W คือ จำนวนของเฟสทั้งหมดที่ใช้ในการพิจารณา



รูปที่ 3.4. บล็อกไดอะแกรมของการส่งข้อมูลแบบจัดลำดับส่วนในการส่ง

หลังจากการคูณค่าสัมประสิทธิ์ของแต่ละกลุ่มหลักแล้ว จะได้สัญญาณจากการรวมกันของทุกๆ กลุ่มหลักตามสมการนี้

$$y_k = \sum_{v=1}^{V} \left(b_k^{(v)} X_n^{(v)} \right) \tag{3.5}$$

เมื่อ $b_k^{(v)}$ คือ ค่าเฟสสัมประสิทธิ์

โดยจะต้องนำค่าเฟสสัมประสิทธิ์นี้ส่งไปยังฝั่งรับเพื่อใช้ในการนำสัญญาณกลับคืนมา ซึ่งข้อมูลในส่วนนี้จะเรียกว่ากลุ่มของข้อมูลการเปลี่ยนแปลงเฟสสัมประสิทธิ์ (Side Information) สำหรับเซ็ตของค่าเฟสสัมประสิทธิ์แต่ละกลุ่มหลักจำนวน V กลุ่มจะเป็นค่าที่เหมาะสมทางด้านแกนของเวลา โดยเมื่อนำมาคูณเข้ากับข้อมูลในแต่ละกลุ่มหลักแล้วนำกลุ่มหลักมารวมกันจะได้สัญญาณที่มีค่าพีเอพีอาร์ที่ลดลง ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการลดค่าพีเอพีอาร์นี้จะได้ดังสมการ

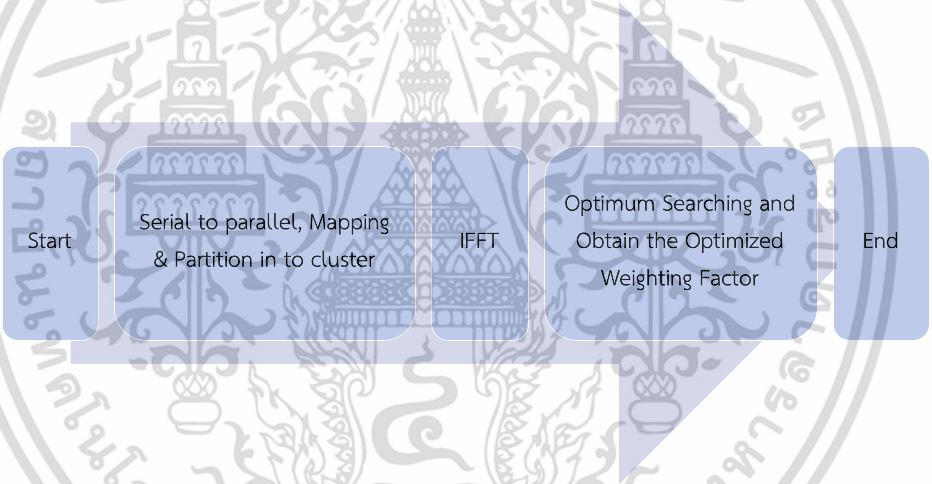
เอกสารนี้เผยแพร่เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$y_k = \sum_{v=1}^{V}\left(b_k^{(v)}.IFFT\left\{X_n^{(v)}\right\}\right)$$
$$= \sum_{v=1}^{V}\left(b_k^{(v)}.X_k^{(v)}\right) \qquad (3.6)$$

จากสมการที่ (3.4) และ (3.5) จะเห็นได้ว่าค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่ใช้ในการคูณเข้ากับข้อมูลแต่ละกลุ่มหลักนั้นจะมีค่าคงที่ทั้งในแกนของเวลาและความถี่ โดยที่จะพิจารณาค่าเฟสสัมประสิทธิ์นี้ภายใต้เงื่อนไขเป็นไปดังสมการ

$$\tilde{V} = \arg\min_{0\le w\le W}\max_{0\le n\le N-1}\left|\sum_{v=1}^{V}\left(b_k^{(v)}.X_k^{(v)}\right)\right| \qquad (3.7)$$

เมื่อ $\tilde{V}$ เป็นเงื่อนไขในการหาค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่ทำให้สัญญาณเกิดค่าพีเอพีอาร์ที่ต่ำที่สุด



รูปที่ 3.5. ขั้นตอนการทำงานของวิธีการ PTS แบบพื้นฐาน

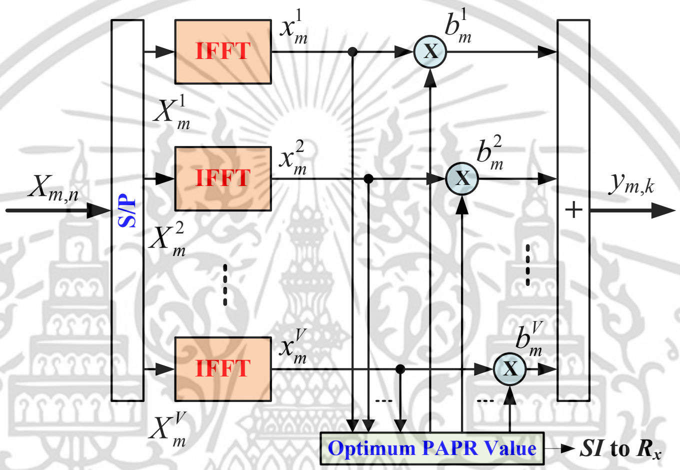
จากรูปที่ 3.5 จะแสดงขั้นตอนของการทำงานของวิธีการพีทีเอสแบบพื้นฐาน โดยจะมีหลักการทำงานดังนี้ สัญญาณที่จะทำการสุ่มนั้นจะถูกแปลงจากสัญญาณแบบอนุกรมไปเป็นสัญญาณแบบขนาน จากนั้นก็จะทำการมอดูเลตสัญญาณแบบ QPSK หรือ QAM และได้สัญญาณทางความถี่แบบขนาน จากนั้นสัญญาณที่ถูกมอดูเลตจะถูกแบ่งออกเป็นออกเป็นคลัสเตอร์ตามที่เรากำหนดไว้ เป็นต้นว่า 2, 4, 8 หรือมากกว่านี้ โดยในแต่ละคลัสเตอร์สัญญาณทางความถี่นี้ก็จะถูกแปลงให้อยู่ในรูปแบบสัญญาณทางเวลาด้วยการแปลงฟูริเยร์แบบผกผันแบบเร็ว (IFFT) และเมื่อได้สัญญาณทางเวลามา ในกระบวนการนี้ก็จะทำการคูณสัญญาณทางเวลานี้ด้วยกลุ่มเฟสสัมประสิทธิ์ (Weighting factor หรือ Phase Factor) ที่ได้กำหนดไว้ ดังเช่น 2, 4, 6 หรือ มากกว่านี้ แล้วก็ทำการค้นหาสัญญาณที่มีค่าพีเอพี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อาร์น้อยที่สุด โดยวิธีการค้นหาแบบ Optimum searching ซึ่งจะเปรียบเทียบทุกค่าตัวอย่างและขึ้นอยู่กับจำนวนของคลื่นพาห์ย่อย จำนวนคลัสเตอร์รวมไปถึงจำนวนค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่ต้องการประมวลผลด้วย ซึ่งเมื่อได้กลุ่มค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่ต้องการแล้วก็จะทำเลือกค่าเฟสสัมประสิทธิ์นั้นคูณเข้าไปกับสัญญาณทางเวลา พร้อมกับส่งกลุ่มของข้อมูลเปลี่ยนแปลงสัมประสิทธิ์ (SI) ของแต่ละคลัสเตอร์ไปพร้อมกับการส่งสัญญาณออกไปยังเครื่องรับ

3.4 วิธีการลดค่าพีเอพีอาร์แบบที่นำเสนอ

3.4.1 การลดค่าพีเอพีอาร์ด้วยวิธีการพีทีเอสดัดแปลง (Modified-PTS)



รูปที่ 3.6. บล็อกไดอะแกรมของวิธีการพีทีเอสแบบทั่วไปที่ใช้ในการลดค่าพีเอพีอาร์

จากรูปที่ 3.6 แสดงถึงโครงสร้างของระบบโอเอฟดีเอ็มพื้นฐานซึ่งมีการลดค่าพีเอพีอาร์ของระบบด้วยวิธีการพีทีเอสแบบทั่วไป สำหรับวิธีการนี้ข้อมูลข่าวสารที่ผ่านการมอดูเลตที่เข้ามา X_m จะถูกแบ่งออกเป็นคลัสเตอร์จำนวน V คลัสเตอร์ ดังนี้ $X_n^{(v)},(1 \le v \le V)$ โดยที่ X_m^v คือข้อมูลทั้งหมดของในแต่ละคลัสเตอร์ที่ถูกแปลงไปสู่โดเมนเวลาโดย IFFT ซึ่งสามารถอธิบายได้ด้วยสมการ

$$IFFT\left\{X_{m,n}^{v}\right\} = x_{m,k}^{v} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_{m,n}^{v} \cdot e^{j\frac{2\pi nk}{N}} \qquad (3.8)$$

แล้วนำมาคูณด้วยค่าสัมประสิทธิ์ $b_k^{(v)} = e^{j\phi_k^{(v)}}$ เพื่อทำการหาค่าของสัญญาณที่มีค่าพีเอพีอาร์น้อยที่สุด ที่ซึ่ง $\phi_k^{(v)} \in \left\{ \frac{2\pi i}{W} \middle| i = 0,\ldots,W-1 \right\}$ โดยในการหาค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมในแต่ละคลัสเตอร์จะแสดงได้ตามสมการดังต่อไปนี้

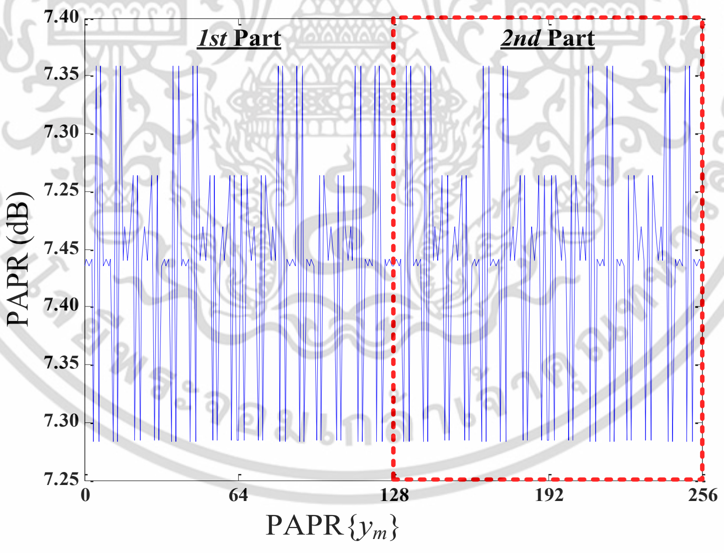
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$y_m = \sum_{v=1}^{V} x_m^v \cdot b_m^v \tag{3.9}$$

จากสมการที่ (3.9) ค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่ดีที่สุดจะได้จากสมการนี้

$$\tilde{V} = \min_{W}\left[\max_{N}\left\{ y_m|_{in\ Eq.\ 3.9} \right\}\right] \tag{3.10}$$

จากรูปที่ 3.6 ถ้าเป็นการทำงานที่มีข้อมูลอินพุต 4 ชุด และเป็นการมอดูเลตแบบ QPSK ที่ 4 คลื่นพาห์ย่อยคือ $1+i$, $-1+i$, $-1-i$ และ $1-i$ ตามลำดับ ในการลดค่าพีเอพีอาร์โดยใช้วิธีพีทีเอสแบบ 2 เฟสหมุนเวียน $[0,\pi]$ (W=2) ซึ่งความเป็นไปได้ทั้งหมดของค่าพีเอพีอาร์สำหรับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มจะมีจำนวน 256 คลื่นพาห์ย่อย [17] จากรูปที่ 3.7 ก็จะแสดงถึงความเป็นไปได้ของค่าพีเอพีอาร์ทั้ง 256 คลื่นพาห์ย่อย ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าพีเอพีอาร์จากคลื่นพาห์ย่อยที่ 1 ถึงคลื่นพาห์ย่อยที่ 128 จะมีค่าเท่ากับค่าพีเอพีอาร์คลื่นพาห์ย่อยที่ 129 ถึงคลื่นพาห์ย่อยที่ 256 จากผลดังกล่าว เราสามารถที่จะแบ่งค่าพีเอพีอาร์เป็น 2 ส่วน คือส่วนที่ 1 และส่วนที่ 2 ตามลำดับ นั่นหมายถึงว่าเราสามารถที่จะพิจารณาคำนวณหาค่าพีเอพีอาร์เพียงส่วนที่ 1 ก็เพียงพอ

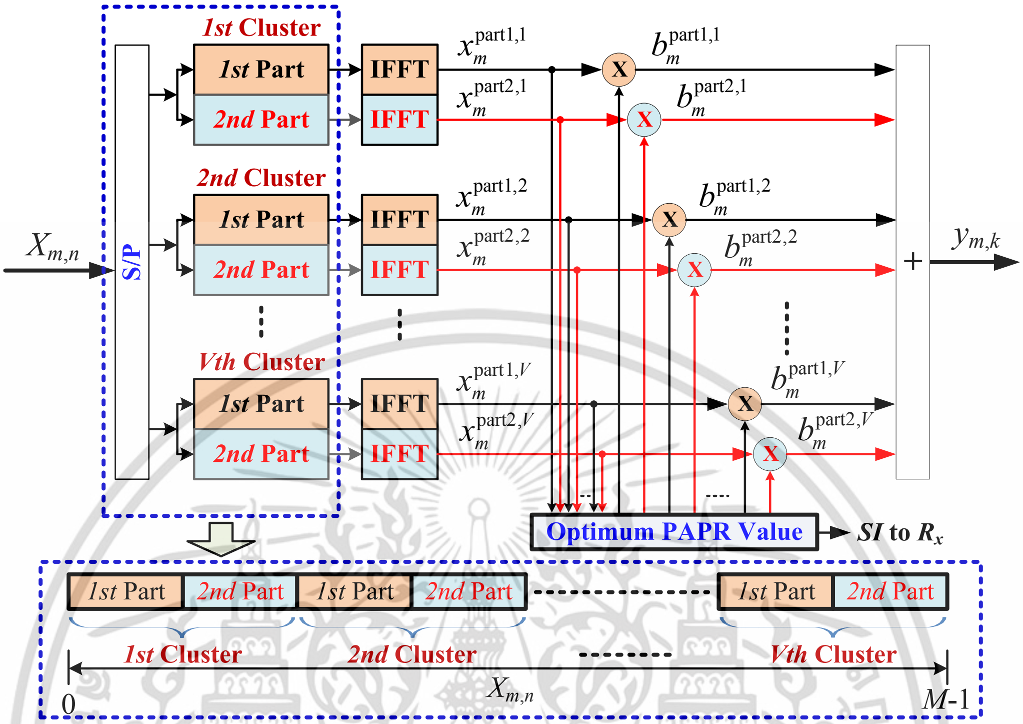


รูปที่ 3.7. ค่าพีเอพีอาร์ที่ลดลงหลังจากใช้วิธีการพีทีเอสทั้งหมดที่เป็นไปได้

จากเหตุผลดังกล่าววิทยานิพนธ์นี้จึงขอนำเสนอวิธีการพีทีเอสดัดแปลง (Modified-PTS) เพื่อลดค่าพีเอพีอาร์สำหรับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มดังแสดงไว้ในรูปที่ 3.8 ซึ่งเป็นไดอะแกรมของวิธีการพีทีเอสดัดแปลง โดยข้อมูลคลื่นพาห์ย่อยของแต่ละคลัสเตอร์ทั้งหมดจะถูกแบ่งครึ่งออกเป็นสองส่วน ซึ่งก็คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อมูลคลื่นพาห์ย่อยส่วนที่ 1 และส่วนที่ 2 จากนั้นข้อมูลคลัสเตอร์จะถูกคูณอย่างอิสระโดยค่าที่ต่างกันของค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่ถูกคำนวณไว้ก่อน ดังในสมการที่ 3.11



รูปที่ 3.8. การลดค่าพีเอพีอาร์ซึ่งเป็นวิธีการที่นำเสนอด้วยวิธีการพีทีเอสดัดแปลงสำหรับสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม

$$y_m = \sum_{v=1}^{V} \left\{ x_m^{\text{part1},v} \cdot b_m^{\text{part1},v} + x_m^{\text{part2},v} \cdot b_m^{\text{part2},v} \right\} \tag{3.11}$$

โดยที่ $b_m^{\text{part1},v} (= e^{j\phi_m^{\text{part1},v}})$ และ $b_m^{\text{part2},v} (= e^{j\phi_m^{\text{part2},v}})$ คือค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่ถูกคูณกับข้อมูลส่วนที่ 1 และส่วนที่ 2 ตามลำดับ โดยความสัมพันธ์ระหว่าง $\phi_m^{\text{part1},v}$ และ $\phi_m^{\text{part2},v}$ สามารถกำหนดได้จาก

$$\phi_m^{\text{part2},v} = \lambda \cdot \phi_m^{\text{part1},v} \tag{3.12}$$

โดยที่ค่าคงที่ λ จะเป็นค่าถูกเลือกสำหรับวิธีการพีทีเอสดัดแปลงที่นำเสนอเพื่อให้ได้ค่าพีเอพีอาร์ที่ดีที่สุด โดยจะแสดงผลของการจำลองระบบในบทถัดไป [18] และจากสมการที่ (3.11) และ (3.12) ทำให้สามารถคาดหวังได้ว่าค่าพีเอพีอาร์ที่สูงนั้นจะสามารถทำให้ลดลงได้โดยใช้วิธีการพีทีเอสดัดแปลงพร้อมทั้งยังสามารถรักษาขนาดของข้อมูลเปลี่ยนแปลงค่าสัมประสิทธิ์ (SI) ให้คงเดิม เหมือนกับที่ใช้วิธีการพีทีเอสแบบทั่วไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.2 การลดความซับซ้อนในการประมวลผลเพื่อการลดค่าพีเอพีอาร์ด้วยวิธีการพีทีเอสดัดแปลงที่ทำงานร่วมกับอัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์

ในการลดความซับซ้อนสำหรับกระบวนการลดค่าพีเอพีอาร์ก็ได้มีการนำเอาอัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์ [19] มาประยุกต์ใช้สำหรับการหาค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่ดีที่สุด โดยที่แนวคิดพื้นฐานของอัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์นี้จะมาจากการหาแหล่งอาหารที่ดีที่สุด ซึ่งสามารถทุกค้นพบโดย ผึ้งงาน ผึ้งผู้เห็นเหตุการณ์และผึ้งสเกาท์ตามลำดับ โดยเริ่มต้นจากการสุ่มหาตำแหน่งของแหล่งอาหารก่อน จากแนวคิดนี้ แหล่งอาหารจึงถูกกำหนดเหมือนเป็นค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่ดีที่สุดที่กำหนดไว้ก่อน (Pre-determined coefficient phases) เพื่อใช้สำหรับการลดค่าพีเอพีอาร์ ดังนั้นกลุ่มผึ้งงานหรือกลุ่มผึ้งผู้เห็นเหตุการณ์ก็จะเริ่มต้นจากการหาแหล่งอาหารใหม่หลายๆ แหล่ง และอาจจะถูกค้นพบโดยกลุ่มผึ้งงาน ซึ่งอาจจะเป็นแหล่งที่ใกล้แหล่งเดิม เมื่อพบว่าน้ำผึ้งของแหล่งอาหารใหม่มีจำนวนมากกว่าแหล่งเดิม แหล่งอาหารใหม่ก็จะถูกบันทึกไว้เทียบได้กับโซลูชั่นที่ดีที่สุด จากกระบวนการดังกล่าวทำให้เราสามารถประยุกต์ใช้อัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์ (ABC Algorithm) ในการหาค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่ดีที่สุดที่กำหนดไว้ก่อนเพื่อใช้กับวิธีการพีทีเอสดัดแปลง ซึ่งสามารถอธิบายจากสมการนี้

$$\hat{\phi}_{m,p,q}^{\text{part1},v} = \hat{\phi}_{m,p,q}^{\text{part1},v} + \beta_{p,q}\left\{\hat{\phi}_{m,p,q}^{\text{part1},v} - \hat{\phi}_{m,s,q}^{\text{part1},v}\right\} \tag{3.13}$$

โดยที่ p และ s=1,2,…,S, และ q คือ 1,2,…,V เมื่อ $p \neq q$ สำหรับจำนวนข้อมูลตั้งต้นของการกระจายการสุ่มข้อมูลจะมีจำนวนอยู่ระหว่าง [-1,1] ซึ่งก็คือ S และ $\beta_{p,q}$ ตามลำดับ จากสมการที่ (3.13) ค่าเฟสสัมประสิทธิ์ $\phi_m^{\text{part1},v}$ ของส่วนที่ 1 ในสมการที่ (3.12) เมื่อ W=4 สามารถถูกเลือกโดยสมการดังต่อไปนี้

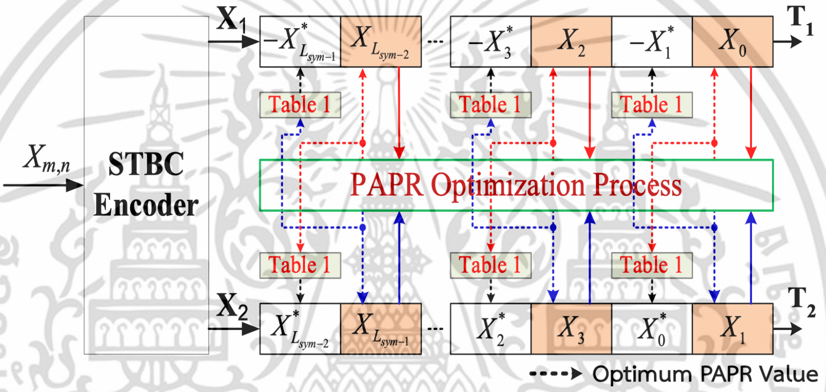
$$\phi_m^{\text{part1},v} = \begin{cases} \frac{\pi}{2}, & if \ \frac{\pi}{4} \le \hat{\phi}_{m,p,q}^{\text{part1},v} < \frac{3\pi}{4} \\ \pi, & if \ \frac{3\pi}{4} \le \hat{\phi}_{m,p,q}^{\text{part1},v} < \frac{5\pi}{4} \\ \frac{3\pi}{2}, & if \ \frac{5\pi}{4} \le \hat{\phi}_{m,p,q}^{\text{part1},v} < \frac{7\pi}{4} \\ 0, & if \ \text{ค่าอื่นๆ} \end{cases} \tag{3.14}$$

3.4.3 การลดค่าพีเอพีอาร์ด้วยวิธีการพีทีเอสดัดแปลงที่ใช้ค่าเฟสสัมประสิทธิ์ของทั้งระบบร่วมกันสำหรับระบบ STBC MIMO-OFDM

สำหรับระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตมีการเข้ารหัสแบบปริภูมิเวลา จะเป็นระบบที่เครื่องส่งมีมากกว่าหนึ่งสายอากาศเพื่อใช้ในการส่งข้อมูลข่าวสารไปยังเครื่องรับ จากข้อเท็จจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นี้ ขนาดของข้อมูลเปลี่ยนแปลงค่าเฟสสัมประสิทธิ์(SI) ที่จะต้องใช้ในการแจ้งเครื่องรับก็จะมีข้อมูลที่มากขึ้นไปด้วยโดยจะแปรผันตรงกับสายอากาศที่เครื่องส่ง เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว อัลกอริทึมที่ใช้ค่าเฟสสัมประสิทธิ์ของทั้งระบบร่วมกัน (Concurrent Algorithm) จึงถูกนำมาประยุกต์ใช้ร่วมกันกับวิธีการพีทีเอสดัดแปลงเพื่อลดค่าพีเอพีอาร์ พร้อมทั้งยังสามารถลดขนาดของข้อมูลเปลี่ยนแปลงค่าเฟสสัมประสิทธิ์(SI) ได้ถึงครึ่งหนึ่งสำหรับระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตมีการเข้ารหัสแบบปริภูมิเวลา โดยแสดงดังไดอะแกรมรูปที่ 3.9 ซึ่งเมื่อพิจารณาจากรูปอัลกอริทึมที่ใช้ค่าเฟสสัมประสิทธิ์ของทั้งระบบร่วมกันนั้นจะอยู่ที่บล็อก PAPR Optimization Process ได้ทำการสุ่มเลือกค่าเฟสสัมประสิทธิ์โดยใช้อัลกอริทึมเอบีซี โดยค่าที่ได้จะถูกใช้ร่วมกันทั้ง X_1 และ X_2



รูปที่ 3.9. บล็อกไดอะแกรมของการลดค่าพีเอพีอาร์ด้วยวิธีการพีทีเอสดัดแปลงซึ่งใช้ค่าเฟสสัมประสิทธิ์ของทั้งระบบร่วมกัน

$$s_m = F\left[\left|y_m\right|\right]e^{j\{\arg(y_m)\}}, \tag{3.15}$$

จากเหตุผลข้างต้นวิธีการลดค่าพีเอพีอาร์ที่นำเสนอ ที่ใช้กับกลุ่มข้อมูลสัญลักษณ์คี่ (Odd Symbol) โดยรูปที่ 3.9 จะแสดงให้เห็นถึงวิธีการที่นำเสนอที่มีสายอากาศส่งอยู่ 2 ชุด วิธีการลดค่าพีเอพีอาร์ของ 2 ข้อมูลสัญลักษณ์ที่ถูกเข้ารหัสแบบปริภูมิเวลา ดังในสมการที่ (3.15) ที่จะถูกดำเนินการเพียงกลุ่มข้อมูลสัญลักษณ์คี่ ก็สามารถใช้หาค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่ต้องการ เพื่อที่จะให้ได้ค่าพีเอพีอาร์ที่ดีที่สุดได้ ในขณะที่ค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่ต้องการของกลุ่มข้อมูลสัญลักษณ์คู่ (Even Symbol) ก็สามารถหาได้ โดยการเปรียบเทียบกับกับค่าเฟสสัมประสิทธิ์กลุ่มข้อมูลสัญลักษณ์คี่ ซึ่งสามารถอธิบายไว้ในตารางที่ 1 และทำให้เห็นได้ว่า วิธีการพีทีเอสดัดแปลงที่ทำงานร่วมกับอัลกอริทึมที่ใช้ค่าเฟสสัมประสิทธิ์ของทั้งระบบร่วมกันนั้น สามารถลดค่าพีเอพีอาร์รวมไปถึง การลดขนาดของข้อมูลเปลี่ยนแปลงค่าเฟส

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัมประสิทธิ์ในระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตและหลายเอาต์พุตมีการเข้ารหัสแบบปริภูมิเวลาได้เป็นอย่างดี

ตารางที่ 3.1 การเทียบเคียงค่าเฟสสัมประสิทธิ์ของข้อมูลส่วนที่ 1 และส่วนที่ 2

	Cluster			
	***1st* Part**		***2nd* Part**	
Symbols	X_m	$\pm X_m^*$	X_m	$\pm X_m^*$
Phase Coefficient	$\emptyset_m^{\text{part1},v}$		$\emptyset_m^{\text{part2},v}$	
	0	0	Eq. 3.12	
	π/2	3π/2		
	π	π		
	3π/2	π/2		

3.4.4 ตัวถอดรหัสของข้อมูลข่าวสารสำหรับระบบ STBC MIMO-OFDM

จากรูปที่ 3.9 และสมการ 3.16 สัญญาณที่รับได้ R_1 หลังจากผ่านกระบวนการ FFT แล้วจะมีค่าตามสมการที่ 3.17

$$\mathbf{X}_1 = \left[X_{0,n}, -X_{1,n}^*, \cdots, X_{L_{sym}-2,n}, -X_{L_{sym}-1,n}^* \right], \quad (3.16)$$
$$\mathbf{X}_2 = \left[X_{1,n}, X_{0,n}^*, \cdots, X_{L_{sym}-1,n}, X_{L_{sym}-2,n}^* \right],$$

$$R_{m,n} = X_{m,n} H_{1,m,n} + X_{m+1,n} H_{2,m,n}, \quad (3.17)$$
$$R_{m+1,n} = -X_{m+1,n}^* H_{1,m+1,n} + X_{m,n}^* H_{2,m+1,n}$$

โดยที่ค่า H_1 และ H_2 คือช่องทางการตอบสนองทางความถี่ ระหว่าง T_1 และ R_1 รวมไปถึง T_2 และ R_2 ตามลำดับ โดยสมมติฐานให้ H_1 และ H_2 ถูกใช้งานที่เครื่องรับ เพื่อให้ได้ข้อมูลที่ดีมอดูเลต จากสมการที่ 3.13 สัญญาณข้อมูลที่ถูกถอดรหัส $X_{m,n}$ และ $X_{m+1,n}$ สามารถเขียนได้ดังสมการที่ 3.18

$$X_{m,n} = R_{m,n} H_{1,m,n}^* + R_{m+1,n}^* H_{2,m+1,n}, \quad (3.18)$$
$$X_{m+1,n} = -R_{m+1,n}^* H_{1,m+1,n} + R_{m,n} H_{2,m,n}^*$$

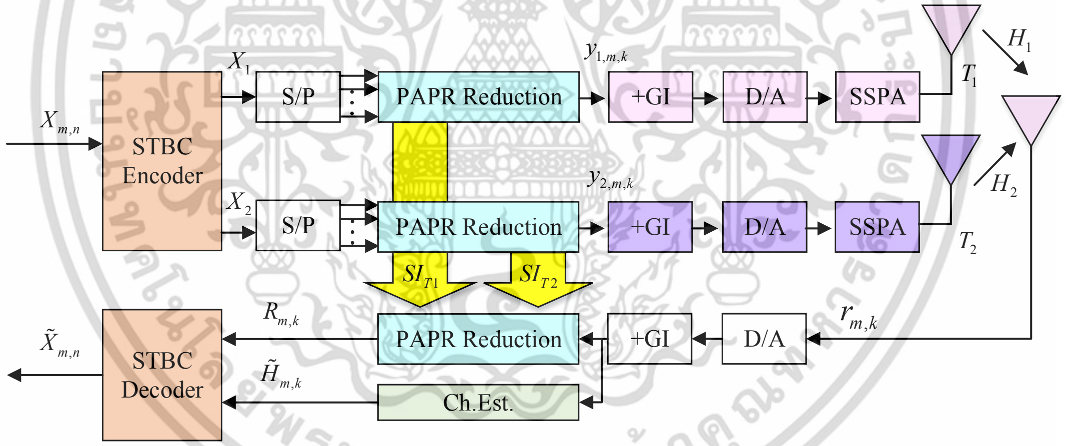
จากสมการที่ 3.17 และ 3.18 สัญญาณข้อมูลข่าวสารป็นกลุ่มข้อมูลสัญลักษณ์คี่คือ $X_{m,n}$ และกลุ่มข้อมูลสัญลักษณ์คู่ $X_{m+1,n}$ สามารถถูกถอดรหัสอย่างถูกต้อง ก่อนที่จะทำการดีมอดูเลต ดังในสมการที่ 3.19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\tilde{X}_{m,n} = \frac{X_{m,n}\left\{\left|H_{1,m+1,n}\right|^2+\left|H_{2,m,n}\right|^2\right\}-X_{m+1,n}\left\{H^*_{1,m,n}H_{2,m,n}-H^*_{1,m+1,n}H_{2,m+1,n}\right\}}{\left\{\left|H_{1,m,n}\right|^2+\left|H_{2,m+1,n}\right|^2\right\}\left\{\left|H_{1,m+1,n}\right|^2+\left|H_{2,m,n}\right|^2\right\}-\left\{H^*_{1,m,n}H_{2,m,n}-H^*_{1,m+1,n}H_{2,m+1,n}\right\}\left\{H_{1,m,n}H^*_{2,m,n}-H_{1,m+1,n}H^*_{2,m+1,n}\right\}}, \quad (3.19)$$

$$\tilde{X}_{m+1,n} = \frac{X_{m+1,n}\left\{\left|H_{1,m,n}\right|^2+\left|H_{2,m+1,n}\right|^2\right\}-X_{m,n}\left\{H_{1,m,n}H^*_{2,m,n}-H_{1,m+1,n}H^*_{2,m+1,n}\right\}}{\left\{\left|H_{1,m,n}\right|^2+\left|H_{2,m+1,n}\right|^2\right\}\left\{\left|H_{1,m+1,n}\right|^2+\left|H_{2,m,n}\right|^2\right\}-\left\{H^*_{1,m,n}H_{2,m,n}-H^*_{1,m+1,n}H_{2,m+1,n}\right\}\left\{H_{1,m,n}H^*_{2,m,n}-H_{1,m+1,n}H^*_{2,m+1,n}\right\}}$$

ประสิทธิภาพการส่งรับข้อมูลในระบบการสื่อสารไร้สายในระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตจะขึ้นอยู่กับคุณภาพของการประมาณการช่องสัญญาณ(Chanel estimation) และการปรับระดับของสัญญาณ(Equalization) นอกจากนี้ยังสามารถใช้ร่วมกับการเข้ารหัสปริภูมิเวลา (Space-Time Encoder) แบบ Alamouti ได้เป็นอย่างดีสามารถแสดงการเชื่อมต่อการเข้ารหัสปริภูมิเวลาในระบบ MIMO-OFDM ได้ดังในรูปที่ 3.10 ซึ่งแสดงเป็นการเข้ารหัสสำหรับเครื่องส่งที่มีจำนวนสายอากาศจำนวนสอง ดังนั้นหากมีการใช้งานร่วมกับการลดค่าพีเอพีอาร์ด้วยวิธีทั่วไปการดำเนินการหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมและการส่งข้อมูลการเปลี่ยนแปลงสัมประสิทธิ์จะต้องดำเนินการแยกกันอิสระนั่นหมายความว่าจะต้องมีการคำนวณการลดค่าพีเอพีอาร์จำนวนสองชุดและช่องสัญญาณเพื่อส่งข้อมูลการเปลี่ยนแปลงสัมประสิทธิ์ไปยังเครื่องรับจำนวนสองช่อง การเพิ่มการลดค่าพีเอพีอาร์ในลักษณะที่กล่าวมาข้างต้นจะเป็นการเพิ่มความซับซ้อนให้กับระบบเป็นอย่างมาก เพื่อลดความซับซ้อนนี้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เสนอแนวทางการแก้ปัญหานี้ โดยจะกล่าววิธีการที่นำเสนออย่างละเอียดในบทที่ 4 ต่อไป



รูปที่ 3.10. บล็อกไดอะแกรมระบบโอเอฟดีเอ็มที่มีการลดค่าพีเอพีอาร์แบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตแบบทั่วไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4
การหาค่าประสิทธิภาพของระบบ

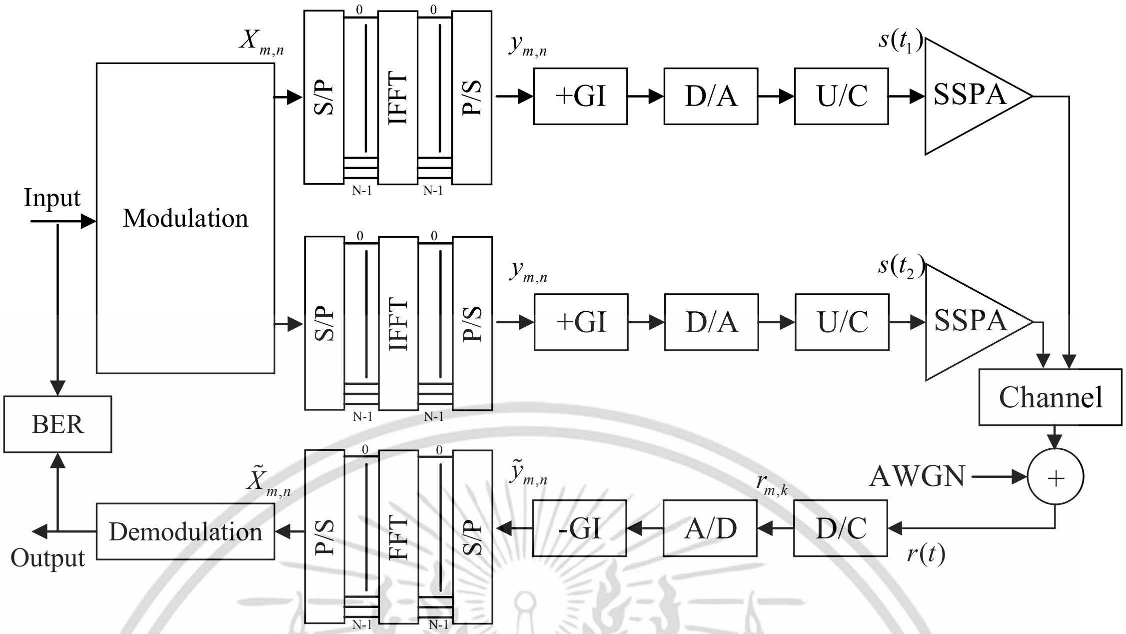
ในบทนี้จะกล่าวถึงการหาค่าสมรรถนะของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่มีการเข้ารหัสแบบปริภูมิเวลาและทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพต่างๆ โดยการจำลองการทำงานของระบบ ในวิทยานิพนธ์นี้เสนอวิธีการที่ลดค่าพีเอพีอาร์ด้วยใช้ค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมคูณเข้ากับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มเพื่อลดค่าพีเอพีอาร์ สำหรับค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่ว่านี้ได้อธิบายโดยละเอียดไปในบทที่ 3 โดยผลที่ได้จะนำเสนอค่าสมรรถนะที่แสดงถึงประสิทธิภาพในด้านต่างๆ ที่ว่านี้ ซึ่งจะอธิบายโดยละเอียด แสดงเป็นลำดับดังนี้ อย่างแรกคือจำนวนรอบของการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์เพื่อให้ได้ค่าสัมประสิทธิ์ที่สามารถลดค่าพีเอพีอาร์โดยทั่วไปจะนิยมใช้การวัดค่าพีเอพีอาร์แบบ CCDF (Complementary Cumulative Distribution Function) และเปรียบเทียบเทคนิควิธีที่เสนอเทียบกับวิธีการลดค่าพีเอพีอาร์แบบพีทีเอสทั่วไป เปรียบเทียบกับสัญญาณ STBC MIMO-OFDM แบบดั้งเดิม แสดงการลดความซับซ้อนในการประมวลผล ในส่วนสุดท้าย จะแสดงประสิทธิภาพอัตราความผิดพลาดของข้อมูล ซึ่งจะการบ่งชี้ถึงระบบว่าดีมากน้อยเพียงใด ดังจะแสดงเป็นลำดับต่อไปนี้

4.1 แบบจำลองที่ใช้ในการจำลองระบบ

ในบทนี้จะกล่าวถึงโครงสร้างจำลองของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่ใช้เปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่างวิธีทั่วไปและวิธีที่นำเสนอ วิธีทั่วไปจะมีโครงสร้างของระบบจะประกอบไปด้วยส่วนของเครื่องส่งจำนวนสองชุดส่งผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธจากนั้นรวมกับสัญญาณรบกวน AWGN เมื่อสัญญาณมาถึงเครื่องรับโดยที่เครื่องรับจะประกอบไปด้วยวงจรภาครับจำนวนหนึ่งชุดดังแสดงในรูปที่ 4.1 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบจากอัตราการผิดพลาดของข้อมูลสามารถดำเนินการได้โดยคำนวณหาค่าความผิดพลาดของข้อมูลที่รับได้เปรียบเทียบกับข้อมูลทางด้านเครื่องส่ง

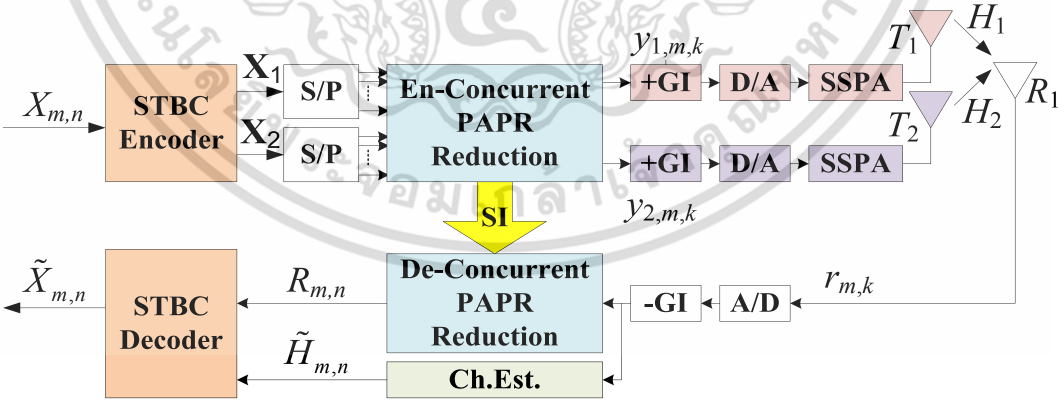
จากโครงสร้างจำลองของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตโดยใช้การเข้ารหัสแบบปริภูมิเวลาสามารถแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 4.2 ก่อนที่จะส่งสัญญาณออกจากเครื่องส่งสัญญาณต้องป้อนเข้าเครื่องขยายสัญญาณเพื่อส่งสัญญาณออกอากาศโดยใช้วงจรขยายภาคสุดท้ายเพื่อให้กำลังของสัญญาณแรงและสามารถส่งสัญญาณนั้นไปได้ไกล แต่ว่าวงจรขยายมีความไม่เป็นเชิงเส้นทำให้สัญญาณบางส่วนถูกตัดออกและกลายไปเป็นสัญญาณรบกวนเมื่อสัญญาณเดินทางไปถึงเครื่องรับ โดยในวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้วงจรขยายแบบ SSPA ซึ่งคุณสมบัติความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรขยายนี้สามารถคำนวณจากสมการที่ (2.43) และ (2.44) โดยกำหนดได้จากค่าพารามิเตอร์ r เมื่อค่าพารามิเตอร์ r มีค่าสูงขึ้นตามคุณสมบัติของวงจรขยายจะเป็นเชิงเส้น ในทางตรงกันข้ามคือพารามิเตอร์ r มีค่าน้อยลงก็จะทำให้วงจรขยายมีความไม่เป็นเชิงเส้นมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1. แบบจำลองของระบบ MIMO-OFDM ในช่องสัญญาณไม่เป็นเชิงเส้น

คุณสมบัติแบบไม่เป็นเชิงเส้นเมื่อค่าพารามิเตอร์ r เปลี่ยนแปลงค่าสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.2 โดยทางปฏิบัติแล้วค่าพารามิเตอร์ r จะอยู่ที่ประมาณ r เท่ากับ 2 ซึ่งเป็นวงจรขยายที่ใกล้เคียงในทางปฏิบัติ ดังนั้นในการจำลองการทำงานในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้กำหนดทำให้ค่าพารามิเตอร์ r เท่ากับ 2 ทั้งหมดในการหาค่าประสิทธิภาพต่างๆ ทั้งวิธีการทั่วไปและวิธีการแบบที่นำเสนอ

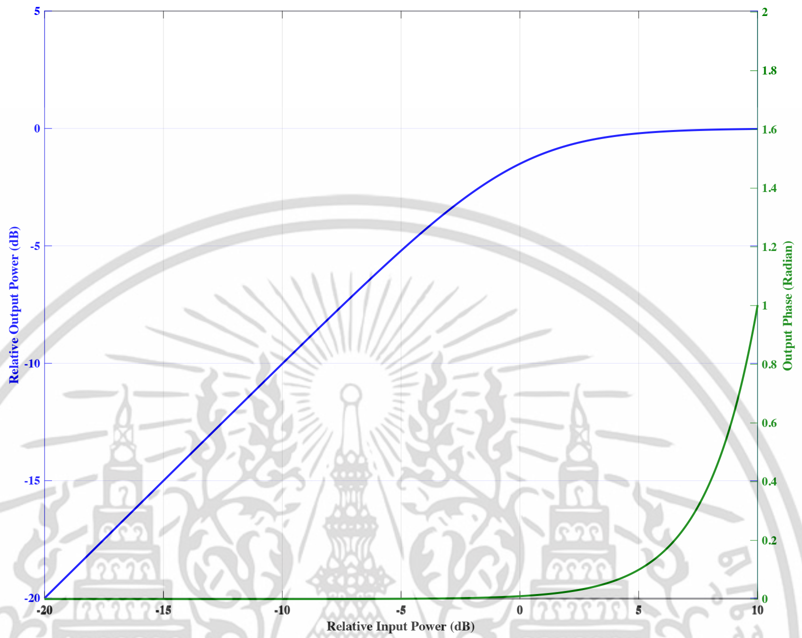


รูปที่ 4.2. แบบจำลองของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตโดยใช้การเข้ารหัสแบบปริภูมิเวลา

จากรูปที่ 4.2 เป็นรูปที่แสดงระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตโดยใช้การเข้ารหัสแบบปริภูมิเวลาซึ่งประกอบไปด้วยส่วนของเครื่องส่งและเครื่องรับ ในแบบจำลองนี้เป็นการจำลองให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทางเครื่องส่งและเครื่องรับมีการเข้ารหัสและถอดรหัสแบบปริภูมิเวลา โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้มีการปรับปรุงเฉพาะในส่วนของเครื่องส่งเท่านั้น โดยที่ทางด้านเครื่องรับสามารถใช้ได้กับเครื่องรับแบบทั่วไป ดังนั้นการเปรียบเทียบของทั้งสองระบบจะใช้เครื่องระบบเช่นเดียวกันทั้งแบบทั่วไปและแบบที่นำเสนอ



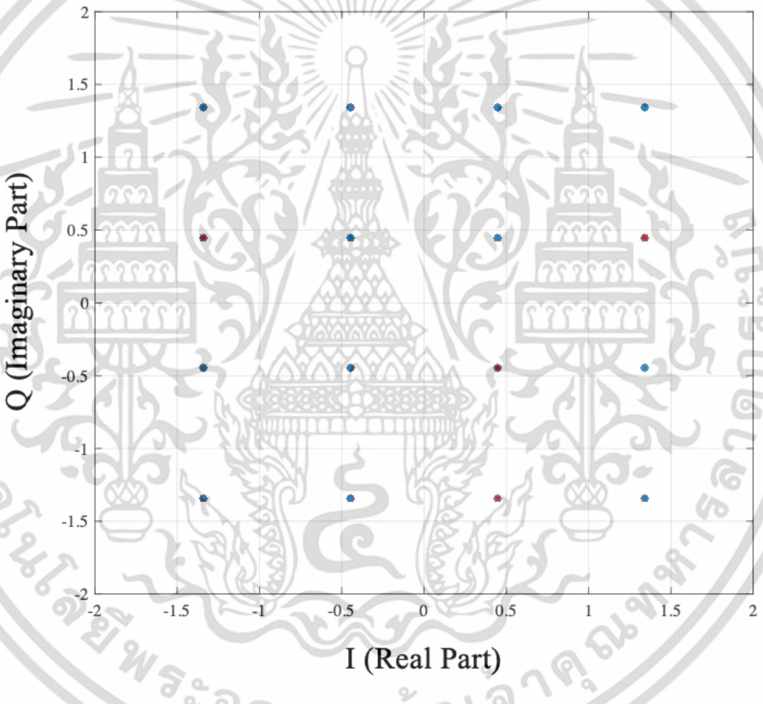
รูปที่ 4.3. คุณสมบัติของวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น SSPA

4.2 การกำหนดจุดการขยายสัญญาณให้กับเครื่องขยายสัญญาณ

ข้อจำกัดของวิธีการมอดูเลตของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มก็คือจะมีการแกว่งของสัญญาณมากหรือมีค่าพีเอพีอาร์สูง สำหรับการจำลองการทำงานนี้จะกำหนดให้อัตราการขยายของวงจรแบบไม่เป็นเชิงเส้น เมื่อสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายที่ไม่เป็นเชิงเส้น สัญญาณโอเอฟดีเอ็มก็จะถูกขลิบ (Clip) หรือตัดที่บริเวณส่วนยอดของสัญญาณ ซึ่งการที่ขลิบสัญญาณส่วนยอดนี้จะส่งผลให้เกิดสัญญาณรบกวนชนิดหนึ่งที่เรียกว่าอินเตอร์มอดูเลชันนอยส์ (Inter-Modulation Noise) ซึ่งเกิดมาจากการที่จุดการทำงานของวงจรขยายอยู่ใกล้จุดอิ่มตัว ทำให้สัญญาณที่มีค่าสูงกว่าจุดอิ่มตัวไม่สามารถที่จะขยายได้จึงเกิดการขลิบขึ้นเสมือนกับตัดที่ส่วนยอดของสัญญาณนั่นเอง สำหรับอินเตอร์มอดูเลชันนอยส์นี้จะส่งผลให้สมรรถนะของอัตราความผิดพลาดของข้อมูลสูงขึ้น หรืออีกความหมายหนึ่งคือสมรรถนะของระบบลดลง วิธีการอย่างที่จะลดอัตราความผิดพลาดของข้อมูลก็คือ การกำหนดจุดการทำงานของวงจรขยายให้ห่างจากจุดการทำงานอิ่มตัวของวงจรขยายดังแสดงในรูปที่ 4.3 แสดงให้เห็นการจำลองการทำงานในบทนี้สามารถกำหนดจุดการทำงานของวงจรขยายจากค่าตัวแปร *IBO* เมื่อค่า *IBO* มีค่าลดลงหรือมีค่าเป็นลบมากขึ้น ก็จะเป็นการกำหนดจุดการทำงานของวงจรขยายให้ห่างจากหยุดการทำงานอิ่มตัวของวงจรขยายมากขึ้นส่งผลให้อินเตอร์มอดูเลชันนอยส์น้อยลงตามไปด้วย ซึ่งจุดการทำงานของ

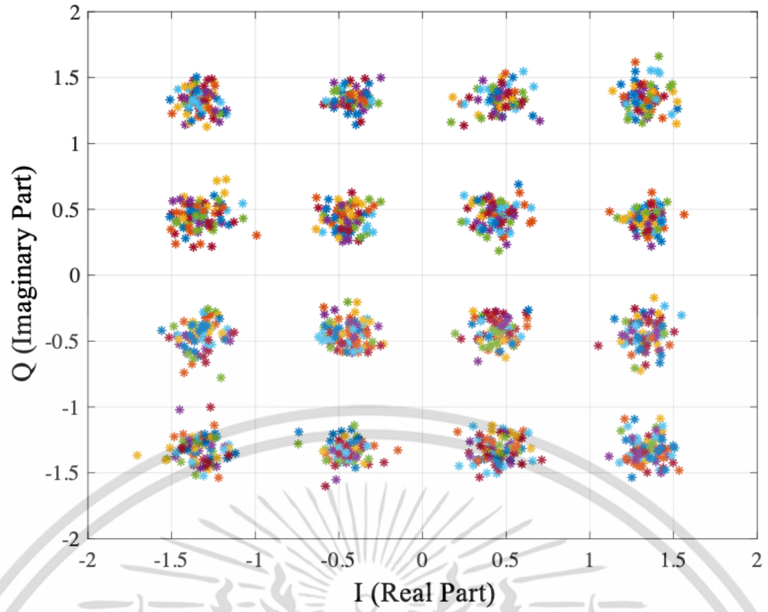
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรขยายสามารถกำหนดได้ดังสมการที่ (2.42) ดังนี้ IBO คือจุดการทำงานของวงจรขยายมีหน่วยเป็น dB (IBO : Input Back-Off), P_{in} คือค่ากำลังงานของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มทางด้านอินพุต, P_{out} คือค่ากำลังงานของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มทางด้านเอาต์พุต เมื่อเปรียบเทียบค่าแผนภาพกระจายของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มมอดูเลตแบบ 16QAM 4.4(ก) สัญญาณผ่านวงจรขยายแบบเป็นเชิงเส้น กับ สัญญาณผ่านวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้นชนิด SSPA โดยมีการกำหนดจุดการทำงานวงจรขยายที่มีค่า IBO เท่ากับ 4.4(ข) IBO=-4dB 4.4(ค) IBO=-2dB และ 4.4(ง) IBO= 0 dB ตามลำดับ จากรูปแสดงให้เห็นชัดว่าเมื่อสัญญาณโอเอฟดีเอ็มผ่านวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้นจะเกิดอินเตอร์มอดูเลชันนอยส์ สัญญาณรบกวนนี้จะเพิ่มมากขึ้นเมื่อหยุดการทำงานเข้าใกล้จุดอิ่มตัวหรือกล่าวอีกอย่างก็คือค่า IBO มีค่าเข้าใกล้ 0 dB นั่นเอง

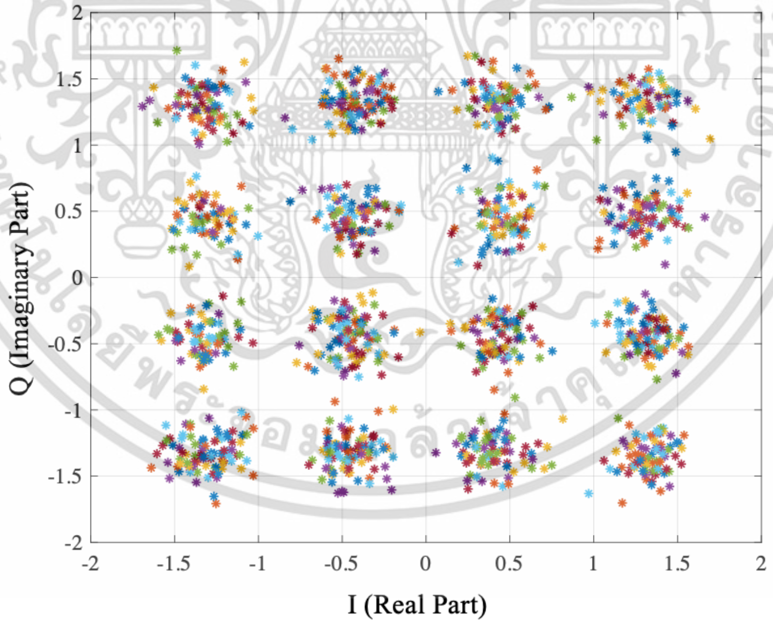


(ก) สัญญาณผ่านวงจรขยายแบบเป็นเชิงเส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

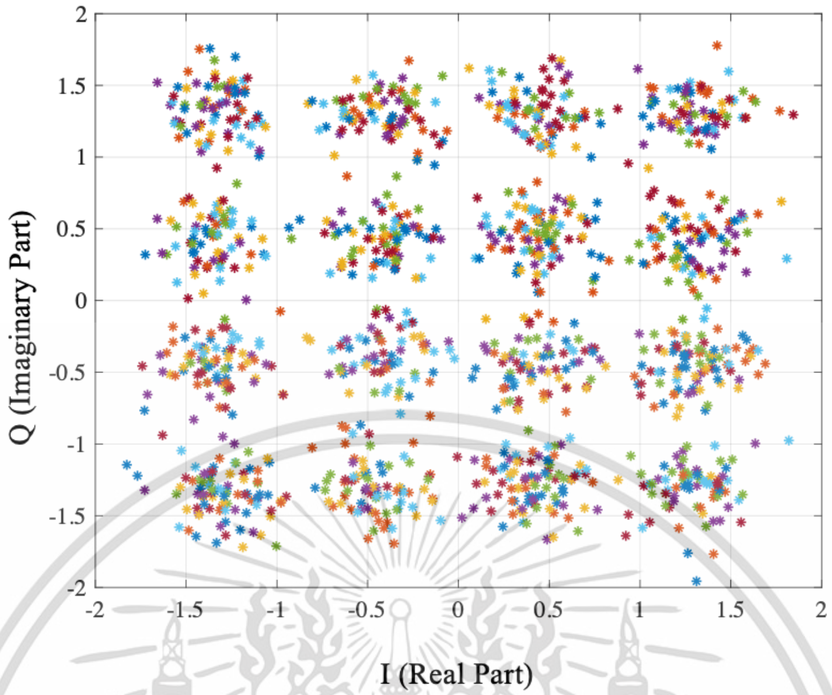


(ข) สัญญาณผ่านวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น SSPA, IB0=-4dB



(ค) สัญญาณผ่านวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น SSPA, IB0=-2dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

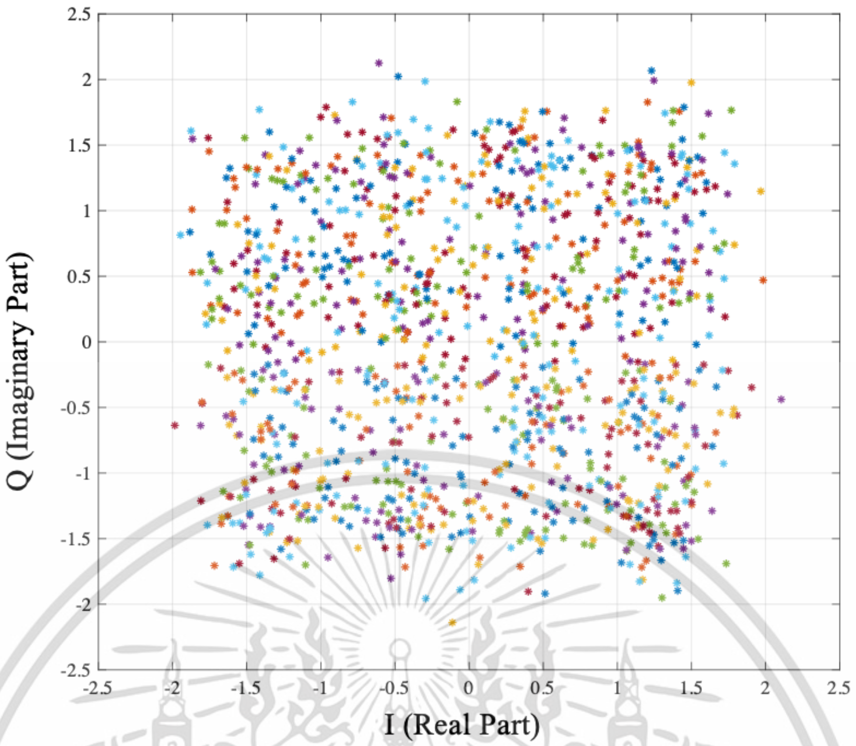


(ง) สัญญาณผ่านวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น SSPA, IB0=-0dB

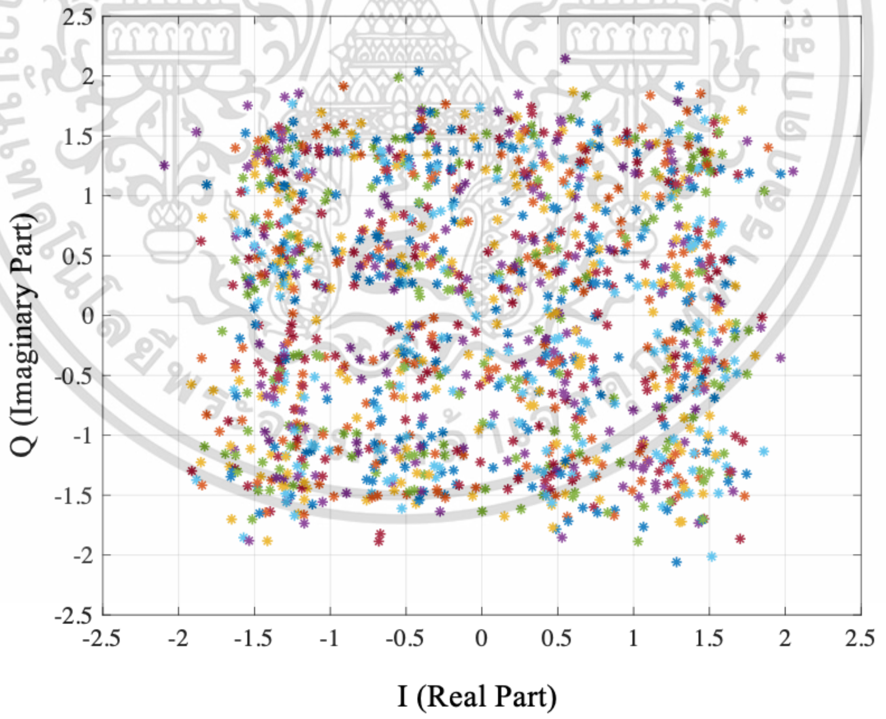
รูปที่ 4.4. แผนภาพกระจายของสัญญาณ 16QAM โดยไม่สัญญาณรบกวน AWGN

จากค่าอินเตอร์มอดูเลชันนอยส์ที่เกิดจากวงจรขยายไม่เป็นเชิงเส้นสัญญาณรบกวนประเภทนี้จะเกิดขึ้นตั้งแต่ภาครับของเครื่องส่งแต่ในความเป็นจริงการใช้งานระบบแล้วยังมีสัญญาณรบกวนอื่นๆเช่น สัญญาณรบกวนจากมัลติพาร์ทและ AWGN เพื่อให้เห็นความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณรบกวนเหล่านี้ การทดลองแสดงสัญญาณรบกวนอินเตอร์มอดูเลชันนอยส์และ AWGN โดยการวัดแผนภาพกระจายของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มทางด้านเครื่องรับ ในตัวอย่างนี้กำหนดให้คลื่นพาห์ต่อสัญญาณรบกวนมีค่าเท่ากับ CNR=14dB ในรูปที่ 4.5 (ก) ผ่านวงจรขยายแบบเชิงเส้น และ 4.5 (ข)ผ่านวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น โดยมีจุดการทำงานของวงจรขยายมีค่าเท่ากับ IBO=-2dB 4.5 (ค)ผ่านวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น โดยมีจุดการทำงานของวงจรขยายมีค่าเท่ากับ IBO=-0dB จากรูปแสดงให้เห็นว่าเมื่อคุณภาพของสัญญาณที่เท่ากัน CNR=14dB แต่ผ่านวงจรขยายที่มีคุณสมบัติความไม่เป็นเชิงเส้นที่แตกต่างกัน เมื่อผ่านวงจรขยายที่ไม่เป็นเชิงเส้นโดยเฉพาะเมื่อจุดกำเนิดงานของวงจรขยายใกล้จุดอิ่มตัวสัญญาณรบกวนจะเพิ่มมากขึ้นกว่าเดิมเป็นอย่างมากหนังไทยเห็นได้จากรูปที่ 4.5(ค) ค่าแผนภาพกระจายของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม มองเห็นเป็นกลุ่มได้ไม่ชัดเจนนั่นหมายความว่าการดีมอดดูเลตจะเกิดการผิดพลาดของข้อมูลจำนวนมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

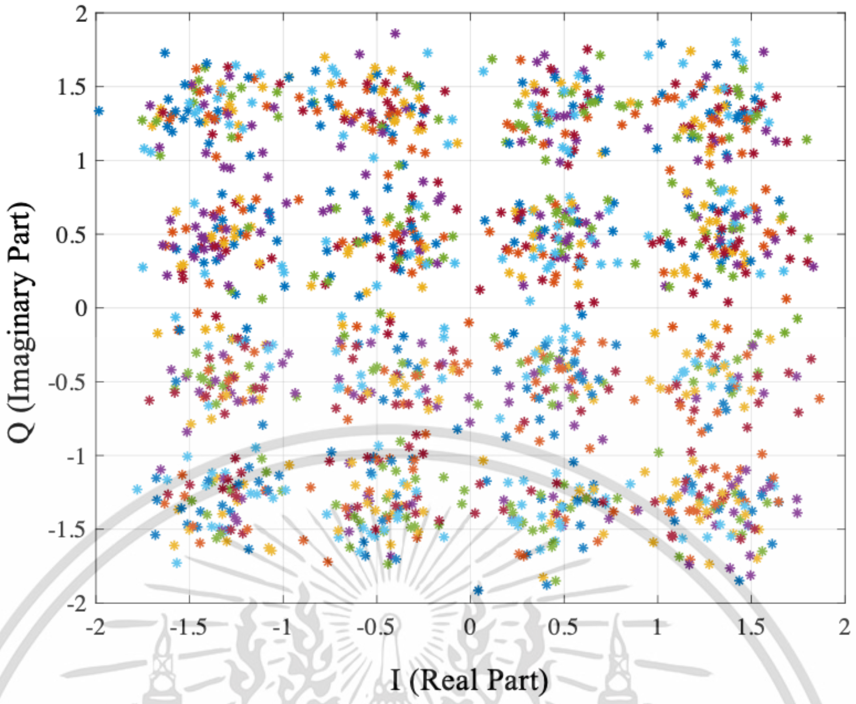


(ก) สัญญาณผ่านวงจรขยายแบบเป็นเชิงเส้นโดยมีสัญญาณรบกวน AWGN เท่ากับ CNR = 14dB



(ข) สัญญาณผ่านวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น SSPA, IBO=-2dBโดยมีสัญญาณรบกวน AWGN เท่ากับ CNR = 14dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค) สัญญาณผ่านวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น SSPA, IBO=0dBโดยมีสัญญาณรบกวน AWGN เท่ากับ CNR = 14dB

รูปที่ 4.5. แผนภาพกระจายของสัญญาณ 16QAM โดยมีสัญญาณรบกวน AWGN เท่ากับ CNR = 14dB

4.3 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ

สำหรับค่าพารามิเตอร์หลักๆ ที่ใช้ในการจำลองระบบที่ทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB ซึ่งจะทำการจำลองการทำงานแบบพื้นฐานเปรียบเทียบกับวิธีการที่เสนอ โดยมีรายละเอียดดังนี้

1. การมอดูเลตสัญญาณที่เครื่องส่งเป็นแบบ 16QAM
2. การดีมอดูเลตสัญญาณที่เครื่องรับจะกำหนดเป็น Coherent detection
3. กำหนด Bandwidth ของการจำลองระบบที่ 5MHz
4. มีจำนวนของ FFT Point (N-Point) = 256
5. กำหนดจำนวนของคลื่นพาห์ย่อยที่ 64 ความถี่
6. กำหนดจำนวนของคลัสเตอร์ที่ 4 คลัสเตอร์
7. กำหนดค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่ 4 ค่า
8. กำหนดจำนวนสายอากาศเครื่องส่งและเครื่องรับเป็น 2x1
9. มีการเข้าและถอดรหัสแบบ STBC

โดยมีรายละเอียดเพิ่มเติมดังในตารางที่ 4.1

เอกสารนี้เป็นไปเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบ

ข้อมูล	**พารามิเตอร์**
Modulation Technique	16QAM
Demodulation	Coherent Detection
Allocated bandwidth	5MHz
Number of FFT points (N)	256
Number of sub-carriers (M)	64
Number of cluster (V)	4
Number of weighting factor (W)	4
Partition Type Interleave	Interleave
Symbol duration	14.3 µS
Guard interval (GI)	1.3 µS
r - parameter of AM/AM-SSPA	2
Tx and Rx antennas	2x1
Encoder/Decoder	STBC
Multipath fading model	
Power delay profile	Exponential
Delay path and decay constant	9 and 1dB

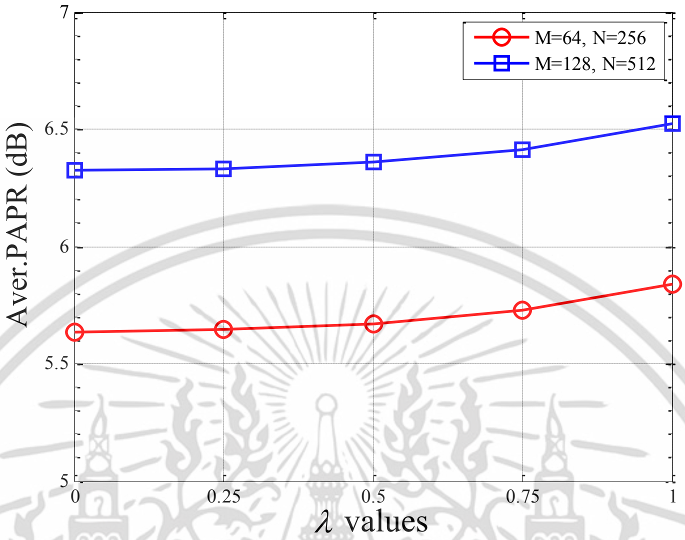
พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานนี้ เพื่อที่จะให้ผลของการจำลองมีตัวแปรที่มีผลต่อประสิทธิภาพของระบบเข้ามาร่วมวิเคราะห์ ซึ่งจะใช้พารามิเตอร์ทั้งหมดนี้สำหรับจำลองทุกระบบที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

4.4 ประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพีอาร์ที่นำเสนอเปรียบเทียบกับ STBC MIMO-OFDM แบบดั้งเดิมและวิธีการพีทีเอสแบบทั่วไป

ในการจำลองการทำงานของระบบโดยคอมพิวเตอร์ในส่วนนี้จะเป็นการเสนอเทคนิคการลดค่าพีเอพีอาร์ เมื่อทำการพิจารณาค่า λ ที่ดีที่สุดในสมการที่ 3.12 โดยค่าพีเอพีอาร์เฉลี่ยนี้จะถูกประมวลผลมาจากระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่มีการเข้ารหัสแบบปริภูมิเวลาที่มีสายอากาศด้านส่ง 2 ชุดที่มีจำนวน 256 รูปแบบ (จำนวนสูงสุดเท่าที่เป็นไปได้) เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า λ โดยจะแสดงในรูปที่ 4.4 จากรูปนี้ทำให้เราเห็นได้ว่า ค่า λ ที่ดีที่สุดคือ λ = 0 เพราะว่าค่าพีเอพีอาร์เฉลี่ยที่ค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั้นจะเป็นค่าที่ต่ำที่สุด ถึงแม้ว่าจะมีการทดลองเพิ่มค่า M ที่เป็นจำนวนคลื่นพาห์ย่อยของข้อมูลก็ตาม จากผลดังกล่าว ก็สามารถทำให้เราสรุปได้ว่าค่าพีเอพีอาร์ที่ดีที่สุดไม่จำเป็นที่จะต้องใช้ข้อมูลส่วนที่ 2 ที่ได้ถูกแบ่งสัญญาณเป็น 2 ส่วนตามหัวข้อ 3.4.1 และนำไปสู่การลดความซับซ้อนในการประมวลผลนั่นเอง



รูปที่ 4.6. ค่าเฉลี่ยของค่าพีเอพีอาร์กับค่า λ

นอกจากนี้การลดความซับซ้อนในประมวลผลสำหรับกระบวนการลดค่าพีเอพีอาร์ สามารถคำนวณได้ดังในสมการที่ 4.2

$$\begin{aligned} Conv.PTS_{Complexity} &= \frac{M}{V}\cdot W^{V} \\ Proposed_{Complexity} &= (1+\lambda)\frac{M\cdot S}{2V} \end{aligned} \qquad (4.1)$$

เมื่อ M คือจำนวนของคลื่นพาห์ย่อย

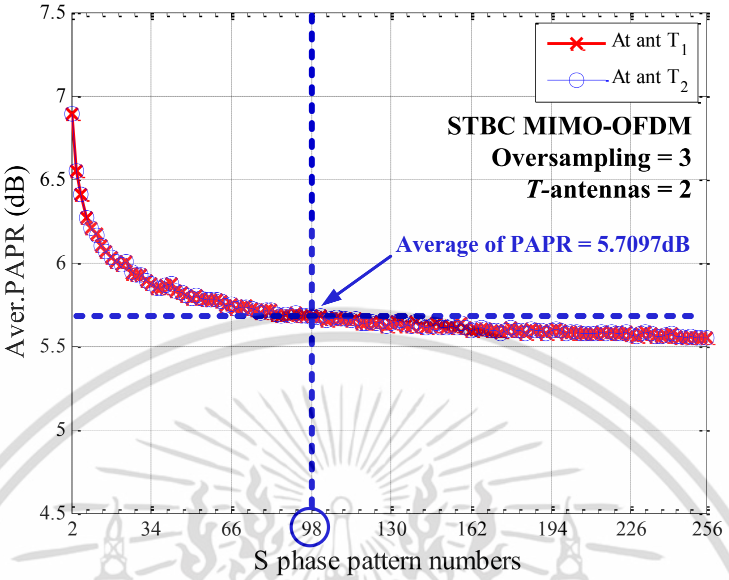
V คือจำนวนของคลัสเตอร์

W คือจำนวนของค่าเฟสสัมประสิทธิ์

จากสมการที่ 4.1 ทำให้เห็นได้ว่า ความซับซ้อนในการประมวลผลของวิธีการลดค่าพีเอพีอาร์ที่ได้นำเสนอ สามารถพิจารณาด้วยการเลือกค่าจำนวนรูปแบบของเฟส S จากเหตุผลนี้ค่าพีเอพีอาร์เฉลี่ย จะถูกประเมิน จากการเปลี่ยนจำนวนรูปแบบของเฟส S โดยมีผลแสดงในรูปที่ 4.7 ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าพีเอพีอาร์เฉลี่ยจากที่มีค่า S = 98 จนถึง 256 จะมีการเปลี่ยนแปลงน้อยมาก และด้วยผลการทดลองนี้ค่าของรูปแบบเฟส S ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์มีค่าเป็น “98” ก็น่าจะเพียงพอกับการที่ได้ค่าพีเอพีอาร์ที่ต่ำสำหรับระบบ STBC MIMO-OFDM ดังนั้นเมื่อพิจารณาจากผลของการจำลองระบบด้วยคอมพิวเตอร์

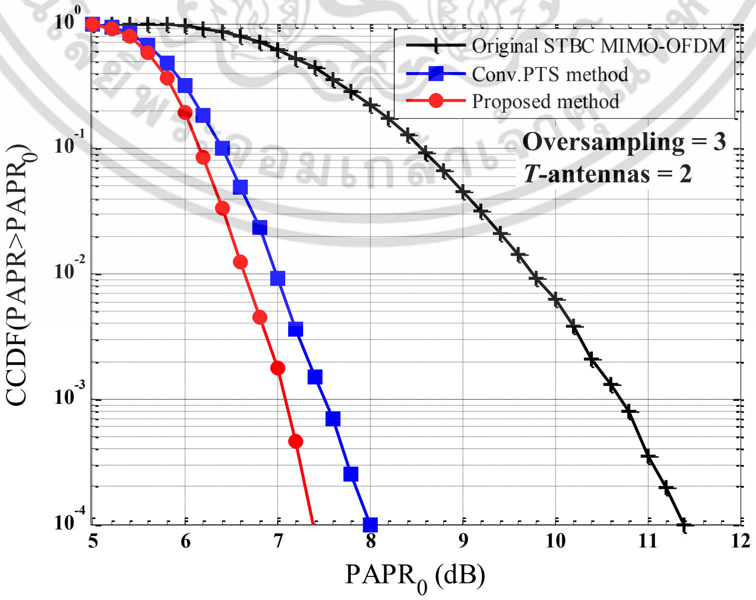
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 4.8 และที่ 4.9 ค่า λ ที่ดีที่สุดคือ 0 และ S = 98 จะถูกนำมาใช้สำหรับวิธีการพีทีเอสดัดแปลงพร้อมกับอัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์แบบใช้ค่าเฟสสัมประสิทธิ์ร่วมกัน



รูปที่ 4.7. ค่าเฉลี่ยของค่าพีเอพีอาร์กับค่ารูปแบบ S

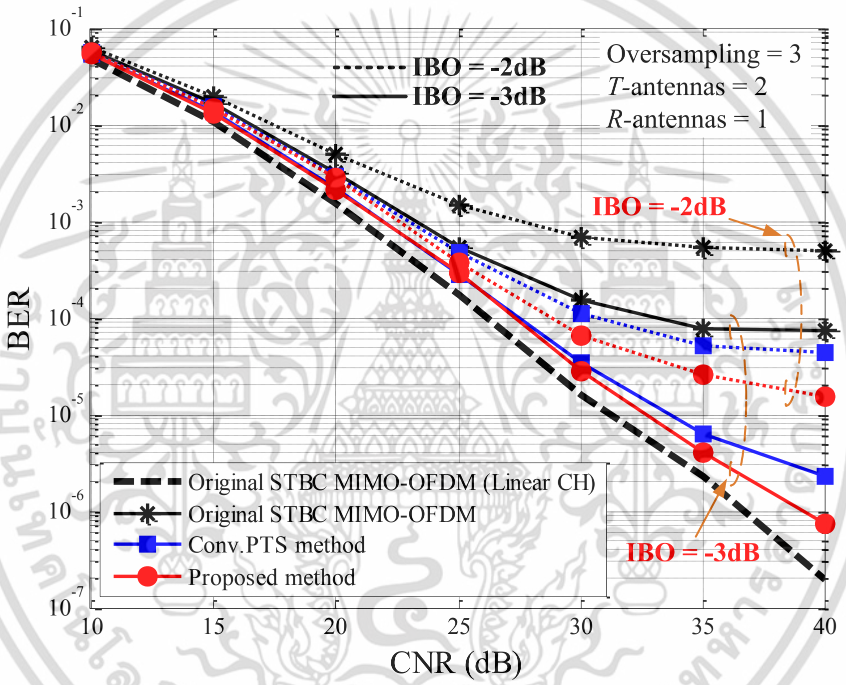
สำหรับฟังก์ชัน CCDF จะถูกใช้เป็นแนวทางในการประเมินประสิทธิภาพของการลดค่าพีเอพีอาร์ของวิธีการที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ โดยรูปที่ 4.8 จะเป็นการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของการลดค่าพีเอพีอาร์ของสัญญาณระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่มีการเข้ารหัสแบบปริภูมิเวลาแบบดั้งเดิม[15] และสัญญาณฯ ที่ผ่านวิธีการลดค่าพีเอพีอาร์แบบทั่วไป[14] รวมไปถึงผ่านวิธีการที่นำเสนอ



รูปที่ 4.8. การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของการลดค่าพีเอพีอาร์ของวิธีการต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยจากรูปที่ 4.8 จะเห็นได้ว่าวิธีการพีทีเอสดัดแปลงที่ทำงานร่วมกับอัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์แบบใช้ค่าเฟสสัมประสิทธิ์ร่วมกันจะมีค่าพีเอพีอาร์ที่ดีกว่าประมาณ 2.4 dB และ 0.2dB เมื่อเทียบกับสัญญาณระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่มีการเข้ารหัสแบบปริภูมิเวลาแบบดั้งเดิมและแบบที่มีการใช้วิธีการลดค่าพีเอพีอาร์แบบทั่วไปตามลำดับ ที่ CCDF 10^{-1} ซึ่งก็หมายถึงการที่ค่าของอัตราการผิดพลาดของข้อมูลในช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้นจะดีขึ้นด้วย ด้วยเหตุผลนี้เองทำให้สามารถคาดการณ์ค่าอัตราความผิดพลาดของข้อมูลของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่มีการเข้ารหัสแบบปริภูมิเวลาที่ทำการลดค่าพีเอพีอาร์ด้วยวิธีการพีทีเอสดัดแปลงที่ทำงานร่วมกับอัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์แบบใช้ค่าเฟสสัมประสิทธิ์ร่วมกันว่ามีค่าที่ดีขึ้นและดีกว่าวิธีการลดค่าพีเอพีอาร์แบบทั่วไปอีกด้วย [17]



รูปที่ 4.9. การเปรียบเทียบค่า BER และค่า CNR (dB)

โดยที่ CNR (Carrier-to-Noise Ratio) คือค่าอัตราส่วนกำลังของสัญญาณที่รับได้เทียบกับกำลังของสัญญาณรบกวน โดยทั่วไปจะใช้อธิบายถึงคุณภาพของสัญญาณที่มอดูเลตในรูปแบบของดิจิตอล จากรูปที่ 4.9 จะแสดงเปรียบเทียบถึงค่าอัตราการผิดพลาดของข้อมูลโดยทำการเปลี่ยนค่า CNR ซึ่งจะประกอบด้วยข้อมูลของระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่มีการเข้ารหัสแบบปริภูมิเวลาแบบดั้งเดิมและข้อมูลของสัญญาณที่ผ่านวิธีการลดค่าพีเอพีอาร์ในช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้นทั้งแบบวิธีการพีทีเอสแบบทั่วไป รวมไปถึงแบบที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ จากรูปจะเห็นได้ว่า วิธีการที่นำเสนอจะมีค่าอัตราการผิดพลาดของข้อมูลที่น้อยกว่าสัญญาณดั้งเดิมฯ [18] และที่ผ่านวิธีการลดค่าพีเอพีอาร์แบบทั่วไปตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนสุดท้ายจะเป็นการคำนวณให้เห็นถึงความซับซ้อนในการประมวลผลของวิธีการที่นำเสนอที่ได้จากผลของการจำลองระบบด้วยคอมพิวเตอร์ในรูปที่ 4.8 และ 4.9 รวมไปถึงคำนวณจากสมการที่ 4.2 โดยมีค่าต่างๆ ดังนี้ M คือจำนวนของคลื่นพาห์ย่อย = 64, V คือจำนวนของคลัสเตอร์ = 4, W คือจำนวนของค่าเฟสสัมประสิทธิ์ = 4, λ ดีที่สุดคือ 0, S มีค่าเท่ากับ 98 ซึ่งจะมีผลดังแสดงในตารางที่ 4.2 จะสามารถสรุปได้ว่าวิธีการที่นำเสนอสามารถให้ผลของค่าพีเอพีอาร์และค่าอัตราการผิดพลาดของข้อมูลที่ดีกว่า รวมไปถึงมีความซับซ้อนในการประมวลผลต่ำกว่าวิธีการพีทีเอสแบบดั้งเดิมอีกด้วย

ตารางที่ 4.2 ค่าความซับซ้อนในการประมวลผล

วิธีการลดค่าพีเอพีอาร์แบบต่างๆ	คำนวณจากสมการที่ 4.2		SI-size
วิธีการพีทีเอสแบบทั่วไป	4,096	100%	T
วิธีการพีทีเอสดัดแปลงที่ทำงานร่วมกับอัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์ (*S*=98 patterns)	784	≈19%	T/2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5
สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีวัตถุประสงค์ศึกษาระบบการส่งผ่านข้อมูลโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (MIMO-OFDM) ซึ่งเป็นเทคนิคที่ถูกนำไปใช้ในการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 5 โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการส่งรับข้อมูลให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอเทคนิคร่วมกันหลายเทคนิคเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการส่งรับข้อมูลออกเป็น 3 ส่วนหลักๆ ดังนี้คือ ส่วนแรกเป็นเทคนิคการกำหนดรูปแบบสัมประสิทธิ์แบบใหม่สำหรับระบบการส่งผ่านข้อมูลแบบ MIMO-OFDM โดยเทคนิคนี้สามารถลดค่าพีเอพีอาร์ได้เพิ่มขึ้นโดยที่ไม่เพิ่มความซับซ้อนของระบบเมื่อเทียบกับระบบเดิมโดยยังคงมีจำนวนค่าสัมประสิทธิ์เท่ากับการกำหนดรูปแบบสัมประสิทธิ์แบบทั่วไปแต่ให้ผลลัพธ์การลดค่าพีพีอาร์ได้ดีกว่า ส่วนที่สองนำเสนอเทคนิคการลดข้อมูลลดจำนวนของข้อมูลการเปลี่ยนแปลงสัมประสิทธิ์ เทคนิคที่นำเสนอในส่วนนี้เป็นการลดจำนวนข้อมูลการเปลี่ยนแปลงสัมประสิทธิ์ที่จำเป็นจะต้องส่งไปยังเครื่องรับเพื่อนำข้อมูลการเปลี่ยนแปลงสัมประสิทธิ์นี้ไปใช้ในการดีมอดูเลตทางด้านเครื่อง วิธีการนี้ถึงแม้จะลดประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพีอาร์ ไปเล็กน้อย แต่สามารถลดค่าความซับซ้อนของระบบได้ครึ่งหนึ่ง เนื่องจากการใช้ข้อมูลการเปลี่ยนแปลงสัมประสิทธิ์ร่วมกันระหว่างสายอากาศในระบบ MIMO-OFDM นอกจากการลดความซับซ้อนของระบบแล้วยังสามารถลดจำนวนช่องสัญญาณที่ใช้สำหรับส่งข้อมูลการเปลี่ยนแปลงสัมประสิทธิ์ไปยังเครื่องรับอีกหนึ่งช่องสัญญาณ ส่วนที่สามนำเสนอเทคนิคการลดจำนวนครั้งการหาค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมสำหรับลดค่าพีเอพีอาร์ เนื่องจากการลดค่าพีเอพีอาร์ด้วยวิธีพีทีเอสแบบทั่วไปและวิธีที่นำเสนอสามารถลดค่าได้มากขึ้นตามจำนวนรูปแบบของสัมประสิทธิ์ที่มาคูณกับสัญญาณ กล่าวคือถ้ามีจำนวนรูปแบบของสัมประสิทธิ์มากก็จะลดค่าพีเอพีอาร์ได้มาก แต่การหาค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมก็จะต้องใช้เวลามากขึ้นตามไปด้วยโดยเฉพาะอย่างยิ่งการหาค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมในระบบ MIMO-OFDM ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ประยุกต์อัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์เพื่อใช้หาค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสม โดยผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าอัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์สามารถกำหนดค่าเฟสสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมในระบบ MIMO-OFDM ได้รวดเร็วกว่าวิธีแบบทั่วไปนั่นหมายความว่าการกำหนดค่าระดับพีเอพีอาร์ที่เหมาะสมจะทำให้ลดความซับซ้อนในการจำนวนลงอย่างมากโดยที่ไปส่งผลต่อประสิทธิภาพการลดค่าพีเอพีอาร์อย่างมีนัยสำคัญ

สรุปในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอการลดค่าพีเอพีอาร์โดยวิธีการพีทีเอสดัดแปลงทำงานร่วมกับอัลกอริทึมฝูงผึ้งประดิษฐ์ (Modify-PTS with ABC-Concurrent Algorithm) เป็นการใช้เทคนิคการลดค่าพีเอพีอาร์หลายๆ เทคนิคเข้าด้วยกันดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น เพื่อแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพของวิธีที่นำเสนอเปรียบเทียบกับวิธีแบบทั่วไปในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้วิธีการจำลองการทำงานระบบต่างๆ ด้วยการจำลองการทำงานโดยใช้คอมพิวเตอร์ เพื่อเปรียบเทียบค่าพีเอพีอาร์ ค่าอัตราการผิดพลาดการส่งรับข้อมูลและการจำลองการทำงานในวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เส้นของทางด้านเครื่องส่งเป็นต้น ผลการจำลองการทำงานของระบบแสดงให้เห็นว่าสามารถลดค่าพีเอพีอาร์ที่ CCDF (PAPR>$PAPR_0$) =10^{-3} ได้ประมาณ 3.4 dB สำหรับระบบโอเอฟดีเอ็มแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่มีการเข้ารหัสแบบปริภูมิเวลาแบบดั้งเดิมและ 0.4 dB เมื่อใช้วิธีการลดค่าพีเอพีอาร์แบบพีทีเอสแบบทั่วไปตามลำดับ โดยใช้การประมวลผลเพียง 19% ซึ่งถือว่าลดลงอย่างมากเมื่อเทียบกับวิธีการลดค่าพีเอพีอาร์แบบพีทีเอสแบบทั่วไป วิธีการที่นำเสนอสามารถทำให้ได้ค่าอัตราการผิดพลาดของข้อมูลในช่องสัญญาณวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้นก็มีค่าที่ดีขึ้นอีกด้วย ให้ผลที่ดีต่อประสิทธิภาพการใช้วงจรขยายสัญญาณและแบตเตอรี่สำหรับโทรศัพท์มือถือ รวมไปถึงการใช้งานย่านความถี่นั้นๆ ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

[1] M.Tan, Z.Latinovic, and Y.Bar-Ness. “STBC MIMO-OFDM Peak-to-Average Power Ratio Reduction by Cross-Antenna Rotation and Inversion.” **IEEE Communications Letters.** vol.9. pp.592-594. July 2005.

[2] J. Gao, J. Wang and Z. Xie. “A novel concurrent papr reduction algorithm for STBC MIMO-OFDM systems.” **IEICE International journal of information and systems sciences**. Vol.4. No.3. pp. 449-461.

[3] S.M. Alamouti. “A simple transmit diversity technique for wireless communications.” **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**. Vol.16. No.8. pp.1451-1458. 1998.

[4] J.W. Jung, B.C. Kwon, H.W. Park, and J.S. Lim. “Superposition-based adaptive modulated space time block coding for MIMO-OFDM systems.” **IEEE Communications Letters**. Vol.14. No.1. pp.30-32. 2010.

[5] S. Sengupta and B. K. Lande, “PAPR reduction in OFDM using Goppa codes.” in **: Proc. of International WIE Conf. on Electrical and Computer Engineering**. Pune. India. pp.104-107. 2016.

[6] S. Jose and V. Kiran. “Adjacent partitioning PTS with TURBO coding for PAPR reduction in OFDM.” in **: Proc. of International Conf. on Advanced Computing and Communication Systems**. pp.1-4. 2017.

[7] K. Anoh, C. Tanriover, B. Adebisi, and M. Hammoudeh. “A New Approach to Iterative Clipping and Filtering PAPR Reduction Scheme for OFDM Systems.” **IEEE Access**. Vol.6. pp.17533-17544. 2018.

[8] M. Mounir, M.I. Youssef, and I.F. Tarrad. “On the effectiveness of deliberate clipping PAPR reduction technique in OFDM systems.” in : **Proc. of International Japan-Africa Conf. on Electronics, Communications and Computers.** pp.21-24. 2017.

เอกสารนี้มีลิขสิทธิ์ ... ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[9] D.J.G. Mestdagh, J.L.G. Monsalve, and J.M. Brossier. “Green OFDM: a new selected mapping method for OFDM PAPR reduction.” **IEEE Electronics Letters**. Vol.54. No.7. pp.449-450. 2018.

[10] H.Y. Liang, K.C. Chou, and H.C. Chu. “A modified SLM scheme with two-stage scrambling for PAPR reduction in OFDM systems.” in: **Proc. of International Conf. on Awareness Science and Technology.** pp.215-218. 2017.

[11] X. Cheng, D. Liu, S. Feng, Q. Pan, and H.F. Fang. “PTS based on DISABC algorithm for PAPR reduction in OFDM systems.” **IEEE Electronics Letters**. Vol.54. No.6. pp.397-398. 2018.

[12] H.S. Chen and K.C. Chung. “A PTS Technique With Non-Disjoint Sub-Block Partitions in M-QAM OFDM Systems.” **IEEE Transactions on Broadcasting**. Vol.64. No.1. pp.146-152. 2018.

[13] H. Vasuki, “Orthogonal Frequency Division Multiplexing.” **ESE 505, Traffic Performance Analysis of Mobile, Wireless & Communication System, University of New York.** 1999.

[14] P. Aggarwall and V.A. Bohara, “A Nonlinear Downlink Multiuser MIMO-OFDM Systems.” **IEEE Wireless Communications Letters**. Vol.6. No.3. pp.414-417. 2017.

[15] J. Tellado. “Multicarrier Modulation with Low PAR.” **Kluwer Academic Publisher tech House.** 2000

[16] S. H. Muller and J. B. Huber. “A novel peak power reduction scheme for OFDM.” in **Proc. IEEE Int. Symp. Pers., Moblie Indoor Commun**. Sep. 1997. pp. 1090-1094.

[17] P. Boonsrimuang, K. Mori, T. Paungma, and H. Kobayashi. “Proposal of improved PTS method for OFDM signal.” in: **Proc. of International Conf. Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications**. pp.1-5. 2007.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[18] T. Mata, P. Boonsrimuang, and H. Kobayashi. “Proposal of improved PTS method for STBC MIMO-OFDM system.” **IEICE Transactions on Communications**. Vol. E93-B. pp. 2673-2676. 2010.

[19] P. Jirajaracheep, T. Mata, and P. Boonsrimuang. “A PAPR Reduction in FBMC-OQAM System via Overlapping-PTS with Artificial Bee Colony Phase Optimization.” **International Journal of Intelligent Engineering and System**. Vol. 12. No. 5. pp. 249-256. 2019.

[20] J.-H. Wen, S.-H. Lee, Y.-F. Huang, and H.-L. Hung. “A suboptimal PTS algorithm based on particle swarm optimization for PAPR reduction in OFDM systems.” **EURASIP J. Wireless Communication Networking.** Vol. 2008. article no. 14.

[21] H. L. Hung, Y. F. Huang, C. M. Yeh, and T. H. Tan. “Performance of particle swarm optimization techniques on PAPR reduction for OFDM systems.” in : **Proc. IEEE International Conf. Systems Man Cybernetics (SMC).** Oct. 2008. pp. 2390–2395.

[22] N. Taspinara, A. Kalinlib, M. Yildirimc and H. Benll. “A PAPR Reduction Method Based on Parallel Ant Colony Optimization Using PTS Scheme in OFDM System.” **Asia-Pacific Conference on Engineering and Applied Science (APCEAS)**. Japonya. Tokyo. 25 - 27 August 2016. pp. 48-58.

[23] L. H. Freng, Y. Akhtman, M. Jiang and L. Wang. 2011. **MIMO-OFDM for LTE WIFI and WIMAX.** New York : John Wiley & Sons Ltd.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.
โปรแกรมที่ใช้ในการจำลองระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
%==============================================================
                A PAPR REDUCTION FOR MIMO-OFDM BY USING MODIFIED-PTS
                        AND ARTIFICIAL BEE COLONY ALGORITHM
%==============================================================
clear all;
clc;

%Loop parameter
CNst=5;                 %Carrier to Noise ratio (dB)
CNx=50;                 %Carrier to Noise ratio (dB)
Stcn=5;                         %Step of Carrier to Noise ratio (dB)
Num_count=8031;                 %Number of loop testing bits error performance.
%------------------ Define Parameter of Signals and System --------------------------------------
BW=5;                           %Bandwidth = 5 MHz
NMess=16;                       %4-bits 16-QAM
M=64;                           %Numbers of subscribers
L=4;                            %Number of Symbols
Mess=M*L;                       %Number of Signals
Nov=3;
N=M+(M*Nov);                    %Number of FFT point
Zerop=round((N-M)/2);   %Number of Zero padding
Zero1=zeros(1,Zerop);
L1=Zerop+1;
L2=Zerop+M;
%------------------  Duration and GI parameter  ------------------------------------------------------
TgRatio=0.1;
Delay=0.1;                      %Delay = 5 uSec
Ets=round(M/BW);                %Effective Symbol Duration
Dg=Ets*TgRatio;         %Guard Interval Duration
Ts=Ets+Dg;                      %Symbol Duration
Ng=round(Dg/(Ets/(N))); %Number of guard interval
Nt=N+Ng;
NNt=Nt*L;
%Channel Response
NP=9;%No. of delay paths
Dec=1;
Step=1;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
AMP=zeros(1,Ng);
ampa=zeros(1,Ng);
amp=zeros(1,Ng);
AMP(1:NP)=(0:-Step:-(NP-1))*Dec;
ampa(1:NP)=10.^(AMP(1:NP)/10);
amp(1:NP)=sqrt(ampa(1:NP)/sum(ampa(1:NP)));%Normalized is 1
dts(1:NP)=((1:NP)-Step);
%------------------------- Non-linear Channel ---------------------------------------------------------
IBO=-3;
r=2;
%Doppler frquency parameter
fdTs=0%.02;%dB
FFC=2;%carrier frequency(GHz)
ramda=3e8/(FFC*1e9);%Wavelength of carrier frequency(m)
if M==N;
st1=1/BW;
else
st1=(M/(N*BW))*(N/M);
end
TA=(Nt*st1)/(ramda*1e6);

%--------------------------- PTS Parameters -----------------------------------------------------------
W=4;                          %Number of discrete phases
V=4;                          %Number of cluster
beta=0.5;
Perp=V^W;                     %PTS Performance
[AS AS_PAR1 AS_PAR2]=Adj_seq(M,V,2);      %Adjacent sequence
S=98;
Lim=5;
[phx2p phxv]=rand_phax(S,V,Lim);
phx1p=exp(j*beta.*phxv);

%------------------------------- Preamble ---------------------------------------------------------------
PRE1=ones(1,M)+j*ones(1,M);
PRE2=zeros(1,M);
Pifft1(1,:)=ifft([Zero1 PRE1(1,:) Zero1]).*sqrt(N);%IFFT
Pifft2(1,:)=ifft([Zero1 PRE2(1,:) Zero1]).*sqrt(N);
PadGI1(1,1:Nt)=[Pifft1(1,N-Ng+1:N) Pifft1(1,1:N)];%Add GI
```

เอกสารนี้... ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
PadGI2(1,1:Nt)=[Pifft2(1,N-Ng+1:N) Pifft2(1,1:N)];%Add GI
% NNt=Nt*(L+2);
%Start Loop
for CN=CNst:Stcn:CNx;   %Loop CN
for count=1:Num_count; %Loop Counter bits error
        CN                                          %Show informations (Debugger)
        count                               %Show informations (Debugger)
   VV1=(fdTs/TA)*3.6

%--------------------------------- Additive White Gaussian Noise ---------------------------------------
for ite1=1:1;%Generated AWGN
cny1=CN;
cn1=10^(-cny1/10);
zx1n(1:L+2,1:Nt)=sqrt(cn1).*randn(L+2,Nt);
zy1n(1:L+2,1:Nt)=sqrt(cn1).*randn(L+2,Nt);
zn11(1:L+2,1:Nt)=zx1n(1:L+2,1:Nt)+j*zy1n(1:L+2,1:Nt);
znn1=zn11';
Awgn1=znn1(:)';%AWGN1 at RxAnt#1
end


%--------------------------------- Channel Generating (Rayleigh Fading Channel ) ---------------
for ite2=1:1;
RAR11=f_Rayleigh_dB(NP,Dec,Step);%Tx1-to-Rx1
RAR21=f_Rayleigh_dB(NP,Dec,Step);%Tx2-to-Rx1

for h=1:NP;
T1R1(h,1:NNt)=f_DOP_ITS(FFC,VV1,st1,NNt);%Tx1-to-Rx1
T2R1(h,1:NNt)=f_DOP_ITS(FFC,VV1,st1,NNt);%Tx2-to-Rx1
end

hin11=zeros(L,N);
hin21=zeros(L,N);
%------------------------------- Tx1-to-Rx1 -----------------------------------------------------------------

for h=1:NP;
   if h==1,hhT1R1(1,1:NNt)=RAR11(1)*T1R1(1,1:NNt);
   else hhT1R1(h,1:NNt)=RAR11(h)*T1R1(h,1:NNt);
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่อนุญาตให้ใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
    end

    h1T1R1(1:NNt)=hhT1R1(h,1:NNt);

for k=1:L;
    h11Rx1(1,1:Nt)=h1T1R1((k-1)*Nt+(1:Nt));
    h12Rx1(1,1:N)=h11Rx1(1,Ng+1:N+Ng);
    hT1Rx1o(k)=h12Rx1(1,N/2);
end
hT1R1(h,1:L)=hT1Rx1o(1:L);
end

%------------------------------------- Tx2-to-Rx1 ------------------------------------------------------------
for h=1:NP;
    if h==1,hhT2R1(1,1:NNt)=RAR21(1)*T2R1(1,1:NNt);
    else hhT2R1(h,1:NNt)=RAR21(h)*T2R1(h,1:NNt);
    end

    h1T2R1(1:NNt)=hhT2R1(h,1:NNt);

for k=1:L;
    h21Rx1(1,1:Nt)=h1T2R1((k-1)*Nt+(1:Nt));
    h22Rx1(1,1:N)=h21Rx1(1,Ng+1:N+Ng);
    hT2Rx1o(k)=h22Rx1(1,N/2);
end
hT2R1(h,1:L)=hT2Rx1o(1:L);
end
%-------------------------------- Ideal CFR ----------------------------------------------------------------
for k=1:L;
    hin11(k,dts(1:NP)+1)=hT1R1(1:NP,k);%Tx1-to-Rx1
    Hin11(1:N)=fft(hin11(k,1:N));
    HT1R1(k,1:M)=Hin11(1,L1:L2);

    hin21(k,dts(1:NP)+1)=hT2R1(1:NP,k);%Tx2-to-Rx1
    Hin21(1:N)=fft(hin21(k,1:N));
    HT2R1(k,1:M)=Hin21(1,L1:L2);
end
end
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
%--------------------------------- Channel ------------------------------------------------------------------
%          HT1R1(k,1:M)-->Tx1-to-Rx1
%          HT2R1(k,1:M)-->Tx2-to-Rx1
%-------------------------------------------------------------------------------------------------------------
RandSignal=f_randint(L,M,NMess);;%16QAM
Signal=RandSignal;
%------------------------------ Modulation  ---------------------------------------------------------------
Dm=f_EnMQAM(Signal,NMess);%16QAM
Sym=Dm;%Serial to Parallel
for n=1:2:L;%STBC 2x2 Encoder [Xn -Xn+1*; Xn+1 Xn*]
   STBC_2R(1:2,(n-1)*M+1:(n+1)*M) = [Sym(n,:)   -conj(Sym(n+1,:));
                                     Sym(n+1,:)  conj(Sym(n,:))];
end
Route1=serial2parallel(STBC_2R(1,:),M);%Routes1
Route2=serial2parallel(STBC_2R(2,:),M);%Routes2
%------------------------------------ EN-PAPR Reduction -----------------------------------------------------
for lo=1:L;
for k=1:V;
   Xadj11(k,:)=Route1(lo,:).*AS_PAR1(k,:);%CLUSTER 2 PARTITION
   Xadj12(k,:)=Route1(lo,:).*AS_PAR2(k,:);
   Xifft11(k,:)=ifft([Zero1 Xadj11(k,:) Zero1]).*sqrt(N);%IFFT
   Xifft12(k,:)=ifft([Zero1 Xadj12(k,:) Zero1]).*sqrt(N);

   Xadj21(k,:)=Route2(lo,:).*AS_PAR1(k,:);%CLUSTER 2 PARTITION
   Xadj22(k,:)=Route2(lo,:).*AS_PAR2(k,:);
   Xifft21(k,:)=ifft([Zero1 Xadj21(k,:) Zero1]).*sqrt(N);%IFFT
   Xifft22(k,:)=ifft([Zero1 Xadj22(k,:) Zero1]).*sqrt(N);
end
Xopt11=Xifft11;%Route1
Xopt12=Xifft12;
Xopt21=Xifft21;%Route2
Xopt22=Xifft22;

%--------------------------------- Concurrent Algorithm Condition -------------------------------------
if mod(lo,2)==1; %
for n=1:S;
for a=1:V;  %Optimum processing
   Xfind1(2*a-1,:)=Xopt11(a,:).*phx2p(a,n);%Improved-PTS method
```

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
    Xfind1(2*a,:)=Xopt12(a,:);
    Xfind2(2*a-1,:)=Xopt21(a,:).*phx2p(a,n);%Improved-PTS method
    Xfind2(2*a,:)=Xopt22(a,:);
end
    Xpfo1=sum(Xfind1);
    Xpfo2=sum(Xfind2);
    Pf1(1,n)=max((abs(Xpfo1)).^2);
    Pf2(1,n)=max((abs(Xpfo2)).^2);
end
    [Pmin1 Ite1]=min(Pf1);
    [Pmin2 Ite2]=min(Pf2);
    bm1(:,lo)=phx2p(:,Ite1);%par1 of odd sym-route1(real)
    bm2(:,lo+1)=conj(bm1(:,lo));%par1 of even sym-route2(imag)
    bm2(:,lo)=phx2p(:,Ite2);%par1 of odd sym-route2(real)
    bm1(:,lo+1)=conj(bm2(:,lo));%par1 of even sym-route1(imag)
end                              %end concurrent algorithm condition

%------------------------------ Multiple Signal With Phase Factor Optimum ----------------------
    for Ro=1:V;
        Xpts1(2*Ro-1,:)=Xopt11(Ro,:).*bm1(Ro,lo);       %Improved-PTS method
        Xpts1(2*Ro,:)=Xopt12(Ro,:);
        Xpts2(2*Ro-1,:)=Xopt21(Ro,:).*bm2(Ro,lo);       %Improved-PTS method
        Xpts2(2*Ro,:)=Xopt22(Ro,:);
    end
    Xsum1(lo,:)=sum(Xpts1);
    Xsum2(lo,:)=sum(Xpts2);
    XadGI1(lo,1:Nt)=[Xsum1(lo,N-Ng+1:N) Xsum1(lo,1:N)];%Add GI
    XadGI2(lo,1:Nt)=[Xsum2(lo,N-Ng+1:N) Xsum2(lo,1:N)];%Add GI
end

Stx1=XadGI1;                %Transmitted Signal
Stx2=XadGI2;                %Transmitted Signal



%------------------------------ SSPA AM/AM Non-linear ----------------------------------------------
Stx1=SSPA_AMAM(Stx1,IBO,r); %Transmitted Signal on Non-Linear Sys.
Stx2=SSPA_AMAM(Stx2,IBO,r); %Transmitted Signal on Non-Linear Sys.
```

เอกสารนี้ ... ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
[R_Stx L_Stx]=size(Stx1);

%-------------------------------- Transmitted Signal with Channel ----------------------------------
for ite4=1:1;%Channel Convolution
IN_Tx1=parallel2serial(Stx1);%TxAnt#1
IN_Tx2=parallel2serial(Stx2);%TxAnt#2

%-------------------------------- Tx1-to-Rx1 ---------------------------------------------------------------
if dts(1)==0,pro_Tx11(1:NNt)=IN_Tx1(1:NNt);
else pro_Tx11(1:NNt)=[IN_Tx1(NNt+1-dts(1):NNt) IN_Tx1(1:NNt-dts(1))];
end
hc_Tx11(1:NNt)=RAR11(1)*pro_Tx11(1:NNt).*T1R1(1,1:NNt);
hc_Tx11_out=hc_Tx11;

for k=2:NP;
pro_Tx11o(1:NNt)=[IN_Tx1(NNt+1-dts(k):NNt) IN_Tx1(1:NNt-dts(k))];
hc_Tx11(1:NNt)=RAR11(k)*pro_Tx11o(1:NNt).*T1R1(k,1:NNt);
hc_Tx11_out(1:NNt)=hc_Tx11_out(1:NNt)+hc_Tx11(1:NNt);
end

%-------------------------------- Tx2-to-Rx1 ---------------------------------------------------------------
if dts(1)==0,pro_Tx21(1:NNt)=IN_Tx2(1:NNt);
else pro_Tx21(1:NNt)=[IN_Tx2(NNt+1-dts(1):NNt) IN_Tx2(1:NNt-dts(1))];
end
hc_Tx21(1:NNt)=RAR21(1)*pro_Tx21(1:NNt).*T2R1(1,1:NNt);
hc_Tx21_out=hc_Tx21;

for k=2:NP;
pro_Tx21o(1:NNt)=[IN_Tx2(NNt+1-dts(k):NNt) IN_Tx2(1:NNt-dts(k))];
hc_Tx21(1:NNt)=RAR21(k)*pro_Tx21o(1:NNt).*T2R1(k,1:NNt);
hc_Tx21_out(1:NNt)=hc_Tx21_out(1:NNt)+hc_Tx21(1:NNt);
end
end
%-------------------------------- Received Signal ---------------------------------------------------------
%                   hc_Tx11_out-->Stx1(Tx#1)*HT1R1
%                   hc_Tx21_out-->Stx2(Tx#2)*HT2R1
%----------------------------------------------------------------------------------------------------------------
%---------- Start the Receiver side // Adding AWGN // Removed GI&FFT ---------------
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
for ite_MIMO4x4=1:1;%MIMO4x4
Rx_1(1:NNt)=hc_Tx11_out(1:NNt)+hc_Tx21_out(1:NNt)+Awgn1(1:NNt);%Rx#1
Rx_1_in1(1:L,1:Nt)=serial2parallel(Rx_1(1:NNt),Nt);
Rx_1_in(1:L,1:Nt)=Rx_1_in1(1:L,1:Nt);

for k=1:L;
RxPRE_11(k,1:N)=[Rx_1_in(k,Ng+1:Nt)];
RxPRE_12(k,1:N)=fft(RxPRE_11(k,1:N))/sqrt(N);
RxPRE_13(k,1:M)=RxPRE_12(k,L1:L2);
end
end
%-------------------------------- Decoding -------------------------------------------------------------------
%--------- Decoded processing section // Alamouti Theorems  --------------------------------
Idt_o=1:2:L;
Idt_e=2:2:L;
H11a=HT1R1;
H21a=HT2R1;

%-------------------------------- Receiver antenna no.1-----------------------------------------------------
%-------------------------------- For STBC 2 Pilot Proposed Method ----------------------------------
for k=1:L;
   Rpts1(1,1:M)=RxPRE_13(k,1:M);
   if mod(k,2)==1;%odd
   for Ro=1:V;                    %Multiple signal with phase factor optimum.
      XadjR11(Ro,:)=Rpts1(1,1:M).*AS_PAR1(Ro,:);              %CLUSTER
      XadjR12(Ro,:)=Rpts1(1,1:M).*AS_PAR2(Ro,:);              %CLUSTER
      Rdec1(2*Ro-1,:)=XadjR11(Ro,:).*conj(bm1(Ro,k));         %Improved-PTS method
      Rdec1(2*Ro,:)=XadjR12(Ro,:);
      Rdec2(2*Ro-1,:)=XadjR11(Ro,:).*conj(bm2(Ro,k));         %Improved-PTS method
      Rdec2(2*Ro,:)=XadjR12(Ro,:);
   end
   Rxout1(k,1:M)=sum(Rdec1);
   Rxout2(k,1:M)=sum(Rdec2);
%-------------------------------- Odd Symbol Frame -------------------------------------------------------
   else               %even
   for Ro=1:V;        %Multiple signal with phase factor optimum.
      XadjR11(Ro,:)=conj(Rpts1(1,1:M)).*AS_PAR1(Ro,:);        %CLUSTER
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่อนุญาตให้ใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
        XadjR12(Ro,:)=conj(Rpts1(1,1:M)).*AS_PAR2(Ro,:);          %CLUSTER
        Rdec1(2*Ro-1,:)=XadjR11(Ro,:).*bm2(Ro,k);                 %Improved-PTS method
        Rdec1(2*Ro,:)=XadjR12(Ro,:);
        Rdec2(2*Ro-1,:)=XadjR11(Ro,:).*bm1(Ro,k);                 %Improved-PTS method
        Rdec2(2*Ro,:)=XadjR12(Ro,:);
    end
    Rxout1(k,1:M)=sum(Rdec1);
    Rxout2(k,1:M)=sum(Rdec2);
    end
end
%AT R1
%Odd symbol frame
PS11a(Idt_o,1:M)=conj(H11a(Idt_o,1:M)).*Rxout1(Idt_o,1:M)+H21a(Idt_e,1:M).*Rxout1(Idt_e,1:M);
%Even symbol frame
PS11a(Idt_e,1:M)=conj(H21a(Idt_o,1:M)).*Rxout2(Idt_o,1:M)-H11a(Idt_e,1:M).*Rxout2(Idt_e,1:M);
%------------------------------- Final Decoded Data Signal Section ---------------------------------
Amn1_2(:,1:M)=abs(H11a(Idt_o,1:M)).^2+abs(H21a(Idt_e,1:M)).^2;%A(m,n)
Bmn1_2(:,1:M)=conj(H11a(Idt_o,1:M)).*H21a(Idt_o,1:M)-
conj(H11a(Idt_e,1:M)).*H21a(Idt_e,1:M);%B(m,n)
Cmn1_2(:,1:M)=H11a(Idt_o,1:M).*conj(H21a(Idt_o,1:M))-
H11a(Idt_e,1:M).*conj(H21a(Idt_e,1:M));%C(m,n)
Dmn1_2(:,1:M)=abs(H11a(Idt_e,1:M)).^2+abs(H21a(Idt_o,1:M)).^2;%D(m,n)
A_sub_1a1_2(:,1:M)=Amn1_2(:,1:M).*Dmn1_2(:,1:M);%A(m,n)*D(m,n)
A_sub_2a1_2(:,1:M)=Bmn1_2(:,1:M).*Cmn1_2(:,1:M);%B(m,n)*C(m,n)
A_sub_a1_2(:,1:M)=A_sub_1a1_2(:,1:M)-A_sub_2a1_2(:,1:M);%A(m,n)*D(m,n)-B(m,n)*C(m,n)

%------------------------------- For 2x1 (Odd symbol frame)  ----------------------------------------
A111_1a1_2(:,1:M)=Dmn1_2(:,1:M).*PS11a(Idt_o,1:M);%D(m,n)*PS1(m,n)
A111_2a1_2(:,1:M)=Bmn1_2(:,1:M).*PS11a(Idt_e,1:M);%B(m,n)*PS1(m+1,n)
A111_a1_2(:,1:M)=A111_1a1_2(:,1:M)-A111_2a1_2(:,1:M);%D(m,n)*PS1(m,n)-B(m,n)*PS1(m+1,n)
So11a(Idt_o,1:M)=A111_a1_2(:,1:M)./A_sub_a1_2(:,1:M);

%------------------------------- Even Symbol Frame --------------------------------------------------
A222_1a1_2(:,1:M)=Amn1_2(:,1:M).*PS11a(Idt_e,1:M);%A(m,n)*PS1(m+1,n)
A222_2a1_2(:,1:M)=Cmn1_2(:,1:M).*PS11a(Idt_o,1:M);%C(m,n)*PS1(m,n)
A222_a1_2(:,1:M)=A222_1a1_2(:,1:M)-A222_2a1_2(:,1:M);%A(m,n)*PS1(m+1,n)-C(m,n)*PS1(m,n)
So11a(Idt_e,1:M)=A222_a1_2(:,1:M)./A_sub_a1_2(:,1:M);
%*****************************************************
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
Routa2x1_1=So11a;                    % For STBC 2x1 Proposed Method
%----------------------------------------------------
Routa1=Routa2x1_1;                   % For STBC 2x1 Proposed Method
%-----------------------------------------------------
RDMa1=f_DeMQAM(Routa1,NMess);        % For STBC 2x2 Proposed Method
%-----------------------------------------------------
%------------------------------- Loop test Bits error rate performance -----------------------------
CBER1(count)=biterr(RandSignal,RDMa1)/(log2(NMess)*M*L);

end                 %End of loop Counter
PBER1(CN)=mean(CBER1(1:Num_count));    %For STBC 2x2 Proposed Method

end                 %End of loop

PIC=figure;
semilogy(CNst:Stcn:CNx,PBER1(CNst:Stcn:CNx),'-ro'); %For STBC 2x1 Proposed Method
legend(['Prop.-IBO=',num2str(IBO),'dB,','S=',num2str(S)])
title('BER-VS-CNR-proposed-method')
grid on; %==============================================================
%==============================================================
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข.
ผลงานวิจัยในระหว่างการศึกษาที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1. **Pitchaya Boontra**, Tanairat Mata and Pisit Boonsrimuang, “A Low-Complexity PAPR Reduction for Space-Time Block Code MIMO-OFDM by using Modified-PTS with ABC-Concurrent Algorithm”, International Journal of Intelligent Engineering and Systems, Vol.13, No.1, 2020, pp 57-64, 2020.

2. **Pitchaya Boontra**, Tanairat Mata, Arif Dataesatu, Kazuo Mori and Pisit Boonsrimuang,, “A PAPR Reduction for FBMC-OQAM Signals using ABC-OPTS Scheme”, The 21st International Conference on Advanced Communications Technology, pp 115-119, 17–20 February 2019, Pheonix Park, Pyeongchang, Korea (South).

3. **Pitchaya Boontra**, Tanairat Mata and Pisit Boonsrimuang, “A PAPR Reduction Scheme based on Improved PTS with ABC Algorithm for OFDM Signal”, 15th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2018), pp 667-670, 18-21 July 2018, Wiang Inn Hotel, Chiang Rai, Thailand.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ – นามสกุล	นายพิชญ์ บุญตรา
วัน เดือน ปีเกิด	18 สิงหาคม 2510
ที่อยู่	212/80 หมู่บ้านบลูลากูน2 ถนนกาญจนาภิเษก (วงแหวนบางนา) แขวงดอกไม้ เขตประเวศ กรุงเทพมหานคร 10250
เบอร์ติดต่อ	+668-9100-6417
E-Mail	bpitchaya@gmail.com

ประวัติการศึกษา	ปริญญาตรี สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปริญญาโท สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ประสบการณ์การทำงาน

2562 – ปัจจุบัน	ผู้เชี่ยวชาญ บริษัท ไอบีเอ็ม ประเทศไทย จำกัด
2561 – 2562	ที่ปรึกษาผู้บริหาร บริษัท ไรป์ ประเทศไทย จำกัด
2561 – 2562	ที่ปรึกษาผู้บริหาร บริษัท เอสซีเอ็ม เทคโนโลจีส์ จำกัด
2555 – 2561	รองผู้อำนวยการกลุ่มลูกค้าสถาบันการศึกษา บมจ.ทรูคอร์ปอร์เรชั่น
2552 – 2555	ผู้ช่วยผู้อำนวยการฝ่ายบริหารช่องทางการขาย บริษัท ทรูมันนี่ จำกัด
2548 – 2552	ผู้ช่วยผู้อำนวยการฝ่ายการตลาด SMB Sector บมจ.ทรูคอร์ปอร์เรชั่น
2544 – 2548	ผู้จัดการทั่วไป เขตปฏิบัติการภูมิภาค CEW บริษัท ทีเอ ออเรนจ์ จำกัด
2538 – 2544	ผู้จัดการฝ่ายการตลาด บริษัท โนเกีย ประเทศไทย จำกัด
2535 – 2538	วิศวกรอาวุโส บมจ. เทเลคอมเอเซีย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้