

การพัฒนาเทคนิคการส่งข้อมูลความเร็วสูงบนระบบแถบกว้างยิ่งโดยใช้การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่ร่วมกับ
การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่เชิงตั้งฉาก



นายจุมพฏ ชูสิงห์

สถาบันวิทยบริการ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

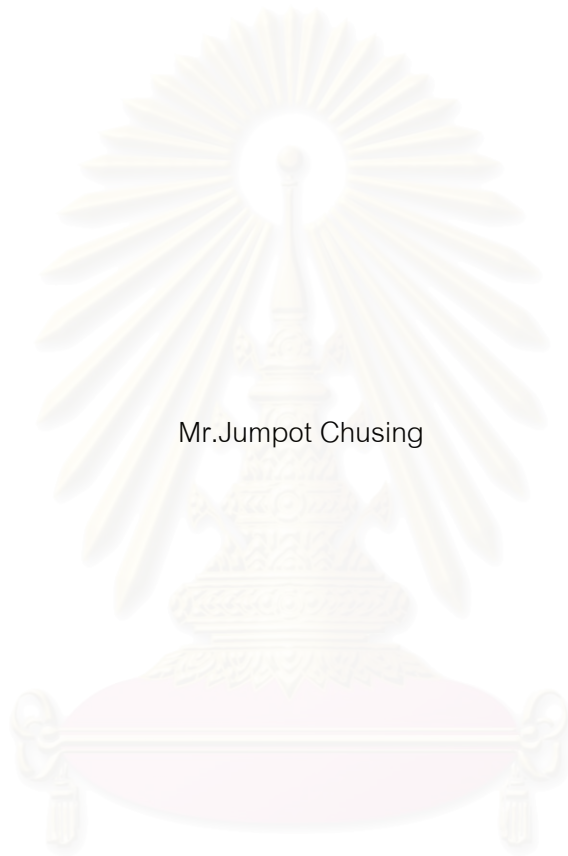
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2549

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

DEVELOPMENT OF A HIGH DATA-RATE TECHNIQUE ON ULTRA WIDEBAND SYSTEM USING
SPACE-TIME-FREQUENCY CODING AND ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING



Mr.Jumpot Chusing

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

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

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering

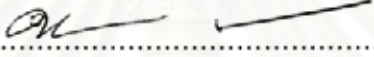
Chulalongkorn University

Academic Year 2006


Copyright of Chulalongkorn University

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การพัฒนาเทคนิคการส่งข้อมูลความเร็วสูงบนระบบแถบกว้างยิ่งโดยใช้การ
เข้ารหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่ร่วมกับการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่เชิงตั้งฉาก
โดย นายจุมพฏ ชูสิงห์
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษา รองศาสตราจารย์ ดร.ลัญจกร วุฒิสิริพิบูลกิจ
อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม ดร.ศักดิ์ เสกขุนทด

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้แนบวิทยานิพนธ์ฉบับนี้
เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาโท

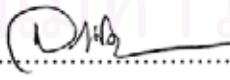

..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์
(ศาสตราจารย์ ดร.ติเรก ลาวัณย์ศิริ)


คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์


..... ประธานกรรมการ
(รองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล)


..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(รองศาสตราจารย์ ดร.ลัญจกร วุฒิสิริพิบูลกิจ)


..... อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม
(ดร.ศักดิ์ เสกขุนทด)


..... กรรมการ
(รองศาสตราจารย์ ดร.วาทีต เบนญพกุล)


..... กรรมการ
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.นิตาชล ตั้งเสี่ยมวิสัย)

จุมพฏ ชูสิงห์ : การพัฒนาเทคนิคการส่งข้อมูลความเร็วสูงบนระบบแถบกว้างยิ่งโดยใช้การเข้ารหัส
 ปริภูมิ-เวลา-ความถี่ร่วมกับการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่เชิงตั้งฉาก. (DEVELOPMENT OF A
 HIGH DATA-RATE TECHNIQUE ON ULTRA WIDEBAND SYSTEM USING SPACE-TIME-
 FREQUENCY CODING AND ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING)
 อ. ที่ปรึกษา : รศ.ดร.ลัญจกร วุฒิสัทติกุลกิจ, อ.ที่ปรึกษาร่วม : ดร.ศักดิ์ เสกขุนทด 156หน้า.

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอแนวทางในการนำเทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าซึ่งอยู่ในรูปแบบของรหัส
 ปริภูมิ-ความถี่ (SF) และรหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่ (STF) มาใช้งานร่วมกับโอเพทีเอ็มสำหรับระบบหลาย
 สายอากาศส่งหลายสายอากาศรับบนช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งแบบหลายแถบความถี่ สำหรับ
 แนวความคิดหลักของระบบที่เสนออยู่บนพื้นฐานของกระบวนการเข้ารหัสล่วงหน้าโดยอาศัยเมทริกซ์หมุน
 ซึ่งจะปรับเปลี่ยนรูปแบบการจัดวางกลุ่มสัญลักษณ์แบบหลายมิติ ดังนั้นชุดคำรหัสที่ได้จะมีคุณลักษณะใน
 เชิงความซ้ำซ้อนของชุดข้อมูลสัญลักษณ์ซึ่งถูกบิดไป แล้วจึงถูกส่งบนคลื่นพาห่อย่อยผ่านสายอากาศส่ง
 จำนวน M , สายอากาศภายในช่วงเวลา M , สัญลักษณ์โอเพทีเอ็ม อันเป็นการใช้ประโยชน์ร่วมกัน
 ระหว่างโดเวอร์ซิตีทางปริภูมิ โดเวอร์ซิตีทางเวลา และโดเวอร์ซิตีทางความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ทั้งนี้
 ผลการจำลองแบบโดยอาศัยคอมพิวเตอร์เพื่อประเมินสมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SF หรือรหัส STF
 สำหรับระบบ 2 สายอากาศส่ง ซึ่งทำการส่งข้อมูลบนแบบจำลองช่องสัญญาณมาตรฐาน IEEE
 802.15.SG3a ได้ถูกเปรียบเทียบ เมื่อกำหนดค่าประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมเท่ากับ 2 bits/sec/Hz
 เช่นเดียวกันสำหรับทุกๆ แบบแผน จากผลการจำลองระบบแสดงให้เห็นว่าระบบที่เสนอมีสสมรรถนะดีกว่า
 หรือเทียบเท่ากับระบบที่ใช้รหัสบล็อกแบบอื่นๆ ที่เคยถูกเสนอในงานวิจัยที่ผ่านมาเสมอ โดยเฉพาะอย่างยิ่ง
 ในกรณีที่ช่องสัญญาณพหุวิถีมี NLOS อย่างหนาแน่น โดยไม่จำเป็นต้องเพิ่มกำลังงานส่งข้อมูลสัญลักษณ์
 และไม่สูญเสียประสิทธิภาพการใช้แถบความถี่เพิ่มขึ้น นอกจากนี้ในวิทยานิพนธ์ได้มีการนำเทคนิคการ
 สลับลำดับสัญลักษณ์แบบสุ่มมาใช้ควบคู่ไปกับรหัส SF หรือรหัส STF ที่เสนอ และผลการจำลองระบบ
 แสดงให้เห็นว่าจะสามารถเพิ่มอัตราขยายสมรรถนะได้อีกประมาณ 1-4 dB ขึ้นกับช่วงของค่า E_s/N_0
 ทั้งนี้หากนำเทคนิคการรวมอัตราส่วนสูงสุดมาใช้ควบคู่ด้วย พบว่าเป็นวิธีการหนึ่งซึ่งสามารถเพิ่มสมรรถนะ
 ของระบบอย่างมีประสิทธิภาพยิ่ง

ภาควิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า..... ลายมือชื่อนิสิต.....จุมพฏ ชูสิงห์.....
 สาขาวิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า..... ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....
 ปีการศึกษา.....2549..... ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษาร่วม.....

4670269721 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEY WORD: SPACE-TIME-FREQUENCY CODING / SPACE-FREQUENCY CODING / MULTIBAND UWB / OFDM / PRECODER

JUMPOT CHUSING : DEVELOPMENT OF A HIGH DATA-RATE TECHNIQUE ON ULTRA WIDEBAND SYSTEM USING SPACE-TIME-FREQUENCY CODING AND ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING. THESIS ADVISOR : ASSOC. PROF. LUNCHAKORN WUTTISITTIKULKIJ, THESIS COADVISOR : SAK SEGKHOONTHOD, Ph.D., 156 pp.

In this thesis, the space-frequency (SF) and space-time-frequency (STF) precoding schemes that can be efficiently implemented for use in multiband UWB-MIMO systems has been presented. These proposed codes are constructed based on the multi-dimensional constellation precoding so that the rotated version of the information symbols are spread across adjacent subcarriers and sent over M_t transmit antennas and M_b time periods, allowing effective exploitation of space, time and frequency diversity. According to the computer simulation results, the performance of these SF or STF codes with 2 transmit antennas over the IEEE 802.15.SG3a channel models are compared at the same spectral efficiency equal to 2 bits/sec/Hz. It is shown that the performance of our codes are always better or at least as good as existing known code counterparts, especially in the NLOS multipath scenario, without spending addition power or bandwidth consumption. In addition, we devise a random interleaving method to incorporate into the proposed codes and the simulation results show that further gains can be achieved by about 1-4 dB depending on the level of E_s/N_0 . Note also that the employment of STF coding in combination with MRC and permutation techniques is able to increase diversity advantage significantly.

Department...ELECTRICAL ENGINEERING... Student's signature..... Jumpot Chusing.....
 Field of study..ELECTRICAL ENGINEERING.. Advisor's signature..... Nipana Duang.....
 Academic year2006..... Co-advisor's signature..... d.p.....

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีโอกาสสำเร็จลุล่วงไปได้ หากขาดความช่วยเหลืออย่างดียิ่งของ รศ.ศาสตราจารย์ ดร.ลัญจกร วุฒิสวัสดิ์กุลกิจ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์และดร.ศักดิ์ เสกขุนทด อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม ซึ่งกรุณาให้ความรู้ คำแนะนำที่เป็นประโยชน์ในการทำวิจัย ตลอดจนความเมตตา และเอาใจใส่ต่อผู้ทำวิจัยมาตลอดระยะเวลาที่ศึกษาที่จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ผู้วิจัยจึงขอกราบขอบพระคุณมา ณ ที่นี้

ผู้วิจัยขอขอบพระคุณท่านคณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์และตรวจวิทยานิพนธ์ รศ.ศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล, รศ.ศาสตราจารย์ ดร.วาทิต เบญจพลกุล และผู้ช่วย ศาสตราจารย์ ดร.นิศาชล ตั้งเสงี่ยมวิสัย ที่ได้ให้ข้อเสนอแนะและให้แนวทางอันเป็นประโยชน์ต่อ งานวิจัยและงานเขียนวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ รวมทั้งขอขอบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าท่านอื่นๆ ที่ได้ช่วยประสิทธิ์ประสาทความรู้อันเป็นประโยชน์ในภายภาคหน้า

ขอบคุณรุ่นพี่ปริญญาเอก, เพื่อนๆ ปริญญาโทโดยเฉพาะอย่างยิ่งรหัส 46 ทุกๆ คนและน้องๆ ในห้องปฏิบัติการวิจัยระบบโทรคมนาคมสำหรับความช่วยเหลือด้วยดีตลอดมาไม่ว่า จะเป็นการแลกเปลี่ยนความรู้ด้านวิชาการ, การเอื้อเฟื้อเครื่องคอมพิวเตอร์สำหรับเก็บข้อมูล, ขนม ในยามหิว หรือแม้กระทั่งมุมมองในการดำเนินชีวิต

ขอขอบคุณศูนย์บริหารจัดการเทคโนโลยี สำนักงานพัฒนาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีแห่งชาติ กระทรวงวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี ที่ให้การสนับสนุนทุนการศึกษาและทุน สำหรับเผยแพร่ผลงานวิชาการในชื่อโครงการทุนสถาบันบัณฑิตวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีไทย (Thailand Graduate Institute of Science and Technology หรือ TGIST) ตลอดจนขอขอบคุณ โครงการเสริมสร้างความเชื่อมโยงระหว่างภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและภาคเอกชนทางด้าน การวิจัยและพัฒนา (The Cooperation Project between Department of Electrical Engineering and Private Sector for Research and Development) ไว้ ณ ที่นี้ด้วย

ขอบคุณพี่ๆ ห้องธุรการภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและห้องธุรการสาขาไฟฟ้าสื่อสาร ทุกๆ คนที่ช่วยเหลือในการดำเนินการด้านเอกสารให้ด้วยดียิ่ง

สุดท้ายนี้ผู้วิจัยใคร่กราบขอบพระคุณบิดามารดา และญาติผู้ใหญ่ทุกๆ ท่าน ตลอดจนขอบคุณพี่สาวของผู้วิจัยที่ทำให้กำลังใจและคอยช่วยเหลือผู้วิจัยในทุกๆ ด้านจนสำเร็จ การศึกษา

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญภาพ.....	ฎ
สารบัญตาราง.....	ฅ
บัญชีคำศัพท์.....	ณ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 แนวทางของวิทยานิพนธ์.....	11
1.3 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	13
1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	13
1.5 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินการ.....	13
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	14
1.7เค้าโครงของวิทยานิพนธ์.....	15
2 ความรู้พื้นฐานและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	16
2.1 แบบจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งภายในอาคาร.....	16
2.2 วิเคราะห์สมรรถนะของระบบแถบกว้างยิ่ง (Performance Analysis).....	26
2.3 รหัสปริภูมิ-ความถี่ universal.....	29
2.3.1 โครงสร้างรหัสปริภูมิ-ความถี่ universal.....	29
2.4 รหัสปริภูมิ-ความถี่ repetition.....	32
2.4.1 โครงสร้างรหัสปริภูมิ-ความถี่ repetition.....	32
2.5 รหัสปริภูมิ-ความถี่ rate-1.....	34
2.5.1 โครงสร้างรหัสปริภูมิ-ความถี่ rate-1.....	34
2.6 รหัสปริภูมิ-ความถี่ HR Hadamard (High Rate Hadamard).....	36
2.6.1 โครงสร้างรหัสปริภูมิ-ความถี่ HR Hadamard.....	36
2.7 รหัสปริภูมิ-ความถี่ HR (High Rate).....	38

บทที่	หน้า
2.7.1 โครงสร้างรหัสปริภูมิ-ความถี่ HR.....	38
2.8 ระบบแถบกว้างยิ่งแบบหลายแถบความถี่ (Multiband UWB หรือ MB-UWB).....	39
2.8.1 การกำเนิดสัญญาณ MB-UWB.....	39
2.8.2 จำลองสัญญาณ MB-UWB.....	40
2.8.3 วิเคราะห์ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม (power spectral density หรือ PSD) ของสัญญาณ MB-UWB.....	40
2.8.4 แถบความถี่ที่ใช้งานของระบบ MB-UWB.....	42
2.9 โอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal Frequency Division Multiplexing หรือ OFDM).....	43
2.9.1 Cyclic Prefix (CP).....	44
2.9.2 กระบวนการกำเนิดสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม.....	48
3 ระบบที่เสนอ.....	50
3.1 แบบจำลองระบบโดยใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอ (SFBC).....	50
3.2 การออกแบบระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอแบบแผนที่ 1 (SFBC-1).....	55
3.3 การออกแบบระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอแบบแผนที่ 2 (SFBC-2).....	57
3.4 ความซับซ้อนของระบบที่ใช้การเข้ารหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอ.....	61
3.4.1 ความซับซ้อนของระบบที่ใช้รหัส SFBC-1.....	61
3.4.2 ความซับซ้อนของระบบที่ใช้รหัส SFBC-2.....	67
3.4.3 สรุปความซับซ้อนของแต่ละระบบที่ใช้รหัส SFBC-1 และรหัส SFBC-2.....	70
3.5 แบบจำลองระบบโดยใช้รหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอ (STFBC).....	74
3.6 การออกแบบระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอแบบแผนที่ 1 (STFBC-1).....	79
3.7 การออกแบบระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอแบบแผนที่ 2 (STFBC-2).....	81
3.8 ความซับซ้อนของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอ.....	85
3.8.1 ความซับซ้อนของระบบที่ใช้รหัส STFBC-1.....	85
3.8.2 ความซับซ้อนของระบบที่ใช้รหัส STFBC-2.....	91

บทที่	หน้า
3.8.3 สรุปความซับซ้อนของแต่ละระบบที่ใช้รหัส STFBC-1 และรหัส STFBC-2	94
4 ผลการทดสอบ	97
4.1 ข้อกำหนดของการจำลองแบบโดยใช้คอมพิวเตอร์	97
4.2 ผลการทดสอบสมรรถนะของระบบที่ใช้ตัวเข้ารหัสล่วงหน้า	99
4.2.1 ผลการทดสอบสมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC บนแบบจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่ง	100
4.2.2 ผลการทดสอบสมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส STFBC บนแบบจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่ง	109
4.3 เปรียบเทียบความซับซ้อนของอัลกอริทึมแต่ละระบบ	111
5 บทสรุปและข้อเสนอแนะ	113
5.1 สรุปผลการวิจัย	113
5.2 ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต	115
รายการอ้างอิง	117
ภาคผนวก	123
ภาคผนวก ก การคำนวณไคเวอร์ซิตี กรณีช่องสัญญาณเรย์ลีเฟดดิ้ง	124
ภาคผนวก ข ความซับซ้อนของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อกอื่นๆ ในรายงานวิจัย	129
ภาคผนวก ค ผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบ MIMO ที่ใช้ตัวเข้ารหัสล่วงหน้า เนื่องจากการปรับพารามิเตอร์แบบจำลองช่องสัญญาณ	133
ภาคผนวก ง บทความทางวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่	143
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์	156

สารบัญภาพ

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 1.1	แถบความถี่ใช้งานของระบบแถบกว้างยิ่งเปรียบเทียบกับระบบสื่อสารไร้สาย อื่นๆ..... 2
รูปที่ 1.2	วิวัฒนาการของระบบแถบกว้างยิ่ง..... 3
รูปที่ 1.3	แผนภาพแบบบล็อกของระบบ MB-UWB ที่เสนอ..... 12
รูปที่ 2.1	คุณลักษณะการกระจายกำลังงานของสัญญาณพหุวิถีตามแบบจำลอง ช่องสัญญาณ S-V..... 17
รูปที่ 2.2	ฮิสโทแกรมอัตราขยายเชิงขนาดของช่องสัญญาณ CM1..... 23
รูปที่ 2.3	ลักษณะเฉพาะของการหน่วงกำลังงานตามแบบจำลองช่องสัญญาณ CM1..... 23
รูปที่ 2.4	ผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่ต่อเนื่องทางเวลาตามแบบจำลองช่องสัญญาณ CM1..... 23
รูปที่ 2.5	ลักษณะเฉพาะของการหน่วงกำลังงานตามแบบจำลองช่องสัญญาณ CM2..... 24
รูปที่ 2.6	ผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่ต่อเนื่องทางเวลาตามแบบจำลองช่องสัญญาณ CM2..... 24
รูปที่ 2.7	ฮิสโทแกรมอัตราขยายเชิงขนาดของช่องสัญญาณ CM4..... 25
รูปที่ 2.8	ลักษณะเฉพาะของการหน่วงกำลังงานตามแบบจำลองช่องสัญญาณ CM4..... 25
รูปที่ 2.9	ผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่ต่อเนื่องทางเวลาตามแบบจำลองช่องสัญญาณ CM4..... 25
รูปที่ 2.10	สมรรถนะของระบบ MB-UWB กรณีที่ไม่มีการเข้ารหัสระหว่างชุดข้อมูลสัญลักษณ์ เชิงซ้อน..... 28
รูปที่ 2.11	สมรรถนะของระบบ MB-UWB กรณีที่ทำการเข้ารหัสระหว่างชุดข้อมูลสัญลักษณ์ เชิงซ้อนจำนวน 2 สัญลักษณ์ ซึ่งส่งบนคลื่นพาหีย่อย 2 ความถี่..... 29
รูปที่ 2.12	การวางตัวในแนวทแยงลำดับชั้น เมื่อ (ก) $M_r = 2$ (ข) $M_r = 3$ (ค) $M_r = 4$ 31
รูปที่ 2.13	สัญญาณ MB-UWB ความยาว 1 คาบสัญลักษณ์ (ก) รูปสัญญาณในทางเวลา (ข) ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของสัญญาณ..... 40
รูปที่ 2.14	PSD ของสัญญาณ OFDM_1 เมื่อ $N = 4$ (ก) แบบเชิงเส้น (ข) แบบลอการิทึม..... 41
รูปที่ 2.15	PSD ของสัญญาณ OFDM_2 เมื่อ $N = 32$ (ก) แบบเชิงเส้น (ข) แบบลอการิทึม..... 41
รูปที่ 2.16	PSD ของสัญญาณ MB-UWB เมื่อ $N = 128$ (ก) แบบเชิงเส้น (ข) แบบลอการิทึม..... 42
รูปที่ 2.17	PSD ของสัญญาณ MB-UWB สำหรับระบบที่มีผู้ใช้งานพร้อมกัน 3 ราย..... 42

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 2.18 cyclic prefix ความยาว μ	44
รูปที่ 2.19 ISI ระหว่างบล็อกข้อมูลที่ส่งผ่านช่องสัญญาณ.....	45
รูปที่ 2.20 สัญญาณส่ง (ก) ไม่มีช่วงเวลาคูม (ข) การใส่แทรกช่วงเวลาคูม (ค) การใส่แทรกช่วงเวลาคูมร่วมกับ cyclic prefix.....	46
รูปที่ 2.21 สัญญาณรับ (ก) ไม่มีช่วงเวลาคูม (ข) การใส่แทรกช่วงเวลาคูม (ค) การใส่แทรกช่วงเวลาคูมร่วมกับ cyclic prefix.....	47
รูปที่ 2.22 บล็อกไดอะแกรมของกระบวนการส่งข้อมูลแบบโอเอฟดีเอ็ม เมื่อ (ก) ภาคส่ง (ข) ภาครับ.....	48
รูปที่ 3.1 แผนภาพแบบจำลองระบบโดยใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอ.....	52
รูปที่ 3.2 แผนภาพแบบจำลองระบบโดยใช้รหัส SFBC-1 ที่เสนอ.....	55
รูปที่ 3.3 การกำหนดมุมอ้างอิงเริ่มต้นของการหมุนสำหรับรหัส SFBC-2 (ก) รูปแบบการแมป สัญลักษณ์แบบ R-QPSK (ข) รูปแบบการแมปสัญลักษณ์แบบ R-BPSK.....	58
รูปที่ 3.4 แผนภาพแบบจำลองระบบโดยใช้รหัส SFBC-2 ที่เสนอ.....	58
รูปที่ 3.5 ความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่งของระบบที่ใช้รหัส SFBC-1 และรหัส SFBC-2 จากการแปรค่าพารามิเตอร์ K ในกรณี $M_t = 2$ และ $N = 128$	73
รูปที่ 3.6 แผนภาพแบบจำลองระบบโดยใช้รหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอ.....	75
รูปที่ 3.7 แผนภาพแบบจำลองระบบโดยใช้รหัส STFBC-1 ที่เสนอ.....	79
รูปที่ 3.8 การปรับขนาดรหัสตั้งฉากในกรณี $M_b K = 4$ และ $M_t = 2$ (ก) $M_t = 2$, $K = 4$ และ $M_b = 1$ (ข) $M_t = 2$, $K = 1$ และ $M_b = 4$ (ค) $M_t = 2$, $K = 2$ และ $M_b = 2$	81
รูปที่ 3.9 แผนภาพแบบจำลองระบบโดยใช้รหัส STFBC-2 ที่เสนอ.....	82
รูปที่ 3.10 ความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่งของระบบที่ใช้รหัส STFBC-1 และรหัส STFBC-2 จากการแปรค่าพารามิเตอร์ K ในกรณี $M_b K = 4$, $M_t = 2$ และ $N = 128$	95
รูปที่ 4.1 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่ง (ก) CM1 (ข) CM4.....	100
รูปที่ 4.2 สมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC ในกรณี $M_t = 2$ และ $M_r = 1$ บน ช่องสัญญาณ CM1.....	102
รูปที่ 4.3 สมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC ในกรณี $M_t = 2$ และ $M_r = 1$ บน ช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่ง CM4.....	103

ภาพประกอบ	หน้า	
รูปที่ 4.4	สมรรถนะของระบบที่ใช้การส่งข้อมูลสัญญาณโดยไม่ผ่านกระบวนการเข้ารหัสล่วงหน้าในกรณี $M_t = 2$ และ $M_r = 1$ เมื่อปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ช่องสัญญาณ.....	105
รูปที่ 4.5	สมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC ในกรณี $M_t = 2$ และ $M_r = 1$ เมื่อปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ช่องสัญญาณ.....	106
รูปที่ 4.6	สมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC เมื่อใช้ร่วมกับเทคนิคการสลับลำดับสัญญาณแบบสุ่มบนช่องสัญญาณ CM4 ในกรณี $M_t = 2, M_r = 1$ และกรณี $M_t = 2, M_r = 2$	107
รูปที่ 4.7	การสลับลำดับส่วนประกอบของสัญญาณเชิงซ้อนภายในบล็อก (ก) ไม่สลับ (ข) รูปแบบ 1 (ค) รูปแบบ 2.....	108
รูปที่ 4.8	สมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC-2 rate-2 เมื่อใช้ร่วมกับเทคนิคการสลับลำดับส่วนประกอบของสัญญาณเชิงซ้อนบนช่องสัญญาณ CM4 ในกรณี $M_t = 2, M_r = 1$	109
รูปที่ 4.9	สมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC-2 เมื่อใช้ร่วมกับเทคนิคการสลับลำดับสัญญาณ บนช่องสัญญาณ CM4 ในกรณี $M_t = 2, M_r = 1$ และกรณี $M_t = 2, M_r = 2$	110
รูปที่ 4.10	ความซับซ้อนของอัลกอริทึมของแต่ละระบบเมื่อ $M_t = 2, 3$ และ 4.....	111
รูปที่ ค.1	ผลตอบสนองเชิงความถี่ของช่องสัญญาณเฟดดิ้งที่มีจำนวนวิถีเท่ากับ 2 วิถี โดยกำหนดค่าการแผ่แบบประวิงเวลา $\tau = 5 \mu s$	134
รูปที่ ค.2	สมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC บนช่องสัญญาณเฟดดิ้งที่มีจำนวนวิถีเท่ากับ 2 วิถี โดยกำหนดค่าการแผ่แบบประวิงเวลา $\tau = 5 \mu s$	135
รูปที่ ค.3	ผลตอบสนองเชิงความถี่ของช่องสัญญาณเฟดดิ้งที่มีจำนวนวิถีเท่ากับ 2 วิถี โดยกำหนดค่าการแผ่แบบประวิงเวลา $\tau = 20 \mu s$	136
รูปที่ ค.4	สมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC บนช่องสัญญาณเฟดดิ้งที่มีจำนวนวิถีเท่ากับ 2 วิถี โดยกำหนดค่าการแผ่แบบประวิงเวลา $20 \mu s$	136
รูปที่ ค.5	ผลตอบสนองเชิงความถี่ของช่องสัญญาณเฟดดิ้งที่มีจำนวนวิถีเท่ากับ 6 วิถี.....	138
รูปที่ ค.6	สมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC บนช่องสัญญาณเฟดดิ้งที่มีจำนวนวิถีเท่ากับ 6 วิถี.....	138

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ ค.7	ผลตอบสนองเชิงความถี่ของช่องสัญญาณเฟดดิ้งราบแบบคล้ายสถิติ.....139
รูปที่ ค.8	สมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC บนช่องสัญญาณเฟดดิ้งราบแบบคล้ายสถิติ.....140
รูปที่ ค.9	ผลตอบสนองเชิงความถี่ของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลี.....141
รูปที่ ค.10	สมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC บนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลี.....142



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญตาราง

ตารางประกอบ	หน้า
ตารางที่ 1.1 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่งข้อมูลกับพารามิเตอร์อื่นๆ ของการส่งข้อมูลสำหรับระบบ MB-UWB.....	10
ตารางที่ 2.1 คุณลักษณะและพารามิเตอร์ของแบบจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่ง.....	21
ตารางที่ 2.2 การแบ่งแถบความถี่ใช้งานของระบบ MB-UWB.....	43
ตารางที่ 3.1 ความซับซ้อนทางการคำนวณของแต่ละระบบที่ใช้รหัส SFBC-1 และรหัส SFBC-2.....	71
ตารางที่ 3.2 ความซับซ้อนทางการคำนวณซึ่งเกิดจากการบวกหรือการลบ และความซับซ้อนที่เกิดจากการคูณของแต่ละระบบที่ใช้รหัส SFBC-1 และรหัส SFBC-2.....	72
ตารางที่ 3.3 ความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่งของระบบที่ใช้รหัส SFBC-1 และรหัส SFBC-2 จากการแทนค่าพารามิเตอร์.....	73
ตารางที่ 3.4 ความซับซ้อนทางการคำนวณของแต่ละระบบที่ใช้รหัส STFBC-1 และรหัส STFBC-2.....	94
ตารางที่ 3.5 ความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่งของระบบที่ใช้รหัส STFBC-1 และรหัส STFBC-2 จากการแทนค่าพารามิเตอร์.....	95
ตารางที่ 4.1 ประเภทของรหัสปริภูมิ-ความถี่ที่แบบบล็อกใช้ทดสอบสมรรถนะ.....	98
ตารางที่ 4.2 สรุปลำดับความซับซ้อนของอัลกอริทึมของแต่ละระบบจากมาก (1) ไปน้อย (8) เมื่อ $M_r = 2, 3$ และ 4.....	112
ตารางที่ ค.1 พารามิเตอร์สำหรับช่องสัญญาณ Cost207.....	137

บัญชีคำศัพท์

กระบวนการแปลงฟูรีเยร์ผกผันอย่างรวดเร็ว	Inverse Fast Fourier Transform (IFFT)
กระบวนการแปลงฟูรีเยร์อย่างรวดเร็ว	Fast Fourier Transform (FFT)
กลุ่มสัญญาณพหุวิถึ	cluster
การกระโดดเปลี่ยนความถี่	frequency hopping
การเข้าถึงหลายทาง	multiple access
การเข้ารหัสล่วงหน้าแบบเชิงเส้น	linear precoding
การแจกแจงเรย์ลี	Rayleigh distribution
การแจกแจงลอการิทึมปรกติ	log-normal distribution
การแจกแจงเอกกรูปล	uniform distribution
การซิงโครไนซ์สมบูรณ์	perfect synchronization
การได้เปรียบเชิงไดเวอร์ซิตี	diversity advantage
การทับซ้อน	superposition
การแผ่แบบประวิงเวลา	delay spread
การมัลติเพลกซ์แบบแบ่งความถี่เชิงตั้งฉาก (โอเอฟดีเอ็ม)	Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)
การสลับลำดับสัญลักษณ์	interleaving
การหน่วงกำลังงานแบบเลขชี้กำลังลดระดับ	exponential power decay profile
เกณฑ์สมรรถนะ	performance criteria
ข้อมูลสัญลักษณ์	information symbols
คลื่นพาร์ย่อย	subcarrier
ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดสัญลักษณ์	symbol error probability
ค่าการแผ่แบบประวิงเวลาอาร์เอ็มเอส	RMS delay spread
ค่าขอบเขตบน	upper bound
ค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์	average symbol error rate (SER)
ค่าไดเวอร์ซิตีสูงสุดที่เป็นไปได้	the maximum achievable diversity
ค่าลำดับชั้น	rank
ช่วงเวลาคุม	guard interval
ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบไม่เลือกความถี่	frequency non-selective fading channel

ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบราบ	flat fading channel
ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่	frequency-selective fading channel
ช่องสัญญาณเฟดดิ้งราบแบบคล้ายสถิต	quasistatic flat fading channel
ไดเวอร์ซิตี	diversity
แถบความถี่	bandwidth
แถบความถี่ร่วมนัย	coherence bandwidth
ประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัม	spectral efficiency
ผลการจำลองแบบ	simulation
เฟดดิ้ง	fading
เมทริกซ์ตัวเข้ารหัสล่วงหน้า	precoder matrix
รหัสปริภูมิ-ความถี่	space-frequency code (SF)
รหัสปริภูมิ-เวลา	space-time code (ST)
รหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่	space-time-frequency code (STF)
รหัสปริภูมิ-เวลาแบบเทรลลิส	space-time trellis coding (STTC)
รหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อก	space-time block coding (STBC)
รอบการปรากฏเป็นรูป	realization
ระบบการมัลติเพล็กซ์เชิงตั้งฉากแบบหลายความถี่	multiband OFDM (MB-OFDM)
ระบบเครือข่ายไร้สายส่วนบุคคล	Wireless Personal Area Network (WPAN)
ระบบสื่อสารแถบกว้างยิ่ง	Ultra Wideband (UWB)
ระบบสื่อสารแถบกว้างยิ่งแบบหลายแถบความถี่	multiband UWB (MB-UWB)
ระบบหลายสายอากาศส่งหลายสายอากาศรับ	Multiple-Input Multiple-Output (MIMO)
สเปกตรัมแผ่	spread spectrum
สัญญาณเบสแบนด์	baseband
สัดส่วนความกว้างแถบพลังงาน	fractional energy bandwidth
สัมประสิทธิ์ช่องสัญญาณ	channel coefficient
สายอากาศแถวลำดับ	array antenna
เส้นรังสีภายในกลุ่มสัญญาณพหุวิถี	ray
เส้นสายตา	line of sight (LOS)
อัตราบิต	bit rate
อัตราส่งสัญลักษณ์เต็ม	full symbol rate

บทที่ 1

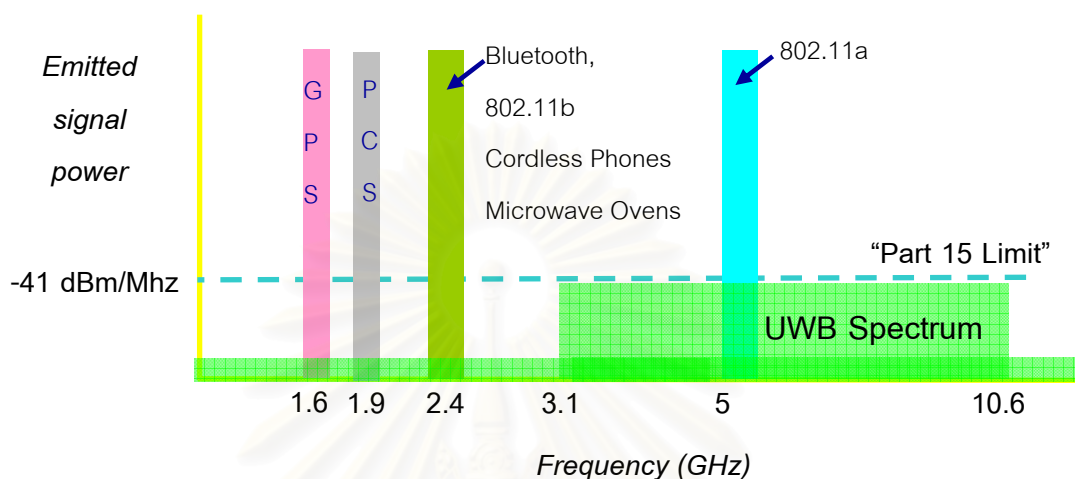
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

หากกล่าวถึงระบบสื่อสารแถบกว้างยิ่ง (Ultra Wideband หรือ UWB) โดยเฉพาะอย่างยิ่งในแง่ของงานวิจัยทางด้านวิทยาการสื่อสารไร้สาย พบว่าหัวข้องานวิจัยในหลายๆ ปีที่ผ่านมาได้ให้ความสนใจกับเทคโนโลยีที่นำมาประยุกต์ใช้กับระบบสื่อสารแถบกว้างยิ่งเป็นอย่างมาก สำหรับอุปกรณ์สื่อสารที่จัดอยู่ในประเภทของระบบสื่อสารแถบกว้างยิ่งจะต้องมีการรับส่งข้อมูลผ่านช่องสัญญาณที่ใช้แถบความถี่สัมบูรณ์อย่างน้อย 500 MHz หรือมีค่าสัดส่วนแถบความถี่พลังงาน¹ (fractional energy bandwidth) มากกว่า 0.20–0.25 ดังนั้นระบบสื่อสารแถบกว้างยิ่งจึงเกี่ยวกับการใช้เทคโนโลยีสื่อสารใดๆ ก็ตามเพื่อส่งข้อมูลความเร็วสูงมากในช่วงระยะทางไมไกลนัก ซึ่งโดยปกติแล้วจะทำการรับ-ส่งข้อมูลที่อัตราบิต (bit rate) ประมาณ 480 Mbits/s เมื่อระยะห่างระหว่างตัวรับ-ตัวส่งประมาณ 2 เมตร และในกรณีที่ระยะห่างเพิ่มขึ้นเป็น 10 เมตร อัตราบิตที่ส่งได้จะลดลงเหลือประมาณ 110 Mbits/s นอกจากนี้ตัวอุปกรณ์ที่ใช้ส่งสัญญาณก็ถูกจำกัดโดยคณะกรรมการกลางกำกับดูแลกิจการสื่อสารของสหรัฐอเมริกา (The American Federal Communications Commission หรือ FCC) ให้มีค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมต่ำอยู่ที่ประมาณ -41.3 dBm/MHz บนช่วงแถบความถี่ระหว่าง 3.1–10.6 GHz อันเป็นย่านความถี่ที่มักไม่ต้องขออนุญาต (unlicensed) จะเห็นได้ว่าการจำกัดค่าความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังส่งให้มีค่าต่ำมากๆ ส่งผลให้มีการแพร่กระจายคลื่นรบกวนต่อระบบที่ใช้งานอยู่เดิมน้อยมาก ดังนั้นจึงสามารถส่งสัญญาณผ่านระบบสื่อสารแถบกว้างยิ่งได้ แม้ว่าแถบความถี่ UWB ที่ใช้งานนั้นจะมีการทับซ้อนกับแถบความถี่ใช้งานในระบบ WLANs (Wireless Local Area Networks) ตามมาตรฐาน IEEE802.11a ในช่วงความถี่ 5.725–5.825 GHz แต่หากมองในทางกลับกันสัญญาณในระบบสื่อสารแถบกว้างยิ่งอาจจะถูกรบกวนจากสัญญาณในช่วงแถบความถี่มาตรฐานของ IEEE 802.11a ได้เช่นเดียวกัน จึงได้มีข้อเสนอให้หลีกเลี่ยงการใช้แถบความถี่ช่วงนี้ โดยอาจจะใช้

¹ สัดส่วนแถบความถี่พลังงาน นิยามจากค่า B/f_c เมื่อ $B = f_H - f_L$ แทนช่วงแถบความถี่ซึ่งเป็นผลต่างของจุดที่กีดขอบเขตบนและขอบเขตล่างที่มีความหนาแน่นสเปกตรัมของพลังงาน (energy spectral density หรือ ESD) สูงกว่า -10 dB เทียบกับจุดที่มีความหนาแน่นสเปกตรัมของพลังงานสูงสุด และให้ค่าจำกัดความถี่กลาง f_c จาก $f_c = (f_H + f_L)/2$

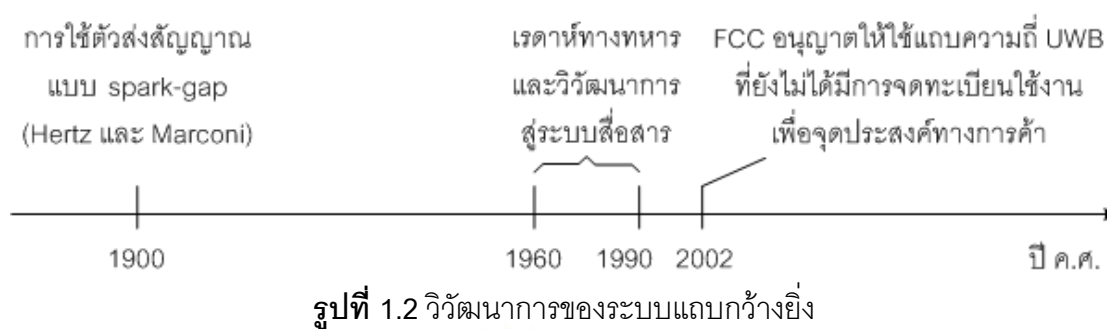
ระบบสื่อสารแถบกว้างยิ่งแบบหลายแถบความถี่² (multiband UWB หรือ MB-UWB) แทนการส่งสัญญาณอิมพัลส์ซึ่งให้ผลตอบสนองทางความถี่ช่วงกว้างหลายกิกะเฮิรตซ์



รูปที่ 1.1 แถบความถี่ใช้งานของระบบแถบกว้างยิ่งเปรียบเทียบกับระบบสื่อสารไร้สายอื่นๆ

ในปัจจุบันได้มีการประยุกต์ใช้เทคโนโลยีสื่อสารแถบกว้างยิ่งกับอุปกรณ์ส่งผ่านข้อมูลแบบไร้สายภายในอาคาร ยกตัวอย่างเช่น การประยุกต์ใช้ในระบบโครงข่ายพื้นที่ส่วนบุคคลไร้สาย (Wireless Personal Area Networks หรือ WPANs), Wireless USB, Wi-Fi, Sensor Network, โครงข่ายแอดฮอค (Ad Hoc network) หรือแม้กระทั่งพวกอุปกรณ์ด้านความบันเทิงภายในบ้าน เป็นต้น ถ้าหากลองมองในมุมมองด้านวิชาการ จากการตรวจสอบบทความทางวิชาการในระบบฐานข้อมูลของสมาคม IEEE อันเป็นสมาคมชั้นนำทางวิศวกรรมไฟฟ้าของโลก จากเว็บไซต์ <http://www.ieeeexplore.ieee.org> ณ วันที่ 4 ธันวาคม พ.ศ.2549 พบบทความที่เกี่ยวข้องกับระบบสื่อสารแถบกว้างยิ่งจำนวนถึง 2,948 บทความด้วยการใช้คำสำคัญคือ UWB ในบทความย่อ และในส่วนผลกระทบเชิงอุตสาหกรรม การค้นหาข้อมูลจำนวนสิทธิบัตรทั่วโลกจากเว็บไซต์ <http://ep.espacenet.com> เมื่อวันที่ 4 ธันวาคม พ.ศ.2549 พบว่า จำนวนของสิทธิบัตรที่ค้นพบมีถึง 787 ฉบับทั่วโลกด้วยการใช้คำสำคัญคือ UWB จึงเห็นได้ว่าระบบสื่อสารแถบกว้างยิ่งนับได้ว่าเป็นเทคโนโลยีทางเลือกที่สำคัญในอนาคตและควรค่าแก่การศึกษา สืบค้น และพัฒนา

² หรือระบบการมัลติเพล็กซ์เชิงตั้งฉากแบบหลายความถี่ (Multiband OFDM, MB-OFDM)



หากมองย้อนกลับไปในอดีตสมัยยุคแรกๆ ของการริเริ่มทดลองใช้ระบบสื่อสารไร้สาย จะพบว่าแนวคิดด้านระบบสื่อสารแถบกว้างยิ่งมีใช้ประเด็นใหม่ ทั้งนี้ระบบสื่อสารแถบกว้างยิ่งมีรากฐานเริ่มแรกมาจากการที่ Guglielmo Marconi ประสบความสำเร็จในการทดลองใช้ spark-gap transmitter เพื่อส่งรหัสมอร์ส (Morse code) ข้ามมหาสมุทรแอตแลนติกผ่านระบบสื่อสารวิทยุ (radio communications) เมื่อกว่าทศวรรษที่ผ่านมา (ในราวๆ ปี ค.ศ.1901) [1], [2] แต่เนื่องจากแถบความถี่กว้างยิ่งนี้ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนต่อย่านแถบความถี่แคบที่มีใช้งานในช่วงอื่นๆ มาก จึงทำให้ระบบสื่อสารแถบกว้างยิ่งไม่ได้เป็นที่ยอมรับอย่างแพร่หลายในขณะนั้นเท่าไรนัก ต่อมาราวๆ ปี ค.ศ.1962 เมื่อบริษัท Hewlett-Packard ทำการพัฒนาออสซิลโลสโคปแบบซิกตัวอย่าง (sampling oscilloscope) เพื่อใช้เป็นเครื่องมือวัดผลตอบสนองของอิมพัลส์ในโครงข่ายไมโครเวฟได้สำเร็จ หลังจากนั้นจึงส่งผลให้มีการศึกษาและพัฒนาาระบบเรดาร์ (radar) ที่มีพื้นฐานอยู่บนการส่งสัญญาณรูปพัลส์ ต่อมาในปี ค.ศ.1973 สถาบันวิจัย Sperry (Sperry Research Center) ได้ทำการจดสิทธิบัตรเทคโนโลยีสื่อสารแถบกว้างยิ่งเป็นครั้งแรก โดยในช่วงระหว่างปี ค.ศ.1960 ถึง ค.ศ.1999 ได้มีงานวิจัยด้านเทคโนโลยีสื่อสารแถบกว้างยิ่งที่ได้รับการเผยแพร่เป็นจำนวนมากกว่า 200 บทความ [2] นับตั้งแต่ช่วงปี ค.ศ.1980 เป็นต้นมา หากกล่าวถึงเทคโนโลยีสื่อสารแถบกว้างยิ่งจะหมายถึงสัญญาณเบสแบนด์ (baseband) ที่ไม่อาศัยคลื่นพาห้ (carrier free) หรือเทคโนโลยีอิมพัลส์ (impulse-technology) จนกระทั่งในปี ค.ศ.1989 กระทรวงกลาโหมสหรัฐฯ (U.S. Department of Defense หรือ DoD) ได้ให้คำจำกัดความของ “ระบบสื่อสารแถบกว้างยิ่ง” ขึ้นมาว่า ระบบสื่อสารแถบกว้างยิ่งเป็นเทคโนโลยีใช้กับอุปกรณ์ที่ใช้แถบความถี่อย่างน้อย 1.5 GHz เมื่อแถบความถี่นั้นมีความหนาแน่นสเปกตรัมของพลังงานภายในช่วง -20 dB หรือมีสัดส่วนค่าแถบความถี่ของพลังงานมากกว่า 0.25 [1] ซึ่งคล้ายกับคำจำกัดความที่ได้ถูกกำหนดโดย FCC ในปี ค.ศ.1998 ที่ใช้เป็นมาตรฐานสำหรับระบบสื่อสารแถบกว้างยิ่งในปัจจุบันนี้ดังที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น จนกระทั่งเมื่อวันที่ 14 กุมภาพันธ์ ค.ศ.2002 ได้มีรายงาน

และการจัดระเบียบ (Report & Order) เกี่ยวกับอุปกรณ์ที่ใช้เทคโนโลยีสื่อสารแถบกว้างยิ่งฉบับแรก และออกฉบับถัดไปในเดือนเมษายน ค.ศ.2002 โดยแบ่งการประยุกต์ใช้งานระบบสื่อสารแถบกว้างยิ่งออกเป็น 3 ประเภทคือ ระบบการสร้างภาพ, ระบบสื่อสารและการวัด และระบบเรดาร์ในยานพาหนะ

กลุ่ม IEEE802.15.3a ได้พยายามพัฒนางานวิจัยการส่งข้อมูลบนระบบโครงข่ายพื้นที่ส่วนบุคคลไร้สาย สำหรับแนวโน้มของงานวิจัยในปัจจุบันนี้แบ่งออกเป็น 2 กลุ่ม ดังนี้

1) กลุ่มวิจัยระบบแถบกว้างยิ่งที่ใช้กระบวนการส่งข่าวสารด้วยสัญญาณอิมพัลส์ตลอดทั้งช่วงกว้างแถบความถี่ 7.5 GHz ซึ่งนับได้ว่าเป็นเทคโนโลยีดั้งเดิมของระบบสื่อสารแถบกว้างยิ่ง ทั้งนี้อาจแบ่งได้อีก 2 กลุ่มย่อยๆ คือ ระบบแถบกว้างยิ่งที่ใช้เทคนิคการกระโดดเปลี่ยนเวลา (Time Hopping UWB หรือ TH-UWB) [3] และระบบแถบกว้างยิ่งที่ใช้การแผ่สเปกตรัมแบบลำดับตรง (Direct Sequence UWB หรือ DS-UWB) [4], [5] แต่ปัญหาของระบบแถบความถี่เดียวอยู่ที่การสร้างภาคอาร์เอฟ (RF) และการออกแบบวงจรแอนะล็อกนอกจากนี้ยังต้องออกแบบให้ภาครับมีความซับซ้อนที่ไม่สูงมากนัก

2) กลุ่มวิจัยระบบสื่อสารแถบกว้างยิ่งแบบหลายความถี่ [6], [7], [8] อาศัยหลักการแบ่งแถบความถี่ทั้งหมด 7.5 GHz ของระบบแถบกว้างยิ่งตั้งแต่ช่วง 3.1–10.6 GHz ออกเป็นแถบความถี่ย่อยซึ่งมีแถบความถี่ประมาณ 528 MHz จำนวน 13 แถบความถี่ย่อย โดยที่แต่ละแถบความถี่ย่อยใช้เทคโนโลยีการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่เชิงตั้งฉากหรือโอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal Frequency Division Multiplexing หรือ OFDM) สำหรับการเข้าถึงหลายทาง (multiple access) สามารถทำได้โดยอาศัยเทคนิคการกระโดดเปลี่ยนความถี่ (frequency hopping) ข้อดีของระบบ MB-UWB คือกระบวนการรับส่งข่าวสารใช้แถบความถี่เล็กจึงสามารถลดความซับซ้อนของการออกแบบระบบ อีกทั้งยังได้เปรียบในแง่ของความยืดหยุ่นในการใช้งานสเปกตรัม นอกจากนี้หากพิจารณาที่แถบความถี่รวม (total bandwidth) เท่ากันการใช้ระบบโอเอฟดีเอ็มจะทำให้ภาครับมีประสิทธิภาพในการตรวจจับพลังงานที่เกิดพหุวิถีดีกว่าเมื่อเทียบกับระบบคลื่นพาห์เดี่ยว [9] ข้อแตกต่างระหว่างระบบ MB-UWB กับโอเอฟดีเอ็มทั่วไปคือระบบ MB-UWB ไม่ได้ใช้งานแถบความถี่เดี่ยวแบบต่อเนื่องแต่มีการสลับแถบความถี่ใช้งานในแนวแกนเวลาและความถี่

เป็นที่ทราบกันดีว่าระบบสื่อสารไร้สายแถบกว้างได้รับผลกระทบจากปัญหาของสภาพช่องสัญญาณสื่อสารไร้สายอย่างมาก โดยเฉพาะผลกระทบจากเฟดดิ้ง (fading) ซึ่งอาจทำให้คลื่นที่ส่งผ่านช่องสัญญาณสื่อสารไร้สายถูกลดทอนหรือเพิ่มขนาดและเกิดการประวิงเวลาใน

การเดินทางถึงภาครับอย่างสุ่ม ดังนั้นการเลือกใช้ประโยชน์จากไดเวอร์ซิตี (diversity) หลายๆ ประเภทจึงมีความจำเป็นยกตัวอย่างเช่น

1) ไดเวอร์ซิตีทางเวลา (time diversity) [10]–[11] เป็นการส่งข้อมูลสัญลักษณ์ (information symbols) อย่างซ้ำซ้อนที่เวลาต่างกันอย่างน้อยเท่ากับเวลาร่วมนัย³ (coherence time) ของช่องสัญญาณ โดยข้อมูลที่ซ้ำซ้อนกันนี้อาจได้มาจากการทำให้เกิดความสัมพันธ์กับข้อมูลสัญลักษณ์ตัวอื่นในรูปแบบกรรมวิธีการเข้ารหัสช่องสัญญาณและถอดรหัสช่องสัญญาณแบบไปข้างหน้า (Forward error correcting coding หรือ FEC) ร่วมกับการสลับลำดับสัญลักษณ์ (interleaving) ข้อดีของเทคนิคการสลับลำดับสัญลักษณ์คือ ช่วยลดผลกระทบของความผิดพลาดแบบเบิร์สต์ (burst error) ซึ่งเหมาะที่จะประยุกต์ใช้บนช่องสัญญาณเฟดดิ้งที่มีการเปลี่ยนแปลงเร็ว (fast fading channel, หรืออาจกล่าวอีกนัยหนึ่งว่าเวลาร่วมนัยของช่องสัญญาณมีค่าน้อย) แต่เทคนิคการสลับลำดับสัญลักษณ์มีข้อเสียคือ ทำให้ภาคถอดรหัสเกิดการประวิงเวลาดังนั้นจึงไม่เหมาะที่จะประยุกต์ใช้งานบนระบบสื่อสารบางประเภทเช่น ระบบการสื่อสารด้วยเสียง เป็นต้น สำหรับข้อด้อยของไดเวอร์ซิตีทางเวลาคือ ทำให้สูญเสียประสิทธิภาพการใช้แถบความถี่

2) ไดเวอร์ซิตีทางความถี่ (frequency diversity) [10]–[11] เป็นการส่งข้อมูลสัญลักษณ์อย่างซ้ำซ้อนบนคลื่นพาหะที่มีความถี่ต่างกัน โดยหากผลต่างระหว่างความถี่ของคลื่นพาหะย่อยที่ติดกันและแถบความถี่ร่วมนัย⁴ (coherence bandwidth) ของช่องสัญญาณมีค่ามากย่อมหมายถึงความไม่มีสหสัมพันธ์ (uncorrelated) ระหว่างคลื่นพาหะย่อยที่ติดกันนั้นมีค่ามากด้วย ทั้งนี้โดยทั่วไปแล้วแถบความถี่ร่วมนัยจะขึ้นอยู่กับค่าการแผ่แบบประวิงเวลาพหุวิถี (multipath delay spread) ของช่องสัญญาณ สำหรับการใช้ประโยชน์จากไดเวอร์ซิตีทางความถี่อาจจะทำโดยอาศัยกรรมวิธีการเข้ารหัสช่องสัญญาณและถอดรหัสช่องสัญญาณแบบไปข้างหน้าข้ามความถี่คลื่นพาหะย่อยในระบบโอเอฟดีเอ็ม หรืออาจใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ (spread spectrum) ซึ่งจะมีประสิทธิภาพสูงก็ต่อเมื่อแถบความถี่ร่วมนัยของช่องสัญญาณมีค่าน้อยเทียบกับแถบความถี่ของสเปกตรัมแผ่ และสำหรับข้อด้อยของไดเวอร์ซิตีทางความถี่คือ ทำให้ระบบสูญเสียประสิทธิภาพการใช้แถบความถี่เช่นเดียวกับไดเวอร์ซิตีทางเวลา

³ เวลาร่วมนัยมีค่าเท่ากับ $1/f_d = c/vf_c$ เมื่อ f_d คือค่าอัตราการเฟดสูงที่สุด (the maximum fade rate), c คือความเร็วแสง, v คือความเร็วสัมพัทธ์ระหว่างสายอากาศส่งกับสายอากาศรับ และ f_c คือความถี่ของคลื่นพาหะ

⁴ แถบความถี่ร่วมนัยมีค่าเท่ากับ $B_c = 1/2\pi\sigma$, เมื่อ σ , คือค่ารากกำลังสองเฉลี่ยดีเลย์สเปรด

3) ไดเวอร์ซิตีทางปริภูมิ (space diversity) หรือไดเวอร์ซิตีทางสายอากาศ (antenna diversity) [10] ได้จากการใช้สายอากาศแถวลำดับ (array antenna) บนแนวคิดสำคัญคือ หากมีการติดตั้งสายอากาศส่งจำนวนหลายสายอากาศและติดตั้งสายอากาศรับจำนวนหลายสายอากาศให้มีระยะห่างเพียงพอที่จะทำให้สัญญาณจากสายอากาศส่งแต่ละสายอากาศที่ส่งไปยังสายอากาศรับแต่ละสายอากาศได้รับผลกระทบจากเฟดดิ้งที่เป็นอิสระจากกันย่อมจะส่งผลให้ข้อมูลข่าวสารที่ถูกส่งไปไม่เกิดการสูญเสียพร้อมๆ กันในทุกๆ วิธี นอกจากนี้ผลลัพธ์ทางทฤษฎีข่าวสารแสดงให้เห็นว่าช่องสัญญาณแบบหลายสายอากาศส่งหลายสายอากาศรับ (Multiple-Input Multiple-Output หรือ MIMO) ซึ่งประกอบไปด้วยสายอากาศแถวลำดับทั้งฝั่งภาคส่งและภาครับ จะสามารถเพิ่มความจุช่องสัญญาณสื่อสารไร้สายเรย์ลีได้อย่างมาก ทั้งนี้ค่าความจุที่เพิ่มขึ้นจะเป็นไปในทิศทางเดียวกับจำนวนสายอากาศส่งและสายอากาศรับที่เพิ่มขึ้น [12] ข้อดีของไดเวอร์ซิตีทางความปริภูมิคือไม่เกิดการสูญเสียประสิทธิภาพการใช้แถบความถี่เหมือนกับไดเวอร์ซิตีทางความเวลาและไดเวอร์ซิตีทางความถี่ ตัวอย่างของไดเวอร์ซิตีทางปริภูมิเช่น ไดเวอร์ซิตีแบบโพลารไรเซชันที่ใช้สายอากาศวางตัวแนวตั้งและแนวระดับ เป็นต้น

ในกรณีของระบบสื่อสารแถบแคบ (narrowband wireless communications) ซึ่งข้อมูลสัญญาณได้รับผลกระทบจากช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบราบ (flat fading channel) หรือช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบไม่เลือกความถี่ (frequency non-selective fading channel) ย่อมสามารถที่จะใช้ประโยชน์ร่วมกันระหว่างไดเวอร์ซิตีทางปริภูมิและไดเวอร์ซิตีทางเวลาได้โดยอาศัยรหัสปริภูมิ-เวลา (space-time code หรือ ST) ที่ออกแบบให้สัญญาณระหว่างสายอากาศส่งมีคุณสมบัติของความตั้งฉาก (orthogonal design) ดังเช่นในเอกสารอ้างอิงลำดับที่ [13]–[15] สำหรับในกรณีของระบบสื่อสารแถบกว้าง (broadband wireless communications) ซึ่งข้อมูลสัญญาณได้รับผลกระทบจากช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ (frequency-selective fading channel) การประยุกต์ใช้เทคนิคโอเอฟดีเอ็มบนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่เปรียบเสมือนกับการแปลงช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ให้กลายเป็นชุดของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบราบที่ขนานกัน จึงอาจกล่าวได้ว่าโอเอฟดีเอ็มเป็นเทคนิคหนึ่งที่มีประสิทธิภาพสูงในการเพิ่มประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัม (spectral efficiency) บนระบบสื่อสารแถบกว้างและนอกจากนี้ยังช่วยลดความจำเป็นในการใช้อีควอลไลเซอร์ที่มีซับซ้อนสูง จากข้อได้เปรียบของระบบหลายสายอากาศส่งหลายสายอากาศรับและโอเอฟดีเอ็มส่งผลให้เกิดงานวิจัยบนระบบ MIMO-OFDM อย่างกว้างขวาง สำหรับในกรณีของระบบสื่อสารแถบกว้างยิ่งซึ่งใช้ความถี่กลาง (center frequency) หลายกิกะเฮิรตซ์การตั้งสายอากาศแถวลำดับจึงสามารถทำได้

ในทางปฏิบัติเนื่องจากใช้ระยะห่างระหว่างสายอากาศไม่มากนัก หากพิจารณาตามมาตรฐาน IEEE 802.15.SG3a พบว่าระบบสื่อสารแถบกว้างยิ่งมีอัตราส่งข้อมูลอยู่ระหว่าง 55–480 Mbits/s ภายในรัศมี 10 เมตร ดังนั้นแนวคิดของการประยุกต์ใช้เทคโนโลยี MIMO-OFDM ในรูปแบบของการเข้ารหัสช่องสัญญาณบนระบบสื่อสารแถบกว้างยิ่งแบบหลายแถบความถี่จึงเป็นแนวทางหนึ่งที่น่าสนใจในการเพิ่มอัตราส่งข้อมูลให้สูงขึ้น ดังเช่นในเอกสารอ้างอิงลำดับที่ [16] เป็นต้น ทั้งนี้ อาจแบ่งรหัสช่องสัญญาณที่ใช้กับเทคโนโลยี MIMO-OFDM ได้เป็น 2 ประเภทด้วยกันคือ 1) รหัสปริภูมิ-ความถี่ (space-frequency code หรือ SF) ซึ่งจะทำให้การเข้ารหัสข้อมูลสัญลักษณ์ภายใน 1 สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม เพื่อให้เกิดการใช้ประโยชน์จากโดเวอร์ซิตีทางปริภูมิและโดเวอร์ซิตีทางความถี่ และ 2) รหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่ (space-time-frequency code หรือ STF) โดยในกรณีนี้ จะทำการเข้ารหัสข้อมูลสัญลักษณ์ระหว่างสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม เพื่อให้ชุดคำรหัสเกิดการใช้ประโยชน์ร่วมกันจากโดเวอร์ซิตีทางปริภูมิ, โดเวอร์ซิตีทางเวลา และโดเวอร์ซิตีทางความถี่

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งย่อยงานวิจัยที่ผ่านมามาออกเป็น 2 ประเภทโดยยึดตามลักษณะการจำลองแบบช่องสัญญาณคือ 1) กลุ่มที่พัฒนารหัสช่องสัญญาณบนแบบจำลองช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ และ 2) กลุ่มที่พัฒนารหัสช่องสัญญาณโดยมีการประยุกต์ใช้งานบนแบบจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่ง ซึ่งอาจจำแนกในรายละเอียดของงานวิจัยในแต่ละกลุ่มได้ดังนี้

1) งานวิจัยของกลุ่มที่พัฒนารหัสช่องสัญญาณบนแบบจำลองช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ จากเอกสารอ้างอิงลำดับที่ [17]–[18] มีการใช้รหัส ST แทนรหัส SF แบบตรงไปตรงมาโดยการแทนรหัสทางโดเมนเวลาด้วยโดเมนความถี่บนคลื่นพาร์ย่อยของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม แต่ในบทความของ Bölcskei และ Paulraj [19] ได้พิสูจน์ว่าการใช้รหัสปริภูมิ-เวลา Alamouti [14] แทนรหัส SF โดยตรงบนโดเมนความถี่จะได้เพียงค่าโดเวอร์ซิตีทางปริภูมิและไม่รับประกันโดเวอร์ซิตีเต็ม (full diversity) นอกจากนี้บทความยังได้เสนอเกณฑ์สมรรถนะ (performance criteria) ของระบบ MIMO-OFDM ที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่บนช่องสัญญาณไร้สายเรย์ลี พบว่าค่าโดเวอร์ซิตีสูงสุดที่เป็นไปได้ (the maximum achievable diversity) เท่ากับ LM_rM_r เมื่อ M_r และ M_r คือจำนวนสายอากาศส่งและจำนวนสายอากาศรับตามลำดับและ L คือจำนวนพหุวิถีของผลตอบสนองช่องสัญญาณ ต่อมาในงานวิจัยของ Bölcskei และ Paulraj ในเอกสารอ้างอิง [20] กล่าวถึงรหัส SF โดยยกตัวอย่างสำหรับในกรณี 2 สายอากาศส่ง 1 สายอากาศรับที่ใช้แบบจำลอง Tapped-delay-line เมื่อช่องสัญญาณเฟดดิ้งมีจำนวนวิถีเท่ากับ 2 วิถี และทำการส่งข้อมูลสัญลักษณ์บน 8 โอเอฟดีเอ็มโทน ถึงแม้ว่ารหัส SF ดังกล่าวจะถูกออกแบบให้ได้ค่าโดเวอร์ซิตีเต็ม

อันประกอบไปด้วยไดเวอร์ซิตีทางปริภูมิและไดเวอร์ซิตีทางความถี่ แต่จะได้ค่าอัตราส่งสัญญาณเพียงประมาณ 1/4 ต่อมาในงานวิจัย [21] Weifeng Su ได้เสนอเทคนิคการออกแบบรหัส SF แบบเป็นระบบ (systematic SF code) โดยสามารถให้ค่าไดเวอร์ซิตีเต็มเท่ากับ $LM_r M_r$ ดังยกตัวอย่างผลการจำลองแบบบนช่องสัญญาณสี่สายไร้สายตามแบบจำลอง Cost207 (Typical Urban หรือ TU channel) ซึ่งเป็นแบบจำลองช่องสัญญาณระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM ภายในเมือง สำหรับรหัส SF ที่ถูกเสนอในงานวิจัย [21] นี้เกิดจากการแมประหัสปริภูมิ-เวลา Alamouti แต่ทั้งนี้รูปแบบการแมประหัสได้ส่งผลให้เกิดการสูญเสียอัตราส่งสัญญาณ ดังจะกล่าวรายละเอียดในบทที่ 2 ต่อมางานวิจัยในเอกสารอ้างอิง [22] กล่าวถึงรหัส SF ซึ่งให้อัตราส่งสัญญาณเต็ม⁵ (full symbol rate) และให้ไดเวอร์ซิตีเต็มบนระบบ MIMO-OFDM นับว่าเป็นการแก้ไขข้อด้อยของรหัส SF ในงานวิจัย [21] แต่หากมองในแง่ของอัตราส่งสัญญาณต่อการใช้ช่องสัญญาณแล้ว รหัส SF ในงานวิจัย [22] นี้ให้ค่าอัตราส่งสัญญาณต่อการใช้ช่องสัญญาณเท่ากับ 1 pcu (per channel use) นอกจากนี้ Weifeng Su ยังเสนอแบบแผนการสลับลำดับสัญญาณที่เหมาะสมที่สุดในกรณีที่ภาคส่งรู้คุณลักษณะการกระจายกำลังงานของสัญญาณพหุวิธีอีกด้วย ถัดมา Lei Shao ได้เสนองานวิจัย [23] ซึ่งเป็นการออกแบบรหัส SF ที่เน้นการประยุกต์ใช้งานกับระบบ Fixed broadband wireless access (Fixed BWA) ตามมาตรฐาน IEEE 802.16a ภายใต้เงื่อนไขว่าแบบจำลองช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงระหว่างสัญญาณโอบเฟดเอ็ม โดยที่แต่ละสายอากาศส่งใช้รูปแบบการส่งแบบชั้น (layer) บนความถี่ที่ต่างกัน สำหรับงานวิจัยในเอกสารอ้างอิง [24] ได้มีการเสนอรหัส SF ที่ให้อัตราส่งสัญญาณต่อการใช้ช่องสัญญาณเท่ากับ M_r และได้ยกตัวอย่างรูปแบบเมทริกซ์การเข้ารหัสสำหรับกรณี $1 \leq M_r \leq 4$ โดยใช้วิธีดำเนินการเวกเตอร์ข้อมูลสัญญาณด้วยเมทริกซ์ตัวเข้ารหัสล่วงหน้า ทั้งนี้รหัสที่ถูกเสนอให้ค่าไดเวอร์ซิตีเต็มเท่ากับ $LM_r M_r$ บนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่สำหรับระบบ MIMO-OFDM ที่ใช้แบบจำลอง Tapped-delay-line เมื่อช่องสัญญาณเฟดดิ้งมีจำนวนวิธีเท่ากับ 2 วิธี ต่อมา Wei Zhang ซึ่งเป็นผู้ที่เคยเสนอบทความในเอกสารอ้างอิง [24] ก่อนหน้านี้ ได้เสนอเงื่อนไขการออกแบบรหัส SF ที่ให้ค่าไดเวอร์ซิตีเต็มบนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ เมื่อค่าอัตราส่งสัญญาณต่อการใช้ช่องสัญญาณเท่ากับ 2 pcu ดังในเอกสารอ้างอิง [25] และ Wei Zhang พบว่ารหัส SF ในงานวิจัย [22] เป็นกรณีเฉพาะของรหัส SF ที่ถูกเสนอในงานวิจัย [25] เมื่อค่าอัตราส่งสัญญาณต่อการใช้ช่องสัญญาณเท่ากับ 1 pcu หลังจากนั้นไม่นานนัก Wei Zhang ก็ได้

⁵ โดยนัยแล้วหมายความว่า สัญญาณข่าวสารก่อนเข้ารหัสและสัญญาณเข้ารหัสซึ่งค่าไม่เป็นศูนย์มีจำนวนเท่ากัน โดยคำรหัสที่ได้นี้จะถูกส่งแบบ 1 สัญญาณต่อ 1 คลื่นพาห้อย

เสนอรหัสปริภูมิ-ความถี่ universal [31] ซึ่งมีโครงสร้างเมทริกซ์คาร์รหัสต่างออกไปจากงานวิจัย [24]–[25] แต่ยังคงให้ค่าอัตราส่งสัญญาณต่อการใช้ของสัญญาณเท่ากับ M_r และมีค่าไดเวอร์ซิตีเต็มบนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่เช่นเดียวกัน

การเพิ่มสมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SF อาจทำได้โดยการใช้รหัส STF แทนสำหรับงานวิจัยเกี่ยวกับรหัส STF ได้รับการเสนอครั้งแรกในเอกสารอ้างอิงลำดับที่ [26] โดยมีพื้นฐานอยู่บนการใช้สายอากาศส่งจำนวน 2 สายอากาศ แบบจำลองระบบจะใช้การดำเนินการร่วมระหว่างการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบเทรลลิส (space-time trellis coding หรือ STTC) กับรหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อก (space-time block coding หรือ STBC) ทั้งนี้ผู้วิจัยพิสูจน์ว่ารหัสในงานวิจัย [26] ให้ค่าไดเวอร์ซิตีสูงสุดที่เป็นไปได้เท่ากับ LM_rM_r แต่ก็ไม่ได้รับประกันว่าวิธีการออกแบบรหัสแบบนี้จะได้รับค่าขอบเขตบน (upper bound) ของรหัส STF ต่อมาในงานวิจัย [27]–[28] ได้เสนอรหัส STF สำหรับหลายสายอากาศส่ง โดยในงานวิจัย [28] กำหนดข้อสมมติว่าแบบจำลองช่องสัญญาณ MIMO มีเฟดดิ้งที่เปลี่ยนแปลงแบบคล้ายสถิต (quasi-static) ตลอดหลายช่วงสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งในกรณีที่ใช้ข้อสมมติดังกล่าวได้มีการพิสูจน์ในเอกสารอ้างอิงหมายเลข [29] ว่าไม่ว่าจะใช้รหัส STF หรือรหัส SF จะให้ค่าไดเวอร์ซิตีสูงสุดที่เป็นไปได้เท่ากัน นั่นคือการใช้รหัส STF ในกรณีนี้ไม่ได้รับประโยชน์จากไดเวอร์ซิตีทางเวลา นอกจากนี้ในงานวิจัย [29] ยังได้พิสูจน์ว่าไดเวอร์ซิตีสูงสุดที่เป็นไปได้เมื่อใช้รหัส STF บนระบบ MIMO-OFDM มีค่าเท่ากับ LM_rM_rT เมื่อ T คือค่าลำดับชั้น (rank) ของเมทริกซ์สหสัมพันธ์ทางเวลา (temporal correlation matrix) ของช่องสัญญาณ โดย Weifeng Su ได้เสนอรหัส STF จำนวน 2 แบบที่ให้ค่าไดเวอร์ซิตีเต็ม ประกอบด้วย 1) รหัส STF แบบซ้ำ (a repetition coding approach) ถึงแม้ว่าวิธีนี้จะให้ค่าไดเวอร์ซิตีเต็มแต่ก็ต้องแลกด้วยการส่งข้อมูลสัญญาณด้วยอัตราส่งลดลง และ 2) รหัส STF แบบบล็อก (a block coding approach) วิธีนี้ได้อัตราส่งสัญญาณเท่ากับ 1 (full symbol rate หรือ rate-1) และไดเวอร์ซิตีเต็ม ต่อมาดังเอกสารอ้างอิงลำดับที่ [30] Wei Zhang ได้พัฒนาเทคนิคการออกแบบรหัส STF แบบเป็นระบบ สำหรับใช้งานบนระบบ MIMO-OFDM ซึ่งมีค่าอัตราส่งสัญญาณเท่ากับ M_r และยังคงค่าไดเวอร์ซิตีสูงสุดที่เป็นไปได้เท่ากับ $LM_rM_rM_b$ เมื่อ M_b คือจำนวนสัญญาณโอเอฟดีเอ็มซึ่งคาร์รหัสมีความสัมพันธ์กันภายใต้ข้อสมมติว่าแบบจำลองช่องสัญญาณ MIMO มีเฟดดิ้งที่เปลี่ยนแปลงแบบคล้ายสถิตบนช่วง 1 สัญญาณโอเอฟดีเอ็มแต่จะเปลี่ยนแปลงแบบอิสระจากกันข้ามสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม เป็นที่สังเกตว่าโครงสร้างของรหัส STF ในงานวิจัย [30] คล้ายกับรหัส SF ในงานวิจัย [31] แต่มีการขยายมิติทางแกนเวลาเพิ่มขึ้นจากรหัส SF เดิมเพื่อใช้ประโยชน์จากไดเวอร์ซิตีทางเวลา

2) งานวิจัยของกลุ่มที่พัฒนารหัสบนแบบจำลองช่องสัญญาณแบบกว้างยิ่ง เริ่มจากเอกสารอ้างอิงลำดับที่ [32] ของ Batra และคณะได้เสนอวิธีการกระจายข้อมูลสัญลักษณ์ทางเวลาโดยใช้การส่งสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มซ้ำบนแถบความถี่ต่างกันดังข้อมูลในตารางที่ 1.1 เพื่อให้ได้ค่าไคเวอริจี้ตีมากขึ้น แต่วิธีดังกล่าวจะทำให้อัตราส่งข้อมูลสัญลักษณ์ลดลง ส่วนการแผ่ทางความถี่จะใช้กระบวนการแปลงฟูริเยร์ผกผันอย่างรวดเร็ว (Inverse Fast Fourier Transform หรือ IFFT) กับสัญญาณของข้อมูลเข้า

ตารางที่ 1.1 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่งข้อมูลกับพารามิเตอร์อื่นๆ ของการส่งข้อมูลสำหรับระบบ MB-UWB [32]

อัตราส่งข้อมูล (Mbps)	การมอดูเลต	อัตรารหัส	การแผ่ทางเวลา	การแผ่ทางความถี่
55	QPSK	11/32	2	2
80	QPSK	1/2	2	2
110	QPSK	11/32	2	1
160	QPSK	1/2	2	1
200	QSPK	5/8	2	1
320	QPSK	1/2	1	1
480	QPSK	3/4	1	1

ถัดมาในงานวิจัย [33] ได้เสนอรหัส algebraic time-frequency (ATF) ที่ให้ไคเวอริจี้ตีเต็มโดยไม่สูญเสียอัตราส่งข้อมูลสัญลักษณ์บนระบบสายอากาศเดี่ยว (Single-Input Single-Output หรือ SISO) โดยได้พิสูจน์ว่าไคเวอริจี้ตีสูงสุดที่เป็นไปได้เมื่อใช้รหัส ATF บนระบบ MB-UWB มีค่าเท่ากับ KL เมื่อ K คือจำนวนแถบความถี่ใช้งานในแต่ละโมด (โดยปกติแล้ว $K \leq 3$ ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.SG3a) และ L คือจำนวนพหุคูณของผลตอบสนองช่องสัญญาณ สำหรับแนวคิดของรหัส AFT คือการใช้เทคนิคการหมุนเชิงพีชคณิต (algebraic rotational technique) [34] เพื่อกระจายข้อมูลในแนวแกนความถี่และเวลา สำหรับงานวิจัยที่นำแนวคิดของ MIMO มาใช้บนระบบ MB-UWB ได้แก่ งานวิจัยในเอกสารอ้างอิงลำดับที่ [16], [35] ซึ่งเสนอรหัส STF สำหรับแบบจำลองช่องสัญญาณ Tapped-delay-line ที่กำหนดให้แอมพลิจูดของเฟดดิ้งมีการกระจาย

คุณสมบัติเชิงสถิติแบบนาคากามิ-เอ็ม⁶ (Nakagami- m) [36] เมื่อภาคส่งและภาครับใช้สายอากาศแถวลำดับจำนวน 1–2 สายอากาศและการส่งข้อมูลข่าวสารมีการกระจายบนช่วงเวลา 1–2 สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม ทั้งนี้ในงานวิจัย [16], [35] ได้เลือกเปรียบเทียบรหัส STF แบบซ้ำกับรหัส STF แบบบล็อกที่ให้อัตราส่งสัญลักษณ์เท่ากับ 1 และให้โดเวอร์ซิตีเต็ม ตามที่เคยถูกเสนอในเอกสารอ้างอิงหมายเลข [29] และผลการจำลองแบบสรุปว่าการได้เปรียบเชิงโดเวอร์ซิตี (diversity advantage) ของรหัสภายใต้แบบจำลองช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอ็มซึ่งเลือกค่าพารามิเตอร์ m ใดๆ มีค่าใกล้เคียงกับการใช้แบบจำลองช่องสัญญาณเรย์ลีเฟดดิ้ง นอกจากนี้ยังได้พิสูจน์ว่าโดเวอร์ซิตีสูงสุดที่เป็นไปได้เมื่อใช้รหัส STF บนระบบ MB-UWB มีค่าเท่ากับ KLM, M_r สำหรับ $T \leq K$ เมื่อ K คือจำนวนครั้งของการกระโดดเปลี่ยนแถบความถี่และ T คือค่าลำดับชั้นของเมทริกซ์สหสัมพันธ์ทางเวลาของช่องสัญญาณ ผู้เขียนบทความ [37] ได้เสนอกลยุทธ์การจัดสรรกำลังงาน (power allocation strategy) โดยอาศัยขั้นตอนวิธีข้ามชั้น (cross layer algorithm) บนระบบ MB-UWB จากการพิจารณาจากสภาวะช่องสัญญาณของผู้ใช้แต่ละราย

จะเห็นว่าการวิจัยของกลุ่มที่พัฒนารหัสบนแบบจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยังไม่เคยมีการนำแนวคิดของ MIMO และเทคนิคการสลับลำดับสัญลักษณ์มาใช้ควบคู่ไปกับการออกแบบรหัส SF และรหัส STF ที่มีค่าอัตราส่งสัญลักษณ์ต่อการใช้ช่องสัญญาณเท่ากับ M_r และได้โดเวอร์ซิตีเต็ม ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงเสนอรหัส SF และรหัส STF ในแบบแผนที่แตกต่างกันจากวิธีการดั้งเดิมก่อนหน้านี้ เพื่อที่จะนำรหัสที่เสนอนี้ไปประยุกต์ใช้งานบนระบบสื่อสารแถบกว้างแบบหลายแถบความถี่ตามแบบจำลองมาตรฐาน IEEE 802.15.SG3a ในกรณีหลายสายอากาศส่งหลายสายอากาศรับได้อย่างมีประสิทธิภาพ

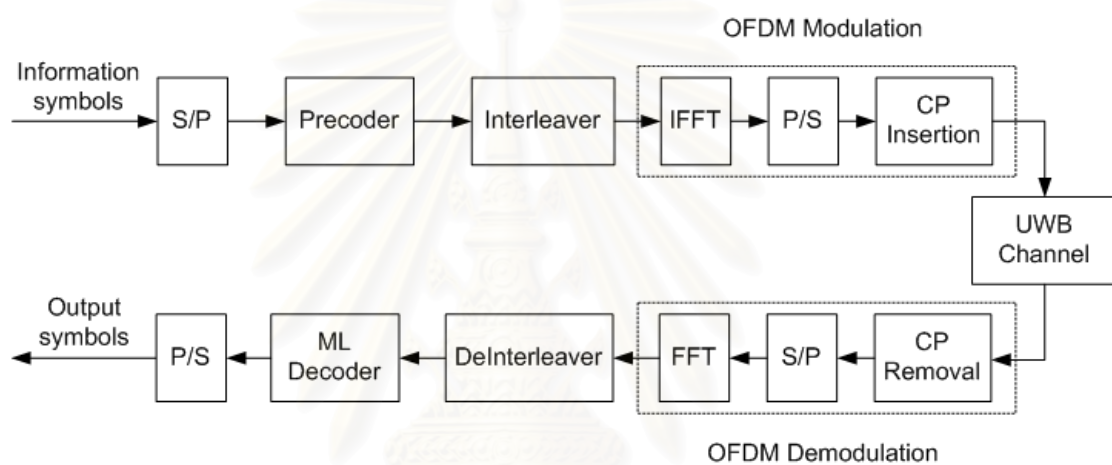
1.2 แนวทางของวิทยานิพนธ์

หัวข้องานวิจัยเกี่ยวกับปัญหาของระบบสื่อสารแถบกว้างในปัจจุบันจะมุ่งเน้นการเพิ่มสมรรถนะการลดอัตราความผิดพลาดบิต (BER), การเพิ่มค่าความจุช่องสัญญาณ, การเพิ่มค่าวิสัยสามารถ (throughput) การแก้ปัญหาความยืดหยุ่นของโครงข่าย (network flexibility) [1] อันรวมไปถึงวิธีการชิงโครโนซ์สัญญาณพัลส์ที่มีคาบเวลาดั้งเดิมจำเป็นต้องมีความไว

⁶ เมื่อ $m \geq 1/2$ โดยหากกำหนด $m = 1$ จะสัมพันธ์กับการกระจายเชิงสถิติแบบเรย์ลี และหากค่า m มากขึ้นจะยิ่งใกล้เคียงกับการแจกแจงลอการิทึมปกติ

(sensitivity) และความแม่นยำสูง นอกจากนี้กระบวนการถอดรหัสที่ภาครับยังเป็นข้อจำกัดอย่างหนึ่งที่ไม่ควรมีความซับซ้อนมากนัก

แนวทางวิทยานิพนธ์ที่เสนอเป็นการเพิ่มค่าวิสัยสามารถให้กับภาคส่งและภาครับ โดยนำเทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้ามาใช้งานร่วมกับโอเพดีเอ็มสำหรับระบบหลายสายอากาศส่งหลายสายอากาศรับที่ใช้งานบนแบบจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งมาตรฐาน IEEE 802.15.SG3a ทั้งนี้จะมุ่งพิจารณาเฉพาะระบบ MB-UWB ดังแผนภาพแบบบล็อกของระบบที่เสนอในรูปแบบที่ 1.3



รูปที่ 1.3 แผนภาพแบบบล็อกของระบบ MB-UWB ที่เสนอ

สำหรับการออกแบบเมทริกซ์เข้ารหัสเพื่อให้ได้อัตราขยายโดเวอร์ซิตี ทางภาคส่ง จำเป็นต้องอาศัยเมทริกซ์ตัวเข้ารหัสล่วงหน้า (precoder matrix) ซึ่งอยู่ในรูปแบบของรหัส SF หรือรหัส STF ไปดำเนินการกับชุดข้อมูลขาเข้า การเข้ารหัสล่วงหน้าแบบเชิงเส้นนับได้ว่าเป็นเทคนิคที่มีความซับซ้อนต่ำในการที่จะช่วยปรับปรุงคุณภาพสัญญาณที่ภาครับ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอ รหัส SF จำนวน 2 แบบแผน และรหัส STF จำนวน 2 แบบแผนที่มีค่าอัตราส่งสัญญาณต่อการใช้ช่องสัญญาณเท่ากับ M , และได้โดเวอร์ซิตีเต็มบนช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่ง นอกจากนี้ยังได้เปรียบเทียบความซับซ้อนในการคำนวณอัลกอริทึมของแต่ละระบบที่เสนอโดยวัดจากค่า flops/block และวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้้นำแนวคิดของ MIMO และเทคนิคการสลับลำดับสัญญาณมาใช้ร่วมกับการออกแบบรหัส SF และรหัส STF เพื่อเพิ่มค่าวิสัยสามารถของระบบในกรณีที่ภาครับรู้ค่าสถานะช่องสัญญาณสมบูรณ์ โดยประเมินจากการที่ระบบสามารถส่งข้อมูลด้วย

อัตราการส่งข้อมูลสูงขึ้นในขณะที่ค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ (average symbol error rate หรือ SER) เท่าเดิม

1.3 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

1. เพื่อศึกษาหาแนวทางในการนำเทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้ามาใช้งานร่วมกับโอเอฟดีเอ็ม สำหรับระบบหลายสายอากาศส่งหลายสายอากาศรับที่ใช้งานบนช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งแบบหลายแถบความถี่ในกรณีที่ภาคส่งไม่รู้ค่าสถานะช่องสัญญาณและภาครับรู้ค่าสถานะช่องสัญญาณสมบูรณ์
2. วิเคราะห์สมรรถนะของระบบจากการเปรียบเทียบค่าวิสัยความสามารถของระบบที่เสนอในวิทยานิพนธ์กับระบบที่มีผู้เสนอก่อนหน้าในแง่ของค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ (SER) เมื่อแปรค่าอัตราส่วนของค่าพลังงานเฉลี่ยต่อสัญลักษณ์ต่อค่าความหนาแน่นสเปกตรัมพลังงานของสัญญาณรบกวน (E_s/N_0)

1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

1. เขียนโปรแกรมจำลองระบบสื่อสารที่ใช้เทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าร่วมกับโอเอฟดีเอ็ม สำหรับระบบหลายสายอากาศส่งหลายสายอากาศรับ บนช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งแบบหลายแถบความถี่ในกรณีที่กำหนดให้ภาครับรู้ค่าสถานะช่องสัญญาณสมบูรณ์และมีการชิงโครไนซ์สมบูรณ์ระหว่างภาคส่งและภาครับ โดยเลือกใช้แบบจำลองช่องสัญญาณภายในอาคารแบบ CM1 และ CM4 ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.SG3a
2. เปรียบเทียบสมรรถนะของระบบในแง่ของค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ รวมทั้งความซับซ้อนทางการคำนวณของระบบที่เสนอ

1.5 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินการ

1. ศึกษาบทความทางวิชาการที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์
 - 1.1. ศึกษาหลักการของโอเอฟดีเอ็มและรหัสปริภูมิ-เวลา รวมทั้งงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

- 1.2. ศึกษาคุณลักษณะของแบบจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งตามแบบจำลองช่องสัญญาณมาตรฐาน IEEE802.15.3a
- 1.3. ศึกษาบทความเกี่ยวกับรหัสปริภูมิ-ความถี่
- 1.4. ศึกษาบทความเกี่ยวกับรหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่
2. เขียนโปรแกรมจำลองระบบ MB-UWB เมื่อประยุกต์ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่ และรหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่ ร่วมกับระบบหลายสายอากาศส่งหลายสายอากาศรับ โดยใช้แบบจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งภายในอาคาร CM1 และ CM4
3. เขียนโปรแกรมจำลองระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่ และรหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่ ร่วมกับระบบหลายสายอากาศส่งหลายสายอากาศรับบนแบบจำลองช่องสัญญาณอื่นๆ ได้แก่ แบบจำลองช่องสัญญาณ Tapped-delay-line, แบบจำลองช่องสัญญาณ Cost207, แบบจำลองช่องสัญญาณเฟดดิ้งราบแบบคล้ายสถิติ และแบบจำลองช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลี
4. และทดสอบสมรรถนะระบบจากการวัดค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์เทียบกับค่า E_s/N_0
5. รวบรวมและสรุปผลการวิจัย เพื่อเขียนวิทยานิพนธ์

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. เป็นแนวทางในการทำวิจัยสำหรับปรับปรุงสมรรถนะของระบบแถบกว้างยิ่งในแง่ของการเพิ่มค่าวิสัยสมารถให้กับระบบ ซึ่งจะทำให้ระบบสามารถรับ-ส่งข้อมูลด้วยอัตราการส่งข้อมูลสูงขึ้นได้
2. เป็นแนวทางในการหาเทคนิคที่เหมาะสมในการประยุกต์ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่และรหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่บนระบบแถบกว้างยิ่ง
3. ช่วยให้ทราบถึงข้อดี, ข้อเสียของรหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อก รวมถึงรหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่แบบบล็อกในแบบต่างๆ เพื่อเป็นประโยชน์ในการออกแบบหาเมทริกซ์ค่ารหัสที่เหมาะสมและมีประสิทธิภาพต่อไป

1.7 คำโครงของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บท ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 บทนำ: กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหาในรายละเอียดที่เกี่ยวกับเป้าหมายสำคัญของระบบการสื่อสารไร้สายในระบบแถบกว้างยิ่ง, ปัญหาที่พบและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ นอกจากนี้ยังกล่าวถึงแนวคิดที่เสนอ, วัตถุประสงค์, เป้าหมายและขอบเขตของวิทยานิพนธ์, ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน และสุดท้ายเป็นประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

บทที่ 2 ความรู้พื้นฐานและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง: กล่าวถึงหลักการและทฤษฎีเบื้องต้นที่ควรทราบ ได้แก่ ทฤษฎีแบบจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งภายในอาคาร, การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบแถบกว้างยิ่ง, ทฤษฎีการออกแบบรหัสปริภูมิ-ความถี่ในงานวิจัยที่ผ่านมาเพื่อใช้เปรียบเทียบกับรหัสปริภูมิ-ความถี่ที่เสนออันประกอบด้วย รหัสปริภูมิ-ความถี่ universal, รหัสปริภูมิ-ความถี่ repetition, รหัสปริภูมิ-ความถี่ rate-1, รหัสปริภูมิ-ความถี่ HR Hadamard และรหัสปริภูมิ-ความถี่ HR นอกจากนี้จะกล่าวถึงความรู้พื้นฐานของระบบสื่อสารแถบกว้างยิ่งแบบหลายแถบความถี่ และหัวข้อสุดท้ายคือไอเอฟดีเอ็ม

บทที่ 3 ระบบที่เสนอ: มีเนื้อหาประกอบด้วย การออกแบบรหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อกจำนวน 2 แบบแผน, โครงสร้างของภาคส่งและภาครับ พร้อมทั้งวิเคราะห์ความซับซ้อนทางการคำนวณของระบบที่เสนอ และในหัวข้อสุดท้ายจะพิจารณาการออกแบบรหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่แบบบล็อกจำนวน 2 แบบแผน

บทที่ 4 ผลการทดสอบ: ในบทนี้จะเป็นการแสดงผลการจำลองแบบ (simulation results) ของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่ และรหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่แบบบล็อกบนแบบจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งภายในอาคาร CM1 และ CM4 ตลอดจนแสดงผลการเปรียบเทียบความซับซ้อนของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อกชนิดต่างๆ ในกรณี que เพิ่มจำนวนสายอากาศส่ง

บทที่ 5 สรุป: เนื้อหาในบทนี้จะเป็นการสรุปผลที่ได้จากการทำวิจัย ตลอดจนเสนอแนวทางข้อเสนอแนะเพื่อการทำวิจัยในอนาคต รวมทั้งกล่าวถึงอุปสรรคในการทำวิจัย

บทที่ 2

ความรู้พื้นฐานและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

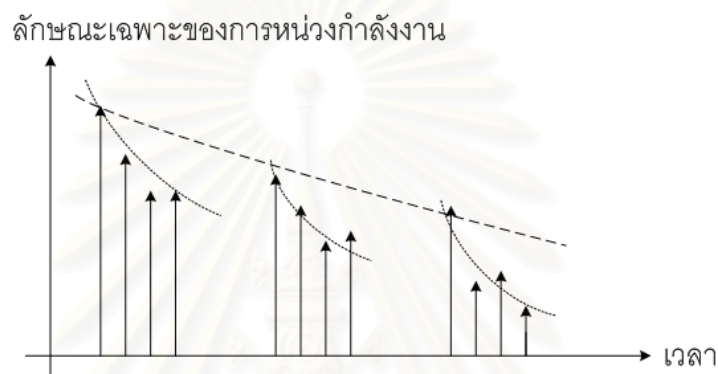
ช่องสัญญาณที่ไม่เป็นอุดมคติในระบบสื่อสารไร้สาย นับได้ว่าเป็นปัจจัยสำคัญที่ส่งผลกระทบต่ออัตราการลดทอนสมรรถนะของระบบ เนื่องจากภายหลังจากที่ข้อมูลสัญญาณลักษณะผ่านกระบวนการเข้ารหัสที่ภาคส่งแล้ว ชุดคำรหัสจะถูกส่งไปยังภาครับผ่านทางช่องสัญญาณ และสัญญาณที่ภาครับรับได้จะแตกต่างไปจากสัญญาณที่ถูกส่งมามากน้อยเพียงใดขึ้นอยู่กับรูปแบบของช่องสัญญาณที่ส่งผ่าน ในงานวิจัยนี้จะพิจารณาผลกระทบที่เกิดจากช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่ง โดยมีเนื้อหากล่าวถึงทฤษฎีช่องสัญญาณรวมถึงผลที่ได้จากการจำลองช่องสัญญาณ

2.1 แบบจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งภายในอาคาร

แบบจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งภายในอาคารที่ใช้ศึกษาในวิทยานิพนธ์นี้เป็นแบบจำลองช่องสัญญาณมาตรฐานระดับชั้นกายภาพ สำหรับระบบเครือข่ายไร้สายส่วนบุคคล ซึ่งอ้างอิงตามรายงานสรุปผลของคณะกรรมการงานชุด IEEE 802.15.SG3a เมื่อเดือนกรกฎาคม ค.ศ. 2003 [38] ทั้งนี้ได้มีเอกสารงานวิจัยเกี่ยวกับแบบจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งตีพิมพ์ออกมาหลายบทความด้วยกัน ได้แก่

- 1) แบบจำลองการสูญเสียเชิงสถิติทางสถิติ (the statistical path loss model) สำหรับระบบสื่อสารแถบกว้างยิ่ง ในรายงานวิจัยของ Ghassemzadeh และคณะ [39] ในปี ค.ศ. 2002
- 2) การวัดคุณลักษณะช่องสัญญาณและสร้างแบบจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่ง ในรายงานวิจัยของ Pendergrass และ Beeler [40] ในปี ค.ศ. 2002
- 3) แนวคิดและข้อเสนอจากรายงานวิจัยของบริษัทอินเทล (Intel) โดย Foerster และ Li [41] ในปี ค.ศ. 2002
- 4) แบบจำลองช่องสัญญาณที่ถูกเสนอโดยบริษัทมิทซูบิชิ (Mitsubishi) หลังจากทดสอบวัดสัญญาณในอาคารสำนักงาน ในรายงานวิจัยของ Molisch และคณะ [42] ในปี ค.ศ. 2002

สำหรับแบบจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งมาตรฐาน IEEE 802.15.SG3a มีพื้นฐานมาจากรายงานวิจัยของ Turin และคณะ [43] ในปี ค.ศ.1972 ซึ่งกล่าวเกี่ยวกับลักษณะของกลุ่มสัญญาณ (cluster approach) ในเวลาต่อมา Saleh และ Valenzuela ได้เสนอแบบจำลองที่รู้จักกันในชื่อ แบบจำลองช่องสัญญาณ S-V [44] ซึ่งมีพื้นฐานอยู่บนการส่งสัญญาณเรดาร์ที่ใช้อิมพัลส์กำลังงานต่ำ โดยอาศัยแนวคิดที่ว่าเมื่อภาคส่งได้ทำการส่งสัญญาณอิมพัลส์แล้วทางภาครับจะได้รับสัญญาณมัลติพาทซึ่งมีลักษณะการกระจายเป็นกลุ่ม



รูปที่ 2.1 คุณลักษณะการกระจายกำลังงานของสัญญาณพหุวิถี
ตามแบบจำลองช่องสัญญาณ S-V

คณะกรรมการชุด IEEE 802.15.3a ได้ปรับเปลี่ยนแบบจำลองช่องสัญญาณ S-V ให้เหมาะสมกับผลการทดลองยิ่งขึ้น โดยอาศัยการพิจารณาจากค่าทางสถิติที่ได้จากการทดลองวัดสัญญาณจริง แล้วจึงเสนอให้ปรับแบบจำลองช่องสัญญาณที่เกิดพหุวิถีจากเดิมซึ่งแอมพลิจูดของเฟดดิ้งมีการกระจายคุณสมบัติเชิงสถิติแบบการแจกแจงเรย์ลี (Rayleigh distribution) เป็นแบบการแจกแจงลอการิทึมปรกติ (log-normal distribution) นอกจากนี้ได้มีการปรับลักษณะการกระจายมุมเฟสของสัมประสิทธิ์ช่องสัญญาณ (channel coefficient) จากเดิมในแบบจำลองช่องสัญญาณ S-V ที่แสดงด้วยค่าจำนวนเชิงซ้อนและมีการแจกแจงเอกรูป (uniform distribution) บนช่วง $[0, 2\pi)$ เปลี่ยนเป็นค่าจำนวนจริงที่มีมุมเฟสเท่ากับ $\pm\pi$ โดยมีค่าความน่าจะเป็นค่าบวกหรือค่าลบเท่ากัน นั่นคือหากพิจารณามุมมองในทางกายภาพจะเปรียบเสมือนกับการกลับเฟสของสัญญาณอิมพัลส์บนแกนจริงซึ่งจากการสะท้อนบนผิวไดอิเล็กตริก

แบบจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งมาตรฐาน IEEE 802.15.SG3a อาศัยแนวคิดอยู่บนข้อสมมติฐานว่ากลุ่มสัญญาณพหุวิถี (cluster) และเส้นรังสีภายในกลุ่มสัญญาณพหุวิถี (ray) มีความเป็นอิสระต่อกันเชิงสถิติแบบ i.i.d. (identical independent distribution)

โดยแบบจำลองช่องสัญญาณประกอบด้วยผลตอบสนองของอิมพัลส์ไม่ต่อเนื่องทางเวลา (discrete time impulse response) ถ้าหากพิจารณาความสัมพันธ์ของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณกับเวลาประวิง (delay) เพียง 1 รอบการปรากฏเป็นรูป (realization) พบว่าความสัมพันธ์เป็นดังสมการที่ (2.1)

$$h(t) = X \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^{K(l)} \alpha_{l,k} \delta(t - T_l - \tau_{l,k}) \quad (2.1)$$

โดยในเบื้องต้นจะให้คำจำกัดความค่าพารามิเตอร์บางตัวไว้ดังนี้

X คือ อัตราขยายเชิงขนาดของช่องสัญญาณ เป็นตัวแปรสุ่มซึ่งมีการกระจายคุณสมบัติเชิงสถิติแบบการแจกแจงลอการิทึมปรกติ นั่นคือ $20 \log_{10}(X) \propto$ การแจกแจงปรกติ $(0, \sigma_x^2)$

L คือ จำนวนของกลุ่มสัญญาณพหุวิถี

$K_{(l)}$ คือ จำนวนเส้นรังสีภายในกลุ่มสัญญาณพหุวิถีลำดับที่ l เมื่อ $1 \leq l \leq L$

$\alpha_{l,k}$ คือ สัมประสิทธิ์อัตราขยายของสัญญาณพหุวิถี (multipath gain coefficient) ที่สัมพันธ์กับองค์ประกอบสัญญาณพหุวิถี (multipath component)¹ ลำดับที่ k ภายในกลุ่มสัญญาณพหุวิถีลำดับที่ l

T_l คือ ระยะเวลาที่วิถีแรกในกลุ่มสัญญาณพหุวิถีลำดับที่ l เดินทางมาถึงภาครับ

$\tau_{l,k}$ คือ เวลาประวิงขององค์ประกอบสัญญาณพหุวิถีลำดับที่ k ที่สัมพันธ์กับระยะเวลาที่วิถีแรกในกลุ่มสัญญาณพหุวิถีลำดับที่ l เดินทางมาถึง

จากสมการที่ (2.1) และจากคำจำกัดความเบื้องต้นจะได้ว่า $T_1 = 0$ และ $\tau_{1,1} = 0$ สำหรับ $1 \leq l \leq L$ ถ้าหากพิจารณาการส่งสัญญาณอิมพัลส์ 1 ลูก พบว่าระยะเวลาที่สัญญาณพหุวิถีมาถึงภาครับมีการแจกแจงความน่าจะเป็นแบบปัวซอง (Poisson arrival process) ด้วยอัตราการมาถึง (arrival rate) เท่ากับ Λ และ λ ดังสมการที่ (2.2) และสมการที่ (2.3) ตามลำดับ

$$p(T_l | T_{l-1}) = \Lambda \exp[-\Lambda(T_l - T_{l-1})], \quad l > 0 \quad (2.2)$$

¹ หมายถึง เส้นรังสีภายในกลุ่มสัญญาณพหุวิถี หรือบางตำราใช้คำว่าองค์ประกอบสัญญาณพหุวิถี

และ

$$p(\tau_{l,k} | \tau_{(l-1),k}) = \lambda \exp[-\lambda(\tau_{l,k} - \tau_{(l-1),k})], \quad k > 0 \quad (2.3)$$

เมื่อ

T_l และ T_{l-1} คือ ระยะเวลาที่วิถีแรกในกลุ่มสัญญาณพหุวิถีลำดับที่ l และลำดับที่ $l-1$ เดินทางมาถึงภาครับตามลำดับ

$\tau_{l,k}$ และ $\tau_{(l-1),k}$ คือ เวลาประวิงขององค์ประกอบสัญญาณพหุวิถีลำดับที่ k ที่สัมพันธ์กับระยะเวลาที่วิถีแรกในกลุ่มสัญญาณพหุวิถีลำดับที่ l และลำดับที่ $l-1$ เดินทางมาถึงภาครับตามลำดับ

Λ คือ อัตราการมาถึงของกลุ่มสัญญาณพหุวิถี (cluster arrival rate)

λ คือ อัตราการมาถึงของเส้นรังสีภายในกลุ่มสัญญาณพหุวิถี (ray arrival rate)

ให้นิยามค่าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณ $\alpha_{l,k}$ สำหรับแบบจำลองมาตรฐาน IEEE 802.15.3a เป็นดังสมการที่ (2.4)

$$\alpha_{l,k} = p_{l,k} \xi_l \beta_{l,k} \quad (2.4)$$

เมื่อ $p_{l,k}$ คือ ตัวแปรสุ่มแบบไม่ต่อเนื่อง (discrete random variable) ซึ่งมีค่าความน่าจะเป็นที่จะเป็น ± 1 เท่ากัน อันเกิดจากผลของการสะท้อนกลับทำให้เฟสมีโอกาสเปลี่ยนไป π เรเดียน สำหรับตัวแปร ξ_l และ $\beta_{l,k}$ แสดงถึงเฟดดิ้งภายในกลุ่มสัญญาณพหุวิถีลำดับที่ l และเฟดดิ้งของเส้นรังสีลำดับที่ k ภายในกลุ่มสัญญาณพหุวิถีลำดับที่ l ตามลำดับ ซึ่งหากอ้างถึงนิยามของการแจกแจงลอการิทึมปรกติ² จะสามารถเขียนสมการที่ (2.4) ได้ในอีกรูปแบบดังนี้

$$20 \log_{10}(\xi_l \beta_{l,k}) \propto \text{การแจกแจงปรกติ}(\mu_{l,k}, \sigma_1^2 + \sigma_2^2) \quad (2.5)$$

หรือ

$$|\xi_l \beta_{l,k}| = 10^{(\mu_{l,k} + n_1 + n_2)/20} \quad (2.6)$$

² หาก X เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงปรกติ ดังนั้น $\exp(X)$ จะมีการแจกแจงลอการิทึมปรกติ

การแจกแจงปรกติตามสมการที่ (2.5) มีค่าเฉลี่ยเท่ากับ $\mu_{k,l}$ และความแปรปรวนเท่ากับผลรวมค่าการแกว่ง (fluctuation) ของการเพดในระดับกลุ่มสัญญาณพหุวิถี n_1 และค่าการแกว่งของการเพดในระดับเส้นรังสีภายในกลุ่มสัญญาณพหุวิถี n_2 โดยที่ $n_1 \propto$ การแจกแจงปรกติ $(0, \sigma_1^2)$ และ $n_2 \propto$ การแจกแจงปรกติ $(0, \sigma_2^2)$ ตามลำดับ ทั้งนี้กำหนดให้ n_1 และ n_2 มีคุณสมบัติความอิสระจากกันในช่วงสถิติ

ทั้งนี้สามารถแสดงลักษณะเฉพาะของการหน่วงกำลังงานแบบเลขชี้กำลังลดระดับ (exponential power decay profile) สำหรับแบบจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งภายในอาคารได้ดังสมการที่ (2.7)

$$E\left[|\xi_l \beta_{l,k}|^2\right] = \Omega_0 \exp(-T_l/\Gamma) \exp(-\tau_{l,k}/\gamma) \quad (2.7)$$

เมื่อ

Γ คือ แฟคเตอร์เสื่อมถอยของกลุ่มสัญญาณพหุวิถี (cluster decay factor)

γ คือ แฟคเตอร์เสื่อมถอยของเส้นรังสีภายในกลุ่มสัญญาณพหุวิถี (ray decay factor)

Ω_0 คือกำลังงานเฉลี่ยของเส้นรังสีแรกภายในกลุ่มสัญญาณพหุวิถีลำดับที่ 1

โดยอ้างถึงค่าเฉลี่ยการแจกแจงปรกติในสมการที่ (2.5)–(2.7) หากทำการจัดรูปใหม่เพื่อหาค่าเฉลี่ย $\mu_{l,k}$ จะพบว่ามีความดังสมการที่ (2.8)

$$\mu_{l,k} = \frac{10 \ln(\Omega_0) - 10 T_l/\Gamma - 10 \tau_{l,k}/\gamma - (\sigma_1^2 + \sigma_2^2) \ln(10)}{\ln(10)} \quad (2.8)$$

และเพื่อให้เป็นไปตามกฎของกำลังงาน ดังนั้นกำลังงานรวมของทุกๆ เส้นทางพหุวิถี $\xi_l \beta_{k,l}$ ในแต่ละรอบการปรากฏเป็นรูปจะต้องถูกทำให้เป็นบรรทัดฐานหรือ نرمัลไลซ์ (normalized) โดยมีค่าเท่ากับ 1 เสมอ นั่นคือ

$$\sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^{K(l)} |\xi_l \beta_{l,k}|^2 = 1 \quad (2.9)$$

จากสมการที่ (2.1) สามารถแปลงผลตอบสนองอิมพัลส์ของสัญญาณให้อยู่ในรูปผลตอบสนองเชิงความถี่ของช่องสัญญาณได้ดังสมการที่ (2.10)

$$H(f) = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^{K(l)} \alpha_{l,k} \exp(-j2\pi f (T_l + \tau_{l,k})) \quad (2.10)$$

โดยกำหนดให้ $j \triangleq \sqrt{-1}$

ตารางที่ 2.1 คุณลักษณะและพารามิเตอร์ของแบบจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่ง [4]

เป้าหมายของคุณลักษณะ แบบจำลองช่องสัญญาณ	CM 1 ¹	CM 2 ²	CM 3 ³	CM 4 ⁴
Mean excess delay (nsec) (τ_m)	5.05	10.38	14.18	
RMS delay (nsec) (τ_{rms})	5.28	8.03	14.28	25
NP _{10dB}			35	
NP (85%)	24	36.1	61.54	
พารามิเตอร์ช่องสัญญาณ				
Λ (1/nsec)	0.0233	0.4	0.0667	0.0667
λ (1/nsec)	3.5	1	3	3
Γ	7.1	5.2	14.00	24.00
γ	5	6.5067	8.5	12
σ_1 (dB)	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
σ_2 (dB)	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
คุณลักษณะช่องสัญญาณ				
Mean excess delay (nsec) (τ_m)	5.5	9.2	14.9	26.3
RMS delay (nsec) (τ_{rms})	6	8	14	25
NP _{10dB}	14.9	22.0	31.7	43.8
NP (85%)	23.4	35.7	60.8	115.5

¹ แบบจำลองสำหรับช่องสัญญาณที่มีเส้นสายตา (line of sight หรือ LOS) ในระยะทาง 0-4 เมตร

² แบบจำลองสำหรับช่องสัญญาณ NLOS ภายในระยะทาง 0-4 เมตร

³ แบบจำลองช่องสัญญาณ NLOS ภายในระยะทาง 4-10 เมตร

⁴ แบบจำลองช่องสัญญาณ NLOS อย่างหนาแน่น (extreme NLOS)

ในการจำลองคุณลักษณะของช่องสัญญาณให้มีค่าใกล้เคียงกับช่องสัญญาณจริง เป็นการยากกว่าจะใช้พารามิเตอร์เพียงไม่กี่ตัว แต่จะกล่าวถึงพารามิเตอร์หลักๆ คือ

- ค่าเฉลี่ยประวิงเวลาส่วนเกิน (Mean excess delay) คือ ค่าเฉลี่ยของเวลาประวิงที่เป็นไปได้ทั้งหมดของผลตอบสนองของช่องสัญญาณหลังจากได้รับสัญญาณที่มีเวลาประวิงช้าที่สุด ดังสมการที่ (2.11)

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2.11)$$

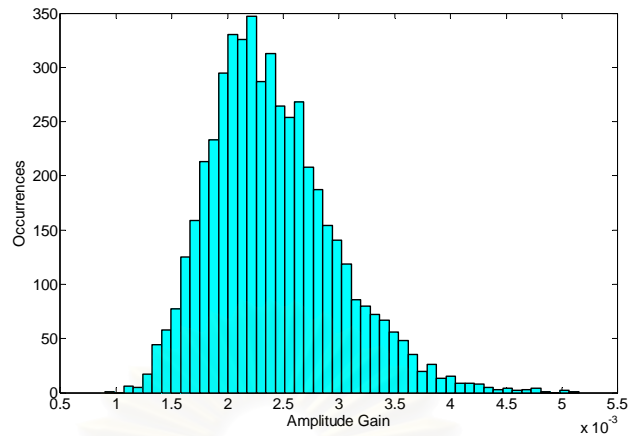
โดย $P(\tau_k)$ คือ กำลังของสัญญาณในเส้นทางที่ k

- ค่าการแผ่แบบประวิงเวลาอาร์เอ็มเอส (RMS delay spread) เป็นพารามิเตอร์สำคัญที่ส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบสื่อสารไร้สายที่ใช้แสดงค่าการแผ่แบบประวิงเวลาพหุวิถี ในระบบสื่อสารที่น่าเชื่อถือควรจำกัดอัตราการส่งข้อมูลให้น้อยกว่าส่วนกลับของค่าการแผ่แบบประวิงเวลาอาร์เอ็มเอสหรือน้อยกว่าแถบความถี่รวมหลายๆ เพื่อให้สัญญาณได้รับผลของเฟดดิ้งแบบราบ (flat fading) หรือเป็นช่องสัญญาณแถบแคบ (narrowband channel) อันจะส่งผลให้สัญญาณที่ภาครับเหมือนกับภาคส่งทุกประการ แต่อาจจะมีขนาดที่แตกต่างกันไป โดยสามารถเขียนค่าการแผ่แบบประวิงเวลาอาร์เอ็มเอสได้ดังสมการที่ (2.12)

$$\sigma_r = \sqrt{(\overline{\tau^2}) + (\bar{\tau})^2} \quad (2.12)$$

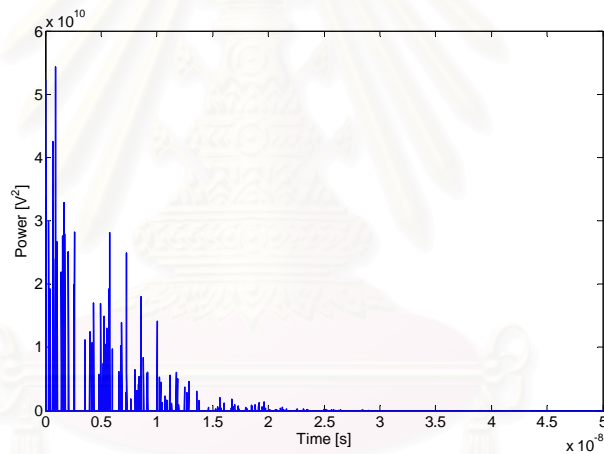
โดยที่

$$(\overline{\tau^2}) = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2.13)$$

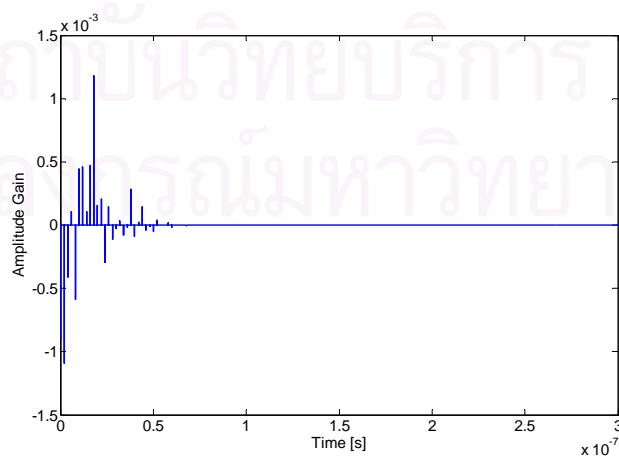


รูปที่ 2.2 ฮิสโตแกรมอัตราขยายเชิงขนาดของช่องสัญญาณ CM1

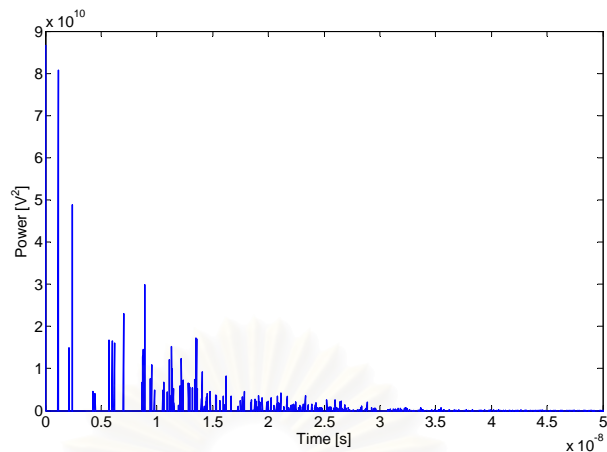
เมื่อทำการพล็อตฮิสโตแกรมอัตราขยายเชิงขนาดของช่องสัญญาณ CM1 ดังรูปที่ 2.2 พบว่ากราฟเป็นฟังก์ชันการแจกแจงลอการิทึมปกติ



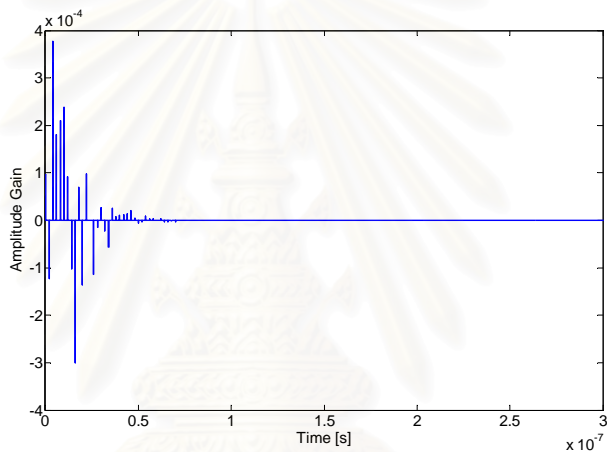
รูปที่ 2.3 ลักษณะเฉพาะของการหน่วงกำลังงานตามแบบจำลองช่องสัญญาณ CM1



รูปที่ 2.4 ผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่ต่อเนื่องทางเวลาตามแบบจำลองช่องสัญญาณ CM1

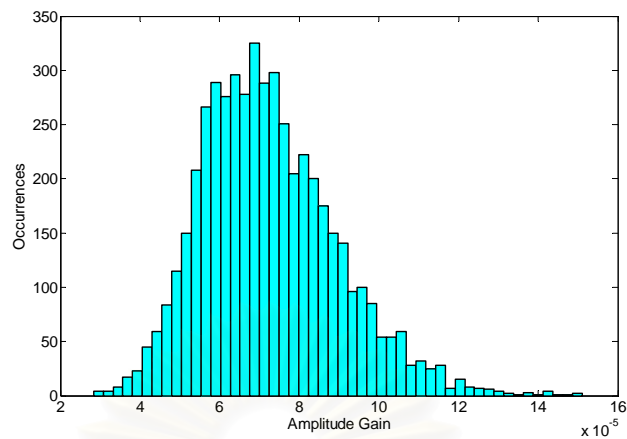


รูปที่ 2.5 ลักษณะเฉพาะของการหน่วงกำลังงานตามแบบจำลองช่องสัญญาณ CM2

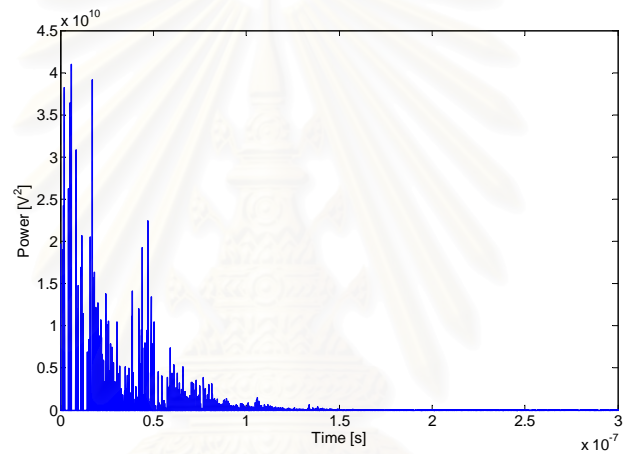


รูปที่ 2.6 ผลตอบสนองของอิมพัลส์ไม่ต่อเนื่องทางเวลาตามแบบจำลองช่องสัญญาณ CM2

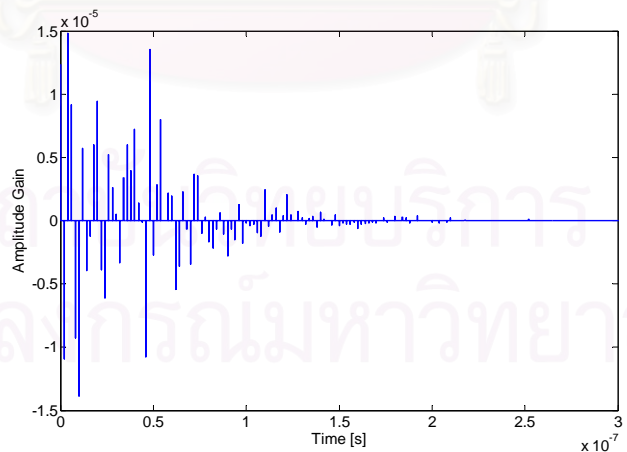
หากพิจารณาลักษณะเฉพาะของการหน่วงกำลังงานตามแบบจำลองช่องสัญญาณ CM2 ในรูปที่ 2.5 พบว่าค่ากำลังงานสูงสุด (strong peak) อยู่ท่ามกลางกลุ่มค่ากำลังงานน้อยกว่า ทั้งนี้ค่ากำลังงานสูงสุดมิใช่เส้นรังสีลำดับแรกภายในกลุ่มสัญญาณพหุวิถี ซึ่งเป็นคุณลักษณะทั่วไปของช่องสัญญาณ NLOS ที่มีสิ่งกีดขวางเส้นทางการส่งสัญญาณระหว่างตัวส่ง-ตัวรับ นั่นคือค่ากำลังงานสูงสุดที่มาถึงภาครับเกิดจากสะท้อนสิ่งกีดขวางและเกิดการประวิงเวลา ในขณะที่รังสีเส้นแรกที่เดินทางมาถึงภาครับเกิดจากการทะลุสิ่งกีดขวาง ซึ่งโดยทั่วไปแล้วสัญญาณที่ทะลุผ่านสิ่งกีดขวางย่อมเกิดการลดทอนกำลังงานมากกว่าสัญญาณสะท้อน



รูปที่ 2.7 ฮิสโตแกรมอัตราขยายเชิงขนาดของช่องสัญญาณ CM4



รูปที่ 2.8 ลักษณะเฉพาะของการหน่วงกำลังงานตามแบบจำลองช่องสัญญาณ CM4



รูปที่ 2.9 ผลตอบสนองของอิมพัลส์ไม่ต่อเนื่องทางเวลาตามแบบจำลองช่องสัญญาณ CM4

พิจารณารูปที่ 2.8 พบว่าแบบจำลองช่องสัญญาณ CM4 ซึ่งเป็นช่องสัญญาณ NLOS อย่างหนาแน่น มีช่วงการกระจายกำลังงาน (time dispersion) สูงกว่าแบบจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งแบบอื่นๆ

2.2 วิเคราะห์สมรรถนะของระบบแถบกว้างยิ่ง (Performance Analysis) [7]

ชุดข้อมูลสัญลักษณ์เชิงซ้อนซึ่งมีความยาวแต่ละบล็อกเท่ากับ N จะถูกส่งบนคลื่นพาห์ย่อย (subcarrier) ของแต่ละสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม ดังสมการที่ (2.14)

$$\mathbf{D} = [d(0) \ d(1) \ \dots \ d(N-1)]^T \quad (2.14)$$

เวกเตอร์ข้อมูล \mathbf{D} จะถูกนอร์มัลไลซ์กำลังงานในแต่ละคลื่นพาห์ย่อยให้เท่ากับ 1 เสมอนั่นคือ

$$E \left[\|\mathbf{D}\|_F^2 \right] = N \quad (2.14)$$

โดยที่ $\|\cdot\|_F$ แทนค่าไฟรบีเนียนอร์ม (Frobenius norm)³ ถ้าหากสมมติให้มีการเข้ารหัสร่วมกัน (jointly encoded) ระหว่างชุดข้อมูลสัญลักษณ์จำนวน S สัญลักษณ์และทำการส่งบนคลื่นพาห์ย่อย S ความถี่ ทั้งนี้ $1 \leq S \leq N$ ดังนั้นเวกเตอร์ข้อมูล \mathbf{D} จะเกิดจากการเรียงต่อกันของเวกเตอร์ข้อมูลย่อยจำนวน $P = \lfloor N/S \rfloor$ ตัว ดังสมการที่ (2.15)

$$\mathbf{D} = [\mathbf{D}_0^T \ \mathbf{D}_1^T \ \dots \ \mathbf{D}_{(P-1)}^T \ \mathbf{0}_{(N-PS) \times 1}]^T \quad (2.15)$$

โดยที่ $\mathbf{D}_p = [d_p(0) \ d_p(1) \ \dots \ d_p(S-1)]^T$ ซึ่งกำหนดให้ $d_p(s) \triangleq d(pS+s)$ เมื่อ $p=0,1,\dots,P-1$ และ $\mathbf{0}_{m \times n}$ แทนเมทริกซ์ศูนย์ขนาด $m \times n$ เนื่องจากแต่ละเวกเตอร์ข้อมูลย่อย \mathbf{D}_p มีคุณสมบัติความเป็นอิสระกันสำหรับค่า p ใดๆ ที่ต่างกัน ดังนั้นจึงสามารถแยกพิจารณาได้ และจะกำหนดเงื่อนไขการนอร์มัลไลซ์กำลังงานสำหรับแต่ละลำดับค่า p ดังนี้

$$E \left[\|\mathbf{D}_p\|_F^2 \right] = S \quad (2.16)$$

จากนั้นภาคส่งทำการส่งเมทริกซ์คาร์รหัสโดยอาศัยกรรมวิธีโอเอฟดีเอ็ม โดยในหัวข้อนี้จะพิจารณาเฉพาะระบบที่ใช้จำนวนสายอากาศส่งต่อจำนวนสายอากาศรับเท่ากับ 1 ต่อ 1 จะได้ว่าสัญญาณที่สายอากาศรับบนคลื่นพาห์ย่อยลำดับที่ n เป็นดังสมการที่ (2.17)

$$y(n) = \sqrt{E_s} d(n) H(n) + z(n) \quad (2.17)$$

³ ให้ A แทนเมทริก (matrices) ขนาด $m \times n$ ใดๆ นิยามให้ $\|A\|_F^2 = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n |a_{ij}|^2 = \text{trace}(AA^H)$ เมื่อ A^H แทนสังยุค

สลับเปลี่ยน (conjugate transpose) ของเมทริก A

เมื่อ E_s แทนค่าเฉลี่ยกำลังงานที่ส่งต่อ 1 สัญลักษณ์ และผลตอบสนองเชิงความถี่ของช่องสัญญาณบนคลื่นพาห่อย่อยลำดับที่ n เป็นดังสมการที่ (2.18)

$$H(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \alpha_{k,l} \exp(-j2\pi n \Delta f (T_l + \tau_{k,l})) \quad (2.18)$$

สมรรถนะของระบบแถบกว้างยิ่งแบบหลายแถบความถี่ซึ่งอยู่บนพื้นฐานของแบบจำลองช่องสัญญาณ S-V จะพิจารณาความน่าจะเป็นของความผิดพลาดเฉพาะคู่ (the pairwise error probability) ที่มีความสัมพันธ์กับตัวแปร 2 ตัว คือ อัตราการมาถึงของกลุ่มสัญญาณพหุวิถี Λ และอัตราการมาถึงของเส้นรังสีภายในกลุ่มสัญญาณพหุวิถี λ ดังที่อ้างถึงในหัวข้อที่ 2.1 โดยเริ่มจากการเขียนสัญญาณที่ภาครับในรูปแบบเมทริกซ์ดังสมการที่ (2.19)

$$\mathbf{Y}_p = \sqrt{E_s} X(\mathbf{D}_p) \mathbf{H}_p + \mathbf{Z}_p \quad (2.19)$$

เมื่อ $X(\mathbf{D}_p) = \text{diag}(d_p(0), d_p(1), \dots, d_p(S-1))$ เป็นเมทริกซ์ทแยงมุมขนาด $S \times S$ ส่วนตัวแปรอื่นๆ ได้แก่ เวกเตอร์สัญญาณรับ \mathbf{Y}_p , เวกเตอร์ผลตอบสนองเชิงความถี่ของช่องสัญญาณ \mathbf{H}_p และเวกเตอร์สัญญาณรบกวน \mathbf{Z}_p ต่างก็มีขนาดเท่ากับ $S \times 1$

ภาครับอาศัยเครื่องรับที่มีเกณฑ์อยู่บนพื้นฐานของความน่าจะเป็นจริงสูงสุด (the maximum-likelihood criterion หรือ ML) ดังนั้นจึงเขียนเกณฑ์การตัดสินใจได้ดังสมการที่ (2.20)

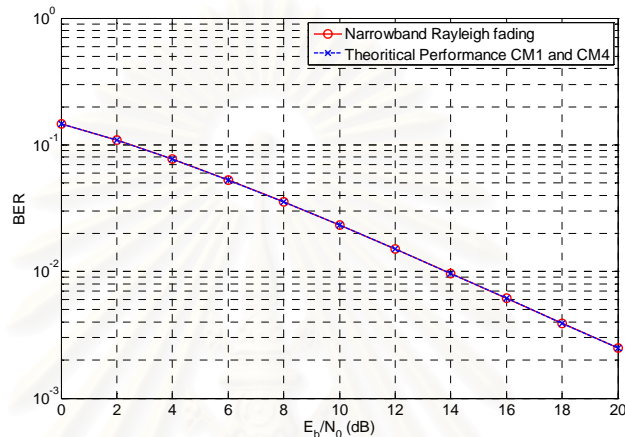
$$\hat{\mathbf{D}}_p = \arg \min_{\mathbf{D}_p} \|\mathbf{Y}_p - \sqrt{E_s} X(\mathbf{D}_p) \mathbf{H}_p\|_F^2 \quad (2.20)$$

งานวิจัยในเอกสารอ้างอิง [7] ได้มีการพิสูจน์ทฤษฎีบทความน่าจะเป็นในการเกิดความผิดพลาดแบบคู่จำนวน 2 ทฤษฎีสำหรับกรณีที่แตกต่างกันดังนี้

ทฤษฎีบทที่ 1 กรณีที่ไม่มีการเข้ารหัสระหว่างชุดข้อมูลสัญลักษณ์เชิงซ้อนซึ่งทำการส่งบนคลื่นพาห่อย่อยต่างกัน พบว่าค่าเฉลี่ยความน่าจะเป็นของความผิดพลาดเฉพาะคู่เป็นดังสมการที่ (2.21)

$$P_e = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(1 + \frac{\rho}{4 \sin^2 \theta} |d - \hat{d}|^2 \right)^{-1} d\theta \quad (2.21)$$

จากสมการที่ (2.21) สังเกตได้ว่าสมรรถนะของระบบแถบกว้างยิ่งแบบหลายแถบความถี่ที่ไม่มีการเข้ารหัสข้อมูลสัญลักษณ์เชิงซ้อนจะไม่ขึ้นกับอัตราความมาถึงของสัญญาณพหุวิถี และไม่ขึ้นกับลักษณะเฉพาะของการหน่วงกำลังงาน เมื่อเขียนโปรแกรมจำลองสมรรถนะดังแสดงในรูปที่ 2.10 พบว่ากราฟสมรรถนะของระบบแถบกว้างยิ่งเหมือนกับระบบแถบแคบที่ส่งผ่านช่องสัญญาณเรย์ลีเฟดติง



รูปที่ 2.10 สมรรถนะของระบบ MB-UWB กรณีที่ไม่มีการเข้ารหัสระหว่างชุดข้อมูลสัญลักษณ์เชิงซ้อน

ทฤษฎีบทที่ 2 กรณีที่ทำการเข้ารหัสระหว่างชุดข้อมูลสัญลักษณ์เชิงซ้อนจำนวน S สัญลักษณ์ ซึ่งทำการส่งบนคลื่นพาห้อย่อยต่างกัน พบว่าค่าประมาณความน่าจะเป็นของความผิดพลาดเฉพาะคู่เป็นดังสมการที่ (2.22)

$$P_e \approx \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \prod_{s=1}^S \left(1 + \frac{\rho v_s}{4 \sin^2 \theta} \text{eig}_s(\mathbf{R}) \right)^{-1} d\theta \quad (2.22)$$

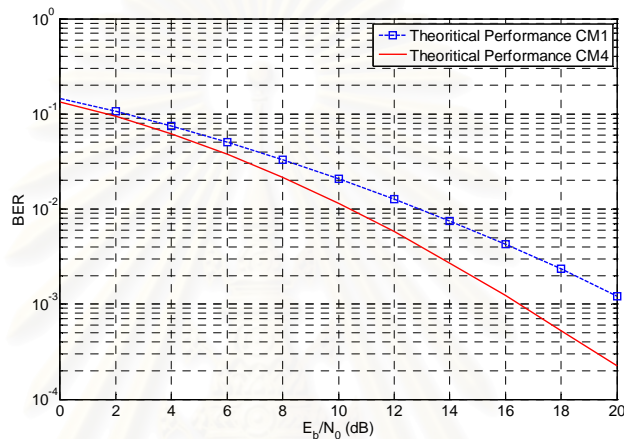
เมื่อ $\mathbf{R} = E\{\mathbf{H}_p \mathbf{H}_p^\dagger\}$ แทนเมทริกซ์สหสัมพันธ์ (correlation matrix) ของเวกเตอร์ช่องสัญญาณ \mathbf{H} โดยที่จะใช้สัญลักษณ์ \dagger แทนตัวดำเนินการเฮอร์มิเชียนเมทริกซ์ และ $\text{eig}_s(\mathbf{R})$ แทนค่าเฉพาะของเมทริกซ์ \mathbf{R} ตัวที่ s เมื่อ $s=1, 2, \dots, S$ ทั้งนี้สามารถแสดงเมทริกซ์ \mathbf{R} ขนาด $S \times S$ ได้ดังสมการที่ (2.23)

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 1 & R(1)^* & \cdots & R(S-1)^* \\ R(1) & 1 & \cdots & R(S-2)^* \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R(S-1) & R(S-2) & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

และได้กำหนดค่าของ $R(s')$ สำหรับ $s' = 1, 2, \dots, S-1$ ใ้ดังสมการที่ (2.24)

$$R(s') = \Omega_0 \frac{\Lambda + g\left(\frac{1}{\Gamma}, s'\right) \lambda + g\left(\frac{1}{\gamma}, s'\right)}{g\left(\frac{1}{\Gamma}, s'\right) g\left(\frac{1}{\gamma}, s'\right)} \quad (2.24)$$

เมื่อ $g(a, s') \triangleq a + j2\pi s' \Delta f$



รูปที่ 2.11 สมรรถนะของระบบ MB-UWB กรณีที่ทำการเข้ารหัสระหว่างชุดข้อมูลสัญลักษณ์เชิงซ้อนจำนวน 2 สัญลักษณ์ ซึ่งส่งบนคลื่นพาหีย่อย 2 ความถี่

2.3 รหัสปริภูมิ-ความถี่ universal [31]

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการออกแบบรหัสปริภูมิ-ความถี่แบบ universal ที่มีค่าอัตราส่งสัญลักษณ์ต่อการใช้ช่องสัญญาณเท่ากับ M_r และให้ค่าไคเวอร์ซิตีเต็มเท่ากับ $LM_r M_r$ บนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่สำหรับระบบหลายสายอากาศส่งหลายสายอากาศรับ เมื่อ M_r และ M_r คือจำนวนสายอากาศส่งและจำนวนสายอากาศรับตามลำดับ L คือจำนวนพหุวัตติ์ของผลตอบสนองช่องสัญญาณ

2.3.1 โครงสร้างรหัสปริภูมิ-ความถี่ universal

บล็อกขนาด $NM_r \times 1$ ซึ่งประกอบไปด้วยข้อมูลสัญลักษณ์ \mathbf{S} ถูกแบ่งและผ่านไปยังบล็อกย่อยจำนวน P บล็อก แต่ละบล็อกย่อย \mathbf{S}_i ขนาด $M_r K \times 1$ เมื่อ $i = 1, 2, \dots, P$ จะถูกเข้ารหัสปริภูมิ-ความถี่ได้เป็นเมทริกซ์บล็อกคาร์รหัสย่อย \mathbf{B}_i ขนาด $K \times M_r$ ผู้วิจัยใน

เอกสารอ้างอิง [31] ได้เสนอว่าควรกำหนด $K = 2^{\lceil \log_2(M_t L) \rceil}$ ดังอ้างอิงตามเอกสาร [24] โดยที่ กำหนดให้เมทริกซ์ค่ารหัสเชิงซ้อน \mathbf{C} ขนาด $N \times M_t$ เป็นดังสมการที่ (2.25)

$$\mathbf{C} = [\mathbf{B}_1^T \quad \mathbf{B}_2^T \quad \cdots \quad \mathbf{B}_p^T]^T \quad (2.25)$$

เมื่อ $P = N/K$ และ $K = N_p N_q$ โดยที่ $N_p = 2^{\lceil \log_2 L \rceil}$ และ $N_q = 2^{\lceil \log_2 M_t \rceil}$ ทั้งนี้จากข้อกำหนดเบื้องต้นทำให้สามารถทราบได้ว่า $K \geq M_t L$ และ K เป็นค่ากำลังของ 4 เสมอหาก $L > 1$ และ $M_t > 1$ โดยปกติแล้ว $N \geq K$ และ N เป็นค่ายกกำลังของ 2 (N พอยต์ FFT) ดังนั้น P จึงเป็นจำนวนเต็มเสมอ

เนื่องจากทุกๆ บล็อกค่ารหัสย่อย \mathbf{B}_i มีโครงสร้างการเข้ารหัสเหมือนกัน ดังนั้นจึงจะขอพิจารณาเพียง 1 บล็อกค่ารหัสย่อย \mathbf{B}_i ซึ่งเป็นเมทริกซ์ขนาด $K \times M_t$ และสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (2.26)

$$\mathbf{B}_i = [\bar{\mathbf{X}}_1^T \quad \bar{\mathbf{X}}_2^T \quad \cdots \quad \bar{\mathbf{X}}_{N_p}^T]^T \quad (2.26)$$

เมื่อเมทริกซ์ $\bar{\mathbf{X}}_m$ ขนาด $N_q \times M_t$ เป็นดังสมการที่ (2.27) โดยที่ $m = 1, 2, \dots, N_p$ และ $N_q \geq M_t$

$$\bar{\mathbf{X}}_m = \begin{pmatrix} X_{m,1}(1) & \phi X_{m,2}(1) & \cdots & \phi^{M_t-1} X_{m,M_t}(1) \\ \phi^{N_q-1} X_{m,N_q} \left(\left\lfloor \frac{M_t+1}{N_q} \right\rfloor \right) & X_{m,1}(2) & \cdots & \phi^{M_t-2} X_{m,M_t-1}(2) \\ \phi X_{m,2}(M_t) & \phi^2 X_{m,3}(M_t) & \cdots & \phi^{\left(1 - \left\lfloor \frac{M_t}{N_q} \right\rfloor\right) M_t} X_{m, \left(1 - \left\lfloor \frac{M_t}{N_q} \right\rfloor\right) M_t + 1}(M_t) \end{pmatrix}_{N_q \times M_t} \quad (2.27)$$

กำหนดให้ $\phi = \theta^{1/N_q}$ ดังเอกสารอ้างอิง [45] ทั้งนี้หากพิจารณาสมการที่ (2.27) สังเกตได้ว่า $X_{m,n}(j)$ เมื่อ $j = 1, 2, \dots, M_t$ มีการวางตัวในแนวทแยงลำดับชั้นที่ n ของเมทริกซ์ $\bar{\mathbf{X}}_m$ เมื่อ $n = 1, 2, \dots, N_q$ ซึ่งสามารถเขียนเมทริกซ์ $\bar{\mathbf{X}}_m$ ในรูปแบบเวกเตอร์ได้ดังสมการที่ (2.28)

$$\bar{\mathbf{X}}_{m,n} = [X_{m,n}(1) \quad X_{m,n}(2) \quad \cdots \quad X_{m,n}(M_t)] \quad (2.28)$$

ตัวอย่างการวางตัวในแนวทแยงลำดับชั้นที่ n ของเมทริกซ์ $\bar{\mathbf{X}}_m$ แสดงดังรูปที่ 2.12 โดยมีค่าเป็นอิสระจากพารามิเตอร์ m ของ $X_{m,n}(j)$

$$\begin{array}{ccc} \begin{pmatrix} 1 & 2 \\ 2 & 1 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 1 & 2 & 3 \\ 4 & 1 & 2 \\ 3 & 4 & 1 \\ 2 & 3 & 4 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 1 & 2 & 3 & 4 \\ 4 & 1 & 2 & 3 \\ 3 & 4 & 1 & 2 \\ 2 & 3 & 4 & 1 \end{pmatrix} \\ \text{(ก)} & \text{(ข)} & \text{(ค)} \end{array}$$

รูปที่ 2.12 การวางตัวในแนวทแยงลำดับชั้น เมื่อ (ก) $M_t = 2$ (ข) $M_t = 3$ (ค) $M_t = 4$

กำหนดเมทริกซ์หนึ่งหน่วย Θ ขนาด $\tilde{N} \times \tilde{N}$ ดังสมการที่ (2.29) เมื่อ $\tilde{N} = N_p M_t$

$$\Theta = \mathbf{F}_{\tilde{N}}^\dagger \text{diag}(1, \theta, \dots, \theta^{\tilde{N}-1}) \quad (2.29)$$

เมื่อ $\mathbf{F}_{\tilde{N}}$ แทนเมทริกซ์ DFT⁴ ขนาด $\tilde{N} \times \tilde{N}$ และ † แทนสังยุคเชิงซ้อนของเมทริกซ์สลับเปลี่ยน สำหรับการเปรียบเทียบกับรหัสปริภูมิ-ความถี่ที่เสนอในวิทยานิพนธ์จะเลือกพารามิเตอร์ดังนี้

- $\theta = e^{j2\pi/16}$, $M_t = 2$, $L = 2$, $K = 4$, $N_q = 2$, $N_p = 2$ และ $\phi = \theta^{1/2}$

ดังนั้นเมทริกซ์บล็อกคาร์ทสย้อยขนาด 4×2 เขียนได้ดังสมการที่ (2.30)

$$\begin{pmatrix} x_1 & \phi x_5 \\ \phi x_6 & x_2 \\ x_3 & \phi x_7 \\ \phi x_8 & x_4 \end{pmatrix} \quad (2.30)$$

เมื่อ $[x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T = \Theta [s_1 \ s_2 \ s_3 \ s_4]^T$ และ $[x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T = \Theta [s_1 \ s_2 \ s_3 \ s_4]^T$

⁴ เมทริกซ์ DFT นิยามดังนี้ $\mathbf{F}_{\tilde{N}} = \frac{1}{\sqrt{\tilde{N}}} \begin{bmatrix} \omega^{0 \cdot 0} & \omega^{0 \cdot 1} & \dots & \omega^{0 \cdot (\tilde{n}-1)} \\ \omega^{1 \cdot 0} & \omega^{1 \cdot 1} & \dots & \omega^{1 \cdot (\tilde{n}-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \omega^{(\tilde{n}-1) \cdot 0} & \omega^{(\tilde{n}-1) \cdot 1} & \dots & \omega^{(\tilde{n}-1) \cdot (\tilde{n}-1)} \end{bmatrix}$ เมื่อ $\omega = \exp(-j2\pi/\tilde{N})$

นอกจากนี้ จะขอยกตัวอย่างเมทริกซ์บล็อกคาร์รหัสย่อยขนาด 8×2 ในกรณีที่เราเลือกพารามิเตอร์ดังนี้

- $\theta = e^{j2\pi/16}$, $M_t = 2$, $L = 3$, $K = 8$, $N_q = 2$, $N_p = 4$ และ $\phi = \theta^{1/2}$

$$\begin{pmatrix} x_1(1) & \phi x_2(1) \\ \phi x_2(2) & x_1(2) \\ x_1(3) & \phi x_2(3) \\ \phi x_2(4) & x_1(4) \\ x_1(5) & \phi x_2(5) \\ \phi x_2(6) & x_1(6) \\ x_1(7) & \phi x_2(7) \\ \phi x_2(8) & x_1(8) \end{pmatrix} \quad (2.31)$$

2.4 รหัสปริภูมิ-ความถี่ repetition [21]

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการออกแบบรหัสปริภูมิ-ความถี่แบบ repetition ซึ่งเป็นการดัดแปลงรหัสปริภูมิ-เวลาที่ใช้บนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ เพื่อให้ได้ค่าไคเวอร์ซิตีเต็มเท่ากับ $LM_t M_r$ เมื่อ M_t และ M_r คือจำนวนสายอากาศส่งและจำนวนสายอากาศรับตามลำดับและ L คือจำนวนพหุวิธีของผลตอบสนองช่องสัญญาณ แต่ทั้งนี้รูปแบบการแมปคาร์รหัสจะทำให้เกิดการการสูญเสียอัตราส่งสัญญาณเนื่องจากการส่งข้อมูลสัญลักษณ์เดิมซ้ำบนคลื่นพหุวิธีย่อยของโอเอฟดีเอ็ม

2.4.1 โครงสร้างรหัสปริภูมิ-ความถี่ repetition

โครงสร้างรหัสปริภูมิ-ความถี่ repetition ประกอบไปด้วยรหัสปริภูมิ-เวลาและการแมปสัญลักษณ์ ζ_Γ หากกำหนดเวกเตอร์รหัสปริภูมิ-เวลาใดๆ ขนาด $1 \times M_t$ และเลือกจำนวนวิธี Γ เมื่อ $1 \leq \Gamma \leq L$ ดังนั้นการแมปสัญลักษณ์ ζ_Γ นิยามดังสมการที่ (2.32)

$$\zeta_\Gamma : (g_1 \ g_2 \ \dots \ g_{M_t}) \rightarrow \mathbf{1}_{\Gamma \times 1} (g_1 \ g_2 \ \dots \ g_{M_t}) \quad (2.32)$$

เมื่อ $\mathbf{1}_{\Gamma \times 1}$ แทนเมทริกซ์หนึ่งขนาด $\Gamma \times 1$ ดังนั้นเมทริกซ์ผลลัพธ์ขนาด $\Gamma \times M_t$ ที่ได้จากการแมปสัญลักษณ์จึงเสมือนกับการทำสำเนาเวกเตอร์ $(g_1 \ g_2 \ \dots \ g_{M_t})$ จำนวน Γ ครั้ง

กำหนดว่า ΓM_r มีขนาดไม่เกินจำนวนคลื่นพาห่อย่อยของโอเอฟดีเอ็ม N และ k เป็นจำนวนเต็มค่ามากที่สุดที่สอดคล้องกับเงื่อนไข $k\Gamma M_r \leq N$ และให้ G แทนเมทริกซ์ออกจากตัวเข้ารหัสปริภูมิ-เวลา (สำหรับในกรณีรหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อก G เกิดจากการต่อกันของบล็อกคำรหัสปริภูมิ-เวลา) ดังนั้นรหัสปริภูมิ-ความถี่ขนาด $N \times M_r$ เป็นดังสมการที่ (2.33)

$$C = \begin{bmatrix} \zeta_\Gamma(G) \\ \mathbf{0}_{(N-k\Gamma M_r) \times M_r} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

และ

$$\zeta_\Gamma(G) = [\mathbf{I}_k M_r \otimes \mathbf{1}_{\Gamma \times 1}] G \quad (2.34)$$

เมื่อ \mathbf{I}_k แทนเมทริกซ์เอกลักษณ์ขนาด $k \times k$ และ \otimes แทนผลคูณโคโรเนกอร์ (Kronecker product) สังเกตว่าการเพิ่มศูนย์ข้างท้ายเมทริกซ์คำรหัสในสมการที่ (2.33) เพื่อแน่ใจว่าปริภูมิ-ความถี่ C มีขนาดเท่ากับ $N \times M_r$ นอกจากนี้ผู้เสนองานวิจัย [21] ยังพิสูจน์ว่า หากรหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อก G ให้ค่าไดเวอร์ซิตีเต็มบนช่องสัญญาณเฟดดิ้งราบแบบคล้ายสถิต (quasi static flat fading channel) แล้วรหัสปริภูมิ-ความถี่ที่ได้จากการแมปสัญลักษณ์จะมีค่าอัตราขยายไดเวอร์ซิตีอย่างน้อยเท่ากับ $\min\{\Gamma M_r M_r, NM_r\}$ เมื่อ $1 \leq \Gamma \leq L$ ซึ่งโดยทั่วไปแล้วค่า $N \geq \Gamma M_r$ ดังนั้น $\min\{\Gamma M_r M_r, NM_r\}$ จึงให้ค่าขอบเขตบนไดเวอร์ซิตีหรือค่าอัตราขยายไดเวอร์ซิตีสูงสุดเท่ากับ $LM_r M_r$

สำหรับการเปรียบเทียบกับรหัสปริภูมิ-ความถี่ที่เสนอในวิทยานิพนธ์จะเลือก G เป็นรหัสปริภูมิ-เวลา Alamouti แบบ 2 สายอากาศดังสมการที่ (2.35)

$$G = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

ดังนั้นเมทริกซ์บล็อกคำรหัสย่อยของรหัสปริภูมิ-ความถี่ repetition ขนาด 4×2 เขียนได้ดังสมการที่ (2.36)

$$C_k = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

2.5 รหัสปริภูมิ-ความถี่ rate-1 [22]

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการออกแบบรหัสปริภูมิ-ความถี่แบบ rate-1 ที่มีค่าอัตราส่งสัญลักษณ์ต่อการใช้ช่องสัญญาณเท่ากับ 1 pcu และให้ค่าไดเวอร์ซิตีเต็มเท่ากับ $LM_t M_r$ บนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่สำหรับระบบหลายสายอากาศส่งหลายสายอากาศรับ เมื่อ M_t และ M_r คือจำนวนสายอากาศส่งและจำนวนสายอากาศรับตามลำดับ L คือจำนวนพหุวัตติ์ของผลตอบสนองช่องสัญญาณ

2.5.1 โครงสร้างรหัสปริภูมิ-ความถี่ rate-1

เมทริกซ์คาร์รหัส C ขนาด $N \times M_t$ เกิดจากการต่อกันของเมทริกซ์ G_p เมื่อ $p = 1, 2, \dots, P$

$$C = [G_1^T \quad G_2^T \quad \dots \quad G_P^T \quad \mathbf{0}_{N-PM_t}^T] \quad (2.36)$$

โดยที่ $P = \lfloor N / (LM_t) \rfloor$ สังเกตว่าการเพิ่มศูนย์ข้างท้ายเมทริกซ์คาร์รหัสในสมการที่ (2.36) เพื่อให้ในกรณีที่จำนวนคลื่นพาหีย่อย N ไม่เป็นจำนวนเท่าของ ΓM_t และหากพิจารณาแต่ละเมทริกซ์ G_p ซึ่งมีขนาดเท่ากับ $\Gamma M_t \times M_t$ พบว่ามีโครงสร้างเหมือนกันสำหรับ $p = 1, 2, \dots, P$ ดังสมการที่ (2.37)

$$G_p = \sqrt{M_t} \text{diag}(X_1, X_2, \dots, X_{M_t}) \quad (2.37)$$

เมื่อ $\text{diag}(X_1, X_2, \dots, X_{M_t})$ แทนบล็อกเมทริกซ์ทแยงมุม

$$X_i = [x_{(i-1)\Gamma+1} \quad x_{(i-1)\Gamma+2} \quad \dots \quad x_{i\Gamma}]^T, \quad i = 1, 2, \dots, M_t \quad (2.38)$$

สำหรับทุกๆ x_k เมื่อ $k = 1, 2, \dots, \Gamma M_t$ แทนสัญลักษณ์เชิงซ้อนที่เป็นไปตามกฎของกำลังงานนั้นคือ $E\left(\sum_{k=1}^{\Gamma M_t} |x_k|^2\right) = \Gamma M_t$ หากกำหนด p คงที่ค่าหนึ่งจะพบว่าสัญลักษณ์เชิงซ้อนแต่ละตัวในเมทริกซ์ G_p มีความสัมพันธ์กัน แต่เมทริกซ์ G_{p_1} และเมทริกซ์ G_{p_2} เมื่อ $p_1 \neq p_2$ มีความเป็นอิสระจากกัน ในกรณีที่ละการพิจารณา cyclic prefix ของโอเอฟดีเอ็มพบว่าอัตราส่งข้อมูลสัญลักษณ์เท่ากับ $P\Gamma M_t / N$ ดังนั้นหากจำนวนคลื่นพาหีย่อย N เป็นจำนวนเท่าของ ΓM_t แล้วจะได้ค่าอัตราส่งข้อมูลสัญลักษณ์เท่ากับ 1 แต่หากจำนวนคลื่นพาหีย่อย N ไม่เป็นจำนวนเท่าของ ΓM_t แล้วจะได้ค่าอัตราส่งข้อมูลสัญลักษณ์น้อยกว่า 1

วิธีการหาค่าสูงสุดของผลคูณระยะห่างน้อยสุด (Maximizing the minimum product distance) ใช้การปรับรูปแบบการจัดวางคอนสเทลเลชัน (constellation) บน K มิติ โดยในเบื้องต้นจะขอกำหนดพารามิเตอร์ $K = \Gamma M_t$ สำหรับเวกเตอร์ค้ำรหัส $\mathbf{X} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_K]$ และเวกเตอร์สัญลักษณ์ $\mathbf{S} = [s_1 \ s_2 \ \dots \ s_K]$ ดังนั้นจะได้ว่า

$$\mathbf{X} = \mathbf{S} \Theta \quad (2.39)$$

เมื่อ Θ แทนเมทริกซ์การแปลงขนาด $K \times K$ ที่ทำให้เกิดค่าเหมาะที่สุดของผลคูณระยะห่างน้อยสุดภายในชุดเวกเตอร์ค้ำรหัส \mathbf{X} ซึ่งทั้งการแปลงฮาดามาด (Hadamard transform) และวิลเดอมอนเดเมทริกซ์ (Vandermonde matrix) ได้ถูกเสนอในงานวิจัย [34], [46] เพื่อสร้างเมทริกซ์ Θ และแนวคิดเดียวกันนี้ได้ถูกนำไปใช้ในรหัสปริภูมิ-เวลาแบบบล็อกที่ให้ค่าไดเวอร์ซิตีเต็มดังในงานวิจัย [47] โดยในเบื้องต้นจะนิยามวิลเดอมอนเดเมทริกซ์ขนาด $K \times K$ ซึ่งประกอบด้วยตัวแปร $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_K$ ดังสมการที่ (2.40)

$$V(\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_K) \triangleq \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ \theta_1 & \theta_2 & \dots & \theta_K \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \theta_1^{K-1} & \theta_2^{K-1} & \dots & \theta_K^{K-1} \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

ค่าพารามิเตอร์สำหรับการแปลงซึ่งให้ค่าเหมาะที่สุดได้ถูกเสนอในงานวิจัย [46] โดยแบ่งออกได้เป็น 2 กลุ่มดังนี้

- 1) ถ้า $K = 2^s$ และ $s \geq 1$ แล้วการแปลงซึ่งให้ค่าเหมาะที่สุดเป็นดังสมการที่ (2.41) และ (2.42)

$$\Theta = \frac{1}{\sqrt{K}} V(\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_K) \quad (2.41)$$

โดยที่

$$\theta_k = \exp\left(j \frac{4k-3}{2K} \pi\right), \text{ สำหรับ } k = 1, 2, \dots, K \quad (2.42)$$

- 2) ถ้า $K = 3 \cdot 2^s$ และ $s \geq 0$ แล้วการแปลงซึ่งให้ค่าเหมาะที่สุดเป็นดังสมการที่ (2.41) และ (2.43)

$$\theta_k = \exp\left(j \frac{6k-1}{3K} \pi\right), \text{ สำหรับ } k = 1, 2, \dots, K \quad (2.43)$$

สำหรับการเปรียบเทียบกับรหัสปริภูมิ-ความถี่ที่เสนอในวิทยานิพนธ์จะเลือกเมทริกซ์บล็อกคาร์รหัสย่อยของรหัสปริภูมิ-ความถี่ rate-1 ขนาด 4×2 เมื่อ $\Gamma = 2$, $M_t = 2$ ดังนั้น $\mathbf{X} = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]$ และรูปแบบบล็อกคาร์รหัสเขียนเป็นดังสมการที่ (2.44)

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} x_1 & 0 \\ x_2 & 0 \\ 0 & x_3 \\ 0 & x_4 \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

2.6 รหัสปริภูมิ-ความถี่ HR Hadamard (High Rate Hadamard) [24]

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการออกแบบรหัสปริภูมิ-ความถี่แบบ HR Hadamard ที่มีค่าอัตราส่งสัญญาณต่อการใช้ช่องสัญญาณเท่ากับ M_t และให้ค่าไคเวอร์ซิตีเต็มเท่ากับ $LM_t M_r$ บนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่สำหรับระบบหลายสายอากาศส่งหลายสายอากาศรับ เมื่อ M_t และ M_r คือจำนวนสายอากาศส่งและจำนวนสายอากาศรับตามลำดับ L คือจำนวนพหุวัตินของผลตอบสนองช่องสัญญาณ

2.6.1 โครงสร้างรหัสปริภูมิ-ความถี่ HR Hadamard

เวกเตอร์ข้อมูล $\mathbf{S} = [S_1^T \ S_2^T \ \dots \ S_{NM_t}^T]^T$ จะถูกแบ่งออกเป็นบล็อกข้อมูลย่อย \mathbf{S}_i จำนวน $P = N/K$ บล็อกดังสมการที่ (2.45) เมื่อ $1 \leq i \leq P$ และ $K = 2^{\lceil \log_2 M_t L \rceil}$

$$\mathbf{S} = [\mathbf{S}_1^T \ \mathbf{S}_2^T \ \dots \ \mathbf{S}_P^T]^T \quad (2.45)$$

โดยที่แต่ละบล็อกข้อมูลย่อยถูกกำหนดดังสมการที่ (2.46)

$$\mathbf{S}_i = [S_{(i-1)KM_t+1} \ S_{(i-1)KM_t+2} \ \dots \ S_{iKM_t}]^T \quad (2.46)$$

บล็อกข้อมูลย่อย \mathbf{S}_i จะถูกเข้ารหัสล่วงหน้าโดยเมทริกซ์หนึ่งหน่วย Θ ซึ่งเป็นดังสมการที่ (2.47)

$$\Theta = \frac{1}{\sqrt{M_t K}} \begin{bmatrix} 1 & \theta_1 & \theta_1^2 & \cdots & \theta_1^{KM_t-1} \\ 1 & \theta_2 & \theta_2^2 & \cdots & \theta_2^{KM_t-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \theta_{KM_t} & \theta_{KM_t}^2 & \cdots & \theta_{KM_t}^{KM_t-1} \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

เมื่อ $\theta_k = \exp\left(j \frac{4k-3}{2KM_t} \pi\right)$, สำหรับ $k=1,2,\dots,KM_t$ และเวกเตอร์ผลลัพธ์จากการเข้ารหัสล่วงหน้าเป็นดังสมการที่ (2.48)

$$\mathbf{X}_i = \Theta \mathbf{S}_i \quad (2.48)$$

จากนั้นจึงทำการปรับเวกเตอร์ $\mathbf{X}_i = [x_1 \ x_2 \ \cdots \ x_{KM_t}]$ ขนาด $KM_t \times 1$ ให้เป็นเมทริกซ์ \mathbf{G}_i ขนาด $K \times M_t$ ดังสมการที่ (2.49)

$$\mathbf{G}_i = [\mathbf{g}_1 \ \mathbf{g}_2 \ \cdots \ \mathbf{g}_{M_t}] \quad (2.49)$$

โดยที่ $\mathbf{g}_i = [x_{(i-1)K+1} \ S_{(i-1)K+2} \ \cdots \ S_{iK}]^T$ สุดท้ายจะได้เมทริกซ์ย่อยของรหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อก HR Hadamard ดังสมการที่ (2.50)

$$\tilde{\mathbf{G}}_i = \mathbf{G}_i \circ (\tilde{\mathbf{H}}_{a \times M_t} \otimes \mathbf{1}_{b \times 1}) \quad (2.50)$$

เมื่อ \otimes แทนผลคูณไครเนเกอร์และ \circ แทนผลคูณแบบฮาดามาด, $\tilde{\mathbf{H}}_{a \times M_t}$ แทนการเลือกเวกเตอร์แนวตั้งใดๆ ที่มีสมบัติตั้งฉากระหว่างกันจำนวน M_t เวกเตอร์จากจำนวนเวกเตอร์ทั้งหมด a เวกเตอร์ของฮาดามาดเมทริกซ์ขนาด $a \times a$ โดยที่ $a = 2^{\lceil \log_2 M_t \rceil}$, $\mathbf{1}_{b \times 1}$ แทนเวกเตอร์แนวตั้งที่มีสมาชิกทุกๆ ตัวเท่ากับหนึ่งและ $b = K/a$

การเปรียบเทียบระหว่างระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่ HR Hadamard กับรหัสปริภูมิ-ความถี่ที่เสนอในวิทยานิพนธ์ จะเลือกเมทริกซ์บล็อกคำรหัสย่อยของรหัสปริภูมิ-ความถี่ HR Hadamard ขนาด 4×2 เมื่อ $M_t = 2$ ดังนั้น $K = 4$, $a = 2$ และ $b = 2$ สุดท้ายจึงได้รูปแบบบล็อกคำรหัสดังสมการที่ (2.51)

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} x_1 & x_5 \\ x_2 & x_6 \\ x_3 & -x_7 \\ x_4 & -x_8 \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

2.7 รหัสปริภูมิ-ความถี่ HR (High Rate) [25]

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการออกแบบรหัสปริภูมิ-ความถี่แบบ HR ที่มีค่าอัตราส่งสัญลักษณ์ต่อการใช้ช่องสัญญาณเท่ากับ 2 pcu และให้ค่าไคเวอร์ซิตีเต็มเท่ากับ $4M_r$ บนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่เมื่อ $M_r = 2$ และ $L = 2$

2.7.1 โครงสร้างรหัสปริภูมิ-ความถี่ HR

อาศัยโครงสร้างของบล็อกข้อมูลย่อยเช่นเดียวกับรหัส HR Hadamard ในหัวข้อ 2.6 ดังนั้นจะขอยกตัวอย่างจากสมการที่ (2.49) โดยเลือกค่าพารามิเตอร์ $M_r = 2$ ดังนั้น

$$\mathbf{G}_i = \begin{bmatrix} u_1 & u_5 \\ u_2 & u_6 \\ u_3 & u_7 \\ u_4 & u_8 \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

เมื่อ $1 \leq i \leq P$ แทนจำนวนบล็อกคำรหัสย่อย

ตัวอย่างที่ 1 เลือก $\phi = \exp(j2\pi/32)$

- กำหนด $[u_1 \ u_4 \ u_6 \ u_7]^T = \Theta_1 [s_1 \ s_4 \ s_6 \ s_7]^T$ โดยใช้เมทริกซ์หนึ่งหน่วย Θ_1 แบบ DFT เมทริกซ์ดังเช่นที่เคยกล่าวมาแล้วในสมการที่ (2.29) นั่นคือ $\Theta_1 = \mathbf{F}_4^\dagger \text{diag}(1 \ \phi^2 \ \phi^4 \ \phi^6)$
- กำหนด $[u_2 \ u_3 \ u_5 \ u_8]^T = \Theta_2 [s_2 \ s_3 \ s_5 \ s_8]^T$ โดยใช้ $\Theta_2 = \mathbf{F}_4^\dagger \text{diag}(1 \ \phi^3 \ \phi^5 \ \phi^7)$

ตัวอย่างที่ 2 เลือก $\phi = \exp(j2\pi/32)$

- กำหนด $[u_1 \ u_3 \ u_6 \ u_8]^T = \Theta_1 [s_1 \ s_3 \ s_6 \ s_8]^T$ โดยใช้ $\Theta_1 = \mathbf{F}_4^\dagger \text{diag}(1 \ \phi^2 \ \phi^4 \ \phi^6)$
- กำหนด $[u_2 \ u_4 \ u_5 \ u_7]^T = \Theta_2 [s_2 \ s_4 \ s_5 \ s_7]^T$ โดยใช้ $\Theta_2 = \mathbf{F}_4^\dagger \text{diag}(1 \ \phi^3 \ \phi^5 \ \phi^7)$

ตัวอย่างที่ 3 เลือก $\phi = \exp(j2\pi/32)$

- กำหนด $[u_1 \ u_2 \ u_7 \ u_8]^T = \Theta_1 [s_1 \ s_2 \ s_7 \ s_8]^T$ โดยใช้ $\Theta_1 = \mathbf{F}_4^\dagger \text{diag}(1 \ \phi^2 \ \phi^4 \ \phi^6)$
- กำหนด $[u_3 \ u_4 \ u_5 \ u_6]^T = \Theta_2 [s_3 \ s_4 \ s_5 \ s_6]^T$ โดยใช้ $\Theta_2 = \mathbf{F}_4^\dagger \text{diag}(1 \ \phi^3 \ \phi^5 \ \phi^7)$

การแทนค่าพารามิเตอร์ในสมการที่ (2.51) จากทั้ง 3 กรณีตัวอย่างพบว่าจะให้ค่าไดเวอร์ซิตีเท่ากันดังที่มีการพิสูจน์ในงานวิจัย [25]

2.8 ระบบแถบกว้างยิ่งแบบหลายแถบความถี่ (Multiband UWB หรือ MB-UWB)

2.8.1 การกำเนิดสัญญาณ MB-UWB

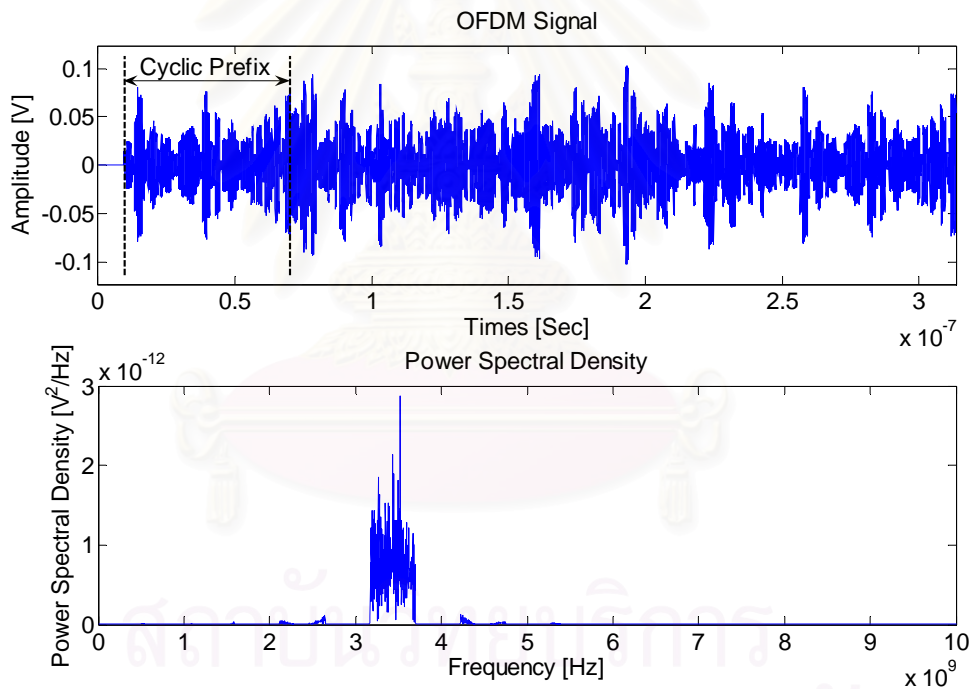
หลักการของระบบแถบกว้างยิ่งแบบหลายแถบความถี่ต่างจากระบบแถบกว้างยิ่งที่ใช้เทคนิคการกระโดดเปลี่ยนเวลา (Time Hopping UWB หรือ TH-UWB) และระบบแถบกว้างยิ่งที่ใช้การแผ่สเปกตรัมแบบลำดับตรง (Direct Sequence UWB หรือ DS-UWB) ในแง่ที่ไม่ได้ส่งสัญญาณอิมพัลส์ โดยที่แถบความถี่ทั้งหมด 7.5 GHz ของระบบแถบกว้างยิ่งตั้งแต่ช่วง 3.1–10.6 GHz จะถูกแบ่งออกเป็นแถบความถี่ย่อยซึ่งมีแถบความถี่เท่ากับ 528 MHz และทำการส่งข้อมูลของผู้ใช้หลายคนโดยอาศัยเทคนิคการเข้ารหัสแบบเวลา-ความถี่ (time-frequency code) บนช่วงแถบความถี่ย่อยต่างกันหากว่าลำดับคาบเวลาต่างกัน ดังนั้นเทคนิคดังกล่าวนี้จึงสามารถลดผลกระทบจากการรบกวนกันระหว่างแถบความถี่ย่อยได้โดยไม่ต้องใช้ notch filter และทำให้ได้ค่าไดเวอร์ซิตีทางความถี่ดีขึ้น

การส่งข้อมูลบนระบบแถบกว้างยิ่งแบบหลายแถบความถี่เริ่มจากลำดับชุดข้อมูลไบนารีถูกแบ่งเป็นกลุ่มย่อยๆ กลุ่มละ K บิต ตามความสัมพันธ์ $K = \log_2 L$ เมื่อ L คือจำนวนสัญลักษณ์ทั้งหมดที่เป็นไปได้ ชุดข้อมูลกลุ่มย่อยนี้จะถูกแปลงเป็นแบบขนานเพื่อนำไปใช้กำเนิดบล็อกกลุ่มสัญลักษณ์ขนาด N สัญลักษณ์ โดยในที่นี้จะขอแทนด้วยพารามิเตอร์ $\{d_0, \dots, d_m, \dots, d_{N-1}\}$ เมื่อ d_m คือสัญลักษณ์ตัวหนึ่งที่เป็นไปได้จาก L สัญลักษณ์ จากนั้นแต่ละสัญลักษณ์จะถูกมอดูเลตกับคลื่นพาห်ย่อยที่แต่ละความถี่ f_m ซึ่งมีคุณสมบัติของความถี่ต่างกันตามมาตรฐานของโอเอฟดีเอ็ม โดยกำหนดระยะห่างทางความถี่ของคลื่นพาห်มีค่าคงที่เท่ากับ $\Delta f = 1/T_0$ เมื่อ T_0 คือคาบสัญลักษณ์ของโอเอฟดีเอ็ม นอกจากนี้ยังได้เพิ่มช่วงเวลาคุม (guard interval) เพื่อป้องกันผลของการรบกวนกันระหว่างสัญลักษณ์ (inter-symbol interference หรือ ISI) ดังนั้นคาบสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มรวมจึงเท่ากับ $T = T_0 + T_G$ และอัตราส่งสัญลักษณ์สูงสุดเท่ากับ $R_s = N/T = N/(T_0 + T_G)$ โดยทั่วไปแล้วความยาวของช่วงเวลาคุมจะมีค่าประมาณ 20–30% ของคาบสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มรวม T สำหรับข้อมูลภายในช่วงเวลาคุมจะเป็นการทำ

สำเนาข้อมูลในส่วนท้ายของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มและเรียกข้อมูลในช่วงนี้ว่า cyclic prefix ซึ่งจะช่วยในกระบวนการซิงโครไนซ์สัญญาณที่ภาครับ

2.8.2 จำลองสัญญาณ MB-UWB

ในหัวข้อนี้จะทำการจำลองแบบสัญญาณ MB-UWB โดยใช้ลำดับชุดข้อมูลขาเข้าแบบไบนารีจำนวน 256 บิตสำหรับแต่ละสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม ซึ่งจะกำหนดค่าพารามิเตอร์ดังนี้ 1) ความถี่ของคลื่นพาหีย่อย $f_p = 1 \text{ GHz}$, 2) ความถี่ในการแซมปลิง $f_c = 100 \text{ GHz}$, 3) คาบสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม $T_0 = 242.4 \text{ ns}$, 4) ช่วงการเติม cyclic prefix $T_p = 60.6 \text{ ns}$, 5) ช่วงเวลาคูม $T_G = 70.1 \text{ ns}$ และ 6) จำนวนคลื่นพาหีย่อย $N = 128$ คลื่นพาห้ ผลการจำลองรูปสัญญาณ MB-UWB ความยาว 1 คาบสัญลักษณ์แสดงดังรูปที่ 2.13

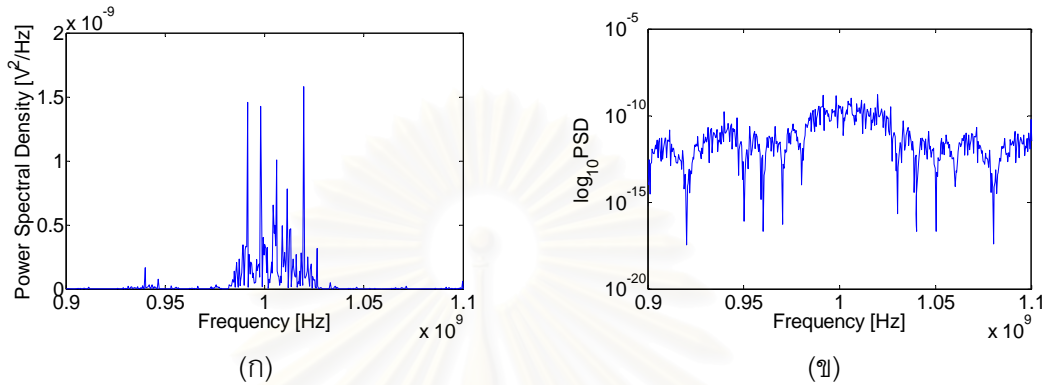


รูปที่ 2.13 สัญญาณ MB-UWB ความยาว 1 คาบสัญลักษณ์ (ก) รูปสัญญาณในทางเวลา (ข) ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของสัญญาณ

2.8.3 วิเคราะห์ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม (power spectral density หรือ PSD) ของสัญญาณ MB-UWB

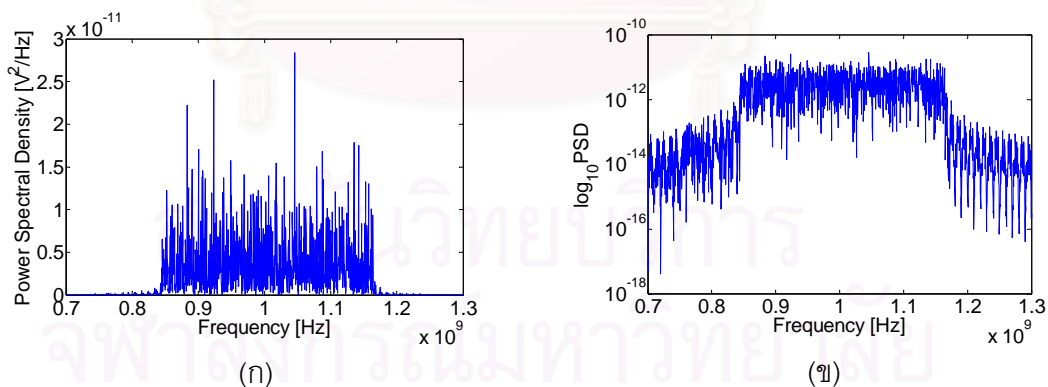
- 1) สัญญาณ OFDM₁ มีคุณลักษณะดังนี้ ลำดับชุดข้อมูลขาเข้าเป็นแบบไบนารีขนาด 128 บิต, $N = 4$, $f_p = 1 \text{ GHz}$, $f_c = 50 \text{ GHz}$, $T_G = 50 \text{ ns}$, $T_p = 0 \text{ ns}$ และ $T_0 = 100 \text{ ns}$ ดังนั้นจึงมีระยะห่างทางความถี่ระหว่างคลื่นพาหีย่อยเท่ากับ 10 MHz และเนื่องจากใช้

คลื่นพาร์ย่อยจำนวน 4 คลื่นพาร์ จึงได้ค่าความกว้างของแถบความถี่ที่ต้องใช้ทั้งหมดเท่ากับ 40 MHz จำนวนสัญลักษณ์ OFDM ทั้งหมดเท่ากับ 16 สัญลักษณ์และไม่มีการเติม cyclic prefix



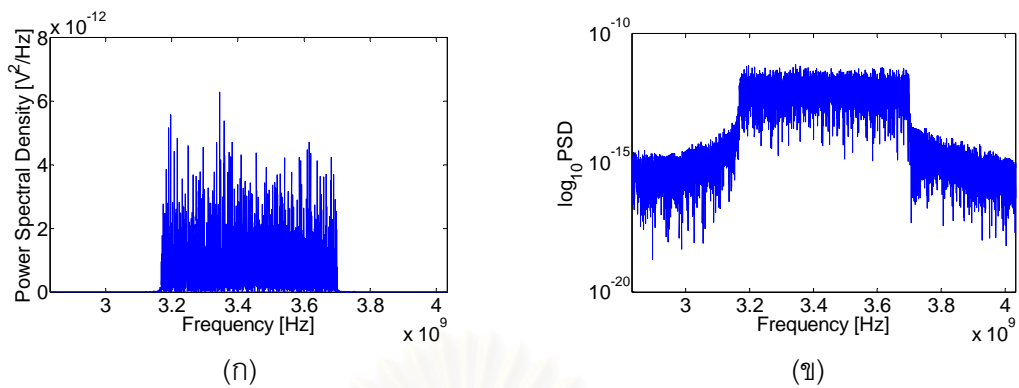
รูปที่ 2.14 PSD ของสัญญาณ OFDM_1 เมื่อ $N = 4$ (ก) แบบเชิงเส้น (ข) แบบลอการิทึม

- 2) สัญญาณ OFDM_2 ซึ่งกำหนดพารามิเตอร์เหมือน OFDM_1 แต่ปรับค่า $N = 32$ และเพิ่มลำดับชุดข้อมูลขาเข้าเป็นแบบไบนารีขนาด 1,024 บิต นั่นคือในกรณีนี้ไม่ได้เพิ่มความยาวของคาบสัญลักษณ์จึงสามารถส่งคลื่นพาร์ย่อยที่มีจำนวนมากขึ้นได้ภายในช่วงคาบสัญลักษณ์เท่าเดิมและได้ค่าความกว้างของแถบความถี่ที่ต้องใช้ทั้งหมดเท่ากับ 320 MHz



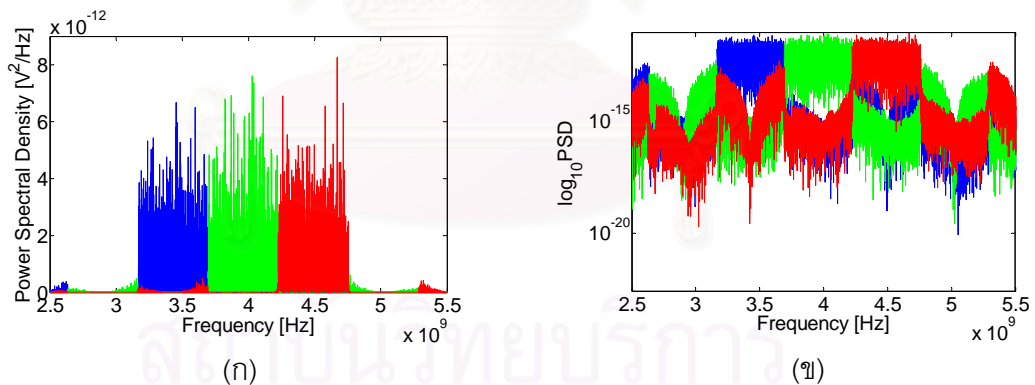
รูปที่ 2.15 PSD ของสัญญาณ OFDM_2 เมื่อ $N = 32$ (ก) แบบเชิงเส้น (ข) แบบลอการิทึม

- 3) สัญญาณ MB-UWB ที่ใช้ในมาตรฐาน IEEE802.15.TG3a กำหนดชุดข้อมูลขาเข้าจำนวน 4,096 บิต, $N = 128$, $f_p = 3.432$ GHz, $f_c = 50$ GHz, $T_G = 70.1$ ns, $T_p = 60.6$ ns และ $T_0 = 242.4$ ns เลือกใช้ค่าความถี่กลางที่ 3.432 GHz โดยมีค่า $\Delta f = 4.1254$ MHz และแถบความถี่ของโอเอฟดีเอ็มกว้าง 528 MHz



รูปที่ 2.16 PSD ของสัญญาณ MB-UWB เมื่อ $N = 128$ (ก) แบบเชิงเส้น (ข) แบบลอการิทึม

- 4) สัญญาณ MB-UWB สำหรับระบบที่มีผู้ใช้งานพร้อมกันหลายคน ซึ่งในที่นี้จะสมมติว่ามีผู้ใช้งาน 3 ราย โดยจะใช้หลักการส่งสัญญาณบนช่วงแถบความถี่ต่างกันสำหรับผู้ใช้งานแต่ละราย ณ ขณะเวลาหนึ่งๆ เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาสัญญาณรบกวนระหว่างผู้ใช้งาน ทั้งนี้ได้เลือกพารามิเตอร์ของสัญญาณเช่นเดียวกับในข้อ 3) แต่กำหนดค่า f_p ต่างกัน นั่นคือ $f_{p1} = 3.432$ GHz, $f_{p2} = 3.960$ GHz และ $f_{p3} = 4.488$ GHz นอกจากนี้อาจจะเลือกใช้เทคนิคการกระโดดเปลี่ยนความถี่ (frequency-hopping) เพื่อส่งสัญญาณสลับช่วงความถี่กัน ณ ขณะเวลาต่างกันด้วย



รูปที่ 2.17 PSD ของสัญญาณ MB-UWB สำหรับระบบที่มีผู้ใช้งานพร้อมกัน 3 ราย

2.8.4 แถบความถี่ที่ใช้งานของระบบ MB-UWB

เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ศูนย์กลาง (center frequency) และลำดับแถบความถี่จะเป็นดังสมการที่ (2.52)

$$\text{ความถี่ศูนย์กลาง} \begin{cases} 2904 + 528 \times n_b & n_b = 1, \dots, 4 \\ 3168 + 528 \times n_b & n_b = 5, \dots, 13 \end{cases} \text{ (MHz)} \quad (2.51)$$

ลำดับแถบความถี่ที่ 1-3 ใช้สำหรับอุปกรณ์ในโหมด 1 หรือ mandatory mode ในขณะที่ลำดับแถบความถี่ที่ 1-3 และ 6-9 ใช้สำหรับอุปกรณ์ในโหมด 2 หรือ optional mode ส่วนช่องสัญญาณที่เหลืออยู่จะเก็บไว้สำหรับการใช้งานอื่นๆ ในอนาคต

ตารางที่ 2.2 การแบ่งแถบความถี่ใช้งานของระบบ MB-UWB [48]

ลำดับแถบความถี่	ความถี่ล่าง	ความถี่ศูนย์กลาง	ความถี่บน
1	3168 MHz	3432 MHz	3696 MHz
2	3696 MHz	3960 MHz	4224 MHz
3	4224 MHz	4488 MHz	4752 MHz
4	4752 MHz	5016 MHz	5280 MHz
5	5544 MHz	5808 MHz	6072 MHz
6	6072 MHz	6336 MHz	6600 MHz
7	6600 MHz	6864 MHz	7128 MHz
8	7128 MHz	7392 MHz	7656 MHz
9	7656 MHz	7920 MHz	8184 MHz
10	8184 MHz	8448 MHz	8712 MHz
11	8712 MHz	8976 MHz	9240 MHz
12	9240 MHz	9504 MHz	9768 MHz
13	9768 MHz	10032 MHz	10296 MHz

2.9 ไอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal Frequency Division Multiplexing หรือ OFDM) [49]

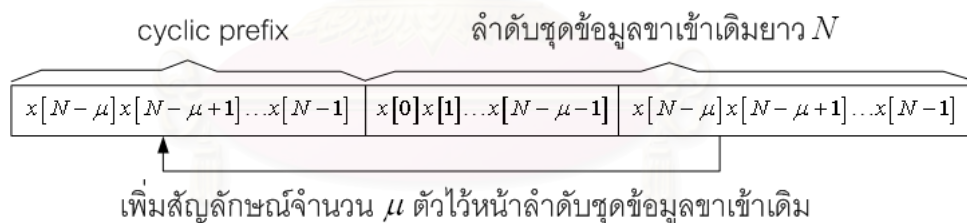
หลักการของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่เชิงตั้งฉากหรือไอเอฟดีเอ็มคือการแบ่งกระแสข้อมูล (data stream) ซึ่งมีความเร็วสูงเป็นข้อมูลแบบขนานซึ่งมีความเร็วต่ำกว่าแล้วส่งไปกับคลื่นพาหีย่อยจำนวนหนึ่ง โดยเมื่อพิจารณาในโดเมนเวลาพบว่ากระบวนการดังกล่าวทำให้ช่วงเวลาของแต่ละสัญลักษณ์มากขึ้นจึงทำให้ผลกระทบจากคลื่นหลายวิถีที่มีต่อข้อมูล

สัญลักษณ์ลดลง นอกจากนี้ยังได้มีการใส่ช่วงเวลาคุมเพื่อแก้ปัญหา ISI และหากมีการเติม cyclic prefix ภายในช่วงเวลาคุมยังเป็นการแก้ปัญหาการแทรกสอดระหว่างความถี่ (Inter-carrier Interference หรือ ICI) อีกด้วย เนื่องจากการทำให้แต่ละคลื่นพาย่อยที่ภาครับมีจำนวนลูกคลื่นเต็ม 1 คาบในช่วงของการอินทิเกรตจึงยังคงความต้งฉากกันในทางคณิตศาสตร์ได้

2.9.1 Cyclic Prefix (CP)

พิจารณาลำดับชุดข้อมูลขาเข้า $x[n] = x[0], \dots, x[N-1]$ ความยาว N และช่องสัญญาณดิสครีตทางเวลาซึ่งมีผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด (finite impulse response หรือ FIR) เป็น $h[n] = h[0], \dots, h[\mu]$ ความยาว $\mu+1 = T_m/T_s$ เมื่อ T_m คือดีเลย์สเปรดของช่องสัญญาณและ T_s คือเวลาในการแซมปลิงสัญญาณ หากกล่าวถึง cyclic prefix ของ $x[n]$ จะหมายถึง $\{x[N-\mu], \dots, x[N-1]\}$ อันประกอบด้วยค่าลำดับชุดข้อมูลขาเข้า $x[n]$ จำนวน μ ตัวนับจากค่าสุดท้ายและนำมาเรียงลำดับไว้หน้าลำดับชุดข้อมูลเดิม ดังรูปที่ 2.18 และลำดับชุดข้อมูลใหม่ $\tilde{x}[n]$ ซึ่งมีความยาวเท่ากับ $N + \mu$ เมื่อ $-\mu \leq n \leq N-1$ จะสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (2.52)

$$\tilde{x}[-\mu], \dots, \tilde{x}[N-1] = \tilde{x}[N-\mu], \dots, \tilde{x}[N-1], \tilde{x}[0], \dots, \tilde{x}[N-1] \quad (2.52)$$



รูปที่ 2.18 cyclic prefix ความยาว μ

สังเกตได้ว่า $\tilde{x}[n] = x[n]_N$ เมื่อ $-\mu \leq n \leq N-1$ ซึ่งโดยนัยแล้ว $\tilde{x}[n-k] = x[n-k]_N$ เมื่อ $-\mu \leq n-k \leq N-1$ สำหรับสัญลักษณ์ $x[n-k]_N$ แทน $[n-k]$ มอดุโล N หรืออาจกล่าวได้ว่า $x[n-k]_N$ หมายถึง $x[n-k]$ ในรูปแบบที่มีคาบเท่ากับ N นั่นเอง

สัญญาณที่ผ่านช่องสัญญาณ $y[n]$ เมื่อ $0 \leq n \leq N-1$ เกิดจากการคอนโวลูชันระหว่าง $\tilde{x}[n]$ กับผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณดิสครีตทางเวลา $h[n]$ ดังสมการที่ (2.53)

$$\begin{aligned}
y[n] &= \tilde{x}[n] * h[n] \\
&= \sum_{k=0}^{\mu-1} h[k] \tilde{x}[n-k] \\
&= \sum_{k=0}^{\mu-1} h[k] x[n-k]_N \\
&= x[n] \otimes h[n]
\end{aligned} \tag{2.53}$$

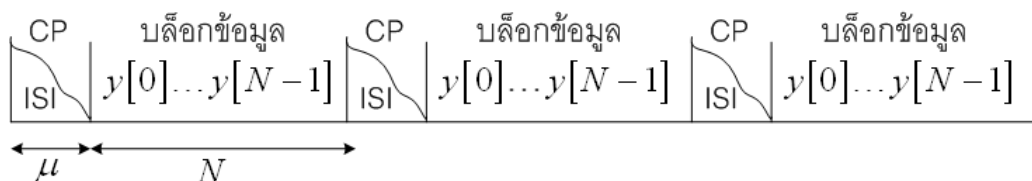
จากสมการที่ (2.53) บรรทัดที่ 3 ได้ใช้การอ้างอิงข้อเท็จจริงข้างต้นนั่นคือ เมื่อ $0 \leq k \leq \mu-1$ จะได้ว่า $\tilde{x}[n-k] = x[n-k]_N$ สำหรับ $0 \leq n \leq N-1$ และสัญลักษณ์ \otimes ในบรรทัดที่ 4 หมายถึงการทำคอนโวลูชันเชิงวงกลม (circular convolution) ดังนั้นการเพิ่ม cyclic prefix ให้กับสัญญาณโอเอฟดีเอ็มก่อนที่จะส่งผ่านช่องสัญญาณจึงเป็นการเปลี่ยนจากการทำคอนโวลูชันเชิงเส้น (linear convolution) ซึ่งสัมพันธ์กับสัญญาณออกจากช่องสัญญาณ $y[n]$ เมื่อ $0 \leq n \leq N-1$ ให้เป็นคอนโวลูชันเชิงวงกลม ถัดไปจะพิจารณาการแปลงฟูริเยร์แบบไม่ต่อเนื่อง DFT กับสัญญาณ $y[n]$ โดยละเอียดผลกระทบจากสัญญาณรบกวนดังสมการที่ (2.54)

$$\begin{aligned}
Y[i] &= \text{DFT}\{y[n] = x[n] \otimes h[n]\} \\
&= X[i]H[i], \quad 0 \leq i \leq N-1
\end{aligned} \tag{2.54}$$

และลำดับชุดข้อมูลขาเข้า $x[n]$ เมื่อ $0 \leq n \leq N-1$ สามารถสร้างกลับคืนได้จากสัญญาณออกจากช่องสัญญาณ $y[n]$ เมื่อ $0 \leq n \leq N-1$ หากรู้ค่า $h[n]$ ดังสมการที่ (2.55)

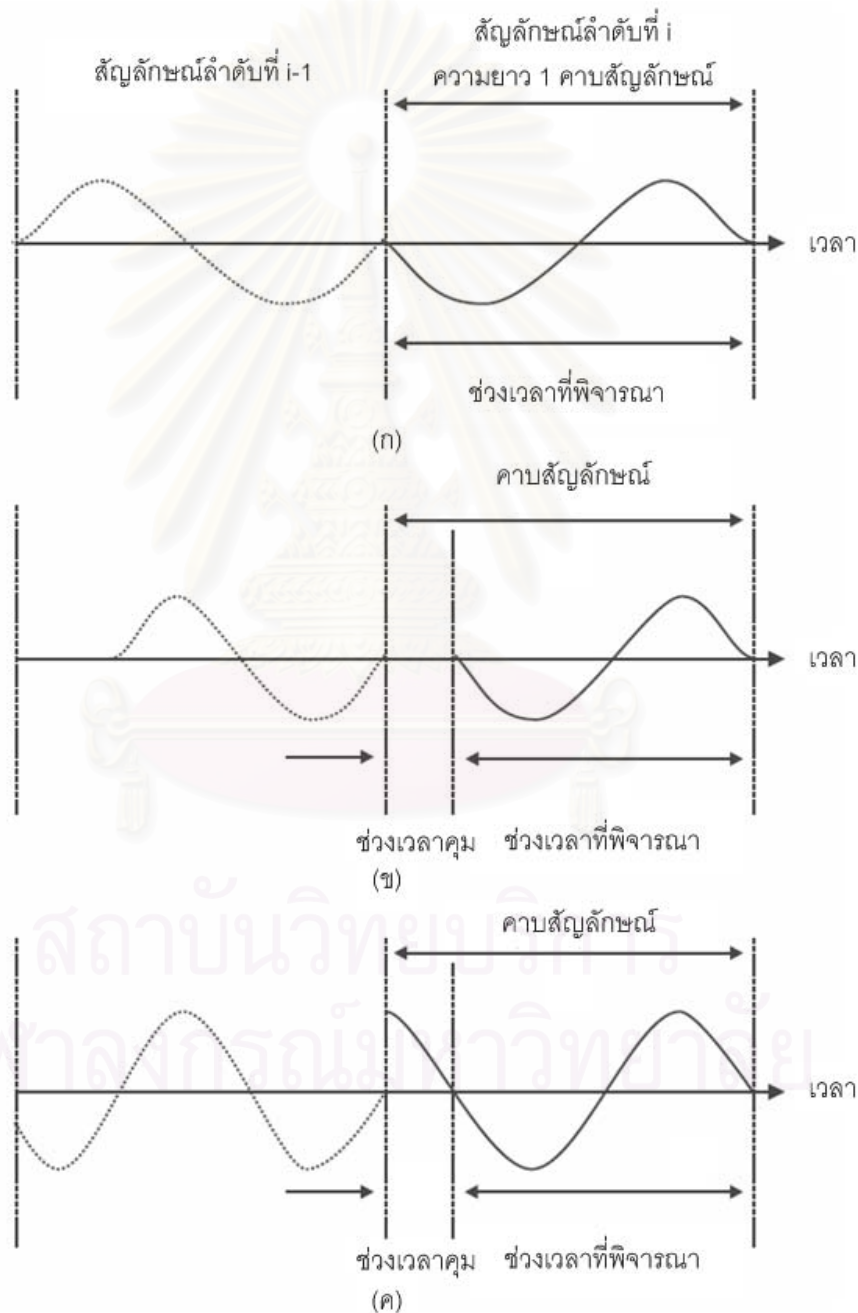
$$\begin{aligned}
x[n] &= \text{IDFT}\{Y[i]/H[i]\} \\
&= \text{IDFT}\{\text{DFT}\{y[n]\}/\text{DFT}\{h[n]\}\}
\end{aligned} \tag{2.55}$$

เนื่องจากกลุ่มตัวอย่างจำนวน μ ตัวแรกของสัญญาณ $y[n]$ หรือ $y[-\mu], \dots, y[-1]$ ได้รับผลกระทบจาก ISI และข้อมูลในส่วนนี้เป็นการซ้ำของข้อมูลขาเข้า $x[n]$ จำนวน μ ตัวนับจากค่าสุดท้าย ดังนั้นในกระบวนการสร้างสัญญาณ $x[n]$ กลับคืนสำหรับ $0 \leq n \leq N-1$ จึงสามารถละเลยข้อมูล $y[-\mu], \dots, y[-1]$ นี้ได้ดังรูปที่ 2.19

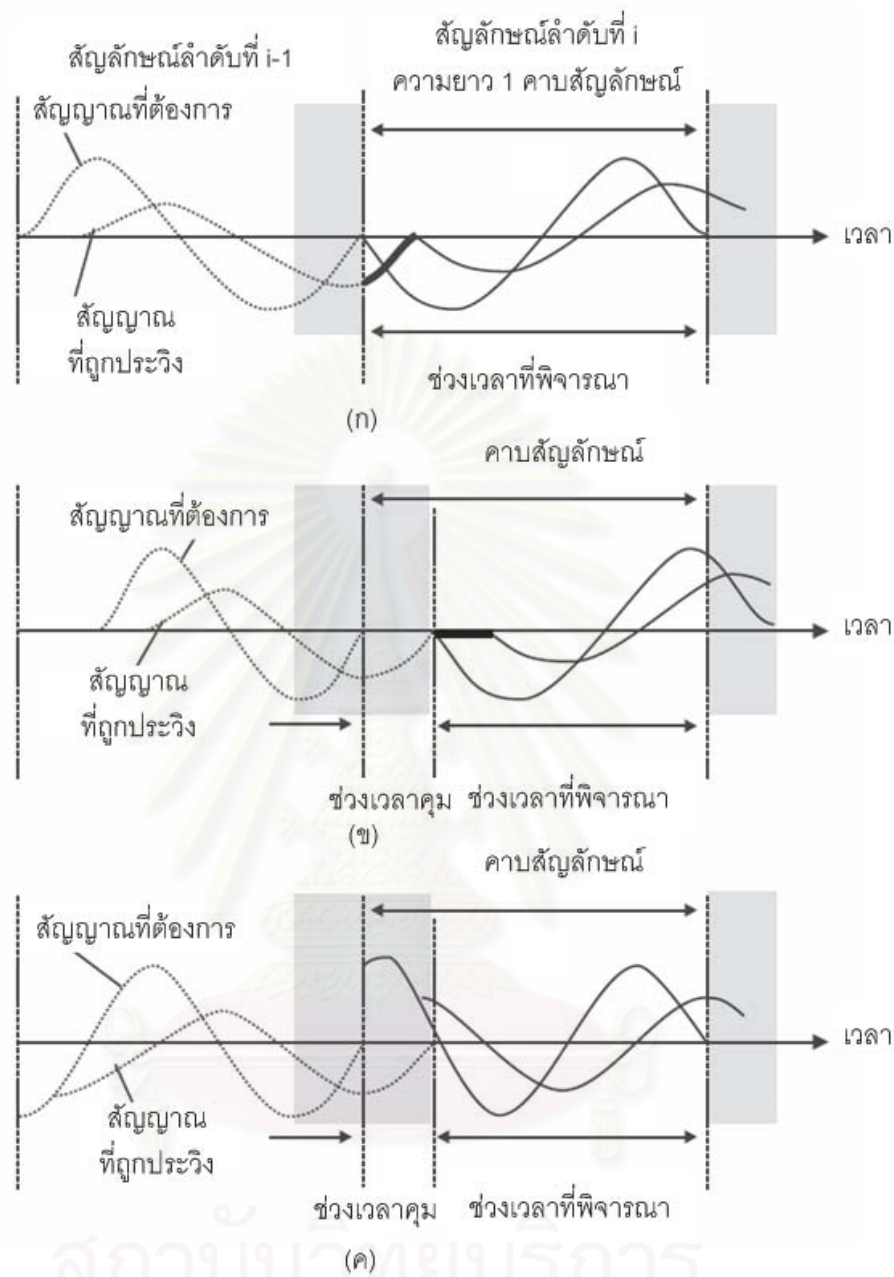


รูปที่ 2.19 ISI ระหว่างบล็อกข้อมูลที่ส่งผ่านช่องสัญญาณ

แม้ว่าการเพิ่ม cyclic prefix จะมีข้อดีแต่ค่าอัตราส่งสัญญาณจะลดลงเหลือ $N/(\mu + N)$ เท่า นอกจากนี้ยังเป็นการสิ้นเปลืองกำลังงานเนื่องจากการส่งข้อมูลซ้ำซ้อน ส่วนในกรณีการเติมสัญลักษณ์ค่าศูนย์ในช่วงเวลาค่อมแม้ว่าจะมิได้สูญเสียกำลังงานในการส่งข้อมูลสัญลักษณ์แต่จะสูญเสียอัตราส่งสัญญาณเป็น $N/(\mu + N)$ เท่าและยังทำให้กำลังงานสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้นด้วยสัดส่วนเท่ากับ $(\mu + N)/N$ เท่าด้วย



รูปที่ 2.20 สัญญาณส่ง (ก) ไม่มีช่วงเวลาค่อม (ข) การใส่แทรกช่วงเวลาค่อม (ค) การใส่แทรกช่วงเวลาค่อมร่วมกับ cyclic prefix

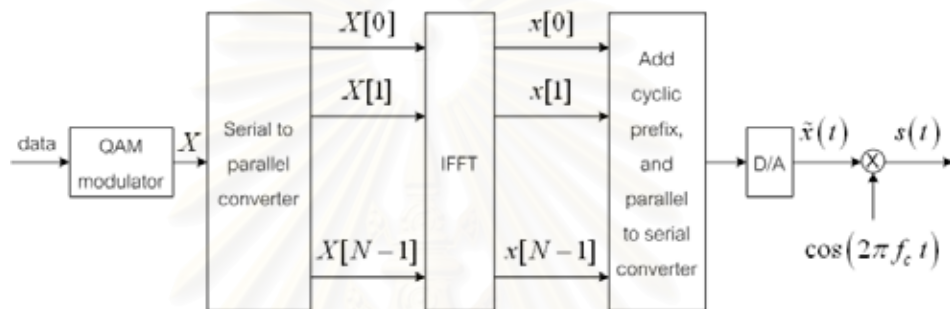


รูปที่ 2.21 สัญญาณรับ (ก) ไม่มีช่วงเวลาคุ้มครอง (ข) การใส่แทรกช่วงเวลาคุ้มครอง (ค) การใส่แทรกช่วงเวลาคุ้มครองร่วมกับ cyclic prefix

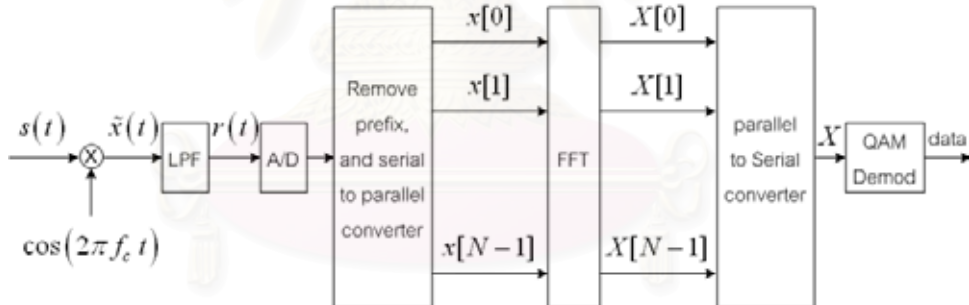
จากรูปที่ 2.20–2.21 แสดงสัญญาณส่งและสัญญาณรับเมื่อส่งผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งซึ่งมีจำนวนวิธีเท่ากับ 2 วิธี ในกรณี (ก) เป็นแบบไม่มีช่วงเวลาคุ้มครองระหว่างสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มที่ติดกันทำให้สัญลักษณ์ลำดับที่ i ได้รับผลกระทบ ISI จากสัญลักษณ์ลำดับที่ $i-1$ ทำให้เกิดความเพี้ยนของรูปสัญญาณในช่วงที่แทนด้วยเส้นหนา แต่หากมีการใส่แทรกช่วงเวลาคุ้มครองดังใน

กรณี (ข) และกำหนดให้ช่วงเวลาคูมยาวกว่าดีเลย์สเปรดของช่องสัญญาณจะสามารถขจัด ISI ได้ อย่างสมบูรณ์แต่จะได้รับผลกระทบจาก ICI ในช่วงที่แทนด้วยเส้นหนา และสุดท้ายในกรณี (ค) มีการใส่แทรกช่วงเวลาคูมร่วมกับ cyclic prefix จะแก้ปัญหา ISI และ ICI ในเบื้องต้นได้อย่าง สมบูรณ์เนื่องจากรูปคลื่นสัญญาณทั้งสองในช่วงเวลาที่พิจารณา มีลักษณะเป็นคาบ

2.9.2 กระบวนการกำเนิดสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.22 บล็อกไดอะแกรมของกระบวนการส่งข้อมูลแบบโอเอฟดีเอ็ม เมื่อ (ก) ภาคส่ง (ข) ภาครับ

จากรูปที่ 2.22 กระแสข้อมูลขาเข้าจะถูกมอดูเลตแบบ QAM ทำให้ได้กระแส ข้อมูลสัญลักษณ์เชิงซ้อน X จากนั้นจะผ่านสัญญาณที่ได้ไปยังตัวแปลงสัญญาณอนุกรมเป็น ขนานและได้สัญญาณออกเป็น $X[0], X[1], \dots, X[N-1]$ จำนวน N ตัว เพื่อส่งบนคลื่นพาห် ย่อยจำนวน N ความถี่ จากนั้นองค์ประกอบดิสครีตทางความถี่จะถูกแปลงให้อยู่ในทางเวลาโดย

กระบวนการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบไม่ต่อเนื่อง (inverse DFT) อย่างไรก็ตามเทคนิคในการคำนวณการแปลงฟูริเยร์ผกผันที่มีประสิทธิภาพสูงสำหรับการคำนวณเชิงเลขคือการแปลงฟูริเยร์ผกผันอย่างรวดเร็วขนาด N พอยต์ ได้ถูกนำมาใช้ ดังนั้นสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มที่ได้จึงเป็นองค์ประกอบของ $x[0], x[1], \dots, x[N-1]$ ตามสมการที่ (2.52)

$$x[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} X[i] e^{j2\pi ni/N} \quad \text{เมื่อ } 0 \leq n \leq N-1 \quad (2.52)$$

หลังจากเติม cyclic prefix ทำให้ได้กลุ่มตัวอย่างทางเวลาดังสมการที่ (2.53)

$$\begin{aligned} \tilde{x}[n] &= \tilde{x}[-\mu], \dots, \tilde{x}[N-1] \\ &= x[N-\mu], \dots, x[0], \dots, x[N-1] \end{aligned} \quad (2.53)$$

กระบวนการถัดไปจะทำการแปลงข่าวสาร $\tilde{x}[n]$ จากขนานเป็นอนุกรมก่อนที่จะผ่านเข้าตัวแปลงดิจิทัลเป็นแอนะล็อกเพื่อได้สัญญาณแถบความถี่ฐาน (baseband) $\tilde{x}(t)$ แล้วจึงแปลงผันความถี่ขึ้น (upconverted) ไปยังความถี่ f_c ได้เป็นสัญญาณที่ออกจากสายอากาศส่ง $s(t)$

สัญญาณที่สายอากาศรับอยู่ในรูปแบบ $y(t) = \tilde{x}(t) * h(t) + n(t)$ เมื่อ $h(t)$ แทนผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ และ $n(t)$ แทนสัญญาณรบกวนแบบบวกรบกวนต่อจากนั้นสัญญาณที่สายอากาศรับจะถูกแปลงผันความถี่ลง (downconverted) เป็นสัญญาณแถบความถี่ฐาน $\tilde{x}(t)$ แล้วจึงถูกรองเฉพาะแถบความถี่ต่ำก่อนที่จะผ่านเข้าตัวแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัลเพื่อให้ได้สัญญาณ $y[n] = \tilde{x}[n] * h[n] + z[n]$ เมื่อ $-\mu \leq n \leq N-1$ ขั้นตอนถัดไปจะกำจัดช่วง prefix ซึ่งเป็นกลุ่มตัวอย่างจำนวน μ ตัวแรกของสัญญาณ $y[n]$ ออกไป ดังนั้นจึงเหลือกลุ่มตัวอย่างจำนวน N ตัว ที่อยู่ในรูปแบบ $Y[i] = H[i] X[i]$ ซึ่งจะถูกลบสัญญาณอนุกรมเป็นขนานจากนั้นจึงทำการแปลงฟูริเยร์อย่างรวดเร็วขนาด N พอยต์แล้วผ่านตัวแปลงสัญญาณขนานเป็นอนุกรมและ QAM ดิมอดูเลเตอร์ตามลำดับ เพื่อให้ได้สัญญาณข้อมูลต้นทางที่ส่งมา

บทที่ 3

ระบบที่เสนอ

เนื้อหาในเบื้องต้นของบทนี้จะกล่าวถึงภาพรวมของแบบจำลองระบบ (system model) อันประกอบด้วยเมทริกซ์คำรหัส (codeword matrix), เวกเตอร์ช่องสัญญาณ (channel vector) และเวกเตอร์สัญญาณที่สายอากาศรับ (receive signal vector) จากนั้นจะกล่าวถึงรูปแบบเมทริกซ์คำรหัสและความซับซ้อนในการคำนวณของอัลกอริทึมในแต่ละระบบต่อไป สำหรับตัวเข้ารหัสล่วงหน้าที่ใช้กับแบบจำลองระบบที่เสนอจะแบ่งออกเป็น 2 ประเภท และในแต่ละประเภทยังประกอบด้วย 2 แบบแผน ดังนี้

1. รหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อก (Space-Frequency block codes หรือ SFBC)
 - 1.1 รหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอแบบแผนที่ 1 (SFBC-1)
 - 1.2 รหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอแบบแผนที่ 2 (SFBC-2)
 2. รหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่แบบบล็อก (Space-Time-Frequency block codes หรือ STFBC)
 - 2.1 รหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอแบบแผนที่ 1 (STFBC-1)
 - 2.2 รหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอแบบแผนที่ 2 (STFBC-2)
- ### 3.1 แบบจำลองระบบโดยใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอ (SFBC)

ชุดข้อมูลสัญลักษณ์จะถูกเข้ารหัสช่องสัญญาณบนโดเมนความถี่โดยอาศัยการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่เชิงตั้งฉากหรือโอเอฟดีเอ็ม จากนั้นจึงทำการส่งสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มผ่านสายอากาศส่งจำนวน M_t สายอากาศ ในเบื้องต้นจะให้นิยามค่าอัตราส่งสัญลักษณ์ต่อการใช้ช่องสัญญาณ (pcu) ดังนี้

$$R = \frac{N_s}{N} \quad (3.1)$$

เมื่อ N_s คือจำนวนข้อมูลสัญลักษณ์ต่อบล็อกที่เข้ารหัสปริภูมิ-ความถี่และ N คือจำนวนคลื่นพายัพยอยของ 1 สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม โดยสามารถแสดงเมทริกซ์คาร์รหัสขนาด $N \times M_t$ ได้ดังสมการที่ (3.2)

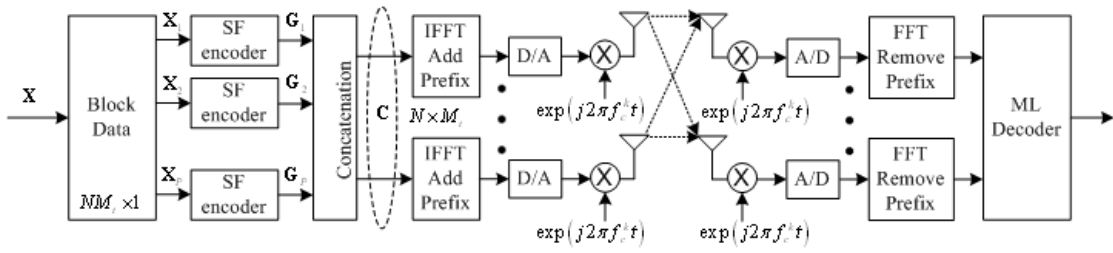
$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_1 & \mathbf{c}_2 & \cdots & \mathbf{c}_{M_t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1(0) & c_2(0) & \cdots & c_{M_t}(0) \\ c_1(1) & c_2(1) & \cdots & c_{M_t}(1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_1(N-1) & c_2(N-1) & \cdots & c_{M_t}(N-1) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

เมื่อ $\mathbf{c}_i = [c_i(0) \ c_i(1) \ \cdots \ c_i(N-1)]^T$ แทนเวกเตอร์คาร์รหัส (codeword vector) ที่ส่งผ่านสายอากาศส่งลำดับที่ i สำหรับ $i = 1, 2, \dots, M_t$ ทั้งนี้สังเกตได้ว่าชุดข้อมูลสัญลักษณ์ที่ผ่านการเข้ารหัสเป็นจำนวนเชิงซ้อนและเวกเตอร์คาร์รหัส \mathbf{c}_i ซึ่งมีความยาว N จะถูกส่งบนคลื่นพายัพยอยของแต่ละสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม สำหรับ $n = 0, 1, \dots, N-1$ เพื่อให้เป็นไปตามกฎของกำลังงาน ดังนั้นกำลังงานรวมของเมทริกซ์คาร์รหัสของรหัสปริภูมิ-ความถี่ขนาด $N \times M_t$ จะถูกนอร์มัลไลซ์ดังสมการที่ (3.3)

$$E \|\mathbf{C}\|_F^2 = NM_t \quad (3.3)$$

โดยที่ $\|\cdot\|_F$ แทนค่าไฟรบีเนียนอร์ม¹ (Frobenius norm) หลังจากผ่านกระบวนการแปลงฟูริเยร์ ผกผันอย่างรวดเร็วขนาด N พอยต์ และเติม cyclic prefix เข้าไปในช่วงเวลาคุมแล้ว ในกระบวนการสุดท้ายจึงทำการส่งสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มจำนวน M_t สัญลักษณ์ผ่านสายอากาศส่งพร้อมกันจำนวน M_t สายอากาศ ดังแผนภาพแบบจำลองระบบรูปที่ 3.1

¹ Frobenius norm หรือ Euclidean norm นิยามดังนี้ $\|A\|_F = \sqrt{\sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n |a_{i,j}|^2}$ เมื่อเมทริกซ์ A มีขนาด $m \times n$



รูปที่ 3.1 แผนภาพแบบจำลองระบบโดยใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอ

ภาครับประกอบด้วยสายอากาศรับจำนวน M_r , สายอากาศ สำหรับสัญญาณที่แต่ละสายอากาศรับจะประกอบไปด้วยการทับซ้อน (superposition) ของสัญญาณจำนวน M_t เส้นทางที่ต่างกัน ในที่นี้กำหนดให้แต่ละองค์ประกอบแถวลำดับ (array element) ของสายอากาศส่งและสายอากาศรับมีระยะห่างเพียงพอที่ทำให้เฟดดิ้งระหว่างสายอากาศส่งและสายอากาศรับแต่ละคู่อิสระจากกัน ภายใต้ข้อสมมติว่ามีการซิงโครไนซ์สมบูรณ์ (perfect synchronization) ระหว่างภาคส่งและภาครับ

สายอากาศรับแต่ละสายอากาศได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก (additive white Gaussian noise หรือ AWGN) หลังจากนั้นสัญญาณรับผ่านวงจรกรองแบบผ่านต่ำและวงจรแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัล (A/D converter) แล้วจึงลบ cyclic prefix ออกไปก่อนที่จะนำสัญญาณรับไปดีมอดูเลต (demodulate) โดยอาศัยกระบวนการแปลงฟูรีเยร์อย่างรวดเร็ว (Fast Fourier Transform หรือ FFT) ทั้งนี้สามารถเขียนสัญญาณรับบนคลื่นพาห่อย่อยลำดับที่ n สำหรับสายอากาศรับลำดับที่ j ได้ดังสมการที่ (3.4)

$$y_j(n) = \sqrt{\frac{\rho}{M_t}} \sum_{i=1}^{M_t} c_i(n) H_{i,j}(n) + z_j(n) \quad (3.4)$$

เมื่อแฟคเตอร์ $\sqrt{\frac{\rho}{M_t}}$ ใช้สำหรับการปรับน้ำหนักค่าเฉลี่ยอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (signal to noise ratio หรือ SNR) ที่แต่ละสายอากาศรับให้เป็นอิสระจากการแปรค่าจำนวนสายอากาศส่ง ส่วนพารามิเตอร์ $H_{i,j}(n)$ แทนผลตอบสนองเชิงความถี่ของช่องสัญญาณบนคลื่นพาห่อย่อยลำดับที่ n สำหรับสายอากาศส่งลำดับที่ i และสายอากาศรับลำดับที่ j นั่นคือ

$$H_{i,j}(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{i,j}(l) \exp(-j2\pi n \tau_l / T) \quad (3.5)$$

เมื่อ $T = 1/\Delta f$ แทนคาบสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งมีค่าเท่ากับส่วนกลับของผลต่างความถี่ของคลื่นพหุคูณลำดับที่ติดกัน นอกจากนี้ยังสามารถเขียนสมการที่ (3.4) ในรูปแบบเวกเตอร์ได้ดังสมการที่ (3.6)

$$\mathbf{Y}_j = \sqrt{\rho/M_t} \mathbf{D} \mathbf{H}_j + \mathbf{Z}_j \quad (3.6)$$

เมื่อ \mathbf{D} แทนเมทริกซ์ข้อมูลขนาด $N \times NM_t$ ซึ่งเกิดจากการแปลงเมทริกซ์คาร์รหัส \mathbf{C} ของรหัสปริภูมิ-ความถี่ โดยจะกล่าวถึงในรายละเอียดถัดไป ทั้งนี้สามารถเขียนเมทริกซ์ข้อมูล \mathbf{D} ได้ดังสมการที่ (3.7)

$$\mathbf{D} = [\mathbf{D}_1 \quad \mathbf{D}_2 \quad \cdots \quad \mathbf{D}_{M_t}] \quad (3.7)$$

โดยที่ \mathbf{D}_i แทนเมทริกซ์ทแยงของข้อมูลคาร์รหัสที่ถูกส่งบนสายอากาศส่งลำดับที่ i เมื่อ $i = 1, 2, \dots, M_t$ ซึ่งเป็นไปตามสมการที่ (3.8)

$$\mathbf{D}_i = \text{diag}\{c_i(0), c_i(1), \dots, c_i(N-1)\} \quad (3.8)$$

และเวกเตอร์ช่องสัญญาณ \mathbf{H}_j ขนาด $NM_t \times 1$ เป็นดังสมการที่ (3.9)

$$\mathbf{H}_j = [H_{1,j}^T \quad H_{2,j}^T \quad \cdots \quad H_{M_t,j}^T]^T \quad (3.9)$$

โดยที่ $H_{i,j} = [H_{i,j}(0) \quad H_{i,j}(1) \quad \cdots \quad H_{i,j}(N-1)]^T$ จากสมการที่ (3.6) เวกเตอร์สัญญาณรับที่สายอากาศรับลำดับที่ j มีขนาด $N \times 1$ และเขียนได้ดังสมการที่ (3.10)

$$\mathbf{Y}_j = [y_j(0) \quad \cdots \quad y_j(N-1)]^T \quad (3.10)$$

ทั้งนี้เวกเตอร์สัญญาณรบกวนที่สายอากาศรับลำดับที่ j ซึ่งแทนด้วยสัญลักษณ์ \mathbf{Z}_j มีขนาดเท่ากับเวกเตอร์สัญญาณรับที่สายอากาศรับลำดับที่ j ในสมการที่ (3.10) โดยเป็นดังสมการที่ (3.11)

$$\mathbf{Z}_j = [z_j(0) \quad \cdots \quad z_j(N-1)]^T \quad (3.11)$$

กำหนดให้ 1 รอบการปรากฏเป็นรูปของสัญญาณเฟดดิ้งมีผลกระทบตลอดทั้งช่วงเวลา 1 สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม เมื่อภาครับรู้ค่าสถานะช่องสัญญาณสมบูรณ์ (perfect channel state information) โดยอาศัยเครื่องรับที่มีเกณฑ์อยู่บนพื้นฐานของความน่าจะเป็นจริง

สูงสุดและตัดสินใจโดยอาศัยข้อมูลที่ได้จากเวกเตอร์สัญญาณรับจำนวน M_r ชุด ทั้งนี้สามารถเขียนเกณฑ์การตัดสินใจได้ดังสมการที่ (3.12)

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{D}} &= \arg \min_{\mathbf{D}} \sum_{j=1}^{M_r} \left\| \mathbf{Y}_j - \sqrt{\frac{\rho}{M_t}} \mathbf{D} \mathbf{H}_j \right\|_F^2 \\ &= \arg \min_{\mathbf{D}} \sum_{j=1}^{M_r} \text{tr} \left(\left(\mathbf{Y}_j - \sqrt{\frac{\rho}{M_t}} \mathbf{D} \mathbf{H}_j \right) \left(\mathbf{Y}_j - \sqrt{\frac{\rho}{M_t}} \mathbf{D} \mathbf{H}_j \right)^\dagger \right)\end{aligned}\quad (3.12)$$

เนื่องจากการเข้ารหัสล่วงหน้าของชุดข้อมูลสัญลักษณ์ใน 1 บล็อกรหัสปริภูมิ-ความถี่มีความเป็นอิสระต่อกันในระดับบล็อกคำรหัสย่อยจำนวน P บล็อก สำหรับ $P = N/K$ โดยที่ $1 \leq K \leq N$ และ $1 \leq p \leq P$ ดังนั้นสมการที่ (3.12) จึงสามารถพิจารณาเครื่องรับที่มีเกณฑ์อยู่บนพื้นฐานของความน่าจะเป็นจริงสูงสุดในระดับบล็อกคำรหัสย่อยได้ดังสมการที่ (3.13)

$$\hat{\mathbf{D}}^p = \arg \min_{\mathbf{D}^p} \sum_{j=1}^{M_r} \text{tr} \left(\left(\mathbf{Y}_j^p - \sqrt{\frac{\rho}{M_t}} \mathbf{D}^p \mathbf{H}_j^p \right) \left(\mathbf{Y}_j^p - \sqrt{\frac{\rho}{M_t}} \mathbf{D}^p \mathbf{H}_j^p \right)^\dagger \right)\quad (3.13)$$

เมื่อ $\mathbf{D}^p = [\mathbf{D}_1^p \quad \mathbf{D}_2^p \quad \dots \quad \mathbf{D}_{M_t}^p]$

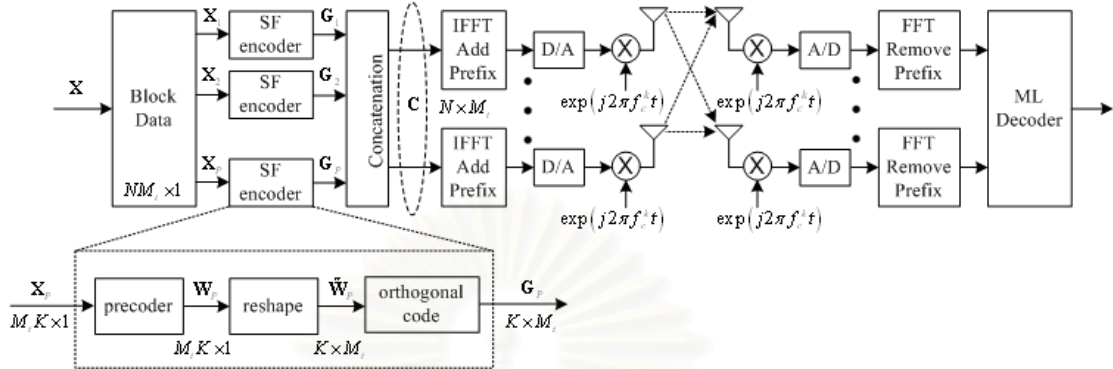
$$\mathbf{D}_i^p = \text{diag} \{ c_i((p-1)K), c_i((p-1)K+1), \dots, c_i(pK-1) \}, \quad 1 \leq i \leq M_t,$$

$$\mathbf{Y}_j^p = [y_j((p-1)K) \quad y_j((p-1)K+1) \quad \dots \quad y_j(pK-1)]^T$$

$$\mathbf{H}_j^p = \left[\left(H_{1,j}^p \right)^T \quad \left(H_{2,j}^p \right)^T \quad \dots \quad \left(H_{M_t,j}^p \right)^T \right]^T$$

$$H_{i,j}^p = [H_{i,j}((p-1)K) \quad H_{i,j}((p-1)K+1) \quad \dots \quad H_{i,j}(pK-1)]^T$$

3.2 การออกแบบระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอแบบแผนที่ 1 (SFBC-1)



รูปที่ 3.2 แผนภาพแบบจำลองระบบโดยใช้รหัส SFBC-1 ที่เสนอ

กระบวนการทั้งหมดจะพิจารณาบนโดเมนความถี่ดังแผนภาพแบบจำลองระบบที่เสนอในรูปที่ 3.2 ตามลำดับขั้นตอนดังนี้

- 1) เริ่มจากลำดับบิตข้อมูลไบนารีขาเข้า (ซึ่งอาจจะเป็นบิตข้อมูลที่ผ่านการเข้ารหัสช่องสัญญาณหรืออาจจะไม่ได้เข้ารหัสช่องสัญญาณก็ตาม) ผ่านการทำเกรย์แมปปิง (gray mapping) โดยใช้บิตข้อมูลไบนารีจำนวน b บิตต่อ 1 สัญลักษณ์ เพื่อให้ได้สัญลักษณ์ซึ่งมีรูปแบบที่เป็นไปได้ทั้งสิ้นจำนวน 2^b รูปแบบ
- 2) หลังจากนั้นลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ (information sequence symbol) \mathbf{X} จะถูกแบ่งเป็นชุดๆ เพื่อทำการแปลง (transform) และจัดเรียงในบล็อกคำรหัส \mathbf{C} ตามรูปแบบของรหัสปริภูมิ-ความถี่ที่กำหนดไว้ ซึ่งจะสังเกตได้ว่าจำนวนข้อมูลสัญลักษณ์สูงสุดสำหรับแต่ละบล็อกคำรหัส \mathbf{C} เท่ากับ NM , สัญลักษณ์ โดยที่ในแต่ละ 1 บล็อกคำรหัส \mathbf{C} จะประกอบด้วยบล็อกคำรหัสย่อย (sub-block) \mathbf{G}_p จำนวน P บล็อก เมื่อ $1 \leq p \leq P$ เนื่องจากทุกๆ บล็อกคำรหัสย่อย \mathbf{G}_p มีโครงสร้างการเข้ารหัสเหมือนกัน ดังนั้นจึงจะขอพิจารณาเพียง 1 บล็อกคำรหัสย่อย \mathbf{G}_p
- 3) ลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ \mathbf{X} ประกอบไปด้วยชุดลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ย่อยขนาด $M, K \times 1$ จำนวน P ชุด โดยที่ $P = N/K$ และ $1 \leq K \leq N$ นั่นคือสามารถเขียนชุดลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ย่อยอยู่ในรูป $\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \dots, \mathbf{X}_P$

- 4) แต่ละชุดลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ย่อย $\mathbf{X}_p = [x_{(p-1)M_t, K+1} \quad x_{(p-1)M_t, K+2} \quad \cdots \quad x_{pM_t, K}]^T$ โดยที่ $1 \leq p \leq P$ จะถูกเข้ารหัสล่วงหน้า (pre-encode) โดยตัวเข้ารหัสปริภูมิ-ความถี่ (SF encoder) และได้เอาต์พุตคือบล็อกคำรหัสย่อย \mathbf{G}_p ขนาด $K \times M_t$
- 5) เมื่อพิจารณาเฉพาะภายในแผนภาพตัวเข้ารหัสปริภูมิ-ความถี่ อันประกอบด้วย 3 ส่วนย่อยๆ คือ ตัวเข้ารหัสล่วงหน้า (precoder), อัลกอริทึมที่ใช้สำหรับปรับขนาดเมทริกซ์ (reshape) และรหัสตั้งฉาก (orthogonal code) สำหรับตัวเข้ารหัสล่วงหน้าที่เสนอจะเป็นเมทริกซ์หนึ่งหน่วย (unitary matrix) Θ ที่อยู่บนพื้นฐานของวีลเดอมอนเดเมทริกซ์ขนาด $M_t K \times M_t K$ ซึ่งแสดงได้ดังสมการที่ (3.14)

$$\Theta = \frac{1}{\sqrt{M_t K}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ \theta_1 & \theta_2 & \cdots & \theta_{M_t K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \theta_1^{M_t K-1} & \theta_2^{M_t K-1} & \cdots & \theta_{M_t K}^{M_t K-1} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

เอาต์พุตของตัวเข้ารหัสล่วงหน้า คือเวกเตอร์ \mathbf{W}_p ซึ่งเป็นไปตามสมการที่ (3.15)

$$\mathbf{W}_p = \Theta \times \mathbf{X}_p \quad (3.15)$$

- 6) ถัดไปจะทำการแปลงเวกเตอร์ \mathbf{W}_p ที่มีขนาด $M_t K \times 1$ ให้เป็นเมทริกซ์ $\tilde{\mathbf{W}}_p$ ที่มีขนาด $K \times M_t$ ดังสมการที่ (3.16) โดยอาศัยอัลกอริทึมที่ใช้สำหรับปรับขนาดเมทริกซ์

$$\tilde{\mathbf{W}}_p = [\tilde{\mathbf{w}}_1 \quad \tilde{\mathbf{w}}_2 \quad \cdots \quad \tilde{\mathbf{w}}_{M_t}] \quad (3.16)$$

เมื่อ $\tilde{\mathbf{w}}_i = [w_{(i-1)K+1} \quad w_{(i-1)K+2} \quad \cdots \quad w_{iK}]^T$ และ $1 \leq i \leq M_t$

- 7) นำรหัสตั้งฉากมาคูณกับเวกเตอร์แนวตั้งภายในเมทริกซ์ $\tilde{\mathbf{W}}_p$ โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอให้ใช้รหัสตั้งฉากที่เป็นวีลเดอมอนเดเมทริกซ์ขนาดเท่ากับ $K \times K$ เนื่องจากหากนำค่าระยะทางเชิงผลคูณต่ำสุด (minimum product distance) มาเปรียบเทียบกัน พบว่าผลการแปลงโดยวีลเดอมอนเดเมทริกซ์ให้ค่าระยะทางเชิงผลคูณต่ำสุดสูงกว่าการแปลงฮาดามาดในกรณีที่ $K = 2^s$ เมื่อ $s \geq 1$ พบว่าค่าการแปลงที่เหมาะสมที่สุด (optimum transform) ได้จากการเลือก θ_k ตามสมการที่ (3.17)

$$\theta_k = \exp\left(j \frac{4k-3}{2K} \pi\right), \text{ เมื่อ } k = 1, 2, \dots, K \quad (3.17)$$

ดังนั้นเมทริกซ์บล็อกคาร์ทส์ย่อยจึงเป็นดังสมการที่ (3.18)

$$\mathbf{G}_p = \tilde{\mathbf{W}}_p \circ \text{VDM}(\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_K)_{M_p} \quad (3.18)$$

เมื่อสัญลักษณ์ \circ แทนผลคูณแบบฮาดามาต (Hadamard product)² และสัญลักษณ์ $\text{VDM}(\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_K)_{M_p}$ แทนการเลือกเวกเตอร์แนวตั้งใดๆ ที่มีสมบัติตั้งฉากระหว่างกัน จำนวน M_p เวกเตอร์จากจำนวนเวกเตอร์ทั้งหมด K เวกเตอร์ของเวกเตอร์เดอคอมโพเนนตเมทริกซ์ ขนาด $K \times K$ ภายใต้เงื่อนไข $K \geq M_p$

- 8) บล็อกคาร์ทส์ \mathbf{C} เกิดจากการนำเมทริกซ์บล็อกคาร์ทส์ย่อย \mathbf{G}_p มาเรียงต่อกันจำนวน P บล็อก เมื่อ $1 \leq p \leq P$ ดังสมการที่ (3.19)

$$\mathbf{C} = [\mathbf{G}_1^T \quad \mathbf{G}_2^T \quad \dots \quad \mathbf{G}_P^T]^T \quad (3.19)$$

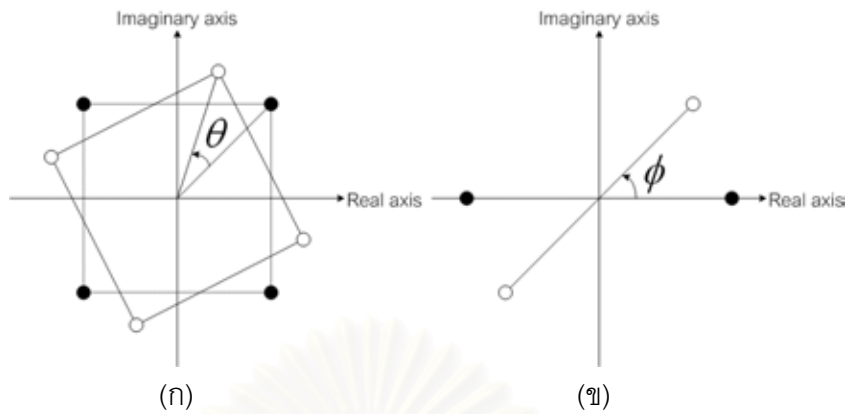
3.3 การออกแบบระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอแบบแผนที่ 2 (SFBC-2)

กระบวนการทั้งหมดจะพิจารณาบนโดเมนความถี่เช่นเดียวกับ SFBC-1 ที่เสนอก่อนหน้านี้ แต่ข้อแตกต่างระหว่าง SFBC-1 และ SFBC-2 คือกระบวนการแปลงเมทริกซ์คาร์ทส์ของ SFBC-2 มองข้อมูลสัญลักษณ์เชิงซ้อนในระดับส่วนประกอบ (component) ของสัญลักษณ์แต่ละแกนแยกเป็นอิสระจากกัน และอาศัยเมทริกซ์หมุน (rotational matrix) ร่วมกับการกำหนดมุมเริ่มต้น (initial angle) ของการหมุน

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

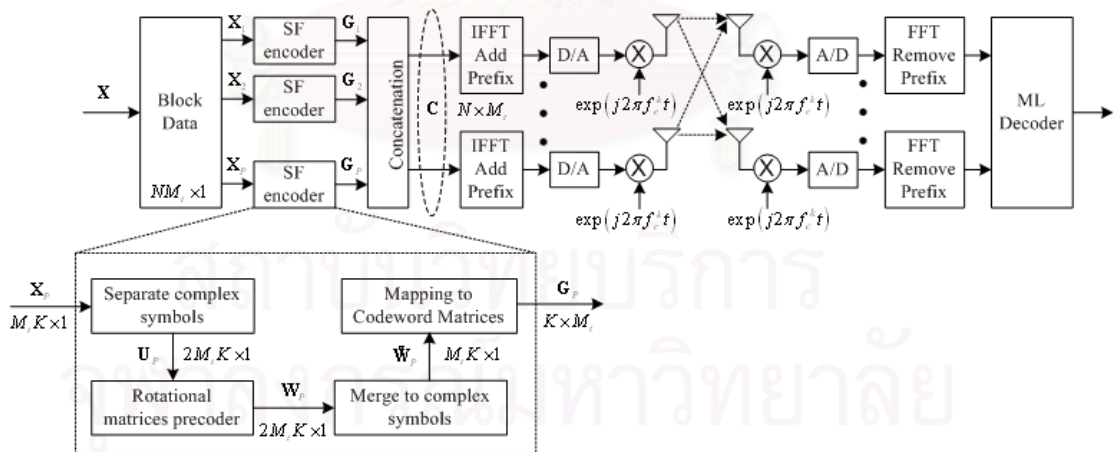
² สมมติให้ $\mathbf{A} = \{a_{i,j}\}$ และ $\mathbf{B} = \{b_{i,j}\}$ แทนเมทริกซ์ ขนาด $m \times n$ ดังนั้นผลคูณแบบฮาดามาตของ \mathbf{A} และ \mathbf{B} นิยามดังนี้

$$\mathbf{A} \circ \mathbf{B} = \begin{bmatrix} a_{1,1}b_{1,1} & a_{1,2}b_{1,2} & \dots & a_{1,n}b_{1,n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{m,1}b_{m,1} & a_{m,2}b_{m,2} & \dots & a_{m,n}b_{m,n} \end{bmatrix}$$



รูปที่ 3.3 การกำหนดมุมอ้างอิงเริ่มต้นของการหมุนสำหรับรหัส SFBC-2 (ก) รูปแบบการแมปสัญลักษณ์แบบ R-QPSK (ข) รูปแบบการแมปสัญลักษณ์แบบ R-BPSK

รูปที่ 3.3 แสดงรูปแบบการจัดวางกลุ่มสัญลักษณ์ (constellation) ของการมอดูเลตแบบ QPSK และ BPSK ที่มุมอ้างอิงเริ่มต้นถูกหมุนไปเป็นมุม θ เรเดียน และ ϕ เรเดียนตามลำดับ โดยในวิทยานิพนธ์นี้จะขอเรียกรูปแบบการแมปสัญลักษณ์ทั้งสองแบบนี้ว่า R-QPSK และ R-BPSK ตามลำดับ สำหรับกระบวนการรับ-ส่งข้อมูลทั้งหมดเป็นดังแผนภาพแบบจำลองระบบที่เสนอในรูปที่ 3.4 ตามลำดับขั้นตอนดังนี้



รูปที่ 3.4 แผนภาพแบบจำลองระบบโดยใช้รหัส SFBC-2 ที่เสนอ

- 1) เริ่มจากลำดับบิตข้อมูลไบนารีขาเข้า (ซึ่งอาจจะเป็นบิตข้อมูลที่ผ่านการเข้ารหัสช่องสัญญาณหรืออาจจะไม่ได้เข้ารหัสช่องสัญญาณก็ตาม) ผ่านการทำเกรย์แมปปิงโดยใช้บิตข้อมูลไบนารี

จำนวน b บิตต่อ 1 สัญลักษณ์ เพื่อให้ได้สัญลักษณ์ซึ่งมีรูปแบบที่เป็นไปได้ทั้งสิ้นจำนวน 2^b รูปแบบ

- 2) หลังจากนั้นลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ \mathbf{X} จะถูกแบ่งเป็นชุดๆ เพื่อทำการแปลงและจัดเรียงในบล็อกคำรหัส \mathbf{C} ตามรูปแบบของรหัสปริภูมิ-ความถี่ที่กำหนดไว้ ซึ่งจะสังเกตได้ว่าจำนวนข้อมูลสัญลักษณ์สูงสุดสำหรับแต่ละบล็อกคำรหัส \mathbf{C} เท่ากับ NM_t สัญลักษณ์ สำหรับแต่ละบล็อกคำรหัส \mathbf{C} จะประกอบด้วยบล็อกคำรหัสย่อย \mathbf{G}_p จำนวน P บล็อก เมื่อ $1 \leq p \leq P$ เนื่องจากทุกๆ บล็อกคำรหัสย่อย \mathbf{G}_p มีโครงสร้างการเข้ารหัสเหมือนกัน ดังนั้นจึงจะขอพิจารณาเพียง 1 บล็อกคำรหัสย่อย \mathbf{G}_p
- 3) ลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ \mathbf{X} ประกอบไปด้วยชุดลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ย่อยขนาด $M_t K \times 1$ จำนวน P ชุด โดยที่ $P = N/K$ และ $1 \leq K \leq N$ นั่นคือสามารถเขียนชุดลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ย่อยให้อยู่ในรูป $\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \dots, \mathbf{X}_P$
- 4) แต่ละชุดลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ย่อย $\mathbf{X}_p = [x_{(p-1)M_t K + 1} \quad x_{(p-1)M_t K + 2} \quad \dots \quad x_{pM_t K}]^T$ โดยที่ $1 \leq p \leq P$ จะถูกเข้ารหัสล่วงหน้าโดยตัวเข้ารหัสปริภูมิ-ความถี่ และได้เอาต์พุตคือบล็อกคำรหัสย่อย \mathbf{G}_p ขนาด $K \times M_t$
- 5) พิจารณาเฉพาะภายในแผนภาพตัวเข้ารหัสปริภูมิ-ความถี่ ซึ่งประกอบด้วย 4 ส่วนย่อยๆ คือ
 - 5.1) ขั้นตอนการแบ่งชุดลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ย่อยเชิงซ้อน (separate complex symbols) สำหรับในขั้นตอนนี้แต่ละชุดลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ย่อย \mathbf{X}_p ซึ่งเป็นเวกเตอร์จำนวนเชิงซ้อน จะถูกแยกออกเป็นส่วนประกอบจริงและส่วนประกอบจินตภาพ ดังสมการที่ (3.20)

$$\mathbf{U}_p = [\text{Real}(\mathbf{X}_p^T) \quad \text{Imag}(\mathbf{X}_p^T)]^T, \text{ เมื่อ } 1 \leq p \leq P \quad (3.20)$$

ทั้งนี้อาจเขียนเวกเตอร์ส่วนประกอบย่อย \mathbf{U}_p ขนาด $2M_t K \times 1$ ในสมการที่ (3.20) ให้อยู่ในรูปแบบการแจกแจงส่วนประกอบย่อยได้ดังสมการที่ (3.21)

$$\mathbf{U}_p = \left[\begin{array}{cc} \text{Real} & \text{Imag} \\ \hline u_{(p-1)+1} \quad u_{(p-1)+2} \quad \dots \quad u_{(p-1)+M_t K} & u_{(p-1)+M_t K + 1} \quad u_{(p-1)+M_t K + 2} \quad \dots \quad u_{(p-1)+2M_t K} \end{array} \right]^T \quad (3.21)$$

- 5.2) ขั้นตอนการเข้ารหัสล่วงหน้าโดยใช้เมทริกซ์หมุน (rotational matrix precoder) ทำการคูณเมทริกซ์หมุน \mathbf{M} ขนาด $2M_i K \times 2M_i K$ ด้วยเวกเตอร์ส่วนประกอบย่อย \mathbf{U}_p ดังสมการที่ (3.22)

$$\mathbf{W}_p = \mathbf{M} \cdot \mathbf{U}_p \quad (3.22)$$

ทั้งนี้เลือกใช้เมทริกซ์หมุนที่มีน้อยในเชิงการให้ค่ามอดูเลชันไดโอดเวอริตีสูงสุด ตามเอกสารอ้างอิงหมายเลข [50] ดังสมการที่ (3.23)

$$\mathbf{M} = \sqrt{\frac{1}{M_i K}} \begin{bmatrix} m_{1,1} & m_{1,2} & \cdots & m_{1,2M_i K} \\ m_{2,1} & m_{2,2} & \cdots & m_{2,2M_i K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ m_{2M_i K,1} & m_{2M_i K,2} & \cdots & m_{2M_i K,2M_i K} \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

เมื่อ $m_{i,j} = \cos\left(\frac{\pi}{8M_i K}(4i-1)(2j-1)\right)$ สำหรับ $1 \leq i, j \leq 2M_i K$ ดังนั้นเวกเตอร์ส่วนประกอบย่อยแบบหมุน \mathbf{W}_p ในสมการที่ (3.22) จึงมีลักษณะโครงสร้างเช่นเดียวกับเวกเตอร์ส่วนประกอบย่อย \mathbf{U}_p ดังสมการที่ (3.24)

$$\mathbf{W}_p = \left[\begin{array}{c} \text{Real} \\ \text{Imag} \end{array} \right]^T = \left[\begin{array}{c} w_{(p-1)+1} \ w_{(p-1)+2} \ \cdots \ w_{(p-1)+M_i K} \\ w_{(p-1)+M_i K+1} \ w_{(p-1)+M_i K+2} \ \cdots \ w_{(p-1)+2M_i K} \end{array} \right]^T \quad (3.24)$$

- 5.3) ขั้นตอนการรวมส่วนประกอบจริงและส่วนประกอบจินตภาพเป็นสัญลักษณ์เชิงซ้อน (merge to complex symbols) จะได้เอาต์พุตเวกเตอร์ $\tilde{\mathbf{W}}_p$ ขนาด $M_i K \times 1$ ดังสมการที่ (3.25)

$$\tilde{\mathbf{W}}_p = \begin{bmatrix} w_{(p-1)+1} + w_{(p-1)+M_i K+1} \\ w_{(p-1)+2} + w_{(p-1)+M_i K+2} \\ \vdots \\ w_{(p-1)+M_i K} + w_{(p-1)+2M_i K} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{w}_p^1 \\ \tilde{w}_p^2 \\ \vdots \\ \tilde{w}_p^{M_i K} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

- 5.4) ขั้นตอนการแมปสัญลักษณ์เชิงซ้อนเป็นเมทริกซ์คำรหัส (mapping to codeword matrix) โดยทำการปรับขนาดเวกเตอร์ $\tilde{\mathbf{W}}_p$ ขนาด $M_i K \times 1$ ให้เป็นเมทริกซ์บล็อกคำรหัสย่อย \mathbf{G}_p ขนาด $K \times M_i$ ดังสมการที่ (3.26)

$$\mathbf{G}_p = \begin{bmatrix} \tilde{w}_p^1 & \tilde{w}_p^{K+1} & \dots & \tilde{w}_p^{(M_i-1)K+1} \\ \tilde{w}_p^2 & \tilde{w}_p^{K+2} & \dots & \tilde{w}_p^{(M_i-1)K+2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{w}_p^K & \tilde{w}_p^{2K} & \dots & \tilde{w}_p^{M_i K} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

6) บล็อกคำรหัส \mathbf{C} เกิดจากการนำเมทริกซ์บล็อกคำรหัสย่อย \mathbf{G}_p มาเรียงต่อกันจำนวน P บล็อก เมื่อ $1 \leq p \leq P$ ดังสมการที่ (3.27)

$$\mathbf{C} = [\mathbf{G}_1^T \quad \mathbf{G}_2^T \quad \dots \quad \mathbf{G}_P^T]^T \quad (3.27)$$

3.4 ความซับซ้อนของระบบที่ใช้การเข้ารหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอ

ความซับซ้อนของอัลกอริทึมที่ใช้ในการคำนวณเป็นปัจจัยหนึ่งที่จะพิจารณานอกเหนือจากสมรรถนะของระบบ โดยทั่วไปแล้วระบบที่ให้ค่าสมรรถนะสูงย่อมต้องใช้อัลกอริทึมที่มีความซับซ้อนสูงตามไปด้วย การวัดความซับซ้อนอาจวัดได้จากการนับจำนวนฟลอป (flops ย่อมาจาก floating point operations) หรือทำการจับเวลาที่หน่วยประมวลผลกลาง (CPU) ของเครื่องคอมพิวเตอร์ใช้ในการประมวลผล ซึ่งอาจจะมีค่าแตกต่างกันไปขึ้นอยู่กับสถาปัตยกรรมของตัว CPU และแพลตฟอร์มของเครื่องคอมพิวเตอร์นั้นๆ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงมุ่งเน้นไปที่การนับจำนวนฟลอป ทั้งนี้เลือกใช้การตั้งข้อสมมติของค่าน้ำหนักของตัวดำเนินการตามที่ J. L. Hennessy และ D. A. Patterson เสนอไว้ในเอกสารอ้างอิงหมายเลข [51] กล่าวคือ การบวกหรือการคูณใช้ 1 ฟลอปต่อการดำเนินการหนึ่งครั้ง และการหารใช้ 4 ฟลอปต่อการดำเนินการหนึ่งครั้ง ในหัวข้อที่ 3.4 นี้จะทำการคำนวณความซับซ้อนของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อกที่ส่งบน 1 สัญญาณไอเอฟดีเอ็ม ซึ่งประกอบด้วยคลื่นพาห่อย่อยจำนวน N ความถี่และมีสายอากาศส่งจำนวน M_i สายอากาศ ดังนั้นขนาดบล็อกคำรหัสจึงเท่ากับ $N \times M_i$ และความซับซ้อนที่คำนวณได้มีหน่วยเป็นฟลอปต่อบล็อก (flops/block)

3.4.1 ความซับซ้อนของระบบที่ใช้รหัส SFBC-1

- ความซับซ้อนของภาคส่ง
 - ขั้นตอนการแบ่งลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ \mathbf{X} ขนาด $NM_i \times 1$ เป็นชุดลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ย่อย \mathbf{X}_p ขนาด $M_i K \times 1$ จำนวน P ชุด

∴ ในขั้นตอนนี้ไม่มีการดำเนินการใดเกิดขึ้น

- ขั้นตอนการคูณเมทริกซ์เข้ารหัสล่วงหน้า Θ ขนาด $M_r K \times M_r K$ กับชุดลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ย่อย \mathbf{X}_p ขนาด $M_r K \times 1$ ดังนั้นในขั้นตอนนี้สำหรับกรณีที่ส่งข้อมูลสัญลักษณ์จริง (เช่น BPSK rate-2) ใช้การบวกจำนวน $2M_r K (M_r K - 1)$ ครั้ง และการคูณจำนวน $2(M_r K)^2$ ครั้ง

∴ ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้ (กรณี BPSK rate-2)

$$= \text{ความซับซ้อนจากการบวก} + \text{ความซับซ้อนจากการคูณ}$$

$$= 2M_r K (M_r K - 1) + 2(M_r K)^2 \text{ ฟลอป}$$

$$= 4(M_r K)^2 - 2M_r K \text{ ฟลอป} \quad (3.28)$$

เนื่องจากการคูณจำนวนเชิงซ้อนสองจำนวนใช้การดำเนินการคูณจำนวน 4 ครั้ง และการบวกจำนวน 2 ครั้ง ดังนั้นในกรณีที่ส่งข้อมูลสัญลักษณ์เชิงซ้อน (เช่น QPSK rate-1) ใช้การบวกจำนวน $4K^2 - 2K$ ครั้ง และการคูณจำนวน $4K^2$ ครั้ง

∴ ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้ (กรณี QPSK rate-1)

$$= 4K^2 - 2K + 4K^2 \text{ ฟลอป}$$

$$= 8K^2 - 2K \text{ ฟลอป} \quad (3.29)$$

- ขั้นตอนการแปลงเวกเตอร์ \mathbf{W}_p ที่มีขนาด $M_r K \times 1$ เป็นเมทริกซ์ $\tilde{\mathbf{W}}_p$ ที่มีขนาด $K \times M_r$

∴ ในขั้นตอนนี้ไม่มีการดำเนินการใดเกิดขึ้น

- ขั้นตอนการนำเวกเตอร์รหัสตั้งฉากขนาด $K \times 1$ จำนวน M_r ชุด มาดำเนินการคูณแบบฮาดามาดกับเวกเตอร์แนวตั้งภายในเมทริกซ์ $\tilde{\mathbf{W}}_p$

∴ ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้ (กรณี BPSK rate-2)

$$= \text{ความซับซ้อนจากการบวก} + \text{ความซับซ้อนจากการคูณ}$$

$$= 2M_r K + 4M_r K \text{ ฟลอป}$$

$$= 6M_r K \text{ ฟลอป} \quad (3.30)$$

∴ ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้ (กรณี QPSK rate-1)

$$= \text{ความซับซ้อนจากการบวก} + \text{ความซับซ้อนจากการคูณ}$$

$$= 2K + \{2M_r K + 2K\} \text{ ฟลอป}$$

$$= 4K + 2M_r K \text{ ฟลอป} \quad (3.31)$$

- ขั้นตอนการนำเมทริกซ์บล็อกคาร์รหัสย่อย G_p มาเรียงต่อกันจำนวน P บล็อก เพื่อสร้างเมทริกซ์บล็อกคาร์รหัส C เนื่องจากต้องดำเนินการตามสมการที่ (3.28) และ (3.30) หรือสมการที่ (3.29) และ (3.31) จำนวน P ครั้ง

∴ ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้ (กรณี BPSK rate-2)

$$= P[4(M_r K)^2 - 2M_r K + 6M_r K] \text{ ฟลอป}$$

$$= 4P[(M_r K)^2 + M_r K] \text{ ฟลอป} \quad (3.32)$$

∴ ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้ (กรณี QPSK rate-1)

$$= P[8K^2 - 2K + 4K + 2M_r K] \text{ ฟลอป}$$

$$= P[8K^2 + 2M_r K + 2K] \text{ ฟลอป} \quad (3.33)$$

- ขั้นตอนการแปลงฟูริเยร์ดิสครีตผกผันโดยใช้อัลกอริทึม IFFT ขนาด N พอยต์ ทั้งนี้จะใช้ตัวเลขอ้างอิงความซับซ้อนในการคำนวณจากเอกสารอ้างอิงลำดับที่ [52] ในกรณีที่อาศัยอัลกอริทึม radix-4 พบว่ามีการดำเนินการที่เป็นการคูณแบบเชิงซ้อนหรือการหมุนเฟสทั้งสิ้น $\frac{3}{8}N[(\log_2 N) - 2]$ ครั้ง และมีการดำเนินการที่เป็นการบวกแบบเชิงซ้อนทั้งสิ้น $N \log_2 N$ ครั้ง โดยต้องทำการแปลง IFFT ขนาด N พอยต์ให้กับสัญลักษณ์ของสายอากาศส่งจำนวน M_r เสา

∴ ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้

$$= M_r \left\{ \frac{3}{8}N[(\log_2 N) - 2] + N \log_2 N \right\} \text{ ฟลอป}$$

$$= \frac{NM_t}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \text{ ฟลอป} \quad (3.34)$$

- ขั้นตอนการเติม cyclic prefix เพื่อป้องกันการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์
 \therefore ในขั้นตอนนี้ไม่มีการดำเนินการใดเกิดขึ้น

ดังนั้นความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่งของระบบที่เสนอแบบแผนที่ 1

(กรณี BPSK rate-2)

$$= 4P \left[(M_t K)^2 + M_t K \right] + \frac{NM_t}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \text{ ฟลอป} \quad (3.35)$$

(กรณี QPSK rate-1)

$$= P \left[8K^2 + 2M_t K + 2K \right] + \frac{NM_t}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \text{ ฟลอป} \quad (3.36)$$

- ความซับซ้อนของภาครับ

- ขั้นตอนการจัด cyclic prefix

\therefore ในขั้นตอนนี้ไม่มีการดำเนินการใดเกิดขึ้น

- ขั้นตอนการแปลงฟูรีเยร์ดิสครีตโดยใช้อัลกอริทึม FFT ขนาด N พอยต์ในการคำนวณโดยอาศัยอัลกอริทึม radix-4 ใช้การดำเนินการที่เป็นการคูณแบบเชิงซ้อนหรือการหมุนเฟสทั้งสิ้น $\frac{3}{8} N [(\log_2 N) - 2]$ ครั้ง และใช้การดำเนินการที่เป็นการบวกแบบเชิงซ้อนทั้งสิ้น $N \log_2 N$ ครั้ง โดยต้องทำการแปลง FFT ขนาด N พอยต์ให้กับสัญลักษณ์ของสายอากาศรับจำนวน M_r เส้า ในแต่ละโอเอฟดีเอ็มสลิตจำนวน M_r สลิต ดังนั้นคือต้องทำการแปลง FFT ทั้งหมด $M_r M_r$ ครั้ง
 \therefore ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้

$$= M_r M_r \left\{ \frac{3}{8} N [(\log_2 N) - 2] + N \log_2 N \right\} \text{ ฟลอป}$$

$$= \frac{NM_r M_r}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \text{ ฟลอป} \quad (3.37)$$

- ขั้นตอนการตรวจจับข่าวดาวสารของตัวตรวจจับแบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุดโดยอาศัยข้อมูลที่ได้จากเวกเตอร์สัญญาณรับจำนวน M_r ชุด โดยอ้างถึงสมการที่ (3.13)

$$\hat{\mathbf{D}}^p = \arg \min_{\mathbf{D}^p} \sum_{j=1}^{M_r} \text{tr} \left(\left(\mathbf{Y}_j^p - \sqrt{\frac{\rho}{M_t}} \mathbf{D}^p \mathbf{H}_j^p \right)^\dagger \left(\mathbf{Y}_j^p - \sqrt{\frac{\rho}{M_t}} \mathbf{D}^p \mathbf{H}_j^p \right) \right)$$

1) ขั้นตอนการหาค่า $\left(\mathbf{Y}_j^p - \sqrt{\frac{\rho}{M_t}} \mathbf{D}^p \mathbf{H}_j^p \right)$ แยกพิจารณาได้ดังนี้

- มีการคูณเมทริกซ์ \mathbf{D}^p ขนาด $K \times M_t K$ กับเมทริกซ์ \mathbf{H}_j^p ขนาด $M_t K \times 1$ จำนวน 1 ครั้ง จึงใช้การดำเนินการที่เป็นการบวกแบบเชิงซ้อนจำนวน $3M_t K^2 - K$ ครั้ง และการดำเนินการที่เป็นการคูณแบบเชิงซ้อนจำนวน $4M_t K^2$ ครั้ง

- การคูณ สเกลาร์ $\sqrt{\frac{\rho}{M_t}}$ กับเมทริกซ์ขนาด $K \times 1$ จำนวน 1 ครั้ง ใช้การดำเนินการที่เป็นการคูณแบบเชิงซ้อนจำนวน $2K$ ครั้ง

- การลบเมทริกซ์ \mathbf{Y}_j^p ขนาด $K \times 1$ กับเมทริกซ์ $\sqrt{\frac{\rho}{M_t}} \mathbf{D}^p \mathbf{H}_j^p$ ขนาด $K \times 1$ จำนวน 1 ครั้ง ใช้การดำเนินการที่เป็นการบวกแบบเชิงซ้อนจำนวน $2K$ ครั้ง

∴ ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้

$$= 3M_t K^2 - K + 4M_t K^2 + 2K + 2K \text{ ฟลอป}$$

$$= 7M_t K^2 + 3K \text{ ฟลอป} \quad (3.38)$$

2) ขั้นตอนการหาสังยุคเชิงซ้อนของเมทริกซ์สลับเปลี่ยน (complex conjugate transpose of a matrix) ขนาด $K \times 1$ ใช้การดำเนินการที่เป็นการคูณจำนวน K ครั้ง

∴ ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้

$$= K \text{ ฟลอป} \quad (3.39)$$

3) ขั้นตอนการคูณเมทริกซ์ขนาด $1 \times K$ กับเมทริกซ์ขนาด $K \times 1$ ใช้การดำเนินการที่เป็นการบวกแบบเชิงซ้อนจำนวน $4K - 2$ ครั้ง และการดำเนินการที่เป็นการคูณแบบเชิงซ้อนจำนวน $4K$ ครั้ง

\therefore ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้

$$= 8K - 2 \text{ ฟลอป} \quad (3.40)$$

4) ขั้นตอนการหาเทรซและบวกจำนวนเชิงซ้อนจำนวน M_r ตัว ใช้การดำเนินการที่เป็นการบวกแบบเชิงซ้อนจำนวน $2(M_r - 1)$ ครั้ง

\therefore ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้

$$= 2(M_r - 1) \text{ ฟลอป} \quad (3.41)$$

5) ขั้นตอนการตัดสินใจค่า $\hat{\mathbf{D}}^p$ จากความน่าจะเป็นจริงสูงสุดของ \mathbf{D}^p ในทุกๆ กรณีที่เป็นไปได้จำนวนทั้งสิ้น $2^{M_r K}$ กรณี

\therefore ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนการตรวจจับข่าวสารจากบล็อกคำรหัสย่อย

$$= 2^{M_r K} \times [\text{ความซับซ้อนขั้นตอนที่ 1) + ขั้นตอนที่ 2) + ขั้นตอนที่ 3) + ขั้นตอนที่ 4)]$$

$$= 2^{M_r K} [7M_r K^2 + 3K + K + 8K - 2 + 2(M_r - 1)] \text{ ฟลอป}$$

$$= 2^{M_r K} [7M_r K^2 + 12K + 2M_r - 4] \text{ ฟลอป} \quad (3.42)$$

ดังนั้นความซับซ้อนทั้งหมดของภาครับของระบบที่เสนอแบบแผนที่ 1

$$= \frac{NM_r M_r}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) + 2^{M_r K} P [7M_r K^2 + 12K + 2M_r - 4] \text{ ฟลอป} \quad (3.43)$$

ดังนั้นความซับซ้อนทั้งหมดของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอแบบแผนที่ 1 (กรณี BPSK rate-2)

= ความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่ง + ความซับซ้อนทั้งหมดของภาครับ

$$\begin{aligned}
&= 4P \left[(M_r K)^2 + M_r K \right] + \frac{NM_t}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \\
&\quad + \frac{NM_t M_r}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) + 2^{M_r K} P \left[7M_r K^2 + 12K + 2M_r - 4 \right]
\end{aligned} \tag{3.44}$$

फलप

ดังนั้นความซับซ้อนทั้งหมดของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอแบบแผนที่ 1 (กรณี QPSK rate-1)

$$\begin{aligned}
&= \text{ความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่ง} + \text{ความซับซ้อนทั้งหมดของภาครับ} \\
&= P \left[8K^2 + 2M_r K + 2K \right] + \frac{NM_t}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \\
&\quad + \frac{NM_t M_r}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) + 2^{M_r K} P \left[7M_r K^2 + 12K + 2M_r - 4 \right]
\end{aligned} \tag{3.45}$$

फलप

3.4.2 ความซับซ้อนของระบบที่ใช้รหัส SFBC-2

- ความซับซ้อนของภาคส่ง
 - ขั้นตอนการแบ่งลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ \mathbf{X} ขนาด $NM_t \times 1$ เป็นชุดลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ย่อย \mathbf{X}_p ขนาด $M_r K \times 1$ จำนวน P ชุด
 \therefore ในขั้นตอนนี้ไม่มีการดำเนินการใดเกิดขึ้น
 - ขั้นตอนการแบ่งชุดลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ย่อยเชิงซ้อนออกเป็นส่วนประกอบจริงและส่วนประกอบจินตภาพ
 \therefore ในขั้นตอนนี้ไม่มีการดำเนินการใดเกิดขึ้น
 - ขั้นตอนการเข้ารหัสล่วงหน้า สำหรับกรณีที่ส่งข้อมูลสัญลักษณ์ R-BPSK rate-2 ใช้การบวกโดยทำการคูณเมทริกซ์หมุน \mathbf{M} ขนาด $2M_r K \times 2M_r K$ ด้วยเวกเตอร์ส่วนประกอบย่อย \mathbf{U}_p ขนาด $2M_r K \times 1$ ใช้การดำเนินการที่เป็นการบวกจำนวน $4(M_r K)^2 - 2M_r K$ ครั้ง และการดำเนินการที่เป็นการคูณจำนวน $4(M_r K)^2$ ครั้ง
 \therefore ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้ (กรณี R-BPSK rate-2)

$$= 4(M_r K)^2 - 2M_r K + 4(M_r K)^2 \text{ ฟลอป}$$

$$= 8(M_r K)^2 - 2M_r K \text{ ฟลอป} \quad (3.46)$$

ในกรณีที่ส่งข้อมูลสัญลักษณ์ R-QPSK rate-1 ใช้การบวกโดยทำการคูณเมทริกซ์ หมุน \mathbf{M} ขนาด $M_r K \times M_r K$ ด้วยเวกเตอร์ส่วนประกอบย่อย \mathbf{U}_p ขนาด $M_r K \times 1$ ใช้การดำเนินการที่เป็นการบวกจำนวน $(M_r K)^2 - M_r K$ ครั้ง และการดำเนินการที่เป็นการคูณจำนวน $(M_r K)^2$ ครั้ง

∴ ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้ (กรณี R-QPSK rate-1)

$$\begin{aligned} &= (M_r K)^2 - M_r K + (M_r K)^2 \text{ ฟลอป} \\ &= 2(M_r K)^2 - M_r K \text{ ฟลอป} \end{aligned} \quad (3.47)$$

- ขั้นตอนการรวมส่วนประกอบจริงและส่วนประกอบจินตภาพเป็นสัญลักษณ์เชิงซ้อน

∴ ในขั้นตอนนี้ไม่มีการดำเนินการใดเกิดขึ้น

- ขั้นตอนการแมปสัญลักษณ์เชิงซ้อนเป็นเมทริกซ์ค่ารหัส

∴ ในขั้นตอนนี้ไม่มีการดำเนินการใดเกิดขึ้น

- ขั้นตอนการนำเมทริกซ์บล็อกค่ารหัสย่อย \mathbf{G}_p มาเรียงต่อกันจำนวน P บล็อก เพื่อสร้างเมทริกซ์บล็อกค่ารหัส \mathbf{C} เนื่องจากต้องดำเนินการตามสมการที่ (3.46) หรือสมการที่ (3.47) จำนวน P ครั้ง

∴ ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้ (กรณี R-BPSK rate-2)

$$= P[8(M_r K)^2 - 2M_r K] \text{ ฟลอป} \quad (3.48)$$

∴ ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้ (กรณี R-QPSK rate-1)

$$= P[2(M_r K)^2 - M_r K] \text{ ฟลอป} \quad (3.49)$$

- ขั้นตอนการแปลงฟูรีเยร์ดิสครีตผกผันโดยใช้อัลกอริทึม IFFT ขนาด N พอยต์ มีขั้นตอนการคำนวณเช่นเดียวกับขั้นตอนการแปลงฟูรีเยร์ดิสครีตผกผันของภาคส่งสำหรับรหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอแบบแผนที่ 1 ในหัวข้อ 3.4.1
 \therefore ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้

$$= \frac{NM_t}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \text{ ฝลอป} \quad (3.50)$$

- ขั้นตอนการเติม cyclic prefix เพื่อป้องกันการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์
 \therefore ในขั้นตอนนี้ไม่มีการดำเนินการใดเกิดขึ้น

ดังนั้นความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่งของระบบที่เสนอแบบแผนที่ 2 (กรณี R-BPSK rate-2)

$$= P \left[8(M_t K)^2 - 2M_t K \right] + \frac{NM_t}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \text{ ฝลอป} \quad (3.51)$$

ดังนั้นความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่งของระบบที่เสนอแบบแผนที่ 2 (กรณี R-QPSK rate-1)

$$= P \left[2(M_t K)^2 - M_t K \right] + \frac{NM_t}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \text{ ฝลอป} \quad (3.52)$$

- ความซับซ้อนของภาครับ
 - มีขั้นตอนการคำนวณเช่นเดียวกับภาครับของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอแบบแผนที่ 1 ในหัวข้อ 3.4.1

ดังนั้นความซับซ้อนทั้งหมดของภาครับของระบบที่เสนอแบบแผนที่ 2

$$= \frac{NM_t M_r}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) + 2^{M_r K} P \left[7M_t K^2 + 12K + 2M_r - 4 \right] \text{ ฝลอป} \quad (3.53)$$

ดังนั้นความซับซ้อนทั้งหมดของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอแบบแผนที่ 2 (กรณี R-BPSK rate-2)

$$\begin{aligned}
 &= \text{ความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่ง} + \text{ความซับซ้อนทั้งหมดของภาครับ} \\
 &= P \left[8(M_t K)^2 - 2M_t K \right] + \frac{NM_t}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \\
 &\quad + \frac{NM_t M_r}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) + 2^{M_t K} P \left[7M_t K^2 + 12K + 2M_r - 4 \right] \quad \text{พลอป} \quad (3.54)
 \end{aligned}$$

ดังนั้นความซับซ้อนทั้งหมดของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอแบบแผนที่ 2 (กรณี R-QPSK rate-1)

$$\begin{aligned}
 &= \text{ความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่ง} + \text{ความซับซ้อนทั้งหมดของภาครับ} \\
 &= P \left[2(M_t K)^2 - M_t K \right] + \frac{NM_t}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \\
 &\quad + \frac{NM_t M_r}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) + 2^{M_t K} P \left[7M_t K^2 + 12K + 2M_r - 4 \right] \quad \text{พลอป} \quad (3.55)
 \end{aligned}$$

3.4.3 สรุปความซับซ้อนของแต่ละระบบที่ใช้รหัส SFBC-1 และรหัส SFBC-2

ในหัวข้อนี้จะสรุปความซับซ้อนทางการคำนวณของแต่ละระบบที่ใช้รหัส SFBC-1 และรหัส SFBC-2 ซึ่งได้พิจารณาในหัวข้อที่ 3.41-3.42 ดังตารางที่ 3.1 และจะแยกความซับซ้อนที่เกิดจากการบวกหรือการลบ และความซับซ้อนที่เกิดจากการคูณของแต่ละระบบออกจากกัน ดังตารางที่ 3.2

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ตารางที่ 3.1 ความซับซ้อนทางการคำนวณของแต่ละระบบที่ใช้รหัส SFBC-1 และรหัส SFBC-2

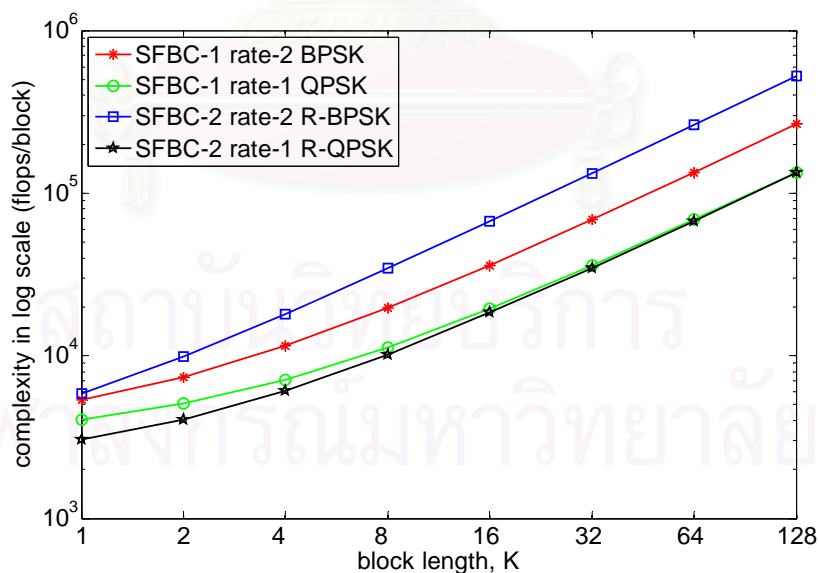
รหัส SFBC	ความซับซ้อน (flops/block)
SFBC-1 (BPSK rate-2)	$4P \left[(M_t K)^2 + M_t K \right] + \frac{NM_t}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right)$ $+ \frac{NM_t M_r}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) + 2^{M_t K} P \left[7M_t K^2 + 12K + 2M_r - 4 \right]$
SFBC-1 (QPSK rate-1)	$P \left[8K^2 + 2M_t K + 2K \right] + \frac{NM_t}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right)$ $+ \frac{NM_t M_r}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) + 2^{M_t K} P \left[7M_t K^2 + 12K + 2M_r - 4 \right]$
SFBC-2 (BPSK rate-2)	$P \left[8(M_t K)^2 - 2M_t K \right] + \frac{NM_t}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right)$ $+ \frac{NM_t M_r}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) + 2^{M_t K} P \left[7M_t K^2 + 12K + 2M_r - 4 \right]$
SFBC-2 (QPSK rate-1)	$P \left[2(M_t K)^2 - M_t K \right] + \frac{NM_t}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right)$ $+ \frac{NM_t M_r}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) + 2^{M_t K} P \left[7M_t K^2 + 12K + 2M_r - 4 \right]$

ตารางที่ 3.2 ความซับซ้อนทางการคำนวณซึ่งเกิดจากการบวกหรือการลบ และความซับซ้อนที่เกิดจากการคูณของแต่ละระบบที่ใช้รหัส SFBC-1 และรหัส SFBC-2

รหัส SFBC	การบวกหรือการลบ (flops/block)	การคูณ (flops/block)
SFBC-1 (BPSK rate-2)	$P[2M_t K(M_t K - 1) + 2M_t K]$ $+ M_t [N \log_2 N] + M_t M_r [N \log_2 N]$ $+ 2^{M_t K} [3M_t K^2 - K + 2K + 4K - 2 + 2(M_r - 1)]$	$P[2(M_t K)^2 + 4M_t K]$ $+ M_t \left[\frac{3}{8} N [(\log_2 N) - 2] \right]$ $+ M_t M_r \left[\frac{3}{8} N [(\log_2 N) - 2] \right]$ $+ 2^{M_t K} [4M_t K^2 + 2K + K + 4K]$
SFBC-1 (QPSK rate-1)	$P[4K^2 - 2K + 2K]$ $+ M_t [N \log_2 N] + M_t M_r [N \log_2 N]$ $+ 2^{M_t K} [3M_t K^2 - K + 2K + 4K - 2 + 2(M_r - 1)]$	$P[4K^2 + 2M_t K + 2K]$ $+ M_t \left[\frac{3}{8} N [(\log_2 N) - 2] \right]$ $+ M_t M_r \left[\frac{3}{8} N [(\log_2 N) - 2] \right]$ $+ 2^{M_t K} [4M_t K^2 + 2K + K + 4K]$
SFBC-2 (BPSK rate-2)	$P[4(M_t K)^2 - 2M_t K]$ $+ M_t [N \log_2 N] + M_t M_r [N \log_2 N]$ $+ 2^{M_t K} [3M_t K^2 - K + 2K + 4K - 2 + 2(M_r - 1)]$	$P[4(M_t K)^2]$ $+ M_t \left[\frac{3}{8} N [(\log_2 N) - 2] \right]$ $+ M_t M_r \left[\frac{3}{8} N [(\log_2 N) - 2] \right]$ $+ 2^{M_t K} [4M_t K^2 + 2K + K + 4K]$
SFBC-2 (QPSK rate-1)	$P[(M_t K)^2 - M_t K]$ $+ M_t [N \log_2 N] + M_t M_r [N \log_2 N]$ $+ 2^{M_t K} [3M_t K^2 - K + 2K + 4K - 2 + 2(M_r - 1)]$	$P[(M_t K)^2]$ $+ M_t \left[\frac{3}{8} N [(\log_2 N) - 2] \right]$ $+ M_t M_r \left[\frac{3}{8} N [(\log_2 N) - 2] \right]$ $+ 2^{M_t K} [4M_t K^2 + 2K + K + 4K]$

ตารางที่ 3.3 ความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่งของระบบที่ใช้รหัส SFBC-1 และรหัส SFBC-2 จาก
การแทนค่าพารามิเตอร์

N	M_t	K	P	SFBC-1 (BPSK)	SFBC-1 (QPSK)	SFBC-2 (R-BPSK)	SFBC-2 (R-QPSK)
128	2	1	128	5,344	4,064	5,856	3,040
128	2	2	64	7,392	5,088	9,952	4,064
128	2	4	32	11,488	7,136	18,144	6,112
128	2	8	16	19,680	11,232	34,528	10,208
128	2	16	8	36,064	19,424	67,296	18,400
128	2	32	4	68,832	35,808	132,832	34,784
128	2	64	2	134,368	68,576	263,904	67,552
128	2	128	1	265,440	134,112	526,048	133,088



รูปที่ 3.5 ความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่งของระบบที่ใช้รหัส SFBC-1 และรหัส SFBC-2 จากการ
แปรค่าพารามิเตอร์ K ในกรณี $M_t = 2$ และ $N = 128$

ข้อมูลในตารางที่ 3.3 ได้มาจากการกำหนดค่าคงที่ $M_r = 2$ และ $N = 128$ แล้วจึงแปรค่าพารามิเตอร์ K โดยกำหนดให้ $K = 2^\Omega$ เมื่อ $\Omega = 0, 1, \dots, 7$ และเพื่อมิให้อัตราส่งข้อมูลสัญลักษณ์ต่อการใช้ช่องสัญญาณต่ำกว่า M_r pcu ดังนั้นค่า N/K จึงควรหารลงตัว จากนั้นจึงทำการคำนวณค่าความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่งของระบบที่เสนอตามสมการที่ (3.35), (3.36), (3.51) และ (3.52) แล้วนำค่าความซับซ้อนที่คำนวณได้สำหรับแต่ละวิธีมาพล็อตกราฟเทียบกับค่า K บนสเกล log-log ดังรูปที่ 3.5 โดยเมื่อเปรียบเทียบจากการกำหนดให้จำนวนข้อมูลสัญลักษณ์ต่อบล็อกคำรหัสเท่ากัน สำหรับในกรณี rate-1 พบว่าระบบที่ใช้รหัส SFBC-2 R-QPSK มีความซับซ้อนทางการคำนวณต่ำกว่าระบบที่ใช้รหัส SFBC-1 QPSK ตลอดช่วงข้อมูลที่พิจารณา ทั้งนี้ในช่วงที่ค่า $K \leq 16$ ผลต่างระหว่างสองกราฟห่างกันอย่างชัดเจน และโดยทั่วไปแล้วจะเลือกค่า K ที่ไม่สูงนักเพื่อลดความซับซ้อนในกระบวนการถอดรหัส แต่สำหรับในกรณี rate-2 พบว่าการเปลี่ยนรูปแบบการจัดวางกลุ่มสัญลักษณ์จาก BPSK เป็นแบบ R-BPSK ส่งผลให้ค่าความซับซ้อนของระบบภาคส่งสูงขึ้น เนื่องจากมีการดำเนินการกับข้อมูลสัญลักษณ์เชิงซ้อน โดยผลต่างระหว่างสองกราฟจะค่อนข้างคงที่ในช่วงที่ค่า $K \geq 16$ ซึ่งหากพิจารณาที่ค่าประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมเท่ากันพบว่าความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่งของระบบที่ใช้รหัสในกลุ่ม rate-2 จะสูงกว่าระบบที่ใช้รหัสในกลุ่ม rate-1 เสมอ

3.5 แบบจำลองระบบโดยใช้รหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอ (STFBC)

ชุดข้อมูลสัญลักษณ์จะถูกเข้ารหัสช่องสัญญาณบนแกนความถี่โดยอาศัยเทคนิคโอเอฟดีเอ็ม จากนั้นจึงทำการส่งสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มผ่านสายอากาศส่งจำนวน M_r สายอากาศ, N คลื่นพหุย่อยและช่วงเวลา M_b โอเอฟดีเอ็มบล็อกที่ติดกัน ในเบื้องต้นจะให้นิยามค่าอัตราส่งสัญลักษณ์ต่อการใช้ช่องสัญญาณ (pcu) ดังสมการที่ (3.56)

$$R = \frac{N_s}{NM_b} \quad (3.56)$$

เมื่อ N_s คือจำนวนข้อมูลสัญลักษณ์ต่อบล็อกที่เข้ารหัส STFBC โดยสามารถแสดงเมทริกซ์คำรหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่ขนาด $N \times M_r M_b$ ดังสมการที่ (3.57)

$$\mathbf{C} = [\mathbf{C}^1 \quad \mathbf{C}^2 \quad \dots \quad \mathbf{C}^{M_b}] \quad (3.57)$$

โดยที่เมทริกซ์สัญลักษณ์ \mathbf{C}^u ขนาด $N \times M_r$ เป็นดังสมการที่ (3.58)

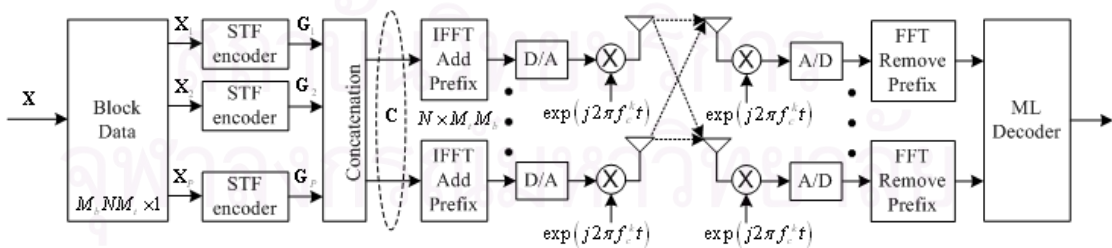
$$\mathbf{C}^u = [\mathbf{c}_1^u \quad \mathbf{c}_2^u \quad \cdots \quad \mathbf{c}_{M_t}^u]$$

$$= \begin{bmatrix} c_1^u(0) & c_2^u(0) & \cdots & c_{M_t}^u(0) \\ c_1^u(1) & c_2^u(1) & \cdots & c_{M_t}^u(1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_1^u(N-1) & c_2^u(N-1) & \cdots & c_{M_t}^u(N-1) \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

เมื่อ $\mathbf{c}_i^u = [c_i^u(0) \quad c_i^u(1) \quad \cdots \quad c_i^u(N-1)]^T$ แทนเวกเตอร์ค่ารหัสในโอเอฟดีเอ็มบล็อกลำดับที่ u สำหรับ $u=1,2,\dots,M_b$ ซึ่งส่งผ่านสายอากาศส่งลำดับที่ i สำหรับ $i=1,2,\dots,M_t$ ทั้งนี้สังเกตได้ว่าชุดข้อมูลสัญลักษณ์จะถูกเข้ารหัสได้เป็นจำนวนเชิงซ้อนและเวกเตอร์ค่ารหัส \mathbf{c}_i^u ซึ่งมีขนาด $N \times 1$ จะถูกส่งบนคลื่นพหุย่อยของแต่ละสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม สำหรับ $n=0,1,\dots,N-1$ เมื่อ N คือจำนวนคลื่นพหุย่อยของ 1 สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม เพื่อให้เป็นไปตามกฎของกำลังงาน ดังนั้นกำลังงานรวมของเมทริกซ์ค่ารหัสของรหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่ขนาด $N \times M_t M_b$ จะถูกนอร์มัลไลซ์ดังสมการที่ (3.59)

$$E \|\mathbf{C}\|_F^2 = M_b N M_t \quad (3.59)$$

โดยที่ $\|\cdot\|_F$ แทนค่าไฟรบินูสโนรม หลังจากผ่านกระบวนการแปลงฟูริเยร์ผกผันอย่างรวดเร็วขนาด N พอยต์ตามแนวตั้งของเมทริกซ์สัญลักษณ์ \mathbf{C}^u และเติม cyclic prefix เข้าไปในช่วงเวลาคุมแล้วในกระบวนการสุดท้ายจึงทำการส่งสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มจำนวน M_t สัญลักษณ์ผ่านสายอากาศส่งพร้อมกันจำนวน M_t สายอากาศสำหรับช่วงเวลา M_b โอเอฟดีเอ็มบล็อก



รูปที่ 3.6 แผนภาพแบบจำลองระบบโดยใช้รหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอ

ภาครับประกอบด้วยสายอากาศรับจำนวน M_r สายอากาศ สำหรับสัญญาณที่แต่ละสายอากาศรับจะประกอบไปด้วยการทับซ้อนของสัญญาณจำนวน M_t เส้นทางที่ต่างกัน ในที่นี้กำหนดให้แต่ละองค์ประกอบแถวลำดับของสายอากาศส่งและสายอากาศรับมีระยะห่างที่ทำให้เฟดดิ้งระหว่างสายอากาศส่งและสายอากาศรับแต่ละคู่อิสระจากกัน ภายใต้ข้อสมมติว่ามีการซิงโครไนซ์สมบูรณ์ระหว่างภาคส่งและภาครับ

สายอากาศรับแต่ละสายอากาศได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก หลังจากนั้นสัญญาณรับผ่านวงจรกรองแบบผ่านต่ำและวงจรแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัลแล้วจึงลบ cyclic prefix ออกไปก่อนที่จะนำสัญญาณรับไปตีมอดูเลตโดยอาศัยกระบวนการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็ว ทั้งนี้สามารถเขียนสัญญาณรับบนคลื่นพาหีย่อยลำดับที่ n สำหรับสายอากาศรับลำดับที่ j ในโอเอฟดีเอ็มบล็อกลำดับที่ u ได้ดังสมการที่ (3.60)

$$y_j^u(n) = \sqrt{\frac{\rho}{M_t}} \sum_{i=1}^{M_t} c_i^u(n) H_{i,j}^u(n) + z_j^u(n) \quad (3.60)$$

เมื่อแฟคเตอร์ $\sqrt{\frac{\rho}{M_t}}$ ใช้สำหรับการปรับน้ำหนักค่าเฉลี่ยอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่แต่ละสายอากาศรับให้เป็นอิสระจากการแปรค่าจำนวนสายอากาศส่ง ส่วนพารามิเตอร์ $H_{i,j}^u(n)$ แทนผลตอบสนองเชิงความถี่ของช่องสัญญาณบนคลื่นพาหีย่อยลำดับที่ n ในโอเอฟดีเอ็มบล็อกลำดับที่ u สำหรับสายอากาศส่งลำดับที่ i และสายอากาศรับลำดับที่ j นั่นคือ

$$H_{i,j}^u(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{i,j}^u(l) \exp(-j2\pi n\tau_l/T) \quad (3.61)$$

เมื่อ $T = 1/\Delta f$ แทนคาบสัญญาณโมโนโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งมีค่าเท่ากับส่วนกลับของผลต่างความถี่ของคลื่นพาหีย่อยลำดับที่ติดกัน นอกจากนี้ยังสามารถเขียนสัญญาณรับสำหรับสายอากาศรับลำดับที่ j ในรูปแบบเวกเตอร์ได้ดังสมการที่ (3.62)

$$\mathbf{Y}_j = \sqrt{\rho/M_t} \mathbf{D} \mathbf{H}_j + \mathbf{Z}_j, \quad j = 1, 2, \dots, M_r \quad (3.62)$$

เมื่อ \mathbf{D} แทนเมทริกซ์ข้อมูลขนาด $M_b N \times M_b N M_t$ ซึ่งเกิดจากการแปลงเมทริกซ์ค่ารหัส \mathbf{C} ของรหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่ โดยจะกล่าวถึงในรายละเอียดถัดไปและสามารถเขียนเมทริกซ์ข้อมูล \mathbf{D} ได้ดังสมการที่ (3.63)

$$\mathbf{D} = [\mathbf{D}_1 \quad \mathbf{D}_2 \quad \dots \quad \mathbf{D}_{M_t}] \quad (3.63)$$

โดยที่ \mathbf{D}_i แทนเมทริกซ์ทแยงของข้อมูลค่ารหัสขนาด $M_b N \times M_b N$ ซึ่งถูกส่งบนสายอากาศส่งลำดับที่ i เมื่อ $i = 1, 2, \dots, M_t$ ดังสมการที่ (3.64)

$$\mathbf{D}_i = \text{diag}(c_i(0), c_i(1), \dots, c_i(M_b N - 1)) \quad (3.64)$$

และเวกเตอร์ช่องสัญญาณ \mathbf{H}_j ขนาด $M_b N M_t \times 1$ เป็นดังสมการที่ (3.65)

$$\mathbf{H}_j = [H_{1,j}^T \ H_{2,j}^T \ \dots \ H_{M_t,j}^T]^T \quad (3.65)$$

เมื่อ $H_{i,j} = [H_{i,j}^1(0) \ H_{i,j}^1(1) \ \dots \ H_{i,j}^1(N-1) \ \dots \ H_{i,j}^{M_b}(0) \ H_{i,j}^{M_b}(1) \ \dots \ H_{i,j}^{M_b}(N-1)]^T$ และจากสมการที่ (3.62) เวกเตอร์สัญญาณรับที่สายอากาศรับลำดับที่ j มีขนาด $M_b N \times 1$ สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.66)

$$\mathbf{Y}_j = [(\mathbf{y}_j^1)^T \ (\mathbf{y}_j^2)^T \ \dots \ (\mathbf{y}_j^{M_b})^T]^T \quad (3.66)$$

โดยที่

$$\mathbf{y}_j^u = [y_j^u(0) \ \dots \ y_j^u(N-1)]^T, \quad u = 1, 2, \dots, M_b \quad (3.67)$$

ทั้งนี้เวกเตอร์สัญญาณรบกวนที่สายอากาศรับลำดับที่ j ซึ่งแทนด้วยสัญลักษณ์ \mathbf{Z}_j มีขนาดเท่ากับเวกเตอร์สัญญาณรับที่สายอากาศรับลำดับที่ j ในสมการที่ (3.66) โดยเป็นดังสมการที่ (3.68)

$$\mathbf{Z}_j = [(\mathbf{z}_j^1)^T \ (\mathbf{z}_j^2)^T \ \dots \ (\mathbf{z}_j^{M_b})^T]^T \quad (3.68)$$

โดยที่

$$\mathbf{z}_j^u = [z_j^u(0) \ \dots \ z_j^u(N-1)]^T, \quad u = 1, 2, \dots, M_b \quad (3.69)$$

กำหนดให้ภาครับรู้ค่าสถานะช่องสัญญาณสมบูรณ์ แต่ภาคส่งไม่มีข้อมูลสถานะช่องสัญญาณ โดยอาศัยเครื่องรับที่มีเกณฑ์อยู่บนพื้นฐานของความน่าจะเป็นจริงสูงสุดและทำการตัดสินใจโดยอาศัยข้อมูลที่ได้จากเวกเตอร์สัญญาณรับจำนวน M_t ชุด ดังนั้นจึงสามารถเขียนเกณฑ์การตัดสินใจได้ดังสมการที่ (3.70)

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{D}} &= \arg \min_{\mathbf{D}} \sum_{j=1}^{M_r} \left\| \mathbf{Y}_j - \sqrt{\frac{\rho}{M_t}} \mathbf{D} \mathbf{H}_j \right\|_F^2 \\ &= \arg \min_{\mathbf{D}} \sum_{j=1}^{M_r} \text{tr} \left(\left(\mathbf{Y}_j - \sqrt{\frac{\rho}{M_t}} \mathbf{D} \mathbf{H}_j \right)^\dagger \left(\mathbf{Y}_j - \sqrt{\frac{\rho}{M_t}} \mathbf{D} \mathbf{H}_j \right) \right)\end{aligned}\quad (3.70)$$

เนื่องจากการเข้ารหัสล่วงหน้าของชุดข้อมูลสัญลักษณ์ใน 1 บล็อกรหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่ที่มีความเป็นอิสระต่อกันในระดับบล็อกคำรหัสย่อยจำนวน P บล็อก สำหรับ $P = N/K$ โดยที่ $1 \leq K \leq N$ และ $1 \leq p \leq P$ ดังนั้นสมการที่ (3.70) จึงสามารถพิจารณาเครื่องรับที่มีเกณฑ์อยู่บนพื้นฐานของความน่าจะเป็นจริงสูงสุดในระดับบล็อกคำรหัสย่อยได้ดังสมการที่ (3.71)

$$\hat{\mathbf{D}}^p = \arg \min_{\mathbf{D}^p} \sum_{j=1}^{M_r} \text{tr} \left(\left(\mathbf{Y}_j^p - \sqrt{\frac{\rho}{M_t}} \mathbf{D}^p \mathbf{H}_j^p \right)^\dagger \left(\mathbf{Y}_j^p - \sqrt{\frac{\rho}{M_t}} \mathbf{D}^p \mathbf{H}_j^p \right) \right)\quad (3.71)$$

เมื่อ $\mathbf{D}^p = [\mathbf{D}_1^p \quad \mathbf{D}_2^p \quad \dots \quad \mathbf{D}_{M_t}^p]$

$$\mathbf{D}_i^p = \text{diag} \{ c_i((p-1)M_bK), c_i((p-1)M_bK+1), \dots, c_i(pM_bK-1) \},$$

$$1 \leq i \leq M_t$$

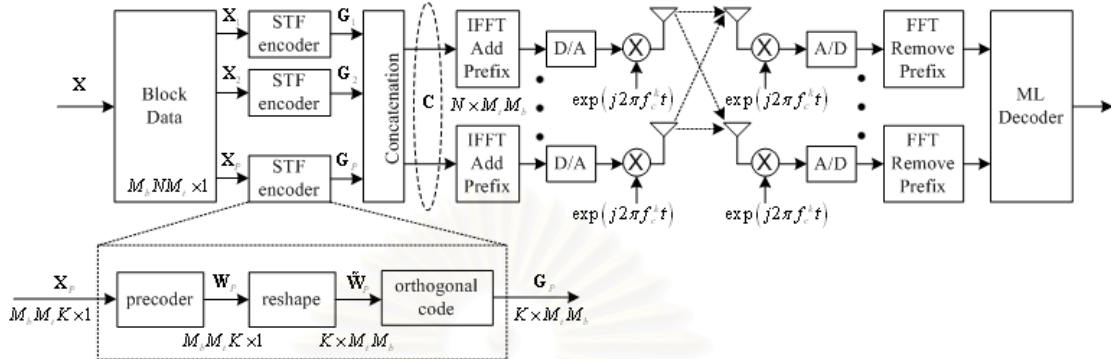
$$\mathbf{Y}_j^p = [y_j((p-1)K) \quad y_j((p-1)K+1) \quad \dots \quad y_j(pK-1)]^T$$

$$\mathbf{H}_j^p = \left[(H_{1,j}^p)^T \quad (H_{2,j}^p)^T \quad \dots \quad (H_{M_t,j}^p)^T \right]^T$$

$$H_{i,j}^p = [H_{i,j}^1((p-1)K) \dots H_{i,j}^1(pK-1) \dots H_{i,j}^{M_b}((p-1)K) \dots H_{i,j}^{M_b}(pK-1)]^T$$

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

3.6 การออกแบบระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอแบบแผนที่ 1 (STFBC-1)



รูปที่ 3.7 แผนภาพแบบจำลองระบบโดยใช้รหัส STFBC-1 ที่เสนอ

กระบวนการทั้งหมดจะพิจารณาบนโดเมนความถี่ดังแผนภาพแบบจำลองระบบที่เสนอในรูปที่ 3.7 ตามลำดับขั้นตอนดังนี้

- 1) เริ่มจากลำดับบิตข้อมูลไบนารีขาเข้า (ซึ่งอาจจะเป็นบิตข้อมูลที่ผ่านการเข้ารหัสของสัญญาณหรืออาจจะไม่ได้เข้ารหัสของสัญญาณก็ตาม) ผ่านการทำเกรย์แมปปิง โดยใช้บิตข้อมูลไบนารีจำนวน b บิตต่อ 1 สัญลักษณ์ เพื่อให้ได้สัญลักษณ์ซึ่งมีรูปแบบที่เป็นไปได้ทั้งสิ้นจำนวน 2^b รูปแบบ
- 2) หลังจากนั้นลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ \mathbf{X} จะถูกแบ่งเป็นชุดๆ เพื่อทำการแปลงและจัดเรียงในบล็อกคำรหัส \mathbf{C} ตามรูปแบบของรหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่ที่กำหนดไว้ ซึ่งจะสังเกตได้ว่าจำนวนข้อมูลสัญลักษณ์สูงสุดสำหรับแต่ละบล็อกคำรหัส \mathbf{C} เท่ากับ $M_b N M_t$ สัญลักษณ์ โดยที่ในแต่ละ 1 บล็อกคำรหัส \mathbf{C} จะประกอบด้วยบล็อกคำรหัสย่อย \mathbf{G}_p จำนวน P บล็อก เมื่อ $1 \leq p \leq P$ เนื่องจากทุกๆ บล็อกคำรหัสย่อย \mathbf{G}_p มีโครงสร้างการเข้ารหัสเหมือนกัน ดังนั้นจึงจะขอพิจารณาเพียง 1 บล็อกคำรหัสย่อย \mathbf{G}_p
- 3) ลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ \mathbf{X} ประกอบไปด้วยชุดลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ย่อยขนาด $M_b M_t K \times 1$ จำนวน P ชุด โดยที่ $P = N/K$ และ $1 \leq K \leq N$ นั่นคือสามารถเขียนชุดลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ย่อยอยู่ในรูป $\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \dots, \mathbf{X}_p$

- 4) แต่ละชุดลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ย่อย $\mathbf{X}_p = [x_{(p-1)M_b M_t K+1} \quad x_{(p-1)M_b M_t K+2} \quad \cdots \quad x_{pM_b M_t K}]^T$ โดยที่ $1 \leq p \leq P$ จะถูกเข้ารหัสล่วงหน้าโดยตัวเข้ารหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่ และได้เอาต์พุตคือบล็อกคำรหัสย่อย \mathbf{G}_p ขนาด $K \times M_t M_b$
- 5) เมื่อพิจารณาเฉพาะภายในแผนภาพตัวเข้ารหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่ อันประกอบด้วย 3 ส่วนย่อยๆ คือ ตัวเข้ารหัสล่วงหน้า, อัลกอริทึมที่ใช้สำหรับปรับขนาดเมทริกซ์ และรหัสตั้งฉากสำหรับตัวเข้ารหัสล่วงหน้าที่เสนอเป็นเมทริกซ์หนึ่งหน่วย Θ ที่อยู่บนพื้นฐานของวัลเดอมอนเดเมทริกซ์ขนาด $M_b M_t K \times M_b M_t K$ ซึ่งแสดงได้ดังสมการที่ (3.72)

$$\Theta = \frac{1}{\sqrt{M_b M_t K}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ \theta_1 & \theta_2 & \cdots & \theta_{M_b M_t K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \theta_1^{M_b M_t K-1} & \theta_2^{M_b M_t K-1} & \cdots & \theta_{M_b M_t K}^{M_b M_t K-1} \end{bmatrix} \quad (3.72)$$

เอาต์พุตของตัวเข้ารหัสล่วงหน้า คือเวกเตอร์ \mathbf{W}_p ซึ่งเป็นไปตามสมการที่ (3.73)

$$\mathbf{W}_p = \Theta \times \mathbf{X}_p \quad (3.73)$$

- 6) ถัดไปจะทำการแปลงเวกเตอร์ \mathbf{W}_p ที่มีขนาด $M_b M_t K \times 1$ ให้เป็นเมทริกซ์ $\tilde{\mathbf{W}}_p$ ที่มีขนาด $K \times M_t M_b$ ดังสมการที่ (3.74) โดยอาศัยอัลกอริทึมที่ใช้สำหรับปรับขนาดเมทริกซ์

$$\tilde{\mathbf{W}}_p = [\tilde{\mathbf{w}}_1 \quad \tilde{\mathbf{w}}_2 \quad \cdots \quad \tilde{\mathbf{w}}_{M_t M_b}] \quad (3.74)$$

เมื่อ $\tilde{\mathbf{w}}_m = [w_{(m-1)K+1} \quad w_{(m-1)K+2} \quad \cdots \quad w_{mK}]^T$ และ $1 \leq m \leq M_t M_b$

- 7) นำรหัสตั้งฉากมาคูณกับเวกเตอร์แนวตั้งภายในเมทริกซ์ $\tilde{\mathbf{W}}_p$ โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอให้ใช้รหัสตั้งฉากที่เป็นวัลเดอมอนเดเมทริกซ์ขนาดเท่ากับ $M_b K \times M_b K$ เนื่องจากหากนำค่าระยะทางเชิงผลคูณต่ำสุดมาเปรียบเทียบกัน พบว่าผลการแปลงโดยวัลเดอมอนเดเมทริกซ์ให้ค่าระยะทางเชิงผลคูณต่ำสุดสูงกว่าการแปลงฮาดามาด ในกรณีที่ $M_b K = 2^s$ เมื่อ $s \geq 1$ พบว่าค่าการแปลงที่เหมาะสมที่สุดได้จากการเลือก θ_k ตามสมการที่ (3.75)

$$\theta_k = \exp\left(j \frac{4k-3}{2K} \pi\right), \text{ เมื่อ } k = 1, 2, \dots, M_b K \quad (3.75)$$

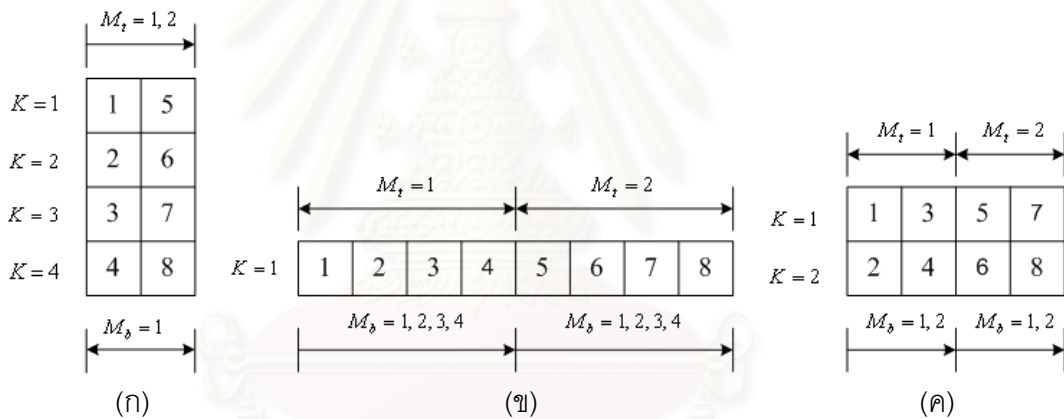
ดังนั้นเมทริกซ์บล็อกคำรหัสย่อยจึงเป็นดังสมการที่ (3.76)

$$\mathbf{G}_p = \tilde{\mathbf{W}}_p \circ \left\{ \text{VDM}(\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{M_b K})_{M_t} \rightarrow [\text{VDM}]_{K \times M_t M_b} \right\} \quad (3.76)$$

เมื่อ \circ แทนผลคูณแบบฮาดามาดและ $\text{VDM}(\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{M_b K})_{M_t} \rightarrow [\text{VDM}]_{K \times M_t M_b}$ แทนการเลือกเวกเตอร์แนวตั้งใดๆ ที่มีสมบัติตั้งฉากระหว่างกันจำนวน M_t เวกเตอร์จากจำนวนเวกเตอร์แนวตั้งทั้งหมด $M_b K$ เวกเตอร์ของวัลเดอมอนเดเมทริกซ์ขนาด $M_b K \times M_b K$ โดยมีเงื่อนไขว่า $M_b K \geq M_t$ หลังจากนั้นจึงทำการปรับขนาดเวกเตอร์ขนาด $M_b K \times 1$ จำนวน M_t เวกเตอร์เป็นเมทริกซ์ขนาด $K \times M_b$ จำนวน M_t ชุด ดังตัวอย่างในรูปที่ 3.8

- 8) บล็อกคำรหัส \mathbf{C} เกิดจากการนำเมทริกซ์บล็อกคำรหัสย่อย \mathbf{G}_p มาเรียงต่อกันจำนวน P บล็อก เมื่อ $1 \leq p \leq P$ ดังสมการที่ (3.77)

$$\mathbf{C} = [\mathbf{G}_1^T \quad \mathbf{G}_2^T \quad \dots \quad \mathbf{G}_P^T]^T \quad (3.77)$$

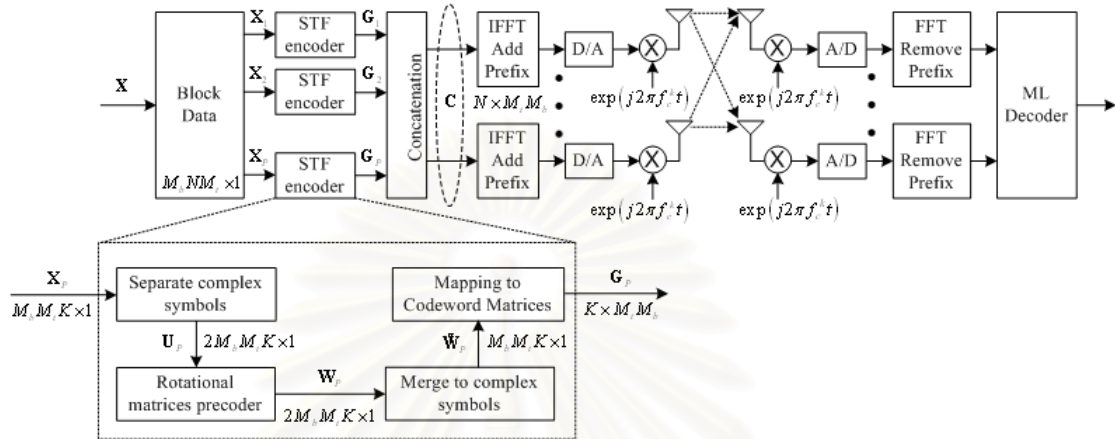


รูปที่ 3.8 การปรับขนาดรหัสตั้งฉากในกรณี $M_b K = 4$ และ $M_t = 2$ (ก) $M_t = 2$, $K = 4$ และ $M_b = 1$ (ข) $M_t = 2$, $K = 1$ และ $M_b = 4$ (ค) $M_t = 2$, $K = 2$ และ $M_b = 2$

3.7 การออกแบบระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอแบบแผนที่ 2 (STFBC-2)

กระบวนการทั้งหมดจะพิจารณาบนโดเมนความถี่เช่นเดียวกับ STFBC-1 ที่เสนอก่อนหน้านี้ แต่ข้อแตกต่างระหว่าง STFBC-1 และ STFBC-2 คือกระบวนการแปลงเมทริกซ์คำรหัสของ STFBC-2 มองข้อมูลสัญลักษณ์เชิงซ้อนในระดับส่วนประกอบของสัญลักษณ์แต่ละแกนแยกเป็นอิสระจากกัน และอาศัยเมทริกหมุนร่วมกับการกำหนดมุมเริ่มต้นของการหมุนไปเป็นมุม θ

เวเดียน และ ϕ เวเดียน สำหรับรูปแบบการแมปสัญลักษณ์ของการมอดูเลตแบบ R-QPSK และ R-BPSK ตามลำดับ โดยอ้างอิงตามรูปที่ 3.3 ในหัวข้อที่ 3.3 สำหรับกระบวนการรับ-ส่งข้อมูลทั้งหมดเป็นดังแผนภาพแบบจำลองระบบที่เสนอในรูปที่ 3.9 ตามลำดับขั้นตอนดังนี้



รูปที่ 3.9 แผนภาพแบบจำลองระบบโดยใช้รหัส STFBC-2 ที่เสนอ

- 1) เริ่มจากลำดับบิตข้อมูลไบนารีขาเข้า (ซึ่งอาจจะเป็นบิตข้อมูลที่ผ่านการเข้ารหัสช่องสัญญาณหรืออาจจะไม่ได้เข้ารหัสช่องสัญญาณก็ตาม) ผ่านการทำเกรย์แมปिंगโดยใช้บิตข้อมูลไบนารีจำนวน b บิตต่อ 1 สัญลักษณ์ เพื่อให้ได้สัญลักษณ์ซึ่งมีรูปแบบที่เป็นไปได้ทั้งสิ้นจำนวน 2^b รูปแบบ
- 2) หลังจากนั้นลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ \mathbf{X} จะถูกแบ่งเป็นชุดๆ เพื่อทำการแปลงและจัดเรียงในบล็อกคำรหัส \mathbf{C} ตามรูปแบบของรหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่ที่กำหนดไว้ ซึ่งจะสังเกตได้ว่าจำนวนข้อมูลสัญลักษณ์สูงสุดสำหรับแต่ละบล็อกคำรหัส \mathbf{C} เท่ากับ $M_b N M_t$ สัญลักษณ์สำหรับแต่ละบล็อกคำรหัส \mathbf{C} จะประกอบด้วยบล็อกคำรหัสย่อย \mathbf{G}_p จำนวน P บล็อก เมื่อ $1 \leq p \leq P$ เนื่องจากทุกๆ บล็อกคำรหัสย่อย \mathbf{G}_p มีโครงสร้างการเข้ารหัสเหมือนกัน ดังนั้นจึงจะขอพิจารณาเพียง 1 บล็อกคำรหัสย่อย \mathbf{G}_p
- 3) ลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ \mathbf{X} ประกอบไปด้วยชุดลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ย่อยขนาด $M_b M_t K \times 1$ จำนวน P ชุด โดยที่ $P = N/K$ และ $1 \leq K \leq N$ นั่นคือสามารถเขียนชุดลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ย่อยซึ่งอยู่ในรูป $\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \dots, \mathbf{X}_P$

4) แต่ละชุดลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ย่อย $\mathbf{X}_p = [x_{(p-1)M_b M_t K+1} \quad x_{(p-1)M_b M_t K+2} \quad \cdots \quad x_{pM_b M_t K}]^T$ โดยที่ $1 \leq p \leq P$ จะถูกเข้ารหัสล่วงหน้าโดยตัวเข้ารหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่ และได้เอาต์พุตคือบล็อกคำรหัสย่อย \mathbf{G}_p ขนาด $K \times M_t M_b$

5) พิจารณาเฉพาะภายในแผนภาพตัวเข้ารหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่ ซึ่งประกอบด้วย 4 ส่วนย่อยๆ คือ

5.1) ขั้นตอนการแบ่งชุดลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ย่อยเชิงซ้อน สำหรับในขั้นตอนนี้แต่ละชุดลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ย่อย \mathbf{X}_p ซึ่งเป็นเวกเตอร์จำนวนเชิงซ้อนจะถูกแยกออกเป็น ส่วนประกอบจริงและส่วนประกอบจินตภาพ ดังสมการที่ (3.78)

$$\mathbf{U}_p = [\text{Real}(\mathbf{X}_p^T) \quad \text{Imag}(\mathbf{X}_p^T)]^T, \text{ เมื่อ } 1 \leq p \leq P \quad (3.78)$$

ทั้งนี้อาจเขียนเวกเตอร์ส่วนประกอบย่อย \mathbf{U}_p ขนาด $2M_b M_t K \times 1$ ในสมการที่ (3.78) ให้อยู่ในรูปแบบการแจกแจงส่วนประกอบย่อยได้ดังสมการที่ (3.79)

$$\mathbf{U}_p = \left[\begin{array}{c} \overbrace{u_{(p-1)+1} \quad u_{(p-1)+2} \quad \cdots \quad u_{(p-1)+M_b M_t K}}^{\text{Real}} \\ \overbrace{u_{(p-1)+M_b M_t K+1} \quad u_{(p-1)+M_b M_t K+2} \quad \cdots \quad u_{(p-1)+2M_b M_t K}}^{\text{Imag}} \end{array} \right]^T \quad (3.79)$$

5.2) ขั้นตอนการเข้ารหัสล่วงหน้าโดยใช้เมทริกซ์หมุน ทำการคูณเมทริกซ์หมุน \mathbf{M} ขนาด $2M_b M_t K \times 2M_b M_t K$ ด้วยเวกเตอร์ส่วนประกอบย่อย \mathbf{U}_p ดังสมการที่ (3.80)

$$\mathbf{W}_p = \mathbf{M} \cdot \mathbf{U}_p \quad (3.80)$$

ทั้งนี้เลือกใช้เมทริกซ์หมุนที่มีนัยในเชิงการให้ค่ามอดูเลชันไดเวอร์ซิตีสูงสุด ตามเอกสารอ้างอิงหมายเลข [50] ดังสมการที่ (3.81)

$$\mathbf{M} = \sqrt{\frac{1}{M_b M_t K}} \begin{bmatrix} m_{1,1} & m_{1,2} & \cdots & m_{1,2M_b M_t K} \\ m_{2,1} & m_{2,2} & \cdots & m_{2,2M_b M_t K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ m_{2M_b M_t K,1} & m_{2M_b M_t K,2} & \cdots & m_{2M_b M_t K,2M_b M_t K} \end{bmatrix} \quad (3.81)$$

เมื่อ $m_{i,j} = \cos\left(\frac{\pi}{8M_b M_t K}(4i-1)(2j-1)\right)$ สำหรับ $1 \leq i, j \leq 2M_b M_t K$ ดังนั้น
 เวกเตอร์ส่วนประกอบย่อยแบบหมุน \mathbf{W}_p ในสมการที่ (3.80) จึงมีลักษณะโครงสร้าง
 เช่นเดียวกับเวกเตอร์ส่วนประกอบย่อย \mathbf{U}_p ดังสมการที่ (3.82)

$$\mathbf{W}_p = \begin{bmatrix} \overbrace{w_{(p-1)+1} \ w_{(p-1)+2} \ \cdots \ w_{(p-1)+M_b M_t K}}^{\text{Real}} \\ \overbrace{w_{(p-1)+M_b M_t K+1} \ w_{(p-1)+M_b M_t K+2} \ \cdots \ w_{(p-1)+2M_b M_t K}}^{\text{Imag}} \end{bmatrix}^T \quad (3.82)$$

5.3) ขั้นตอนการรวมส่วนประกอบจริงและส่วนประกอบจินตภาพเป็นสัญลักษณ์เชิงซ้อน จะ
 ได้เอาต์พุตเวกเตอร์ $\tilde{\mathbf{W}}_p$ ขนาด $M_b M_t K \times 1$ ดังสมการที่ (3.83)

$$\tilde{\mathbf{W}}_p = \begin{bmatrix} w_{(p-1)+1} + w_{(p-1)+M_b M_t K+1} \\ w_{(p-1)+2} + w_{(p-1)+M_b M_t K+2} \\ \vdots \\ w_{(p-1)+M_b M_t K} + w_{(p-1)+2M_b M_t K} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{w}_p^1 \\ \tilde{w}_p^2 \\ \vdots \\ \tilde{w}_p^{M_b M_t K} \end{bmatrix} \quad (3.83)$$

5.4) ขั้นตอนการแมปสัญลักษณ์เชิงซ้อนเป็นเมทริกซ์ค่าจริง โดยทำการปรับขนาดเวกเตอร์
 $\tilde{\mathbf{W}}_p$ ขนาด $M_b M_t K \times 1$ ให้เป็นเมทริกซ์บล็อกค่าจริงย่อย \mathbf{G}_p ขนาด $K \times M_t M_b$ ดัง
 สมการที่ (3.84)

$$\mathbf{G}_p = \begin{bmatrix} \tilde{w}_p^1 & \tilde{w}_p^{K+1} & \cdots & \tilde{w}_p^{(M_b M_t - 1)K+1} \\ \tilde{w}_p^2 & \tilde{w}_p^{K+2} & \cdots & \tilde{w}_p^{(M_b M_t - 1)K+2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{w}_p^K & \tilde{w}_p^{2K} & \cdots & \tilde{w}_p^{M_b M_t K} \end{bmatrix} \quad (3.84)$$

7) บล็อกค่าจริง \mathbf{C} เกิดจากการนำเมทริกซ์บล็อกค่าจริงย่อย \mathbf{G}_p มาเรียงต่อกันจำนวน P
 บล็อก เมื่อ $1 \leq p \leq P$ ดังสมการที่ (3.85)

$$\mathbf{C} = [\mathbf{G}_1^T \ \mathbf{G}_2^T \ \cdots \ \mathbf{G}_P^T]^T \quad (3.85)$$

3.8 ความซับซ้อนของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอ

3.8.1 ความซับซ้อนของระบบที่ใช้รหัส STFBC-1

- ความซับซ้อนของภาคส่ง

- ขั้นตอนการแบ่งลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ \mathbf{X} ขนาด $M_b M_t K \times 1$ เป็นชุดลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ย่อย \mathbf{X}_p ขนาด $M_b M_t K \times 1$ จำนวน P ชุด
 \therefore ในขั้นตอนนี้ไม่มีการดำเนินการใดเกิดขึ้น

- ขั้นตอนการคูณเมทริกซ์เข้ารหัสล่วงหน้า Θ ขนาด $M_b M_t K \times M_b M_t K$ กับชุดลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ย่อย \mathbf{X}_p ขนาด $M_b M_t K \times 1$ ดังนั้นในขั้นตอนนี้สำหรับกรณีี่ส่งข้อมูลสัญลักษณ์จริง (เช่น BPSK rate-2) ใช้การดำเนินการแบบบวกจำนวน $2M_b M_t K (M_b M_t K - 1)$ ครั้ง และการคูณจำนวน $2(M_b M_t K)^2$ ครั้ง
 \therefore ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้ (กรณี BPSK rate-2)

$$\begin{aligned} &= \text{ความซับซ้อนจากการบวก} + \text{ความซับซ้อนจากการคูณ} \\ &= 2M_b M_t K (M_b M_t K - 1) + 2(M_b M_t K)^2 \text{ ฟลอป} \\ &= 4(M_b M_t K)^2 - 2M_b M_t K \text{ ฟลอป} \end{aligned} \quad (3.86)$$

เนื่องจากการคูณจำนวนเชิงซ้อนสองจำนวนใช้การดำเนินการคูณจำนวน 4 ครั้ง และการบวกจำนวน 2 ครั้ง ดังนั้นในกรณีที่ส่งข้อมูลสัญลักษณ์เชิงซ้อน (เช่น QPSK rate-1) ใช้การบวกจำนวน $4(M_b M_t K)^2 - 2M_b M_t K$ ครั้ง และการคูณจำนวน $4(M_b M_t K)^2$ ครั้ง

\therefore ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้ (กรณี QPSK rate-1)

$$\begin{aligned} &= 4(M_b M_t K)^2 - 2M_b M_t K + 4(M_b M_t K)^2 \text{ ฟลอป} \\ &= 8(M_b M_t K)^2 - 2M_b M_t K \text{ ฟลอป} \end{aligned} \quad (3.87)$$

- ขั้นตอนการแปลงเวกเตอร์ \mathbf{W}_p ที่มีขนาด $M_b M_t K \times 1$ เป็นเมทริกซ์ $\tilde{\mathbf{W}}_p$ ที่มีขนาด $K \times M_t M_b$

\therefore ในขั้นตอนนี้ไม่มีการดำเนินการใดเกิดขึ้น

- ขั้นตอนการนำเวกเตอร์รหัสตั้งฉากขนาด $K \times M_t M_b$ มาดำเนินการคูณแบบฮาดามาดกับเวกเตอร์แนวตั้งภายในเมทริกซ์ $\tilde{\mathbf{W}}_p$

∴ ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้ (กรณี BPSK rate-2)

$$= \text{ความซับซ้อนจากการบวก} + \text{ความซับซ้อนจากการคูณ}$$

$$= 2M_b M_t K + 4M_b M_t K \text{ ฟลอป}$$

$$= 6M_b M_t K \text{ ฟลอป} \quad (3.88)$$

∴ ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้ (กรณี QPSK rate-1)

$$= \text{ความซับซ้อนจากการบวก} + \text{ความซับซ้อนจากการคูณ}$$

$$= [2M_b K] + [2M_b M_t K + 2M_b K] \text{ ฟลอป}$$

$$= 4M_b K + 2M_b M_t K \text{ ฟลอป} \quad (3.89)$$

- ขั้นตอนการนำเมทริกซ์บล็อกคาร์รหัสย่อย \mathbf{G}_p มาเรียงต่อกันจำนวน P บล็อก เพื่อสร้างเมทริกซ์บล็อกคาร์รหัส \mathbf{C} เนื่องจากต้องดำเนินการตามสมการที่ (3.86)-และ (3.88) หรือสมการที่ (3.87)-และ(3.89) จำนวน P ครั้ง

∴ ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้ (กรณี BPSK rate-2)

$$= P [4(M_b M_t K)^2 - 2M_b M_t K + 6M_b M_t K] \text{ ฟลอป}$$

$$= P [4(M_b M_t K)^2 + 4M_b M_t K] \text{ ฟลอป} \quad (3.90)$$

∴ ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้ (กรณี QPSK rate-1)

$$= P [8(M_b K)^2 - 2M_b K + 4M_b K + 2M_b M_t K] \text{ ฟลอป}$$

$$= P [8(M_b K)^2 + 2M_b K + 2M_b M_t K] \text{ ฟลอป} \quad (3.91)$$

- ขั้นตอนการแปลงฟูริเยร์ดิสครีตผกผันโดยใช้อัลกอริทึม IFFT ขนาด N พอยต์ ในการคำนวณโดยอาศัยอัลกอริทึม radix-4 ใช้การดำเนินการที่เป็นการคูณแบบเชิงซ้อนหรือการหมุนเฟสทั้งสิ้น $\frac{3}{8} N [(\log_2 N) - 2]$ ครั้ง และใช้การดำเนินการ

ที่เป็นการบวกแบบเชิงซ้อนทั้งสิ้น $N \log_2 N$ ครั้ง โดยต้องทำการแปลง IFFT ขนาด N พอยต์ให้กับสัญลักษณ์ของสายอากาศส่งจำนวน M_t เสา ระหว่างช่วงเวลา M_b โอเอฟดีเอ็มบล็อก

∴ ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้

$$= M_b M_t \left\{ \frac{3}{8} N [(\log_2 N) - 2] + N \log_2 N \right\} \text{ ฟูลิป}$$

$$= \frac{M_b N M_t}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \text{ ฟูลิป} \quad (3.92)$$

- ขั้นตอนที่เพิ่ม cyclic prefix เพื่อป้องกันการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์
 - ∴ ในขั้นตอนนี้ไม่มีการดำเนินการใดเกิดขึ้น

ดังนั้นความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่งของระบบที่เสนอแบบแผนที่ 1 (กรณี BPSK rate-2)

$$= P \left[4(M_b M_t K)^2 + 4M_b M_t K \right] + \frac{M_b N M_t}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \text{ ฟูลิป} \quad (3.93)$$

(กรณี QPSK rate-1)

$$= P \left[8(M_b K)^2 + 2M_b K + 2M_b M_t K \right] + \frac{M_b N M_t}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \text{ ฟูลิป} \quad (3.94)$$

- ความซับซ้อนของภาครับ

- ขั้นตอนที่ขจัด cyclic prefix

∴ ในขั้นตอนนี้ไม่มีการดำเนินการใดเกิดขึ้น

- ขั้นตอนที่แปลงฟูริเยร์ดิสครีตโดยใช้อัลกอริทึม FFT ขนาด N พอยต์ในการคำนวณโดยอาศัยอัลกอริทึม radix-4 ใช้การดำเนินการที่เป็นการคูณแบบเชิงซ้อนหรือการหมุนเฟสทั้งสิ้น $\frac{3}{8} N [(\log_2 N) - 2]$ ครั้ง และใช้การดำเนินการที่เป็นการบวกแบบเชิงซ้อนทั้งสิ้น $N \log_2 N$ ครั้ง โดยต้องทำการแปลง FFT ขนาด N

พอยต์ให้กับสัญลักษณ์ของสายอากาศรับจำนวน M_r เส้า ในแต่ละโอเอฟดีเอ็ม สล็อตจำนวน M_t สล็อต ระหว่างช่วงเวลา M_b โอเอฟดีเอ็มบล็อก นั่นคือต้องทำการแปลง FFT ทั้งหมด $M_b M_t M_r$ ครั้ง

∴ ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้

$$\begin{aligned}
 &= M_b M_t M_r \left\{ \frac{3}{8} N [(\log_2 N) - 2] + N \log_2 N \right\} \text{ ฟลอป} \\
 &= \frac{M_b N M_t M_r}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \text{ ฟลอป} \quad (3.95)
 \end{aligned}$$

- ขั้นตอนการตรวจจับข่าวดาวสารของตัวตรวจจับแบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุดโดยอาศัยข้อมูลที่ได้จากเวกเตอร์สัญญาณรับในช่วงเวลา M_b โอเอฟดีเอ็มบล็อก จำนวน M_r ชุด โดยอ้างถึงสมการที่ (3.71)

$$\hat{\mathbf{D}}^p = \arg \min_{\mathbf{D}^p} \sum_{j=1}^{M_r} \text{tr} \left(\left(\mathbf{Y}_j^p - \sqrt{\frac{\rho}{M_t}} \mathbf{D}^p \mathbf{H}_j^p \right)^\dagger \left(\mathbf{Y}_j^p - \sqrt{\frac{\rho}{M_t}} \mathbf{D}^p \mathbf{H}_j^p \right) \right)$$

1) ขั้นตอนการหาค่า $\left(\mathbf{Y}_j^p - \sqrt{\frac{\rho}{M_t}} \mathbf{D}^p \mathbf{H}_j^p \right)$ แยกพิจารณาได้ดังนี้

- มีการคูณเมทริกซ์ \mathbf{D}^p ขนาด $M_b K \times M_b M_t K$ กับเมทริกซ์ \mathbf{H}_j^p ขนาด $M_b M_t K \times 1$ จำนวน 1 ครั้ง จึงใช้การดำเนินการที่เป็นการบวกแบบเชิงซ้อนจำนวน $3M_t (M_b K)^2 - M_b K$ ครั้ง และการดำเนินการที่เป็นการคูณแบบเชิงซ้อนจำนวน $4M_t (M_b K)^2$ ครั้ง

- การคูณ สเกลาร์ $\sqrt{\frac{\rho}{M_t}}$ กับเมทริกซ์ขนาด $M_b K \times 1$ จำนวน 1 ครั้ง ใช้การดำเนินการที่เป็นการคูณแบบเชิงซ้อนจำนวน $2M_b K$ ครั้ง

- การลบเมทริกซ์ \mathbf{Y}_j^p ขนาด $M_b K \times 1$ กับเมทริกซ์ $\sqrt{\frac{\rho}{M_t}} \mathbf{D}^p \mathbf{H}_j^p$ ขนาด $M_b K \times 1$ จำนวน 1 ครั้ง ใช้การดำเนินการที่เป็นการบวกแบบเชิงซ้อนจำนวน $2M_b K$ ครั้ง

$$\begin{aligned}
& \therefore \text{ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้} \\
& = 3M_t(M_bK)^2 - M_bK + 4M_t(M_bK)^2 + 2M_bK + 2M_bK \text{ ฟลอป} \\
& = 7M_t(M_bK)^2 + 3M_bK \text{ ฟลอป} \tag{3.96}
\end{aligned}$$

2) ขั้นตอนการหาสังยุคเชิงซ้อนของเมทริกซ์สลับเปลี่ยนขนาด $M_bK \times 1$ ใช้การดำเนินการที่เป็นการคูณจำนวน M_bK ครั้ง

$$\begin{aligned}
& \therefore \text{ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้} \\
& = M_bK \text{ ฟลอป} \tag{3.97}
\end{aligned}$$

3) ขั้นตอนการคูณเมทริกซ์ขนาด $1 \times M_bK$ กับเมทริกซ์ขนาด $M_bK \times 1$ ใช้การดำเนินการที่เป็นการบวกแบบเชิงซ้อนจำนวน $4M_bK - 2$ ครั้ง และการดำเนินการที่เป็นการคูณแบบเชิงซ้อนจำนวน $4M_bK$ ครั้ง

$$\begin{aligned}
& \therefore \text{ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้} \\
& = 8M_bK - 2 \text{ ฟลอป} \tag{3.98}
\end{aligned}$$

4) ขั้นตอนการหาเทรซและบวกจำนวนเชิงซ้อนจำนวน M_r ตัว ใช้การดำเนินการที่เป็นการบวกแบบเชิงซ้อนจำนวน $2(M_r - 1)$ ครั้ง

$$\begin{aligned}
& \therefore \text{ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้} \\
& = 2(M_r - 1) \text{ ฟลอป} \tag{3.99}
\end{aligned}$$

5) ขั้นตอนการตัดสินใจค่า $\hat{\mathbf{D}}^p$ จากความน่าจะเป็นจริงสูงสุดของ \mathbf{D}^p ในทุกๆ กรณีที่เป็นไปได้จำนวนทั้งสิ้น $2^{M_bM_tK}$ กรณี

$$\begin{aligned}
& \therefore \text{ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนการตรวจจับข่าวสารจากบล็อกคำรหัสย่อย} \\
& = 2^{M_bM_tK} \times [\text{ความซับซ้อนขั้นตอนที่ 1)} + \text{ขั้นตอนที่ 2)} + \text{ขั้นตอนที่ 3)} + \text{ขั้นตอนที่ 4)}] \\
& = 2^{M_bM_tK} [7M_t(M_bK)^2 + 3M_bK + M_bK + 8M_bK - 2 + 2(M_r - 1)] \text{ ฟลอป}
\end{aligned}$$

$$= 2^{M_b M_t K} \left[7M_t (M_b K)^2 + 12M_b K + 2M_r - 4 \right] \text{ ปลอดภัย} \quad (3.100)$$

ดังนั้นความซับซ้อนทั้งหมดของภาครับของระบบที่เสนอแบบแผนที่ 1

$$\begin{aligned} &= \frac{M_b N M_t M_r}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \\ &+ 2^{M_b M_t K} P \left[7M_t (M_b K)^2 + 12M_b K + 2M_r - 4 \right] \end{aligned} \text{ ปลอดภัย} \quad (3.101)$$

ดังนั้นความซับซ้อนทั้งหมดของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอแบบแผนที่ 1

(กรณี BPSK rate-2)

= ความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่ง + ความซับซ้อนทั้งหมดของภาครับ

$$\begin{aligned} &= P \left[4(M_b M_t K)^2 + 4M_b M_t K \right] + \frac{M_b N M_t}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \\ &+ \frac{M_b N M_t M_r}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \\ &+ 2^{M_b M_t K} P \left[7M_t (M_b K)^2 + 12M_b K + 2M_r - 4 \right] \end{aligned} \text{ ปลอดภัย} \quad (3.102)$$

ดังนั้นความซับซ้อนทั้งหมดของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอแบบแผนที่ 1

(กรณี QPSK rate-1)

= ความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่ง + ความซับซ้อนทั้งหมดของภาครับ

$$\begin{aligned} &= P \left[8(M_b K)^2 + 2M_b K + 2M_b M_t K \right] + \frac{M_b N M_t}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \\ &+ \frac{M_b N M_t M_r}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \\ &+ 2^{M_b M_t K} P \left[7M_t (M_b K)^2 + 12M_b K + 2M_r - 4 \right] \end{aligned} \text{ ปลอดภัย} \quad (3.103)$$

3.8.2 ความซับซ้อนของระบบที่ใช้รหัส STFBC-2

- ความซับซ้อนของภาคส่ง

- ขั้นตอนการแบ่งลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ \mathbf{X} ขนาด $M_b N M_t \times 1$ เป็นชุดลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ย่อย \mathbf{X}_p ขนาด $M_b M_t K \times 1$ จำนวน P ชุด

∴ ในขั้นตอนนี้ไม่มีการดำเนินการใดเกิดขึ้น

- ขั้นตอนการแบ่งชุดลำดับข้อมูลสัญลักษณ์ย่อยเชิงซ้อนออกเป็นส่วนประกอบจริงและส่วนประกอบจินตภาพ

∴ ในขั้นตอนนี้ไม่มีการดำเนินการใดเกิดขึ้น

- ขั้นตอนการเข้ารหัสล่วงหน้า สำหรับกรณีที่ส่งข้อมูลสัญลักษณ์ R-BPSK rate-2 ใช้การบวกโดยทำการคูณเมทริกซ์หมุน \mathbf{M} ขนาด $2M_b M_t K \times 2M_b M_t K$ ด้วยเวกเตอร์ส่วนประกอบย่อย \mathbf{U}_p ขนาด $2M_b M_t K \times 1$ พบว่าใช้การดำเนินการที่เป็นการบวกจำนวน $4(M_b M_t K)^2 - 2M_b M_t K$ ครั้ง และการดำเนินการที่เป็นการคูณจำนวน $4(M_b M_t K)^2$ ครั้ง

∴ ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้ (กรณี R-BPSK rate-2)

$$\begin{aligned} &= 4(M_b M_t K)^2 - 2M_b M_t K + 4(M_b M_t K)^2 \text{ ฟลอป} \\ &= 8(M_b M_t K)^2 - 2M_b M_t K \text{ ฟลอป} \end{aligned} \quad (3.104)$$

ในกรณีที่ส่งข้อมูลสัญลักษณ์ R-QPSK rate-1 ใช้การบวกโดยทำการคูณเมทริกซ์หมุน \mathbf{M} ขนาด $M_b M_t K \times M_b M_t K$ ด้วยเวกเตอร์ส่วนประกอบย่อย \mathbf{U}_p ขนาด $M_b M_t K \times 1$ ใช้การดำเนินการที่เป็นการบวกจำนวน $(M_b M_t K)^2 - M_b M_t K$ ครั้ง และการดำเนินการที่เป็นการคูณจำนวน $(M_b M_t K)^2$ ครั้ง

∴ ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้ (กรณี R-QPSK rate-1)

$$\begin{aligned} &= (M_b M_t K)^2 - M_b M_t K + (M_b M_t K)^2 \text{ ฟลอป} \\ &= 2(M_b M_t K)^2 - M_b M_t K \text{ ฟลอป} \end{aligned} \quad (3.105)$$

- ขั้นตอนการรวมส่วนประกอบจริงและส่วนประกอบจินตภาพเป็นสัญลักษณ์เชิงซ้อน

∴ ในขั้นตอนนี้ไม่มีการดำเนินการใดเกิดขึ้น

- ขั้นตอนการแมปสัญลักษณ์เชิงซ้อนเป็นเมทริกซ์ค่ารหัส

∴ ในขั้นตอนนี้ไม่มีการดำเนินการใดเกิดขึ้น

- ขั้นตอนการนำเมทริกซ์บล็อกค่ารหัสย่อย \mathbf{G}_p มาเรียงต่อกันจำนวน P บล็อก เพื่อสร้างเมทริกซ์บล็อกค่ารหัส \mathbf{C} เนื่องจากต้องดำเนินการตามสมการที่ (3.104) หรือสมการที่ (3.105) จำนวน P ครั้ง

∴ ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้ (กรณี R-BPSK rate-2)

$$= P \left[8(M_b M_t K)^2 - 2M_b M_t K \right] \text{ flop } \quad (3.106)$$

∴ ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้ (กรณี R-QPSK rate-1)

$$= P \left[2(M_b M_t K)^2 - M_b M_t K \right] \text{ flop } \quad (3.107)$$

- ขั้นตอนการแปลงฟูริเยร์ดิสครีตผกผันโดยใช้อัลกอริทึม IFFT ขนาด N พอยต์ มีขั้นตอนการคำนวณเช่นเดียวกับขั้นตอนการแปลงฟูริเยร์ดิสครีตผกผันของภาคส่งสำหรับรหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอแบบแผนที่ 1 ในหัวข้อ 3.8.1

∴ ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้

$$= \frac{M_b N M_t}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \text{ flop } \quad (3.108)$$

- ขั้นตอนการเติม cyclic prefix เพื่อป้องกันการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์

∴ ในขั้นตอนนี้ไม่มีการดำเนินการใดเกิดขึ้น

ดังนั้นความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่งของระบบที่เสนอแบบแผนที่ 2 (กรณี R-BPSK rate-2)

$$= P \left[8(M_b M_t K)^2 - 2M_b M_t K \right] + \frac{M_b N M_t}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \text{ ฟลอป} \quad (3.109)$$

ดังนั้นความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่งของระบบที่เสนอแบบแผนที่ 2 (กรณี R-QPSK rate-1)

$$= P \left[2(M_b M_t K)^2 - M_b M_t K \right] + \frac{M_b N M_t}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \text{ ฟลอป} \quad (3.110)$$

- ความซับซ้อนของภาครับ

- มีขั้นตอนการคำนวณเช่นเดียวกับภาครับของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอแบบแผนที่ 1 ในหัวข้อ 3.8.1

ดังนั้นความซับซ้อนทั้งหมดของภาครับของระบบที่เสนอแบบแผนที่ 2

$$= \frac{M_b N M_t M_r}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \text{ ฟลอป} \quad (3.111)$$

$$+ 2^{M_b M_t K} P \left[7M_t (M_b K)^2 + 12M_b K + 2M_r - 4 \right]$$

ดังนั้นความซับซ้อนทั้งหมดของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอแบบแผนที่ 2 (กรณี R-BPSK rate-2)

= ความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่ง + ความซับซ้อนทั้งหมดของภาครับ

$$= P \left[8(M_b M_t K)^2 - 2M_b M_t K \right] + \frac{M_b N M_t}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right)$$

$$+ \frac{M_b N M_t M_r}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \text{ ฟลอป} \quad (3.112)$$

$$+ 2^{M_b M_t K} P \left[7M_t (M_b K)^2 + 12M_b K + 2M_r - 4 \right]$$

ดังนั้นความซับซ้อนทั้งหมดของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอแบบแผนที่ 2 (กรณี R-QPSK rate-2)

= ความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่ง + ความซับซ้อนทั้งหมดของภาครับ

$$\begin{aligned}
&= P \left[2(M_b M_t K)^2 - M_b M_t K \right] + \frac{M_b N M_t}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \\
&\quad + \frac{M_b N M_t M_r}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \quad \text{ฟลอป} \quad (3.113) \\
&\quad + 2^{M_b M_t K} P \left[7M_t (M_b K)^2 + 12M_b K + 2M_r - 4 \right]
\end{aligned}$$

3.8.3 สรุปความซับซ้อนของแต่ละระบบที่ใช้รหัส STFBC-1 และรหัส STFBC-2

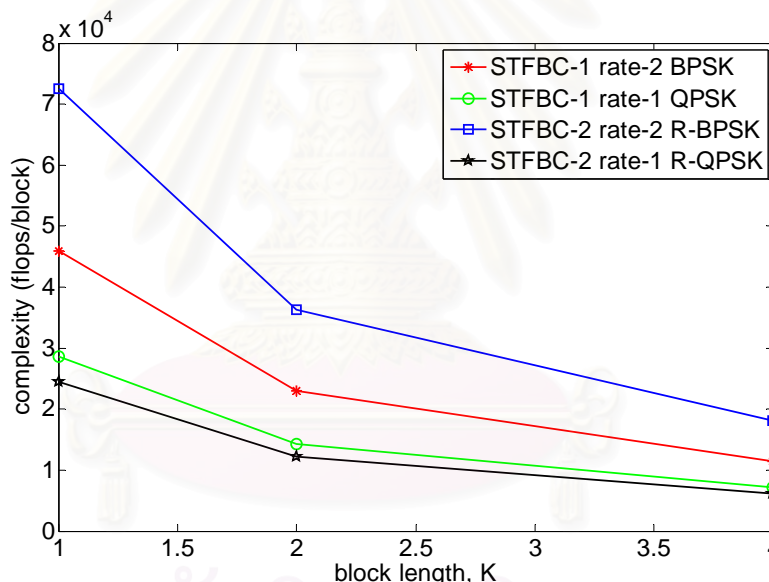
ในหัวข้อนี้จะสรุปความซับซ้อนทางการคำนวณของแต่ละระบบที่พิจารณาในหัวข้อที่ 3.81–3.82 ดังตารางที่ 3.4

ตารางที่ 3.4 ความซับซ้อนทางการคำนวณของแต่ละระบบที่ใช้รหัส STFBC-1 และรหัส STFBC-2

รหัส	ความซับซ้อน (flops/block)
STFBC	
STFBC-1 (BPSK)	$ \begin{aligned} &P \left[4(M_b M_t K)^2 + 4M_b M_t K \right] + \frac{M_b N M_t}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \\ &+ \frac{M_b N M_t M_r}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) + 2^{M_b M_t K} P \left[7M_t (M_b K)^2 + 12M_b K + 2M_r - 4 \right] \end{aligned} $
STFBC-1 (QPSK)	$ \begin{aligned} &P \left[8(M_b K)^2 + 2M_b K + 2M_b M_t K \right] + \frac{M_b N M_t}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \\ &+ \frac{M_b N M_t M_r}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) + 2^{M_b M_t K} P \left[7M_t (M_b K)^2 + 12M_b K + 2M_r - 4 \right] \end{aligned} $
STFBC-2 (R-BPSK)	$ \begin{aligned} &P \left[8(M_b M_t K)^2 - 2M_b M_t K \right] + \frac{M_b N M_t}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \\ &+ \frac{M_b N M_t M_r}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) + 2^{M_b M_t K} P \left[7M_t (M_b K)^2 + 12M_b K + 2M_r - 4 \right] \end{aligned} $
STFBC-2 (R-QPSK)	$ \begin{aligned} &P \left[2(M_b M_t K)^2 - M_b M_t K \right] + \frac{M_b N M_t}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \\ &+ \frac{M_b N M_t M_r}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) + 2^{M_b M_t K} P \left[7M_t (M_b K)^2 + 12M_b K + 2M_r - 4 \right] \end{aligned} $

ตารางที่ 3.5 ความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่งของระบบที่ใช้รหัส STFBC-1 และรหัส STFBC-2 จากการแทนค่าพารามิเตอร์

N	M_t	K	P	M_b	STFBC-1 (BPSK)	STFBC-1 (QPSK)	STFBC-2 (R-BPSK)	STFBC-2 (R-QPSK)
128	2	1	128	4	45,952	28,544	72,576	24,448
128	2	2	64	2	22,976	14,272	36,288	12,224
128	2	4	32	1	11,488	7,136	18,144	6,112



รูปที่ 3.10 ความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่งของระบบที่ใช้รหัส STFBC-1 และรหัส STFBC-2 จากการแปรค่าพารามิเตอร์ K ในกรณี $M_b K = 4, M_t = 2$ และ $N = 128$

ข้อมูลในตารางที่ 3.5 ได้มาจากการกำหนดค่าคงที่ $M_b K = 4, M_t = 2$ และ $N = 128$ แล้วจึงแปรค่าพารามิเตอร์ K โดยกำหนดให้ $K = 2^\Omega$ เมื่อ $0 \leq \Omega \leq 2$ จากนั้นจึงทำการคำนวณค่าความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่งของระบบที่เสนอตามสมการที่ (3.93), (3.94), (3.109) และ (3.110) แล้วนำค่าความซับซ้อนที่คำนวณได้สำหรับแต่ละวิธีมาพล็อตกราฟเทียบกับค่า K บนสเกลเชิงเส้นดังรูปที่ 3.10 โดยหากกำหนดให้จำนวนข้อมูลสัญลักษณ์ต่อบล็อกคือ K

เท่ากันในกรณี rate-1 พบว่าระบบที่ใช้รหัส STFBC-2 R-QPSK มีความซับซ้อนทางการคำนวณต่ำกว่าระบบที่ใช้รหัส STFBC-1 QPSK ตลอดช่วงข้อมูลที่พิจารณา แต่สำหรับในกรณี rate-2 พบว่าการเปลี่ยนรูปแบบการจัดวางกลุ่มสัญลักษณ์จาก BPSK เป็นแบบ R-BPSK ส่งผลให้ค่าความซับซ้อนของระบบภาคส่งสูงขึ้น เนื่องจากมีการดำเนินการกับข้อมูลสัญลักษณ์เชิงซ้อน ซึ่งหากพิจารณาที่ค่าประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมเท่ากันพบว่าความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่งของระบบที่ใช้รหัสในกลุ่ม rate-2 จะสูงกว่าระบบที่ใช้รหัสในกลุ่ม rate-1 เสมอ ทั้งนี้สังเกตได้ว่าความซับซ้อนทางการคำนวณของระบบที่ใช้รหัส STFBC ซึ่งมีการแผ่ทางเวลาสูง (นั่นคือ M_b มีค่ามาก) มีค่าสูงกว่าระบบที่ใช้รหัส STFBC ซึ่งมีการแผ่ทางเวลาต่ำกว่า นอกจากนั้นเมื่อเปรียบเทียบกราฟในรูปที่ 3.10 กับกราฟความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่งของระบบที่ใช้รหัส SFBC-1 และรหัส SFBC-2 ในรูปที่ 3.5 พบว่าในกรณีที่ค่า $K = 4$ ความซับซ้อนที่คำนวณได้จะมีค่าเท่ากัน นั่นก็คือรหัส SFBC เป็นกรณีเฉพาะของรหัส STFBC ที่เสนอ เมื่อ $M_b = 1$ นั่นเอง

บทที่ 4

ผลการทดสอบ

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงผลการจำลองแบบ (simulation) ของระบบที่เสนอโดยใช้คอมพิวเตอร์ เพื่อวิเคราะห์และเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่ใช้วิธีการที่เสนอกับระบบที่ใช้วิธีการดั้งเดิม โดยที่สมรรถนะของระบบสามารถประเมินได้จากกราฟความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่วนของค่าพลังงานเฉลี่ยต่อสัญลักษณ์ต่อค่าความหนาแน่นสเปกตรัมพลังงานของสัญญาณรบกวนหรือเขียนแทนด้วยสัญลักษณ์ E_s/N_0 กับค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดสัญลักษณ์ (symbol error probability) หรือเรียกย่อว่าอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ SER โดยการเปรียบเทียบสัญลักษณ์ที่ระบบนั้นตรวจวัดได้กับสัญลักษณ์ที่ถูกส่งออกมาว่าเกิดการผิดพลาดไปที่สัญลักษณ์จากจำนวนข้อมูลสัญลักษณ์ที่ถูกส่งออกมาทั้งหมด นอกจากนี้ยังได้ทดสอบผลกระทบจากการเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ได้แก่ การเพิ่มจำนวนสายอากาศรับ, การปรับขนาดของบล็อกคำสั่งย่อย และปรับช่วงเวลาการส่งข้อมูลสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม เป็นต้น

4.1 ข้อกำหนดของการจำลองแบบโดยใช้คอมพิวเตอร์

สำหรับในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยเลือกใช้เงื่อนไขและพารามิเตอร์ในการจำลองแบบโดยใช้คอมพิวเตอร์เพื่อทดสอบสมรรถนะดังนี้

1. **วิธีการทดสอบ:** ผลการจำลองแบบมอนติคาร์โล (Monte Carlo simulation) โดยใช้โปรแกรม Matlab Version 7.1.0.246 (R14) Service Pack 3

2. **แบบจำลองช่องสัญญาณเฟดดิ้ง:** แบบจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งภายในอาคาร CM1 และ CM4 ซึ่งหากพิจารณาที่แต่ละสายอากาศรับที่ได้รับผลของสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวกรหรือ AWGN โดยค่าแวกเรียนซ์ของสัญญาณรบกวน AWGN ขึ้นอยู่กับอัตราส่วนระหว่างกำลังของสัญญาณกับกำลังของสัญญาณรบกวนหรือ SNR ทั้งนี้กำลังของสัญญาณรบกวนจะเท่ากับ σ_{noise}^2 ซึ่งก็คือแวกเรียนซ์ของสัญญาณรบกวนนั่นเอง สำหรับวิธีการจำลองแบบโดยใช้คอมพิวเตอร์ จะกำหนดให้กำลังของสัญญาณคงที่ แต่ปรับเปลี่ยนกำลังของสัญญาณรบกวนให้มีค่าแตกต่างกันตาม SNR ที่เปลี่ยนไป ในเบื้องต้นจะนิยามค่า SNR ดังนี้

$$SNR = \frac{E_b W_b}{N_0 B_T} = \frac{E_b}{N_0} \times \eta_B = \frac{E_s}{N_0} \times \frac{\eta_B}{b} \quad (4.1)$$

เมื่อ E_b คือพลังงานเฉลี่ยต่อบิต, W_b คืออัตราส่งข้อมูล (bits/sec), N_0 คือความหนาแน่นสเปกตรัมพลังงานของสัญญาณรบกวน, B_T คือความกว้างแถบความถี่ใช้งาน (Hz), η_B คือประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัม, E_s คือพลังงานเฉลี่ยต่อสัญลักษณ์ และ b คือจำนวนบิตข้อมูลต่อสัญลักษณ์ (bits/symbol)

3. การเข้ารหัสล่วงหน้า: ประกอบด้วย

1. รหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อก (SFBC)

ทดสอบสมรรถนะของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอในบทที่ 3 โดยการจำลองแบบโดยใช้คอมพิวเตอร์และเปรียบเทียบกับระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อกอื่นๆ ในรายงานวิจัย เมื่อเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์ดังตารางที่ 4.1 ทั้งนี้เพื่อให้รหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อกทุกๆ ตัวมีค่าประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมเท่ากันและมีค่าเท่ากับ 2 bits/sec/Hz

ตารางที่ 4.1 รหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อกที่ใช้ทดสอบสมรรถนะ

ประเภทรหัส SFBC	การมอดูเลต	ขนาดบล็อกคำรหัสย่อย	bits/sec/Hz	ลำดับอ้างอิง
Uncoded	QPSK	4x2	2	-
Uncoded	BPSK	4x2	2	-
HR Hadamard	BPSK	4x2	2	[24]
HR	BPSK	4x2	2	[25]
Universal	BPSK	4x2	2	[31]
Repetition	16-PSK	4x2	2	[21]
rate-1	QPSK	4x2	2	[22]
Alamouti	QPSK	4x2	2	[14]
SFBC-1 rate-1	QPSK	4x2	2	-
SFBC-1 rate-2	BPSK	4x2	2	-
SFBC-2 rate-1	R-QPSK	4x2	2	-
SFBC-2 rate-2	R-BPSK	4x2	2	-

2. รหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่แบบบล็อก (STFBC)

2.1 รหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอแบบแผนที่ 1 (STFBC-1)

2.2 รหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอแบบแผนที่ 2 (STFBC-2)

4. พารามิเตอร์ของโอเอฟดีเอ็ม: เลือกค่าพารามิเตอร์ดังนี้

กำหนด $\Delta f = 4.125$ MHz นั่นคือการส่ง 1 สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มขนาด 128 คลื่นพาหีย่อยจะใช้แถบความถี่ที่มีช่วงกว้างเท่ากับ 528 MHz ตามมาตรฐานระบบสื่อสารแถบกว้างยิ่งแบบหลายแถบความถี่ สำหรับช่วงเวลา 1 คาบสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มซึ่งมีความยาวเท่ากับ 312.5 ns ได้แบ่งเป็นช่วงเวลาคุม 70.1 ns และช่วงเวลาที่ใช้ส่งข้อมูล 242.4 ns โดยใช้ อัลกอริทึม IFFT/FFT 128 จุด (128-point IFFT/FFT) ในการแปลงข้ามระหว่างโดเมนเวลากับโดเมนความถี่

5. จำนวนสายอากาศส่ง-สายอากาศรับ: มี 2 กรณีคือ 1) กรณี $M_t = 2$ และ $M_r = 1$ และ 2) กรณี $M_t = 2$ และ $M_r = 2$

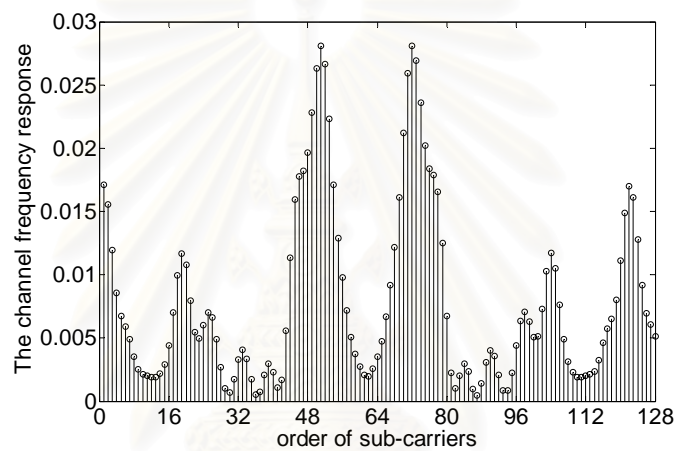
6. ตัวสลับลำดับสัญลักษณ์ (interleaver): เลือกใช้การสลับลำดับสัญลักษณ์แบบสุ่ม (random interleaving)

4.2 ผลการทดสอบสมรรถนะของระบบที่ใช้ตัวเข้ารหัสล่วงหน้า

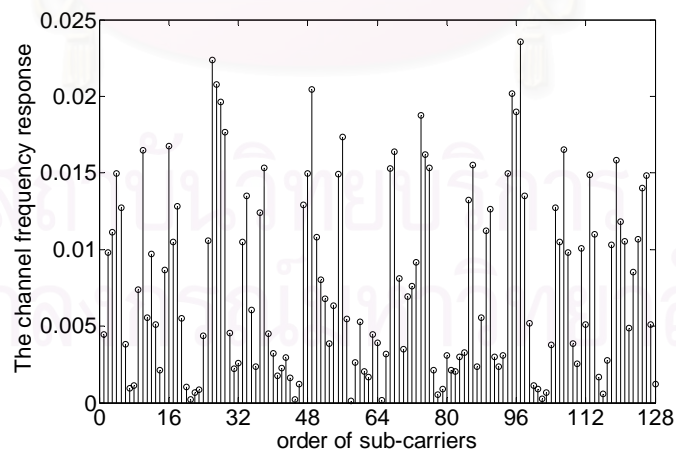
สำหรับเนื้อหาวิทยานิพนธ์ในส่วนนี้เป็นการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ MIMO ซึ่งใช้ตัวเข้ารหัสล่วงหน้าเป็นรหัส SFBC และรหัส STFBC ดังที่ได้นำเสนอในบทที่ 3 กับระบบ MIMO ซึ่งใช้ตัวเข้ารหัสล่วงหน้าแบบอื่นๆ ในงานวิจัยที่ได้กล่าวมาเบื้องต้น ได้แก่ งานวิจัยในเอกสารอ้างอิงลำดับที่ [21], [22], [24], [25], [31] และ [14] ทั้งนี้จะทดสอบประสิทธิภาพของระบบบนแบบจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งภายใต้เงื่อนไขที่กำหนดให้ช่องสัญญาณเฟดดิ้งมีคุณลักษณะสเตรนนาเรียตตลอดคาบเวลาของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม

4.2.1 ผลการทดสอบสมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC บนแบบจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่ง

เนื้อหาในส่วนนี้จะทดสอบสมรรถนะของระบบ 2 สายอากาศส่ง 1 สายอากาศรับที่ใช้เมทริกซ์รหัสปริภูมิ-ความถี่เป็นตัวเข้ารหัสล่วงหน้าสำหรับระบบ MIMO-OFDM ซึ่งส่งข้อมูลผ่านช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่ง CM1 และ CM4 โดยในเบื้องต้นนี้จะแสดงผลตอบสนองเชิงความถี่ของสัญญาณพหุวิถีซึ่งมีผลกระทบต่อข้อมูลสัญลักษณ์ที่ถูกส่งบนคลื่นพาห่อย่อยของไอเอฟดีเอ็มจำนวน 128 คลื่นพาห่ ดังรูปที่ 4.1



(ก)



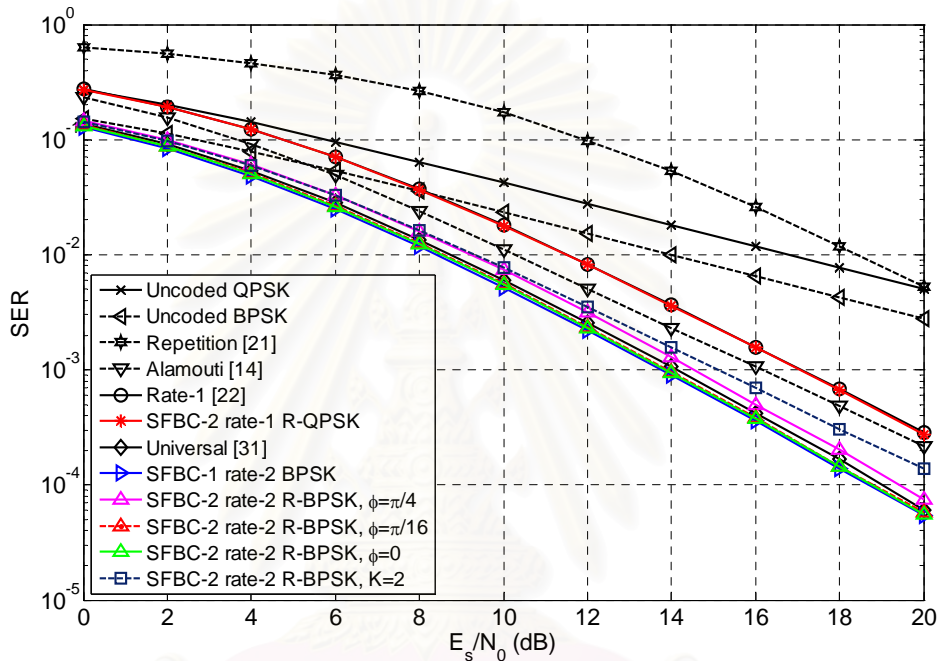
(ข)

รูปที่ 4.1 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่ง (ก) CM1 (ข) CM4

รูปที่ 4.1 เป็นการเปรียบเทียบผลตอบสนองเชิงความถี่ของเฟดดิ้งบนระบบแถบกว้างยิ่งตามแบบจำลอง CM1 และ CM4 ซึ่งแทนแบบจำลองช่องสัญญาณ LOS และแบบจำลองช่องสัญญาณ NLOS อย่างหนาแน่นตามลำดับ ดังที่ได้กล่าวมาบ้างแล้วในบทที่ 2 เกี่ยวกับผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่ต่อเนื่องทางเวลาของช่องสัญญาณ CM1 และ CM4 ทั้งนี้ผลตอบสนองเชิงความถี่ของสัญญาณเฟดดิ้งที่แต่ละค่าลำดับของคลื่นพารัลลอลใน 1 รอบการปรากฏเป็นรูปจะสามารถอธิบายถึงแนวโน้มของการเปลี่ยนแปลงค่ากำลังงานซึ่งกระทำต่อข้อมูลจำนวน $N = 128$ สัญลักษณ์ที่ส่งบน 1 สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มดังสมการที่ (3.4) โดยเป็นที่น่าสังเกตว่าค่าการแผ่แบบประวิงเวลาอาร์เอ็มเอสของช่องสัญญาณมีผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่หรือรหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่อย่างมาก ยกตัวอย่างเช่นจากข้อมูลในตารางที่ 2.1 กำหนดให้ $\tau_{CM1} = 6nsec$ และ $\tau_{CM4} = 25nsec$ หมายความว่าแบบจำลองช่องสัญญาณ CM1 มีค่าการแผ่แบบประวิงเวลาอาร์เอ็มเอสน้อยกว่าเมื่อเทียบกับแบบจำลองช่องสัญญาณ CM4 ซึ่งหากทำการแปลงผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่ต่อเนื่องทางเวลาเป็นผลตอบสนองเชิงความถี่โดยอาศัยกระบวนการแปลงฟูริเยร์ผกผันอย่างรวดเร็ว พบว่าในกรณีที่เวลาประวิงของวิถีมีค่ามากเทียบกับคาบเวลาสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม (แต่ทั้งนี้ช่วงการแผ่แบบประวิงเวลาต้องอยู่ในช่วงเวลาคุมเพื่อขจัดปัญหา ISI) จะทำให้สเปกตรัมเกิดการแกว่งอย่างรวดเร็ว ดังนั้นโอกาสในการเกิดเฟดลึก (deep fade) อย่างต่อเนื่องบนคลื่นพารัลลอลลำดับที่ติดกันของแต่ละสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มจะน้อยกว่าเมื่อเทียบกับในกรณีที่เวลาประวิงของวิถีมีค่าน้อย จึงส่งผลให้สมรรถนะของระบบดีขึ้น (ภายใต้ข้อสมมติฐานว่าภาครับรู้ค่าสถานะช่องสัญญาณสมบูรณ์) หรืออาจกล่าวอีกนัยหนึ่งว่าสำหรับในทางทฤษฎีแล้วช่องสัญญาณเฟดดิ้งที่มีค่าการแผ่แบบประวิงเวลาอาร์เอ็มเอสสูงย่อมเพิ่มค่าผลคูณไดเวอร์ซิตีภายนอก (extrinsic diversity product) ให้กับระบบสื่อสารไร้สายนั้นๆ ได้ แต่ทั้งนี้ในทางปฏิบัติย่อมขึ้นอยู่กับปริมาณข้อมูลข่าวสารของช่องสัญญาณที่ภาครับรู้ด้วย ซึ่งโดยทั่วไปแล้วตามมาตรฐาน IEEE 802.15.SG3a จะทำการส่งไฟลอปโตไปบนสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มประมาณ 12 คลื่นพารัลลอลจากจำนวนคลื่นพารัลลอลทั้งหมด 128 คลื่นพารัลลอล

รูปที่ 4.2 แสดงสมรรถนะของระบบแถบกว้างยิ่งแบบหลายแถบความถี่สำหรับแบบจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่ง CM1 ที่เลือกใช้การเข้ารหัสล่วงหน้าแบบรหัสปริภูมิ-ความถี่เมื่อ $M_r = 2$ และ $M_t = 1$ สำหรับในกรณีของระบบที่เลือกรหัสปริภูมิ-ความถี่กลุ่มที่มีอัตราสัญลักษณ์ต่อการใช้ช่องสัญญาณเท่ากับ 2 พบว่าสมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC จำนวน 3 แบบได้แก่รหัส SFBC-1 rate-2 BPSK ที่เสนอ, รหัส SFBC-2 rate-2 R-BPSK ที่เสนอและรหัสปริภูมิ-ความถี่ universal [31] มีค่าใกล้เคียงกันและดีกว่าระบบที่ใช้รหัส SFBC แบบอื่นๆ หาก

พิจารณาที่ค่า E_s/N_0 เท่ากับ 1×10^{-4} พบว่าระบบที่ใช้รหัส SFBC-2 rate-2 R-BPSK ซึ่งกำหนดมุมเริ่มต้นของการหมุน $\phi = 0$ มีสมรรถนะดีกว่าเมื่อกำหนดมุมเริ่มต้นของการหมุน $\phi = \pi/4$ ประมาณ 0.6 dB นอกจากนี้ยังให้สมรรถนะดีกว่าเมื่อกำหนดมุมเริ่มต้นของการหมุน $\phi = \pi/16$ เล็กน้อย ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่ามุมเริ่มต้นของการหมุน ϕ ควรมีค่าน้อยสุดเท่าที่จะเป็นไปได้ เพื่อให้ได้ค่าอัตราขยายรหัสสูงสุด

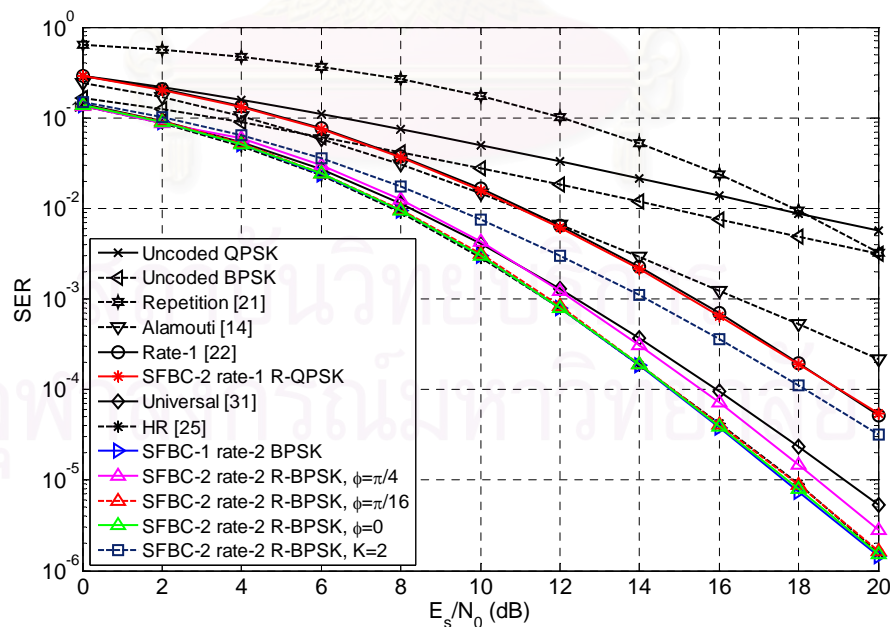


รูปที่ 4.2 สมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC ในกรณี $M_r = 2$ และ $M_c = 1$ บนช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่ง CM1

ในเอกสารอ้างอิง [50] ได้กล่าวถึงผลกระทบจากการเพิ่มขนาดเมทริกซ์หมุน \mathbf{M} ซึ่งพอจะสรุปคร่าวๆ ได้ว่าสำหรับในกรณีที่มีค่า $2M_r K \geq 8$ แล้วชุดข้อมูลสัญลักษณ์ที่ได้รับการแปลงจะไม่รับประกันค่า $d_{p,\min}$ สูงสุด ดังนั้นจึงได้ทดลองปรับลดขนาดเมทริกซ์บล็อกคาร์รหัสย่อยจากเมทริกซ์ขนาด 4×2 เหลือเพียงเมทริกซ์ขนาด 2×2 ซึ่งส่งผลให้ต้องมีการปรับจำนวนเมทริกซ์บล็อกคาร์รหัสย่อยต่อ 1 สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มขนาด 128 คลื่นพาห์จาก 32 บล็อกเป็น 64 บล็อกด้วย ทั้งนี้ขอเรียกรหัสปริภูมิ-ความถี่ว่ารหัส SFBC-2 rate-2, R-BPSK, $K=2$ เมื่อกำหนดมุมเริ่มต้นของการหมุน $\phi = \pi/4$ และกำหนดให้บล็อกคาร์รหัสมีค่าประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมเท่ากับ 2 bits/sec/Hz ทั้งนี้พบว่าระบบที่ใช้รหัส SFBC-2 rate-2, R-BPSK, $K=2$ ได้ค่าอัตราขยายไวด์แบนด์ที่ดีลดลงจากระบบที่ใช้รหัส SFBC-2 rate-2, R-BPSK, $\phi = \pi/4$ โดยพบว่าระบบจะเริ่มมี

การสูญเสียค่าไคเวอร์ซิตีตั้งแต่ช่วงที่ปรับค่า E_s/N_0 ให้สูงขึ้นมากกว่า 10 dB ซึ่งเกิดจากผลของการลดขนาดเมทริกซ์บล็อกคาร์รหัสย่อย จึงทำให้ค่าลำดับชั้นของเมทริกซ์บล็อกคาร์รหัสย่อยลดลงด้วย และหากพิจารณาที่ SER เท่ากับ 2×10^{-4} พบว่าผลต่างด้านสมรรถนะของระบบทั้งสองแบบมีค่าประมาณ 1 dB

เมื่อพิจารณาในกรณีของระบบที่เลือกรหัสปริภูมิ-ความถี่กลุ่มที่มีอัตราสัญลักษณ์ต่อการใช้ช่องสัญญาณเท่ากับ 1 สังเกตได้ว่าสมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC-2 rate-1 R-QPSK ที่เสนอและรหัสปริภูมิ-ความถี่ rate-1 [22] มีค่าใกล้เคียงกัน แต่หากเปรียบเทียบสมรรถนะกับระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่กลุ่มที่มีอัตราสัญลักษณ์ต่อการใช้ช่องสัญญาณเท่ากับ 2 พบว่าสมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC ในกลุ่มนี้จะด้อยในแง่ของข้อได้เปรียบเชิงรหัส (coding advantage) อยู่ประมาณ 3 dB ที่ค่า SER เท่ากับ 3×10^{-4} นอกจากนี้เมื่อพิจารณาที่ SER เท่ากับ 5×10^{-3} พบว่าระบบที่ใช้รหัส SFBC-2 rate-1 R-QPSK ที่เสนอต้องการค่า E_s/N_0 ต่ำกว่ากรณีที่ใช้การมอดูเลตแบบ QPSK และ BPSK ส่งข้อมูลสัญลักษณ์โดยไม่ผ่านกระบวนการเข้ารหัสล่วงหน้า (uncoded QPSK และ uncoded BPSK) อยู่ประมาณ 6.8 dB และ 2.7 dB ตามลำดับ ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าวิธีการเพิ่มอัตราขยายไคเวอร์ซิตีของระบบอาจทำได้โดยกระบวนการเข้ารหัสร่วมกันระหว่างข้อมูลสัญลักษณ์ซึ่งจะถูกส่งบนคลื่นพาห่อย่อยของโอเอฟดีเอ็ม



รูปที่ 4.3 สมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC ในกรณี $M_r = 2$ และ $M_r = 1$ บนช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่ง CM4

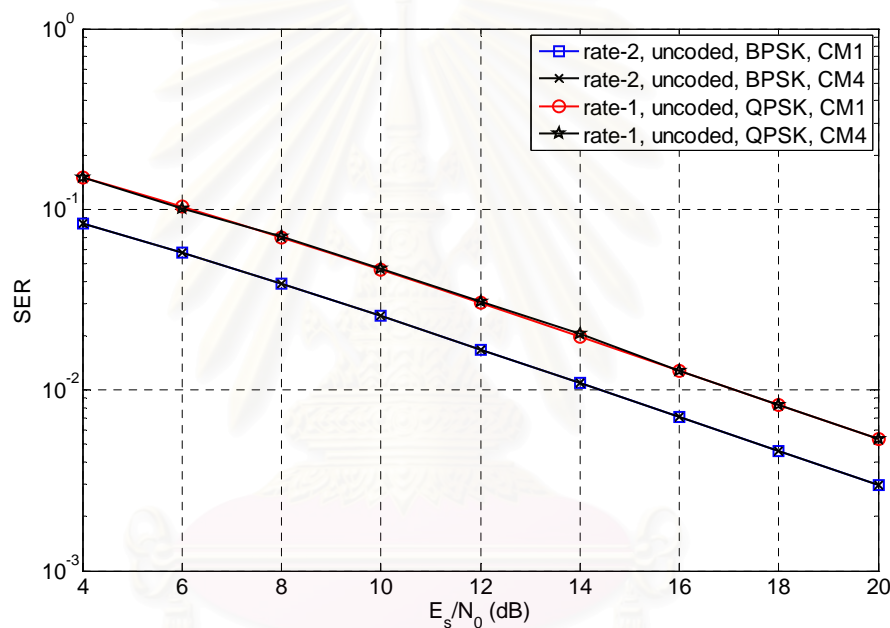
ในรูปที่ 4.3 แสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่ใช้รหัสสปริภูมิ-ความถี่ในกรณีที่ทำกาการส่งข้อมูลผ่านแบบจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่ง CM4 จากผลการจำลองแบบโดยใช้คอมพิวเตอร์พบว่าสมรรถนะของระบบที่ใช้รหัสซึ่งมีอัตราส่งสัญญาณลักษณะต่อการใช้ช่องสัญญาณเท่ากับ 2 จำนวน 4 ตัว ได้แก่ รหัส SFBC-1 rate-2 BPSK ที่เสนอ, รหัส SFBC-2 rate-2 R-BPSK ที่เสนอซึ่งกำหนดมุมอ้างอิงเริ่มต้น $\phi = 0$ เรเดียน, รหัส SFBC-2 rate-2 R-BPSK ที่เสนอซึ่งกำหนดมุมอ้างอิงเริ่มต้น $\phi = \pi/16$ เรเดียน และรหัสสปริภูมิ-ความถี่ HR มีค่าใกล้เคียงกันและดีกว่าระบบที่ใช้รหัส SFBC แบบอื่นๆ

หากเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบระหว่างในกรณีที่ส่งข้อมูลผ่านแบบจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่ง CM1 ในรูปที่ 4.2 กับในกรณีที่ส่งข้อมูลผ่านแบบจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่ง CM4 ในรูปที่ 4.3 พบว่าระบบที่ใช้รหัส SFBC ในกลุ่มซึ่งมีอัตราส่งสัญญาณต่อการใช้ช่องสัญญาณเท่ากับ 2 (rate-2 pcu) มีข้อได้เปรียบเชิงไดเวอร์ซิตี (diversity advantage) สูงกว่าระบบที่ใช้รหัส SFBC ในกลุ่มซึ่งมีอัตราส่งสัญญาณต่อการใช้ช่องสัญญาณเท่ากับ 1 (rate-1 pcu) โดยสังเกตได้จากความชันสัมพัทธ์ของกราฟสมรรถนะโดยเฉพาะอย่างยิ่งสำหรับในกรณีที่ส่งข้อมูลผ่านแบบจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่ง CM4 พบว่าค่าความชันสัมพัทธ์ของกราฟสมรรถนะสูงขึ้นอย่างเห็นได้ชัดเมื่อค่า E_s/N_0 มากกว่า 6 dB นั่นคือระบบที่ใช้รหัสสปริภูมิ-ความถี่ในกลุ่ม rate-2 และระบบที่ใช้รหัสสปริภูมิ-ความถี่ในกลุ่ม rate-1 มีค่าผลต่างสมรรถนะสูงสุดในช่วง $0 \leq E_s/N_0 \leq 20$ dB บนช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่ง CM1 และ CM4 เท่ากับ 3.4 dB และ 4.2 dB ตามลำดับ

ในกรณีที่ทำการส่งข้อมูลผ่านแบบจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่ง CM4 พบว่าสมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC-2 rate-2 R-BPSK ที่เสนอซึ่งกำหนดมุมอ้างอิงเริ่มต้น $\phi = \pi/4$ เรเดียน ดีกว่าระบบที่ใช้รหัสสปริภูมิ-ความถี่ universal ประมาณ 0.8 dB ที่ค่า E_s/N_0 เท่ากับ 6×10^{-6} แต่ทั้งนี้หากพิจารณาในกรณีที่ทำการส่งข้อมูลผ่านแบบจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่ง CM1 ในรูปที่ 4.2 กลับพบว่าระบบที่ใช้รหัสสปริภูมิ-ความถี่ universal ให้สมรรถนะดีกว่าระบบที่ใช้รหัส SFBC-2 rate-2 R-BPSK ที่เสนอซึ่งกำหนดมุมอ้างอิงเริ่มต้น $\phi = \pi/4$ เรเดียนเพียงเล็กน้อยประมาณ 0.35 dB ที่ค่า E_s/N_0 เท่ากับ 8×10^{-5}

จากรูปที่ 4.3 เป็นที่น่าสังเกตว่าระบบที่ใช้รหัสสปริภูมิ-ความถี่ที่ใช้รูปแบบการแมปรหัสสปริภูมิ-เวลา Alamouti มีสมรรถนะด้อยกว่าระบบที่ใช้รหัส SFBC-2 rate-2, R-BPSK, K=2 ตลอดช่วง $0 \leq E_s/N_0 \leq 20$ dB นั่นคือหากพิจารณาที่ค่า SER เท่ากับ 2×10^{-4} พบว่าค่า

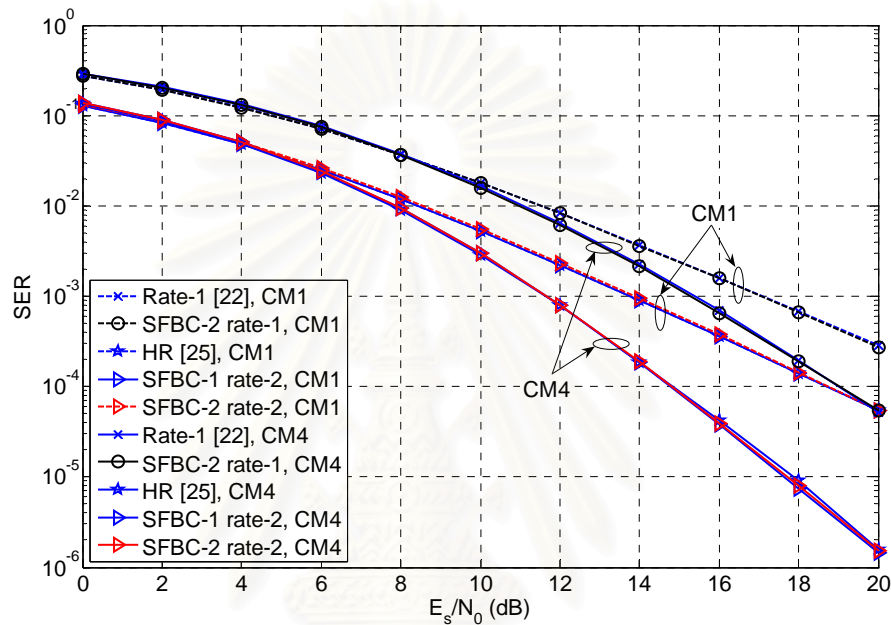
ผลต่างสมรรถนะของระบบอยู่ที่ประมาณ 3 dB นอกจากนี้ยังมีสมรรถนะด้อยกว่าระบบที่ใช้กลุ่มรหัส SFBC อันประกอบด้วยรหัส SFBC-2 rate-1 R-QPSK ที่เสนอ และรหัสปริภูมิ-ความถี่ rate-1 ระหว่างช่วง $6 \leq E_s/N_0 \leq 20$ dB โดยเมื่อพิจารณาที่ค่า SER เท่ากับ 2×10^{-4} พบว่าค่าผลต่างสมรรถนะของระบบอยู่ที่ประมาณ 2 dB สำหรับระบบที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK และ QPSK ส่งข้อมูลโดยไม่ผ่านกระบวนการเข้ารหัสล่วงหน้า และระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่ Repetition มีสมรรถนะรองลงไปตามลำดับ นั่นคือหากพิจารณาที่ค่า SER เท่ากับ 6×10^{-3} สมรรถนะของระบบทั้ง 3 แบบด้อยกว่าค่าสมรรถนะสูงสุดประมาณ 8.3 dB, 10.1 dB และ 11.1 dB ตามลำดับ



รูปที่ 4.4 สมรรถนะของระบบที่ใช้การส่งข้อมูลสัญลักษณ์โดยไม่ผ่านกระบวนการเข้ารหัสล่วงหน้า ในกรณี $M_r = 2$ และ $M_s = 1$ เมื่อปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ของสัญญาณ

ในกรณีที่ส่งข้อมูลสัญลักษณ์บนคลื่นพาห่อย่อยของสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มโดยไม่ผ่านกระบวนการเข้ารหัสล่วงหน้า จากผลการจำลองแบบโดยใช้คอมพิวเตอร์พบว่าสมรรถนะของระบบ 2 สายอากาศส่ง 1 สายอากาศรับที่ส่งข้อมูลผ่านแบบจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งเป็นดังรูปที่ 4.4 นั่นคือสมรรถนะของระบบแถบกว้างยิ่งแบบหลายแถบความถี่ที่ไม่มีการเข้ารหัสข้อมูลระหว่างสัญลักษณ์เชิงซ้อนจะไม่ขึ้นกับอัตราการมาถึงของสัญญาณพหุวิถีและไม่ขึ้นกับลักษณะเฉพาะของการหน่วงกำลังงานของช่องสัญญาณ นอกจากนี้ยังสามารถประเมินได้ว่าในกรณีตัวอย่างที่กำหนดให้ค่าประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมเท่ากับ 2 bits/sec/Hz วิธีการแมปข้อมูล

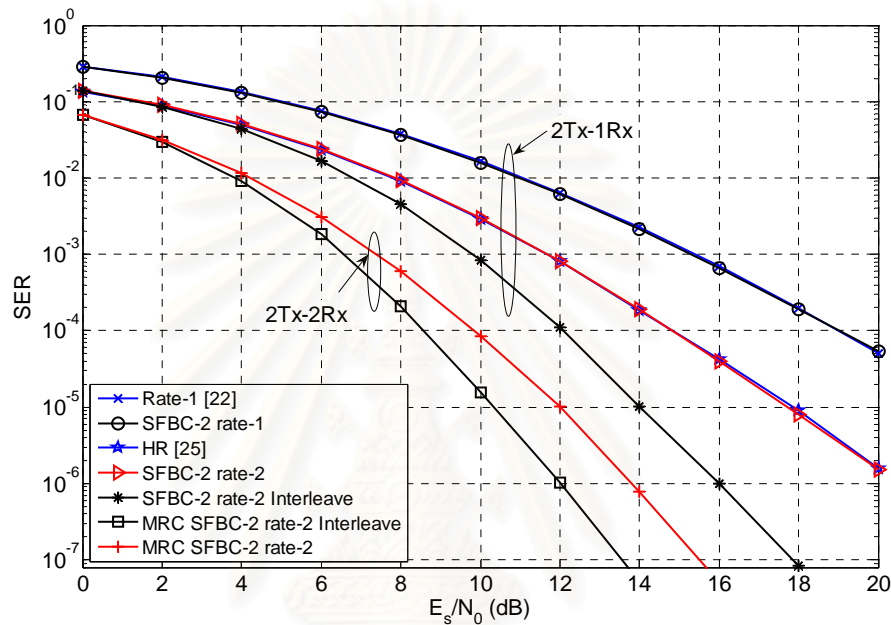
สัญลักษณ์ แบบ BPSK บนเมทริกซ์บล็อกคาร์รหัสย่อยขนาด 4×2 ซึ่งมีอัตราส่งสัญลักษณ์ต่อการใช้ช่องสัญญาณเท่ากับ 2 เป็นแบบแผนซึ่งมีข้อได้เปรียบเชิงรหัสสูงกว่าวิธีการแมปข้อมูลสัญลักษณ์แบบ QPSK ลงบนเมทริกซ์บล็อกคาร์รหัสย่อยขนาด 4×2 ซึ่งมีอัตราส่งสัญลักษณ์ต่อการใช้ช่องสัญญาณเท่ากับ 1 ประมาณ 3 dB ที่ค่า SER เท่ากับ 1×10^{-2}



รูปที่ 4.5 สมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC ในกรณี $M_r = 2$ และ $M_r = 1$ เมื่อปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ช่องสัญญาณ

รูปที่ 4.5 แสดงผลการจำลองสมรรถนะของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่บนระบบแถบกว้างยิ่งแบบหลายแถบความถี่ตามแบบจำลอง CM1 และ CM4 เมื่อจำนวนสายอากาศส่งต่อจำนวนสายอากาศรับเท่ากับ 2 ต่อ 1 ผลจากการพิจารณาทั้ง 2 กรณีไม่ว่าจะเป็นกรณีที่อัตราส่งสัญลักษณ์ต่อการใช้ช่องสัญญาณเท่ากับ 1 หรือกรณีที่อัตราส่งสัญลักษณ์ต่อการใช้ช่องสัญญาณเท่ากับ 2 พบว่าระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่บนแบบจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่ง CM4 ให้ค่าสมรรถนะของระบบดีกว่าระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่เดียวกันนั้นบนแบบจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่ง CM1 ทั้งในแง่ของอัตราขยายรหัสและอัตราขยายไคเบอร์ซีดี ถ้าหากพิจารณาเฉพาะกรณีของระบบที่ใช้รหัสในกลุ่ม rate-1 จะพบว่าการทดสอบสมรรถนะของระบบบนช่องสัญญาณ CM4 ให้ค่าอัตราขยายรหัสสูงกว่าการทดสอบสมรรถนะของระบบเดียวกันบนช่องสัญญาณ CM1 ประมาณ 2.5 dB ที่ค่า SER เท่ากับ 3×10^{-4} และสำหรับในกรณีของระบบที่ใช้รหัสในกลุ่ม rate-2

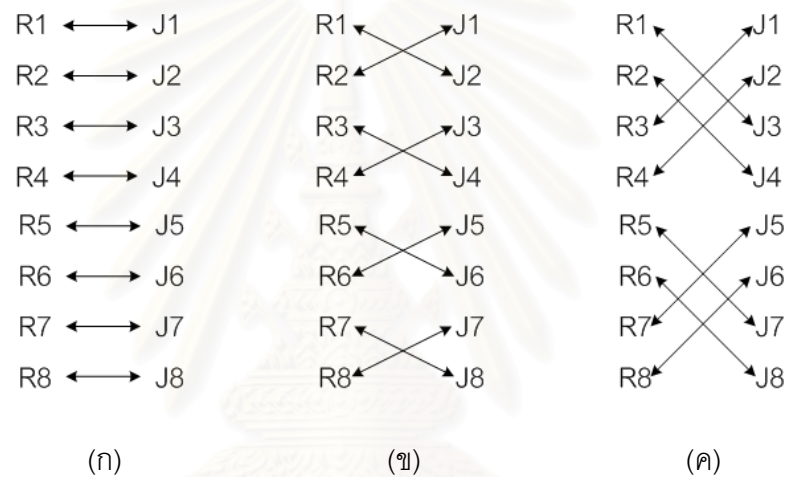
พบว่าผลการทดสอบสมรรถนะของระบบบนช่องสัญญาณ CM4 ให้ค่าอัตราขยายรหัสสูงกว่าการทดสอบสมรรถนะของระบบเดียวกันบนช่องสัญญาณ CM1 ประมาณ 3 dB ที่ค่า SER เท่ากับ 3×10^{-4} ซึ่งผลการทดสอบดังกล่าวได้สนับสนุนคำอธิบายผลตอบสนองเชิงความถี่ของช่องสัญญาณดังกล่าวแล้วในรูปที่ 4.1 ข้างต้น



รูปที่ 4.6 สมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC เมื่อใช้ร่วมกับเทคนิคการสลับลำดับสัญลักษณ์แบบสุ่มบนช่องสัญญาณ CM4 ในกรณี $M_t = 2, M_r = 1$ และกรณี $M_t = 2, M_r = 2$

จากรูปที่ 4.6 แสดงผลการทดสอบสมรรถนะของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่ ร่วมกับการใช้เทคนิคการสลับลำดับสัญลักษณ์แบบสุ่มเพื่อกระจายชุดคำรหัสในแต่ละบล็อกคำ รหัสย่อยไปยังลำดับคลื่นพหุย่อยที่ไม่ติดกัน และเมื่อจำลองระบบสื่อสารแถบกว้างแบบหลาย แถบความถี่บนแบบจำลองช่องสัญญาณเฟดดิ้งที่มีลักษณะ NLOS กระจายอยู่อย่างหนาแน่น สำหรับในกรณี $M_t = 2, M_r = 1$ พบว่าสมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC-2 rate-2 ที่เสนอและ สมรรถนะของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่ HR [25] มีค่าใกล้เคียงกัน โดยที่ระบบที่ใช้การเข้ารหัส ปริภูมิ-ความถี่ทั้งสองแบบให้ค่าอัตราขยายรหัสสูงกว่าระบบที่ใช้รหัส SFBC-2 rate-1 และรหัส ปริภูมิ-ความถี่ rate-1 [22] ประมาณ 4.3 dB ที่ค่า SER เท่ากับ 5×10^{-5} นอกจากนี้ผลของการ สลับลำดับสัญลักษณ์แบบสุ่มของรหัส SFBC-2 rate-2 จะสามารถเพิ่มอัตราขยายสมรรถนะได้อีก ประมาณ 1–4 dB ทั้งนี้ขึ้นกับช่วงของค่า E_s/N_0 และเมื่อพิจารณาในกรณี $M_t = 2, M_r = 2$ ซึ่ง

ได้อาศัยเทคนิคการรวมอัตราส่วนสูงสุด (maximal ratio combining หรือ MRC) โดยให้ค่าถ่วงน้ำหนักสัญญาณรับที่แตกต่างกันตามขนาดของสัญญาณที่ต้องการต่อกำลังของสัญญาณรบกวน สำหรับการใช้นี้สัญญาณที่จะนำมารวมกัน ในเบื้องต้นจำเป็นจะต้องมีการปรับเฟสให้ตรงกันเสียก่อนเพื่อให้ภาครับเกิดค่าไดเวอร์ซิตีสูงสุด โดยพบว่าหากทำการเพิ่มจำนวนสายอากาศรับขึ้นจาก $M_r = 1$ เป็น $M_r = 2$ แล้วระบบจะมีอัตราขยายสมรรถนะเพิ่มขึ้นประมาณ 6 dB นอกจากนี้ผลของการสลับลำดับสัญลักษณ์แบบสุ่มของรหัส SFBC-2 rate-2 จะสามารถเพิ่มอัตราขยายสมรรถนะได้อีกประมาณ 1-2 dB ทั้งนี้ขึ้นกับช่วงของค่า E_s/N_0

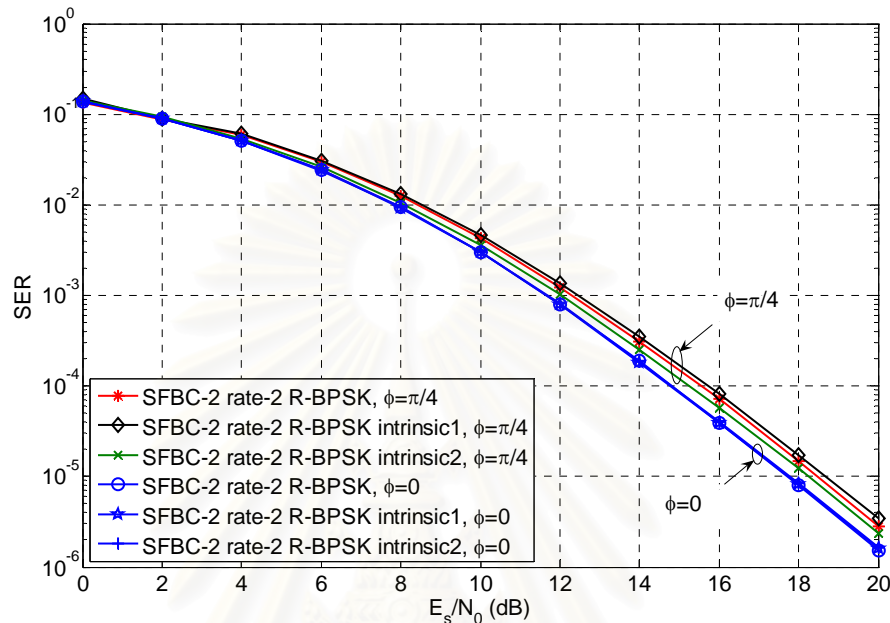


รูปที่ 4.7 การสลับลำดับส่วนประกอบของสัญลักษณ์เชิงซ้อนภายในบล็อก

(ก) ไม่สลับ (ข) รูปแบบ 1 (ค) รูปแบบ 2

หากย้อนกลับไปพิจารณาสมการที่ (3.21) ในบทที่ 3 หัวข้อย่อยที่ 3.3 เกี่ยวกับการออกแบบรหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอแบบแผนที่ 2 และเพิ่มขึ้นตอนในการสลับลำดับส่วนประกอบของสัญลักษณ์เชิงซ้อนซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.7 ก่อนจะเข้ารหัสล่วงหน้าโดยใช้เมทริกซ์หมุน เพื่อทำการเปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างระบบที่ใช้รหัส SFBC-2 rate-2 รูปแบบเดิมที่ไม่มีการสลับ, วิธีสลับลำดับรูปแบบ 1 และวิธีสลับลำดับรูปแบบ 2 โดยในรูปที่ 4.8 แสดงผลจากการจำลองระบบดังกล่าวบนช่องสัญญาณ CM4 ในกรณี $M_r = 2, M_t = 1$ ทั้งนี้เมื่อกำหนดค่ามุมเริ่มต้นไว้ $\phi = \pi/4$ เรเดียน แล้วพิจารณาที่ SER เท่ากับ 1×10^{-5} พบว่าระบบที่ใช้วิธีสลับลำดับส่วนประกอบของสัญลักษณ์เชิงซ้อนภายในบล็อกรูปแบบ 2 มีสมรรถนะของระบบดีกว่าระบบที่ใช้วิธีสลับลำดับรูปแบบ 1 และดีกว่าระบบที่ใช้รูปแบบเดิมที่ไม่มีการสลับลำดับประมาณ 0.25 และ

0.45 dB ตามลำดับ แต่หากกำหนดค่ามุมเริ่มต้นไว้ $\phi = 0$ เราเคยพบว่เทคนิคการสลับลำดับทั้งสามรูปแบบกลับให้ค่าสมรรถนะของระบบที่ไม่แตกต่างกัน

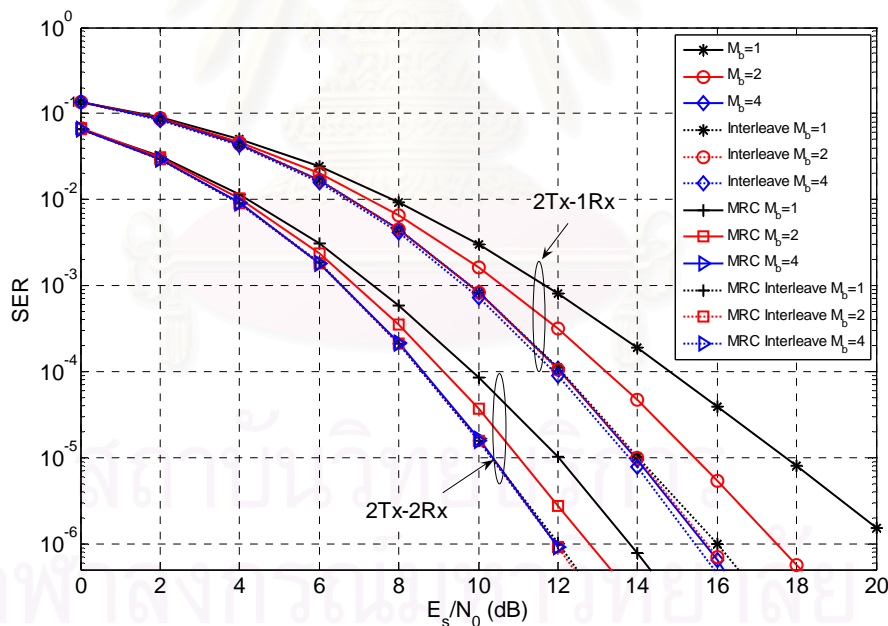


รูปที่ 4.8 สมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC-2 rate-2 เมื่อใช้ร่วมกับเทคนิคการสลับลำดับ ส่วนประกอบของสัญลักษณ์เชิงซ้อนบนช่องสัญญาณ CM4 ในกรณี $M_t = 2, M_r = 1$

4.2.2 ผลการทดสอบสมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส STFBC บนแบบจำลองช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่ง

ผลการทดลองข้างต้นในหัวข้อที่ 4.2.1 ได้วิเคราะห์สมรรถนะของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่ซึ่งเป็นกรณีเฉพาะของรหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่ที่พิจารณาเพียงช่วงเวลา 1 คาบสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม สำหรับเนื้อหาในหัวข้อนี้จะวิเคราะห์สมรรถนะของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่เมื่อแปรค่าพารามิเตอร์ช่วงเวลาเป็น $M_b = 1, 2$ และ 4 โอเอฟดีเอ็มบล็อก โดยที่ค่าประสิทธิภาพภาพการใช้สเปกตรัมของแต่ละวิธีเท่ากับ 2 bit/sec/Hz (ค่าประสิทธิภาพภาพการใช้สเปกตรัมที่คำนวณโดยประมาณเนื่องจากละทิ้งการพิจารณาช่วงเวลา cyclic prefix และแถบเวลาคุ่ม) ตัวอย่างการพิจารณาดังรูปที่ 4.9 เลือกรหัส STFBC-2 ซึ่งกำหนดมุมอ้างอิงเริ่มต้น $\phi = 0$ เราเคยพบ ในกรณี $M_t = 2, M_r = 1$ พบว่าหากยึดการแพร่รหัส STFBC ไปบนแกนเวลามากขึ้นกราฟสมรรถนะของระบบจะยิ่งดีขึ้นตามลำดับและเป็นที่สังเกตว่าเส้นกราฟจะมีการลู่อู่เข้าสู่ค่า

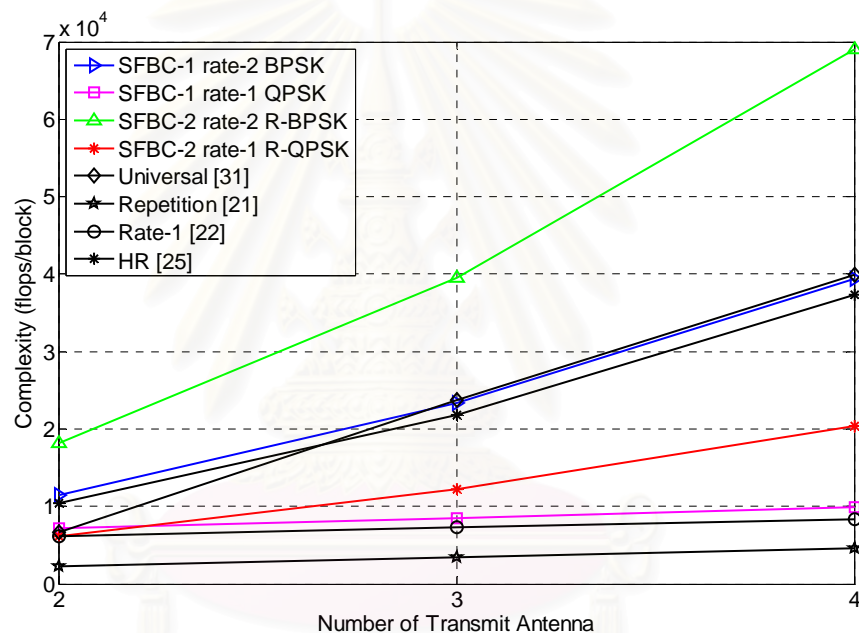
ขอบเขตสมรรถนะค่าหนึ่ง โดยเมื่อพิจารณาที่ค่า SER เท่ากับ 1×10^{-5} พบว่าสมรรถนะของระบบดีขึ้นประมาณ 2.2 dB และ 3.7 dB จากการแปรค่าพารามิเตอร์ช่วงเวลาจาก $M_b = 1$ เป็น $M_b = 2$ และ $M_b = 4$ โอเอฟดีเอ็มบล็อกตามลำดับ นอกจากนี้การใช้เทคนิคการสลับลำดับสัญญาณแบบสุมบรหัทสปริภูมิ-เวลา-ความถี่จะช่วยเพิ่มค่าสมรรถนะได้อย่างชัดเจนเมื่อช่วงเวลาโอเอฟดีเอ็มบล็อก M_b มีค่าน้อยๆ แต่สำหรับในกรณีที่ช่วงเวลาโอเอฟดีเอ็มบล็อก $M_b > 1$ สังเกตได้ว่าค่าผลต่างของสมรรถนะที่เพิ่มขึ้นนี้มีค่าไม่มากนัก นั่นคือหากพิจารณาที่ค่า SER เท่ากับ 1×10^{-5} พบว่าสมรรถนะของระบบดีขึ้นอยู่ในช่วงไม่เกิน 0.2 dB ทั้งนี้พบว่าแนวโน้มของกราฟสมรรถนะของระบบในกรณี $M_t = 2, M_r = 2$ ยังเป็นไปในทิศทางที่สอดคล้องกับในกรณี $M_t = 2, M_r = 1$ นั่นคือเมื่อแปรค่าพารามิเตอร์ช่วงเวลาจาก $M_b = 1$ เป็น $M_b = 2$ และ $M_b = 4$ โอเอฟดีเอ็มบล็อกแล้วพิจารณาที่ค่า SER เท่ากับ 1×10^{-5} พบว่าสมรรถนะของระบบดีขึ้นประมาณ 1 dB และ 1.7 dB ตามลำดับ ซึ่งหากใช้เทคนิคการสลับลำดับสัญญาณร่วมด้วยแล้วพบว่าสมรรถนะของระบบแทบไม่แตกต่างกันนัก



รูปที่ 4.9 สมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส STBC-2 เมื่อใช้ร่วมกับเทคนิคการสลับลำดับสัญญาณแบบช่องสัญญาณ CM4 ในกรณี $M_t = 2, M_r = 1$ และกรณี $M_t = 2, M_r = 2$

4.3 เปรียบเทียบความซับซ้อนของอัลกอริทึมแต่ละระบบ

เนื้อหาในหัวข้อนี้ได้ทำการเปรียบเทียบความซับซ้อนของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อกชนิดต่างๆ โดยจะวิเคราะห์ผลกระทบจากการเพิ่มจำนวนสายอากาศส่ง ทั้งนี้ผลที่ได้จากการเปรียบเทียบจะแสดงถึงความคุ้มค่าในการเพิ่มสมรรถนะของระบบซึ่งแลกกับความซับซ้อนในการคำนวณที่เพิ่มขึ้น การพิจารณาความซับซ้อนจะใช้วิธีการนับจำนวนฟลอปที่ใช้ในการตรวจวัดข้อมูลออกมาต่อ 1 บล็อก ซึ่งจำนวนฟลอปต่อบล็อกที่วัดได้ไม่ขึ้นกับค่า SNR หรือช่องสัญญาณที่พิจารณา



รูปที่ 4.10 ความซับซ้อนของอัลกอริทึมของแต่ละระบบเมื่อ $M_t = 2, 3$ และ 4

จากกราฟความสัมพันธ์ระหว่างความซับซ้อนของอัลกอริทึมของระบบกับจำนวนสายอากาศส่ง เมื่อค่าประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมเท่ากับ 2 bits/sec/Hz พบว่าเมื่อจำนวนสายอากาศส่งเพิ่มขึ้นความซับซ้อนจะมีค่าเพิ่มขึ้นเช่นเดียวกัน และเมื่อพิจารณาที่จำนวนสายอากาศส่งเท่ากัน ระบบที่ใช้รหัส SFBC-2 rate-2 ที่เสนอจะมีความซับซ้อนของอัลกอริทึมมากที่สุด ส่วนระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่ repetition จะมีความซับซ้อนของอัลกอริทึมน้อยที่สุด ทั้งนี้ค่าความซับซ้อนของอัลกอริทึมของระบบที่ใช้รหัส SFBC-2 rate-2 ที่เสนอดูสูงขึ้นอย่างเห็นได้ชัด

เมื่อเพิ่มจำนวนสายอากาศส่งหากเปรียบเทียบกับค่าความซับซ้อนของอัลกอริทึมของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่แบบอื่นๆ สังเกตได้จากความชันของกราฟที่มากกว่านั่นเอง

ตารางที่ 4.2 สรุปลำดับความซับซ้อนของอัลกอริทึมของแต่ละระบบจากมาก (1) ไปน้อย (8) เมื่อ

$$M_t = 2, 3 \text{ และ } 4$$

ประเภทรหัส SFBC	$M_t = 2$	$M_t = 3$	$M_t = 4$
SFBC-1 rate-2	(2)	(3)	(3)
SFBC-1 rate-1	(4)	(6)	(6)
SFBC-2 rate-2	(1)	(1)	(1)
SFBC-2 rate-1	(6)	(5)	(5)
Universal	(5)	(2)	(2)
Repetition	(8)	(8)	(8)
rate-1	(6)	(7)	(7)
HR	(3)	(4)	(4)

การเปรียบเทียบความซับซ้อนของอัลกอริทึมของแต่ละระบบในหัวข้อนี้สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 4.2 แต่ทั้งนี้การพิจารณาว่าจะเลือกใช้งานระบบใดด้วยจำนวนสายอากาศส่งเท่าใดนอกจากความซับซ้อนของอัลกอริทึมของระบบแล้ว ยังควรคำนึงถึงสมรรถนะของระบบนั้นๆ ในแง่ของอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ควบคู่กันด้วย เนื่องจากบางระบบมีความซับซ้อนของอัลกอริทึมต่ำ แต่มีสมรรถนะในแง่ของอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ที่แย่มาก เช่น ระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่ repetition และบางระบบมีสมรรถนะในแง่ของอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ดีขึ้น แต่ก็มีความซับซ้อนของอัลกอริทึมของระบบที่เพิ่มขึ้นเช่นกัน เช่น ระบบที่ใช้รหัส SFBC-1 rate-2 ที่เสนอ

บทที่ 5

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอแนวทางในการนำเทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้ามาใช้งานร่วมกับไอเอฟดีเอ็มสำหรับระบบหลายสายอากาศส่งหลายสายอากาศรับที่ใช้งานบนช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่งแบบหลายแถบความถี่ (MB-UWB) ในกรณีที่ภาคส่งไม่รู้ค่าสถานะช่องสัญญาณแต่ภาครับรู้ค่าสถานะช่องสัญญาณสมบูรณ์ สำหรับรูปแบบของตัวเข้ารหัสล่วงหน้าที่ใช้กับแบบจำลองระบบที่เสนอจะแบ่งออกเป็น 2 ประเภท โดยที่แต่ละประเภทจะมีรูปแบบจำนวน 2 แบบแผนดังที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 3 ได้แก่ รหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อก SFBC-1, SFBC-2 และรหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่แบบบล็อก STFBC-1, STFBC-2 ทั้งนี้รหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อก SFBC-1 และ SFBC-2 ที่เสนอเป็นกรณีเฉพาะของรหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่แบบบล็อก STFBC-1 และ STFBC-2 ตามลำดับเมื่อพิจารณาการแผ่ชุดข้อมูลสัญลักษณ์บนช่วงเวลา 1 คาบสัญลักษณ์ไอเอฟดีเอ็ม

รูปแบบของเมตริกซ์ตัวเข้ารหัสล่วงหน้าแบบแผนที่ 1 ได้อาศัยแนวคิดของเมตริกซ์บล็อกคาร์รหัสย่อยซึ่งอยู่บนพื้นฐานของวัลเดอมอนเดเมตริกซ์ร่วมกับรหัสตั้งฉาก เนื่องจากผลการแปลงโดยวัลเดอมอนเดเมตริกซ์ให้ค่าระยะทางเชิงผลคูณต่ำสุดสูงกว่าการแปลงฮาดามาด ดังนั้นจึงได้เลือกใช้รหัสตั้งฉากที่เป็นเวกเตอร์แนวตั้งของวัลเดอมอนเดเมตริกซ์ด้วย สำหรับแนวคิดหลักที่ผู้ทำวิจัยเสนอเมตริกซ์ตัวเข้ารหัสล่วงหน้าแบบแผนที่ 2 เนื่องจากเทคนิคการออกแบบตัวเข้ารหัสล่วงหน้าโดยทั่วไป ได้แก่ในเอกสารอ้างอิงลำดับที่ [21], [22], [23], [24], [25], [29], [30], [16], [35] และระบบที่เสนอแบบแผนที่ 1 อาศัยเมตริกซ์บล็อกคาร์รหัสที่อยู่บนพื้นฐานของวัลเดอมอนเดเมตริกซ์ทั้งสิ้น ดังนั้นจึงเกิดแนวคิดที่ต้องการนำเสนอรูปแบบการเข้ารหัสล่วงหน้าในแบบแผนที่แตกต่างออกไปจากงานวิจัยที่กล่าวถึงข้างต้น แต่ยังคงให้ค่าสมรรถนะของระบบดีเทียบเท่าหรือดีกว่าระบบที่ใช้เมตริกซ์บล็อกคาร์รหัสที่อยู่บนพื้นฐานของวัลเดอมอนเดเมตริกซ์เมื่อส่งข้อมูลผ่านช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่ง จึงได้เสนอระบบแบบแผนที่ 2 เพื่อตอบเจตย์ดังกล่าว ซึ่งข้อแตกต่างระหว่างรหัสในแบบแผนที่ 1 และแบบแผนที่ 2 อยู่ที่กระบวนการเข้ารหัสซึ่งดำเนินการในระดับสัญลักษณ์เชิงซ้อนและระดับส่วนประกอบของสัญลักษณ์ตามลำดับ ส่งผลให้ต้องใช้เมตริกซ์หมุนซึ่งมีรูปแบบต่างกันด้วย ทั้งนี้เมื่อกำหนดให้จำนวนข้อมูลสัญลักษณ์ต่อบล็อกคาร์รหัสเท่ากันในกรณีค่าอัตราส่งสัญลักษณ์ต่อการใช้ช่องสัญญาณเท่ากับ 1 pcu พบว่าระบบที่ใช้รหัส STFBC แบบ

แผนที่ 1 มีความซับซ้อนทางการคำนวณสูงกว่าระบบที่ใช้รหัส STFBC แบบแผนที่ 2 เสมอ (ประมาณ 1.17 เท่า) แต่สำหรับในกรณีค่าอัตราส่งสัญญาณต่อการใช้ช่องสัญญาณเท่ากับ 2 pcu พบว่าระบบที่ใช้รหัส STFBC แบบแผนที่ 2 กลับมีความซับซ้อนทางการคำนวณสูงกว่าระบบที่ใช้รหัส STFBC แบบแผนที่ 1 เสมอ (ประมาณ 1.58 เท่า) เนื่องจากผลของการดำเนินการกับข้อมูลสัญญาณเชิงซ้อนเมื่อเปลี่ยนรูปแบบการจัดวางกลุ่มสัญญาณจาก BPSK เป็นแบบ R-BPSK ซึ่งหากพิจารณาที่ค่าประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมเท่ากันพบว่าความซับซ้อนทางการคำนวณของระบบที่ใช้รหัส STFBC ซึ่งมีการแผ่ทางเวลาสูง (นั่นคือ M_b มีค่ามาก) มีค่าสูงกว่าระบบที่ใช้รหัส STFBC ซึ่งมีการแผ่ทางเวลาดำกว่า

เมื่อพิจารณาระบบที่ใช้ตัวเข้ารหัสล่วงหน้าในรูปแบบของรหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่แบบบล็อก ในกรณีของการแผ่ชุดข้อมูลสัญญาณบนช่วงเวลา 1 คาบสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม (หรือกรณี $M_b = 1$) จากผลการทดสอบสมรรถนะของระบบซึ่งใช้ตัวเข้ารหัสล่วงหน้าเป็นรหัส STFBC ที่เสนอและระบบที่ใช้ตัวเข้ารหัสล่วงหน้าเป็นรหัส SFBC แบบอื่นๆ ดังที่ถูกระบุในงานวิจัย [14], [21], [22], [24], [25] และ [31] โดยอาศัยเครื่องรับที่มีเกณฑ์อยู่บนพื้นฐานของความน่าจะเป็นจริงสูงสุด พบว่าระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่แบบบล็อก SFBC-1 และ SFBC-2 ที่เสนอ สามารถส่งข้อมูลที่ค่าอัตราส่งสัญญาณต่อการใช้ช่องสัญญาณเท่ากับ 2 ในขณะที่เดียวกันนี้ยังได้ค่าไคเวอร์ซิตีที่เต็มบนช่องสัญญาณแถบกว้างยิ่ง CM1 และ CM4 อาจกล่าวได้ว่าระบบที่เสนอมีสมรรถนะดีกว่าหรือเทียบเท่ากับระบบที่ใช้รหัสบล็อกแบบอื่นๆ ที่เคยถูกเสนอในงานวิจัยที่ผ่านมาเสมอ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในกรณีที่ช่องสัญญาณพหุวิถีมี NLOS อย่างหนาแน่นส่งผลให้สเปกตรัมเกิดการแกว่งอย่างรวดเร็ว ดังนั้นหากภาครับรู้ค่าสถานะช่องสัญญาณสมบรูณ์แล้วย่อมจะเพิ่มค่าไคเวอร์ซิตีให้กับระบบสื่อสารนั้นๆ ได้ โดยไม่จำเป็นต้องเพิ่มกำลังงานส่งข้อมูลสัญญาณและไม่สูญเสียประสิทธิภาพการใช้แถบความถี่

เมื่อพิจารณาระบบที่ใช้ตัวเข้ารหัสล่วงหน้าในรูปแบบของรหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่แบบบล็อก ในกรณีของการแผ่ชุดข้อมูลสัญญาณบนช่วงเวลาเท่ากับ 2 และ 4 คาบสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม (หรือในกรณี $M_b = 2$ และ $M_b = 4$) พบว่าที่ค่าประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมเท่ากันและมีค่าเท่ากับ 2 bits/sec/Hz หากยึดการแผ่รหัส STFBC ไปบนแกนเวลามากขึ้นกราฟสมรรถนะของระบบจะยิ่งดีขึ้นตามลำดับ นั่นคือสามารถสรุปได้ว่าสมรรถนะของระบบในกรณี $M_b = 4$ ดีกว่าสมรรถนะของระบบในกรณี $M_b = 2$ และ $M_b = 1$ ตามลำดับ อันเนื่องมาจากข้อได้เปรียบเชิงไคเวอร์ซิตีทางเวลาของระบบที่เพิ่มขึ้น ซึ่งจะแปรตามช่วงเวลากการแผ่ชุดข้อมูลสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม นอกจากนี้พบว่าการใช้เทคนิคการสลับลำดับสัญญาณแบบสลับร่วมกับ

รหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่จะสามารถเพิ่มค่าสมรรถนะของระบบได้มากขึ้นเพียงได้นั้นย่อมขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์เวลาการแผ่ชุดข้อมูลสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มเป็นสำคัญ นั่นคือหากช่วงเวลาการแผ่ชุดข้อมูลสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มมีค่าน้อย เช่นในกรณี $M_b = 1$ หรือ $M_b = 2$ เมื่อเทียบกับในกรณีที่ใช้ตัวเข้ารหัสล่วงหน้าในรูปแบบของรหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่แบบบล็อกซึ่งไม่ใช่เทคนิคการสลับลำดับสัญลักษณ์แบบสุ่มแล้วพบว่าค่าสมรรถนะของระบบจะเพิ่มขึ้นอย่างมีนัยสำคัญประมาณ 1-4 dB ขึ้นกับช่วงของค่า SNR แต่หากทำการเพิ่มช่วงเวลาการแผ่ชุดข้อมูลสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มสูงขึ้น เช่นในกรณี $M_b = 4$ กลับพบว่าไม่ว่าจะใช้เทคนิคการสลับลำดับสัญลักษณ์ร่วมด้วยหรือไม่ก็ตามสมรรถนะของระบบแทบไม่แตกต่างกันอย่างมีนัยสำคัญ นั่นคือเส้นกราฟสมรรถนะของระบบจะเริ่มมีการลู่เข้าสู่ค่าขอบเขตสมรรถนะค่าหนึ่ง

ผลการจำลองแบบโดยอาศัยคอมพิวเตอร์พบว่าการเพิ่มจำนวนข้อมูลสัญลักษณ์ในกระบวนการเข้ารหัสร่วมกันระหว่างข้อมูลส่งผลดีต่อค่าสมรรถนะของระบบที่เพิ่มขึ้น ในขณะที่สมรรถนะของระบบแถบกว้างยิ่งแบบหลายแถบความถี่ที่ไม่มีการเข้ารหัสข้อมูลระหว่างสัญลักษณ์เชิงซ้อนจะไม่ขึ้นกับลักษณะเฉพาะของการหน่วงกำลังงานของช่องสัญญาณ นั่นคือระบบดังกล่าวไม่สามารถใช้ประโยชน์จากโดเวอร์ซิตีของช่องสัญญาณพหุวิถีได้ นอกจากนี้การใช้รหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่ร่วมกับการใช้เทคนิคการสลับลำดับสัญลักษณ์แบบสุ่มบนระบบหลายสายอากาศส่งหลายสายอากาศรับ เมื่อสายอากาศแถวลำดับที่ภาครับใช้เทคนิคการรวมอัตราส่วนสูงสุดนับได้ว่าเป็นวิธีการเพิ่มสมรรถนะของระบบอย่างมีประสิทธิภาพยิ่ง นั่นคือการเพิ่มจำนวนสายอากาศรับจาก 1 สายอากาศเป็น 2 สายอากาศจะสามารถเพิ่มอัตราขยายสมรรถนะได้อีกประมาณ 4-6 dB ทั้งนี้ขึ้นกับช่วงเวลาการแผ่ชุดข้อมูลสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มและช่วงของค่า SNR ซึ่งหากช่วงเวลาการแผ่ชุดข้อมูลสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มมีค่าน้อย เช่นในกรณี $M_b = 1$ อัตราขยายสมรรถนะของระบบที่เพิ่มขึ้นจากการเพิ่มจำนวนสายอากาศรับจะมีค่าสูงกว่าในกรณีที่ช่วงเวลาการแผ่ชุดข้อมูลสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มมีค่ามาก เช่นในกรณี $M_b = 4$ เป็นต้น

5.2 ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต

งานที่ควรจะได้มีการพัฒนาหรือศึกษาต่อ สำหรับวิทยานิพนธ์นี้คือ

- 1) เนื่องด้วยหลักการสำคัญของระบบสื่อสารแถบกว้างยิ่งคือใช้การแผ่กำลังงานส่งต่ำเมื่อเทียบกับกำลังงานของสัญญาณรบกวน จึงเสนอให้มีการนำกรรมวิธีการเข้ารหัสช่องสัญญาณแบบ

ไปข้างหน้าทำให้สมรรถนะของระบบสูง เช่นรหัสเทอร์โบ (turbo codes) หรือรหัส LDPCs (low-density parity-check codes) ซึ่งเป็นรหัสในมาตรฐาน DVB-S2 สำหรับการส่งสัญญาณโทรทัศน์แบบดิจิทัลผ่านดาวเทียม มาประยุกต์ใช้ร่วมกันบนระบบหลายสายอากาศส่งหลายสายอากาศรับ

- 2) รหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อก และรหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่แบบบล็อกมีข้อจำกัดในเรื่องของค่าไคเวอริซิตีสูงสุดที่เป็นไปได้จึงอาจเปลี่ยนมาใช้รหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่แบบเทอร์ลิสเพื่อได้อัตราขยายสมรรถนะเพิ่มขึ้น



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

รายการอ้างอิง

- [1]. Liuqing Yang, and Giannakis, G. B. Ultra-wideband communications: an idea whose time has come. IEEE Signal Processing Magazine. 21, 6 (Nov. 2004): 26–54.
- [2]. Wilson J. M. Ultra-Wideband /a Disruptive RF Technology? Available at: <http://www.intel.com/technology/ultrawideband/downloads/UltraWidebandTechnology.pdf>. (Sept. 2002).
- [3]. Scholtz, R. Multiple access with time-hopping impulse modulation. Proceedings of IEEE Military Communications Conference (MILCOM' 93). 2 (Oct. 1993): 447–450.
- [4]. Roberts, R. XtremeSpectrum CFP Document. Available at: <http://www.grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2003/Jul03/03154r3P802-15TG3a-XtremeSpectrum-CF-Documentation.pdf>. (July 2003).
- [5]. Foerster, J. R. The performance of a direct-sequence spread ultrawideband system in the presence of multipath, narrowband interference, and multiuser interference. IEEE Conf. Ultra Wideband Systems Tech. (May 2002): 87–91.
- [6]. Batra, A., et al. Multi-band OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a. Available at: <http://www.multibandofdm.org/papers/15-03-0268-01-003a-Multi-band-CFP-Document.pdf>. (Sept. 2003).
- [7]. Siriwongpairat, P., Su, W., and Liu, K. J. R. Characterizing performance of multiband UWB systems using Poisson cluster arriving fading paths. IEEE 6th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications. (June 2005): 246–250.
- [8]. Saberinia, E., and Tewfik, A.H. Pulsed and non-pulsed OFDM ultra wideband wireless personal area networks. IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies. (Nov. 2003): 275–279.

- [9]. Batra, A., Balakrishnan, J., Aiello, G. R., Foerster, J. R., and Dabak, A. Design of a multiband OFDM system for realistic UWB channel environments. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 52, 9 (Sept. 2004): 2123–2138.
- [10]. Vucetic, B., and Yuan, J. Space-Time Coding. England: John Wiley & Sons Ltd, 2003.
- [11]. Bauch, G. Space-time block codes versus space-frequency block codes. The 57th IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference (VTC 2003-Spring). 1 (Apr. 2003): 567–571.
- [12]. Marzetta, T. L., and Hochwald, B. M. Capacity of a mobile multiple antenna communication link in Rayleigh flat fading. IEEE Transaction on Information Theory. 45, 1 (Jan. 1999): 139–157.
- [13]. Tarokh, V., Seshadri, N., and Calderbank, A. R. Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction. IEEE Transaction on Information Theory. 44, 2 (March 1998): 744–765.
- [14]. Alamouti, S. M. A simple transmit diversity technique for wireless communications. IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 16, 8 (Oct. 1998): 1451–1458.
- [15]. Tarokh, V., Jafarkhani, H., and Calderbank, A. R. Space-time block codes from orthogonal designs. IEEE Transaction on Information Theory. 45, 5 (July 1999): 1456–1467.
- [16]. Siriwongpairat, W. P., Weifeng Su, Olfat, M., and Liu, K. J. R. Multiband-OFDM MIMO coding framework for UWB communication systems. IEEE Transactions on Signal Processing. 54, 1 (Jan. 2006): 214–224.
- [17]. Agrawal, D., Tarokh, V., Naguib, A., and Seshadri, N. Space-time coded OFDM for high data rate wireless communication over wideband channels. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC 98). 3 (May 1998): 2232–2236.

- [18]. Lee, K. F., and Williams, D. B. A space-frequency transmitter diversity technique for OFDM systems. IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM '00). 3 (27 Nov.–1 Dec. 2000): 1473–1477.
- [19]. Bolcskei, H., and Paulraj, A. J. Space-frequency coded broadband OFDM systems. IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC. 2000). 1 (Sept. 2000): 1–6.
- [20]. Bolcskei, H., and Paulraj, A. J. Space-frequency codes for broadband fading channels. Proceedings of IEEE International Symposium on Information Theory. (June 2001): 219.
- [21]. Weifeng Su, Safar, Z., Olfat, M., and Liu, K. J. R. Obtaining full-diversity space-frequency codes from space-time codes via mapping. IEEE Transactions on Signal Processing. 51, 11 (Nov 2003): 2905–2916.
- [22]. Weifeng Su, Safar, Z., and Liu, K. J. R. Full-rate full-diversity space-frequency codes with optimum coding advantage. IEEE Transactions on Information Theory. 51, 1 (Jan. 2005): 229–249.
- [23]. Lei Shao, Roy, S., and Sandhu, S. Rate-one space frequency block codes with maximum diversity gain for MIMO-OFDM. IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM' 03). 2 (Dec. 2003): 809–813.
- [24]. Wei Zhang, Xiang-Gen Xia, and Ching, P.C. A design of high-rate space-frequency codes for MIMO-OFDM systems. IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM' 04). 1 (29 Nov.-3 Dec. 2004): 209–213.
- [25]. Wei Zhang, Xiang-Gen Xia, Ching, P.C., and Haiquan Wang. Rate two full-diversity space-frequency code design for MIMO-OFDM. IEEE 6th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications. (June 2005): 303–307.
- [26]. Yi Gong, and Letaief, K. B. Space-frequency-time coded OFDM for broadband wireless communications. IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM' 01). 1 (Nov. 2001): 519–523.

- [27]. Molisch, A. F., Win, M. Z., and Winters, J. H. Space-time-frequency (STF) coding for MIMO-OFDM systems. IEEE Communications Letters. 6, 9 (Sept. 2002):370–372.
- [28]. Zhiqiang Liu, Yan Xin, and Giannakis, G.B. Space-time-frequency coded OFDM over frequency-selective fading channels. IEEE Transactions on Signal Processing. 50, 10 (Oct. 2002): 2465–2476.
- [29]. Weifeng Su, Safar, Z., and Liu, K. J. R. Towards maximum achievable diversity in space, time, and frequency: performance analysis and code design. IEEE Transactions on Wireless Communications. 4, 4 (July 2005): 1847–1857.
- [30]. Zhang, W., Xia, X.-G., and Ching, P. C. High-Rate Full-Diversity Space–Time–Frequency Codes for Broadband MIMO Block-Fading Channels. IEEE Transactions on Communications. 55, 1 (Jan. 2007): 25–34.
- [31]. Wei Zhang, Xiang-Gen Xia, and Ching, P. C. Universal Space-Frequency Block Coding for MIMO-OFDM Systems. Asia-Pacific Conference on Communications. (Oct. 2005): 227–231.
- [32]. Batra, A., Balakrishnan J., and Dabakand A., et al. Multi-band OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a. IEEE P802.15-03/268r3. (March 2004).
- [33]. Wei Zhang, Xiang-Gen Xia, and Ching, P. C. Achieving high-diversity in MB-OFDM systems. International Conference on Wireless Networks, Communications and Mobile Computing. 2 (June 2005): 1343–1347.
- [34]. Boutros, J., and Viterbo, E. Signal space diversity: a power- and bandwidth-efficient diversity technique for the Rayleigh fading channel. IEEE Transactions on Information Theory. 44, 4 (July 1998): 1453–1467.
- [35]. Siriwongpairat, W. P., Su, W., Olfat, M., and Liu, K. J. R. Space-time-frequency coded multiband UWB communication systems. IEEE Wireless Communications and Networking Conference. 1 (March 2005): 426–431.
- [36]. Proakis, J. G. Digital Communications. Fourth Edition. Singapore: McGraw Hill, 2001.

- [37]. Siriwongpairat, W. P., Zhu Han, Liu, K. J. R. Energy-efficient resource allocation for multiband UWB communication systems. IEEE Wireless Communications and Networking Conference. 2 (March 2005): 813–818.
- [38]. Foerster, J., et al. Channel modeling Sub-committee Report Final. IEEE P802.15-02/490r1-SG3a. (Nov. 2003).
- [39]. Ghassemzadeh, S. S., and Tarokh V. The Ultra-wideband Indoor Multipath Model. Available at: http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Jul02/02282r1P802-15_SG3a-802-15-UWB-Multipath-Model.doc. (July 2002).
- [40]. Pendergrass, M., and Beeler W. C. Empirically Based Statistical Ultra-Wideband (UWB) Channel Model. Available at: <http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Jul02/02294r1p802-15SG3aEmpirically Based-UWB-Channel-Model.ppt> (July 2002).
- [41]. Foerster, J., and Li, Q. UWB Channel Modeling Contribution from Intel, Available at: http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Jul02/02279r0P802-15_SG3a-Channel-Model-Cont-Intel.doc. (June 2002).
- [42]. Molisch, A. F., Win, M. Z., and Cassioli, D. The Ultra-Wide Bandwidth Indoor Channel: from Statistical Model to Simulations. Available at: http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Jul02/02279r0P802-15_SG3a-The-Ultra-Wide-Bandwidth-Indoor-Channel-from-Statistical-Model-to-Simulations.pdf. (June 2002).
- [43]. Turin, G.L., Clapp, F.D., Johnston, T.L., Fine, S.B., and Lavry, D. A statistical model of urban multipath propagation. IEEE Transactions on Vehicular Technology. 21, 1 (Feb 1972): 1–9.
- [44]. Saleh, A., and Valenzuela, R. A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation. IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 5, 2 (Feb 1987): 128–137.
- [45]. El Gamal, H., Damen, M. O. Universal space-time coding. IEEE Transactions on Information Theory. 49, 5 (May 2003): 1097–1119.

- [46]. Giraud, X., Boutillon, E., and Belfiore, J. C. Algebraic tools to build modulation schemes for fading channels. IEEE Transactions on Information Theory. 43, 3 (May 1997): 938–952.
- [47]. Yan Xin, Zhengdao Wang, and Giannakis, G. B. Space-time diversity systems based on linear constellation precoding. IEEE Transactions on Wireless Communications. 2, 2 (March 2003): 294–309.
- [48]. Batra, A., et al. Multi-band OFDM Physical layer proposal. Available at: <http://grouper.ieee.org/groups/802/15/private4b/802-15-sg4blist/doc00013.doc>. (July 2003).
- [49]. Goldsmith, A. Wireless Communications. England: Cambridge University Press, 2005.
- [50]. Soo Ki Choi, Seung Young Park, and Chung Gu Kang. Rotated multidimensional modulation for spatial multiplexing systems. IEEE 58th Vehicular Technology Conference (VTC 2003-Fall). 1 (Oct. 2003): 246–250.
- [51]. Hennessy, J. L., and Patterson, D. A. Computer Architecture: A quantitative approach. California: Morgan Kaufmann, 1990.
- [52]. Richard van Nee and Ramjee Prasad. OFDM for wireless multimedia communications. Boston-London: Artech House, 2000.
- [53]. Stuber, G. Principles of Mobile Communication. Second Edition. Boston: Kluwer Academic Publishers, 2001.



ภาคผนวก

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาคผนวก ก
การคำนวณไคเวอร์ซิติ กรณีช่องสัญญาณเรย์ลีเฟดดิ้ง

1. ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดเฉพาะคู่ (the pairwise error probability)

หากสมมุติให้ภาครับรู้ค่าสถานะช่องสัญญาณสมบูรณ์ โดยที่ช่องสัญญาณสื่อสารไร้สายในแต่ละเส้นทางระหว่างคู่สายอากาศส่งสายอากาศรับเกิดเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ (frequency-selective fading) และมีจำนวนพหุวิถีเท่ากับ L เส้นทาง กำหนดให้แอมพลิจูดของสัญญาณในแต่ละเส้นทางที่เดินทางถึงภาครับมีการกระจายสมบัติทางสถิติแบบเรย์ลี และการกระจายแบบสม่ำเสมอ (uniform) ในช่วง $[0, 2\pi)$ เมื่อพิจารณาในกรณีที่เฟดดิ้งส่งผลกระทบต่อทั้งช่วงเวลา 1 สัญลักษณ์ไอเอฟดีเอ็ม หรืออาจกล่าวได้ว่าแต่ละสัญลักษณ์ไอเอฟดีเอ็มได้รับผลกระทบจากช่องสัญญาณเฟดดิ้งคล้ายสถิต (quasi-static fading) ดังนั้นจึงสามารถเขียนความสัมพันธ์ของผลตอบสนองอิมพัลส์ของสัญญาณกับเวลาประวิงได้ดังสมการที่ (ก.1)

$$h_{i,j}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{i,j}(l) \delta(t - \tau_l) \quad (\text{ก.1})$$

พิจารณาระบบสื่อสารที่มีสายอากาศส่งจำนวน M_t สายอากาศและสายอากาศรับจำนวน M_r สายอากาศ จึงสามารถเขียนเวกเตอร์สัญญาณรับในสมการที่ (3.5) ใหม่ได้ดังสมการที่ (ก.2)

$$\bar{\mathbf{Y}} = [\mathbf{Y}_1^T \quad \mathbf{Y}_2^T \quad \dots \quad \mathbf{Y}_{M_r}^T]^T \quad (\text{ก.2})$$

$$= \sqrt{\rho/M_t} \bar{\mathbf{D}} \bar{\mathbf{H}} + \bar{\mathbf{Z}}$$

เมื่อ $\bar{\mathbf{D}}$ แทนเมทริกซ์ข้อมูลขนาด $NM_r \times NM_t M_r$ ซึ่งเกิดจากการแปลงเมทริกซ์คาร์รหัส \mathbf{C} โดยที่

$$\bar{\mathbf{D}} = I_{M_r} \otimes [\mathbf{D}_1 \quad \mathbf{D}_2 \quad \dots \quad \mathbf{D}_{M_t}] \quad (\text{ก.3})$$

$$= \begin{bmatrix} \mathbf{D}_1 & \mathbf{D}_2 & \dots & \mathbf{D}_{M_t} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \mathbf{D}_1 & \mathbf{D}_2 & \dots & \mathbf{D}_{M_t} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ & & \vdots & & & & \ddots & & & & \vdots & \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \mathbf{D}_1 & \mathbf{D}_2 & \dots & \mathbf{D}_{M_t} \end{bmatrix}$$

จากสมการที่ (ก.3) กำหนดให้ \otimes แทนผลคูณเทนเซอร์ (tensor product), I_{M_r} แทนเมทริกซ์เอกลักษณ์ขนาด $M_r \times M_r$ และ \mathbf{D}_i แทนเมทริกซ์ที่แยงของข้อมูลค่ารหัสที่ถูกส่งบนสายอากาศส่งลำดับที่ i เมื่อ $i=1,2,\dots,M_r$ เช่นเดียวกับสมการที่ (3.7) และเวกเตอร์ช่องสัญญาณ $\bar{\mathbf{H}}$ ขนาด $NM_r M_r \times 1$ เป็นดังสมการที่ (ก.4)

$$\bar{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} H_{1,1}^T & H_{2,1}^T & \cdots & H_{M_r,1}^T & H_{1,2}^T & H_{2,2}^T & \cdots & H_{M_r,2}^T & \cdots & H_{1,M_r}^T & H_{2,M_r}^T & \cdots & H_{M_r,M_r}^T \end{bmatrix}^T \quad (\text{ก.4})$$

เมื่อ

$$H_{i,j} = [H_{i,j}(0) \ H_{i,j}(1) \ \cdots \ H_{i,j}(N-1)]^T \quad (\text{ก.5})$$

หากย้อนกลับไปพิจารณาสมการที่ (ก.2) เวกเตอร์สัญญาณรับมีขนาด $NM_r \times 1$ และเขียนได้ดังสมการที่ (ก.6)

$$\bar{\mathbf{Y}} = \begin{bmatrix} y_1(0) & \cdots & y_1(N-1) & y_2(0) & \cdots & y_2(N-1) & \cdots & y_{M_r}(0) & \cdots & y_{M_r}(N-1) \end{bmatrix}^T \quad (\text{ก.6})$$

และเวกเตอร์สัญญาณรบกวน $\bar{\mathbf{Z}}$ ขนาด $NM_r \times 1$ เป็นดังสมการที่ (ก.7)

$$\bar{\mathbf{Z}} = \begin{bmatrix} z_1(0) & \cdots & z_1(N-1) & z_2(0) & \cdots & z_2(N-1) & \cdots & z_{M_r}(0) & \cdots & z_{M_r}(N-1) \end{bmatrix}^T \quad (\text{ก.7})$$

กำหนดให้ $\bar{\mathbf{D}}$ และ $\tilde{\mathbf{D}}$ แทนเมทริกซ์ข้อมูล 2 ชุดที่ต่างกันขนาด $NM_r \times NM_r M_r$ ซึ่งเกิดจากการแปลงเมทริกซ์ค่ารหัส \mathbf{C} และ $\tilde{\mathbf{C}}$ ตามลำดับ อ้างอิงตามงานวิจัยที่ [21] พบว่าค่าขอบเขตบน (upper bound) ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดเฉพาะคู่ เป็นดังสมการที่ (ก.8)

$$P(\bar{\mathbf{D}} \rightarrow \tilde{\mathbf{D}}) \leq \binom{2r-1}{r} \left(\prod_{i=1}^r \lambda_i \right)^{-1} \left(\frac{\rho}{M_r} \right)^{-r} \quad (\text{ก.8})$$

เมื่อ r คือ ค่าลำดับชั้น (rank) ของ $(\bar{\mathbf{D}} - \tilde{\mathbf{D}}) \mathbf{R} (\bar{\mathbf{D}} - \tilde{\mathbf{D}})^\dagger$ และ $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_r$ คือ ค่าเจาะจง (eigenvalue) ของ $(\bar{\mathbf{D}} - \tilde{\mathbf{D}}) \mathbf{R} (\bar{\mathbf{D}} - \tilde{\mathbf{D}})^\dagger$ โดยที่ $\mathbf{R} = E\{\bar{\mathbf{H}}\bar{\mathbf{H}}^\dagger\}$ แทนเมทริกซ์สหสัมพันธ์ (correlation matrix) ของเวกเตอร์ช่องสัญญาณ $\bar{\mathbf{H}}$ นอกจากนี้จะใช้สัญลักษณ์ \dagger แทนตัวดำเนินการเฮอร์มิเชียนเมทริกซ์

เมื่อพิจารณาค่าขอบเขตบนของค่าความน่าจะเป็นจริงผิดพลาดแบบคู่ในสมการที่ (ก.8) ดังนั้นจึงจะใช้เกณฑ์ 2 ข้อ สำหรับออกแบบเมทริกซ์ค้ำรหัส คือ

- เกณฑ์ไคเวอริซิตี้ (diversity criterion) หรือเกณฑ์ค่าลำดับชั้น (rank criterion) : จะพยายามออกแบบให้ค่าลำดับชั้นน้อยสุดของ $(\bar{\mathbf{D}} - \tilde{\mathbf{D}})\mathbf{R}(\bar{\mathbf{D}} - \tilde{\mathbf{D}})^\dagger$ ระหว่างทุกๆ คู่ของเมทริกซ์ค้ำรหัส \mathbf{C} และ $\tilde{\mathbf{C}}$ ที่แตกต่างกันมีค่ามากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้
- เกณฑ์ผลคูณ (product criterion) : จะพยายามออกแบบให้ผลคูณของค่าเจาะจง หรือ $\prod_{i=1}^r \lambda_i$ ระหว่างทุกๆ คู่ของเมทริกซ์ค้ำรหัส \mathbf{C} และ $\tilde{\mathbf{C}}$ ที่แตกต่างกันมีค่ามากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้

2. เกณฑ์สมรรถนะ (Performance Criteria) กรณีช่องสัญญาณไม่มีสหสัมพันธ์

กรณีที่ช่องสัญญาณในแต่ละเส้นทางของระบบหลายสายอากาศส่ง - หลายสายอากาศรับมีความเป็นอิสระจากกันในเชิงปริภูมิ ดังนั้นอัตราขยายวิถี (path gain) $\alpha_{i,j}(l)$ ในสมการที่ (ก.1) จึงไม่มีสหสัมพันธ์ระหว่างแต่ละคู่สายอากาศส่งสายอากาศรับ เมทริกซ์สหสัมพันธ์ \mathbf{R} ขนาด $NM_r M_r \times NM_r M_r$ จึงสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (ก.9)

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= E\{\bar{\mathbf{H}}\bar{\mathbf{H}}^\dagger\} \\ &= \text{diag}(R_{1,1}, \dots, R_{M_r,1}, R_{1,2}, \dots, R_{M_r,2}, \dots, R_{1,M_r}, \dots, R_{M_r,M_r}) \end{aligned} \quad (\text{ก.9})$$

โดยที่

$$R_{i,j} = E\{\bar{H}_{i,j}\bar{H}_{i,j}^\dagger\} \quad (\text{ก.10})$$

เมื่อทำการจัดรูปสมการที่ (3.4) และสมการที่ (ก.5) โดยใช้สัญลักษณ์ $w = \exp(-j2\pi/T)$ จะได้ดังสมการที่ (ก.11)

$$\begin{aligned} H_{i,j} &= \left[\sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{i,j}(l) \quad \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{i,j}(l)w^{\tau_l} \quad \dots \quad \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{i,j}(l)w^{(N-1)\tau_l} \right]^T \\ &= \mathbf{W} \cdot \mathbf{A}_{i,j} \end{aligned} \quad (\text{ก.11})$$

โดยที่

$$W = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ w^{\tau_0} & w^{\tau_1} & \cdots & w^{\tau_{L-1}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w^{(N-1)\tau_0} & w^{(N-1)\tau_1} & \cdots & w^{(N-1)\tau_{L-1}} \end{bmatrix} \quad (ก.12)$$

และ

$$A_{i,j} = [\alpha_{i,j}(0) \quad \alpha_{i,j}(1) \quad \cdots \quad \alpha_{i,j}(L-1)]^T \quad (ก.13)$$

แทนค่าสมการที่ (ก.11) ในสมการที่ (ก.10) ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} R_{i,j} &= E \{ W \cdot A_{i,j} A_{i,j}^\dagger \cdot W^\dagger \} \\ &= WE \{ A_{i,j} A_{i,j}^\dagger \} W^\dagger \\ &= W \text{diag}(\delta_0^2, \delta_1^2, \dots, \delta_{L-1}^2) W^\dagger \triangleq R \end{aligned} \quad (ก.14)$$

เนื่องจากกำหนดให้อัตราขยายวิถี $\alpha_{i,j}(l)$ ไม่ขึ้นกับเส้นทางและไม่ขึ้นกับคู่สายอากาศส่ง – สายอากาศรับ ดังนั้นจากสมการที่ (ก.14) สามารถเขียนสมการที่ (ก.9) ได้ดังสมการที่ (ก.15)

$$\mathbf{R} = I_{M_t M_r} \otimes R \quad (ก.15)$$

โดย \otimes แทนผลคูณเทนเซอร์ และ $I_{M_t M_r}$ แทนเมทริกซ์เอกลักษณ์ขนาด $M_t M_r \times M_t M_r$ จากสมการที่ (3.1), (3.7), (ก.3) และ (ก.15) ทำให้สามารถจัดรูป $(\bar{\mathbf{D}} - \tilde{\mathbf{D}}) \mathbf{R} (\bar{\mathbf{D}} - \tilde{\mathbf{D}})^\dagger$ ได้ดังสมการที่ (ก.16)

$$\begin{aligned} (\bar{\mathbf{D}} - \tilde{\mathbf{D}}) \mathbf{R} (\bar{\mathbf{D}} - \tilde{\mathbf{D}})^\dagger &= I_{M_r} \otimes \left[\sum_{i=1}^{M_t} (\mathbf{D}_i - \tilde{\mathbf{D}}_i) R (\mathbf{D}_i - \tilde{\mathbf{D}}_i)^\dagger \right] \\ &= I_{M_r} \otimes \left\{ [(\mathbf{C} - \tilde{\mathbf{C}})(\mathbf{C} - \tilde{\mathbf{C}})^\dagger] \circ R \right\} \\ &= I_{M_r} \otimes \{ \Delta \circ R \} \end{aligned} \quad (ก.16)$$

เมื่อ \circ แทนผลคูณแบบฮาดามาด และกำหนดให้

$$\Delta \triangleq (\mathbf{C} - \tilde{\mathbf{C}})(\mathbf{C} - \tilde{\mathbf{C}})^\dagger \quad (ก.17)$$

หากทำการแทนสมการที่ (ก.16) ในสมการที่ (ก.8) ดังนั้นความน่าจะเป็นของความผิดพลาด เฉพาะคู่ของเมทริกซ์คาร์รหัส \mathbf{C} และ $\tilde{\mathbf{C}}$ จึงเป็นดังสมการที่ (ก.18)

$$P(\mathbf{C} \rightarrow \tilde{\mathbf{C}}) \leq \binom{2KM_r - 1}{KM_r} \left(\prod_{i=1}^K \gamma_i \right)^{-M_r} \left(\frac{\rho}{M_t} \right)^{-KM_r} \quad (\text{ก.18})$$

เมื่อ K คือค่าลำดับชั้นของ $\Delta \circ R$ และ $\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_K$ คือ ค่าเจาะจงที่มีค่าไม่เท่ากับศูนย์ของ $\Delta \circ R$ จากนั้นจะได้เกณฑ์ 2 ข้อ สำหรับออกแบบเมทริกซ์คาร์รหัส คือ

- เกณฑ์ไดเวอร์ซิตีหรือเกณฑ์ค่าลำดับชั้น : จะพยายามออกแบบให้ค่าลำดับชั้นน้อยสุดของ $\Delta \circ R$ ระหว่างทุกๆ คู่ของเมทริกซ์คาร์รหัส \mathbf{C} และ $\tilde{\mathbf{C}}$ ที่แตกต่างกันมีค่ามากที่สุดเท่าที่จะเป็นได้ นั่นคือได้ระดับไดเวอร์ซิตี (diversity order) เท่ากับ KM_r
- เกณฑ์ผลคูณ : จะพยายามออกแบบให้ผลคูณของค่าเจาะจง หรือ $\prod_{i=1}^K \gamma_i$ ระหว่างทุกๆ คู่ของเมทริกซ์คาร์รหัส \mathbf{C} และ $\tilde{\mathbf{C}}$ ที่แตกต่างกันมีค่ามากที่สุดเท่าที่จะเป็นได้ นั่นคือมีข้อได้เปรียบเชิงรหัส (coding advantage) ดังสมการที่ (ก.19)

$$\zeta_{SF} = \min_{\mathbf{C} \neq \tilde{\mathbf{C}}} \prod_{i=1}^K \gamma_i \quad (\text{ก.19})$$

เนื่องจากคุณสมบัติของผลคูณแบบฮาดามาด จึงได้ความสัมพันธ์ของค่าลำดับชั้นสูงสุดเป็น

$$\text{rank}(\Delta \circ R) \leq \text{rank}(\Delta) \text{rank}(R) \quad (\text{ก.20})$$

ถ้าหากพิจารณาในแต่ละค่าของสมการที่ (ก.20) พบว่าค่าลำดับชั้นสูงสุดของ Δ เท่ากับ M_t และค่าลำดับชั้นสูงสุดของ R เท่ากับ L ส่วนค่าลำดับชั้นสูงสุดของ $\Delta \circ R$ เท่ากับ N ดังนั้น

$$\text{rank}(\Delta \circ R) \leq \min \{LM_t, N\} \quad (\text{ก.21})$$

ภาคผนวก ข

ความซับซ้อนของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่แบบบล็อกอื่นๆ ในรายงานวิจัย

1. ความซับซ้อนของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่ universal

- ความซับซ้อนของภาคส่ง

- ขั้นตอนการแบ่งบล็อกสัญญาณ \mathbf{S} ขนาด $NM_t \times 1$ เป็นบล็อกสัญญาณย่อย \mathbf{S}_i ขนาด $M_i K \times 1$ จำนวน P บล็อก
 \therefore ในขั้นตอนนี้ไม่มีการดำเนินการใดเกิดขึ้น

- ขั้นตอนการคูณเมทริกซ์หนึ่งหน่วย Θ ขนาด $\tilde{N} \times \tilde{N}$ กับชุดลำดับข้อมูลสัญญาณย่อยความยาว $\tilde{N} \times 1$ เมื่อ $\tilde{N} = N_p M_i$ และ $N_p = 2^{\lceil \log_2 L \rceil}$ เพื่อให้ได้เวกเตอร์ $X_{m,n}(j)$ ซึ่งวางตัวในแนวทแยงลำดับชั้นที่ n ของเมทริกซ์ $\bar{\mathbf{X}}_m$ โดยที่ $n = 1, 2, \dots, N_q$ ดังนั้นในขั้นตอนนี้สำหรับกรณีที่ส่งข้อมูลสัญญาณ BPSK ใช้การบวกจำนวน $2\tilde{N}(\tilde{N}-1)$ ครั้ง และการคูณจำนวน $2(\tilde{N})^2$ ครั้งต่อ 1 ลำดับชั้นของชุดข้อมูลซึ่งวางตัวในแนวทแยงของเมทริกซ์ $\bar{\mathbf{X}}_m$ นอกเหนือไปจากนี้ภายในเมทริกซ์ $\bar{\mathbf{X}}_m$ ยังมีการดำเนินการกับตัวแปร ϕ จำนวน $N_q - 1$ ชุดอีกด้วย
 \therefore ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้

$$= N_q \left[2\tilde{N}(\tilde{N}-1) + 2(\tilde{N})^2 \right] + (N_q - 1) [2\tilde{N} + 4\tilde{N}] \text{ flop}$$

$$= 4N_q (\tilde{N})^2 + 4N_q \tilde{N} - 6\tilde{N} \text{ flop} \quad (\text{ข.1})$$

- ขั้นตอนการนำเมทริกซ์บล็อกคาร์รหัสย่อย \mathbf{B}_i ขนาด $K \times M_i$ มาเรียงต่อกันจำนวน P บล็อก เพื่อสร้างเมทริกซ์คาร์รหัสเชิงซ้อน \mathbf{C} ขนาด $N \times M$, เนื่องจากต้องดำเนินการตามสมการที่ (ข.1) จำนวน P ครั้ง

\therefore ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้

$$= P \left[4N_q (\tilde{N})^2 + 4N_q \tilde{N} - 6\tilde{N} \right] \text{ flop} \quad (\text{ข.2})$$

- ขั้นตอนการแปลงฟูรีเยร์ดิสครีตผกผันโดยใช้อัลกอริทึม IFFT ขนาด N พอยต์ และขั้นตอนการเติม cyclic prefix อ้างอิงตามสมการที่ (3.34)

ดังนั้นความซับซ้อนทั้งหมดของภาคส่งของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่ universal

$$= P \left[4N_q (\tilde{N})^2 + 4N_q \tilde{N} - 6\tilde{N} \right] + \frac{NM_t}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \text{ flop } \quad (3.3)$$

- ความซับซ้อนของภาครับ อ้างอิงตามสมการที่ (3.43)

ดังนั้นความซับซ้อนทั้งหมดของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่ universal

$$= P \left[4N_q (\tilde{N})^2 + 4N_q \tilde{N} - 6\tilde{N} \right] + \frac{NM_t}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \text{ flop } \quad (3.4)$$

$$+ \frac{NM_t M_r}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) + 2^{M,K} P \left[7M_t K^2 + 12K + 2M_r - 4 \right]$$

2. ความซับซ้อนของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่ repetition

เนื่องจากขั้นตอนการแมปสัญลักษณ์จากรหัสปริภูมิ-เวลา G ไม่มีการดำเนินการทางคณิตศาสตร์เกิดขึ้น

ดังนั้นความซับซ้อนทั้งหมดของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่ repetition

$$= \frac{NM_t}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) + \frac{NM_t M_r}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \text{ flop } \quad (3.5)$$

$$+ 2^{M,K} P \left[7M_t K^2 + 12K + 2M_r - 4 \right]$$

3. ความซับซ้อนของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่ rate-1

- ความซับซ้อนของภาคส่ง

- ขั้นตอนการแปลงเวกเตอร์สัญลักษณ์ $S = [s_1 \ s_2 \ \dots \ s_K]$ เป็นเวกเตอร์คำรหัส $X = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_K]$ โดยใช้เมทริกซ์การแปลง Θ ขนาด $K \times K$ ดังนั้นใน

ขั้นตอนนี้สำหรับกรณีที่ส่งข้อมูลสัญลักษณ์ QPSK ใช้การบวกจำนวน $4(K)^2 - 2K$ ครั้ง และการคูณจำนวน $4(K)^2$ ครั้ง
 \therefore ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้

$$\begin{aligned} &= 4(K)^2 - 2K + 4(K)^2 \text{ ฟลอป} \\ &= 8(K)^2 - 2K \text{ ฟลอป} \end{aligned} \quad (ข.6)$$

- ขั้นตอนการนำเมทริกซ์บล็อกคาร์รหัสย่อย G_p ขนาด $K \times M_r$ มาเรียงต่อกันจำนวน P บล็อก เพื่อสร้างเมทริกซ์คาร์รหัสเชิงซ้อน C ขนาด $N \times M_r$ เนื่องจากต้องดำเนินการตามสมการที่ (ข.6) จำนวน P ครั้ง
 \therefore ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้

$$= P[8(K)^2 - 2K] \text{ ฟลอป} \quad (ข.7)$$

ดังนั้นความซับซ้อนทั้งหมดของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่ rate-1

$$\begin{aligned} &= P[8(K)^2 - 2K] + \frac{NM_t}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \text{ ฟลอป} \quad (ข.8) \\ &\quad + \frac{NM_t M_r}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) + 2^{M_r K} P [7M_t K^2 + 12K + 2M_r - 4] \end{aligned}$$

4. ความซับซ้อนของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่ HR

- ความซับซ้อนของภาคส่ง

- ขั้นตอนการเข้ารหัสล่วงหน้าเวกเตอร์ข้อมูลย่อย S_i ขนาด $M_r K \times 1$ เป็นเวกเตอร์คาร์รหัส X_i โดยใช้เมทริกซ์หนึ่งหน่วย Θ ขนาด $M_r K \times M_r K$ จากนั้นจึงทำการปรับเวกเตอร์ X_i ขนาด $M_r K \times 1$ ให้เป็นเมทริกซ์ G_i ขนาด $K \times M_r$
 \therefore ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้กรณีที่ส่งข้อมูลสัญลักษณ์ BPSK

$$\begin{aligned} &= 2M_r K (M_r K - 1) + 2(M_r K)^2 \text{ ฟลอป} \\ &= 4(M_r K)^2 - 2M_r K \text{ ฟลอป} \end{aligned} \quad (ข.9)$$

- ขั้นตอนการนำเวกเตอร์รหัสตั้งฉากขนาด $K \times 1$ จำนวน M_t ชุด มาดำเนินการคูณแบบฮาดามาดกับเวกเตอร์แนวตั้งภายในเมทริกซ์ \mathbf{G}_i
 \therefore ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้

$$= 2M_t K \text{ ฟลอป} \quad (\text{ข.10})$$

- ขั้นตอนการนำเมทริกซ์บล็อกคาร์รหัสย่อย \mathbf{G}_i มาเรียงต่อกันจำนวน J บล็อกเพื่อสร้างเมทริกซ์บล็อกคาร์รหัส \mathbf{C} เนื่องจากต้องดำเนินการตามสมการที่ (ข.9) และ (ข.10) จำนวน P ครั้ง
 \therefore ความซับซ้อนทั้งหมดในขั้นตอนนี้

$$\begin{aligned} &= P[4(M_t K)^2 - 2M_t K + 2M_t K] \text{ ฟลอป} \\ &= 4P(M_t K)^2 \text{ ฟลอป} \end{aligned} \quad (\text{ข.11})$$

ดังนั้นความซับซ้อนทั้งหมดของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่ HR

$$\begin{aligned} &= 4P(M_t K)^2 + \frac{NM_t}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) \\ &\quad + \frac{NM_t M_r}{4} \left(\frac{11}{2} \log_2 N - 3 \right) + 2^{M_t K} P[7M_t K^2 + 12K + 2M_r - 4] \end{aligned} \quad \text{ฟลอป} \quad (\text{ข.12})$$

สถาบันวิทยบริการ
 จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาคผนวก ค

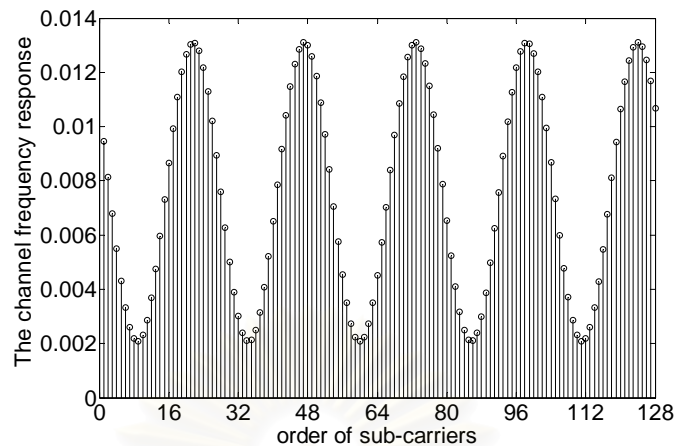
ผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบ MIMO ที่ใช้ตัวเข้ารหัสล่วงหน้า เนื่องจาก การปรับพารามิเตอร์แบบจำลองช่องสัญญาณ

เนื้อหาในส่วนนี้เป็นแนวทางเพิ่มเติมสำหรับการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบจากการเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ช่องสัญญาณ 4 แบบ ได้แก่ แบบจำลอง Tapped-delay-line เมื่อช่องสัญญาณเฟดดิ้งมีจำนวนวิถีเท่ากับ 2 วิถีที่เวลาประวิงเท่ากับ $[0, 5]$ μs และ $[0, 20]$ μs , แบบจำลองช่องสัญญาณ Cost 207, แบบจำลองช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบคล้ายสถิติ และสุดท้ายคือแบบจำลองช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลี อันจะเป็นประโยชน์ในการออกแบบตัวเข้ารหัสล่วงหน้าที่เหมาะสมกับแบบจำลองช่องสัญญาณแต่ละประเภท เนื่องจากการวิจัยด้านรหัสปริภูมิ-ความถี่และรหัสปริภูมิ-เวลา-ความถี่บางประเภทมีพื้นฐานอยู่บนแบบจำลองช่องสัญญาณซึ่งได้กล่าวมาแล้วในข้างต้น โดยกำหนดพารามิเตอร์ของโอเอฟดีเอ็มดังนี้ $\Delta f = 7.8125$ kHz สำหรับการส่งข้อมูลขนาด 128 สัญลักษณ์บนสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มขนาด $N = 128$ คลื่นพาหีย่อย จะเลือกใช้ค่าแถบความถี่ $B_T = 1$ MHz ทั้งนี้ในช่วงเวลา 1 สัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มซึ่งมีความยาว 148 μs จะแบ่งเป็นช่วงเวลาคุม 20 μs และช่วงเวลาที่ใช้ส่งข้อมูล 128 μs

1. ผลการทดสอบสมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC บนแบบจำลอง Tapped-delay-line ซึ่งมีจำนวนวิถีเท่ากับ 2 วิถี ที่เวลาประวิงเท่ากับ 0 และ 5 μs

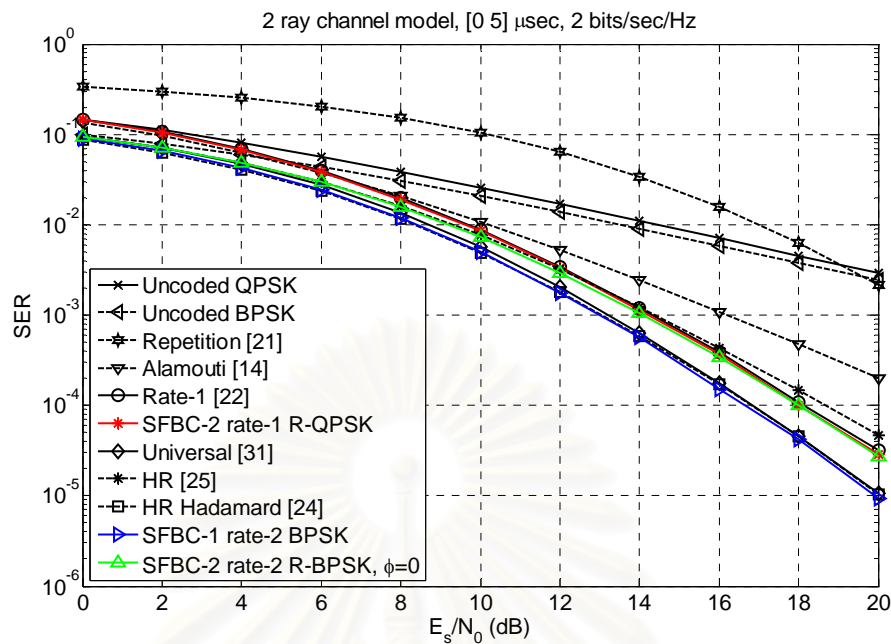
เนื้อหาในส่วนนี้จะทดสอบสมรรถนะของระบบ 2 สายอากาศส่ง 1 สายอากาศรับที่ใช้เมทริกซ์รหัสปริภูมิ-ความถี่เป็นตัวเข้ารหัสล่วงหน้าบนแบบจำลองช่องสัญญาณมัลติเรย์ $L = 2$ วิถี โดยกำหนดค่าการแผ่แบบประวิงเวลา $\tau = 5$ μs เมื่อแต่ละวิถีมีกำลังงานเท่าๆ กันและแต่ละวิถีของสัญญาณมัลติเรย์จะถูกจำลองเป็นตัวแปรสุ่มแบบเกาส์เชิงซ้อน (complex Gaussian Random Variable) ที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์ (zero mean) และมีแวนเรียนซ์ต่อมิติ (variance per dimension) เท่ากับ $1/2L$ โดยในเบื้องต้นนี้จะแสดงผลตอบสนองเชิงความถี่ของสัญญาณพหุวิถีซึ่งมีผลกระทบต่อข้อมูลสัญลักษณ์ที่ถูกส่งบนคลื่นพาหีย่อยของโอเอฟดีเอ็มจำนวน 128 คลื่นพาหีย่อย

จากรูปที่ ค.1 แสดงผลตอบสนองเชิงความถี่ของสัญญาณเฟดดิ้งที่แต่ละค่าลำดับของคลื่นพาหีย่อยใน 1 รอบการปรากฏเป็นรูป สังเกตว่าผลตอบสนองเชิงความถี่ของช่องสัญญาณเฟดดิ้งที่มีจำนวนวิถีเท่ากับ 2 วิถี เมื่อกำหนดเวลาประวิง $\tau = 5$ μs มีลักษณะการเปลี่ยนแปลงซ้ำเดิมอย่างซ้ำๆ



รูปที่ ค.1 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของช่องสัญญาณเฟดดิ้งที่มีจำนวนวิถีเท่ากับ 2 วิถี โดยกำหนดค่าการแผ่แบบประวิงเวลา $\tau = 5 \mu\text{s}$

จากผลการจำลองแบบโดยใช้คอมพิวเตอร์ในรูปที่ ค.2 พบว่าสมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC ทั้ง 3 แบบได้แก่รหัส SFBC-1 rate-2 BPSK ที่เสนอ, รหัสสปรูมิ-ความถี่ universal และรหัสสปรูมิ-ความถี่ HR Hadamard มีค่าใกล้เคียงกันและดีกว่าระบบที่ใช้รหัส SFBC แบบอื่นๆ สำหรับกลุ่มรหัส SFBC ที่ให้สมรรถนะของระบบดีรองลงไปมีจำนวน 3 แบบได้แก่รหัส SFBC-2 rate-1 R-QPSK ที่เสนอ, รหัสสปรูมิ-ความถี่ rate-1 และรหัสสปรูมิ-ความถี่ HR โดยเมื่อพิจารณาที่ค่า SER เท่ากับ 1×10^{-4} พบว่าระบบที่ใช้รหัสทั้งสองกลุ่มมีค่าผลต่างด้านสมรรถนะประมาณ 1.5 dB ส่วนกราฟสมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC-2 rate-2 R-BPSK ที่เสนอพบว่าอยู่ระหว่างสองกลุ่มที่กล่าวถึงข้างต้นโดยจะเริ่มมีการสูญเสียค่าไคเวอร์ซิตีเมื่อค่า E_s/N_0 สูงขึ้นมากกว่า 6 dB ซึ่งนับได้ว่าเป็นข้อดีของระบบที่ใช้รหัสสปรูมิ-ความถี่แบบบล็อกที่เสนอแบบแผนที่ 2 ส่วนรหัส SFBC ที่ให้สมรรถนะของระบบดีรองลงไปอีกคือรหัสสปรูมิ-ความถี่ที่ใช้รูปแบบการแมปรหัสสปรูมิ-เวลา Alamouti โดยตรง และหากพิจารณาที่ค่า SER เท่ากับ 3×10^{-3} สมรรถนะของระบบนี้ดีขึ้นประมาณ 6 และ 6.5 dB เทียบกับกรณีที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK และ QPSK ส่งข้อมูลโดยไม่ผ่านกระบวนการเข้ารหัสล่วงหน้า สำหรับในกรณีของระบบที่ใช้รหัสสปรูมิ-ความถี่ Repetition พบว่าเกิดการสูญเสียข้อได้เปรียบเชิงรหัสอย่างมากเมื่อเทียบกับระบบที่ใช้รหัส SFBC แบบอื่นๆ ถึงแม้ว่าระบบจะมีข้อได้เปรียบเชิงไคเวอร์ซิตีสูงก็ตาม โดยมีสมรรถนะด้อยกว่าระบบที่ใช้รหัส SFBC-1 rate-2 BPSK ที่เสนอประมาณ 8 dB ที่ค่า SER เท่ากับ 2×10^{-3}

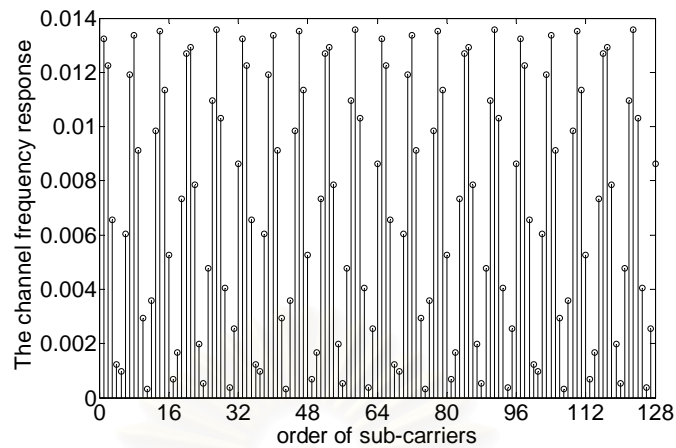


รูปที่ ค.2 สมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC บนช่องสัญญาณเฟดดิ้งที่มีจำนวนวิถีเท่ากับ 2 วิถี โดยกำหนดค่าการแผ่แบบประวิงเวลา $\tau = 5 \mu\text{s}$

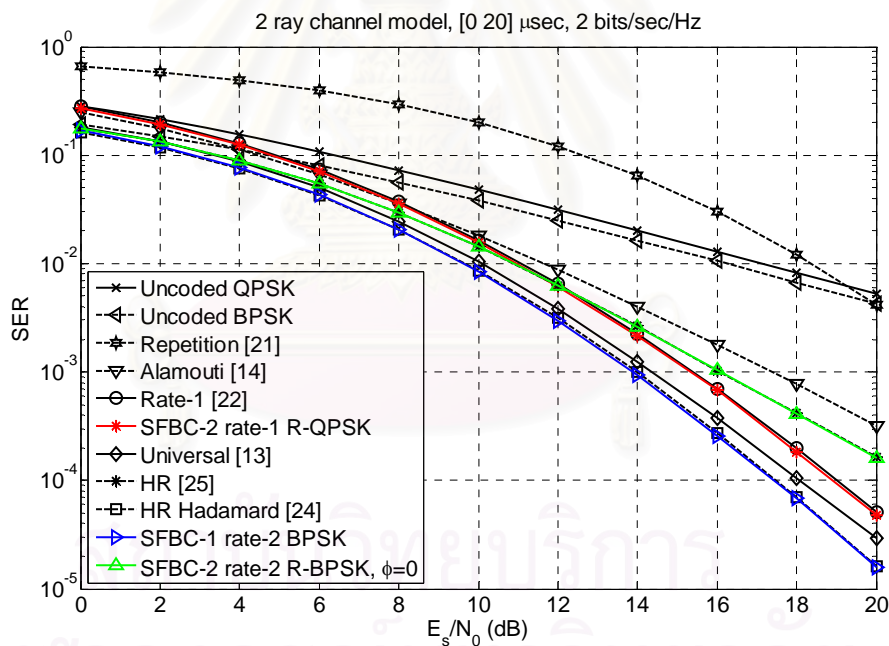
2. ผลการทดสอบสมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC บนแบบจำลอง Tapped-delay-line ซึ่งมีจำนวนวิถีเท่ากับ 2 วิถี ที่เวลาประวิงเท่ากับ 0 และ 20 μs

เนื้อหาในส่วนนี้จะทดสอบสมรรถนะของระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่บนแบบจำลองช่องสัญญาณมัลติเรย์ $L=2$ วิถี เช่นเดียวกับในหัวข้อย่อยที่ 1 โดยจะพิจารณาผลกระทบเมื่อช่องสัญญาณมีการแผ่แบบประวิงเวลายาวขึ้นเป็น $\tau = 20 \mu\text{s}$ ทั้งนี้ไม่ได้ปรับเปลี่ยนความยาวคาบสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มหรือความยาวของช่วงเวลาคุมแต่อย่างใด

รูปที่ ค.3 แสดงผลตอบสนองเชิงความถี่ของช่องสัญญาณเฟดดิ้งที่แต่ละค่าลำดับของคลื่นพาย้อยใน 1 รอบการปรากฏเป็นรูป เมื่อกำหนดค่าการแผ่แบบประวิงเวลา $\tau = 20 \mu\text{s}$ สังเกตว่าผลตอบสนองเชิงความถี่ของช่องสัญญาณเฟดดิ้งมีลักษณะการเปลี่ยนแปลงซ้ำเดิมอย่างรวดเร็วหากเปรียบเทียบกับรูปที่ ค.1 ในกรณีที่กำหนดค่าการแผ่แบบประวิงเวลา $\tau = 5 \mu\text{s}$



รูปที่ ค.3 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของช่องสัญญาณเฟดดิ้งที่มีจำนวนวิถีเท่ากับ 2 วิถี โดยกำหนดค่าการแผ่แบบประวิงเวลา $\tau = 20 \mu\text{s}$



รูปที่ ค.4 สมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC บนช่องสัญญาณเฟดดิ้งที่มีจำนวนวิถีเท่ากับ 2 วิถี โดยกำหนดค่าการแผ่แบบประวิงเวลา $\tau = 20 \mu\text{s}$

ในรูปที่ ค.4 แสดงการเปรียบเทียบกราฟสมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC พบว่ามีรหัส 2 แบบได้แก่ รหัส SFBC-1 rate-2 BPSK ที่เสนอ และรหัสปริภูมิ-ความถี่ HR Hadamard ให้ค่าสมรรถนะของระบบใกล้เคียงกันและดีกว่าระบบที่ใช้รหัส SFBC แบบอื่นๆ

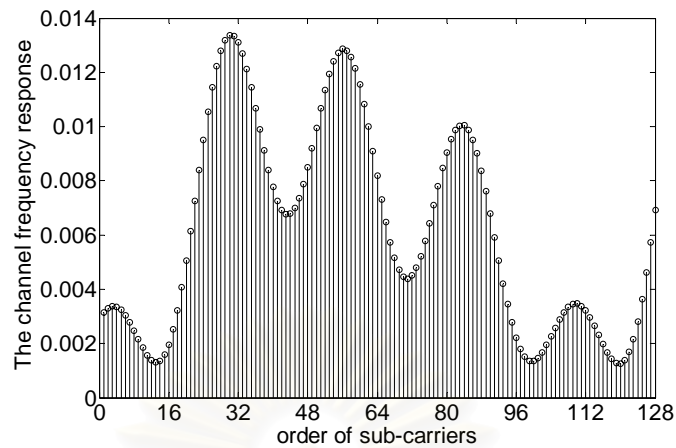
สำหรับในกรณีที่ใช้อัตราสัญญาณ-ความถี่ universal บนช่องสัญญาณที่มีค่าการแผ่แบบประวิงเวลา ยาวขึ้นสังเกตได้ว่าสมรรถนะของระบบลดลงประมาณ 0.8 dB ที่ค่า SER เท่ากับ 3×10^{-5} เปรียบเทียบกับระบบที่ให้สมรรถนะสูงสุด ซึ่งแตกต่างจากผลการจำลองแบบโดยใช้คอมพิวเตอร์ ในรูปที่ ค.2 ส่วนกลุ่มของรหัส SFBC ที่ให้สมรรถนะของระบบดีรองลงไปมีจำนวน 2 แบบได้แก่ รหัส SFBC-2 rate-1 R-QPSK และรหัสสัญญาณ-ความถี่ rate-1 โดยเมื่อพิจารณาที่ค่า SER เท่ากับ 5×10^{-5} พบว่าสมรรถนะของระบบดีต่อกว่าค่าสมรรถนะสูงสุดอยู่ประมาณ 1.5 dB นอกจากนี้ยัง พบว่าสมรรถนะของระบบที่ใช้อัตราสัญญาณ SFBC-2 rate-2 R-BPSK ที่เสนอและระบบที่ใช้อัตราสัญญาณ-ความถี่ HR มีค่าใกล้เคียงกันโดยมีสมรรถนะดีต่อกว่าค่าสมรรถนะสูงสุดประมาณ 4 dB ที่ค่า SER เท่ากับ 2×10^{-4} ส่วนระบบที่ใช้อัตราสัญญาณ-ความถี่ที่ใช้รูปแบบการแมปอัตราสัญญาณ-เวลา Alamouti, ระบบที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK และ QPSK ส่งข้อมูลโดยไม่ผ่านกระบวนการเข้ารหัสล่วงหน้า และระบบที่ใช้อัตราสัญญาณ-ความถี่ Repetition มีสมรรถนะรองลงไปตามลำดับ นั่นคือหากพิจารณาที่ค่า SER เท่ากับ 6×10^{-3} สมรรถนะของระบบทั้ง 4 แบบดีต่อกว่าค่าสมรรถนะสูงสุดประมาณ 2.5 dB, 8.3dB, 8.6 dB และ 9 dB ตามลำดับ

3. ผลการทดสอบสมรรถนะของระบบที่ใช้อัตราสัญญาณ SFBC บนแบบจำลอง Cost207 ซึ่งมีจำนวนวิถีเท่ากับ 6 วิถี

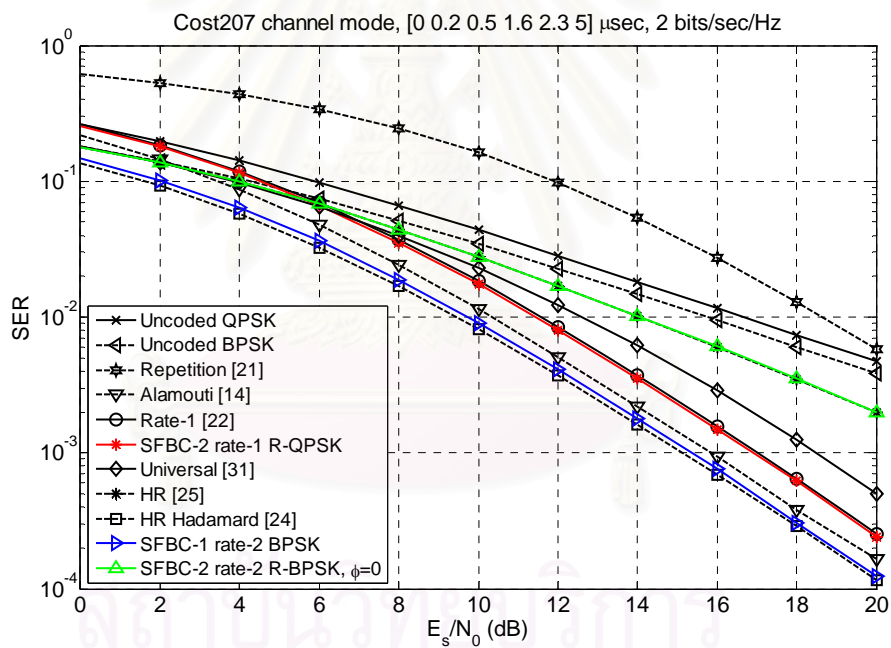
เนื้อหาในส่วนนี้เป็นการทดสอบสมรรถนะของระบบ 2 สายอากาศส่ง 1 สายอากาศรับที่ใช้เมทริกซ์อัตราสัญญาณ-ความถี่เป็นตัวเข้ารหัสล่วงหน้าบนแบบจำลองช่องสัญญาณมัลติเรย์ $L = 6$ วิถี ตามมาตรฐานของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM ภายในเมือง ดังค่าพารามิเตอร์การกระจายกำลังงานของแต่ละวิถีในตารางที่ ค.1

ตารางที่ ค.1 พารามิเตอร์สำหรับช่องสัญญาณ Cost207 [53]

Path number	1	2	3	4	5	6
Relative Delay (μ s)	0	0.2	0.5	1.6	2.3	5.0
Average Power	0.189	0.379	0.239	0.095	0.061	0.037



รูปที่ ๑๓.๕ ผลตอบสนองของเชิงความถี่ของช่องสัญญาณเฟดดิ้งที่มีจำนวนวิถีเท่ากับ 6 วิถี



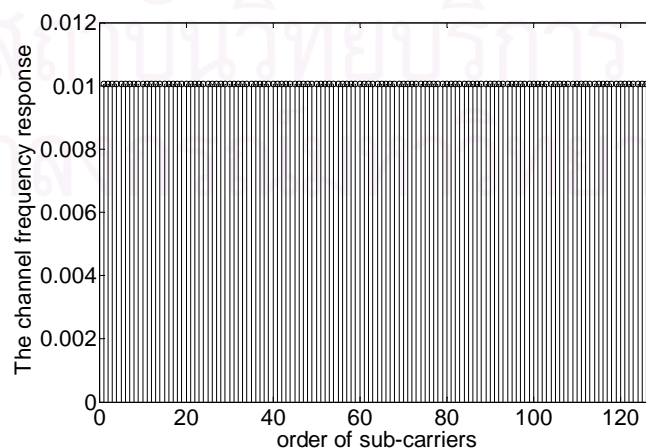
รูปที่ ๑๓.๖ สมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC บนช่องสัญญาณเฟดดิ้งที่มีจำนวนวิถีเท่ากับ 6 วิถี

ในรูปที่ ๑๓.๕ แสดงผลตอบสนองเชิงความถี่ของสัญญาณเฟดดิ้งซึ่งมีจำนวนวิถีเท่ากับ 6 วิถี เมื่อกำหนดให้ค่าการแผ่แบบประวิงเวลา $\tau = 5 \mu\text{s}$ สังเกตว่าแนวโน้มของการเปลี่ยนแปลงค่ากำลังงานซึ่งกระทำต่อข้อมูลสัญลักษณ์ที่ติดกันมีสหสัมพันธ์ในระดับที่สูง แต่ไม่มีลักษณะของการเปลี่ยนแปลงซ้ำเติมเหมือนดังเช่นในกรณีของแบบจำลอง Tapped-delay-line ซึ่งมีจำนวนวิถีเท่ากับ 2 วิถี

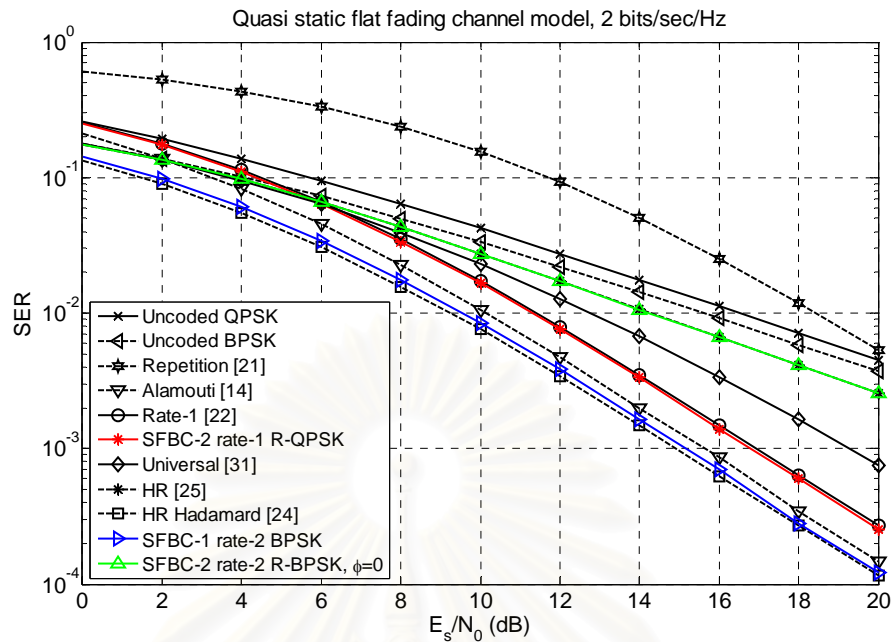
พิจารณาผลการจำลองแบบโดยใช้คอมพิวเตอร์ในรูปแบบที่ ค.6 และเรียงลำดับประเภทของรหัสหรือกลุ่มรหัส SFBC ที่ให้ค่าสมรรถนะของระบบสูงจากมากไปน้อยเป็นดังนี้ (1) รหัสปริภูมิ-ความถี่ HR Hadamard (2) รหัส SFBC-1 rate-2 BPSK ที่เสนอ (3) รหัสปริภูมิ-ความถี่ที่ใช้รูปแบบการแมปรหัสปริภูมิ-เวลา Alamouti (4) กลุ่มรหัส SFBC ซึ่งประกอบไปด้วยรหัส SFBC-2 rate-1 R-QPSK ที่เสนอ และรหัสปริภูมิ-ความถี่ rate-1 (5) รหัสปริภูมิ-ความถี่ universal (6) กลุ่มรหัส SFBC ซึ่งประกอบไปด้วยรหัส SFBC-2 rate-2 R-BPSK ที่เสนอและรหัสปริภูมิ-ความถี่ HR (7) ระบบที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK ส่งข้อมูลโดยไม่ผ่านกระบวนการเข้ารหัสล่วงหน้า (8) ระบบที่ใช้การมอดูเลตแบบ QPSK ส่งข้อมูลโดยไม่ผ่านกระบวนการเข้ารหัสล่วงหน้า และ (9) ระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่ Repetition โดยเมื่อพิจารณาที่ค่า SER เท่ากับ 6×10^{-3} สมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC ในข้อ (2)–(9) ดีกว่าค่าสมรรถนะสูงสุดของระบบที่ใช้รหัส SFBC ในข้อ (1) ประมาณ 0.2 dB, 0.8 dB, 2 dB, 3.2 dB, 5.2 dB, 7.2 dB, 8.2 dB และ 9.2 dB ตามลำดับ

4. ผลการทดสอบสมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC บนแบบจำลองช่องสัญญาณเฟดดิ้งราบแบบคล้ายสถิติ

เนื้อหาในส่วนนี้จะทดสอบสมรรถนะของระบบ 2 สายอากาศส่ง 1 สายอากาศรับที่ใช้เมทริกซ์รหัสปริภูมิ-ความถี่เป็นตัวเข้ารหัสล่วงหน้าบนแบบจำลองช่องสัญญาณเฟดดิ้งราบแบบคล้ายสถิติ โดยจำลองสัมประสิทธิ์อัตราขยายของช่องสัญญาณเป็นตัวแปรสุ่มแบบเกาส์เชิงซ้อนที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์และมีแวนเรียนซ์ต่อมิติเท่ากับ 0.5



รูปที่ ค.7 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของช่องสัญญาณเฟดดิ้งราบแบบคล้ายสถิติ



รูปที่ ค.8 สมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC บนช่องสัญญาณเฟดดิ้งราบแบบคัลายสถิติ

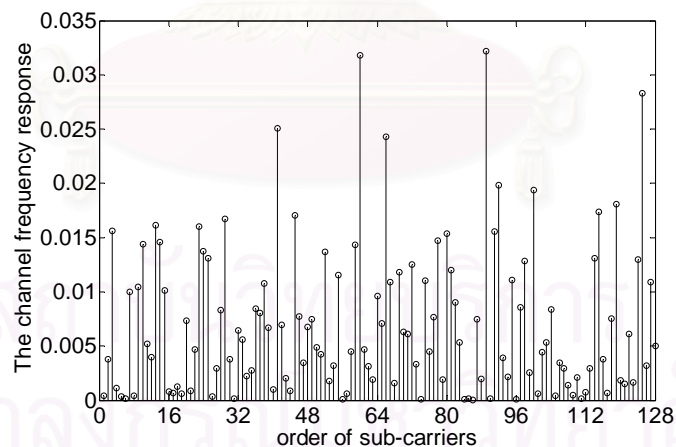
ในรูปที่ ค.7 แสดงผลตอบสนองเชิงความถี่ของช่องสัญญาณเฟดดิ้งราบแบบคัลายสถิติ สังเกตว่าผลตอบสนองเชิงความถี่ในแต่ละสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็มเป็นแบบราบแต่จะเปลี่ยนแปลงแบบอิสระจากกันข้ามสัญลักษณ์โอเอฟดีเอ็ม

ในรูปที่ ค.8 ซึ่งเป็นการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC บนช่องสัญญาณเฟดดิ้งราบแบบคัลายสถิติ พบว่ารหัสปริภูมิ-ความถี่ HR Hadamard ให้ค่าสมรรถนะของระบบสูงสุด ซึ่งดีกว่าระบบที่ใช้รหัส SFBC-1 rate-2 BPSK ที่เสนอประมาณ 0.2 dB ตลอดทั้งช่วงค่า E_s/N_0 ประมาณ 0–16 dB สำหรับรหัส SFBC ที่ให้สมรรถนะของระบบดีรองลงไปคือรหัสปริภูมิ-ความถี่ที่ใช้รูปแบบการแมประหัสปริภูมิ-เวลา Alamouti โดยเมื่อพิจารณาที่ค่า SER เท่ากับ 2×10^{-4} พบว่าสมรรถนะของระบบดีต่อยกกว่าค่าสมรรถนะสูงสุดอยู่ประมาณ 0.6 dB สำหรับกลุ่มของรหัส SFBC ซึ่งมีอัตราส่งสัญลักษณ์ต่อการใช้ช่องสัญญาณเท่ากับ 1 อันประกอบไปด้วยรหัส SFBC-2 rate-1 R-QPSK และรหัสปริภูมิ-ความถี่ rate-1 พบว่าเกิดการสูญเสียอัตราขยายรหัสประมาณ 2 dB ที่ค่า SER เท่ากับ 3×10^{-4} ส่วนระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่ universal พบว่าจะเกิดการสูญเสียสมรรถนะของระบบทั้งในแง่ของอัตราขยายรหัสและอัตราขยายโดเวอร์ซิตีเมื่อค่า E_s/N_0 เพิ่มขึ้น นอกจากนี้ยังพบว่าสมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC-2 rate-2 R-BPSK ที่เสนอและระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่ HR มีค่าใกล้เคียงกันโดยมี

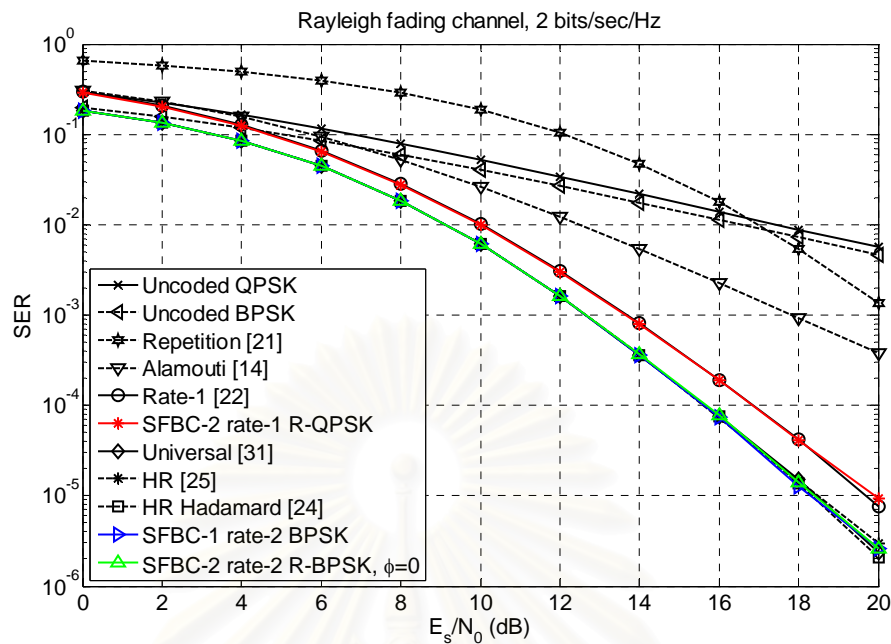
สมรรถนะด้อยกว่าค่าสมรรถนะสูงสุดประมาณ 7 dB ที่ค่า SER เท่ากับ 3×10^{-3} ทั้งนี้ระบบที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK และ QPSK ส่งข้อมูลโดยไม่ผ่านกระบวนการเข้ารหัสล่วงหน้า และระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่ Repetition จะมีสมรรถนะรองลงไป นั่นคือหากพิจารณาที่ค่า SER เท่ากับ 6×10^{-3} สมรรถนะของระบบทั้ง 3 แบบด้อยกว่าค่าสมรรถนะสูงสุดประมาณ 7 dB, 8 dB และ 8.7 dB ตามลำดับ

5. ผลการทดสอบสมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC บนแบบจำลองช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลี

ผลตอบสนองเชิงความถี่ของสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลีที่แต่ละค่าลำดับของคลื่นพาร์ทย่อยโอเอฟดีเอ็มในรูปแบบที่ ค.9 ได้จากการแปลงผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณพหุวิถีที่ขนาดของอัตราขยายในวิถีเชิงซ้อนแต่ละวิถีมีการแจกแจงแบบเรย์ลี ส่วนเฟสในวิถีเชิงซ้อนแต่ละวิถีมีการแจกแจงเอกรูปบนช่วง $[0, 2\pi)$ โดยอาศัยกระบวนการแปลงฟูริเยร์อย่างเร็วขนาด 128 พอยต์ สังเกตว่าผลตอบสนองเชิงความถี่สำหรับคลื่นพาร์ทย่อยลำดับที่ติดกันมีการแกว่งอย่างรวดเร็วอันจะช่วยลดผลกระทบจากปัญหาเฟดดิ้งต่อเนื่องได้



รูปที่ ค.9 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลี

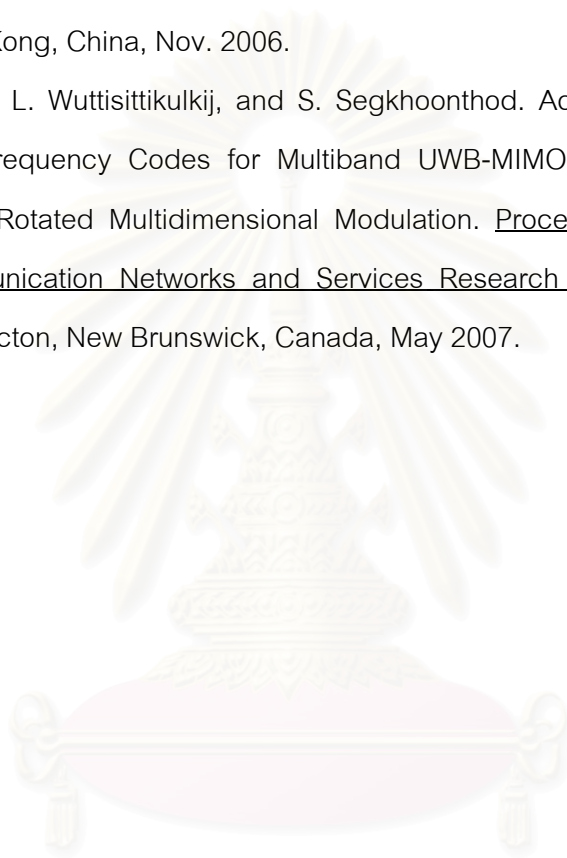


รูปที่ ค.10 สมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC บนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลี

จากรูปที่ ค.10 แสดงให้เห็นว่าสมรรถนะของระบบที่ใช้รหัส SFBC ทั้ง 5 แบบ ได้แก่ รหัสปริภูมิ-ความถี่ HR, รหัส SFBC-1 rate-2 BPSK ที่เสนอ, รหัสปริภูมิ-ความถี่ HR Hadamard, รหัสปริภูมิ-ความถี่ universal และรหัส SFBC-2 rate-2 R-BPSK ที่เสนอ มีค่าใกล้เคียงกันและให้ค่าสมรรถนะของระบบสูงสุด สำหรับรหัส SFBC ที่ให้สมรรถนะของระบบดีรองลงไปคือกลุ่มรหัสที่มีอัตราสัญลักษณ์ต่อการใช้ช่องสัญญาณเท่ากับ 2 ซึ่งมีจำนวน 2 แบบ ได้แก่ รหัส SFBC-2 rate-1 R-QPSK ที่เสนอ และรหัสปริภูมิ-ความถี่ rate-1 หากพิจารณาที่ค่า SER เท่ากับ 2×10^{-5} พบว่าสมรรถนะของระบบดีต่อกว่าค่าสมรรถนะสูงสุดประมาณ 1.5 dB สำหรับระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่ที่ใช้รูปแบบการแมปรหัสปริภูมิ-เวลา Alamouti พบว่าจะได้เพียงค่าไคเวอร์ซิตีทางปริภูมิ โดยมีสมรรถนะดีต่อกว่าค่าสมรรถนะสูงสุดประมาณ 6 dB ที่ค่า SER เท่ากับ 4×10^{-4} ส่วนในกรณีของระบบที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK และ QPSK ส่งข้อมูลโดยไม่ผ่านกระบวนการเข้ารหัสล่วงหน้าและระบบที่ใช้รหัสปริภูมิ-ความถี่ Repetition มีสมรรถนะของระบบดีด้อยลงไปตามลำดับ เมื่อพิจารณาที่ค่า SER เท่ากับ 6×10^{-3} พบว่าสมรรถนะของระบบดีต่อกว่าค่าสมรรถนะสูงสุดประมาณ 9 dB, 9.8 dB และ 7.8 dB ตามลำดับ

ภาคผนวก ง
บทความทางวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่

1. J. Chusing, L. Wuttisittikulkij, and S. Segkhoonthod. Space-Frequency Codes for Multiband UWB Communication Systems. IEEE Region 10 TENCON 2006, Hong Kong, China, Nov. 2006.
2. J. Chusing, L. Wuttisittikulkij, and S. Segkhoonthod. Achieving Rate Two Space-Time-Frequency Codes for Multiband UWB-MIMO Communication Systems Using Rotated Multidimensional Modulation. Proceedings of the 5th Annual Communication Networks and Services Research Conference (CNSR2007), Fredericton, New Brunswick, Canada, May 2007.



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Space-Frequency Codes for Multiband UWB Communication Systems

J. Chusing,¹ L. Wuttisittikulij¹ and S. Segkhoontod²

¹Telecommunication Systems Research Laboratory, Department of Electrical Engineering, Chulalongkorn University, Pathumwan Bangkok 10330 Thailand

²Government Information Technology Services (GITS), Ratchatewi Bangkok 10400 Thailand
Jumpot.C@student.chula.ac.th, wlunchak@chula.ac.th and sak@gits.net.th

Abstract—This paper proposes a SF coding scheme that can achieve rate- M_t pcu in MIMO-Multiband UWB system. This code is constructed based on the principle of unitary matrix precoder so that information symbols are spread across adjacent subcarriers, allowing effective exploitation of frequency diversity. By using maximum likelihood decoder, the performance of this SF code for two transmit antennas over the IEEE 802.15.SG3a channel models is shown to outperform well known repetition codes and full rate SF codes, which guarantee full diversity. In addition, we devise a random interleaving to incorporate into the proposed code and the simulation results show that further gains can be achieved depending on the level of SNR. All SF codes examined appear to perform well under extreme NLOS multipath channel as compared to LOS lower delay spread channel.

I. INTRODUCTION

Ultra-Wideband (UWB) is now considered as a promising technology for short-range and high-throughput wireless communications. As to the Federal Communications Commission (FCC) UWB is defined as transmission scheme that occupies an instantaneous bandwidth of more than 20% of its center frequency, or the spectral occupancy in excess of 500 MHz. Two major approaches being considered by IEEE 802.15.SG3a differ primary with regard to their allocation of UWB spectrum: the first approach based on Impulse Radio (IR) technology, and another one is multiband UWB system, where the overall bandwidth from 3.1–10.6 GHz is split into smaller subbands of bandwidth 528 MHz. Time-frequency hopping on different subbands can be used to facilitate multiple accesses.

The multiple-input multiple-output (MIMO) system is well known for its potential of improving system performance gaining both diversity and coding advantages under multipath environment. In case of narrowband wireless communications, where the fading channel is frequency-nonselective, space-time (ST) coded MIMO systems [1] have been extensively applied to exploit the spatial and temporal diversities. On the other hand, in wideband environment where channel fading is frequency-selective, space-frequency (SF) coded MIMO systems are increasingly perceived as effective means to achieve spatial and frequency diversities. Early work on SF codes [2]–[3] applied a direct mapping of well known ST codes as SF codes. However, these SF codes are not guaranteed to

achieve full spatial and frequency diversities. Later work, full diversity SF coded MIMO OFDM systems have been proposed [4]. Recently, a symbols rate- per channel use (pcu) SF block coded MIMO OFDM is for the first time achieved and presented in [5], while other previous methods can achieve symbol rate not more than 1 pcu. Performance of such a code is evaluated over a two-ray equal gain uncorrelated Rayleigh fading channel.

For UWB systems, the channel has richly inherent multipath, frequency-selective and time delay spread. Intuitively applying MIMO OFDM technology for UWB system is a very attractive scheme because OFDM is more efficient capturing the multipath energy than an equivalent single carrier system using the same total bandwidth.

In this paper, we proposed a SF block code rate- pcu that suitable for multiband UWB-MIMO systems under the IEEE 802.15.SG3a channel models [6] by merging the unitary matrix with an orthogonal code in an effective manner. We then show that the proposed SF codes offer superior performance to existing known SF codes in [7]–[8] under UWB channel.

II. MIMO-MULTIBAND UWB SYSTEM MODEL

A. Channel Model

In this paper, we consider the IEEE 802.15.SG3a UWB channel models. Suppose that a system have M_t transmit and M_r receive antennas, the channel impulse response from the i -th transmit antenna to the j -th receive antenna can be described as

$$h_{ij}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \alpha_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (1)$$

where $\alpha_{k,l}$ is the multipath gain coefficient of the k -th multipath component in the l -th cluster, T_l represents the arrival time of the l -th cluster, and $\tau_{k,l}$ denotes the delay of the k -th multipath contribution relative to the l -th cluster. The cluster and ray arrival time within each cluster are both modeled as a Poisson distribution with rate Λ and λ ,

respectively. The path amplitude $|\alpha_{k,l}|$ is modeled as the log-normal distributions, whereas the phase $\angle\alpha_{k,l}$ is uniformly distributed over $[0, 2\pi)$. The average power delay profile is

$$\Omega_{k,l} = E\left[|\alpha_{k,l}|^2\right] = \Omega_0 \exp(-T_l/\Gamma) \exp(-\tau_{k,l}/\gamma) \quad (2)$$

where $E[\cdot]$ denotes the expectation, Ω_0 is the mean energy of the first path of the first cluster, Γ is the cluster decay factor, and γ is the ray decay factor. The total average powers of all paths are normalized such that $\sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \Omega_{k,l} = 1$. We can express the channel frequency response from the i - j th transceiver antennas at the n -th subcarrier as

$$H_{i,j}(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \alpha_{k,l} \exp(-j2\pi f(T_l + \tau_{k,l})) \quad (3)$$

where $j \triangleq \sqrt{-1}$.

B. System Model

The information symbols are encoded across M_t transmit antennas and N OFDM subcarriers via a SF coding. Each SF codeword matrix \mathbf{C} of size $N \times M_t$ can be express as

$$\mathbf{C} = [\mathbf{c}_1 \quad \mathbf{c}_2 \quad \cdots \quad \mathbf{c}_{M_t}] \quad (4)$$

where $\mathbf{c}_i = [c_i(0) c_i(1) \cdots c_i(N-1)]^T$ for $i=1, 2, \dots, M_t$, the complex precoded symbol $c_i(n)$, $n=0, 1, \dots, N-1$ is transmitted over subcarrier n by transmit antenna i during the OFDM symbol period. The SF codeword is normalized to satisfy the energy constraint $E\|\mathbf{C}\|_F^2 = NM_t$, where $\|\cdot\|_F$ represent the Frobenius norm. After applying N -point IFFT, we append a cyclic prefix (CP). Finally, the analog basebands are transmitted simultaneously from all over M_t transmit antennas.

At each receive antenna, the superposition of M_t signals is corrupted by additive white Gaussian noise (AWGN). Let us consider only in case of perfect synchronization. After CP is removed and is then applied N -point FFT. The received signal at the j -th receive antenna in a vector form is given by

$$\mathbf{Y}_j = \sqrt{\rho/M_t} \mathbf{D} \mathbf{H}_j + \mathbf{Z}_j \quad (5)$$

where \mathbf{D} is an $N \times NM_t$ data matrix constructed from the SF codeword \mathbf{C}

$$\mathbf{D} = [\mathbf{D}_1 \quad \mathbf{D}_2 \quad \cdots \quad \mathbf{D}_{M_t}] \quad (6)$$

which \mathbf{D}_i is a $N \times N$ diagonal data symbol matrix to be transmitted over the transmit antenna $i=1, 2, \dots, M_t$. It can be expressed by

$$\mathbf{D}_i = \text{diag}\{c_i(0), c_i(1), \dots, c_i(N-1)\} \quad (7)$$

and the channel vector \mathbf{H}_j of size $NM_t \times 1$ is given by

$$\mathbf{H}_j = [\mathbf{H}_{1,j}^T \quad \mathbf{H}_{2,j}^T \quad \cdots \quad \mathbf{H}_{M_t,j}^T]^T \quad (8)$$

where $H_{i,j} = [H_{i,j}(0) \ H_{i,j}(1) \ \cdots \ H_{i,j}(N-1)]^T$, the received signal vector \mathbf{Y}_j of size $NM_r \times 1$ is formatted as $\mathbf{Y}_j = [y_j(0) \ \cdots \ y_j(N-1)]^T$ and the noise vector \mathbf{Z}_j has the same size like \mathbf{Y}_j as well as its representation format.

It is assumed that the channel is constant in one OFDM block. In the presence of perfect channel state information, the maximum-likelihood (ML) criterion is jointly performed over M_r received signal vectors. We decode the received signal vector \mathbf{Y} as $\hat{\mathbf{D}}$ if

$$\hat{\mathbf{D}} = \arg \min_{\mathbf{D}} \sum_{j=1}^{M_r} \left\| \mathbf{Y}_j - \sqrt{\frac{\rho}{M_t}} \mathbf{D} \mathbf{H}_j \right\|_F^2 \quad (9)$$

III. PROPOSED SF BLOCK CODES

An overview of the proposed SF-coded OFDM system to achieve frequency diversity gain by means of orthogonal precoding in frequency domain is shown in Fig. 1. The input bit stream (uncoded or coded from a channel encoder) is divided into b bit-long segments, forming 2^b -ary symbols. After that, the information sequence \mathbf{X} is partitioned into a block of NM_t symbols. Divide the block data into P sub-blocks of size $M_t K \times 1$ such as, $\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \dots, \mathbf{X}_P$. The total number of sub-blocks is $P = N/K$, where $1 \leq K \leq N$

Each sub-block $\mathbf{X}_p = [x_{(p-1)M_t K+1} \ x_{(p-1)M_t K+2} \ \cdots \ x_{pM_t K}]^T$, ($1 \leq p \leq P$) are parsed into the SF encoder resulting in the sub-block SF code matrix \mathbf{G}_p of size $K \times M_t$. Because every sub-block SF code matrix \mathbf{G}_p has the same structure, we may analyze only one sub-block. Let us pre-encode each of sub-block information symbol vector \mathbf{X}_p with an unitary matrix Θ based on the Vandermonde matrix of size $M_t K \times M_t K$

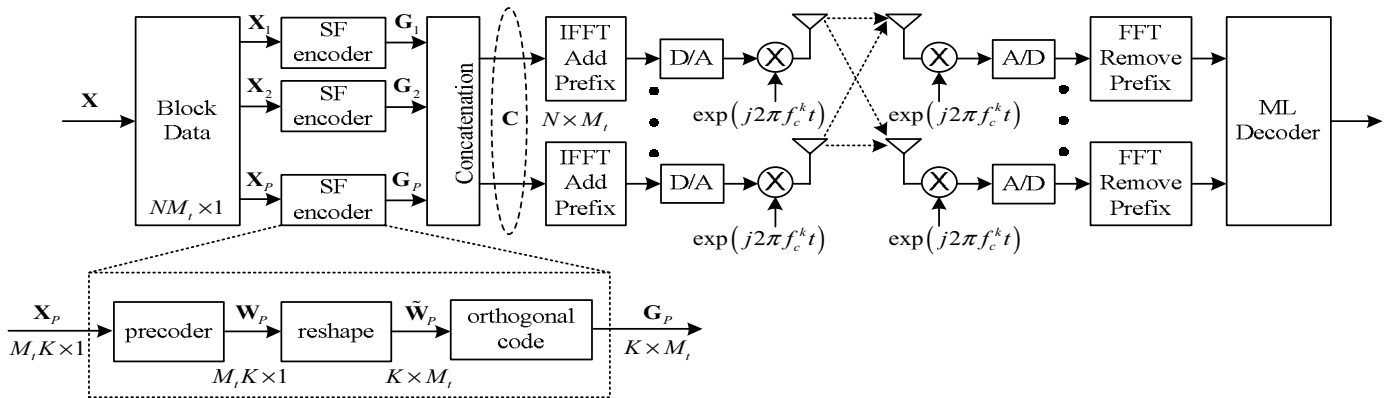


Figure 1. SF-coded OFDM system

$$\Theta = \frac{1}{\sqrt{M_i K}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ \theta_1 & \theta_2 & \cdots & \theta_{M_i K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \theta_1^{M_i K-1} & \theta_2^{M_i K-1} & \cdots & \theta_{M_i K}^{M_i K-1} \end{bmatrix} \quad (10)$$

the resultant precoded vector \mathbf{W}_p can be expressed as

$$\mathbf{W}_p = \Theta \times \mathbf{X}_p. \quad (11)$$

Next, we apply a reshaping process to return the $K \times M_i$ matrix $\tilde{\mathbf{W}}_p$ from the $M_i K \times 1$ vector \mathbf{W}_p

$$\tilde{\mathbf{W}}_p = [\tilde{\mathbf{w}}_1 \quad \tilde{\mathbf{w}}_2 \quad \cdots \quad \tilde{\mathbf{w}}_{M_i}] \quad (12)$$

where $\tilde{\mathbf{w}}_i = [w_{(i-1)K+1} \quad w_{(i-1)K+2} \quad \cdots \quad w_{iK}]^T$ and $1 \leq i \leq M_i$.

Let us next use an orthogonal code to manipulate the matrix $\tilde{\mathbf{W}}_p$ by choosing the orthogonal code with a Vandermonde matrix of size $K \times K$ since the transforms based on the Vandermonde matrix result in larger minimum product distance than those based on Hadamard transform [7]. Then, it differs from the conventional rate- M_i SF code which uses an orthogonal code based on the replica Hadamard matrix. In case of $K = 2^s$ ($s \geq 1$) the optimum transform can be found by

selecting $\theta_k = \exp\left(j \frac{4k-3}{2K} \pi\right)$, where $k = 1, 2, \dots, K$ then

$$\mathbf{G}_p = \tilde{\mathbf{W}}_p \circ \text{VDM}(\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_K)_{M_i} \quad (13)$$

where \circ denotes the Hadamard product and $\text{VDM}(\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_K)_{M_i}$ means that M_i orthogonal column vectors are selected from the overall $M_i K$ columns of a $M_i K \times M_i K$ Vandermonde matrix by arbitration.

IV. RESULTS AND DISCUSSION

In this study, performances of all SF codes for multi-antenna multiband UWB systems are evaluated by using Monte Carlo simulations. Each OFDM symbol has $N = 128$ subcarriers for the subband bandwidth of 528 MHz, which consists of a guard time of length $T_G = 70.1 ns$ and the information duration $T_{FFT} = 242.4 ns$. Therefore, the OFDM symbol duration becomes $T_{SYM} = 312.5 ns$.

Performance of our proposed SF code is compared to other SF coding ones in the literature. A proposed SF code, namely 4×2 high rate BPSK SF VDM code is compared to four known SF codes, namely a 4×2 high rate BPSK SF Hadamard code with rate-2 pcu as in [5], a 4×2 high rate BPSK SF code without orthogonal code between transmit antenna [9], a 4×2 repeated 16-PSK SF Alamouti code [7] and a 4×2 full rate QPSK SF code [8]. Thus, the spectral efficiency equals to 2 bits/s/Hz which is the same as all other codes under investigation.

On the performance evaluation of the aforementioned SF codes, the average symbol error rate (SER) curves as a function of the average SNR are presented. Fig. 2 depicts the performance of all coding approaches in CM4 channel model, which is characterized as the extreme NLOS multipath channel. We first consider the cases where $M_i = 2$, $M_r = 1$. It is clear that the performances of the proposed HR VDM, HR [5] and HR Hadamard code [9] are approximately the same. They perform better than the full rate SF code and repetition code by 3 dB and 10 dB respectively at SER of 10^{-1} , indicating substantial improvement. The introduction of random interleaver to our proposed HR VDM code has resulted in further gain by 1-2 dB depending on the value of SNR.

Next consider the cases where $M_i = 2$, $M_r = 2$. In this investigation, the maximal ratio combining (MRC) technique is used to achieve maximal receive diversity. Note that only results of some SF codes are presented in Fig. 2. For all those SF codes without interleaver, approximately 4 dB receive antenna gain is achieved with 2 receive antennas. While for SF codes with interleaver, the receive antenna gain is slightly less.

To show the effect of different channel models more clearly, we also compare the simulation results of three SF codes i.e., the proposed HR VDM, HR and HR Hadamard code between MIMO systems in CM1 and CM4 UWB channel models as illustrated in Fig. 3. Some key parameters for two different environmental scenarios are provided as follows:

- With CM1, $\Lambda = 0.0233$, $\lambda = 2.5$, $\Gamma = 7.1$, $\gamma = 4.3$.
- With CM4, $\Lambda = 0.0667$, $\lambda = 2.1$, $\Gamma = 24$, $\gamma = 12$.

It is observed that the performance gain obtained in CM4 is superior to that in CM1 with both 2Tx1Rx and 2Tx2Rx systems regardless of SF codes. When we consider a case for 2Tx1Rx antennas, there are performance improvements of about 1 dB at a SER of 5×10^{-3} . Another case for 2Tx2Rx antennas, they have improvement of about 1 dB at a SER of 1×10^{-4} . These results show that all SF codes in this study are more effective when applied to channel condition as CM4 (extreme NLOS multipath channel) than CM1 (LOS with smaller rms delay spread).

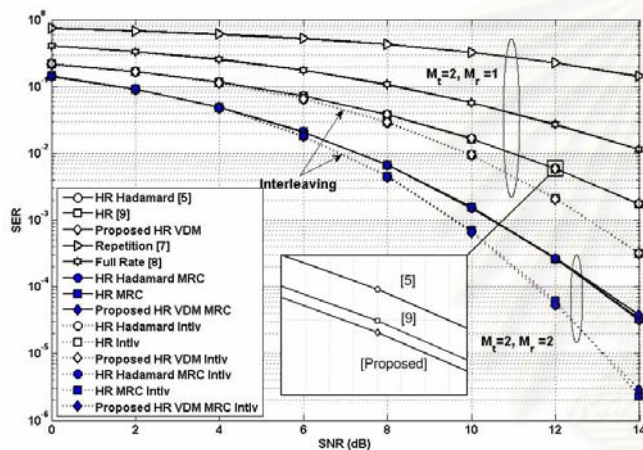


Figure 2. Performances of SF codes multiband UWB with 2Tx1Rx and 2Tx2Rx in CM4.

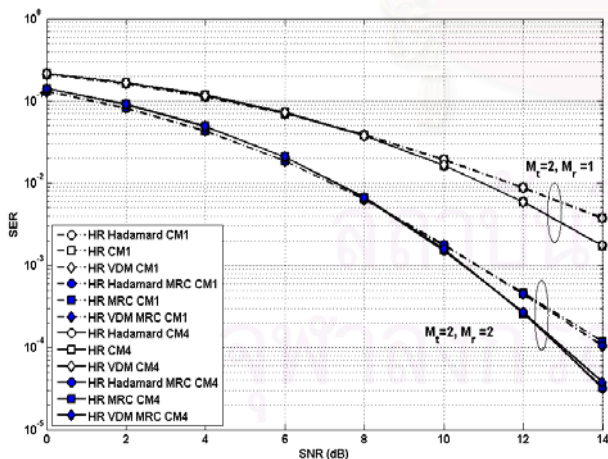


Figure 3. Performances of SF codes multiband UWB with 2Tx1Rx and 2Tx2Rx in different channel models.

V. CONCLUSION

In this paper, we propose a SF code structure that can achieve symbols rate- M_t pcu in MIMO-Multiband UWB system with IEEE 802.15.SG3a channel models. By using ML decoder, the performance of our SF code is always better or at least as good as existing known code counterparts. It is then shown that the random permutation is a useful scheme in further improving the performance by 1-2 dB depending on the level of SNR. Note also that the performances of all SF codes that are transformed with the unitary matrix precoder are approximately the same regardless of orthogonal codes being used. In addition we have shown that the system performance depends on the correlation in the channel frequency response among different subcarriers. Based on the comparison between CM1 and CM4, all SF codes here can provide better performance when used in CM4 scenario than CM1 and the performance gains are more noticeable at high SNR regions.

ACKNOWLEDGMENT

The work reported in the paper was supported by Thailand Graduate Institute of Science and Technology (TGIST) Scholarship and it was supported in part by the Cooperation Project between Department of Electrical Engineering and Private Sector for Research and Development, Faculty of Engineering, Chulalongkorn University, Thailand.

REFERENCES

- [1] V. Tarokh, N. Seshadri and A. R. Calderbank, "Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, vol. 44, no. 2, pp. 744-765, Mar. 1998.
- [2] D. Agrawal, V. Tarokh, A. Naguib and N. Seshadri, "Space-time coded OFDM for high data rate wireless communication over wideband channels," *Proc. IEEE VTC*, pp. 2232-2236, 1998.
- [3] K. Lee and D. Williams, "A Space-frequency transmitter diversity technique for OFDM systems," *Proc. IEEE GLOBECOM*, vol. 3, pp. 1473-1477, 2000.
- [4] H. Bölcskei and A. J. Paulraj, "Space-frequency coded broadband OFDM systems," *IEEE Wireless Commun. Networking Conf.*, pp. 1-6, Sep. 2000.
- [5] W. Zhang, X.-G. Xia, and P. C. Ching, "A design of high-rate space-frequency codes for MIMO-OFDM systems," *IEEE Global Telecommun. Conf.*, vol.1, pp. 209-213, 2004.
- [6] IEEE 802.15.SG3a, "Channel modeling Sub-committee Report Final," *IEEE P802.15-02/490r1-SG3a*, 2003.
- [7] W. Su, Z. Safar, M. Olfat and K. J. R. Liu, "Obtaining full-diversity space-frequency codes from spacetime codes via mapping," *IEEE Trans. Sig. Proc.*, vol. 51, no. 11, pp. 2905-2916, Nov. 2003.
- [8] W. Su, Z. Safar, and K. J. R. Liu, "Full-rate full-diversity space-frequency codes with optimum coding advantage," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 51, no. 1, pp. 229-249, Jan. 2005.
- [9] W. Zhang, X.-G. Xia, P. C. Ching, and H. Wang, "Rate two full-diversity space-frequency code design for MIMO-OFDM," *IEEE 6th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Commun.*, pp.321-325, 2005.

Achieving Rate Two Space-Time-Frequency Codes for Multiband UWB-MIMO Communication Systems Using Rotated Multidimensional Modulation

J. Chusing,¹ L. Wuttisittikulkij¹ and S. Segkhoontod²

¹Telecommunication Systems Research Laboratory, Department of Electrical Engineering, Chulalongkorn University, Pathumwan Bangkok 10330 Thailand

²Government Information Technology Services (GITS), Ratchatewi Bangkok 10400 Thailand
Jumpot.C@student.chula.ac.th, wlunchak@chula.ac.th and sak@gits.net.th

Abstract

In this paper, the rate-2 pcu STF coding schemes that can be efficiently implemented for use in multiband UWB-MIMO systems has been presented. These proposed STF codes are constructed based on the multi-dimensional constellation precoding so that the rotated version of the information symbols are spread across adjacent subcarriers and sent over M_t transmit antennas and M_b time periods, allowing effective exploitation of space, time and frequency diversity. The performance of these STF codes with two transmit antennas over the IEEE 802.15.SG3a channel models are compared at the same spectral efficiency. It is shown that our proposed codes outperform well known schemes found in the literature such as rate-1 SF codes, which guarantee full diversity. In addition, we devise a random interleaving method to incorporate into the proposed codes and the simulation results show that further gains can be achieved depending on the level of SNR.

1. Introduction

In the recent years, ultra-wideband (UWB) technology has received increasing interest from industrial, government and academia [1]–[2], especially for applications in short range high-throughput wireless communication and sensor networks. In compliance with the Federal Communications Commission's (FCC) rules, UWB is

defined as any radio technology that has a spectrum occupying a fractional bandwidth of more than 0.2 measured at -10 dB points, or nominally more than 500 MHz bandwidth in the range from 3.1–10.6 GHz with EIRP density limit of -41.3 dBm/MHz. The two major approaches being considered by IEEE 802.15.3a differ primarily with regard to their allocation of UWB spectrum: the traditional approach, in which technology is selected based on Impulse Radio (IR) or single-band system; and the multiband UWB approach [3], in which the overall bandwidth of 7.5 GHz is split into smaller subbands of bandwidth 528 MHz.

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) has emerged as an attractive and powerful modulation scheme for UWB communications due to its excellent performance in highly dispersive channels. When the same total bandwidth is considered, OFDM receiver is more efficient at capturing multipath energy than an equivalent single-band system. Then, the multiband UWB system mates the advantages of OFDM with time-frequency hopping for multi-user support. On the other hand, the large capacity of multiple input multiple output (MIMO) systems and the desire to transmit at higher data rates with better performance have motivated much research on applying multiple-antenna techniques on UWB systems.

In case of narrowband wireless communications, space-time (ST) coding is a transmit diversity strategy that has been highly successful in combating frequency-nonselective (flat) fading and multiuser interference with the spatial and temporal diversity. However, many wireless and mobile channels are frequency-selective selective (delay spread) in nature, for which space-time code design becomes a very complicated task. In [4], an ST equalizer is required at the receiver in order to counteract ISI. However, the complexity of this approach increases exponentially with the number of transmit antennas and the channel

The work reported in the paper was supported by Thailand Graduate Institute of Science and Technology (TGIST) Scholarship, Technology Management Center (TMC): a member of NSTDA and it was supported in part by the Cooperation Project between Department of Electrical Engineering and Private Sector for Research and Development, Faculty of Engineering, Chulalongkorn University, Thailand.

memory. OFDM techniques can transform such a frequency-selective MIMO channel into a set of parallel frequency-flat MIMO channels. Indeed, it provides a substantial reduction in equalization complexity compared to classical modulation techniques. By combining the OFDM modulation with MIMO systems, space-frequency (SF) codes has been proposed [5], where coding is done across transmit antennas and subcarriers of the OFDM system. The authors of [6]–[7] showed that a full diversity and rate-1 (one channel symbol per subcarrier) SF block code can be obtained with arbitrary power-delay profile. These schemes achieve the full diversity gain of $M_t M_r L$ over MIMO frequency-selective fading channels, where L is the number of channel taps. Recently, a symbol rate-2 per channel use (pcu) SF block coded MIMO OFDM was proposed in [8]–[9], while other previous methods can achieve symbol rate not more than a rate of 1 symbol pcu. Performance of such a code is evaluated over a two-ray equal gain uncorrelated Rayleigh fading channel. To further improve performance, space-time-frequency (STF) codes [10]–[11] have been proposed to exploit all of the spatial, temporal and frequency diversities for MIMO-OFDM systems.

In this paper, we have proposed a rate-2 pcu STF code design approach for multiband UWB-MIMO system. The main contribution of this paper is development of a new framework for combining the rotated multidimensional modulation technique and STF coding strategy. We evaluate and compare the performance of the proposed schemes with other well-known schemes [7]–[8]. Computer simulation results confirm that the performance of the proposed algorithm is always better or at least as good as existing known STF codes under UWB channel. Other issues including random interleaving across OFDM tones and increasing spectral efficiency are also utilized in this paper.

2. Channel Model

In this paper, we consider the IEEE 802.15.SG3a UWB channel models [12]. Suppose that a system have M_t transmit and M_r receive antennas. The channel is assumed to be constant over each OFDM block period, but it may vary from one OFDM block to another. At the u -th OFDM block, the channel impulse response from the i -th transmit antenna to the j -th receive antenna can be described as

$$h_{i,j}^u(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \alpha_{k,l}^u \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (1)$$

where $\alpha_{k,l}^u$ is the multipath gain coefficient of the k -th multipath component in the l -th cluster during the u -th OFDM block, T_l represents the arrival time of the l -th cluster, and $\tau_{k,l}$ denotes the delay of the k -th multipath contribution relative to the l -th cluster. The cluster and ray arrival time within each cluster are both modeled as a Poisson distribution with rate Λ and λ , respectively. The path amplitude $|\alpha_{k,l}^u|$ is modeled as the log-normal distributions, whereas the phase of $\alpha_{k,l}^u$ is uniformly distributed over $[0, 2\pi)$.

The average power delay profile is

$$\Omega_{k,l}^u = E\left[|\alpha_{k,l}^u|^2\right] = \Omega_0 \exp(-T_l/\Gamma) \exp(-\tau_{k,l}/\gamma) \quad (2)$$

where $E[\cdot]$ denotes the expectation, $\Omega_{k,l}^u$ is the mean energy of the first path of the first cluster, Γ is the cluster decay factor, and γ is the ray decay factor. The total average powers of all paths are normalized such that $\sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \Omega_{k,l}^u = 1$. We can express the channel frequency response from the i - j th transceiver antennas at the n -th subcarrier in the u -th OFDM block as

$$H_{i,j}^u(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \alpha_{k,l}^u \exp(-j2\pi n \Delta f (T_l + \tau_{k,l})) \quad (3)$$

where $j \triangleq \sqrt{-1}$.

3. Multiband UWB-MIMO System Model

The N_s information symbols are encoded across M_t transmit antennas and N OFDM subcarriers via a STF coding. The symbol rate per channel use (pcu) of the code \mathbf{C} is defined as $R = N_s / NM_b$, where M_b is the number of OFDM block period. Each STF codeword matrix \mathbf{C} of size $N \times M_t M_b$ can be express as

$$\mathbf{C} = [\mathbf{C}^1 \quad \mathbf{C}^2 \quad \dots \quad \mathbf{C}^{M_b}] \quad (4)$$

where the $N \times M_t$ matrix

$$\mathbf{C}^u = [\mathbf{c}_1^u \quad \mathbf{c}_2^u \quad \dots \quad \mathbf{c}_{M_t}^u] \quad (5)$$

in which $\mathbf{c}_i^u = [c_i^u(0) \quad c_i^u(1) \quad \dots \quad c_i^u(N-1)]^T$ for $i = 1, 2, \dots, M_t$ and $u = 1, 2, \dots, M_b$. Then during the u -th OFDM block period, the complex symbol

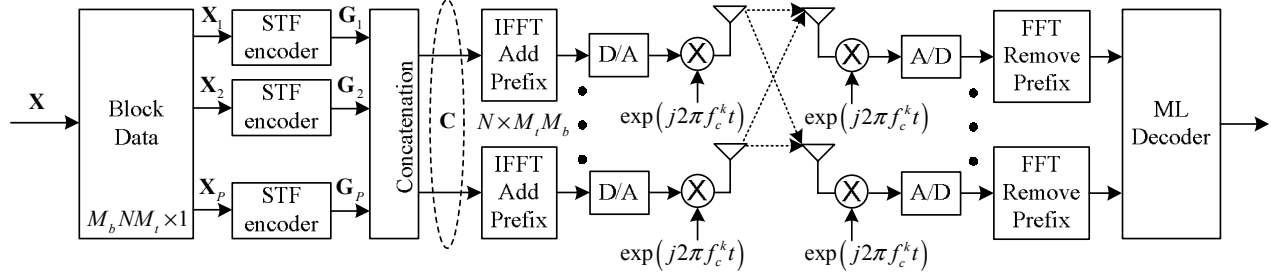


Figure 1. STF-coded OFDM MIMO system.

$c_i^u(n)$, $n=0,1,\dots,N-1$ is transmitted over subcarrier n by the i -th transmit antenna. The STF codeword is normalized to satisfy the energy constraint $E\|\mathbf{C}\|_F^2 = M_b NM_t$, where $\|\cdot\|_F$ represent the Frobenius norm. After applying IFFT, we append a cyclic prefix (CP). Finally, the analog basebands are transmitted simultaneously from all over M_t transmit antennas.

At each receive antenna, the superposition of M_t signals is corrupted by additive white Gaussian noise (AWGN). Let us consider only in case of perfect synchronization. After CP is removed and is then applied N -point FFT. The received signal at the j -th receive antenna in the matrix form is given by

$$\mathbf{Y}_j = \sqrt{\rho/M_t} \mathbf{D} \mathbf{H}_j + \mathbf{Z}_j \quad (6)$$

where \mathbf{D} is an $M_b N \times M_b NM_t$ data matrix constructed from the STF codeword \mathbf{C}

$$\mathbf{D} = [\mathbf{D}_1 \quad \mathbf{D}_2 \quad \dots \quad \mathbf{D}_{M_t}] \quad (7)$$

in which \mathbf{D}_i is a $M_b N \times M_b N$ diagonal data symbol matrix to be transmitted over the transmit antenna $i=1,2,\dots,M_t$. It can be expressed by

$$\mathbf{D}_i = \text{diag}(c_i(0), c_i(1), \dots, c_i(M_b N - 1)) \quad (8)$$

and the channel vector \mathbf{H}_j of size $M_b NM_t \times 1$ is given by

$$\mathbf{H}_j = [H_{1,j}^T \quad H_{2,j}^T \quad \dots \quad H_{M_t,j}^T]^T \quad (9)$$

where

$$H_{i,j} = [H_{i,j}^1(0) \dots H_{i,j}^1(N-1) \dots \dots H_{i,j}^{M_b}(0) \dots H_{i,j}^{M_b}(N-1)]^T \quad (10)$$

The received signal vector \mathbf{Y}_j of size $M_b N \times 1$ is formatted as

$$\mathbf{Y}_j = \left[(\mathbf{y}_j^1)^T \quad (\mathbf{y}_j^2)^T \quad \dots \quad (\mathbf{y}_j^{M_b})^T \right]^T \quad (11)$$

where $\mathbf{y}_j^u = [y_j^u(0) \dots y_j^u(N-1)]^T$ and the noise vector \mathbf{Z}_j has the same size like \mathbf{Y}_j as well as its

representation format. It is assumed that the channel is constant in one OFDM period. In the presence of perfect channel state information at the receiver, the maximum-likelihood (ML) criterion is jointly performed over M_r received signal vectors. We decode the received signal vector \mathbf{Y}_j as $\hat{\mathbf{D}}$ if

$$\hat{\mathbf{D}} = \arg \min_{\mathbf{D}} \sum_{j=1}^{M_r} \left\| \mathbf{Y}_j - \sqrt{\frac{\rho}{M_t}} \mathbf{D} \mathbf{H}_j \right\|_F^2 \quad (12)$$

4. Proposed STF Block Codes

An overview of the proposed STF-coded OFDM system to achieve spatial diversity, temporal diversity and frequency diversity gain by means of orthogonal precoding in frequency domain is shown in Figure 1. The input bit stream (uncoded or coded from a channel encoder) is divided into b bit-long segments, forming 2^b -ary symbols. In order to increase modulation diversity or signal space diversity [13], we consider the rotated PSK signal constellation for $b=1$ (rotated BPSK or R-BPSK) and $b=2$ (rotated QPSK or R-QPSK) as show in Figure 2. After that, the complex information sequence \mathbf{X} is partitioned into a block of $M_b NM_t$ symbols. Divide the block data into P sub-blocks of size $M_b M_t K \times 1$ such as, $\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \dots, \mathbf{X}_P$. Thus, the total number of sub-blocks is $P = N/K$, where $1 \leq K \leq N$.

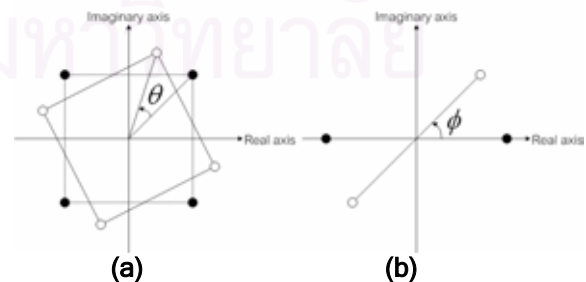


Figure 2. Rotated PSK: (a) R-QPSK and (b) R-BPSK

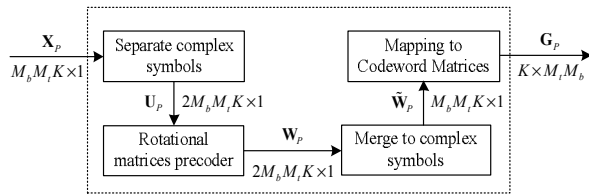


Figure 3. The proposed scheme for STF encoder

Each sub-block $\mathbf{X}_p = [x_{(p-1)M_b M_t K+1} \ x_{(p-1)M_b M_t K+2} \ \dots \dots x_{pM_b M_t K}]^T$ for $p = 1, 2, \dots, P$ are parsed into the STF encoder resulting in the sub-block STF code matrix \mathbf{G}_p of size $K \times M_t M_b$. Because every sub-block STF code matrix \mathbf{G}_p has the same structure, we may analyze only one sub-block, as illustrate in Figure 3.

In order to accomplish multidimensional signal constellation by employing rotation matrices, let us first express the complex information sequence \mathbf{X}_p that contained in each sub-block in term of component forms as

$$\mathbf{U}_p = [\text{Real}(\mathbf{X}_p^T) \ \text{Imag}(\mathbf{X}_p^T)]^T \quad (13)$$

where $\text{Real}(\mathbf{X})$ and $\text{Imag}(\mathbf{X})$ denotes the real and imaginary parts of the complex signal \mathbf{X} , respectively. From (13), the component vector \mathbf{U}_p of size $2M_b M_t K \times 1$ contributing to

$$\mathbf{U}_p = \begin{bmatrix} \underbrace{\text{Real}}_{u_{(p-1)+1} \ u_{(p-1)+2} \ \dots \ u_{(p-1)+M_b M_t K}} \\ \underbrace{\text{Imag}}_{u_{(p-1)+M_b M_t K+1} \ u_{(p-1)+M_b M_t K+2} \ \dots \ u_{(p-1)+2M_b M_t K}} \end{bmatrix}^T \quad (14)$$

Then, multiply this component vector by a precoding matrix. Let us use precoding matrices which are constructed based on the rotational matrix \mathbf{M} of size $2M_b M_t K \times 2M_b M_t K$ [14]–[15]

$$\mathbf{W}_p = \mathbf{M} \cdot \mathbf{U}_p \quad (15)$$

Using the notation

$$\mathbf{M} = \sqrt{\frac{1}{M_b M_t K}} \begin{bmatrix} m_{1,1} & m_{1,2} & \dots & m_{1,2M_b M_t K} \\ m_{2,1} & m_{2,2} & \dots & m_{2,2M_b M_t K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ m_{2M_b M_t K,1} & m_{2M_b M_t K,2} & \dots & m_{2M_b M_t K,2M_b M_t K} \end{bmatrix}$$

with

$$m_{i,j} = \cos\left(\frac{\pi}{8M_b M_t K}(4i-1)(2j-1)\right), 1 \leq i, j \leq 2M_b M_t K$$

Notice that the multidimensional signal mapping for STF codes can be appropriately simplified by linear matrix transformation [14]. By rotating signal constellation for space time and frequency in sense of two design criteria as follows:

- The diversity (rank) criterion that can be achieve the diversity advantage by maximizing the minimum rank over all pairs of distinct codewords w_k and \hat{w}_k

$$R = \left| \{k \mid w_k \neq \hat{w}_k, k = 1, 2, \dots, 2M_b M_t K\} \right|. \quad (16)$$

- The product distance criterion that can be achieve the coding advantage by maximizing the minimum squared of product distance between any two points of the signal constellation

$$d_{p,\min} = \prod_{r=1}^R \left| \mathbf{M}_r \cdot (\mathbf{U}_p - \hat{\mathbf{U}}_p) \right|^2 \quad (17)$$

Consequently, the rotated vector component \mathbf{W}_p has the same form as \mathbf{U}_p in (14), i.e.,

$$\mathbf{W}_p = \begin{bmatrix} \underbrace{\text{Real}}_{w_{(p-1)+1} \ w_{(p-1)+2} \ \dots \ w_{(p-1)+M_b M_t K}} \\ \underbrace{\text{Imag}}_{w_{(p-1)+M_b M_t K+1} \ w_{(p-1)+M_b M_t K+2} \ \dots \ w_{(p-1)+2M_b M_t K}} \end{bmatrix}^T \quad (18)$$

A vector of the multidimensional signal $\tilde{\mathbf{W}}_p$ of size $M_b M_t K \times 1$, which is mapped on to the sub-block STF codeword matrix \mathbf{G}_p according to the codeword structure, is defined as

$$\tilde{\mathbf{W}}_p = \begin{bmatrix} w_{(p-1)+1} + w_{(p-1)+M_b M_t K+1} \\ w_{(p-1)+2} + w_{(p-1)+M_b M_t K+2} \\ \vdots \\ w_{(p-1)+M_b M_t K} + w_{(p-1)+2M_b M_t K} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{w}_p^1 \\ \tilde{w}_p^2 \\ \vdots \\ \tilde{w}_p^{M_b M_t K} \end{bmatrix} \quad (19)$$

The $K \times M_t M_b$ matrix \mathbf{G}_p is constructed as

$$\mathbf{G}_p = \begin{bmatrix} \tilde{w}_p^1 & \tilde{w}_p^{K+1} & \dots & \tilde{w}_p^{(M_b M_t - 1)K+1} \\ \tilde{w}_p^2 & \tilde{w}_p^{K+2} & \dots & \tilde{w}_p^{(M_b M_t - 1)K+2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{w}_p^K & \tilde{w}_p^{2K} & \dots & \tilde{w}_p^{M_b M_t K} \end{bmatrix} \quad (20)$$

Thereafter, the sub-block codeword matrix \mathbf{G}_p for $p = 1, 2, \dots, P$ are concatenated as follows

$$\mathbf{C} = [\mathbf{G}_1^T \quad \mathbf{G}_2^T \quad \dots \quad \mathbf{G}_P^T]^T \quad (21)$$

5. Results and Discussion

In this section, the STF coded MIMO multiband UWB systems were simulated to verify the implementation concept and demonstrate their performances for the IEEE 802.15.SG3a UWB channel models, i.e., CM1 and CM4. Each OFDM symbol has $N = 128$ subcarriers for the subband bandwidth of 528 MHz, which consists of a guard time of length $T_G = 70.1$ ns and the information duration $T_{FFT} = 242.4$ ns. The guard time contains a cyclic prefix of length $T_{CP} = 60.6$ ns, plus an initial interval of length $T_{GI} = 9.5$ ns. Therefore, the OFDM symbol duration becomes $T_{SYM} = 312.5$ ns.

We first consider the case where coding is performed over a single OFDM block, i.e., $M_b = 1$, and then the case where the STF codes are simplified to the SF codes. We also have compared our proposed STF codes with other coding techniques in the literature for both coded and uncoded schemes. The three proposed STF codes include the 4×2 rate-1 R-QPSK STF code, the 4×2 rate-2 pcu R-BPSK STF code which is obtained by rotating BPSK signal constellation with the angle of ϕ : where $\phi = 0, \pi/16$ and $\pi/4$, and the 2×2 rate-2 pcu R-BPSK STF code. These STF codes with $M_b = 1$ are compared to four known SF codes, namely the 4×2 rate-1 QPSK SF code [7], the 4×2 high rate BPSK SF code with rate-2 pcu [8], the 4×2 uncoded QPSK with rate-1 pcu and the 4×2 uncoded BPSK with rate-2 pcu. Thus, the spectral efficiency equals to 2 bits/sec/Hz which is the same as all other codes under investigation. These systems achieve the data rate (without channel coding) of $256 \text{ bits}/312.5 \text{ ns} = 819.2 \text{ Mbits/s}$.

Simulation was done under different channel condition to observe the performance of the system. Some key parameters for two different environmental scenarios are provided as follows:

- With CM1, $\Lambda = 0.0233$, $\lambda = 2.5$, $\Gamma = 7.1$, $\gamma = 4.3$.
- With CM4, $\Lambda = 0.0667$, $\lambda = 2.1$, $\Gamma = 24$, $\gamma = 12$.

In order to illustrate the performance of the aforementioned SF codes, we present the simulation results of the average symbol error rate (SER) curves

as a function of E_s/N_0 in dB, in which E_s is the symbol energy and N_0 is noise spectral density.

Figure 4 depicts the performance of all coding approaches in CM1 channel model, which is characterized as the LOS multipath channel. Let us consider the case where $M_t = 2$, $M_r = 1$. We have verified that the performances of the proposed rate-1 R-QPSK SF code and rate-1 QPSK SF code [7] are approximately the same. They perform better than the uncoded QPSK and uncoded BPSK by 6.8 dB and 2.7 dB respectively at a SER of 5×10^{-3} . This implies that the diversity advantage can be obtained with the information jointly encoded across OFDM subcarrier. In the second scenario, SF codes with symbol rate-2 pcu are considered. It can be seen that the proposed rate-2 R-BPSK SF code with the angle of $\phi = 0$ outperform the R-BPSK SF code with the angle of $\phi = \pi/4$ by about 0.6 dB at a SER of 1×10^{-4} , and the performance gain of R-BPSK SF code with the angle of $\phi = 0$ has a slightly improvement over the case of $\phi = \pi/16$. This means that the rotation angle ϕ should be set as small as possible to maximize the coding advantage. Notice that the performance of the SF codes for both the R-BPSK with angle of $\phi = 0$ and the conventional high rate BPSK [8] are approximately the same. Nevertheless, the proposed R-BPSK SF code with rate-2 pcu requires the encoding complexity of about $P[8(M_t K)^2 - 2M_t K]$ FLOPS (floating point operations) which is slightly less than the computational complexity of the conventional high rate BPSK SF code with rate-2 pcu algorithm at the same bits/symbol rate, which is of about $P[8(M_t K)^2 + 4M_t K]$ FLOPS.

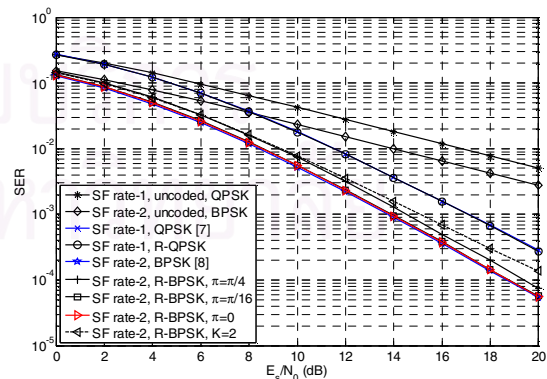


Figure 4. Performance comparison of SF codes in coded MISO-OFDM system for CM1 channel model.

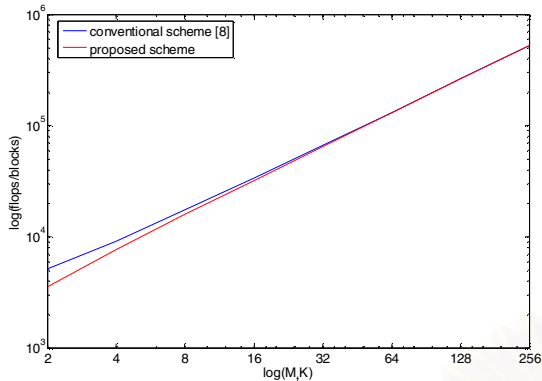


Figure 5. Encoding complexity for each scheme.

Figure 5 demonstrates the computational complexity as the function of $M_i K$. In this example, we choose block length parameters $M_i = 2$ and $K = 4$ for the sake of decoding complexity. As a result the proposed SF scheme which achieves the full diversity with symbol rate-2 pcu can be considered as another alternative codes that can achieve the full diversity with symbol rate-2 pcu with slight complexity reduction.

As the dimension of the rotational matrix \mathbf{M} increases, i.e., $2M_i K \geq 8$, it could not guarantee $d_{p,\min}$ to be maximized [14]. Thus, we reduce the sensitivity of coding gain warranted by proposing another scheme: the 2×2 R-BPSK SF code with $\phi = \pi/4$. It is shown that for the same spectral efficiency, the proposed 2×2 SF code achieves half diversity gain with rate-2 pcu compared to our previously proposed scheme: the 4×2 R-BPSK SF code with the angle of $\phi = \pi/4$, for instance a difference of 1 dB is observed at a SER of 2×10^{-4} .

Figure 6 illustrates the performance comparison of the SF block codes in CM4 channel model. The results show that their performance exhibit similar behavior as found in CM1 channel model. Figure 7 provides the simulation results of the SF coded OFDM systems with $2T \times 1R \times$. There is clear evidence that the performance gain obtained in CM4 is superior to that in CM1 systems regardless of SF codes. When we consider a case of rate-1 SF codes, there are performance improvements by about 2.5 dB at a SER of 3×10^{-4} . In case of rate-2 SF codes, they have improvement of about 3 dB at a SER of 3×10^{-4} . These results show that all SF codes in this study are more effective when applied to channel condition as CM4 (extreme NLOS multipath channel) than CM1 (LOS with smaller rms delay spread).

From Figure 8, it is apparent that the performances of SF uncoded multiband UWB systems for the IEEE

CM1 and CM4 scenarios are almost the same. In both cases, at the same spectral efficiency of 2 bits/sec/Hz, a 4×2 uncoded BPSK with rate-2 pcu can offer superior coding gain compared to a 4×2 uncoded QPSK with rate-1 pcu by about 3 dB at a SER of 10^{-2} .

The frequency response of CM1 and CM4 channels in term of magnitude response are given in Figure 9–10 for discussion purpose. Based on the above simulation results, we can make some observations. The RMS delay spread of the channel has a significant effect on the SF code performance. If the delays of the paths are large with respect to one OFDM block period, i.e., $\tau_{\text{CM1}} = 6$ nsec and $\tau_{\text{CM4}} = 25$ nsec, there will be fast variations in the spectrum of the channel impulse response. Therefore, the probability of simultaneous deep fades in adjacent subcarriers will be smaller and the channel will cause performance improvement, also called *extrinsic diversity* product in multipath fading channels with a longer delay spread.

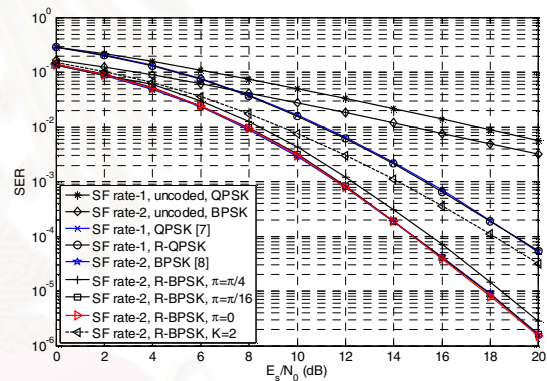


Figure 6. Performance comparison of SF codes in coded MISO-OFDM system for CM4 channel model.

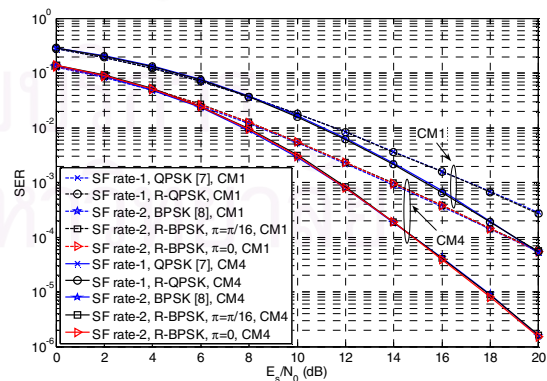


Figure 7. Performance comparison of SF codes in coded MISO-OFDM system for different channel models, CM1 and CM4.

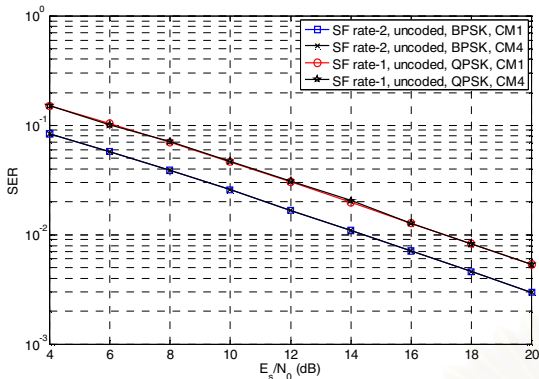


Figure 8. Performance comparison of SF codes in uncoded MISO-OFDM system for CM1 and CM4 channel models.

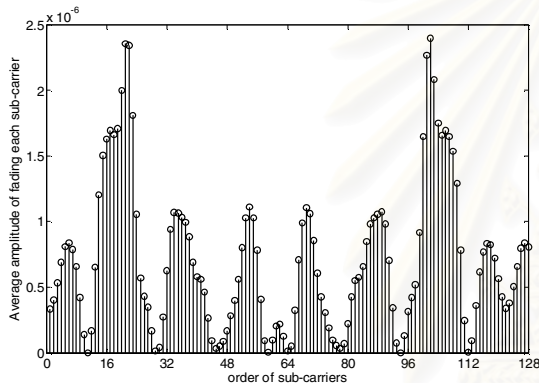


Figure 9. The average amplitude of fading for CM1 channel model.

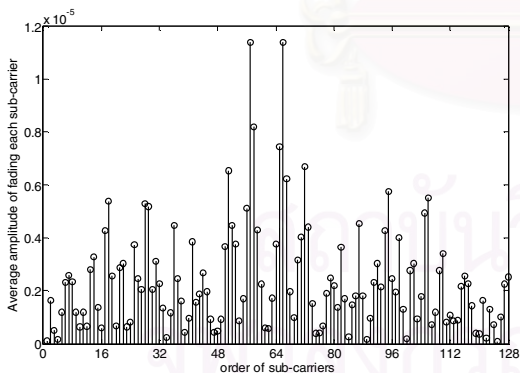


Figure 10. The average amplitude of fading for CM4 channel model.

Figure 11 depicts the performance of some SF block codes with random permutation for CM4 channel environment. We first consider the cases where $M_t = 2$, $M_r = 1$. It can be seen that the performances of the proposed rate-2 R-BPSK SF code and high rate BPSK SF code [8] are approximately the same. They

perform better than the rate-1 QPSK SF code [7] and rate-1 R-QPSK SF code by about 4.3 dB at SER of 5×10^{-5} , indicating substantial improvement. The introduction of random interleaver to our proposed rate-2 R-BPSK SF code with the angle of $\phi = 0$ has resulted in further gain by 1-4 dB depending on the value of SNR. Next consider the cases where $M_t = 2$, $M_r = 2$. In this investigation, the maximal ratio combining (MRC) technique is used to achieve maximal receive diversity. For all those SF codes without interleaver, approximately 6 dB receive antenna gain is achieved with 2 receive antennas. While for SF codes with interleaver, the receive antenna gain is slightly less.

In Figure 12, we compare the performance of STF coded multiband UWB system for different OFDM blocks. Here, we employ the proposed rate-2 STF code with $M_b = 1, 2$ and 4. Then, the spectral efficiency of the resulting STF code is 2, 1 and 0.5 bit/sec/Hz (omitting the cyclic prefix and guard interval) for $M_b = 1, 2$ and 4, respectively. We can see that by jointly coding over multiple OFDM blocks, STF coded UWB system has a SER performance curve that is steeper than that of UWB system without jointly encoding. By a technique of jointly coding across spatial, temporal and frequency domains in combination with random permutation, the SER performance gap is decreasing with the increasing of M_b . This is the same as both $M_t = 2$, $M_r = 1$ and $M_t = 2$, $M_r = 2$ cases.

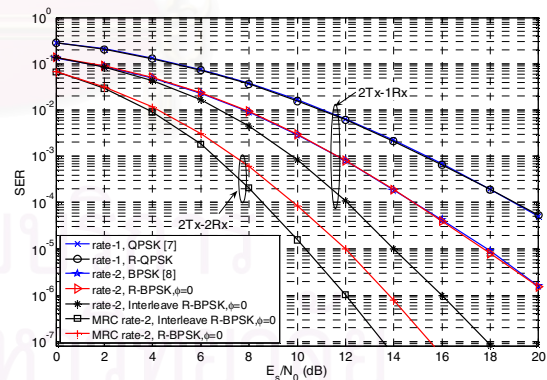


Figure 11. Performance comparison of SF codes with permutation in coded MIMO-OFDM system for CM4 channel model.

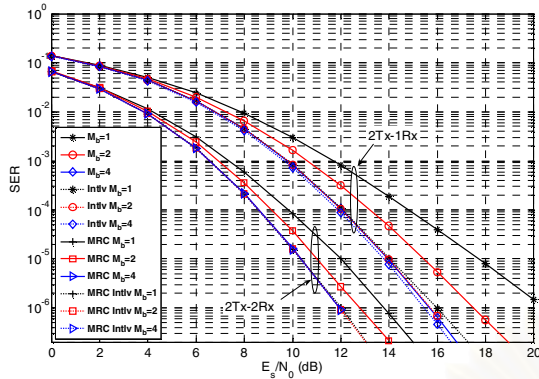


Figure 12. Performance comparison of STF codes with permutation in coded MIMO-OFDM system for CM4 channel model.

6. Conclusion

In this paper, we propose the STF code structures that can achieve symbols rate-2 pcu in MIMO-Multiband UWB system with IEEE 802.15.SG3a channel models. By using ML decoder, the performance of our STF codes are always better or at least as good as existing known code counterparts, especially in the NLOS multipath scenario, without spending addition power or bandwidth consumption. It is then shown that by increasing the number of jointly encoded subcarriers, the system performance can be improved, while the uncoded STF codes cannot gain from the multipath diversity of UWB channels. In addition we have shown that the system performance depends on the correlation in the channel frequency response among different subcarriers. Based on the comparison between CM1 and CM4, in the moderate-to-high SNR regions of extreme NLOS multipath channel, all STF coded schemes have steeper performance curves than that of the codes under LOS multipath environment and the performance gains are more noticeable at high SNR regions. The simulation results showed that the random permutation is a useful scheme in further improving the performance by 1-4 dB depending on the level of SNR. Note also that the employment of STF coding in combination with MRC and permutation techniques is able to increase diversity advantage significantly.

7. References

[1] W.P. Siritwongpairat, W. Su, M. Olfat, K.J.R. Liu, "Multiband-OFDM MIMO coding framework for UWB communication systems," *IEEE Trans. Signal Process.*, Vol. 54, Jan. 2006, pp. 214–224.

[2] L. Yang and G. B. Giannakis, "Analog space-time coding for multiantenna ultra-wideband transmissions," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 52, no. 3, Mar. 2004, pp. 507–517.

[3] A. Batra et al., "Design of a multiband OFDM system for realistic UWB channel environments," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 9, Sep. 2004, pp. 2123–2138.

[4] N. Al-Dhahir, A. F. Naguib, and A. R. Calderbank, "Finite-length MIMO decision feedback equalization for space-time block-coded signals over multipath-fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 50, no. 4, Jul. 2001, pp. 1176–1182.

[5] H. Bölcskei and A. J. Paulraj, "Space-frequency coded broadband OFDM systems," *IEEE Wireless Commun. Networking Conf.*, Sep. 2000, pp. 1–6.

[6] W. Su, Z. Safar, M. Olfat and K. J. R. Liu, "Obtaining full-diversity space-frequency codes from spacetime codes via mapping," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 51, no. 11, Nov. 2003, pp. 2905–2916.

[7] W. Su, Z. Safar, and K. J. R. Liu, "Full-rate full-diversity space-frequency codes with optimum coding advantage," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 51, no. 1, Jan. 2005, pp. 229–249.

[8] W. Zhang, X.-G. Xia, P. C. Ching, and H. Wang, "Rate two full-diversity space-frequency code design for MIMO-OFDM," *IEEE 6th Workshop on Signal Process. Advances in Wireless Commun.*, 2005, pp.321–325.

[9] W. Zhang, X.-G. Xia, and P. C. Ching, "A design of high-rate space-frequency codes for MIMO-OFDM systems," in *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference*, Dallas, Texas, USA, Nov. 29 - Dec. 3, 2004, pp. 209–213.

[10] Y. Gong and K. B. Letaief, "Space-frequency-time coded OFDM for broadband wireless communications," in *IEEE Global Telecommun. Conf.* Vol. 1, Nov. 2001, pp. 519–523.

[11] W. Su, Z. Safar, and K. J. R. Liu, "Towards maximum achievable diversity in space, time and frequency: Performance analysis and code design," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 4, no. 4, pp. 1847–1857, Jul. 2005.

[12] Foerster, J., et al., "Channel modeling Sub-committee Report Final," *IEEE P802.15-02/490r1-SG3a*, Nov. 2003.

[13] G. Taricco and E. Viterbo, "Performance of Component Interleaved Signal Sets for Fading Channels," *IEEE Electronics Letters*, vol. 32, No. 13, 1996.

[14] S. Ki Choi, S. Young Park and C. Gu Kang, "Rotated multidimensional modulation for spatial multiplexing systems," *IEEE Vehicular Technology Conf.*, vol. 1, Oct 2003, pp. 246–250.

[15] J.C. Belfiore, X. Giraud, and J. Rodriguez, "Linear labeling for joint source channel coding," in *Proc. Int. Symp. Information Theory (ISIT'2000)*, Sorrento, Italy, June 2000.

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายจุมพฏ ชูสิงห์ เกิดเมื่อวันที่ 4 พฤษภาคม พ.ศ.2522 ที่จังหวัดสงขลา ได้เข้ารับการศึกษาในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต ณ มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ในปีการศึกษา 2540 และสำเร็จการศึกษาปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จากมหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ในปีการศึกษา 2543 จากนั้นจึงเข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ณ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2546



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย