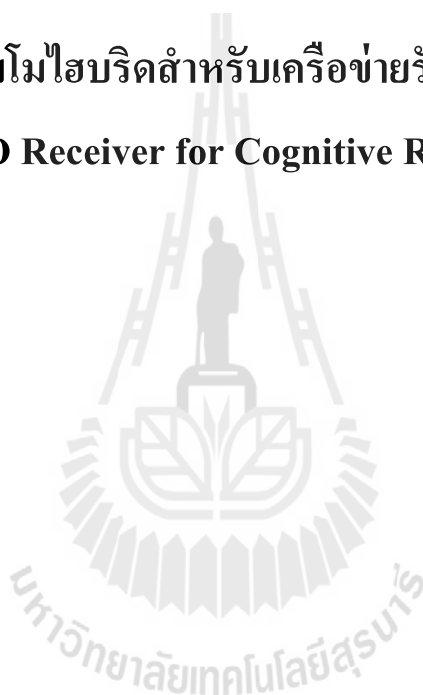




รายงานการวิจัย

เครื่องรับไมโมไฮบริดสำหรับเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ
Hybrid-MIMO Receiver for Cognitive Radio Networks



ได้รับทุนอุดหนุนการทำวิจัยจาก
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ผลงานวิจัยเป็นความรับผิดชอบของหัวหน้าโครงการวิจัยแต่เพียงผู้เดียว



รายงานการวิจัย

เครื่องรับไมโมไฮบริดสำหรับเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ
Hybrid-MIMO Receiver for Cognitive Radio Networks

คณะผู้วิจัย

หัวหน้าโครงการ

รองศาสตราจารย์ ดร. พีระพงษ์ อุฑารสกุล

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ปีงบประมาณ พ.ศ. 2557

ผลงานวิจัยเป็นความรับผิดชอบของหัวหน้าโครงการวิจัยแต่เพียงผู้เดียว

มิถุนายน 2558

ก

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีที่ได้ให้การสนับสนุนทุนวิจัยสำหรับโครงการวิจัยนี้
ขอขอบคุณนักศึกษาในที่ปรึกษาของผู้วิจัยที่ช่วยเก็บผลการทดลอง นายธนพงศ์ คุ้มญาติ และขอขอบคุณ
รองศาสตราจารย์ ดร. มนต์ทิพย์ภา อูหารสกุล สำหรับคำแนะนำในเชิงวิชาการที่เป็นประโยชน์

ผู้วิจัย

มิถุนายน 2558



บทคัดย่อ

เครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ (Cognitive Radio Network) เป็นเครือข่ายที่สร้างขึ้นเพื่อแก้ไขปัญหาความไม่เพียงพอของการใช้แถบความถี่วิทยุที่จะเกิดขึ้นในอนาคต นอกจากนี้ด้วยความจำกัดของแถบความถี่และกำลังงานของเครือข่าย ทำให้ระบบโมโมไฮบริดที่มีผู้ใช้งานที่เข้ารหัสโมโมแบบบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา (Space-Time Block code: STBC) ร่วมกับผู้ใช้งานที่เข้ารหัสโมโมแบบมัลติเพล็กซ์เชิงตำแหน่ง (Spatial Multiplexing: SM) มีความจำเป็นสำหรับเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ เนื่องจากระบบสามารถควบคุมพลังงานให้เหมาะสมกับลักษณะทางกายภาพของเครือข่ายได้ดีกว่าระบบโมโมทั่วไป กล่าวคือ เครื่องส่งแต่ละเครื่องสามารถใช้การส่งสัญญาณโมโมที่มีวิธีต่างกันบนความถี่เดียวกันได้ และเครื่องรับสามารถแยกข่าวสารได้พร้อมกัน ในสถานการณ์ที่ต้องมีการจำกัดพลังงานผู้ใช้งานของเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุที่มีตำแหน่งอยู่ใกล้เครือข่ายหลัก ทำให้ผู้ใช้งานมีความจำเป็นต้องใช้การเข้ารหัสโมโมแบบบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา ซึ่งใช้กำลังส่งน้อยกว่าการเข้ารหัสโมโมแบบมัลติเพล็กซ์เชิงตำแหน่ง เพื่อลดระดับการรบกวนเครือข่ายหลัก ในขณะที่ผู้ใช้งานที่อยู่ไกลจากเครือข่ายหลักสามารถใช้การเข้ารหัสโมโมแบบมัลติเพล็กซ์เชิงตำแหน่งได้ เนื่องจากเครือข่ายหลักจะได้รับผลกระทบจากพลังงานของเครื่องส่งน้อยเพราะอยู่ห่างกันมาก ในสถานการณ์แบบนี้ระบบโมโมไฮบริดสามารถทำงานได้ดี ในขณะที่ระบบโมโมทั่วไปไม่สามารถทำงานได้ นอกจากนี้ระบบโมโมไฮบริดยังสามารถเพิ่มทั้งระดับโคเวอรัจจี้และความจุช่องสัญญาณ จากการสำรวจประสิทธิภาพการสื่อสารในระบบโมโมไฮบริดมี 6 แบบ ระบบที่ใช้เทคนิคการตัดสัญญาณแทรกสอด (Interference cancellation : IC) ร่วมกับการตรวจวัดสัญญาณ มีประสิทธิภาพสูงกว่าระบบที่ใช้วิธีการแยกเมตริกซ์ย่อย (Matrix decomposition) และการคำนวณเชิงตัวเลข (Numerical method) เพราะมีการตัดสัญญาณแทรกสอดในกระบวนการตรวจวัดสัญญาณ และมีความซับซ้อนในการคำนวณน้อยกว่า แต่ทั้งนี้ระบบทั้งหมดที่สำรวจยังไม่มีการใช้เทคนิคการตัดสัญญาณแทรกสอดในสัญญาณรับก่อนที่จะตรวจวัดสัญญาณครั้งแรก ทำให้ประสิทธิภาพโดยรวมของระบบต่ำลง ด้วยเหตุผลดังกล่าวงานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอแนวคิดที่จะแก้ไขข้อบกพร่องของระบบโมโมไฮบริด เรียกว่าแบบแผนเครื่องรับโมโมไฮบริด (Hybrid-MIMO Receiver Scheme : HMRS) ที่ใช้เทคนิคการตัดสัญญาณแทรกสอดในสัญญาณรับ ก่อนที่จะตรวจวัดสัญญาณในขั้นต่างๆ ซึ่งทำให้สามารถเพิ่มประสิทธิภาพในการตรวจวัดสัญญาณที่เครื่องรับได้ นอกจากนี้เครื่องส่งสามารถใช้การส่งสัญญาณโมโมแบบทั่วไปได้ โดยไม่มีการเข้ารหัสเพิ่ม ทำให้ลดความซับซ้อนของเครื่องส่งด้วย งานวิจัยนี้ทำการจำลองแบบในโปรแกรมแมทแล็บ เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะอัตราความผิดพลาดสัญญาณของวิธีแบบแผนเครื่องรับโมโมไฮบริดที่นำเสนอกับระบบโมโมไฮบริดแบบที่ทำการสำรวจประสิทธิภาพการสื่อสาร

Abstract

Cognitive radio network (CRN) has been established to fix the problem of lacking radio spectrum in the future because the wireless communication demands are rapidly increased. In order to solve this problem, CRN is permitted to access any unused channel of the primary network (PN) in the common area under the power control criteria to restrict the interference on PN. The spectrum sensing and spectrum sharing technique are applied by CRN to aware the active and unused channel of PN and make opportunity to access any unused channel. Moreover, each user of CRN can applies different multiple-input multiple-output (MIMO) scheme to obtain the optimum performance because each user always faces the different channel. Generally, there are two such MIMO schemes, namely, the space-time block coding (STBC) and the spatial multiplexing (SM). The multi-mode MIMO systems, called hybrid MIMO receiver scheme (HMRS) is proposed and applied for CRN. The simple techniques, successive interference cancellation (SIC) and SM detection are jointly applied for HMRS to separate and detect all layers at the receiver. From the simulation results, symbol error rate (SER) performance of HMRS outperforms the existing hybrid MIMO techniques that apply sub-matrix decomposition technique. In addition, the HMRS transmitter can detect all layers with low complexity. In this research, the SER performance of HMRS and the existing hybrid MIMO are compared to validate the advantage of the proposed technique. The analytical bit error rate (BER) is derived with channel estimation error (CEE). Besides the measured results from hardware implementation confirm that the HMRS outperforms the conventional MIMO systems in term of BER.

สารบัญ

	หน้า
กิตติกรรมประกาศ.....	ก
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ข
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	ค
สารบัญ.....	ง
สารบัญรูปภาพ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ฉ
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความสำคัญ ที่มาของปัญหาที่ทำการวิจัย.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย.....	3
1.3 แนวทางการดำเนินการวิจัย.....	3
1.4 ผลสำเร็จของโครงการ.....	4
1.5 การสำรวจปริทรรศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับโครงการวิจัย.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีและความรู้ที่เกี่ยวข้อง.....	6
2.1 กล่าวนำ.....	6
2.2 เครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ (Cognitive Radio Network).....	6
2.2.1 วงรอบการรับรู้พื้นฐานในเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ.....	7
2.3 ความจำเป็นของระบบโมโมไฮบริดต่อเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ.....	10
2.3.1 ความสามารถในการถอดรหัสสัญญาณโมโมไฮบริด.....	11
2.3.2 ประสิทธิภาพการใช้แถบความถี่.....	12
2.3.3 ระบบการสื่อสารโมโม.....	12
2.3.4 ระบบสื่อสารโมโมไฮบริด.....	13
2.4 กล่าวท้ายบท.....	13
บทที่ 3 หลักการและทฤษฎีของระบบโมโมและระบบโมโมไฮบริด.....	15
3.1 กล่าวนำ.....	15
3.2 วิธีการตรวจวัดสัญญาณในระบบโมโม.....	15

3.2.1	การตรวจวัดสัญญาณเชิงเส้น (Linear Signal Detection)	16
3.2.2	การตรวจวัดความน่าจะเป็นจริงสูงสุด (Maximum Likelihood Detection)	17
3.3	วิธีการตัดสัญญาณแทรกสอดในระบบโมโม.....	18
3.3.1	การตัดสัญญาณแทรกสอดต่อเนื่อง (SIC)	18
3.3.2	การตัดสัญญาณแทรกสอดต่อเนื่องแบบตามลำดับ (OSIC).....	18
3.4	กำลังงานของสัญญาณรบกวนในการตัดสัญญาณแทรกสอด	19
3.4.1	กำลังงานของสัญญาณรบกวนในการตรวจวัดแบบบังคับศูนย์.....	19
3.4.2	กำลังงานของสัญญาณรบกวนในการตรวจวัดแบบการตัดสัญญาณแทรกสอดต่อเนื่อง ร่วมกับการบังคับศูนย์	20
3.5	หลักการพื้นฐานและสัญญาณของระบบโมโมไฮบริด	22
3.5.1	ระบบตรวจวัดสัญญาณอลามูตีหลายผู้ใช้งาน (Multiuser Detection of Alamouti Signals: A- BLAST).....	22
3.5.2	แบบแผนไควเวอร์ซิตีการส่งและการรวมสัญญาณ (Transmit Diversity and Combining Scheme for Spatial Multiplexing: TDCSM).....	25
3.5.3	ระบบโมโมไฮบริดแบบ HMTS (Hybrid Transceiver Schemes for Spatial Multiplexing and Diversity: HMTS).....	27
3.5.4	ระบบโมโมไฮบริดแบบ ABBA-VBLAST (ABBA- VBLAST hybrid space-time code) ...	30
3.6	ความจุช่องสัญญาณของระบบโมโมไฮบริด.....	32
3.6.1	ความจุช่องสัญญาณระบบโมโม.....	32
3.7	อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ของระบบโมโมไฮบริด	34
3.8	กล่าวท้ายบท.....	35
บทที่ 4	เครื่องรับโมโมไฮบริดที่พัฒนาขึ้น	36
4.1	กล่าวนำ	36
4.2	โครงสร้างและสัญญาณของแบบแผนเครื่องรับโมโมไฮบริด (Hybrid-MIMO Receiver Scheme: HMRS).....	36
4.2.1	โครงสร้างของแบบแผนเครื่องรับโมโมไฮบริด	36
4.2.2	สัญญาณและระบบของแบบแผนเครื่องรับโมโมไฮบริด	37
4.3	อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ของแบบแผนเครื่องรับโมโมไฮบริด	42
4.3.1	การหาค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนประสิทธิผล.....	42

4.3.2	การวิเคราะห์อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์บนช่องสัญญาณ AWGN	44
4.3.3	การวิเคราะห์อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์บนช่องสัญญาณเฟดดิ้ง.....	44
4.4	แบบแผนเครื่องรับไมโมไฮบริดแบบหลายโหมด (Multi-mode HMRS)	45
4.5	การเปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่างระบบที่นำเสนอกับไมโมไฮบริดแบบต่างๆ.....	47
4.6	ความสัมพันธ์ของดัชนีจุดประสงค์ (Cost-Index) กับประสิทธิภาพของระบบสื่อสาร	48
4.7	สมรรถนะของระบบแบบแผนเครื่องรับไมโมไฮบริดจากการจำลองแบบ	49
4.7.1	อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์เฉลี่ย	49
4.7.2	ความจุช่องสัญญาณ.....	51
4.7.3	ดัชนีจุดประสงค์ (Cost-Index)	51
4.7.4	อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์แบบแยกผู้ใช้งาน	53
4.7.5	อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ของแบบแผนไมโมไฮบริดแบบหลายโหมด.....	55
4.7.6	เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์จากการวิเคราะห์กับจำลองแบบ.....	57
4.8	กล่าวท้ายบท.....	57
บทที่ 5	สรุปและข้อเสนอแนะ	58
5.1	สรุป.....	58
5.2	ข้อเสนอแนะ	59
บรรณานุกรม	60
ภาคผนวก ก	การเผยแพร่ผลงานวิจัย.....	63
ภาคผนวก ข	บทความวิจัยที่ตีพิมพ์เผยแพร่.....	64
ประวัติผู้วิจัย	77

สารบัญญรูปภาพ

หน้า

รูปที่ 2.1 ผลสำรวจร้อยละของพื้นที่ที่ใช้แถบความถี่ในย่านต่างๆ [24]	7
รูปที่ 2.2 วงรอบการรับรู้พื้นฐานในเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ [25].....	8
รูปที่ 2.3 ภาคตรวจวัดสัญญาณดิจิทัล [25].....	8
รูปที่ 2.4 ภาคตรวจวัดสัญญาณแอนะล็อกแบบ Energy Detection.....	9
รูปที่ 2.5 ตัวอย่างสัญญาณโทรทัศน์ดิจิทัลที่ตรวจจับได้.....	9
รูปที่ 2.6 การเข้าใช้งานช่องสัญญาณที่ว่างในเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ.....	10
รูปที่ 2.7 การเลือกใช้วิธีโมโม่ต่างกันเพื่อจำกัดกำลังงาน.....	11
รูปที่ 2.8 ประสิทธิภาพการใช้แถบความถี่ของระบบโมโม่ในเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ.....	11
รูปที่ 3.1 อธิบายหลักการของวิธีตัดสัญญาณแทรกสอด	17
รูปที่ 3.2 ระบบตรวจวัดสัญญาณอลามูติหลายผู้ใช้งาน	22
รูปที่ 3.3 แบบแผนโคเวอรัซีตีการส่งและการรวมสัญญาณ	25
รูปที่ 3.4 ระบบโมโม่ไฮบริดแบบ HMTS.....	27
รูปที่ 3.5 ระบบโมโม่ไฮบริดแบบ ABBA-VBLAST.....	29
รูปที่ 4.1 โครงสร้างของแบบแผนเครื่องรับโมโม่ไฮบริด.....	37
รูปที่ 4.2 แผนภูมิสายงาน (Flow chart) ของแบบแผนเครื่องรับโมโม่ไฮบริด	41
รูปที่ 4.3 โครงสร้างของแบบแผนเครื่องรับโมโม่ไฮบริดแบบหลายโมด	46
รูปที่ 4.4 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า Cost-Index และประสิทธิภาพของระบบสื่อสาร	49
รูปที่ 4.5 อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์เฉลี่ยของโมโม่ไฮบริดแบบต่างๆ	50
รูปที่ 4.6 ความจุช่องสัญญาณของระบบโมโม่แบบต่างๆ	50
รูปที่ 4.7 ค่าธรรมเนียมจุดประสงค์ของระบบโมโม่ไฮบริดแบบต่างๆ.....	52
รูปที่ 4.8 อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ของผู้ใช้งานที่เข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา.....	52
รูปที่ 4.9 อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ของผู้ใช้งานรหัส SM ของระบบที่นำเสนอ เมื่อเทียบกับแบบ VBLAST (SM) แบบ 1 ผู้ใช้งาน	54
รูปที่ 4.10 แสดงผลการเปรียบเทียบสมรรถนะของผู้ใช้งานรหัส STBC ของระบบ Multi-mode HMRS (mode3) กับแบบ A-BLAST และแบบ 2x2 Alamouti ผู้ใช้งานเดียว	55

รูปที่ 4.11 สมรรถนะอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ของระบบ Multi-mode HMRS ที่นำเสนอ56

รูปที่ 4.12 เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์จากวิธีการวิเคราะห์กับวิธีจำลองแบบ.....56



สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 2.1 ประสิทธิภาพความไวในการตรวจหาสัญญาณของอุปกรณ์ในเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ.....7

ตารางที่ 4.1 เปรียบเทียบประสิทธิภาพของไมโครไฮบริดแบบต่างๆ47



บทที่ 1 บทนำ

1.1 ความสำคัญ ที่มาของปัญหาที่ทำการวิจัย

ในปัจจุบันการใช้ทรัพยากรในการสื่อสารโทรคมนาคมให้มีประสิทธิภาพเป็นเรื่องที่อยู่ในความสนใจเพราะจะเพิ่มโอกาสให้ทั้งผู้ให้บริการมีรายได้มากขึ้นและผู้รับบริการเข้าถึงข้อมูลข่าวสารได้ดีขึ้น เครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ (Cognitive Radio Networks) เป็นหนึ่งในเทคโนโลยีใหม่ที่ตอบสนองการใช้ทรัพยากรได้อย่างคุ้มค่า ทั้งนี้เป็นเพราะเครือข่ายจะอนุญาตให้ผู้ใช้งานสามารถตรวจสอบการใช้งานความถี่วิทยุก่อนทำการส่งข้อมูล นั่นแปลว่าถ้าผู้ใช้งานหลัก (Primary User) พักการส่งข้อมูลในขณะนั้น ผู้ใช้งานที่รับรู้ทางวิทยุ (Cognitive Radio User) ก็จะสามารถใช้ความถี่นั้นส่งข้อมูลออกไปได้ ด้วยเหตุนี้จึงทำให้การใช้เครือข่ายรับรู้ทางวิทยุสามารถเพิ่มจำนวนผู้ใช้งานได้มากขึ้นบนทรัพยากรที่มีเท่าเดิม อย่างไรก็ตามการใช้งานของเครือข่ายนี้จำเป็นต้องมีการจัดการสรรการใช้งานระหว่างผู้ใช้งานหลัก และผู้ใช้งานที่รับรู้ทางวิทยุ ซึ่งมีความซับซ้อนอยู่มาก

ต่อมาได้มีการนำเสนอแนวคิดที่จะใช้เทคนิคโมโม (MIMO : Multiple Input Multiple Output) สำหรับเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุเพราะเทคนิคนี้สามารถเพิ่มความจุของช่องสัญญาณได้มากขึ้นในขณะที่ยังคงข้อดีของโดเมนสัญญาณอยู่ด้วย อย่างไรก็ตามเทคนิคโมโมนั้นสามารถดำเนินการได้สองรูปแบบ คือ การมัลติเพล็กซ์ทางพื้นที่ (Spatial Multiplexing) และการเข้ารหัสทางเวลาและพื้นที่ (Space-Time Coding) ซึ่งผู้ใช้งานในเครือข่ายสามารถเลือกใช้แบบใดก็ได้ ทำให้เครื่องรับที่ศูนย์รวม (Fusion Center) ต้องมีความสามารถที่จะถอดสัญญาณจากผู้ใช้งานไม่ว่าจะใช้รูปแบบโมโมใดก็ตาม และรวมถึงต้องสามารถถอดสัญญาณที่มาจากมัลติเพล็กซ์ทางพื้นที่และการเข้ารหัสทางเวลาและพื้นที่ได้พร้อมๆ กันในเวลาเดียวกัน ดังนั้นการสร้างเครื่องรับที่สามารถทำงานทั้งสองรูปแบบได้พร้อมๆ กันหรือเรียกว่าเครื่องรับโมโมไฮบริด (Hybrid-MIMO Receiver) จึงมีความสำคัญมาก จากการสำรวจงานวิจัยที่ผ่านมาพบว่ายังไม่มีการกำหนดวิธีการสร้างเครื่องรับประเภทโมโมไฮบริดนี้มาก่อน ซึ่งในงานวิจัยนี้เสนอโครงสร้างเครื่องรับที่ใช้วิธีการกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบสืบเนื่อง (Successive Interference Cancellation) ร่วมกับเทคนิคการตรวจหาความควรจะเป็นสูงสุด (Maximum Likelihood Detection) เพื่อให้เครือข่ายรับรู้ทางวิทยุมีประสิทธิภาพที่สูงขึ้น มีความซับซ้อนน้อยลง นอกจากนี้เครื่องรับที่เสนอในโครงการวิจัยนี้ยังทำให้เครือข่ายมีความยืดหยุ่นสูงเมื่อผู้ใช้งานที่รับรู้ทางวิทยุจะเปลี่ยนรูปแบบการส่งข้อมูลของโมโม และรองรับจำนวนผู้ใช้งานได้มากขึ้นด้วย

ดังนั้นการทำวิจัยเรื่องนี้จึงเป็นเรื่องที่น่าจะให้ความสำคัญเร่งด่วนเพราะสามารถสร้างองค์ความรู้ทันกับการวิจัยในต่างประเทศ ทำให้เพิ่มโอกาสแข่งขันในระดับสากลมากขึ้น

จากการสำรวจงานวิจัยที่ผ่านมาพบว่ายังไม่มีงานวิจัยใดที่พัฒนาเครื่องรับไมโครไฮบริดสำหรับเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ ซึ่งผลสำเร็จจากการวิจัยนี้จะช่วยให้ระบบสื่อสารสามารถส่งข้อมูลด้วยอัตราเร็วที่สูงขึ้นได้ และยังเพิ่มประสิทธิภาพในการใช้ทรัพยากรร่วมกันได้ รวมถึงยังเพิ่มจำนวนผู้ใช้งานได้มากยิ่งขึ้น ทำให้งานวิจัยนี้สอดคล้องกับนโยบายและยุทธศาสตร์การวิจัยของชาติ ฉบับที่ 8 (พ.ศ. 2555-2559) ยุทธศาสตร์การวิจัยที่ 2 การสร้างศักยภาพและความสามารถในการพัฒนาทางเศรษฐกิจ กลยุทธ์การวิจัยที่ 7 เพิ่มสมรรถนะและขีดความสามารถในการแข่งขันของประเทศด้านเทคโนโลยีสารสนเทศและการสื่อสาร แผนงานวิจัยที่ 5 การวิจัยเกี่ยวกับการพัฒนาผลิตภัณฑ์อุปกรณ์โทรคมนาคมและเทคโนโลยีสารสนเทศ และยังสอดคล้องกับแผนงานวิจัยกับยุทธศาสตร์การพัฒนาประเทศตามแผนพัฒนาเศรษฐกิจและสังคมแห่งชาติ ฉบับที่ 11 (พ.ศ. 2555-2559) เรื่อง 4. ยุทธศาสตร์การปรับโครงสร้างเศรษฐกิจสู่การเติบโตอย่างมีคุณภาพและยั่งยืน หัวข้อ 4.2 การพัฒนาวิทยาศาสตร์ เทคโนโลยี วิจัย และนวัตกรรม

นอกจากนี้ผลสำเร็จของโครงการวิจัยยังทำให้คุณภาพของการสื่อสารไร้สายดีขึ้น เป็นการยกระดับคุณภาพชีวิตของกลุ่มเป้าหมาย ด้วยการพัฒนาองค์ความรู้จากนักวิจัยในประเทศไทย ทำให้ตรงกับนโยบายเร่งด่วนที่จะเริ่มดำเนินการในปีแรก หัวข้อที่ 8. ยกระดับคุณภาพชีวิตของประชาชน โดยเพิ่มกำลังซื้อภายในประเทศ สร้างสมดุลและความเข้มแข็งอย่างมีคุณภาพให้แก่ระบบเศรษฐกิจมหภาค และตรงกับนโยบายระยะการบริหารราชการ 4 ปี ของรัฐบาล หัวข้อที่ 5. นโยบายวิทยาศาสตร์ เทคโนโลยี การวิจัย และนวัตกรรม 5.1 เรื่องการเร่งพัฒนาให้ประเทศไทยเป็นสังคมที่อยู่บนพื้นฐานขององค์ความรู้

จากการสำรวจวรรณกรรมที่ผ่านมาพบว่าเทคนิคที่เสนอในงานวิจัยนี้เป็นเรื่องใหม่ที่ยังไม่เคยมีงานวิจัยใดเสนอมาก่อน นอกจากนี้ผู้วิจัยยังพัฒนาเครื่องรับด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณที่สามารถหาชื่อได้ตามท้องตลาดทั่วไปและนำมาเป็นอุปกรณ์พื้นฐานในการพัฒนาโครงการวิจัยนี้ จึงถือเป็นแนวทางในการพัฒนาเครื่องรับส่งในระบบสื่อสารไร้สายที่สามารถประยุกต์เข้ากับเทคโนโลยีที่สำคัญทั้งในปัจจุบันและอนาคต ทำให้นำไปสู่การสร้างฐานรากของอุตสาหกรรมด้านเทคโนโลยีสื่อสารอื่นๆ ของประเทศ จึงสอดคล้องกับกลุ่มเรื่องที่ต้องวิจัยเร่งด่วนตามนโยบายและยุทธศาสตร์การวิจัยของชาติ (พ.ศ. 2555-2559) หัวข้อ 9. เทคโนโลยีใหม่และเทคโนโลยีที่สำคัญเพื่ออุตสาหกรรม และสอดคล้องแผนงานวิจัยกับยุทธศาสตร์การวิจัยของชาติรายประเด็นที่ 8 ยุทธศาสตร์การวิจัยด้านเทคโนโลยีใหม่และเทคโนโลยีที่สำคัญเพื่ออุตสาหกรรมของประเทศ

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย

1. เพื่อศึกษาองค์ความรู้ของเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุและการทำงานของไมโครไฮบริด
2. เพื่อพัฒนาเครื่องรับไมโครไฮบริดสำหรับเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ
3. เพื่อสร้างเทคโนโลยีใหม่ที่มีศักยภาพในการแข่งขันกับต่างประเทศได้เพื่อสร้างระบบการตรวจสอบ

1.3 แนวทางการดำเนินการวิจัย

1. ศึกษาสมรรถนะของเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ ด้วยการจำลองแบบในคอมพิวเตอร์ ณ ห้องปฏิบัติการ F4 ศูนย์เครื่องมือฯ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
2. ศึกษาเทคนิคการเข้ารหัสของระบบไมโคร โดยทำการจำลองแบบด้วยโปรแกรม MATLAB ณ ห้องปฏิบัติการ F4 ศูนย์เครื่องมือฯ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
3. ศึกษาหลักการการทำงานของเครื่องรับไมโครไฮบริดด้วยโปรแกรม MATLAB
4. พัฒนาเครื่องรับไมโครไฮบริดให้ใช้งานกับเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ
5. ศึกษาการทำงานของบอร์ดประมวลผลสัญญาณที่สามารถสร้างเป็นเครื่องรับไมโครไฮบริดได้ โดยพัฒนาโปรแกรมขึ้นมาและทดสอบ ณ ห้องปฏิบัติการ F4 ศูนย์เครื่องมือฯ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
6. เก็บผลการทดสอบเครื่องรับไมโครไฮบริดที่พัฒนาขึ้นบนบอร์ดประมวลผลสัญญาณ ณ ห้องปฏิบัติการ F4 ศูนย์เครื่องมือฯ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
7. วิเคราะห์ผลการทดสอบ และเปรียบเทียบกับแนวทางที่เสนอไว้ในงานวิจัยอื่นๆ
8. พัฒนา ปรับปรุง แก้ไข เพื่อให้ได้ผลตามวัตถุประสงค์ที่วางไว้
9. เสนอบทความในงานประชุมวิชาการ
10. นำข้อเสนอแนะในงานประชุมวิชาการมาปรับปรุงงานวิจัย
11. สรุปผลสำเร็จของโครงการและทำรายงานโครงการ

1.4 ผลสำเร็จของโครงการ

ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับคือการเผยแพร่ผลงานวิจัยนี้ในงานประชุมวิชาการระดับนานาชาติอย่างน้อย 1 บทความ หรือเผยแพร่ผลงานในวารสารวิชาการระดับนานาชาติอย่างน้อย 1 บทความ ซึ่งเป็นการนำองค์ความรู้ที่ได้จากงานวิจัยนี้เผยแพร่แก่นักวิจัยที่ทำงานใกล้เคียงกัน ทำให้สามารถนำไปพัฒนาต่อยอดสำหรับงานวิจัยอื่นๆ ได้ ซึ่งหน่วยงานวิจัยทางโทรคมนาคมในประเทศไทยสามารถนำผลงานดังกล่าวไปใช้ได้ นอกจากนี้ยังมีความเป็นไปได้ที่จะจดสิทธิบัตรจากผลสำเร็จของต้นแบบที่พัฒนาขึ้น

1.5 การสำรวจปริทรรศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับโครงการวิจัย

ในเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ ผู้ใช้งานและศูนย์รวมต้องการความสามารถในการตรวจสอบสเปกตรัมความถี่อย่างมีประสิทธิภาพ ภายในพื้นที่ที่มีการใช้งานอยู่ของเครือข่ายหลัก ข้อมูลที่ตรวจสอบนี้จะมี ความสำคัญในการตัดสินใจเพื่อเลือกช่องสัญญาณที่ว่างและเหมาะสมที่สุดในการส่งข้อมูลของเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ [1]-[4] สำหรับเทคนิคโมโมนั้นกลายมาเป็นส่วนหนึ่งที่สำคัญในเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุเพราะสามารถเพิ่มจำนวนผู้ใช้งาน เพิ่มความจุช่องสัญญาณ และรักษาข้อดีของโดเวอร์ซิตีไว้ได้ในเวลาเดียวกัน [5]-[8] นอกจากนี้การใช้เทคนิคโมโม่ยังสามารถนำมาสร้างจริงได้ในทางปฏิบัติด้วย ซึ่งมาตรฐานหลายๆ มาตรฐานก็ได้กำหนดโมโม่ไว้เป็นส่วนหนึ่งที่เป็นในในระบบ เช่น มาตรฐาน LTE-A, mobile WiMAX, IEEE 802.11ac เป็นต้น

โดยทั่วไปแล้วรูปแบบการส่งข้อมูลของระบบโมโม่สามารถแบ่งออกเป็น 2 แบบหลัก คือ การเข้ารหัสทางเวลาและพื้นที่ [9], [10] และการมัลติเพล็กซ์ทางพื้นที่ซึ่งมีการสร้างระบบจริงภายใต้ชื่อว่า V-BLAST (Vertical Bell Labs Layered Space-Time) [10], [11] สำหรับผู้ใช้งานที่รับรู้ทางวิทยุนั้นเมื่อทำการพิจารณาช่องสัญญาณที่ว่างและเหมาะสมที่จะส่งไปยังศูนย์รวม ก็จะปรับรูปแบบการส่งข้อมูลแบบโมโม่ตามความเหมาะสม และไม่จำเป็นว่าผู้ใช้งานทุกคนจะต้องเลือกรูปแบบการเข้ารหัสโมโม่ที่เหมือนกัน ดังนั้นสัญญาณที่เครื่องรับของศูนย์รวมจึงมีลักษณะที่รวมกันของสัญญาณจากผู้ใช้งานหลายๆ คนที่ส่งมาพร้อมกัน สัญญาณของแต่ละผู้ใช้งานก็จะกลายเป็นสัญญาณแทรกสอดซึ่งกันและกัน [12] โดยเรียกช่องสัญญาณแบบนี้ว่า MU-MIMO (Multi-User MIMO) [13] ดังนั้นระบบที่สามารถรองรับการใช้งานจากผู้ใช้งานหลายๆ คนที่มีรูปแบบโมโม่ไม่เหมือนกันในเวลาเดียวกันได้ เรียกว่าระบบโมโม่ไฮบริด (Hybrid-MIMO System)

โดยทั่วไปนั้นการแก้ปัญหาของ MU-MIMO สามารถทำได้ด้วยเทคนิคกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบสลับเนื่อง [14]-[17] ซึ่งเทคนิคนี้จะอาศัยการประมาณในขั้นแรกด้วยวิธีตรวจหาทั่วไป เช่น ZF MMSE และ MLD เป็นต้น จากนั้นก็จะแบ่งสัญลักษณ์ของผู้ใช้งานในขั้นแรกออก แล้วเริ่มกระบวนการถอดรหัสในขั้นที่

สองต่อไป ทำแบบนี้เข้าไปจนหมด แต่เทคนิคเหล่านี้ไม่สามารถที่จะรองรับระบบไมโมไฮบริดได้ จึงต้องอาศัยแนวทางอื่นๆ เข้ามาช่วย [18]-[22] ในงานวิจัยที่ [18] ใช้การตรวจหาแบบ MMSE จากนั้นจะใช้เทคนิคการกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบสลับเนื่อง แนวทางนี้ระบบมีความซับซ้อนน้อยแต่ประสิทธิภาพในการส่งข้อมูลต่ำมาก ส่วนงานวิจัยที่ [19] และ [20] ได้เสนอวิธีการใหม่ที่เรียกว่า TDCSM ซึ่งมีความซับซ้อนยุ่งยากทำให้ไม่สามารถสร้างจริงได้ในทางปฏิบัติ นอกจากนี้อัตราขยายโคเวอริจันซ์สูญเสียไปอีกด้วย สำหรับงานวิจัยที่ [21] ได้เสนอรูปแบบการส่งข้อมูลที่เรียกว่า HMTS ซึ่งเป็นระบบที่ค่อนข้างง่ายไม่ซับซ้อนแต่ยังคงมีปัญหาเรื่องสัญญาณแทรกสอดที่สูงมากในการถอดรหัส ต่อมาในงานที่ [22] เสนอระบบใหม่ที่ชื่อ ABBA-VBLAST เพื่อแก้ปัญหาในการถอดรหัส แต่มีข้อเสียที่ความซับซ้อนและเสถียรภาพของระบบยังไม่ดี ดังนั้นในกรอบแนวคิดที่ผ่านมาทำให้ผู้วิจัยเสนอรูปแบบการสร้างเครื่องรับไมโมไฮบริดแบบใหม่ที่เรียกว่า HMRS (Hybrid-MIMO Receiver Scheme) ซึ่งอาศัยกระบวนการถอดรหัสของการเข้ารหัสทางเวลาและพื้นที่ก่อน ซึ่งทำให้เครื่องรับสามารถแยกผู้ใช้งานออกจากกันได้โดยยังคงรักษาอัตราขยายโคเวอริจันซ์ไว้และมีความซับซ้อนต่ำ จากนั้นระบบก็จะใช้การถอดรหัสทางพื้นที่ต่อไป วิธีการนี้ซับซ้อนน้อยสามารถสร้างได้จริงและน่าจะทำให้ระบบมีสมรรถนะที่ดีขึ้น แนวทางที่เสนอนี้ยังไม่มีการวิจัยใดเคยเสนอมาก่อน ซึ่งถ้าหากทำได้เป็นผลสำเร็จก็จะเป็นงานวิจัยที่ใหม่และสามารถแข่งขันกับต่างประเทศได้อย่างแน่นอน



บทที่ 2 ทฤษฎีและความรู้ที่เกี่ยวข้อง

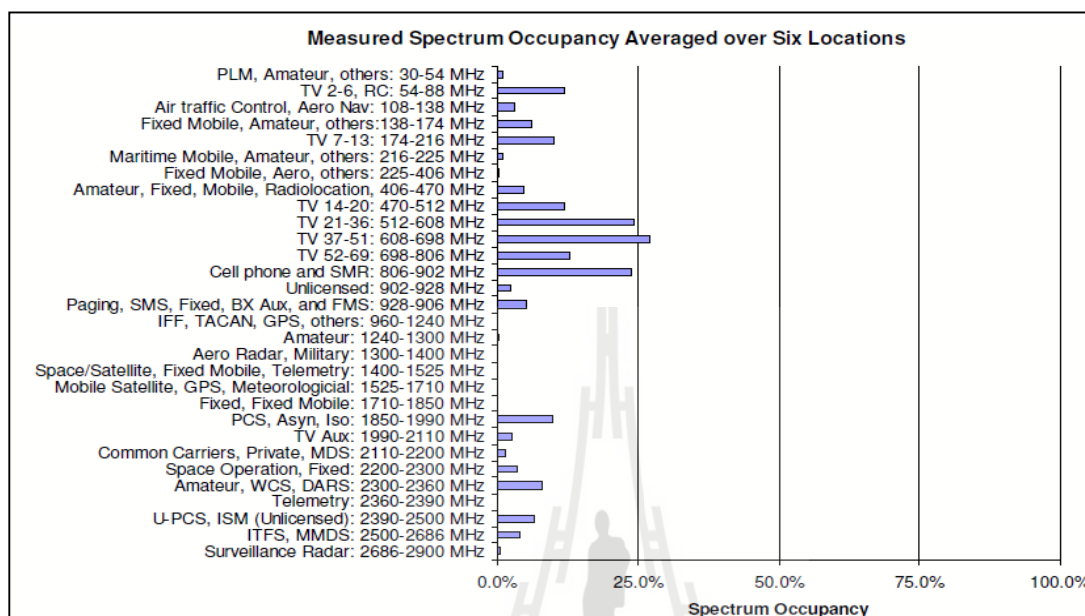
2.1 กล่าวนำ

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึง เครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องซึ่งประกอบด้วยงานวิจัยที่เกี่ยวข้องโดยเริ่มจากระบบการสื่อสารโมโมแบบพื้นฐาน จากนั้นอธิบายระบบสื่อสารโมโมไฮบริดชนิดต่างๆ เพื่อให้ทราบหลักการในการเข้ารหัสและถอดรหัสของแต่ละวิธี รวมถึงข้อดีและข้อเสียของงานวิจัยที่ผ่านมาเพื่อทำการประยุกต์ไปสู่วิธีการที่เหมาะสม และมีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้น นอกจากนี้ มีการอธิบายลักษณะของเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ และการใช้โมโมในเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ ซึ่งเป็นเครือข่ายที่เหมาะสมสำหรับประยุกต์ใช้ระบบสื่อสารโมโมไฮบริด

2.2 เครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ (COGNITIVE RADIO NETWORK)

แถบความถี่เป็นทรัพยากรที่สำคัญในการสื่อสารข้อมูลไร้สาย มีความจำกัดในการเข้าใช้ความถี่ โดยมีการกำหนดมาตรฐานและช่วงการใช้งานในงานด้านต่างๆ โดยหน่วยงานของรัฐบาล ในทุกวันนี้มีบริการข้อมูลไร้สายแบบใหม่จากทั้งภาครัฐ และเอกชน เกิดเพิ่มขึ้นมากมาย เนื่องจากความต้องการเข้าถึงข้อมูลไร้สายของผู้บริโภคมีมากขึ้น อาทิเช่น ระบบ 3G LTE Wifi (IEEE 802.11n) ส่งผลทำให้แถบความถี่ที่มีอย่างจำกัดเริ่มไม่เพียงพอ และยังมีรายงานว่าแถบความถี่จะไม่พอใช้ในอีกไม่นาน หน่วยงาน FCC ในประเทศสหรัฐอเมริกาได้ทำการสำรวจการใช้แถบความถี่ช่วง 30-2900 MHz ในรัฐต่างๆ ตามรูปที่ 2.1 พบว่ายังมีหลายช่วงความถี่ที่มีการใช้งานน้อยมาก หรือแทบไม่มีการใช้งานเลย จาก [24] ในขณะที่อุปกรณ์วิทยุที่ไม่อยู่ในมาตรฐานเดียวกันกับความถี่ที่ว่างนั้น ไม่ได้ได้รับอนุญาตให้ใช้งานความถี่ ด้วยเหตุนี้ทำให้มีการสร้างมาตรฐาน IEEE 802.22 ที่พัฒนาเพื่อใช้งานในเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ (Cognitive Radio Network) ที่มีลักษณะดังรูปที่ 1.1 ที่สามารถทำงานในช่วงความถี่เดียวกับเครือข่ายหลัก (Primary Network) ที่ว่างในช่วงเวลาใดๆ ได้ เช่น เครือข่ายโทรทัศน์แอนะล็อก (NTSC) เครือข่ายโทรทัศน์ดิจิทัล (ATSC, DVB) และไมโครโฟนไร้สาย แต่การใช้งานช่องสัญญาณที่ว่างนั้นจะต้องไม่ไปรบกวนเครือข่ายหลักมากเกินไป เครือข่ายรับรู้ทางวิทยุจะต้องใช้อุปกรณ์ที่มีประสิทธิภาพ โดยสามารถตรวจจับความถี่ของเครือข่ายหลัก

ได้โดยมีความน่าจะเป็นความผิดพลาดเท่ากับ 0.1 และมีความไวเพียงพอในการจับสัญญาณของเครือข่ายหลัก เพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนกันได้ ดังตารางที่ 2.1



รูปที่ 2.1 ผลสำรวจร้อยละของพื้นที่ที่ใช้แถบความถี่ในย่านต่างๆ [24]

ตารางที่ 2.1 ประสิทธิภาพความไวในการตรวจหาสัญญาณของอุปกรณ์ในเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ

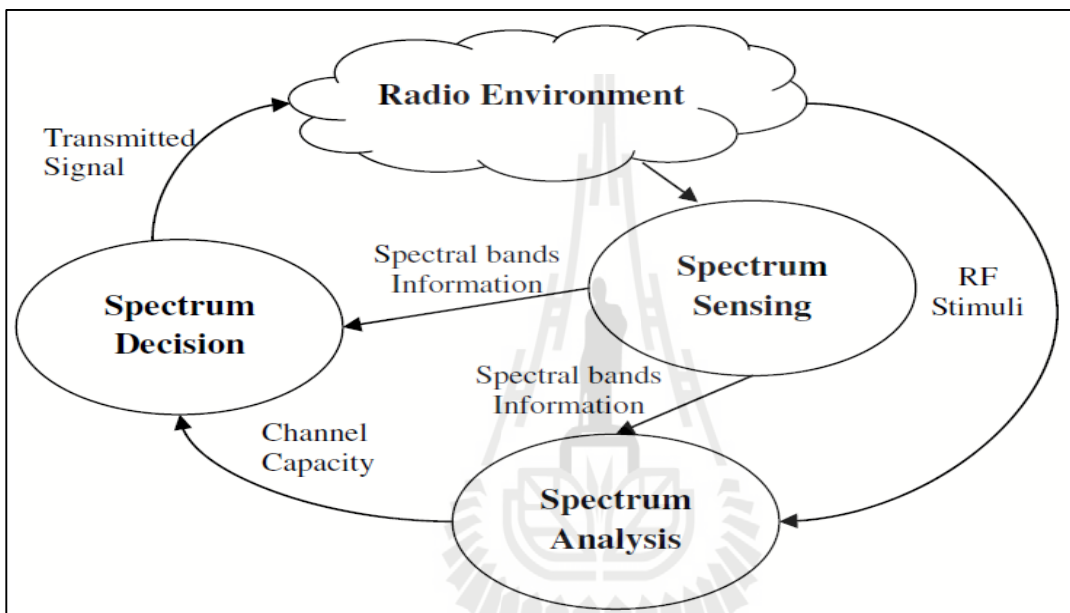
	Analog TV	Digital TV	Wireless Mics
Sensitivity	-94 dBm	-116 dBm	-107 dBm
SNR	1 dB	-21 dB	-12 dB

2.2.1 วงรอบการรับรู้พื้นฐานในเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ

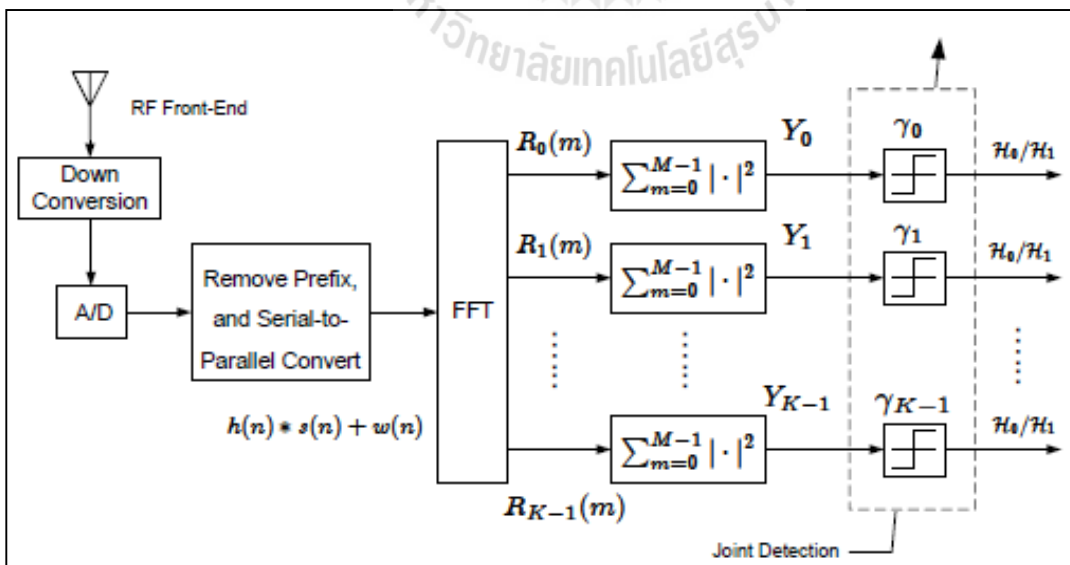
อุปกรณ์ของผู้ใช้งานในเครือข่าย ต้องมีความสามารถในการตรวจจับแถบความถี่ การวิเคราะห์ และสามารถตัดสินใจเลือกรูปแบบในการส่งข้อมูลที่ดีที่สุดได้ เช่น วิธีการมอดูเลต วิธีเข้ารหัสช่องสัญญาณ วิธีการเข้ารหัสโมโม และกำลังงานส่ง สามารถแบ่งส่วนของอุปกรณ์เป็นภาคต่างๆ ได้ดังนี้

1) ภาคตรวจจับสเปกตรัม (Spectrum sensing) มีหน้าที่ตรวจจับความถี่ของเครือข่ายหลักกว่ามีความถี่ช่วงใดบ้างใช้งานอยู่ เพื่อให้ทราบว่ามีความถี่ช่องใดบ้างที่ว่างอยู่ มีวิธีการตรวจจับความถี่แบบทั่วไปมี 2

ชนิด คือแบบตรวจวัดสัญญาณคิจิตัล (Cyclostationary detector) ที่วิเคราะห์หาคี่นพหุย่อยโดยใช้กระบวนการแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว ดังรูปที่ 2.3 และแบบตรวจวัดสัญญาณแอนาล็อกในรูปที่ 2.4 ใช้การวัดกำลังงานของช่วงความถี่แล้วตัดสินใจว่าช่องความถี่นั้นว่างหรือไม่โดยเทียบกับระดับจุดเริ่มเปลี่ยน ถ้าสัญญาณที่ตรวจจับได้มีกำลังงานมากกว่าค่าอ้างอิง หมายความว่าแถบความถี่ช่วงนี้ไม่ว่าง และสัญญาณของเครือข่ายหลักที่ถูกตรวจจับได้ทั้งหมดจะถูกส่งไปที่ภาควิเคราะห์สเปกตรัม ถ้าสัญญาณมีกำลังน้อยกว่าค่าอ้างอิงจะถือช่องสัญญาณนั้นว่าง



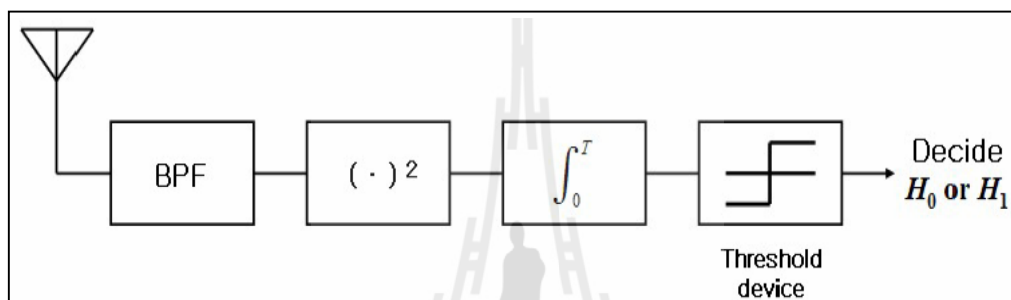
รูปที่ 2.2 วงรอบการรับรู้พื้นฐานในเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ [25]



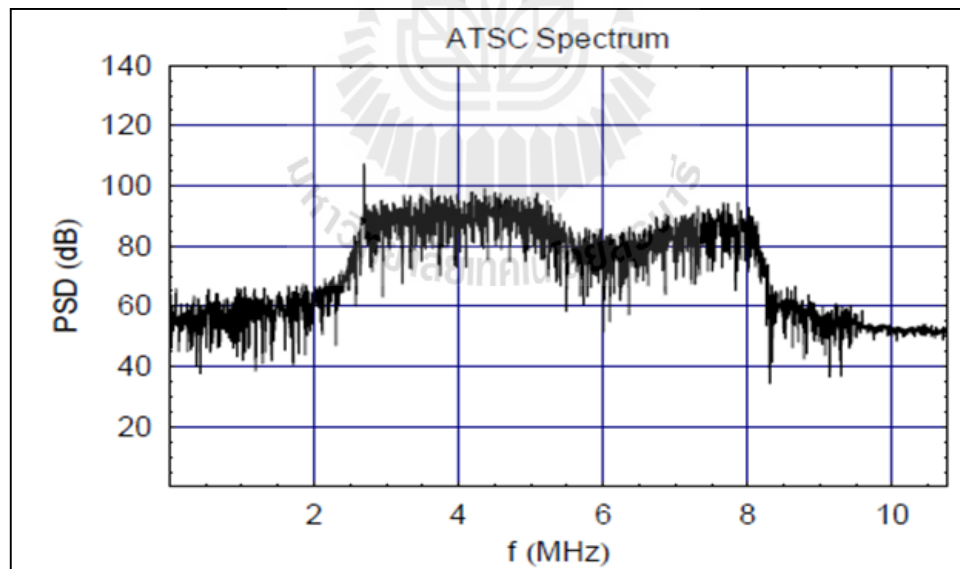
รูปที่ 2.3 ภาควิตรวจวัดสัญญาณคิจิตัล [25]

2) ภาควิเคราะห์สเปกตรัม (Spectrum Analysis) มีหน้าที่รับข้อมูลจากภาคตรวจจับสเปกตรัมดังรูปที่ 2.5 เพื่อนำมาวิเคราะห์หาความจุช่องสัญญาณที่วัดได้จากแบนด์วิดท์และ อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน แล้วส่งผลสรุปไปให้ภาคตัดสินใจสเปกตรัม

3) ภาคตัดสินใจสเปกตรัม (Spectrum Decision) มีหน้าที่รับข้อมูลมาจากภาคที่ 2 คือภาควิเคราะห์สเปกตรัม นำข้อมูลมาตัดสินใจเลือกรูปแบบในการส่งข้อมูลที่ดีที่สุดได้ เช่น วิธีการมอดูเลต วิธีเข้ารหัสช่องสัญญาณ วิธีการเข้ารหัสไมโม และกำลังงานส่ง



รูปที่ 2.4 ภาคตรวจวัดสัญญาณแอนะล็อกแบบ Energy Detection

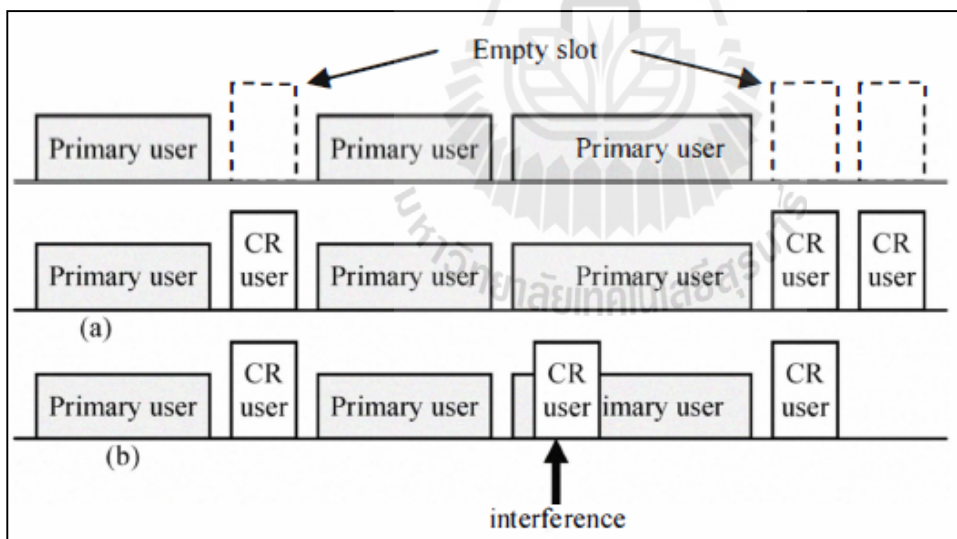


รูปที่ 2.5 ตัวอย่างสัญญาณโทรทัศน์ดิจิทัลที่ตรวจจับได้

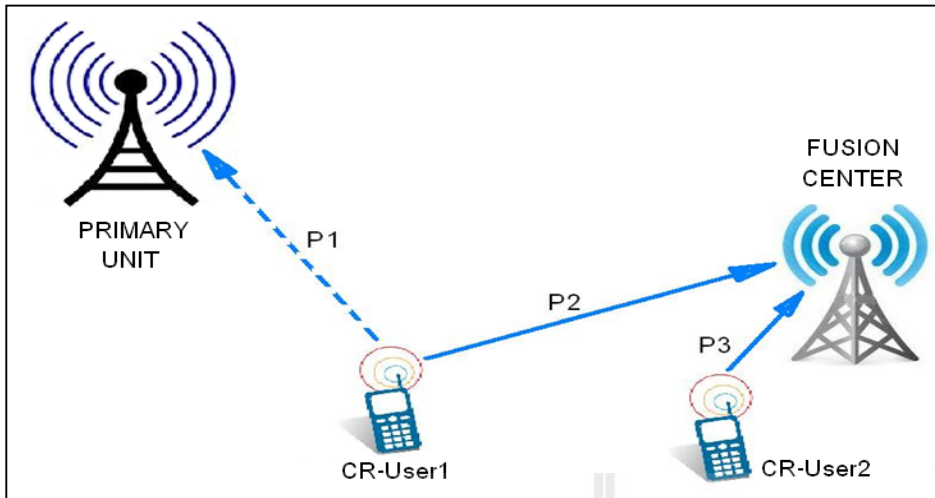
อุปกรณ์ที่ตรวจจับจะต้องมีความเร็วในการตรวจจับภายในเวลาที่กำหนดไว้ เพื่อให้ทันต่อการเปลี่ยนแปลงการใช้ความถี่ นอกจากนี้จะต้องมีความน่าจะเป็นที่จะตรวจจับความถี่ได้ถูกต้อง มากกว่า 0.9 ซึ่งจะมีผลกระทบโดยตรงต่อเครือข่ายหลัก เมื่อผู้ใช้งานในเครือข่ายมีข้อมูลการใช้ความถี่ และรูปแบบการส่งสัญญาณที่เลือกแล้ว ผู้ใช้งานทุกคนจะส่งข้อมูลไปให้สถานีฐาน FC เพื่อวิเคราะห์ในภาพรวม และทำการตัดสินใจเลือกรูปแบบการสื่อสารครั้งสุดท้ายให้ผู้ใช้งานทุกคน

2.3 ความจำเป็นของระบบไมโมไฮบริดต่อเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ

เครือข่ายรับรู้ทางวิทยุคือมาตรฐานสื่อสารที่ใช้แถบความถี่ร่วมกับเครือข่ายหลัก ในช่วงที่แถบความถี่ของเครือข่ายหลักว่าง ไม่มีการใช้งาน เพื่อให้การใช้แถบความถี่มีประสิทธิภาพสูงขึ้น เครือข่ายรับรู้ทางวิทยุจะรับรู้ได้จากวิธีตรวจจับแถบความถี่ การเข้าใช้ความถี่อาจเกิดความผิดพลาดได้บ้างในกรณีที่ภาคตรวจจับตัดสินใจผิดพลาดรูปที่ 2.6 (b) นอกจากนี้จะต้องมีการควบคุมกำลังงานไม่ให้ไปรบกวนอุปกรณ์ของเครือข่ายหลักเกินกว่าระดับที่จะยอมรับได้ ด้วยข้อจำกัดใน



รูปที่ 2.6 การเข้าใช้งานช่องสัญญาณที่ว่างในเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ

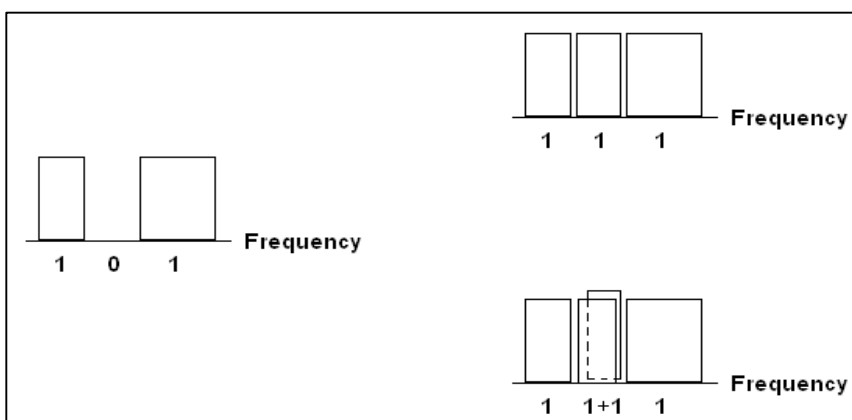


รูปที่ 2.7 การเลือกใช้วิธีโมโมต่างกันเพื่อจำกัดกำลังงาน

การใช้ความถี่ และการควบคุมกำลังงานในเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ ทำให้ระบบโมโมไฮบริดเป็นทางเลือกที่เหมาะสมในการนำไปใช้ เนื่องจากเครื่องรับสามารถแยกสัญญาณโมโมไฮบริด ที่มีทั้งรหัสมัลติเพลกซ์เชิงตำแหน่งและรหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา ได้ในเวลาเดียวกัน และยังสามารถเพิ่มได้ทั้งอัตราข้อมูล และระดับโคเดอรัชิตี ประโยชน์ของระบบโมโมไฮบริดที่มีต่อเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ มีดังต่อไปนี้

2.3.1 ความสามารถในการถอดรหัสสัญญาณโมโมไฮบริด

ในบางกรณีผู้ใช้งานแต่ละคนในเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุอาจมีความต้องการสื่อสารข้อมูลที่มีระดับคุณภาพต่างกันไป ถ้าต้องการสื่อสารด้วยความเร็วสูงก็ใช้วิธีโมโมแบบมัลติเพลกซ์เชิงตำแหน่ง ส่งไปด้วยกำลังงานสูง เพื่อรักษาคุณภาพของสัญญาณ หรือถ้าต้องการสื่อสารข้อมูลที่มี



รูปที่ 2.8 ประสิทธิภาพการใช้แถบความถี่ของระบบโมโมในเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ

คุณภาพสูงแต่อัตราข้อมูลไม่สูงมากนักก็ใช้วิธีโมโมแบบรหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา ด้วยเหตุนี้ผู้ใช้งานแต่ละคนในเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุมีความจำเป็นที่ต้องใช้วิธีสื่อสารโมโมที่ต่างชนิดกัน ซึ่งเรียกได้ว่าเป็นสัญญาณโมโมไฮบริด หรือในกรณีการจำกัดกำลังงานในเครือข่ายดังในรูปที่ 2.7 ผู้ใช้งาน 2 ชุดกำลังสื่อสารกับสถานีฐานหรือฟิวชันเซ็นเตอร์ (Fusion Center: FC) ผู้ใช้งานที่ 2 อยู่ในตำแหน่งที่ใกล้สถานี จึงสามารถใช้วิธีโมโมแบบแบบมัลติเพล็กซ์เชิงตำแหน่งได้ แม้ว่าวิธีนี้จะใช้กำลังส่งมากกว่ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา แต่เนื่องจากมีระยะใกล้จึงใช้กำลังงานไม่มากและไม่ไปรบกวนเครือข่ายหลัก (Primary Unit: PU) แต่เมื่อพิจารณาผู้ใช้งานที่ 1 ซึ่งมีตำแหน่งใกล้กับ PU และห่างจาก FC มาก ทำให้ผู้ใช้งานจำเป็นต้องใช้วิธีโมโมแบบรหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลาที่ใช้กำลังส่งต่ำกว่า เพื่อไม่ให้เกิดการรบกวน PU เกินระดับที่กำหนดไว้ จะเห็นได้ว่าในกรณีนี้ผู้ใช้งานจำเป็นต้องใช้วิธีโมโมไฮบริดที่ต่างกัน ดังนั้นภาครับจะต้องใช้เครื่องรับแบบโมโมไฮบริดในการแยกสัญญาณชั้นต่างๆออกจากกัน

2.3.2 ประสิทธิภาพการใช้แถบความถี่

ในกรณีที่ช่องสัญญาณว่างมีจำกัด หรือมีเพียงแค่อช่องเดียว ดังรูปที่ 2.8 แล้วผู้ใช้งานใช้วิธีโมโมที่ต่างกัน ด้วยความจำเป็นในหัวข้อที่ 2.3.1 ทำให้ภาครับจำเป็นต้องเป็นแบบไฮบริด เพื่อให้การเข้าใช้แถบความถี่มีประสิทธิภาพสูงขึ้น ถ้าเป็นระบบทั่วไปผู้ใช้งาน 2 คนจะไม่สามารถเข้าใช้ความถี่ที่ว่างนั้นในเวลาเดียวกันได้ เพราะภาครับไม่สามารถถอดรหัสสัญญาณได้ ทำให้มีผู้ใช้งานเพียง 1 คนเท่านั้นที่เข้าใช้ความถี่ได้ ในขณะที่ระบบไฮบริดสามารถเข้าใช้ได้ 2 คนพร้อมกัน

2.4 ปรัชญาวรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.3.3 ระบบการสื่อสารโมโม

เป็นระบบสื่อสารที่ใช้สายอากาศหลายต้นทั้งที่เครื่องส่งและเครื่องรับ เพื่อให้มีเส้นทางสื่อสารมากขึ้น ทำให้สามารถเพิ่มอัตราขยายโคเวอร์ซิตี และเพิ่มความจุช่องสัญญาณได้ตามจำนวนของสายอากาศที่เพิ่มขึ้น ทำให้ระบบสื่อสารมีประสิทธิภาพสูงขึ้น ใช้เทคนิคโมโมแบบมัลติเพล็กซ์เชิงตำแหน่ง (Spatial Multiplexing: SM) เพื่อเพิ่มความจุช่องสัญญาณ โดยมีการเพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้นตามจำนวนคู่ของสายอากาศระหว่างภาครับและภาคส่ง ใช้การเข้ารหัสปริภูมิเวลาที่ใช้สายอากาศด้านส่ง 2 ต้น และการใช้รหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลาที่ใช้สายอากาศด้านส่งมากกว่า 2 ต้น ตามลำดับ มีกระบวนการรวมสัญญาณที่เครื่องรับ ทำให้มีกำลังงานของสัญญาณข่าวสารเพิ่มขึ้นเมื่อเทียบกับสัญญาณรบกวน ทำให้เพิ่มอัตราขยายโคเวอร์ซิตี

2.3.4 ระบบสื่อสารโมโมไฮบริด

ได้ถูกพัฒนาขึ้นมาเพื่อใช้ในงานที่ต้องการความยืดหยุ่นในการทำงาน สามารถเพิ่มประสิทธิภาพทั้งความจุของสัญญาณและอัตราขยายไดเวอร์ซิตี โดยที่ผู้ใช้งานแต่ละคนสามารถใช้เทคนิคโมโมวิธีที่แตกต่างกันได้ เพื่อส่งข้อมูลที่มีคุณภาพแตกต่างกันในเวลาที่ใกล้เคียงกันทำให้เพิ่มประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดท์ โมโมไฮบริดเริ่มมีการเสนอโดยที่เครื่องส่งสามารถปรับเปลี่ยนวิธีการส่งโมโมเองได้ตามคุณภาพของช่องสัญญาณที่รับรู้ได้จากการป้อนกลับของเครื่องรับ แต่วิธีนี้มีอัตราข้อมูลช้า และต้องมีการตัดสินใจเลือกวิธีส่งโมโมแล้วป้อนข้อมูลกลับ ทำให้ระบบมีความซับซ้อน ต่อมา เสนอวิธีการส่งสัญญาณโมโมไฮบริดที่ใช้วิธีตัดสัญญาณแทรกสอดร่วมกับวิธีตรวจวัดสัญญาณเชิงเส้น ทำให้ระบบไม่ซับซ้อน จากนั้นเสนอวิธีการส่งสัญญาณที่เข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลาแบบหลายชั้น ที่ระบบมีความซับซ้อนมากขึ้นทั้งที่เครื่องส่งและเครื่องรับเพื่อเพิ่มอัตราข้อมูลให้สูงขึ้น หลังจากนั้นมีการเสนอการส่งสัญญาณไฮบริดที่เครื่องส่งต้องมีการเข้ารหัสแบบเฉพาะ และเครื่องรับต้องใช้การแยกเมตริกซ์ย่อยและการผกผันเมตริกซ์ ทำให้ระบบซับซ้อนมาก และมีอัตราขยายไดเวอร์ซิตีไม่สูงนัก ในปีต่อมา ได้เสนอวิธีการส่งสัญญาณที่เข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา 2 ชุด ไปยังเครื่องส่ง ที่เครื่องรับใช้การตรวจวัดสัญญาณลักษณะร่วมกับการตัดสัญญาณแทรกสอดเพื่อแยกชั้นข่าวสารของแต่ละผู้ใช้งาน แต่ได้อัตราข้อมูลไม่สูงเนื่องจากเป็นการเข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา 2 ชุด อีกทั้งมีสัญญาณแทรกสอดมากในชั้นสัญญาณเพราะไม่มีการตัดสัญญาณแทรกสอดในสัญญาณรับก่อนจะตรวจวัดสัญญาณชั้นแรก และได้เสนอวิธีการส่งสัญญาณโมโมไฮบริดแบบ 1 ผู้ใช้งาน โดยเครื่องรับใช้วิธีแยกเมตริกซ์ย่อย และการทำเมตริกซ์ผกผัน เพื่อแยกชั้นข้อมูล ทำให้มีการคำนวณที่ซับซ้อนที่เครื่องรับ อีกทั้งยังมีสัญญาณแทรกสอดมาก ทำให้มีอัตราผิดพลาดข้อมูลสูง จากวิธีการสื่อสารโมโมไฮบริดแบบต่างๆ จะเห็นได้ว่าไม่มีวิธีใดที่มีการตัดสัญญาณแทรกสอดก่อนจะแยกชั้นสัญญาณข้อมูล ดังนั้นผู้วิจัยจึงหาวิธีการที่จะเพิ่มประสิทธิภาพให้ระบบโมโมไฮบริด โดยการตัดสัญญาณแทรกสอดจากสัญญาณรับก่อนจะแยกชั้นสัญญาณ

2.4 กล่าวท้ายบท

เนื้อหาในบทนี้ได้นำเสนอ ความหมายและการทำงานของเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ การสำรวจปริทัศน์วรรณกรรม โดยเสนอการสื่อสารโมโม และการสื่อสารโมโมไฮบริดแบบต่างๆ เพื่อแสดงวิธีการเข้ารหัสและถอดรหัส มีการเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของแต่ละแบบ นอกจากนี้ยังมีการเสนอวิธีการตัดสัญญาณแทรกสอดในระบบโมโม และการใช้โมโมในเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ เพื่อให้นักวิจัยมีรายละเอียดครบถ้วนจึงมีการ

เปรียบเทียบเทคนิคของไมโครไฮบริดแบบต่างๆในการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมกับแบบที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ เนื้อหาบทถัดไปเสนอทฤษฎีของระบบไมโคร การหาความจุช่องสัญญาณและอัตราความผิดพลาด สัญลักษณ์ในระบบไมโครไฮบริด



บทที่ 3 หลักการและทฤษฎีของระบบไมโมและระบบไมโมไฮบริด

3.1 กล่าวนำ

เนื้อหาในบทนี้กล่าวถึงหลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับระบบไมโม อธิบายขั้นตอนการตัดสินใจแยกสัญญาณที่ใส่ร่วมกับการตรวจวัดสัญญาณเพื่อแยกสัญญาณแต่ละชั้นข้อมูลออกจากกัน การวิเคราะห์ระดับสัญญาณรบกวนในกระบวนการตรวจวัดสัญญาณเพื่อเปรียบเทียบกับระดับสัญญาณรบกวนในกระบวนการตัดสินใจสัญญาณรบกวนต่อเนื่อง นอกจากนี้ได้อธิบายหลักการและสัญญาณของระบบไมโมไฮบริดรวมถึงการหาความจุช่องสัญญาณของไมโมแบบทั่วไปและไมโมไฮบริด รวมถึงมีการวิเคราะห์อัตราความผิดพลาดสัญญาณของระบบไมโมไฮบริด

3.2 วิธีการตรวจวัดสัญญาณในระบบไมโม

ในขั้นตอนการส่งสัญญาณของระบบไมโมจะมีการส่งสัญญาณจากสายอากาศส่งทุกต้นพร้อมกัน สัญญาณจะผ่านช่องสัญญาณไมโมหลายเส้นทางที่มีความเป็นอิสระต่อกัน เนื่องจากมีการกำหนดระยะห่างระหว่างสายอากาศมากกว่า 1 ความยาวคลื่นทั้งที่ภาคส่งและภาครับ จากนั้นภาครับจะนำสัญญาณที่ได้ไปตรวจวัดสัญญาณต่อไป สัญญาณที่ภาครับสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{z} \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{y}_{N_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r,1} & \cdots & h_{N_r,N_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{x}_{N_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ \vdots \\ z_{N_r} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

เมื่อ \mathbf{y} คือเวกเตอร์สัญญาณรับ \mathbf{H} คือเมตริกซ์ช่องสัญญาณ \mathbf{x} คือเวกเตอร์ข้อมูลจากภาคส่ง และ \mathbf{z} คือเวกเตอร์สัญญาณรบกวนเกาส์ขาว (white Gaussian noise) ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ มีความแปรปรวนเป็น σ_z^2 และกำหนดให้ N_r และ N_t คือจำนวนสายอากาศภาครับและจำนวนสายอากาศภาคส่ง ตามลำดับ

3.2.1 การตรวจวัดสัญญาณเชิงเส้น (Linear Signal Detection)

เมื่อสัญญาณมาถึงภาครับ สัญญาณจะถูกตรวจวัดโดยเมตริกซ์น้ำหนัก \mathbf{W} ดังสมการต่อไปนี้

$$\tilde{\mathbf{x}} = [\tilde{x}_1 \ \tilde{x}_2 \ \tilde{x}_3 \dots \tilde{x}_{N_r}]^T = \mathbf{W}\mathbf{y} \quad (3.3)$$

สมการที่ 3.3 คือสัญลักษณ์ที่ตรวจวัดจากสัญญาณรับ วิธีการตรวจวัดสัญญาณเชิงเส้นแบบมาตรฐานมี 2 วิธี คือ วิธีการบังคับศูนย์ (zero-forcing: ZF) และวิธีความผิดพลาดยกกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุด (minimum mean square error: MMSE)

1) การบังคับศูนย์ (ZF)

วิธีนี้ตัดสัญญาณแทรกสอดโดยใช้เมตริกซ์น้ำหนักดังนี้

$$\mathbf{W}_{ZF} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \quad (3.4)$$

เมื่อ $(\cdot)^H$ คือการสลับเปลี่ยนสังยุค และเมตริกซ์ \mathbf{H} มีขนาด $N_r \times N_t$ สัญลักษณ์จากภาคส่งสามารถตรวจวัดได้ ดังสมการ

$$\tilde{\mathbf{x}}_{ZF} = \mathbf{W}_{ZF} \mathbf{y} = \mathbf{x} + (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{z} = \mathbf{x} + \mathbf{z}\mathbf{a} \quad (3.5)$$

เมื่อ $\mathbf{z}\mathbf{a} = [z\mathbf{a}_1 \ z\mathbf{a}_2 \ z\mathbf{a}_3 \dots z\mathbf{a}_{N_r}]^T$ คือสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการตรวจวัดแบบ ZF

2) ความผิดพลาดยกกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุด (MMSE)

การแยกสัญลักษณ์ใช้เมตริกซ์น้ำหนัก ตามสมการ

$$\mathbf{W}_{MMSE} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_z^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H \quad (3.6)$$

เมื่อ \mathbf{I} คือเมตริกซ์เอกลักษณ์ขนาด $N_r \times N_r$ สัญลักษณ์จากภาคส่งสามารถตรวจวัดได้ ดังสมการ

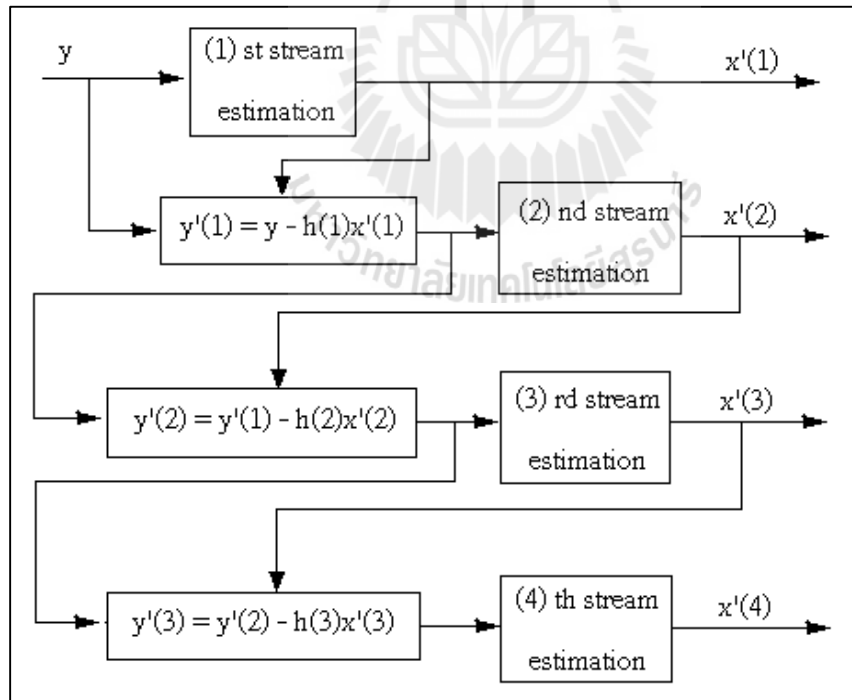
$$\tilde{\mathbf{x}}_{MMSE} = \mathbf{W}_{MMSE} \mathbf{y} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_z^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{y} = \tilde{\mathbf{x}} + (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_z^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{z} \quad (3.7)$$

3.2.2 การตรวจวัดความน่าจะเป็นจริงสูงสุด (Maximum Likelihood Detection)

การตรวจวัดสัญลักษณ์ใช้การหาระยะยุคติดต่ำสุดจากความแตกต่างระหว่างสัญญาณรับและผลคูณของช่องสัญญาณกับเวกเตอร์สัญลักษณ์ที่ทราบรูปแบบทั้งหมด ถ้าเวกเตอร์ชุดใดมีระยะยุคติดต่ำที่สุดเวกเตอร์สัญลักษณ์ชุดนั้นจะถูกเลือกเป็นสัญลักษณ์ที่ตรวจวัดได้ นั่นคือการเลือกเวกเตอร์สัญลักษณ์ที่มีความเหมือนกับสัญญาณรับที่สุด โดยใช้สมการ

$$\hat{\mathbf{x}}_{ML} = \arg \min_{\mathbf{x} \in \mathcal{C}^N} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|_F^2 \quad (3.8)$$

เมื่อ \mathcal{C} คือจำนวนรูปแบบสัญลักษณ์ทั้งหมดในการมอดูเลต และ $\|\cdot\|_F^2$ คือ โฟรบีเนียสนอร์ม (Frobenius norm) มีความหมายเป็น $\|\mathbf{A}\|_F \triangleq \sqrt{\sum_{i=1}^a \sum_{j=1}^b |A_{ij}|^2}$ เมื่อ a และ b คือจำนวนแถวและจำนวนหลักของเมตริกซ์ \mathbf{A} ตามลำดับ



รูปที่ 3.1 อธิบายหลักการของวิธีตัดสัญญาณแทรกสอด

3.3 วิธีการตัดสัญญาณแทรกสอดในระบบไมโม

การสื่อสารของระบบไมโม เครื่องส่งจะส่งสัญญาณทุกๆชั้นของสัญญาณออกจากเครื่องส่งพร้อมๆกัน ที่ความถี่เดียวกัน เครื่องรับจะตรวจวัดชั้นของสัญญาณที่สนใจชั้นแรก จากนั้นเครื่องรับจะทำการตัดสัญญาณแทรกสอดออกจากสัญญาณรับ ซึ่งสัญญาณรบกวนนั้นหมายถึงชั้นสัญญาณที่สนใจที่ถูกตรวจวัดในครั้งแรก เมื่อตัดสัญญาณแทรกสอดออกไปจะทำให้การตรวจวัดชั้นสัญญาณถัดไปมีสัญญาณรบกวนลดลงส่งผลให้การตรวจวัดสัญญาณชั้นที่ 2 มีประสิทธิภาพดีขึ้น หลังจากนั้นเครื่องรับจะทำการตัดสัญญาณแทรกสอดและตรวจวัดชั้นสัญญาณที่เหลือจนกว่าจะครบ ดังขั้นตอนที่ถูกอธิบายไว้ในรูปที่ 3.1 ซึ่งมี 4 ชั้นสัญญาณที่ถูกส่งมาจากสายอากาศ 4 ต้นผ่านช่องสัญญาณไมโซที่มีสายอากาศรับ 1 ต้น เมื่อผ่านกระบวนการตัดสัญญาณแทรกสอดแล้ว จะสามารถแยกสัญญาณได้ 4 สัญญาณคือ $x'(1)$ $x'(2)$ $x'(3)$ และ $x'(4)$ ซึ่งวิธีนี้จะได้คุณภาพของสัญญาณสูงกว่าวิธีการตรวจวัดสัญญาณเพียงอย่างเดียว ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงเลือกใช้วิธีการตัดสัญญาณแทรกสอดร่วมกับวิธีการตรวจวัดความน่าจะเป็นจริงสูงสุด (Maximum Likelihood Detection) เพื่อให้การแยกชั้นสัญญาณมีประสิทธิภาพมากขึ้น การตัดสัญญาณแทรกสอดมี 2 วิธีดังนี้

3.3.1 การตัดสัญญาณแทรกสอดต่อเนื่อง (SIC)

มีการตัดสัญญาณแทรกสอดตามลำดับที่กำหนดไว้โดยไม่คำนึงถึงระดับสัญญาณรบกวนในชั้นข้อมูล โดยใช้การตรวจวัดสัญญาณร่วมด้วย เพื่อการตรวจวัดสัญญาณและการตัดสัญญาณแทรกสอดในแต่ละชั้นสัญญาณ ดังที่ได้ถูกอธิบายไว้ในรูปที่ 3.1 เมื่อค่า j ของสัญลักษณ์ $x'(j)$ ไม่ได้ถูกเลือกตามระดับกำลังงานของสัญญาณรบกวนในเวกเตอร์สัญลักษณ์

3.3.2 การตัดสัญญาณแทรกสอดต่อเนื่องแบบตามลำดับ (OSIC)

วิธีนี้ถูกปรับปรุงมาจากแบบแรก โดยมีการตัดสัญญาณแทรกสอดตามลำดับของสัญญาณรบกวนในชั้นข้อมูล ถ้าชั้นข้อมูลไหนมีสัญญาณรบกวนต่ำสุด ก็จะถูกตรวจวัดสัญลักษณ์ก่อน ดังที่ได้ถูกอธิบายไว้ในรูปที่ 3.1 กรณีที่ค่า j ของสัญลักษณ์ $x'(j)$ ถูกเลือกตามระดับกำลังงานของสัญญาณรบกวนในเวกเตอร์สัญลักษณ์ ดังนั้นชั้นสัญลักษณ์ที่สัญญาณรบกวนมีกำลังงานสูงสุดคือ $x'(4)$ เพราะเป็นชั้นที่ถูกตรวจวัดครั้งสุดท้าย

3.4 กำลังงานของสัญญาณรบกวนในการตัดสัญญาณแทรกสอด

การตัดสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่อง จะทำให้สัญญาณรบกวนในชั้นสัญญาณลดลงเรื่อยๆทำให้การตรวจวัดสัญญาณเส้นที่ใช้การตัดสัญญาณแทรกสอดร่วมมีประสิทธิภาพสูงกว่าการใช้วิธีตรวจวัดแบบเชิงเส้น เราสามารถเปรียบเทียบประสิทธิภาพของการตรวจวัดสัญญาณแบบ บังคับศูนย์กับแบบการตัดสัญญาณแทรกสอดต่อเนื่องร่วมกับการบังคับศูนย์ (SIC-ZF) ได้ โดยการเปรียบเทียบกำลังงานของสัญญาณรบกวนหลังจากการตรวจวัดสัญญาณแล้ว มีขั้นตอนในการคำนวณดังนี้

3.4.1 กำลังงานของสัญญาณรบกวนในการตรวจวัดแบบบังคับศูนย์

จากสมการที่ (3.5) เราได้สัญญาณที่ตรวจวัดเป็น $\tilde{\mathbf{x}}_{ZF} = \mathbf{x} + (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{z}$ ดังนั้นสัญญาณรบกวนในการตรวจวัดคือ $\tilde{\mathbf{z}}_{ZF} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{z}$ เราสามารถหากำลังงานของสัญญาณรบกวนในการตรวจวัดแบบ ZF ได้โดยใช้หลักการแยกเมตริกซ์แบบ SVD (Singular value decomposition) เมื่อ $\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H$ ดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned}
 \|\tilde{\mathbf{z}}_{ZF}\|_F^2 &= \|(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{z}\|_F^2 \\
 &= \left\| \left((\mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H)^H (\mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H) \right)^{-1} \mathbf{V}\mathbf{\Sigma}\mathbf{U}^H \mathbf{z} \right\|_F^2 \\
 &= \left\| (\mathbf{V}\mathbf{\Sigma}\mathbf{U}^H \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H)^{-1} \mathbf{V}\mathbf{\Sigma}\mathbf{U}^H \mathbf{z} \right\|_F^2 \\
 &= \left\| (\mathbf{V}\mathbf{\Sigma}^2 \mathbf{V}^H)^{-1} \mathbf{V}\mathbf{\Sigma}\mathbf{U}^H \mathbf{z} \right\|_F^2 \\
 &= \left\| \mathbf{V}\mathbf{\Sigma}^{-2} \mathbf{V}^H \mathbf{V}\mathbf{\Sigma}\mathbf{U}^H \mathbf{z} \right\|_F^2 \\
 \|\tilde{\mathbf{z}}_{ZF}\|_F^2 &= \left\| \mathbf{V}\mathbf{\Sigma}^{-1} \mathbf{U}^H \mathbf{z} \right\|_F^2 \tag{3.9}
 \end{aligned}$$

เนื่องจากผลการคูณของเมตริกซ์ \mathbf{A} ใดๆกับยูนิตารีเมตริกซ์ \mathbf{V} ในโพรบิเนียงสนอร์ม มีค่าเท่ากับ เมตริกซ์ \mathbf{A} ใดๆในโพรบิเนียงสนอร์ม ดังสมการ $\|\mathbf{V}\mathbf{A}\|_F^2 = \|\mathbf{A}\|_F^2$ ดังนั้นสมการที่ (3.9) มีค่าดังนี้

$$\|\tilde{\mathbf{z}}_{ZF}\|_F^2 = \left\| \mathbf{\Sigma}^{-1} \mathbf{U}^H \mathbf{z} \right\|_F^2 \tag{3.10}$$

กำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนในการตรวจวัดแบบ ZF มีค่าดังนี้

$$\begin{aligned}
E \left\{ \left\| \tilde{\mathbf{z}}_{ZF} \right\|_F^2 \right\} &= E \left\{ \left\| \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{U}^H \mathbf{z} \right\|_F^2 \right\} \\
&= E \left\{ \text{tr} \left(\boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{U}^H \mathbf{z} \mathbf{z}^H \mathbf{U} \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \right) \right\} \\
&= \text{tr} \left(\boldsymbol{\Sigma}^{-2} E \left\{ \mathbf{z} \mathbf{z}^H \right\} \right) \\
&= \sigma_z^2 \text{tr} \left(\mathbf{I} / \boldsymbol{\Sigma}^2 \right) \\
&= \sigma_z^2 / \sum_{i=1}^{\min(N_r, N_t)} \sigma_i^2
\end{aligned} \tag{3.11}$$

3.4.2 กำลังงานของสัญญาณรบกวนในการตรวจวัดแบบการตัดสัญญาณแทรกสอดต่อเนื่องร่วมกับการบังคับศูนย์

การตัดสัญญาณแทรกสอดต่อเนื่องร่วมกับการบังคับศูนย์ ในชั้นสัญญาณแรกจะมีกำลังงานสัญญาณรบกวนเท่ากับวิธีการตรวจวัดแบบบังคับศูนย์ แต่ในการตรวจวัดขั้นถัดไปสัญญาณรบกวนจะถูกหักออกไป จากนั้นการตรวจวัดสัญญาณในขั้นต่อไปจะนำสัญญาณ x_1 ที่ได้จากการตรวจวัดครั้งแรก (เมื่อสัญญาณที่ภาคส่งคือ $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ \dots \ x_{N_t}]^T$) ไปสร้างสัญญาณรับของชั้นสัญญาณแรกได้เป็น $\mathbf{y}_1 = \mathbf{H}_{L1} \tilde{\mathbf{x}}_{ZF1} = \mathbf{H}_{L1} (x_1 + z a_1)$ เมื่อ \mathbf{H}_{L1} คือช่องสัญญาณที่ถูกสัญญาณ x_1 ส่งผ่านไปภาครับ ($\mathbf{H}_{L1} = [h_{11} \ h_{21} \ h_{31} \ \dots \ h_{N_r 1}]^T$) จากนั้นนำสัญญาณนี้ไปหักออกจากสัญญาณรับ จะทำให้เราได้สัญญาณรับของชั้นสัญญาณที่สองคือ $\mathbf{y}_{L2} = \mathbf{y} - \mathbf{y}_1$ จากนั้นคำนวณหาเมตริกซ์น้ำหนักแบบบังคับศูนย์ ของชั้นสัญญาณที่ 2 ดังสมการต่อไปนี้

$$\mathbf{W}'_{ZF} = (\mathbf{H}_{L2}^H \mathbf{H}_{L2})^{-1} \mathbf{H}_{L2}^H \tag{3.12}$$

เมื่อ \mathbf{H}_{L2} คือเมตริกซ์ช่องสัญญาณที่หัก \mathbf{H}_{L1} ออกจาก \mathbf{H} เมื่อ $\mathbf{H}_{L2} = \mathbf{U}_{L2} \boldsymbol{\Sigma}_{L2} \mathbf{V}_{L2}^H$ และมีขนาดเท่ากับ $N_r \times N_t - 1$ จากนั้นทำการตรวจวัดสัญญาณในชั้นสัญญาณที่ 2 ดังสมการ

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{x}}_{ZF2} &= \mathbf{W}'_{ZF} \mathbf{y}_{L2} = \mathbf{W}'_{ZF} (\mathbf{y} - \mathbf{H}_{L1} (x_1 + z a_1)) \\
&= \mathbf{W}'_{ZF} (\mathbf{H}_{L1} x_1 + \mathbf{H}_{L2} x_{L2} + \mathbf{z} - \mathbf{H}_{L1} x_1 - \mathbf{H}_{L1} z a_1) \\
&= \mathbf{W}'_{ZF} (\mathbf{H}_{L2} x_{L2} + \mathbf{z} - \mathbf{H}_{L1} z a_1) \\
&= \mathbf{x}_{L2} + \mathbf{W}'_{ZF} (\mathbf{z} - \mathbf{H}_{L1} z a_1) \\
&= \mathbf{x}_{L2} + \mathbf{W}'_{ZF} (\mathbf{z} - \mathbf{z}_d)
\end{aligned} \tag{3.13}$$

เมื่อ \mathbf{x}_{L2} คือสัญลักษณ์ในชั้นที่สอง สามารถเขียนได้เป็น $\mathbf{x}_{L2}=[x_2 \ x_3 \ x_4 \dots x_{Nt}]^T$ และ $\mathbf{z}_d = \mathbf{H}_{L1}\mathbf{z}_a$ จากสมการที่ (3.12) และ (3.13) เราสามารถหาค่าพลังงานสัญญาณรบกวนของชั้นที่สองได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
\|\tilde{\mathbf{z}}_{ZFL2}\|_F^2 &= \|(\mathbf{H}_{L2}^H \mathbf{H}_{L2})^{-1} \mathbf{H}_{L2}^H (\mathbf{z} - \mathbf{z}_d)\|_F^2 \\
&= \left\| \left((\mathbf{U}_{L2} \boldsymbol{\Sigma}_{L2} \mathbf{V}_{L2}^H)^H (\mathbf{U}_{L2} \boldsymbol{\Sigma}_{L2} \mathbf{V}_{L2}^H) \right)^{-1} \mathbf{V}_{L2} \boldsymbol{\Sigma}_{L2} \mathbf{U}_{L2}^H (\mathbf{z} - \mathbf{z}_d) \right\|_F^2 \\
&= \left\| (\mathbf{V}_{L2} \boldsymbol{\Sigma}_{L2} \mathbf{U}_{L2}^H \mathbf{U}_{L2} \boldsymbol{\Sigma}_{L2} \mathbf{V}_{L2}^H)^{-1} \mathbf{V}_{L2} \boldsymbol{\Sigma}_{L2} \mathbf{U}_{L2}^H (\mathbf{z} - \mathbf{z}_d) \right\|_F^2 \\
&= \left\| (\mathbf{V}_{L2} \boldsymbol{\Sigma}_{L2}^2 \mathbf{V}_{L2}^H)^{-1} \mathbf{V}_{L2} \boldsymbol{\Sigma}_{L2} \mathbf{U}_{L2}^H (\mathbf{z} - \mathbf{z}_d) \right\|_F^2 \\
&= \left\| \mathbf{V}_{L2} \boldsymbol{\Sigma}_{L2}^{-2} \mathbf{V}_{L2}^H \mathbf{V}_{L2} \boldsymbol{\Sigma}_{L2} \mathbf{U}_{L2}^H (\mathbf{z} - \mathbf{z}_d) \right\|_F^2 \\
&= \left\| \mathbf{V}_{L2} \boldsymbol{\Sigma}_{L2}^{-1} \mathbf{U}_{L2}^H (\mathbf{z} - \mathbf{z}_d) \right\|_F^2 \tag{3.14}
\end{aligned}$$

ด้วยเหตุผลเดียวกันกับสมการที่ (3.9) และ (3.10) ทำให้สามารถตัดเมตริกซ์ \mathbf{V}_{L2} ที่ไม่มีผลใดๆ ต่อสมการที่ (3.14) ได้ ดังนั้นค่าพลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนในการตรวจวัดแบบการตัดสัญญาณแทรกสอดต่อเนื่อง ร่วมกับการบังคับศูนย์ครั้งที่สอง มีค่าดังนี้

$$\begin{aligned}
E \left\{ \|\tilde{\mathbf{z}}_{ZFL2}\|_F^2 \right\} &= E \left\{ \left\| \boldsymbol{\Sigma}_{L2}^{-1} \mathbf{U}_{L2}^H (\mathbf{z} - \mathbf{z}_d) \right\|_F^2 \right\} \\
&= E \left\{ \text{tr} \left(\boldsymbol{\Sigma}_{L2}^{-1} \mathbf{U}_{L2}^H (\mathbf{z} - \mathbf{z}_d) (\mathbf{z} - \mathbf{z}_d)^H \mathbf{U}_{L2} \boldsymbol{\Sigma}_{L2}^{-1} \right) \right\} \\
&= \text{tr} \left(\boldsymbol{\Sigma}_{L2}^{-2} E \left\{ (\mathbf{z} - \mathbf{z}_d) (\mathbf{z} - \mathbf{z}_d)^H \right\} \right) \\
&= \sigma_{z2}^2 \text{tr} (1 / \boldsymbol{\Sigma}_{L2}^2) \\
&= \sigma_{z2}^2 / \sum_{i=1}^{\min(Nr, Nt-1)} \hat{\sigma}_i^2 \tag{3.15}
\end{aligned}$$

จากสมการที่ (3.11) และ (3.15) จะเห็นได้ว่าค่าพลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนในการตรวจวัด สัญลักษณ์ชั้นที่สองของวิธี SIC มีค่าลดลงเมื่อเทียบกับการตรวจวัดสัญลักษณ์ในชั้นแรก เนื่องจากค่า σ_{z2}^2 มีค่าน้อยกว่า σ_z^2 เพราะสัญญาณรบกวนถูกลบออกไปบางส่วนดังสมการที่ (3.13) ในขณะที่ผลรวมของ $\hat{\sigma}_i^2$ มีค่าใกล้เคียงกับผลรวมของ σ_i^2 และที่สำคัญอีกประการหนึ่งคือ σ_{z2}^2 และ σ_z^2 เป็นค่าพลังงานของสัญญาณรบกวนที่มีค่าน้อยมากและเป็นตัวตั้งของสมการ เมื่อเทียบกับค่าของผลรวมของ $\hat{\sigma}_i^2$ และผลรวมของ σ_i^2 ที่เป็นอัตราขยายค่าพลังงานของช่องสัญญาณและเป็นตัวหารของสมการ ด้วยความต่างกันมากของอัตรา

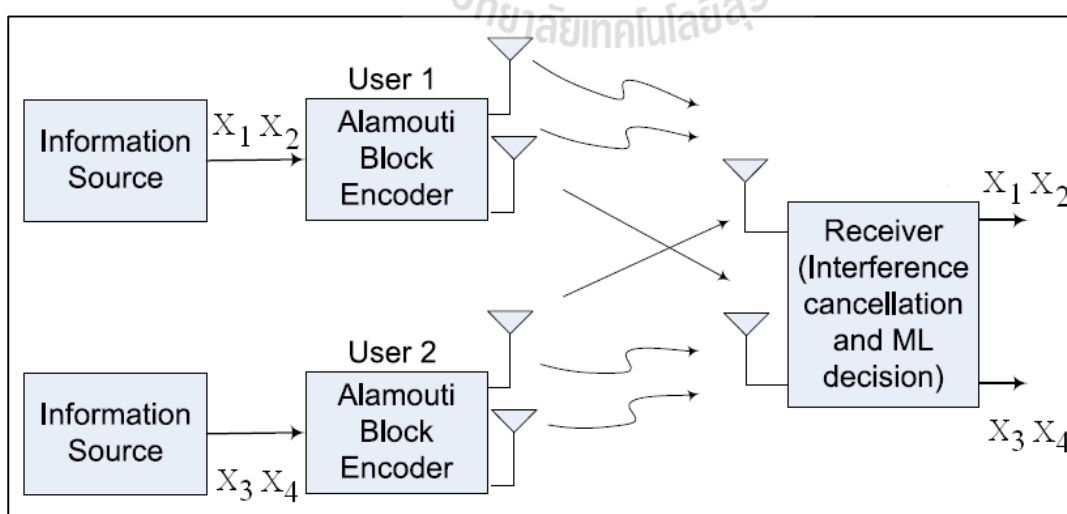
ดังกล่าว จึงส่งผลให้กำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนในการตรวจวัดสัญลักษณ์ชั้นที่สองของวิธี SIC มีค่าน้อยกว่า เมื่อเทียบกับการตรวจวัดสัญลักษณ์ในชั้นแรก เมื่อทำการตรวจวัดสัญญาณในชั้นถัดไปจนถึงชั้นสุดท้ายจะทำให้สัญญาณมีคุณภาพค่อยๆดีขึ้น ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่าวิธีตัดสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่อง มีประสิทธิภาพสูงกว่าวิธีตรวจวัดสัญญาณแบบทั่วไป

3.5 หลักการพื้นฐานและสัญญาณของระบบไมโมไฮบริด

ในหัวข้อนี้จะอธิบายหลักการพื้นฐานและสัญญาณของระบบไมโมไฮบริดจากการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรม เพื่อให้ทราบถึงวิธีการที่แตกต่างกันในการเข้ารหัสและถอดรหัส ดังนี้

3.5.1 ระบบตรวจวัดสัญญาณอลามูติหลายผู้ใช้งาน (Multiuser Detection of Alamouti Signals: A-BLAST)

วิธีนี้ภาคส่งจะส่งสัญญาณที่เข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา 2 ชุดพร้อมกันผ่านช่องสัญญาณ ดังรูปที่ 3.2 ที่ภาคส่งใช้เทคนิคการตรวจวัดแบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุด และการตัดสัญญาณแทรกสอดต่อเนื่องเพื่อแยกชั้นข้อมูลต่างๆของแต่ละผู้ใช้งานออกจากกัน แต่วิธีนี้มีอัตราข้อมูลไม่สูง เนื่องจากทุกผู้ใช้งานเข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลาทั้งหมด นอกจากนี้ผู้ใช้งานที่เข้ารหัสมัลติเพล็กซ์เชิงตำแหน่งจะไม่สามารถเข้าใช้งานได้ กระบวนการเข้ารหัสและถอดรหัส สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้



รูปที่ 3.2 ระบบตรวจวัดสัญญาณอลามูติหลายผู้ใช้งาน

$$\mathbf{x}_a = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x}_b = \begin{bmatrix} x_3 & -x_4^* \\ x_4 & x_3^* \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_a \\ \mathbf{x}_b \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} & h_{31} & h_{41} \\ h_{12} & h_{22} & h_{32} & h_{42} \\ h_{13} & h_{23} & h_{33} & h_{43} \\ h_{14} & h_{24} & h_{34} & h_{44} \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} = \begin{bmatrix} y_1 & y_5 \\ y_2 & y_6 \\ y_3 & y_7 \\ y_4 & y_8 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

เมื่อ \mathbf{x}_a คือสัญญาณส่งของผู้ใช้งานแรก \mathbf{x}_b คือสัญญาณส่งของผู้ใช้งานที่สอง และ \mathbf{x} คือสัญญาณส่งรวม ตามลำดับ \mathbf{H} คือช่องสัญญาณโมโนขนาด $N_r \times N_t$ และ \mathbf{y} คือสัญญาณรับทั้งสองช่วงเวลา จากนั้นใช้การตรวจวัดสัญลักษณ์แบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุด โดยเลือกใช้เฉพาะสัญลักษณ์จากผู้ใช้งานแรก

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \min_{\mathbf{x}_k \in C^{N_t}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\tilde{\mathbf{x}}_k\|_F^2 \quad (3.20)$$

$$\mathbf{H}_a = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{12} \\ h_{13} & h_{13} \\ h_{14} & h_{14} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

จากนั้นสร้างสัญญาณรับของผู้ใช้งานแรกในสมการที่ (3.22) แล้วหักออกจากสัญญาณรับในสมการที่ (4.8) จะได้สัญญาณรับของผู้ใช้งานที่สอง

$$\hat{\mathbf{y}}_a = \mathbf{H}_a \begin{bmatrix} \hat{x}_1 & -\hat{x}_2 \\ \hat{x}_2 & \hat{x}_1 \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

เมื่อ \hat{x}_1 และ \hat{x}_2 คือสัญลักษณ์ของผู้ใช้แรกที่ได้จากสมการที่ (3.20)

$$\hat{\mathbf{y}}_b = \mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}_a = \begin{bmatrix} y_{b1} & y_{b2} \\ y_{b3} & y_{b4} \\ y_{b5} & y_{b6} \\ y_{b7} & y_{b8} \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

$$\hat{\mathbf{y}}_b^\nabla = [y_{b1} \quad y_{b2}^* \quad y_{b3} \quad y_{b4}^* \quad y_{b5} \quad y_{b6}^* \quad y_{b7} \quad y_{b8}^*]^T \quad (3.24)$$

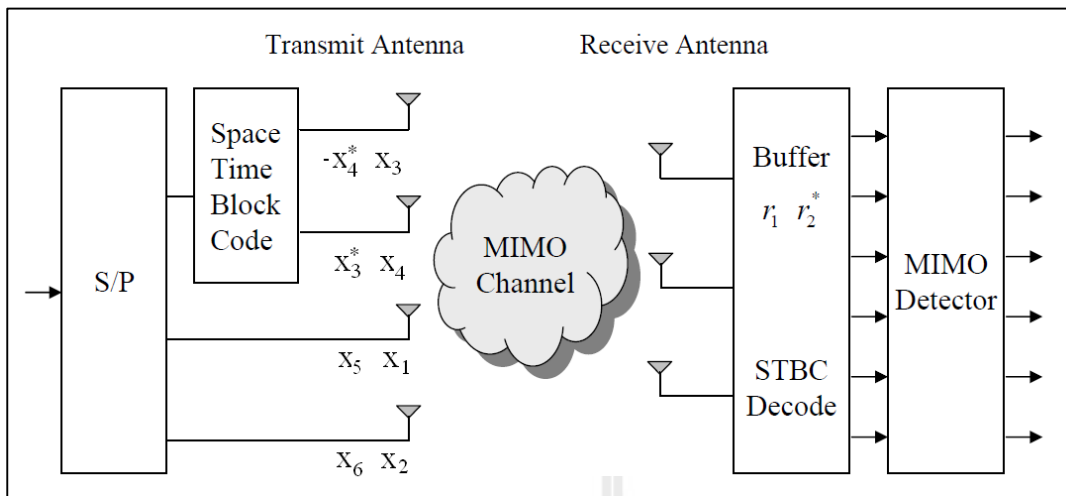
$$\mathbf{H}_b = \begin{bmatrix} h_{31} & h_{41} \\ h_{32} & h_{42} \\ h_{33} & h_{43} \\ h_{34} & h_{44} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

$$\widehat{\mathbf{H}}_b = \begin{bmatrix} h_{31} & h_{41}^* & h_{32} & h_{42}^* & h_{33} & h_{43}^* & h_{34} & h_{44}^* \\ h_{41} & -h_{31}^* & h_{42} & -h_{32}^* & h_{43} & -h_{33}^* & h_{44} & -h_{34}^* \end{bmatrix}^T \quad (3.26)$$

$$\mathbf{H}_b^\dagger = (\widehat{\mathbf{H}}_b^H \widehat{\mathbf{H}}_b)^{-1} \widehat{\mathbf{H}}_b^H \quad (3.27)$$

จากนั้นถอดรหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา ของผู้ใช้ที่สองดังสมการ

$$\hat{\mathbf{x}}_b = \mathbf{H}_b^\dagger \hat{\mathbf{y}}_b^\nabla \quad (3.28)$$



รูปที่ 3.3 แบบแผนไดเวอร์ซิตีการส่งและการรวมสัญญาณ

3.5.2 แบบแผนไดเวอร์ซิตีการส่งและการรวมสัญญาณ (Transmit Diversity and Combining Scheme for Spatial Multiplexing: TDCSM)

สัญญาณโมโม่ไฮบริดส่งออกจากภาคส่งผ่านช่องสัญญาณ แล้วภาครับจะแยกเมตริกซ์สัญญาณรับและเมตริกซ์ช่องสัญญาณ ออกเป็นเมตริกซ์ย่อยที่มีรูปแบบเฉพาะ จากนั้นใช้เมตริกซ์ดังกล่าวไปคำนวณเพื่อตัดสัญญาณแทรกสอด และหาข้อมูลในชั้นต่างๆของผู้ใช้งานแต่ละคน ดังรูปที่ 3.3 วิธีนี้ต้องใช้การมัลติเพล็กซ์สัญญาณที่ภาคส่ง และภาครับมีการคำนวณที่ซับซ้อนจากการแยกเมตริกซ์ และการทำเมตริกซ์ผกผัน กระบวนการสื่อสารของระบบ TDCSM อธิบายได้ โดยเริ่มจากการแยกเมตริกซ์ช่องสัญญาณ \mathbf{H} ออกเป็นเมตริกซ์ย่อยดังสมการ

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} h_{31} & h_{41} \\ h_{32} & h_{42} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} h_{13} & h_{23} \\ h_{14} & h_{24} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D} = \begin{bmatrix} h_{33} & h_{43} \\ h_{34} & h_{44} \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 & x_5 \\ x_2 & x_6 \\ x_3 & -x_4^* \\ x_4 & x_3^* \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

$$\mathbf{x}_a = \begin{bmatrix} x_1 & x_5 \\ x_2 & x_6 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x}_b = \begin{bmatrix} x_3 & -x_4^* \\ x_4 & x_3^* \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{z} = \begin{bmatrix} y_1 & y_5 \\ y_2 & y_6 \\ y_3 & y_7 \\ y_4 & y_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_a \\ \mathbf{y}_b \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

แยกสัญญาณรับเป็นเมตริกซ์ย่อยดังนี้

$$\mathbf{y}_a = \begin{bmatrix} y_1 & y_5 \\ y_2 & y_6 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{y}_b = \begin{bmatrix} y_3 & y_7 \\ y_4 & y_8 \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

$$\mathbf{y}_a = \mathbf{A}\mathbf{x}_a + \mathbf{B}\mathbf{x}_b + \mathbf{z}_1 \quad (3.35)$$

$$\mathbf{y}_b = \mathbf{C}\mathbf{x}_a + \mathbf{D}\mathbf{x}_b + \mathbf{z}_2 \quad (3.36)$$

สามารถถอดรหัสของสัญลักษณ์ที่เข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา จากสมการ

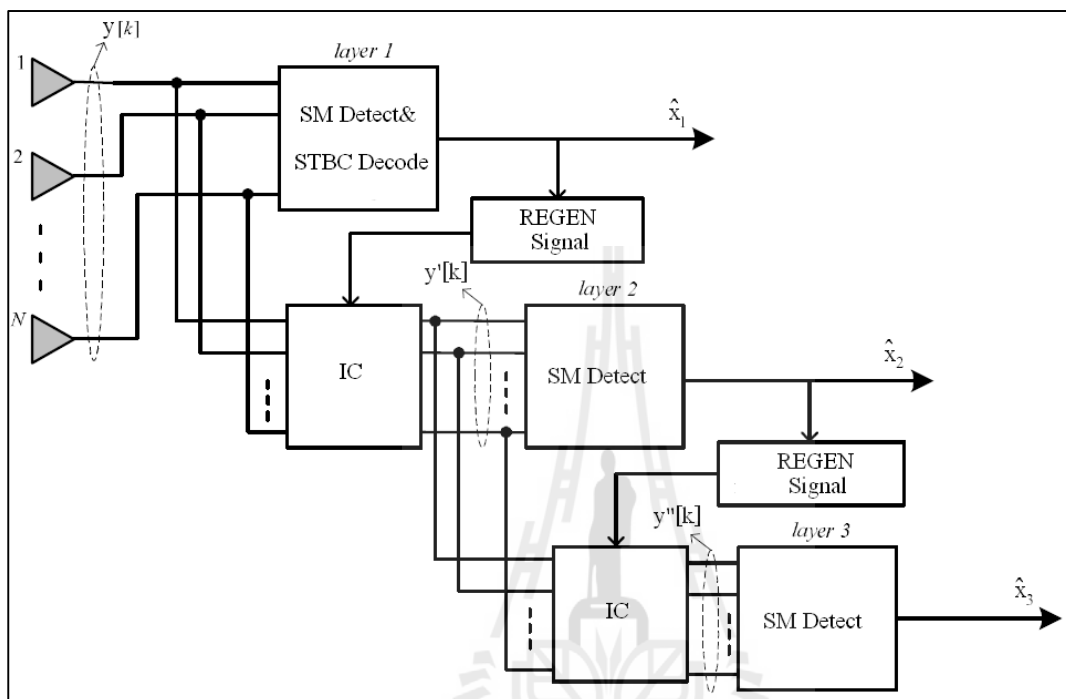
$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_b &= [\hat{s}_3 \ \hat{s}_4]^T = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{y}_a - \mathbf{C}^{-1}\mathbf{y}_b \\ &= (\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B} - \mathbf{C}^{-1}\mathbf{D})\mathbf{x}_a + \mathbf{A}^{-1}\mathbf{z}_1 - \mathbf{C}^{-1}\mathbf{z}_2 \end{aligned} \quad (3.37)$$

นำสัญลักษณ์ที่เข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลาที่ตรวจวัดได้ไปสร้างสัญญาณรับของผู้ใช้งานที่เข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา แล้วหักลบกับสัญญาณรับตั้งสมการ

$$\hat{\mathbf{y}}_a = \mathbf{y} - \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \\ h_{13} & h_{23} \\ h_{14} & h_{24} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_3 & -\hat{x}_4^* \\ \hat{x}_4 & \hat{x}_3^* \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

นำสัญญาณรับของผู้ใช้งานที่เข้ารหัสมัลติเพลกซ์เชิงตำแหน่ง ไปตรวจวัดสัญลักษณ์แบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุด ตั้งสมการ

$$\hat{\mathbf{x}}_a = \arg \min_{\mathbf{x}_k \in C^{N/2}} \left\| \hat{\mathbf{y}}_a - \begin{bmatrix} \mathbf{A} \\ \mathbf{C} \end{bmatrix} \mathbf{x}_k \right\|_F^2 \quad (3.39)$$



รูปที่ 3.4 ระบบโมโมไฮบริดแบบ HMTS

3.5.3 ระบบโมโมไฮบริดแบบ HMTS (Hybrid Transceiver Schemes for Spatial Multiplexing and Diversity: HMTS)

สัญญาณที่ภาคส่งถูกมัลติเพล็กซ์แล้วเข้ารหัสมัลติเพล็กซ์เชิงตำแหน่ง และรหัสบล็อกเชิงตำแหน่ง เวลา ส่งผ่านช่องสัญญาณ เครื่องรับใช้เทคนิคการตรวจวัดแบบความผิดพลาดยกกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดหรือแบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุด ร่วมกับวิธีการตัดสัญญาณแทรกสอดต่อเนื่อง เพื่อแยกชั้นสัญญาณของผู้ใช้งานแต่ละคนออกจากกัน ดังรูปที่ 3.4 วิธีนี้มีประสิทธิภาพสูง การคำนวณไม่ซับซ้อน แต่ก่อนที่ภาครับจะตรวจวัดสัญญาณ ไม่มีการตัดสัญญาณแทรกสอดทำให้ประสิทธิภาพของการตรวจวัดสัญญาณลดลง กระบวนการตรวจวัดสัญญาณของระบบ HMTS จะตรวจวัดสัญญาณที่เข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา ก่อน อธิบายได้ตามสมการต่อไปนี้

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ x_5 & x_6 & -x_4^* & x_3^* \end{bmatrix}^T \quad (3.40)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{z} = \begin{bmatrix} y_1 & y_5 \\ y_2 & y_6 \\ y_3 & y_7 \\ y_4 & y_8 \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

เมื่อได้สัญญาณรับแล้ว สัญลักษณ์จะถูกตรวจวัดด้วยวิธี ความน่าจะเป็นจริงสูงสุด ดังสมการ

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \min_{x_k \in C^{Nt}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}_k\|_F^2 \quad (3.42)$$

สัญลักษณ์ที่ได้จะถูกเลือกใช้เฉพาะของผู้ใช้งานที่เข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา แต่ยังไม่นำไปใช้งาน เนื่องจากยังมีคุณภาพต่ำ แต่จะถูกนำไปใช้ในการถอดรหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา ดังสมการ

$$\hat{\mathbf{x}}_{STBC} = [\hat{x}_3 \ \hat{x}_4]^T \quad (3.43)$$

$$\mathbf{H}_{STBC} = \begin{bmatrix} h_{31} & h_{41} \\ h_{32} & h_{42} \\ h_{33} & h_{43} \\ h_{34} & h_{44} \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

$$\mathbf{H}_{ASTBC} = \begin{bmatrix} h_{31} & h_{41}^* & h_{32} & h_{42}^* & h_{33} & h_{43}^* & h_{34} & h_{44}^* \\ h_{41} & -h_{31}^* & h_{42} & -h_{32}^* & h_{43} & -h_{33}^* & h_{44} & -h_{34}^* \end{bmatrix}^T \quad (3.45)$$

$$\mathbf{H}_{ASTBC}^\dagger = (\mathbf{H}_{ASTBC}^H \mathbf{H}_{ASTBC})^{-1} \mathbf{H}_{ASTBC}^H \quad (3.46)$$

ภาครับจะใช้สัญลักษณ์ที่เข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลาที่ตรวจวัดได้มาสร้างสัญญาณรับของผู้ใช้งานที่เข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลาขึ้นมาใหม่ ดังสมการ

$$\hat{\mathbf{y}}_{STBC} = \mathbf{H}_{STBC} \hat{\mathbf{x}}_{STBC} = \begin{bmatrix} y_a & y_b \\ y_c & y_d \\ y_e & y_f \\ y_g & y_h \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

$$\hat{\mathbf{y}}_{STBC}^{\nabla} = [y_a \ y_b^* \ y_c \ y_d^* \ y_e \ y_f^* \ y_g \ y_h^*]^T \quad (3.48)$$

จากนั้นถอดรหัสรหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา จากสมการที่ (3.49) เพื่อนำไปใช้งาน

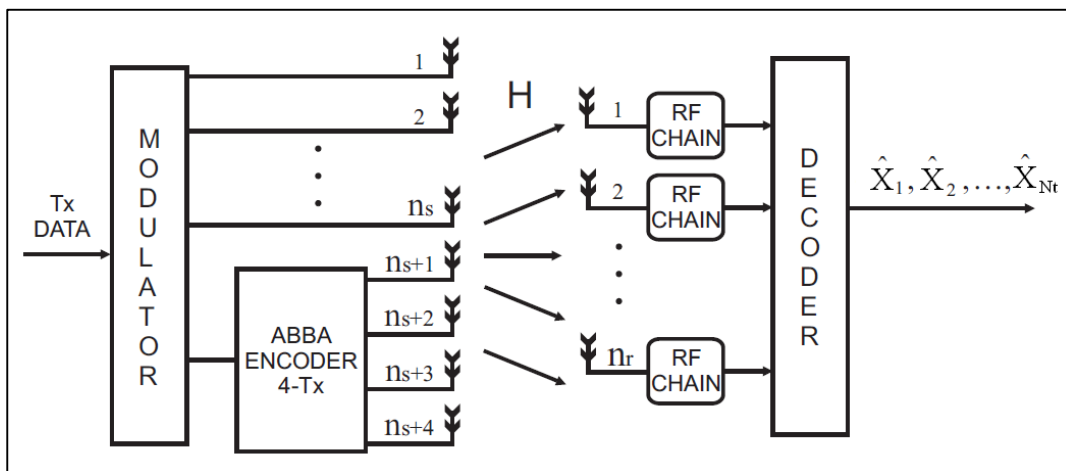
$$\hat{\mathbf{x}}_{STBC} = \mathbf{H}_{STBC}^{\dagger} \hat{\mathbf{y}}_{STBC}^{\nabla} \quad (3.49)$$

ตัดสัญญาณของผู้ใช้งานรหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลาที่สร้างขึ้นใหม่ออกจากสัญญาณรับ ดังสมการ

$$\hat{\mathbf{y}}_{SM} = \mathbf{y} - \mathbf{H}_{STBC} \hat{\mathbf{x}}_{STBC} \quad (3.50)$$

จะได้สัญลักษณ์ของผู้ใช้งานรหัสมัลติเพล็กซ์เชิงตำแหน่งที่จะใช้งาน ด้วยการตรวจวัดแบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุด ดังสมการ

$$\hat{\mathbf{x}}_{SM} = \arg \min_{\mathbf{x}_k \in C^{N_r-2}} \|\hat{\mathbf{y}}_{SM} - \mathbf{H}_{SM} \mathbf{x}_k\|_F^2 \quad (3.51)$$



รูปที่ 3.5 ระบบโมโมไฮบริดแบบ ABBA-VBLAST

3.5.4 ระบบไมโมไฮบริดแบบ ABBA-VBLAST (ABBA- VBLAST hybrid space-time code)

ภาคส่งจะมัลติเพล็กซ์สัญญาณแล้วเข้ารหัสมัลติเพลกซ์เชิงตำแหน่งและรหัส ABBA ที่มีรูปแบบเฉพาะ ผ่านช่องสัญญาณไมโมไปยังภาครับ ดังรูปที่ 3.5 ภาครับใช้การแยกเมตริกซ์คิวอาร์และการทำเมตริกซ์ผกผันเพื่อแยกสัญญาณชั้นต่างๆของผู้ใช้แต่ละคนออกจากกัน ระบบนี้มีความซับซ้อนทั้งภาคส่งและภาครับ ทำให้ยากต่อการดำเนินการสร้างในทางปฏิบัติ สำหรับขั้นตอนการตรวจวัดสัญญาณ เริ่มจากสัญญาณจะถูกเข้ารหัสแบบ ABBA ที่ภาคส่งดังสมการ

$$\mathbf{x}_{spa} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_3 & -x_4^* \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

$$\mathbf{x}_{abba} = \begin{bmatrix} x_5 & -x_6^* \\ x_6 & x_5^* \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{H} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{spa} \\ \mathbf{x}_{abba} \end{bmatrix} + \mathbf{z} \quad (3.54)$$

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_1^{t1} & y_1^{t2} \\ y_2^{t1} & y_2^{t2} \\ y_3^{t1} & y_3^{t2} \\ y_4^{t1} & y_4^{t2} \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

สัญญาณรับจะถูกนำไปจัดเรียงใหม่ เพื่อใช้คำนวณการแยกตรวจวัดสัญญาณ ดังสมการ

$$\mathbf{y}_{LD} = [y_1^{t1} \ y_1^{t2*} \ y_2^{t1} \ y_2^{t2*} \ y_3^{t1} \ y_3^{t2*} \ y_4^{t1} \ y_4^{t2*}]^T \quad (3.56)$$

$$= \mathbf{H}_{LD} \mathbf{x}_{LD} + \mathbf{z}_{LD}$$

นำช่องสัญญาณไปจัดเรียงใหม่ แล้วใช้การแยกเมตริกซ์ย่อยแบบคิวอาร์ ดังสมการ

$$\mathbf{H}_{LD} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{spa} & \mathbf{H}_{abba} \end{bmatrix} = \mathbf{Q}_{LD} \mathbf{R}_{LD} \quad (3.57)$$

$$\mathbf{H}_{spa} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{1,1}^{spa} & \mathbf{H}_{1,2}^{spa} \\ \mathbf{H}_{2,1}^{spa} & \mathbf{H}_{2,2}^{spa} \\ \mathbf{H}_{3,1}^{spa} & \mathbf{H}_{3,2}^{spa} \\ \mathbf{H}_{4,1}^{spa} & \mathbf{H}_{4,2}^{spa} \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

$$\mathbf{H}_{i,j}^{spa} = \begin{bmatrix} h_{ij} & 0 \\ 0 & -h_{ij}^* \end{bmatrix} \quad (3.59)$$

$$\mathbf{H}_{abba} = \begin{bmatrix} h_{13} & h_{14}^* & h_{23} & h_{24}^* & h_{33} & h_{34}^* & h_{43} & h_{44}^* \\ h_{14} & -h_{13}^* & h_{24} & -h_{23}^* & h_{34} & -h_{33}^* & h_{44} & -h_{43}^* \end{bmatrix}^T \quad (3.60)$$

$$\tilde{\mathbf{y}}_{LD} = \mathbf{Q}_{LD}^H \mathbf{y}_{LD} = \mathbf{R}_{LD} \mathbf{x}_{LD} + \tilde{\mathbf{z}}_{LD} \quad (3.61)$$

สมการที่ (3.61) อธิบายความสัมพันธ์ของสัญญาณรับที่มีกับสัญญาณส่งและเมตริกซ์ \mathbf{R} นำความสัมพันธ์นี้ไปตัดสินใจเลือกสัญญาณทั้งหมด ดังสมการ

$$\hat{x}_j = D \left[\frac{\tilde{y}_j - \sum_{i=j+1}^{N_s} r_{j,i} \hat{x}_i}{r_{j,j}} \right] \quad (3.62)$$

เมื่อ N_s ใช้แทนจำนวนสัญญาณทั้งหมดที่มาจากภาคส่ง \hat{x}_i คือสมาชิกในเวกเตอร์สัญญาณ $\hat{\mathbf{x}}$ ที่จะตรวจวัด ตั้งแต่ตัวที่ i ถึง N_s และ $D[\cdot]$ คือกระบวนการเลือกสัญญาณ \hat{x}_j ที่เมื่อคูณ \hat{x}_i กับสมาชิกของเมตริกซ์ \mathbf{R} แล้วมีค่าเข้าใกล้สัญญาณ \tilde{y}_j มากที่สุด เมื่อ

$$\tilde{y}_j = r_{j,j} x_j + \sum_{i=j+1}^{N_s} r_{j,i} x_i + \tilde{z}_j \quad (3.63)$$

จากระบบโมโมไฮบริดแบบต่างๆที่ได้กล่าวไปแล้ว จะเห็นได้ว่ายังมีข้อด้อยอยู่ ทั้งในด้านความซับซ้อนในการประมวลผล และเทคนิคการตัดสัญญาณแทรกสอด ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงเสนอวิธีการแยกสัญญาณโมโมไฮบริดที่มีการตัดสัญญาณแทรกสอดออกจากสัญญาณรับ ก่อนที่จะตรวจวัดขั้นสัญญาณแรกในบทที่ 4

3.6 ความจุช่องสัญญาณของระบบโมโมไฮบริด

ความจุช่องสัญญาณเป็นตัวชี้ที่สำคัญสำหรับระบบสื่อสาร ที่สามารถบอกถึงอัตราเร็วข้อมูลสูงสุดที่ระบบสามารถส่งได้บนแบนด์วิดท์ที่กำหนด โดยปราศจากความผิดพลาดที่เกิดจากช่องสัญญาณ ทำให้ทราบถึงขีดจำกัดในการส่งข้อมูลในระบบสื่อสารประเภทต่างๆ ในหัวข้อนี้อธิบายความจุช่องสัญญาณของระบบโมโม และโมโมไฮบริด ในกรณีที่เครื่องส่งไม่รู้สถานะช่องสัญญาณ และกำหนดให้แบนด์วิดท์เป็น 1 Hz

3.6.1 ความจุช่องสัญญาณระบบโมโม

ค่าความจุของช่องสัญญาณโมโมนั้นขึ้นอยู่กับอัตราส่วนกำลังงานของขาาสารต่อกำลังงานของสัญญาณรบกวน จำนวนสายอากาศที่ภาคส่งและภาครับ และอัตราขยายของช่องสัญญาณ ดังนั้นถ้าต้องการเพิ่มความจุของระบบโมโม สามารถทำได้โดยเพิ่มกำลังส่งหรือจำนวนสายอากาศ สมการค่าความจุของช่องสัญญาณโมโมเขียนได้ดังนี้

$$C_{MIMO} = E \left\{ \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{\bar{\gamma}}{N_t} \mathbf{H}^H \mathbf{H} \right) \right\} \quad (3.64)$$

เมื่อ $E(\cdot)$ คือการประมาณค่า และ $\bar{\gamma}$ คืออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน

3.6.2 ความจุช่องสัญญาณระบบโมโมไฮบริด

ภาคส่งของโมโมไฮบริดจะส่งสัญญาณที่เข้ารหัสทั้งแบบการมัลติเพลกซ์เชิงตำแหน่ง และการเข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา ออกมาพร้อมกันดังสมการ

$$\mathbf{x}_{\text{Hybrid-MIMO}}[k, k+1] = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \\ x_3 & x_5 \\ x_4 & x_6 \end{bmatrix} \quad (3.65)$$

เมื่อ k คือช่วงเวลาแรก และ $k+1$ คือช่วงเวลาที่สอง สัญลักษณ์ในหลักแรกของเมตริกซ์หมายถึงสัญลักษณ์ทั้งหมดที่ส่งออกในช่วงเวลาแรก สัญลักษณ์ในหลักที่สองของเมตริกซ์หมายถึงสัญลักษณ์ทั้งหมดที่ส่งออกในช่วงเวลาที่สอง ซึ่งจะเห็นได้ว่าสัญลักษณ์ x_1 และ x_2 ถูกเข้ารหัส บล็อกเชิงตำแหน่งเวลา ส่วนสัญลักษณ์ที่เหลือเป็นการมัลติเพล็กซ์เชิงตำแหน่ง แต่เนื่องจากการเข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลาต้องใช้การส่งอย่างต่อเนื่อง 2 ช่วงสัญลักษณ์ดังนั้นความจุช่องสัญญาณจะต้องถูกชดเชยโดยหารด้วยสอง ดังสมการ

$$C_{Hybrid-MIMO} = \frac{1}{2} E \left\{ \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{\bar{\gamma}}{N_t} \mathbf{H}_{Hb}^H \mathbf{H}_{Hb} \right) \right\} \quad (3.66)$$

เมื่อ \mathbf{H}_{Hb} คือช่องสัญญาณไมโมไฮบริดที่ถูกส่งผ่านในสองช่วงเวลาดังนั้นเมตริกซ์ช่องสัญญาณจึงมีจำนวนแถวมากกว่า 2 เท่าเมื่อเทียบกับระบบไมโมทั่วไป ดังสมการ

$$\mathbf{H}_{Hb} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{A,1} & \mathbf{H}_{B,1} \\ \mathbf{H}_{A,2} & \mathbf{H}_{B,2} \\ \mathbf{H}_{A,3} & \mathbf{H}_{B,3} \\ \mathbf{H}_{A,4} & \mathbf{H}_{B,4} \end{bmatrix} \quad (3.67)$$

$$\mathbf{H}_{A,n} = \begin{bmatrix} h_{n1} & h_{n2} \\ -h_{n2}^* & h_{n1}^* \end{bmatrix} \quad (3.68)$$

$$\mathbf{H}_{B,n} = \begin{bmatrix} h_{n1} & h_{n2} \\ h_{n1} & h_{n2} \end{bmatrix} \quad (3.69)$$

เมื่อหลักแรกและหลักที่สองของเมตริกซ์ในสมการที่ (3.67) คือช่องสัญญาณของผู้ใช้งานที่เข้ารหัส บล็อกเชิงตำแหน่งเวลา และการมัลติเพล็กซ์เชิงตำแหน่ง ตามลำดับ ผลการจำลองแบบเพื่อหาค่าความจุช่องสัญญาณของระบบไมโม และไมโมไฮบริดจะถูกแสดงในบทที่ 5

3.7 อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ของระบบโมโม่ไฮบริด

การให้บริการข้อมูลไร้สายชนิดต่างๆ จะมีระดับคุณภาพของสัญญาณที่ให้บริการไว้ โดยวัดจากอัตราความผิดพลาดของข่าวสาร เพื่อควบคุมคุณภาพของระบบสื่อสารที่ให้บริการ อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ (Symbol error rate: SER) นั้นขึ้นอยู่กับปัจจัยหลายอย่าง เช่น สิ่งแวดล้อม ความเร็วของอุปกรณ์ กำลังส่งสัญญาณ และอุณหภูมิ ดังนั้นเพื่อให้สามารถหาแนวทางเพิ่มประสิทธิภาพของระบบโมโม่ไฮบริด การวิเคราะห์ค่าอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์จึงเป็นสิ่งสำคัญ ก่อนที่จะทำการวิเคราะห์ จะต้องหาค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนประสิทธิภาพ (Effective SNR) เขียนแทนด้วย γ_n ที่ได้จากการรวมสัญญาณที่ภาครับในแต่ละชั้นสัญญาณ เมื่อ $\gamma = [\gamma_1 \gamma_2 \gamma_3 \dots \gamma_L]$, $\gamma_n = \bar{\gamma} c_n$ และเวกเตอร์ค่าคงที่ $\mathbf{c} = [c_1 c_2 c_3 \dots c_L]$ โดยที่ L คือจำนวนชั้นของสัญญาณที่ส่งจากภาครับ ซึ่งในแต่ละระบบสื่อสาร จะมีค่าของตัวแปรนี้แตกต่างกัน ขึ้นอยู่กับกระบวนการในการตรวจวัดสัญญาณ การตัดสัญญาณแทรกสอด และวิธีการรวมสัญญาณ ซึ่งรายละเอียดจะอธิบายในบทที่ 4 จากนั้นนำค่า γ_n ที่หาได้ไปคำนวณค่าอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ของระบบโมโม่ไฮบริดในช่องสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวบวก ดังสมการ

$$P_{e,\text{Hb}}(\bar{\gamma}; \{c_n\}) = \frac{a}{L} \sum_{n=1}^L Q(\sqrt{G\bar{\gamma}c_n}) \quad (3.70)$$

เมื่อทั้ง a และ G คือค่าคงที่ของการมอดูเลตแต่ละชนิด และ $Q(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \exp(-x^2 / 2 \sin^2 \theta) d\theta$ งานวิจัยนี้ใช้ช่องสัญญาณโมโม่เฟดดิ้ง ดังนั้นต้องคำนวณอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์บนช่องสัญญาณเฟดดิ้ง ดังสมการ

$$P_{e,\text{Hb}} = \int_0^{\infty} P_{e,\text{Hb}}(\bar{\gamma}; \{c_n\}) p_{\gamma_n}(\gamma_n) d\gamma_n \quad (3.71)$$

เมื่อค่า $p_{\gamma_n}(\gamma_n)$ คือ ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (Probability density function: pdf) ของค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนประสิทธิภาพ (Effective SNR) มีค่าเท่ากับ

$$p_{\gamma_n}(\gamma_n) = \frac{\gamma_n^{Z-1}}{\Gamma(Z)\gamma_s^{-Z}} e^{-\gamma_n/\gamma_s} \quad (3.72)$$

เมื่อ $\bar{\gamma}_s = \gamma_n / \|H_n\|_F^2$, $Z = N_r(N_r/2)$ และฟังก์ชันแกมมามีค่าเท่ากับ $\Gamma(a) = \int_0^\infty x^{a-1} e^{-x} dx$ ดังนั้นจากสมการที่ (3.70)

และ (3.71) สามารถหาค่าเฉลี่ยของอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ของระบบไมโมไฮบริดบนช่องสัญญาณเฟดดิ้งสามารถเขียนได้ดังสมการ

$$P_{e, \text{Hb}} = \frac{a}{L} \left[\int_0^\infty Q(\sqrt{G\gamma_1}) p_{\gamma_1}(\gamma_1) d\gamma_1 + \int_0^\infty Q(\sqrt{G\gamma_2}) p_{\gamma_2}(\gamma_2) d\gamma_2 + \dots + \int_0^\infty Q(\sqrt{G\gamma_L}) p_{\gamma_L}(\gamma_L) d\gamma_L \right]. \quad (3.73)$$

สมการที่ 3.73 เป็นสมการที่มีการอินทิเกรตฟังก์ชันเกาส์ ทำให้ยากในการคำนวณดังนั้นเราควรแปลงสมการให้อยู่ในรูปที่ง่ายเพื่อลดความซับซ้อนก่อนจะคำนวณ ซึ่งรายละเอียดถูกอธิบายไว้ในบทที่ 4

3.8 กล่าวท้ายบท

เนื้อหาของบรรยายหลักการของวิธีการตรวจวัดสัญญาณไมโมไฮบริด 3 วิธี คือ แบบบังคับศูนย์แบบความผิดพลาดยกกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุด และแบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุด มีการอธิบายวิธีการตัดสัญญาณแทรกสอดต่อเนื่องที่ใช้เทคนิคการตรวจวัดร่วมด้วย เพื่อแยกสัญญาณแต่ละชั้นออกจากกัน นอกจากนี้ได้อธิบายหลักการและสัญญาณของระบบไมโมไฮบริดแบบต่างๆ มีการวิเคราะห์สมรรถนะความจุช่องสัญญาณ และวิเคราะห์สมรรถนะอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์บนช่องสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวบวกและช่องสัญญาณเฟดดิ้งของระบบไมโมไฮบริด

บทที่ 4 เครื่องรับไมโมไฮบริดที่พัฒนาขึ้น

4.1 กล่าวนำ

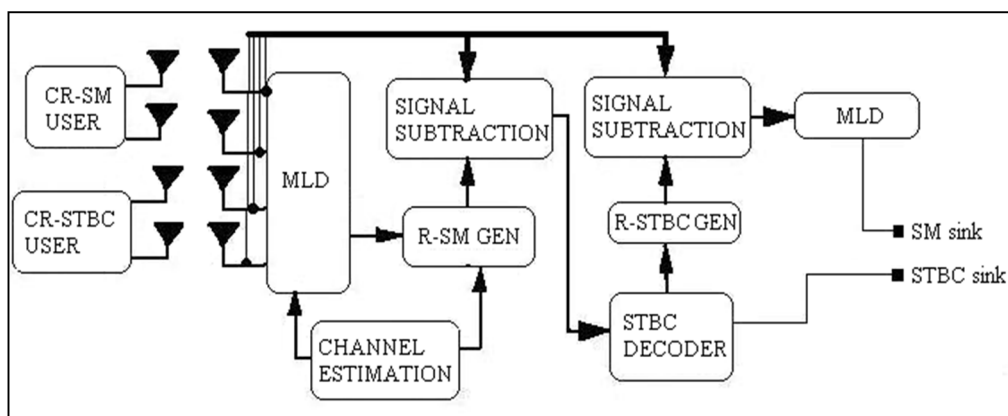
ระบบไมโมไฮบริดจากการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมนั้นยังไม่มีการตัดสัญญาณแทรกสอดออกจากสัญญาณรับ ก่อนที่จะตรวจวัดชั้นสัญญาณแรก ทำให้ประสิทธิภาพการตรวจวัดสัญญาณลดลง ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงเสนอวิธีการแยกสัญญาณไมโมไฮบริดที่มีการตัดสัญญาณแทรกสอดออกจากสัญญาณรับ ก่อนที่จะตรวจวัดชั้นสัญญาณแรก เรียกว่า แบบแผนเครื่องรับ ไมโมไฮบริด (Hybrid-MIMO Receiver Scheme: HMRS) เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการแยกสัญญาณไมโมไฮบริด และวิธีการนี้โครงสร้างของภาคส่งไม่ซับซ้อน จากข้อจำกัดเรื่องแถบความถี่และการใช้พลังงาน ดังที่กล่าวไปแล้วในบทที่ 2 วิธีที่นำเสนอมีความจำเป็นสำหรับเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุเพราะสามารถควบคุมพลังงานได้ดีกว่าไมโมแบบทั่วไป นอกจากนี้ผู้วิจัยได้เสนอ แบบแผนเครื่องรับไมโมไฮบริดแบบหลายโมด เพื่อให้เหมาะสมกับการใช้ในเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ ที่ต้องการความยืดหยุ่นในการใช้งาน

4.2 โครงสร้างและสัญญาณของแบบแผนเครื่องรับไมโมไฮบริด (HYBRID-MIMO RECEIVER SCHEME: HMRS)

จากระบบไมโมไฮบริดแบบต่างๆที่ได้กล่าวไปแล้ว จะเห็นได้ว่ายังมีข้อด้อยอยู่ ทั้งในด้านความซับซ้อนในการประมวลผล และเทคนิคการตัดสัญญาณแทรกสอด ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงเสนอวิธีการแยกสัญญาณไมโมไฮบริดที่มีการตัดสัญญาณแทรกสอดออกจากสัญญาณรับ ก่อนที่จะตรวจวัดชั้นสัญญาณแรก โดยใช้เทคนิคการตรวจวัดแบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุด ร่วมกับการตัดสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่อง เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการแยกชั้นสัญญาณของผู้ใช้งานแต่ละคนออกจากกัน

4.2.1 โครงสร้างของแบบแผนเครื่องรับไมโมไฮบริด

ภาคส่งของแบบแผนเครื่องรับไมโมไฮบริดจะประกอบไปด้วยผู้ใช้งานที่เข้ารหัสไมโมที่ต่างชนิดกัน คือ รหัส มัลติเพล็กซ์เชิงตำแหน่ง และรหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลาแต่ละผู้ใช้งานใช้สายอากาศ 2 ต้นดังรูปที่ 4.1 จากนั้นสัญญาณจะส่งผ่านช่องสัญญาณไปยังภาครับ ที่เครื่องรับจะประกอบด้วยภาคต่างๆ ดังนี้



รูปที่ 4.1 โครงสร้างของแบบแผนเครื่องรับไมโมไฮบริด

- 1) ภาคตรวจจับสัญญาณไมโมแบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุด ทำหน้าที่ตรวจวัดสัญญาณไมโมแบบที่เข้ารหัสมัลติเพลกซ์เชิงตำแหน่ง
- 2) ภาคตัดสัญญาณแทรกสอดแบบต่อเนื่อง ทำหน้าที่ตัดสัญญาณแทรกสอดออกจากสัญญาณที่สนใจ เพื่อให้ได้ชั้นสัญญาณที่ต้องการแล้วทำการตรวจวัดสัญลักษณ์ที่ต้องการ และวนรอบทำงานลักษณะเดียวกันนี้จนครบทุกชั้นสัญญาณ
- 3) ภาคประมวลช่องสัญญาณ มีหน้าที่ประมวลช่องสัญญาณจากสัญญาณรับเพื่อใช้ในการถอดรหัสสัญญาณไมโมและการตรวจวัดสัญลักษณ์
- 4) ภาคสร้างสัญญาณ มีหน้าที่รับสัญลักษณ์ที่ตรวจวัดได้มาสร้างสัญญาณของชั้นนั้นขึ้นมาใหม่ เพื่อใช้ในภาคตัดสัญญาณแทรกสอด
- 5) ภาคถอดรหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา มีหน้าที่ถอดรหัสสัญญาณที่ขาเข้า เพื่อให้ได้สัญลักษณ์ในชั้นสัญญาณที่เข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา

4.2.2 สัญญาณและระบบของแบบแผนเครื่องรับไมโมไฮบริด

ที่ภาคส่ง ผู้ใช้งานที่เข้ารหัสมัลติเพลกซ์เชิงตำแหน่ง จะนำขบวนบิตข้อมูลไปมอดูเลตเป็นสัญลักษณ์ จากนั้นมัลติเพล็กซ์สัญญาณออกจากกัน ดังสมการ

$$\mathbf{x}_{SM} = \begin{bmatrix} x_1 & x_5 \\ x_2 & x_6 \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

เมื่อสัญลักษณ์ในหลักแรกและหลักที่สอง เป็นสัญญาณที่ส่งในช่วงเวลาแรกและช่วงเวลาที่สอง ตามลำดับ และที่ภาคส่งของผู้ใช้งานรหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา จะนำขบวนการบิตข้อมูลไปมอดูเลตเป็นสัญลักษณ์ แล้วเข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา ดังสมการ

$$\mathbf{x}_{STBC} = \begin{bmatrix} x_3 & -x_4^* \\ x_4 & x_3^* \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

สมการที่ (4.1) และ (4.2) สามารถเขียนในรูปของสัญลักษณ์ที่ถูกส่งในช่วงเวลาแรก ดังสมการ

$$\mathbf{x}^{T1} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

และสามารถเขียนในรูปของสัญลักษณ์ที่ถูกส่งในช่วงเวลาที่สอง ดังสมการ

$$\mathbf{x}^{T2} = \begin{bmatrix} x_5 \\ x_6 \\ -x_4^* \\ x_3^* \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

สัญญาณทั้งหมดจะส่งผ่านช่องสัญญาณไมโมเฟดดิ้งแบบราบ ที่มีสถานะเดิมในเวลาสองช่วงสัญลักษณ์ และทุกเส้นทางมีอิสระต่อกัน ดังสมการต่อไปนี้

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} & h_{31} & h_{41} \\ h_{12} & h_{22} & h_{32} & h_{42} \\ h_{13} & h_{23} & h_{33} & h_{43} \\ h_{14} & h_{24} & h_{34} & h_{44} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

เมื่อ h_{ij} คือช่องสัญญาณที่ถูกส่งสัญญาณ โดยสายอากาศต้นที่ j และรับสัญญาณ โดยสายอากาศต้นที่ i สัญญาณที่ภาครับจะมีสองช่วงเวลา ดังสมการ

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}^{T1} \\ \mathbf{y}^{T2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}\mathbf{x}^{T1} \\ \mathbf{H}\mathbf{x}^{T2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{z}^{T1} \\ \mathbf{z}^{T2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 & y_5 \\ y_2 & y_6 \\ y_3 & y_7 \\ y_4 & y_8 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

เมื่อ \mathbf{z}^{Tn} คือสัญญาณรบกวนที่ภาครับช่วงเวลาที T_n จากนั้นเครื่องรับจะตรวจวัดสัญลักษณ์แบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุด ดังสมการ

$$\hat{\mathbf{x}}^{Tn} = \arg \min_{\tilde{\mathbf{x}}_k \in C^{Nt}} \|\mathbf{y}^{Tn} - \mathbf{H}\tilde{\mathbf{x}}_k\|_F^2 \quad (4.7)$$

เมื่อ $\hat{\mathbf{x}}^{Tn}$ คือสัญลักษณ์ที่ภาคตรวจวัดแบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุดตรวจวัดได้ในช่วงเวลาที T_n ภาคสร้างสัญญาณจะนำสัญลักษณ์ในสมการที่ (4.7) ไปสร้างชั้นสัญญาณของผู้ใช้ที่เข้ารหัส มัลติเพลกซ์เชิงตำแหน่ง ดังสมการ

$$\mathbf{y}_{SM1} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{H}}_{SM} \hat{\mathbf{x}}_{SM}^{T1} \\ \hat{\mathbf{H}}_{SM} \hat{\mathbf{x}}_{SM}^{T2} \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

เมื่อ \mathbf{y}_{SM1} คือสัญญาณของผู้ใช้ที่เข้ารหัสมัลติเพลกซ์เชิงตำแหน่ง ที่ถูกสร้างครั้งที่แรก $\hat{\mathbf{H}}_{SM}$ คือช่องสัญญาณประมาณที่ถูกส่งผ่านโดยสัญญาณของผู้ใช้งานที่เข้ารหัสมัลติเพลกซ์เชิงตำแหน่ง ซึ่งอยู่บนสองหลักแรกของเมตริกซ์ช่องสัญญาณ และ $\hat{\mathbf{x}}_{SM}^{Tn}$ คือสัญลักษณ์ของผู้ใช้งานที่เข้ารหัสมัลติเพลกซ์เชิงตำแหน่งที่ถูกตรวจวัดแบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุด ในช่วงเวลาที T_n จากนั้นก่อนที่จะตรวจวัดสัญลักษณ์ในชั้นสัญญาณที่เป็นรหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา จะต้องลดสัญญาณแทรกสอด โดยการลบสัญญาณ \mathbf{y}_{SM1} ออกจากสัญญาณรับ ดังสมการ

$$\mathbf{y}_{STBC1} = \mathbf{y} - \mathbf{y}_{SM1} = \begin{bmatrix} y_q & y_r \\ y_s & y_t \\ y_u & y_v \\ y_w & y_x \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

เมื่อ \mathbf{y}_{STBC1} คือสัญญาณรับของชั้นสัญญาณที่เข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา ที่ได้มาครั้งแรก นำสัญญาณไปจัดรูปเพื่อใช้ในการถอดรหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา ดังสมการ

$$\mathbf{y}_{STBC}^\diamond = [y_q \ y_r^* \ y_s \ y_t^* \ y_u \ y_v^* \ y_w \ y_x^*]^T \quad (4.10)$$

นำสมการที่ (4.10) ไปถอดรหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา ดังสมการ

$$\hat{\mathbf{x}}_{STBC} = \mathbf{H}_{ASTBC}^\dagger \mathbf{y}_{STBC}^\diamond \quad (4.11)$$

เมื่อกำหนดให้

$$\mathbf{H}_{STBC} = \begin{bmatrix} h_{31} & h_{41} \\ h_{32} & h_{42} \\ h_{33} & h_{43} \\ h_{34} & h_{44} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

$$\mathbf{H}_{ASTBC} = \begin{bmatrix} h_{31} & h_{41}^* & h_{32} & h_{42}^* & h_{33} & h_{43}^* & h_{34} & h_{44}^* \\ h_{41} & -h_{31}^* & h_{42} & -h_{32}^* & h_{43} & -h_{33}^* & h_{44} & -h_{34}^* \end{bmatrix}^T \quad (4.13)$$

$$\mathbf{H}_{ASTBC}^\dagger = (\mathbf{H}_{ASTBC}^H \mathbf{H}_{ASTBC})^{-1} \mathbf{H}_{ASTBC}^H \quad (4.14)$$

จากนั้นภาคสร้างสัญญาณจะนำสัญลักษณ์จากสมการที่ (4.11) ไปสร้างสัญญาณที่เข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลาขึ้นมาใหม่เป็นครั้งที่สอง เพื่อนำไปใช้ตัดสัญญาณแทรกสอดในขั้นต่อไป สัญญาณของผู้ใช้งานที่เข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลาที่สร้างขึ้นใหม่ เขียนได้ดังสมการ

$$\mathbf{y}_{STBC2} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{H}}_{STBC}^{\wedge T1} \hat{\mathbf{x}}_{STBC} \\ \hat{\mathbf{H}}_{STBC}^{\wedge T2} \hat{\mathbf{x}}_{STBC} \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

เมื่อ $\hat{\mathbf{x}}_{STBC}^{\wedge Tn}$ คือสัญลักษณ์ของรหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา ที่ถอดรหัสได้ในช่วงเวลาที่ Tn จากนั้นนำสัญญาณของผู้ใช้งานที่เข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา จากสมการที่ (4.15) ตัดออกจากสัญญาณรับ ดังสมการ

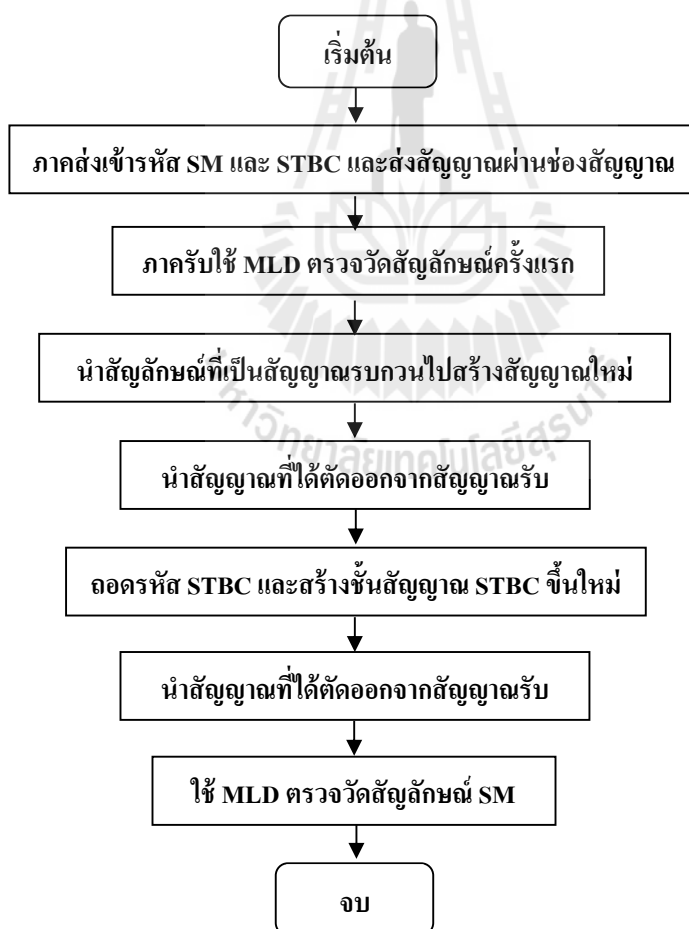
$$\mathbf{y}_{SM2} = \mathbf{y} - \mathbf{y}_{STBC2} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_{SM2}^{T1} \\ \mathbf{y}_{SM2}^{T2} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

จากนั้นนำสัญญาณที่เข้ารหัสมัลติเพลกซ์เชิงตำแหน่งในสมการที่ (4.16) ไปตรวจวัดสัญลักษณ์ที่เข้ารหัสมัลติเพลกซ์เชิงตำแหน่ง ในชั้นข้อมูลที่เหลือด้วยวิธีความน่าจะเป็นจริงสูงสุด ดังสมการ

$$\hat{\mathbf{x}}_{SM}^{Tn} = \arg \min_{\tilde{\mathbf{x}}_k \in C^{Nt-2}} \|\mathbf{y}_{SM2}^{Tn} - \mathbf{H}_{SM} \tilde{\mathbf{x}}_k\|^2 \quad (4.17)$$

4.2.3 แผนภูมิสายงาน (Flow chart) ของแบบแผนเครื่องรับไมโมไฮบริด

เพื่อให้เข้าใจหลักการตัดสัญญาณแทรกสอด และการตรวจวัดสัญลักษณ์ของระบบไมโมไฮบริดที่นำเสนอในงานวิจัยมากยิ่งขึ้น ในหัวนี้จะอธิบายขั้นตอนต่างๆ โดยใช้แผนภูมิสายงานดังรูปต่อไปนี้



รูปที่ 4.2 แผนภูมิสายงาน (Flow chart) ของแบบแผนเครื่องรับไมโมไฮบริด

4.3 อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ของแบบแผนเครื่องรับไมโมไฮบริด

การวัดสมรรถนะของระบบสื่อสารไร้สายเราสามารถใช้อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์เป็นตัวชี้ได้ เนื่องจากสามารถบอกได้ถึงคุณภาพของสัญญาณที่ไปถึงเครื่องรับ และยังสามารถบอกถึงความสัมพันธ์กับกำลังงานในระบบที่ต้องใช้ในการส่งสัญญาณ เนื่องจากแบบแผนเครื่องรับไมโมไฮบริดที่นำเสนอ มีการตรวจวัดและตัดสัญญาณแทรกสอดต่อเนื่อง เพื่อแยกชั้นสัญญาณออกจากกัน ดังนั้นเราต้องหาค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนประสิทธิผล (Effective signal to noise ratio) ในแต่ละชั้นหลังจากทำการรวมสัญญาณแล้ว จากนั้นนำเอาค่าดังกล่าวไปคำนวณหาค่าเฉลี่ยของอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์บนช่องสัญญาณเฟดดิ้ง ดังขั้นตอนต่อไปนี้

4.3.1 การหาค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนประสิทธิผล

เริ่มจากการตัดสัญญาณแทรกสอดในสมการที่ (4.9) เราจะได้สัญญาณรับที่ตัดสัญญาณของชั้นสัญญาณที่เข้ารหัสมัลติเพล็กซ์เชิงตำแหน่ง ดังสมการ

$$\mathbf{y}_{STBC} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} & h_{31} & h_{41} \\ h_{12} & h_{22} & h_{32} & h_{42} \\ h_{13} & h_{23} & h_{33} & h_{43} \\ h_{14} & h_{24} & h_{34} & h_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 - \hat{x}_1 & x_5 - \hat{x}_5 \\ x_2 - \hat{x}_2 & x_6 - \hat{x}_6 \\ x_3 & -x_4^* \\ x_4 & x_3^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

$$\mathbf{y}_{STBC} = \begin{bmatrix} y_1^{1'} & y_1^{2'} \\ y_2^{1'} & y_2^{2'} \\ y_3^{1'} & y_3^{2'} \\ y_4^{1'} & y_4^{2'} \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

เมื่อ \hat{x}_n คือสัญลักษณ์ที่ตรวจวัดแบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุดครั้งแรก จากนั้นเครื่องรับจะรวมสัญญาณ (Combining) ก่อนจะถอดรหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา ดังสมการ

$$\tilde{x}_3 = y_1^{1'} h_{31}^* + y_2^{1'} h_{32}^* + y_3^{1'} h_{33}^* + y_4^{1'} h_{34}^* + y_1^{2'} h_{41}^* + y_2^{2'} h_{42}^* + y_1^{2'} h_{43}^* + y_1^{2'} h_{44}^* \quad (4.20)$$

จากสมการที่ (4.20) เราสามารถเขียนในรูปทั่วไปได้ ดังสมการ

$$\tilde{x}_n = \|\mathbf{H}_{STBC}\|_F^2 x_n + \Delta x_n z_F + \|\mathbf{H}_{STBC}\|_F \mathbf{z} \quad (4.21)$$

เมื่อ $\Delta x_n = x_n - \hat{x}_n = \sqrt{N_r} \mathbf{z} / \|\mathbf{H}\|_F$ และ $z_F = \sum_i^{N_r} [h_{3i}^* (h_{1i} + h_{2i}) + h_{4i} (h_{1i}^* + h_{2i}^*)] \approx 2\rho N_r |h_m| |h_n|$ คือสัญญาณรบกวนที่เกิดในกระบวนการรวมสัญญาณ โดยค่า ρ คือจำนวนช่วงสัญลักษณ์ของรหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา หลังจากการรวมสัญญาณแล้วเราสามารถหาสัญลักษณ์ของรหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา ได้จากสมการ

$$\hat{x}_{STBC} = \arg \min_{x \in C} \left| \tilde{x}_n - \|\mathbf{H}_{STBC}\|_F^2 x \right|^2 \quad (4.22)$$

เราสามารถเขียนสมการของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนประสิทธิภาพในชั้นสัญญาณที่เข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา จากสมการ (4.22) ได้ดังนี้

$$\gamma_{STBC} = \frac{\bar{\gamma} \|\mathbf{H}_{STBC}\|_F^4 / 4}{\|\mathbf{H}_{STBC}\|_F^2 / 2 + \frac{4\rho N_r |h_m|^2 |h_n|^2}{\|\mathbf{H}\|_F^2}} \quad (4.23)$$

หลังจากได้สัญลักษณ์ของผู้ใช้งานที่เข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา เครื่องรับจะสร้างสัญญาณขึ้นใหม่และตัดสัญญาณแทรกสอด ดังสมการ

$$\mathbf{y}_{SM} = \mathbf{y} - \mathbf{H}_{STBC} \hat{\mathbf{x}}_{STBC} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} & h_{31} & h_{41} \\ h_{12} & h_{22} & h_{32} & h_{42} \\ h_{13} & h_{23} & h_{33} & h_{43} \\ h_{14} & h_{24} & h_{34} & h_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 - \hat{x}_3 \\ x_4 - \hat{x}_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

$$\mathbf{y}_{SM} = x_n \|\mathbf{H}_{SM}\|_F + z_{STBC} \|\mathbf{H}_{STBC}\|_F + \mathbf{z} \quad (4.25)$$

เมื่อ z_{STBC} คือสัญญาณรบกวนหลังจากการรวมสัญญาณนำมารวมกับสัญญาณรบกวนที่ภาครับ กำลังงานของ z_{STBC} มีค่าดังสมการ

$$|z_{STBC}|^2 = \sigma_z^2 / \|\mathbf{H}_{STBC}\|_F^2 + \left(\left(\sigma_z^2 N_r / \|\mathbf{H}\|_F^2 \right) |z_F|^2 \right) / \|\mathbf{H}_{STBC}\|_F^4 \quad (4.26)$$

เราสามารถเขียนสมการของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนประสิทธิภาพ ในชั้นสัญญาณที่เข้ารหัสมัลติเพลกซ์ซึ่งตำแหน่งจากสมการ (4.26) ได้ดังนี้

$$\gamma_{SM} = \frac{\bar{\gamma} \|\mathbf{H}_{SM}\|_F^2 / 2}{1 + |z_{STBC}|^2 \cdot \|\mathbf{H}_{STBC}\|_F^2 / \sigma_z^2} \quad (4.27)$$

4.3.2 การวิเคราะห์อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์บนช่องสัญญาณ AWGN

จากสมการที่ (3.70) เราสามารถคำนวณอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์บนช่องสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวของแบบแผนเครื่องรับไมโมไฮบริดได้ดังสมการ

$$\begin{aligned} P_{e, \text{HMRS}}(\bar{\gamma}; \{c_n\}) &= \frac{a}{L} \sum_{n=1}^2 Q\left(\sqrt{2\sin^2(\pi/4)\gamma_n}\right) \\ &= Q\left(\sqrt{\gamma_{STBC}}\right) + Q\left(\sqrt{\gamma_{SM}}\right) \end{aligned} \quad (4.28)$$

เมื่อ a มีค่าเป็น 2 และ $G = 2\sin^2(\pi/4)$ สำหรับการมอดูเลตเชิงเลขทางเฟสแบบควอดเรเจอร์

4.3.3 การวิเคราะห์อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์บนช่องสัญญาณเฟดดิ้ง

จากสมการที่ (3.73) จะเห็นได้ว่าสมการคำนวณได้ยาก เนื่องจากการอินทิเกรตฟังก์ชันเกาส์ ดังนั้นจะทำการเปลี่ยนรูปสมการให้ง่าย ดังนี้

$$P_{e, \text{HMRS}} = \frac{a}{L} \left[\sum_{n=1}^L \mathfrak{I}(G, q_n, N_t N_r - 1) \right] \quad (4.29)$$

เมื่อ $q_n = 1/\bar{\gamma}_s$ และ

$$\mathfrak{I}(G, q_n, N_t N_r / 2) = \frac{q_n^{N_t N_r / 2}}{\Gamma(N_t N_r / 2)} \int_0^\infty Q(\sqrt{Gx}) e^{-q_n x} x^{N_t N_r / 2 - 1} dx \quad (4.30)$$

$$\mathfrak{Z}(G, q_n, N_r N_t / 2) = \frac{1}{2} \left[1 - \mu \sum_{k=0}^{N_r N_t / 2 - 1} \binom{2k}{k} \left(\frac{1 - \mu^2}{4} \right)^k \right] \quad (4.31)$$

ดังนั้นเราสามารถเปลี่ยนรูปสมการที่ (3.73) ได้ดังนี้

$$P_{e, \text{HMRS}} = \frac{1}{L} \sum_{n=1}^L \left\{ 1 - \sqrt{\frac{G}{2q_n + G}} \sum_{k=0}^{N_r N_t / 2 - 1} \binom{2k}{k} \left(\frac{1 - \left(\frac{G}{2q_n + G} \right)}{4} \right)^k \right\} \quad (4.32)$$

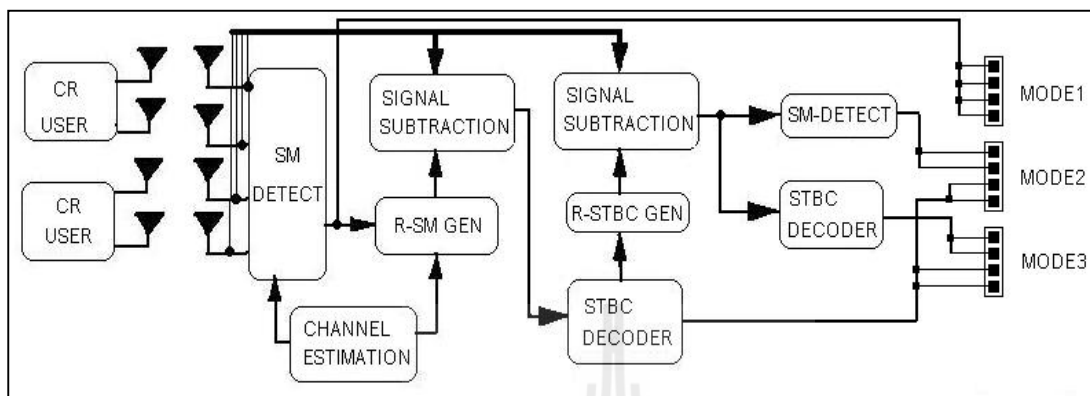
กำหนดค่า L คือจำนวนชั้นสัญญาณเท่ากับ 2, $q_1 = q_{\text{STBC}} = 1/\gamma_s^{-\text{STBC}} = \|\mathbf{H}_{\text{STBC}}\|_F^2 / \gamma_{\text{STBC}}$ และ $q_2 = q_{\text{SM}} = 1/\gamma_s^{-\text{SM}} = \|\mathbf{H}_{\text{SM}}\|_F^2 / \gamma_{\text{SM}}$ ดังนั้นเราสามารถเขียนสมการอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์บนช่องสัญญาณเฟดดิ้งของแบบแผนเครื่องรับไมโมไฮบริด (HMRS) ได้ดังนี้

$$P_{e, \text{HMRS}} = \frac{1}{2} \left\{ \left[1 - \sqrt{\frac{G}{2q_{\text{STBC}} + G}} \sum_{k=0}^7 \binom{2k}{k} \left(\frac{1 - \left(\frac{G}{2q_{\text{STBC}} + G} \right)}{4} \right)^k \right] + \left[1 - \sqrt{\frac{G}{2q_{\text{SM}} + G}} \sum_{k=0}^7 \binom{2k}{k} \left(\frac{1 - \left(\frac{G}{2q_{\text{SM}} + G} \right)}{4} \right)^k \right] \right\} \quad (4.33)$$

4.4 แบบแผนเครื่องรับไมโมไฮบริดแบบหลายโหมด (MULTI-MODE HMRS)

เนื่องจากเครื่องข่ายรับรู้ทางวิทยุมีการใช้ทรัพยากรอย่างจำกัด โดยเฉพาะช่องสัญญาณว่าง และการควบคุมกำลังงาน ดังนั้นวิธีการเข้ารหัสไมมอย่อมมีผลโดยตรงกับประสิทธิภาพของเครื่องข่าย เนื่องมาจากการเข้ารหัสไมโมแต่ละวิธีมีการใช้กำลังส่งต่างกันมาก ในแต่ละช่วงเวลาการเข้าใช้ช่องสัญญาณว่างจะมีเงื่อนไขต่างกันไปตามสภาพช่องสัญญาณ ความต้องการของผู้ใช้งาน การจำกัดกำลังงานไม่ให้ไปรบกวนเครื่องข่ายหลัก ดังที่กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 2.3 ด้วยเหตุนี้ผู้วิจัยจึงเสนอแบบแผนเครื่องรับไมโมไฮบริดแบบ

หลายโหมด (Multi-mode HMRS) เพื่อรองรับการใช้งานในเครือข่ายรับรูทางวิทยุได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด



รูปที่ 4.3 โครงสร้างของแบบแผนเครื่องรับไมโมไฮบริดแบบหลายโหมด

เมื่อพิจารณาในรูปที่ 4.3 จะเห็นได้ว่าระบบนี้มีหลักการเหมือนแบบ HMRS เป็นส่วนใหญ่ ต่างกันที่สัญญาณขาออกมีให้เลือกใช้ 3 ช่องทาง และในช่องทางที่ 3 มีภาคถอดรหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลาเพิ่มขึ้นมาอีกหนึ่งชุด การทำงานเริ่มต้นที่ผู้ใช้งานแต่ละคนใช้การตรวจจับสเปกตรัม เพื่อให้ทราบว่ามีช่องสัญญาณใดว่างบ้าง วัดขนาดแบนด์วิดท์ วัดค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน แล้วตัดสินใจเลือกวิธีการส่งว่าจะมอดูเลตแบบใด ใช้วิธีเข้ารหัสไมโมแบบมัลติเพลกซ์เชิงตำแหน่ง หรือรหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา การกำหนดกำลังส่ง เมื่อผู้ใช้แต่ละคนได้รูปแบบการส่งสัญญาณที่เหมาะสมแล้วจะแจ้งให้ FC ทราบ จากนั้น FC จะนำข้อมูลทั้งหมดมาตัดสินใจ ถ้าเหมาะสมแล้วก็จะสั่งให้ผู้ใช้งานเริ่มส่งสัญญาณทันที วิธีการส่งไมโมในแต่ละช่วงเวลาอาจมีความแตกต่างกันไปตามสถานการณ์ ดังนั้นแบบแผนเครื่องรับไมโมไฮบริดแบบหลายโหมด มีเงื่อนไขการใช้งานดังต่อไปนี้

- 1) โหมด 1 ถูกใช้ในภาครับเมื่อผู้ใช้งานทั้งสองใช้วิธีเข้ารหัสไมโมแบบมัลติเพลกซ์เชิงตำแหน่ง เหมือนกัน จะเกิดกรณีนี้ขึ้นได้เมื่อช่องสัญญาณดีทั้งหมด และไม่มีสัญญาณไปรบกวนเครือข่ายหลักเกินค่าที่กำหนด
- 2) โหมด 2 ถูกใช้ในภาครับเมื่อผู้ใช้งานทั้งสองใช้วิธีเข้ารหัสไมโมแตกต่างกัน จะเกิดกรณีนี้ขึ้นได้เมื่อผู้ใช้งาน 1 คนอยู่ใกล้เครือข่ายหลักมาก ทำให้ต้องควบคุมกำลังส่งไม่ให้ไปรบกวนเครือข่ายหลักเกินค่าที่กำหนด
- 3) โหมด 3 ถูกใช้ในภาครับเมื่อผู้ใช้งานทั้งสองใช้วิธีเข้ารหัสไมโมแบบบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา เหมือนกัน จะเกิดกรณีนี้ขึ้นได้เมื่อผู้ใช้งานทั้งสอง อยู่ใกล้เครือข่ายหลักมาก ทำให้ต้องควบคุมกำลังส่งไม่ให้ไปรบกวนเครือข่ายหลักเกินค่าที่กำหนด

สมรรถนะของโมคต่างๆจะอธิบายในการจำลองแบบบทที่ 5 เพื่อให้ทราบถึงสมรรถนะที่จะส่งผลต่อระบบ

4.5 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่างระบบที่นำเสนอกับไมโมไฮบริดแบบต่างๆ

การสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมเรื่องระบบไมโมไฮบริดแบบต่างๆ ทำให้ทราบถึงโครงสร้าง เทคนิควิธีการเข้ารหัสและถอดรหัส ซึ่งแต่ละแบบจะมีความแตกต่างกันอยู่หลายด้าน เช่น ความซับซ้อนของระบบทั้งในภาคส่ง และภาครับ แต่ละแบบมีการคำนวณ ลำดับวิธีการประมวลผลที่แตกต่างกันไป ซึ่งจะมีผลโดยตรงกับความยากสำหรับการดำเนินการในทางปฏิบัติ และส่งผลต่อต้นทุนในการสร้างระบบจริงของเครือข่าย ยิ่งการสร้างง่ายเท่าใดก็จะทำให้ต้นทุนของระบบต่ำลงเท่านั้น ซึ่งสิ่งนี้เป็นปัจจัยที่สำคัญมากในการลงทุน นอกจากปัจจัยที่กล่าวไปแล้วอีกด้านหนึ่งที่มีความสำคัญมากเช่นกัน คือด้านสมรรถนะและประสิทธิภาพของระบบ ยังมีสมรรถนะสูงเท่าไรก็จะเป็นผลดีต่อเครือข่าย ในระบบสื่อสารไร้สายปัจจัยหลักโดยทั่วไปทางด้านสมรรถนะที่นิยมนำมาใช้มี 2 แบบคือ ความเร็วอัตราข้อมูล และอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ซึ่งจะมีผลต่อคุณภาพสัญญาณ และการใช้กำลังงานของภาคส่ง ผลการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของไมโมไฮบริดแบบต่างๆจากการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมได้ถูกแสดงไว้ในตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 เปรียบเทียบประสิทธิภาพของไมโมไฮบริดแบบต่างๆ

อ้างอิง	ชื่อระบบ	ความซับซ้อนภาคส่ง			ความซับซ้อนภาครับ			อัตราข้อมูล			อัตราผิดพลาดข้อมูล			คะแนน	
		น้อย	กลาง	มาก	น้อย	กลาง	มาก	สูง	กลาง	ต่ำ	ต่ำ	กลาง	สูง		
		3	2	1	3	2	1	3	2	1	3	2	1		
[8]	A-BLAST	●				●					●		●		8
[9]	TDCSM		●				●		●					●	6
[10]	HMTS		●			●			●			●			8
[11]	ABBA			●			●		●					●	5
[12]	Multi-layer STBC			●			●	●					●		7
[13]	Adaptive-MIMO			●			●		●				●		6
	Proposed scheme (HMRS)	●				●			●			●			10

4.6 ความสัมพันธ์ของอัตราชนันจุดประสงค์ (COST-INDEX) กับประสิทธิภาพของระบบสื่อสาร

จากการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมระบบโมโม่ไฮบริด อัตราส่งข้อมูลจะมีค่าปานกลาง ไม่สูงเท่าระบบโมโม่แบบมัลติเพล็กซ์เชิงตำแหน่ง แต่มีค่าสูงกว่าหับบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา ในขณะที่แต่ละแบบมีค่าอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์แตกต่างกันไป ขึ้นอยู่กับกระบวนการที่ใช้ถอดรหัส อย่างไรก็ตามในระบบสื่อสารนอกจากจะพิจารณาอัตราข้อมูล และอัตราผิดพลาดข้อมูลแล้ว ค่าวิสัยสามารถ (Throughput) ก็เป็นตัวแปรที่สำคัญในระบบสื่อสาร เพราะสามารถชี้ถึงประสิทธิภาพในการส่งผ่านข้อมูลในระบบได้ ซึ่งระบบที่ดีจะต้องมีค่าความต่างระหว่างอัตราบิตที่ต้องการ (Target bit rate) และค่าวิสัยสามารถที่ต่ำที่สุด ในงานวิจัยนี้กำหนดให้อัตราส่วนระหว่างอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์กับความจุช่องสัญญาณเป็นอัตราชนันจุดประสงค์ ดังนั้นในหัวข้อนี้จะอธิบายความสัมพันธ์ระหว่างอัตราชนันจุดประสงค์กับประสิทธิภาพของระบบสื่อสารที่วัดจากความต่างระหว่างอัตราบิตที่ต้องการกับค่าวิสัยสามารถ จากสมการต่อไปนี้

$$T_p = R(1 - \text{BER}) = R(1 - \text{SER} / \log_2 M) \quad (4.34)$$

$$\frac{T_p}{C} = \frac{R(1 - \text{SER} / b)}{C} \quad (4.35)$$

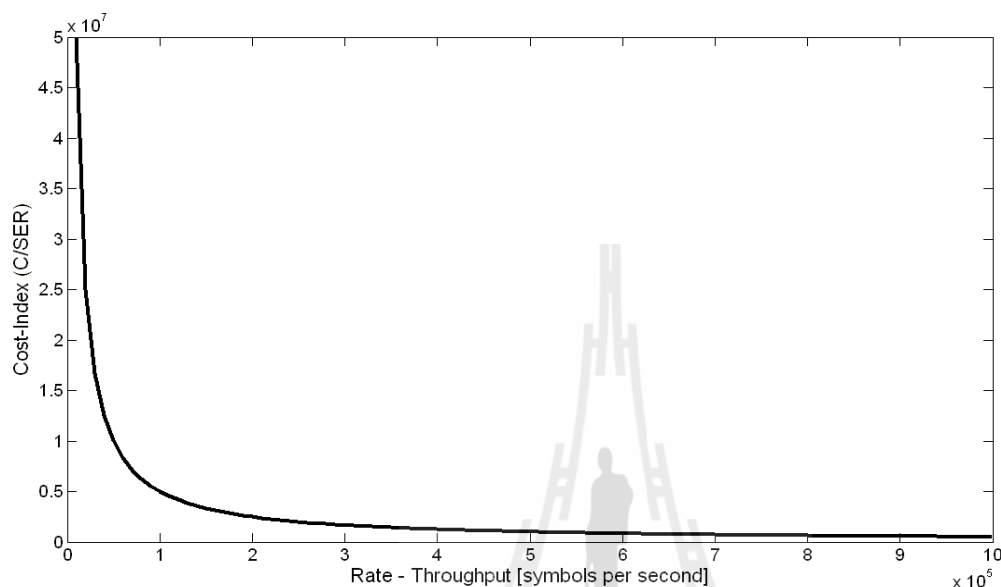
$$\frac{R \cdot \text{SER}}{bC} = \frac{R - T_p}{C} \quad (4.36)$$

$$\frac{\text{SER}}{C} = \frac{b(R - T_p)}{R \cdot C} \quad (4.37)$$

$$\text{Cost - Index} = \frac{C}{\text{SER}} = \frac{R \cdot C}{b(R - T_p)} \quad (4.38)$$

จากสมการที่ (4.34) กำหนดให้ M และ b คือจำนวนรูปแบบของสัญลักษณ์ของการมอดูเลต และจำนวนบิตต่อสัญลักษณ์ ตามลำดับ ในการอธิบายความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถ T_p อัตราบิตที่ต้องการ R และอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ SER เมื่อถูกทำให้เป็นบรรทัดฐานด้วยความจุช่องสัญญาณ C จะได้ความสัมพันธ์ที่มีค่าความจุเกี่ยวข้อง เมื่อสมการที่ (4.38) ใช้อธิบายความสัมพันธ์ของค่าอัตราชนันจุดประสงค์กับค่าวิสัยสามารถ เมื่อนำสมการที่ (4.38) ไปสร้างกราฟรูปที่ 4.4 จะเห็นได้ว่าอัตราชนันจุดประสงค์สามารถชี้ประสิทธิภาพของระบบสื่อสารได้ เมื่อความแตกต่างระหว่างอัตราบิตที่ต้องการ (Target bit rate) กับค่าวิสัยสามารถ (Throughput) มีค่าน้อย จะทำให้อัตราชนันจุดประสงค์มีค่าสูง และเมื่อความแตกต่างระหว่างอัตราบิต

ที่ต้องการ กับค่าวิสัยสามารถมีค่ามาก จะทำให้ดรชนีจุดประสงค์มีค่าต่ำ ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่าดรชนีจุดประสงค์สามารถชี้ประสิทธิภาพของระบบสื่อสารได้เมื่อกำหนดถึงค่าวิสัยสามารถ และในส่วนค่าดรชนีจุดประสงค์ของโมโมไฮบริดแบบต่างๆจะอธิบายอีกครั้งในส่วนถัดไป



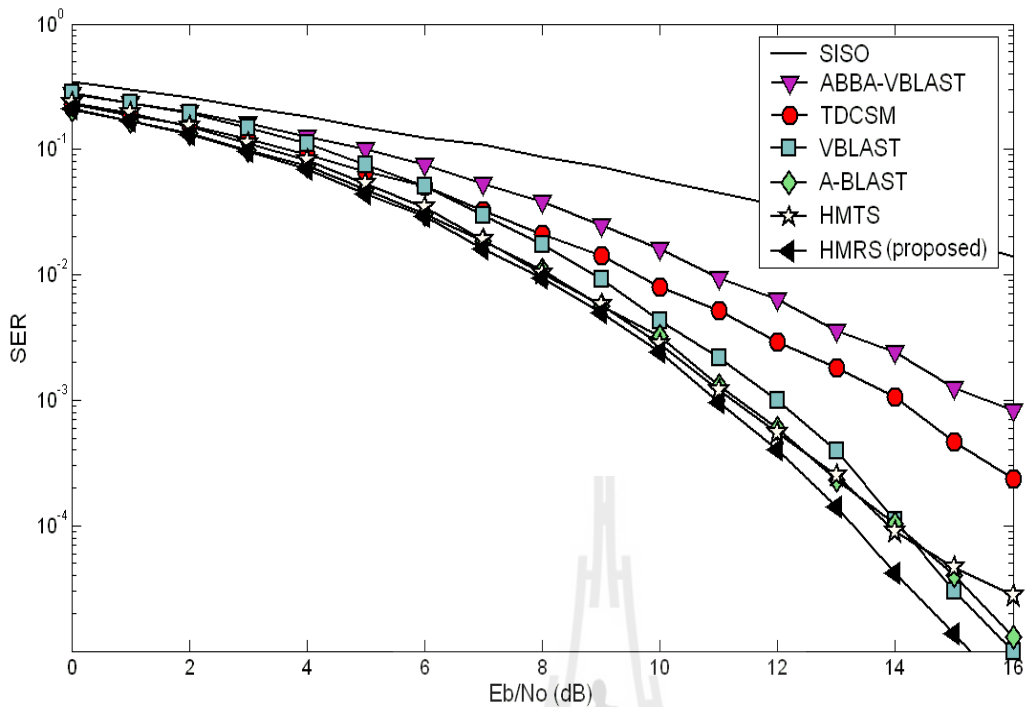
รูปที่ 4.4 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า Cost-Index และประสิทธิภาพของระบบสื่อสาร

4.7 สมรรถนะของระบบแบบแผนเครื่องรับโมโมไฮบริดจากการจำลองแบบ

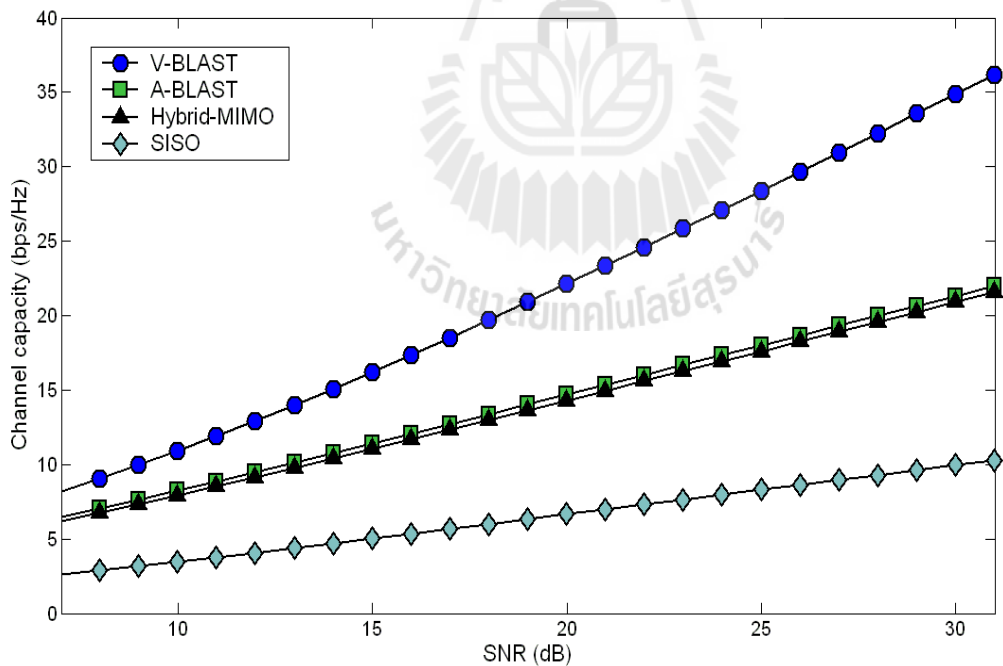
การจำลองแบบหาสมรรถนะของระบบโมโมไฮบริดจะกำหนดให้ภาคส่งมีผู้ใช้งาน 2 ผู้ใช้งาน แต่ละคนใช้สายอากาศ 2 ต้น ส่วนภาครับใช้สายอากาศ 4 ต้น โดยที่การตรวจวัดสัญลักษณ์จะใช้แบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุด จำลองแบบโดยใช้วิธีมอนติคาร์โล (Monte Carlo) ที่เขียนในโปรแกรมคอมพิวเตอร์ในวงรอบจำนวนมากเพื่อหาค่าเฉลี่ยของสมรรถนะ การจำลองแบบจะแบ่งตามด้านต่างๆ ดังต่อไปนี้

4.7.1 อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์เฉลี่ย

ในหัวข้อนี้จะอธิบายถึงสมรรถนะเฉลี่ยของระบบโมโมไฮบริดแบบที่นำเสนอในงานวิจัยนี้กับแบบต่างๆที่ได้สำรวจประสิทธิภาพเพื่อเปรียบเทียบกัน โดยจะวัดอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ของทั้ง 2 ผู้ใช้งานแล้วหาค่าเฉลี่ย เพื่อนำผลที่ได้มาวิเคราะห์ถึงประสิทธิภาพของแต่ละวิธีที่มีโครงสร้าง มีกระบวนการตรวจวัดสัญลักษณ์และการตัดสัญญาณแทรกสอดที่แตกต่างกัน และได้ชี้ถึงประสิทธิภาพของระบบที่นำเสนอ อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์เฉลี่ยของโมโมไฮบริดแต่ละแบบถูกอธิบายในรูปแบบที่ 4.5



รูปที่ 4.5 อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์เฉลี่ยของโมโมไฮบริดแบบต่างๆ



รูปที่ 4.6 ความจุช่องสัญญาณของระบบโมโมแบบต่างๆ

จากรูปที่ 4.5 จะเห็นได้ว่าระบบ ABBA และ TDCSM ใช้การตรวจวัดสัญญาณโดยการคำนวณจากเมตริกย่อยด้วยวิธีการดังที่กล่าวไปแล้วในบทที่ 3 สัญญาณทุกชั้นได้มาโดยไม่มีการตัดสัญญาณแทรกสอดใน

สัญญาณรับ ทำให้สัญญาณที่ถูกตรวจวัดมีสมรรถนะต่ำกว่าระบบอื่น ในขณะที่ระบบ VBLAST ที่มีผู้ใช้งานทั้งสองเข้ารหัส SM ใช้การตรวจวัดแบบการหาความน่าจะเป็นจริงสูงสุดที่มีประสิทธิภาพสูง แต่ไม่มีการตัดสัญญาณแทรกสอดในสัญญาณรับ ทำให้มีสมรรถนะอยู่ในระดับปานกลาง เช่นเดียวกับระบบ HMTS และ A-BLAST ที่ใช้การตรวจวัดแบบการหาความน่าจะเป็นจริงสูงสุดร่วมกับการตัดสัญญาณแทรกสอด แต่ไม่มีการตัดสัญญาณแทรกสอด

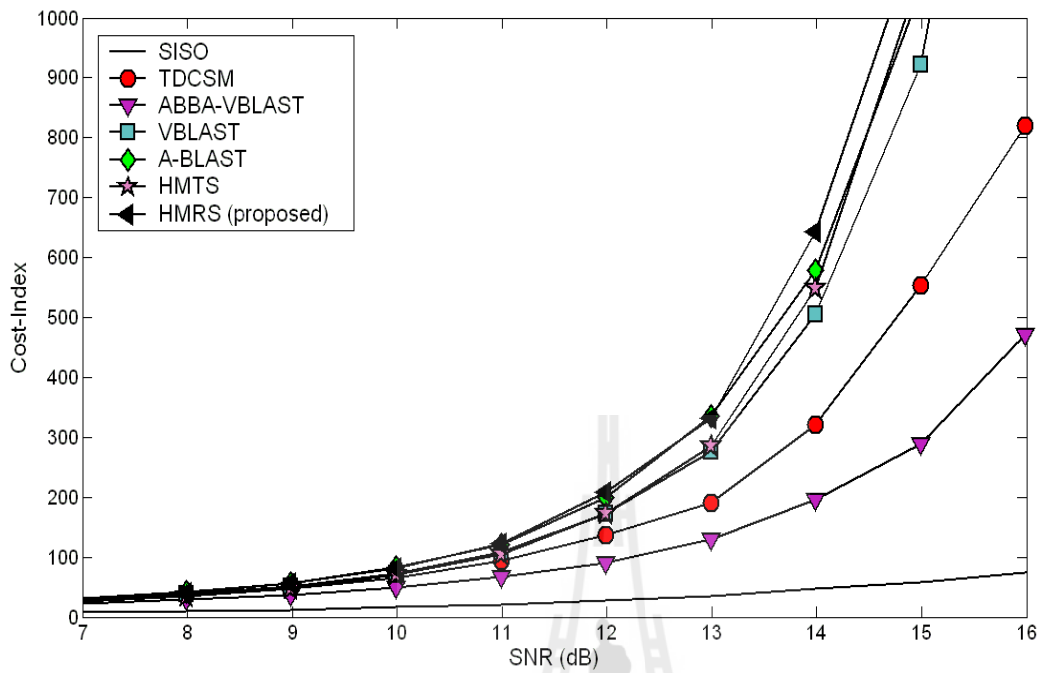
ในสัญญาณรับก่อนการตรวจวัดสัญญาณครั้งแรกทำให้มีสมรรถนะใกล้เคียงระบบ VBLAST และระบบที่นำเสนอ (HMRS) ใช้เทคนิคการตรวจวัดคล้ายกับ HMTS แต่มีการตัดสัญญาณแทรกสอดในสัญญาณรับก่อนจะตรวจวัดสัญญาณขึ้นแรก ส่งผลให้สัญญาณแทรกสอดในสัญญาณรับมีระดับลดลงและทำให้มีสมรรถนะสูงกว่าแบบอื่น

4.7.2 ความจุช่องสัญญาณ

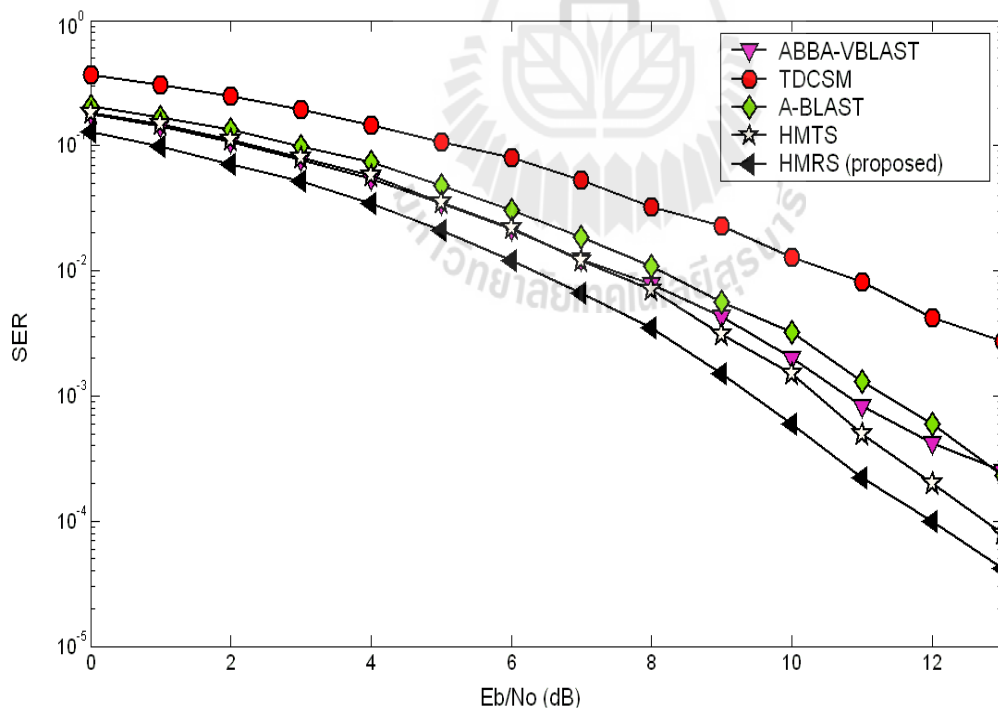
การจำลองแบบจะใช้สมการในบทที่ 3 หัวข้อ 3.4 เพื่อคำนวณความจุช่องสัญญาณของระบบโมโมแบบ V-BLAST(SM) A-BLAST และโมโมไฮบริด มีการสร้างช่องสัญญาณโมโมแบบสุ่มในทุกวงรอบจำนวนมาก และเมื่อครบรอบแล้วจะหาค่าเฉลี่ยความจุช่องสัญญาณ ดังที่อธิบายในรูปที่ 4.6 จะเห็นได้ว่าแบบ V-BLAST มีความจุช่องสัญญาณสูงสุดเนื่องจากภาคส่งสามารถส่งสัญญาณได้เท่ากับ 4 สัญลักษณ์ต่อช่วงเวลา ในขณะที่แบบโมโมไฮบริดมีค่าสูงกว่าระบบที่ใช้สายอากาศส่งและรับ 1 ต้นเพราะสามารถส่งสัญญาณได้เท่ากับ 3 สัญลักษณ์ต่อช่วงเวลา ระบบที่ใช้สายอากาศส่งและรับ 1 ต้นมีความจุช่องสัญญาณต่ำที่สุดเนื่องจากส่งสัญญาณได้เท่ากับ 1 สัญลักษณ์ต่อช่วงเวลา แต่เนื่องจากค่าความจุช่องสัญญาณไม่ได้เป็นตัวชี้ประสิทธิภาพเพียงค่าเดียว ดังนั้นเราจะนำค่าอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ในรูปที่ 4.5 และความจุช่องสัญญาณในรูปนี้ ไปคำนวณค่าตัวชี้ประสิทธิภาพอีกแบบหนึ่งคือค่าดัชนีจุดประสงค์

4.7.3 ดรรชนีจุดประสงค์ (Cost-Index)

จากที่ได้อธิบายความหมายของค่าดรรชนีจุดประสงค์ที่ใช้ชี้ถึงประสิทธิภาพของระบบสื่อสาร เมื่อพิจารณาค่าวิสัยสามารถ เมื่อค่าดรรชนีจุดประสงค์ค่าสูงชี้ถึงระบบสื่อสารที่มีประสิทธิภาพสูง จากรูปกราฟความจุช่องสัญญาณในรูปที่ 4.6 โมโมไฮบริดมีค่าความจุช่องสัญญาณปานกลาง ในขณะที่ในรูปที่ 4.5 โมโมไฮบริดมีอัตราผิดพลาดข้อมูลที่ต่ำกว่าแบบมัลติเพล็กซ์เชิงตำแหน่ง ดังนั้นในหัวข้อนี้จะนำทั้งค่าความจุช่องสัญญาณ และอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์มาคำนวณค่าดรรชนีจุดประสงค์ที่มีความสำคัญต่อประสิทธิภาพของระบบสื่อสาร ค่าดรรชนีจุดประสงค์ของระบบโมโมไฮบริดแบบต่างๆ ถูกอธิบายไว้ในรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 ค่าตรวจนับจุดประสงค์ของระบบโมโไฮบริดแบบต่างๆ



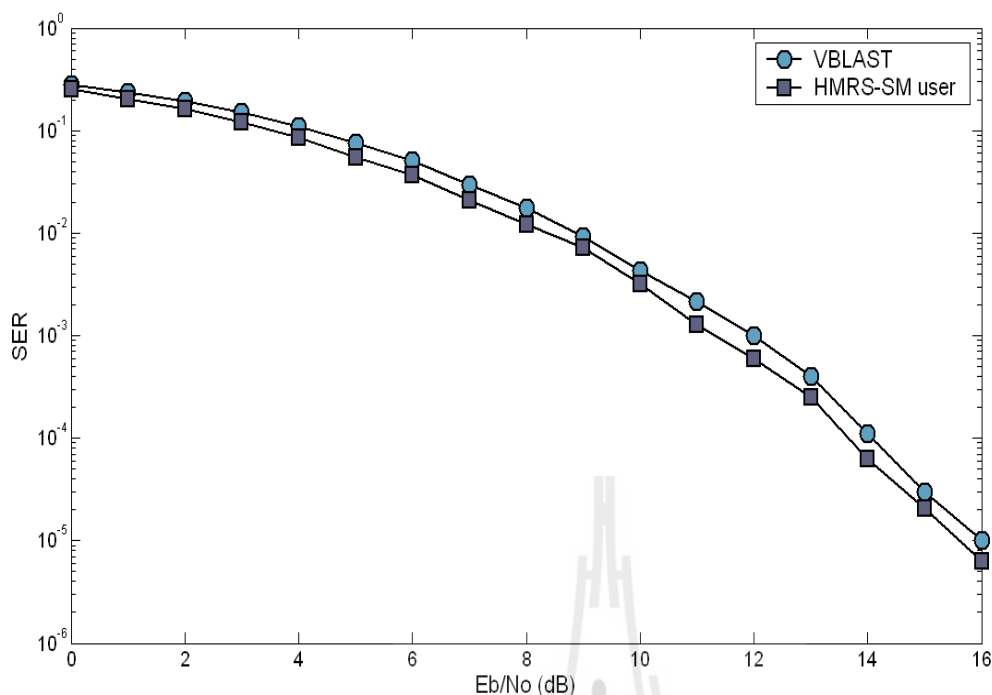
รูปที่ 4.8 อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ของผู้ใช้งานที่เข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา

จะเห็นได้ว่าค่าการชนจุดประสงค์แบบ ABBA และ TDCSM มีสมรรถนะต่ำกว่าแบบอื่น เนื่องจากทั้ง 2 วิธีมีสมรรถนะอัตราผิดพลาดสัญลักษณ์ต่ำที่สุดและมีความจุช่องสัญญาณปานกลาง ในขณะที่ระบบ HMTS และ A-BLAST มีค่าการชนจุดประสงค์อยู่ในระดับปานกลางเนื่องจากมีสมรรถนะอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์และความจุช่องสัญญาณอยู่ในระดับปานกลาง เช่นเดียวกับระบบ V-BLAST มีค่าการชนจุดประสงค์อยู่ในระดับปานกลาง เนื่องจากมีความจุช่องสัญญาณสูงแต่มีอัตราผิดพลาดสัญลักษณ์ไม่ดีมากนัก ทำให้ได้ค่าเฉลี่ยของสมรรถนะในระดับปานกลาง และระบบที่นำเสนอ (HMRS) มีค่าการชนจุดประสงค์อยู่ในระดับสูงเนื่องจากมีความจุช่องสัญญาณปานกลาง และมีอัตราผิดพลาดสัญลักษณ์ดีกว่าแบบอื่นๆ ทำให้ได้ค่าเฉลี่ยของสมรรถนะในรูปของค่าการชนจุดประสงค์ในระดับสูงเมื่อพิจารณาค่าวิสัยสามารถร่วมด้วย

4.7.4 อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์แบบแยกผู้ใช้งาน

ในส่วนนี้จะอธิบายสมรรถนะอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ของผู้ใช้งานแต่ละคน ที่ใช้วิธีการเข้ารหัสโมโม่แตกต่างกัน เพื่อที่จะได้ทราบถึงผลเปรียบเทียบกับสมรรถนะเมื่อพิจารณาเป็นรายผู้ใช้งาน ดังรูปต่อไปนี้

จากรูปที่ 4.8 อธิบายอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ของผู้ใช้งานที่เข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา ในโมโม่ไฮบริดแบบต่างๆ ซึ่งจะเห็นได้ว่าที่ผู้ใช้งานรหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา ของระบบที่นำเสนอ(HMRS) มีประสิทธิภาพดีขึ้นเมื่อเทียบกับค่าเฉลี่ยในรูปที่ 4.5 ซึ่งชี้ให้เห็นว่าผู้ใช้งานที่เข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา ของระบบ HMRS มีประสิทธิภาพดีกว่าผู้ใช้งานที่เข้ารหัสมัลติเพล็กซ์เชิงตำแหน่ง (เมื่อพิจารณาในรูปที่ 4.9 ประกอบ) ระบบที่นำเสนอมีสมรรถนะสูงสุดเนื่องจากการตัดสัญญาณแทรกสอดในสัญญาณรับ ก่อนจะตรวจวัดสัญญาณของผู้ใช้งานที่เข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลาอีกทั้งมีการเพิ่มระดับไคเวอร์ซิตีจากการเข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลาร่วมด้วย ในขณะที่ระบบ HMTS และ A-BLAST มีสมรรถนะปานกลาง เนื่องจากใช้การตัดสัญญาณแทรกสอดร่วมกับการตรวจวัดสัญญาณ แต่ก่อนการตรวจวัดสัญญาณของผู้ใช้งานที่เข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลาไม่มีการตัดสัญญาณแทรกสอดทำให้สมรรถนะต่ำกว่าแบบที่นำเสนอ เช่นเดียวกับระบบ ABBA ที่ผู้ใช้งานที่เข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา มีสมรรถนะปานกลาง เนื่องจากใช้การแยกเมตริกย่อยช่องสัญญาณ การมีคุณสมบัติความถี่จากของรหัสร่วมกับการใช้ภาคตรวจวัดแบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุด และระบบ TDCSM มีสมรรถนะต่ำสุดเนื่องจากใช้

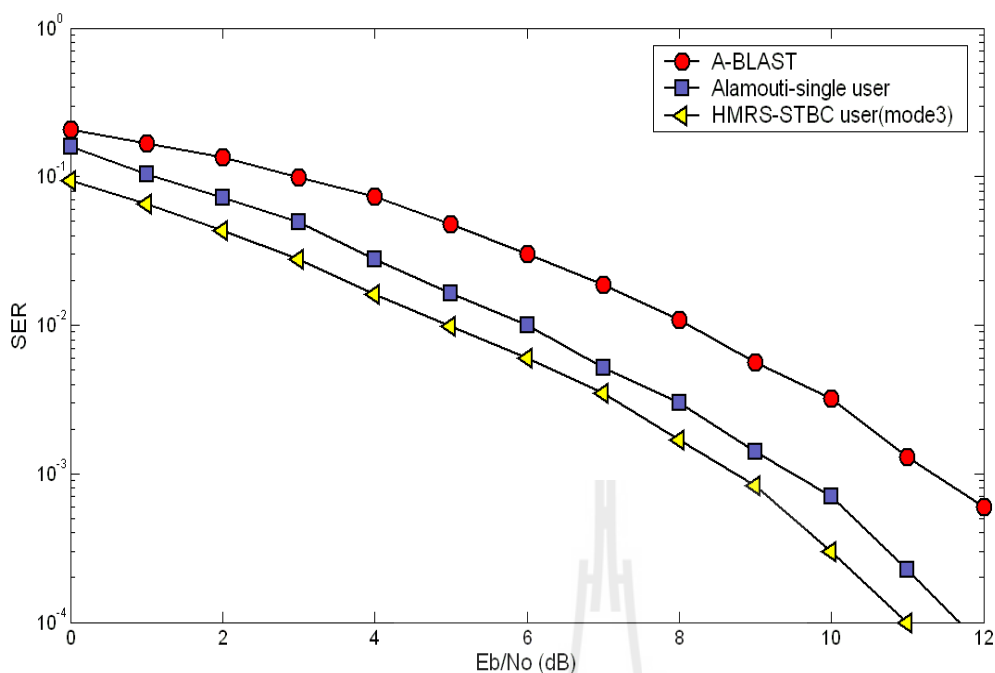


รูปที่ 4.9 อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ของผู้ใช้งานรหัส SM ของระบบที่นำเสนอ เมื่อเทียบกับแบบ VBLAST (SM) แบบ 1 ผู้ใช้งาน

เมตริกย่อยของช่องสัญญาณคำนวณหาสัญลักษณ์โดยไม่มีการตัดสัญญาณแทรกสอด จากการเปรียบเทียบพบว่าผู้ใช้งานที่เข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลาของระบบที่นำเสนอมีประสิทธิภาพสูงกว่าแบบ HMRS ประมาณ 2 dB ที่อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์เท่ากับ 10^{-4}

รูปที่ 4.9 แสดงผลการเปรียบเทียบสมรรถนะของผู้ใช้งานที่เข้ารหัสมัลติเพล็กซ์เชิงตำแหน่งของระบบที่นำเสนอ เมื่อเทียบกับแบบ VBLAST (รหัสมัลติเพล็กซ์เชิงตำแหน่ง) แบบ 1 ผู้ใช้งาน ซึ่งให้เห็นว่าแบบที่นำเสนอที่ใช้ 2 ผู้ใช้งานมีสมรรถนะสูงกว่าประมาณ 0.5 dB ที่อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์เท่ากับ 10^{-4} (ความต่างเพียงเล็กน้อยของระดับพลังงานที่ใช้มีความสำคัญมากต่อเครื่องลูกข่ายที่มีพลังงานจำกัด) แม้ว่าแบบที่นำเสนอมีจำนวนผู้ใช้งานมากกว่า เนื่องจากวิธีที่นำเสนอมีระดับสัญญาณแทรกสอดต่ำกว่าระบบ V-BLAST เพราะทุกขั้นตอนการตรวจวัดสัญญาณจะมีการตัดสัญญาณแทรกสอดเพื่อเพิ่มสมรรถนะของการตรวจวัด ในขณะที่ระบบ V-BLAST ทำการตรวจวัดภายในครั้งเดียว

รูปที่ 4.10 แสดงผลการเปรียบเทียบสมรรถนะของผู้ใช้งานที่เข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา ของระบบ Multi-mode HMRS (โมด 3) ที่นำเสนอ เมื่อเทียบกับแบบ A-BLAST และแบบ 2x2 Alamouti แบบผู้ใช้งานเดี่ยว ผลการจำลองแบบชี้ว่าสมรรถนะของผู้ใช้งานที่เข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลาของระบบ Multi-mode HMRS (โมด 3) ที่นำเสนอมีค่าดีกว่าระบบ 2x2 Alamouti



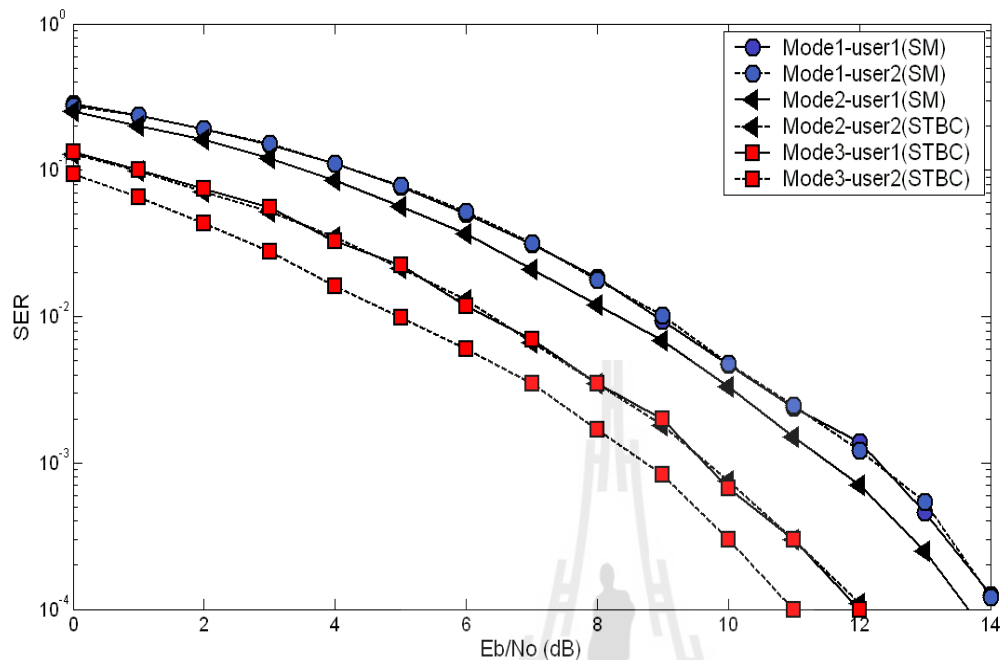
รูปที่ 4.10 แสดงผลการเปรียบเทียบสมรรถนะของผู้ใช้งานรหัส STBC ของระบบ Multi-mode HMRS (mode3) กับแบบ A-BLAST และแบบ 2x2 Alamouti ผู้ใช้งานเดี่ยว

แบบผู้ใช้งานเดี่ยว แม้ว่าแบบที่นำเสนอมีจำนวนผู้ใช้งานมากกว่า เนื่องจากระบบที่นำเสนอมีการตัดสัญญาณแทรกสอด 2 ครั้งร่วมกับการถอดรหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา 2 ครั้ง ทำให้มีระดับไคเวอร์ซีตี้สูง และมีการลดระดับสัญญาณแทรกสอด และระบบ A-BLAST มีระดับสัญญาณแทรกสอดสูงกว่าเพราะมีการตัดสัญญาณแทรกสอดเพียงครั้งเดียว ทำให้มีสมรรถนะต่ำที่สุด

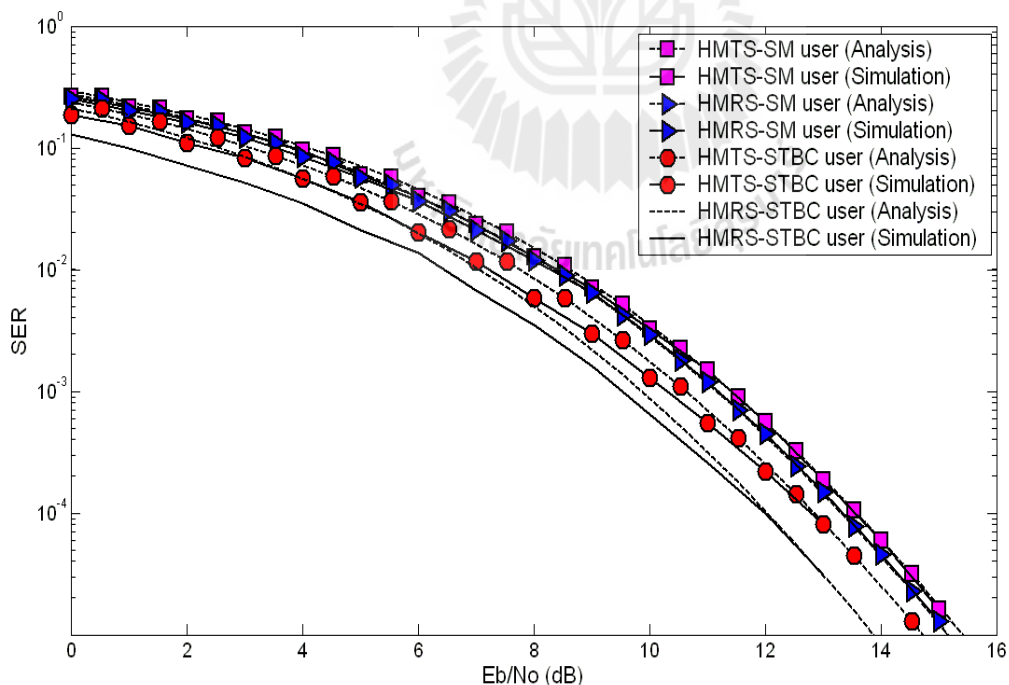
4.7.5 อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ของแบบแผนไมโมไฮบริดแบบหลายโหมด

ระบบที่นำเสนอที่มีหลายโมนั้นสามารถเปลี่ยนโหมดได้ตามความเหมาะสมของช่องสัญญาณ และการตัดสินใจของสถานีฐาน (FC) เมื่อโหมด 1 เป็นผู้ใช้งานที่เข้ารหัสรหัสมัลติเพล็กซ์เชิงตำแหน่งทั้งคู่ โหมด 2 เป็นผู้ใช้งานที่เข้ารหัสไมโมต่างกัน และโหมด 3 เป็นผู้ใช้งานที่เข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลาทั้งคู่ ในหัวข้อนี้จะแสดงสมรรถนะอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ของทั้งสามโหมด ดังรูปที่ 4.11 จะเห็นได้ว่าแต่ละโหมดและแต่ละผู้ใช้งาน มีสมรรถนะต่างกัน ซึ่งใช้เป็นข้อมูลให้สถานีฐานตัดสินใจเลือกใช้งาน เมื่อเส้นทึบใช้แทนสมรรถนะของผู้ใช้งานแรกของแต่ละโหมด และเส้นประใช้แทนสมรรถนะของผู้ใช้งานที่สอง จากผลการจำลองพบว่าโหมดที่ 3 มีสมรรถนะดีที่สุดใน เนื่องจากทั้งสองผู้ใช้งานเข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลาและมี

การตัดสัญญาณแทรกสอดทุกครั้งก่อนตรวจวัดสัญญาณ แต่โมดนี้มีอัตราส่งข้อมูลต่ำที่สุดคือ 2 สัญลักษณ์ ต่อช่วงเวลา ในขณะที่โมดที่ 2 ผู้ใช้งานเข้ารหัสโมต่างกันคือผู้ใช้งานที่เข้ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่ง



รูปที่ 4.11 สมรรถนะอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ของระบบ Multi-mode HMRS ที่นำเสนอ



รูปที่ 4.12 เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์จากวิธีการวิเคราะห์กับวิธีจำลองแบบ

เวลาและผู้ใช้งานที่เข้ารหัสมัลติเพล็กซ์เชิงตำแหน่งทำให้สมรรถนะต่ำกว่าโมดที่ 3 เนื่องจากมีระดับไคเวอร์ซิทีลดลงอยู่ในระดับปานกลาง และโมดที่ 1 มีสมรรถนะอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ต่ำที่สุด เนื่องจากผู้ใช้งานทั้งสองเข้ารหัสมัลติเพล็กซ์เชิงตำแหน่งที่ประสิทธิภาพต่ำกว่ารหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา แต่ก็มี ความจุช่องสัญญาณสูงสุดเช่นกัน

4.7.6 เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์จากการวิเคราะห์กับจำลองแบบ

ในหัวข้อนี้จะเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์จากวิธีการวิเคราะห์ที่ได้ทำไว้แล้วกับวิธีจำลองแบบของวิธี HMTS และแบบที่นำเสนอเพื่ออธิบายถึงความถูกต้องของการจำลองแบบในงานวิจัยนี้ จากรูปที่ 4.12 เส้นกราฟมีแนวโน้มของสมรรถนะใกล้เคียงกันมากเมื่อมีกำลังงานเพิ่มมากขึ้น ซึ่งความคลาดเคลื่อนเกิดจากการใช้สมการค่าประมาณต่างๆ ในการวิเคราะห์อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์

4.8 กล่าวท้ายบท

ในบทนี้อธิบายผลการจำลองแบบหาค่าอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ ความจุช่องสัญญาณ และค่าครรชนิจจุดประสงค์ของโมโมไฮบริดชนิดต่างๆ และนำผลที่จำลองแบบได้มาวิเคราะห์เพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของโมโมไฮบริดแบบต่างๆ จากผลการจำลองพบว่าแบบที่นำเสนอมีสมรรถนะอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ดีกว่าระบบโมโมไฮบริดที่สำรวจปริทัศน์วรรณกรรม รวมถึงมีค่าครรชนิจจุดประสงค์สูงกว่าแบบอื่นซึ่งชี้ให้เห็นว่าระบบที่นำเสนอก็ยังคงมีประสิทธิภาพสูงสุดเมื่อพิจารณาค่าวิสัยสมรรถนะที่มีความสัมพันธ์กับค่าครรชนิจจุดประสงค์

บทที่ 5 รูปและข้อเสนอแนะ

5.1 รูป

การสื่อสารโทรคมนาคมเป็นปัจจัยที่สำคัญในปัจจุบัน มีการสร้างมาตรฐานการสื่อสารและรูปแบบระบบสื่อสารใหม่ๆ ขึ้นมากมายโดยสถาบันวิชาชีพวิศวกรไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ (Institute of Electrical and Electronics Engineers : IEEE) ที่เป็นหน่วยงานระดับนานาชาติ มาตรฐานถูกกำหนดเพื่อเป็นมาตรฐานกลางสำหรับสร้างระบบและอุปกรณ์ต่างๆ ให้ใช้งานร่วมกันได้ และในปัจจุบันมีการให้บริการข้อมูลกับทั้งภาครัฐ เอกชน และประชาชน รวมถึงมีการพัฒนาเทคโนโลยีการสื่อสารอย่างต่อเนื่องทำให้ทุกคนสามารถเข้าถึงข้อมูลต่างๆ ได้ง่าย และรวดเร็ว ด้วยเหตุนี้จึงมีการใช้แถบความถี่ที่เป็นทรัพยากรที่มีอย่างจำกัดเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ทำให้แถบความถี่เดิมที่กำหนดโดยมาตรฐานต่างๆ นั้นเริ่มมีน้อยลง และจะไม่พอสำหรับใช้งานในอนาคต นอกจากนี้เมื่อพิจารณาจากผลการสำรวจการใช้งานแถบความถี่ในประเทศสหรัฐอเมริกาของหน่วยงานเอฟซีซี (Federal Communication Commission: FCC) พบว่ายังมีแถบความถี่อีกหลายช่วงในมาตรฐานต่างๆ ที่มีผู้ใช้งานน้อยมาก หรือว่างจากผู้ใช้งานในช่วงเวลาต่างๆ ทำให้เกิดแนวคิดที่จะนำแถบความถี่ที่ว่างนั้นกลับมาใช้ให้เกิดประโยชน์สูงสุด และช่วยแก้ปัญหาเรื่องแถบความถี่ที่จะไม่เพียงพอสำหรับการใช้งานในอนาคต ด้วยเหตุนี้จึงมีการสร้างมาตรฐานสื่อสาร IEEE802.22 ที่พัฒนาขึ้นสำหรับเครือข่ายรับรู้ไร้สายในพื้นที่ภูมิภาค (Cognitive Wireless Regional Area Networks : WRAN) หรือเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ (Cognitive Radio Network : CR network) ที่ทำงานบนช่องสัญญาณของมาตรฐานต่างๆ ที่ว่างอยู่ในช่วงเวลาหนึ่ง ผู้ใช้งานสามารถเข้าไปใช้ความถี่ที่ว่างจากการใช้งานจากเครือข่ายหลัก (Primary Network : PR network) จากการที่ผู้ใช้งานเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ (Cognitive Radio User : CR user) มีการเข้าใช้งานแถบความถี่ที่ว่างในบางช่วงเวลา และการจำกัดกำลังงานในการใช้งานที่จะไปกระทบต่อเครือข่ายหลัก ทำให้เครือข่ายรับรู้ทางวิทยุต้องใช้ระบบที่สามารถรับรู้การใช้สเปกตรัม (Spectrum sensing) รอบๆ ตัว และต้องมีความยืดหยุ่นในการจำกัดกำลังงานที่จะกระทบต่อเครือข่ายหลัก จากคุณลักษณะดังกล่าว ไมโมไฮบริดเป็นระบบที่เหมาะสมสำหรับเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุ เนื่องจากเป็นระบบที่มีข้อดีจากเทคนิคไมโมทั้งสองแบบ กล่าวคือ ระบบจะมีความจุช่องสัญญาณเพิ่มขึ้นจากการใช้เทคนิคการมัลติเพล็กซ์เชิงตำแหน่ง (Spatial Multiplexing: SM) และเพิ่มระดับไคเวอร์ซิตีจากการใช้รหัสบล็อกเชิงตำแหน่งเวลา (Space-Time Block Code : STBC) นอกจากนี้ไมโมไฮบริดสามารถใช้แถบความถี่ได้คุ้มค่ากว่าวิธีอื่น และสามารถเพิ่ม

ประสิทธิภาพเครือข่ายได้ เพราะแถบความถี่ช่องเดียวสามารถรองรับผู้ใช้งานมากกว่าหนึ่งผู้ใช้งานได้ในเวลาเดียวกันเมื่อใช้ในสิ่งแวดล้อมที่ต้องใช้กำลังงานอย่างจำกัด

จากการสำรวจปรัทัศน์วรรณกรรมพบว่า มีเทคนิคโมโมไฮบริดหลายวิธี วิธีที่ดีที่สุดคือการใช้เทคนิคตัดสัญญาณแทรกสอด (Interference Cancellation : IC) ร่วมกับวิธีการตรวจวัดเชิงเส้น (Linear Detection : LD) นอกจากนั้นเป็นวิธีที่ใช้การคำนวณเชิงตัวเลข (Numerical method) ร่วมกับการคำนวณทางเมตริกซ์ ซึ่งมีความซับซ้อนในการคำนวณมาก และยังมีประสิทธิภาพน้อยในการแยกชั้นข้อมูล อีกทั้งวิธีทั้งหมดที่กล่าวมาไม่มีการตัดสัญญาณแทรกสอดก่อนจะแยกชั้นข้อมูล ดังนั้นผู้วิจัยจึงสนใจสร้างแนวคิดที่จะลดสัญญาณแทรกสอดในสัญญาณรับก่อนที่จะแยกชั้นข้อมูล เรียกว่าแบบแผนเครื่องรับโมโมไฮบริด (Hybrid-MIMO Receiver Scheme : HMRS) โดยที่ภาคส่งใช้การเข้ารหัสโมโมแบบทั่วไปไม่ต้องใช้การเข้ารหัสวิธีอื่นเหมือนกับที่สำรวจปรัทัศน์วรรณกรรม และที่ภาครับใช้วิธีการตัดสัญญาณแทรกสอดร่วมกับวิธีการตรวจวัดความน่าจะเป็นจริงสูงสุด (Maximum Likelihood Detection : MLD) ที่มีอัตราผิดพลาดข้อมูลต่ำกว่าวิธีต่างๆ ที่สำรวจปรัทัศน์วรรณกรรมเมื่อพิจารณาจากผลการจำลองแบบ ทำให้วิธีที่นำเสนอไม่มีความซับซ้อนที่ภาคส่ง และมีความการคำนวณไม่ซับซ้อนที่ภาครับ ทำให้ง่ายในการดำเนินการและมีค่าใช้จ่ายในการสร้างชุดทดสอบไม่มาก โดยผลที่ได้จากการทดสอบจะถูกนำไปเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองแบบเพื่อศึกษาประสิทธิภาพ

5.2 ข้อเสนอแนะ

โครงการวิจัยนี้ยังไม่ได้นำไปประยุกต์กับระบบปฏิบัติการจริงตามมาตรฐานต่างๆ ของระบบสื่อสารไร้สาย ดังนั้นควรมีการพัฒนาต่อโดยนำมาตรฐานการสื่อสารไร้สายต่างๆ มาประยุกต์เข้ากับเครื่องรับโมโมไฮบริดที่พัฒนาขึ้น อย่างไรก็ตามในประเทศไทยควรมีการส่งเสริมและทำความเข้าใจเรื่องเครือข่ายรับรู้ทางวิทยุเพื่อให้ทันต่อการพัฒนาเทคโนโลยีต่างๆ ในอนาคต

บรรณานุกรม

- [1] I.F. Akyildiz, W.-Y. Lee, M. C. Vuran, and S. Mohanty, "Next Generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: a survey," *Computer Networks*, vol. 50, no. 13, pp. 2127–2159, 2006.
- [2] IEEE 802.22, URL: www.ieee802.org/22/.
- [3] S. Haykin, D. Thomson, and J. Reed, "Spectrum sensing for cognitive radio," *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, pp. 849–877, May 2009.
- [4] Fadel F. Digham, Mohamed-Slim Alouini and Marvin K. Simon, "On the energy detection of unknown signals over fading channels", *IEEE trans. On Communications*, submitted 2006.
- [6] Akin. S and Gursoy M.C., "On the performance limits of cognitive radio MIMO channels", *WCNC. 2011 IEEE*, pp. 1640-1645, 2011.
- [7] Xiaoming Chen, Zhaoyang Zhang and Chao Wang, "Dual QoS Driven Power Allocation in MIMO Cognitive Network with Limited Feedback", *WCNC. 2011 IEEE*, pp. 1829-1833, 2011.
- [8] Sha Hua, Hang Liu, Mingquan Wu and Panwar, S.S., "Exploiting MIMO Antennas in Cooperative Cognitive Radio Network ", *INFOCOM, 2011 Proceeding IEEE*, pp. 2714-2722, 2011.
- [9] Jorswieck, E.A. and Jing Lv, "Spatial shaping in cognitive MIMO MAC with coded Legacy transmission", *SPAWC, 2011 IEEE 12th*, pp. 451-455, 2011.
- [10] S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communication", *IEEE Journal of Selected Area in Communications*, vol. 16, pp. 1451-1458, Oct 1998.
- [11] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol.5, pp.1456–1467, Jul 1999.
- [12] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communications in a fading environment when using multiple antennas", *Bell Labs Tech. J.*, v.1, n.2, pp.41–59, 1996.
- [13] Sanada, Y. and Qiang Wang, "A co-channel interference cancellation technique using orthogonal convolutional codes on multipath Rayleigh fading channel", *Vehicular Technology, IEEE Transactions on* Volume: 46 , Issue: 1, pp. 114-128, 1997

- [14] Hien Quoc Ngo, Duong, T.Q. and Larsson, E.G., "Uplink performance analysis of multicell MU-MIMO with zero-forcing receivers and perfect CSI", Swe-CTW, 2011 IEEE, pp. 40-45, 2011.
- [15] Steffen Reinhardt, Tufik Buzid and Mario Huemer, "Successive interference cancellation for SC/FDE-MIMO system", PIMR C2006 IEEE, pp. 1-5, 2006.
- [16] Zijian Bai, Berkmann, J., Spiegel, C., Scholand, T., Bruck, G.H., Drewes, C., Gunzelmann, B. and Jung, P., "On MIMO with successive interference cancellation applied to UTRA LTE", ISCCSP 2008 IEEE, pp. 1009-1013, 2008.
- [17] Chun, Y. and Kim, S., "Log-likelihood-ratio ordered successive interference cancellation in multi-user, multi-mode MIMO systems", Communications Letters, IEEE, Volume: 12, Issue: 11, pp. 837-839, 2008.
- [18] Kwanghoon Kim and Hyuncheol Park, "Modified Successive Interference Cancellation for MIMO OFDM on Doubly Selective Channels", VTC Spring 2009 IEEE, pp. 1-5, 2009.
- [19] Chee Wei Tan and A. Robert Calderbank, "Multiuser Detection of Alamouti Signals", IEEE Transactions on Communications, Vol. 57, No. 7, 2009, pp. 2080-2089, 2009.
- [20] Yu-Jin Song, Seong-Weon Ko, Hyun-Jin Park, Hun-Hee Lee and Hyoung-Kyu Song, "A novel efficient detection scheme for hybrid STBC in MIMO-OFDM systems", ICCT 2010 12th IEEE, pp. 701-704, 2010.
- [21] L. Zhao and V.K. Dubey. Transmit diversity and combining scheme for spatial multiplexing over correlated channels. Vehicular Technology Conference, 2004. VTC 2004-Spring. 2004 IEEE 59th, 1:380-383, 2004.
- [22] Walter da C. Freitas Jr., Francisco R. P. Cavalcanti and Renato R. Lopes, "Hybrid Transceiver Schemes for Spatial Multiplexing and Diversity in MIMO Systems", Journal of Communication and Information systems, vol. 20, No. 3, 2005, pp. 63-76, 2005.
- [23] J. Cortez, M. Bazdresch, D. Torres and R. Parra-Michel, "ABBA- VBLAST hybrid space-time code for MIMO wireless communications", CCE 2008 5th IEEE, pp. 257-262, 2008.
- [24] M. A. McHenry, "NSF spectrum occupancy measurements project summary," tech. rep., Shared spectrum company, Aug. 2005.
- [25] S. Honglian, "Collaborative Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks", PhD. Thesis, The University of Edinburgh, Jan 2011.



ภาคผนวก ก

การเผยแพร่ผลงานวิจัย

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในวารสารวิชาการนานาชาติ

Tanapong Khomyat, Peerapong Uthansakul, Monthippa Uthansakul, and Soong Boon Hee, “On the performance of the zero-forcing-space-time block coding multiple-input–multiple-output receiver with channel estimation error and error propagation,” IET Communications, vol.8, issue 18, 2014, pp. 3381-3392. (ISI Impact factor 0.72)

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในงานประชุมวิชาการนานาชาติ

Tanapong Khomyat, Peerapong Uthansakul, Monthippa Uthansakul and Soong Boon Hee, “Switching Transmission Mode in Multiuser-MIMO systems”, APCC 2014, Oct 1-3, 2014, Pattaya, Thailand

ภาคผนวก ข

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์



Published in IET Communications
 Received on 18th June 2014
 Revised on 27th August 2014
 Accepted on 5th September 2014
 doi: 10.1049/iet-com.2014.0740



On the performance of the zero-forcing-space-time block coding multiple-input–multiple-output receiver with channel estimation error and error propagation

Tanapong Khomyat¹, Peerapong Uthansakul¹, Monthippa Uthansakul¹, Soong Boon Hee²

¹Department of Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology, Thailand

²Division of Communication Engineering, Nanyang Technological University, Singapore

E-mail: k_tnp@hotmail.com

Abstract: Multi-user multiple-input–multiple-output (MU-MIMO) systems are a promising technology for increasing spectral efficiency and diversity gain in the up-link channel. Space-time block coding (STBC) or the spatial-multiplexing (SM) scheme may selectively be used by each user. The simple techniques, zero-forcing (ZF), STBC and successive interference cancellation are jointly applied to separate and detect all streams at the ZF-STBC MIMO receiver. Unfortunately the channel estimation error (CEE) and error propagation (EP) are usually presented in practical multi-layers detection. In this study, the author investigates the effect of CEE and EP on the bit error rate (BER) performance of the ZF-STBC MIMO receiver over Rayleigh flat fading channels. They derive a nearly exact closed-form BER for general phase shift keying/quadrature-amplitude modulation with CEE and EP for arbitrary number of users. Finally, simulation results demonstrate the validity of the author's analysis.

1 Introduction

For the up-link channel, multi-user multiple-input–multiple-output (MU-MIMO) systems becomes an interesting option for wireless networks because it can increase the spectral efficiency and maintain the diversity benefits [1–4]. With this technique, various users can transmit their signals simultaneously to the receiver by using different MIMO schemes. Generally, there are two such MIMO transmission schemes, namely, the space-time block coding (STBC) [5, 6] and the spatial-multiplexing (SM), that is an implementation of the Vertical Bell Labs Layered Space-Time (V-BLAST) algorithm or zero-forcing (ZF) receiver [7, 8]. For multi-mode MU-MIMO systems, either SM or STBC mode is may selectively be applied by each user. Mode selection approach between SM and STBC transmit diversity is discussed in [3, 4]. By considering the scenario in cellular network, any users usually move to the different locations and continue to face the different wireless channels. Thus mode selection in real time implementation should be continuously executed and decided by the receiver corresponding to the average speed of all users in the network. Generally, the existing works usually discuss either channel estimation error (CEE) or error propagation (EP). Unfortunately CEE and EP usually occurred in practical multi-layers detection. The CEE can cause error in the singular value of MIMO channel that the singular value is the important parameter for making mode selection at the receiver [4]. Therefore, the precision of mode selection is directly deducted by CEE. However, EP

only affects to the detection performance corresponding to the numerical results. The simple multi-mode MU-MIMO systems called ZF-STBC MIMO systems are presented in this work. Each transmitted stream can be detected by applying ZF detection, STBC decoding and successive interference cancellation (SIC) [9] at the receiver as shown in Fig. 1.

In this paper, we analyse the effects of CEE on the performance of ZF-STBC MIMO systems. During the detection process, the receiver needs to know the channel state information (CSI), however, accurate CSI will not be available in practice. Moreover, before the receiver detects the transmitted stream of the desired user, SIC is used to subtract the transmitted stream of the other users. However, this subtracted process cannot be done perfectly, because the probabilities of bit error of the other users is always presented. The error because of the SIC process is known as error propagation (EP), and the degree of EP for the desired user depends on total number of the other users. The performance of receiver is limited by EP [7, 10]. Therefore, the effect of CEE and EP need to be carefully considered in analysis and simulation in order to obtain the real performance. The work in [11] derived the closed-form bit error rate (BER) for ZF-MIMO receiver for a general phase shift keying/quadrature-amplitude modulation (PSK/QAM) in MIMO Rayleigh channels with CEE. The nearly exact BER analysis of ZF-SIC vertical Bell laboratories layered space-time (ZF V-BLAST) for binary PSK (BPSK) modulation in MIMO Rayleigh channels with EP have been presented in [12]. The symbol error rate (SER) performances of the MIMO-minimum-mean-square-error-SIC (MIMO-MMSE-SIC)

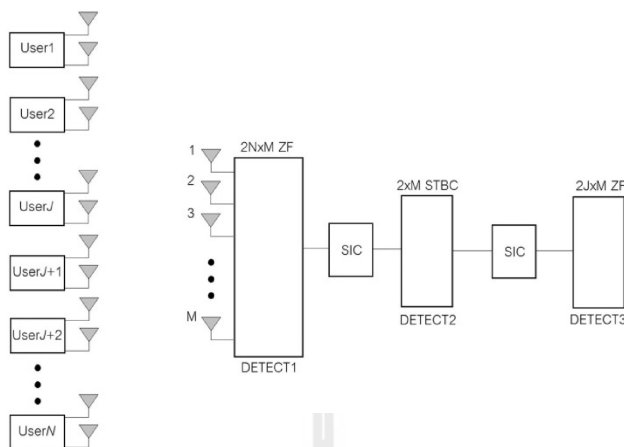


Fig. 1 ZF-STBC MIMO systems

for a general PSK in flat Rayleigh-fading channels with EP have been derived in [13]. The exact closed-form SER of STBC system for general pulse-amplitude modulation (PAM)/PSK/QAM with CEE has been described in [14]. However, these techniques do not consider both CEE and EP on the general MIMO receiver as well as the multi-mode MU-MIMO receiver. Multi-mode MU-MIMO has been developed to apply in the next generation wireless network, thus the actual effects of CEE and EP are not clearly revealed from the real systems. However, the effect of CEE and EP decrease the system reliability obviously as presented in performance analysis and simulation results. Therefore, in practice, the problems of CEE and EP should be effectively solved by using an efficient channel estimation technique and applying appropriate channel coding or time diversity technique, respectively. From the above reasons, the problems of CEE and EP should be carefully considered otherwise we will miss the two important parameters for designing wireless network in practice.

In this work, we focus on the effect of CEE and EP on the effective signal-to-noise ratio (SNR) of ZF-STBC MIMO receiver in uncorrelated Rayleigh flat fading channels with N users and M receive antennas, where each user applies two antennas. The estimation error of MIMO channel is modelled as independent complex Gaussian random variables [11, 15, 16]. The average effective SNR for each data stream in ZF detection can be calculated by using a weighted chi-square distributed random variable with $2(M-2N+1)$ degrees of freedom. The effective SNR for STBC decoding can be derived from the combined signals at the receiver, where the average effective SNRs for ZF and STBC are evaluated in the presence of CEE and EP. Next, we apply the average effective SNRs to calculate tight closed-form approximations for BERs of SM and STBC user in ZF-STBC receiver for general PSK and QAM. In particular, the work in [13] uses an approach based on the total probability theorem to calculate the average SER that apply 2^{N_a} loops for computation, where N_a denotes the total number of transmitted streams of other users. Compared to this work, our analytical approach applies only N_a+1 loops to calculate average SER or BER. An advantage of this work is that we present the simple analytical method to derive the average BER of multi-mode MU-MIMO systems in the

presence of CEE and EP. Simulation results are presented to demonstrate the validity of our analysis.

The remainder of this paper is structured as follows. In Section 2, we present the system model and explain the characteristic of error in imperfect channel estimation; then we investigate the EP of other users for BPSK, QPSK and QAM modulation signal. The performance analysis of ZF-STBC MIMO is derived with the CEE and EP in Section 3. Then the analysis and simulation results are described in Section 4. Section 5 concludes the work.

2 System model

In this section, we explain a description of the system model; discuss the characteristic and issue of EP because of the SIC process for C-PSK and C-QAM modulation signal. Next, we introduce the channel estimation model applied entirely this paper.

2.1 Signal and system overview

We consider the ZF-STBC MIMO system with N synchronous co-channel users (e.g. uplink cellular) in Fig. 1, where each user equipped with N_t -element antenna array ($N_t=2$ for this work); we assume that J users are in SM mode and the remaining $N-J$ users are in STBC mode. All $2N$ MIMO streams are simultaneously transmitted over the same frequency band without additional spreading to a common receiver equipped with M -element antenna array. All users are synchronous in the sense that each user transmits its symbol vector in the synchronisation with others. The transmitted signals are assumed to propagate through the $M \times 2N$ random channel matrix \mathbf{H} in the uplink communication channel. The MIMO channel is assumed to be a rich-scattering and flat-fading, all sub-channels between all users and receiver are assumed to be independence. We assume that the mode of operation of each user is known at the receiver, which can be indicated in the packet header. The received signal is then given by

$$\mathbf{Y} = \sum_{i=1}^N \mathbf{H}_i s_i + \mathbf{w} \quad (1)$$

where the received signal \mathbf{Y} is an $M \times 1$ vector, the signals of user i are sent through the $M \times N_i$ random channel matrix \mathbf{H}_i , s_i represents $N_i \times 1$ transmit data symbol vector of user i consisting of N_i symbols each with a constellation size C and \mathbf{w} denotes $M \times 1$ vector i.i.d. complex circular Gaussian random variable; each element distributed as $CN(0, N_0)$. The average energy of the transmitted symbol is assumed to be $E_s = E[|s_i|^2]$, where s_i denotes the element of s_i . The overall channel matrix is denoted by $\mathbf{H} = [\mathbf{H}_z \ \mathbf{H}_s]$ that assumed to have unit variance such that $E[\|\mathbf{H}\|_F^2] = N_i N M$, where the overall channel for all SM users and all STBC users are denoted by $\mathbf{H}_z = [\mathbf{H}_1 \ \mathbf{H}_2 \ \dots \ \mathbf{H}_J]$ and $\mathbf{H}_s = [\mathbf{H}_{J+1} \ \mathbf{H}_{J+2} \ \dots \ \mathbf{H}_N]$, respectively, $\|\mathbf{A}\|_F$ denotes the Frobenius norm of $a \times b$ matrix \mathbf{A} , it can be defined as $\|\mathbf{A}\|_F \triangleq \sqrt{\sum_{i=1}^a \sum_{j=1}^b |A_{ij}|^2}$ and $E[\cdot]$ is the expectation operator.

2.2 Error propagation in SIC process

In MIMO uplink channel, we normally use SIC to cancel the early streams of the other users in order to detect the symbols for the desired user. The previous detected symbols \hat{s}_m of other users in (2) are used to subtract with real symbols s_m in the received signal \mathbf{Y} , where $m = 1, 2, 3, \dots, N$; then the received signal for user k (desired user) can be described as

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{Y} - \sum_{m=1}^N \hat{\mathbf{H}}_m \hat{s}_m \quad (2)$$

where $k \neq m$. However, the previously detected symbols always have the probability of symbol error during detection ($s_m \neq \hat{s}_m$); thus the cancellation of SIC cannot be completed without error. The error because of SIC process is known as error propagation (EP). In [17], the EP has been described in the form of distance between two symbols; the average distance can be represented by

different value depending on the type of modulation. The symbol distance d_{EP} for C-PSK case can be calculated [13] by $4\sin^2(\pi/C)$, where $d_{EP} = |s_m - \hat{s}_m|^2$. For C-QAM case, the symbol energy should be normalised by the average energy [7] $E_v = 2(C-1)/3$. Thus the symbol distance d_{EP} for C-QAM case can be obtained by averaging the distance of all symbol pairs in constellation that, as $d_{EP} = (1/(C(C-1))) \sum_i \sum_j |s_i - s_j|^2$, where s_i and s_j denote the symbol in constellation of C-QAM signal that are normalised by $\sqrt{E_v}$, and $i \neq j$. The pattern for the appearance of EP has 2^{N_a} possible patterns. However, the pattern for the appearance of EP can be reduced to be $N_a + 1$ possible patterns by using the coefficient vector β_{N_a} that is addressed in Section 3, because some patterns of 2^{N_a} possible patterns have the same value as others. One way to improve reliability in ZF receiver is to use STBC code, which increase the diversity gain and also mitigate the effect of EP in ZF receiver [18–20]. The detection process of ZF-STBC MIMO in Fig. 1 can be explained in Table 1.

2.3 CEE model

The receiver needs to estimate the channels for decoding the symbols from the transmitter, but the perfect channel estimation cannot be done in practice. Thus the model of CEE is described in this part. The good model to explain the characteristic of estimated channel $\hat{\mathbf{H}}$ at the receiver is [11, 15, 16]

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H} + \tau \boldsymbol{\varphi} \quad (3)$$

where all elements in $\boldsymbol{\varphi}$ are i.i.d zero-mean complex Gaussian having zero-mean and unit variance, and τ is used to measure an accuracy of channel estimation. The value $\tau=0$ is presented in case of no estimation error. The normalised-mean-square-error (NMSE) between h_{ij} and \hat{h}_{ij} can be

Table 1 Process of the ZF-STBC MIMO detection

Step	Process
1	Begin: The $2N$ transmitted streams are sent to the receiver at the same time. \mathbf{Y}^n represents the received signal vector \mathbf{Y} at time slot t_n , where $n = 1, 2$.
2	At DETECT1 , all detected symbol $\hat{\mathbf{s}}^n = [\hat{s}_1^n, \hat{s}_2^n, \dots, \hat{s}_{2N}^n]$ are obtained by $2N \times M$ ZF detection. All detected symbols $\hat{\mathbf{s}}^n$ are regenerated to be the estimated receive signal \mathbf{Y}_{SM}^n for all SM users and \mathbf{Y}_{STC}^n for all STBC users at time slot t_n , where
3	$\mathbf{Y}_{STC}^n = [\mathbf{Y}_{STC,1}^n \ \mathbf{Y}_{STC,2}^n \ \dots \ \mathbf{Y}_{STC,N-J}^n]$ At DETECT2 , define $\mathbf{Y}_{ST}^n = \mathbf{Y}^n - \mathbf{Y}_{SM}^n$. The detected symbols $\hat{\mathbf{s}}_{STC,i}$ for all STBC users can be obtained by for $i = 1$ to $N-J$ $\mathbf{Y}_{S,i}^n = \mathbf{Y}_{ST}^n - \sum_{j=1}^{N-J} \mathbf{Y}_{STC,j}^n$, where $j \neq i$ $\mathbf{Y}_{S,i}^b = \mathbf{Y}_{ST}^b - \sum_{j=1}^{N-J} \mathbf{Y}_{STC,j}^b$ $\hat{\mathbf{s}}_{STC,i} = \text{dec}(\mathbf{Y}_{S,i}^n, \mathbf{Y}_{S,i}^b)$ $\mathbf{Y}_{STC,i}^n = \mathbf{Y}_{S,i}^n$ and $\mathbf{Y}_{STC,i}^b = \mathbf{Y}_{S,i}^b$ end where $\hat{\mathbf{s}}_{STC,i}$ is 2×1 detected symbol vector for the i th STBC user and $\text{dec}()$ denotes $N_i \times M$ STBC decoding operation. Define $\hat{\mathbf{s}}_c = [\hat{\mathbf{s}}_{STC,1}^T \ \hat{\mathbf{s}}_{STC,2}^T \ \hat{\mathbf{s}}_{STC,3}^T \ \dots \ \hat{\mathbf{s}}_{STC,N-J}^T]$, where T denotes the matrix transpose operation.
4	At DETECT3 , the new received signals \mathbf{Y}_z^n of SM users can be obtained by SIC that, as $\mathbf{Y}_z^n = \mathbf{Y}^n - \hat{\mathbf{Y}}_{STC}^n$, where $\hat{\mathbf{Y}}_{STC}^n$ denotes the regenerated receive signal for all STBC users that is generated by the elements of $\hat{\mathbf{s}}_c$, according to the STBC structure. Then \mathbf{Y}_z^n is used to detect the transmitted symbols for all SM users by applying $JN_i \times M$ ZF detection. End process.

written as

$$\text{NMSE} = \frac{E\left[|h_{ij} - \hat{h}_{ij}|^2\right]}{E[|h_{ij}|^2]} = \tau^2 \quad (4)$$

where h_{ij} , \hat{h}_{ij} represent the (i, j) th element of \mathbf{H} and $\hat{\mathbf{H}}$, respectively. The correlation coefficient between the true channel coefficients and their estimates can be defined as

$$\rho = \frac{E[h_{ij}\hat{h}_{ij}^*]}{\sqrt{E[|h_{ij}|^2] \cdot E[|\hat{h}_{ij}|^2]}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \tau^2}} \quad (5)$$

where * denotes the complex conjugate operation. The relation between NMSE and ρ in (4) and (5), can be shown as

$$\rho = 1/\sqrt{1 + \text{NMSE}} \quad (6)$$

3 Performance analysis

The transmitted signals of ZF-STBC MIMO systems can be simultaneously sent by multi-user including SM users and STBC users. The transmitted symbols of each scheme can be continuously detected by using the different MIMO technique. Therefore, BER expression of each technique can be separately derived by applying the different methods. In this section, the BER analysis of both ZF and STBC techniques is separately derived; then the BER expression of both techniques are jointly applied to obtain the average BER expression for each user by considering the effects of CEE and EP.

3.1 Closed-form BER for ZF receiver

In this section, we derive the effective SNR and the closed-form BER with CEE and EP for ZF detection. At the fourth step in Table 1, the transmitted symbol with CEE [11] and EP can be written as

$$\hat{\mathbf{s}}_z = \hat{\mathbf{H}}_z^\dagger \mathbf{Y}_z = (\mathbf{H}_z + \tau\boldsymbol{\varphi})^\dagger (\mathbf{H}_z \mathbf{s}_z + \mathbf{w} + N_a \Delta \mathbf{H}_p) \quad (7)$$

where \mathbf{H}_z represents $M \times JN_t$ channel matrix for all SM users, \mathbf{s}_z denotes the $JN_t \times 1$ symbol vector for the all SM users, \dagger denotes the pseudo-inverse operation, $N_a \Delta \mathbf{H}_p$ term denotes the total EP because of SIC process, $\Delta = \sqrt{d_{\text{EP}} E_s}$, \mathbf{H}_p represents $M \times 1$ channel vector for one other user and the $M \times 1$ received signal vector \mathbf{Y}_z represents \mathbf{Y}_z^t in Table 1, regardless of time slot. However, $\tau \ll 1$ in practice, then the pseudo-inverse of the estimated channel matrix can be approximated by the linear part of the Taylor expansion as

$$\hat{\mathbf{H}}_z^\dagger \cong \mathbf{H}_z^\dagger (\mathbf{I}_M - \tau\boldsymbol{\varphi}\mathbf{H}_z^\dagger) \quad (8)$$

thus (7) can be reformed as

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{Y}}_z &= \mathbf{H}_z^\dagger (\mathbf{I}_M - \tau\boldsymbol{\varphi}\mathbf{H}_z^\dagger) (\mathbf{H}_z \mathbf{s}_z + \mathbf{w} + N_a \Delta \mathbf{H}_p) \\ &= \mathbf{s}_z + \mathbf{H}_z^\dagger \mathbf{w} - \tau\mathbf{H}_z^\dagger \boldsymbol{\varphi} \mathbf{s}_z - \tau\mathbf{H}_z^\dagger \boldsymbol{\varphi} \mathbf{H}_z^\dagger \mathbf{w} \\ &\quad + N_a \Delta \mathbf{H}_z^\dagger \mathbf{H}_p - \tau N_a \Delta \mathbf{H}_z^\dagger \boldsymbol{\varphi} \mathbf{H}_z^\dagger \mathbf{H}_p \end{aligned} \quad (9)$$

From (9), the effective post-processing noise can be written as

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{w}} &= \mathbf{H}_z^\dagger \mathbf{w} - \tau\mathbf{H}_z^\dagger \boldsymbol{\varphi} \mathbf{s}_z - \tau\mathbf{H}_z^\dagger \boldsymbol{\varphi} \mathbf{H}_z^\dagger \mathbf{w} \\ &\quad + N_a \Delta \mathbf{H}_z^\dagger \mathbf{H}_p - \tau N_a \Delta \mathbf{H}_z^\dagger \boldsymbol{\varphi} \mathbf{H}_z^\dagger \mathbf{H}_p \end{aligned} \quad (10)$$

In Appendix 1, we derive the covariance matrix of $\hat{\mathbf{w}}$ that can be described as (see (11))

where $\text{tr}(\cdot)$ is the matrix trace operation. In [11], the mean of $t_r((\mathbf{H}_z^H \mathbf{H}_z)^{-1})$ is quite small for practical number of transmit and receive antennas ($M > JN_t$). Moreover, after $t_r((\mathbf{H}_z^H \mathbf{H}_z)^{-1})$ is scaled by τ^2 with $\tau \ll 1$, the term $\tau^2 t_r((\mathbf{H}_z^H \mathbf{H}_z)^{-1})$ in (11) can be ignored. Therefore, (11) can be besides presented as

$$E[\hat{\mathbf{w}}\hat{\mathbf{w}}^H] = (N_0 + \tau^2 N_t E_s + N_a^2 \Delta^2 M) (\mathbf{H}_z^H \mathbf{H}_z)^{-1} \quad (12)$$

From (9) and (12), the effective SNR per symbol of the k th stream can be described as

$$\begin{aligned} \gamma_k &= \frac{E_s/N_0}{(1 + \tau^2 N_t E_s/N_0 + N_a^2 \Delta^2 M/N_0) \left[(\mathbf{H}_z^H \mathbf{H}_z)^{-1} \right]_{kk}}, \\ &k = 1, 2, \dots, N_t \end{aligned} \quad (13)$$

where $\left[(\mathbf{H}_z^H \mathbf{H}_z)^{-1} \right]_{kk}$ denotes the (k, k) th elements of $(\mathbf{H}_z^H \mathbf{H}_z)^{-1}$. From [21, 22], we know that $1/\left[(\mathbf{H}_z^H \mathbf{H}_z)^{-1} \right]_{kk}$ is a chi-square distributed random variable with $2(M - JN_t + 1)$ degrees of freedom. As the SNR distribution of each stream is the same, the subscript k in (13) can be dropped. Thus we denote the average SNR per symbol of each stream as $\gamma_z = \bar{\gamma}_s g$, where

$$\bar{\gamma}_s = \frac{E_s/N_0}{(1 + \tau^2 N_t E_s/N_0 + M d_{\text{EP}} N_a^2 E_s/N_0)} \quad (14)$$

and g denotes a chi-square distributed random variable with $2(M - JN_t + 1)$ degrees of freedom. However, N_a in (14) can be defined by 0 for the first detection, because the EP is not presented before SIC process. From [11], we can write the approximate BER expression for ZF detection with CEE and EP as follows (see (15) at the bottom of the next page)

$$\begin{aligned} E[\hat{\mathbf{w}}\hat{\mathbf{w}}^H] &= (N_0 + \tau^2 N_t E_s + \tau^2 N_0 t_r((\mathbf{H}_z^H \mathbf{H}_z)^{-1}) + \tau^2 N_a \Delta s_z t_r((\mathbf{H}_z^H \mathbf{H}_z)^{-1}) \mathbf{H}_p^H (\mathbf{H}_z^\dagger)^{-1} + N_a^2 \Delta^2 M \\ &\quad + \tau^2 N_a \Delta s_z^H t_r((\mathbf{H}_z^H \mathbf{H}_z)^{-1}) \mathbf{H}_p \left((\mathbf{H}_z^\dagger)^H \right)^{-1} + \tau^2 N_a^2 \Delta^2 M t_r((\mathbf{H}_z^H \mathbf{H}_z)^{-1}) (\mathbf{H}_z^H \mathbf{H}_z)^{-1} \end{aligned} \quad (11)$$

where $\mu_i = \sqrt{(3(2i+1)^2\bar{\gamma}_s)/(2(C-1) + 3(2i+1)^2\bar{\gamma}_s)}$, $G = M - JN_i$ and $\lfloor b \rfloor$ represents the largest integer that is no larger than b . (see (16) at the bottom of the page)

where

$$\mu_i = \sqrt{\bar{\gamma}_s \sin^2((2i-1)\pi/C)/(1 + \bar{\gamma}_s \sin^2((2i-1)\pi/C))},$$

$\lceil b \rceil$ represents the smallest integer that is no smaller than b . From [23], if we consider only the dominant terms ($i=0, 1$) in (15), the equation can be reformed as (see (17) at the bottom of the page).

3.2 Closed-form BER for STBC systems

At the third step in Table 1, each STBC user applies $2 \times M$ STBC scheme. The code rate of STBC is 1, there are L symbols transmitted over T time slots, where L and T are defined to be 2 for this work. The received signal for the i th STBC user can be obtained by using SIC to cancel data streams of all SM users and other STBC users from the received signal, it can be described as

$$\mathbf{Y}_{s,i} = \mathbf{H}_{s,i}\mathbf{x}_i + \mathbf{w}' + \mathbf{w}_{ep} \quad (18)$$

where $\mathbf{Y}_{s,i}$ represents the $M \times 2$ receive signal matrix $[\mathbf{Y}_{s,i}^1 \ \mathbf{Y}_{s,i}^2]$ during two successive time slot for the i th STBC user addressed in Table 1, $\mathbf{H}_{s,i}$ represents $M \times 2$ channel matrix, \mathbf{x}_i is an 2×2 transmission matrix of STBC, \mathbf{w}' denotes the $M \times 2$ noise matrix with i.i.d. complex circular Gaussian random variables, each element distributed as $CN(0, N_0)$ and \mathbf{w}_{ep} denotes the $M \times 2$ error propagation matrix, each element of \mathbf{w}_{ep} can be represented by $w_{ep} = N_a h_{kl} \Delta$. Where h_{kl} denotes the channel gain describing the channel of the EP of $2(N-1)$ other users from the l th transmit antenna to the k th receive antenna, where h_{ij} denotes the sub-channel of $\mathbf{H}_{s,i}$ describing the channel from the j th transmit antenna to the i th receive antenna. The channel matrix $\mathbf{H}_{s,i}$ is normalised such that $E[\|\mathbf{H}_{s,i}\|_F^2] = 2M$.

The average energy of the transmitted symbols per each antenna are assumed to be $E_r/2$, thus the average power of the received signal for each receive antenna is E_r and the

average SNR per receive antenna is E_r/N_0 . The total average energy of a symbol duration can be written as $E_T = TE_r = 2LE_s$. Thus the average energy of the constellation can be calculated as $E_s = TE_r/2L = E_r/2$. At the receiver, the received signals in the presence of EP are combined for decoding by maximum-likelihood (ML) decoder. The combined signal at the receiver can be expressed as

$$\tilde{r}_c = \|\mathbf{H}_{s,i}\|_F^2 x + \hat{w}_p \quad (19)$$

where x denotes the element of matrix \mathbf{x}_i , \hat{w}_p is the noise plus EP term after combining that can be expressed as

$$\hat{w}_p = \mathbf{w}' \sum_{j=1}^2 \sum_{i=1}^M h_{ij} \quad (20)$$

where $w' = \sum_l h_{kl} |x - \hat{x}| + w = \sum_l h_{kl} \Delta + w$, \hat{x} denotes the detected symbol from the previous detection and w is the element of vector \mathbf{w}' . In Appendix 2, we derive the covariance of \hat{w}_p that can be described as

$$E[\hat{w}_p \hat{w}_p^*] \cong \|\mathbf{H}_{s,i}\|_F^2 (N_0 + N_a \Delta^2) \quad (21)$$

The transmitted symbol can be determined by $\hat{x}_c = \text{argmin}_{\tilde{x} \in \mathcal{C}} |\tilde{r}_c - \|\mathbf{H}_{s,i}\|_F^2 \tilde{x}|^2$. Thus from (19) and (21), the effective SNR per symbol after STBC decoding [14] is derived in Appendix 3 that can be expressed as

$$\gamma_a = \frac{\|\mathbf{H}_{s,i}\|_F^2}{2(1/\bar{\gamma} + N_a d_{EP}^2/2)} \quad (22)$$

where $\bar{\gamma} = E_r/N_0 = 2E_s/N_0$. The probability density function (pdf) of the effective SNR (γ_a) under imperfect channel estimation and EP can be described as a function of the correlation coefficient. The similar pdf of the γ_a with CEE have been proposed in [14, 24, 25], the pdf of the

$$P_{b,C-QAM}^{ZF} \cong \frac{2}{\sqrt{C} \log_2 \sqrt{C}} \sum_{k=1}^{\log_2 \sqrt{C} (1-2^{-k}) \sqrt{C}-1} \sum_{i=0}^{\lfloor \frac{i \cdot 2^{k-1}}{\sqrt{C}} \rfloor} \left\{ (-1)^{\lfloor \frac{i \cdot 2^{k-1}}{\sqrt{C}} \rfloor} \left(2^{k-1} - \left\lfloor \frac{i \cdot 2^{k-1}}{\sqrt{C}} + \frac{1}{2} \right\rfloor \right) \right. \\ \left. \times \left[\frac{1}{2} (1 - \mu_i) \right]^{G+1} \sum_{j=0}^G \binom{G+j}{j} \left[\frac{1}{2} (1 + \mu_i) \right]^j \right\} \quad (15)$$

$$P_{b,C-PSK}^{ZF} \cong \frac{2}{\max(\log_2 C, 2)} \sum_{i=1}^{\min(2, \lfloor \frac{C}{4} \rfloor)} \left\{ \left[\frac{1}{2} (1 - \mu_i) \right]^{G+1} \sum_{j=0}^G \binom{G+j}{j} \left[\frac{1}{2} (1 + \mu_i) \right]^j \right\} \quad (16)$$

$$P_{b,C-QAM}^{ZF} \cong \frac{2(\sqrt{C}-1)}{\sqrt{C} \log_2 \sqrt{C}} \left[\frac{1}{2} (1 - \mu_0) \right]^{G+1} \sum_{j=0}^G \binom{G+j}{j} \left[\frac{1}{2} (1 + \mu_0) \right]^j + \frac{2(\sqrt{C}-1)}{\sqrt{C} \log_2 \sqrt{C}} \left[\frac{1}{2} (1 - \mu_1) \right]^{G+1} \sum_{j=0}^G \binom{G+j}{j} \left[\frac{1}{2} (1 + \mu_1) \right]^j \quad (17)$$

Table 2 Pattern vector for presenting error propagation

N_a	Coefficient vector (β_{N_a})	The pattern vector for appearance of EP (ψ_{N_a})
	$\beta_{N_a} = \left[\binom{N_a}{0}, \binom{N_a}{1}, \dots, \binom{N_a}{N_a} \right]$	
1	[1, 1]	$[P_{b0}, (1 - P_{b0})]$
2	[1, 2, 1]	$[P_{b0}^2, P_{b0}(1 - P_{b0}), (1 - P_{b0})^2]$
3	[1, 3, 3, 1]	$[P_{b0}^3, P_{b0}^2(1 - P_{b0}), P_{b0}(1 - P_{b0})^2, (1 - P_{b0})^3]$
4	[1, 4, 6, 4, 1]	$[P_{b0}^4, P_{b0}^3(1 - P_{b0}), P_{b0}^2(1 - P_{b0})^2, P_{b0}(1 - P_{b0})^3, (1 - P_{b0})^4]$
5	[1, 5, 10, 10, 5, 1]	$[P_{b0}^5, P_{b0}^4(1 - P_{b0}), P_{b0}^3(1 - P_{b0})^2, P_{b0}^2(1 - P_{b0})^3, P_{b0}(1 - P_{b0})^4, (1 - P_{b0})^5]$
6	[1, 6, 15, 20, 15, 6, 1]	$[P_{b0}^6, P_{b0}^5(1 - P_{b0}), P_{b0}^4(1 - P_{b0})^2, P_{b0}^3(1 - P_{b0})^3, P_{b0}^2(1 - P_{b0})^4, P_{b0}(1 - P_{b0})^5, (1 - P_{b0})^6]$
⋮	⋮	⋮
n	$\left[\binom{n}{0}, \binom{n}{1}, \binom{n}{2}, \dots, \binom{n}{n-1}, \binom{n}{n} \right]$	$[P_{b0}^n, P_{b0}^{n-1}(1 - P_{b0}), P_{b0}^{n-2}(1 - P_{b0})^2, P_{b0}^{n-3}(1 - P_{b0})^3, \dots, P_{b0}(1 - P_{b0})^{n-1}, (1 - P_{b0})^n]$

received instantaneous SNR is described as

$$p_{\gamma_a}(\gamma_a) = \frac{e^{-q\gamma_a}}{(1 - \rho^2)^{1-D}} \cdot q \sum_{k=0}^{D-1} \binom{D-1}{k} \left(\frac{\rho^2 \gamma_a}{1 - \rho^2} \cdot q \right)^k \quad (23)$$

where $D = 2M$, $q = \|\mathbf{H}_{s,i}\|_F^2 / \gamma_a = 2(1/\bar{\gamma} + N_a d_{EP}/2)$, and $\binom{n}{k}$ denotes the binomial coefficient given by $\binom{n}{k} = n! / (n-k)!k!$. The Bernstein polynomials can be applied to regroup term [26, 27] in (23) as follows

$$p_{\gamma_a}(\gamma_a) = \sum_{k=1}^D \frac{B_{k-1}^{D-1}(\rho^2)}{(k)} q^k \gamma_a^{k-1} e^{-q\gamma_a} \quad (24)$$

where $\Gamma(\cdot)$ denotes the Gamma function and the Bernstein polynomials is defined as $B_i^n(t) \triangleq \binom{n}{i} t^i (1-t)^{n-i}$. The exact closed-form SER for STBC systems have been proposed in [14]. The instantaneous SER of C-PSK and rectangular C-QAM for the effective SNR γ_a over an AWGN channel are $P_{e,PSK}(\gamma_a) = a_p \mathcal{Q}(\sqrt{G_{PSK} \gamma_a})$ and $P_{e,QAM}(\gamma_a) = \left[1 - a_q \mathcal{Q}(\sqrt{G_{QAM} \gamma_a}) \right]^2$, respectively, where $a_p = 2$, $G_{PSK} = 2\sin^2(\pi/C)$, $a_q = 2(1 - 1/\sqrt{C})$ and $G_{QAM} = 3/(C-1)$ [17, 28]. The SER over fading channel can be often described by

$$\begin{aligned} \mathcal{V}(b, q, m) &= \frac{q^m}{\Gamma(m)} \int_0^\infty \mathcal{Q}(\sqrt{bn}) e^{-qn} n^{m-1} dn \\ &= \frac{1}{2} \left[1 - \varepsilon \sum_{k=0}^{m-1} \binom{2k}{k} \left(\frac{1 - \varepsilon^2}{4} \right)^k \right] \end{aligned} \quad (25)$$

where $\varepsilon = \sqrt{b/(b+2q)}$, $b = G_{PSK}$ or G_{QAM} depending on modulation scheme. By applying (22), (24), (25) and the instantaneous SER over AWGN channel, the BERs for C-PSK and C-QAM signalling with CEE and EP can be

expressed as

$$P_{b,CPSK}^{STBC} = \frac{a_p}{\log_2 C} \sum_{i=1}^D B_{i-1}^{D-1}(\rho^2) \mathcal{V}(G_{PSK}, q, i) \quad (26)$$

$$P_{b,CQAM}^{STBC} = \frac{1}{\log_2 C} \left[1 - \left(1 - a_q \sum_{i=1}^D B_{i-1}^{D-1}(\rho^2) \mathcal{V}(G_{QAM}, q, i) \right)^2 \right] \quad (27)$$

3.3 Average BER for STBC users

From Fig. 1, the ZF-STBC MIMO system is operated by STBC and SM users. The receiver detects the transmitted symbols successively by ZF detection and STBC decoding for each user. The BER performances of each user are different depending on the modulation scheme, number of antennas and number of users. In this part, we explain the procedure to evaluate the average BER for STBC user in ZF-STBC MIMO systems. By considering the presence of EP in multi-layers detection, the presence of EP can be appeared by $N_a + 1$ different patterns that represented by vector ψ_{N_a} in Table 2, each pattern has a different frequency for appearance that can be described by the elements of vector β_{N_a} . The different pattern also gives the different bit error probability according to the element in vector \mathbf{P}_{b,N_a} from Table 3. Finally, vector β_{N_a} , ψ_{N_a} and \mathbf{P}_{b,N_a} are jointly employed to calculate the average BER for the desired user corresponding to [12, 13]. From the first step in Table 1, all transmitted symbols are detected by applying $2N \times M$ ZF-detection; the bit error probability at this step named P_z can be evaluated by replacing (14) into (16) or (17) depending on modulation scheme, where N_a in (14) is defined by 0 because of no EP in the first detection. Then define $P_z = P_{b0}$ for vector ψ_{N_a} in Table 2, select the coefficient vector β_{N_a} by determining $N_a = 2(N-1)$ and compute BER vector \mathbf{P}_{b,N_a} in Table 3, where each element in vector \mathbf{P}_{b,N_a} can be calculated as follows

$$\tilde{\gamma}_c(\lambda) = \frac{\|\mathbf{H}_{s,i}\|_F^2}{2(1/\bar{\gamma} + \lambda d_{EP}/2)} \quad (28)$$

Table 3 BER vector

N_a	BER vector (\mathbf{P}_{b,N_a})
1	$\mathbf{P}_{b,1} = [\tilde{P}_b(\tilde{\gamma}(1)), \tilde{P}_b(\tilde{\gamma}(0))]$
2	$\mathbf{P}_{b,2} = [\tilde{P}_b(\tilde{\gamma}(2)), \tilde{P}_b(\tilde{\gamma}(1)), \tilde{P}_b(\tilde{\gamma}(0))]$
3	$\mathbf{P}_{b,3} = [\tilde{P}_b(\tilde{\gamma}(3)), \tilde{P}_b(\tilde{\gamma}(2)), \tilde{P}_b(\tilde{\gamma}(1)), \tilde{P}_b(\tilde{\gamma}(0))]$
4	$\mathbf{P}_{b,4} = [\tilde{P}_b(\tilde{\gamma}(4)), \tilde{P}_b(\tilde{\gamma}(3)), \tilde{P}_b(\tilde{\gamma}(2)), \tilde{P}_b(\tilde{\gamma}(1)), \tilde{P}_b(\tilde{\gamma}(0))]$
5	$\mathbf{P}_{b,5} = [\tilde{P}_b(\tilde{\gamma}(5)), \tilde{P}_b(\tilde{\gamma}(4)), \tilde{P}_b(\tilde{\gamma}(3)), \tilde{P}_b(\tilde{\gamma}(2)), \tilde{P}_b(\tilde{\gamma}(1)), \tilde{P}_b(\tilde{\gamma}(0))]$
⋮	$\mathbf{P}_{b,6} = [\tilde{P}_b(\tilde{\gamma}(6)), \tilde{P}_b(\tilde{\gamma}(5)), \tilde{P}_b(\tilde{\gamma}(4)), \tilde{P}_b(\tilde{\gamma}(3)), \tilde{P}_b(\tilde{\gamma}(2)), \tilde{P}_b(\tilde{\gamma}(1)), \tilde{P}_b(\tilde{\gamma}(0))]$
n	$\mathbf{P}_{b,n} = [\tilde{P}_b(\tilde{\gamma}(n)), \tilde{P}_b(\tilde{\gamma}(n-1)), \tilde{P}_b(\tilde{\gamma}(n-2)), \tilde{P}_b(\tilde{\gamma}(n-3)), \dots, \tilde{P}_b(\tilde{\gamma}(1)), \tilde{P}_b(\tilde{\gamma}(0))]$

$$\tilde{P}_b(\tilde{\gamma}_c(\chi)) = \frac{a_p}{\log_2 C} \sum_{i=1}^D B_{i-1}^{D-1}(\rho^2) \mathcal{V}\left(G_{\text{PSK}}, \frac{\|\mathbf{H}_{s,i}\|_F^2}{\tilde{\gamma}_c(\chi)}, i\right) \quad (29)$$

or (see (30))

where $\tilde{\gamma}_c(n) = \tilde{\gamma}(n)$ in Table 3, (28)–(30) are modified from (22), (26) and (27), respectively. Equations (29) and (30) can be chosen for C-PSK and C-QAM modulation, respectively. All elements of \mathbf{P}_{b,N_a} in Table 3 can be calculated by (28), (29) or (30). Here, we show a simple method to estimate the probability of bit error $\tilde{P}_{b,k}$ of user k take into account the effects of EP. By using the total probability theorem, we can describe

$$\tilde{P}_{b,k} \cong \sum_{n=1}^{N_a+1} \beta_{N_a}(n) \Pr\{EP_n^{(k)}\} \Pr\{e_k|EP_n^{(k)}\} \quad (31)$$

where the N_a+1 mutually exclusive events $EP_n^{(k)}$, with $\sum_{n=1}^{N_a+1} \beta_{N_a}(n) \Pr\{EP_n^{(k)}\} = 1$, regarding the $(k-1)$ previous symbols decisions, $\Pr\{EP_n^{(k)}\}$ is the probability of event $EP_n^{(k)}$ and $\Pr\{e_k|EP_n^{(k)}\}$ is the probability of making an error in the detection of the symbols of k th user conditional on the event $EP_n^{(k)}$. For convenient calculation, we write the probability terms in (31) into vector form. All elements in β_{N_a} , ψ_{N_a} and \mathbf{P}_{b,N_a} are employed to calculate the average BER for STBC and SM user of ZF-STBC MIMO system by modifying (31) as follows

$$\tilde{P}_b \cong \sum_{i=1}^{N_a+1} \beta_{N_a}(i) \psi_{N_a}(i) \mathbf{P}_{b,N_a}(i) \quad (32)$$

For calculating the average BER of STBC user ($\tilde{P}_{b,\text{STBC}}$), the bit error probability P_z of the first detection is initially calculated by replacing (14) into (16), where $N_a = 0$ and $G = M - N_s N_t$. Next, we evaluate $\tilde{P}_{b,\text{STBC}}$ by (32), where $N_a = 2(N-1)$, $P_{b,0} = P_z$ for vector ψ_{N_a} in Table 2 and the elements of \mathbf{P}_{b,N_a} in Table 3 can be calculated by (28), and (29) or (30).

3.4 Average BER for SM users

To mitigate the effect of EP from other layers, the transmitted symbols for SM user are detected after STBC decoding and SIC process according to the fourth step in Table 1, thus the $\tilde{P}_{b,\text{STBC}}$ in section C is applied for evaluating the average BER for SM user ($\tilde{P}_{b,\text{SM}}$). $\tilde{P}_{b,\text{SM}}$ can also be evaluated by (32), where $P_{b,0} = \tilde{P}_{b,\text{STBC}}$ for vector ψ_{N_a} in Table 2, $N_a = 2(N-J)$, $G = M - JN_t$ and the elements of \mathbf{P}_{b,N_a} in Table 3 can be calculated by (33), and (34) or (35) as follows

$$\tilde{\gamma}_z(\alpha) = \frac{E_s/N_0}{(1 + \tau^2 N_t E_s/N_0 + M d_{\text{EP}} \alpha^2 E_s/N_0)} \quad (33)$$

(see (34))

where (see equation (35) at the bottom of the next page)

where

$$\mu'_i = \sqrt{(3(2i+1)^2 \tilde{\gamma}_z(\alpha)) / (2(C-1) + 3(2i+1)^2 \tilde{\gamma}_z(\alpha))},$$

$\tilde{\gamma}_z(n) = \tilde{\gamma}(n)$ in Table 3, (33)–(35) are modified from (14), (16) and (17), respectively. Equations (34) and (35) can be selected for C-PSK and C-QAM modulation, respectively. Finally, all elements of β_{N_a} , ψ_{N_a} and \mathbf{P}_{b,N_a} in this section are

$$\tilde{P}_b(\tilde{\gamma}_c(\chi)) = \frac{\left[1 - \left(1 - aq \sum_{i=1}^D B_{i-1}^{D-1}(\rho^2) \mathcal{V}\left(G_{\text{QAM}}, \left(\frac{\|\mathbf{H}_{s,i}\|_F^2}{\tilde{\gamma}_c(\chi)}, i\right)\right)\right)^2\right]}{\log_2 C} \quad (30)$$

$$\mu'_i = \sqrt{\tilde{\gamma}_z(\alpha) \sin^2((2i-1)\pi/C) / (1 + \tilde{\gamma}_z(\alpha) \sin^2((2i-1)\pi/C))} \quad (34)$$

$$\tilde{P}_b(\tilde{\gamma}_z(\alpha)) \cong \frac{2}{\max(\log_2 C, 2)} \sum_{i=1}^{\min(2, \lceil C/4 \rceil)} \left\{ \left[\frac{1}{2} (1 - \mu'_i) \right]^{G+1} \sum_{j=0}^G \binom{G+j}{j} \left[\frac{1}{2} (1 + \mu'_i) \right]^j \right\}$$

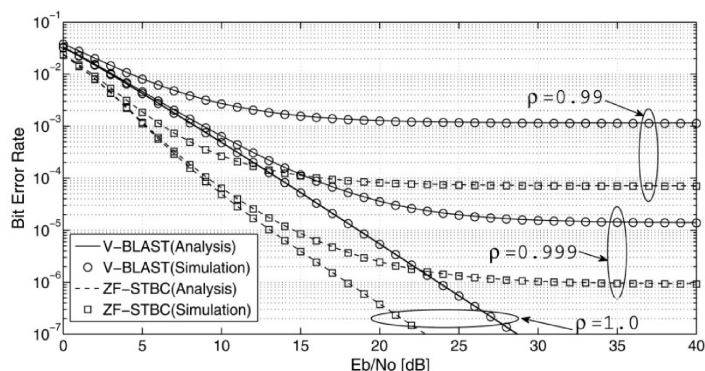


Fig. 2 Performance comparison of V-BLAST systems and ZF-STBC systems with $N=2$, $M=5$

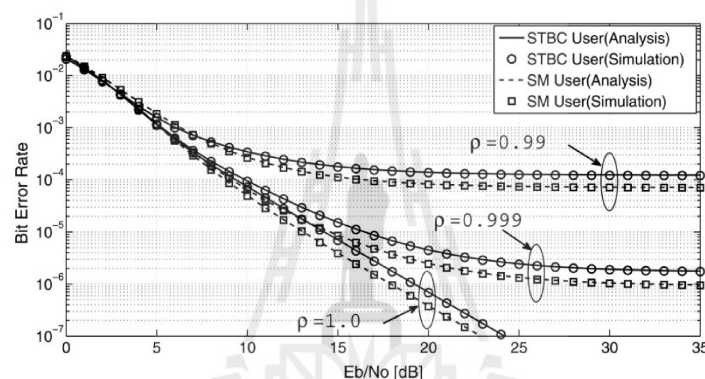


Fig. 3 BER performance of QPSK ZF-STBC systems with $N=2$, $M=5$

employed to calculate the average BER for SM user of the ZF-STBC MIMO system.

By averaging $\bar{P}_{b,STBC}$ and $\bar{P}_{b,SM}$, the average BER of the ZF-STBC MIMO receiver in the presence of CEE and EP can be obtained. For the general number for N , J and M , the BER of each user can easily be evaluated by assigning $N_a=2(N-1)$ for STBC decoding and $N_a=2(N-J)$ for SM detection. Moreover, (32), Tables 2 and 3 can be employed to evaluate the average BER for both STBC and SM users.

4 Numerical results

In this section, we present numerical results for BER with the effect of CEE and EP. Monte Carlo simulations are used to

verify our analytical derivation. Fig. 2 shows the BER performance of the QPSK V-BLAST systems (the second layer) and the proposed systems (SM user of QPSK ZF-STBC systems) with CEE and EP when the accuracy of channel estimation is about 0.99, 0.999 and 1 (perfect case) for $N=2$ users, $M=5$ receive antennas. It should be noted that the performance of V-BLAST is worse than that of ZF-STBC for all cases of ρ . This means that the EP problem in V-BLAST or ZF-SIC receiver can be solved by STBC technique. According to our analysis in (32) and (34), these results agree very well with our simulation results shown in Fig. 2.

Fig. 3 shows the BER performance of QPSK ZF-STBC systems, where the BER expression of STBC user shown in (29) and (32), and BER expression of SM user given by (32) and (34) when the accuracy of channel estimation are

$$\begin{aligned} \mu'_i &= \sqrt{(3(2i+1)^2 \tilde{\gamma}_2(\alpha) / (2(C-1) + 3(2i+1)^2 \tilde{\gamma}_2(\alpha)))} \\ \tilde{P}_b(\tilde{\gamma}_2(\alpha)) &\cong \frac{2(\sqrt{C}-1)}{\sqrt{C} \log_2 \sqrt{C}} \left[\frac{1}{2}(1-\mu'_0) \right]^{G+1} \sum_{j=0}^G \binom{G+j}{j} \left[\frac{1}{2}(1+\mu'_0) \right]^j \\ &\quad + \frac{2(\sqrt{C}-1)}{\sqrt{C} \log_2 \sqrt{C}} \left[\frac{1}{2}(1-\mu'_1) \right]^{G+1} \sum_{j=0}^G \binom{G+j}{j} \left[\frac{1}{2}(1+\mu'_1) \right]^j \end{aligned} \quad (35)$$

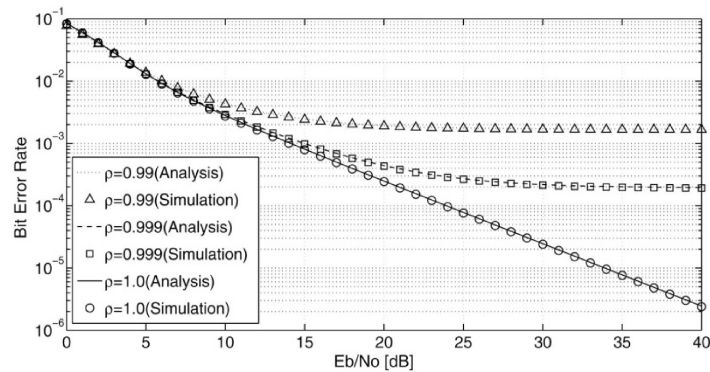


Fig. 4 BER performance of BPSK ZF-STBC systems with $N=2$, $M=4$

about 0.99, 0.999 and 1 for $N=2$ users and $M=5$ receive antennas. From Fig. 3, we can see that the average BERs of SM user offer higher reliability than average BERs of STBC user because the transmitted streams of SM user are detected after the previous STBC decoding that can mitigate the EP problem. The analytical results correspond closely to the simulation results.

Fig. 4 demonstrates the average BER performance of BPSK ZF-STBC systems, where the BER performance of both STBC user and SM user are averaged in the presence of CEE and EP when the accuracy of channel estimation are about 0.99, 0.999 and 1 (perfect case) for $N=2$ users and $M=4$ receive antennas. From Fig. 4, we found that the average BER performances are rapidly changed by varying

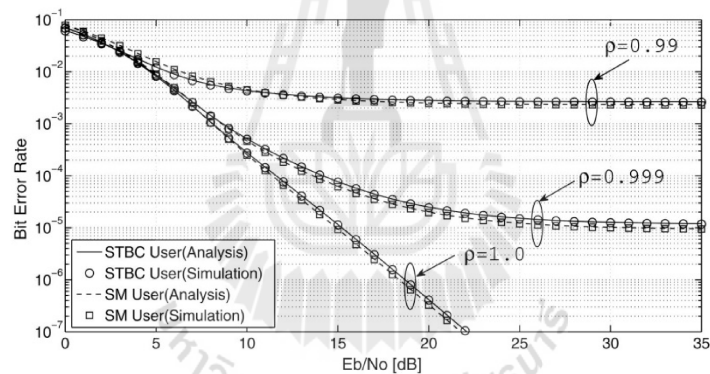


Fig. 5 BER performance of 16QAM ZF-STBC systems with $N=2$, $M=6$

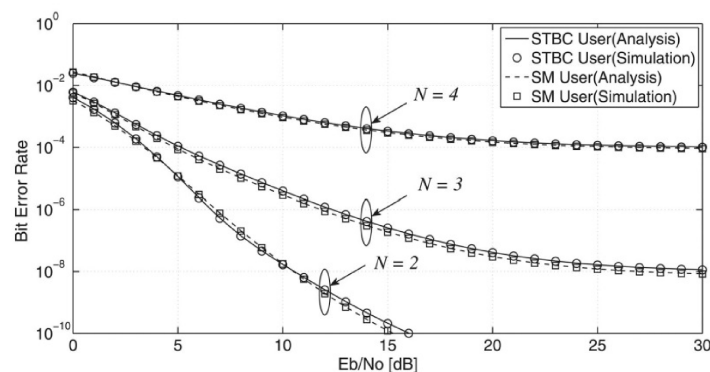


Fig. 6 BER performance of QPSK ZF-STBC systems for different number of users, $\rho=0.999$, $M=8$

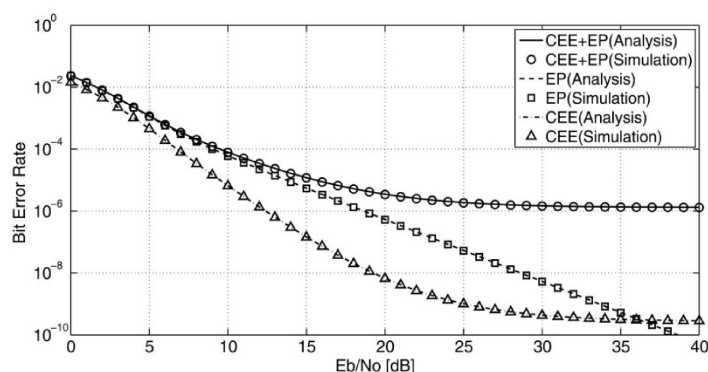


Fig. 7 BER performance of QPSK ZF-STBC systems for different case of error, $\rho = 0.999$, $N = 2$, $M = 5$

the accuracy of channel estimation, and these agree with our simulation results.

Fig. 5 illustrates the BER performance of 16QAM ZF-STBC systems, where the BER of STBC user shown in (30) and (32), and BER of SM user given by (35) and (32) with EP when the accuracy of channel estimation are about 0.99, 0.999 and 1 (perfect case) for $N=2$ users and $M=6$ receive antennas. From Fig. 5, we can see that the average BERs of SM user correspond closely to the average BERs of STBC user. According to our analytical performances, these results agree very well with our simulation results.

Fig. 6 shows the BER performance of QPSK ZF-STBC systems with CEE and EP when the accuracy of channel estimation is about 0.999 for $N=2$ ($J=1$), $N=3$ ($J=1$) and $N=4$ ($J=2$) with $M=8$ receive antennas. From Fig. 6, the simulation results agree with our analysis that, as the number of user increases, the sensitivity of the ZF-STBC system to the CEE and the EP increases.

Fig. 7 presents the BER performance comparison of QPSK ZF-STBC systems between only CEE case, only EP case, and both CEE and EP cases. From the first and second cases, it should be noted that EP degrades BER performance more than CEE. Significantly, the last case shows the most impact on the system performance and it is most similar to the real scenario. These mean that the problem of CEE and EP should be carefully considered for designing wireless network in practice.

5 Conclusion

In this paper, the performance of ZF-STBC MIMO receivers over uncorrelated Rayleigh flat fading channel in the presence of CEE and EP is investigated. The effective SNR and tight closed-form approximations for the BER expression of general PSK/QAM modulation are derived. It is found that the effect of EP on the BER performance of SM user in ZF-STBC systems is mitigated by the orthogonal property of previous detection of STBC user. Besides, the BER performance gets worse as N increases. By multi-detection of ZF-STBC systems, the BER performance is rapidly degraded by CEE and EP more than a single user MIMO case; because the error of estimated channel and error because of the SIC process are always present every time during detection.

6 References

- 1 Tan, C.W., Calderbank, A.R.: 'Multiuser detection of Alamouti signals', *IEEE Trans. Commun.*, 2009, **57**, (7), pp. 2080–2089
- 2 Muhammad, Z., Zhi, D.: 'Blind multiuser detection for synchronous high rate space-time block coded transmission', *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, 2011, **10**, (7), pp. 2171–2185
- 3 Chun, Y.J., Kim, S.W.: 'Log-likelihood-ratio ordered successive interference cancellation in multi-user, multi-mode MIMO systems', *IEEE Commun. Lett.*, 2008, **12**, (11), pp. 837–839
- 4 Heath, R.W., Paulraj, A.J.: 'Switching between diversity and multiplexing in MIMO systems', *IEEE Trans. Commun.*, 2009, **53**, (6), pp. 962–968
- 5 Alamouti, S.M.: 'A simple transmit diversity technique for wireless communication', *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 1998, **16**, (8), pp. 1451–1458
- 6 Tan, C.W., Calderbank, A.R.: 'Space-time block codes from orthogonal designs', *IEEE Trans. Inf. Theory*, 1999, **45**, (5), pp. 1456–1467
- 7 Foschini, G.J.: 'Layered space-time architecture for wireless communications in a fading environment when using multiple antennas', *Bell Labs. Tech. J.*, 1996, **1**, (2), pp. 41–59
- 8 Spencer, Q.H., Swindlehurst, A.L., Haardt, M.: 'Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels', *IEEE Trans. Signal Process.*, 2004, **52**, (2), pp. 461–471
- 9 Wang, N., Blostein, S.D.: 'Approximate minimum BER power allocation for MIMO spatial multiplexing systems', *IEEE Trans. Commun.*, 2007, **55**, (1), pp. 180–187
- 10 Kailath, T., Vikalo, H., Hassibi, B.: 'From array processing to MIMO communications' (Cambridge University Press, 2005, 1st edn.)
- 11 Wang, C., Edward, K.S., Murch, R.D., Mow, W.H., Cheng, R.S., Lau, V.: 'On the performance of the MIMO zero-forcing receiver in the presence of channel estimation error', *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, 2007, **6**, (3), pp. 805–810
- 12 Shen, C., Zhu, Y., Jiang, J.: 'On the performance of V-BLAST with zero-forcing successive interference cancellation receiver'. Proc. Int. Conf. IEEE Global Telecommunication, United States of America, November 2004, pp. 2818–2822
- 13 Zanella, A., Chiani, M., Win, M.Z.: 'MMSE reception and successive interference cancellation for MIMO systems with high spectral efficiency', *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, 2005, **4**, (3), pp. 1244–1253
- 14 Ahn, K.S., Heath Jr.R.W., Baik, H.K.: 'Shannon capacity and symbol error rate of space-time block codes in MIMO Rayleigh channels with channel estimation error', *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, 2008, **7**, (1), pp. 324–333
- 15 Marzetta, T.L.: 'BLAST training: estimating channel characteristics for high-capacity space-time wireless'. Proc. Int. Conf. 37th Annual Allerton Conf. Communications, Control, and Computing, September 1999, pp. 958–966
- 16 Hassibi, B., Hochwald, B.M.: 'How much training is needed in multiple-antenna wireless links?', *IEEE Trans. Inf. Theory*, 2003, **49**, (4), pp. 951–963
- 17 Prasad, N., Varanasi, M.: 'Optimum efficiently decodable layered space-time block codes'. Proc. Int. Conf. 35th Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers, March 2001, pp. 227–231
- 18 Proakis, J.M.: 'Digital communications' (McGraw-Hill, New York, 2007, 5th edn.)

- 19 Biglieri, E., Taricco, G., Tulino, A.: 'Decoding space-time codes with BLAST architectures', *IEEE Trans. Signal Process.*, 2002, **50**, (10), pp. 2547–2552
- 20 Kazemitabar, J., Jafarkhani, H.: 'Multiuser interference cancellation and detection for users with more than two transmit antennas', *IEEE Trans. Commun.*, 2008, **56**, (4), pp. 574–583
- 21 Winters, J.H., Salz, J., Gitlin, R.D.: 'The capacity increase of wireless communication systems with antenna diversity'. Proc. Int. Conf. Conf. Information Sciences Systems, September 1992, pp. 1–5
- 22 Winters, J.H., Salz, J., Gitlin, R.D.: 'The impact of antenna diversity on the capacity of wireless communication systems', *IEEE Trans. Commun.*, 1994, **42**, (2/3/4), pp. 1740–1751
- 23 Cho, K., Yoon, D.: 'On the general BER expression of one- and two-dimensional amplitude modulations', *IEEE Trans. Commun.*, 2002, **50**, (7), pp. 1074–1080
- 24 Gans, M.J.: 'The effect of Gaussian error in maximal ratio combiners', *IEEE Trans. Commun. Technol.*, 1971, **19**, (4), pp. 492–500
- 25 Roy, S., Fortier, P.: 'Maximal-ratio combining architectures and performance with channel estimation based on a training sequence', *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, 2004, **3**, (4), pp. 1154–1164
- 26 Maaref, A., Aissa, S.: 'Capacity of space-time block codes in MIMO Rayleigh fading channels with adaptive transmission and estimation errors', *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, 2005, **4**, (5), pp. 2568–2578
- 27 Tomiuk, B.R., Beaulieu, N.C., Abu-Dayya, A.A.: 'General forms for maximal ratio diversity with weighting error', *IEEE Trans. Commun.*, 1999, **47**, (4), pp. 488–492

in the presence of CEE and EP, and derive the effective SNR per symbol after STBC decoding.

7.1.1 Appendix 1: Covariance of the effective post-processing noise for ZF detection: (see equation at the bottom of this page)

where we permute the matrixes by various relations as follows: $\mathbf{H}_z^\dagger (\mathbf{H}_z^\dagger)^H = (\mathbf{H}_z^H \mathbf{H}_z)^{-1} E[s_z s_z^H] = E_s \mathbf{I}_{N_s}$, $E[\mathbf{w} \mathbf{w}^H] = N_0 \mathbf{I}_{N_r}$, $E[\boldsymbol{\varphi} \boldsymbol{\varphi}^H] = N_r \mathbf{I}_{N_r}$ and $E[\boldsymbol{\varphi} (\mathbf{H}_z^H \mathbf{H}_z)^{-1} \boldsymbol{\varphi}^H] = t_r \left((\mathbf{H}_z^H \mathbf{H}_z)^{-1} \right) \mathbf{I}_{N_r}$.

7.1.2 Appendix 2: Covariance of the effective post-processing noise for STBC decoding: (see bottom of the equation)

7 Appendix

7.1 Covariance and effective SNR derivation

In this appendix, we derive the covariance of the effective post-processing noise for ZF detection and STBC decoding

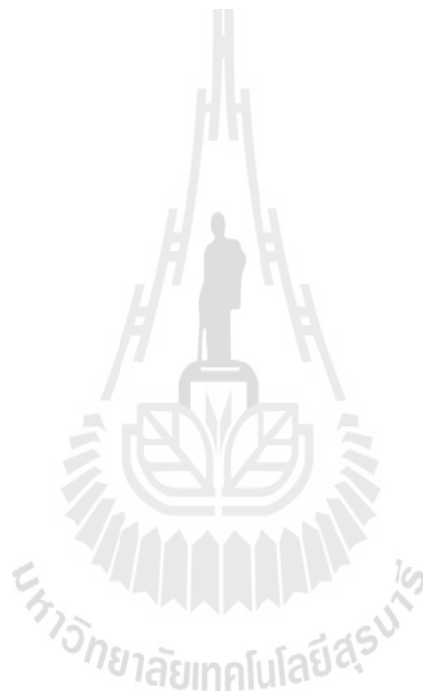
$$\begin{aligned}
 E[\hat{\mathbf{w}} \hat{\mathbf{w}}^H] &= E \left[\left(\mathbf{H}_z^\dagger \mathbf{w} - \tau \mathbf{H}_z^\dagger \boldsymbol{\varphi} s_z - \tau \mathbf{H}_z^\dagger \boldsymbol{\varphi} \mathbf{H}_z^\dagger \mathbf{w} + N_a \Delta \mathbf{H}_z^\dagger \mathbf{H}_p - \tau N_a \Delta \mathbf{H}_z^\dagger \boldsymbol{\varphi} \mathbf{H}_z^\dagger \mathbf{H}_p \right) \right. \\
 &\quad \times \left. \left(\mathbf{H}_z^\dagger \mathbf{w} - \tau \mathbf{H}_z^\dagger \boldsymbol{\varphi} s_z - \tau \mathbf{H}_z^\dagger \boldsymbol{\varphi} \mathbf{H}_z^\dagger \mathbf{w} + N_a \Delta \mathbf{H}_z^\dagger \mathbf{H}_p - \tau N_a \Delta \mathbf{H}_z^\dagger \boldsymbol{\varphi} \mathbf{H}_z^\dagger \mathbf{H}_p \right)^H \right] \\
 &= E \left[N_0 \mathbf{H}_z^\dagger (\mathbf{H}_z^\dagger)^H + \tau^2 \mathbf{H}_z^\dagger (\mathbf{H}_z^\dagger)^H \boldsymbol{\varphi} \boldsymbol{\varphi}^H E_s + \tau^2 N_0 \mathbf{H}_z^\dagger (\mathbf{H}_z^\dagger)^H \boldsymbol{\varphi} \boldsymbol{\varphi}^H \mathbf{H}_z^\dagger (\mathbf{H}_z^\dagger)^H \right. \\
 &\quad + \tau^2 N_a \Delta \mathbf{H}_z^\dagger (\mathbf{H}_z^\dagger)^H s_z \boldsymbol{\varphi} \boldsymbol{\varphi}^H (\mathbf{H}_z^\dagger)^H \mathbf{H}_p^H + N_a^2 \Delta^2 \mathbf{H}_z^\dagger (\mathbf{H}_z^\dagger)^H \mathbf{H}_p^H \mathbf{H}_p \\
 &\quad + \tau^2 N_a \Delta \mathbf{H}_z^\dagger (\mathbf{H}_z^\dagger)^H \boldsymbol{\varphi} \boldsymbol{\varphi}^H \mathbf{H}_z^\dagger \mathbf{H}_p s_z^H + \tau^2 N_a^2 \Delta^2 \mathbf{H}_z^\dagger (\mathbf{H}_z^\dagger)^H \boldsymbol{\varphi} \boldsymbol{\varphi}^H \mathbf{H}_z^\dagger (\mathbf{H}_z^\dagger)^H \mathbf{H}_p^H \mathbf{H}_p \left. \right] \\
 &= \left(N_0 + \tau^2 N_s E_s + \tau^2 N_0 t_r \left((\mathbf{H}_z^H \mathbf{H}_z)^{-1} \right) \right. \\
 &\quad + \tau^2 N_a \Delta s_z t_r \left((\mathbf{H}_z^H \mathbf{H}_z)^{-1} \right) \mathbf{H}_p^H (\mathbf{H}_z^\dagger)^{-1} + N_a^2 \Delta^2 M \\
 &\quad + \tau^2 N_a \Delta s_z^H t_r \left((\mathbf{H}_z^H \mathbf{H}_z)^{-1} \right) \mathbf{H}_p \left((\mathbf{H}_z^\dagger)^{-1} \right)^H \\
 &\quad \left. + \tau^2 N_a^2 \Delta^2 M t_r \left((\mathbf{H}_z^H \mathbf{H}_z)^{-1} \right) \right) (\mathbf{H}_z^H \mathbf{H}_z)^{-1}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 E[\hat{\mathbf{w}}_p \hat{\mathbf{w}}_p^*] &= E \left[\left(\sum_{j=1}^2 \sum_{i=1}^M h_{ij} \right) \left(\sum_{j=1}^2 \sum_{i=1}^M h_{ij} \right)^* \right] E[\mathbf{w}' \mathbf{w}'^*] \\
 &\cong \|\mathbf{H}_{s,i}\|_F^2 E[\mathbf{w}' \mathbf{w}'^*] \\
 &\cong \|\mathbf{H}_{s,i}\|_F^2 E \left[\left(\left(\sum_{l=1}^{N_a} h_{kl} |x - \hat{x}| \right) + w \right) \left(\left(\sum_{l=1}^{N_a} h_{kl} |x - \hat{x}| \right) + w \right)^* \right] \\
 &\cong \|\mathbf{H}_{s,i}\|_F^2 \left\{ E \left[|x - \hat{x}|^2 \sum_{l=1}^{N_a} |h_{kl}|^2 \right] + E[\mathbf{w}' \mathbf{w}'^*] \right\} \\
 &\cong \|\mathbf{H}_{s,i}\|_F^2 (N_0 + N_a \Delta^2)
 \end{aligned}$$

www.ietdl.org

7.1.3 Appendix 3: Effective SNR per symbol after STBC decoding:

$$\begin{aligned}\gamma_a &= \frac{E\left[\left(\|\mathbf{H}_{s,i}\|_{F^X}^2\right)\left(\|\mathbf{H}_{s,i}\|_{F^X}^2\right)^*\right]}{E\left[\hat{w}_p \hat{w}_p^*\right]} \\ &= \frac{\|\mathbf{H}_{s,i}\|_{F^X}^4 E_s}{\|\mathbf{H}_{s,i}\|_{F^X}^2 (N_0 + N_a \Delta^2)} \\ &= \frac{\|\mathbf{H}_{s,i}\|_{F^X}^2}{2(1/\bar{\gamma} + N_a d_{EP}/2)}\end{aligned}$$



ประวัติผู้วิจัย

รองศาสตราจารย์ ดร. พีระพงษ์ อุฑารสกุล สำเร็จการศึกษาหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต และ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิตจากจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย เมื่อ พ.ศ. 2539 และ 2541 จากนั้นเข้าทำงานใน ตำแหน่งวิศวกรระบบโทรคมนาคมที่องค์การโทรศัพท์แห่งประเทศไทย จนกระทั่ง พ.ศ. 2543 จึงได้ย้ายมา เป็นอาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี และได้ลาศึกษาต่อระดับปริญญาเอกตั้งแต่ปี พ.ศ. 2546 ณ University of Queensland, Australia เมื่อ พ.ศ. 2549 จึงได้กลับเข้ามาปฏิบัติหน้าที่อาจารย์ตามเดิม ผู้วิจัยมีเชี่ยวชาญในด้านระบบ MIMO, Information Theory, Signal Processing, Radio Wave Modelling, Mobile Communication, Advance Wireless Communication ปัจจุบันมีบทความวิจัยตีพิมพ์เผยแพร่ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติ 30 บทความ ในวารสารวิชาการระดับชาติ 6 บทความ ในการประชุมวิชาการระดับนานาชาติ 115 บทความ หนังสือวิชาการ ในประเทศ 1 เล่มและต่างประเทศ 1 เล่ม มีลิขสิทธิ์ 1 รายการและ สิทธิบัตร 1 รายการ

รองศาสตราจารย์ ดร. พีระพงษ์ อุฑารสกุล ได้รับรางวัล Young Scientist Travel Grant Award จากงานประชุมวิชาการนานาชาติ International Symposium on Antenna Propagation ปี พ.ศ. 2547 ณ ประเทศ ญี่ปุ่น และได้รับรางวัล Best Student Presentation Award จากงานประชุมวิชาการนานาชาติ Australian Symposium on Antenna ปี พ.ศ. 2548 ณ ประเทศออสเตรเลีย ในปี พ.ศ. 2553 รองศาสตราจารย์ ดร. พีระพงษ์ อุฑารสกุล ได้รับรางวัลพนักงานดีเด่น ด้านการวิจัย สำหรับนักวิจัยรุ่นใหม่ จากมหาวิทยาลัย เทคโนโลยีสุรนารี และในปี พ.ศ. 2556 บทความที่เป็นผู้ประพันธ์หลักเรื่อง Low-profile beamforming MIMO systems for wireless communications ได้รับรางวัลประกาศนียบัตร ผู้นำเสนอผลงานวิจัยดีมากแบบ โปสเตอร์ ในงานการประชุมสุดยอดมหาวิทยาลัยวิจัยแห่งชาติ ครั้งที่ 2 (The Second Thailand National Research Universities Summit : NRU SUMMIT II) วันที่ 7-8 พฤษภาคม 2556 ณ ศูนย์การประชุมแห่งชาติ สิริกิติ์ กรุงเทพฯ