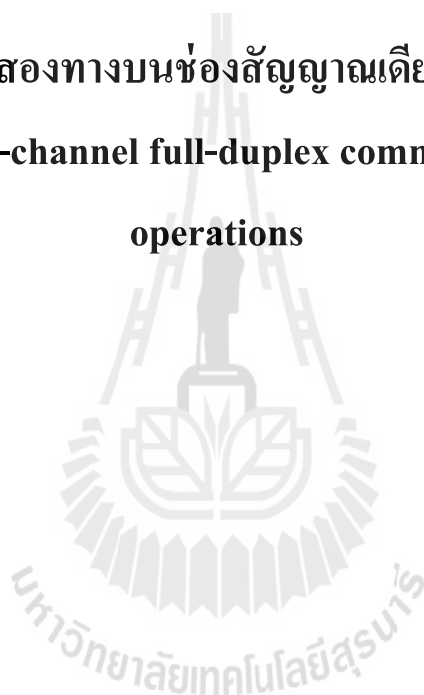




รายงานการวิจัย

การพัฒนาการสื่อสารสองทางบนช่องสัญญาณเดียวเพื่อใช้งานแบบไมโม
**Development of single-channel full-duplex communications for MIMO
operations**



ได้รับทุนอุดหนุนการทำวิจัยจาก
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ผลงานวิจัยเป็นความรับผิดชอบของหัวหน้าโครงการวิจัยแต่เพียงผู้เดียว



รายงานการวิจัย

การพัฒนาการสื่อสารสองทางบนช่องสัญญาณเดียวเพื่อใช้งานแบบ MIMO
Development of single-channel full-duplex communications for MIMO
operations

คณะผู้วิจัย

หัวหน้าโครงการ

รองศาสตราจารย์ ดร. พีระพงษ์ อุฑารสกุล

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ปีงบประมาณ พ.ศ. 2557

ผลงานวิจัยเป็นความรับผิดชอบของหัวหน้าโครงการวิจัยแต่เพียงผู้เดียว

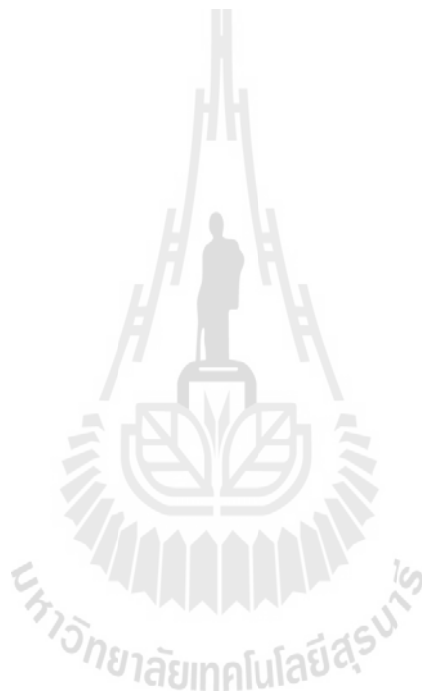
มิถุนายน 2558

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีที่ได้ให้การสนับสนุนทุนวิจัยสำหรับโครงการวิจัยนี้
ขอขอบคุณนักศึกษาในที่ปรึกษาของผู้วิจัยที่ช่วยเก็บผลการทดลอง นางสาวภาวิณี มีราศรี และขอขอบคุณ
รองศาสตราจารย์ ดร. มนต์ทิพย์ภา อูหารสกุล สำหรับคำแนะนำในเชิงวิชาการที่เป็นประโยชน์

ผู้วิจัย

มิถุนายน 2558



บทคัดย่อ

ปัจจุบันระบบการสื่อสารไร้สายได้ถูกคิดค้นและพัฒนาอย่างต่อเนื่อง เนื่องจากความต้องการของผู้ใช้บริการที่ต้องการรูปแบบการสื่อสารที่สามารถรองรับการรับส่งข้อมูลที่มีความรวดเร็วและมีความแม่นยำมาก หนึ่งในเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายที่กำลังพัฒนาอยู่ในขณะนี้ คือ เครือข่ายการสื่อสารไร้สายยุคที่ 5 ซึ่งหนึ่งในแนวทางนี้ได้รับความสนใจมากคือการสื่อสารที่สามารถรับและส่งพร้อม ๆ กันได้ อีกทั้งยังสามารถทำให้อัตราการรับส่งข้อมูลได้อย่างรวดเร็วขึ้น งานวิจัยที่มีอยู่ในปัจจุบันได้มุ่งเน้นไปที่การแก้ปัญหาการเกิดสัญญาณแทรกสอดของตนเองบนช่องทางการสื่อสารสองทางเต็มอัตรา โดยสร้างอุปกรณ์ที่สามารถลดระดับสัญญาณแทรกสอดของตนเองได้ อย่างไรก็ตามงานวิจัยดังกล่าวยังไม่ได้พิจารณาในแง่ของประสิทธิภาพในการรองรับการสื่อสารความเร็วสูง ซึ่งใช้เพียงแค่อากาศเคลื่อนเดียวบนช่องสัญญาณเดียว ด้วยเหตุนี้ผู้วิจัยได้จึงเกิดแนวคิดที่จะปรับปรุงประสิทธิภาพการสื่อสารไร้สายให้มีประสิทธิภาพในการรับสัญญาณที่ดีขึ้น โดยการนำระบบโมโม่มาประยุกต์ใช้ ถึงแม้ว่าจะมีงานวิจัยที่มุ่งเน้นไปที่การพัฒนาเกี่ยวกับระบบรีเลย์โมโม่ แต่งานวิจัยดังกล่าวไม่ได้พิจารณาถึงปัญหาสัญญาณแทรกสอดร่วม ซึ่งเกิดจากสัญญาณที่ถูกส่งออกกระหว่างภาคส่งกับภาคส่งอื่น ๆ ใน โหนดเดียวกัน และการลดสัญญาณแทรกสอดในส่วนดิจิทัลอาจไม่เพียงพอ เพราะระดับความแรงของสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วมนั้น แรงกว่าสัญญาณที่รับได้ที่ภาครับ ซึ่งปัญหาเหล่านี้ทำให้ระบบเกิดความผิดพลาดที่ภาครับ ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงนำเสนอการพัฒนาการพัฒนาระบบสื่อสารสองทางเต็มอัตราบนช่องสัญญาณเดียวสำหรับระบบโมโม่ โดยใช้เทคนิคการลดสัญญาณแทรกสอดทั้งแบบแอนาล็อกและดิจิทัล เพื่อลดปัญหาระดับความแรงของสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วมไปพร้อมๆ กัน ทำให้ภาครับสามารถรับข้อมูลได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น

Abstract

The challenge of a full-duplex single-channel system is the method to transmit and receive simultaneously at the same time and on the same frequency. Consequently, a critical issue involved in such an operation is the resulting self-interference. Moreover, for MIMO system, the full-duplex single-channel system is subjected to the very strong self-interference signals due to multiple transmitting and receiving antennas. So far in literatures, there have not been any suitable techniques presented to reduce the self-interference for full-duplex single-channel MIMO systems. This paper initially proposes the method to cancel the self-interference by utilizing the mutual coupling model for self-interference cancellation. The investigation on the effect of antenna mutual coupling involving the full-duplex concepts of transmitting and receiving mutual impedances on the MIMO channel capacity is presented. The novel technique for self-interference cancellation in full-duplex single-channel MIMO system is proposed. The interference can be eliminated by using a pre-known interference that is the mutual coupling signals. The results indicate that the channel capacity performance of the proposed technique can significantly be improved due to the reduction of the self-interference power. The measurement results indicate that the proposed system can reduce the level of self-interference power significantly.

สารบัญ

	หน้า
กิตติกรรมประกาศ.....	ก
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ข
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	ค
สารบัญ.....	ง
สารบัญรูปภาพ.....	ฉ
สารบัญตาราง.....	ช
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 ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง.....	7
2.1 กล่าวนำ.....	7
2.2 การพัฒนาระบบสื่อสารไร้สายในอนาคต.....	7
2.3 รูปแบบของการสื่อสาร.....	9
2.3.1 ระบบการสื่อสารแบบทางเดียว (simplex).....	10
2.3.2 ระบบการสื่อสารสองทางครึ่งอัตรา (half duplex).....	10
2.3.3 ระบบการสื่อสารแบบสองทางเต็มอัตรา (full duplex).....	11
2.4 เทคโนโลยีโมโม.....	15
2.4.1 ประเภทของเทคโนโลยีโมโม.....	16
2.5 ผลกระทบจากปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม (Mutual Coupling).....	17
2.6 การสื่อสารสองทางเต็มอัตราสำหรับระบบโมโม.....	19
2.7 ปัญหาสัญญาณแทรกสอดในระบบโมโม.....	20
2.8 เทคนิควิธีการลดสัญญาณแทรกสอด.....	21

2.9	กล่าวท้ายบท.....	22
บทที่ 3	การพัฒนาการสื่อสารสองทางบนช่องสัญญาณเดียวสำหรับระบบโม โม.....	23
3.1	กล่าวนำ.....	23
3.2	การกำจัดสัญญาณแทรกสอดในรีเลย์โม โม.....	23
3.3	ความแรงของสัญญาณแทรกสอด.....	24
3.4	การจำลองเปรียบเทียบเทคนิคการลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วม 25	
3.5	การออกแบบชุดทดสอบ.....	28
3.5.1	การออกแบบในส่วนแอนาโลก.....	30
3.6	กล่าวท้ายบท.....	36
บทที่ 4	ผลการทดสอบและบทวิเคราะห์.....	38
4.1	กล่าวนำ.....	38
4.2	การออกแบบการลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วม.....	38
4.3	การออกแบบวงจรเชื่อมแบบไฮบริด.....	40
4.4	การทดสอบอุปกรณ์การสื่อสารสองทางเต็มอัตราบนช่องสัญญาณเดียวสำหรับระบบโม โม.....	44
4.5	กล่าวท้ายบท.....	48
บทที่ 5	สรุปและข้อเสนอแนะ.....	49
5.1	สรุป.....	49
5.2	ข้อเสนอแนะ.....	49
บรรณานุกรม.....		51
ภาคผนวก ก การเผยแพร่ผลงานวิจัย.....		55
ภาคผนวก ข บทความวิจัยที่ตีพิมพ์เผยแพร่.....		57
ประวัติผู้วิจัย.....		67

สารบัญรูปร่างภาพ

หน้า

รูปที่ 2.1 วิวัฒนาการการสื่อสารไร้สาย [6].....9

รูปที่ 2.2 กฎบัตรและความต้องการประสิทธิภาพการทำงานของเทคโนโลยียุคที่ 5 [16].....9

รูปที่ 2.3 ระบบการสื่อสารแบบทางเดียว.....10

รูปที่ 2.4 ระบบการสื่อสารสองทางครึ่งอัตรา.....11

รูปที่ 2.5 ระบบการสื่อสารแบบสองทางเต็มอัตรา.....12

รูปที่ 2.6 ระบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตราโดยใช้ TDD.....13

รูปที่ 2.7 ระบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตราโดยใช้ FDD.....13

รูปที่ 2.8 ผลกระทบที่เกิดจากสัญญาณแทรกสอดของตนเอง.....14

รูปที่ 2.9 แบบจำลองระบบโมโม.....16

รูปที่ 2.10 แบบจำลองการเข้ารหัสแบบ SM.....17

รูปที่ 2.11 การส่งและรับข้อมูลโดยผ่านรีเลย์.....19

รูปที่ 2.12 การจำลองแบบปัญหาสัญญาณแทรกสอดในระบบโมโม.....20

รูปที่ 3.1 ออกแบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตราของระบบโมโมผ่านรีเลย์สำหรับลดสัญญาณแทรกสอดของตนเอง [9].....24

รูปที่ 3.2 ความจุช่องสัญญาณของระบบโมโมเมื่อไม่พิจารณาและพิจารณาผลวัดทางปฏิบัติ.....25

รูปที่ 3.3 การออกแบบจำลองการสื่อสารสองทางเต็มอัตราของระบบโมโม 4x4 บนช่องสัญญาณเดี่ยวด้วยวิธีการชดเชยช่องสัญญาณ.....26

รูปที่ 3.4 ความจุช่องสัญญาณของระบบโมโม 4x4 บนช่องสัญญาณเดี่ยว.....27

รูปที่ 3.5 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบโมโม 4x4 บนช่องสัญญาณเดี่ยว.....28

รูปที่ 3.6 การสื่อสารสองทางบนช่องสัญญาณเดี่ยวสำหรับระบบโมโม MxN.....29

รูปที่ 3.7 ผลกระทบสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วม.....30

รูปที่ 3.8 แผนภาพเทคนิคการลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วม.....31

รูปที่ 3.9 แผนภาพเทคนิคการลดสัญญาณแทรกสอดของสายอากาศต้นที่ 1.....31

รูปที่ 3.10 แผนภาพเทคนิคการลดสัญญาณแทรกสอดของสายอากาศต้นที่ 2.....34

รูปที่ 4.1 แผนภาพการออกแบบวงจรเชื่อมแบบไฮบริด.....39

รูปที่ 4.2 การออกแบบวงจรเชื่อมแบบไฮบริด	40
รูปที่ 4.3 วงจรเชื่อมแบบไฮบริด 90 องศา.....	41
รูปที่ 4.4 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป	41
รูปที่ 4.5 วงจรเชื่อมแบบไฮบริด 256 องศา.....	44
รูปที่ 4.6 มุมเฟสของวงจรเชื่อมแบบไฮบริด 256 องศา.....	44
รูปที่ 4.7 การออกแบบการสื่อสารสองทางบนช่องสัญญาณเดี่ยวสำหรับระบบไมโม 2×2 โดยใช้การลดสัญญาณแทรกสอดในส่วนแอนนาลอก.....	45
รูปที่ 4.8 แผนภาพการลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วมเมื่อต่อ 50 โอห์ม ที่พอร์ต 2.....	46
รูปที่ 4.9 แผนภาพการลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วมเมื่อต่อ 50 โอห์ม ที่พอร์ต 1.....	47
รูปที่ 4.10 ความจุช่องสัญญาณของระบบไมโม 2×2 บนช่องสัญญาณเดี่ยว.....	47



สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 2.1	สรุปงานปรีทัศน์นวัตกรรมและงานที่เกี่ยวข้องกับการสื่อสารสองทางเต็มอัตรา.....	21
ตารางที่ 4.1	การลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วมของสายอากาศต้นที่ 1	45
ตารางที่ 4.2	การลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วมของสายอากาศต้นที่ 2	46



บทที่ 1 บทนำ

1.1 ความสำคัญ ที่มาของปัญหาที่ทำการวิจัย

การสื่อสารไร้สายเป็นเทคโนโลยีที่มีความสำคัญต่อชีวิตประจำวันมาก เพราะทำให้การทำงานไม่อยู่ในกรอบของสถานที่และเวลา ตัวอย่างที่ได้รับความนิยมมากได้แก่การใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่ หรือการใช้ระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย อย่างไรก็ตามเทคโนโลยีเหล่านี้หากต้องการให้เป็นการติดต่อสื่อสารแบบสองทางพร้อมกัน (Full Duplex) เส้นทางการส่งและการรับจำเป็นต้องแยกช่องสัญญาณออกจากกันเพื่อป้องกันปัญหาที่ภาครับจะได้รับสัญญาณแทรกสอดของตัวเอง (Self Interference) โดยวิธีการส่วนใหญ่จะใช้การแยกช่องสัญญาณด้วย ความถี่ (Frequency Division Duplex : FDD) และเวลา (Time Division Duplex : TDD) นอกจากนี้ยังมีเทคนิคอื่นๆ ที่สามารถใช้แยกช่องสัญญาณได้ ตัวอย่างเช่น การเข้ารหัสที่ต่างกัน การใช้โพลาริเซชันที่ต่างกัน ซึ่งยังไม่ค่อยได้รับความนิยมมากเท่าใด แต่ไม่ว่าจะใช้เทคนิคใดการส่งแบบสองทางพร้อมกันจำเป็นต้องแยกช่องสัญญาณ หรือไม่สามารถใช้ช่องสัญญาณเดี่ยวได้ (Single Channel) อย่างไรก็ตามแนวคิดที่จะใช้เพียงช่องสัญญาณเดี่ยวเพื่อสื่อสารแบบสองทางพร้อมกันเป็นเรื่องที่น่าสนใจมาก เพราะสามารถให้อัตราการส่งข้อมูลที่สูงขึ้น รวมถึงความเร็วในการส่งข้อมูลสูงมากขึ้น และสามารถแก้ปัญหาถูกข่ายแฝง (Hidden Client) ในระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายได้

การพัฒนาและสาธิตการทำการสื่อสารสองทางพร้อมกันบนช่องสัญญาณเดี่ยวกำลังได้รับความสนใจจากนักวิจัยทั่วโลก แต่การทดสอบนั้นก็มีขีดจำกัดที่การใช้คู่ของสายอากาศเพียงคู่เดียวเท่านั้น ทั้งนี้ได้มีงานวิจัยมากมายเสนอแนวทางในการพัฒนาระบบด้วยสายอากาศส่งและรับหลายๆ คู่ หรือที่เรียกว่าระบบไมโม (Multiple Input Multiple Output) ทำให้ประสิทธิภาพของระบบสื่อสารไร้สายมีความจุช่องสัญญาณเพิ่มขึ้นมาก ระบบไมโมนี้ได้รับความนิยมมากจนทำให้มาตรฐานใหม่ๆ อาทิเช่น LTE-Advanced, Mobile WiMAX, IEEE 802.11n, 802.11ac และ 802.11ad ต้องกำหนดการใช้งานแบบไมโมลงไปเป็นมาตรฐานด้วย ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงมีแนวคิดที่จะพัฒนาการสื่อสารสองทางพร้อมกันบนช่องสัญญาณเดี่ยวนี้ให้สามารถใช้งานแบบไมโมได้ โดยมุ่งเน้นที่การพัฒนากระบวนการกำจัดสัญญาณแทรกสอดทางวิทยุ (RF Interference Cancellation) และการตัดสัญญาณแทรกสอดทางดิจิทัล (Digital Interference Cancellation) ให้มากขึ้นพร้อมกับสอดรับการเข้ารหัสเชิงพื้นที่และเวลา (Space Time Coding) ของระบบไมโมที่มีอยู่เดิม

ดังนั้นการทำวิจัยเรื่องนี้จึงเป็นเรื่องที่น่าจะให้ความสำคัญเร่งด่วนเพราะสามารถสร้างองค์ความรู้ทันกับการวิจัยในต่างประเทศ ทำให้เพิ่มโอกาสแข่งขันในระดับสากลมากขึ้น

จากการสำรวจงานวิจัยที่ผ่านมาพบว่ายังไม่มียานวิจัยใดที่พัฒนาการสื่อสารสองทางพร้อมกันบนช่องสัญญาณเดียวให้สามารถทำงานแบบโมโม่ได้ ซึ่งผลสำเร็จจากการวิจัยนี้จะช่วยให้ระบบสื่อสารสามารถส่งข้อมูลด้วยอัตราเร็วที่สูงขึ้นได้ และยังแก้ปัญหาถูกขโมยแอฟในระบอบที่มีการใช้ทรัพยากรร่วมกันได้ ทำให้งานวิจัยนี้สอดคล้องกับนโยบายและยุทธศาสตร์การวิจัยของชาติ ฉบับที่ 8 (พ.ศ. 2555-2559) ยุทธศาสตร์การวิจัยที่ 2 การสร้างศักยภาพและความสามารถในการพัฒนาทางเศรษฐกิจ กลยุทธ์การวิจัยที่ 7 เพิ่มสมรรถนะและขีดความสามารถในการแข่งขันของประเทศด้านเทคโนโลยีสารสนเทศและการสื่อสาร แผนงานวิจัยที่ 5 การวิจัยเกี่ยวกับการพัฒนาผลิตภัณฑ์อุปกรณ์โทรคมนาคมและเทคโนโลยีสารสนเทศ และยังคงสอดคล้องกับแผนงานวิจัยกับยุทธศาสตร์การพัฒนาประเทศตามแผนพัฒนาเศรษฐกิจและสังคมแห่งชาติ ฉบับที่ 11 (พ.ศ. 2555-2559) เรื่อง 4. ยุทธศาสตร์การปรับโครงสร้างเศรษฐกิจสู่การเติบโตอย่างมีคุณภาพ และยั่งยืน 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 นอกจากนี้ผู้วิจัยยังเลือกใช้การกำหนดสัญญาณวิทยุด้วยซอฟต์แวร์ (Software Defined Radio : SDR) เป็นอุปกรณ์พื้นฐานในการพัฒนาโครงการวิจัยนี้ จึงถือเป็นแนวทางใหม่ในการพัฒนาการสื่อสารไร้สายที่สามารถประยุกต์เข้ากับเทคโนโลยีที่สำคัญทั้งในปัจจุบันและอนาคต ทำให้นำไปสู่การสร้างฐานรากของอุตสาหกรรมด้านเทคโนโลยีสื่อสารอื่นๆ ของประเทศ จึงสอดคล้องกับกลุ่มเรื่องที่ควรวิจัยเร่งด่วนตามนโยบายและยุทธศาสตร์การวิจัยของชาติ (พ.ศ. 2555-2559) หัวข้อ 9. เทคโนโลยีใหม่และเทคโนโลยีที่สำคัญเพื่ออุตสาหกรรม และสอดคล้องกับแผนงานวิจัยกับยุทธศาสตร์การวิจัยของชาติ รายประเด็นที่ 8 ยุทธศาสตร์การวิจัยด้านเทคโนโลยีใหม่และเทคโนโลยีที่สำคัญเพื่ออุตสาหกรรมของประเทศ

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย

1. เพื่อศึกษาเทคนิคการกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตัวเองในการสื่อสารสองทางพร้อมกันบนช่องสัญญาณเดียว
2. เพื่อพัฒนาการสื่อสารสองทางพร้อมกันบนช่องสัญญาณเดียวให้ใช้งานแบบไม่โมได้
3. เพื่อสร้างเทคโนโลยีใหม่ที่มีศักยภาพในการแข่งขันกับต่างประเทศได้เพื่อสร้างระบบการตรวจสอบ

1.3 แนวทางการดำเนินการวิจัย

1. ศึกษาการทำงานของเซิร์ฟเวอร์เพื่อการสื่อสารไร้สายแบบสองทางบนช่องสัญญาณเดียว โดยใช้อุปกรณ์มาทดสอบ ณ ห้องปฏิบัติการ F4 ศูนย์เครื่องมือฯ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
2. ศึกษาหลักการทำงานของการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเมื่อใช้สายอากาศต้นเดียวหรือหลายต้น ด้วยการจำลองแบบด้วยโปรแกรม MATLAB และการวัดสัญญาณจริง ณ ห้องปฏิบัติการ F4 ศูนย์เครื่องมือฯ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
3. ศึกษาหลักการทำงานของระบบไม่โมด้วยโปรแกรม MATLAB
4. พัฒนาการสื่อสารสองทางบนช่องสัญญาณเดียวเพื่อใช้งานแบบไม่โม
5. ศึกษาการทำงานของอุปกรณ์กำหนดสัญญาณทางวิทยุด้วยซอฟต์แวร์ โดยพัฒนาโปรแกรมขึ้นมาและทดสอบ ณ ห้องปฏิบัติการ F4 ศูนย์เครื่องมือฯ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
6. เก็บผลการทดสอบอุปกรณ์สื่อสารสองทางบนช่องสัญญาณเดียวเพื่อใช้งานแบบไม่โม บนอุปกรณ์กำหนดสัญญาณทางวิทยุด้วยซอฟต์แวร์
7. วิเคราะห์ผลการทดสอบ และเปรียบเทียบกับแนวทางที่เสนอไว้ในงานวิจัยอื่นๆ
8. พัฒนาปรับปรุง แก้ไข เพื่อให้ได้ผลตามวัตถุประสงค์ที่วางไว้
9. เสนอบทความในงานประชุมวิชาการ
10. นำข้อเสนอแนะในงานประชุมวิชาการมาปรับปรุงงานวิจัย
11. สรุปผลสำเร็จของโครงการและทำรายงานโครงการ

1.4 ผลสำเร็จของโครงการ

การเผยแพร่ผลการวิจัยสู่กลุ่มเป้าหมายสำหรับ โครงการนี้คือการตีพิมพ์บทความลงในงานประชุมวิชาการระดับนานาชาติ หรือตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติ ทั้งนี้ นอกจากจะเป็นการเผยแพร่ผลงานวิจัยแล้ว ยังเป็นการส่งเสริมและสนับสนุนการวิจัยและพัฒนาขั้นต่อไปของ โครงการนี้ โดยการแลกเปลี่ยนความเห็นและมุมมองใหม่ๆ จากนักวิจัยระดับนานาชาติ อันจะนำไปสู่การพัฒนาาระบบที่สมบูรณ์แบบ และแนวทางในการจัดสิทธิบัตรเพื่อประโยชน์เชิงพาณิชย์ในที่สุด

สำหรับแผนการสนับสนุนนักวิจัยรุ่นใหม่ใน โครงการนั้น จะใช้วิธีการจ้างนักวิจัยเป็นผู้ช่วยวิจัยและกรอบแนวคิดให้ดำเนินงานมาส่งเป็นรายสัปดาห์ เมื่อทำงานที่มอบหมายไว้สำเร็จก็จะให้คิดและเสนองานในสัปดาห์ถัดไปจนกว่าจะบรรลุเป้าหมายของ โครงการ

1.5 การสำรวจปริทรรศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับโครงการวิจัย

ในปัจจุบันเทคโนโลยีด้านการสื่อสารไร้สายได้เข้ามามีบทบาทในชีวิตประจำวันของเราเป็นอย่างมากไม่ว่าจะใช้เพื่อการติดต่อสื่อสารหรือใช้เพื่อความบันเทิงที่เพิ่มมากขึ้น อีกทั้งความถี่ที่มีอยู่อย่างจำกัดเทคโนโลยีในอดีตนั้นไม่สามารถตอบสนองต่อความต้องการของผู้ใช้งานที่มีจำนวนมากขึ้น อัตราเร็วในการรับและส่งข้อมูลที่ต้องการมากขึ้นรวดเร็วขึ้น และจากคำกล่าวของ Andrea Goldsmith [1], “It is generally not possible for radios to receive and transmit on the same frequency band because of the interference that results”. จากคำกล่าวนี้ทำให้เกิดแนวคิดที่จะปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบการสื่อสาร การรับและส่งข้อมูลให้สามารถสื่อสารพร้อมๆกันได้เมื่อใช้ความถี่เดียวกันในเวลาเดียวกัน

การรับและส่งสัญญาณของระบบการสื่อสารไร้สายด้วยคลื่นวิทยุ ซึ่งสามารถจำแนกโดยการแบ่งตามรูปแบบทิศทางการรับและส่งสัญญาณได้ 3 รูปแบบ ได้แก่ ระบบการสื่อสารแบบทางเดียว (simplex) ระบบการสื่อสารสองทางครึ่งอัตรา (half duplex) ระบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตรา (full duplex) จากรูปแบบการสื่อสารดังกล่าวพบว่าโดยทั่วไปแล้วการใช้งานในระบบการสื่อสารไร้สายด้วยคลื่นวิทยุที่ใช้งานกันอย่างแพร่หลาย ส่วนใหญ่จะเป็นระบบการสื่อสารสองทางครึ่งอัตราและระบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตรา เมื่อเราพิจารณาถึงข้อแตกต่างของ 2 ระบบนี้ พบว่าระบบการสื่อสารสองทางครึ่งอัตราเป็นระบบที่ใช้ช่องสัญญาณเดียวกันในการรับและส่งข้อมูลโดยทำการส่งสัญญาณด้วยความถี่เดียวกันแต่แบ่งการรับและส่งสัญญาณในช่วงเวลาที่แตกต่างกัน หมายความว่าผู้ใช้งานจะต้องทำการผลัดกันส่งหรือรับสัญญาณ เนื่องจากระบบการสื่อสารสองทางครึ่งอัตราไม่สามารถทำหน้าที่ในการส่งและรับสัญญาณพร้อมๆกัน ได้ โดยตัวอย่างระบบที่ใช้งานรูปแบบนี้ เช่น ระบบวิทยุสื่อสาร ระบบการส่งและรับโทรสาร เป็นต้น ซึ่งระบบนี้ไม่

สามารถรองรับให้ผู้ใช้งานทำหน้าที่ในการส่งและรับสัญญาณพร้อมๆ กันได้ในเวลาเดียวกัน จากเหตุผลที่ได้กล่าวไว้ข้างต้นกลายเป็นประเด็นปัญหาสำคัญที่หลายๆงานวิจัย [2-3] ให้ความสนใจอย่างมากที่จะคิดค้นหาแนวทางที่จะพัฒนาและออกแบบระบบการสื่อสารไร้สายด้วยรูปแบบใหม่ๆ อย่างต่อเนื่อง และเพิ่มความสำคัญขึ้นเรื่อยๆ ซึ่งต้องการเพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานในระบบการสื่อสารที่สามารถรองรับผู้ใช้งานในการส่งและรับสัญญาณพร้อมๆ กันได้ในเวลาเดียวกันบนความถี่เดียวกัน สามารถรองรับการใช้งานที่มีความหลากหลาย สามารถอำนวยความสะดวกกับผู้ใช้งาน มีคุณภาพความน่าเชื่อถือของระบบที่ต้องมีความถูกต้องและแม่นยำ จึงมีการปรับปรุงระบบการสื่อสารให้สามารถส่งและรับได้พร้อมๆ กันซึ่งระบบนี้เรียกว่าระบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตรา โดยระบบนี้จะต้องทำการแยกความถี่ในการส่งและรับสัญญาณโดยการไร้สายอากาศอย่างน้อยสองด้าน คือ จะใช้สายอากาศหนึ่งด้านสำหรับเป็นสายอากาศภาคส่ง และใช้สายอากาศอีกด้านหนึ่งสำหรับเป็นสายอากาศภาครับเพื่อใช้แยกภาคส่งกับภาครับออกจากกัน โดยจะช่วยให้การสื่อสารเป็นไปได้อย่างต่อเนื่อง

อีกหนึ่งความท้าทายของการออกแบบระบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตรา คือ การลดสัญญาณแทรกสอดของตนเอง เพื่อลดความแรงของสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นในระบบที่ภาครับที่โนดเดียวกัน ซึ่งเป็นสัญญาณที่เราไม่ต้องการ เนื่องจากสัญญาณดังกล่าวเป็นอุปสรรคที่สำคัญที่จะส่งผลกระทบต่อความผิดพลาดของสัญญาณขึ้น จากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรม พบว่าในงานวิจัยที่ [4-5] ได้เสนอการสื่อสารสองทางเต็มอัตราผ่านช่องสัญญาณเดียวที่ใช้สายอากาศด้านเดียว โดยได้นำเสนอวิธีการสร้างระบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตราให้สามารถรองรับการส่งและรับสัญญาณได้พร้อมๆ กันโดยใช้ความถี่เดียวกันให้ความสามารถส่งผ่านช่องสัญญาณเดียวกันได้ ซึ่งการออกแบบนี้คือใช้สายอากาศเพียงด้านเดียวและมีจุดบ่อนสัญญาณในการส่งและรับสัญญาณ โดยใช้เซอร์คูเลเตอร์ ในการทำหน้าที่ช่วยแยกสัญญาณภาคส่งและภาครับออกจากกันเพื่อให้สามารถทำการส่งและรับสัญญาณได้ในเวลาเดียวกัน ซึ่งได้นำเสนอเทคนิคการลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองแบบแอนาล็อกร่วมกับการลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองแบบดิจิทัลเพื่อมาช่วยลดระดับสัญญาณแทรกสอดของตนเอง และพบว่าสามารถเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของระบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตราได้ดีขึ้น มีค่าอัตราของการส่งข้อมูลเป็นสองเท่าของระบบการสื่อสารสองทางครึ่งอัตรา

เนื่องจากแนวโน้มในปัจจุบันผู้ใช้งานมีความต้องการที่จะส่งข้อมูลด้านภาพและเสียงที่คมชัดซึ่งมีขนาดข้อมูลใหญ่มาก จึงมีกลุ่มนักวิจัยค้นพบวิธีการที่จะให้มาซึ่งเทคโนโลยีที่ตอบสนองความต้องการของผู้ใช้งานดังที่กล่าวมา ด้วยวิธีการเพิ่มจำนวนสายอากาศเข้าไปที่ภาคส่งและภาครับจำนวนสายอากาศมากกว่าหนึ่งด้านและมีการนำสัญญาณที่ได้ไปจัดรูปแบบเพื่อให้สัญญาณที่ได้นั้นมีคุณภาพที่ดีขึ้น เมื่อสัญญาณที่รับได้นั้นมีคุณภาพที่ดีขึ้นนั้นหมายถึงว่าประสิทธิภาพของระบบก็ต้องดีขึ้นไปด้วย เช่น ปริมาณของการส่งข้อมูล อัตราเร็วในการส่งและรับข้อมูล พื้นที่การติดต่อสื่อสารที่เพิ่มมากขึ้น เป็นต้น ด้วยเหตุนี้จึงเป็นที่มา

ของระบบโมโม Multiple Input Multiple Output (MIMO) นั่นเอง ทำให้นักวิจัยให้ความสนใจรวมไปถึงการพัฒนาการพัฒนาระบบการสื่อสารไร้สายไม่ว่าจะเป็นมาตรฐานโทรศัพท์ไร้สายเคลื่อนที่ที่มีการพัฒนาและเริ่มนำเอาเทคโนโลยีโมโมเข้ามาในยุคที่ 3 ยุคที่ 4 อีกทั้งกำลังพัฒนาไปสู่ยุคที่ 5 ในอนาคตอันใกล้ [6-8] จากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรม พบว่าในหลายๆ งานวิจัยได้คิดค้นพัฒนาและปรับปรุงเพื่อให้ระบบการสื่อสารไร้สายสามารถที่จะรับและส่งข้อมูลได้ครอบคลุมพื้นที่การใช้งานมากขึ้น ช่วยเพิ่มความจุของช่องสัญญาณและเพิ่มอัตราการส่งข้อมูล ดังที่ได้แสดงในงานวิจัยที่ [9-12] วิธีนี้คือเทคโนโลยีโมโมผ่านรีเลย์ โดยจะใช้รีเลย์เป็นตัวกลางในการส่งข้อมูลจากต้นทางไปยังปลายทาง แต่เนื่องจากรีเลย์ทำหน้าที่ในการส่งและรับสัญญาณจึงทำให้เกิดปัญหาสัญญาณแทรกสอดของตนเองที่รีเลย์ ในหลายๆ งานวิจัยจึงได้เสนอวิธีที่จะลดสัญญาณแทรกสอดของตนเอง โดยใช้เทคนิคการกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตนเองด้วยการบังคับศูนย์ (zero-forcing) เทคนิคการกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตนเองด้วยวงจรกรองถ่วงน้ำหนัก พบว่าสามารถเพิ่มอัตราการส่งข้อมูลและครอบคลุมพื้นที่ที่ใช้งาน แต่ยังคงมีหลายๆ งานวิจัยที่ไม่ได้พิจารณาถึงปัญหาความท้าทายของสัญญาณแทรกสอดร่วมเมื่อใช้ระบบ โมโม จากงานวิจัยที่ [13] เทคโนโลยีโมโม หากวางสายอากาศไว้ในระยะห่างกันที่เหมาะสมจะทำให้แต่ละสายอากาศไม่รบกวนกัน

จากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมพบว่า งานวิจัยที่ผ่านมาได้ออกแบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตราบนช่องสัญญาณเดียวโดยใช้สายอากาศเพียงต้นเดียวที่ภาคส่งและภาครับ Single Input Single Output (SISO) ที่มีจุดป้อนสัญญาณเดียวที่สามารถทำการส่งและรับสัญญาณพร้อมๆ กันที่ความถี่เดียวในเวลาเดียวกัน แต่งานวิจัยที่ผ่านมายังไม่มียานวิจัยที่ทำการออกแบบสำหรับระบบ โมโม ดังนั้นผู้วิจัยจึงเสนอแนวคิดในการออกแบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตราบนช่องสัญญาณเดียวสำหรับระบบโมโม โดยที่มีจุดป้อนสัญญาณเดียวที่สายอากาศแต่ละต้นที่สามารถทำการส่งและรับสัญญาณพร้อมๆ กันที่ความถี่เดียวในเวลาเดียวกันได้ ประกอบกับการใช้เซอร์คูเลเตอร์ในการช่วยทำหน้าที่ในการแยกภาคส่งและภาครับออกจากกัน ประเด็นของปัญหาที่สำคัญคือ สัญญาณแทรกสอดของตนเอง และสัญญาณแทรกสอดร่วม ซึ่งเป็นสัญญาณที่เราไม่ต้องการ สัญญาณแทรกสอดของตนเองเกิดจากสัญญาณที่รั่วไหลมาจากภาคส่ง ส่วนสัญญาณแทรกสอดร่วมเกิดจากผลกระทบของสัญญาณแทรกสอดจากสายอากาศต้นอื่น ดังนั้นผู้วิจัยจึงได้เสนอเทคนิคการลดสัญญาณแทรกสอดแบบแอนาล็อก เพื่อช่วยแก้ปัญหาเรื่องการลดระดับความแรงของสัญญาณ แทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วม โดยใช้เทคนิควิธีการวางจรเชื่อมแบบไฮบริดร่วมกับตัวเลื่อนเฟส โดยในการสร้างวงจรเชื่อมแบบไฮบริด ผู้วิจัยจะพิจารณาจากความต่างเฟสระหว่างสัญญาณแทรกสอดของตนเองกับสัญญาณแทรกสอดร่วม ซึ่งวิธีที่ได้นำเสนอสามารถลดระดับความแรงของสัญญาณแทรกสอดได้ และทำให้ภาครับสามารถรับข้อมูลได้อย่างถูกต้องและค่าความจุของช่องสัญญาณที่ประสิทธิภาพดีขึ้นกว่าเดิม

บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

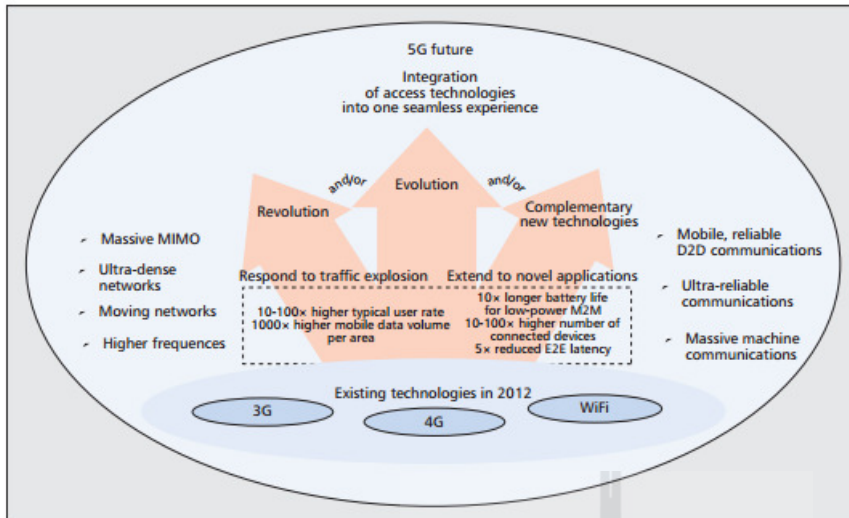
2.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับการสื่อสารสองทางเต็มอัตราซึ่งประกอบด้วย การพัฒนาระบบสื่อสารไร้สายในอนาคต สัญญาณแทรกสอดของตนเอง (self-interference) ที่เกิดจากการใช้ช่องสัญญาณเดียวกันในการส่งและรับข้อมูล ระบบโมโม สัญญาณแทรกสอดร่วม (mutual interference) ที่เกิดจากผลกระทบของสัญญาณแทรกสอดจากสายอากาศต้นอื่น ปริทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง เทคนิคที่ช่วยลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและลดสัญญาณแทรกสอดร่วม ซึ่งเนื้อหาดังกล่าวข้างต้นจะเป็นองค์ความรู้ที่สำคัญสำหรับการออกแบบและนำมาประยุกต์ใช้ในงานวิจัย

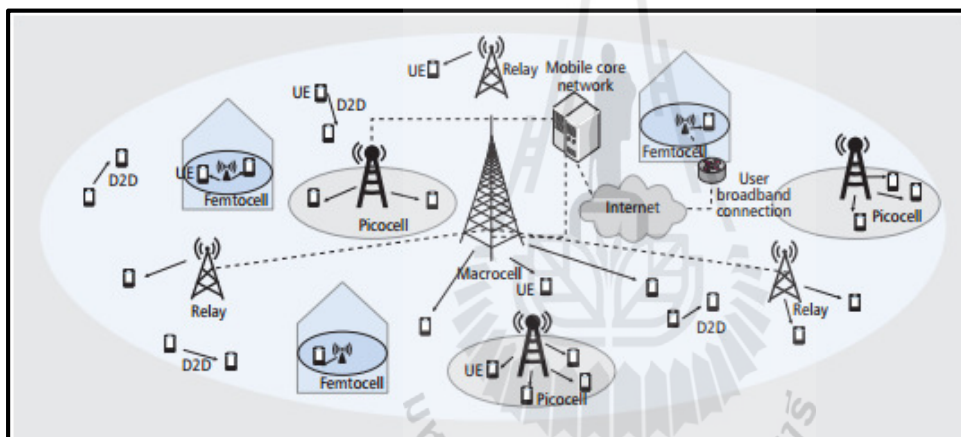
2.2 การพัฒนาระบบสื่อสารไร้สายในอนาคต

การสื่อสารไร้สายในปัจจุบันได้รับความนิยมจากทั่วโลกเป็นอย่างมาก ยิ่งจำนวนผู้ใช้งานเพิ่มมากขึ้น ความต้องการใช้งานก็ยิ่งมีมากขึ้นจากอดีตจนถึงปัจจุบัน ไม่ว่าจะเป็นอัตราเร็วในการส่งข้อมูลที่ต้องมากขึ้น อีกทั้งความถี่ที่มีอยู่อย่างจำกัดเทคโนโลยีในอดีตนั้นไม่สามารถตอบสนองความต้องการของผู้ใช้งานได้ นักวิจัยทั่วโลกจึงได้มุ่งมั่นในการศึกษาค้นคว้าหาวิธีการที่จะได้มาซึ่งเทคโนโลยีที่รองรับการส่งและรับข้อมูลได้ด้วยอัตราเร็วสูง และจากมาตรฐานการสื่อสารไร้สายไม่ว่าจะเป็นมาตรฐานโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีการพัฒนามาตั้งแต่ยุคที่ 1 จนมาถึงยุคที่ 4 อีกทั้งกำลังพัฒนาไปยังยุคที่ 5 อนาคตอันใกล้นี้ดังรูปที่ 2.1 เริ่มตั้งแต่ยุคแรก (First Generation: 1G) ซึ่งเป็นเทคโนโลยีในระบบแอนะล็อกที่สามารถส่งข้อมูลได้เพียงเสียงพูดเท่านั้น ยุคที่สอง (Second Generation: 2G) ที่ถูกพัฒนาเป็นเทคโนโลยีระบบดิจิทัลซึ่งทำให้คุณภาพของระบบสูงขึ้น ระบบสามารถส่งข้อมูลที่มากกว่าเสียงพูดได้ ยุคที่สาม (Third Generation: 3G) ที่มีความเร็วในการส่งข้อมูลสูงสุดถึง 2Mbps ทำให้ระบบมีความสามารถในการรับส่งข้อมูลการประยุกต์ต่างๆ เช่น บริการทางอินเทอร์เน็ต มัลติมีเดีย วิดีโอ ภาพที่มีการเคลื่อนไหวที่สมจริง หรือการสื่อสารทางไกลผ่านอุปกรณ์สื่อสาร เป็นต้น อย่างไรก็ตามเพื่อตอบสนองความต้องการและสามารถรองรับปริมาณผู้ใช้บริการในระบบการสื่อสารไร้สายเคลื่อนที่ ระบบจึงต้องถูกพัฒนาเข้าสู่ยุคที่สี่ (Fourth Generation: 4G) การเพิ่มอัตราการรับส่งข้อมูลให้สูงขึ้นและรองรับการตอบสนองของภาพเคลื่อนไหวหรือระบบวิดีโอที่สามารถได้ตอบ

ได้ทันที และในยุคนี้ได้มีการวางกรอบแนวทางพัฒนาไว้โดยใช้เทคโนโลยีโมโม ต่อมาได้มีนักวิจัยได้ศึกษาและพัฒนาการสื่อสารไร้สายที่จะเข้ามามีบทบาทในระบบสื่อสารเคลื่อนที่ในอนาคตอันใกล้นี้ได้แก่ ยุคที่ 5 (Fifth Generation: 5G) เพื่อตอบสนองความท้าทายของระบบการสื่อสารเคลื่อนที่และการสื่อสารไร้สายจะต้องมีส่วนผสมของแนวคิดรับใหม่เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพสเปกตรัม และพลังงานอย่างมีประสิทธิภาพ ความต้องการความจุและอัตราความเร็วข้อมูลมากขึ้น [14-15] เช่นกัน ซึ่งทั่วโลกได้ให้ความสนใจการใช้งานและความต้องการสำหรับเทคโนโลยี 5G อาทิเช่น การใช้แถบความถี่อย่างมีประสิทธิภาพ อัตราเร็วในการรับส่งข้อมูลของผู้ใช้งานสูงขึ้น จำนวนของการเชื่อมต่ออุปกรณ์ต่อพื้นที่ที่มากขึ้น อุปกรณ์ทุกอย่างจะสามารถเชื่อมต่อเข้าหากันได้หมดอย่างรอบด้าน เทคโนโลยีต่างๆ จะก้าวไปพร้อมกับโลกแห่งการสื่อสาร ทั้งทางด้านการแพทย์ ด้านสารสนเทศ เป็นต้น ระบบการสื่อสารไร้สายที่ใช้เทคโนโลยี 5G ดังรูปที่ 2.2 แสดงถึงภูมิทัศน์และความต้องการประสิทธิภาพการทำงาน เช่น 1). เทคโนโลยีโมโมขนาดใหญ่ (Massive MIMO) ที่เครื่องส่งและรับจะมีจำนวนมากของสายอากาศเพื่อการรวมส่งสัญญาณร่วมสำหรับหลายๆ อุปกรณ์บนแต่ละทรัพยากรเวลาความถี่ ซึ่งเทคนิคโมโมคือหัวใจสำคัญของการเพิ่มประสิทธิภาพสเปกตรัมสำหรับระบบเซลลูลาร์ ผู้ใช้งานหลายคนได้เสนออัตราขยายการส่งข้อมูลที่เพิ่มขึ้น ถึงแม้ว่าโมโมจะอยู่ในมาตรฐาน 3GPP LTE-Advanced แต่มาตรฐานนี้ยังไม่ได้ตระหนักถึงความจุสูงที่สามารถจะรับได้โดยใช้ประโยชน์จากจำนวนที่สูงขึ้นของสายอากาศที่สถานีฐานในเทคโนโลยีโมโมขนาดใหญ่ 2). การสื่อสารอุปกรณ์ต่ออุปกรณ์ Device to Device (D2D) จะช่วยให้การแลกเปลี่ยนของข้อมูลสามารถสื่อสารโดยตรงระหว่างอุปกรณ์ของผู้ใช้ โดยไม่ต้องใช้สถานีฐานหรือเครือข่ายหลักอื่นๆ การสื่อสาร D2D รองรับรูปแบบการใช้งานใหม่ที่ขึ้นอยู่กับความใกล้ชิดของผู้ใช้งาน เป็นต้น จากที่กล่าวมาข้างต้นชี้ให้เห็นว่า สิ่งสำคัญที่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงด้านการสื่อสารในอนาคตคือ ประสิทธิภาพของระบบอินเทอร์เน็ต และจำนวนผู้ใช้งาน หากพิจารณาจากแนวโน้มของการเติบโตของจำนวนผู้ใช้งานด้านเครื่องมือการสื่อสาร โทรศัพท์มือถือที่สามารถตอบสนองของผู้ใช้บริการได้หลากหลายผสมผสานกับเทคโนโลยีด้านอินเทอร์เน็ตความเร็วสูงทำให้โทรศัพท์มือถือมีประสิทธิภาพสูงขึ้น ในขณะเดียวกันมีนักวิจัย [5],[13] ได้เสนอการออกแบบระบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตรา เช่น ระบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตราสำหรับระบบโมโมผ่านรีเลย์ การสื่อสารสองทางเต็มอัตราบนช่องสัญญาณเดี่ยวใช้สายอากาศต้นเดียว เป็นต้น ซึ่งในการรับและส่งสัญญาณด้วยคลื่นวิทยุสามารถประยุกต์ใช้งานได้หลากหลายประเภทได้กล่าวในส่วนถัดไป



รูปที่ 2.1 วิวัฒนาการการสื่อสารไร้สาย [6]



รูปที่ 2.2 ภูมิทัศน์และความต้องการประสิทธิภาพการทำงานของเทคโนโลยียุคที่ 5 [16]

2.3 รูปแบบของการสื่อสาร

รูปแบบของการสื่อสารในการรับและส่งสัญญาณด้วยคลื่นวิทยุมีเป้าหมายคือ การสื่อสารข้อมูลข่าวสารซึ่งสามารถประยุกต์การใช้งานได้หลากหลายประเภท ทั้งนี้ก็ขึ้นอยู่กับเป้าหมายหลักที่ต้องการโดยสามารถแบ่งออกได้เป็นประเภทต่างๆ ได้ดังนี้

2.3.1 ระบบการสื่อสารแบบทางเดียว (simplex)

ระบบการสื่อสารแบบทางเดียวจะใช้ช่องสัญญาณเดียวในการส่งสัญญาณวิทยุ โดยในระบบนี้สามารถทำการส่งสัญญาณวิทยุออกไปได้โดยไม่มีกระบวนการรับจากผู้รับ ซึ่งหมายความว่าผู้ส่งจะทำหน้าที่ส่งสัญญาณออกไปอย่างเดียวและที่ภาครับผู้รับก็มีทำหน้าที่รับเพียงอย่างเดียวโดยไม่สามารถส่งสัญญาณวิทยุตอบโต้กันไปมา วิธีนี้จะไม่มีความซับซ้อน โดยมีเป้าหมายส่งข้อมูลออกไปในทิศทางเดียวจะเห็นได้ว่าวิธีนี้จะไม่มี คือ ความเป็นธรรมชาติในการติดต่อสื่อสารเนื่องจากไม่สามารถโต้ตอบกันได้ระหว่างผู้ส่งและผู้รับซึ่งสัญญาณที่ผู้ส่งทำการส่งสัญญาณออกมาเพียงอย่างเดียวหมายความว่าภาครับจะมีหน้าที่ในการรอรับคลื่นเท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 2.3

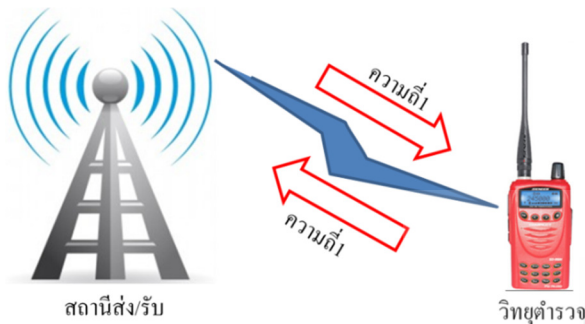


รูปที่ 2.3 ระบบการสื่อสารแบบทางเดียว

2.3.2 ระบบการสื่อสารสองทางครึ่งอัตรา (half duplex)

ระบบสื่อสารสองทางครึ่งอัตราได้ถูกพัฒนาขึ้นมาเพื่อแก้ไขข้อด้อยของระบบการสื่อสารทางเดียว ซึ่งผู้รับไม่สามารถที่จะตอบโต้กลับใดๆ ได้กับภาคส่งเพียงแต่เป็นผู้รับฝ่ายเดียว ดังนั้นจึงได้มีการปรับปรุงระบบติดต่อสื่อสารใหม่โดยให้ผู้รับสามารถส่งสัญญาณกลับไปหาผู้ส่งได้ ซึ่งระบบการสื่อสารสองทางครึ่งอัตราก็เป็นทางเลือกหนึ่งที่จะทำให้ช่วยสื่อสารระหว่างทั้งสองระบบได้สื่อสารตอบโต้ตอบกันได้ เพราะต่างก็สามารถส่งและรับสัญญาณกันได้ และเพื่อช่วยให้ใช้ช่องทางการความถี่ที่มีอยู่อย่างจำกัดให้มีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นไปด้วยจึงต้องมีการสลับกันส่งและรับสัญญาณคลื่นวิทยุ โดยต้องให้ฝ่ายใดฝ่ายหนึ่งหยุดส่งสัญญาณก่อนอีกฝ่ายหนึ่งจึงจะสามารถส่งสัญญาณได้ เหตุผลที่เป็นเช่นนี้เพราะระบบสื่อสารสองทางครึ่งอัตรามีการใช้ช่องสัญญาณความถี่ร่วมกันทั้งรับและส่ง หากมีการส่งสัญญาณพร้อมกัน คลื่นที่ถูกส่งออกมาก็จะชนกันในอากาศกลายเป็นสัญญาณที่ไม่สามารถตีความได้หรือนำมาถอดรหัสเพื่อประมวลผล

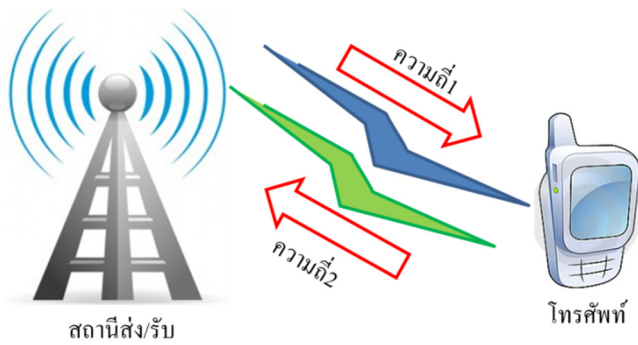
สัญญาณที่ได้รับในภาครับไม่ได้นั่นเอง ดังแสดงในรูปที่ 2.4 ตัวอย่างของการสื่อสารสองทางครึ่งอัตรา ซึ่งมี การรับและส่งสองทางแต่สลับกันส่ง เช่น วิทยุของตำรวจ จะมีปุ่มไว้สำหรับกดเมื่อต้องการส่งสัญญาณ ออกไป เมื่อต้องการพูด และเมื่อเราพูดก็จะไม่สามารถรับสัญญาณได้ เมื่อเรารับสัญญาณก็จะไม่สามารถส่ง สัญญาณออกได้



รูปที่ 2.4 ระบบการสื่อสารสองทางครึ่งอัตรา

2.3.3 ระบบการสื่อสารแบบสองทางเต็มอัตรา (full duplex)

แม้ว่าระบบสื่อสารสองทางครึ่งอัตราจะสามารถทำให้สามารถรับและส่งสัญญาณตอบโต้กันได้ นั้น แต่ก็มีปัญหาคือ ไม่สามารถที่จะทำการส่งและรับสัญญาณตอบโต้กันพร้อมๆ กันในเวลาเดียวกัน ได้ และไม่มีความเป็นธรรมชาติในการสื่อสาร เนื่องจากต้องรอหรือเว้นช่วงระยะเวลาหนึ่งให้ฝ่ายใดฝ่าย หนึ่งหยุดการส่งข้อมูลก่อนแล้วจึงจะสามารถส่งข้อมูลข่าวสารหรือสัญญาณวิทยุได้ตอบกลับได้ ซึ่งวิธีการ เดิมๆ ไม่สามารถทำได้ จึงได้มีการปรับปรุงระบบสื่อสารให้สามารถรองรับการรับส่งสัญญาณคลื่นวิทยุได้ พร้อมๆ กัน เรียกระบบดังกล่าวว่าระบบสื่อสารสองทางเต็มอัตราดังแสดงในรูปที่ 2.5 วิธีการนี้จะต้องแบ่ง ช่องสัญญาณความถี่ในการสื่อสารคลื่นความถี่ออกเป็นสองช่องสัญญาณความถี่ด้วยกัน โดยแต่ละช่อง ความถี่จะถูกแบ่งการใช้งานช่องหนึ่งสำหรับส่งสัญญาณของภาคส่งและอีกช่องสัญญาณหนึ่งจะใช้สำหรับ ภาครับ ข้อดีของวิธีนี้ทำให้การสื่อสารเป็นธรรมชาติมากขึ้น สามารถตอบโต้กันได้ที่ทันที แต่มีข้อเสีย คือ สิ้นเปลืองการใช้งานช่องความถี่ซึ่งมีอยู่อย่างจำกัดและจำเป็นต้องใช้ถึงสองช่องความถี่ด้วยกัน ดัง ตัวอย่างที่พบเห็นในชีวิตประจำวันเช่น ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่

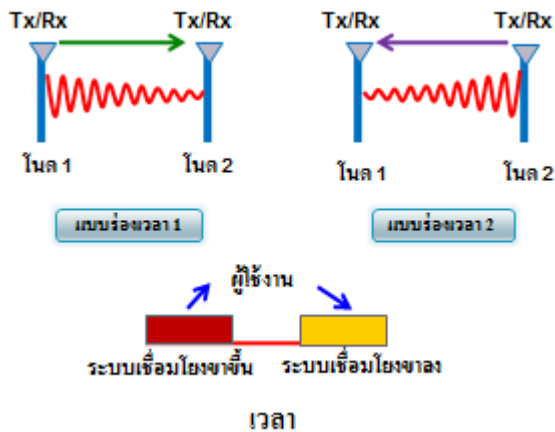


รูปที่ 2.5 ระบบการสื่อสารแบบสองทางเต็มอัตรา

2.3.3.1 ระบบการสื่อสารแบบสองทางเต็มอัตราที่ใช้สองช่องสัญญาณในการสื่อสาร

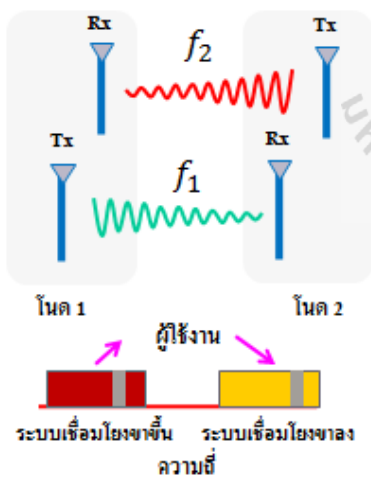
ระบบการสื่อสารแบบสองทางเต็มอัตราที่ใช้สองช่องสัญญาณในการรับส่งสัญญาณพร้อมๆ กันนั้นสามารถแบ่งการทำงานออกเป็น 2 รูปแบบ ดังต่อไปนี้

รูปแบบที่ 1 การสื่อสารรับส่งข้อมูลพร้อมๆ กัน โดยใช้การแบ่งช่องสัญญาณเวลานั้น หรือเรียกว่า TDD (Time Division Duplex) คือ การรับและส่งข้อมูลทางด้านขาขึ้นกับด้านขาลงโดยใช้แถบความถี่เดียวกันในการรับและส่งสัญญาณข่าวสารและมีการจัดสรรช่องสัญญาณความถี่ในการรับและส่งข้อมูลในช่วงเวลาที่ต่างกัน การส่งข้อมูลจะมีการเปลี่ยนสลับช่องสัญญาณไปมาในช่วงเวลาสั้นๆ เพื่อให้การสื่อสารเป็นอย่างธรรมชาติ สำหรับการส่งสัญญาณนั้นจะถูกแบ่งช่วงเวลาออกเป็นเฟรมและในแต่ละเฟรมนั้นจะมีการแบ่งช่วงเวลาย่อยเป็นสองเฟรมย่อย การส่งข้อมูลในทิศทางขาขึ้นจะถูกส่งในช่วงเวลาเฟรมย่อยขาขึ้น ขณะที่การส่งข้อมูลทิศทางขาลง ส่งในช่วงเวลาเฟรมย่อยขาลง ดังนั้น TDD สามารถรองรับการเปลี่ยนแปลงของช่วงเวลาเฟรมได้คือ สัดส่วนช่วงเวลาของเฟรมย่อยขาขึ้นกับเฟรมย่อยขาลง มีการเปลี่ยนแปลงได้ ขึ้นกับปริมาณทราฟฟิกของสัญญาณขาขึ้นและขาลง ดังนั้น TDD จึงมีความยืดหยุ่นในการจัดการแบนด์วิธ ดังแสดงในรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 ระบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตราโดยใช้ TDD

รูปแบบที่ 2 การสื่อสารรับส่งข้อมูลโดยใช้การแบ่งช่องสัญญาณความถี่สำหรับสื่อสารข้อมูลพร้อมๆ กัน หรือ เรียกว่า FDD (Frequency Division Duplex) คือ การส่งข้อมูลทางด้านขาขึ้นกับขาลงนั้นจะส่งในเวลาเดียวกัน แต่แบ่งกันส่งคนละช่องสัญญาณความถี่ ภายในเฟรมของทั้ง TDD และ FDD จะมีการแบ่งย่อยออกเป็นแบบร่อนเวลา ซึ่งการส่งข้อมูลของทั้งสถานีฐานและสถานีลูกข่ายจะต้องส่งตรงตามแบบร่อนเวลา ที่ว่านี้ ดังนั้นทั้งสถานีฐานและสถานีลูกข่ายจะต้องมีการตั้งเวลาให้ตรงกัน เพื่อให้ส่งข้อมูลลงในแบบร่อนเวลา เป็นไปอย่างมีประสิทธิภาพและถูกต้องแม่นยำ ดังแสดงในรูปที่ 2.7

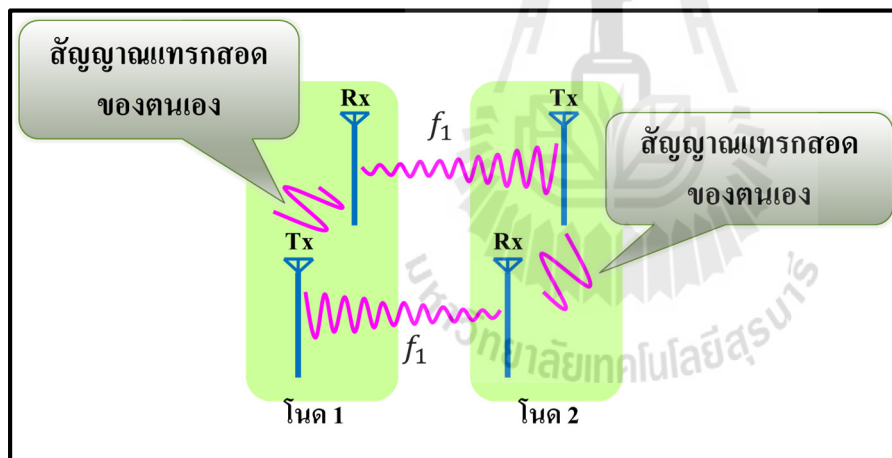


รูปที่ 2.7 ระบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตราโดยใช้ FDD

2.3.3.2 ระบบการสื่อสารแบบสองทางเต็มอัตราที่ใช้ช่องสัญญาณเดียวในการสื่อสาร

การติดต่อสื่อสารแบบไร้สายโดยทั่วไปแล้วจะไม่สามารถทำการรับและส่งคลื่นวิทยุได้พร้อมๆ กัน โดยใช้ช่องสัญญาณเดียวกันได้ ดังมีคำกล่าวของ Andrea Goldsmith ที่ได้เขียนไว้ในตำราทางวิชาการที่

เกี่ยวกับระบบสื่อสารไร้สายมีใจความสำคัญว่า “It is generally not possible for radios to receive and transmit on the same frequency band because of the interference that results”. ฉะนั้น ระบบการสื่อสารสองทางควรต้องแยกช่องสัญญาณขาขึ้นและช่องสัญญาณขาลง โดยเลือกวิธีการดำเนินการแบบแบ่งช่องเวลา หรือ แบบช่องความถี่สำหรับสัญญาณที่สื่อสาร” ดังแสดงในรูปที่ 2.8 จะสังเกตเห็นได้ว่าเมื่อ โหนด 1 และ โหนด 2 พยายามที่จะส่งข้อมูลข่าวสารพร้อมๆ กัน โดยใช้ความถี่เดียวกัน จะพบว่าเกิดสัญญาณที่ย้อนกลับเข้ามารบกวนในระบบของตนเองเกิดขึ้น เรียกว่า สัญญาณแทรกสอดของตนเอง ซึ่งเป็นสัญญาณที่ไม่ต้องการรับ ด้วยปัญหาดังกล่าวถ้าเรามีการจัดการ หรือใช้เทคนิคที่เหมาะสมช่วยในการกำจัดสัญญาณแทรกสอด จะทำให้เราสามารถทำการรับส่งข้อมูลได้โดยใช้ช่องสัญญาณเดียวกันในการรับส่งข้อมูลได้ ซึ่งมีข้อดีคือ เพิ่มประสิทธิภาพการใช้ช่องสัญญาณความถี่ที่มีอยู่อย่างจำกัดให้สามารถส่งข้อมูลได้สูงขึ้น เพิ่มปริมาณการส่งผ่านข้อมูลได้เป็นสองเท่า ลดปัญหาความล่าช้าจากการรับส่งสัญญาณเนื่องมาจากการชนกันของข้อมูล เมื่อ โหนดสองโหนดส่งสัญญาณมาพร้อมๆ กันเมื่อมาถึงภาครับเป้าหมายจะส่งผลให้ภาครับดังกล่าวรับข้อมูลเข้ามาขาดๆ หายๆ หรือรับได้บ้างไม่ได้บ้าง ซึ่งขึ้นอยู่กับความเข้มของสัญญาณว่าสัญญาณที่รับเข้ามาสัญญาณที่ได้รับมาจากโหนดไหนแรงกว่ากัน แม้ว่าสัญญาณอีกโหนดจะมีสัญญาณอ่อนมากก็ตาม



รูปที่ 2.8 ผลกระทบที่เกิดจากสัญญาณแทรกสอดของตนเอง

จากการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรม [4] พบว่าข้อดีของการใช้งานระบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตรามีดังต่อไปนี้

สามารถช่วยในการป้องกันปัญหาของ hidden terminal เพื่อลดปัญหาการชนกันของข้อมูล

ลดปัญหาการเกิดความล่าช้าที่ปลายทาง

มีอัตราเร็วการส่งข้อมูลเพิ่มเป็นสองเท่า

จากการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมที่ผ่านมาได้นำเสนอการออกแบบระบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตราโดยใช้สายอากาศต้นเดียว แต่อย่างไรก็ตามปัญหาที่เกิดขึ้นกับระบบโมโนนั้นไม่เหมือนกันกับการใช้สายอากาศต้นเดียว

2.4 เทคโนโลยีโมโม

เทคโนโลยีโมโมถูกพัฒนาขึ้นจากอดีตจนถึงปัจจุบันและยังได้รับความสนใจไปถึงอนาคตอันใกล้นี้แล้วเพื่อรองรับการสื่อสารความเร็วสูง เพราะความถี่ที่มีให้ใช้งานได้เหลือน้อย และการเปิดแบนด์ใหม่นั้นก็ต้องขออนุญาต สำหรับในระบบไวร์เลสแลนก็จะมีด้วยกัน 2 ความถี่คือ ย่าน 2.4GHz ซึ่งเป็นความถี่ที่ใช้สำหรับมาตรฐาน 802.11b/g และย่าน 5GHz ซึ่งเป็นความถี่สำหรับมาตรฐาน 802.1a ซึ่งย่านนี้มีผู้ใช้ไม่มาก ความถี่จึงเหลือมากเหมาะสำหรับการนำมาพัฒนาเป็นระบบไวร์เลสแลนความเร็วสูง ซึ่งก็คือ 802.11n ที่ใช้เทคโนโลยีโมโม โดยการทำงานของเทคโนโลยีโมโม จะอาศัยการใช้สายอากาศภาคส่งหลายต้นสำหรับการส่งข้อมูลและใช้สายอากาศภาครับหลายต้นสำหรับการรับข้อมูลดังรูปที่ 2.9 ซึ่งจะทำหน้าที่ส่งสัญญาณวิทยุความถี่สูงออกไปที่ความถี่เดียวกัน โดยคลื่นแต่ละชุดจะมีลักษณะเฉพาะในด้านทิศทาง หากเรานำเอามาสร้างเป็นสมการทางคณิตศาสตร์ ที่ภาครับก็จะสามารถแยกแยะว่าสัญญาณที่ส่งออกมาจากหลายต้นนั้นมีข้อมูลอะไรบ้าง เมื่อนำมารวมกันที่ปลายทางก็จะได้ข้อมูลต้นฉบับเปรียบเสมือนการส่งข้อมูลขนานจากต้นทางไปยังปลายทาง โดยระบบโมโมจะประกอบด้วยจำนวนสายอากาศของภาคส่งคือ N ต้น และจำนวนสายอากาศของภาครับคือ M ต้น ซึ่งสามารถเขียนให้อยู่ในรูปเวกเตอร์ได้ดังนี้

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.1)$$

โดยที่ \mathbf{y} แทนเวกเตอร์สัญญาณที่ภาครับขนาด $M \times 1$

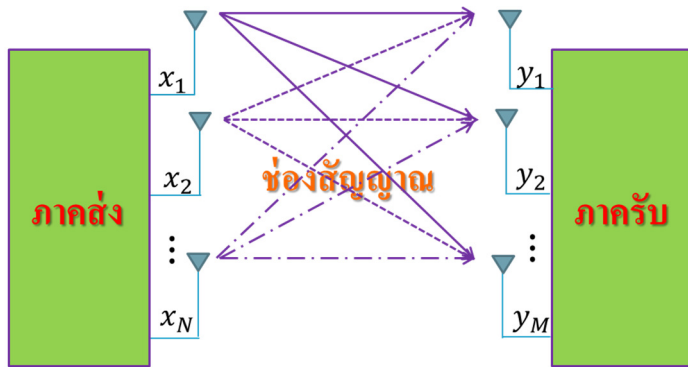
\mathbf{x} แทนเวกเตอร์สัญญาณที่ภาคส่งขนาด $N \times 1$

\mathbf{n} แทนสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นกับภาครับ

\mathbf{H} แทนเวกเตอร์ของช่องสัญญาณที่มีขนาด $M \times N$

ซึ่ง \mathbf{H} สามารถเขียนแทนได้ดังนี้

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ h_{M1} & h_{M2} & \cdots & h_{MN} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$



รูปที่ 2.9 แบบจำลองระบบไมโม

2.4.1 ประเภทของเทคโนโลยีไมโม

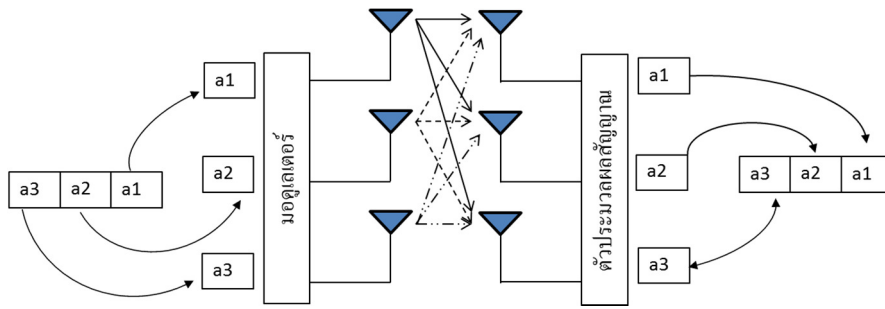
เทคโนโลยีไมโมสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภท ได้แก่ ระบบเปิด (open loop) และระบบปิด (close loop) โดยทั้งสองระบบนี้มีข้อแตกต่างกันคือ ในระบบปิดจะมีการป้อนกลับสัญญาณที่รับได้ไปวิเคราะห์หว่าสัญญาณที่รับได้นั้นมีคุณภาพดีหรือไม่อย่างไร ถ้าไม่ดีก็จะทำการส่งข้อมูลป้อนกลับไปยังภาคส่งเพื่อให้ส่งข้อมูลมาใหม่ ในระบบปิดมีความซับซ้อนกว่าระบบเปิดมาก แต่เทียบคุณภาพของสัญญาณที่รับได้ที่ภาครับนั้นจะมีคุณภาพของสัญญาณที่ดีกว่าระบบเปิด ซึ่งแตกต่างจากระบบเปิดที่ไม่มีการป้อนกลับสัญญาณไปที่ภาคส่ง

2.4.1.1 ระบบเปิด

เทคโนโลยีไมโมระบบเปิดสามารถแบ่งประเภทตามเทคนิคการส่งสัญญาณออกได้เป็น 2 ประเภท ได้แก่

2.4.1.1.1 เทคโนโลยี Spatial Multiplexing

เทคนิค Spatial Multiplexing เป็นเทคนิคการส่งสัญญาณแบบสลับตำแหน่งโดยใช้เวลาและความแรงของสัญญาณไม่เท่ากัน [17-18] ขั้นตอนการส่งจะมีการส่งข้อมูลที่เป็นอิสระกันทั้งหมดเท่ากับจำนวนสายอากาศที่อยู่ในภาคส่งคือ ข้อมูลที่ถูกส่งไปในแต่ละสายอากาศจะเป็นข้อมูลที่แตกต่างกันดังรูปที่ 2.10 เทคนิคนี้ถือเป็นหัวใจสำคัญในไวร์เลส 802.11n สำหรับการเพิ่มความเร็ว แต่ทั้งนี้ต้องอาศัยสายอากาศภาคส่งและรับหลายๆ ต้นที่เรารู้จักกันในชื่อ ไมโม



รูปที่ 2.10 แบบจำลองการเข้ารหัสแบบ SM

2.4.1.1.2 เทคโนโลยีแบบ Space-Time Block Code

การเข้ารหัสเชิงตำแหน่งและเวลาแบบบล็อก Space-Time Block Code (STBC) เป็นการเข้ารหัสเพื่อเพิ่มข้อมูลอีกชุดหนึ่งส่งออกอากาศโดยใช้สายอากาศอีกต้นหนึ่ง ในลักษณะของ MISO (Multiple Input Single Output) ทำให้ภาครับรับสัญญาณได้ 2 ชุด ช่วยให้มีเสถียรภาพที่ดีขึ้น [19-20] แต่นั่นก็ต้องแลกมาด้วยการปรับปรุงวงจรทั้งภาคส่งและภาครับ โดยภาคส่งทางต้นทางจะต้องมีวงจรเข้ารหัสแบบ STBC และสายอากาศ 2 ต้น เพื่อส่งข้อมูลออกไปพร้อมๆ กัน และทางภาครับก็ต้องมีวงจรถอดรหัสแบบ STBC ด้วย

2.4.1.2 ระบบปิด

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นว่าระบบโมโมแบบระบบปิดมีความแตกต่างจากระบบโมโมแบบระบบเปิดคือระบบปิดจะมีการป้อนกลับสัญญาณไปยังภาคส่งเพื่อปรับปรุงคุณภาพของสัญญาณให้ดีขึ้น ระบบปิดมีความซับซ้อนกว่าระบบเปิด

2.5 ผลกระทบจากปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม (MUTUAL COUPLING)

อัลกอริทึมส่วนใหญ่ของสายอากาศแถวลำดับจะถูกเสนออยู่บนข้อสมมติที่ว่าสายอากาศที่ใช้ในเป็นสายอุดมคติแบบไอโซทรอปิกที่เมื่อมีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ามาตกกระทบแล้วไม่แผ่พลังงานอีกครั้งหนึ่ง แต่อย่างไรก็ตามในความเป็นจริงสายอากาศจะแผ่พลังงานออกไปเมื่อมีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ามาตกกระทบ ซึ่งคลื่นที่แผ่ออกมานั้นจะไปตกกระทบกับสายอากาศต้นอื่นๆ ที่อยู่บริเวณใกล้เคียงกันทำให้เกิดกระแสไหลในสายอากาศดังกล่าว เรียกปรากฏการณ์นี้ว่า ปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม (mutual coupling) ซึ่งผลกระทบระหว่างชุดของสายอากาศและการกระจายถูกอธิบายโดยเมตริกซ์ของอิมพีแดนซ์ \mathbf{Z} โดยทั่วไป \mathbf{Z} สามารถใช้เทคนิคเชิงตัวเลข เช่น วิธีของช่วงเวลา สำหรับสายไดโพล \mathbf{Z} สามารถคำนวณโดยใช้วิธีการ

แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ (Induced Electromagnetic Force) [21-22]. สามารถคำนวณ Z_{mn} ได้ดังสมการที่ (2.3)

$$Z_{mn} = \begin{cases} 30[0.5772 + \ln(kl) - C_i(kl)] + \\ j[30S_i(kl)], & m = n \\ 30[2C_i(u_0) - C_i(u_1) - C_i(u_2)] - \\ j[30[2S_i(u_0) - S_i(u_1) - S_i(u_2)]], & m \neq n \end{cases} \quad (2.3)$$

เมื่อ $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ คือ เลขคลื่น

$l = \frac{\lambda}{2}$ คือ ความยาวไดโพล

และค่าคงที่ u_0, u_1, u_2 สามารถเขียนได้ดังนี้

$$u_0 = kd_h \quad (2.4)$$

$$u_1 = k(\sqrt{d_h^2 + l^2} + l) \quad (2.5)$$

$$u_2 = k(\sqrt{d_h^2 + l^2} - l) \quad (2.6)$$

เมื่อ d_h คือ ระยะห่างระหว่างไดโพล และ $C_i(u)$ และ $S_i(u)$ คือ อินทิกรัลโคไซน์ และอินทิกรัลไซน์ตามลำดับ ดังสมการที่ (2.7) และสมการที่ (2.8)

$$C_i(u) = \int_{\infty}^u \frac{\cos(x)}{x} dx \quad (2.7)$$

$$S_i(u) = \int_0^u \frac{\sin(x)}{x} dx \quad (2.8)$$

โดยทั่วไปแล้วปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วมสามารถอธิบายลักษณะโดยเทคนิคการออกแบบเชิงตัวเลข อย่างไรก็ตามสำหรับไดโพลเราสามารถที่จะวิเคราะห์ปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วมกับการออกแบบระบบโมโมได้ดังรูปที่ 2.10 เมตริกซ์เชื่อมต่อของสายอากาศภาคส่งสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.9)

$$\mathbf{C}_T = (\mathbf{Z}_A + \mathbf{Z}_T)(\mathbf{Z} + \mathbf{Z}_T \mathbf{I}_{N_T})^{-1} \quad (2.9)$$

เมื่อ $Z_A = 73 + j42.5 \Omega$

$$Z_T = Z_A^*$$

เมตริกซ์เชื่อมต่อของสายอากาศภาคส่งสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.10)

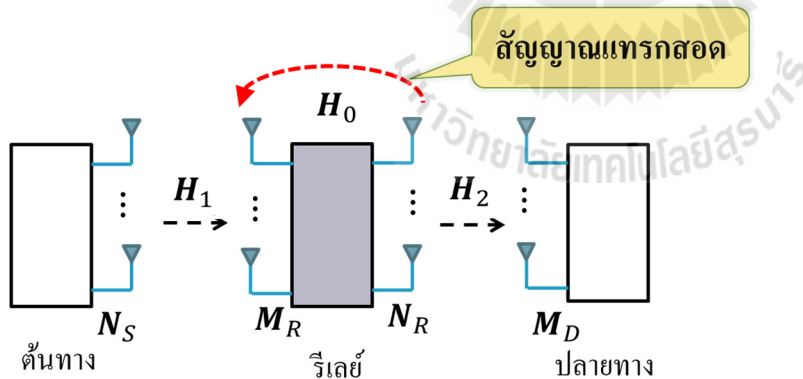
$$\mathbf{C}_R = (\mathbf{Z}_A + \mathbf{Z}_T)(\mathbf{Z} + \mathbf{Z}_T \mathbf{I}_{N_R})^{-1} \quad (2.10)$$

จากเมตริกซ์ของช่องสัญญาณ \mathbf{H} อธิบายจากกรณีปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม จะได้เมตริกซ์ของช่องสัญญาณใหม่ คือ $\mathbf{H}_{mc} = \mathbf{C}_R \mathbf{H} \mathbf{C}_T$ ซึ่งสามารถเขียนสมการระบบโมโมจากผลกระทบของปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วมได้ดังนี้

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}_{mc} \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.11)$$

2.6 การสื่อสารสองทางเต็มอัตราสำหรับระบบไมโม

เนื่องจากแนวโน้มของผู้ใช้งานมีความต้องการในการส่งข้อมูลมากขึ้น จึงมีงานวิจัยมากมายที่ต้องการพัฒนา ระบบไมโมให้สามารถส่งและรับข้อมูลได้ครอบคลุมพื้นที่ของการสื่อสารไร้สาย ความต้องการในการเพิ่ม ปริมาณอัตราการส่งข้อมูล และเพิ่มความจุของช่องสัญญาณ จึงมีวิธีการต่างๆ มากมาย อาทิเช่น การส่งและ รับข้อมูลโดยผ่านรีเลย์ ดังแสดงในรูปที่ 2.11 โดยตัวรีเลย์อยู่ระหว่างต้นทางกับปลายทาง ซึ่งรีเลย์จะทำ หน้าที่ในการรับข้อมูลจากต้นทาง และส่งข้อมูลต่อไปยังปลายทาง แต่เนื่องจากรีเลย์ทำหน้าที่ในการส่ง ข้อมูลและรับข้อมูลในเวลาที่เดียวกันจึงทำให้เกิดผลกระทบของสัญญาณแทรกสอดของตนเองและมี หลายๆ งานวิจัยได้เสนอวิธีการลดสัญญาณแทรกสอดของตนเอง โดยกำหนดให้ระดับพลังงานของ ช่องสัญญาณกับสัญญาณแทรกสอดของตนเองมีค่าใกล้เคียงกัน ซึ่งในความเป็นจริงแล้วระดับความแรงของ สัญญาณแทรกสอดของตนเองจะมีค่าสูงกว่าระดับความแรงของช่องสัญญาณ และในหลายๆ งานวิจัยที่ได้ นำเสนอเกี่ยวกับเทคโนโลยีไมโมและปัญหาสัญญาณแทรกสอดของตนเองในระบบไมโม แต่ไม่ได้พิจารณา เกี่ยวกับผลกระทบจากปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วมหรือสัญญาณแทรกสอดร่วมในระบบไมโม เนื่องจากใน ความเป็นจริงสายอากาศจะแผ่พลังงานออกไปเมื่อมีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ามาตกกระทบ ซึ่งคลื่นที่แผ่ออกมานั้น จะไปตกกระทบกับสายอากาศต้นอื่นๆ ที่อยู่บริเวณใกล้เคียงกันทำให้เกิดกระแสไหลในสายอากาศ และด้วย ผลกระทบของสัญญาณแทรกสอดร่วมนี้ ทำให้ไม่สามารถรับสัญญาณที่ต้องการรับได้และประสิทธิภาพของ ความจุของช่องสัญญาณระบบไมโมลดลง



รูปที่ 2.11 การส่งและรับข้อมูลโดยผ่านรีเลย์

2.7 ปัญหาสัญญาณแทรกสอดในระบบไมโม

จากการสำรวจปรัทัศน์วรรณกรรมเกี่ยวกับการสื่อสารสองทางเต็มอัตรา เมื่อระบบไม โมส่งและรับข้อมูลพร้อมๆ กันในเวลาเดียวกันบนความถี่เดียวกัน ทำให้เกิดประเด็นปัญหาที่สำคัญคือสัญญาณแทรกสอดของตนเอง และสัญญาณแทรกสอดร่วม ซึ่งเป็นสัญญาณที่เราไม่ต้องการและส่งผลทำให้เกิดความผิดพลาดของสัญญาณดังรูปที่ 2.12 ปัญหาสัญญาณแทรกสอดของตนเองเกิดสัญญาณที่รั่วไหลมาจากภาคส่ง และปัญหาสัญญาณแทรกสอดร่วมเกิดจากผลกระทบของสัญญาณแทรกสอดจากสายอากาศต้นอื่น จากผลกระทบสัญญาณแทรกสอดสามารถเขียนให้อยู่ในรูปเวกเตอร์ได้ดังสมการที่ (2.12)

$$\mathbf{H}_I = \mathbf{H}_{SI} + \mathbf{H}_{MI} \quad (2.12)$$

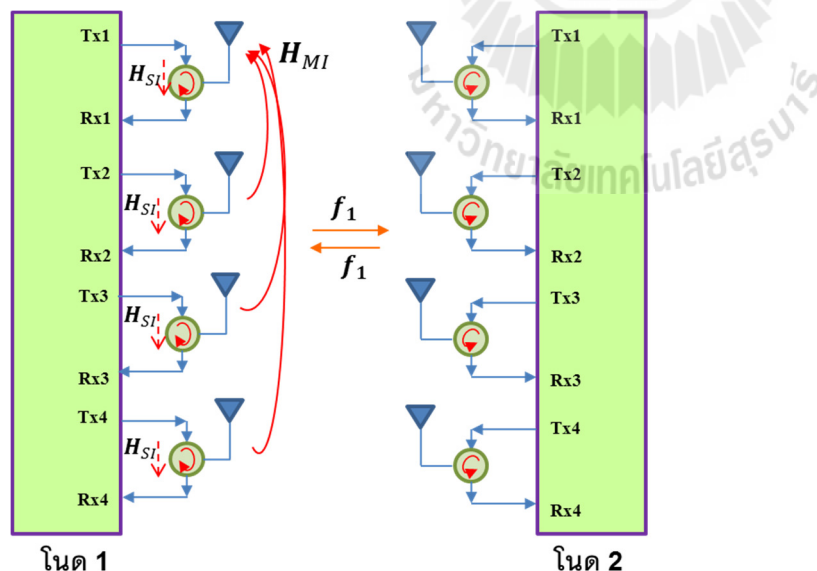
โดยที่ \mathbf{H}_{SI} แทนเวกเตอร์ของช่องสัญญาณแทรกสอดของตนเอง

\mathbf{H}_{MI} แทนเวกเตอร์ของช่องสัญญาณแทรกสอดร่วม

\mathbf{H}_I แทนเวกเตอร์ของช่องสัญญาณแทรกสอด

จากสมการที่ (2.12) พบว่าระดับความแรงของสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วมนั้นใกล้เคียงกัน แต่ยิ่งมากกว่าสัญญาณที่ภาครับรับได้ ดังนั้นจึงสามารถเขียนให้อยู่ในรูปเวกเตอร์ของสมการระบบไม โมเมื่อมีผลกระทบของสัญญาณแทรกสอดได้ดังสมการที่ (2.13)

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{H}_I\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (2.13)$$



รูปที่ 2.12 การจำลองแบบปัญหาสัญญาณแทรกสอดในระบบไม โม

เนื่องจากปัญหาของสัญญาณแทรกสอดในระบบไมโมมีผลกระทบกับระบบไม่สามารถรับสัญญาณที่ต้องการได้และเกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณ ถึงแม้ว่างานวิจัยที่ผ่านมาได้นำเสนอเทคนิคการลดสัญญาณแทรกสอดในส่วนดิจิทัลแต่ไม่เพียงพอสำหรับระดับความแรงของสัญญาณแทรกสอดที่ได้จากการวัดจริงในงานวิจัยนี้จึงเสนอเทคนิคการลดสัญญาณแทรกสอดในส่วนแอนะล็อกและส่วนดิจิทัลต่อไป

2.8 เทคนิควิธีการลดสัญญาณแทรกสอด

สำหรับการสื่อสารสองทางเต็มอัตราได้มีงานวิจัยที่เสนอเทคนิคต่างๆ ในการลดสัญญาณแทรกสอด อาทิเช่น วิธีการบังคับศูนย์ วิธีวงจรรองถ่วงน้ำหนัก วิธีความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุด (minimum mean square error) เป็นต้น เมื่อพิจารณาเกี่ยวกับระบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตราที่ใช้เทคนิคการลดสัญญาณแทรกสอดเพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบที่ผ่านมาๆ จนถึงปัจจุบันสามารถกล่าวได้โดยสรุปดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 สรุปงานปริทัศน์วรรณกรรมและงานที่เกี่ยวข้องกับการสื่อสารสองทางเต็มอัตรา

งานวิจัย	การลดสัญญาณแทรกสอดส่วนแอนะล็อก	การลดสัญญาณแทรกสอดส่วนดิจิทัล	พิจารณาผลวัดทางปฏิบัติ	ระบบไมโม	คิดสัญญาณแทรกสอดของตนเอง	คิดสัญญาณแทรกสอดร่วม
[4-5],[23-25]	✓	✓	✓		✓	
[9-12]		✓		✓	✓	
[26-27]		✓			✓	
[28]	✓		✓	✓	✓	
Proposed	✓	✓	✓	✓	✓	✓

2.9 กล่าวท้ายบท

ตามเนื้อหาที่ได้กล่าวมาข้างต้นในบทนี้จะเห็นว่า ระบบการสื่อสารไร้สาย ระบบโมโมที่ถูกนำมาพัฒนาและปรับปรุงประสิทธิภาพเพื่อรองรับความต้องการในการใช้งานที่เพิ่มมากขึ้น และองค์ความรู้ของระบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตรานั้นพบว่า ได้มีการพัฒนาวิธีการสื่อสารเพื่อที่จะให้ระบบสามารถรับและส่งข้อมูลได้พร้อมๆ กัน เพื่อจะช่วยลดปัญหาความล่าช้าที่ปลายทาง ซึ่งวิธีการสื่อสารสองทางเต็มอัตราบนช่องสัญญาณเดียวโดยใช้สายอากาศต้นเดียนั้นเกิดผลกระทบของสัญญาณแทรกสอดของตนเอง และอีกหนึ่งวิธีการสำหรับระบบโมโมคือ การรับส่งข้อมูลโดยผ่านรีเลย์ ซึ่งวิธีนี้ได้พิจารณาผลกระทบของสัญญาณแทรกสอดของตนเอง แต่เนื่องจากระบบโมโมใช้สายอากาศหลายต้นในการส่งและรับข้อมูลจึงเกิดผลกระทบของสัญญาณแทรกสอดร่วมที่ตกกระทบกับสายอากาศต้นอื่นๆ

ดังนั้นจึงเกิดแนวคิดที่จะพัฒนาระบบที่สามารถรองรับความต้องการของผู้ใช้ที่เพิ่มมากขึ้น ผู้วิจัยจึงได้สนใจที่จะพัฒนาระบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตราบนช่องสัญญาณเดียวสำหรับระบบโมโม ซึ่งระบบสามารถส่งและรับข้อมูลได้พร้อมๆ กันบนความถี่เดียวกันในเวลาเดียวกัน โดยจะศึกษาหาแนวทางในการลดผลกระทบของสัญญาณแทรกสอดของตนเองและผลกระทบของสัญญาณแทรกสอดร่วม ซึ่งจะอธิบายในบทถัดไป

บทที่ 3 การพัฒนาการสื่อสารสองทางบนช่องสัญญาณเดียวสำหรับระบบโมโม

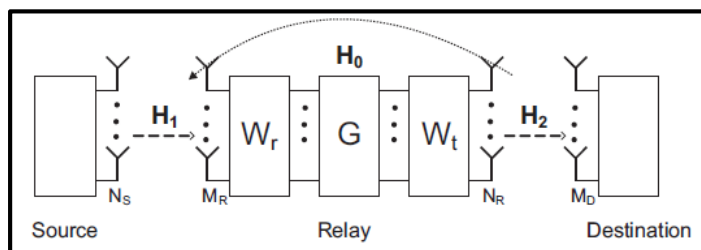
3.1 กล่าวนำ

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงการพัฒนาการพัฒนาระบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตราบนช่องสัญญาณเดียวสำหรับระบบโมโมและการจำลองแบบ โดยแสดงถึงกระบวนการและหลักการที่ใช้ในการออกแบบด้วยสมการ และมีพารามิเตอร์ที่แสดงถึงประสิทธิภาพของระบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตรา ในอันดับแรกที่ต้องคำนึงถึงในการออกแบบระบบคือ ผลกระทบของสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วมที่เข้ามาในระบบและเทคนิคที่เหมาะสมในการนำมาออกแบบและพัฒนาระบบ เทคนิคที่จะนำมาช่วยในการออกแบบเพื่อกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วมที่เข้ามารบกวนในระบบและเป็นสัญญาณที่เราไม่ต้องการ ในเทคนิคนี้เราจะแบ่งเป็นสองส่วนด้วยกันดังนี้ ส่วนแรกคือ เราจะพิจารณาการลดระดับสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วมที่อยู่ในรูปสัญญาณที่เป็นแบบแอนาล็อก หรือสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุ ส่วนที่สองคือ ส่วนที่ต้องพิจารณาสัญญาณที่อยู่ในรูปแบบของสัญญาณเชิงดิจิทัล แต่ในส่วนนี้เราจะพิจารณาการลดสัญญาณแบบแอนาล็อกก่อน

3.2 การกำจัดสัญญาณแทรกสอดในรีเลย์โมโม

การออกแบบชุดทดสอบเบื้องต้นของระบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตราสำหรับระบบ โมโม ผู้วิจัยได้ศึกษางานวิจัยเกี่ยวกับการสื่อสารสองทางเต็มอัตราสำหรับระบบโมโมผ่านรีเลย์ โนครีเลย์สามารถใช้รับข้อมูลจากต้นทางและส่งข้อมูลไปยังปลายทาง อย่างไรก็ตามปัญหาที่พบในการดำเนินการสื่อสารสองทางเต็มอัตราคือผลกระทบจากสัญญาณแทรกสอดของตนเองที่เกิดขึ้นจากภาคส่งและภาครับของโนครีเลย์ จากปัญหาสัญญาณแทรกสอดของตนเองได้มีงานวิจัยต่างๆ ให้ความสนใจและเสนอเทคนิควิธีการบังคับศูนย์สำหรับการลดสัญญาณแทรกสอด และวิธีค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุดสำหรับลดสัญญาณแทรกสอด

การออกแบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตราของระบบโมโมผ่านรีเลย์ดังรูปที่ 3.1 งานวิจัย [9] แสดงเทคนิคการลดสัญญาณแทรกสอดด้วยวิธีการบังคับศูนย์ดังสมการที่ (3.1)



รูปที่ 3.1 ออกแบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตราของระบบโมโม่ผ่านรีเลย์สำหรับลดสัญญาณแทรกสอดของตนเอง [9]

$$H_0 = U_0 D_0 V_0^H \quad (3.1)$$

สำหรับการลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองด้วยวิธีการบังคับศูนย์โดยกำหนดให้

$$W_r = U_0^H \quad (3.2)$$

$$W_t = V_0 \quad (3.3)$$

จากการออกแบบสัญญาณภาครับที่ปลายทางสามารถเขียนสมการได้ดังนี้

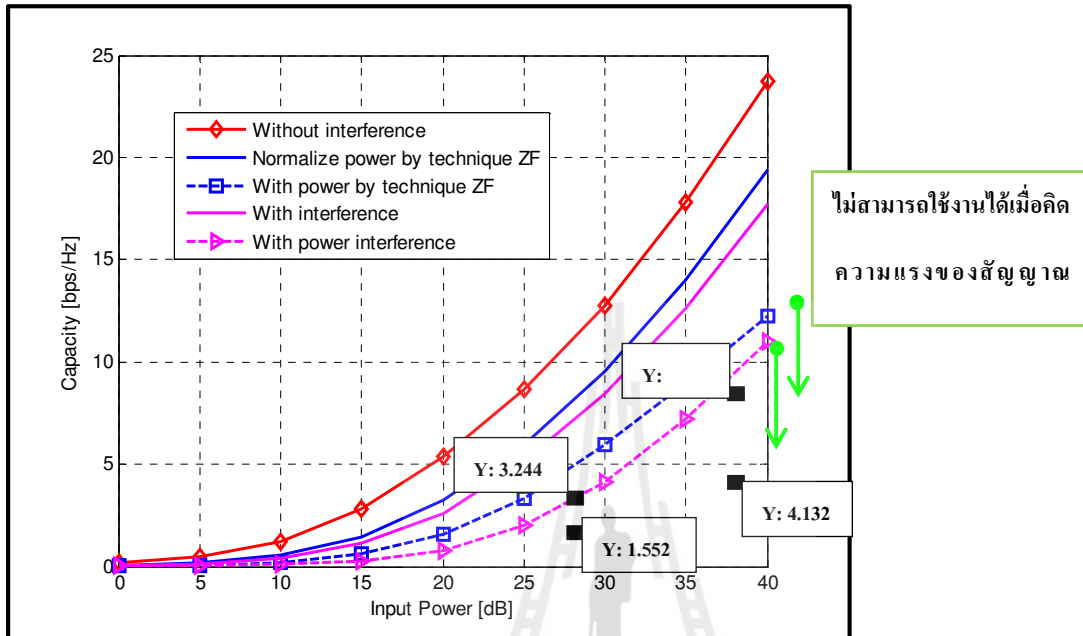
$$y_d = \{H_2 W_t G W_r H_1 x_s + H_2 W_t G W_r H_0 x_r + H_2 W_t G W_r n_r\} x_s + n_D \quad (3.4)$$

จากงานวิจัย [9] ได้ออกแบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตราของระบบโมโม่ผ่านรีเลย์ ปัญหาที่ท้าทายคือสัญญาณแทรกสอดของตนเอง งานวิจัยนี้จึงนำเสนอเทคนิคการลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองด้วยวิธีการบังคับศูนย์โดยพิจารณาว่า สัญญาณที่ต้องการรับมีระดับพลังงานใกล้เคียงกับสัญญาณแทรกสอดของตนเอง แต่ในความเป็นจริงแล้วเมื่อวัดความแรงของสัญญาณแทรกสอดของตนเองนั้นมีผลกระทบต่อประสิทธิภาพของระบบเป็นอย่างมาก

3.3 ความแรงของสัญญาณแทรกสอด

จากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับการสื่อสารสองทางเต็มอัตราของระบบโมโม่ ปัญหาที่ท้าทายคือ สัญญาณแทรกสอดของตนเอง ซึ่งหลายๆ งานวิจัยได้พิจารณาระดับความแรงของสัญญาณแทรกสอดของตนเองมีค่าใกล้เคียงหรือเท่ากับระดับความแรงของสัญญาณที่ต้องการ อย่างไรก็ตามผู้วิจัยได้ทำการวัดความแรงของสัญญาณแทรกสอด ความแรงของสัญญาณที่ต้องการแล้วพบว่า ระดับความแรงของสัญญาณแทรกสอดนั้นมากกว่าระดับความแรงสัญญาณที่ต้องการ จากปัญหานี้ทำให้พบว่าในการลดสัญญาณแทรกสอดในส่วนดิจิทัลอย่างเดียวนั้นไม่เพียงพอ ดังรูปที่ 3.2 แสดงให้เห็นว่ากราฟเส้นสีน้ำเงินเมื่อไม่พิจารณาความแรงของสัญญาณในทางปฏิบัติสำหรับการใช้เทคนิควิธีบังคับศูนย์สามารถลดความแรงของสัญญาณแทรกสอดได้ เพราะพิจารณาว่าความแรงสัญญาณที่ต้องการใกล้เคียงกับ

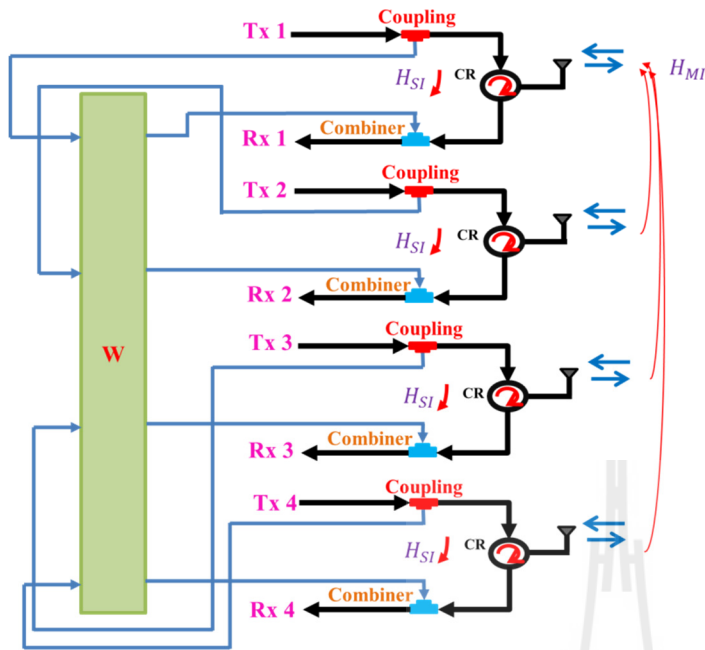
ความแรงสัญญาณแทรกสอดจึงดีกว่ากราฟเส้นสีน้ำเงินปะเมื่อพิจารณาความแรงของสัญญาณในทางปฏิบัติ สำหรับการใส่เทคนิควิธีบังคับศูนย์เพียงอย่างเดียวนั้นไม่เพียงพอต่อการลดความแรงของสัญญาณแทรกสอด ด้วยเหตุนี้ผู้วิจัยจึงได้เสนอการลดสัญญาณแทรกสอดทั้งแบบแอนาล็อกและแบบดิจิทัล



รูปที่ 3.2 ความจุช่องสัญญาณของระบบไม โมเมื่อไม่พิจารณาและพิจารณาผลวัดทางปฏิบัติ

3.4 การจำลองเปรียบเทียบเทคนิคการลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วม

ในการสร้างแบบจำลองเราพยายามสร้างแบบจำลองให้ใกล้เคียงกับสภาพความเป็นจริงที่สุด ในรูปที่ 3.3 แสดงแบบจำลองการสื่อสารสองทางสำหรับระบบไม โม 4x4 บนช่องสัญญาณเดี่ยวโดยการชดเชยช่องสัญญาณ ซึ่งข้อดีของระบบการสื่อสารที่ออกแบบมานี้คือ สัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วมที่เข้ามารบกวนในระบบเป็นสัญญาณที่เราทราบและสามารถออกแบบพัฒนาระบบให้สามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดได้โดยง่าย โดยเราได้สมมติให้ W แทนการชดเชยช่องสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วมดังสมการ (3.5) ในการออกแบบจำลองระบบเราทราบสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วม



รูปที่ 3.3 การออกแบบจำลองการสื่อสารสองทางเต็มอัตราของระบบโมโม 4x4 บนช่องสัญญาณเดี่ยวด้วยวิธีการชดเชยช่องสัญญาณ

จากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมพบว่าได้นำเสนอวิธีลดสัญญาณแทรกสอดต่างๆ มากมาย ดังนั้นผู้วิจัยจึงมีแนวคิดที่ว่าหากเราทราบสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วมนั้น เราก็สามารถที่จะกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วมได้โดยง่ายดังสมการที่ (3.6) เราจึงได้ทำการจำลองผลด้วยโปรแกรมแมทแลบ การจำลองแบบเราจะพิจารณาโดยใช้วิธีการชดเชยช่องสัญญาณแทรกสอด จากนั้นเราได้ทำการชดเชยช่องสัญญาณแทรกสอดที่ 30% เทียบกับวิธีการลดสัญญาณแทรกสอดจากงานวิจัยอื่นๆ ซึ่งในงานวิจัยชิ้นนี้เราได้เลือกใช้วิธีการบังคับศูนย์เปรียบเทียบกับวิธีที่ผู้วิจัยได้นำเสนอ ดังรูปที่ 3.4 และรูปที่ 3.5 เป็นการจำลองแบบเพื่อเปรียบเทียบผลของอัตราความผิดพลาดบิตด้วยวิธีการบังคับศูนย์เปรียบเทียบกับวิธีที่ผู้วิจัยได้นำเสนอ

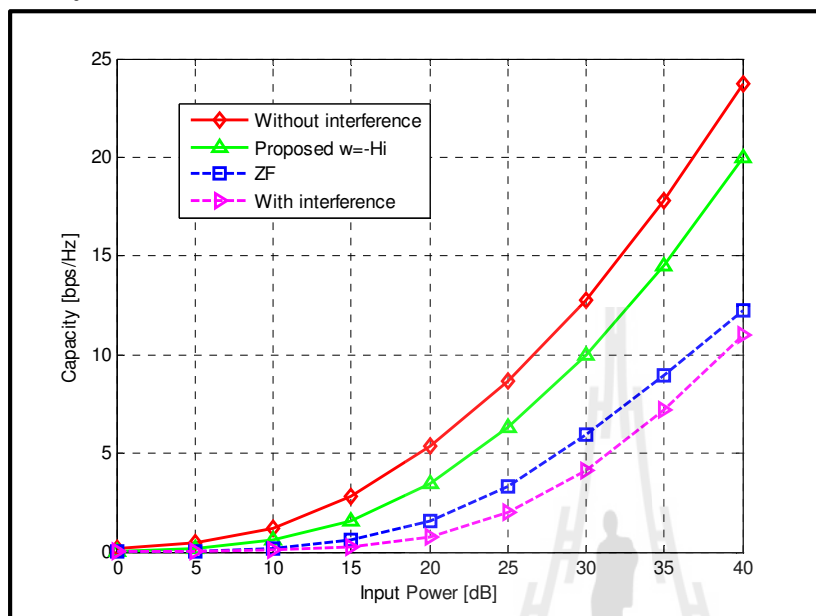
$$W = -H_I \quad (3.5)$$

โดยที่ H_I แทนเวกเตอร์ของช่องสัญญาณแทรกสอด

$$y = Hx + H_I s + Ws + n \quad (3.6)$$

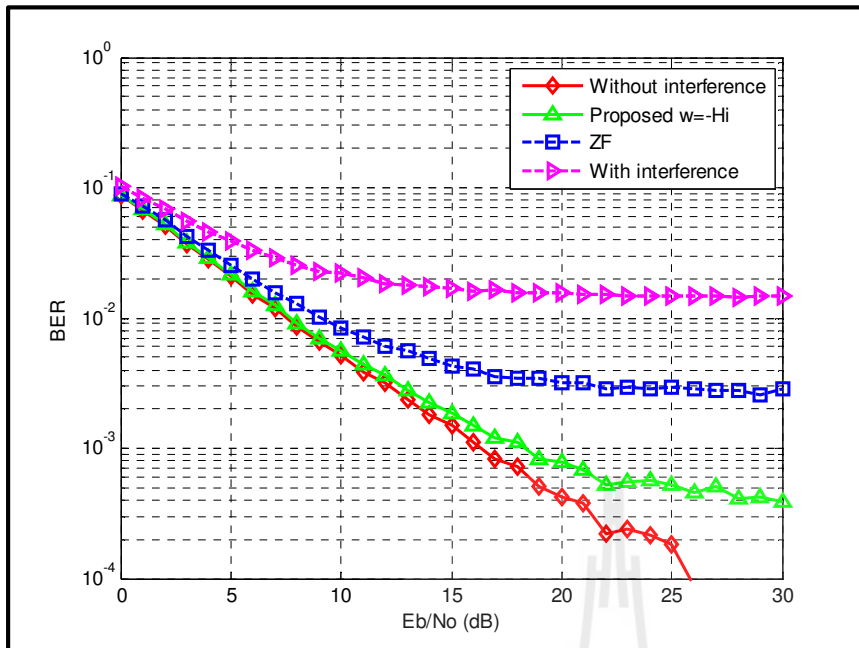
รูปที่ 3.4 เป็นการเปรียบเทียบความจุของช่องสัญญาณที่เพิ่มขึ้นจากวิธีการชดเชยช่องสัญญาณแทรกสอดที่ 30% กับวิธีการบังคับศูนย์ โดยเป็นการจำลองผลของการสื่อสารสองทางสำหรับระบบโมโม เมื่อระดับความแรงของสัญญาณแทรกสอดนั้นมากกว่าความแรงของสัญญาณที่ต้องการ จากรูปจะเห็นได้ว่า กราฟเส้นสีน้ำ

เงินที่ใช้วิธีการบังคับศูนย์ในส่วนดิจิทัลเพียงอย่างเดียวนั้นไม่เพียงพอต่อการลดสัญญาณแทรกสอด ประสิทธิภาพของระบบจึงน้อยกว่ากราฟเส้นสีเขียวที่ใช้วิธีการชดเชยช่องสัญญาณแทรกสอดและกราฟเส้นสีชมพูที่มีสัญญาณแทรกสอดซึ่งเป็นการพิจารณาส่วนแอนาล็อก



รูปที่ 3.4 ความจุช่องสัญญาณของระบบโมโม 4x4 บนช่องสัญญาณเดียว

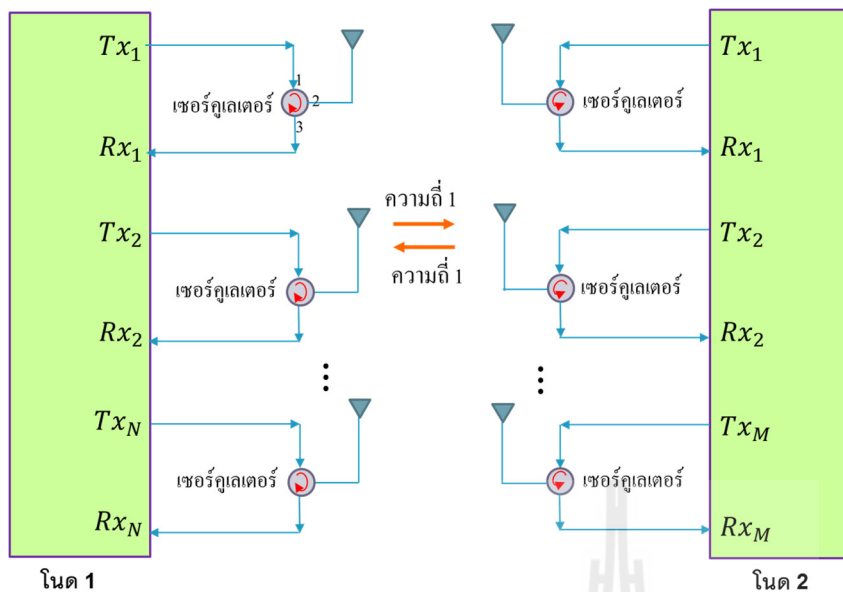
วิธีการบังคับศูนย์ รูปที่ 3.5 พบว่าอัตราบิดผิดพลาดของวิธีบังคับศูนย์มีอัตราบิดผิดพลาดน้อยกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับระบบที่ได้รับผลกระทบจากสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วม แต่มากกว่าระบบที่ไม่มีผลกระทบของสัญญาณแทรกสอด ซึ่งกราฟเส้นสีชมพูเป็นระบบที่ได้รับผลกระทบจากสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วมจะให้ค่าอัตราบิดผิดพลาดสูงที่สุด



รูปที่ 3.5 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบไมโม 4x4 บนช่องสัญญาณเดียว

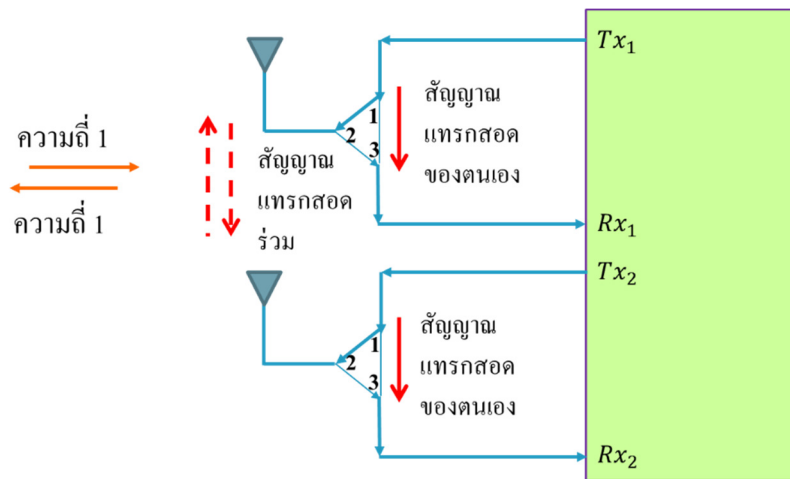
3.5 การออกแบบชุดทดสอบ

ผู้วิจัยได้ทำการออกแบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตราบนช่องสัญญาณเดียวสำหรับระบบไมโม ซึ่งข้อดีของระบบนี้คือ ลดปัญหาความล่าช้าที่ปลายทาง มีค่าวิสัยสามารถส่งผ่านข้อมูลเพิ่มขึ้น และสามารถทำการส่งและรับสัญญาณพร้อมๆ กันได้ในเวลาเดียวกันและบนความถี่เดียวกัน เป็นต้น โดยการออกแบบที่โนด 1 จะใช้สายอากาศจำนวน N ต้น และที่โนด 2 จะใช้สายอากาศจำนวน M ต้น และใช้สายอากาศต้นเดียวทำหน้าที่ในการส่งสัญญาณและรับสัญญาณ โดยจะใช้เซอร์คูเลเตอร์ ทำหน้าที่ช่วยแยกสัญญาณภาคส่งและภาครับออกจากกันเพื่อให้สามารถทำการรับและส่งสัญญาณได้ในเวลาเดียวกัน โดยสายอากาศจะถูกเชื่อมต่อกับทางเข้าออกที่ 2 ของเซอร์คูเลเตอร์ จากนั้นภาคส่งของโนดที่ 1 จะทำการส่งสัญญาณผ่านทางเข้าออกที่ 1 ไปยังทางเข้าออกที่ 2 ที่ถูกเชื่อมต่อกับสายอากาศส่งไปยังภาครับของโนดที่ 2 และเมื่อโนดที่ 2 ถูกป้อนสัญญาณส่งผ่านทางเข้าออกที่ 3 ของภาครับในโนดที่ 1 โดยทั้งสองโนดจะส่งสัญญาณที่ความถี่เดียวกัน ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 การสื่อสารสองทางบนช่องสัญญาณเดียวสำหรับระบบโมโม $M \times N$

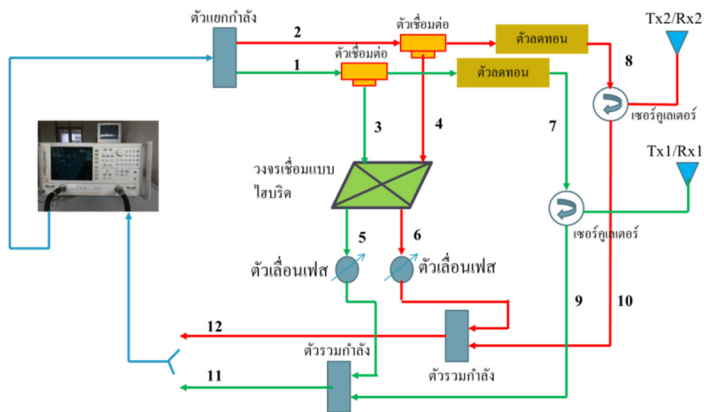
จากการออกแบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตราบนช่องสัญญาณเดียวสำหรับระบบโมโม โดยใช้สายอากาศต้นเดียวที่มีจุดป้อนสัญญาณที่สามารถทำการส่งและรับสัญญาณพร้อมๆ กันด้วยความถี่เดียวกันในเวลาเดียวกัน ซึ่งความท้าทายของการออกแบบระบบนี้คือ การลดระดับสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วมที่เกิดขึ้นในระบบที่ภาครับและเป็นสัญญาณที่เราไม่ต้องการ ดังแสดงในรูปที่ 3.7 ซึ่งสัญญาณแทรกสอดของตนเองเกิดจากผลกระทบของสัญญาณภาคส่งทางเข้าออกที่ 1 รั่วไหลมาทางเข้าออกที่ 3 ของภาครับ และสัญญาณแทรกสอดร่วมเกิดจากผลกระทบของคลื่นที่แผ่ออกมาจากสายอากาศต้นอื่นๆ ที่อยู่บริเวณใกล้เคียง เหตุผลที่ผู้วิจัยให้ความสนใจปัญหาสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วม เพราะว่าเมื่อระบบนี้ส่งและรับสัญญาณพร้อมๆ กันด้วยความถี่เดียวกันในเวลาเดียวกัน สัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วมนั้นมีระดับพลังงานที่แรงกว่าสัญญาณที่ต้องการ จึงไม่สามารถที่จะรับข้อมูลที่ต้องการได้หรืออาจจะรับข้อมูลได้น้อยมาก โดยระบบที่ได้ทำการออกแบบแยกการลดระดับสัญญาณแทรกสอดออกเป็นสองส่วนด้วยกัน ได้แก่ ส่วนการลดสัญญาณแทรกสอดแบบแอนาล็อก และส่วนการลดสัญญาณแทรกสอดแบบดิจิทัล ซึ่งจะอธิบายในหัวข้อถัดไป



รูปที่ 3.7 ผลกระทบสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วม

3.5.1 การออกแบบในส่วนแอนาโลก

การออกแบบในส่วนนี้ถือว่ามีความสำคัญมาก เนื่องจากสามารถทำให้สัญญาณแทรกสอดที่เราต้องการกำจัดถูกหักล้างออกไปมากพอสมควร ข้อดีของระบบสื่อสารที่ออกแบบคือ สัญญาณแทรกสอดที่เข้ามารบกวนในระบบเป็นสัญญาณที่เราทราบและสามารถออกแบบพัฒนาระบบให้สามารถลดระดับสัญญาณแทรกสอดดังกล่าวได้โดยง่าย จากปริทัศน์วรรณกรรมที่ได้สำรวจทำให้ทราบถึงการออกแบบและแนวทางในการพัฒนาเพื่อลดความซับซ้อนของวงจร แต่สิ่งที่จะต้องคำนึงในส่วนนี้คือ ต้องออกแบบวงจรให้สามารถปรับเฟสและขนาดของสัญญาณในเส้นทางหลักที่เราทราบกับเส้นทางรองหรือเส้นทางที่สัญญาณรั่วไหลและเส้นทางที่ถูกดกกระทบจากสายอากาศต้นอื่นๆ เข้ามาให้มีเฟสและขนาดของสัญญาณใกล้เคียงกันหรือคล้ายกันมากที่สุด เพราะจะทำให้การลดระดับสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วมที่เข้ามาในระบบถูกหักล้างออกไปอย่างสมบูรณ์ ทำให้สัญญาณที่ต้องการรับเข้ามาในระบบนำไปประมวลผลได้อย่างแม่นยำ ผู้วิจัยได้ออกแบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตราบนช่องสัญญาณเดียวสำหรับระบบโมโม 2×2 จากรูปที่ 3.8 ได้แสดงถึงภาพรวมของเทคนิคการลดระดับสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วม ดังนั้นผู้วิจัยจึงได้เสนอเทคนิคการลดระดับสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วม โดยใช้วงจรเชื่อมแบบไฮบริดและตัวเลื่อนเฟส



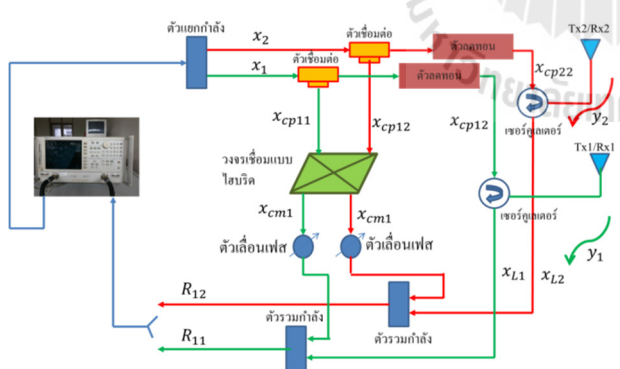
รูปที่ 3.8 แผนภาพเทคนิคการลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วม

จากรูปที่ 3.8 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองในส่วนนี้แสดงในตารางที่ 3.1 และเราสามารถพิจารณาพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้

ตารางที่ 3.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองแบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตราบนช่องสัญญาณเดี่ยวสำหรับระบบไมโม

จำนวนสายอากาศโนดที่ 1	2
จำนวนสายอากาศโนดที่ 2	2
ระยะห่างของสายอากาศแต่ละต้น	$\lambda/2$
ความถี่ที่ใช้งาน	2.45 GHz

เส้นสีเขียวเป็นกรณีสายอากาศต้นที่ 1



รูปที่ 3.9 แผนภาพเทคนิคการลดสัญญาณแทรกสอดของสายอากาศต้นที่ 1

เส้นที่ 1

$$x_1 = A_1 e^{-j(\omega t + \phi_1)} \tag{3.7}$$

เมื่อ x_1 คือ สัญญาณที่ถูกส่งออกอากาศ

A_1 คือ แอมพลิจูดของสัญญาณ

ϕ_1 คือ เฟสของสัญญาณ

เมื่อภาคส่งทำการส่งสัญญาณออกอากาศสัญญาณจะถูกส่งแยกเป็นสองทางดังสมการที่ (3.2) และสมการที่ (3.3)

เส้นที่ 3

$$x_{cp11} = \alpha_{c11} A_1 e^{-j(\omega t + \phi_1 + \phi_{c11})} \quad (3.8)$$

เมื่อ x_{cp11} คือ สัญญาณที่ถูกส่งออกไปที่เส้นทางรอง

α_{c11} คือ สัมประสิทธิ์การลดทอนสัญญาณในเส้นทางรองเมื่อผ่านตัวเชื่อมต่อ

ϕ_{c11} คือ เฟสของสัญญาณในเส้นทางรอง

เส้นที่ 7

$$x_{cp12} = (1 - \alpha_{c11}) A_1 e^{-j(\omega t + \phi_1 + \phi_{c21})} \quad (3.9)$$

เมื่อ x_{cp12} คือ สัญญาณที่ถูกส่งออกไปที่เส้นทางหลักหลังจากผ่านตัวเชื่อมต่อ

ϕ_{c21} คือ เฟสของสัญญาณในเส้นทางหลัก

เมื่อสัญญาณผ่านวงจรเชื่อมแบบไฮบริด เมื่อพิจารณาสายอากาศต้นที่ 1 โดยเส้นที่ 3 จะเป็นเส้นของสัญญาณแทรกสอดของตนเอง และเส้นที่ 4 จะเป็นเส้นของสัญญาณแทรกสอดร่วม ดังสมการที่ (3.10)

เส้นที่ 5

$$x_{cm1} = \frac{1}{\sqrt{2}} (\alpha_{c11} \alpha_{cm1} A_1 e^{-j(\omega t + \phi_1 + \phi_{c11} + \phi_{cm1})} + \alpha_{c12} \alpha_{cm2} A_2 e^{-j(\omega t + \phi_2 + \phi_{c12} + \phi_{cm2})}) \quad (3.10)$$

เมื่อ x_{cm1} คือ สัญญาณที่ถูกส่งออกไปที่เส้นทางรองหลังจากผ่านเส้นที่ 3 และเส้นที่ 4

α_{cm1} สัมประสิทธิ์การลดทอนสัญญาณในเส้นทางรองเมื่อผ่านเส้นที่ 3

ϕ_{cm1} คือ เฟสของสัญญาณในเส้นทางรองเมื่อผ่านเส้นที่ 3

α_{cm2} คือ สัมประสิทธิ์การลดทอนสัญญาณในเส้นทางรองเมื่อผ่านเส้นที่ 4

ϕ_{cm2} คือ เฟสของสัญญาณในเส้นทางรองเมื่อผ่านเส้นที่ 4

เมื่อสัญญาณที่ต้องการส่งออกไปหรือ x_{cp12} ถูกส่งออกไปในเส้นทางหลักเพื่อออกอากาศ แต่ขณะผ่านเซอรัลคูเลเตอร์ก็จะมีสัญญาณบางส่วนรั่วไหลกลับเข้ามาในระบบ หรือเรียกว่า สัญญาณแทรกสอดของตนเอง การรั่วไหลของสัญญาณนี้ส่งผลกระทบต่อภาครับใน โนคเดียวกันโดยตรงเนื่องจากอาจเกิดการชนกันของข้อมูลที่ต้องการรับเข้ามา ซึ่งปัญหาดังกล่าวทำให้ภาครับไม่สามารถประมวลผลสัญญาณออกมาได้ โดยสมการสัญญาณที่รั่วไหลเข้ามานี้จะนำมาพิจารณาเพื่อแก้ไขปัญหาดังแสดงในสมการที่ (3.11)

เส้นที่ 9

$$x_L = (1 - \alpha_{c_{11}}) \alpha_L A_1 e^{-j(\omega t + \phi_1 + \phi_{c_{21}} + \phi_L)} + (1 - \alpha_{c_{12}}) \alpha_t \alpha_{mc} \alpha_t A_2 e^{-j(\omega t + \phi_2 + \phi_{c_{22}} + \phi_t + \phi_{mc} + \phi_t)} \quad (3.11)$$

เมื่อ x_L คือ สัญญาณที่รั่วไหลจากเซอร์คูเลเตอร์

α_L คือ สัมประสิทธิ์การลดทอนสัญญาณที่รั่วไหลเมื่อผ่านเซอร์คูเลเตอร์

ϕ_L คือ เฟสที่เปลี่ยนไปของสัญญาณที่รั่วไหลเมื่อผ่านเซอร์คูเลเตอร์

α_t คือ สัมประสิทธิ์การลดทอนสัญญาณ

ϕ_t คือ เฟสของสัญญาณ

α_{mc} คือ สัมประสิทธิ์การลดทอนสัญญาณเมื่อสายอากาศต้นที่ 2 ตกกระทบสายอากาศต้นที่ 1

ϕ_{mc} คือ เฟสของสัญญาณเมื่อสายอากาศต้นที่ 2 ตกกระทบสายอากาศต้นที่ 1

สำหรับเส้นทางรองซึ่งเป็นส่วนสำคัญมากที่ต้องคำนึงถึงคือ วงจรเชื่อมแบบไฮบริดและการปรับเฟสให้มีเฟสของสัญญาณในเส้นทางรองและเฟสของสัญญาณเส้นทางหลักต่างกัน π และทำให้ขนาดของสัญญาณมีขนาดใกล้เคียงกันหรือเท่ากันเมื่อนำมารวมกัน ดังนั้นเราจึงใส่ตัวลดทอนที่เส้นทางหลักดังแสดงในรูปที่ 3.6 และดังสมการที่ (3.12) จะทำให้การลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดรวมเป็นไปได้อย่างสมบูรณ์

$$R_{11} = y_1 + x_{cm1} + x_L \quad (3.12)$$

เมื่อ R_{11} คือ สัญญาณที่ภาครับของสายอากาศต้นที่ 1 โหนดที่ 1

y_1 คือ สัญญาณที่ต้องการรับเข้ามาของสายอากาศต้นที่ 1

เมื่อพิจารณาสมการที่ (3.12) จะเห็นว่าสิ่งที่จะทำให้การลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดรวมเป็นไปอย่างสมบูรณ์ ต้องกำหนดให้เฟสและแอมพลิจูดของสัญญาณในเส้นทางหลักและสัญญาณในเส้นทางรองเพื่อให้ $R_{11} = y_1$ ดังนั้นค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนสัญญาณและเฟสของสัญญาณเป็นไปตามสมการที่ (3.13) และสมการที่ (3.16)

$$(1 - \alpha_{c_{11}}) \alpha_L A_1 e^{-j(\omega t + \phi_1 + \phi_{c_{21}} + \phi_L)} = -\frac{1}{\sqrt{2}} \alpha_{c_{11}} \alpha_{cm1} A_1 e^{-j(\omega t + \phi_1 + \phi_{c_{11}} + \phi_{cm1})} \quad (3.13)$$

จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (3.13) เราจะได้ค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนสัญญาณดังสมการที่ (3.14) และค่าเฟสของสัญญาณดังสมการที่ (3.15) สำหรับกรณีสายอากาศต้นที่ 1

$$\alpha_{cm1} = \frac{(1 - \alpha_{c_{11}}) \alpha_L \sqrt{2}}{\alpha_{c_{11}}} \quad (3.14)$$

$$\phi_{cm1} = \phi_{c_{21}} + \phi_L - \phi_{c_{11}} + \pi \quad (3.15)$$

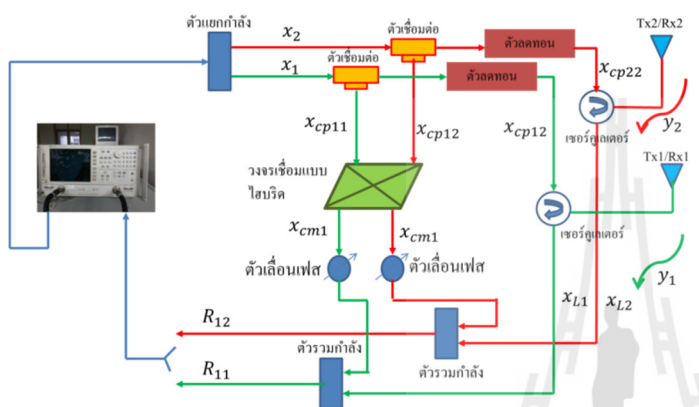
สำหรับกรณีสายอากาศต้นที่ 2 ดังแสดงในสมการที่ (3.16) เราจะได้ค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนสัญญาณดังสมการที่ (3.17) และค่าเฟสของสัญญาณดังสมการที่ (3.18)

$$(1 - \alpha_{c_{12}})\alpha_t\alpha_{mc}\alpha_t A_2 e^{-j(\omega t + \phi_2 + \phi_{c_{22}} + \phi_t + \phi_{mc} + \phi_t)} = -\frac{1}{\sqrt{2}}\alpha_{c_{12}}\alpha_{cm_2} A_2 e^{-j(\omega t + \phi_2 + \phi_{c_{12}} + \phi_{cm_2})} \quad (3.16)$$

$$\alpha_{cm_2} = \frac{(1 - \alpha_{c_{12}})\alpha_t\alpha_{mc}\alpha_t\sqrt{2}}{\alpha_{c_{12}}} \quad (3.17)$$

$$\phi_{cm_2} = \phi_{c_{22}} + \phi_t + \phi_{mc} + \phi_t - \phi_{c_{12}} + \pi \quad (3.18)$$

เส้นสีแดงเป็นกรณีสายอากาศคันที่ 2



รูปที่ 3.10 แผนภาพเทคนิคการลดสัญญาณแทรกสอดของสายอากาศคันที่ 2 เส้นที่ 2

$$x_2 = A_2 e^{-j(\omega t + \phi_2)} \quad (3.19)$$

เมื่อ x_2 คือ สัญญาณที่ถูกส่งออกอากาศ

A_2 คือ แอมพลิจูดของสัญญาณ

ϕ_2 คือ เฟสของสัญญาณ

เมื่อภาคส่งทำการส่งสัญญาณออกอากาศสัญญาณจะถูกส่งแยกเป็นสองทางดังสมการที่ (3.20) และสมการที่ (3.21)

เส้นที่ 4

$$x_{cp12} = \alpha_{c_{12}} A_2 e^{-j(\omega t + \phi_2 + \phi_{c_{12}})} \quad (3.20)$$

เมื่อ x_{cp12} คือ สัญญาณที่ถูกส่งออกไปที่เส้นทางรอง

$\alpha_{c_{12}}$ คือ สัมประสิทธิ์การลดทอนสัญญาณในเส้นทางรองเมื่อผ่านตัวเชื่อมต่อ

$\phi_{c_{12}}$ คือ เฟสของสัญญาณในเส้นทางรอง

เส้นที่ 8

$$x_{cp22} = (1 - \alpha_{c_{12}}) A_2 e^{-j(\omega t + \phi_2 + \phi_{c_{22}})} \quad (3.21)$$

เมื่อ x_{cp22} คือ สัญญาณที่ถูกส่งออกไปที่เส้นทางหลักหลังจากผ่านตัวเชื่อมต่อ

ϕ_{c22} คือ เฟสของสัญญาณในเส้นทางหลัก

เมื่อสัญญาณผ่านวงจรเชื่อมแบบไฮบริด เมื่อพิจารณาสายอากาศต้นที่ 2 โดยเส้นที่ 4 จะเป็นเส้นของสัญญาณแทรกสอดของตนเอง และเส้นที่ 3 จะเป็นเส้นของสัญญาณแทรกสอดร่วม ดังสมการที่ (3.22)

เส้นที่ 6

$$x_{cm2} = \frac{1}{\sqrt{2}} (\alpha_{c11} \alpha_{cm1} A_1 e^{-j(\omega t + \phi_1 + \phi_{c11} + \phi_{cm1})} + \alpha_{c12} \alpha_{cm2} A_2 e^{-j(\omega t + \phi_2 + \phi_{c12} + \phi_{cm2})}) \quad (3.22)$$

เมื่อ x_{cm2} คือ สัญญาณที่ถูกส่งออกไปที่เส้นทางรองหลังจากผ่านเส้นที่ 3 และเส้นที่ 4

α_{cm2} สัมประสิทธิ์การลดทอนสัญญาณในเส้นทางรองเมื่อผ่านเส้นที่ 4

ϕ_{cm2} คือ เฟสของสัญญาณในเส้นทางรองเมื่อผ่านเส้นที่ 4

α_{cm1} คือ สัมประสิทธิ์การลดทอนสัญญาณในเส้นทางรองเมื่อผ่านเส้นที่ 3

ϕ_{cm1} คือ เฟสของสัญญาณในเส้นทางรองเมื่อผ่านเส้นที่ 3

เมื่อสัญญาณที่ต้องการส่งออกไปหรือ x_{cp22} ถูกส่งออกไปในเส้นทางหลักเพื่อออกอากาศ แต่ขณะผ่านเซอร์คูเลเตอร์ก็จะมีสัญญาณบางส่วนรั่วไหลกลับเข้ามาในระบบ หรือเรียกว่า สัญญาณแทรกสอดของตนเอง การรั่วไหลของสัญญาณนี้ส่งผลกระทบต่อภาครับในโนคเดียวกันโดยตรงเนื่องจากอาจเกิดการชนกันของข้อมูลที่ต้องการรับเข้ามา ซึ่งปัญหาดังกล่าวทำให้ภาครับไม่สามารถประมวลผลสัญญาณออกมาได้ โดยสมการสัญญาณที่รั่วไหลเข้ามานี้จะนำมาพิจารณาเพื่อแก้ไขปัญหาดังแสดงในสมการที่ (3.23)

เส้นที่ 10

$$x_L = (1 - \alpha_{c12}) \alpha_L A_2 e^{-j(\omega t + \phi_2 + \phi_{c22} + \phi_L)} + (1 - \alpha_{c11}) \alpha_t \alpha_{mc} \alpha_t A_1 e^{-j(\omega t + \phi_1 + \phi_{c21} + \phi_t + \phi_{mc} + \phi_t)} \quad (3.23)$$

เมื่อ x_L คือ สัญญาณที่รั่วไหลจากเซอร์คูเลเตอร์

α_L คือ สัมประสิทธิ์การลดทอนสัญญาณที่รั่วไหลเมื่อผ่านเซอร์คูเลเตอร์

ϕ_L คือ เฟสที่เปลี่ยนไปของสัญญาณที่รั่วไหลเมื่อผ่านเซอร์คูเลเตอร์

α_t คือ สัมประสิทธิ์การลดทอนสัญญาณ

ϕ_t คือ เฟสของสัญญาณ

α_{mc} คือ สัมประสิทธิ์การลดทอนสัญญาณเมื่อสายอากาศต้นที่ 1 ตกกระทบสายอากาศต้นที่ 2

ϕ_{mc} คือ เฟสของสัญญาณเมื่อสายอากาศต้นที่ 1 ตกกระทบสายอากาศต้นที่ 2

สำหรับเส้นทางรองซึ่งเป็นส่วนสำคัญมากที่ต้องคำนึงถึงคือ วงจรเชื่อมแบบไฮบริดและการปรับเฟส ให้มีเฟสของสัญญาณในเส้นทางรองและเฟสของสัญญาณเส้นทางหลักต่างกัน π และทำให้ขนาดของสัญญาณมีขนาดใกล้เคียงกันหรือเท่ากันเมื่อนำมารวมกัน ดังนั้นเราจึงใส่ตัวลดทอนที่เส้นทางหลักดังแสดงในรูปที่ 3.9

และคังสมการที่ (3.23) จะทำให้การลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดรวมเป็นไปได้อย่างสมบูรณ์

$$R_{12} = y_2 + x_{cm2} + x_L \quad (3.23)$$

เมื่อ R_{12} คือ สัญญาณที่ภาครับของสายอากาศต้นที่ 2 โหนดที่ 1

y_2 คือ สัญญาณที่ต้องการรับเข้ามาของสายอากาศต้นที่ 2

เมื่อพิจารณาสมการที่ (3.23) จะเห็นว่าการทำงานที่จะทำให้การลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดรวมเป็นไปอย่างสมบูรณ์ ต้องกำหนดให้เฟสและแอมพลิจูดของสัญญาณในเส้นทางหลักและสัญญาณในเส้นทางรองเพื่อให้ $R_{12} = y_2$ ดังนั้นค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนสัญญาณและเฟสของสัญญาณเป็นไปตามสมการที่ (3.24) และสมการที่ (3.27)

$$(1 - \alpha_{c_{12}})\alpha_L A_2 e^{-j(\omega t + \phi_2 + \phi_{c_{22}} + \phi_L)} = -\frac{1}{\sqrt{2}}\alpha_{c_{21}}\alpha_{cm_2} A_2 e^{-j(\omega t + \phi_2 + \phi_{c_{12}} + \phi_{cm_2})} \quad (3.24)$$

จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (3.24) เราจะได้ค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนสัญญาณคังสมการที่ (3.25) และค่าเฟสของสัญญาณคังสมการที่ (3.26) สำหรับกรณีสายอากาศต้นที่ 2

$$\alpha_{cm_2} = \frac{(1 - \alpha_{c_{12}})\alpha_L \sqrt{2}}{\alpha_{c_{12}}} \quad (3.25)$$

$$\phi_{cm_2} = \phi_{c_{22}} + \phi_L - \phi_{c_{12}} + \pi \quad (3.26)$$

สำหรับกรณีสายอากาศต้นที่ 1 ดังแสดงในสมการที่ (3.27) เราจะได้ค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนสัญญาณคังสมการที่ (3.28) และค่าเฟสของสัญญาณคังสมการที่ (3.29)

$$(1 - \alpha_{c_{11}})\alpha_t \alpha_{mc} \alpha_t A_1 e^{-j(\omega t + \phi_1 + \phi_{c_{21}} + \phi_t + \phi_{mc} + \phi_t)} = -\frac{1}{\sqrt{2}}\alpha_{c_{11}}\alpha_{cm_1} A_1 e^{-j(\omega t + \phi_1 + \phi_{c_{11}} + \phi_{cm_1})} \quad (3.27)$$

$$\alpha_{cm_1} = \frac{(1 - \alpha_{c_{11}})\alpha_t \alpha_{mc} \alpha_t \sqrt{2}}{\alpha_{c_{11}}} \quad (3.28)$$

$$\phi_{cm_1} = \phi_{c_{21}} + \phi_t + \phi_{mc} + \phi_t - \phi_{c_{11}} + \pi \quad (3.29)$$

คังนั้นการออกแบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตราบนช่องสัญญาณเดียวสำหรับระบบโม โม จากปัญหาสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดรวม เราสามารถสรุปค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนและค่าเฟสเพื่อใช้ในการลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดรวมได้

3.6 กล่าวท้ายบท

จากการที่ได้นำเสนอผลการจำลองแบบในคอมพิวเตอร์ ผลที่ได้พบว่าจากข้อดีของการสื่อสารสองทางเต็มอัตราบนช่องสัญญาณเดียวสำหรับระบบโม โม นั้น เราทราบค่าของสัญญาณแทรกสอดของตนเอง

และสัญญาณแทรกสอดร่วม ทำให้สามารถพัฒนาระบบให้สามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดนั้นได้โดยง่าย ซึ่งในตอนแรกเรานำเสนอวิธีการชดเชยช่องสัญญาณเปรียบเทียบกับวิธีที่งานวิจัยอื่นๆ ได้เสนอไว้ จะเห็นได้ว่าวิธีที่ผู้วิจัยนำเสนอให้ประสิทธิภาพความจุของช่องสัญญาณที่ดีกว่า เนื่องจากวิธีที่งานวิจัยอื่นๆ ได้นำเสนอนั้นได้กำหนดให้สัญญาณแทรกสอดมีค่าใกล้เคียงกับสัญญาณที่รับได้ ซึ่งในความเป็นจริงแล้วสัญญาณแทรกสอดมีความแรงของสัญญาณที่มากกว่าสัญญาณที่รับได้ จากวิธีที่ผู้วิจัยได้นำเสนอไปนั้นจึงเกิดเป็นแนวทางในการพัฒนาวิธีการลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วมต่อไปว่า การที่จะสามารถลดระดับของสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วมได้นั้นจะต้องพิจารณาในส่วนที่เป็นแอนะล็อก และส่วนที่เป็นดิจิทัล ซึ่งในตอนนี้อย่างผู้วิจัยได้ศึกษาและนำเสนอเทคนิคการลดระดับของสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วมในส่วนที่เป็นแอนะล็อก โดยใช้อุปกรณ์วงจรเชื่อมแบบไฮบริดและตัวเลื่อนเฟส โดยเราจะนำเสนอในบทที่ 4 ต่อไป



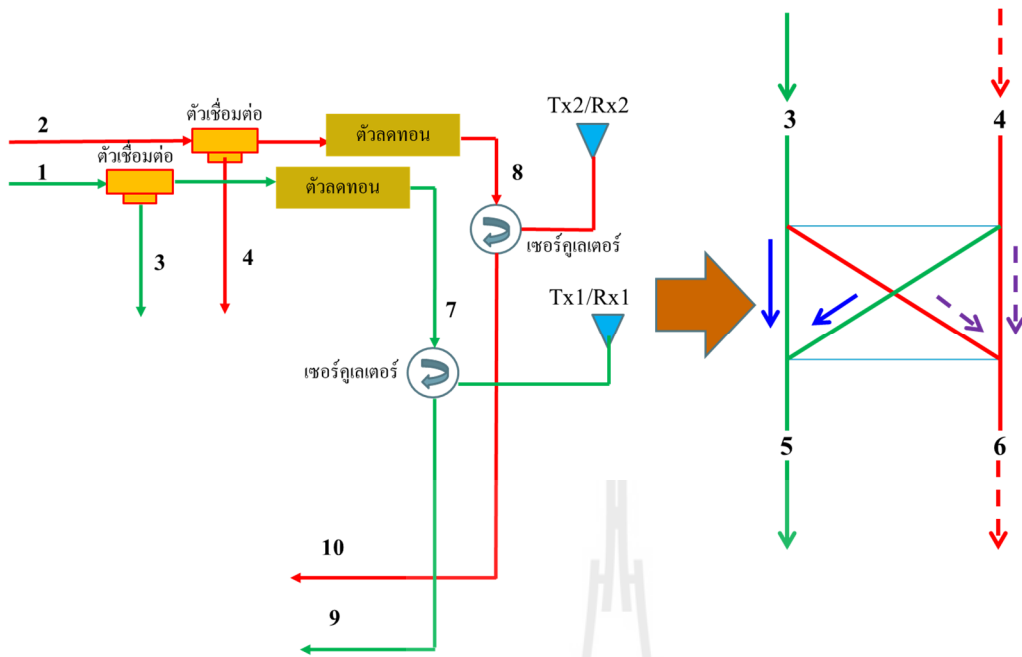
บทที่ 4 ผลการทดสอบและบทวิเคราะห์

4.1 กล่าวนำ

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตราบนช่องสัญญาณเดี่ยวสำหรับระบบโมโม 2×2 ซึ่งงานวิจัยนี้ได้ออกแบบการลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วมในส่วนที่เป็นแอนาลอกโดยใช้เทคนิควงจรเชื่อมแบบไฮบริดและตัวเลื่อนเฟสที่ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 3 ในการออกแบบวงจรเชื่อมแบบไฮบริดเราจะใช้โปรแกรม CST Microwave Studio ในการจำลองผลเพื่อนำไปสร้างอุปกรณ์ในการลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วมต่อไป

4.2 การออกแบบการลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วม

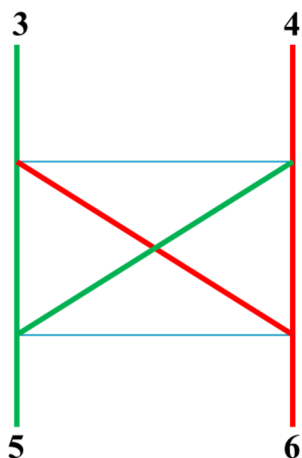
ในบทที่ 3 เราได้แสดงให้เห็นแล้วว่า การออกแบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตราบนช่องสัญญาณเดี่ยวสำหรับระบบโมโม 2×2 จากสมการเพื่อหาค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรเชื่อมแบบไฮบริดและหาค่าเฟสของวงจรเชื่อมแบบไฮบริด เพื่อนำมาออกแบบและสร้างวงจรเชื่อมแบบไฮบริด ดังแสดงในรูปที่ 4.1 การออกแบบวงจรเชื่อมแบบไฮบริด โดยเส้นสีเขียวแสดงถึงสายอากาศต้นที่ 1 และเส้นสีแดงแสดงถึงสายอากาศต้นที่ 2 ซึ่งมีสัญญาณเข้า 2 ทางเข้าออก คือ ขาทางเข้าออกที่ 3 และขาทางเข้าออกที่ 4 เป็นต้น สัญญาณออก 2 ทางเข้าออก คือ ทางเข้าออกที่ 5 และทางเข้าออกที่ 6 เป็นต้น เมื่อพิจารณาสายอากาศต้นที่ 1 เส้นสีเขียวแสดงทิศทางสัญญาณเข้าที่ทางเข้าออกที่ 3 และสัญญาณออกที่ทางเข้าออกที่ 5 ได้แสดงถึงผลกระทบของสัญญาณแทรกสอดของตนเองของสายอากาศต้นที่ 1 เส้นสีแดงแสดงทิศทางสัญญาณเข้าที่ทางเข้าออกที่ 4 และสัญญาณออกที่ทางเข้าออกที่ 5 ได้แสดงถึงผลกระทบของสัญญาณแทรกสอดร่วมของสายอากาศต้นที่ 1 และเมื่อพิจารณาสายอากาศต้นที่ 2 เส้นสีแดงแสดงทิศทางสัญญาณเข้าที่ทางเข้าออกที่ 4 และสัญญาณออกที่ทางเข้าออกที่ 6 ได้แสดงถึงผลกระทบของสัญญาณแทรกสอดของตนเองของสายอากาศต้นที่ 2 เส้นสีเขียวแสดงทิศทางสัญญาณเข้าที่ทางเข้าออกที่ 3 และสัญญาณออกที่ทางเข้าออกที่ 6 ได้แสดงถึงผลกระทบของสัญญาณแทรกสอดร่วมของสายอากาศต้นที่ 2



รูปที่ 4.1 แผนภาพการออกแบบวงจรเชื่อมแบบไฮบริด

เนื่องจากในงานวิจัยนี้ได้ออกแบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตราบนช่องสัญญาณเดียวสำหรับระบบไมโม 2x2 จากการออกแบบระบบนี้ถ้าจะสร้างการสื่อสารสองทางเต็มอัตราบนช่องสัญญาณเดียวสำหรับระบบไมโมที่มีจำนวนสายอากาศมากกว่านี้ อาทิเช่น ออกแบบระบบ 4x4 ออกแบบระบบ 8x8 เป็นต้น ก็สามารถที่จะสร้างเทคนิคการลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดรวมได้ โดยใช้เทคนิคเครือข่ายก่อนรูปลำดับชั้นแบบบัทเทอร์เมทริกซ์

การออกแบบวงจรเชื่อมแบบไฮบริดดังรูปที่ 4.2 และแสดงสมการค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เพื่อลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดรวมโดยได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 จากสมการในบทที่ 3 สามารถหาสมการค่าพารามิเตอร์ที่สายอากาศต้นที่ 1 เส้นสีเขียวของสัญญาณออกของทางเข้าออกที่ 5 และหาสมการค่าพารามิเตอร์ที่สายอากาศต้นที่ 2 เส้นสีแดงของสัญญาณออกของทางเข้าออกที่ 6 ดังสมการที่ (4.1) และสมการที่ (4.2)



รูปที่ 4.2 การออกแบบวงจรเชื่อมแบบไฮบริด

สายอากาศต้นที่ 1

$$\frac{1}{\sqrt{2}} [\alpha_L \angle(\phi_L + \pi) + \alpha_t \alpha_{mc} \alpha_t \angle(\phi_t + \phi_{mc} + \phi_t + \pi)] \quad (4.1)$$

สายอากาศต้นที่ 2

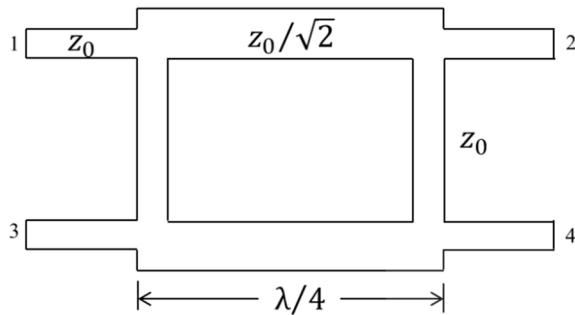
$$\frac{1}{\sqrt{2}} [\alpha_t \alpha_{mc} \alpha_t \angle(\phi_t + \phi_{mc} + \phi_t + \pi) + \alpha_L \angle(\phi_L + \pi)] \quad (4.2)$$

จากสมการที่ (4.1) และสมการที่ (4.2) แสดงให้เห็นว่าการออกแบบวงจรเชื่อมแบบไฮบริดมีความสมมาตรกัน เนื่องจากผลกระทบของสัญญาณแทรกสอดของตนเองที่สายอากาศต้นที่ 1 และสายอากาศต้นที่ 2 คือ $\alpha_L \angle(\phi_L + \pi)$ และผลกระทบของสัญญาณแทรกสอดร่วมที่สายอากาศต้นที่ 1 และสายอากาศต้นที่ 2 คือ $\alpha_t \alpha_{mc} \alpha_t \angle(\phi_t + \phi_{mc} + \phi_t + \pi)$ เมื่อเราทราบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของการออกแบบวงจรเชื่อมแบบไฮบริด

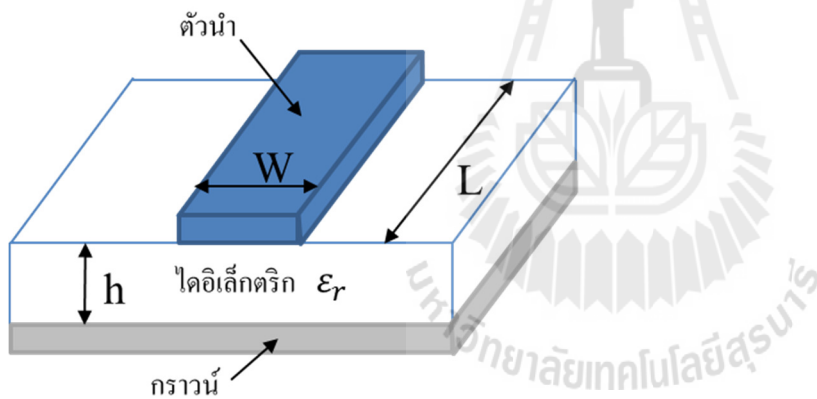
4.3 การออกแบบวงจรเชื่อมแบบไฮบริด

ตัวเชื่อมต่อไฮบริด คืออุปกรณ์เชื่อมต่อเชิงทิตทางที่ทำหน้าที่ในการแยกสัญญาณที่ถูกส่งเข้ามายังพอร์ตขาเข้า และส่งออกไปยังพอร์ตขาออกสองทางอย่างเท่ากัน จากรูปที่ 4.3 แสดงลักษณะพื้นฐานของวงจรเชื่อมแบบไฮบริด 90 องศา โดยปกติแล้วพอร์ตขาออกทั้งสองจะมีความต่างเฟสกันอยู่ 90 องศา พอร์ตที่

อยู่ด้านเดียวกันกับพอร์ตขาเข้าจะเป็นพอร์ตแยกโคคเคียว ซึ่งพอร์ตนี้ไม่ควรมีสัญญาณออกไปเลย ตัวเชื่อมต่อไฮบริดมักจะสร้างมาจากไมโครสตริป หรือสายสตริป ดังแสดงในรูปที่ 4.4 และจากรูปที่ 4.3 จะสังเกตเห็นว่าวงจรเชื่อมชนิดนี้มีความสมมาตร แต่ละพอร์ตสามารถใช้เป็นพอร์ตขาเข้าได้



รูปที่ 4.3 วงจรเชื่อมแบบไฮบริด 90 องศา



รูปที่ 4.4 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

กำหนดให้

ความถี่ที่ใช้งาน = 2.45GHz

$\epsilon_r = 4.8$ [29-32]

ความหนาของไดอิเล็กตริก (h) = 1.67 mm

ออกแบบที่ $Z_0 = 50 \Omega$

ในการออกแบบเราใช้สายส่งแบบไมโครสตริปที่มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 50Ω ซึ่งออกแบบบนแผงวงจรพิมพ์แบบ FR4 ดังนั้นสามารถคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ได้ดังนี้

เมื่อ 1) $Z_0 = 50 \Omega$ จะได้

$$A = \frac{z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (4.3)$$

แทนค่าจะได้ $A = \frac{50}{60} \sqrt{\frac{4.8+1}{2}} + \frac{4.8-1}{4.8+1} \left(0.23 + \frac{0.11}{4.8} \right) = 1.582$

เมื่อเรานำ ($A = 1.582$) แทนค่าและหาความสัมพันธ์ระหว่างความกว้างและความหนาได้ดังนี้
การคำนวณหาความกว้างของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป ดังนี้

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A}-2} & ; \frac{W}{h} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & ; \frac{W}{h} > 2 \end{cases} \quad (4.4)$$

จากสมการ (4.4) จะได้ $\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A}-2}$

แทนค่าจะได้ $\frac{W}{h} = \frac{8e^{1.582}}{e^{2(1.582)}-2} = \frac{38.917}{21.665}$

เมื่อแทนค่าต่างๆ ลงไปจะได้ $W = 1.8h$ ซึ่งจะได้ความกว้าง $W = 3.01 \text{ mm}$
คำนวณหาค่า ϵ_{eff} ดังนี้

$$\epsilon_{eff} = \begin{cases} \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] & \frac{W}{h} < 1 \\ \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-1/2} & \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (4.5)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{4.8 + 1}{2} + \frac{4.8 - 1}{2} \left(1 + \frac{12(1.67)}{3.01} \right)^{-1/2} = 3.59$$

จากนั้นสามารถหาความยาวคลื่นได้จาก

$$\lambda = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (4.6)$$

แทนค่าจะได้ $\lambda = 64.68 \text{ mm}$

ดังนั้นสำหรับความถี่ 2.45GHz จะได้ความยาวที่ $\frac{\lambda}{4} = 16.17 \text{ mm}$

$$\text{เมื่อ } 2) \frac{z_0}{\sqrt{2}} = \frac{50}{\sqrt{2}} = 35.35 \Omega$$

$$\text{จาก } B = \frac{377\pi}{2z_0(\sqrt{\epsilon_r})} \quad (4.7)$$

$$\text{แทนค่าจะได้ } B = \frac{377\pi}{2(35.35)(\sqrt{4.8})} = 7.64$$

และแทนค่า B ในสมการ (4.4) จะได้

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left[7.64 - 1 - \ln(2(7.64) - 1) + \frac{4.8-1}{2(4.8)} \left\{ \ln(7.64 - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{4.8} \right\} \right] = 3.1$$

เพราะฉะนั้น $W = 3.1h = 5.17 \text{ mm}$

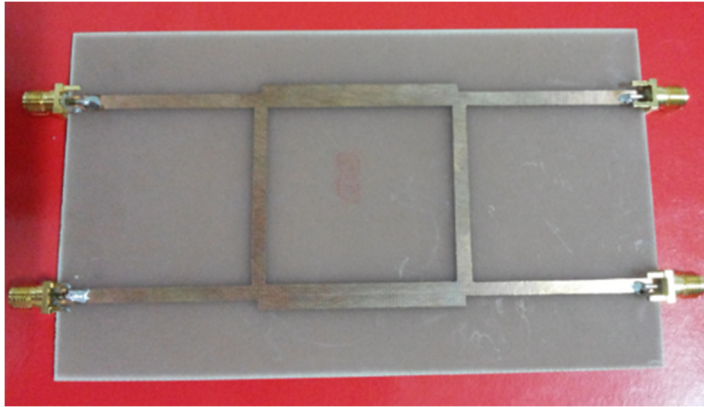
และจากสมการที่ (4.5) แทนค่าจะได้

$$\epsilon_{eff} = \frac{4.8+1}{2} + \frac{4.8-1}{2} \left(1 + \frac{12(1.67)}{5.17} \right)^{-1/2} = 3.76$$

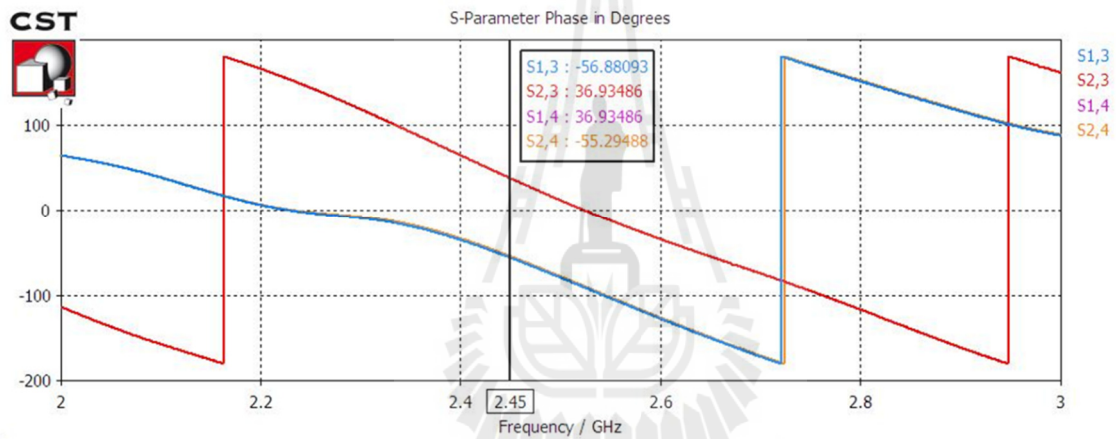
และจากสมการที่ (4.6) แทนค่าจะได้ความยาวคลื่น $\lambda = 63.18 \text{ mm}$

ดังนั้น ความต่างเฟสเท่ากับ 90 องศาจะได้ความยาวที่ $\frac{\lambda}{4} = 15.79 \text{ mm}$

การออกแบบเทคนิคที่ใช้ลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วม จะต้องใช้วงจรเชื่อมแบบไฮบริด 256 องศา ซึ่งคิดจากความต่างเฟสระหว่างสัญญาณแทรกสอดของตนเองกับสัญญาณแทรกสอดร่วม สำหรับวงจรเชื่อมแบบไฮบริด 256 องศาที่รูปที่ 4.5 ก็ใช้หลักการออกแบบเช่นเดียวกับวงจรเชื่อมแบบไฮบริด 90 องศา ผู้วิจัยได้ใช้โปรแกรมแกรม CST Microwave Studio โดยคัดแปลงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เพื่อปรับค่าต่างๆ ให้เหมาะสม จากการจำลองผลนั้นมุมเฟสที่ได้อาจมีค่าผิดพลาดจาก 256 องศาที่จำลองผลได้นั้นแสดงดังรูปที่ 4.5 และผลการจำลองดังรูปที่ 4.6 แสดงให้เห็นค่ามุมเฟสของวงจรเชื่อมแบบไฮบริด 256 องศา



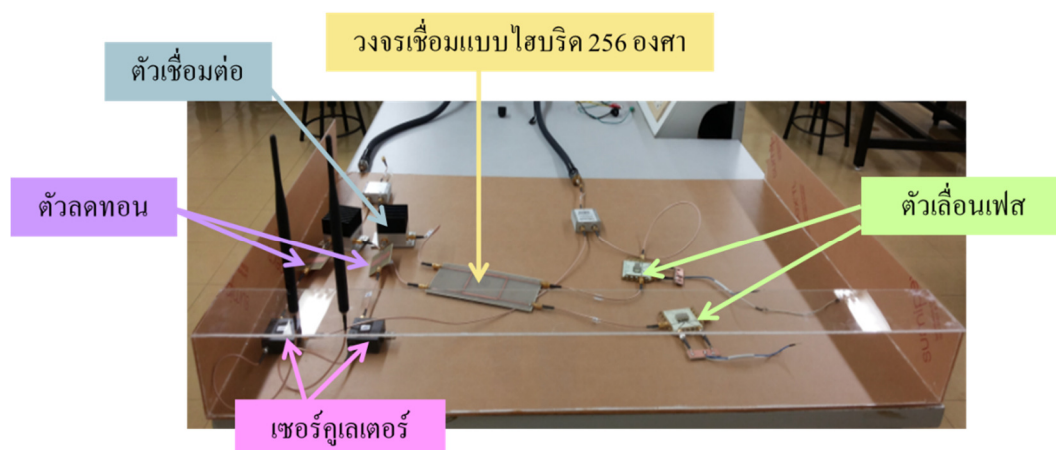
รูปที่ 4.5 วงจรเชื่อมแบบไฮบริด 256 อาศา



รูปที่ 4.6 มุมเฟสของวงจรเชื่อมแบบไฮบริด 256 อาศา

4.4 การทดสอบอุปกรณ์การสื่อสารสองทางเต็มอัตราบนช่องสัญญาณเดียวสำหรับระบบไมโม

จากเทคนิคที่ได้กล่าวมานั้นเรานำมาสร้างชุดอุปกรณ์เพื่อทดสอบการวัดผลการลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วม ดังรูปที่ 4.7

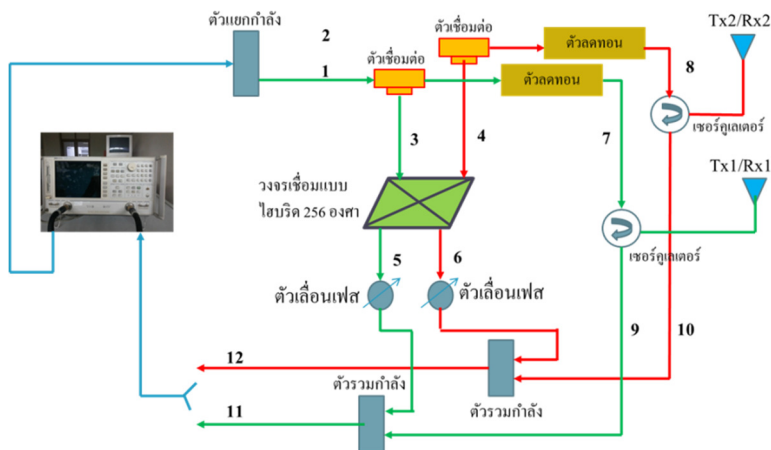


รูปที่ 4.7 การออกแบบการสื่อสารสองทางบนช่องสัญญาณเดียวสำหรับระบบโมโม 2x2 โดยใช้การลดสัญญาณแทรกสอดในส่วนแอนนาลอก

ตารางที่ 4.1 แสดงค่าการลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วมของสายอากาศต้นที่ 1 เมื่อทำการต่อ 50 โอห์มที่พอร์ต 2 จากรูปที่ 4.8 เส้นสีเขียวจะทำหน้าที่ลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองเมื่อผ่านเทคนิควงจรเชื่อมแบบไฮบริดและตัวเลื่อนเฟส ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อวัดผลการลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองที่เส้น 11 ค่าของสัญญาณแทรกสอดของตนเองนั้นลดลง เส้นสีแดงของสายอากาศต้นที่ 2 ถูกสัญญาณจากสายอากาศต้นที่ 1 มาตกกระทบ ทำให้เกิดปัญหาสัญญาณแทรกสอดร่วม ดังนั้นเส้นที่ 3 จะทำหน้าที่ลดสัญญาณแทรกสอดร่วมเมื่อผ่านเทคนิควงจรเชื่อมแบบไฮบริดและตัวเลื่อนเฟส ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อวัดผลการลดสัญญาณแทรกสอดร่วมที่เส้น 12 ค่าของสัญญาณแทรกสอดร่วมนั้นลดลงเช่นกัน

ตารางที่ 4.1 การลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วมของสายอากาศต้นที่ 1

สัญญาณแทรกสอดร่วม		สัญญาณแทรกสอดของตนเอง	
10,6	-57.32 dB	5,9	-61.32 dB
10	-48.74 dB	9	-57.86 dB

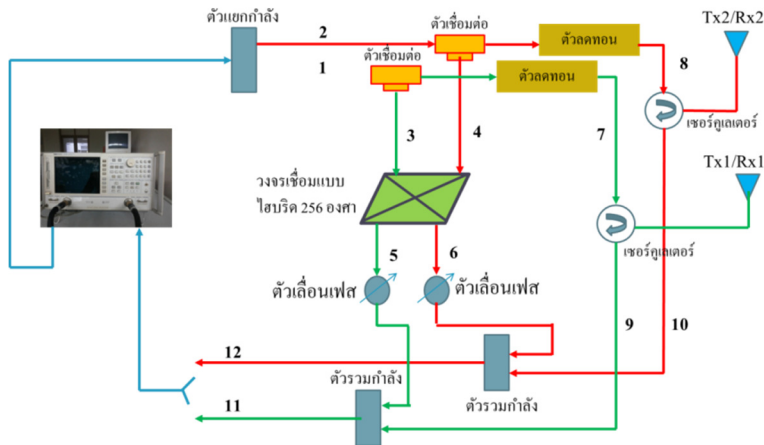


รูปที่ 4.8 แผนภาพการลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วมเมื่อต่อ 50 โอห์ม ที่พอร์ต 2

ตารางที่ 4.2 แสดงค่าการลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วมของสายอากาศต้นที่ 2 เมื่อทำการต่อ 50 โอห์มที่พอร์ต 1 จากรูปที่ 4.9 เส้นสีแดงจะทำหน้าที่ลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองเมื่อผ่านเทคนิควงจรเชื่อมแบบไฮบริดและตัวเลื่อนเฟส ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อวัดผลการลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองที่เส้น 12 ค่าของสัญญาณแทรกสอดของตนเองนั้นลดลง เส้นสีเขียวของสายอากาศต้นที่ 1 ถูกสัญญาณจากสายอากาศต้นที่ 2 มาตกกระทบ ทำให้เกิดปัญหาสัญญาณแทรกสอดร่วม ดังนั้นเส้นที่ 4 จะทำหน้าที่ลดสัญญาณแทรกสอดร่วมเมื่อผ่านเทคนิควงจรเชื่อมแบบไฮบริดและตัวเลื่อนเฟส ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อวัดผลการลดสัญญาณแทรกสอดร่วมที่เส้น 11 ค่าของสัญญาณแทรกสอดร่วมนั้นลดลงเช่นกัน

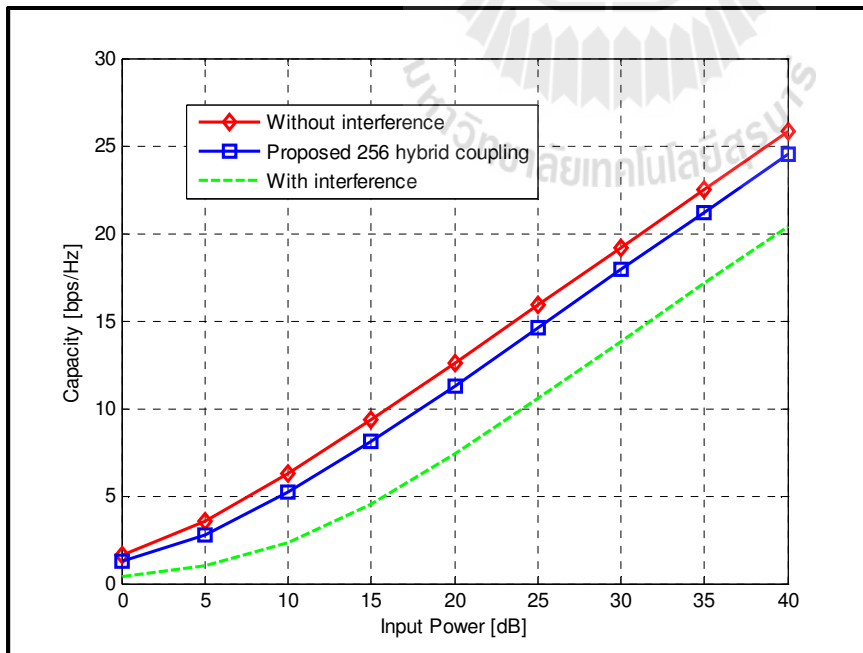
ตารางที่ 4.2 การลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วมของสายอากาศต้นที่ 2

สัญญาณแทรกสอดร่วม		สัญญาณแทรกสอดของตนเอง	
5,9	-57.32 dB	10,6	-61.32 dB
9	-48.74 dB	10	-57.86 dB



รูปที่ 4.9 แผนภาพการลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วมเมื่อต่อ 50 โอห์ม ที่พอร์ต 1

จากการทดสอบชุดอุปกรณ์เพื่อวัดผลการลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วมในส่วนแอนาโลกดังรูปที่ 4.9 ความจุช่องสัญญาณของระบบโมโม 2x2 บนช่องสัญญาณเดี่ยว พบว่าเมื่อใช้เทคนิคการลดสัญญาณแทรกสอดโดยใช้วงจรเชื่อมแบบไฮบริดและตัวเลื่อนเฟสประสิทธิภาพความจุช่องสัญญาณเส้นสีน้ำเงินนั้นดีกว่าเส้นสีเขียวซึ่งมีสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วม เนื่องจากวงจรเชื่อมแบบไฮบริดได้พิจารณาจากความต่างเฟสของสัญญาณแทรกสอดของตนเองกับสัญญาณแทรกสอดร่วม จากนั้นจะต่อตัวเลื่อนเฟสจากพอร์ตขาออกของวงจรเชื่อมไฮบริดเพื่อปรับเฟสให้มีเฟสตรงข้ามกับสัญญาณแทรกสอด จากที่ได้นำเสนอนี้ทำให้ระบบสามารถรับสัญญาณที่ภาครับต้องการได้



รูปที่ 4.10 ความจุช่องสัญญาณของระบบโมโม 2x2 บนช่องสัญญาณเดี่ยว

4.5 กล่าวท้ายบท

ในบทนี้ผู้วิจัยได้แสดงการออกแบบและสร้างการสื่อสารสองทางเต็มอัตราบนช่องสัญญาณเดี่ยว สำหรับระบบโมโม 2×2 ซึ่งผู้วิจัยได้นำเสนอเทคนิคการลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วม โดยใช้เทคนิควงจรเชื่อมแบบไฮบริดและตัวเลื่อนเฟสในส่วนที่เป็นแอนาโลก เมื่อนำชุดอุปกรณ์นั้นมาวัดผลจริงจะเห็นได้ว่าสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วมแรงกว่าสัญญาณที่ต้องการ และยังพบว่าวิธีการที่ผู้วิจัยได้นำเสนอช่วยลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วมได้ และช่วยเพิ่มประสิทธิภาพการสื่อสารสองทางเต็มอัตราให้ระบบมีคุณภาพดีขึ้น



บทที่ 5 สรุปและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุป

ผู้วิจัยได้ศึกษาการสื่อสารสองทางเต็มอัตราบนช่องสัญญาณเดียวสำหรับระบบโมโม และได้นำเสนอเทคนิคการลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วมในส่วนแอนาล็อก โดยเนื้อหาของรายงานประกอบด้วย บทที่ 1 บทนำ ในบทนี้จะกล่าวถึงบทนำของรายงานที่มาและความเป็นมาของปัญหา และแรงจูงใจในการพัฒนาการสื่อสารสองทางเต็มอัตราบนช่องสัญญาณเดียวสำหรับระบบโมโม โดยอาศัยเทคนิคการลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วม บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง ในบทนี้จะกล่าวถึง หลักการของการพัฒนาระบบสื่อสารไร้สายในอนาคต การสื่อสารสองทางเต็มอัตรา การใช้ช่องสัญญาณเดียวเมื่อใช้สายอากาศต้นเดียวในการรับและส่งข้อมูล ระบบโมโม ปัญหาของสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วม บทที่ 3 แสดงกระบวนการของการสื่อสารสองทางเต็มอัตราของระบบโมโม แนวทางการลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วม บทที่ 4 แสดงผลการจำลองแบบการสื่อสารสองทางเต็มอัตราบนช่องสัญญาณเดียวสำหรับระบบโมโม กระบวนการและหลักการลดสัญญาณแทรกสอดของตนเองและสัญญาณแทรกสอดร่วมที่เกิดจากการรับและส่งสัญญาณพร้อม ๆ กันได้ในเวลาเดียวกันผ่านช่องสัญญาณเดียวกัน เพื่อแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพของระบบที่นำเสนอ

โดยสรุปของโครงการวิจัยเป็นไปตามวัตถุประสงค์ที่สามารถพัฒนาเทคนิคที่ใช้สำหรับระบบโมโมในการสื่อสารสองทางบนช่องสัญญาณเดียวได้เป็นผลสำเร็จ ซึ่งผลการทดสอบในเบื้องต้นยืนยันความสำเร็จของโครงการนี้

5.2 ข้อเสนอแนะ

โครงการวิจัยนี้มีการทดสอบที่ใช้อุปกรณ์และรูปแบบการพัฒนาที่สร้างขึ้นในห้องปฏิบัติการซึ่งความสำเร็จที่ได้ยังอยู่ในขอบเขตของห้องปฏิบัติการจึงควรขยายผลให้สามารถใช้งานจริงได้ในสภาวะการทำงานจริงมากขึ้น ทั้งยังควรประยุกต์เทคนิคนี้เข้ากับอุปกรณ์สื่อสารที่มีมาตรฐานรองรับอยู่แล้วเช่น IEEE 802.11 เพื่อให้เห็นถึงประสิทธิภาพที่แท้จริงของเทคนิคที่พัฒนาขึ้น นอกจากนี้ควรมีการทดสอบกับการใช้

งานด้วยสายอากาศที่มีคุณสมบัติแตกต่างกันบ้างเพื่อให้ทั้งฝั่งส่งและฝั่งรับทำงานเหมือนอยู่ในสถานะการณ์จริง

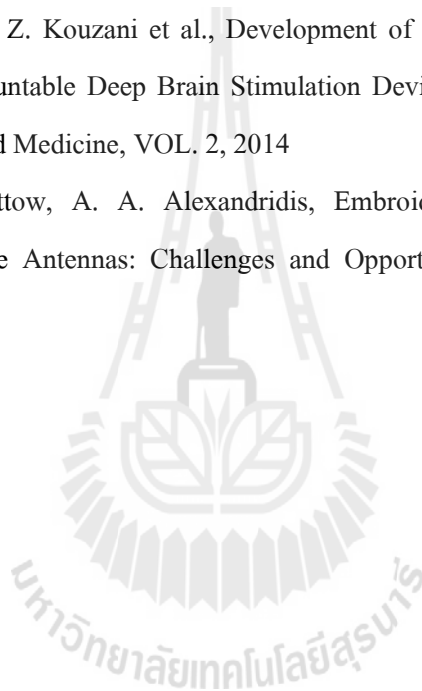


บรรณานุกรม

- [1] A. Goldsmith, *Wireless Communication*, Cambridge : Cambridge University Press, 2005.
- [2] A. K. Khandani, Two-Way (True Full-duplex) Wireless, *IEEE con., CWIT 2013*, pp. 33-38, 2013.
- [3] S. Kim and W. Stark, Full Duplex Device to Device Communication in Cellular Networks, *IEEE con., ICNC 2014*, pp. 721-725, 2014.
- [4] N. Phungamngern, P. Uthansakul and M. Uthansakul, Digital and RF Interference Cancellation for Single-Channel Full-duplex Transceiver Using a Single Antenna, *IEEE con., ECTI-CON 2013*, pp.1-5, 2013.
- [5] S. Hong, J. Brand, J. II Choi, M. Jain, J. Mehlman, S Katti, and P. Levis, Applications of Self-Interference Cancellation in 5G and beyond, *IEEE Communications Magazine*, Vol. 52, pp. 114-121, Feb. 2014.
- [6] A. Osseiran, F. Boccardi, V. Braun, K. Kusume, and P. Marsch, Scenarios for 5G Mobile and Wireless Communications: The Vision of the MEITS Project, *IEEE Communications Magazine*, Vol. 52, pp. 26-35, May 2014.
- [7] F. Boccardi, and A. Lozano, Five Disruptive Technology Directions for 5G, *IEEE Communications Magazine*, Vol. 52, pp. 74-80, Feb 2014.
- [8] S. Talwar, D. Choudhury, K. Dimou, E. Aryafar, and B. Bangerter, Enabling Technologies and Architectures for 5G Wireless, *IEEE con., IMS 2014*, pp.1-4, 2014.
- [9] P. Lioliou, M. Viberg, M Coldrey, and F. Athley, Self-Interference Suppression in Full-Duplex MIMO Relays, *IEEE con., ASILOMAR 2010*, pp. 658-662, 2010.
- [10] J. Zhang, O. Taghizadeh, and M. Haardt, Joint Source and Relar Precoding for One-Way Full-Duplex MIMO Relaying Systems, *IEEE con. ISWCS 2013*, pp. 1-5, 2013.
- [11] H. Liu, L. Yang, C. Sun, Z. Li, Loop Interference Suppression in Full-Duplex MIMO Relays Based on Space Projection, *IEEE con., GHTCE 2013*, pp. 135-140, 2013.
- [12] C. Y. A. Shang, P. J. Smith, and G. K. Woodward, Linear Transceivers for Full Duplex MIMO Relays, *IEEE con. AusCTW 2014*, pp. 11-16, 2014.

- [13] S. Chen, and J. Zhao, The Requirements, Challenges, and Technologies for 5G of Terrestrial Mobile Telecommunication, *IEEE Communications Magazine*, Vol. 52, pp. 36-43, May 2014.
- [14] J. Mitola III, J. Guerci, J. Reed, Accelerating 5G QoE via Public-Private Spectrum Sharing, *IEEE Communications Magazine*, Vol. 52, pp. 77-85, May 2014.
- [15] F. Haider, Y. Yang, D. Yuan, Cellular Architecture and Key Technologies for 5G Wireless Communication Networks, *IEEE Communications Magazine*, Vol. 52, pp. 122-130, Feb. 2014.
- [16] E. Hossain, M. Rasti, H. Tabassum, and A. Abdelnasser, Evolution Toward 5G Multi-tier Cellular Wireless Networks: An Interference Management Perspective, *IEEE Wireless Communications*, Vol. 21, pp. 118-127, June 2014.
- [17] R. M. Legnain, R. H. M. Hafez, and I. D. Marsland, A Novel Spatial Modulation Using MIMO Spatial Multiplexing, *IEEE con., ICCSPA 2013*, pp. 1-4, 2013.
- [18] A. Wagdy, T. Khattab, and E. A. Sourour, Modified QR-D and MMSE PMI Selection Technique for MIMO Closed Loop Spatial Multiplexing in LTE/LTE-Advanced, *IEEE con., GCC 2013*, pp. 93-97, 2013.
- [19] K. Soumya, S. Nisha, and Dr. T. Sudha, Performance Evaluation of Different Space Time Block Codes in MIMO Systems Over Rayleigh Channel, *IEEE con., ICC 2013*, pp. 469-474, 2013.
- [20] K. Sundaravadivu, and S. Bharathi, STBC Codes for Generalized Spatial Modulation in MIMO System, *IEEE con., ICC-CCN 2013*, pp. 486-490, 2013.
- [21] V. G. Lykhograi, A. A. Shcherbina, V. S. Vovchenko, and N. T. Nasif, Effect of Antenna Mutual Coupling on MIMO Channel Capacity, *IEEE con., ICATT 2013*, pp. 178-180, 2013.
- [22] P. Uthansakul, *Adaptive MIMO Systems Explorations for Indoor Wireless Communications*, VDM Verlag Dr. Muller, 2009.
- [23] M. Duarte and A. Sabharwal, Full-Duplex Wireless Communications Using Off-The-Shelf Radios: Feasibility and First Results, *IEEE con., ASILOMAR*, pp. 1558-1562, 2010.
- [24] M. Jain, J. II Choi, T. M. Kim et al., Practice, Real-time, Full Duplex Wireless, *MobiCom.*, pp. 301-312, 2011, ACM.
- [25] M. E. Knox, Single Antenna Full Duplex Communications using a Common Carrier, *IEEE con., WAMICON*, pp. 1-6, 2012.
- [26] S. Li and R. D. Murch, Full-Duplex Wireless Communication using Transmitter Output Based Echo Cancellation, *IEEE con., GLOBECOM 2011*, pp. 1-5, 2011.

- [27] A. Sahai, G. Patel and A. Sabharwal, Pushing the limits of Full-Duplex: Design and Real-time Implementation, arXiv: 1107.0607, pp. 1-12, 2011
- [28] Y. Hua, A Method for Broadband Full-Duplex MIMO Radio, IEEE Signal Processing Letters, VOL. 19, pp.793-796, Dec. 2012.
- [29] อภิญา อินทร์นอก, การเพิ่มความจุช่องสัญญาณระบบโมโม่ด้วยการประมวลผลโดเมนเชิงมุม, สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี, ปีการศึกษา 2553
- [30] มนต์ทิพย์ภา อุทาสกุล, การประมวลผลสัญญาณสายอากาศแถวลำดับ, สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
- [31] MD K. Hosain, ABBAS Z. Kouzani et al., Development of a Compact Rectenna for Wireless Powering of a Head-Mountable Deep Brain Stimulation Device, IEEE Journal of Translational Engineering in Health and Medicine, VOL. 2, 2014
- [32] A. Tsois, W. G. Whittow, A. A. Alexandridis, Embroidery and Related Manufacturing Techniques for Wearable Antennas: Challenges and Opportunities, Electronics, pp. 314-338, 2014



ภาคผนวก



ภาคผนวก ก**การเผยแพร่ผลงานวิจัย****บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในวารสารวิชาการนานาชาติ**

P. Meerasri, P. Uthansakul, and M. Uthansakul, "Self-Interference Cancellation Based Mutual Coupling Model for Full-Duplex Single-Channel MIMO Systems," International Journal of Antennas and Propagations, vol. 2014, pp. 1-10, 2014. (ISI Impact factor 0.683)

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในงานประชุมวิชาการนานาชาติ

Meerasri, Pawinee ; Uthansakul, Peerapong ; Uthansakul, Monthippa, "Performance of self and mutual interference cancellation for FDSC MIMO systems," ECTI-CON 2014, May 14-17, 2014, Nakhonratchasima, Thailand.

ภาคผนวก ข

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์



Research Article

Self-Interference Cancellation-Based Mutual-Coupling Model for Full-Duplex Single-Channel MIMO Systems

Pawinee Meerasri, Peerapong Uthansakul, and Monthippa Uthansakul

School of Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology, Muang, Nakhon Ratchasima 30000, Thailand

Correspondence should be addressed to Peerapong Uthansakul; uthansakul@sut.ac.th

Received 26 July 2013; Revised 1 December 2013; Accepted 2 December 2013; Published 16 January 2014

Academic Editor: Hon Tat Hui

Copyright © 2014 Pawinee Meerasri et al. This is an open access article distributed under the Creative Commons Attribution License, which permits unrestricted use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

The challenge of a full-duplex single-channel system is the method to transmit and receive signals simultaneously at the same time and on the same frequency. Consequently, a critical issue involved in such an operation is the resulting self-interference. Moreover, for MIMO system, the full-duplex single-channel system is subjected to the very strong self-interference signals due to multiple transmitting and receiving antennas. So far in the pieces of literature, there have not been any suitable techniques presented to reduce the self-interference for full-duplex single-channel MIMO systems. This paper initially proposes the method to cancel the self-interference by utilizing the mutual-coupling model for self-interference cancellation. The interference can be eliminated by using a preknown interference, that is, the mutual-coupling signals. The results indicate that the channel capacity performance of the proposed technique can significantly be improved due to the reduction of the self-interference power. The measurement results indicate that the proposed MIMO system can suppress the self-interference and mutual-interference signals with the reduction of 31 dB received power.

1. Introduction

Nowadays, multiple-input multiple-output (MIMO) system is the promising technology for the next generation of wireless communication systems as MIMO system can provide a wide coverage area, a high spectral efficiency, and an increased system capacity. The MIMO system employs the multiple antennas to transmit signals on the same frequency which cause the strong interference signals at the receiving antennas on the same side. These interferences are more pronounced when operating the full-duplex single-channel MIMO system.

The full-duplex single-channel system is one of the most interesting technologies for future wireless communications because it can offer double throughput from any conventional system without paying any expenses of spectrum. This is because the system is able to receive and transmit simultaneously within a single channel. In the literature, the problem of full-duplex interference has been addressed on the specific configuration of MIMO relay nodes. The self-interference cancellation is introduced to be used at only relaying node

[1–3]. So far there have not been any techniques proposed for source or destination. In this light, the authors propose the new technique to suppress the self-interference for full-duplex single-channel MIMO systems. From the literature on RF interference cancellation, the work in [4–9] presents a full-duplex wireless system that can transmit and receive signals at the same time and on the same frequency band since it requires at least two antennas having one for transmitter (Tx) and one for receiver (Rx). The key challenge in realizing such a system lies in addressing the self-interference generated by the Tx antenna at the Rx antenna. For example, one can implement the above self-interference cancellation idea completely in analog domain using noise cancellation circuits reported by Radunovic et al. [5]. But the practical noise cancellation circuits can only handle a dynamic range of at most ~30 dB. Another technique in [6] employs the antenna cancellation by using three antennas to create a beam forming null. This method cancels the self-interference at the receiver antenna by using antenna placement as an additional cancellation technique or antenna cancellation. The antenna cancellation requires two asymmetrically placed transmitting

antennas and one receiving antenna. This three-antenna system can remove ~ 60 dB reduction of self-interference power for a 802.15.4 system. Although it looks promising, the antenna cancellation-based designs have two major limitations. The first is that they require three antennas having two transmitting antennas and one receiving antenna, which are very sensitive to the relative location of antennas and any material around them. It is a fact that the full-duplex system can have double throughput, but with three antennas a MIMO system can have triple throughput. Hence, the use of multiple antennas for only full-duplex purpose is not worth. The second limitation is a bandwidth constraint, a theoretical limit which prevents supporting wideband signal such as WiFi.

The MIMO techniques for wireless communications have been studied extensively over the past decade as a means of achieving significant capacity gains needed for supporting high-rate wireless broadband applications [10]. A critical factor in the design and analysis of MIMO systems is the theoretical models which are used for representing the MIMO transceiver as well as the wireless fading channel. So far in the literature, the factor on realistic channel configuration has gained a lot of attention such as spatial correlation (see, e.g., [11, 12] and many others). One issue which has received less attention in comparison is that of mutual coupling [10, 13–15], which occurs due to electromagnetic interactions between the antennas in both transmitter and receiver. This effect, as well as spatial correlation, is particularly significant for applications with compact antennas, such as cellular mobile, in which the available space for placing the antennas is highly restrictive.

In this paper, we will investigate the effect of antenna mutual coupling (MC) on the full-duplex single-channel MIMO system with the aim of self-interference eliminations. Based on the mutual-coupling model, the signals with self-interference can be preknown. As a result, it is possible to eliminate all self-interference signals by subtracting from preknown signals. The concept of transmitting and receiving mutual impedances is employed to incorporate the antenna MC effect into the correlated channel model [16]. This model is applied to work out the suppression technique to reduce the self-interference performed by subtracting the interference signals from the transmitting signals that are suitably tuned according to the interaction between multiple antennas. This is because the self-interference signals do not depend on the environments. Then, the proposed technique can be done on the manufacturing process. The paper presents the comparison between the MC full-duplex single-channel systems with and without the proposed technique. The channel capacity performance is the key performance used to indicate the merit of proposed technique. The results show that the proposed technique is not only to suppress the interference but also to improve the system performance capacity.

2. Problem Formulation

This paper focuses on the full-duplex wireless communications operating on the same frequency and at the same time.

The simultaneous transmitting and receiving signals can be achieved via the cancellation of the self-interference signal. However, the problem is that the self-interference is billions of times stronger (60–90 dB) than a received signal; for example, for WiFi the self-interference would be nearly up to 80 dB stronger. Hence, the main key success is to eliminate the self-interference as much as possible. In this section, the overview of full-duplex system is presented in order to be the basic knowledge before getting to the main problem of this work. Next, the survey of RF interference cancellation techniques is detailed.

2.1. Full-Duplex Wireless Communication. Currently, full-duplex wireless systems achieve the isolation required between the two directions of communication using independence in either time or frequency. Accordingly, these duplexings are called time division duplexing (TDD) and frequency division duplexing (FDD). The TDD system is the system that divides the access of each node in time. TDD is also commonly known as half-duplexing. Other full-duplex wireless systems separate the Tx and Rx functions in the frequency domain, the so-called FDD, and may operate using two different carrier frequencies for carrying transmissions. In this case, nodes 1 and 2 can send data to each other at the same time, although using two different frequencies. The use of different frequencies prevents the two signals from interfering with each other, even though the two transmissions occur at the same time. Time division duplexing exacerbates the inconsistency in the channel views across nodes. Since only one node among a pair of communicating nodes can transmit at a given time, the wireless channel around the transmitting node may look occupied, while the wireless channel around the receiving node may look unoccupied. Such inconsistencies are the root cause of many of the problems with time division duplexing wireless networks, such as packet losses due to hidden terminal effects. On the other hand, frequency division duplexing requires a wireless node to use twice the frequency bandwidth for sending and receiving signals of a given bandwidth. In some cases, this is expensive and infeasible. The key challenge in implementing a full-duplex wireless system, where a device can simultaneously transmit and receive signals over-the-air at the same time and in the same frequency band, is the large power differential between the self-interference from a node's own transmission and the signal of interest coming from a distant source.

2.2. Single-Channel Full-Duplex Wireless Communications. A basic perception of wireless communication is that a radio cannot transmit and receive on the same frequency and at the same time. As wireless signals attenuate quickly over distance, the signal from a local transmitting antenna is hundreds of thousands of times stronger than transmissions from other nodes. Figure 1 shows an example where nodes 1 and 2 are trying to send data to each other simultaneously using the same frequency. Node 1 own transmission is much stronger at its receiving antenna, compared to the signal it receives from node 2. With such strong self-interference, the receiver

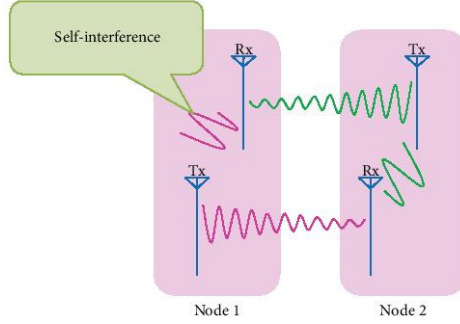


FIGURE 1: Self-interference in the single-channel full-duplex wireless communications using one transmitting antenna and one receiving antenna.

of node 1 is unable to decode any signals that node 2 is trying to send to node 1. This example shows that the biggest challenge in designing single-channel full-duplex wireless communications is to eliminate the self-interference signal from the receiver of the wireless node. In theory, this problem should be easy to solve. For a system with antennas each for transmitting and receiving, since the system knows the signal of transmitting antenna, it can subtract this from the signal of receiving antenna and decode the remainder.

2.3. Self-Interference Cancellation. The work in [17] proposed the design of full-duplex system that requires only one antenna using circulator to share the same antenna for transmitting and receiving paths as shown in Figure 2. The self-interference cancellation (SIC) uses the knowledge of transmission to cancel self-interference in the RF signal before it is digitized. In an ideal analog cancellation scenario, the amplitudes from the two paths would be perfectly matched at the receiver and phase of the two signals would differ by exact π . To cancel self-interference, the best performing prior design is obtained. The authors gain the inverse of the transmitted signal using a phase shifter with attenuator. The attenuator and phase shifter allow a modulator to control the angle and amplitude of a feed signal.

3. System Model

3.1. MIMO Model. In this section, the capacity formula of MIMO systems is briefly given. We assume an independent and identically distributed (i.i.d.) Rayleigh flat-fading channel in rich scattering environments, and the channel is unknown at the transmitter and perfectly known at the receiver. The basic MIMO structure is depicted in Figure 3. Let the number of transmitting and receiving antennas be N_T and M_R , respectively. We denote this MIMO communication link as (N_T, M_R) . The $M_R \times 1$ received signal vector \mathbf{y} can be written as

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}, \quad (1)$$

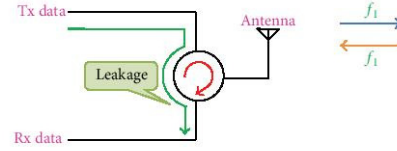


FIGURE 2: Self-interference in the single-channel full-duplex single-antenna wireless communications.

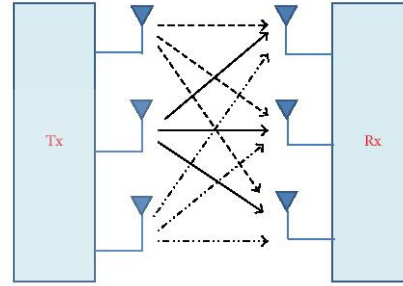


FIGURE 3: Basic structure of MIMO system.

with this notation channel output sequence that can be written in matrix form as

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_{M_R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R1} & h_{M_R2} & \cdots & h_{M_RN_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_{M_R} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

where \mathbf{H} is $M_R \times N_T$ channel matrix with the entry $h_{i,j}$ describing the channel gain between the j th transmitting antenna and the i th receiving antenna, \mathbf{x} is $N_T \times 1$ transmitted signal vector with independent symbols, and \mathbf{n} is $M_R \times 1$ additive white Gaussian noise (AWGN) vector.

The AWGN vector \mathbf{n} satisfies $E\{\mathbf{n}\mathbf{n}^H\} = \mathbf{I}_{M_R}$ in which \mathbf{n}^H denotes the conjugate transpose of \mathbf{n} and \mathbf{I}_{M_R} denotes $M_R \times M_R$ identity matrix.

As the channel is unknown at the transmitter, equal power is allocated to each of the transmitting antennas. Then the MIMO capacity in bits per second per Hertz (bps/Hz) is derived as

$$C = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{M_R} + \frac{\rho}{N_T} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right), \quad (3)$$

where ρ is the average received signal to noise ratio (SNR). \mathbf{H} is normalized channel matrix [18].

3.2. Mutual-Coupling Effects on MIMO. In this section, in order to support parallel signal transmission in a MIMO system, the antennas at transmitter and receiver have to be properly coupled to the modes offered by the wireless communication channel. Hence, in Figure 4, the array elements

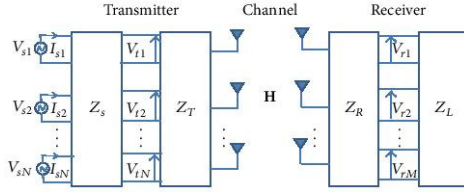


FIGURE 4: An $M_R \times N_T$ MIMO system based on mutual-coupling model.

location (including spacing and orientation) with respect to the scatterers is of paramount importance in the operation of the MIMO system. The interactions between the entire set of antennas and scatterers are initially described by the impedance matrix \mathbf{Z} . For dipoles, however, the mutual impedance can be easily calculated using classical induced electromagnetic force (EMF) method [19]. The value of the mutual impedance between the m th and n th dipoles Z_{mn} is given by [20]

$$Z_{mn} = \begin{cases} 30 [0.5772 + \ln(\beta d_{\text{lam}}) - C_i(\beta d_{\text{lam}})] \\ \quad + j[30S_i(\beta d_{\text{lam}})] & m = n, \\ 30 [2C_i(u_0) - C_i(u_1) - C_i(u_2)] \\ \quad - j[30(2S_i(u_0) - S_i(u_1) - S_i(u_2))] & m \neq n, \end{cases} \quad (4)$$

where $\beta = 2\pi/d_{\text{lam}}$ is the wave number, $d_{\text{lam}}/2$ is the dipole length, and the constants are given by [20]

$$\begin{aligned} u_0 &= \beta d_h, \\ u_1 &= \beta \left(\sqrt{d_h^2 + (d_{\text{lam}}/2)^2} + (d_{\text{lam}}/2) \right), \\ u_2 &= \beta \left(\sqrt{d_h^2 + (d_{\text{lam}}/2)^2} - (d_{\text{lam}}/2) \right), \end{aligned} \quad (5)$$

where d_h is the horizontal distance between the two dipole antennas and $C_i(u)$ and $S_i(u)$ are the cosine and sine integrals, respectively:

$$C_i(u) = \int_{\infty}^u \frac{\cos(x)}{x} dx, \quad S_i(u) = \int_0^u \frac{\sin(x)}{x} dx. \quad (6)$$

It has to be noted that, while calculating Z_{mn} , we assume that the m th dipole is excited with current, while all the remaining dipoles are open circuited.

In general, mutual coupling can be characterized by numerical modelling techniques [19]. However, for dipoles, we can use analytical mutual coupling into the MIMO system model. The coupling matrix of transmitting antenna array \mathbf{C}_T can be written using fundamental electromagnetic and circuit theory [19]. \mathbf{C}_T has the meaning of transfer function matrix for the transmitting array and is given as

$$\mathbf{C}_T = (\mathbf{Z}_A + \mathbf{Z}_T) (\mathbf{Z} + \mathbf{Z}_T \mathbf{I}_{N_T})^{-1}, \quad (7)$$

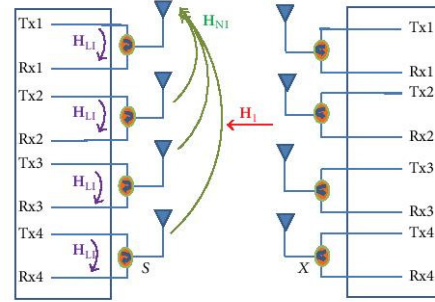


FIGURE 5: Model of full-duplex single-channel 4×4 MIMO system.

where Z_A is the element's impedance in isolation. The element Z_{mn} of matrix \mathbf{Z} is defined by using the EMF method as described in (4). Also the coupling matrix of receiving antenna array \mathbf{C}_R can be determined in a similar manner. \mathbf{C}_R has the meaning of transfer function matrix for the receiving array and is given as

$$\mathbf{C}_R = (\mathbf{Z}_A + \mathbf{Z}_T) (\mathbf{Z} + \mathbf{Z}_T \mathbf{I}_{M_R})^{-1}. \quad (8)$$

4. Proposed Self-Interference Cancellation

In this section, we consider a generic MIMO radio unit equipped with M_R RF receivers antennas and N_T RF signal generators/transmitters. Among all generators, there are $N_s = N_T - M_R$ primary generators and M_R auxiliary generators. The primary generators are used to transmit up to N_s independent streams of data. The auxiliary generators are used to generate RF waveforms for SIC at the RF frontend of the receivers on the same frequency. See Figure 5.

Furthermore, we index the receiver by $k = 1, \dots, M_R$ and the transmitter by $k = M_R + 1, \dots, N_T$. Then, for each transmitted data packet subject to linear modulation, a RF signal stream transmitted from the k th generator ideally can be expressed by $\tilde{x}_k(t) = \text{Re}\{x_k(t) \exp(j2\pi f_c t)\}$, where f_c is the carrier frequency and

$$x_k(t) = \sum_{i=1}^I g_k^{(i)}(t) * \sum_{n=-L}^{N-1} s_n^{(i)} p(t - nT), \quad (9)$$

where $x_k(t)$ is the complex baseband form (also called I/Q waveform) of $\tilde{x}_k(t)$. Here, $g_k^{(i)}(t)$ is the complex impulse response of the k th transmission for data stream i (of total I streams), $s_n^{(i)}$ is the complex symbol sequence for data stream i , $N + L$ is the number of complex symbols per stream (including the L prefixed symbols as used in OFDM system), and $p(t)$ is the fundamental pulse waveform used for linear pulse modulation, which has the double-sided bandwidth W and the effective duration T . For high spectral efficiency, it is typical that T is equal to or only slightly larger than $1/W$. The operator $*$ denotes convolution.

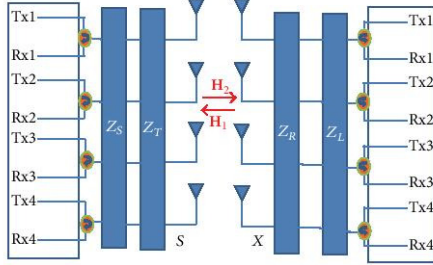


FIGURE 6: 4 × 4 MIMO system with mutual-coupling model.

The RF self-interference received by the l th receiver is $\bar{y}_l(t) = \text{Re}\{y_l(t) \exp(j2\pi f_c t)\}$, where $l = 1, \dots, M_R$, and $y_l(t) = \sum_{k=1}^{N_T} h_{mc,lk}(t) * x_k(t) = \sum_{i=1}^L (\sum_{k=1}^{N_T} h_{mc,lk}(t) * g_k^{(i)}(t)) * \sum_{n=0}^{N-1} s_n^{(i)}(t - nT)$ is the I/Q waveform of $\bar{y}_l(t)$. In Figure 6, when the mutual coupling is presented, $h_{l,k}(t)$ is the complex baseband channel impulse response from the k th generator to the l th receiver on the same radio. Hence, the channel matrix $h_{l,k}(t)$ obtained from the case that this effect is absent has to be pre- and postmultiplied by coupling matrices C_R and C_T . As a result, the new channel matrix is given by $\mathbf{H}_{mc} = C_R \mathbf{H} C_T$. To cancel the RF self-interference $\bar{y}_l(t)$ for all l and t , it is necessary to find $g_k^{(i)}(t)$ for all k and i such that $y_l(t) = 0$ for all l or equivalently $\sum_{k=1}^{N_T} h_{mc,lk}(t) * g_k^{(i)}(t) = 0$ for all l and i . The matrix form of this condition is

$$\begin{bmatrix} h_{mc,1,1}(t) & \cdots & h_{mc,1,N_T}(t) \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ h_{mc,M_R,1}(t) & \cdots & h_{mc,M_R,N_T}(t) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} g_1^{(i)}(t) \\ \cdots \\ g_{N_T}^{(i)}(t) \end{bmatrix} = 0 \quad (10)$$

or equivalently in more compact form:

$$\mathbf{H}_{mc}(t) * \mathbf{g}^{(i)}(t) = 0. \quad (11)$$

Although given in baseband, (11) ensures SIC even at the RF frontend. Also note that when all elements in a row of $\mathbf{H}_{mc}(t)$ are corrupted by a common scalar due to receiver phase noise, the solution $\mathbf{g}^{(i)}(t)$ to (11) is not affected.

To find the solution to (10), we need to apply a known notion of vector space in the field of functions of time. The rank $r_{H(t)}$ of the matrix $\mathbf{H}_{mc}(t)$ that are convolutedly independent. It follows that $r_{H(t)} \leq \min\{M_R, N_T\} = M_R$. The dimension of the solution space of (10), which is also called the dimension of the (right) null space of $\mathbf{H}_{mc}(t)$, is the number of convolutedly independent solutions to (10), which is $d_{\text{null}} = N_T - r_{H(t)} \geq N_s$. If $d_{\text{null}} = N_s$, we call it a typical case (very likely in practice), or otherwise, if $d_{\text{null}} > N_s$, we call it atypical case (not very likely in practice). The number L of the data streams in (9) must be no larger than d_{null} .

In general, for $M_R \geq 1$ and $N_s \geq 1$, the i th in a set of N_s convolutedly independent solutions to (12) can be written as

$$\mathbf{g}^{(i)}(t) = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{g}}^{(i)}(t) \\ \mathbf{0}_{i-1,1} \\ g_0^{(i)}(t) \\ \mathbf{0}_{I-1,1} \end{bmatrix}, \quad (12)$$

where $\mathbf{0}_{m,1}$ is the $m \times 1$ zero vector and $\bar{\mathbf{g}}^{(i)}(t)$ and $g_0^{(i)}(t)$ are a solution to $\mathbf{A}(t) * \bar{\mathbf{g}}^{(i)}(t) + \mathbf{b}_i(t) * g_0^{(i)}(t) = 0$, where $\mathbf{A}(t)$ is a square matrix equal to $\mathbf{H}_{mc}(t)$ without its last N_s columns and $\mathbf{b}_i(t)$ is the $(M_R + i)$ th column of $\mathbf{H}_{mc}(t)$. Furthermore, we can choose the solution

$$\bar{\mathbf{g}}^{(i)}(t) = -\text{adj}\{\mathbf{A}(t)\} * \mathbf{b}_i(t), \quad (13)$$

and $g_0^{(i)}(t) = \det\{\mathbf{A}(t)\}$. Both the adjoint $\text{adj}\{\mathbf{A}(t)\}$ and the determinant $\det\{\mathbf{A}(t)\}$ can be obtained analytically in the same way as those of a matrix of numbers as shown in [21] except that all multiplications should be substituted by convolutions. It is important to note that expression (13) does not involve any division but only convolutions and sums.

The solutions shown in (12) are valid for arbitrary $\mathbf{H}_{mc}(t)$ as long as $\det\{\mathbf{A}(t)\} \neq 0$. This condition can be met if $h_{k,k}(t)$ for $k = 1, \dots, M_R$ have the largest norms among $h_{l,k}(t)$ for all l and k . To ensure that, we can either place the M_R auxiliary transmitting antennas close enough to the M_R receiving antennas or directly couple the M_R auxiliary generators to the M_R receivers at the RF frontend.

In this section, the proposed system is designed to formulate the self-interference based on mutual-coupling model. These self-interference signals are caused by multiple antennas. The proposed system for full-duplex single-channel MIMO system is illustrated in Figure 7. As shown in Figure 7, the self-interference based on mutual-coupling \mathbf{H}_{mc} can be written as

$$\mathbf{H}_{mc} \mathbf{s} = \mathbf{H}_{LI} \mathbf{s} + \mathbf{H}_{NI} C_R \mathbf{s}, \quad (14)$$

where $\mathbf{s} \in C^{s \times 1}$ is the transmitted signal, $\mathbf{H}_{LI} \in C^{s \times s}$ is a diagonal matrix that represents the self-interference signals, and $\mathbf{H}_{NI} \in C^{s \times s}$ is a symmetric matrix that represents the mutual-interference signals caused by the other antennas.

Next, the proposed method to suppress the interference signals is performed as shown in Figure 7. The transmitted signals are coupled to matrix W in order to perform the negative self-interference and mutual-interference signals as closely as possible. Inside matrix W , the attenuation and phase shifter are employed to adjust the preknown signals for compensating the self-interference signals and mutual-interference signals. The compensation matrix, \mathbf{W} , is given by

$$\mathbf{W} \mathbf{s} = \mathbf{T}_x C_T \mathbf{s} + \mathbf{G} \mathbf{s}, \quad (15)$$

where $\mathbf{T}_x \in C^{s \times s}$ is a symmetric matrix that represents the mutual-interference signals caused by the other antennas,

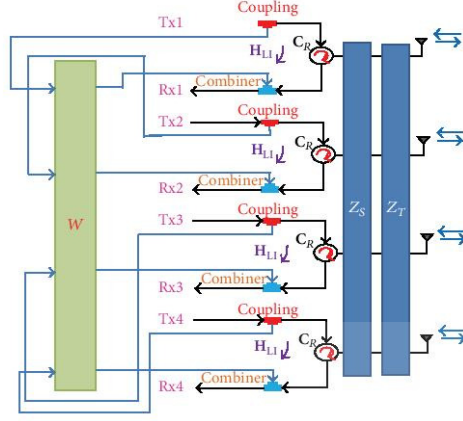


FIGURE 7: Proposed self-interference cancellation for full-duplex single-channel 4×4 MIMO system based on mutual-coupling model.

$\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{s \times s}$ is a diagonal matrix that represents the self-interference signals.

Then, the received signal at the destination with the proposed compensation matrix for the interference suppression can be rewritten as

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}_{mc} \mathbf{x} + \mathbf{H}_{mc} \mathbf{s} - \mathbf{W} \mathbf{s} + \mathbf{N}, \quad (16)$$

where $\mathbf{N} \sim \text{CN}(0, \sigma_d^2 \mathbf{I}_s)$ is the AWGN contribution at the destination.

5. Results and Discussion

5.1. Channel Capacity. In order to investigate the effect of mutual coupling on MIMO capacity, in this section the channel capacity for our 4×4 MIMO system can be given by (17) [2]. This capacity denotes the average of channel capacity in bps/Hz. Also, we assume the uniform transmitting power for each antenna ($E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\} = (P_0/N_s)\mathbf{I}_x$). Consider

$$C = \log_2 \det \left[\mathbf{I}_s + \frac{P_0}{N_s} \mathbf{H}_{mc} \mathbf{H}_{mc}^H \times (\sigma_T^2 \mathbf{H}'_{mc} \mathbf{H}_{mc}^H + \sigma_d^2 \mathbf{I}_s)^{-1} \right]. \quad (17)$$

We assume that P_0 is the maximum available power at the source and N_s is the power of the self-interference signals.

The performance of channel capacity is presented by considering four cases. The first case is that there is neither self-interference nor mutual-coupling effect (called without interference and MC) in the system. In the second case, there is no interference but including mutual-coupling effect (called without interference and with MC). The third case is the case that the system uses the self-interference cancellation and there is a mutual-coupling effect in the systems (called

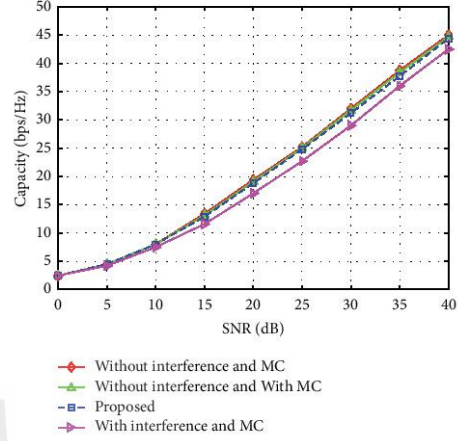


FIGURE 8: Channel capacity versus SNR for 80% interference reduction.

proposed). For the last case, the system experiences both interference and mutual-coupling effect but no any cancellation technique is applied (called with interference and MC).

The simulation produced by MATLAB programming can be described as follows. The source and the destination are equipped with four transmitting and four receiving antennas; that is, $s = x = 4$. We assume that the source-destination channels experience Rayleigh fading. Hence, the new channel matrix \mathbf{H}_{mc} is an independent matrix containing independent identically distributed (i.i.d.) entries in which the random distribution is explained by $\text{CN}(0, 1)$. For the self-interference channels, they also experience Rayleigh fading. Hence, the self-interference channel matrices \mathbf{H}_{11} and \mathbf{H}_{22} are independent matrices containing independent identically distributed (i.i.d.) entries distributed as $\text{CN}(0, 1)$. For simplicity, we assume that the noise variances are equal in each antenna, σ^2 .

Figure 8 shows the channel capacity versus SNR for 80% interference reduction when the MIMO system is affected by mutual coupling. It can be noticed that the proposed technique lies between with and without the interference suppression. The channel capacity of the proposed system is about 0.70 bps/Hz (at SNR = 20 dB) higher than the system with self-interference and the system with mutual coupling. In Figure 9, the relation between capacity and the percentage of interference reduction is presented. It can be noticed that the channel capacity of the proposed system requires only 90% interference reduction to achieve the capacity close to the system without any interference.

5.2. Self-Interference Reduction. The work in [6, 8, 17, 22–25] shows that a single-channel full-duplex system can be worked by using the method of self-interference cancellation. Two key techniques are RF interference cancellation (RFIC) and

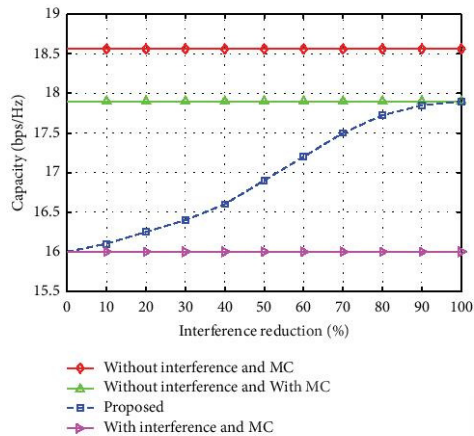


FIGURE 9: Relation between channel capacity and interference reduction for SNR = 20 dB.

digital interference cancellation (DIC) which utilize the signals from both the transmitting and receiving paths. Figure 10 presents the signal diagram of self-interference cancellation consisting of both RFIC and DIC. RFIC uses the knowledge of transmitting signals to cancel the self-interference in the RF signal before it is digitized. For analog cancellation, the amplitudes from two paths have to be perfectly matched at the receiver. Then, the phase of the two signals would be ideally differed by the exact π . To cancel self-interference, the best performing prior design is obtained. The authors gain the inverse of the transmitted signal using phase shifter and attenuator, dynamically adjusting the attenuation and phase of the inverse signal to match the self-interference leaking from circulator. After combining both inverse and leak signals, the received signal can be passed through the processing unit with the minimum effect of self-interference.

In measurement, the operating frequency band is on 2.45 GHz in order to match with a practical wireless channel as IEEE 802.11. The measurement has been performed to investigate the concept of a single-channel full-duplex wireless system. The results show that the system can reduce the self-interference about -75 dB. This reduction is good enough to investigate the concept of a single-channel full-duplex wireless system. The results show that the system can reduce the self-interference about -75 dB. This reduction is good enough to transmit and receive on the same frequency at the same time. However, we have proposed the self-interference suppression for MIMO system in which the self-interference signals are caused by mutual coupling. The proposed suppression technique can also be applied to the MIMO system by separating the multiple antennas into individual measurement. In this paper, the RFIC is performed according to the diagram shown in Figure 10. Then the DIC is performed inside USRP (Universal Software Radio Peripheral) processors.

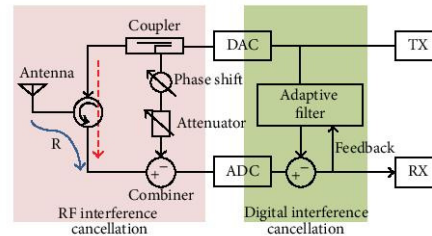


FIGURE 10: Block diagram of the proposed system in practice.

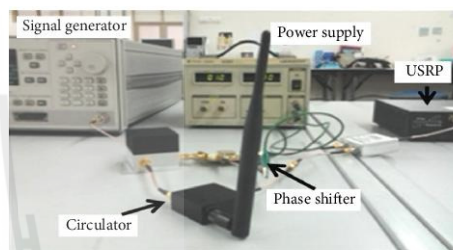


FIGURE 11: Photograph of experimental scenario.

The Universal Software Radio Peripheral (USRP) is a platform developed by Ettus Research LLC. Inside the USRP, there are two main components. The first component is a mother board containing an Altera Cyclone EPIC12 Field Programmable Gate Array (FPGA). It has 4 ADCs with 12 bits per sample and 4 DACs with 14 bits per sample. The second component is a daughter board that all working processes are in a field of RF-Front End. This paper employs XCVR2450 daughter board which responds to radio frequency in dual band, both 2.4 GHz and 5.9 GHz. All components are assembled in one USRP box using 3 A-6 V power supply. USRP is connected to the host PC via USB 2.0 (Universal Serial Bus 2.0).

The digital interference cancellation technique in our design employs a finite impulse response (FIR) filter to cancel the remainder of the self-interference signals after RF interference cancellation. The transmitted digital samples are passed through the FIR filter to create digital interference cancellation samples which are subtracted from the received samples to further clean interference from the received signal.

Figure 11 shows the photograph of the experimental scenario for measuring the self-interference signal. The block diagram of each antenna with both RFIC and DIC is shown in Figure 10.

Figure 12 shows the measured spectrum of self-interference signal. In Figure 12(a), the spectrum of the self-interference leakage without any cancellation is noticeably high. In Figure 12(b), the measured spectrum of self-interference signal with RF interference cancellation is reduced by 58 dB. In Figure 12(c), the measured spectrum of

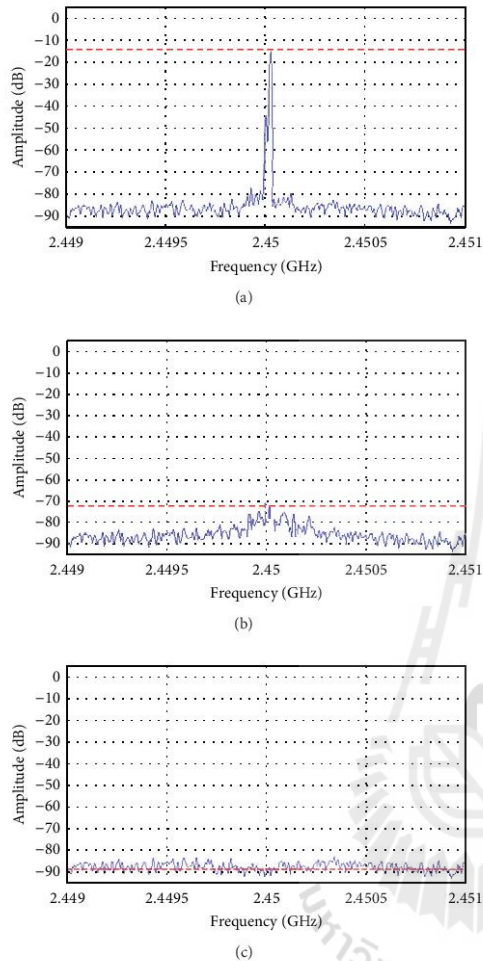


FIGURE 12: Measured spectrum of the self-interference signal (a) without any cancellations, (b) with RF interference cancellation but without digital interference cancellation, and (c) with both RF and digital interference cancellations.

self-interference signals with both RF and digital cancellations is very low and close to the noise floor level with the reduction of 75 dB. At this stage, the self-interference signal is low enough to provide a little impact on the desirably received signals. It means that the full-duplex system can be operated on the same channel at the same time because the self-interference is treated to be a noise for both forward and reserve links. Consequently, the throughput can be doubled by using our proposed method.

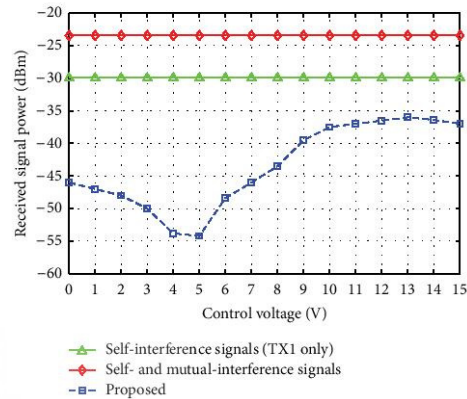


FIGURE 13: The received signal power of interference signals at Rx1.

5.3. Mutual-Interference Reduction. In the previous section, the reduction of self-interference power is observed. However, in MIMO system, there are other interference signals called mutual-interference signals. The proposed work also considers the reduction of mutual interference as well. By using the same measurement as previous section but increasing all sets for 4×4 MIMO operation, the mutual-interference power can be observed. The operating frequency band is on 2.45 GHz for all transmitting antennas. The attenuations and phase shifters are employed to perform the suitable matrix W which is illustrated in Figure 7. The power inputs of Tx1, Tx2, Tx3, and Tx4 are equal. Figure 13 shows the measured powers from Rx1 output. There are three curves presented in Figure 13. The first curve is named as self-interference signals because the signal is sent by only Tx1 while there is no input power for Tx2, Tx3, and Tx4. This is the same situation as in the previous section except that it might be the effect of mutual coupling from the neighbour antenna. For the second curve named as self- and mutual-interference signals, there are equal powers for Tx1, Tx2, Tx3, and Tx4, but there is no matrix W in the system. It can be observed that the total power of this curve is higher than the first curve. In the third curve named as proposed, the matrix W is performed to suppress both self-interference and mutual-interference signals. In this measurement, there is no signal coming from the other side. Hence, Rx1 should not receive any power if matrix W works very well. In our measurement, it can be noticed that the received power of the proposed method is the least. The self-interference and mutual-interference signals can be reduced by adjusting the suitable voltage control for phase shifter. Actually, there are four phase shifters related to this curve and all are needed to be properly adjusted at the same time. To explain the mechanism of phase adjustment, only one voltage control has been presented in Figure 13. It can be clearly seen that the right voltage offers the maximum reduction of interference signals. At control voltage 4-5 V,

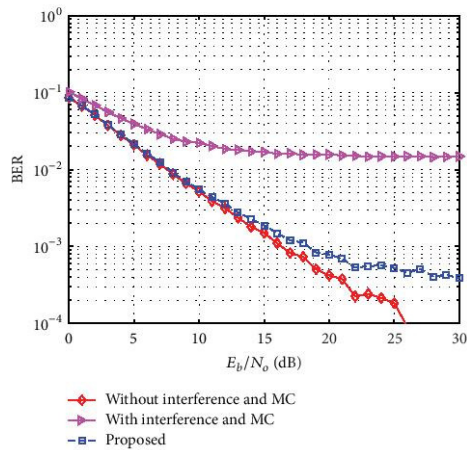


FIGURE 14: BER performance for 4×4 MIMO system.

the received power of self-interference and mutual-interference signals is reduced by 31 dB.

5.4. Performance of Proposed MIMO System. After getting the suitable matrix W , the other side of communication sends the data signal through the wireless 4×4 channel. It is a fact that the channel capacity is a theoretical quantity which cannot be directly measured. In practice, throughput and bit error rate (BER) are two indicators to judge the merit of system. In this paper, BER can be obtained by using the zero forcing technique to decode the data. All signals are sent with QPSK modulation. Figure 14 shows BER performance for 4×4 MIMO system. It is clearly seen that the proposed technique can provide a similar BER to the system without interference when E_b/N_0 is less than 15 dB. Even though E_b/N_0 is more than 15 dB, the proposed system still significantly improves the BER performance in comparison with the system with interference.

Note that even the BER of proposed system is nearly the same as that of the system without interference but the throughput of proposed system is a double of that of normal full-duplex system. This is because the proposed MIMO system can transmit and receive at the same time and on the same frequency.

6. Conclusions

In this paper, we proposed the method of self-interference cancellation for full-duplex single-channel MIMO system based on mutual-coupling model. The performance of proposed technique can suppress the self-interference signals by using the preknown interferences which are affected by mutual coupling between antennas. Simulation results illustrate that the proposed system outperforms the system with interference. This implies the success of using the proposed

concept for full-duplex single-channel MIMO system. In addition, the measurement results indicate that the self-interference and mutual-interference reductions are good enough to successfully transmit and receive on the same frequency at the same time in practice. As a result, the proposed throughput can be actually twice the conventional system.

Conflict of Interests

The authors declare that there is no conflict of interests regarding the publication of this paper.

Acknowledgment

The authors got a financial support from Thailand Research Fund through the Royal Golden Jubilee Ph.D. Program (Grant no. PHD/0076/2554).

References

- [1] T. Riihonen, S. Werner, and R. Wichman, "Spatial loop interference suppression in full-duplex MIMO relays," in *Proceedings of the 43rd Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (Asilomar '09)*, pp. 1508–1512, Pacific Grove, Calif, USA, November 2009.
- [2] Y. Y. Kang and J. H. Cho, "Capacity of MIMO wireless channel with full-duplex amplify-and-forward relay," in *Proceedings of the IEEE 20th Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium (PIMRC '09)*, pp. 117–121, Tokyo, Japan, September 2009.
- [3] P. Larsson and M. Prytz, "MIMO on-frequency repeater with self-interference cancellation and mitigation," in *Proceedings of the IEEE 69th Vehicular Technology Conference (VTC '09)*, pp. 1–5, Barcelona, Spain, April 2009.
- [4] A. Goldsmith, *Wireless Communications*, Cambridge University Press, Cambridge, UK, 2005.
- [5] B. Radunovic, D. Gunawardena, P. Key et al., "Rethinking indoor wireless mesh design: low power, low frequency, full-duplex," in *Proceedings of the 5th Annual IEEE Workshop on Wireless Mesh Networks (WiMesh '10)*, pp. 25–30, Boston, Mass, USA, June 2010.
- [6] J. Choi II, M. Jain, K. Srinivasan, P. Levis, and S. Katti, "Achieving single channel, full duplex wireless communication," in *Proceedings of the 16th Annual Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom '10)*, pp. 1–12, Chicago, Ill, USA, September 2010.
- [7] N. Singh, D. Gunawardena, A. Proutiere, B. Radunovic, H. V. Balan, and P. Key, "Efficient and fair MAC for wireless networks with self-interference cancellation," in *Proceedings of the International Symposium of on Modeling and Optimization in Mobile, Ad Hoc and Wireless Networks (WiOpt '11)*, pp. 94–101, Princeton, NJ, USA, May 2011.
- [8] M. Jain, J. I. Choi, T. Kim et al., "Practical, real-time, full duplex wireless," in *Proceedings of the 17th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom '11)*, pp. 301–312, Las Vegas, Nev, USA, September 2011.
- [9] M. A. Khojastepour, K. Sundaresan, S. Rangarajan, X. Zhang, and S. Barghi, "The case for antenna cancellation for scalable full-duplex wireless communications," in *Proceedings of the*

- 10th ACM SIGCOMM Workshop on Hot Topics in Networks (HotNets-X '11), article 17, Cambridge, Mass, USA, November 2011.
- [10] L. Sun, P. Li, M. R. McKay, and R. D. Murch, "Capacity of MIMO systems with mutual coupling: transmitter optimization with dual power constraints," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 60, no. 2, pp. 848–861, 2012.
- [11] T. Nguyen, W. Meng, and H. Wang, "Channel capacity analysis on cooperative MIMO with antenna spatial correlation and multi-path," in *Proceedings of the 6th International ICST Conference on Communications and Networking in China (CHINACOM '11)*, pp. 181–185, Harbin, China, August 2011.
- [12] R. M. Legnain, R. H. M. Hafez, I. D. Marsland, and A. M. Legnain, "A novel spatial modulation using MIMO spatial multiplexing," in *Proceedings of the 1st International Conference on Communications Signal Processing and their Applications (ICCSIPA '13)*, pp. 1–4, Sharjah, United Arab Emirates, February 2013.
- [13] P. Li, L. Sun, M. R. McKay, and R. D. Murch, "Transmitter optimization for MIMO systems with mutual coupling at high SNR," in *Proceedings of the 45th Asilomar Conference on Signal Systems and Computers (ASILOMAR '11)*, pp. 1058–1088, Pacific Grove, Calif, USA, November 2011.
- [14] H.-B. Shi, S. Gong, and T.-C. Zheng, "The effect of mutual coupling on the channel performance of MIMO communication system," in *Proceedings of the 10th International Symposium on Antennas Propagation & EM Theory (ISAPE '12)*, pp. 335–339, Xian, China, October 2012.
- [15] S. Lu, H. T. Hui, and M. Bialkowski, "Optimizing MIMO channel capacities under the influence of antenna mutual coupling," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 287–290, 2008.
- [16] P. Uthansakul, *Adaptive MIMO Systems: Explorations for Indoor Wireless Communications*, VDM, Berlin, Germany, 2009.
- [17] N. Phungamngern, P. Uthansakul, and M. Uthansakul, "Digital and RF interference cancellation for single-channel full-duplex transceiver using a single antenna," in *Proceedings of the 10th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON '13)*, pp. 1–5, Krabi, Thailand, May 2013.
- [18] E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *European Transactions on Telecommunications*, vol. 10, no. 6, pp. 585–595, 1999.
- [19] C. A. Balanis, *Antenna Theory*, John Wiley & Sons, Hoboken, NJ, USA, 3rd edition, 2005.
- [20] S. Durrani and M. E. Bialkowski, "Effect of mutual coupling on the interference rejection capabilities of linear and circular arrays in CDMA systems," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 4, pp. 1130–1134, 2004.
- [21] H. Lutkepohl, *Handbook of Matrices*, John Wiley & Sons, New York, NY, USA, 1996.
- [22] M. Duarte and A. Sabharwal, "Full-duplex wireless communications using off-the-shelf radios: feasibility and first results," in *Proceedings of the 44th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR '10)*, pp. 1558–1562, Pacific Grove, Calif, USA, November 2010.
- [23] M. A. Khojastepour and S. Rangarajan, "Wideband digital cancellation for full-duplex communications," in *Proceedings of the 46th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR '12)*, pp. 1300–1304, Pacific Grove, Calif, USA, November 2012.
- [24] M. Duarte, C. Dick, and A. Sabharwal, "Experiment-driven characterization of full-duplex wireless systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 11, no. 12, pp. 4296–4307, 2012.
- [25] N. Li, W. Zhu, and H. Han, "Digital interference cancellation in single channel, full duplex wireless communication," in *Proceedings of the 8th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM '12)*, pp. 1–4, Shanghai, China, September 2012.

ประวัติผู้วิจัย

รองศาสตราจารย์ ดร. พิระพงษ์ 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 หนังสือวิชาการในประเทศ 1 เล่มและต่างประเทศ 1 เล่ม มีลิขสิทธิ์ 1 รายการและ สิทธิบัตร 1 รายการ

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