



รายงานการวิจัย

การพัฒนาการสื่อสารไร้สายแบบสองทางพร้อมกันบนช่องสัญญาณเดียว Development of Single-Channel Full-Duplex Wireless Communications

ได้รับทุนอุดหนุนการทำวิจัยจาก
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ผลงานวิจัยเป็นความรับผิดชอบของหัวหน้าโครงการวิจัยแต่เพียงผู้เดียว



รายงานการวิจัย

การพัฒนาการสื่อสารไร้สายแบบสองทางพร้อมกันบนช่องสัญญาณเดียว Development of Single-Channel Full-Duplex Wireless Communications

คณะผู้วิจัย

หัวหน้าโครงการ

รองศาสตราจารย์ ดร. พีระพงษ์ อุฑารสกุล

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ปีงบประมาณ พ.ศ. 2556

ผลงานวิจัยเป็นความรับผิดชอบของหัวหน้าโครงการวิจัยแต่เพียงผู้เดียว

พฤษภาคม 2557

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีที่ได้ให้การสนับสนุนทุนวิจัยสำหรับโครงการวิจัยนี้
ขอขอบคุณ นายณัฐวุฒิ ภูงามเงิน นักศึกษามหาวิทยาลัยสุรนารีที่ปรึกษาของผู้วิจัยที่ช่วยเก็บผลการทดลอง และ
ขอขอบคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. มนต์ทิพย์ภา อูทาสกุล สำหรับคำแนะนำในเชิงวิชาการที่เป็น
ประโยชน์

ผู้วิจัย

ตุลาคม 2557

บทคัดย่อ

ระบบการสื่อสารแบบสองทางบนช่องสัญญาณเดียว (single-channel full-duplex system) คือระบบที่สามารถรับและส่งสัญญาณพร้อมๆ กันได้ในเวลาเดียวกันผ่านช่องสัญญาณเดียวกัน ประเด็นที่มีความท้าทายสำหรับการออกแบบเครื่องรับส่งการสื่อสารแบบสองทางบนช่องสัญญาณเดียวคือ การลดระดับสัญญาณแทรกสอดของตนเอง (self interference) ซึ่งเป็นสัญญาณแทรกสอดที่เกิดจากสัญญาณที่ถูกส่งออกมาจากภาคส่งในโหนดเดียวกันกับภาครับซึ่งเป็นสัญญาณแทรกสอดที่เราไม่ต้องการ ส่งผลให้เกิดความผิดพลาดที่ภาครับ ดังนั้นจึงมีงานวิจัยที่นำเสนอแนวคิดที่ช่วยเพิ่มประสิทธิภาพในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตนเอง โดยมีเทคนิคหลากหลายวิธี แต่อย่างไรก็ตามแนวคิดเหล่านั้นยังมีข้อเสียตรงที่ต้องใช้จำนวนสายอากาศอย่างน้อยสองต้นสำหรับการสื่อสารสองทางโดยใช้หนึ่งต้นสำหรับเป็นสายอากาศภาคส่ง และอีกหนึ่งต้นสำหรับเป็นสายอากาศภาครับ ซึ่งการจัดวางสายอากาศจะมีเรื่องระยะห่างการจัดวางร่วมด้วยทำให้ยากต่อการใช้งานจริงจากการสำรวจปริทรรศน์วรรณกรรมพบว่า งานวิจัยที่ผ่านมายังไม่มียานวิจัยขึ้นโหนดที่ทำการออกแบบเครื่องรับส่งการสื่อสารแบบสองทางด้วยการใช้สายอากาศเพียงต้นเดียวที่สามารถทำการรับและส่งสัญญาณในเวลาเดียวกัน แม้ว่าบางงานจะเสนอการใช้สายอากาศต้นเดียวแต่ก็ต้องการจุดป้อนสัญญาณ 2 จุด ซึ่งต้องการการออกแบบที่พิเศษและมีข้อจำกัดในหลายๆ ด้านดังนั้นงานวิจัยนี้จึงเสนอแนวคิดที่จะออกแบบระบบการสื่อสารแบบสองทางด้วยสายอากาศเพียงต้นเดียวในการรับและส่งสัญญาณพร้อมๆ กันและเสนอเทคนิคการกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตนเองที่เหมาะสมสำหรับการสื่อสารในทางปฏิบัติผลการทดสอบต้นแบบเครื่องรับส่งสัญญาณที่นำเสนอในงานวิจัยนี้แสดงให้เห็นว่าการสื่อสารแบบสองทางที่ใช้ช่องสัญญาณเดียวและสายอากาศต้นเดียวมีประสิทธิภาพเรื่องอัตราความผิดพลาดใกล้เคียงกับระบบการสื่อสารที่ใช้สองช่องสัญญาณแต่ค่าวิสัยสามารถส่งผ่านข้อมูลมากกว่าเป็นสองเท่า

Abstract

A single-channel full-duplex system is the system that can transmit and receive at the same time on the same channel. The challenge for implementing the single-channel full-duplex transceiver is to eliminate the self interference. This interference is undesirably occurred when there is the transmitted signal. As a result, there are many works in literature that propose the method to suppress the self interference. However, most methods require at least two antennas, one for transmitting part and the other for receiving part. The antenna arrangement is difficult in practice due to the specific distance for each communication scheme. So far in literature, there is no work presenting the single-channel full-duplex transceiver with a single antenna. Although some works have used one antenna but it requires at least two feed points in which the special design and a lot of limitation are compulsory. Therefore, this thesis proposes the new design to implement the single-channel full-duplex system with a single antenna. The design includes the method to eliminate the self interference in both RF and digital processing. In addition, the proposed method is also suitable for implementing in practice. The experimental results from the proposed prototype indicate that the BER performance of proposed system is similar to the conventional system but the throughput is almost twice.

สารบัญ

	หน้า
กิตติกรรมประกาศ.....	ก
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ข
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	ค
สารบัญ.....	ง
สารบัญรูปภาพ.....	ฉ
สารบัญตาราง.....	ญ
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความสำคัญ ที่มาของปัญหาที่ทำการวิจัย.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย.....	2
1.3 แนวทางการดำเนินการวิจัย.....	3
1.4 ผลสำเร็จของโครงการ.....	3
1.5 การสำรวจปริทรรศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับโครงการวิจัย.....	4
บทที่ 2 หลักการที่เกี่ยวข้อง.....	9
2.1 กล่าวนำ.....	9
2.2 ระบบการสื่อสารไร้สาย.....	9
2.3 สัญญาณแทรกสอดที่เกิดจากสัญญาณของระบบสื่อสารบกวนกันเอง.....	10
2.4 ประเภทการรับและส่งสัญญาณด้วยคลื่นวิทยุ.....	12
2.5 เทคนิคการกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตนเอง.....	19
2.6 กล่าวท้ายบท.....	33
บทที่ 3 การพัฒนาการสื่อสารไร้สายแบบสองทางพร้อมกันบนช่องสัญญาณเดียว.....	35
3.1 กล่าวนำ.....	35
3.2 การออกแบบชุดทดสอบ.....	35
3.3 การทดสอบระบบสื่อสารแบบสองทางด้วยการจำลองแบบในคอมพิวเตอร์.....	54
3.4 กล่าวท้ายบท.....	57
บทที่ 4 ผลการทดสอบระบบสื่อสารไร้สายแบบสองทางพร้อมกันบนช่องสัญญาณเดียว.....	58

4.1	กล่าวนำ	58
4.2	ผลการทดสอบ.....	58
4.3	กล่าวท้ายบท.....	88
บทที่ 5	สรุปและข้อเสนอแนะ	89
5.1	สรุป	89
5.2	ปัญหาและข้อเสนอแนะ	90
5.3	การพัฒนาต่อไปในอนาคต.....	91
บรรณานุกรม.....		92
ภาคผนวก ก การเผยแพร่ผลงานวิจัย		94
ภาคผนวก ข บทความวิจัยที่ตีพิมพ์เผยแพร่		95
ประวัติผู้วิจัย.....		101

สารบัญรูปรูปภาพ

หน้า

รูปที่ 1.1 ตัวอย่างการเกิดลูกค้าแฝง (Hidden Client).....	4
รูปที่ 1.2 ตัวอย่างการเกิดความคับคั่งในเครือข่าย (Congestion)	5
รูปที่ 1.3 ตัวอย่างการเกิดค่าหน่วงเวลาเนื่องจากการส่งต่อ (End-to-end delay).....	5
รูปที่ 1.4 องค์ประกอบอย่างง่ายสำหรับการสื่อสารไร้สายแบบสองทางพร้อมกันบนช่องสัญญาณเดียว.....	6
รูปที่ 2.1 สัญญาณแทรกสอดจากช่องสัญญาณข้างเคียง.....	10
รูปที่ 2.2 การรบกวนในช่องสัญญาณเดียวกันที่เกิดจากสถานีข้างเคียง.....	11
รูปที่ 2.3 แผนภาพการสื่อสารทางเดียว.....	12
รูปที่ 2.4 แผนภาพการสื่อสารแบบกึ่งสองทาง	13
รูปที่ 2.5 แผนภาพการสื่อสารแบบสองทาง.....	14
รูปที่ 2.6 ระบบการสื่อสารแบบสองทางโดยใช้ TDD (Time Division Duplex) สำหรับระบบสองช่องสัญญาณความถี่ในการสื่อสารรับส่งพร้อมๆ กัน	15
รูปที่ 2.7 ระบบการสื่อสารแบบสองทางโดยใช้ FDD (Frequency Division Duplex) สำหรับระบบสองช่องสัญญาณความถี่ในการสื่อสารรับส่งพร้อมๆ กัน	16
รูปที่ 2.8 ผลกระทบที่เกิดจากสัญญาณแทรกสอดของตนเอง (Self-Interference) ของระบบการสื่อสารแบบสองทางผ่านช่องสัญญาณเดียวสำหรับการสื่อสารรับส่งพร้อมๆ กัน	16
รูปที่ 2.9 แสดงการชนกันของข้อมูลขณะทำการรับส่งข้อมูลพร้อมๆ กัน	17
รูปที่ 2.10 ผลกระทบของการสื่อสารแบบสองทางที่เกิดจากสถานีอำพราง (Hidden Terminals).....	18
รูปที่ 2.11 แสดงการแลกเปลี่ยนแพ็คเกจในการสื่อสารแบบสองทาง	18
รูปที่ 2.12 แผนภาพเทคนิคการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยสายอากาศ.....	20
รูปที่ 2.13 แผนภาพเทคนิคการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยบาลัน.....	21
รูปที่ 2.14 แผนภาพเทคนิคการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยวงจร QHx220.....	22
รูปที่ 2.15 บล็อกไดอะแกรมระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล.....	23
รูปที่ 2.16 สเปกตรัมของสัญญาณรบกวนที่อยู่ในย่านเดียวกับสัญญาณที่ต้องการ.....	26
รูปที่ 2.17 โครงสร้างพื้นฐานของตัวกรองแบบปรับตัวได้	27
รูปที่ 2.18 แผนภาพแสดงการทำงานของตัวกรองปรับตัวได้	31

รูปที่ 2.19	แผนภาพแสดงการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยดิจิทัลโดยใช้ LMS Filter	32
รูปที่ 3.1	แผนภาพเทคนิคการกำจัดสัญญาณแทรกสอดที่นำเสนอ	36
รูปที่ 3.2	ผลการตอบสนองเชิงความถี่ของตัวกรองอุดมคติ	42
รูปที่ 3.3	แผนภาพแสดงการสร้างตัวกรองอิมพัลส์จำกัดโดยคอนโวลูชันปกติ	45
รูปที่ 3.4	แผนภาพแสดงการสร้างตัวกรองอิมพัลส์จำกัดเมื่ออาศัยคุณสมบัติการสมมาตร	45
รูปที่ 3.5	แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองต่ำผ่าน	46
รูปที่ 3.6	คุณลักษณะเฉพาะของผลตอบสนองความถี่ของตัวกรองแบบ FIR	47
รูปที่ 3.7	ตัวกรองสัญญาณต่ำผ่านที่ออกแบบ	47
รูปที่ 3.8	แผนภาพแสดงการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยดิจิทัลที่นำเสนอ	49
รูปที่ 3.9	โครงสร้างเฟรมข้อมูลที่ภาคส่ง	50
รูปที่ 3.10	โปรแกรมที่ใช้สำหรับการสร้างเฟรมข้อมูล	51
รูปที่ 3.11	โครงสร้างโปรแกรมในส่วนที่ตรวจสอบความถูกต้องของแพ็คเกจ	52
รูปที่ 3.12	แผนภาพรวมระบบการสื่อสารแบบสองทางที่ได้นำเสนอ	53
รูปที่ 3.13	แผนภาพแสดงกระบวนการทำงานระบบสื่อสารแบบสองทางที่ได้นำเสนอ	54
รูปที่ 3.14	บล็อกแสดงการทดสอบด้วยการจำลองในโปรแกรม MATLAB.....	55
รูปที่ 3.15	ผลการจำลองแบบการวัดประสิทธิภาพความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อเทียบกับระยะห่างระหว่างภาคส่งและภาครับ	56
รูปที่ 3.16	ผลการจำลองแบบการวัดประสิทธิภาพการส่งผ่านข้อมูลเมื่อเทียบกับระยะห่างระหว่างภาคส่งและภาครับ	56
รูปที่ 4.1	การจัดวางชุดอุปกรณ์การทดสอบการกำจัดสัญญาณด้วยคลื่นวิทยุ.....	59
รูปที่ 4.2	การหักล้างสัญญาณแทรกสอดของตนเอง (Self interference)	60
รูปที่ 4.3	แผนภาพทิศทางการทดสอบการวัดสัญญาณในส่วนการกำจัดสัญญาณแทรกสอด	60
รูปที่ 4.4	การปรับเฟสโดยใช้ตัวเลื่อนเฟสซึ่งทำการการป้อนแรงดันเพื่อวิเคราะห์การลดทอนสัญญาณแทรกสอดเมื่อมีการป้อนแรงดันจาก 0 โวลต์ ถึง 15 โวลต์ สำหรับกำลังส่ง 0 dBm	62
รูปที่ 4.5	การปรับเฟสโดยใช้ตัวเลื่อนเฟสซึ่งทำการการป้อนแรงดัน 4.3 โวลต์ สำหรับกำลังส่ง 0 dBm.....	62
รูปที่ 4.6	การปรับเฟสโดยใช้ตัวเลื่อนเฟสซึ่งทำการการป้อนแรงดันเพื่อวิเคราะห์การลดทอนสัญญาณแทรกสอดเมื่อมีการป้อนแรงดันจาก 0V ถึง 15V สำหรับกำลังส่ง 20 dBm.....	63
รูปที่ 4.7	การปรับเฟสโดยใช้ตัวเลื่อนเฟสซึ่งทำการการป้อนแรงดัน 4.3 โวลต์ สำหรับกำลังส่ง 20 dBm.....	63

รูปที่ 4.8 แผนภาพทิศทางการทดสอบการวัดสัญญาณในส่วนการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยคลื่นวิทยุ เมื่อทดสอบโดยการเพิ่มตัวลดทอนสัญญาณ	64
รูปที่ 4.9 ลายวงจรตัวลดทอนสัญญาณ -3 dB ที่ได้ออกแบบ	65
รูปที่ 4.10 ผลการจำลองแบบตัวลดทอนด้วยโปรแกรม CST	65
รูปที่ 4.11 การวัดค่าเมื่อนำตัวลดทอนเข้ามาต่อร่วมกับระบบ สำหรับกำลังส่ง 0 dBm.....	66
รูปที่ 4.12 การปรับเฟสโดยใช้ตัวเลื่อนเฟสซึ่งทำการการป้อนแรงดัน 4.1 โวลต์และตัวลดทอน - 3 dB สำหรับกำลังส่ง 0 dBm.....	66
รูปที่ 4.13 การวัดค่าเมื่อนำตัวลดทอนเข้ามาต่อร่วมกับระบบ สำหรับกำลังส่ง 20 dBm.....	67
รูปที่ 4.14 การปรับเฟสโดยใช้ตัวเลื่อนเฟสซึ่งทำการการป้อนแรงดัน 4.1 โวลต์ และตัวลดทอน - 3 dB สำหรับกำลังส่ง 20 dBm.....	67
รูปที่ 4.15 ภาพรวมของชุดทดสอบทั้งระบบ	68
รูปที่ 4.16 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเทียบกับระยะทางในการรับส่งข้อมูลเปรียบเทียบกับเทคนิคต่างๆ ในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตนเองทั้งก่อนและหลังการกำจัดสัญญาณแทรกสอด	73
รูปที่ 4.17 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเทียบกับระยะทางรับส่งในขณะที่มีสัญญาณแทรกสอดของตนเองในระบบและไม่มีสัญญาณแทรกสอดของตนเองในระบบ	73
รูปที่ 4.18 อัตราความผิดพลาดแพ็คเกจข้อมูลเทียบกับระยะทางในการรับส่งข้อมูลเปรียบเทียบกับเทคนิคต่างๆ ในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตนเองทั้งก่อนและหลังการกำจัดสัญญาณแทรกสอด	74
รูปที่ 4.19 อัตราความผิดพลาดแพ็คเกจข้อมูลเทียบกับระยะทางในในขณะที่มีสัญญาณแทรกสอดของตนเองในระบบและไม่มีสัญญาณแทรกสอดของตนเองในระบบ	75
รูปที่ 4.20 ค่าวิสัยสามารถการส่งผ่านข้อมูลเทียบกับระยะทางในการรับส่งข้อมูลเปรียบเทียบระหว่างกรณีที่ใช้เทคนิคต่างๆ ในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตนเอง สำหรับอัตราเร็วข้อมูล 1 Mbps	76
รูปที่ 4.21 ค่าวิสัยสามารถการส่งผ่านข้อมูลเทียบกับระยะทางในการรับส่งข้อมูลเปรียบเทียบระหว่างกรณีที่ใช้มีสัญญาณแทรกสอดของตนเองและไม่มีสัญญาณแทรกสอดของตนเอง สำหรับอัตราเร็วข้อมูล 1 Mbps.....	76
รูปที่ 4.22 ค่าวิสัยสามารถการส่งผ่านข้อมูลเทียบกับระยะทางในการรับส่งข้อมูลเปรียบเทียบระหว่างช่องสัญญาณเดียวกับการสื่อสารสองทางแบบดั้งเดิมที่ใช้สองช่องสัญญาณ ในการรับและส่งข้อมูล สำหรับอัตราเร็วข้อมูล 1 Mbps.....	77
รูปที่ 4.23 ค่าวิสัยสามารถการส่งผ่านข้อมูลเทียบกับระยะทางโดยเปรียบเทียบระหว่างกรณีที่มีสัญญาณแทรกสอดของตนเองและไม่มีสัญญาณแทรกสอดของตนเองเทียบกับประสิทธิภาพการใช้ช่องสัญญาณ สำหรับอัตราเร็วข้อมูล 1 Mbps.....	77

[illegible]

ល

[illegible]

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 2.1	จำนวนการกำจัดสัญญาณแทรกสอดในงานปรัทศน์วรรณกรรมที่สำรวจ.....	34
ตารางที่ 3.1	ผลการตอบสนองต่ออิมพัลส์ของตัวกรองอุดมคติต่างๆ	42
ตารางที่ 3.2	หน้าต่างแบบต่างๆ และพารามิเตอร์ที่สำคัญ.....	44
ตารางที่ 3.3	พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ	55

บทที่ 1 บทนำ

1.1 ความสำคัญ ที่มาของปัญหาที่ทำการวิจัย

การสื่อสารไร้สายเป็นเทคโนโลยีที่มีความสำคัญต่อชีวิตประจำวันมาก เพราะทำให้การทำงานไม่อยู่ในกรอบของสถานที่และเวลา ตัวอย่างที่ได้รับความนิยมมากได้แก่การใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่ หรือการใช้ระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย อย่างไรก็ตามเทคโนโลยีเหล่านี้หากต้องการให้เป็นการติดต่อสื่อสารแบบสองทางพร้อมกัน (Full Duplex) เส้นทางการส่งและการรับจำเป็นต้องแยกช่องสัญญาณออกจากกันเพื่อป้องกันปัญหาที่ภาครับจะได้รับสัญญาณแทรกสอดของตัวเอง (Self Interference) โดยวิธีการส่วนใหญ่จะการใช้การแยกช่องสัญญาณ ด้วย 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

เมื่อเร็วๆ นี้ได้มีการสาธิตการทำการสื่อสารแบบสองทางพร้อมกันบนช่องสัญญาณเดี่ยว ซึ่งได้รับความสนใจจากนักวิจัยทั่วโลก แต่การทดสอบนั้นมีขีดจำกัดที่การใช้การตัดออกทางสายอากาศ (Antenna Cancellation) ซึ่งทำให้ไม่สามารถใช้งานได้กับทุกสถานการณ์ เพราะติดเงื่อนไขเรื่องตำแหน่งของสายอากาศทั้งภาคส่งและรับที่ต้องให้ได้ระยะที่เหมาะสม ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงมีแนวคิดที่จะไม่ใช้การตัดออกด้วยสายอากาศแต่จะใช้อุปกรณ์เซอร์คิวเลเตอร์ (Circulator) แทน และไปพัฒนาการตัดสัญญาณแทรกสอดทางวิทยุ (RF Interference Cancellation) และการตัดสัญญาณแทรกสอดทางดิจิทัล (Digital Interference Cancellation) เพราะอุปกรณ์เซอร์คิวเลเตอร์เองนั้นมีความสามารถในการแยก ช่องทางการส่งและรับได้ แต่ก็ยังเกิดการสะท้อนกลับของสัญญาณภาคส่ง ซึ่งทำให้เกิดสัญญาณแทรกสอดของตัวเองที่สูงกว่าระดับของสัญญาณที่รับได้ แต่ก็อยู่ในระดับที่ใกล้เคียงกับการตัดออกทางสายอากาศซึ่งทำให้ลดข้อจำกัดด้านตำแหน่งของสายอากาศไปได้ ดังนั้นการทำการวิจัยเรื่องนี้จึงเป็นเรื่องที่น่าจะให้ความสำคัญเร่งด่วนเพราะสามารถสร้างองค์ความรู้ทันกับการวิจัยในต่างประเทศ ทำให้เพิ่มโอกาสแข่งขันในระดับสากลมากขึ้น

จากการสำรวจงานวิจัยที่ผ่านมาพบว่ายังไม่มีงานวิจัยใดที่เสนอแนวทางการสื่อสารแบบสองทางพร้อมกันบนช่องสัญญาณเดียวที่ใช้เทคนิคของ เซอร์คิวเลเตอร์ ร่วมกับการตัดสัญญาณแทรกสอดทางวิทยุและการตัดสัญญาณแทรกสอดทางดิจิทัล ซึ่งผลการวิจัยนี้จะช่วยให้ระบบสื่อสารสามารถส่งข้อมูลด้วยอัตราเร็วที่สูงขึ้นได้ และยังแก้ปัญหาการรบกวนในระบบที่มีการใช้ทรัพยากรร่วมกันได้ ทำให้งานวิจัยนี้สอดคล้องกับนโยบายและยุทธศาสตร์การวิจัยของชาติ ฉบับที่ 8 (พ.ศ. 2555-2559) ยุทธศาสตร์การวิจัยที่ 2 การสร้างศักยภาพและความสามารถในการพัฒนาทางเศรษฐกิจ กลยุทธ์การวิจัยที่ 7 เพิ่มสมรรถนะและขีดความสามารถในการแข่งขันของประเทศด้านเทคโนโลยีสารสนเทศและการสื่อสาร แผนงานวิจัยที่ 5 การวิจัยเกี่ยวกับการพัฒนาผลิตภัณฑ์อุปกรณ์โทรคมนาคมและเทคโนโลยีสารสนเทศ นอกจากนี้ผลสำเร็จของโครงการวิจัยยังทำให้คุณภาพของการสื่อสารไร้สายดีขึ้น เป็นการยกระดับคุณภาพชีวิตของกลุ่มเป้าหมายด้วยการพัฒนาองค์ความรู้จากนักวิจัยในประเทศไทย ทำให้ตรงกับนโยบายเร่งด่วนที่จะเริ่มดำเนินการในปีแรก หัวข้อที่ 8. ยกระดับคุณภาพชีวิตของประชาชน โดยเพิ่มกำลังซื้อภายในประเทศ สร้างสมดุลและความเข้มแข็งอย่างมีคุณภาพให้แก่ระบบเศรษฐกิจมหภาค และตรงกับนโยบายระยะการบริหารราชการ 4 ปี ของรัฐบาล หัวข้อที่ 3. นโยบายวิทยาศาสตร์ เทคโนโลยี การวิจัย และนวัตกรรม เรื่องการเร่งพัฒนาให้ประเทศไทยเป็นสังคมที่อยู่บนพื้นฐานขององค์ความรู้

จากการสำรวจวรรณกรรมที่ผ่านมาพบว่าเทคนิคที่เสนอในงานวิจัยนี้เป็นเรื่องใหม่ที่ยังไม่เคยมีงานวิจัยใดเสนอมาก่อน นอกจากนี้ผู้วิจัยยังเลือกใช้การกำหนดสัญญาณวิทยุด้วยซอฟต์แวร์ (Software Defined Radio : SDR) เป็นอุปกรณ์พื้นฐานในการพัฒนาโครงการวิจัยนี้ จึงถือเป็นแนวทางใหม่ในการพัฒนาการสื่อสารไร้สายที่สามารถประยุกต์เข้ากับเทคโนโลยีที่สำคัญทั้งในปัจจุบันและอนาคต ทำให้นำไปสู่การสร้างฐานรากของอุตสาหกรรมด้านเทคโนโลยีสื่อสารอื่นๆ ของประเทศ จึงสอดคล้องกับกลุ่มเรื่องที่ต้องวิจัยเร่งด่วนตามนโยบายและยุทธศาสตร์การวิจัยของชาติ (พ.ศ. 2555-2559) หัวข้อ 9. เทคโนโลยีใหม่และเทคโนโลยีที่สำคัญเพื่ออุตสาหกรรม

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย

1. เพื่อศึกษาการสื่อสารแบบสองทางพร้อมกันบนช่องสัญญาณเดียว โดยไม่ใช้การตัดออกทางสายอากาศ
2. เพื่อพัฒนาวิธีการกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตัวเอง สำหรับการสื่อสารแบบสองทางพร้อมกันบนช่องสัญญาณเดียว
3. เพื่อสร้างเทคโนโลยีใหม่ที่มีศักยภาพในการแข่งขันกับต่างประเทศได้

1.3 แนวทางการดำเนินการวิจัย

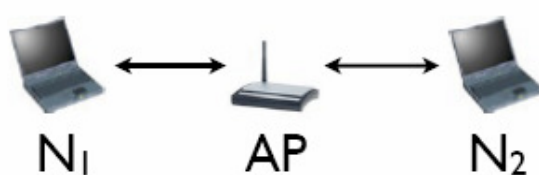
1. ศึกษาการทำงานของเซอร์คูเรเตอร์เพื่อการสื่อสารไร้สายแบบสองทางพร้อมกัน โดยใช้อุปกรณ์มาทดสอบ ณ ห้องปฏิบัติการ F4 ศูนย์เครื่องมือฯ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
2. ศึกษาหลักการทำงานของ การตัดสัญญาณแทรกสอดทางวิทยุด้วยโปรแกรม MATLAB
3. ศึกษาหลักการทำงานของ การตัดสัญญาณแทรกสอดทางดิจิตอลด้วยโปรแกรม MATLAB
4. พัฒนาเทคนิคการตัดสัญญาณแทรกสอดทางวิทยุและทางดิจิตอลเมื่อใช้เซอร์คูเรเตอร์ร่วมด้วย
5. ศึกษาการทำงานของอุปกรณ์กำหนดสัญญาณทางวิทยุด้วยซอฟต์แวร์ โดยพัฒนาโปรแกรมขึ้นมาและทดสอบ ณ ห้องปฏิบัติการ F4 ศูนย์เครื่องมือฯ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
6. เก็บผลการทดสอบเทคนิคที่พัฒนาขึ้นเพื่อการสื่อสารไร้สายแบบสองทางพร้อมกันบนช่องสัญญาณเดียวบนอุปกรณ์กำหนดสัญญาณทางวิทยุด้วยซอฟต์แวร์
7. วิเคราะห์ผลการทดสอบ และเปรียบเทียบกับแนวทางที่เสนอไว้ในงานวิจัยอื่นๆ
8. พัฒนา ปรับปรุง แก้ไข เพื่อให้ได้ผลตามวัตถุประสงค์ที่วางไว้
9. เสนอบทความในงานประชุมวิชาการ
10. นำข้อเสนอแนะในงานประชุมวิชาการมาปรับปรุงงานวิจัย
11. สรุปผลสำเร็จของโครงการและทำรายงานโครงการ

1.4 ผลสำเร็จของโครงการ

การเผยแพร่ผลการวิจัยสู่กลุ่มเป้าหมายสำหรับโครงการนี้คือการตีพิมพ์บทความลงในงานประชุมวิชาการระดับนานาชาติ หรือตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติ ทั้งนี้ นอกจากจะเป็นการเผยแพร่ผลงานวิจัยแล้ว ยังเป็นการส่งเสริมและสนับสนุนการวิจัยและพัฒนาขั้นต่อไปของโครงการนี้ โดยการแลกเปลี่ยนความเห็นและมุมมองใหม่ๆ จากนักวิจัยระดับนานาชาติ อันจะนำไปสู่การพัฒนาระบบที่สมบูรณ์แบบ และแนวทางในการจัดสิทธิบัตรเพื่อประโยชน์เชิงพาณิชย์ในที่สุด

1.5 การสำรวจปริทรรศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับโครงการวิจัย

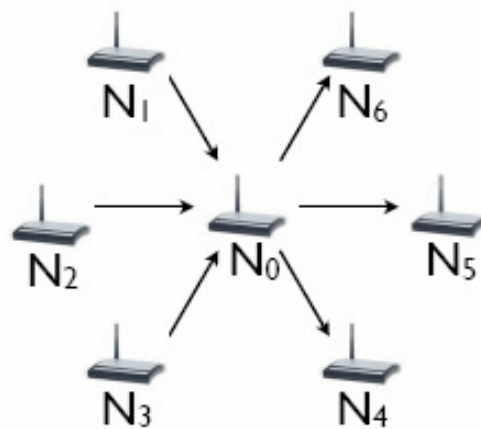
การสื่อสารไร้สายแบบสองทางพร้อมกัน (Full Duplex) ถูกนำไปใช้ในระบบสื่อสารเกือบทุกประเภทในชีวิตประจำวัน อาทิเช่น โทรศัพท์มือถือ เครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย เป็นต้น อย่างไรก็ตาม การใช้งานพร้อมกันสองทางนี้ต้องแยกช่องสัญญาณออกจากกัน ไม่ว่าจะเป็นใช้ความถี่รับและส่งที่ต่างกัน หรือช่วงเวลารับและส่งที่ต่างกันก็ตาม การใช้งานแบบนี้ยังคงมีข้อเสียที่ไม่สามารถแก้ไขได้หลายเรื่อง เช่น การเกิดลูกข่ายแฝง การคับคั่งของทรานซิปในเครือข่าย และการเสียเวลาในการส่งต่อ ซึ่งปัญหาเหล่านี้สามารถแก้ไขได้ด้วยการใช้การสื่อสารแบบสองทางพร้อมกันบนช่องสัญญาณเดี่ยว รูปที่ 1 แสดงตัวอย่างการเกิดลูกข่ายแฝง [1]-[2] ปกติเมื่อลูกข่ายเครื่องหนึ่งทำการติดต่อกับจุดเข้าถึงเครือข่ายไร้สาย เครื่องลูกข่ายอีกเครื่องหนึ่งที่อยู่ด้านตรงข้ามไม่ได้ยินการติดต่อนี้ ก็จะส่งสัญญาณไปหาจุดเข้าถึงเครือข่าย ทำให้เกิดการกวนกันของสัญญาณขึ้น เรียกปัญหานี้ว่า การเกิดลูกข่ายแฝง ปัญหานี้สามารถแก้ไขได้ด้วยการใช้การสื่อสารแบบสองทางพร้อมกันบนช่องสัญญาณเดี่ยว เพราะในขณะที่เครื่องลูกข่ายเครื่องหนึ่งติดต่อกับจุดเข้าถึงเครือข่าย จุดเข้าถึงเองไม่จำเป็นต้องรอให้รับข้อมูลมาทั้งหมด ก็สามารถส่งข้อมูลกลับไปยังเครื่องลูกข่าย ทำให้เครื่องลูกข่ายอีกเครื่องหนึ่งได้ยินการติดต่อจากจุดเข้าถึงเครือข่าย ปัญหาลูกข่ายแฝงจะไม่เกิดขึ้น



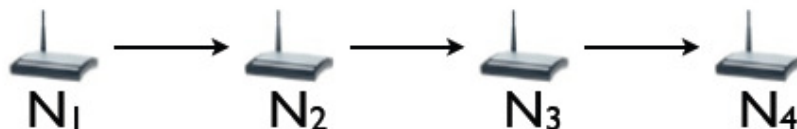
รูปที่ 1.1 ตัวอย่างการเกิดลูกข่ายแฝง (Hidden Client)

ปัญหาอีกอย่างหนึ่งของระบบไร้สายปกติคือการเกิดความคับคั่ง (Congestion) [3] และการหน่วงเวลาการส่งต่อ (Delay) [4] รูปที่ 2 และ 3 แสดงตัวอย่างของปัญหาเหล่านี้ตามลำดับ ในรูปที่ 2 โหนด N1 N2 และ N3 ส่งข้อมูลให้โหนดที่ N4 N5 และ N6 ซึ่งข้อมูลเหล่านี้ต้องผ่านโหนด N0 ดังนั้น N0 จะมีโอกาสส่งข้อมูลเพียง 1/4 ของช่วงเวลาที่ส่งข้อมูลทั้งหมด [5-7] แต่ถ้าใช้การสื่อสารแบบสองทางพร้อมกันบนช่องสัญญาณเดียวกัน จะทำให้โอกาสของการส่งข้อมูลที่ N0 เป็น 1 นั้นหมายความว่าโหนดตรงกลางสามารถรับและส่งข้อมูลพร้อมๆ กันได้ตลอดเวลา ดังนั้นการส่งข้อมูลจากกลุ่มโหนดทางซ้ายไปขวาไม่จำเป็นต้องรอการทำงานของโหนดตรงกลางที่เมื่อก่อนต้องคอยรับจากกลุ่มซ้ายให้เสร็จแล้วจึงสามารถส่งไปยังกลุ่มโหนดทางขวา แต่ถ้าเป็นแบบที่เสนอในงานวิจัยนี้จากฝั่งซ้ายมือจะส่งไปขวามือโดยทันทีเสมือนไม่มีโหนดตรงกลางอยู่ ทำให้ปัญหาความคับคั่งของเครือข่าย ที่เกิดจากคอขวดหมดไปได้ สำหรับรูปที่ 3 จะแสดงถึงค่าหน่วงเวลาที่เกิดขึ้นเมื่อมีการส่งต่อหลายๆ ครั้ง ในกรณีนี้ถ้าใช้โปรโตคอลที่ต้องการค่า

หน่วงเวลาน้อยๆ เช่น TCP ก็จะมีปัญหาได้ ดังนั้นการใช้การสื่อสารแบบสองทางพร้อมกันบนช่องสัญญาณเดียวกันสามารถแก้ปัญหาลักษณะนี้ได้ โดยที่การส่งแต่ละครั้งนั้นเมื่อผู้ส่งที่ต้นทางเริ่มทำการส่งข้อมูล โหนดที่รับในตำแหน่งที่สองก็จะเริ่มส่งข้อมูลในเวลาที่กำลังรับข้อมูลจากผู้ส่ง และโหนดอื่นๆ ก็ทำตามในลักษณะเดียวกันนี้ไปเรื่อยๆ จนถึงปลายทาง ทำให้เวลาในการรับและส่งข้อมูลรวดเร็วมาก เสียเวลาเพียงแค่ส่วนหัวของข้อมูลคุณเข้ากับจำนวนการส่งต่อเท่านั้น



รูปที่ 1.2 ตัวอย่างการเกิดความคับคั่งในเครือข่าย (Congestion)

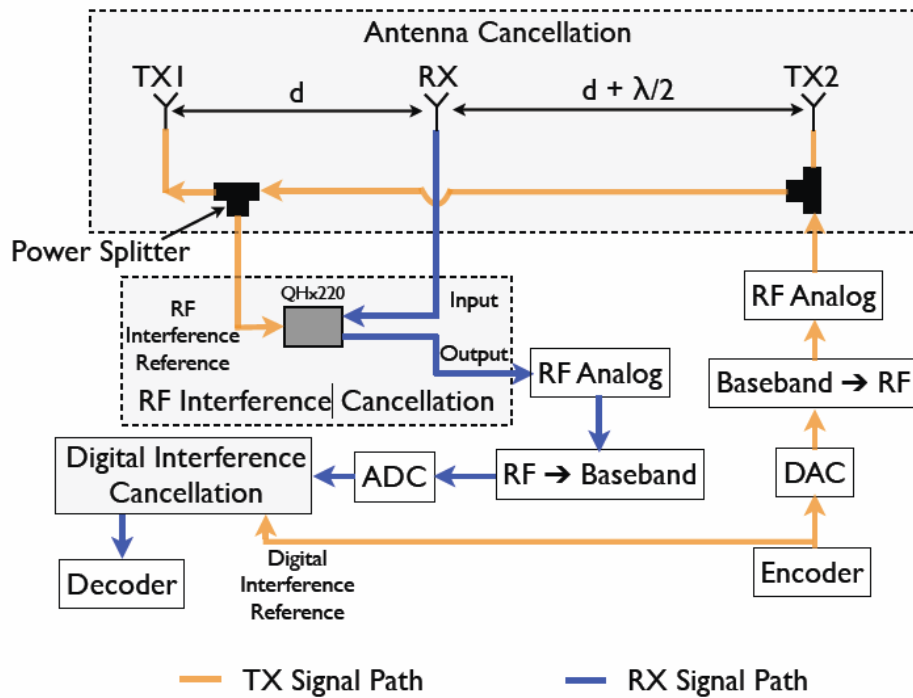


รูปที่ 1.3 ตัวอย่างการเกิดค่าหน่วงเวลาเนื่องจากการส่งต่อ (End-to-end delay)

ดังนั้นการสื่อสารไร้สายแบบสองทางพร้อมกันบนช่องสัญญาณเดียวจึงเป็นทางออกเพื่อแก้ปัญหาในหลายๆ ด้าน นอกจากนี้อัตราการส่งข้อมูลโดยรวมก็จะเพิ่มขึ้นประมาณ 2 เท่า เพราะสามารถส่งและรับพร้อมๆ กันได้ทั้ง 2 ทิศทาง ทำให้โครงการวิจัยนี้จึงเร่งศึกษาและให้ความสนใจกับการพัฒนาแนวคิดดังกล่าว

จากงานวิจัยที่ผ่านมาสามารถสรุปเป็นแผนภาพแสดงองค์ประกอบหลักของเทคนิคต่างๆ ที่ทำให้ได้การสื่อสารไร้สายแบบสองทางพร้อมกันบนช่องสัญญาณเดียว ดังแสดงไว้ในรูปที่ 4 โดยองค์ประกอบเหล่านี้จะมีกระบวนการที่เปลี่ยนสัญญาณเบสแบนด์ (Baseband Signal) ไปเป็นสัญญาณวิทยุ (RF Signal) ที่ภาคส่ง และเปลี่ยนสัญญาณดังกล่าวกลับเป็นสัญญาณเบสแบนด์ที่ภาครับซึ่งสัญญาณเบสแบนด์นี้เป็นสัญญาณ

ที่แปลงมาจากข้อมูลดิจิทัล กระบวนการดังกล่าวจึงเปิดโอกาสให้มีการตัดสัญญาณแทรกสอดออกได้ที่ทั้งภาคสัญญาณวิทยุ (RF Interference Cancellation : RFIC) และสัญญาณดิจิทัล (Digital Interference Cancellation : DIC) นอกจากนี้ยังสามารถใช้การกำหนดระยะของสายอากาศเพื่อตัดออกทางสายอากาศได้อีกด้วย (Antenna Cancellation)



รูปที่ 1.4 องค์ประกอบอย่างง่ายสำหรับการสื่อสารไร้สายแบบสองทางพร้อมกันบนช่องสัญญาณเดียว

การตัดสัญญาณแทรกสอดทางวิทยุมีงานวิจัยที่เริ่มศึกษาครั้งแรกบนความถี่ 900MHz ของเครือข่ายโทรศัพท์มือถือ [12] โดยสัญญาณแทรกสอดสามารถกำจัดไปได้ด้วยการใช้วงจรไอซี QHx220 ซึ่งเป็นไอซีที่สามารถตัดสัญญาณรบกวนออกได้ และมีความสามารถกำจัดสัญญาณที่ทราบค่าที่ภาครับได้ หากนำคุณสมบัติของ QHx220 มาประยุกต์ใช้กับการสื่อสารไร้สายแบบสองทางพร้อมกันบนช่องสัญญาณเดียว สัญญาณวิทยุก็จะสามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตัวเองออกไปได้ ทั้งนี้ยังคงต้องรับรู้ค่ากำลังของสัญญาณที่แทรกสอดเพื่อใช้อ้างอิงระดับการทำงานด้วย สำหรับการตัดสัญญาณแทรกสอดทางดิจิทัลนั้น มีงานวิจัยมากมายที่เสนอเทคนิคต่างๆ [8, 9, 10] แต่โดยทั่วไปนั้นจะใช้บอร์ดประมวลผลสัญญาณทางดิจิทัล (Digital Signal Processing Board) เพื่อทำการตัดสัญญาณที่ไม่ต้องการออกไปโดยเครื่องภาครับจะต้องทราบข้อมูลของภาคส่งเพื่อประกอบในการดำเนินการ การตรวจจับนั้นจะใช้คุณสมบัติของความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่รับได้ กับสัญญาณอ้างอิงจากภาคส่ง อย่างไรก็ตามเทคนิคนี้สามารถกำจัดสัญญาณที่

แทรกสอดได้ดีถ้ากำลังของสัญญาณแทรกสอดมีค่าน้อยๆ ข้อสำคัญในการทำการตัดสัญญาณแทรกสอดทางดิจิทัลคือการเข้าจังหวะทางเวลาระหว่างสัญญาณอ้างอิงและสัญญาณที่รับได้ทำให้ต้องใช้ออร์คที่มีสมรรถนะดีจึงจะทำงานได้

ส่วนสุดท้ายคือการตัดออกทางสายอากาศ ซึ่งเป็นส่วนที่มีข้อจำกัดมากที่สุด จากรูปที่ 4 สังเกตได้ว่าการวางตำแหน่งของสายอากาศที่ภาครับจะต้องอยู่ระหว่างภาคส่งสองตัวที่ระยะทางต่างกันครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น ทำให้สัญญาณทั้งสองนั้นเข้ามาด้วยความต่างเฟส 180 องศา จึงเสมือนเป็นการลบออกซึ่งกันและกัน ดังนั้นที่ภาครับจะเป็นผลรวมของส่วนต่างระหว่างสัญญาณที่ส่งออกมาจากสองแห่ง ถึงแม้ว่าหลักการทางทฤษฎีจะน่าสนใจก็ตาม แต่มีข้อจำกัดเรื่องจำนวนภาคส่งที่ต้องใช้ 2 สถานี ระยะทางที่ต้องให้ได้ตำแหน่งที่เหมาะสม รวมไปถึงเรื่องแบนด์วิธของสัญญาณที่ต้องไม่มากเกินไปเพราะเกี่ยวกับระยะทางความยาวคลื่นที่กำหนดด้วย จึงทำให้โครงการวิจัยนี้เสนอแนวคิดอื่นๆ เพื่อมาทดแทนการตัดออกทางสายอากาศโดยเสนอการใช้เซอร์กิตเตอร์เพื่อมาทดแทนการตัดออกทางสายอากาศ อันจะทำให้เครื่องส่งและรับใช้สายอากาศเพียงต้นเดียว อย่างไรก็ตามแนวคิดนี้ยังต้องคำนึงถึง ระดับการสะท้อนกลับ ของเซอร์กิตเตอร์เองและการเปลี่ยนเฟสของสัญญาณ โดยจะนำไปวิจัยและพัฒนา ร่วมกับการตัดสัญญาณแทรกสอดทางวิทยุและทางดิจิทัล ซึ่งเป็นแนวคิดที่ยังไม่มีงานวิจัยใดเสนอมาก่อน

แนวคิดทั่วไปของการสื่อสารไร้สายนั้นอุปกรณ์วิทยุไม่สามารถส่งและรับสัญญาณได้พร้อมๆ กัน บนคลื่นความถี่เดียวกัน และบนเวลาเดียวกัน ซึ่งรวมไปถึงการใช้ช่องสัญญาณเดียวกันแบบอื่นๆ เช่น บนโพลาไรเซชันเดียวกัน บนการเข้ารหัสเดียวกัน เป็นต้น ทั้งนี้เป็นเพราะสัญญาณที่ได้รับมาจากอีกฝั่งหนึ่งจะมีระดับกำลังของสัญญาณที่ต่ำมากเนื่องจากการสูญเสียผ่านอากาศ และกำลังสัญญาณนี้ก็จะต่ำกว่ากำลังของสัญญาณที่ส่งออกจากฝั่งของตัวเองมาก จึงทำให้ภาครับจะเสมือนว่าได้ยินแต่สัญญาณที่ตัวเองส่งออกไป โครงการวิจัยนี้จึงต้องการพัฒนาการสื่อสารไร้สายแบบสองทางพร้อมกันบนช่องสัญญาณเดียว และพิสูจน์ได้ในทางปฏิบัติโดยอาศัยระบบกำหนดสัญญาณวิทยุด้วยซอฟต์แวร์เป็นเครื่องมือในการทดสอบ

จากการสำรวจงานวิจัยที่ผ่านมาพบว่าในงานวิจัยที่ [11] สามารถตัดสัญญาณรบกวนออกจากระบบได้ แต่ในทางปฏิบัตินั้นสามารถรองรับการรบกวนสัญญาณได้มากที่สุดแค่ 30dB [12] ทั้งๆ ที่ระดับสัญญาณแทรกสอดต้องการที่ระดับ 60dB ส่วนงานวิจัยที่ [12] เสนอการใช้เทคนิคการตัดออกทางดิจิทัลในดิจิทัลโดเมนที่ชื่อว่า ZigZag decoding [8] แต่อุปกรณ์ ADCs ไม่สามารถรองรับความละเอียดของสัญญาณที่รับได้เกินกว่าระดับ 60dB ซึ่งแม้ว่าจะรวมทั้งสองเทคนิคเข้าด้วยกันก็ยังไม่สามารถทำการตัดสัญญาณแทรกสอดของตัวเองออกไปได้อย่างสมบูรณ์ มีการเสนอวิธีการใช้การตัดออกทางสายอากาศ [13] ร่วมกับการใช้การตัดออกทางวิทยุและทางดิจิทัล ซึ่งการใช้ทั้งสามวิธีร่วมกันสามารถตัดสัญญาณแทรกสอดของตัวเองได้ถึง 60 dB ผลการทดสอบน่าสนใจมากเพราะสามารถสาธิตการสื่อสารไร้สายแบบสองทางพร้อมกันบนช่องสัญญาณเดียวได้สำเร็จในทางปฏิบัติ อย่างไรก็ตามข้อจำกัดอยู่ที่การกำหนดตำแหน่งของสายอากาศที่

ภาคส่งและรับให้คงที่ และการใช้จำนวนสายอากาศที่ภาคส่งและรับอย่างละ 2 ต้น ข้อจำกัดนี้ไม่สามารถนำไปใช้ในเชิงพาณิชย์ของระบบสื่อสารไร้สายได้เลย แม้ว่าในงานวิจัยนี้จะหาขอบเขตของความผิดพลาดทางตำแหน่ง แต่ผลก็สรุปเหมือนเดิมคือต้องอยู่ในตำแหน่งที่ใกล้กับระยะทางครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นเท่านั้นจึงจะได้ผลที่ดีที่สุด

งานวิจัยนี้จึงมีแนวคิดที่จะไม่ใช้การตัดออกทางสายอากาศและแทนที่ด้วยการใช้เซอร์คูเลเตอร์ ทั้งนี้จะทำให้ลดการใช้สายอากาศที่ภาคส่งและรับเหลือเพียง 1 ต้นเท่านั้นและยังไม่จำเป็นต้องกำหนดตำแหน่งของภาคส่งและรับอีก อย่างไรก็ตามปัญหาที่ผู้วิจัยต้องศึกษาและพัฒนาต่อคือการประยุกต์เซอร์คูเลเตอร์ร่วมกันเทคนิคการตัดออกทางวิทยุและทางดิจิทัล เพราะจากการสำรวจเซอร์คูเลเตอร์ในเชิงพาณิชย์พบว่าค่าการสะท้อนกลับเฉลี่ยอยู่ที่ประมาณ 25 dB [14-15] จึงเป็นภาระให้กับการตัดออกทางวิทยุและทางดิจิทัลเพิ่มขึ้นอีก 5 dB ซึ่งถ้าหากทำได้เป็นผลสำเร็จก็จะเป็นงานวิจัยที่ใหม่และสามารถแข่งขันกับต่างประเทศได้อย่างแน่นอน

บทที่ 2 หลักการที่เกี่ยวข้อง

2.1 กล่าวนำ

ในบทนี้ผู้เขียนจะได้กล่าวถึงหลักการสื่อสารแบบสองทางซึ่งประกอบด้วย ระบบการสื่อสารไร้สาย สัญญาณแทรกสอดที่เกิดจากการใช้ช่องสัญญาณเดียวกันในการรับและส่งคลื่นวิทยุ ปรัชญา วรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง เทคนิคที่ช่วยในการกำจัดสัญญาณแทรกสอด ซึ่งเนื้อหาดังที่กล่าวข้างต้นเหล่านี้จะเป็นองค์ความรู้พื้นฐานที่สำคัญ สำหรับการออกแบบและนำไปประยุกต์ใช้ในงานวิจัย

2.2 ระบบการสื่อสารไร้สาย

ระบบการสื่อสารไร้สาย คือ เทคโนโลยีทางด้านการสื่อสารที่สามารถส่งถ่ายข้อมูลไปยังผู้รับโดยไม่ต้องใช้สายนำสัญญาณ โดยมีจุดเริ่มต้นมาจากแนวคิดของ เจมส์ คลาร์ก แมกซ์เวลล์ (James Clerk Maxwell) นักฟิสิกส์ชาวสหราชอาณาจักรในช่วงคริสต์ทศวรรษที่ 1860 โดยได้นำเสนอผลงานในรูปสมการทางคณิตศาสตร์หรือที่เรียกว่าสมการแมกซ์เวลล์ แต่ผลงานนี้เป็นเพียงสูตรคณิตศาสตร์ที่มีเอกลักษณ์โดดเด่นเพียงเท่านั้น จนกระทั่งมาถึงปี ค.ศ. 1880 ไฮน์ริช เฮิร์ตซ์ (Heinrich Hertz) นักฟิสิกส์ชาวเยอรมันได้ทำการสาธิตการแผ่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าทั้งการสร้างและการตรวจจับสัญญาณในระดับห้องปฏิบัติการจนเป็นผลสำเร็จ ซึ่งอาศัยความรู้มาจากสมการของแมกซ์เวลล์ โดยช่วงต้นคริสต์ทศวรรษที่ 1890 นั้นนักวิทยาศาสตร์ในหลายๆ ประเทศได้ให้ความสนใจกับการทดลองเกี่ยวกับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้านี้เช่นกัน หนึ่งในจำนวนนั้นคือ กูเกลียโม มาร์โคนี (Guglielmo Marconi) นักวิทยาศาสตร์ชาวอิตาลีผู้ซึ่งได้นำเสนอเครื่องมือสำหรับการสร้างสัญญาณไร้สายขึ้นในปี ค.ศ. 1896 หลังจากนั้นระบบสร้างสัญญาณไร้สายด้วยคลื่นวิทยุจึงสามารถส่งสัญญาณครอบคลุมระยะทางได้ไกลหลายร้อยไมล์ และที่สำคัญถัดมาคือ มาร์โคนี สามารถทำการรับสัญญาณดังกล่าวที่ส่งจากเกาะอังกฤษข้ามมหาสมุทรแอตแลนติกมายังเกาะนิวฟันด์แลนด์ (Newfoundland) ทวีปอเมริกาเหนือได้เป็นผลสำเร็จ

ระบบการสื่อสารไร้สายด้วยคลื่นวิทยุในยุคแรกๆ นั้นอุปกรณ์ที่นำมาใช้ในการส่งและรับสัญญาณมีขนาดค่อนข้างใหญ่มาก อีกทั้งยังมีปัญหาในเรื่องของเทคนิคการปรับจูนความถี่ของสัญญาณให้ตรงกัน

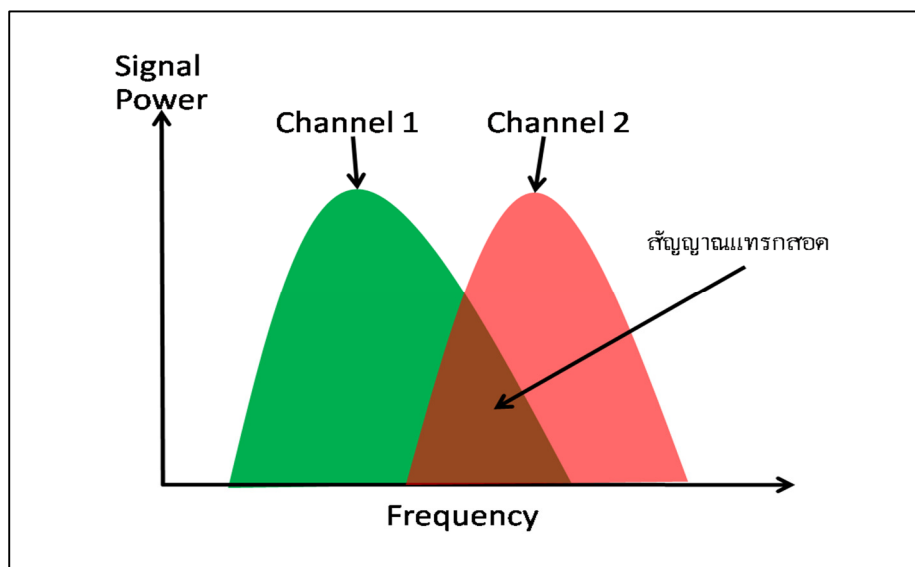
ระหว่างภาคส่งและภาครับ รวมถึงปัญหาใหญ่อีกประการหนึ่งคือ เรื่องของการแทรกสอดกันหรือการรบกวนกันของสัญญาณต่างๆ จากสถานีอื่นที่มีอยู่จำนวนมาก ด้วยปัญหาดังกล่าวข้างต้นจึงได้มีการพัฒนาการสื่อสารดำเนินมาอย่างต่อเนื่องและมีความสำคัญมากขึ้น

2.3 สัญญาณแทรกสอดที่เกิดจากสัญญาณของระบบสื่อสารรบกวนกันเอง

สัญญาณแทรกสอดบางประเภทก็เกิดจากสัญญาณของระบบสื่อสารแทรกสอดกันเอง โดยคลื่นเหล่านี้แพร่กระจายออกมาทำให้สัญญาณที่รับได้มีคุณภาพที่แย่หรือด้อยลงไป มีทั้งเกิดขึ้นแบบตั้งใจและไม่ได้ตั้งใจส่วนมากจะสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 รูปแบบ คือ การแทรกสอด หรือ การรบกวนจากช่องสัญญาณข้างเคียงและการรบกวนจากช่องสัญญาณเดียวกัน

2.3.1 สัญญาณแทรกสอดจากช่องสัญญาณข้างเคียง

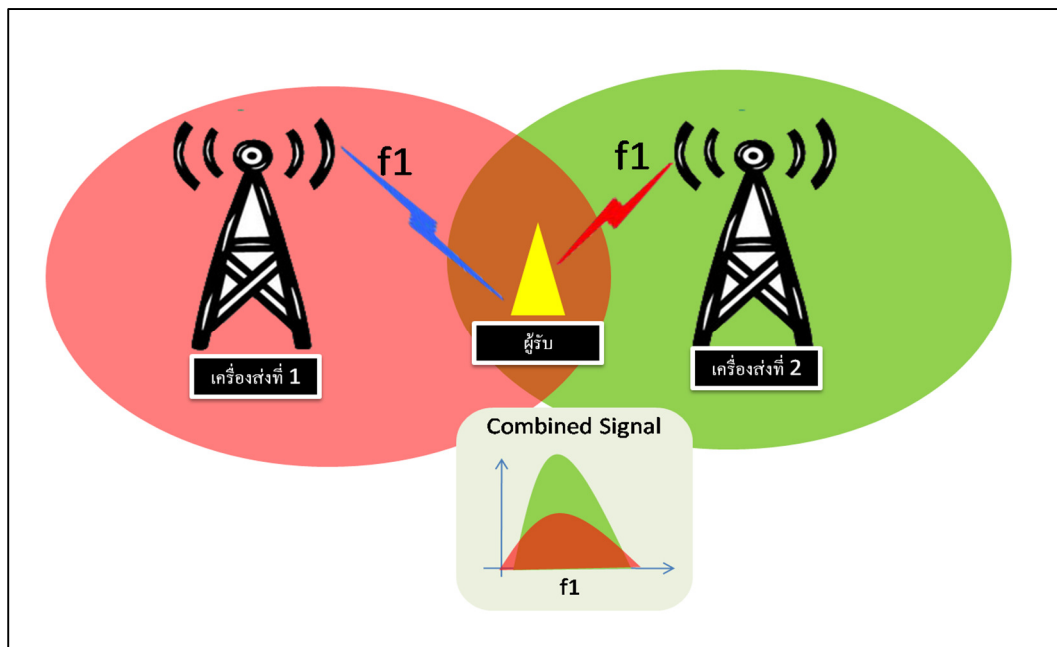
สัญญาณแทรกสอดจากช่องสัญญาณข้างเคียง เกิดขึ้นจากการออกอากาศของสัญญาณวิทยุนั้นจะเกิดจากความถี่อื่นๆ รอบความถี่หลัก แม้ว่าความถี่ดังกล่าวจะมีความแรงของสัญญาณไม่มาก แต่เมื่อความถี่ของช่องสัญญาณทั้งสองอยู่ใกล้กันมากๆ ก็จะมีการแทรกสอดสัญญาณกันได้ ข้อมูลของสัญญาณที่อยู่ในช่วงสเปกตรัมของสัญญาณช่วงที่จะเกิดการแทรกสอดของสัญญาณกันขึ้นนั้นจะไม่สามารถแยกแยะออกมาได้ส่งผลทำให้ภาครับไม่อาจทำการรับสัญญาณที่ต้นทางได้ หรือ รับได้บ้างไม่ได้บ้าง ดังแสดงในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 สัญญาณแทรกสอดจากช่องสัญญาณข้างเคียง

2.3.2 สัญญาณแทรกสอดของตนเองในช่องสัญญาณเดียวกัน

การแทรกสอดของสัญญาณในช่องสัญญาณเดียวกัน เป็นการแทรกสอดของสัญญาณที่เกิดขึ้นเมื่อมีเครื่องส่ง 2 เครื่องทำการส่งสัญญาณออกอากาศที่ความถี่เดียวกัน และเครื่องรับอยู่ในบริเวณที่สามารถรับสัญญาณจากเครื่องส่งทั้งสองได้ คลื่นจากสัญญาณที่ได้รับจากสถานีทั้งสองจะเกิดการแทรกสอดของสัญญาณกันเองเกิดขึ้น โดยภาครับจะรับสัญญาณได้ขาดๆ หายๆ บางครั้งก็รับสัญญาณได้จากเครื่องส่งเครื่องแรกในทางกลับกันบางครั้งก็รับสัญญาณได้จากเครื่องส่งเครื่องที่สองขึ้นอยู่กับว่าบริเวณตำแหน่งที่ภาครับอยู่และกำลังส่งของสถานีนั้นว่าใครจะสามารถส่งสัญญาณได้แรงกว่ากัน โดยระบบการสื่อสารแบบนี้จะเกิดปัญหาความล่าช้าในการรับและส่งสัญญาณเกิดขึ้นและอาจส่งผลต่อการนำสัญญาณที่ได้รับมาประมวลผลซึ่งจะทำให้เกิดความผิดพลาดค่อนข้างสูง ดังแสดงในรูปที่ 2.2



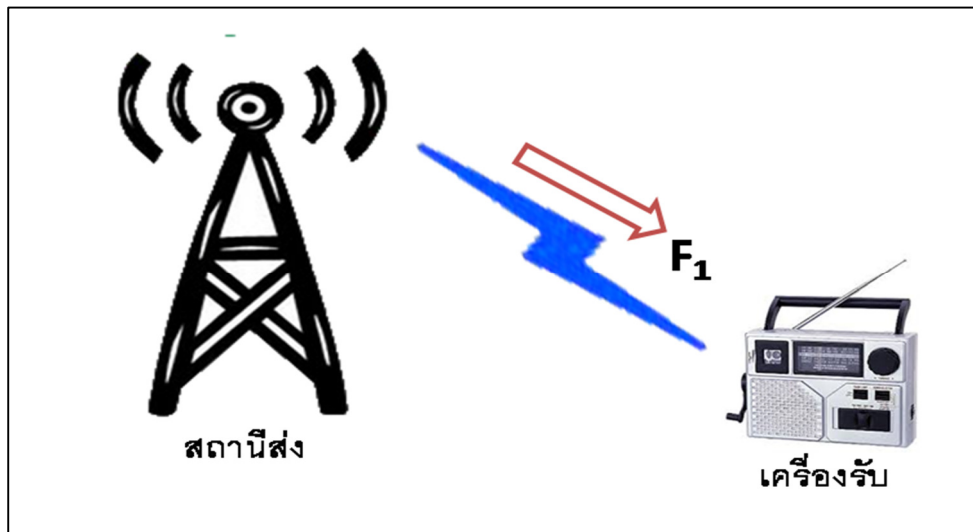
รูปที่ 2.2 การรบกวนในช่องสัญญาณเดียวกันที่เกิดจากสถานีข้างเคียง

2.4 ประเภทการรับและส่งสัญญาณด้วยคลื่นวิทยุ

รูปแบบของการสื่อสารในการรับและส่งสัญญาณด้วยคลื่นวิทยุมีเป้าหมายคือ การสื่อสารข้อมูลข่าวสารซึ่งสามารถประยุกต์การใช้งานได้หลากหลายประเภท ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับเป้าหมายหลักที่ต้องการโดยสามารถแบ่งออกได้เป็นประเภทต่างๆ ได้ดังนี้

2.4.1 ระบบการสื่อสารแบบทางเดียว (Simplex)

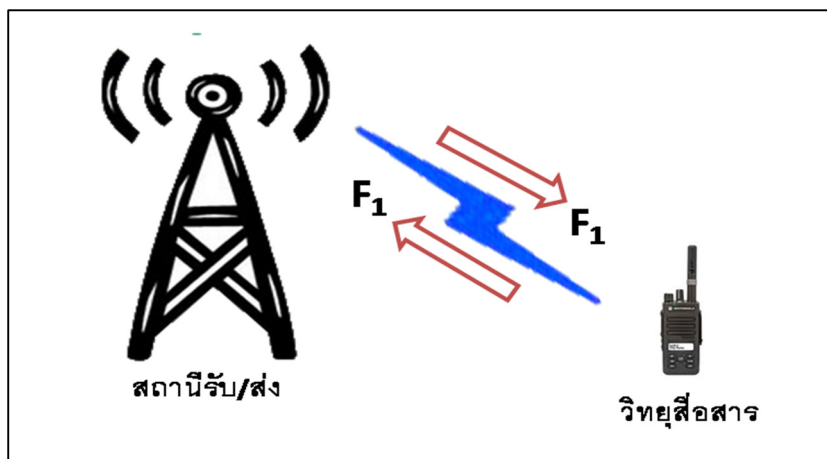
ระบบการสื่อสารทางเดียวจะใช้ช่องสัญญาณเดียวในการส่งสัญญาณวิทยุ โดยในระบบนี้สามารถทำการส่งสัญญาณวิทยุออกไปได้โดยไม่มีการรบกวนจากผู้รับ ซึ่งหมายความว่าผู้ส่งจะทำหน้าที่ส่งสัญญาณออกไปอย่างเดียวและที่ภาครับผู้รับก็มีทำหน้าที่รับเพียงอย่างเดียวโดยไม่สามารถส่งสัญญาณวิทยุตอบโต้กันไปมา วิธีนี้จะไม่มีความซับซ้อน โดยมีเป้าหมาย คือ ส่งข้อมูลออกไปในทิศทางเดียวจะเห็นได้ว่าวิธีนี้จะไม่มีความเป็นธรรมชาติในการติดต่อสื่อสาร เนื่องจากไม่สามารถโต้ตอบกันได้ระหว่างผู้ส่งและผู้รับซึ่งหมายความว่าภาครับจะมีหน้าที่ในการรอรับคลื่นสัญญาณที่ผู้ส่งทำการส่งสัญญาณออกมาเพียงอย่างเดียวเท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 แผนภาพการสื่อสารทางเดียว

2.4.2 ระบบสื่อสารแบบกึ่งสองทาง (Half Duplex)

ระบบสื่อสารแบบกึ่งสองทางได้ถูกพัฒนาขึ้นมาเพื่อแก้ข้อด้อยของระบบการสื่อสารทางเดียว ซึ่งผู้รับไม่สามารถที่จะตอบโต้กลับใดๆ ได้กับภาคส่งเพียงแต่เป็นผู้รับฝ่ายเดียว ดังนั้นจึงได้มีการปรับปรุงระบบติดต่อสื่อสารใหม่โดยให้ผู้รับสามารถส่งสัญญาณกลับไปหาผู้ส่งได้ ซึ่งระบบการสื่อสารแบบกึ่งสองทางก็เป็นทางเลือกหนึ่งที่จะทำให้ช่วยสื่อสารระหว่างทั้งสองระบบได้สื่อสารตอบโต้ตอบกันได้ เพราะต่างก็สามารถส่งและรับสัญญาณกันได้ และเพื่อช่วยให้ใช้ช่องทางการความถี่ที่มีอยู่อย่างจำกัดให้มีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นไปด้วยจึงต้องมีการสลับกันส่งและรับสัญญาณคลื่นวิทยุ โดยต้องให้ฝ่ายใดฝ่ายหนึ่งหยุดส่งสัญญาณก่อนอีกฝ่ายหนึ่งจึงจะสามารถส่งสัญญาณได้ เหตุผลที่เป็นเช่นนี้ เพราะระบบสื่อสารแบบกึ่งสองทางมีการใช้ช่องสัญญาณความถี่ร่วมกันทั้งรับและส่ง หากมีการส่งสัญญาณพร้อมกัน คลื่นที่ถูกส่งออกมา ก็จะชนกันในอากาศกลายเป็นสัญญาณที่ไม่สามารถตีความได้หรือนำมาถอดรหัสเพื่อประมวลผลสัญญาณที่ได้รับในภาครับไม่ได้นั่นเอง ดังแสดงในรูปที่ 2.4

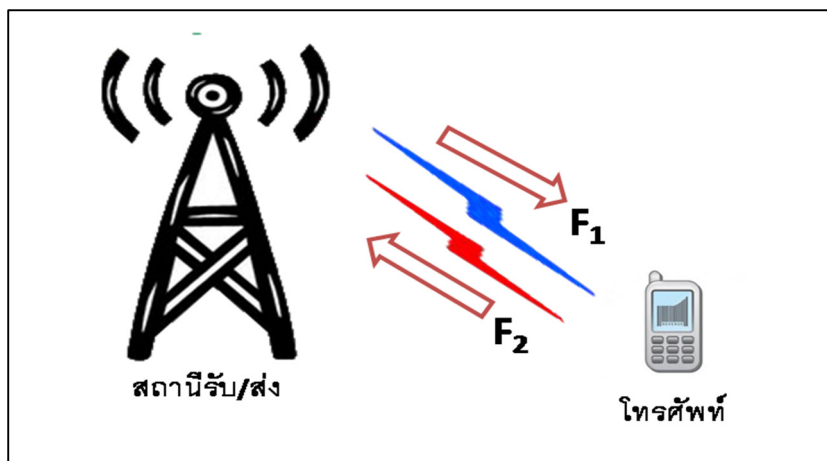


รูปที่ 2.4 แผนภาพการสื่อสารแบบกึ่งสองทาง

2.4.3 ระบบสื่อสารแบบสองทาง (Full Duplex)

แม้ว่าระบบสื่อสารแบบกึ่งสองทางจะสามารถทำให้สามารถรับและส่งสัญญาณตอบโต้กันได้ นั้น แต่ก็มีปัญหาคือ ไม่สามารถที่จะทำการส่งและรับสัญญาณตอบโต้กันพร้อมๆ กันในเวลาเดียวกันได้ และไม่มีความเป็นธรรมชาติในการสื่อสาร เนื่องจากต้องรอหรือเว้นช่วงระยะเวลาหนึ่งให้ฝ่ายใดฝ่ายหนึ่งหยุดการส่งข้อมูลก่อนแล้วจึงจะสามารถส่งข้อมูลข่าวสารหรือสัญญาณวิทยุได้ตอบกลับได้ ซึ่งวิธีการเดิมๆ ไม่สามารถทำได้ จึงได้มีการปรับปรุงระบบสื่อสารให้สามารถรองรับการรับส่งสัญญาณคลื่นวิทยุได้พร้อมๆ กัน เรียกระบบดังกล่าวว่าระบบสื่อสารสองทาง ดังแสดงในรูปที่ 2.5 วิธีการนี้จะต้องแบ่ง

ช่องสัญญาณความถี่ในการสื่อสารคลื่นความถี่ออกเป็นสองช่องสัญญาณความถี่ด้วยกัน โดยแต่ละช่องความถี่จะถูกแบ่งการใช้งานช่องหนึ่งสำหรับส่งสัญญาณของภาคส่งและอีกช่องสัญญาณหนึ่งจะใช้สำหรับภาครับ ข้อดีของวิธีนี้ทำให้การสื่อสารเป็นธรรมชาติมากขึ้น สามารถตอบโต้กันได้ทันที แต่มีข้อเสียคือ สิ้นเปลืองการใช้งานช่องความถี่ซึ่งมีอยู่อย่างจำกัดและจำเป็นต้องใช้ถึงสองช่องความถี่ด้วยกัน ดังตัวอย่างที่พบเห็นในชีวิตประจำวันเช่น ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ ดังแสดงในรูปที่ 2.5

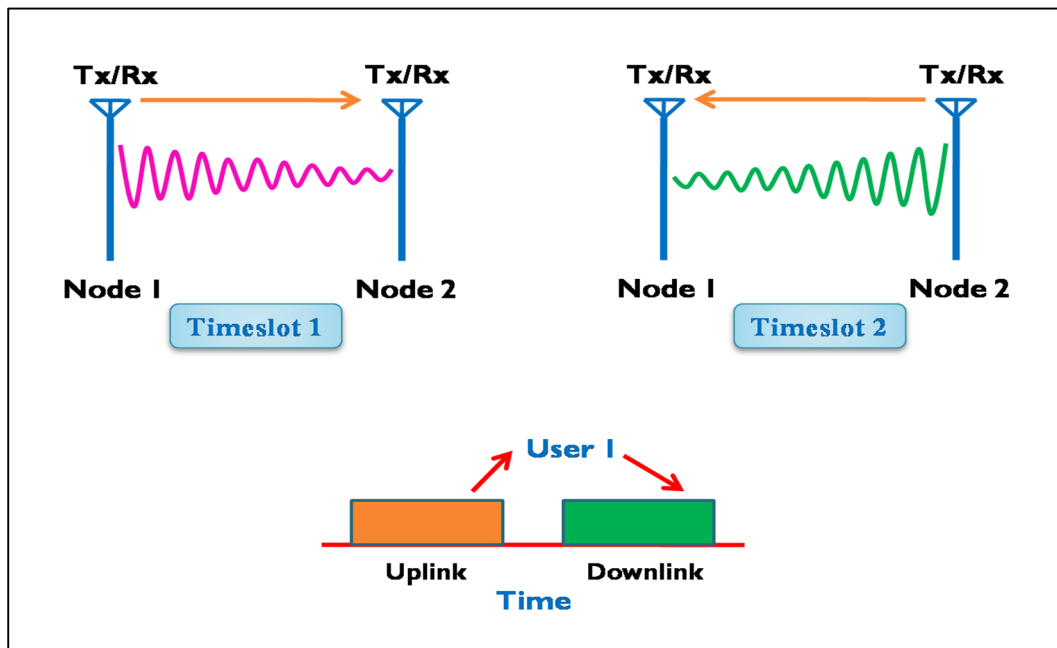


รูปที่ 2.5 แผนภาพการสื่อสารแบบสองทาง

2.4.3.1 ระบบการสื่อสารแบบสองทางที่ใช้สองช่องสัญญาณในการสื่อสาร

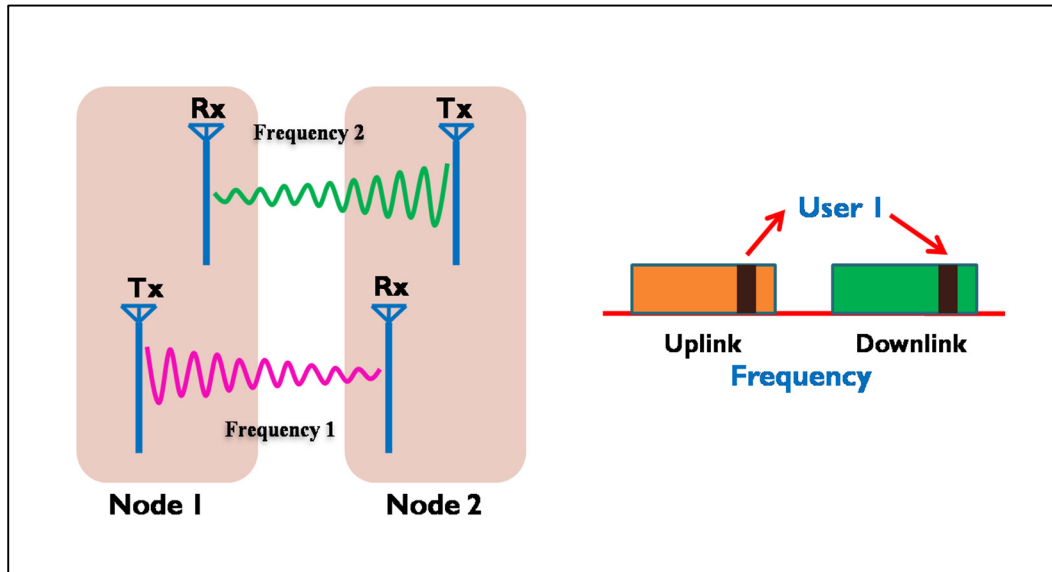
ระบบการสื่อสารแบบสองทางที่ใช้สองช่องสัญญาณในการรับส่งสัญญาณพร้อมๆ กันนั้นสามารถแบ่งการทำงานออกเป็น 2 รูปแบบ ดังต่อไปนี้

รูปแบบที่ 1 การสื่อสารรับส่งข้อมูลพร้อมๆ กันโดยใช้การแบ่งช่องสัญญาณเวลานั้น 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

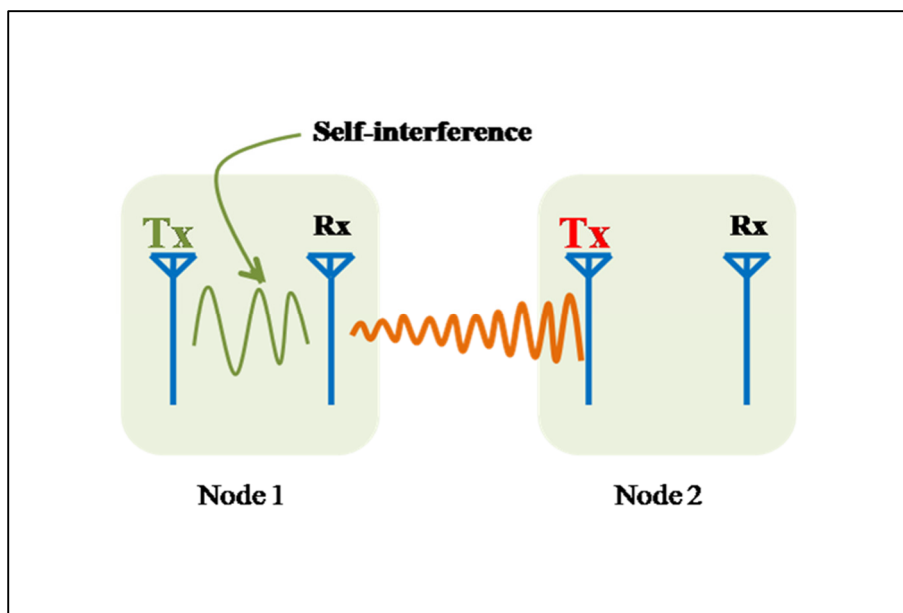


รูปที่ 2.6 ระบบการสื่อสารแบบสองทางโดยใช้ TDD (Time Division Duplex) สำหรับระบบสองช่องสัญญาณความถี่ในการสื่อสารรับส่งพร้อมๆ กัน

รูปแบบที่ 2 การสื่อสารรับส่งข้อมูลโดยใช้การแบ่งช่องสัญญาณความถี่สำหรับสื่อสารข้อมูลพร้อมๆ กัน หรือ เรียกว่า FDD (Frequency Division Duplex) คือ การส่งข้อมูลทางด้านขาขึ้นกับขาลงนั้นจะส่งในเวลาเดียวกัน แต่แบ่งกันส่งคนละช่องสัญญาณความถี่นอกจากนี้ FDD ยังรองรับอุปกรณ์ลูกข่ายที่เป็นแบบ Half-FDD คืออุปกรณ์ลูกข่ายจะทำการส่งข้อมูลและรับข้อมูลคนละช่วงเวลากันขณะที่อุปกรณ์ลูกข่ายกำลังส่งข้อมูลจะไม่สามารถรับข้อมูลได้แต่การส่งและรับข้อมูลยังใช้คนละความถี่กันการใช้รูปแบบ Half-FDD อุปกรณ์จะมีราคาถูกกว่า Full-FDD เพราะส่วนประกอบภาครับสัญญาณกับภาคส่งสัญญาณของอุปกรณ์สามารถใช้ชุดเดียวกันร่วมกันได้ภายในเฟรมของทั้ง TDD และ FDD จะมีการแบ่งย่อยออกเป็น time slot ซึ่งการส่งข้อมูลของทั้งสถานีฐานและสถานีลูกข่ายจะต้องส่งตรงตาม time slot ที่ว่านี้ ดังนั้นทั้งสถานีฐานและสถานีลูกข่ายจะต้องมีการตั้งเวลาให้ตรงกัน เพื่อให้ส่งข้อมูลลงใน time slot เป็นไปอย่างมีประสิทธิภาพและถูกต้องแม่นยำ ดังแสดงในรูปที่ 2.7



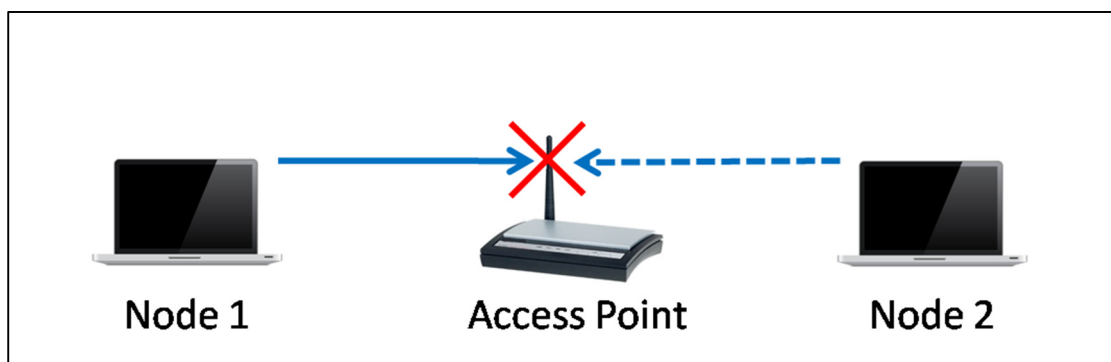
รูปที่ 2.7 ระบบการสื่อสารแบบสองทางโดยใช้ FDD (Frequency Division Duplex) สำหรับระบบสองช่องสัญญาณความถี่ในการสื่อสารรับส่งพร้อมๆ กัน



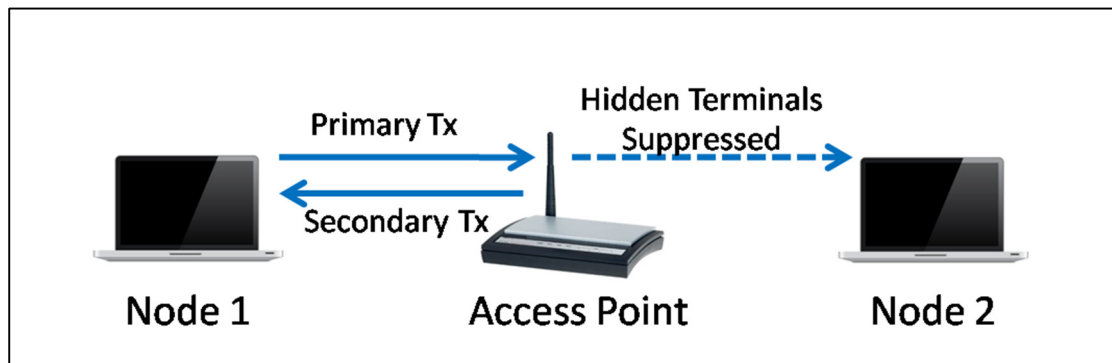
รูปที่ 2.8 ผลกระทบที่เกิดจากสัญญาณแทรกสอดของตนเอง (Self-Interference) ของระบบการสื่อสารแบบสองทางผ่านช่องสัญญาณเดียวสำหรับการสื่อสารรับส่งพร้อมๆ กัน

2.4.3.2 ระบบการสื่อสารแบบสองทางที่ใช้ช่องสัญญาณเดียวในการสื่อสาร

พื้นฐานในการติดต่อสื่อสารแบบไร้สายโดยทั่วไปแล้วจะไม่สามารถทำการรับและส่งคลื่นวิทยุได้พร้อมๆ กัน โดยใช้ช่องสัญญาณเดียวกันได้ ดังมีคำกล่าวของ Andrea Goldsmith ที่ได้เขียนไว้ในตำราทางวิชาการที่เกี่ยวกับระบบสื่อสารไร้สายมีความสำคัญว่า “โดยทั่วไปแล้วเป็นไปได้สำหรับระบบวิทยุที่จะทำการรับและส่งบนแถบความถี่เดียวกันเนื่องจากผลลัพธ์ของสัญญาณแทรกสอด ฉะนั้น ระบบการสื่อสารสองทางควรต้องแยกช่องสัญญาณขาขึ้นและช่องสัญญาณขาลง โดยเลือกวิธีการดำเนินการแบบแบ่งช่วงเวลา หรือ แบบช่องความถี่สำหรับสัญญาณที่สื่อสาร” ดังแสดงในรูปที่ 2.8 จะสังเกตเห็นได้ว่าเมื่อโหนด 1 และ โหนด 2 พยายามที่จะส่งข้อมูลข่าวสารพร้อมๆ กันโดยใช้ความถี่เดียวกัน จะพบว่าจะเกิดสัญญาณที่ย้อนกลับเข้ามารบกวนในระบบของตนเองเกิดขึ้น เรียกว่า สัญญาณแทรกสอดของตนเอง (Self Interference) ซึ่งเป็นสัญญาณที่ไม่ต้องการรับ ด้วยปัญหาดังกล่าวถ้าเรามีการจัดการ หรือใช้เทคนิคที่เหมาะสมช่วยในการกำจัดสัญญาณแทรกสอด จะทำให้เราสามารถทำการรับส่งข้อมูลได้โดยใช้ช่องสัญญาณเดียวกันในการรับส่งข้อมูลได้ ซึ่งมีข้อดีคือ เพิ่มประสิทธิภาพการใช้ช่องสัญญาณความถี่ที่มีอยู่อย่างจำกัดให้สามารถส่งข้อมูลได้สูงขึ้น เพิ่มค่าวิสัยสมารถการส่งผ่านข้อมูลได้เป็นสองเท่า ลดปัญหาความล่าช้าจากการรับส่งสัญญาณ เนื่องมาจากการชนกันของข้อมูล เมื่อโหนดสองโหนดส่งสัญญาณมาพร้อมๆ กัน เมื่อมาถึงภาครับเป้าหมายจะส่งผลให้ภาครับดังกล่าวรับข้อมูลเข้ามาจากหลายๆ หายๆ หรือรับได้บ้างไม่ได้บ้าง ซึ่งขึ้นอยู่กับความเข้มของสัญญาณว่าสัญญาณที่รับเข้ามาสัญญาณที่ได้รับมาจากโหนดไหนแรงกว่ากัน แม้ว่าสัญญาณอีกโหนดจะมีสัญญาณอ่อนมากก็ตาม ดังแสดงในรูปที่ 2.9 และปัญหา Hidden terminal หรือสถานีอำพราง ซึ่งเป็นสถานีที่เราไม่ทราบ ดังแสดงในรูปที่ 2.10

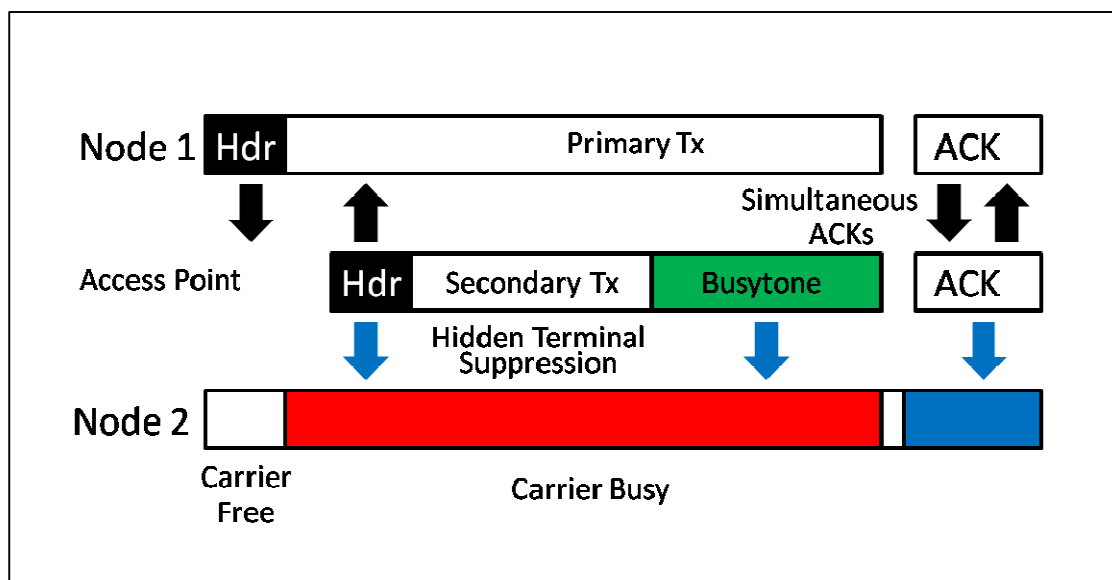


รูปที่ 2.9 แสดงการชนกันของข้อมูลขณะทำการรับส่งข้อมูลพร้อมๆ กัน



รูปที่ 2.10 ผลกระทบของการสื่อสารแบบสองทางที่เกิดจากสถานีอำพราง (Hidden Terminals)

จากรูปที่ 2.11 จะเห็นได้ว่าเมื่อโหนดที่ 2 ทำการส่งสัญญาณแฟล็กเกจข้อมูลไปยังโหนดที่ 1 ขณะเดียวกันนั้นโหนดที่ 1 ก็ต้องรอให้โหนดที่ 2 ทำการส่งข้อมูลแฟล็กเกจเสร็จก่อนถึงจะทำการส่งข้อมูลได้ตอบกลับได้ เนื่องจากหากว่าทำการส่งสัญญาณพร้อมๆ กันจะส่งผลทำให้เกิดการชนกันของข้อมูลในระบบสื่อสารที่ใช้ความถี่เดียวกันในการรับส่งข้อมูลในช่วงเวลาเดียวกัน จากผลกระทบของปัญหาดังกล่าวจึงมีการใช้ busytone เข้ามาช่วยในการแก้ปัญหา เมื่อไรก็ตามโหนดที่ทำหน้าในการส่งแฟล็กเกจทำการส่งข้อมูลแล้วเสร็จก็จะทำการรอรับข้อมูลจนกระทั่งจบการติดต่อสื่อสาร



รูปที่ 2.11 แสดงการแลกเปลี่ยนแฟล็กเกจในการสื่อสารแบบสองทาง

2.5 เทคนิคการกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตนเอง

2.5.1 เทคนิคการกำจัดสัญญาณในส่วนแอนะล็อกหรือ RF-Front End

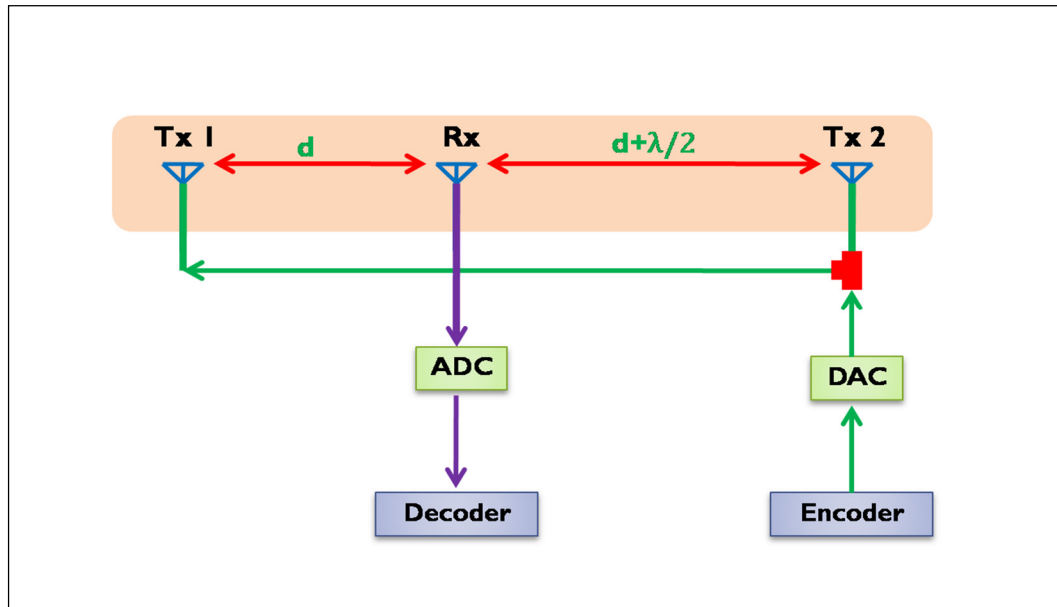
จากงานปริทัศน์วรรณกรรมที่ได้ทำการศึกษา เมื่อพิจารณาถึงหลักการออกแบบการกำจัดสัญญาณแทรกสอดในส่วนแอนะล็อกนั้นพบว่ามิงงานวิจัยที่ได้นำเสนอแนวคิดอยู่จำนวนไม่น้อยซึ่งแต่ละเทคนิคมีความซับซ้อนในการออกแบบวงจรแตกต่างกันไปแต่แนวคิดที่ใช้มีความคล้ายคลึงกันคือ มีความต้องการที่จะออกแบบวงจรให้สามารถปรับเฟสและขนาดของสัญญาณอ้างอิงทั้งสองสัญญาณในมีความต่างเฟสกันที่ π และมีขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณที่เท่ากันเพื่อทำให้สัญญาณถูกหักล้างกันเมื่อนำสัญญาณอ้างอิงดังกล่าวมารวมเข้าด้วยกัน ดังตัวอย่างต่อไปนี้

เทคนิคการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยสายอากาศ

เทคนิคการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยสายอากาศเป็นงานวิจัยที่ถูกนำเสนอโดย (Choi, J., et al., 2010) เทคนิคได้ใช้หลักการการปรับค่าเฟสของสัญญาณอ้างอิงหรือสัญญาณที่ถูกส่งมาจากภาคส่งที่ทราบเพื่อนำมากำจัดสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นในระบบแสดงดังรูปที่ 2.12 โดยพื้นฐานของการดำเนินการของเทคนิคนี้คือ ในโหนดหนึ่งประกอบด้วยสายอากาศอย่างน้อยสามต้น โดยที่สายอากาศสองต้นทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่งและสายอากาศที่เหลืออีกหนึ่งต้นทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาครับ โดยที่สายอากาศภาคส่งต้นที่หนึ่งจะถูกจัดวางห่างจากสายอากาศภาครับเป็นระยะทาง d และสายอากาศภาคส่งต้นที่สองจะถูกจัดวางห่างจากสายอากาศภาครับเป็นระยะทาง $d + \lambda / 2$ เมื่อความยาวคลื่นในการส่งคือ λ และระยะทางระหว่างสายอากาศภาคส่งและภาครับคือ d สาเหตุที่จัดวางสายอากาศเช่นนี้เพื่อที่จะทำให้สัญญาณที่ถูกส่งออกอากาศจากสายอากาศภาคส่งทั้งสองมีเฟสที่ต่างกัน π เมื่อสัญญาณทั้งสองเดินทางมาถึงและถูกรวมเข้ากันที่ภาครับจะทำให้สัญญาณทั้งสองหักล้างกันได้อย่างสมบูรณ์หากมีขนาดของสัญญาณที่เท่ากัน

เทคนิคนี้ดูแม้จะมีประสิทธิภาพในการหักล้างสัญญาณที่ไม่ต้องการนั้นคือสัญญาณแทรกสอดในระบบสื่อสารแต่เทคนิคนี้ได้นำเสนอเพียงหลักการในการปรับค่าเฟสเท่านั้นการหักล้างจะสมบูรณ์ก็ต่อเมื่อทำการปรับค่าการลดทอนหรือทำให้ขนาดสัญญาณแทรกสอดที่ขนาดของแอมพลิจูดที่เท่ากันด้วยสัญญาณอ้างอิงที่ทราบจึงจะถูกหักล้างกันอย่างสมบูรณ์ ด้วยข้อจำกัดของเทคนิคหลายๆ ด้านสามารถพิจารณาออกได้ 2 ประการด้วยกันคือ ประการแรกเรื่องการจัดวางสายอากาศที่ต้องคำนึงถึง เนื่องจากเมื่อใช้ช่องสัญญาณที่ต่างกันในการรับและส่งข้อมูลตำแหน่งในการจัดวางสายอากาศก็就会被เปลี่ยนแปลงไปด้วย ประการที่สองคือ ความเข้มของระดับสัญญาณในส่วนของสัญญาณที่สะท้อนกลับเข้ามาในระบบสื่อสารถ้ามีระยะทางที่มากเกิดไปก็จะทำให้สัญญาณที่รับเข้ามามีระบบของสัญญาณที่ต่ำเนื่องจากการลดทอน สรุปได้ว่าเทคนิคนี้มี

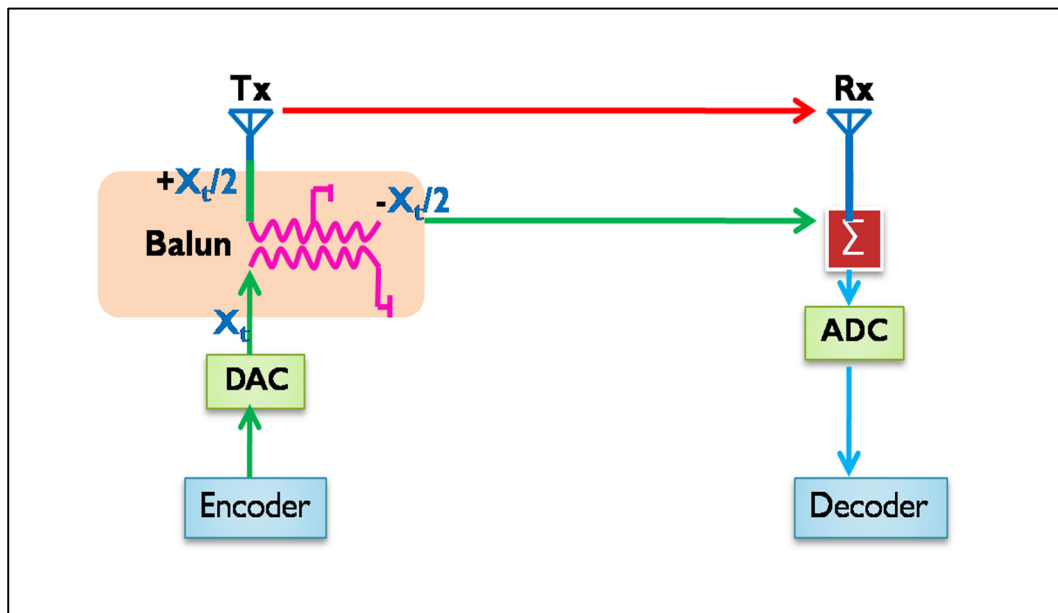
ข้อผิดพลาดและข้อจำกัดอยู่บ้าง ไม่ว่าจะเป็นความละเอียดอ่อนในด้านการออกแบบจัดวางซึ่งเป็นสิ่งสำคัญที่ต้องพิจารณา



รูปที่ 2.12 แผนภาพเทคนิคการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยสายอากาศ

เทคนิคการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยบาลัน

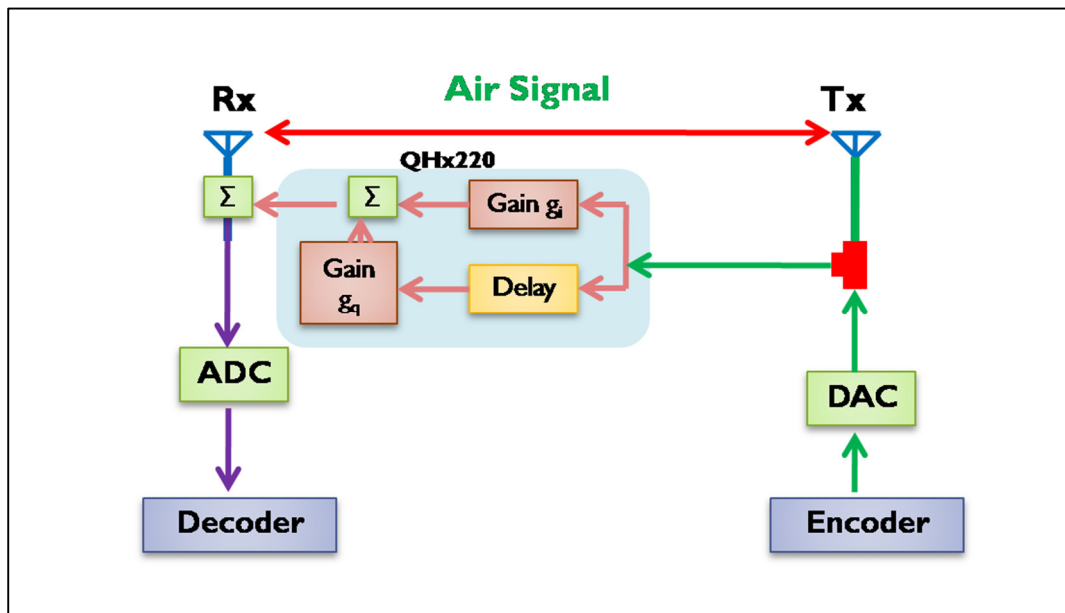
เทคนิคการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยบาลันเป็นงานวิจัยที่ถูกนำเสนอแนวความคิดโดย (Jain, M., et al., 2011) เทคนิคนี้ได้ใช้หลักการคือ อินพุตบาลันทำหน้าที่แบ่งกำลังคลื่นอินพุตออกมาเป็นสองเส้นทาง โดยที่เส้นทางทั้งสองจะต้องมีการกลับเฟสของทั้งสองส่วนให้ต่างกัน π เพื่อส่งไปขยายวงจรทั้งวงจรภาคส่งและวงจรภาครับ อินพุตบาลันจะประกอบด้วยพอร์ตทั้งหมดสามพอร์ตด้วยกัน แสดงดังรูปที่ 2.13 โดยที่พอร์ตที่ 1 เป็นพอร์ตด้านอินพุต เรียกว่าพอร์ตว่าอินบาลานซ์ ซึ่งมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 โอห์ม ส่วนพอร์ตที่ 2 และ 3 เป็นด้านเอาต์พุตเรียกว่า พอร์ตบาลานซ์ โดยทั้งสองพอร์ตนี้ต้องถูกสร้างให้มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 25 โอห์ม เอาต์พุตบาลันมีโครงสร้างคล้ายกับอินพุตบาลันแต่จะทำหน้าที่ในการรวมคลื่นวิทยุที่ถูกขยายโดยการขยายสัญญาณทั้งสองในเข้าด้วยกันใหม่อีกครั้งให้เป็นรูปคลื่นที่สมบูรณ์ และการแปลงค่าอิมพีแดนซ์จาก 25 โอห์ม จากพอร์ตอินพุตทั้งสองให้เป็น 50 โอห์มที่พอร์ตเอาต์พุต



รูปที่ 2.13 แผนภาพเทคนิคการกำจัดสัญญาณแทรกด้วยบาลัน

เทคนิคการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยวงจร QHx220

เทคนิคการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยวงจร QHx220 ซึ่งเป็นเป็นอุปกรณ์ที่ถูกนำเสนอ บริษัท (Quellan Inc., 2009) วิธีการของวงจรคือ เมื่อภาคส่งทำการส่งสัญญาณคลื่นวิทยุออกอากาศสัญญาณจะถูกแยกออกเป็นสองเส้นทางโดยเส้นทางแรกคือ เส้นทางที่ส่งสัญญาณออกอากาศ และสัญญาณเส้นที่สองจะเป็นเส้นทางรองจะเข้าตัววงจร เมื่อสัญญาณคลื่นวิทยุถูกส่งเข้าวงจรจะมีการแยกสัญญาณออกเป็นสองเส้นทางโดยเส้นทางแรกจะทำการปรับขนาดสัญญาณแทรกสอดลงโดยการปรับอัตราขยายให้กับสัญญาณหรือปรับการทดทอนให้กับสัญญาณโดยจะขึ้นกับสัญญาณอ้างอิง และเส้นทางที่สองจะทำการปรับขนาดของสัญญาณเช่นเดียวกับเส้นทางแรกจะต่างกันตรงที่ต้องมีการปรับเฟสเข้ามาร่วมด้วย โดยที่เมื่อสัญญาณทั้งสองเมื่อเดินทางมารวมกันที่ภาครับ ถ้าสัญญาณมีเฟสและขนาดต่างกันสัญญาณแทรกสอดที่รับเข้ามา π จะเห็นว่าพารามิเตอร์ที่สำคัญที่ต้องพิจารณา คือ ตัวแปรสัมประสิทธิ์การขยายของสัญญาณ หน้าที่ของตัววงจรจะสร้างสัญญาณที่ต้องนำไปกำจัดสัญญาณแทรกสอดหรือสัญญาณรบกวนที่เกิดที่ภาครับของระบบสื่อสารดังแสดงที่รูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 แผนภาพเทคนิคการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยวงจร QHx220

2.5.2 เทคนิคการกำจัดสัญญาณในส่วนดิจิทัล

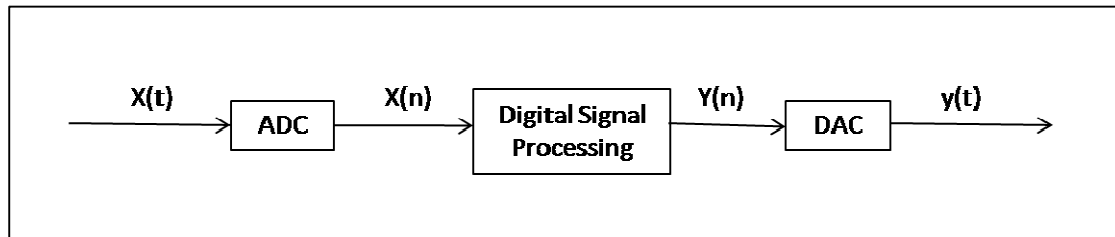
ส่วนนี้จะกล่าวถึงภาพรวมของเทคนิคที่ใช้การประมวลผลสัญญาณด้วยสัญญาณดิจิทัลในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นภายในระบบสื่อสาร สิ่งสำคัญที่ต้องพิจารณาคือหลักการออกแบบระบบดิจิทัล หรืออัลกอริทึมที่ใช้ในการเขียนซอฟต์แวร์และค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่เกี่ยวข้อง โดยจะอธิบายในลำดับต่อไป

2.5.2.1 ส่วนประกอบในการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลสำหรับระบบสื่อสาร

การประมวลผลสัญญาณด้วยดิจิทัล สำหรับระบบสื่อสารโดยทั่วไปแล้วส่วนใหญ่จะประกอบด้วยส่วนหลักๆ 3 ส่วนด้วยกันดังนี้

- 1) วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล ซึ่งสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 กระบวนการย่อยดังนี้ กระบวนการแรกคือ วงจรสุ่มสัญญาณ (Sampler) สัญญาณขาเข้าของวงจรนี้เป็นสัญญาณแอนะล็อก $x(t)$ ส่วนสัญญาณขาออกเป็นสัญญาณไม่ต่อเนื่อง $x(n)$ พารามิเตอร์วงจรสุ่มสัญญาณนี้ก็คือ ค่าอัตราการสุ่ม (sampling rate) หรือความถี่สำหรับการสุ่ม กระบวนการที่สองคือ วงจรขึ้นสัญญาณ (Quantizer) สัญญาณ $x(n)$ ที่ได้จากวงจรสุ่มสัญญาณถือว่ามีความละเอียดเต็มที่ในทางขนาด ซึ่งในทางปฏิบัติเมื่อนำไปใช้งานจะต้องลดความละเอียดของ $x(n)$ ลงให้สามารถแทนได้ด้วยสัญญาณดิจิทัลที่มีจำนวนบิตจำกัด กระบวนการลดความละเอียดนี้ เรียกว่า การแบ่งชั้นของสัญญาณ (quantization) ความละเอียดที่ได้จากการแบ่งชั้นสัญญาณขึ้นอยู่กับจำนวนบิตที่จะใช้ การแบ่งชั้น

สัญญาณทำให้ค่าสัญญาณที่ได้คลาดเคลื่อนไปจาก $x(n)$ จริง ซึ่งจะส่งผลเหมือนมีสัญญาณรบกวนเข้ามาในระบบ วงจรสุ่มสัญญาณรวมกับวงจรแบ่งขั้นสัญญาณ ในทางปฏิบัติก็คือ ตัวแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลนั่นเอง ซึ่งจะรวมสองกระบวนการนี้อยู่ในวงจรเดียวกัน และโดยทั่วไปจะใช้ตัวแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลในรูปของวงจรรวมสำเร็จรูป ดังแสดงในรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 บล็อกไดอะแกรมระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

2) วงจรประมวลผลสัญญาณทำหน้าที่ประมวลผลสัญญาณ $x(n)$ เพื่อกระทำผลบางอย่างกับสัญญาณ เช่น เป็นวงจรกรองความถี่บางย่านออกและให้ผลลัพธ์ของการประมวลผลสัญญาณขาออก $y(n)$ โดยจะทำหน้าที่คำนวณสัญญาณขาออกจากสัญญาณขาเข้าซึ่งจะมองเห็นสัญญาณขาเข้าในลักษณะลำดับของค่า ในชีวิตจริงอัลกอริทึมในการประมวลผลสัญญาณมีตั้งแต่ง่ายๆ จนกระทั่งถึงยากมากหรือซับซ้อนมากๆ

3) วงจรสร้างสัญญาณคืน (Signal Reconstruction) ใช้ในระบบที่มีสัญญาณขาออกสุดท้ายเป็นสัญญาณต่อเนื่อง โดยทำหน้าที่แปลงสัญญาณไม่ต่อเนื่อง $y(n)$ ให้กลับเป็นสัญญาณต่อเนื่อง $y(t)$ ซึ่งเป็นสัญญาณขาออกสุดท้ายของระบบ วงจรประเภทนี้ก็คือ ตัวแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกนั่นเอง

2.5.2.2 การประมวลผลแบบเวลาจริงกับการเลือกใช้ตัวประมวลผลสัญญาณ

การประมวลผลแบบเวลาจริง หมายถึง การประมวลผลที่กระทำที่อัตราจริงของสัญญาณขาเข้า และให้สัญญาณขาออกทันกับสัญญาณขาเข้าที่เข้ามา เช่น ในระบบที่มีอัตราการสุ่มของสัญญาณขาเข้า และขาออกเท่ากัน เมื่อมีสัญญาณขาเข้าที่เข้ามา 1 ค่า ระบบจะต้องประมวลผลให้ได้สัญญาณขาออก 1 ค่า ก่อนที่สัญญาณขาเข้าตัวถัดไปจะเข้ามา เป็นต้น การประมวลผลแบบเวลาจริงนี้มีการประยุกต์ใช้งานอย่างมาก และเป็นตัวแทนที่แท้จริงของระบบที่เคยใช้เป็นแบบแอนะล็อกอย่างไรก็ตาม ระบบที่มีการประมวลผลแบบเวลาจริงไม่จำเป็นต้องมีสัญญาณขาเข้า และออกเป็นสัญญาณแอนะล็อกทั้งคู่เสมอไป อาทิเช่น การถอดรหัสสัญญาณเสียงที่ถูกบีบอัดข้อมูลมา ในกรณีนี้สัญญาณขาเข้าเป็นดิจิทัล ซึ่งคือข้อมูลเสียงที่บีบอัดมาแล้ว ส่วนสัญญาณขาออก คือ สัญญาณเสียงแอนะล็อกที่ต้องส่งออกที่ลำโพง ดังนั้น การประมวลผล

จะต้องเกิดที่อัตราการสุ่มจริงของสัญญาณเสียงขาออก อันนี้ก็ถือว่าเป็นการประมวลผลแบบเวลาจริง ส่วนการประมวลผลแบบไม่เป็นเวลาจริงนั้นไม่มีบังคับทางด้านเวลาในการประมวลผล อาทิเช่น การจำลองระบบประมวลผลด้วย MATLAB ในคอมพิวเตอร์ ในที่นี้ถือว่าคอมพิวเตอร์เป็นตัวประมวลผล ซึ่งถ้าใช้คอมพิวเตอร์ที่เร็วก็จะได้ผลลัพธ์เร็ว แต่ถ้าใช้คอมพิวเตอร์ที่ช้าก็จะได้ผลลัพธ์ที่ช้า แต่ผลลัพธ์ที่ได้แตกต่างกันเลยไม่ว่าจะเร็วหรือช้า ทั้งนี้เพราะการประมวลผลไม่ได้เกิดขึ้นที่อัตราการสุ่มจริงของสัญญาณขาเข้า หรือขาออก เช่นการประมวลผลภาพนิ่งที่ไม่มีอัตราการสุ่มของข้อมูลที่เทียบต่อเวลา ดังนั้น การประมวลผลภาพนิ่งจึงถือได้ว่าไม่มีข้อบังคับทางด้านเวลา จึงไม่เป็นการประมวลผลแบบเวลาจริง การประมวลผลสัญญาณแบบเวลาจริงทำให้เกิดข้อกำหนดที่สำคัญขึ้นมาต่อการเลือกใช้ตัวประมวลสัญญาณ นั่นคือ การที่ต้องมีตัวประมวลผลที่เร็วพอที่จะประมวลผลสัญญาณที่ทันได้โดยเฉพาะอย่างยิ่ง ถ้าสัญญาณที่ต้องการประมวลผลมีอัตราการสุ่มที่สูง หรืออัลกอริทึมที่ใช้มีความซับซ้อนในการคำนวณมากก็จำเป็นที่จะต้องใช้ตัวประมวลผลที่มีความเร็วสูงมากยิ่งขึ้น มีทางเลือกใหญ่ อยู่ 3 ทางในการทำตัวประมวลผลคือ

ทางเลือกแรกคือ การเขียนซอฟต์แวร์เพื่อใช้ร่วมกับคอมพิวเตอร์ หรือใช้กับชิพไมโครโพรเซสเซอร์ทั่วๆ ไป ซึ่งถึงแม้ว่าคอมพิวเตอร์ หรือไมโครโพรเซสเซอร์จะไม่ได้ออกแบบมาเฉพาะสำหรับการประมวลผลสัญญาณ แต่เราก็สามารถนำมาใช้ได้ในงานที่ต้องการอัตราการประมวลผลไม่มากนัก หรือในการประมวลผลแบบไม่เป็นเวลาจริง อย่างไรก็ตาม ปัจจุบันคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคลมีความเร็วสูงมากจนสามารถนำมาใช้ทำการประมวลผลแบบเวลาจริงหลายๆ อย่างได้

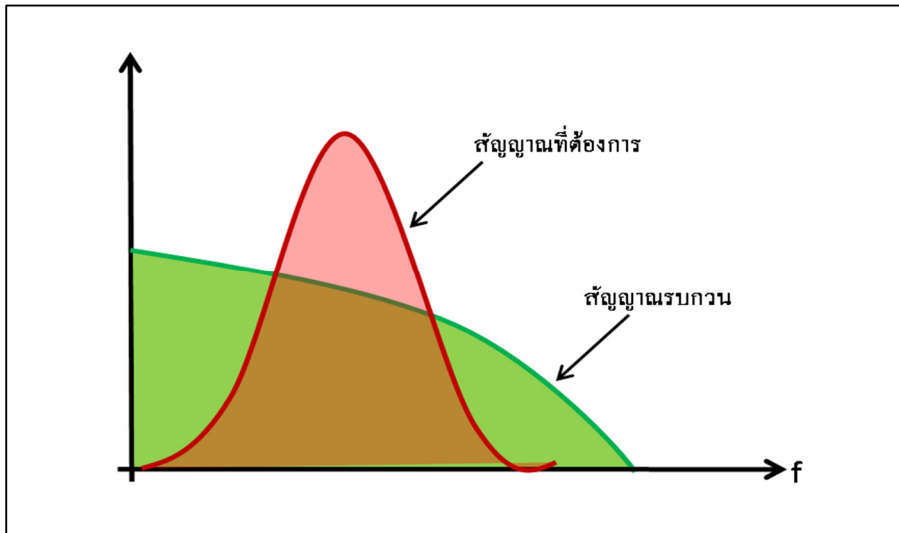
ทางเลือกที่สองคือ การใช้ซอฟต์แวร์ร่วมกับชิพ DSP ชิป DSP เป็นชื่อของชิพประมวลผลสัญญาณ ซึ่งคือ ไมโครโพรเซสเซอร์ที่ถูกออกแบบมาสำหรับงานประมวลผลสัญญาณแบบเวลาจริง โดยเฉพาะ โดยไมโครโพรเซสเซอร์ประเภทนี้จะมีสถาปัตยกรรมที่เอื้ออำนวยต่อการคำนวณ และการถ่ายโอนถ่ายข้อมูลที่มีประสิทธิภาพ และความเร็วสูง เช่น การมีคำสั่งพิเศษในการคูณ การบวกสะสม หรือการอ้างอิงข้อมูลแบบ circular buffer เป็นต้น บางชนิดยังสามารถทำการประมวลผลหลายๆ ส่วนได้พร้อมกันในตัวเดียวอีกด้วย การใช้ชิพ DSP นั้น ทำได้โดยการเขียนเป็นโปรแกรมภาษาแอสเซมบลี หรือภาษาซีแล้วใช้คอมไพเลอร์แปลเป็นแอสเซมบลี ข้อดีของการเขียนเป็นภาษาแอสเซมบลีโดยตรง คือ สามารถควบคุมการทำงานของชิพได้เต็มที่ ทำให้สามารถออกแบบโปรแกรมให้ทำงานได้เร็วกว่า และมีขนาดโปรแกรมเล็กกว่าการใช้ภาษาซี แต่ข้อเสียก็คือ ภาษาแอสเซมบลีเขียนยากกว่าและไม่สามารถโอนย้ายโปรแกรมไปทำงานได้ในชิพต่างตระกูลกัน หรือต่างผู้ผลิตกันได้

ทางเลือกสุดท้ายคือ การใช้ฮาร์ดแวร์ หรือ ไอซีที่ออกแบบเฉพาะงานฮาร์ดแวร์ในที่นี้ก็หมายถึง วงจรดิจิทัลซึ่งสามารถออกแบบให้การประมวลผล เราอาจสามารถหาซื้อได้ทั่วไปเป็นไอซีสำเร็จรูปที่ทำเฉพาะฟังก์ชันนั้นๆ แต่ถ้าต้องการอัลกอริทึมที่เฉพาะมากขึ้น ก็อาจต้องทำการออกแบบเป็นไอซีเฉพาะงาน ซึ่งแน่นอนว่าต้นทุนในการออกแบบสำหรับทางเลือกนี้ค่อนข้างสูง ทางเลือกอีกทาง

หนึ่ง คือ การใช้ไอซีดิจิทัลประเภทโปรแกรมได้ หรือ FPGA (Field Programmable Gate Array) ซึ่งปัจจุบันมีขนาดใหญ่มากพอที่จะมาใช้ในการประมวลผลได้ การใช้ FPGA จะมีต้นทุนในการออกแบบที่ถูกกว่า ASIC (Application Specific Integrated Circuits) การเลือกใช้ตัวประมวลผลแต่ละแบบก็ขึ้นอยู่กับลักษณะของงาน ความเร็วที่ต้องการ และต้นทุน ถ้าต้องการทำอุปกรณ์ที่มีการประมวลผลแบบเวลาจริง โดยทั่วไปการใช้ชิพ DSP จะดีที่สุด แต่ถ้าหากการประมวลผลไม่ซับซ้อนหรืออัตราข้อมูลไม่สูงมากจนสามารถใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ธรรมดาได้ การใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ก็จะทำให้ต้นทุนต่ำลงได้ ในกรณีที่ต้องการอัตราการประมวลผลสูงมากๆ เราก็อาจต้องใช้ฮาร์ดแวร์ในการประมวลผล ซึ่งโดยทั่วไปก็มีต้นทุนที่สูงขึ้น

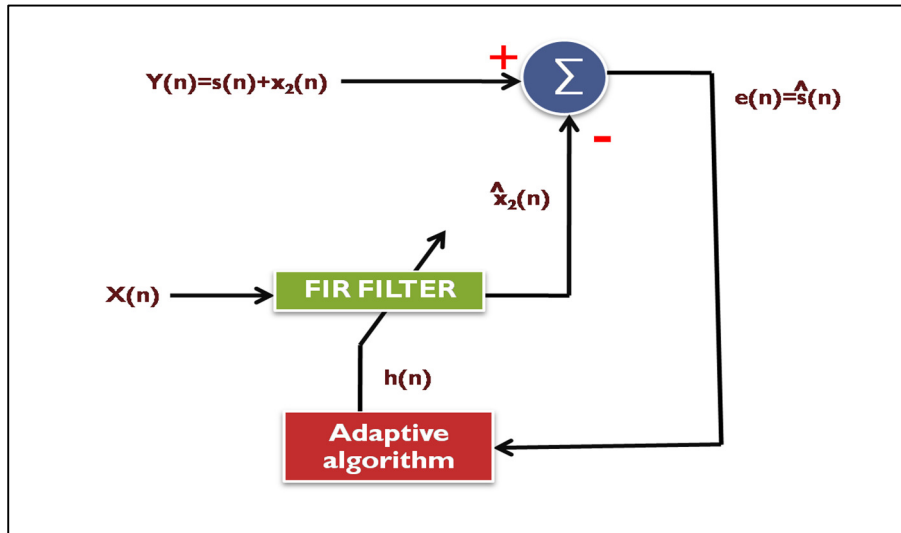
2.5.2.3 การกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยดิจิทัลโดยใช้ตัวกรองปรับตัวได้

จะเห็นได้ว่าตัวกรองความถี่ต่างๆ ไปเป็นตัวกรองแบบมีสัมประสิทธิ์คงที่ หรือ เป็นแบบไม่แปรตามเวลา สำหรับตัวกรองแบบปรับตัวได้จะเป็นตัวกรองแบบที่มีสัมประสิทธิ์ปรับเปลี่ยนตลอดเวลา โดยอาศัยเงื่อนไขทางสถิติของสัญญาณ และของโมเดลของสิ่งแวดล้อมที่สร้างขึ้นในการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ ตัวกรองแบบปรับตัวได้นี้ทำให้ขอบเขตของการประยุกต์ใช้การประมวลผลสัญญาณดิจิทัลขยายวงออกไปกว้างมาก ซึ่งจะให้ผลที่ดีขึ้นได้ถ้าใช้ตัวกรองแบบปรับตัวได้ เช่น เมื่อสัญญาณรบกวน และสัญญาณที่เราต้องการอยู่ในย่านความถี่เดียวกัน ดังแสดงอยู่ในรูปที่ 2.16 ซึ่งค่อนข้างชัดเจนว่าถ้าตัวกรองความถี่แบบธรรมดากรอง และต้องการให้สัญญาณรบกวนส่วนใหญ่หมดไป จะทำให้พลังงานส่วนใหญ่สัญญาณที่ต้องการสูญหายไปด้วย เมื่อไม่รู้ลักษณะที่แน่นอนของสัญญาณรบกวน เช่น ไม่รู้ว่าสัญญาณรบกวนอยู่ในย่านความถี่ใด หรือไม่รู้ว่าสัญญาณรบกวนเข้ามาในทิศทางใดในกรณีของสายอากาศอะเรย์ เป็นต้น ในขณะที่สัญญาณที่ต้องการมีความผิดเพี้ยนที่ไม่รู้ลักษณะที่แน่นอน เช่น กรณีของโทรศัพท์มือถือ ที่มีการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณ สัญญาณที่ตัวรับได้รับจะถูกทำให้ผิดเพี้ยนไปด้วยฟังก์ชันถ่ายโอนของช่องสัญญาณที่ไม่รู้ค่าแน่นอน และอาจมีค่าแปรตามเวลาด้วย ซึ่งเราต้องการใช้ตัวกรองเพื่อกรองเอาความผิดเพี้ยนนี้ออกไป



รูปที่ 2.16 สเปกตรัมของสัญญาณรบกวนที่อยู่ในย่านเดียวกับสัญญาณที่ต้องการ

จากรูปที่ 2.17 แสดงโครงสร้างพื้นฐานของตัวกรองแบบปรับได้ ซึ่งประกอบด้วยตัวกรองแบบ FIR ซึ่งมีค่าสัมประสิทธิ์เปลี่ยนได้ โดยรับค่าสัมประสิทธิ์มาจากการประมวลผลของอัลกอริทึมในการปรับตัว (adaptive algorithm) ซึ่งก็มีด้วยกันหลากหลายวิธีในการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์นี้ การศึกษาถึงอัลกอริทึมเหล่านี้ รวมอยู่ในการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลขั้นสูง โดยสถานการณ์แวดล้อมของโครงสร้างพื้นฐานของตัวกรองปรับได้เป็นดังนี้ เราสามารถวัดสัญญาณมาได้สองสัญญาณคือ $x(n)$ และ $y(n)$ โดยที่ $y(n)$ เป็นสัญญาณที่ผสมกันระหว่างสัญญาณ $s(n)$ กับสัญญาณ $x_2(n)$ โดยมีวัตถุประสงค์ของตัวกรองก็คือ ต้องการแยกสัญญาณ $s(n)$ ออกจากสัญญาณ $x_2(n)$ โดยไม่จำเป็นต้องรู้ย่านความถี่ หรือลักษณะทางสถิติของสัญญาณทั้งสองล่วงหน้า เงื่อนไขที่จำเป็นคือ $s(n)$ นั้นต้องไม่มีความสัมพันธ์กับ $x_2(n)$ ในทางสถิติ หรือสัมพันธ์กันน้อยมาก เช่น เป็นสัญญาณเสียงที่มีแหล่งกำเนิด 2 แหล่งกำเนิดที่ไม่เกี่ยวข้องกันส่วน $x(n)$ ซึ่งเป็นสัญญาณอีกสัญญาณหนึ่งที่วัดได้นั้นต้องสัมพันธ์กับ $x_2(n)$ เราจำลองความสัมพันธ์ระหว่าง $x(n)$ กับ $x_2(n)$ ว่ามีความสัมพันธ์กันด้วยฟังก์ชันถ่ายทอดโดยตัวกรอง FIR ตัวหนึ่งที่ไม่ทราบค่าสัมประสิทธิ์ ไม่ทราบค่าอันดับ และสัมประสิทธิ์อาจเปลี่ยนแปลงตามเวลาได้อย่างช้าๆ โดยที่ $x(n)$ เป็นสัญญาณขาเข้าของตัวกรองนี้ และ $x_2(n)$ เป็นขาออก



รูปที่ 2.17 โครงสร้างพื้นฐานของตัวกรองแบบปรับตัวได้

เราจะนำ $x(n)$ ผ่านตัวกรอง FIR ที่สร้างขึ้นซึ่งมีสัมประสิทธิ์ $h(n)$ และอันดับเท่ากับ N ให้สัญญาณขาออกของตัวกรอง คือ $\hat{x}_2(n)$ ถ้าหากว่าเราสามารถปรับสัมประสิทธิ์ $h(n)$ ให้ใกล้เคียงกับสัมประสิทธิ์ที่เป็นแบบจำลองระหว่าง $x(n)$ ได้ $\hat{x}_2(n)$ ก็จะเป็นสัญญาณที่ใกล้เคียงกับ $x_2(n)$ และเมื่อนำ $\hat{x}_2(n)$ ลบออกจาก $y(n)$ สัญญาณที่เหลืออยู่ซึ่ง เรียกว่า สัญญาณความคลาดเคลื่อน $e(n)$ ก็ใกล้เคียงกับ $s(n)$ นั่นคือ เราสามารถแยก $\hat{x}_2(n)$ ออกจาก $s(n)$ ได้สำเร็จ ตัวที่จะต้องคำนวณหาสัมประสิทธิ์ $h(n)$ ก็คือ อัลกอริทึมปรับตัวได้ ซึ่งรับค่า $e(n)$ และ $x(n)$ จากนั้นคำนวณ $h(n)$ ป้อนให้กับตัวกรอง FIR และปรับค่า $h(n)$ ไปเรื่อยๆ ทุกๆ ขึ้นเวลา จนกระทั่ง $h(n)$ เข้าสู่ค่าที่ถูกต้อง

อัลกอริทึม LMS และเงื่อนไขการทำงานเมื่อพิจารณาสัญญาณความคลาดเคลื่อน $e(n)$ จากรูปที่ 2.17 จะได้ว่า

$$e(n) = y(n) - \hat{x}_2(n) = s(n) + x_2(n) - \hat{x}_2(n) \quad (2.1)$$

พิจารณาว่าทุกสัญญาณเป็นสัญญาณสุ่ม เมื่อหาค่าคาดหวังของกำลังสองของทั้งสมการจะได้ว่า

$$E[e^2(n)] = E[(s(n) + x_2(n) - \hat{x}_2(n))^2] \quad (2.2)$$

เมื่อละตัวชี้เวลา n เพื่อให้สมการง่ายต่อการพิจารณา ดังนี้

$$E[e^2] = E[(s + x_2 - \hat{x}_2)^2] \quad (2.3)$$

กระจายเทอมกำลังสองด้านขวามือของสมการออกมาจะได้

$$\begin{aligned} E[e^2] &= E[s^2 + 2s(x_2 - \hat{x}_2) + (x_2 - \hat{x}_2)^2] \\ E[e^2] &= E[s^2] + 2E[sx_2] - 2E[s\hat{x}_2] + E[(x_2 - \hat{x}_2)^2] \end{aligned} \quad (2.4)$$

เนื่องจาก s กับ x_2 และ s กับ $\hat{x}_2$ ไม่มีความสัมพันธ์กัน จากทฤษฎีทางสถิติที่ว่าค่าคาดหวังของผลคูณของสองสัญญาณที่ไม่สัมพันธ์กันจะเท่ากับศูนย์ จะได้ว่า เทอมที่สอง และสามของฝั่งขวาของสมการเป็นศูนย์ ดังนั้นสมการที่ 2.4 จะลดเหลือเพียง

$$E[e^2] = E[s^2] + E[(x_2 - \hat{x}_2)^2] \quad (2.5)$$

ใช้ความรู้ที่ว่า ค่าคาดหวังของกำลังสองของสัญญาณ ก็คือ ค่ากำลังเฉลี่ยของสัญญาณ สมการนี้จะตีความได้ว่า กำลังเฉลี่ยของสัญญาณ $e(n)$ เท่ากับกำลังเฉลี่ยของสัญญาณ $s(n)$ บวกกับกำลังเฉลี่ยของผลต่างระหว่าง $x_2(n)$ กับ $\hat{x}_2(n)$ เราต้องการให้เทอมสุดท้ายนี้มีค่าน้อยที่สุดเท่าที่จะทำได้ เพราะนั่นหมายความว่า สัญญาณ $x_2(n)$ กับ $\hat{x}_2(n)$ มีความแตกต่างกันน้อยที่สุดเท่าที่จะทำได้ และก็จะทำให้ตัวกรองทำงานได้ตามต้องการสัญญาณ $\hat{x}_2(n)$ นั้นขึ้นกับค่า $h(n)$ เป็นขาออกของตัวกรอง FIR โดยสมมติว่า อันดับของตัวกรองเท่ากับ N จะได้

$$\hat{x}_2(n) = h_0(n)x(n) + h_1(n)x(n-1) + \dots + h_{N-1}(n)x(n-N+1) \quad (2.6)$$

ในการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์ของตัวกรองปรับตัวได้ นิยมเขียนสัญญาณให้อยู่ในรูปของเวกเตอร์ และเมตริกซ์เพื่อให้มองดูกระชับ ดังนั้น ขอนิยามเวกเตอร์ของสัมประสิทธิ์ที่เวลา n คือ $\bar{h}(n)$ และเวกเตอร์ของสัญญาณขาเข้าที่เวลา n คือ $\bar{x}(n)$ ซึ่งมีค่าดังต่อไปนี้

$$\bar{h}(n) = \begin{bmatrix} h_0(n) \\ h_1(n) \\ \vdots \\ h_{N-1}(n) \end{bmatrix} \quad \text{และ} \quad \bar{x}(n) = \begin{bmatrix} x(n) \\ x(n-1) \\ \vdots \\ x(n-N+1) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

ทั้งสองเวกเตอร์มีขนาด N แถว 1 คอลัมน์ สังเกตว่า $\bar{x}(n)$ คือ เวกเตอร์ที่ประกอบขึ้นจากสัญญาณขาเข้าปัจจุบัน และสัญญาณขาเข้าที่ย้อนหลังไป N ตัว เมื่อเราได้นิยามดังนี้แล้ว จะสามารถเขียนสมการที่ (2.7) ได้ใหม่ในรูปแบบการคูณของเวกเตอร์ดังนี้

$$\hat{x}_2(n) = \bar{h}(n)^T \bar{x}(n) \quad (2.8)$$

สำหรับสัญญาณ $e(n)$ ก็ขึ้นกับ $h(n)$ เพราะเป็นผลต่างของ $y(n)$ กับ $\hat{x}_2(n)$ ส่วนสัญญาณ $s(n)$ นั้นเป็นขาเข้าที่ไม่ขึ้นกับ $h(n)$ ดังนั้นสมการที่ 2.6 มีเฉพาะเทอม $E[e^2]$ และเทอม $E[(x_2 - \hat{x}_2)^2]$ เท่านั้นที่ขึ้นกับค่า $h(n)$ ดังนั้น ถ้ารู้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบทั้งหมด เราสามารถแก้สมการ หาค่า $h(n)$ ที่จะทำให้ $E[(x_2 - \hat{x}_2)^2]$ มีค่าต่ำสุดเท่าที่จะทำได้ ซึ่งก็คือจุดเดียวกับการหาค่า $E[e^2]$ มีค่าต่ำสุดเท่าที่จะทำได้ สำหรับการแก้สมการเพื่อหาค่า $h(n)$ โดยใช้เงื่อนไขว่าเป็น $h(n)$ ที่ทำให้ค่า $E[e^2]$ ต่ำสุด จะง่ายกว่าใช้เงื่อนไขว่า ให้ค่า $E[(x_2 - \hat{x}_2)^2]$ ต่ำสุด ซึ่งผลตอบของสมการนี้เป็นที่รู้จักกันโดยทั่วไปในชื่อว่า ตัวกรองวินเนอร์ (Wiener Filter) ในที่นี้จะขอกล่าวถึงสมการนี้ และผลตอบที่ได้ ตัวกรองวินเนอร์นี้จะใช้ค่า $h(n)$ ที่ดีที่สุดทุกๆ ค่าเวลา n แต่ปัญหาของตัวกรองวินเนอร์ก็คือ ค่า $h(n)$ นี้มีการคำนวณที่ยุ่งยาก และจำเป็นต้องรู้ค่าพารามิเตอร์ทางสถิติของสัญญาณ $x(n)$ และ $y(n)$ ด้วย ซึ่งทางปฏิบัติมักจะไม่สามารถทราบค่าแน่นอน ด้วยเหตุผลนี้ ทำให้ตัวกรองวินเนอร์แทบจะไม่มีที่นำมาใช้งานในทางปฏิบัติ อย่างไรก็ตาม ตัวกรองวินเนอร์นี้มีประโยชน์มากในแง่ทฤษฎี เพราะมันคือ เป้าหมายที่ตัวกรองปรับตัวได้แบบอื่นๆ ต้องการไปถึง อัลกอริทึมปรับตัวได้ที่เป็นที่นิยมได้แก่ LMS RLS และ Kalman แล้วแต่มีผลตอบที่สามารถพิสูจน์ได้ว่า ลู่เข้าสู่ผลตอบของตัวกรองวินเนอร์ทุกๆ ขึ้นเวลา แต่ถ้าถูกใช้ในสภาวะที่ลักษณะทางสถิติของสัญญาณขาเข้าเปลี่ยนแปลงไม่เรื้อรัง เมื่อเวลาผ่านไปสักระยะหนึ่งมันจะสามารถให้ผลตอบที่ลู่เข้าสู่ผลตอบของตัวกรองวินเนอร์ได้

ลักษณะสำคัญของการคำนวณสัมประสิทธิ์ด้วยอัลกอริทึมเหล่านี้ ที่ปรับปรุงจากตัวกรองวินเนอร์ คือ ไม่จำเป็นต้องรู้พารามิเตอร์ทางสถิติของสัญญาณขาเข้า และมีการคำนวณที่สามารถปรับไปใช้ในการคำนวณแบบเวลาจริงได้

ยกตัวอย่างอัลกอริทึมแบบ LMS (Least Mean Square) ที่ถูกคิดค้นเมื่อ ปี ค.ศ. 1960 โดยวิโดรว์ และ ฮอฟฟ์ (Widrow and Hoff) มีที่มาโดยตรงจากตัวกรองวินเนอร์ และการแก้สมการโดยวิธี steepest descent ซึ่งทำโดยการสมมติผลตอบ เริ่มต้นขึ้นมาเป็นค่าอะไรก็ได้จากนั้นทุกๆ ขั้นตอน เมื่อได้สัญญาณขาเข้าใหม่ ก็จะคำนวณหาทิศทางที่เปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์นั้นให้เข้าใกล้กับผลตอบที่ต้องการ แล้วเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์ตามทิศทางนั้น ซึ่งวิธีนี้ ปรากฏว่าทำให้การคำนวณง่ายกว่าการคำนวณหาสัมประสิทธิ์โดยตรงมาก ซึ่งทิศทางที่ดีที่สุดที่จะใช้เปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์ตามวิธี LMS นี้คือ

$$\bar{\Delta} = 2e(n)\bar{x}(n) \quad (2.9)$$

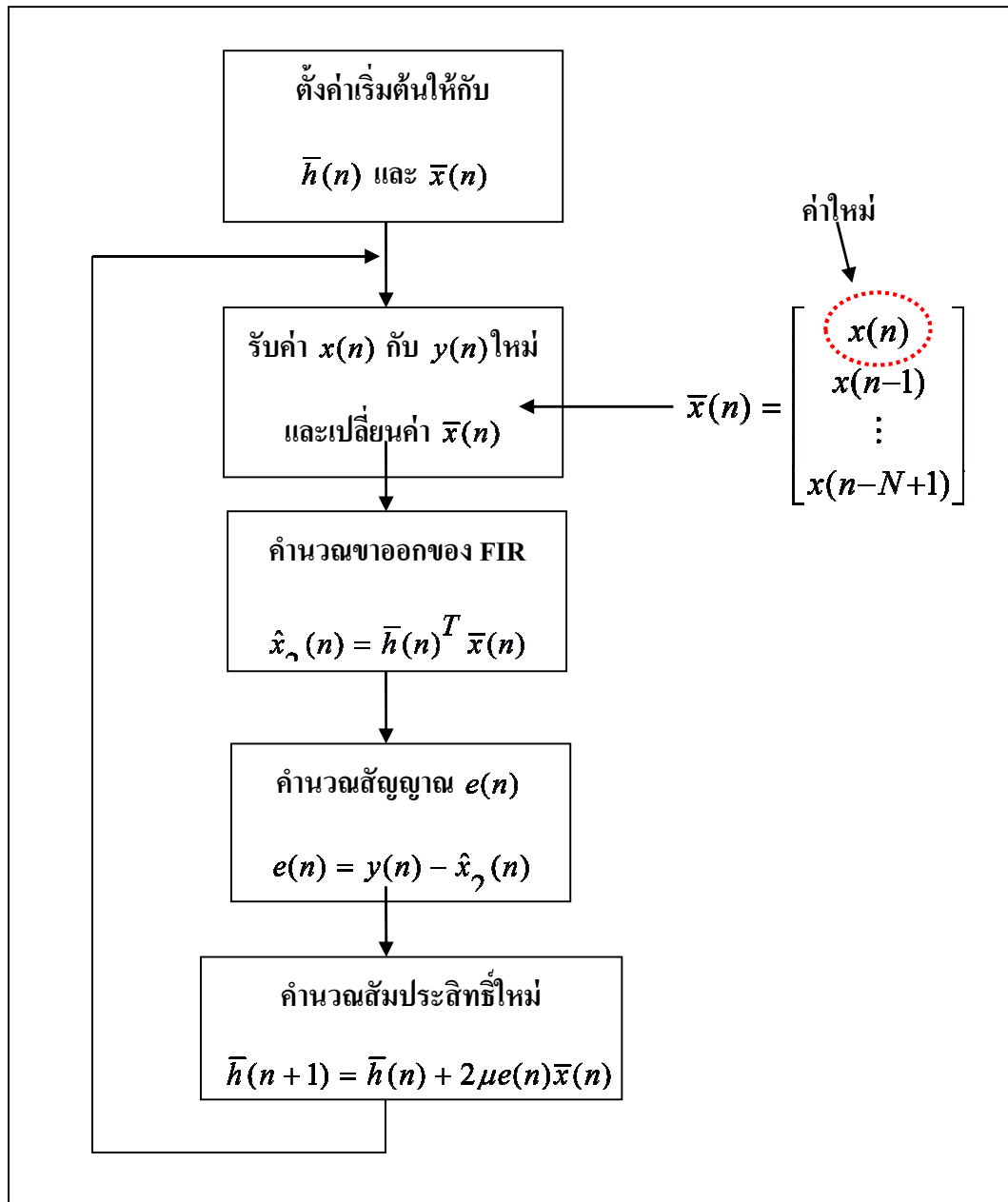
เราจะหาค่าสัมประสิทธิ์ใหม่สำหรับเวลา $n + 1$ จากค่าสัมประสิทธิ์ปัจจุบัน และเวกเตอร์ทิศทางได้ด้วยการคำนวณอย่างตรงไปตรงมา ดังนี้

$$\bar{h}(n+1) = \bar{h}(n) + \mu \bar{\Delta} \quad (2.10)$$

โดยที่ค่า μ คือ ตัวที่ความคุมว่าสัมประสิทธิ์จะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามเวกเตอร์ทิศทางเร็วมากน้อยแค่ไหน โดยทั่วไป μ มีค่าประมาณ 0.001 ถึง 0.1 ถ้าค่า μ มีค่าน้อยเกินไปก็จะส่งผลให้สัมประสิทธิ์ลู่เข้าสู่ค่าที่ต้องการช้า แต่ถ้าค่า μ มีค่ามากเกินไปก็อาจทำให้สัมประสิทธิ์ไม่สามารถลู่เข้าสู่ค่าที่ต้องการได้ หรือถึงแม้จะลู่ได้แต่ก็อาจจะเปลี่ยนแปลงไปมา ไม่คงตัวอยู่ที่สภาวะที่ดีที่สุด ดังนั้นการเลือกค่า μ ที่เหมาะสมมีผลต่อประสิทธิภาพการทำงานของระบบมาก เมื่อนำเอาสมการที่ 2.9 และ 2.10 รวมเข้าด้วยกันก็จะได้สมการสำหรับคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เวลาใดๆ ดังนี้

$$\bar{h}(n+1) = \bar{h}(n) + 2\mu e(n)\bar{x}(n) \quad (2.11)$$

เราสามารถสรุปกระบวนการทำงานของตัวกรองปรับตัวได้ ที่ใช้ LMS เป็นตัวคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ ได้ดังรูปที่ 2.18



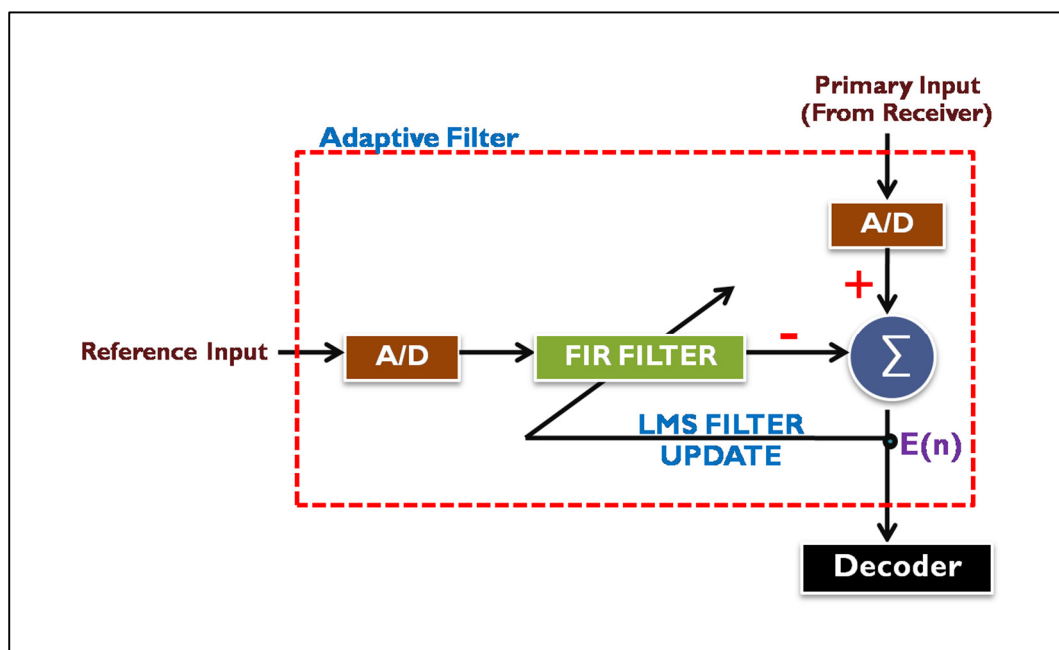
รูปที่ 2.18 แผนภาพแสดงการทำงานของตัวกรองปรับได้

2.5.2.4 ปรัชสน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบด้วยดิจิทัล

การออกแบบการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยสัญญาณดิจิทัลในระบบการสื่อสารที่ได้แนะนำก่อนหน้านั้นได้เสนอแนวคิดคือ การนำอัลกอริทึม LMS (Least mean square) มาช่วยกำจัดสัญญาณแทรกสอดที่เข้ามารบกวนภายในระบบอัลกอริทึม LMS จะช่วยในการปรับแก้ค่าความผิดพลาดแบบเชิง

เส้น และทนทานต่ออินพุตที่มีความไม่แน่นอน โดยที่จะมีการปรับค่าน้ำหนักสัญญาณอย่างเป็นสัดส่วนกับผลต่างระหว่างเอาต์พุตของสัญญาณที่ต้องการ

ปัจจุบันได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานจริงในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ทั่วไปที่เกี่ยวข้อง ไม่ว่าจะเป็นหูฟังสำหรับฟังเพลง การกำจัดสัญญาณรบกวนในห้องผู้โดยสารของยานพาหนะเป็นต้น โดยที่สัญญาณรบกวนหรือสัญญาณที่เข้ามาแทรกสอดในระบบสื่อสารจะถูกส่งออกมาจากภาคส่ง พร้อมกับถูกป้อนให้กับตัวกรองเชิงปรับตัวในเส้นทางสัญญาณอ้างอิง พารามิเตอร์ในตัวกรองเชิงปรับตัวจะถูกปรับเพื่อให้ระบบมีสัญญาณค่าความผิดพลาดมีค่าน้อยที่สุด ในระบบที่ใช้งานจริง ดังแสดงในรูปที่ 2.19 ตัวกรอง



รูปที่ 2.19 แผนภาพแสดงการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยดิจิทัล โดยใช้ LMS Filter

2.5.2.5 ข้อดีของการใช้การกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยดิจิทัล

ข้อดีของการใช้การกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยดิจิทัลมาใช้ต่อจากการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยคลื่นวิทยุในขั้นต้นแล้ว จะเห็นว่าจะสามารถเพิ่มประสิทธิภาพการหักล้างสัญญาณแทรกสอดที่เข้ามาในระบบค่อนข้างมาก ซึ่งมีข้อดีดังนี้

ความสามารถในการโปรแกรมได้ ทำให้ง่ายต่อการออกแบบ เปลี่ยนแปลงแก้ไขและทดสอบระบบ

ความถูกต้องแม่นยำและความถูกต้องขึ้นอยู่กับจำนวนบิตที่ใช้แทนสัญญาณและพารามิเตอร์ต่างๆ ซึ่งมีความยืดหยุ่นและควบคุมได้ง่าย

สามารถทำงานได้กับฟังก์ชันที่มีความซับซ้อนที่ไม่สามารถทำได้ด้วยวงจรแอนะล็อกหรือทำได้ยากมาก เช่น ตัวกรองแบบปรับตัวได้ตามสถานะของสัญญาณรบกวน เป็นต้น

มีเสถียรภาพที่ไม่ขึ้นกับเวลาและอุณหภูมิ

ขีดจำกัดของการใช้การกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยดิจิทัล

ทุกอย่างที่มีข้อดี ก็มักจะมีขีดจำกัดด้วยกันเสมอ การใช้เทคนิคการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยดิจิทัลก็เช่นกันที่มีข้อดีต่างๆ มากมายตามที่กล่าวมาข้างต้น ขีดจำกัดของการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยดิจิทัลพอจะแจกแจงได้ดังนี้ ไม่สามารถใช้เทคนิคการกำจัดสัญญาณด้วยดิจิทัลกับสัญญาณที่มีแถบความถี่กว้างมากๆ เนื่องจากจะต้องอาศัยอัตราการสุ่มที่สูงมากและตัวประมวลผลที่เร็วมากๆ ด้วยซึ่งไม่คุ้มค่าต่อการนำมาใช้งาน และงานที่ต้องการการใช้กำลังไฟฟ้าที่ต่ำมากๆ

สรุปงานที่เกี่ยวข้อง

จากการศึกษางานที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบระบบสื่อสารแบบสองทางโดยใช้ช่องสัญญาณเดียวกันในการสื่อสาร ซึ่งสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 2.1

2.6 กล่าวท้ายบท

เนื้อหาในบทนี้อธิบายถึงองค์ความรู้ของระบบสื่อสารแบบสองทาง โดยจะกล่าวถึงระบบการสื่อสารแบบสองทางที่ใช้สองช่องสัญญาณในการสื่อสาร ระบบการสื่อสารแบบสองทางที่ใช้ช่องสัญญาณเดียวในการสื่อสาร ซึ่งจากการศึกษาจะเห็นได้ว่าข้อดีของการออกแบบระบบการสื่อสารสำหรับช่องสัญญาณเดียว คือ ลดปัญหาความล่าช้าที่ปลายทาง การจัดวางสายอากาศ และปัญหาการรับสัญญาณจากสถานีที่เราไม่ทราบ จากแนวทางพื้นฐานที่ได้ศึกษาเราจะออกแบบและพัฒนาระบบดังกล่าวในบทถัดไป

ตารางที่ 2.1 จำนวนการกำจัดสัญญาณแทรกสอดในงานปรัศน์วรรณกรรมที่สำรวจ

ชื่อนักวิจัย	จำนวนสายอากาศ	เทคนิคการกำจัดสัญญาณด้วยแอนะล็อก	เทคนิคการกำจัดสัญญาณด้วยดิจิทัล (dB)	การลดทอนรวม (dB)
Melissa D. et al.	2	-Antenna cancellation 39-45 dB -Analog cancellation 31-35 dB	10	80-90
Steven Hong et al.	2	-Antenna separation 26 dB -Balun cancellation 45 dB	20	91
Mayank Jain et al.	2	-Antenna separation 20-30 dB -Balun cancellation 45 dB	10	75-85
Edwaed A.	2	- Antenna placement 20 dB - Analog cancellation 15 dB	25	60
Yingbo Hua et al.	2	-Balun cancellation 20-45 dB -Antenna cancellation 30 dB	-	50-75
Na Li et al.	2	-Balun cancellation 45 dB -Antenna separation 26 dB	20	91
Jung II Choi et al.	3	-Noise canceller 20 dB -Analog cancellation 35 dB	10	65
Michael E. Knox	1	-circulator 35-40 dB -balanced feed network 20 dB	-	55-60

บทที่ 3 การพัฒนาการสื่อสารไร้สายแบบสองทางพร้อมกันบนช่องสัญญาณเดียว

3.1 กล่าวนำ

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงการพัฒนากระบวนวิธีและการจำลองแบบ โดยมีพารามิเตอร์ที่แสดงถึงประสิทธิภาพของระบบสื่อสาร อาทิเช่น อัตราความผิดพลาดบิต ค่าวิสัยสามารถการส่งข้อมูล หรือ Throughput เทียบกับระยะทาง โดยอันดับแรกที่ต้องคำนึงถึงในการออกแบบระบบคือความเข้มของสัญญาณแทรกสอดที่เข้ามาในระบบและเทคนิคที่เหมาะสมในการนำมาออกแบบและพัฒนาระบบ เทคนิคที่จะนำมาช่วยในการออกแบบเพื่อกำจัดสัญญาณแทรกสอดที่เข้ามาในระบบนั้นจะถูกแบ่งออกเป็นสองส่วนด้วยกันดังนี้ ส่วนแรกคือ ส่วนที่พิจารณาการกำจัดสัญญาณที่อยู่ในรูปสัญญาณที่เป็นแอนะล็อก หรือ สัญญาณคลื่นความถี่วิทยุ ส่วนที่สองคือ ส่วนที่ต้องพิจารณาสัญญาณที่อยู่ในรูปแบบของสัญญาณเชิงดิจิทัล และการเปรียบเทียบระหว่างระบบการสื่อสารเดิมกับระบบสื่อสารแบบสองทางที่ได้นำเสนอขึ้น โดยการจำลองแบบด้วยโปรแกรม MATLAB ในส่วนสุดท้ายจะเป็นการวิเคราะห์ผลที่ได้จากการจำลองแบบพร้อมทั้งสรุปผลที่ได้รับจากการศึกษา

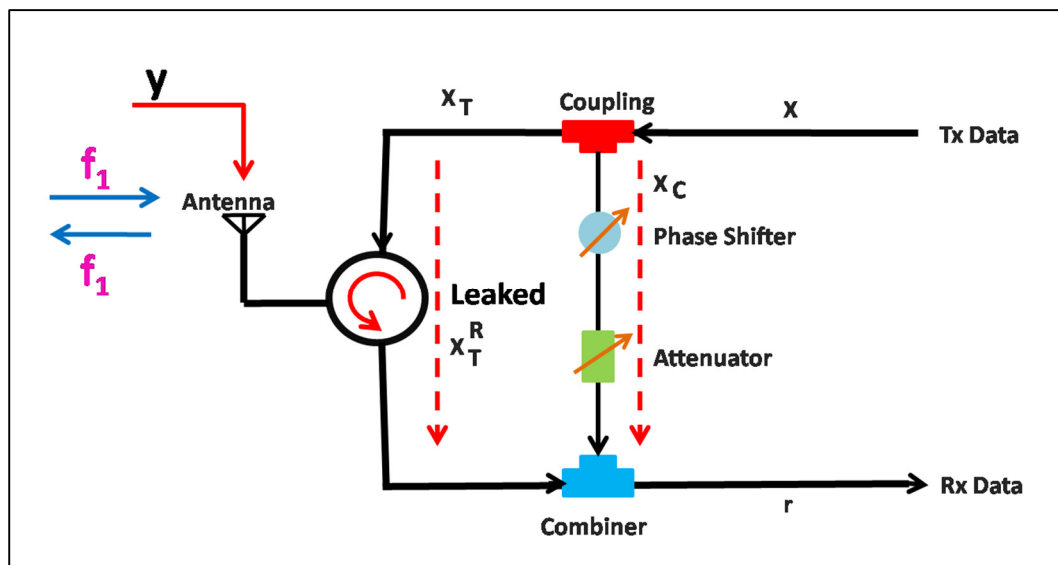
3.2 การออกแบบชุดทดสอบ

ในการออกแบบชุดทดสอบ สิ่งที่ต้องคำนึงถึงคือ พารามิเตอร์ที่ต้องการวัดได้แก่ ค่าความผิดพลาดบิต ข้อมูล ค่าวิสัยสามารถการส่งผ่านข้อมูล ที่สอดคล้องกับทฤษฎีและปรัทัศน์วรรณกรรมที่ได้ศึกษา ชุดอุปกรณ์ที่ออกแบบเลือกใช้ในการทดสอบงานวิจัยในครั้งนี้เป็นชุดอุปกรณ์ที่มีขีดความสามารถในการทำงานที่ดี มีข้อดีหลาย ๆ ด้านที่น่าสนใจ อาทิเช่น อุปกรณ์ที่ใช้สำหรับส่วนที่เป็นแอนะล็อกที่ใช้ตัวเลื่อนเฟสที่สามารถทำการปรับค่าเฟสที่เหมาะสมโดยการป้อนแรงดันในการควบคุม และอุปกรณ์ทางด้านดิจิทัลที่เลือกใช้ซอฟต์แวร์ที่ใช้ประมวลผลเป็นซอฟต์แวร์ที่มีการเปิดเผยโค้ดและรูปแบบการเขียนโปรแกรมเพื่อใช้ในการพัฒนาระบบซึ่งทำงานภายใต้ระบบปฏิบัติการลินุกซ์ Ubuntu ที่เป็นระบบปฏิบัติการที่ไม่มีลิขสิทธิ์ ชุดอุปกรณ์ที่ให้มานั้นมีทั้งชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการประมวลผลสัญญาณแบบแฮนด์หรือ FPGA ที่มีขีดความสามารถสูง อีกทั้งยังให้ชุดอุปกรณ์ความถี่วิทยุมาพร้อมกันด้วยหรือที่เรียกว่า daughter board ที่ส่วนสำคัญ อุปกรณ์ชุดนี้รองรับการทำงานในระบบการสื่อสารที่มีความหลากหลาย ง่ายต่อการออกแบบ ด้วยเหตุ

นี้จึงส่งผลให้ผู้ใช้สามารถออกแบบระบบให้สามารถรองรับการทำงานเป็นระบบสื่อสารแบบสองทางได้ โดยระบบที่ทำการออกแบบแยกการจัดการออกได้สองส่วนด้วยกันได้แก่ ส่วนที่ต้องจัดการโดยการออกแบบส่วนที่เป็นแอนะล็อก และส่วนที่ต้องจัดการในส่วนที่เป็นดิจิทัล ซึ่งจะอธิบายในหัวข้อถัดไป

3.2.1 การออกแบบในส่วนแอนะล็อก

การออกแบบในส่วนนี้ถือได้ว่ามีความสำคัญมากเนื่องจากสามารถทำให้สัญญาณแทรกสอดที่เราต้องการกำจัดถูกหักล้างออกไปมากพอสมควร ข้อดีของระบบสื่อสารที่ออกแบบคือ สัญญาณแทรกสอดที่เข้ามารบกวนในระบบเป็นสัญญาณที่เราทราบและสามารถออกแบบพัฒนาระบบให้สามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดดังกล่าวได้โดยง่าย จากงานปริทัศน์วรรณกรรมที่ได้สำรวจทำให้ทราบถึงการออกแบบและแนวทางในการพัฒนาเพื่อลดความซับซ้อนของวงจรและขนาดของระบบ สิ่งที่ต้องคำนึงถึงในส่วนนี้คือ ต้องออกแบบวงจรให้สามารถปรับเฟสและขนาดของสัญญาณในเส้นทางหลักหรือสัญญาณอ้างอิงที่ทราบกับเส้นทางรองหรือเส้นทางที่สัญญาณรั่วไหลเข้ามาให้มีเฟสและขนาดของสัญญาณที่ใกล้เคียงหรือคล้ายกันมากที่สุด เพราะจะทำให้การกำจัดสัญญาณแทรกสอดที่เข้ามาในระบบถูกหักล้างออกไปอย่างสมบูรณ์ทำให้สัญญาณที่ต้องการรับเข้ามาในระบบนำไปประมวลผลสัญญาณได้ความถูกต้องแม่นยำ



รูปที่ 3.1 แผนภาพเทคนิคการกำจัดสัญญาณแทรกสอดที่น่าเสนอ

จากรูปที่ 3.1 ได้แสดงถึงภาพรวมของเทคนิคการกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตนเอง (Self interference) ที่ได้ออกแบบสำหรับระบบสื่อสารแบบสองทางที่ใช้ช่องความถี่เดียวกันช่วงเวลาเดียวกันในการสื่อสาร สิ่งที่ต้องคำนึงถึงคือ การปรับค่าเฟสและขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณ อุปกรณ์ที่ใช้ในการปรับเฟสและขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณนั้นอาศัย ตัวเลื่อนเฟสและตัวลดทอนสัญญาณเป็นหลัก พารามิเตอร์ที่ต้องพิจารณาดังนี้

$$x=A_1e^{-j(\omega t+\phi_1)} \quad (3.1)$$

เมื่อ	x	คือ สัญญาณที่ถูกส่งออกอากาศ
	A_1	คือ แอมพลิจูดของสัญญาณ
	ϕ_1	คือ เฟสของสัญญาณ

เมื่อภาคส่งทำการส่งสัญญาณออกอากาศสัญญาณจะถูกส่งแยกออกเป็นสองทางดังสมการที่ (3.2) และสมการที่ (3.3)

$$x_T = \alpha_{C1} A_1 e^{-j(\omega t+\phi_1+\phi_{C1})} \quad (3.2)$$

$$x_C = \alpha_A \alpha_{C2} A_1 e^{-j(\omega t+\phi_1+\phi_{C2}+\phi_{PS})} \quad (3.3)$$

เมื่อ	x_T	คือ สัญญาณที่ถูกส่งออกไปในเส้นทางหลัก
	x_C	คือ สัญญาณที่ถูกส่งออกไปในเส้นทางรองหลังจากผ่าน Coupling
	α_{C1}	คือ สัมประสิทธิ์การลดทอนของสัญญาณในเส้นทางหลักเมื่อไหลผ่าน Coupling
	α_{C2}	คือ สัมประสิทธิ์การลดทอนของสัญญาณในเส้นทางรองเมื่อไหลผ่าน Coupling
	α_A	คือ สัมประสิทธิ์การลดทอนของสัญญาณในเส้นทางรองเมื่อไหลผ่าน
		ตัวลดทอนสัญญาณ (Attenuator)
	ϕ_{C1}	คือ เฟสของสัญญาณในเส้นทางหลักเมื่อไหลผ่าน Coupling
	ϕ_{C2}	คือ เฟสของสัญญาณในเส้นทางรองเมื่อไหลผ่าน Coupling

ϕ_{PS} คือ เฟสของสัญญาณในเส้นทางรองเมื่อไหลผ่านตัวเลื่อนเฟส (Phase Shifter)

เมื่อสัญญาณที่ต้องการส่งออกไปหรือ x_T ถูกส่งออกไปในเส้นทางหลักเพื่อออกอากาศแต่ละขณะผ่านเซอร์คูเลเตอร์ก็จะมีสัญญาณบางส่วนที่รั่วไหลกลับเข้ามาในระบบสื่อสารหรือเรียกว่า สัญญาณแทรกสอดของตนเอง การรั่วไหลของสัญญาณนี้ส่งผลกระทบต่อภาครับในโหนดเดียวกันโดยตรงเนื่องจากอาจเกิดการชนกันของข้อมูลที่ต้องการรับเข้ามาแม้ว่าสัญญาณที่รั่วไหลเข้ามามีไม่มากก็ตาม ปัญหาดังกล่าวข้างต้นจะทำให้ภาครับไม่สามารถประมวลผลสัญญาณออกมาได้หรือไม่สามารถถอดรหัสสัญญาณที่ต้องการได้ โดยสมการสัญญาณที่รั่วไหลเข้ามานี้ที่จะนำมาพิจารณาเพื่อแก้ไขปัญหาดังแสดงในสมการที่ (3.4)

$$x_T^R = \alpha_L \alpha_{C1} A_1 e^{-j(\omega t + \phi_1 + \phi_{C1} + \phi_L)} \quad (3.4)$$

เมื่อ x_T^R คือ สัญญาณที่รั่วไหลเข้ามาจากเซอร์คูเลเตอร์
 α_L คือ สัมประสิทธิ์การลดทอนสัญญาณที่รั่วไหลเมื่อผ่านเซอร์คูเลเตอร์
 ϕ_L คือ เฟสที่เปลี่ยนไปของสัญญาณที่รั่วไหลเมื่อผ่านเซอร์คูเลเตอร์

สำหรับเส้นทางรองซึ่งเป็นส่วนที่สำคัญมากที่ต้องคำนึงถึงคือ การปรับเฟสและระดับขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณ ให้มีเฟสของสัญญาณในเส้นทางหลักและเฟสของสัญญาณในเส้นทางรองต่างกันที่ π และทำให้ขนาดของสัญญาณมีขนาดที่ใกล้เคียงกันหรือเท่ากันเมื่อนำมารวมกันดังแสดงในสมการที่ (3.5) จะทำให้การกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตนเองเป็นไปอย่างสมบูรณ์

$$r = y + x_T^R + x_C \quad (3.5)$$

เมื่อ r คือ สัญญาณที่ภาครับ
 y คือ สัญญาณที่ต้องการรับเข้ามา

เมื่อพิจารณาสมการที่ (3.5) จะเห็นว่าสิ่งที่ทำให้การกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตนเองเป็นไปอย่างสมบูรณ์นั้น ต้องกำหนดให้เฟสและแอมพลิจูดของสัญญาณในเส้นทางหลักและสัญญาณในเส้นทางรองเพื่อให้ $r = y$ ดังนั้นค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนสัญญาณและเฟสของสัญญาณต้องเป็นไปตามสมการที่ (3.6)

$$\alpha_L \alpha_{C1} A_1 e^{-j(\omega t + \phi_1 + \phi_{C1} + \phi_L)} = -\alpha_A \alpha_{C2} A_1 e^{-j(\omega t + \phi_1 + \phi_{C2} + \phi_{PS})} \quad (3.6)$$

จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (3.6) เราจะได้ค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนสัญญาณดังแสดงในสมการที่ (3.7) และค่าการเลื่อนเฟสของสัญญาณดังแสดงในสมการที่ (3.8)

$$\alpha_A = \frac{\alpha_L \alpha_{C1}}{\alpha_{C2}} \quad (3.7)$$

$$\phi_{PS} = \phi_{C1} + \phi_L - \phi_{C2} + \pi \quad (3.8)$$

3.2.2 การออกแบบในส่วนดิจิทัล

การออกแบบการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยดิจิทัล จะทำการออกแบบโดยใช้ตัวกรองอิมพัลส์จำกัดช่วยในการกรองสัญญาณที่เราต้องการเพื่อนำไปกำจัดสัญญาณแทรกสอดที่เราทราบ

3.2.2.1 การออกแบบตัวกรอง FIR (Finite Impulse Response)

สำหรับตัวกรองแบบ FIR นั้น ในการออกแบบสิ่งที่ต้องคำนึงถึงคือ ค่าของผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ หรือ $h(n)$ ของระบบ สำหรับตัวกรอง FIR ที่มี $h(n)$ ยาว N จุดเรากล่าวว่า ตัวกรองนี้มีอันดับเท่ากับ $N-1$ เหตุผลก็คือ มีการใช้สัญญาณขาเข้าในอดีตย้อนหลังไป $N-1$ ตำแหน่ง หรือ ตัวกำลังสูงสุดที่อยู่ในฟังก์ชัน $H(z)$ ก็คือ $z^{-(N-1)}$ โดยที่ตัวกรอง FIR มีคุณสมบัติเฟสแบบเชิงเส้น (linear phase) คือ สมบัติที่สำคัญมากของระบบที่มีผลตอบสนองทางเฟสมีลักษณะเป็นเชิงเส้น คุณสมบัตินี้เป็นคุณสมบัตินี้ที่สำคัญมากของระบบ และเฉพาะตัวกรองแบบ FIR เท่านั้นที่สามารถมีคุณสมบัตินี้ได้อย่างสมบูรณ์ การมีเฟสเป็นแบบเชิงเส้นของระบบหมายความว่า ระบบสามารถมีผลตอบสนองเชิงความถี่ที่จัดให้อยู่ในรูปได้ ดังนี้

$$H(e^{j\omega}) = A(e^{j\omega}) e^{j\theta(e^{j\omega})} \quad (3.9)$$

เมื่อ A คือ อัตราขยายหรือลดทอนของระบบ
 θ คือ เฟสของสัญญาณขาออกที่เปลี่ยนไปจากสัญญาณขาเข้า

จากสมการที่ 3.9 กำหนดให้ค่าของสัญญาณแปรตามความถี่ โดยที่ระบบจะมีเฟสเป็นเชิงเส้นโดยสมบูรณ์ นั้นต่อเมื่อ θ เป็นฟังก์ชันแบบเชิงเส้นของ ω' หรือเขียนได้ดังสมการที่ 3.10

$$\theta = -a\omega' \quad (3.10)$$

เมื่อ a คือ ค่าคงที่ที่ไม่แปรตามความถี่

จากสมการที่ 3.10 เฟสของสัญญาณขาออกมีการเปลี่ยนแปลงที่เป็นเชิงเส้นกับความถี่ของสัญญาณขาเข้า ปรากฏการณ์นี้จะทำให้สัญญาณขาออกมีความล่าช้าทางเฟส (phase delay) ที่คงที่ตลอดทุกๆ ความถี่ ซึ่งความล่าช้าทางเฟสมีสมการคือ

$$T_p = \frac{-\theta}{\omega} \quad (3.11)$$

ในที่นี้จะได้ T_p คงที่กับ a การที่ระบบเฟสเชิงเส้นมีผลดี คือ ทำให้ไม่เกิดความผิดเพี้ยนทางเฟส หรือเรียกว่า Phase distortion ความผิดเพี้ยนมีผลเสียมากในงานหลายๆ อย่างเช่น การสื่อสารข้อมูล เสียงดนตรี วิดีโอ และชีวภาพการแพทย์ เป็นต้น จึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งที่ต้องพยายามทำให้ส่วนต่างๆ ในระบบ ไม่ว่าจะเป็นตัวกรอง การขยายหรือลดทอนสัญญาณ และสายส่งสัญญาณ มีผลการตอบสนองเฟสที่เป็นเชิงเส้นที่สุดเท่าที่จะทำได้ ในงานบางอย่าง ไม่จำเป็นที่จะต้องมีการล่าช้าทางเฟสคงที่ แต่ต้องการเพียงแค่มีการล่าช้าของกลุ่มคงที่ ซึ่งความล่าช้าของกลุ่มมีสมการคือ

$$T_{group} = \frac{d\theta}{d\omega'} \quad (3.12)$$

เงื่อนไขนี้เป็นเงื่อนไขที่เบากว่า และระบบใดที่มีการล่าช้าทางเฟสคงที่ก็จะมีการล่าช้าของกลุ่มคงที่ด้วย เรากล่าวว่า ระบบที่มีความล่าช้าของกลุ่มที่เป็นระบบที่มีเฟสเชิงเส้น ซึ่งจะได้สมการทั่วไปของผลตอบสนองทางเฟสของระบบที่มีเฟสเชิงเส้นคือ

$$\theta = -a\omega' + b \quad (3.13)$$

เมื่อ a และ b คือ ค่าคงที่ที่ไม่แปรตามความถี่

ตัวกรอง FIR ที่จะให้ผลตอบสนองเฟสที่เป็นเชิงเส้นตามสมการ 3.13 นั้นจะต้องมีเงื่อนไขสมมาตรสำหรับ $h(n)$ หนึ่งใน 4 ชนิด ดังต่อไปนี้

ชนิดที่ 1 $h(n)$ มีความสมมาตรปกติ (symmetric) และ N เป็นเลขคู่ ความสมมาตรนี้ เขียนเป็นเงื่อนไขของ $h(n)$ ได้ดังนี้

$$h(n)=h(N-1-n), \quad n=0,1,\dots,N-1 \quad (3.14)$$

ชนิดที่ 2 $h(n)$ มีความสมมาตรปกติ (symmetric) และ N เป็นเลขคู่ มีสมการเงื่อนไขเช่นเดียวกับชนิดที่ 1

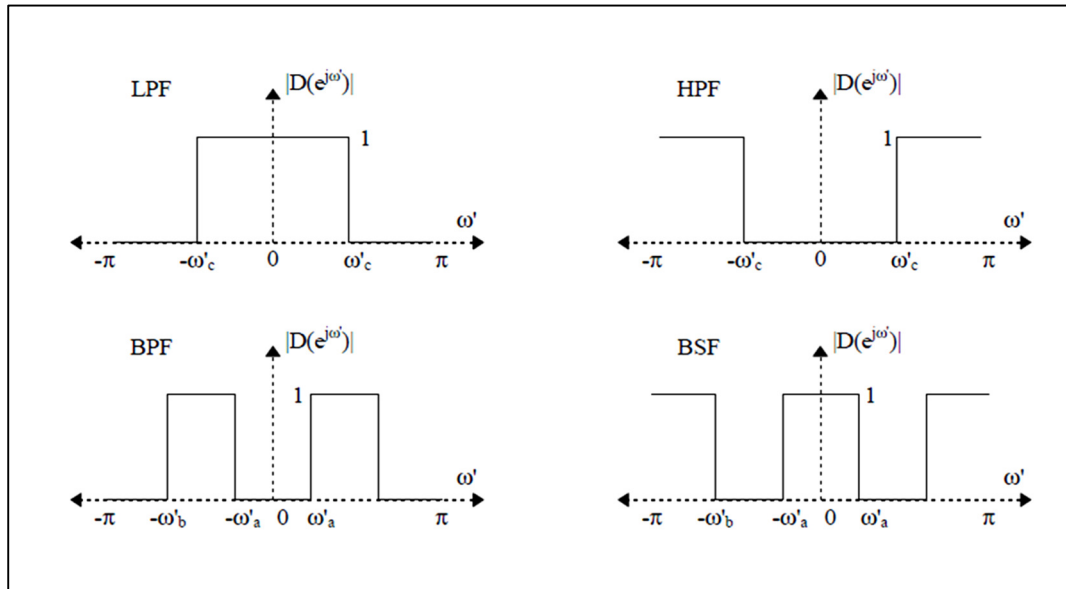
ชนิดที่ 3 $h(n)$ มีความสมมาตรแบบตรงข้าม (anti-symmetric) และ N เป็นเลขคี่ความสมมาตรนี้ เขียนเป็นเงื่อนไขของ $h(n)$ ได้ดังนี้

$$h(n)=-h(N-1-n), \quad n=0,1,\dots,N-1 \quad (3.15)$$

ชนิดที่ 4 มีความสมมาตรแบบตรงข้าม (anti-symmetric) และ N เป็นเลขคู่มีสมการเงื่อนไขของความสมมาตรเช่นเดียวกับชนิดที่ 3

ตัวกรอง FIR ที่มีความสมมาตรชนิดที่ 3 และ 4 เหมาะสำหรับออกแบบตัวกรองอนุพันธ์และตัวกรอง Hilbert เนื่องจากการกลับเฟส $\frac{\pi}{2}$ หรือ 90 องศาอยู่ในผลตอบสนองทางเฟสด้วย

สำหรับการออกแบบโดยวิธีหน้าต่าง (Window Method) จะต้องกล่าวถึง การหาค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง FIR เมื่อกำหนดคุณลักษณะเฉพาะของตัวกรองมา ซึ่งคุณลักษณะนี้ ส่วนใหญ่จะเป็นการกำหนดลักษณะของผลตอบสนองเชิงความถี่ที่ต้องการ ได้แก่ ความถี่ตัด ความคมของตัวกรอง การลดทอนในแถบหยุด และอื่นๆ เราจะทำการออกแบบโดยคำนึงถึงความถี่ดิจิทัล ω' ที่มีย่านความถี่ที่สนใจในช่วง $-\pi$ ถึง π หรือ f' ในช่วง -1 ถึง 1 วิธีหน้าต่างเป็นวิธีพื้นฐานที่สุดวิธีหนึ่งที่จะใช้การหาค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง เป็นวิธีที่ง่ายต่อการออกแบบ และสามารถใช้ออกแบบตัวกรองแบบต่างๆ ได้ ไม่ว่าจะเป็นแบบผ่านต่ำ (LPF) ผ่านสูง (HPF) ผ่านแถบความถี่ (BPF) หรือตัดแถบความถี่ (BSF) เราจะเริ่มออกแบบโดยใช้ต้นแบบจากตัวกรองอุดมคติ ผลตอบสนองเชิงความถี่ของตัวกรองอุดมคติทั้ง 4 แบบ โดยมีความถี่ตัด (cutoff frequency) เท่ากับ ω'_c สำหรับแบบและ ω'_b ดังแสดงในรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 ผลการตอบสนองเชิงความถี่ของตัวกรองอุดมคติ

สมมติให้ $d(n)$ แทนผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ และ $D(e^{j\omega'})$ แทนผลตอบสนองเชิงความถี่ สำหรับตัวกรองผ่านต่ำอุดมคติ ดังรูปที่ 3.2 ในทำนองเดียวกันสามารถหา $d(n)$ สำหรับตัวกรองอื่นๆ ได้ดังตารางสรุป สำหรับตัวกรองแบบต่างๆ เพื่อใช้อ้างอิงในการออกแบบต่อไป

ตารางที่ 3.1 ผลการตอบสนองต่ออิมพัลส์ของตัวกรองอุดมคติต่างๆ

ชนิดของตัวกรอง	$d(n), -\infty < n < \infty$	$d(0)$
ผ่านต่ำ (LPF)	$\frac{\sin(\omega'_c n)}{\pi n}$	$\frac{\omega'_c}{\pi}$
ผ่านสูง (HPF)	$\delta(n) - \frac{\sin(\omega'_c n)}{\pi n}$	$1 - \frac{\omega'_c}{\pi}$
ผ่านแถบความถี่ (BPF)	$\frac{\sin(\omega'_b n) - \sin(\omega'_a n)}{\pi n}$	$\frac{\omega'_b}{\pi} - \frac{\omega'_a}{\pi}$
ตัดแถบความถี่ (BSF)	$\delta(n) - \frac{\sin(\omega'_b n) - \sin(\omega'_a n)}{\pi n}$	$1 - \frac{\omega'_b}{\pi} + \frac{\omega'_a}{\pi}$

ผลตอบสนองเชิงความถี่ที่จะออกแบบซึ่งมีรูปร่างดังรูปที่ 3.2 ค่าที่จะใช้กำหนดเป็นคุณลักษณะเฉพาะของวิธีของวิธีหน้าต่างได้แก่

ความพลัวของแถบผ่าน (pass-band ripple, δ_{pass}) คือ ค่าสูงสุดที่ขนาดของแถบผ่านแกว่งออกห่างจากค่า 1 บางครั้งวัดเป็น db โดยใช้

$$A_{pass} = 20 \log \frac{1 + \delta_{pass}}{1 - \delta_{pass}} (dB) \quad (3.16)$$

การลดทอนของแถบหยุด (stop-band attenuation, A_{stop}) คือ จำนวนเท่าที่แถบหยุดลดทอนลงจากค่า 1 วัดเป็น db โดยมีความสัมพันธ์กับความพลัวของแถบหยุดคือ

$$A_{stop} = -20 \log \delta_{stop} (dB) \quad (3.17)$$

ความกว้างของแถบเปลี่ยน (Transition band width, $\Delta f'$)

ความถี่ตัด (Cutoff frequency, f_c) คือ ค่าความถี่ที่ขนาดลดลงประมาณ 0.5 หรืออยู่ที่ประมาณครึ่งหนึ่งของแถบเปลี่ยน นิยามนี้ต่างจากความถี่ตัดของตัวกรองแอนะล็อก และตัวกรอง IIR ซึ่งความถี่ตัดหมายถึง ความถี่ที่ลดทอนลงเท่ากับ 3 dB

การออกแบบโดยวิธีหน้าต่าง สามารถแบ่งเป็นขั้นตอนได้ดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 ใช้ค่าความพลัวของแถบผ่าน หรือการลดทอนของแถบหยุดอย่างใดอย่างหนึ่งเพื่อเลือกชนิดของหน้าต่างที่สามารถใช้ได้จากตารางที่ 3.1 ถ้ามีข้อกำหนดทั้งสองอย่างให้เปลี่ยน A_{stop} เป็น δ_{stop} ก่อน แล้วเปรียบเทียบ δ_{pass} กับ δ_{stop} ว่าค่าใดน้อยกว่ากันถ้า δ_{pass} น้อยกว่าให้ใช้ δ_{pass} เป็นตัวเลือกหน้าต่าง แต่ถ้า δ_{stop} น้อยกว่าให้ใช้ A_{stop} เป็นตัวเลือกหน้าต่าง โดยมีหลักการว่า δ_{pass} ในตารางต้องน้อยกว่าที่ต้องการ และ A_{stop} ในตารางต้องมากกว่าที่ต้องการ

ขั้นตอนที่ 2 ใช้ค่าความกว้างของแถบเปลี่ยนหาค่าอันดับของตัวกรองที่ต้องใช้ โดยใช้ความสัมพันธ์ระหว่าง $\Delta f'$ กับ N คำนวณฟังก์ชันหน้าต่างที่ต้องใช้ จะได้

$$w(n), n=0,1,\dots,N-1 \quad (3.18)$$

จากตารางจะสังเกตเห็นได้ว่า อันดับของตัวกรองจะเป็นสัดส่วนผกผันกับ $\Delta f'$ นั่นคือ สามารถปรับปรุง $\Delta f'$ ให้แคบลงได้ โดยการเพิ่มค่า N แต่เราไม่สามารถปรับปรุงค่า δ_{stop} และ A_{pass} ให้ดีขึ้นได้ เพราะค่า δ_{stop} และ A_{pass} จะมีขนาดคงที่สำหรับหน้าต่างแบบต่างๆ ยกเว้นหน้าต่างแบบ Kaiser

ขั้นตอนที่ 3 ใช้ชนิดของตัวกรอง (LPF, HPF, ...) และความถี่ตัดที่ต้องการ เลือกผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ $d(n)$ ที่ถูกต้องจากตารางที่ 3.1

ขั้นตอนที่ 4 การเลื่อน $d(n)$ ให้ล้าหลัง ลง M ตำแหน่ง โดย $M = \frac{(N-1)}{2}$ จะได้สัญญาณเป็น $d(n-M)$ จากนั้นคูณเข้ากับฟังก์ชันหน้าต่าง $w(n)$ ที่ได้จากขั้นตอนที่ 2 ซึ่งจะได้เป็นผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ที่มีความยาว N จุด และเป็นแบบคอซัล ดังนี้

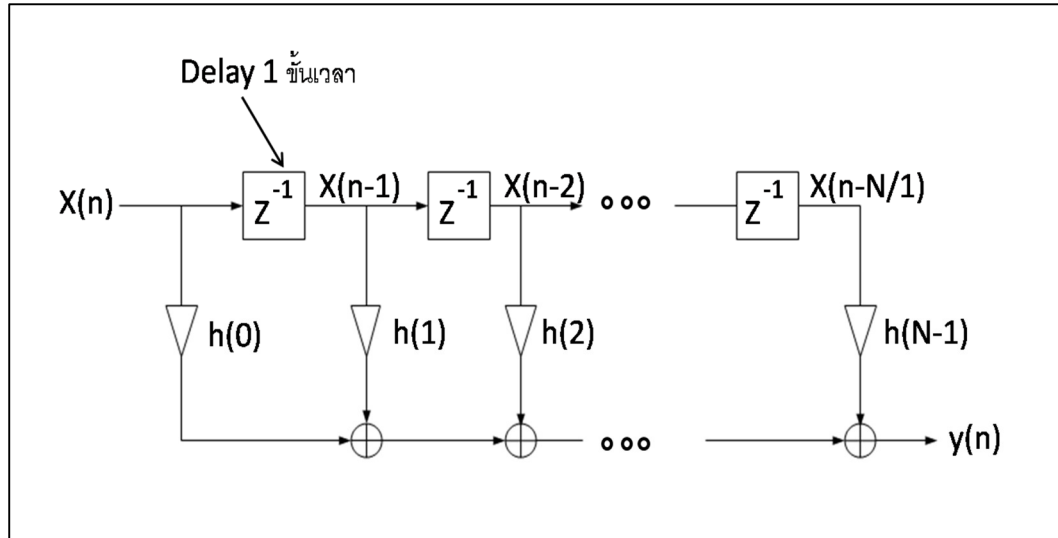
$$h(n) = d(n-M)w(n), \quad n=0,1,\dots,N-1 \quad (3.19)$$

การออกแบบนี้จะต้องใช้ N เป็นจำนวนคู่ ซึ่งจะได้เป็นตัวกรอง FIR ที่มีเฟสเชิงเส้น และมีสมมาตรชนิดที่ 1 เพราะทั้ง $d(n)$ และ $w(n)$ มีสมมาตรรอบจุดกึ่งกลางทั้งคู่ สำหรับการออกแบบโดยที่ N เป็นจำนวนคู่ก็ทำได้เช่นกัน

ตารางที่ 3.2 หน้าต่างแบบต่างๆ และพารามิเตอร์ที่สำคัญ

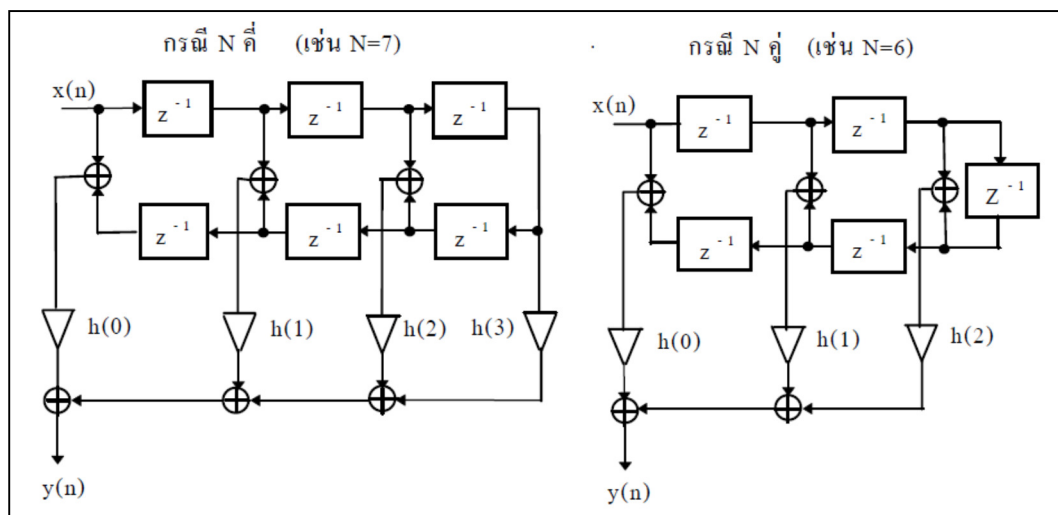
หน้าต่าง	δ_{pass}	A_{stop} (dB)	$\Delta f'$ (normalized)	$w(n), n = 0, 1, \dots, N-1$ $(M = \frac{N-1}{2})$
สี่เหลี่ยม (rectangular)	8.9%	21	$\frac{2}{N}$	1
ฮานนิง (Hanning)	0.63%	44	$\frac{4}{N}$	$0.5 - 0.5 \cos(\frac{2\pi n}{N-1})$
แอมมิง (Hamming)	0.22%	53	$\frac{4}{N}$	$0.54 - 0.46 \cos(\frac{2\pi n}{N-1})$
แบล็กแมน (Blackman)	0.02%	74	$\frac{6}{N}$	$0.42 - 0.5 \cos(\frac{2\pi n}{N-1}) + 0.08 \cos(\frac{4\pi n}{N-1})$
ไคเซอร์ (Kaiser)	ปรับได้	ปรับได้	$\frac{A-7.95}{14.36(N-1)}$	$\frac{I_0(\alpha \sqrt{1-(n-M)^2/M^2})}{I_0(\alpha)}$

--	--	--	--	--



รูปที่ 3.3 แผนภาพแสดงการสร้างตัวกรองอิมพัลส์จำกัดโดยคอนโวลูชันปกติ

จากรูปที่ 3.3 ได้แสดงถึงโครงสร้างของตัวกรอง FIR ซึ่งเราจะใช้ค่าของผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ หรือ $h(n)$ เพื่อสร้างตัวกรองสำหรับกระบวนการของการประมาณค่าของตัวกรองดังกล่าวจะใช้การทำคอนโวลูชันระหว่าง $h(n)$ และสัญญาณขาเข้า $x(n)$ นั้นเอง

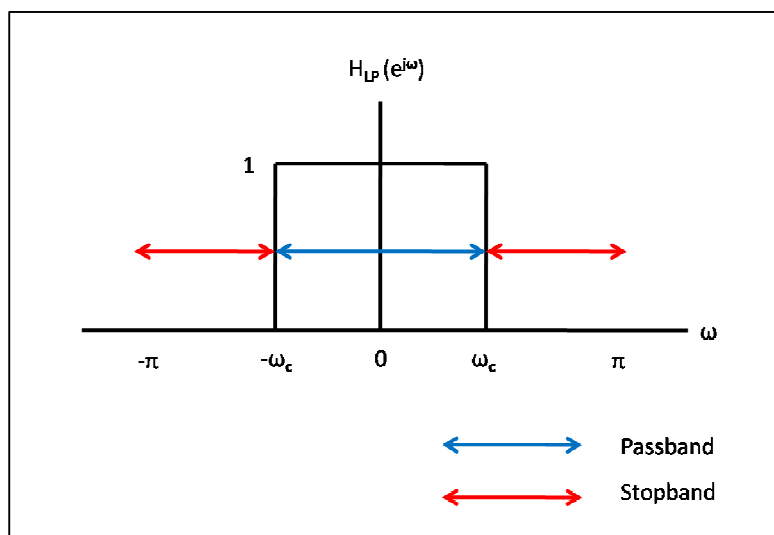


รูปที่ 3.4 แผนภาพแสดงการสร้างตัวกรองอิมพัลส์จำกัดเมื่ออาศัยคุณสมบัติการสมมาตร

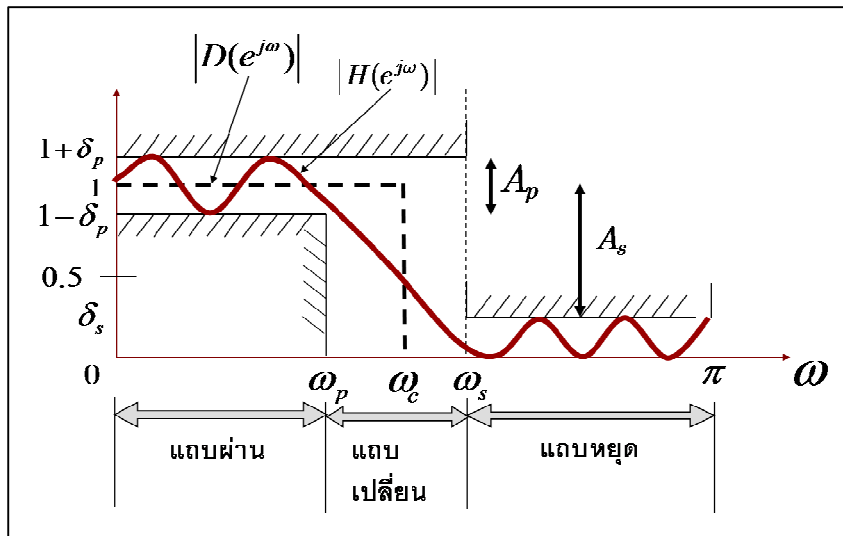
จากรูปที่ 3.4 แสดงการประยุกต์การออกแบบตัวกรองอิมพัลส์จำกัดในการเขียนโปรแกรมคอมพิวเตอร์ หรือทำเป็นฮาร์ดแวร์ชนิดพิเศษ เพื่อทำหน้าที่ตัวกรองแบบอิมพัลส์จำกัดโดยตรง ในกรณีที่ตัวกรองเป็นแบบเฟสเชิงเส้น ซึ่งหมายถึง $h(n)$ จะมีความสมมาตร ณ จุดกึ่งกลาง สำหรับคุณสมบัตินี้สามารถลดโครงสร้างตัวกรองอิมพัลส์จำกัดให้เล็กลงได้

3.2.2.2 การออกแบบตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน

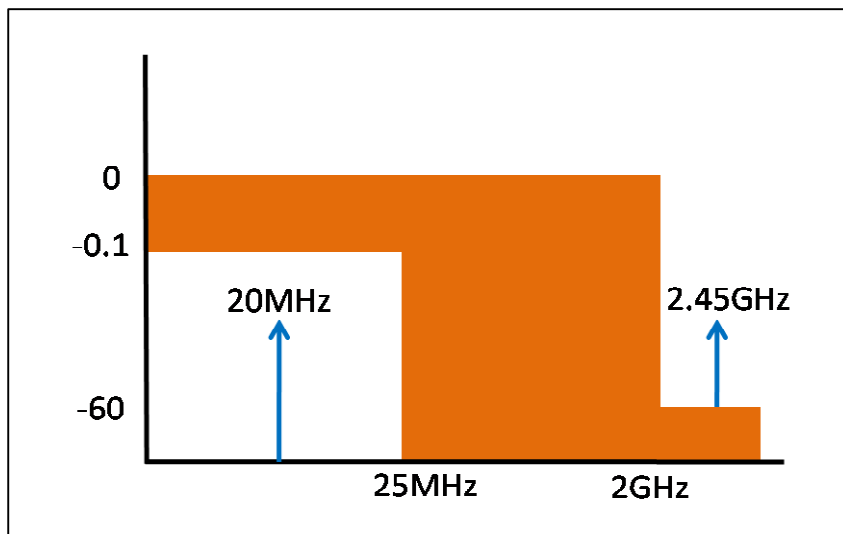
ก่อนที่จะทำการออกแบบตัวกรองความถี่ต่ำผ่านนั้นจะต้องทำความเข้าใจเกี่ยวกับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญๆ ตามลักษณะเฉพาะของวิธีหน้าต่าง ต่อการออกแบบวงจรกรองความถี่ เช่น ความถี่ตัด อัตราการลดทอน ความพริ้วหรือริบเบิลของแถบผ่าน และความกว้างของแถบเปลี่ยน โดยรูปที่ 3.5 แสดงผลตอบแทนทางความถี่ของตัวกรองต่ำผ่าน โดยสิ่งที่ต้องพิจารณาเป็นพิเศษ สำหรับการออกแบบตัวกรองชนิดกรองความถี่ต่ำผ่านก็คือค่าความถี่คัตออฟ ω_c ที่ต้องการใช้งานโดยพิจารณาตามรูปที่ 3.6 ดังนี้ ความถี่ตัด หมายถึงจุดตัดของความถี่ที่ให้สัญญาณผ่านหรือไม่ผ่านไปยังพอร์ตเอาต์พุตของตัวกรอง สำหรับตัวกรองความถี่ของ FIR กำหนดความความถี่ที่ขนาดลดลงประมาณ 0.5 ใช้นิยามเดียวกันกับตัวกรองแบบแอนะล็อก คือที่ขนาดลดลงประมาณ 0.707 โดยที่การลดทอนของแถบหยุด คือจำนวนเท่าที่แถบหยุดลดทอนลง ซึ่งการลดทอนของแถบหยุดมีความสัมพันธ์กับความพริ้วของแถบหยุด ขณะที่ความพริ้วหรือริบเบิลของแถบหยุด หมายถึงค่าสูงสุดที่ขนาดแถบผ่านแกว่งออกห่างจากค่า 1 ตามรูปที่ 3.6 ความกว้างของแถบเปลี่ยน คืออัตราการเปลี่ยนแปลงของขนาดเทียบกับช่วงความถี่



รูปที่ 3.5 แสดงผลตอบแทนทางความถี่ของตัวกรองต่ำผ่าน



รูปที่ 3.6 คุณลักษณะเฉพาะของผลตอบสนองความถี่ของตัวกรองแบบ FIR



รูปที่ 3.7 ตัวกรองสัญญาณต่ำผ่านที่ออกแบบ

จากรูปที่ 3.7 แสดงตัวอย่างของตัวกรองสัญญาณต่ำผ่านที่ได้ทำการออกแบบโดยทำการกรองสัญญาณคลื่นพาหะซึ่งเป็นสัญญาณความถี่สูงออกและให้สัญญาณ IF ซึ่งเป็นสัญญาณคลื่นความถี่ต่ำผ่านเพื่อนำไปหักล้างสัญญาณแทรกสอดที่เข้ามารบกวนในระบบในรูปแบบของสัญญาณต่อไปซึ่ง

ในการออกแบบตัวกรองดิจิทัลจะใช้ชุดโปรแกรมซอฟต์แวร์ของ GNU Radio เข้ามาช่วยในการออกแบบตัวกรองสัญญาณต่ำผ่านซึ่งมีพารามิเตอร์และโปรแกรมที่ออกแบบที่ต้องคำนึงถึงดังต่อไปนี้

```
#create the channel filter coefficients

Chan_taps = optfir.low_pass(
1.0,      #Filter gain
1e6,      #Sample Rate
25e6,     #one sided modulation BW (edge of passband)
2e9,      #one sided channel BW (edge of stopband)
0.1,      #Passband ripple
60)       #Stopband Attenuation

#creates the channel filter with the coef found above

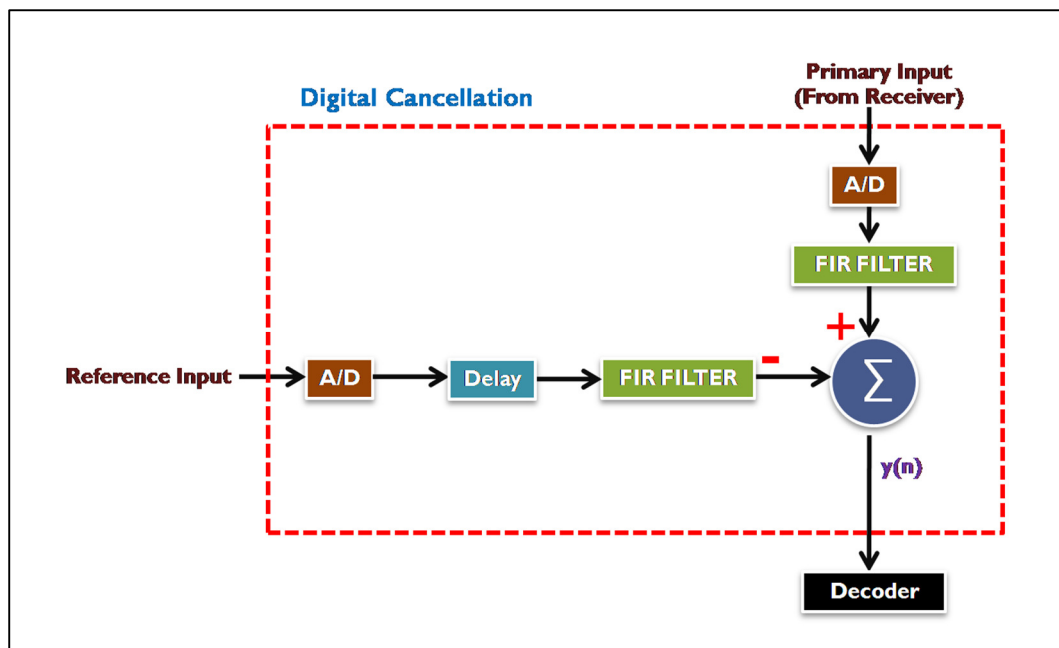
chan = gr.freq_xlating_fir_filter_ccf(
1,        #Decimation rate
Chan_taps, #coefficients
0,        #offset frequency – could be used to shift
1e6)     #incoming sample rate
```

3.2.2.3 รูปแบบการกำจัดสัญญาณด้วยดิจิทัลที่นำเสนอ

สำหรับระบบสื่อสารที่นำเสนอได้ออกแบบและพัฒนาในรูปแบบการกำจัดสัญญาณแทรกสอดที่เข้ามารบกวนในระบบสื่อสารดังแสดงในรูปที่ 3.8 โดยที่สัญญาณแทรกสอดที่รบกวนเข้ามาในระบบจากเซอร์คิวเลเตอร์นั้นจะเข้ามาในเส้นทางหลักโดยสัญญาณจะไหลผ่านตัวกรอง FIR เข้ามาในเส้นทางหลัก ส่วนสัญญาณอ้างอิงจะถูกส่งเข้ามาในเส้นทางรองโดยผ่านตัวกรอง FIR เช่นเดียวกันเราจะทำการหน่วงเวลาให้กับสัญญาณอ้างอิงในเส้นทางรองเพื่อปรับให้สัญญาณทั้งในเส้นทางหลักและสัญญาณในเส้นทางรองรวมสัญญาณที่จุดเริ่มต้นเดียวกันเพื่อให้สัญญาณแทรกสอดที่เข้ามาในระบบถูกหักล้างอย่างสมบูรณ์

จากเทคนิคการกำจัดสัญญาณดิจิทัลแบบเดิมที่ใช้อัลกอริทึม LMS ซึ่งจะมีการปรับค่าตลอดเวลาเพื่อที่จะหลีกเลี่ยงความผิดพลาดสัญญาณให้น้อยที่สุดจะพบว่าอัลกอริทึมดังกล่าวจะมีหลักการทำงานที่มีความซับซ้อนและในเวลาพอสมควรในการประมวลผลสัญญาณ แม้จะมีความยืดหยุ่นในการทำงานและสามารถปรับค่าสัญญาณได้ตามสภาพแวดล้อมที่ใช้งาน แต่ระบบที่เราได้ทำการออกแบบแม้จะดูง่ายไม่ซับซ้อนแต่ก็มีประสิทธิภาพในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดที่อยู่ในระบบสื่อสาร สาเหตุที่วงจรกรองที่ได้ออกแบบกำจัดสัญญาณได้อย่างสมบูรณ์เนื่องจากเราทราบสัญญาณที่ต้องการกำจัดที่แน่นอน

เพราะเป็นสัญญาณที่ถูกส่งออกไปจากโหนดเดียวกับภาครับและย้อนกลับเข้ามาในระบบ และสัญญาณแทรกสอดได้ถึงกำจัดไปแล้วบางส่วนโดยการกำจัดสัญญาณในส่วนที่ใช้คลื่นวิทยุในการหักล้าง ดังนั้นจึงเหลือสัญญาณที่อยู่ในระบบไม่มากวงจรกรองในส่วน of ระบบดิจิทัลที่เรานำเสนอจึงสามารถที่จะช่วยกำจัดสัญญาณแทรกสอดที่รบกวนเข้ามาในระบบเป็นไปอย่างสมบูรณ์ส่งผลให้ภาครับรับสัญญาณที่ต้องการเข้ามาและนำไปประมวลผลเพื่อถอดรหัสสัญญาณที่เราต้องการได้อย่างถูกต้อง



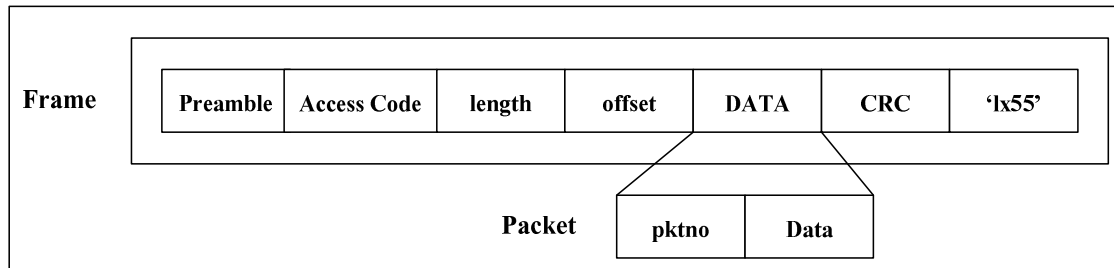
รูปที่ 3.8 แผนภาพแสดงการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยดิจิทัลที่นำเสนอ

ในการออกแบบชุดทดสอบ เราจะต้องกำหนดอัตราการส่งข้อมูลของภาคส่งและภาครับให้ตรงกัน เนื่องจากมีความสำคัญมากเพราะถ้าไม่เท่ากันจะส่งผลให้ภาครับไม่สามารถเก็บข้อมูลได้ ซึ่งอัตราเร็วในการส่งข้อมูลแสดงได้ดังสมการ

$$Tx_bitrate = \frac{Dr}{Ipr} \quad (3.20)$$

เมื่อ Dr คือ อัตราการแซมปลิงของอุปกรณ์แปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก ซึ่งมีค่าเท่ากับ 64 MS/sec.

lpr คือ พารามิเตอร์ที่ใช้บอกอินเตอร์โพลเตอร์ของ FPGA ในการอินเตอร์โพลต สัญญาณด้วยค่าที่เรากำหนดโดยมีค่าอยู่ระหว่าง [4-512]



รูปที่ 3.9 โครงสร้างเฟรมข้อมูลที่ภาคส่ง

เฟรมข้อมูลที่ถูกขึ้นไปที่ภาคส่งเพื่อทำการส่งออกอากาศสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.9 สามารถสร้างเฟรมข้อมูลได้จากผู้ใช้งานโดยตรงหรือสามารถสร้างเฟรมข้อมูลได้ในตัวโปรแกรม ซึ่งโครงสร้างเฟรมมีส่วนที่สำคัญนั่นคือแพ็คเกจข้อมูลที่ต้องการส่งไปยังภาครับประกอบไปด้วย ส่วนต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

pktno คือ เลขประจำตัวแพ็คเกจ หรือ packet number มีขนาด 2 ไบต์

Data คือ ข้อมูลที่ต้องการส่ง

ขนาดแพ็คเกจข้อมูล (pkt_size) คือ 1500 ไบต์ ซึ่ง 2 ไบต์แสดงเลขของแพ็คเกจ ดังนั้นในแต่ละเฟรมจะบรรจุข้อมูลที่มีขนาด pkt_size - 2 ซึ่งในแต่ละเฟรมนั้นจะมีส่วนที่แสดงจุดสิ้นสุดของเฟรมนั่นคือ 0x55 เมื่อภาครับตรวจเจอตัวเลขชุดนี้ก็จะหยุดรับข้อมูลทันที และในส่วนที่แสดงให้ภาครับรับรู้ว่าภาคส่งเริ่มส่งเฟรมข้อมูลมาใหม่นั้นคือ preamble รูปที่ 3.10 แสดงถึงโปรแกรมในการสร้างเฟรมข้อมูลที่ต้องการส่ง ฟังก์ชัน struct มีหน้าที่ในการสร้างแพ็คเกจตาม รูปที่ 3.10 struct.pack() มีหน้าที่ในการจัดเก็บข้อมูลที่ถูกสร้างออกมาให้อยู่ในรูปของแพ็คเกจข้อมูลและ struct.unpack() มีหน้าที่ในการถอดข้อมูลออกจากแพ็คเกจข้อมูลซึ่งจะมีการใช้งานฟังก์ชันนี้ที่ภาครับ

```

nbytes = int(1e6 * options.megabytes)
n = 0
pktno = 0
pkt_size = int(options.size)
while n < nbytes:
    if options.from_file is None:
        data = (pkt_size - 2) * chr(pktno & 0xff)
    else:
        data = source_file.read(pkt_size - 2)
        if data == "":
            break;
    payload = struct.pack('!H', pktno & 0xffff) + data
    send_pkt(payload)
    n += len(payload)
    sys.stderr.write('.')
    if options.discontinuous and pktno % 5 == 4:
        time.sleep(1)
    pktno += 1
send_pkt(eof=True)
tb.wait()

```

รูปที่ 3.10 โปรแกรมที่ใช้สำหรับการสร้างเฟรมข้อมูล

สำหรับโปรแกรมสำหรับใช้ในส่วนของภาครับได้ทำการเขียนโปรแกรมชื่อว่า FD_send_rx.py ที่อยู่ใน /usr/share/gnuradio/FD_transceiver มาพัฒนาให้สอดคล้องกับระบบการสื่อสารแบบสองทาง โดยที่ภาครับนั้นจะมีการตรวจสอบความถูกต้องของแพ็กเกจข้อมูลที่ได้รับจะทำการตรวจสอบหมายเลขแพ็กเกจหากมีหมายเลขแพ็กเกจที่ตรงกันระหว่างภาคส่งและภาครับก็จะนับแพ็กเกจนั้นเป็นแพ็กเกจที่ถูกต้อง รูปที่ 3.11 แสดงโครงสร้างของส่วนที่ใช้ในการตรวจสอบความถูกต้องของแพ็กเกจที่ภาครับ หากแพ็กเกจที่ได้รับได้ที่ภาครับมีความถูกต้องจะแสดงสถานะใน command line คือ True หากแพ็กเกจที่ได้รับได้มีความผิดพลาดและเลขแพ็กเกจไม่ตรงกันระหว่างภาคส่งและภาครับสถานะใน command line จะแสดงเป็น False

```

global n_rcvd, n_right
def main():
    global n_rcvd, n_right
    n_rcvd = 0
    n_right = 0
    def rx_callback(ok, payload):
        global n_rcvd, n_right
        (pktno,) = struct.unpack('!H', payload[0:2])
        n_rcvd += 1
        if ok:
            n_right += 1
        print "ok = %5s pktno = %4d n_rcvd = %4d n_right = %4d" % (
            ok, pktno, n_rcvd, n_right)

```

รูปที่ 3.11 โครงสร้างโปรแกรมในส่วนที่ตรวจสอบความถูกต้องของแพ็กเกจ

ในส่วนของการรับมีพารามิเตอร์ที่สำคัญเหมือนกันกับภาคส่งนั่นคืออัตราการรับข้อมูลเข้ามาประมวลผล หากมีค่าไม่ตรงกันกับอัตราการส่งข้อมูลออกมาจากภาคส่ง จะทำให้ไม่สามารถรับแพ็กเกจข้อมูลที่ภาครับได้โดย สมการที่ 3.22 แสดงความสัมพันธ์ในการหาอัตราเร็วในการรับข้อมูลที่ภาครับ

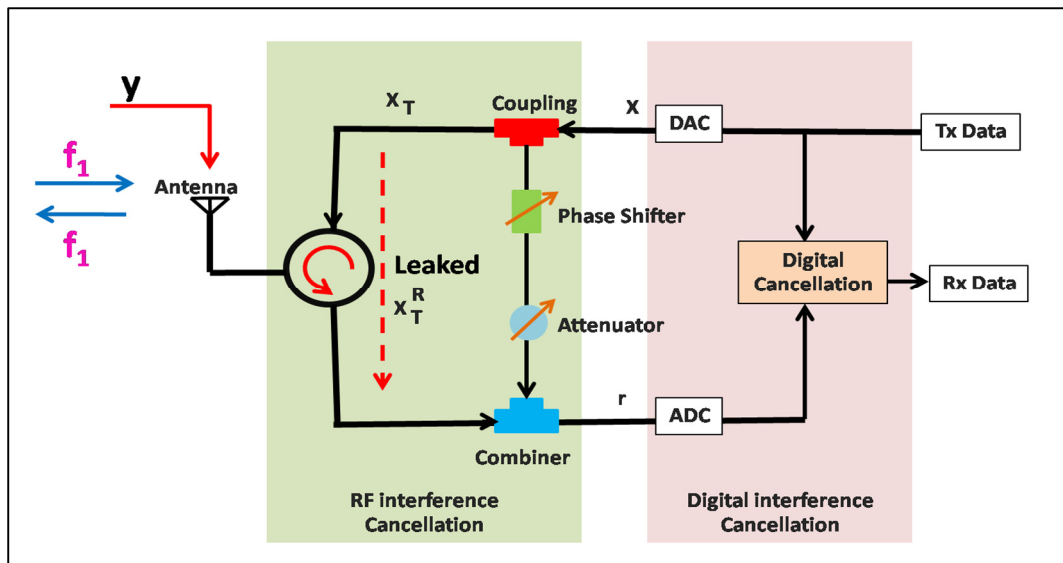
$$Rx_bitrate = \frac{Ar}{Dcr} \quad (3.10)$$

เมื่อ Ar คือ อัตราการแซมpling ของอุปกรณ์แปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกซึ่งมีค่าเท่ากับ 128 MS/sec.

Dcr คือ พารามิเตอร์ที่ใช้บอกค่าที่ใช้ในการ Decimate สัญญาณไปยังชุดอุปกรณ์ Digital Down Convertor (DDC) ซึ่งมีค่า [2-256]

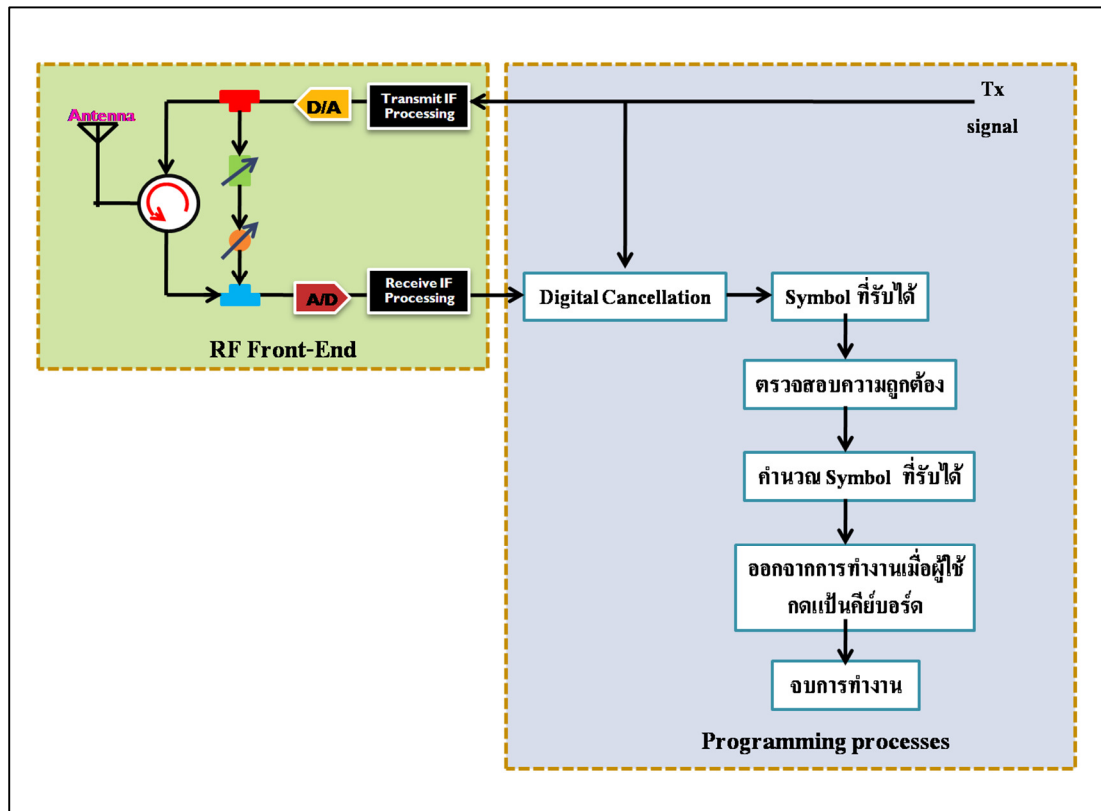
3.2.3 ภาพรวมของการออกแบบทั้งระบบ

จากรูปที่ 3.12 ได้แสดงภาพรวมระบบที่ได้ทำการออกแบบทั้งระบบเพื่อทำให้การสื่อสารแบบสองทางโดยใช้สายอากาศชุดเดียวและทำการสื่อสารผ่านช่องสัญญาณเดียวกันในการทั้งรับและส่งพร้อมๆ กันทำได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยเราจะแยกการทำงานออกได้เป็นสองส่วนซึ่งหลักการทำงานและการออกแบบได้อธิบายไว้แล้วในหัวข้อก่อนหน้านี้



รูปที่ 3.12 แผนภาพรวมระบบการสื่อสารแบบสองทางที่ได้นำเสนอ

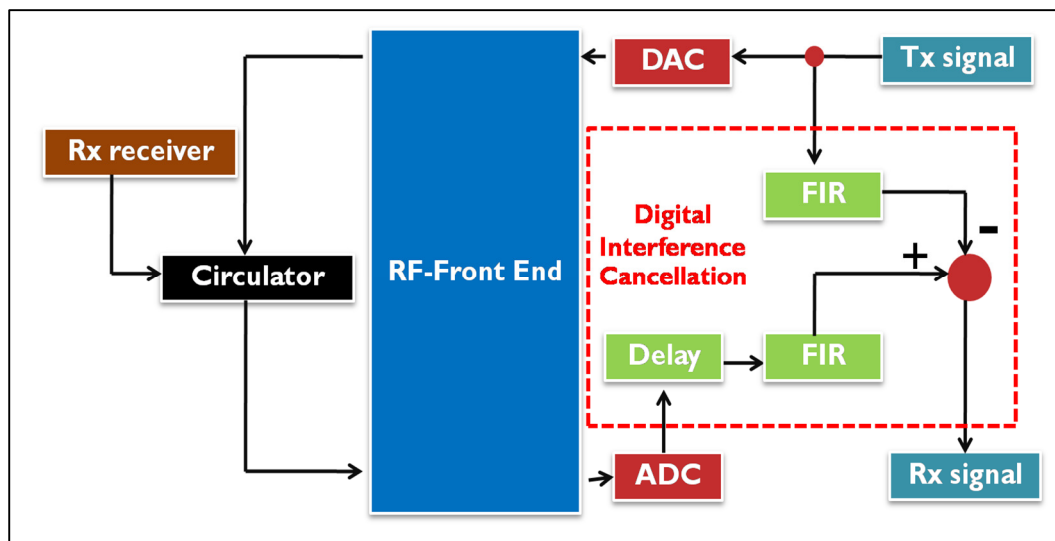
จากรูปที่ 3.13 ได้แสดงแผนภาพหลักการทำงานทั้งหมดของระบบการสื่อสารที่ได้ออกแบบและนำเสนอ



รูปที่ 3.13 แผนภาพแสดงกระบวนการทำงานระบบสื่อสารแบบสองทางที่ได้นำเสนอ

3.3 การทดสอบระบบสื่อสารแบบสองทางด้วยการจำลองแบบในคอมพิวเตอร์

การจำลองแบบระบบสื่อสารสำหรับระบบการสื่อสารแบบสองทางโดยใช้สายอากาศชุดเดียวและใช้ช่องสัญญาณเดียวกันในการสื่อสารรับและส่งนั้นมีปัจจัยและทฤษฎีที่เกี่ยวข้องหลัก ๆ ดังนี้ ประการแรกที่ต้องคำนึงถึงคือ สัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณหรือสัญญาณแทรกสอดของตนเอง ประการที่สองคือ การปรับเฟสและแอมพลิจูดของสัญญาณ และประการสุดท้ายคือ ผลลัพธ์จากการทดสอบโดยการกำจัดสัญญาณแทรกสอดที่ได้นำเสนอเปรียบเทียบกับระบบเดิม ซึ่งในการจำลองแบบมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

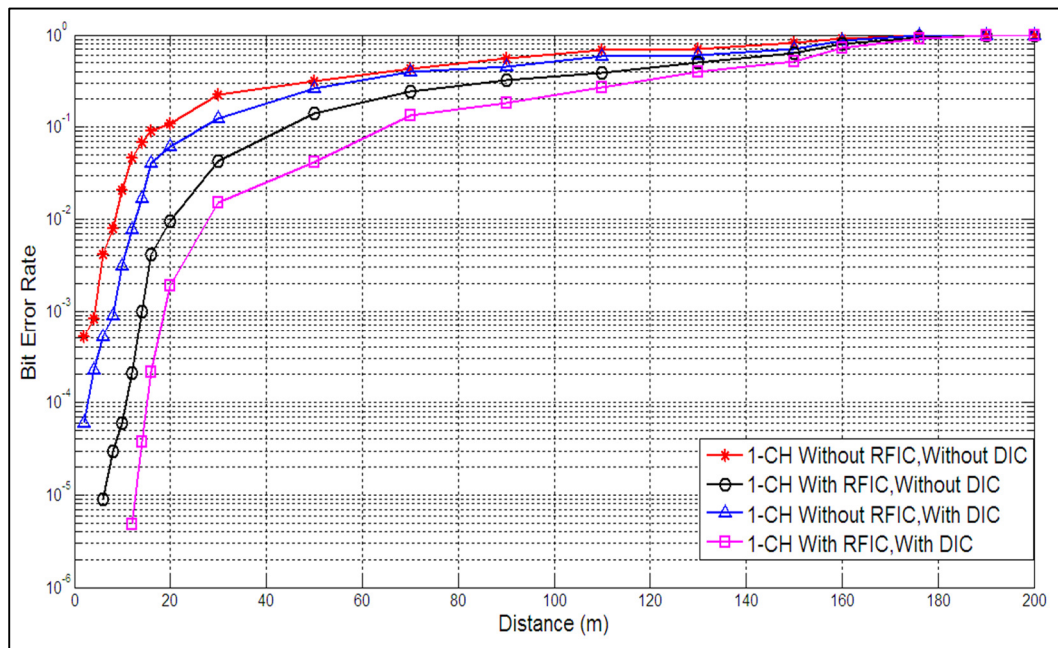


รูปที่ 3.14 บล็อกแสดงการทดสอบด้วยการจำลองในโปรแกรม MATLAB

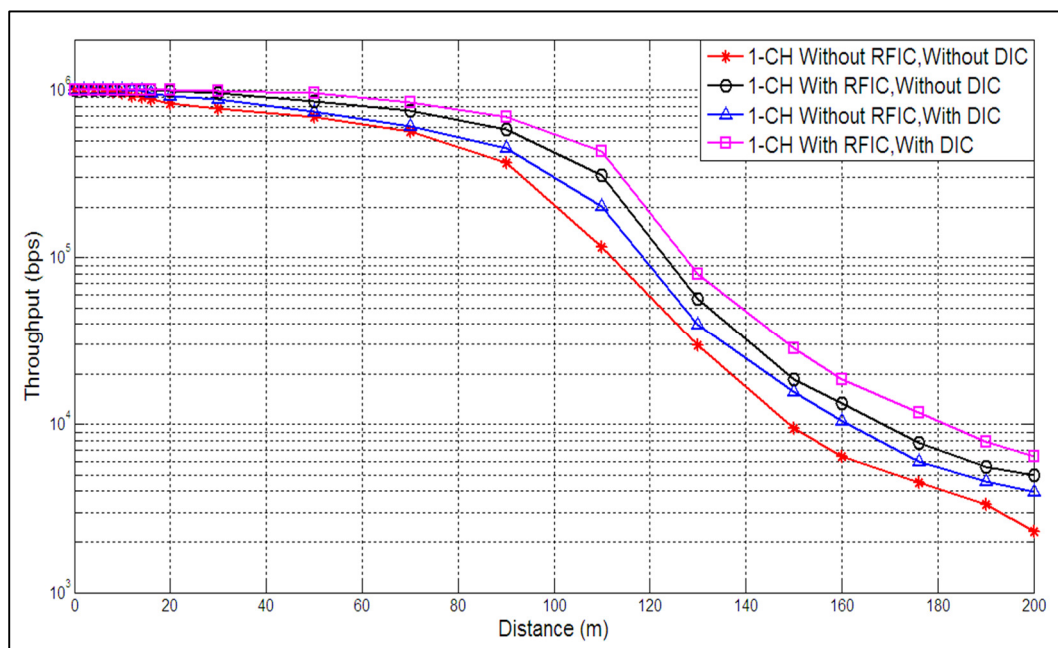
ตารางที่ 3.3 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ

พารามิเตอร์	ค่าที่ใช้
Frequency band	2.45 GHz
Modulation type	BPSK
Data rate	1 Mbps
Power	20dBm or 100mW

ลำดับแรกเราจะทำการสร้างสัญญาณอ้างอิงขึ้นมาก่อนและสัญญาณที่ต้องการรับเข้าจากระบบ โดยพิจารณาตามที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 3.2.1.2 และหัวข้อที่ 3.2.2.2 โดยระบบที่ทำการทดสอบโดยการจำลอง ผลการทดสอบด้วยโปรแกรม MATLAB นั้น เราจะพิจารณาค่าความผิดพลาดบิต โดยการนำสัญญาณที่ ถอดรหัสออกมาได้นำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิงที่เราต้องการรับเข้าเพื่อนำมาวิเคราะห์ประสิทธิภาพ การทำงานของระบบดังแสดงในรูปที่ 3.15 หลังจากนั้นก็จะนำข้อมูลที่ได้นำมาวิเคราะห์ค่าวิสัยสามารถของการส่งผ่านข้อมูลดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.15 ผลการจำลองแบบการวัดประสิทธิภาพความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อเทียบกับระยะห่างระหว่างภาคส่งและภาครับ



รูปที่ 3.16 ผลการจำลองแบบการวัดประสิทธิภาพการส่งผ่านข้อมูลเมื่อเทียบกับระยะห่างระหว่างภาคส่งและภาครับ

3.4 กล่าวท้ายบท

เนื้อหาในบทนี้หลังจากที่ได้อ่านแล้วจะได้ความรู้เกี่ยวกับการพัฒนาเครื่องรับส่งที่เสนอขึ้น การวิเคราะห์พารามิเตอร์ที่ใช้วัดประสิทธิภาพของระบบกล่าวถึงกระบวนการในการเขียนโปรแกรมเพื่อให้รองรับการทำงานที่ตรงต่อเป้าหมายในการใช้งาน ตลอดจนเรียนรู้ถึงหลักการออกแบบระบบสื่อสารแบบสองทางโดยใช้สายอากาศต้นเดียว จากนั้นเมื่อพิจารณาผลถึงผลการทดสอบสามารถยืนยันได้ว่า เมื่อมีการนำระบบการสื่อสารแบบสองทางโดยใช้ช่องสัญญาณเดียวเข้ามาช่วยเพิ่มประสิทธิภาพการสื่อสารให้มีคุณภาพที่ดีขึ้นดังกราฟที่แสดงให้เห็นศักยภาพของระบบ

บทที่ 4 ผลการทดสอบระบบสื่อสารไร้สายแบบสองทางพร้อมกันบนช่องสัญญาณเดียว

4.1 กล่าวนำ

เนื้อหาในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึงผลการทดสอบวัดสัญญาณจริง โดยมีพารามิเตอร์ที่ต้องคำนึงถึงของระบบสื่อสารที่ได้นำเสนอ อาทิเช่น อัตราความผิดพลาดบิต ค่าวิสัยสามารถการส่งข้อมูลหรือ Throughput เทียบกับระยะทาง โดยแบ่งการทดสอบวัดสัญญาณออกเป็นสองส่วนด้วยกันคือ ส่วนแรกเป็นส่วนการกำจัดสัญญาณด้วยคลื่นวิทยุ ส่วนที่สองคือ ส่วนการกำจัดสัญญาณด้วยดิจิทัล ซึ่งผลที่ได้จากชุดทดสอบ ซึ่งจะเป็นการเปรียบเทียบระหว่างระบบเดิมที่ใช้การสื่อสารสองช่องสัญญาณโดยใช้ช่องสัญญาณความถี่สองช่องสัญญาณด้วยกัน จากการทดสอบวัดค่าแสดงให้เห็นว่าระบบการสื่อสารโดยใช้ช่องสัญญาณเดียวที่ได้นำเสนอจะให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่ากัน ในส่วนสุดท้ายจะเป็นการวิเคราะห์ผลทั้งผลที่ได้จากชุดทดสอบพร้อมทั้งสรุปผลที่ได้รับจากการศึกษาและออกแบบระบบต่อไป

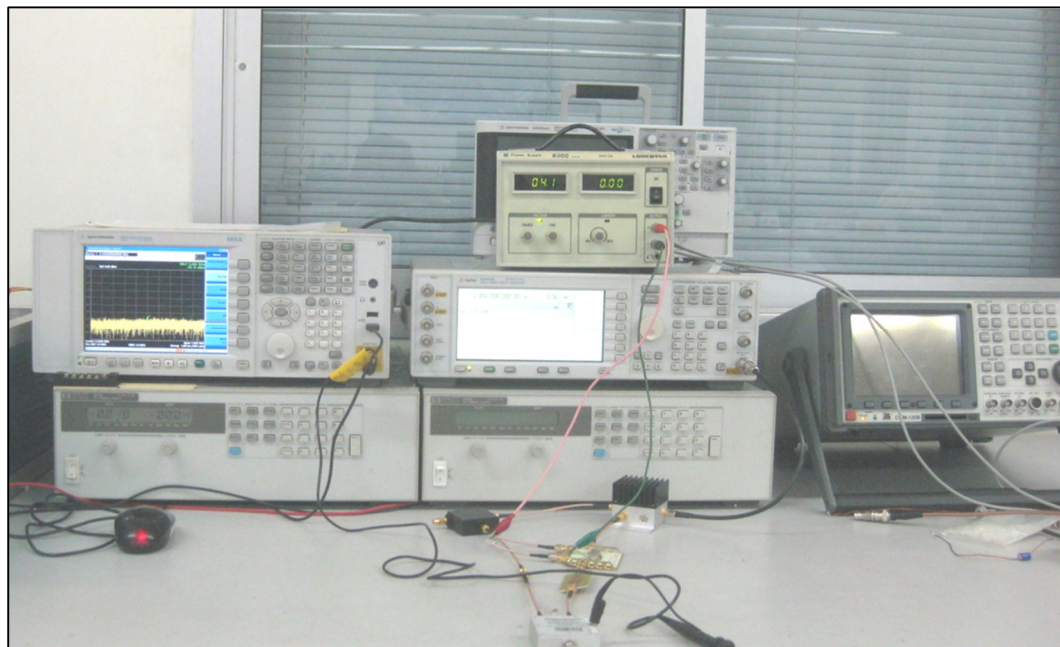
4.2 ผลการทดสอบ

ดังที่ได้กล่าวไว้ข้างต้นในบทที่ 3 ในขั้นตอนการออกแบบและการทดสอบระบบสื่อสารที่ได้ออกแบบไว้ ทางผู้วิจัยได้ทำการออกแบบระบบสื่อสารสองทางโดยใช้ช่องสัญญาณเดียวกันในการสื่อสารข้อมูล โดยค่าพารามิเตอร์ที่สนใจในการวัดประสิทธิภาพของระบบ ได้แก่ อัตราความผิดพลาดของแพ็กเกจข้อมูล อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูล และค่าวิสัยสามารถการส่งผ่านข้อมูล โดยการทดสอบแบ่งออกได้เป็นสองส่วนคือ ส่วนแรกเป็นการทดสอบด้วยการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยคลื่นวิทยุหรือส่วน Front-end และส่วนที่สองเป็นการทดสอบด้วยการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยดิจิทัล ดังจะกล่าวในหัวข้อถัดไป

4.2.1 การทดสอบกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยคลื่นวิทยุ

จากรูปที่ 4.1 แสดงภาพรวมถึงการจัดวางชุดอุปกรณ์ สำหรับทดสอบสัญญาณการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยคลื่นวิทยุหรือส่วน RF-Front End โดยในส่วนนี้สิ่งที่ต้องคำนึงในการทดสอบการกำจัดสัญญาณคือ การปรับเฟสและขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณที่เหมาะสมเพื่อที่จะทำให้สัญญาณรบกวนที่เราไม่ต้องการถูกกำจัดออกไปให้ได้มากที่สุด ดังนั้น ในส่วนนี้จึงสามารถจะแบ่งการทดสอบออกได้เป็น 2 ส่วนด้วยกันคือ ส่วนแรกเป็นการทดสอบโดยการปรับค่าเฟสที่เหมาะสม และส่วนที่สองเป็นการ

ปรับขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณที่รบกวนผ่านเซอร์คูเลเตอร์เข้ามาให้มีระดับสัญญาณที่ใกล้เคียงกันหรือเท่ากันให้มากที่สุด



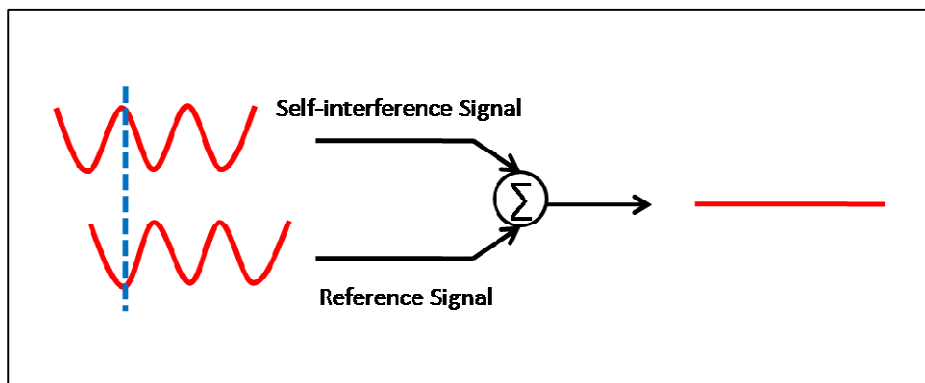
รูปที่ 4.1 การจัดวางชุดอุปกรณ์การทดสอบการกำจัดสัญญาณด้วยคลื่นวิทยุ

4.2.1.1 การทดสอบด้วยการปรับเฟส

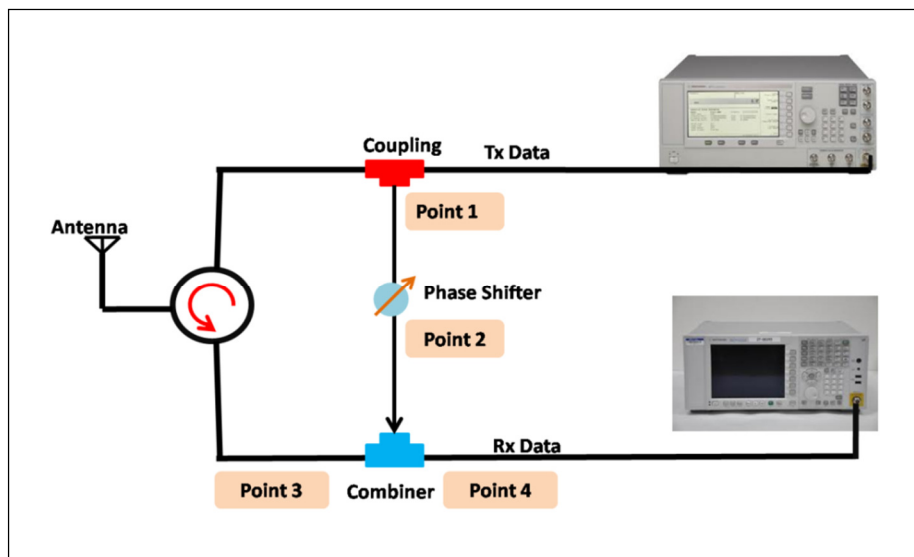
การปรับเฟสสัญญาณถือได้ว่าเป็นส่วนที่มีสำคัญมาก เพราะเราจะต้องปรับค่าเฟสของสัญญาณอ้างอิงหรือสัญญาณที่ส่งออกมาจากภาคส่งที่ทราบกับเฟสของสัญญาณที่รบกวนออกมาจากเซอร์คูเลเตอร์ให้มีค่าความต่างเฟสกัน π หรือ 180 องศา ดังแสดงในรูปที่ 4.2 เพื่อให้สัญญาณแทรกสอดของตนเองที่เข้ามาในระบบถูกหักล้างหรือกำจัดเป็นไปอย่างสมบูรณ์หรือให้คงเหลือสัญญาณที่เข้ามาแทรกสอดในระบบน้อยที่สุด ดังที่ออกแบบไว้ในบทที่ 3

จากรูปที่ 4.3 แสดงแผนภาพการทดสอบวัดสัญญาณจริงโดยการใช้ Generator ทำหน้าที่ในการสร้างสัญญาณและใช้เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมในการวัดค่าของสัญญาณแทรกสอดเพื่อสังเกตระดับของสัญญาณที่ถูกลดทอน เมื่อมีการปรับเฟสโดยการป้อนแรงดันให้กับตัวเลื่อนเฟสโดยป้อนแรงดันตั้งแต่ 1 โวลต์ ไปจนถึง 15 โวลต์ โดยทำการวัดสัญญาณ 4 จุดด้วยกันคือ จุดแรกเป็นการวัดสัญญาณที่ถูก coupling ออกมา จุดที่สองวัดสัญญาณที่ผ่านตัวเลื่อนเฟส จุดที่สามวัดสัญญาณที่รบกวนออกมาจากเซอร์คูเลเตอร์ และจุดสุดท้ายคือ วัดค่าระดับสัญญาณที่ถูกหักล้างหลังจากที่นำสัญญาณจากสองเส้นทางมา

รวมกันโดยเส้นทางแรกคือ เส้นทางในจุดที่สามซึ่งเป็นเส้นทางของสัญญาณอ้างอิงและเส้นทางที่สองคือ เส้นทางที่รั่วไหลออกมาจากเซอร์กิตเตอร์ และทำการวิเคราะห์ค่าสัญญาณที่ถูกลดทอนลงจากสัญญาณในระดับเดิมว่าสามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตนเองให้ลดลงได้มากแค่ไหน เพื่อที่จะได้นำไปปรับปรุงแก้ไขวงจรเพิ่มเติมเพื่อให้การกำจัดสัญญาณเป็นไปได้อย่างสมบูรณ์หรือสัญญาณแทรกสอดที่รั่วไหลเข้ามาในระบบแทบไม่มีเหลือ ระบบที่ได้ออกแบบจะได้ทำงานอย่างมีประสิทธิภาพและประมวผลของสัญญาณที่ต้องการรับเข้ามาในระบบได้อย่างถูกต้องและตรงกับความต้องการของระบบที่รับเข้ามา



รูปที่ 4.2 การหักล้างสัญญาณแทรกสอดของตนเอง (Self interference)

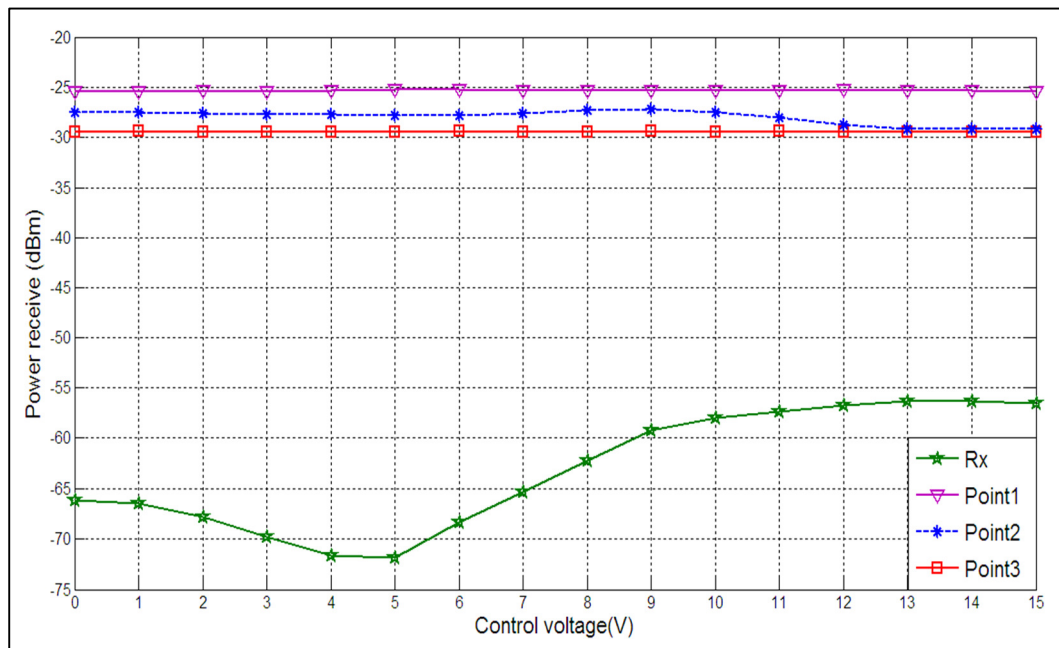


รูปที่ 4.3 แผนภาพทิศทางการทดสอบการวัดสัญญาณในส่วนการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยคลื่นวิทยุ เมื่อทดสอบป้อนแรงดันให้กับตัวเลื่อนเฟส

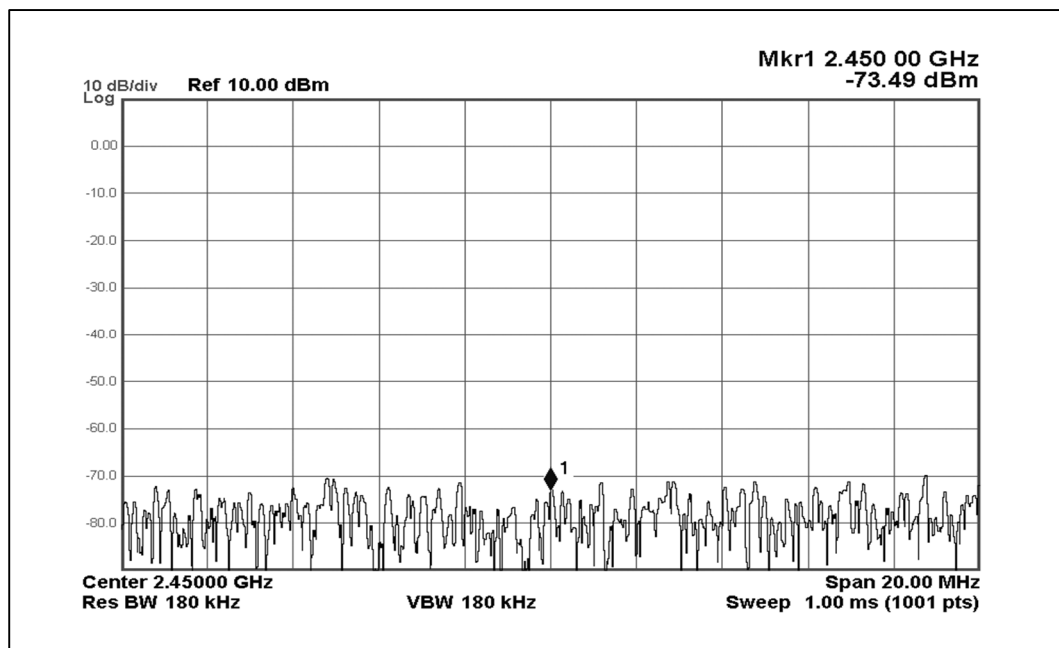
จากรูปที่ 4.4 และรูปที่ 4.6 แสดงการวัดค่าของสัญญาณจริงโดยการป้อนสัญญาณส่ง 0dBm และ 20dBm ตามลำดับ เมื่อทำการป้อนแรงดันให้กับตัวเลื่อนเฟสเพื่อทำให้สัญญาณในเส้นทางหลักหรือสัญญาณอ้างอิงที่เราทราบจากภาคส่งและเส้นทางรองหรือสัญญาณที่รั่วไหลเข้ามาจากเชอร์คูเลเตอร์มีความต่างเฟส π หรือ 180 องศา เพื่อที่จะทำให้การกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตนเองมีประสิทธิภาพมากที่สุด ในการทดสอบได้ทำการป้อนแรงดันให้กับตัวเลื่อนเฟสตั้งแต่ 1 โวลต์ ไปจนถึง 15 โวลต์ จากค่าที่วัดได้ทำให้ทราบว่าเมื่อทำการป้อนแรงดันช่วงที่ 4 โวลต์ ถึง 5 โวลต์ จะสังเกตเห็นได้จากเส้นกราฟว่าเป็นช่วงที่ระดับสัญญาณแทรกสอดถูกหักล้างมากที่สุด หมายความว่าค่าแรงดันที่เหมาะสมที่จะทำให้การกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตนเองมีประสิทธิภาพมากที่สุดคือ การป้อนแรงดันในช่วง 4 โวลต์ ถึง 5 โวลต์ ดังแสดงได้ในรูปที่ 5.4 และรูปที่ 5.6 จากผลการทดสอบที่ได้ทำให้ทราบอีกอย่างว่าเมื่อทำการป้อนสัญญาณส่งที่ 0 dBm และ 20 dBm ตามลำดับค่าที่ได้จะมีความใกล้เคียงกัน เมื่อทราบช่วงที่จะใช้ในการป้อนแรงดันแล้ว เราก็จะมาทำการปรับค่าอย่างละเอียดอีกครั้ง เพื่อให้ได้ค่าการกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตนเองในระดับที่ต่ำลงกว่าเดิม พบว่าค่าแรงดันที่เหมาะสมคือ 4.3 โวลต์ ซึ่งเป็นช่วงที่ดีที่สุดดังแสดงในกราฟสเปกตรัมของสัญญาณในรูปที่ 4.5 และรูปที่ 4.6 ตามลำดับ

จากรูปที่ 4.5 และ 4.6 ได้แสดงระดับสเปกตรัมสัญญาณที่แทรกสอดภายในระบบที่ถูกกำจัดไปเมื่อทำการป้อนสัญญาณส่งที่ 0dBm และ 20dBm ตามลำดับและทำการกำหนดแรงดันที่ใช้ในการควบคุมตัวเลื่อนเฟสที่เท่ากันที่ 4.3 โวลต์ โดยทำการเก็บค่าที่ทำการวัดจำนวน 10 ค่า เพื่อนำมาเฉลี่ยค่าที่สามารถกำจัดได้ พบว่าสามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตนเองเฉลี่ยอยู่ที่ -73 dB และ -58 dB ตามลำดับ

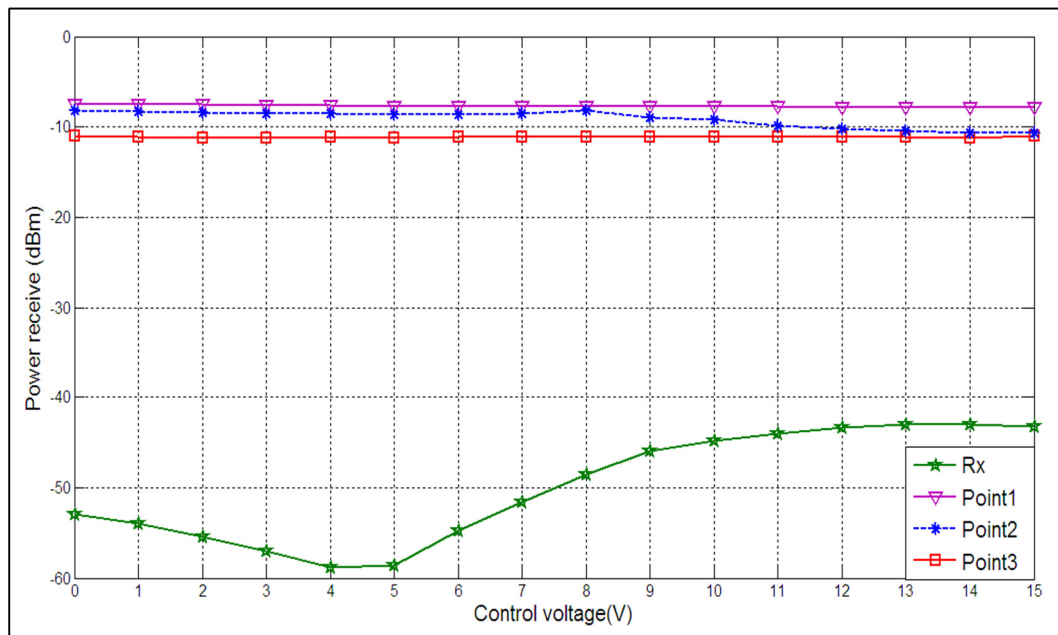
หลักจากการทดสอบค่าที่วัดได้ทำให้ทราบค่าแรงดันที่เหมาะสมที่จะใช้ป้อนแรงดันควบคุมให้กับตัวเลื่อนเฟสสำหรับปรับเฟสของสัญญาณ ดังที่กล่าวไว้ข้างต้น เมื่อเรามาสังเกตระดับของสัญญาณของเส้นกราฟในจุดวัดที่ 2 และจุดวัดที่ 3 พบว่ามีระดับของสัญญาณที่ใกล้เคียงกัน ต่างกันประมาณ -3dB ซึ่งเราจะต้องออกแบบเพื่อปรับให้ขนาดของสัญญาณมีความใกล้เคียงหรือเท่ากันมากขึ้น เพื่อผลลัพธ์ที่เกิดขึ้นจะช่วยทำให้การกำจัดสัญญาณมากขึ้นตาม ซึ่งจะได้อธิบายในลำดับถัดไป



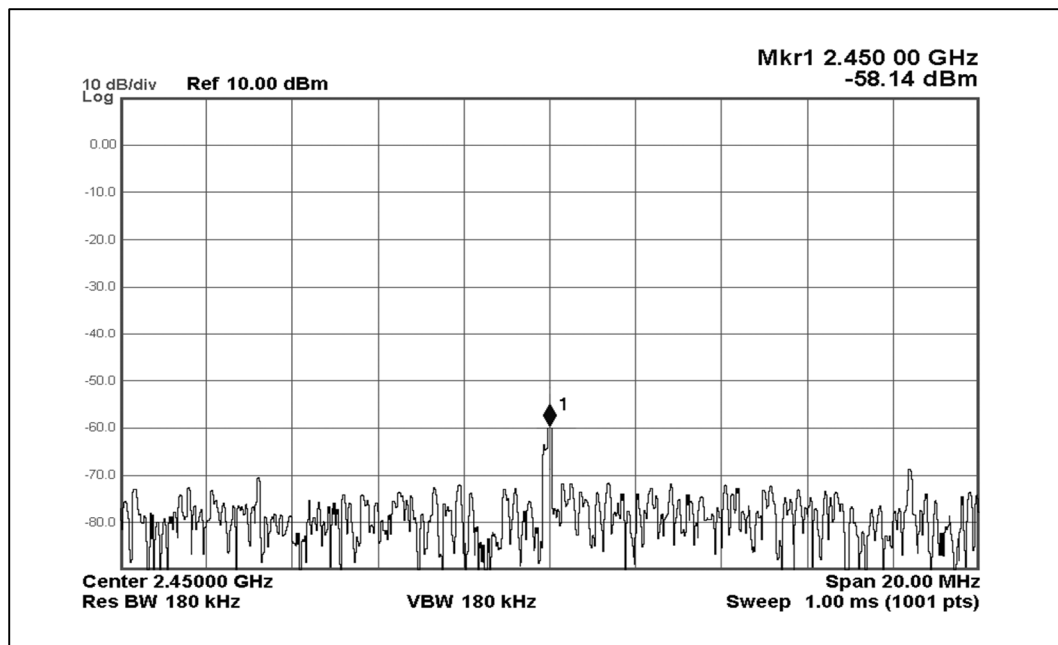
รูปที่ 4.4 การปรับเฟสโดยใช้ตัวเลื่อนเฟสซึ่งทำการการป้อนแรงดันเพื่อวิเคราะห์การลดทอนสัญญาณแทรกสอดเมื่อมีการป้อนแรงดันจาก 0 โวลต์ ถึง 15 โวลต์ สำหรับกำลังส่ง 0 dBm



รูปที่ 4.5 การปรับเฟสโดยใช้ตัวเลื่อนเฟสซึ่งทำการการป้อนแรงดัน 4.3 โวลต์ สำหรับกำลังส่ง 0 dBm



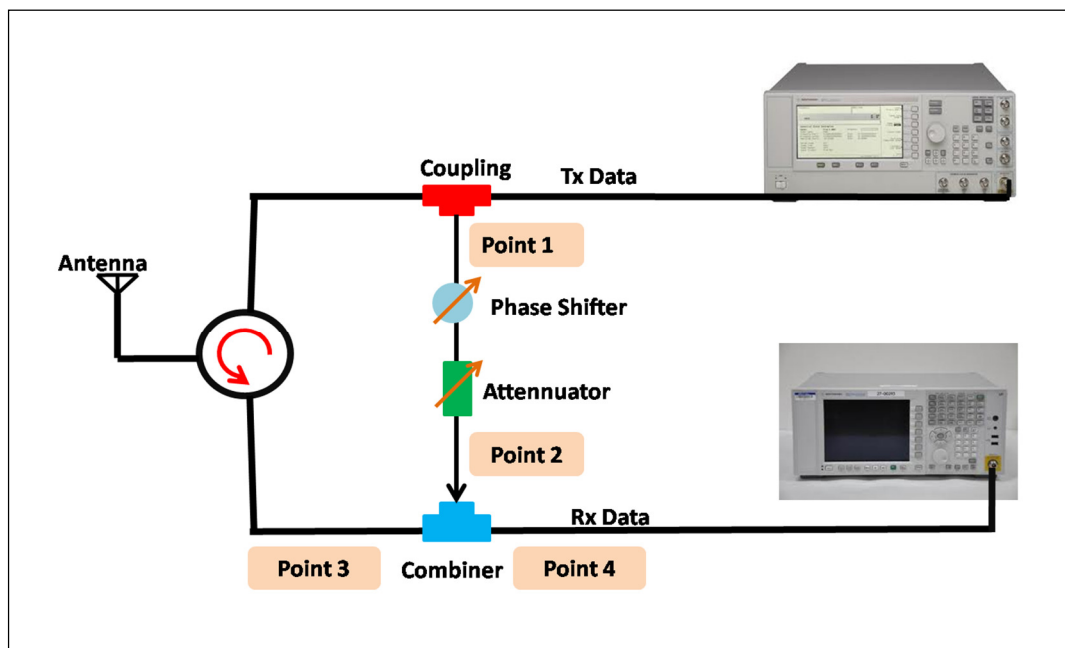
รูปที่ 4.6 การปรับเฟสโดยใช้ตัวเลื่อนเฟสซึ่งทำการการป้อนแรงดันเพื่อวิเคราะห์การลดทอนสัญญาณแทรกสอดเมื่อมีการป้อนแรงดันจาก 0V ถึง 15V สำหรับกำลังส่ง 20 dBm



รูปที่ 4.7 การปรับเฟสโดยใช้ตัวเลื่อนเฟสซึ่งทำการการป้อนแรงดัน 4.3 โวลต์ สำหรับกำลังส่ง 20 dBm

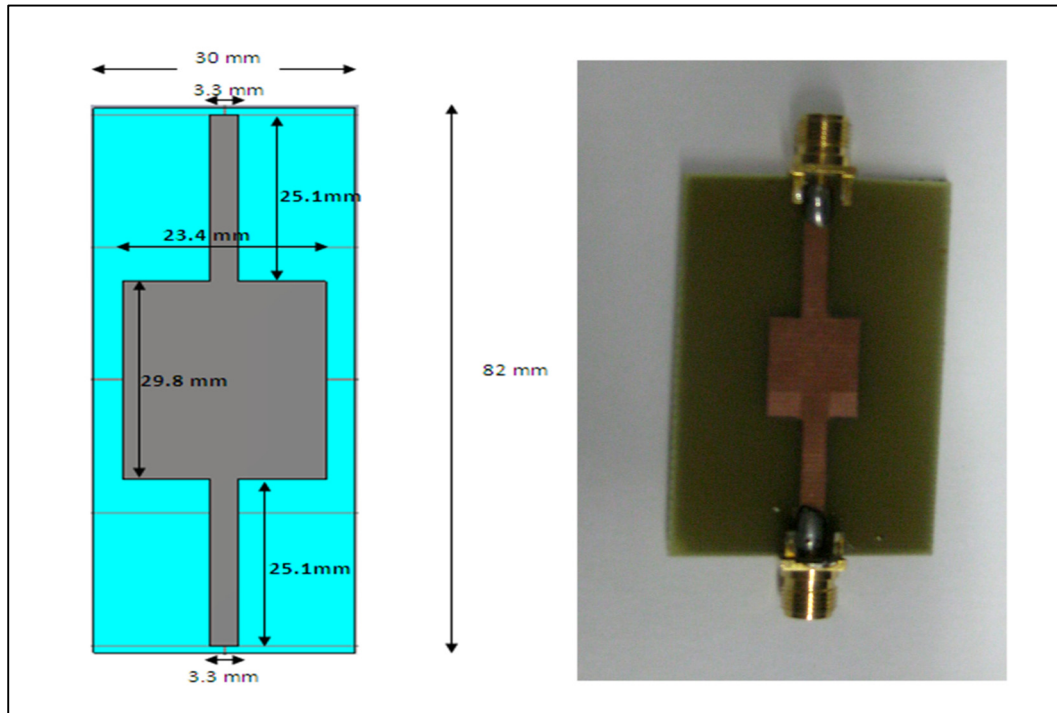
4.2.1.2 การปรับแอมพลิจูดของสัญญาณ

จากการทดสอบวัดค่าในหัวข้อที่ 4.2.1.1 ทำให้ทราบว่าเมื่อกำหนดให้ตัวเลื่อนเฟสต้องป้อนแรงดันที่ 4.3 โวลต์ ทำให้เราทราบว่าระดับของสัญญาณในเส้นทางหลักหรือเส้นทางของสัญญาณอ้างอิงที่เราทราบและเส้นทางรองหรือเส้นทางที่สัญญาณรั่วไหลเข้ามา มีค่าของขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณต่างกันที่ 3dB ซึ่งเมื่อเราต่อเข้าไปในระบบสื่อสารที่ได้ออกแบบปรากฏว่าค่าสัญญาณเฟสที่เราต้องปรับค่าใหม่ เนื่องจากตัวลดทอนที่ออกแบบต่อเพิ่มเข้าไปนั่นเองดังแสดงในรูปที่ 4.8

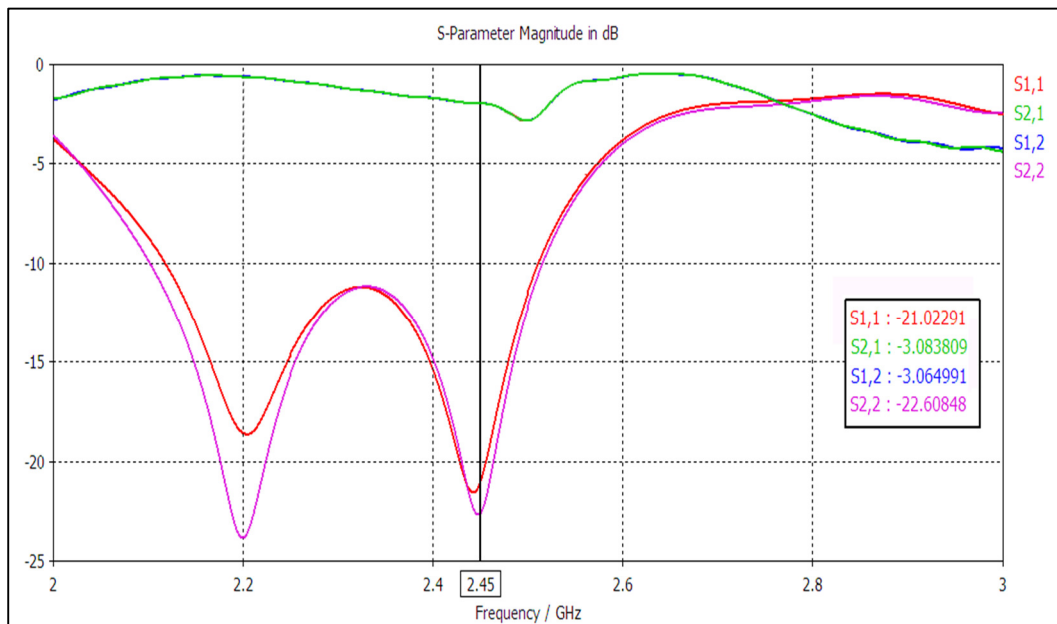


รูปที่ 4.8 แผนภาพทิศทางการทดสอบการวัดสัญญาณในส่วนการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยคลื่นวิทยุ เมื่อทดสอบโดยการเพิ่มตัวลดทอนสัญญาณ

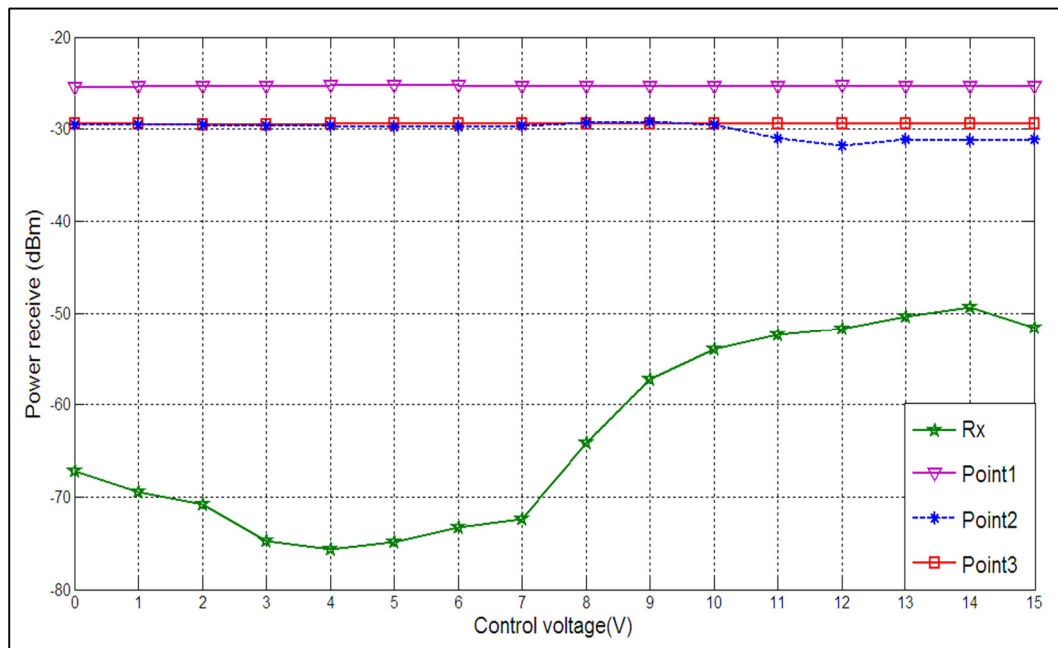
จากรูปที่ 4.9 และ 4.10 แสดงลายวงจรที่ได้ออกแบบจากโปรแกรม CST และลายแผ่นปรี้นที่นำไปทดสอบกับระบบที่นำเสนอ จะเห็นว่าจากรูปที่ 4.11 และรูปที่ 4.13 แสดงให้เห็นว่าเมื่อเรามีการปรับตัวเลื่อนเฟสและการปรับขนาดของสัญญาณให้สัญญาณอ้างอิงที่เราทราบกับสัญญาณที่รั่วไหลเข้ามาในระบบจากเซอร์กิตเลเตอร์มีค่าที่ใกล้เคียงกันจะช่วยให้การกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตนเองที่เกิดขึ้นในระบบสื่อสารมากพอสมควรแต่ยังไม่สมบูรณ์ แต่ก็ช่วยยืนยันได้ว่าแม้วงจรที่ได้ออกแบบจะไม่มี ความซับซ้อนแต่ก็ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ และได้ผลน่าพอใจระดับหนึ่ง



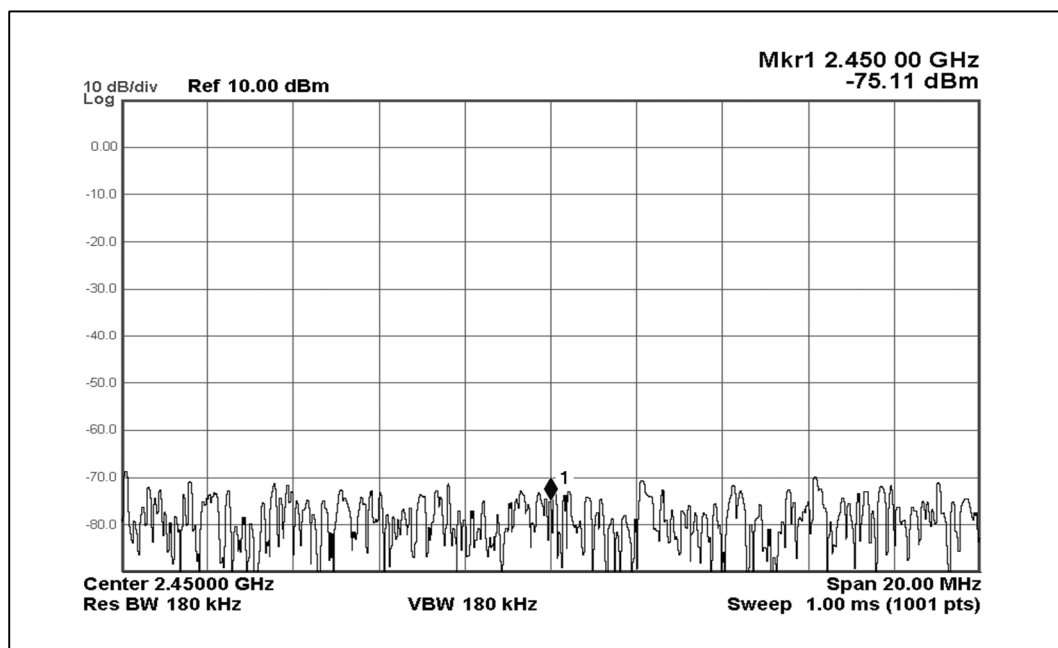
รูปที่ 4.9 ลายวงจรตัวลวดทอนสัญญาณ -3 dB ที่ได้ออกแบบ



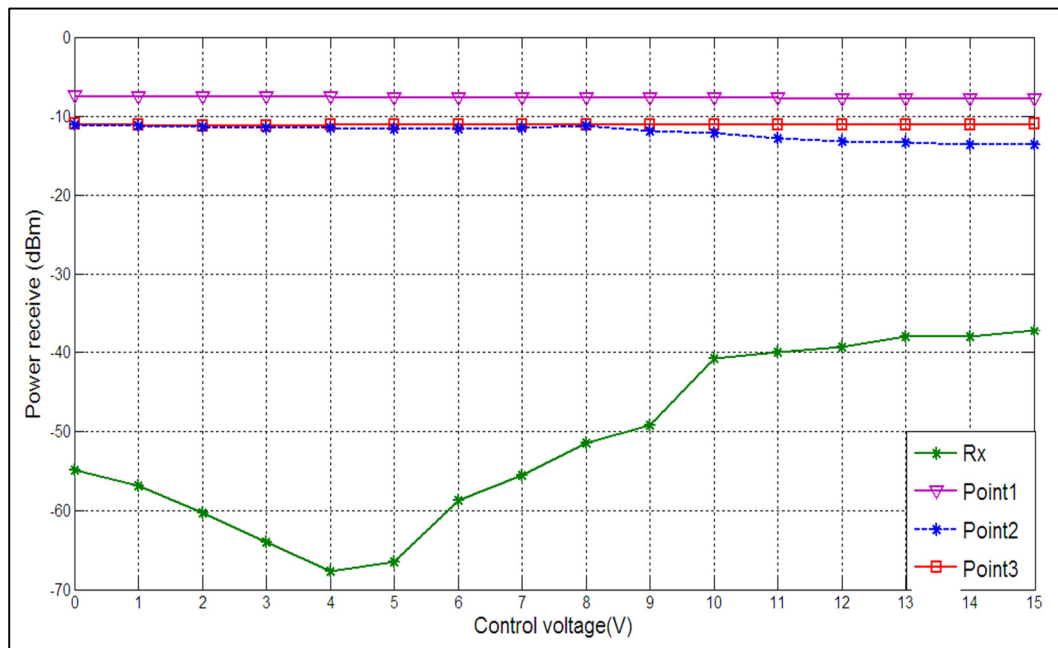
รูปที่ 4.10 ผลการจำลองแบบตัวลวดทอนด้วยโปรแกรม CST



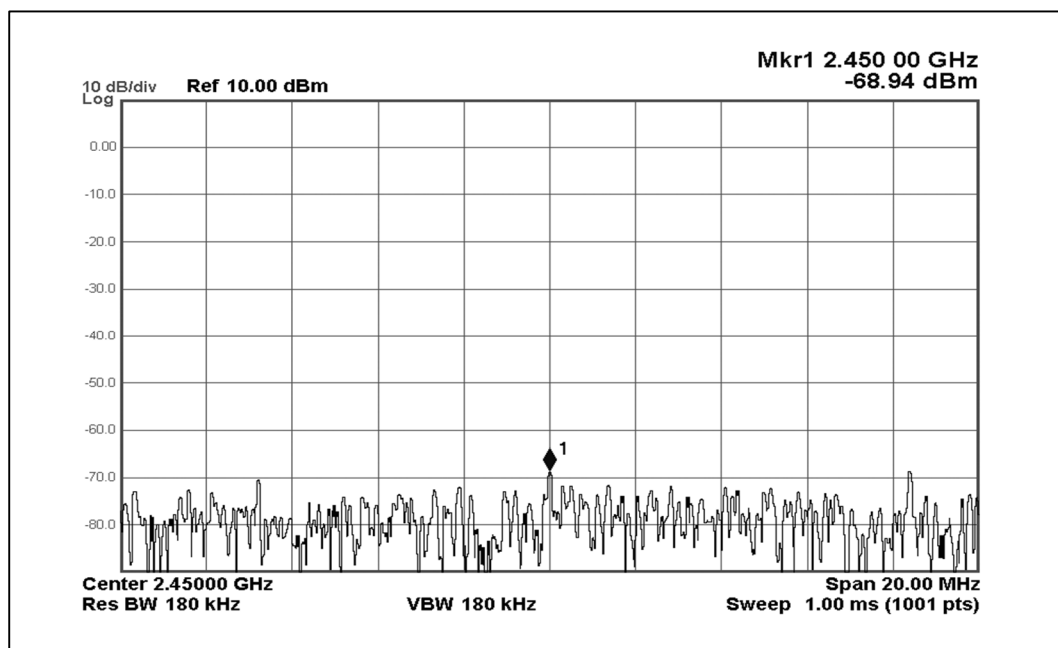
รูปที่ 4.11 การวัดค่าเมื่อนำตัวลดทอนเข้ามาต่อร่วมกับระบบ สำหรับกำลังส่ง 0 dBm



รูปที่ 4.12 การปรับเฟสโดยใช้ตัวเลื่อนเฟสซึ่งทำการการป้อนแรงดัน 4.1 โวลต์และตัวลดทอน - 3 dB สำหรับกำลังส่ง 0 dBm



รูปที่ 4.13 การวัดค่าเมื่อนำตัวลดทอนเข้ามาต่อร่วมกับระบบ สำหรับกำลังส่ง 20 dBm



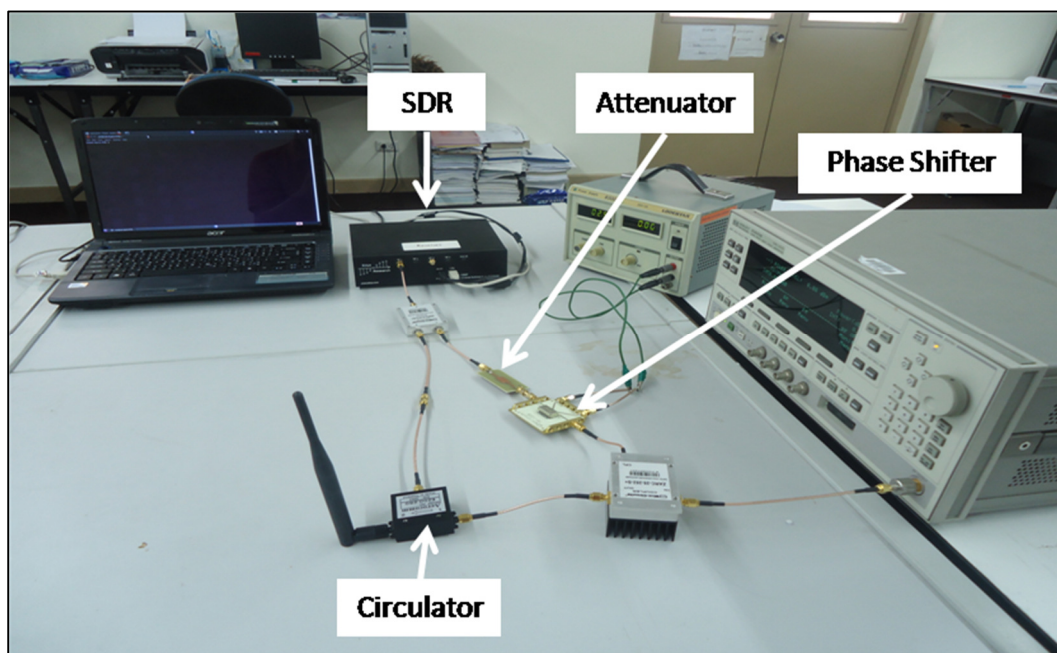
รูปที่ 4.14 การปรับเฟสโดยใช้ตัวเลื่อนเฟสซึ่งทำการการป้อนแรงดัน 4.1 โวลต์ และตัวลดทอน - 3 dB สำหรับกำลังส่ง 20 dBm

4.2.1.3 สรุปผลการทดสอบภาควิทยุ

จากการทดสอบข้างต้นสามารถสรุปได้ว่าต้องทำการป้อนแรงดันให้กับตัวเลื่อนเฟสเท่ากับ 4.1 โวลต์ และเชื่อมต่อตัวเลื่อนเฟส -3 dB เข้ากับระบบเมื่อต่ออุปกรณ์และตั้งค่าดังกล่าวจะทำให้การกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตนเองมีค่าลดทอนหรือค่าสัญญาณที่กำจัดได้มีค่ามากที่สุดประมาณ 75 dB

4.2.2 การทดสอบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเมื่อนำเทคนิคการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยคลื่นวิทยุรวมเข้ากับการกำจัดสัญญาณด้วยดิจิทัล

จากรูปที่ 4.15 แสดงให้เห็นภาพรวมของระบบที่ใช้ในการทดสอบทั้งระบบโดยมีการรวมเทคนิคการกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตนเองด้วยคลื่นวิทยุและการกำจัดสัญญาณด้วยดิจิทัลเข้าด้วยกัน ค่าพารามิเตอร์ที่นำมาพิจารณาการทดสอบวัดค่ามีดังนี้ ค่าความผิดพลาดบิตข้อมูลแพ็คเกจที่ผิดพลาด ค่าวิสัยความสามารถส่งผ่านข้อมูล โดยจะทำการทดสอบวัดค่าในแต่ละกรณีมาเปรียบเทียบกัน โดยเริ่มจากกรณีที่ยังไม่มีการใช้เทคนิคใดๆ นำมากำจัดสัญญาณแทรกสอด การใช้เทคนิคการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยคลื่นวิทยุ การใช้เทคนิคการกำจัดสัญญาณด้วยดิจิทัล และการใช้เทคนิคการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยคลื่นวิทยุรวมกับการกำจัดสัญญาณด้วยดิจิทัล เมื่อทำการทดสอบวัดค่าดังกล่าวข้างต้นแล้วจะนำค่าที่ได้มาเปรียบเทียบเข้ากับระบบการสื่อสารแบบเดิม



รูปที่ 4.15 ภาพรวมของชุดทดสอบทั้งระบบ

4.2.2.1 พารามิเตอร์ที่พิจารณาในการทดสอบ

ในการวัดประสิทธิภาพของระบบทดสอบ สามารถวัดพารามิเตอร์ดังต่อไปนี้

อัตราความผิดพลาดแพ็กเกจ

อัตราความผิดพลาดของแพ็กเกจสามารถวัดผลได้ด้วยค่าต่างๆ ได้แก่

pktno คือ เลขแพ็กเกจ

n_rcvd คือ จำนวนแพ็กเกจที่ได้รับได้

n_right คือ จำนวนแพ็กเกจที่รับได้ถูกต้อง

ในการตรวจสอบเลขแพ็กเกจ หากแพ็กเกจนั้น มีความถูกต้องจะนับ n_right เพิ่มขึ้นเรื่อยๆ ตามจำนวนแพ็กเกจที่ถูกต้อง ส่วนจำนวนแพ็กเกจที่รับได้นั้นก็จะเพิ่มจำนวนไปเรื่อยๆ จนหมดจำนวนตามที่ภาคส่งส่งมา สมการที่ 5.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราความผิดพลาดกับพารามิเตอร์ที่กล่าวมาข้างต้น

$$PER = \left(1 - \left(\frac{n_right}{pktno} \right) \right) \times 100\% \quad (4.1)$$

อัตราความผิดพลาดบิต

หลังจากที่สามารถหาอัตราความผิดพลาดของแพ็กเกจได้แล้ว พบว่าความสัมพันธ์ระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตกับอัตราความผิดพลาดแพ็กเกจสามารถแสดงได้ดังสมการ 4.2

$$1 - PER = (1 - BER)^L \quad (4.2)$$

เมื่อ PER คือ อัตราความผิดพลาดแพ็กเกจ BER คือ อัตราความผิดพลาดบิต

L คือ จำนวนแพ็กเกจที่ใช้

4.2.2.1 ขั้นตอนการทดสอบ

ในการทดสอบการรับส่งข้อมูลระหว่างชุดอุปกรณ์ มีวัตถุประสงค์ในการหาอัตราความผิดพลาดของแพ็กเกจข้อมูลเทียบกับระยะห่างระหว่างชุดอุปกรณ์ภาคส่งกับชุดอุปกรณ์ภาครับ และหาสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราความผิดพลาดของแพ็กเกจข้อมูลเทียบกับระยะห่างระหว่างภาคส่งและภาครับ โดยการทดสอบสามารถทำได้ตามขั้นตอนดังต่อไปนี้

ภาคส่ง

เปิดเครื่องคอมพิวเตอร์ที่ใช้ควบคุมและล็อกอินเข้าสู่โหมด root หรือ ใช้คำสั่งsudo นำหน้า script ที่ต้องการคอมไพล์

จากนั้นเข้าไปอยู่ที่อยู่ของโปรแกรม FD_send_tx.py

ตั้งค่าสกริปที่ภาคส่งดังต่อไปนี้

```
sudo ./FD_send_tx.py -tx-freq=2450000000 -m bpsk -i 128 -tx-amplitude=7000
```

ซึ่งสามารถอธิบายพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ตั้งค่าได้ดังนี้

tx-freq คือ ค่าความถี่ที่ใช้

m คือ รูปแบบการมอดูเลต

i คือ การตั้งค่า interpolation rate ของภาคส่ง

tx-amplitude คือ การตั้งค่า Transmitter Digital Amplitude ที่ภาคส่งมี ค่าตั้งแต่ [0-32768]

ภาครับ

เปิดเครื่องคอมพิวเตอร์ที่ใช้ควบคุมและล็อกอินเข้าสู่โหมด root หรือ ใช้คำสั่งsudo นำหน้า script ที่ต้องการคอมไพล์

จากนั้นเข้าไปอยู่ที่อยู่ของโปรแกรม FD_send_rx.py

ตั้งค่าสกริปที่ภาคส่งดังต่อไปนี้

```
sudo ./FD_send_rx.py -rx-freq=2450000000 -m bpsk -d 64
```

ซึ่งสามารถอธิบายพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ตั้งค่าได้ดังนี้

rx-freq คือ ค่าความถี่ที่ใช้

m คือ รูปแบบการมอดูเลต

S คือ ตั้งขนาดความยาวของแพ็กเกจ

d คือ การตั้งค่า Decimation rate ของภาครับ

จากการตั้งค่า Interpolation rate และ Decimation rate สามารถแสดงอัตราการส่งข้อมูลและรับข้อมูลได้ดังนี้

$$Tx_rate = \frac{Dr}{Ipr} = \frac{128 \times 10^6}{128} = 1Mbps \quad (4.3)$$

$$Rx_rate = \frac{Ar}{Dcr} = \frac{64 \times 10^6}{64} = 1Mbps \quad (4.4)$$

ซึ่งการตั้งค่าอัตราการส่งข้อมูลและรับข้อมูลนี้จะต้องมีค่าเท่ากันเพื่อให้สามารถรับแพ็กเกจและวิเคราะห์แพ็กเกจข้อมูลได้ ในการทดลองจะทำการเปลี่ยนแปลงระยะทางไปเรื่อย ๆ จาก 1 เมตร จนถึง 4 เมตร โดยที่ค่าระยะทาง 1 ค่า จะทำการเก็บค่ารับส่งข้อมูลกันทั้งหมด 10 ครั้งพารามิเตอร์ที่ต้องการจะถูกเก็บไว้ที่เครื่องคอมพิวเตอร์ที่ภาครับ จากนั้นเมื่อทำการทดลองครบทุกค่าแล้ว ก็จะนำข้อมูลที่ได้ออกไปทำการถอดแพ็กเกจข้อมูลนำค่า $pktmo, n_rcvdl$ และ n_right มาทำการวิเคราะห์หาอัตราความผิดพลาดของแพ็กเกจข้อมูล ซึ่งค่าระยะทาง 1 ค่า จะมีค่าอัตราความผิดพลาดของข้อมูล 10 ค่า จากนั้นจึงนำค่าดังกล่าวไปหาค่าเฉลี่ยและทำการพล็อตกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราความผิดพลาดของแพ็กเกจข้อมูลเทียบกับระยะทางต่อไป

จากการวัดค่าสัญญาณที่ทดสอบจะเห็นได้ว่าเมื่อการใช้เทคนิคการจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยคลื่นวิทยุอย่างเดียวนั้นจะสามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดได้จำนวนมาแต่ก็ยังไม่เพียงพอที่จะทำให้ระบบทำงานได้มีประสิทธิภาพ เพราะว่าสัญญาณรบกวนที่ยังอยู่ในระบบแม้ว่าจะยังคงเหลืออยู่น้อยหรือมีความแรงของสัญญาณไม่มากแต่ก็สามารถทำให้สัญญาณที่รับเข้ามามีผลกระทบจากความผิดพลาดอยู่บ้าง เช่นเดียวกับการออกแบบโดยในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตนเองโดยใช้เทคนิคการจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยดิจิทัลอย่างเดียวนั้น

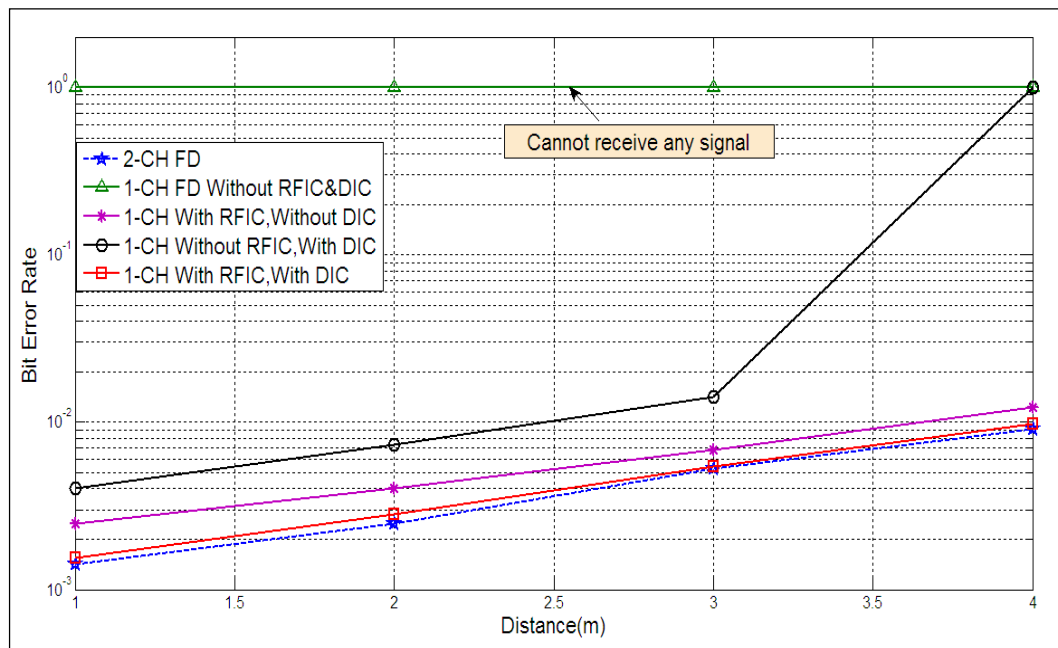
เมื่อนำเทคนิคการจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยคลื่นวิทยุร่วมด้วยการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยดิจิทัล จะเห็นได้ว่าเทคนิคทั้งสองเมื่อทำงานร่วมกันแล้วสามารถทำให้การกำจัดสัญญาณแทรกสอดมีความสมบูรณ์มาก หรือ ทำให้ภาครับสามารถทำการประมวลผลสัญญาณที่รับเข้ามามีความถูกต้องมากยิ่งขึ้น และเมื่อนำมาเปรียบเทียบกับระบบดั้งเดิมที่ใช้สองช่องสัญญาณในการสื่อสารเทียบกับระบบสื่อสารที่ได้นำเสนอคือการใช้ช่องสัญญาณเดียวในการสื่อสารปรากฏว่ามีสมรรถนะความใกล้เคียงกับแต่สามารถรับสัญญาณได้ในระยะทางเพียง 4 เมตรเท่านั้น เนื่องจากสายอากาศที่ได้นำมาใช้ในการทดสอบระบบมีกำลังขยายของสายอากาศต่ำ

จากรูปที่ 4.16 แสดงให้เห็นว่าการทดสอบวัดประสิทธิภาพการรับส่งข้อมูลในระยะทางต่างๆ เพื่อวัดค่าความผิดพลาดบิตที่เกิดขึ้นเมื่อตรวจสอบข้อมูลที่วัดได้จากภาครับ โดยทำการเปรียบเทียบกรณีต่างๆ ดังนี้ เมื่อทำการทดสอบระบบสื่อสารรับและส่งข้อมูลพร้อมๆ กันโดยยังไม่ได้มีการใช้เทคนิคใดที่นำมาช่วยกำจัดสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นในระบบปรากฏว่าภาครับไม่สามารถถอดรหัสสัญญาณได้เนื่องจากผลของสัญญาณที่เข้ามาในระบบมีจำนวนมากและสัญญาณที่รับต้องการที่จะรับเข้ามาเพื่อนำมาประมวลผลของขนาดของสัญญาณที่น้อยเกินไป หรือเกิดปัญหาการชนกันของสัญญาณทำให้สัญญาณที่รับเข้ามาขาดๆ หายๆ จนส่งผลให้ที่ภาครับไม่สามารถนำสัญญาณที่รับเข้ามาประมวลผลของสัญญาณได้ ต่อมาเมื่อทำการออกแบบการจัดสัญญาณโดยในเทคนิคการจัดสัญญาณด้วยคลื่นวิทยุเข้ามาช่วยปรากฏว่ามีค่าความผิดพลาดบิตของข้อมูลที่ต่ำซึ่งสามารถรับสัญญาณเข้ามาและนำมาประมวลผลข้อมูลได้ แม้ว่าการรับ

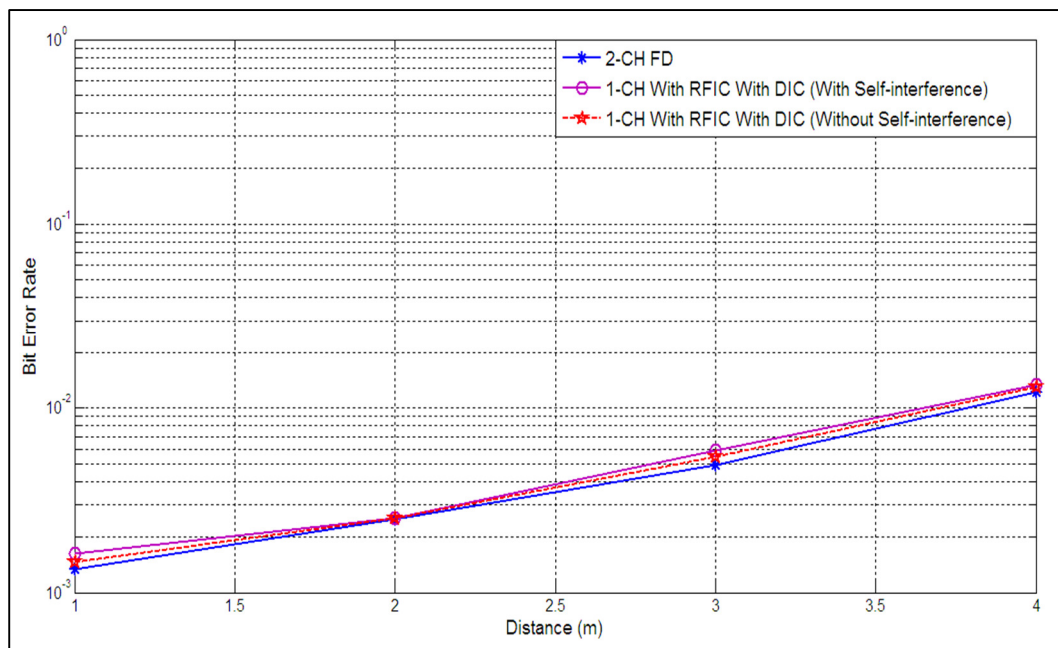
สัญญาณจะสามารถนำมาถอดรหัสของสัญญาณได้แต่ก็ยังคงเหลือสัญญาณแทรกสอดที่เข้ามารบกวนระบบสื่อสารอยู่บ้าง ต่อมาเมื่อทำการทดสอบระบบโดยใช้เทคนิคการกำจัดสัญญาณโดยใช้เทคนิคการกำจัดสัญญาณดิจิทัลเข้ามาด้วยปรากฏว่าภาครับสามารถนำสัญญาณที่ได้รับเข้านำมาประมวลผลได้ดังเช่นเทคนิคก่อนหน้านี้ แต่มีความผิดพลาดบิตค่อนข้างมากเมื่อทำการรับและส่งในระยะทางที่มากกว่า 3 เมตร ถ้าทำการรับและส่งพร้อมๆ กัน โดยในเทคนิคการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยดิจิทัลมาช่วยอย่างเดียวจะทำให้สามารถรับข้อมูลสัญญาณเข้ามาประมวลผลได้ระยะที่ไม่เกิน 3 เมตรมากกว่านั้นจะไม่สามารถนำสัญญาณที่ได้มาประมวลผลได้เลย ลำดับสุดท้ายเมื่อนำเทคนิคการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยดิจิทัลมารวมเข้ากับเทคนิคการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยคลื่นวิทยุเข้ามาช่วย พบว่ามีประสิทธิภาพการประมวลผลสัญญาณมากขึ้นและมีจำนวนบิตผิดพลาดที่น้อยลง เนื่องมาจากก่อนที่จะนำเทคนิคการกำจัดสัญญาณด้วยดิจิทัลมากำจัดสัญญาณแทรกสอดนั้นยังคงมีสัญญาณแทรกสอดหรือสัญญาณรบกวนในระบบสื่อสารอยู่น้อย เนื่องจากถูกกำจัดมาแล้วส่วนหนึ่งด้วยเทคนิคการกำจัดสัญญาณด้วยคลื่นวิทยุ

สรุปได้ว่าเมื่อไม่มีการใช้เทคนิคใดๆ เข้ามาช่วยกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตนเองจะทำให้ไม่สามารถถอดรหัสสัญญาณวิทยุที่รับเข้ามาที่ภาครับได้เลย เนื่องจากเกิดการชนกันของสัญญาณที่เราต้องการรับเข้ามากับสัญญาณแทรกสอดที่มีอยู่ในระบบ ระบบที่ได้ทำการออกแบบขึ้นสามารถทำการทดสอบได้ระยะทางไม่เกิน 4 เมตรเนื่องจากข้อจำกัดด้านอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ อาทิเช่น สายอากาศที่มีอัตราขยายที่ต่ำ อุปกรณ์ที่ด้านฮาร์ดแวร์ และสภาพแวดล้อมที่ใช้ในการทดสอบเมื่อนำระบบสื่อสารที่ได้นำเสนอมาเปรียบเทียบกับระบบแบบดั้งเดิมจะเห็นได้ว่ามีประสิทธิภาพที่ใกล้เคียงกัน

จากรูปที่ 4.17 ได้ทำการวัดทดสอบประสิทธิภาพค่าบิตผิดพลาดเปรียบเทียบระหว่างการทำการส่งสัญญาณแทรกสอดเข้ามารบกวนระบบสื่อสารที่ได้ทำการออกแบบโดยการส่งสัญญาณจากเครื่องกำเนิดสัญญาณ (Signal generator) เพื่อทำการวิเคราะห์การทดสอบที่ได้ขณะมีสัญญาณเข้ามารบกวนในระบบและไม่มีสัญญาณเข้ามารบกวนในระบบจะสังเกตได้ว่าค่าความผิดพลาดบิตจะมีค่าที่ใกล้เคียงกันต่างกันเพียงเล็กน้อย เมื่อทำการวิเคราะห์ถึงเมื่อมีสัญญาณแทรกสอดเข้ามาในระบบซึ่งส่งออกมาจากเครื่องกำเนิดสัญญาณพบว่าจะมีค่าความผิดพลาดบิตมากกว่าระบบที่ไม่มีการรบกวนหรือยังไม่ได้ทำการส่งสัญญาณออกมาจากเครื่องกำเนิดสัญญาณเพียงเล็กน้อย เนื่องจากการกำจัดสัญญาณแทรกสอดที่เข้ามาในระบบเราไม่สามารถทำการกำจัดสัญญาณได้ร้อยละหนึ่ง เพราะเนื่องจาก ค่าความถี่ของสัญญาณไม่สามารถปรับให้สัญญาณอ้างอิงทั้งสองสัญญาณมีค่าที่เท่ากันได้ ผลกระทบจากสภาพแวดล้อม เป็นต้น เช่นเดียวกับค่าการทดสอบวัดประสิทธิภาพความผิดพลาดการรับแพ็คเกจในรูปที่ 4.19

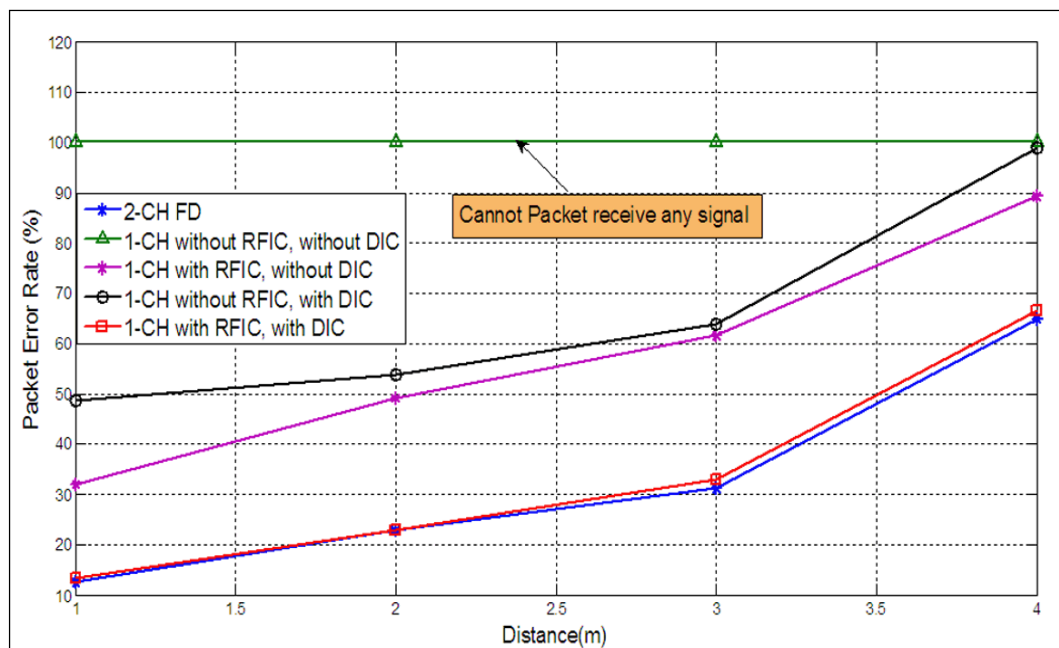


รูปที่ 4.16 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเทียบกับระยะทางในการรับส่งข้อมูลเปรียบเทียบกับเทคนิคต่างๆ ในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตนเองทั้งก่อนและหลังการกำจัดสัญญาณแทรกสอด

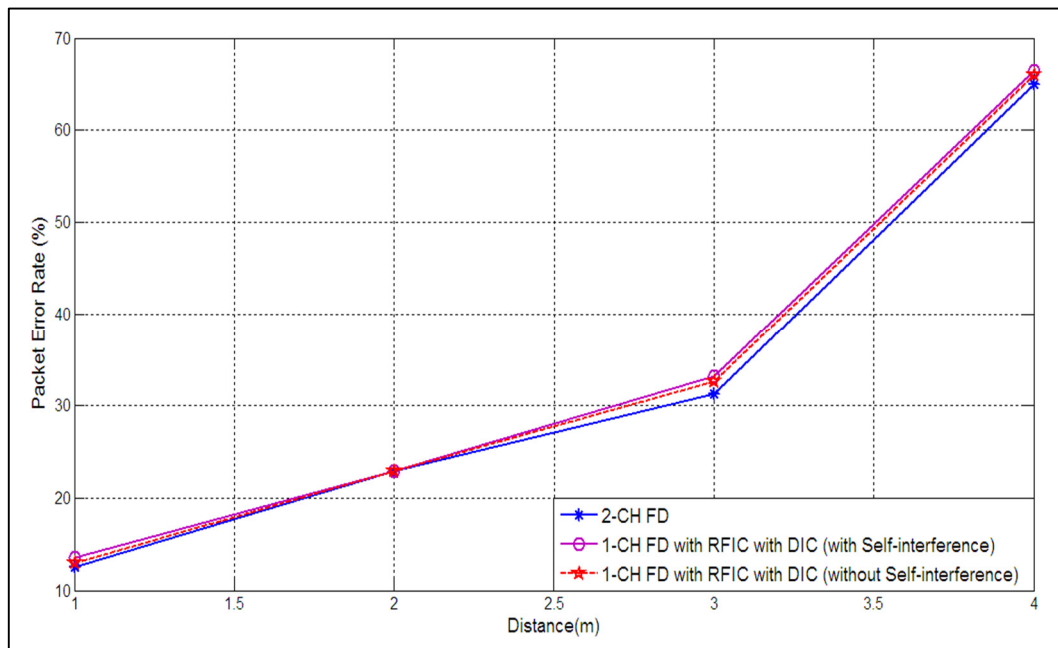


รูปที่ 4.17 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเทียบกับระยะทางรับส่งในขณะที่มีสัญญาณแทรกสอดของตนเองในระบบและไม่มีสัญญาณแทรกสอดของตนเองในระบบ

จากรูปที่ 4.18 แสดงประสิทธิภาพของการรับแพ็คเกจว่าขณะทำการรับและส่งสัญญาณวิทยุมีความผิดพลาดการรับแพ็คเกจเท่าไร จะพบว่าเมื่อทำการรับและส่งข้อมูลโดยที่ไม่ได้ใช้เทคนิคใดๆ เข้ามาช่วยในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดในระบบสื่อสารจะสังเกตได้จากกราฟข้อมูลที่ได้ทำการทดสอบว่าระบบสื่อสารจะไม่สามารถทำการรับแพ็คเกจใดๆ ได้เลยด้วยปัญหาสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นมาในระบบสื่อสารที่ส่งผลกระทบทำให้ภาครับไม่สามารถรับแพ็คเกจข้อมูลที่ต้องการได้ ลำดับต่อมาเมื่อมีการทดสอบวัดสัญญาณขณะที่มีการนำเข้าเทคนิคการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยคลื่นวิทยุ และการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยดิจิทัล ตามลำดับพบว่าภาครับสามารถรับสัญญาณเข้ามาได้ส่วนหนึ่งแต่ก็มีความผิดพลาดไม่มาก และสามารถทำการรับและส่งข้อมูลได้ประมาณ 3 เมตร สุดท้ายเมื่อนำเทคนิคการกำจัดสัญญาณด้วยคลื่นวิทยุมาใช้ร่วมกับเทคนิคการกำจัดสัญญาณด้วยดิจิทัลจะพบว่าประสิทธิภาพการรับแพ็คเกจข้อมูลที่ได้มีความเทียบเคียงหรือใกล้เคียงกับระบบสื่อสารแบบดั้งเดิมที่เคยได้มีการเสนอมาและระบบสามารถทำการรับและส่งแพ็คเกจข้อมูลได้ในระยะทาง 4 เมตร จากการทดสอบเสนอให้เห็นได้ว่าระบบการสื่อสารแบบสองทางที่ได้นำเสนอขึ้นนั้นมีประสิทธิภาพและสามารถทำการรับส่งข้อมูลได้พร้อมๆ กันและมีอัตราการรับและส่งจำนวนแพ็คเกจที่เกิดความผิดพลาดใกล้เคียงกับระบบเดิม

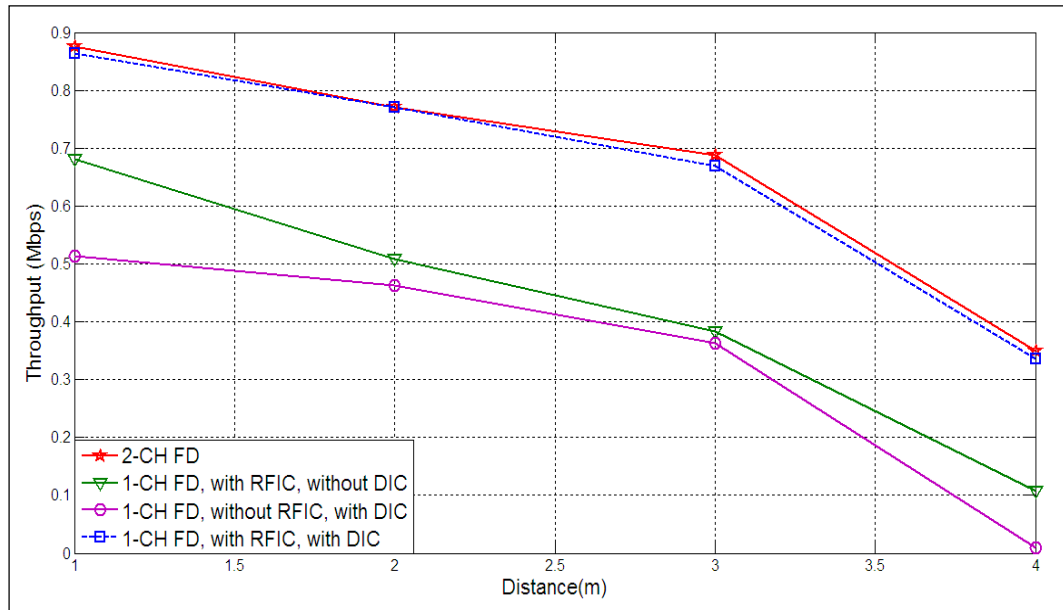


รูปที่ 4.18 อัตราความผิดพลาดแพ็คเกจข้อมูลเทียบกับระยะทางในการรับส่งข้อมูลเปรียบเทียบกับเทคนิคต่างๆ ในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตนเองทั้งก่อนและหลังการกำจัดสัญญาณแทรกสอด

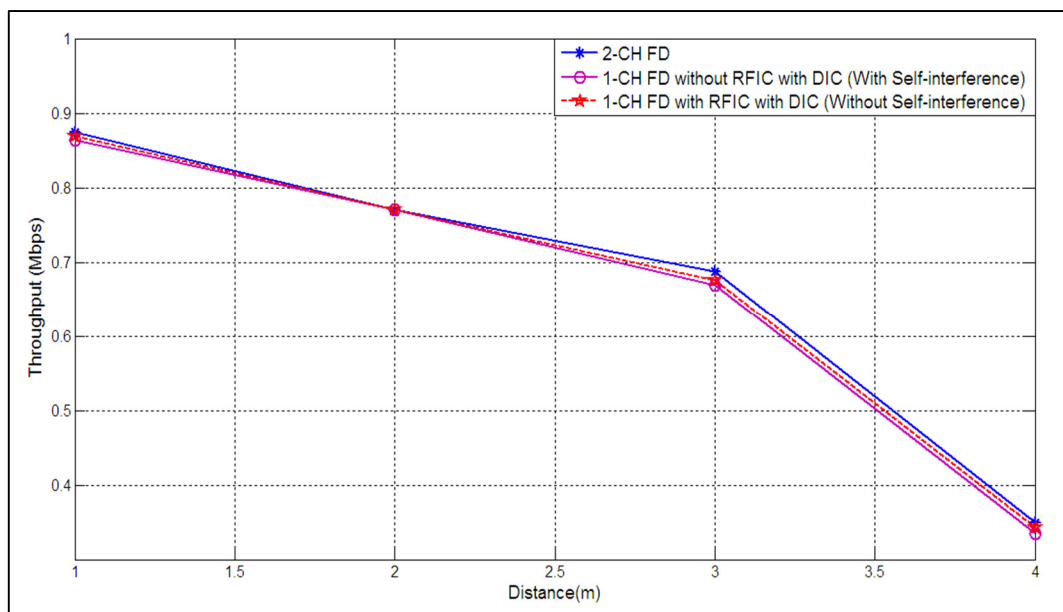


รูปที่ 4.19 อัตราความผิดพลาดแพ็คเกจข้อมูลเทียบกับระยะทางในในขณะที่มีสัญญาณแทรกสอดของตนเองในระบบและไม่มีสัญญาณแทรกสอดของตนเองในระบบ

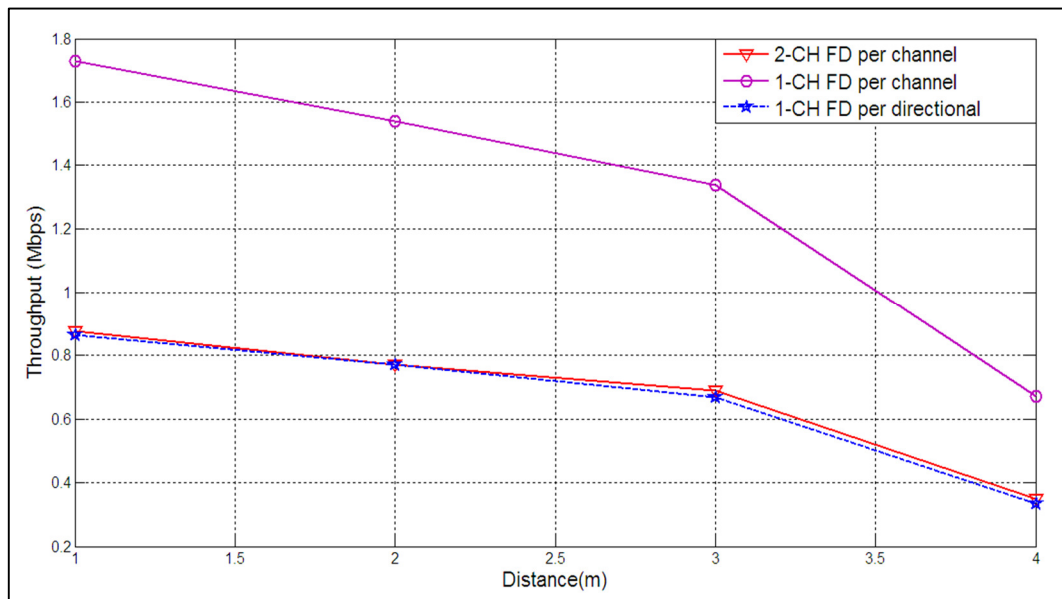
เมื่อนำผลการทดสอบในทางปฏิบัติดังแสดงในกราฟที่ 4.16 ซึ่งเป็นการทดสอบโดยการวัดค่าความผิดพลาดบิตกับระยะทางในการรับส่งข้อมูลสำหรับการสื่อสาร ซึ่งเมื่อเอากาฟดังกล่าวมาเปรียบเทียบกับกราฟที่ได้จากการจำลองแบบในบทที่ 3 จะเห็นได้ว่าผลที่ได้จากการทดสอบในทางปฏิบัติและผลที่ได้จากการจำลองแบบมีความแตกต่างกัน เนื่องจากหลายๆ ปัจจัยที่เราไม่สามารถจะกำหนดในการใช้ในการจำลองแบบด้วยโปรแกรมแมทแลบ อาทิเช่น ค่าที่เกิดจากการสูญเสียในสาย อุนหภูมิ เฟสของสัญญาณที่รั่วไหลเข้ามาในระบบ ผลกระทบจากคลื่นสัญญาณวิทยุที่มีความถี่ใกล้เคียงกันในสภาพแวดล้อมที่เราไม่สามารถประมาณค่าได้ จากขีดจำกัดข้างต้นที่เราไม่สามารถที่จะนำไปจำลองแบบได้ และข้อจำกัดในตัวอุปกรณ์ฮาร์ดแวร์ที่ใช้ทดสอบ ดังนั้น เราจึงไม่สามารถทำการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการทดสอบและผลที่ได้จากการจำลองแบบในอุดมคติ ในทางกลับกันจะพบว่าเมื่อนำกราฟที่ได้จากการทดสอบการส่งผ่านข้อมูลในทางปฏิบัติ ดังแสดงในรูปที่ 4.18 ซึ่งแสดงการความผิดพลาดแพ็คเกจเทียบกับระยะทางในการรับส่งระบบสื่อสารก็พบว่ามีความแตกต่างกันเช่นเดียวกับผลที่ได้จากการจำลองแบบ



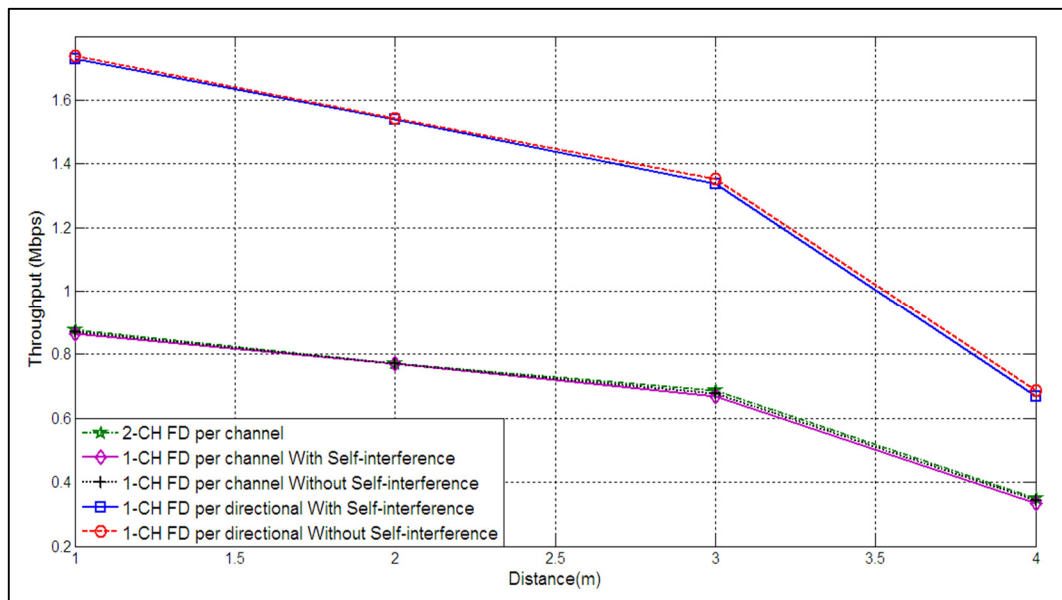
รูปที่ 4.20 ค่าวิสัยสามารถการส่งผ่านข้อมูลเทียบกับระยะทางในการรับส่งข้อมูลเปรียบเทียบระหว่างกรณีที่ใช้เทคนิคต่างๆ ในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตนเอง สำหรับอัตราเร็วข้อมูล 1 Mbps



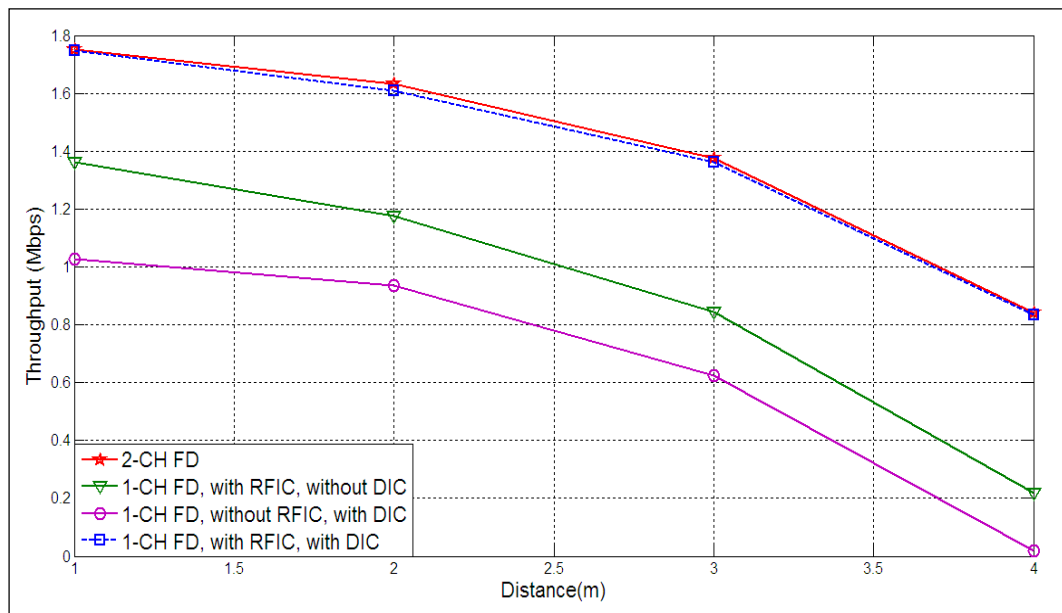
รูปที่ 4.21 ค่าวิสัยสามารถการส่งผ่านข้อมูลเทียบกับระยะทางในการรับส่งข้อมูลเปรียบเทียบระหว่างกรณีที่ใช้มีสัญญาณแทรกสอดของตนเองและไม่มีสัญญาณแทรกสอดของตนเอง สำหรับอัตราเร็วข้อมูล 1 Mbps



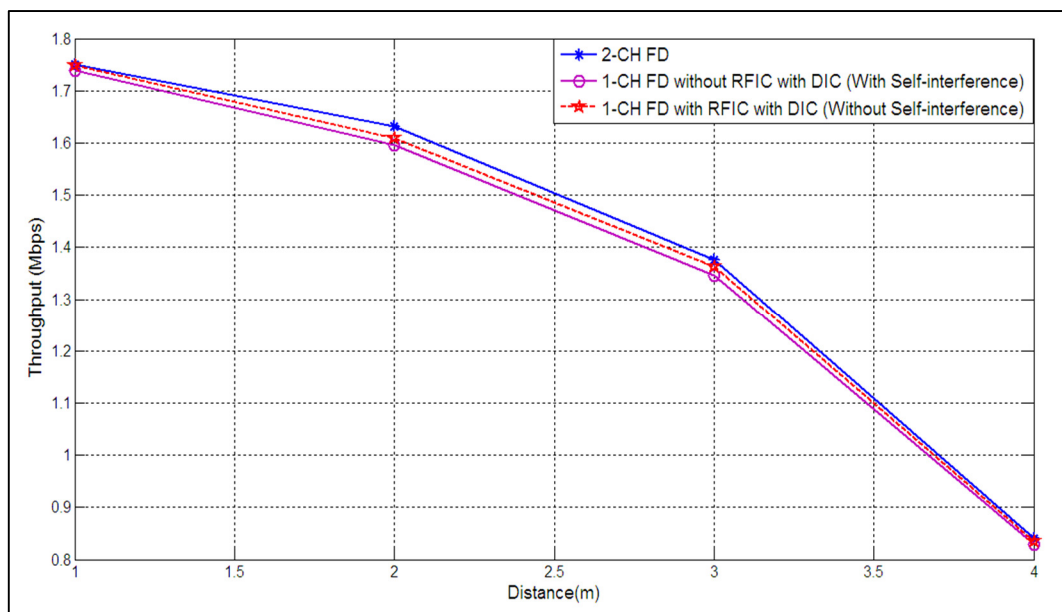
รูปที่ 4.22 ค่าวิสัยสามารถการส่งผ่านข้อมูลเทียบกับระยะทางในการรับส่งข้อมูลเปรียบเทียบระหว่างช่องสัญญาณเดียวกับระบบการสื่อสารสองทางแบบดั้งเดิมที่ใช้สองช่องสัญญาณ ในการรับและส่งข้อมูล สำหรับอัตราเร็วข้อมูล 1 Mbps



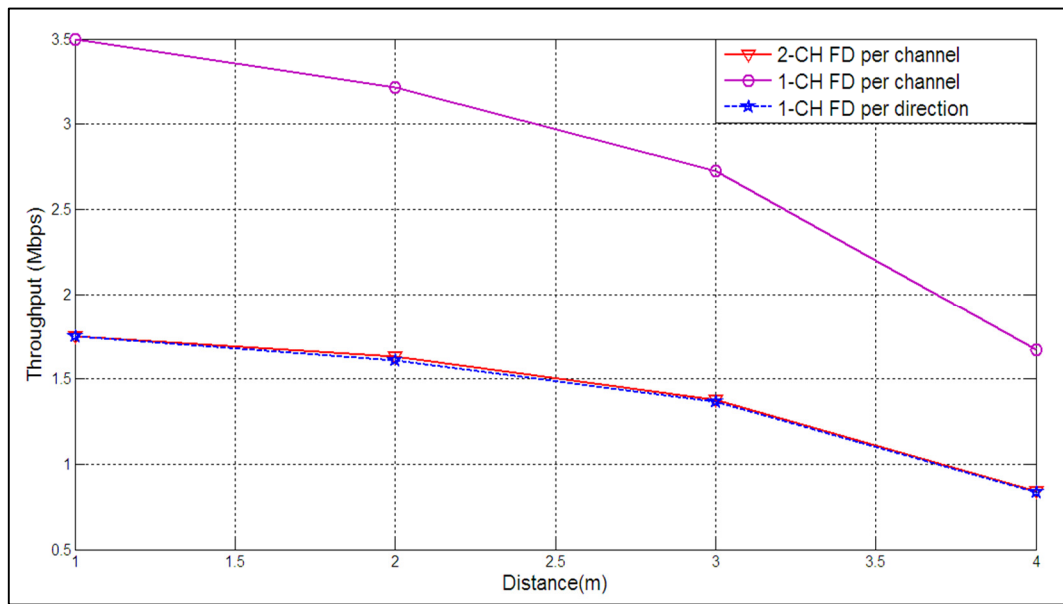
รูปที่ 4.23 ค่าวิสัยสามารถการส่งผ่านข้อมูลเทียบกับระยะทางโดยเปรียบเทียบระหว่างกรณีที่มีสัญญาณแทรกสอดของตนเองและไม่มีสัญญาณแทรกสอดของตนเองเทียบกับประสิทธิภาพการใช้ช่องสัญญาณ สำหรับอัตราเร็วข้อมูล 1 Mbps



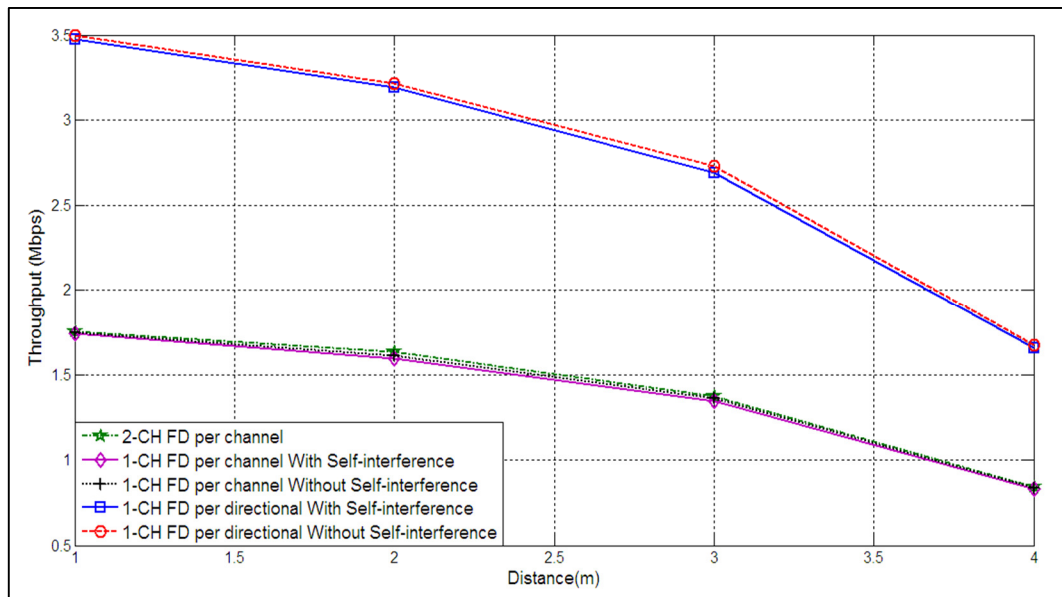
รูปที่ 4.24 ค่าวิสัยสามารถการส่งผ่านข้อมูลเทียบกับระยะทางในการรับส่งข้อมูลเปรียบเทียบระหว่างกรณีที่ใช้เทคนิคต่างๆ ในการกำจัดสัญญาณแทรกสอด ของตนเอง สำหรับอัตราเร็วข้อมูล 2 Mbps



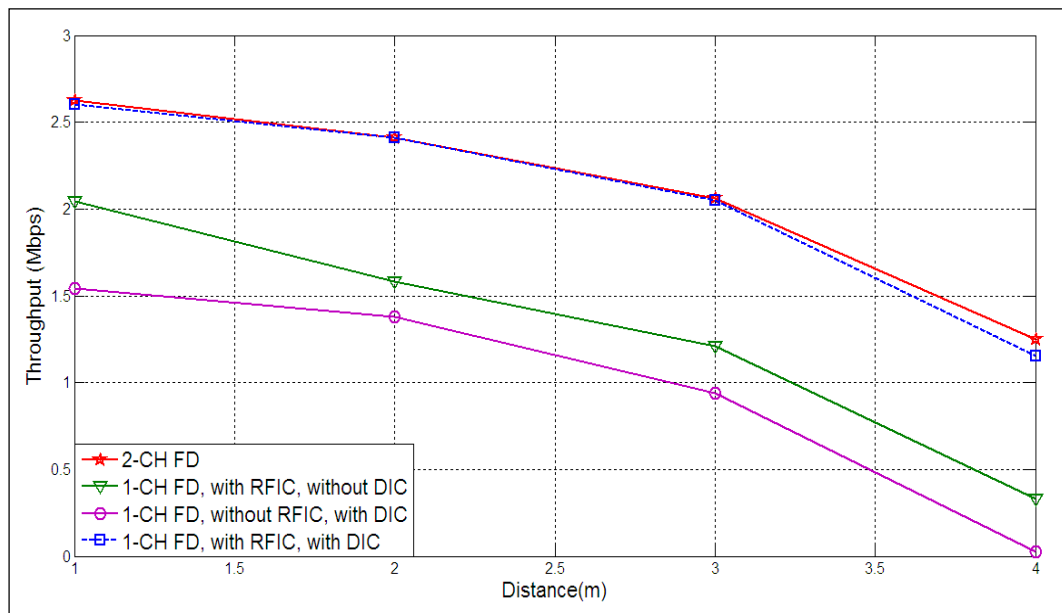
รูปที่ 4.25 ค่าวิสัยสามารถการส่งผ่านข้อมูลเทียบกับระยะทางในการรับส่งข้อมูลเปรียบเทียบระหว่างกรณีที่ใช้มีสัญญาณแทรกสอดของตนเองและไม่มีสัญญาณแทรกสอดของตนเอง สำหรับอัตราเร็วข้อมูล 2 Mbps



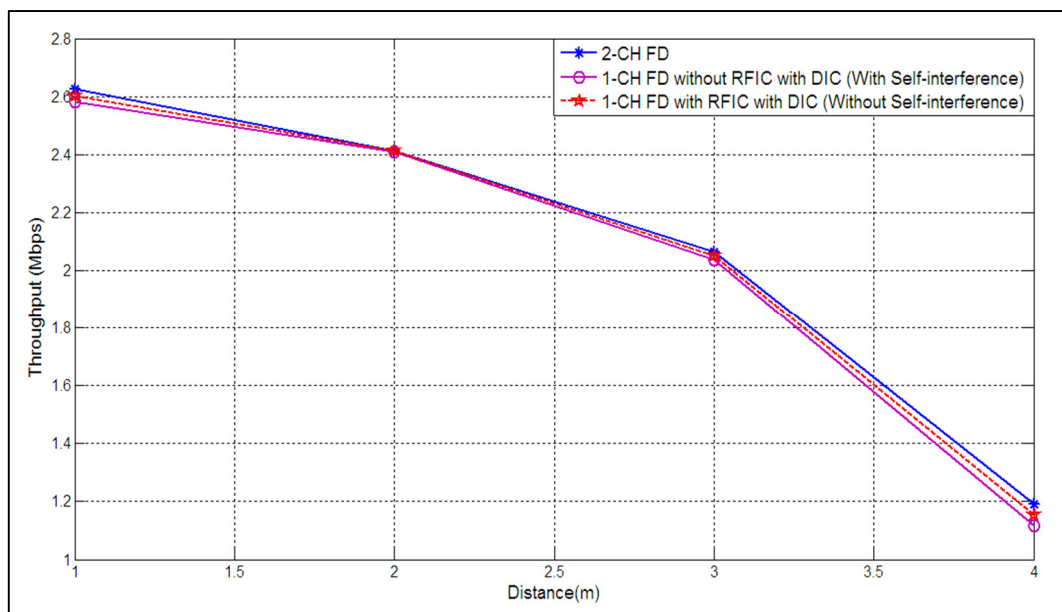
รูปที่ 4.26 ค่าวิสัยสามารถการส่งผ่านข้อมูลเทียบกับระยะทางในการรับส่งข้อมูลเปรียบเทียบระหว่างช่องสัญญาณเดียวกับระบบการสื่อสารสองทางแบบดั้งเดิมที่ใช้สองช่องสัญญาณ ในการรับและส่งข้อมูล สำหรับอัตราเร็วข้อมูล 2 Mbps



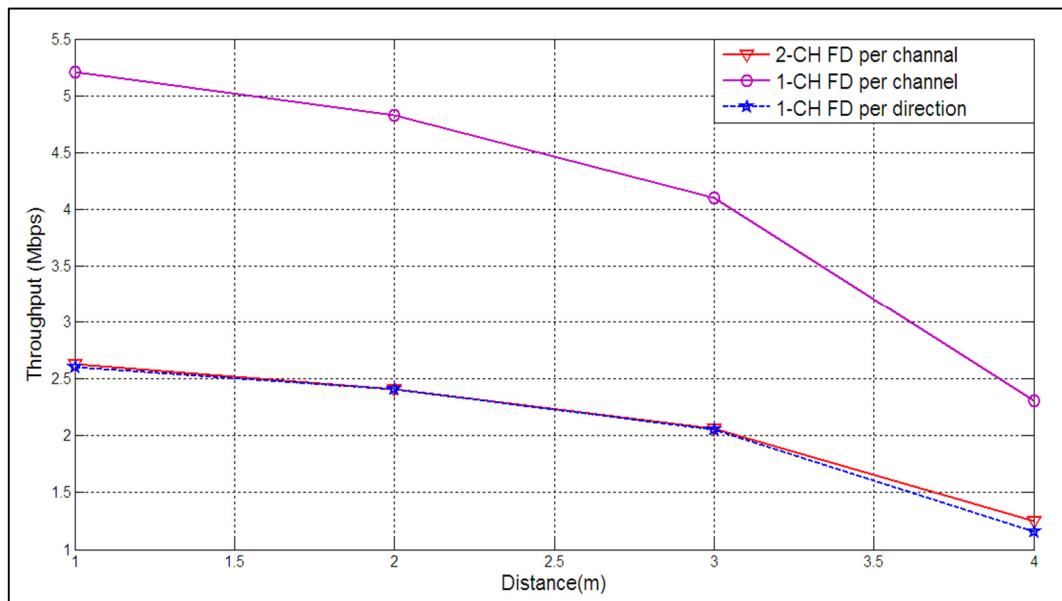
รูปที่ 4.27 ค่าวิสัยสามารถการส่งผ่านข้อมูลเทียบกับระยะทางโดยเปรียบเทียบระหว่างกรณีที่มีสัญญาณแทรกสอดของตนเองและไม่มีสัญญาณแทรกสอดของตนเองเทียบกับประสิทธิภาพการใช้ช่องสัญญาณ สำหรับอัตราเร็วข้อมูล 2 Mbps



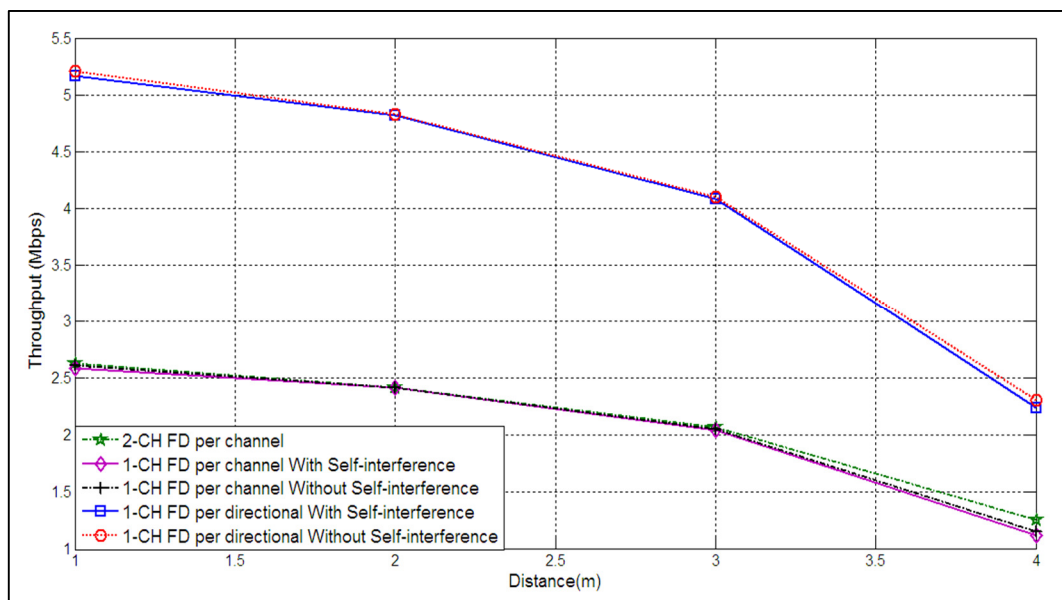
รูปที่ 4.28 ค่าวิสัยสามารถการส่งผ่านข้อมูลเทียบกับระยะทางในการรับส่งข้อมูลเปรียบเทียบระหว่างกรณีที่ใช้เทคนิคต่างๆ ในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตนเอง สำหรับอัตราเร็วข้อมูล 3 Mbps



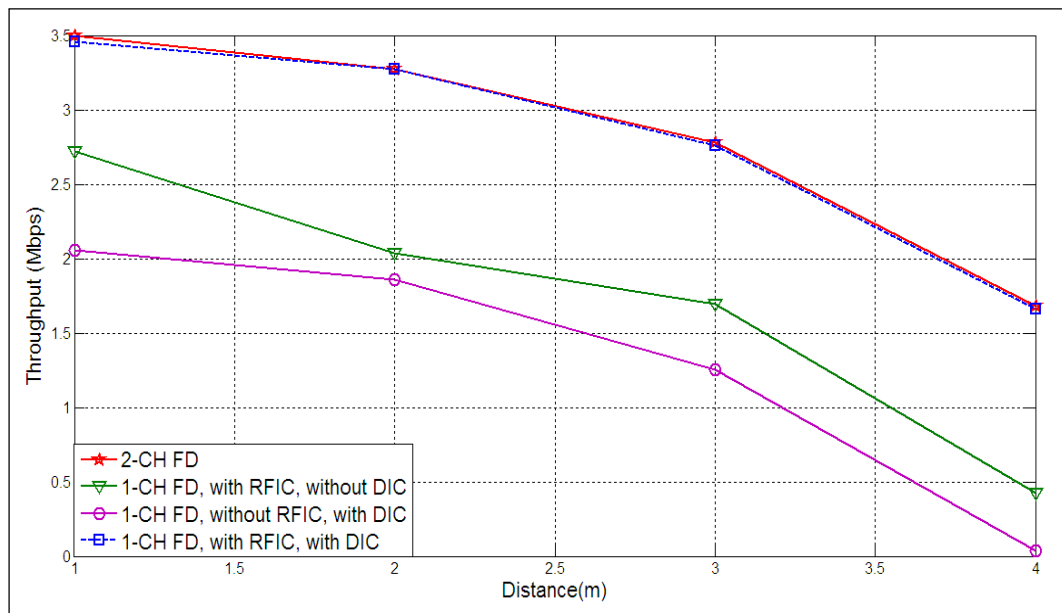
รูปที่ 4.29 ค่าวิสัยสามารถการส่งผ่านข้อมูลเทียบกับระยะทางในการรับส่งข้อมูลเปรียบเทียบระหว่างกรณีที่ใช้มีสัญญาณแทรกสอดของตนเองและไม่มีสัญญาณแทรกสอดของตนเอง สำหรับอัตราเร็วข้อมูล 3 Mbps



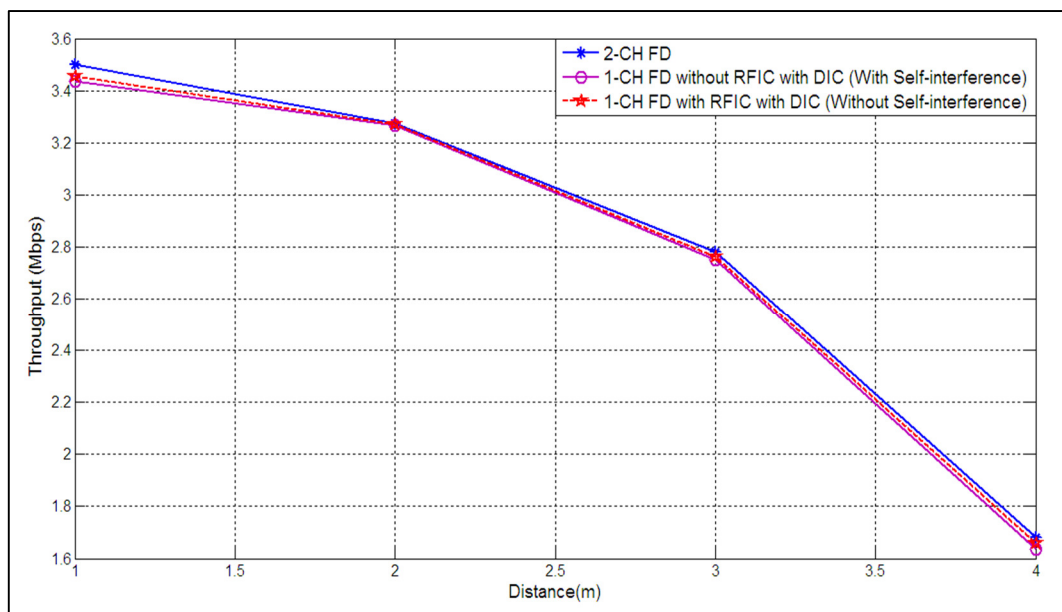
รูปที่ 4.30 ค่าวิสัยสามารถการส่งผ่านข้อมูลเทียบกับระยะทางในการรับส่งข้อมูลเปรียบเทียบระหว่างช่องสัญญาณเดียวกับระบบการสื่อสารสองทางแบบดั้งเดิมที่ใช้สองช่องสัญญาณ ในการรับและส่งข้อมูล สำหรับอัตราเร็วข้อมูล 3 Mbps



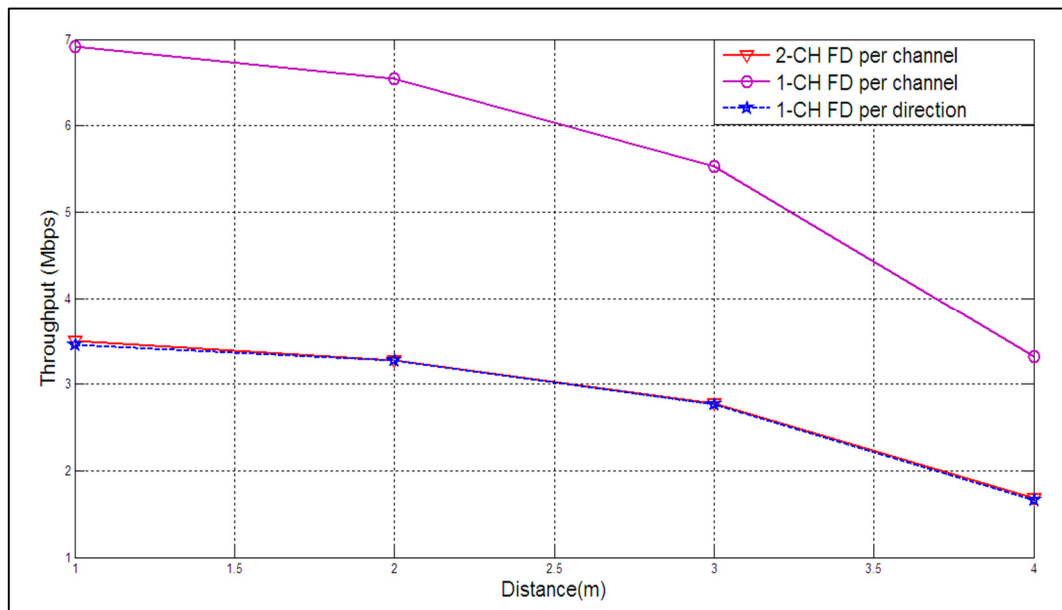
รูปที่ 4.31 ค่าวิสัยสามารถการส่งผ่านข้อมูลเทียบกับระยะทางโดยเปรียบเทียบระหว่างกรณีที่มีสัญญาณแทรกสอดของตนเองและไม่มีสัญญาณแทรกสอดของตนเองเทียบกับประสิทธิภาพการใช้ช่องสัญญาณ สำหรับอัตราเร็วข้อมูล 3 Mbps



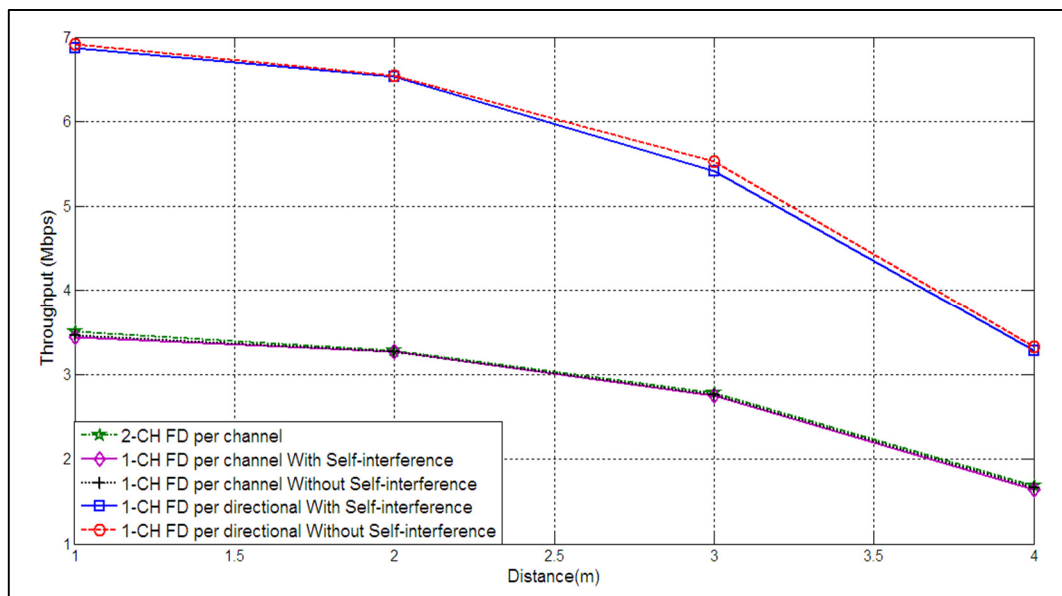
รูปที่ 4.32 ค่าวิสัยสามารถการส่งผ่านข้อมูลเทียบกับระยะทางในการรับส่งข้อมูลเปรียบเทียบระหว่างกรณีที่ใช้เทคนิคต่างๆ ในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตนเอง สำหรับอัตราเร็วข้อมูล 4 Mbps



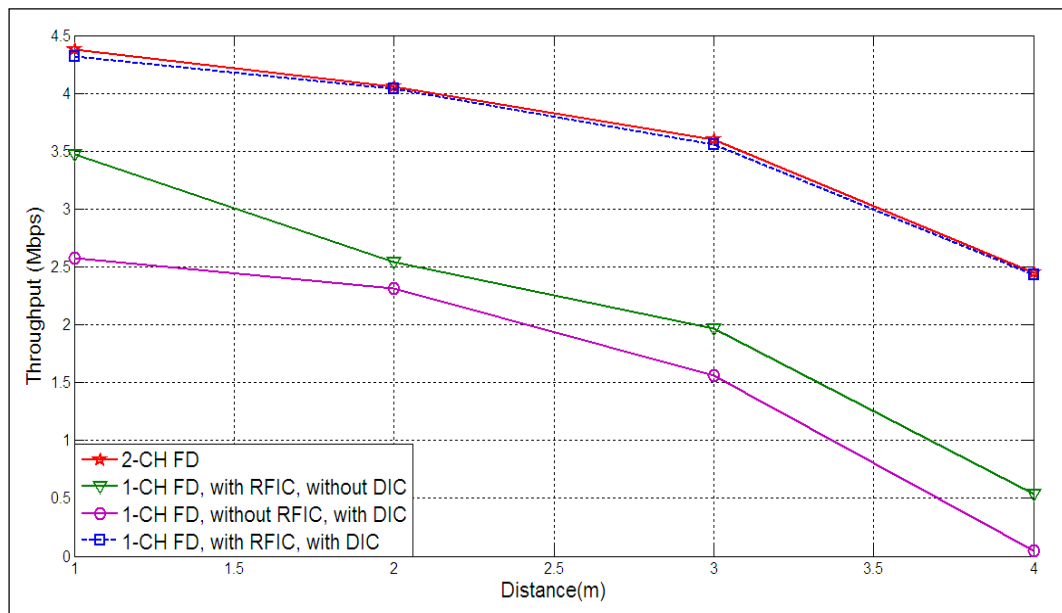
รูปที่ 4.33 ค่าวิสัยสามารถการส่งผ่านข้อมูลเทียบกับระยะทางในการรับส่งข้อมูลเปรียบเทียบระหว่างกรณีที่ใช้มีสัญญาณแทรกสอดของตนเองและไม่มีสัญญาณแทรกสอดของตนเอง สำหรับอัตราเร็วข้อมูล 4 Mbps



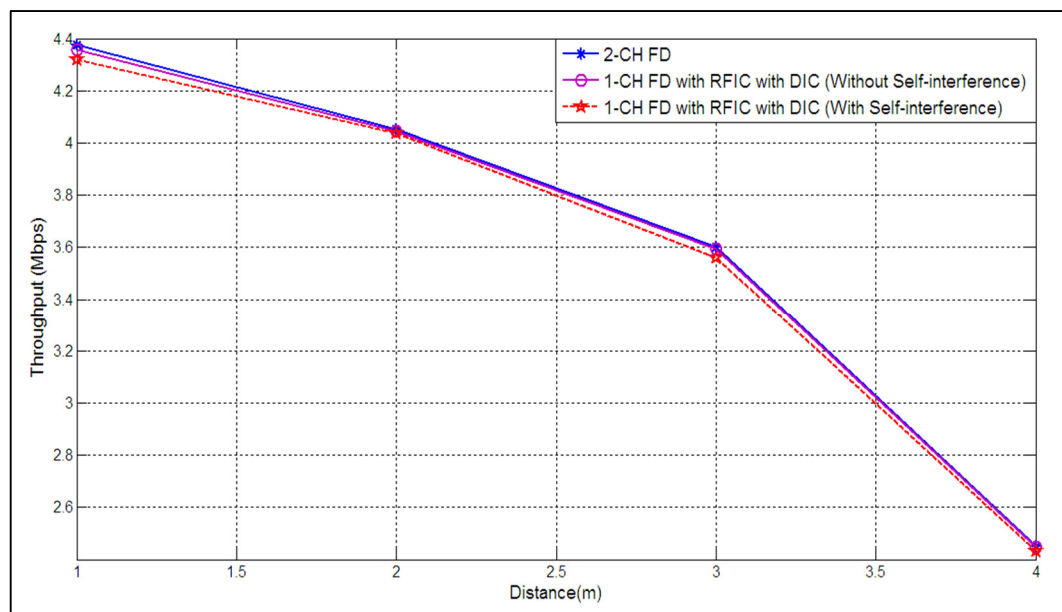
รูปที่ 4.34 ค่าวิสัยสามารถการส่งผ่านข้อมูลเทียบกับระยะทางในการรับส่งข้อมูลเปรียบเทียบระหว่างช่องสัญญาณเดียวกับระบบการสื่อสารสองทางแบบดั้งเดิมที่ใช้สองช่องสัญญาณ ในการรับและส่งข้อมูล สำหรับอัตราเร็วข้อมูล 4 Mbps



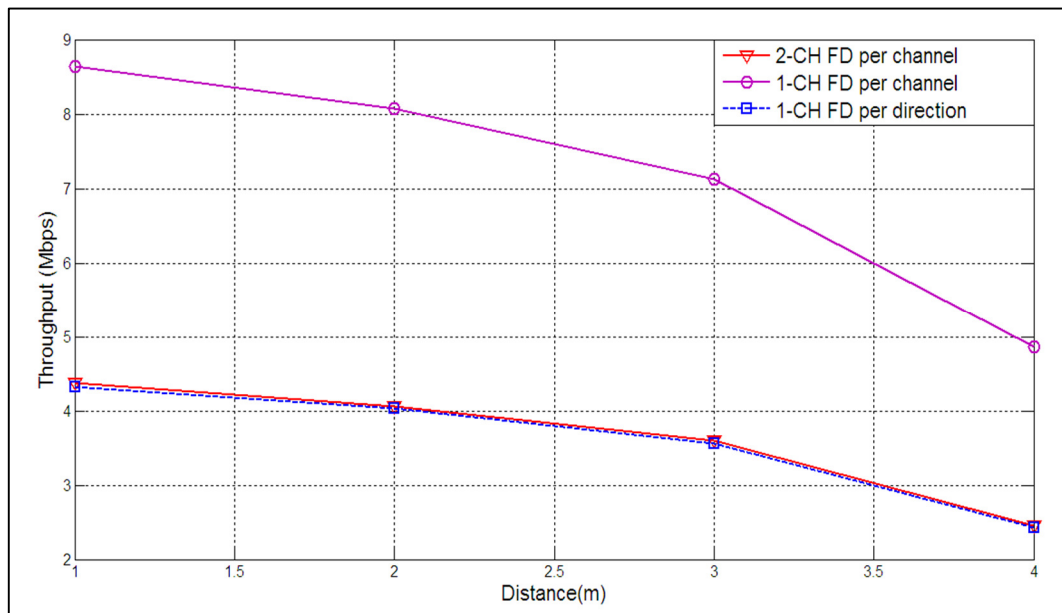
รูปที่ 4.35 ค่าวิสัยสามารถการส่งผ่านข้อมูลเทียบกับระยะทางโดยเปรียบเทียบระหว่างกรณีที่มีสัญญาณแทรกสอดของตนเองและไม่มีสัญญาณแทรกสอดของตนเองเทียบกับประสิทธิภาพการใช้ช่องสัญญาณ สำหรับอัตราเร็วข้อมูล 4 Mbps



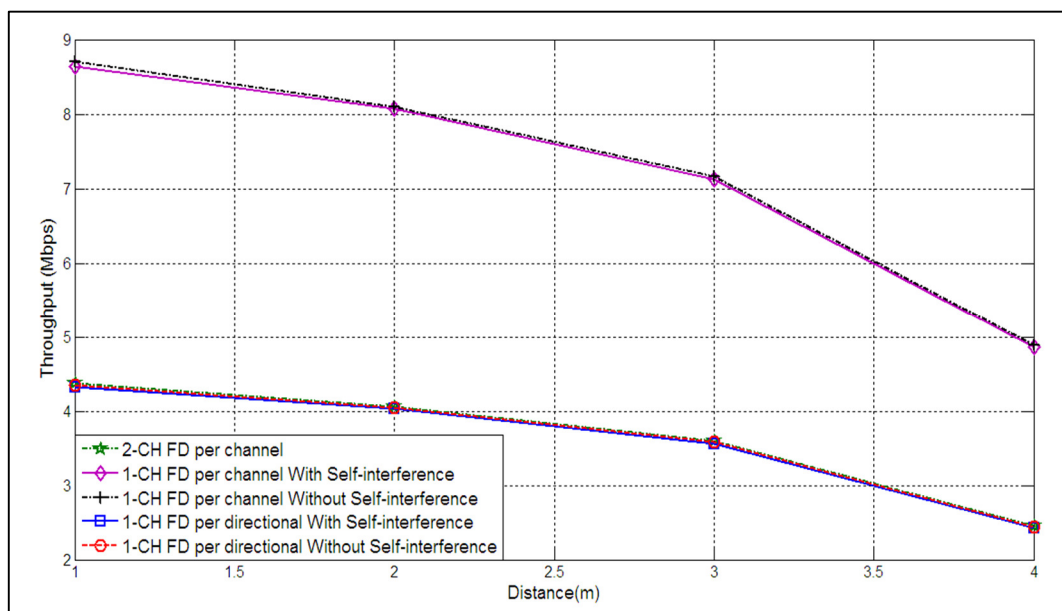
รูปที่ 4.36 ค่าวิสัยสามารถการส่งผ่านข้อมูลเทียบกับระยะทางในการรับส่งข้อมูลเปรียบเทียบระหว่างกรณีที่ใช้เทคนิคต่างๆ ในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตนเอง สำหรับอัตราเร็วข้อมูล 5 Mbps



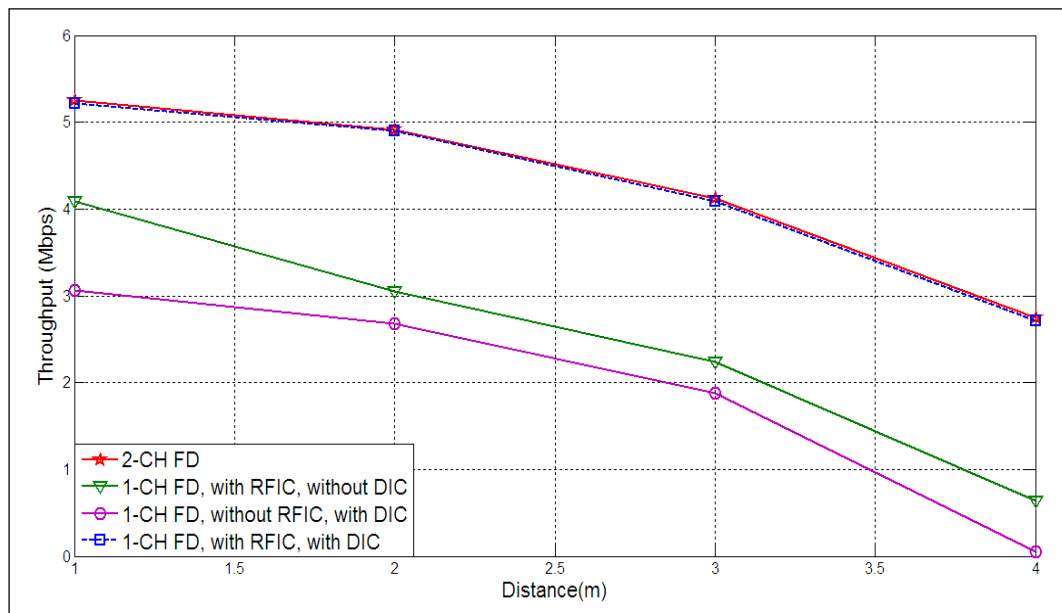
รูปที่ 4.37 ค่าวิสัยสามารถการส่งผ่านข้อมูลเทียบกับระยะทางในการรับส่งข้อมูลเปรียบเทียบระหว่างกรณีที่ใช้มีสัญญาณแทรกสอดของตนเองและไม่มีสัญญาณแทรกสอดของตนเอง สำหรับอัตราเร็วข้อมูล 5 Mbps



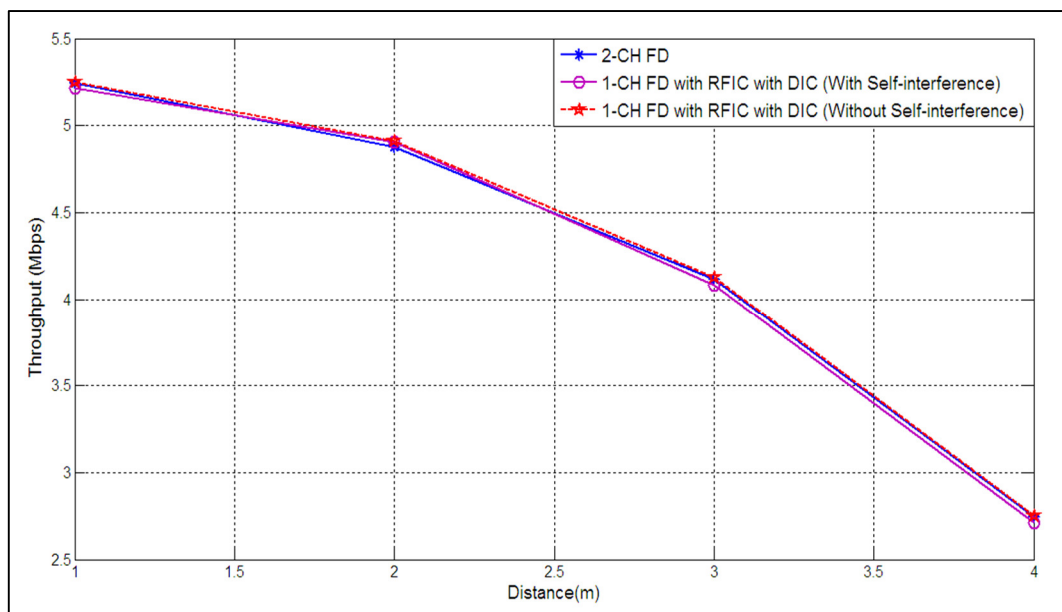
รูปที่ 4.38 ค่าวิสัยสามารถการส่งผ่านข้อมูลเทียบกับระยะทางในการรับส่งข้อมูลเปรียบเทียบระหว่างช่องสัญญาณเดียวกับระบบการสื่อสารสองทางแบบดั้งเดิมที่ใช้สองช่องสัญญาณ ในการรับและส่งข้อมูล สำหรับอัตราเร็วข้อมูล 5 Mbps



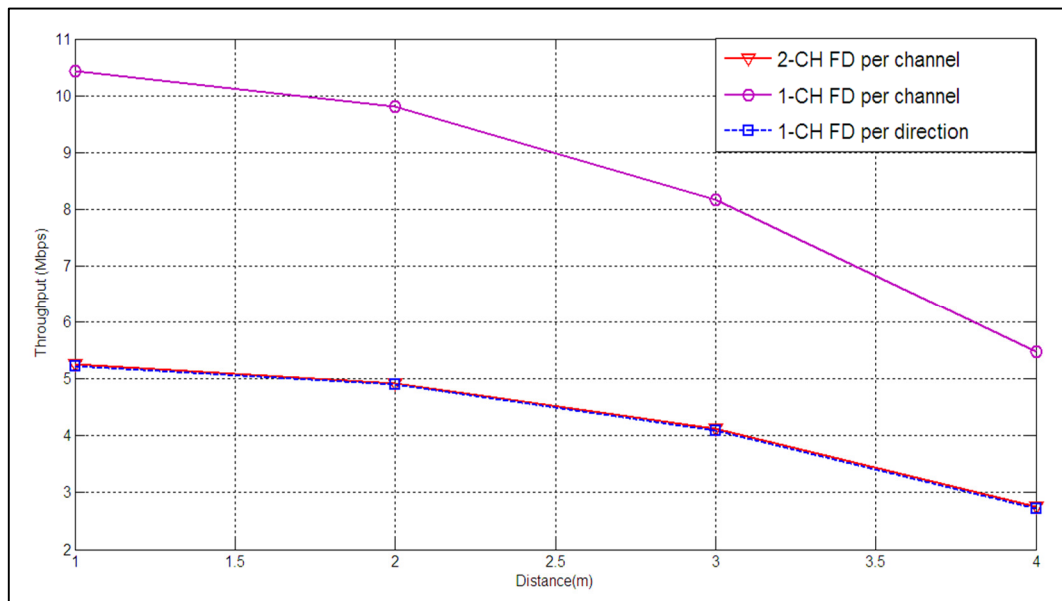
รูปที่ 4.39 ค่าวิสัยสามารถการส่งผ่านข้อมูลเทียบกับระยะทางโดยเปรียบเทียบระหว่างกรณีที่มีสัญญาณแทรกสอดของตนเองและไม่มีสัญญาณแทรกสอดของตนเองเทียบกับประสิทธิภาพการใช้ช่องสัญญาณ สำหรับอัตราเร็วข้อมูล 5 Mbps



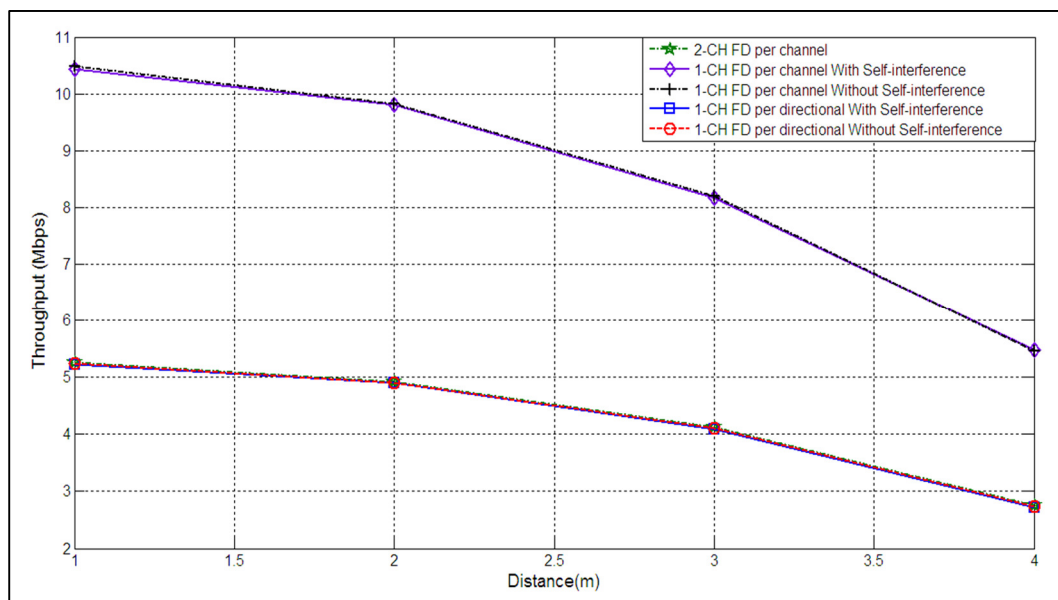
รูปที่ 4.40 ค่าวิสัยสามารถการส่งผ่านข้อมูลเทียบกับระยะทางในการรับส่งข้อมูลเปรียบเทียบระหว่างกรณีที่ใช้เทคนิคต่างๆ ในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตนเอง สำหรับอัตราเร็วข้อมูล 6 Mbps



รูปที่ 4.41 ค่าวิสัยสามารถการส่งผ่านข้อมูลเทียบกับระยะทางในการรับส่งข้อมูลเปรียบเทียบระหว่างกรณีที่ใช้มีสัญญาณแทรกสอดของตนเองและไม่มีสัญญาณแทรกสอดของตนเอง สำหรับอัตราเร็วข้อมูล 6 Mbps



รูปที่ 4.42 ค่าวิสัยสามารถการส่งผ่านข้อมูลเทียบกับระยะทางในการรับส่งข้อมูลเปรียบเทียบระหว่างช่องสัญญาณเดียวกับระบบการสื่อสารสองทางแบบดั้งเดิมที่ใช้สองช่องสัญญาณ ในการรับและส่งข้อมูล สำหรับอัตราเร็วข้อมูล 6 Mbps



รูปที่ 4.43 ค่าวิสัยสามารถการส่งผ่านข้อมูลเทียบกับระยะทางโดยเปรียบเทียบระหว่างกรณีที่มีสัญญาณแทรกสอดของตนเองและไม่มีสัญญาณแทรกสอดของตนเองเทียบกับประสิทธิภาพการใช้ช่องสัญญาณ สำหรับอัตราเร็วข้อมูล 6 Mbps

จากก่อนหน้าที่ได้กล่าวถึงการทดสอบในทางปฏิบัติโดยการวัดประสิทธิภาพค่าความผิดพลาดบิตและการทดสอบการวัดค่าความผิดพลาดแพ็คเกจข้อมูล ลำดับต่อไปจะอธิบายถึงการวัดประสิทธิภาพค่าวิสัยความสามารถส่งผ่านข้อมูล ดังแสดงในรูปที่ 4.20 ถึง 4.43 จะสังเกตได้จากกราฟการวัดค่าข้อมูล เมื่อวิเคราะห์ถึงค่าวิสัยความสามารถส่งผ่านข้อมูล เนื่องจากการใช้เทคนิคการกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยคลื่นวิทยุ ร่วมกับการใช้เทคนิคการกำจัดสัญญาณด้วยดิจิทัลผลลัพธ์ที่ได้พบว่าประสิทธิภาพการส่งผ่านข้อมูลต่อทิศทางทางไกลของสัญญาณในระบบที่ได้นำเสนอและค่าเทียบเคียงหรือใกล้เคียงกับระบบสื่อสารแบบสองทางที่ได้นำเสนอก่อนหน้านี้แต่เมื่อพิจารณาประสิทธิภาพการใช้ช่องสัญญาณพบว่าระบบที่ได้นำเสนอขึ้นมีประสิทธิภาพที่เหนือกว่าระบบการสื่อสารสองทางแบบดั้งเดิมที่เคยนำเสนอมา แต่เมื่อพิจารณาการทดสอบด้วยการใช้เทคนิคการกำจัดสัญญาณด้วยคลื่นวิทยุหรือเทคนิคการกำจัดสัญญาณด้วยดิจิทัลอย่างใดอย่างหนึ่งพบว่าผลจากการทดสอบวัดสัญญาณจริงที่ได้สามารถส่งผ่านข้อมูลประมาณครึ่งหนึ่งของอัตราเร็วของการส่งสัญญาณ สรุปได้จากผลการทดสอบวัดระบบจริงในการวัดประสิทธิภาพค่าวิสัยความสามารถส่งผ่านข้อมูล ระบบที่ได้นำเสนอมีประสิทธิภาพการส่งสัญญาณมากกว่าระบบเดิมเป็นสองเท่าต่อช่องสัญญาณในการส่งผ่านข้อมูล

4.3 กล่าวท้ายบท

เนื้อหาในบทนี้หลังจากที่ได้อ่านแล้วจะได้ความรู้จากผลที่ได้วัดจากสัญญาณจริงว่าประสิทธิภาพของระบบที่ได้นำเสนอขึ้นมีประสิทธิภาพการส่งผ่านข้อมูลที่เหนือกว่าระบบการสื่อสารแบบดั้งเดิมเมื่อเปรียบเทียบการส่งผ่านค่าข้อมูลจากค่าวิสัยความสามารถส่งผ่านข้อมูลในการช่องผ่านช่องสัญญาณเดียวกัน ตลอดจนเรียนรู้ถึงการปรับตั้งค่าเพื่อกำจัดสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นที่ภาครับ โดยที่มีข้อควรระวังคือที่ภาครับเมื่อผู้ใช้งานสั่งให้มีการเก็บข้อมูล จะก่อให้เกิดปริมาณข้อมูลจำนวนมาก ทำให้สิ้นเปลืองเนื้อที่ของหน่วยเก็บข้อมูล จากนั้นเมื่อพิจารณาลงลึกถึงผลการทดสอบสามารถยืนยันได้ว่า ระบบที่ได้นำเสนอช่วยเพิ่มประสิทธิภาพการสื่อสารระบบแบบสองทางให้ระบบสื่อสารมีคุณภาพที่ดีขึ้นดังกราฟที่แสดงให้เห็นศักยภาพของระบบที่ได้นำเสนอเปรียบเทียบกับระบบเดิมแล้ว

บทที่ 5 สรุปและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุป

โครงการวิจัยนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อศึกษาการออกแบบระบบสื่อสารแบบสองทางโดยการใช้ช่องสัญญาณเดียวกันในการรับและส่งสัญญาณพร้อมๆ กันและใช้สายอากาศต้นเดียวในการทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับในชุดเดียวกัน ประเด็นที่น่าสนใจในการออกแบบระบบสื่อสารที่ได้นำเสนอคือ การออกแบบให้สามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดของตนเองที่มารบกวนในระบบ โดยขั้นต้นได้ทำการศึกษาปรัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบระบบสื่อสารแบบสองทางในระบบเดิม และเทคนิคต่างๆ ที่ช่วยในการกำจัดสัญญาณแทรกสอด พบว่าระบบการสื่อสารแบบดั้งเดิมส่วนใหญ่ได้ออกแบบโดยใช้สายอากาศอย่างน้อยสองต้นขึ้นไป ส่วนเทคนิคที่นำมาช่วยในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดนั้นสามารถแบ่งออกไปเป็นสองส่วนด้วยกันคือ ส่วนแรกเป็นเทคนิคที่กำจัดสัญญาณที่ใช้คลื่นวิทยุเข้ามาช่วยในการหักล้างสัญญาณแทรกสอดหรือเรียกว่าส่วนแอนะล็อก ส่วนที่สองคือเทคนิคที่กำจัดสัญญาณที่ใช้สัญญาณดิจิทัลเข้ามาช่วยในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดหรือส่วนที่ต้องเขียนโปรแกรมในการควบคุมการกำจัดสัญญาณแทรกสอดที่เข้ามารบกวนในระบบ ในส่วนเทคนิคที่สำรวจพบว่ามีปัญหาที่น่าสนใจหลายประการดังนี้ ประการแรกคือเรื่องการจัดวางตำแหน่งของสายอากาศหากมีสายอากาศตั้งแต่สองต้นขึ้นไป การมีสายอากาศหลายต้นนั้นจะส่งผลให้ตำแหน่งการจัดวางของสายอากาศถูกเปลี่ยนแปลงไปเสมอเมื่อใช้ความถี่ในการทดสอบเปลี่ยนไป ดังนั้นจะเห็นได้ว่าเมื่อมีตำแหน่งระยะห่างการจัดวางสายอากาศจะทำให้วงจรมีขนาดใหญ่ตาม ประการที่สองคือ ปัญหาการชนกันของข้อมูลเนื่องจากสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในระบบ ประการสุดท้ายคือประสิทธิภาพค่าวิสัยสมารถของการส่งผ่านข้อมูลเมื่อเทียบกับระบบเดิมที่ใช้สายอากาศสองต้นจะมีประสิทธิภาพเป็นสองเท่าแต่เทียบกับระบบที่ได้นำเสนอใช้สายอากาศเพียงต้นเดียวแต่จะมีค่าวิสัยสมารถการส่งผ่านข้อมูลมีค่าเท่ากัน ประการสุดท้ายคือ ความเข้มของสัญญาณที่เข้ามาแทรกสอดในระบบถ้าเป็นระบบเดิมจะไม่สามารถทราบสัญญาณที่แน่นอนได้ เนื่องจากสัญญาณที่ย้อนกลับเข้ามาในระบบนั้นเป็นสัญญาณที่ถูกส่งออกอากาศไปแล้ว ดังนั้นสัญญาณที่สะท้อนกลับเข้ามาในระบบจึงขึ้นอยู่กับระยะที่สัญญาณสะท้อนกลับเข้ามาด้วยซึ่งสัญญาณแทรกสอดที่เข้ามาในระบบก็จะมีค่าแตกต่างกันไปขึ้นอยู่กับารับสัญญาณที่สะท้อนเข้ามาในระบบ

สำหรับเทคนิคที่ใช้ในการออกแบบได้ใช้เซอร์กิวเลเตอร์ในการทำหน้าที่แยกภาครับและภาคส่งออกจากกันสำหรับระบบสื่อสารแบบสองทางที่ใช้สายอากาศต้นเดียวในการออกแบบและในส่วนการออกแบบ

ส่วนของแอนะล็อกได้ใช้หลักการคือ การปรับเฟสและแอมพลิจูดของสัญญาณในเส้นทางหลักและเส้นทางรองให้มีเฟสที่ต่างกัน π และมีระดับของสัญญาณที่เท่าๆ กันเพื่อเวลาที่สัญญาณทั้งเส้นทางหลักและสัญญาณในเส้นทางรองมารวมกันจะทำให้ถูกหักล้างอย่างสมบูรณ์หรือคงเหลือสัญญาณแทรกสอดที่เข้ามาจนในระบบเพียงเล็กน้อยเพื่อที่จะนำไปกำจัดสัญญาณแทรกสอดด้วยดิจิทัลต่อไป จากวงจรที่ออกแบบจะเห็นว่าไม่มีความซับซ้อนและสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ เนื่องจากข้อดีคือ เราทราบสัญญาณที่เข้ามาจนในระบบที่แน่นอนและสัญญาณที่เข้ามาจนในระบบเป็นสัญญาณที่ถูกส่งออกมาจากภาคส่งที่เราทราบโดยภาคส่งดังกล่าวได้ส่งสัญญาณออกจากโหนดเดียวกับภาครับ

จากการทดสอบชุดทดสอบที่ได้นำเสนอพารามิเตอร์ที่สนใจในการนำมาวิเคราะห์และเปรียบเทียบคือ ค่าความผิดพลาดบิตข้อมูล ค่าเพ็คเกจผิดพลาด และค่าวิสัยสามารถในการส่งผ่านข้อมูล จากผลการทดสอบสัญญาณจริงพบว่าค่าที่ทดสอบได้มีค่าใกล้เคียงกับระบบสื่อสารแบบเดิม ในส่วนที่วิเคราะห์ค่าความผิดพลาดบิตข้อมูล และค่าเพ็คเกจผิดพลาด เมื่อวิเคราะห์ประสิทธิภาพค่าวิสัยสามารถเมื่อเทียบการส่งในทิศทางเดียวจะพบว่าระบบการสื่อสารที่ได้ออกแบบมีค่าใกล้เคียงกับระบบการสื่อสารแบบสองทางแบบดั้งเดิม แต่เมื่อพิจารณาการส่งสัญญาณในหนึ่งช่องสัญญาณพบว่าระบบการสื่อสารที่ได้ออกแบบมีประสิทธิภาพที่เหนือกว่าคือ มีค่าวิสัยสามารถการส่งผ่านข้อมูลเป็นสองเท่าของระบบการสื่อสารสองทางแบบดั้งเดิม ดังนั้นวิธีที่ได้นำเสนอในงานวิจัยนี้จึงดีกว่าระบบเดิมและสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพมากที่สุด

5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

ปัญหาด้านการเก็บปริมาณข้อมูลที่ต้องการนำไปวิเคราะห์ซึ่งมีขนาดที่ใหญ่มากและทำให้การประมวลผลข้อมูลช้า ไม่ควรนำข้อมูลที่ทดสอบได้เก็บไว้ในหน่วยความภายในเครื่องคอมพิวเตอร์เพราะจะทำให้เครื่องประมวลผลช้า และค้างได้ ปัญหาด้านการเขียนโปรแกรมคำสั่งในการควบคุมชุดอุปกรณ์เนื่องจากไม่มีชุดคู่มือตัวอย่างมาให้ ผู้ใช้งานจะต้องค้นหาข้อมูลและทำการศึกษาสังเคราะห์ข้อมูลที่ได้มานั้นเพื่อนำไปใช้งานต่อไป

5.3 การพัฒนาต่อไปในอนาคต

สำหรับงานวิจัยนี้เป็นแนวทางในการออกแบบระบบการสื่อสารแบบสองทางโดยการช่องสัญญาณเดียวในการสื่อสารรับส่งในเวลาเดียวกัน ซึ่งสามารถลดปัญหาการเกิดความล่าช้าในการรับส่งข้อมูล การชนกันของข้อมูลที่ถูกส่งพร้อมๆ กัน ช่วยเพิ่มประสิทธิภาพการรับส่งข้อมูลให้มีค่าวิสัยสามารถการส่งผ่านข้อมูลเพิ่มขึ้นเป็นสองเท่า ในอนาคตจะต้องสามารถพัฒนาระบบสื่อสารแบบสองทางโดยใช้ช่องสัญญาณเดียวในการสื่อสารโดยการเขียนโปรแกรมเพื่อให้เทคโนโลยีการกำหนดสัญญาณวิทยุด้วยซอฟต์แวร์ หรือ SDR สามารถทำงานได้ตรงกับมาตรฐานจริง และทำการรับส่งข้อมูลได้ในระยะทางที่ไกลมากขึ้น

บรรณานุกรม

- [1] P. Bahl, A. Adya, J. Padhye, and A. Walman. Reconsidering wireless systems with multiple radios. SIGCOMM Comput. Commun. Rev., 34(5):39–46, 2004.
- [2] P. Bahl, R. Chandra, T. Moscibroda, R. Murty, and M. Welsh. White space networking with wi-fi like connectivity. SIGCOMM Comput. Commun. Rev., 2009.
- [3] J. Bicket. Bit-rate selection in wireless networks. Master’s thesis, MIT, 2005.
- [4] S. Biswas and R. Morris. ExOR: opportunistic multi-hop routing for wireless networks. In SIGCOMM ’05: Proceedings of the 2005 conference on Applications, technologies, architectures, and protocols for computer communications, 2005.
- [5] N. Blefari-Melazzi, A. Detti, I. Habib, A. Ordine, and S. Salsano. TCP Fairness Issues in IEEE 802.11 Networks: Problem Analysis and Solutions Based on Rate Control. IEEE Transactions on Wireless Communications, 6(4):1346–1355, 2007.
- [6] S. Chachulski, M. Jennings, S. Katti, and D. Katabi. Trading structure for randomness in wireless opportunistic routing. In SIGCOMM ’07: Proceedings of the 2007 conference on Applications, technologies, architectures, and protocols for computer communications, 2007.
- [7] W. J. Dally and C. L. Seitz. The torus routing chip. Distributed Computing, 1(4):187–196, 1986.
- [8] S. Gollakota and D. Katabi. ZigZag decoding: combating hidden terminals in wireless networks. In SIGCOMM ’08: Proceedings of the ACM SIGCOMM 2008 conference on Data communication, pages 159–170, New York, NY, USA, 2008.
- [9] D. Halperin, T. Anderson, and D. Wetherall. Taking the sting out of carrier sense: interference cancellation for wireless lans. In MobiCom ’08: Proceedings of the 14th ACM international conference on Mobile computing and networking, pages 339–350, New York, NY, USA, 2008.
- [10] S. Katti, S. Gollakota, and D. Katabi. Embracing wireless interference: analog network coding. In SIGCOMM ’07: Proceedings of the 2007 conference on Applications, technologies, architectures, and protocols for computer communications, pages 397–408, New York, NY, USA, 2007.
- [11] Quellan Inc. Qhx220 narrowband noise canceller ic. http://www.quellan.com/products/qhx220_ic.php.

- [12] B. Radunovic, D. Gunawardena, P. Key, A. Proutiere, N. Singh, H. V. Balan, and G. Dejean. Rethinking indoor wireless: Low power, low frequency, full-duplex. Technical Report MSR-TR-2009-148, Microsoft Research, 2009.
- [13] Jung Il Choi, Mayank Jain, Kannan Srinivasan, Philip Levis and Sachin Katti. Achieving Single Channel, Full Duplex Wireless Communication. Proceedings of the 16th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (Mobicom 2010).
- [14] <http://www.seimw.com/ferrite/>
- [15] http://www.raditek.com/coaxial_cellular_2.0-2.9Ghz.htm

ภาคผนวก ก**การเผยแพร่ผลงานวิจัย**

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในงานประชุมวิชาการนานาชาติ

Phungamngern N., Uthansakul M. and Uthansakul P., “Digital and RF Interference Cancellation For Single-Channel Full-duplex Transceiver Using A Single Antenna,” ECTI-CON 2013, May 15-17, 2013, Krabi, Thailand.

ภาคผนวก ข

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

Digital and RF Interference Cancellation for Single-Channel Full-duplex Transceiver Using a Single Antenna

N. Phungamngern, P. Uthansakul and M. Uthansakul

School of Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology
Muang, NakhonRatchasima, 30000, Thailand
Email: m5440290@g.sut.ac.th, {uthansakul, mtp}@sut.ac.th

Abstract—This paper presents a full-duplex transceiver system design operating with a single channel using a single antenna for both transmitting and receiving paths. To implement such a system, the self-interference is necessary to be eliminated. From literatures on RF interference cancellation, there has not been any suitable technique to deal with a single antenna. In this light, this work initially proposes the technique to cancel the self-interference by utilizing on-the-shelf components. The measurement results indicate that the proposed system can reduce the level of self-interference about 75 dB, which is better than others in literatures.

Index Terms— Full-duplex, single channel, single-antenna, self-interference, RF Interference cancellation.

I. INTRODUCTION

A wireless communication is increasingly pervasive in everyday life. A fundamental precept of wireless communication is that a radio cannot transmit and receive on the same frequency and at the same time. In a traditional wireless communication system, all nodes can simultaneously either transmit or receive. That is, a node cannot receive data transmitted from other nodes until its own packet transmission to another node is completed. If another packet is received at the node while it is transmitting a packet, a collision occurs. This one-way communication system is called a half-duplex wireless system. Wireless communication has become possible for nodes to transmit and receive a simultaneously through self-interference cancellation. This is called full-duplex wireless system. The inability to do both transmit and receive is the root of many of the open problems in wireless today.

Our design improves on all prior related work on a full-duplex wireless system that can transmit and receive at the same time in the same frequency band since they require at least two antennas [1-7] having one for TX and one for RX antenna. 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 was reported by Radunovic et al. [2]. But practical noise cancellation circuits can only handle a dynamic range of at most ~30 dB. Another proposed technique [3] employs the antenna

cancellation using three antennas to create a beam forming null that cancels the self-interference at the receiver antenna, using antenna placement as an additional cancellation technique or antenna cancellation. Antenna cancellation, using two asymmetrically-placed transmits antennas and one receive antenna. This three antenna system can remove ~60 dB reduction of self-interference by RF interference cancellation results, for a 802.15.4 system. Although it looks promising, the antenna cancellation-based designs have three major limitations. The first is that they require three antennas having two transmit and one receive, which are very sensitive to the relative location of antennas and any material around them. Full-duplex doubles throughput, but with three antennas a MIMO system can triple throughput. The second limitation is a bandwidth constraint, a theoretical limit which prevent supporting wideband signal such as WiFi. Finally, Choi et al.'s design introduces a third, practical limitation e.g. it requires manual tuning. The proposed in [3] was modified in [6] in order to avoid null zones in the far field and to allow cancellation for more than three antennas per device. However, the design presented in [6] is practically challenging due to the complexity of the required antenna placement and to analog circuitry requirements which increase as a function of the number of transmit and receive antennas. More importantly, the distance between communicating devices was no more than three meters in the experiments reported in [6]. Similar systems presented by Jain et al. [5] use a balun (balanced/unbalanced) circuit and two separate antennas, one transmit and one receive. They can remove ~45 dB reduction of self-interference by RF interference cancellation results. Combined with digital cancellation, this allows a full-duplex wireless to cancel up to ~73 dB of self-interference for a 802.11 system. Recently, Michael [7] implemented a feed-forward technique to improve the Tx-Rx isolation of single patch antenna with balanced feed network, the measured isolation was reported as 40-45 dB. The feed-forward technique is achieved by sampling a portion of the transmitted signal using a directional coupler. Although the work in [6] claims to use a single antenna but it needs two feeds to virtually perform as two antenna which requires a specific design on antenna.

TABLE I
SUMMARY OF RF INTERFERENCE CANCELLATION SURVEY

Reference	Number of Antennas	RF Interference Cancellation Techniques
[1]	2	1) based on Quellan QHx220 noise cancellers 2) a nulling transmit antenna.
[2]	3	antenna cancellation using two transmit and one receive antennas
[4]	2	based on a balanced/unbalanced (balun) transformer
[5]	1 (Specific antenna)	feed-forward cancellation with two feed on a specific antenna
Proposed	1 (General antenna)	Combination of a variable attenuator and phase shifter with a general antenna.

received signal and recovers the useful signal. The second technique relies on the use of a nulling transmit antenna to achieve the additional cancellation. This is an implementation of a nulling antenna that gives an almost omni-directional radiation pattern excepting in the nulling direction.

In [2], the work proposed by Choi et al employs antenna cancellation. Although it is a promising technique but antenna cancellation has three major limitations as mentioned earlier. For [4], the work proposed by Jain et al performs a signal inversion based on a balanced/unbalanced (balun) transformer and two separate antennas. They use transmit and receive antenna that are separated by distances ranging from 15-20 cm, distant antenna placement is infeasible. In [5], the work proposed by Michael employs the feed-forward techniques with single antenna. This is done by using balanced feed network capable of simultaneously cancelling the antenna reflection and circulator leakage. This technique is expensive because they use two circulators and two quadrature hybrids. Also, the antenna is specially designed to have two feeds on single antenna. In this case, the input Tx power is split equally into two separate paths which is the same as the third antenna and two antenna ports. Instead of specific antenna, this paper presents technique that can be used with any general antenna. No special design of antenna is required. Only the combination of variable attenuator and phase shifter is employed.

III. PROPOSED RF INTERFERENCE CANCELLATION

In this section, we describe the design of full-duplex system that requires only one antenna using circulator to share the same antenna for transmitting and receiving paths. RF interference cancellation (RFIC) uses 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 exactly 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

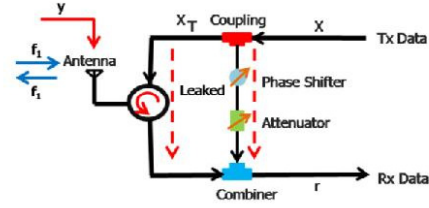


Fig. 2. Block diagram of proposed RF interference cancellation technique.

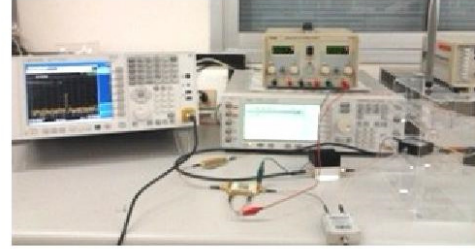


Fig. 3. Photograph of experimental scenario.

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.

Fig 2 presents the signal diagram of self-interference cancellation. The attenuator and phase shifter allow a modulator to control the angle and amplitude of a feed signal. By assuming the unit signal $s(t)$ with amplitude A_1 and phase ϕ_1 , then the transmitting signal is given by

$$x = A_1 s(t) e^{-j(\omega t + \phi_1)} \quad (1)$$

At directional coupler, the coupling signal x_c and the pass-through signal x_T are expressed as

$$x_T = (1 - \alpha_1) A_1 s(t) e^{-j(\omega t + \phi_1 + \phi_2)} \quad (2)$$

$$x_c = \alpha_1 A_1 s(t) e^{-j(\omega t + \phi_1 + \phi_3)} \quad (3)$$

Where α_1 is the attenuation coefficient of coupling path.

Then, the signal x_T is sent to antenna via circulator. Some part of this signal has been absorbed inside circulator and some leaks to the isolation port which become the self-interference of the system defined as

$$x_T^R = \alpha_2(1 - \alpha_1)A_1s(t)e^{-j(\omega t + \phi_1 + \phi_2 + \phi_4)} \quad (4)$$

Where α_2 is the attenuation coefficient of circulator in the isolation path.

For coupling path, the coupling signal is adjusted by attenuation coefficient α_C and phase ϕ_C . The total received signal is then given by

$$r = y + x_T^R + \alpha_C x_C e^{-j(\omega t + \phi_C)} \quad (5)$$

To completely eliminate the self-interference, let $r = y$. Hence,

$$\alpha_2(1 - \alpha_1)A_1s(t)e^{-j(\omega t + \phi_1 + \phi_2 + \phi_4)} = -\alpha_C \alpha_1 A_1 s(t)e^{-j(\omega t + \phi_1 + \phi_3 + \phi_C)} \quad (6)$$

Then we get the tunable value of attenuator and phase shifter as shown below

$$\alpha_C = (1 - \alpha_1)\alpha_2/\alpha_1, \quad (7)$$

$$\phi_C = \phi_2 + \phi_4 - \phi_3 + \pi \quad (8)$$

IV. RESULTS AND DISCUSSION

Fig. 3. shows the photograph of this scenario for measuring the self-interference. The spectrum analyzer is used to measure the spectrum of received signal as well as interference signals. The signal generator (signal source) is used to generate the carrier signals with the power of 0 dBm. In this paper, the operating frequency band is on 2.45 GHz in order to match with a practical wireless channel as IEEE 802.11. For phase shifter, the control voltage is adjusted to the value that the minimum self-interference is achieved. Actually, this phase needs only one time to be adjusted because all hardware will not be changed after manufacturing. Hence, in practice, it is not necessary to be adjustable phase shifter. Instead, the specific phase shifting is good enough to minimize the self-interference. For attenuator, the same methodology as phase shifter can be implemented.

From measurements, it is clearly seen that the RF interference cancellation can provide a significant amount of self-interference reduction, -70dB to -75dB on 10MHz bandwidth shown in Fig. 4. At center frequency, the reduction is about -75dB which is better than other techniques presented in literatures.

Fig. 5 shows the measured spectrum of self-interference signal. In Fig. 5(a), the spectrum of the self-interference leakage without cancellation is noticeably high. In Fig. 5(b), the measured spectrum of self-interference signals with cancellation is very low and close to noise floor level.

At this stage, the self-interference is low enough to provide a little impact on the desirably received signals. Also, there are many digital cancellation techniques to handle with the small amount of self-interference.

After measured signals, all data is processed offline in MATLAB program. The program performs the Digital

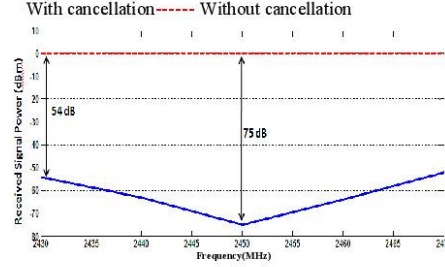


Fig. 4. Self-interference reduction using proposed technique.

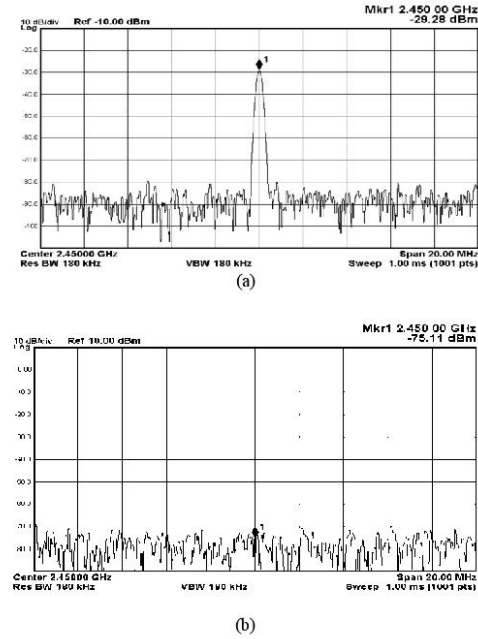


Fig. 5. Measured spectrum of self-interference signal (a) without cancellation (b) with cancellation.

Interference Cancellation (DIC) by using Least Mean Square (LMS) algorithm. Fig. 6 shows the BER (Bit Error Rate) vs received power performance by using MATLAB program. We have noted that BER after the level of -85 dBm is very high for all types of cancellers. However, the system with both RFIC and DIC can provide the best performance.

Fig. 7 shows the BER vs distance performance, the simulations are performed by changing the distance between transmitters to receiver. The results indicate that the transmission distance is about 20 meters at 10^{-3} BER. Note that the distance in literature is ranged from 5-16 meters at the same transmitted power with this work.

So far, there is still no technique to be suitable for full-duplex system with a general antenna. In this paper, the technique of RF interference cancellation for any single antenna is proposed. This system is implemented by using a circulator to isolate the transmitting and receiving paths. The self-interference signals can be eliminated by subtracting with the transmit signals which their amplitude and phase are suitably adjusted. With the proposed system, the benefits including potentially double the throughput, eliminate hidden terminals [4], reduce congestion and improve fairness are fully obtained.

II. SYSTEM OVERVIEW

This paper studies full-duplex wireless communication systems 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 e.g. 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 grounded in order to understand the main problem of this work. Next, the survey of RF interference cancellation techniques is detailed.

A. Full-duplex wireless communication

Currently, full-duplex wireless systems achieve the isolation required between the two direction of communication using independence in either time or frequency. Accordingly, these duplexing are called Time Division Duplexing (TDD), or Frequency Division Duplexing (FDD). For TDD system is when nodes divide access in time. TDD is also commonly known as half-duplexing. Other full-duplex wireless systems separate the Tx and Rx function in the frequency domain, using Frequency Division Duplexing (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.

Using 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

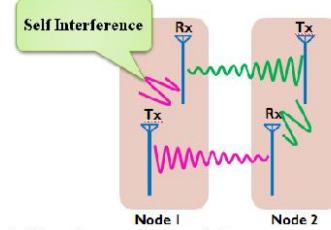


Fig.1. Self-interference is the challenge in implementing single channel on same time full-duplex wireless system communications.

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 transmissions and the signal of interest coming from a distant source.

B. Single channel full-duplex wireless communications

A basic precept 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. Fig.1. shows an example where Nodes 1 and 2 are trying to send data to each other simultaneously using the same frequency. Node 1's own transmission is much stronger at its receive antenna, compared to the signal it receives from Node 2. With such strong self-interference, the receiver 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 a single channel full-duplex wireless communications is eliminating the self-interference signal from the receiver of the wireless node. In theory, this problem should be easy to solve. For a system with an antenna each for transmit and receive, since the system knows the transmit antenna's signal, it can subtract it from the receive antenna's signal and decode the remainder.

C. Survey of RF Interference cancellation techniques

Table I shows the survey of RF interference cancellation technique. According to [1], the proposed technique by Radunovic et al is designed using two antennas placed approximately 10 cm apart. They introduce two techniques in [1]. The first technique is implemented by using Quellan QHx220 noise cancellers (noise canceling chips). They feed the signal from the transmit antenna via a wire to the QHx220 and connect to the receive antenna. The Quellan noise canceller subtracts the self-interfering signal from the

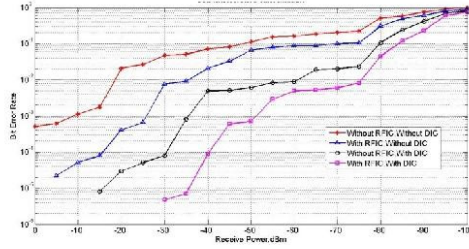


Fig. 6. BER vs received power performance for different self-interference cancellers.

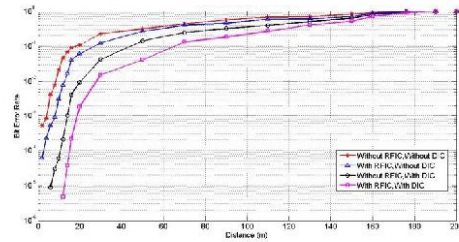


Fig. 7. BER vs distance performance for different self-interference cancellers.

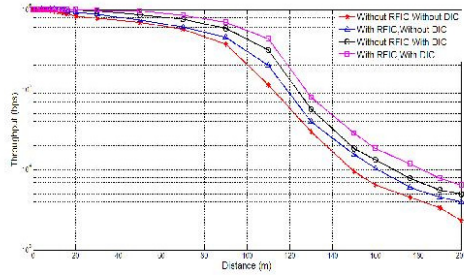


Fig. 8. Throughput vs distance performance for different self-interference cancellers.

Fig. 8 shows the throughput vs distance performance. As noticed in the figure, the throughput is quickly decreased when the distance is more than 100 meters. The system with both RFIC and DIC can offer 0.7 Mbps higher than the system without any cancellation techniques. Hence, the results reveal the good insight of using a proposed technique for a practical full-duplex system.

V. CONCLUSION

This paper has described the simple and practical technique of RF interference cancellation for a single-channel full-duplex wireless system using a single antenna. The

measurement results support the success of proposed technique by reducing the self-interference about -75dB. This reduction is good enough to transmit and receive on the same frequency at the same time. Also the simulation results show that the combination of both RFIC and DIC promisingly increases the system performances. For the next work, the author will further prove this proposed technique by implementing the full-duplex single-channel system with a single antenna.

ACKNOWLEDGEMENT

The authors acknowledge the financial support from Suranaree University of Technology, Thailand.

REFERENCES

- [1] A. Goldsmith, *Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2005.
- [2] B. Radunovic, D. Gunawardena, P. Key, A. Pratiere, N. Singh, V. Balan and G. Dejean, "Rethinking Indoor Wireless Mesh Design: Low Power, Low Frequency, Full-Duplex," *Fifth IEEE Workshop on Wireless Mesh Networks*, June 2010.
- [3] J. I. Choi, M. Jain, K. Srinivasan, P. Levis and S. Katti, "Achieving Single Channel, Full Duplex Wireless Communication," *The 16th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom)*, September 2010.
- [4] N. Singh, D. Gunawardena, A. Pratiere, B. Radunovic, H.V. Balan and P. Key, "Efficient and fair MAC for wireless networks with self-interference cancellation," *International Symposium on Modeling and Optimization in Mobile, Ad Hoc and Wireless Networks (WiOpt)*, May 2011, pp. 94-101.
- [5] M. Jain, J. I. Choi, T. M. Kim, D. Bharadia, S. Seth, K. Srinivasan, P. Levis, and P. Sinha, "Practical, Real-time, Full Duplex Wireless," *The 17th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom)*, September 2011.
- [6] 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 Hotnets*, November 2011, pp. 1-17.
- [7] M. E. Knod, "Single Antenna Full Duplex Communications using a Common Carrier," in *Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON)*, 2012 IEEE 13th Annual, April. 2012.

ประวัติผู้วิจัย

รองศาสตราจารย์ ดร. พีระพงษ์ อุฑารสกุล สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต และวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิตจากจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย เมื่อ พ.ศ. 2539 และ 2541 จากนั้นเข้าทำงานในตำแหน่งวิศวกรระบบโทรคมนาคมที่องค์การโทรศัพท์แห่งประเทศไทย จนกระทั่ง พ.ศ. 2543 จึงได้ย้ายมาเป็นอาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม 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 ปัจจุบันมีบทความวิจัยตีพิมพ์เผยแพร่ในวารสารวิชาการ 28 บทความและในการประชุมวิชาการ 101 บทความ หนังสือวิชาการในประเทศ 1 เล่มและต่างประเทศ 1 เล่ม มีลิขสิทธิ์ 1 รายการและสิทธิบัตร 1 รายการ

รองศาสตราจารย์ ดร. พีระพงษ์ 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. พีระพงษ์ 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