

ระบบโมเดลปรับตัวที่ใช้การเลือกสายอากาศ
ด้วยการวัดช่องสัญญาณรีซีปรีชิตี

นายณัฐพัชร์ พรหมสุวรรณ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ปีการศึกษา 2552

**ADAPTIVE MIMO SYSTEM USING ANTENNA
SELECTION BASED ON CHANNEL
RECIPROcity MEASUREMENT**

Nattaphat Promsuwanna

**A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the
Degree of Master of Engineering in Telecommunication Engineering**

Suranaree University of Technology

Academic Year 2009

ระบบโมเดลปรับตัวที่ใช้การเลือกสายอากาศด้วยการ
วัดช่องสัญญาณรีซีโพรซิติ

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้นักวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา
ตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

(ผศ. ดร.ชาญชัย ทองโสภิต)

ประธานกรรมการ

(ผศ. ดร.พีระพงษ์ อุฑารสกุล)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)

(ผศ. ดร.ชุติมา พรหมมาก)

กรรมการ

(ศ. ดร.ไพโรจน์ สัตยธรรม)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการ

(รศ. น.อ. ดร.วรพจน์ ขำพิศ)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

ณัฐพัชร พรหมสุวรรณ : ระบบโมโมแบบปรับตัวที่ใช้การเลือกสายอากาศด้วยการ
วัดช่องสัญญาณรีซีโพรซิติ (ADAPTIVE MIMO SYSTEM USING ANTENNA
SELECTION BASED ON CHANNEL RECIPROCITY MEASUREMENT)

อาจารย์ที่ปรึกษา : ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พีระพงษ์ อุฑารสกุล, 112 หน้า

ระบบโมโมเป็นระบบที่มีสายอากาศแถวลำดับทั้งภาครับและภาคส่ง ความจุช่องสัญญาณในระบบโมโม สามารถเพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้นตามจำนวนคู่ของสายอากาศระหว่างภาครับและภาคส่ง แต่ต้องสิ้นเปลืองชุดของวงจรความถี่วิทยุ (Radio Frequency) หลาย ๆ ชุด สำหรับวิธีการเลือกสายอากาศ (Antenna Selection : AS) นั้นเป็นวิธีที่เสนอการแลกเปลี่ยนที่คิระหว่างความสิ้นเปลืองนี้และสมรรถนะที่ได้รับ ในการเลือกสายอากาศที่ภาคส่งนั้น ข้อมูลของช่องสัญญาณที่ป้อนกลับมีความจำเป็นในการเลือกชุดสายอากาศที่ดีที่สุดของสายอากาศหลายต้น โดยที่ผลกระทบจากความล่าช้าและความผิดพลาดในช่องสัญญาณป้อนกลับเป็นปัจจัยสำคัญที่ทำให้ประสิทธิภาพของวิธีการเลือกสายอากาศลดลง งานวิจัยนี้เสนอแนวคิดที่จะใช้ข้อมูลช่องสัญญาณจากทฤษฎีรีซีโพรซิติแทนการใช้วิธีป้อนกลับ เมื่อวิธีรีซีโพรซิตินั้นรับรู้ข้อมูลช่องสัญญาณได้โดยง่ายผ่านช่องสัญญาณย้อนกลับ (Reverse Channel) เมื่อช่องสัญญาณไปหน้า (Forward Channel) และช่องสัญญาณย้อนกลับ ถูกพิจารณาว่าเหมือนกันในเชิงเวลา ความถี่และตำแหน่งของสายอากาศที่คงที่ งานวิจัยนี้จะศึกษาสมรรถนะของความจุช่องสัญญาณในระบบโมโมเมื่อมีการใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาคส่งร่วมกับการรับรู้ข้อมูลช่องสัญญาณด้วยวิธีรีซีโพรซิติโดยพิจารณาผลจากชุดทดสอบ ผลที่ได้จากชุดทดสอบได้แสดงให้เห็นว่าความจุช่องสัญญาณจากวิธีรีซีโพรซิติมีประสิทธิภาพเทียบเท่าระบบที่มีการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณ โดยถูกต้องสมบูรณ์ และประสิทธิภาพที่ได้เหนือกว่าระบบที่ไม่มีการเลือกสายอากาศ

สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

ปีการศึกษา 2552

ลายมือชื่อนักศึกษา _____

ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา _____

NATTAPHAT PROMSUWANNA : ADAPTIVE MIMO SYSTEM USING
ANTENNA SELECTION BASED ON CHANNEL RECIPROCITY
MEASUREMENT. THESIS ADVISOR : ASST. PROF. PEERAPONG
UTHANSAKUL, Ph.D., 112 PP.

MIMO / ANTENNA SELECTION / RECIPROCITY

A Multiple-Input-Multiple-Output (MIMO) system is the system with antenna arrays at both transmitter and receiver. The channel capacity of MIMO system can grow linearly as the number of antenna pairs between transmitter and receiver but suffer from multiple expensive RF chains. Antenna Selection (AS) method can offer a good tradeoff between expense and performance. In transmit AS system, Channel State Information (CSI) feedback is necessary to choose the best subset of antennas in which effects of delay and error occurred in feedback channel are the most dominant factors to degrade the performance of AS method. This paper presents the concept of AS using CSI from reciprocity theorem instead of feedback method. Reciprocity technique can easily archive channel information by utilizing reverse channel where the forward and reverse channels are symmetrically considered in time, frequency and location. In this work, the performance of capacity of MIMO system when using AS at transmitter with Reciprocity channels is investigated by own developing testbed. The results show that Reciprocity technique offers capacity performance equal to system with perfect CSI and it gives better performance than system without antenna selection.

School of Telecommunication Engineering Student's Signature _____

Academic Year 2009

Advisor's Signature _____

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างยิ่ง ทั้งด้านวิชาการ และด้านดำเนินงานวิจัย จากบุคคลต่าง ๆ ได้แก่

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พีระพงษ์ อุทธารสกุล อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ให้โอกาสทางการศึกษา ให้คำแนะนำปรึกษา ช่วยแก้ปัญหา และให้กำลังใจแก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด รวมทั้งช่วยตรวจทาน และแก้ไขวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนเสร็จสมบูรณ์

ขอขอบคุณ คุณประพล จาระตะคุ วิศวกรประจำศูนย์เครื่องมือวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ช่วยอำนวยความสะดวกทางด้านเครื่องมือและอุปกรณ์ และขอขอบคุณพี่น้องบัณฑิตศึกษาทุกท่าน ที่คอยให้ความช่วยเหลือให้คำปรึกษาด้านวิชาการและคอยให้กำลังใจในการทำวิทยานิพนธ์

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอขอบคุณอาจารย์ผู้สอนทุกท่านที่ประสิทธิ์ประสาทความรู้ด้านต่าง ๆ ทั้งในอดีตและปัจจุบัน และขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา รวมถึงญาติพี่น้องของผู้วิจัยทุกท่านที่ให้การอบรมเลี้ยงดูและให้การสนับสนุนทางการศึกษาโดยเป็นอย่างดีมาโดยตลอด ทำให้ผู้วิจัยประสบความสำเร็จในชีวิตเรื่อยมา สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้วิจัยขอมอบให้กับบิดา มารดาและญาติพี่น้องซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ผู้สอนที่เคารพทุกท่านที่ได้ถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ผู้วิจัยทั้งในอดีตและปัจจุบันจนสำเร็จการศึกษาไปได้ด้วยดี

ณัฐพัชร พรหมสุวรรณ

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย).....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ.....	ค
สารบัญ.....	ง
สารบัญตาราง.....	ช
สารบัญรูป.....	ซ
คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ.....	ญ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ประวัติความเป็นมา.....	1
1.2 การสำรวจปริทัศน์วรรณกรรม.....	2
1.2.1 ความจุช่องสัญญาณระบบโมโม.....	2
1.2.2 การรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่งในระบบโมโม.....	3
1.2.3 ระบบโมโมแบบปรับตัวที่ใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศ.....	4
1.3 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย.....	5
1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น.....	5
1.5 ขอบเขตงานวิจัย.....	5
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	6
1.7 รายละเอียดวิทยานิพนธ์.....	6
2 ทฤษฎีความจุช่องสัญญาณระบบโมโม.....	7
2.1 ความจุช่องสัญญาณของ Shannon.....	7
2.2 ความจุช่องสัญญาณสำหรับช่องสัญญาณในระบบโมโม.....	8
2.2.1 สูตรทั่วไปของความจุช่องสัญญาณในระบบโมโม.....	8
2.2.2 การแปลงช่องสัญญาณในระบบโมโมเป็นช่องสัญญาณย่อยระบบไซโซ.....	9
2.2.3 ไม่มีข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่ง.....	12

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.2.4	มีข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่ง.....	12
2.2.5	การประมาณช่องสัญญาณที่ภาคส่ง.....	14
2.3	ความจุช่องสัญญาณระบบ 1 มิติและ 2 มิติ.....	14
2.4	ช่องสัญญาณแบบเฟอีนสุ่ม.....	16
2.4.1	ความจุช่องสัญญาณแบบเออร์กอดิก (Ergodic).....	16
2.5	ความจุช่องสัญญาณระบบ 2 มิติในช่องสัญญาณเรย์ลีและริเชียน.....	17
2.5.1	ช่องสัญญาณแบบเรย์ลีในระบบ 2 มิติ.....	18
2.5.2	ช่องสัญญาณแบบริเชียนในระบบ 2 มิติ.....	19
2.5.3	เฟดดิ้งสหสัมพันธ์เชิงตำแหน่ง (Spatial Fading Correlation) ต่อช่องสัญญาณ.....	20
2.6	การเข้ารหัสแบบบล็อกเชิงตำแหน่งและเวลา (Space-Time Block Codes).....	23
2.6.1	เทคนิคการส่งสัญญาณของ Alamouti.....	24
2.6.2	การเข้ารหัสเชิงตำแหน่งและเวลาแบบตั้งฉาก (Orthogonal).....	26
2.7	การสลับสัญญาณเชิงตำแหน่ง (Spatial Multiplexing).....	29
2.8	การเข้ารหัสเชิงตำแหน่งและเวลาเมื่อมีการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณ.....	29
2.9	สรุป.....	31
3	เทคนิคการเลือกสายอากาศ.....	33
3.1	แบบจำลองระบบ 2 มิติเมื่อใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศ.....	34
3.2	เทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาครับ.....	35
3.3	เทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาคส่ง.....	38
3.4	การสลับสัญญาณเชิงตำแหน่งและความจุช่องสัญญาณ.....	39
3.4.1	สมรรถนะของเทคนิคการเลือกสายอากาศ.....	39
3.5	สรุป.....	41
4	การสร้างชุดทดสอบและผลการทดลอง.....	43
4.1	แบบจำลองระบบ 2 มิติ.....	43
4.1.2	วิธีวิธีซีโพรซิดี.....	44

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.1.3 ความจุช่องสัญญาณสำหรับเทคนิคการเลือกสายอากาศ.....	45
4.2 การวัดช่องสัญญาณ.....	46
4.3 การออกแบบชุดทดสอบ.....	50
4.3.1 บอร์ดทดสอบ.....	52
4.3.2 การทำงานของชุดทดสอบ.....	53
4.4 ผลจากชุดทดสอบและการจำลองแบบ.....	57
4.4.1 ผลช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณช่องสัญญาณจากชุดทดสอบ.....	57
4.4.2 ผลการจำลองแบบ.....	84
4.5 สรุป.....	92
5 สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	93
5.1 สรุปเนื้อหาวิทยานิพนธ์.....	93
5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ.....	94
5.3 แนวทางการพัฒนาในอนาคต.....	95
รายการอ้างอิง.....	96
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก. บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	98
ประวัติผู้เขียน.....	112

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 รูปแบบการเข้ารหัสของ Alamouti	24

สารบัญรูป

รูปที่		หน้า
2.1	ช่องสัญญาณในระบบโมโม.....	8
2.2	ช่องสัญญาณระบบโมโมเมื่อแปลงเป็นช่องสัญญาณย่อยระบบไซโซ.....	11
2.3	หลักการของทำงานของ Waterfilling.....	13
2.4	การเปรียบเทียบความจุช่องสัญญาณของระบบ ไซโซ ไซโม โมโซ และโมโม.....	15
2.5	ความจุช่องสัญญาณแบบเออร์กอร์ดิก.....	17
2.6	รูปแบบเรขาคณิตสำหรับระบบสายอากาศแถวลำดับ.....	19
2.7	สัญญาณคลื่นหลายวิถีที่มาถึงสายอากาศภาครับ (φ :angle of arrival และ Δ : การกระจายเชิงมุม).....	22
2.8	ตัวอย่างการเข้ารหัสของ Alamouti ด้วย QPSK.....	25
2.9	รูปแบบการสลับสัญญาณเชิงตำแหน่ง (ก) แนวนอน (ข) แนวตั้ง (ค) แนวเฉียง.....	28
2.10	การเข้ารหัสสัญญาณเชิงตำแหน่งและเวลาเมื่อภาคส่งรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณ.....	30
2.11	ความจุช่องสัญญาณด้วยวิธี Waterfilling เปรียบเทียบเมื่อไม่มีข้อมูลสถานะช่องสัญญาณในระบบ 4x4.....	31
3.1	แผนภาพเทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาคส่งและภาครับ.....	34
3.2	รูปแบบไดเวอร์ซิตีภาครับ.....	35
3.3	เทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาครับ (เลือกสายอากาศเพียงต้นเดียว).....	36
3.4	รูปแบบของระบบ Generalized Selection Diversity.....	37
3.5	รูปแบบของเทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาคส่ง.....	38
3.6	ความจุช่องสัญญาณในระบบโมโมแบบ 4x4 เมื่อใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาคส่ง.....	41
4.1	รูปแบบของวิธีป้อนกลับ.....	44
4.2	โครงสร้างของระบบที่ใช้ในการวัดช่องสัญญาณ.....	46
4.3	แผนที่สำหรับวัดช่องสัญญาณสำหรับจุดทดสอบที่ 1 ถึง 5.....	47
4.4	แผนภาพโคออร์ดิเนตของชุดทดสอบ.....	51
4.5	บอร์ดประมวลผล FPGA รุ่น Spartan 3An starter kit.....	52

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.6	การทำงานของภาคส่ง..... 53
4.7	ลักษณะของสัญญาณ BPSK ที่ได้จากชุดทดสอบ..... 54
4.8	การทำงานของภาครับ..... 54
4.9	รูปแบบของสัญญาณเทรนนึ่งของภาคส่ง..... 55
4.10	การเชื่อมต่ออุปกรณ์วัดกับบอร์ด..... 57
4.11	ลักษณะของสัญญาณเทรนนึ่งสำหรับช่องสัญญาณไปหน้าที่จุดทดสอบ 1..... 58
4.12	ลักษณะของสัญญาณเทรนนึ่งสำหรับช่องสัญญาณย้อนกลับที่จุดทดสอบ 1..... 59
4.13	ลักษณะของสัญญาณเทรนนึ่งสำหรับช่องสัญญาณไปหน้าที่จุดทดสอบ 2..... 60
4.14	ลักษณะของสัญญาณเทรนนึ่งสำหรับช่องสัญญาณย้อนกลับที่จุดทดสอบ 2..... 61
4.15	ลักษณะของสัญญาณเทรนนึ่งสำหรับช่องสัญญาณไปหน้าที่จุดทดสอบ 3..... 62
4.16	ลักษณะของสัญญาณเทรนนึ่งสำหรับช่องสัญญาณย้อนกลับที่จุดทดสอบ 3..... 63
4.17	ลักษณะของสัญญาณเทรนนึ่งสำหรับช่องสัญญาณไปหน้าที่จุดทดสอบ 4..... 64
4.18	ลักษณะของสัญญาณเทรนนึ่งสำหรับช่องสัญญาณย้อนกลับที่จุดทดสอบ 4..... 65
4.19	ลักษณะของสัญญาณเทรนนึ่งสำหรับช่องสัญญาณไปหน้าที่จุดทดสอบ 5..... 66
4.20	ลักษณะของสัญญาณเทรนนึ่งสำหรับช่องสัญญาณย้อนกลับที่จุดทดสอบ 5..... 67
4.21	ช่องสัญญาณจากการประมาณช่องสัญญาณที่จุดทดสอบ 1..... 68
4.22	ช่องสัญญาณจากการประมาณช่องสัญญาณที่จุดทดสอบ 2..... 70
4.23	ช่องสัญญาณจากการประมาณช่องสัญญาณที่จุดทดสอบ 3..... 72
4.24	ช่องสัญญาณจากการประมาณช่องสัญญาณที่จุดทดสอบ 4..... 74
4.25	ช่องสัญญาณจากการประมาณช่องสัญญาณที่จุดทดสอบ 5..... 76
4.26	ความจุช่องสัญญาณที่จุดทดสอบที่ 1..... 85
4.27	ความจุช่องสัญญาณที่จุดทดสอบที่ 2..... 86
4.28	ความจุช่องสัญญาณที่จุดทดสอบที่ 3..... 86
4.29	ความจุช่องสัญญาณที่จุดทดสอบที่ 4..... 87
4.30	ความจุช่องสัญญาณที่จุดทดสอบที่ 5..... 87
4.31	ความจุช่องสัญญาณสำหรับวิธีป้อนกลับที่จุดทดสอบที่ 1..... 91
4.32	ความจุช่องสัญญาณสำหรับวิธีป้อนกลับที่จุดทดสอบที่ 5..... 91

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

B	แบนด์วิดท์
P	กำลังส่งสัญญาณ
N	กำลังของสัญญาณรบกวน
C	ความจุช่องสัญญาณ
H	เมทริกซ์ช่องสัญญาณ
N_T	จำนวนสายอากาศภาคส่ง
N_R	จำนวนสายอากาศภาครับ
\mathbf{s}_τ	คือเวกเตอร์ของสัญญาณภาคส่ง
\mathbf{u}_τ	สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก
\mathbf{r}_τ	เวกเตอร์ของสัญญาณภาครับ
\mathbf{I}	เมทริกซ์เอกลักษณ์
\mathbf{R}_{SS}	เมทริกซ์ความแปรปรวนร่วม
λ	ค่าไอเกน
p_k	กำลังส่งสัญญาณในแต่ละช่องสัญญาณย่อย
μ	Lagrange multipliers
h	อัตราขยายช่องสัญญาณ
K	เฟคเตอร์ของช่องสัญญาณแบบบริเชียน
ϕ_0	การเลื่อนเฟสของสัญญาณ
\mathbf{R}	เมทริกซ์ความแปรปรวนร่วมของช่องสัญญาณ
\mathbf{R}_R	เมทริกซ์สหสัมพันธ์การรับเข้า
R_T	เมทริกซ์สหสัมพันธ์การส่งผ่าน
Δ	การกระจายเชิงมุม
d	ระยะห่างระหว่างสายอากาศในหน่วยความยาวคลื่น
φ	angle of arrival
J_0	ฟังก์ชันเบสเซล
Γ	ค่าเฉลี่ย SNR ในแต่ละเส้นทาง

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

L_T	จำนวนชุดวงจรมัลติเพล็กซ์ที่ภาคส่ง
L_R	จำนวนชุดวงจรมัลติเพล็กซ์ที่ภาครับ
$\tilde{\mathbf{H}}$	เมทริกซ์ช่องสัญญาณย่อยขนาด $L_R \times L_T$
\mathbf{H}_T	ข้อมูลเมทริกซ์ช่องสัญญาณที่รับรู้ที่ภาคส่ง
\mathcal{E}_E	ค่าความผิดพลาดจากการประมาณช่องสัญญาณ
\mathcal{E}_F	เมทริกซ์ความผิดพลาดจากช่องสัญญาณป้อนกลับ
\mathcal{E}_R	เมทริกซ์ความผิดพลาดจากวิธีซีโพรซีดี
FDMA	Frequency Division Multiple Access
TDMA	Time Division Multiple Access
CDMA	Code Division Multiple Access
QoS	Quality of Service
SNR	Signal to Noise Ratio
MIMO	Multiple-Input-Multiple-Output
WiMAX	Worldwide interoperability for Microwave Access
i.i.d.	Independent Identically Distributed
CSI	Channel State Information
TDD	Time Division Duplex
SISO	Single Input Single Output
AWGN	Additive White Gaussian Noise
SVD	Singular Value Decomposition
FDD	Frequency Division Duplex
MISO	Multiple Input Single Output
LOS	Line of Sight
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
SM	Spatial Multiplexing
TAS	Transmit Antenna Selection
RAS	Receive Antenna Selection
T-RAS	Transmit and Receive Antenna Selection

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

MRC	Maximum Ratio Combining
EGC	Equal Gain Combining
PA	Power Amplifier
LNA	Low Noise Amplifier
ADC	Analog to Digital Conversion
DAC	Digital to Analog Conversion
FPGA	Field Programmable Gate Array
HDL	Hardware Description Language
BPSK	Binary Phase Shift Keying

บทที่ 1

บทนำ

เนื้อหาในบทนี้เป็น การอธิบายถึงประวัติความเป็นมาและเหตุจูงใจสำหรับงานวิจัย ซึ่งประกอบด้วย ประวัติความเป็นมาของระบบการสื่อสารโมโม การสำรวจปริทัศน์วรรณกรรม วัตถุประสงค์ของงานวิจัย ข้อตกลงเบื้องต้น ขอบเขตงานวิจัย ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ และรายละเอียดของวิทยานิพนธ์

1.1 ประวัติความเป็นมา

การสื่อสารไร้สายได้สร้างประโยชน์มากมายนับตั้งแต่มีการใช้ระบบสื่อสารยุค 1G (First Generation) โดยมี FDMA (Frequency Division Multiple Access) เป็นเทคนิคที่ใช้ในการสื่อสาร ต่อมาได้มีการใช้ TDMA (Time Division Multiple Access) และ CDMA (Code Division Multiple Access) ซึ่งเป็นเทคนิคที่ใช้กันอย่างกว้างขวางในระบบสื่อสารยุค 2G (Second Generation) โดย CDMA ยังคงถูกนำมาใช้สำหรับการสื่อสารยุค 3G (Third Generation) ในการเข้าถึงหลายทางทั้ง 3 เทคนิคที่ได้กล่าวมานั้นต่างถูกนำมาใช้เพื่อช่วยให้ผู้ใช้งานแต่ละคน สามารถร่วมกันใช้เสปคตรัมคลื่นวิทยุในเวลาเดียวกันได้ โดยที่เสปคตรัมคลื่นวิทยุ นั้นจัดเป็นทรัพยากรที่มีอยู่จำกัดและมีความสำคัญต่อเทคโนโลยีการสื่อสารทั้งหมด ปัจจุบันนักวิจัยที่ทำการพัฒนาระบบสื่อสารไร้สายได้เผชิญกับความท้าทายมากมายไม่ว่าจะเป็น การมีอยู่จำกัดของเสปคตรัมคลื่นวิทยุ และความซับซ้อนของการแพร่กระจายของคลื่นในสภาวะแวดล้อม นอกจากนี้ยังรวมถึงการเพิ่มคุณภาพของสัญญาณ (Quality of Service : QoS) และการเพิ่มอัตราส่งข้อมูล โดยเทคนิคที่ใช้ในการพัฒนาระบบสื่อสารไร้สายสามารถแบ่งออกเป็น 3 มิติคือ ความถี่ (Frequency) เวลา (Time) และ รหัส (Code) ดังนั้นเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของการสื่อสารให้ดียิ่งขึ้นสำหรับการสื่อสารยุคต่อไป มิติตำแหน่ง (Space) จึงถูกนำมาใช้เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว

เป็นที่ทราบกันดีว่า ประโยชน์ของการใช้สายอากาศหลายต้น (Multiple Antennas) เริ่มจากการใช้มิติตำแหน่ง จนกระทั่งปี 1990 การใช้งานสายอากาศแถวลำดับ (Antenna Arrays) ได้นำไปสู่เทคนิคการจัดรูปแบบลำคลื่น (Beamforming) และไดเวอร์ซิตีเชิงตำแหน่ง (Spatial Diversity) การจัดรูปแบบลำคลื่นเป็นเทคนิคที่มีประสิทธิภาพสูงที่ช่วยเพิ่มอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal-to-Noise Ratio : SNR) เพื่อปรับกำลังของสัญญาณไปยังทิศทางที่สนใจ สำหรับหลักการของไดเวอร์ซิตีเชิงตำแหน่งคือ ในกรณีที่เกิดการสุมของเฟดดิ้ง (Fading) ที่เกิดจากการ

แพร่กระจายหลายวิถี (Multipath Propagation) ค่า SNR เพิ่มขึ้นได้โดยการรวมกันของสัญญาณเอาต์พุตของสายอากาศแต่ละต้น ในต้นปี 1990 จึงได้เสนอการใช้สายอากาศแถวลำดับเพื่อช่วยเพิ่มความจุช่องสัญญาณของการสื่อสารไร้สาย ภายใต้หลักการไดเวอร์ซิตีเพียงเท่านั้น นั่นหมายความว่าไดเวอร์ซิตีเป็นเพียงเทคนิคเดียวในช่วงแรก ๆ ที่ใช้แก้ปัญหาจากการแพร่กระจายหลายวิถี

ไม่นานมานี้ โมโม (Multiple-Input-Multiple-Output : MIMO) ได้กลายเป็นเทคโนโลยีที่ได้รับความนิยมเป็นอย่างมาก ระบบการสื่อสารแบบโมโมสามารถอธิบายได้ว่า เป็นระบบที่ใช้สายอากาศหลายต้นทั้งฝั่งส่งและฝั่งรับ ด้วยหลักการที่สำคัญซึ่งอยู่เบื้องหลังของระบบสื่อสารโมโม คือ การแบ่งสัญญาณลงไปมิติตำแหน่ง และทำการรวมกันของสัญญาณที่ทั้งสองฝั่ง (นั่นหมายถึงการเพิ่มขึ้นของอัตราการส่งข้อมูล) และเพิ่มไดเวอร์ซิตีเพื่อเพิ่มคุณภาพของสัญญาณ (QoS) ด้วยวิวัฒนาการของระบบโมโม คลื่นหลายวิถี (Multipaths) ได้ถูกทำให้กลายเป็นประโยชน์ต่อระบบสื่อสาร รวมถึงการนำประโยชน์จากผลจากการสุ่มของเฟดดิ้งและผลของการแผ่ค่าหน่วยเวลาเพื่อเพิ่มอัตราการส่งข้อมูล ปัจจุบันโมโมได้กลายเป็นเทคโนโลยีที่สำคัญในการพัฒนาการเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายเช่น WiMAX (Worldwide interoperability for Microwave Access) และเครือข่ายโทรศัพท์ยุค 4G (Fourth generation)

1.2 การสำรวจปริทัศน์วรรณกรรม

เพื่อให้ทราบถึงปัญหาและแนวทางในการดำเนินงานวิจัยจึงได้มีการศึกษางานวิจัยที่ผ่านมา รวมถึงการค้นคว้าจากห้องสมุดมหาวิทยาลัย และอินเทอร์เน็ต โดยเนื้อหาในส่วนนี้จะกล่าวถึงปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้ ความจุช่องสัญญาณระบบโมโม การรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่งในระบบโมโมและระบบโมโมแบบปรับตัวที่ใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศ

1.2.1 ความจุช่องสัญญาณระบบโมโม

ความจุช่องสัญญาณในระบบโมโมได้กลายเป็นประเด็นที่ได้รับความนิยมของงานวิจัยในช่วงระยะเวลา 10 ปีที่ผ่านมา ทั้ง Foschini G.J. (1996); Telatar I.E. (1995) ได้แสดงให้เห็นว่าสำหรับช่องสัญญาณที่มีคุณสมบัติแบบ i.i.d. (Independent Identically Distributed) นั้น ความจุช่องสัญญาณในระบบโมโมสามารถเพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้นตามจำนวนต่ำสุดของสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับ เนื่องจากระบบโมโม ได้อาศัยผลประโยชน์จากไดเวอร์ซิตีเชิงตำแหน่งของช่องสัญญาณ นอกจากนี้ประสิทธิภาพความจุช่องสัญญาณยังสามารถทำให้เพิ่มขึ้นจากเดิมได้ หากมีการรับรู้ข้อมูลของช่องสัญญาณที่ภาคส่ง สำหรับการทำความเข้าใจระบบสื่อสารโมโมในเบื้องต้นสามารถศึกษาจากงานของ Gesbert D., Shafi M., shan Shiu D., Smith P.J., and Naguib A. (2003)

งานของ Foschini อยู่ภายใต้ข้อสมมติฐานที่ว่า มีเพียงภาครับเท่านั้นที่มีการรับรู้ข้อมูลของช่องสัญญาณ โดยถูกต้องสมบูรณ์ นั่นหมายความว่ารูปแบบการจัดสรรกำลังส่งสัญญาณที่เท่ากันสำหรับสายอากาศแต่ละต้น (Telatar I.E., 1995) ถูกนำมาใช้เพื่อคำนวณความจุช่องสัญญาณ นอกจากนี้งานของ Telatar I.E. ได้เสนอการจัดสรรกำลังส่งสัญญาณด้วยวิธี waterfilling เพื่อให้ได้ซึ่งผลลัพธ์ของความจุช่องสัญญาณที่ดีที่สุด เมื่อช่องสัญญาณถูกประมาณ โดยถูกต้องสมบูรณ์ทั้งที่ภาคส่งและภาครับ สำหรับวิธีที่ทำให้รับรู้ข้อมูลสถานะของช่องสัญญาณที่ภาคส่ง มี 2 วิธีคือ วิธีป้อนกลับโดยภาครับมีการรับรู้ข้อมูลสถานะของช่องสัญญาณ จากนั้นทำการป้อนกลับไปยังภาคส่ง และวิธีที่ 2 คือวิธีรีซีโพรซิดี

1.2.2 การรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่งในระบบโมโม

สำหรับระบบโมโมที่มีการปรับตัว ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณ (Channel State Information : CSI) มีความจำเป็นในการเพิ่มประสิทธิภาพของสัญญาณที่ภาคส่ง โดยปกติข้อมูลสถานะช่องสัญญาณนั้นไม่สามารถรับรู้ได้ที่ภาคส่ง เพื่อจะทำให้ภาคส่งรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณ ปัจจุบันมีวิธีการอยู่สองวิธี วิธีแรกคือการป้อนกลับ และวิธีที่สองคือวิธีรีซีโพรซิดี (George Tsoulos, 2006)

สำหรับวิธีการป้อนกลับ ช่องสัญญาณไปหน้า (Forward Channel) ถูกประมาณที่ภาครับจากนั้นข้อมูลของช่องสัญญาณจะถูกป้อนกลับมายังภาคส่งผ่านทางช่องสัญญาณย้อนกลับ (Reverse Channel) วิธีนี้มีประสิทธิภาพไม่มากนักหากช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว ดังนั้นเพื่อให้ได้ข้อมูลสถานะของช่องสัญญาณที่ถูกต้องจึงต้องมีการส่งข้อมูลป้อนกลับที่มากขึ้นในช่องสัญญาณย้อนกลับเพื่อให้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ได้ทันต่อการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณ ซึ่งปัจจุบันยังคงเป็นปัญหาของวิธีป้อนกลับ สำหรับวิธีที่สองไม่มีปัญหาเหมือนวิธีแรก จากทฤษฎีรีซีโพรซิดีเป็นที่รู้ดีว่าช่องสัญญาณวิทยุระหว่างสายอากาศสองต้นเหมือนกันเมื่อพิจารณาที่เวลาและความถี่เดียวกัน โดยในอุดมคติจะสมมติให้ช่องสัญญาณไปหน้าและช่องสัญญาณย้อนกลับเหมือนกัน นั่นหมายความว่าในระบบการสื่อสารแบบ TDD (Time-Division-Duplex) ภาคส่งสามารถรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณได้โดยการประมาณช่องสัญญาณจากช่องสัญญาณย้อนกลับ ซึ่งในการสื่อสารแบบ TDD จะเห็นว่าด้วยวิธีรีซีโพรซิดีจะทำให้ระบบมีประสิทธิภาพเหนือกว่าระบบป้อนกลับทุกประการ แต่ในทางปฏิบัติช่องสัญญาณไปหน้าและช่องสัญญาณย้อนกลับไม่เหมือนกันโดยสิ้นเชิง อันเนื่องมาจากความไม่เหมือนกันของวงจรความถี่วิทยุ (Radio Frequency) ระหว่างภาครับและภาคส่ง (Jiann-Ching Guey, and Larsson L.D., 2004) ซึ่งส่งผลให้ภาครับและภาคส่งมีผลตอบสนองทางความถี่ของชุดวงจรความถี่วิทยุต่างกัน นอกจากนี้ผลกระทบจากเฟดดิ้งที่เกิดขึ้นจากสภาพรอบด้านที่ภาคส่งและภาครับที่แตกต่างกัน ล้วนมีผลต่อวิธีรีซีโพรซิดี

งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณด้วยวิธีซีซีพีอาร์ซีดี ปัจจุบันมีไม่มากนักเมื่อเทียบกับวิธีป้อนกลับและงานวิจัยส่วนใหญ่มักเกี่ยวข้องกับการศึกษาถึงผลกระทบอันเนื่องมาจากความไม่เหมือนกันของช่องสัญญาณไปหน้าและช่องสัญญาณย้อนกลับ รวมถึงวิธีการชดเชยในความไม่เหมือนกันของช่องสัญญาณทั้งสอง เช่น

Giann-Ching Guey, and Larsson L.D. (2004) เป็นงานที่ศึกษาถึงผลกระทบอันเนื่องมาจากวงจรวิทยุต่อวิธีซีซีพีอาร์ซีดี นอกจากนี้ยังได้สร้างแบบจำลองสำหรับอธิบายผลกระทบนี้ รวมถึงเทคนิคในการชดเชยปัญหาเหล่านี้

Tolli A., and Codreanu M. (2004) ได้เสนอเทคนิคในการชดเชยความไม่เหมือนกันของช่องสัญญาณย้อนกลับและช่องสัญญาณไปหน้าอันเนื่องมาจากการแทรกสอด (Interference) ที่เกิดต่อช่องสัญญาณทั้งสองที่ต่างกัน

ปัจจุบันยังไม่มียานวิจัยใดที่ศึกษาประสิทธิภาพของวิธีซีซีพีอาร์ซีดีในทางปฏิบัติ ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้ จึงเป็นการศึกษาประสิทธิภาพของวิธีซีซีพีอาร์ซีดีที่ส่งผลต่อระบบโมโมที่มีการนำข้อมูลสถานะช่องสัญญาณในการปรับตัว โดยใช้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณย้อนกลับและช่องสัญญาณไปหน้าจากการวัดจริง

1.2.3 ระบบโมโมแบบปรับตัวที่ใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศ

ความจุช่องสัญญาณในระบบโมโม สามารถเพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้นตามจำนวนคู่ของสายอากาศระหว่างภาครับและภาคส่ง อย่างไรก็ตาม เนื่องจากระบบมีการใช้สายอากาศหลาย ๆ ต้น ทำให้ส่วนประกอบของวงจรความถี่วิทยุ เพิ่มขึ้นด้วยเช่นกัน ซึ่งปกติจะมีราคาแพง จากปัญหาเหล่านี้ ได้มีการเสนอแนวคิดที่เรียกว่าวิธีการเลือกสายอากาศ (Antenna Selection, AS) (Win M.Z., and Gans M.J., 1999; Win M.Z., and Winters J.H., 1999) โดยมีการใช้สายอากาศเพียง L ต้นจากทั้งหมด N ต้น นั่นหมายความว่าเราสามารถลดจำนวนของวงจรความถี่วิทยุเหลือเพียง L วงจรเท่านั้น โดยที่สายอากาศภาครับหรือภาคส่งจะถูกทำการเลือกเพื่อให้ค่าความจุช่องสัญญาณสูงสุด ซึ่งมันได้แสดงให้เห็นว่าด้วยการเลือกชุดของสายอากาศที่ดีที่สุด ระบบจะให้ประสิทธิภาพของความจุช่องสัญญาณเทียบเท่ากับระบบเดิม โดยที่ใช้จำนวนของชุดวงจรความถี่วิทยุน้อยลง

อย่างไรก็ตาม วิธีการเลือกสายอากาศจำเป็นที่จะต้องรับรู้ข้อมูลสถานะของช่องสัญญาณเพื่อนำข้อมูลไปใช้ในการตัดสินใจในการเลือกชุดสายอากาศ

จากงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิธีเลือกสายอากาศ (Nabar R., Gore D., and Paulraj A., 2000; Blum R.S., and Winters J.H., 2002; Dai L., Sfar S., and Letaief K.B., 2006) สมมติให้ภาคส่งทราบข้อมูลสถานะช่องสัญญาณอย่างถูกต้องสมบูรณ์และสมมติให้ไม่มีความผิดพลาดหรือความล่าช้าจากการป้อนกลับ นอกจากนี้ การรับทราบข้อมูลสถานะช่องสัญญาณจะทันต่อการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณอยู่เสมอ ซึ่งในทางปฏิบัติความผิดพลาดจากสิ่งที่ไม่สมมติเหล่านี้ ทำให้

ประสิทธิภาพของระบบโมโมที่ใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศลดลง ที่สำคัญงานวิจัยที่ผ่านมา ยังไม่มีการศึกษาประสิทธิภาพของการใช้วิธีเลือกสายอากาศที่ภาคส่งโดยวิธีรีซีโพรซิดี

1.3 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ศึกษาถึงประสิทธิภาพของระบบโมโมแบบปรับตัวที่มีการใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาคส่งด้วยการใช้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณจากวิธีรีซีโพรซิดี โดยรายละเอียดสามารถอธิบายได้ดังนี้

- เพื่อศึกษาประสิทธิภาพของข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ได้จากวิธีรีซีโพรซิดีที่ส่งผลกระทบต่อความจุช่องสัญญาณในระบบโมโมแบบปรับตัว
- เพื่อศึกษาผลกระทบจากการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณจากวิธีรีซีโพรซิดีต่อระบบโมโมแบบปรับตัวที่ใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศผ่านชุดทดสอบ โดยพิจารณาที่ความจุช่องสัญญาณ

1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น

- สายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับมีจำนวนไม่เกิน 4 ต้นเพื่อความเหมาะสมในการนำไปประยุกต์ใช้งานจริง โดยวิทยานิพนธ์นี้ได้พิจารณาระบบโมโมที่ทำการสื่อสารแบบ 2x4
- ใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ในการสร้างการจำลองแบบสมรรถนะความจุช่องสัญญาณ
- ในส่วนของชุดทดสอบได้ทำการสร้างโปรแกรมที่ใช้จำลองช่องสัญญาณ (Channel Emulator) ในส่วนของบอร์ดประมวลผล
- ในการวัดช่องสัญญาณเราได้ละเอียดผลเนื่องจากสหสัมพันธ์ระหว่างสายอากาศภาครับแต่ละต้น โดยทำการวัดค่าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณครั้งละ 1 ช่องสัญญาณ

1.5 ขอบเขตงานวิจัย

- ใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ในการจำลองความจุช่องสัญญาณในระบบโมโม
- จำลองแบบการทดลองเพื่อพิจารณาประสิทธิภาพของระบบโมโมแบบปรับตัวโดยวิธีการเลือกสายอากาศที่มีการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณด้วยวิธีรีซีโพรซิดี
- ทำการสร้างชุดทดสอบที่มีการเลือกสายอากาศที่ภาคส่ง เพื่อเปรียบเทียบผลที่ได้ในทางปฏิบัติและผลที่ได้จากการสร้างแบบจำลองพร้อมทั้งวิเคราะห์ผลที่ได้
- การศึกษาประสิทธิภาพของระบบโมโมที่มีการเลือกสายอากาศด้วยวิธีรีซีโพรซิดี ได้พิจารณาระบบที่มีการสื่อสารแบบ TDD

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- ผลที่ได้ช่วยในการตัดสินใจในการเลือกใช้วิธีรีซีโพรซิดีในการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณในระบบโมโมแบบปรับตัว
- เป็นแนวทางในการสร้างระบบโมโมแบบปรับตัวโดยใช้วิธีเลือกสายอากาศและรับรู้ข้อมูลช่องสัญญาณด้วยวิธีรีซีโพรซิดี

1.7 รายละเอียดวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบด้วย 5 บท

บทที่ 1 เป็นบทนำ กล่าวถึงความเป็นมาระบบการสื่อสารโมโม รวมถึงการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรม วัตถุประสงค์ของการวิจัย ข้อตกลงเบื้องต้น ขอบเขตงานวิจัย และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีความจุช่องสัญญาณในระบบโมโมเบื้องต้น รวมถึงระบบไซโม (SIMO) และไมโซ (MISO) รวมถึงแบบจำลองช่องสัญญาณทั้งรูปแบบช่องสัญญาณแบบเรย์ลีและรูปแบบช่องสัญญาณแบบบริเชียน และผลกระทบอันเนื่องมาจากสหสัมพันธ์ระหว่างสายอากาศต่อช่องสัญญาณ นอกจากนี้ยังศึกษารูปแบบของการเข้ารหัสสัญญาณแบบ Space-Time ทั้งรูปแบบของ Alamouti และการเข้ารหัสแบบตั้งฉาก (Orthogonal Space-time Block Codes : OSTBCs)

บทที่ 3 กล่าวถึงเทคนิคการเลือกสายอากาศในรูปแบบต่าง ๆ รวมถึงทฤษฎีความจุช่องสัญญาณเมื่อมีการใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศ

บทที่ 4 กล่าวถึงแบบจำลองระบบเมื่อมีการใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศและการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณด้วยวิธีรีซีโพรซิดี การออกแบบชุดทดสอบ ผลการทดลองทั้งในส่วน of ชุดทดสอบและการจำลองแบบ รวมถึงวิเคราะห์ผลการทดลองที่ได้

บทที่ 5 กล่าวถึงการสรุปผล โดยอ้างอิงจากผลของชุดทดสอบและการจำลองแบบในเทอมของความจุช่องสัญญาณนอกจากนี้ยังรวมถึงปัญหาที่เกิดขึ้น ข้อเสนอแนะแนวทางแก้ไข และแนวทางการพัฒนาในอนาคต

บทที่ 2

ทฤษฎีความจุช่องสัญญาณระบบไมโม

ในบทนี้กล่าวถึงทฤษฎีความจุช่องสัญญาณในระบบไมโมโดยใช้กระบวนการทางคณิตศาสตร์ โดยพิจารณาช่องสัญญาณที่มีเฟดดิ้งแบบราบ (Flat Fading) ในโดเมนเวลาและความถี่ นอกจากนี้แบบจำลองของเรย์ลี (Rayleigh) และแบบจำลองของริเซียน (Rician) ได้ถูกนำมาเพื่อใช้อธิบายช่องสัญญาณในระบบสื่อสารไร้สาย

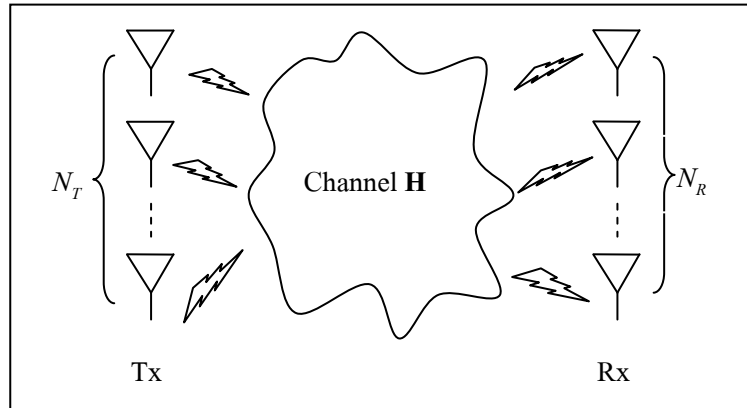
ความจุช่องสัญญาณที่ได้จากช่องสัญญาณระบบไมโมในแต่ละกรณีได้ถูกนำมาศึกษาผ่านสูตรความจุช่องสัญญาณของ Shannon สมรรถนะของความจุช่องสัญญาณสามารถพิจารณาได้จากการจำลองแบบ นอกจากนี้ได้พิจารณาถึงผลจากสหสัมพันธ์ของสายอากาศที่ภาคส่งและภาครับ อันเนื่องจากระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละต้นรวมถึงรูปแบบการเข้ารหัสสัญญาณแบบบล็อกเชิงตำแหน่งและเวลา

2.1 ความจุช่องสัญญาณของ Shannon

สมการความจุช่องสัญญาณของ Shannon เป็นการประมาณเชิงทฤษฎีของอัตราการส่งข้อมูลสูงสุดที่เป็นไปได้สำหรับช่องสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์ B กำลังส่งสัญญาณ P และกำลังสัญญาณรบกวนตลอดย่านความถี่ N ภายใต้สมมติฐานที่ว่าช่องสัญญาณเป็นแบบเกาส์เซียนสีขาว (ไม่พิจารณาผลกระทบเนื่องจากเฟดดิ้งและการแทรกสอด)

$$C = B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P}{N} \right) \quad (2.1)$$

ในทางปฏิบัติ (2.1) อธิบายถึงระบบไซโซ (Single-Input-Single-Output : SISO) ซึ่งบอกขอบเขตสูงสุดของอัตราการส่งข้อมูลในระบบไซโซที่ไม่มีความผิดพลาดเกิดขึ้น ถ้าอัตราการส่งข้อมูลมีค่าน้อยกว่า C bps (bits/sec) ด้วยการใช้การเข้ารหัสสัญญาณที่เหมาะสมสามารถช่วยให้ระบบมีความน่าเชื่อถือและอาจทำให้การส่งข้อมูลไม่เกิดความผิดพลาดบิต (Bit Error) ได้ ในทางกลับกันถ้าอัตราการส่งข้อมูลมีค่ามากกว่า C bps หากไม่คำนึงถึงการเข้ารหัสสัญญาณ ก็อาจทำให้เกิดความผิดพลาดของข้อมูลได้



รูปที่ 2.1 ช่องสัญญาณในระบบโมโม

2.2 ความจุช่องสัญญาณสำหรับช่องสัญญาณในระบบโมโม

สำหรับกรณีของสายอากาศหลายต้นที่ภาคส่งและภาครับสามารถอธิบายได้ดังรูปที่ 2.1 ช่องสัญญาณสำหรับระบบโมโมและความจุช่องสัญญาณสามารถประมาณได้โดยอาศัยทฤษฎีความจุช่องสัญญาณของ Shannon ดังจะกล่าวต่อไป

2.2.1 สูตรทั่วไปของความจุช่องสัญญาณในระบบโมโม

เราพิจารณาถึงระบบที่มีการใช้สายอากาศแถวลำดับที่มีสายอากาศที่ภาคส่ง N_T ต้น และสายอากาศที่ภาครับ N_R ต้น ผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณระหว่างสายอากาศภาคส่งลำดับที่ j ต่อสายอากาศภาครับลำดับที่ i แสดงด้วยตัวแปร $h_{i,j}(\tau, t)$ จากนั้นช่องสัญญาณในระบบโมโมสามารถแสดงได้โดยเมทริกซ์ $\mathbf{H}(\tau, t)$ ขนาด $N_R \times N_T$

$$\mathbf{H}(\tau, t) = \begin{bmatrix} h_{1,1}(\tau, t) & h_{1,2}(\tau, t) & \cdots & h_{1,N_T}(\tau, t) \\ h_{2,1}(\tau, t) & h_{2,2}(\tau, t) & \cdots & h_{2,N_T}(\tau, t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R,1}(\tau, t) & h_{N_R,2}(\tau, t) & \cdots & h_{N_R,N_T}(\tau, t) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

โดยแต่ละองค์ประกอบภายในเมทริกซ์เป็นจำนวนเชิงซ้อนที่แสดงถึงการลดทอนการเลื่อนเฟสซึ่งช่องสัญญาณได้กระทำต่อสัญญาณข้อมูลที่ยังภาครับด้วยการประวิงเวลา τ เราสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตได้ดังสมการ (2.3)

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}(\tau, t) * \mathbf{s}(t) + \mathbf{u}(t) \quad (2.3)$$

เมื่อ * หมายถึงการคอนโวลูชัน $\mathbf{s}(t)$ คือเวกเตอร์ขนาด $N_T \times 1$ ของสัญญาณที่ถูกส่งออกไปเป็นจำนวน N_T $\mathbf{y}(t)$ คือเวกเตอร์ขนาด $N_R \times 1$ ของสัญญาณที่รับได้เป็นจำนวน N_R และ $\mathbf{u}(t)$ คือสัญญาณรบกวนแบบสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise : AWGN)

ถ้าเราสมมติให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ส่งออกไปมีความแคบมากพอที่ทำให้ผลตอบสนองของช่องสัญญาณสามารถพิจารณาเป็นแบบราบต่อความถี่ จากนั้นเราสามารถอธิบายสมการไม่ต่อเนื่องทางเวลาของ (2.3) ได้ดังนี้

$$\mathbf{r}_\tau = \mathbf{H}\mathbf{s}_\tau + \mathbf{u}_\tau \quad (2.4)$$

ความจุช่องสัญญาณของระบบโมเด็มได้ถูกพิสูจน์ใน Telatar I.E. (1995) ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$C = \max_{\text{tr}(\mathbf{R}_{SS}) \leq p} \log_2 \left[\det(\mathbf{I} + \mathbf{H}\mathbf{R}_{SS}\mathbf{H}^H) \right] \text{ bps/Hz} \quad (2.5)$$

เมื่อ \mathbf{H} เป็นเมทริกซ์ช่องสัญญาณขนาด $N_R \times N_T$ \mathbf{R}_{SS} คือเมทริกซ์ความแปรปรวนร่วม (Covariance Matrix) ของเวกเตอร์ \mathbf{s} \mathbf{H}^H หมายถึงการทรานสโพสคอนจูเกตเมทริกซ์ช่องสัญญาณ \mathbf{I} คือเมทริกซ์เอกลักษณ์ขนาด $N_R \times N_T$ $\det(\cdot)$ หมายถึงดีเทอร์มิแนนต์ของเมทริกซ์และ p คือค่าของกำลังส่งสัญญาณ จากสมการที่ 2.5 เป็นสมการที่ใช้คำนวณความจุช่องสัญญาณในระบบโมเด็มเชิงทฤษฎี อย่างไรก็ตามเราสามารถทำการแปลงเชิงเส้น (Linear Transformation) ที่ทั้งภาคส่งและภาครับเพื่อแปลงช่องสัญญาณโมเด็มเป็นช่องสัญญาณย่อยของระบบไซโซได้จำนวน $m = \min(N_R, N_T)$ ช่องสัญญาณดังกล่าวในส่วนถัดไป

2.2.2 การแปลงช่องสัญญาณในระบบโมเด็มเป็นช่องสัญญาณย่อยระบบไซโซ

ทุก ๆ เมทริกซ์ช่องสัญญาณสามารถแยกออกเป็นส่วนย่อยได้ตามค่าเอกฐาน (Singular Value) การแปลงสามารถแสดงดังสมการที่ 2.6

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^H \quad (2.6)$$

เมื่อ \mathbf{U} และ \mathbf{V} เป็นเมทริกซ์ยูนิแทรีขนาด $N_R \times N_R$ และ $N_T \times N_T$ ($\mathbf{U}\mathbf{U}^H = \mathbf{V}\mathbf{V}^H = \mathbf{I}$) ตามลำดับ โดยที่ \mathbf{D} เป็นเมทริกซ์เฉียง (Diagonal Matrix) ที่สมาชิกไม่มีค่าติดลบขนาด $N_R \times N_T$ ค่าในเมทริกซ์ \mathbf{D} คือค่าเอกฐานของเมทริกซ์ \mathbf{H} โดยจากสมการที่ 2.6 เป็นวิธีการของเอสวีดี (Singular Value De-composition)

เมื่อ $\text{diag}(A)$ เป็นเวกเตอร์ที่ประกอบด้วยค่าในแกนทแยงมุมของเมทริกซ์ A และ $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m$ คือค่าไอเกน (Eigen values) ของ \mathbf{W} ซึ่งต้องมีรูปแบบสมาชิกไม่มีค่าติดลบ ซึ่งสามารถแสดงค่าได้ดังนี้

$$\mathbf{D} = \text{diag}(\sqrt{\lambda_1}, \sqrt{\lambda_2}, \dots, \sqrt{\lambda_m}, 0, \dots, 0) \quad (2.7)$$

$$\mathbf{W} = \begin{cases} \mathbf{H}\mathbf{H}^H, & N_R \leq N_T \\ \mathbf{H}^H\mathbf{H}, & N_T < N_R \end{cases} \quad (2.8)$$

แต่ละหลักของ \mathbf{U} คือเวกเตอร์ไอเกน (Eigen vector) ของ $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ และแต่ละแถวของ \mathbf{V} คือเวกเตอร์ไอเกนของ $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$ และ $m = \min(N_R, N_T)$

สำหรับขั้นตอนที่นำไปสู่การแปลงแบบเชิงเส้นของช่องสัญญาณในระบบโมโม่ไปยังช่องสัญญาณย่อยระบบไซโซสามารถอธิบายได้ดังนี้ ขั้นแรก ภาคส่งทำการคูณกันของสัญญาณที่จะทำการส่ง \mathbf{x}_τ ด้วยเมทริกซ์ \mathbf{V} ภาครับทำการคูณกันของสัญญาณที่ได้รับ \mathbf{r}_τ และสัญญาณรบกวนด้วยทรานสโพสคอนจูเกตของเมทริกซ์ \mathbf{U} จากขั้นตอนที่กล่าวมาข้างต้น เราสามารถแสดงรูปแบบของการแปลงระบบโมโม่ ให้อยู่ในรูปของช่องสัญญาณย่อยได้ดังสมการที่ 2.9 ถึง 2.11

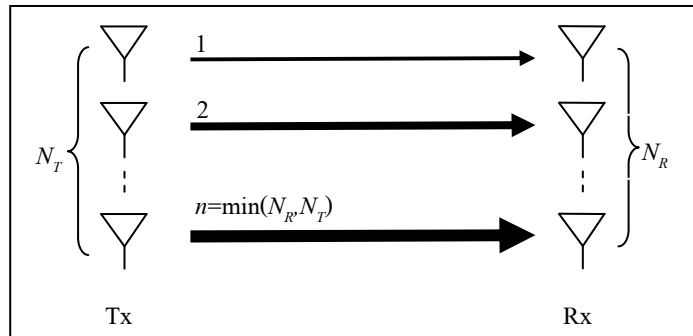
$$\mathbf{s}_\tau = \mathbf{V} \cdot \mathbf{x}_\tau \quad (2.9)$$

$$\mathbf{y}_\tau = \mathbf{U}^H \cdot \mathbf{r}_\tau \quad (2.10)$$

$$\mathbf{n}_\tau = \mathbf{U}^H \cdot \mathbf{u}_\tau \quad (2.11)$$

โดยการแทนสมการ 2.4 ในสมการ 2.10 จะได้

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_\tau &= \mathbf{U}^H \cdot \mathbf{r}_\tau \Rightarrow \\ \mathbf{y}_\tau &= \mathbf{U}^H \mathbf{H} \mathbf{s}_\tau + \mathbf{U}^H \mathbf{u}_\tau \stackrel{(2.9), (2.11)}{\Rightarrow} \\ \mathbf{y}_\tau &= \mathbf{U}^H \mathbf{H} \mathbf{V} \mathbf{x}_\tau + \mathbf{n}_\tau \stackrel{(2.6)}{\Rightarrow} \end{aligned}$$



รูปที่ 2.2 ช่องสัญญาณระบบไม โมเมื่อแปลงเป็นช่องสัญญาณย่อยระบบไซโซ

$$\mathbf{y}_\tau = \mathbf{U}^H \mathbf{U} \mathbf{D} \mathbf{V}^H \mathbf{V} \mathbf{x}_\tau + \mathbf{n}_\tau \quad (2.12)$$

เมื่อ \mathbf{U} และ \mathbf{V} คือเมทริกซ์ยูนิแทรี นั่นคือ $\mathbf{U}\mathbf{U}^H = \mathbf{V}\mathbf{V}^H = \mathbf{I}$ ดังนั้น

$$\mathbf{y}_\tau = \mathbf{D} \mathbf{x}_\tau + \mathbf{n}_\tau \quad (2.13)$$

สำหรับองค์ประกอบของเวกเตอร์สัญญาณภาคีบสามารถแสดงได้ดังนี้

$$y_\tau^k = \sqrt{\lambda_k} x_\tau^k + n_\tau^k \quad (2.14)$$

เมื่อ λ_k คือค่าไอเกนของ \mathbf{W} ในสมการ 2.8 จากสมการการแปลงที่ได้แสดงใน 2.13 ได้แสดงให้เห็นว่าระบบไมโมได้ถูกแปลงอยู่ในรูปของช่องสัญญาณย่อยในระบบไซโซ จำนวน $m = \min(N_R, N_T)$ ช่องสัญญาณ ซึ่งสามารถอธิบายได้ในรูปที่ 2.2

นอกจากนี้ใน (Shiu D.S., Foschini J., Gans J., and Kahn J.M., 2000) ได้แสดงให้เห็นว่าความจุช่องสัญญาณรวมของช่องสัญญาณย่อยระบบไซโซ m ช่อง คือผลรวมของความจุช่องสัญญาณในแต่ละช่องสัญญาณย่อย ดังนั้นเราสามารถแสดงความจุช่องสัญญาณในระบบไมโมได้ดังนี้

$$C = \sum_{k=1}^m \log_2 (1 + p_k \lambda_k) \quad (2.15)$$

เมื่อ p_k คือกำลังส่งสัญญาณในแต่ละช่องสัญญาณย่อย k และ λ_k คืออัตราขยายกำลังของช่องสัญญาณ

ย่อนั้น ๆ นอกจากนี้ p_k จะต้องสอดคล้องกับสมการด้านล่าง เนื่องจากความต้องการที่จะจำกัดกำลังงานในการส่งสัญญาณ

$$\sum_{k=1}^m p_k \leq P \quad (2.16)$$

ณ จุดนี้มี 2 กรณีที่น่าสนใจคือ การรับทราบ (หรือไม่ทราบ) ของข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่งซึ่งได้อธิบายในส่วนถัดไป

2.2.3 ไม่มีข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่ง

พิจารณาสมการที่ 2.14 จะเห็นว่าความจุช่องสัญญาณขึ้นอยู่กับวิธีการที่ใช้ในการจัดสรรกำลังส่งสัญญาณในแต่ละช่องสัญญาณย่อย ในทางทฤษฎีกำหนดให้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณรับรู้ได้ที่ภาครับ สมมติฐานนี้เป็นจริงได้ต่อเมื่อภาครับใช้วิธีการบางอย่างเพื่อให้ได้มาซึ่งข้อมูลสถานะช่องสัญญาณ พิจารณาในทำนองเดียวกันวิธีการนี้ไม่สามารถทำได้ที่ภาคส่ง

เมื่อไม่สามารถรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่งได้ ข้อมูลของสัญญาณภาคส่งจะถูกเลือกโดยไม่มีเทคนิคพิเศษใด ๆ นั่นหมายความว่าองค์ประกอบของสัญญาณภาคส่งจำนวน N_T มีความเป็นอิสระต่อกัน และมีการจัดสรรกำลังส่งสัญญาณเท่ากัน (Equal Power : EP) ซึ่งหมายความว่า การจัดสรรกำลังส่งสัญญาณของสายอากาศภาคส่งแต่ละต้นสามารถแสดงได้เป็น $p_k = P / N_T$ ดังนั้น จากสมการที่ 2.5 สามารถแสดงได้เป็น

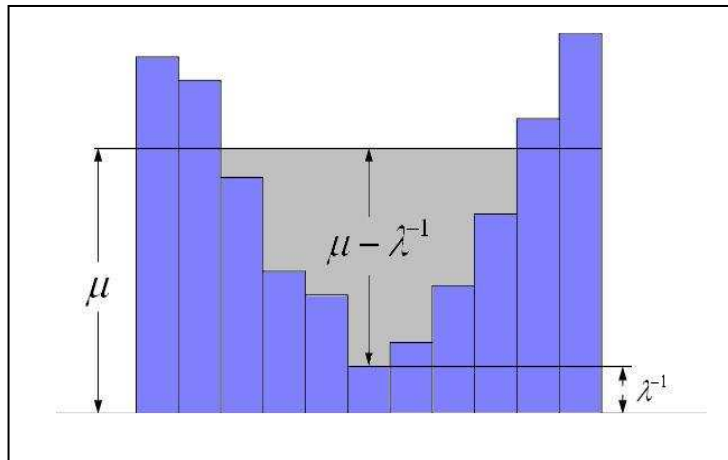
$$C_{EP} = \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I} + \frac{P}{N_T} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right) \right] \quad (2.17)$$

$$C_{EP} = \sum_{k=1}^m \log_2 (1 + p_k \lambda_k) \quad (2.18)$$

2.2.4 มีข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่ง

ในกรณีที่ภาคส่งรับรู้ข้อมูลของช่องสัญญาณ ภาคส่งสามารถใช้วิธีการจัดสรรกำลังงานที่เหมาะสมในการส่งสัญญาณที่ภาคส่ง ซึ่งสามารถเพิ่มความจุช่องสัญญาณได้โดยการปรับเปลี่ยนกำลังส่งสัญญาณในแต่ละช่องสัญญาณย่อยเพื่อให้ความจุช่องสัญญาณมากขึ้น

วิธีการที่ใช้ในการจัดสรรกำลังส่งสัญญาณที่เหมาะสมที่นิยมใช้ในปัจจุบันคือการใช้หลักการ Waterfilling (Telatar I.E., 1995)



รูปที่ 2.3 หลักการของทำงานของ Waterfilling

เมื่อภาคส่งรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณ โดยถูกต้องสมบูรณ์ วิธี Waterfilling ถูกใช้เพื่อจัดสรรกำลังส่งสัญญาณสำหรับสายอากาศแต่ละต้นเพื่อให้ได้ความจุช่องสัญญาณที่ดีที่สุดสำหรับช่องสัญญาณนั้น ๆ สำหรับหลักการทำงานของ Waterfilling สามารถอธิบายได้โดยระบบจะทำการแบ่งกำลังส่งสัญญาณทั้งหมด โดยเพิ่มให้มีกำลังส่งสัญญาณมากขึ้นสำหรับช่องสัญญาณย่อยที่มีอัตราขยายที่ดี และทำการเพิ่มน้อยหรือไม่เพิ่มเลยสำหรับช่องสัญญาณที่มีอัตราขยายที่ไม่ดี (รูปที่ 2.3) อย่างไรก็ตามการเพิ่มหรือลดลงของกำลังส่งสัญญาณในแต่ละช่องสัญญาณย่อยนั้น ผลรวมของกำลังส่งสัญญาณในแต่ละช่องสัญญาณย่อยจะต้องไม่เพิ่มขึ้นหรือลดลงไปจากกำลังส่งสัญญาณทั้งหมด ความจุช่องสัญญาณเมื่อใช้วิธี Waterfilling สามารถแสดงได้ดังนี้

$$C_{WF} = \sum_{k=1}^m \log_2 (1 + p_k \lambda_k) \quad (2.19)$$

$$p_k = (\mu - \lambda_k^{-1})^+ \quad (2.20)$$

โดยที่ μ ถูกเลือกโดยสอดคล้องกับ

$$P = \sum_{k=1}^m p_k \quad (2.21)$$

เมื่อ $()^+$ หมายถึงผลลัพธ์ที่ได้ต้องมีค่าเป็นบวกเท่านั้น

2.2.5 การประมาณช่องสัญญาณที่ภาคส่ง

ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณไม่สามารถรับรู้ได้ที่ภาคส่ง เพื่อจะทำให้ภาคส่งรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณ ในปัจจุบันมีวิธีการอยู่สองวิธี วิธีแรกคือการป้อนกลับ และวิธีที่สองคือวิธีรีซีพี (Paulraj A., Nabar R., and Gore D., 2005)

สำหรับวิธีการป้อนกลับ ช่องสัญญาณไปหน้าถูกประมาณที่ภาครับจากนั้นข้อมูลของช่องสัญญาณจะถูกป้อนกลับมายังภาคส่งผ่านทางช่องสัญญาณย้อนกลับ วิธีนี้ยังมีประสิทธิภาพไม่มากนักหากช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว ดังนั้นเพื่อให้ได้ข้อมูลของช่องสัญญาณที่ถูกต้องจึงต้องมีการส่งข้อมูลป้อนกลับที่มากขึ้นในช่องสัญญาณย้อนกลับ ซึ่งปัจจุบันยังคงเป็นปัญหาของวิธีป้อนกลับ สำหรับวิธีที่สองไม่มีปัญหาอย่างเช่นวิธีแรก จากทฤษฎีรีซีพีเป็นที่รู้ดีว่า ช่องสัญญาณวิทยุระหว่างสายอากาศสองคันเหมือนกันเมื่อพิจารณาที่เวลาและความถี่เดียวกัน ในอุดมคติจะสมมติให้ช่องสัญญาณไปหน้าและช่องสัญญาณย้อนกลับเหมือนกัน นั่นหมายความว่าในระบบการสื่อสารแบบ TDD ภาคส่งสามารถรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณได้โดยการประมาณช่องสัญญาณจากช่องสัญญาณย้อนกลับ ซึ่งจะเห็นว่ามีความสะดวกและรวดเร็วกว่าวิธีแรก อย่างไรก็ตามวิธีการนี้มีปัญหาเกิดขึ้นเมื่อใช้การสื่อสารแบบ FDD (Frequency-Division-Duplex)

2.3 ความจุช่องสัญญาณระบบไซโมและไมโซ

ในส่วนนี้กล่าวถึงสมการความจุช่องสัญญาณสำหรับระบบไซโม (Single-Input-Multiple-Output : SIMO) และระบบไมโซ (Multiple-Input-Single-Output : MISO) ซึ่งรวมถึงการเปรียบเทียบความจุช่องสัญญาณกับระบบไมโมและไซโซ

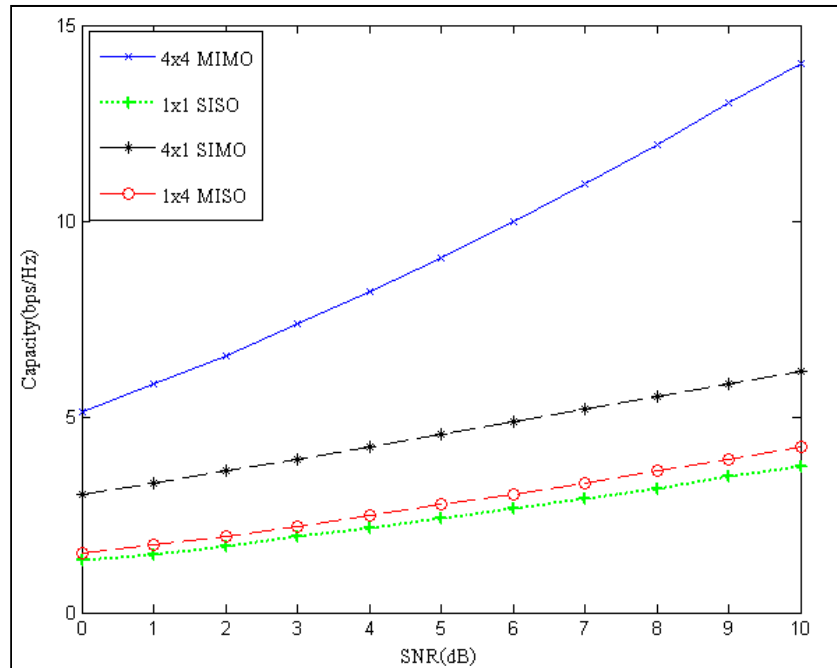
ความจุช่องสัญญาณในระบบไซโซสามารถแสดงได้ดังนี้

$$C_{SISO} = \log_2(1 + \rho |h|^2) \text{ bps/Hz} \quad (2.22)$$

เมื่อ h คืออัตราขยายของช่องสัญญาณ และ ρ คือค่าอัตราส่วนของกำลังส่งสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนทั้งหมดที่เกิดขึ้นที่ภาครับ

สำหรับช่องสัญญาณระบบไซโม เมื่อ $N_T = 1$ นั้นหมายความว่า การรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่งไม่ส่งผลกระทบต่อความจุช่องสัญญาณในระบบไซโม

$$C_{SIMO} = \log_2 \left(1 + \rho \sum_{k=1}^{N_R} |h_k|^2 \right) \text{ bps/Hz} \quad (2.23)$$



รูปที่ 2.4 การเปรียบเทียบความจุช่องสัญญาณของระบบ ไซโซ ไซโม ไมโซ และไมโม

เมื่อ h_k คืออัตราขยายของช่องสัญญาณ สำหรับสายอากาศลำดับที่ k

สำหรับความจุช่องสัญญาณระบบไมโซเมื่อ $N_R = 1$ เมื่อไม่มีการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่ง สมการความจุช่องสัญญาณในระบบไมโซสามารถแสดงได้ดังนี้

$$C_{MISO} = \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{N_T} \sum_{k=1}^{N_T} |h_k|^2 \right) \text{ bps/Hz} \quad (2.24)$$

เมื่อ h_k คืออัตราขยายของช่องสัญญาณ สำหรับสายอากาศลำดับที่ k

จากรูปที่ 2.4 ได้แสดงการเปรียบเทียบระหว่างระบบไซโซ ไซโม ไมโซ และไมโม ด้วยการพิจารณาความจุช่องสัญญาณเปรียบเทียบกับค่า SNR

จากรูปพบว่า ไซโม ไมโซ และไมโม ให้ประสิทธิภาพความจุช่องสัญญาณได้ดีกว่าเมื่อเทียบกับระบบไซโซ โดยที่ระบบไมโมให้ประสิทธิภาพที่ดีที่สุด นั้นแสดงให้เห็นว่า ด้วยการใส่สายอากาศส่งหรือรับสัญญาณหลาย ๆ ต้น ซึ่งเป็นการอาศัยมิติตำแหน่งนั้น ช่วยเพิ่มประสิทธิภาพความจุช่องสัญญาณได้ดียิ่งขึ้นเมื่อเทียบกับระบบที่มีการใส่สายอากาศส่งและรับสัญญาณเพียงต้นเดียว นอกจากนี้ เมื่อพิจารณาเปรียบเทียบระหว่างความจุช่องสัญญาณไซโมและไมโซ จะได้ $C_{SIMO} > C_{MISO}$ เมื่อภาคส่งไม่มีการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณ

2.4 ช่องสัญญาณแบบเฟินสุ่ม

เพื่อที่จะสามารถคำนวณหาค่าความจุช่องสัญญาณในระบบโมโมโดยใช้สูตรคำนวณความจุช่องสัญญาณที่ได้แสดงก่อนหน้านี้ ค่าของเมทริกซ์ช่องสัญญาณเป็นสิ่งที่จำเป็นต้องทราบเพื่อใช้คำนวณความจุช่องสัญญาณ ปัจจุบันได้มีแบบจำลองช่องสัญญาณมากมายเพื่อใช้ในการคำนวณความจุช่องสัญญาณ เช่นแบบจำลองช่องสัญญาณแบบเรย์ลีและแบบจำลองช่องสัญญาณแบบบริเซียนในการพิจารณาช่องสัญญาณแบบเฟินสุ่ม (Stochastic Channel) ค่าความจุช่องสัญญาณที่ได้อยู่ในรูปแบบของตัวแปรสุ่ม (Random Variable) เพื่อศึกษาถึงพฤติกรรมเหล่านี้ เราใช้วิธีการคำนวณปริมาณแบบเฟินสุ่มดังที่จะกล่าวต่อไป

2.4.1 ความจุช่องสัญญาณแบบเออร์กอร์ดิก (Ergodic)

ความจุช่องสัญญาณแบบเออร์กอร์ดิกสำหรับช่องสัญญาณในระบบโมโม คือค่าเฉลี่ยของอัตราการส่งข้อมูลบนช่องสัญญาณที่มีการกระจายขององค์ประกอบภายในเมทริกซ์ช่องสัญญาณ \mathbf{H} ตามเวลา ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\bar{C} = E\{C\} \quad (2.25)$$

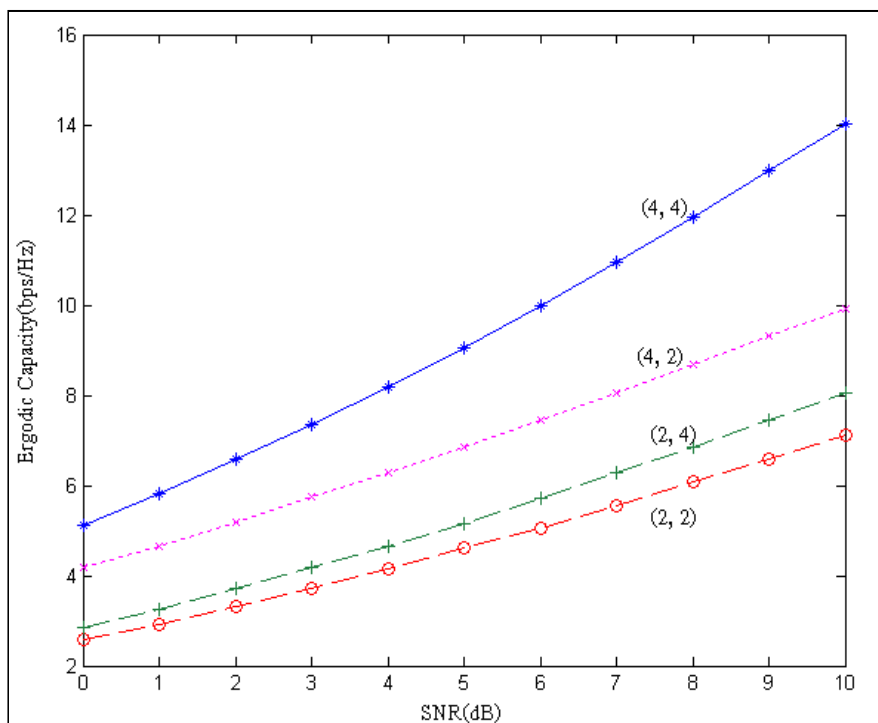
เมื่อไม่มีข้อมูลของช่องสัญญาณที่ภาคส่ง เราสามารถแทนสมการ (2.17) ลงในสมการ (2.25) จากนั้นสมการความจุช่องสัญญาณแบบเออร์กอร์ดิกสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\bar{C} = E\left\{\log_2\left[\det\left(\mathbf{I} + \frac{p}{N_T}\mathbf{H}\mathbf{H}^H\right)\right]\right\} \text{ bps/Hz} \quad (2.26)$$

ในกรณีที่ภาคส่งมีการรับรู้ CSI จากสมการความจุช่องสัญญาณใน (2.18) โดยเราสามารถแสดงสมการความจุช่องสัญญาณแบบเออร์กอร์ดิกได้ดังนี้

$$\bar{C} = E\left\{\sum_{k=1}^m \log_2(1 + p_k \lambda_k)\right\} \text{ bps/Hz} \quad (2.27)$$

รูปที่ 2.5 แสดงความจุช่องสัญญาณแบบเออร์กอร์ดิกกรณีที่ใช้จำนวนสายอากาศแตกต่างกันเทียบกับ SNR เมื่อไม่มีการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่ง จากรูปพบว่า ความจุช่องสัญญาณแบบเออร์กอร์ดิกเพิ่มขึ้นเมื่อค่า SNR สูงขึ้น นอกจากนี้จะเห็นว่าความจุช่องสัญญาณ



รูปที่ 2.5 ความจุช่องสัญญาณแบบเออร์กอร์ดิก

ในระบบโมโม กรณีที่มีจำนวนสายอากาศรับมากกว่าจำนวนสายอากาศส่งให้สมรรถนะความจุช่องสัญญาณที่มากกว่ากรณีที่มีจำนวนสายอากาศส่งมากกว่าจำนวนสายอากาศรับ ซึ่งเราสามารถอธิบายสิ่งนี้ได้ว่า ในกรณีที่ภาคส่งไม่มีการรับรู้ข้อมูลช่องสัญญาณ ทำให้ภาคส่งไม่สามารถใช้ประโยชน์จากสายอากาศแถวลำดับเพื่อเพิ่มสมรรถนะความจุช่องสัญญาณได้

2.5 ความจุช่องสัญญาณระบบโมโมในช่องสัญญาณเรย์ลีและริเชียน

ในส่วนนี้จะกล่าวถึงความจุช่องสัญญาณในระบบโมโมในช่องสัญญาณแบบเรย์ลีและริเชียน เช่นเดียวกับการเกิดเฟดดิ้งสหสัมพันธ์ต่อสัญญาณที่ขึ้นอยู่กับระยะห่างระหว่างสายอากาศแถวลำดับแต่ละต้น (ในส่วนนี้เป็นการพิจารณาระบบโมโมเมื่อภาคส่งไม่มีสถานะข้อมูลช่องสัญญาณ)

ในกรณีที่สภาพแวดล้อมในระบบสื่อสารส่งผลให้ช่องสัญญาณได้รับผลกระทบจากคลื่นหลายวิถีจำนวนมาก รูปแบบสัญญาณที่รับได้เป็นไปตามการแจกแจงแบบเรย์ลี (Rayleigh Distribution) อย่างไรก็ตาม ในกรณีที่มีสิ่งก่อสร้างจำนวนไม่มาก และเป็นการสื่อสารที่อยู่ใกล้สถานีฐาน ซึ่งทำให้ผลของ Line-of-Sight (LOS) มีอิทธิพลมากกว่าผลจากคลื่นหลายวิถี ซึ่งในกรณีนี้ การแจกแจงแบบริเชียนมีความเหมาะสมมากกว่า ในการสื่อสารสัญญาณหลัก (Dominant Signal)

ที่มาถึงภาครับอาจไม่ใช่ผลของ LOS เสมอไป ตัวอย่างเช่น สัญญาณหลักได้จากค่าเฉลี่ยของคลื่นหลายวิถีจำนวนมากที่เกิดจากการกระจายของสัญญาณที่มีจำนวนมาก สำหรับค่า K -factor ของช่องสัญญาณแบบเรย์ลีเขียนสามารถอธิบายได้ว่า เป็นอัตราส่วนระหว่างกำลังของสัญญาณหลักต่อองค์ประกอบของคลื่นหลายวิถี

$$K = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (2.28)$$

เมื่อ $K = 0$ แสดงถึงเฟดดิ้งของช่องสัญญาณแบบเรย์ลี ในขณะที่ถ้า $K \rightarrow \infty$ หมายถึงช่องสัญญาณที่ไม่มีเฟดดิ้งมีแต่สัญญาณหลัก LOS เพียงสัญญาณเดียว

2.5.1 ช่องสัญญาณแบบเรย์ลีในระบบโมโม่

เมทริกซ์ช่องสัญญาณ \mathbf{H} ในสมการ (2.26) ขึ้นอยู่กับแบบจำลองช่องสัญญาณในกรณีที่ช่องสัญญาณถูกพิจารณาเป็นแบบเรย์ลีเฟดดิ้ง และสายอากาศแถวลำดับไม่มีผลของสหสัมพันธ์ระหว่างสายอากาศที่มีต่อสัญญาณภาครับหรือสัญญาณภาคส่ง

ความจุช่องสัญญาณแบบเออร์กอร์ดิคภายใต้สมมติฐานของช่องสัญญาณแบบเรย์ลีและการจัดสรรกำลังส่งสัญญาณเท่ากัน สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\bar{C} = E \left\{ \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I} + \frac{P}{N_T} \mathbf{H}_w \mathbf{H}_w^H \right) \right] \right\} \text{ bps/Hz} \quad (2.29)$$

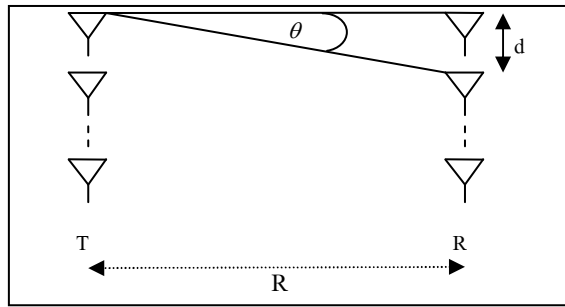
ภายใต้สมมติฐาน $N_R = N_T = N$ ซึ่งกรณีที่น่าสนใจคือ $N \rightarrow \infty$ โดยใช้กฎ Large Number (Papoulis A., 1984) เราจะได้ช่องสัญญาณดังนี้

$$\frac{1}{N} \mathbf{H}_w (\mathbf{H}_w)^H \rightarrow \mathbf{I}_N \quad \text{เมื่อ } N \rightarrow \infty \quad (2.30)$$

นั่นหมายความว่า ขอบเขตความจุช่องสัญญาณสำหรับช่องสัญญาณแบบเรย์ลีสามารถแสดงได้ดังนี้

$$C \xrightarrow{N \rightarrow \infty} \log_2 \left[\det (\mathbf{I}_N + p \mathbf{I}_N) \right] = \log_2 \left[(1+p)^N \right] = N \cdot \log_2 (1+p) \Rightarrow$$

$$C \rightarrow N \cdot \log_2 (1+p) \quad \text{เมื่อ } N \rightarrow \infty \quad (2.31)$$



รูปที่ 2.6 รูปแบบเรขาคณิตสำหรับระบบสายอากาศแถวลำดับ

พิจารณาจากสมการที่ (2.31) มีสองสิ่งที่ควรสังเกต

- ความจุช่องสัญญาณไม่ได้ขึ้นอยู่กับช่องสัญญาณ ดังเช่นที่มันเพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้นตาม N ในกรณีที่ SNR คงที่
- 3 dB ที่เพิ่มขึ้นของ SNR ส่งผลให้ความจุช่องสัญญาณเพิ่มขึ้น N bps/Hz

2.5.2 ช่องสัญญาณแบบริเชียนในระบบไมโม

ในกรณีที่มีสัญญาณหลักระหว่างภาครับและภาคส่ง ช่องสัญญาณของการสื่อสารสามารถแสดงได้ดังผลรวมของสัญญาณคงที่และสัญญาณสุ่มที่เกิดจากการกระจัดกระจายของคลื่น

$$\mathbf{H}_{Rice} = \sqrt{\frac{K}{K+1}} e^{j\phi_0} \mathbf{H}_{LOS} + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \mathbf{H}_{Rayleigh} \quad (2.32)$$

ในสมการที่ (2.32) \mathbf{H}_{Rice} คือเมทริกซ์ช่องสัญญาณระบบไมโม $\mathbf{H}_{Rayleigh}$ คือเมทริกซ์ช่องสัญญาณซึ่งเกิดจากผลของสัญญาณสุ่ม \mathbf{H}_{LOS} หมายถึงเมทริกซ์ช่องสัญญาณซึ่งเกิดจากสัญญาณคงที่ (สัญญาณหลัก) K คือค่า K -factor ของริเชียน และ ϕ_0 คือค่าการเลื่อนเฟสของสัญญาณที่เคลื่อนที่จากภาคส่งไปยังภาครับ

จากรูปที่ 2.6 ได้แสดงรูปแบบเรขาคณิตสำหรับการสื่อสารในระบบไมโม เมื่อ R คือระยะห่างระหว่างสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับ และ d คือระยะห่างระหว่างสายอากาศแถวลำดับ สำหรับเมทริกซ์ \mathbf{H}_{LOS} สามารถอธิบายได้ดังสมการ

$$\mathbf{H}_{LOS} = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\theta} & \dots & e^{-j(N_T-1)\theta} \\ e^{-j\theta} & 1 & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & e^{j\theta} \\ e^{-j(N_R-1)\theta} & e^{-j(N_R-2)\theta} & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

โดยที่ θ คือมุมของการเลี้ยวเฟสระหว่างสายอากาศข้างเคียงของสายอากาศแถวลำดับ

ระยะห่างระหว่างสายอากาศภาครับและสายอากาศภาคส่งถูกสมมติให้มีค่ามากกว่าระยะห่างระหว่างสายอากาศแถวลำดับมาก ๆ นั่นคือ $R \gg d$ θ จึงมีค่าลดลงจนถึงจุดที่ว่าสามารถละเลยได้ในสมการ (2.33) ในกรณีนี้ \mathbf{H}_{LOS} สามารถพิจารณาเป็นเมทริกซ์ขนาด $N_R \times N_T$ โดยที่องค์ประกอบภายในเมทริกซ์มีค่าเป็น 1 ($\mathbf{H}(1)$)

จากสมการที่ (2.32) จะได้

$$\mathbf{H}_{\text{Rice}} = \sqrt{\frac{K}{K+1}} e^{j\phi_0} \mathbf{H}(1) + \sqrt{\frac{K}{K+1}} \mathbf{H}_w \quad (2.34)$$

จากสมมติฐาน เราสามารถพิจารณาช่องสัญญาณแบบรีเซียนได้ว่า

- สัญญาณหลักถูกพิจารณาว่าเกิดจากการแพร่กระจายของคลื่นแบบ LOS
- ระยะห่างระหว่างภาครับและภาคส่งถูกพิจารณาว่ามีค่ามากกว่าระยะห่างระหว่างสายอากาศของสายอากาศแถวลำดับ

อย่างไรก็ตามข้อสมมติฐานเหล่านี้ไม่ถูกต้องเสมอไป ผลที่ได้บ่งบอกถึงผลกระทบที่เกิดจากสัญญาณหลักต่อความจุช่องสัญญาณในระบบไม โม สำหรับกรณีที่สัญญาณหลักเกิดจากคลื่นหลายวิถี

จากสมการ(2.34) เมื่อคำนวณความจุช่องสัญญาณในระบบไม โม โดยใช้ช่องสัญญาณแบบรีเซียนและทำการเพิ่มค่า K -factor ของรีเซียนพบว่า เมื่อค่า K มีค่าสูงขึ้น ความจุช่องสัญญาณที่ได้มีค่าลดลง นั่นหมายความว่าผลจากสัญญาณหลัก (LOS) ส่งผลโดยตรงต่อความจุช่องสัญญาณในระบบไม โม โดยที่ช่องสัญญาณที่ได้รับผลจาก LOS มากกว่าคลื่นหลายวิถี ถือได้ว่าช่องสัญญาณดังกล่าวคือยประสิทธิภาพของความจุช่องสัญญาณ

2.5.3 เฟดดิ้งสหสัมพันธ์เชิงตำแหน่ง (Spatial Fading Correlation) ต่อช่องสัญญาณ

ช่องสัญญาณแบบเรย์ลีได้สมมติให้ระบบเป็นเฟดดิ้งแบบราบในโดเมนตำแหน่ง โดเมนเวลา และโดเมนความถี่ อย่างไรก็ตาม สัญญาณที่มาถึงภาครับอาจทำให้เกิดสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณขึ้นได้ อันเนื่องจากระยะห่างระหว่างสายอากาศรับสัญญาณแต่ละต้น ดังที่ได้กล่าวมา ดังนั้นการใช้ \mathbf{H}_w จึงอาจไม่ใช่ช่องสัญญาณที่ต้องการ เพื่อให้ช่องสัญญาณที่ได้คำนึงถึงผลกระทบอันเนื่องมาจากผลของสหสัมพันธ์ สมการต่อมาจึงถูกนำมาเพื่ออธิบาย

$$\text{vec}(\mathbf{H}) = \mathbf{R}^{\frac{1}{2}} \text{vec}(\mathbf{H}_w) \quad (2.35)$$

เมื่อ $\text{vec}(\mathbf{H})$ หมายถึงเวกเตอร์ที่เกิดจากการเรียงค่าในหลักของเมทริกซ์ \mathbf{H} และ \mathbf{R} คือเมทริกซ์ความแปรปรวนร่วมของช่องสัญญาณขนาด $N_R N_T \times N_R N_T$ ซึ่งแสดงได้ดังนี้

$$\mathbf{R} = E \left\{ \text{vec}(\mathbf{H}) \text{vec}(\mathbf{H})^H \right\} \quad (2.36)$$

ในการวิเคราะห์สามารถทำให้ดูง่ายขึ้นโดยใช้เมทริกซ์ช่องสัญญาณจากสมการที่ (2.31)

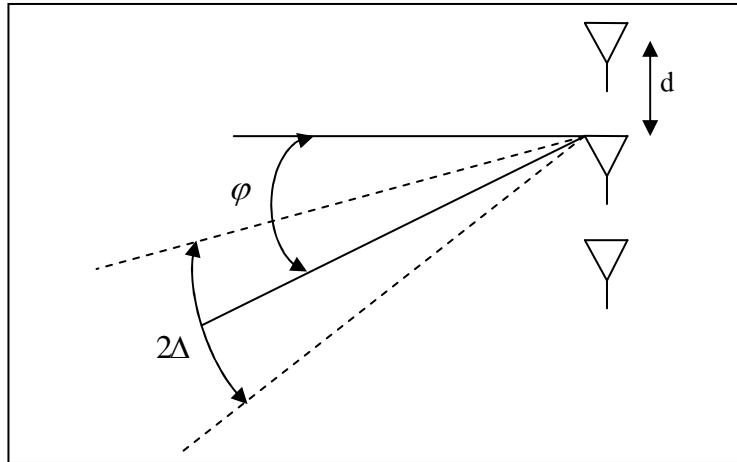
$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_R^{1/2} \mathbf{H}_W \mathbf{R}_T^{1/2} \quad (2.37)$$

เมื่อ \mathbf{R}_R คือเมทริกซ์สหสัมพันธ์การรับเข้า (Reception Correlation Matrix) และ \mathbf{R}_T คือเมทริกซ์สหสัมพันธ์การส่งผ่าน (Transmission Correlation Matrix) สมการ (2.37) ได้จากสมการ (2.35) โดยสมมติให้เมทริกซ์ \mathbf{R}_R และ \mathbf{R}_T ยังคงอยู่โดยไม่เปลี่ยนแปลงโดยไม่คำนึงถึงจำนวนสายอากาศส่งและรับตามลำดับ

เมทริกซ์สหสัมพันธ์ \mathbf{R}_R และ \mathbf{R}_T สามารถคำนวณได้จากสองหลักการที่ต่างกัน สำหรับวิธีแรก สามารถคำนวณได้จากฟังก์ชันของระยะห่างระหว่างสายอากาศรับและสายอากาศส่ง (Zelst A., and Hammerschmidt J.S., 2002) ภายใต้อสมมติฐานนี้เราสามารถแสดงรูปแบบของเมทริกซ์ \mathbf{R}_R และ \mathbf{R}_T ได้ดังนี้

$$\mathbf{R}_T = \begin{bmatrix} 1 & r_T & r_T^4 & \cdots & r_T^{(N_T-1)^2} \\ r_T & 1 & r_T & \ddots & \vdots \\ r_T^4 & r_T & 1 & \ddots & r_T^4 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & r_T \\ r_T^{(N_T-1)^2} & \cdots & r_T^4 & r_T & 1 \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

$$\mathbf{R}_R = \begin{bmatrix} 1 & r_R & r_R^4 & \cdots & r_R^{(N_R-1)^2} \\ r_R & 1 & r_R & \ddots & \vdots \\ r_R^4 & r_R & 1 & \ddots & r_R^4 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & r_R \\ r_R^{(N_R-1)^2} & \cdots & r_R^4 & r_R & 1 \end{bmatrix} \quad (2.39)$$



รูปที่ 2.7 สัญญาณคลื่นหลายวิถีที่มาถึงสายอากาศกรับ (φ : angle of arrival และ Δ : การกระจายเชิงมุม)

เมื่อ r คือเฟดดิ้งสหสัมพันธ์ระหว่างสายอากาศสองต้นที่อยู่ใกล้กัน และสามารถประมาณได้ดังสมการ

$$r(d) \approx \exp(-23 \cdot \Delta^2 \cdot d^2) \quad (2.40)$$

เมื่อ Δ คือการกระจายเชิงมุม (Angular Spread) และ d คือระยะห่างระหว่างสายอากาศในหน่วยความยาวคลื่น (รูปที่ 2.7) เพื่อให้เข้าใจยิ่งขึ้น โดยการสร้างสมมติฐานที่เกี่ยวข้องกับแบบจำลองดังนี้

- สำหรับค่า $r(d)$ ที่มีค่าน้อยมาก องค์ประกอบภายในเมทริกซ์ที่มีอันดับสูงกว่าสามารถละเลยได้ ดังนั้นเมทริกซ์สหสัมพันธ์จึงอยู่ในรูปเมทริกซ์ไทรอโกนอล (Triagonal Matrix)
- นอกจากนี้สำหรับกรณีที่ ระยะห่างระหว่างสายอากาศที่ภาคส่งและภาครับเท่ากัน ($d_R = d_T$ และ $r_T = r_R = r$) เราสามารถใช้แบบจำลองตัวแปรเดียวเพื่อทำให้ง่ายในการคำนวณความจุของสัญญาณ

$$\mathbf{R}_T = \begin{bmatrix} 1 & r & 0 & \cdots & 0 \\ r & 1 & r & \ddots & \vdots \\ 0 & r & 1 & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & r \\ 0 & \cdots & 0 & r & 1 \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

$$\mathbf{R}_R = \begin{bmatrix} 1 & r & 0 & \cdots & 0 \\ r & 1 & r & \ddots & \vdots \\ 0 & r & 1 & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & r \\ 0 & \cdots & 0 & r & 1 \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

สำหรับแบบจำลองที่สองได้อธิบายใน (Loyka S., and Tsoulos G.V., 2002) โดยที่กระบวนการของ Salz J., and Winters J.H. (1994) ถูกนำมาใช้ในการคำนวณเมทริกซ์สหสัมพันธ์ผ่านสมการต่อไปนี้

$$R_{ik} = J_0[z(i-k)] \quad (2.43)$$

เมื่อ J_0 คือฟังก์ชันเบสเซล (Bessel Function) อันดับ-ศูนย์ ของรูปแบบแรก $z = 2\pi d / \lambda$ และ R_{ik} คือสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณระหว่างสายอากาศลำดับที่ i และสายอากาศลำดับที่ k

สำหรับกรณีที่มีค่า Δ น้อยและ $\varphi = 0$ สมการที่ (2.43) สามารถประมาณได้ดังนี้

$$R_{ik} \approx \frac{\sin(z(i-k)\Delta)}{z(i-k)\Delta} \quad (2.44)$$

โดยที่ค่าของ Δ ที่สูงสุดที่สามารถคงความถูกต้องของสมการ (2.44) คือ $\pi/4$

2.6 การเข้ารหัสแบบบล็อกเชิงตำแหน่งและเวลา (Space-Time Block Codes)

การเข้ารหัสแบบบล็อกเชิงตำแหน่งและเวลาเป็นรูปแบบที่ง่ายที่สุดของการเข้ารหัสสัญญาณเชิงตำแหน่งที่อาศัยผลของโดพเปลอร์ในระบบที่มีการใช้สายอากาศส่งสัญญาณหลาย ๆ ต้น ในปี 1998 Alamouti ได้ออกแบบเทคนิคในการส่งสัญญาณสำหรับระบบที่ใช้สายอากาศส่งสองต้น (Alamouti S.M., 1998) เทคนิคนี้มีความต้องการการดำเนินการแบบเชิงเส้นที่ทั้งภาคส่งและภาครับ กระบวนการเข้ารหัสและถอดรหัสสัญญาณสามารถทำได้ด้วยบล็อก (Block) ของสัญลักษณ์ของสัญญาณที่ถูกส่ง เนื้อหาในส่วนนี้ เริ่มด้วยการอธิบายรูปแบบการเข้ารหัสสัญญาณของ Alamouti จากนั้นจะอธิบายถึงการเข้ารหัสแบบบล็อกเชิงตำแหน่งและเวลาโดยอยู่บนพื้นฐานของการออกแบบตั้งฉาก (Orthogonal) ซึ่งเป็นรูปแบบของการเข้ารหัสที่สามารถใช้ได้กับระบบที่มีจำนวนของสายอากาศส่งหลาย ๆ ต้น

ตารางที่ 2.1 รูปแบบการเข้ารหัสของ Alamouti

เวลา	สายอากาศ1	สายอากาศ2
t_1	x_1	x_2
t_2	$-x_2^*$	x_1^*

2.6.1 เทคนิคการส่งสัญญาณของ Alamouti

ที่ผ่านมา เทคนิคไคเวอซิติซึ่งเสนอโดย Alamouti คือการเข้ารหัสสัญญาณแบบ STBC เป็นวิธีแรก การดำเนินการเข้ารหัสและถอดรหัสสัญญาณขึ้นอยู่กับกลุ่มของสัญลักษณ์ที่ถูกมอดูเลตสองกลุ่ม ดังนั้น ชั้นแรกข้อมูลข่าวสารในรูปแบบบิตจะถูกทำการมอดูเลตและทำการแทนในจุดคอนสเทเลชัน กล่าวคือ สมมติให้ x_1 และ x_2 คือสัญลักษณ์ที่ถูกมอดูเลตด้วยการเข้ารหัสเชิงตำแหน่งและเวลา โดยปกติในระบบที่มีสายอากาศส่งเพียงต้นเดียว สัญลักษณ์ทั้งสองจะถูกส่งโดยต่อเนื่องที่เวลาต่างกัน t_1 และ t_2 โดยที่ t_1 และ t_2 ถูกแยกจากกันโดยค่าคงที่ของช่วงเวลา T สำหรับรูปแบบของ Alamouti ในช่วงเวลาแรก สัญลักษณ์ x_1 และ x_2 ถูกส่งโดยสายอากาศส่งต้นที่หนึ่งและต้นที่สองตามลำดับ สำหรับช่วงเวลาที่สอง t_2 ค่าลบของสัญลักษณ์ที่สอง ($-x_2^*$) ถูกส่งไปยังสายอากาศส่งต้นแรก ในขณะที่สัญลักษณ์ที่หนึ่ง (x_1^*) ส่งไปยังสายอากาศส่งต้นที่สอง กระบวนการเข้ารหัสสัญญาณถูกแสดงไว้ในตารางที่ 2.1 สำหรับอัตราการส่งข้อมูลจะมีค่าเท่ากับ อัตราการส่งข้อมูลในระบบไซโซ

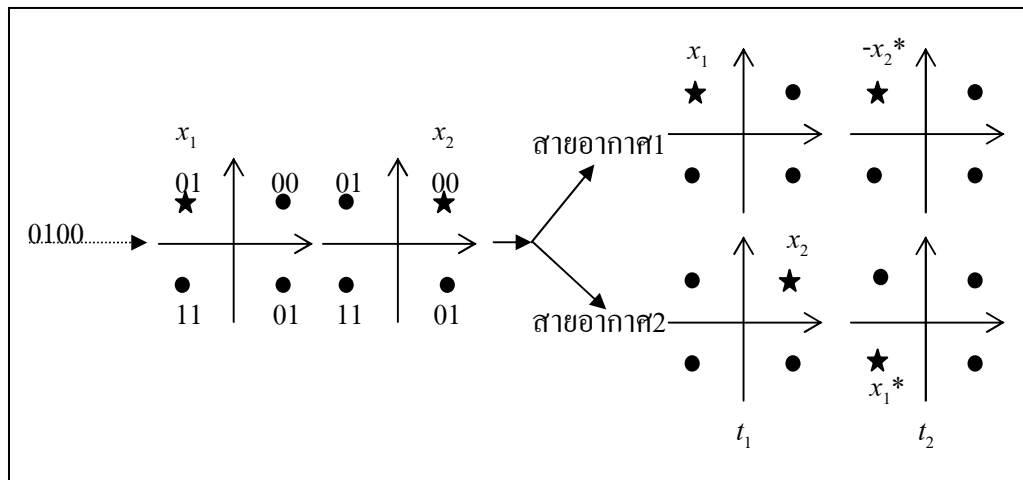
การเข้ารหัสของ Alamouti สามารถแสดงได้โดยเมทริกซ์รหัส (Coding Matrix)

$$X_1 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

จากเมทริกซ์รหัส X_1 แถวของเมทริกซ์รหัสหมายถึงสายอากาศส่งในขณะที่หลักหมายถึงช่วงเวลาในการส่งสัญญาณที่ต่างกัน

ตัวอย่างการเข้ารหัสเชิงตำแหน่งและเวลาของ Alamouti ได้แสดงดังรูปที่ 2.8 สัญลักษณ์ที่ถูกมอดูเลตสองสัญญาณจาก QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) คอนสเทเลชันซึ่งแสดงอยู่ในระนาบเชิงซ้อน สัญลักษณ์ที่ถูกส่งจากสายอากาศส่งสองต้นได้แสดงในด้านขวาของรูป

กระบวนการถอดรหัสสัญญาณอยู่ภายใต้สมมติฐานที่ว่า สัมประสิทธิ์ช่องสัญญาณในช่วงเวลา t_1 และ t_2 มีรูปแบบเป็นค่าคงที่ ซึ่งนั่นหมายความว่า สัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณจาก



รูปที่ 2.8 ตัวอย่างการเข้ารหัสของ Alamouti ด้วย QPSK

สายอากาศส่งต้นแรกไปยังสายอากาศภาครับลำดับที่ j หรือ $h_{j,1}$ และรวมถึงสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณจากสายอากาศส่งต้นที่สองไปยังสายอากาศภาครับลำดับที่ j หรือ $h_{j,2}$ จะต้องเป็นดังนี้

$$\begin{aligned} h_{j,1} &= h_{j,1}(t) = h_{j,1}(t+T) = h_{j,1}(t_1) = h_{j,1}(t_2) \\ h_{j,2} &= h_{j,2}(t) = h_{j,2}(t+T) = h_{j,2}(t_1) = h_{j,2}(t_2) \end{aligned} \quad (2.46)$$

สัญญาณที่รับได้ที่สายอากาศภาครับลำดับที่ j ของสองช่วงเวลา คือ r_j^1 และ r_j^2 สัญญาณที่รับได้อยู่ในรูปของสมการดังนี้

$$\begin{aligned} r_j^1 &= h_{j,1} \cdot x_1 + h_{j,2} \cdot x_2 + n_j^1 \\ r_j^2 &= -h_{j,1} \cdot x_2^* + h_{j,2} \cdot x_1^* + n_j^2 \end{aligned} \quad (2.47)$$

จากสมการที่ (2.47) องค์ประกอบสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวกได้ถูกเพิ่มลงไปทีสายอากาศภาครับลำดับที่ j ในช่วงระยะเวลา t_1 และ t_2 แสดงโดย n_j^1 และ n_j^2 ตามลำดับ

กระบวนการถอดรหัสทำได้โดยอาศัยการรวมของสัญญาณและการถอดรหัสแบบ Maximum likelihood อย่างไรก็ตามด้วยวิธีการนี้ สัมประสิทธิ์ช่องสัญญาณถูกพิจารณาว่าถูกรับรู้โดยถูกต้องสมบูรณ์ที่ภาครับ ในการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ภาครับสามารถทำได้โดยใช้สัญญาณนำร่อง (Pilot Signal) กระบวนการของการรวมเชิงเส้นและสัญญาณถูกป้อนไปยังส่วนถอดรหัสแบบ Maximum likelihood ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการ

$$\begin{aligned}\tilde{x}_1 &= \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ h_{j,1}^* \cdot r_j^1 + h_{j,2} \cdot (r_j^2)^* \right\} = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^{N_R} |h_{j,i}|^2 \cdot x_1 + \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ h_{j,1}^* \cdot n_j^1 + h_{j,2} \cdot (n_j^2)^* \right\} \\ \tilde{x}_2 &= \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ h_{j,2}^* \cdot r_j^1 - h_{j,1} \cdot (r_j^2)^* \right\} = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^{N_R} |h_{j,i}|^2 \cdot x_2 + \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ h_{j,2}^* \cdot n_j^1 - h_{j,1} \cdot (n_j^2)^* \right\}\end{aligned}\quad (2.48)$$

เราจะเห็นว่าสิ่งที่ส่งผลกระทบในการตัดสินใจจากการถอดรหัสประกอบด้วยขนาดของสัญญาณที่ถูกส่งและสัญญาณรบกวน ขนาดของสัญญาณมีค่าเท่ากับผลรวมของขนาดสัญญาณที่ได้จากสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณ และสัญญาณรบกวนคือผลรวมของสัญญาณรบกวนที่สายอากาศภากรับคูณกับสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณ

2.6.2 การเข้ารหัสเชิงตำแหน่งและเวลาแบบตั้งฉาก (Orthogonal)

รูปแบบการเข้ารหัสของ Alamouti ใช้สำหรับระบบที่มีสายอากาศส่งเพียงสองต้นเท่านั้น เทคนิคนี้จึงไม่สามารถนำไปใช้ในกรณีทั่วไปเมื่อมีการเข้ารหัสแบบบล็อกเชิงตำแหน่งและเวลาได้ ต่างจากการเข้ารหัสแบบตั้งฉากที่สามารถนำไปใช้ในกรณีที่มีสายอากาศส่งมากกว่าสองต้นได้ เทคนิคนี้อยู่บนพื้นฐานของทฤษฎีการออกแบบตั้งฉาก (Orthogonal Design)

หลักการทั่วไปในการสร้างการเข้ารหัสแบบบล็อกเชิงตำแหน่งและเวลาคือการค้นหาเมทริกซ์รหัส X ซึ่งสอดคล้องกับเงื่อนไขดังนี้

$$X \cdot X^H = p \cdot \left(\sum_{i=1}^n |x_i|^2 \right) \cdot I_{N_T} \quad (2.49)$$

เมื่อ X^H คือเฮอริมิเทียนของ X p คือค่าคงที่ I_{N_T} คือเมทริกซ์เอกลักษณ์ขนาด $N_T \times N_T$ N_T หมายถึงจำนวนสายอากาศส่งและ n คือจำนวนของสัญลักษณ์ x_i ที่ถูกส่งออกไปต่อบล็อกของการส่งสัญญาณใน X โดยรูปแบบของการออกแบบตั้งฉากถูกนำไปใช้เพื่อให้ได้รหัสที่เป็นไปตามสมการ (2.49)

คุณสมบัติแบบตั้งฉากของการเข้ารหัสแบบบล็อกเชิงตำแหน่งและเวลาคือการที่ทุกแถวของ X จะตั้งฉากกับซึ่งกันและกัน กล่าวคือ ข้อมูลที่ถูกส่งออกจากสายอากาศแต่ละต้นจะตั้งฉากซึ่งกันและกันสำหรับแต่ละบล็อกของการส่งสัญญาณ

สำหรับสัญญาณเชิงซ้อน ทฤษฎีการออกแบบตั้งฉากสามารถนำไปใช้ในการสร้างเมทริกซ์รหัสเพื่อให้ได้อัตราการส่งสัญญาณเป็น 1/2 ของอัตราการส่งข้อมูลในระบบไซโซ สำหรับกรณีที่มีการใช้จำนวนของสายอากาศส่งเป็น 3 หรือ 4 ต้น ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.50) และ (2.51) ตามลำดับ

$$x_{1/2} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & x_1^* & -x_2^* & -x_3^* & -x_4^* \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_2^* & x_1^* & x_4^* & -x_3^* \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

$$x_{1/2} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & x_1^* & -x_2^* & -x_3^* & -x_4^* \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_2^* & x_1^* & x_4^* & -x_3^* \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \\ x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 & x_4^* & x_3^* & -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

อย่างไรก็ตาม การออกแบบดังกล่าวยังไม่ใช่วิธีที่ให้ผลที่ดีที่สุด โดย Ganesan G., and Stoica P., (2001) ได้เสนอรูปแบบการเข้ารหัสที่ให้อัตราการส่งข้อมูลเป็น 3/4 สำหรับกรณีที่ใช้สายอากาศส่งจำนวน 3 หรือ 4 ต้นดังนี้

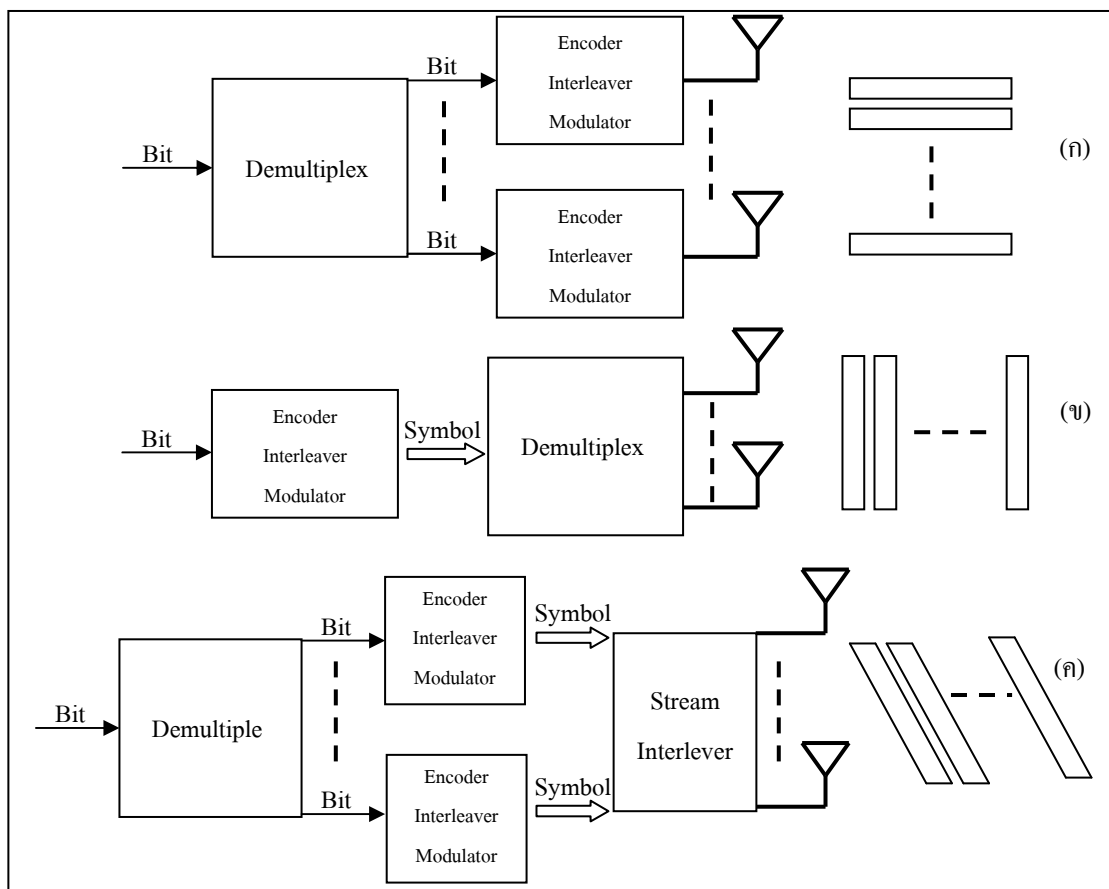
$$X_{3/4} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* & x_3^* & 0 \\ x_2 & x_1^* & 0 & -x_3^* \\ x_3 & 0 & -x_1^* & x_2^* \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

$$X_{3/4} = \begin{bmatrix} x_1 & 0 & x_2 & -x_3 \\ 0 & x_1 & x_3^* & x_2^* \\ -x_2^* & -x_3 & x_1^* & 0 \\ x_3^* & -x_2 & 0 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

เป็นที่สังเกตว่า สัมประสิทธิ์ช่องสัญญาณจะถูกพิจารณาว่าคงที่ในขณะที่ทำการส่งสัญญาณรหัสของเมทริกซ์ X

ในการถอดรหัสเมื่อมีการเข้ารหัสแบบดังกล่าว สามารถพิจารณาได้จากเมทริกซ์รหัส โดยสมมติว่าเราต้องการประมาณสัญลักษณ์ x_p และให้ r_j^k คือสัญญาณที่รับได้จากสายอากาศภาครับลำดับที่ j ที่เวลา k ค่าที่ถูกเพิ่มลงในารรวมแบบเชิงเส้นคือ

- $+(h_{j,i})^* \cdot r_j^k$ ถ้ามี x_p ที่หลัก k และแถว i ของเมทริกซ์ X
- $-(h_{j,i})^* \cdot r_j^k$ ถ้ามี $-x_p$ ที่หลัก k และแถว i ของเมทริกซ์ X
- $+h_{j,i} \cdot (r_j^k)^*$ ถ้ามี $(x_p)^*$ ที่หลัก k และแถว i ของเมทริกซ์ X
- $-h_{j,i} \cdot (r_j^k)^*$ ถ้ามี $-(x_p)^*$ ที่หลัก k และแถว i ของเมทริกซ์ X



รูปที่ 2.9 รูปแบบการสลับสัญญาณเชิงตำแหน่ง (ก) แนวนอน (ข) แนวตั้ง (ค) แนวเฉียง

สิ่งสำคัญที่ต้องทราบสำหรับระบบที่มีการใช้การเข้ารหัสสัญญาณแบบตั้งฉากของ STBCs คือระบบจะไม่สามารถทำให้อัตราการส่งข้อมูลมีค่าเป็น 1 ได้เมื่อระบบใช้สัญญาณเชิงซ้อน อย่างไรก็ตาม Ganesan G., and Stoica P. (2001) แสดงให้เห็นว่าสำหรับสายอากาศส่งจำนวน 3 และ 4 ต้น อัตราส่งข้อมูลสูงสุดที่เป็นไปได้คือ $3/4$

2.7 การสลับสัญญาณเชิงตำแหน่ง (Spatial Multiplexing)

การสลับสัญญาณเชิงตำแหน่ง (Spatial Multiplexing : SM) มีทิศทางที่ต่างจากวิธีการเข้ารหัสที่แสดงในส่วนก่อนหน้านี้ กระบวนการทำงานที่อยู่เบื้องหลังการสลับสัญญาณเชิงตำแหน่งคือการแบ่งข้อมูลบิตแบบต่อเนื่องให้กลายเป็นชุดข้อมูลย่อย (Sub-Stream) ในการสลับสัญญาณเชิงตำแหน่งสัญลักษณ์จำนวน N_T ที่ต่างกันถูกส่งออกไปจากสายอากาศส่ง นั่นหมายความว่าเทคนิคการสลับสัญญาณเชิงตำแหน่งให้ประโยชน์ที่เด่นชัด 2 อย่างด้วยกันคือ ข้อแรก เทคนิคนี้ช่วยให้สามารถเข้าใกล้ขอบเขตของความจุของสัญญาณในระบบโมเด็มเมื่ออัตราของข้อมูลมีค่าเท่ากับ

จำนวนของสายอากาศส่ง N_T เพื่อที่จะใช้วิธีการสลับสัญญาณเชิงตำแหน่ง จำนวนของสายอากาศภาครับจะต้องมีจำนวนเท่ากันหรือมากกว่าจำนวนสายอากาศภาคส่ง เพื่อให้ระบบสามารถถอดรหัสสัญญาณกลับคืนมาได้

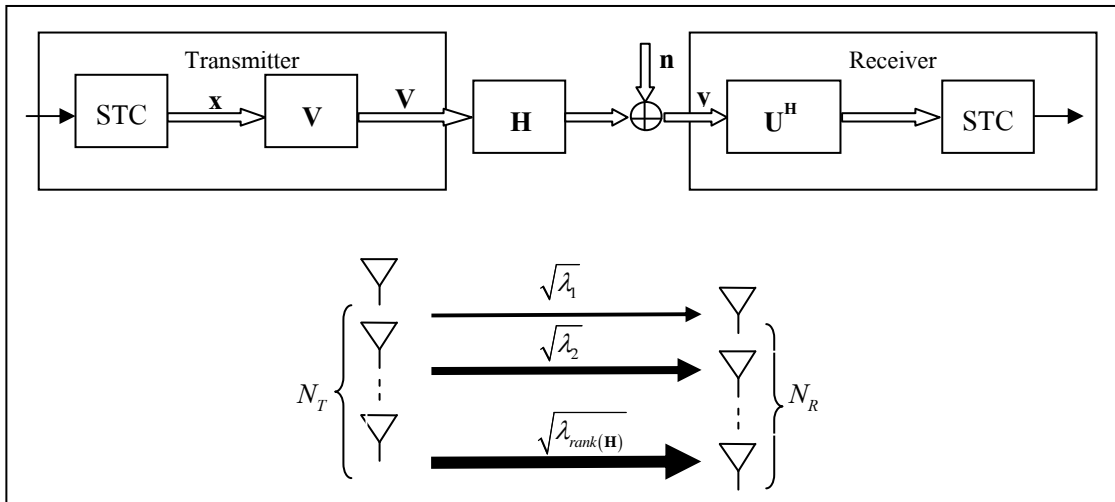
หลักการที่สำคัญที่อยู่เบื้องหลังการเข้ารหัสแบบการสลับสัญญาณเชิงตำแหน่งตั้งอยู่บนเทคนิคขั้นสูงในการถอดรหัสทางฝั่งภาครับ ทางภาคส่ง ข้อมูลต่อเนื่องจะถูกแบ่งให้กลายเป็นชุดข้อมูลย่อยผ่านทางตัวแจกจ่ายสัญญาณ (Demultiplexer) สำหรับชุดข้อมูลย่อยเมื่อมีการประมวลผลสัญญาณถูกเรียกว่า “Layer” ดังนั้นการสลับสัญญาณเชิงตำแหน่งจึงถูกเรียกว่า Layer Space-Time (LST) กระบวนการแจกจ่ายสัญญาณสามารถทำได้ทั้งกับข้อมูลบิตหรือสัญลักษณ์ ดังนั้น ในการแจกจ่ายชุดข้อมูลสามารถพิจารณาได้ 3 ทางด้วยกัน โดยขึ้นอยู่กับการวางตำแหน่งของตัวแจกจ่ายสัญญาณที่ฝั่งภาคส่งและทิศทางของ Layer โดยที่การเข้ารหัสทั้ง 3 ทางได้แก่ แนวตั้ง (Vertical) แนวนอน (Horizontal) และแนวเฉียง (Diagonal) ดังแสดงในรูปที่ 2.9

สำหรับการเข้ารหัสแนวนอน ข้อมูลระดับบิตจะถูกแจกจ่ายสัญญาณไปยังชุดข้อมูลย่อย N_T ชุด จากนั้นทำการเข้ารหัส แทรกข้อมูลและมอดูเลตสัญญาณโดยแยกจากกัน สำหรับการเข้ารหัสแนวตั้ง ชั้นแรก ชุดของข้อมูลจะทำการเข้ารหัส แทรกข้อมูลและมอดูเลตสัญญาณ จากนั้นผลของสัญลักษณ์ที่ได้จะถูกแจกจ่ายไปยังชุดข้อมูลย่อย N_T ชุด สำหรับการเข้ารหัสแนวเฉียงจะมีความคล้ายคลึงการเข้ารหัสแนวนอนซึ่งต่างกันแค่เพียง หลังจากที่ผ่านมาช่วงสุดท้ายของการเข้ารหัสแนวนอนแล้ว เฟรมของสัญลักษณ์จะถูกส่งผ่านการแทรกชุดข้อมูล (Stream Interleaver) ซึ่งทำหน้าที่ในการสับเปลี่ยนเฟรมที่ส่งออก สำหรับรูปแบบของการเข้ารหัสแต่ละ Layer ถูกแสดงในส่วนขวามือของรูปที่ 2.9

2.8 การเข้ารหัสเชิงตำแหน่งและเวลาเมื่อมีการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณ

รูปแบบการเข้ารหัสสัญญาณที่ได้กล่าวไว้ในเนื้อหาก่อนหน้านี้ เป็นการพิจารณาระบบที่มีการเข้ารหัสเชิงตำแหน่งและเวลาเมื่อไม่มีการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่ง อย่างไรก็ตาม ในระบบที่ทำการสื่อสารแบบคูเพลกซ์ ซึ่งมีบางเวลาที่ระบบสามารถรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่งได้ ประโยชน์สูงสุดเมื่อมีการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่งคือ สามารถทำการ Pre-Filter แบบเชิงเส้น หรือทำการ Pre-Equalization ซึ่งเป็นการช่วยเพิ่มประสิทธิภาพความจุช่องสัญญาณในระบบให้ดียิ่งขึ้น โดยอาศัยหลักการ Singular Value Decomposition (SVD) ดังนั้น เมทริกซ์ช่องสัญญาณสามารถแสดงได้โดย $\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^H$

โดยทำการคูณเมทริกซ์ของสัญญาณภาคส่ง \mathbf{x} ด้วย \mathbf{V} และทำการคูณเมทริกซ์ของสัญญาณภาครับด้วย \mathbf{U}^H ในกรณีนี้ เราสามารถแสดงสัญญาณที่รับได้เป็นดังนี้



รูปที่ 2.10 การเข้ารหัสสัญญาณเชิงตำแหน่งและเวลาเมื่อภาคส่งรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณ

$$\mathbf{U}^H \mathbf{y} = \mathbf{U}^H (\mathbf{H}(\mathbf{V}\mathbf{x}) + \mathbf{n})$$

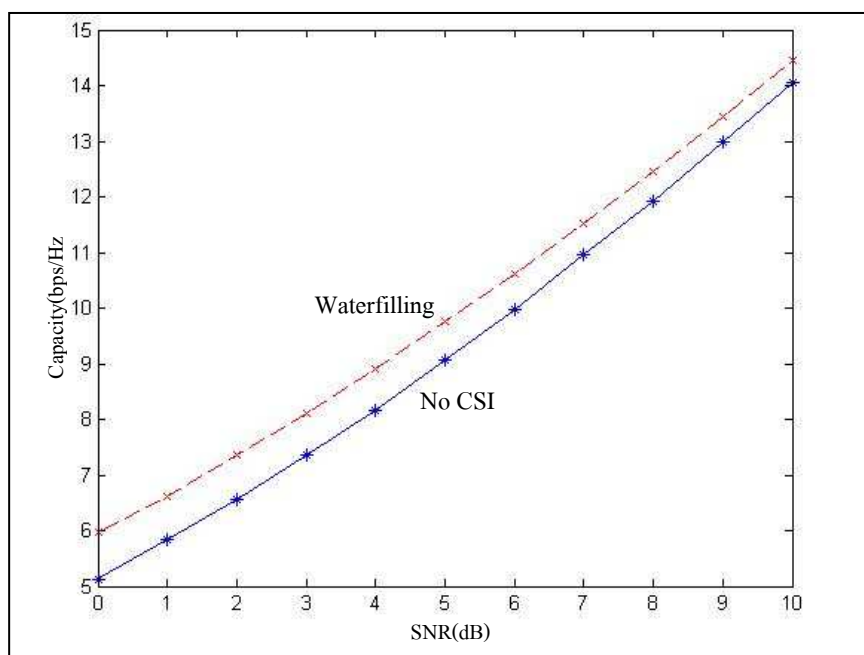
$$\mathbf{U}^H \mathbf{y} = \mathbf{U}^H ((\mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^H)(\mathbf{V}\mathbf{x}) + \mathbf{n})$$

$$\mathbf{U}^H \mathbf{y} = \mathbf{D}\mathbf{x} + \mathbf{U}^H \mathbf{n} \quad (2.54)$$

ระบบโมโมได้กลายเป็นกลุ่มขนานของระบบไซโซ ดังแสดงในรูป 2.10 โดยที่ไซโซแต่ละระบบจะถูกขยายด้วยค่าไอเกนของ \mathbf{D} ความจุช่องสัญญาณในระบบโมโมจึงสามารถแสดงอยู่ในรูปของผลรวมของความจุช่องสัญญาณในระบบไซโซขนาน จำนวนของระบบไซโซขนานนั้นมีค่าเท่ากับจำนวนของค่าไอเกนที่ไม่เป็นศูนย์ หรือกล่าวได้ว่าตามค่าลำดับชั้น (Rank) ของเมทริกซ์ \mathbf{H} ช่องสัญญาณย่อยของระบบไซโซแต่ละช่องสัญญาณย่อย จะถูกทำการจัดสรรกำลังส่งสัญญาณ (Power Allocation) ซึ่งสามารถใช้วิธีการ Waterfilling

จากรูปที่ 2.11 ได้แสดงความจุช่องสัญญาณเมื่อมีการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่งเปรียบเทียบกับกรณีที่ไม่มีการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่ง สำหรับการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณนั้นได้ใช้วิธี Waterfilling ในการจัดสรรกำลังส่งสัญญาณ

ด้วยวิธีการของ SVD ระบบต้องการอย่างน้อยที่สุดคือการรับรู้ค่าเมทริกซ์ \mathbf{V} ที่ภาคส่ง นอกจากนี้ยังมีอีกหลายวิธีการเพื่อใช้เพิ่มประสิทธิภาพความจุช่องสัญญาณในระบบโมโมเมื่อมีการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่ง เช่นเทคนิคการเลือกสายอากาศซึ่งมีความซับซ้อนน้อยกว่า Waterfilling มาก



รูปที่ 2.11 ความจุช่องสัญญาณด้วยวิธี Waterfilling เปรียบเทียบเมื่อไม่มีข้อมูลสถานะช่องสัญญาณในระบบ 4x4

2.9 สรุป

เนื้อหาที่ได้กล่าวไปในบทนี้อธิบายถึงแบบจำลองการสื่อสารในระบบที่มีการใช้สายอากาศหลายต้นที่ภาคส่งและภาครับหรือระบบที่เรียกว่าระบบไมโม โดยกล่าวถึงทฤษฎีความจุช่องสัญญาณทั้งระบบไมโม ไซโม ไมโซและระบบไซโซ โดยได้มีการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบดังกล่าวด้วยค่าความจุช่องสัญญาณ รวมทั้งระบบไมโมที่มีการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่ง ทำให้ระบบสามารถจัดสรรกำลังส่งสัญญาณเพื่อให้ได้ความจุช่องสัญญาณที่สูงสุด นอกจากนี้ยังรวมถึงการศึกษาแบบจำลองช่องสัญญาณทั้งแบบจำลองช่องสัญญาณแบบเรย์ลีและแบบจำลองช่องสัญญาณแบบริเชียน ซึ่งการศึกษาแบบจำลองทั้งสองมีความสำคัญในการสร้างการจำลองแบบเพื่อพิจารณาประสิทธิภาพความจุช่องสัญญาณโดยประมาณ ทำให้เราสามารถประมาณประสิทธิภาพได้ใกล้เคียงความเป็นจริงมากขึ้น และได้แสดงแบบจำลองช่องสัญญาณที่ได้รับผลกระทบอันเนื่องสหมัมพันธระหว่างสายอากาศ นอกจากนี้เทคนิคการเข้ารหัสแบบบล็อกเชิงตำแหน่งและเวลาเพื่อให้ได้ซึ่งผลของโคเวอร์ซิติได้อธิบายทั้งรูปแบบของ Alamouti และการออกแบบตั้งฉาก สำหรับทฤษฎีพื้นฐานที่ได้ในบทนี้ มีความสำคัญต่องานวิจัยซึ่งใช้ในการสร้างการจำลองแบบเพื่อประเมินประสิทธิภาพรวมถึงประยุกต์ใช้ในการออกแบบชุดทดสอบระบบไมโมนอกจากนี้สำหรับระบบไมโมที่มีการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่ง นอกจากเทคนิคใน

การจัดสรรกำลังส่งสัญญาณ Waterfilling แล้ว ยังมีอีกหลายวิธีที่ช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของความจุช่องสัญญาณ เช่น เทคนิคการเลือกสายอากาศ ซึ่งเป็นวิธีที่ลดความซับซ้อนในส่วนของฮาร์ดแวร์อีกทั้งมีราคาถูกลง ซึ่งจะกล่าวในบทถัดไป

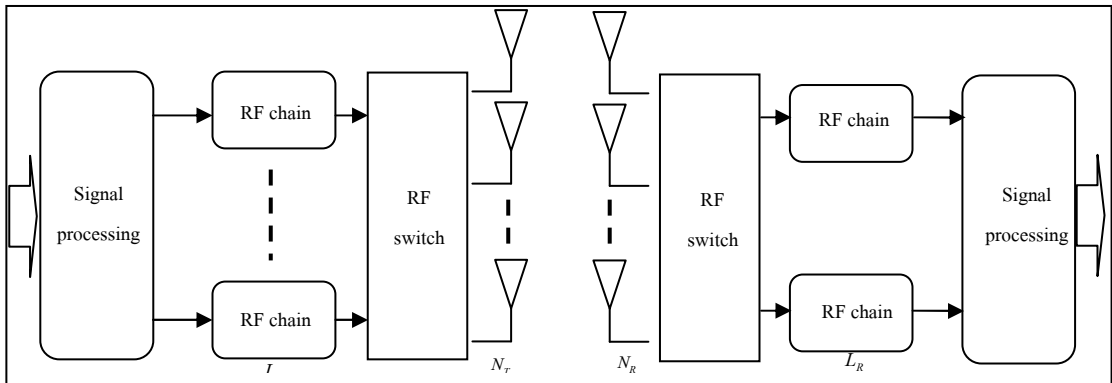
บทที่ 3

เทคนิคการเลือกสายอากาศ

ระบบโมโมที่มีการใช้สายอากาศหลายต้นที่ภาครับและภาคส่ง ซึ่งช่วยเพิ่มอัตราเร็วของข้อมูลและทำให้ระบบมีความน่าเชื่อถือโดยไม่ต้องเพิ่มแบนด์วิดท์ของคลื่นความถี่วิทยุ สำหรับช่องสัญญาณที่ไม่มีผลของสหสัมพันธ์ อัตราเร็วของข้อมูลเพิ่มขึ้นโดยเป็นเชิงเส้นตามจำนวนต่ำสุดของสายอากาศภาครับหรือสายอากาศภาคส่ง ในการเพิ่มความน่าเชื่อถือของระบบทำได้โดยอาศัยผลของไดเวอร์ซิตีเชิงตำแหน่ง (Spatial Diversity) เพื่อลดความน่าจะเป็นที่ช่องสัญญาณเป็นเฟดแบบลึก (Deep Fade) โดยที่การเข้ารหัสสัญญาณแบบบล็อกเชิงตำแหน่งและเวลาเป็นตัวอย่างของเทคนิคไดเวอร์ซิตีที่ใช้กับระบบสื่อสารโมโม สำหรับระบบไซโมซึ่งทำการรวมสัญญาณหลาย ๆ สัญญาณที่ภาครับโดยที่แต่ละสัญญาณเป็นสัญญาณเดียวกันซึ่งช่วยให้เพิ่มความน่าเชื่อถือแก่ระบบวิธีนี้เป็นอีกวิธีหนึ่งสำหรับระบบไดเวอร์ซิตีเชิงตำแหน่ง

ในขณะที่ระบบโมโม มีความซับซ้อนในส่วนของฮาร์ดแวร์และส่วนของการประมวลผลสัญญาณ การจัดการกำลังส่งสัญญาณและขนาดของภาครับและภาคส่ง นอกจากนี้ยังรวมถึงความซับซ้อนเนื่องจากความต้องการของชุดวงจรความถี่วิทยุ ที่ประกอบด้วยตัวขยายสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier) ตัวขยายกำลัง (Power Amplifier) อุปกรณ์ up-converter หรือ down-converter และการแปลงดิจิทัลเป็นแอนะล็อกหรือการแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัล จากการเพิ่มขึ้นของความซับซ้อนเหล่านี้ ทำให้ต้องเลือกระหว่างประสิทธิภาพที่ได้หรือความซับซ้อนของระบบ ตัวอย่างเช่นในการสื่อสารระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุค 3G รองรับการใช้จำนวนของสายอากาศเพียง 2 ต้น และใช้การเข้ารหัสสัญญาณเชิงตำแหน่งและเวลาโดยไม่มีการใช้ชุดหูฟัง (Handset) เพื่อไม่ให้จำนวนของสายอากาศเพิ่มขึ้น ซึ่งข้อจำกัดเหล่านี้ได้ยับยั้งประสิทธิภาพให้อยู่ในขอบเขตที่จำกัด และเพื่อที่จะเพิ่มอัตราการส่งข้อมูล เทคนิคการมอดูเลตขั้นสูงต้องถูกนำมาใช้ จากปัญหาเหล่านี้ เทคนิคการเลือกสายอากาศเป็นอีกเทคนิคหนึ่งที่รองรับการทำงานเมื่อมีการใช้จำนวนของสายอากาศน้อยลง แต่ยังคงรักษาประสิทธิภาพได้เทียบเท่าระบบที่มีจำนวนของสายอากาศมากกว่า

เทคนิคการเลือกสายอากาศเป็นทางเลือกที่ใช้แก้ปัญหาความซับซ้อนดังกล่าว มันช่วยลดความซับซ้อนเชิงฮาร์ดแวร์ที่ภาคส่งและภาครับโดยการใช้จำนวนของชุดวงจรความถี่วิทยุที่น้อยลง ซึ่งโดยปรกติสายอากาศมีราคาค่อนข้างถูก ในบางกรณีอาจเป็นเพียงสายอากาศแบบเส้นลวดหรือแบบแพทช์ ในทางกลับกัน วงจรความถี่วิทยุมีราคาสูงเมื่อเทียบกับราคาของสายอากาศ ด้วยเทคนิคการเลือกสายอากาศ ชุดของสายอากาศที่เป็นไปได้จากสายอากาศหลายต้นจะถูกทำการเลือกโดย



รูปที่ 3.1 แผนภาพเทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาคส่งและภาครับ

การสวิตช์ ซึ่งจะทำให้การสวิตช์ เลือกชุดของสายอากาศในการสื่อสารที่ทำให้ระบบมีประสิทธิภาพที่สูงที่สุด

ไม่นานมานี้ เทคนิคการเลือกสายอากาศได้รับความสนใจเป็นจำนวนมาก มันถูกพิจารณาที่ภาคส่ง (Transmit Antenna Selection : TAS) ที่ภาครับ (Receive Antenna Selection : RAS) และทั้งที่ภาครับและภาคส่ง (Transmit and Receive Antenna Selection : T-RAS) สมรรถนะของเทคนิคการเลือกสายอากาศถูกพิจารณาในหลายแง่มุมเช่น ความจุช่องสัญญาณ อันดับไคเวอร์ซิตี (Diversity Order) และอัตราขยายแถวลำดับ (Array Gain)

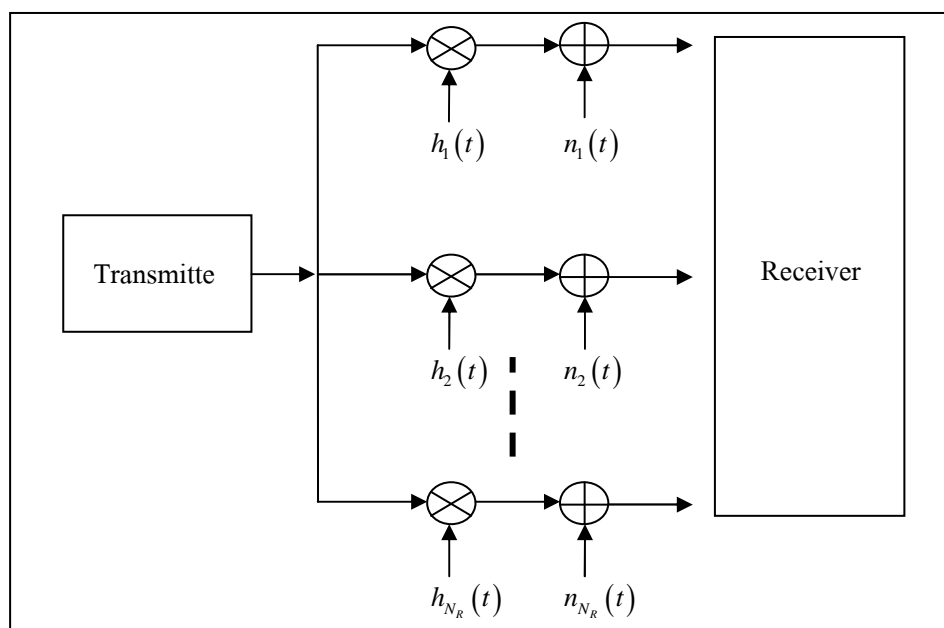
เนื้อหาในบทนี้ กล่าวถึงการทำงานของเทคนิคการเลือกสายอากาศในการทำงานของระบบโมโม โดยกำหนดให้ภาครับมีการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณในขณะที่ภาคส่งจะทราบเพียงแค่ว่าสายอากาศต้นใดที่จะถูกนำไปใช้เท่านั้น (ในกรณี TAS และ T-RAS)

3.1 แบบจำลองระบบโมโมเมื่อใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศ

กำหนดให้ N_T และ N_R หมายถึงจำนวนของสายอากาศทั้งหมดที่สามารถนำมาใช้ในการส่งหรือรับสัญญาณที่ภาคส่งหรือภาครับตามลำดับ และกำหนดให้ L_T และ L_R คือจำนวนของชุดวงจรความถี่วิทยุที่ภาคส่งและภาครับตามลำดับ โดยที่ $1 \leq L_T \leq N_T$ และ $1 \leq L_R \leq N_R$ สำหรับแผนภาพที่แสดงถึงการเลือกใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาคส่งและภาครับแสดงได้ดังรูปที่ 3.1

สัญญาณที่ถูกส่งออกไปขนาด $N_T \times 1$ แสดงโดย \mathbf{x} และสัญญาณที่รับได้ขนาด $N_R \times 1$ แสดงได้โดย \mathbf{y} ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

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



รูปที่ 3.2 รูปแบบไคเวอร์ซิตีภาครับ

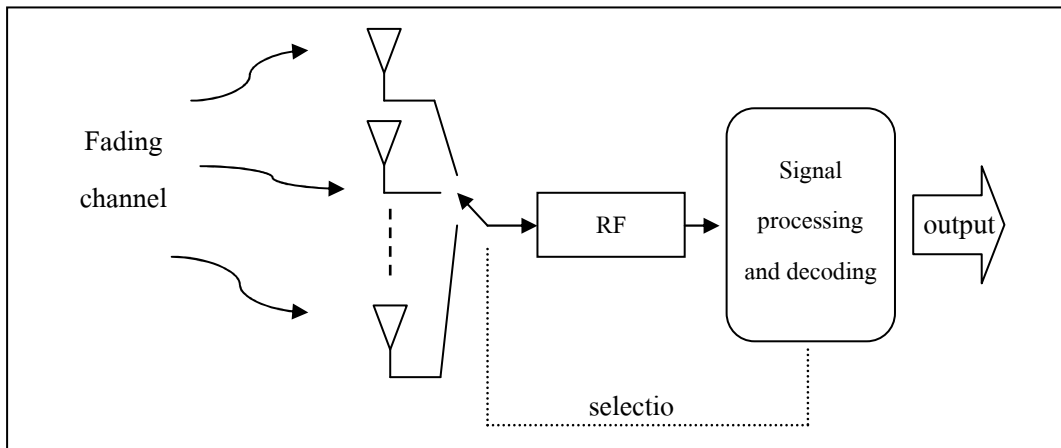
เมื่อ \mathbf{n} หมายถึงสัญญาณรบกวน และเมทริกซ์ \mathbf{H} คือเมทริกซ์ของช่องสัญญาณที่มีขนาด $N_R \times N_T$ โดยที่แต่ละองค์ประกอบของเมทริกซ์ช่องสัญญาณถูกพิจารณาว่าอิสระต่อกัน ในกรณีของ TAS องค์ประกอบของ \mathbf{x} เมื่อไม่ได้ทำการเลือกสายอากาศจะมีค่าเป็น 0 ด้วยการใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศเราจะได้ \mathbf{x} ซึ่งเป็นเวกเตอร์ของสัญญาณภาคส่งขนาด $L_T \times 1$ และ \mathbf{y} เป็นเวกเตอร์สัญญาณภาครับขนาด $L_R \times 1$ เมื่อมีการเลือกสายอากาศที่ภาคส่งและภาครับตามลำดับ

3.2 เทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาครับ

ผลของไคเวอร์ซิตีโดยการใช้สายอากาศหลายต้นที่ภาครับ เป็นเทคนิคที่นิยมใช้มาเนิ่นนาน โดยผลที่เกี่ยวข้องกับไคเวอร์ซิตีที่เกิดจากการใช้สายอากาศหลายต้นที่ภาครับสามารถอธิบายได้โดยภาครับแบบ RAKE (RAKE Receivers) ซึ่งจะทำการเลือกสายอากาศที่รับสัญญาณได้ดีที่สุด

พิจารณาระบบทั่วไปของไคเวอร์ซิตีที่ภาครับดังแสดงในรูปที่ 3.2 ภาครับจะได้รับสัญญาณที่ถูกส่งมาในหลาย ๆ รูปแบบซึ่งเกิดจากสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณ $h_i(t)$ และสัญญาณรบกวน $n_i(t)$ ที่แตกต่างกัน เพื่อให้ได้ซึ่งผลของไคเวอร์ซิตี สัญญาณเหล่านี้จะต้องถูกรวมกันเพื่อเพิ่มคุณภาพของสัญญาณ

การรวมไคเวอร์ซิตี (Diversity Combining) สามารถแยกออกได้ 3 ประเภทด้วยกันได้แก่ Selection Diversity ซึ่งจะทำการเลือกเส้นทางที่สัญญาณมีค่า SNR สูงที่สุดและทำการถอดสัญญาณ



รูปที่ 3.3 เทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาครับ(เลือกสายอากาศเพียงต้นเดียว)

(Detection) จากสัญญาณที่ได้เลือกจากเส้นทางนั้น วิธี Maximum Ratio Combining (MRC) ทำการตัดสินใจโดยอยู่บนพื้นฐานของการรวมแบบเชิงเส้น (Linear Combination) ที่เหมาะสมของเส้นทางของแต่ละสัญญาณ และวิธีสุดท้าย Equal Gain Combining (EGC) ซึ่งจะทำการรวมเส้นทางของสัญญาณหลังจากที่แต่ละเส้นทางกลายเป็นเฟสรวม หลักการและวิธีการเหล่านี้สามารถทำความเข้าใจได้ในบทความของ Brennan D.G. (1959)

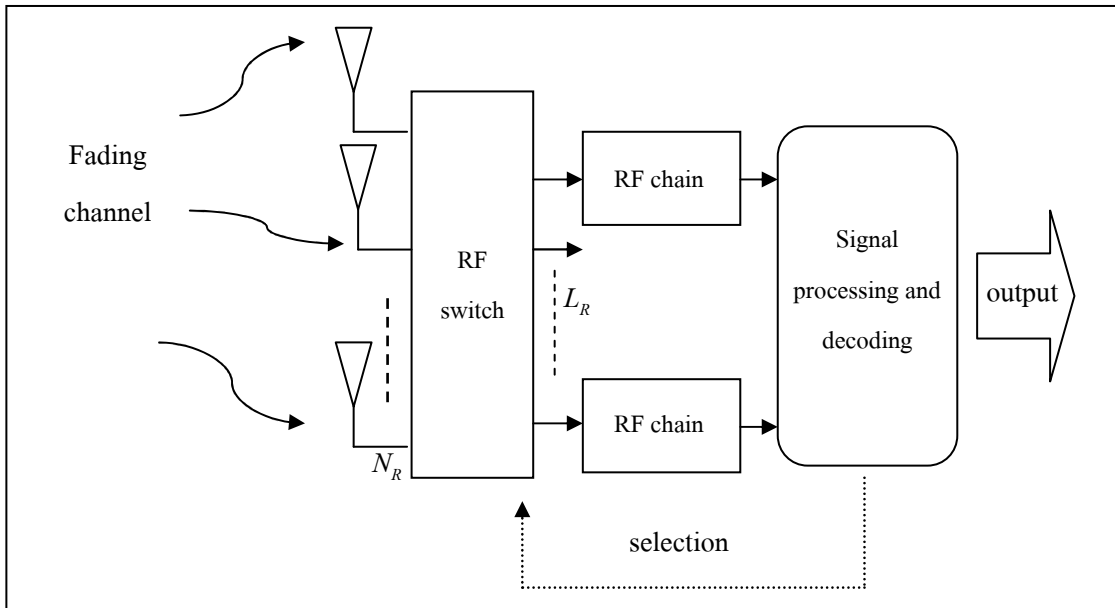
สมมติให้สัมประสิทธิ์ของเส้นทางเป็นแบบ i.i.d. ที่มีการแจกแจงของขนาดแบบเรย์ลีและการแจกแจงของเฟสแบบยูนิฟอร์ม โดยที่ค่าเฉลี่ยของ SNR แต่ละเส้นทางเป็น Γ โดยเป้าหมายเราสนใจในกรณีของค่าเฉลี่ย SNR ที่ได้จากการเลือกเส้นทางที่ดีที่สุดหนึ่งเส้นทาง จากทั้งหมด N_R เส้นทาง ซึ่งแสดงได้ดังนี้

$$E[\gamma_s] = \Gamma \sum_{k=1}^{N_R} \frac{1}{k} \quad (3.2)$$

จากสมการเราจะเห็นว่า ด้วยการเพิ่มจำนวนเส้นทางส่งผลให้ผลรวมฮาร์โมนิกของค่า SNR เพิ่มขึ้นอย่างลอการิทึมตามจำนวนของเส้นทางที่เพิ่มขึ้น

สำหรับในกรณีการเปรียบเทียบระหว่าง MRC และ EGC ทั้งคู่ให้ค่าเฉลี่ยของ SNR ที่เพิ่มอย่างเป็นเชิงเส้นตามจำนวนเส้นทางของสัญญาณ โดยที่ MRC มีค่าเฉลี่ยของ SNR ที่สูงกว่า EGC

หลักการของ Selection Diversity ที่ใช้ในการเลือกสายอากาศที่ภาครับในรูปที่ 3.3 โดยที่จะทำการเลือกสายอากาศภาครับเพียงหนึ่งต้นจากสายอากาศทั้งหมด เมื่อมีเพียงชุดวงจรความถี่วิทยุเพียงชุดเดียว ด้วยเหตุนี้ทำให้เราเจอปัญหาที่ว่า เราจำเป็นต้องทราบค่า SNR ของเส้นทางทั้งหมด



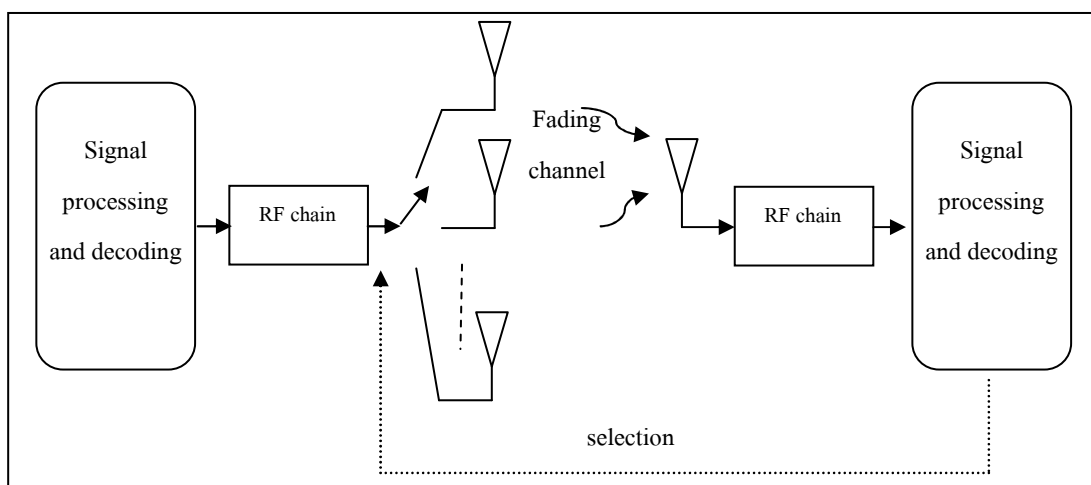
รูปที่ 3.4 รูปแบบของระบบ Generalized Selection Diversity

เพื่อใช้ในการตัดสินใจเลือกสายอากาศ แต่เราจะทราบค่า SNR ทั้งหมดพร้อมกันได้อย่างไรเมื่อมีชุดวงจรความถี่วิทยุเพียงวงจรเดียว มีวิธีการหลายวิธีเพื่อแก้ปัญหานี้โดยอยู่ภายใต้เงื่อนไข Quasi Stationary ของอัตราขยายช่องสัญญาณ ตัวอย่างเช่น เราอาจใช้สัญญาณเทรนนิ่ง (Training Signal) โดยในขณะที่กำลังส่งสัญญาณเทรนนิ่ง ภาครับทำการสับเปลี่ยนสายอากาศ เพื่อหาสายอากาศที่ให้อัตราขยายช่องสัญญาณที่สูงที่สุด และทำการเลือกสายอากาศต้นนั้นเพื่อรับสัญญาณข้อมูล

เนื้อหาก่อนหน้านี้เป็นการอธิบายเทคนิคการเลือกสายอากาศเมื่อมีชุดวงจรความถี่วิทยุเพียงวงจรเดียว ซึ่งในความเป็นจริงอาจมีได้มากกว่าหนึ่งวงจรแต่ต้องน้อยกว่า N_R ในกรณีนี้ชุดของสายอากาศภาครับจะต้องถูกเลือกและทำการรวมสัญญาณที่ได้จากสายอากาศ ซึ่งเป็นที่รู้จักกันในระบบแบบ generalized selection diversity (รูปที่ 3.4) นอกจากนี้ยังเป็นที่ยุ้จักในระบบแบบ Hybrid Selection/Maximum Ratio Combining (Win M.Z., and Winters J.H., 1999) การรวมของเส้นทางสามารถใช้ได้ทั้งวิธี MRC หรือ EGC โดยที่ MRC ให้ประสิทธิภาพที่เหนือกว่า EGC แต่ต้องใช้การคูณกันของจำนวนเชิงซ้อน ในขณะที่ EGC ง่ายกว่าแต่มีประสิทธิภาพด้อยกว่า

ค่า SNR ที่ได้จาก Generalized Selection Combining โดยใช้วิธีการรวมกันแบบ MRC สามารถคำนวณได้ดังสมการ

$$\Gamma_{GSC} = \Gamma L_R \left[1 + \sum_{k=L_R+1}^{N_R} \frac{1}{k} \right] \quad (3.3)$$



รูปที่ 3.5 รูปแบบของเทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาคส่ง

3.3 เทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาคส่ง

ในการใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาคส่ง ต่างจากการเลือกสายอากาศที่ภาครับที่ การใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาคส่งต้องการเส้นทางป้อนกลับจากภาครับไปยังภาคส่ง (รูปที่ 3.5) ซึ่งความเร็วในการส่งข้อมูลป้อนกลับไม่จำเป็นที่ต้องมีความเร็วสูง และอาจใช้เพียงสายอากาศต้นเดียวในการส่งข้อมูลป้อนกลับ อย่างไรก็ตามเทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาคส่ง มีความคล้ายกับเทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาครับ นั่นคือ สายอากาศส่งจะถูกเลือกเพื่อทำให้ภาครับได้รับค่า SNR ที่ดีที่สุด นั่นหมายความว่าอย่างน้อยที่สุดในการใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาคส่ง สายอากาศที่ภาคส่งอย่างน้อยหนึ่งต้นต้องถูกเลือก

เพื่อศึกษาถึงเทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาคส่ง กำหนดให้ มีชุดวงจรความถี่วิทยุจำนวน L_T และสายอากาศส่งจำนวน N_T ($N_T > L_T$) และมีเพียงสายอากาศเพียงต้นเดียวที่ภาครับ จากนั้นสิ่งที่เราต้องเผชิญคือ การเลือกชุดของสายอากาศส่งที่เหมาะสมที่สุดจากสายอากาศทั้งหมด N_T ต้น ที่ทำให้ผลของสัญญาณในเชิงเฟสและขนาดเมื่อรวมกันที่ภาครับแล้วส่งผลให้ได้ค่า SNR ที่สูงที่สุดในกรณีนี้ ในการเลือกสายอากาศจึงควรเลือกสายอากาศที่ให้อัตราขยายของช่องสัญญาณที่ดีที่สุด หลักการนี้เปรียบได้กับการจัดรูปแบบลำคลื่นด้วยการเลือกชุดสายอากาศซึ่งเป็นที่รู้จักคือ Hybrid Maximal Ratio Transmission

สำหรับวิธีการ Hybrid Maximal Ratio Transmission นอกจากต้องการให้ภาคส่งทราบถึงสายอากาศจำนวน L_T ที่เหมาะสมในการส่งสัญญาณแล้ว ยังรวมถึงการรับทราบค่าอัตราขยายช่องสัญญาณเชิงซ้อนที่เกิดจากสายอากาศส่งแต่ละต้นด้วย ด้วยเหตุนี้ระบบจึงต้องการข้อมูลป้อนกลับมากกว่าในกรณีของระบบแบบ Selection Diversity

3.4 การสลับสัญญาณเชิงตำแหน่งและความจุช่องสัญญาณ

ในการสื่อสารไร้สายผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งซึ่งมีผลของการกระจายของสัญญาณจำนวนมาก เมื่อช่องสัญญาณมีระดับขั้นความเสรีมากพอ (Degree of Freedom) ข้อมูลที่ถูกส่งออกจากสายอากาศหลายต้นที่ภาคส่งสามารถแยกออกจากกันได้ ซึ่งนำไปสู่การสื่อสารในรูปแบบขนาน ความจุช่องสัญญาณภายใต้เงื่อนไขนี้จะเพิ่มขึ้นตาม $\min(N_T, N_R)$ นั่นหมายความว่าความจุช่องสัญญาณเพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้นตามจำนวนของสายอากาศ สำหรับเนื้อหาในส่วนนี้กล่าวถึงความจุช่องสัญญาณในระบบโมโมเมื่อใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศภายใต้การสลับสัญญาณเชิงตำแหน่ง

3.4.1 สมรรถนะของเทคนิคการเลือกสายอากาศ

เมื่อมีการใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาคส่งหรือภาครับหรือทั้งภาคส่งและภาครับ ชุดของสายอากาศถูกเลือกเพื่อให้ได้สมรรถนะความจุช่องสัญญาณที่ดีที่สุด ด้วยการเลือกชุดของสายอากาศ ช่องสัญญาณจึงอยู่ในรูปของเมทริกซ์ช่องสัญญาณย่อย ($\tilde{\mathbf{H}}$) ของ \mathbf{H} ซึ่งเกิดจากการเลือกแถวหรือหลักของเมทริกซ์ช่องสัญญาณ \mathbf{H} โดยที่แถวหรือหลักจะสอดคล้องกับสายอากาศภาครับหรือสายอากาศภาคส่ง โดยมีเพียงชุดเดียวที่ทำให้การสื่อสารระหว่างภาครับและภาคส่งมีความจุช่องสัญญาณที่มากที่สุด สำหรับความจุช่องสัญญาณเมื่อมีการใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศสามารถแสดงได้ดังนี้

$$C_{sel} = \max_{S(\mathbf{H})} \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{L_R} + \frac{P}{L_T} \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H \right) \right] \text{ bps/Hz} \quad (3.4)$$

เมื่อ $\tilde{\mathbf{H}}$ คือเมทริกซ์ช่องสัญญาณย่อยขนาด $L_R \times L_T$ ซึ่งได้จากการตัดหลักจำนวน $N_R - L_R$ และแถวจำนวน $N_T - L_T$ ออกจากเมทริกซ์ช่องสัญญาณ \mathbf{H} และ $S(\mathbf{H})$ หมายถึงชุดที่เป็นไปได้ของเมทริกซ์ย่อยขนาด $L_R \times L_T$ ของ \mathbf{H} สำหรับช่องสัญญาณย่อยที่ดีที่สุด โดยที่ $\tilde{\mathbf{H}}_{opt}$ สามารถแสดงได้โดย

$$\tilde{\mathbf{H}}_{opt} = \arg \max_{S(\mathbf{H})} \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{L_R} + \frac{P}{N_T} \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H \right) \right] \quad (3.5)$$

ในการคำนวณค่า C_{sel} ที่ถูกต้องแม่นยำยังคงเป็นไปได้ค่อนข้างยาก อย่างไรก็ตาม ขอบเขตบนและขอบเขตล่างของ C_{sel} สำหรับเทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาครับ (RAS) นั้นเป็นไปได้ ขอบเขตบนที่ถูกพิสูจน์ใน (Molisch A.F., Win M.Z., and Winters J.H., 2001) โดยสมมติให้สัญญาณที่รับได้

ปราศจากการแทรกสอดโดยสัญญาณอื่น ซึ่งในความเป็นจริงการละเลยสัญญาณแทรกสอดไม่สามารถเป็นจริงได้ ด้วยเหตุนี้สมการด้านล่างจึงเป็นขอบเขตบนของ C_{sel}

$$C_{sel} \leq \sum_{i=1}^{L_R} \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_T} \gamma_{[i]} \right) \quad (3.6)$$

เมื่อ $\{\gamma_{[i]}\}_{i=1}^{N_R}$ คืออันดับของตัวแปรสุ่มที่มีรูปแบบ Chi-Square ที่มีค่าระดับขั้นความเสรีเป็น $2N_T$ เช่น $\gamma_{[1]} > \gamma_{[2]} > \dots > \gamma_{[N_R]}$ โดยจากสมการ (3.3) เหมาะสำหรับกรณีที่ $L_R \leq N_T$ แต่สำหรับในกรณี $L_R \geq N_T$ เราสามารถใช้สมการด้านล่างเพื่อหาขอบเขตบนของ C_{sel} ได้ดังนี้

$$C_{sel} \leq \sum_{j=1}^{N_T} \zeta_j \quad (3.7)$$

เมื่อ

$$\zeta_j = \log_2 \left(1 + \frac{P}{L_T} \sum_{i=1}^{L_R} \tilde{\gamma}_{[i]}^{(j)} \right) \quad (3.8)$$

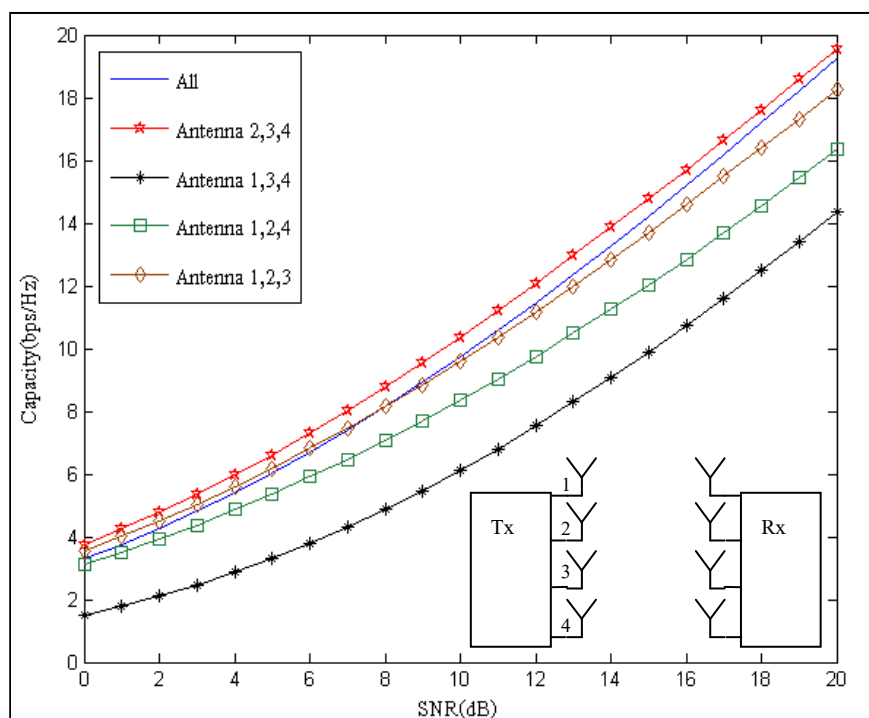
และสำหรับแต่ละค่าของ j

$$\left\{ \tilde{\gamma}_{[i]}^{(j)} \right\}_{i=1}^{N_R} \quad (3.9)$$

โดยการใช้กระบวนการทางเมทริกซ์ ขอบเขตล่างของ C_{sel} ในกรณีที่ $L_R = N_T = N_R$ ได้พิสูจน์ไว้ใน (Gorokhov A., Gore D., and Paulaj A., 2003) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$C_{sel} \geq \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{P}{N_T} \mathbf{H}^H \mathbf{H} \right) \right] + \log_2 \left[\det (\mathbf{U}_R \mathbf{U}_R^H) \right] \quad (3.10)$$

เมื่อ \mathbf{U} คือ Orthonormal Basis ของหลักเสาของเมทริกซ์ \mathbf{H} และ \mathbf{U}_R คือเมทริกซ์ขนาด $N_T \times N_T$ ของ \mathbf{U} โดยสอดคล้องกับสายอากาศครบที่ถูกเลือก ดังนั้น \mathbf{U}_R คือเมทริกซ์ย่อยของเมทริกซ์ยูนิแทรี \mathbf{U}



รูปที่ 3.6 ความจุช่องสัญญาณในระบบโมโนแบบ 4x4 เมื่อใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาคส่ง

จากรูปที่ 3.6 ได้แสดงความจุช่องสัญญาณในระบบโมโนเมื่อมีการใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาคส่งในระบบ 4x4 โดยที่ภาคส่งมีสายอากาศส่งจำนวน 4 ต้นและทำการเลือกสายอากาศ 3 ต้นในการส่งสัญญาณ จากรูปเส้นกราฟแต่ละเส้นแสดงการเลือกสายอากาศส่งแต่ละรูปแบบตามลำดับของสายอากาศส่ง (1,2,3,4) เส้นกราฟ All หมายถึงระบบไม่มีการเลือกสายอากาศ โดยใช้สายอากาศทุกต้นในการส่งสัญญาณ ดังที่แสดงในรูปจะเห็นว่า ด้วยการใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศนั้น แม้จำนวนของชุดวงจรความถี่วิทยุลดลง แต่ความจุช่องสัญญาณที่ได้ก็นั้นเทียบเท่าหรือแม้กระทั่งเหนือกว่าระบบที่มีจำนวนของชุดวงจรวิทยุมากกว่า

3.5 สรุป

สำหรับเนื้อหาในบทนี้ได้อธิบายถึงระบบโมโนที่ใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศโดยเทคนิคการเลือกสายอากาศสามารถแบ่งออกเป็น 3 รูปแบบคือ เทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาครับ เทคนิคการเลือกสายอากาศทั้งภาคส่งและภาครับและเทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาคส่ง สำหรับเทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาครับเป็นรูปแบบที่สะดวกและง่ายเมื่อภาครับถูกพิจารณาว่ามีการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณได้โดยง่ายผ่านสัญญาณที่รับได้ สำหรับเทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาคส่ง โดยในการตัดสินใจเลือกสายอากาศที่ภาคส่งนั้น ภาคส่งจำเป็นในการรับรู้ข้อมูลเพื่อ

ตัดสินใจเลือกสายอากาศผ่านจากข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ส่งผ่านช่องสัญญาณป้อนกลับจากภาครับ ด้วยวิธีการนี้หากช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงที่รวดเร็ว อาจทำให้การตัดสินใจในการเลือกสายอากาศผิดพลาด ซึ่งทำให้ประสิทธิภาพของระบบลดลง ในบทความนี้ได้แสดงแบบจำลองของระบบโมโมเมื่อมีการใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาคส่ง โดยการเรียนรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณจากวิธีรีซีโพรซิติ รวมถึงประสิทธิภาพในกรณีที่เปรียบเทียบกับการเรียนรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณแบบป้อนกลับและการเรียนรู้ข้อมูลโดยวิธีรีซีโพรซิติ โดยการพิจารณาความจุช่องสัญญาณ ซึ่งได้จากการสร้างชุดทดสอบ

บทที่ 4

การสร้างชุดทดสอบและผลการทดลอง

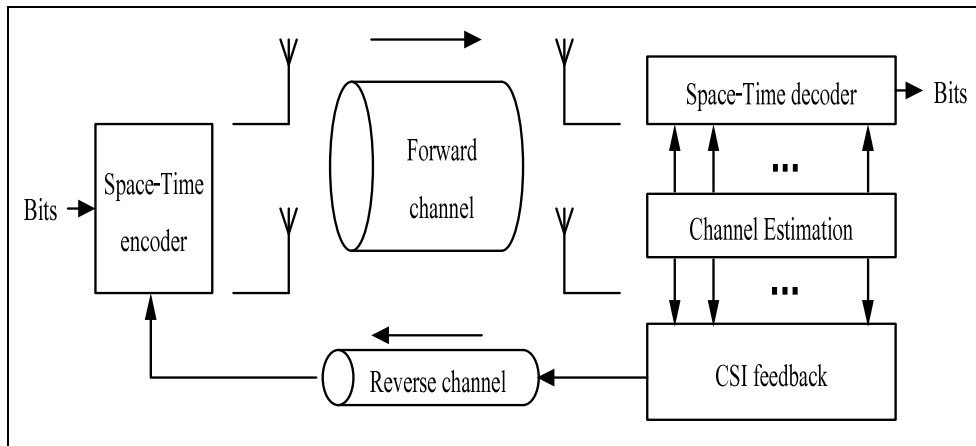
เนื้อหาก่อนหน้านี้เป็นการอธิบายถึงทฤษฎีพื้นฐานในการสื่อสารในระบบโมเด็ม โดยกล่าวถึงทฤษฎีความจุช่องสัญญาณ เทคนิคและวิธีการต่าง ๆ ทั้งการเข้ารหัสสัญญาณแบบ STBCs รวมถึงวิธีการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่ง ซึ่งมีด้วยกัน 2 วิธีคือวิธีการป้อนกลับและวิธีรีซีโพรซิดี จากที่ได้อธิบายก่อนหน้านี้ จะเห็นว่าด้วยวิธีการรีซีโพรซิดี ระบบมีความสะดวกและรวดเร็วกว่าวิธีป้อนกลับมาก อย่างไรก็ตามผลจากความไม่เหมือนกันของชุดวงจรความถี่วิทยุ ระหว่างภาครับและภาคส่ง (ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวขยายสัญญาณ มิกซ์เซอร์ความถี่วิทยุ ฯลฯ) อาจทำให้วิธีรีซีโพรซิดีมีประสิทธิภาพลดลง สำหรับข้อมูลสถานะช่องสัญญาณนั้นสามารถนำมาเพื่อใช้ในการเพิ่มประสิทธิภาพในเทอมของความจุช่องสัญญาณของการส่งสัญญาณได้ โดยการใช้วิธี Waterfilling หรือเทคนิคการเลือกสายอากาศ สำหรับการเลือกสายอากาศได้แสดงให้เห็นว่า สามารถลดความซับซ้อนรวมถึงขนาดและต้นทุนสำหรับระบบการสื่อสารแบบโมเด็มได้ เนื้อหาสำคัญในบทนี้ เป็นการกล่าวถึงการสร้างชุดทดสอบระบบโมเด็มเมื่อมีการใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาคส่ง โดยพิจารณาระบบโมเด็มที่ทำการสื่อสารแบบ 2x4 โดยทำการเลือกสายอากาศส่ง 2 ต้นในการส่งสัญญาณ ในการสร้างชุดทดสอบได้ใช้การสร้างช่องสัญญาณจำลอง แทนองค์ประกอบวงจรความถี่วิทยุ โดยประสิทธิภาพที่ได้แสดงอยู่ในรูปของความจุช่องสัญญาณ โดยใช้โปรแกรม MATLAB ในการสร้างการจำลองแบบ

4.1 แบบจำลองระบบโมเด็ม

ดังที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 ระบบโมเด็มสามารถเพิ่มประสิทธิภาพความจุช่องสัญญาณได้เมื่อภาคส่งรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณ เพื่อให้ได้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่ง มีวิธีการอยู่สองวิธีดังนี้

4.1.1 วิธีป้อนกลับ

สำหรับวิธีการนี้ ภาครับจะทราบข้อมูลสถานะช่องสัญญาณในขณะนั้นและทำการส่งข้อมูลสถานะช่องสัญญาณไปยังภาคส่งผ่านทางช่องสัญญาณย้อนกลับ (รูปที่ 4.1) โดยภาครับจะทำการประมาณช่องสัญญาณ เพื่อสร้างสัญญาณข้อมูลป้อนกลับ สัญญาณข้อมูลป้อนกลับจะถูกส่งไปยังภาคส่งผ่านทางช่องสัญญาณป้อนกลับ โดยสมมติให้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณถูกต้องสมบูรณ์ที่ภาคส่ง



รูปที่ 4.1 รูปแบบของวิธีป้อนกลับ

ในทางปฏิบัติ ความผิดพลาดจากช่องสัญญาณป้อนกลับซึ่งมีอิทธิพลต่อการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณไม่สามารถละเลยได้ ผลกระทบนี้ทำให้ประสิทธิภาพของความจุช่องสัญญาณลดลง ภายใต้ข้อสมมติเหล่านี้ ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นที่ภาคส่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\mathbf{H}_T = \mathbf{H} + \boldsymbol{\varepsilon}_E + \boldsymbol{\varepsilon}_F \quad (4.1)$$

$$\boldsymbol{\varepsilon}_F = \left(1 - |J_0(2\pi f_d \Delta t)|^2\right) \mathbf{H}_{i.i.d.} \quad (4.2)$$

จาก (4.1) \mathbf{H} หมายถึงเมทริกซ์ช่องสัญญาณไปหน้า $\boldsymbol{\varepsilon}_E$ คือค่าความผิดพลาดจากการประมาณช่องสัญญาณ และ $\boldsymbol{\varepsilon}_F$ คือเมทริกซ์ความผิดพลาดจากช่องสัญญาณป้อนกลับขนาด $N_R \times N_T$ โดยที่ $J_0(\cdot)$ คือฟังก์ชันเบสเซลอันดับศูนย์ f_d คือความถี่ดอปเพลอร์ Δt คือช่วงเวลาที่ใช้ในการส่งข้อมูลป้อนกลับไปยังภาคส่ง และ $\mathbf{H}_{i.i.d.}$ คือเมทริกซ์ขนาด $N_R \times N_T$ ซึ่งมีคุณสมบัติแบบ i.i.d.

4.1.2 วิธีรีซีโพรซิติ

จากทฤษฎีรีซีโพรซิติ ช่องสัญญาณไปหน้าและช่องสัญญาณย้อนกลับถูกสมมติให้เหมือนกันเมื่อพิจารณาที่เวลาและความถี่เดียวกัน รวมถึงตำแหน่งของสายอากาศคงที่ ด้วยเหตุนี้ภาคส่งจึงสามารถนำข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ได้จากช่องสัญญาณย้อนกลับมาใช้แทนข้อมูลสถานะช่องสัญญาณจากช่องสัญญาณไปหน้า อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติช่องสัญญาณทั้งสองไม่เหมือนกันโดยสิ้นเชิงเนื่องจากผลกระทบของเฟดดิ้ง สัญญาณรบกวนและรูปแบบสภาพแวดล้อมที่

ไม่เหมือนกันทั้งภาครับและภาคส่งรวมถึงความไม่เหมือนกันของชุดวงจรความถี่วิทยุระหว่างภาคส่งและภาครับซึ่งต้องถูกนำมาพิจารณาด้วยเช่นกัน อย่างไรก็ตามก็เป็นที่ยอมรับว่าในระบบที่มีการสื่อสารแบบ TDD ช่องสัญญาณไปหน้าและช่องสัญญาณย้อนกลับสมมุติว่าใกล้เคียงกันมาก สำหรับข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่งเมื่อใช้วิธีซีโพรซีดีสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\mathbf{H}_T = \mathbf{H} + \boldsymbol{\varepsilon}_E + \boldsymbol{\varepsilon}_R \quad (4.3)$$

จากสมการที่ (4.3) $\boldsymbol{\varepsilon}_R$ คือเมทริกซ์ความผิดพลาดขนาด $N_R \times N_T$ ที่เกิดจากวิธีซีโพรซีดี ซึ่งได้จากการวัดช่องสัญญาณ

4.1.3 ความจุช่องสัญญาณสำหรับเทคนิคการเลือกสายอากาศ

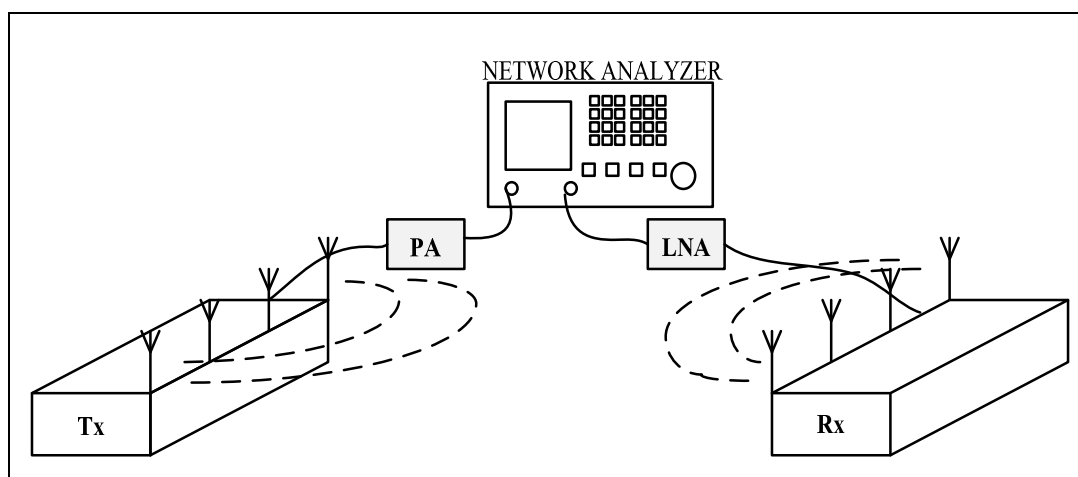
จากสมการความจุช่องสัญญาณของระบบโมโมเมื่อมีการใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศ (3.4) ซึ่งจะทำให้การเลือกแถวหรือหลักที่สอดคล้องกับสายอากาศภาครับหรือสายอากาศภาคส่ง โดยมีเพียงชุดของสายอากาศเพียงชุดเดียวที่ทำให้การสื่อสารระหว่างภาครับและภาคส่งมีความจุช่องสัญญาณที่มากที่สุด ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการ

$$C_{sel} = \max_{S(\mathbf{H})} \log_2 \left[\det \left(I_{L_R} + \frac{P}{L_T} \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H \right) \right] \text{ bps/Hz} \quad (4.4)$$

สำหรับกรณีที่มีการใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาคส่ง ภาคส่งมีความจำเป็นที่ต้องรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณ เพื่อนำข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ได้มาใช้ในการตัดสินใจเลือกสายอากาศ โดยทำการแทนแบบจำลองของช่องสัญญาณทั้งวิธีป้อนกลับและวิธีซีโพรซีดีที่ได้แสดงก่อนหน้านี้แทนลงในสมการความจุช่องสัญญาณในระบบโมโมเมื่อมีการใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศ (4.4) จากนั้นเราสามารถแสดงสมการความจุช่องสัญญาณที่ได้จากการนำข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ได้จากวิธีป้อนกลับหรือวิธีซีโพรซีดีดังนี้

$$C_{sel} = \max_{S(\mathbf{H}_T)} \log_2 \left[\det \left(I_{L_R} + \frac{P}{L_T} \tilde{\mathbf{H}}_T \tilde{\mathbf{H}}_T^H \right) \right] \text{ bps/Hz} \quad (4.5)$$

เมื่อ $\tilde{\mathbf{H}}_T$ คือเมทริกซ์ย่อยของเมทริกซ์ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณจากวิธีป้อนกลับหรือวิธีซีโพรซีดี \mathbf{H}_T (สมการที่ (4.1) และ (4.3)) ซึ่งได้จากการเลือกสายอากาศโดยมีขนาด $L_R \times L_T$

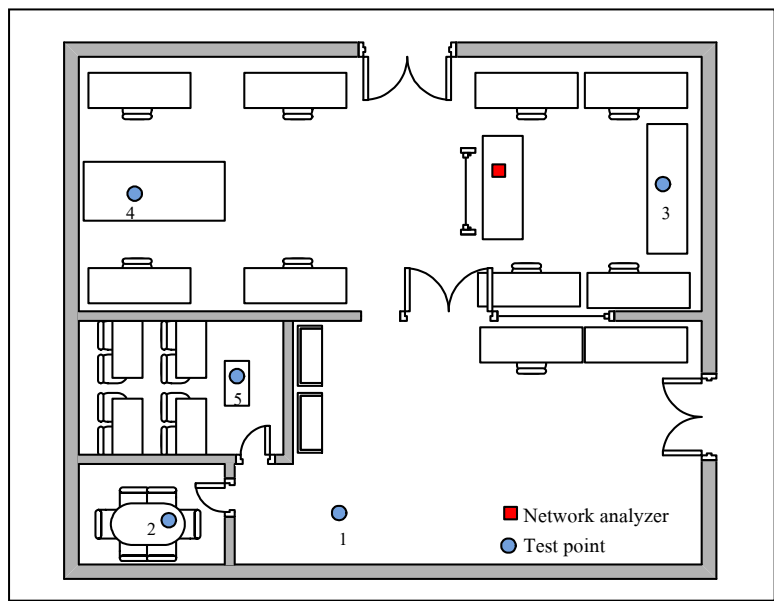


รูปที่ 4.2 โครงสร้างของระบบที่ใช้ในการวัดช่องสัญญาณ

จากสมการที่ (4.5) สามารถอธิบายได้ว่า โดยการใช้แบบจำลองช่องสัญญาณเมื่อมีการใช้วิธีป้อนกลับหรือวิธีวิธีโปรซีดีเพื่อให้ได้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่ง ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ได้ถูกนำไปคำนวณหาชุดของสายอากาศส่ง ที่ทำให้ความจุช่องสัญญาณในสมการที่ (4.5) มีค่าสูงสุด จากสมการเราจะเห็นว่าความผิดพลาดที่เกิดจากการนำข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ได้ไม่ว่าจากวิธีป้อนกลับหรือวิธีวิธีโปรซีดีนั้น ส่งผลกระทบโดยตรงต่อความจุช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นจริงที่ได้จากสมการ (4.5) เมื่อ $\mathbf{H}_T \neq \mathbf{H}$

4.2 การวัดช่องสัญญาณ

โครงสร้างของการวัดช่องสัญญาณในระบบโมโนแบบ 4x4 สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.2 โดยที่องค์ประกอบของระบบโมโนแบบ 4x4 ประกอบด้วยเครื่องวิเคราะห์วงจรข่าย (Network Analyzer) โมดูลตัวขยายกำลัง (Power Amplifier : PA) และโมดูลตัวขยายที่มีสัญญาณรบกวนต่ำ (Low-Noise Amplifier : LNA) สำหรับ PA ถูกนำมาใช้เพื่อเพิ่มกำลังส่งสัญญาณที่ภาคส่ง โดย LNA ถูกนำมาใช้เพื่อเพิ่มระดับสัญญาณที่ภาครับ สัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณทั้งขนาดและเฟสถูกวัดจากเครื่องวิเคราะห์วงจรข่าย โดยแต่ละช่องสัญญาณจะทำการวัดทั้งหมด 5 ครั้ง ในวันเวลาที่ต่างกัน สำหรับสายอากาศที่ใช้ในการวัดช่องสัญญาณเป็นสายอากาศไดโพล โดยที่ความถี่ที่ทำการทดสอบคือ 2.45 GHz อย่างไรก็ตาม ช่องสัญญาณที่วัดได้เป็นรูปแบบของระบบโมโนแบบ 4x4 ซึ่งในการนำมาสร้างชุดทดสอบหรือทำการสร้างการจำลองแบบสำหรับระบบโมโนที่มีการใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศในระบบ 2x4 นั้น สายอากาศภาครับถูกนำมาใช้ในการรับสัญญาณเพียง 2 ต้น โดยในที่นี้เราได้ทำการเลือกสายอากาศภาครับต้นที่ 1 และ 2



รูปที่ 4.3 แผนที่สำหรับวัดช่องสัญญาณสำหรับจุดทดสอบที่ 1 ถึง 5

สำหรับสถานที่ที่ทำการวัดช่องสัญญาณ เราได้เลือกห้องทำงานที่มีขนาดใหญ่เพื่อเพิ่มกรณีของการศึกษาช่องสัญญาณในหลายรูปแบบ โดยในรูปที่ 4.3 ได้แสดงแผนที่ของห้องที่ได้ทำการวัดช่องสัญญาณ โดยที่จุดวงกลมหมายถึงจุดทดสอบที่ได้ทำการวัด โดยมีทั้งหมด 5 จุดในแต่ละจุดทดสอบ ภาคส่งและรับจะถูกสลับกันเพื่อให้ได้ข้อมูลของช่องสัญญาณไปหน้าและช่องสัญญาณย้อนกลับ โดยการสลับพอร์ตส่งของเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรขาย อย่างไรก็ตามผลกระทบจากความแตกต่างกันของ PA และ LNA อาจทำให้ช่องสัญญาณที่วัดได้ต่างจากช่องสัญญาณจริง นั่นหมายความว่าเราได้สลับทุกส่วนของภาคส่งและรับเพื่อหลีกเลี่ยงความผิดพลาดที่อาจเกิดขึ้น

สำหรับช่องสัญญาณที่วัดได้ ได้ถูกแสดงอยู่ในรูปของขนาดในหน่วย dB และเฟสในหน่วยองศา (ขนาด/เฟส*) แต่ละองค์ประกอบของเมทริกซ์ช่องสัญญาณได้จากการคำนวณค่าเฉลี่ยของช่องสัญญาณที่ได้จากการวัด 5 ครั้ง

-45.224/-81.67*	-41.817/27.9*	-44.78/-60.125*	-42.07/-121.3*
-46.558/-137.5*	-42.439/173.59*	-42.08/82.01*	-50.89/-113.7*
-46.071/-165.76*	-50.36/-175.3*	-40.01/-49.73	-43.59/-135*
-44.232/157.28*	-35.31/-144.78*	-42.73/-178.23*	-47.44/171.52*

เมทริกซ์ช่องสัญญาณไปหน้าที่จุดทดสอบ 1

-43.45/-87.31*	-41.51/6.96*	-43.73/-82.97*	-41.66/-131.88*
-49.46/-132.8*	-41.31/168.72*	-43.23/72.55*	-51.02/-117.63*
-49.46/176.46*	-47.11/-163.16*	-40.38/-69.85*	-47.1/-175.36*
-45.9/135.6*	-35.01/-160.84*	-40.474/168.18*	-45.22/144.52*

เมทริกซ์ช่องสัญญาณย้อนกลับที่จุดทดสอบ 1

-60.83/-103.15*	-52.94/-59.94*	-56.67/-27.77*	-56.65/10.1846*
-54.4/-172.6*	-60.35/152.2*	-57.05/8.94*	-60.68/12.35*
-58.57/-11.5*	-56.85/97.86*	-63.37/-157.32*	-58.18/-140.28*
-52.87/-133.46*	-60.03/44.74*	-59.25/54.88*	-56.78/42.52*

เมทริกซ์ช่องสัญญาณไปหน้าที่จุดทดสอบ 2

-59.079/-75.86*	-55.29/-46.33*	-59.36/-6.49*	-59.57/24.25*
-55.71/-165.96*	-62.59/167.4*	-59.26/20.38*	-58.93/21.64*
-58.79/3.97*	-58.605/105.7*	-69.54/-119.9*	-58.95/-119.02*
-54.725/-120.58*	-61.7/59.95*	-60.39/61.66*	-58.24/55.76*

เมทริกซ์ช่องสัญญาณย้อนกลับที่จุดทดสอบ 2

-31.486/-64.82*	-21.67/-29.9*	-23.48/-29.37*	-29.19/12.76*
-23.124/-36.39*	-26.91/-5.725*	-24.76/-49.87*	-22.445/12.1*
-32.58/-108.7*	-18.046/-1.116*	-26.725/-15.63*	-22.75/-16.44*
-34.39/84.05*	-23.69/-51.07*	-26.55/5.55*	-28.07/-2.81*

เมทริกซ์ช่องสัญญาณไปหน้าที่จุดทดสอบ 3

-31.99/-64.9*	-21.62/-46.76*	-23.823/-41.35	-27.84/8.29*
-23.496/-46.28*	-26.07/-10.79*	-25.2/-61.46*	-22.6/0.68*
-32.12/-122.82*	-18.22/-12.95*	-28.18/-24*	-22.464/-24.69*
-34.19/80.3*	-24.16/-58.94*	-27.03/-10.3*	-28.035/-8.402*

เมทริกซ์ช่องสัญญาณย้อนกลับที่จุดทดสอบ 3

-35.784/-96.074*	-32.26/-106.4*	-46.46/-15.58*	-47.78/142.14*
-49.87/-73.76*	-40.81/-73.52*	-28.623/-139.74*	-38.92/-82.74*
-29.71/-116.4*	-30.1/-124.3*	-32.746/-96.19*	-37.88/-143.16*
-34.77/-158.4*	-30.41/-75.11*	-32.754/-116.1*	-32.75/-122.6*

เมทริกซ์ช่องสัญญาณไปหน้าที่จุดทดสอบ 4

-35.735/-106.72*	-32.816/-115.82*	-46.76/-17.48*	-47.47/124.44*
-47.88/-95.68*	-39.79/-87.57*	-29.165/-154.2	-39.22/-94.5*
-30.48/-132.16*	-31.13/-142.72*	-32.99/-112.36*	-38.34/-161.4*
-35.3/-166.52*	-30.61/-91.2*	-33.22/-129.64*	-32.85/-135.04*

เมทริกซ์ช่องสัญญาณย้อนกลับที่จุดทดสอบ 4

-34.068/198.488*	-34.787/111.364*	-49.657/32.115*	-41.05/6.559*
-41.753/-163.7*	-36.618/84.696*	-35.093/2.4*	-40.282/-64.311*
-33.81/175.484*	-34.232/95.545*	-40.272/30.273*	-43.127/-82.7*
-46.019/133.37*	-39.866/-12.191*	-36.14/15.079*	-40.127/-22*

เมทริกซ์ช่องสัญญาณไปหน้าที่จุดทดสอบ 5

-34.318/158.614*	-34.614/97.571*	-50.278/29.464*	-41.976/-2.444*
-41.358/-177.68*	-36.355/72.466*	-34.87/-3.657*	-38.462/-80.382*
-33.974/162.42*	-33.868/83.78*	-40.053/19.278*	-42.701/-103.5*
-45.599/103.758*	-40.697/-24.978*	-35.696/1.942*	-40.192/-32.972*

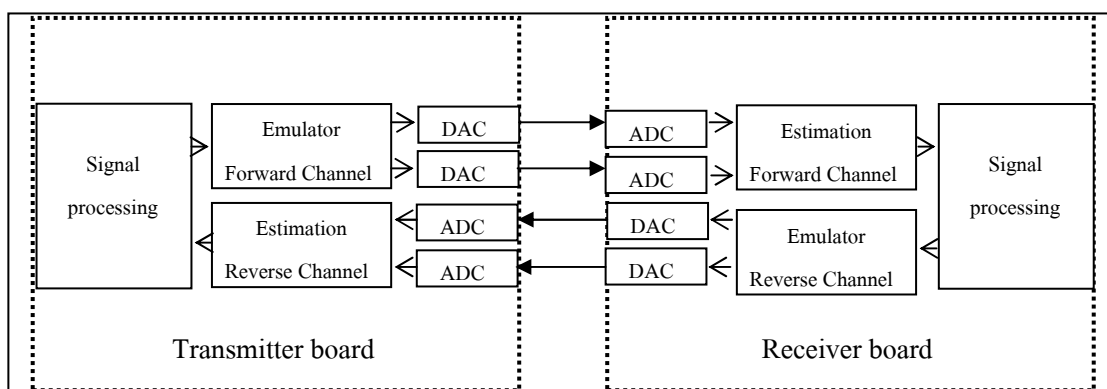
เมทริกซ์ช่องสัญญาณย้อนกลับที่จุดทดสอบ 5

จากผลช่องสัญญาณที่ได้จะเห็นว่า ทั้งช่องสัญญาณไปหน้าและช่องสัญญาณย้อนกลับในแต่ละจุดทดสอบมีความใกล้เคียงกันทั้งในส่วนเฟสและขนาด อย่างไรก็ตาม ในบางจุดทดสอบช่องสัญญาณไปหน้าและช่องสัญญาณย้อนกลับมีความแตกต่างกันมาก เช่นในจุดทดสอบที่ 2 และ 5 ซึ่งผลจากความแตกต่างนี้ อาจเกิดจากการที่จุดทดสอบทั้งสองมีระยะทางระหว่างภาครับและภาคส่งที่ไกล รวมถึงสภาพแวดล้อมรอบ ๆ ภาครับและภาคส่ง ที่อาจทำให้ได้รับผลกระทบจากสัญญาณหลายวิถีสูงกว่าจุดทดสอบอื่น

4.3 การออกแบบชุดทดสอบ

ในการออกแบบชุดทดสอบระบบไมโครแบบ 2x4 ที่มีการใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาคส่ง เนื่องจากองค์ประกอบภายในภาคส่งมีความต้องการชุดส่งสัญญาณ 2 ชุดเป็นอย่างน้อยและภาครับต้องการชุดรับสัญญาณ 2 ชุด ซึ่งนั่นหมายถึง ความต้องการของADC (Analog to Digital Conversion) และ DAC (Digital to Analog Conversion) ทั้งที่ภาครับและภาคส่ง สำหรับหลักการทำงานของชุดทดสอบสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.4 เพื่อให้การออกแบบชุดทดสอบง่ายขึ้น เราจึงเลือกใช้บอร์ดประมวลผลสัญญาณแบบสำเร็จ โดยที่ตัวบอร์ดจะต้องประกอบด้วย ADC และ DAC อย่างละ 2 ชุดเป็นอย่างน้อย สำหรับหลักการทำงานของชุดทดสอบที่ได้แสดงในรูปที่ 4.4 จะเห็นว่าเราได้ตัดองค์ประกอบในส่วนของชุดวงจรความถี่วิทยุ และทำการใช้ช่องสัญญาณที่ได้จากการวัดที่ได้แสดงในเนื้อหาก่อนหน้านี้ เพื่อทำการสร้างช่องสัญญาณจำลองที่ภาคส่งและภาครับสำหรับช่องสัญญาณย้อนกลับและช่องสัญญาณไปหน้าตามลำดับ

ในปัจจุบันบอร์ดประมวลผลมีกันหลายรูปแบบ โดยที่แต่ละรูปแบบมีฟังก์ชันการทำงานภาษาที่ใช้ในการออกแบบรวมถึงขอบเขตความสามารถที่แตกต่างกันออกไป ในการสร้างชุดทดสอบ เราได้เลือกบอร์ดประมวลผล FPGA (Field Programmable Gate Array) สำหรับข้อดีของตัวประมวลผล FPGA คือ ตัวประมวลผลประเภทนี้ไม่มีโครงสร้างภายในที่ตายตัวเหมือนอย่างเช่นตัวประมวลผลไมโครคอนโทรลเลอร์ ด้วยเหตุนี้ FPGA จึงมีความเร็วที่สูงกว่าตัวประมวลผลทั่วไป



รูปที่ 4.4 แผนภาพไคอะแกรมของชุดทดสอบ

สำหรับ FPGA แล้วนับว่าเป็นอุปกรณ์ตัวใหม่ในตระกูลของ ASIC ซึ่งมีการเจริญเติบโตอย่างรวดเร็วและมีบทบาทที่สำคัญในการเข้ามาแทนที่ระบบอิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ TTL โครงสร้างภายในของ FPGA ประกอบไปด้วยแถวลำดับของลอจิกเกตต่าง ๆ มากมาย ซึ่งในปัจจุบันความจุเกตภายในตัว FPGA ได้เพิ่มขึ้น จากระดับไม่กี่พันตัวจนถึงระดับล้านตัวซึ่งสามารถรองรับวงจรดิจิทัลที่มีความสลับซับซ้อนได้เป็นอย่างดี นอกจากนี้ในด้านการออกแบบพัฒนาและทดสอบก็ทำได้ง่าย ในปัจจุบัน การออกแบบวงจรโดยใช้ FPGA กำลังเป็นที่นิยมและมีแนวโน้มที่จะนำมาใช้งานมากขึ้นเรื่อย ๆ สำหรับข้อดีของการใช้ตัวประมวลผล FPGA สามารถแสดงได้ดังนี้

1. ผู้ออกแบบไม่จำเป็นต้องทราบถึงโครงสร้างภายใน เพียงแต่มีความรู้เกี่ยวกับขั้นตอนการออกแบบลอจิกก็เพียงพอแล้ว ต่างกับการใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ซึ่งจำเป็นต้องศึกษาโครงสร้างภายในรวมถึง ภาษา Assembly ของไมโครโปรเซสเซอร์ตัวนั้นด้วย
2. มีการออกแบบโดยใช้ภาษาในการอธิบายการทำงานของวงจร หรือ HDL (Hardware Description Language) เป็นเครื่องมือในการออกแบบ ซึ่งเป็นวิธีการที่มีความยืดหยุ่นสูง ทำได้รวดเร็ว และไม่จำเป็นต้องทราบถึงลักษณะของวงจรที่ต้องการว่าจะเชื่อมต่อกันอย่างไร เพียงแต่กำหนดลักษณะการทำงานให้มัน จากนั้นตัวซอฟต์แวร์จะทำ Synthesis and Optimize ให้ทั้งหมดนอกจากนี้ภาษาที่ใช้ยังเป็นมาตรฐานเดียวกันสามารถใช้ได้กับทุกตัวและทุกบริษัท
3. การโปรแกรมสามารถทำได้เองและใช้เวลาไม่นานเพียงแค่ส่งข้อมูลผ่านสายดาวน์โหลดทางพอร์ตของคอมพิวเตอร์ก็สามารถโปรแกรมตัวชิพขณะที่อยู่ในระบบได้ โดยไม่จำเป็นต้องถอดมาโปรแกรมข้างนอก และที่สำคัญสามารถโปรแกรมได้หลายครั้ง จึงทำให้ง่ายในการแก้ไขและพัฒนาโดยไม่ต้องเสียค่าใช้จ่ายเพิ่มเติมแต่อย่างใด



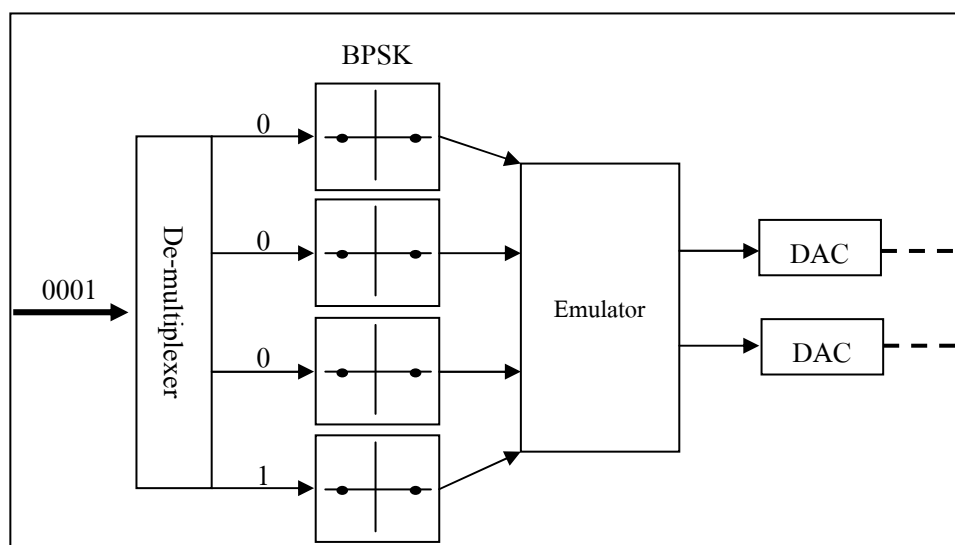
รูปที่ 4.5 บอร์ดประมวลผลFPGAรุ่น Spartan 3An starter kit

4.3.1 บอร์ดทดสอบ

สำหรับบอร์ดทดสอบ เราได้เลือกบอร์ดประมวลผล FPGA แบบสำเร็จของ Xilinx รุ่น Spartan 3An starter kit (รูป 4.5) เนื่องจากมีราคาถูกและมีความเหมาะสมในการนำมาใช้งานวิจัย สำหรับคุณสมบัติที่สำคัญของบอร์ดรุ่นนี้สามารถแสดงได้ดังนี้

- มีความจุเกตภายในตัวชิพ 700,000 เกต
- ADC 2 ช่องสัญญาณ
- DAC 4 ช่องสัญญาณ
- ตัวกำเนิดสัญญาณนาฬิกาภายใน 50 MHz

จากคุณสมบัติข้างต้น จะเห็นว่าบอร์ดสามารถรองรับการสื่อสารความเร็วสูงอีกทั้งรองรับการประมวลผลสัญญาณแบบโมโนเนื่องจากมี ADC และ DAC หลายช่องสัญญาณ อย่างไรก็ตามในการทำงานของ ADC และ DAC ไม่สามารถทำงานพร้อมกันได้เนื่องจากอุปกรณ์ทั้งสองไม่รองรับสัญญาณนาฬิกาพร้อมกันได้ ดังนั้นจากหลักการทำงานที่ได้แสดงดังรูปที่ (4.4) ระบบทำการสื่อสารได้เพียงด้านเดียวเท่านั้น (เลือกทำการส่งหรือรับสัญญาณเท่านั้น) นอกจากนี้ DAC ทั้ง 4 ช่องไม่สามารถทำงานพร้อมกันได้ โดยในการส่งสัญญาณออกทั้ง 4 ช่อง จะมีลักษณะการทำงานลำดับขั้น กล่าวคือ เมื่อทำการส่งสัญญาณของ DAC ช่องแรกเสร็จแล้วจึงสามารถส่งสัญญาณของ DAC ช่องถัดไปได้ ซึ่งทำให้เกิดการประวิงเวลาที่ DAC แต่ละช่องที่ต่างกัน ดังนั้นในการประมวลผลสัญญาณที่ภาครับอาจเกิดความผิดพลาดได้



รูปที่ 4.6 การทำงานของภาคส่ง

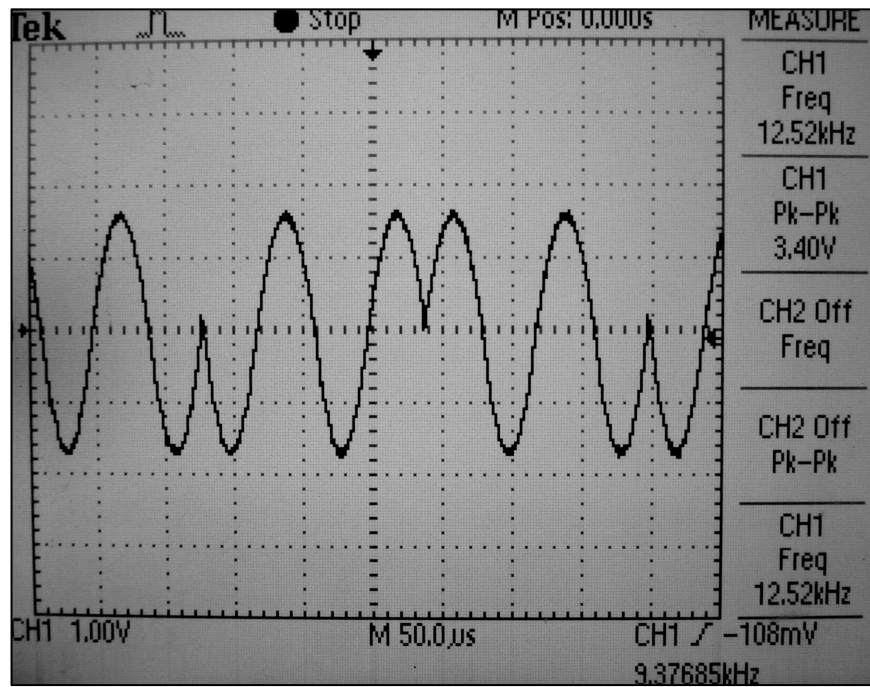
4.3.2 การทำงานของชุดทดสอบ

การทำงานของภาคส่ง

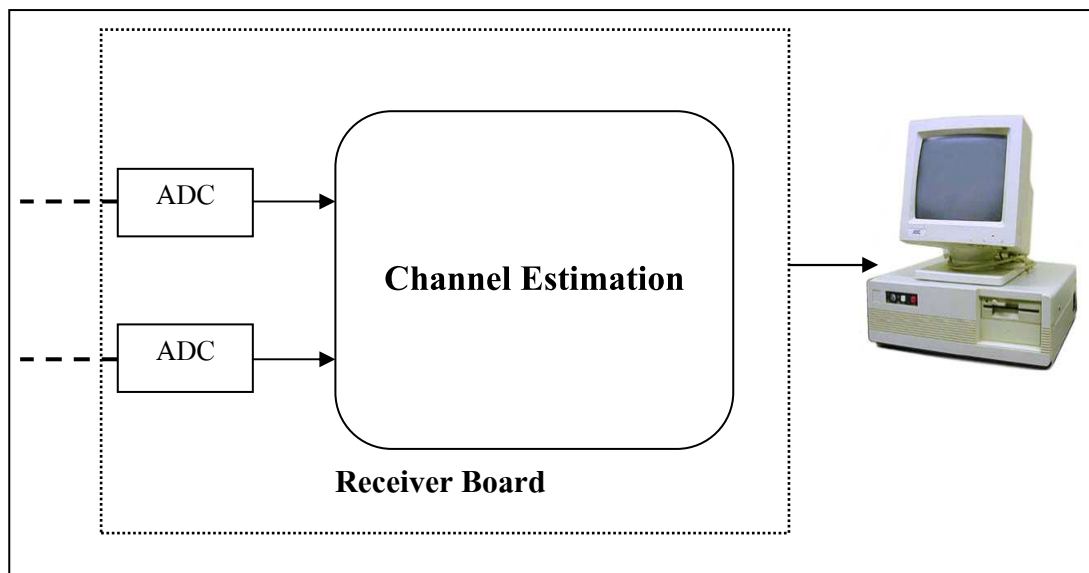
สำหรับการทำงานของภาคส่งสัญญาณนั้นสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.6 โดยที่ข้อมูลบิตถูกสร้างภายในตัวบอร์ด ซึ่งอยู่ในรูปแบบอนุกรม จากนั้นข้อมูลจะถูกส่งต่อไปยัง demultiplexer ซึ่งทำให้ข้อมูลบิตที่ได้อยู่ในรูปแบบขนาน และมอดูเลตแบบ BPSK (Binary Phase Shift Keying) ด้วยสัญญาณไชน่ความถี่ 12.5 kHz โดยแทนบิต 0 ด้วยเฟส 0° และแทนบิต 1 ด้วยเฟส 180° จากรูปที่ 4.7 เป็นการแสดงลักษณะของสัญญาณ BPSK เมื่อมีการส่งข้อมูลบิต 0 และบิต 1 สลับกัน จากนั้นสัญญาณ BPSK ที่ได้ จะถูกส่งต่อไปยังส่วนของการจำลองช่องสัญญาณ โดยเอาต์พุตที่ได้จากการจำลองช่องสัญญาณจะถูกส่งต่อไปยังชุดทดสอบที่ทำหน้าที่เป็นภาครับสัญญาณต่อไป สำหรับข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่นำมาใช้ในการสร้างช่องสัญญาณจำลอง ได้จากผลการวัดช่องสัญญาณที่ได้แสดงในส่วนที่ 4.3

การทำงานของภาครับ

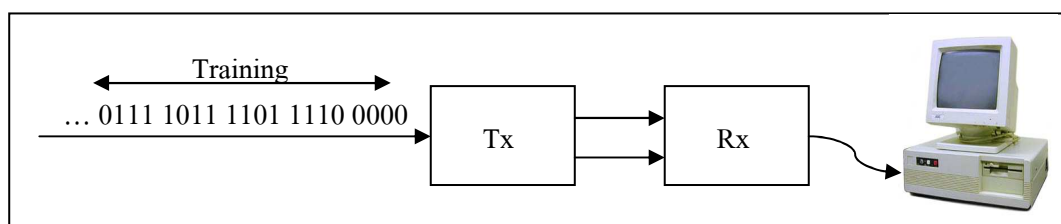
สำหรับการทำงานของภาครับสัญญาณสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.8 โดยสัญญาณที่รับได้จาก ADC ทั้งสองชุดจะถูกใช้ในการประมาณช่องสัญญาณ (Channel Estimation) เพื่อนำข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ได้ไปใช้ในการตัดสินใจเลือกสายอากาศสำหรับเทคนิคการเลือกสายอากาศ สำหรับข้อมูลสถานะช่องสัญญาณจะถูกแสดงผ่าน โปรแกรม Chip scope pro ซึ่งภาครับจะต้องเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์เพื่อแสดงข้อมูลของช่องสัญญาณ สำหรับข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ได้ จะถูกนำไปสร้างการจำลองแบบเพื่อพิจารณาสมรรถนะความจุช่องสัญญาณ



รูปที่ 4.7 ลักษณะของสัญญาณ BPSK ที่ได้จากชุดทดสอบ



รูปที่ 4.8 การทำงานของภาครับ



รูปที่ 4.9 รูปแบบของสัญญาณเทรนนิ่งของภาคส่ง

วิธีการประมาณช่องสัญญาณ

สำหรับวิธีการประมาณช่องสัญญาณที่ภาครับ เราได้ใช้วิธีการพื้นฐานและง่ายในการประมาณช่องสัญญาณเพื่อลดความซับซ้อนในส่วนของโปรแกรม เมื่อพิจารณาระบบที่มีการส่งสัญญาณจากสายอากาศส่ง 4 ดันและมีสายอากาศรับสัญญาณ 2 ดัน กำหนดให้รูปแบบการส่งสัญญาณเทรนนิ่งเป็นไปตามรูปที่ 4.9 โดยที่ภาครับจะทำการนำสัญญาณที่รับได้จากข้อมูลเทรนนิ่งมาทำการประมาณช่องสัญญาณ สำหรับการสื่อสารระหว่างภาคส่งและภาครับในรูปแบบเมทริกซ์สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & h_{1,3} & h_{1,4} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & h_{2,3} & h_{2,4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

จากรูปที่ 4.9 กำหนดให้ S_0 แทนสัญญาณบิต 0 และ S_1 แทนสัญญาณบิต 1 ดังนั้นสัญญาณที่รับได้ที่ภาครับของสายอากาศแต่ละดันในแต่ละช่วงเวลาสามารถแสดงได้ดังนี้

$t = 1$

$$y_1 = h_{1,1}S_0 + h_{1,2}S_0 + h_{1,3}S_0 + h_{1,4}S_0 \quad (4.7)$$

$$y_2 = h_{2,1}S_0 + h_{2,2}S_0 + h_{2,3}S_0 + h_{2,4}S_0 \quad (4.8)$$

$t = 2$

$$y_1 = h_{1,1}S_0 + h_{1,2}S_1 + h_{1,3}S_1 + h_{1,4}S_1 \quad (4.9)$$

$$y_2 = h_{2,1}S_0 + h_{2,2}S_1 + h_{2,3}S_1 + h_{2,4}S_1 \quad (4.10)$$

t = 3

$$y_1 = h_{1,1}S_1 + h_{1,2}S_0 + h_{1,3}S_1 + h_{1,4}S_1 \quad (4.11)$$

$$y_2 = h_{2,1}S_1 + h_{2,2}S_0 + h_{2,3}S_1 + h_{2,4}S_1 \quad (4.12)$$

t = 4

$$y_1 = h_{1,1}S_1 + h_{1,2}S_1 + h_{1,3}S_0 + h_{1,4}S_1 \quad (4.13)$$

$$y_2 = h_{2,1}S_1 + h_{2,2}S_1 + h_{2,3}S_0 + h_{2,4}S_1 \quad (4.14)$$

t = 5

$$y_1 = h_{1,1}S_1 + h_{1,2}S_1 + h_{1,3}S_1 + h_{1,4}S_0 \quad (4.15)$$

$$y_2 = h_{2,1}S_1 + h_{2,2}S_1 + h_{2,3}S_1 + h_{2,4}S_0 \quad (4.16)$$

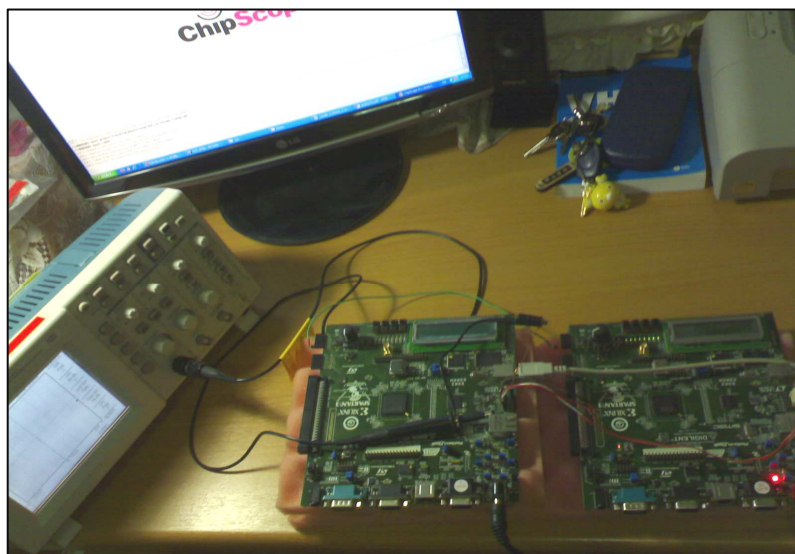
เมื่อ S_0 และ S_1 มีเฟสต่างกัน 180° องศาโดยที่ S_0 มีเฟสเป็น 0° และ S_1 มีเฟสเป็น 180° ดังนั้นในการคำนวณสัมประสิทธิ์ของสัญญาณทั้งเฟสและขนาดสามารถทำได้โดยใช้สมการดังนี้

$$h_{k,t-1} = \frac{y_k(t=1) + y_k(t)}{2|S_0|} \quad (4.17)$$

จากสมการ (4.17) เป็นสมการที่ใช้ในการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ของสัญญาณในการประมาณช่องสัญญาณ อย่างไรก็ตามในการสร้างชุดทดสอบมีข้อจำกัดในการเขียนโปรแกรมซึ่งทำการหารได้เฉพาะค่ายกกำลังของ 2 เท่านั้น (2, 4, 8, ...) ทำให้ผลจากสมการ (4.17) ไม่พิจารณาผลหารของ $|S_0|$ อย่างไรก็ตาม ค่าของ $|S_0|$ ไม่ได้ส่งผลกระทบต่อคุณสมบัติของช่องสัญญาณ เมื่อส่วนกลับของ $|S_0|$ ถูกมองเป็นเพียงค่าคงที่ค่าหนึ่งที่คูณกับเมทริกซ์ของสัญญาณจากการประมาณดังสมการ

$$\mathbf{H} = \frac{1}{|S_0|} \mathbf{H}_{ES} \quad (4.18)$$

เมื่อ \mathbf{H}_{ES} หมายถึงเมทริกซ์ของสัญญาณที่ได้จากการประมาณช่องสัญญาณ



รูปที่ 4.10 การเชื่อมต่ออุปกรณ์วัดกับบอร์ด

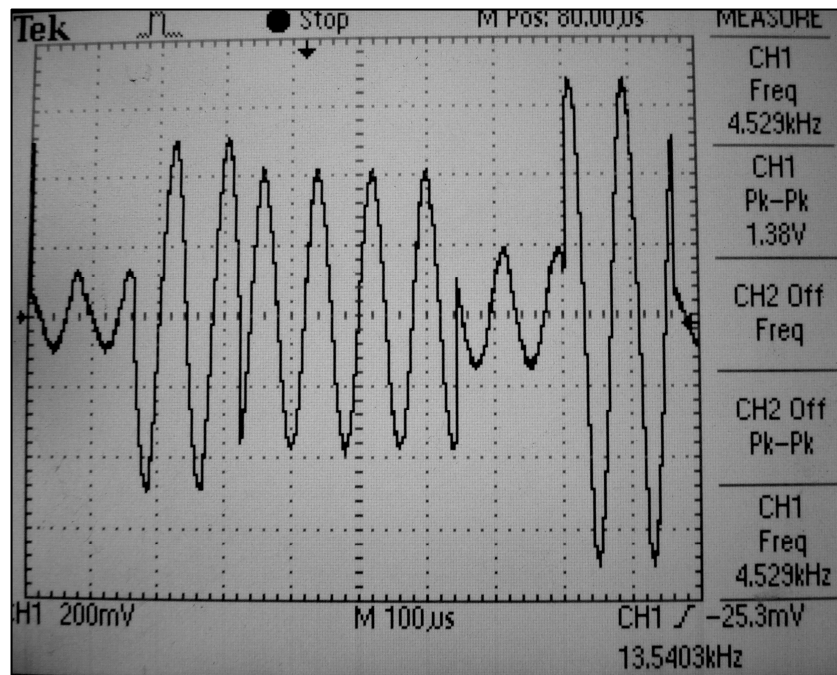
4.4 ผลจากชุดทดสอบและการจำลองแบบ

4.4.1 ผลช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณช่องสัญญาณจากชุดทดสอบ

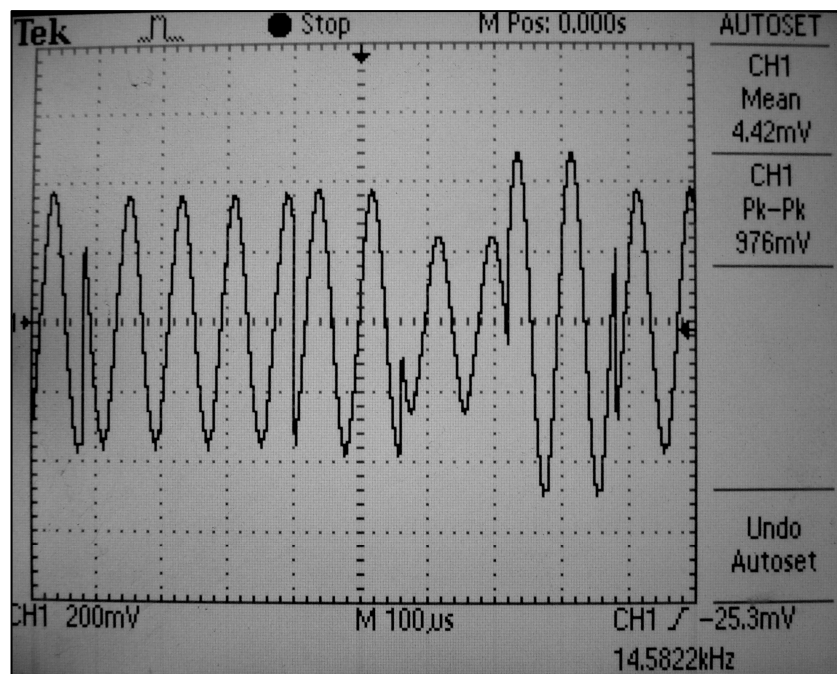
สำหรับผลช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณช่องสัญญาณจากชุดทดสอบ เป็นผลที่จะถูกนำไปใช้ในเทคนิคการเลือกสายอากาศเพื่อเลือกชุดของสายอากาศที่ให้ผลความจุช่องสัญญาณที่ดีที่สุด การติดตั้งและทำการการวัดผลจากชุดทดสอบสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.10 โดยทำการประมาณช่องสัญญาณทั้งช่องสัญญาณไปหน้าและช่องสัญญาณย้อนกลับ เพื่อนำผลที่ได้ทำการสร้างการจำลองแบบและเปรียบเทียบประสิทธิภาพของช่องสัญญาณทั้งสองเมื่อมีการใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาคส่ง นอกจากนี้ลักษณะของสัญญาณซึ่งเป็นสัญญาณเทรนนิง (รูปที่ 4.9) ที่ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณจำลองไปยังภาครับได้ถูกแสดงทั้งช่องสัญญาณไปหน้าและช่องสัญญาณย้อนกลับ อย่างไรก็ตาม ผลของช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณช่องสัญญาณนั้นค่าของขนาดยังอยู่ในรูปของค่าจากเลขฐานสอง เนื่องจากการแปลงแอนะลอกเป็นดิจิตอลซึ่งค่าดังกล่าวจะต้องแปลงกลับคืนเพื่อให้ได้ค่าของขนาดจริงโดยใช้สมการดังนี้

$$D[13:0] = G \times \frac{(V_{IN} - 1.65)}{1.25} \times 8192 \quad (4.19)$$

โดยที่ G คืออัตราขยายของตัวขยายสัญญาณภาครับมีค่าเป็น -2 D คือข้อมูลบิตที่ได้จากการแปลงแอนะลอกเป็นดิจิตอลมีขนาด 14 บิตและ V_{IN} คือขนาดของสัญญาณอินพุตที่ภาครับ

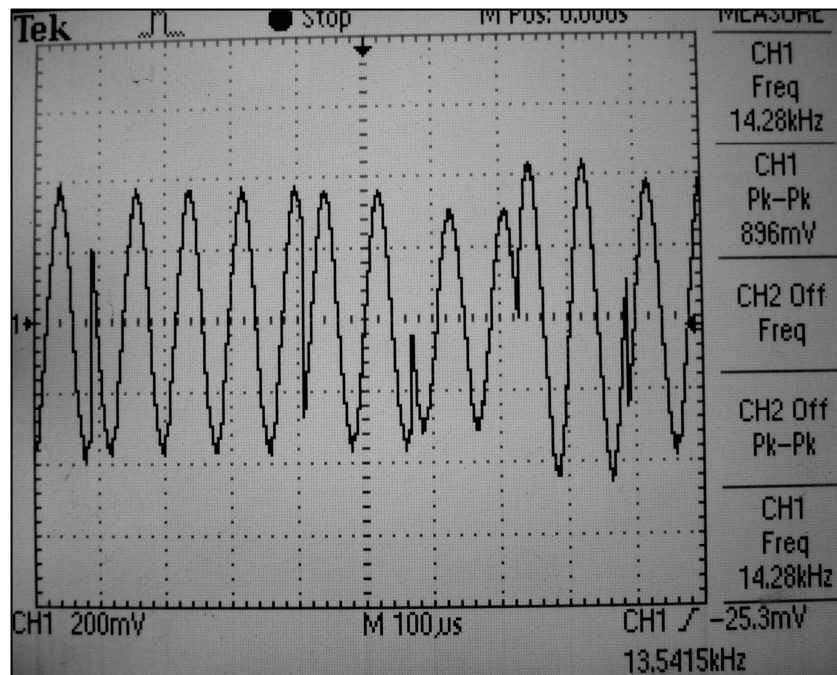


ก. ที่สายอากาศรับสัญญาณคันที่ 1

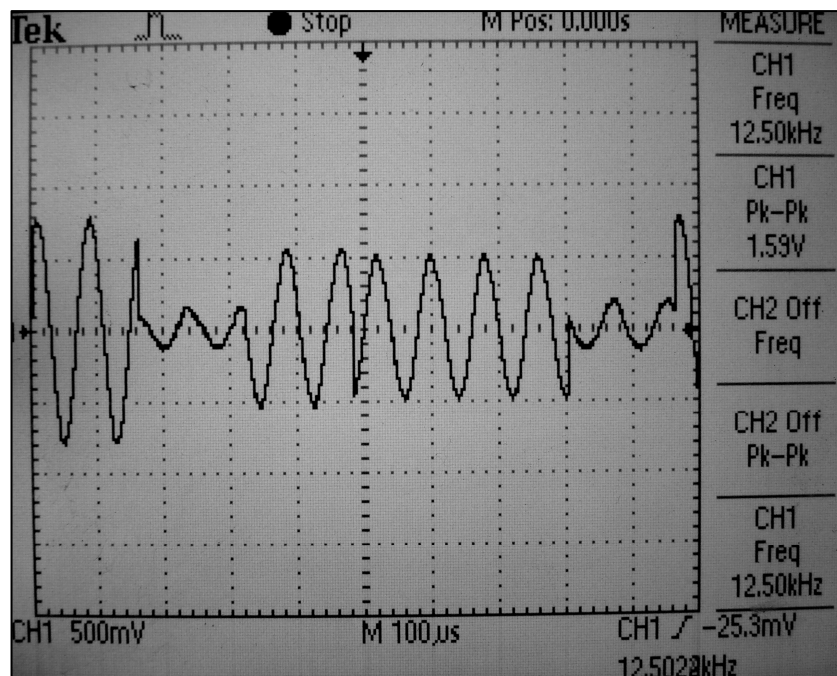


ข. ที่สายอากาศรับสัญญาณคันที่ 2

รูปที่ 4.11 ลักษณะของสัญญาณเทรนนิ่งสำหรับช่องสัญญาณไปหน้าที่จุดทดสอบ 1

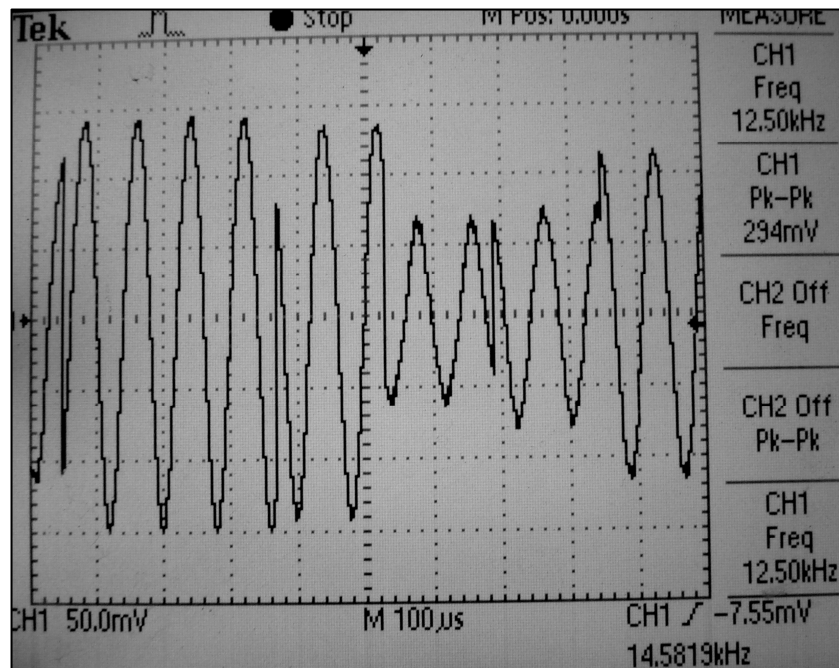


ก. ที่สายอากาศรับสัญญาณคันที่ 1

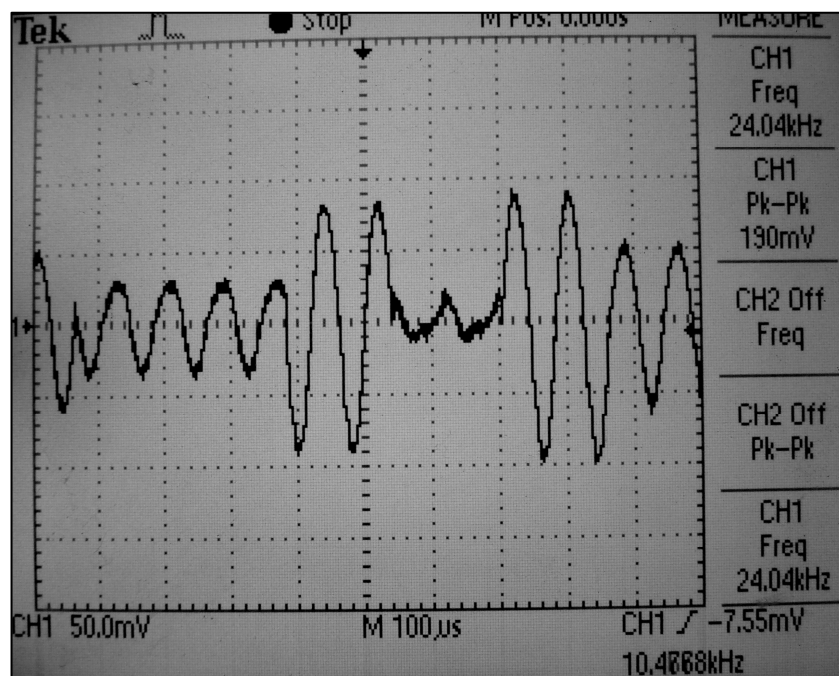


ข. ที่สายอากาศรับสัญญาณคันที่ 2

รูปที่ 4.12 ลักษณะของสัญญาณเทรนนิงสำหรับช่องสัญญาณย้อนกลับที่จุดทดสอบ 1

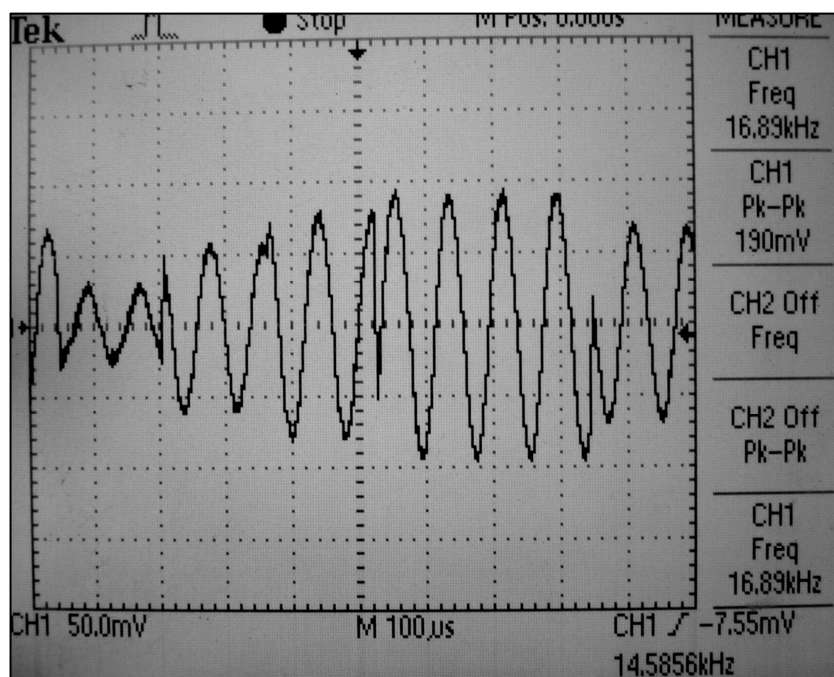


ก. ที่สายอากาศรับสัญญาณต้นที่ 1

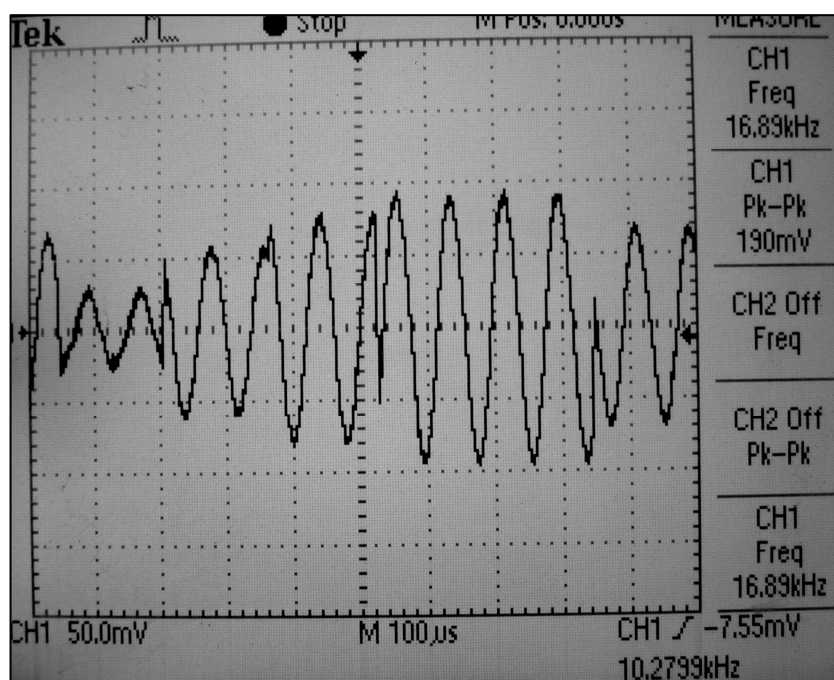


ข. ที่สายอากาศรับสัญญาณต้นที่ 2

รูปที่ 4.13 ลักษณะของสัญญาณเทรนนิ่งสำหรับช่องสัญญาณไปหน้าที่จุดทดสอบ 2

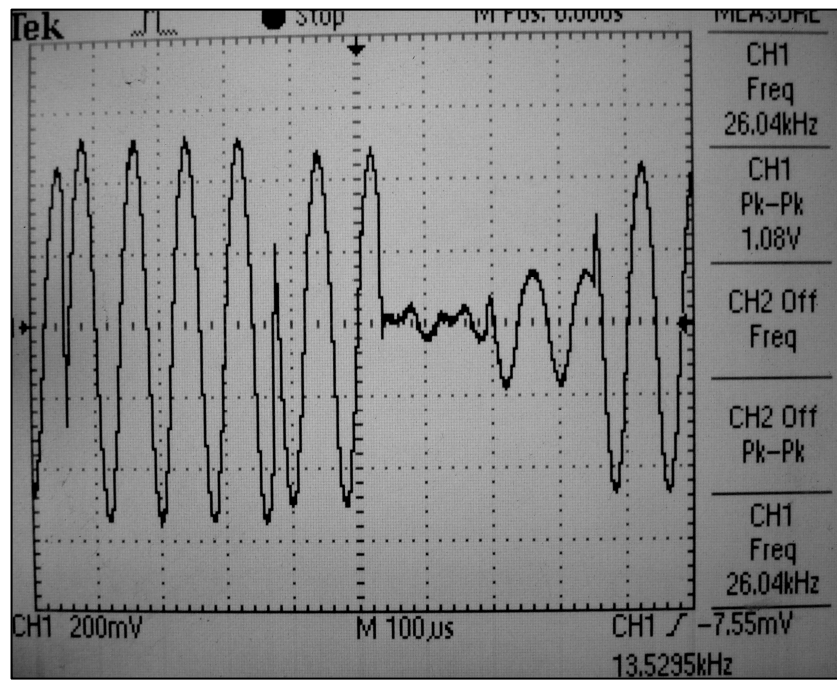


ก. ที่สายอากาศรับสัญญาณคันที่ 1

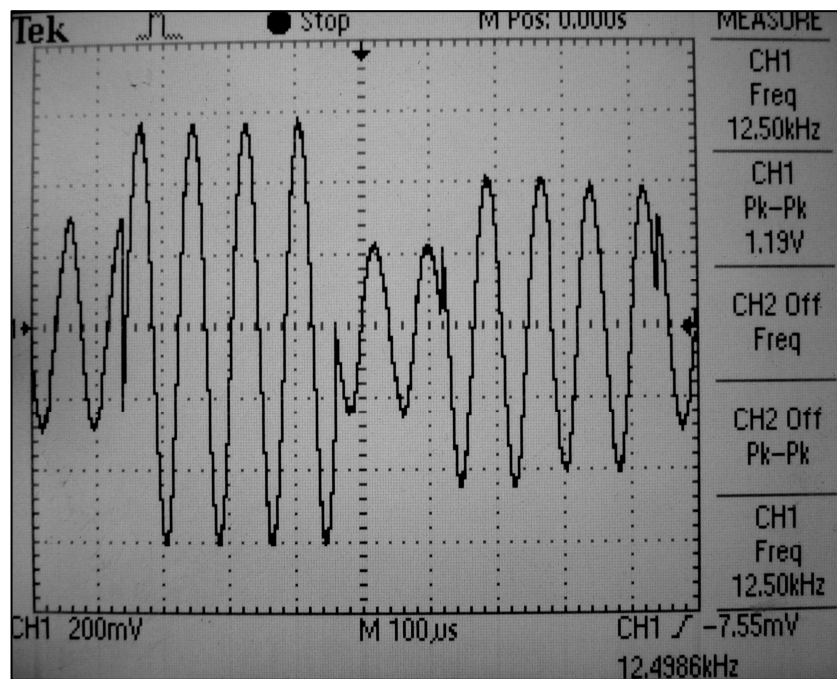


ข. ที่สายอากาศรับสัญญาณคันที่ 2

รูปที่ 4.14 ลักษณะของสัญญาณเทรนนิงสำหรับช่องสัญญาณย้อนกลับที่จุดทดสอบ 2

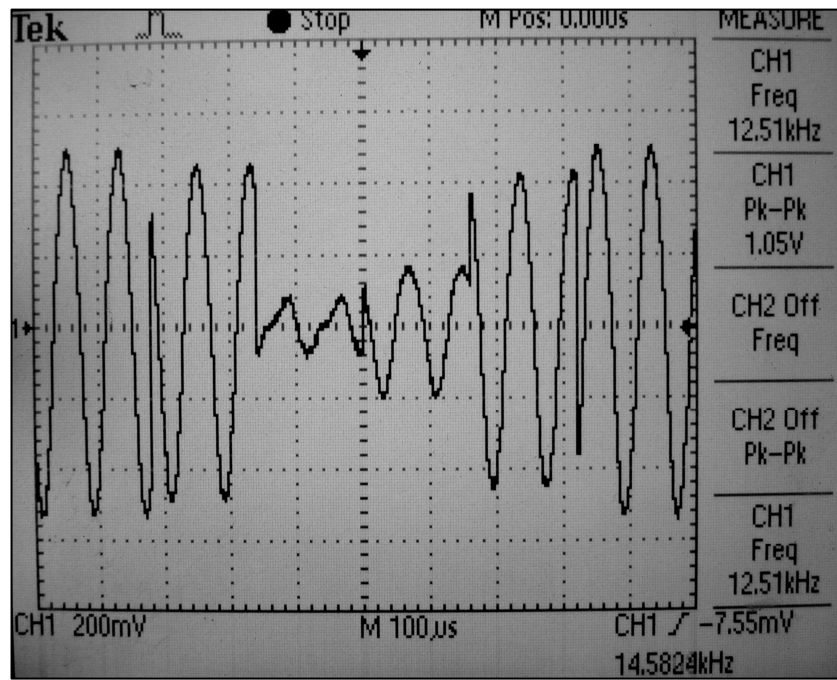


ก. ที่สายอากาศรับสัญญาณคันที่ 1

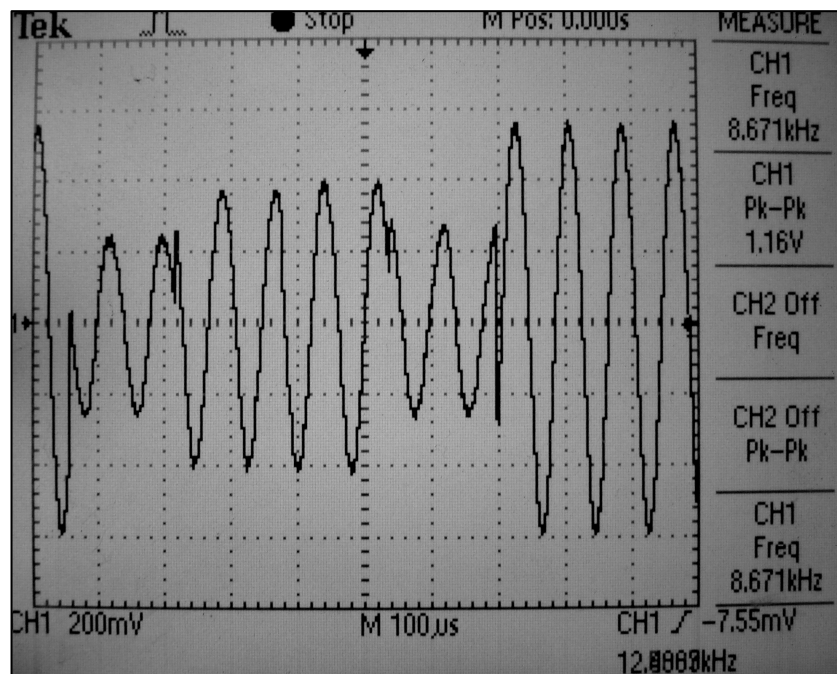


ข. ที่สายอากาศรับสัญญาณคันที่ 2

รูปที่ 4.15 ลักษณะของสัญญาณเทรนนิ่งสำหรับช่องสัญญาณไปหน้าที่จุดทดสอบ 3

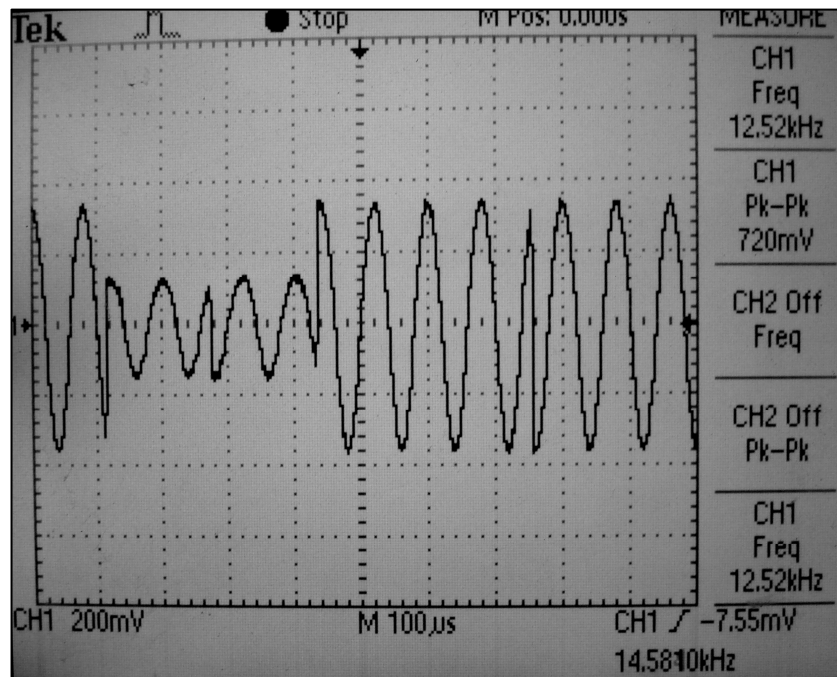


ก. ที่สายอากาศรับสัญญาณคันที่ 1

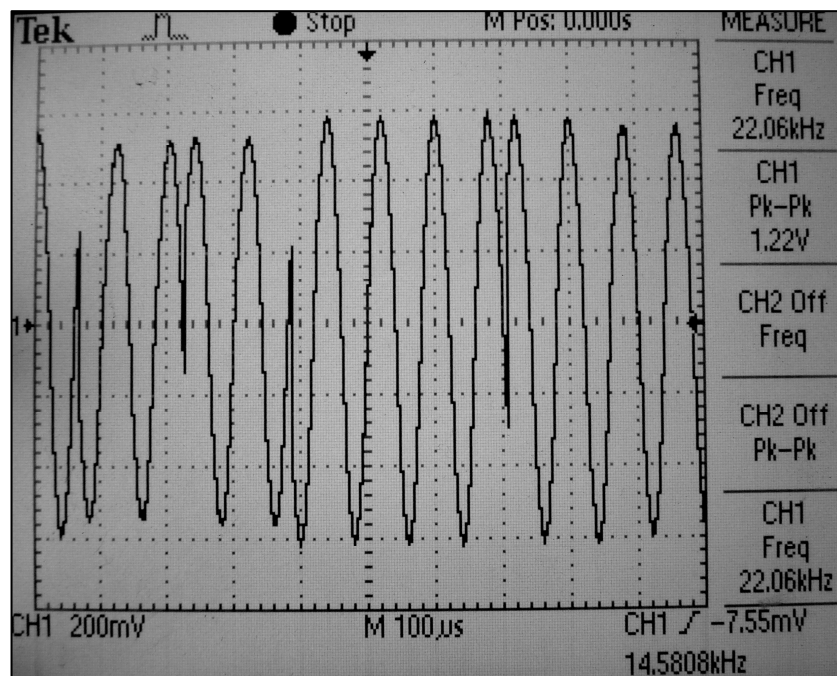


ข. ที่สายอากาศรับสัญญาณคันที่ 2

รูปที่ 4.16 ลักษณะของสัญญาณทรานนิ่งสำหรับช่องสัญญาณย้อนกลับที่จุดทดสอบ 3

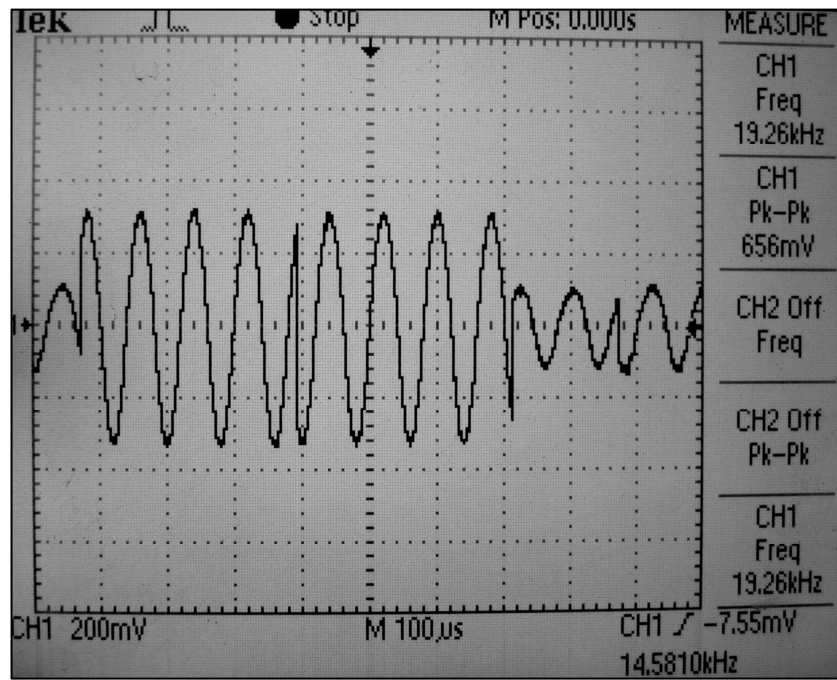


ก. ที่สายอากาศรับสัญญาณคันที่ 1

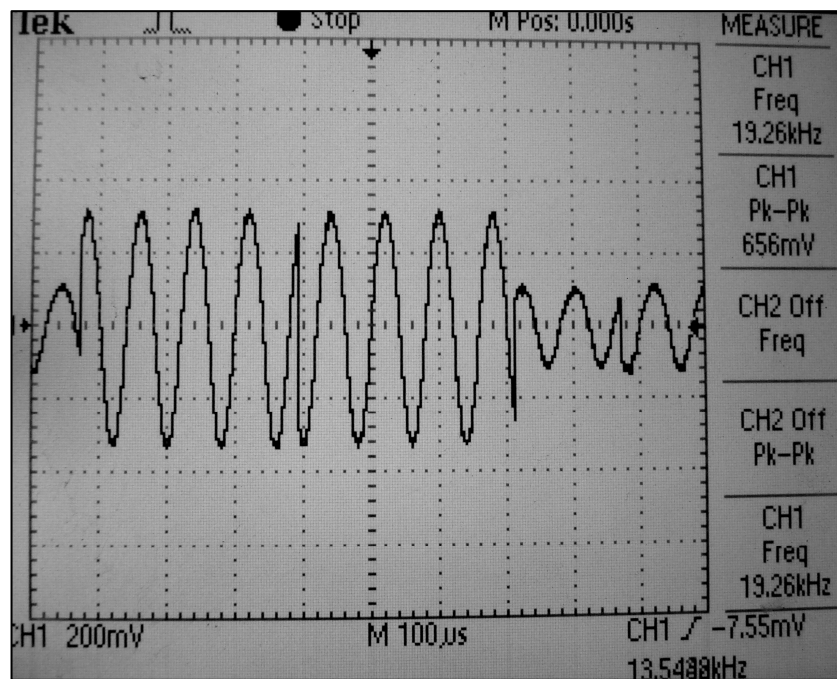


ข. ที่สายอากาศรับสัญญาณคันที่ 2

รูปที่ 4.17 ลักษณะของสัญญาณเทรนนิ่งสำหรับช่องสัญญาณ ไปหน้าที่จุดทดสอบ 4

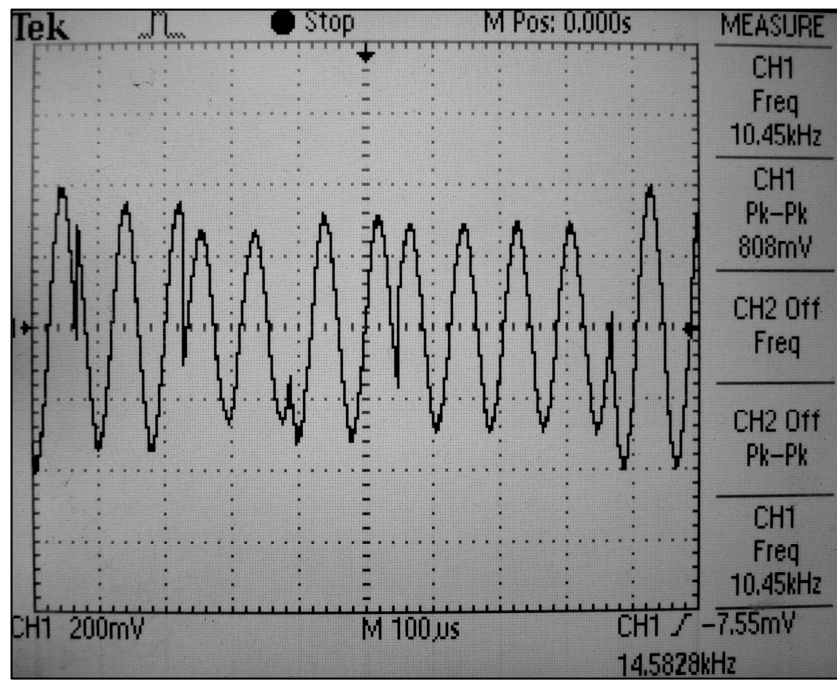


ก. ที่สายอากาศรับสัญญาณต้นที่ 1

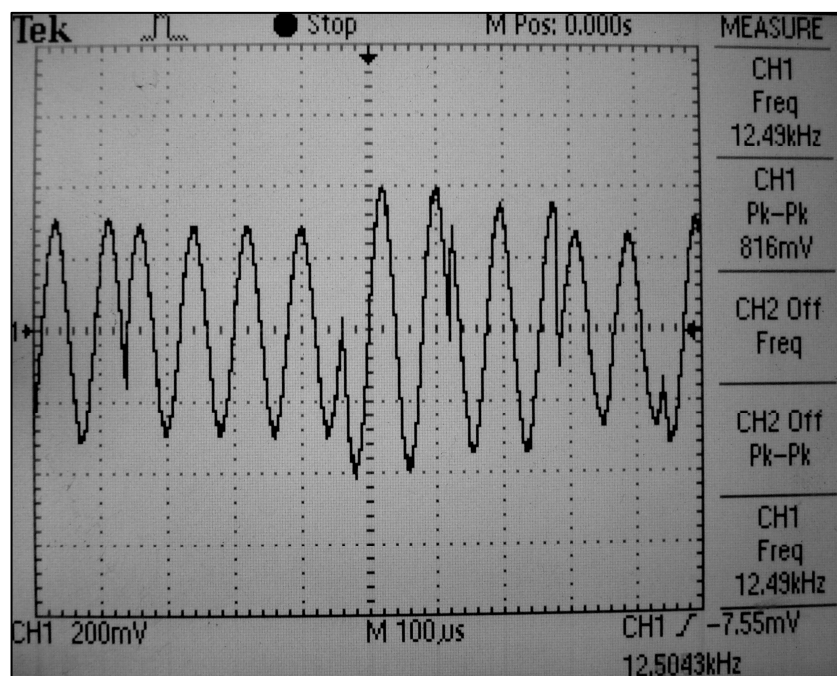


ข. ที่สายอากาศรับสัญญาณต้นที่ 2

รูปที่ 4.18 ลักษณะของสัญญาณเทรนนิงสำหรับช่องสัญญาณย้อนกลับที่จุดทดสอบ 4

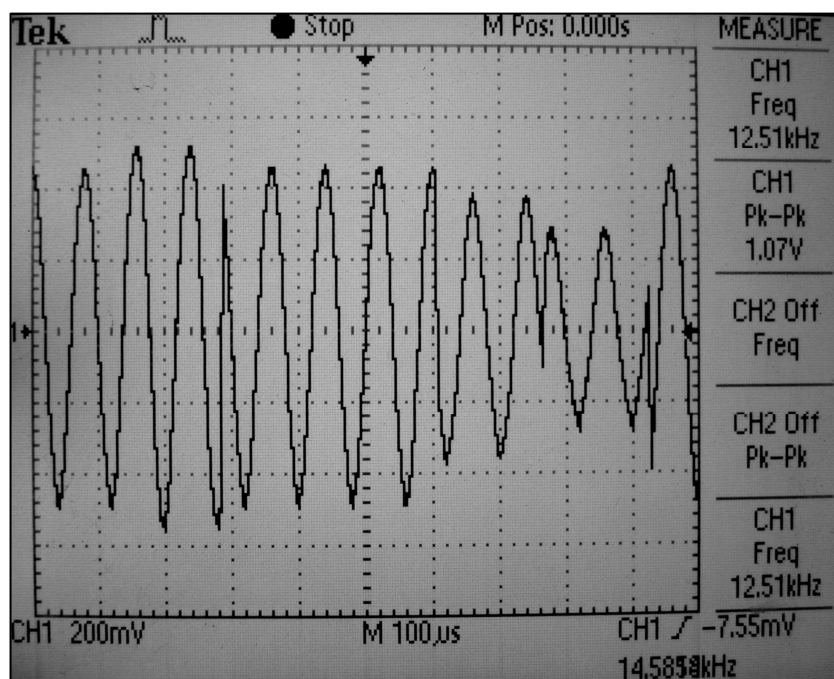


ก. ที่สายอากาศรับสัญญาณต้นที่ 1

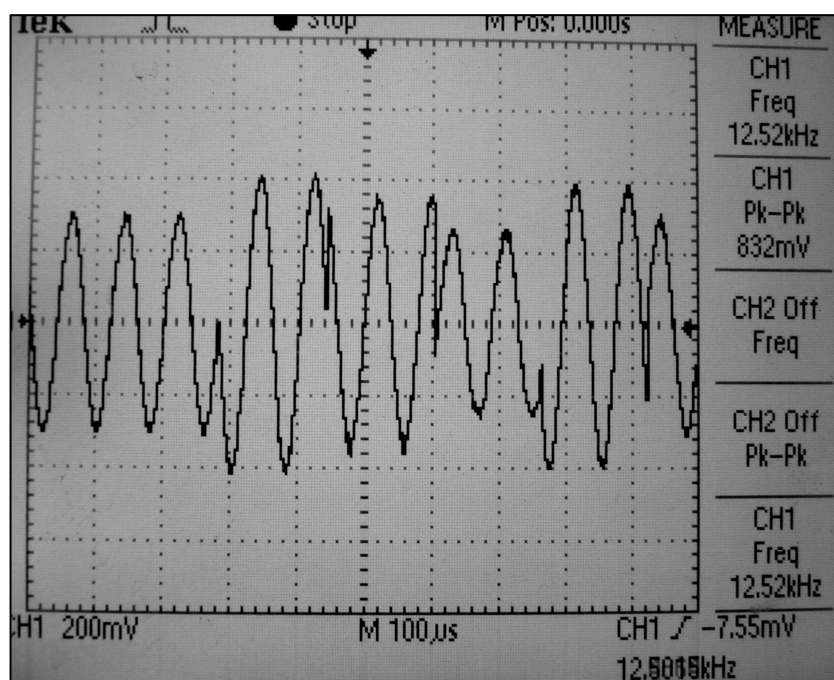


ข. ที่สายอากาศรับสัญญาณต้นที่ 2

รูปที่ 4.19 ลักษณะของสัญญาณเทรนนึ่งสำหรับช่องสัญญาณไปหน้าที่จุดทดสอบ 5

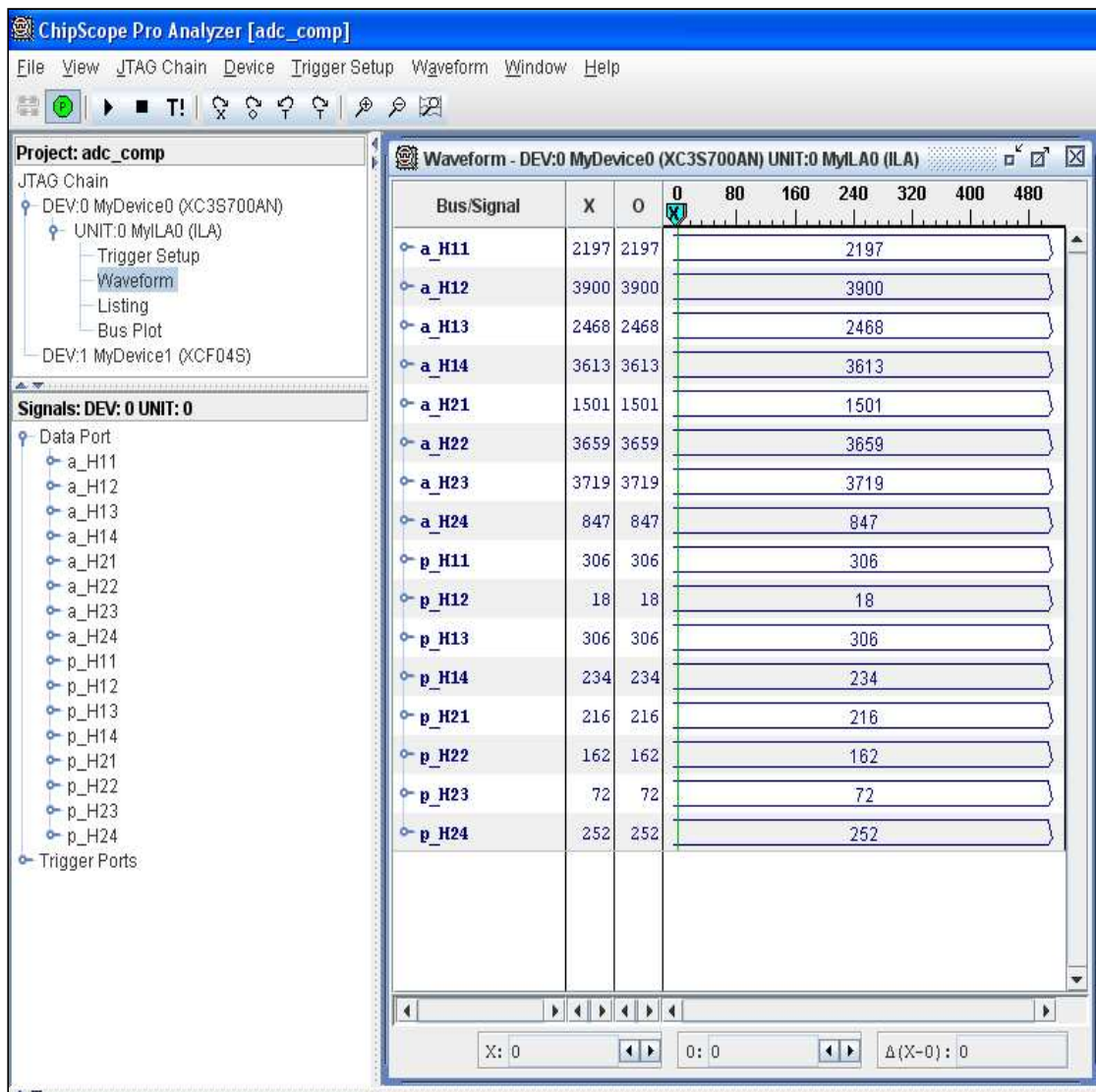


ก. ที่สายอากาศรับสัญญาณคันที่ 1



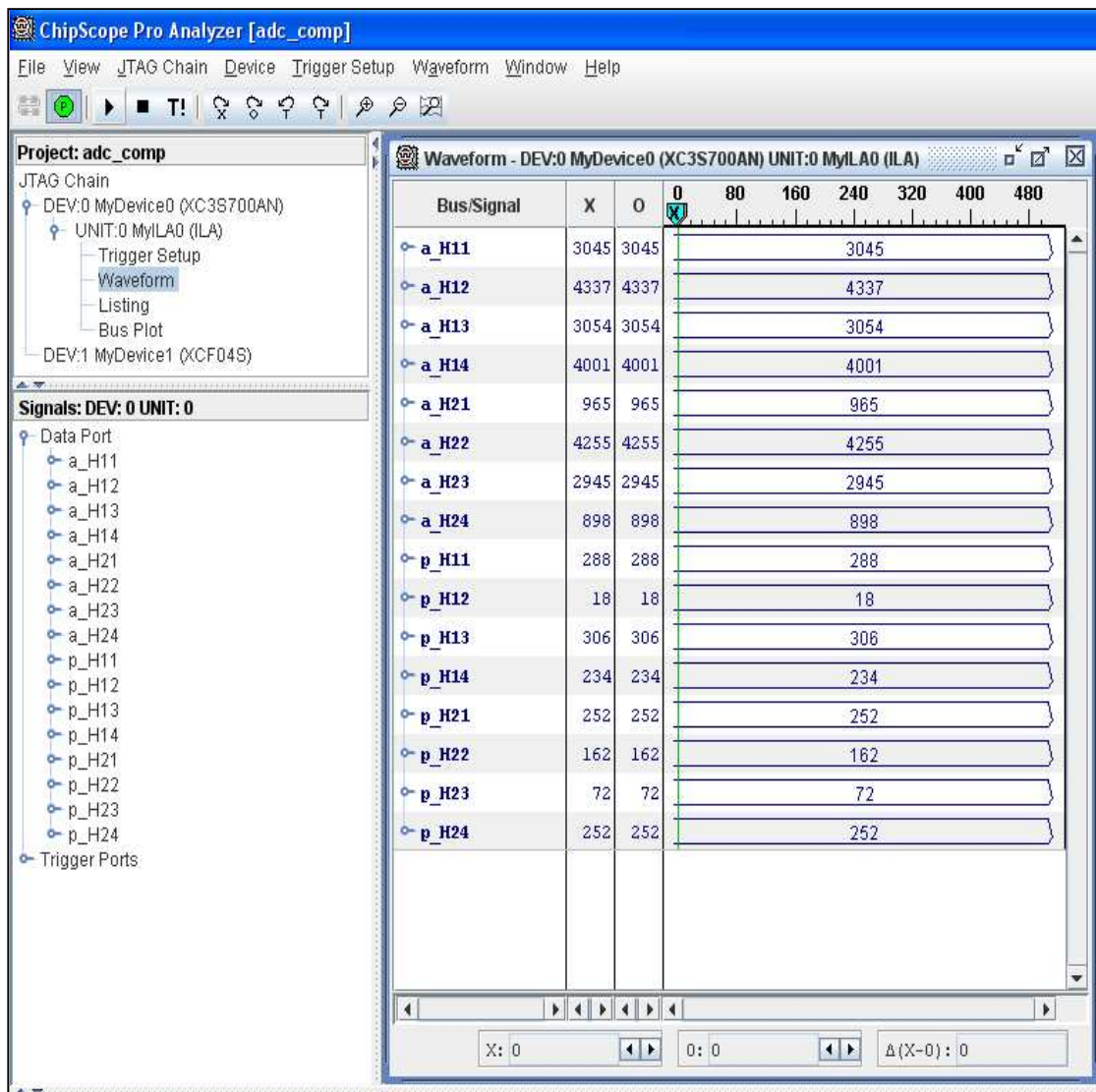
ข. ที่สายอากาศรับสัญญาณคันที่ 2

รูปที่ 4.20 ลักษณะของสัญญาณเทรนนิงสำหรับช่องสัญญาณย้อนกลับที่จุดทดสอบ 5



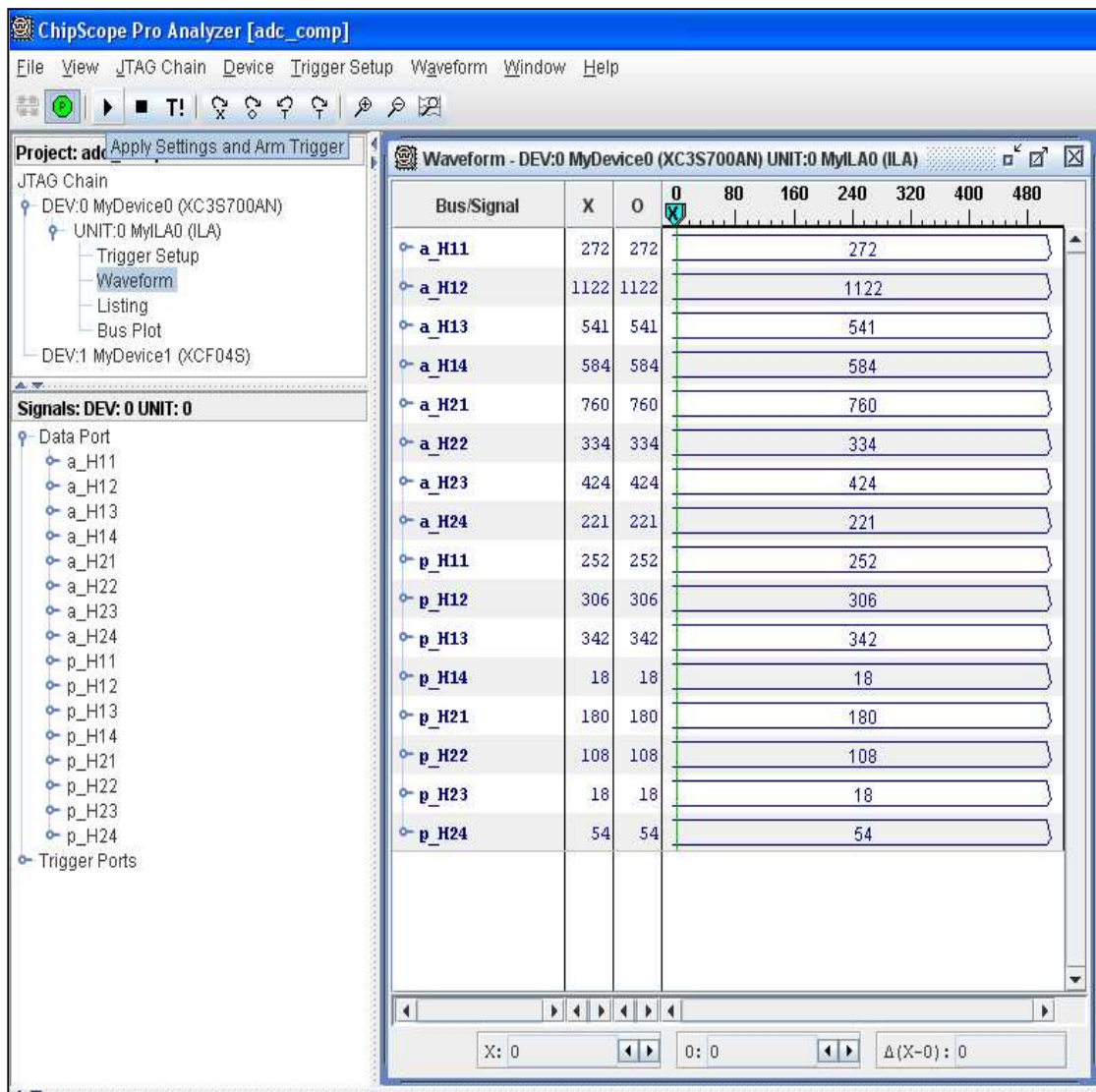
ก. ช่องสัญญาณ ไปหน้า

รูปที่ 4.21 ช่องสัญญาณจากการประมาณช่องสัญญาณที่จุดทดสอบ 1



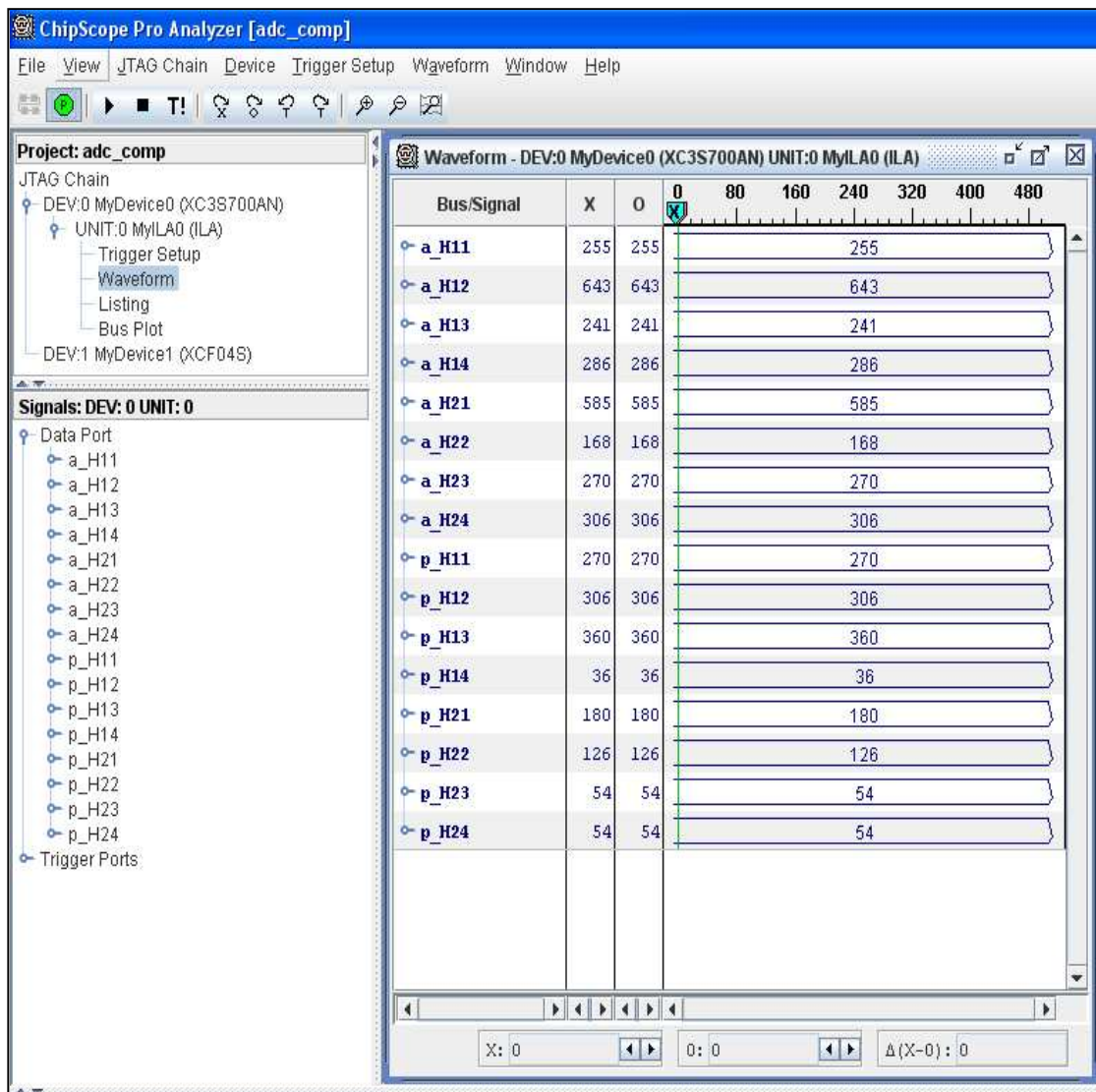
ข. ช่องสัญญาณย้อนกลับ

รูปที่ 4.21 ช่องสัญญาณจากการประมาณช่องสัญญาณที่จุดทดสอบ 1 (ต่อ)



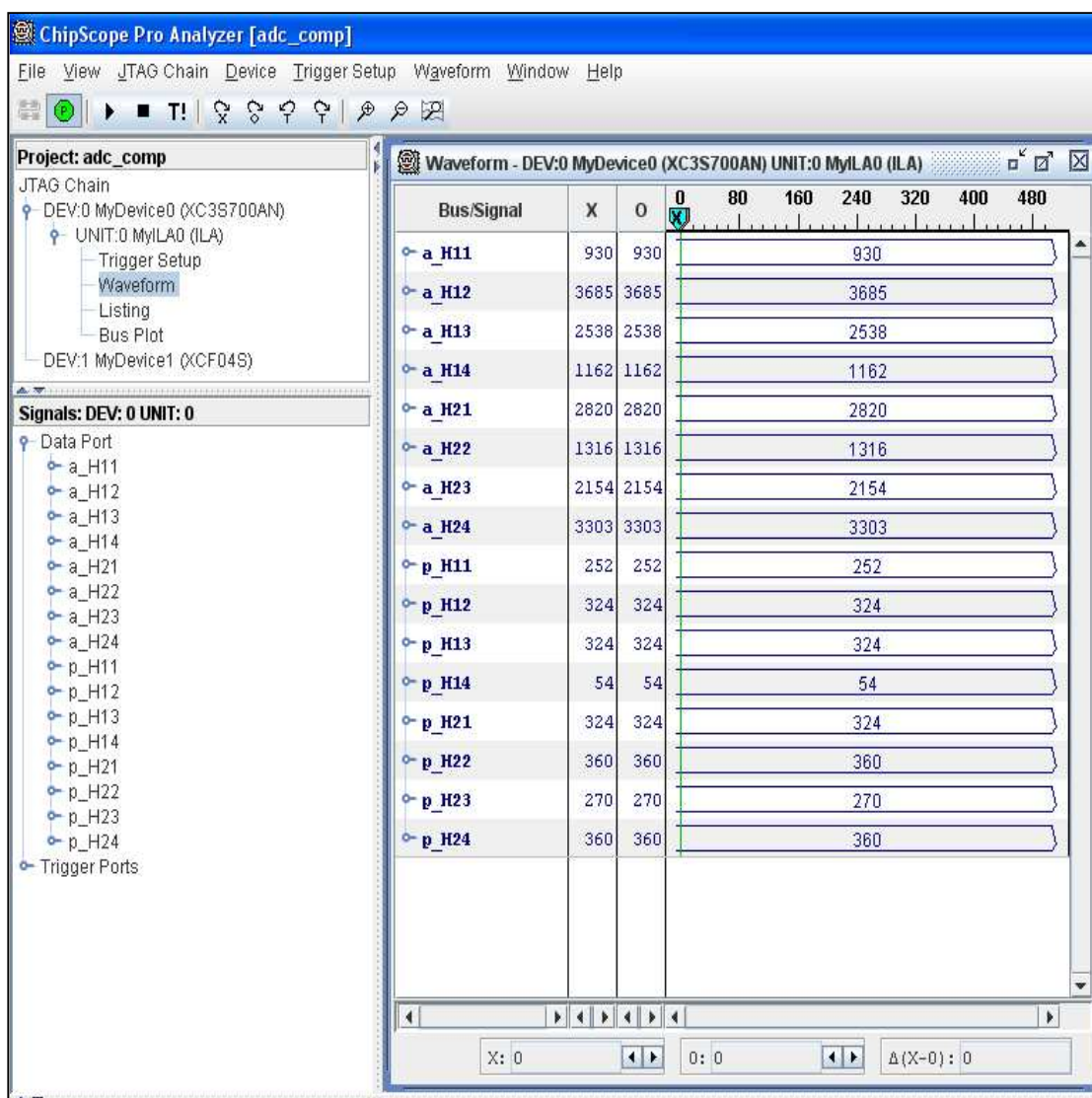
ก. ช่องสัญญาณ ไปหน้า

รูปที่ 4.22 ช่องสัญญาณจากการประมาณช่องสัญญาณที่จุดทดสอบ 2



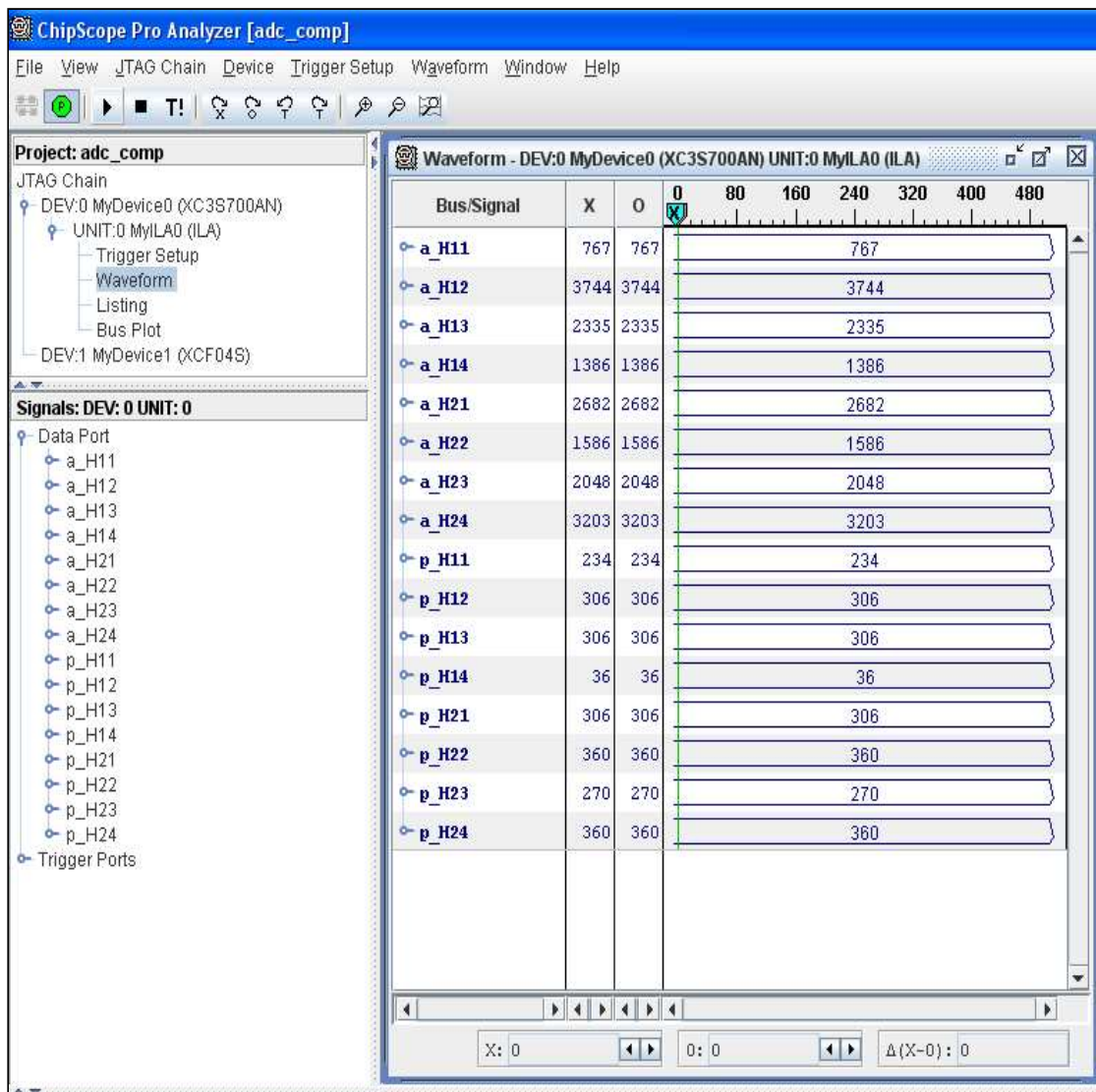
ข. ช่องสัญญาณย้อนกลับ

รูปที่ 4.22 ช่องสัญญาณจากการประมาณช่องสัญญาณที่จุดทดสอบ 2 (ต่อ)



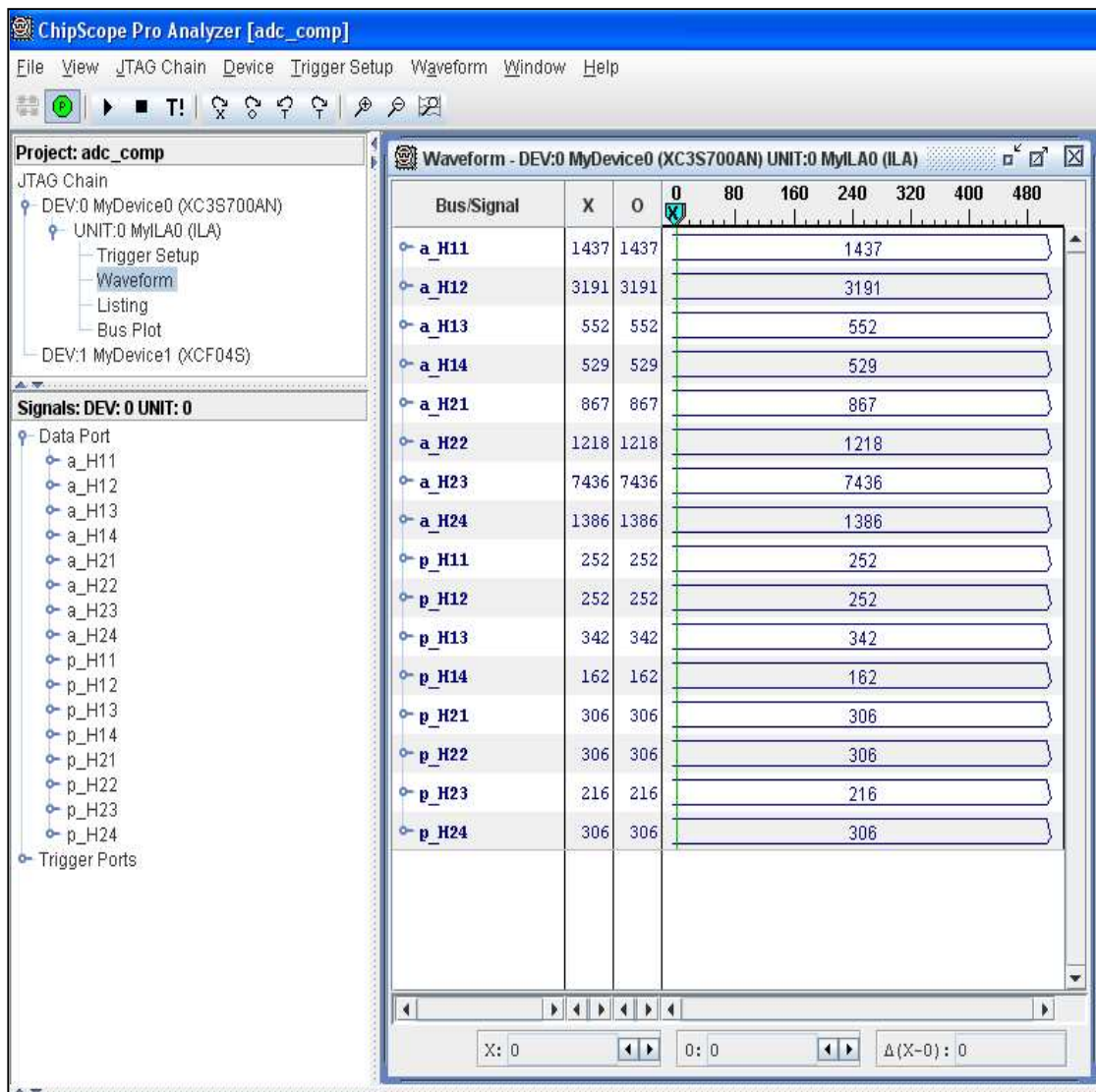
ก. ช่องสัญญาณ ไปหน้า

รูปที่ 4.23 ช่องสัญญาณจากการประมาณช่องสัญญาณที่จุดทดสอบ 3



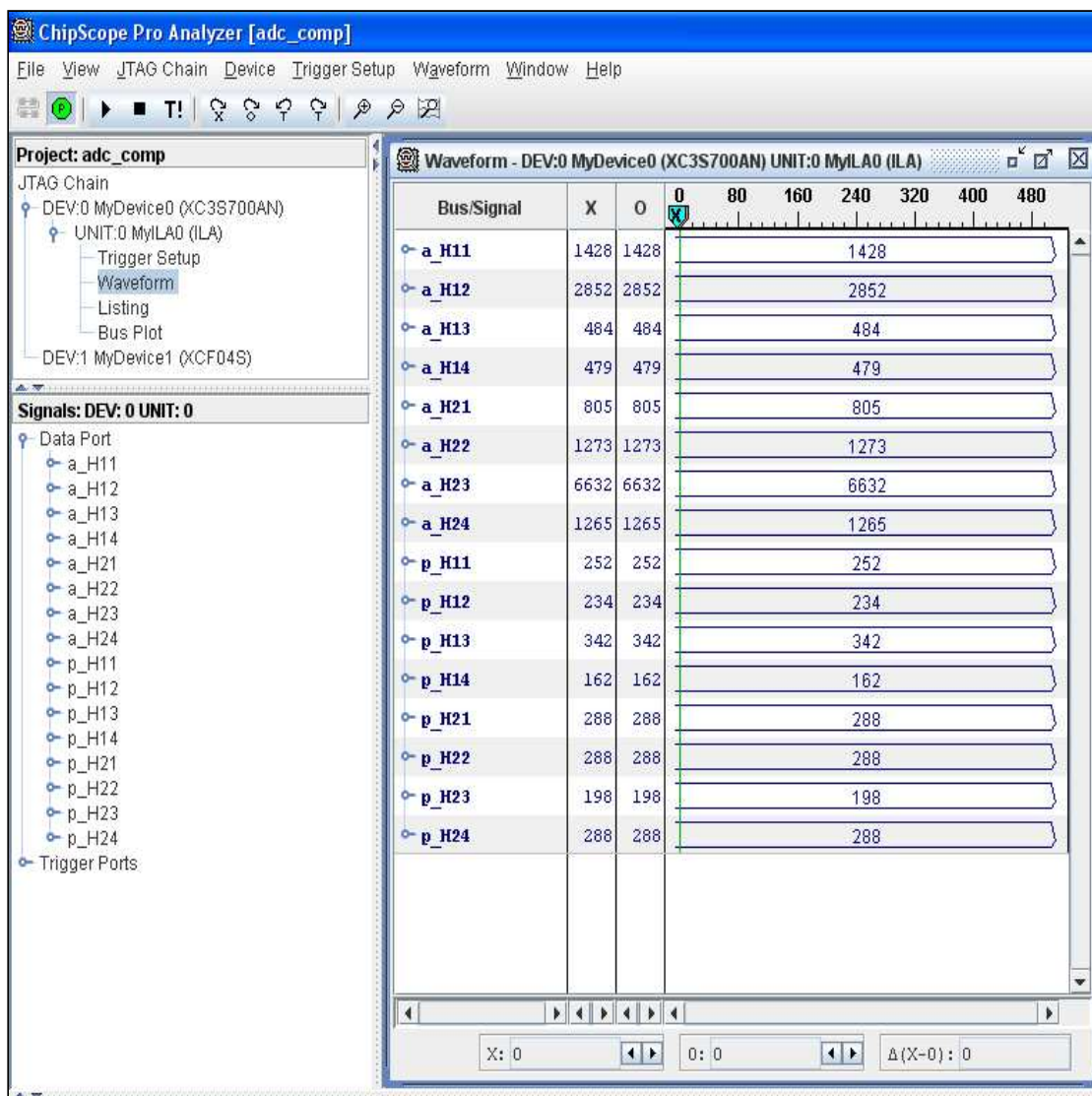
ข. ช่องสัญญาณย้อนกลับ

รูปที่ 4.23 ช่องสัญญาณจากการประมาณช่องสัญญาณที่จุดทดสอบ 3 (ต่อ)



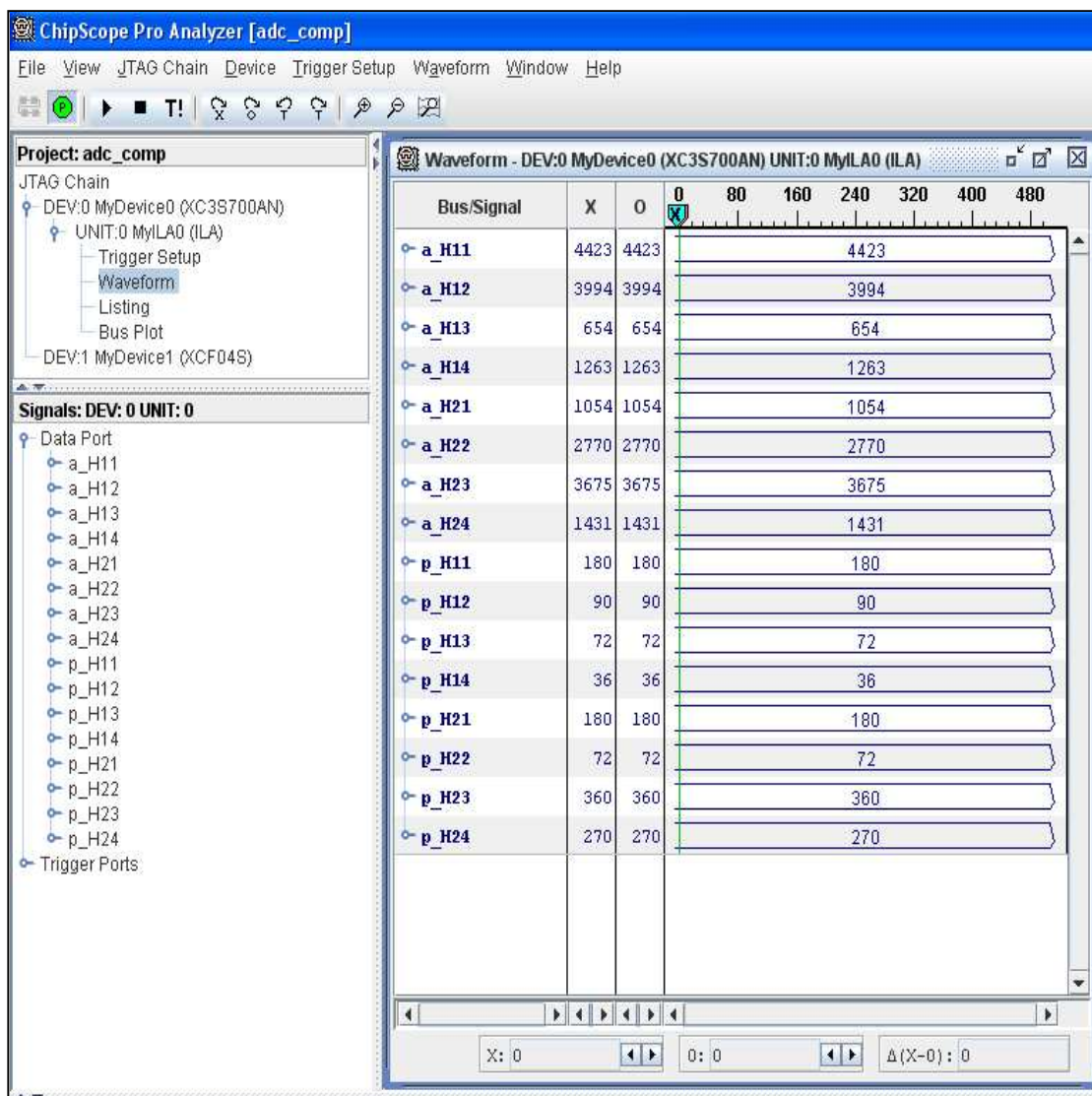
ก. ช่องสัญญาณไปหน้า

รูปที่ 4.24 ช่องสัญญาณจากการประมาณช่องสัญญาณที่จุดทดสอบ 4



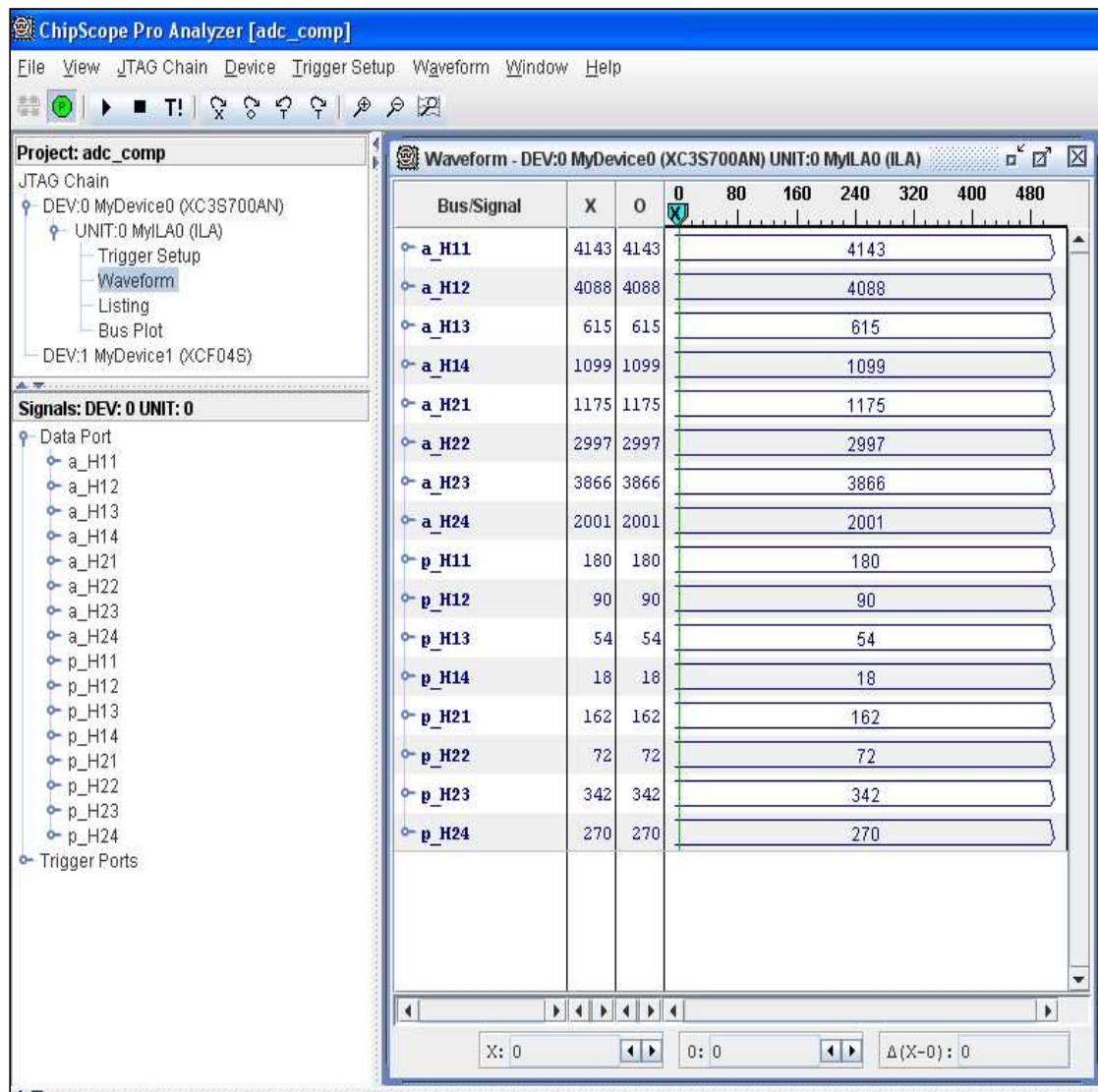
ข. ช่องสัญญาณย้อนกลับ

รูปที่ 4.24 ช่องสัญญาณจากการประมาณช่องสัญญาณที่จุดทดสอบ 4 (ต่อ)



ก. ช่องสัญญาณ ไปหน้า

รูปที่ 4.25 ช่องสัญญาณจากการประมาณช่องสัญญาณที่จุดทดสอบ 5



ข. ช่องสัญญาณย้อนกลับ

รูปที่ 4.25 ช่องสัญญาณจากการประมาณช่องสัญญาณที่จุดทดสอบ 5 (ต่อ)

ในการจำลองช่องสัญญาณเพื่อสร้างช่องสัญญาณในการสื่อสารระหว่างภาคส่งและภาครับ เราได้นำข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ได้จากการวัดช่องสัญญาณในส่วนที่ 4.3 โดยเลือกใช้สายอากาศภาครับเพียงสองต้นคือต้นที่ 1 และต้นที่ 2 อย่างไรก็ตามช่องสัญญาณที่ได้จากการวัดจะต้องถูกนำมาคูณเข้าและหารด้วยค่าคงที่ค่าหนึ่ง เพื่อให้มีความสมและรองรับต่อการทำงานของ ADC และ DAC ของภาครับและภาคส่ง เนื่องจากช่องสัญญาณที่มีการลดทอนที่สูง (ประมาณ 50 dB) อาจทำให้การประมวลผลสัญญาณทั้งภาคส่งและภาครับผิดพลาดได้ อย่างไรก็ตาม ในการคูณเข้าหรือทำการหารด้วยค่าคงที่ค่าหนึ่งนั้น ไม่ส่งผลกระทบต่อคุณสมบัติของช่องสัญญาณแต่อย่างใด

จากผลที่ได้จากชุดทดสอบรูปที่ 4.11-4.20 เป็นผลที่แสดงลักษณะของสัญญาณที่รับได้ที่สายอากาศรับสัญญาณแต่ละต้นอันเนื่องจากการส่งสัญญาณเทรนนึงเมื่อทำการส่งผ่านช่องสัญญาณทั้งช่องสัญญาณไปหน้าและช่องสัญญาณย้อนกลับสำหรับจุดทดสอบต่าง ๆ โดยจะเห็นว่ารูปแบบของสัญญาณเมื่อส่งผ่านช่องสัญญาณไปแล้ว ยังคงมีรูปแบบเป็นสัญญาณไซน์ที่มีขนาดและเฟสแตกต่างกัน และลักษณะของสัญญาณที่ได้จากช่องสัญญาณไปหน้าและช่องสัญญาณย้อนกลับมีความคล้ายกัน

สำหรับผลจากรูปที่ 4.21-4.25 ได้แสดงข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณช่องสัญญาณทั้งช่องสัญญาณไปหน้าและช่องสัญญาณย้อนกลับที่จุดทดสอบต่าง ๆ โดยจะเห็นว่าข้อมูลสถานะช่องสัญญาณทั้งช่องสัญญาณไปหน้าและช่องสัญญาณย้อนกลับมีค่าใกล้เคียงกัน โดยที่มีค่าความแตกต่างเชิงเฟสอยู่ที่ ± 36 จากค่าที่ได้แสดงในรูป เราสามารถนำค่าที่ได้เพื่อแสดงให้อยู่ในรูปแบบเมทริกซ์ได้ดังนี้

$$\mathbf{H}_{ES} = \begin{bmatrix} a_{H11}|p_{H11}^\circ & a_{H12}|p_{H12}^\circ & a_{H13}|p_{H13}^\circ & a_{H14}|p_{H14}^\circ \\ a_{H21}|p_{H21}^\circ & a_{H22}|p_{H22}^\circ & a_{H23}|p_{H23}^\circ & a_{H24}|p_{H24}^\circ \end{bmatrix}$$

เมื่อ \mathbf{H}_{ES} คือเมทริกซ์ช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณ

สำหรับเมทริกซ์ช่องสัญญาณทั้ง 5 จุดทดสอบทั้งช่องสัญญาณไปหน้าและช่องสัญญาณย้อนกลับรวมถึงช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณช่องสัญญาณสามารถสรุปได้ดังนี้

0.3125/279*	0.6564/27*	0.3438/297*	0.625/234*
0.2188/225*	0.5938/171*	0.625/81*	0.0781/243*

เมทริกซ์ช่องสัญญาณไปหน้า

0.4065/306*	0.7186/18*	0.4589/306*	0.6658/234*
0.2745/216*	0.6751/162*	0.6878/72*	0.1561/252*

เมทริกซ์ช่องสัญญาณไปหน้าจากการประมาณช่องสัญญาณ

0.4687/270*	0.7187/9*	0.4375/279*	0.6875/225*
0.1094/270*	0.734/171*	0.4687/72*	0.0781/243*

เมทริกซ์ช่องสัญญาณย้อนกลับ

0.5636/288*	0.7997/18*	0.5623/306*	0.7383/234*
0.1785/252*	0.7855/162*	0.5412/72*	0.1665/252*

เมทริกซ์ช่องสัญญาณย้อนกลับจากการประมาณช่องสัญญาณ

ผลเมทริกซ์ช่องสัญญาณจากจุดทดสอบที่ 1

0.0078/252*	0.0508/297*	0.0234/333*	0.0234/9*
0.0352/189*	0.0117/153*	0.0195/9*	0.0078/9*

เมทริกซ์ช่องสัญญาณ ไปหน้า

0.0126/252*	0.0513/306*	0.0245/342*	0.0266/18*
0.0348/198*	0.0148/108*	0.0199/18*	0.0104/54*

เมทริกซ์ช่องสัญญาณ ไปหน้าจากการประมาณช่องสัญญาณ

0.0117/288*	0.0312/315*	0.0117/351*	0.0117/27*
0.0273/198*	0.0058/171*	0.0117/18*	0.0137/18*

เมทริกซ์ช่องสัญญาณ ย้อนกลับ

0.012/270*	0.0295/306*	0.0111/360*	0.0127/36*
0.0271/180*	0.0081/126*	0.0123/18*	0.0135/54*

เมทริกซ์ช่องสัญญาณ ย้อนกลับจากการประมาณช่องสัญญาณ

ผลเมทริกซ์ช่องสัญญาณจากจุดทดสอบที่ 2

0.0176/297*	0.1719/333*	0.1172/333*	0.0312/9*
0.1211/324*	0.0508/351*	0.082/306*	0.1426/9*

เมทริกซ์ช่องสัญญาณไปหน้า

0.0425/252*	0.1701/324*	0.117/324*	0.0529/54*
0.1303/324*	0.0605/0*	0.0996/270*	0.1521/0*

เมทริกซ์ช่องสัญญาณไปหน้าจากการประมาณช่องสัญญาณ

0.0156/297*	0.1719/315*	0.1055/315*	0.0391/9*
0.1133/315*	0.0625/351*	0.0742/297*	0.1367/360*

เมทริกซ์ช่องสัญญาณย้อนกลับ

0.0352/234*	0.173/306*	0.1074/306*	0.0643/36*
0.1238/306*	0.0736/0*	0.0945/270*	0.1482/0*

เมทริกซ์ย้อนสัญญาณย้อนกลับจากการประมาณช่องสัญญาณ

ผลเมทริกซ์ช่องสัญญาณจากจุดทดสอบที่ 3

0.0664/261*	0.1484/252*	0.0058/342*	0.0039/144*
0.0029/288*	0.0195/288*	0.3437/216*	0.0312/279*

เมทริกซ์ช่องสัญญาณไปหน้า

0.0663/252*	0.1474/252*	0.0255/342*	0.0245/162*
0.0399/306*	0.0557/306*	0.3434/216*	0.064/306*

เมทริกซ์ช่องสัญญาณไปหน้าจากการประมาณช่องสัญญาณ

0.0667/252*	0.1307/243*	0.0053/342*	0.0045/126*
0.0041/261*	0.0262/270*	0.303/207*	0.0299/261*

เมทริกซ์ช่องสัญญาณย้อนกลับ

0.0663/252*	0.1315/234*	0.0226/342*	0.0223/162*
0.0368/288*	0.0583/288*	0.3061/198*	0.0579/288*

เมทริกซ์ช่องสัญญาณย้อนกลับจากการประมาณช่องสัญญาณ

ผลเมทริกซ์ช่องสัญญาณจากจุดทดสอบที่ 4

0.1953/171*	0.1679/108*	0.0058/36*	0.0391/9*
0.0332/198*	0.1093/81*	0.1562/0*	0.0469/297*

เมทริกซ์ช่องสัญญาณไปหน้า

0.2047/180*	0.1856/90*	0.0302/72*	0.0586/36*
0.0489/180*	0.1281/72*	0.1702/0*	0.0661/270*

เมทริกซ์ช่องสัญญาณไปหน้าจากการประมาณช่องสัญญาณ

0.185/162*	0.1728/99*	0.0047/27*	0.0317/0*
0.0366/180*	0.1157/72*	0.1629/0*	0.0712/279*

เมทริกซ์ช่องสัญญาณย้อนกลับ

0.1921/180*	0.1889/90*	0.0281/54*	0.0512/18*
0.0546/162*	0.1376/72*	0.1796/0*	0.0927/270*

เมทริกซ์ช่องสัญญาณย้อนกลับจากการประมาณช่องสัญญาณ

ผลเมทริกซ์ช่องสัญญาณจากจุดทดสอบที่ 5

จากผลเมทริกซ์ช่องสัญญาณที่ได้จะเห็นว่า เมทริกซ์ช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณช่องสัญญาณมีความคลาดเคลื่อนจากช่องสัญญาณจริง และช่องสัญญาณที่มีผลการตอบสนองเชิงขนาดต่ำจะส่งผลให้มีความผิดพลาดจากการประมาณช่องสัญญาณสูง เนื่องจากความสามารถของ ADC และ DAC มีข้อจำกัด ซึ่งสามารถสังเกตได้จากลักษณะของสัญญาณเทรนนิงในกรณีที่สัญญาณมีระดับโวลต์ที่ต่ำ จะเห็นว่ารูปร่างของสัญญาณไซน์มีความเพี้ยน อย่างไรก็ตามผลจากการประมาณช่องสัญญาณทั้งช่องสัญญาณไปหน้าและช่องสัญญาณย้อนกลับมีความใกล้เคียงกัน โดยที่ช่องสัญญาณจากการประมาณช่องสัญญาณจะถูกนำไปพิจารณาประสิทธิภาพของความจุช่องสัญญาณทั้งวิธีป้อนกลับ (ช่องสัญญาณจากการประมาณช่องสัญญาณไปหน้า) และวิธีวิธีโปรซิติ (ช่องสัญญาณจากการประมาณช่องสัญญาณย้อนกลับ) โดยจะกล่าวในส่วนถัดไป

4.4.2 ผลการจำลองแบบ

ในการสร้างการจำลองแบบ เราได้ใช้แบบจำลองของเมทริกซ์ช่องสัญญาณที่ได้กล่าวไว้ในส่วนที่ 4.1 ทั้งวิธีป้อนกลับและวิธีวิธีโปรซิติโดยสามารถแสดงได้ดังนี้

วิธีป้อนกลับ

$$\mathbf{H}_T = \hat{\mathbf{H}}_F + \boldsymbol{\varepsilon}_F \quad (4.20)$$

เมื่อ $\boldsymbol{\varepsilon}_F$ คือเมทริกซ์ความผิดพลาดที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณป้อนกลับและ $\hat{\mathbf{H}}_F$ คือเมทริกซ์ช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณช่องสัญญาณไปหน้า

ในการสร้างการจำลองแบบสำหรับวิธีป้อนกลับ เราแทนเมทริกซ์ช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณช่องสัญญาณไปหน้าจากชุดทดสอบใน $\hat{\mathbf{H}}_F$ และกำหนดให้ไม่มีความผิดพลาดที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณป้อนกลับนั่นคือ $\boldsymbol{\varepsilon}_F = 0$

วิธีวิธีโปรซิติ

$$\mathbf{H}_T = \hat{\mathbf{H}}_R + \boldsymbol{\varepsilon}_R \quad (4.21)$$

โดยที่ $\boldsymbol{\varepsilon}_R$ เมทริกซ์ความผิดพลาดที่เกิดจากความไม่เหมือนกันของช่องสัญญาณไปหน้าและช่องสัญญาณย้อนกลับ และ $\hat{\mathbf{H}}_R$ คือเมทริกซ์ช่องสัญญาณจากการประมาณช่องสัญญาณย้อนกลับ

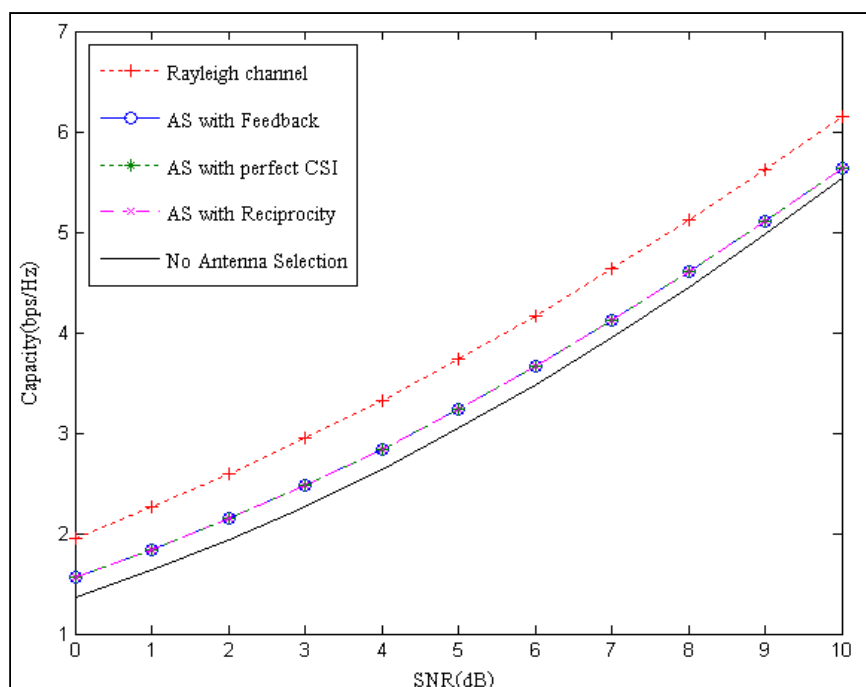
อย่างไรก็ตาม ช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณช่องสัญญาณย้อนกลับจากชุดทดสอบได้รวมผลกระทบจากความไม่เหมือนกันของช่องสัญญาณไปหน้าและช่องสัญญาณย้อนกลับซึ่งได้จากการวัดจริง ดังนั้น เราสามารถแทนช่องสัญญาณจากการประมาณช่องสัญญาณ

ย้อนกลับที่ได้จากชุดทดสอบลงใน \mathbf{H}_T โดยที่เราสามารถละเลยค่าความผิดพลาดจาก ϵ_R สำหรับวิธีวิธีโปรซีดีได้

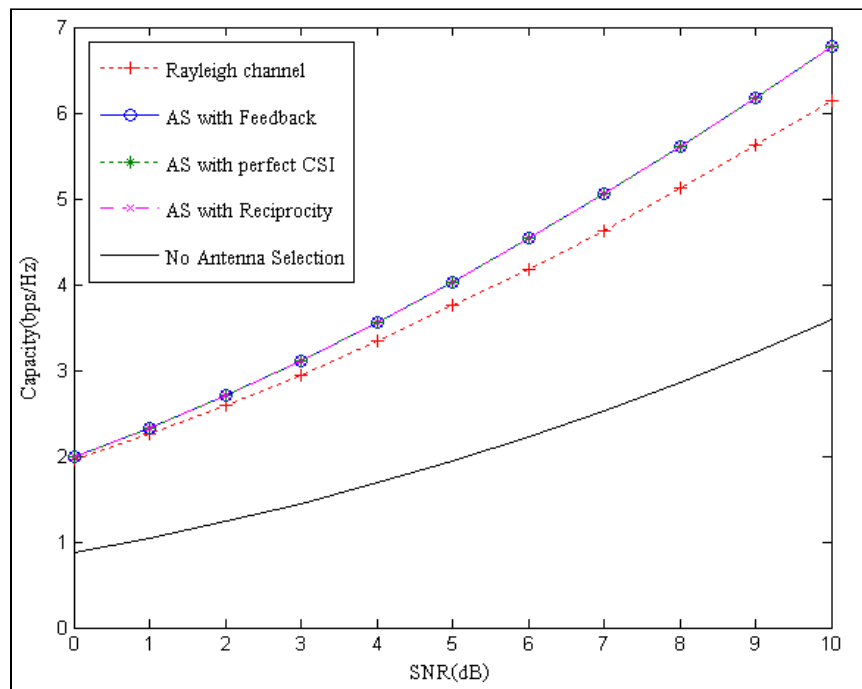
ในการพิจารณาความจุช่องสัญญาณของระบบโมโมเมื่อมีการใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศ เราสามารถใช้แบบจำลองความจุช่องสัญญาณสมการที่ (4.5) โดยที่ \mathbf{H}_T ได้จากผลช่องสัญญาณจากชุดทดสอบด้วยวิธีป้อนกลับหรือวิธีวิธีโปรซีดี

ในการสร้างการจำลองแบบ ประสิทธิภาพความจุช่องสัญญาณด้วยเทคนิคการเลือกสายอากาศทั้งวิธีป้อนกลับ วิธีวิธีโปรซีดีและในกรณีที่มีการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณ โดยถูกต้องสมบูรณ์ได้ถูกนำมาพิจารณาเพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพที่ได้จากวิธีการต่าง ๆ รวมถึงความจุช่องสัญญาณเมื่อไม่มีเทคนิคการเลือกสายอากาศ (ในกรณีที่ไม่มีเทคนิคการเลือกสายอากาศ เราได้ใช้สายอากาศต้นที่ 1 และ 2 ในการส่งสัญญาณสำหรับทุกจุดทดสอบ) โดยใช้โปรแกรม MATLAB ในการสร้างการจำลองแบบ

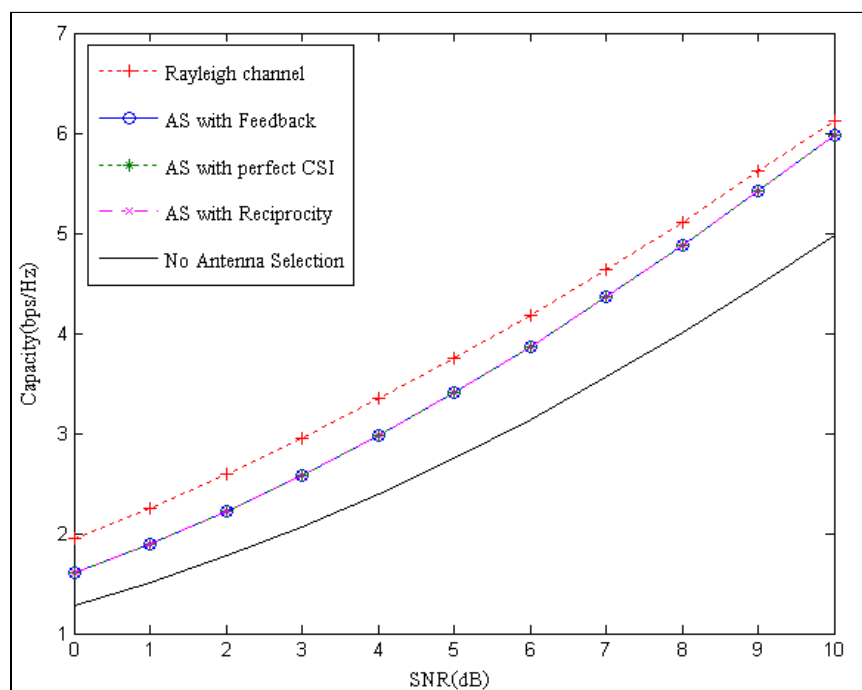
ในการสร้างการจำลองแบบ ได้พิจารณาถึงระบบโมโมที่ทำการสื่อสารแบบแบบ 2x4 โดยที่ภาคส่งมีการใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศ ซึ่งต้องเลือกสายอากาศส่ง 2 ต้นจาก 4 ต้น สำหรับผลการจำลองแบบที่จุดทดสอบต่าง ๆ สามารถแสดงได้ดังนี้



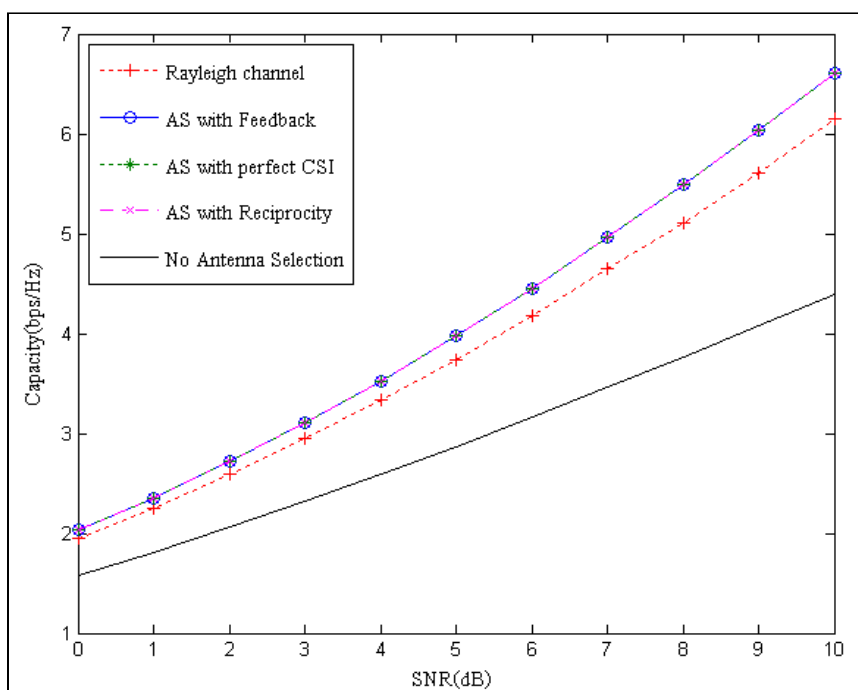
รูปที่ 4.26 ความจุช่องสัญญาณที่จุดทดสอบที่ 1



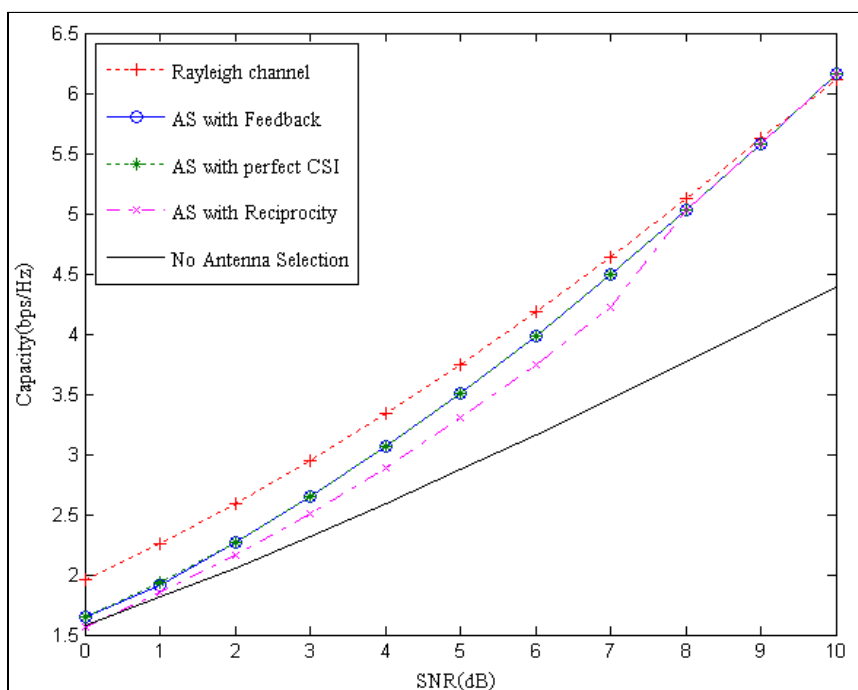
รูปที่ 4.27 ความจุช่องสัญญาณที่จุดทดสอบที่ 2



รูปที่ 4.28 ความจุช่องสัญญาณที่จุดทดสอบที่ 3



รูปที่ 4.29 ความจุช่องสัญญาณที่จุดทดสอบที่ 4



รูปที่ 4.30 ความจุช่องสัญญาณที่จุดทดสอบที่ 5

นอกจากนี้ ในการจำลองแบบ ช่องสัญญาณที่ได้จากวัดในแต่ละจุดทดสอบจะถูกทำการนอร์มัลไลซ์โดย Frobenius norm กล่าวคือ $\sum |h_{ij}|^2 = N_T N_R$ เพื่อวัตถุประสงค์ในการเปรียบเทียบคุณสมบัติของช่องสัญญาณในแต่ละจุดทดสอบ

จากการจำลองแบบเส้นกราฟแต่ละเส้นสามารถอธิบายได้ดังนี้

- *Rayleigh channel* คือเส้นกราฟแสดงความจุช่องสัญญาณในระบบโมโม่แบบ 2x2 เมื่อรูปแบบช่องสัญญาณเป็นเรย์ลี โดยที่ค่าความจุช่องสัญญาณได้จากการสุ่มช่องสัญญาณ 10000 ครั้ง
- *No Antenna Selection* คือเส้นกราฟแสดงความจุช่องสัญญาณเมื่อไม่มีการใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาคส่ง โดยใช้สายอากาศส่งต้นที่ 1 และ 2 ในการสื่อสารสำหรับการจำลองในทุกจุดทดสอบ
- *AS with Feedback* คือเส้นกราฟความจุช่องสัญญาณเมื่อมีการใช้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณจากวิธีป้อนกลับในระบบโมโม่ที่มีการใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาคส่ง
- *AS with perfect CSI* คือเส้นกราฟแสดงความจุช่องสัญญาณเมื่อข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ได้ถูกพิจารณาว่าเป็นการรับรู้ที่ถูกต้องสมบูรณ์ เมื่อระบบมีการใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาคส่ง
- *AS with Reciprocity* คือเส้นกราฟแสดงความจุช่องสัญญาณเมื่อมีการใช้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณจากวิธีรีซิโปรซิตีในระบบโมโม่ที่มีการใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาคส่ง

จากผลการจำลองแบบที่ได้สามารถสรุปได้ว่า ประสิทธิภาพความจุช่องสัญญาณในแต่ละจุดทดสอบ ด้วยวิธีการ No Antenna Selection (ไม่มีการเลือกสายอากาศที่ภาคส่ง) ให้ประสิทธิภาพความจุช่องสัญญาณต่ำที่สุด นอกจากนี้สำหรับวิธีการอื่น ๆ ในแต่ละจุดทดสอบสามารถอธิบายได้ดังนี้

จุดทดสอบที่ 1 จากรูปที่ 4.26 จะเห็นว่า การใช้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณจากวิธีรีซิโปรซิตีให้ประสิทธิภาพเทียบเท่าวิธีป้อนกลับและการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณโดยถูกต้องสมบูรณ์ นอกจากนี้จะเห็นว่าประสิทธิภาพความจุช่องสัญญาณที่ได้มีค่าน้อยกว่าช่องสัญญาณแบบเรย์ลีแต่มากกว่าระบบที่ไม่มีการเลือกสายอากาศไม่มากนัก ซึ่งสามารถอธิบายได้ว่าช่องสัญญาณที่จุดทดสอบที่ 1 อาจมีผลจาก LOS มากกว่าสัญญาณหลายวิถี

จุดทดสอบที่ 2 จากรูปที่ 4.27 จะเห็นว่าด้วยการใช้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณจากวิธีรีซิโปรซิตีให้ประสิทธิภาพเทียบเท่าวิธีป้อนกลับและการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณโดยถูกต้องสมบูรณ์เช่นเดียวกับจุดทดสอบที่ 1 นอกจากนี้ ความจุช่องสัญญาณที่ได้มีค่ามากกว่า

ช่องสัญญาณแบบเรย์ลี นั้นหมายความว่า องค์ประกอบภายในเมทริกซ์ช่องสัญญาณที่จุดทดสอบที่ 2 มีความเป็นอิสระต่อกัน กล่าวคือที่จุดทดสอบที่ 2 ได้รับผลจากคลื่นหลายวิถีเป็นจำนวนมาก นอกจากนี้ จะเห็นว่าหากระบบไม่มีการใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศโดยทำการเลือกสายอากาศส่ง ต้นที่ 1 และ 2 ในการส่งสัญญาณ ความจุช่องสัญญาณที่ได้มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับระบบที่มี เทคนิคการเลือกสายอากาศ ด้วยเทคนิคการเลือกสายอากาศสามารถเพิ่มประสิทธิภาพความจุ ช่องสัญญาณสูงถึง 100% เมื่อเทียบกับระบบที่ไม่มีการเลือกสายอากาศ

จุดทดสอบที่ 3 จากรูปที่ 4.28 จะเห็นว่าด้วยการใช้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณ จากวิธีรีซี โพรซีดียังคงให้ประสิทธิภาพเทียบเท่าวิธีป้อนกลับและการรับรู้ข้อมูลสถานะ ช่องสัญญาณ โดยถูกต้องสมบูรณ์เช่นเดียวกัน อย่างไรก็ตามความจุช่องสัญญาณที่ได้มีค่าน้อยกว่า ช่องสัญญาณแบบเรย์ลี ซึ่งอาจเกิดจากการที่จุดทดสอบที่ 3 ได้รับผลกระทบจาก LOS มากกว่าคลื่น หลายวิถีโดยพิจารณาได้จากแผนที่ในรูปที่ 4.3 ซึ่งภาคส่งและภาครับอยู่ใกล้กันและไม่มีสิ่งกีดขวาง

จุดทดสอบที่ 4 จากรูปที่ 4.29 จะเห็นว่าผลที่ได้มีความใกล้เคียงจุดทดสอบที่ 2 โดยที่การใช้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณจากวิธีรีซี โพรซีดียังคงให้ประสิทธิภาพเทียบเท่าวิธี ป้อนกลับและการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณ โดยถูกต้องสมบูรณ์ และให้ค่าความจุช่องสัญญาณ เหนือกว่าช่องสัญญาณแบบเรย์ลี นอกจากนี้จะเห็นว่าประสิทธิภาพความจุช่องสัญญาณที่ได้จาก เทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาคส่งเมื่อเทียบในกรณีที่ไม่มีการเลือกสายอากาศมีแนวโน้มเพิ่ม มากขึ้นเมื่อ SNR มีค่าสูงขึ้น

จุดทดสอบที่ 5 จากรูปที่ 4.30 จะเห็นว่าผลที่ได้ต่างจากที่จุดทดสอบก่อนหน้านี้ โดยที่การรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณจากวิธีรีซี โพรซีดีให้ประสิทธิภาพน้อยกว่าวิธีป้อนกลับ ในขณะที่วิธีป้อนกลับให้ประสิทธิภาพความจุช่องสัญญาณเทียบเท่าการรับรู้ข้อมูลสถานะ ช่องสัญญาณ โดยถูกต้องสมบูรณ์ ซึ่งอาจเกิดจากการที่จุดทดสอบที่ 5 มีผลจากเฟดดิ้งที่ภาครับและ ภาคส่งที่มีความแตกต่างกันมาก ทำให้ช่องสัญญาณไปหน้าและช่องสัญญาณย้อนกลับมีความ แตกต่างกันมาก อย่างไรก็ตามความจุช่องสัญญาณที่ได้จากวิธีรีซี โพรซีดียังคงมีค่าเหนือกว่าระบบที่ ไม่มีการเลือกสายอากาศ โดยในกรณีที่มีค่า SNR สูง ๆ ประสิทธิภาพความจุช่องสัญญาณที่ได้จาก วิธีรีซี โพรซีดีให้ผลเทียบเท่าวิธีป้อนกลับ

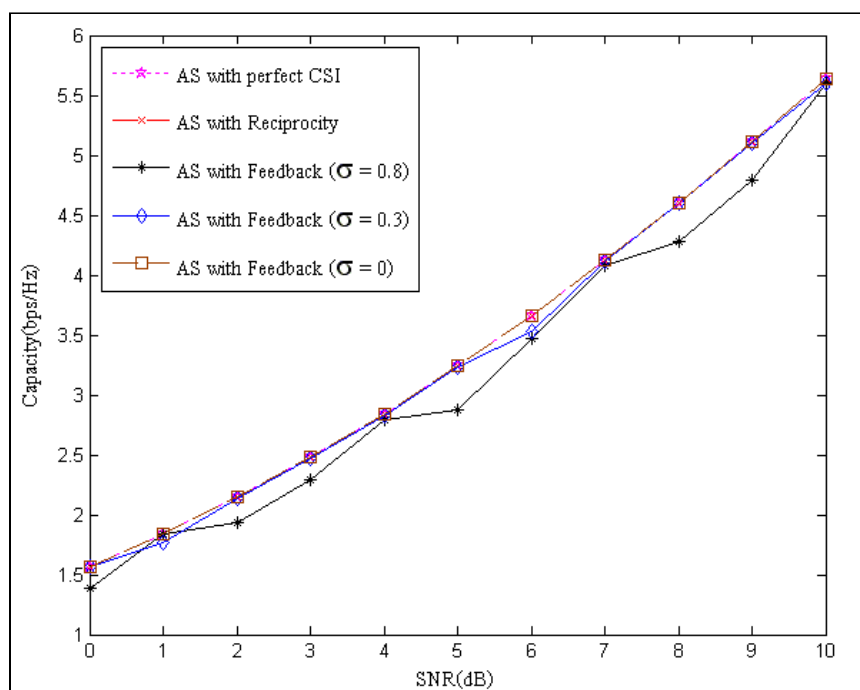
จากผลที่ได้จากจุดทดสอบต่าง ๆ เราจะเห็นว่า ด้วยการใช่วิธีการรับรู้ข้อมูลสถานะ ช่องสัญญาณด้วยวิธีรีซี โพรซีดีให้ประสิทธิภาพเทียบเท่าวิธีการป้อนกลับและเทียบเท่าการรับรู้ ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณ โดยถูกต้องสมบูรณ์ ยกเว้นในจุดทดสอบที่ 5 ซึ่งประสิทธิภาพที่ได้ น้อยกว่าวิธีป้อนกลับ นอกจากนี้ประสิทธิภาพความจุช่องสัญญาณจากวิธีรีซี โพรซีดีที่ได้ในทุกจุด ทดสอบเหนือกว่าระบบที่ไม่มีเทคนิคการเลือกสายอากาศ และช่วยเพิ่มประสิทธิภาพความจุ ช่องสัญญาณมากถึง 100% สำหรับจุดทดสอบที่ 2 และในบางจุดทดสอบค่าความจุช่องสัญญาณที่

ได้มีค่ามากกว่าช่องสัญญาณแบบเรย์ลี สำหรับช่องสัญญาณแบบเรย์ลีนั้นถือได้ว่าเป็นช่องสัญญาณที่ให้ประสิทธิภาพความจุช่องสัญญาณในระบบโมเด็มได้ดีที่สุด ซึ่งเส้นกราฟช่องสัญญาณแบบเรย์ลีจากการจำลองแบบเป็นการแสดงความจุช่องสัญญาณโดยเฉลี่ย (คู่ช่องสัญญาณ 10,000 ช่องสัญญาณ) นั้นหมายความว่าในกรณีที่ความจุช่องสัญญาณมีค่าสูงกว่าเส้นกราฟช่องสัญญาณแบบเรย์ลี ช่องสัญญาณนั้นจึงเป็นขอบเขตบนของช่องสัญญาณแบบเรย์ลี ด้วยเหตุนี้เราจึงกล่าวได้ว่าการเลือกชุดสายอากาศสำหรับเทคนิคการเลือกสายอากาศเป็นวิธีการในการเลือกช่องสัญญาณย่อยที่มีคุณสมบัติใกล้เคียงช่องสัญญาณแบบเรย์ลีมากที่สุด อย่างไรก็ตามในการสร้างการจำลองแบบสำหรับวิธีป้อนกลับ เราได้ละเลยความผิดพลาดที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณป้อนกลับสำหรับวิธีป้อนกลับ ซึ่งความผิดพลาดเหล่านี้ไม่สามารถละเลยได้ และอาจส่งผลให้ประสิทธิภาพจากวิธีป้อนกลับด้อยลงจากผลการจำลองแบบ

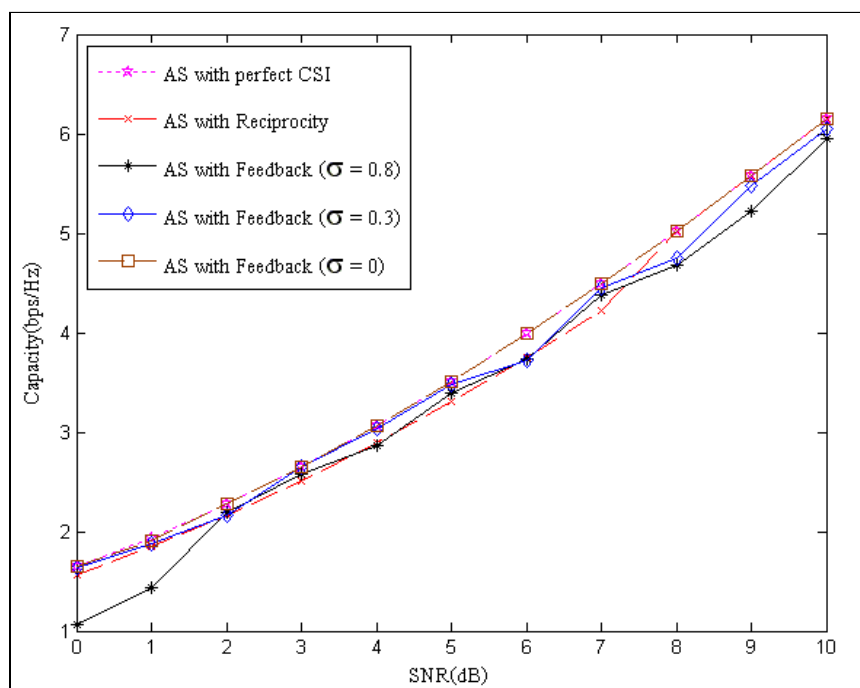
เนื่องจากผลการจำลองแบบในรูป 4.26-4.30 นั้นกำหนดให้ไม่มีค่าความผิดพลาดในช่องสัญญาณป้อนกลับ ($\varepsilon_F = 0$) ซึ่งในทางปฏิบัติค่าความผิดพลาดนี้ไม่สามารถละเลยได้ ดังนั้นเพื่อให้เห็นถึงผลกระทบดังกล่าว เราจึงทำการเลือกจุดทดสอบที่ 1 และจุดทดสอบที่ 5 เพื่อสร้างการจำลองแบบในกรณีที่วิธีป้อนกลับได้รับผลกระทบจากความผิดพลาดที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณป้อนกลับ โดยกำหนดให้ค่าความผิดพลาดในช่องสัญญาณป้อนกลับมีรูปแบบดังนี้

$$\varepsilon_F = \sigma \mathbf{H}_{i.i.d.} \quad (4.22)$$

เมื่อ $\mathbf{H}_{i.i.d.}$ คือเมทริกซ์ช่องสัญญาณที่มีคุณสมบัติแบบ i.i.d. และ σ คือค่าความแปรปรวน (Variance) ของ ε_F



รูปที่ 4.31 ความจุช่องสัญญาณสำหรับวิธีป้อนกลับที่จุดทดสอบที่ 1



รูปที่ 4.32 ความจุช่องสัญญาณสำหรับวิธีป้อนกลับที่จุดทดสอบที่ 5

จากรูปที่ 4.31 และ 4.32 ได้แสดงให้เห็นว่าในกรณีที่ระบบมีค่าความผิดพลาดจากช่องสัญญาณป้อนกลับในวิธีป้อนกลับนั้น ประสิทธิภาพความจุช่องสัญญาณที่ได้มีค่าลดลงเมื่อค่าความแปรปรวนของ ε_F เพิ่มขึ้น นอกจากนี้จะเห็นว่าที่จุดทดสอบที่ 1 เมื่อเกิดความผิดพลาดจากช่องสัญญาณป้อนกลับ ความจุช่องสัญญาณจากวิธีป้อนกลับมีค่าน้อยกว่าวิธีวิธีซีโพรซิติ สำหรับจุดทดสอบที่ 5 ถึงแม้วิธีวิธีซีโพรซิติให้ประสิทธิภาพความจุช่องสัญญาณน้อยกว่าเมื่อเทียบกับกรณีที่มีการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณถูกต้องสมบูรณ์ แต่เมื่อเทียบกับวิธีป้อนกลับที่มีความผิดพลาดจากช่องสัญญาณป้อนกลับ ความจุช่องสัญญาณที่ได้มีค่าใกล้เคียงกัน และมีค่าเหนือกว่าหากความผิดพลาดจากช่องสัญญาณป้อนกลับมีค่ามาก

4.5 สรุป

เนื้อหาที่สำคัญของบทนี้เป็นการกล่าวถึงการสร้างชุดทดสอบและผลจากชุดทดสอบสำหรับระบบโมโมเมื่อมีการใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาคส่ง โดยมีการใช้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ได้จากการวัดจริงเพื่อสร้างช่องสัญญาณจำลองภายในชุดทดสอบ โดยทำการสร้างการจำลองแบบของความจุช่องสัญญาณเพื่อเปรียบเทียบผลที่ได้ทั้งวิธีป้อนกลับและวิธีวิธีซีโพรซิติ โดยผลที่ได้จากชุดทดสอบนั้นพบว่า ช่องสัญญาณทั้งสอง (ช่องสัญญาณไปหน้าและช่องสัญญาณย้อนกลับ) มีค่าใกล้เคียงกันทั้งเฟสและขนาด เมื่อทำการสร้างการจำลองแบบพบว่า วิธีวิธีซีโพรซิติ นั้นให้ประสิทธิภาพเท่าเทียมกับวิธีป้อนกลับและกรณีที่มีการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณ โดยถูกต้องสมบูรณ์ สำหรับจุดทดสอบที่ 5 ด้วยวิธีวิธีซีโพรซิติให้ประสิทธิภาพด้อยกว่าวิธีป้อนกลับ อย่างไรก็ตาม เราได้ละเลยความผิดพลาดที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณป้อนกลับสำหรับวิธีป้อนกลับ ซึ่งความผิดพลาดเหล่านี้ไม่สามารถละเลยได้และอาจส่งผลให้ประสิทธิภาพจากวิธีป้อนกลับด้อยลง นอกจากนี้ จากผลการจำลองแบบเมื่อเกิดความผิดพลาดในช่องสัญญาณป้อนกลับสำหรับวิธีป้อนกลับ ได้แสดงให้เห็นว่า ค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นส่งผลให้ประสิทธิภาพความจุช่องสัญญาณที่ได้จากวิธีป้อนกลับลดลง และมีค่าน้อยกว่าวิธีวิธีซีโพรซิติหากความผิดพลาดในช่องสัญญาณป้อนกลับมีค่ามาก นอกจากนี้ความจุช่องสัญญาณที่ได้จากการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณด้วยวิธีวิธีซีโพรซิติเมื่อถูกนำไปใช้ในเทคนิคการเลือกสายอากาศที่ภาคส่งให้ประสิทธิภาพเหนือกว่าระบบที่ไม่มีการเลือกสายอากาศ จากผลเหล่านี้ช่วยให้เราสามารถนำข้อมูลสถานะช่องสัญญาณจากช่องสัญญาณย้อนกลับมาใช้ในการเพิ่มประสิทธิภาพระบบโมโมแบบปรับตัว ซึ่งมีความสะดวกและรวดเร็วกว่าการป้อนกลับข้อมูลสถานะช่องสัญญาณด้วยวิธีป้อนกลับ

บทที่ 5

สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปเนื้อหาวิทยานิพนธ์

งานวิจัยนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อศึกษาประสิทธิภาพความจุช่องสัญญาณของเทคนิคการเลือกสายอากาศในระบบโมโม่เมื่อมีการเลือกสายอากาศที่ภาคส่ง โดยใช้วิธีการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณจากวิธีซีพีอาร์ซีดี ด้วยวิธีการซีพีอาร์ซีดี ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณได้จากการประมาณช่องสัญญาณย้อนกลับจึงทำให้มีความสะดวกและรวดเร็วกว่าวิธีป้อนกลับมาก เมื่อช่องสัญญาณไปหน้าและช่องสัญญาณย้อนกลับถูกพิจารณาว่าเหมือนกัน เมื่อระบบทำการสื่อสารด้วยความถี่และเวลาเดียวกันรวมถึงตำแหน่งสายอากาศคงที่ ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงเป็นการศึกษาระบบโมโม่เมื่อมีการสื่อสารแบบ TDD อย่างไรก็ตามช่องสัญญาณไปหน้าและช่องสัญญาณย้อนกลับไม่ได้เหมือนกัน โดยถูกต้องสมบูรณ์ โดยผลจากความไม่เหมือนกันของผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรความถี่วิทยุระหว่างภาครับและภาคส่งรวมถึงสภาพแวดล้อมรอบ ๆ ภาคส่งและภาครับย่อมส่งผลให้ช่องสัญญาณทั้งสองต่างกัน ด้วยเหตุนี้ เป้าหมายหลักของงานวิจัยจึงเป็นการศึกษาผลกระทบอันเนื่องมาจากความไม่เหมือนกันของช่องสัญญาณทั้งสองต่อระบบที่มีการใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศ เมื่อข้อมูลของช่องสัญญาณที่ได้ต้องถูกนำมาพิจารณาเลือกชุดของสายอากาศเพื่อให้ประสิทธิภาพความจุช่องสัญญาณดีที่สุด นอกจากนี้ เพื่อให้ผลของประสิทธิภาพที่ได้มีความใกล้เคียงการสื่อสารที่เกิดขึ้นจริง จึงมีการสร้างชุดทดสอบเพื่อศึกษาวิเคราะห์ผลในเชิงฮาร์ดแวร์ โดยใช้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณจากการวัดจริง

เพื่อบรรลุตามวัตถุประสงค์การดำเนินงานวิจัยเริ่มจากการศึกษาปรัทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง โดยงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับเทคนิคการเลือกสายอากาศส่วนใหญ่สมมติให้การรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณเป็น โดยถูกต้องสมบูรณ์ที่ภาคส่ง ข้อสมมติฐานเหล่านี้ไม่สามารถเกิดขึ้นได้ในทางปฏิบัติ และผลกระทบจากสิ่งเหล่านี้อาจทำให้ประสิทธิภาพจากเทคนิคการเลือกสายอากาศด้อยลงจากที่ควรจะเป็น สำหรับงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิธีซีพีอาร์ซีดีนั้น ยังมีไม่มากนัก และงานส่วนใหญ่มักเกี่ยวข้องกับการสร้างแบบจำลองในการชดเชยความไม่เหมือนกันของช่องสัญญาณทั้งสอง ดังนั้นในขั้นตอนต่อมาเราจึงได้ทำการเปรียบเทียบช่องสัญญาณทั้งสองโดยการนำข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ได้จากการวัดจริง ซึ่งจากผลของช่องสัญญาณที่ได้ ได้แสดงให้เห็นว่าช่องสัญญาณไปหน้าและช่องสัญญาณย้อนกลับ มีความใกล้เคียงกัน โดยที่ช่องสัญญาณทั้ง 2 มีความต่างในส่วนของคุณค่าและเฟสเล็กน้อย อย่างไรก็ตาม ข้อมูลของช่องสัญญาณจัดเป็นเพียง

ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณดิบ โดยที่ยังไม่รวมผลของการนำไปสร้างจริงทั้งในส่วนการประมวลผลช่องสัญญาณ และการนำข้อมูลสถานะช่องสัญญาณจากการประมวลผลไปใช้ในเทคนิคการเลือกสายอากาศ

จากนั้นได้ทำการสร้างชุดทดสอบสำหรับภาครับและภาคส่ง โดยใช้บอร์ดประมวลผล FPGA ในการสร้างชุดทดสอบเราได้ละเอียดในส่วนของวงจรความถี่วิทยุ โดยทำการสร้างช่องสัญญาณจำลอง เพื่อจำลองช่องสัญญาณในการสื่อสารระหว่างภาคส่งและภาครับ จากผลที่ได้จากชุดทดสอบซึ่งได้แสดงในบทที่ 4 พบว่า ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ได้จากการประมวลผลช่องสัญญาณมีความใกล้เคียงกับข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ได้จากการวัดจริง โดยที่ในบางช่องสัญญาณมีความผิดพลาดสูง อันเนื่องจากการส่งข้อมูลที่มีระดับของสัญญาณต่ำ ซึ่งเกิดขึ้นจากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณจำลอง นอกจากนี้ผลจากการจำลองแบบที่ได้แสดงให้เห็นว่า ด้วยการใช้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณจากวิธีซีโพรซีดีในการเลือกสายอากาศให้ประสิทธิภาพความจุช่องสัญญาณได้เทียบเท่ากับระบบที่มีการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณโดยถูกต้องสมบูรณ์ โดยที่ประสิทธิภาพที่ได้เห็นดีกว่าระบบที่ไม่มีการเลือกสายอากาศ ซึ่งในบางจุดทดสอบนั้นสูงถึง 100% นอกจากนี้สำหรับจุดทดสอบที่ 2 และ 4 ประสิทธิภาพความจุช่องสัญญาณที่ได้มีความใกล้เคียงช่องสัญญาณแบบเบรย์ลิมากที่สุด

จากผลการทั้งหมดที่ได้กล่าวมา เราสามารถสรุปได้ว่า โดยการใช้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณจากวิธีซีโพรซีดีสำหรับเทคนิคการเลือกสายอากาศในระบบโมโม ให้ประสิทธิภาพเทียบเท่ากรณีที่ระบบมีการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณโดยถูกต้องสมบูรณ์ ถึงแม้ในบางจุดทดสอบมีประสิทธิภาพที่ต่ำกว่า อย่างไรก็ตาม ประสิทธิภาพที่ได้ยังคงเหนือกว่าระบบที่ไม่มีการเลือกสายอากาศ ด้วยผลเหล่านี้ทำให้เราสามารถประยุกต์ใช้การรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณโดยวิธีซีโพรซีดีในการเลือกสายอากาศในเทคโนโลยีสื่อสารต่าง ๆ แทนการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณด้วยวิธีป้อนกลับ ซึ่งมีความสะดวกและรวดเร็วจึงทำให้เหมาะต่อการสื่อสารที่มีการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณตลอดเวลา เช่นระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่และเครือข่ายไร้สาย

5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

ในการสื่อสารข้อมูลผ่านช่องสัญญาณจำลองนั้น สัญลักษณ์ที่ได้จากการมอดูเลตแบบ BPSK จะต้องถูกทำการลดทอนและเลื่อนเฟส ซึ่งการลดทอนสามารถทำได้โดยง่ายด้วยการหารด้วยค่าคงที่ อย่างไรก็ตาม ในการเขียนโปรแกรมควบคุม FPGA ด้วยภาษา VHDL รองรับการทำงานได้เพียงค่ายกกำลังของ 2 เท่านั้น ทำให้ค่าที่ได้คลาดเคลื่อนจากช่องสัญญาณจริง ดังนั้นเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวจึงได้ทำการใช้วิธีคูณเข้าแล้วหารออก ซึ่งผลที่ได้ให้ค่าใกล้เคียงกับช่องสัญญาณจริง

นอกจากนี้ในการสื่อสารระหว่างชุดทดสอบภาคส่งและชุดทดสอบภาครับ เพื่อให้ได้ข้อมูลที่ตรงกัน จึงได้มีการเชื่อมต่อสายสัญญาณอีกเส้นเพื่อทำหน้าที่ซิงค์ (SYNC) ข้อมูลระหว่างภาคส่งและภาครับให้มีข้อมูลตรงกัน อย่างไรก็ตามในการทำงานครั้งแรกของ DAC เพื่อทำการส่งข้อมูลนั้น จำเป็นต้องใช้เวลาเพื่อให้ระบบเข้าสู่สถานะอยู่ตัว (Steady-State) ดังนั้นเพื่อหลีกเลี่ยงความผิดพลาดของข้อมูล ในการส่งข้อมูลครั้งแรกจึงเป็นการส่งข้อมูลเปล่า เพื่อให้การทำงานอยู่ในสถานะคงตัวก่อนทำการสื่อสารข้อมูลจริง

5.3 แนวทางการพัฒนาในอนาคต

สำหรับงานวิจัยนี้ได้นำเสนอการศึกษาถึงประสิทธิภาพของการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณด้วยวิธีซีพีอาร์ซีดีสำหรับระบบโมเด็มที่มีการปรับตัวโดยใช้เทคนิคการเลือกสายอากาศ โดยพิจารณาค่าความจุช่องสัญญาณ ซึ่งในการพิจารณาประสิทธิภาพความจุช่องสัญญาณเพียงอย่างเดียวนั้นไม่สามารถบ่งบอกประสิทธิภาพโดยรวมทั้งหมดได้ ดังนั้นสำหรับงานวิจัยในอนาคตจึงควรมีการศึกษาถึงคุณภาพของสัญญาณ (QoS) และอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate : BER) ด้วย นอกจากนี้ในงานวิจัยนี้มีลักษณะการสื่อสารที่สามารถเรียกได้ว่าเป็นระบบการสื่อสารแบบกึ่งไร้สาย เนื่องจากเป็นการสื่อสารโดยใช้ช่องสัญญาณจำลอง ซึ่งช่องสัญญาณมีรูปแบบคงที่ไม่มี การเปลี่ยนแปลง ดังนั้นในงานวิจัยในอนาคต จึงควรมีการศึกษาถึงประสิทธิภาพในกรณีที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา รวมถึงกรณีที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว เช่นระบบที่มีการสื่อสารนอกอาคาร (Outdoor) ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงของสภาพแวดล้อมตลอดเวลาอันเนื่องจากการเคลื่อนที่ของผู้ใช้บริการ รวมถึงสภาพอากาศ เช่นระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ และ WiMAX

รายการอ้างอิง

- Jiann-Ching, G. and Larsson, L.D. (2004). **Modeling and evaluation of MIMO systems exploiting channel reciprocity in TDD mode**. IEEE VTC2004 Fall. Vol. 6: 4265 – 4269.
- Tolli, A and Codreanu, M, (2004). **Compensation of interference non-reciprocity in adaptive TDD MIMO-OFDM systems**. In 15th IEEE International Symposium (PIMRC 2004) Vol. 2 (pp. 859 – 863).
- Win, M. Z. and Winters, J. H. (1999). **Analysis of hybrid selection/maximal-ratio combining of diversity branches with unequal SNR in Rayleigh fading**. In Proc. VTC'99 (pp. 215 - 220). Houston, TX.
- Nabar, R., Gore, D., and Paulraj, A. (2000). **Optimal selection and use of transmit antennas in wireless systems**. In Proc. ICT. Acapulco, Mexico.
- Dai, L., Sfar, S., and Letaief, K.B. (2006). **Optimal antenna selection based on capacity maximization for MIMO systems in correlated channels**. *Communications, IEEE Trans. Commun.* Vol. 54, Issue 3: 563 – 573.
- George, T. (2006). **MIMO SYSTEM Technology for Wireless Communications**: CRC Press.
- Gesbert, D., Shafi, M., shan Shiu, D., Smith, P. J., and Naguib, A. (2003). **From theory to practice: an overview of MIMO space-time coded wireless systems**. *IEEE J. Select. Areas Commun.* Vol. 21, no. 3: 281 – 302.
- Shiu, D.S., Foshini, J., Gans, J., and Kahn, J.M. (2000). **Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna system**. *IEEE Transaction on Communications*.
- Paulraj, A., Nabar , R., and Gore, D. (2003). **Introduction to Space-Time Wireless Communication**, Cambridge: Cambridge University Press, Chap. 4.
- Telatar, I.E . (1995). **Capacity of multiantenna Gaussian channels**. AT&T Bell Laboratories. Tech. Memo.
- Papoulis, A. (1984). **Probability, Random Variables, and Stochastic Processes**. New York: McGraw-Hill.

- Foshini, G. J. (1996). **Layered space-time architecture for wireless communication in fading environment when using multi-element antennas**. Bell Labs Tech. J., Autumn (pp. 41 – 59).
- Zelst, A., and Hammerschmidt, J.S. (2002). **A single coefficient spatial correlation models for multiple-input-multiple-output(MIMO) radio channels**. In Proc. URSI XXVII th General Assembly.
- Loyka, S., and Tsoulos, G.V. (2002). **Estimating MIMO system performance using the correlation matrix approach**. IEEE Commn. Letter. 6(19).
- Alamouti, S.M. (1998). **A simple transmit diversity technique for wireless communication**. IEEE on Selected Areas in Communications. Vol. 16, No. 8: 1451 - 1458.
- Ganesan, G., and Stoica, P. (2001). **Space-time block codes: a maximum SNR approach**. IEEE Transactions on Information Theory. Vol. 47, No. 4: 1650 - 1656.
- Molisch, A.F., Win, M.Z., and Winters, J.H. (2001). **Capacity of MIMO systems with antenna selection**. In Proc. ICC (pp. 570 – 574).
- Gorokhov, A., Gore, D., and Paulraj, A. (2003). **Receive antenna selection for MIMO flat-fading channels: theory and algorithms**. IEEE Trans. Inform. Theory. Vol. 49: 2687 - 2696.
- Win , M. Z., and Winters, J. H. **Analysis of hybrid selection/maximal-ratio combing in Rayleigh fading**. IEEE Trans. Commun. Vol. 47: 1773 - 1776.
- Brennan, D. G. (1959). **Linear Diversity Combining**. In Proc. IRE. Vol. 47 (pp. 1075 – 1102).

ภาคผนวก ก

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

สมรรถนะของการเลือกสายอากาศในระบบโมโนแบบ4x4โดยวิธีรีซีซีโปรซีดีจากการวัดช่องสัญญาณจริง

Performance of Antenna Selection in 4x4 MIMO System using

Reciprocity method from Channel Measurement

ณัฐพัชร พรหมสุวรรณ และ พิระพงษ์ อู่อารสกุล

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

111 ถนนมหาวิทยาลัย อ.สุรนารี อ.เมือง อ.นครราชสีมา 30000 โทรศัพท์ 0-4422-3000

บทคัดย่อ

ระบบโมโน (Multiple Input Multiple Output, MIMO) สามารถเพิ่มประสิทธิภาพความจุช่องสัญญาณ แต่ต้องสิ้นเปลืองชุดของวงจรความถี่วิทยุ (Radio Frequency) หลายๆ ชุด สำหรับวิธีเลือกสายอากาศ (Antenna Selection, AS) นั้นเป็นวิธีที่เสนอการแลกเปลี่ยนที่ดีระหว่างความสิ้นเปลืองนี้และสมรรถนะที่ได้รับ ในการเลือกสายอากาศที่ภาคส่งนั้น ข้อมูลของช่องสัญญาณที่ป้อนกลับมีความจำเป็นในการเลือกซิมเพล็กซ์ที่ดีที่สุดของชุดสายอากาศ โดยที่ผลกระทบจากความล่าช้าและความผิดพลาดในช่องสัญญาณป้อนกลับเป็นปัจจัยสำคัญที่ทำให้ประสิทธิภาพของวิธีเลือกสายอากาศลดลง บทความนี้เสนอแนวคิดที่จะใช้ข้อมูลช่องสัญญาณจากทฤษฎีรีซีซีโปรซีดีแทนการใช้วิธีป้อนกลับ เมื่อเทคนิครีซีซีโปรซีดีนั้นรับข้อมูลช่องสัญญาณได้โดยง่ายผ่านช่องสัญญาณย้อนกลับ (reverse channel) เมื่อช่องสัญญาณไปหน้า (forward channel) และช่องสัญญาณย้อนกลับ ถูกพิจารณาว่าเหมือนกันในเชิงเวลา, ความถี่และตำแหน่งที่เหมือนกัน บทความนี้ได้ศึกษาสมรรถนะของความจุช่องสัญญาณในระบบโมโนเมื่อมีการใช้วิธีเลือกสายอากาศ ที่ภาคส่งร่วมกับเทคนิครีซีซีโปรซีดีซึ่งใช้ช่องสัญญาณจากการวัดจริง ผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าความจุช่องสัญญาณจากวิธีรีซีซีโปรซีดีนั้นดีกว่าวิธีป้อนกลับ

คำสำคัญ: ระบบโมโน, สมรรถนะความจุช่องสัญญาณ, ทฤษฎีรีซีซีโปรซีดี, การเลือกสายอากาศ, การวัดช่องสัญญาณ

Abstract

Multiple Input Multiple Output (MIMO) systems can provide great capacity improvement but suffer from multiple expensive RF chains. Antenna Selection (AS) method can offer a good tradeoff between expense and performance. In transmit AS system, Channel State Information (CSI) feedback is necessary to choose the best subset of antennas in which effects of delay and error occurred in feedback channel are the most dominant factors to degrade the performance of AS method. This paper presents the concept of AS using CSI from reciprocity theorem instead of feedback method. Reciprocity technique can easily archive channel information by utilizing reverse channel where the forward and reverse channels are symmetrically considered in

time, frequency and location. The capacity performance of AS method using channel reciprocity based on measured data are investigated. The results reveal that the capacity of measured channel reciprocity is better than feedback method.

Keywords: mimo system, capacity performance, reciprocity, antenna selection, channel measurement

1. บทนำ

ระบบโมโนเป็นระบบที่มีสายอากาศแล้วลำดับทั้งภาครับและภาคส่ง [1] ค่าความจุช่องสัญญาณที่เพิ่มขึ้นในระบบโมโนนั้นเหนือกว่าระบบสายอากาศหลายชุดในเรื่องของ QoS (Quality of Service) และอัตราเร็วในการส่งข้อมูล โดยความจุช่องสัญญาณในระบบโมโนสามารถเพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้นตามจำนวนคู่ของสายอากาศระหว่างภาครับและภาคส่ง อย่างไรก็ตาม เนื่องจากระบบมีการใช้สายอากาศหลายๆ ชุด ทำให้ส่วนประกอบของวงจรความถี่วิทยุ เพิ่มขึ้นด้วยเช่นกัน ซึ่งปรกติจะมีราคาแพง จากปัญหาเหล่านี้ [2-3] ได้มีการเสนอแนวคิดที่เรียกว่าวิธีการเลือกสายอากาศ (Antenna Selection, AS) ซึ่งจะมีการใช้สายอากาศเพียง L ต้นจากทั้งหมด N ต้น ซึ่งนั่นหมายความว่าเราสามารถลดจำนวนของวงจรเพื่อเพียง L วงจรเท่านั้น โดยที่สายอากาศภาครับหรือภาคส่งจะถูกทำการเลือกเพื่อให้ค่าความจุช่องสัญญาณสูงสุด ซึ่งมันได้แสดงให้เห็นว่าด้วยการเลือกซิมเพล็กซ์ของสายอากาศที่ดีที่สุดนั้น ระบบจะให้ประสิทธิภาพของความจุช่องสัญญาณเทียบเท่ากับระบบเดิม โดยที่ใช้จำนวนของชุดวงจรความถี่วิทยุน้อยลง

การเลือกสายอากาศ จำเป็นที่จะต้องใช้ข้อมูลของช่องสัญญาณ (Channel State Information) เพื่อใช้ในการตัดสินใจ เมื่อพิจารณาแบบที่มีการใช้วิธีเลือกสายอากาศที่ภาคส่ง [4] ข้อมูลช่องสัญญาณจะถูกประมาณที่ภาครับแล้วส่งข้อมูลกลับไปยังภาคส่งเพื่อทำการเลือกสายอากาศ จากการศึกษาพบว่า มีอยู่สองวิธีที่ภาคส่งจะได้รับข้อมูลช่องสัญญาณ วิธีแรกนั้นข้อมูลช่องสัญญาณ ได้จากช่องสัญญาณป้อนกลับ และวิธีที่สองผ่านทางทฤษฎีรีซีซีโปรซีดี โดยงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิธีเลือกสายอากาศ [4-6] นั้น จะสมมติให้ภาคส่งทราบข้อมูลช่องสัญญาณอย่างถูกต้องสมบูรณ์และสมมติให้ไม่มีความผิดพลาดหรือความล่าช้าจากการป้อนกลับ นอกจากนี้ การรับทราบข้อมูล

ช่องสัญญาณจะทันต่อการเปลี่ยนแปลงช่องสัญญาณอยู่เสมอ ซึ่งในทางปฏิบัตินั้นความคิดพลาดจากสิ่งที่มีสมมติเหล่านี้ ทำให้ประสิทธิภาพของระบบโมโมที่ใช้วิธีเลือกสายอากาศนั้นลดลง ที่สำคัญงานวิจัยที่ผ่านมา ยังไม่มีการศึกษาประสิทธิภาพของการใช้วิธีเลือกสายอากาศที่ภาคส่ง โดยวิธีซีโพรซีดี

บทความนี้จึงได้ศึกษาประสิทธิภาพของระบบโมโมที่มีการใช้วิธีเลือกสายอากาศที่ภาคส่ง และใช้ข้อมูลช่องสัญญาณจากวิธีซีโพรซีดี โดยข้อมูลของช่องสัญญาณไปหน้าและช่องสัญญาณย้อนกลับได้จากการวัดจริงด้วยการพิจารณาช่องสัญญาณของระบบโมโมแบบ 4x4 นอกจากนี้ยังได้ศึกษาผลกระทบของความไม่เหมือนกันของช่องสัญญาณไปหน้าและช่องสัญญาณย้อนกลับ ต่อสมรรถนะของช่องสัญญาณที่ใช้วิธีเลือกสายอากาศ ในระบบโมโม

2. แบบจำลองระบบ

2.1 แบบจำลองระบบโมโมที่มีการใช้วิธีเลือกสายอากาศ

พิจารณาระบบโมโมที่มีสายอากาศภาคส่ง N_T ต้นและที่ภาครับ N_R ต้น โดยที่สมการความจุช่องสัญญาณสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (1) [7] จากสมการนี้เป็นการแสดงค่าเฉลี่ยของความจุช่องสัญญาณในหน่วย $\log_2 \text{Hz}$ โดยสมมติให้ช่องสัญญาณเป็นกระบวนการแบบเออร์โกดิก (Ergodic)

$$C = E_H \left\{ \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{P_T}{P_N N_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right\} \quad (1)$$

โดยที่ \mathbf{I}_{N_R} คือเมทริกซ์เอกลักษณ์ขนาด $N_R \times N_R$, P_T คือกำลังส่งทั้งหมด, P_N คือกำลังของสัญญาณรบกวน, $E_H(\cdot)$ คือค่าคาดหวังต่อ \mathbf{H} และ O^H หมายถึงการคอนจูเกตและทรานสโพส

เมื่อวิธีเลือกสายอากาศถูกใช้ที่ภาคส่งหรือภาครับ ซับเซตของสายอากาศที่ภาคส่งหรือรับจะถูกเลือกโดยใช้ข้อมูลช่องสัญญาณ ในการเลือกสายอากาศนั้นหมายถึงการเลือกแถวหรือคอลัมน์ของ \mathbf{H} สำหรับหลักการในการเลือกสายอากาศนั้น ก็เพื่อให้ได้ความจุของช่องสัญญาณมากที่สุดที่เป็นไปได้ โดยสมการความจุช่องสัญญาณ เมื่อมีการใช้วิธีเลือกสายอากาศสามารถแสดงได้ดังนี้ [8]

$$C_{sel} = \max_{S(\mathbf{H})} \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{L_r} + \frac{P_T}{P_N L_t} \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H \right) \quad (2)$$

เมื่อ $\tilde{\mathbf{H}}$ เป็นเมทริกซ์ขนาด $L_r \times L_t$ ซึ่งได้จากการเปลี่ยนจาก N_R เป็น L_r แถว และจาก N_T เป็น L_t คอลัมน์ จาก \mathbf{H} เดิมและ $S(\tilde{\mathbf{H}})$ เซ็ตความเป็นไปได้ของเมทริกซ์ย่อยขนาด $L_r \times L_t$ ของ \mathbf{H}

2.2 วิธีการทราบข้อมูลช่องสัญญาณที่ภาคส่ง

ดังที่ได้กล่าวไว้ในส่วนที่ 2.1 ระบบสามารถเพิ่มความจุช่องสัญญาณได้เมื่อภาคส่งรับรู้ข้อมูลของช่องสัญญาณไปหน้า เพื่อให้ได้ข้อมูลช่องสัญญาณที่ภาคส่งนั้นวิธีการอยู่สองวิธีดังนี้

1) วิธีป้อนกลับ

สำหรับวิธีการนี้ ภาครับจะทราบข้อมูลช่องสัญญาณ ในขณะที่ภาคส่งไปยังภาคส่งผ่านทางช่องสัญญาณย้อนกลับ โดยภาครับจะมีการประมาณช่องสัญญาณ (ในบทความนี้เราได้ใช้วิธี Least Square (LS) ในการประมาณช่องสัญญาณ) เพื่อสร้างสัญญาณข้อมูลป้อนกลับ สัญญาณข้อมูลป้อนกลับจะถูกส่งไปยังภาคส่งผ่านทางช่องสัญญาณย้อนกลับ โดยสมมติให้ข้อมูลช่องสัญญาณนั้นถูกต้องสมบูรณ์ที่ภาคส่ง

ในทางปฏิบัติ, ความผิดพลาดจากช่องสัญญาณย้อนกลับ ซึ่งมีอิทธิพลต่อการรับรู้ช่องสัญญาณ ไม่สามารถละเลยได้ ผลกระทบนี้จะทำให้ประสิทธิภาพของความจุช่องสัญญาณลดลง ภายใต้ข้อสมมติเหล่านี้ ข้อมูลช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นที่ภาคส่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\mathbf{H}_r = \mathbf{H} + \varepsilon_g + \varepsilon_p \quad (3)$$

หรือ

$$\mathbf{H}_r = \hat{\mathbf{H}} + \varepsilon_p \quad (4)$$

จาก(3), (4) \mathbf{H} คือช่องสัญญาณไปหน้า, ε_g คือค่าผิดพลาดจากการประมาณช่องสัญญาณด้วยวิธี LS และ ε_p คือ เมทริกซ์ความผิดพลาดจากช่องสัญญาณย้อนกลับขนาด $N_R \times N_T$ โดยสมมติให้มีการกระจายแบบเกาส์ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ และส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐาน σ_p^2

2) วิธีวิธีซีโพรซีดี

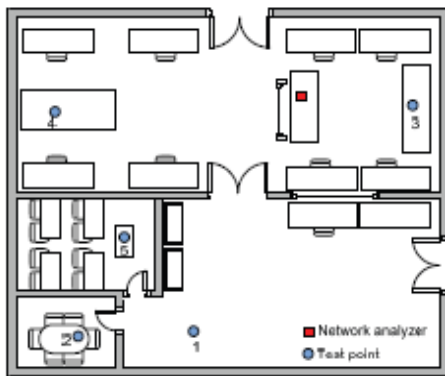
จากทฤษฎีวิธีซีโพรซีดี ช่องสัญญาณไปหน้า และช่องสัญญาณย้อนกลับถูกสมมติให้เหมือนกันเมื่อเวลา, ความถี่ และตำแหน่งของสายอากาศเหมือนกัน ด้วยเหตุนี้ภาคส่งจึงสามารถนำข้อมูลช่องสัญญาณที่ได้จากช่องสัญญาณย้อนกลับมาใช้แทนข้อมูลช่องสัญญาณจากช่องสัญญาณไปหน้า ในทางปฏิบัติช่องสัญญาณทั้งสองไม่เหมือนกันโดยสิ้นเชิงเนื่องจากผลกระทบของเฟดดิ้ง, สัญญาณรบกวนและสิ่งแวดล้อมที่ไม่เหมือนกันทั้งภาครับและภาคส่ง แต่ก็เป็นที่ยอมรับว่าในระบบ TDD นั้นช่องสัญญาณไปหน้าและย้อนกลับ สมมุติว่าใกล้เคียงกันมาก สำหรับข้อมูลช่องสัญญาณที่ภาคส่งเมื่อใช้วิธีซีโพรซีดีสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\mathbf{H}_r = \mathbf{H} + \varepsilon_g + \varepsilon_R \quad (5)$$

หรือ

$$\mathbf{H}_r = \hat{\mathbf{H}} + \varepsilon_R \quad (6)$$

จาก(5), (6) เราสมมติให้ ε_R คือเมทริกซ์ความผิดพลาดขนาด $N_R \times N_T$ จากวิธีซีโพรซีดี ซึ่งได้จากการวัดจริง



รูปที่ 1 แผนที่บริเวณที่ทำการวัดช่องสัญญาณ

3. วิธีการวัดช่องสัญญาณ

องค์ประกอบของระบบโมโนแบบ 4x4 ประกอบด้วยเครื่องวิเคราะห์ช่วงจรข่าย (network analyzer) โมดูลตัวขยายกำลัง (power amplifier, PA) และ โมดูลตัวขยายที่มีสัญญาณรบกวนต่ำ (low-noise amplifier, LNA) สำหรับ PA ถูกนำมาใช้เพื่อเพิ่มกำลังส่งสัญญาณที่ภาคส่ง โดย LNA ถูกนำมาใช้เพื่อเพิ่มระดับสัญญาณที่ภาครับ สัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณทั้งขนาดและเฟสถูกวัดจากเครื่องวิเคราะห์ช่วงจรข่าย โดยแต่ละช่องสัญญาณจะวัดทั้งหมดครั้งในวันที่ย่างกัน

สำหรับสถานที่ที่ทำกรวัดเราได้เลือกห้องทำงานที่มีขนาดใหญ่เพื่อเพิ่มกรณีของการศึกษา โดยในรูปที่ 1 ได้แสดงแผนที่ของห้องที่ได้ทำการวัดช่องสัญญาณ โดยที่จุดวงกลมหมายถึงจุดทดสอบที่ได้ทำการวัด โดยมีทั้งหมดจุด ในแต่ละจุดทดสอบภาคส่งและรับจะถูกสลับกัน เพื่อให้ได้ข้อมูลของช่องสัญญาณไปหน้า และ ช่องสัญญาณย้อนกลับ โดยการสลับพอร์ตส่งของเครื่องวิเคราะห์ช่วงจรข่าย แต่ผลกระทบจากความแตกต่างกันของ PA และ LNA อาจทำให้ช่องสัญญาณที่วัดได้ต่างจากช่องสัญญาณจริง นั่นหมายความว่าเราได้สลับทุกส่วนของภาคส่งและรับเพื่อหลีกเลี่ยงความผิดพลาดที่อาจเกิดขึ้น

4. ผลการจำลองแบบ

การจำลองแบบถูกสร้างขึ้นด้วยโปรแกรม MATLAB และความจุช่องสัญญาณคำนวณจากสมการ (1) และ (2) สำหรับระบบป้อนกลับสมมติฐานที่ (3) และ (4) ถูกนำมาใช้ นอกเหนือจากนี้เราไม่ได้คำนึงถึงผลจากการไม่เหมือนกันของวงจรวงจรความถี่วิทยุในภาครับและภาคส่ง รวมถึงผลกระทบจากการเชื่อมต่อกัน (mutual coupling)

จากรูปที่ 2 ได้แสดงองค์ประกอบของเมทริกซ์ช่องสัญญาณขนาด 4x4 ที่จุดทดสอบที่ 4 โดยที่ μ_{ij} หมายถึงสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณของสายอากาศภาครับลำดับที่ i และสายอากาศภาคส่งลำดับที่ j เราสามารถสังเกตได้ว่าช่องสัญญาณทั้งไปหน้าและย้อนกลับมีความคล้ายกัน โดยที่ค่าความแตกต่างทางขนาดมีค่าประมาณ ± 2 dB และความ

ตารางที่ 1 ตารางเปรียบเทียบความจุช่องสัญญาณที่จุดทดสอบต่างๆ เมื่อ SNR=2dB

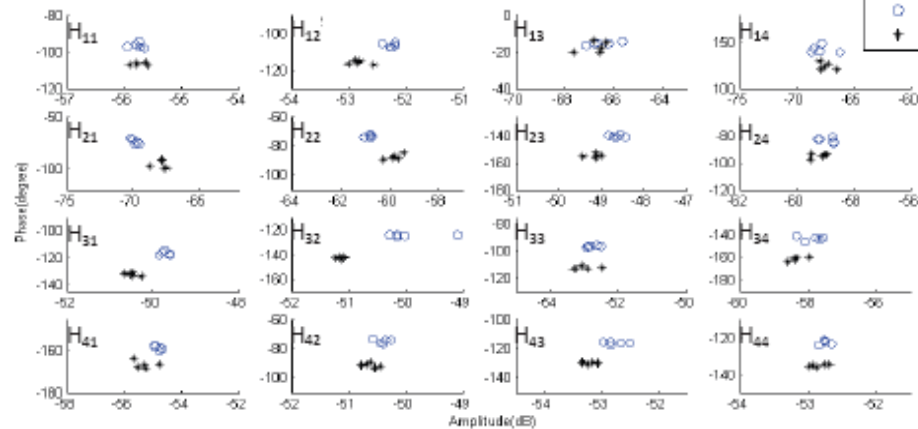
จุดทดสอบ	ความจุช่องสัญญาณ (bps/Hz)		
	วิธีซีโปรซีดี	วิธีป้อนกลับ	ไม่มีการเลือกสายอากาศ
1	4.58	4.35	4.26
2	5.8	5.6	5.58
3	4.33	4.22	4.16
4	5.94	5.59	5.6
5	4.81	4.53	4.54

ต่างทางเฟสประมาณ $\pm 15^\circ$ มันเป็นสิ่งสำคัญที่นำสังเกตว่า ค่าความต่างเหล่านี้จะส่งผลกระทบต่อระบบอย่างไร นอกจากนี้สำหรับที่จุดทดสอบอื่นค่าความแตกต่างของขนาดและเฟส มีความคล้ายกันกับที่จุดทดสอบที่ 4 ยกเว้นที่จุดทดสอบที่ 2 ซึ่งมีความแตกต่างมากกว่าที่จุดทดสอบอื่น อาจเนื่องมาจาก ที่จุดทดสอบที่ 2 มีระยะทางไกลที่สุดจึงทำให้มีผลกระทบเนื่องจากสัญญาณหลายวิถี (multipath) สูงกว่าจุดทดสอบอื่น

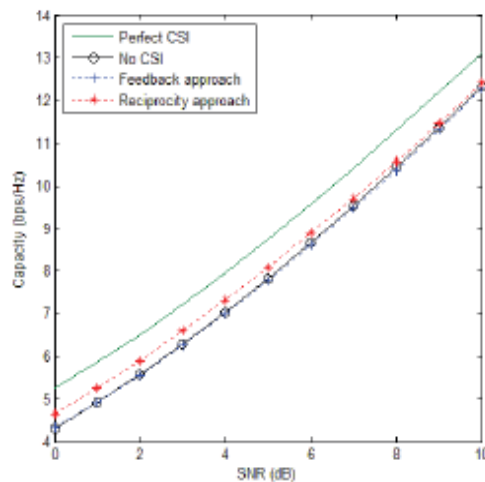
จากรูปที่ 3 เป็นการแสดงผลของความจุช่องสัญญาณโดยใช้ช่องสัญญาณที่ได้จากกรวัด ซึ่งได้จากจุดทดสอบที่ 4 โดยค่าของช่องสัญญาณถูกนอร์มอลไลซ์โดย $\sum_{i=1}^4 |e_{ij}|^2 = 1$ สำหรับวิธีป้อนกลับสมการ (4) ได้นำมาอ้างอิงโดยสมมติให้ความคิดหลายในช่องสัญญาณป้อนกลับ (e_{ij}) มีค่าเท่ากับสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณ ซึ่งสมมติให้มีการกระจายตัวแบบเกาส์ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐาน σ^2

จากรูปที่ 3 เราจะเห็นว่าด้วยการใช้ช่องสัญญาณวิธีซีโปรซีดี ในการใช้วิธีเลือกสายอากาศที่ภาคส่ง จะทำให้ระบบได้รับข้อมูลของช่องสัญญาณที่ถูกต้องกว่าการใช้วิธีป้อนกลับ เห็นได้จากการที่ค่าความจุช่องสัญญาณด้วยวิธีซีโปรซีดี นั้นมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าระบบป้อนกลับ อีกทั้งยังเหนือกว่าระบบเดิมที่ไม่มีการเลือกสายอากาศ นอกจากนี้ จะเห็นว่าด้วยวิธีป้อนกลับนั้น การเลือกสายอากาศไม่สามารถช่วยให้ระบบมีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นจากระบบเดิม โดยสามารถอธิบายได้จากกรณีที่ระบบป้อนกลับนั้นมีความคิดหลายมากกว่าวิธีซีโปรซีดี เนื่องจากระบบป้อนกลับมีขั้นตอนในการส่งข้อมูลที่มากขึ้นไปจึงทำให้ข้อมูลที่ไดคลาดเคลื่อนกับช่องสัญญาณที่กำลังสื่อสารอยู่ในขณะนั้น นอกจากนี้สำหรับผล ณ จุดทดสอบอื่น จะเหมือนกับจุดทดสอบที่ 4

จากตารางที่ 1 ได้แสดงความจุช่องสัญญาณ ณ จุดทดสอบต่างๆ ที่ค่า SNR=2dB จากตารางเราจะเห็นว่า ที่ทุกจุดทดสอบนั้น ด้วยการใช้วิธีซีโปรซีดีจะให้สมรรถนะของความจุช่องสัญญาณเหนือกว่าทั้งวิธีป้อนกลับ และระบบที่ไม่มีการเลือกสายอากาศ สำหรับสมรรถนะความจุช่องสัญญาณของวิธีป้อนกลับนั้นจะใกล้เคียงกับระบบที่ไม่มีการเลือกสายอากาศ



รูปที่ 2 แสดงการเปรียบเทียบของสัญญาณไปหน้า และ ช่องสัญญาณย้อนกลับ ของระบบโม โนมแบบ 4x4 ที่จุดทดสอบที่ 4



รูปที่ 3 แสดงการเปรียบเทียบความจุช่องสัญญาณที่จุดทดสอบที่ 4

5. สรุป

บทความนี้ได้เสนอการใช้วิธีเลือกสายอากาศในระบบโม โนม ด้วยการทราบข้อมูลช่องสัญญาณจากวิธีวิธีโปรซีดี โดยอาศัยข้อมูลช่องสัญญาณที่ได้จากการวัดจริง จากผลที่ได้พบว่าข้อมูลช่องสัญญาณด้วยวิธีวิธีโปรซีดีจะช่วยให้สมรรถนะความจุช่องสัญญาณมากขึ้น นอกจากนี้ความจุช่องสัญญาณที่ได้อีกมีสมรรถนะที่ดีกว่าการใช้ข้อมูลช่องสัญญาณจากวิธีป้อนกลับ

6. กิตติกรรมประกาศ

ผู้วิจัยขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีที่ให้การสนับสนุนงานวิจัยมาโดยตลอด

เอกสารอ้างอิง

- [1] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas," *Wireless Personal Communications*, vol. 6, no. 3, Mar. 1998, pp. 311-335.
- [2] M. Z. Win and J. H. Winters, "Analysis of hybrid selection/maximal-ratio combining in Rayleigh fading," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 47, No. 12, p. 1773-1776, Dec. 1999
- [3] M. Z. Win and J. H. Winters, "Analysis of hybrid selection/maximal-ratio combining of diversity branches with unequal SNR in Rayleigh fading," in *Proc. VTC'99*, Houston, TX, pp. 215-220, May 1999.
- [4] R. Nabar, D. Gore, and A. Paulraj, "Optimal selection and use of transmit antennas in wireless systems," in *Proc. ICT*, Acapulco, Mexico, 2000.
- [5] R. S. Blum, J. H. Winters, "On optimum MIMO with antenna selection," *Communications Letters*, Vol. 6, Issue 8, p. 322 - 324, Aug 2002
- [6] L. Dai, S. Sfar and K.B. Letaief, "Optimal antenna selection based on capacity maximization for MIMO systems in correlated channels," *Communications, IEEE Trans. Commun.*, Vol. 54, Issue 3, p. 563 - 573, March 2006
- [7] I.E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," AT&T Bell Laboratories, Tech. Memo., June 1995.
- [8] George Tsoulos, *MIMO SYSTEM Technology for Wireless Communications*, CRC Press, 2006.

Feasibility of Adaptive 4x4 MIMO System using Channel Reciprocity in FDD mode

Nataphat Promsuvana and Peerapong Uthansakul
 School of Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology
 Muang, Nakhon Ratchasima, Thailand 30000
 Email: jame_maxwell@hotmail.com and uthansakul@sut.ac.th

Abstract- The knowledge of state information (CSI) is necessary to be known at transmitter in a Multiple Input Multiple Output (MIMO) system in order to improve the capacity performance. Among methods to realize CSI at transmitter, the use of reciprocity principle is the most attractive technique for implementation. This is because CSI at transmitter is easily estimated by the reverse channel where the forward and reverse channels are symmetrically considered in time, frequency and location. In Frequency Division Duplex (FDD) mode, forward and reverse links are allocated by different frequency thus channel reciprocity fails under this condition. In this paper, the capacity performances of adaptive 4x4 MIMO system based on measured data are presented. Also the feasible method to compensate the differences between TDD and FDD channels is studied. The results reveal that the capacity of adaptive MIMO system in FDD mode can be improved by compensation technique.

Keywords: MIMO; FDD; Performance; Compensation; Measurement

I. INTRODUCTION

A Multiple-Input-Multiple-Output (MIMO) system is the system with antenna arrays at both transmitter and receiver [1]. It proposes an extensive improvement over conventional smart antenna systems in both Quality of Service (QoS) and the transfer rate. The channel capacity of MIMO system can grow linearly as the number of antenna pairs between transmitter and receiver. In addition, several works have shown that the capacity can be further improved if the forward Channel State Information (CSI) is known at the transmitter [2-4]. When forward CSI is known at transmitter, the transmitted signals are able to be adjusted according to the known CSI in order to achieve the maximum capacity. This system is called as the adaptive system and the algorithm to adjust transmitted signal is well-known as Water-Filling (WF) algorithm. However, the transmitter is not able to know forward CSI unless the receiver sends it back via reverse channel. The cost of feedback CSI and huge overhead in transmission make the adaptive system far away from implementation.

In general, the CSI is not usually available at the transmitter. From literatures, there are two approaches in order for the transmitter to obtain the CSI. The first approach utilizes CSI from feedback channel and the second approach is based on the reciprocity principle. In the first method, the forward channel is estimated at receiver and then it is sent back to the transmitter through the reverse channel. This method does not function properly if the channel is rapidly changed. In order to realize the correct CSI at transmitter, more frequent

estimations and feedbacks are needed. As a result, the overheads for the reverse channel become prohibitive. In turn, the second approach based on reciprocity does not have such a problem. Due to the reciprocity principle, it is well known that the radio propagation channel is reciprocal between two antennas. Ideally, the forward and reverse channels are assumed to be the same. Therefore, the transmitter can realize the forward CSI by estimating the reverse CSI instead. This assumption can be acceptable for system operating in Time Division Duplex (TDD) mode because both forward and reverse channels are on the same frequency. In Frequency Division Duplex (FDD) mode, the forward and reverse channels are allocated by different carrier frequency at the same time. Therefore, it is obvious that the reciprocity approach fails on FDD mode which transmitter is not able to directly realize CSI from reverse channel.

Most works in the area of channel reciprocity for MIMO system [5-6] are based on TDD mode by assuming the reciprocity between forward and reverse channels. Although there are many factors in TDD mode such as interferences along with transmission and imperfection of Radio Frequency (RF) components, which cause the deficient reciprocity. But it has been ignored and accepted for practical use. So far in literatures, there has not been any research which concerns the problem in FDD mode. Because there are many tradeoffs between TDD and FDD mode, it is interesting to realize the performance of reciprocity approach when applying in FDD mode instead of TDD mode. In this paper, the performances of adaptive MIMO system based on channel reciprocity in FDD mode are investigated. The deviation of forward and reverse channels is examined to justify the use of reciprocity by measured data and the way to compensate the deviation of forward and reverse channel is also investigated in order to improve capacity of system. The 4x4 MIMO channels are measured and then the channel capacity is calculated by simulations. In addition, the comparison between feedback approach and reciprocity approach are also undertaken to provide the fair judgment with measured data. The results in this paper are helpful to realize the feasibility of channel reciprocity for MIMO system in FDD mode.

The remainder of this paper is organized as follows. In Section II, the system model and the concept of channel estimation are presented. Section III, the channel measurement is described. The simulation results are presented in Section IV. Finally, the paper conclusion is given in Section V.

II. SYSTEM MODEL

A. MIMO system model

Considering the MIMO system which has N_T transmit antennas and N_R receive antennas, the formula of MIMO channel capacity is given in (1) [7]. This expression presents the averaging capacity in bps/Hz by assuming the ergodic process for channel matrix \mathbf{H} .

$$C = E_H \left\{ \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{P_T}{P_N N_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^* \right) \right\} \quad (1)$$

Where \mathbf{I}_N is the $N_R \times N_R$ identity matrix, P_T is the total transmit power, P_N is the noise power, N_T is the number of transmit antennas, N_R is the number of receive antennas, $E_H\{\}$ is the expectation over \mathbf{H} and $*$ denotes the conjugate and transpose operation.

The channel matrix \mathbf{H} is performed by Singular Value Decomposition (SVD) technique given in (2)

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \mathbf{D} \mathbf{V}^* \quad (2)$$

Where the matrices \mathbf{U} , \mathbf{V} are unitary of dimensions $N_R \times N_R$ and $N_T \times N_T$ accordingly, while \mathbf{D} is non-negative and diagonal with diagonal elements $\sqrt{\lambda_i}, i=1, \dots, l$, are the singular values of matrix \mathbf{H} and $l = \text{rank}(\mathbf{H}) \leq \min(N_R, N_T)$ is the rank of \mathbf{H} . Then (1) can be expressed as

$$C = \sum_{k=1}^n \log_2 \left(1 + \frac{P_T}{N_T} \lambda_k \right) \quad (3)$$

Where $n = \min(N_R, N_T)$. Hence, the MIMO channel is equivalent to L independent Single-Input-Single-Output (SISO) sub channels in parallel.

For adaptive MIMO system, it is well known that the WF algorithm [9] can be used to optimally allocate the transmitted power. It improves the sum capacity when perfect CSI is available at the transmitter. By using WF, (3) can be expressed as

$$C = \sum_{k=1}^n \log_2 (1 + P_k \lambda_k) \quad (4)$$

$$P_k = (\mu + \lambda_k^{-1})^+ \quad (5)$$

Where μ is chosen to satisfy

$$\sum_{k=1}^n P_k = P_T \quad (6)$$

P_k is the power that is assigned to the k th sub channel and λ_k are the eigenvalue of $\mathbf{H} \mathbf{H}^T$.

B. Least Squares Channel Estimation

The success of adaptive system depends on how perfect CSI estimated at transmitter and receiver. However, in a practical system, the realization of perfect CSI is not

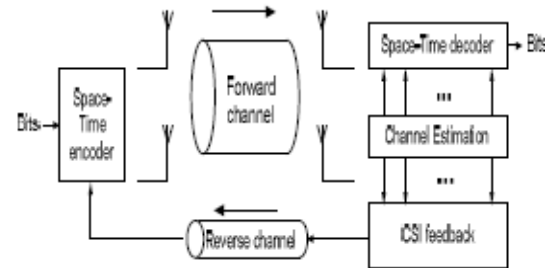


Figure 1. MIMO model with feedback channel

possible. The quality of CSI achieved at transmitter and receiver relies on the efficiency of estimation algorithm. In practice, there are a lot of methods to perform channel estimation. Among those methods, the training sequence is the simplest and lowest complexity. Least squares (LS) channel estimation [8] is one kind of training sequence which the paper adopts this method for simulations.

Considering N_T transmit antennas and N_R receive antennas, the training sequence of n th transmit antenna is represented as

$$\mathbf{x}_n = [x_n(0) \quad x_n(1) \quad \dots \quad x_n(L-1)]$$

Where $n=1, 2, 3, \dots, N_T$ and $L (> N_T)$ is the length of the training sequence. Because the symbols are transmitted from N_T transmit antennas in parallel, the $N_T \times L$ training sequence matrix is generated as follows

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & \dots & x_{N_T} \end{bmatrix}$$

The overall received signals can be represented as

$$\mathbf{y} = \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (7)$$

Where \mathbf{y} and \mathbf{n} are $N_R \times L$ matrix of received signals and noises, respectively. The channel matrix \mathbf{H} is estimated by help of training sequences. It is obvious that the maximum likelihood estimation of the channel matrix is given by

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{y} \mathbf{x}^\dagger \quad (8)$$

Where $(\cdot)^\dagger$ means pseudo-inverse and by substitute (7) in (8) thus the channel estimation error matrix can be denoted as

$$\boldsymbol{\varepsilon}_E = \mathbf{n} \mathbf{x}^\dagger \quad (9)$$

C. Channel State Information(CSI) at transmitter

As seen in Section A, the system achieves the optimal capacity when the transmitter has knowledge of the forward channel. To obtain the CSI at transmitter, there are two approaches explained as follows.

1) Feedback approach

For this approach, the receiver realizes a current CSI by LS channel estimation and then feeds it back to the transmitter through reverse channel. The configuration of feedback approach is shown in Figure 1.

In Figure 1, the receiver uses the estimated channel to extract the data and to generate the feedback CSI. The feedback CSI is sent back to the transmitter using the feedback control channel. It is assumed that channel state information is perfectly known at the transmitter. The transmitter, in turn, uses this information to customize the transmitted signal for the channel.

In a practical system, errors from feedback link which influences to channel knowledge cannot be neglected. This effect can degrade the capacity performance and it is more pronounced when feedback link contain errors excessively, under this assumption the available CSI at transmitter can be expressed as

$$\mathbf{H}_r = \mathbf{H} + \varepsilon_g + \varepsilon_f \quad (10)$$

Or

$$\mathbf{H}_r = \hat{\mathbf{H}} + \varepsilon_f \quad (11)$$

Where \mathbf{H} is the forward channel and ε_f is the $N_R \times N_T$ error matrix from feedback link assumed as complex Gaussian distribution with zero mean and variance σ_f^2 .

2) Reciprocity Approach

According to principle of reciprocity, the forward and reverse channels are identical when time, frequency and antenna locations are the same. Based on the principle, the transmitter may use the CSI obtained by the reverse link for the forward link. In practice, the forward and reverse channels are not truly identical to each other because the effect of channel fading, noises and environments. It is ignored in literatures for TDD mode but it is not applicable for FDD mode.

Considering MIMO system with LS channel estimation, the CSI known at transmitter can be given by

$$\mathbf{H}_r = \mathbf{H} + \varepsilon_g + \varepsilon_R \quad (12)$$

Or

$$\mathbf{H}_r = \hat{\mathbf{H}} + \varepsilon_R \quad (13)$$

Where ε_R is the $N_R \times N_T$ channel reciprocity error matrix realized by the measurement.

D. Property of forward and reverse channels in FDD mode

Following the propagation model described in [9-10], the channel response is consisted of multipath signals. The channel response of forward link can be modeled as

$$h = \sum_{i=1}^n \frac{\lambda}{(4\pi d_i)} e^{j\phi_i} \quad (14)$$

Where

$$\phi_i = \frac{2\pi d_i}{\lambda}$$

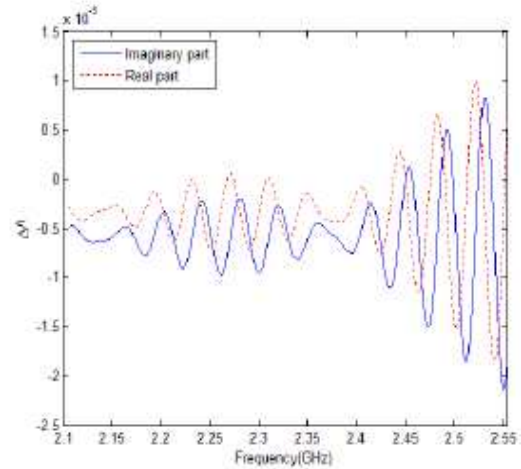


Figure 2. Real and imaginary part of Δh versus operating frequency

Where ϕ_i and d_i are the phase and distance of the i th multipath.

In FDD mode, forward and reverse links are different in frequency but both frequencies should be allocated in the adjacent frequency band due to the limitation of RF hardware. Therefore, it makes sense to assume that reverse channel experiences the same multipath as forward channel. Then channel response of reverse link in FDD mode is modeled as

$$h_r = \sum_{i=1}^n \frac{(\lambda + \Delta\lambda)}{(4\pi d_i)} e^{j\phi_{r_i}} \quad (15)$$

Where

$$\phi_{r_i} = \frac{2\pi d_i}{\lambda + \Delta\lambda}$$

Where ϕ_{r_i} is the phase of the i th multipath in reverse direction.

The difference between forward and reverse channel can be formed in term of real and imaginary parts as shown in (16)

$$\Delta h = \left[\sum_{i=1}^n \frac{\lambda}{(4\pi d_i)} \cos \phi_i - \frac{(\lambda + \Delta\lambda)}{(4\pi d_i)} \cos \phi_{r_i} \right] + j \left[\sum_{i=1}^n \frac{\lambda}{(4\pi d_i)} \sin \phi_i - \frac{(\lambda + \Delta\lambda)}{(4\pi d_i)} \sin \phi_{r_i} \right] \quad (16)$$

Because $\Delta\lambda$ is very little due to the nearby frequencies between forward and reverse links, then (16) can be reduced to

$$\Delta h = \frac{\lambda}{(4\pi)} \left[\left(\sum_{i=1}^n \frac{1}{d_i} (\cos \phi_i - \cos \phi_{r_i}) \right) + j \left(\sum_{i=1}^n \frac{1}{d_i} (\sin \phi_i - \sin \phi_{r_i}) \right) \right] \quad (17)$$

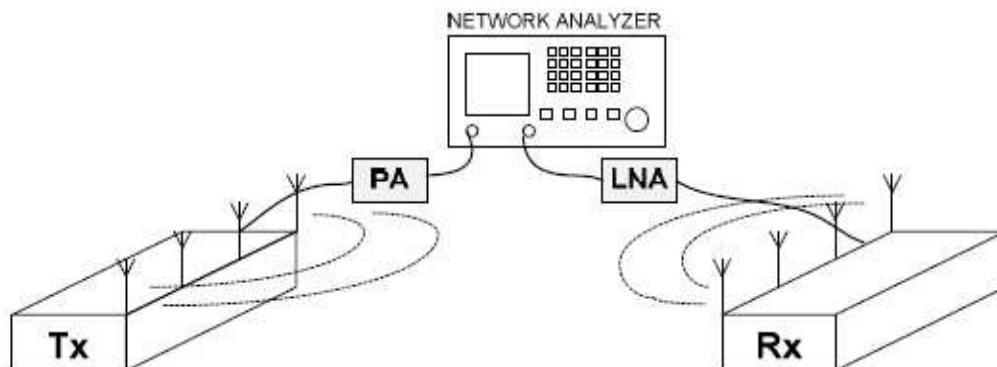


Figure 3. Measurement set up

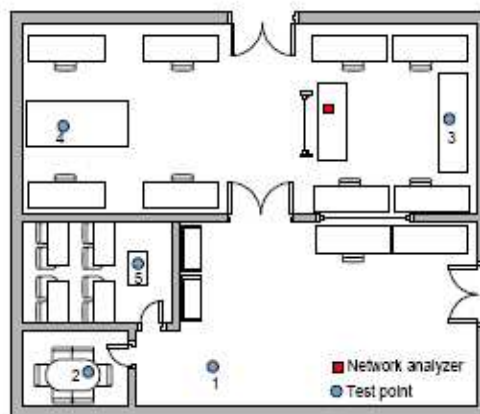


Figure 4. Map of measured area

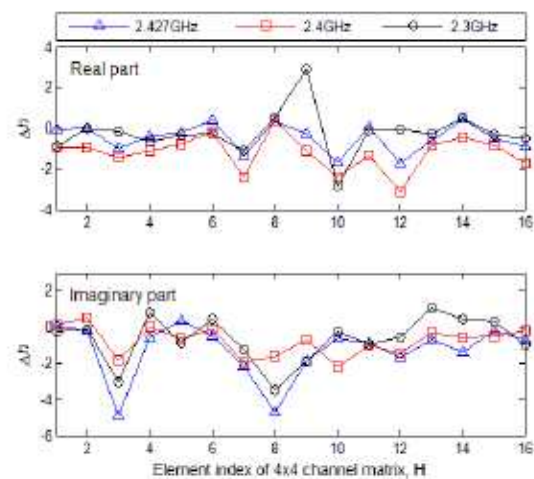
In Figure 2, it shows the difference between forward and reverse channels using (17) where the carrier frequency of forward link is 2.45GHz and then the carrier frequency of reverse link span from 2.1 to 2.55 GHz. It is assumed that there are 10 multipath signals. As seen in Figure 2, Δh which is lower than 2.45GHz swings over a constant value. It means that this constant value can be used as the representative of a whole frequency band to approximately adjust reverse channel to be forward channel in FDD mode.

III. MEASUREMENT

The configuration of measurement setup for 4x4 MIMO system is shown in Figure 3.

As seen in Figure 3, the Power Amplifier (PA) is used at transmitter to provide more transmitted power. In turn, Low Noise Amplifier (LNA) is used to increase the received signal level. The channel coefficients in both magnitude and phase are directly measured by network analyzer. To provide the reliability of measured data, the channel measurements are undertaken by five times in the different days.

For the measured area, we choose the large office room to provide many scenarios of study. Figure 4 shows the map of office room. The circular markers are referred to

Figure 5. Measured data of Δh at location 4

the locations where the measurement is undertaken. There are five measured locations. In each location transmitter and receiver are switched in order to measure the forward and reverse channel. Although, it is easier to measure both forward and reverse channels by switching transmitted port in network analyzer but the effect of non similarity of PA and LNA including feeding cables might differ the measured channel from the real results. Therefore, we choose to switch all parts of transmitter and receiver in order to avoid any false outcomes. The measured results achieved by switching are both forward and reverse channels so these channels are directly used as a channel response in the following simulations.

IV. RESULTS AND DISCUSSIONS

The simulations are undertaken by MATLAB programming and the capacity results are evaluated by using (4). For the feedback approach, the assumptions in (9), (10) are used. The authors also assumed that, the mismatches among RF circuits in transmit/receive components and mutual coupling effects are ignored and the channel matrix \mathbf{H} are normalized to provide a comparable discussion by $\sum |H_{ij}|^2 = N_T N_R$.

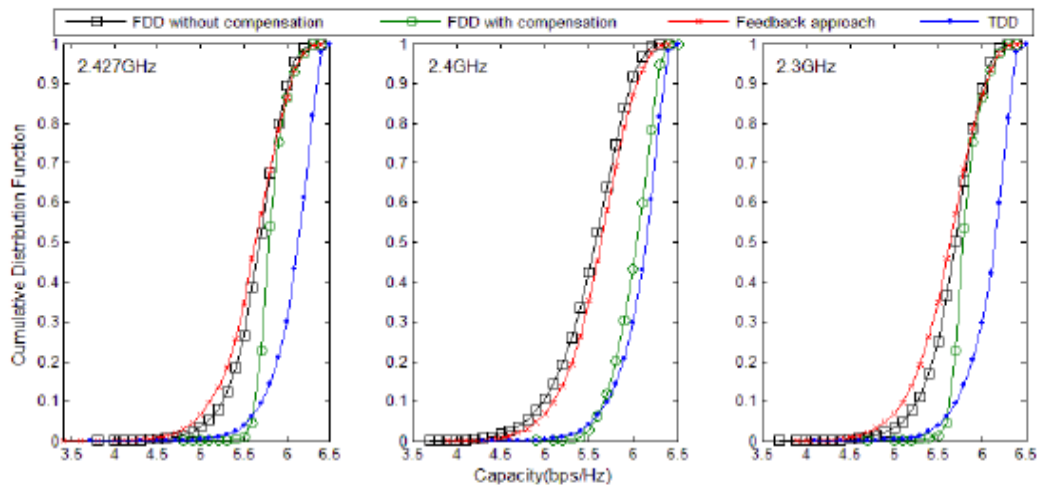


Figure 6. Cumulative distribution function of capacity comparison on different carrier frequency at location 4

Figure 5 shows the measured data of Δh at location 4 for forward link at 2.45 GHz and reverse link at 2.427, 2.4, 2.3 GHz. As seen in Figure 5, the patterns of three curves are similar and their values are close to each other for both real and imaginary parts. This result confirms the conclusion which is made on Figure 2. For other locations, the trend of three curves is as considerably same as shown in Figure 5. Therefore, this paper uses the average value of all three curves to be the specific values for compensating the reverse channel.

Figure 6 shows the Cumulative Distribution Function (CDF) of capacity for forward link at 2.45 GHz and reverse link at 2.427, 2.3, 2.4 GHz. Both feedback and reciprocity approaches are undertaken. For reciprocity approach, the use of reverse channel as forward channel is applied to both TDD and FDD modes. For FDD mode, the compensation using average values presented in Figure 5 is also simulated. As seen in Figure 6, the FDD with compensation offers better performance than FDD without compensation and feedback approach. This compensation technique can improve capacity about 15% at 2.4 GHz.

V. CONCLUSIONS

This paper presents the performance of adaptive MIMO system using CSI from reverse FDD channel. Also the compensation technique based on measured data in FDD mode is introduced. The results reveal that the compensation can improve capacity for every location. This feasibility study is a guideline to improve the performance of MIMO system for FDD transmission in practice.

ACKNOWLEDGMENT

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

REFERENCES

- [1] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas," *Wireless Personal Communications*, vol. 6, no. 3, Mar. 1998, pp. 311-335.
- [2] H. Sampath, P. Stoica and A. Paulraj, "Generalized Linear Precoder and Decoder Design for MIMO Channels Using the Weighted MMSE Criterion," *IEEE Transaction on Communications*, Vol. 49, No. 12, December 2001, pp. 2198-2206.
- [3] Jian-Ching Guey and Leonid Krasny, "Transceiver Design and Performance Evaluation of MIMO Systems with Forward Link Channel Knowledge," *IEEE VTC2004 Fall*, Los Angeles, CA, Sep. 2004.
- [4] G. G. Raleigh and J. M. Cioffi, "Spatio-Temporal Coding for Wireless Communication," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. 46, no. 3, Mar. 1998, pp. 357-366.
- [5] Jian-Ching Guey and Larsson, L.D., "Modeling and evaluation of MIMO systems exploiting channel reciprocity in TDD mode," *IEEE VTC2004 Fall*, Vol. 6, 26-29 Sept. 2004, pp. 4265 - 4269.
- [6] Tolli, A and Codreanu, M., "Compensation of interference non-reciprocity in adaptive TDD MIMO-OFDM systems," *PIMRC 2004, 15th IEEE International Symposium*, Vol. 2, 5-8 Sept. 2004, pp. 859 - 863.
- [7] I.E. Telatar, "Capacity of multiantenna Gaussian channels," AT&T Bell Laboratories, Tech. Memo., June 1995.
- [8] Kyungchun Lee and JooHwan Chun, "On the interference ing operation of the V-BLAST under channel estimation errors," *IEEE VTC 2002-Fall*, Vol. 4, 24-28 Sept. 2002, pp. 2131 - 2135.
- [9] G.J. Byers and F. Takawira, "Spatially and temporally correlated MIMO channels: modeling and capacity analysis," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 53, no. 3, pp. 634-643, May 2004.
- [10] A.G. Burr, "Capacity bounds and estimates for the finite scatterers MIMO wireless channel", *IEEE Journals on Selected Areas in Communication*, vol. 21, no 5, pp. 812-818, Jun. 2003.

Effect of LNA on MIMO Channel Capacity

N. Promsuvana and P. Uthansakul

School of Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology

Muang, Nakhon Ratchasima, Thailand 30000

Email: jame_maxwell@hotmail.com, uthansakul@sut.ac.th

Abstract—It is well known that Low Noise Amplifier (LNA) is the first part in RF receiver. The task of LNA is to provide a reliable power gain, while maintain the desired Signal to Noise Ratio (SNR). In wireless system, especially for Multiple-input-multiple-output (MIMO) system, the channel capacity sensitively grows as a function of SNR. Therefore, the changes in SNR due to LNA definitely alter the system capacity. In this paper, the effect of LNA on MIMO channel capacity is presented. By using the characteristic of LNA collected from the commercial products, the simulated capacity can be reasonably investigated. The results indicate the serious consideration on selecting LNA as it may degrade the MIMO capacity up to 26.4%.

I. INTRODUCTION

Low Noise Amplifier (LNA) is the special type of electronic amplifier which is used in communication systems to amplify a weak signal received by antenna. Therefore, it is always located after antenna and considered as the first part in the front-end of RF receiver circuit. By using LNA, the noise of all subsequent stages is reduced by the gain of the LNA and the noise of the LNA is injected directly into the received signal [1]. As a result, it is necessary for LNA to boost the desired signal power while adding as little noise and distortion as possible so that the retrieval of this signal is possible in the later stages of the system.

Multiple input multiple output (MIMO) system is wireless technology using multiple element antenna arrays at both transmitter and receiver. It can offer substantial improvements over conventional smart antenna systems in either the Quality of Service (QoS) or the transfer rate. This is because MIMO system successfully employs the concepts of spatial multiplexing and diversity. The information in spatial dimension is exploited in addition to time and frequency dimensions and thus channel capacity can be improved significantly. In the initial stage, the demonstration of MIMO systems has been presented through both theoretical and practical works [2-3]. In [2], the first expression of MIMO channel capacity was addressed from the viewpoint of information theory by the closed-form expression. In [3], the practical performance of MIMO system was illustrated via the pilot system so called Vertical Bell Lab Layered Space Time (V-BLAST). After that, the development of MIMO system has been continuously undertaken in variety of topics such as channel modeling, capacity theorem, space time coding technique, adaptive technique, practical implementation, etc.

Recently, the issue of practical implementation, such as MIMO testbed, has gained a lot of attention from researchers in both academic and industrial areas. The reason is that

MIMO testbed can examine the actual performance under real scenarios. This is necessary to confirm the proof of MIMO theory before driving it to the commercial stage.

To build the testbed, all hardware parts have to be carefully concerned. As mentioned earlier, LNA is also considered in the practical implementation of MIMO systems and placed in the first position of the receiver. Both received signals and noises are amplified by different levels of amplitudes. The changes in Signal to Noise Ratio (SNR) caused by LNA have to alter the MIMO channel capacity. Therefore, it is necessary for MIMO designer to realize this effect due to LNA. So far in literatures, there is no published work dealing with this issue.

In this paper, the aim is to investigate the characteristic of LNA at receiver and its impact on MIMO channel capacity. In addition, the investigations are also undertaken for the case of Power Amplifier (PA). The result comparison between LNA and PA is worth to be addressed because both electronic devices have the similar function. The results in this paper are helpful to avoid the unnecessary loss of channel capacity due to misunderstanding of LNA selection.

The remainder of this paper is organized as follows. In Section II, the effect of signal and noise power on MIMO channel capacity is shortly explained to ground the concept of achieving the capacity when signal and noise are amplified. Section III provides the characteristic of LNA surveyed from the commercial products. In Section IV, the effect of LNA on MIMO channel capacity is analyzed in term of closed-form formula and its results are presented in Section V. Finally, Section VI concludes the paper.

II. EFFECT SIGNAL AND NOISE POWERS ON MIMO CAPACITY

Before considering the effect of LNA, the first look is paid to the effect of signal and noise power on channel capacity. This is because the concept of LNA is to amplify the power of incoming signals whether desired signal or undesired signal (noise). As a result, the investigation into MIMO capacity due to the amplification of signal and noise powers can be performed.

In general, the formula of MIMO channel capacity is given in (1) [2]. This expression presents the averaging capacity in bps/Hz by assuming the ergodic process for channel matrix \mathbf{H} .

$$C = E_{\mathbf{H}} \left\{ \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{P_T}{P_N N_r} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right\} \quad (1)$$

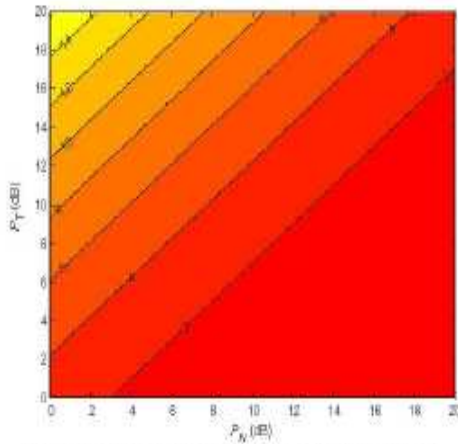


Figure 1. Contour of average MIMO capacity for $N_T = N_R = 3$

where \mathbf{I}_N is the $N \times N$ identity matrix, P_T is the total transmit power, P_N is the noise power, N_T is the number of transmit antennas, N_R is the number of receive antennas, $E_{\mathbf{H}}\{\cdot\}$ is the expectation over \mathbf{H} and \dagger denotes the conjugate and transpose operation.

Fig. 1 show the contour plot of average MIMO capacity for $N_T = N_R = 3$. The signal and noise powers are boosted in range of 0 to 20 dB. It is noticed that the capacity is linearly increased when both signal and noise powers are equally amplified. In turn, if the noise power is more amplified than the signal power, the capacity is exponentially decreased. In Fig. 1, it can be included that the channel capacity is significantly sensitive to noise power rather than signal power. This leads to the important basis of LNA effect which is explained in Section IV.

III. CHARACTERISTIC OF LNA

In practical consideration, the objectives of designing LNA are to provide the desired gain with sufficient linearity and to minimize the additional noise due to electronic device [5-6]. For LNA, the quantity to indicate a figure of merit is defined as Noise Figure (NF) which is the ratio of the output noise power of a device to the portion thereof attributable to thermal noise in the input termination at standard noise temperature (usually 290 K) [6-8]. As a result, NF is the ratio of actual output noise to that which would remain if the device itself did not introduce noise. It is a major quantity by which the performance of a radio receiver can be specified. Usually, NF in dB is given by

$$NF = SNR_{in} - SNR_{out} \quad (2)$$

Alternatively, the noise factor F is introduced instead of NF. It is the numerical ratio form of NF which is a straight ratio of SNR ratios as given in (3) and (4).

TABLE I: Characteristic of LNA and PA [4]

Type	Frequency range (GHz)	NF range (dB)	Average gain (dB)	Average NF (dB)
LNA	0.7-7	0.6-2.4	15.18	1.9
	8-30	1.8-3.5	18.7	2.58
PA	0.4-17	4.5-8	17.1	6.28
	18-30	5.5-10	17.7	7.25

$$F = SNR_{in} / SNR_{out} \quad (3)$$

$$NF = 10 \log(F) \quad (4)$$

In particular, the noise figure is the ratio of the noise generated by the actual receiver to the noise output of an ideal receiver with the same overall gain and bandwidth. As observed in (2) and (3), it reveals that NF is the key parameter that affect to SNR of MIMO received signals. Accordingly, it indirectly defines the relationship between NF and MIMO channel capacity. The derivation of capacity formula affected by LNA is presented in the next section.

Table I provides the information of amplifier characteristics collected from the commercial products [4]. Actually, the amplifier modules have a variety of specifications. The value presented in Table I is evaluated by averaging the products having a similar frequency range. As observed in Table I, the average gain of LNA and PA is not much different but the average NF is quite separated into low and high region, respectively. As a result, the simulations in Section V are performed in these regions.

IV. EFFECT OF LNA ON MIMO CHANNEL CAPACITY

To study the effect of LNA on MIMO channel capacity, it is necessary to revisit the capacity derivation from the beginning. The basic expression of MIMO system is given by

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (5)$$

where \mathbf{y} is the $N_R \times 1$ received signal vector, \mathbf{x} is the $N_T \times 1$ transmitted signal vector and \mathbf{n} is the $N_R \times 1$ noise vector assumed as complex Gaussian distribution with zero mean and variance P_N .

Then the received signal vector \mathbf{y} is sent to LNA. The output from LNA can be expressed in (6).

$$\mathbf{y}' = \mathbf{g}\mathbf{y} + \mathbf{n}_{LNA} \quad (6)$$

where g is the LNA gain, \mathbf{n}_{LNA} is the $N_R \times 1$ additional noise vector due to LNA.

By applying (5) into (6), yields

$$\mathbf{y}' = g\mathbf{H}\mathbf{x} + g\mathbf{n} + \mathbf{n}_{LNA}. \quad (7)$$

In (7), the output signals of LNA are still the complex Gaussian parameter. As a result, the entropy of \mathbf{y}' is given by

$$\Phi(\mathbf{y}') = \log_2 \det(\pi E\{\mathbf{y}'\mathbf{y}'^H\}) \quad (8)$$

where $\Phi(\cdot)$ is the entropy of (\cdot) and $E\{\cdot\}$ is the expectation operation of $\{\cdot\}$.

Following the derivation in [2], the mutual information of transmitted signal vector \mathbf{x} is given by

$$\Theta(\mathbf{x}, \mathbf{y}') = \Phi(\mathbf{y}') - \Phi(\mathbf{n}') \quad (9)$$

where $\Theta(\cdot)$ is the mutual information of (\cdot) and \mathbf{n}' denotes the system noise after LNA stage which is expressed by

$$\mathbf{n}' = g\mathbf{n} + \mathbf{n}_{LNA}. \quad (10)$$

Similar to (8), the entropy of \mathbf{n}' is defined by

$$\Phi(\mathbf{n}') = \log_2 \det(\pi(g^2 P_N + P_{N,LNA}) \mathbf{I}_{N_R}) \quad (11)$$

where $P_{N,LNA}$ is the additional noise power due to LNA assumed as complex Gaussian distribution.

By replacing (8) and (11) into (9), the mutual information can be expressed as

$$\Theta(\mathbf{x}, \mathbf{y}') = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{g^2 P_T}{(g^2 P_N + P_{N,LNA}) N_T} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right) \quad (12)$$

Note that (12) is assumed with an equal power transmission for all antenna elements.

For ergodic process, the average capacity is generally expressed as

$$C = E_{\mathbf{H}} \left\{ \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{P_T}{\left(1 + \frac{P_{N,LNA}}{g^2 P_N}\right) P_N N_T} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right) \right\}. \quad (13)$$

By reconsidering (3), the noise factor F can be derived and given in (14).

$$F = \frac{P_T / P_N}{g^2 P_T / (g^2 P_N + P_{N,LNA})}. \quad (14)$$

Replacing (14) into (13), yields

$$C = E_{\mathbf{H}} \left\{ \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{P_T}{FP_N N_T} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right) \right\}. \quad (15)$$

In (15), it is observed that the capacity formula including LNA effect is as simple as the original formula presented in (1) with only one additional factor, F . This reveals the effect of LNA on MIMO channel capacity depending on only NF but not LNA gain. It makes a reasonable conclusion for a general electronic device in which RF designers should concentrate on not only power budget but also NF. In the next section, the effects of LNA on MIMO capacity are investigated in many aspects.

V. SIMULATION RESULTS

The investigations on LNA effect are mainly performed by using (15). The simulations are undertaken by MATLAB programming and the capacity results are evaluated from random 10,000 channel matrices. For NF, the information of LNA characteristic in Table I is applied. In order to examine the effect of LNA, the results of PA are also performed to provide the fair judgment among amplifier family.

To avoid any confusion, the ratio of total transmitted power P_T to received noise power at antennas P_N is defined as SNR. So hereinafter, SNR does not include any noises due to electronic devices, \mathbf{n}_{LNA} or \mathbf{n}_{PA} . In all simulations, SNR is normally set to 10dB.

Fig.2 show the average capacity (bps/Hz) versus NF (dB) for SNR = 10 dB, $N_T = N_R = 3, 4$. The choice of N_T and N_R is due to the compact size of MIMO systems. As seen in Fig. 2, the capacity is decreased as the exponential function of NF and all curves approach to the same value when NF is very high (>20 dB). The results are separately considered into three regions which are LNA, PA and the worst regions.

A. LNA Region

From the information in Table I, the NF of LNA region is in the range of 0.6 to 3.5 dB. For 4x4 MIMO system, the original capacity (NF = 0 dB) is 14.2 bps/Hz. The capacity is dropped by 0.75 - 3.75 bps/Hz in range of LNA region. This is about 5.3%-26.4% loss of capacity due to using LNA. It reveals the significant margin for MIMO designers to select any hardware parts for implementation.

B. PA Region

For PA region, the range of NF is from 4.5 dB to 10 dB. It is definitely expected with a worse performance than LNA's result. However, it is worth to see the disaster degree from PA in comparing with LNA. As observed in Fig. 2, the capacity is dropped by 33.9% - 63.9% due to using PA for 4x4 MIMO system. This decrease is too much to be accepted for MIMO implementation. As a result, the designer has to avoid using PA in the front-end receiver.

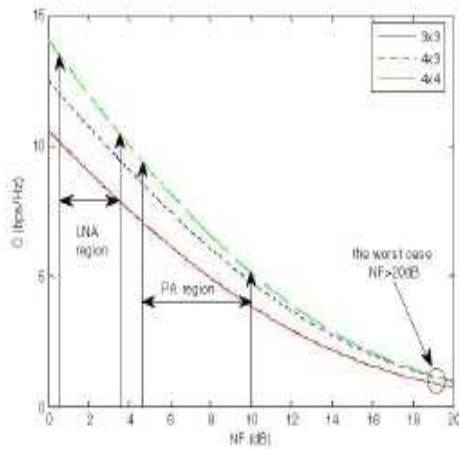


Figure 2. The average capacity (bps/Hz) versus NF (dB) for SNR = 10 dB, $N_T = N_R = 3, 4$.

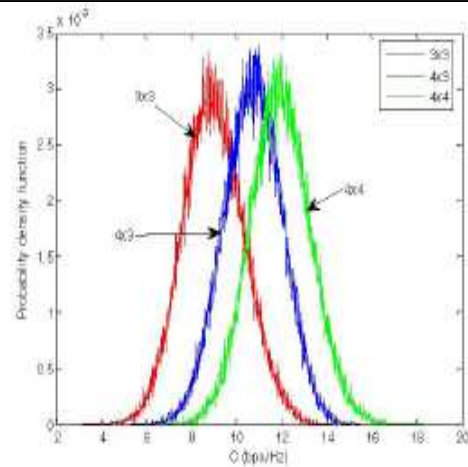


Figure 3. Probability density function of MIMO capacity for SNR = 10 dB, NF = 2 dB, $N_T = N_R = 3, 4$.

C. The Worst Region (NF > 20 dB)

In this region, the results indicate that all curves converge to a small capacity no matter how many number of transmit-receive antennas are used. It means that MIMO concept utilizing antenna diversity fails under this region.

Fig.3 shows the probability density function of MIMO capacity for SNR = 10 dB, NF = 2 dB, $N_T = N_R = 3, 4$. The results confirm the property of average capacity after passing LNA is still Gaussian distribution. All curves have an equal variance with the different mean values which depends on total number of antennas.

Fig. 4 shows the average capacity (bps/Hz) versus SNR (dB) for $N_T = N_R = 3$, NF = 0 dB (Ideal case), 1.98 dB (LNA region), 6.63 dB (PA region). The reason of selected NF is on the frequency operation. The devices are chosen in 2.45 GHz (ISM bands) which NF of LNA is 1.98dB and NF of PA is 6.63dB. In Fig. 4, the ideal case is the case that LNA does not produce any additional noise to the original signal. Hence, this case normally provides the best capacity performance. Also seen in this figure, the simulation results reveal that the capacity of system using LNA has better gain than using PA and the gap between using LNA and PA is larger when SNR is higher.

VI. CONCLUSION

This paper discusses the effect of LNA, considered as the first part in RF receiver, on MIMO capacity. The new capacity formula of system using LNA is derived here and presented in the closed-form solution. The results show that the capacity is decreased as a function of only noise figure but not LNA gain. For example case, the capacity of 4x4 system can be lost up to 26.4% when using LNA. This paper offers the guideline for MIMO designer to spare a significant margin when implementing the practical system.

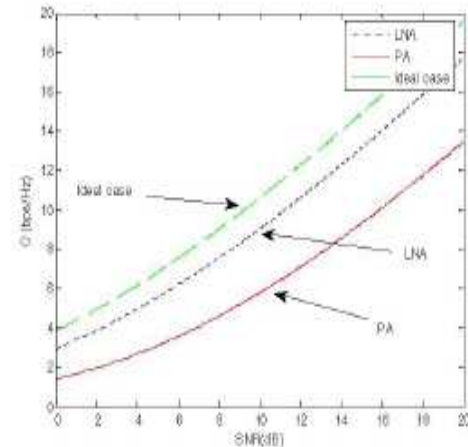


Figure 4. The average capacity (bps/Hz) versus SNR (dB) for $N_T = N_R = 3$, NF = 0 dB (Ideal case), 1.98 dB (LNA region), 6.63 dB (PA region).

ACKNOWLEDGEMENT

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

REFERENCES

- [1] B. Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice Hall, NJ, 1998.
- [2] I.E. Telatar, "Capacity of multiantenna Gaussian channels," *AT&T Bell Laboratories, Tech. Memo.*, June 1995.
- [3] G.J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiclement antennas," *Bell Labs Technical Journal*, pp. 41-59, autumn 1996.
- [4] HITITE Microwave: <http://www.hitite.com>.
- [5] Wikipedia-noise figure: <http://www.answers.com>
- [6] T.H. Lee, *The Design of CMOS Radio Frequency Integrated Circuits*, Cambridge, UK, 1998.
- [7] P.R. Gray, P. J. Hurst, S.H. Lewis, R.G. Meyer, *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*, 4th Edition, Wiley, 2001.
- [8] J. Janssens and M. Steyaert, *CMOS Cellular Receiver Front-Ends: from specification to realization*, Springer, 2002.

ประวัติผู้เขียน

นายณัฐพัชร์ พรหมสุวรรณ เกิดเมื่อวันที่ 24 พฤษภาคม 2526 ที่จังหวัดภูเก็ต สำเร็จ การศึกษาระดับมัธยมปลาย จากโรงเรียนรัตนาคาร จังหวัดระนอง และสำเร็จการศึกษาระดับ วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมโทรคมนาคม) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัด นครราชสีมา เมื่อ พ.ศ. 2550 จากนั้นได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ขณะที่ศึกษาในระดับปริญญาโท ได้มีผลงานวิชาการตีพิมพ์เผยแพร่ในระดับชาติ 1 ฉบับ ในงานการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 31 ในหัวข้อ “Performance of Antenna Selection in 4x4 MIMO System using Reciprocity method from Channel Measurement” และมี ผลงานวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ระดับนานาชาติ 2 ฉบับ ในงาน Asia-Pacific Microwave Conference 2007 (APMC2007) ในหัวข้อ “Effect of LNA on MIMO Channel Capacity” และใน งาน Asia-Pacific Conference on Communications 2007 (APCC 2007) ในหัวข้อ “Feasibility of Adaptive 4x4 MIMO System using Channel Reciprocity in FDD mode”