SUT7-709-53-12-25

รายงานการวิจัย

การพัฒนาสายอากาศที่ประมวลผลเชิงมุมเพื่อเพิ่มความจุของช่องสัญญาณในระบบไมโม

Development of Angular Processing Antenna for Channel Capacity Enhancement in MIMO System

ได้รับทุนอุดหนุนการทำวิจัยจาก
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ผลงานวิจัยเป็นความรับผิดชอบของหัวหน้าโครงการวิจัยแต่เพียงผู้เดียว

SUT7-709-53-12-25

รายงานการวิจัย

การพัฒนาสายอากาศที่ประมวลผลเชิงมุมเพื่อเพิ่มความจุของช่องสัญญาณในระบบไมโม

Development of Angular Processing Antenna for Channel Capacity Enhancement in MIMO System

คณะผู้วิจัย

หัวหน้าโครงการ

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. พีระพงษ์ อุฑารสกุล

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ปีงบประมาณ พ.ศ. 2553

ผลงานวิจัยเป็นความรับผิดชอบของหัวหน้าโครงการวิจัยแต่เพียงผู้เดียว

เมษายน 2554

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีที่ได้ให้การสนับสนุนทุนวิจัยสำหรับโครงการวิจัยนี้ ขอขอบคุณนักศึกษาในที่ปรึกษาของผู้วิจัยหลายๆ คนที่ช่วยเก็บผลการทดลองและมีส่วนร่วมดำเนินการวิจัยในหลายส่วนโดยเฉพาะอย่างยิ่งนางสาวอภิญญา อินทร์นอก และขอขอบคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. มนต์ทิพย์ภา อุฑารสกุล สำหรับคำแนะนำในเชิงวิชาการที่เป็นประโยชน์

ผู้วิจัย

เมษายน 2554

บทคัดย่อ

ระบบไมโมเป็นระบบที่มีสายอากาศแถวลำดับทั้งภาครับและภาคส่ง ความจุช่องสัญญาณในระบบไมโม สามารถเพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้นตามจำนวนคู่ของสายอากาศระหว่างภาครับและภาคส่ง ซึ่งโดยปกติช่องสัญญาณในระบบไมโมเป็นการประมวลผลแถวลำดับ (Array Processing) แต่ในทางตรงกันข้ามช่องสัญญาณประกอบด้วยปัจจัยเชิงมุมเป็นหลัก เช่น มุมของสัญญาณที่เกิดจากการตกกระทบและสะท้อนกับสิ่งแวดล้อม โดยอ้างอิงมุมจากตำแหน่งของสายอากาศแถวลำดับ ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงตรวจหาคุณลักษณะของระบบไมโมด้วยการประมวลผลเชิงมุม (Angular Processing) เปรียบเทียบกับการประมวลผลแถวลำดับ จากการจำลองแบบพบว่าการประมวลผลเชิงมุมให้ความจุของช่องสัญญาณมากกว่าการประมวลผลแถวลำดับ ทำให้งานวิจัยนี้สนใจการพัฒนาสายอากาศที่สามารถประมวลผลเชิงมุมในทางปฏิบัติได้จริง แนวทางการพัฒนานั้นแบ่งเป็นสองแนวคิดคือการสร้างสายอากาศชนิดใหม่เพื่อให้ประมวลผลเชิงมุมได้ หรือการสร้างอุปกรณ์ที่แปลงสายอากาศปกติให้สามารถประมวลผลเชิงมุมได้ จากการศึกษาพบว่าแนวทางที่สองดีกว่าในเรื่องของการประยุกต์เข้ากับระบบไมโมแบบปกติ งานวิจัยนี้จึงเลือกใช้การพัฒนาสายอากาศที่ประมวลผลเชิงมุมตามแนวคิดที่สองและงานวิจัยนี้ได้นำเสนอวิธีการทำการประมวลผลเชิงมุมในทางปฏิบัติ โดยเลือกใช้บัทเลอร์ เมทริกซ์ (Butler Matrix) ซึ่งเป็นอุปกรณ์สำหรับเปลี่ยนการประมวลผลแถวลำดับให้เป็นการประมวลผลเชิงมุม ข้อดีของบัทเลอร์ เมทริกซ์ สามารถทำให้เกิดมุมในแต่ละทิศทางได้ทันที เมื่อนำสายอากาศตัวเดิมต่อเข้ากับบัทเลอร์ เมทริกซ์ แล้วจะได้สัญญาณขาออกเป็นการประมวลผลเชิงมุมในทางปฏิบัติ ซึ่งแนวคิดนี้น่าสนใจเพราะมีวิธีการดำเนินงานง่าย ไม่ซับซ้อน และไม่เปลืองค่าใช้จ่ายในการหาตัวปรับเฟส โดยงานวิจัยนี้ได้ทดสอบวัดช่องสัญญาณเพื่อศึกษาสมรรถนะความจุช่องสัญญาณในระบบไมโมเมื่อใช้การประมวลผลเชิงมุมเปรียบเทียบกับการประมวลผลแถวลำดับ ผลที่ได้จากการวัดจริงพบว่าความจุช่องสัญญาณจากการประมวลผลเชิงมุมเพิ่มขึ้นกว่าการประมวลผลแถวลำดับ

Abstract

MIMO system is based on the array antennas at both transmitter and receiver. The capacity of MIMO system increases as the number of antenna pairs between receiver and transmitter increases. Normally, the channel matrix is considered by array processing. However, the channel matrix includes main angular factors such as angle of incidents and reflections due to environment. Therefore, it's interesting to investigate the performance of MIMO systems using the angular processing in comparing with the array processing. The simulation results reveal that the angular processing outperforms the array processing. In fact, there are two approaches to develop angular processing antennas including the new antenna design and the conversion of array to angular processing. The second approach is practically accepted in order to apply on any existing MIMO systems. This research developes the angular processing antenna based on the second approach. Also this research verifies the concept of angular processing in practice by applying Butler matrix. The advantage of the Butler matrix is to convert array processing to angular processing by just inserting Butler matrix right after array antennas. Thus, the output signals achieved by the proposed system become the practical angular processing. It's attractive to practically use such a system because it's easy to implement, uncomplicated and low cost. In addition, this research carries out the measured channels to investigate the MIMO capacity using angular processing in comparing with the array processing. The results confirm that the angular processing realized by Butler matrix outperforms the conventional array processing.

สารบัญ

หน้า

กิตติกรรมประกาศ ..... ก
บทคัดย่อภาษาไทย ..... ข
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ ..... ค
สารบัญ ..... ง
สารบัญรูปภาพ ..... ฉ
สารบัญตาราง ..... ฌ
บทที่ 1 บทนำ 1
1.1 ความสำคัญ ที่มาของปัญหาที่ทำการวิจัย 1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย 3
1.3 แนวทางการดำเนินการวิจัย 3
1.4 ผลสำเร็จของโครงการ 3
1.5 การสำรวจปริทรรศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับโครงการวิจัย 3
1.5.1 ความจุช่องสัญญาณระบบไมโม 4
1.5.2 การประมวลผลแถวลำดับในระบบไมโม 4
1.5.3 การประมวลผลเชิงมุมในระบบไมโม 5
บทที่ 2 ความจุช่องสัญญาณในระบบไมโมที่ใช้การประมวลผลแถวลำดับ 6
2.1 กล่าวนำ 6
2.2 ระบบไมโมที่เป็นแถบความถี่แคบ (Narrowband MIMO Model) 7
2.3 การแยกช่องสัญญาณแบบขนานในระบบไมโม 7
2.4 ความจุช่องสัญญาณในระบบไมโม (MIMO channel capacity) 10
2.4.1 ช่องสัญญาณไม่มีการเปลี่ยนแปลง (Static channel) 10
2.4.2 ช่องสัญญาณที่มีการจางหาย (Fading channel) 13
2.4.3 ความจุช่องสัญญาณที่เกิดจากการประมวลผลแถวลำดับ 14
2.5 กล่าวท้ายบท 14
บทที่ 3 ความจุช่องสัญญาณในระบบไมโมที่ใช้การประมวลผลเชิงมุม 16

3.1 กล่าวนำ 16
3.2 ความจุช่องสัญญาณการประมวลผลเชิงมุม 16
3.3 การประยุกต์ใช้บัทเลอร์ เมทริกซ์กับการประมวลผลเชิงมุม 18
3.3.1 โครงข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบบัทเลอร์ เมทริกซ์ 19
3.3.2 การหาช่องสัญญาณและความจุช่องสัญญาณจากแบบบัทเลอร์ เมทริกซ์ 25
3.4 เปรียบเทียบระหว่างการประมวลผลแถวลำดับและโดเมนเชิงมุม 26
3.4.1 วิเคราะห์การประมวลผลแถวลำดับ 26
3.4.2 วิเคราะห์การประมวลผลเชิงมุม 27
3.5 กล่าวท้ายบท 29
บทที่ 4 การสร้างชุดทดสอบและผลการทดลอง 30
4.1 กล่าวนำ 30
4.2 การทดสอบระบบไมโมด้วยการจำลองแบบในคอมพิวเตอร์ 31
4.2.1 วิธีการประมวลผลแถวลำดับ 31
4.2.2 วิธีการประมวลผลเชิงมุม 32
4.3 การออกแบบ สร้าง และวัดผลบัทเลอร์ เมทริกซ์ 35
4.3.1 การออกแบบบัทเลอร์ เมทริกซ์ 35
4.3.2 การสร้างบัทเลอร์ เมทริกซ์ 41
4.3.3 ผลการทดสอบค่าพารามิเตอร์จากบัทเลอร์ เมทริกซ์ 42
4.4 การทดสอบระบบไมโมในสถานการณ์จริง 54
4.4.1 การทดสอบชุดอุปกรณ์ต้นแบบสำหรับการวัดช่องสัญญาณ 54
4.4.2 การหาความจุช่องสัญญาณ 61
4.5 การทดสอบทิศทางการรับสัญญาณในสถานการณ์จริง 63
4.6 วิเคราะห์ผลการจำลองแบบและการทดสอบ 65
4.7 กล่าวท้ายบท 65
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ 66
5.1 สรุปผลการวิจัย 66
5.2 ข้อแสนอแนะ 67
บรรณานุกรม 68
ภาคผนวก ก การเผยแพร่ผลงานวิจัย 71

ภาคผนวก ข บทความวิจัยที่ตีพิมพ์เผยแพร่ 72
ประวัติผู้วิจัย 92

สารบัญรูปภาพ

หน้า

รูปที่ 2-1 การรับส่งข้อมูลในระบบไมโม....6
รูปที่ 2-2 การเข้ารหัสที่ภาคส่งและและสัญญาณที่รับได้....8
รูปที่ 2-3 แสดงการเดินทางของคลื่นในแต่ละทิศทางของระบบไมโม....9
รูปที่ 3-1 ตัวอย่างช่องสัญญาณจากการประมวลผลเชิงมุม เมื่อมุมที่ส่งออกไปและรับเข้ามาขนาดที่ต่างกัน 17
รูปที่ 3-2 วงจรก่อรูปลำคลื่นแบบแบบบัทเลอร์ เมทริกซ์....19
รูปที่ 3-3 แบบรูปการแผ่พลังงานในแต่ละทิศทางของโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบบัทเลอร์ เมทริกซ์....21
รูปที่ 3-4 ตัวคัปเปอร์แบบไฮบริดจ์ 90 องศา (Hybrid coupler 90°)....21
รูปที่ 3-5 ตัวไขว้สัญญาณ (crossover)....22
รูปที่ 3-6 ตัวเลื่อนเฟส 45 องศา (phase shifters 45°)....23
รูปที่ 3-7 ความยาวของเส้นทางการเดินทางของพลังงานภายในตัวไขว้สัญญาณ....24
รูปที่ 4-1 แสดงทิศทางการส่งและรับข้อมูลของระบบไมโม....31
รูปที่ 4-2 ความจุช่องสัญญาณเทียบกับอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน....34
รูปที่ 4-3 คัปเปอร์แบบไฮบริดจ์ 90 องศา....35
รูปที่ 4-4 คัปเปอร์แบบไฮบริดจ์ 90 องศาที่ออกแบบเสร็จ....37
รูปที่ 4-5 ตัวไขว้สัญญาณ....38
รูปที่ 4-6 ตัวไขว้สัญญาณที่ออกแบบเสร็จ....39
รูปที่ 4-7 ตัวเลื่อนเฟส 45 องศา....39
รูปที่ 4-8 ความยาวของเส้นทางการเดินทางของพลังงานภายในตัวไขว้สัญญาณ....40
รูปที่ 4-9 ค่าความยาวของตัวเลื่อนเฟส 45 องศาภายในโครงข่ายที่ออกแบบเสร็จ....41
รูปที่ 4-10 โครงข่ายก่อรูปลำคลื่นบัทเลอร์ เมทริกซ์ที่สร้างจากการออกแบบ....41
รูปที่ 4-11 วัดค่าพลังงานระหว่างพอร์ต P1 กับพอร์ต E1 (S_{11} มีค่าเท่ากับ – 10.017 dB)....42
รูปที่ 4-12 วัดค่าพลังงานระหว่างพอร์ต P2 กับพอร์ต E2 (S_{11} มีค่าเท่ากับ – 22.047 dB)....42
รูปที่ 4-13 วัดค่าพลังงานระหว่างพอร์ต P3 กับพอร์ต E3 (S_{11} มีค่าเท่ากับ – 18.154 dB)....43
รูปที่ 4-14 วัดค่าพลังงานระหว่างพอร์ต P4 กับพอร์ต E4 (S_{11} มีค่าเท่ากับ – 12.319 dB)....43
รูปที่ 4-15 วัดค่าเฟสระหว่างพอร์ต P1 กับพอร์ต E1 มีค่าเท่ากับ 158 องศา....44

รูปที่ 4-16 วัดค่าเฟสระหว่างพอร์ต P1 กับพอร์ต E 2 มีค่าเท่ากับ 25 องศา.....44
รูปที่ 4-17 วัดค่าเฟสระหว่างพอร์ต P1 กับพอร์ต E3 มีค่าท่ากับ -122 องศา 45
รูปที่ 4-18 วัดค่าเฟสระหว่างพอร์ต P2 กับพอร์ต E4 มีค่าเท่ากับ 118 องศา.....45
รูปที่ 4-19 วัดค่าเฟสระหว่างพอร์ต P2 กับพอร์ต E1 มีค่าเท่ากับ -87 องศา 46
รูปที่ 4-20 วัดค่าเฟสระหว่างพอร์ต P2 กับพอร์ต E2 มีค่าเท่ากับ -137 องศา 46
รูปที่ 4-21 วัดค่าเฟสระหว่างพอร์ต P2 กับพอร์ต E3 มีค่าเท่ากับ 176 องศา.....47
รูปที่ 4-22 วัดค่าเฟสระหว่างพอร์ต P2 กับพอร์ต E4 มีค่าเท่ากับ 137 องศา.....47
รูปที่ 4-23 วัดค่าเฟสระหว่างพอร์ต P3 กับพอร์ต E1 มีค่าเท่ากับ 132 องศา.....48
รูปที่ 4-24 วัดค่าเฟสระหว่างพอร์ต P3 กับพอร์ต E2 มีค่าเท่ากับ 178 องศา.....48
รูปที่ 4-25 วัดค่าเฟสระหว่างพอร์ต P3 กับพอร์ต E3 มีค่าเท่ากับ -139 องศา 49
รูปที่ 4-26 วัดค่าเฟสระหว่างพอร์ต P3 กับพอร์ต E4 มีค่าเท่ากับ -98 องศา 49
รูปที่ 4-27 วัดค่าเฟสระหว่างพอร์ต P4 กับพอร์ต E1 มีค่าเท่ากับ 136 องศา.....50
รูปที่ 4-28 วัดค่าเฟสระหว่างพอร์ต P4 กับพอร์ต E2 มีค่าเท่ากับ -90 องศา 50
รูปที่ 4-29 วัดค่าเฟสระหว่างพอร์ต P4 กับพอร์ต E3 มีค่าเท่ากับ 40 องศา.....51
รูปที่ 4-30 วัดค่าเฟสระหว่างพอร์ต P4 กับพอร์ต E4 มีค่าเท่ากับ 176 องศา.....51
รูปที่ 4-31 แบบรูปการแผ่พลังงานในแต่ละทิศทาง 53
รูปที่ 4-32 รูปแสดงการประยุกต์ใช้บัทเลอร์ เมทริกซ์เข้ากับสายอากาศที่ภาคส่งและภาครับ.....54
รูปที่ 4-33 โครงสร้างของระบบที่ใช้ในการวัดช่องสัญญาณ 55
รูปที่ 4-34 แผนที่สำหรับวัดช่องสัญญาณ 55
รูปที่ 4-35 ความจุช่องสัญญาณเทียบกับอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ในแต่ละจุดที่ทำการวัด....61
รูปที่ 4-36 ค่าเฉลี่ยรวมความจุช่องสัญญาณทั้งสองกรณีเมื่อเทียบกับอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน 62
รูปที่ 4-37 ทิศทางการหมุนของสายอากาศแถวลำดับที่ภาครับ.....63
รูปที่ 4-38 ค่าเฉลี่ยของความจุของช่องสัญญาณ (bits/s/Hz) เทียบกับอัตราส่วนกำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) สำหรับตำแหน่งที่ 5 64

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 3-1 แสดงเฟสของสายอากาศ ทิศทางของลำคลื่น และเฟสที่มาจากบัทเลอร์ เมทริกซ์ในรูปที่ 3-2 ตามทฤษฎี 20
ตารางที่ 4-1 แสดงเฟสของสายอากาศ ทิศทางของลำคลื่น ของบัทเลอร์เมทริกซ์ที่ได้จากการวัด 52
ตารางที่ 4-2 แสดงค่าเฉลี่ยความจุช่องสัญญาณในแต่ละจุดที่ทำการวัดผล เมื่อ SNR = 10 dB.....62
ตารางที่ 4-3 ค่าเฉลี่ยของความจุของช่องสัญญาณ (bps/Hz) ของทุกตำแหน่งเมื่อ SNR=10 dB.....64

บทที่ 1 บทนำ

1.1 ความสำคัญ ที่มาของปัญหาที่ทำการวิจัย

ในปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สาย (Wireless Communication) ได้รับความนิยมเป็นอย่างมาก อาทิเช่น การสื่อสารผ่านเครือข่ายโทรศัพท์มือถือ (Mobile Communication Network) หรือเครือข่ายไร้สายท้องถิ่น (WLAN) ซึ่งทิศทางการวิจัยและพัฒนาของเทคโนโลยีในกลุ่มนี้เป็นไปในทิศทางเดียว คือต้องการพัฒนาการส่งและรับข้อมูลให้มีสมรรถนะที่สูงมากขึ้น ตัวอย่างเช่น การพัฒนาส่งการข้อมูลแบบไร้สายเพื่อรองรับข้อมูลจำนวนมากจากบริการอินเตอร์เน็ตไร้สาย (Wireless Internet) และการส่งข้อมูลด้วยอัตราการส่งข้อมูลความเร็วสูงสำหรับสื่อสั่งได้ (Multimedia on Demand) เพื่อเป็นการตอบสนองความต้องการเหล่านี้ การวิจัยและพัฒนาเพื่อหาเทคโนโลยีใหม่ที่สอดคล้องกับความต้องการทั้งหมดจึงกำลังได้รับความสนใจมากที่สุดในขณะนี้ และในกลุ่มเทคโนโลยีใหม่ที่ถูกยอมรับเข้าเป็นส่วนหนึ่งของมาตรฐานต่างๆ ในอนาคตคือเทคโนโลยีการส่งและรับแบบหลายช่องทาง (Multiple Input Multiple Output : MIMO) หรือเรียกระบบนี้ว่าระบบไมโม ระบบนี้สามารถให้อัตราการส่งข้อมูลและความจุของช่องสัญญาณในปริมาณที่มากเมื่อเทียบกับการรับส่งแบบช่องทางเดียว (Single Input Single Output : SISO) อีกทั้งยังมีงานวิจัยในเชิงทฤษฎีอีกมากมายที่พิสูจน์ศักยภาพของระบบนี้ อย่างไรก็ตามงานวิจัยเหล่านี้ได้ตั้งสมมุติฐานไว้หลายประการ ประการที่สำคัญประการหนึ่งคือสมมุติให้ช่องสัญญาณมีการกระจายตัวรอบทิศทางไปที่เครื่องรับ ซึ่งภายใต้เงื่อนไขนี้สมรรถนะของระบบไมโม สามารถให้อัตราการส่งข้อมูลได้สูงถึง N เท่าของระบบ SISO เมื่อ N คือจำนวนสายอากาศส่งและรับ ข้อสมมุตินี้สามารถถูกยอมรับได้ในทางทฤษฎี แต่ในทางปฏิบัตินั้นแทบที่จะไม่สามารถเกิดขึ้นได้เลย เพราะเราไม่สามารถกำหนดรูปแบบของช่องสัญญาณได้ และจากงานวิจัยอื่นๆ ได้แสดงให้เห็นว่าช่องสัญญาณสัมพันธ์กับทิศทางการส่งสัญญาณจากเครื่องส่ง (Angle of Delivery : AoD) และทิศทางการรับสัญญาณที่เครื่องรับ (Angle of Arrival : AoA) ทำให้ช่องสัญญาณที่มาจากทุกทิศทางนั้นจึงเป็นไปไม่ได้เลย ผลกระทบที่สำคัญคือความจุของช่องสัญญาณที่ใช้งานในทางปฏิบัติจึงมีค่าไม่มากเท่ากับทางทฤษฎีที่คาดการณ์ไว้ ดังนั้นโครงการวิจัยนี้จึงมีแนวคิดที่จะพัฒนารูปแบบการประมวลผล

ของระบบไมโมโดยนำเอาทิศทางของสัญญาณเข้ามาเกี่ยวข้อง เพื่อให้ได้ความจุของช่องสัญญาณที่เพิ่มขึ้น และนอกจากนี้โครงการวิจัยยังมีแนวคิดที่จะพัฒนาสายอากาศให้เหมาะสมกับการประมวลผลเชิงมุมนี้ด้วย

โครงการวิจัยนี้ให้ความสำคัญกับการพัฒนาเทคโนโลยีใหม่ที่สำคัญอันจะเป็นรากฐานของมาตรฐานต่างๆในอนาคต โดยมุ่งหวังที่จะเพิ่มความจุของช่องสัญญาณในระบบ ทำให้สามารถรองรับบริการที่ต้องการอัตราการส่งข้อมูลสูงๆ ได้ ซึ่งประเด็นปัญหาในงานวิจัยนี้ถือว่าสอดคล้องกับนโยบายและยุทธศาสตร์การวิจัยของชาติ (พ.ศ. 2551-2553) ในยุทธศาสตร์การวิจัยที่ 1 กลยุทธ์การวิจัยที่ 7 แผนงานวิจัยที่ 1 เรื่องการวิจัยเกี่ยวกับการเพิ่มสมรรถนะและพัฒนาศักยภาพขีดความสามารถทางเทคโนโลยีสารสนเทศและการสื่อสาร และการเพิ่มความจุของช่องสัญญาณนี้ ทำให้สามารถส่งข้อมูลได้เร็วขึ้น ประหยัดเวลาและพลังงานในการส่งข้อมูล ทำให้มีส่วนช่วยภาวะโลกร้อนในทางอ้อมอีกทางหนึ่งจึงทำให้โครงการวิจัยนี้สอดคล้องกับนโยบายของรัฐบาล นโยบายเร่งด่วนที่ดำเนินการในปีแรก ในหัวข้อ 1.19 เร่งรัดมาตรการและโครงการเพื่อบรรเทาผลกระทบจากวิกฤติโลกร้อน

แต่ทว่าการพัฒนาสายอากาศที่ประมวลผลเชิงมุมของระบบไมโมนี้ยังคงเป็นงานวิจัยที่ไม่มีผลเฉลยในขณะนี้ จากการทบทวนปริทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องพบว่า งานวิจัยในด้านนี้จะวิเคราะห์ช่องสัญญาณเป็นเชิงมุมเท่านั้น แต่การประมวลผลของภาคส่งและภาครับยังคงเป็นการวิเคราะห์ด้วยรูปแบบของสายอากาศแบบปกติ ทำให้สมรรถนะที่แท้จริงของระบบไมโมที่มีการประมวลผลเชิงมุมยังคงไม่มีงานวิจัยใดแสดงให้เห็นได้ ทั้งนี้เป็นเพราะต้องคำนึงถึงการพัฒนาสายอากาศที่สามารถประมวลผลเชิงมุมควบคู่กันไปด้วย ดังนั้นโครงการวิจัยนี้จึงเสนอแนวคิดที่จะพัฒนาสายอากาศที่ประมวลผลเชิงมุมสำหรับระบบไมโม ผลสำเร็จของโครงการวิจัยนี้ถือว่าเป็นการสร้างผลงานจากเทคโนโลยีใหม่ที่อยู่ในความสนใจ ซึ่งสามารถนำไปแข่งขันกับวิธีการอื่นๆในต่างประเทศได้ จึงสอดคล้องกับกลุ่มเรื่องที่ควรวิจัยเร่งด่วนตามนโยบายและยุทธศาสตร์การวิจัยของชาติ (พ.ศ. 2551-2553) ในกลุ่มเทคโนโลยีใหม่และเทคโนโลยีที่สำคัญเพื่ออุตสาหกรรม นอกจากนี้ผลสำเร็จที่ได้ยังเป็นองค์ความรู้ที่สำคัญในการพัฒนาต่อยอดเพื่อนำไปใช้กับภาคธุรกิจต่างๆ ทำให้ไม่ต้องพึ่งเทคโนโลยีจากต่างประเทศ ลดการนำเข้าเทคโนโลยีราคาแพงและเสริมสร้างความเข็มแข็งทางเศรษฐกิจของประเทศในทางอ้อมได้อีกด้วย ประเด็นนี้ถือว่าสอดคล้องกับยุทธศาสตร์การพัฒนาประเทศตามแผนพัฒนาเศรษฐกิจและสังคมแห่งชาติ ฉบับที่ 10 (พ.ศ. 2550-2554) ในยุทธศาสตร์การปรับโครงสร้างเศรษฐกิจให้สมดุลและยั่งยืนเป็นอย่างมาก และยังคงเป็นฐานสำหรับการวิจัยและพัฒนาที่ยังยืนในอนาคต ทำให้ตรงกับนโยบายของรัฐบาล นโยบายระยะการบริหารราชการ 4 ปี ของรัฐบาล ในหัวข้อ 2.4 นโยบายด้านวิทยาศาสตร์ เทคโนโลยี และนวัตกรรม

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย

1. เพื่อศึกษาการประมวลผลเชิงมุมในระบบไมโม และพัฒนาสายอากาศสำหรับระบบนี้
2. เพื่อสร้างองค์ความรู้ใหม่สำหรับการวิเคราะห์ระบบไมโม และแนวทางในการใช้งานภาคปฏิบัติ
3. เพื่อสร้างเทคโนโลยีใหม่ที่มีศักยภาพในการแข่งขันกับต่างประเทศได้

1.3 แนวทางการดำเนินการวิจัย

1. ศึกษาการวิเคราะห์ระบบไมโมด้วยการประมวลผลเชิงมุม
2. จำลองแบบการประมวลผลเชิงมุมในคอมพิวเตอร์ ด้วยโปรแกรม MATLAB
3. วิเคราะห์และเปรียบเทียบผลจากการจำลองแบบของการประมวลผลเชิงมุม
4. ศึกษาและออกแบบสายอากาศที่สามารถรองรับการประมวลผลเชิงมุมได้
5 ทดสอบสมรรถนะของระบบไมโมด้วยสายอากาศที่ศึกษาด้วยการจำลองแบบในคอมพิวเตอร์
6. พัฒนาและสร้างสายอากาศที่ประมวลผลเชิงมุม
7. ทดสอบระบบไมโมที่ใช้สายอากาศที่สร้างขึ้นด้วยการวัดสัญญาณจริง
8. ปรับปรุงและพัฒนาเพื่อให้บรรลุวัตถุประสงค์ของโครงการ
9. เสนอบทความในงานประชุมวิชาการ
10. นำข้อเสนอแนะในงานประชุมวิชาการมาปรับปรุงวิธีการหาตำแหน่ง
11. สรุปผลสำเร็จของโครงการและทำรายงานโครงการ

1.4 ผลสำเร็จของโครงการ

ผลสำเร็จของโครงการนี้คือการได้ต้นแบบสายอากาศที่ประมวลผลเชิงมุมและสามารถเพิ่มความจุของช่องสัญญาณในระบบไมโมได้ โดยมีการเผยแพร่ผลงานวิจัยนี้ในงานประชุมวิชาการระดับนานาชาติ 1 บทความ และเผยแพร่ผลงานในวารสารวิชาการ 1 บทความ

1.5 การสำรวจปริทรรศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับโครงการวิจัย

เพื่อให้ทราบถึงปัญหาและแนวทางในการดำเนินงานวิจัยจึงได้มีการศึกษางานวิจัยที่ผ่านมารวมถึงการค้นคว้าจากห้องสมุดมหาวิทยาลัย และอินเตอร์เน็ท โดยเนื้อหาในส่วนนี้จะกล่าวถึงปริทัศวรรณกรรม

และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้ ความจุช่องสัญญาณระบบไมโม การประมวลผลแถวลำดับในระบบไมโมและการประมวลผลเชิงมุมในระบบไมโม

1.5.1 ความจุช่องสัญญาณระบบไมโม

ความจุช่องสัญญาณในระบบไมโมเป็นงานวิจัยที่ได้รับความสนใจ ไม่ว่าจะเป็นงานของ Foschini G.J. (1996) หรือ Telatar I.E. (1995) ได้แสดงให้เห็นว่าสำหรับช่องสัญญาณแบบ i.i.d. (Independent Identically Distributed) ความจุช่องสัญญาณในระบบไมโมสามารถเพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้นตามจำนวนคู่ของสายอากาศระหว่างภาครับและภาคส่ง เนื่องจากระบบไมโมได้อาศัยผลประโยชน์จากไดเวอซิตีเชิงตำแหน่งของช่องสัญญาณ งานของ Foschini อยู่ภายใต้ข้อสมมติฐานที่ว่ามีเพียงภาครับเท่านั้นที่มีการรับรู้ข้อมูลของช่องสัญญาณโดยถูกต้องสมบูรณ์ นั่นหมายความว่ารูปแบบการจัดสรรกำลังส่งสัญญาณที่เท่ากันสำหรับสายอากาศแต่ละต้น (Telatar I.E., 1995) ถูกนำมาใช้เพื่อคำนวณความจุช่องสัญญาณ นอกจากนี้ความจุช่องสัญญาณยังสามารถเพิ่มขึ้นจากเดิมได้หากมีการรับรู้ข้อมูลสถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่งสำหรับการทำความเข้าใจระบบไมโมเบื้องต้นสามารถศึกษาได้จากงานของ Gesbert D., Shafi M., Shan Shiu D., Smith P.J. and Naguib A. (2003) และมีงานวิจัยที่ทำการวัดช่องสัญญาณเพื่อหาความจุช่องสัญญาณในระบบไมโม ไม่ว่าจะเป็น Molisch, A.F., Steinbauer, M., Toeltsch, M., Bonek, E., and Thoma R.S. (2002), Stridh, R., Ottersten, B., and Karlsson, P. (2000). และ Vieira, R.D., Brandao, J.C.B., and Siqueira, G.L. (2006) โดยงานวิจัยหลังนี้ได้นำพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของช่องสัญญาณมาวิเคราะห์ด้วย

1.5.2 การประมวลผลแถวลำดับในระบบไมโม

ระบบไมโมในปัจจุบันส่วนใหญ่ใช้การประมวลผลแถวลำดับ (Tse, D., and Viswanath, P., 2005) โดยมีการใช้สายอากาศส่งและรับ เรียงกันในแนวแถวลำดับ และช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นระหว่างภาครับและภาคส่งนั้น มีหลายวิธีที่สามารถพิจารณาได้ เช่น ช่องสัญญาณที่เกิดจากการเฟ้นสุ่ม (Random) ช่องสัญญาณที่เกิดจากการคำนวณมุมตกกระทบ-สะท้อน ช่องสัญญาณเรย์ลีและริเชียน เป็นต้น แต่ส่วนที่จะพิจารณาใช้ช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นจากมุมตกกระทบและมุมสะท้อน โดยช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นในลักษณะนี้เรียกว่าช่องสัญญาณที่เกิดจากการประมวลผลแถวลำดับ เมื่อนำมาพิจารณาแล้วช่องสัญญาณที่ได้จะเกิดจากการรวมกันของแต่ละทิศทางการเดินทางของคลื่น ซึ่งมีสิ่งที่พิจารณาหลายกรณี เช่น ระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละต้นที่วางเรียงกันจะต้องมีระยะที่เท่าๆกัน ช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นจะให้ความจุช่องสัญญาณเป็นไปตามจำนวนสายอากาศที่เพิ่มมากขึ้น โดยจะเพิ่มเป็นจำนวนเท่าของสายอากาศ แต่วิธีการดำเนินการในกรณีนี้ให้ความจุช่องสัญญาณยังไม่มากเท่าที่ควร ดังนี้ผู้วิจัยจึงหาวิธีการที่จะเพิ่มความจุช่องสัญญาณใน

ระบบไมโมนั่นคือ การใช้การประมวลผลเชิงมุม เพราะถ้าเราพิจารณาพารามิเตอร์ที่เกิดขึ้น เช่น มุมตกกระทบและมุมสะท้อน ล้วนเกิดจากมุมทั้งสิ้น ดังนั้นจึงคิดว่าถ้าใช้การประมวลผลเชิงมุมแทนการประมวลผลเมนแถวลำดับแล้วน่าจะให้ความจุช่องสัญญาณที่เพิ่มขึ้น ทั้งนี้ก็ต้องมีการพิสูจน์สมการทางคณิตศาสตร์เพื่อยืนยันผลการทดลองว่าการประมวลผลเชิงมุมให้ความจุช่องสัญญาณที่มากกว่าการประมวลผลแถวลำดับ และต้องมีการจำลองแบบ รวมถึงสร้าง วัด วิเคราะห์ ผลการทดสอบ เพื่อยืนยันด้วย

1.5.3 การประมวลผลเชิงมุมในระบบไมโม

จากปริทัศน์วรรณกรรมที่ผ่านมาไม่มีการพิจารณาในเรื่องความจุช่องสัญญาณในระบบไมโมที่ใช้การประมวลผลเชิงมุม แต่พิจารณาเรื่องช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นจากการประมวลผลเชิงมุม โดยเริ่มพิจารณาจากเมทริกซ์ยูนิแทรี (Unitary matrix) ทั้งภาคส่งและภาครับ นำเมทริกซ์ยูนิแทรีของภาครับมาทำการคอนจูเกต ทรานสโพสต์ แล้วคูณกับช่องสัญญาณแถวลำดับจากนั้นทำการคูณเข้ากับเมทริกซ์ยูนิแทรีที่ภาคส่ง แล้วจะได้ช่องสัญญาณที่เกิดจากการประมวลผลเชิงมุมทันที

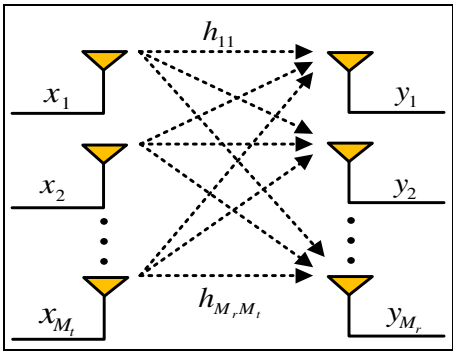
จากงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประมวลผลเชิงมุม (Li, Hang, Bergmans, J.W.M., and Willems, F.M.J., 2007) และ (Li, Huang, Chin, Keong, Ho, Bergmans, J.W.M., and Willems, F.M.J., 2008) เสนอวิธีการใช้การประมวลผลเชิงมุมในการหาช่องสัญญาณที่เกิดขึ้น เพื่อพิจารณาคุณลักษณะการประมาณช่องสัญญาณในแต่ละเทคนิค ซึ่งเป็นวิธีการที่น่าสนใจเพราะมีการเข้าและถอดรหัสที่ดี น่าเชื่อถือ แต่มีความซับซ้อนในการดำเนินการ เช่นการปรับเฟสและแอมพลิจูด ซึ่งในขั้นตอนนี้สามารถทำได้ยาก และไม่มีการนำช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นมาใช้ให้เกิดประโยชน์ในเรื่องความจุช่องสัญญาณเลย ดังนั้นงานวิจัยนี้ จึงเป็นการศึกษาหาความจุช่องสัญญาณเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพ และคิดหาวิธีการใช้การประมวลผลเชิงมุมสามารถทำให้เป็นจริงได้ในทางปฏิบัติ เพื่อลดความซับซ้อนในการดำเนินการที่เกิดขึ้น และประหยัดค่าใช้จ่ายในการหาชุดวงจารการปรับเฟสและแอมพลิจูด ดังนั้นจึงหันมาประยุกต์ใช้บัทเลอร์ เมทริกซ์ (Liberti, J.C., and Rappaport, J.T.S., 1999) เพราะสามารถใช้ได้จริงกับระบบที่มีสายอากาศส่งและรับ ภาคละ 4 ต้น โดยการนำบัทเลอร์ เมทริกซ์ต่อที่ภาครับและภาคส่ง เพียงเท่านี้ก็จะได้การประมวลผลเชิงมุมในทางปฏิบัติทันที เนื่องจาก บัทเลอร์ เมทริกซ์ มีการปรับเฟสและแอมพลิจูดในตัวแล้ว จึงง่ายสำหรับวิธีการดำเนินการดำเนินงาน เป็นต้น

บทที่ 2 ความจุช่องสัญญาณในระบบไมโมที่ใช้การประมวลผลแถวลำดับ

2.1 กล่าวนำ

ในบทนี้กล่าวถึงทฤษฎีความจุช่องสัญญาณ โดยพิจารณาระบบที่มีสายอากาศส่งและรับมากกว่า 1 ต้น ซึ่งเป็นระบบที่เรียกโดยทั่วไปว่าระบบไมโม (MIMO) การที่มีจำนวนสายอากาศมากกว่า 1 ต้น จะสามารถให้อัตราการส่งข้อมูลที่เพิ่มขึ้นโดยการมัลติเพลกซ์ (Multiplexing) หรือพัฒนาคุณลักษณะด้วยไดเวอร์ซิตี (Diversity) ในระบบนี้สายอากาศส่งและรับช่วยในการเพิ่มอัตราขยายไดเวอร์ซิตี การมัลติเพลกซ์จะส่งเสริมในด้านโครงสร้างของอัตราขยายของช่องสัญญาณ ซึ่งจะมีความเป็นอิสระในแต่ละทิศทางการเดินทางของคลื่น โดยมีผู้ที่เริ่มใช้ระบบนี้ได้แก่ Winters, Foschini, Gans, and Telater ซึ่งในระบบนี้เราจะตรวจสอบความแตกต่างการใช้สายอากาศหลาย ๆ ต้นเพื่อหาคุณลักษณะที่ดีของระบบ โดยพิจารณาช่องสัญญาณที่เกิดในหลาย ๆ แบบ

ก่อนเข้าสู่เนื้อหาของบทนี้ ขอทำความเข้าใจเรื่องการประมวลผลแถวลำดับว่าเป็นการประมวลผลตามวิธีปกติของระบบไมโม ซึ่งไม่ต้องเขียนบอกว่าเป็นการประมวลผลแถวลำดับก็จะได้ความหมายที่เข้าใจตรงกันว่าเป็นการพิจารณาแถวลำดับไม่ใช่เชิงมุม ดังนั้นเพื่อความกะทัดรัด การอ้างอิงในบทนี้จึงไม่ใช้คำว่าการประมวลผลแถวลำดับต่อท้ายระบบไมโม



รูปที่ 2-1 การรับส่งข้อมูลในระบบไมโม

2.2 ระบบไมโมที่เป็นแถบความถี่แคบ (NARROWBAND MIMO MODEL)

ในหัวข้อนี้จะพิจาณาช่องสัญญาณระบบไมโมที่เป็นแถบแคบ ใช้กับการสื่อสารจากจุดหนึ่งไปยังอีกจุดหนึ่ง ซึ่งมี $\boldsymbol{M_t}$ คือ จำนวนสายอากาศส่ง และ $\boldsymbol{M_r}$ คือ จำนวนสายอากาศรับ แสดงดังรูปที่ 2-1 ระบบนี้สามารถเขียนเป็นสมการได้ว่า

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{y_1} \\ \vdots \\ \boldsymbol{y_{M_r}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{h_{11}} & \cdots & \boldsymbol{h_{1M_t}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \boldsymbol{h_{M_r1}} & \cdots & \boldsymbol{h_{M_rM_t}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{x_1} \\ \vdots \\ \boldsymbol{x_{M_t}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \boldsymbol{n_1} \\ \vdots \\ \boldsymbol{n_{M_r}} \end{bmatrix} \tag{2-1}$$

หรือทั่วไปเขียนเป็น $\boldsymbol{y} = \mathbf{H}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{n}$ เมื่อ $\boldsymbol{n}$ คือ เวกเตอร์สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นที่ภาครับ ส่วน $\mathbf{H}$ คือ เมตริกซ์ช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นในแต่ละองค์ประกอบ สมมติให้ช่องสัญญาณมีแถบความถี่ $\boldsymbol{B}$ และสัญญาณรบกวนแบบเกาส์มีค่าเฉลี่ยศูนย์ สัมพันธ์กับเมตริกซ์ $\boldsymbol{\sigma^2 I_{M_r}}$ โดย $\boldsymbol{\sigma^2} \triangleq \mathbf{E}[\boldsymbol{n_i}^2] = \frac{\boldsymbol{N_0}}{\mathbf{2}}$ และมีกำลังคงที่ $\boldsymbol{P}$ โดยสมมติให้กำลังสัญญาณรบกวน $\boldsymbol{\sigma^2}$ และ $\boldsymbol{P/\sigma^2} = \boldsymbol{\rho}$ คือ อัตราส่วนสัญญาณที่รับได้ต่อสัญญาณรบกวน จะต้องเป็นไปตาม

$$\sum_{\boldsymbol{i=1}}^{\boldsymbol{M_t}} \mathbf{E}[\boldsymbol{x_i x_i}^*] = \boldsymbol{\rho} \tag{2-2}$$

$*$ แสดงถึงการสังยุคเชิงซ้อน

2.3 การแยกช่องสัญญาณแบบขนานในระบบไมโม

เมื่อมีจำนวนสายอากาศส่งและรับมากกว่า 1 ต้น การทำงานในลักษณะนี้เรียกว่า การมัลติเพลกซ์อัตราขยาย สามารถแยกช่องสัญญาณได้เป็นค่าคงที่ แทนด้วย $\boldsymbol{R}$ โดยจะมีความเป็นอิสระของข้อมูลและช่องสัญญาณ ซึ่งเมื่อเราใช้สายอากาศส่งและรับมากกว่า 1 ต้น แล้วจะให้อัตราเร็วของข้อมูลที่เพิ่มขึ้นด้วย พิจารณาระบบไมโมที่มี $\mathbf{H}$ คือ ช่องสัญญาณ

$\boldsymbol{M_t}$ คือ สายอากาศส่ง

$\boldsymbol{M_r}$ คือ สายอากาศรับ

$\boldsymbol{R_{\mathrm{H}}}$ คือ ลำดับชั้นของช่องสัญญาณ $(\boldsymbol{R_{\mathrm{H}}} \leq \mathbf{min}\,(\boldsymbol{M_t}, \boldsymbol{M_r}))$

เราสามารถแยกช่องสัญญาณ $\mathbf{H}$ โดยการวิเคราะห์ค่าเฉพาะตัวจาก

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\sum\mathbf{V}^{\boldsymbol{H}} \tag{2-3}$$

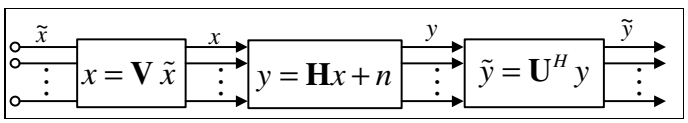
โดย $\mathbf{U}$ คือ เมทริกซ์ยูนิแทรีขนาด $\boldsymbol{M_t} \times \boldsymbol{M_t}$

$\mathbf{V}$ คือ เมทริกซ์ยูนิแทรีขนาด $\boldsymbol{M_r} \times \boldsymbol{M_r}$

$\sum$ คือ เมตริกซ์เฉียง (Diagonal Matrix) ที่สมาชิกไม่มีค่าติดลบขนาด $\boldsymbol{M_r} \times \boldsymbol{M_t}$

และ $\boldsymbol{H}$ คือ การทรานสโพสคอนจุเกต

จากสมการ (2-3) เป็นวิธีการของเอสวีดี (Singular Value Decomposition: SVD) เมื่อ diag(A) เป็นเวคเตอร์ที่ประกอบด้วยค่าในแกนทแยงมุมของเมทริกซ์ A และ $\boldsymbol{\lambda_1}, \boldsymbol{\lambda_2}, \ldots, \boldsymbol{\lambda_m}$ คือค่าไอเกน (Eigen values) $\boldsymbol{\lambda_i}$ จะได้ว่า $\sum = \boldsymbol{diag}\left(\sqrt{\boldsymbol{\lambda_1}}, \sqrt{\boldsymbol{\lambda_2}}, \ldots, \sqrt{\boldsymbol{\lambda_m}}, \mathbf{0}, \ldots, \mathbf{0}\right)$

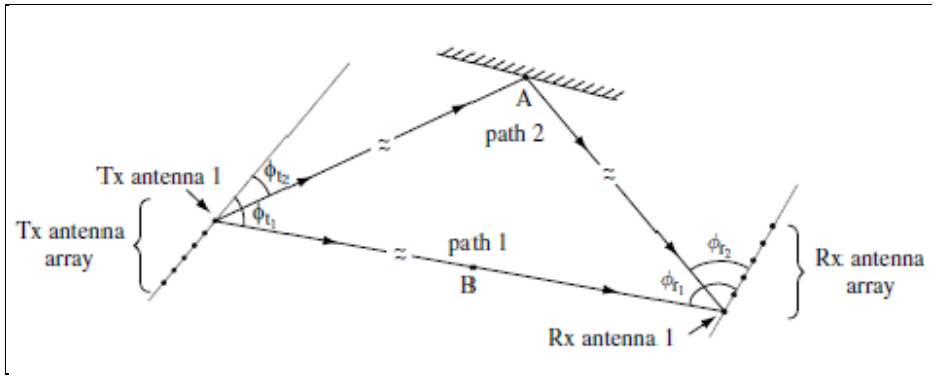


รูปที่ 2-2 การเข้ารหัสที่ภาคส่งและและสัญญาณที่รับได้

จากรูปที่ 2-2 สามารถพิจารณาได้ว่า

$$\begin{aligned}\tilde{\boldsymbol{y}} &= \mathbf{U}^{\boldsymbol{H}}(\mathbf{H}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{n}) = \mathbf{U}^{\boldsymbol{H}}(\mathbf{U}\sum\mathbf{V}^{\boldsymbol{H}}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{n}) \\ &= \mathbf{U}^{\boldsymbol{H}}(\mathbf{U}\sum\mathbf{V}^{\boldsymbol{H}}\mathbf{V}\tilde{\boldsymbol{x}} + \boldsymbol{n}) \\ &= \mathbf{U}^{\boldsymbol{H}}\mathbf{U}\sum\mathbf{V}^{\boldsymbol{H}}\mathbf{V}\tilde{\boldsymbol{x}} + \mathbf{U}^{\boldsymbol{H}}\boldsymbol{n} \\ \therefore\ \tilde{\boldsymbol{y}} &= \sum\tilde{\boldsymbol{x}} + \tilde{\boldsymbol{n}}\end{aligned} \tag{2-4}$$

ช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นในลักษณะนี้เรียกว่า การประมวลผลช่องสัญญาณโดเมนแถวลำดับ (Array Processing)



รูปที่ 2-3 แสดงการเดินทางของคลื่นในแต่ละทิศทางของระบบไมโม

จากรูปที่ 2-3 แสดงการเดินทางของคลื่นในแต่ละทิศทาง เมื่อมีการรับรู้สถานะช่องสัญญาณ โดยมีอัตราการลดทอนที่เกิดขึ้นในแต่ละทิศทาง แทนด้วย $\boldsymbol{a_i}$ มุมส่ง แทนด้วย $\boldsymbol{\phi_{ti}(\Omega_{ti} = \cos\phi_{ti})}$ และมุมรับ แทนด้วย $\boldsymbol{\phi_{ri}(\Omega_{ri} = \cos\phi_{ri})}$ ดังนั้นช่องสัญญาณ หาได้จาก

$$\mathbf{H} = \sum_i \boldsymbol{a_i^b}\,\mathbf{e}_r(\boldsymbol{\Omega_{ri}})\,\mathbf{e}_t(\boldsymbol{\Omega_{ti}})^H \tag{2-5}$$

โดย

$$\boldsymbol{a_i^b} = \boldsymbol{a_i}\sqrt{\boldsymbol{M_t M_r}}\,\mathbf{exp}\left(\frac{-j2\pi d_i}{\lambda_c}\right) \tag{2-6}$$

$$\mathbf{e}_t(\boldsymbol{\Omega_{ti}}) = \frac{1}{\sqrt{M_t}}\begin{bmatrix} \mathbf{1} \\ \mathbf{exp}\,[-j(2\pi\Delta_t\Omega_{ti})] \\ \vdots \\ \mathbf{exp}\,[-j(M_t-1)(2\pi\Delta_t\Omega_{ti})] \end{bmatrix} \tag{2-7}$$

$$\mathbf{e}_r(\boldsymbol{\Omega_{ri}}) = \frac{1}{\sqrt{M_r}}\begin{bmatrix} \mathbf{1} \\ \mathbf{exp}\,[-j(2\pi\Delta_r\Omega_{ri})] \\ \vdots \\ \mathbf{exp}\,[-j(M_r-1)(2\pi\Delta_r\Omega_{ri})] \end{bmatrix} \tag{2-8}$$

โดยที่

$\boldsymbol{d_i}$ คือ ระยะทางระหว่างภาคส่งๆไปยังภาครับในแต่ละทิศการเดินทางของคลื่น ส่วน

$\mathbf{e}_t(\boldsymbol{\Omega_{ti}})$ และ $\mathbf{e}_r(\boldsymbol{\Omega_{ri}})$ คือ เวกเตอร์ใช้แทนการกระจายตัวในแต่ละทิศทาง $\boldsymbol{\Omega}$

$\boldsymbol{\lambda_c}$ คือ ความยาวคลื่นของความถี่กลาง

$\boldsymbol{\Delta_t}$ และ $\boldsymbol{\Delta_r}$ คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศที่นอล์แมลไลซ์

2.4 ความจุช่องสัญญาณในระบบไมโม (MIMO CHANNEL CAPACITY)

หัวข้อนี้เสนอความจุช่องสัญญาณโดยทฤษฎีของ Shannon ซึ่งจะให้อัตราการส่งข้อมูลสูงสุด ภายใต้ช่องสัญญาณที่มีความน่าจะเป็นในการเกิดความผิดพลาดน้อย ความจุช่องสัญญาณเทียบกับปริมาณที่สูญเสียอธิบายโดยอัตราเร็วการส่งข้อมูล ได้จากการส่งผ่านช่องสัญญาณซึ่งมีความน่าจะเป็นในการเกิดความผิดพลาดไม่เป็นศูนย์ ความจุช่องสัญญาณอยู่ภายใต้การรับรู้สถานะช่องสัญญาณ รวมถึงอัตราขยายช่องสัญญาณทั้งภาคส่งและภาครับ ในส่วนแรกจะอธิบายถึงความจุช่องสัญญาณที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงภายใต้ความแตกต่างในการสมมติช่องสัญญาณที่รับรู้ได้

2.4.1 ช่องสัญญาณไม่มีการเปลี่ยนแปลง (Static channel)

ความจุช่องสัญญาณในระบบไมโมสามารถกระจายได้จากสูตรของช่องสัญญาณในระบบที่มีสายอากาศส่งและรับภาคละ 1 ต้น โดยกำหนดให้มีการรับรู้สถานะช่องสัญญาณที่ภาครับ ช่องสัญญาณที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงนี้สามารถรับได้ที่ระยะใกล้ ๆ ภายใต้การสมมติความจุช่องสัญญาณในเทอมของข้อมูลร่วมกันระหว่างช่องสัญญาณที่ส่งจากภาคส่งไปยังภาครับ ขณะที่

$$\boldsymbol{C} = \mathbf{max}_{\boldsymbol{p(x)}}\ \boldsymbol{I(X;Y)} = \mathbf{max}_{\boldsymbol{p(x)}}[\mathbf{H}(\boldsymbol{Y}) - \mathbf{H}(\boldsymbol{Y}|\boldsymbol{X})] \tag{2-9}$$

สำหรับ $\mathbf{H}(\boldsymbol{Y})$ และ $\mathbf{H}(\boldsymbol{Y}|\boldsymbol{X})$ อยู่ภายใต้ $\boldsymbol{y}$ โดยที่ $\mathbf{H}(\boldsymbol{Y}|\boldsymbol{X}) = \mathbf{H}(\boldsymbol{n})$ เป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นโดยสัญญาณรบกวน $\boldsymbol{n}$ นี้ มีความเป็นอิสระจากอินพุตที่ส่งเข้ามา

กำหนดความสัมพันธ์ของเมตริกซ์ $\boldsymbol{R_x}$ อยู่บนอินพุตเวกเตอร์ $\boldsymbol{x}$ และ $\boldsymbol{R_y}$ อยู่บนเอาท์พุตเวกเตอร์ $\boldsymbol{y}$ จะได้

$$\boldsymbol{R_y} = \mathbf{E}[\boldsymbol{y}\boldsymbol{y}^{\boldsymbol{H}}] = \mathbf{H}\boldsymbol{R_x}\mathbf{H}^{\boldsymbol{H}} + \mathbf{I}_{\boldsymbol{M_r}} \tag{2-10}$$

เมื่อ $$\boldsymbol{I(X;Y) = B\log_2 \det\left[\mathrm{I}_{M_r} + \mathrm{H}R_x\mathrm{H}^H\right]} \quad (2\text{-}11)$$

ดังนั้นความจุช่องสัญญาณหาได้จาก การแทน (2-11) ลงใน (2-9) จะได้

$$\boldsymbol{C = \max_{R_x:Tr(R_x)=\rho} B\log_2 \det\left[\mathrm{I}_{M_r} + \mathrm{H}R_x\mathrm{H}^H\right]} \quad (2\text{-}12)$$

โดย $\boldsymbol{Tr(R_x)}$ มีค่าเท่ากับอัตราส่วนสัญญาณที่รับได้ต่อสัญญาณรบกวน

1. การรับรู้สถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่งโดยวิธีวอเทอร์ฟิวลิงค์ (Channel known at transmitter: Water filling)

เมื่อไม่มีการเปลี่ยนแปลงช่องสัญญาณ มีการรับรู้สถานะช่องสัญญาณทั้งภาครับและภาคส่ง โดยเฉพาะความจุช่องสัญญาณมีค่าเท่ากับการรวมกันในแต่ละช่องสัญญาณ แทน (2-3) ลงใน (2-12) จะได้

$$\boldsymbol{C = \max_{\rho_i:\,\sum_i \rho_i \le \rho} \sum_{i=1}^{R_\mathrm{H}} B\log_2\left(1 + \sigma_i{}^2\rho_i\right)} \quad (2\text{-}13)$$

โดย $\boldsymbol{R_\mathrm{H}}$ คือ จำนวนค่าเฉพาะตัวที่ไม่ใช่ศูนย์

ในสมการ (2-13) แสดงให้เห็นในเทอมของการจัดสรร $\boldsymbol{P_i}$ ในแต่ละช่องสัญญาณ จะได้

$$\boldsymbol{C = \max_{P_i:\,\sum_i P_i \le P} \sum_{i=1}^{R_\mathrm{H}} B\log_2\left(1 + \frac{\sigma_i{}^2 P_i}{\sigma^2}\right) = \max_{P_i:\,\sum_i P_i \le P} \sum_{i=1}^{R_\mathrm{H}} B\log_2\left(1 + \frac{P_i\gamma_i}{P}\right)} \quad (2\text{-}14)$$

เมื่อ $\boldsymbol{\gamma_i = \sigma_i{}^2 P/\sigma^2}$ คือ อัตราส่วนสัญญาณที่รับได้ต่อสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในแต่ละช่องสัญญาณ แสดงให้เห็นว่า เมื่อ $\boldsymbol{\gamma_i}$ มีค่าสูง ๆ ความจุช่องสัญญาณที่รับได้ก็จะสูงตามไปด้วย เมื่อใช้การจัดสรรด้วยวิธีการวอเทอร์ฟิวลิงค์จะได้

$$\boldsymbol{\frac{P_i}{P} = \begin{cases} \frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma_i} & \gamma_i \ge \gamma_0 \\ 0 & \gamma_i < \gamma_0 \end{cases}} \quad (2\text{-}15)$$

และความจุช่องสัญญาณ

$$\boldsymbol{C} = \sum_{i=\gamma_i \geq \gamma_0} \boldsymbol{B} \log_2 \left(\frac{\gamma_i}{\gamma_0}\right) \tag{2-16}$$

2. การไม่รู้สถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่ง:การจัดสรรกำลังที่สม่ำเสมอ (Channel unknown at transmitter: uniform power allocation)

เมื่อรู้สถานะช่องสัญญาณที่ภาครับแต่ไม่รู้ที่ภาคส่ง ข้อมูลที่ภาคส่งไม่สามารถจัดสรรข้อมูลได้ โดยให้ความสัมพันธ์เป็นเมตริกซ์ $\boldsymbol{R_x(\rho/M_t)I_{M_t}}$ ภายใต้การสมมติให้สัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้าไปมีค่ามากที่สุดจะได้ข้อมูลร่วมกัน คือ

$$\boldsymbol{I(x;y)} = \boldsymbol{B} \log_2 \det \left[\mathbf{I}_{M_r} + \frac{\rho}{M_t}\mathbf{H}\mathbf{H}^H\right] \tag{2-17}$$

เมื่อใช้ SVD เทคนิคในโปรแกรมแมทแลปหาช่องสัญญาณ **H** แล้วจะได้ข้อมูลเป็น

$$\boldsymbol{I(x;y)} = \sum_{i=1}^{R_{\mathrm{H}}} \boldsymbol{B} \log_2 \left(1 + \frac{\gamma_i}{M_t}\right) \tag{2-18}$$

โดยที่ $\boldsymbol{\gamma_i = \sigma_i{}^2\rho = \sigma_i{}^2 P/\sigma^2}$ ข้อมูลที่ใช้ร่วมกันของระบบไมโมใน (2-18) อยู่ภายใต้เมตริกซ์ช่องสัญญาณ **H** ซึ่งในทางปฏิบัติจะได้ค่าเฉพาะตัว $\{\boldsymbol{\sigma_i}\}$. ในช่องสัญญาณแบบราบ ภาคส่งสามารถส่งด้วยอัตราเร็วที่เท่ากับค่าเฉลี่ยข้อมูลที่ใช้ร่วมกันและมีความถูกต้องด้วย แต่ช่องสัญญาณคงที่ ภาคส่งไม่สามารถรับรู้สถานะช่องสัญญาณ และไม่รู้อัตราการส่งข้อมูลทำให้ความจุช่องสัญญาณที่ไม่สามารถรับได้ $\boldsymbol{P_{out}}$ ต้องมีความสัมพันธ์กับอัตราเร็วการส่งผ่าน $\boldsymbol{R}$ โดยข้อมูลที่ใช้ร่วมกันต้องมีค่าน้อยกว่า $\boldsymbol{R}$ จะได้ว่า

$$\boldsymbol{P_{out}} = \boldsymbol{p}\left(\mathbf{H}: \boldsymbol{B} \log_2 \det \left[\mathbf{I}_{M_r} + \frac{\rho}{M_t}\mathbf{H}\mathbf{H}^H\right] < R\right) \tag{2-19}$$

เราสามารถหาการกระจายค่ารากของสมการที่มีลักษณะเฉพาะของ $\mathbf{HH}^{H}$ การกระจายค่านี้ใช้วิธีการของ SVD จากเหตุผลที่ว่าจำนวนสายอากาศที่เพิ่มขึ้นทั้งภาครับและภาคส่งมีผลทำให้ความจุช่องสัญญาณเพิ่มขึ้นตามไปด้วยเป็นแบบจำนวนเชิงเส้น

2.4.2 ช่องสัญญาณที่มีการจางหาย (Fading channel)

หัวข้อนี้สมมติให้อัตราขยายของช่องสัญญาณได้จากช่องสัญญาณราบเรียบ แทนด้วย $\boldsymbol{h_{ij}}$ ในกรณีที่ช่องสัญญาณเป็นแบบคงที่ ความจุช่องสัญญาณจะขึ้นอยู่กับการรับรู้สถานะช่องสัญญาณทั้งภาครับและภาคส่ง ซึ่งมีความสมบูรณ์แบบมากจึงได้ความจุช่องสัญญาณเท่ากับค่าเฉลี่ยช่องสัญญาณภายใต้การจัดสรรกำลังสูงสุด

1. การรับรู้สถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่งโดยวิธีวอเทอร์ฟิวลิงค์ (Channel known at transmitter: water filling)

การรับรู้สถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่งจะมีการส่งผ่านในแต่ละช่องสัญญาณโดยค่ากำลังสูงสุดที่จัดสรรและค่าเฉลี่ยความจุช่องสัญญาณนี้เรียกว่าความจุช่องสัญญาณแบบเออร์กอร์ดิก มีค่าเฉลี่ยกำลังคงที่ในแต่ละพอร์ตแทนด้วย $\overline{\boldsymbol{P}}$ ดังนั้นจะได้ความจุช่องสัญญาณ

$$\begin{aligned} \boldsymbol{C} &= \mathbf{E_H}\left[\max_{R_x:Tr(R_x)=\rho} \boldsymbol{B}\,\mathbf{log_2}\,\mathbf{det}\,[\mathbf{I}_{M_r} + \mathbf{H}\boldsymbol{R_x}\mathbf{H}^{H}]\right] \\ &= \mathbf{E_H}\left[\mathbf{max}_{P_i:\sum_i P_i \le \overline{P}} \sum_i \boldsymbol{B}\mathbf{log_2}\left(\mathbf{1} + \frac{P_i\gamma_i}{\overline{P}}\right)\right] \end{aligned} \tag{2-20}$$

โดย $\boldsymbol{\gamma_i} = \boldsymbol{\sigma_i}^{2}\overline{\boldsymbol{P}}/\boldsymbol{\sigma}^{2}$

2. เมื่อไม่รู้ช่องสัญญาณที่ภาคส่ง : ความจุช่องสัญญาณแบบเออร์กอร์ดิกและความจุช่องสัญญาณแบบขาดหาย (Channel unknown at transmitter: Ergodic capacity and capacity with outage)

พิจารณาเวลาแปรผันตามช่องสัญญาณ โดยมีการสุ่มใช้ช่องสัญญาณที่เกิดขึ้น มีการรับรู้สถานะข้อมูลที่ภาครับแต่ไม่รู้ที่ภาคส่ง หาความจุช่องสัญญาณ ได้จาก

$$\boldsymbol{C} = \mathbf{max}_{R_x:Tr(R_x)=\rho}\,\mathbf{E_H}\left[\boldsymbol{B}\,\mathbf{log_2}\,\mathbf{det}\,[\mathbf{I}_{M_r} + \mathbf{H}\boldsymbol{R_x}\mathbf{H}^{H}]\right] \tag{2-21}$$

โดยความจุช่องสัญญาณจะเพิ่มขึ้นตามจำนวนสายอากาศที่มีค่าน้อยสุดของภาคส่งหรือภาครับ $\boldsymbol{M = min\,(M_t, M_r)}$

3. เมื่อไม่รู้ช่องสัญญาณที่ภาคส่งหรือภาครับ (No CSI at transmitter or receiver)

ความจุช่องสัญญาณจะเพิ่มขึ้นเป็นจำนวนเชิงเส้นเช่นเดียวกับเมื่อรับรู้สถานะช่องสัญญาณ แต่จะให้ความจุช่องสัญญาณที่น้อยกว่า แต่อย่างไรก็ตามความจุช่องสัญญาณจะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับช่องสัญญาณที่เปลี่ยนไป ซึ่งการหาช่องสัญญาณในแต่ละวิธีจะมีวิธีการที่แตกต่างกันออกไป

2.4.3 ความจุช่องสัญญาณที่เกิดจากการประมวลผลแถวลำดับ

เมื่อไม่มีรับรู้ข้อมูลที่ภาคส่ง ความจุช่องสัญญาณในระบบไมโมที่ใช้การประมวลผลเมนแถวลำดับแสดงได้ดังนี้

$$C = \log_2 \det\left(\mathrm{I}_{M_r} + \frac{P_t}{P_N M_t}\mathrm{HH}^H\right) \tag{2-22}$$

โดยที่ (2-22) มีหน่วยเป็น บิตต่อวินาทีต่อเฮิรตซ์ เมื่อ I_{N_r} คือ เมทริกซ์เอกลักษณ์ ขนาด $M_r \times M_r$ H คือ ช่องสัญญาณ ขนาด $M_r \times M_t$ H^H คือ การทรานสโพสคอนจุเกตของเมทริกซ์ช่องสัญญาณ H และ $\frac{P_t}{P_N}$ คือ อัตราส่วนสัญญาณที่รับได้ต่อสัญญาณรบกวน

2.5 กล่าวท้ายบท

สำหรับเนื้อในบทนี้ได้อธิบายถึงช่องสัญญาณระบบไมโมที่เป็นแถบแคบ โดยใช้เทคนิคการประมวลผลแถวลำดับ เทคนิคการประมวลผลแถวลำดับเป็นเทคนิคขั้นพื้นฐานสำหรับการหาความจุช่องสัญญาณในระบบไมโม เพื่อให้ได้ความจุช่องสัญญาณที่มากกว่าเดิมงานวิจัยนี้ได้มีการเปรียบเทียบการประมวลผลเชิงมุมกับการประมวลผลแถวลำดับ สิ่งที่น่าสนใจอีกประการหนึ่งคือวิธีการประมวลผลเชิงมุมที่เสนอนี้ไม่ต้องการข้อมูลจากช่องสัญญาณป้อนกลับมาที่ภาคส่ง ดังนั้นทั้งภาครับและส่งสามารถดำเนินการ

อย่างอิสระและรวดเร็ว โดยบทต่อไปจะเสนอเทคนิคการประมวลผลเชิงมุมรวมถึงการประยุกต์ใช้การประมวลผลเชิงมุมในทางปฏิบัติ โดยนำบัทเลอร์ เมทริกซ์ มาประยุกต์ใช้กับการประมวลผลเชิงมุม

บทที่ 3 ความจุช่องสัญญาณในระบบไมโมที่ใช้การประมวลผลเชิงมุม

3.1 กล่าวนำ

ในบทนี้กล่าวถึงทฤษฎีความจุช่องสัญญาณที่ใช้การประมวลผลเชิงมุม รวมถึงการนำบัทเลอร์ เมทริกซ์มาประยุกต์ใช้กับการประมวลผลเชิงมุมในทางปฏิบัติเพื่อความสะดวกในการสร้าง รวมถึงประหยัดค่าใช้จ่าย และหัวข้อสุดท้ายกล่าวถึงการเปรียบเทียบระหว่างการประมวลผลเชิงมุมและการประมวลผลแถวลำดับ

3.2 ความจุช่องสัญญาณการประมวลผลเชิงมุม

จากการส่งและรับข้อมูลในรูปที่ 2-3 ให้เห็นว่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ไม่ว่าจะเป็นมุมที่ส่งออกไปหรือมุมที่รับเข้ามาเกิดจากองค์ประกอบของมุมทั้งสิ้น โดยสัญญาณที่รับเข้ามาจากมุม $\boldsymbol{\Omega_{ri}}$ ที่ภาครับ แทนเวกเตอร์หนึ่งหน่วยได้เป็น $\mathbf{e}_r(\boldsymbol{\Omega_{ri}})$ จากสมการ (2-8) ดังนั้นจะได้เวกเตอร์มูลฐานที่ภาครับ

$$\xi_r := \left\{\mathbf{e}_r(0), \mathbf{e}_r\left(\frac{1}{L_r}\right), \dots, \mathbf{e}_r\left(\frac{M_r-1}{L_r}\right)\right\} \tag{3-1}$$

ในทำนองเดียวกันการประมวลผลเชิงมุมจะมีสัญญาณที่ส่งออกไปที่ภาคส่ง และมีเวกเตอร์หนึ่งหน่วยเป็น $\mathbf{e}_t(\Omega_{ti})$ หาได้จากสมการ (2-7) ดังนั้นจะได้เวกเตอร์มูลฐานที่ภาคส่ง

$$\xi_t := \left\{\mathbf{e}_t(0), \mathbf{e}_t\left(\frac{1}{L_t}\right), \dots, \mathbf{e}_t\left(\frac{M_t-1}{L_t}\right)\right\} \tag{3-2}$$

โดยที่ $L_t = N_t\Delta_t$ และ $L_r = N_r\Delta_r$ คือ การนอร์แมลไลซ์ระยะห่างระหว่างสายอากาศที่ภาคส่งและภาครับ ส่วน Δ_t และ Δ_r คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศที่ภาคส่งและภาครับ กำหนดให้ $\mathbf{U}_t$ และ $\mathbf{U}_r$ เป็นเมทริกซ์ยูนิแทรี ซึ่งมีจำนวนคอลัมน์เป็นไปตามเวกเตอร์มูลฐานตามสมการ (3-1) และ (3-2) จะได้ว่า

$$\mathbf{U}_t = \frac{1}{\sqrt{M_t}}\exp\left(\frac{-j2\pi kl}{M_t}\right) \qquad k, l = 0,1, \dots, M_t - 1 \tag{3-3}$$

และ

$$\mathbf{U}_r = \frac{1}{\sqrt{M_r}} \exp\left(\frac{-j2\pi kl}{M_r}\right) \qquad k, l = 0,1, \dots, M_r - 1 \tag{3-4}$$

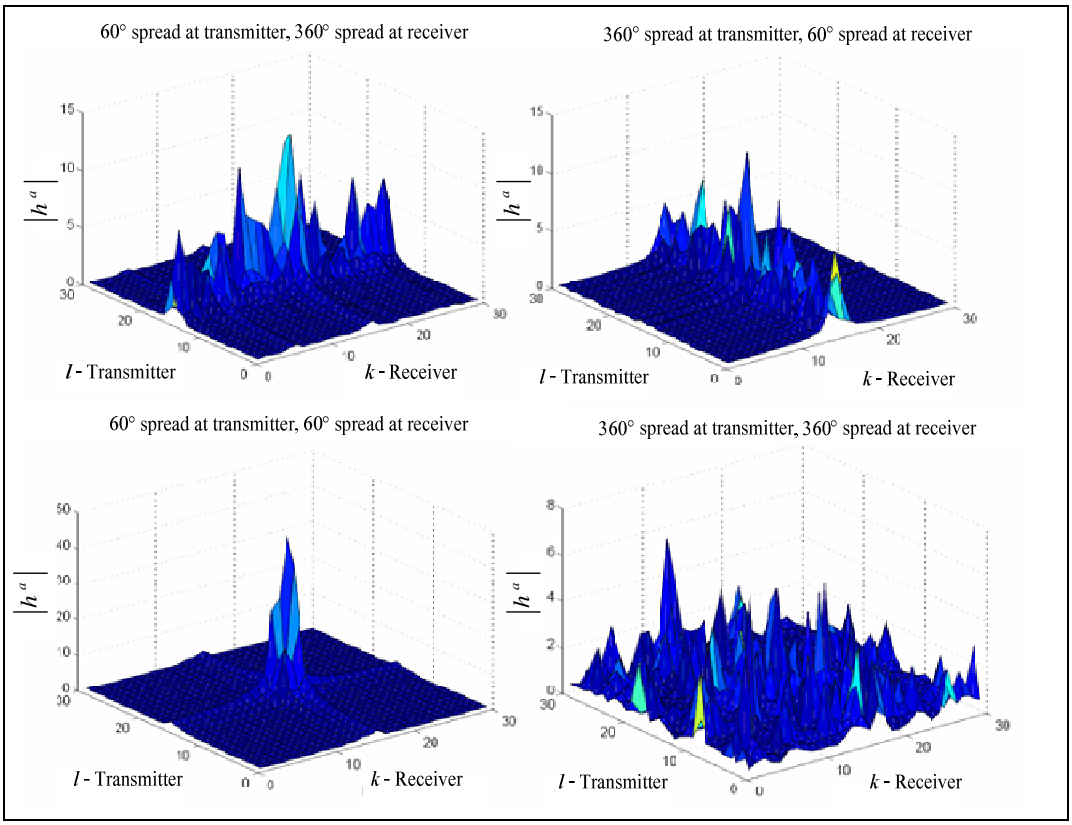
เมื่อแปลงช่องสัญญาณจากโดเมนแถวลำดับให้เป็นโดเมนเชิงมุมจะได้

$$\mathbf{H}^a = \mathbf{U}_r^H \mathbf{H} \mathbf{U}_t \tag{3-5}$$

ดังนั้นจากสมการความจุช่องสัญญาณที่เกิดจากการประมวลผลแถวลำดับ เมื่อใช้ช่องสัญญาณที่เกิดจากการประมวลผลเชิงมุมใน (3-5) จะได้ความจุช่องสัญญาณ

$$C = \log_2 \det\left(\mathbf{I}_{M_r} + \frac{P_t}{P_N M_t} \mathbf{H}^a \mathbf{H}^{aH}\right) \tag{3-6}$$

เมื่อ $\mathbf{H}^a$ คือ เมทริกซ์ช่องสัญญาณที่ใช้การประมวลผลเชิงมุม ขนาด $M_r \times M_t$



รูปที่ 3-1 ตัวอย่างช่องสัญญาณจากการประมวลผลเชิงมุม เมื่อมุมที่ส่งออกไปและรับเข้ามาขนาดที่ต่างกัน

จากรูปที่ 3-1 แสดงการจำลองแบบจากโปรแกรมแมทแลปเพื่อพิสูจน์ช่องสัญญาณให้เป็นไปตามการอ้างอิง Tse, D., and Viswanath, P. (2005) โดยใช้สมการ (2-5) พิจารณาการส่งและรับ 4 กรณีได้แก่

- มุมส่ง 60 องศา - มุมรับ 360 องศา
- มุมส่ง 60 องศา - มุมรับ 360 องศา
- มุมส่ง 60 องศา - มุมรับ 360 องศา
- มุมส่ง 60 องศา - มุมรับ 360 องศา

ทั้ง 4 กรณีนี้ใช้ในการหาช่องสัญญาณที่เกิดจากการประมวลผลแถวลำดับ แล้วนำ (2-5), (3-3) และ (3-4) แปลงเป็นช่องสัญญาณโดเมนเชิงมุมใน (3-5) จากนั้นนำสมการ (3-5) คิดเฉพาะขนาดที่เกิดแล้วนำไปพล็อตให้เห็นความแตกต่างของการส่งและรับในแต่ละกรณี

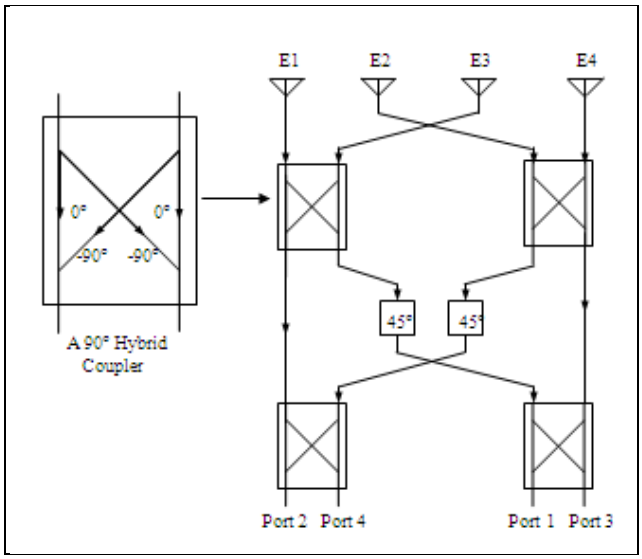
3.3 การประยุกต์ใช้บัทเลอร์ เมทริกซ์กับการประมวลผลเชิงมุม

จากที่ได้กล่าวไว้ในตอนต้นว่าการพัฒนาสายอากาศที่สามารถประมวลผลเชิงมุมนั้นแบ่งออกเป็นสองแนวคิดคือ

1. การพัฒนาสายอากาศที่ประมวลผลเชิงมุมขึ้นมาใหม่
   แนวคิดนี้คือการสร้างรูปทรง หรือลักษณะโครงสร้างของสายอากาศขึ้นมาใหม่เพื่อให้สามารถทำงานตรงตามวัตถุประสงค์ของการประมวลผลเชิงมุม
2. การพัฒนาสายอากาศที่ประมวลผลเชิงมุมโดยการแปลงสายอากาศแถวลำดับ
   แนวคิดนี้คือการนำสายอากาศแถวลำดับที่อยู่ในระบบไมโมปกติมาทำให้เป็นสายอากาศที่ประมวลผลเชิงมุม

งานวิจัยนี้เลือกใช้แนวคิดที่สองเพราะสามารถนำไปประยุกต์เข้ากับระบบไมโมปกติที่ใช้งานอยู่ได้โดยตรงและยังสามารถเปรียบเทียบการทดสอบระหว่างแถวลำดับและเชิงมุมได้อย่างยุติธรรม เพราะจะมีอุปกรณ์เพิ่มเข้ามาในระบบเดิมที่สามารถแปลงสายอากาศแถวลำดับให้กลายเป็นสายอากาศที่ประมวลผลเชิงมุม ในงานวิจัยนี้เลือกใช้อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่แปลงคือ บัทเลอร์ เมทริกซ์ เพราะสามารถให้คุณสมบัติของสัญญาณที่ขาเข้าและออกเป็นไปตามหลักการประมวลผลเชิงมุม

3.3.1 โครงข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบบัทเลอร์ เมทริกซ์

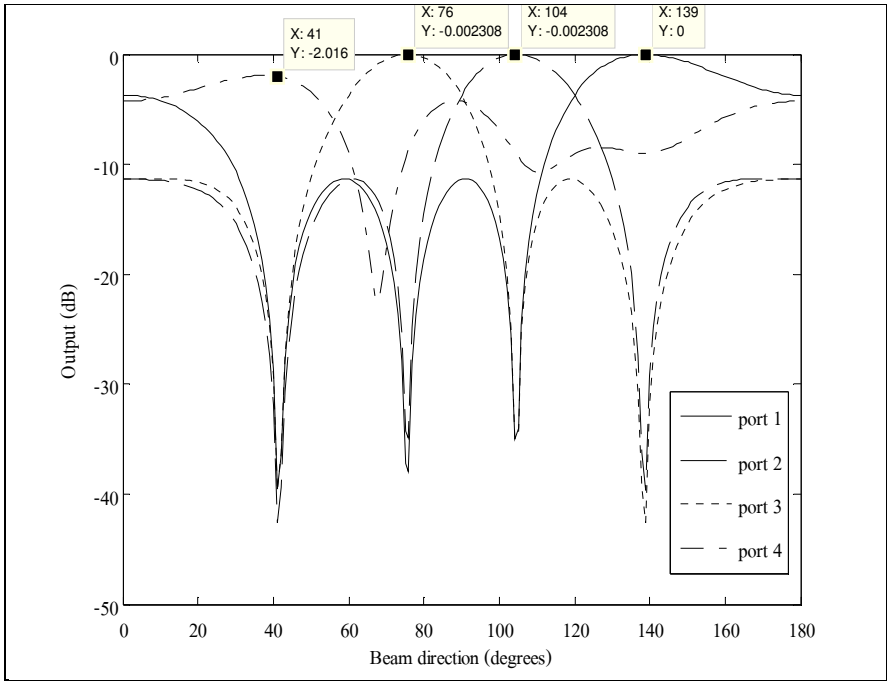


รูปที่ 3-2 วงจรก่อรูปลำคลื่นแบบแบบบัทเลอร์ เมทริกซ์

จากรูปที่ 3-2 แสดงถึงเมตริกซ์ 4×4 อย่างง่ายๆในการก่อรูปลำคลื่น ประกอบไปด้วยตัวไขว้สัญญาณ 2 ตัว ตัวคัปเปอร์แบบไฮบริดจ์ 90 องศา 4 ตัว และสายอากาศโมโนโพลอีก 4 ต้น ตารางที่ 3-1 จะแสดงถึงเฟสของสายอากาศแต่ละต้น ทิศทางของลำคลื่นและเฟสที่มาจากบัทเลอร์ เมทริกซ์เช่น สายอากาศต้นที่ 1 จะมีค่าเฟส -45°, 0°, -135°, -90° จากพอร์ตที่ 1, 2, 3 และ 4 ตามลำดับ จะมีค่าทิศทางของลำคลื่นเป็น 138.6°, 104.5°, 75.5°, 41.4° จากพอร์ตที่ 1, 2, 3 และ 4 ตามลำดับ และมีเฟสที่มาจากแต่ละต้นเป็น -135° , -45°, 45°, 135° จากพอร์ตที่ 1, 2, 3 และ 4 ตามลำดับเช่นกัน

ตารางที่ 3-1 แสดงเฟสของสายอากาศ ทิศทางของลำคลื่น และเฟสที่มาจากบัทเลอร์ เมทริกซ์ในรูปที่ 3-2 ตามทฤษฎี

θ_{kl}	**E1 (l=1)**	**E2 (l=2)**	**E3 (l=3)**	**E4 (l=4)**	**Beam Direction**	**Inter-Element Phasing**
Port 1 (k =1)	**-45°**	**-180°**	**45°**	**-90°**	**138.6°**	**-135°**
Port 2 (k =2)	**0°**	**-45°**	**-90°**	**-135°**	**104.5°**	**-45°**
Port 3 (k =3)	**-135°**	**-90°**	**-45°**	**0°**	**75.5°**	**45°**
Port 4 (k =4)	**-90°**	**-45°**	**-180°**	**-45°**	**41.4°**	**135°**



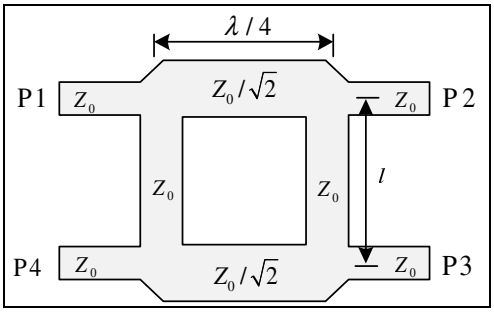
รูปที่ 3-3 แบบรูปการแผ่พลังงานในแต่ละทิศทางของโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบบัทเลอร์ เมทริกซ์

จากรูปวงจรก่อรูปลำคลื่นแบบบัทเลอร์ เมทริกซ์แบ่งลักษณะการออกแบบของวงจรได้ดังนี้

ตัวคัปเปอร์แบบไฮบริดจ์ 90 องศา (Hybrid coupler 90°)	4 ตัว
ตัวไขว้สัญญาณ (crossover)	1 ตัว
ตัวเลื่อนเฟส 45องศา (phase shifters 45°)	2 ตัว

ซึ่งรายละเอียดของแต่ละส่วนมีดังต่อไปนี้

1. ตัวคัปเปอร์แบบไฮบริดจ์ 90 องศา (Hybrid coupler 90°)



รูปที่ 3-4 ตัวคัปเปอร์แบบไฮบริดจ์ 90 องศา (Hybrid coupler 90°)

จากการอ้างอิงรูปที่ 3-4 โดยการดำเนินการขั้นพื้นฐานของการแยกเส้นทางของการเชื่อมต่อ ถ้าทุกพอร์ตมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากันและเมื่อใส่พลังงานเข้าไปที่พอร์ต P1 พลังงานจะถูกแบ่งแยกอย่างเท่าเทียมระหว่าง พอร์ต P2 และ พอร์ต P3 ซึ่งพลังงานที่ได้จะมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของพลังงานที่เข้ามาในพอร์ต P1 พลังงานที่ได้จากพอร์ต P2 และ พอร์ต P3 จะล้าหลังกันอยู่ 90 องศา และจะไม่มีพลังงานออกไปที่ พอร์ตที่ P4 (พอร์ตโดดเดี่ยว) ดังนั้น เราสามารถเขียนสมการ $[S]$ เมตริกซ์ ได้ดังสมการ (3-7)

$$[S] = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \tag{3-7}$$

จากวงจรและสมการค่า $[S]$ เมตริกซ์ จะได้ค่าดังนี้

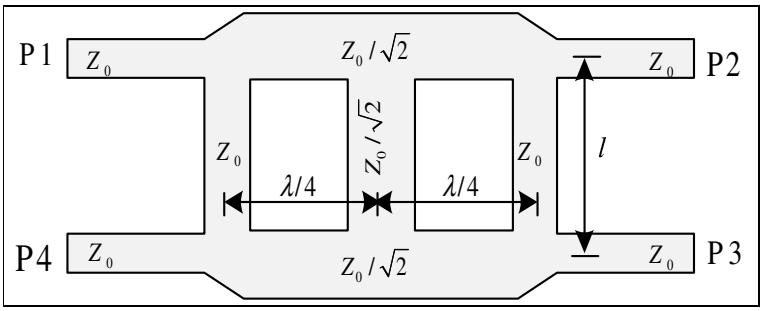
$P_1 = 0$ (พอร์ตเข้าของพลังงาน)

$P_2 = -\frac{j}{\sqrt{2}}$ (พลังงานลดลงครึ่งหนึ่งจากพลังงานที่เข้ามาในพอร์ต P1และมีเฟสหล้าหลังอยู่ -90 องศาจากพอร์ต P1 ถึงพอร์ต P2)

$P_3 = -\frac{1}{\sqrt{2}}$ (พลังงานลดลงครึ่งหนึ่งจากพลังงานที่เข้ามาในพอร์ต P1และมีเฟสล้าหลังอยู่ -180 องศาจากพอร์ต P1 ถึงพอร์ต P3)

$P_4 = 0$ (ไม่มีพลังงานออกจาก พอร์ต P4)

2. ตัวไขว้สัญญาณ (crossover)



รูปที่ 3-5 ตัวไขว้สัญญาณ (crossover)

จากรูปที่ 3-5 ตัวไขว้สัญญาณ (crossover) เป็นวงจรเชื่อมต่อโดยที่มีสัญญาณมารวมกันโดยไม่มีการสูญเสียพลังงานและความล้าหลังระหว่างกัน ลักษณะการไหลของพลังงานจะเป็นแบบไขว้ เมื่อพลังงานเข้าพอร์ต P1 พลังงานนั้นก็จะออกพอร์ต P3 และ เมื่อพลังงานเข้าพอร์ต P4 พลังงานนั้นก็จะออกพอร์ต P2 ดังนั้น ค่า $[S]$ เมตริกซ์ ได้ดังสมการ (3-8)

$$[S]=\begin{bmatrix} 0 & 0 & j & 0 \\ 0 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & j & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{3-8}$$

จากวงจรและสมการค่า $[S]$ เมตริกซ์ จะได้ค่าดังนี้

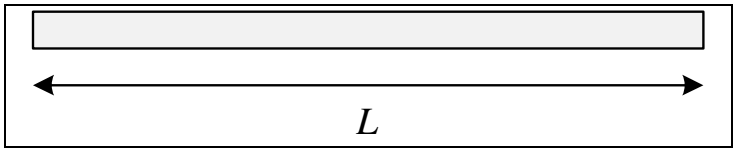
$P_1 = 0$ (พอร์ตเข้าของพลังงาน)

$P_2 = -j$ (พลังงานที่เข้ามาในพอร์ต P4 และมีเฟสล้าหลังอยู่ 0 องศาจาก พอร์ต P4 ถึงพอร์ต P2)

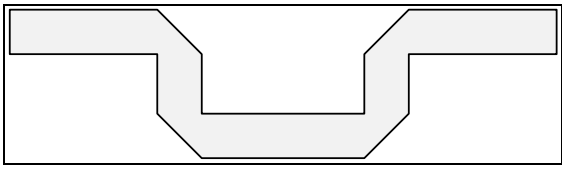
$P_3 = -j$ (พลังงานที่เข้ามาในพอร์ต P1และมีเฟสล้าหลังอยู่ 0 องศาจาก พอร์ต P1ถึงพอร์ต P3)

$P_4 = 0$ (พอร์ตเข้าของพลังงาน)

3. ตัวเลื่อนเฟส 45 องศา (Phase shifters 45°)



(ก.)



(ข.)

รูปที่ 3-6 ตัวเลื่อนเฟส 45 องศา (phase shifters 45°)

จากวงจรระยะห่าง 45 องศา สร้างมาจากการออกแบบสายส่ง โดยที่มี W คือความกว้างตัวเลื่อนเฟสในสายส่งแบบไมโครสตริป และมีความยาวเท่ากับ L ซึ่งได้จากการคำนวณจากสมการดังต่อไปนี้

$$\theta = \frac{2\pi}{\lambda} L \tag{3-9}$$

$$\frac{W}{d} = \frac{8e^{A}}{e^{2A}-2}$$

(3-10)

โดยที่

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \tag{3-11}$$

เมื่อ L คือความยาว

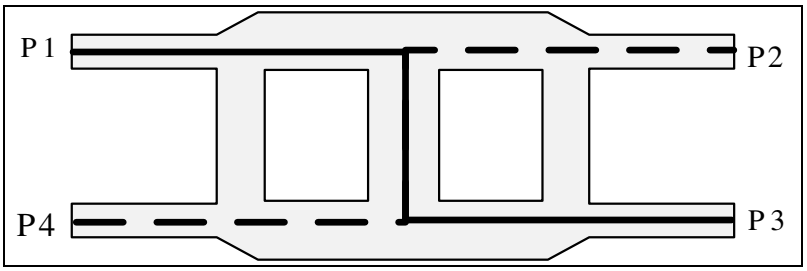
θ คือมุม

λ คือค่าความยาวคลื่นในตัวกลางของสายส่ง

λ_0 คือค่าความยาวคลื่นในตัวกลางของอากาศ

W คือความกว้างตัวเลื่อนเฟสในสายส่งแบบไมโครสตริป

จากรูป (ก.) เป็นตัวเลื่อนเฟสที่เป็นเส้นตรงซึ่งมีการเลื่อนเฟส 45 องศาโดยการสร้างรวมในวงจรนั้น จะเป็นการสร้างโดยการนำค่าความยาวระหว่างพอร์ต P1 กับ พอร์ต P3 ในการสร้างเฟสด้านล่างและนำค่าความยาวระหว่างพอร์ต P4 กับ พอร์ต P2 ในการสร้างเฟสด้านบนเพื่อให้มีการเพิ่มเฟสโดยเส้นทางของตัวไขว้สัญญาณดังรูปที่ 3-7



รูปที่ 3-7 ความยาวของเส้นทางการเดินทางของพลังงานภายในตัวไขว้สัญญาณ

(ก) เส้นทึบเป็นความยาวระหว่างพอร์ต P1 กับ พอร์ต P3

(ข) เส้นประเป็นความยาวระหว่างพอร์ต P4 กับ พอร์ต P2

ดังนั้นค่าของตัวเลื่อนเฟส 45 องศาภายในโครงข่ายระหว่าง พอร์ต P1 กับ พอร์ต P3 มีความยาวเท่ากับความยาวระหว่างพอร์ต P4 กับ พอร์ต P2 รวมกับค่าของตัวเลื่อนเฟส 45 องศา มีค่าเท่ากันกับค่าของตัวเลื่อนเฟส 45 องศาภายในโครงข่ายระหว่าง พอร์ต P1 กับ พอร์ต P3

วิธีเลื่อนเฟสนี้เป็นการทำให้ก่อรูปลำคลื่นได้ตามทิศทางที่ต้องการภายในโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบแบบบัทเลอร์ เมทริกซ์ ซึ่งจากรูปที่ 3-2 นั้นมีการนำตัวเลื่อนเฟส 45 องศา อยู่ระหว่างพอร์ต 1 กับ พอร์ต 3 และอยู่ระหว่างพอร์ต 4 กับ พอร์ต 2 เพื่อทำให้เกิดการก่อรูปลำคลื่นเลื่อนเฟสไป 45 องศา และเมื่อรวมทั้งวงจรแล้วจะทำให้ได้ค่าดังตารางที่ 3-1 แล้วนำไปหาแบบรูปการแผ่พลังงานในแต่ละทิศทางของโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบบัทเลอร์ เมทริกซ์ แสดงดังรูปที่ 3-3

3.3.2 การหาช่องสัญญาณและความจุช่องสัญญาณจากแบบบัทเลอร์ เมทริกซ์

จากรูปที่ 3-2 แสดงโครงสร้างของบัทเลอร์ เมทริกซ์ ซึ่งนำมาประยุกต์ใช้กับการประมวลผลเชิงมุมสำหรับระบบไมโมที่ใช้สายอากาศส่งและรับภาคละ 4 ต้น โดยมีการชี้ทิศทางแต่ละทิศทางหาได้จากตารางที่ 3-1 มีสมการการหาทิศทางสำหรับสายอากาศแต่ละต้น โดยการประยุกต์จากสมการ (3-3) และ (3-4) ได้

$$\mathbf{B}_t = \frac{1}{\sqrt{M_t}} e^{-j\theta_{kl}} \quad k, l = 0,1, \dots, M_t - 1 \tag{3-12}$$

และ

$$\mathbf{B}_r = \frac{1}{\sqrt{M_r}} e^{-j\theta_{kl}} \quad k, l = 0,1, \dots, M_r - 1 \tag{3-13}$$

จะได้ช่องสัญญาณที่เกิดจากการประยุกต์ใช้บัทเลอร์ เมทริกซ์กับการประมวลผลเชิงมุม

$$\mathbf{H}^b = \mathbf{B}_r^H \mathbf{H} \mathbf{B}_t \tag{3-14}$$

เมื่อ $\mathbf{B}_t$ และ $\mathbf{B}_r$ คือ เมทริกซ์ยูนิแทรี ที่มีอย่างละ 4 ทิศทางในภาคส่งและภาครับ และ $\mathbf{H}$ คือ เมทริกซ์ช่องสัญญาณที่มีขนาด $M_r \times M_t$ หาได้จากช่องสัญญาณที่เกิดจากการประมวลผลแถวลำดับ ดังนั้นความจุช่องสัญญาณในระบบไมโมเมื่อมีการประยุกต์ใช้บัทเลอร์ เมทริกซ์

$$C = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{M_r} + \frac{P_t}{P_N M_t} \mathbf{H}^b \mathbf{H}^{bH}\right) \tag{3-15}$$

3.4 เปรียบเทียบระหว่างการประมวลผลแถวลำดับและโดเมนเชิงมุม

จากการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรม ความจุช่องสัญญาณขึ้นอยู่กับค่าสหสัมพันธ์ของช่องสัญญาณ (Channel correlation) เมื่อมีขนาดสัมประสิทธิ์ค่าสหสัมพันธ์มากส่งผลให้ความจุช่องสัญญาณมีค่าลดลง ดังนั้นหัวข้อนี้จึงเสนอการวิเคราะห์การประมวลผลเชิงมุมเปรียบเทียบกับการประมวลผลแถวลำดับ โดยแสดงผลกระทบที่เกิดจากค่าสหสัมพันธ์ของช่องสัญญาณ

กำหนดให้เมทริกซ์ช่องสัญญาณ

$$\mathbf{H} = \mathbf{\Psi}_r^{1/2}\mathbf{H}_{iid}\mathbf{\Psi}_t^{1/2} \tag{3-16}$$

โดยที่ $\mathbf{H}_{iid}$ เป็นเมทริกซ์ช่องสัญญาณที่เกิดจากการสุ่มและที่มีการกระจายตัวอย่างอิสระ ส่วน $\mathbf{\Psi}_r$ และ $\mathbf{\Psi}_t$ เมทริกซ์ช่องสัญญาณสหสัมพันธ์ของภาคส่งและภาครับตามลำดับ

3.4.1 วิเคราะห์การประมวลผลแถวลำดับ

จากสมการช่องสัญญาณ $\mathbf{H} = \sum_i a_i^b \mathbf{e}_r(\Omega_{ri})\, \mathbf{e}_t(\Omega_{ti})^H$ ความสัมพันธ์ของอิลิเมนต์ (k,l) จากเมทริกซ์ค่าสหสัมพันธ์ที่ภาครับแสดงได้โดย

$$\Psi_r\big|_{k,l} = \mathrm{E}\left\{\left(\sum_i a_i^b e^{-j2\pi k\Delta_r\Omega_{ri}}\mathbf{e}_t(\Omega_{ti})^H\right)\left(\sum_{i'} a_{i'}^b e^{-j2\pi l\Delta_r\Omega_{ri'}}\mathbf{e}_t(\Omega_{ti'})^H\right)^H\right\} \tag{3-17}$$

เมื่อ $\mathrm{E}\{\cdot\}$ คือ ค่าคาดหวัง และกำหนดให้ในแต่ละเส้นทางมีความเป็นอิสระต่อกันสามารถลดรูปจากสมการ (3-17) มาเป็นสมการ (3-18)

$$\Psi_r\big|_{k,l} = \sum_i \left|a_i^b\right|^2 e^{-j2\pi(k-l)\Delta_r\Omega_{ri}} \tag{3-18}$$

ในทำนองเดียวกันกับภาครับ ที่ภาคส่งแสดงความสัมพันธ์ของอิลิเมนต์ (k,l) โดย

$$\Psi_t\big|_{k,l} = \sum_i \left|a_i^b\right|^2 e^{j2\pi(k-l)\Delta_t\Omega_{ti}} \tag{3-19}$$

จากปริทัศน์วรรณกรรมการลดลงของค่าความจุช่องสัญญาณขึ้นอยู่กับขนาดสัมประสิทธิ์ค่าสหสัมพันธ์ จากสมการ (3-18) และ (3-19) ขนาดจะเปลี่ยนแปลงตามสัมประสิทธิ์การลดทอน รวมถึงมุมที่รับเข้ามาและส่งออกไป ดั้งนั้นจึงไม่มีผลลัพธ์ที่แน่นอนในการอธิบายขนาดสัมประสิทธิ์ค่าสหสัมพันธ์ แต่อย่างไรก็ตามในการที่จะหาค่าเจาะจงเพื่อเปรียบเทียบ พิจารณากรณีแย่ที่สุดเมื่อขนาดสัมประสิทธิ์ค่าสหสัมพันธ์มากสุดที่ภาครับและภาคส่ง $k \neq l$ จะได้ว่า

$$\left|\Psi_r\right|_{\max} = \left|\Psi_t\right|_{\max} = \sum_i \left|a_i^b\right|^2 \tag{3-20}$$

3.4.2 วิเคราะห์การประมวลผลเชิงมุม

ในทำนองเดียวกับสมการ (3-16) เมื่อนำแต่ละช่องสัญญาณมาพิจารณาในรูปแบบการประมวลผลเชิงมุมจาก $\mathbf{H}^a = \mathbf{U}_r^H \mathbf{H} \mathbf{U}_t$ และเพื่อให้ง่ายต่อการเปรียบเทียบกับการประมวลผลแถวลำดับ แสดงความสัมพันธ์ของเมทริกซ์ช่องสัญญาณได้โดย

$$\mathbf{H}^a = \mathbf{\Psi}_r^{a\,1/2} \mathbf{H}_{iid} \mathbf{\Psi}_t^{a\,1/2} \tag{3-21}$$

แล้วความสัมพันธ์ของอิลิเมนต์ (k,l) ค่าสหสัมพันธ์ที่ภาครับแสดงได้โดย

$$\Psi_r^a\big|_{k,l} = \mathrm{E}\left\{\left(\mathbf{e}_r(\frac{k}{L_r})^H \left(\sum_i a_i^b \mathbf{e}_r(\Omega_{ri})\mathbf{e}_t(\Omega_{ti})^H\right)\mathbf{U}_t\right)\left(\mathbf{e}_r(\frac{l}{L_r})^H \left(\sum_{i'} a_{i'}^b \mathbf{e}_r(\Omega_{ri'})\mathbf{e}_t(\Omega_{ti'})^H\right)\mathbf{U}_t\right)^H\right\} \tag{3-22}$$

เมื่อกำหนดให้แต่ละเส้นทางมีความเป็นอิสระต่อกันจะได้

$$\Psi_r^a\Big|_{k,l} = \sum_i \left|a_i^b\right|^2 \left(\mathbf{e}_r(\frac{k}{L_r})^H \mathbf{e}_r(\Omega_{ri})\right)\left(\mathbf{e}_r(\frac{l}{L_r})^H \mathbf{e}_r(\Omega_{ri})\right)^H$$

$$= \sum_i \left|a_i^b\right|^2 \left(\frac{1}{M_r}\cdot\frac{1-e^{\left(j2\pi M_r\Delta_r\left(\frac{k}{L_r}-\Omega_{ri}\right)\right)}}{1-e^{\left(j2\pi\Delta_r\left(\frac{k}{L_r}-\Omega_{ri}\right)\right)}}\right)\left(\frac{1}{M_r}\cdot\frac{1-e^{\left(j2\pi M_r\Delta_r\left(\frac{l}{L_r}-\Omega_{ri}\right)\right)}}{1-e^{\left(j2\pi\Delta_r\left(\frac{l}{L_r}-\Omega_{ri}\right)\right)}}\right)^H \tag{3-23}$$

$$= \sum_i \left|a_i^b\right|^2 e^{\left(\frac{j\pi(M_r-1)(k-l)}{M_r}\right)} \left(\frac{\sin\left(\pi M_r\Delta_r\left(\frac{k}{L_r}-\Omega_{ri}\right)\right)}{M_r\sin\left(\pi\Delta_r\left(\frac{k}{L_r}-\Omega_{ri}\right)\right)}\right)\left(\frac{\sin\left(\pi M_r\Delta_r\left(\frac{l}{L_r}-\Omega_{ri}\right)\right)}{M_r\sin\left(\pi\Delta_r\left(\frac{l}{L_r}-\Omega_{ri}\right)\right)}\right)$$

ที่ภาคส่งสัมประสิทธ์ค่าสหสัมพันธ์แสดงได้โดย

$$\Psi_t^a\Big|_{k,l} = \sum_i \left|a_i^b\right|^2 e^{\left(\frac{-j\pi(M_t-1)(k-l)}{M_t}\right)} \left(\frac{\sin\left(\pi M_t\Delta_t\left(\frac{k}{L_t}-\Omega_{ti}\right)\right)}{M_t\sin\left(\pi\Delta_t\left(\frac{k}{L_t}-\Omega_{ti}\right)\right)}\right)\left(\frac{\sin\left(\pi M_t\Delta_t\left(\frac{l}{L_t}-\Omega_{ti}\right)\right)}{M_t\sin\left(\pi\Delta_t\left(\frac{i}{L_t}-\Omega_{ti}\right)\right)}\right) \tag{3-24}$$

จากข้อเท็จจริงที่ว่า $\left(\frac{\sin\left(\pi M_t\Delta_t\left(\frac{k}{L_t}-\Omega_{ti}\right)\right)}{M_t\sin\left(\pi\Delta_t\left(\frac{k}{L_t}-\Omega_{ti}\right)\right)}\right) = \begin{cases} 1 & \frac{k}{L_t} = \Omega_{ti} \\ <1 & \frac{k}{L_t} \neq \Omega_{ti} \end{cases}$

ดังนั้นจะได้ค่าความจุช่องสัญญาณแย่ที่สุดเมื่อขนาดสัมประสิทธ์ค่าสหสัมพันธ์มากที่สุด ที่ $k \neq l$ จะได้ว่า

$$\left|\Psi_r^a\right|_{\max} = \left|\Psi_t^a\right|_{\max} < \sum_i \left|a_i^b\right|^2 \tag{3-25}$$

เปรียบเทียบระหว่างสมการ (3-20) และ (3-25) ขนาดสัมประสิทธ์ค่าสหสัมพันธ์ที่ได้ กรณีการประมวลผลเชิงมุมมีค่าน้อยกว่าการประมวลผลแถวลำดับ ดังนั้นจากปริทัศนวรรณกรรม เมื่อพิจารณาความจุ

ช่องสัญญาณในระบบไมโม การประมวลผลเชิงมุมจึงให้ความจุของช่องสัญญาณเพิ่มขึ้นมากกว่าการประมวลผลแถวลำดับ

3.5 กล่าวท้ายบท

สำหรับเนื้อในบทนี้ได้อธิบายถึงช่องสัญญาณระบบไมโมเทคนิคการประมวลผลเชิงมุม และการประยุกต์ใช้การประมวลผลเชิงมุมในทางปฏิบัติ โดยเทคนิคการประมวลผลเชิงมุมเป็นการประยุกต์จากการประมวลผลแถวลำดับเพื่อให้ได้ความจุช่องสัญญาณมีค่ามากขึ้น และมีการนำบัทเลอร์ เมทริกซ์ มาประยุกต์ใช้กับการประมวลผลเชิงมุมเพื่อให้ได้ผลจริงในทางปฏิบัติ และช่วยลดต้นทุนในการผลิต เนื่องจากบัทเลอร์ เมทริกซ์ ไม่ต้องใช้ตัวถ่วงน้ำหนักในการหาค่าแอมพลิจูดและค่าเฟส สามารถนำมาใช้งานได้เลย แต่บัทเลอร์ เมทริกสามารถใช้ได้กับสายอากาศส่งและรับภาคละ 4 ต้น เท่านั้น และเนื้อหาในส่วนสุดท้ายแสดงการเปรียบเทียบการประมวลผลเชิงมุมและการประมวลผลแถวลำดับในรูปแบบการวิเคราะห์สมการ ส่วนเนื้อหาบทถัดไปได้แสดงแบบจำลองของระบบไมโมเมื่อใช้การประมวลผลแถวลำดับเปรียบเทียบกับการประมวลผลเชิงมุมมีการประยุกต์ใช้บัทเลอร์ เมทริกซ์ ในทางปฏิบัติ รวมถึงการสร้างและวัดผลจริงเพื่อเปรียบเทียบการประมวลผลทั้งสองวิธี

บทที่ 4 การสร้างชุดทดสอบและผลการทดลอง

4.1 กล่าวนำ

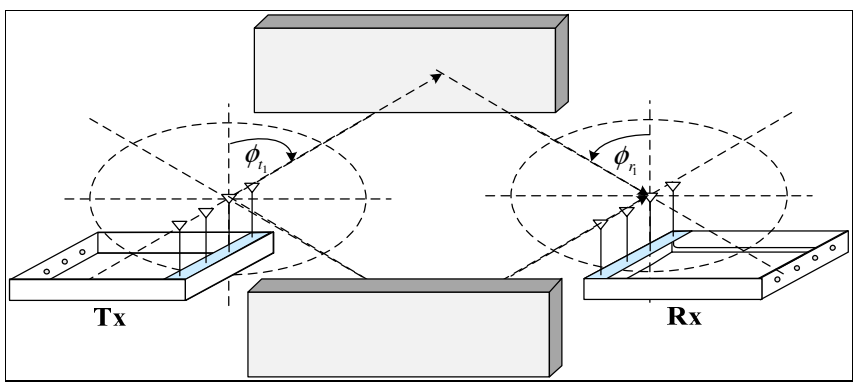
เนื้อหาก่อนหน้านี้เป็นการอธิบายถึงทฤษฎีพื้นฐานในการสื่อสารในระบบไมโม โดยกล่าวถึงทฤษฎีความจุช่องสัญญาณ เทคนิคและวิธีการต่างๆทั้งการ และมีวิธีการด้วยกัน 2 วิธีคือวิธีการประมวลผลแถวลำดับและการประมวลผลเมนเชิงมุม จากที่ได้อธิบายก่อนหน้านี้ จะเห็นว่าการประมวลผลเชิงมุม ระบบสามารถให้ความจุช่องสัญญาณที่มากกว่าการประมวลผลแถวลำดับ และมีวิธีการประยุกต์ใช้บัทเลอร์ เมทริกต์ในการประมวลผลเชิงมุม เพื่อความสะดวกในการเข้าและถอดรหัส เนื่องจากบัทเลอร์ เมทริกต์ มีความสามารถในการเข้าและถอดรหัสได้เลยเพียงใส่ บัทเลอร์ เมทริกต์ที่ภาคส่งและภาครับ เพราะมีมุมที่ใช้ในการปรับปรับเฟส ดังนั้นบัทเลอร์ เมทริกต์ จึงมีความสะดวกและรวดเร็วในการสร้าง และทดสอบ อย่างไรก็ตามผลบัทเลอร์ เมทริกต์ สามารถใช้ได้กับชุดสายอากาศที่มีภาคส่ง 4 ต้น และ ภาครับ 4 ต้นเช่นกัน โดยองค์ประกอบของอุปกรณ์ที่ภาครับและภาคส่งเป็นชนิดเดียวกัน เพื่อให้ช่องสัญญาณเป็นไปตามทฤษฎีและการศึกษาสมรรถนะช่องสัญญาณพิจารณาด้วยการจัดสรรกำลังส่งสัญญาณที่เท่าๆกันในสายอากาศแต่ละต้น ช่องสัญญาณที่วัดได้นั้นสามารถนำมาเพื่อใช้ในการหาความจุช่องสัญญาณในแต่ละวิธี โดยช่องสัญญาณที่ได้จากกการประมวลผลเชิงมุมและโดเมนแถวลำดับใช้การวัดที่เวลา และสถานที่เดียวกัน ในจุดเดียวกัน เพื่อให้สามารถเปรียบเทียบความแตกต่างได้ แต่สิ่งที่แตกต่างกันคือการประมวลผลเชิงมุมจะมีส่วนของบัทเลอร์ เมทริกต์ เข้ามาแทรกที่ภาคส่งและภาครับของชุดสายอากาศ การใช้วิธีการของบัทเลอร์ เมทริกต์ ได้แสดงให้เห็นว่าสามารถลดความซับซ้อนรวมถึงขนาดและต้นทุนสำหรับระบบการสื่อสารแบบไมโมได้ ซึ่งเนื้อหาสำคัญในบทนี้ เป็นการกล่าวถึงการนำวิธีการการประมวลผลเชิงมุมมาประยุกต์ใช้แทนการประมวลผลแถวลำดับ สำหรับผลการทดลองได้แสดงอยู่ในรูปของความจุช่องสัญญาณโดยใช้โปรแกรม MATLABในการจำลองแบบ

4.2 การทดสอบระบบไมโมด้วยการจำลองแบบในคอมพิวเตอร์

ดังที่ได้กล่าวไว้ในบทที่แล้ว ระบบไมโมสามารถเพิ่มประสิทธิภาพความจุช่องสัญญาณได้เมื่อเปลี่ยนวิธีการจากการประมวลผลแถวลำดับมาเป็นการประมวลผลเมนเชิงมุมและเพื่อความสะดวกในการสร้าง และดำเนินการ สามารถนำบัทเลอร์ เมทริกต์ มาประยุกต์ใช้กับการประมวลผลเชิงมุมได้

4.2.1 วิธีการประมวลผลแถวลำดับ

สำหรับวิธีการนี้ เป็นการใช้สายอากาศส่งและสายอากาศรับ ภาคละ 4 ต้น สร้างขึ้นเพื่อใช้ในการส่งและรับสัญญาณ มีการจำลองมุมที่ใช้ในการส่งและรับสัญญาณ จำลองระยะห่างระหว่างสายอากาศ ดังรูปที่ 4-1



รูปที่ 4-1 แสดงทิศทางการส่งและรับข้อมูลของระบบไมโม

จากรูป ช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\mathbf{H} = \sum_i a_i^b \mathbf{e}_r(\Omega_{ri})\, \mathbf{e}_t(\Omega_{ti})^H \tag{4-1}$$

โดย

$$a_i^b = a_i\sqrt{N_t N_r}\exp\left(\frac{-j2\pi d_i}{\lambda_c}\right) \tag{4-2}$$

$$\mathbf{e}_t(\Omega_{ti}) = \frac{1}{\sqrt{M_t}}\begin{bmatrix} 1 \\ \exp\left[-j(2\pi\Delta_t\Omega_{ti})\right] \\ \vdots \\ \exp\left[-j(M_t-1)(2\pi\Delta_t\Omega_{ti})\right] \end{bmatrix} \tag{4-3}$$

$$\mathbf{e}_r(\Omega_{ri}) = \frac{1}{\sqrt{M_r}}\begin{bmatrix} 1 \\ \exp\left[-j(2\pi\Delta_r\Omega_{ri})\right] \\ \vdots \\ \exp\left[-j(M_r-1)(2\pi\Delta_r\Omega_{ri})\right] \end{bmatrix} \tag{4-4}$$

โดย

d_i คือ ระยะทางระหว่างภาคส่งๆไปยังภาครับในแต่ละทิศการเดินทางของคลื่น

$\mathbf{e}_t(\Omega_{ti})$ และ $\mathbf{e}_r(\Omega_{ri})$ คือ เวกเตอร์ใช้แทนการกระจายตัวในแต่ละทิศทาง Ω

λ_c คือ ความยาวคลื่นของความถี่กลาง

Δ_t และ Δ_r คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศที่นอล์แมลไลซ์

ดังนั้น ความจุช่องสัญญาณในระบบไมโมที่ใช้การประมวลผลเมนแถวลำดับ แสดงได้โดย

$$C = \log_2 \det\left(\mathbf{I}_{M_r} + \frac{P_t}{P_N M_t}\mathbf{H}\mathbf{H}^H\right) \tag{4-5}$$

โดยที่ (4-5) มีหน่วยเป็น บิตต่อวินาทีต่อเฮิรตซ์ เมื่อ $\mathbf{I}_{M_r}$ คือ เมทริกซ์เอกลักษณ์ ขนาด $M_r \times M_r$ $\mathbf{H}$ คือ ช่องสัญญาณ ขนาด $M_r \times M_t$ $\mathbf{H}^H$ คือ การทรานสโพสคอนจุเกตของเมทริกซ์ช่องสัญญาณ $\mathbf{H}$ และ $\frac{P_t}{P_N}$ คือ อัตราส่วนสัญญาณที่รับได้ต่อสัญญาณรบกวน

4.2.2 วิธีการประมวลผลเชิงมุม

จากทฤษฎีการประมวลผลเชิงมุม ช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นภาคส่งและภาครับจะมีข้อมูลที่ใช้ในการเข้าและถอดรหัสจากเมตริกซ์ มีเมทริกซ์ยูนิแทรีขนาด $M_t \times M_t$ ที่ภาคส่ง $\mathbf{U}_t$ และเมทริกซ์ยูนิแทรีขนาด $M_r \times M_r$ ที่ภาครับ $\mathbf{U}_r$ สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$\mathbf{U}_t = \frac{1}{\sqrt{M_t}}\exp\left(\frac{-j2\pi kl}{M_t}\right) \qquad k, l = 0,1,\ldots,M_t-1 \tag{4-6}$$

และ

$$\mathbf{U}_r = \frac{1}{\sqrt{M_r}} \exp\left(\frac{-j2\pi kl}{M_r}\right) \qquad k, l = 0,1, \dots, M_r - 1 \tag{4-7}$$

เมื่อแปลงจากโดเมนแถวลำดับให้เป็นโดเมนเชิงมุมจะได้

$$\mathbf{H}^a = \mathbf{U}_r^H \mathbf{H} \mathbf{U}_t \tag{4-8}$$

เมื่อใช้ช่องสัญญาณที่มีการประมวลผลเชิงมุม จะได้ความจุช่องสัญญาณดังนี้

$$C = \log_2 \det\left(\boldsymbol{I}_{M_r} + \frac{P_t}{P_N M_t} \mathbf{H}^a \mathbf{H}^{aH}\right) \tag{4-9}$$

เมื่อ $\mathbf{H}^a$ คือ เมทริกซ์ช่องสัญญาณที่ใช้การประมวลผลเชิงมุม ขนาด $M_r \times M_t$

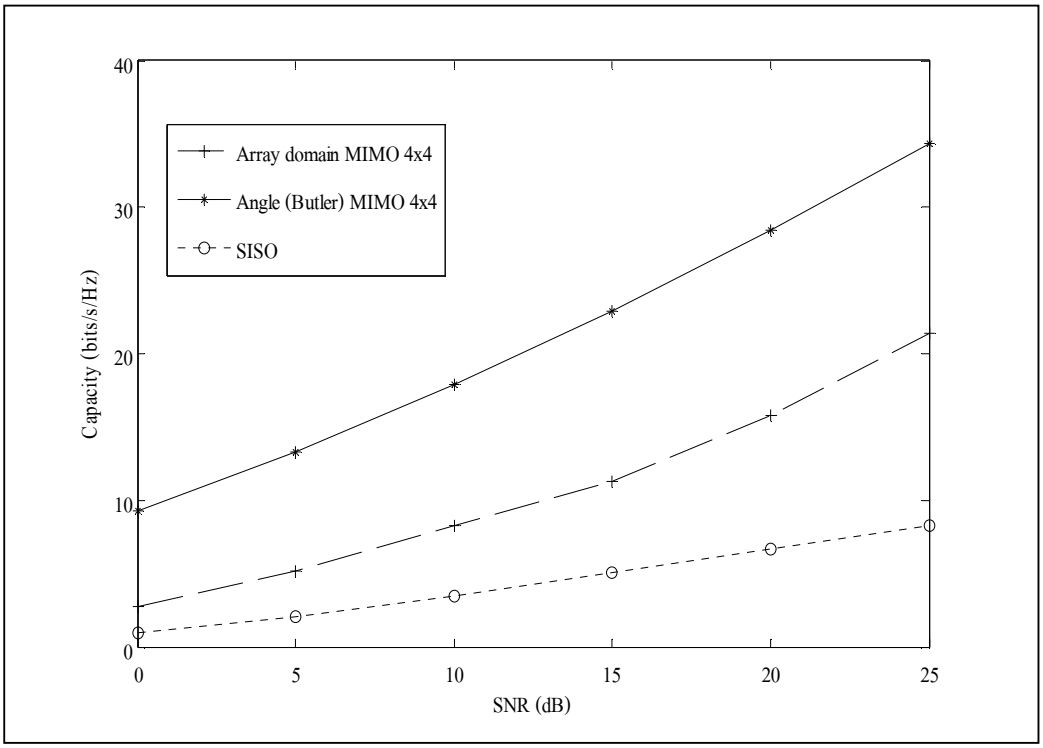
จากการประมวลผลเชิงมุมสามารถทำให้เป็นจริงได้ในทางปฏิบัติ โดยการนำบัทเลอร์ เมทริกซ์ มาประยุกต์ให้ช่องสัญญาณใหม่ จากการนำช่องสัญญาณที่ได้จาก ประมวลผลแถวลำดับมาคูณเข้ากับเมทริกซ์ยูนิแทรีดังนี้

$$\mathbf{H}^b = \mathbf{B}_r^H \mathbf{H} \mathbf{B}_t \tag{4-10}$$

และจะได้ความจุช่องสัญญาณในระบบไมโมเมื่อประยุกต์ใช้บัทเลอร์ เมทริกซ์

$$C = \log_2 \det\left(\mathbf{I}_{M_r} + \frac{P_t}{P_N M_t} \mathbf{H}^b \mathbf{H}^{bH}\right) \tag{4-11}$$

เมื่อนำพารามิเตอร์จากสมการ (4-2), (4-3) และ (4-4) มาหาช่องสัญญาณที่เกิดจากการประมวลผลแถวลำดับจะได้สมการ (4-1) แล้วนำสมการนี้ไปจำลองแบบหาช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นในโปรแกรมแมทแลป แล้วหาความจุช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นจากสมการ (4-5) และเปรียบเทียบความจุช่องสัญญาณที่ได้กับความจุช่องสัญญาณที่เกิดจากการประมวลผลเชิงมุม (4-11) เมื่อประยุกต์ใช้บัทเลอร์ เมทริกซ์ และเปรียบเทียบกับกรณีที่ใช้สายอากาศรับและส่งภาคละ 1 ต้นจะได้กราฟเปรียบดังนี้



รูปที่ 4-2 ความจุช่องสัญญาณเทียบกับอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน

จากรูปที่ 4-2 จะเห็นว่าระบบไมโมเมื่อใช้สายอากาศส่งและรับภาคละ 4 ต้น ระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละต้นเท่ากับครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น เมื่อใช้ที่ความถี่ 2.4 GHz และกำหนดให้มุมส่งและมุมรับ มีการกระจายรอบทิศทาง 360 องศา จะได้การประมวลผลเชิงมุมเมื่อประยุกต์ใช้บัทเลอร์เมทริกซ์ให้ความจุช่องสัญญาณที่มากกว่าการประมวลผลแถวลำดับ และการใช้สายอากาศส่งและรับภาคละ 1 ต้น (SISO) นั้นจะให้วามจุช่องสัญญาณที่น้อยที่สุด

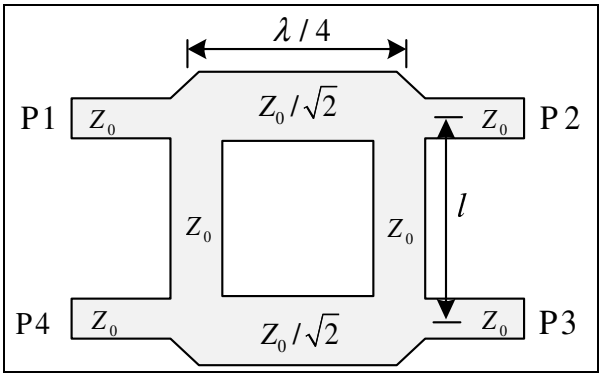
4.3 การออกแบบ สร้าง และวัดผลบัทเลอร์ เมทริกซ์

4.3.1 การออกแบบบัทเลอร์ เมทริกซ์

วงจรก่อรูปลำคลื่นแบบบัทเลอร์ เมทริกซ์ นั้นมีความจำเป็นที่จะต้องมีการออกแบบ ซึ่งประกอบไปด้วยตัวคัปเปอร์แบบไฮบริดจ์ 90 องศา (Hybrid coupler 90°) 4 ตัว, ตัวไขว้สัญญาณ (crossover) 1 ตัว และตัวเลื่อนเฟส 45 องศา (phase shifters 45°) 2 ตัว

คัปเปอร์แบบไฮบริดจ์ 90 องศา (hybrid coupler 90 °)

คัปเปอร์แบบไฮบริดจ์ 90 องศา จะทำหน้าที่ดำเนินการขั้นพื้นฐานของการแยกเส้นทางของการเชื่อมต่อ ถ้าทุกพอร์ตมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากันและเมื่อใส่พลังงานเข้าไปที่พอร์ต P1 พลังงานจะถูกแบ่งแยกอย่างเท่าเทียมระหว่างพอร์ต P2 และพอร์ต P3 ซึ่งพลังงานที่ได้จะมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของพลังงานที่เข้ามาในพอร์ต P1 พลังงานที่ได้จากพอร์ต P2 และ P3 จะล้าหลังกันอยู่ 90 องศา และจะไม่มีพลังงานออกไปที่พอร์ตที่ P4 (พอร์ตโดดเดี่ยว)



รูปที่ 4-3 คัปเปอร์แบบไฮบริดจ์ 90 องศา

คัปเปอร์แบบไฮบริดจ์ 90 องศา สามารถคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ จากรูปได้ดังต่อไปนี้

$$Z_0 = \begin{cases} \dfrac{60}{\sqrt{\varepsilon_e}} \ln\left(\dfrac{8d}{W} + \dfrac{W}{4d}\right) & \text{เมื่อ } W/d \le 1 \\ \dfrac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_e}\left[W/d + 1.393 + 0.667\ln\left(W/d + 1.444\right)\right]} & \text{เมื่อ } W/d \ge 1 \end{cases} \tag{4-12}$$

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \dfrac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{เมื่อ } W/d \le 2 \\ \dfrac{2}{\pi}\left[B - 1 - \ln\left(2B - 1\right) + \dfrac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r}\left\{\ln\left(B - 1\right) + 0.39 - \dfrac{0.61}{\varepsilon_r}\right\}\right] & \text{เมื่อ } W/d > 2 \end{cases} \tag{4-13}$$

เมื่อ

$$A = \frac{Z_0}{60}\sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1}\left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r}\right) \tag{4-14}$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{4-15}$$

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} \tag{4-16}$$

$$k_0 = \frac{2\pi f}{c} \tag{4-17}$$

$$l = \frac{90^\circ\left(\pi/180^\circ\right)}{\sqrt{\varepsilon_e}k_0} \tag{4-18}$$

$$\lambda = \frac{3\times10^8}{\sqrt{\varepsilon_r}} \times \frac{1}{f} \tag{4-19}$$

กำหนดค่า $Z_0 = 50\Omega$ $\quad Z_0/\sqrt{2} = 35.355\Omega$ $\quad \varepsilon_r = 4.8$

$f = 2.4GHz$ $\quad d = 1.67$ mm. $\quad c = 3\times10^8$ m/s

ทำการคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่างๆจากสมการดังกล่าวจะได้ดังต่อไปนี้

-ที่ Z_0 $A = 1.584$ นำค่า A ที่ได้แทนลงในสมการ (4-13) ได้

$W/d = 1.792 \leq 2$ เป็นไปตามเงื่อนไข ดังนั้นจะได้ค่า W เท่ากับ

$W = 2.992$ mm.

-ที่ $Z_0/\sqrt{2}$ $A = 1.169$

$W/d = 3.0799 > 2$ ไม่เป็นไปตามเงื่อนไขที่ $W/d < 2$ จึงหาค่า B

$B = 7.645$

$W/d = 3.0807$ เป็นไปตามเงื่อนไข $W/d > 2$

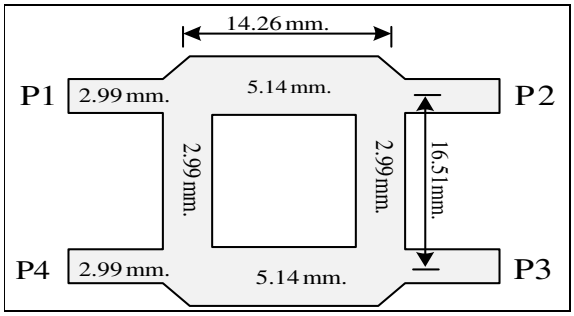
$\therefore W = 5.144$ mm.

$\varepsilon_e = 3.585$ mm.

$k_0 = 50.256\ \mathrm{m}^{-1}$.

$l = 16.51$ mm.

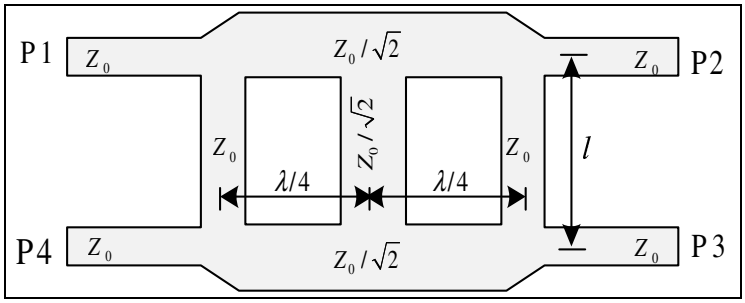
$\therefore \lambda/4 = 14.2635$ mm.



รูปที่ 4-4 คัปเปอร์แบบไฮบริดจ์ 90 องศาที่ออกแบบเสร็จ

ตัวไขว้สัญญาณ (crossover)

ตัวไขว้สัญญาณเป็นวงจรเชื่อมต่อโดยที่มีสัญญาณมารวมกันโดยไม่มีการสูญเสียพลังงานและความล้าหลังระหว่างกัน ลักษณะการไหลของพลังงานจะเป็นแบบไขว้ คือเมื่อพลังงานเข้าพอร์ต P1 พลังงานนั้นก็จะออกพอร์ต P3 และเมื่อพลังงานเข้าพอร์ต P4 พลังงานนั้นก็จะออกพอร์ต P2 ดังรูปที่ 4-5



รูปที่ 4-5 ตัวไขว้สัญญาณ

จากรูปที่ 4-5 จะเห็นได้ว่าตัวไขว้สัญญาณจะมีรูปร่างคล้ายกับตัวคัปเปอร์ 2 ตัวมาต่อรวมกัน ดังนั้น การคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆของตัวไขว้สัญญาณจะมีลักษณะคล้ายกับการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของตัวคัปเปอร์แบบไฮบริดจ์ 90 องศาดังต่อไปนี้

-ที่ Z_0 $A = 1.584$ นำค่า A ที่ได้แทนลงในสมการ (4-13) ได้ค่า W เท่ากับ

$W = 2.992\,\text{mm.}$

-ที่ $Z_0/\sqrt{2}$ $A = 1.169$

$W/d = 3.0799 > 2$ ไม่เป็นไปตามเงื่อนไขที่ $W/d < 2$ จึงหาค่า B

$B = 7.645$

$W/d = 3.0807$ เป็นไปตามเงื่อนไข $W/d > 2$

$\therefore W = 5.144\,\text{mm.}$

-ที่ $2Z_0/\sqrt{2}$ $W = 5.144\,\text{mm.}$

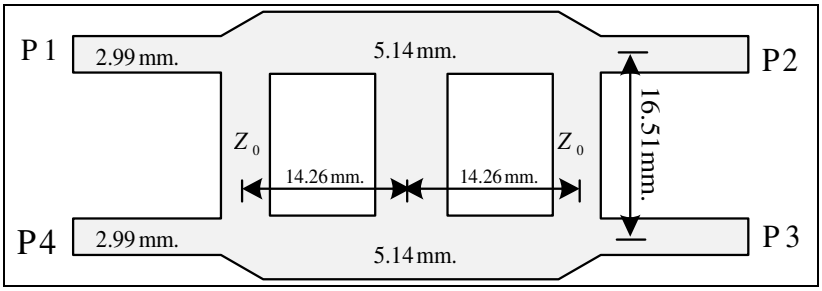
$2W = 5.144 \times 2 = 10.288\ \text{mm.}$

$\varepsilon_e = 3.585\,\text{mm.}$

$k_0 = 50.256\,\text{m}^{-1}.$

$$l = 16.51\,\text{mm.}$$

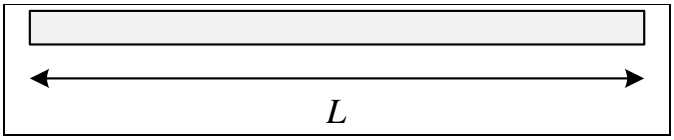
$$\therefore \lambda/4 = 14.2635\,\text{mm.}$$



รูปที่ 4-6 ตัวไขว้สัญญาณที่ออกแบบเสร็จ

ตัวเลื่อนเฟส 45 องศา (phase shifter45 °)

การคำนวณค่าตัวเลื่อนเฟส 45 องศา จะได้จากผลการคำนวณออกแบบของตัวคัปเปอร์แบบไฮบริดจ์ 90 องศา สามารถทำให้ทราบค่าของ λ เนื่องจากใช้วัสดุในการสร้างและความถี่เดียวกัน



รูปที่ 4-7 ตัวเลื่อนเฟส 45 องศา

จากสมการ $\theta = \dfrac{360^\circ l}{\lambda}$

โดยเราทราบค่า $\theta = 45^\circ$

$\lambda = 57.054$ mm.

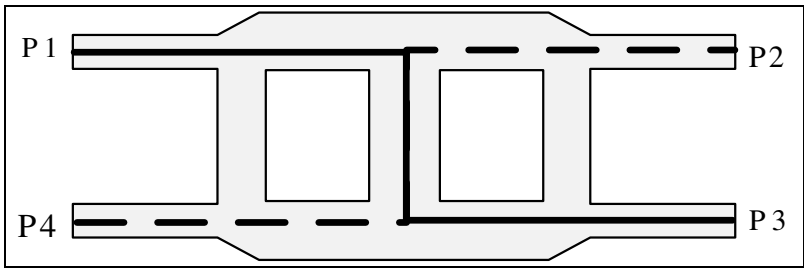
ทำการหาค่า L โดยแทนค่า θ และ λ ในสมการ จะได้

$$L = \frac{\theta \times \lambda}{360^\circ}$$

จะได้ $$L = \frac{45 \times 57.054}{360^{\circ}}$$

$$L = 7.13\,\text{mm.}$$

โดยการสร้างรวมในวงจรนั้นจะเป็นการสร้างโดยการนำค่าความยาวระหว่างพอร์ต P1 กับ พอร์ต P3 ในการสร้างเฟสด้านล่างและนำค่าความยาวระหว่างพอร์ต P4 กับ พอร์ต P2 ในการสร้างเฟสด้านบน เพื่อให้มีการเพิ่มเฟสโดยเส้นทางของตัวไขว้สัญญาณดังรูป



รูปที่ 4-8 ความยาวของเส้นทางการเดินทางของพลังงานภายในตัวไขว้สัญญาณ

(ก) เส้นทึบเป็นความยาวระหว่างพอร์ต P1 กับ พอร์ต P3

(ข) เส้นประเป็นความยาวระหว่างพอร์ต P4 กับ พอร์ต P2

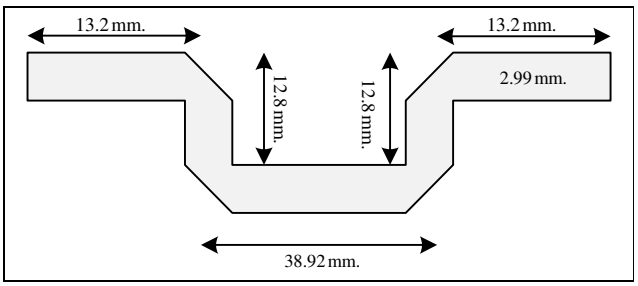
จากรูปที่ 4-8 ความยาวระหว่าง พอร์ต P1 กับ พอร์ต P3 มีค่าเท่ากับ 13.2 + 12.8 + 38.92 + 12.8 + 13.2 = 90.92 mm. ดังนั้นค่าของตัวเลื่อนเฟส 45 องศา ภายในโครงข่ายระหว่าง พอร์ต P1 กับ พอร์ต P3 มีความยาวเท่ากับ

$$L = 90.92 + 7.13 = 98.05 \text{ mm.} \qquad (4\text{-}20)$$

และความยาวระหว่างพอร์ต P4 กับ พอร์ต P2 รวมกับค่าของตัวเลื่อนเฟส 45 องศา มีค่าเท่ากันกับค่าของตัวเลื่อนเฟส 45 องศาภายในโครงข่ายระหว่าง พอร์ต P1 กับ พอร์ต P3

ดังนั้นความยาวของตัวเลื่อนเฟส 45°ภายในโครงข่าย มีค่าเท่ากับ 98.05 mm. เนื่องจากมีความยาวมากเกินไปไม่เข้ากับโครงข่ายอื่นจึงมีการคดงอขึ้นโดยการคดงอนั้นทำโดยการนำค่าความยาวของตัวเลื่อนเฟส 45°ภายในโครงข่าย ลบออกจาก ค่าความยาวที่ตัวเลื่อนเฟส 45°ภายในโครงข่ายสามารถ

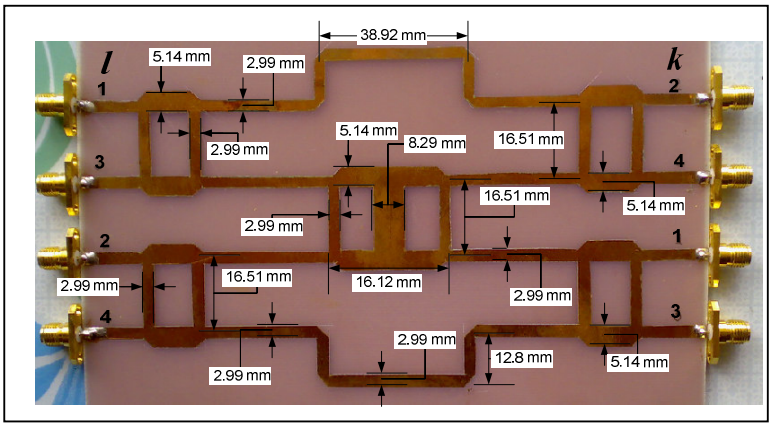
เชื่อมต่อได้แล้ว ค่าที่เหลือให้นำค่ามางอขึ้นตามความสวยงามโดยที่ค่าความกว้างจะต้องคงที่ ดังรูปที่ 4-9 เพื่อให้เข้ากับโครงข่ายได้



รูปที่ 4-9 ค่าความยาวของตัวเลื่อนเฟส 45 องศาภายในโครงข่ายที่ออกแบบเสร็จ

4.3.2 การสร้างบัทเลอร์ เมทริกซ์

เมื่อได้พารามิเตอร์ต่างๆ ที่เป็นส่วนประกอบของบัทเลอร์ เมทริกซ์แล้ว ขั้นตอนต่อไปเป็นการนำค่าพารามิเตอร์ต่างๆ นี้มาสร้างเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นบัทเลอร์ เมทริกซ์ โดยใช้แผงลายวงจร (FR4) แล้วทำการเขียนแบบโดยโปรแกรมออโตแคด (AutoCAD) ในการสร้างลายวงจร จากนั้นทำการตัด แล้วนำไปกัดแผงลายวงจร จะได้ เครือข่ายก่อรูปลำคลื่นวงจรบัทเลอร์ เมทริกซ์ ออกมา ทำเช่นนี้อีก 1 แผ่น เพื่อใช้สำหรับวงจรภาครับและภาคส่ง โดยเครือข่ายก่อรูปลำคลื่นบัทเลอร์ เมทริกซ์ ที่สร้างเสร็จสมบูรณ์แสดงได้ดังนี้

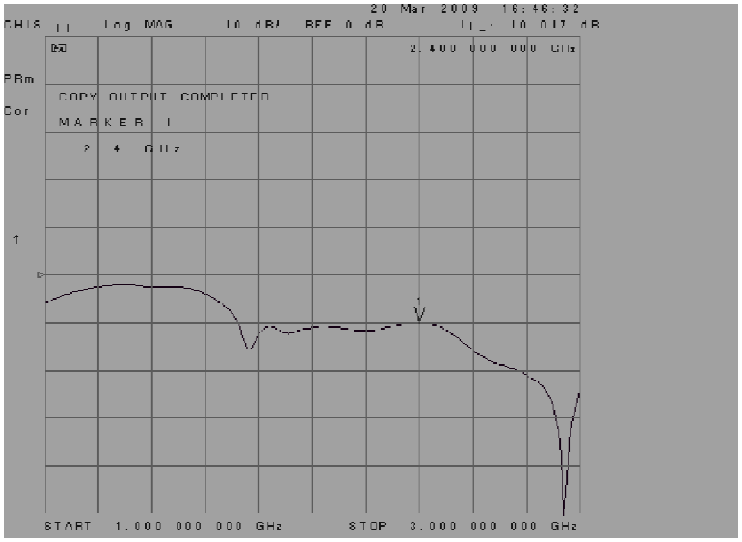


รูปที่ 4-10 โครงข่ายก่อรูปลำคลื่นบัทเลอร์ เมทริกซ์ที่สร้างจากการออกแบบ

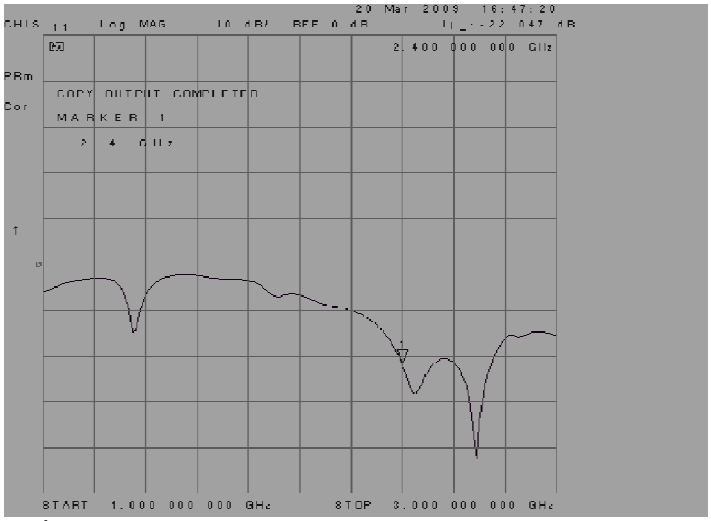
4.3.3 ผลการทดสอบค่าพารามิเตอร์จากบัทเลอร์ เมทริกซ์

ผลการทดสอบภายในห้องปฏิบัติการโดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) วัดที่ความถี่การออกแบบคือ 2.4 GHz ได้ผลการทดสอบดังนี้

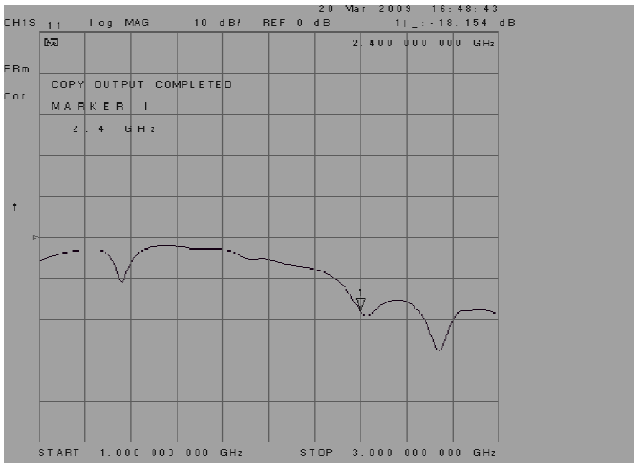
ผลการทดสอบค่าการไหลของพลังงาน (S11)



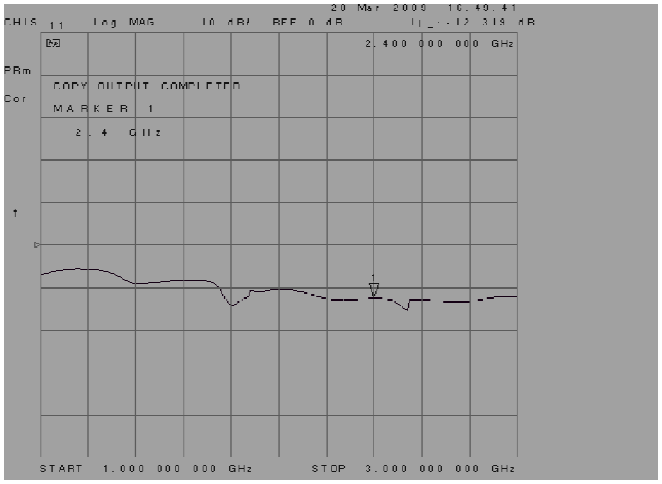
รูปที่ 4-11 วัดค่าพลังงานระหว่างพอร์ต P1 กับพอร์ต E1 (S_{11} มีค่าเท่ากับ – 10.017 dB)



รูปที่ 4-12 วัดค่าพลังงานระหว่างพอร์ต P2 กับพอร์ต E2 (S_{11} มีค่าเท่ากับ – 22.047 dB)



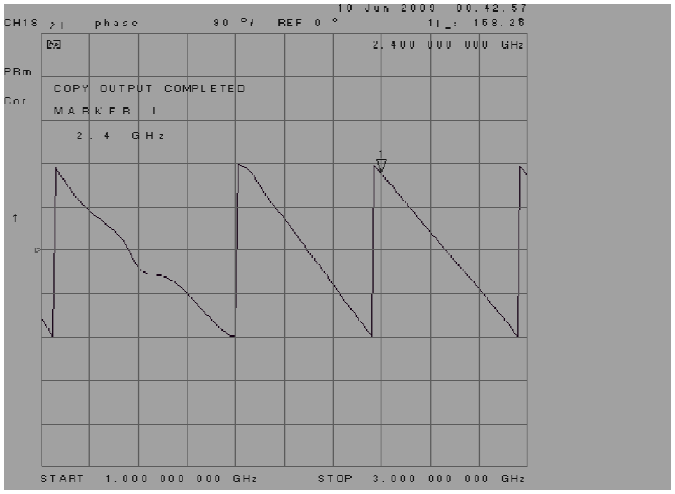
รูปที่ 4-13 วัดค่าพลังงานระหว่างพอร์ต P3 กับพอร์ต E3 (S_{11} มีค่าเท่ากับ – 18.154 dB)



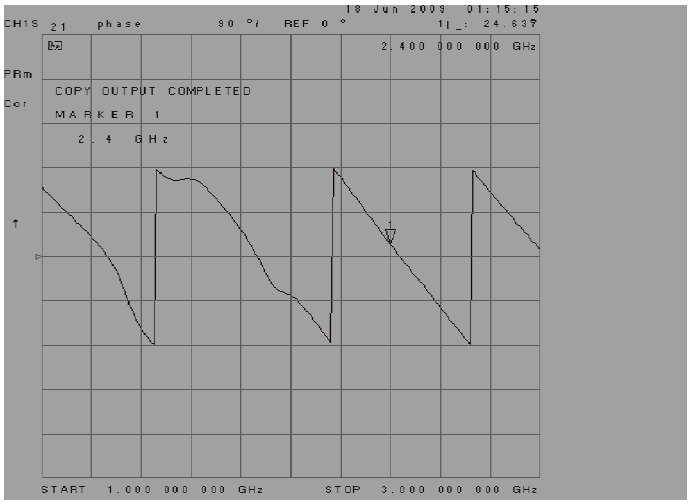
รูปที่ 4-14 วัดค่าพลังงานระหว่างพอร์ต P4 กับพอร์ต E4 (S_{11} มีค่าเท่ากับ – 12.319 dB)

จากค่าพลังงานที่ได้พบว่าการไหลของพลังงานนั้นสามารถแพร่กระจายพลังงานออกไปได้เป็นที่ยอมรับ

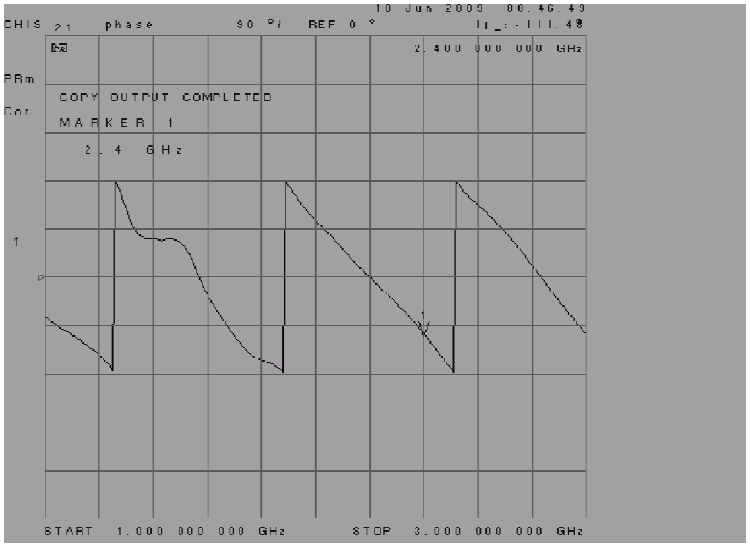
ผลการทดสอบค่าการเลื่อนเฟส



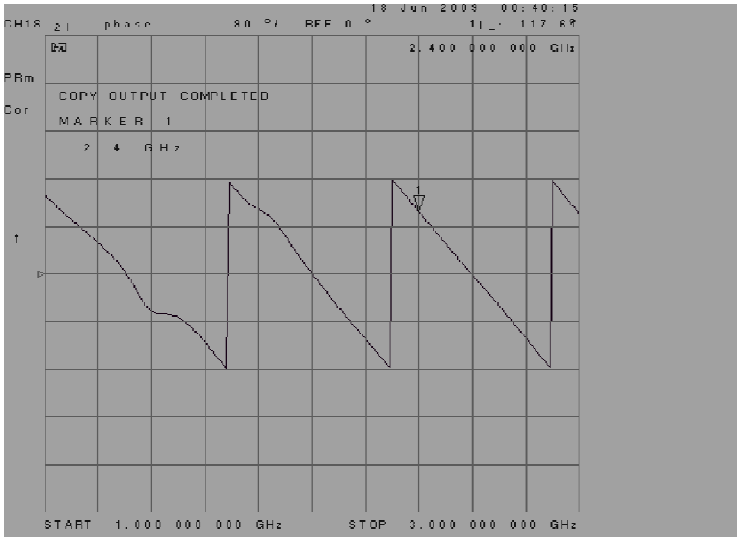
รูปที่ 4-15 วัดค่าเฟสระหว่างพอร์ต P1 กับพอร์ต E1 มีค่าเท่ากับ 158 องศา



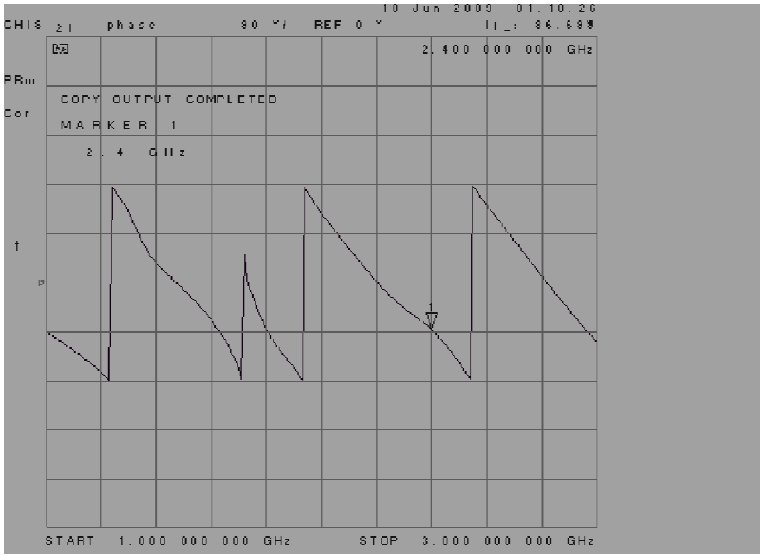
รูปที่ 4-16 วัดค่าเฟสระหว่างพอร์ต P1 กับพอร์ต E 2 มีค่าเท่ากับ 25 องศา



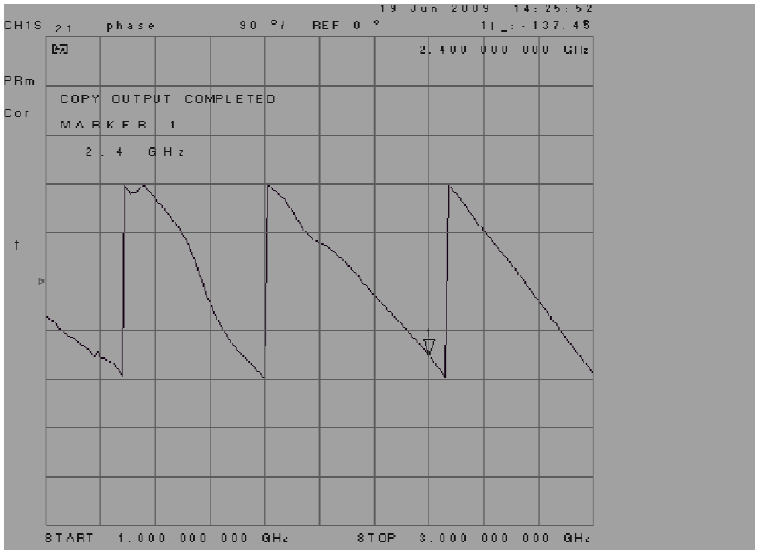
รูปที่ 4-17 วัดค่าเฟสระหว่างพอร์ต P1 กับพอร์ต E3 มีค่าเท่ากับ -122 องศา



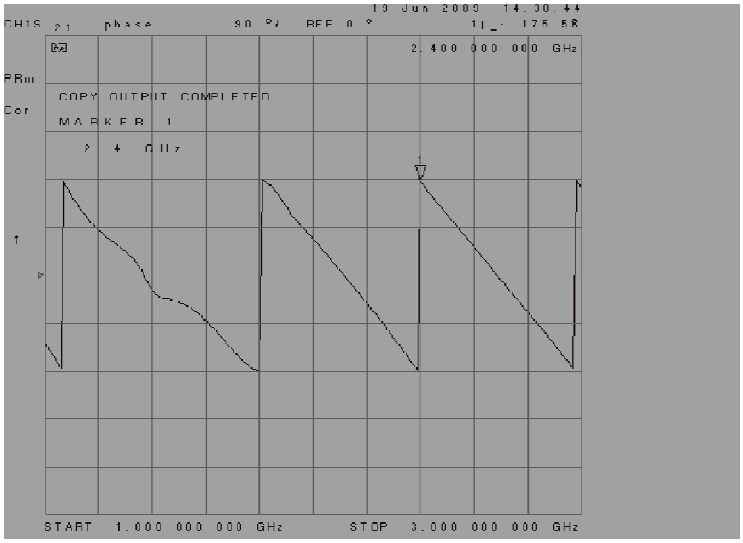
รูปที่ 4-18 วัดค่าเฟสระหว่างพอร์ต P2 กับพอร์ต E4 มีค่าเท่ากับ 118 องศา



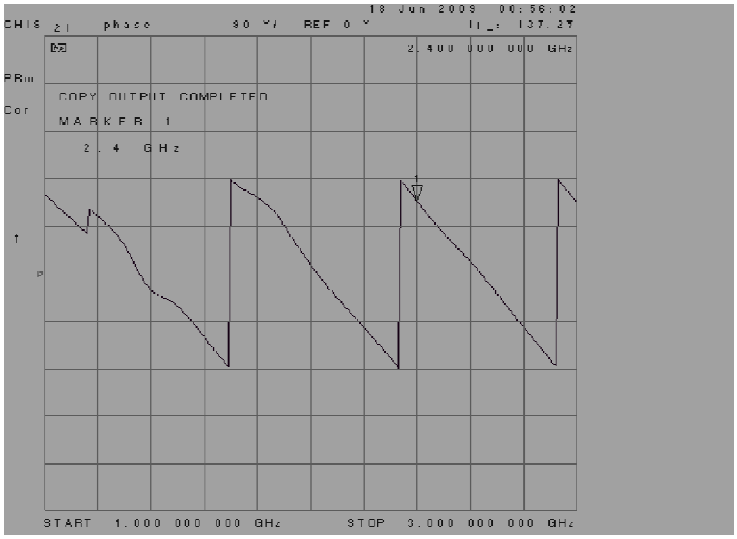
รูปที่ 4-19 วัดค่าเฟสระหว่างพอร์ต P2 กับพอร์ต E1 มีค่าเท่ากับ -87 องศา



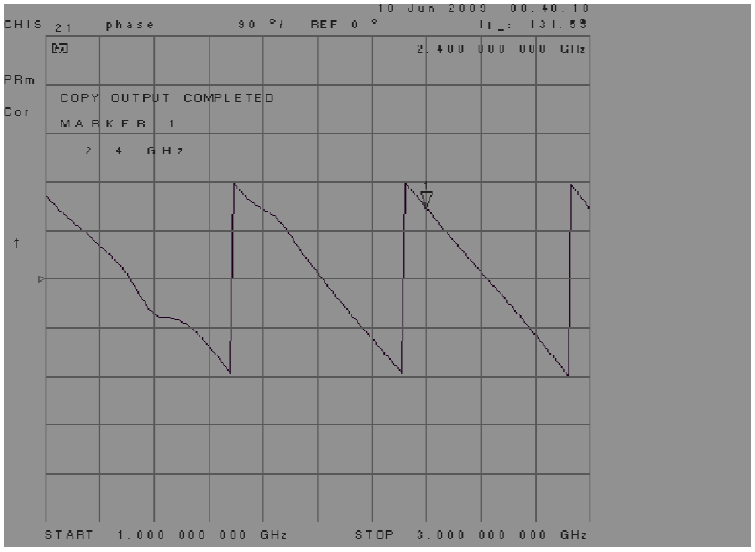
รูปที่ 4-20 วัดค่าเฟสระหว่างพอร์ต P2 กับพอร์ต E2 มีค่าเท่ากับ -137 องศา



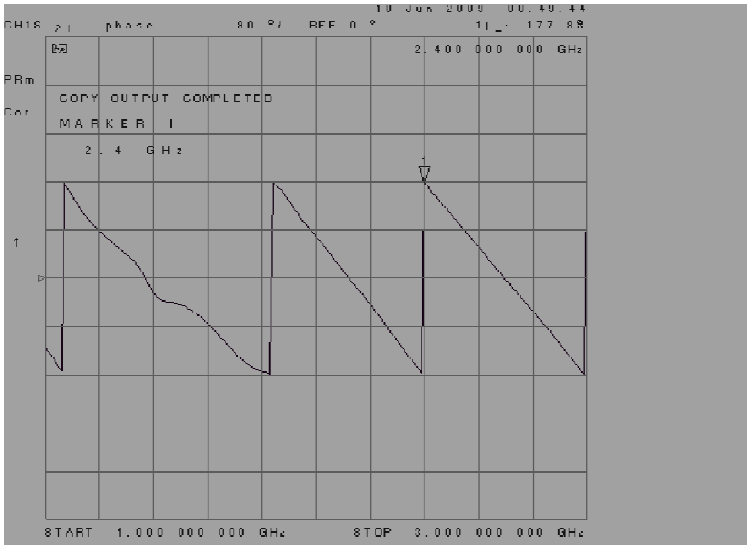
รูปที่ 4-21 วัดค่าเฟสระหว่างพอร์ต P2 กับพอร์ต E3 มีค่าเท่ากับ 176 องศา



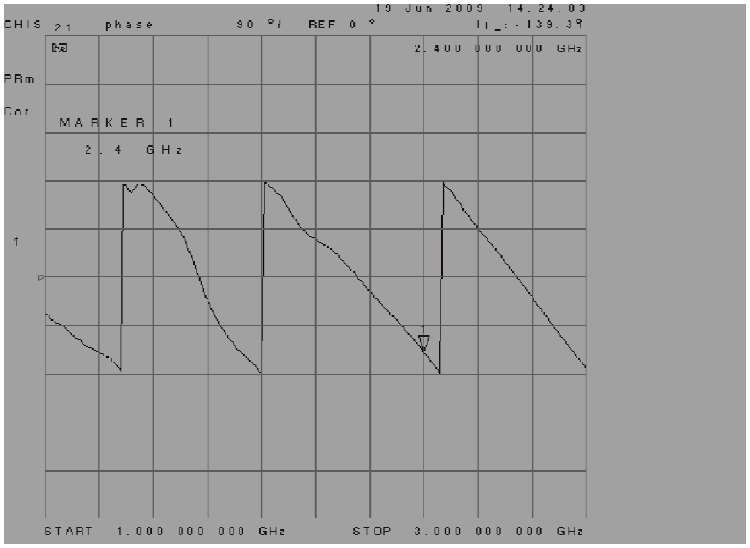
รูปที่ 4-22 วัดค่าเฟสระหว่างพอร์ต P2 กับพอร์ต E4 มีค่าเท่ากับ 137 องศา



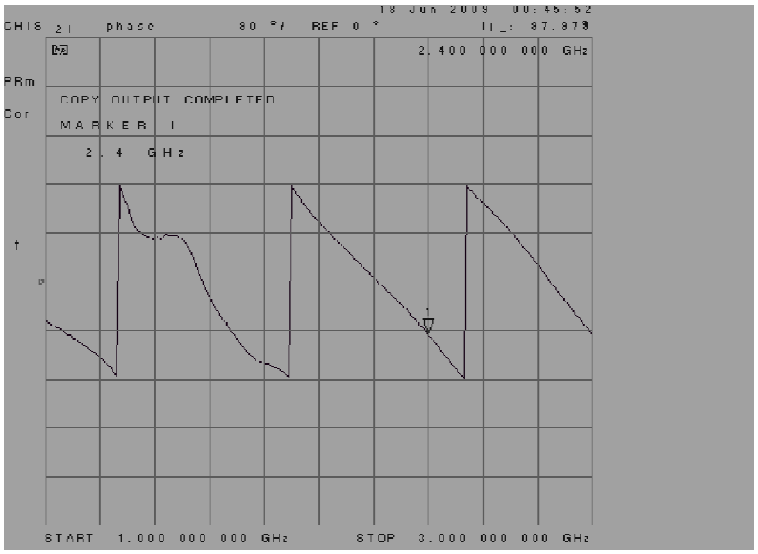
รูปที่ 4-23 วัดค่าเฟสระหว่างพอร์ต P3 กับพอร์ต E1 มีค่าเท่ากับ 132 องศา



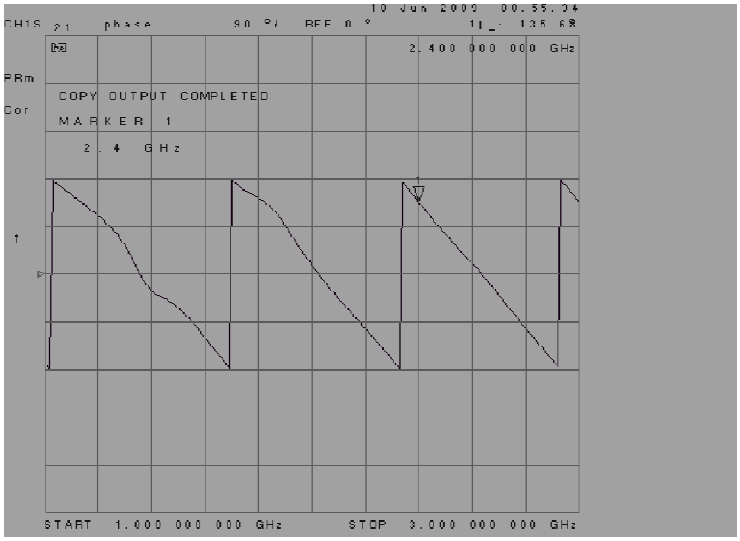
รูปที่ 4-24 วัดค่าเฟสระหว่างพอร์ต P3 กับพอร์ต E2 มีค่าเท่ากับ 178 องศา



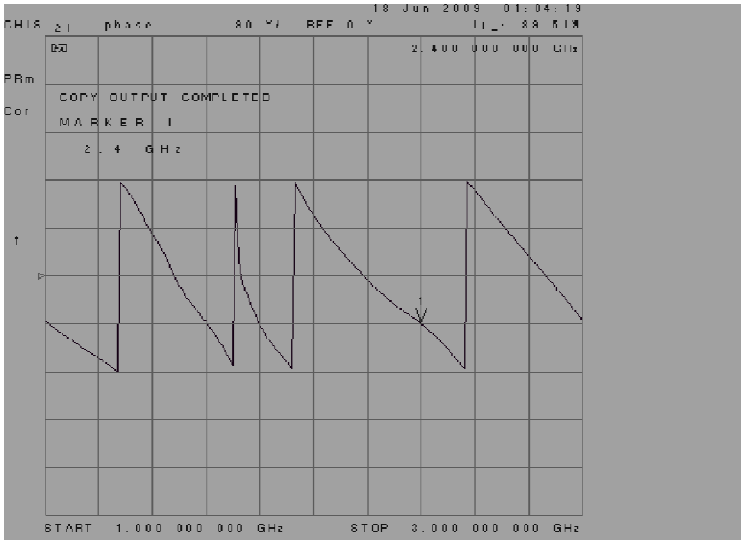
รูปที่ 4-25 วัดค่าเฟสระหว่างพอร์ต P3 กับพอร์ต E3 มีค่าเท่ากับ -139 องศา



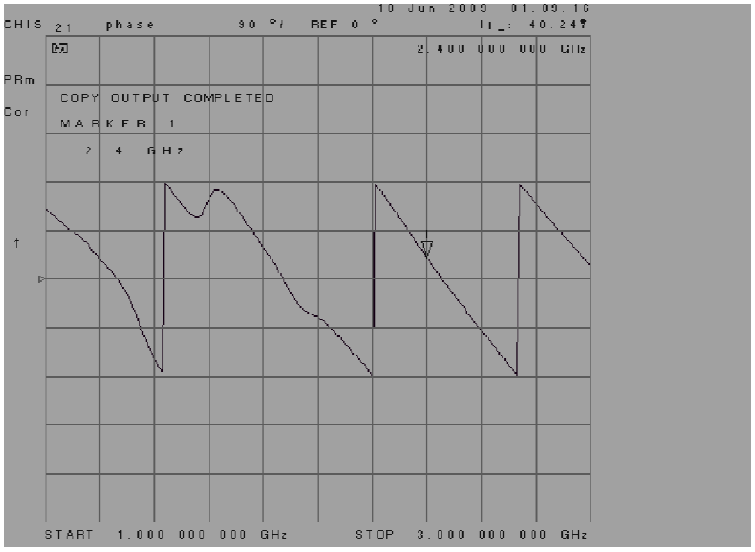
รูปที่ 4-26 วัดค่าเฟสระหว่างพอร์ต P3 กับพอร์ต E4 มีค่าเท่ากับ -98 องศา



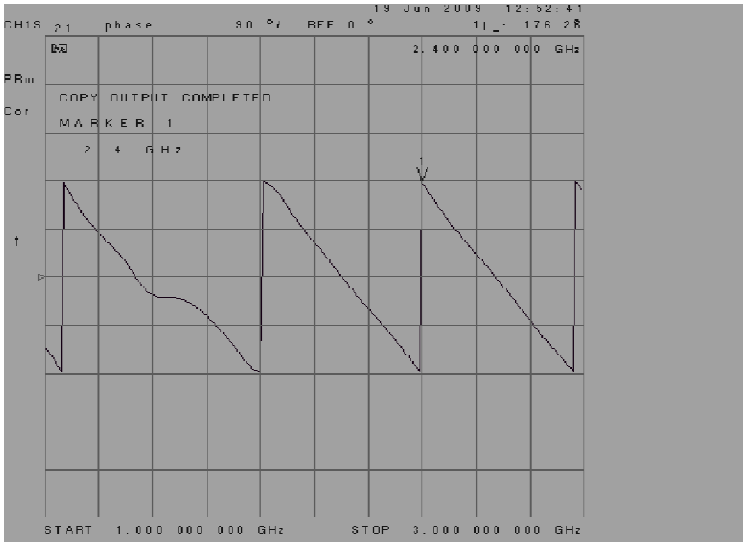
รูปที่ 4-27 วัดค่าเฟสระหว่างพอร์ต P4 กับพอร์ต E1 มีค่าเท่ากับ 136 องศา



รูปที่ 4-28 วัดค่าเฟสระหว่างพอร์ต P4 กับพอร์ต E2 มีค่าเท่ากับ -90 องศา



รูปที่ 4-29 วัดค่าเฟสระหว่างพอร์ต P4 กับพอร์ต E3 มีค่าเท่ากับ 40 องศา



รูปที่ 4-30 วัดค่าเฟสระหว่างพอร์ต P4 กับพอร์ต E4 มีค่าเท่ากับ 176 องศา

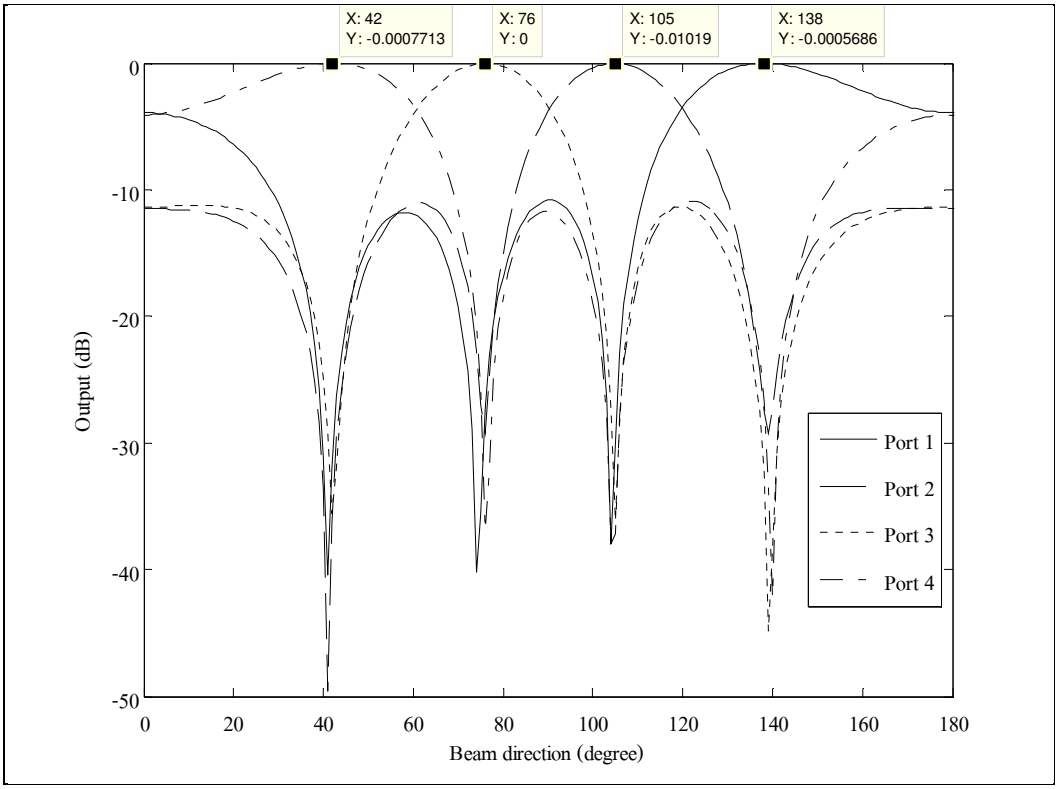
ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กระจายลำคลื่น

จากการทดสอบวัดค่ามุมเฟสที่พอร์ตต่างๆ ของสายอากาศแต่ละต้น นำไปคำนวณหาการชี้ทิศทาง และวัดระยะห่างระหว่างเฟสโดยเฉลี่ยได้ค่าดังตารางที่ 4-1

ตารางที่ 4-1 แสดงเฟสของสายอากาศ ทิศทางของลำคลื่น ของบัทเลอร์เมทริกซ์ที่ได้จากการวัด

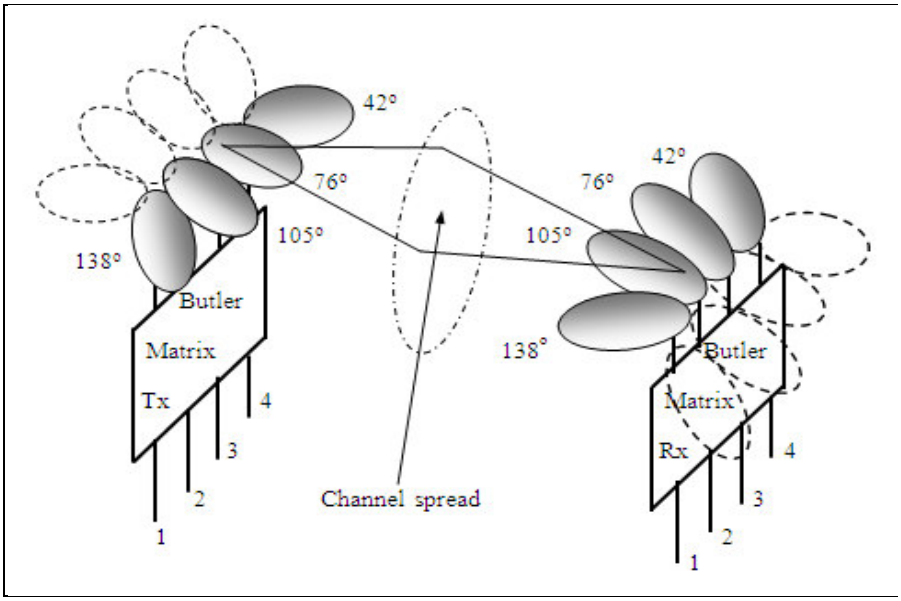
θ_{kl}	E1 (l=1)	E2 (l=2)	E3 (l=3)	E4 (l=4)	Beam Direction	Inter-Element Phasing (average)
Port 1 (k =1)	158°	25°	-112°	118°	138°	-130°
Port 2 (k =2)	-87°	-137°	176°	137°	105°	-42°
Port 3 (k =3)	132°	178°	-139°	-98°	76°	50°
Port 4 (k =4)	136°	-90°	40°	176°	42°	138°

สามารถนำผลการทดสอบนี้นำมาพล๊อตแบบรูปการแผ่พลังงานในแต่ละทิศทางด้วยโปรแกรม MATLAB มีผลดังรูปที่ 4-31



รูปที่ 4-31 แบบรูปการแผ่พลังงานในแต่ละทิศทาง

จากรูปที่ 4-31 ผลที่ได้สามารถยอมรับได้ตามทฤษฎี ดังนั้นจึงนำโครงข่ายก่อรูปลำคลื่นแบบบัทเลอร์ เมทริกซ์ นี้ไปใช้งานและพัฒนาต่อไปได้ นั่นหมายความว่า เราสามารถใส่บัทเลอร์ เมทริกซ์ เข้าที่ภาคส่งและภาครับของสายอากาศได้เลย โดยผลที่ได้จะเป็นการประมวลผลเชิงมุมในทางปฏิบัติทันทีสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4-2



รูปที่ 4-32 รูปแสดงการประยุกต์ใช้บัทเลอร์ เมทริกซ์เข้ากับสายอากาศที่ภาคส่งและภาครับ

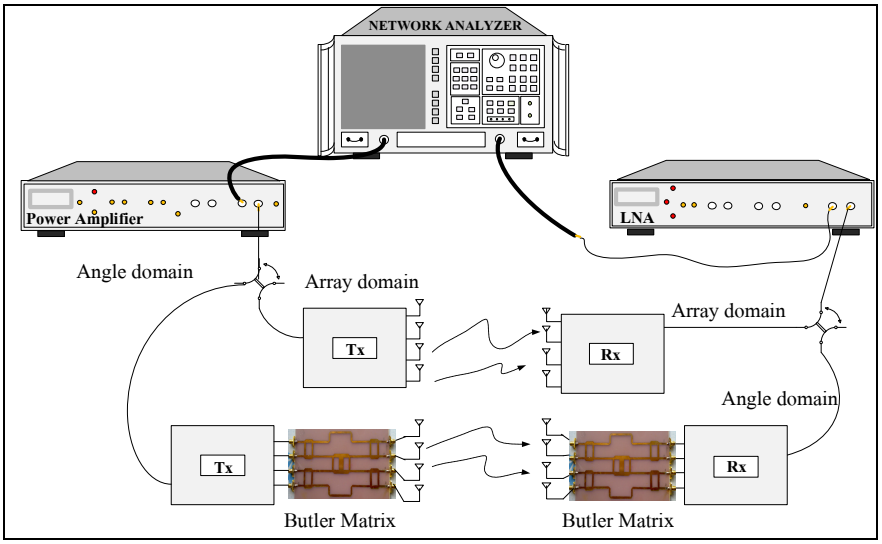
4.4 การทดสอบระบบไมโมในสถานการณ์จริง

จากการสร้างชุดอุปกรณ์ต้นแบบโดยอ้างจากทฤษฎีที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 และ บทที่ 3 นั้น ได้ชุดอุปกรณ์ต้นแบบที่สมบูรณ์หลังจากนั้นนำไปทดสอบในห้องปฏิบัติการและทดสอบใช้งานจริง ซึ่งในบทนี้ได้กล่าวถึงผลการทดสอบอุปกรณ์ต้นแบบต่อไป

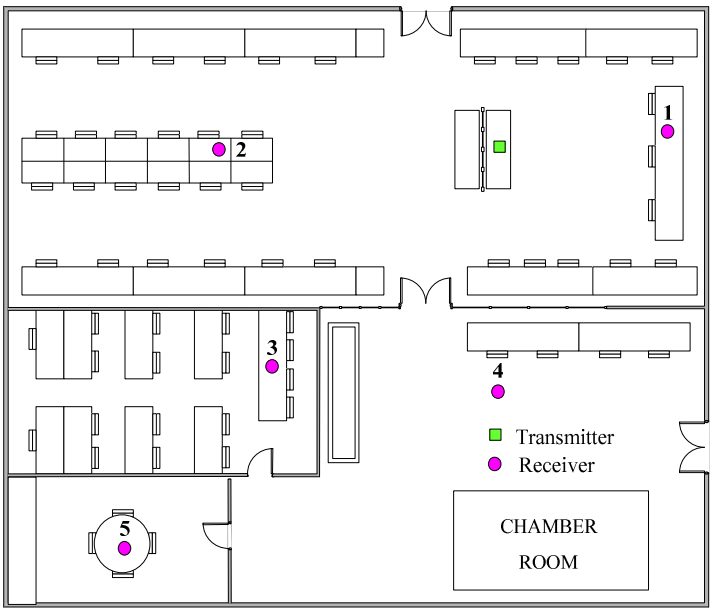
4.4.1 การทดสอบชุดอุปกรณ์ต้นแบบสำหรับการวัดช่องสัญญาณ

จากโครงสร้างของการวัดช่องสัญญาณในระบบไมโมแบบ 4×4 สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4-3 โดยที่องค์ประกอบของระบบไมโมแบบ 4×4 ประกอบด้วยเครื่องวิเคราะห์วงจรข่าย (Network Analyzer) โมดูลตัวขยายกำลัง (Power Amplifier: PA) และโมดูลตัวขยายที่มีสัญญาณรบกวนต่ำ (Low-Noise Amplifier: LNA) สำหรับ PA ถูกนำมาใช้เพื่อเพิ่มกำลังส่งสัญญาณที่ภาคส่ง โดย LNA ถูกนำมาใช้เพื่อเพิ่มระดับสัญญาณที่ภาครับ สัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณทั้งขนาดและเฟสถูกวัดจากเครื่องวิเคราะห์วงจรข่าย (S_{21}) โดยแต่ละช่องสัญญาณจะวัดทั้งหมด 5 ครั้งในวันที่ต่างกัน สำหรับสายอากาศที่ใช้ในการวัดช่องสัญญาณเป็นสายอากาศไดโพล โดยความถี่ที่ทำการทดสอบคือ 2.4GHz อย่างไรก็ตาม, ช่องสัญญาณที่วัดได้เป็น

รูปแบบของระบบไมโมแบบ 4x4 ซึ่งการนำมาสร้างชุดทดสอบหรือทำการสร้างการจำลองแบบสำหรับระบบไมโมสามารถนำช่องสัญญาณที่วัดได้ทั้งสองวิธีมาเปรียบเทียบกันในการหาความจุช่องสัญญาณ



รูปที่ 4-33 โครงสร้างของระบบที่ใช้ในการวัดช่องสัญญาณ



รูปที่ 4-34 แผนที่สำหรับวัดช่องสัญญาณ

สถานที่ที่ทำการวัดช่องสัญญาณเราได้เลือกห้องทำงานที่มีขนาดใหญ่ โดยในรูปที่ 4-4 อาคารวิจัย 4 มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี เพื่อเพิ่มกรณีของการศึกษาช่องสัญญาณในหลายรูปแบบ ได้แสดงแผนที่ของห้องที่ได้ทำการวัดช่องสัญญาณ โดยที่จุดวงกลมหมายถึงจุดทดสอบที่ได้ทำการวัด โดยมีทั้งหมด 5 จุด ในแต่ละจุดทดสอบภาคส่งจะอยู่ที่ตำแน่งเดิมเมื่อทำการเปรียบเทียบการประมวลผลแถวลำดับและการประมวลผลเชิงมุม

ช่องสัญญาณที่วัดได้ถูกแสดงในรูปของขนาดหน่วย dB และเฟสในหน่วยองศา ส่วนการสูญเสียเนื่องจากสายส่งสัญญาณ วัดได้ -24 dB

-49 dB/29°	-39 dB/-124°	-35 dB/21°	-35 dB/-57°
-39 dB/53°	-40 dB/32°	-40 dB/41°	-42 dB/35°
-46 dB/-60°	-43 dB/41°	-49 dB/2°	-46 dB/-11°
-30 dB/20°	-37 dB/-140°	-41 dB/43°	-39 dB/19°

ค่าแอมพลิจูดและเฟส จุดทดสอบที่ 1 (การประมวลผลแถวลำดับ)

-38 dB/-148°	-34 dB/-97°	-31 dB/171°	-30 dB/72°
-28 dB/-148°	-30 dB/166°	-31 dB/83°	-40 dB/-13°
-33 dB/-60°	-27 dB/-153°	-29 dB/98°	-31 dB/45°
-28 dB/-143°	-32 dB/125°	-39 dB/116°	-37 dB/72°

ค่าแอมพลิจูดและเฟส จุดทดสอบที่ 1 (การประมวลผลเชิงมุม)

-60 dB/-55°	-48 dB/-130°	-53 dB/-70°	-59 dB/-94°
-53 dB/-92°	-49 dB/-118°	-48 dB/-49°	-55 dB/-176°
-58 dB/-80°	-48 dB/-135°	-52 dB/-74°	-56 dB/-81°
-59 dB/-113°	-51 dB/-95°	-54 dB/-69°	-52 dB/-60°

ค่าแอมพลิจูดและเฟส จุดทดสอบที่ 2 (การประมวลผลแถวลำดับ)

-62 dB/8°	-55 dB/34°	-55 dB/142°	-61 dB/134°
-60 dB/108°	-50 dB/-197°	-50 dB/146°	-61 dB/-174°
-62 dB/171°	-48 dB/66°	-52 dB/116°	-59 dB/94°
-62 dB/135°	-52 dB/62°	-58 dB/-155°	-55 dB/-171°

ค่าแอมพลิจูดและเฟส จุดทดสอบที่ 2 (การประมวลผลเชิงมุม)

-62 dB/-62°	-63 dB/-63°	-63 dB/-63°	-63 dB/-63°
-60 dB/-60°	-61 dB/-61°	-61 dB/-61°	-61 dB/-61°
-61 dB/-61°	-49 dB/-49°	-61 dB/-61°	-62 dB/-62°
-62 dB/62°	-62 dB/-62°	-63 dB/-63°	-64 dB/-64°

ค่าแอมพลิจูดและเฟส จุดทดสอบที่ 3 (การประมวลผลแถวลำดับ)

-60 dB/172°	-61 dB/36°	-61 dB/7°	-60 dB/-47°
-60 dB/75°	-60 dB/-151°	-59 dB/138°	-58 dB/92°
-55 dB/122°	-48 dB/108°	-53 dB/124°	-60 dB/117°
-61 dB/39°	-61 dB/-169°	-63 dB/-151°	-64 dB/51°

ค่าแอมพลิจูดและเฟส จุดทดสอบที่ 3 (การประมวลผลเชิงมุม)

-59 dB/-15°	-47 dB/7°	-55 dB/-11°	-58 dB/22°
-50 dB/15°	-44 dB/26°	-43 dB/-6°	-53 dB/47°
-51 dB/-13°	-43 dB/23°	-43 dB/17°	-52 dB/22°
-59 dB/56°	-53 dB/8°	-53 dB/-18°	-57 dB/-114°

ค่าแอมพลิจูดและเฟส จุดทดสอบที่ 4 (การประมวลผลแถวลำดับ)

-60 dB/143°	-56 dB/116°	-55 dB/129°	-59 dB/-145°
-57 dB/174°	-48 dB/140°	-58 dB/-175°	-55 dB/-150°
-57 dB/164°	-46 dB/118°	-53 dB/-169°	-61 dB/146°
-62 dB/157°	-59 dB/143°	-53 dB/168°	-59 dB/168°

ค่าแอมพลิจูดและเฟส จุดทดสอบที่ 4 (การประมวลผลเชิงมุม)

-63 dB/-106°	-61 dB/-103°	-62 dB/66°	-62 dB/96°
-64 dB/176°	-62 dB/-64°	-60 dB/156°	-60 dB/50°
-66 dB/-58°	-62 dB/59°	-66 dB/15°	-63 dB/-78°
-63 dB/-164°	-64 dB/102°	-66 dB/-158°	-64 dB/84°

ค่าแอมพลิจูดและเฟส จุดทดสอบที่ 5 (การประมวลผลแถวลำดับ)

-61 dB/-73°	-59 dB/168°	-61 dB/17°	-61 dB/160°
-62 dB/-32°	-60 dB/-153°	-59 dB/95°	-58 dB/-36°
-63 dB/116°	-62 dB/-171°	-61 dB/92°	-63 dB/145°
-61 dB/25°	-62 dB/-149°	-63 dB/-12°	-63 dB/78°

ค่าแอมพลิจูดและเฟส จุดทดสอบที่ 5 (การประมวลผลเชิงมุม)

แต่ละองค์ประกอบของเมทริกซ์ช่องสัญญาณได้จากการคำนวณค่าเฉลี่ยของช่องสัญญาณที่ได้จากการวัด 5 ครั้ง เมื่อแปลงจากรูปแบบโพลาให้อยู่ในรูปแบบจำนวนเชิงซ้อน จาก $\mathrm{A}(\cos\theta + \mathrm{i}\sin\theta) = \mathrm{A} + \mathrm{Bi}$ เราสามารถนำค่าที่ได้เพื่อแสดงให้อยู่ในรูปแบบเมทริกซ์ได้ดังนี้

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

เมื่อ **H** คือเมทริกซ์ช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณ

สำหรับเมทริกซ์ช่องสัญญาณทั้ง 5 จุดทดสอบโดยมีการประมวลผลแถวลำดับและการประมวลผลเชิงมุม ช่องสัญญาณสามารถสรุปได้ดังนี้

(1.70+0.97i) x10^{-2}	(-1.80-2.60i) x10^{-2}	(7.40+2.80i) x10^{-2}	(4.30-6.70i) x10^{-2}
(1.90+2.50i) x10^{-2}	(2.10+1.30i) x10^{-2}	(1.90+1.60i) x10^{-2}	(1.30+0.90i) x10^{-2}
(0.30-0.50i) x10^{-2}	(0.95+0.80i) x10^{-2}	(0.30+0.01i) x10^{-2}	(0.60-0.10i) x10^{-2}
(23.00+8.60i) x10^{-2}	(-3.80-3.20i) x10^{-2}	(1.50+1.40i) x10^{-2}	(3.00+1.00i) x10^{-2}

เมทริกซ์ช่องสัญญาณ จุดทดสอบที่ 1 (การประมวลผลแถวลำดับ)

(-3.40-2.10i) x10^{-2}	(-1.20-9.90i) x10^{-2}	(-19.70+3.10i) x10^{-2}	(7.80+23.90i) x10^{-2}
(-33.70-21.10i) x10^{-2}	(-24.40+6.10i) x10^{-2}	(24.30+19.80i) x10^{-2}	(2.40-0.60i) x10^{-2}
(6.30-10.60i) x10^{-2}	(-44.70-22.80i) x10^{-2}	(-4.40+31.30i) x10^{-2}	(14.00+14.00i) x10^{-2}
(-32.00-24.00i) x10^{-2}	(-9.00+13.00i) x10^{-2}	(-1.40+2.80i) x10^{-2}	(1.50+4.80i) x10^{-2}

เมทริกซ์ช่องสัญญาณ จุดทดสอบที่ 1 (การประมวลผลเชิงมุม)

(1.40-2.10i) x10^{-4}	(-26.00-31.00i) x10^{-4}	(4.30-12.00i) x10^{-4}	(-0.20-3.20i) x10^{-4}
(-0.40-13.00i) x10^{-4}	(-15.00-28.00i) x10^{-4}	(26.00-30.00i) x10^{-4}	(-7.90-0.60i) x10^{-4}
(0.70-3.90i) x10^{-4}	(-28.00-28.00i) x10^{-4}	(4.40-15.00i) x10^{-4}	(0.90-6.20i) x10^{-4}
(-1.20-2.90i) x10^{-4}	(-1.70-20.00i) x10^{-4}	(3.60-9.30i) x10^{-4}	(7.90-14.00i) x10^{-4}

เมทริกซ์ช่องสัญญาณ จุดทดสอบที่ 2 (การประมวลผลแถวลำดับ)

(1.60+0.20i) x10^{-4}	(6.60+4.40i) x10^{-4}	(-6.30+4.90i) x10^{-4}	(-1.40+1.40i) x10^{-4}
(-0.80+2.40i) x10^{-4}	(-24.00+7.30i) x10^{-4}	(-21.00+14.00i) x10^{-4}	(-2.00-0.20i) x10^{-4}
(-1.60+0.30i) x10^{-4}	(16.00+36.00i) x10^{-4}	(-6.90+14.00i) x10^{-4}	(-0.20+3.20i) x10^{-4}
(-1.10+1.10i) x10^{-4}	(7.40+14.00i) x10^{-4}	(-3.60-1.70i) x10^{-4}	(-7.80-1.20i) x10^{-4}

เมทริกซ์ช่องสัญญาณ จุดทดสอบที่ 2 (การประมวลผลเชิงมุม)

(1.30+0.90i) x10^{-4}	(1.20+0.30i) x10^{-4}	(1.20+0.40i) x10^{-4}	(0.80-0.90i) x10^{-4}
(-2.50+0.20i) x10^{-4}	(2.00+0.40i) x10^{-4}	(-0.50-1.90i) x10^{-4}	(1.80-0.80i) x10^{-4}
(-0.70-1.90i) x10^{-4}	(-24.00+20.00i) x10^{-4}	(-0.90-1.80i) x10^{-4}	(0.50-1.50i) x10^{-4}
(-1.30-0.90i) x10^{-4}	(-1.50+0.60i) x10^{-4}	(-1.20-0.50i) x10^{-4}	(-0.90-0.50i) x10^{-4}

เมทริกซ์ช่องสัญญาณ จุดทดสอบที่ 3 (การประมวลผลแถวลำดับ)

(-2.50+0.30i) x10^{-4}	(1.60+1.10i) x10^{-4}	(2.00+0.20i) x10^{-4}	(1.70-1.80i) x10^{-4}
(0.70+2.40i) x10^{-4}	(-2.20-1.20i) x10^{-4}	(-2.40+2.10i) x10^{-4}	(-0.10+4.00i) x10^{-4}
(-4.20+6.70i) x10^{-4}	(-12.00+38.00i) x10^{-4}	(-7.00+10.00i) x10^{-4}	(-1.10+2.20i) x10^{-4}
(1.60+1.30i) x10^{-4}	(-2.00-0.40i) x10^{-4}	(-1.10-0.60i) x10^{-4}	(0.60-0.80i) x10^{-4}

เมทริกซ์ช่องสัญญาณ จุดทดสอบที่ 3 (การประมวลผลเชิงมุม)

(3.10-0.80i) x10^{-4}	(-22.00+45.00i) x10^{-4}	(7.80-1.50i) x10^{-4}	(3.70+1.50i) x10^{-4}
(24.00+6.50i) x10^{-4}	(89.00+44.00i) x10^{-4}	(125.00-13.00i) x10^{-4}	(8.60+9.20i) x10^{-4}
(19.40-4.50i) x10^{-4}	(116.00+49.00i) x10^{-4}	(120.40+37.80i) x10^{-4}	(14.70+5.90i) x10^{-4}
(1.80+2.60i) x10^{-4}	(12.50+1.80i) x10^{-4}	(12.00-3.90i) x10^{-4}	(-2.10-4.60i) x10^{-4}

เมทริกซ์ช่องสัญญาณ จุดทดสอบที่ 4 (การประมวลผลแถวลำดับ)

(-2.00+1.50) x10^{-4}	(-2.80+5.70i) x10^{-4}	(-5.00+6.20i) x10^{-4}	(-2.60-1.80i) x10^{-4}
(-5.00+0.50i) x10^{-4}	(-30.00+26.00i) x10^{-4}	(-4.00-0.30i) x10^{-4}	(-6.90-4.00i) x10^{-4}
(-4.80+1.40i) x10^{-4}	(-29.60-55.70i) x10^{-4}	(-12.40-2.40i) x10^{-4}	(-1.70+1.10i) x10^{-4}
(-1.50+0.60i) x10^{-4}	(-2.20+2.30i) x10^{-4}	(-12.30+2.60i) x10^{-4}	(-3.10+0.70i) x10^{-4}

เมทริกซ์ช่องสัญญาณ จุดทดสอบที่ 4 (การประมวลผลเชิงมุม)

(-0.40-1.20i) x10^{-4}	(-0.50-1.90i) x10^{-4}	(0.60+1.50i) x10^{-4}	(-0.17+1.60i) x10^{-4}
(-1.00+0.07i) x10^{-4}	(0.70-1.40i) x10^{-4}	(-2.30+10i) x10^{-4}	(1.60+1.90i) x10^{-4}
(0.30-0.50i) x10^{-4}	(0.80+1.40i) x10^{-4}	(0.60+0.16i) x10^{-4}	(0.26-1.23i) x10^{-4}
(-1.20-0.35i) x10^{-4}	(-0.20+0.98i) x10^{-4}	(-0.59-0.24i) x10^{-4}	(0.10-0.99i) x10^{-4}

เมทริกซ์ช่องสัญญาณ จุดทดสอบที่ 5 (การประมวลผลแถวลำดับ)

(0.58-1.90i) x10^{-4}	(-3.10+0.66i) x10^{-4}	(1.90+0.58i) x10^{-4}	(-1.87+0.68i) x10^{-4}
(1.34-0.84i) x10^{-4}	(-2.20-1.14i) x10^{-4}	(-0.28+3.15i) x10^{-4}	(3.20-2.34i) x10^{-4}
(-0.60+1.13i) x10^{-4}	(-1.56-0.25i) x10^{-4}	(-0.07+2.00i) x10^{-4}	(-1.00+0.72i) x10^{-4}
(1.80+0.84i) x10^{-4}	(-1.40-0.82i) x10^{-4}	(1.23-0.26i) x10^{-4}	(0.26+1.23i) x10^{-4}

เมทริกซ์ช่องสัญญาณ จุดทดสอบที่ 5 (การประมวลผลเชิงมุม)

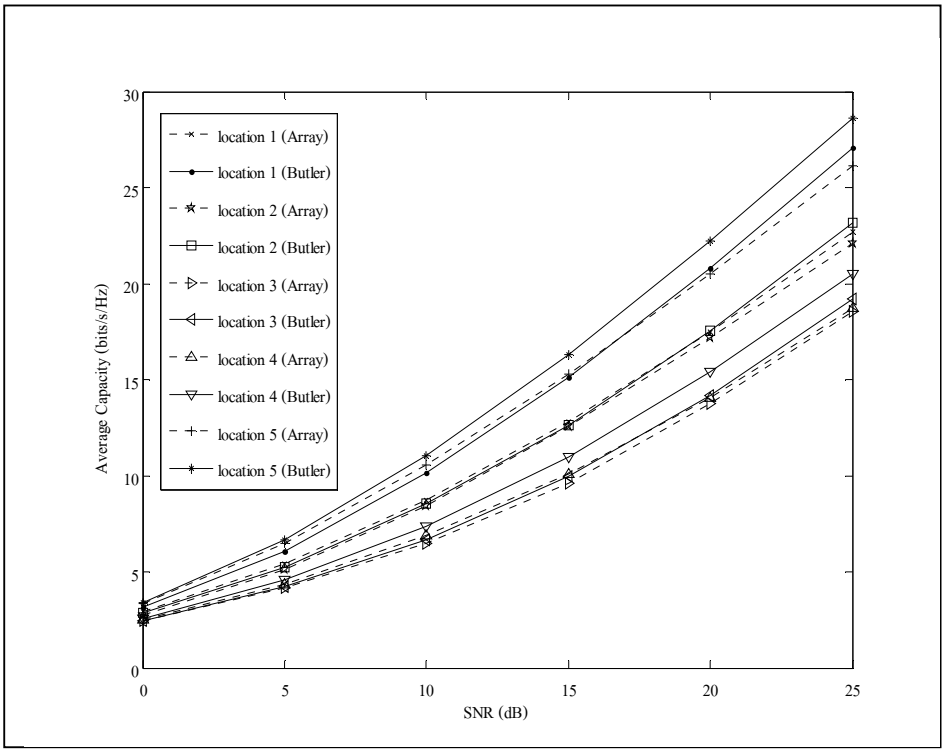
จากผลช่องสัญญาณที่ได้จะเห็นว่า ทั้งช่องสัญญาณมีลักษณะใกล้เคียงกันทั้งในส่วนเฟสและขนาด อย่างไรก็ตาม ในบางจุดทดสอบช่องสัญญาณมีความแตกต่างกับจุดอื่น มากเช่นในจุดทดสอบที่ 5 ผลจากความ

แตกต่างนี้อาจเกิดจากการที่จุดทดสอบมีระยะทางระหว่างภาครับและภาคส่งที่ไกลรวมถึงสภาพแวดล้อมรอบๆที่อาจทำให้มีผลกระทบเนื่องจากสัญญาณหลายวิถีสูงกว่าจุดทดสอบอื่น

4.4.2 การหาความจุช่องสัญญาณ

เมื่อนำแอมพลิจูดและมุมเฟสมาแปลงเป็นช่องสัญญาณที่อยู่ในรูปเชิงซ้อนแล้ว นำช่องสัญญาณในแต่ละพื้นที่ ที่ได้จากการประมวลผลแถวลำดับมาจำลองแบบหาความจุช่องสัญญาณจากสมการ (4-15) แล้วนำช่องสัญญาณในแต่ละพื้นที่ ที่ได้จากการประมวลผลเชิงมุมที่เกิดจาการประยุกต์ใช้บัทเลอร์เมทริกซ์มาจำลองแบบหาความจุช่องสัญญาณจากสมการ (4-21) จะได้กราฟเปรียบดังนี้

รูปที่ 4-35 แสดงความจุช่องสัญญาณเทียบกับอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ทั้ง 5 จุดที่ทำการวัดผล และเมื่อพิจารณาอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าเท่ากับ 10 dB ในแต่ละจุดที่ทำการวัดผล สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 4-2

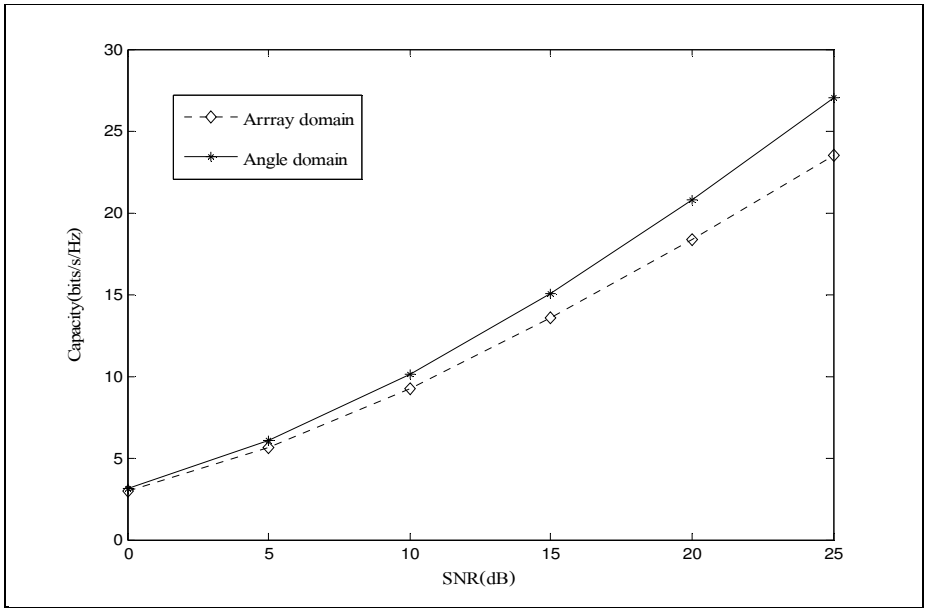


รูปที่ 4-35 ความจุช่องสัญญาณเทียบกับอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ในแต่ละจุดที่ทำการวัด

ตารางที่ 4-2 แสดงค่าเฉลี่ยความจุช่องสัญญาณในแต่ละจุดที่ทำการวัดผล เมื่อ SNR = 10 dB

พื้นที่	ค่าเฉลี่ยความจุช่องสัญญาณ (bits/s/Hz)	
	โดเมนแถวลำดับ	โดเมนเชิงมุม (บัทเลอร์ เมทริกซ์)
1	8.72	10.12
2	8.43	8.52
3	6.46	6.65
4	6.88	7.37
5	10.57	11.03

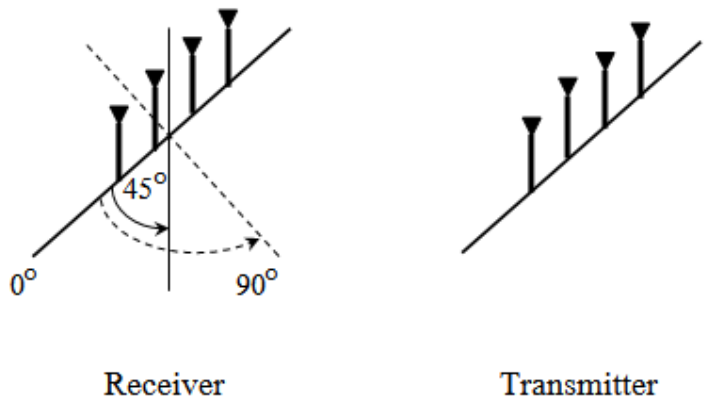
และเมื่อนำแต่ละพื้นที่ ที่ทำการวัดผลมาหาค่าเฉลี่ยรวมของทั้งสองกรณีจะได้ดังรูปที่ 4-36



รูปที่ 4-36 ค่าเฉลี่ยรวมความจุช่องสัญญาณทั้งสองกรณีเมื่อเทียบกับอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน

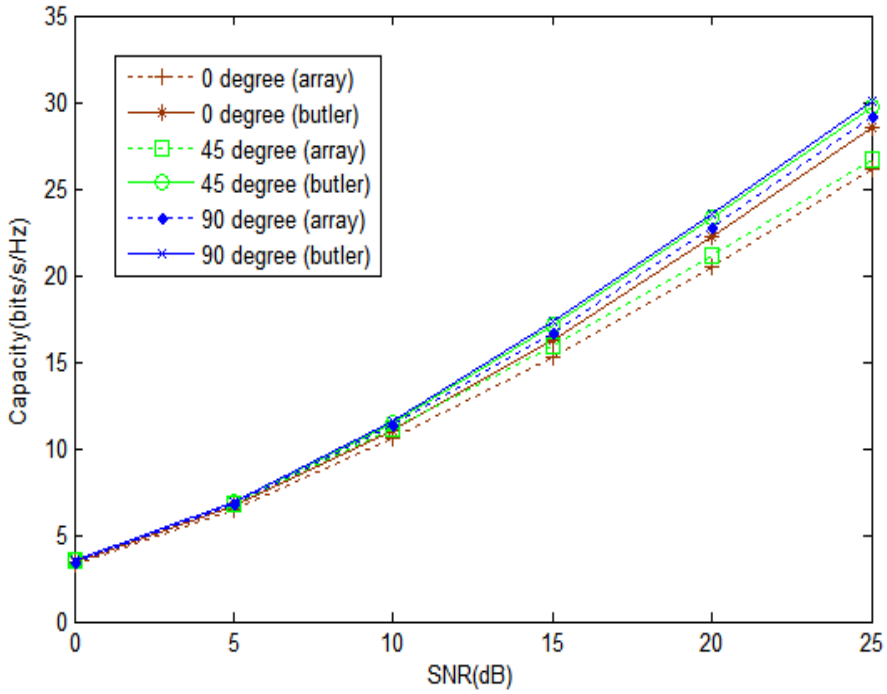
4.5 การทดสอบทิศทางการรับสัญญาณในสถานการณ์จริง

จากผลการทดลองในหัวข้อที่แล้ว เป็นสถานการณ์ที่ภาคส่งและรับหันด้านหน้าระนาบของสายอากาศเข้าหากัน ซึ่งเป็นลักษณะที่เป็นไปตามทฤษฎีที่วิเคราะห์ไว้ อย่างไรก็ตามลักษณะของสิ่งแวดล้อมย่อมมีผลกระทบทำให้สัญญาณที่เข้ามาในระบบจากทิศทางต่างๆ มีค่าไม่เท่ากัน นอกจากนี้การประมวลผลเชิงมุมยังต้องใช้ปัจจัยเรื่องมุมเป็นสำคัญในการวิเคราะห์หาความจุของช่องสัญญาณ ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงเป็นการทดลองที่เปรียบเทียบระหว่างการประมวลผลเชิงมุมและแถวลำดับเมื่อภาครับมีการจัดวางลักษณะของหน้าระนาบสายอากาศที่หมุนมุมไปจากเดิม ในการทดสอบนี้เลือกใช้ที่มุม 0 45 และ 90 องศา ดังแสดงในรูปที่ 4-37



รูปที่ 4-37 ทิศทางการหมุนของสายอากาศแถวลำดับที่ภาครับ

การทดสอบนี้จะดำเนินการทุกตำแหน่งที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่แล้ว รูปที่ 4-38 แสดงค่าเฉลี่ยของความจุของช่องสัญญาณ (bits/s/Hz) เทียบกับอัตราส่วนกำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) สำหรับตำแหน่งที่ 5 ผลที่ได้ยังยืนยันการเพิ่มขึ้นของความจุของช่องสัญญาณอย่างเห็นได้ชัดเมื่อมีการใช้การประมวลผลเชิงมุมเทียบกับแถวลำดับในทุกๆ มุมที่มีการหมุนไป สำหรับผลในตำแหน่งอื่นๆ นั้น ค่าเฉลี่ยความจุของช่องสัญญาณเมื่อ SNR = 10 dB ของทุกตำแหน่งแสดงในตารางที่ 4-3 ผลที่ได้ก็ยังคงแสดงให้เห็นถึงข้อดีของการใช้สายอากาศที่ประมวลผลเชิงมุม



รูปที่ 4-38 ค่าเฉลี่ยของความจุของช่องสัญญาณ (bits/s/Hz) เทียบกับอัตราส่วนกำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) สำหรับตำแหน่งที่ 5

ตารางที่ 4-3 ค่าเฉลี่ยของความจุของช่องสัญญาณ (bps/Hz) ของทุกตำแหน่งเมื่อ SNR=10 dB

Direction / Location	0°		45°		90°	
	Array domain	Angle (Butler)	Array domain	Angle (Butler)	Array domain	Angle (Butler)
1	8.72	10.12	9.99	11.68	11.01	11.59
2	8.43	8.52	10.54	10.98	9.61	10.84
3	6.46	6.65	6.88	9.69	9.67	10.00
4	6.88	7.37	6.66	10.69	6.67	10.69
5	10.57	11.03	11.11	11.52	11.31	11.59

4.6 วิเคราะห์ผลการจำลองแบบและการทดสอบ

การจำลองแบบโดยโปรแกรมแมทแลปสำหรับระบบไมโมแบบที่ใช้สายอากาศส่งและรับภาคละ 4 ต้น ผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าการประมวลผลเชิงมุมให้ความจุช่องสัญญาณมากกว่าการประมวลผลแถวลำดับทุกๆ มุมที่มีการจำลองขึ้น ส่วนการทดสอบโดยการประยุกต์ใช้การประมวลผลเชิงมุมในทางปฏิบัติโดยใช้บัทเลอร์ เมทริกซ์และมีการทดสอบเพื่อเปรียบเทียบกับการประมวลผลแถวลำดับ ผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่าการประมวลผลเชิงมุมให้คุณลักษณะที่ดีกว่าการประมวลผลแถวลำดับในทุกๆ พื้นที่ที่ทำการวัดผล

4.7 กล่าวท้ายบท

เนื้อหาที่สำคัญของบทนี้เป็นการกล่าวถึงการจำลองแบบเพื่อหาความจุช่องสัญญาณในระบบไมโมโดยใช้การประมวลผลแถวลำดับเปรียบเทียบกับการประมวลผลเชิงมุม รวมถึงการสร้างชุดทดสอบและผลการทดสอบจริงสำหรับระบบไมโมเมื่อใช้การประมวลผลแถวลำดับเปรียบเทียบกับการประมวลผลเชิงมุม โดยทำการวัดช่องสัญญาณของทั้งสองกรณีแล้วนำมาจำลองผลหาความจุช่องสัญญาณ ผลที่ได้จากการทดสอบจริงพบว่าช่องสัญญาณทั้งสองกรณี มีลักษณะไม่แตกต่างกันมากนัก ซึ่งช่องสัญญาณที่ให้ความจุมากที่สุดเป็นช่องสัญญาณที่มีผลกระทบจากสัญญาณหลายวิถี อีกทั้งยังมีระยะทางไกล ทำให้เป็นผลดีต่อระบบไมโม และการประมวลผลเชิงมุมให้ความจุช่องสัญญาณที่มากกว่าการประมวลผลแถวลำดับทุก ๆ กรณี ไม่ว่าจะเป็นผลจากการจำลองแบบหรือผลจากการวัดจริง และการจำลองแบบได้กำหนดให้สายอากาศส่งและสายอากาศรับมีภาคละ 4 ต้นเพื่อความเหมาะสมในการนำไปประยุกต์ใช้งานจริง มีการจำลองแบบด้วยโปรแกรมแมทแลปในคอมพิวเตอร์เพื่อหาความจุช่องสัญญาณของระบบไมโม องค์ประกอบของอุปกรณ์ที่ภาครับและภาคส่งเป็นชนิดเดียวกัน เพื่อให้ช่องสัญญาณเป็นไปตามทฤษฎี และการศึกษาสมรรถนะของช่องสัญญาณพิจารณาด้วยการจัดสรรกำลังส่งสัญญาณที่เท่า ๆ กันในสายอากาศแต่ละต้น

บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

งานวิจัยนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อศึกษาการเพิ่มประสิทธิภาพความจุช่องสัญญาณในระบบไมโมด้วยการประมวลผลเชิงมุม โดยการเปรียบเทียบความจุช่องสัญญาณระหว่างการประมวลผลแถวลำดับเทียบกับการประมวลผลเชิงมุม โดยเริ่มจากวิเคราะห์ช่องสัญญาณในทางทฤษฎี ซึ่งผลที่ได้ชี้ให้เห็นว่าการประมวลผลเชิงมุมให้คุณลักษณะที่ดีกว่าการประมวลผลแถวลำดับ เนื่องจากค่าสหสัมพันธ์ของกรณีการประมวลผลแถวลำดับมีมากกว่าการประมวลผลเมนเชิงมุม จึงส่งผลให้ความจุช่องสัญญาณ กรณีการประมวลผลแถวลำดับมีค่าน้อยกว่าการประมวลผลเชิงมุม เพราะช่องสัญญาณเมื่อมีความสัมพันธ์กันมาก จะส่งผลต่อการกวนกันระหว่างสายอากาศ ทำให้ความจุช่องสัญญาณที่ได้มีค่าลดลง อีกทั้งพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่นำมาคิดเกิดจากองค์ประกอบของมุมทั้งสิ้นไม่ว่าจะเป็นมุมที่ส่งออกไปหรือมุมที่รับเข้ามา ดังนั้นจึงเป็นเหตุผลว่าการประมวลผลเชิงมุมให้ความจุช่องสัญญาณมากกว่าการประมวลผลแถวลำดับ แต่การวิเคราะห์ผลทางทฤษฎียังเป็นเหตุผลที่ไม่เพียงพอเพื่อยืนยันการประมวลผลเชิงมุมให้ความจุช่องสัญญาณมากว่าการประมวลผลแถวลำดับ ดังนั้นผู้วิจัยจึงมีการจำลองแบบและทดสอบเพื่อวัดผลช่องสัญญาณจริงเพื่อยืนยันผลในทางทฤษฎี โดยกำหนดให้สายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับมีจำนวน 4 ต้นเพื่อความเหมาะสมในการนำไปประยุกต์ใช้งานจริง ใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ในการจำลองแบบ ความจุช่องสัญญาณของระบบไมโม เมื่อองค์ประกอบของอุปกรณ์ที่ภาครับและภาคส่งเป็นชนิดเดียวกัน เพื่อให้ช่องสัญญาณเป็นไปตามทฤษฎี

เพื่อบรรลุตามวัตถุประสงค์การดำเนินงานวิจัยเริ่มจากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง โดยงานวิจัยที่เกี่ยวข้องใช้การประมวลผลแถวลำดับเป็นส่วนใหญ่ในการหาความจุช่องสัญญาณและใช้การประมวลผลเชิงมุมในการศึกษาช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นแต่ยังไม่มีการพิจารณาในเรื่องการหาความจุช่องสัญญาณ ดังนั้นผู้วิจัยจึงนำการประมวลผลเชิงมุมมาพิจารณาหาความจุช่องสัญญาณในระบบไมโม ได้ทำการจำลองแบบช่องสัญญาณทั้งการประมวลผลแถวลำดับและการประมวลผลเชิงมุม มีการกำหนดมุมที่ส่งออกไปและมุมที่รับเข้ามา 4 กรณีในการหาความจุช่องสัญญาณ ซึ่งผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าความจุช่องสัญญาณเมื่อใช้การประมวลผลเชิงมุมให้ความจุช่องสัญญาณมากว่าการประมวลผลแถวลำดับ

จากนั้นได้ทำการสร้างชุดทดสอบสำหรับภาครับและภาคส่งโดยใช้บัทเลอร์ เมทริกซ์เข้ามาประยุกต์ใช้สำหรับการประมวลผลเชิงมุม เพื่อจำลองช่องสัญญาณในการสื่อสารระหว่างภาคส่งและภาครับ จากผลที่ได้ในบทที่ 5 พบว่าช่องสัญญาณที่ได้จากการประมวลผลเชิงมุมให้ความจุช่องสัญญาณที่มากกว่าการประมวลผลแถวลำดับในทุก ๆ ตำแน่ง แต่ความจุช่องสัญญาณที่ตำแหน่ง 5 มีค่ามากสุด เนื่องจากสัญญาณมีการกระทบกับผนังและมีระยะทางไกลซึ่งเป็นผลดีต่อระบบไมโม

จากผลการทดลองทั้งหมดที่ได้กล่าวมา เราสามารถสรุปได้ว่าเมื่อใช้การประมวลผลเชิงมุมในระบบไมโมให้ประสิทธิภาพดีกว่าการประมวลผลแถวลำดับในทุก ๆ จุดทดสอบ ด้วยเหตุผลเหล่านี้ทำให้เราสามารถประยุกต์ใช้บัทเลอร์ เมทริกซ์ กับการประมวลผลเชิงมุมในทางปฏิบัติได้ ซึ่งมีความสะดวกและรวดเร็วในการสร้างโดยไม่ต้องเสียเวลาในการจัดหาตัวอุปกรณ์ปรับค่าการถ่วงน้ำหนักเพื่อให้ชี้ทิศทางตามต้องการ จึงทำให้เหมาะต่อการสร้าง ประหยัดเวลาและค่าใช้จ่าย

5.2 ข้อแสนอแนะ

สำหรับงานวิจัยนี้ได้นำเสนอการศึกษาถึงประสิทธิภาพของการประมวลผลเชิงมุม สำหรับระบบไมโม โดยพิจารณาค่าความจุช่องสัญญาณ ซึ่งในการพิจารณาประสิทธิภาพความจุช่องสัญญาณเพียงอย่างเดียวนั้นไม่สามารถบ่งบอกประสิประสิทธิภาพโดยรวมทั้งหมดได้ ดังนั้นสำหรับงานวิจัยในอนาคตจึงควรมีการศึกษาถึงคุณภาพของสัญญาณ (QoS) และอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate: BER) ด้วย นอกจากนั้นในงานวิจัยนี้มีเฉพาะในบริเวณห้อง (Indoor) ดังนั้นงานในอนาคตจึงควรศึกษาระบบที่มีการสื่อสารนอกอาคาร (Outdoor) ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงของสภาพแวดล้อมตลอดเวลาอันเนื่องจาก การเคลื่อนที่ของผู้ใช้บริการ รวมถึงสภาพอากาศ เช่นระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ และ WiMAX

บรรณานุกรม

Vieira, R.D., Brandao, J.C.B., and Siqueira, G.L. (2006). MIMO measured channels: Capacity results and analysis of channel parameters. **International Telecommunications Symposium.** (pp. 152 – 157).

Foschini, G.L., and Gans, M.J. (1998). On limit of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. **Wireless Personal Communications.** (pp. 311 – 335).

Telatar, I.E. (1995). Capacity of multiantenna Gaussian channels. **AT&T Bell Laboratories. Tech. Memo.**

Foschini, G.J. (1996). Layered space–time architecture for wireless communication in a fading environment when using multielement antennas. **Bell Labs Technical Journal.** (pp. 41-59).

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.

Kermoal, J.P., Mogensen, P.E., Jensen, S.H., Andersen, J.B., Frederiksen, F., Sorensen, T.B., and Pedersen, K.I. (2000). Experimental investigation of multipath richness for multi-element transmit and receive antenna array. **IEEE 51st Vehicular Technology Conference Proceedings.** No. 3: 2004 – 2008.

Stridh, R., Ottersten, B., and Karlsson, P. (2000). MIMO channel capacity of a measured indoor radio channel at 5.8 Ghz. **Conference Record of the Thirty-Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers.** No.1: 733-737.

Molisch, A.F., Steinbauer, M., Toeltsch, M., Bonek, E., and Thoma R.S. (2002). Capacity of MIMO systems based on measured wireless channel. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications.** Vol. 20, No. 3: 561 – 569.

Tse, D., and Viswanath, P. (2005). **Fundamentals of Wireless Communication**, **Cambridge:** Cambridge University Press, Chap. 7

Li, Hang, Bergmans, J.W.M., and Willems, F.M.J. (2007). Low-complexity LMMSE-based MIMO-OFDM channel estimation via angle-domain processing. **IEEE Transactions on Signal Processing.** Vol. 55, No. 12: 5668 – 5680.

Li, Huang, Chin, Keong, Ho, Bergmans, J.W.M., and Willems, F.M.J. (2008). Pilot-aided angle-domain channel estimation techniques for MIMO-OFDM system. **IEEE Transactions on Vehicular Technology.** Vol. 57, No. 2: 906 – 920.

Liberti, J.C., and Rappaport, J.T.S. (1999). **Smart Antennas for Wireless Communications:** IS-95 and Third Generation CDMA Applications, Chap. 3.

Andrea, G. (2005). **Wireless Communications**, Stanford University, Chap. 10.

Xiaolin Z., Zhaowei L., Zongxin W., Suraweera H.A., Armstrong J. (2007). **Capacity Analysis for a Distributed MIMO-OFDMSystem in Composite Spatially Correlated Channels,** Second International Conference on Communications and Networking, China, 22-24 Aug. 2007 : 1116 - 1120.

Georgy L., Sergey L. (2008). **On the Outage Capacity Distribution of Correlated Keyhole MIMO Channels.** IEEE Transactions on Information Theory. Vol. 54, No. 7: 3232 – 3245.

Shi J., Xiqi G., Xiaohu Y. (2007). **On the Ergodic Capacity of Rank-1 Ricean-Fading MIMO Channels.** IEEE Transactions on Information Theory. Vol. 53, No. 2: 502 – 517.

Ratnarajah T. (2006). **Spatially correlated multiple-antenna channel capacity distributions**. IEE Proceedings: Communications. Vol. 153, No. 2: 263 - 271.

Ming K., Alouini M.-S. (2003). **Impact of correlation on the capacity of MIMO channels**. IEEE International Conference on Communications. Vol. 4: 2623 – 2627.

Hyundong S., .Moe Z. W., Jae H. L., Marco C. (2006). **On the Capacity of Doubly Correlated MIMO** Channels. IEEE Transactions on Wireless Communications. Vol. 5, No. 8: 2253 - 2265.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก

การเผยแพร่ผลงานวิจัย

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในวารสารวิชาการระดับชาติ

Innok, A., Uthansakul, M. and Uthansakul, P. (2010)**. THE IMPROVEMENT OF MIMO CAPACITY USING SIMPLE TECHNIQUE REALIZED BY BUTLER MATRIX** Suranaree Journal of Science and Technology

บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในการประชุมวิชาการระดับนานาชาติ

Innok, A., Uthansakul, M. and Uthansakul, P. (2009). **Performance of MIMO Capacity using Angular Processing Realized by Butler Matrix.** International Conference on Electrical Engineering/ Electronics, Computer, Telecommunications, and Information Technology, Pattaya, Thailand.

Innok, A., Uthansakul, M. and Uthansakul, P. (2009). **The Enhancement of MIMO Capacity using Angular Processing Based on Measured Channels.** Asia-Pacific Microwave Conference, Suntec, Singapore.

ภาคผนวก ข

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

THE IMPROVEMENT OF MIMO CAPACITY USING SIMPLE TECHNIQUE REALIZED BY BUTLER MATRIX

Apinya Innok[1*], Peerapong Uthansakul[1], and Monthippa Uthansakul[1]

Received: Apr 1, 2010; Revised: Jun 26, 2010; Accepted: Jun 28, 2010

Abstract

In the literature, among many techniques improving MIMO capacity (Foschini, 1996; Foschini *et al.*, 1998; Kermoal *et al.*, 2000; Molisch *et al.*, 2002; Stridh *et al.*, 2000; Telatar, 1995; Tsoulos, 2006; Vieira *et al.*, 2006), the concept of eigen-beamforming has been recognized as the best technique to provide an enhanced capacity. However, the expense of this technique is the cost of feedback channel and complexity processing. Therefore, this article aims to present a simple technique based on angle domain processing which does not require a feedback channel and has low complexity. A Butler matrix is chosen for 4 4 MIMO systems in order to prove the concept of the proposed system in practice. The simulation and measurement results indicate the enhancement of MIMO capacity when using Butler matrix.

Keywords: MIMO Channel Capacity, Array domain processing, Angle domain processing, Eigen-beamforming, Butler matrix

Introduction

So far in the literature, the MIMO (Multiple Input Multiple your Output) systems provide a promising quality of service including a great channel capacity. Many works have proposed the method of eigen beamforming technique (Bishwarup *et al.*, 2006; Liang Sun *et al.*, 2009; Sirikiat *et al.*, 2006; Xiayu Zheng *et al.*, 2007;) to improve the capacity. This technique utilizes the properties of estimated channels by performing singular value decomposition on channel matrix. Then, eigen-vectors compositing of channel matrix are considered as pre and post coding schemes for MIMO systems. From analysis, the eigen beamforming offers the optimal performance in comparing with other techniques. However, the drawback of this technique is the requirement of feedback channel information which increases the overhead of data transmission and the expense of data processing. In addition, the complexity of pre and post coding is so difficult that it is unattractive to be implemented for real application. Therefore, the search of new technique to replace eigen-beamforming technique is still in focus.

In this article., the simple technique based on the concept of angle domain processing is introduced. This is because angle domain

[1] *School of Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, Thailand. Tel: 044-224392, Fax: 044-224603, E-mail: apinya_in@hotmail.com, uthansakul@sut.ac.th, mtp@sut.ac.th*

[*] *Corresponding author*

processing does not require any additional complexity like feedback channel for pre and post coding schemes. Instead, their schemes are designed by fixed angles of arrival and departure which operate as blind switched beamforming. Although the performance of angle domain processing can be predicted to be lower than eigen-beamforming but the ease of implementation might be a good tradeoff to attract MIMO designers. Also in this article, the practical realization of the proposed system has been demonstrated by using Butler matrix. A low profile manufacturing is constructed and also tested under real environments. By only inserting Butler matrix next to antenna arrays at both transmitter and receiver, the improvement of MIMO capacity is able to be obtained as reported in simulations and measurements.

MIMO System Model

A. Array domain processing

This section details the array domain representation of MIMO systems (Tse and Viswanath, 2005). Let **x** be a vector of the transmitted signals with N_t transmitted antennas and **y** be a vector of the received signals with N_r received antennas. Then, the relation between transmitted and received signals is given by

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \tag{1}$$

Where **n** is an (N_r 1) noise vector and **H** is an (N_r N_t) channel matrix. With this notation channel output sequence can be written in matrix form as:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_{N_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N_t} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r,1} & h_{N_r,2} & \cdots & h_{N_r,N_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_{N_r} \end{bmatrix} \tag{2}$$

Figure 1 shows the angle domain representation of MIMO systems. There is an arbitrary number of physical paths between the transmitter and receiver; the ith path having attenuation of α_i, makes an angle of φ_{ti} ($\Omega_{ti} := \cos\varphi_{ti}$) with the transmit antenna array and angle of φ_{ri} ($\Omega_{ri} := \cos\varphi_{ri}$) with the receive antenna array. The channel matrix **H** can be written as:

$$\mathbf{H} = \sum_i \alpha_i' \mathbf{e}_r(\Omega_{ri}) \mathbf{e}_t(\Omega_{ti})^* \tag{3}$$

Where

$$\alpha_i' = \alpha_i \sqrt{N_t N_r} \exp\left(\frac{j2\pi d_i}{\lambda_c}\right) \tag{4}$$

$$\mathbf{e}_t(\Omega) = \frac{1}{\sqrt{N_t}} \begin{bmatrix} 1 \\ \exp[-j(2\pi\Delta_t\Omega)] \\ \vdots \\ \exp[-j(N_t-1)(2\pi\Delta_t\Omega)] \end{bmatrix} \tag{5}$$

And

$$\mathbf{e}_r(\Omega) = \frac{1}{\sqrt{N_r}} \begin{bmatrix} 1 \\ \exp[-j(2\pi\Delta_r\Omega)] \\ \vdots \\ \exp[-j(N_r-1)(2\pi\Delta_r\Omega)] \end{bmatrix} \tag{6}$$

Also, d_i is the distance between transmit and receive antennas along path ith. The vector $\mathbf{e}_t(\Omega)$ and the vector $\mathbf{e}_r(\Omega)$ are, respectively transmitted and received unit spatial signatures along the direction Ω, λ_c is the wavelength of the center frequency in the whole signal bandwidth. Δ_t is the normalized transmit antenna separation and Δ_r is the normalized receive antenna separation. When Channel State Information (CSI) is not available at the transmitter, the capacity of MIMO systems expressed in bits per second per hertz (bps/Hz) can be written as

$$C = \log_2 \det\left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{P_t}{P_N N_t} \mathbf{H}\mathbf{H}^*\right) \tag{7}$$

where $\mathbf{I}_{N_r}$ is the identity matrix of size N_r N_r, **H** is the channel matrix of size N_r N_t with $\mathbf{H}^*$ being its transpose conjugate, and P_t gives

the average Signal-to-Noise Ratio (SNR) per receiver branch independent of the number of transmitting antennas N_t.

B. Angle domain processing

The concept of angle domain (Li *et al.*, 2007-2008) can be represented by the transmitted and received signals. The signal arriving at a directional □ onto the receive antenna array is along the unit spatial signature $\mathbf{e}_r(\square)$ given by (6). Hence, the N_r fixed vector is given by

$$\xi_r := \left\{ e_r(0), e_r\left(\frac{1}{L_r}\right), \cdots, e_r\left(\frac{N_r-1}{L_r}\right) \right\} \tag{8}$$

In (8), it can be noticed that there is a set of orthogonal basis for the received signal space. This basis provides the representation of received signals in the angle domain.

It is similarly defined for the angle domain representation of the transmitted signal. The signal transmitted at direction □ is along the unit vector $\mathbf{e}_t(\square)$, defined in (5). The N_t fixed vector is given by

$$\xi_t := \left\{ e_t(0), e_t\left(\frac{1}{L_t}\right), \cdots, e_t\left(\frac{N_t-1}{L_t}\right) \right\} \tag{9}$$

Where $L_t = N_t\Delta_t$ and $L_r = N_r\Delta_r$ are the normalized antenna array lengths of the transmitter and receiver, respectively. Let $\mathbf{U}_t$ and $\mathbf{U}_r$ be the unitary matrices whose columns are the basis vector in (8) and (9), respectively, can be written as:

$$\mathbf{U}_t = \frac{1}{\sqrt{N_t}} \exp\left(\frac{-j2\pi kl}{N_t}\right) \quad k,l = 0,1,\ldots,N_t-1. \tag{10}$$

And

$$\mathbf{U}_r = \frac{1}{\sqrt{N_r}} \exp\left(\frac{-j2\pi kl}{N_r}\right) \quad k,l = 0,1,\ldots,N_r-1. \tag{11}$$

We can transform the array domain into the angle domain by

$$\mathbf{H}^a = \mathbf{U}_r^* \mathbf{H} \mathbf{U}_t \tag{12}$$

Thus, the capacity of MIMO systems is given by

$$C = \log_2 \det\left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{\eta}{\rho_N N_t} \mathbf{H}^a \mathbf{H}^{a*} \right) \tag{13}$$

Where $\mathbf{I}_{N_r}$ is the identity matrix of size $N_r \times N_r$, $\mathbf{H}^a$ is the channel matrix of size $N_r \times N_t$.

Figure 2 shows the simulated channel matrices from statistical modeling adopted by Fundamentals of Wireless Communication book. The basis for the statistical modeling of MIMO fading channels is approximated by

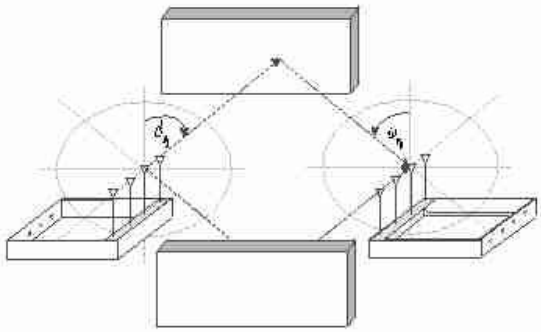


Figure 1. Angle domain representations of 4 × 4 MIMO channel with four transmit and receive antennas

the physical paths partitioning into angularly resolvable bins and aggregated to form resolvable paths whose channel gains are $\mathbf{H}_a^{\prime}$. Assuming that ai of the physical paths is independent. Then, we used equations (3)-(6) to find channel matrix for array domain and (10)-(12) to find channel matrix for angle domain.

C. Eigen beamforming technique

We used the channel matrix **H** from array domain processing. Consider a MIMO channel with N_r N_t channel matrix **H** that is known to both the transmitter and the receiver, the singular value can be found by using SVD technique in MATLAB programming. We can obtain its singular value decomposition (SVD) as

$$\mathbf{H} = \mathbf{USA}^{*} \tag{14}$$

Where N_r N_r matrix **U** and the N_t N_t matrix **V** are unitary matrices, **S** is an N_r N_t diagonal matrix. So, the capacity of MIMO system is given by

$$C = \log_2 \det\left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{P_t}{P_N N_t}\mathbf{SS}^{*}\right) \tag{15}$$

Practical realization using Butler Matrix

Figure 3 shows a block diagram of Butler matrix (Liberti and Rappaport, 1999) which is applied for the concept of angle domain processing for 4 4 MIMO systems. The fixed beamforming matrix is bi-direction, which means that each port corresponds to particular received as well as transmitted signals from the same radiation pattern.

It is clearly shown that the weight vectors corresponding to each port in Table 1 are mutually orthogonal. Therefore, instead of using (10) and (11), the basis vector of applying Butler matrix can be written by the following:

$$\mathbf{B}_r = e^{-j2\pi} \quad k,l = 0,1,\cdots,N_r - 1 \tag{16}$$

And

$$\mathbf{B}_t = e^{-j2\pi} \quad k,l = 0,1,\cdots,N_t - 1 \tag{17}$$

Figure 4 shows a configuration of manufactured Butler matrix. The dimensions in Butler matrix can be calculated from transmission line theory. The manufactured

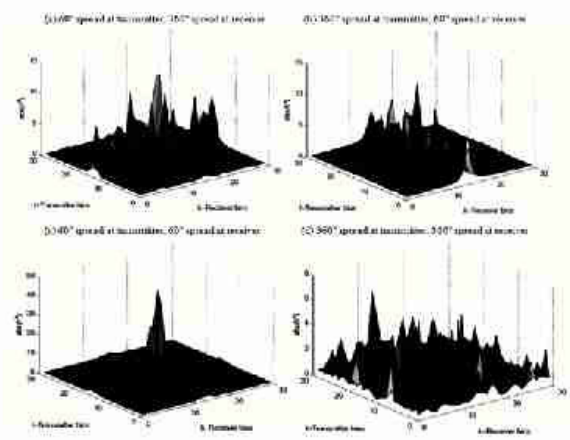


Figure 2. An example of with different angle spreads at the transmitter and receiver

product is also confirmed by measuring inter-element phasing and beam direction which are shown in Table 2. In Table 2, the distributions of all inter-element phasing are similar to conceptual Butler matrix but they are slightly deviated by ± 10 degree. However, the beam direction is deviated by just only 0.6 degree.

Figure 5. illustrates the beam direction of applying Butler matrix to both transmitter and receiver. It is interesting to see that the concept of angle domain processing is successfully achieved by simply adding Butler matrices next to antenna elements. Then, the channel matrix realized by Butler matrix can be written as:

$$\mathbf{H}^{\lambda} := \mathbf{B}_r \mathbf{H} \mathbf{B}_t \qquad (18)$$

Where $\mathbf{B}_t$ and $\mathbf{B}_r$ are the unitary matrices whose columns are the basis vector in four direction for transmitter and receiver and $\mathbf{H}$ is channel matrix of size $N_r \times N_t$ to get array domain. Thus, the capacity of MIMO systems when applying Butler matrix is given by

$$C = \log_2 \det\left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{P_t}{P_N N_t} \mathbf{H}^{\lambda} \mathbf{H}^{\lambda *}\right) \qquad (19)$$

Measurement

Figure 6 shows a block diagram of measurement set up for 4 × 4 MIMO system. The network analyzer is used for measurement channel coefficients in magnitude and phase. The power amplifier (PA) is used at transmitter to provide more transmitted power. Low noise

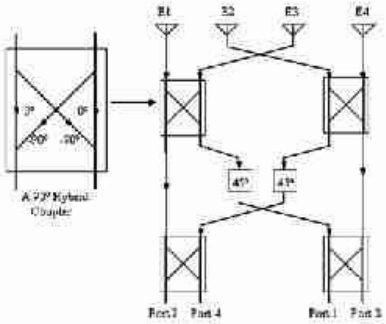


Figure 3. A Block diagram of Butler matrix

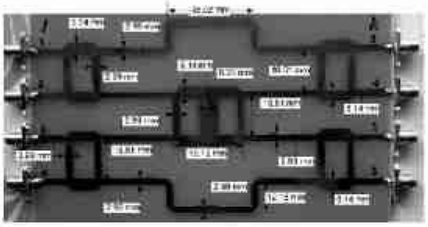


Figure 4. Configuration of manufactured Butler matrix

Table 1. Element phasing, beam direction and inter-element phasing for the Butler matrix shown in Figure 3 (Conceptual)

θ	E1 (l=1)	E2 (l=2)	E3 (l=3)	E4 (l=4)	Beam Direction	Inter-Element Phasing
Port 1 (k =1)	-45°	-180°	45°	-90°	138.6°	-135°
Port 2 (k =2)	0°	-45°	90°	135°	104.5°	-45°
Port 3 (k =3)	-135°	-90°	-45°	0°	75.5°	45°
Port 4 (k =4)	-90°	-45°	-180°	-45°	41.4°	135°

amplifier (LNA) is used at receiver to increase received signal level. The channel measurements are undertaken by five times at each location (Promsuvana and Uthansakul, 2008). In each location two modes of MIMO operation, conventional array and angle domain processings are measured. The Butler matrices are inserted at both transmitter and receiver when measuring MIMO channels with angle domain processing.

Figure 7 shows measurement scenarios. We chose a large room to provide various test conditions. The location of transmitter is fixed as shown in Figure 7 with rectangular symbol. There are five measured locations for receiver shown by circular symbol in Figure 7. It is easy to measure both array domain processing and angle domain processing by using switches presented in Figure 6. The measured results achieved by network analyzer are used as a channel response in MIMO system. Also seen in Fig. 6, apart from Butler matrix, all components of array and angle domain are the same. Therefore, the measured channels can be directly compared to each other as presented in the next section.

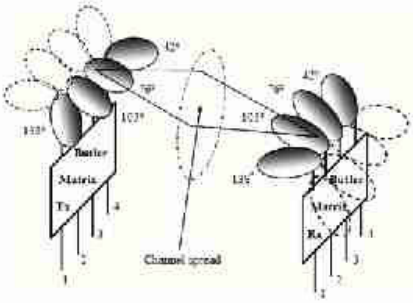


Figure 5. Illustration of applying Butler matrix for 4x4 MIMO systems

Results and Discussions

A. Simulation Results

The simulations are undertaken by MATLAB programming and the capacity results are evaluated by using (7), (15) and (19). For array domain processing approach, the channel matrix **H** is found by assumptions in (4), (5) and (6). For optimum eigen-beamforming approach, the channel matrix **H** in (3) is utilized. For angle domain processing approach realized by Butler matrix, the channel matrix $\mathbf{H}^b$ is calculated from basis vectors in Table 1 resulting in (16) and (17). The channel fading environments are simulated by changing the conditions of angle spreads at transmitter and receiver. Four cases are

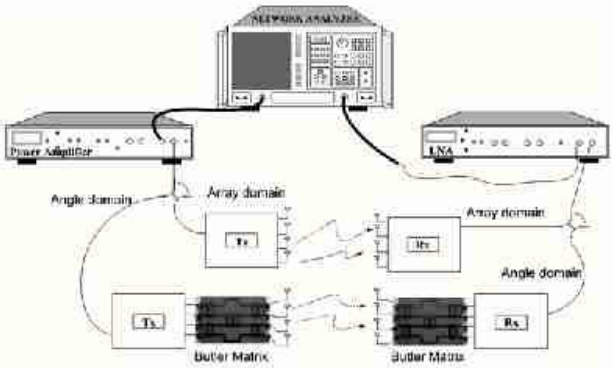


Figure 6. Block diagram of measurement set up

considered as (i) 60° spread at transmitter and 360° spread at receiver, denoted as 60-360 (ii) 360° spread at transmitter and 60° spread at receiver, denoted as 360-60 (iii) 60° spread at transmitter and 60° spread at receiver, denoted as 60-60 (iv) 360° spread at transmitter and 360° spread at receiver, denoted as 360-360. Note that case (iii) is equivalent to line of sight scenario while case (iv) is equivalent to Rayleigh fading channel.

In Figure 8, the capacity comparison between 4 4 MIMO systems with array domain processing, angle domain processing and eigen-beamformin technique is presented. The results indicate that to use angle domain processing realized by Butler matrix can improve the channel capacity for any fading conditions. The range of capacity enhancement is from 5 to 10 dB depending on characteristic of fadings. However, the optimum eigen-beamforming technique offers a better performance than angle domain processing.

B. Measurement results

The channel matrix **H** and $\mathbf{H}^{\prime\prime}$ is found by measured data from network analyzer. The channel fading environments are measured by changing the locations of receiver. Five locations

Table 2. Element phasing, beam direction and inter-element phasing for the Butler matrix shown in Figure 4 (Manufactured)

θ	E1 (l=1)	E2 (l=2)	E3 (l=3)	E4 (l=4)	Beam Direction	Inter-Element Phasing
Port 1 (k =1)	158°	25°	-112°	118°	138°	-130°
Port 2 (k =2)	-87°	-137°	176°	137°	105°	132°
Port 3 (k =3)	178°	-139°	-98°	76°	-42°	50°
Port 4 (k =4)	136°	-90°	40°	176°	42°	138°

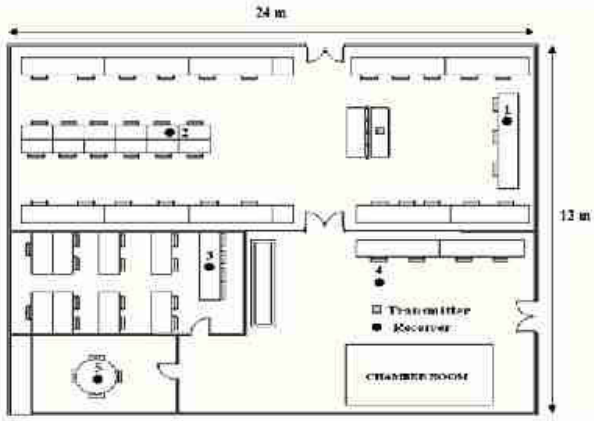


Figure 7. Measurement scenarios

are considered in Figure 7. We also believe that the mismatches among RF circuits in transmit/receive components and mutual coupling effects are included in the measured channel. The simulations are undertaken by utilizing measured data into MATLAB programming and the capacity results are evaluated by using (7), (15) and (19).

Figure 9 shows comparison between array and angle domain channels of 4 x 4 MIMO systems at location 5, where $\mathbf{H}_{ij}$ is referred to the channel coefficient at *i*th receive antenna and *j*th transmit antenna. It can be observed that channels of array domain processing and angle domain processing are quite different. The amplitude deviation is about ±5 dB and the phase deviation is about ±100°. These deviations are dominant to the capacity performance of MIMO system. For other locations, the deviations of amplitude and phase are similar to location 5.

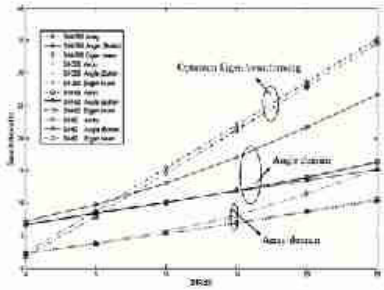


Figure 8. Average capacity (bits/s/Hz) vs. SNR (dB) for 4 conditions of angle spread, $\Delta t = \Delta r = 0.5$

In Figure 10, the average capacity by averaging overall locations versus signal to noise ratio (SNR) is presented. The results indicate that to use the angle domain processing realized by Butler matrix offers better performance than array domain processing. However, the best performance is achieved by the optimum eigen-beamforming technique. In order to justify the results, the numeric values of average capacity at SNR = 10 dB are given in Table 3. It is noticed that the benefit of angle domain processing is more pronounced at location 1 and 5. The reason is that these locations are close to wall and there are many surrounding furniture providing more multipath. However, the improvement of MIMO capacity can be observed from all locations with a little expense of inserting Butler matrices at both transmitter and receiver.

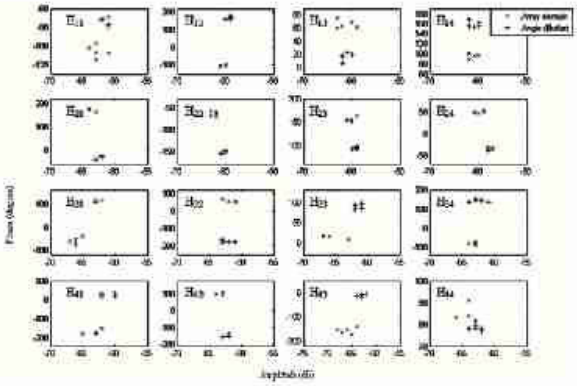


Figure 9. Measured 4 4 MIMO channels of array domain processing and angle domain processing (Butler matrix), at location 5

In Table 4, result comparisons between array domain processing, angle domain processing and eigen-beamforming technique. The complexity of eigen-beamforming can be reduced by using the propose system. However, the capacity of propose system is 8.74 bits/s/Hz lower than the eigen-beamforming technique. This is the tradeoff between using both techniques in which the MIMO designers have to realize.

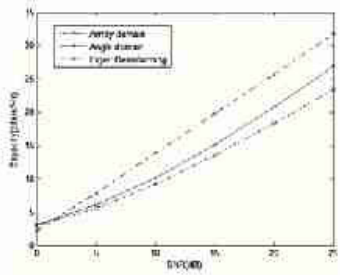


Figure 10. Average capacity (bits/s/Hz) vs. SNR (dB) at each location

Conclusions

This article presents the performance of MIMO systems using angle domain processing realized by Butler matrix. The simulation result reveals that the proposed system outperforms the conventional array domain processing for every fading case. And then, this paper verifies the benefit of using angle domain processing for 4 4 MIMO systems by measured results. The angle domain processing realized by Butler matrix is implemented and compared with array domain processing. The results reveal that the angle domain processing

Table 3. Average capacity at over all locations for SNR=10 dB

Location	Average capacity (bits/s/Hz)		
	Array domain	Angle domain (Butler matrix)	Eigen beamforming
1	8.72	10.12	13.93
2	8.43	8.52	14.72
3	6.46	6.65	15.12
4	6.88	7.37	15.75
5	10.57	11.03	10.62

Table 4. Result comparisons between array domain processing, angle domain processing (Butler matrix) and eigen-beamforming technique

Processing	Array domain	Angle domain (Butler matrix)	Eigen beamforming
Complexity in processing	None	None	Additional SVD technique
Complexity in feedback	None	None	Additional algorithms for feedback channel
Complexity in hardware	None	Additional butler matrix	None
Average capacity (bits/s/Hz) at SNR=10 dB	8.21	8.74	14.03

outperforms the conventional array domain processing for all fading locations. Hence, the proposed system is attractive to be practically implemented on MIMO systems due to its ease and low complexity.

Acknowledgment

This work is supported by Research Grant from Suranaree University of Technology, Thailand.

References

Bishwarup, M., and Robert, W.H., (2006). Performance analysis of quantized beamforming MIMO systems. IEEE Transactions on Signal Processing, 54(12):4753-4766.

Foschini, G.J., (1996). Layered space–time architecture for wireless communication in a fading environment when using multielement antennas. Bell Labs Technical Journal, 1(2):41-59.

Foschini, G.L., and Gans M.J., (1998). On limit of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. Wireless Personal Communications, 6(3):311–335.

Innok, A., Uthansakul, M., and Uthansakul, P., (2009). Performance of MIMO capacity using angle domain processing realized by butler matrix. Proceedings of ECTI-CON; 6-9 May, 2009; Pattaya, Thailand, p. 844-847.

Kermoal, J.P., Mogensen, P.E., Jensen, S.H., Andersen, J.B., Frederiksen, F., Sorensen, T.B., and Pedersen, K.I., (2000). Experimental investigation of multipath richness for multi-element transmit and receive antenna array. IEEE 51st Vehicular Technology Conference Proceedings; 15-18 May, 2000; Tokyo, Japan, p. 2004–2008.

Liang, S., Matthew, R.M., and Shi J., (2009). Analytical Performance of MIMO Multichannel Beamforming in the Presence of Unequal Power Cochannel Interference and Noise. IEEE Transactions on Signal Processing, 57(7):2721-2735.

Liberti, J. C., and Rappaport, J. T. S., (1999). Smart Antennas for Wireless Communications. IS-95 and Third Generation CDMA Applications, 528p.

Li, H., Bergmans, J.W.M., and Willems, F.M.J., (2007). Low-complexity LMMSE-based MIMO-OFDM channel estimation via angle-domain processing. IEEE Transactions on Signal Processing, 55(12):5668–5680.

Li, H., Chin, K.H., Bergmans, J.W.M., and Willems F.M.J., (2008). Pilot-aided angle-domain channel estimation techniques for MIMO-OFDM system. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 57(2):906–920.

Molisch, A.F., Steinbauer, M., Toeltsch, M., Bonek, E., and Thoma, R.S., (2002). Capacity of MIMO systems based on measured wireless channel. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 20(3):561–569.

Promsuvana, N., and Uthansakul, P., (2008) Feasibility of adaptive 4 4 MIMO system using channel reciprocity in FDD mode. 14th Asia-Pacific conference on communications; 14-16 October, 2008; Akihabara, Tokyo, Japan.

Sirikiat, L.A., Jun, Z., Eric, O., and Joonsuk, K., (2006). Subspace beamforming for near-capacity performance. IEEE Transactions on Signal Processing, 56(11):5729-5733.

Stridh, R., Ottersten, B., and Karlsson, P., (2000). MIMO channel capacity of a measured indoor radio channel at 5.8 Ghz. Conference Record of the Thirty-Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers; 29 October- 1 November, 2000; PACIFIC GROVE, CALIFORNIA, USA, p. 733-737.

Telatar, I.E., (1995). Capacity of multiantenna Gaussian channels. AT&T Bell Laboratories, Tech. Memo., 43(2):773-775.

Tse, D., and Viswanath, P., (2005). Fundamentals of Wireless Communication. Published in the United States of America by Cambridge University Press, New York,

p. 290-330.

Tsoulos, R.G., (2006). MIMO systems Technology for Wireless Communications. The electrical engineering and applied signal processing Series; Taylor and Francis Group, USA, 378p.

Vieira, R.D., Brandao, J.C.B., and Siqueira, G.L., (2006). MIMO measured channels: Capacity results and analysis of channel parameters. International Telecommunications Symposium: 3-6 September, 2006; p. 152–157.

Xiayu Z., Yao X., Jian L., and Petre S., (2007). MIMO transmit beamforming under uniform Elemental Power Constraint. IEEE Transactions on Signal Processing, 55(11):5395-5406.

Performance of MIMO Capacity using Angle Domain Processing Realized by Butler Matrix

Apinya Innok, Monthippa Uthansakul and Peerapong Uthansakul
School of Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology
Muang, Nakhon Ratchasima, Thailand 30000
E-mail: apinya_in@hotmail.com, mtp@sut.ac.th and uthansakul@sut.ac.th

***Abstract*-This paper aims to present the benefit of using a Butler matrix for MIMO systems employing angle domain processing instead of array domain processing. By applying Butler matrix, the concept of angle domain processing can be realized in practice and it still takes a full advantage of multiple antennas. The different scenarios of a fading MIMO environments are examined. The simulation results on channel capacity indicate that the angle domain processing with Butler matrix outperforms the conventional array domain processing. Also the proposed system is attractive to MIMO implementation due to its low cost and complexity.**

***Index terms*-MIMO capacity, Angular spread, Butler matrix, Angle domain processing, Array domain processing.**

I. Introduction

In the research area of MIMO systems, many works have been proposed to enhance the channel capacity in order to satisfy the user demand for high data rate applications [1] [4]. Some studies have been focused on theoretical works and some are performed by measurements. Nevertheless, most of them develop the technique enhancing channel capacity through channel behavior [5]-[7]. It can be noticed that the general consideration of channel capacity is based on the array antennas at both transmitter and receiver but the channel behavior is considered by many angle parameters such as angle of arrival, angle of departure and angle spread. Therefore, it is interesting to investigate the performance of MIMO systems using angle domain processing instead of conventional array domain. Recently, the authors in [9] develop the channel estimation of MIMO-OFDM system based on angle domain consideration. The applicability of angle domain technique is dependent on the channel stochastic information available to the receiver. The design of suitable pilots is proposed by facilitating the direct implementation of angle domain and analyzing the performances of different channel estimation techniques. Although the significant improvement on MIMO capacity can be expected by using angle domain processing but, so far in literature, there is no work to illustrate the capacity benefit of using angle domain processing. The reason is that the pre and post coding schemes of angle domain transformations increase the complexity on both transmitter and receiver. Hence, it challenges to find the technique with low cost and complexity matching with the concept of angle domain processing.

In this paper, the advantage of using angle domain instead of array domain processing is presented. Also the low profile concept of angle domain processing which is convenient for implementation is proposed by using Butler matrix. This matrix simultaneously forms multiple beams into four directions. By only inserting Butler matrix before antenna array, the conventional MIMO systems can be transformed into the MIMO systems with angle domain processing without the need of additional burden on processing units at both transmitter and receiver. Also it is low cost, uncomplicated and easy to implement so the proposed system is attractive to be used in practice.

The paper is organized as follows. In section II, the details of both array domain and angle domain are described. Then, the feature of Butler matrix to apply for angle domain processing is given in section III. Section IV provides the simulation results of angle domain realized by Butler matrix in comparing with conventional array domain. Finally in section V, the conclusion of this paper is given.

II. MIMO Systems Model

A. Array domain

This section details the array domain representation of MIMO systems. Let $\mathbf{x}$ be a vector of the transmitted signals with N_t transmitted antennas and $\mathbf{y}$ be a vector of the received signals with N_r received antennas. Then the relation between transmitted and received signals is given by

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \tag{1}$$

where $\mathbf{n}$ is an $(N_r \times 1)$ noise vector and $\mathbf{H}$ is an $(N_r \times N_t)$ channel matrix. With this notation channel output sequence can be written in matrix form as:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_{N_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & & h_{1,N_t} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,N_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r,1} & h_{N_r,2} & \cdots & h_{N_r,N_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_{N_r} \end{bmatrix} \tag{2}$$

Fig.1 shown the angle domain representation of MIMO systems. There is an arbitrary number of physical paths between the transmitter and receiver [8]; the ith path having attenuation of a_i, makes an angle of $\phi_{ti}(\Omega_{ti} := \cos\phi_{ti})$ with the transmit antenna array and an angle of $\phi_{ri}(\Omega_{ri} := \cos\phi_{ri})$ with the receive antenna array. The channel matrix $\mathbf{H}$ can be written as:

978-1-4244-3388-9/09/$25.00 ©2009 IEEE

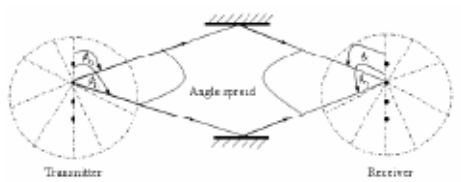


Fig.1 Angle-domain representation of MIMO channel with four transmit and receive antennas

$$\mathbf{H} = \sum_i a_i^k \mathbf{e}_r(\Omega_{ri}) \mathbf{e}_t(\Omega_{ti})^* \tag{3}$$

where

$$a_i^k := a_i \sqrt{N_t N_r} \exp\left(\frac{-j2\pi d_i}{\lambda_c}\right) \tag{4}$$

$$\mathbf{e}_r(\Omega) := \frac{1}{\sqrt{N_r}} \begin{bmatrix} 1 \\ \exp[-j(2\pi\Delta_r\Omega)] \\ \vdots \\ \exp[-j(N_r-1)(2\pi\Delta_r\Omega)] \end{bmatrix} \tag{5}$$

And

$$\mathbf{e}_t(\Omega) := \frac{1}{\sqrt{N_t}} \begin{bmatrix} 1 \\ \exp[-j(2\pi\Delta_t\Omega)] \\ \vdots \\ \exp[-j(N_t-1)(2\pi\Delta_t\Omega)] \end{bmatrix} \tag{6}$$

Also, d_i is the distance between transmit and receive antennas along path ith. The vector $\mathbf{e}_t(\Omega)$ and $\mathbf{e}_r(\Omega)$ are, respectively, the transmitted and received unit spatial signatures along the direction Ω. λ_c is the wavelength of the center frequency in the whole signal bandwidth. Δ_t is the normalized transmit antenna separation and Δ_r is the normalized receive antenna separation. When Channel State Information (CSI) is not available at the transmitter, the capacity of MIMO systems [11] expressed in bits per second per hertz (bps/Hz) can be written as

$$C = \log_2 \det\left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{P_t}{P_N N_t}\mathbf{H}\mathbf{H}^*\right) \tag{7}$$

where $\mathbf{I}_{N_r}$ is the identity matrix of size $N_r \times N_r$, $\mathbf{H}$ is the channel matrix of size $N_r \times N_t$ with $\mathbf{H}^*$ being its transpose conjugate, and P_t gives the average Signal-to-Noise Ratio (SNR) per receiver branch independent of the number of transmitting antennas N_t.

B. Angle domain

The concept of angle domain can be represented by the transmitted and received signals. The signal arriving at a directional cosine Ω onto the receive antenna array is along the unit spatial signature $\mathbf{e}_r(\Omega)$ given by (5). Hence, the N_r fixed vector is given by

$$\xi_r := \left\{\mathbf{e}_r(0), \mathbf{e}_r\left(\frac{1}{L_r}\right), \quad , \mathbf{e}\left(\frac{N_r-1}{L_r}\right)\right\} \tag{8}$$

In (8), it can be noticed that there is a set of orthonormal basis for the received signal space. This basis provides the representation of received signals in the angular domain.

It is similarly defined for the angular domain representation of the transmitted signal. The signal transmitted at direction Ω is along the unit vector $\mathbf{e}_t(\Omega)$, defined in (6) The N_t fixed vector is given by

$$\xi_t := \left\{\mathbf{e}_t(0), \mathbf{e}_t\left(\frac{1}{L_t}\right), \cdots, \mathbf{e}\left(\frac{N_t-1}{L_t}\right)\right\} \tag{9}$$

where $L_r = N_r\Delta_r$ and $L_t = N_t\Delta_t$ are the normalized antenna array lengths of the transmitter and receiver [9], respectively. Let $\mathbf{U}_t$ and $\mathbf{U}_r$ be the unitary matrices whose columns are the basis vector in (8) and (9), respectively, can be written as:

$$\mathbf{U}_t = \frac{1}{\sqrt{N_t}} \exp\left(\frac{-j2\pi kl}{N_t}\right) \qquad k,l = 0,1,\ldots,N_t-1. \tag{10}$$

And

$$\mathbf{U}_r = \frac{1}{\sqrt{N_r}} \exp\left(\frac{-j2\pi kl}{N_r}\right) \qquad k,l = 0,1,\ldots,N_r \quad 1. \tag{11}$$

We can transform the array domain into the angle domain by

$$\mathbf{H}^a := \mathbf{U}_r^* \mathbf{H} \mathbf{U}_t \tag{12}$$

Thus, the capacity of MIMO systems given by

$$C = \log_2 \det\left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{P_t}{P_N N_t}\mathbf{H}^a\mathbf{H}^{a*}\right) \tag{13}$$

where $\mathbf{I}_{N_r}$ is the identity matrix of size $N_r \times N_r$, $\mathbf{H}^a$ is the channel matrix of size $N_r \times N_t$.

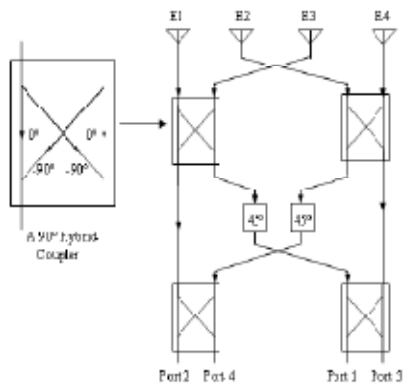


Fig.2 A block diagram of Butler Matrix [10]

III. Practical Realization Using Butler Matrix

Fig.2 shows a block diagram of Butler matrix [10] which is applied for the concept of angle domain processing for 4×4 MIMO systems. The fixed beamforming matrix is bi-direction, which means that each port corresponding to a particular received as well as transmitted signals from the same radiation pattern.

It is easily shown that the weight vectors corresponding to each port in TABLE I are mutually orthogonal. Therefore, instead of using (10) and (11), the basis vector of applying Butler matrix can be written by the following:

$$\mathbf{B}_r = e^{-j\theta_{kl}} \quad k,l = 0,1,\cdots,N_r-1 \tag{14}$$

And

$$\mathbf{B}_t = e^{-j\theta_{kl}} \quad k,l = 0,1,\cdots,N_t-1 \tag{15}$$

Fig. 3 illustrates the beam direction of applying Butler matrix to both transmitter and receiver. It is interesting to see that the concept of angle domain processing is successfully achieved by simply adding Butler matrix before antenna elements. Then, the channel matrix realized by Butler matrix, can be written as:

$$\mathbf{H}^b = \mathbf{B}_r^* \mathbf{H} \mathbf{B}_t \tag{16}$$

where $\mathbf{B}_r$ and $\mathbf{B}_t$ be the unitary matrices whose columns are the basis vector in four direction for transmitter and receiver and $\mathbf{H}$ is channel matrix of size $N_r \times N_t$ to get array domain. Thus, the capacity of MIMO systems when applying Butler matrix is given by

$$C = \log_2 \det\left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{P_t}{P_N N_t} \mathbf{H}^b \mathbf{H}^{b*}\right) \tag{17}$$

TABLE I
Element phasing, beam direction, and inter-element phasing for the Butler matrix shown in Fig. 2.

θ_{kl}	E1 ($l=1$)	E2 ($l=2$)	E3 ($l=3$)	E4 ($l=4$)	Beam Direction	Inter-Element Phasing
Port 1 ($k=1$)	-45°	-180°	45°	-90°	138.6°	-135°
Port 2 ($k=2$)	0°	-45°	-90°	-135°	104.5°	-45°
Port 3 ($k=3$)	-135°	-90°	-45°	0°	75.5°	45°
Port 4 ($k=4$)	-90°	-45°	-180°	-45°	41.4°	135°

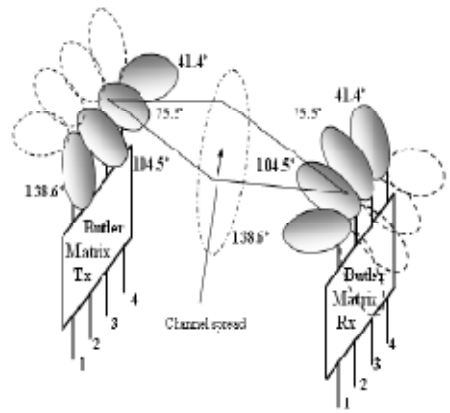


Fig.3 An illustration of applying Butler Matrix for 4x4 MIMO systems.

IV. Results and Discussions

The simulations are undertaken by MATLAB programming and the capacity results are evaluated by using (7) and (17). For array domain approach, the channel matrix ($\mathbf{H}$) is found by assumptions in (4), (5) and (6). For angle domain approach realized by Butler matrix, it can find channel matrix ($\mathbf{H}^b$) from basis vector in Table I resulting in (14) and (15). The channel fading environments are simulated by changing the conditions of angle spreads at transmitter and receiver. Four cases are considered as (i) 60° spread at transmitter, 360° spread at receiver, (ii) 360° spread at transmitter, 60° spread at receiver, (iii) 60° spread at transmitter, 60° spread at receiver, (iv) 360° spread at transmitter, 360° spread at receiver. Note that case (iii) is equivalent to line of sight scenario and case (iv) is equivalent to Rayleigh fading channel.

Fig.4 shows the capacity versus inter-element spacing for SNR = 10dB. The results indicate that to use angle domain processing realized by Butler matrix can improve the channel

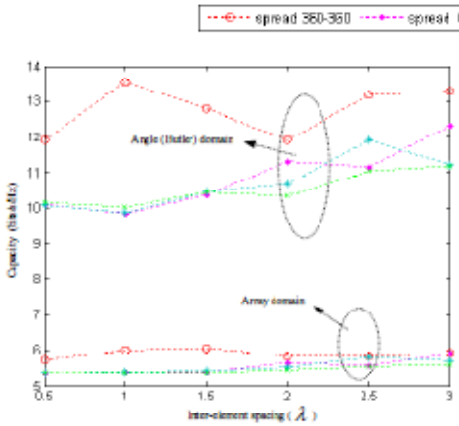


Fig.4 Capacity vs. inter-element spacing for SNR = 10dB

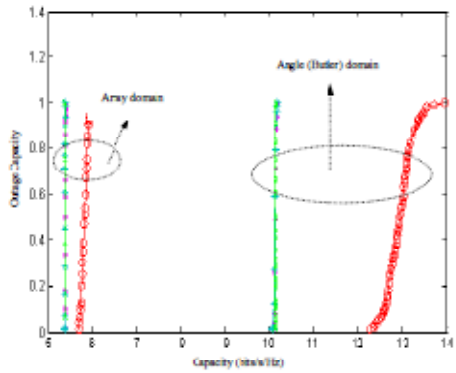


Fig.5 Outage Capacity for SNR = 10 dB.

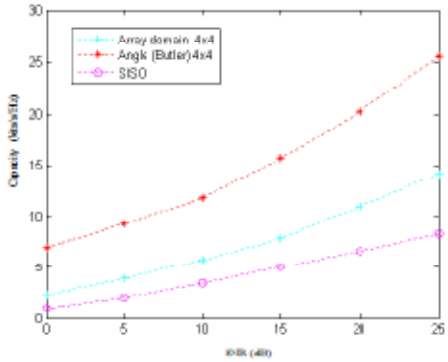


Fig.6 Capacity vs. SNR for 360-360 angle spread, $A_t = A_r = 0.5$

capacity for any fading conditions. This is also confirmed by the outage capacity shown in Fig. 5 that the distribution of all angle domain is higher than array domain.

In Fig.6, the capacity comparison between 4×4 MIMO systems with angle domain processing, array domain processing and SISO system is presented. The MIMO systems offer better performance than SISO system and the best performance is achieved by angle domain processing.

V. Conclusion

This paper presents the performance of MIMO systems using angle domain processing realized by Butler matrix. The result reveals that the proposed system outperforms the conventional array domain processing for every fading cases.

It is attractive to apply Butler matrix for angular consideration on MIMO systems because of its low cost and easy to implement.

References

[1] R. D. Vieira, J. C. B. Brandao and G. L. Siqueira, "MIMO measured channels: Capacity results and analysis of channel parameters," *Telecommunications Symposium, 2006 International*, pp. 152 – 157, Sept. 2006.

[2] G. L. Foschini and M. J. Gans, "On limit of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Communications*, vol. 06, no 03, pp. 311-335, 1998.

[3] E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *ATT BellLabs Tech. Memo.*, June 1995.

[4] G. J. Foschini, Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," *Bell Labs Tech. J.*, no. 2, pp. 41–49, 1996.

[5] S. J. F. T. S. J.P.Kermoal, P.E.Mogensen and K. Pedersen, "Experimental investigation of multipath richness for multi-element transmit and receive antenna array," in *Proceedings of 51th IEEE Vehicular Technology conference-Spring Tokyo*, vol. 3, 2000, pp.2004-2008.

[6] B. R. Stridh and F.Karlsson, "Mimo channel capacity indoor radio channel at 5.8 ghz at 5.8 ghz," in *Conference Record of the Thirty-Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, vol. 1, 2000, pp. 733-737.

[7] M. T. E. B. A. F. Molisch, M. Steinbauer and R. Thoma, "Capacity of MIMO systems based on measured wireless channel," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, no. 20, pp. 561-569, April 2002.

[8] D. Tse and P. Viswanath. *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 2005, ch. 7.

[9] L. Hang, J. W. M. Bergmans and F. M. J. Willems, "Low-complexity LMMSE-based MIMO-OFDM channel estimation via angle-domain processing," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 55, no. 12, page 5668-5680, Dec. 2007.

[10] J. C. Liberti and Jr. T. S. Rappaport, *Smart Antennas for Wireless Communications*. IS-95 and Third Generation CDMA Applications., ch.3

[11] R. G. Tsoulos, *MIMO systems Technology for Wireless Communications*. The electrical engineering and applied signal processing Series., ch. 4.

The Enhancement of MIMO Capacity using Angle Domain Processing Based on Measured Channels

Apinya Innok [#1], Monthippa Uthansakul [#2], Peerapong Uthansakul [#3]

School of Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology
Muang, Nakhon Ratchasima, Thailand 30000
[1]apinya_in@hotmail.com
[2]mtp@sut.ac.th
[3]uthansakul@sut.ac.th

***Abstract* — In this paper, the verification of using angle domain processing for Multiple Input Multiple Output (MIMO) system is presented. This paper proposes the concept of angle domain processing by applying a Butler matrix into 4x4 MIMO systems. A butler matrix is the most attractive technique for constructing angle domain due to its low cost and easy to implement. The measured results are compared with conventional MIMO system so called as array domain processing. The capacity performance indicates that the angle domain processing realized by Butler matrix outperforms the conventional system.**

***Index Terms* — MIMO capacity, Array domain processing, Angle domain processing, Butler matrix.**

I. Introduction

In the research area of MIMO systems, many works have been proposed to enhance the channel capacity in order to satisfy the user demand for high data rate applications. Some studies have been focused on theoretical works and some are performed by measurements. In general, most of them still develop the technique enhancing channel capacity through channel behavior [1]-[3]. It can be noticed that the common consideration of channel capacity is based on the array antennas at both transmitter and receiver. However, the channel behavior is considered by many angle parameters such as angle of arrival, angle of departure and angle spread [4]. Therefore, it is interesting to investigate the performance of MIMO systems using angle domain processing instead of conventional array domain. Recently, the authors in [5] develop the channel estimation of MIMO-OFDM system based on angle domain consideration. The applicability of angle domain technique is dependent on the channel stochastic information available to the receiver. Although the significant improvement on MIMO capacity can be expected by using angle domain processing but, so far in literature, there is no work to illustrate the capacity benefit of using angle domain processing. The reason is that the pre and post coding schemes of angle domain transformations increase the complexity on both transmitter and receiver. Hence, it challenges to find the technique with low cost and complexity matching with the concept of angle domain processing.

From simulation result, the authors investigate the advantage of using angle domain instead of array domain processing and reported in [6]. However, only simulation results cannot claim the use of proposed system. In this paper, low profile concept of angle domain processing is conveniently implemented. By only inserting Butler matrices before antenna array at transmitter and receiver, the 4×4 MIMO system can perform as angle domain processing so the channel matrices is able to be measured. Then the channel capacity is calculated by utilizing the measured data. In addition, the capacity comparison between array domain processing and angle domain processing are given in this paper.

The paper is organized as follows. In section II, the details of both array domain and angle domain are described. Then, the feature of Butler matrix to apply for angle domain is given in section III. Section IV and V provides the measurement and simulation results of angle domain realized by Butler matrix in comparing with conventional array domain. Finally in section VI, the conclusion of this paper is given.

II. MIMO System Model

A. Array domain processing

The array domain processing represent of MIMO systems. Let $\mathbf{x}$ be a vector of the transmitted signals with N_t transmitted antennas and $\mathbf{y}$ be a vector of the received signals with N_r received antennas. Then the relation between transmitted and received signals is given by

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \tag{1}$$

Where $\mathbf{n}$ is an $(N_r \times 1)$ noise vector and $\mathbf{H}$ is an $(N_r \times N_t)$ channel matrix. With this notation channel output sequence can be written in matrix form as:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_{N_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N_t} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r,1} & h_{N_r,2} & \cdots & h_{N_r,N_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_{N_r} \end{bmatrix} \tag{2}$$

The angle domain represent of MIMO systems. There is an arbitrary number of physical paths between the transmitter and receiver [4]; the ith path having attenuation of a_i, makes an angle of ϕ_{ti} ($\Omega_{ti} := \cos\phi_{ti}$) with the transmit antenna array and an angle of ϕ_{ri} ($\Omega_{ri} := \cos\phi_{ri}$) with the receive antenna array. The channel matrix $\mathbf{H}$ can be written as:

978-1-4244-2802-1/09/$25.00 ©2009 IEEE

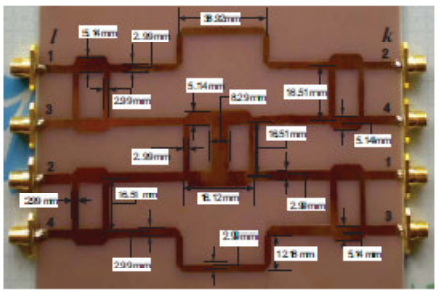


Fig. 1. A configuration of Butler matrix.

$$\mathbf{H} = \sum_{i} a_i^k \mathbf{e}_r(\Omega_{ri})\mathbf{e}_t(\Omega_{ti})^* \tag{3}$$

Where

$$a_i^k := a_i\sqrt{N_t N_r}\exp\left(\frac{j2\pi d_i}{\lambda_c}\right) \tag{4}$$

$$\mathbf{e}_r(\Omega) := \frac{1}{\sqrt{N_r}}\begin{bmatrix} 1 \\ \exp[-j(2\pi\Delta_r\Omega)] \\ \vdots \\ \exp[-j(N_r-1)(2\pi\Delta_r\Omega)] \end{bmatrix} \tag{5}$$

And

$$\mathbf{e}_t(\Omega) := \frac{1}{\sqrt{N_t}}\begin{bmatrix} 1 \\ \exp[-j(2\pi\Delta_t\Omega)] \\ \vdots \\ \exp[-j(N_t-1)(2\pi\Delta_t\Omega)] \end{bmatrix} \tag{6}$$

Also, d_i is the distance between have been transmit and receive antennas along path ith. The vector $\mathbf{e}_r(\Omega)$ and $\mathbf{e}_t(\Omega)$ are, respectively, the transmitted and received unit spatial signatures along the direction Ω, λ_c is the wavelength of the center frequency in the whole signal bandwidth. Δ_t is the normalized transmit antenna separation and Δ_r is the normalized receive antenna separation. When Channel State Information (CSI) is not available at the transmitter, the capacity of MIMO systems expressed in bits per second per hertz (bps/Hz) can be written as

$$C = \log_2 \det\left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{P_t}{P_N N_t}\mathbf{H}\mathbf{H}^*\right) \tag{7}$$

Where $\mathbf{I}_{N_r}$ is the identity matrix of size $N_r \times N_r$, $\mathbf{H}$ is the channel matrix of size $N_r \times N_t$ with $\mathbf{H}^*$ being its transpose conjugate, and P_t gives the average Signal-to-Noise Ratio (SNR) per receiver branch independent of the number of transmitting antennas N_t.

TABLE I
ELEMENT PHASING AND INTER-ELEMENT PHASING FOR THE BUTLER MATRIX SHOW IN FIG.1

θ_{kl}	E1 ($l=1$)	E2 ($l=2$)	E3 ($l=3$)	E4 ($l=4$)	Inter-Element Phasing
Port 1 ($k=1$)	-45°	-180°	45°	-90°	- 135°
Port 2 ($k=2$)	0°	-45°	-90°	-135°	-45°
Port 3 ($k=3$)	-135°	-90°	-45°	0°	45°
Port 4 ($k=4$)	-90°	-45°	-180°	-45°	135°

B. Angle domain processing

The concept of angle domain can be represented by the transmitted and received signals. Let $\mathbf{U}_t$ and $\mathbf{U}_r$ be the unitary matrices whose columns are the basis vector [4]. We can transform the array domain into the angle domain by

$$\mathbf{H}^a := \mathbf{U}_r^* \mathbf{H} \mathbf{U}_t \tag{8}$$

Thus, the capacity of MIMO systems given by

$$C = \log_2 \det\left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{P_t}{P_N N_t}\mathbf{H}^a\mathbf{H}^{a*}\right) \tag{9}$$

III. PRACTICAL REALIZATION USING BUTLER MATRIX

Fig.1 shows configuration of Butler matrix which is applied for the concept of angle domain processing for 4×4 MIMO systems. The dimensions in Butler matrix is simply calculated from transmission line theory. The fixed beam forming matrix is bi-direction, which mean that each port corresponding to a particular received as well as transmitted signals from the same radiation pattern.

It is easily shown that the weight vectors corresponding to each port in Table I is mutually orthogonal. Therefore, the basis vector of applying Butler matrix can be written by the following:

$$\mathbf{B}_r = e^{-j\theta_{kl}} \quad k,l = 0,1,\cdots,N_r-1 \tag{10}$$

And

$$\mathbf{B}_t = e^{-j\theta_{kl}} \quad k,l = 0,1,\cdots,N_t-1 \tag{11}$$

It is interesting to see that the concept of angle domain processing is successfully achieved by simply adding Butler matrix before antenna array elements. Then, the channel matrix realized by Butler matrix can be written as:

$$\mathbf{H}^b := \mathbf{B}_r^* \mathbf{H} \mathbf{B}_t \tag{12}$$

Where $\mathbf{B}_r$ and $\mathbf{B}_t$ be the unitary matrices whose columns are the basis vector in four direction for receiver and transmitter and $\mathbf{H}$ is a channel matrix of size $N_r \times N_t$ to get array domain.

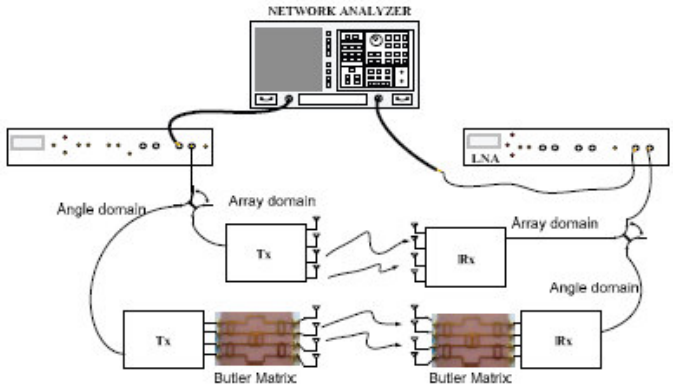


Fig. 2. A block diagram of measurement setup.

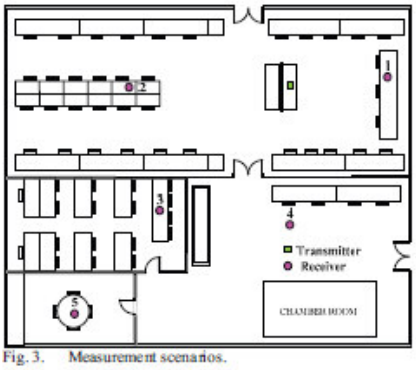


Fig. 3. Measurement scenarios.

Thus, the capacity of MIMO systems when applying Butler matrix is given by

$$C = \log_2 \det\left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{P_t}{P_N N_t}\mathbf{H}^b\mathbf{H}^{b*}\right) \qquad (13)$$

IV. Measurement

Fig.2 shows a block diagram of measurement set up for 4×4 MIMO system. It is clearly seen that the angle domain processing can be implemented by just inserting the Butler matrix on both transmitter and receiver. The network analyzer is used for measurement channel coefficients in magnitude and phase. The power amplifier (PA) is used at transmitter to provide more transmitted power. Low noise amplifier (LNA) is used at receiver to increase received signal level. The channel measurements are undertaken by five times at each location.

Fig.3 shows measurement scenarios. We choose a large room to provide many test locations. The location of transmitter is fixed as shown in Fig.3 with rectangular point. There are five measured locations for receiver shown by circular point in Fig.3. It is easy to measure both array domain processing and angle domain processing by using switches presented in Fig.2. The measured results achieved by network analyzer are used as a channel response in MIMO system. Also seen in Fig.2, apart from Butler matrix, all components of array and angle domain are the same. Therefore, the measured channels can be directly compared to each other as presented in the next section.

V. Result And Discussions

The simulations are undertaken by utilizing measured data into MATLAB programming and the capacity results are evaluated by using (7) and (13). The channel matrix **H** and $\mathbf{H}^b$ are found by measured data from network analyzer. The channel fading environments are measured by changing the locations of receiver. Five locations are considered in Fig.3. We also assumed that, the mismatches among RF circuits in transmit/receive components and mutual coupling effects are included in the measured channel.

In Fig.4 shows comparison of array and angle domain channels of 4x4 MIMO systems at location 5, where H_{ij} is referred to the channel coefficient at ith receive antenna and jth transmit antenna. It can be observed that channels of array domain processing and angle domain processing are quite different. The amplitude deviation is about ±5 dB and the phase deviation is about ±100°. These deviations are dominant to the capacity performance of MIMO system. For other locations, the deviations of amplitude and phase are similar to location 5.

In Fig.5, the average capacity versus signal to noise ratio (SNR) at each location is presented. The results indicate that to use the angle domain processing realized by Butler matrix offers better performance than array domain processing. In order to justify the results, the numeric values of average capacity at SNR = 10 dB are given in Table II.

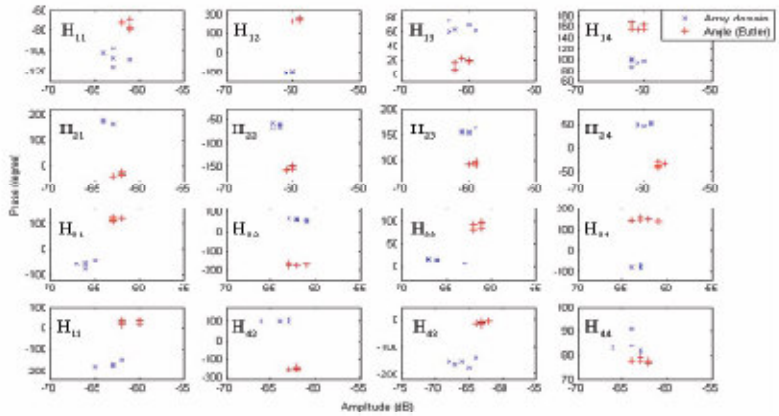


Fig. 4. Measured 4×4 MIMO channels of array domain processing and angle domain processing (Butler matrix), at location 5.

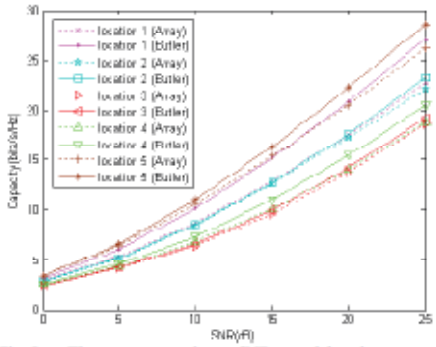


Fig.5. The average capacity vs. SNR at each location.

It is noticed that the benefit of angle domain processing is more pronounced at location 1 and 5. The reason is that these locations are close to wall and there are many surrounding furniture providing more multipath. However, the improvement of MIMO capacity can be observed from all locations.

VI. Conclusion

This paper verifies the benefit of using angle domain processing for 4x4 MIMO systems by measured results. The angle domain processing realized by Butler matrix is implemented and compared with array domain processing. The results reveal that the angle domain processing outperforms the conventional array domain processing for all fading locations. Hence, the proposed system is attractive to practically implement on MIMO systems due to its ease and low complexity.

TABLE II

AVERAGE CAPACITY COMPARISONS BETWEEN ARRAY DOMAIN AND ANGLE DOMAIN FOR SNR = 10

Location	Average capacity (bits/s/Hz)	
	Array domain	Angle domain (Butler)
1	8.72	10.12
2	8.43	8.52
3	6.46	6.66
4	6.88	7.37
5	10.57	11.03

Acknowledgement

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

References

[1] R. D. Vieira, J. C. B. Brandao and G. L. Siqueira, "MIMO measured channels: capacity results and analysis of channel parameters," *Telecommunications Symposium, 2006 International*, pp. 152 157, September 2006.

[2] B. R. Stridh and P.Karlsson, "Mimo channel capacity indoor radio channel at 5.8 ghz at 5.8 ghz," in *Conference Record of the Thirty-Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, vol. 1, pp. 733-737, 2000.

[3] M. T. E. B. A. F. Molisch, M. Steinbauer and R. Thoma, "Capacity of MIMO systems based on measured wireless channel," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, no. 20, pp. 561-569, April 2002.

[4] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 2005, ch. 7.

[5] L. Hang, J. W. M. Bergmans and F. M. J. Willems, "Low-complexity LMMSE-based MIMO-OFDM channel estimation via angle-domain processing," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 55, no. 12, pp. 5668-5680, December 2007.

[6] A. Imsok, P. Uthansakul, and M. Uthansakul, "Performance of MIMO Capacity using Angle Domain Processing Realized by Butler Matrix," ECTI-CON, Thailand, 6-9 May 2009.

ประวัติผู้วิจัย

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. พีระพงษ์ อุฑารสกุล สำเร็จการศึกษาหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต และวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิตจากจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย เมื่อ พ.ศ. 2539 และ 2541 จากนั้นเข้าทำงานในตำแหน่งวิศวกรระบบโทรคมนาคมที่องค์การโทรศัพท์แห่งประเทศไทย จนกระทั่ง พ.ศ. 2543 จึงได้ย้ายมาเป็นอาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี และได้ลาศึกษาต่อระดับปริญญาเอกตั้งแต่ปี พ.ศ. 2546 ณ University of Queensland, Australia เมื่อ พ.ศ. 2549 จึงได้กลับเข้ามาปฏิบัติหน้าที่อาจารย์ตามเดิม ผู้วิจัยมีเชี่ยวชาญในด้านระบบ MIMO, Information Theory, Signal Processing, Radio Wave Modelling, Mobile Communication, Advance Wireless Communication ปัจจุบันมีบทความวิจัยตีพิมพ์เผยแพร่ในวารสารวิชาการ 21 บทความ และในการประชุมวิชาการ 60 บทความ หนังสือวิชาการในประเทศ 1 เล่มและต่างประเทศ 1 เล่ม มีลิขสิทธิ์ 1 รายการและ สิทธิบัตร 1 รายการ

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. พีระพงษ์ อุฑารสกุล ได้รับรางวัล Young Scientist Travel Grant Award จากงานประชุมวิชาการนานาชาติ International Symposium on Antenna Propagation ปี พ.ศ. 2547 ณ ประเทศญี่ปุ่น และได้รับรางวัล Best Student Presentation Award จากงานประชุมวิชาการนานาชาติ Australian Symposium on Antannas ปี พ.ศ. 2548 ณ ประเทศออสเตรเลีย ในปี พ.ศ. 2553 ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. พีระพงษ์ อุฑารสกุล ได้รับรางวัลพนักงานดีเด่น ด้านการวิจัย สำหรับนักวิจัยรุ่นใหม่ จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี