

การพัฒนาตัวรวมคลื่นความถี่วิทยุกำลังสูงสำหรับเครื่องเร่งอนุภาคแบบ
ซินโครตรอน

นางสาวเบญจมาภรณ์ เลิศวิริยะปิติ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ปีการศึกษา 2555

**DEVELOPMENT OF HIGH POWER RF COMBINER
FOR SYNCHROTRON ACCELERATOR**

Benjamaporn Lertwiriyaipiti

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

Engineering Suranaree University of Technology

Academic Year 2012

การพัฒนาตัวรวมคลื่นความถี่วิทยุกำลังสูงสำหรับเครื่องเร่งอนุภาคแบบซินโครตรอน

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้นักวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา
ตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

(ผศ. ดร.รังสรรค์ ทองทา)

ประธานกรรมการ

(ผศ. ดร.พีระพงษ์ อุฑารสกุล)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)

(ดร.สัมภาส นีคเหตุ)

กรรมการ

(ผศ. ดร.ปิยาภรณ์ กระจกอคนอก)

กรรมการ

(ศ. ดร.ชูกิจ ลิมปิจำนงค์)

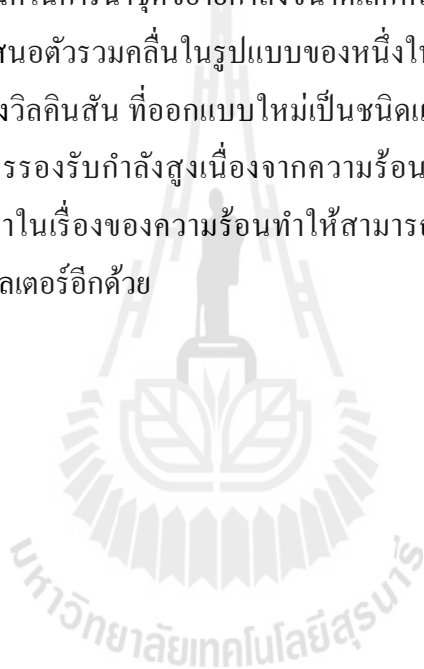
รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการ

(รศ. ร.อ. ดร.กนต์ธร ชำนิประศาสน์)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

เบญจมาภรณ์ เลิศวิริยะปิติ : การพัฒนาตัวรวมคลื่นความถี่วิทยุกำลังสูงสำหรับเครื่องเร่งอนุภาคแบบซินโครตรอน (DEVELOPMENT OF HIGH POWER RF COMBINER FOR SYNCHROTRON ACCELERATOR) อาจารย์ที่ปรึกษา : ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พิระพงษ์ อุฑารสกุล, 113 หน้า

เนื่องจากทางสถาบันวิจัยแสงซินโครตรอน(องค์การมหาชน) ได้มีโครงการพัฒนาเครื่องขยายกำลังแบบโซลิตสเตรตเทนเครื่องขยายกำลังแบบเดิมที่เป็นระบบสูญญากาศ โดยในระยะแรกใช้เทคนิคการรวมคลื่นด้วยตัวรวมคลื่นแบบแกนร่วมและมีเซอร์คูเลเตอร์ป้องกันการตีกลับของคลื่น และได้พัฒนา โดยใช้เทคนิคในการนำชุดขยายกำลังขนาดเล็กหลายๆ ชุดมารวมกำลังกัน ผ่านตัวรวมคลื่น ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้เสนอตัวรวมคลื่นในรูปแบบของหนึ่งในสี่ส่วนของความยาวคลื่นร่วมกับตัวต้านทานตามหลักการของวิลคินสัน ที่ออกแบบใหม่เป็นชนิดแกนร่วมแทนรูปแบบเดิมที่ใช้ไมโครสตริปซึ่งมีข้อจำกัดในการรองรับกำลังสูงเนื่องจากความร้อนสะสม ตัวรวมกำลังแบบที่เสนอในวิทยานิพนธ์นี้จะแก้ปัญหาในเรื่องของความร้อนทำให้สามารถรองรับกำลังได้มากขึ้นและช่วยลดต้นทุนในส่วนของเซอร์คูเลเตอร์อีกด้วย



สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม
ปีการศึกษา 2555

ลายมือชื่อนักศึกษา _____
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา _____

BENJAMAPORN LERTWIRIYAPITI: DEVELOPMENT OF HIGH POWER
RF COMBINER FOR SYNCHROTRON ACCELERATOR. THESIS

ADVISOR : ASST. PROF. PEERAPONG UTHANSAKUL, Ph.D., 113 PP.

POWER COMBINER/QUARTER WAVELENGTH COMBINER/COAXIAL CABLE
COMBINER/WILKINSON

Since Synchrotron Light Research Institute (Public Organization) have a development of Solid State Amplifier project to instead of Vacuum tube, old amplifier. At the beginning of this project use coaxial combiner and circulator to protect amplifier from reflection power and develop to use small power amplifiers combine with power combiner. In this thesis presented the Quarter wave length combiner with Wilkinson resistance. This new design is based on coaxial principle instead of microstrip which had limitation of power handling. The power combiner in this thesis will solve problem of heat collection so it can handling more power without circulator.

School of Telecommunication Engineering Student's Signature _____

Academic Year 2012

Advisor's Signature _____

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับสำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างดียิ่งทั้งด้านวิชาการ และด้านการดำเนินงานวิจัยจากบุคคลกลุ่มต่างๆ ได้แก่

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พีระพงษ์ อุทราสกุลและ ดร.สัมภาส นิคเกตุ อาจารย์ที่ปรึกษา วิทยานิพนธ์ที่ให้ คำปรึกษา ช่วยแก้ปัญหา และให้กำลังใจผู้วิจัยมาโดยตลอด รวมทั้งช่วยตรวจทาน และแก้ไขวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนเสร็จสมบูรณ์

พี่ศราวุธ ฐิติเวทย์ พี่ปรัชญา คุณพงษ์ พี่สิทธิโชค เทศประสิทธิ์ และพี่เวก ภาชีรัญ วิศวกร ประจำสถาบันวิจัยแสงซินโครตรอน(องค์การมหาชน) ที่คอยให้คำแนะนำ คำปรึกษา ช่วยเหลือชี้แนะ ช่วยแก้ปัญหาและให้กำลังใจผู้วิจัยเป็นอย่างดีเสมอมา

ขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ทุกคนที่คอยให้ความช่วยเหลือในทุกๆ ด้าน ตลอดการศึกษา ในระดับมหาวิทยาลัยจนสำเร็จการศึกษาลุล่วงไปได้ด้วยดี

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอขอบพระคุณอาจารย์ผู้สอนทุกท่านที่ประสิทธิ์ประสาทความรู้ด้านต่างๆ ทั้งในอดีตและปัจจุบัน และขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา รวมถึงญาติพี่น้องทุกท่านที่ให้การอบรม เลี้ยงดู ให้ความรักความอบอุ่น และให้การสนับสนุนทางการศึกษาอย่างดียิ่งมาโดยตลอด อีกทั้งยังเป็น กำลังใจที่ยิ่งใหญ่ในยามที่เกิดความท้อแท้ หงุดหงิด และทุกข์ใจ ทำให้ผู้วิจัยมีกำลังใจในการทำวิจัย จนกระทั่งประสบความสำเร็จ สำหรับคุณงามความดีที่เกิดจากงานวิจัยนี้ ผู้วิจัยขอมอบให้กับบิดา มารดา พี่ๆ ที่ห้องปฏิบัติการ RF รวมถึงญาติพี่น้องซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ผู้สอน ที่เคารพทุกท่านที่ได้ถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ผู้วิจัยทั้งในอดีตและปัจจุบัน จนสำเร็จการศึกษาลุล่วงไปได้ด้วยดี

เบญจมาภรณ์ เลิศวิริยะปิติ

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย)	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญตาราง	ฉ
สารบัญรูป	ช
คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ	ฎ
บทที่	
1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย	2
1.3 สมมติฐานงานวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตงานวิจัย	2
1.5 วิธีดำเนินการวิจัย.....	3
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	4
1.7 รายละเอียดวิทยานิพนธ์.....	4
2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	5
2.1 กล่าวนำ	5
2.2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับสายนำสัญญาณ	5
2.2.1 สายนำสัญญาณที่ไม่มีการสูญเสีย	8
2.2.2 การแปลงสายนำสัญญาณแบบหนึ่งในส่วนของความยาวคลื่น	11
2.3 ตัวแยกคลื่นและตัวรวมคลื่น	13
2.3.1 คุณสมบัติของตัวรวมคลื่น	13
2.4 ตัวแยกคลื่นแบบวิลคินสัน	16
2.4.1 ทฤษฎีตัวแยกคลื่นแบบวิลคินสัน	17

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.4.2 การวิเคราะห์ตัวแยกคลื่นแบบวิลคินสันในแบบวิธีคี่และแบบวิธีคู่	18
2.5 ตัวรวมคลื่นแบบหนึ่งในสี่ส่วนของความยาวคลื่นที่มีตัวต้านทานแยกออก	21
2.6 สรุป	54
3 การออกแบบและสร้างตัวรวมคลื่นต้นแบบ	55
3.1 กล่าวนำ	55
3.2 การออกแบบตัวรวมคลื่น	55
3.2.1 วิธีการออกแบบตัวรวมคลื่น	55
3.2.2 การจำลองผลด้วยด้วยโปรแกรม AWR Microwave Office กรณีที่มีการใส่ตัว ต้านทานแยกออกตามหลักการของวิลคินสัน	58
3.2.3 การจำลองผลด้วยด้วยโปรแกรม AWR Microwave Office กรณีที่ไม่ใส่ตัว ต้านทานแยกออกตามหลักการของวิลคินสัน	62
3.3 การสร้างตัวรวมคลื่น	65
3.4 สรุป	66
4 ผลการวัดและทดสอบอุปกรณ์ต้นแบบ	67
4.1 กล่าวนำ	67
4.2 การวัดคุณสมบัติของตัวรวมคลื่นด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่าย	67
4.3 การทดสอบประสิทธิภาพของตัวรวมคลื่น	96
4.4 สรุป	102
5 สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ	103
5.1 สรุปเนื้อหาของวิทยานิพนธ์	103
5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ	104
5.3 แนวทางการพัฒนาในอนาคต	104
รายการอ้างอิง	105
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา	107
ประวัติผู้เขียน	113

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1	แสดงการเปรียบเทียบของวงจร 3 พอร์ตที่ในรูปแบบต่างๆ15
2.2	แสดงค่าแรงดันรวมของสองแบบวิธี31
2.3	แสดงค่าแรงดันตกกระทบและแรงดันสะท้อนกลับ31
2.4	แสดงค่าแรงดันรวมของสองแบบวิธี35
2.5	แสดงค่าแรงดันตกกระทบและแรงดันสะท้อนกลับ36
2.6	แสดงค่าแรงดันรวมของสองแบบวิธี45
2.7	แสดงค่าแรงดันตกกระทบและแรงดันสะท้อนกลับ46
2.8	แสดงค่าแรงดันรวมของสองแบบวิธี50
2.9	แสดงค่าแรงดันตกกระทบและแรงดันสะท้อนกลับ50
3.1	แสดงคุณสมบัติของสาย 75 โอห์ม56
3.2	แสดงคุณสมบัติของสาย 50 โอห์ม56
3.3	สรุปผลการจำลองแบบด้วยโปรแกรม AWR Microwave Office61
3.4	สรุปผลการจำลองแบบด้วยโปรแกรม AWR Microwave Office กรณีที่ไม่ใส่ตัวต้านทาน64
4.1	แสดงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน92
4.2	ตารางแสดงค่าสัมประสิทธิ์การแยกออก92
4.3	ตารางเปรียบเทียบระหว่างการจำลองแบบด้วยโปรแกรมและการวัดด้วยเครื่องมือวัดของ สัมประสิทธิ์การสะท้อนและสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน93
4.4	ตารางเปรียบเทียบระหว่างการจำลองแบบด้วยโปรแกรมและการวัดด้วยเครื่องมือวัดของ สัมประสิทธิ์การแยกออก93
4.5	ตารางแสดงผลการทดสอบด้วยการย้ายคลื่นความถี่วิทยุ97
4.6	แสดงอุณหภูมิของตัวรวมคลื่นในระดับกำลังต่างๆ98

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	วงจรมุมของสายนำสัญญาณ5
2.2	สายนำสัญญาณที่ไม่มีการสูญเสีย.....9
2.3	การแปลงแบบหนึ่งในส่วนของความยาวคลื่น.....11
2.4	แผนภาพแสดงตัวแยกคลื่นและตัวรวมคลื่นที่มีจำนวน $n+1$ พอร์ต.....13
2.5	ตัวแยกคลื่นที่เกิดจากการพัฒนาของวิลคินสัน.....17
2.6	ตัวแยกกำลังแบบวิลคินสัน (ก) วงจรแยกกำลังของวิลคินสันแบบสมมูลในรูปแบบของ ไมโครสตริป (ข) วงจรมุมในรูปแบบที่แบบของสายนำสัญญาณ18
2.7	ตัวแยกคลื่นแบบวิลคินสันที่มีแหล่งจ่ายอยู่ที่พอร์ตที่ 219
2.8	วงจรมุมของตัวแยกคลื่นแบบวิลคินสันที่มีแหล่งจ่ายอยู่ที่พอร์ตที่ 2 และพอร์ตที่ 3.....19
2.9	วงจรมุมของวิลคินสันเมื่อเกิดการลัดวงจรที่ระนาบสมมาตร.....20
2.10	วงจรมุมของวิลคินสันเมื่อเกิดการเปิดวงจรที่ระนาบสมมาตร.....20
2.11	วงจรมุมของตัวรวมคลื่นแบบหนึ่งในส่วนของความยาวคลื่นที่ใส่ตัวต้านทานแยกออก ตามหลักการของวิลคินสัน.....22
2.12	แสดงวงจรมุมตามแบบวิลคินสัน.....22
2.13	วงจรมุมที่มีแหล่งจ่ายอยู่ที่พอร์ตที่ 2.....23
2.14	แสดงวงจรมุมที่มีแหล่งจ่ายที่เท่ากันที่เท่ากันทั้งพอร์ตที่ 2 และพอร์ตที่ 3.....23
2.15	วงจรมุมแบบวิธีคี่ (Odd Mode) ที่มีกราวด์เสมือน.....24
2.16	ส่วนบนของวงจรมุมแบบวิธีคี่ (Odd Mode).....24
2.17	ส่วนล่างของวงจรมุมแบบวิธีคี่ (Odd Mode).....24
2.18	จากวงจรมุมในส่วนบนเมื่อนำมาเขียนใหม่ในแบบวิธีคี่ (Odd Mode).....26
2.19	การขยับวงจรมุมจากรูปที่ 2.18.....26
2.20	วงจรมุมแบบวิธีคู่ (Even Mode).....27
2.21	วงจรมุมส่วนบนแบบวิธีคู่ (Even Mode).....28
2.22	วงจรมุมส่วนล่างแบบวิธีคู่ (Even Mode).....28
2.23	วงจรมุมส่วนบนเมื่อมีการนำมาเขียนใหม่ในแบบวิธีคู่ (Even Mode).....29

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.24	วงจรมุมของตัวรวมคลื่นที่ไม่ใส่ตัวต้านทานแยกออกตามหลักการของวิลคินสัน34
2.25	วงจรมุมแบบสองทางของตัวรวมคลื่นที่ไม่ใส่ตัวต้านทานแยกออกตามหลักการของ วิลคินสัน34
2.26	กราฟแสดงการเปรียบเทียบของค่า S_{21} ในกรณีที่ใส่ตัวต้านทานและไม่ใส่ตัวต้านทาน38
2.27	กราฟแสดงการเปรียบเทียบของค่า S_{23} ในกรณีที่ใส่ตัวต้านทานและไม่ใส่ตัวต้านทาน38
2.28	วงจรมุมในแบบวิธีคี่ (Odd Mode) ที่มีกราวด์เสมือน.....39
2.29	วงจรมุมของหนึ่งในสี่ส่วนของวงจรมุมที่นำมาพิจารณา.....39
2.30	วงจรมุมที่ได้จากการยุบวงจรมุมที่ 2.2940
2.31	การยุบวงจรมุมในรูปแบบที่ 2.3040
2.32	วงจรมุมในแบบวิธีคู่ (Even Mode)41
2.33	วงจรมุมของหนึ่งในสี่ส่วนของวงจรมุมที่นำมาพิจารณา.....42
2.34	การยุบวงจรมุมในรูปแบบที่ 2.3342
2.35	แบ่งวงจรมุมออกเป็นสี่ส่วนเพื่อใช้ในการพิจารณาแบบวิธีคี่49
2.36	แบ่งวงจรมุมออกเป็นสี่ส่วนเพื่อใช้ในการพิจารณาแบบวิธีคู่49
2.37	กราฟแสดงการเปรียบเทียบของค่า S_{21} ในกรณีที่ใส่ตัวต้านทานและไม่ใส่ตัวต้านทาน53
2.38	กราฟแสดงการเปรียบเทียบของค่า S_{23} ในกรณีที่ใส่ตัวต้านทานและไม่ใส่ตัวต้านทาน53
2.39	กราฟแสดงการเปรียบเทียบของค่า S_{21} ในกรณีที่ใส่ตัวต้านทานและไม่ใส่ตัวต้านทานในการ วิเคราะห์แบบ 2 พอร์ต และ 4 พอร์ตอินพุต.....54
2.40	กราฟแสดงการเปรียบเทียบของค่า S_{23} ในกรณีที่ใส่ตัวต้านทานและไม่ใส่ตัวต้านทานในการ วิเคราะห์แบบ 2 พอร์ต และ 4 พอร์ตอินพุต.....54
3.1	แสดงวงจรมุมของตัวรวมคลื่นที่ได้ออกแบบ58
3.2	แบบจำลองวงจรมุมตัวรวมคลื่นที่ใส่ตัวต้านทานตามหลักการของวิลคินสัน58
3.3	ค่าตัวแปรต่างๆ ของสาย 75 โอห์ม59
3.4	ค่าตัวแปรต่างๆ ของสาย 50 โอห์ม59
3.5	ผลการจำลองแบบของสัมประสิทธิ์การสะท้อนในแต่ละพอร์ต60
3.6	ผลการจำลองแบบของสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างพอร์ต60

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.7 ผลการจำลองแบบของสัมประสิทธิ์การแยกออกระหว่างพอร์ต.....	61
3.8 แบบจำลองวงจรตัวรวมคลื่นที่ไม่ใส่ตัวต้านทานแยกออก	62
3.9 ผลการจำลองแบบของสัมประสิทธิ์การสะท้อนในแต่ละพอร์ต	63
3.10 ผลการจำลองแบบของสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างพอร์ต	63
3.11 ผลการจำลองแบบของสัมประสิทธิ์การแยกออกระหว่างพอร์ต.....	64
3.12 ตัวรวมคลื่นต้นแบบที่สร้างตามที่ได้ออกแบบไว้	65
3.13 ตัวรวมคลื่นต้นแบบที่สร้างตามที่ได้ออกแบบไว้	66
4.1 ลักษณะของตัวรวมคลื่นที่ใช้ในการวัดคุณสมบัติที่ความถี่ 118 เมกะเฮิร์ตซ์.....	67
4.2 แสดงวิธีการวัดตัวรวมคลื่นด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายระหว่างพอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 2	68
4.3 แสดงผลการวัดของตัวรวมคลื่นของพอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 2.....	69
4.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัมประสิทธิ์การสะท้อนของทั้งสองพอร์ตเมื่อนำมาเปรียบเทียบ ในกราฟเดียวกัน.....	69
4.5 แสดงค่าความต้านทานของพอร์ตที่ 1 (CH3) และพอร์ตที่ 2 (CH1)	70
4.6 แสดงค่า VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) ของพอร์ตที่ 2 (CH1) และพอร์ตที่ 1 (CH2)	70
4.7 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างพอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 2.....	71
4.8 แสดงค่ามูฟเฟสแสดงการส่งผ่านระหว่างพอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 2.....	71
4.9 แสดงวิธีการวัดตัวรวมคลื่นด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายที่พอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 3	72
4.10 แสดงผลการวัดของตัวรวมคลื่นของพอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 3.....	73
4.11 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัมประสิทธิ์การสะท้อนของทั้งสองพอร์ตเมื่อนำมาเปรียบเทียบ ในกราฟเดียวกัน	73
4.12 แสดงค่าความต้านทานของพอร์ตที่ 1 (CH3) และพอร์ตที่ 3 (CH1)	74
4.13 แสดงค่า VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) ของพอร์ตที่ 3 (CH1) และพอร์ตที่ 1 (CH2)	74
4.14 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างพอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 3	75
4.15 แสดงค่ามูฟเฟสการส่งผ่านระหว่างพอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 3	75

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.16 แสดงวิธีการวัดตัวรวมคลื่นด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายที่พอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 4	76
4.17 แสดงผลการวัดของตัวรวมคลื่นของพอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 4.....	77
4.18 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัมประสิทธิ์การสะท้อนของทั้งสองพอร์ตเมื่อนำมาเปรียบเทียบ ในกราฟเดียวกัน	77
4.19 แสดงค่าสัมประสิทธิ์ความต้านทานที่พอร์ตที่ 4 (CH1) และพอร์ตที่ 1 (CH3)	78
4.20 แสดงค่า VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) ของพอร์ตที่ 4 (CH1) และพอร์ตที่ 1 (CH2)	78
4.21 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างพอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 4.....	79
4.22 แสดงค่ามูมเฟสระหว่างพอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 4.....	79
4.23 แสดงวิธีการวัดตัวรวมคลื่นด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายที่พอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 5	80
4.24 แสดงผลการวัดของตัวรวมคลื่นของพอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 5.....	81
4.25 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัมประสิทธิ์การสะท้อนของทั้งสองพอร์ตเมื่อนำมาเปรียบเทียบ ในกราฟเดียวกัน	81
4.26 แสดงค่าต้านทานที่พอร์ตที่ 5 (CH1) และพอร์ตที่ 1 (CH3).....	82
4.27 แสดงค่า VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) ของพอร์ตที่ 5 (CH1) และพอร์ตที่ 1 (CH2)	82
4.28 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างพอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 5	83
4.29 แสดงค่ามูมเฟสระหว่างพอร์ตที่ 1 และ พอร์ตที่ 5	83
4.30 แสดงวิธีการวัดตัวรวมคลื่นด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายของพอร์ตที่ 2 และพอร์ตที่ 3	84
4.31 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างพอร์ตที่ 2 และพอร์ตที่ 3	84
4.32 แสดงค่ามูมเฟสระหว่างพอร์ตที่ 2 และพอร์ตที่ 3	85
4.33 แสดงวิธีการวัดตัวรวมคลื่นด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายที่พอร์ตที่ 3 และพอร์ตที่ 4	85
4.34 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างพอร์ตที่ 3 และพอร์ตที่ 4.....	86
4.35 แสดงค่ามูมเฟสระหว่างพอร์ตที่ 3 และพอร์ตที่ 4.....	86
4.36 แสดงวิธีการวัดตัวรวมคลื่นด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายที่พอร์ตที่ 4 และพอร์ตที่ 5	87
4.37 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างพอร์ตที่ 4 และพอร์ตที่ 5.....	87

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.38 แสดงค่ามุมเฟสระหว่างพอร์ตที่ 4 และพอร์ตที่ 5.....	88
4.39 แสดงวิธีการวัดตัวรวมคลื่นด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายของพอร์ตที่ 5 และพอร์ตที่ 2	88
4.40 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างพอร์ตที่ 5 และพอร์ตที่ 2.....	89
4.41 แสดงค่ามุมเฟสระหว่างพอร์ตที่ 5 และพอร์ตที่ 2.....	89
4.42 แสดงการเปรียบเทียบค่า log magnitude ของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของทุกพอร์ต.....	90
4.43 แสดงการเปรียบเทียบ smith chart ของค่าความต้านทานของทุกพอร์ต โดยที่ CH 1คือพอร์ตที่ 2, 3, 4 และ 5 ส่วน CH3 คือพอร์ตที่ 1	90
4.44 แสดงการเปรียบเทียบค่า VSWR ของทุกพอร์ต โดยที่ CH 1 คือพอร์ตที่ 2, 3, 4 และ 5 ส่วน CH 2 คือพอร์ตที่ 1.....	91
4.45 แสดงการเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การแยกออกกระหว่างพอร์ต 2, 3, 4 และ 5	91
4.46 แสดงการเปรียบเทียบค่ามุมเฟสระหว่างพอร์ต 2, 3, 4 และ 5.....	92
4.47 กราฟแสดงการเปรียบเทียบระหว่างการจำลองแบบด้วยโปรแกรมและการวัดจากเครื่องมือวัดของ (ก) สัมประสิทธิ์การสะท้อนและ (ข) สัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (ค) สัมประสิทธิ์การแยกออก	95
4.48 แสดงจุดรอยต่อระหว่างสายนำสัญญาณแกนร่วมกับท่อทองแดงของพอร์ตที่ 1	96
4.49 แสดงวิธีการทดสอบประสิทธิภาพของตัวรวมคลื่น	97
4.50 แสดงผลการทดสอบการรวมคลื่นที่ระดับกำลังต่างๆ	99
4.51 แสดงอุณหภูมิของตัวรวมคลื่นในการทดสอบที่ระดับกำลังต่างๆ	100
4.52 แสดงอุณหภูมิของตัวแยกคลื่น โดยที่ (ก) อุณหภูมิภายในของตัวแยกคลื่น (ข) อุณหภูมิภายในท่อทองแดง.....	101
4.53 แสดงอุณหภูมิของตัวรวมคลื่น โดยที่ (ก) อุณหภูมิภายในของตัวรวมคลื่น (ข) อุณหภูมิภายในท่อทองแดง.....	102

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

SLS	=	Swiss Light Source
LNLS	=	Laboratorio Nacional de Lus Sincrotron
MHz	=	หน่วยเมกะเฮิรตซ์
R	=	ค่าความต้านทานที่แบบต่ออนุกรมมีความยาวหนึ่งหน่วย
G	=	ค่าคอนดักแตนซ์ที่ต่อขนานมีความยาวหนึ่งหน่วย
L	=	ค่าความเหนี่ยวนำทางไฟฟ้าต่อแบบอนุกรมมีความยาวหนึ่งหน่วย
C	=	ค่าความจุทางไฟฟ้าต่อแบบขนานมีความยาวหนึ่งหน่วย
α	=	ค่าคงที่ของการลดทอนสัญญาณ มีหน่วยเป็น Nep/m (Neper/m)
β	=	ค่าคงที่เฟส หน่วยเป็น rad/m
V_0^+	=	แรงดันตกกระทบที่ส่งผ่านในทิศทาง +z
V_0^-	=	แรงดันของคลื่นที่มีการสะท้อนกลับที่เกิดขึ้นในทิศทาง -z
Z_C	=	ค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะเฉพาะของสายนำสัญญาณ
Z_L	=	ค่าอิมพีแดนซ์ที่โหลด
Γ	=	ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน
l	=	ความยาวของสายนำสัญญาณ
Z_{in}	=	อิมพีแดนซ์ขาเข้า
V_S	=	แรงดันที่แหล่งจ่าย
PTFE	=	Polytetrafluoroethylene
λ	=	ความยาวคลื่น
v_f	=	ความเร็วในการเคลื่อนที่ของสัญญาณ
v_p	=	ความเร็วแสง
f	=	ความถี่ที่จะใช้งาน
l	=	ความยาวของสายนำสัญญาณที่ใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

คลื่นวิทยุได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานกับการเร่งอนุภาคที่มีประจุแต่มีความเร็วสูงเข้าใกล้ความเร็วแสงให้มีพลังงานสูง เช่น อิเล็กตรอน โฟตรอน โปรตอน เป็นต้น โดยอาศัยส่วนของสนามไฟฟ้าของคลื่นวิทยุสำหรับการเร่งหรือเพิ่มพลังงานให้แก่อนุภาค เครื่องเร่งอนุภาคแบบซินโครตรอนก็เป็นเครื่องเร่งอนุภาคชนิดหนึ่งที่ใช้คลื่นวิทยุสำหรับเร่งอนุภาค ถ้าอนุภาคเป็นอิเล็กตรอน โดยทั่วไปจะใช้คลื่นวิทยุความถี่อยู่ในช่วง 80 – 500 เมกะเฮิร์ตซ์

สถาบันวิจัยแสงซินโครตรอน(องค์การมหาชน) เป็นสถาบันที่ให้บริการเทคนิควิเคราะห์ทางวิทยาศาสตร์สำหรับงานวิจัยขั้นสูงในสาขาวิชาต่างๆ โดยใช้แสงซินโครตรอนที่ผลิตจากเครื่องกำเนิดแสงสยาบซึ่งเป็นเครื่องเร่งอนุภาคแบบซินโครตรอนที่เร่งอนุภาคอิเล็กตรอน สำหรับเครื่องกำเนิดแสงสยาบได้ถูกออกแบบให้ใช้คลื่นวิทยุความถี่ 118 เมกะเฮิร์ตซ์สำหรับเป็นระบบเร่งหรือเพิ่มพลังงานให้แก่อิเล็กตรอน ซึ่งใช้คลื่นวิทยุที่ผลิตได้โดยใช้เครื่องขยายกำลังคลื่นวิทยุเทคโนโลยีหลอดสูญญากาศขนาด 30 กิโลวัตต์ และ 10 กิโลวัตต์ แต่ปัจจุบันเครื่องขยายกำลังที่ใช้เทคโนโลยีแบบโซลิดสเตตได้พัฒนาขึ้นมาอย่างรวดเร็ว และได้เริ่มเข้ามาแทนที่เทคโนโลยีเดิม ในปี พ.ศ. 2548 สถาบันวิจัยโซเลิล (SOLEIL) ประเทศฝรั่งเศส ตามรายงานสถานะของ Marchand (2004, 2005) เป็นแห่งแรกที่ประสบความสำเร็จในการเปลี่ยนทดแทนเครื่องขยายกำลังไปใช้เป็นแบบโซลิดสเตตโดยเป็นเครื่องขยายกำลังคลื่นวิทยุความถี่ 352 เมกะเฮิร์ตซ์ ขนาด 35 กิโลวัตต์ ในปี 2550 สถาบันวิจัยโซเลิลได้เปลี่ยนทดแทนไปใช้เครื่องขยายกำลังแบบโซลิดสเตตทั้งหมดร้อยเปอร์เซ็นต์โดยเปลี่ยนทดแทนเครื่องขยายกำลังขนาด 190 กิโลวัตต์เพิ่มอีกจำนวน 4 เครื่อง นับถึงปัจจุบันถือว่าสามารถใช้งานได้อย่างดีในเชิงคุณภาพและเสถียรภาพที่สูงกว่าเทคโนโลยีแบบเก่า นับแต่นั้นสถาบันอื่นๆ ได้ริเริ่มในการพัฒนาเครื่องขยายกำลังแบบโซลิดสเตตมาใช้งาน เช่น ที่สถาบันวิจัย SLS ประเทศสวิตเซอร์แลนด์ตามบทความของ Pedrozzi (2005) ซึ่งได้ริเริ่มโครงการพัฒนาเครื่องขยายกำลังแบบโซลิดสเตตความถี่ 500 เมกะเฮิร์ตซ์ ขนาดกำลัง 60 กิโลวัตต์ ล่าสุดพัฒนาได้ขนาด 4.5 กิโลวัตต์แล้ว สถาบันวิจัย LNL ประเทศบราซิล (Pardine, Tavares and Farias, 2001) ได้พัฒนาเครื่องขนาด 2.2 กิโลวัตต์ ความถี่ 476 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยมีเป้าหมายจะยกระดับให้ได้ขนาด 50 กิโลวัตต์ในอนาคตอันใกล้ ที่สถาบันวิจัยแสงซินโครตรอน(องค์การมหาชน) ก็เช่นเดียวกัน ได้ริเริ่มโครงการพัฒนาเครื่องขยายกำลังแบบโซลิดสเตตความถี่ 118 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยระยะแรกเมื่อปี 2553 ได้ประสบความสำเร็จ

ในการพัฒนาเครื่องขยายกำลังขนาด 2 กิโลวัตต์ และมีแผนจะพัฒนาระยะที่ 2 ให้ได้ขนาด 4 กิโลวัตต์ และมีเป้าหมายสูงสุดที่จะพัฒนาให้ได้ขนาด 30 กิโลวัตต์ในอนาคต

เครื่องขยายกำลังแบบโซลิตสเตตใช้เทคนิครวมกำลังจากวงจรขยายกำลังขนาดเล็กที่ใช้ทรานซิสเตอร์ขยายกำลังแบบมอสเฟตระดับ 100 -1000 วัตต์ โดยอาศัยตัวรวมคลื่นความถี่วิทยุกำลังสูง (Power combiner) แบบต่างๆ สำหรับรวมกำลังของแต่ละวงจรของทรานซิสเตอร์

เครื่องขยายกำลังแบบโซลิตสเตตความถี่ 118 เมกะเฮิร์ตซ์ที่ถูกพัฒนาโดยสถาบันวิจัยแสงซินโครตรอน(องค์การมหาชน)ในระยะแรกขนาด 2 กิโลวัตต์ ได้รับเทคนิคการใช้ตัวรวมคลื่นความถี่วิทยุกำลังสูงแบบหนึ่งในสี่ส่วนของความยาวคลื่นชนิดแกนร่วมตามแนวทางของสถาบันวิจัยโซลิต โดยใช้ เซอร์คูเลเตอร์ ป้องกันทรานซิสเตอร์จากคลื่นตีกลับ แต่พบว่าเซอร์คูเลเตอร์มีต้นทุนสูงที่สุดของระบบ หากสามารถสร้างเครื่องขยายกำลังที่ไม่ใช้เซอร์คูเลเตอร์จะลดต้นทุนได้ 30 - 40 เปอร์เซ็นต์ ในแนวทางการพัฒนาระยะที่ 2 สถาบันฯจึงต้องการตัวรวมคลื่นความถี่วิทยุกำลังสูงที่มีระบบป้องกันคลื่นตีกลับอันเนื่องจากอินพุตที่ไม่สมดุลกัน จึงเป็นที่มาของหัวข้อวิทยานิพนธ์นี้ โดยได้เลือกตัวรวมคลื่นความถี่วิทยุกำลังสูงแบบหนึ่งในสี่ส่วนของความยาวคลื่นและนำตัวรวมคลื่นความถี่วิทยุกำลังสูงแบบวิลคินสันมาประยุกต์เข้าด้วยกัน โดยนำมาออกแบบใหม่ใช้เป็นชนิดแกนร่วมซึ่งยึดหยุ่นในแง่ของกำลังที่รองรับมากกว่า

1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

สามารถสร้างตัวรวมคลื่นความถี่วิทยุกำลังสูงที่ความถี่ 118 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่มีประสิทธิภาพดีกว่าแบบเดิมที่ใช้แบบหนึ่งในสี่ส่วนของความยาวคลื่น

1.3 สมมติฐานของงานวิจัย

การนำตัวรวมคลื่นความถี่วิทยุกำลังสูงแบบหนึ่งในสี่ส่วนของความยาวคลื่นและตัวรวมคลื่นแบบวิลคินสันมาประยุกต์แบบแกนร่วมเพื่อให้เกิดความยืดหยุ่นในการรองรับกำลังที่สูงขึ้น สำหรับความถี่ 118 เมกะเฮิร์ตซ์

1.4 ขอบเขตงานวิจัย

- 1.4.1 งานนี้สนใจการออกแบบตัวรวมคลื่นความถี่วิทยุกำลังสูงที่ความถี่ 118 เมกะเฮิร์ตซ์
- 1.4.2 รองรับกำลังได้สูงสุดเท่าที่วัสดุของทางสถาบันฯจะรองรับได้

1.5 วิธีดำเนินการวิจัย

1.5.1 แนวทางการดำเนินงาน

- 1) สำรวจปรัทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์
- 2) ศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวกับตัวรวมคลื่นความถี่วิทยุกำลังสูงแบบวิลคินสันและแบบหนึ่งในสี่ส่วนของความยาวคลื่น
- 3) กำหนดและออกแบบตัวรวมคลื่นความถี่วิทยุกำลังสูงแบบหนึ่งในสี่ส่วนของความยาวคลื่นร่วมกับตัวต้านทานตามหลักการของวิลคินสัน
- 4) สร้างตัวรวมคลื่นความถี่วิทยุกำลังสูง
- 5) ทดสอบในห้องปฏิบัติการ

1.5.2 ระเบียบวิธีวิจัยเป็นงานวิจัยประยุกต์ ซึ่งดำเนินการตามกรอบงานดังต่อไปนี้

- 1) สำรวจปรัทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์
- 2) กำหนด ออกแบบ และสร้างตัวรวมคลื่นความถี่วิทยุกำลังสูงแล้วนำไปทดสอบ
- 3) ได้ตัวรวมคลื่นความถี่วิทยุกำลังสูงต้นแบบ

1.5.3 สถานที่ทำงานวิจัย

ห้องปฏิบัติการคลื่นวิทยุความถี่สูง อาคารสิรินธรวิซโซทัย สถาบันวิจัยแสงซินโครตรอน(องค์การมหาชน) 111 ม.6 ถ.มหาวิทยาลัย ต.สุรนารี อ.เมือง จ.นครราชสีมา 30000

1.5.4 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย

- 1) คอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล
- 2) เครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่าย (Network Analyzer)
- 3) เครื่องสร้างสัญญาณ RF (RF Generator)
- 4) ชุดวงจรรขยายกำลัง
- 5) เครื่องวัดกำลังงานของสัญญาณ (Power meter, Watt meter)
- 6) ตัวแบ่งสัญญาณเพื่อวัดกำลังงานของสัญญาณจริง (Directional Coupler)
- 7) ตัวป้องกันสัญญาณย้อนกลับ (Circulator)
- 8) กล้องวัดอุณหภูมิแบบอินฟราเรด (IR Camera)
- 9) โหลดจำลอง (Dummy Load)
- 10) เครื่องมือตัด เจาะ

1.5.5 การเก็บรวบรวมข้อมูล

- 1) เก็บรวบรวมข้อมูลจากการสำรวจปรัทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2) เก็บผลการทดสอบที่ได้จากการออกแบบและสร้างตัวรวมคลื่นความถี่วิทยุกำลังสูง

3) เก็บผลการทดสอบในห้องปฏิบัติการและนำมาวิเคราะห์ผล

1.5.6 การวิเคราะห์ข้อมูล

นำผลที่ได้จากการวัดตัวรวมคลื่นความถี่วิทยุกำลังสูงไปวิเคราะห์และสรุปผลเพื่อแสดงประสิทธิภาพของตัวรวมคลื่นความถี่วิทยุกำลังสูง

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

ได้ต้นแบบของตัวรวมคลื่นความถี่วิทยุกำลังสูงที่ความถี่ 118 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่สามารถใช้งานกับสถาบันได้

1.7 รายละเอียดวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบด้วย 5 บทและภาคผนวก

บทที่ 1 กล่าวถึง บทนำ ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ของงานวิจัย ข้อตกลงเบื้องต้น ขอบเขตงานวิจัย วิธีดำเนินการวิจัย ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ และรายละเอียดของวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีตัวรวมคลื่น แบบหนึ่งในสี่ส่วนของความยาวคลื่นและแบบวิลคินสัน

บทที่ 3 กล่าวถึงการออกแบบและสร้างตัวรวมคลื่นแบบหนึ่งในสี่ส่วนของความยาวคลื่น ร่วมกับตัวต้านทานตัวตามหลักการของวิลคินสัน

บทที่ 4 กล่าวถึงการวัดคุณสมบัติของตัวรวมคลื่นและผลการทดสอบ

บทที่ 5 กล่าวถึงการสรุปคุณสมบัติ สรุปผลการทดสอบ ปัญหาที่เกิดขึ้นและแนวทางในการแก้ไขปัญหาและแนวทางการพัฒนาในอนาคต

บทที่ 2

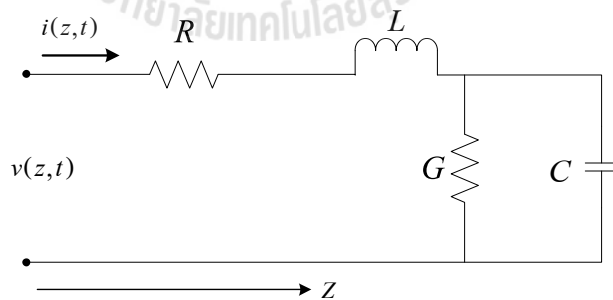
ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 กล่าวนำ

การออกแบบตัวรวมคลื่นในปัจจุบันมีเทคโนโลยีและวัสดุที่หลากหลายแตกต่างกันไป มีตั้งแต่ ท่อนำคลื่นและควิตีที่ทำจากโลหะ ไมโครสตริป และสริปไลน์ การเลือกใช้วัสดุและการออกแบบในรูปแบบต่างๆ ก็ขึ้นอยู่กับความถี่ที่ใช้งานและกำลังงานที่ต้องการ ตัวรวมคลื่นที่ผู้วิจัยได้ทำการออกแบบนั้นประกอบไปด้วยหลักการของสายนำสัญญาณ หลักการของวิลคินสัน วัสดุที่เลือกใช้เป็นสายแบบแกนร่วมที่มีความต้านทานขนาด 50 โอห์มและ 75 โอห์ม และมีโครงสร้างภายนอกทำจากอะลูมิเนียมและท่อน้ำประปาที่ทำจากทองแดง

2.2 ทฤษฎีเกี่ยวกับสายนำสัญญาณ

สายนำสัญญาณที่จะทำการวิเคราะห์นี้จะเป็นการวิเคราะห์ทางไฟฟ้าเท่านั้น โดยอาศัยแนวคิดที่ว่าสายนำสัญญาณที่ทำด้วยโลหะ 2 ชั้น เช่น สายนำสัญญาณแบบสายคู่ขนานและแบบแกนร่วม เป็นต้น จะมีค่าอินดักแตนซ์และค่าคาปาซิแตนซ์กระจายอยู่ตามแนวความยาวของสาย(บัณฑิต โรจน์อารยานนท์, 2539; Pozar, 2005; Chatim, 2005) ดังวงจรสมมูลที่แสดงในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 วงจรสมมูลของสายนำสัญญาณ

ประกอบไปด้วยค่าความต้านทาน (R) ที่ต่อแบบอนุกรมมีความยาวหนึ่งหน่วย ค่าคอนดักแตนซ์ (G) ที่ต่อขนานมีความยาวหนึ่งหน่วย ค่าความเหนี่ยวนำทางไฟฟ้า (L) ต่อแบบอนุกรมมีความ

ยาวหนึ่งหน่วย ค่าความจุทางไฟฟ้า (C) ต่อแบบขนานมีความยาวหนึ่งหน่วย ซึ่งจากกฎของ Kirchoff จะได้ความสัมพันธ์จากรูปที่ 2.1 ดังนี้

$$v(z, t) - R\Delta z i(z, t) - v(z + \Delta z, t) = 0 \quad (2.1)$$

$$i(z, t) - G\Delta z v(z + \Delta z, t) - C\Delta z \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} - i(z + \Delta z, t) = 0 \quad (2.2)$$

โดยทั่วไปจะพิจารณาว่าแหล่งกำเนิดคลื่นและคลื่นที่ส่งผ่านอยู่นั้นเป็นคลื่นรูปที่ไซน์ เพราะถึงแม้สัญญาณที่ส่งจะไม่ใช่คลื่นรูปที่ไซน์ แต่ตามกฎเกณฑ์ของผลการแปลงฟูเรียร์และการกระจายอนุกรมฟูเรียร์ของสัญญาณใดๆ จะประกอบขึ้นด้วยสเปกตรัมของคลื่นไซน์ เพราะฉะนั้นการวิเคราะห์ปัญหาโดยพิจารณาในรูปคลื่นไซน์จึงไม่สูญเสียลักษณะทั่วไปของปัญหาที่ต้องการวิเคราะห์ เมื่อวิเคราะห์ปัญหาโดยใช้หลักการดังกล่าวนี้จากสมการที่ (2.1) และ (2.2) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของเฟสเซอร์เช่นเดียวกับในทฤษฎีวงจรไฟฟ้าได้ดังนี้

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L)I(z) \quad (2.3)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C)V(z) \quad (2.4)$$

แทนค่าสมการที่ (2.4) ลงในสมการที่ (2.3) จะได้สมการของแรงดันเป็น

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} = (R + j\omega L)(G + j\omega C)V(z) \quad (2.5)$$

แทนค่าสมการที่ (2.5) ลงในสมการที่ (2.4) จะได้สมการของกระแสเป็น

$$\frac{d^2I(z)}{dz^2} = (R + j\omega L)(G + j\omega C)I(z) \quad (2.6)$$

กำหนดให้ค่าคงที่ของการส่งผ่าน $\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$ โดยที่ α คือค่าคงที่ของการลดทอนสัญญาณ มีหน่วยเป็น Nep/m (Neper/m) และ β คือค่าคงที่เฟส มีหน่วยเป็น rad/m ดังนั้นจากสมการที่ (2.5) และ (2.6) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} = \gamma^2 V(z) \quad (2.7)$$

$$\frac{d^2I(z)}{dz^2} = \gamma^2 I(z) \quad (2.8)$$

เมื่อพิจารณาแรงดันตกกระทบ V_0^+ ซึ่งเป็นแรงดันที่ส่งผ่านในทิศทาง $+z$ และแรงดัน V_0^- เป็นแรงดันของคลื่นที่มีการสะท้อนกลับที่เกิดขึ้นในทิศทาง $-z$ สามารถเขียนในรูปที่ของสมการได้ดังนี้

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \quad (2.9)$$

เช่นเดียวกับกระแสของคลื่นจรจะได้

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z} \quad (2.10)$$

แทนค่า $\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$ และสมการที่ (2.9) ลงในสมการที่ (2.4) จะได้สมการกระแสคือ

$$I(z) = \frac{\gamma}{R + j\omega L} [V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z}] \quad (2.11)$$

และจากสมการที่ (2.10) จะได้

$$I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z} = \frac{\gamma}{R + j\omega L} [V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z}] \quad (2.12)$$

ดังนั้น จะสามารถหาค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะเฉพาะของสายนำสัญญาณได้เป็น

$$Z_c = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2.13)$$

ที่ความถี่สูงจะพบว่าค่าความต้านทาน R และค่าคอนดักแตนซ์ G มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับค่า ωL และ ωC จึงสามารถตัดออกได้ คุณสมบัติของคลื่นจรในสายนำสัญญาณที่ไม่มีการสูญเสีย ($\alpha = 0$) จะได้

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.14)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\beta = j\omega\sqrt{LC} \quad ; (\alpha = 0) \quad (2.15)$$

$$\beta = \omega\sqrt{LC} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.16)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \quad (2.17)$$

จากคุณสมบัติของแรงดันและกระแสข้างต้นสามารถเขียนสมการที่ (2.9) และ (2.10) ใหม่ได้เป็น

$$V(z) = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z} \quad (2.18)$$

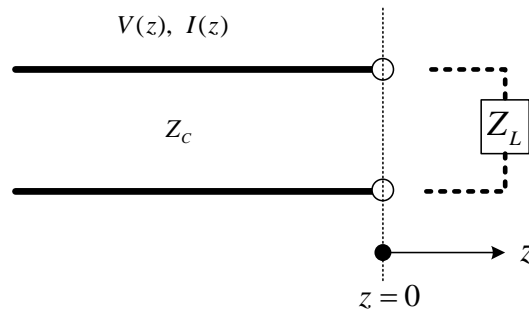
$$I(z) = I_0^+ e^{-j\beta z} + I_0^- e^{j\beta z} \quad (2.19)$$

จากความสัมพันธ์ $V_0^+ = Z_c I_0^+$ และ $V_0^- = -Z_c I_0^-$ ดังนั้นสามารถเขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_c} e^{-j\beta z} - \frac{V_0^-}{Z_c} e^{j\beta z} \quad (2.20)$$

2.2.1 สายนำสัญญาณที่ไม่มีการสูญเสีย (Lossless Transmission Line)

สายนำสัญญาณ ซึ่งต่ออยู่กับโหลดที่มีอิมพีแดนซ์เป็น Z_L (บัณฑิต โรจน์อารยา-นนท์ , 2539; Chatim, 2005) ตามวงจรดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 สายนำสัญญาณที่ไม่มีการสูญเสีย

ถ้าแรงดันที่ $V_0^+ e^{-j\beta z}$ เป็นแรงดันที่ถูกป้อนให้กับสายนำสัญญาณที่ไม่มีการสูญเสีย ที่จุดกำเนิด ($z=0$) และ Z_C คืออิมพีแดนซ์ลักษณะเฉพาะของสายนำสัญญาณที่ต่ออยู่กับโหลดที่มีค่าอิมพีแดนซ์ Z_L เงื่อนไขขอบเขตที่ปลายสายจะทำให้เกิดการสะท้อนกลับโดยมีค่าเท่ากับอัตราส่วนระหว่างแรงดันกับกระแส ดังนั้น แรงดันและกระแสรวมตลอดความยาวของสายนำสัญญาณจะประกอบไปด้วยส่วนตกกระทบและส่วนที่สะท้อนกลับ ดังสมการที่ (2.18) และสมการที่ (2.25) ดังนั้น ที่จุดกำเนิด ($z=0$) จะได้เงื่อนไขดังนี้

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-} Z_C \quad (2.21)$$

จากสมการที่ (2.27) จะได้

$$Z_L (V_0^+ - V_0^-) = Z_C (V_0^+ + V_0^-) \quad (2.22)$$

$$Z_L V_0^+ - Z_L V_0^- = Z_C V_0^+ + Z_C V_0^- \quad (2.23)$$

$$Z_L V_0^+ - Z_C V_0^+ = Z_C V_0^- + Z_L V_0^-$$

$$V_0^+ (Z_L - Z_C) = V_0^- (Z_L + Z_C) \quad (2.24)$$

ในที่สุดจะได้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน Γ ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างคลื่นสะท้อนและคลื่นตกกระทบเป็น

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{(Z_L - Z_C)}{(Z_L + Z_C)} \quad (2.25)$$

แทนค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน Γ ลงในสมการที่ (2.18), (2.19) และ (2.20)

$$V(z) = V_0^+ [e^{-j\beta z} + \Gamma e^{j\beta z}] \quad (2.26)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_C} [e^{-j\beta z} - \Gamma e^{j\beta z}] \quad (2.27)$$

$$I(z) = I_0^+ [e^{-j\beta z} - \Gamma e^{j\beta z}] \quad (2.28)$$

สำหรับกรณีที่มีความยาว ℓ ในทิศทาง $-z$ เมื่อเทียบจากจุดกำเนิด สามารถแก้สมการหาค่าอิมพีแดนซ์ขาเข้าได้ดังนี้

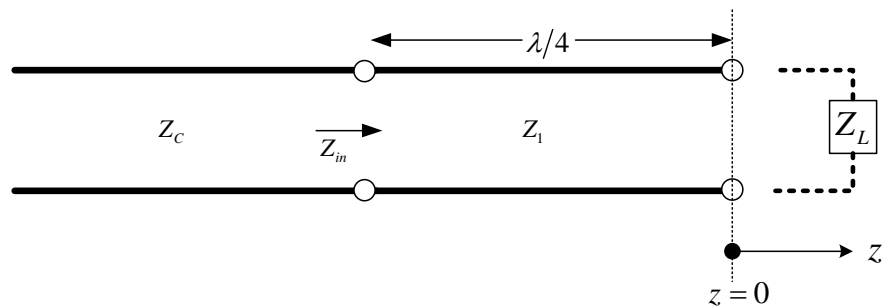
$$\begin{aligned} Z_{in} &= \frac{V(-\ell)}{I(-\ell)} \\ &= \frac{V_0^+ [e^{j\beta\ell} + \Gamma e^{-j\beta\ell}]}{V_0^+ [e^{j\beta\ell} - \Gamma e^{-j\beta\ell}]} Z_C \\ &= Z_C \frac{[e^{j\beta\ell} + \Gamma e^{-j\beta\ell}]}{[e^{j\beta\ell} - \Gamma e^{-j\beta\ell}]} \\ &= Z_C \frac{[e^{j\beta\ell} e^{-j\beta\ell} + \Gamma e^{-j\beta\ell} e^{-j\beta\ell}]}{[e^{j\beta\ell} e^{-j\beta\ell} - \Gamma e^{-j\beta\ell} e^{-j\beta\ell}]} \\ Z_{in} &= Z_C \frac{1 + \Gamma e^{-2j\beta\ell}}{1 - \Gamma e^{-2j\beta\ell}} \quad (2.29) \end{aligned}$$

แทนสมการที่ (2.25) ลงในสมการที่ (2.29) จะได้

$$\begin{aligned}
Z_{in} &= Z_C \frac{1 + \left[\frac{Z_L - Z_C}{Z_L + Z_C} \right] e^{-2j\beta\ell}}{1 - \left[\frac{Z_L - Z_C}{Z_L + Z_C} \right] e^{-2j\beta\ell}} \\
&= Z_C \frac{[Z_L + Z_C] + [Z_L - Z_C] e^{-2j\beta\ell}}{[Z_L + Z_C] - [Z_L - Z_C] e^{-2j\beta\ell}} \\
&= Z_C \frac{[Z_L + Z_C] e^{j\beta\ell} + [Z_L - Z_C] e^{-2j\beta\ell} e^{j\beta\ell}}{[Z_L + Z_C] e^{j\beta\ell} - [Z_L - Z_C] e^{-2j\beta\ell} e^{j\beta\ell}} \\
&= Z_C \frac{[Z_L + Z_C] e^{j\beta\ell} + [Z_L - Z_C] e^{-j\beta\ell}}{[Z_L + Z_C] e^{j\beta\ell} - [Z_L - Z_C] e^{-j\beta\ell}} \\
&= Z_C \frac{Z_L \cos \beta\ell + jZ_C \sin \beta\ell}{Z_C \cos \beta\ell + jZ_L \sin \beta\ell} \\
Z_{in} &= Z_C \frac{Z_L + jZ_C \tan \beta\ell}{Z_C + jZ_L \tan \beta\ell} \tag{2.30}
\end{aligned}$$

2.2.2 การแปลงสายนำสัญญาณแบบหนึ่งในสี่ส่วนความยาวคลื่น (Quarter Wave Transformer)

การแปลงสายนำสัญญาณแบบหนึ่งในสี่ส่วนของความยาวคลื่น หรือที่เรียกว่าการแปลงแบบควอเตอร์เวฟนั้นเป็นแนวทางหนึ่งที่ใช้ในการทำแมตซ์ซึ่งระหว่างค่าอิมพีแดนซ์สองค่าที่มีความแตกต่างกัน (บัณฑิต วิจารณ์ารยานนท์, 2539; Chatim, 2005) ดังแสดงในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 การแปลงแบบหนึ่งในสี่ส่วนของความยาวคลื่น

จากในรูปที่ 2.3 ประกอบไปด้วย อิมพีแดนซ์ที่แหล่งจ่ายคือ Z_C และอิมพีแดนซ์ที่โหลดคือ Z_L ส่วนที่เป็นหนึ่งในสี่ส่วนความยาวคลื่นหรือควอเตอร์เวฟนั้นมีค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะเฉพาะเป็น Z_1 ซึ่งถูกเชื่อมต่อตรงกลางระหว่าง Z_C และ Z_L เพื่อใช้ในการแมตซ์อิมพีแดนซ์โหลดกับอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย จากสมการที่ (2.31) และรูปที่ 2.3 จะได้ $Z_L = Z_L$ และ $Z_C = Z_1$ แทนค่าลงไปจะได้

$$Z_{in} = Z_1 \frac{Z_L + jZ_1 \tan \beta \ell}{Z_1 + jZ_L \tan \beta \ell} \quad (2.31)$$

เมื่อกำหนดให้ $\ell = \lambda/4$ และจากสมการที่ (2.15) $\beta = \omega\sqrt{LC} = \frac{2\pi}{\lambda}$ ดังนั้นจะได้ Z_{in} เป็น

$$\begin{aligned} Z_{in} &= Z_1 \frac{\frac{Z_L}{\tan \beta \ell} + \frac{jZ_1 \tan \beta \ell}{\tan \beta \ell}}{\frac{Z_1}{\tan \beta \ell} + \frac{jZ_L \tan \beta \ell}{\tan \beta \ell}} \\ &= Z_1 \frac{\frac{Z_L}{\tan \left[\frac{2\pi}{\lambda} \right] \left[\frac{\lambda}{4} \right]} + \frac{jZ_1 \tan \left[\frac{2\pi}{\lambda} \right] \left[\frac{\lambda}{4} \right]}{\frac{Z_1}{\tan \left[\frac{2\pi}{\lambda} \right] \left[\frac{\lambda}{4} \right]} + \frac{jZ_L \tan \left[\frac{2\pi}{\lambda} \right] \left[\frac{\lambda}{4} \right]} \\ &= Z_1 \frac{0 + Z_1}{0 + Z_L} \\ Z_{in} &= \frac{Z_1^2}{Z_L} \end{aligned} \quad (2.32)$$

ให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีค่าเท่ากับ 0 ตามสมการที่ (2.25) ดังนั้น $Z_{in} = Z_C$ ดังนั้นจะได้ว่า

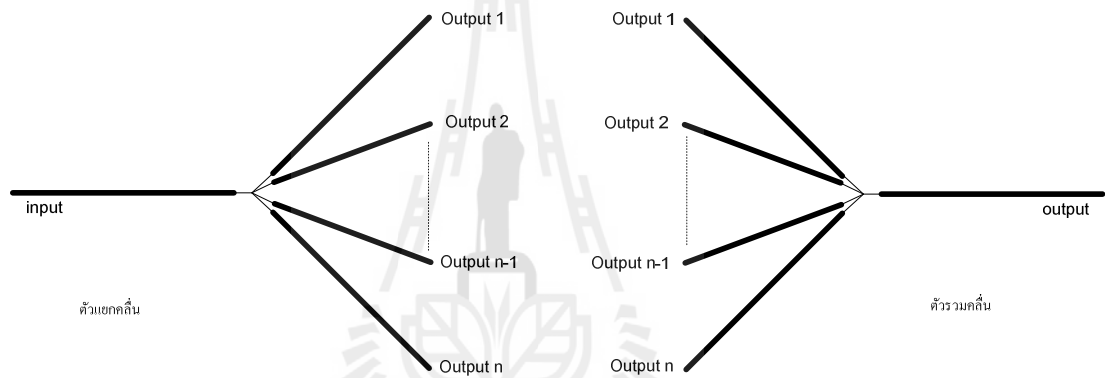
$$Z_C = \frac{Z_1^2}{Z_L} \quad (2.33)$$

หรือ

$$Z_1 = \sqrt{Z_C Z_L} \quad (2.34)$$

2.3 ตัวแยกคลื่นและตัวรวมคลื่น

โดยทั่วไปแล้วของตัวแยกคลื่นและตัวรวมคลื่นที่มีจำนวน $n+1$ พอร์ต จะประกอบไปด้วย 1 พอร์ตขาเข้า และ n พอร์ตขาออกสำหรับตัวแยกคลื่นในทางกลับกัน ตัวรวมคลื่นก็จะประกอบไปด้วย 1 พอร์ตขาออกและ n พอร์ตขาเข้า ดังแสดงในรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 แผนภาพแสดงตัวแยกคลื่นและตัวรวมคลื่นที่มีจำนวน $n+1$ พอร์ต

โดยส่วนใหญ่แล้วตัวแยกคลื่นและตัวรวมคลื่นจะเป็นแบบ 3 พอร์ตคือมีหนึ่งพอร์ตขาเข้าและสองพอร์ตขาออกสำหรับตัวแยกคลื่น ในส่วนของตัวรวมคลื่นจะมีสองพอร์ตขาเข้าและหนึ่งพอร์ตขาออก ซึ่งในหัวข้อนี้เราจะกล่าวถึงจะตัวแยกคลื่นและตัวรวมคลื่นแบบ 3 พอร์ต

2.3.1 คุณสมบัติของตัวรวมคลื่น

พฤติกรรมต่างๆ ของตัวรวมคลื่นสามารถอธิบายได้ด้วยพารามิเตอร์การกระจาย (Scattering parameter) หรือ S-parameter ซึ่งประกอบไปด้วย

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

คุณสมบัติของตัวรวมคลื่นสามารถอธิบายได้ดังนี้

ก) คุณสมบัติในการแมตซ์

ทุกๆ พอร์ตของตัวรวมคลื่นต้องมีการแมตซ์อิมพีแดนซ์กันทุกพอร์ตเพื่อลดปัญหาในการติกลับของสัญญาณ สำหรับวงจรที่มีการแมตซ์กันเป็นอย่างดี ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน $S_{ij} = 0$ โดยที่ $i = j$ นั้นหมายความว่าค่าพารามิเตอร์ของเมตริกซ์ที่อยู่ในแนวทแยงมีค่าเป็น 0 จะได้เมตริกซ์ดังสมการที่ (2.36)

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & 0 & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

ข) คุณสมบัติในการเป็นได้ทั้งตัวรวมคลื่นและตัวแยกคลื่น

หมายถึงการส่งสัญญาณระหว่าง 2 พอร์ตใดๆ มีการสูญเสียกำลังงานที่เท่าๆกัน แม้ว่าจะมีการทิศทางในการแพร่สัญญาณที่แตกต่างกัน วงจรใดๆ จะมีคุณสมบัตินี้ก็ต่อเมื่อเป็นวงจรแบบพาสซีฟและประกอบไปด้วยวัสดุชนิดเดียวกันที่มีคุณสมบัติทางไฟฟ้าเหมือนกัน โดยคุณสมบัตินี้แทนด้วยพารามิเตอร์ของเมตริกซ์คือ $S_{ij} = S_{ji}$ ซึ่งหมายความว่าเมตริกซ์ดังกล่าวมีความสมมาตรกันตามแนวทแยงจากบนซ้ายไปล่างขวาดังสมการที่ (2.37)

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{23} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

ค) มีการสูญเสียน้อยที่สุด

วงจรพาสซีฟในอุดมคติมักจะมีคุณสมบัติในการสูญเสียกำลังงานน้อยหรือไม่มี การสูญเสียเลย เช่น ไม่มีพลังงานใดเลยที่เปลี่ยนรูปเป็นความร้อน หรือแผ่ออกจากเส้นทางการแพร่ของคลื่น ซึ่งแตกต่างจากวงจรแบบแอคทีฟ ในวงจรที่มีการสูญเสียหรือไม่มี การสูญเสียเลย พลังงานขาเข้าที่พอร์ตใดๆ มีค่าเท่ากับผลรวมของพลังงานที่ออกจากพอร์ตอื่น นั่นคือ พลังงานขาเข้าเท่ากับพลังงานขาออก พลังงานสะท้อนกลับจะปรากฏที่พอร์ตขาเข้า และไม่มี การเปลี่ยนรูปพลังงานไปเป็นพลังงานแบบอื่น จากเมตริกซ์ในสมการที่ (2.35) เมื่อวงจรมีการแมตซ์กันและไม่มี การสูญเสีย พลังงาน จะได้เงื่อนไขตามสมการด้านล่าง

$$S_{12}^* S_{13} = 0 \quad (2.38)$$

$$S_{21}^* S_{23} = 0 \quad (2.39)$$

$$S_{31}^* S_{32} = 0 \quad (2.40)$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{32}|^2 = 1 \quad (2.41)$$

$$|S_{21}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \quad (2.42)$$

$$|S_{31}|^2 + |S_{32}|^2 = 1 \quad (2.43)$$

จากกรณีตัวรวมคลื่นในอุดมคติ ผลรวมยกกำลังสองของค่าในแต่แถวของเมตริกซ์มีค่าเป็น 1 แต่ในความเป็นจริงผลรวมในแต่ละแถวจะไม่ใช่ 1 แต่จะมีค่าน้อยกว่า 1 ซึ่งหมายความว่าพลังงานอาจเปลี่ยนรูปไปอยู่ในรูปอื่นโดยทั่วไปแล้วเป็นเรื่องยากที่จะทำให้ตัวรวมคลื่นที่ใช้งานจริงมีค่าเท่ากับค่าในอุดมคติ นอกจากนั้นเงื่อนไขทางอุดมคติจะทำให้ $S_{ij} \neq S_{ji}$ หมายความว่าตัวรวมคลื่นดังกล่าวจะขาดคุณสมบัติของการเป็นได้ทั้งตัวรวมคลื่นและตัวแยกคลื่น จึงสามารถสรุปได้ว่าตัวรวมคลื่นอย่างง่ายหรือตัวรวมคลื่นในอุดมคตินั้นขาดคุณสมบัติในเรื่องของการแมตซ์ การสูญเสีย และการเป็นได้ทั้งตัวรวมคลื่นและตัวแยกคลื่น (Pozar, 2005; Chang, 2005; Grebennikov, 2011; Berens, 2012)

ตัวแยกคลื่นและตัวรวมคลื่นแบบ 3 พอร์ตที่ใช้กันทั่วไปคือ แบบตัว T แบบความต้านทาน และแบบวิลคินสัน ซึ่งแต่ละแบบมีข้อดีข้อเสียดังนี้

ตารางที่ 2.1 แสดงการเปรียบเทียบของวงจร 3 พอร์ตในรูปแบบต่างๆ

รูปที่แบบของตัวแยกคลื่น/ ตัวรวมคลื่น	ข้อดี	ข้อเสีย
แบบตัว T (T-junction)	<ul style="list-style-type: none"> มีการสูญเสียน้อยมาก 	<ul style="list-style-type: none"> แต่ละพอร์ตที่ไม่แมตซ์กัน ไม่มีการแยกกันระหว่างพอร์ตขาออกแต่ละพอร์ต
แบบความต้านทาน (Resistive)	<ul style="list-style-type: none"> มีการแมตซ์กันทุกพอร์ต 	<ul style="list-style-type: none"> ไม่มีการแยกกันระหว่างพอร์ตขาออกแต่ละพอร์ต

ตารางที่ 2.1 แสดงการเปรียบเทียบของวงจร 3 พอร์ตในรูปแบบต่างๆ (ต่อ)

แบบความต้านทาน (Resistive) (ต่อ)		<ul style="list-style-type: none"> ● รองรับ กำลัง ใด้ น้อย เนื่องจากข้อจำกัดของตัวต้านทาน ● มีการสูญเสียมาก
แบบวิลคินสัน (Wilkinson)	<ul style="list-style-type: none"> ● มีการ สูญ เสีย น้อย มาก (ถ้าทุกพอร์ตแมตซ์กัน) ● มีการ แยก กัน ของ แต่ละ พอร์ต อย่าง ชัด เจน 	<ul style="list-style-type: none"> ● หากเกิดกรณีการไม่แมตซ์ เกิดขึ้น กำลังงาน จะ ติ กลับมายังตัวต้านทานที่ใช้เป็นตัวแยกแต่ละพอร์ต

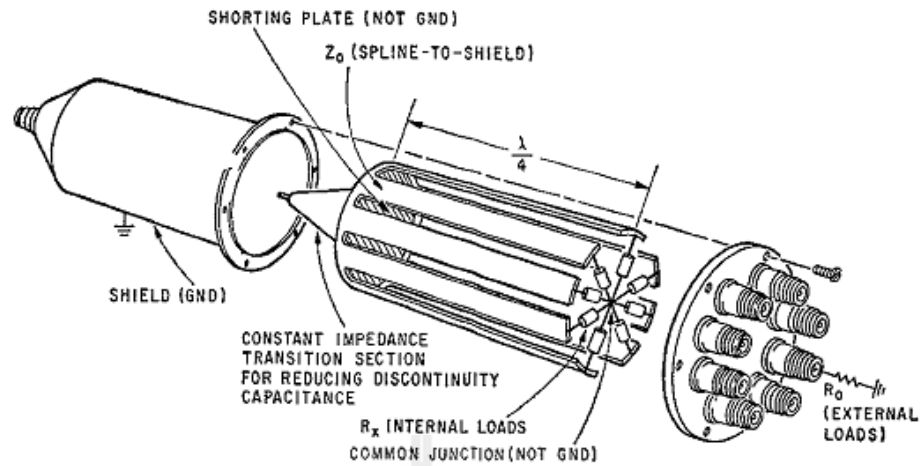
หมายเหตุ จาก “Novel Design of a Wideband Ribcage-Dipole Array and Its Feeding Networks”

โดย Daniel D. Harty, 2010

จากตารางข้างต้นจะพบว่าตัวแยกคลื่นหรือตัวรวมคลื่นแต่ละแบบต่างก็มีข้อดีและข้อเสียแตกต่างกันไปซึ่งจะพบว่า ตัวแยกคลื่นหรือตัวรวมคลื่นแบบวิลคินสันเป็นรูปที่แบบของตัวรวมคลื่นที่มีคุณสมบัติตรงกับตัวแยกคลื่นหรือตัวรวมคลื่นที่ต้องการหากทุกพอร์ตแมตซ์กันทั้งหมด คือ มีการสูญเสียน้อย ทำหน้าที่เป็นได้ทั้งตัวแยกคลื่นและตัวรวมคลื่นในตัวเดียวกัน มีการแมตซ์ซึ่งกัน

2.4 ตัวแยกคลื่นแบบวิลคินสัน

ตัวรวมคลื่นแบบวิลคินสัน ได้ถูกนำเสนอขึ้นในปี 1960 โดย E.J. Wilkinson เป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการกระจายกำลังภายใต้เงื่อนไขของเฟสและแอมพลิจูดที่เท่ากัน ดังแสดงในรูปที่ 2.5 โดยใช้ขาเข้าเป็นแบบแกนร่วมภายในเป็นโพรงจะมีตัวนำแยกออกเป็น 8 เส้นมีความยาว $\lambda/4$ และเชื่อมอยู่กับงานลัดวงจร ปลายอีกด้านของทั้ง 8 เส้นจะต่ออยู่กับตัวต้านทานทั้ง 8 ตัวเป็นวงกลมโดยขาอีกด้านของตัวต้านทานต่อรวมกันเรียกว่า common junction ส่วนอีกด้านของทั้ง 8 เส้นจะต่ออยู่กับตัวเชื่อมฝั่งขาออกทั้ง 8 พอร์ต จากการออกแบบของวิลคินสันพบว่าเส้นทั้ง 8 นั้นมีคุณสมบัติที่เหมือนกัน มีความต่างศักย์ที่เท่าๆกัน เมื่อมีการป้อนสัญญาณขาเข้าไปยังทั้ง 8 เส้นและโหลดที่มีการแมตซ์ซึ่งกัน เชื่อมต่อที่ปลายฝั่งขาออก จากแนวคิดดังกล่าวทำให้เกิดตัวแยกคลื่นที่มีการสูญเสียน้อย มีคุณสมบัติที่สามารถเป็นตัวรวมคลื่นได้ด้วย และแต่ละพอร์ตก็มีการแมตซ์ซึ่งกัน ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่ไม่พบกับตัวแยกคลื่นแบบรูปตัว T (Wilkinson, 1960; Harty, 2010)

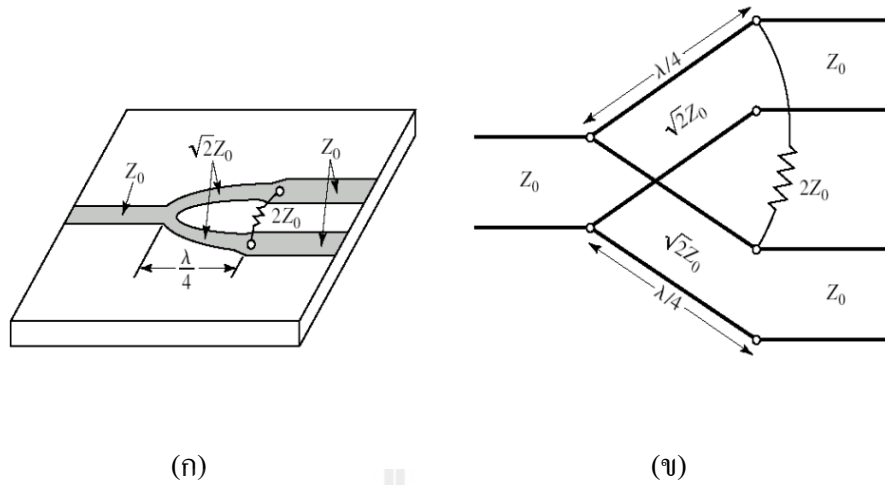


รูปที่ 2.5 ตัวแยกคลื่นที่เกิดจากการพัฒนาของวิลคินสัน (Wilkinson, 1960)

2.4.1 ทฤษฎีตัวแยกคลื่นแบบวิลคินสัน

จากที่ได้กล่าวมาในหัวข้อข้างต้น จะพบว่า ตัวแยกคลื่นแต่ละชนิดไม่สามารถมีคุณสมบัติครบตามที่ต้องการคือ มีการสูญเสียน้อย เป็นได้ทั้งตัวแยกคลื่นและตัวรวมคลื่น และมีการแมตซ์ซึ่งกันทุกพอร์ต ดังนั้น วิลคินสันจึงได้พัฒนาตัวแยกคลื่นที่มีคุณสมบัติครบทั้ง 3 ประการ โดยการใส่ตัวต้านทานแยกออกลงไประหว่างพอร์ตขาออกทั้ง 2 ข้าง การกระจายของพลังงานจะปรากฏขึ้นที่ตัวต้านทานแยก เมื่อมีสัญญาณตีกลับมาจากฝั่งขาออก ซึ่งจะไม่ส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของวงจรตัวแยกคลื่น นอกจากนี้ตัวต้านทานแยกออกยังช่วยให้เกิดการแยกออกกันอย่างสมบูรณ์ของแต่ละพอร์ตในย่านความถี่ที่ทำงาน

โดยทั่วไปแล้ว ตัวแยกคลื่นแบบวิลคินสันสามารถมีพอร์ตขาออกได้หลายพอร์ต ไม่ว่าจะเป็นจำนวนกี่หรือคู่ก็ตาม รูปแบบพื้นฐานของตัวแยกคลื่นแบบวิลคินสันจะเป็นวงจรข่ายแบบ 3 พอร์ต ที่มีการสูญเสียน้อยเมื่อพอร์ตขาออกทั้งสองพอร์ตแมตซ์กัน ก็จะมีเพียงการสูญเสียที่เกิดจากการสะท้อนกลับเท่านั้น กำลังงานขาเข้าจะถูกแยกออกเป็นสองสัญญาณหรือมากกว่าที่มีเฟสตรงกัน และมีแอมพลิจูดที่เท่ากัน โดยใช้การแปลงความต้านทานของสายนำสัญญาณที่มีความยาว $\lambda/4$ และความต้านทานลักษณะเฉพาะของสายนำสัญญาณเป็น $\sqrt{2}Z_0$ และมีตัวต้านทานแยกออกมีค่าความต้านทานเป็น $2Z_0$ (Wilkinson, 1960) ดังแสดงในรูปที่ 2.6



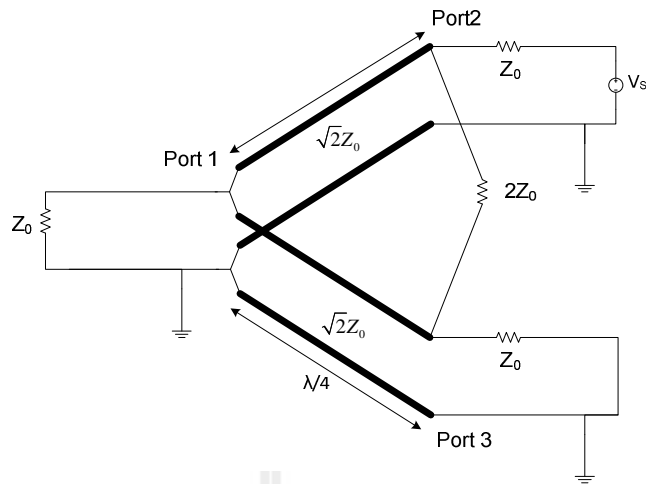
รูปที่ 2.6 ตัวแยกกำลังแบบวิลคินสัน (ก) วงจรแยกกำลังของวิลคินสันแบบสมมูลในรูปแบบของไมโครสตริป (ข) วงจรสมมูลในรูปแบบของสายนำสัญญาณ (Pozar, 2005)

จากรูปที่ 2.6 เป็นการออกแบบที่ความถี่ 0.75 GHz และมีค่า $Z_0 = 50\Omega$ และตัวต้านทานแยกขนาด $2Z_0 = 100\Omega$ และขนาดของความต้านทานของสายส่งที่มีความยาวหนึ่งในสี่ส่วนของความยาวคลื่นมีค่า $\sqrt{2}Z_0 = 70.7\Omega$ (Harty, 2010)

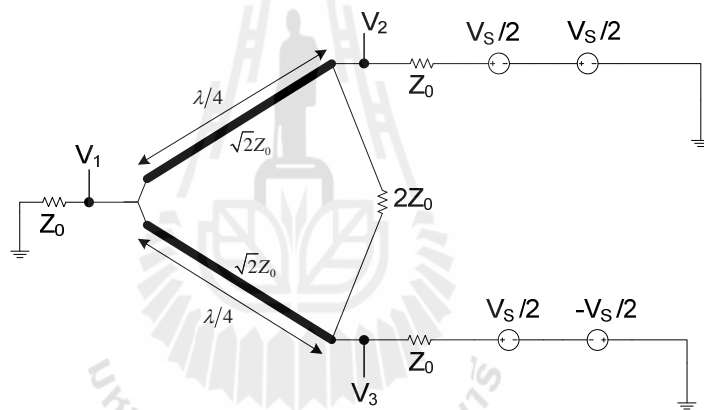
2.4.2 การวิเคราะห์แยกกำลังแบบวิลคินสันในแบบวิธีคู่และแบบวิธีคี่ (Odd and Even mode)

จากการออกแบบตัวแยกคลื่นแบบวิลคินสันและลักษณะการทำงานสามารถนำมาวิเคราะห์การทำงานโดยใช้การวิเคราะห์แบบวิธีคู่และแบบวิธีคี่ การวิเคราะห์นี้ใช้หลักการทับซ้อน (Superposition) และความสมมาตรของวงจรในการวิเคราะห์แรงดันตกกระทบและแรงดันสะท้อนกลับ

จากวงจรในรูปที่ 2.7 แหล่งจ่าย V_s ถูกแบ่งออกเป็น 2 แหล่งจ่ายที่ต่ออนุกรมกัน โดยที่แต่ละแหล่งจ่ายมีค่า $V_s/2$ ซึ่งทั้งสองแหล่งจ่ายนี้สามารถนำไปใส่ที่พอร์ตที่ 3 โดยที่แหล่งจ่ายทั้งสองมีค่า $V_s/2$ และ $-V_s/2$ ในรูปที่ 2.8 แสดงวงจรหลังจากที่ใส่แหล่งจ่ายในพอร์ตที่ 2 และ 3 V_1 , V_2 และ V_3 คือ จุดรวมของแรงดันตกกระทบและแรงดันสะท้อนกลับของแต่ละพอร์ต ซึ่งมีความจำเป็นในการพิสูจน์หาเมตริกซ์การกระจาย (Scattering Matrix) (Stiles, 2012; Berens, 2012)



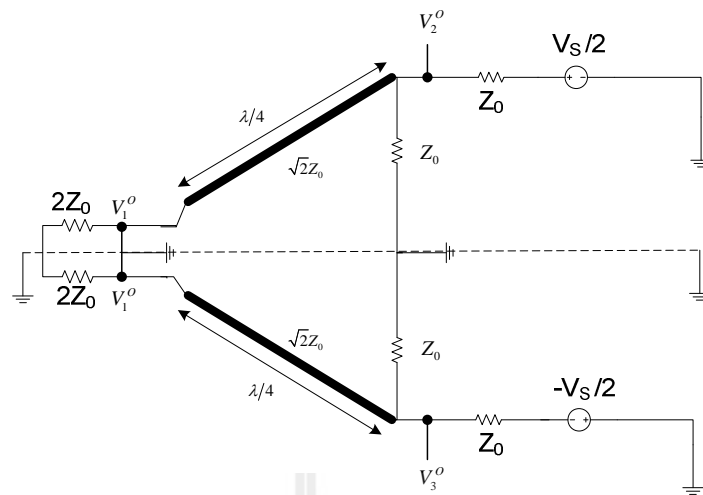
รูปที่ 2.7 ตัวแยกคลื่นแบบวิลคินสันที่มีแหล่งจ่ายอยู่ที่พอร์ตที่ 2



รูปที่ 2.8 วงจรสมมูลของตัวแยกคลื่นแบบวิลคินสันที่มีแหล่งจ่ายอยู่ที่พอร์ตที่ 2 และพอร์ตที่ 3

- **แบบวิธีคี่ (Odd Mode)**

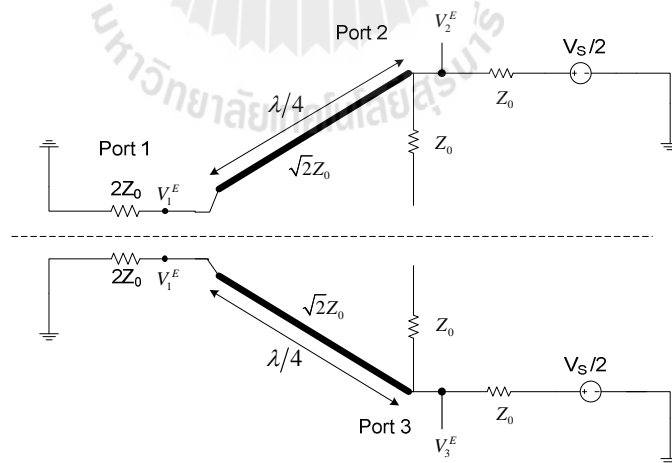
จากรูปที่ 2.8 เมื่อปิดแหล่งจ่ายไฟบวก $V_s/2$ ในแต่ละพอร์ตแล้ว จะทำให้วงจรมีความสมมาตรแบบคี่ ทำให้แหล่งจ่ายที่พอร์ตที่ 2 และ 3 มีเฟสต่างกัน 180 องศา ทำให้เกิดการหักล้างขึ้นที่ระนาบสมมาตร(ระนาบที่แบ่งวงจรออกเป็น 2 ส่วนเท่าๆกัน) ดังนั้น ระนาบดังกล่าวจะมีศักย์เป็น 0 หรือเกิดการลัดวงจรลงกราวนด์ดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 วงจรสมมูลของวิลคินสัน เมื่อเกิดการลัดวงจรที่ระนาบสมมาตร

- แบบวิธีคู่ (Even Mode)

จากวงจรในรูปที่ 2.8 เมื่อปิดแหล่งจ่ายไฟบวกที่พอร์ตที่ 2 ($V_S/2$) และปิดแหล่งจ่ายไฟลบที่พอร์ตที่ 3 ($-V_S/2$) ดังนั้นทั้งสองพอร์ตมีแหล่งจ่ายไฟบวกเท่ากัน จึงไม่มีกระแสไหลผ่านระนาบสมมาตร(ระนาบที่แบ่งวงจรออกเป็น 2 ส่วนเท่าๆกัน) ซึ่งไม่มีกระแสไหลผ่านตัวต้านทานแยกออกด้วยเช่นกัน (Z_{03}) ทำให้เกิดการเปิดวงจรขึ้นที่ระนาบสมมาตร ดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 วงจรสมมูลของวิลคินสัน เมื่อเกิดการเปิดวงจรที่ระนาบสมมาตร

กรณีที่มีการแมตซ์ซึ่งกันของความต้านทานอย่างสมบูรณ์ที่พอร์ตขาเข้า ค่า S_{11} ของพอร์ตที่ 1 = 0 การส่งผ่านจากพอร์ตที่ 1 ไปยังพอร์ตที่ 2 (S_{21}) หรือการส่งผ่านจากพอร์ตที่ 2 ไปยังพอร์ตที่ 1 (S_{12}) คือ

$$S_{21} = S_{12} = \frac{-j}{\sqrt{2}} \quad (2.44)$$

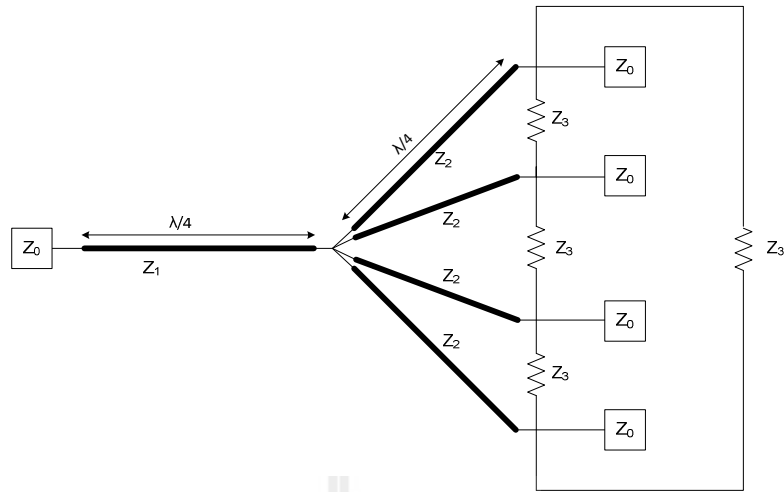
จากความสมมาตรของตัวแยกคลื่นแบบวิลคินสันทำให้การส่งผ่านจากพอร์ตที่ 1 ไปยังพอร์ตที่ 3 (S_{31}) หรือการส่งผ่านจากพอร์ตที่ 3 ไปยังพอร์ตที่ 1 (S_{13}) มีค่าเดียวกันกับ (S_{21}) และ (S_{12}) คือ

$$S_{31} = S_{13} = \frac{-j}{\sqrt{2}} \quad (2.45)$$

และเนื่องจากพอร์ตที่ 2 และพอร์ตที่ 3 มีความแมตซ์ซึ่งกันของความต้านทานทั้งในแบบวิธีคี่และแบบวิธีคู่ ดังนั้น การสะท้อนกลับของทั้งสองพอร์ตจึงเป็นศูนย์ ($S_{22} = S_{33} = 0$) การแยกกันของทั้งสองพอร์ตมีค่าเป็นศูนย์ ($S_{23} = S_{32} = 0$) เมื่อพิจารณาจากการลัดวงจรในแบบวิธีคี่และการเปิดวงจรในแบบวิธีคู่ (Amir Rudin Bin Mat Din, 2007)

2.5 ตัวรวมคลื่นแบบหนึ่งในสี่ส่วนของความยาวคลื่นที่มีตัวต้านทานแยกออก

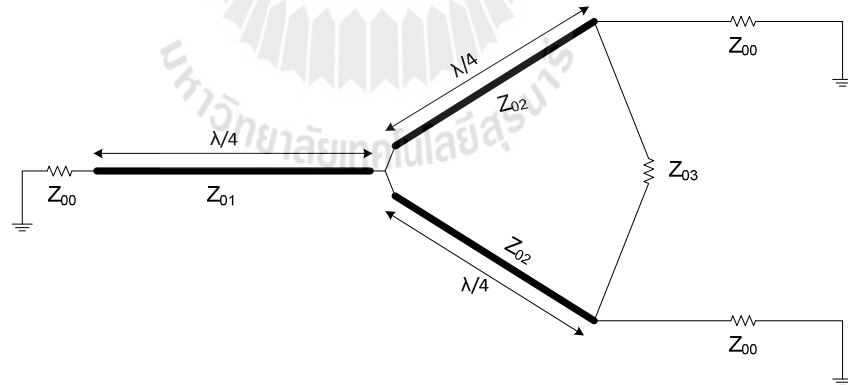
จากการศึกษาตัวแยกคลื่นทั้งในแบบสายส่งสัญญาณแบบหนึ่งในสี่ส่วนของความยาวคลื่นและแบบวิลคินสัน เมื่อนำทั้งสองรูปแบบมารวมกันโดยโครงสร้างของตัวรวมคลื่นใช้หลักการของสายนำสัญญาณที่มีความยาวหนึ่งในสี่ส่วนของความยาวคลื่นและนำต้านทานแยกออกมาใส่ระหว่างพอร์ตตามหลักการของตัวรวมคลื่นแบบวิลคินสันจะได้วงจรสมมูลตามรูปที่ 2.11 ซึ่งเป็นวงจรสมมูลของตัวรวมคลื่นที่ผู้วิจัยทำการวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ซึ่งประกอบไปด้วยพอร์ตขาเข้า 4 พอร์ต และพอร์ตขาออกอีก 1 พอร์ต โดยแบ่งการวิเคราะห์ออกเป็น 2 แบบวิธีด้วยกันตามหลักการของวิลคินสัน คือ แบบวิธีคี่และแบบวิธีคู่ และมีการวิเคราะห์เปรียบเทียบกับกรณีของตัวรวมคลื่นที่ไม่ใส่ตัวต้านทานแยกออกตามหลักการของวิลคินสัน



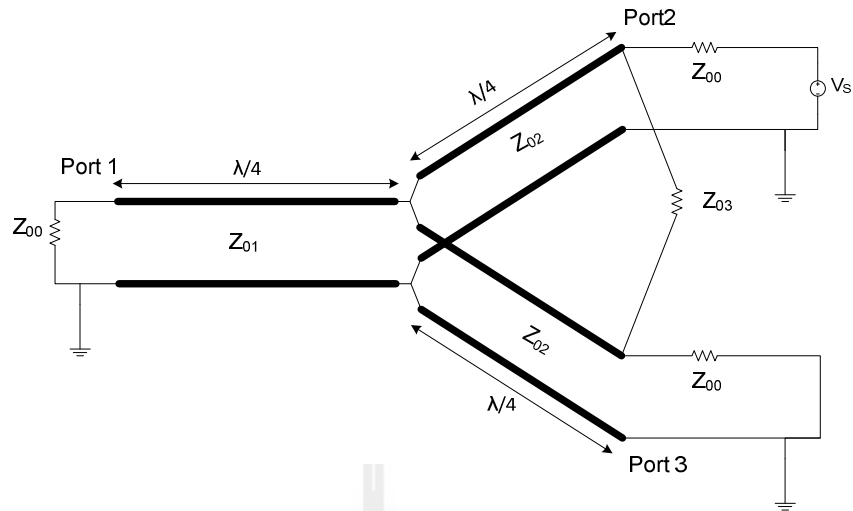
รูปที่ 2.11 วงจรสมมูลของตัวรวมคลื่นแบบหนึ่งในส่วนของความยาวคลื่นที่ใส่ตัวต้านทานแยก
ออกตามหลักการของวิลคินสัน

- วิเคราะห์แบบ 2 พอร์ตอินพุต

จากรูปที่ 2.11 สามารถนำมาวิเคราะห์ด้วยหลักการของวิลคินสัน โดยแบ่งเป็น 2 แบบวิธี คือ
แบบวิธีคี่และแบบวิธีคู่ได้ดังนี้

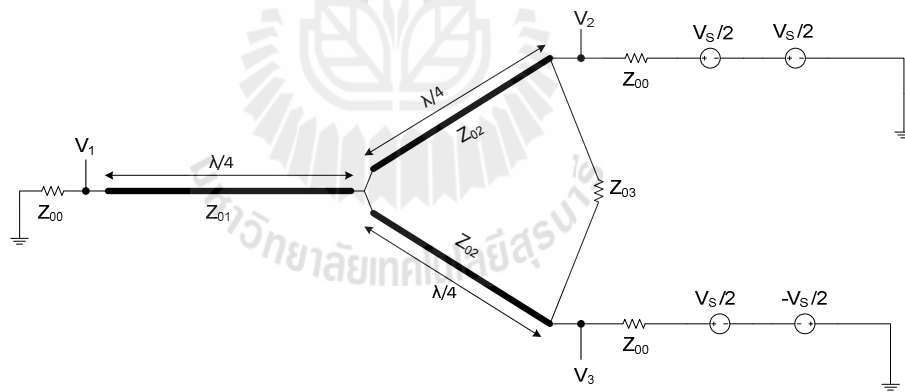


รูปที่ 2.12 แสดงวงจรสมมูลตามแบบวิลคินสัน



รูปที่ 2.13 วงจรสมมูลที่มีแหล่งจ่ายอยู่ที่พอร์ตที่ 2

แหล่งจ่ายที่พอร์ตที่ 2 สามารถแยกเป็น 2 แหล่งจ่าย โดยแต่ละแหล่งจ่ายมีค่าเท่ากับ $V_s/2$ และเพิ่มแหล่งจ่ายไปยังพอร์ตที่ 3 โดยแต่ละแหล่งจ่ายมีค่ากับ $V_s/2$ และ $-V_s/2$

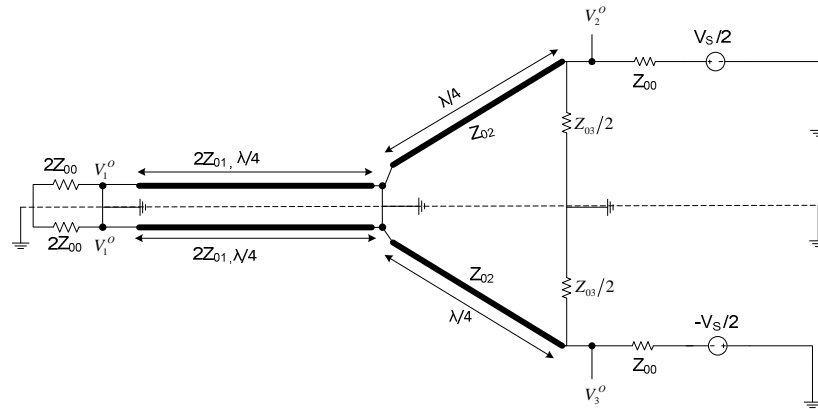


รูปที่ 2.14 แสดงวงจรที่มีแหล่งจ่ายที่เท่ากันที่เท่ากันทั้งพอร์ตที่ 2 และพอร์ตที่ 3

วิเคราะห์เป็น 2 แบบ คือ แบบวิธีคี่และแบบวิธีคู่ (Odd and Even mode)

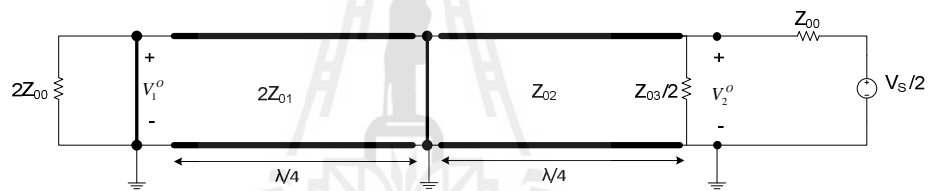
- วิเคราะห์แบบวิธีคี่ (Odd mode)

จากรูปที่ 2.14 เมื่อปิดแหล่งจ่าย $V_s/2$ ของทั้ง 2 พอร์ต วงจรนี้จะสมมาตรแบบคี่ จึงทำให้แหล่งจ่ายที่เหลือของทั้ง 2 พอร์ตที่มีมุมเฟสกลับกัน 180 องศา (Wenzel et al., 2006; Berens, 2012)

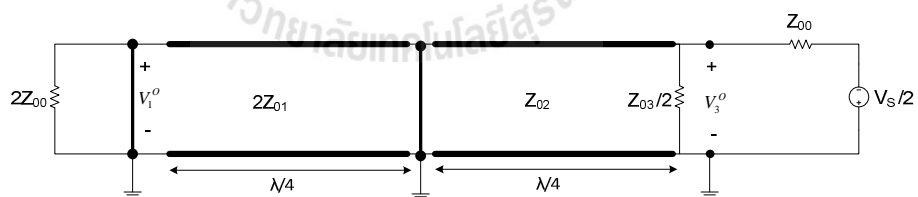


รูปที่ 2.15 วงจรสมมูลแบบวิธีคี่ (Odd Mode) ที่มีกราวด์เสมือน

จากวงจรในรูปที่ 2.15 สามารถแยกเป็น 2 ส่วนได้ทั้งส่วนบนและส่วนล่างดังนี้



รูปที่ 2.16 ส่วนบนของวงจรแบบวิธีคี่ (Odd Mode)



รูปที่ 2.17 ส่วนล่างของวงจรแบบวิธีคี่ (Odd Mode)

จากรูปที่ 2.16 และ 2.17 เนื่องจากโหลดต่อขนานกับส่วนที่เป็นการลัดวงจรจึงทำให้มีกระแสไหลผ่านส่วนที่เกิดการลัดวงจร โดยไม่ผ่านไปยังส่วนที่มีค่าความต้านทานเท่ากับ $2Z_0$ ดังนั้น แรงดันที่ตกคร่อม V_1^o มีค่าเท่ากับ 0 (Stiles, 2012) และค่าความต้านทานฝั่งขาเข้าของส่วนที่เกิดการลัดวงจรและส่วนที่เป็นสายส่งแบบหนึ่งในส่วนของความยาวคลื่นจะหาได้จากสมการ

$$Z_{in} = Z_C \frac{Z_L + jZ_C \tan \beta \ell}{Z_C + jZ_L \tan \beta \ell} \quad (2.46)$$

โดยที่ในกรณีนี้ (Chang, 1983)

Z_L คือ ความต้านทานโหลด (เนื่องจากโหลดเป็นส่วนการลัดวงจร $Z_L = 0$)

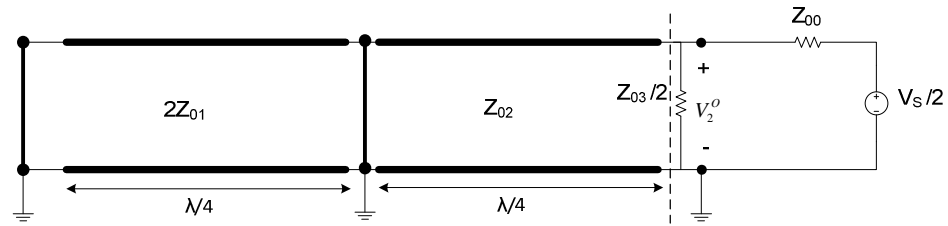
Z_C คือ ความต้านทานลักษณะเฉพาะของสายส่ง

$$\beta = 2\pi/\lambda$$

จากสมการที่ (2.46) กรณีที่เป็นสายส่งแบบหนึ่งในสี่ส่วนของความยาวคลื่น คือ มีความยาว $\ell = \lambda/4$ เมื่อแทนค่าลงในสมการที่ (2.46) จะได้

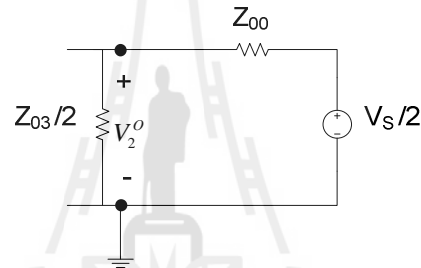
$$\begin{aligned} Z_{in} &= Z_C \frac{Z_L + jZ_C \tan \beta \ell}{Z_C + jZ_L \tan \beta \ell} \\ &= Z_C \frac{Z_L + jZ_C \tan(2\pi/\lambda)(\lambda/4)}{Z_C + jZ_L \tan(2\pi/\lambda)(\lambda/4)} \\ &= Z_C \frac{Z_L + jZ_C \infty}{Z_C + jZ_L \infty} \\ &= Z_C \left(\frac{Z_C}{Z_L} \right) \\ Z_{in} &= \frac{Z_C^2}{Z_L} \end{aligned} \quad (2.47)$$

แยกคิดทีละส่วน ดังนั้น จากรูปที่ 2.16 สามารถวาดวงจรใหม่ได้เป็น



รูปที่ 2.18 จากวงจรในส่วนบนเมื่อนำมาเขียนใหม่ในแบบวิธีคี่ (Odd Mode)

จากรูปที่ 2.18 พิจารณาในส่วนของสายที่มีความยาวเป็นหนึ่งในสี่ส่วนของความยาวคลื่น เนื่องจากเป็นโหมดแบบคี่วงจรที่ปลายสายจึงแปลงเป็นวงจรเปิดที่ปลายอีกด้านหนึ่งตามรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 การยุบวงจรจากรูปที่ 2.18

หาค่าแรงดัน V_2^o ได้จากการแบ่งแรงดัน จะได้ว่า

$$V_2^o = \left(\frac{\frac{Z_{03}}{2}}{Z_{00} + \frac{Z_{03}}{2}} \right) \left(\frac{V_s}{2} \right) = \frac{Z_{03}}{2Z_{00} + Z_{03}} \left(\frac{V_s}{2} \right) \quad (2.48)$$

หาค่าแรงดัน V_3^o ได้จากการแบ่งแรงดัน จะได้ว่า

$$V_3^o = \left(\frac{\frac{Z_{03}}{2}}{Z_{00} + \frac{Z_{03}}{2}} \right) \left(-\frac{V_s}{2} \right) = \frac{Z_{03}}{2Z_{00} + Z_{03}} \left(-\frac{V_s}{2} \right) \quad (2.49)$$

ดังนั้นจะได้แรงดันทั้ง 3 ส่วนมีค่าดังต่อไปนี้

$$V_1^O = 0$$

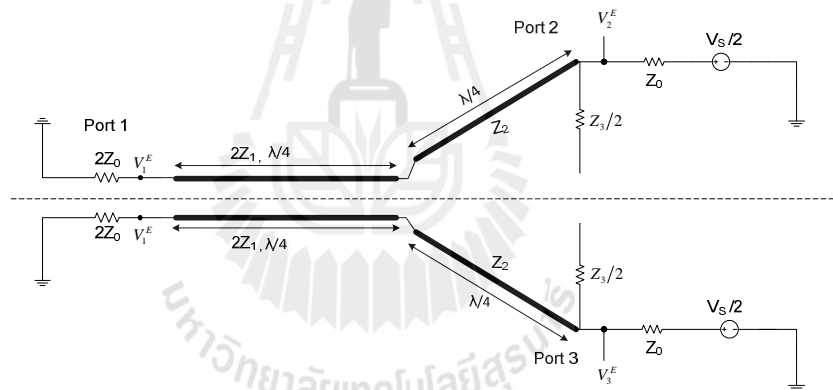
$$V_2^O = \frac{Z_{03}}{2Z_{00} + Z_{03}} \left(\frac{V_s}{2} \right)$$

$$V_3^O = \frac{Z_{03}}{2Z_{00} + Z_{03}} \left(-\frac{V_s}{2} \right)$$

(2.50)

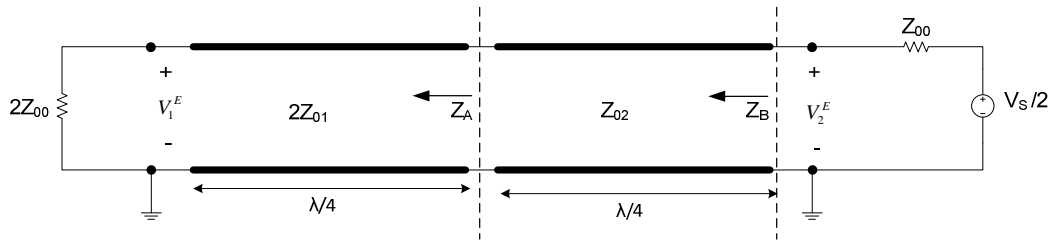
- วิเคราะห์แบบแบบวิธีคู่ (Even mode)

จากวงจรในรูปที่ 2.14 แหล่งจ่ายไฟบวกที่พอร์ตที่ 2 และแหล่งจ่ายไฟลบที่พอร์ตที่ 3 ถูกปิด ทำให้ทั้งพอร์ตที่ 2 และ พอร์ตที่ 3 เหลือแหล่งจ่ายที่เป็นไฟบวกทั้ง 2 พอร์ต เนื่องจากเป็นความสมมูลของแรงดันของทั้ง 2 พอร์ต จึงไม่มีกระแสไหลไปยังระนาบที่สมมาตร ซึ่งสามารถแบ่งวงจรในรูปที่ 2.14 เป็น 2 ส่วนได้ดังรูปที่ 2.20 (Stiles, 2012; Berens, 2012)

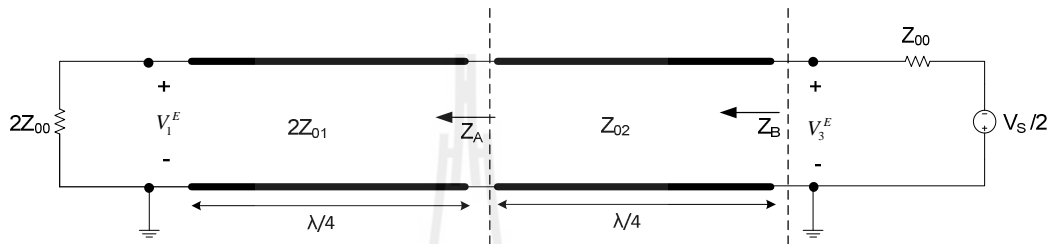


รูปที่ 2.20 วงจรสมมูลแบบวิธีคู่ (Even Mode)

จากรูปที่ 2.20 สามารถนำมาเขียนใหม่โดยแบ่งเป็นส่วนบนและส่วนล่างเช่นเดียวกับในแบบวิธีคู่ แต่จะสังเกตว่าตัวต้านทานที่ต่อระหว่างพอร์ตที่ 2 และพอร์ตที่ 3 นั้นไม่ได้เชื่อมต่อกับกราวนด์แต่อย่างใด ดังนั้นสามารถเขียนวงจรใหม่ได้เป็น



รูปที่ 2.21 วงจรสมมูลส่วนบนแบบวิธีคู่ (Even Mode)

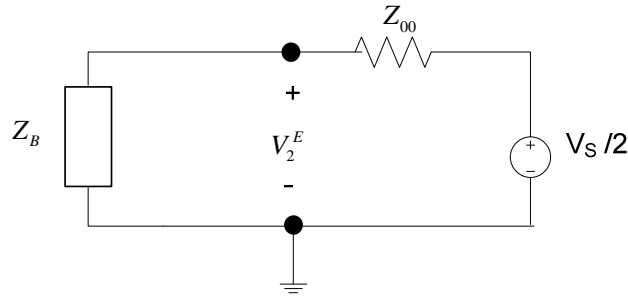


รูปที่ 2.22 วงจรสมมูลส่วนล่างแบบวิธีคู่ (Even Mode)

จากวงจรในรูปที่ 2.21 และ 2.22 จะพบว่าสายนำสัญญาณมีการแปลงแบบหนึ่งในสี่ ส่วนของความยาวคลื่นถึง 2 ครั้ง จะได้ค่า $Z_A = \frac{(2Z_{01})^2}{2Z_{00}}$ และ $Z_B = \frac{(Z_{02})^2}{Z_A}$ (บัณฑิต โรจน์-อารยานนท์, 2539) โดยที่ $Z_L = 2Z_{00}$ ดังนั้น $Z_{in} = Z_B$ จะได้ว่า

$$Z_B = \frac{Z_{02}^2}{Z_A} = \frac{Z_{02}^2}{(2Z_{01})^2} 2Z_{00} = \frac{Z_{00} Z_{02}^2}{2Z_{01}^2} \tag{2.51}$$

ดังนั้นจะสามารถเขียนวงจรใหม่ได้เป็น



รูปที่ 2.23 วงจรส่วนบนเมื่อมีการนำมาเขียนใหม่ในแบบวิธีคู่ (Even Mode)

หาค่าแรงดัน V_2^E ได้จากการแบ่งแรงดัน จะได้ว่า

$$V_2^E = \left(\frac{Z_B}{Z_{00} + Z_B} \right) \left(\frac{V_s}{2} \right) = \frac{Z_{00} Z_{02}^2}{2Z_{00} Z_{01}^2 + Z_{00} Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) = \frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) \quad (2.52)$$

หาค่าแรงดัน V_3^E ได้จากการแบ่งแรงดัน จะได้ว่า

$$V_3^E = \left(\frac{Z_B}{Z_{00} + Z_B} \right) \left(\frac{V_s}{2} \right) = \frac{Z_{00} Z_{02}^2}{2Z_{00} Z_{01}^2 + Z_{00} Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) = \frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) \quad (2.53)$$

ต่อไปเป็นการหาค่าแรงดัน V_1^E ซึ่งจากรูปที่ 2.21 และ 2.22 จะเห็นว่าแรงดัน V_1^E คือแรงดันที่ตกคร่อมโหลด $2Z_0$ ซึ่งหาได้จากสมการ

$$V(z') = I_L (Z_L \cos \beta z' + Z_C j \sin \beta z') \quad (2.54)$$

แรงดันที่ตำแหน่ง z' ใดๆ สามารถหาได้จากกระแสที่ไหลผ่านโหลด (I_L) ความต้านทานโหลด (Z_L) และความต้านทานลักษณะเฉพาะ (Z_C) โดยที่ระยะ z' คือระยะจากโหลดถึงจุดที่ต้องการวัดแรงดัน (Stiles, 2012; Berens, 2012) หากต้องการหาแรงดันที่ตกคร่อมโหลดระยะ $z'=0$, $\beta = 2\pi/\lambda$ ซึ่งกระแส I_L หาได้จากแรงดัน $V_2^E = \frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)$ เมื่อระยะ $z' = \lambda/2$ โดยที่ $Z_L = 2Z_{00}$ และ $Z_C = Z_B$ ดังนั้น $V(z') = V(z' = \lambda/2) = V_2^E = \frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)$ จากสมการที่ (2.54) จะได้

$$\begin{aligned}
I_L &= \frac{V(z')}{(Z_L \cos \beta z' + Z_C j \sin \beta z')} \\
&= \frac{\frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)}{2Z_{00} \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\left(\frac{\lambda}{2}\right) + Z_B j \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\left(\frac{\lambda}{2}\right)} \\
&= \frac{\frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)}{2Z_{00} \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\left(\frac{\lambda}{2}\right)} \\
&= -\frac{\frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)}{2Z_{00}} \\
I_L &= -\frac{Z_{02}^2}{2Z_{00} (2Z_{01}^2 + Z_{02}^2)} \left(\frac{V_s}{2} \right) \tag{2.55}
\end{aligned}$$

ดังนั้นแรงดัน V_1^E ที่ตกคร่อมโหลด $2Z_{00}$ จะหาได้จาก

$$\begin{aligned}
V_1^E &= V(z' = 0) \\
&= I_L (Z_L \cos \beta z' + Z_C j \sin \beta z') \\
&= -\frac{Z_{02}^2}{2Z_{00} (2Z_{01}^2 + Z_{02}^2)} \left(\frac{V_s}{2} \right) \left[2Z_{00} \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)(0) + Z_B j \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)(0) \right] \\
&= -\frac{Z_{02}^2}{2Z_{00} (2Z_{01}^2 + Z_{02}^2)} \left(\frac{V_s}{2} \right) [2Z_{00}] \\
V_1^E &= -\frac{Z_{02}^2}{(2Z_{01}^2 + Z_{02}^2)} \left(\frac{V_s}{2} \right) \tag{2.56}
\end{aligned}$$

ดังนั้นแรงดันในแบบวิธีคู่สามารถสรุปได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 V_1^E &= -\frac{Z_{02}^2}{(2Z_{01}^2 + Z_{02}^2)} \left(\frac{V_s}{2} \right) \\
 V_2^E &= \frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) \\
 V_3^E &= \frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)
 \end{aligned}
 \tag{2.57}$$

จะได้แรงดันรวมได้ดังนี้

ตารางที่ 2.2 แสดงค่าแรงดันรวมของสองแบบวิธี

แรงดัน พอร์ต์ที่	ค่าแรงดัน (E+O)	แรงดันรวม
1	$-\frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) + 0$	$-\frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)$
2	$\frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) + \frac{Z_{03}}{2Z_{00} + Z_{03}} \left(\frac{V_s}{2} \right)$	$\left(\frac{2Z_{03}Z_{01}^2 + (2Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2}{(2Z_{00} + Z_{03})(2Z_{01}^2 + Z_{02}^2)} \right) \left(\frac{V_s}{2} \right)$
3	$\frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) - \frac{Z_{03}}{2Z_{00} + Z_{03}} \left(\frac{V_s}{2} \right)$	$\left(\frac{-2Z_{03}Z_{01}^2 + 2Z_{00}Z_{02}^2}{(2Z_{00} + Z_{03})(2Z_{01}^2 + Z_{02}^2)} \right) \left(\frac{V_s}{2} \right)$

จากรูปที่ 2.13 พบว่า แรงดันตกกระทบ (V^+) มีค่าเป็น 0 ทั้งพอร์ต์ที่ 1 และพอร์ต์ที่ 3 และเช่นเดียวกันกับแหล่งจ่ายที่พอร์ต์ที่ 2 ที่เข้ากันได้ของความต้านทานทำให้แรงดันสะท้อนกลับ (V^-) มีค่าเป็น 0

ตารางที่ 2.3 แสดงค่าแรงดันตกกระทบและแรงดันสะท้อนกลับ

แรงดัน พอร์ต์ที่	แรงดันตกกระทบ (V^+)	แรงดันสะท้อนกลับ (V^-)
1	0	$-\frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)$
2	$\left(\frac{2Z_{03}Z_{01}^2 + (2Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2}{(2Z_{00} + Z_{03})(2Z_{01}^2 + Z_{02}^2)} \right) \left(\frac{V_s}{2} \right)$	0

ตารางที่ 2.3 แสดงค่าแรงดันตกกระทบและแรงดันสะท้อนกลับ (ต่อ)

3	0	$\left(\frac{-2Z_{03}Z_{01}^2 + 2Z_{00}Z_{02}^2}{(2Z_{00} + Z_{03})(2Z_{01}^2 + Z_{02}^2)} \right) \left(\frac{V_s}{2} \right)$
---	---	---

จากข้อมูลที่มีสามารถนำมาหาเมตริกซ์การกระจายในคอลัมน์ที่ 2 ได้ โดยคำนวณจาก

$$S_{12} = \frac{V_1^-}{V_2^+} = \frac{-\frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)}{\left(\frac{2Z_{03}Z_{01}^2 + (2Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2}{(2Z_{00} + Z_{03})(2Z_{01}^2 + Z_{02}^2)} \right) \left(\frac{V_s}{2} \right)}$$

$$= -\frac{(2Z_{00} + Z_{03})Z_{02}^2}{2Z_{03}Z_{01}^2 + (2Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} \quad (2.58)$$

$$S_{22} = \frac{V_2^-}{V_2^+} = 0 \quad (2.59)$$

$$S_{32} = \frac{V_3^-}{V_2^+} = \frac{\left(\frac{-2Z_{03}Z_{01}^2 + 2Z_{00}Z_{02}^2}{(2Z_{00} + Z_{03})(2Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2)} \right) \left(\frac{V_s}{2} \right)}{\left(\frac{2Z_{03}Z_{01}^2 + (2Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2}{(2Z_{00} + Z_{03})(2Z_{01}^2 + Z_{02}^2)} \right) \left(\frac{V_s}{2} \right)}$$

$$S_{32} = -\frac{2Z_{03}Z_{01}^2 + 2Z_{00}Z_{02}^2}{2Z_{03}Z_{01}^2 + (2Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} \quad (2.60)$$

จากการแบ่งวงจรแบบสมมาตรทำให้สามารถหาค่าเมตริกซ์การกระจายในแถวที่ 3 ของเมตริกซ์ได้ดังนี้โดยที่

$$S_{12} = S_{13} \quad (2.61)$$

$$S_{22} = S_{33} \quad (2.62)$$

$$S_{32} = S_{23} \quad (2.63)$$

กรณีที่มีแหล่งจ่ายที่แมตซ์กันมาต่อที่พอร์ตที่ 1 และมีการปิดแหล่งจ่ายที่พอร์ตที่ 2 และพอร์ตที่ 3 ที่เข้ากันจะทำให้

$$S_{21} = S_{12} \quad (2.64)$$

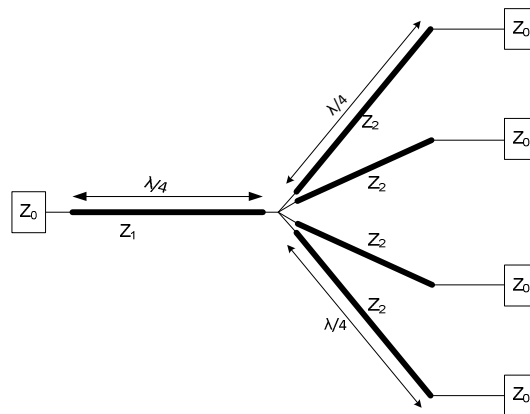
$$S_{31} = S_{13} \quad (2.65)$$

ซึ่งเป็นไปตามความสมมาตรกันตามแบบของวิลคินสัน ดังนั้น ถ้าใส่แหล่งจ่ายที่พอร์ตที่ 1 จะทำให้ $S_{11} = 0$ (Stiles, 2012; Berens, 2012) ดังนั้นจะได้ เมตริกซ์การกระจายสำหรับตัวรวมคลื่นรูปแบบดังกล่าวดังนี้

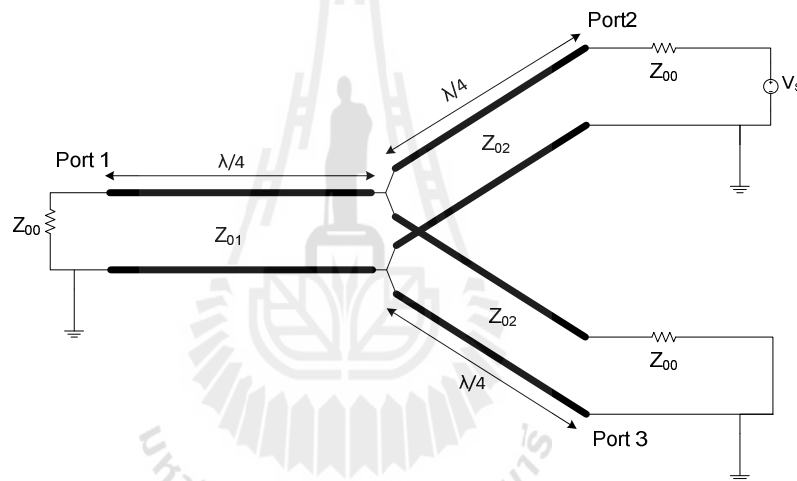
$$S = \begin{bmatrix} 0 & \frac{(2Z_{00} + Z_{03})Z_{02}^2}{2Z_{03}Z_{01}^2 + (2Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} & -\frac{(2Z_{00} + Z_{03})Z_{02}^2}{2Z_{03}Z_{01}^2 + (2Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} \\ -\frac{(2Z_{00} + Z_{03})Z_{02}^2}{2Z_{03}Z_{01}^2 + (2Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} & 0 & -\frac{2Z_{03}Z_{01}^2 + 2Z_{00}Z_{02}^2}{2Z_{03}Z_{01}^2 + (2Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} \\ -\frac{(2Z_{00} + Z_{03})Z_{02}^2}{2Z_{03}Z_{01}^2 + (2Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} & \frac{2Z_{03}Z_{01}^2 + 2Z_{00}Z_{02}^2}{2Z_{03}Z_{01}^2 + (2Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

$$S = \frac{1}{2Z_{03}Z_{01}^2 + (2Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} \begin{bmatrix} 0 & -(2Z_{00} + Z_{03})Z_{02}^2 & -(2Z_{00} + Z_{03})Z_{02}^2 \\ -(2Z_{00} + Z_{03})Z_{02}^2 & 0 & -2Z_{03}Z_{01}^2 + 2Z_{00}Z_{02}^2 \\ -(2Z_{00} + Z_{03})Z_{02}^2 & -2Z_{03}Z_{01}^2 + 2Z_{00}Z_{02}^2 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.67)$$

เมื่อเปรียบเทียบกับกรณีที่ไม่มีการใส่ตัวต้านทานแยกออกตามหลักการของวิลคินสัน



รูปที่ 2.24 วงจรสมมูลของตัวรวมคลื่นที่ไม่ใส่ตัวต้านทานแยกออกตามหลักการของวิลคินสัน



รูปที่ 2.25 วงจรสมมูลแบบสองทางของตัวรวมคลื่นที่ไม่ใส่ตัวต้านทานแยกออกตามหลักการของวิลคินสัน

ทำการวิเคราะห์ในรูปแบบเดียวกับการวิเคราะห์ตัวรวมคลื่นที่มีตัวต้านทาน ดังนั้นในการวิเคราะห์แบบเบบวิธีนี้จะได้อำของแรงดันเป็น

$$\left. \begin{aligned} V_1^O &= 0 \\ V_2^O &= \left(\frac{V_s}{2} \right) \\ V_3^O &= \left(-\frac{V_s}{2} \right) \end{aligned} \right\} (2.68)$$

และจะได้ค่าของแรงดันในแบบวิธีคู่เป็น

$$\left. \begin{aligned} V_1^E &= -\frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) \\ V_2^E &= \frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) \\ V_3^E &= \frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) \end{aligned} \right\} (2.69)$$

จะได้แรงดันรวมได้ดังนี้

ตารางที่ 2.4 แสดงค่าแรงดันรวมของสองแบบวิธี

แรงดัน พอร์ตที่	ค่าแรงดัน(E+O)	แรงดันรวม
1	$-\frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) + 0$	$-\frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)$
2	$\frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) + \left(\frac{V_s}{2} \right)$	$\frac{2Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)$
3	$\frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) - \left(\frac{V_s}{2} \right)$	$-\frac{2Z_{01}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)$

จากรูปที่ 2.25 พบว่า แรงดันตกกระทบ (V^+) มีค่าเป็น 0 ทั้งพอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 3 และเช่นเดียวกันกับแหล่งจ่ายที่พอร์ตที่ 2 ที่เมตซ์กันทำให้แรงดันสะท้อนกลับ (V^-) มีค่าเป็น 0

ตารางที่ 2.5 แสดงค่าแรงดันตกกระทบและแรงดันสะท้อนกลับ

แรงดัน พอร์ตที่	แรงดันตกกระทบ (V^+)	แรงดันสะท้อนกลับ (V^-)
1	0	$-\frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)$
2	$\frac{2Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)$	0
3	0	$-\frac{2Z_{01}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)$

จากข้อมูลที่สามารถนำมาหาค่าเมตริกซ์การกระจาย ในแถวที่ 2 ได้ โดยคำนวณจาก

$$S_{12} = \frac{V_1^-}{V_2^+} = \frac{-\frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)}{\frac{2Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)} = -\frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} \quad (2.70)$$

$$S_{22} = \frac{V_2^-}{V_2^+} = 0 \quad (2.71)$$

$$S_{32} = \frac{V_3^-}{V_2^+} = \frac{-\frac{2Z_{01}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)}{\frac{2Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)} = \frac{-2Z_{01}^2}{2Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} \quad (2.72)$$

จากการแบ่งวงจรแบบสมมาตรทำให้สามารถหาค่าเมตริกซ์การกระจายในแถวที่ 3 ของเมตริกซ์ได้ตามสมการที่ (2.61-2.63) กรณีที่มีแหล่งจ่ายที่มีค่าความต้านทานที่เข้ากันได้มาต่อที่พอร์ตที่ 1 และมีการปิดพอร์ตที่ 2 และ พอร์ตที่ 3 ด้วยค่าความต้านทานที่แมตซ์กัน ดังนั้นค่าของเมตริกซ์การกระจายที่เหลือเป็นไปตามสมการที่ (2.64 -2.65) ซึ่งเป็นไปตามความสมมาตรกันตามแบบของวิลคินสัน ดังนั้น ถ้าใส่แหล่งจ่ายที่พอร์ตที่ 1 จะทำให้ $S_{11} = 0$ และจะได้เมตริกซ์การกระจายสำหรับตัวรวมคลื่นดังนี้

$$S = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} & -\frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} \\ -\frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} & 0 & -\frac{2Z_{01}^2}{2Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} \\ -\frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} & -\frac{2Z_{01}^2}{2Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.73)$$

$$S = \frac{1}{2Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} \begin{bmatrix} 0 & -Z_{02}^2 & Z_{02}^2 \\ -Z_{02}^2 & 0 & -2Z_{01}^2 \\ -Z_{02}^2 & -2Z_{01}^2 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.74)$$

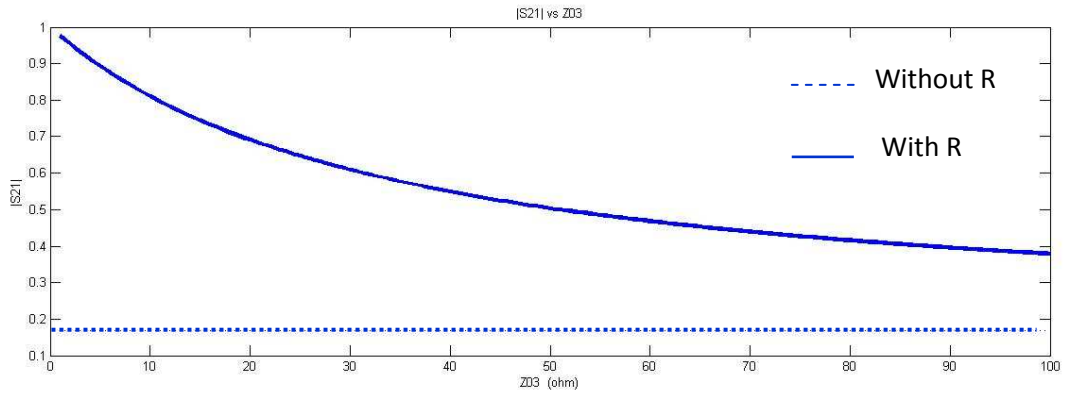
จากเมตริกซ์การกระจายที่ได้พบว่า มีความแตกต่างจากสมการในส่วนของตัวเอง คลื่นที่ใส่ตัวต้านทานแยกออกตามหลักการของวิลคินสัน ซึ่งจะมีส่วนของ Z_{03} เป็นตัวแปรของค่า ความต้านทานที่ใส่ลงไปนั่นเอง จึงนำค่าของสมการของ S_{21} และ S_{23} ในเมตริกซ์การกระจาย ของทั้งแบบที่มีตัวต้านทานแยกออกและไม่มีตัวต้านทานแยกออก มาวาดกราฟด้วยโปรแกรม MATLAB เพื่อเปรียบเทียบแนวโน้มของผลการใส่ตัวต้านทาน Z_{03}

สมการที่ใช้เปรียบเทียบ กรณีที่ไม่มีตัวต้านทาน $|S_{21}| = \left| -\frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} \right|$

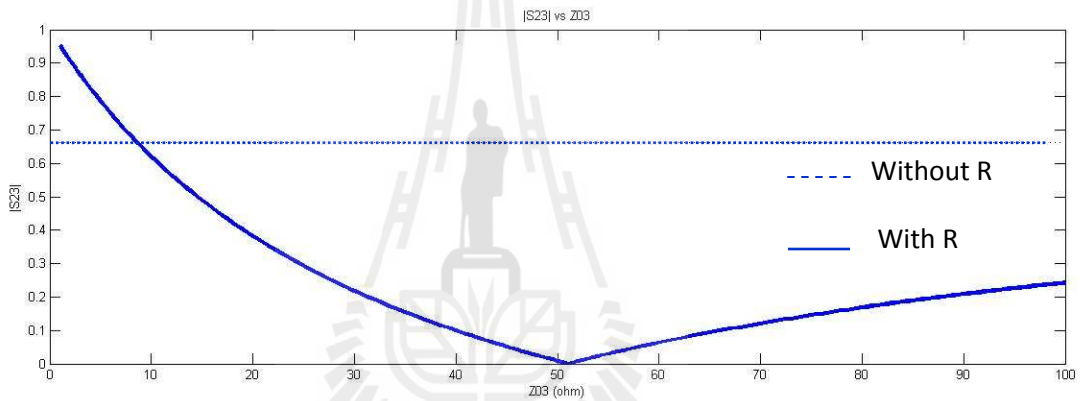
กรณีที่มีตัวต้านทาน $|S_{21}| = \left| -\frac{2Z_{00}Z_{02}^2}{2Z_{03}Z_{01}^2 + (2Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} \right|$

กรณีที่ไม่มีตัวต้านทาน $|S_{23}| = \left| -\frac{2Z_{01}^2}{2Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} \right|$

กรณีที่มีตัวต้านทาน $|S_{23}| = \left| \frac{-2Z_{03}Z_{01}^2 + 2Z_{00}Z_{02}^2}{2Z_{03}Z_{01}^2 + (2Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} \right|$



รูปที่ 2.26 กราฟแสดงการเปรียบเทียบของค่า S_{21} ในกรณีที่ใส่ตัวต้านทานและไม่ใส่ตัวต้านทาน



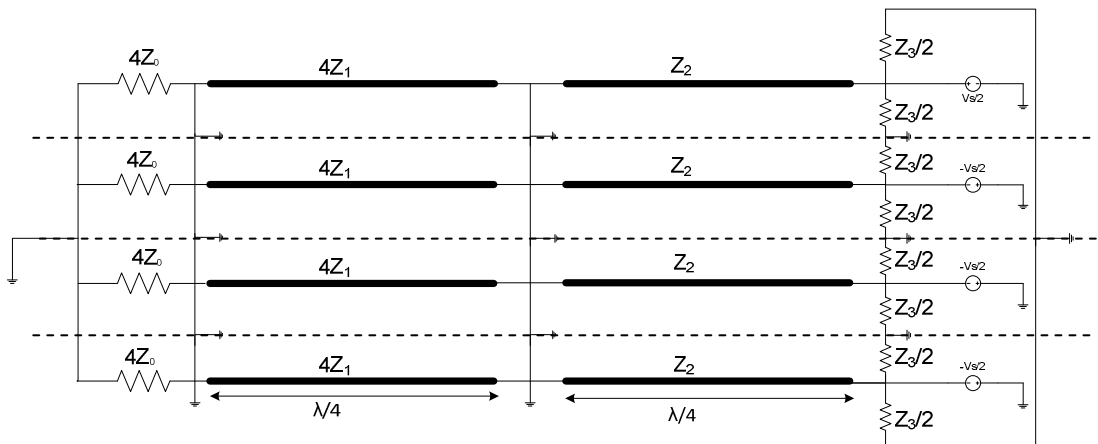
รูปที่ 2.27 กราฟแสดงการเปรียบเทียบของค่า S_{23} ในกรณีที่ใส่ตัวต้านทานและไม่ใส่ตัวต้านทาน

- วิเคราะห์แบบ 4 พอร์ตอินพุต

จากรูปที่ 2.11 สามารถนำมาวิเคราะห์แบบ 4 พอร์ตโดยใช้การวิเคราะห์ทั้งในแบบวิธีคี่และแบบวิธีคู่ได้ดังนี้

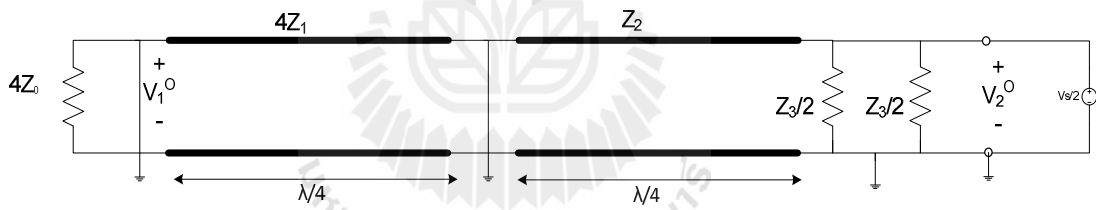
- วิเคราะห์แบบวิธีคี่ (Odd Mode)

จากรูปที่ 2.14 จะมีการใส่ปิดแหล่งจ่ายไฟบวกที่พอร์ต 2, 3, 4 และ 5 ตามลำดับ จะทำให้ได้วงจรสมมูลตามรูปที่ 2.28



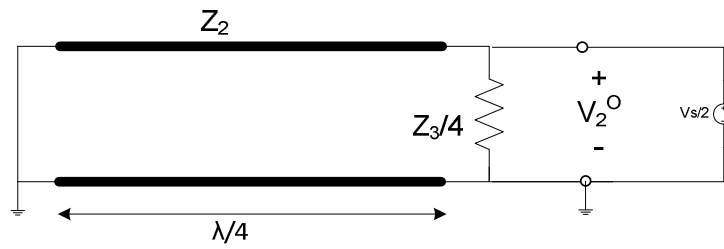
รูปที่ 2.28 วงจรสมมูลในแบบวิธีคู่ (Odd Mode) ที่มีกราวด์เสมือน

จากรูปที่ 2.28 สามารถนำมาแยกออกเป็นสี่ส่วนด้วยกัน โดยในที่นี้จะนำมาพิจารณาเพียงส่วนเดียว คือ ส่วนที่ต่ออยู่กับแหล่งจ่ายไฟบวกจะได้วงจรดังรูปที่ 2.29



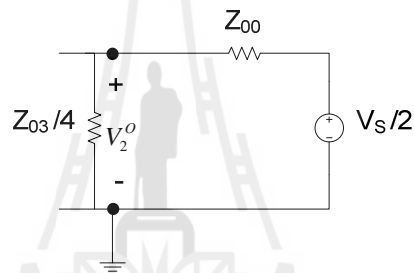
รูปที่ 2.29 วงจรสมมูลของหนึ่งในสี่ส่วนของวงจรที่นำมาพิจารณา

จากรูปที่ 2.29 เนื่องจากโหลดต่อขนานกับส่วนที่เป็นการลัดวงจรจึงทำให้มีกระแสไหลผ่านส่วนที่เกิดการลัดวงจร โดยไม่ผ่านไปยังส่วนที่มีค่าความต้านทานเท่ากับ $4Z_0$ ดังนั้น แรงดันที่ตกคร่อม V_1^0 มีค่าเท่ากับ 0 (Stiles, 2012) และทำการยุบวงจรจะได้



รูปที่ 2.30 วงจรสมมูลที่ได้จากการยุบวงจรที่ 2.29

เนื่องจากโหลดต่อแบบลัดวงจรของปลายอีกด้านหนึ่งทำให้ส่วนของสายนำสัญญาณอีกด้านหนึ่งแปลงเป็นวงจรเปิดจะได้



รูปที่ 2.31 การยุบวงจรในรูปที่ 2.30

หาค่าแรงดัน V_2^o ได้จากการแบ่งแรงดัน จะได้ว่า

$$V_2^o = \left(\frac{\frac{Z_{03}}{4}}{Z_{00} + \frac{Z_{03}}{4}} \right) \left(\frac{V_s}{2} \right) = \frac{Z_{03}}{4Z_{00} + Z_{03}} \left(\frac{V_s}{2} \right) \quad (2.75)$$

หาค่าแรงดัน V_3^o , V_4^o และ V_5^o ได้จากการแบ่งแรงดัน จะได้ว่า

$$V_3^o = \left(\frac{\frac{Z_{03}}{4}}{Z_{00} + \frac{Z_{03}}{4}} \right) \left(-\frac{V_s}{2} \right) = \frac{Z_{03}}{4Z_{00} + Z_{03}} \left(-\frac{V_s}{2} \right) \quad (2.76)$$

$$V_4^o = \left(\frac{\frac{Z_{03}}{4}}{Z_{00} + \frac{Z_{03}}{4}} \right) \left(-\frac{V_s}{2} \right) = \frac{Z_{03}}{4Z_{00} + Z_{03}} \left(-\frac{V_s}{2} \right) \quad (2.77)$$

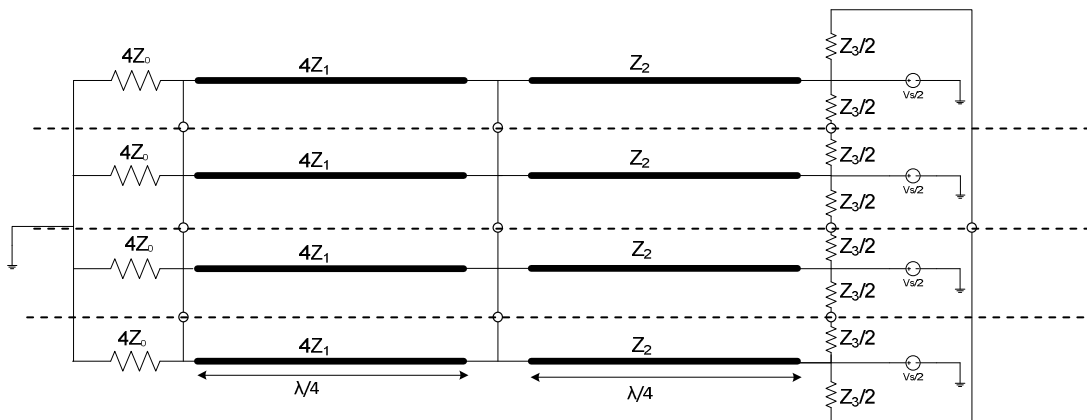
$$V_5^o = \left(\frac{\frac{Z_{03}}{4}}{Z_{00} + \frac{Z_{03}}{4}} \right) \left(-\frac{V_s}{2} \right) = \frac{Z_{03}}{4Z_{00} + Z_{03}} \left(-\frac{V_s}{2} \right) \quad (2.78)$$

ดังนั้นจะได้แรงดันทั้ง 5 ส่วนมีค่าดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} V_1^o &= 0 \\ V_2^o &= \frac{Z_{03}}{4Z_{00} + Z_{03}} \left(\frac{V_s}{2} \right) \\ V_3^o = V_4^o = V_5^o &= \frac{Z_{03}}{4Z_{00} + Z_{03}} \left(-\frac{V_s}{2} \right) \end{aligned} \quad (2.79)$$

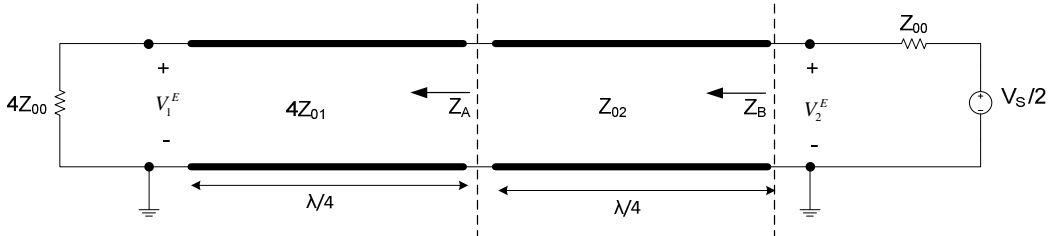
• วิเคราะห์แบบวิธีคู่ (Even Mode)

จากรูปที่ 2.14 จะมีการใส่ปิดแหล่งจ่ายไฟบวกที่พอร์ตที่ 2 และปิดแหล่งจ่ายไฟลบที่พอร์ต 3, 4 และ 5 ตามลำดับ จะทำให้ได้วงจรสมมูลตามรูปที่ 2.32



รูปที่ 2.32 วงจรสมมูลในแบบวิธีคู่ (Even Mode)

จากรูปที่ 2.32 สามารถนำมาแยกออกเป็นสี่ส่วนด้วยกัน โดยในที่นี้จะนำมาพิจารณาเพียงส่วนเดียวคือส่วนที่ต่ออยู่กับแหล่งจ่ายไฟบวกจะได้องจรดังรูปที่ 2.33

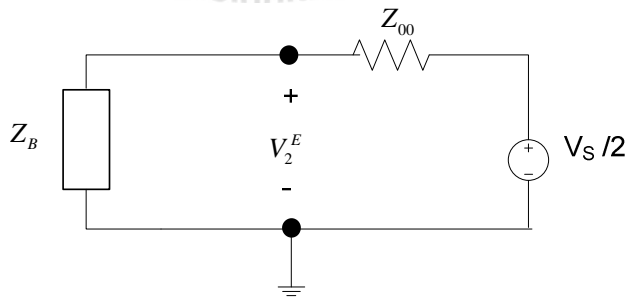


รูปที่ 2.33 วงจรสมมูลของหนึ่งในสี่ส่วนของวงจรที่นำมาพิจารณา

จากวงจรในรูปที่ 2.33 จะพบว่า สายนำสัญญาณมีการแปลงแบบหนึ่งในสี่ส่วนของความยาวคลื่นถึง 2 ครั้ง จะได้ค่า $Z_A = \frac{(4Z_{01})^2}{4Z_{00}}$ และ $Z_B = \frac{(Z_{02})^2}{Z_A}$ (บัณฑิต โรจน์อารยา-นนท์, 2539) โดยที่ $Z_L = 4Z_{00}$ ดังนั้น $Z_{in} = Z_B$ จะได้ว่า

$$Z_B = \frac{Z_{02}^2}{Z_A} = \frac{Z_{02}^2}{(4Z_{01})^2} 4Z_{00} = \frac{Z_{00} Z_{02}^2}{4Z_{01}^2} \tag{2.80}$$

ดังนั้นจะสามารถเขียนวงจรใหม่ได้เป็น



รูปที่ 2.34 การยุบวงจรในรูปที่ 2.33

หาค่าแรงดัน V_2^E ได้จากการแบ่งแรงดัน จะได้ว่า

$$V_2^E = \left(\frac{Z_B}{Z_{00} + Z_B} \right) \left(\frac{V_s}{2} \right) = 4 \frac{Z_{00} Z_{02}^2}{2Z_{00} Z_{01}^2 + Z_{00} Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) = \frac{Z_{02}^2}{4Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) \quad (2.81)$$

หาค่าแรงดัน V_3^E ได้จากการแบ่งแรงดัน จะได้ว่า

$$V_3^E = \left(\frac{Z_B}{Z_{00} + Z_B} \right) \left(\frac{V_s}{2} \right) = \frac{Z_{00} Z_{02}^2}{4Z_{00} Z_{01}^2 + Z_{00} Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) = \frac{Z_{02}^2}{4Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) \quad (2.82)$$

หาค่าแรงดัน V_4^E ได้จากการแบ่งแรงดัน จะได้ว่า

$$V_4^E = \left(\frac{Z_B}{Z_{00} + Z_B} \right) \left(\frac{V_s}{2} \right) = \frac{Z_{00} Z_{02}^2}{4Z_{00} Z_{01}^2 + Z_{00} Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) = \frac{Z_{02}^2}{4Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) \quad (2.83)$$

หาค่าแรงดัน V_5^E ได้จากการแบ่งแรงดัน จะได้ว่า

$$V_5^E = \left(\frac{Z_B}{Z_{00} + Z_B} \right) \left(\frac{V_s}{2} \right) = \frac{Z_{00} Z_{02}^2}{4Z_{00} Z_{01}^2 + Z_{00} Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) = \frac{Z_{02}^2}{4Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) \quad (2.84)$$

ต่อไปเป็นการหาค่าแรงดัน V_1^E ซึ่งจากรูปที่ 2.33 จะเห็นว่าแรงดัน V_1^E คือแรงดันที่ตกคร่อมโหลด $4Z_{00}$ ซึ่งหาได้จากสมการ

$$V(z') = I_L (Z_L \cos \beta z' + Z_C j \sin \beta z') \quad (2.85)$$

แรงดันที่ตำแหน่ง z' ใดๆ สามารถหาได้จากกระแสที่ไหลผ่านโหลด (I_L) ความต้านทานโหลด (Z_L) และความต้านทานลักษณะเฉพาะ (Z_C) โดยที่ระยะ z' คือ ระยะจากโหลดถึงจุดที่ต้องการวัดแรงดัน (Stiles, 2012; Berens, 2012) หากต้องการหาแรงดันที่ตกคร่อมโหลดระยะ $z'=0$, $\beta = 2\pi/\lambda$ ซึ่งกระแส I_L หาได้จากแรงดัน $V_2^E = \frac{Z_{02}^2}{4Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)$ เมื่อระยะ $z' = \lambda/2$ โดยที่ $Z_L = 4Z_{00}$ และ $Z_C = Z_B$ ดังนั้น $V(z') = V(z' = \lambda/2) = V_2^E = \frac{Z_{02}^2}{4Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)$ จากสมการที่ (2.85) จะได้

$$\begin{aligned}
I_L &= \frac{V(z')}{(Z_L \cos \beta z' + Z_C j \sin \beta z')} \\
&= \frac{\frac{Z_{02}^2}{4Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)}{4Z_{00} \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\left(\frac{\lambda}{2}\right) + Z_B j \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\left(\frac{\lambda}{2}\right)} \\
&= \frac{\frac{Z_{02}^2}{4Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)}{4Z_{00} \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\left(\frac{\lambda}{2}\right)} \\
&= -\frac{\frac{Z_{02}^2}{4Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)}{4Z_{00}} \\
I_L &= -\frac{Z_{02}^2}{4Z_{00} (4Z_{01}^2 + Z_{02}^2)} \left(\frac{V_s}{2} \right) \tag{2.86}
\end{aligned}$$

ดังนั้นแรงดัน V_1^E ที่ตกคร่อมโหลด $4Z_{00}$ จะหาได้จาก

$$\begin{aligned}
V_1^E &= V(z' = 0) \\
&= I_L (Z_L \cos \beta z' + Z_C j \sin \beta z') \\
&= -\frac{Z_{02}^2}{4Z_{00} (4Z_{01}^2 + Z_{02}^2)} \left(\frac{V_s}{2} \right) \left[4Z_{00} \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)(0) + Z_B j \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)(0) \right] \\
&= -\frac{Z_{02}^2}{4Z_{00} (4Z_{01}^2 + Z_{02}^2)} \left(\frac{V_s}{2} \right) [2Z_{00}] \\
V_1^E &= -\frac{Z_{02}^2}{(4Z_{01}^2 + Z_{02}^2)} \left(\frac{V_s}{2} \right) \tag{2.87}
\end{aligned}$$

ดังนั้น แรงดันในแบบวิธีที่สามารถสรุปได้ดังนี้

$$\left. \begin{aligned}
 V_1^E &= -\frac{Z_{02}^2}{(4Z_{01}^2 + Z_{02}^2)} \left(\frac{V_s}{2} \right) \\
 V_2^E &= \frac{Z_{02}^2}{4Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) \\
 V_3^E = V_4^E = V_5^E &= \frac{Z_{02}^2}{4Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)
 \end{aligned} \right\} (2.88)$$

จะได้แรงดันรวมได้ดังนี้

ตารางที่ 2.6 แสดงค่าแรงดันรวมของสองแบบวิธี

แรงดัน พอร์ตที่	ค่าแรงดัน(E+O)	แรงดันรวม
1	$-\frac{Z_{02}^2}{4Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) + 0$	$-\frac{Z_{02}^2}{4Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)$
2	$\frac{Z_{02}^2}{4Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) + \frac{Z_{03}}{4Z_{00} + Z_{03}} \left(\frac{V_s}{2} \right)$	$\left(\frac{4Z_{03}Z_{01}^2 + (4Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2}{(4Z_{00} + Z_{03})(4Z_{01}^2 + Z_{02}^2)} \right) \left(\frac{V_s}{2} \right)$
3	$\frac{Z_{02}^2}{4Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) - \frac{Z_{03}}{4Z_{00} + Z_{03}} \left(\frac{V_s}{2} \right)$	$\left(\frac{-4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2}{(4Z_{00} + Z_{03})(4Z_{01}^2 + Z_{02}^2)} \right) \left(\frac{V_s}{2} \right)$
4	$\frac{Z_{02}^2}{4Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) - \frac{Z_{03}}{4Z_{00} + Z_{03}} \left(\frac{V_s}{2} \right)$	$\left(\frac{-4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2}{(4Z_{00} + Z_{03})(4Z_{01}^2 + Z_{02}^2)} \right) \left(\frac{V_s}{2} \right)$
5	$\frac{Z_{02}^2}{4Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) - \frac{Z_{03}}{4Z_{00} + Z_{03}} \left(\frac{V_s}{2} \right)$	$\left(\frac{-4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2}{(4Z_{00} + Z_{03})(4Z_{01}^2 + Z_{02}^2)} \right) \left(\frac{V_s}{2} \right)$

จากรูปที่ 2.13 พบว่าแรงดันตกกระทบ (V^+) มีค่าเป็น 0 ทั้งพอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 3 และเช่นเดียวกันกับแหล่งจ่ายที่พอร์ตที่ 2 ที่เข้ากันได้ของความต้านทานทำให้แรงดันสะท้อนกลับ (V^-) มีค่าเป็น 0

ตารางที่ 2.7 แสดงค่าแรงดันตกกระทบและแรงดันสะท้อนกลับ

แรงดัน พอร์ตที่	แรงดันตกกระทบ (V^+)	แรงดันสะท้อนกลับ (V^-)
1	0	$-\frac{Z_{02}^2}{4Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)$
2	$\left(\frac{4Z_{03}Z_{01}^2 + (4Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2}{(4Z_{00} + Z_{03})(4Z_{01}^2 + Z_{02}^2)} \right) \left(\frac{V_s}{2} \right)$	0
3	0	$\left(\frac{-4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2}{(4Z_{00} + Z_{03})(4Z_{01}^2 + Z_{02}^2)} \right) \left(\frac{V_s}{2} \right)$
4	0	$\left(\frac{-4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2}{(4Z_{00} + Z_{03})(4Z_{01}^2 + Z_{02}^2)} \right) \left(\frac{V_s}{2} \right)$
5	0	$\left(\frac{-4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2}{(4Z_{00} + Z_{03})(4Z_{01}^2 + Z_{02}^2)} \right) \left(\frac{V_s}{2} \right)$

จากข้อมูลที่สามารถนำมาหาเมตริกซ์การกระจายในคอลัมน์ที่ 2 ได้ โดยคำนวณจาก

$$\begin{aligned}
 S_{12} &= \frac{V_1^-}{V_2^+} = \frac{-\frac{Z_{02}^2}{4Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)}{\left(\frac{4Z_{03}Z_{01}^2 + (4Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2}{(4Z_{00} + Z_{03})(4Z_{01}^2 + Z_{02}^2)} \right) \left(\frac{V_s}{2} \right)} \\
 &= -\frac{(4Z_{00} + Z_{03})Z_{02}^2}{4Z_{03}Z_{01}^2 + (4Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} \quad (2.89)
 \end{aligned}$$

$$S_{22} = \frac{V_2^-}{V_2^+} = 0 \quad (2.90)$$

$$S_{32} = \frac{V_3^-}{V_2^+} = \frac{\left(\frac{-4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2}{(4Z_{00} + Z_{03})(4Z_{01}^2 + Z_{02}^2)} \right) \left(\frac{V_s}{2} \right)}{\left(\frac{4Z_{03}Z_{01}^2 + (4Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2}{(4Z_{00} + Z_{03})(4Z_{01}^2 + Z_{02}^2)} \right) \left(\frac{V_s}{2} \right)}$$

$$= -\frac{4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2}{4Z_{03}Z_{01}^2 + (4Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} \quad (2.91)$$

$$S_{42} = \frac{V_4^-}{V_2^+} = \frac{\left(\frac{-4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2}{(4Z_{00} + Z_{03})(4Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2)} \right) \left(\frac{V_S}{2} \right)}{\left(\frac{4Z_{03}Z_{01}^2 + (4Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2}{(4Z_{00} + Z_{03})(4Z_{01}^2 + Z_{02}^2)} \right) \left(\frac{V_S}{2} \right)}$$

$$= -\frac{4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2}{4Z_{03}Z_{01}^2 + (4Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} \quad (2.92)$$

$$S_{52} = \frac{V_5^-}{V_2^+} = \frac{\left(\frac{-4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2}{(4Z_{00} + Z_{03})(4Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2)} \right) \left(\frac{V_S}{2} \right)}{\left(\frac{4Z_{03}Z_{01}^2 + (4Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2}{(4Z_{00} + Z_{03})(4Z_{01}^2 + Z_{02}^2)} \right) \left(\frac{V_S}{2} \right)}$$

$$= -\frac{4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2}{4Z_{03}Z_{01}^2 + (4Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} \quad (2.93)$$

จากการแบ่งวงจรแบบสมมาตรทำให้สามารถหาค่าเมตริกซ์การกระจายในแถวที่ 3, 4 และ 5 ของ เมตริกซ์ได้ดังนี้โดยที่

$$S_{12} = S_{13} = S_{14} = S_{15} \quad (2.94)$$

$$S_{22} = S_{33} = S_{44} = S_{55} \quad (2.95)$$

$$S_{32} = S_{23} = S_{43} = S_{34} = S_{54} = S_{45} = S_{52} = S_{25} \quad (2.96)$$

กรณีที่มีแหล่งจ่ายที่แมตซ์กันมาต่อที่พอร์ตที่ 1 และมีการปิดแหล่งจ่ายที่พอร์ตที่ 2, 3, 4 และ 5 ที่แมตซ์ซึ่งกันจะทำให้

$$S_{21} = S_{12} \quad (2.97)$$

$$S_{31} = S_{13} \quad (2.98)$$

$$S_{41} = S_{14} \quad (2.99)$$

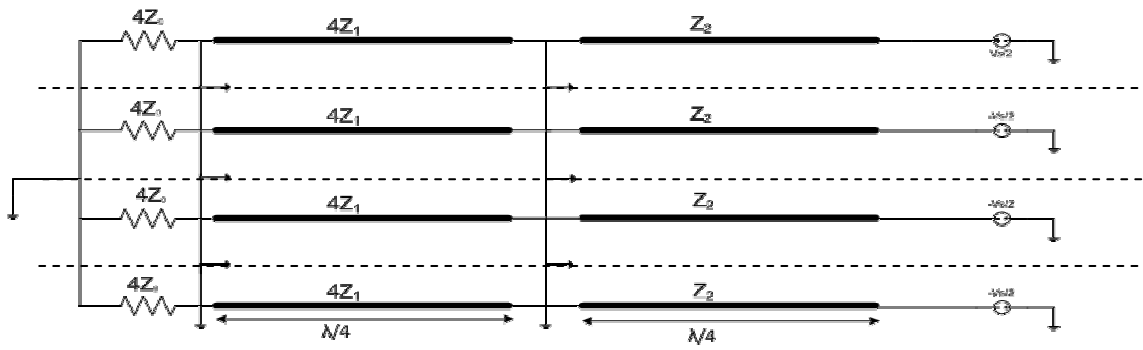
$$S_{51} = S_{15} \quad (2.100)$$

ซึ่งเป็นไปตามความสมมาตรกันตามแบบของวิลคินสันดังนั้นถ้าใส่แหล่งจ่ายที่ พอร์ตที่ 1 จะทำให้ $S_{11} = 0$ (Stiles,2012; Berens, 2012) ดังนั้นจะได้ เมตริกซ์การกระจัดกระจายสำหรับตัวรวมคลื่นรูปแบบดังกล่าวดังนี้

$$S = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-(4Z_{00} + Z_{03})Z_{02}^2}{4Z_{03}Z_{01}^2 + (4Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} & \frac{-(4Z_{00} + Z_{03})Z_{02}^2}{4Z_{03}Z_{01}^2 + (4Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} & \frac{-(4Z_{00} + Z_{03})Z_{02}^2}{4Z_{03}Z_{01}^2 + (4Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} & \frac{-(4Z_{00} + Z_{03})Z_{02}^2}{4Z_{03}Z_{01}^2 + (4Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} \\ \frac{-(4Z_{00} + Z_{03})Z_{02}^2}{4Z_{03}Z_{01}^2 + (4Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} & 0 & \frac{-4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2}{4Z_{03}Z_{01}^2 + (4Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} & \frac{-4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2}{4Z_{03}Z_{01}^2 + (4Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} & \frac{-4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2}{4Z_{03}Z_{01}^2 + (4Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} \\ \frac{-(4Z_{00} + Z_{03})Z_{02}^2}{4Z_{03}Z_{01}^2 + (4Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} & \frac{-4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2}{4Z_{03}Z_{01}^2 + (4Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} & 0 & \frac{-4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2}{4Z_{03}Z_{01}^2 + (4Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} & \frac{-4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2}{4Z_{03}Z_{01}^2 + (4Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} \\ \frac{-(4Z_{00} + Z_{03})Z_{02}^2}{4Z_{03}Z_{01}^2 + (4Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} & \frac{-4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2}{4Z_{03}Z_{01}^2 + (4Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} & \frac{-4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2}{4Z_{03}Z_{01}^2 + (4Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} & 0 & \frac{-4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2}{4Z_{03}Z_{01}^2 + (4Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} \\ \frac{-(4Z_{00} + Z_{03})Z_{02}^2}{4Z_{03}Z_{01}^2 + (4Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} & \frac{-4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2}{4Z_{03}Z_{01}^2 + (4Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} & \frac{-4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2}{4Z_{03}Z_{01}^2 + (4Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} & \frac{-4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2}{4Z_{03}Z_{01}^2 + (4Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.101)$$

$$S = \frac{1}{4Z_{03}Z_{01}^2 + (4Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} \begin{bmatrix} 0 & -(4Z_{00} + Z_{03})Z_{02}^2 & -(4Z_{00} + Z_{03})Z_{02}^2 & -(4Z_{00} + Z_{03})Z_{02}^2 & -(4Z_{00} + Z_{03})Z_{02}^2 \\ -(4Z_{00} + Z_{03})Z_{02}^2 & 0 & -4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2 & -4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2 & -4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2 \\ -(4Z_{00} + Z_{03})Z_{02}^2 & -4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2 & 0 & -4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2 & -4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2 \\ -(4Z_{00} + Z_{03})Z_{02}^2 & -4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2 & -4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2 & 0 & -4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2 \\ -(4Z_{00} + Z_{03})Z_{02}^2 & -4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2 & -4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2 & -4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.102)$$

เมื่อเปรียบเทียบกับกรณีที่ไม่มีการใส่ตัวต้านทานแยกออกตามหลักการของวิลคินสัน



รูปที่ 2.35 แบ่งวงจรแบ่งวงจรออกเป็นสี่ส่วนเพื่อใช้ในการพิจารณาแบบวิธีคี่

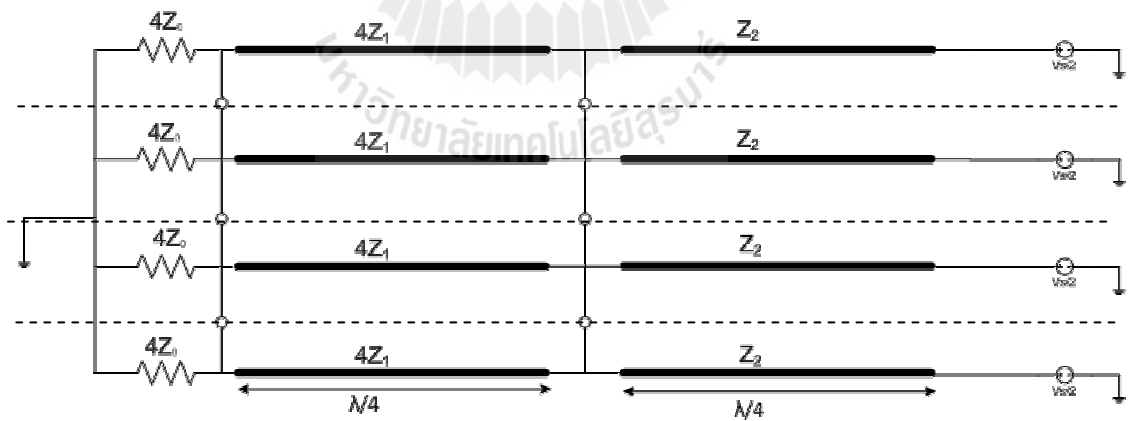
จากรูปที่ 2.35 ทำให้ได้ค่าแรงดันดังนี้

$$V_1^o = 0$$

$$V_2^o = \left(\frac{V_s}{2}\right)$$

$$V_3^o = V_4^o = V_5^o = \left(-\frac{V_s}{2}\right)$$

(2.103)



รูปที่ 2.36 แบ่งวงจรแบ่งวงจรออกเป็นสี่ส่วนเพื่อใช้ในการพิจารณาแบบวิธีคู่

และจากรูปที่ 2.36 จะได้ค่าของแรงดันในแบบวิธีคู่เป็น

$$\left. \begin{aligned} V_1^E &= -\frac{Z_{02}^2}{4Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) \\ V_2^E = V_3^E = V_4^E = V_5^E &= \frac{Z_{02}^2}{4Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) \end{aligned} \right\} (2.104)$$

จะได้แรงดันรวมได้ดังนี้

ตารางที่ 2.8 แสดงค่าแรงดันรวมของสองแบบวิธี

แรงดัน พอร์ตที่	ค่าแรงดัน (E+O)	แรงดันรวม
1	$-\frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) + 0$	$-\frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)$
2	$\frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) + \left(\frac{V_s}{2} \right)$	$\frac{2Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)$
3	$\frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) - \left(\frac{V_s}{2} \right)$	$-\frac{2Z_{01}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)$
4	$\frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) - \left(\frac{V_s}{2} \right)$	$-\frac{2Z_{01}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)$
5	$\frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right) - \left(\frac{V_s}{2} \right)$	$-\frac{2Z_{01}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)$

จากรูปที่ 2.25 พบว่าแรงดันตกกระทบ (V^+) มีค่าเป็น 0 ทั้งพอร์ตที่ 1, 3, 4 และ 5 และเช่นเดียวกันกับแหล่งจ่ายที่พอร์ตที่ 2 ที่เมตรกันทำให้แรงดันสะท้อนกลับ (V^-) มีค่าเป็น 0

ตารางที่ 2.9 แสดงค่าแรงดันตกกระทบและแรงดันสะท้อนกลับ

แรงดัน พอร์ตที่	แรงดันตกกระทบ (V^+)	แรงดันสะท้อนกลับ (V^-)
1	0	$-\frac{Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)$
2	$\frac{2Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)$	0
3	0	$-\frac{2Z_{01}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_s}{2} \right)$

ตารางที่ 2.9 แสดงค่าแรงดันตกกระทบและแรงดันสะท้อนกลับ (ต่อ)

แรงดัน พอร์ตที่	แรงดันตกกระทบ (V^+)	แรงดันสะท้อนกลับ (V^-)
4	0	$-\frac{2Z_{01}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_S}{2} \right)$
5	0	$-\frac{2Z_{01}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_S}{2} \right)$

จากข้อมูลที่มีสามารถนำมาหาเมตริกซ์การกระจาย ในแถวที่ 2 ได้ โดยคำนวณจาก

$$S_{12} = \frac{V_1^-}{V_2^+} = \frac{-\frac{Z_{02}^2}{4Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_S}{2} \right)}{\frac{4Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2}{4Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_S}{2} \right)} = -\frac{Z_{02}^2}{4Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} \quad (2.105)$$

$$S_{22} = \frac{V_2^-}{V_2^+} = 0 \quad (2.106)$$

$$S_{32} = \frac{V_3^-}{V_2^+} = \frac{-\frac{4Z_{01}^2}{4Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_S}{2} \right)}{\frac{4Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_S}{2} \right)} = \frac{-4Z_{01}^2}{4Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} \quad (2.107)$$

$$S_{42} = \frac{V_4^-}{V_2^+} = \frac{-\frac{4Z_{01}^2}{4Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_S}{2} \right)}{\frac{4Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_S}{2} \right)} = \frac{-4Z_{01}^2}{4Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} \quad (2.108)$$

$$S_{52} = \frac{V_5^-}{V_2^+} = \frac{-\frac{4Z_{01}^2}{4Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_S}{2} \right)}{\frac{4Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2}{2Z_{01}^2 + Z_{02}^2} \left(\frac{V_S}{2} \right)} = \frac{-4Z_{01}^2}{4Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} \quad (2.109)$$

จากการแบ่งวงจรแบบสมมาตรทำให้สามารถหาค่าเมตริกซ์การกระจายในแถวที่ 3 ของเมตริกซ์ได้ตามสมการที่ (2.99-2.101) กรณีที่มีแหล่งจ่ายที่มีค่าความต้านทานที่เข้ากันได้มาต่อที่พอร์ตที่ 1 และมีการปิดพอร์ตที่ 2, 3, 4 และ 5 ด้วยค่าความต้านทานที่แมตซ์กัน ดังนั้น ค่า

ของเมตริกซ์การกระจายที่เหลือเป็นไปตามสมการที่ (2.102 -2.105) ซึ่งเป็นไปตามความสมมาตรกันตามแบบของวิลกินสัน ดังนั้น ถ้าใส่แหล่งจ่ายที่พอร์ตที่ 1 จะทำให้ $S_{11} = 0$ ดังนั้น จะได้เมตริกซ์การกระจายสำหรับตัวรวมคลื่นดังนี้

$$S = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{Z_{02}^2}{4Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} & -\frac{Z_{02}^2}{4Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} & -\frac{Z_{02}^2}{4Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} & -\frac{Z_{02}^2}{4Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} \\ -\frac{Z_{02}^2}{4Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} & 0 & -\frac{4Z_{01}^2}{2Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} & -\frac{4Z_{01}^2}{2Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} & -\frac{4Z_{01}^2}{2Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} \\ -\frac{Z_{02}^2}{4Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} & -\frac{4Z_{01}^2}{2Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} & 0 & -\frac{4Z_{01}^2}{2Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} & -\frac{4Z_{01}^2}{2Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} \\ -\frac{Z_{02}^2}{4Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} & -\frac{4Z_{01}^2}{2Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} & -\frac{4Z_{01}^2}{2Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} & 0 & -\frac{4Z_{01}^2}{2Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} \\ -\frac{Z_{02}^2}{4Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} & -\frac{4Z_{01}^2}{2Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} & -\frac{4Z_{01}^2}{2Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} & -\frac{4Z_{01}^2}{2Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.110)$$

$$S = \frac{1}{4Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} \begin{bmatrix} 0 & -Z_{02}^2 & -Z_{02}^2 & -Z_{02}^2 & -Z_{02}^2 \\ -Z_{02}^2 & 0 & -4Z_{01}^2 & -4Z_{01}^2 & -4Z_{01}^2 \\ -Z_{02}^2 & -4Z_{01}^2 & 0 & -4Z_{01}^2 & -4Z_{01}^2 \\ -Z_{02}^2 & -4Z_{01}^2 & -4Z_{01}^2 & 0 & -4Z_{01}^2 \\ -Z_{02}^2 & -4Z_{01}^2 & -4Z_{01}^2 & -4Z_{01}^2 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.111)$$

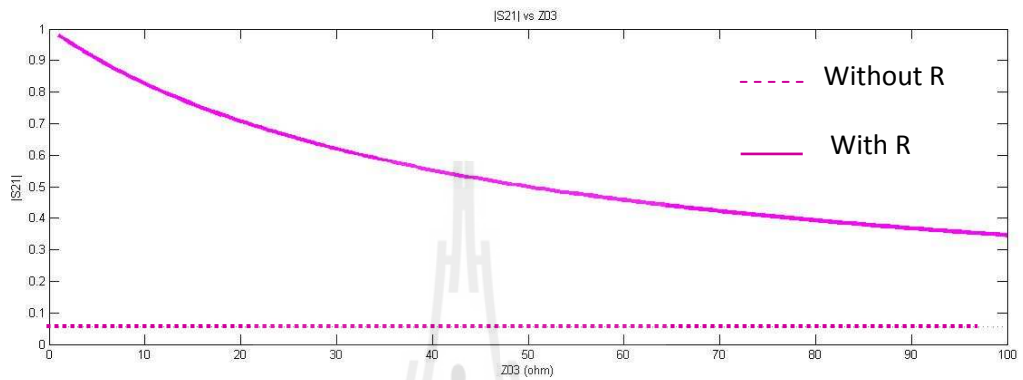
จากเมตริกซ์การกระจายที่ได้ พบว่ามีความแตกต่างจากสมการในส่วนของตัวรวมคลื่นที่ใส่ตัวต้านทานแยกออกตามหลักการของวิลกินสัน จะมีส่วนของ Z_{03} ซึ่งเป็นตัวแปรของค่าความต้านทานที่ใส่ลงไปนั่นเอง จึงนำค่าของสมการของ S_{21} และ S_{23} ในเมตริกซ์การกระจายของทั้งแบบที่มีตัวต้านทานแยกออกและไม่มีตัวต้านทาน มาวาดกราฟด้วยโปรแกรม MATLAB เพื่อเปรียบเทียบแนวโน้มของผลการใส่ตัวต้านทาน Z_{03}

$$\text{สมการที่ใช้เปรียบเทียบ กรณีที่ไม่มีตัวต้านทาน} \quad |S_{21}| = \left| -\frac{Z_{02}^2}{4Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} \right|$$

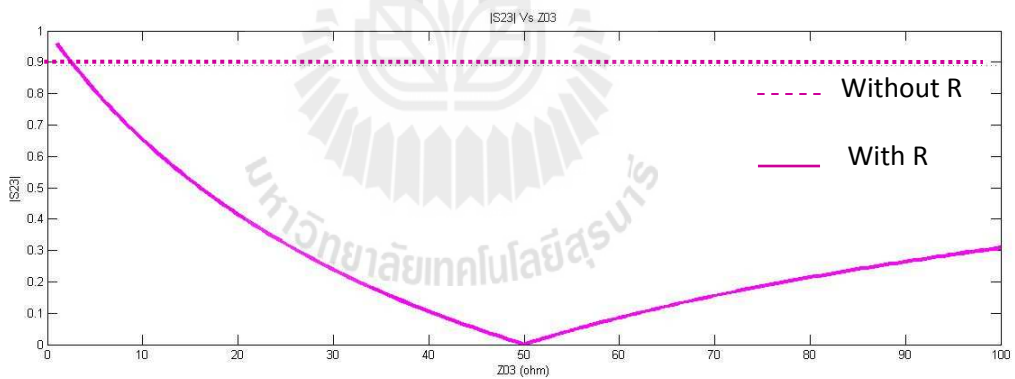
$$\text{กรณีที่มีตัวต้านทาน} \quad |S_{21}| = \left| -\frac{(4Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2}{4Z_{03}Z_{01}^2 + (4Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} \right|$$

$$\text{กรณีที่ไม่ใส่ตัวต้านทาน} \quad |S_{23}| = \left| -\frac{4Z_{01}^2}{4Z_{01}^2 + 2Z_{02}^2} \right|$$

$$\text{กรณีที่มีตัวต้านทาน} \quad |S_{23}| = \left| \frac{-4Z_{03}Z_{01}^2 + 4Z_{00}Z_{02}^2}{4Z_{03}Z_{01}^2 + (4Z_{00} + 2Z_{03})Z_{02}^2} \right|$$

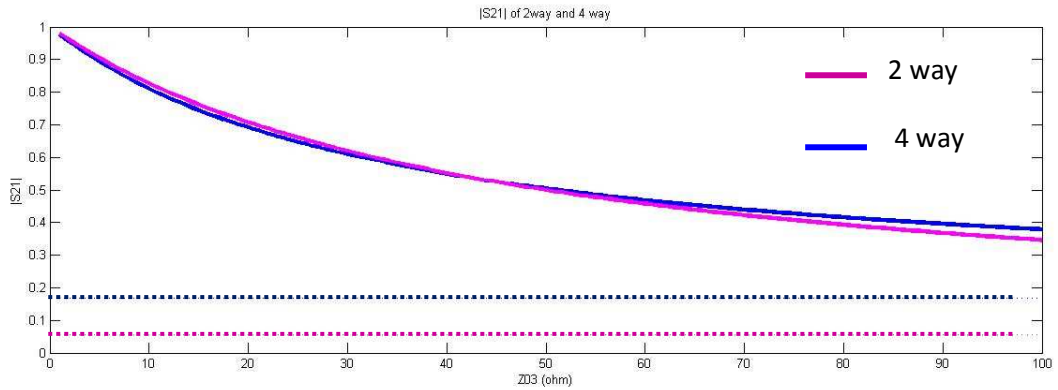


รูปที่ 2.37 กราฟแสดงการเปรียบเทียบของค่า S_{21} ในกรณีที่ไม่ใส่ตัวต้านทานและไม่ใส่ตัวต้านทาน

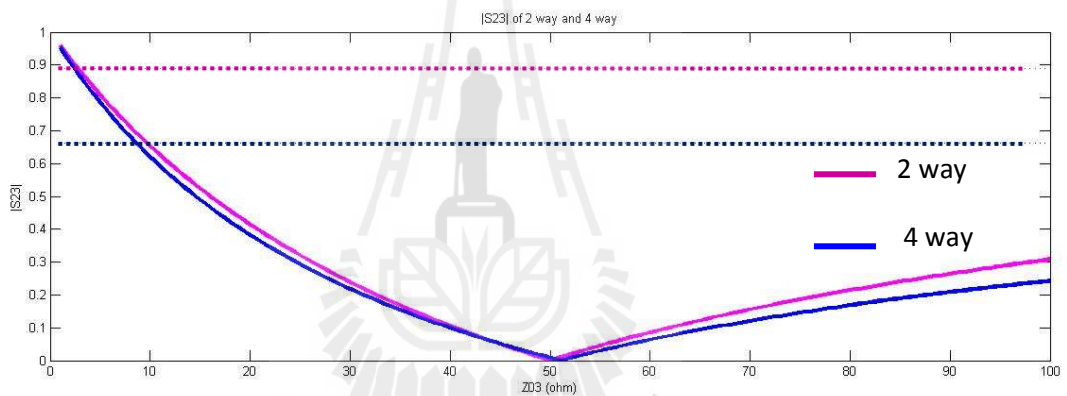


รูปที่ 2.38 กราฟแสดงการเปรียบเทียบของค่า S_{23} ในกรณีที่ไม่ใส่ตัวต้านทานและไม่ใส่ตัวต้านทาน

เปรียบเทียบกรณีที่ไม่ใส่ตัวต้านทานทั้งการวิเคราะห์แบบ 2 พอร์ตและ 4 พอร์ตอินพุต และเปรียบเทียบกรณีที่ไม่ใส่ตัวต้านทานทั้งการวิเคราะห์ทั้งแบบ 2 พอร์ตและ 4 พอร์ตอินพุตจะได้



รูปที่ 2.39 กราฟแสดงการเปรียบเทียบของค่า S_{21} ในกรณีที่ใส่ตัวต้านทานและไม่ใส่ตัวต้านทานในการวิเคราะห์แบบ 2 พอร์ตและ 4 พอร์ตอินพุต



รูปที่ 2.40 กราฟแสดงการเปรียบเทียบของค่า S_{23} ในกรณีที่ใส่ตัวต้านทานและไม่ใส่ตัวต้านทานในการวิเคราะห์แบบ 2 พอร์ตและ 4 พอร์ตอินพุต

2.6 สรุป

จากทฤษฎีในการออกแบบตัวรวมคลื่นที่กล่าวมานั้น เมื่อนำทฤษฎีในการแปลงสายนำสัญญาณที่หนึ่งในส่วนของความยาวคลื่นมาประยุกต์ด้วยการใส่ตัวต้านทานแยกออกตามหลักการของวิลคินสัน แล้วทำการวิเคราะห์ตามหลักการของวิลคินสันทำให้เกิดข้อแตกต่างของสมการแล้วเมื่อนำมาวาดกราฟ เพื่อให้เกิดความแตกต่างที่ชัดเจนมากขึ้น จะพบว่า ค่าของตัวต้านทานที่ใส่ในส่วนต่อค่า S พารามิเตอร์อย่างเห็นได้ชัดเจน จากกราฟแสดงค่าสัมประสิทธิ์การแยกออกของทั้งแบบ 2 พอร์ต และ 4 พอร์ตอินพุตดังรูปที่ 2.39 จะพบว่า ค่า Z_{03} ที่ทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การแยกออกมีค่าดีที่สุดในที่ประมาณ $Z_{03} = 50 \Omega$ แต่เนื่องจากการวิเคราะห์จากการแบ่งครึ่งวงจร ดังนั้นค่า Z_{03} ที่จะใช้งานได้จะเป็น $Z_{03} = 50 \times 2 = 100 \Omega$

บทที่ 3

การออกแบบและสร้างตัวรวมคลื่นต้นแบบ

3.1 กล่าวนำ

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบและสร้างตัวรวมคลื่นที่นำไปใช้ในการแยกและรวมคลื่นความถี่วิทยุกับแหล่งกำเนิดคลื่นความถี่วิทยุที่ความถี่ 118 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยใช้การคำนวณและการจำลองแบบการออกแบบด้วยโปรแกรม Microwave office

3.2 การออกแบบตัวรวมคลื่น

จากที่ได้กล่าวไปในบทที่ 2 เกี่ยวกับทฤษฎีของตัวรวมคลื่นทั้งในแบบหนึ่งในสี่ส่วนของความยาวคลื่น และแบบวิลคินสันนั้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้จะทำการออกแบบโดยใช้หลักการรวมคลื่นความถี่วิทยุแบบหนึ่งในสี่ส่วนของความยาวคลื่นและมีการใส่ตัวต้านทานแยกออกตามหลักการของวิลคินสัน โดยใช้สายนำสัญญาณแบบแกนร่วมที่สามารถรองรับกำลังได้สูงสุดถึง 1500 วัตต์

3.2.1 วิธีการออกแบบตัวรวมคลื่น

จากหลักการที่ได้กล่าวไปในบทที่ 2 แล้วนั้นโดยใช้หลักการหนึ่งในสี่ส่วนของความยาวคลื่นและมีการนำตัวต้านทานแบบวิลคินสันมาใส่ นั้น ได้ทำการออกแบบตัวรวมคลื่นโดยการเริ่มจากการศึกษาคุณสมบัติของสายแบบแกนร่วมที่มีอยู่ โดยการแบ่งตัวรวมคลื่นและตัวแยกคลื่นออกเป็น 2 ส่วนด้วยกันคือส่วนที่มีการแปลงสายนำสัญญาณหนึ่งในสี่ส่วนของความยาวคลื่นและส่วนที่ต่อกับตัวต้านทานแยกออกตามหลักการของวิลคินสัน ซึ่งสายแบบแกนร่วมที่ใช้มี 2 ค่าความต้านทานคือ สายแบบแกนร่วมขนาด 75 โอห์ม และขนาด 50 โอห์ม ในส่วนของการแปลงหนึ่งในสี่ส่วนของความยาวคลื่นในส่วนที่แรกจะใช้สายนำสัญญาณขนาด 75 โอห์ม และในส่วนที่ต่อกับตัวต้านทานแยกออกตามหลักการของวิลคินสันใช้สายนำสัญญาณขนาด 50 โอห์ม โดยสาย 75 โอห์มมีคุณสมบัติดังตารางที่ 3.1 และสาย 50 โอห์มมีคุณสมบัติดังตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.1 แสดงคุณสมบัติของสาย 75 โอห์ม

ค่าความต้านทาน	75 โอห์ม
วัสดุที่ใช้ทำตัวนำใน	ทองแดงชุบเงิน
วัสดุที่ใช้ทำตัวนำนอก	ทองแดงเคลือบด้วยดีบุก
ฉนวน	Polytetrafluoroethylene (PTFE)
ค่าคงที่ของฉนวน	2.0
ค่าการสูญเสียในการเดินทางของสัญญาณ	0.13 dB/m
ความเร็วในการเคลื่อนที่ของสัญญาณ (vf)	70%
อุณหภูมิทางกล	-65-150 องศาเซลเซียส
กำลังสูงสุดที่ความถี่ 500 เมกะเฮิรตซ์	1560 วัตต์

ตารางที่ 3.2 แสดงคุณสมบัติของสาย 50 โอห์ม

ค่าความต้านทาน	50 โอห์ม
วัสดุที่ใช้ทำตัวนำใน	ทองแดงชุบเงิน
วัสดุที่ใช้ทำตัวนำนอก	ทองแดงเคลือบด้วยดีบุก
ฉนวน	Polytetrafluoroethylene (PTFE)
ค่าคงที่ของฉนวน	2.0
ค่าการสูญเสียในการเดินทางของสัญญาณ	0.16 dB/m
ความเร็วในการเคลื่อนที่ของสัญญาณ (vf)	70%
อุณหภูมิทางกล	-65-150 องศาเซลเซียส
กำลังสูงสุดที่ความถี่ 500 เมกะเฮิรตซ์	1831 วัตต์

ทำการคำนวณหาความยาวสายที่ต้องใช้ที่ความถี่ 118 เมกะเฮิรตซ์ (Meier and Jhangiani, 2007; National Instrument, 2011) จากสมการ

$$\lambda = \frac{v_f \times v_p}{f} \quad (3.1)$$

และ

$$l = \frac{\lambda}{4} \quad (3.2)$$

เมื่อ	λ	คือ ความยาวคลื่น
	v_f	คือ ความเร็วในการเคลื่อนที่ของสัญญาณ
	v_p	คือ ความเร็วแสง
	f	คือ ความถี่ที่จะใช้งาน
	l	คือ ความยาวของสายนำสัญญาณที่ใช้

กำหนดให้ความเร็วในการเคลื่อนที่ของสัญญาณเป็น 0.7 เท่าของความเร็วแสง (จากตารางที่ 3.1 และ 3.2) แสงมีความเร็ว 2.998×10^8 เมตรต่อวินาที ความถี่ที่ใช้งานในการออกแบบคือ 118 เมกะเฮิรตซ์ (Meier and Jhangiani, 2007; National Instrument, 2011) แทนค่าลงในสมการที่ (3.1) จะได้

$$\lambda = \frac{0.7 \times 2.998 \times 10^8 \text{ m/s}}{118 \times 10^6 \text{ 1/s}}$$

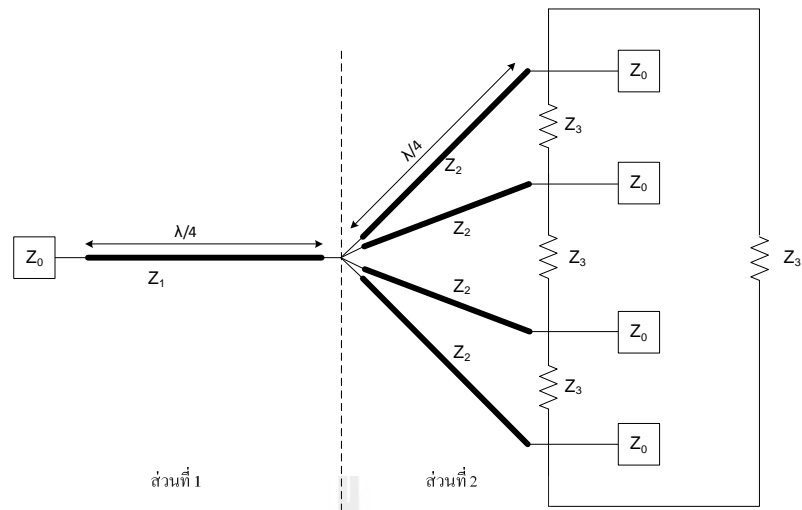
$$\lambda = 1.778 \text{ m}$$

นำค่าของความยาวคลื่นที่ได้ไปแทนในสมการที่ (3.2) จะได้ความยาวของสายนำสัญญาณที่จะใช้คือ

$$l = \frac{1.778}{4} \text{ m}$$

$$l = 0.445 \text{ m}$$

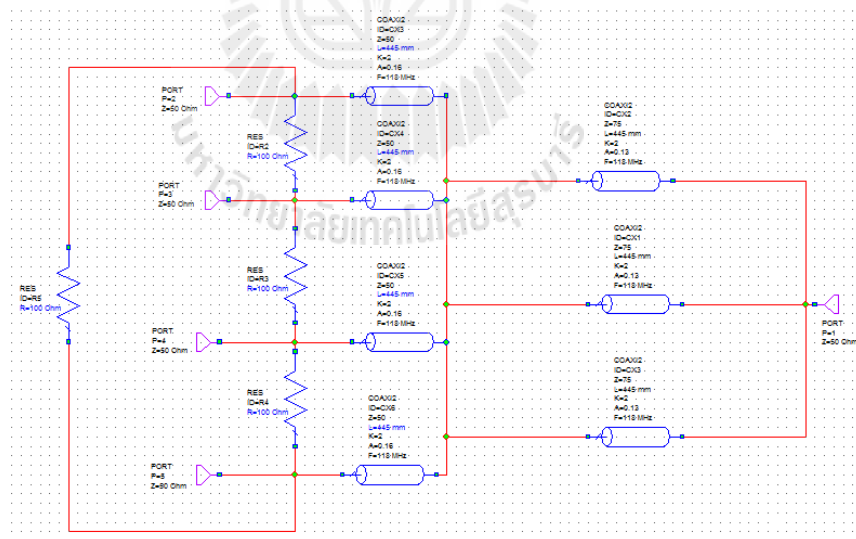
เนื่องจากตัวรวมคลื่นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการประยุกต์ระหว่างตัวแยกกำลังแบบหนึ่งในส่วนของความยาวคลื่น และแบบวิลคินสันเข้าด้วยกัน ดังนั้น จะแยกตัวรวมคลื่นออกเป็น 2 ส่วนดังที่ได้กล่าวไปข้างต้นตามรูปที่ 3.1 สำหรับส่วนที่ 1 คือส่วนของการแปลงสายส่งที่หนึ่งในส่วนของความยาวคลื่น ในส่วนนี้จะมีค่าความต้านทาน (Z_1) 25 โอห์ม ซึ่ง จะใช้สาย 75 โอห์ม 3 เส้น ยาว 0.445 เมตรมาต่อขนานกัน ส่วนที่ 2 คือส่วนของการใส่ตัวต้านทานตามหลักการของวิลคินสัน มีค่าความต้านทาน (Z_2) 50 โอห์ม จำนวน 4 เส้น ยาว 0.445 เมตร จากผลการวิเคราะห์วงจรในบทที่ 2 พบว่าค่าความต้านทานที่มีความเหมาะสมที่ใช้ได้ดีที่สุดคือ $Z_3 = 2Z_{03} = 100$ โอห์ม



รูปที่ 3.1 แสดงวงจรสมมูลของตัวรวมคลื่นที่ได้ออกแบบ

3.2.2 ผลการจำลองแบบด้วยโปรแกรม AWR Microwave Office กรณีที่มีการใส่ตัวต้านทานแยกออกตามหลักการของวิลคินสัน

จากรูปที่ 3.1 นำไปจำลองผลด้วยโปรแกรม AWR Microwave Office ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 แบบจำลองวงจรตัวรวมคลื่นที่ใส่ตัวต้านทานแยกออกตามหลักการของวิลคินสัน

โดยกำหนดค่าให้ตัวแปรต่างๆ มีค่าดังนี้

Element Options: COAXI2 - Physical Length Spec: Grounded Shield (Closed Form) Properties

Name	Value	Unit	Tune	Opt	Limit	Lower	Upper	Description
ID	CX2							Element ID
Z	75		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Characteristic Impedance
L	445	mm	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Length
K	2		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Dielectric Constant
A	0.13		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Loss in dB/meter
F	118	MHz	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Frequency loss is specified at

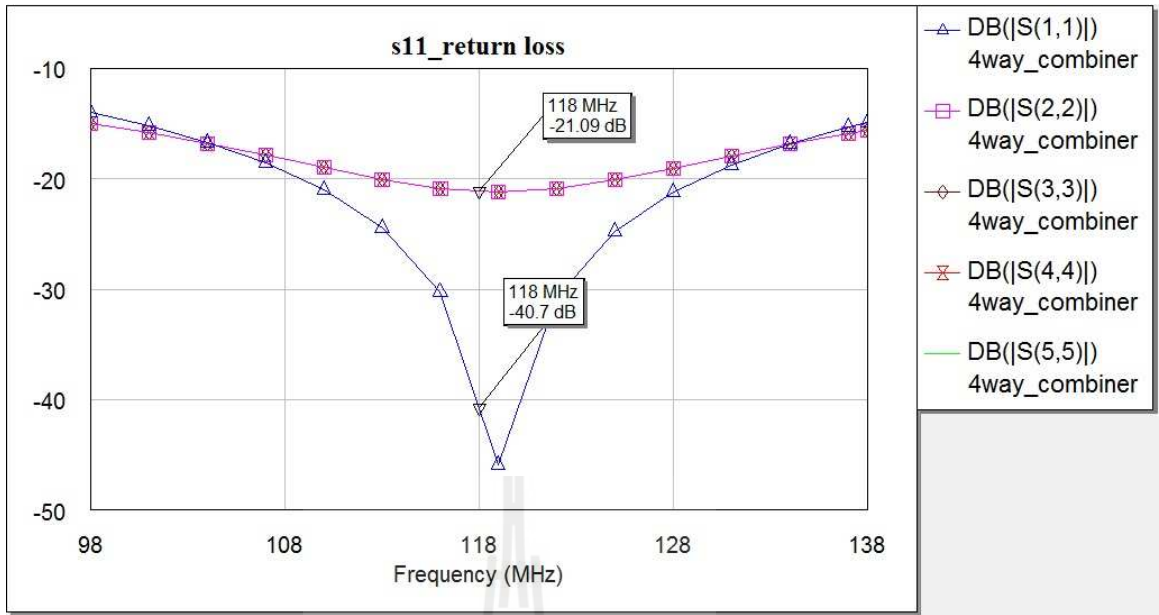
รูปที่ 3.3 ค่าตัวแปรต่างๆของสาย 75 โอห์ม

Element Options: COAXI2 - Physical Length Spec: Grounded Shield (Closed Form) Properties

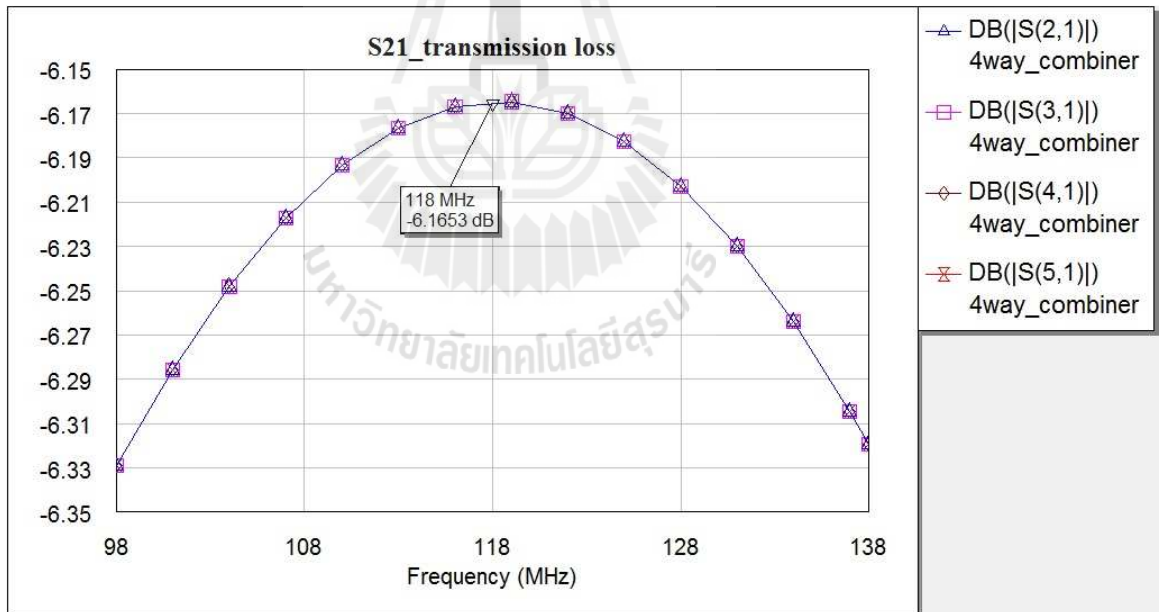
Name	Value	Unit	Tune	Opt	Limit	Lower	Upper	Description
ID	CX4							Element ID
Z	50		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Characteristic Impedance
L	445	mm	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Length
K	2.0		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Dielectric Constant
A	0.16		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Loss in dB/meter
F	118	MHz	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0	0	Frequency loss is specified at

รูปที่ 3.4 ค่าตัวแปรต่างๆของสาย 50 โอห์ม

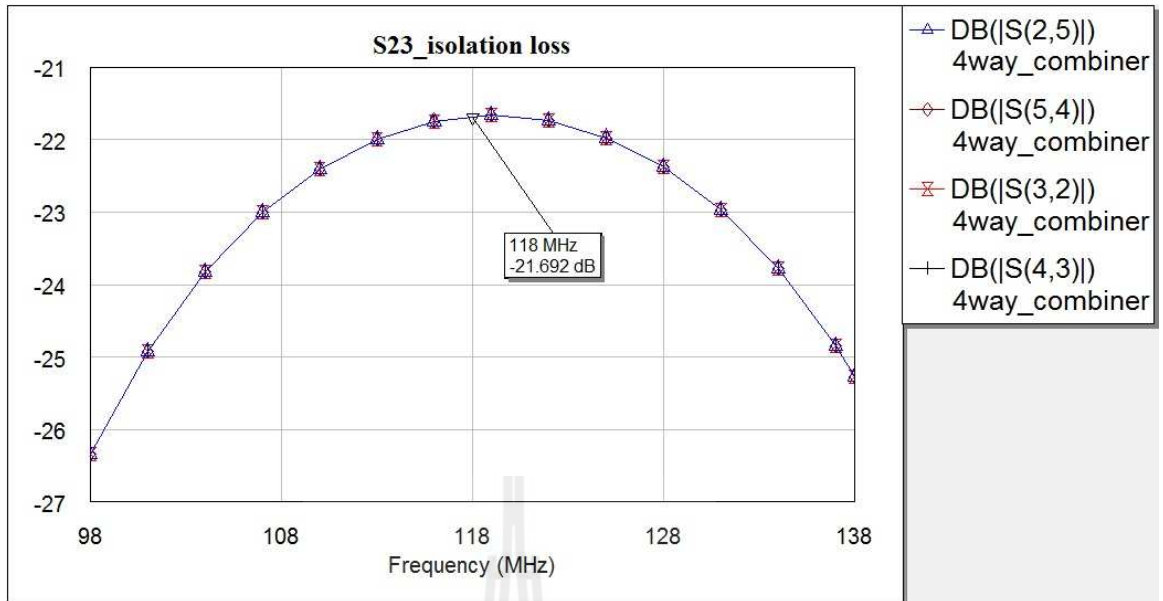
เมื่อใส่ค่าของตัวแปรต่างๆ ตามรูปที่ 3.3 และ 3.4 จะ ได้ผลการจำลองแบบดังนี้



รูปที่ 3.5 ผลการจำลองแบบของสัมประสิทธิ์การสะท้อนในแต่ละพอร์ต



รูปที่ 3.6 ผลการจำลองแบบของสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างพอร์ต



รูปที่ 3.7 ผลการจำลองแบบของสัมประสิทธิ์การแยกออกกระหว่างพอร์ต

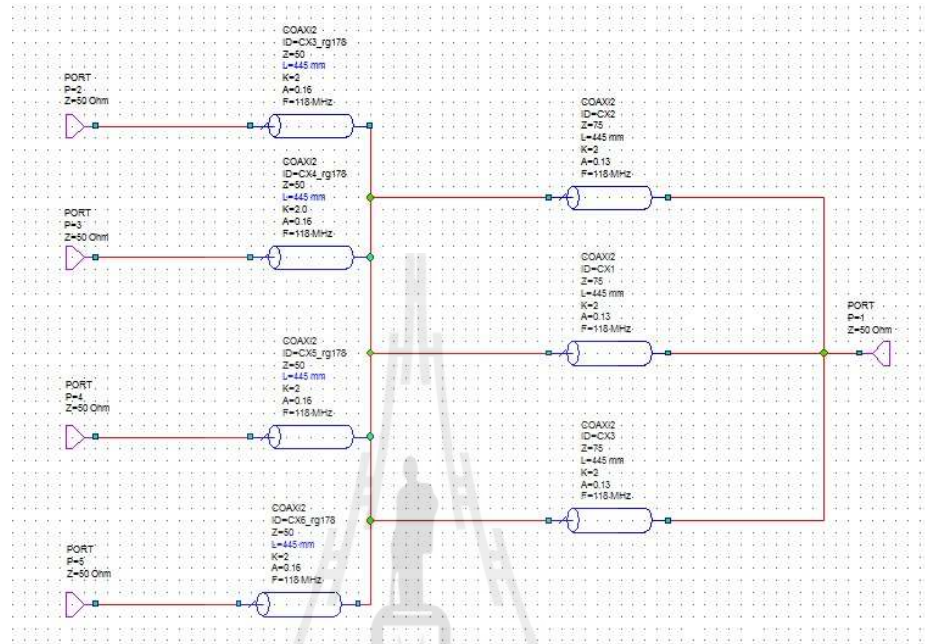
จากการจำลองแบบสามารถสรุปเป็นตารางได้ดังนี้

ตารางที่ 3.3 สรุปผลการจำลองแบบด้วยโปรแกรม AWR Microwave office

สัมประสิทธิ์การสะท้อน (dB)		สัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (dB)		สัมประสิทธิ์การแยกออก (dB)	
S_{11}	-40.7				
S_{22}	-21.09	S_{21}	-6.1653	S_{25}	-21.692
S_{33}	-21.09	S_{31}	-6.1653	S_{32}	-21.692
S_{44}	-21.09	S_{41}	-6.1653	S_{43}	-21.692
S_{55}	-21.09	S_{51}	-6.1653	S_{54}	-21.692

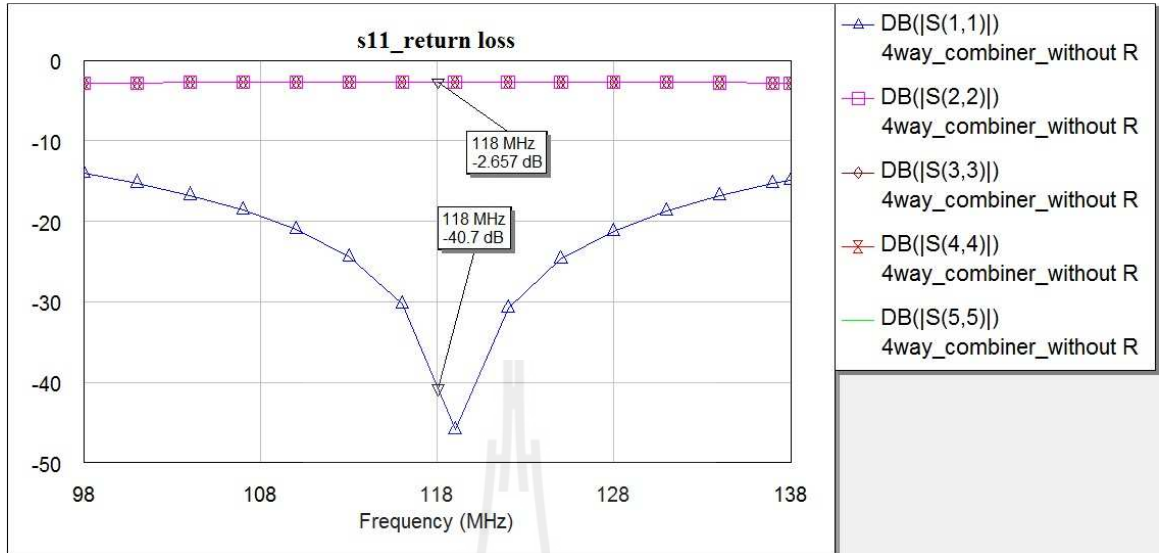
จากการจำลองแบบจะพบว่ารูปแบบของตัวรวมคลื่น ที่ได้ทำการออกแบบไว้นั้น มีการสูญเสียน้อย มีการส่งผ่านได้ดี และแต่ละพอร์ตต่างก็แยกเป็นอิสระต่อกัน ซึ่งจะสังเกตได้ว่าการจำลองแบบนี้ ทุกๆพอร์ต มีค่าเท่าทั้งหมดไม่ว่าจะเป็นสัมประสิทธิ์การสะท้อน สัมประสิทธิ์การส่งผ่าน และสัมประสิทธิ์การแยกออก

3.2.3 ผลการจำลองแบบด้วยโปรแกรม AWR Microwave Office กรณีที่ไม่ใส่ตัวต้านทานแยกออกตามหลักการของวิลคินสัน

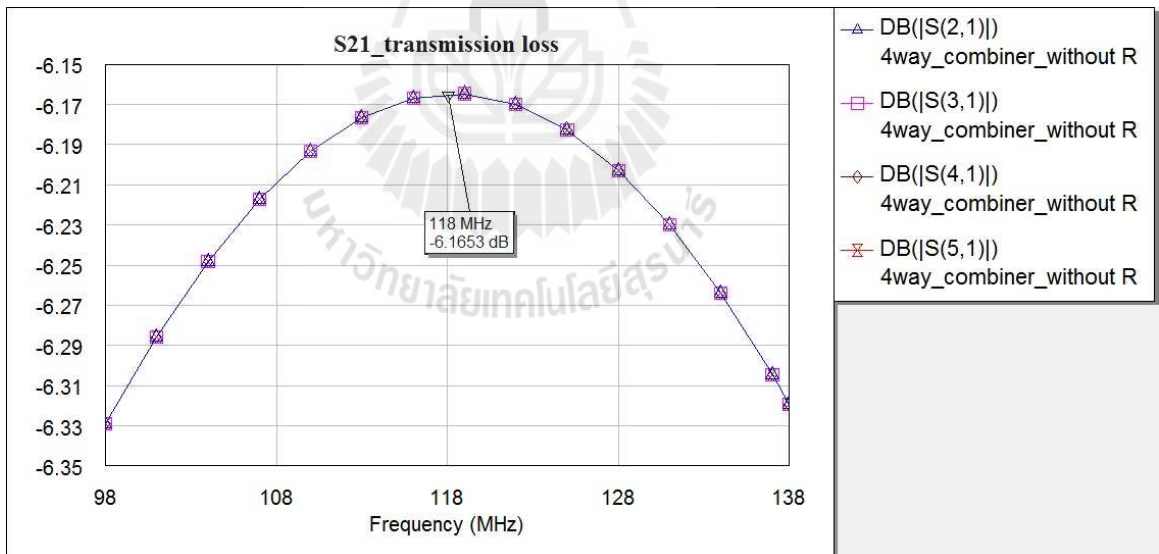


รูปที่ 3.8 แบบจำลองวงจรตัวรวมคลื่นที่ไม่ใส่ตัวต้านทานแยกออก

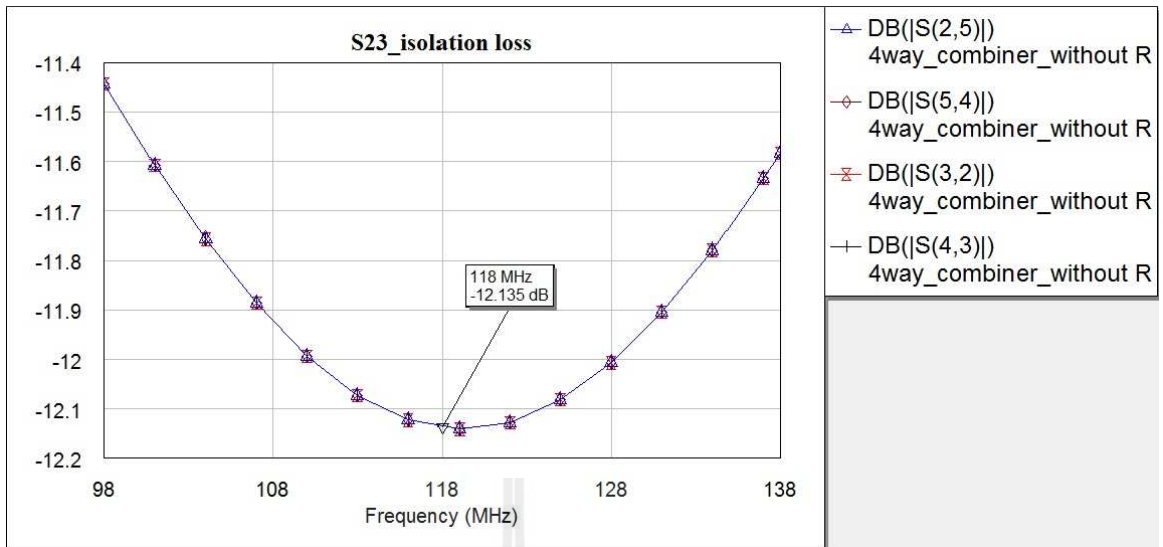
โดยยังคงใส่ค่าตัวแปรต่างๆตามรูปที่ 3.3 และ 3.4 จะทำให้ได้ผลการจำลองแบบดังนี้



รูปที่ 3.9 ผลการจำลองแบบของสัมประสิทธิ์การสะท้อนในแต่ละพอร์ต



รูปที่ 3.10 ผลการจำลองแบบของสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างพอร์ต



รูปที่ 3.11 ผลการจำลองแบบของสัมประสิทธิ์การแยกออกระหว่างพอร์ต

จากการจำลองแบบสามารถสรุปเป็นตารางได้ดังนี้

ตารางที่ 3.4 สรุปผลการจำลองแบบด้วยโปรแกรม AWR Microwave Office กรณีที่ไม่ใส่ตัว
ด้านทาน

สัมประสิทธิ์การสะท้อน (dB)		สัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (dB)		สัมประสิทธิ์การแยกออก (dB)	
S_{11}	-40.7				
S_{22}	-2.657	S_{21}	-6.6153	S_{25}	-12.135
S_{33}	-2.657	S_{31}	-6.6153	S_{32}	-12.135
S_{44}	-2.657	S_{41}	-6.6153	S_{43}	-12.135
S_{55}	-2.657	S_{51}	-6.6153	S_{54}	-12.135

จากการจำลองแบบทั้งกรณีที่ไม่ใส่ตัวด้านทานและใส่ตัวด้านทานจะพบมีเพียงค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านเท่านั้นที่ยังมีค่าเท่าเดิม ส่วนค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและค่าสัมประสิทธิ์การแยกออกนั้น มีค่าดีกว่าการไม่ใส่ตัวด้านทานอย่างเห็นได้ชัดเจน นั่นหมายความว่า การใส่ตัวด้านทานตามหลักการของวิลคินสันจะทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีค่าน้อยมาก และแต่ละพอร์ตมีความเป็นอิสระต่อกันมากขึ้น ซึ่งเมื่อเกิดเหตุการณ์ที่พอร์ตใดพอร์ตหนึ่งมีปัญหา จะไม่ส่งผลกระทบต่อพอร์ตอื่น

3.3 การสร้างตัวรวมคลื่น



รูปที่ 3.12 ตัวรวมคลื่นต้นแบบที่สร้างตามที่ได้ออกแบบไว้

ในการสร้างตัวรวมคลื่นนั้น จะมีโครงสร้างภายในเป็นนำสัญญาณแบบแกนร่วมขนาด 75 โอห์ม จำนวน 3 เส้น และขนาด 50 โอห์ม จำนวน 4 เส้น ยาวเส้นละ 0.445 เมตร ตัวต้านทานขนาด 100 โอห์ม 250 วัตต์ จำนวน 4 ตัว ส่วนโครงสร้างภายนอกประกอบด้วยท่อทองแดงสำหรับในส่วนที่ 1 และ อะลูมิเนียมแผ่นเรียบหนา 3 มิลลิเมตรในส่วนที่ 2 ตัวเชื่อมต่อที่ใช้เป็นประเภท 7/16 ตามรูปที่ 3.12 เนื่องจากสายนำสัญญาณที่ขนาด 50 โอห์มที่ใช้มีความยาวถึง 0.445 เมตร เพื่อให้ตัวรวมคลื่นมีขนาดที่ไม่ใหญ่เทอะทะ จนเกินไป จึงม้วนสายให้สั้นลงเพื่อลดพื้นที่จึงทำให้ได้ ส่วนที่ 2 ของตัวรวมคลื่นดังรูป



รูปที่ 3.13 ตัวรวมคลื่นต้นแบบที่สร้างตามที่ได้ออกแบบไว้

3.4 สรุป

จากการออกแบบที่ได้อธิบายไปในตอนต้นและเมื่อทำการจำลองแบบตามที่ได้ออกแบบพบว่า การใส่ตัวต้านทานเพิ่มเข้าไปตามหลักการของวิลคินสันนั้น ทำให้ประสิทธิภาพของตัวรวมคลื่นดีขึ้น โดยที่แต่ละพอร์ตมีการสูญเสียน้อยกว่าการไม่ใส่ตัวต้านทาน ทำให้แต่ละพอร์ตมีการเข้ากันของความต้านทานมากขึ้น และแต่ละพอร์ตต่างก็เป็นอิสระต่อกันมากขึ้น แม้พอร์ตใดพอร์ตหนึ่งมีปัญหา ระบบก็ยังคงทำงานได้ ซึ่งผลการวัดคุณสมบัติและการทดสอบจะนำเสนอในบทที่ 4 ต่อไป

บทที่ 4

ผลการวัดคุณสมบัติและทดสอบอุปกรณ์ต้นแบบ

4.1 กล่าวนำ

ในบทนี้เราจะกล่าวถึงการสร้างตัวรวมคลื่นที่มีการใส่ตัวต้านทานแยกออกตามหลักการของวิลคินสันที่แสดงในบทที่ 3 จากนั้นจะวัดด้วยเครื่องมือวัด และทดสอบการจ่ายกำลังด้วยเครื่องกำเนิดสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุ 118 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยจะแสดงในรูปแบบของกราฟและตารางสรุปผลการวัดและการทดสอบ

4.2 การวัดคุณสมบัติของตัวรวมคลื่นด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่าย (Network Analyzer)



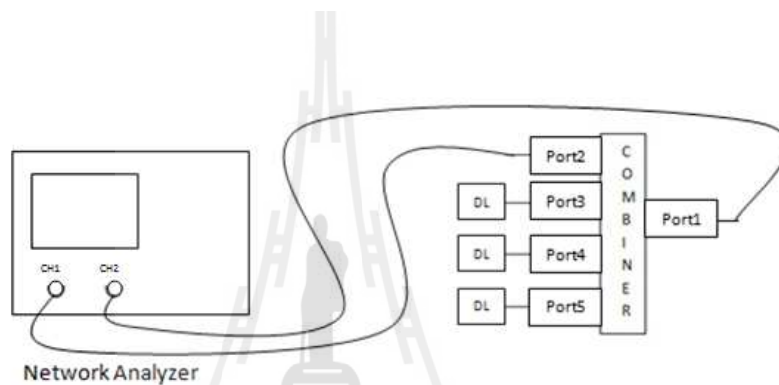
รูปที่ 4.1 ลักษณะของตัวรวมคลื่นที่ใช้ในการวัดคุณสมบัติที่ความถี่ 118 เมกะเฮิร์ตซ์

การออกแบบตัวรวมคลื่นที่ความถี่ 118 เมกะเฮิร์ตซ์ แบบหนึ่งในสี่ส่วนของความยาวคลื่น และใส่ตัวต้านทานแยกออกตามหลักการของวิลคินสัน มีโครงสร้างที่ทำจากสายแบบแกนร่วม ในการวัดคุณสมบัติของตัวรวมคลื่นดังกล่าวด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่าย (Network Analyzer) ได้ทำการวัด

หึ่งค่า S พารามิเตอร์และค่าความต้านทานในแต่ละพอร์ต รวมถึงการวัดการส่งผ่านของสัญญาณ และการแยกออกของแต่ละพอร์ต โดยในที่นี้พอร์ตที่ 1 เป็นพอร์ตขาออกต่ออยู่กับ CH2 ของเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่าย (Network Analyzer) พอร์ตที่ 2, 3, 4 และ 5 คือพอร์ตขาเข้าต่ออยู่กับ CH1 ของเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่าย (Network Analyzer) ดังรูปที่ 4.2 โดยตั้งค่าความถี่เริ่มต้นที่ 43 เมกะเฮิร์ตซ์ ถึง 193 เมกะเฮิร์ตซ์

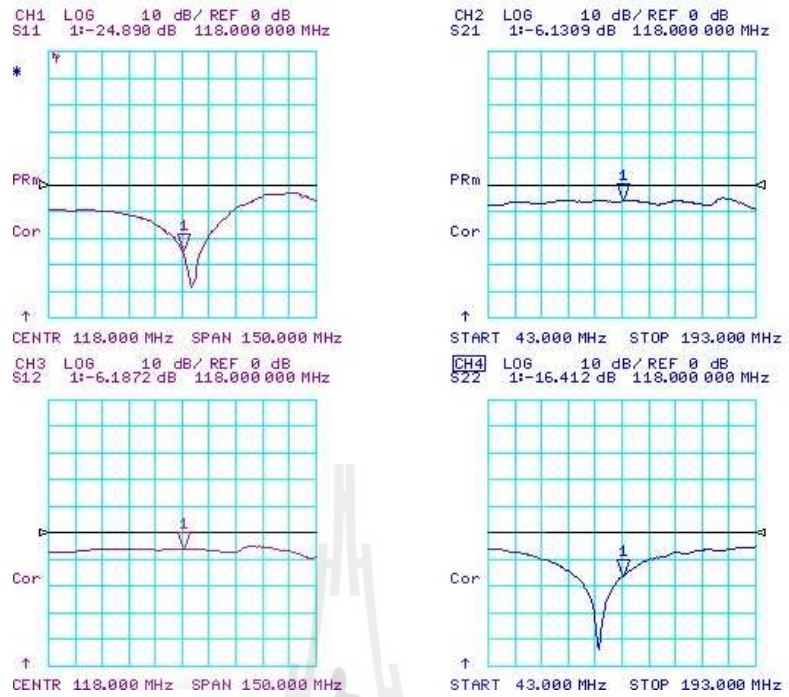
ผลการวัดตัวรวมคลื่นด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่าย (Network Analyzer)

- ผลการวัดสัมประสิทธิ์ต่างๆ ระหว่างพอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 2 ของตัวรวมคลื่น



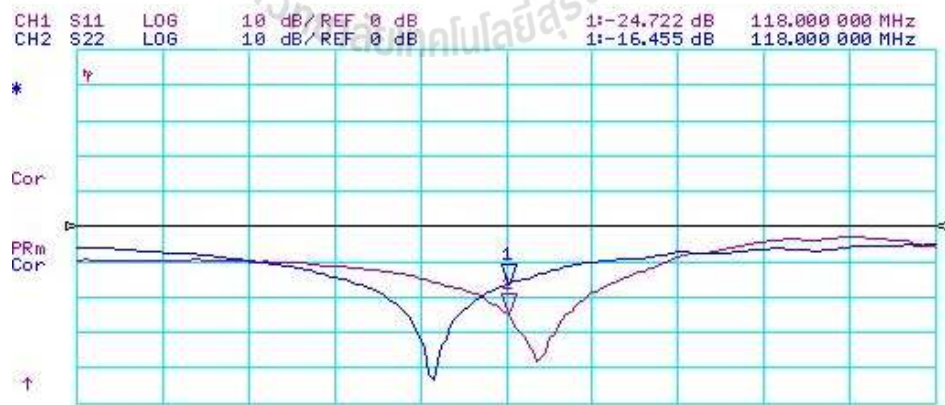
รูปที่ 4.2 แสดงวิธีการวัดตัวรวมคลื่นด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายระหว่างพอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 2

กราฟรูปที่ 4.3 คือภาพรวมของการวัดโดยที่ S_{11} คือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของพอร์ตที่ 2 S_{22} คือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของพอร์ตที่ 1 ของตัวรวมคลื่น ส่วน S_{21} คือค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจากพอร์ตที่ 2 ไปยังพอร์ตที่ 1 และ S_{12} คือค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจากพอร์ตที่ 1 ไปยังพอร์ตที่ 2 ดังแสดงในรูป CH1 (S_{11}) CH2 (S_{21}) CH3 (S_{12}) และ CH4 (S_{22}) (เส้น PRm คือเส้นอ้างอิงที่ตำแหน่ง 0 dB) ที่ความถี่ 118 เมกะเฮิร์ตซ์ ดังรูป



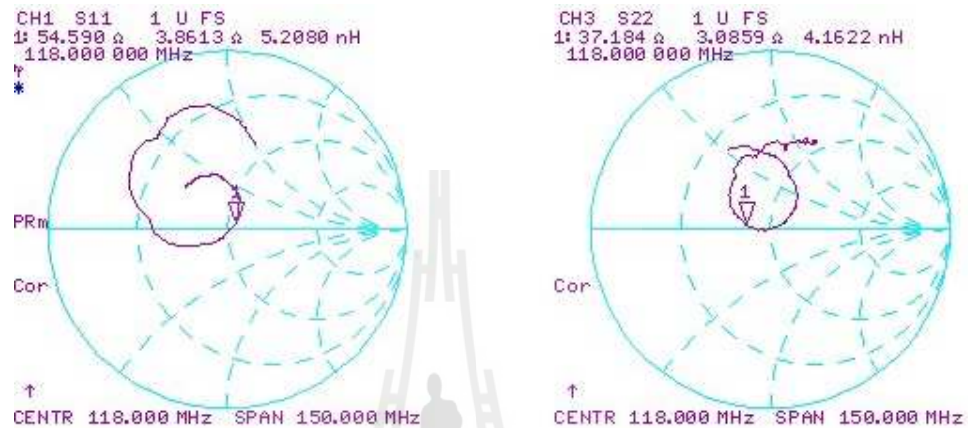
รูปที่ 4.3 แสดงผลการวัดของตัวรวมคลื่นของพอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 2

เมื่อนำกราฟรูปที่ 4.3 เมื่อนำกราฟของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของทั้งสองพอร์ต (CH1 และ CH4) มาวางลงในกราฟเดียวกัน กราฟของสัมประสิทธิ์การสะท้อนจะมีค่าที่ใกล้เคียงกัน ดังกราฟในรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัมประสิทธิ์การสะท้อนของทั้งสองพอร์ตเมื่อนำมาเปรียบเทียบในกราฟเดียวกัน

กราฟรูปที่ 4.5 แสดงค่าความต้านทานของพอร์ตที่ 2 (CH1) และความต้านทานของพอร์ตที่ 1 (CH3) ซึ่งพบว่าค่าความต้านทานที่พอร์ตที่ 2 มีค่ามากกว่าค่าความต้านทานที่พอร์ตที่ 1 และมีค่าใกล้เคียงกับ 50 โอห์มมากกว่าและใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณได้ ซึ่งหมายความว่าพอร์ตที่ 2 มีความแม่นยำของความต้านทานมากกว่าพอร์ตที่ 1



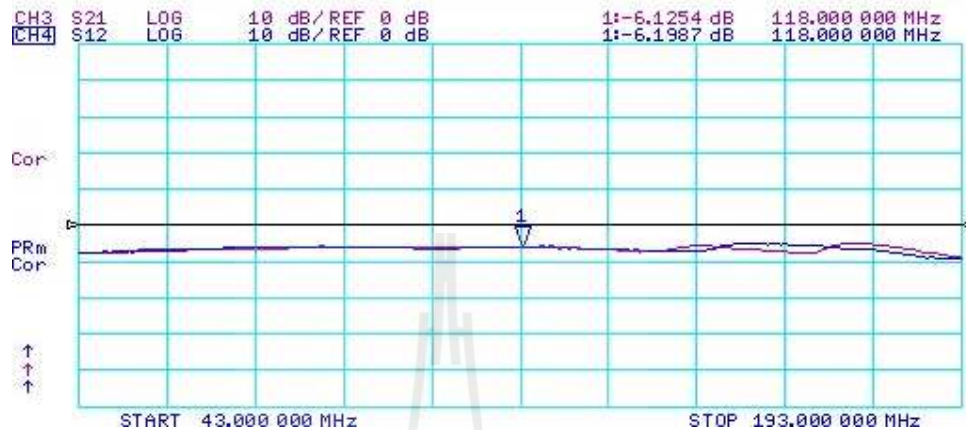
รูปที่ 4.5 แสดงค่าความต้านทานของพอร์ตที่ 1 (CH3) และพอร์ตที่ 2 (CH1)

กราฟรูปที่ 4.6 แสดงค่า VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) เปรียบเทียบระหว่างพอร์ตที่ 2 (CH1) และพอร์ตที่ 1 (CH2)



รูปที่ 4.6 แสดงค่า VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) ของพอร์ตที่ 2 (CH1) และพอร์ตที่ 1 (CH2)

เมื่อนำกราฟรูปที่ 4.3 ในส่วนที่เป็นสัมประสิทธิ์การส่งผ่านมาวางลงบนกราฟเดียวกัน พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างพอร์ตที่ 1 ไปยังพอร์ตที่ 2 (CH2) และจากพอร์ตที่ 2 ไปยังพอร์ตที่ 1 (CH3) มีค่าใกล้เคียงกันมากจนทับกันได้สนิทพอดี



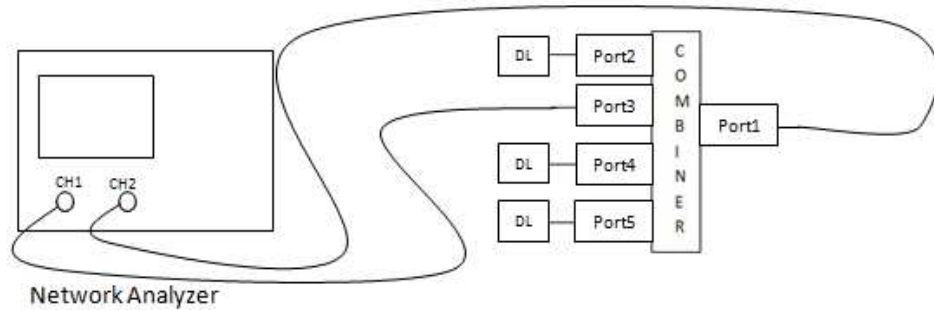
รูปที่ 4.7 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างพอร์ตที่ 1 และ พอร์ตที่ 2

กราฟรูปที่ 4.8 แสดงค่ามุมเฟสเปรียบเทียบระหว่างการส่งผ่านจากพอร์ตที่ 2 ไปยังพอร์ตที่ 1 (CH3) และ จากพอร์ตที่ 1 ไปยังพอร์ตที่ 2 (CH4) มีค่าใกล้เคียงกันมากจนทับกันได้สนิทพอดี



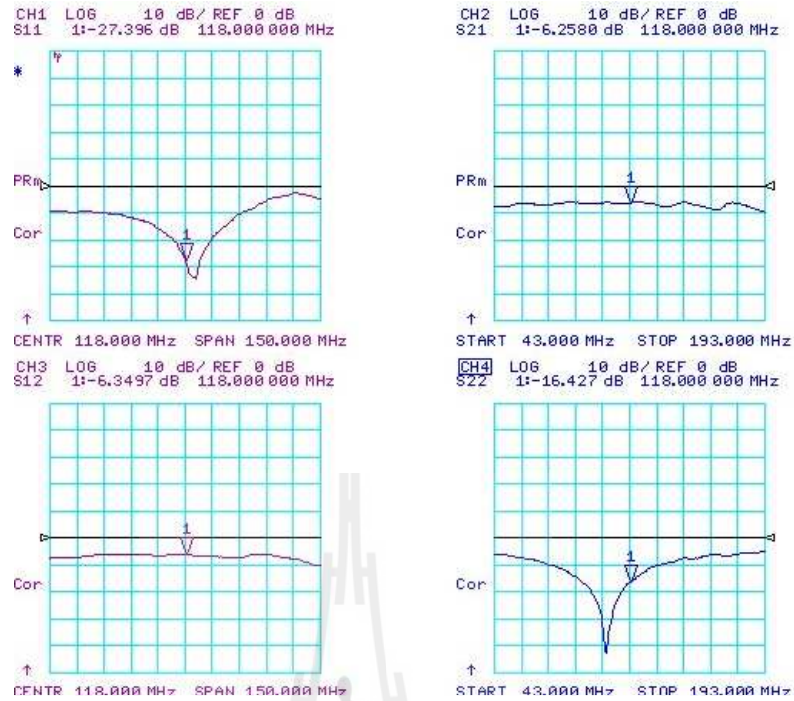
รูปที่ 4.8 แสดงค่ามุมเฟสการส่งผ่านระหว่างพอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 2

- ผลการวัดสัมประสิทธิ์ต่างๆ ระหว่างพอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 3 ของตัวรวมคลื่น



รูปที่ 4.9 แสดงวิธีการวัดตัวรวมคลื่นด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายที่พอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 3

กราฟรูปที่ 4.10 คือภาพรวมของการวัดโดยที่ S_{11} คือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของพอร์ตที่ 3 S_{22} คือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของพอร์ตที่ 1 ของตัวรวมคลื่น ส่วน S_{21} คือค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจากพอร์ตที่ 3 ไปยังพอร์ตที่ 1 และ S_{12} คือค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจากพอร์ตที่ 1 ไปยังพอร์ตที่ 3 ดังแสดงที่ในรูป CH1 (S_{11}) CH2 (S_{21}) CH3 (S_{12}) และ CH4 (S_{22}) (เส้น PRm คือเส้นอ้างอิงที่ตำแหน่ง 0 dB) ที่ความถี่ 118 เมกะเฮิร์ตซ์ ดังรูป



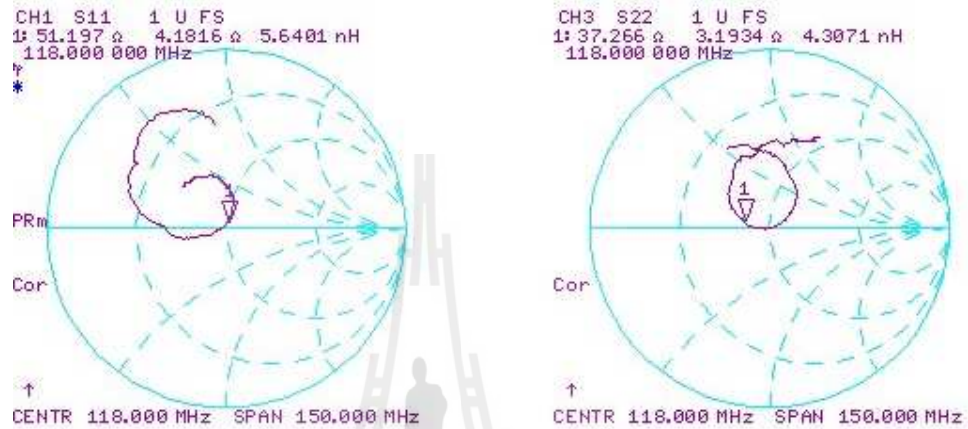
รูปที่ 4.10 แสดงผลการวัดของตัวรวมคลื่นของพอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 3

เมื่อนำกราฟรูปที่ 4.10 เมื่อนำกราฟของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของทั้งสองพอร์ต (CH1 และ CH4) มาวางลงในกราฟเดียวกัน กราฟของสัมประสิทธิ์การสะท้อนจะมีค่าที่ใกล้เคียงกัน ดังกราฟในรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.11 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัมประสิทธิ์การสะท้อนของทั้งสองพอร์ต เมื่อนำมาเปรียบเทียบในกราฟเดียวกัน

กราฟรูปที่ 4.12 แสดงค่าความต้านทานของพอร์ตที่ 3 (CH1) และค่าความต้านทานของพอร์ตที่ 1 (CH3) ซึ่งพบว่าค่าความต้านทานที่พอร์ตที่ 3 มีค่ามากกว่าค่าความต้านทานที่พอร์ตที่ 1 และมีค่าใกล้เคียงกับ 50 โอห์มมากกว่าและใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณได้ ซึ่งหมายความว่าพอร์ตที่ 3 มีความแม่นยำของความต้านทานมากกว่าพอร์ตที่ 1



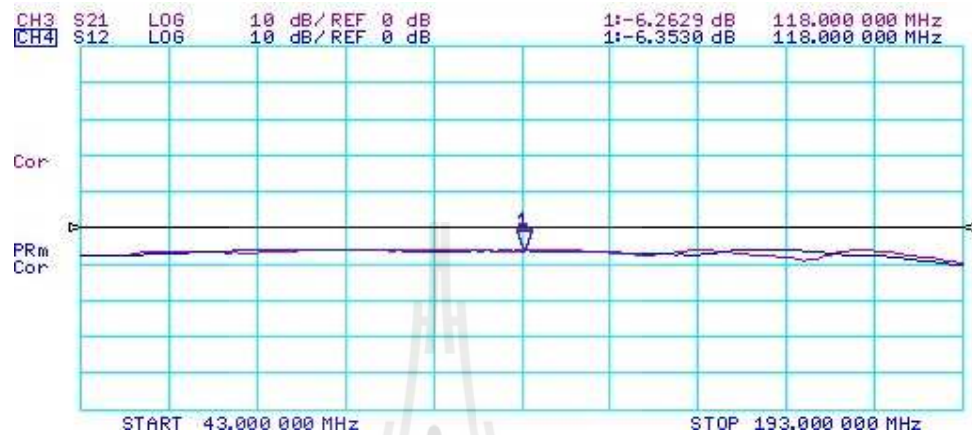
รูปที่ 4.12 แสดงค่าความต้านทานของพอร์ตที่ 1 (CH3) และพอร์ตที่ 3 (CH1)

กราฟรูปที่ 4.13 แสดงค่า VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) เปรียบเทียบระหว่างพอร์ตที่ 3 (CH1) และพอร์ตที่ 1 (CH2)



รูปที่ 4.13 แสดงค่า VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) ของพอร์ตที่ 3 (CH1) และพอร์ตที่ 1 (CH2)

เมื่อนำกราฟรูปที่ 4.10 ในส่วนที่เป็นสัมประสิทธิ์การส่งผ่านมาวางลงบนกราฟเดียวกัน พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างพอร์ตที่ 1 ไปยังพอร์ตที่ 3 (CH2) และ จากพอร์ตที่ 3 ไปยังพอร์ตที่ 1 (CH3) มีค่าใกล้เคียงกันมากจนทับกันได้สนิทพอดี



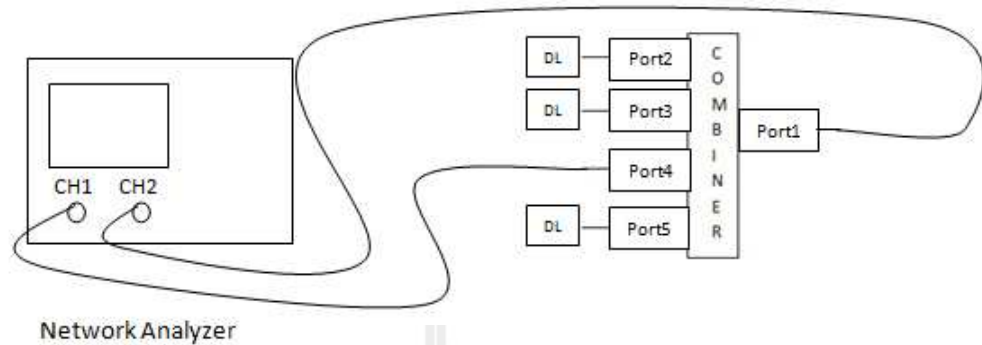
รูปที่ 4.14 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างพอร์ตที่ 1 และ พอร์ตที่ 3

กราฟรูปที่ 4.15 แสดงค่ามุมเฟสเปรียบเทียบระหว่างการส่งผ่านจากพอร์ตที่ 3 ไปยังพอร์ตที่ 1 (CH3) และ จากพอร์ตที่ 1 ไปยังพอร์ตที่ 3 (CH4) มีค่าใกล้เคียงกันมากจนทับกันได้สนิทพอดี



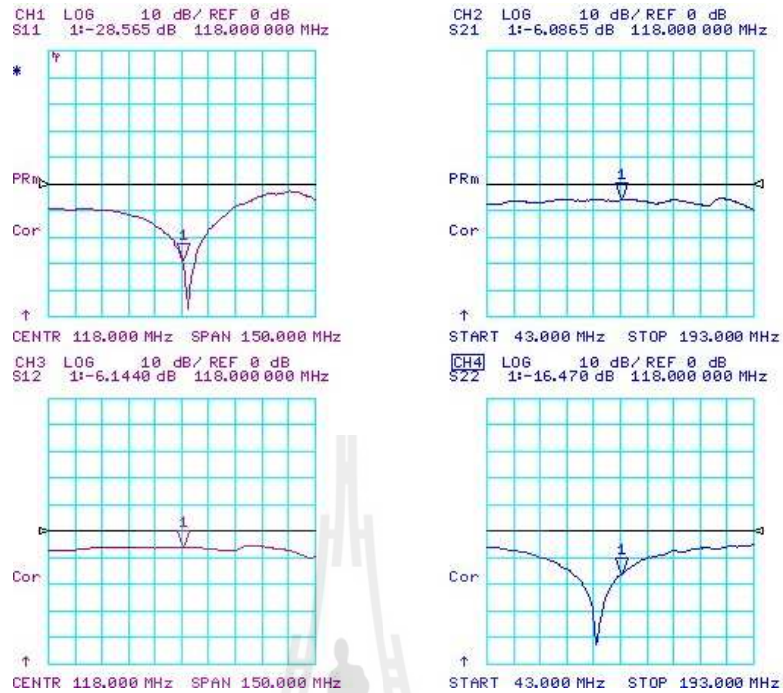
รูปที่ 4.15 แสดงค่ามุมเฟสการส่งผ่านระหว่างพอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 3

- ผลการวัดสัมประสิทธิ์ต่างๆ ระหว่างพอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 4 ของตัวรวมคลื่น



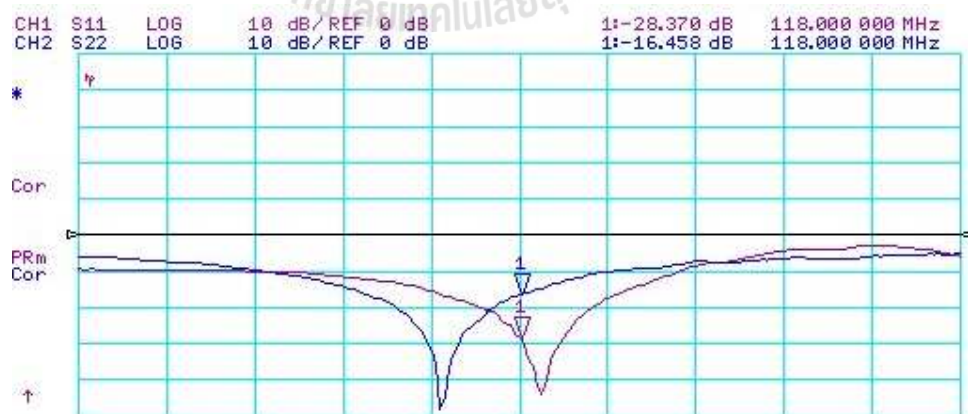
รูปที่ 4.16 แสดงวิธีการวัดตัวรวมคลื่นด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายที่พอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 4

กราฟรูปที่ 4.17 คือภาพรวมของการวัดโดยที่ S_{11} คือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของพอร์ตที่ 4 S_{22} คือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของพอร์ตที่ 1 ของตัวรวมคลื่น ส่วน S_{21} คือค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจากพอร์ตที่ 4 ไปยังพอร์ตที่ 1 และ S_{12} คือค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจากพอร์ตที่ 1 ไปยังพอร์ตที่ 4 ดังแสดงที่ในรูป CH1 (S_{11}) CH2 (S_{21}) CH3 (S_{12}) และ CH4 (S_{22}) (เส้น PRm คือเส้นอ้างอิงที่ตำแหน่ง 0 dB) ที่ความถี่ 118 เมกะเฮิรตซ์ ดังรูป



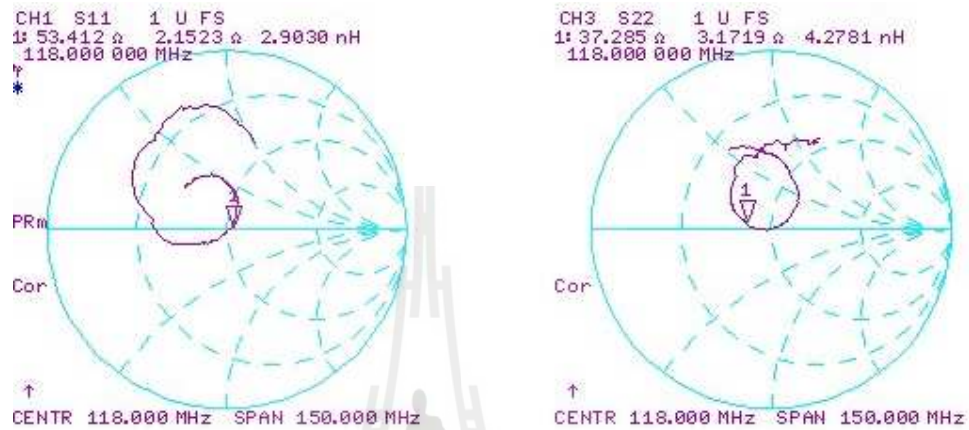
รูปที่ 4.17 แสดงผลการวัดของตัวรวมคลื่นของพอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 4

เมื่อนำกราฟรูปที่ 4.17 เมื่อนำกราฟของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของทั้งสองพอร์ต (CH1 และ CH4) มาวาดลงในกราฟเดียวกัน กราฟของสัมประสิทธิ์การสะท้อนจะมีค่าที่ใกล้เคียงกัน ดังกราฟในรูปที่ 4.18



รูปที่ 4.18 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัมประสิทธิ์การสะท้อนของทั้งสองพอร์ต เมื่อนำมาเปรียบเทียบในกราฟเดียวกัน

กราฟรูปที่ 4.19 แสดงค่าความต้านทานของพอร์ตที่ 4 (CH1) และความต้านทานของพอร์ตที่ 1 (CH3) ซึ่งพบว่าค่าความต้านทานที่พอร์ตที่ 4 มีค่ามากกว่าค่าความต้านทานที่พอร์ตที่ 1 และมีค่าใกล้เคียงกับ 50 โอห์มมากกว่าและใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณได้ ซึ่งหมายความว่าพอร์ตที่ 4 มีความแม่นยำของความต้านทานมากกว่าพอร์ตที่ 1



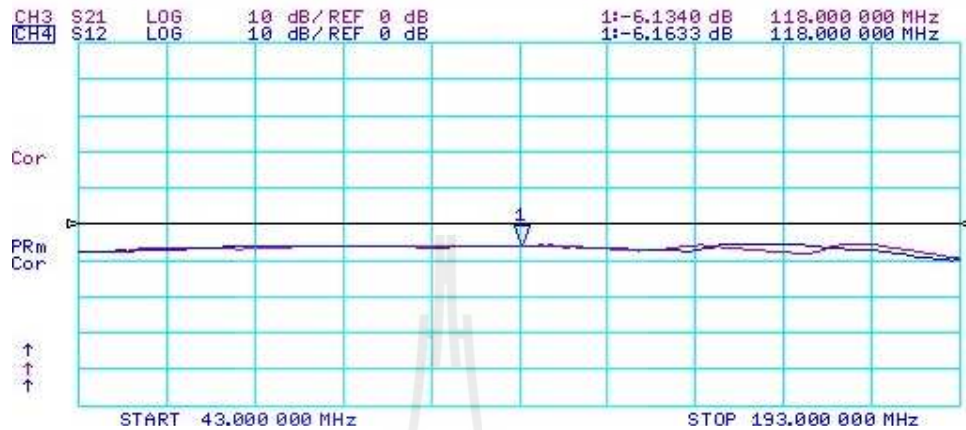
รูปที่ 4.19 แสดงค่าสัมประสิทธิ์ความต้านทานที่พอร์ตที่ 4 (CH1) และพอร์ตที่ 1 (CH3)

กราฟรูปที่ 4.19 แสดงค่า VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) เปรียบเทียบระหว่างพอร์ตที่ 4 (CH1) และพอร์ตที่ 1 (CH2)



รูปที่ 4.20 แสดงค่า VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) ของพอร์ตที่ 4 (CH1) และพอร์ตที่ 1 (CH2)

เมื่อนำกราฟรูปที่ 4.17 ในส่วนที่เป็นสัมประสิทธิ์การส่งผ่านมาวางลงบนกราฟเดียวกัน พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างพอร์ตที่ 1 ไปยังพอร์ตที่ 4 (CH2) และจากพอร์ตที่ 4 ไปยังพอร์ตที่ 1 (CH3) มีค่าใกล้เคียงกันมากจนทับกันได้สนิทพอดี



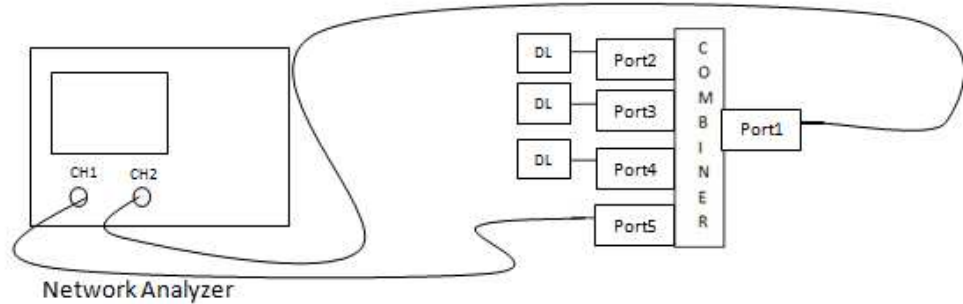
รูปที่ 4.21 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างพอร์ตที่ 1 และ พอร์ตที่ 4

กราฟรูปที่ 4.22 แสดงค่ามุมเฟสเปรียบเทียบระหว่างการส่งผ่านจากพอร์ตที่ 4 ไปยังพอร์ตที่ 1 (CH3) และจากพอร์ตที่ 1 ไปยังพอร์ตที่ 4 (CH4) มีค่าใกล้เคียงกันมากจนทับกันได้สนิทพอดี



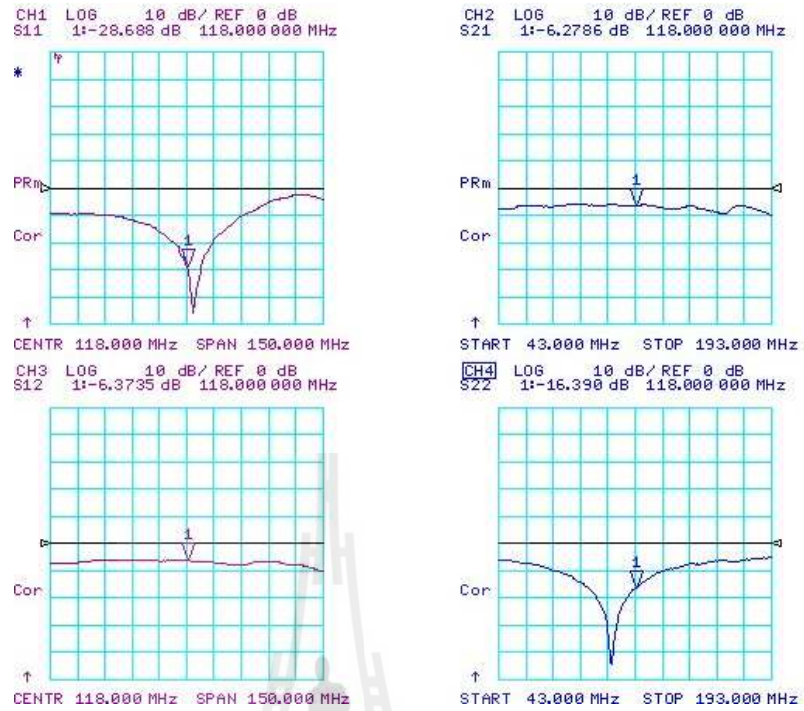
รูปที่ 4.22 แสดงค่ามุมเฟสระหว่างพอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 4

- ผลการวัดสัมประสิทธิ์ต่างๆระหว่างพอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 5 ของตัวรวมคลื่น



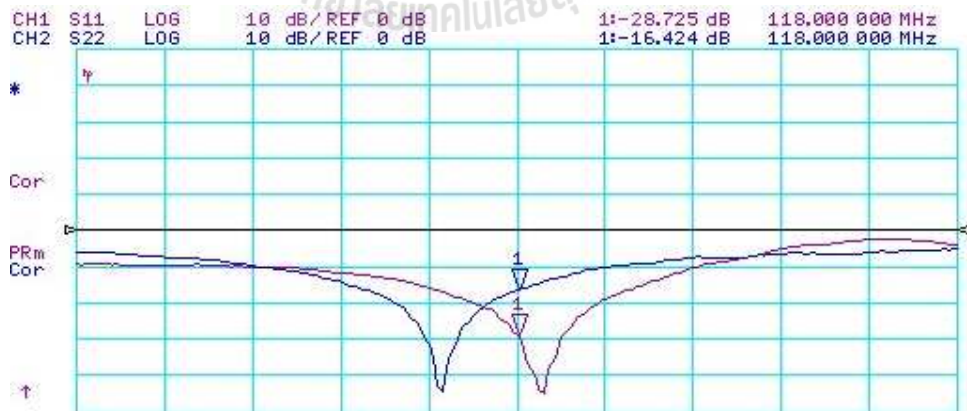
รูปที่ 4.23 แสดงวิธีการวัดตัวรวมคลื่นด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายที่พอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 5

กราฟรูปที่ 4.24 คือภาพรวมของการวัดโดยที่ S_{11} คือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของพอร์ตที่ 5 S_{22} คือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของพอร์ตที่ 1 ของตัวรวมคลื่น ส่วน S_{21} คือค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจากพอร์ตที่ 5 ไปยังพอร์ตที่ 1 และ S_{12} คือค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจากพอร์ตที่ 1 ไปยังพอร์ตที่ 5 ดังแสดงที่ในรูปแบบ CH1 (S_{11}) CH2 (S_{21}) CH3 (S_{12}) และ CH4 (S_{22}) (เส้น PRm คือเส้นอ้างอิงที่ตำแหน่ง 0 dB) ที่ความถี่ 118 เมกะเฮิรตซ์ ดังรูป



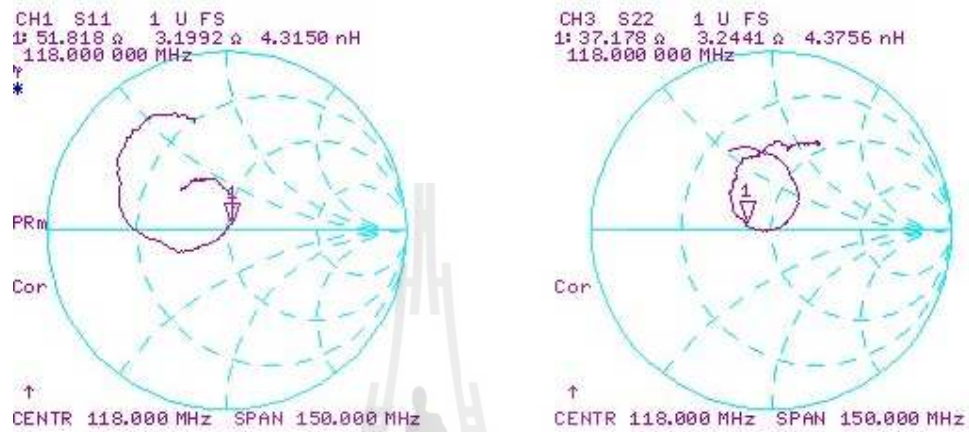
รูปที่ 4.24 แสดงผลการวัดของตัวรวมคลื่นของพอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 5

เมื่อนำกราฟรูปที่ 4.24 เมื่อนำกราฟของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของทั้งสองพอร์ต (CH1 และ CH4) มาวางลงในกราฟเดียวกัน กราฟของสัมประสิทธิ์การสะท้อนจะมีค่าที่ใกล้เคียงกัน ดังกราฟในรูปที่ 4.25



รูปที่ 4.25 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัมประสิทธิ์การสะท้อนของทั้งสองพอร์ต เมื่อนำมาเปรียบเทียบในพื้นที่เดียวกัน

กราฟรูปที่ 4.26 แสดงค่าความต้านทานของพอร์ตที่ 5 (CH1) และความต้านทานของพอร์ตที่ 1 (CH3) ซึ่งพบว่าค่าความต้านทานที่พอร์ตที่ 5 มีค่ามากกว่าค่าความต้านทานที่พอร์ตที่ 1 และมีค่าใกล้เคียงกับ 50 โอห์มมากกว่าและใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณได้ ซึ่งหมายความว่าพอร์ตที่ 4 มีความแม่นยำของความต้านทานมากกว่าพอร์ตที่ 1



รูปที่ 4.26 แสดงค่าต้านทานที่พอร์ตที่ 5 (CH1) และพอร์ตที่ 1 (CH3)

กราฟรูปที่ 4.27 แสดงค่า VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) เปรียบเทียบระหว่างพอร์ตที่ 5 (CH1) และพอร์ตที่ 1 (CH2)



รูปที่ 4.27 แสดงค่า VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) ของพอร์ตที่ 5 (CH1) และพอร์ตที่ 1 (CH2)

กราฟรูปที่ 4.28 แสดงค่ามอดูเลชันเปรียบเทียบระหว่างการส่งผ่านจากพอร์ตที่ 5 ไปยังพอร์ตที่ 1 (CH3) และ จากพอร์ตที่ 1 ไปยังพอร์ตที่ 5 (CH4) มีค่าใกล้เคียงกันมากจนทับกันได้สนิทพอดี



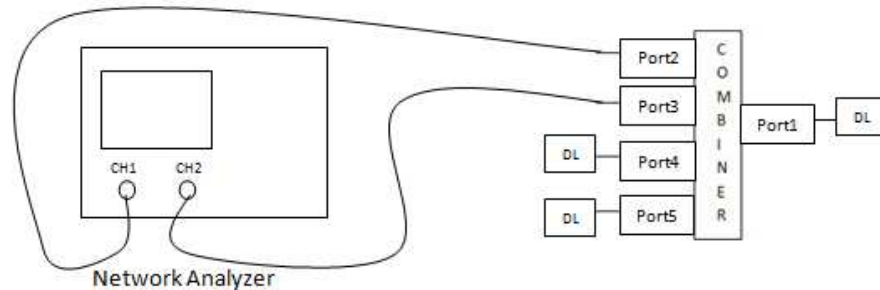
รูปที่ 4.28 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างพอร์ตที่ 1 และ พอร์ตที่ 5

กราฟรูปที่ 4.29 แสดงค่ามอดูเลชันเปรียบเทียบระหว่างการส่งผ่านจากพอร์ตที่ 5 ไปยังพอร์ตที่ 1 (CH3) และ จากพอร์ตที่ 1 ไปยังพอร์ตที่ 5 (CH4) มีค่าใกล้เคียงกันมากจนทับกันได้สนิทพอดี



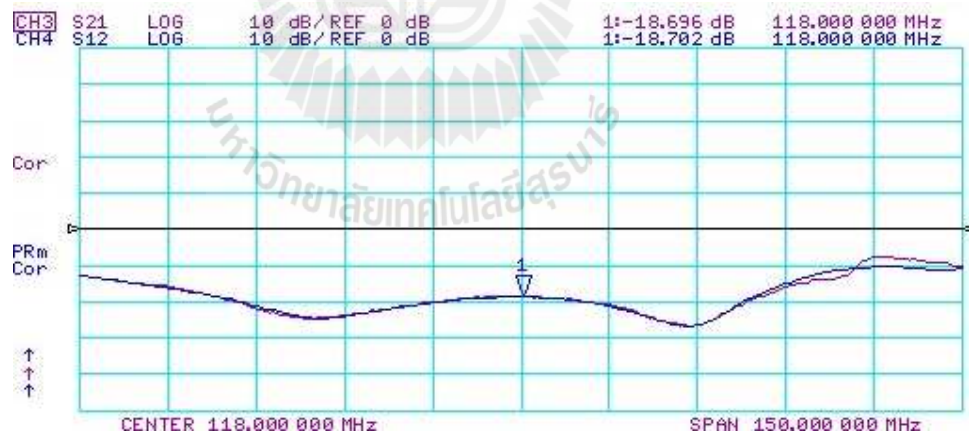
รูปที่ 4.29 แสดงค่ามอดูเลชันระหว่างพอร์ตที่ 1 และ พอร์ตที่ 5

- ผลการวัดสัมประสิทธิ์ต่างๆ ระหว่างพอร์ตที่ 2 และพอร์ตที่ 3 ของตัวรวมคลื่น



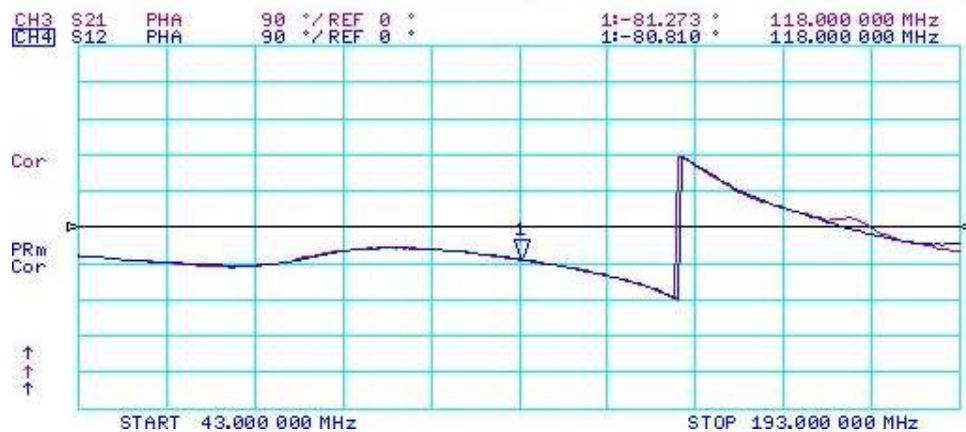
รูปที่ 4.30 แสดงวิธีการวัดตัวรวมคลื่นด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายของพอร์ตที่ 2 และพอร์ตที่ 3

กราฟรูปที่ 4.31 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างพอร์ตที่ 2 และพอร์ตที่ 3 โดย CH3 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจากพอร์ตที่ 2 ไปยังพอร์ตที่ 3 และ CH4 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจากพอร์ตที่ 3 ไปยังพอร์ตที่ 2 ซึ่งจากกราฟพบว่าค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของทั้งสองพอร์ตที่มีความใกล้เคียงกันอย่างมาก



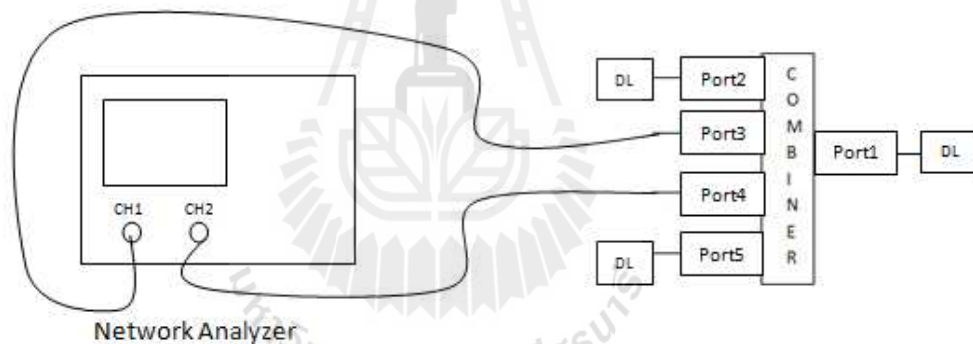
รูปที่ 4.31 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างพอร์ตที่ 2 และพอร์ตที่ 3

กราฟรูปที่ 4.32 แสดงค่ามุมเฟสในการส่งผ่านคลื่นจากพอร์ตที่ 2 ไปยังพอร์ตที่ 3 (CH3) และจากพอร์ตที่ 3 ไปยังพอร์ตที่ 2 (CH4)



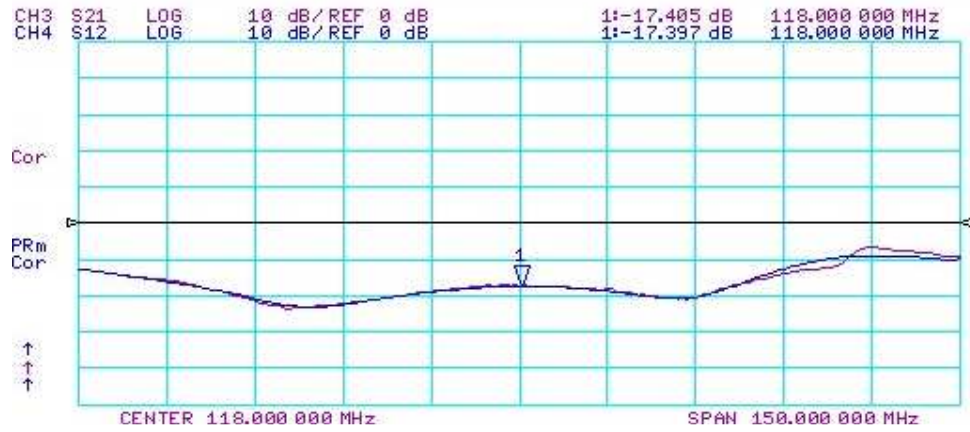
รูปที่ 4.32 แสดงค่ามุมเฟสระหว่างพอร์ตที่ 2 และพอร์ตที่ 3

- ผลการวัดสัมประสิทธิ์ต่างๆ ระหว่างพอร์ตที่ 3 และพอร์ตที่ 4 ของตัวรวมคลื่น



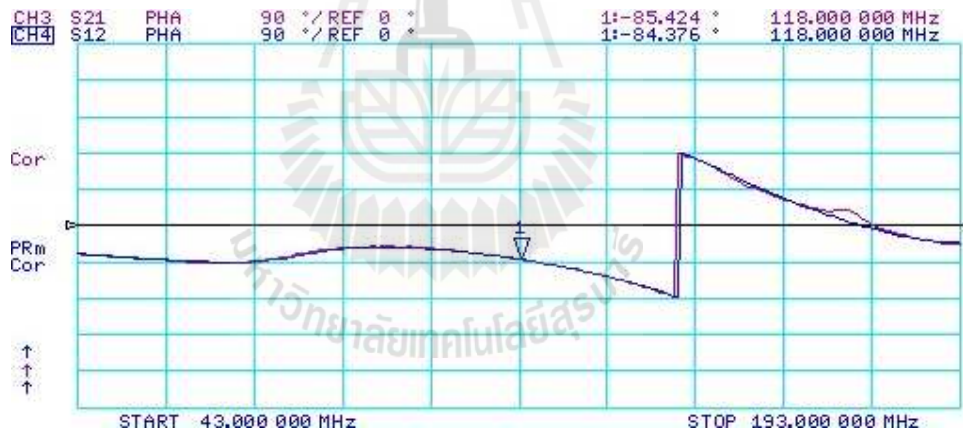
รูปที่ 4.33 แสดงวิธีการวัดตัวรวมคลื่นด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายที่พอร์ตที่ 3 และพอร์ตที่ 4

กราฟรูปที่ 4.34 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างพอร์ตที่ 3 และพอร์ตที่ 4 โดย CH3 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจากพอร์ตที่ 3 ไปยังพอร์ตที่ 4 และ CH4 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจากพอร์ตที่ 4 ไปยังพอร์ตที่ 3 ซึ่งจากกราฟพบว่าค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของทั้งสองพอร์ตที่มีความใกล้เคียงกันอย่างมาก



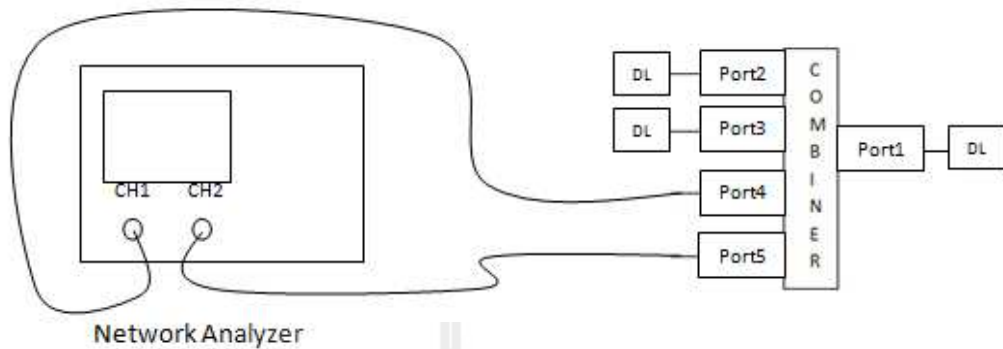
รูปที่ 4.34 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างพอร์ตที่ 3 และพอร์ตที่ 4

กราฟรูปที่ 4.35 แสดงค่ามุมเฟสในการส่งผ่านคลื่นจากพอร์ตที่ 3 ไปยังพอร์ตที่ 4 (CH3) และจากพอร์ตที่ 4 ไปยังพอร์ตที่ 3 (CH4)



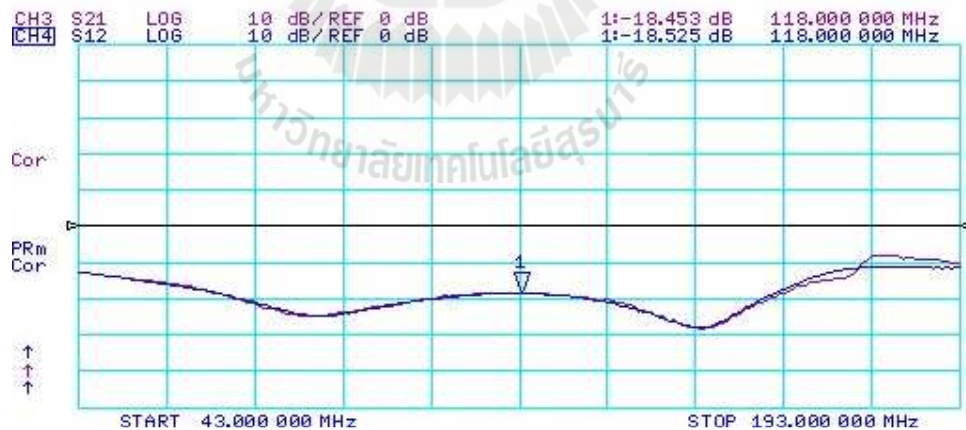
รูปที่ 4.35 แสดงค่ามุมเฟสระหว่างพอร์ตที่ 3 และพอร์ตที่ 4

- ผลการวัดสัมประสิทธิ์ต่างๆ ระหว่างพอร์ตที่ 4 และพอร์ตที่ 5 ของตัวรวมคลื่น



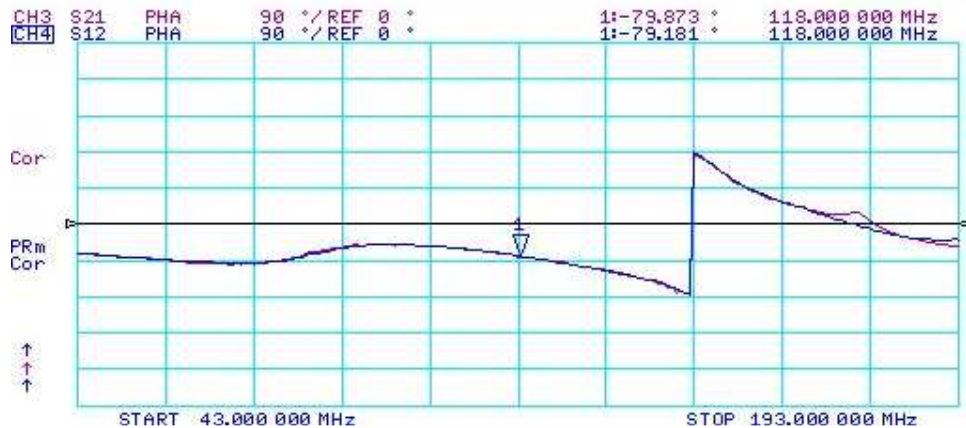
รูปที่ 4.36 แสดงวิธีการวัดตัวรวมคลื่นด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายที่พอร์ตที่ 4 และพอร์ตที่ 5

กราฟรูปที่ 4.37 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างพอร์ตที่ 4 และพอร์ตที่ 5 โดย CH3 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจากพอร์ตที่ 4 ไปยังพอร์ตที่ 5 และ CH4 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจากพอร์ตที่ 5 ไปยังพอร์ตที่ 4 ซึ่งจากกราฟพบว่าค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของทั้งสองพอร์ตที่มีความใกล้เคียงกันอย่างมาก



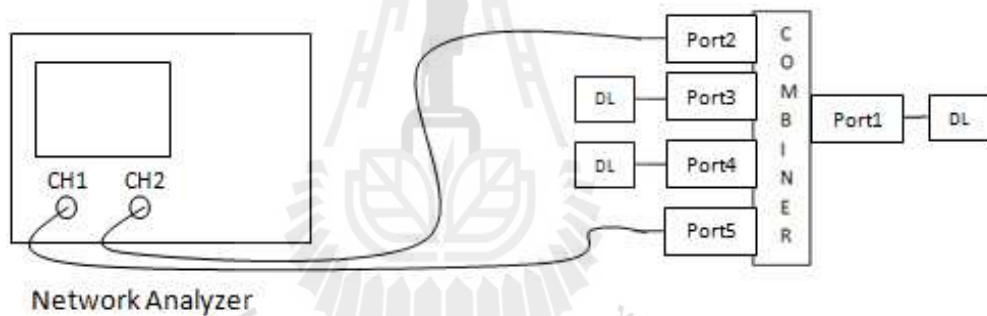
รูปที่ 4.37 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างพอร์ตที่ 4 และพอร์ตที่ 5

กราฟรูปที่ 4.38 แสดงค่ามูฟเฟสในการส่งผ่านคลื่นจากพอร์ตที่ 4 ไปยังพอร์ตที่ 5 (CH3) และจากพอร์ตที่ 5 ไปยังพอร์ตที่ 4 (CH4)



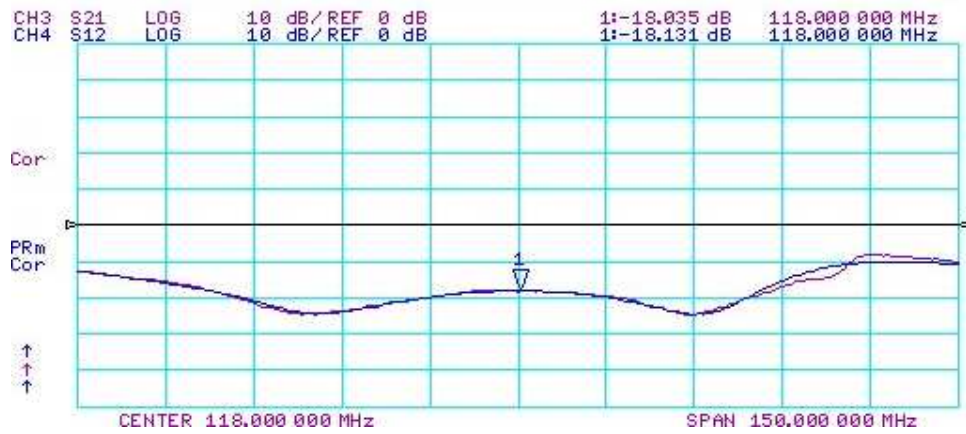
รูปที่ 4.38 แสดงค่ามุมเฟสระหว่างพอร์ตที่ 4 และพอร์ตที่ 5

- ผลการวัดสัมประสิทธิ์ต่างๆ ระหว่างพอร์ตที่ 5 และพอร์ตที่ 2 ของตัวรวมคลื่น



รูปที่ 4.39 แสดงวิธีการวัดตัวรวมคลื่นด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายของพอร์ตที่ 5 และพอร์ตที่ 2

กราฟรูปที่ 4.40 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างพอร์ตที่ 5 และพอร์ตที่ 2 โดย CH3 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจากพอร์ตที่ 5 ไปยังพอร์ตที่ 2 และ CH4 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจากพอร์ตที่ 2 ไปยังพอร์ตที่ 5 ซึ่งจากกราฟพบว่าค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของทั้งสองพอร์ตที่มีความใกล้เคียงกันอย่างมาก



รูปที่ 4.40 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างพอร์ตที่ 5 และพอร์ตที่ 2

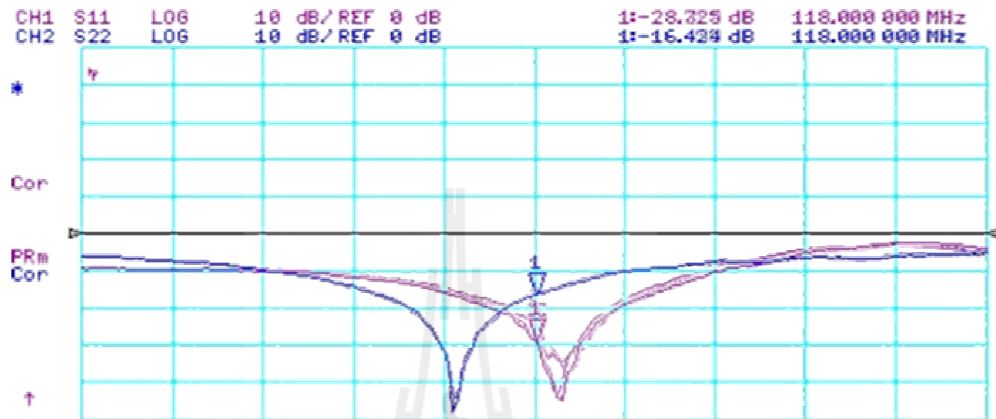
กราฟรูปที่ 4.41 แสดงค่ามุมเฟสในการส่งผ่านคลื่นจากพอร์ตที่ 5 ไปยังพอร์ตที่ 2 (CH3) และจากพอร์ตที่ 2 ไปยังพอร์ตที่ 5 (CH4)



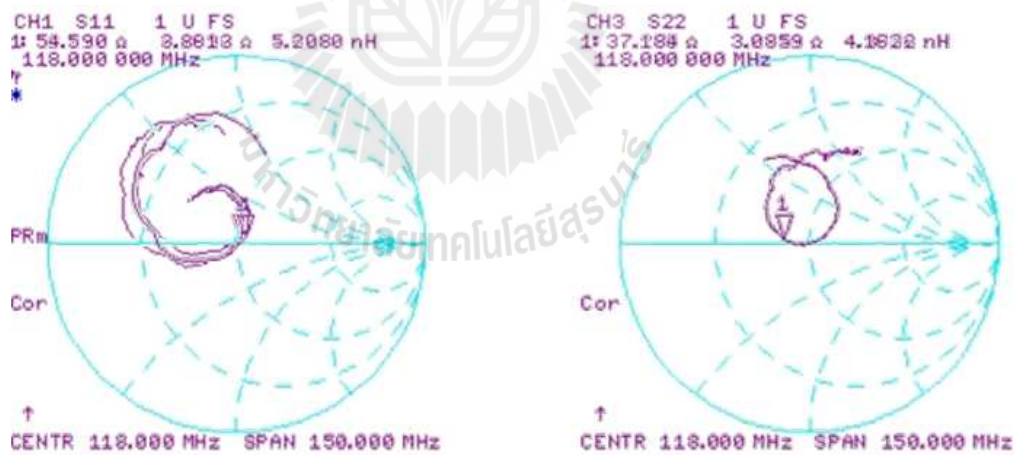
รูปที่ 4.41 แสดงค่ามุมเฟสระหว่างพอร์ตที่ 5 และพอร์ตที่ 2

สรุปผลการวัดตัวรวมคลื่นด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรจ่าย

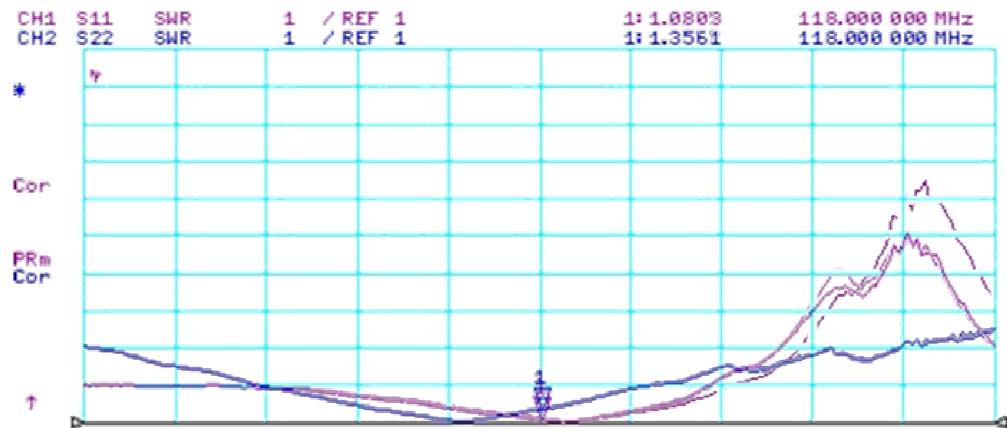
จากกราฟในแต่ละรูปสามารถสรุปผลการวัดได้ดังตารางที่ 4.1 และ 4.2 โดยในตารางที่ 4.1 จะแสดงผลค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ส่วนตารางที่ 4.2 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การแยกกันของแต่ละพอร์ต



รูปที่ 4.42 แสดงการเปรียบเทียบค่า log magnitude ของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของทุกพอร์ต



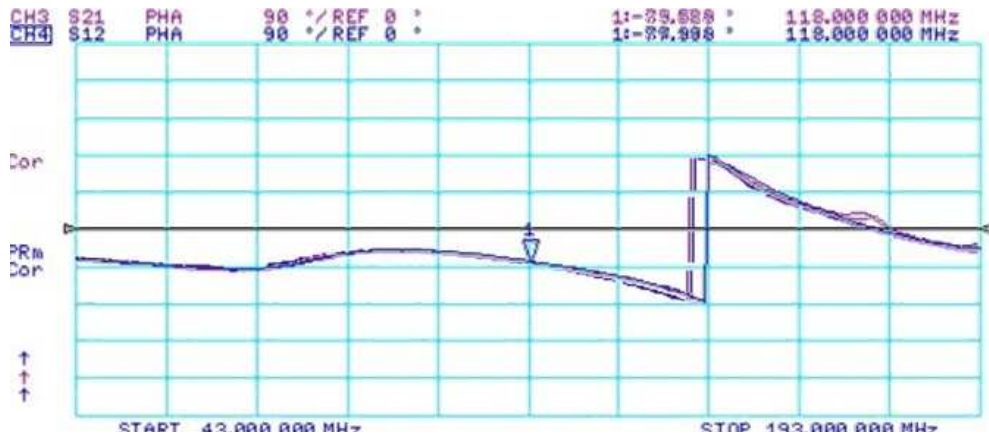
รูปที่ 4.43 แสดงการเปรียบเทียบ Smith chart ของค่าความต้านทานของทุกพอร์ตโดยที่ CH 1 คือพอร์ตที่ 2, 3, 4 และ 5 ส่วน CH3 คือพอร์ตที่ 1



รูปที่ 4.44 แสดงการเปรียบเทียบค่า VSWR ของทุกพอร์ตโดยที่ CH 1 คือพอร์ตที่ 2, 3, 4 และ 5 ส่วน CH 2 คือพอร์ตที่ 1



รูปที่ 4.45 แสดงการเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การแยกออกระหว่างพอร์ตที่ 2, 3, 4 และ 5



รูปที่ 4.46 แสดงการเปรียบเทียบค่ามุมเฟสระหว่างพอร์ตที่ 2, 3, 4 และ 5

ตารางที่ 4.1 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน

	สัมประสิทธิ์การสะท้อน			สัมประสิทธิ์การส่งผ่าน			
	log mag.	Smith chart	VSWR		log mag.	Smith chart	phase
S_{11}	-16.455	$37.184+j3.0859$	1.3552		-	-	-
S_{22}	-24.722	$54.590+j3.8613$	1.1251	S_{21}	-6.1987	$23.261+j27.484$	114.08
S_{33}	-27.214	$51.197+j4.1816$	1.0931	S_{31}	-6.3530	$24.466+j28.526$	111.09
S_{44}	-28.370	$53.412+j2.1523$	1.0803	S_{41}	-6.1633	$23.798+j28.692$	111.13
S_{55}	-28.725	$51.818+j3.1992$	1.0765	S_{51}	-6.3716	$23.764+j27.356$	113.15

ตารางที่ 4.2 ตารางแสดงค่าสัมประสิทธิ์การแยกออก

	ค่าสัมประสิทธิ์การแยกออก	
	log mag.	Phase
S_{23}	-18.696	-81.273
S_{34}	-17.405	-85.424
S_{45}	-18.453	-79.873
S_{52}	-18.035	-79.589

เมื่อนำผลที่ได้จากการจำลองแบบจากโปรแกรม AWR microwave office ในบทที่ 2 มาเปรียบเทียบกับผลการวัดด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่ายจะได้ผลตามตารางที่ 4.3 และตารางที่ 4.4

ตารางที่ 4.3 ตารางเปรียบเทียบระหว่างการจำลองแบบด้วยโปรแกรมและการวัดด้วยเครื่องมือวัด
ของสัมประสิทธิ์การสะท้อนและสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน

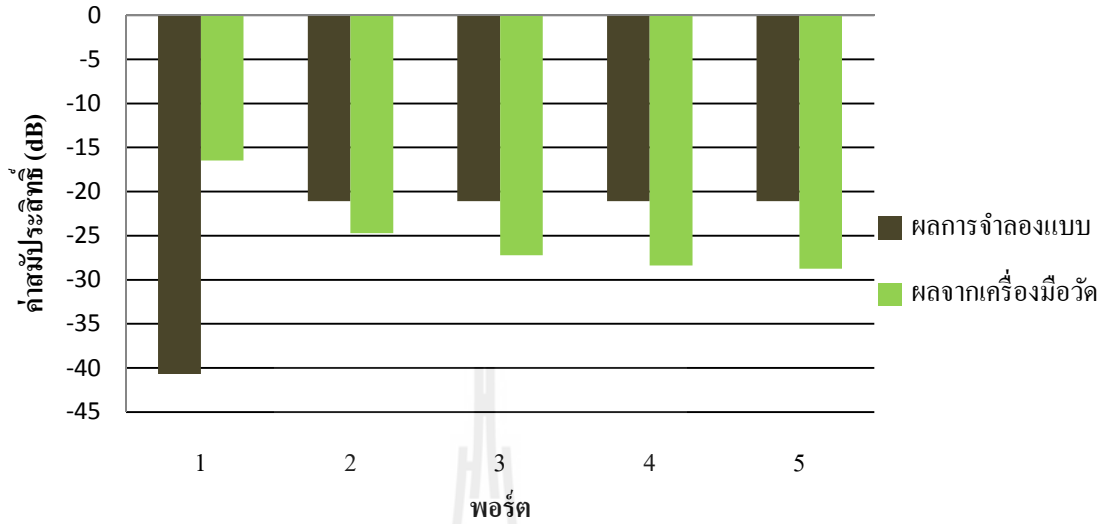
	สัมประสิทธิ์การสะท้อน (dB)		สัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (dB)		
	ผลการจำลองแบบ	ผลจากเครื่องมือวัด		ผลการจำลองแบบ	ผลจากเครื่องมือวัด
S ₁₁	-40.7	-16.455			
S ₂₂	-21.09	-24.722	S ₂₁	-6.1653	-6.1987
S ₃₃	-21.09	-27.214	S ₃₁	-6.1653	-6.3530
S ₄₄	-21.09	-28.370	S ₄₁	-6.1653	-6.1633
S ₅₅	-21.09	-28.725	S ₅₁	-6.1653	-6.3716

ตารางที่ 4.4 ตารางเปรียบเทียบระหว่างการจำลองแบบด้วยโปรแกรมและการวัดด้วยเครื่องมือวัด
ของสัมประสิทธิ์การแยกออก

	สัมประสิทธิ์การแยกออก (dB)	
	ผลการจำลองแบบ	ผลจากเครื่องมือวัด
S ₂₃	-21.692	-18.696
S ₃₄	-21.692	-17.405
S ₄₅	-21.692	-18.453
S ₅₂	-21.692	-18.035

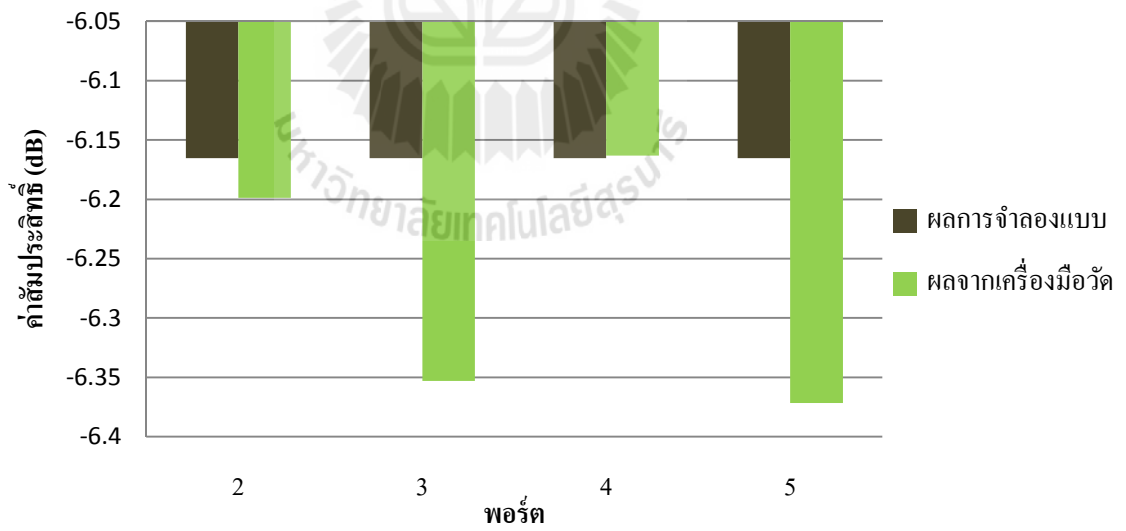
เมื่อนำมาวาดกราฟเปรียบเทียบการจำลองจากโปรแกรมและการวัดด้วยเครื่องมือวัดจะได้

การจำลองแบบด้วยโปรแกรมเทียบกับการวัดจากเครื่องมือวัดของ S_{11}

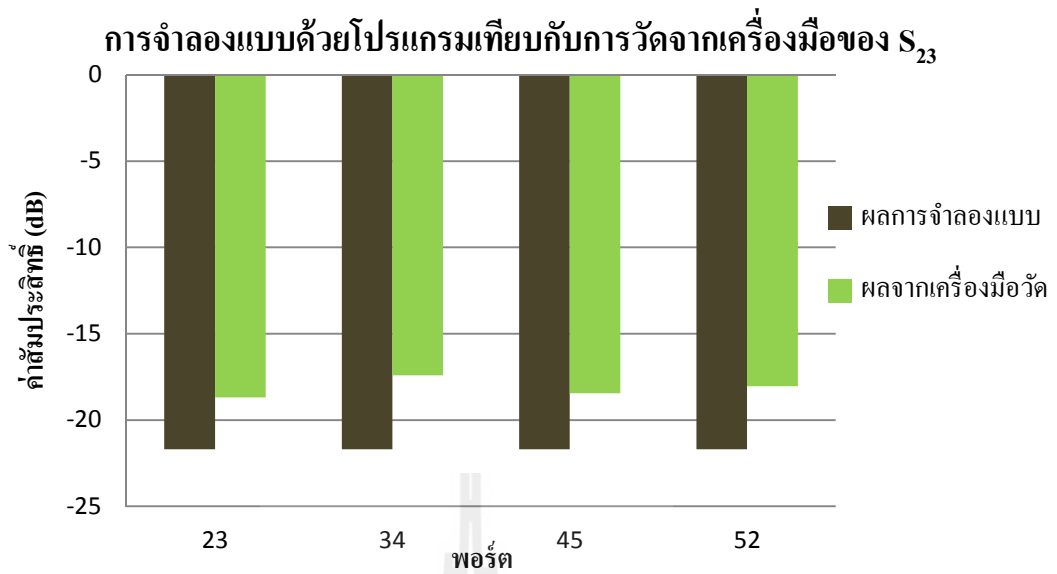


(ก)

การจำลองแบบด้วยโปรแกรมเทียบกับการวัดจากเครื่องมือวัดของ S_{21}



(ข)



(ค)

รูปที่ 4.47 กราฟแสดงการเปรียบเทียบระหว่างการจำลองแบบด้วยโปรแกรมและการวัดจากเครื่องมือวัดของ (ก) สัมประสิทธิ์การสะท้อนและ (ข) สัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (ค) สัมประสิทธิ์การแยกออก

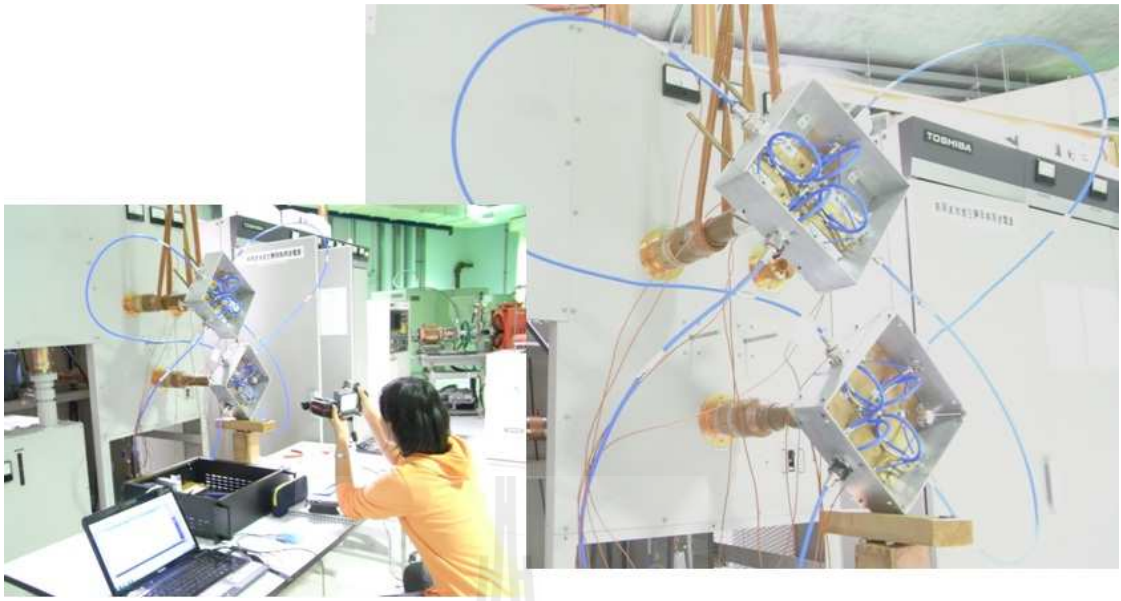
จากการจำลองแบบด้วยโปรแกรมและผลจากการวัดด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่าย จะพบว่าผลวัดโดยรวมมีค่าไม่ต่างกันมากนัก ยกเว้นค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของพอร์ตที่ 1 ที่มีค่าแตกต่างกันอย่างชัดเจนระหว่างการจำลองแบบด้วยโปรแกรม AWR Microwave Office และผลจากการวัดด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่าย เป็นผลมาจากวัสดุที่ใช้ทำ เนื่องจากพอร์ตที่ 1 เป็นส่วนที่ต้องต่อกับจุดเชื่อมต่อที่มีขนาดใหญ่ เพื่อให้รองรับกำลังได้สูงขึ้น โดยการนำสายสัญญาณในส่วนที่ 1 ซึ่งก็คือสายนำสัญญาณขนาด 75 โอห์ม จำนวน 3 เส้น มาเชื่อมต่อกับท่อทองแดงที่มีความยาวประมาณ 5 เซนติเมตร โดยการบัดกรีด้วยตะกั่วดังรูปที่ 4.47 ซึ่งการใส่ท่อทองแดงดังกล่าวเป็นผลทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนในพอร์ตที่ 1 ลดลงอย่างเห็นได้ชัดเจน



รูปที่ 4.48 แสดงจุดรอยต่อระหว่างสายนำสัญญาณแกนร่วมกับท่อทองแดงของพอร์ตที่ 1

4.3 การทดสอบประสิทธิภาพของตัวรวมคลื่น

การทดสอบประสิทธิภาพของตัวรวมคลื่นโดยการย้ายคลื่นความถี่วิทยุที่ความถี่ 118 เมกะเฮิร์ตซ์ จากเครื่อง Booster Synchrotron ได้ผลการทดลองดังตารางที่ 4.5 และตารางที่ 4.6 โดยการย้ายคลื่นความถี่วิทยุจากเครื่อง Digital Low Level RF มายังเครื่อง Booster Synchrotron จากนั้นเครื่อง Booster Synchrotron จะจ่ายสัญญาณมายังตัวแยกคลื่นและจากตัวแยกคลื่น ส่งมายังตัวรวมคลื่นผ่านสายนำสัญญาณแบบแกนร่วมที่มีค่าความต้านทาน 50 โอห์ม ซึ่งต่ออยู่กับพอร์ตทั้ง 4 ของตัวรวมคลื่น และจากตัวรวมคลื่นส่งผ่าน ไปยังโหนดจำลองดังรูปที่ 4.48



รูปที่ 4.49 แสดงวิธีการทดสอบประสิทธิภาพของตัวรวมคลื่น

ตารางที่ 4.5 ตารางแสดงผลการทดสอบด้วยการจ่ายคลื่นความถี่วิทยุ

ค่าที่ตั้งที่ DLLRF (วัตต์)	กำลังตีกลับที่ DLLRF (วัตต์)	ค่าที่อ่านได้จาก DLLRF (วัตต์)	ค่าที่อ่านได้จาก โหนดจำลอง (วัตต์)
100	2.2	91	400
200	4.9	189	450
400	10.4	390	600
600	16.2	600	900
700	18.7	703	950
750	20	749	980
750	19.6	749	980
850	22.2	851	1000
950	24.7	950	1100
1000	25.7	995	1200
1050	26.7	1038	1250
1100	28.2	1096	1300
1150	29.4	1153	1400

ตารางที่ 4.5 ตารางแสดงผลการทดสอบด้วยการจ่ายคลื่นความถี่วิทยุ (ต่อ)

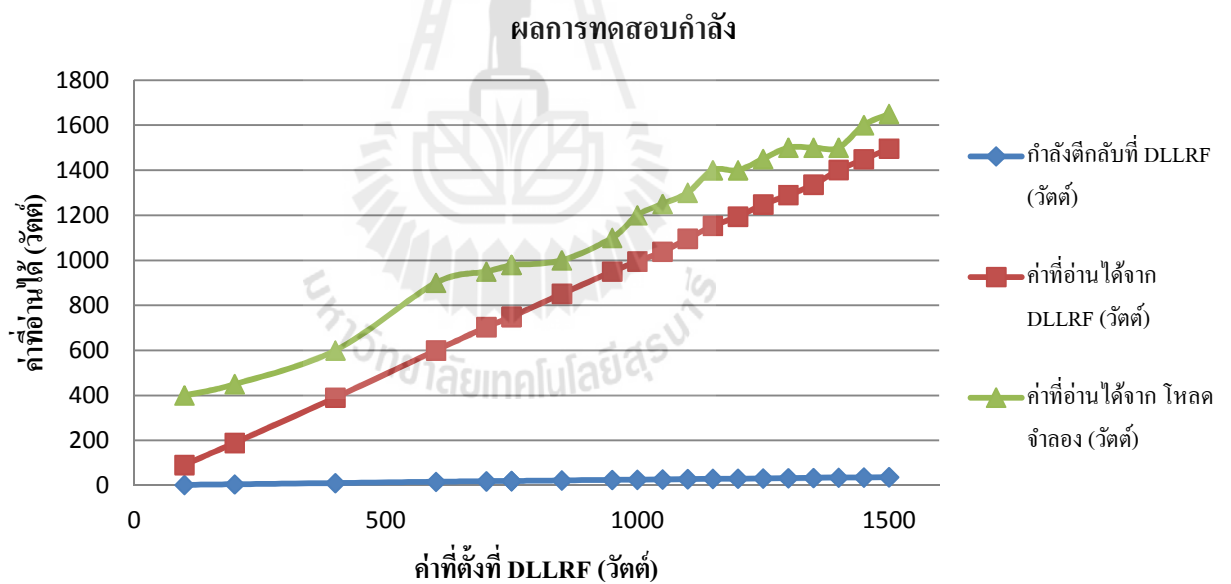
ค่าที่ตั้งที่ DLLRF (วัตต์)	กำลังตีกลับที่ DLLRF (วัตต์)	ค่าที่อ่านได้จาก DLLRF (วัตต์)	ค่าที่อ่านได้จาก โหลดจำลอง (วัตต์)
1200	30.3	1194	1400
1250	31.4	1248	1450
1300	32.3	1290	1500
1350	33.2	1336	1500
1400	34.7	1401	1500
1450	35.8	1449	1600
1500	36.8	1496	1650

ตารางที่ 4.6 แสดงอุณหภูมิของตัวรวมคลื่นในระดับกำลังต่างๆ

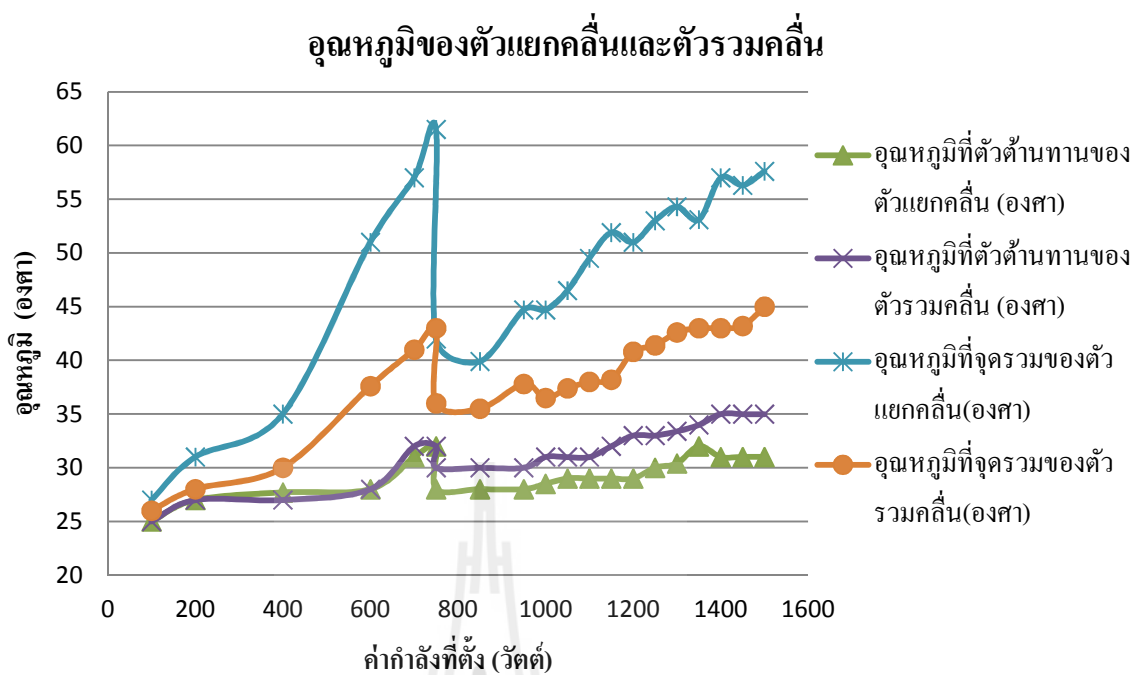
ค่าที่ตั้งที่ DLLRF (วัตต์)	ค่าที่อ่านได้ จากDLLRF (วัตต์)	อุณหภูมิที่ตัว ต้านทานของ ตัวแยกคลื่น (องศา)	อุณหภูมิที่ตัว ต้านทานของ ตัวรวมคลื่น (องศา)	อุณหภูมิที่จุดรวม ของตัวแยกคลื่น (องศา)	อุณหภูมิที่จุดรวม ของตัวรวมคลื่น (องศา)
100	91	25	25	27	26
200	189	27	27	31	28
400	390	27.7	27	35	30
600	600	28	28	51	37.6
700	703	31	32	57	41
750	749	32	32	61.5	43
750	749	28	30	42	36
850	851	28	30	39.9	35.5
950	950	28	30	44.7	37.8
1000	995	28.5	31	44.7	36.5
1050	1038	29	31	46.5	37.4
1100	1096	29	31	49.5	38
1150	1153	29	32	51.9	38.2

ตารางที่ 4.6 แสดงอุณหภูมิของตัวรวมคลื่นในระดับกำลังต่างๆ (ต่อ)

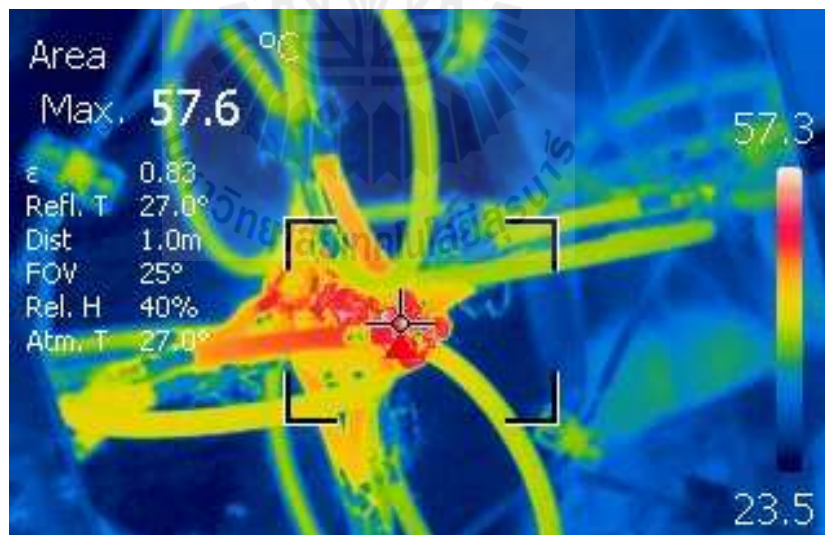
ค่าที่ตั้งที่ DLLRF (วัตต์)	ค่าที่อ่านได้จาก DLLRF (วัตต์)	อุณหภูมิที่ตัวต้านทานของตัวแยกคลื่น (องศา)	อุณหภูมิที่ตัวต้านทานของตัวรวมคลื่น (องศา)	อุณหภูมิที่จุดเชื่อมของตัวแยกคลื่น (องศา)	อุณหภูมิที่จุดรวมของตัวรวมคลื่น (องศา)
1200	1194	29	33	51	40.8
1250	1248	30	33	53.0	41.4
1300	1290	30.4	33.4	54.3	42.6
1350	1336	32	34	53.1	43
1400	1401	31	35	57	43
1450	1449	31	35	56.3	43.2
1500	1496	31	35	57.6	45



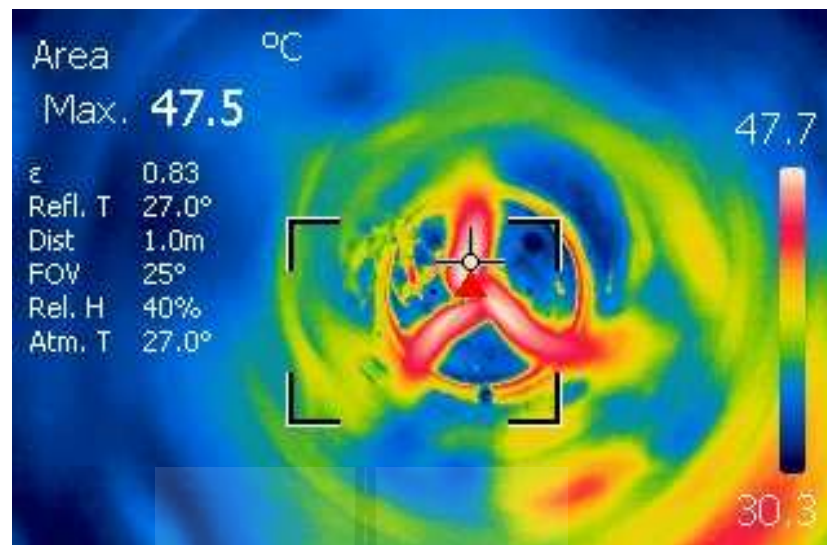
รูปที่ 4.50 แสดงผลการทดสอบการรวมคลื่นที่ระดับกำลังต่างๆ



รูปที่ 4.51 แสดงอุณหภูมิของตัวรวมคลื่นในการทดสอบที่ระดับกำลังต่างๆ



(ก)

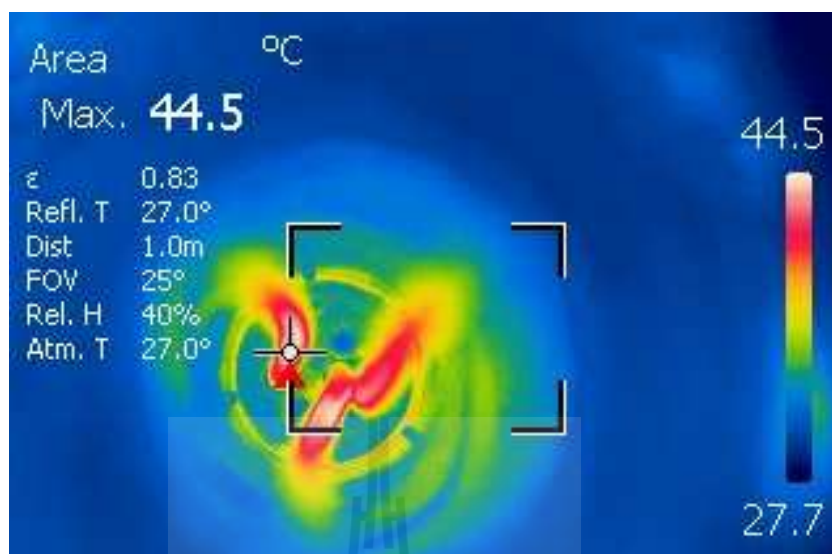


(ข)

รูปที่ 4.52 แสดงอุณหภูมิของตัวแยกกำลัง โดยที่ (ก) อุณหภูมิภายในของตัวแยกคลื่น
(ข) อุณหภูมิภายในท่อทองแดง



(ค)



(ข)

รูปที่ 4.53 แสดงอุณหภูมิของตัวรวมคลื่น โดยที่ (ก) อุณหภูมิภายในของตัวรวมคลื่น
(ข) อุณหภูมิภายในท่อทองแดง

4.4 สรุป

จากการวัดด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรรยาในแต่ละพอร์ต พบว่า ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของพอร์ตที่ 2, 3, 4 และ 5 มีความใกล้เคียงกันมาก และเมื่อนำผลจากการจำลองแบบด้วยโปรแกรม AWR Microwave Office ในบทที่ 3 มาเปรียบเทียบพบที่มีความใกล้เคียงกันและมีแนวโน้มโดยรวมอยู่ในทิศทางเดียวกัน เว้นแต่มีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของพอร์ตที่ 1 เท่านั้นที่มีค่าแตกต่างอย่างชัดเจนระหว่างผลการจำลองแบบด้วยโปรแกรมและผลการวัดด้วยเครื่องมือ ซึ่งสาเหตุได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 4.3 แล้ว ส่วนผลการทดสอบรวมกำลังซึ่งให้ผลเป็นที่น่าพอใจคือมีการสูญเสียน้อยและสามารถรองรับกำลังได้สูงสุดถึง 1500 วัตต์

บทที่ 5

สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปเนื้อหาของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการวิเคราะห์ การออกแบบ ทดสอบ และสร้างตัวรวมคลื่นความถี่วิทยุที่ความถี่ 118 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยงานวิจัยเริ่มจากการศึกษาเนื้อหาและความสำคัญของปัญหา ตั้งแต่วัตถุประสงค์ของการวิจัย ข้อตกลงเบื้องต้น ขอบเขตงานวิจัยและประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากงานวิจัย จากนั้นศึกษาทฤษฎีของการแปลงสายนำสัญญาณแบบหนึ่งส่วนสี่ของความยาวคลื่น ข้อดีข้อเสียของตัวรวมคลื่นในรูปแบบต่างๆ ทฤษฎีเกี่ยวกับตัวรวมคลื่นแบบวิลคินสัน จากการศึกษา รูปแบบต่างๆ ของตัวรวมคลื่นทำให้ทราบว่า การแปลงสายนำสัญญาณแบบหนึ่งในสี่ส่วนของความยาวคลื่นนั้นจะทำให้ตัวรวมคลื่นมีความแม่นยำซึ่งกันมากขึ้นระหว่างความต้านทานต้นทางและปลายทาง นอกจากนี้การใส่ตัวต้านทานลงไปในตัวรวมคลื่นตามหลักการของวิลคินสันจะช่วยให้พอร์ตขาเข้าแต่พอร์ตมีการแยกเป็นอิสระต่อกันมากขึ้น เมื่อพอร์ตใดพอร์ตหนึ่งมีปัญหาจะไม่ส่งกระทบกับพอร์ตอื่นๆ นอกจากนี้ประโยชน์ในการแยกพอร์ตขาเข้าแต่ละพอร์ตออกจากกันแล้ว ตัวต้านทานที่ใส่ในนั้นยังสามารถบอกได้ว่าสัญญาณที่เข้ามาในแต่ละพอร์ตมีแอมพลิจูดเท่ากันหรือไม่ หากไม่เท่ากันจะทำให้เกิดความร้อนที่ตัวต้านทานดังกล่าวขึ้น ซึ่งอุณหภูมิที่ตัวต้านทานนั้นจะมีค่าสูงกว่าตัวอื่นๆ ที่มีแอมพลิจูดของสัญญาณที่เท่ากันหรือใกล้เคียงกัน

จากการวัดคุณสมบัติตัวรวมคลื่นที่ได้ออกแบบเป็นตัวรวมคลื่นแบบสี่ทางที่ความถี่ 118 เมกะเฮิร์ตซ์ พบว่าผลจากการจำลองแบบด้วยโปรแกรมและจากวัดด้วยเครื่องมือวัดให้ค่าที่ใกล้เคียงกันและมีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกัน จากการทดสอบด้วยการจ่ายกำลัง พบว่าตัวรวมคลื่นสามารถรองรับกำลังได้ถึง 1500 วัตต์ คิดเป็น 99 % ของกำลังที่จ่ายเข้า และพบว่ามีการย้อนกลับน้อยมากคิดเป็น 2.06 % ของกำลังที่จ่ายเข้า ในเรื่องการระบายความร้อนพบว่าอุณหภูมิสูงที่สุดเชื่อมระหว่างสายนำสัญญาณแกนร่วม 75 โอห์ม กับสายนำสัญญาณแกนร่วม 50 โอห์ม ซึ่งเป็นจุดที่อุณหภูมิสูงที่สุดอยู่ที่ประมาณ 58 องศาที่ กำลังสูงสุด ส่วนที่ตัวต้านทานมีค่าใกล้เคียงกันทั้งสี่ตัว ที่กำลังสูงสุดอุณหภูมิอยู่ที่ 35 องศา โดยในระหว่างการทดสอบมีการระบายความร้อนด้วยลม โดยเริ่มเปิดการระบายความร้อนที่ กำลังระดับ 750 วัตต์

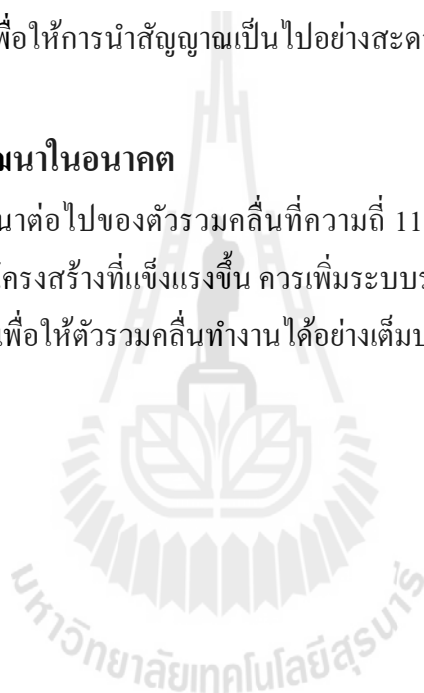
สรุปผลที่ได้จากการทดสอบตัวรวมคลื่นด้วยการจ่ายกำลัง ทำให้ทราบว่าตัวรวมคลื่นที่ได้ ออกแบบสามารถใช้งานได้จริงและมีประสิทธิภาพในการใช้งานค่อนข้างสูง มีโครงสร้างที่ง่ายไม่ซับซ้อน มีขนาดเหมาะสม ไม่เทอะทะจนเกินไป

5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

เนื่องจากตัวรวมคลื่นที่ได้สร้างขึ้นมานั้นทำจากสายนำสัญญาณแบบแกนร่วมจึงทำให้ในส่วนของพอร์ตที่ใช้รวมสัญญาณต้องมีการเปลี่ยนวัสดุ จากสายนำสัญญาณแบบแกนร่วมไปเป็นท่อทองแดง เพื่อให้สามารถใช้งานกับระบบได้ การเชื่อมต่อระหว่างสายนำสัญญาณแบบแกนร่วมกับท่อทองแดงนั้นมีผลต่อพอร์ตดังกล่าวอย่างยิ่งดังจะเห็นได้จากผลการวัดด้วยเครื่องมือวัด เมื่อนำไปเทียบกับผลการจำลองด้วยโปรแกรม ซึ่งอาจจะทำให้ประสิทธิภาพของตัวรวมคลื่นที่ออกแบบนั้นมีประสิทธิภาพลดลง และอาจก่อให้เกิดความร้อนสะสมที่บริเวณดังกล่าว เมื่อใช้งานแบบต่อเนื่องเป็นเวลานาน ควรใช้วัสดุและขนาดที่เหมาะสมกับการใช้งาน รวมทั้งการเชื่อมต่อในแต่ละจุดควรทำให้แนบสนิทและแน่นหนา เพื่อให้การนำสัญญาณเป็นไปอย่างสะดวกราบรื่น

5.3 แนวทางการพัฒนาในอนาคต

แนวทางการพัฒนาต่อไปของตัวรวมคลื่นที่ความถี่ 118 เมกะเฮิร์ตซ์ ออกแบบให้สามารถรองรับกำลังได้มากขึ้น มีโครงสร้างที่แข็งแรงขึ้น ควรเพิ่มระบบระบายความร้อนไม่ว่าจะระบายความร้อนด้วยน้ำหรือลมก็ตาม เพื่อให้ตัวรวมคลื่นทำงานได้อย่างเต็มประสิทธิภาพสูงสุด



รายการอ้างอิง

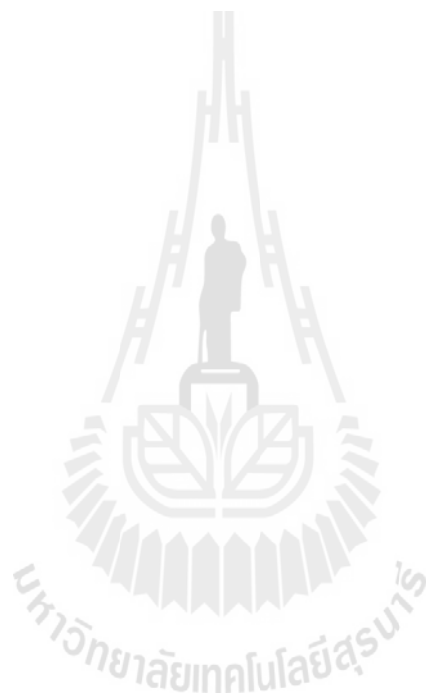
- บัณฑิต ไรจน์อารยานนท์(2539). วิศวกรรมไมโครเวฟ. พิมพ์ครั้งที่ 2. สำนักพิมพ์อุฬารังกรณ์มหาวิทยาลัย.
- P. Marchand(2004). “Present status of the SOLEIL 352 MHz RF systems for the Booster and Storage Ring”, **8th European Light Source Radio-Frequency Meeting**, Daresbury Laboratory, UK
- P. Marchand et. al.(2005). “High Power (35 kW and 190 kW) 352 MHz solid state amplifiers for the SOLEIL synchrotron”, **PAC Conference**, USA.
- F. Scarpa et. al.(2006).“High Power solid state RF amplifiers development for the EURISOL proton driver”, **EPAC Conference**, UK.
- M. Gaspar, M. Pedrozzi(2005). “60 kW booster amplifier development at PSI”, **European Synchrotron Light Source RF Meeting**, Denmark
- C. Pardine, P. F. Tavares and R. H. Farias., “Commissioning of the 2.2 kW, 476 MHz Solid State RF power source for the LNLS Booster Synchrotron” **Proceedings of EPAC08**, Genoa, Italy
- D. Pozar (2005). Microwave Engineering, 3rd ed. Hoboken, New Jersey: **John Wiley & Sons Inc.**: 308-361.
- E. J. Wilkinson (1960). “An N-Way Hybrid Power Divider,” **IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques**. Vol. 8 Issue 1 : 116-118.
- J. Li . “Novel Design of Wilkinson Power Dividers with Arbitrary Power Divider Ratios,” **IEEE Transactions on Industrial Electronics**. Vol. 58 Issue 6: 2541-2546
- L. Wu, Z. Sun, H. Yilmaz, and M. Berroth(2006). “A Dual-Frequency Wilkinson Power Divider,” **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, Vol. 54 Issue 1: 278-284.
- A. Wentzel, V. Subramanian, A. Sayed, and G. Boeck(2006). “Novel Broadband Wilkinson Power Combiner,” **Proceedings of the 36th European Microwave Conference**. : 212-215.
- X. Tang and K. Mouthaan(2009).“Analysis and Design of Compact Two-way Wilkinson Power Dividers Using Coupled Lines,” **APMC**, Singapore. :1319-1322.

J. Stiles(2012).“The Wilkinson Power Divider,” **University of Kansas, Dept. of EECS.**

<http://www.ittc.ku.edu/~jstiles/622/handouts/The%20Wilkinson%20Power%20Divider.pdf>

accessed 2012.

Collin, R. E(2001). Foundations for Microwave Engineering, **John Wiley & Sons, Inc.** :442-443.



The logo of Sakon Nakhon Rajabhat University is a circular emblem. At the top, there is a stylized representation of a traditional Thai roof structure. Below this, a central figure of a person stands on a pedestal. The figure is flanked by two vertical lines that curve outwards at the bottom. The entire emblem is set against a background of radiating lines, suggesting a sun or a fan. The text 'มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี' is written in a circular path around the bottom of the emblem.

ภาคผนวก ก

บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา

รายชื่อบทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา

Lertwiriyaipiti, B. Unthansakul, P. and Cheedket S. (2012). **Modified Quarter Wavelength Combiner with Wilkinson Resistance**. Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 2012 9th International Conference, Phetchaburi, Thailand



Modified Quarter Wavelength Combiner with Wilkinson Resistance

Benjamaporn Lertwiriapiti¹, Peerapong Uthansakul²
 School of Telecommunication
 Suranaree University of Technology
 Nakhonratchasima, Thailand 30000
 e-mail: m5340552@g.sut.ac.th¹, uthansakul@sut.ac.th²

Sampart Cheedket
 Synchrotron Light Research Institute (Public Organization)
 Nakhonratchasima, Thailand 30000
 e-mail: sampart@slri.or.th

Abstract— For the operation of Synchrotron Light Research Institute, the 118 MHz high power source is constructed by combining many medium power generators. As a result, the power combiner has to be designed for high power and low return loss. Quarter wavelength combiner which is made of coaxial cable is the suitable choice for high power but the return loss is not good. To improve such a deficiency, this paper proposes the modified quarter wavelength combiner with the concept of Wilkinson resistance. The proposed combiner has been implemented and its results confirm the improvement on return loss.

Keywords—Power Combiner; Quarter Wavelength Combiner; Coaxial cable combiner; Wilkinson

I. INTRODUCTION

With going interest in high power solid state RF source for particle accelerator, the design of high power combiner structures has received enormous attention. At SOLEIL, France, the quarter wavelength combiner at 352 MHz is used to combine 35 kW for the booster and 190 kW for the storage ring [1]. It is the same as combiner at LNLS, Brazil, that the quarter wavelength combiner is used to sum up 2.2 kW at 467 MHz for the booster of synchrotron [2]. At Raja Ramanna Center for Advanced Technology (RRCAT), India, the development of radial coaxial cable combiner for 20 kW, 352 MHz solid state amplifier is undertaken [3]. From literature, it seems that the quarter wavelength combiner is the proper choice for project of synchrotron source. This is because its structure can endure the high power operation.

Apart from quarter wavelength combiner, many types of power combiner are widely used such as Wilkinson combiner and Gysel combiner. For quarter wavelength combiner, it has the simplest structure by calculating only the quarter wavelength impedance. This kind of combiner is good to power transmission and good for working at a high power but the main problems are a high return loss and a lack of input isolation [4]. For Wilkinson combiner, it is the most popular combiner because it can be designed for low and high frequency. This kind of combiner is based on a quarter wavelength transformer with the additional lumped resistor between each input port to help an isolation property [5],[6]. Wilkinson combiner is mostly implemented on microstrip which cannot be used at high power. For Gysel combiner, this

kind of combiner provides the highest efficiency because it has a very low loss, good phase and amplitude balancing, good isolation between input ports. However, Gysel combiner is difficult to design and so big size for 118 MHz that it is impossible in practice [9],[10].

In order to improve the deficiency of quarter wavelength combiner, this paper proposes the modified quarter wavelength combiner with the concept of Wilkinson resistance. This will keep the main structure as quarter wavelength combiner but its performance is improved by adding the resistor between input ports. The material for this quarter wavelength combiner with Wilkinson resistance are three 75 ohm and four 50 ohm coaxial cables. Four 100 ohm 200 watt resistors are used for Wilkinson resistance. The proposed combiner is implemented and measured. The overall performances can lead to power combining efficiency over 80%, standing wavelength ratio is 1.17 and isolation loss less than -19 dB. Being in phase structure, its phase and amplitude stability depends on symmetry, which can be easily constructed by a good mechanical design. In this paper, using a simplified methodology, two types of coaxial cable have been designed with a central feed (three 75 ohm coaxial cable cables) and peripheral collecting ports (four 50 ohm coaxial cable cables with N-type connectors).

The remainder of this paper is organized as follows. The theory and design of three combiners including quarter wavelength, Wilkinson and the proposed combiners are given in Section II. Then the measurement results are presented in section III and finally, the conclusion is in section IV.

II. THEORY AND DESIGN OF COMBINERS

A. Quarter Wavelength Combiner

The quarter wavelength combiner is based on quarter wavelength transformer to matching two different impedances of transmission line by inserting a quarter wavelength section between the two ends as shown in fig.1. From theory of transmission line, the impedance of input port is written as [4]

$$Z_{in} = Z_1 \frac{Z_L + jZ_1 \tan \beta l}{Z_1 + jZ_L \tan \beta l} \quad (1)$$

This work has been financially supported by Synchrotron Light Research Institute (Public Organization)

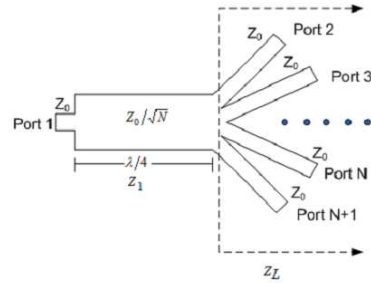


Figure 1. Quarter wavelength combiner.

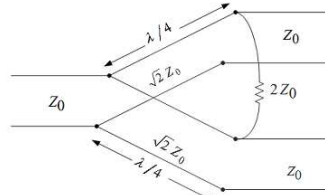


Figure 2. Wilkinson combiner.

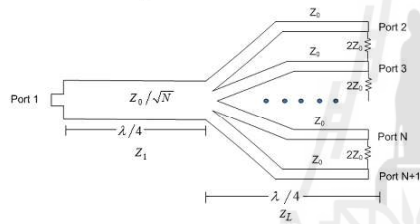


Figure 3. Modified quarter wavelength combiner with Wilkinson resistance.

Substitute length $l = \lambda/4$ within (1), then input impedance is

$$Z_{in} = \frac{Z_1^2}{Z_L} \quad (2)$$

B. Wilkinson Combiner

Wilkinson combiner is one widely used combiner. It was first presented in 1960 as a distributed N-way circuit with N-1 lumped resistors [5]. These lumped resistors help to isolate between each input port and fulfill properties of lossless, reciprocal and match at same time as showed in fig.2. Wilkinson resistance can be calculated by using odd-even mode analysis which is usually determined by two times impedance of transmission line.

C. Proposed Combiner

The proposed combiner is the quarter wavelength combiner which is modified by adding the concept of Wilkinson resistance. In this structure, the coaxial cables for being a feed line and combining parts are still used. Therefore, the calculated impedance of the feed line is calculated by

$$Z_{in} = \frac{Z_0}{\sqrt{n}} \quad (3)$$

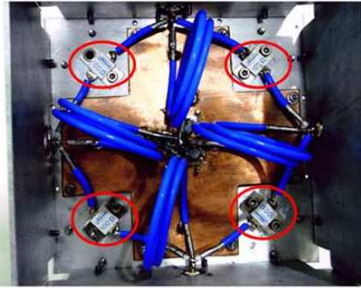
In this paper, only 4 ports are demonstrated. From (3), we substitute $Z_0 = 50 \text{ ohm}$ and $n = 4$ then $Z_{in} = 25 \text{ ohm}$. For the feed line, we use three parallel 75 ohm coaxial cable cables and used four 50 ohm coaxial cable cables for four combining parts. For the length of coaxial cable, it is a quarter of one wavelength expressed in (4) [10].

$$\lambda = \frac{vf \times vp}{f} \quad (4)$$

To substitute a velocity factor (vf) with 0.7 due to the dielectric property of Teflon at 118 MHz, then $\lambda = 1.78 \text{ m}$ and $\lambda/4 = 0.44 \text{ m}$. Fig. 4 shows the modified quarter wavelength combiner with Wilkinson resistance. Four ports in the top section are the input ports. The blue cable is 50 ohm transmission line. The output port is in the bottom section and the transformer impedance connects between top and bottom sections.



Figure 4. The modified quarter wavelength combiner with Wilkinson resistance.



(b)

Figure 5. Wilkinson resistors in the proposed combiner (in red circle).

In Fig. 5, Wilkinson resistors in the proposed combiner are illustrated. In the next section, the authors remove and insert these resistors to investigate the performances between quarter wavelength combiners with and without Wilkinson resistance.

III. MEASUREMENT RESULTS

The modified quarter wavelength combiner with Wilkinson resistance is measured at low and high power. At low power, measurement is carried out using Agilent 8753ES network analyzer. At the high power, scalar measurement is performed using Agilent power meter and spectrum analyzer. In Table I, return loss is measured as -22 dB to -21 dB. Standing wavelength ratio at input port is measured as 1.17. Transmission loss is measured as -6.3 dB to -6.1 dB and isolation loss measured is less than -19 dB. In Table II, when the combiner removes Wilkinson resistors, return loss is measured as -2.7 dB. Standing wavelength ratio at input port is measured as 6.3 to 6.4 and transmission loss is -6.3 dB to -6.1 dB. These results confirm the benefits of proposed combiner.

Fig.6 and Fig.7 show the return and isolation losses of the quarter wavelength combiner with and without Wilkinson resistance. In both figures, the losses of quarter wavelength combiner with Wilkinson resistance are better than combiner without Wilkinson resistance. This is reported for every input port. Although the results of all ports are slightly different, but they provide the similar trend and the same value at 118 MHz which is the operating frequency.

TABLE I. QUARTER WAVELENGTH COMBINER WITH WILKINSON RESISTANCE

Port	Losses and SWR			
	Return loss(dB)	Transmission loss(dB)	Isolation loss(dB)	SWR
1	-21.773	-6.2254	-19.294	1.1772
2	-21.653	-6.2536	-19.308	1.1779
3	-22.017	-6.3108	-19.398	1.1719
4	-21.933	-6.1334	-19.403	1.1746

TABLE II. QUARTER WAVELENGTH COMBINER WITHOUT WILKINSON RESISTANCE

Port	Losses and SWR			
	Return loss(dB)	Transmission loss(dB)	Isolation loss(dB)	SWR
1	-2.7536	-6.2316	-12.229	6.3840
2	-2.7544	-6.1981	-12.223	6.3335
3	-2.7149	-6.3108	-12.226	6.4438
4	-2.7189	-6.1334	-12.235	6.4463

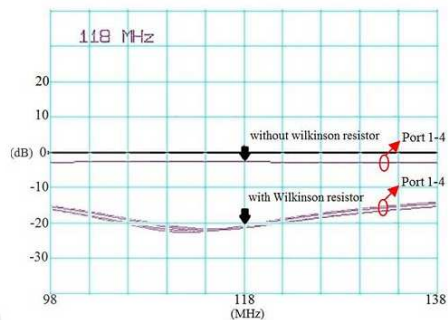


Figure 6. Return loss of the quarter wavelength combiner with and without Wilkinson resistance.

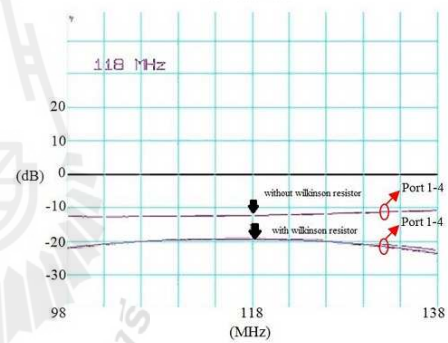


Figure 7. Isolation loss of the quarter wavelength combiner with and without Wilkinson resistance.

A. Mismatched Loads

In an ideal Wilkinson combiner, the current in the resistors is zero. However, it is not the case when there is a slight mismatch at the input port or in the worst case when a device or the line at input port fails as short or open or different length. It is important to know how much current can flow through the resistors for specific mismatches in order to select a resistor with appropriate power handling characteristic [8].

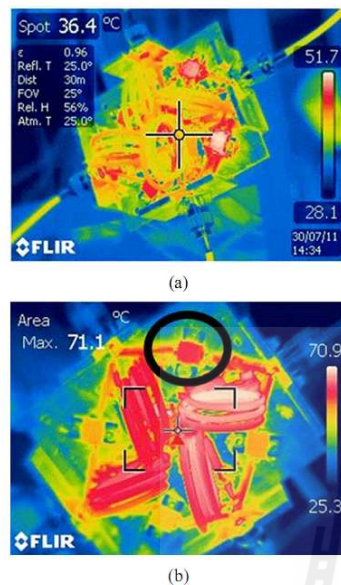


Figure 8. Temperature of combiner in (a) normal situation during high power testing (b) abnormal situation at resistor in black circle.

In the proposed combiner, it is easy to check when the input port get problem by checking the temperature at Wilkinson resistors. Fig.8 shows two situations having been happened during high power testing. Fig.8 (a) is normal situation and Fig.8 (b) is abnormal situation because one of the lines at input port has different length so one of the resistors (in black circle) that connect to that input port getting a higher temperature than the others. This indicates the other useful benefit of Wilkinson resistors to quickly find the problem.

B. Power Handling

The power handling capacity of the power combiner in this paper is limited primarily by performance of amplifiers. In this experiment input power came from four amplifiers with maximum power for each module is 245 watt combined through the coaxial cable quarter wavelength combiner. The output power is 812 watt. The efficiency is 82.85 %.

IV. CONCLUSION

In this paper, the modified quarter wavelength combiner with Wilkinson resistance is proposed. From the measurement results, they indicate that the quarter wavelength combiner with the concept of Wilkinson resistance provides a better performance than the quarter wavelength combiner without Wilkinson resistors. On the other hand, Wilkinson resistors are very helpful not only for improve return and isolation losses but also for checking a mismatch between input ports in case of irregular input impedances.

ACKNOWLEDGMENT

Financial support from Synchrotron Light Research Institute (Public Organization) is gratefully acknowledged. For their many helpful suggestions, I would like to thank RF group at SLRI.

REFERENCES

- [1] P. Marchand, et al, "High power(35 and 190 kW) solid state amplifiers at 352 MHz for synchrotron soeill," Proceedings of EPAC 2004, Lucerne, Switzerland
- [2] C. Pardine, P.F. Tavares and R.H. Farias, "Commissioning of the 2.2 kW, 476 MHz solid state power source for the LNLS synchrotron," Proceedings of EPAC 2008, Genoa, Italy
- [3] Akhilesh Jain, Deepak Kumar Sharma, Alok Kumar Gupta and P.R. Hanurkar, "High-power, low-loss, radial rf power dividers/combiners," APAC 2007, Indore, India.
- [4] Leo G.Malortsy,Rockwell Collins and Simon Y. London, "Quarter-wavelength n-way power dividers/combiners: historical aspects and new modifications," Advanced Power Technologies Inc., vol.46, no.9, Sep 2003.
- [5] David M. Pozar, Microwavelength engineering. New York: Wiley, 2005.
- [6] E. Wilkinson, "An N-way hybrid power divider," IRE Trans. Microw. Theory Tech.,vol. MTT-8, no.1 , pp.116-118, Jan 1960.
- [7] Ruddy Herard Chatim, Modified wilkinson power combiner for applications in the millimeter-wavelength rangre. University of Kassel, Germany 2005.
- [8] Negar Ehsan, Kenneth Vanhille, Sebastien Rondineau, Evan D. Cullens and Zoya B. Popovic, "Broadband micro-coaxial cable wilkinson dividers," IEEE Trans. Micro. Theory Tech., vol.57, no.11, pp.2783-2789, Nov, 2009
- [9] Dawood Shekari Beyragh, Somayeh Abnavi and Seyed Reza Motahari, "Implementation of N-way gysel combiners using back to back microstrip structure," Proceeding of IEEE 2010.
- [10] Sergio Sordi, "5 way gysel combiner for linac rf systems," unpublished
- [11] Pic wire & cable, Technical Article #2 Velocity FactorPic wire & cable, Technical Article #2 Velocity Factor.

ประวัติผู้เขียน

นางสาวเบญจมาภรณ์ เลิศวิริยะปิติ เกิดเมื่อวันที่ 27 มิถุนายน พ.ศ. 2530 ที่อำเภอพระพุทธบาท จังหวัดสระบุรี ปัจจุบันอาศัยอยู่บ้านเลขที่ 88 หมู่ที่ 3 ตำบลพุทรา อำเภอพระพุทธบาท จังหวัดสระบุรี สำเร็จการศึกษาชั้นมัธยมตอนปลายจากโรงเรียนพิบูลวิทยาลัย และสำเร็จการศึกษาในระดับปริญญาตรี สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา เมื่อปี 2553

ในปี 2553 ศึกษาต่อในระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี โดยในระหว่างการศึกษาในระดับปริญญาโทได้ทำงานเป็นผู้ช่วยนักวิจัยที่สถาบันวิจัยแสงซินโครตรอน(องค์การมหาชน) และมีผลงานตีพิมพ์เผยแพร่ในปี 2555 ในระดับนานาชาติ ในการประชุมวิชาการ ECTI-CON 2012 ในหัวข้อ “*Modified Quarter Wavelength Combiner with Wilkinson Resistance*” ณ จังหวัดเพชรบุรี ประเทศไทย ระหว่างวันที่ 16-18 พฤษภาคม 2555

