

วจากรองสัญญาณผ่านแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบโหมดคู่
และการประยุกต์ใช้งาน

DUAL-MODE RESONATOR FILTERS AND THEIR APPLICATIONS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2563

KMITL-2020-EN-D-018-018

วงจรรองสัญญาณผ่านแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบโหมดคู่
และการประยุกต์ใช้งาน

DUAL-MODE RESONATOR FILTERS AND THEIR APPLICATIONS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2563

KMITL-2020-EN-D-018-018

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DUAL-MODE RESONATOR FILTERS AND THEIR APPLICATIONS



NATCHAYATHORN WATTIKORNSIRIKUL

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2020
KMITL-2020-EN-D-018-018

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2020

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรรองสัญญาณผ่านแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบโหมดคู่และการประยุกต์ใช้งาน
นักศึกษา	นางสาวณัฏฐ์ชัชธร วัทธิกรสิริกุล
รหัสประจำตัว	57601015
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2563
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.มนตรี คำเงิน

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวงจรรองสัญญาณผ่านแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบโหมดคู่และการประยุกต์ใช้งาน ซึ่งการออกแบบวงจรแรกคือวงจรไดเพล็กซ์เซอร์โหมดคู่แบบ 4 พอร์ต โดยวงจรไดเพล็กซ์เซอร์จะอยู่ในรูปแบบของวงจรไดเพล็กซ์เซอร์โหมดคู่แบบ 3 พอร์ต 2 สองตัวหันหลังชนกันและมีมุมเฟสต่างกัน 180 องศาในหนึ่งสาขา (one branch) เทคนิคนี้ให้ค่าการแยกโดดเดี่ยวระหว่างภาคส่งและภาครับที่สูง ผลการวัดทดสอบการทำงานของวงจรไดเพล็กซ์เซอร์ 4 พอร์ต โดยผลการวัดทดสอบมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก 1.20/1.05 dB สำหรับภาคส่งและภาครับตามลำดับ และมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับต่ำกว่า 20 dB ในทั้งสองแบนด์ สำหรับค่าการแยกโดดเดี่ยวดีกว่า 48.5 dB ระหว่างภาคส่ง/ภาครับที่ความถี่ 2.14/1.95 GHz ส่วนการประยุกต์ใช้งานในรูปแบบอื่นของวงจรรองผ่านแถบแบบโหมดคู่คือ การนำไปใช้ในการออกแบบวงจรรองผ่านสองแถบความถี่ โดยวงจรรองผ่านแถบแบบโหมดคู่ตัวแรกออกแบบที่ความถี่ 1.8 GHz และตัวที่สองออกแบบที่ความถี่ 2.4 GHz โดยผลการวัดทดสอบมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก 1.02/1.20 dB สำหรับความถี่แรกและความถี่ที่สองตามลำดับ และมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับต่ำกว่า 20 dB ในทั้งสองแบนด์ ซึ่งวงจรรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบโหมดคู่มีการแบ่งช่องสัญญาณได้ดีโดยใช้การส่งผ่านแบบไม่สมมาตร จะทำให้ได้ค่ากำจัดสัญญาณรบกวนดีกว่า 18 dB จากช่วงความถี่ 1.9 ถึง 2.35 GHz ซึ่งวงจรรองผ่านแถบความถี่แบบโหมดคู่ ที่นำเสนอสามารถนำไปพัฒนาและประยุกต์ใช้กับการสื่อสารไร้สาย และวงจรรวมไมโครเวฟอื่นๆ ได้ต่อไป

Thesis	Dual-Mode Resonator Filters and Their Applications
Student	Miss Natchayathorn Wattikornsirikul
Student ID.	57601015
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2020
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Montree Kumngern

ABSTRACT

This thesis presents the design of dual-mode resonator filters and their applications. The first circuit design is a dual-mode 4-port diplexer. The diplexer is set in the form of two back-to-back three-port dual-mode diplexers combined with a 180° phase shifter in one branch, a four-port network. The measured insertion losses are 1.20/1.05 dB for Tx and Rx bands, respectively. The measured return losses are better than 20 dB in both bands. The technique achieves high Tx/Rx isolation. The measured results are achieved 48.5 dB Tx/Rx signal isolation at 2.14/ 1.95 GHz. Another application of dual-mode filter is to design dual-mode dual-band filter. One dual-mode filter is designed at the center frequency of 1.8 GHz and another filter is designed at 2.4 GHz. The measured insertion losses are 1.02/1.20 dB for the first and second bands, respectively. The measured return losses are better than 20 dB in both passbands. The dual-band filter presents a high-selectivity with good cutoff signal rejection. The high-selectivity dual-mode dual-band bandpass filter is designed by an asymmetrical transmission zero (TZ). Therefore, the rejection between two transmission bands is about 18 dB from 1.9 to 2.35 GHz. Finally, the proposed dual-mode circuits can be applied for any wireless communication and also can be developed for the communication systems.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาจาก รศ.ดร. มนตรี คำเงิน ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ที่เป็นแรงผลักดันให้ข้าพเจ้ามีความกระตือรือร้นในการค้นคว้าคำตอบของวิทยานิพนธ์นี้ ให้โอกาสทางการศึกษาและยังช่วยเหลือในเรื่องต่างๆ ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านอาจารย์และขอขอบพระคุณอย่างยิ่ง

ขอขอบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกๆ ท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า

ขอขอบพระคุณ ผศ.ดร.เจษฎา ก้อนแพง ที่คอยช่วยเหลือและให้คำแนะนำในทุกๆ เรื่องด้วยดีเสมอมา

ขอขอบพระคุณบัณฑิตศึกษา คณะวิศวกรรมศาสตร์ที่ให้ความช่วยเหลือในเรื่องต่างๆ สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดาและครอบครัวที่เป็นกำลังใจและให้การสนับสนุนในทุกเรื่อง ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ณัฐชัชธร วัทธิกรสิริกุล

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 วัตถุประสงค์ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	5
1.5 โครงประกอบของวิทยานิพนธ์.....	5
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	6
2.1 กล่าวนำ.....	6
2.2 โครงสร้างและคุณสมบัติของไมโครสตริป.....	6
2.3 การลดทอนกำลังสัญญาณของไมโครสตริป.....	11
2.4 การออกแบบไมโครสตริป.....	12
2.5 ตัวประกอบคุณภาพไม่มีโหลดและการสูญเสีย.....	12
2.6 เรโซเนเตอร์แบบชั้น.....	17
2.7 การวิเคราะห์เมตริกซ์การกระจายสำหรับวงจรสองทางเข้าออก.....	18
บทที่ 3 การออกแบบและการสร้าง.....	26
3.1 กล่าวนำ.....	26
3.2 ขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบและวงจรถัดเพดดิ้งเซอร์โดยใช้ เรโซเนเตอร์โหมดคู่.....	26
3.3 การออกแบบวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่ การส่งผ่านเป็นศูนย์แบบไม่สมมาตร.....	40
บทที่ 4 ผลการทดสอบ.....	51
4.1 กล่าวนำ.....	51
4.2 การทดสอบ.....	51

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 สรุปผลงานวิทยานิพนธ์และข้อเสนอแนะ.....	60
5.1 สรุปผลที่ได้จากงานวิทยานิพนธ์.....	60
5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ.....	62
เอกสารอ้างอิง.....	64
ภาคผนวก.....	67
ประวัติผู้เขียน.....	100



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 ขนาดของโครงสร้างวงจรรองผ่านแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์.....	29
3.2 ขนาดของโครงสร้างวงจรรองผ่านแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์.....	34
3.3 ขนาดของโครงสร้างวงจรรองผ่านแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์.....	38
3.4 ขนาดของโครงสร้างวงจรรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่ความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกเป็นศูนย์ที่ความถี่ด้านบนของความถี่กลาง 1.8 GHz และ 2.4 GHz.....	43
3.5 ขนาดของโครงสร้างวงจรรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่ความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกเป็นศูนย์ที่ความถี่ด้านบนของความถี่กลาง 1.8 GHz และความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกเป็นศูนย์ที่ความถี่ด้านล่างของความถี่กลาง 2.4 GHz.....	47
4.1 ผลการเปรียบเทียบระหว่างการจำลองแบบการทำงานและผลการวัดทดสอบวงจรรองผ่านแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่แบบ 3 พอร์ต และ 4 พอร์ต.....	56
4.2 ผลการเปรียบเทียบระหว่างการจำลองแบบการทำงานและผลการวัดทดสอบวงจรรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่.....	59
5.1 เปรียบเทียบวงจรรองผ่านแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่แบบ 4 พอร์ต กับวงจรรองผ่านแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ชนิดต่างๆ.....	61
5.2 เปรียบเทียบวงจรรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่กับวงจรรองผ่านสองแถบความถี่แบบต่างๆ.....	62

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 วงจรไดโพลีกรเซอร์สำหรับระภาคส่ง/ภาครับของระบบเซลลูลาร์.....	4
1.2 วงจรไดโพลีกรเซอร์แบบ 4 พอร์ต.....	4
2.1 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป.....	7
2.2 เส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของไมโครสตริป.....	7
2.3 ไมโครสตริปที่มี $\frac{W}{h} \gg 1$ และ $\frac{W}{h} \ll 1$	10
2.4 การส่งผ่านของคลื่น TEM แบบอุดมคติในไมโครสตริป.....	12
2.5 วงจรสมมูลองค์ประกอบจินตภาพและเรโซเนเตอร์ที่มีการสูญเสีย.....	14
2.6 โครงสร้างของเรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์ขึ้น.....	17
2.7 คลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อน.....	19
2.8 คลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนของวงจรสองทางเข้าออก.....	21
2.9 วิธีการวัดค่า S_{11} ของ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ.....	22
2.10 พอร์ตสองทางเข้าออก.....	23
2.11 พอร์ตสองทางเข้าออกโดยจ่ายแรงดันเข้าทางด้านอินพุต.....	24
2.12 วงจรสมมูลเทวินิน.....	24
2.13 พอร์ตสองทางเข้าออกโดยจ่ายแรงดันเข้าทางด้านเอาต์พุต.....	25
3.1 วงจรกรองผ่านแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์.....	27
3.2 เรโซเนเตอร์โหมดคู่.....	27
3.3 เรโซเนเตอร์โหมดคี่.....	28
3.4 ผลการจำลองแบบการทำงานความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss (IL): S_{21}) ที่ขอบด้านบนของความถี่ 1.95 GHz ที่มีการปรับความยาวของสลับแบบแพทช์ (d).....	30
3.5 ผลการจำลองแบบการทำงานความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss (IL): S_{21}) ที่ขอบด้านบนของความถี่ 2.14 GHz ที่มีการปรับความยาวของสลับแบบแพทช์ (d).....	30
3.6 ผลการจำลองแบบการทำงานความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss (RL): S_{11}) และ ความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss (IL): S_{21}) ที่ความถี่ 1.95 GHz ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่โดยใช้ เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์.....	31
3.7 ผลการจำลองแบบการทำงานความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss (RL): S_{11}) และ ความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss (IL): S_{21}) ที่ความถี่ 2.14 GHz ของ วงจรกรองผ่านแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์.....	32

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.8 วงจรไดโพลีเซออร์แบบ 3 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์	33
3.9 ชิ้นงานจริงวงจรไดโพลีเซออร์แบบ 3 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์ .	33
3.10 ผลการจำลองแบบการทำงานของความสัมพันธ์เนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss (RL): S_{11}) และ ความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss (IL): S_{21} และ S_{31}) ของวงจรไดโพลีเซออร์แบบ 3 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์.....	35
3.11 ผลการจำลองแบบการทำงานของค่าการแยกโดดเดี่ยว (Isolation: S_{32}) ของวงจรไดโพลีเซออร์แบบ 3 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์.....	35
3.12 วงจรไดโพลีเซออร์เป็นแบบ 4 พอร์ต ซึ่งอยู่ในรูปแบบของวงจร 3 พอร์ตไดโพลีเซออร์โหมดคู่สองตัวหันหลังชนกันและมีมุมเฟสต่างกัน 180 องศาในสาขาหนึ่ง.....	36
3.13 วงจรไดโพลีเซออร์แบบ 4 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์	37
3.14 ชิ้นงานจริงวงจรไดโพลีเซออร์แบบ 4 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์	37
3.15 ผลการจำลองแบบการทำงานของความสัมพันธ์เนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss (RL) : S_{11}) และความสัมพันธ์เนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss (IL): S_{21} และ S_{31}) ของวงจรไดโพลีเซออร์แบบ 4 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์ ...	39
3.16 ผลเปรียบเทียบการจำลองแบบการทำงานของค่าการแยกโดดเดี่ยว (Isolation: S_{32}) ของวงจรไดโพลีเซออร์แบบ 3 พอร์ตและแบบ 4 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่.....	39
3.17 แสดงผลการจำลองแบบการทำงานของตอบสนองการส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านบนของความถี่กลาง 1.8 GHz มีความยาวที่แตกต่างที่อิมพีแดนซ์แบบแพทช์.....	41
3.18 แสดงผลการจำลองแบบการทำงานของตอบสนองการส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านล่างของความถี่กลาง 2.4 GHz มีความยาวที่แตกต่างที่อิมพีแดนซ์แบบแพทช์.....	41
3.19 ผลการจำลองแบบการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ด้านบนของความถี่กลาง ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss (RL): S_{11}) และ ความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss (IL): S_{21}) ที่ความถี่ 1.8 GHz.....	44
3.20 ผลการจำลองแบบการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ด้านบนของความถี่กลาง ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss (RL): S_{11}) และ ความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss (IL): S_{21}) ที่ความถี่ 2.4 GHz.....	44

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.21 วงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านบนของความถี่กลาง 1.8 GHz และ 2.4 GHz.....	45
3.22 ซิงงานจริงวงจรถูกกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านบนของความถี่กลาง 1.8 GHz และ 2.4 GHz.....	45
3.23 ผลการจำลองแบบการทำงานของความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss (RL): S_{11}) และความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss (IL): S_{21}) ของวงจรถูกกรองผ่านแถบความถี่คู่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านบนของความถี่กลาง 1.8 GHz และ 2.4 GHz.....	46
3.24 ผลการจำลองแบบการทำงานของวงจรถูกกรองผ่านแถบโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ด้านบนของความถี่กลาง ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss (RL): S_{11}) และ ความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss (IL): S_{21}) ที่ความถี่ 1.8 GHz.....	48
3.25 ผลการจำลองแบบการทำงานของวงจรถูกกรองผ่านแถบโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ด้านล่างของความถี่กลาง ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss (RL): S_{11}) และ ความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss (IL): S_{21}) ที่ความถี่ 2.4 GHz.....	48
3.26 วงจรถูกกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านบนของความถี่กลาง 1.8 GHz และการส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านล่าง 2.4 GHz.....	49
3.27 ซิงงานจริงวงจรถูกกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านบนของความถี่กลาง 1.8 GHz และการส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านล่าง 2.4 GHz.....	49
3.28 ผลการจำลองแบบการทำงานของความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss (RL): S_{11}) และความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss (IL): S_{21}) ของวงจรถูกกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านบนของความถี่กลาง 1.8 GHz และการส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านล่างของความถี่กลาง 2.4 GHz.....	50
4.1 การต่ออุปกรณ์เพื่อใช้ในการวัดทดสอบ.....	51
4.2 ซิงงานจริงวงจรไดเพล็กซ์เซอร์แบบ 3 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบโหมดคู่ที่มีสตั๊บบแบบแพทช์	52

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.3 ผลการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองและผลการทดสอบของความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss: IL) และความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss: RL).....	53
4.4 ผลการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองและผลการทดสอบของค่าการแยกโดดเดี่ยว (Isolation: S_{32}) วงจรไดโพลีเซออร์แบบ 3 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบโหมดคู่ที่มีสตั๊บบแบบแพทช์.....	53
4.5 ชิ้นงานจริงวงจรวจรไดโพลีเซออร์แบบ 4 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบโหมดคู่ที่มีสตั๊บบแบบแพทช์	54
4.6 ผลการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองและผลการทดสอบของค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (Insertion loss: IL) และความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ(Return loss:RL).....	55
4.7 ผลการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองและผลการทดสอบของค่าการแยกโดดเดี่ยว (Isolation: S_{32}) วงจรไดโพลีเซออร์แบบ 3 พอร์ตและแบบ 4 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบโหมดคู่ที่มีสตั๊บบแบบแพทช์	55
4.8 ชิ้นงานจริงวงจรรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านบนของความถี่กลาง 1.8 GHz และ 2.4 GHz.....	56
4.9 ผลการจำลองแบบการทำงานของความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss (RL): S_{11}) และความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss (IL): S_{21}) ของวงจรรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านบนของความถี่กลาง 1.8 GHz และ 2.4 GHz.....	57
4.10 ชิ้นงานจริงวงจรรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านบนของความถี่กลาง 1.8 GHz และการส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านล่าง 2.4 GHz.....	58
4.11 ผลการจำลองแบบการทำงานของความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss (RL) : S_{11}) และความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss (IL): S_{21}) ของวงจรรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านบนของความถี่กลาง 1.8 GHz และการส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านล่างของความถี่กลาง 2.4 GHz.....	58

บทที่ 1

บทนำ

1.1ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในระบบการสื่อสารไร้สายและระบบการสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบใหม่ ซึ่งวงจรกรองผ่านแถบความถี่มีความสำคัญและจำเป็นอย่างมากและเป็นอุปกรณ์พื้นฐานในระบบ โดยวงจรกรองผ่านแถบแบบระนาบเป็นที่นิยมเพราะสามารถใช้เทคโนโลยีด้านแผ่นวงจรพิมพ์มาสร้างและเหมาะกับการประยุกต์ทางด้านการพาณิชย์ เนื่องจากมีขนาดเล็กกระทัดรัด มีคุณสมบัติการตอบสนองความถี่ที่ดี รวมถึงการสร้างให้มีลักษณะเป็นวงจรรวมบนระนาบเดียวกัน (Monolithic Microwave Integrated Circuits, MMIC) และลดต้นทุนในการสร้างชิ้นงาน [1] ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้ออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบระนาบใช้โครงสร้างเรโซเนเตอร์โหมดคู่ (Dual-mode resonator) เนื่องจากมีขนาดเล็กกว่าเรโซเนเตอร์โหมดเดี่ยว โดยใช้โครงสร้างของเรโซเนเตอร์โหมดเดี่ยวจำนวน 2 เรโซเนเตอร์ จึงจะได้จำนวนโพล 2 โพล (Two-pole) จึงจะเท่ากับเรโซเนเตอร์โหมดคู่ ดังนั้นเรโซเนเตอร์โหมดคู่จะลดขนาดจากเรโซเนเตอร์โหมดเดี่ยวลงประมาณครึ่งหนึ่ง [2-5] ได้มีการนำมาใช้เป็นวงจรกรองผ่านแถบในระบบไมโครเวฟเป็นที่รู้จักกันอย่างกว้างขวางในช่วงหลายปีที่ผ่านมา [6-11] ในระบบสื่อสารไร้สายอย่างเช่น ระบบดาวเทียม และระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ ต่างต้องการวงจรกรองผ่านแถบที่มีขนาดเล็กและมีผลตอบสนองทางความถี่ที่ดี เพราะฉะนั้นวงจรกรองผ่านแถบที่ใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่จึงนำมาใช้ในระบบสื่อสารที่ต้องการผลตอบสนองทางความถี่ที่ดี มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และการสูญเสียต่ำ บนโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป [12-18] โดยผู้วิจัยได้นำเสนอวงจรกรองผ่านแถบและวงจรถัดเพดลิกเซอร์โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ และเพื่อให้เห็นการนำวงจรเรโซเนเตอร์แบบโหมดคู่ไปใช้งานได้อย่างมีประสิทธิภาพ ไปประยุกต์ใช้กับระบบการสื่อสารแบบไร้สาย จึงได้นำเสนอวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์แบบไม่สมมาตร (Asymmetric transmission zero) มาใช้ในการออกแบบและสร้าง วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่เน้นเรื่องของขนาดโครงสร้างที่เล็ก ออกแบบได้ง่าย และสามารถกำจัดสัญญาณที่อยู่นอกช่วงผ่านแถบที่ต้องการทิ้งไป เพื่อเป็นการยกระดับช่วงผ่านแถบที่ต้องการได้ดี

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอวงจรกรองผ่านแถบแบบโหมดคู่เพื่อนำไปประยุกต์ใช้กับวงจรถัดเพดลิกเซอร์ และวงจรกรองผ่านแถบแบบสองแถบความถี่ โดยได้วงจรที่มีขนาดเล็กน้ำหนักเบา

ความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกด้านอินพุตสู่เอาต์พุตสูงโดยงานวิจัยนี้ได้แบ่งการออกแบบและสร้างวงจรกรองผ่านแถบแบบโหมดคู่และการประยุกต์ใช้งานออกเป็นสี่ส่วนคือ

ส่วนที่หนึ่งวงจรไดเพล็กซ์เซอร์แบบ 3 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์ (Patch)

ส่วนที่สองวงจรไดเพล็กซ์เซอร์แบบ 4 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์ (Patch)

ส่วนที่สามวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์แบบไม่สมมาตรที่สัญญาณด้านบนของช่วงผ่านแถบความถี่แรกและความถี่ที่สอง

ส่วนที่สี่วงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์แบบไม่สมมาตรที่สัญญาณด้านบนของช่วงผ่านแถบความถี่แรก และการส่งผ่านเป็นศูนย์แบบไม่สมมาตรที่สัญญาณด้านล่างของช่วงผ่านแถบความถี่ที่สอง

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีจุดมุ่งหมายที่ต้องการนำเสนอการศึกษาและออกแบบการทำงานของวงจรกรองสัญญาณผ่านแถบความถี่ (Bandpass filter) โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่เพื่อพัฒนามาเป็นวงจรไดเพล็กซ์เซอร์ 3 พอร์ต และ 4 พอร์ตโหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์ และวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ที่สัญญาณด้านบนและด้านล่างของช่วงผ่านแถบความถี่กลางที่ได้ออกแบบ รวมถึงศึกษาผลตอบสนองพารามิเตอร์ของความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S_{21}) และ (S_{31}) และความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) และผลตอบสนองของพารามิเตอร์ของการแยกโดดเดี่ยว (S_{32}) ของวงจรไดเพล็กซ์เซอร์

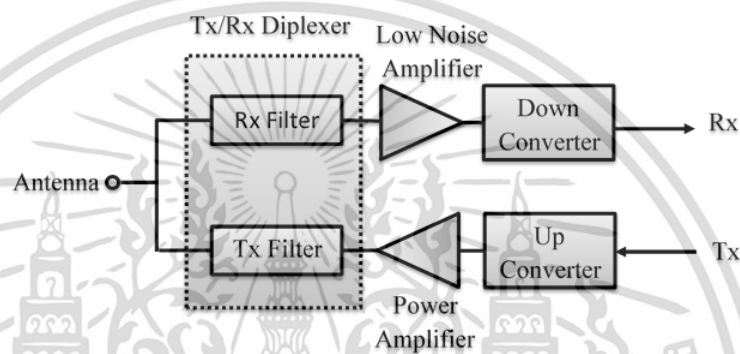
1.3 สมมติฐานของการศึกษา

ไดเพล็กซ์เซอร์ (Diplexers) ซึ่งอยู่ในรูปแบบของการรวมกันของวงจรกรองสัญญาณผ่านแถบความถี่สองความถี่ผ่านในย่านภาคส่ง Tx และภาครับ Rx ดังแสดงในรูปที่ 1.1 และวงจรไดเพล็กซ์เซอร์เป็นอุปกรณ์สามพอร์ตและใช้เพื่อรวมหรือแยกสัญญาณความถี่ที่ต่างกัน ในภาครับและส่งสัญญาณ (RF/Microwave) จะใช้ตัวกรองสัญญาณผ่านแถบความถี่ผ่านเพื่อแยกแยะความแตกต่างของคลื่นความถี่สองคลื่นสำหรับการส่งสัญญาณ (Tx) และการรับสัญญาณ (Rx) เมื่อใช้สายอากาศตัวเดียวร่วมกันในการรับส่ง โดยทั่วไปสัญญาณไฟสูงประมาณ 30 วัตต์จะถูกสร้างขึ้นและไหลในช่อง Tx สัญญาณไฟฟ้ากำลังสูงที่สร้างขึ้นมาจาก Tx สามารถแทรกแซงผ่านไปยังช่อง Rx และยังสามารถทำลายอุปกรณ์ในภาค Rx บางอย่างได้เช่น เครื่องขยายสัญญาณรบกวนต่ำ (Low-noise amplifiers) ฯลฯ ถ้าหากการแยกสัญญาณระหว่างช่องสัญญาณ Tx และ Rx ไม่เพียงพอ [1] ดังนั้นเทคนิคการออกแบบเพื่อเพิ่มการแยกสัญญาณในขณะที่ใช้วิธีอย่างง่ายในการออกแบบและมีผลตอบสนองทางความถี่ที่ดี อย่างเช่น ความ

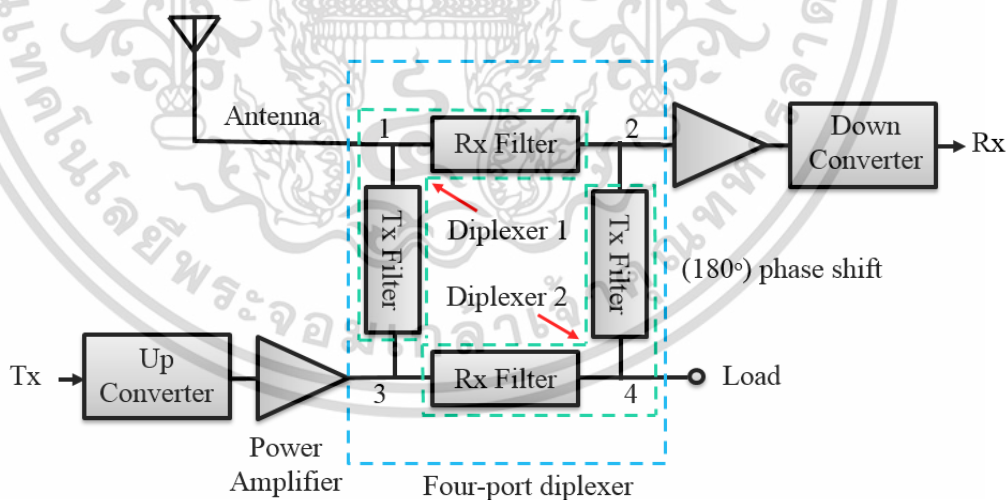
สูญเสียสัญญาณต่ำ รวมทั้งต้นทุนต่ำและขนาดที่เล็กก็เป็นสิ่งจำเป็นในการออกแบบอุปกรณ์ไมโครเวฟ โดยปกติโครงสร้างของวงจรไดเพล็กซ์เซอร์ที่พบมากที่สุดคือการรวมกันของ ตัวกรองสัญญาณ จำนวน 2 ตัวเข้าด้วยกัน ในรูปแบบ 3 พอร์ต และการออกแบบวงจรไดเพล็กซ์เซอร์ ส่วนใหญ่ที่มีการแยกสัญญาณ Tx / Rx สูงจำเป็นต้องมีการเพิ่มอันดับ(Order) ของตัวกรองสัญญาณ โดยที่จำนวนอันดับสูงจะส่งผลให้เกิดการออกแบบและการสร้างวงจรกรองผ่านแถบความถี่และวงจรไดเพล็กซ์เซอร์ที่ซับซ้อนมาก นอกจากนี้สถาปัตยกรรมในการออกแบบตัวกรองสัญญาณที่มีอันดับขั้นสูง (Higher-order filter) ยังส่งผลให้เพิ่มความสูญเสียของสัญญาณในช่วงผ่านแถบความถี่ (Pass band) รวมถึงเพิ่มต้นทุนในการผลิตที่สูงและขนาดของวงจรไดเพล็กซ์เซอร์ที่มีขนาดใหญ่ สำหรับการออกแบบไดเพล็กซ์เซอร์ โดยอาศัยโครงสร้างไมโครสตริปสามารถทำได้ทั้งวงจรขนาดเล็กและง่ายต่อการรวมเข้าด้วยกันกับอุปกรณ์อื่นๆ ในระบบการสื่อสารแบบไร้สาย

วงจรกรองผ่านแถบแบบไมโครสตริปสามารถติดตั้งได้ง่ายบนไดอิเล็กทริกและสามารถออกแบบเป็นวงจรรวมได้ สำหรับตัวอย่างวงจรกรองสัญญาณความถี่ผ่านที่มีขนาดเล็กแบบวงเปิด (Open loop resonator filter) ซึ่งเป็นการออกแบบโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบโหมดเดี่ยว (Single-mode resonator) [2-5] ซึ่งโครงสร้างของเรโซเนเตอร์มีขนาดเล็กและมีสมรรถนะสูงและเป็นที่ต้องการสำหรับการออกแบบระบบการสื่อสารแบบไร้สาย นอกจากนี้ในการออกแบบวงจรกรองสัญญาณโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบโหมดคู่ (Dual-mode resonator) เพื่อเป็นการนำเสนอเรโซเนเตอร์ที่มีขนาดเล็กกว่าเรโซเนเตอร์แบบโหมดเดี่ยวที่ต้องใช้เรโซเนเตอร์แบบโหมดเดี่ยวจำนวน 2 เรโซเนเตอร์ ถึงจะได้จำนวนโพล 2 โพล เท่ากับเรโซเนเตอร์แบบโหมดคู่ ดังนั้นเรโซเนเตอร์แบบโหมดคู่จะลดขนาดเรโซเนเตอร์ลงประมาณครึ่งหนึ่งของเรโซเนเตอร์แบบโหมดเดี่ยว และมีนักวิจัยได้นำเสนอวงจรไดเพล็กซ์เซอร์แบบโหมดคู่ [6-11] ซึ่งเป็นวงจรไดเพล็กซ์เซอร์ แบบโหมดคู่ที่มีขนาดเล็ก แต่ให้การแยกโดดเดี่ยว (Isolation) ที่ไม่ดี (น้อยกว่า 20dB) อย่างไรก็ตามข้อเสียเปรียบของเทคนิคการออกแบบวงจรไดเพล็กซ์เซอร์แบบนี้คือระดับค่าการแยกโดดเดี่ยว ของไดเพล็กซ์เซอร์จะเพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้นเมื่อจำเป็นต้องเพิ่มจำนวน อันดับของไดเพล็กซ์เซอร์ และการออกแบบวงจรไดเพล็กซ์เซอร์แบบเดิมนี้อย่างคงใช้ไดเพล็กซ์เซอร์แบบ 3 พอร์ต และต่อมาได้มีการนำเสนอเทคนิคเพื่อให้ได้การแยกสัญญาณที่สูง โดยใช้วงจร 4 พอร์ตไดเพล็กซ์เซอร์ [12-13] เพื่อให้ได้วงจรไดเพล็กซ์เซอร์ที่มีการลดขนาดและการแยกสัญญาณสูงขึ้นโดยใช้พื้นฐานการหักล้างกันของขนาดแอมพลิจูดและเฟสระหว่างสาขาทั้งสองของไดเพล็กซ์เซอร์แบบ 4 พอร์ต ดังแสดงในรูปที่ 1.2 ส่วนการออกแบบวงจรกรองสัญญาณโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบโหมดคู่ เพื่อเป็นการนำเสนอเรโซเนเตอร์ที่มีขนาดเล็กกว่าเรโซเนเตอร์แบบโหมดเดี่ยวที่ต้องใช้เรโซเนเตอร์แบบโหมดเดี่ยวจำนวน 2 เรโซเนเตอร์ ถึงจะได้จำนวนโพล 2 โพล (two-pole) เท่ากับเรโซเนเตอร์แบบโหมดคู่ ดังนั้นเรโซเนเตอร์แบบโหมดคู่จะลดขนาดเรโซเนเตอร์ลงประมาณครึ่งหนึ่งของเรโซเนเตอร์แบบโหมดเดี่ยว และได้นำมาประยุกต์ใช้กับ

การออกแบบใหม่ของตัวแยกสัญญาณ 4 พอร์ตที่ไม่เหมือนวงจรไดเพล็กซ์เซอร์แบบ 3 พอร์ตทั่วไป สำหรับการแยกสัญญาณ Tx / Rx ให้มีค่าสูง โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบโหมดคู่ ที่ใช้เรโซเนเตอร์เพียงตัวเดียว วงจรไดเพล็กซ์เซอร์เป็นแบบ 4 พอร์ต ซึ่งอยู่ในรูปแบบของวงจร 3 พอร์ตไดเพล็กซ์เซอร์แบบโหมดคู่ 2 ตัวหันหลังชนกันและมีมุมเฟสต่างกัน 180 องศาในหนึ่งสาขา เทคนิคนี้ให้ค่าการแยกโดดเดี่ยวระหว่างภาคส่งภาครับที่สูง และนอกจากนี้ยังสามารถนำมาประยุกต์ใช้กับวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่ในระบบสื่อสารไร้สายแบบสองความถี่



รูปที่ 1.1 วงจรไดเพล็กซ์เซอร์สำหรับ ภาคส่ง/ภาครับของระบบเซลลูลาร์ [1]



รูปที่ 1.2 วงจรไดเพล็กซ์เซอร์แบบ 4 พอร์ต [12-13]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4 ขอบเขตการวิจัย

ขอบเขตการวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้คือ ศึกษาและออกแบบวงจรกรองสัญญาณผ่านแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ รวมถึงการทำงานของวงจรไดเพล็กซ์เซอร์ 3 พอร์ตและ 4 พอร์ตโหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์ และทำการวิเคราะห์ ออกแบบวงจรไดเพล็กซ์เซอร์ 3 พอร์ตและ 4 พอร์ตโหมดคู่ หลังจากนั้นทำการสร้างและวัดทดสอบวงจรไดเพล็กซ์เซอร์ 3 พอร์ตและ 4 พอร์ตโหมดคู่ ศึกษาผลตอบสนองพารามิเตอร์ของความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S_{21}) และ (S_{31}) ของภาคส่งและรับ และความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) ที่มีต่อวงจรกรองผ่านแถบและวงจรไดเพล็กซ์เซอร์โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ รวมทั้งการทำงานของค่าการแยกโดดเดี่ยว (Isolation: S_{32}) ของวงจรไดเพล็กซ์เซอร์

ศึกษาและออกแบบวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ตำแหน่งสัญญาณด้านล่างหรือด้านบนของช่วงผ่านแถบ หลังจากนั้นทำการสร้างและวัดทดสอบศึกษาผลตอบสนองพารามิเตอร์ของความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (S_{21}) และความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) ที่มีต่อวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่

1.5 โครงประกอบของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ประกอบไปด้วยเนื้อหาดังต่อไปนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมา วัตถุประสงค์ สมมติฐาน ขอบเขตและโครงประกอบของวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

บทที่ 3 การออกแบบวงจรกรองสัญญาณผ่านแถบและวงจรไดเพล็กซ์เซอร์โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ และวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์แบบไม่สมมาตร

บทที่ 4 ผลการจำลองและวัดทดสอบระบบเพื่อยืนยันการวิเคราะห์ในทางทฤษฎี

บทที่ 5 บทสรุปและข้อเสนอแนะ

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 กล่าวนำ

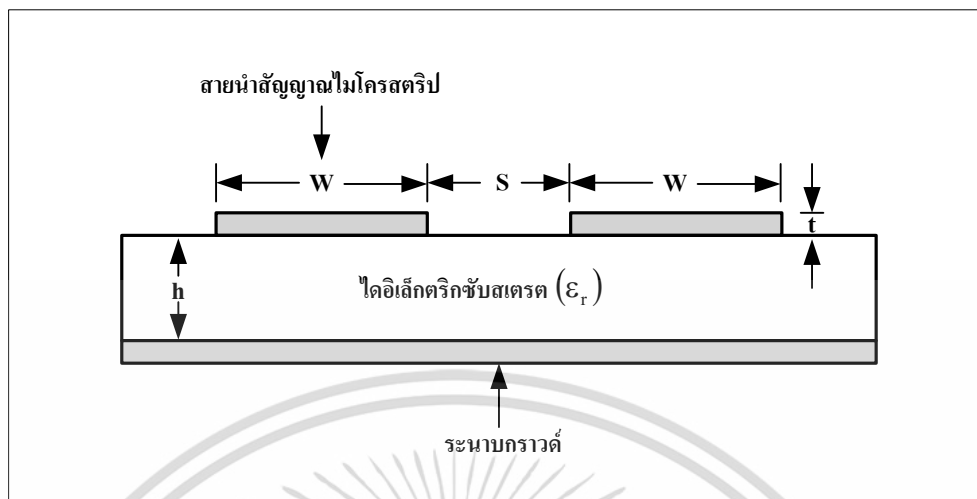
ไมโครสตริปเป็นสายนำสัญญาณที่สร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ และใช้ในการเชื่อมโยงชิ้นส่วนวงจรต่าง ๆ เนื่องจากไมโครสตริปมีขนาดเล็กและมีน้ำหนักเบาจึงเหมาะสำหรับทำวงจรรวมไมโครเวฟ แต่มีข้อจำกัดในการรับกำลังได้ต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับท่อนำคลื่น วงจรรองความถี่ไมโครสตริปเป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในความถี่ไมโครเวฟ คุณสมบัติที่แตกต่างกันของวงจรจะขึ้นอยู่กับขนาด รูปร่างของแผ่นตัวนำและชนิดของเนื้อสารไดอิเล็กตริก เป็นต้น โครงสร้างของไมโครสตริปจะอาศัยหลักการวิเคราะห์คุณสมบัติของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป และแบบคัปเปิลไลน์ (Couple line) เพื่อหาค่าอิมพีแดนซ์ ในบทนี้จะกล่าวถึงแนวคิดในการวิเคราะห์คุณสมบัติของไมโครสตริป และพารามิเตอร์ของวงจรสองทางเข้าออก

2.2 โครงสร้างและคุณสมบัติของไมโครสตริป

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงโครงสร้าง และวิเคราะห์คุณสมบัติของไมโครสตริปและตัวอย่างการออกแบบไมโครสตริปให้มีอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติตามต้องการ

2.2.1 โครงสร้างของไมโครสตริป

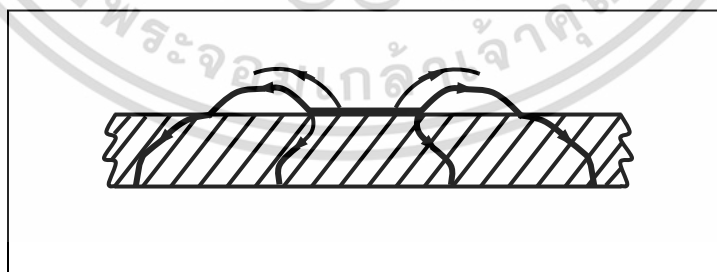
ไมโครสตริปที่ใช้งานโดยทั่วไปนั้นจะมีโครงสร้างดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.1 กล่าวคือจะมีรูปร่างเป็นสตริปหรือแถบโลหะแคบๆ อยู่บนฉาบสเตรต (Substrate) ซึ่งเป็นสารไดอิเล็กตริก และด้านล่างของฉาบสเตรตเป็นผิวโลหะ พลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านอยู่ในฉาบสเตรตบริเวณที่อยู่ระหว่างแถบโลหะแคบ ๆ กับผิวโลหะด้านล่าง ความหนาของฉาบสเตรตนั้นประมาณ 2 mm หรือต่ำกว่าลงมา ความกว้างของสตริปนั้นจะขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติที่ต้องการ [1]



รูปที่ 2.1 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป [1]

2.2.2 การส่งผ่านของคลื่นในไมโครสตริป

ไมโครสตริปแม้จะมีโครงสร้างง่าย ๆ ดังกล่าวข้างต้น แต่การวิเคราะห์คุณสมบัติของไมโครสตริปโดยละเอียดทางทฤษฎีนั้นเป็นสิ่งที่ยุ่งยากมาก ทั้งนี้เงื่อนไขขอบเขตของระบบค่อนข้างยุ่งยากเมื่อเปรียบเทียบกับท่อนำคลื่นหรือสายนำสัญญาณชนิดอื่นๆ อย่างไรก็ตามได้มีผู้ทำการศึกษาทางทฤษฎีและพบว่าคลื่นที่ส่งผ่านไปตามไมโครสตริปนั้น จะใกล้เคียงกับโหมด TEM มากแต่ไม่ใช่โหมด TEM เสียทีเดียว เพราะมีสนามในแกนอยู่ด้วยจึงนิยมเรียกโหมดดังกล่าวนี้ว่าโหมดกึ่ง TEM (Quasi – TEM Mode) การที่มีสนามในแนวแกนอยู่บ้างนั้นเป็นเพราะโครงสร้างที่มีสารไดอิเล็กตริก อากาศอยู่ในระนาบเดียวกัน และสภาพที่มีสนามในแนวแกนเกิดอยู่ในโหมดที่ส่งผ่านอยู่นั้นก็จะเป็นไฮบริดโหมด [1]



รูปที่ 2.2 เส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของไมโครสตริป [1]

การที่คลื่นส่งผ่านในโหมดกึ่ง TEM ที่พออนุโลมให้เป็นโหมด TEM นี้ทำให้สามารถใช้หลักการ วงจรกระจายในการวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติของไมโครสตริปได้ กล่าวคือ ถ้าเราสามารถหาค่าอินดักแตนซ์ และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวได้ ก็จะนำค่าทั้งหมดนี้ไปคำนวณค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะ สมบัติได้ อย่างไรก็ตามการหาค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของไมโครสตริปจะยุ่งยากกว่าสาย คู่ขนานหรือ สายโคแอกเซียลเพราะ ไมโครสตริปมีทั้งสารไดอิเล็กตริกและอากาศอยู่ในบริเวณที่พลังงาน ของคลื่นส่งผ่าน สำหรับการหาค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวนั้นจะไม่ถูกรบกวนจากการมีสาร ไดอิเล็กตริก [1]

ถึงแม้การหาค่าคาปาซิเตอร์จะยุ่งยากกว่าปกติ แต่ก็มีวิธีที่ทำให้ง่ายขึ้นโดยใช้วิธีหาค่าคงตัว ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (Effective dielectric constant ย่อว่า ϵ_{eff}) ของระบบซึ่งจะรวม ผลของสารไดอิเล็กตริกและอากาศเข้าด้วยกัน ในการหาค่า ϵ_{eff} ของกรณีไฟฟ้าสถิตนั้นใช้แนวความคิด ของวงจรกระจายดังต่อไปนี้ เมื่อคลื่นที่ส่งผ่านไปไมโครสตริปเป็นโหมด TEM อิมพีแดนซ์ลักษณะ สมบัติ Z_c จะเขียนในรูปของค่าอิมพีแดนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว L และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหน่วย ความยาว C ได้สมการต่อไปนี้

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.1)$$

ขณะเดียวกันความเร็วเฟส V_p จะเขียนได้ดังนี้

$$V_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.2)$$

จากสมการ (2.2) นี้ทำให้เขียน Z_c ในรูปของ V_p กับ L หรือ C ได้ดังนี้

$$Z_c = v_p L = \frac{1}{v_p C} \quad (2.3)$$

ในขั้นตอนต่อไปเราจะพิจารณากรณี ขั้วสเตรตที่ เป็น สารไดอิเล็กตริก ถูกดึงออกไปเหลือแต่ อากาศเพียงอย่างเดียวที่โอบล้อม ไมโครสตริปอยู่ ในสภาพเช่นนี้ความเร็วเฟสของคลื่น TEM ที่ส่งผ่าน อยู่จะเท่ากับความเร็วแสง และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวจะเปลี่ยนไป โดยที่ค่า

อินดักแทนซ์ไม่ถูกกระทบ ถ้าให้ค่าคาปาซิแตนซ์ที่เปลี่ยนแปลงไปนี้มีค่าเป็น C_0 จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง C_0 กับความเร็วเฟสในรูปต่อไปนี้

$$c = \frac{1}{\sqrt{LC_0}} \quad (2.4)$$

ในขณะเดียวกันค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติก็เขียนได้ดังนี้

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C_0}} \quad (2.5)$$

เมื่อนำสมการ (2.4) หารด้วยสมการ (2.2) จะได้ผลดังนี้

$$\frac{C}{C_0} = \left(\frac{c}{v_p}\right)^2 \quad (2.6)$$

ค่า $\frac{C}{C_0}$ นี้ตามนิยามโดยทั่วไปก็คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของสารไดอิเล็กตริกที่โอบล้อมระบบเก็บประจุ ซึ่งค่านี้ก็เปรียบเสมือนค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของไมโครสตริปที่มีชั้นสเตรตเป็นสารไดอิเล็กตริกและที่ด้านบนเป็นอากาศอยู่นั่นคือ

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{c}{v_p}\right)^2 \quad (2.7)$$

จากสมการที่ (2.3) ถึงสมการ (2.7) จะสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง Z_c , Z_0 และ ϵ_{eff} ได้ดังนี้

$$Z_c = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad \text{หรือ} \quad Z_0 = Z_c \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad \text{หรือ} \quad \epsilon_{eff} = \left(\frac{Z_0}{Z_c}\right)^2 \quad (2.8)$$

ความสัมพันธ์ตามสมการ (2.8) นี้จะใช้ประโยชน์ในการออกแบบในภายหลังจากผลที่ได้จะเห็นว่า ถ้าเราสามารถรู้ค่า ϵ_{eff} ได้ก็จะทำให้สามารถคำนวณคุณสมบัติอื่นตามมาได้ อย่างไรก็ตามค่า ϵ_{eff}

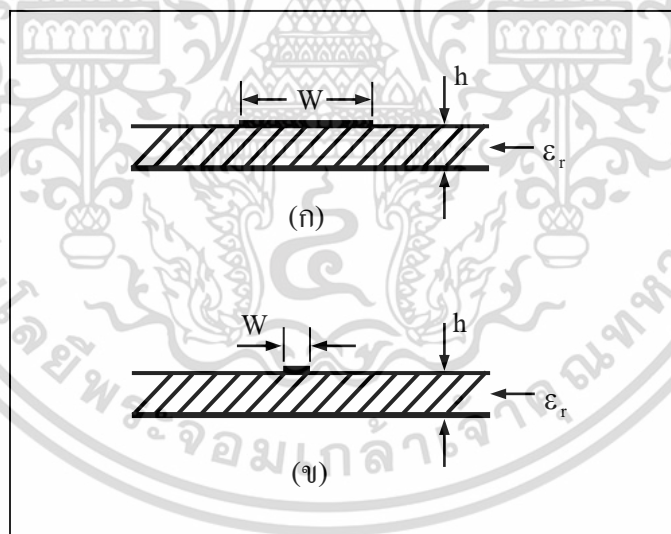
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเปลี่ยนแปลงไปตามความกว้างของไมโครสตริปเมื่อเปรียบเทียบกับความหนาของซับสเตรตซึ่งจะสามารถแสดงให้เห็นได้โดยพิจารณา 2 กรณีดังต่อไปนี้ [1]

1. กรณีที่ $\frac{w}{h} \gg 1$ ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 2.3 (ก) ในกรณีนี้เนื่องจากเส้นแรงไฟฟ้าส่วนใหญ่อยู่ในบริเวณที่มีแถบสตริปหรือกล่าวอีกในหนึ่งพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าจะถูกส่งผ่านในบริเวณดังกล่าวเกือบทั้งหมดสภาพดังกล่าวจะส่งผลให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลมีค่าเข้าใกล้ค่า ϵ_r ของซับสเตรตหรือ $\epsilon_{eff} \rightarrow \epsilon_r$

2. กรณีที่ $\frac{w}{h} \ll 1$ ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.3 (ข) ในกรณีนี้เส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้าจะผ่านซับสเตรตครึ่งหนึ่งและผ่านอากาศครึ่งหนึ่ง ซึ่งจะทำให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์มีค่าเข้าใกล้ $\frac{(\epsilon_r + 1)}{2}$ จากที่อธิบายมานี้จะเห็นได้ว่า ค่า ϵ_{eff} จะเปลี่ยนแปลงตามค่า $\frac{w}{h}$ และจะมีขอบบนและขอบล่างตามค่าที่ได้ดังนี้

$$\frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) \leq \epsilon_{eff} \leq \epsilon_r \quad (2.9)$$



รูปที่ 2.3 (ก) ไมโครสตริปที่มี $\frac{w}{h} \gg 1$ และ (ข) ไมโครสตริปที่มี $\frac{w}{h} \ll 1$ [1]

และเพื่อความสะดวกในการคำนวณและการออกแบบต่อไป ได้มีการเขียนค่า ϵ_{eff} ในรูปต่อไปนี้

$$\epsilon_{eff} = 1 + q(\epsilon_r - 1), \quad \frac{1}{2} \leq q \leq 1 \quad (2.10)$$

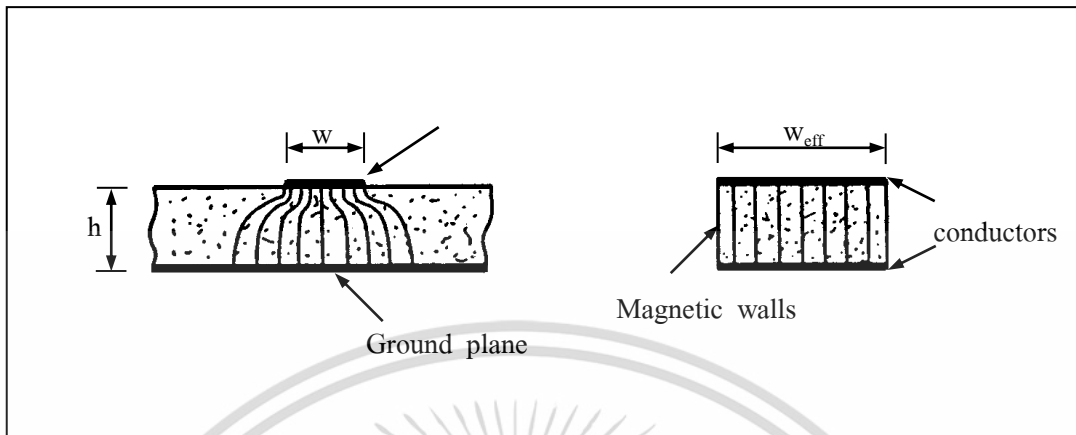
ค่า q ในสมการ (2.10) นี้ถูกเรียกว่าฟิลลิงแฟกเตอร์ (Filling factor) ซึ่งหมายถึงตัวประกอบที่แสดงให้รู้ว่าชั้นสเตรตที่เป็นสารไดอิเล็กตริกจะมีผลต่อโครงสร้างไมโครสตริปนั้นมากน้อยแค่ไหน เมื่อเขียนค่า ϵ_{eff} ตามสมการ (2.10) นี้ค่า q ก็จะเป็นค่าที่เปลี่ยนแปลงตามค่า $\frac{w}{h}$

2.3 การลดทอนกำลังสัญญาณของไมโครสตริป

เนื่องจากไมโครสตริปทำด้วยโลหะที่ไม่สมบูรณ์แบบ และมีสารไดอิเล็กตริกคั่นในบริเวณที่คลื่นส่งผ่าน ดังนั้นการลดทอนของสัญญาณจึงเกิดทั้งสองสาเหตุนี้ เมื่อพิจารณาว่าไมโครสตริปส่งผ่านคลื่นในโหมด TEM เราสามารถเขียนค่าคงที่ของการลดทอนสัญญาณได้ในรูปต่อไปนี้ [1]

$$\alpha = \frac{R}{2Z_c} + \frac{GZ_c}{2} \equiv \alpha_m + \alpha_d \quad (2.12)$$

โดยที่ α_m และ α_d เป็นค่าคงที่ของการลดทอนสัญญาณที่เกิดจากโลหะและสารไดอิเล็กตริกตามลำดับ การหาค่า α_m โดยการวิเคราะห์ให้ละเอียดตามทฤษฎีจะทำให้ลำบากเพราะการกระจายของสนามแม่เหล็กบนผิวโลหะมีความซับซ้อนมาก เช่นเดียวกับกับการกระจายของสนามไฟฟ้าและจะเปลี่ยนแปลงไปตามค่า $\frac{w}{h}$ และความหนาของแผ่นไมโครสตริป t อีกด้วย ในทางปฏิบัตินั้นจึงมักใช้วิธีคิดที่ง่ายขึ้นโดยสมมติให้คลื่น TEM ส่งผ่านอยู่ภายในบริเวณข้างในบริเวณข้างใต้แถบไมโครสตริปเท่านั้นแสดงไว้ในรูปที่ 2.4 เสร็จแล้วคำนวณการสูญเสียในเนื้อโลหะในสภาพดังกล่าวแล้วจึงนำผลที่ได้ นั้นไปคูณกับค่าคงที่ค่าหนึ่งเพื่อทำการชดเชยให้มีความถูกต้องมากขึ้น



รูปที่ 2.4 การส่งผ่านของคลื่น TEM แบบอุดมคติในไมโครสตริป [1]

2.4 การออกแบบไมโครสตริป

การออกแบบไมโครสตริปนั้นวัตถุประสงค์หลักก็คือ การกำหนดค่าความกว้างของสตริปและความหมายของซิปสเตรตเพื่อให้ได้ค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติตามต้องการ ซึ่งหมายถึงจะต้องรู้ค่า ϵ_{eff} ที่ถูกต้องใกล้เคียงกับความจริง เมื่อรู้ค่า ϵ_{eff} ที่ถูกต้องก็จะทำให้คำนวณความยาวคลื่น ในไมโครสตริป ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญอีกอันหนึ่งในการออกแบบวงจรไมโครสตริป [1]

จากค่า $\epsilon_{eff}(f)$ ที่คำนวณได้ในขั้นสุดท้ายก็จะคำนวณความยาวคลื่นในไมโครสตริปนั้นได้ดังนี้

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}(f)}} \quad (2.13)$$

โดย λ_g คือความยาวคลื่นในไมโครสตริป และ λ_0 คือความยาวคลื่นในอากาศ

2.5 ตัวประกอบคุณภาพไม่มีโหลดและการสูญเสีย

โดยทั่วไปเราพิจารณาวงจรกรองที่ประกอบด้วยองค์ประกอบที่ไม่มีการสูญเสีย ยกเว้นความต้านทานที่นำมาต่อ อย่างไรก็ตามในความเป็นจริง วงจรกรองจะมีองค์ประกอบที่มีการสูญเสียอยู่ค่าหนึ่ง ซึ่งมีความสัมพันธ์กับกำลังงานที่กระจายในองค์ประกอบเหล่านี้ ดังนั้นการกระจายที่ปะปนเข้ามาบ่อยครั้ง จะทำให้เกิดความแตกต่างระหว่างการตอบสนองของวงจรกรองจริงกับในอุดมคติที่ออกแบบด้วยส่วนประกอบที่ไม่มีการสูญเสีย ดังนั้นต้องประมาณผลของการกระจายในการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก [2]

2.5.1 ตัวประกอบคุณภาพไม่มีโหลดขององค์ประกอบจินตภาพที่มีการสูญเสีย

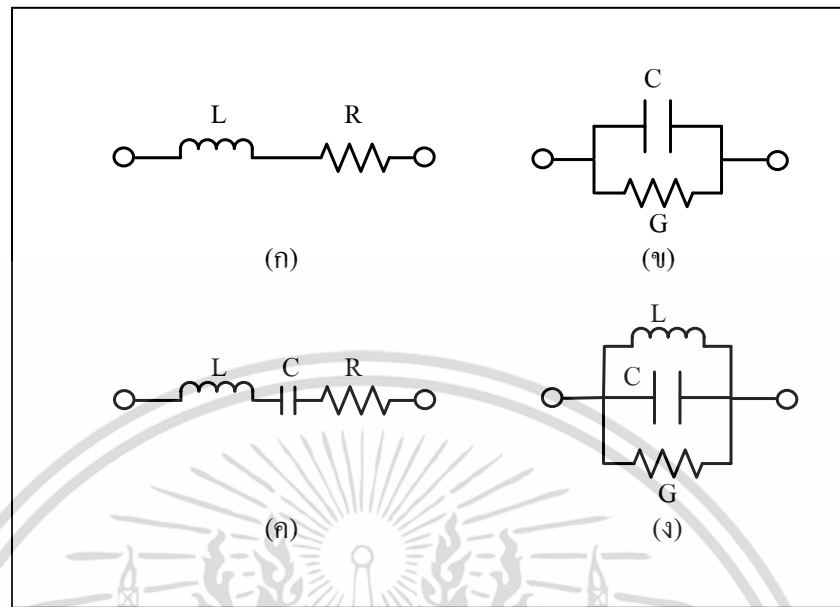
โดยทั่วไปการสูญเสียในตัวเหนี่ยวนำตามธรรมชาติจะแทนด้วยความต้านทาน R ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ ดังแสดงในรูปที่ 2.5(ก) ตัวประกอบคุณภาพไม่มีโหลดของ Q_u ของตัวเหนี่ยวนำที่มีการสูญเสียถูกนิยามโดย [2]

$$Q_u = \frac{\omega L}{R} \quad (2.14)$$

ในการทำงานเดียวกันตัวเก็บประจุที่มีการสูญเสียจะมีวงจรมวลแสดงดังภาพที่ 2.5(ข) เมื่อ G คือ ความนำซึ่งต่อขนานกับตัวเก็บประจุ C ซึ่งตัวประกอบคุณภาพไม่มีโหลดสามารถหาได้จากสมการ (2.15)

$$Q_u = \frac{\omega C}{G} \quad (2.15)$$

กรณีที่เป็นเรโซเนเตอร์ที่มีการสูญเสียวงจรมวลส่วนใหญ่แสดงดังภาพที่ 2.5 (ค) และภาพที่ 2.5 (ง) โดยส่วนประกอบคุณภาพไม่มีโหลดของวงจรมวลทั้งสองสามารถหาได้จากสมการที่ (2.14) และ (2.15) ได้เหมือนกัน แต่ความถี่ ω_0 จะหมายถึง ความถี่เรโซแนนซ์ ซึ่งก็คือ $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$



รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลองค์ประกอบจินตภาพและเรโซเนเตอร์ที่มีการสูญเสีย [2]

2.5.2 ผลกระทบของการกระจายบนวงจรกรองผ่านแถบความถี่

การประมาณผลของการสูญเสียเป็นความร้อนบนวงจรกรองผ่านแถบนั้นถูกออกแบบมาจากวงจรกรองผ่านต่ำ (สมการที่ (2.16) สมการที่ (2.16) ถูกดัดแปลงสำหรับวงจรกรองผ่านแถบบ้างสมการที่ (2.17)

$$\Delta L_{A0} = 4.343 \sum_{i=1}^n \frac{\Omega_c}{Q_{ui}} g_i \text{ dB} \quad (2.16)$$

$$\Delta L'_{A0} = 4.343 \sum_{i=1}^n \frac{\Omega_c}{FBW Q_{ui}} g_i \text{ dB} \quad (2.17)$$

เมื่อ ΔL_{A0} คือ ค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกที่เพิ่มขึ้นในหน่วย dB ของวงจรกรอง และ Q_{ui} คือ ตัวประกอบคุณภาพไม่มีโหลดของเรโซเนเตอร์สอดคล้องกับค่า g_i ซึ่งคำนวณที่ต้นแบบความถี่กลางของวงจรกรองผ่านแถบลำ [2]

ค่าตัวประกอบคุณภาพไม่มีโหลดเป็นพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับค่าการสูญเสียของวงจรที่จะสร้างเป็นวงจรกรองความถี่ผ่านแถบที่ใช้สายนำสัญญาณไมโครสตริป ประกอบไปด้วยค่าสูญเสียของไดอิเล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตริก (Dielectric loss) ค่าสูญเสียของตัวนำ (Conductor loss) และค่าความสูญเสียที่เกิดจากการแผ่พลังงานแม่เหล็กไฟฟ้า (Radiation loss) จากวัสดุที่นำมาสร้างเป็นเรโซเนเตอร์ เมื่อตัวประกอบคุณภาพเมื่อไม่มีโหลดสามารถหาได้จากสมการที่ (2.18)

$$\frac{1}{Q_{ui}} = \frac{1}{Q_C} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_e} \quad (2.18)$$

โดยที่ Q_C คือ ตัวประกอบคุณภาพตัวนำ (Conductor quality factors) มีความสัมพันธ์กับค่าการสูญเสียที่เกิดจากตัวนำ ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้เป็นตัวนำของสายนำสัญญาณไมโครสตริปซึ่งคำนวณได้จากสมการที่ (2.17)

$$Q_C = \frac{\pi}{\alpha_c \lambda_g} \quad (2.19)$$

เมื่อ α_c เป็นค่าคงที่การลดทอนของตัวนำ (Neper per unit length) และ λ_g คือความยาวคลื่นในสายนำสัญญาณไมโครสตริป จากสมการที่ (2.19) ถ้าสมมติว่ามีสนามแม่เหล็กไฟฟ้าสม่ำเสมอ (Uniform Field) ระหว่างสายนำสัญญาณไมโครสตริปกับกราวด์ สามารถประมาณค่า Q_C ได้เป็น [2]

$$Q_C \approx \pi \frac{h\eta}{\lambda R_s} \quad (2.20)$$

โดยที่ h คือ ความสูงของซัสเตรด λ คือ ความยาวคลื่นในอากาศ η คือ อิมพีแดนซ์ของคลื่นในอากาศมีค่าประมาณ 120π โอห์มและ R_s คือความต้านทานตัวนำผิว (Surface resistance of conductor sheets) ซึ่งสามารถหาได้จากสมการที่ (2.21)

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma}} \quad (2.21)$$

เมื่อ σ เป็นสภาพนำไฟฟ้า (Conductivity)

Q_d คือ ตัวประกอบคุณภาพไดอิเล็กตริก (Dielectric quality factors) มีความสัมพันธ์กับค่าการสูญเสียที่เกิดในชั้นไดอิเล็กตริกสามารถคำนวณได้จาก

$$Q_d = \frac{\pi}{\alpha_d \lambda_g} \quad (2.22)$$

เมื่อ α_d เป็นค่าคงที่การลดทอนของไดโอดีเล็คทริก จากสมการที่ (2.22) สามารถหาค่าประมาณได้เป็น

$$Q_d \geq \frac{\varepsilon'}{\varepsilon''} = \frac{1}{\tan \delta} \quad (2.23)$$

เมื่อ $\tan \delta$ คือ แทนเจนต์การสูญเสีย (Loss tangent) ซึ่งโดยปกติแล้วในข้อมูลของแผ่นวงจรพิมพ์ไมโครเวฟ จะมีพารามิเตอร์แทนเจนต์การสูญเสียบอกมาด้วย ซึ่งง่ายต่อการนำไปคำนวณมากกว่าสมการที่ (2.22)

Q_r คือ ตัวประกอบคุณภาพการแผ่คลื่น (Radiation quality factor) ซึ่งมีความสัมพันธ์กับค่าการสูญเสียที่เกิดจากการแผ่กระจายคลื่นเนื่องจากความไม่ต่อเนื่องของสายนำสัญญาณไมโครสตริป ซึ่งจะขึ้นอยู่กับค่าความถี่ที่ใช้งาน ความสูงของชั้นไดโอดีเล็คทริกและองค์ประกอบอื่น ๆ อีก ซึ่งมีผู้วิจัยได้นำเสนอสมการที่ใช้ในการคำนวณค่าตัวประกอบคุณภาพการแผ่คลื่น ในกรณีนี้เรโซเนเตอร์มีความยาว $\frac{\lambda}{2}$ สามารถคำนวณค่าโดยประมาณได้จากสมการที่ (2.24)

$$Q_r = \frac{3\varepsilon_r Z_0 \lambda_0^2}{32\eta h^2} \quad (2.24)$$

เมื่อ Z_0 คือ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะเมื่อแทนค่าสมการที่ (2.20), (2.23) และ (2.24) ลงในสมการที่ (2.18) จะได้ค่าดังนี้

$$\frac{1}{Q_{ii}} = \frac{c\sqrt{\pi\mu_0} + \sqrt{f_0\sigma\pi h\eta} \tan \delta}{\sqrt{f_0\sigma\pi h\eta}} + \frac{32\eta h^2}{3\varepsilon_r Z_0 \lambda_0^2} \quad (2.25)$$

ในระบบที่ $Z_0 = 50\Omega$ และ $\eta = 120\pi$ จะได้ว่า

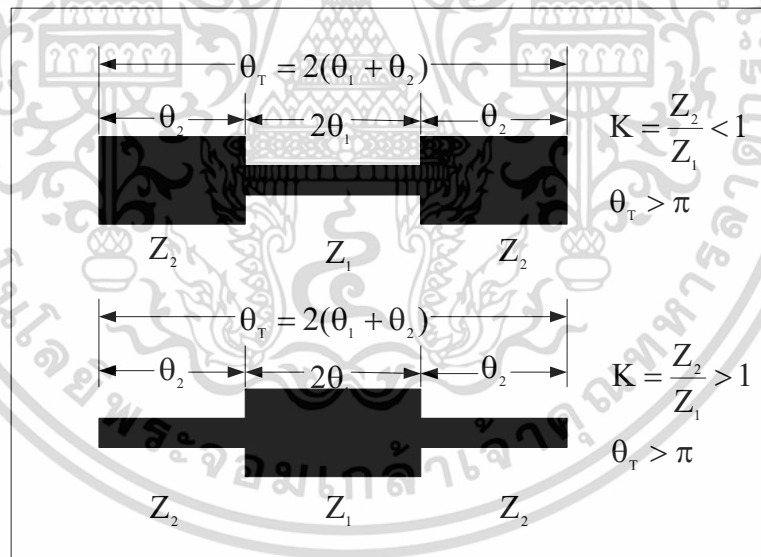
$$\frac{1}{Q_{ii}} = \tan \delta + \frac{15.91545}{h(mm)\sqrt{f_0(GHz)}\sigma} + \frac{8.936 \times 10^{-4} (f_0(GHz)h(mm))^2}{\varepsilon_r} \quad (2.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 เรโซเนเตอร์แบบขั้น

ในปัจจุบันงานทางด้านความถี่วิทยุและไมโครเวฟ มีความต้องการวงจรกรองที่มีคุณสมบัติที่ดีกว่าและแตกต่างไป เพื่อเหมาะสมกับความต้องการที่เพิ่มมากขึ้นของระบบความถี่วิทยุและไมโครเวฟ โดยเฉพาะจากระบบสื่อสารไร้สาย ดังนั้นการออกแบบวงจรกรองจึงต้องมีวิธีการออกแบบที่สอดคล้องกับเงื่อนไขที่กำหนดไว้ในเบื้องต้น [2]

เรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์ขั้น คือ เรโซเนเตอร์ที่มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะไม่เท่ากันทั้งเรโซเนเตอร์ โดยค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะจะมีค่าต่ำเมื่อความกว้างของสายนำสัญญาณมีขนาดใหญ่และมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะที่สูงเมื่อความกว้างของสายนำสัญญาณมีขนาดเล็กลงมาตามคุณสมบัติของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป ดังแสดงในรูปที่ 2.6 พิจารณาลักษณะโครงสร้างที่แสดงในรูปที่ 2.6 เรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์ขั้นจะมีลักษณะโครงสร้างที่สมมาตรและมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะที่มีค่าแตกต่างกันสองค่า คือ Z_1 และ Z_2 หรือค่าแอดมิตแตนซ์คุณลักษณะ (Admittance characteristic) Y_1 และ Y_2 มีค่าความยาวทางไฟฟ้า θ_1 , θ_2 และ $\theta_T = 2(\theta_1 + \theta_2)$



รูปที่ 2.6 โครงสร้างของเรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์ขั้น [2]

ค่าความถี่เรโซเนเตอร์อันดับสอง (ฮาร์โมนิก) $f_{sn} (n=1,2,3,...)$ เป็นค่าความถี่ที่มีลักษณะคล้ายกับค่าความถี่เรโซแนนซ์หลักมูล f_f ซึ่งเป็นค่าความถี่ที่เกิดขึ้นค่าแรกเพียงแต่เกิดขึ้นที่ค่าความถี่ที่สูงกว่าและสอดคล้องกับ θ ประกอบด้วย $\theta_{sn} (n=1,2,3,...)$ สามารถหาได้จากสมการที่ (2.27)

$$\begin{aligned}\frac{f_{s1}}{f_0} &= \frac{\theta_{s1}}{\theta_0} = \frac{\pi}{2 \tan^{-1} \sqrt{K}} \\ \frac{f_{s2}}{f_0} &= \frac{\theta_{s2}}{\theta_0} = 2 \left(\frac{f_{s1}}{f_0} \right) - 1 \\ \frac{f_{s3}}{f_0} &= \frac{\theta_{s3}}{\theta_0} = 2 \left(\frac{f_{s1}}{f_0} \right)\end{aligned}\quad (2.27)$$

จากสมการที่ (2.27) ฟังก์ชันของอัตราส่วนอิมพีแดนซ์ $K = Z_2/Z_1$ จะสอดคล้องกับผลการตอบสนองความถี่เรโซแนนซ์อันดับสองสามารถควบคุมได้ด้วยค่าอัตราส่วนอิมพีแดนซ์ K และนี่เป็นลักษณะเฉพาะของเรโซเนเตอร์แบบอิมพีแดนซ์ขึ้น

2.7 การวิเคราะห์เมตริกซ์การกระจายสำหรับวงจรสองทางเข้าออก

โดยทั่วไปแล้วในการวิเคราะห์พารามิเตอร์การกระจาย S_{11} , S_{12} , S_{21} และ S_{22} ของวงจรไมโครเวฟ [1] จะวิเคราะห์ในแบบจำลองวงจรสองทางเข้าออก (Two-port network) โดยทำการวิเคราะห์คลื่นตกกระทบ (Incident wave) และคลื่นสะท้อน (Reflected wave) ซึ่งในงานวิทยานิพนธ์นี้ใช้หลักการวิเคราะห์เช่นเดียวกับวงจรไมโครเวฟทั่วไปโดยขนาดของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนแสดงดังรูปที่ 2.7 ส่วนคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนของวงจรสองทางเข้าออกแสดงดังรูปที่ 2.8

$$V^+(x) = A_1 e^{-j\beta x} \quad (2.28)$$

$$V^-(x) = B_1 e^{j\beta x} \quad (2.29)$$

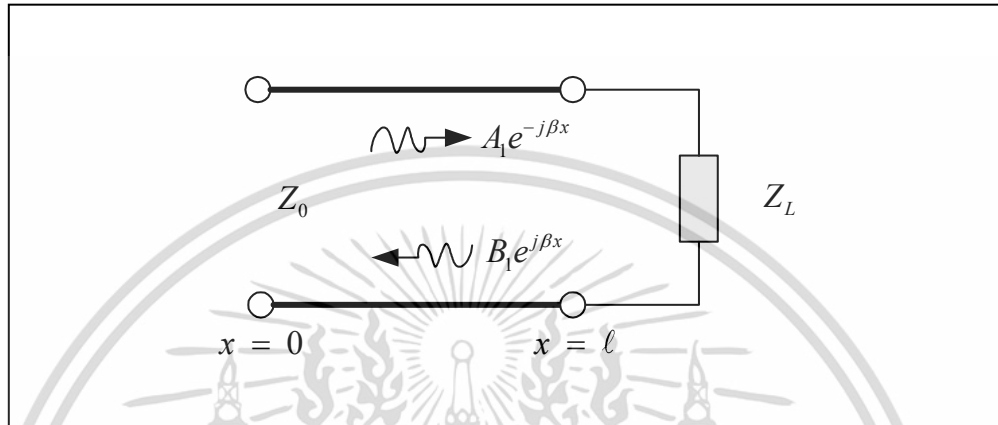
$$V(x) = V^+(x) + V^-(x) \quad (2.30)$$

$$I(x) = I^+(x) + I^-(x) = \frac{V^+(x)}{Z_0} - \frac{V^-(x)}{Z_0} \quad (2.31)$$

โดยที่

$V^+(x)$ หมายถึงแรงดันคลื่นตกกระทบที่อินพุต

- $V^-(x)$ หมายถึงแรงดันคลื่นสะท้อนที่อินพุต
 $I^+(x)$ หมายถึงกระแสคลื่นตกกระทบที่อินพุต
 $I^-(x)$ หมายถึงกระแสคลื่นสะท้อนที่อินพุต



รูปที่ 2.7 คลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อน [2]

ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Reflection coefficient) ระหว่างคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนกลับสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\Gamma(x) = \frac{V^-(x)}{V^+(x)} \quad (2.32)$$

ทำการนอร์มัลไลซ์ (Normalized) ค่าดังต่อไปนี้

$$v(x) = \frac{V(x)}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.33)$$

$$i(x) = \sqrt{Z_0} I(x) \quad (2.34)$$

$$a(x) = \frac{V^+(x)}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.35)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$b(x) = \frac{V^-(x)}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.36)$$

นำสมการที่ (2.30), (2.31) และสมการที่ (2.32) มาจัดรูปใหม่ให้อยู่ในรูปนอร์แมลไลซ์จะได้ดังสมการต่อไปนี้

$$v(x) = a(x) + b(x) \quad (2.37)$$

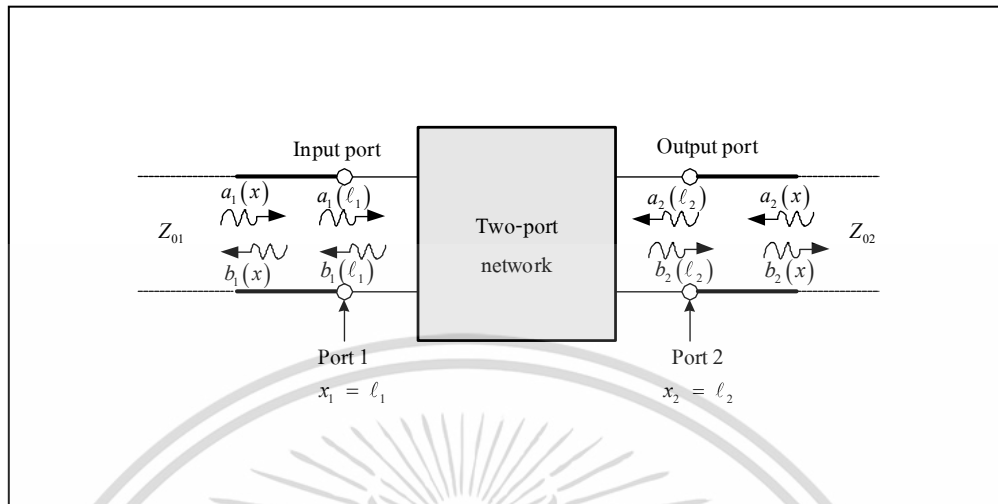
$$i(x) = a(x) - b(x) \quad (2.38)$$

$$b(x) = \Gamma(x)a(x) \quad (2.39)$$

จากสมการที่ (2.37) และสมการที่ (2.38) จัดรูปสมการใหม่โดยนำค่านอร์แมลไลซ์มาแทนค่า จะได้ผลดังนี้

$$a(x) = \frac{1}{2}[v(x) + i(x)] = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}}[V(x) + Z_0 I(x)] \quad (2.40)$$

$$b(x) = \frac{1}{2}[v(x) - i(x)] = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}}[V(x) - Z_0 I(x)] \quad (2.41)$$



รูปที่ 2.8 คลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนของวงจรสองทางเข้าออก [2]

จากรูปที่ 2.8 แสดงคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนของวงจรสองทางเข้าออก (Two-port network) โดยที่พอร์ต 1 เป็นพอร์ตอินพุตประกอบด้วยคลื่นตกกระทบ $a_1(l_1)$ และคลื่นสะท้อน $b_1(l_1)$ ที่ระยะทาง $x_1 = l_1$ และพอร์ตที่ 2 เป็นพอร์ตเอาต์พุตประกอบด้วยคลื่นตกกระทบ $a_2(l_2)$ และคลื่นสะท้อน $b_2(l_2)$ ที่ระยะทาง $x_2 = l_2$ จากสมการที่ (2.39) สามารถเขียนได้เป็น

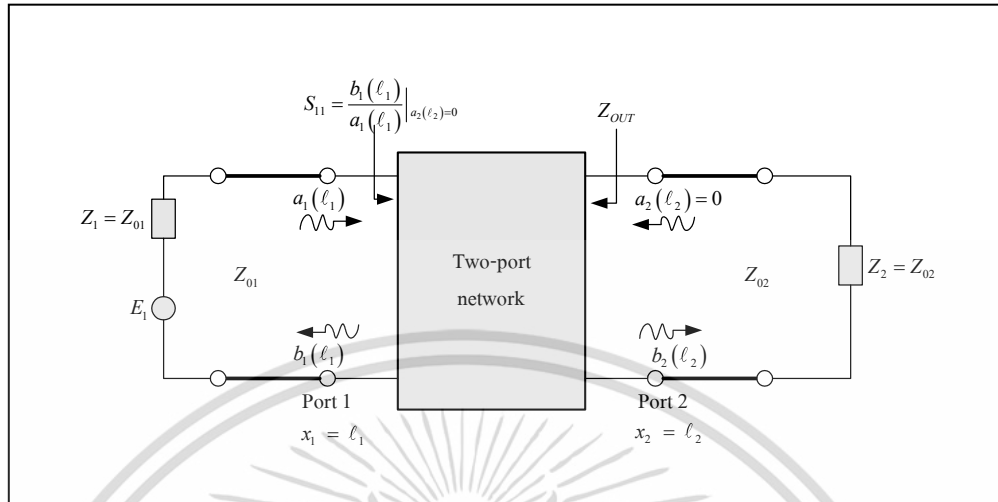
$$b_1(l_1) = S_{11}a_1(l_1) + S_{12}a_2(l_2) \quad (2.42)$$

$$b_2(l_2) = S_{21}a_1(l_1) + S_{22}a_2(l_2) \quad (2.43)$$

จากสมการที่ (2.42) และ (2.43) จัดให้อยู่ในรูปเมตริกซ์และสามารถเขียนการกระจาย (Scattering parameters) หรือ S - parameters โดยการวัดที่พอร์ต 1 และพอร์ต 2 ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} b_1(l_1) \\ b_2(l_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1(l_1) \\ a_2(l_2) \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (2.45)$$



รูปที่ 2.9 วิธีการวัดค่า S_{11} ของ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ [2]

การวัดค่า S_{11} ของ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ แสดงดังรูปที่ 2.9 ส่วนค่า S - parameters จากสมการที่ (2.44) สามารถหาค่า S ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$S_{11} = \frac{b_1(l_1)}{a_1(l_1)} \Big|_{a_2(l_2)=0} \quad \text{หมายถึงค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับด้านอินพุต}$$

$$S_{12} = \frac{b_1(l_1)}{a_2(l_2)} \Big|_{a_1(l_1)=0} \quad \text{หมายถึงค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกด้านเอาต์พุตไปสู่}$$

อินพุต

$$S_{21} = \frac{b_2(l_2)}{a_1(l_1)} \Big|_{a_2(l_2)=0} \quad \text{หมายถึงค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกด้านอินพุตไปสู่}$$

เอาต์พุต

$$S_{22} = \frac{b_2(l_2)}{a_2(l_2)} \Big|_{a_1(l_1)=0} \quad \text{หมายถึงค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับด้านเอาต์พุต}$$

พิจารณารูปที่ 2.10 กำหนดให้สายนำสัญญาณ (Transmission line) ไม่มีการสูญเสีย (Lossless) และค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะทางด้านอินพุตและเอาต์พุตเป็นจำนวนจริงมีค่าเท่ากับ 50 โอห์ม ดังนั้น

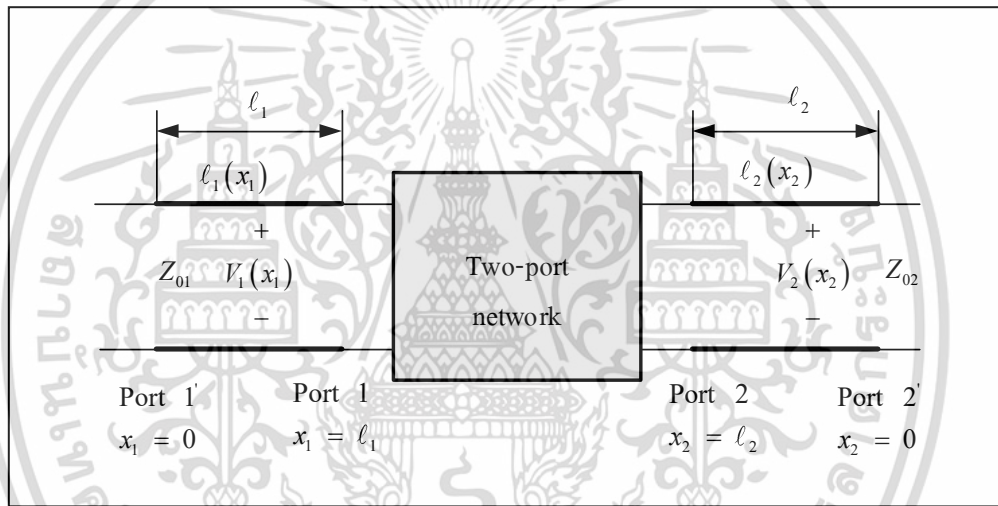
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถหาความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันทางด้านอินพุตและเอาต์พุตจากสมการที่ (2.41) และสมการที่ (2.42) สามารถเขียนสมการใหม่ได้ดังนี้

$$a_i(x_i) = \frac{1}{2\sqrt{Z_{0i}}} [V_i(x_i) + Z_{0i}I_i(x_i)] \quad (2.46)$$

$$b_i(x_i) = \frac{1}{2\sqrt{Z_{0i}}} [V_i(x_i) - Z_{0i}I_i(x_i)] \quad (2.47)$$

โดยที่ $i = 1, 2$



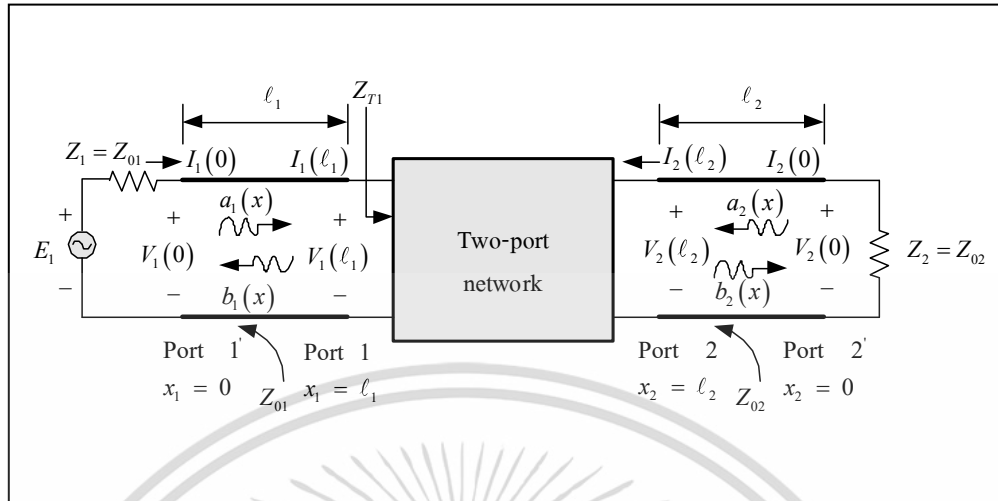
รูปที่ 2.10 พอร์ตสองทางเข้าออก [2]

รูปที่ 2.11 แสดงพอร์ตสองทางเข้าออกโดยจ่ายแรงดันเข้าทางอินพุต E_1 โดยมีค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุต Z_1 และอิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุต Z_2 สามารถคำนวณหาค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่อินพุต S_{11} ที่ระยะทาง $x_1 = l_1$ จากความสัมพันธ์ดังนี้

$$S_{11} = \left. \frac{V_1^-(l_1)}{V_1^+(l_1)} \right|_{V_2^+(l_2) = 0} = \frac{Z_{T1} - Z_{01}}{Z_{T1} + Z_{01}} \quad (2.48)$$

$$S_{21} = - \left. \frac{\sqrt{Z_{02}} I_2(l_2)}{\sqrt{Z_{01}} I_1(l_2)} \right|_{I_1^+(l_2) = 0} \quad (2.49)$$

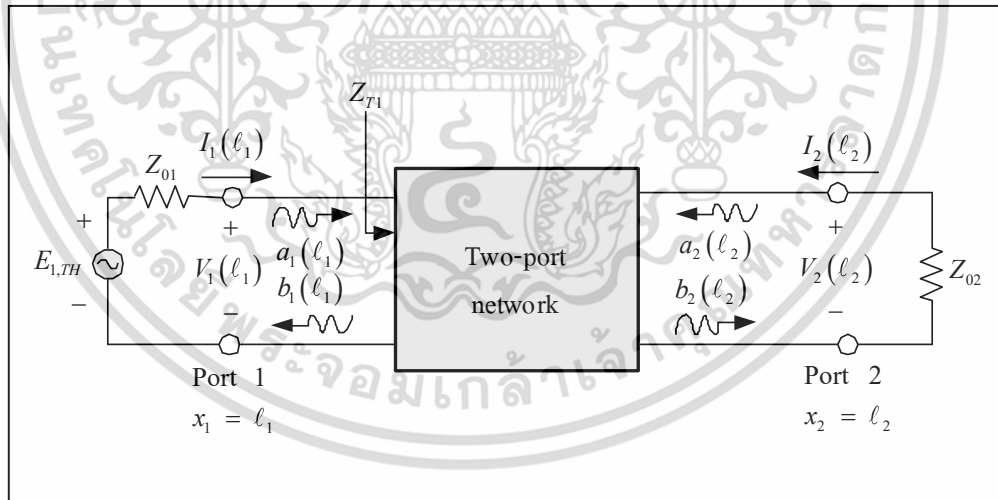
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11 พอร์ตสองทางเข้าออกโดยจ่ายแรงดันเข้าทางด้านอินพุต [2]

จากรูปที่ 2.11 สามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลเทวินิน (Thevenin's equivalent) ได้ดังรูปที่ 2.12 ดังนั้นจากสมการที่ (2.46) สามารถหาค่ากระแสและแรงดันทางด้านอินพุตจากวงจรสมมูลเทวินินได้ดังนี้

$$I_1^+(\ell_1) = \frac{1}{2Z_{01}} [V_1(\ell_1) + Z_{01}I_1(\ell_1)] \quad (2.50)$$



รูปที่ 2.12 วงจรสมมูลเทวินิน [2]

โดยกำหนดให้

$$V_1(\ell_1) = E_{1,TH} - Z_{01}I_1(\ell_1) \quad (2.51)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำสมการที่ (2.51) แทนลงไปในสมการที่ (2.50) จะได้ว่า

$$I_1^+(\ell_1) = \frac{E_{1,TH}}{2Z_{01}} \quad (2.52)$$

และที่พอร์ตสองเช่นเดียวกันหาค่ากระแสที่ย้อนกลับมาได้ดังนี้

$$-I_2(\ell_2) = \frac{V_2(\ell_2)}{Z_{02}} \quad (2.53)$$

นำสมการที่ (2.52) และสมการที่ (2.53) แทนลงในสมการที่ (2.49) จะได้ว่า

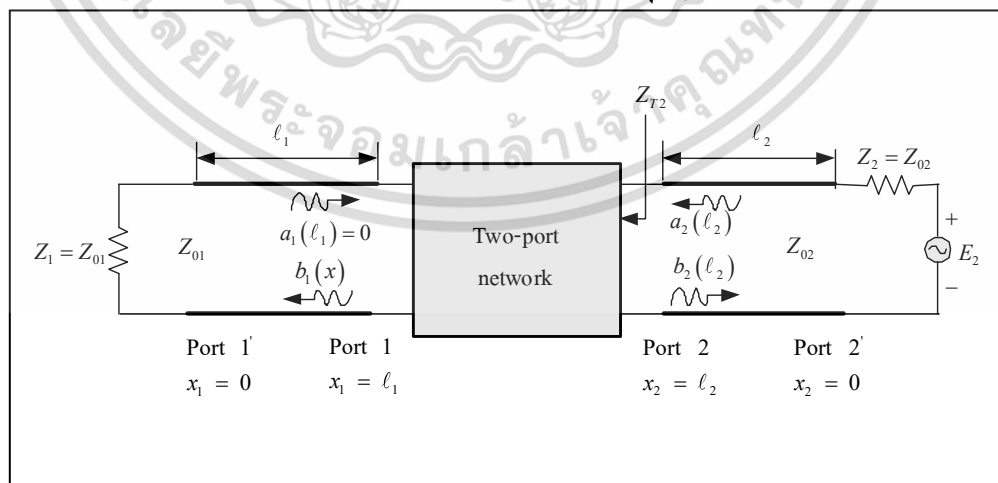
$$S_{21} = \frac{2\sqrt{Z_{01}} V_2(\ell_2)}{\sqrt{Z_{02}} E_{1,TH}} \quad (2.54)$$

ในการทำงานเดียวกันการวิเคราะห์โครงข่าย (Network) โดยการกระตุ้นด้วยคลื่นรูปไซน์ (Sinusoidal excitation) โดยอิมพีแดนซ์ $Z_2 = Z_{02}$ แสดงดังรูปที่ 2.13 สามารถหาค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกที่

เอาต์พุตไปสู่อินพุต S_{12} และค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่เอาต์พุต S_{22} ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$S_{22} = \left. \frac{b_2(\ell_2)}{a_2(\ell_2)} \right|_{a_1(\ell_1)=0} = \frac{Z_{T2} - Z_{02}}{Z_{T2} + Z_{02}} \quad (2.55)$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1(\ell_1)}{a_2(\ell_2)} \right|_{a_1(\ell_1)=0} = \frac{2\sqrt{Z_{02}} V_1(\ell_1)}{\sqrt{Z_{01}} E_{2,TH}} \quad (2.56)$$



รูปที่ 2.13 พอร์ตสองทางเข้าออกโดยจ่ายแรงดันเข้าทางด้านเอาต์พุต [2]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบและการสร้าง

3.1 กล่าวนำ

ในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่เพื่อที่จะนำไปใช้เป็นวงจรไดเพล็กซ์เซอร์และวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่ โดยใช้โปรแกรม IE3D ช่วยในการจำลองแบบการทำงาน (Simulation) แล้วทำการปรับให้เหมาะสม (Optimize) ให้ได้ผลตอบสนองที่เหมาะสมแล้วนำไปสร้างชิ้นงานเพื่อทำการเปรียบเทียบการวัดทดสอบที่ได้กับโปรแกรม IE3D สำหรับการออกแบบและสร้างวงจรกรองผ่านแถบโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ ในงานวิจัยนี้แบ่งการออกแบบเป็นสองส่วนคือ

ส่วนแรกวงจรกรองสัญญาณผ่านแถบและวงจรไดเพล็กซ์เซอร์โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่

ส่วนที่สองวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่

3.2 ขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบและวงจรไดเพล็กซ์เซอร์โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่

ในการศึกษาครั้งนี้ได้มีการนำเทคนิคการออกแบบใหม่ของตัวแยกสัญญาณสี่พอร์ตที่ไม่เหมือนวงจรไดเพล็กซ์เซอร์แบบสามพอร์ตทั่วไป สำหรับการแยกสัญญาณ Tx / Rx ให้มีค่าสูง โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบโหมดคู่ ที่ใช้เรโซเนเตอร์เพียงตัวเดียว วงจรไดเพล็กซ์เซอร์เป็นแบบ 4 พอร์ต ซึ่งอยู่ในรูปแบบของวงจร 3 พอร์ตไดเพล็กซ์เซอร์แบบโหมดคู่สองตัวหันหลังชนกันและมีมุมเฟสต่างกัน 180 องศาในหนึ่งสาขา เทคนิคนี้ให้ค่าการแยกโดดเดี่ยวระหว่างภาคส่งภาครับที่สูง

3.2.1 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีลำดับแบบแพทช์

สำหรับการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีลำดับแบบแพทช์ ซึ่งตำแหน่งของโหมดคู่และคี่จะเป็นตัวกำหนดค่าการส่งผ่านเป็นศูนย์ของวงจรไดเพล็กซ์เซอร์ให้มีความชันในการตัดสัญญาณด้านบนและด้านล่าง (Out-of-band rejection) ของภาคส่ง/รับ ของวงจรไดเพล็กซ์เซอร์ ดังนั้นในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบในหัวข้อนี้จะทำการออกแบบวงจรโดยใช้

ความถี่กลาง 1.95 GHz กำหนดค่าการส่งผ่านเป็นศูนย์ขอบด้านบนของความถี่กลาง

ความถี่กลาง 2.14 GHz กำหนดค่าการส่งผ่านเป็นศูนย์ขอบด้านล่างของความถี่กลาง

ค่าแบนด์วิดท์ 50 MHz (FBW=2.6% ที่ความถี่ 1.95 GHz, 2.3 % ที่ความถี่ 2.14 GHz)

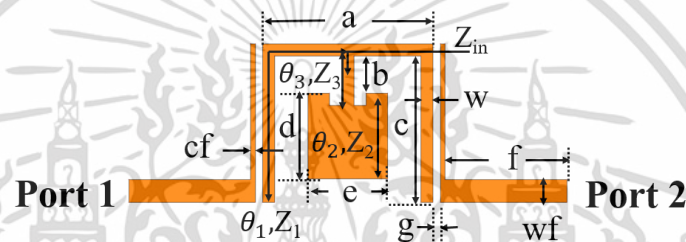
ใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปของ RT/Duroid

มีค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (Relative dielectric constant $\epsilon_r = 6.15$)

ความสูงของฐานรองไดอิเล็กตริก $h = 1.27 \text{ mm}$

ออกแบบโดยใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปแบบ U-shape ที่มีสตั๊บบแบบแพทช์ต่ออยู่ตรงกลางของเรโซเนเตอร์ซึ่งเมื่อรวมวงจรกรองผ่านแถบทั้งสองแบบเข้าด้วยกันจะทำให้ได้วงจรไดเพล็กซ์เซอร์มีความสามารถตัดสัญญาณรบกวนได้ดีขึ้น

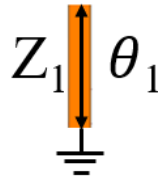
ดังแสดงดังรูปที่ 3.1 และขนาดของโครงสร้างวงจรกรองผ่านแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบโหมดคู่ที่ออกแบบที่ความถี่ 1.95 GHz และ 2.14 GHz สำหรับภาคส่ง/รับ แสดงได้ดังตารางที่ 3.1



รูปที่ 3.1 วงจรกรองผ่านแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสตั๊บบแบบแพทช์



รูปที่ 3.2 เรโซเนเตอร์โหมดคู่



รูปที่ 3.3 เรโซเนเตอร์โหมดคี่

วงจรสมมูลของเรโซแนนซ์โหมดคู่และโหมดคี่แสดงไว้ในรูปที่ 3.2 และ 3.3 ตามลำดับ เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่นำเสนอจะเป็นแบบปลายเปิดครึ่งความยาวคลื่นและเป็นแบบอิมพีแดนซ์แบบขึ้น ช่วยลดความยาวของเรโซเนเตอร์ ในขณะที่เรโซเนเตอร์โหมดคี่จะเป็นแบบปลายปิด 1/4 ความยาวคลื่น นอกจากนี้ยังสามารถเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานให้กับเรโซเนเตอร์โหมดคู่ [18] ปลายเปิดแบบสตัดด้วยสองส่วนที่มีอิมพีแดนซ์ต่างกันดังแสดงในรูปที่ 3.1 โดยขนาดสามารถคำนวณจากสูตร

$$\theta_1 \cong \frac{\pi}{2} \quad (3.1)$$

สตัดอิมพีแดนซ์แบบขึ้น (Z_2, Z_3) เชื่อมต่อตรงกลางด้วยเรโซเนเตอร์ (Z_1) โดยที่ αZ_2 และ βZ_3 แสดงเป็นอิมพีแดนซ์วงจรสมมูลโหมดคู่ของส่วนอิมพีแดนซ์ Z_2 และ Z_3 ทำให้ $R = \frac{\beta Z_3}{\alpha Z_2}$ เมื่อ $R > 1$ สำหรับเรโซเนเตอร์อิมพีแดนซ์แบบขึ้น โดยที่ $\beta Z_3 > \alpha Z_2$ ความยาวทางไฟฟ้า θ_2 สามารถประมาณได้จาก [18]

$$\theta_2 = \cos^{-1} \left(\sqrt{\frac{R(R-1)}{R^2-1}} \right) \quad (3.2)$$

ความยาวทางไฟฟ้า θ_3 ของเรโซเนเตอร์ปลายเปิดแบบแพทช์อาจจะกำหนดได้จาก [18]

$$\theta_3 \cong (\pi + a \tan[-R \tan(\theta_2)]) - \left(\frac{c}{4f_{odd} \sqrt{\epsilon_{eff}}} \right) \quad (3.3)$$

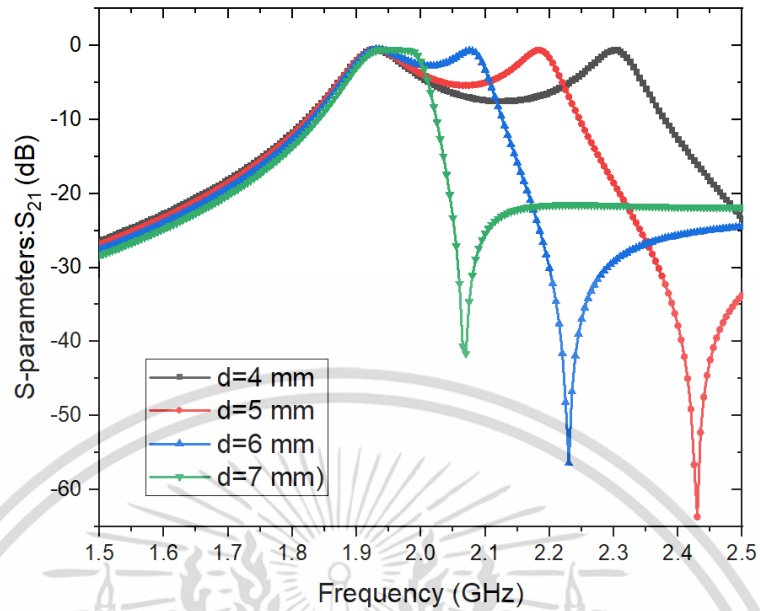
ที่ $\theta_x = (1,2,3)$ สอดคล้องกับความยาวไฟฟ้าในรูปที่ 3.1 และ c คือความเร็วแสงในสุญญากาศ

ตารางที่ 3.1 ขนาดของโครงสร้างวงจรกรองผ่านแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์

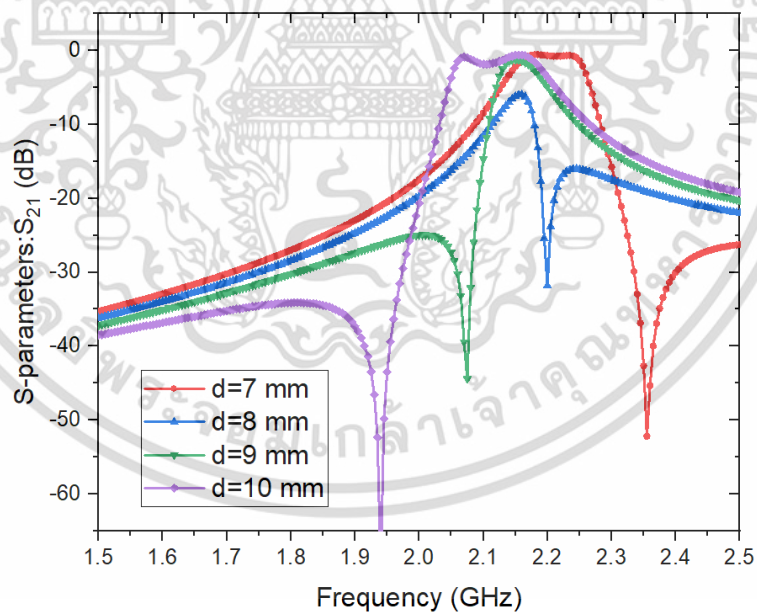
ขนาด	$R_x = 1.95 \text{ GHz}$	$T_x = 2.14 \text{ GHz}$
ความกว้างของสายไมโครสตริบเรโซเนเตอร์ (w)	1 mm	1 mm
ความกว้างของสายป้อนสัญญาณไมโครสตริบ (wf)	1.87 mm	1.87 mm
ความกว้างของสายป้อนคัปปลิ่ง (cf)	0.4 mm	0.4 mm
ระยะห่างของสายป้อนคัปปลิ่ง กับเรโซเนเตอร์ (g)	0.6 mm	0.6 mm
ความกว้างของเรโซเนเตอร์ (a)	14 mm	14 mm
ความยาวของเรโซเนเตอร์ (b)	3 mm	2 mm
ความยาวของเรโซเนเตอร์ (c)	11.94 mm	9.89 mm
ความยาวของแพทช์ (d)	7 mm	8.95 mm
ความกว้างของแพทช์ (e)	6.55 mm	9 mm
ความยาวของสายป้อนสัญญาณ (f)	10 mm	10 mm

ผลการจำลองแบบการทำงานของสลับแบบแพทช์ โดยการเปลี่ยนค่าขนาดความยาวของอิมพีแดนซ์แบบขั้น (d) โดยจะเห็นได้ว่าอิมพีแดนซ์แบบแพทช์ จะไม่มีผลกับค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss (IL): S_{21}) ที่ความถี่โหมดคู่ (Fundamental resonant-mode) ดังแสดงในรูปที่ 3.4 ส่วนความถี่โหมดคู่ (Even-mode resonant frequency) จะสามารถปรับเปลี่ยนได้ง่ายโดยเปลี่ยนตามความยาวของอิมพีแดนซ์แบบแพทช์ (d) และจะแสดงให้เห็นถึงคุณสมบัติของการเกิด ค่าการส่งผ่านเป็นศูนย์แบบไม่สมมาตร (Asymmetric transmission zeros) ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าการส่งผ่านเป็นศูนย์เกิดจากผลของสลับแบบเปิด (Open-circuited stub) ถ้าโหมดคู่เกิดที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่ของโหมดคู่ก็จะทำให้เกิดค่าการส่งผ่านเป็นศูนย์ทางซ้ายของความถี่โหมดคู่ หรือความถี่กลาง ดังแสดงในรูปที่

3.5



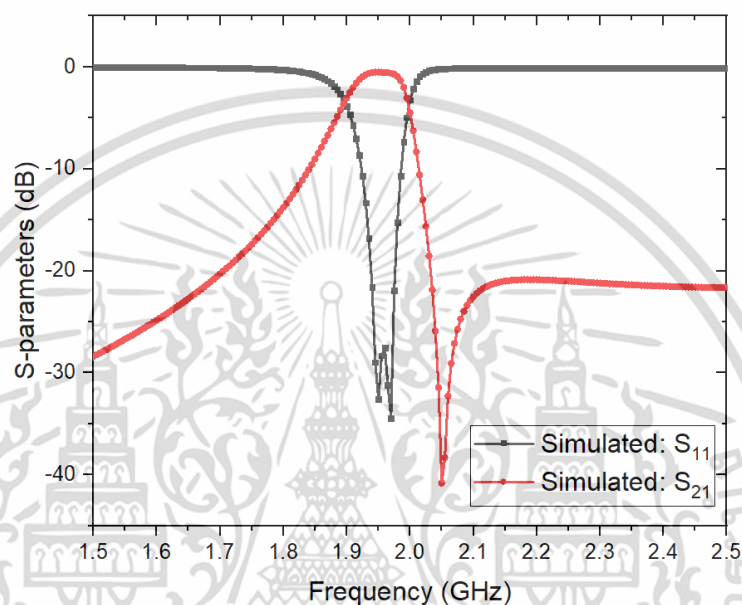
รูปที่ 3.4 ผลการจำลองแบบการทำงานค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss (IL): S_{21}) ที่ขอบด้านบนของความถี่ 1.95 GHz ที่มีการปรับความยาวของสตับแพทช์ (d)



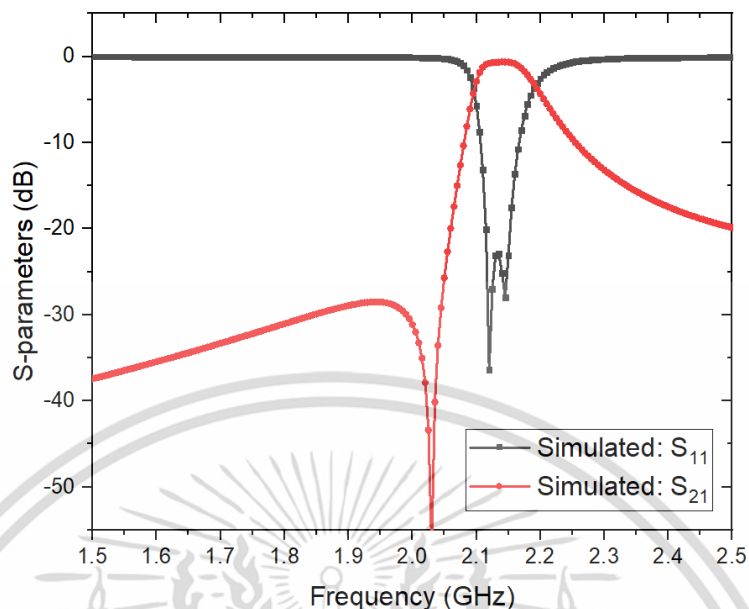
รูปที่ 3.5 ผลการจำลองแบบการทำงานค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss (IL): S_{21}) ที่ขอบด้านล่างของความถี่ 2.14 GHz ที่มีการปรับความยาวของสตับแพทช์ (d)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการจำลองแบบการทำงานของวงจรกรองผ่านแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์ โดยมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss (IL): S_{21}) น้อยกว่า 0.54 dB และ 0.63 dB สำหรับภาคส่ง/รับ ตามลำดับ ส่วนสำหรับค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss (RL): S_{11}) ต่ำกว่า 20 dB ของช่วงผ่านแถบสำหรับภาคส่ง/รับ ดังแสดงในรูปที่ 3.6 และ รูปที่ 3.7



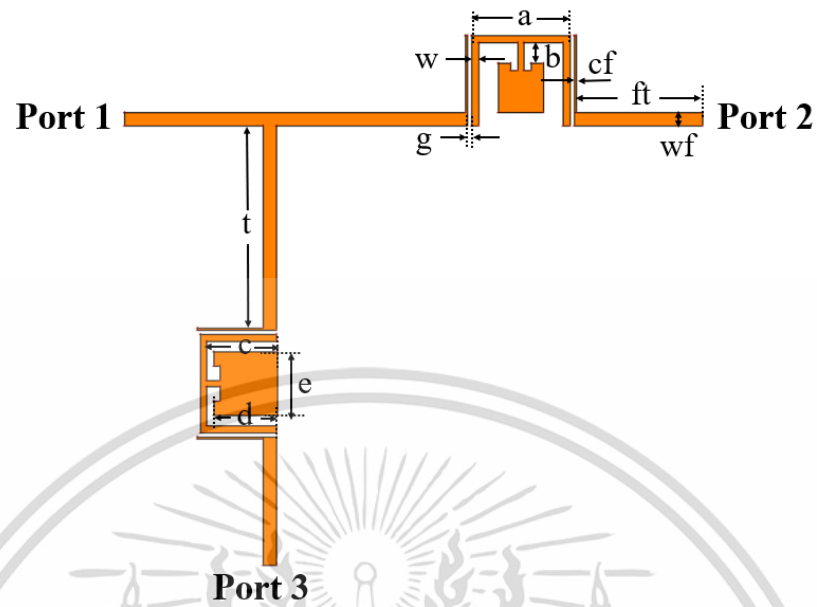
รูปที่ 3.6 ผลการจำลองแบบการทำงานค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss (RL) : S_{11}) และ ค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss (IL): S_{21}) ที่ความถี่ 1.95 GHz ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์



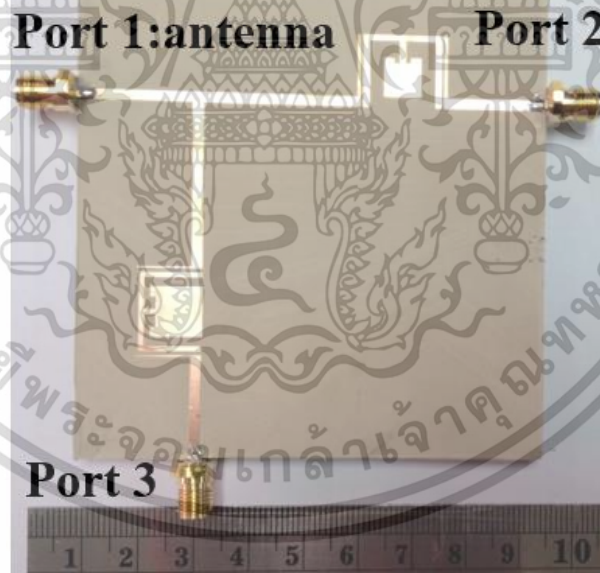
รูปที่ 3.7 ผลการจำลองแบบการทำงานค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss (RL): S_{11}) และ ค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss (IL): S_{21}) ที่ความถี่ 2.14 GHz ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์

3.2.2 การออกแบบวงจรไดเฟล็กเซอร์แบบ 3 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์ (Patch)

วงจรไดเฟล็กเซอร์โหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์ถูกออกแบบบนพื้นฐานของวงจรกรองสัญญาณผ่านแถบความถี่โหมดคู่สองวงจรที่ถูกออกแบบอย่างอิสระ ซึ่งวงจรกรองผ่านแถบอันแรกถูกออกแบบที่ความถี่ภาคส่ง T_x band ที่ความถี่ 2.14 GHz และวงจรกรองผ่านแถบอันที่สองถูกออกแบบที่ความถี่ภาครับ R_x band ที่ความถี่ 1.95 GHz หลังจากนั้นทำการรวมวงจรกรองสัญญาณผ่านแถบความถี่โหมดคู่เข้าด้วยกันโดยใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปแบบ T-junction ดังแสดงดังรูปที่ 3.8 ส่วนชิ้นงานจริงวงจรไดเฟล็กเซอร์แบบ 3 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์ (Patch) ดังแสดงดังรูปที่ 3.9 และขนาดของโครงสร้างวงจรไดเฟล็กเซอร์แบบ 3 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่ออกแบบที่ความถี่ 2.14 GHz และ 1.95 GHz สำหรับภาคส่ง/รับแสดงได้ดังตารางที่ 3.2



รูปที่ 3.8 วงจรไดโพลิกเซอร์แบบ 3 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์



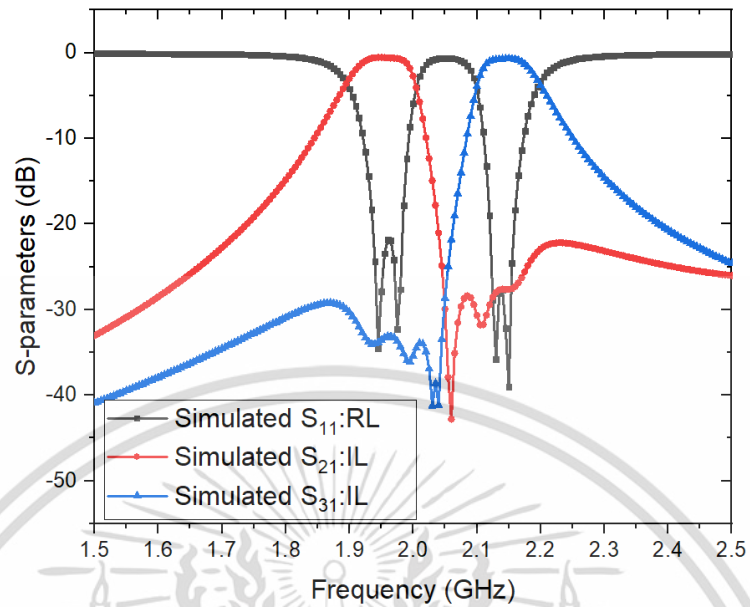
รูปที่ 3.9 ชิ้นงานจริงวงจรวจรไดโพลิกเซอร์แบบ 3 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

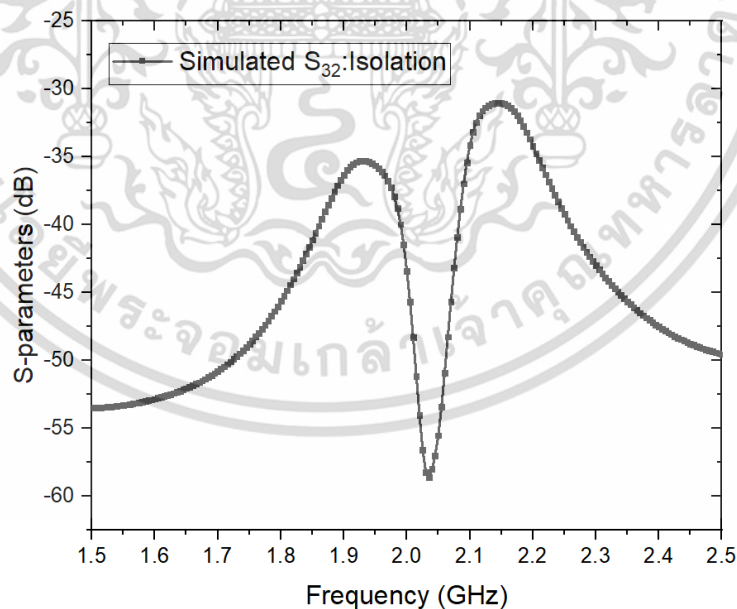
ตารางที่ 3.2 ขนาดของโครงสร้างวงจรถอดเพล็กเซอร์แบบ 3 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสตั๊บบแพทช์

ขนาด	$R_x = 1.95 \text{ GHz}$	$T_x = 2.14 \text{ GHz}$
ความกว้างของสายไมโครสตริปเรโซเนเตอร์ (w)	1 mm	1 mm
ความกว้างของสายป้อนสัญญาณไมโครสตริป (wf)	1.87 mm	1.87 mm
ความกว้างของสายป้อนคัปปลิง (cf)	0.4 mm	0.4 mm
ระยะห่างของสายป้อนคัปปลิงกับเรโซเนเตอร์ (g)	0.6 mm	0.6 mm
ความกว้างของเรโซเนเตอร์ (a)	14 mm	14 mm
ความยาวของเรโซเนเตอร์ (b)	3 mm	2 mm
ความยาวของเรโซเนเตอร์ (c)	11.94 mm	9.89 mm
ความยาวของแพทช์ (d)	7 mm	8.95 mm
ความกว้างของแพทช์ (e)	6.55 mm	9 mm
ความยาวของสายป้อนสัญญาณ (ft)	19.8 mm	19.8 mm
ความยาวของสายไมโครสตริป (t)	29.35 mm	27.05 mm

ผลการจำลองแบบการทำงานของวงจรถอดเพล็กเซอร์แบบ 3 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสตั๊บบแพทช์ (Patch) โดยมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss (IL): S_{21}) น้อยกว่า 0.58 dB และ 0.71 dB สำหรับภาคส่ง/รับ ตามลำดับ ส่วนสำหรับค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss (RL): S_{11}) ต่ำกว่า 20 dB ของช่วงผ่านแถบสำหรับภาคส่ง/รับ ดังแสดงในรูปที่ 3.10 และ รูปที่ 3.11 แสดงผลการจำลองแบบการทำงานของค่าการแยกโดดเดี่ยวระหว่างภาคส่ง/รับ มีค่าต่ำกว่า 28.5 dB ในช่วงภาคส่ง/รับ



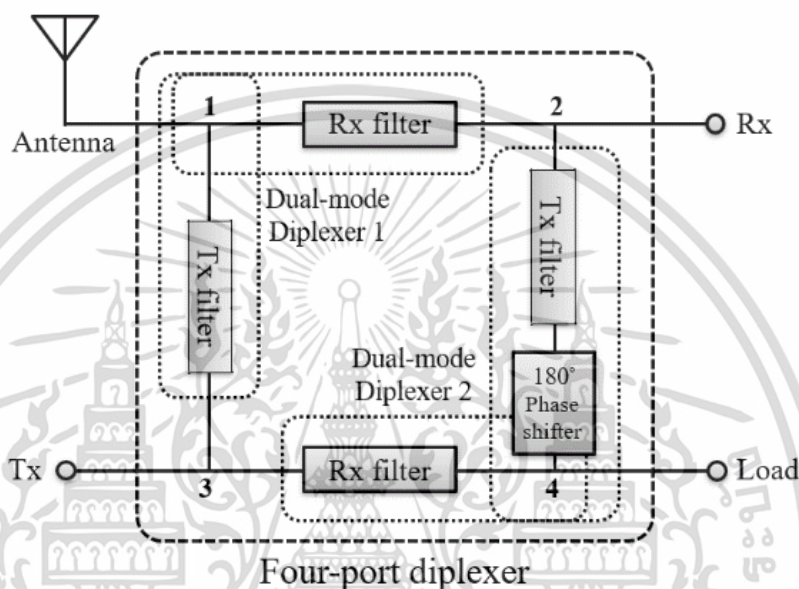
รูปที่ 3.10 ผลการจำลองแบบการทำงานของค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss (RL): S_{11}) และ ค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss (IL): S_{21} และ S_{31}) ของวงจรไดโพลิกเซอร์แบบ 3 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์



รูปที่ 3.11 ผลการจำลองแบบการทำงานของค่าการแยกโดดเดี่ยว (Isolation: S_{32}) ของวงจรไดโพลิกเซอร์แบบ 3 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์

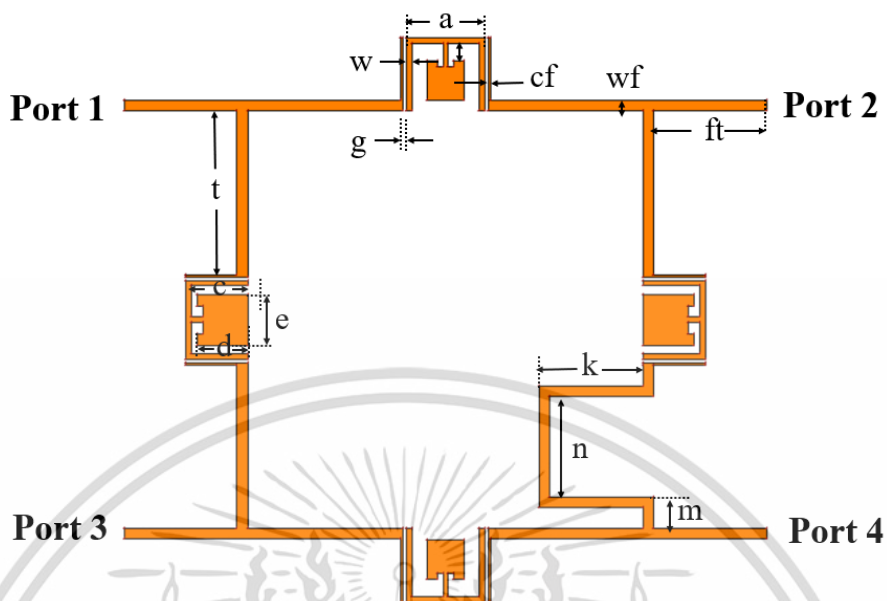
3.2.3 การออกแบบวงจรไดเพล็กซ์เซอร์แบบ 4 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์

การรวมกันของวงจรกรองสัญญาณผ่านแถบแบบโหมดคู่ของสองความถี่ผ่านในย่านภาคส่ง T_x และภาครับ R_x ในรูปแบบของวงจรไดเพล็กซ์เซอร์แบบ 4 พอร์ต [19] ดังแสดงในรูปที่ 3.12

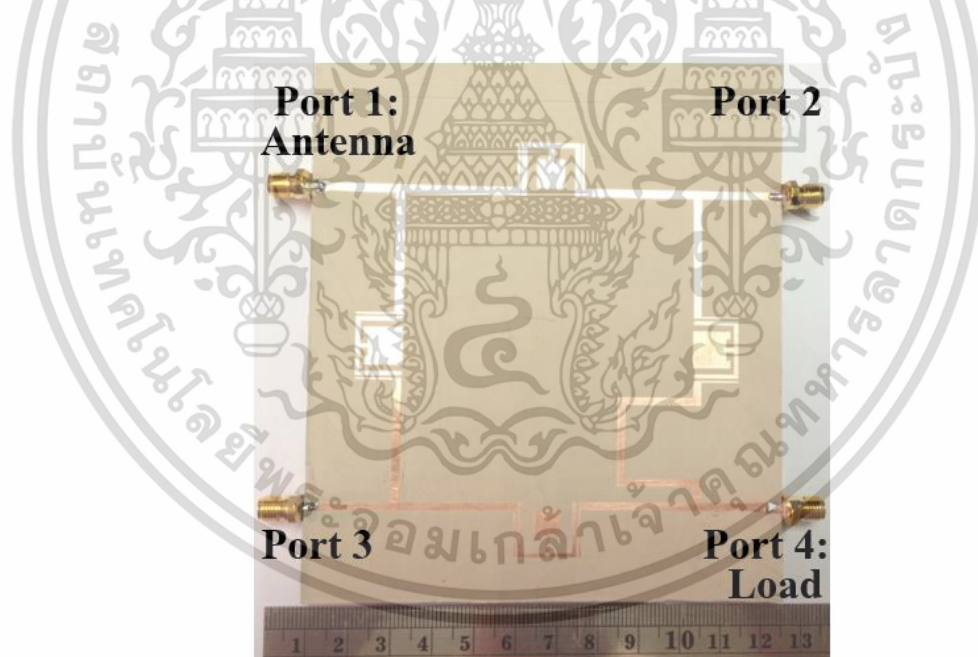


รูปที่ 3.12 วงจรไดเพล็กซ์เซอร์เป็นแบบ 4 พอร์ต ซึ่งอยู่ในรูปแบบของวงจร 3 พอร์ตไดเพล็กซ์เซอร์โหมดคู่สองตัวหันหลังชนกันและมีมุมเฟสต่างกัน 180 องศาในสาขาหนึ่ง

วงจรไดเพล็กซ์เซอร์แบบ 4 พอร์ต เป็นวงจรไดเพล็กซ์เซอร์ที่ให้ค่าการแยกโดดเดี่ยวสูง ดังแสดงในรูปที่ 3.13 ซึ่งจัดรูปแบบวงจรอยู่ในรูป 3 พอร์ตไดเพล็กซ์เซอร์โหมดคู่สองตัวหันหลังชนกันและมีมุมเฟสต่างกัน 180 องศาในสาขาหนึ่ง สำหรับการออกแบบวงจรเพื่อเลื่อนเฟส โดยใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปที่มีความยาวทางไฟฟ้า (Electrical length) 180 องศา ระหว่าง พอร์ต 2 และ 4 ส่วนชิ้นงานจริงวงจรไดเพล็กซ์เซอร์แบบ 4 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์ ดังแสดงดังรูปที่ 3.14 ซึ่งขนาดของโครงสร้างวงจรไดเพล็กซ์เซอร์แบบ 4 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่ออกแบบที่ความถี่ 1.95 GHz และ 2.14 GHz สำหรับภาคส่ง/รับ แสดงได้ดังตารางที่ 3.3



รูปที่ 3.13 วงจรไดเพล็กซ์เซอร์แบบ 4 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสตัปแบบแพทช์



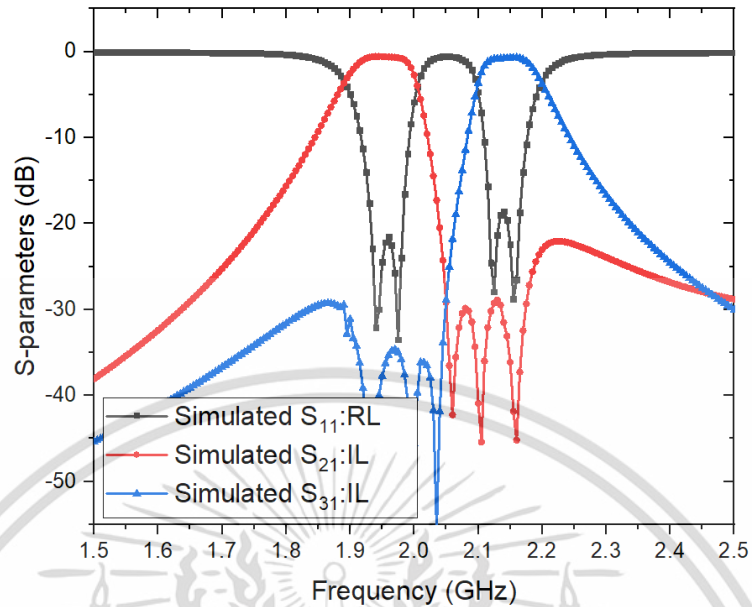
รูปที่ 3.14 ชิ้นงานจริงวงจรไดเพล็กซ์เซอร์แบบ 4 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสตัปแบบแพทช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

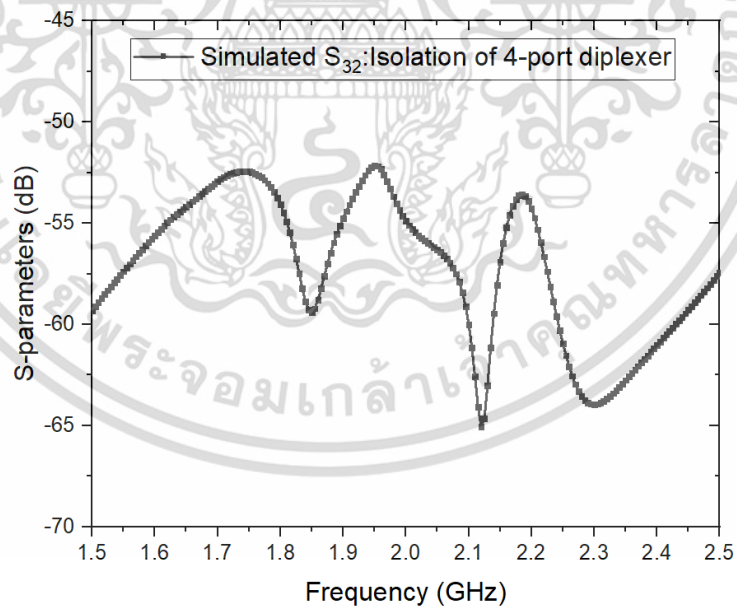
ตารางที่ 3.3 ขนาดของโครงสร้างวงจรถอดเฟล็กเซอร์แบบ 4 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีระดับแบบแพทช์

ขนาด	$R_x = 1.95 \text{ GHz}$	$T_x = 2.14 \text{ GHz}$
ความกว้างของสายไมโครสตริปเรโซเนเตอร์ (w)	1 mm	1 mm
ความกว้างของสายป้อนสัญญาณไมโครสตริป (wf)	1.87 mm	1.87 mm
ความกว้างของสายป้อนคัปปลิง (cf)	0.4 mm	0.4 mm
ระยะห่างของสายป้อนคัปปลิงกับเรโซเนเตอร์ (g)	0.6 mm	0.6 mm
ความกว้างของเรโซเนเตอร์ (a)	14 mm	14 mm
ความยาวของเรโซเนเตอร์ (b)	3 mm	2 mm
ความยาวของเรโซเนเตอร์ (c)	11.94 mm	9.89 mm
ความยาวของแพทช์ (d)	7 mm	8.95 mm
ความกว้างของแพทช์ (e)	6.55 mm	9 mm
ความยาวของสายป้อนสัญญาณ (ft)	19.8 mm	19.8 mm
ความยาวของสายไมโครสตริป (t)	29.35 mm	27.05 mm
ความยาวของสายไมโครสตริป (k)		18.4 mm
ความยาวของสายไมโครสตริป (m)		5.58 mm
ความยาวของสายไมโครสตริป (n)		17.7 mm

ผลการจำลองแบบการทำงานของวงจรถอดเฟล็กเซอร์แบบ 4 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีระดับแบบแพทช์ โดยมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss (IL): S_{21}) น้อยกว่า 0.69 dB และ 0.73 dB สำหรับภาคส่ง/รับ ตามลำดับ ส่วนสำหรับค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss (RL): S_{11}) ต่ำกว่า 20 dB ของช่วงผ่านแถบสำหรับภาคส่ง/รับ ดังแสดงในรูปที่ 3.15 และ รูปที่ 3.16 แสดงผลการจำลองแบบการทำงานของค่าการแยกโดดเดี่ยวระหว่างภาคส่ง/รับ ผลการจำลองแบบการทำงานค่าการแยกโดดเดี่ยวของวงจรถอดเฟล็กเซอร์แบบ 3 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ มีค่า S_{32} ต่ำกว่า 28.5 dB ในช่วงภาคส่ง/รับ และค่าการแยกโดดเดี่ยวของวงจรถอดเฟล็กเซอร์แบบ 4 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ มีค่า S_{32} ต่ำกว่า 52 dB ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าการแยกชัดสัญญาณ (Signal isolation: S_{32}) ของวงจรถอดเฟล็กเซอร์แบบ 4 พอร์ต มีค่าการแยกชัดสัญญาณ ต่ำกว่าวงจรถอดเฟล็กเซอร์แบบ 3 พอร์ต



รูปที่ 3.15 ผลการจำลองแบบการทำงานของค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss (RL): S_{11}) และค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss (IL): S_{21} และ S_{31}) ของวงจรไดเพล็กซ์เซอร์แบบ 4 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์



รูปที่ 3.16 ผลเปรียบเทียบการจำลองแบบการทำงานของค่าการแยกโดดเดี่ยว (Isolation: S_{32}) ของวงจรไดเพล็กซ์เซอร์แบบ 3 พอร์ตและแบบ 4 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่

3.3 การออกแบบวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์แบบไม่สมมาตร

3.3.1 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์

สำหรับการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์ (Patch) ซึ่งตำแหน่งของโหมดคู่และคี่จะเป็นตัวกำหนดค่าการส่งผ่านเป็นศูนย์ของวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่ ให้มีความชันในการตัดสัญญาณด้านบนและด้านล่าง ของวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่ ดังนั้นในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบในหัวข้อนี้จะทำการออกแบบวงจรโดยใช้

ความถี่กลาง 1.8 GHz และ 2.4 GHz

ใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปของ RT/Duroid

มีค่าไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์ $\epsilon_r = 6.15$

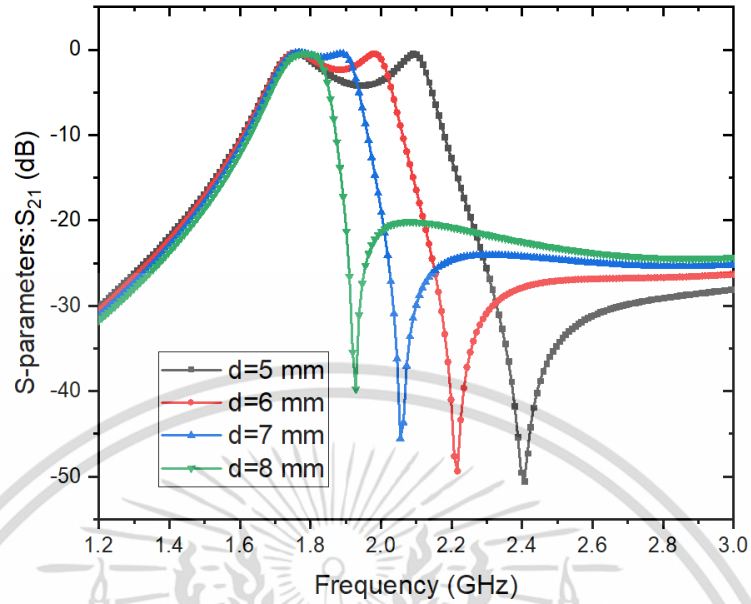
อิมพีแดนซ์ 50 Ω

ความสูงของฐานรองไดอิเล็กทริก $h = 1.27 \text{ mm}$

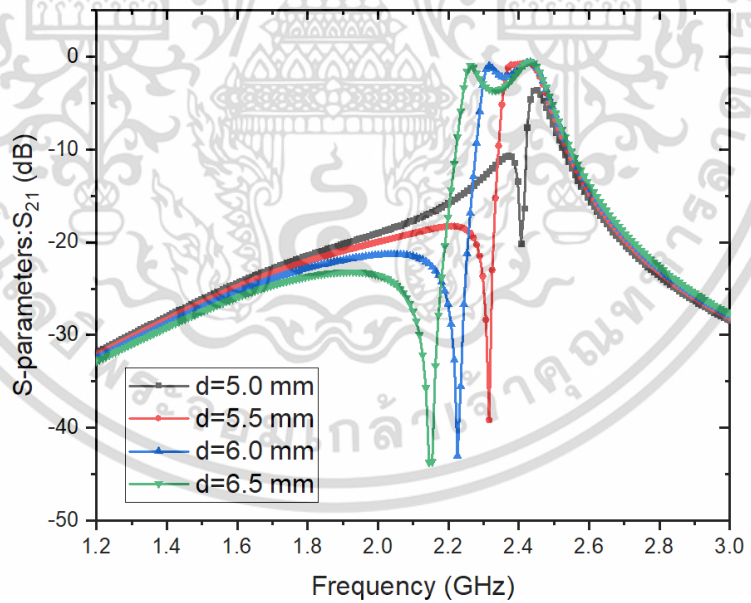
ออกแบบโดยใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปแบบ U-shape ที่มีสลับแบบแพทช์ต่ออยู่ตรงกลางของเรโซเนเตอร์ซึ่งเมื่อรวมวงจรกรองผ่านแถบทั้งสองแบบเข้าด้วยกันโดยโครงสร้าง คัปเปิล-ฟีด จะทำให้ได้วงจรกรองผ่านสองแถบความถี่ที่มีความสามารถตัดสัญญาณรบกวนได้ดีขึ้น

ตัวเรโซเนเตอร์เชื่อมต่อพอร์ตอินพุตและเอาต์พุตคัปปลิ่ง ด้วยโครงสร้างของสายป้อนสัญญาณ (feed) ที่มีความกว้างของสายป้อนสัญญาณ (cf) และมีระยะห่างของสายป้อนคัปปลิ่ง (coupling) (g) กับเรโซเนเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 3.1

ตัวเรโซเนเตอร์โหมดคู่ถูกออกแบบมาเพื่อใช้ในการกระตุ้นโหมดที่สูงกว่าโหมดพื้นฐานของเรโซเนเตอร์โหมดเดี่ยวโดยการใช้สายนำสัญญาณไมโครสตริปแบบ U-shape (พารามิเตอร์ a และ c) โดยที่ตำแหน่งของโหมดคู่สามารถทำการปรับได้ด้วยการเปลี่ยนขนาดของความยาวและความกว้างของสลับ (d) และ ผลการสนองทางความถี่ของความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก S_{21} ดังแสดงไว้ในรูปที่ 3.17 ซึ่งการเปลี่ยนความยาวของสลับเปิดแบบแพทช์ไม่มีผลต่อการตอบสนอง S_{21} ที่ความถี่เรโซแนนซ์โหมดคี่ ที่ความถี่ 1.8 GHz รูปที่ 3.18 แสดงผลการสนองทางความถี่ของความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก S_{21} ที่ความถี่ 2.4 GHz โดยที่โหมดคู่สามารถควบคุมได้ด้วยการเปลี่ยนความยาวของอิมพีแดนซ์แบบแพทช์ (d)



รูปที่ 3.17 แสดงผลการจำลองแบบการทำงานของ การตอบสนองการส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านบนของ ความถี่กลาง 1.8 GHz มีความยาวที่แตกต่างที่อิมพีแดนซ์แบบแพทช์



รูปที่ 3.18 แสดงผลการจำลองแบบการทำงานของ การตอบสนองการส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านล่างของ ความถี่กลาง 2.4 GHz มีความยาวที่แตกต่างที่อิมพีแดนซ์แบบแพทช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.17 และ 3.18 จะเห็นได้ว่าความยาวของสตัปปลายเปิดแบบขั้นไม่มีผลกับการตอบสนอง S_{21} ที่ความถี่โหมดคู่ซึ่งต่างจากความถี่โหมดคี่ที่สามารถควบคุมได้โดยการเปลี่ยนความยาวของอิมพีแดนซ์แบบแพทช์ (d) การส่งผ่านเป็นศูนย์สามารถปรับจูนได้ง่ายมีการตอบสนองที่เหมาะสมจากด้านบนและด้านล่างความถี่กลาง

3.3.2 ออกแบบวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ด้านบนของความถี่กลาง

ขั้นตอนในการออกแบบเรโซเนเตอร์กำหนดพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ต้องการออกแบบเพื่อกำหนดคุณลักษณะของวงจรกรองผ่านแถบที่ต้องการโดยในการออกแบบนี้จะมีรายละเอียดดังนี้

ความถี่กลาง 1.8 GHz และ 2.4 GHz

ใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปของ RT/Duroid

มีค่าไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์ $\epsilon_r = 6.15$

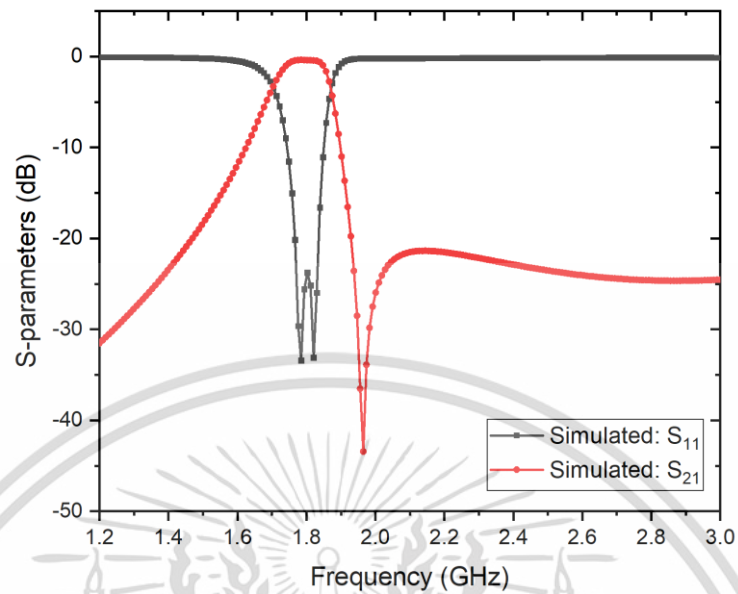
อิมพีแดนซ์ 50 Ω

ความสูงของฐานรองไดอิเล็กทริก $h = 1.27 \text{ mm}$

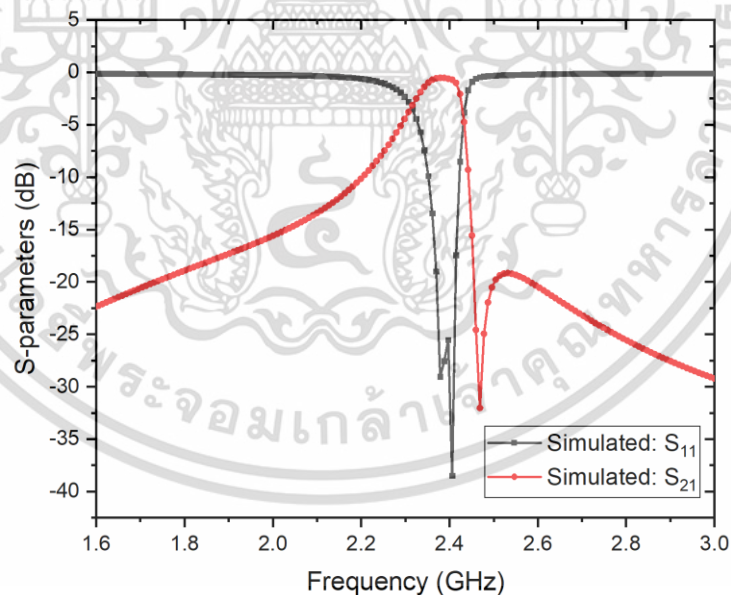
โดยนำค่าต่างๆ ไปจำลองแบบและสร้างวงจรโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่ออกแบบเป็นสตัปแพทช์ ในการออกแบบความถี่กลาง 1.8 GHz และ 2.4 GHz ดังแสดงในตาราง 3.4 สำหรับการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบความถี่คู่ สามารถออกแบบแต่ละความถี่ได้อย่างอิสระต่อกันและกัน แล้วนำแต่ละความถี่มารวมเข้าด้วยกันในรูปแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบความถี่คู่ โดยวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบโหมดคู่สำหรับออกแบบที่ความถี่แรกที่ 1.8 GHz ดังแสดงในรูปที่ 3.19 จะมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกเป็นศูนย์ด้านบนของความถี่กลาง ที่ 1.8 GHz ส่วนวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบโหมดคู่สำหรับออกแบบที่ความถี่ที่สอง ออกแบบที่ 2.4 GHz ดังแสดงในรูปที่ 3.20 จะมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกเป็นศูนย์ด้านบนของความถี่กลาง ที่ 2.4 GHz โครงสร้างวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ความถี่ด้านบนของความถี่กลาง 1.8 GHz และ 2.4 GHz แสดงดังรูปที่ 3.21 ส่วนชิ้นงานจริงวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่ ดังแสดงดังรูปที่ 3.22 และ ผลการจำลองแบบการทำงานของค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss (RL): S_{11}) และค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss (IL): S_{21}) ของวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านบนของความถี่กลาง 1.8 GHz และ 2.4 GHz แสดงดังรูปที่ 3.23

ตาราง 3.4 ขนาดของโครงสร้างวงจรรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ความถี่ด้านบนของความถี่กลาง 1.8 GHz และ 2.4 GHz

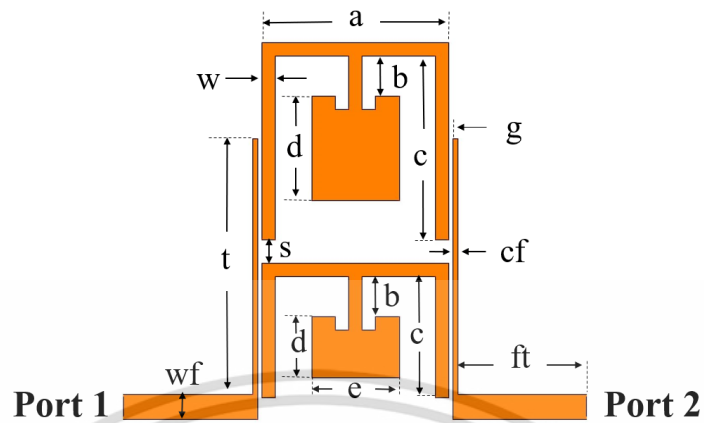
ขนาด	$f_1=1.8$ GHz	$f_2=2.4$ GHz
ความกว้างของสายไมโครสตริปเรโซเนเตอร์ (w)	1 mm	1 mm
ความกว้างของสายป้อนสัญญาณไมโครสตริป (wf)	1.87 mm	1.87 mm
ความกว้างของสายป้อนคัปปลิ่ง (cf)	0.4 mm	0.4 mm
ความยาวของสายป้อนคัปปลิ่ง (t)	21 mm	21 mm
ระยะห่างของสายป้อนคัปปลิ่งกับเรโซเนเตอร์โหมดคู่ (g)	0.3 mm	0.3 mm
ความยาวของเรโซเนเตอร์ (a)	14 mm	14 mm
ความยาวของเรโซเนเตอร์ (b)	3 mm	3 mm
ความยาวของเรโซเนเตอร์ (c)	13.75 mm	9.1 mm
ความยาวของแพทช์ (d)	7.8 mm	4.52 mm
ความกว้างของแพทช์ (e)	6.55 mm	6.55 mm
ความยาวของสายป้อนสัญญาณ (ft)	10 mm	10 mm
ระยะห่างของสองแถบผ่านความถี่ (s)	2 mm	



รูปที่ 3.19 ผลการจำลองแบบการทำงานของวงจรรองผ่านแถบโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ด้านบนของความถี่กลาง ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss (RL): S_{11}) และค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss (IL): S_{21}) ที่ความถี่ 1.8 GHz.



รูปที่ 3.20 ผลการจำลองแบบการทำงานของวงจรรองผ่านแถบโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ด้านบนของความถี่กลาง ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss (RL): S_{11}) และค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss (IL): S_{21}) ที่ความถี่ 2.4 GHz.

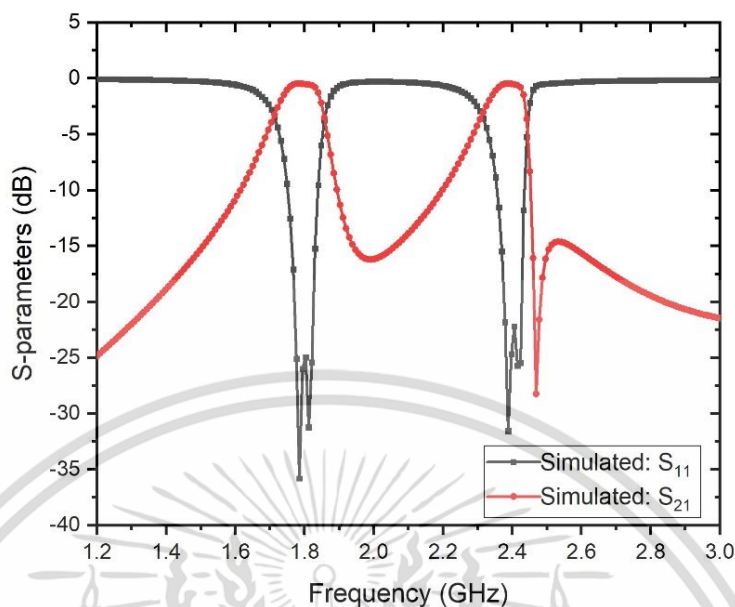


รูปที่ 3.21 วงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านบนของความถี่กลาง 1.8 GHz และ 2.4 GHz



รูปที่ 3.22 ชิ้นงานจริงวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านบนของความถี่กลาง 1.8 GHz และ 2.4 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.23 ผลการจำลองแบบการทำงานของค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss (RL): S_{11}) และค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss (IL): S_{21}) ของวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านบนของความถี่กลาง 1.8 GHz และ 2.4 GHz

3.3.3 ออกแบบวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ด้านบนและด้านล่างของความถี่กลาง

ขั้นตอนในการออกแบบเรโซเนเตอร์กำหนดพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ต้องการออกแบบเพื่อกำหนดคุณลักษณะของวงจรกรองผ่านแถบที่ต้องการโดยในการออกแบบนี้จะมีรายละเอียดดังนี้

ความถี่กลาง 1.8 GHz และ 2.4 GHz

ใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปของ RT/Duroid

มีค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ $\epsilon_r = 6.15$)

อิมพีแดนซ์ 50 Ω

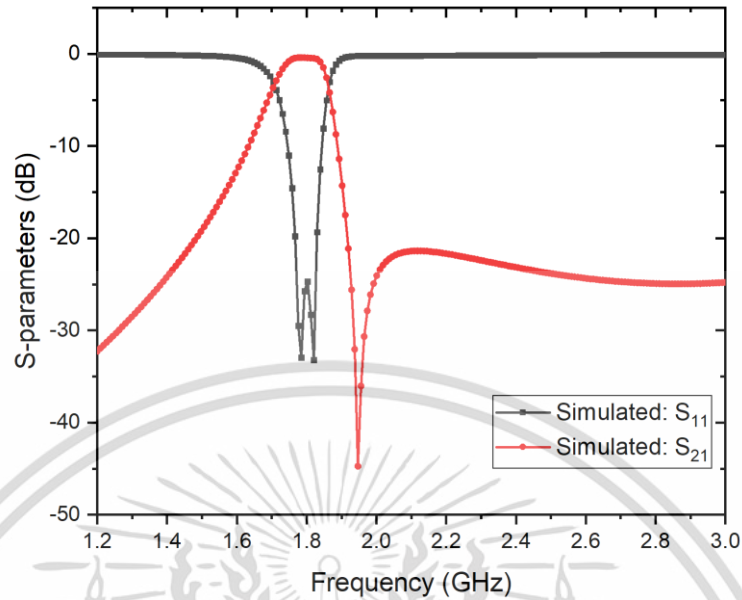
ความสูงของฐานรองไดอิเล็กตริก $h = 1.27 \text{ mm}$

โดยนำค่าต่างๆ ไปจำลองแบบและสร้างวงจรโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่ออกแบบเป็นสลับแพทช์ [20] ในการออกแบบความถี่กลาง 1.8 GHz และ 2.4 GHz ดังแสดงในตาราง 3.5 สำหรับการออกแบบวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่ สามารถออกแบบแต่ละความถี่ได้อย่างอิสระกันและกัน แล้วนำแต่ละความถี่มารวมเข้าด้วยกันในรูปแบบวงจรกรองผ่านแถบแบบความถี่คู่ โดยวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบโหมดคู่ออกแบบที่ความถี่แรกที่ 1.8 GHz ดังแสดงในรูปที่ 3.24 จะมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่

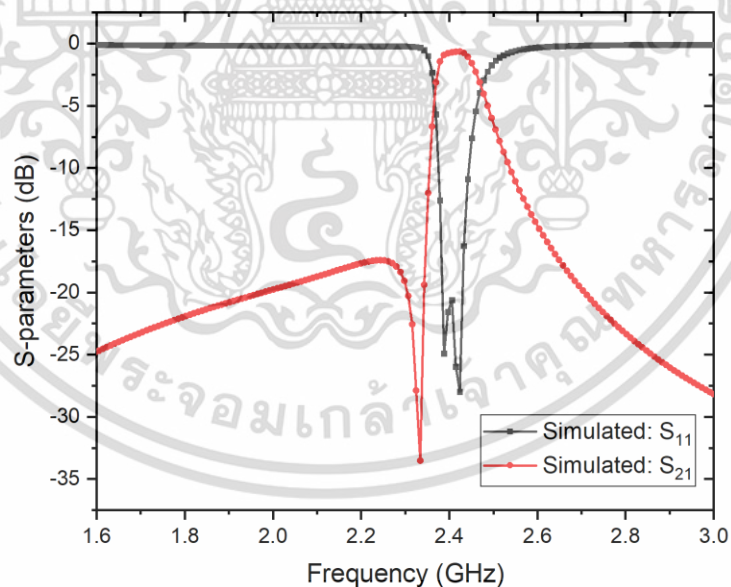
แทรกเป็นศูนย์ด้านบนของความถี่กลาง ที่ 1.8 GHz ส่วนวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบโหมดคู่สำหรับ ออกแบบที่ความถี่ที่สอง ออกแบบที่ 2.4 GHz ดังแสดงในรูปที่ 3.25 จะมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่ แทรกเป็นศูนย์ด้านล่างของความถี่กลาง ที่ 2.4 GHz ซึ่งจะช่วยในการตัดสัญญาณระหว่างสองความถี่ได้ดี ขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับแบบแรก โครงสร้างวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การ ส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ความถี่ด้านบนของความถี่กลาง 1.8 GHz และ 2.4 GHz แสดงดังรูปที่ 3.26 ส่วน ชิ้นงานจริงวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่ ดังแสดงดังรูปที่ 3.27 และผลการจำลองแบบการทำงานของ ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss (RL): S_{11}) และค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่ แทรก (Insertion loss (IL): S_{21}) ของวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การ ส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านบนของความถี่กลาง 1.8 GHz และ 2.4 GHz แสดงดังรูปที่ 3.28

ตารางที่ 3.5 ขนาดของโครงสร้างวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่าน เป็นศูนย์ที่ความถี่ด้านบนของความถี่กลาง 1.8 GHz และการส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ความถี่ด้านล่างของความถี่ กลาง 2.4 GHz

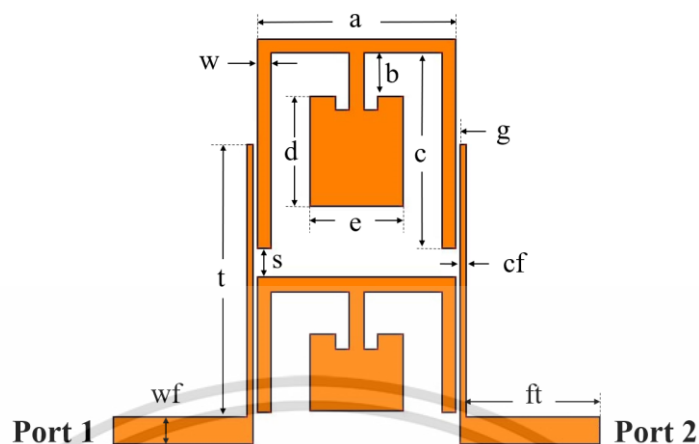
ขนาด	$f_1=1.8$ GHz	$f_2=2.4$ GHz
ความกว้างของสายไมโครสตริปเรโซเนเตอร์ (w)	1 mm	1 mm
ความกว้างของสายป้อนสัญญาณไมโครสตริป (wf)	1.87 mm	1.87 mm
ความกว้างของสายป้อนคัปปลิ่ง (cf)	0.4 mm	0.4 mm
ความยาวของสายป้อนคัปปลิ่ง (t)	21 mm	21 mm
ระยะห่างของสายป้อนคัปปลิ่งกับเรโซเนเตอร์โหมดคู่ (g)	0.3 mm	0.3 mm
ความยาวของเรโซเนเตอร์ (a)	14 mm	14 mm
ความยาวของเรโซเนเตอร์ (b)	3 mm	3 mm
ความยาวของเรโซเนเตอร์ (c)	13.75 mm	8.5 mm
ความยาวของแพทช์ (d)	7.8 mm	5.32 mm
ความกว้างของแพทช์ (e)	6.55 mm	6.55 mm
ความยาวของสายป้อนสัญญาณ (ft)	10 mm	10 mm
ระยะห่างของสองแถบผ่านความถี่ (s)	2 mm	



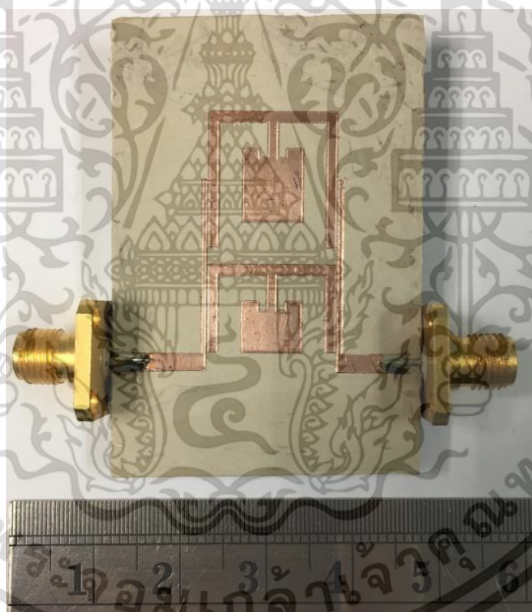
รูปที่ 3.24 ผลการจำลองแบบการทำงานของวงจรรองผ่านแถบโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่าน เป็นศูนย์ด้านบนของความถี่กลาง ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss (RL): S_{11}) และ ค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss (IL): S_{21}) ที่ความถี่ 1.8 GHz.



รูปที่ 3.25 ผลการจำลองแบบการทำงานของวงจรรองผ่านแถบโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่าน เป็นศูนย์ด้านล่างของความถี่กลาง ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss (RL): S_{11}) และ ค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss (IL): S_{21}) ที่ความถี่ 2.4 GHz.

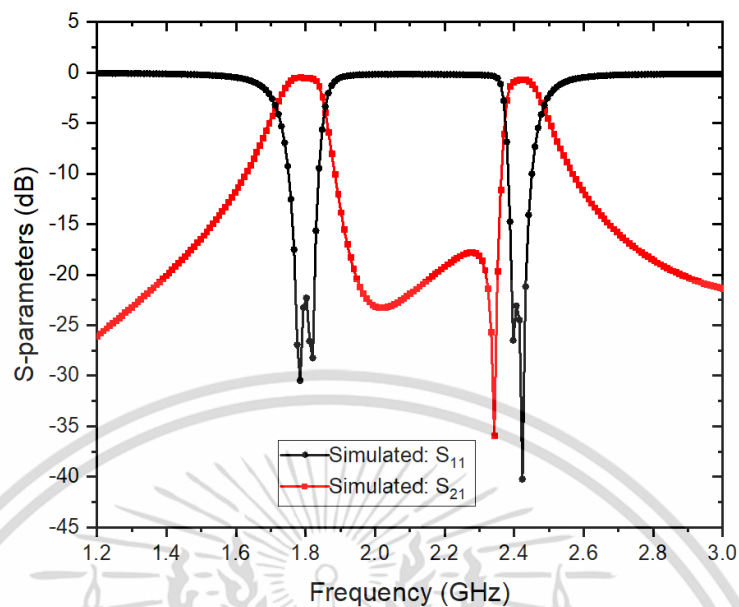


รูปที่ 3.26 วงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านบนของความถี่กลาง 1.8 GHz และการส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านล่างของความถี่กลาง 2.4 GHz



รูปที่ 3.27 ชิ้นงานจริงวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านบนของความถี่กลาง 1.8 GHz และการส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านล่างของความถี่กลาง 2.4 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.28 ผลการจำลองแบบการทำงานของค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss (RL): S_{11}) และค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss (IL): S_{21}) ของวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านบนของความถี่กลาง 1.8 GHz และการส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านล่างของความถี่กลาง 2.4 GHz

บทที่ 4

ผลการทดสอบ

4.1 กล่าวนำ

ในบทนี้เราจะทำการทดสอบการทำงานของชิ้นงานจริงโดยใช้ Network Analyzer และเปรียบเทียบกับผลการจำลองจากโปรแกรม IE3D ของบริษัท Zeland ชิ้นงานที่ ทดสอบมีอยู่ด้วยกัน 4 ชิ้น คือ

ชิ้นที่หนึ่งวงจรไดโพลีเซกเซอร์แบบ 3 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบโหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์ ความถี่ภาคส่ง/ภาครับ ที่ 2.14/1.95 GHz

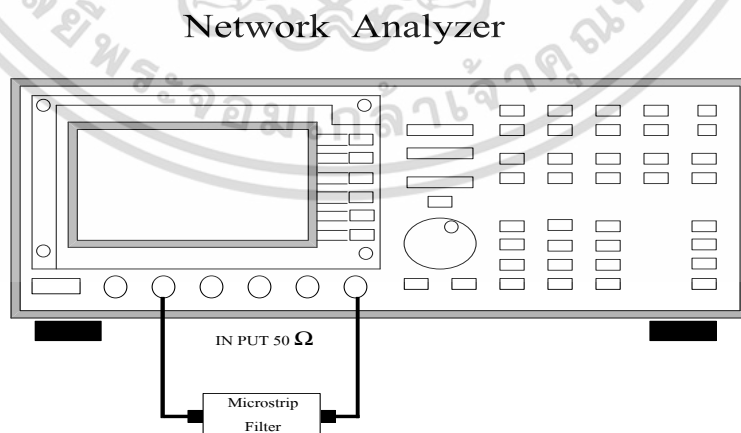
ชิ้นที่สองวงจรไดโพลีเซกเซอร์แบบ 4 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบโหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์ ความถี่ภาคส่ง/ภาครับ ที่ 2.14/1.95 GHz

ชิ้นที่สามวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ด้านบนของความถี่กลางที่ 1.8 และ 2.4 GHz

ชิ้นที่สี่วงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ด้านบนของความถี่กลางที่ 1.8 GHz และด้านล่างของความถี่กลางที่ 2.4 GHz

4.2 การทดสอบ

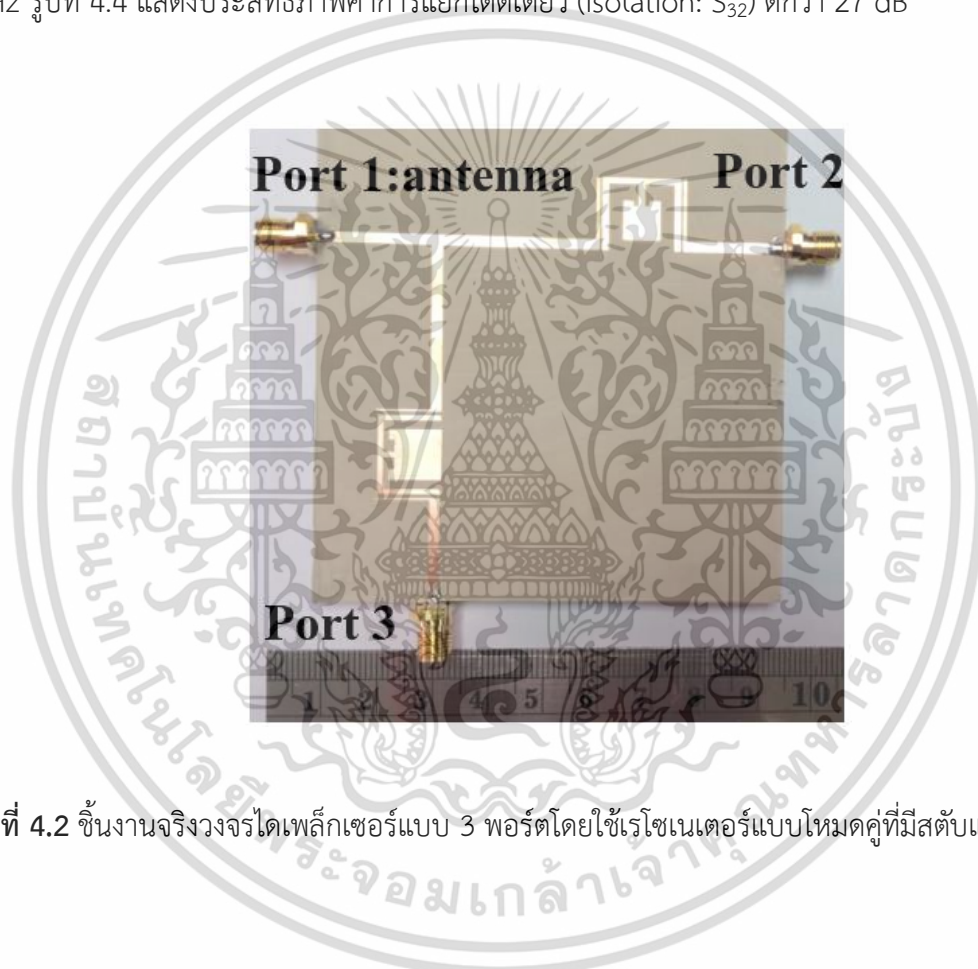
วิธีการต่ออุปกรณ์เพื่อทำการวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบความถี่และวงจรไดโพลีเซกเซอร์ แสดงดังรูปที่ 4.1



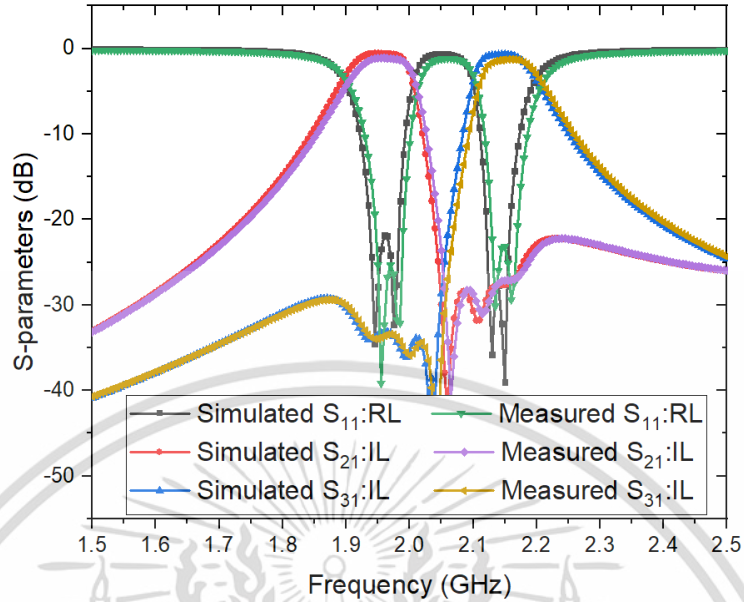
รูปที่ 4.1 การต่ออุปกรณ์เพื่อใช้ในการวัดทดสอบ

4.2.1 การออกแบบวงจรไดโพลิกเซอร์แบบ 3 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบโหมดคู่ที่มีสตั๊บบแบบแพทช์

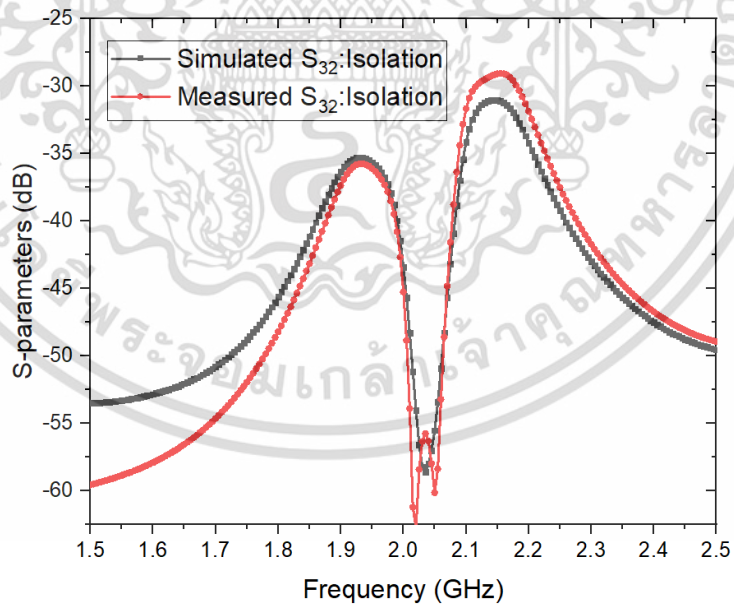
ชิ้นงานจริงของวงจรไดโพลิกเซอร์แบบ 3 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบโหมดคู่ที่มีสตั๊บบแบบแพทช์ ดังแสดงในรูปที่ 4.2 จากรูปที่ 4.3 แสดงผลการทดสอบความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss : IL) (S_{21} , S_{31}) 1.25 dB และ 1.5 dB ตามลำดับ และความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return losses: RL) S_{11} ดีกว่า 24.2 dB ที่ความถี่ 1.95 GHz และ 22.5 dB ที่ความถี่ 2.14 GHz รูปที่ 4.4 แสดงประสิทธิภาพค่าการแยกโดดเดี่ยว (Isolation: S_{32}) ดีกว่า 27 dB



รูปที่ 4.2 ชิ้นงานจริงวงจรไดโพลิกเซอร์แบบ 3 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบโหมดคู่ที่มีสตั๊บบแบบแพทช์



รูปที่ 4.3 ผลการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองแบบการทำงานและผลการทดสอบของความสูญเสีย เนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss: IL) และความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss: RL)



รูปที่ 4.4 ผลการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองและผลการทดสอบของค่าการแยกโดดเดี่ยว (Isolation: S_{32}) วงจรไคเพลิกเซอร์แบบ 3 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบโหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

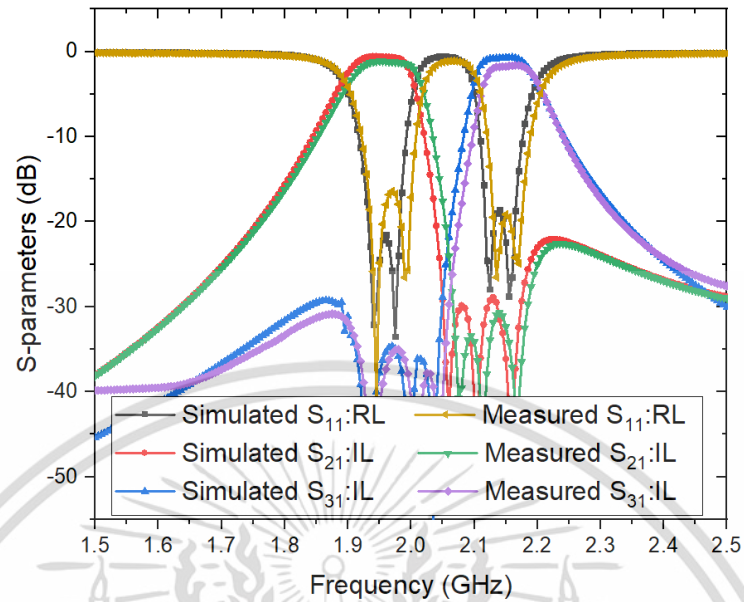
4.2.2 การออกแบบวงจรไดโพลิกเซอร์แบบ 4 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบโหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์

ชิ้นงานจริงของวงจรไดโพลิกเซอร์แบบ 4 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบโหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์ ดังแสดงในรูปที่ 4.5 จากรูปที่ 4.6 แสดงผลการทดสอบความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss : IL) (S_{21} , S_{31}) ประมาณ 1.15/1.2 dB ที่ความถี่ 1.95 GHz/2.14 GHz ตามลำดับ และ ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss: RL) S_{11} ดีกว่า 22 dB ที่ความถี่ 1.95 GHz และ 16 dB ที่ความถี่ 2.14 GHz ตามลำดับ รูปที่ 4.7 แสดงผลการทดสอบของค่าการแยกโดดเดี่ยว (Isolation: S_{32}) ดีกว่า 48.5 dB

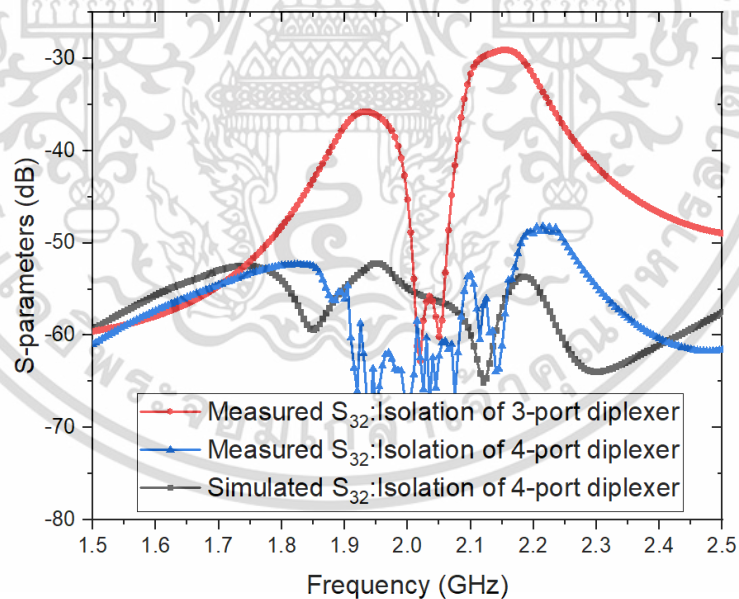
จากการเปรียบเทียบผลการวัดทดสอบของวงจรไดโพลิกเซอร์แบบ 3 พอร์ต และแบบ 4 พอร์ต ดังแสดงในตารางที่ 4.1 ซึ่งจะเห็นได้ว่าการแยกโดดเดี่ยว (Isolation: S_{32}) ของวงจรไดโพลิกเซอร์แบบ 3 พอร์ต มีค่า การแยกโดดเดี่ยว (Isolation: S_{32}) ดีกว่า 27 dB ส่วนค่าการแยกโดดเดี่ยว (Isolation: S_{32}) ของวงจรไดโพลิกเซอร์แบบ 4 พอร์ตมีค่า การแยกโดดเดี่ยว (Isolation: S_{32}) ดีกว่า 48.5 dB



รูปที่ 4.5 ชิ้นงานจริงวงจรไดโพลิกเซอร์แบบ 4 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบโหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์



รูปที่ 4.6 ผลการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองแบบการทำงานและผลการทดสอบของความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss: IL) และความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss: RL)



รูปที่ 4.7 ผลการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองและผลการทดสอบของค่าการแยกโดดเดี่ยว (Isolation: S_{32}) วงจรไดเพล็กซ์เซอร์แบบ 3 พอร์ตและแบบ 4 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบโหมดคู่ที่มีระดับแบบแพทช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 ผลการเปรียบเทียบระหว่างการจำลองแบบการทำงานและผลการวัดทดสอบวงจร ไดโพลีเซออร์แบบ 3 พอร์ต และ 4 พอร์ต

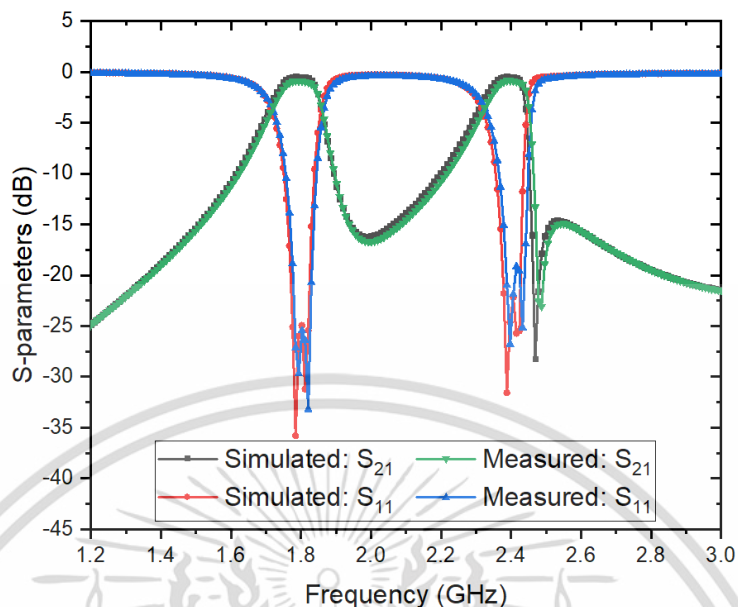
ค่าสัมประสิทธิ์	วงจรไดโพลีเซออร์ 3 พอร์ต				วงจรไดโพลีเซออร์ 4 พอร์ต			
	จำลองแบบการทำงาน		การวัดทดสอบ		จำลองแบบการทำงาน		การวัดทดสอบ	
	1.95GHz	2.14GHz	1.95GHz	2.14GHz	1.95GHz	2.14GHz	1.95GHz	2.14GHz
Insertion loss : S_{21}	0.58dB	-	1.25dB	-	0.69dB	-	1.15dB	-
Insertion loss : S_{31}	-	0.71dB	-	1.5dB	-	0.73dB	-	1.2dB
Return loss : S_{11}	22dB	30dB	22.5dB	24.2dB	22dB	20dB	22dB	16dB
Isolation : S_{32}	28.5dB		27dB		52dB		48.5dB	

4.2.3 วงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ด้านบนของความถี่กลางที่ 1.8 และ 2.4 GHz

ชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ด้านบนของความถี่กลางที่ 1.8 และ 2.4 GHz ดังแสดงในรูปที่ 4.8 จากรูปที่ 4.9 แสดงผลการทดสอบความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss: IL) (S_{21}) ประมาณ 1.05/1.25 dB ที่ความถี่ 1.8 GHz/2.4 GHz ตามลำดับ และความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss: RL) S_{11} ดีกว่า 24.2 dB ที่ความถี่ 1.8 GHz และ 18 dB ที่ความถี่ 2.4 GHz ตามลำดับ



รูปที่ 4.8 ชิ้นงานจริงวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านบนของความถี่กลาง 1.8 GHz และ 2.4 GHz

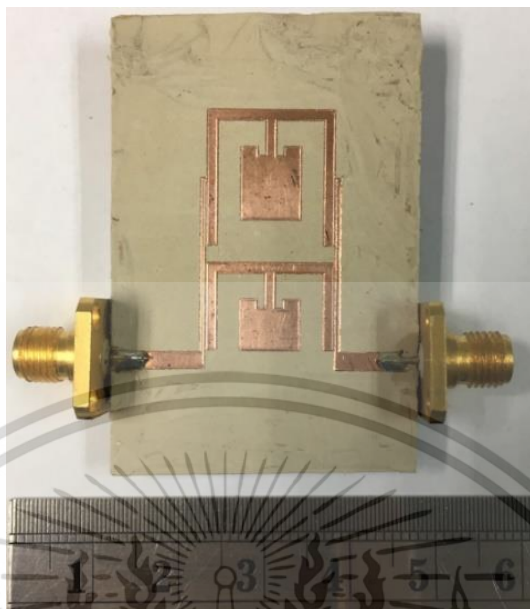


รูปที่ 4.9 ผลการจำลองแบบการทำงานและการทดสอบของความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss (RL) : S_{11}) และความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss (IL) : S_{21}) ของวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านบนของความถี่กลาง 1.8 GHz และ 2.4 GHz

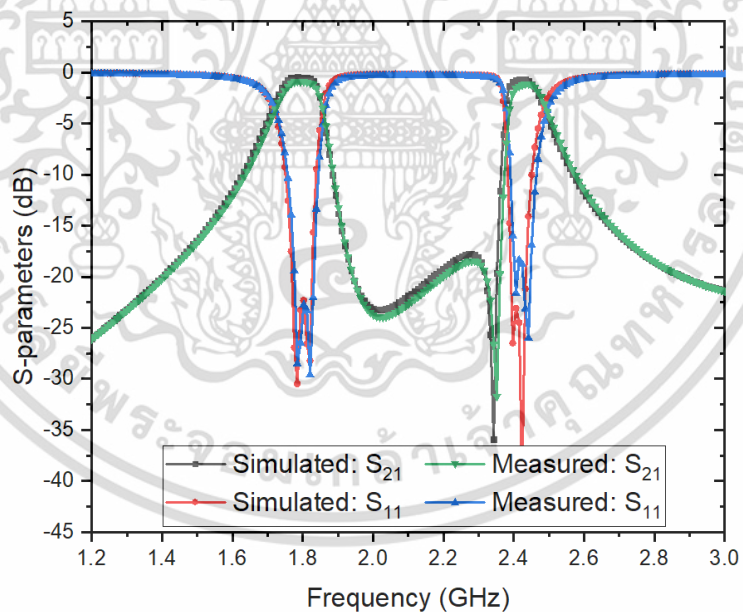
4.2.4 วงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ด้านบนของความถี่กลางที่ 1.8 GHz และด้านล่างของความถี่กลางที่ 2.4 GHz

ชิ้นงานจริงของวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ด้านบนของความถี่กลางที่ 1.8 GHz และด้านล่างของความถี่กลางที่ 2.4 GHz ดังแสดงในรูปที่ 4.10 จากรูปที่ 4.11 แสดงผลการทดสอบความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss: IL) (S_{21}) ประมาณ 1.02/1.2 dB ที่ความถี่ 1.8 GHz/2.4 GHz ตามลำดับ และความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss: RL) S_{11} ต่ำกว่า 21 dB ที่ความถี่ 1.8 GHz และ 19 dB ที่ความถี่ 2.4 GHz ตามลำดับ

จากการเปรียบเทียบผลการวัดทดสอบของวงจรวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านบนของความถี่กลาง 1.8 GHz และ 2.4 GHz กับ วงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านบนของความถี่กลาง 1.8 GHz และการส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านล่างของความถี่กลาง 2.4 GHz ดังแสดงในตารางที่ 4.2 ซึ่งวงจรวงจรกรองผ่านแบบสองแถบความถี่อันแรกจะมีค่ากำจัดสัญญาณรบกวน ต่ำกว่า 15 dB จากช่วงความถี่ 1.9 GHz ถึง 2.1 GHz และ วงจรวงจรกรองผ่านแบบสองแถบความถี่อันที่สองจะมีค่ากำจัดสัญญาณรบกวน ต่ำกว่า 17.5 dB จากช่วงความถี่ 1.9 GHz ถึง 2.35 GHz



รูปที่ 4.10 ชิ้นงานจริงวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านบนของความถี่กลาง 1.8 GHz และการส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านล่างของความถี่กลาง 2.4 GHz



รูปที่ 4.11 ผลการจำลองแบบการทำงานและการวัดทดสอบของความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss (RL): S_{11}) และความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss (IL): S_{21}) ของวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านบนของความถี่กลาง 1.8 GHz และการส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านล่างของความถี่กลาง 2.4 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 ผลการเปรียบเทียบระหว่างการจำลองแบบการทำงานและผลการวัดทดสอบวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่

ค่าสัมประสิทธิ์	วงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านบนของความถี่กลาง 1.8GHz และ 2.4GHz				วงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ที่ด้านล่างของความถี่กลาง 2.4GHz			
	จำลองแบบการทำงาน		การวัดทดสอบ		จำลองแบบการทำงาน		การวัดทดสอบ	
	1.8GHz	2.4Ghz	1.8GHz	2.4Ghz	1.8GHz	2.4Ghz	1.8GHz	2.4Ghz
Insertion loss: S_{21}	0.54dB	0.72dB	1.05dB	1.25dB	0.57dB	0.75dB	1.02dB	1.2dB
Return loss: S_{11}	25dB	24.5dB	25.2dB	18dB	22dB	24.5dB	21dB	19dB
Cut off rejection	ดีกว่า 15 dB จากช่วง 1.9GHz ถึง 2.1GHz				ดีกว่า 17.5 dB จากช่วง 1.9GHz ถึง 2.35GHz			

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลงานวิทยานิพนธ์และข้อเสนอแนะ

งานวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวงจรกรองผ่านแถบแบบโหมดคู่เพื่อนำไปประยุกต์ใช้กับวงจรไดโพลีกรเซอร์ และวงจรกรองผ่านแถบแบบสองแถบความถี่ โดยได้วงจรที่มีขนาดเล็กน้ำหนักเบา ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านด้านอินพุตสู่เอาต์พุตสูงโดยงานวิทยานิพนธ์นี้ได้แบ่งการออกแบบและสร้างวงจรกรองผ่านแถบแบบโหมดคู่และการประยุกต์ใช้งานออกเป็นสี่ส่วนคือ

ส่วนที่หนึ่งวงจรไดโพลีกรเซอร์แบบ 3 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์

ส่วนที่สองวงจรไดโพลีกรเซอร์แบบ 4 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์ (Patch)

ส่วนที่สามวงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์แบบไม่สมมาตรที่สัญญาณด้านบนของช่วงผ่านแถบความถี่แรกและความถี่ที่สอง

ส่วนที่สี่วงจรกรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์แบบไม่สมมาตรที่สัญญาณด้านบนของช่วงผ่านแถบความถี่แรก และการส่งผ่านเป็นศูนย์แบบไม่สมมาตรที่สัญญาณด้านล่างของช่วงผ่านแถบความถี่ที่สอง

5.1 สรุปผลที่ได้จากงานวิทยานิพนธ์

การวัดและทดสอบชิ้นงานจริงของวงจรกรองแถบความถี่ที่ใช้สายนำสัญญาณไมโครสตริป สอดคล้องกับทฤษฎีและสอดคล้องกับการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D กล่าวคือ ชิ้นงานทั้ง 4 ชิ้น มีความถี่กลางสอดคล้องกับการจำลองการทำงานจากโปรแกรม IE3D และมีแบนวิดท์ที่ -3 dB ใกล้เคียงกับการจำลองการทำงานจากโปรแกรม IE3D ซึ่งสามารถสรุปผลได้ดังนี้คือ

งานชิ้นแรกวงจรไดโพลีกรเซอร์แบบ 3 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบโหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์ ผลการทดสอบค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (Insertion loss: IL) (S_{21} , S_{31}) 1.5 dB และ 1.25 dB ตามลำดับ และค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (Return losses: RL) S_{11} ดีกว่า 24.2 dB ที่ความถี่ 1.95 GHz และ 22.5 dB ที่ความถี่ 2.14 GHz ค่าไอโซเลชัน (isolation: S_{32}) ดีกว่า 27 dB

งานชิ้นสองวงจรไดโพลีกรเซอร์แบบ 4 พอร์ตโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบโหมดคู่ที่มีสลับแบบแพทช์ ผลการทดสอบค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (Insertion loss: IL) (S_{21} , S_{31}) ประมาณ 1.15/1.2 dB ที่ความถี่ 1.95 GHz/2.14 GHz ตามลำดับ และค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (Return loss: RL) S_{11} ดีกว่า 16 dB ที่ความถี่ 1.95 GHz และ 22 dB ที่ความถี่ 2.14 GHz ตามลำดับ ผลการทดสอบของค่าไอโซเลชัน (Isolation: S_{32}) ดีกว่า 48.5 dB

งานขึ้นสามวงจรรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ด้านบนของความถี่กลางที่ 1.8 และ 2.4 GHz ผลการทดสอบค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (Insertion loss: IL) (S_{21}) ประมาณ 1.05/1.25 dB ที่ความถี่ 1.8 GHz/2.4 GHz ตามลำดับ และค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (Return loss: RL) S_{11} ดีกว่า 24.2 dB ที่ความถี่ 1.8 GHz และ 18 dB ที่ความถี่ 2.4 GHz ตามลำดับ

งานขึ้นที่สี่วงจรรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์ด้านบนของความถี่กลางที่ 1.8 GHz และด้านล่างของความถี่กลางที่ 2.4 GHz ผลการทดสอบค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (Insertion loss: IL) (S_{21}) ประมาณ 1.02/1.2 dB ที่ความถี่ 1.8 GHz/2.4 GHz ตามลำดับ และค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (Return loss: RL) S_{11} ดีกว่า 22.3 dB ที่ความถี่ 1.8 GHz และ 19 dB ที่ความถี่ 2.4 GHz ตามลำดับ

ตารางที่ 5.1 แสดงให้เห็นการเปรียบเทียบพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรรีดเพิลิกเซอร์แบบ 3 พอร์ต และรีดเพิลิกเซอร์ แบบ 4 พอร์ต ซึ่งจะเห็นได้ว่าวงจรรีดเพิลิกเซอร์โหมดคู่แบบ 4 พอร์ต จะมีค่าไอโซเลชันดีกว่ารีดเพิลิกเซอร์ที่นำมาเปรียบเทียบ

ตารางที่ 5.1 เปรียบเทียบวงจรรีดเพิลิกเซอร์โหมดคู่แบบ 4 พอร์ต กับวงจรรีดเพิลิกเซอร์ชนิดต่างๆ [19]

References	Types	Degrees	Frequency (GHz)	Insertion loss (dB)	Isolation (dB)	Port no.
[8]	Dual-mode resonator	2	1.95/2.14	1.2/1.5	>35	3
[9]	Quarter-wavelength resonators	2	1.8/2.4	1.1/1.18	>40	3
[10]	Open-loop single-mode	2	2.44/3.52	1.43/1.59	>42	3
[11]	Low-temperature co-fired ceramic (LTTC)	3	3.55/5.55	1.74/2.37	>40	3
This work	Dual-mode resonator	2	1.95/2.14	1.15/1.2	>48.5	4

ตารางที่ 5.2 แสดงให้เห็นการเปรียบเทียบพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ที่การส่งผ่านเป็นศูนย์แบบไม่สมมาตรโดยกำหนดให้มีค่าการส่งผ่านเป็นศูนย์

ด้านบนของความถี่ที่หนึ่งและด้านล่างของความถี่ที่สองซึ่งจะเห็นได้ว่าวงจรรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่ จะมีค่าตัดสัญญาณได้ดีดังแสดงในตารางด้านล่าง

ตารางที่ 5.2 เปรียบเทียบวงจรรองผ่านสองแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์โหมดคู่กับวงจรรองผ่านสองแถบความถี่แบบต่างๆ

References	Types	Degrees	Frequency (GHz)	Insertion loss (dB)	Cutoff rejection >15 (dB) between two passbands (GHz)
[21]	Single-mode resonator	2	3.5/5	2/2	4.25-4.75
[22]	Coupled three-line microstrip structure	3	1.57/5.25	0.7/1.5	2.5-4.1
[23]	Coupled Stepped-Impedance Resonators	2	2.49/3.49	1.2/0.8	2.8-3.1
[24]	Step Impedance Resonators	1	4.7/7.1	0.8/0.37 (Simulated)	4.9-6.8
This work	Dual-mode resonator	2	1.8/2.4	1.02/1.2	1.9-2.35

5.2 ปัญหาและข้อเสนอนแนะ

ในการสร้างวงจรมิโครเวฟบนโครงสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริป สิ่งที่สำคัญและสำคัญที่ต้องคำนึงถึงก็คือค่าของพารามิเตอร์ของวัสดุแผ่นวงจรพิมพ์ไมโครเวฟ และเทคนิคในการสร้างสายนำสัญญาณ ในการพิจารณาเลือกแผ่นวงจรพิมพ์ไมโครเวฟ สำหรับการใช้งานที่เหมาะสมค่าสัมประสิทธิ์ที่พิจารณา ดังนี้

5.2.1 ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (ϵ_r) แผ่นวงจรพิมพ์ไมโครเวฟที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์สูง ๆ จะทำให้สามารถออกแบบสายนำสัญญาณที่มีขนาดเล็ก แต่ในการออกแบบ วงจรพิมพ์ไมโครเวฟ ที่มีขนาดสายนำสัญญาณที่เล็ก หรือช่องว่างระหว่างสายนำสัญญาณ แคบ ๆ มากเกินไป ซึ่งถ้าหากมีขนาดเล็กกว่าความสามารถในการเซาะของดอกสว่านจะไม่สามารถเซาะขึ้นงานได้ตามขนาดที่ต้องการ จะส่งผลให้ค่าของสัญญาณที่ทำการวัดและทดสอบของงานจริงมีค่าแตกต่างกับค่าของการ

จำลองแบบการทำงาน ขณะเดียวกันถ้าหากแผ่นวงจรพิมพ์ไมโครเวฟมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ต่ำ ๆ สายนำสัญญาณไมโครสตริปจะมีขนาดที่ใหญ่ขึ้นตามค่าที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ทำให้ชิ้นงานที่ได้มีขนาดใหญ่ ไม่เหมาะสมกับการนำไปใช้งาน

5.2.2 ค่าความหนาของชั้นสารฉนวนแผ่นวงจรพิมพ์ไมโครเวฟที่มีขนาดบางมากเกินไป เครื่องเซาะก็อาจไม่สามารถจับชิ้นงานให้คงที่ได้ และดอกสว่านอาจจะทำการเซาะถึงเนื้อชั้นสารฉนวน จะส่งผลให้เกิดการสูญเสียในชิ้นงานเพิ่มขึ้นและจะทำให้ค่าผลการวัดและทดสอบมีค่าแตกต่างมากขึ้นจากการจำลองแบบการทำงาน

5.2.3 ค่าแทนแจนท์การสูญเสีย (δ) ต้องพิจารณาค่าให้เกิดการสูญเสียที่มีค่าต่ำ ๆ เพราะจะส่งผลให้เกิดค่าสูญเสียที่ต่ำสำหรับงานวงจรพิมพ์ไมโครเวฟงานวิทยานิพนธ์นี้ ใช้งานเทคนิคในการสร้างวงจรพิมพ์ ซึ่งเครื่องเซาะวงจรพิมพ์จะมีรายละเอียดที่แตกต่างกัน ขึ้นอยู่กับรายละเอียดของชิ้นงาน และขนาดของดอกสว่านที่ใช้ในการเซาะทองแดงออกจากแผ่นวงจรพิมพ์ ลักษณะของการเซาะวงจรแผ่นพิมพ์ทั่วไปมี 2 ลักษณะ คือ การเซาะแบบที่เรียกว่า Universal Cutter และ RF Cutter

สำหรับการเชื่อมต่อระหว่างสายนำสัญญาณกับหัวต่อแบบ SMA ก็ต้องพิจารณาถึงการบัดกรีด้วยความร้อนที่ถูกควบคุมไม่ให้ร้อนเกินไป เพราะถ้าหากร้อนเกินไปอาจทำให้แผ่นลายทองแดงสายนำสัญญาณที่ถูกความร้อนเกินไป จะทำให้เกิดการร่อนออกจากชั้นสารฉนวนได้ อีกอย่างหนึ่งที่ต้องพิจารณาคือ จุดเชื่อมต่อของ สายนำสัญญาณกับ SMA ถ้าหากขนาดของสายนำสัญญาณมีขนาดเล็กหรือแคบมากการบัดกรีก็อาจเกิดความยุ่งยาก และถ้าหากเพิ่มขนาดของสายนำสัญญาณมากไปก็อาจส่งผลกับสายนำสัญญาณโดยรวมได้ อีกอย่างหนึ่งก็ต้องพิจารณา เนื่องจากเครื่องวิเคราะห์ที่โครงข่าย จะมีสายเชื่อมต่อกับสายต่อที่มีลักษณะที่แข็งไม่ยืดหยุ่น ทำให้ต้องการยึด SMA กับแผ่นพิมพ์ให้แน่นหนา เมื่อต่อกับสายเชื่อมวัดจะไม่ทำให้จุดเชื่อมต่อระหว่าง SMA และสายนำสัญญาณขาดจากกันได้ และอีกอย่างที่ต้องพิจารณาเพื่อไม่ให้เกิดความยุ่งยาก คือเรื่องหัวต่อกับสายนำสัญญาณควรทราบว่าสายนำสัญญาณที่จะใช้วัดและทดสอบใช้การต่อด้วยหัวชนิดใด ชิ้นงานในวิทยานิพนธ์นี้ใช้หัวต่อแบบ SMA แต่เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายเป็นแบบ BNC จึงจำเป็นต้องใช้หัวต่อที่เป็นตัวแปลง BNC เป็น SMA เสียก่อนและต้องทำการปรับแต่งให้ได้ค่ามาตรฐาน ซึ่งอาจทำให้ค่าของการวัดและทดสอบพารามิเตอร์ของวงจรที่ออกแบบเปลี่ยนไป ทำให้ไม่ตรงกับที่ได้ทำการจำลองไว้ได้

ปัญหาของค่าพารามิเตอร์ไมโครเวฟที่เรียกว่าพารามิเตอร์กระจายกระจายบางค่าจากชิ้นงานจริง อาจจะไม่ตรงกับผลการจำลองการแบบทำงานในบางค่า เพราะผลการจำลองแบบการทำงานไม่ได้พิจารณาถึงการสูญเสียที่เกิดจากการสร้างชิ้นงานจริงจากแผ่นพิมพ์ไมโครเวฟ การเชื่อมต่อระหว่างสายนำสัญญาณไมโครสตริปกับหัวต่อ SMA และการเชื่อมต่อระหว่างชิ้นงานกับ Network Analyzer

เอกสารอ้างอิง

1. D. M., Pozar, Microwave Engineering, 2nd edition, Ch. 8, Wiley, New York, 1998.
2. J.-S. Hong, and M. J. Lancaster, Microstrip Filter for RF/Microwave Applications, Wiley, New York, 2001.
3. S. S. Oh, and Y. S. Kim, "A compact duplexer for IMT-2000 handsets using microstrip slow-wave open-loop resonators with high-impedance meander lines," Radio Wireless Conf., pp.177–180, Aug. 2001.
4. E. Goron, J.-P. Coupez, C. Person, Y. Toutain, H. Lattard, and F. Perrot, "Accessing to UMTS filtering specifications using new microstrip miniaturized loop-filters," IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., pp.1599–1602, Jun. 2003.
5. J. Konpang, "A compact diplexer using square open loop with stepped impedance resonators," Asia-Pacific Microwave Conference, pp.1–4, 2008.
6. H. Peng, and YC. Chiang, "Microstrip diplexer constructed with new types of dual-mode ring filters," IEEE Microwave Wireless Compon Lett. Vol.25, pp. 7-9, 2015.
7. T. Yang, P-L Chi, and T. Itoh, "High isolation and compact diplexer using the hybrid resonators," IEEE Microwave Wireless Compon Lett. Vol.10, pp. 551-553, 2010.
8. X. Guan, F. Yang, H. Liu, and L. Zhu, "Compact and high-isolation diplexer using dual-mode stub-loaded resonators," IEEE Microwave Wireless Compon Lett. Vol.24, pp. 385-387, 2014.
9. F. Cheng, X. Lin, Z. Zhu, L. Wang, and Y. Fan, "High isolation diplexer using quarter-wavelength resonator filter," Electron Lett. Vol. 6, pp. 330-331, 2012.
10. J. Xiao, M. Zhu, Y. Li, L. Tian, and J. Ma, "High selective microstrip bandpass filter and diplexer with mixed electromagnetic coupling," IEEE Microwave Wireless Compon Lett. Vol. 12, pp. 781-783, 2015.
11. J. Xu, and X. Zhang, "Compact high-isolation LTCC diplexer using common stub-loaded resonator with controllable frequencies and bandwidths," IEEE Trans Microw Theory Tech., Vol. 65, 2017.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

12. J. Konpang, M. Sandhu, N. Somjit, and I. Hunter, "Novel RF interference rejection technique using a four-port diplexer". European Microwave Conference, October; 2016: pp.524–527, London, UK.
13. J. Konpang, M. Sandhu, N. Somjit, and I. Hunter, "Four-port microstrip diplexer for RF interference rejection" 2016 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, ECTI-CON 2016.
14. V. Krishna, U. Prabhakaran, A. V. G. Subramanyam, D. Sivareddy, and V. V. Srinivasan, "Design of compact microstrip diplexer with high selectivity." In Signal Processing and Communications (SPCOM), 2012 International Conference on, pp. 1-4. IEEE, 2012.
15. J.-S. Hong, and M.J. Lancaster, "Theory and experiment of novel microstrip slow-wave open-loop resonator filters," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., Vol. 45, No. 12, pp. 2358–2365, 1997.
16. J.-S. Hong, and M. J. Lancaster, "Design of highly selective microstrip bandpass filters with a single pair of attenuation poles at finite frequencies," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., Vol. 48, No. 7, pp.1098–1107, 2000.
17. A. Lakshman, D. Budimir, and M. M. Potrebic, "Design of open-loop dual-mode microstrip filters," Progress In Electromagnetics Research 19 (2010): 179-185.
18. J.-S. Hong, H. Shaman, and Y.-H. Chun, "Dual-mode microstrip open-loop resonators and filters," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., Vol. 55, No. 8, pp.1764–1770, 2007.
19. N. Wattikornsirikul, and M. Kumngern. "Dual-Mode Diplexer with High Isolation Based on Amplitude and Phase Cancellation Technique," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol.76, pp. 187-195, 2018.

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

20. N. Wattikornsirikul, and M. Kumngern, "Dual-Mode Dual-Band Bandpass Filter with Asymmetrical Transmission Zeros," *Progress In Electromagnetics Research* Vol.86, pp.193-202, 2019.
21. P. Manimala, J. Chatterjee, and R. Ghatak, "A compact dual band bandpass filter for WLAN/WiMAX application," In 2011 IEEE Applied Electromagnetics Conference (AEMC), pp. 1-3, 2011.
22. S. Zhengyu, L. Zhang, Y. Yan, and H. Yang, "Compact dual-band bandpass filter using coupled three-line microstrip structure with open stubs," In 2011 4th IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, pp. 392-395, 2011.
23. Z. He, and A. M. Abbosh, "Single-and dual-band bandpass filters using coupled stepped-impedance resonators with embedded coupled-lines." *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 26, No. 9, pp.675-677, 2016.
24. K. Morteza, and M. Shakiba, "Compact Microstrip Dual-Band Bandpass Filter Using Step Impedance Resonators." In 2019 27th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE), pp. 323-325, 2019.

ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

1. Natchayathorn Wattikornsirikul and Montree Kumngern, “ Dual-Mode Diplexer with High Isolation Based on Amplitude and Phase Cancellation Technique” Progress In Electromagnetics Research M, Vol. 76, 187-195, 2018
2. Natchayathorn Wattikornsirikul and Montree Kumngern, “ Dual-Mode Dual-Band Bandpass Filter with Asymmetrical Transmission Zeros” Progress In Electromagnetics Research M, Vol. 86, 193-202, 2019



ELECTROMAGNETIC WAVES

PIERM 76

Progress

In

Electromagnetics

Research M

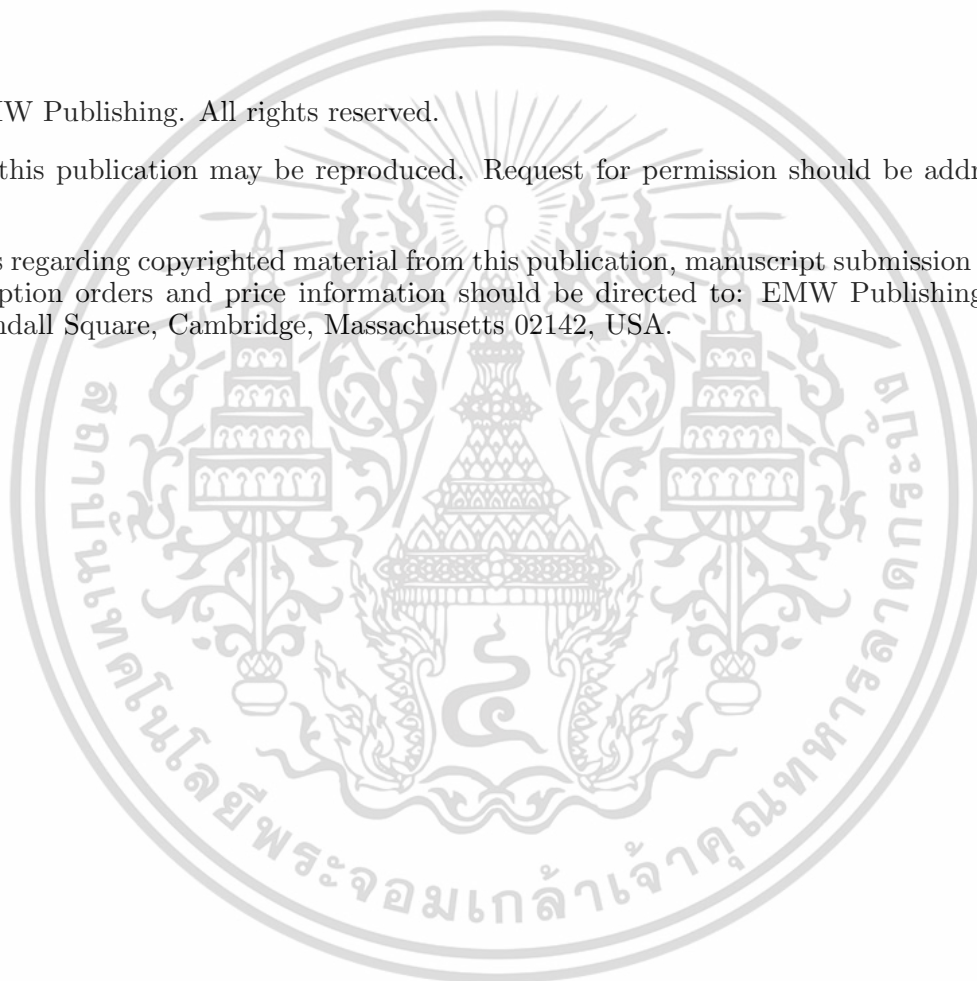


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

© 2018 EMW Publishing. All rights reserved.

No part of this publication may be reproduced. Request for permission should be addressed to the Publisher.

All inquiries regarding copyrighted material from this publication, manuscript submission instructions, and subscription orders and price information should be directed to: EMW Publishing, P. O. Box 425517, Kendall Square, Cambridge, Massachusetts 02142, USA.



E-ISSN 1937-8726

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTROMAGNETIC WAVES

PIERM 76

Progress In Electromagnetics Research M

Chief Editors: Weng Cho Chew and Sailing He

EMW Publishing
Cambridge, Massachusetts, USA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CONTENTS

Magnetic and Electric Coupling Analysis for Angular Misalignment of Spiral Resonators in WPT Systems	
Yangjun Zhang and Tatsuya Yoshikawa	1
Improved Matrix Synthesis for Inline Filters with Transmission Zeros Generated by FVC	
Yong-Liang Zhang	9
Symmetric Extension of Steering Vectors and Beamforming	
Shexiang Ma and Fei Pan	19
Performance Enhancement of Ag-Au Bimetallic Surface Plasmon Resonance Biosensor using InP	
Hasan Khaled Rouf and Tauhidul Haque	31
Simulating Underwater Electric Field Signal of Ship Using the Boundary Element Method	
Xiangjun Wang, Qinglin Xu, Jianchun Zhang, and Fangjun Liu	43
An SIW Quasi-Elliptic Filter with a Controllable Bandwidth Based on Cross Coupling and Dual-Mode Resonance Cavity	
Xiang An, Qi Zhou, and Zhi-Qing Lv	55
Millimeter-Wave Antenna Array Performance Sensitivity to Structural Distortion Using Coupled Structural-Electromagnetic-Statistical Technique	
Oluwole J. Famoriji, Akinwale Fadamiro, Rabiu S. Zakariyya, Zakir Khan, and Fujiang Lin	65
Rapidly Adaptive CFAR Detection in Antenna Arrays	
Anatolii A. Kononov	75
Applying Convolutional Neural Networks for the Source Reconstruction	
He Ming Yao, Wei E. I. Sha, and Li Jun Jiang	91
Polarization Diversity UWB Antennas with and without Notched Bands	
Bazil Taha Ahmed and Eva Morodo Lasa	101
Decoupler Design for MIMO Antennas of USB Dongle Applications Using Ground Mode Coupling Analysis	
Zeeshan Zahid, Longyue Qu, Hyung Hoon Kim, and Hyeongdong Kim	113
HIS-EBG Unit Cells for Pattern and Frequency Reconfigurable Dual Band Array Antenna	
Raimi Dewan, Mohamad K. A. Rahim, Mohamad R. Hamid, Mohamed Himdi, Huda A. Majid and Noor A. Samsuri	123
Simulation-Driven Design for a Hybrid Lumped and Distributed Dual-Band Stub Using Input and Output Space Mapping	
Jianqiang Gong, Yuhao Wang, and Chaoqun Zhang	133

A Technique to Retrieve High-Frequency Permeability of Metals from Constitutive Parameters of Composites with Metal Inclusions of Arbitrary Shape, Estimate of the Microwave Permeability of Nickel

Sergey Nickolaevich Starostenko, Konstantin Nickolaevich Rozanov, Artem Olegovich Shiryaev and Andrey Nickolaevich Lagarkov 143

Cross Polarized 2×2 UWB-MIMO Antenna System for 5G Wireless Applications

Haitham Alsaif, Muhammad Usman, Muhammad T. Chughtai, and Jamal Nasir 157

Asymmetric Ground Structured Circularly Polarized Antenna for ISM and WLAN Band Applications

Badugu Prudhvi Nadh, Boddapati Taraka Phani Madhav, Munuswamy Siva Kumar Manikonda Venkateswara Rao and Tirunagari Anilkumar 167

Microstrip Moisture Sensor Based on Microstrip Patch Antenna

Sweety Jain, Pankaj Kumar Mishra, Vandana Vikas Thakare, and Jyoti Mishra 177

Dual-Mode Diplexer with High Isolation Based on Amplitude and Phase Cancellation Technique

Natchayathorn Wattikornsirikul and Montree Kumngern 187

MZR Resonators Etched in Microstrip Patch with Enhanced Bandwidth and Reduced Size

Xiao-Feng Li, Lin Peng, Jing Ma, Bin Shi, Xiao-Ming Li, and Xing Jiang 197

Low Loss and High Transmission Electromagnetically Induced Transparency (EIT) Effect in Cylindrical Through-Hole Dielectric Cubes

Lei Zhu, Xin Zhao, Chun Hui Zhao, Liang Dong, Feng Juan Miao, Chao Hui Wang, and Jing Guo 207

Inverse Source of Circumference Geometries: SVD Investigation Based on Fourier Analysis

Giovanni Leone, Maria A. Maisto, and Rocco Pierri 217

ELECTROMAGNETIC WAVES

PIERM 86

Progress

In

Electromagnetics

Research M

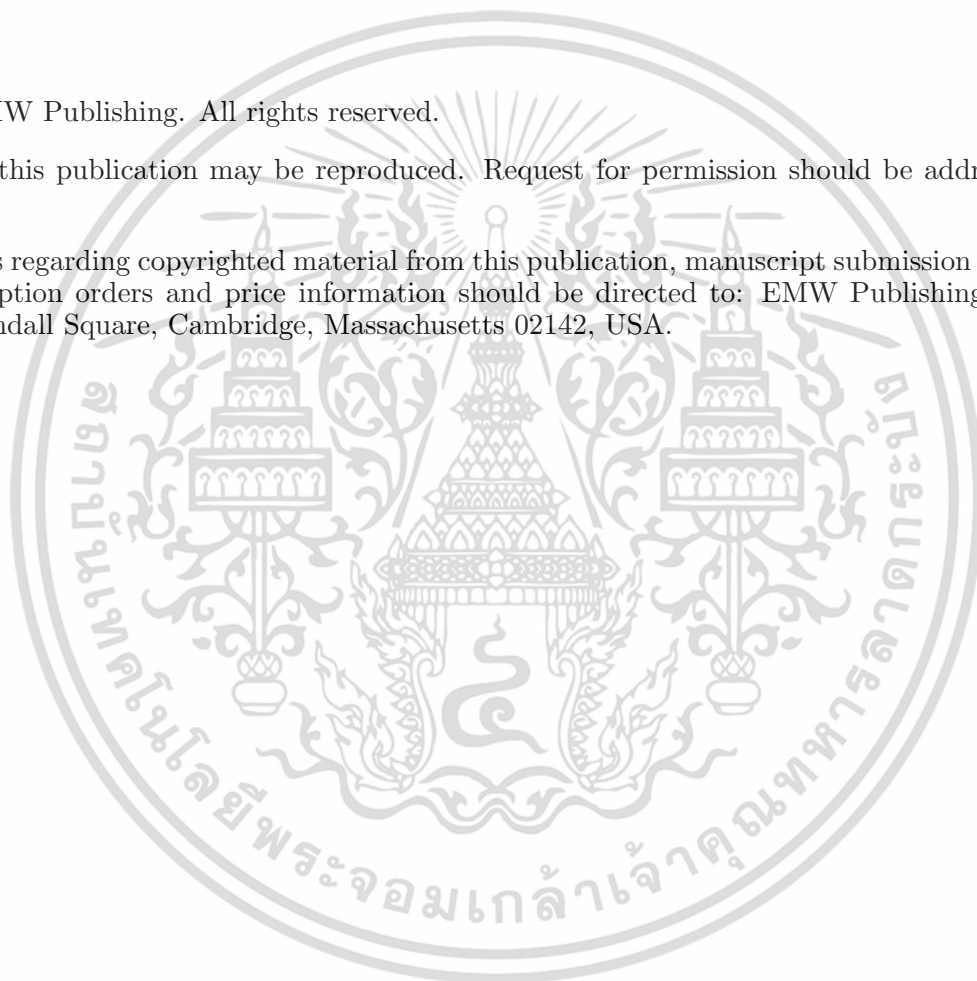


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

© 2019 EMW Publishing. All rights reserved.

No part of this publication may be reproduced. Request for permission should be addressed to the Publisher.

All inquiries regarding copyrighted material from this publication, manuscript submission instructions, and subscription orders and price information should be directed to: EMW Publishing, P. O. Box 425517, Kendall Square, Cambridge, Massachusetts 02142, USA.



E-ISSN 1937-8726

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTROMAGNETIC WAVES

PIERM 86

Progress In Electromagnetics Research M

Chief Editors: Weng Cho Chew and Sailing He

EMW Publishing
Cambridge, Massachusetts, USA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CONTENTS

Energy Distribution Characteristics of Magnetically Coupled Resonant Wireless Power Transfer Systems Considering Four Basic Reactive Power Compensations	
Wanlu Li, Quandi Wang, Jianwei Kang, and Yingcong Wang	1
An Investigation of Dual-Band Dual-Square Ring (DSR) Based Microstrip Antenna for WiFi/WLAN and 5G-NR Wireless Applications	
Biswa Ranjan Swain and Ashish Kumar Sharma	17
Analysis of Multiplication Characteristics of Coaxial Waveguide Loaded Ceramic under External Electric Field	
Long Yao, Rui Zhang, Yong Wang, and Xue Zhang	27
DOA Estimation for Non-Circular Signal with Nested Array	
Jing Zhao, Sheng Liu, Sihuan Que, Qikui Zou, and Mengmei Ou	39
Ship Target Tracking Using Underwater Electric Field	
Peng Yu, Jinfang Cheng, and Jiawei Zhang	49
Thermal Characteristics Analysis of Single-Winding Bearingless Switched Reluctance Motor	
Yonghong Huang, Fengxiao Huang, Ying Zhang, Chi Chen, Ye Yuan, and Jianhua Luo	59
Ambiguity in the Definition of Effective Dielectric Permittivity of Layered Heterogeneous Medium	
Vladimir M. Serdyuk and Joseph A. Titovitsky	71
Study of the Frequency Characteristic for a Magnetically Coupled Resonant Wireless Power Transmission System with Changes of the Capacitance	
Zhongqi Li, Yang Yuan, Shoudao Huang, Yonghong Long, Kaiyuan Lu, and Jiliang Yi	79
A Method for Fast Establishing Tropospheric Refractivity Profile Model Based on Radial Basis Function Neural Network	
Tao Ma, Heng Liu, and Yu Zhang	93
Optimization of Quasi-Constant Mutual Inductance of Asymmetrical Coils with Lateral Misalignment in Wireless Power Transfer System	
Zhongqi Li, Jing Li, Jiliang Yi, Wuxian Liao, and Min Zhang	103
The Effect of Number of Pole Pairs on Torque Ripple of Magnetic Gear	
Libing Jing and Zhangxian Huang	115
Efficient High-Speed Strip-Mode SAR Raw Signal Simulator of Extended Scene Included Static and Moving Targets	
Liang Yang	125

Polycarbonate Based Overlapped Architecture for Landscape and Portrait Modes of mmWave 5G Smartphone

Gulur S. Karthikeya, Mahesh P. Abegaonkar, and Shibam K. Koul 135

A Co-Polarized Microwave Absorber with Dual Mode Resonance Based on Dual Split Ring Geometry for Wi-Max and WLAN Applications

Gobinda Sen, Anumoy Ghosh, Mukesh Kumar, Sk. Nurul Islam, and Santanu Das 145

A Two-Step Method for the Low-Sidelobe Synthesis of Uniform Amplitude Planar Sparse Arrays

Lanmei Wang, Xin-Kuan Wang, Gui-Bao Wang, and Jian-Ke Jia 153

Compact, Broadband and Reliable Lateral MEMS Switching Networks for 5G Communications

Sukomal Dey, Shibam K. Koul, Ajay K. Poddar, and Ulrich Rohde 163

Deminiaturized Mode Control Rectangular Dielectric Resonator Antenna

Richa Gupta and Arti Vaish 173

Study of Transmitter Interference to Receiver at 2 GHz with High Antenna Port Isolation

Marko Sonkki, Janne Aikio, Marko E. Leinonen, and Aarno Pärssinen 183

Dual-Mode Dual-Band Bandpass Filter with Asymmetrical Transmission Zeros

Natchayathorn Wattikornsirikul and Montree Kumngern 193

Computer-Aided Design of Superconducting Equilateral Triangular Patch on Anisotropic Substrates

Abdelkarim Gadda, Sami Bedra, Chahinez Agaba, Siham Benkouda, Randa Bedra and Tarek Fortaki 203

Dual-Mode Diplexer with High Isolation Based on Amplitude and Phase Cancellation Technique

Natchayathorn Wattikornsirikul* and Montree Kumngern

Abstract—This paper presents a dual-mode diplexer with easy fabrication and high signal isolation based on amplitude and phase cancellation technique. The dual-mode structure enables a compact and easy asymmetrical frequency response which also requires considerable attenuation between the proximity in frequency of the transmitter and that of the receiver. Two back-to back dual-mode three-port diplexers and a 180° phase shifter are easily employed to construct the proposed device, which are combined to form a four-port dual-mode diplexer. A 180° phase shift in one branch can be achieved by delayed transmission line. The simulated and measured four-port dual-mode diplexers are designed at the operational frequency of Tx/Rx at 1.95 GHz and 2.14 GHz, respectively. The measured results of Tx/Rx dual-mode diplexer devices are presented of 48.5 dB Tx/Rx isolation. This four-port dual-mode diplexer achieves the isolation (S_{32}) more than 21.5 dB compared with a conventional three-port dual-mode diplexer.

1. INTRODUCTION

Diplexer is usually used in RF front-ends of several communications to discriminate two different signal frequency bands for transmitting (Tx) and receiving (Rx) channels while sharing a single antenna. A diplexer structure is composed of two bandpass filters with different passband frequencies. In multiband communications, filters and diplexers are currently required to design with compactness, light weight and high signal isolation. Microstrip bandpass filters can be easily mounted on a dielectric substrate and can provide a more flexible design of the circuit layout [1]. The square open-loop microstrip resonators filters are highly desirable in wireless communication systems with compactness and high performance [2]. A lot of efforts have been made on compact resonator filters and diplexers such as stepped impedance open-loop resonators [3], miniaturized open-loop resonator [4], and square open loop with stepped-impedance resonator [5].

In addition, it is challenging to design a diplexer with high signal isolation. Because when the signal transmitting power is high, the leakage of high signal power from transmitting channels increases. As a result of high transmitting signal, the channel interference between Tx/Rx ports can destroy Rx components. To increase high signal isolation while offering easy structure design, many research papers have been focused on increasing the signal isolation in diplexers. A variety of different filters and diplexers have been made for increasing the signal isolation in diplexers [6–11]. Normally, most common diplexer designs require high degree filters to achieve high Tx/Rx isolation, resulting in a very complicated filter design and fabrication process. An alternative technique to design a diplexer with low cost, high signal isolation and easy fabrication process was proposed by using a four-port network [12, 13]. To achieve the realized prototype, the technique for size reduction and high isolation signal by using dual-mode resonator was presented in [14]. Moreover, the considerable attenuation of

Received 25 October 2018, Accepted 3 December 2018, Scheduled 12 December 2018

* Corresponding author: Natchayathorn Wattikornsirikul (natchayathorn.w@rmutp.ac.th).

The authors are with the Department of Telecommunications Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

transmitter signal in the receiver is also required to discriminate the proximity in frequencies of the transmitter and receiver. Asymmetric filter responses can be used to achieve this kind of requirement.

In this paper, a dual-mode diplexer with easy fabrication and high signal isolation is proposed based on amplitude and phase cancellation technique. The dual-mode structure enables a compact size and easy asymmetrical frequency response which also requires considerable attenuation between the proximity in frequency of the transmitter and that of the receiver. Two back-to-back three-port dual-mode diplexers and a 180° phase shifter are easily employed to construct the proposed device and are combined to form a four-port dual-mode diplexer. A 180° phase shift in one branch can be achieved by delayed transmission line to cancel the same amplitude signal but different phases in transmitter and receiver.

2. ANALYSIS OF DUAL-MODE RESONATOR FILTER

Dual-mode resonator filters are used to discriminate two different signal frequencies for Tx and Rx channels in three- and four-port diplexers. A four-port dual-mode diplexer can be designed by using two dual-mode diplexers with 180° different phases. This technique offers higher Tx/Rx signal isolation than a conventional three-port diplexer. To verify the new design technique, both dual-modes for Tx and Rx channels are presented in this section. The diplexer (four-port) design is based on the independent design of two diplexers as in following steps.

Step 1: design a dual-mode filter in Tx between ports 1 and 2 at center frequency of 1.95 GHz with 50 MHz bandwidth, and the transmission zero is produced at upper center frequency sideband.

Step 2: design a dual-mode filter in Rx between ports 2 and 3 at center frequency of 2.14 GHz with 50 MHz bandwidth, and the transmission zero is produced at lower center frequency sideband.

Step 3: then, a T-junction connects the two independent bandpass filters in the form of a three-port dual-mode diplexer.

Step 4: finally, the four-port dual-mode diplexer is based on two back-to-back dual-mode diplexers with coupled-feeders, which are combined to form a four-port diplexer. The delayed-line is used to tune the phase between ports 2 and 4 to achieve a 180° phase shift.

Dual-mode resonator filter design is based on a single mode open-loop resonator as in [15, 16] in which the single mode resonator focuses only on the odd mode resonance. Normally, an even mode resonance of single-mode resonator is present approximately at twice the fundamental resonant frequency, and even-mode is of little use in single band resonator filter synthesis. For this reason, even mode will emerge as the first spurious response which degrades the filter performance. On the other hand, the even mode of dual-mode filters may also be used as a doubly tuned circuit [17].

Consequently, an open-loop filter may be adjusted to act as a doubly-tuned filter. Based on the proposed structure in [17, 18], the even mode resonance can be moved close to the operating frequency band (the odd mode). Therefore, these two poles create a second-order response. The layout of the dual-mode filter is shown in Fig. 1. An open circuited stub is added and placed in the center of the filter to lower the even mode resonant frequency. The extended stub has no effect on the odd mode [17]. Hence, the two modes can be tuned independently.

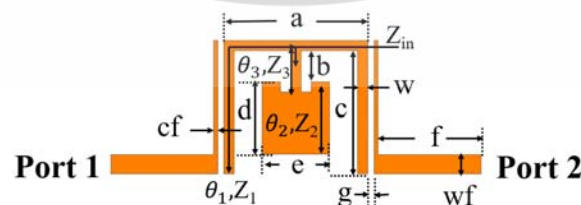


Figure 1. Schematic diagram of dual-mode microstrip stepped-impedance resonator.

The even and odd mode equivalent circuits at resonant mode are shown in Fig. 2. An open-circuited half wavelength type resonator is the even mode resonator while a short circuited quarter wavelength resonator is the odd mode one.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

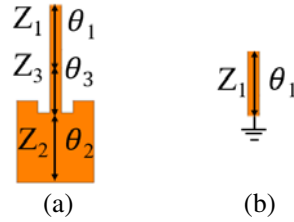


Figure 2. (a) Even-mode resonator (b) Odd-mode resonator.

The dual-mode resonator by using stepped impedance can be illustrated as an example design. The use of stepped impedances reduces the length of the open circuited stub. It can also be employed to achieve dual-mode performance [18]. The open circuited stub consists of two sections of different impedances as illustrated in Fig. 1. Dimensions were calculated using equations

$$\theta_1 \cong \frac{\pi}{2} \tag{1}$$

The stepped impedance stub (Z_2, Z_3) is connected to the middle of the resonator (Z_1), where αZ_2 and βZ_3 represent the even mode equivalent impedances of the sections with impedances Z_2 and Z_3 . Let $R = \beta Z_3 / \alpha Z_2$, so $R > 1$ for the stepped impedance resonator where $\beta Z_3 > \alpha Z_2$. The electrical length θ_2 is given approximately by [17].

$$\theta_2 = \cos^{-1} \left(\sqrt{\frac{R(R-1)}{(R^2-1)}} \right) \tag{2}$$

The electrical length (θ_3) of the open circuited stub may be defined from [17]

$$\theta_3 \cong (\pi + a \tan[-R \tan(\theta_2)]) - \left(\frac{c}{4f_{odd} \sqrt{\epsilon_{eff}}} \right) \tag{3}$$

where θ_x ($x = 1, 2, 3$) corresponds to electrical length of section in Fig. 1, and c is the speed of light in vacuum.

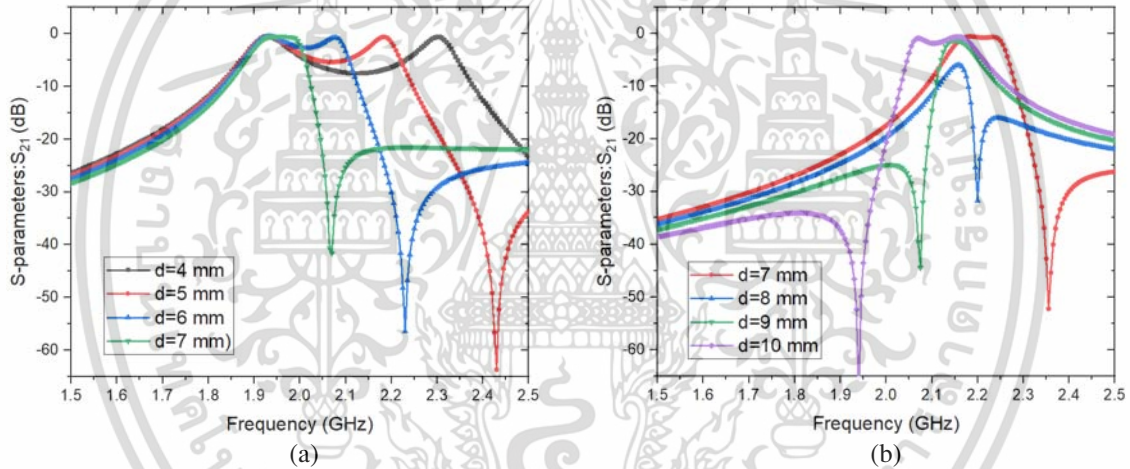
For demonstration, the proposed dual-mode microstrip filters are based upon a U-shaped resonator loaded by a stepped impedance open stub. The filters are designed on an RT/Duroid substrate having thickness $h = 1.27$ mm with relative dielectric constant $\epsilon_r = 6.15$. The filters were simulated by IE3D full-wave EM simulators. The resonator is coupled to the input and output ports with a feed structure having a linewidth (cf) and coupling spacing (g). The odd and even modes refer to as the first two resonating modes. These two modes can have the same or different modal frequencies which depend on the dimensions of the stepped resonator.

The operation of resonant frequencies against the length of stepped impedance resonator has been investigated using IE3D full-wave EM simulators. The dual-mode resonator is designed to achieve the desired resonant frequencies. The fundamental frequency is fixed by the length of U-shaped resonator (a and c). Even-mode characteristic can be achieved by adjusting the length of loaded stepped open circuit stub (d and e). Two input/output microstrip lines with 50Ω characteristic impedance are used to feed the proposed dual-mode stepped stub loaded resonator. The dimensions of dual-mode resonator filter are detailed in Table 1. As can be seen in Fig. 3, the stepped open-stub loaded length does not affect the S_{21} response at odd-mode resonant frequency as shown in Fig. 3(a) at 1.95 GHz and in Fig. 3(b) at 2.14 GHz, while the even-mode resonant frequency is flexibly controlled by changing the length of stepped-impedance (d). An inherent transmission zero (TZ) can be easily tuned to optimize the response. The TZ causes an asymmetric response. It can be illustrated that the TZ is produced as a direct result of the open-circuited stub. When the even mode resonant frequency appears below that of the odd mode, the TZ actually occurs on the lower stopband. This property can be used to improve selectivity of either the upper or lower stopband.

The microstrip dual-mode resonator filters are designed at the operational frequency 1.95 GHz and 2.14 GHz for Tx and Rx modules, respectively, with 20-dB bandwidth of 50 MHz (FBW = 2.6% at

Table 1. Dimensions of microstrip dual-mode resonator filter.

Dimensions	$R_X = 1.95 \text{ GHz}$	$T_X = 2.14 \text{ GHz}$
Resonator width (w)	1 mm	1 mm
Feed width (wf)	1.87 mm	1.87 mm
Coupling-feed width (cf)	0.4 mm	0.4 mm
Space between coupling-feed and dual-mode resonator (g)	0.6 mm	0.6 mm
Resonator length (a)	14 mm	14 mm
Resonator length (b)	3 mm	2 mm
Resonator length (c)	11.9 mm	9.89 mm
Patch length (d)	7 mm	8.95 mm
Patch width (e)	6.55 mm	9 mm
Feed length (f)	10 mm	10 mm

**Figure 3.** Simulated response of transmission zero located at (a) upper side band of the center frequency of 1.95 GHz (b) lower side band of the center frequency of 2.14 GHz with different length of loaded stepped-impedance.

1.95 GHz, 2.3% at 2.14 GHz). The passband insertion loss (IL) is less than 0.5 dB and 0.6 dB for Tx and Rx bands, respectively. The return losses (RLs) in both channels are better than 20 dB in the passband as shown in Figs. 4(a) and 4(b).

3. THREE-PORT DUAL-MODE DIPLEXER DESIGN

The structure of proposed dual-mode diplexer is shown in Fig. 5(a). Two filters are interconnected by an appropriately designed matching circuit of T-junction that has the width of 50Ω line. The diplexer geometry is optimized at the T-junction for better return loss performance in both the channels. Fullwave simulator IE3D is used to perform electromagnetic (EM) simulations. A photograph of the fabricated diplexer is shown in Fig. 5(b). Measurements are carried out using Agilent Vector Network Analyzer. The dimensions of dual-mode diplexer are listed in Table 2. Fig. 6(a) presents insertion losses (S_{21} , S_{31}) of 1.5 dB and 1.25 dB, and return losses (S_{11}) better than 24.2 dB and 22.5 dB, at 1.95 GHz and 2.14 GHz, respectively. Fig. 6(b) shows the isolation performance of the proposed diplexer. The dual-mode diplexer presents an out-of-band rejection better than 27 dB isolation (S_{32}) over the frequency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

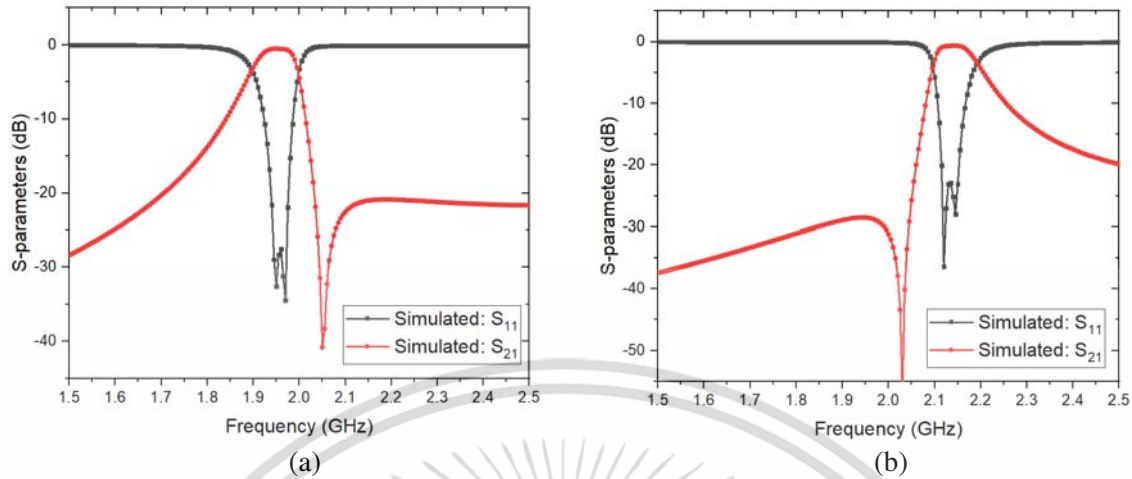


Figure 4. Simulated RL and IL results of dual-mode resonator filter (a) at 1.95 GHz (b) at 2.14 GHz.

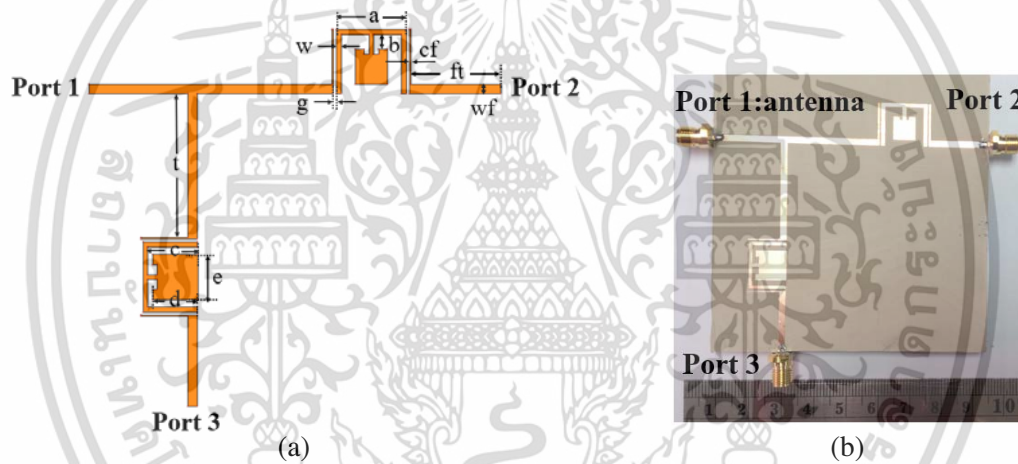


Figure 5. (a) Layout (b) photograph of three-port dual-mode diplexer.

range. The excess losses in the measurements are believed due to SMA connectors and fabrication errors.

4. FOUR-PORT DUAL-MODE DIPLEXER DESIGN

The topology of 4-port dual-mode diplexer is formed of two conventional three-port dual-mode diplexers joined back-to-back and a 180° phase shifter, as illustrated in Fig. 7(a). The geometry of four-port dual-mode diplexer is illustrated in Fig. 7(b). The design technique is based on two diplexers joined back-to-back to form the four-port diplexer. A 180° phase shifter is embedded in one of the channel filters between port 2 and port 4. To achieve such a phase shifter, a half wavelength delayed-line is adopted, as shown in Fig. 7(b). A phase shift of 180° ± 2° is achieved across the Tx and Rx bands. A photograph of the fabricated four-port dual-mode diplexer is pictured in Fig. 7(c). The dimensions of the microstrip four-port dual-mode diplexer are detailed in Table 3.

The measured and simulated results of the four-port dual-mode diplexer are shown in Fig. 8(a). The measured in-band return loss is better than 16 dB in the first passband (1.95 GHz) and 2 dB in the second passband (2.14 GHz), respectively. The insertion losses are approximately 1.15/1.20 dB at the two passbands. The simulation and measurement results are in good agreement. The comparison of signal isolation, S_{32} , of four-port dual-mode diplexer and three-port dual-mode diplexer isolation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Table 2. Dimensions of three-port microstrip dual-mode resonator diplexer.

Dimensions	$R_X = 1.95 \text{ GHz}$	$T_X = 2.14 \text{ GHz}$
Resonator width (w)	1 mm	1 mm
Feed width (wf)	1.87 mm	1.87 mm
Coupling-feed width(cf)	0.4 mm	0.4 mm
Space between coupling-feed and dual-mode resonator (g)	0.6 mm	0.6 mm
Resonator length (a)	14 mm	14 mm
Resonator length (b)	3 mm	2 mm
Resonator length (c)	11.9 mm	9.89 mm
Patch length (d)	7 mm	8.95 mm
Patch width (e)	6.55 mm	9 mm
Feed length (ft)	19.8 mm	19.8 mm
T-junction length (t)	29.35 mm	27.05 mm

Table 3. Dimensions of four-port microstrip dual-mode resonator diplexer.

Dimensions	$R_X = 1.95 \text{ GHz}$	$T_X = 2.14 \text{ GHz}$
Resonator width (w)	1 mm	1 mm
Feed width (wf)	1.87 mm	1.87 mm
Coupling-feed width (cf)	0.4 mm	0.4 mm
Space between coupling-feed and dual-mode resonator (g)	0.6 mm	0.6 mm
Resonator length (a)	14 mm	14 mm
Resonator length (b)	3 mm	2 mm
Resonator length (c)	11.9 mm	9.89 mm
Patch length (d)	7 mm	8.95 mm
Patch width (e)	6.55 mm	9 mm
Feed length (ft)	19.8 mm	19.8 mm
T-junction length (t)	29.35 mm	27.05 mm
Delayed-line length (k)	18.4 mm	
Microstrip line length (m)	5.58 mm	
Delayed-line length (n)	17.7 mm	

Table 4. Comparison of proposed four-port dual-mode diplexer with the state-of-the arts diplexer.

References	Types	Degrees	Frequency (GHz)	Insertion loss (dB)	Isolation (dB)	Ports no.
[8]	Dual-mode resonator	2	1.95/2.14	1.2/1.5	> 35	3
[9]	Quarter-wavelength resonators	2	1.8/2.4	1.1/1.18	> 40	3
[10]	Open-loop single-mode	2	2.44/3.52	1.43/1.59	> 42	3
[11]	Low-temperature co-fired ceramic (LTCC)	3	3.55/5.55	1.74/2.37	> 40	3
This work	Dual-mode resonator	2	1.95/2.14	1.15/1.2	> 48.5	4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

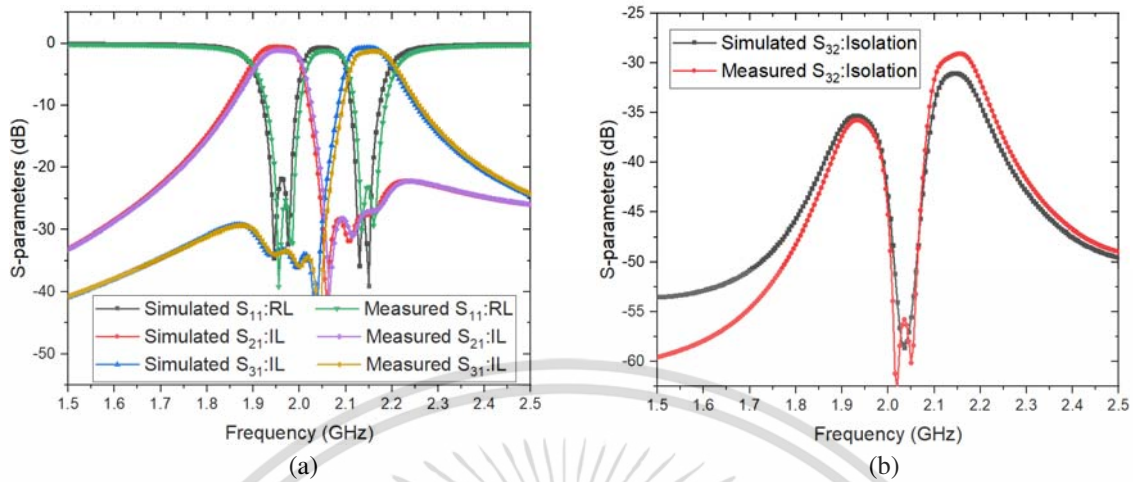


Figure 6. Comparison between simulated and measured results of (a) RL and IL of three-port dual-mode diplexer (b) isolation (S_{32}) of three-port dual-mode diplexer.

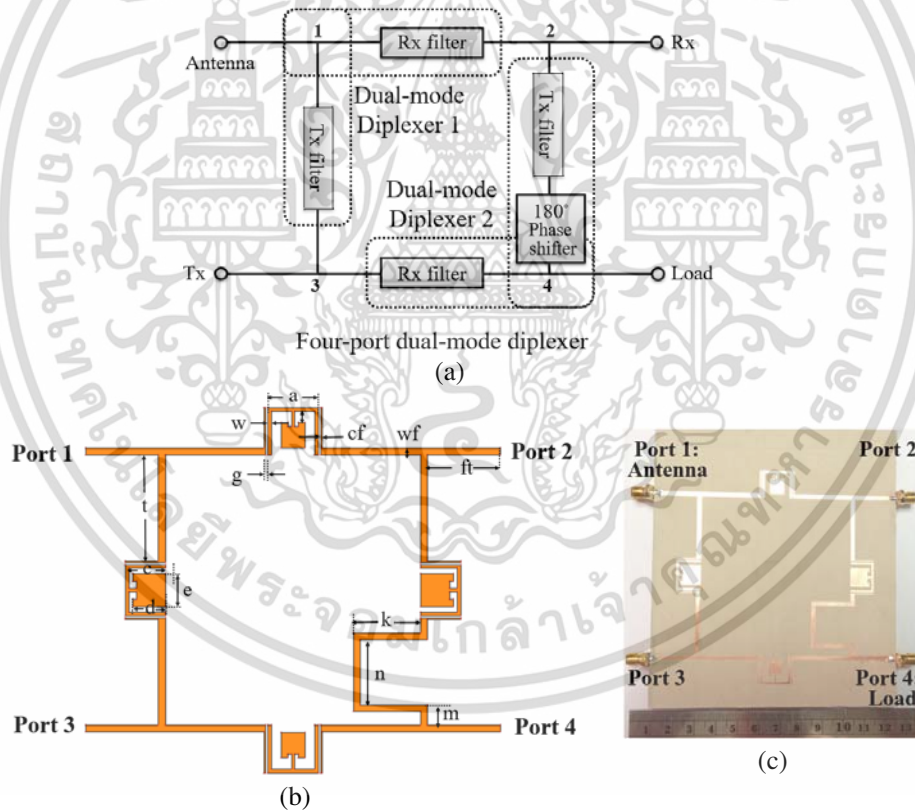


Figure 7. (a) Topology (b) layout (c) photograph of four-port dual-mode diplexer.

between Rx and Tx bands is shown in Fig. 8(b). The measured signal isolation of the conventional three-port dual-mode diplexer is 27 dB, and it is 48.5 dB for the four-port dual-mode diplexer.

To compare the size of the proposed four-port dual-mode diplexer, a conventional four-port diplexer [13] is simulated by using a single-mode microstrip open loop resonator. The total number of degrees required in a single-mode bandpass filter can be reduced by half for dual-mode resonator. High signal isolation between the Tx and Rx modules is achievable by only using one resonator filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

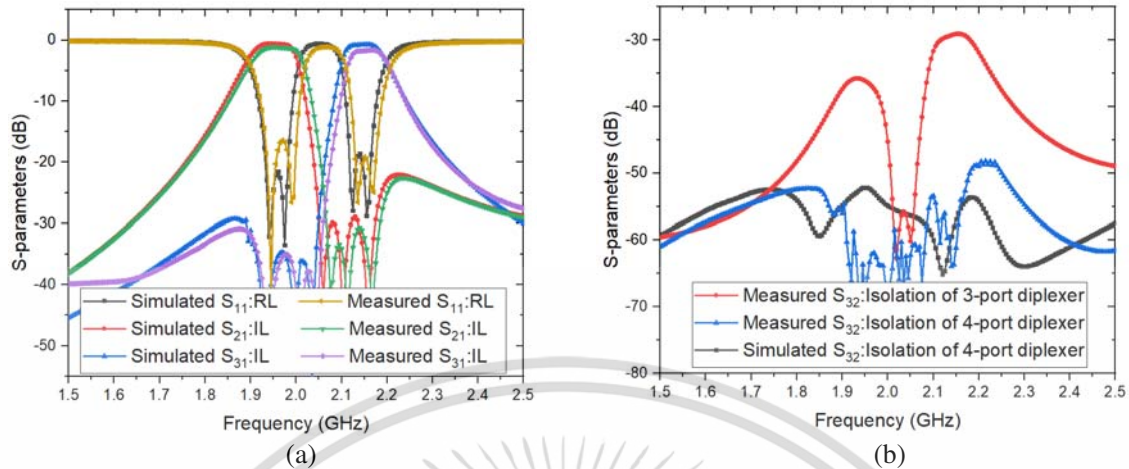


Figure 8. Comparison between simulated and measured results of (a) RL and IL of four-port diplexer (b) isolation (S_{32}) between three-port diplexer and four-port diplexer.

topology. Moreover, four-port microstrip dual-mode diplexer still reduces overall signal losses with the same or better isolation than the existing state-of-the-art diplexers [13].

Table 4 shows the comparison of several three-port diplexers and the proposed four-port dual-mode diplexer. It can be seen that the proposed four-port dual-mode diplexer exhibits good in-band performance and high isolation.

5. CONCLUSIONS

A dual-mode diplexer with easy fabrication and high isolation based on amplitude and phase cancellation technique is proved here. A compact dual-mode bandpass filter with an asymmetric frequency response is easily realized to design with two extremely close frequency bands. The high signal isolation is achieved by using two back-to-back dual-mode diplexers. A 180° phase shift in one branch can be easily achieved by delayed transmission line. The microstrip four-port dual-mode diplexer can enhance the isolation (S_{32}) more than 21.5 dB compared to the conventional diplexer. Finally, the proposed four-port dual-mode diplexer offers a simple structure, which allows low complexity design and easy fabrication process.

REFERENCES

1. Pozar, D. M., *Microwave Engineering*, 2nd Edition, Ch. 8, Wiley, New York, 1998.
2. Hong, J.-S. and M. J. Lancaster, *Microstrip Filter for RF/Microwave Applications*, Wiley, New York, 2001.
3. Oh, S. S. and Y. S. Kim, "A compact duplexer for IMT-2000 handsets using microstrip slow-wave open-loop resonators with high-impedance meander lines," *Radio Wireless Conf.*, 177–180, Aug. 2001.
4. Goron, E., J.-P. Coupez, C. Person, Y. Toutain, H. Lattard, and F. Perrot, "Accessing to UMTS filtering specifications using new microstrip miniaturized loop-filters," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, 1599–1602, Jun. 2003.
5. Konpang, J., "A compact diplexer using square open loop with stepped impedance resonators," *Asia-Pacific Microwave Conference*, 1–4, 2008.
6. Peng, H. S. and Y. C. Chiang, "Microstrip diplexer constructed with new types of dual-mode ring filters," *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, Vol. 25, No. 1, 7–9, 2015.
7. Yang, T., P.-L. Chi, and T. Itoh, "High isolation and compact diplexer using the hybrid resonators," *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, Vol. 20, No. 10, 551–553, 2010.

8. Guan, X., F. Yang, H. Liu, and L. Zhu, "Compact and high-isolation diplexer using dual-mode stub-loaded resonators," *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, Vol. 24, No. 6, 385–387, 2014.
9. Cheng, F., X. Q. Lin, Z. B. Zhu, L. Y. Wang, and Y. Fan, "High isolation diplexer using quarter-wavelength resonator filter," *Electron Lett.*, Vol. 48, No. 6, 330–331, 2012.
10. Xiao, J.-K., M. Zhu, Y. Li, L. Tian, and J.-G. Ma, "High selective microstrip bandpass filter and diplexer with mixed electromagnetic coupling," *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, Vol. 25, No. 12, 781–783, 2015.
11. Xu, J.-X. and X. Y. Zhang, "Compact high-isolation LTCC diplexer using common stub-loaded resonator with controllable frequencies and bandwidths," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 65, 2017.
12. Konpang, J., M. Sandhu, N. Somjit, and I. Hunter, "Novel RF interference rejection technique using a four-port diplexer," *European Microwave Conference*, London, UK, 524–527, October 2016.
13. Konpang, J., M. Sandhu, N. Somjit, and I. Hunter, "Four-port microstrip diplexer for RF interference rejection," *2016 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology*, ECTI-CON, 2016.
14. Velidi, V. K., U. Prabhakaran, A. V. G. Subramanyam, D. Sivareddy, and V. V. Srinivasan, "Design of compact microstrip diplexer with high selectivity," *2012 International Conference on Signal Processing and Communications (SPCOM)*, 1–4, IEEE, 2012.
15. Hong, J.-S. and M. J. Lancaster, "Theory and experiment of novel microstrip slow-wave open-loop resonator filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 45, No. 12, 2358–2365, 1997.
16. Hong, J.-S. and M. J. Lancaster, "Design of highly selective microstrip bandpass filters with a single pair of attenuation poles at finite frequencies," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 48, No. 7, 1098–1107, 2000.
17. Athukorala, L., D. Budimir, and M. M. Potrebic, "Design of open-loop dual-mode microstrip filters," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 19, 179–185, 2010.
18. Hong, J.-S., H. Shaman, and Y.-H. Chun, "Dual-mode microstrip open-loop resonators and filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 55, No. 8, 1764–1770, 2007.

Dual-Mode Dual-Band Bandpass Filter with Asymmetrical Transmission Zeros

Natchayathorn Wattikornsirikul* and Montree Kumngern

Abstract—This paper presents a high-selectivity dual-mode dual-band bandpass filter with good cutoff signal rejection. The high-selectivity dual-mode dual-band bandpass filter is designed by an asymmetrical transmission zero (TZ). The asymmetrical transmission zeros next to the upper sideband of the first resonant filter and the TZ at the lower sideband of the second passband filter are combined to form a dual-mode dual-band filter. The locations of the TZ are designed at the side passbands of the filters in order to filter out unwanted signals, obtain good cutoff rate in the stopband, and give much improved signal selectivity for the dual-band bandpass filter. One dual-mode filter is designed at the center frequency of 1.8 GHz and the other's desired performance at 2.4 GHz. The two filters can be combined using the coupled feed lines in which these coupled feed lines present a simple structure of dual-mode dual-band bandpass filter. The insertion loss of the dual-mode dual-band bandpass filter is less than 1.2 dB, and the rejection between two transmission bands is about 18 dB from 1.9 to 2.35 GHz. This high-performance dual-mode dual-band bandpass filter can be used in many wireless communication systems.

1. INTRODUCTION

Nowadays, filter is an important and essential component in the RF front ends of both the receiver and transmitter in modern wireless and mobile communication systems. It can be designed and fabricated on various materials. Particularly, popular filter structures are planar filters because they can be fabricated using printed circuit technology and are suitable for commercial applications due to their compact size, light weight, and low-cost integration [1]. In modern multi-service and multi-band communication systems, multiband bandpass filter (BPF) is an important and essential component in the RF/microwave front ends of both the receiver and transmitter. Dual-band filters have been proposed and exploited extensively as a key circuit block in dual-band wireless communication systems [2–7]. Recently, various design approaches have been reported to develop dual-band BPFs for multi-band communication systems [8–13]. However, due to limited degrees of freedom in design parameters, the design of dual-band BPFs is still challenging to the designers [14].

Based on the single-mode open-loop resonator such as in [15, 16] this single-mode resonator structure focuses only on the odd mode resonance. Although an even mode resonance is present, this is approximately at twice the fundamental resonant frequency and therefore is of little use in single band filter synthesis. Consequently, the even mode will appear as the first spurious harmonic, which degrades the filter response. Dual-mode filters also make use of the even-mode and therefore behave as a doubly tuned circuit. These filters are not only more compact but also offer significantly less insertion loss [17, 18].

Received 1 September 2019, Accepted 19 November 2019, Scheduled 27 November 2019

* Corresponding author: Natchayathorn Wattikornsirikul (natchayathorn.w@rmutp.ac.th).

The authors are with the Department of Telecommunications Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

In addition, it is challenging to design a dual-band bandpass filter with high cutoff rejection out of passband. An alternative technique to design dual bands with a simple and efficient design method for a dual-band bandpass filter and ease of fabrication process was proposed by using a coupled feed structure [8]. To achieve the realized prototype, the technique for size reduction and high cutoff signal rejection by using dual-mode resonator can be presented. Moreover, the considerable attenuation of the out of signal rejection in the dual-band filter is also required to discriminate the proximity in frequency of the first and second frequency band. Asymmetric filter responses can be used to achieve this kind of requirement.

In this paper, a simple dual-mode dual-band bandpass filter with asymmetrical transmission zeros is presented. The dual-mode dual-band bandpass filter structure enables a compact and easy asymmetrical frequency response which also requires considerable attenuation between the proximity in frequency of the first and second resonant frequencies. The coupled feed lines are easily employed to combine the proposed two dual-mode bandpass devices which are combined to form a dual-mode dual-band bandpass filter.

2. DUAL-MODE DUAL-BAND RESONATOR FILTER ANALYSIS

To design a high performance dual-band filter, two different dual-mode resonators are combined to form a dual-mode dual-band filter. The dual-mode dual-band filter can be designed by using two dual-mode filters with asymmetrical TZ. This technique offers higher cutoff rejection than the same side band of TZ at the lower or higher sideband. To verify the new design technique, both dual-mode for the first and second channels are presented in this section. The dual-mode dual-band design is based on an independent design of two dual-mode filters as following steps.

Step 1: design a dual-mode filter in the first resonant frequency between ports 1 and 2 at center frequency of 1.8 GHz with 50 MHz bandwidth, and the transmission zero is produced at upper center frequency sideband.

Step 2: design a dual-mode filter in the second resonant frequency at center frequency of 2.4 GHz with 50 MHz bandwidth, and the transmission zero is produced at lower center frequency sideband.

Step 3: finally, the dual-mode dual-band bandpass filter is based on two dual-mode filters with coupled-feeders, which are combined to form a dual-mode dual-band filter.

Based on a single mode open-loop resonator, a dual-mode resonator filter can be designed as in [15, 16] in which a single mode resonator focuses only on the odd mode resonance. Generally, an even mode resonance of a single-mode resonator is present approximately twice at the fundamental resonant frequency, and even-mode is of little use in single band resonator filter synthesis. For this reason, even mode will emerge as the first spurious response which degrades the filter performance. On the other hand, the even-mode of dual-mode filters may also be used as a doubly tuned circuit [17].

The even mode resonance can be moved close to the operating frequency band (the odd mode). Therefore, a second order response can be created by these two poles. The schematic layout of the dual-mode filter is shown in Fig. 1. An open circuited stub is added and placed in the center of the filter to lower the even mode resonant frequency. The extended stub shown has no effect on the odd mode [17]. Hence, the two modes can be tuned independently.

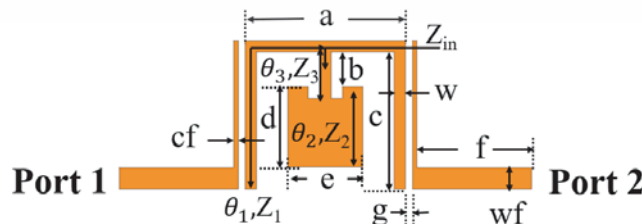


Figure 1. Schematic layout of dual-mode microstrip with stub-loaded resonator.

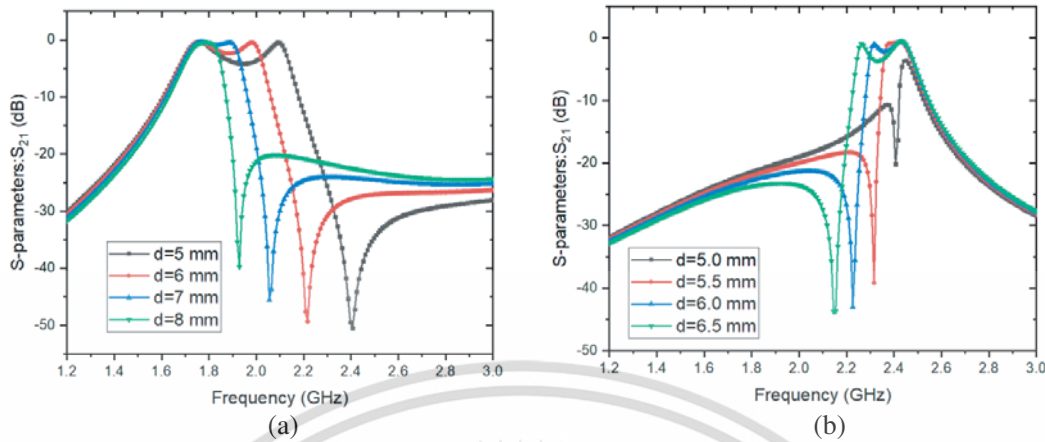


Figure 3. Simulated response of transmission zero located at (a) upper side band of the center frequency of 1.8 GHz, (b) lower side band of the center frequency of 2.4 GHz with different length of loaded stepped-impedance.

the lower stopband. This property can be used to improve selectivity of either the upper or the lower stopband.

From Fig. 3, it can be seen that the stepped open-stub loaded length does not affect the S_{21} response at odd-mode resonant frequency while the even-mode resonant frequency is flexibly controlled by changing the length of stepped-impedance (d). The transmission zero (TZ) can be easily tuned to optimize the response from upper to lower sideband. The TZ can improve selectivity of either the upper or the lower stopband. Therefore, the proposed dual-mode dual-band filter with controllable TZ can be used to improve dual-band responses. The next sections (3 and 4) show the frequency performance of the dual-mode dual-band bandpass filter with controllable transmission zeros which introduce the TZs in the same and different sidebands.

3. DUAL-MODE DUAL-BAND BANDPASS FILTER WITH TRANSMISSION ZEROS IN THE UPPER SIDE-BAND

Based on the dual-mode resonator structure shown in Fig. 1, the proposed dual-mode microstrip filters are based upon an open loop resonator which is loaded by a stepped impedance open stub. The filters are designed on an RT/Duroid substrate having a thickness $h = 1.27$ mm with relative dielectric constant $\epsilon_r = 6.15$. The filters are simulated by IE3D full-wave EM simulations. The dual modes are excited via capacitive couplings by ports 1 and 2. The odd and even modes refer to the first two resonating modes. These two modes can have the same or different modal frequencies which depend on the dimensions of the stepped resonator placed at the middle of resonator.

The current distributions of the proposed filters by using EM field solvers IE3D at 1.8 GHz and 2.4 GHz are shown in Figs. 4(a) and 4(c), respectively. Figs. 4(b) and 4(d) show EM simulated S-parameters of the dual-mode resonator filter at 1.8 GHz and 2.4 GHz, respectively. It can be seen that both dual-mode filters have the TZs at the upper side band of the resonant frequency.

To excite dual passbands, two different dual-mode filters must be located between two transmission lines terminated at open end. Each resonant dual-mode can provide a path coupled signal energy from one microstrip feed line to the other at around resonance. The coupled microstrip feed lines are introduced as an input/output (I/O) structure. Generally, a smaller gap, narrower line, and longer line lengths can increase the coupling degree and lower the insertion loss. As such, the coupled gap, line width, and line lengths can be properly tuned to achieve stronger I/O coupling or a smaller external quality factor of the dual-mode filter.

The structure of proposed dual-mode dual-band filter is shown in Fig. 5(a). The two dual-mode filters are coupled by an appropriately designed matching coupled-feed line that has the width of input feed 50 Ω line. A photograph of the fabricated dual-band filter is shown in Fig. 5(b). The current distributions of the proposed dual-mode dual-band filters by using EM field solvers IE3D at 1.8 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษา

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

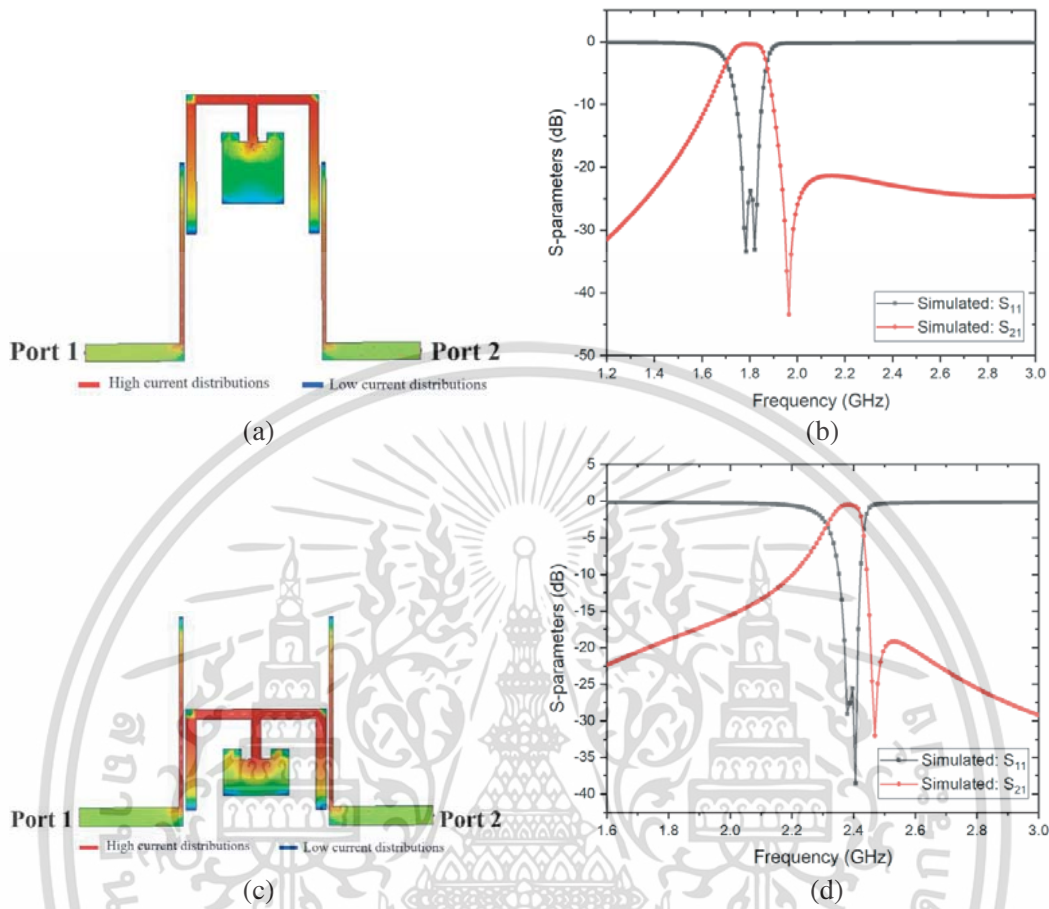


Figure 4. Simulated results of dual-mode resonator filters with upper sideband transmission zeros. (a) Current distributions at 1.8 GHz. (b) S -parameters at 1.8 GHz. (c) Current distributions at 2.4 GHz. (d) S -parameters at 2.4 GHz.

Table 1. Dimensions of microstrip dual-mode dual-band resonator filter with upper sideband transmission zeros.

Dimensions	$f_1 = 18 \text{ GHz}$	$f_2 = 24 \text{ GHz}$
Resonator width (w)	1 mm	1 mm
Feed width (wf)	1.87 mm	1.87 mm
Coupling-feed width (cf)	0.4 mm	0.4 mm
Coupling-feed length (t)	21 mm	21 mm
Space between coupling-feed and dual-mode resonator (g)	0.3 mm	0.3 mm
Resonator length (a)	14 mm	14 mm
Resonator length (b)	3 mm	3 mm
Resonator length (c)	13.75 mm	9.1 mm
Patch length (d)	7.8 mm	4.52 mm
Patch width (e)	6.55 mm	6.55 mm
Feed length (ft)	10 mm	10 mm
Distance(s) of the two band passes	2 mm	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

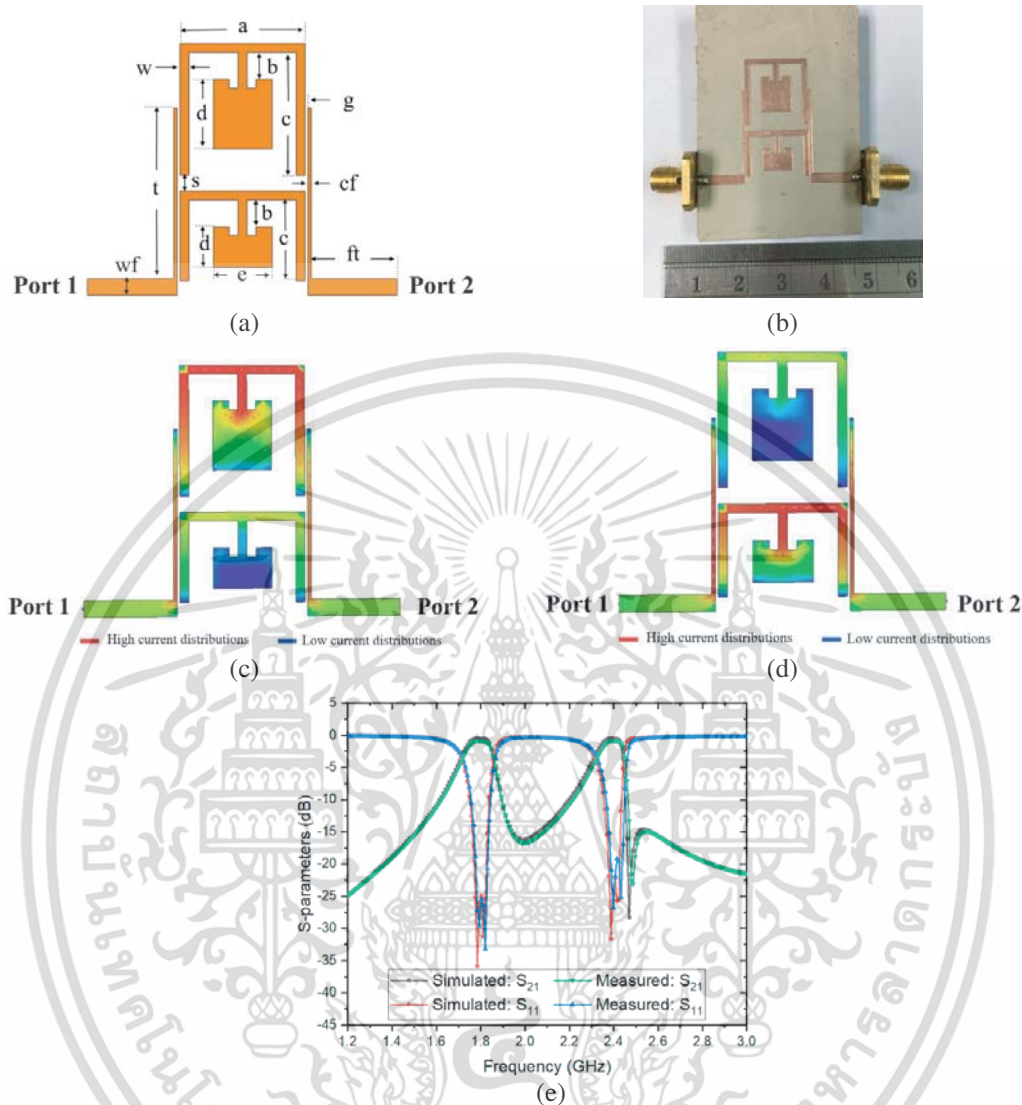


Figure 5. (a) Layout. (b) Photograph of fabricated structure. (c) Simulated current distribution of dual-mode dual-band resonator filters at 1.8 GHz. (d) Simulated current distribution of dual-mode dual-band resonator filters at 2.4 GHz. (e) Simulated and measure response of the center frequency of 1.8 GHz and 2.4 GHz with upper sideband transmission zeros.

and 2.4 GHz are shown in Figs. 5(c) and 5(d), respectively. Measurements are carried out using Agilent Vector Network Analyzer. The dimensions of dual-mode dual-band filter are listed in Table 1. Fig. 5(e) presents insertion losses (S_{21}) of 1.05 dB and 1.25 dB, and return losses (S_{11}) better than 24.2 dB and 18 dB, at 1.8 GHz and 2.4 GHz, respectively. From Fig. 5(e), the dual-mode dual-band filter presents an out-of-band rejection better than 15 dB over the frequency range from 1.9 GHz to 2.1 GHz. The excess losses in the measurements are believed due to the SMA connectors and fabrication errors.

4. DUAL-MODE DUAL-BAND BANDPASS FILTER WITH TRANSMISSION ZEROS IN THE UPPER AND LOWER SIDE-BAND

The dual-mode dual-band bandpass filter with high cutoff rejection out of passband is introduced in this section. An alternative technique to design dual-band with a simple and efficient design method

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

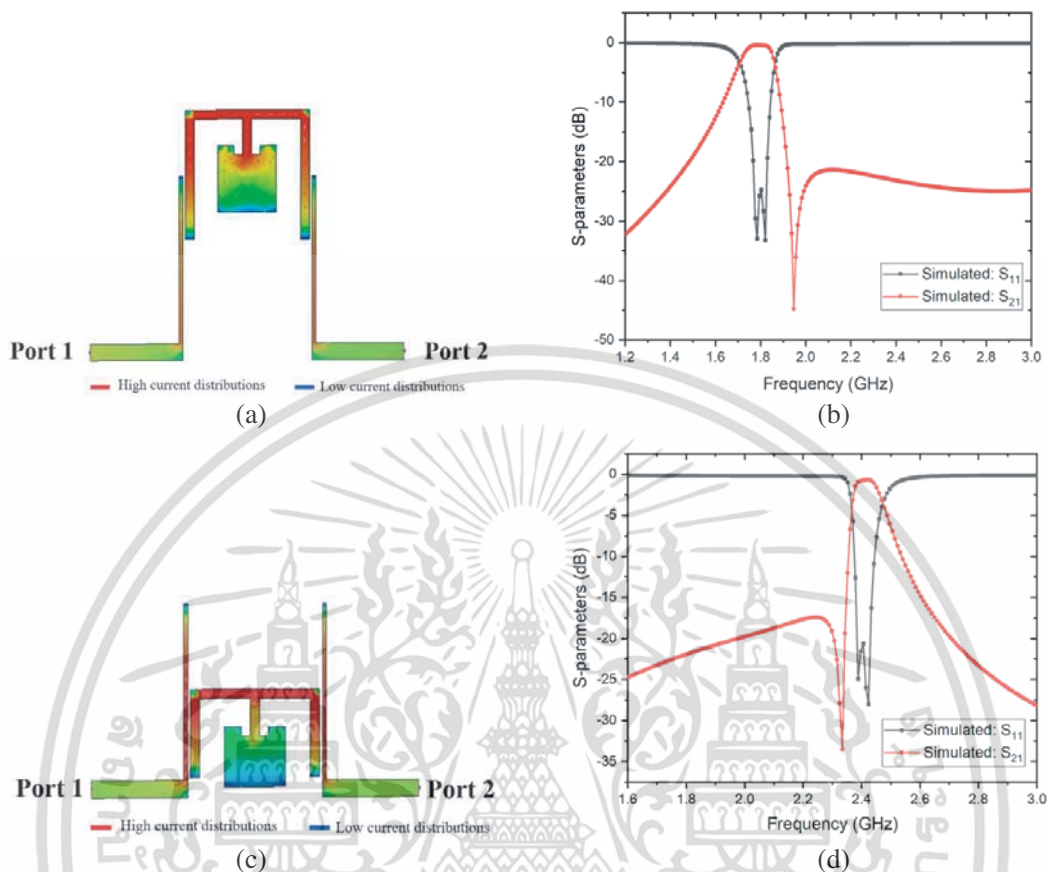


Figure 6. (a) Simulated results of dual-mode resonator filters. (a) Current distributions at 1.8 GHz. (b) *S*-parameters at 1.8 GHz with upper sideband transmission zero. (c) Current distributions at 2.4 GHz. (d) *S*-parameters at 2.4 GHz with lower sideband transmission zero.

Table 2. Dimensions of microstrip dual-mode dual-band resonator filter with upper and lower sideband transmission zeros.

Dimensions	$f_1 = 18 \text{ GHz}$	$f_2 = 24 \text{ GHz}$
Resonator width (w)	1 mm	1 mm
Feed width (wf)	1.87 mm	1.87 mm
Coupling-feed width (cf)	0.4 mm	0.4 mm
Coupling-feed length (t)	21 mm	21 mm
Space between coupling-feed and dual-mode resonator (g)	0.3 mm	0.3 mm
Resonator length (a)	14 mm	14 mm
Resonator length (b)	3 mm	3 mm
Resonator length (c)	13.75 mm	8.5 mm
Patch length (d)	7.8 mm	5.32 mm
Patch width (e)	6.55 mm	6.55 mm
Feed length (ft)	10 mm	10 mm
Distance(s) of the two band passes	2 mm	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

by controlling the location of TZ is presented to improve the dual-band response whose two passbands are next to each other. The high-selectivity dual-mode dual-band bandpass filter is designed by an asymmetrical transmission zero (TZ) that shows transmission zeros next to the upper sideband of the first frequency filter (1.8 GHz), and the TZ occurs at the lower sideband of the second passband filter (2.4 GHz) which is formed of back-to-back transmission zeros.

The current distributions of the proposed filters by using EM field solvers IE3D at 1.8 GHz and 2.4 GHz are shown in Figs. 6(a) and 6(c), respectively. Figs. 6(b) and 6(d) show the EM simulated S-parameters of the dual-mode resonator filter at 1.8 GHz and 2.4 GHz, respectively. It can be seen that dual-mode filters have the TZs at the upper side band of the resonant frequency of 1.8 GHz and lower side band at 2.4 GHz.

To design the dual-mode dual-band filter with wide cutoff rate between two resonant frequencies,

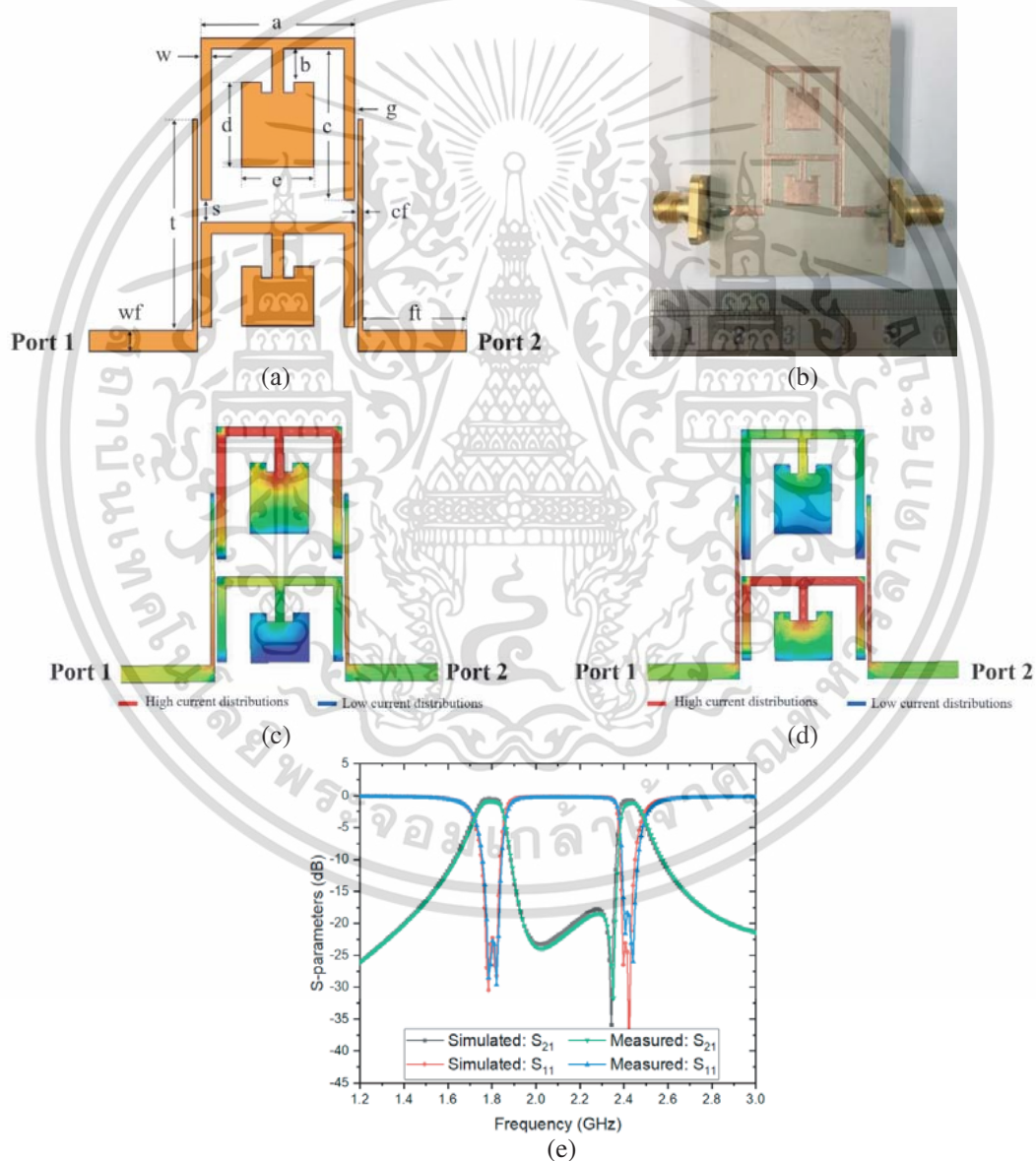


Figure 7. (a) Layout. (b) Photograph of fabricated structure. (c) Simulated current distribution of dual-mode dual-band resonator filters at 1.8 GHz. (d) Simulated current distribution of dual-mode dual-band resonator filters at 2.4 GHz. (e) Simulated and measure response of the center frequency of 1.8 GHz and 2.4 GHz with upper and lower sideband transmission zeros.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

the schematic structure of dual-mode dual-band bandpass filter is displayed in Fig. 7(a). A photograph of the fabricated dual-band filter is shown in Fig. 7(b). Current distributions of the proposed dual-mode dual-band filters by using EM field solvers IE3D at 1.8 GHz and 2.4 GHz are shown in Figs. 7(c) and 7(d), respectively. The dimensions of dual-mode dual-band filter are tabulated in Table 2. Fig. 6(e) represents insertion losses (S_{21}) of 1.02 dB and 1.2 dB and return losses (S_{11}) better than 22.3 dB and 19 dB, at 1.8 GHz and 2.4 GHz, respectively. In addition, the proposed dual-mode dual-band filter can generate two pairs of transmission zeros, which provide a better cutoff rate in the stopband and give much improved selectivity. The rejection between two transmission bands is about 17.5 dB from 1.9 to 2.35 GHz. The use of stepped-impedance resonator reduces the length of the microstrip open stub line placed at the middle of open-loop resonator and also changes the position of TZ from upper sideband to lower sideband.

5. CONCLUSIONS

In this paper, a simple dual-mode dual-band bandpass filter with asymmetrical transmission zeros is presented. A compact dual-mode dual-band bandpass filter with an asymmetric frequency response is easily realized to design with two extremely close frequency bands. The high cutoff signal rejection is achieved by placing the transmission zero at the upper side band of the first resonant frequency band and putting the transmission zero at lower side-band of the second resonant frequency band. The locations of the TZs are designed at the side passbands of the filters in order to filter out unwanted signals, obtain good cutoff rate in the stopband, and give much improved signal selectivity for the dual-band bandpass filter. The 1.8 GHz/2.4 GHz dual-mode dual-band filters are illustrated and measured. The rejection between two passbands is lower than 17.5 dB, and the insertion loss for each band is lower than 2 dB. The measurement results are found in good agreement with the simulation ones. Finally, the proposed dual-mode dual-band filter offers a simple structure, which allows low complexity design and easy fabrication process.

REFERENCES

1. Pozar, D. M., *Microwave Engineering*, 2nd edition, Chap. 8, Wiley, New York, 1998.
2. Tsai, L. C. and C. W. Hsue, "Dual-band bandpass filters using equallength coupled-serial-shunted lines and Z-transform technique," *Microw. Theory Tech.*, Vol. 52, No. 4, 1111–1117, Apr. 2004.
3. Chang, S. F., Y. H. Jeng, and J. L. Chen, "Dual-band step-impedance bandpass filter for multimode wireless LANs," *Electron. Lett.*, Vol. 40, No. 1, 38–39, 2004.
4. Chang, S. F., J. L. Chen, and S. C. Chang, "New dual-band bandpass filters with step-impedance resonators comb and hairpin structures," *Proc. Asia Pacific Microw. Conf.*, 793–796, 2003.
5. Lee, H. M., C. R. Chen, C. C. Tsai, and C. M. Tsai, "Dual-band coupling and feed structure for microstrip filter design," *IEEE MTT-S Int. Dig.*, 1971–1974, 2004.
6. Kuo, J. T. and H. S. Cheng, "Design of quasi elliptic function filters with a dual-passband response," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Vol. 14, No. 10, 472–474, Oct. 2004.
7. Sun, S. and L. Zhu, "Coupling dispersion of parallel-coupled microstrip lines for dual-band filters with controllable fractional pass bandwidths," *IEEE MTT-S Int. Dig.*, 2195–2198, Jun. 2005.
8. Cho, Y.-H., X.-G. Wang, and S.-W. Yun, "Design of dual-band interdigital bandpass filters using both series and shunt resonators," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Vol. 22, No. 3, 111–113, Mar. 2012.
9. Chen, F., K. Song, B. Hu, and Y. Fan, "Compact dual-band bandpass filter using HMSIW resonator and slot perturbation," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Vol. 24, No. 10, 686–688, Oct. 2014.
10. Zhu, H. and A. Abbosh, "A compact reconfigurable microstrip dual band filter using varactor-tuned stub-loaded stepped-impedance resonators," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Vol. 26, No. 9, 675–677, Sep. 2016.

11. Chen, C.-F., T.-Y. Huang, and R.-B. Wu, "Design of dual- and triplepassband filters using alternately cascaded multiband resonators," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 54, No. 9, 3550–3558, Sep. 2006.
12. Du, C., K. Ma, and S. Mou, "A miniature SISL dual-band bandpass filter using a controllable multimode resonator," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Vol. 27, No. 6, 557–559, Jun. 2017.
13. Li, J.-J., C.-F. Chen, and G.-Y. Wang, "A compact dual-band bandpass filter with flexible band control and simple layout," *2018 IEEE International Conference on Consumer Electronics-Taiwan (ICCE-TW)*, 1–5, IEEE, 2018.
14. Chen, C.-Y. and C.-Y. Hsu, "A simple and effective method for microstrip dual-band filters design," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Vol. 16, No. 5, 246–248, May 2006.
15. Hong, J.-S. and M. J. Lancaster, "Theory and experiment of novel microstrip slow-wave open-loop resonator filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 45, No. 12, 2358–2365, 1997.
16. Hong, J.-S. and M. J. Lancaster, "Design of highly selective microstrip bandpass filters with a single pair of attenuation poles at finite frequencies," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 48, No. 7, 1098–1107, 2000.
17. Athukorala, L., D. Budimir, and M. M. Potrebic, "Design of open-loop dual-mode microstrip filters," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 19, 179–185, 2010.
18. Hong, J.-S., H. Shaman, and Y.-H. Chun, "Dual-mode microstrip open-loop resonators and filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 55, No. 8, 1764–1770, 2007.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นางสาวณัฐชยธร วัทธิกรสิริกุล
เกิด	26 พฤษภาคม 2523
ภูมิลำเนา	จังหวัดสุรินทร์
ประวัติการศึกษา	วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยี มหานคร, 2545 วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยี พระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2550 วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอม เกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2563



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้